

CONTROLE INTELIGENTE PID NEBULOSO ROBUSTO DE PROCESSOS INDUSTRIAIS[‡]

Joabe SILVA; Ginalber SERRA

Laboratório de Inteligência Computacional e Controle - LabICC
CEFET/MA-DEE, Av. Getúlio Vargas, Nº 04 – Monte Castelo, CEP 65300-000, São Luís– MA
E-mail: ginalber@dee.cefet-ma.br; joabeamaral@gmail.com

RESUMO

Neste artigo é proposta uma abordagem teórica para o projeto de controle PID nebuloso robusto baseado nas especificações das margens de ganho e fase, para sistemas LPV (Linear and Parameters Varying) no domínio do tempo contínuo. Uma formulação matemática fundamentada na estrutura nebulosa de Takagi-Sugeno bem como na estratégia de compensação paralela e distribuída é apresentada. Fórmulas analíticas foram deduzidas para os parâmetros dos controladores PIDs pertencentes à base de regras do controlador nebuloso, a partir dos parâmetros do modelo nebuloso da planta LPV. Resultados das condições necessária e suficiente para projeto do controlador nebuloso, a partir da metodologia robusta proposta, são também apresentados.

Palavras-chave: Controle Inteligente, Controle PID, Sistemas Nebulosos, Compensação Paralela e Distribuída, Processos Industriais.

1. INTRODUÇÃO

Intrinsecamente relacionado com o problema de controle clássico, tem-se o problema de controle robusto, cuja idéia básica motivadora é bastante atraente: um controlador fixo que possa se adequar às variações nas características do sistema dinâmico (processo industrial) a ser controlado. Apesar de muitos esforços, ainda não há consenso quanto aos benefícios que podem ser obtidos com a aplicação das técnicas de controle clássico: a aplicação depende das características do sistema dinâmico de interesse sem levar em consideração dinâmicas não modeladas ou limites de perturbações externas, o que pode levar o sistema à instabilidade [1]. Tal fato tem motivado, a partir da década de 80, estudos para a viabilidade de metodologias de controle no sentido de se avaliar quão eficiente e útil o projeto de um controlador robusto pode ser para um sistema dinâmico de interesse [2]. Aliado a este interesse metodológico, a necessidade por sistemas inteligentes tem aumentado nos últimos anos, devido ao acréscimo da demanda por sistemas de alto desempenho e, conseqüentemente, a maior competitividade. Áreas como mineração de dados e computação flexível são aplicações gerais de sistemas inteligentes, onde uma das metodologias mais utilizada é o sistema nebuloso. Neste padrão de aplicações universais, esta metodologia tem sido usada em telecomunicações, controle de qualidade, sistemas de controle de processos industriais, etc. [3]. Diversas tecnologias são desenvolvidas em busca de soluções dos problemas específicos para cada área. Com o advento da lógica nebulosa, foi possível o desenvolvimento de um método capaz de trabalhar com as imperfeições e não-linearidades do mundo real [4][5]. Os sistemas nebulosos, cuja estrutura apresenta-se conforme mostrada na **Figura 1**, que emulam matematicamente o raciocínio humano, fornecem uma maneira intuitiva para projetar blocos de funções para sistemas de controle inteligentes, detecção avançada de falha e outras aplicações complexas, permitindo aos engenheiros e projetistas de controle a liberdade de explorar seus conhecimentos empíricos e heurísticos representando-os em regras “SE-ENTÃO” e transferindo isto para um bloco de função [7]. A utilização de regras nebulosas (variáveis linguísticas) confere ao sistema de controle várias vantagens, como simplificação do modelo do processo, melhor tratamento das imprecisões inerentes aos sensores utilizados, facilidade na especificação das regras de controle, satisfação de múltiplos objetivos e incorporação do conhecimento de especialistas [8]. Esta tecnologia de sistemas inteligentes pode ser

[‡] Projeto de pesquisa com apoio financeiro do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

utilizada para a implementação de controladores, aplicados nos mais variados tipos de processos [9]. Ainda, devido às suas características, pode ser utilizada para o controle de processos industriais com características não-lineares entre as variáveis, garantindo estabilidade, robustez e alto desempenho na malha de controle [10][11][12].

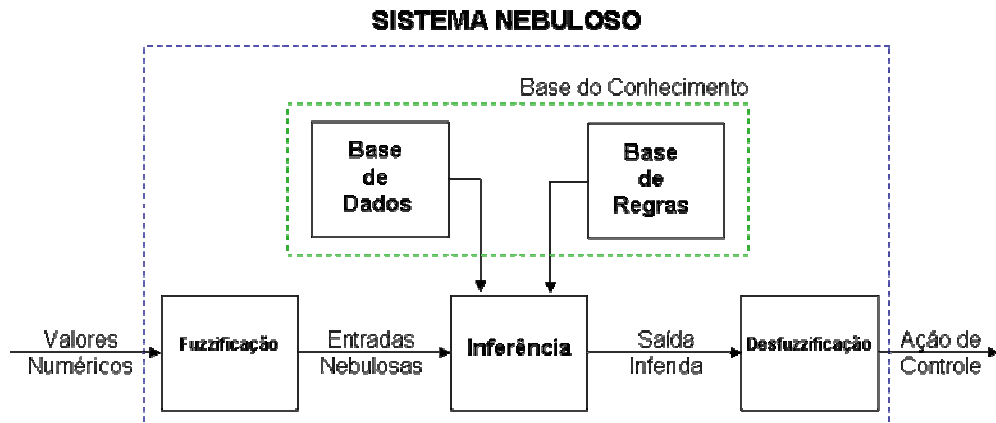


Figura 1 – Estrutura de um Sistema Nebuloso

Neste artigo é proposta uma abordagem teórica para o projeto de controle PID nebuloso robusto baseado nas especificações das margens de ganho e fase, para sistemas LPV (Linear and Parameters Varying) no domínio do tempo contínuo. Uma formulação matemática fundamentada na estrutura nebulosa de Takagi-Sugeno bem como na estratégia de compensação paralela e distribuída é apresentada. Fórmulas analíticas foram deduzidas para os parâmetros dos controladores PIDs pertencentes à base de regras do controlador nebuloso, a partir dos parâmetros do modelo nebuloso da planta LPV. Resultados das condições necessárias e suficientes para projeto do controlador nebuloso, a partir da metodologia robusta proposta, são também apresentados. O artigo está organizado como segue: Na seção 2 é feita uma formulação do problema, onde são apresentados o modelo TS, a estratégia CPD, sistemas LPV e o controlador PID nebuloso; na seção 3 é feita a dedução teórica do controlador nebuloso; e na seção 4 são apresentadas as considerações finais e propostas para trabalhos futuros.

2. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Neste artigo será apresentada uma técnica de controle inteligente baseada na estrutura do modelo nebuloso Takagi-Sugeno (TS) e na estratégia de compensação paralela e distribuída, conforme esquema mostrado na **Figura 2**. A metodologia proposta diz respeito ao fato de que os parâmetros do controlador PID nebuloso, com estrutura de TS, são obtidos através de fórmulas analíticas a partir da definição das margens de ganho e fase bem como das características dinâmicas da planta a ser controlada. O modelo TS exige que todos os termos nebulosos sejam funções monotônicas e que as conclusões das regras sejam dadas por funções. Assim, o método de interpolação obtém um valor preciso e ponderado relativo à ação de controle para cada PID projetado na base de regras do controlador nebuloso, agregados em uma única saída através de uma outra média ponderada [10][11][13][14]. A compensação paralela e distribuída (CPD) oferece um procedimento para projetar um controlador nebuloso baseado em modelo [15][16][17]. Para realizar a CPD, a planta a ser controlada (não-linear ou variante nos parâmetros) é primeiramente representada por um modelo nebuloso TS, e cada sub-controlador da base de regras do controlador nebuloso é projetado, correspondentemente, a partir de um sub-modelo da base de regras do modelo nebuloso TS da planta. O controlador nebuloso projetado compartilha dos mesmos conjuntos nebulosos, nas premissas, que os modelos nebulosos a serem controlados. A seleção de um controlador particular, a partir de uma série de controladores disponíveis, é decidida a partir das inferências realizadas na base de regras e das especificações de desempenho.

As margens de ganho e fase têm sido utilizadas como importantes medidas de robustez, onde, em especial, a margem de fase está relacionada com o amortecimento do sistema e a margem de ganho esta relacionada ao quão estável é o sistema de controle, ou seja, quanto pode variar o ganho da planta para levar o sistema de controle à instabilidade [3][6][18][19]. Neste artigo, o projeto do controlador PID nebuloso será desenvolvido, com o objetivo de obter as características de robustez supracitadas, a partir de fórmulas

analíticas generalizadas que, uma vez definidas, podem ser usadas em técnicas de controle adaptativo e de auto-ajuste. A classe de sistema dinâmico sob análise neste artigo, para projeto de controle PID nebuloso robusto, é definida como linear e variante nos parâmetros LPV (Linear and Parameters Varying) [20][21][22][23][24].

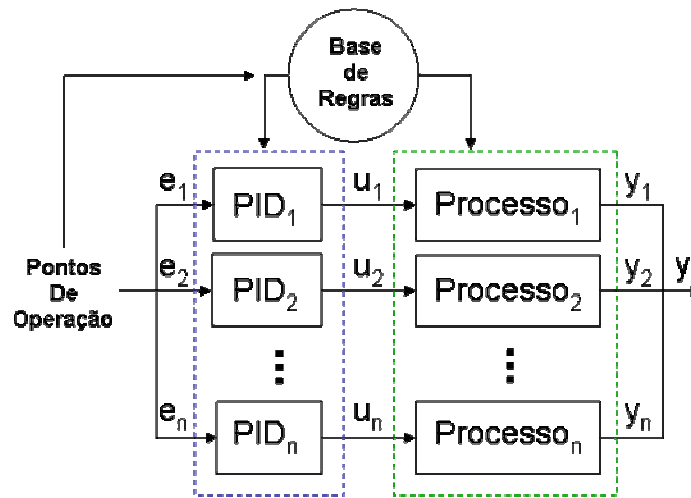


Figura 2 – Estrutura do Controlador PID Nebuloso Robusto via estratégia de CPD.

Neste caso, especificamente, o modelo TS pode ser considerado como um mapeamento do espaço do antecedente (entrada) à região convexa (politopo) no espaço dos sub-modelos locais no conseqüente definidos pelos parâmetros variantes da planta a ser controlada, como mostrado na **Figura 3**. Esta propriedade simplifica a análise do modelo TS num contexto de sistema linear robusto variante no tempo para projeto de controladores com características de malha fechada desejadas ou análise de estabilidade.

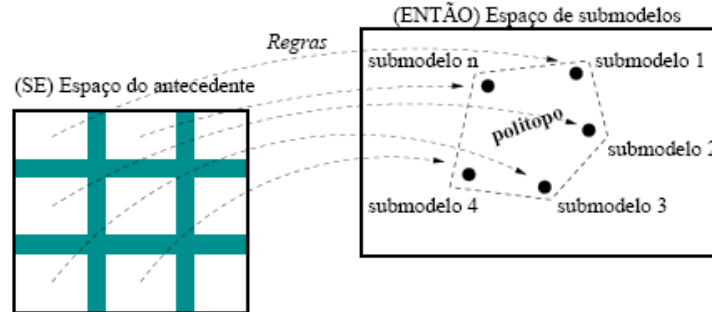


Figura 3 - Mapeamento nebuloso do subespaço de entrada no espaço de submodelos locais. O espaço de entrada do sistema dinâmico é dividido em regiões nebulosas nas quais os submodelos, que representam as expressões do conseqüente são válidas.

3. FÓRMULA DE AJUSTE DO PI NEBULOSO ROBUSTO

3.1. Modelo nebuloso TS para um processo LPV de primeira ordem

O sistema de inferência nebuloso Takagi-Sugeno (TS) para um processo de primeira ordem, $G_p(s)$, linear e variante nos parâmetros (LPV), apresenta na i^{a} [i=1,2,...,J] -ésima regra, sem perda de generalidade, a seguinte estrutura:

$$(R^i): \text{SE } \tilde{\tau} \text{ é } F_{k|\tilde{\tau}}^i \text{ E } \tilde{K}_p \text{ é } G_{k|\tilde{K}_p}^i \text{ ENTÃO } G_p^i(s) = \frac{K_p^i}{1 + s\tau^i} e^{-sL} \quad [\text{Eq.1}]$$

onde L é o tempo de atraso da planta. A constante de tempo $\tilde{\tau}$ e o ganho \tilde{K}_p , representam as variáveis lingüísticas do antecedente. Os seus universos de discurso são, respectivamente, $U_{\tilde{\tau}}$ e $U_{\tilde{K}_p}$ particionados pelos conjuntos nebulosos representando os termos lingüísticos correspondentes. A variável $\tilde{\tau}$ pertence ao conjunto nebuloso $F_{k|\tilde{\tau}}^i$ com um valor $\mu_{F_{k|\tilde{\tau}}}^i$ definido por uma função de pertinência $\mu_{\tilde{\tau}}^i: \mathbb{R} \rightarrow [0,1]$, com $\mu_{F_{k|\tilde{\tau}}}^i \in \left\{ \mu_{F_{1|\tilde{\tau}}}^i, \mu_{F_{2|\tilde{\tau}}}^i, \mu_{F_{3|\tilde{\tau}}}^i, \dots, \mu_{F_{p_{\tilde{\tau}}|\tilde{\tau}}}^i \right\}$, onde $p_{\tilde{\tau}}$ é o número de partições do universo de discurso associado à variável lingüística $\tilde{\tau}$. A variável \tilde{K}_p pertence ao conjunto nebuloso $G_{k|\tilde{K}_p}^i$ com um valor $\mu_{G_{k|\tilde{K}_p}}^i$ definido por uma função de pertinência $\mu_{\tilde{K}_p}^i: \mathbb{R} \rightarrow [0,1]$, com $\mu_{G_{k|\tilde{K}_p}}^i \in \left\{ \mu_{G_{1|\tilde{K}_p}}^i, \mu_{G_{2|\tilde{K}_p}}^i, \mu_{G_{3|\tilde{K}_p}}^i, \dots, \mu_{G_{p_{\tilde{K}_p}|\tilde{K}_p}}^i \right\}$, onde $p_{\tilde{K}_p}$ é o número de partições do universo de discurso associado à variável lingüística \tilde{K}_p . O grau de ativação h_i para a regra i é dado por:

$$h_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) = \mu_{F_{k|\tilde{\tau}}}^i \otimes \mu_{G_{k|\tilde{K}_p}}^i \quad [\text{Eq.2}]$$

Onde $\tilde{\tau}^*$ e \tilde{K}_p^* são algum ponto em $U_{\tilde{\tau}}$ e $U_{\tilde{K}_p}$, respectivamente. O grau de ativação normalizado para a regra i é definido como:

$$\gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) = \frac{h_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p)}{\sum_{r=1}^l h_r(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p)} \quad [\text{Eq.3}]$$

Esta normalização implica em

$$\sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) = 1 \quad [\text{Eq.4}]$$

Portanto, o modelo nebuloso TS do processo LPV de primeira ordem, é uma soma ponderada dos sub-modelos lineares locais:

$$G_p(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, s) = \sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot G_p^i(\tau_i, K_p^i, s) \quad [\text{Eq.5}]$$

ou

$$G_p(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, s) = \sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \frac{K_p^i}{1 + s\tau^i} e^{-sL} \quad [\text{Eq.6}]$$

3.2. Modelo Nebuloso TS do controlador PI-LPV

O sistema de inferência nebuloso TS proposto para o controlador PI-LPV, $G_c(s)$, considerando-se a definição de compensação paralela e distribuída, apresenta na $j^{[j=1,2,\dots,l]}$ -ésima regra, sem perda de generalidade, a seguinte estrutura:

$$(R^j): \quad \text{SE } \tilde{\tau} \text{ é } F_{k|\tilde{\tau}}^j \text{ E } \tilde{K}_p \text{ é } G_{k|\tilde{K}_p}^j \text{ ENTÃO } G_c^j(s) = K_c^j \left(1 + \frac{1}{sT_I^j} \right) \quad [\text{Eq.7}]$$

O grau de ativação h_j para a regra j é dado por:

$$h_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) = \mu_{F_{k|\tilde{\tau}}^j}^j \otimes \mu_{G_{k|\tilde{K}_p}^j}^j \quad [\text{Eq.8}]$$

onde $\tilde{\tau}^*$ e \tilde{K}_p^* são algum ponto em $U_{\tilde{\tau}}$ e $U_{\tilde{K}_p}$, respectivamente. O grau de ativação normalizado para a regra j é definido como:

$$\gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) = \frac{h_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p)}{\sum_{r=1}^l h_r(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p)} \quad [\text{Eq.9}]$$

esta normalização implica em

$$\sum_{j=1}^l \gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) = 1 \quad [\text{Eq.10}]$$

Logo, o modelo nebuloso TS para o controlador PI-LPV, é uma soma ponderada dos sub-controladores PI lineares locais:

$$G_c(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, s) = \sum_{j=1}^l \gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot G_c^j(T_I^j, K_C^j, s) \quad [\text{Eq.11}]$$

ou

$$G_c(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, s) = \sum_{j=1}^l \gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot K_c^j \left(1 + \frac{1}{sT_I^j} \right) \quad [\text{Eq. 12}]$$

O modelo nebuloso no ramo direto da malha-fechada, considerando-se o processo e o controlador, a partir das equações [Eq. 6] e [Eq. 12], respectivamente, é

$$G_c(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, s) \cdot G_p(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, s) = \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \left[\frac{K_c^j K_p^i (1 + sT_I^j)}{sT_I^j (1 + s\tau^i)} e^{-sL} \right] \quad [\text{Eq. 13}]$$

3.3. Margens de ganho e fase no contexto nebuloso

Após a definição de $G_p(s)$ e $G_c(s)$, definem-se, agora, as margens de ganho e fase por A_m e ϕ_m , respectivamente. Das definições básicas de margens de ganho e fase, são obtidas as seguintes equações,

$$\arg[G_c(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, j\omega_p) \cdot G_p(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, j\omega_p)] = -\pi \quad [\text{Eq. 14}]$$

$$A_m = \frac{1}{|G_c(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, j\omega_p) \cdot G_p(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, j\omega_p)|} \quad [\text{Eq. 15}]$$

$$|G_c(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, j\omega_g) \cdot G_p(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, j\omega_g)| = 1 \quad [\text{Eq. 16}]$$

$$\phi_m = \arg[G_c(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, j\omega_g) \cdot G_p(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p, j\omega_g)] + \pi \quad [\text{Eq. 17}]$$

onde a margem de ganho é dada pelas equações [Eq. 14] e [Eq. 15] e a margem de fase pelas equações [Eq.16] e [Eq.17], respectivamente. A frequência ω_p , na qual a curva de Nyquist tem uma fase de $-\pi$, é a

frequência de ultrapassagem de fase e a frequência ω_g , na qual, a curva de Nyquist tem uma amplitude de 1 é a frequência de ultrapassagem de ganho. Substituindo-se a equação [Eq. 13] em [Eq. 13] - [Eq. 17], tem-se que

$$l \cdot \left[\sum_{i=1}^l \left(\arctan(\omega_p T_i^i) - \arctan(\omega_p \tau^i) \right) - \frac{\pi}{2} - \omega_p L \right] = -\pi \quad [\text{Eq. 18}]$$

$$Am = \frac{1}{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \left(\frac{K_p^i \cdot K_c^j}{\omega_p T_i^j} \right) \cdot \left(\sqrt{\frac{(\omega_p T_i^j)^2 + 1}{(\omega_p \tau^i)^2 + 1}} \right)} \quad [\text{Eq. 19}]$$

$$\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \left(\frac{K_p^i \cdot K_c^j}{\omega_g T_i^j} \right) \cdot \left(\sqrt{\frac{(\omega_g T_i^j)^2 + 1}{(\omega_g \tau^i)^2 + 1}} \right) = 1 \quad [\text{Eq. 20}]$$

$$\phi_m = l \cdot \left[\sum_{i=1}^l \left(\arctan(\omega_g T_i^i) - \arctan(\omega_g \tau^i) \right) - \frac{\pi}{2} - \omega_g L \right] + \pi \quad [\text{Eq. 21}]$$

Para um processo (K_p, τ, L) e especificações (Am, ϕ_m) , as equações [Eq. 18] a [Eq. 20] podem ser resolvidas, para os parâmetros do controlador PI (K_c, T_i) e frequências de ultrapassagem (ω_p, ω_g) , numericamente, mas não analiticamente, por causa da presença da função \arctan . Todavia, uma solução analítica aproximada pode ser obtida se nós fizermos a seguinte aproximação para a função \arctan :

$$\arctan x \approx \begin{cases} \frac{1}{4} \pi x & (|x| \leq 1), \\ \frac{1}{2} \pi - \frac{\pi}{4x} & (|x| > 1), \end{cases} \quad [\text{Eq. 22}]$$

como mostrado na **Figura 4**. A identidade

$$\arctan x = \frac{1}{2} \pi - \arctan \frac{1}{x} \quad (|x| > 1) \quad [\text{Eq. 23}]$$

É usada na [Eq. 22] quando $|x| > 1$.

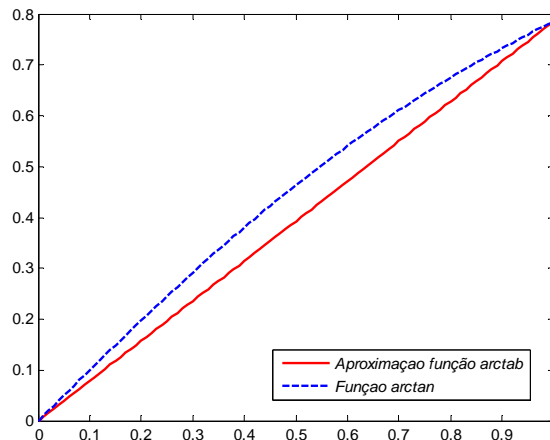


Figura 4 - Aproximação da função arctan.

A solução numérica das equações [Eq. 18] a [Eq. 21] mostram que para $L/\tau > 0.3$, $T_i \approx \tau$, e para $L/\tau < 0.3$, $x \gg 1$, onde x é um de $\omega_p T_i$, $\omega_p \tau$, $\omega_g T_i$ e $\omega_g \tau$. A aproximação dada por [Eq. 22] para o caso $|x| > 1$ é bem melhor que o caso $|x| < 1$. Isso ajuda a aproximar [Eq. 19] e [Eq. 20] como:

$$\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \frac{Am}{\omega_p} \cdot \left(\frac{K_p^i \cdot K_c^j}{\tau^i} \right) = 1 \quad [\text{Eq. 24}]$$

$$\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \gamma_j(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \cdot \left(\frac{K_p^i \cdot K_c^j}{\omega_g \cdot \tau^i} \right) = 1 \quad [\text{Eq. 25}]$$

respectivamente. A quantidade dimensional L/τ , a qual é utilizada para caracterização do processo, é definida como *tempo de atraso normalizado*. (23) Utilizando a aproximação em [Eq. 22] para a função *arctan*, as equações [Eq. 18] e [Eq. 21] podem ser aproximadas como:

$$l \cdot \left[\sum_{i=1}^l \left(\frac{\pi}{4\omega_p \tau^i} - \frac{\pi}{\omega_p T_i^i} - \frac{\pi}{2} - \omega_p L \right) \right] = -\pi \quad [\text{Eq. 26}]$$

$$\phi_m = l \cdot \left[\sum_{i=1}^l \left(\frac{\pi}{4\omega_g \tau^i} - \frac{\pi}{\omega_g T_i^i} - \frac{\pi}{2} - \omega_g L \right) \right] + \pi \quad [\text{Eq. 27}]$$

respectivamente.

Finalmente, as relações matriciais para K_c e T_i , nas equações [Eq. 24] e [Eq. 26], são:

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \left(\frac{K_p^i}{\tau^i} \right) & \sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \left(\frac{K_p^i}{\tau^i} \right) & \dots & \sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \left(\frac{K_p^i}{\tau^i} \right) \\ \sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \left(\frac{K_p^i}{\tau^i} \right) & \sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \left(\frac{K_p^i}{\tau^i} \right) & \dots & \sum_{i=1}^l \gamma_i(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \left(\frac{K_p^i}{\tau^i} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_1(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_1(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \gamma_1(\tilde{\tau}, \tilde{K}_p) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_c^1 \\ K_c^2 \\ \vdots \\ K_c^l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_p / A_m \\ \omega_g \end{bmatrix} \quad [\text{Eq. 28}]$$

e

$$\begin{bmatrix} l \frac{\pi}{4\omega_p} & l \frac{\pi}{4\omega_p} & \dots & l \frac{\pi}{4\omega_p} \\ l \frac{\pi}{4\omega_g} & l \frac{\pi}{4\omega_g} & \dots & l \frac{\pi}{4\omega_g} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (T_1^1)^{-1} \\ (T_1^2)^{-1} \\ \vdots \\ (T_1^l)^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l \cdot \sum_{i=1}^l \left(\frac{\pi}{4\omega_p \tau^i} \right) - \omega_p L - (l-1)\pi \\ l \cdot \sum_{i=1}^l \left(\frac{\pi}{4\omega_g \tau^i} \right) - \omega_p L - \phi_m - (l-1)\pi \end{bmatrix} \quad [\text{Eq. 29}]$$

onde

$$\omega_p = \frac{A_m \phi_m + \frac{1}{2} \pi A_m (A_m - 1)}{(A_m^2 - 1)L} \quad [\text{Eq. 30}]$$

A partir das regras de inferências nebulosas e das equações [Eq. 24] – [Eq. 30], pode-se projetar o controlador PI Nebuloso Robusto, conforme as especificações das margens de ganho e fase e as características da planta, mediante as seguintes observações:

Observação 1: *Os sub-modelos na base de regras do modelo nebuloso da planta a ser controlada, devem ser necessariamente estáveis;*

Observação 2: *Cada controlador PI Robusto da base de regras do controlador nebuloso, deve garantir as especificações de margem de ganho e fase para o respectivo sub-modelo na base de regras do modelo nebuloso da planta a ser controlada;*

Observação 3: *Cada controlador PI Robusto da base de regras do controlador nebuloso, deve garantir a estabilidade para todos os sub-modelos na base de regras do modelo nebuloso da planta a ser controlada.*

4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste artigo foi proposta uma abordagem teórica para o projeto de controle PID nebuloso robusto baseado nas especificações das margens de ganho e fase, para sistemas LPV no domínio do tempo contínuo. Uma formulação matemática fundamentada na estrutura nebulosa de Takagi-Sugeno bem como na estratégia de compensação paralela e distribuída foi apresentada. Fórmulas analíticas foram deduzidas para os parâmetros dos controladores PIDs pertencentes à base de regras do controlador nebuloso, a partir dos parâmetros do modelo nebuloso da planta LPV. A condição necessária e suficiente para projeto do controlador nebuloso, a partir da metodologia robusta proposta, é:

- *Os sub-modelos na base de regras do modelo nebuloso da planta a ser controlada, devem ser necessariamente estáveis;*
- *Cada controlador PI Robusto da base de regras do controlador nebuloso, deve garantir as especificações de margem de ganho e fase para o respectivo sub-modelo na base de regras do modelo nebuloso da planta a ser controlada;*
- *Cada controlador PI Robusto da base de regras do controlador nebuloso, deve garantir a estabilidade para todos os sub-modelos na base de regras do modelo nebuloso da planta a ser controlad.*

Como proposta para trabalhos futuros, a análise para sistemas LPV de segunda ordem bem como o projeto de controle PID nebuloso robusto no domínio do tempo discreto são considerados.

REFERÊNCIAS

- [1] WANG, L. **A Course in Fuzzy Systems and Control**. Prentice Hall, 1996.
- [2] SHAW, I. S.; SIMÕES M. G. **Controle e Modelagem Fuzzy**. FAPESP, 2001.
- [3] SERRA, G. L. O. **Propostas de Metodologias para Identificação e Controle Inteligentes**. Tese de Doutorado, UNICAMP, Setembro 2005.
- [4] TAKAGI, T.; SUGENO, M. **Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control**. IEEE Trans. Syst. Man. Cyber., Vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [5] YING, H.; SILER, W.;BUCKLEY, J. **Fuzzy control theory: a nonlinear case**, Automatica, Vol. 26, pp. 513-520, 1990.
- [6] LIMA, F. S. **PID Baseado em Regras Fuzzy para Redes Industriais Foundation Field Bus Usando Blocos Padrões**. Tese de Mestrado, UFRGN, Setembro 2004.
- [7] CARR, D.; SHEARER, J. **Nonlinear Control and Decision Making Using Fuzzy Logic in Logix**. RSLogix 5000 Fuzzy Designer. Rockwell Automation, 2007.
- [8] IBRAHIM, A. M. **Fuzzy Logic for Embedded Systems Applications**. Elsevier Science, 2003.
- [9] KOVACIC, Z; BOGDAN, S. **Fuzzy Controller Design**. Taylor & Francis, 2006.
- [10] OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Editora Prentice-Hall do Brasil, 3a edition, 1998.

- [11] LIU, X. D.; ZHANG, Q. L.; RAO, M. **New approaches to H-infinity-control for T-S fuzzy descriptor systems via LMI**. Dynamics of Continuous Discrete and Impulsive Systems - Series B – Applications and Algorithms, 2004.
- [12] TANAKA, K.; SUGENO, M. **Stability Analysis and Design of Fuzzy Control Systems**. Fuzzy Sets and Systems, 45, 135–156, 1992.
- [13] COSTA, W. T.; NEPOMUCENO, E. G.; NETO, O. M. **Controle Nebuloso de Sistemas Não-Lineares Via Método Takagi-Sugeno: Uma Abordagem Didática Usando Simulink**. UFSJR, MG, Brasil.
- [14] BERGSTEN, P. **Observers and Controllers for Takagi-Sugeno Fuzzy Systems**. Doctoral Dissertation, Örebro University, 2001.
- [15] LI, J.; WANG, H. O.; NIEMANN, D.; TANAKA, K. **Dynamic parallel distributed compensation for Takagi–Sugeno fuzzy systems: An LMI approach**. Inform. Sci., Vol. 123, pp. 201-221, 2000.
- [16] TANAKA, K.; WANG, H. O. **Fuzzy Control Systems Design and Analysis**. John Wiley & Sons, 2001.
- [17] WANG, H. O.; TANAKA, K.; GRIFFIN, M. F. **Parallel Distributed Compensation of Nonlinear Systems by Takagi-Sugeno Fuzzy Model**, Proc. FUZZ-IEEE-IFES'95, pp. 531-538, 1995.
- [18] ASTROM, K. J.; HAGGLUND, T. **Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins**. Automatica, Vol. 20, pp 645-651, 1984.
- [19] SPANDRI, R. **PID Controller Tuning**. Unidade de Negócios REPLAN, Petrobrás, RJ, 2003.
- [20] SHAMMA, J.S.; ATHANS, M. **Guaranteed properties of gain scheduled control for linear parameter varying plants**. Automatica, Vol. 27, pp. 559-564, 1991.
- [21] WU, F. **Control of Linear Parameter Varying Systems**. Ph.D. dissertation, University of California at Berkeley, May 1995.
- [22] FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; BAEINI A. E. **Feedback Control of Dynamic Systems**. Addison-Wesley, Reading, 1986.
- [23] TANAKA, K.; SUGENO, M. **Stability analysis of fuzzy systems using Liapunov's direct method**, in Proc. NAFIPS'90, pp. 133-136, 1990.
- [24] TANAKA, K.; SUGENO, M. **Concept of Stability Margin of Fuzzy Systems and Design of Robust Fuzzy Controllers**, in Proceedings of 2nd IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Vol. 1, pp. 29-34, 1993.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq pelo apoio financeiro deste projeto de pesquisa.