

Controle Neural de Sistemas Não Lineares por Resposta em Frequência

Carlos Pinheiro¹, Fernando Gomide²

¹Escola Federal de Engenharia de Itajubá - IEE-DON, Itajubá-MG, CP 50, CEP 37500-000, Brasil

²Universidade Estadual de Campinas - FEE-DCA, Campinas, SP, CP 6101, CEP 13083-970, Brasil

E-mails: pinheiro@iee.efe.br, gomide@dca.fee.unicamp.br

Abstract

O propósito deste artigo é introduzir uma metodologia de análise e projeto de controladores para processos não lineares usando redes neurais e métodos de resposta em frequência. Esta abordagem é baseada em noções fundamentais de engenharia de controle, fornece uma abordagem sistemática de projeto que é computacionalmente eficiente, e estabelece mecanismos que permitem associar controladores baseados em redes neurais com métodos da teoria clássica controle.

1. Introdução

A análise e projeto de controladores neurais não é trivial. Redes neurais não são modeladas diretamente através de equações diferenciais, dificultando a utilização de métodos clássicos de análise e projeto. Em geral é difícil obter expressões analíticas gerais devido a variedade de estruturas de redes e funções de ativação usadas. Os modos mais freqüentes de usar redes neurais em sistemas de controle são [1]: obtenção do modelo inverso do sistema através de aprendizado; mapeamento do comportamento de um controlador conhecido na rede; aprendizado de características de adaptação ou de modelos de referência. Em [2] comparou-se respostas de controladores convencional, preditivo, fuzzy, e neural no controle de um sistema térmico, mostrando que sistemas com redes neurais são bem adequados quando não estão disponíveis informações detalhadas do processo a ser controlado.

É bem conhecido que em um sistema não linear, a resposta dinâmica depende da intensidade de entrada. Portanto, dadas as especificações de projeto, é necessário encontrar um controlador para garantir que as especificações desejadas são atingidas toda vez que a entrada está dentro de uma faixa desejada de operação. Algumas aproximações empregam compensadores lineares em série com ganhos que são funções das amplitudes de entrada, visando assim compensar um sistema não linear. Porém, a síntese dessas funções não é simples nem fácil.

Neste trabalho métodos do domínio da frequência são utilizados para sintetizar controladores baseados em redes neurais visando o controle de processos não lineares. O artigo é dividido em itens que mostrarão: técnicas de compensação com ganhos variáveis;

obtenção de respostas em frequência de sistemas não lineares; proposta de um controlador neural de atraso/avanço de fase com ganhos variáveis; um método para projeto e análise de estabilidade do sistema no domínio da frequência e, finalmente, um exemplo ilustrativo e as conclusões.

2. Compensadores com ganhos variáveis

Em [3] e [4] foi apresentado um mecanismo de controle de processos não lineares usando controlador tipo PID com ganhos dependentes da entrada. O projeto do controlador utiliza o conceito de função descritiva, que é uma técnica do domínio da frequência usada na análise de sistemas de controle não lineares [5], [6]. Suas limitações eram a ausência de garantia de convergência dos métodos numéricos de integração envolvidos no processamento, sendo a síntese do controlador dependente de algumas interpretações do projetista. Em [7] foi usado compensadores lead/lag cujos ganhos são funções das entradas. Essa técnica apresenta algumas vantagem em relação as anteriores. As funções de ganhos eram inseridas após os filtros do controlador com o intuito de minimizar problemas de distorções. Além disso, a síntese do controlador não depende de interpretações do projetista, sendo obtida por inversão de funções descritivas através de equações de Volterra e integração gráfica, mas com os problemas numéricos importantes. As estruturas desses tipos de compensadores estão mostradas nas figuras 1(a) e 1(b), onde as funções de ganhos $N_p(\cdot)$, $N_i(\cdot)$, $N_d(\cdot)$, $K_i(\cdot)$, e $K_j(\cdot)$ são dependentes da magnitude dos sinais de entrada, e geralmente com características não lineares. Para todo valor de amplitude de entrada (e) existe um compensador (C) linear equivalente associado (figura 2). Para a figura 1(b) a função deste compensador é semelhante a um lead/lag convencional como o da equação (1). A relação entre a entrada (erro e), e o sinal de controle (u) da planta não linear é dada por (2), onde W_{gc} é a frequência de cruzamento de ganho do sistema compensado. Especificações no domínio da frequência como W_{gc} e margem de fase (PM), tem ligações com a dinâmica do sistema no domínio do tempo, através de características como sobre-elevação (M_p) e tempo de acomodação (T_s), mesmo para sistemas não lineares. Incrementando a PM o valor de M_p diminui. Aumentando W_{gc} o valor de T_s diminui.

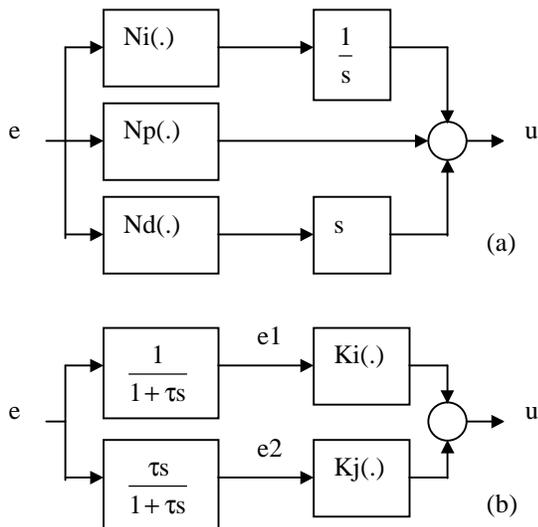


Figura 1: Compensadores com ganhos variáveis

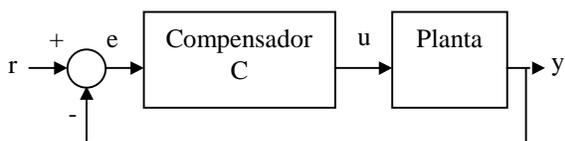


Figura 2: Malha de controle equivalente

$$C(s) = \frac{u}{e} = \frac{K + hK\tau s}{1 + \tau s} \quad (1)$$

$$u = |C(jW_{gc})|e \quad (2)$$

3. Resposta de sistemas não lineares

Este trabalho usará a técnica apresentada em [8] para obter a resposta em frequência de controles fuzzy, mas é também aplicável à sistemas não lineares em geral. Esta técnica não necessita de testes de convergência, condições de simetria ímpar, ou filtragens especiais. É fácil de implementar e apresenta bons resultados práticos. A técnica utiliza a idéia de função descritiva e transformada rápida de Fourier (FFT). Um sistema não linear pode ser representado através de uma função descritiva N (figura 3). O sistema, ao ser excitado com uma entrada senoidal $x(t)=X\sin(Wt)$, tem sua saída expressa através de uma série de Fourier:

$$y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \sin(W_n t + \varphi_n).$$

Considerando apenas a frequência fundamental, temos:

$$y(t) = Y_1 \sin(Wt + \varphi_1).$$

Na forma complexa obtém-se:

$$N = \frac{Y_1}{X} \angle \varphi_1.$$

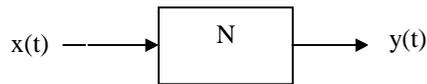


Figura 3: Função descritiva de sistema não linear

Esta aproximação é válida pois geralmente as componentes harmônicas têm amplitudes menores que a fundamental. A maioria dos processos reais apresentam características passa-baixa que atenuam essas componentes harmônicas. A resposta em frequência de sistemas não lineares depende tanto da frequência como da amplitude da entrada, ou $N(X,W)$. A obtenção da função descritiva ou a resposta em frequência de sistemas não lineares está ilustrada na figura 4. Ela é facilmente implementada em linguagens de programação ou em softwares de simulação. Para obter a resposta de um sistema qualquer (modelado analiticamente, identificado por alguma técnica, etc.), basta simular ou medir a saída do sistema para uma entrada do tipo $x(kT)=X\sin(WkT)$, escolher um ciclo da saída $y(kT)$ em regime permanente (se existir variação de *offset*, corrigir para um valor fixo). A seguir é necessário utilizar uma rotina de FFT neste ciclo da saída, armazenando a amplitude e fase da componente fundamental. Repetir esses passos para alguns valores selecionados de X e W .

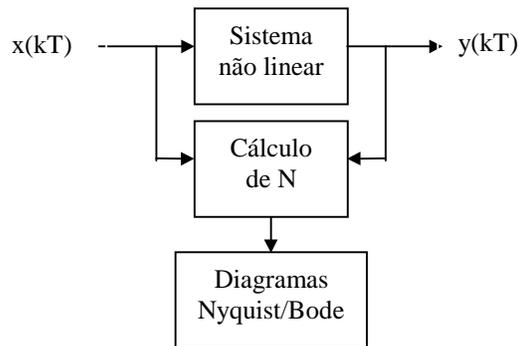


Figura 4: Resposta de sistemas não lineares

4. Controle neural tipo atraso/avanço

Este trabalho considera uma estrutura de controlador conforme mostra a figura 5. Os filtros de entrada da rede neural (RN) impõem a característica de atraso/avanço de fase que compensam a dinâmica do sistema. A rede neural será treinada para reproduzir funções de ganhos que são modificadas com as amplitudes das entradas, para compensar as características não lineares da planta. Podemos usar expressões conhecidas do domínio da frequência, como as da referência [9] através das equações (3), (4), e (5), para obter esses ganhos. Para o

modelo de compensador atraso/avanço da equação (1), temos: $K=a0$, $\tau=b1$, $hK\tau =a1$. As etapas de análise e projeto do controlador neural estão resumidas a seguir.

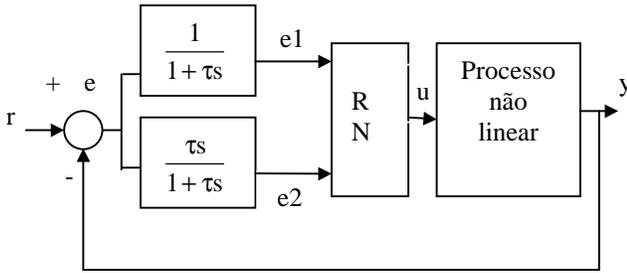


Figura 5: Controle neural com atraso/avanço de fase

$$\theta = PM - 180 - \angle G(jW_{gc}) \quad (3)$$

$$a1 = \frac{1 - a0|G(jW_{gc})|\cos\theta}{W_{gc}|G(jW_{gc})|\sin\theta} \quad (4)$$

$$b1 = \frac{\cos\theta - a0|G(jW_{gc})|}{W_{gc}.\sin\theta} \quad (5)$$

[Etapa 1]

As especificações de projeto, tais como PM, W_{gc} , faixa de operação, e outras são definidas.

[Etapa 2]

Usando o procedimento do item 3, obter a resposta em frequência $G(u, jW)$ do processo não linear para uma entrada (u) definida.

[Etapa 3]

Com o diagrama de Bode da planta obter as informações de módulo $|G(jW_{gc})|$ e fase $\angle G(jW_{gc})$. Com esses dados calcular os parâmetros do compensador equivalente, como da expressão (1), usando as equações (3), (4), e (5). A primeira vez que está etapa for realizada, adotar um valor inicial para $a0$ (que está relacionado com o erro em regime permanente) e calcular $a1$, $b1$. Nas próximas vezes, para outros valores de amplitude de entrada, manter o valor de $b1$ e calcular $a0$, $a1$. Com as equações (1) e (2) calcular $e(jW_{gc})$, $e1(jW_{gc})$, $e2(jW_{gc})$.

[Etapa 4]

Através de simulação obter a resposta no tempo do sistema em malha fechada com os parâmetros do compensador equivalente. Se as especificações não são atingidas ajustar os parâmetros, calcular $e(.)$, $e1(.)$, $e2(.)$, e repetir a simulação.

[Etapa 5]

As etapas 3 e 4 são repetidas para valores selecionados da faixa de operação. Os parâmetros ($a0$, $a1$, $b1$, ou K , h , τ) com as correspondentes amplitudes $e1(jW_{gc})$, $e2(jW_{gc})$ são armazenados.

[Etapa 6]

Usando o valor $u=K1(.)e1+K2(.)e2$, treinar uma rede neural, para $K1(.)=K$, e $K2(.)=hK$. A rede representa

uma função de ganhos que é dependente das amplitudes de entrada, compensando a planta não linear.

[Etapa 7]

Usando o procedimento do item 3, obter respostas em frequência do sistema (rede neural e planta não linear) para a faixa de operação. As condições de estabilidade e sintonia são então verificadas (simular o sistema no tempo também). Se as especificações não forem atingidas, voltar a etapa 3.

5. Exemplo

Equações do tipo (6) e (7) são típicas na modelagem de alguns sistemas amortecidos, dispositivos hidráulicos de posicionamento, ou transmissão mecânica não lineares. Um controlador de um processo como este deve operar em uma faixa de operação (referência (r) de entrada) de 0,27 até 0,75. A margem de fase e frequência de cruzamento devem ser iguais ou maiores que 55° e 1,25 rd/s, respectivamente. Além disso é desejável uma sobre elevação e um tempo de acomodação iguais ou menores que 25% e 8s.

$$\ddot{z} + 4\dot{z} + 3z^3 = 20u \quad (6)$$

$$y = \int z dt \quad (7)$$

[Etapa 1]

As especificações estão no enunciado do exemplo.

[Etapa 2]

Respostas em frequência do processo não linear são mostradas na figura 6 para $u=[0,15; 0,5; 0,75]$.

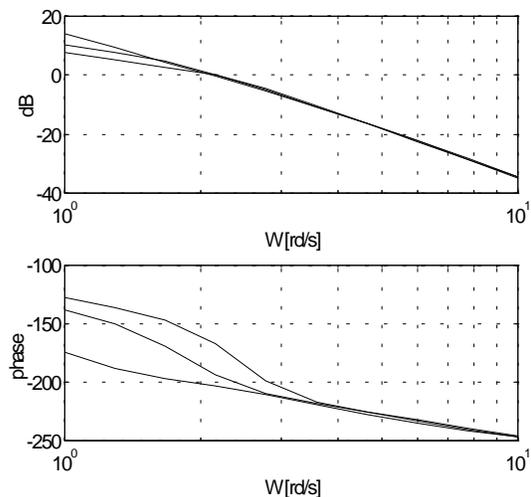


Figura 6: Diagrama de Bode do processo não linear

[Etapa 3]

Com os diagramas de Bode da etapa 2 para $u=0,15$ (curvas inferiores de módulo e fase), temos $G(j1,25)=3,16/_-188^\circ$, e da expressão (3) obtemos que $\theta = 66^\circ$. Adotando inicialmente $a0=K=0,05$ em (4)

vem $a1=0,26$ e em (5) $b1=\tau = 0,26$ ($h=20$ e $hK=1$). Com (1) e (2), as correspondentes amplitudes de entrada são $/e(j1,25)/=0,5$, $/e1(j1,25)/=0,48$, $/e2(j1,25)/=0,15$.

[Etapa 4]

Usando esses parâmetros no compensador equivalente, vemos via simulação que as especificações no domínio do tempo são satisfeitas.

[Etapa 5]

De outro diagrama de Bode, este para a amplitude $u=0,28$, temos $G(j1,25)=3,20/_{-167^\circ}$, e de (3) vem $\theta = 42^\circ$. Usando (4) e (5) com $b1=\tau = 0,26$ tem-se $a0=K=0,15$ e $a1=0,22$ ($h=5,57$ e $hK=0,84$). As amplitudes de entrada são $/e(j1,25)/=0,95$, $/e1(j1,25)/=0,9$, $/e2(j1,25)/=0,29$. Esses valores não satisfazem as especificações, mas ajustando os parâmetros $a0=K=0,1$, $h=12$, e $hK=1,2$ elas são atingidas. As amplitudes de entrada são $/e(j1,25)/=0,73$, $/e1(j1,25)/=0,70$, $/e2(j1,25)/=0,23$. E assim procedemos para outros valores na faixa de operação desejada. A tabela 1 mostra alguns valores de ganhos e amplitudes de entradas. Esses dados pode ser obtidos de maneira praticamente automatizada através de programas relativamente simples.

Tabela 1: Amplitudes e ganhos do controlador

u	e	e1	e2	K	HK
0,15	0,50	0,48	0,15	0,05	1,0
0,28	0,75	0,72	0,22	0,10	1,2
0,32	1,00	0,95	0,30	0,10	1,0
0,74	2,00	1,94	0,63	0,20	1,0

[Etapa 6]

Outros valores intermediários podem ser igualmente calculados e anexados na tabela. Para entradas pequenas podemos acrescentar restrições para garantir limites adequados dos ganhos. Os valores para treinamento são:

$$u = K1(\cdot)e1 + K2(\cdot)e2, \quad K1(\cdot) = \begin{cases} 0,01 & \text{se } |e1| < 0,2 \\ K & \text{c.c.} \end{cases},$$

$$K2(\cdot) = \begin{cases} 0,9 & \text{se } |e2| < 0,3 \\ hK & \text{c.c.} \end{cases}.$$

Neste exemplo foi utilizada uma rede neural (figura 7), com um neurônio na camada de saída contendo uma função de ativação linear. A camada escondida possui 5 neurônios com funções de ativação tipo sigmoide:

$$A(v_i) = \frac{2}{1 + e^{-2v_i}} - 1.$$

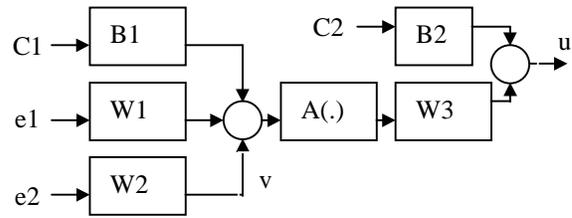


Figura 7: Controlador neural

O algoritmo de treinamento usado foi o *backpropagation* convencional. As entradas fixas C1 e C2, seus pesos B1 e B2, mais os outros coeficientes da rede W1, W2, e W3 foram inicializados aleatoriamente na faixa de -1 a $+1$. O fator de aprendizado escolhido é $0,05$, o erro admissível em $0,025$, e o vetor de treinamento com 200 pontos. Resultando em:

$C1=-0,8161$; $C2=0,3078$; $B2=0,1854$;
 $B1=[-0,4286; 0,7287; -0,9601; -1,0380; -0,0214]$;
 $W1=[-0,5813; -0,3427; -0,6006; -0,1973; -0,0123]$;
 $W2=[1,2647; 1,2645; 1,2647; 1,2647; 1,2650]$;
 $W3=[0,2229; -0,3689; -0,1799; -0,3343; 1,1047]$.

[Etapa 7]

As respostas em frequência do sistema (controlador neural e planta não linear) estão apresentadas na figura 8 para algumas amplitudes de entrada $e=[0,25; 0,5; 0,75]$. Observando os diagramas de Bode observamos que o sistema é estável e as especificações foram alcançadas ($PM \geq 55^\circ$ e $W_{gc} \geq 1,25$ rd/s). As respostas no tempo normalizadas (y/r) do sistema são mostradas na figura 9, onde os gráficos são para $r=[0,25; 0,5; 0,75]$. As especificações no tempo foram também atingidas ($MP \leq 25\%$ e $T_s \leq 8$ s).

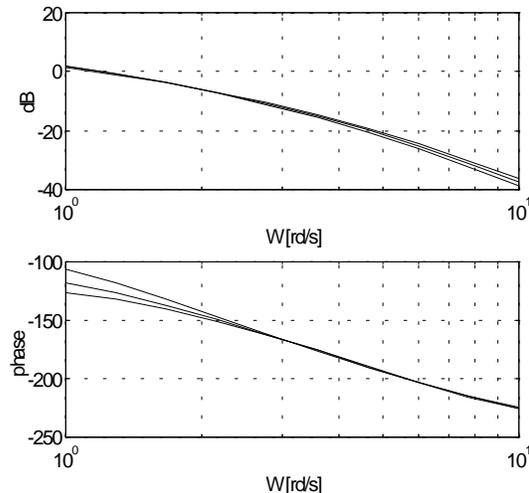


Figura 8: Resposta em frequência do sistema

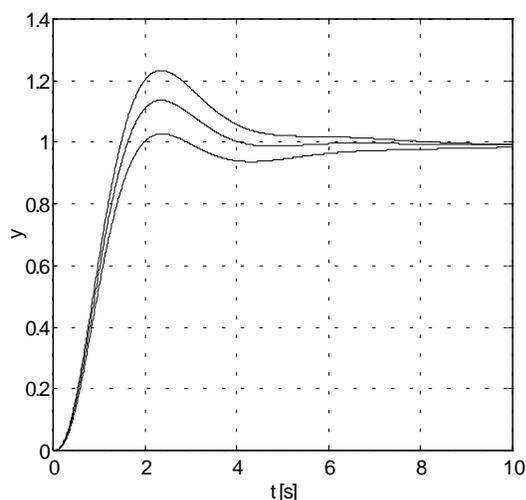


Figura 9: Resposta normalizada (y/r) do sistema

O controlador neural, composto pelos filtros (que determinam sua dinâmica), e a rede neural propriamente dita (que faz o mapeamento dos ganhos em função das amplitudes de entrada), tem sua resposta em frequência mostrada na figura 10. Nota-se o comportamento de avanço de fase deste controlador neural para uma amplitude de entrada $e=0,75$. O método empregado para obtenção de resposta em frequência pode ser usado para análise e projeto de outros tipos de redes neurais em sistemas de controle.

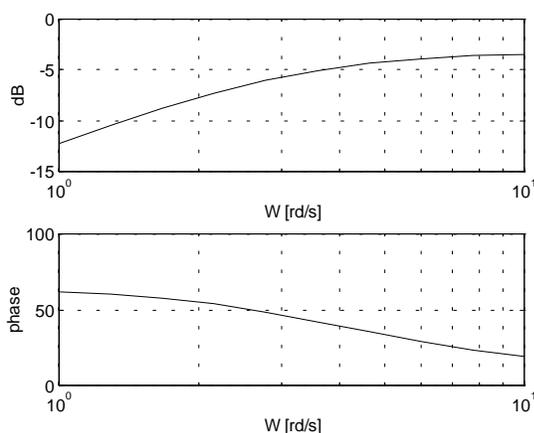


Figura 10: Resposta do controlador neural para $e=0,75$

Outras simulações foram realizadas variando-se o número de pontos para treinamento, números de neurônios, e estrutura da rede. Não houve modificações significativas nas respostas do sistema, como era de se esperar, pois as redes neurais geralmente são boas para aproximar funções (neste exemplo, para mapear os ganhos dependentes das amplitudes de entrada).

Outros processos com diferentes tipos de não linearidade, ou com variações de parâmetros, foram abordados com esta metodologia apresentando bons

resultados. Em artigos futuros pretendemos abordar estes casos.

6. Conclusões

Neste trabalho foi apresentado uma metodologia sistemática para análise e projeto de controladores baseados em rede neural usando métodos de resposta em frequência. A rede neural é usada para aprender funções de ganhos dependentes das amplitudes de entrada. Assim ela fornece um controlador cuja saída determina o comportamento de um processo não linear segundo as especificações de projeto. A técnica proposta é simples e apresenta soluções com bons resultados. Ela também estabelece elos entre métodos do domínio da frequência e controladores baseados em redes neurais.

Referências

- [1] M. M. Gupta and N. K. Sinha. Intelligent control systems: Theory and applications. IEEE Press, 1996.
- [2] M. Khalid, S. Omatu, and R. Yusof. Temperature regulation with neural networks and alternative control schemes. IEEE Trans. On Neural Networks, vol. 6, pp. 572-582, 1995.
- [3] J. H. Taylor and K. V. Strobel. Nonlinear compensator synthesis via sinusoidal-input describing functions. Proc. American Control Conference, pp. 1242-1247, 1985.
- [4] J. H. Taylor and J. Lu. Computer - aided control engineering environment for the synthesis of nonlinear control systems. Proc. American Control Conf., pp. 2557-2561, 1993.
- [5] A. Gelb and W. E. V. Velde. Multiple input describing functions and nonlinear system design. MacGraw Hill, 1968.
- [6] D. P. Atherton. Nonlinear control engineering. Nostrand Reinhold Co, 1975.
- [7] O. Nanka-Bruce and D.P. Atherton. Design of nonlinear controllers for nonlinear plants. IFAC Congress, pp. 75-80, 1990.
- [8] C. A. M. Pinheiro and F. A. C. Gomide. Frequency response design of fuzzy controllers. VII IFSA World Congress, v. 3, pp. 434-439, 1997.
- [9] C. L. Phillips and R. D. Harbor. Feedback control systems. Prentice Hall, 3 ed., 1996.

Agradecimentos

O primeiro autor agradece à CAPES e o segundo ao CNPq pelo apoio recebido.