

SISTEMA DE CONTROLE NEBULOSO NÃO-LINEAR COM PROJETO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Adriano Mendes MAGALHÃES (1); Ginalber Luiz de Oliveira SERRA (2)

Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do Maranhão – IFMA

Departamento de Eletroeletrônica

Av. Getúlio Vargas, 04, Monte Castelo, 65030-005, São Luís, Maranhão, Brasil.

(1) E-mail: webamm@hotmail.com

(2) E-mail: ginalber@ifma.edu.br

RESUMO

O artigo descreve um projeto simulado de um controlador PID nebuloso, desenvolvido para um manipulador robótico de um link como modelo de planta industrial, conforme os critérios pré-estabelecidos pelo método de resposta em frequência. Uma formulação do processo de modelagem que vai do manipulador robótico ao controle PID nebuloso Takagi-Sugeno (TS) descreve cada passo de obtenção das equações necessárias para desenvolver a arquitetura de simulação deste controlador. Os resultados apresentados das simulações foram validados no domínio do tempo e da frequência. Alguns comentários finais acerca das propriedades robustas desta proposta de controlador evidenciam-no como modelo adequado para controle da planta sugerida, conforme os critérios de desempenho estabelecidos na frequência para o projeto e validação do mesmo.

Palavras-chave: Modelagem e Controle Nebuloso, Modelo Nebuloso Takagi-Sugeno, Resposta em Frequência, Controle Robusto.

1 INTRODUÇÃO

Um controlador nebuloso com estrutura Takagi-Sugeno é um modelo de um sistema baseado em lógica nebulosa e que apresenta uma arquitetura fundamentada em regras, permitindo ao sistema “adaptar-se” ao seu meio quando este toma uma “decisão” condicionada por estas regras na posse de uma informação externa relativa àquele meio, de tal forma que este sistema retorne uma equação matemática (Modelo de Takagi-Sugeno (SERRA; FERREIRA, 2009; WANG, [1996])) ao invés de um valor numérico traduzido de um valor linguístico resultante (Modelo de Mandani (WANG, [1996])). A estrutura daquele controlador geralmente apresenta três blocos: o fuzzificador, a base de regras e a máquina de inferência.

A função do fuzzificador é “transformar” o domínio *real* e *numérico* de uma variável física para o domínio *linguístico* da mesma. Isso é feito graças à função de pertinência ou μ , que indica um valor de pertinência da relação entre elemento do domínio de todos os possíveis valores da variável física em questão (dita *linguística*) x , ou seja, seu *universo de discurso* U (SABOORI; MENHAJ; KARIMI, 2007), e outro conjunto X do mesmo tipo de elemento, pelo qual lista todos os elementos que atendam uma propriedade inerente ao conhecimento humano acerca do domínio U , tal que matematicamente $X = \{(x, \mu_X(x)) | x \in I\}$, sendo $I \subset U$. Assim a diferença entre a lógica nebulosa e a lógica clássica se faz na imagem desta função de pertinência: na lógica clássica a função de pertinência assume dois valores ($\mu_X(x) = 0$, se o elemento de U não pertencer ao conjunto X ; $\mu_X(x) = 1$, se o elemento de U pertencer ao conjunto X); na lógica nebulosa o grau de incerteza do conhecimento humano é inserido quando se tem $\{\mu_X(x) = f(x) | f(x) \in [0,1]\}$, sendo que $f(x)$ pertence ao conjunto dos números reais.

A base de regras é o conjunto de conhecimentos no qual o mecanismo de inferência do controlador nebuloso se orienta para tomar uma decisão. De maneira geral para a estrutura Takagi-Sugeno, tem-se a seguinte configuração (dita *canônica* (WANG, [1996])):

$$R_i: \text{SE } x_1 \text{ é } \tilde{X}_1^i \text{ E } \dots \text{ E } x_n \text{ é } \tilde{X}_n^i \text{ ENTÃO } y_i = f(x_1, \dots, x_n)$$

cujas descrições das partes componentes da regra seguem conforme a Tabela 1.

Tabela 1 – Descrição das partes do modelo canônico de regra.

► i é o índice de regras, pertencente ao conjunto dos números inteiros, tal que $i \in [0, K]$, com K sendo o número de regras;	► n é o número de variáveis linguísticas;
► x_n é a n -ésima variável linguística;	► \tilde{X}_n^i é o termo linguístico que denomina o n -ésimo conjunto nebuloso X relativo a i -ésima regra;
► x_1 é \tilde{X}_1^i E ... E x_n é \tilde{X}_n^i é a proposição composta do antecedente;	► $y_i = f(x_1, \dots, x_n)$ é a equação do conseqüente da i -ésima regra.

O bloco da máquina de inferência tem a função de concatenar as contribuições de cada regra e assim gerar um resultado. Para isso, a máquina de inferência precisa identificar o quanto uma regra está sendo “ativada” para certo valor do grau de pertinência quando se está em torno de um centro de um conjunto nebuloso. Isso é feito por um fator denominado *grau de ativação normalizado da regra* em questão. Define-se *grau de ativação de uma regra* (BABUŠKA, [200-]) o número β_i equivalente ao grau de pertinência da proposição composta no antecedente da regra, cuja as componentes desta proposição estabelecem uma relação de intersecção, união ou complemento nebuloso. Pela proposição composta no antecedente do modelo de regras acima, as proposições simples são ligadas por conectivos AND, o que expressa uma operação nebulosa regida pela norma T entre elas (WANG, [1996]). Logo usando o produto como norma T, β_i pode ser escrito como:

$$\beta_i = \mu_{X_1^i \times X_2^i \times \dots \times X_n^i}(x_1^i, x_2^i, \dots, x_n^i) = \mu_{X_1^i}(x_1^i) \cdot \mu_{X_2^i}(x_2^i) \cdot \dots \cdot \mu_{X_n^i}(x_n^i). \quad [\text{Eq. 1}]$$

Daí o grau de ativação normalizado γ_i é o grau de ativação da i -ésima regra em relação a todos os valores de ativação de todas as regras, isto é, (BABUŠKA, [200-]; SABOORI; MENHAJ; KARIMI, 2007)

$$\gamma_i = \frac{\beta_i}{\sum_{i=1}^K \beta_i}. \quad [\text{Eq. 2}]$$

Logo matematicamente o processo da máquina de inferência é descrito como uma equação que relaciona o antecedente com o conseqüente das regras (BABUŠKA, [200-]; KUMAR; STOLL; STOLL, 2006), ou seja,

$$y = f(x_1, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^K \gamma_i \cdot y_i, \quad [\text{Eq. 3}]$$

onde K é o número de regras. A Eq. (3) é propriamente dita a saída do controlador nebuloso com estrutura Takagi-Sugeno, o qual está em função das entradas relativas aos parâmetros das variáveis linguísticas x_n em questão.

Portanto, tendo em vista o que foi comentado a respeito do controlador robusto nebuloso, deve-se desenvolver uma proposta de projeto simulado de um controlador PID nebuloso, desenvolvido para um manipulador robótico de um link como modelo de planta industrial, conforme os critérios pré-estabelecidos pelo método de resposta em frequência. Uma formulação do processo de modelagem que vai do manipulador robótico ao controle PID nebuloso Takagi-Sugeno (TS) descreve cada passo de obtenção das equações necessárias para desenvolver a arquitetura de simulação deste controlador. Os resultados apresentados das simulações foram validados no domínio do tempo e da frequência. Alguns comentários finais acerca das propriedades robustas desta proposta de controlador evidenciam-no como modelo adequado para controle da planta sugerida, conforme os critérios de desempenho estabelecidos na frequência para o projeto e validação do mesmo.

2 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

A seguir será apresentada uma formulação que descreve uma súmula do procedimento de modelagem matemática necessário para o projeto do controlador nebuloso.

2.1 Considerações Iniciais

Seja a planta conforme a Figura 1.

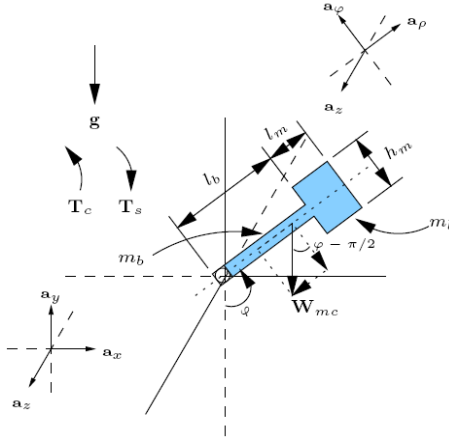


Figura 1 – Modelo dinâmico do manipulador robótico.

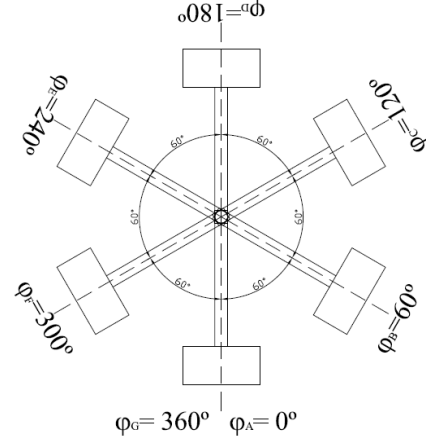


Figura 2 – Pontos de operação do manipulador robótico.

A descrição de cada variável desta Figura 1 é dada conforme a Tabela 2.

Tabela 2 – Descrição das variáveis do manipulador robótico da Figura 1.

► T_c é o conjugado motor aplicado ao braço;	► T_s é o contra conjugado de ventilação sobre o conjunto link+carga;
► W_{mc} é a força peso atuando no centro de massa do conjunto link+carga;	► g é a aceleração gravitacional, cuja intensidade a ser considerada é de $9,81 \text{ m/s}^2$;
► m_b é a massa do braço do link, a ser considerada com valor de 0,5 kg;	► m_l é a massa da carga acoplada ao link, a ser considerada com valor de 1 kg;
► φ é o deslocamento angular do conjunto link+carga;	► l_b é o comprimento do braço do link robótico, a ser considerado com valor de 52 cm;
► l_m é o comprimento da carga acoplada ao link, a ser considerado com valor de 15 cm;	► h_m é a altura da carga acoplada ao link, a ser considerado com valor de 30 cm;
► a_x, a_y, a_z são vetores unitários que orientam o sistema cartesiano de coordenadas;	► a_ρ, a_φ, a_z são vetores unitários que orientam o sistema cilíndrico de coordenadas;

A priori, tanto o link quanto a carga tem distribuições lineares contínuas e uniformes nas três direções do sistema cartesiano de coordenadas, o que permite, pelas equações de centro de massa e de momento de inércia (HIBBELER, 2005), computar os resultados destes parâmetros oriundos da Figura 1, conforme os seguintes valores:

$$x_{mc} = 33,5 \text{ cm}, y_{mc} = 15 \text{ cm}, J = 0,40847 \text{ m}^2 \cdot \text{kg},$$

onde x_{mc} e y_{mc} são respectivamente a *abscissa* e a *ordenada* do centro de massa do manipulador e J é o *momento de inércia* do conjunto link+carga do manipulador, calculado pelo *teorema dos eixos paralelos* (HIBBELER, 2005).

De acordo com as leis de Newton para movimento circular de um sistema de partículas, a dinâmica da Figura 1 pode ser descrita conforme a seguinte equação:

$$\ddot{\varphi} + \frac{b}{J} \dot{\varphi} + \frac{x_{mc}[m_b + m_m]g}{J} \sin(\varphi) = \frac{1}{J} T_c, \quad [\text{Eq. 4}]$$

onde b é o coeficiente de atrito viscoso com o ar e g é a magnitude ou módulo da gravidade.

A partir da equação da dinâmica do manipulador é possível desenvolver o projeto do controlador PID nebuloso. Inicialmente deve-se linearizar a dinâmica do manipulador robótico em torno de *pontos de operação* do processo, e em seguida projetar o controlador para esta linearização neste ponto de operação. De fato, usando a Série de Taylor (MAGALHÃES; SERRA, 2009, 2010; MEI; MAN; NGUYEN, 2001), pode-se chegar ao seguinte modelo Linear e Variante nos Parâmetros (LVP) da dinâmica do manipulador:

$$\Phi(s, \varphi_0) = \left\{ \frac{C(\varphi_0)}{s^2 + Bs + C(\varphi_0)} \right\} \left\{ D(\varphi_0)T_c(s) - \frac{E(\varphi_0)}{s} \right\}, \quad [\text{Eq. 5}]$$

onde:

$$C(\varphi_0) = \left\{ \frac{x_{mc}[m_b + m_m]g}{J} \cos(\varphi_0) \right\}, \quad [\text{Eq. 6}]$$

$$D(\varphi_0) = \left\{ \frac{1}{x_{mc}[m_b + m_m]g \cos(\varphi_0)} \right\}, \quad [\text{Eq. 7}]$$

$$E(\varphi_0) = [\tan(\varphi_0) - \varphi_0], \quad [\text{Eq. 8}]$$

são os parâmetros do modelo LVP que variam em função do ponto de operação φ_0 , e

$$B = \frac{b}{J}, \quad [\text{Eq. 9}]$$

considerado com um valor arbitrário de $5 \left[\frac{\text{N} \cdot \text{s}}{\text{rad} \cdot \text{m} \cdot \text{kg}} \right]$, ou seja, $b = 2,04235 \left[\frac{\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}}{\text{rad}} \right]$. Observa-se que a Eq. (5) nada mais é do que a Eq. (4) linearizada num ponto de operação no domínio da frequência s , e não do domínio do tempo.

De posse do modelo LVP representado pela Eq. (5), deve-se determinar os pontos de operação φ_0 para o qual se deseja encontrar os parâmetros, $D(\varphi_0)$, e $E(\varphi_0)$. Sejam os pontos definidos conforme a Figura 2. O cálculo dos valores dos pontos de operação é realizado pela substituição do conjunto de valores $\{\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C, \varphi_D, \varphi_E, \varphi_F, \varphi_G\}$ no ponto de operação dos parâmetros representados pelas Eqs. (6), (7) e (8) oriundas do modelo LPV, o que resulta em Sistemas Lineares Invariantes no Tempo (SLIT) gerados sobre cada ponto de operação $\varphi_0 \in \{\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C, \varphi_D, \varphi_E, \varphi_F, \varphi_G\}$ a partir deste modelo, conforme a Tabela 3.

Tabela 3 – Tabela de SLITs dos respectivos pontos de operação φ_0 .

φ_0	SLIT
φ_A	$\Phi(s, \varphi_A) = \left\{ \frac{12,0560}{s^2 + 5s + 12,0560} \right\} \{0,2031T_c(s)\}$
φ_B	$\Phi(s, \varphi_B) = \left\{ \frac{6,0280}{s^2 + 5s + 6,0280} \right\} \left\{ 0,4061T_c(s) - \frac{0,6849}{s} \right\}$
φ_C	$\Phi(s, \varphi_C) = \left\{ -\frac{6,0280}{s^2 + 5s - 6,0280} \right\} \left\{ -0,4061T_c(s) + \frac{3,8264}{s} \right\}$

φ_D	$\Phi(s, \varphi_D) = \left\{ -\frac{12,0560}{s^2 + 5s - 12,0560} \right\} \left\{ -0,2031T_c(s) + \frac{3,1416}{s} \right\}$
φ_E	$\Phi(s, \varphi_E) = \left\{ -\frac{6,0280}{s^2 + 5s - 6,0280} \right\} \left\{ -0,4061T_c(s) + \frac{2,4567}{s} \right\}$
φ_F	$\Phi(s, \varphi_F) = \left\{ \frac{6,0280}{s^2 + 5s + 6,0280} \right\} \left\{ 0,4061T_c(s) + \frac{6,9680}{s} \right\}$
φ_G	$\Phi(s, \varphi_G) = \left\{ \frac{12,056}{s^2 + 5s + 12,056} \right\} \left\{ 0,20307T_c(s) + \frac{6,2832}{s} \right\}$

2.2 Desenvolvimento dos PIDs em cada ponto de operação: projeto e análise em resposta em frequência

De posse dos SLITs nos respectivos pontos de operação da Tabela 3, é possível encontrar os ganhos do controlador PID da malha fechada deste com o SLIT e um sensor, considerando a sua função de transferência como $H(s) = \frac{2}{s+2}$, de acordo com a resposta em frequência de cada SLIT.

Seja a estrutura de compensação PID:

$$D(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s, \quad [\text{Eq. 10}]$$

onde K_p é o ganho proporcional, K_I é o ganho integral e o K_D é o ganho derivativo do controlador. Em um sistema compensado G_D formado pelo compensador, pela planta $G(j\omega)$ e pelo sensor $H(j\omega)$, tal que $G_D(j\omega) = D(j\omega)G(j\omega)H(j\omega)$, existe uma dada frequência ω_c para que se obtenha (PHILLIPS; HARBOR, 1996):

$$G_D(j\omega_c) = D(j\omega_c)G(j\omega_c)H(j\omega_c) = 1\angle(-180^\circ + \text{MF}), \quad [\text{Eq. 11}]$$

onde MF é a *margem de fase*, em graus, que se deseja para o projeto do sistema compensado. Experimentalmente a Eq. (11) pode ser reescrita como sendo:

$$G_D(j\omega_c) = D(j\omega_c)G(j\omega_c)H(j\omega_c) = 1\angle[(-1 + 2q)180^\circ + \text{MF}], \quad [\text{Eq. 12}]$$

para todo q pertencente ao conjunto dos números inteiros; ou ainda,

$$K_p = \frac{\cos(\angle D(j\omega_c))}{|G(j\omega_c)||H(j\omega_c)|}, \quad [\text{Eq. 13}]$$

$$K_D \omega_c - \frac{K_I}{\omega_c} = \frac{\sin(\angle D(j\omega_c))}{|G(j\omega_c)||H(j\omega_c)|}, \quad [\text{Eq. 14}]$$

onde ω_c é a *frequência de cruzamento* da resposta de amplitude em frequência pelo eixo de 0 dB. Escolheu-se experimentalmente $q = 0$ para sistemas com todos os pólos no lado esquerdo do plano de Laplace, e $q = 1$ para sistemas que apresentarem pelo menos um pólo no lado direito do plano de Laplace.

De posse da ω_c e de MF pode-se encontrar K_p . K_I é determinado das condições de regime permanente, e em seguida K_D pode ser calculado da Eq. (14) (PHILLIPS; HARBOR, 1996). Sendo assim, o sensor $H(s)$ é dito de *ganho puro* e por álgebra de blocos é possível inserí-lo dentro do ramo de caminho direto, deixando o sistema com uma realimentação unitária. Como um controlado PID torna o sistema em malha fechada com realimentação unitária em um sistema tipo 1 deduz-se que:

$$K_I = \frac{1}{e_{ss} D(\varphi_0)}, \quad [\text{Eq. 15}]$$

onde e_{ss} é o erro de regime permanente a uma entrada tipo rampa característico de sistemas tipo 1 (FRANKLIN; POWELL; NAEINI, 1994) e $D(\varphi_0)$ referente a Eq. (7). As condições para encontrar K_P , K_I e K_D , da malha fechada do SLIT no ponto de operação, devem obedecer aos seguintes critérios:

- Ela deve ser estável. Para isso a fase da malha aberta deste SLIT deve ter tendência para o eixo de $\pm 180^\circ$ em altas frequências, e a margem de fase deve ser positiva;
- ω_c , MF e e_{ss} têm que ser tais que não deixem o sistema marginalmente estável, pois neste caso não é válido o ajuste de estabilidade do sistema por meio de MF (FRANKLIN; POWELL; NAEINI, 1994);
- Ela deve apresentar erro em regime permanente à entrada ao degrau nulo ou infinitesimal. Isso implica que ela deverá apresentar uma boa largura de banda em malha aberta.

A partir das Eqs. (13-15) e destas condições foram projetados os controladores PID em malha fechada com o sensor $H(s)$ para os SLITs de cada ponto de operação φ_0 , conforme apresentado na Tabela 4.

Tabela 4 – Valores encontrados para K_P , K_I e K_D . Os valores sem ' são valores calculados e os valores com ' são valores ajustados. O erro em regime permanente (e_{ss}) é relativo a uma entrada tipo rampa (velocidade).

φ_0 [°]	MF [°]	ω_c [rad/s]	e_{ss}	K_P	K_I	K_D	K'_P	K'_I	K'_D
0	85	1	1	3,9787	4,9237	1,0680	3,9737	4,9237	1,0680
60	85	1	1	2,9678	2,4624	1,1662	2,9678	2,4624	1,1662
120	30	1,7270	1,9220	6,0000	1,2812	2,2021	6,0000	1,2810	2,2021
180	40	3,5000	2,8750	10,6131	1,7126	6,4977	10,6100	1,7130	6,4980
240	45	4,2000	1,1000	11,2841	2,2386	6,7617	11,2800	2,2390	6,7620
300	75,5	3,8000	1,0945	5,7460	2,2498	4,7072	5,7460	2,2500	4,7070
360	85	4,0000	2,0000	6,4919	2,4618	4,5157	6,4920	2,4620	4,5160

3 RESULTADOS OBTIDOS: PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR PID NEBULOSO

Para o esta proposta de projeto do controlador PID nebuloso, pode-se verificar que o processo apresenta apenas uma única variável linguística (φ), conforme a Figura 2.

Para o fuzzyficador, assumiu-se a forma triangular para todas as funções de pertinência (KUMAR; STOLL; STOLL, 2006), ou seja, $\forall a \leq b \leq c \in I$, tem-se portanto que

$$\mu_x(\varphi) = \begin{cases} 0, \forall \varphi < a \\ \frac{\varphi - a}{b - a}, \forall a \leq \varphi < b \\ \frac{\varphi - c}{b - c}, \forall b \leq \varphi < c \\ 0, \forall \varphi \geq c \end{cases} \quad [\text{Eq. 16}]$$

Cada ponto de operação φ_0 dará origem a uma única regra: são 7 pontos de operação, logo são 7 regras. Assim conforme os resultados da Tabela 3 para K_P , K_I e K_D em cada ponto de operação φ_0 , ter-se-á um conjunto de controladores PIDs $D(s, \varphi_0)$ no modelo da Eq. (10), o que dará origem à base de regras do controlador PID nebuloso, no domínio da frequência s , de acordo com a Tabela 5.

Tabela 5 – Base de regras para o controlador PID nebulosos Takagi-Sugeno do manipulador robótico.

$R_1 : \text{SE } \varphi \text{ é } \tilde{\Phi}_A \text{ ENTÃO } Y_1 = D(s, \varphi_A)$
$R_2 : \text{SE } \varphi \text{ é } \tilde{\Phi}_B \text{ ENTÃO } Y_2 = D(s, \varphi_B)$
$R_3 : \text{SE } \varphi \text{ é } \tilde{\Phi}_C \text{ ENTÃO } Y_3 = D(s, \varphi_C)$
$R_4 : \text{SE } \varphi \text{ é } \tilde{\Phi}_D \text{ ENTÃO } Y_4 = D(s, \varphi_D)$
$R_5 : \text{SE } \varphi \text{ é } \tilde{\Phi}_E \text{ ENTÃO } Y_5 = D(s, \varphi_E)$
$R_6 : \text{SE } \varphi \text{ é } \tilde{\Phi}_F \text{ ENTÃO } Y_6 = D(s, \varphi_F)$
$R_7 : \text{SE } \varphi \text{ é } \tilde{\Phi}_G \text{ ENTÃO } Y_7 = D(s, \varphi_G)$

Então β_i pela Eq. (1) é equivalente à $\beta_i = \mu_{x_i^i}(x_1^i) = \mu_{\varphi_i}(\varphi)$. De fato, considerando que o modelo do controlador já traz o bloco de atuação em sua estrutura, tem-se que:

$$D(s) = \frac{T_c(s)}{\text{Erro}(s)} \vee T_c(s) = D(s) \cdot \text{Erro}(s). \quad [\text{Eq. 17}]$$

Ora, $D(s)$ é equivalente ao Y tendo em vista a Eq. (3) mediante a base de regras da Tabela 5. Então esta equação pode ser reescrita como segue:

$$T_c(s) = \overbrace{D(s, \varphi_A) \cdot [\gamma_1 \cdot \text{Erro}(s)]}^{T_c^1(s)} + \dots + \overbrace{D(s, \varphi_G) \cdot [\gamma_7 \cdot \text{Erro}(s)]}^{T_c^7(s)} \quad [\text{Eq. 18}]$$

que é a representação matemática da saída do controlador PID nebuloso Takagi-Sugeno. A Figuras 3 e 4 mostra os resultados da simulação de respostas temporais e em frequência da malha fechada do conjunto controlador, planta e sensor.

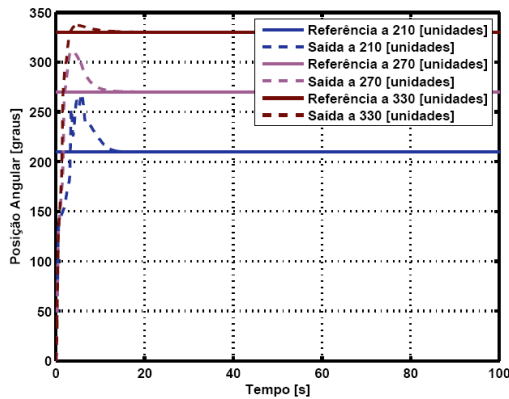


Figura 3 – Resposta Temporal da malha fechada.

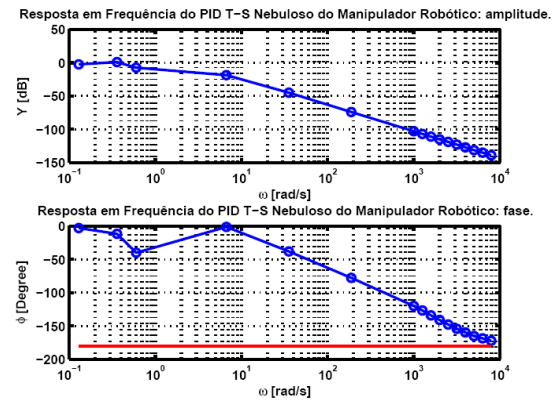


Figura 4 – Resposta em Frequência.

4 CONCLUSÃO

No mais se observa que o manipulador robótico é estável, com boa margem de ganho e de fase, alcançando assim as condições de projeto de resposta em frequência. Assim o projeto valida a praticidade e robustez do controlador PID nebuloso com estrutura Takagi-Sugeno para controle deste protótipo de simulação de uma planta industrial, com características não-lineares, atendendo a adaptabilidade das circunstâncias variáveis da não-linearidade do sistema, conforme o que foi proposto no início deste trabalho.

REFERÊNCIAS

BABUŠKA, Robert. **Fuzzy Systems, Modeling and Identification**. GA Delft: Delft University of Technology, [200-]. 31 f.

FRANKLIN, Gene F.; POWELL, J. David; NAEINI, Abbas Emami-. **Feedback Control of Dynamic Systems**. 3rd ed. Reading: Addison-Wesley, c1994. 778 p.

HIBBELER, R. C. **DINÂMICA: mecânica para engenharia**. Tradução Técnica de Mário Alberto Tenam. 10. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2005. 2 v. (DINÂMICA, v. 2).

KUMAR, Mohit; STOLL, Regina; STOLL, Norbert. Deterministic Approach to Robust Adaptive Learning of Fuzzy Models. **IEEE TRANSACTIONS ON SYSTEMS, MAN, AND CYBERNETICS – PART B: CYBERNETICS**, Hanover, Vol. 36, No. 4, pp. 767-780, August 2006.

MAGALHÃES, Adriano Mendes; SERRA, Ginalber Luiz de Oliveira. MODELO NEBULOSO TAKAGI-SUGENO DE UM PÊNDULO FORÇADO NÃO-AMORTECIDO. In: **IV Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte e Nordeste de Educação Tecnológica Tecnológica**, n. 4, Dezembro, 2009, Belém -PA.

MAGALHÃES, Adriano Mendes; SERRA, Ginalber Luiz de Oliveira. PROPOSTA DE CONTROLE NEBULOSO PARA PROCESSOS INDUSTRIAIS. In: **I Fórum de Pesquisa, Pós-Graduação, Extensão e Gestão de Pessoas**, n. 1, Janeiro, 2010, São Luís - MA.

MEI, T.; MAN, Z.; NGUYEN, T. Fuzzy Modelling and Tracking Control of Nonlinear Systems. In: _____. **PERGAMON: mathematical and computer modeling**, c2001. pp. 759-770.

PHILLIPS, Charles L.; HARBOR, Royce D. **Feedback Control Systems**. 3rd ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1996. 683 p.

SABOORI, Iman; MENHAJ, M. B.; KARIMI, Bahram. Optimal Robot Path Planning Based on Fuzzy Model of Obstacles. In: IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, No. 32, November 6-10, 2006, Paris. **Annual Conference...** Paris: IEEE France Section - The Society of Instrument and Control Engineers, 2007. pp. 383-387.

SERRA, Ginalber Luiz de Oliveira; FERREIRA, Carlos Cesar Teixeira. Parallel Distributed Compensation Based Robust Fuzzy Control. In: **2009 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications**, oct. 4-6, 2009, Kuala Lumpur, Malaysia.

WANG, Li-Xin. **A COURSE IN FUZZY SYSTEMS AND CONTROL**. Upper Saddle River: Prentice Hall, [1996]. 424 p.