

Avaliação Experimental da Hibridização de Estratégias de Controle Nebulosa e Preditiva em um Processo Não-Linear de Luminosidade

Otacílio da Mota Almeida¹, Andre Camargo G. Rodrigues², Cynthia Beatriz Scheffer³, Francisco Javier T. Vargas⁴, Antonio Augusto R. Coelho⁵

¹Universidade Federal do Ceará
UFC/CT/DEE - Caixa Postal 6001 - Picí - Fortaleza-Ce- 60451 970
Otacilio@lcmi.ufsc.br
^{2,3,4,5}Universidade Federal de Santa Catarina
UFSC/DAS Caixa Postal 476 - Florianópolis - Sc - 88040 900
E-mails: {andrer, cynthia, javier aarc}@lcmi.ufsc.br

Abstract

This paper presents a combined auto-tuned gain scheduling fuzzy PID and predictive control. Practical experiments in a nonlinear system are given to show the effectiveness of the control structures. Experimental results are carried out to observe the servo and regulatory behavior and to evaluate the features and performance of combined control. A hybrid fuzzy and predictive control can improve performance by mutually making up each other's weak points shown when they are employed separately.

1. Introdução

O objetivo de um controlador é garantir um adequado desempenho ao sistema, mesmo na presença de perturbações de cargas, na maioria das vezes desconhecidas, ou mudanças de referência. No entanto, objetivos conflitantes, tais como rápida resposta do processo com o mínimo de sobresinal, geralmente podem não ser satisfeitos por um único controlador. É comum em aplicações industriais tais como, química e petroquímica, entre outras, a intervenção do operador de processos para, após mudanças de referências ou presença de fortes perturbações, restabelecer o sistema às suas condições normais de funcionamento. Renovado interesse no emprego de técnicas de hibridização de controladores tem ressurgido como uma possível solução para substituir a intervenção do operador nestas circunstâncias. Vantagens neste tipo de abordagem residem na possibilidade de atender requisitos conflitantes de controle, tratar não-linearidades e fortes perturbações de carga [1], [2] e [3].

O objetivo deste artigo é utilizar uma abordagem que combina um controlador PID nebuloso com ganhos escalonados com o controlador preditivo de variância mínima de Dahlin. Aqui, um controlador nebuloso PID consiste em um sistema formado por um controlador PID e um sistema nebuloso que determina dinamicamente os ganhos do controlador PID. O

sistema híbrido consiste na utilização alternada do controlador nebuloso PID e do controlador preditivo, que são chaveado em função de um critério baseado no erro e na derivada do erro entre a referência e a variável controlada do processo. A intenção é explorar a combinação de um conjunto de regras nebulosas que leva a saída do sistema, com uma rápida convergência, para a referência, com a capacidade preditiva e de robustez do controlador preditivo de Dahlin. Com a hibridização, procura-se garantir rápida resposta do sistema como mínimo sobresinal durante mudanças de referência ou presença de perturbações, assim como estabilidade e robustez em regime [4], [1], [2] e [3].

O artigo está organizado da seguinte forma. Na seção 2 desenvolve-se as abordagens de controle. Na seção 3 apresenta-se o critério de chaveamento entre controladores para obter o controlador híbrido. Na seção 4, descreve-se o processo experimental de luminosidade e são apresentados os resultados de ensaios práticos. Conclusões e perspectivas são tratadas na seção 5.

2. Estratégias de controle utilizadas para hibridização

Duas estratégias de controle são utilizadas para obter o controlador híbrido. Na seção 2.1 apresenta-se o controlador PID nebuloso de ganhos escalonados [5], [6]. A seguir, apresenta-se o controlador de variância mínima de Dahlin modificado [7]. Estes controladores são utilizados para implementar a hibridização.

2.1. Controlador nebuloso PID com ganhos escalonados

A implementação de controlador PID nebuloso com ganhos escalonados (PID-N) baseia-se em um conjunto de regras para as constantes, derivativo (K_d), integral (K_i) e proporcional (K_p), proposto em [5]. Um ajuste automático dos fatores de escala para o erro e derivada foi adicionado conforme proposto por [6].

Um esboço geral do algoritmo implementado, pode ser dado pelos seguintes passos:

- i) identificar os fatores de escala das funções de pertinências, dos conjuntos nebulosos utilizados, em função da dinâmica do processo e referência utilizada para o mesmo.
- ii) utilizar o procedimento de inferência nebulosa para determinar os ganhos do controlador PID
- iii) aplicar o controlador PID, cujos ganhos são determinados em (ii), ao processo.

Na figura 2.1, apresenta-se o esquema de implementação do controlador PID-N. Neste projeto os parâmetros do controlador PID (K_p , K_i , K_d) variam em um intervalo pré estabelecido dados por $[K_{p,min}, K_{p,max}]$ e $[K_{d,min}, K_{d,max}]$, para os ganhos proporcionais e derivativos respectivamente, conforme equação (2.1). O ganho integral é determinado em função do ganho derivativo, equação (2.2).

$$\begin{aligned} K_{p,min} &= 0.1 K_p; & K_{p,max} &= K_p; & K_{d,min} &= K_d; \\ K_{d,max} &= 1.5 K_d; \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$K_i = K_p^2 / (\alpha K_d) \quad (2.2)$$

onde α é um parâmetro de projeto do controlador nebuloso,

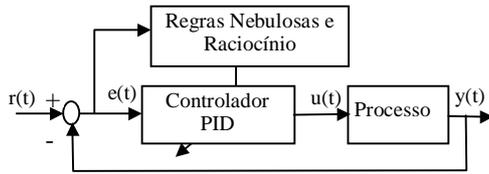


Figura 2.1: Diagrama de blocos do controlador PID Nebuloso Ganho escalonado

Para efeito de projeto, os ganho do controlador são normalizados para variações entre zero e um através da transformação linear dada pelas equações (2.3) e (2.4).

$$K_p = (K_{p,max} - K_{p,min}) K'_p + K_{p,min} \quad (2.3)$$

$$K_d = (K_{d,max} - K_{d,min}) K'_d + K_{d,min} \quad (2.4)$$

Os valores dos parâmetros do controlador PID (K_p , K_i e K_d), em torno dos quais os ganhos são escalonados, foram obtidos utilizando-se uma não-linearidade do tipo relé na malha direta do processo [8].

As regras nebulosas para este controlador são da forma,

Se $e(t)$ é A_i e $\Delta e(t)$ é B_i ,
Então $K'_{p,i}$ é C_i e $K'_{d,i}$ é D_i e $\alpha = \alpha_i$; $i = 1, 2, \dots, n$ (2.5)

onde A_i , B_i , C_i e D_i são conjuntos nebulosos, α_i é uma constante e n o número de regras. O grau de disparo [11] para i^{th} regras é obtido pelo produto entre os graus de pertinências de $e(t)$ e $\Delta e(t)$. $K'_{p,i}$ e $K'_{d,i}$ são determinados, para cada regra, a partir de suas função de pertinências e do grau de disparo obtido. Os valores finais de K_p e K_d são obtidos a partir de cada valor de $K'_{p,i}$ e $K'_{d,i}$, utilizando-se o grau de disparo como peso. Os detalhes são dados a seguir.

Os conjuntos nebulosos C_i e D_i , associados aos parâmetros do controlador, podem ser *B-grande* ou *S-pequeno* cujas funções de pertinências são apresentadas na figura 3, têm expressões dadas por

$$\mu_B(x) = -1/4 \ln(x) \quad (2.6)$$

$$\mu_S(x) = -1/4 \ln(1-x) \quad (2.7)$$

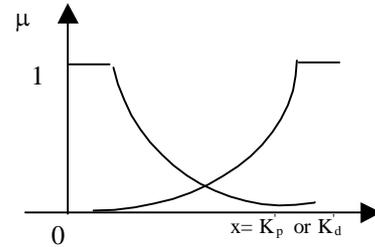


Figura 2.2: Funções de pertinências para K'_p e K'_d

A figura 2.3 apresenta a função de pertinência *singleton* para α . Onde: S - pequeno, B - grande

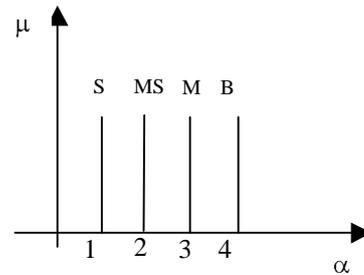


Figura 2.3. Função de pertinência Singleton para α

As regras de ajuste para K'_p , K'_d e α são dadas na tabela (2.1), (2.2) e (2.3), respectivamente.

Tabela 2.1: Regras nebulosas de ajuste para K'_p

		$\Delta e(t)$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$e(t)$	NB	B	B	B	B	B	B	B
	NM	S	B	B	B	B	B	S
	NS	S	S	B	B	B	S	S
	ZO	S	S	S	B	S	S	S
	PS	S	S	B	B	B	S	S
	PM	S	B	B	B	B	B	S
	PB	B	B	B	B	B	B	B

Tabela 2.2: Regras nebulosas de ajuste para for K'_d

		$\Delta e(t)$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$e(t)$	NB	S	S	S	S	S	S	S
	NM	B	B	S	S	S	B	B
	NS	B	B	B	S	B	B	B
	ZO	B	B	B	B	B	B	B
	PS	B	B	B	S	B	B	B
	PM	B	B	S	S	S	B	B
	PB	S	S	S	S	S	S	S

Tabela 2.3: Regras nebulosas de Ajuste para α

		$\Delta e(t)$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e(t)	NB	2	2	2	2	2	2	2
	NM	3	3	2	2	2	3	3
	NS	4	3	3	2	3	3	4
	ZO	5	4	3	3	3	4	5
	PS	4	3	3	2	3	3	4
	PM	3	3	2	2	2	3	3
	PB	2	2	2	2	2	2	2

Da inferência sobre a i^{th} regra, obtém-se μ_i pelo produto dos valores de pertinência dos antecedentes da regra.

$$\mu_i = \mu_{A_i}[e(k)] \mu_{B_i}[\Delta e(k)] \quad (2.8)$$

onde μ_{A_i} e μ_{B_i} são os valores das funções de pertinência dos conjuntos A_i e B_i dados os valores do erro $e(t)$ e derivada $\Delta e(t)$.

Para o erro e derivada do erro ($e(t)$ e $\Delta e(t)$) são utilizadas funções de pertinências triangulares, figura (2.8). Onde: N representa negativo, P representa positivo, Z aproximadamente zero, S pequeno, M médio, B grande.

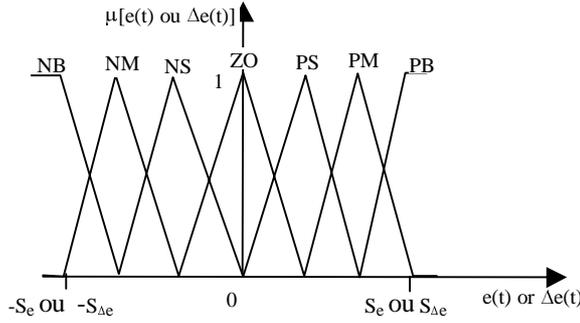


Figura 2.8: Funções de Pertinências para $e(t)$ e $\Delta e(t)$.

Utilizando as funções de pertinência apresentadas na figura 2.8, pode-se demonstrar que [5],

$$\sum_{i=1}^m \mu_i = 1 \quad (2.9)$$

para m regras ativas, desde que o conjunto de regras, apresentados nas tabelas (2.1), (2.2) e (2.3) seja completo. O processo de desnebulização é realizado utilizando-se as equações (2.10), (2.11) e (2.12).

$$K'_p = \sum_{i=1}^m \mu_i K'_{p,i} \quad (2.10)$$

$$K'_d = \sum_{i=1}^m \mu_i K'_{d,i} \quad (2.11)$$

$$\alpha = \sum_{i=1}^m \mu_i \alpha_i \quad (2.12)$$

onde, $K'_{p,i}$ e $K'_{d,i}$ são os valores de K'_p e K'_d , correspondente ao grau μ_i para a i^{th} regra.

Os fatores de escalas, dados pelas equações (2.13) e (2.14) são utilizados conforme figura (2.8).

$$S_{\Delta e} = \beta \Delta_{y_{sp}} \quad (2.13)$$

$$S_e = S_{\Delta e} T_i / T_s \quad (2.14)$$

onde β é um fator de ajuste entre 0 e 1, e $\Delta_{y_{sp}}$ é a variação da referência imposta ao processo, T_i é a constante de tempo integral para um controlador PID e T_s o período de amostragem.

O algoritmo detalhado do controle nebuloso com ganhos escalonados consiste dos seguintes passos:

- i) identificar o processo através de um experimento com o relé e calcular valores iniciais para os parâmetros do controlador PID (K_p , K_i e K_d);
- ii) determinar S_e , $S_{\Delta e}$ através das equações (2.13) e (2.14);
- iii) determinar $K_{p,\min}$, $K_{p,\max}$, $K_{d,\min}$ e $K_{d,\max}$ através das equações (2.1);
- iv) normalizar os parâmetros do controlador K_p e K_d , através das equações (2.3) e (2.4);
- v) determinar os parâmetros K'_p , K'_d e α através do conjunto de regras nebulosas da forma da equação (2.5);
- vi) calcular os parâmetros K_p , K_i e K_d através das equações (2.10), (2.11), (2.12) e (2.2);
- vii) aplicar os parâmetros determinados ao sistema em malha fechada;
- viii) quando houver mudança de referência, repetir os passos de (i), caso contrário repetir de (iii).

2.2. Controlador preditivo de variância mínima de Dahlin

O projeto do controlador de Dahlin original baseia-se no cancelamento da dinâmica do sistema de modo a fazer com que, em malha fechada, se comporte como um sistema de primeira ordem com o atraso de transporte do processo real. O controlador de variância mínima de Dahlin, utiliza a idéia original do controlador de Dahlin acrescido do objetivo de minimizar a variância do sinal controlado.

Considerando-se o modelo do processo dado por

$$A y(t) = z^{-1} B u(t) + C \xi(t) \quad (2.15)$$

onde $y(t)$, $u(t)$ são, saída e entrada do processo a ser controlado, respectivamente, $\xi(t)$ refere-se a parcela devido a incertezas paramétricas, estruturais e de medida no sistema. A , B e C são polinômios no operador z^{-1} . A lei de controle da estratégia de variância mínima para é dada por [9]

$$u(t) = r(t) - \frac{G}{BF} y(t) \quad (2.16)$$

onde G e F são polinômios obtidos a partir da identidade polinomial,

$$AF + z^{-k} G = C \quad (2.18)$$

A dinâmica de malha fechada para o sistema é:

$$y(t) = z^{-k} \frac{BF}{C} r(t) + F \xi(t) \quad (2.19)$$

A saída do sistema utilizando o controlador proposto por Dahlin:

$$y(t) = p^{z^{-1}} y(t) + (1-p) z^{-(k+1)} r(t) \quad (2.20)$$

onde k' é o valor truncado de τ_d/T_s , τ_d é o atraso de transporte, T_c é o período de amostragem, $p=e^{-\tau_d}$, $\lambda=1/\tau$ (λ é um parâmetro a ser ajustado e conhecido como ajuste de Dahlin) e τ é a constante de tempo do sistema.

A equação de síntese para o controlador de Dahlin é:

$$D_0 = \frac{1}{G_0} \frac{(1-p)z^{-k}}{1-pz^{-k}} \quad (2.21)$$

onde G_0 é a função de transferência do sistema dada por:

$$G_0 = z^{-k} \frac{BF}{C} \quad (2.22)$$

segundo a lei de controle de variância mínima.

O controlador DMV combina o controlador de Dahlin com o controlador de variância mínima, cuja lei de controle é:

$$u(t) = \frac{CX}{BF} \left[r(t) - \frac{G}{CX} y(t) \right] \quad (2.23)$$

onde,

$$D_0 = \frac{CX}{BF} \quad (2.24)$$

$$X = \frac{(1-p)}{(1-pz^{-1})} \quad (2.25)$$

A desvantagem desta estrutura é a impossibilidade de controlar sistemas de fase não-mínima.

Al-Chalabi e Khalil [10] adicionaram um termo ao denominador da parte direta do controle (CX/BF) resultando em

$$D_{off} = \frac{CX}{BF + CQ} \quad (2.26)$$

A função de transferência suplementar foi introduzida na estrutura de controle resultando na estrutura da figura (2.9) (linha contínua).

$$G_0 = z^{-k} \frac{CQ}{CX} \quad (2.27)$$

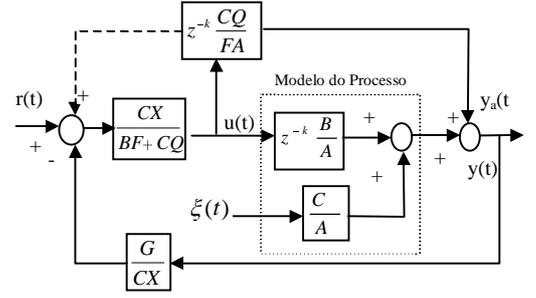


Figura 2.9: Diagrama do Controlador DMV (linha contínua) e MDMV (Linha contínua e tracejada)

O controlador proposto leva à seguinte equação de controle,

$$u(t) = \frac{FAX}{BF + CQ} r(t) \quad (2.28)$$

Se o teorema do valor final é aplicado à saída do processo, observa-se que o ganho em regime da saída do processo para a referência não é unitário. Vaz e Coelho [7] modificaram a estrutura da figura (2.9) (linha tracejada) para superar este problema, resultando no controlador de variância mínima de Dahlin modificado (MDVM).

A saída do processo para esta estrutura é

$$y_p(t) = z^{-k} X r(t) + y_a(t) [z^{-k} X - 1] \quad (2.30)$$

e garante erro nulo em regime.

3. Hibridização dos controladores através de um critério de chaveamento

Para implementar a hibridização dos controladores, utiliza-se uma função de chaveamento que é função de duas variáveis: erro $[e(t)]$ e derivada do erro $[\Delta e(t)]$. A idéia básica é que se a saída do sistema afasta-se da referência de um valor maior que (ε), especificado pelo projetista, o controlador PID-N é acionado e o controlador VMDM é desligado.

O critério da equação (3.1) implica que, se $f[e(t), \Delta e(t)] = 1$ o controlador PID-N é ativo, caso contrário, se $f[e(t), \Delta e(t)] = 0$ o controlador MDMV é ativado.

$$f[e(t), \Delta e(t)] = \begin{cases} 0 & \text{para } abs[e(t)] < \varepsilon_1 \\ e & \text{abs}[(\Delta e(t))] < \varepsilon_2 \\ 1 & \text{de outra forma} \end{cases} \quad (3.1)$$

Os parâmetros ε_1 e ε_2 foram determinados a partir da realização experimentos sobre o processo.

4. Processo e resultados de implementação

Neste seção descreve-se do processo de luminosidade, assim como alguns resultados obtidos na avaliação do desempenho da metodologia desenvolvida no trabalho.

4.1. Descrição do processo de luminosidade

O sistema é composto de um sensor de luminosidade um circuito de condicionamento do sinal medido, uma placa de aquisição de dados A/D e D/A, um sistema de acionamento de potência (Driver) e o computador digital conforme figura 4.1.

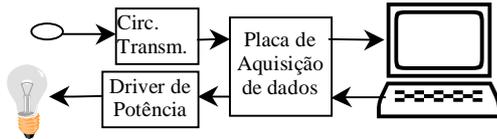


Figura 4.1: Diagrama do sistema utilizado nos experimentos

Uma das características interessante para nosso estudo diz respeito à natureza não linear que este processo apresenta.

4.2. Avaliação experimental dos controladores

Para avaliação experimental, utilizou-se ensaios compostos de 1600 iterações com período de amostragem ($T_s=0.2s$). Na iteração 500 a referência modifica-se de 2,0 Volts para 1.5 Volts com objetivo de avaliar o comportamento dos controladores frente à mudanças de referência. Para avaliar o desempenho na presença de perturbação, em torno da iteração 1000 aplicou-se no sistema uma perturbação de carga, através do aumento de luminosidade por meio de uma fonte independente, e que correspondeu a um aumento aproximado de 0.4 Volts no nível de luminosidade medida pelo sensor. O comportamento de cada controlador, pode ser observado a partir das figuras (4.2), (4.3) e (4.4).

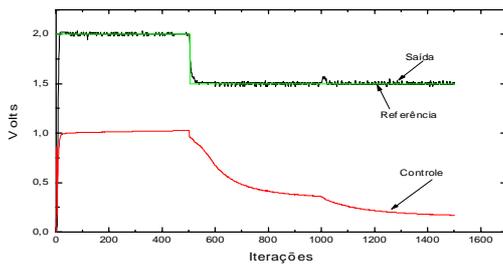


Figura 4.2: Controlador PID-N

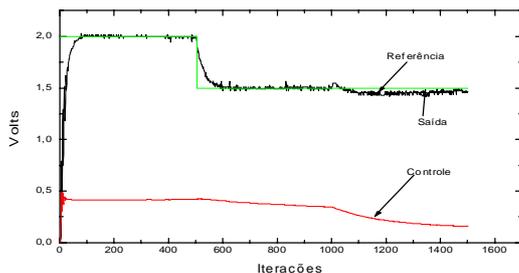


Figura 4.3: Controlador VMDM

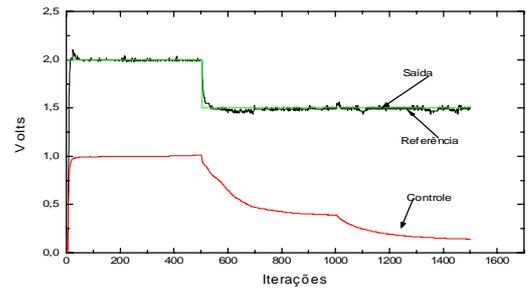


Figura 4.4: Controlador híbrido

Para o controlador PID-N utilizou-se os intervalos para escalonamento dos ganhos ($Kp_min=0.0120$, $Kp_max = 0.1020$, $Kd_min = 0.00526$, $Kd_max = 0.00789$) e um conjunto 9 regras. Os parâmetros especificados para o VMDM foram $\lambda=0.1$ e $q=0.01$. Os comportamentos do sistema para estes controladores podem ser observados das figuras (4.2) e (4.3), respectivamente.

O comportamento do controlador híbrido está apresentado na figura (4.4) e corresponde à hibridização dos controladores PID-N e VMDM. Observa-se que, se a variável chaveamento for (chaveamento=1) o controlador PID-N estará ativo, caso contrário (Chaveamento=0) o controlador VMDM é ativado.

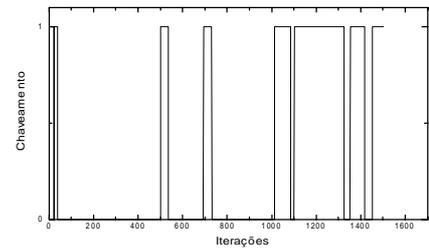


Figura 4.5: Chaveamento dos controladores

4.3. Índices de desempenho

Quatro índices de desempenho são utilizados para avaliar os controladores. O índice J_1 , equação (4.1), corresponde ao somatório do erro quadrático multiplicado pelo tempo, J_2 , equação (4.2), corresponde à soma da variância de controle, J_3 , equação (4.3), corresponde ao valor média da controle e J_4 , equação (4.4), à soma da variância da saída.

$$J_1 = \sum_{t=1}^N t [e(t)]^2 \quad (4.1)$$

$$J_2 = \sum_{t=1}^N [u(t) - \bar{u}]^2 \quad (4.2)$$

$$J_3 = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N u(t) \quad (4.3)$$

$$J_4 = \sum_{t=1}^N [y(t) - \bar{y}]^2 \quad (4.4)$$

onde, $e(t)$ é o erro entre saída e referência, $u(t)$ e \bar{u} são controle e média do controle respectivamente, $y(t)$ e \bar{y}

são saída do processo e media da saída, respectivamente.

Um experimento constituído de um conjunto de 1100 amostras é realizado para avaliar os projetos dos controladores. Utiliza-se as amostras de 400 a 600 para avaliar o desempenho dos controladores frente à mudança de referência. Da iteração 900 a 1100 avalia-se quanto a presença de perturbações. Nas tabelas (4.1) e (4.2) apresenta-se os resultados.

Tabela 4.1: Índices para as amostras de 400 a 600. Desempenho à mudanças de referência

Índices	Controlador		
	PIDN	VMDM	Híbrido
J ₁	10.8226	61.7887	17.8998
J ₂	2.4296	0.0041	3.003
J ₃	0.9285	0.4259	0.8990
J ₄	155.0107	400.2662	164.0604

Tabela 4.2: Índices para as amostras de 900 a 1100. Desempenho frente a presença de perturbação de carga

Índices	Controlador		
	PIDN	VMDM	Híbrido
J ₁	268.7137	276.3504	271.9807
J ₂	0.3146	0.1749	0.5824
J ₃	0.3335	0.3256	0.3493
J ₄	274.1355	272.9386	260.9886

Das tabela 4.1 e 4.2 observa-se que quando sistema é controlado pelo controlador híbrido, obtém-se uma melhora de 5.80% para a variância de saída frente à mudanças de referências e de 59.01% para a variância de saída quando o sistema é submetido à perturbação de carga.

Podes-se observar também que, o controlador nebuloso PID ganho escalonados apresentou melhores índices de desempenhos relacionados ao sinal de saída do processo, ou seja, ao erro quadrático vezes o tempo entre saída do processo e referência (J₁) e a variância da saída (J₄). O controlador preditivo de Dahlin modificado apresentou melhor desempenho nos índices que estão relacionados à variável de controle, ou seja, obteve-se menor variância no sinal de controle (J₂) assim como menor valor médio (J₃). O controlador combinado nebuloso e preditivo de Dahlin modificado apresentou um desempenho composto, ou seja, índices de desempenho relacionados à variável de saída compatíveis com o controlador nebuloso PID e desempenhos relacionados à variável de controle semelhantes ao controlador preditivo de Dahlin modificado.

5. Conclusões

Neste trabalho apresentou-se uma abordagem que combinou um controlador nebuloso com um controlador preditivo. Na implementação do controlador nebuloso utilizou-se um controlador PID nebuloso, desde que o

controlador PID é o de estrutura mais utilizada e conhecida em aplicações práticas e o controlador nebuloso garante um certo grau de não-linearidade, e com isto um bom desempenho frente a processos com características não-lineares. Observando-se as tabelas 4.1, 4.2, os resultados obtidos permitem concluir que através de uma abordagem combinada, pode-se explorar as melhores características de cada método. Observou-se que requisitos conflitantes tais como, rápida resposta à mudanças de referência e rápida rejeição à perturbações podem ser atendidos através da combinação de controladores.

Desde que um conhecimento especializado é utilizado como critério de chaveamento, um melhor desempenho pode, certamente, ser obtido se um critério nebuloso de chaveamento é utilizado, como apresentado em [3].

6 - Referências

- [1] Kim, Yong Han and Moo H. Experimental application of combined fuzzy and predictive control to binary distillation column, *Journal of Chemical Engineering of Japan*, Vol.28, No. 5, 1995.
- [2] Feuer, A. Goodwin and M. Salgado. Potential benefits of hybrid control for linear time invariant plants, *American Control Conference*, 1997.
- [3] Jota, F. Gonçalves. Chaveamento de controladores por lógica difusa, *12^o CBA - Vol 2* pp. 190-195, 1998.
- [4] Coelho, Leandro S., Almeida, O. Mota, Simas, H. Coelho, A. A. Rodrigues, *Intelligent and self-Tuning PID controllers: methods and application. 12^o CBA - vol. 1* pp 375-380, Uberlândia-MG - Brasil, (1998)
- [5] Zhao, Z. Yo, Tomizuka M. and I. Satoru. Fuzzy gain scheduling of PID controllers; *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, vol. 23 No. 5 September/October (1993).
- [6] Qin, S. Joe. Auto-Tuned fuzzy logic control, *Proceedings of the American Control Conference*, Baltimore, Maryland; June 1994.
- [7] Vaz, Gerson L. F. and Coelho, A. A. Rodrigues Coelho. Controlador de Dahlin de variância mínima auto-ajustável modificado, *7^o Congresso Latino Americano de Controle Automatico - LACC - IFAC*, Vol. 2 pp 1164 - 1169, Setiembre 1996
- [8] Åström, K. J. and T. Hägglund). Automatic tuning of simple regulators. *Proc. Of IFAC 9th World Congress*, Budapest, Hungary, 1984
- [9] Clarke, D. W. and Gawthrop, P. P. Self-tuning controller. *Proc. IEE*, 126 (6), pp. 633-640, 1979
- [10] Al-Chalabi, L. A. and F.F. Kalil. Dahlin minimum variance self-tuning controller. *Int. Journal of Control*, 60, pp. 747-766, 1994.
- [11] Yager, Ronald R. and Filev, Dimitar, P. *Essentials of fuzzy modelling and control*. John Wiley & Sons, Inc. 1994.