



CONFIGURAÇÃO EM ALIMENTAÇÃO DIRETA BASEADA NO ALGORITMO LMS PARA CONTROLE DE VIBRAÇÃO TORCIONAL

Antonio Carlos da Costa Telles
Eurípedes Guilherme de Oliveira Nóbrega

Departamento de Mecânica Computacional- DMC
Faculdade de Engenharia Mecânica
Universidade Estadual de Campinas- UNICAMP
C. P. 6122 – 13083-970 – Campinas - SP

Resumo. *O controle adaptativo baseado no algoritmo Least Mean Square (LMS) tem sido usado com sucesso para a supressão de vibração e ruído nas últimas duas décadas. Porém esta área não está completamente explorada e novas aplicações têm sido relatadas. Este trabalho apresenta um sistema de controle de vibração torcional baseado no algoritmo LMS. Uma configuração de modelo de referência em alimentação direta é apresentada, cujo objetivo é atenuar a vibração causada por uma perturbação da demanda de torque em uma máquina rotativa. Critérios de projeto são estabelecidos baseados no desempenho do controlador, convergência dinâmica e erro estacionário, bem como na relação entre estes e o número de pesos para atingir os objetivos. Uma planta identificada experimentalmente foi usada na simulação para o estudo do comportamento do controlador. Variações no modelo da planta foram adotadas para avaliar a robustez do controlador e a influência dos parâmetros de projeto. Os resultados permitem concluir que a configuração é suficientemente flexível para ser aplicada ao controle de vibração torcional, apesar de variações eventuais dos parâmetros da planta, se o número adequado de pesos tiver sido adotado.*

Palavras-chave: *Controle LMS, Controle de vibração torcional, Controle em alimentação direta*

1. INTRODUÇÃO

É amplamente conhecido o potencial do processamento adaptativo de sinais em identificação de sistemas, modelamento inverso, predição e cancelamento de interferências. Dentre os vários algoritmos adaptativos disponíveis hoje o mais difundido deles é o algoritmo LMS devido à sua facilidade de implementação e simplicidade (Widrow & Stearns, 1985; Haykin, 1996).

Dois técnicas de controle tiveram origem no modelamento adaptativo de sistemas. Os controladores resultantes, chamados de controladores direto e inverso, têm sido aplicados ao

controle de vibração estrutural (Lim et alli, 1997) e ao cancelamento ativo de ruído (Fuller & Von Flotow, 1995; Elliot et alli, 1987).

Não se tem referência, apesar da forte presença nas áreas acima citadas, de que a abordagem de controle adaptativo baseado no algoritmo LMS tenha resolvido problemas clássicos tais como controle de velocidade, rotação e posição. Acredita-se que este fato se deva ao ainda elevado custo dos sistemas de processamento digital de sinais (PDS) de alto desempenho necessários, tornando o controle adaptativo LMS pouco competitivo quando comparado às demais alternativas.

Devido aos avanços tecnológicos na área de microeletrônica, sistemas adaptativos integrados vêm se tornando opções cada vez mais atraentes às soluções envolvendo processamento digital de sinais. Embora ainda hoje restritos à área de comunicações, pode-se prever que circuitos integrados adaptativos estejam disponíveis a um preço acessível, com desempenho competitivo quando comparados aos sistemas de PDS, em um curto prazo.

Tendo como motivação esta futura disponibilidade, apresenta-se neste trabalho uma proposta de controle adaptativo que seria uma variante do já bastante conhecido controle em alimentação direta (*“feed-forward control”*), que inclui um modelo de referência e que pode ser considerado um híbrido com o controle inverso proposto por (Widrow & Stearns, 1985).

A nova configuração foi experimentada através de simulações de sua aplicação no controle da vibração torcional do eixo de uma máquina rotativa. Os resultados foram obtidos para vários modelos do sistema a ser controlado de forma a exercitar toda a capacidade do controlador e analisar a influência dos fatores de projeto em seu desempenho.

2. CONTROLE ADAPTATIVO PROPOSTO

O esquema de controle proposto consiste de um sistema que recebe informações prévias da ocorrência de perturbação na planta. A percepção antecipada da excitação permite, como se verá adiante, que o sistema tenha capacidade para controlar mesmo plantas de fase não-mínima.

O controle adaptativo é ilustrado na Fig.1, onde todos os sinais e funções de transferências são discretos. O sinal de controle c é aplicado ao ramo onde se encontra o modelo a ser seguido (H_M), e ao ramo onde se encontra a planta (H_P). O controle é exercido através de um filtro transversal adaptativo (H_F), ajustado de forma a minimizar o sinal de erro. O controlador, com função de transferência H_C , gera o sinal de controle a partir da cópia dos pesos do filtro adaptativo e da perturbação. O sinal d (conhecido como *“dither”*), introduz flutuação suficiente para manter o processo de adaptação na ausência de estímulo externo. O ramo em que aparecem H_A e H_D representa a introdução da perturbação na planta.

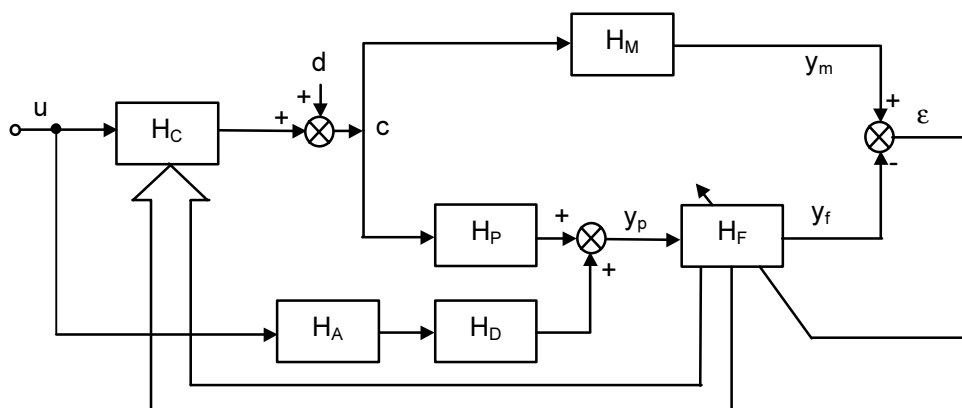


Figura 1 – Esquema do controlador em alimentação direta

O intervalo de tempo entre a percepção da perturbação pelo controlador e a ocorrência desta na planta é representada por H_A . H_D é a função de transferência da resposta da planta à perturbação. O sinal de erro ε , obtido da diferença entre as respostas do modelo e do filtro adaptativo aos seus respectivos sinais de entrada, é utilizado para modificar os pesos do filtro adaptativo H_F , de acordo com a lei de adaptação adotada.

O processo adaptativo ajusta H_F de modo que o sinal de erro seja minimizado. Idealmente quando esta situação se estabelece as respostas do modelo e do filtro transversal aos seus respectivos sinais são iguais, ou seja $\varepsilon=0$. Deste modo,

$$H_M c = H_F (H_D H_A u + H_P c) \quad (1)$$

O controlador é basicamente um filtro transversal em que os pesos são copiados do filtro adaptativo representado por H_F . Assim para $d=0$,

$$c = H_C u = H_F u. \quad (2)$$

Substituindo a Eq. (2) na Eq. (1) deduz-se que H_F tem duas soluções:

$$\begin{aligned} H_F &= 0; \\ H_F &= \frac{H_M}{H_P} - \frac{H_D H_A}{H_P} \end{aligned} \quad (3)$$

A saída da planta y_P é:

$$y_P = H_D H_A u + H_P c \quad (4)$$

do que, substituindo-se a Eq. (1) e posteriormente a solução não-nula da Eq. (3), resulta

$$\boxed{y_P = H_M u} \quad (5)$$

Desta forma, o sistema de controle descrito é capaz de moldar o comportamento da planta pela escolha adequada do modelo a ser seguido.

3. PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

Os fatores que podem ser utilizados para otimização do sistema de controle são o filtro transversal adaptativo H_F , o intervalo entre a percepção da perturbação e a efetiva introdução desta na planta, representado pela função de transferência H_A , e o modelo a ser utilizado H_M . Cada um destes fatores deve ser escolhido tendo como base critérios que maximizem o desempenho, procurando obter ao mesmo tempo a menor complexidade possível.

O projeto do filtro adaptativo envolve a definição da frequência de amostragem (ω_s) e do número de pesos ($L+1$). É possível provar que, para um sistema de identificação adaptativo excitado por sinal de entrada randômico, os pesos do filtro transversal tendem a reproduzir a resposta impulsiva do sistema por ele identificado, quando o erro entre a resposta da planta identificada e do filtro é mínimo, ou seja,

$$w_n = h(nT), \quad n = 0, \dots, L \quad (6)$$

onde w_n é o n -ésimo peso do filtro adaptativo, $h(nT)$ é a resposta impulsiva do sistema e T o intervalo de amostragem.

Prova-se também que neste caso o erro mínimo do processo adaptativo (ϵ_{\min}) é

$$\epsilon_{\min} = \sum_{i=L+1}^{\infty} [h(nT)]^2 \quad (7)$$

A Equação (7) mostra que quanto maior for a parcela da resposta impulsiva que não é representada pelos pesos, maior será o erro mínimo do sistema. A reprodução da resposta impulsiva é feita somando-se elementos em intervalos de tempo com largura igual ao período de amostragem. Assim sendo, uma mesma parcela da resposta impulsiva necessita de mais elementos quando o período de amostragem é menor. A cada uma destas unidades corresponde um peso do filtro transversal. Portanto, é necessário que a frequência de amostragem seja a *menor* possível para que seja necessário um número *mínimo* de pesos para um mesmo valor de erro mínimo.

Define-se como constante de convergência τ_{mse} a constante de tempo da função exponencial que modela o decaimento das sucessivas iterações do processo adaptativo. Segundo Widrow & Stearns (1985) para um sistema com todos os autovalores iguais prova-se que a expressão para a constante de convergência é:

$$\tau_{mse} = \frac{L+1}{4\mu tr[\mathbf{R}]} \quad (8)$$

onde $tr[\mathbf{R}]$ é a soma dos elementos da diagonal principal da matriz de autocorrelação do sinal de entrada, e μ é o ganho adaptativo arbitrado.

Para medir o efeito da estimativa do gradiente criou-se o conceito de perturbação (M) que é a relação entre o erro final do sistema e o erro quadrático mínimo. Ainda segundo Widrow & Stearns (1985) para o caso em que todos os autovalores são iguais tem-se

$$M = \frac{\xi}{\xi_{\min}} = \mu tr[\mathbf{R}]. \quad (9)$$

O ganho μ contudo não pode assumir qualquer valor. Para que a estabilidade do processo adaptativo esteja garantida, μ deve estar contido no intervalo (Widrow & Stearns, 1985)

$$0 < \mu < \frac{1}{tr[\mathbf{R}]} \quad (10)$$

As Equações (7) a (9) são as diretrizes do projeto do controlador. As duas primeiras apontam para a necessidade de minimizar o número de pesos e conseqüentemente a frequência de amostragem a ser utilizada. As Equações (8) e (9) mostram um compromisso do desempenho do controlador com relação ao ganho adaptativo, desde que este respeite os limites que a Eq. (10) impõe. O aumento do ganho acelera a convergência do processo adaptativo pela diminuição da constante de convergência, como indicada pela Eq. (8), porém, de acordo com a Eq. (9), obtendo-se um controle mais ruidoso e instável dado o aumento da perturbação.

A Eq. (7) dá a relação do erro mínimo com a resposta impulsiva do sistema, que deve ser utilizada como informação de projeto caso esteja disponível *a priori*. Especificando-se um erro mínimo desejável pode-se definir a extensão da resposta impulsiva a ser simulada pelo vetor peso. Deste dado e do valor do período de amostragem utilizado define-se o número de pesos $L+1$.

O modelo a ser utilizado deve tornar a resposta da planta praticamente insensível à perturbação. Para isto deve-se ter

$$H_M \cong 0 \quad (11)$$

Assim, a solução não-nula da Eq. (3) torna-se

$$H_F \cong -\frac{H_A H_D}{H_P} \quad (12)$$

O último fator a ser definido é a função de transferência H_A , que relaciona-se ao tempo de resposta do controlador. É necessário que o sensoramento da perturbação seja feito em tempo hábil para que o controlador possa gerar o sinal de controle. Além disto, H_A deve propiciar tempo suficiente para que seja possível a realização da parte não causal de H_F , caso a relação entre H_D e H_P resulte em função de transferência com pólos fora do círculo unitário, como descrito em (Widrow & Stearns, 1985).

4. IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS

O sistema descrito acima foi simulado em MATLAB/SIMULINK e é ilustrado na Fig. 2. Neste sistema G_1 é o gerador do sinal de perturbação e G_2 é o sinal de "dither". O bloco H_F realiza a equação iterativa do algoritmo LMS descrito em (Widrow & Stearns, 1985) fazendo uso do sinal de erro y_e e tendo como resultado o vetor de pesos W . H_D e H_P são as respostas respectivamente à perturbação e ao sinal de controle da planta a ser controlada. H_C multiplica o vetor de pesos W com o sinal de perturbação para obter o sinal de controle a ser introduzido em S_2 . As funções de transferências estão escritas em termos das respectivas transformadas-Z.

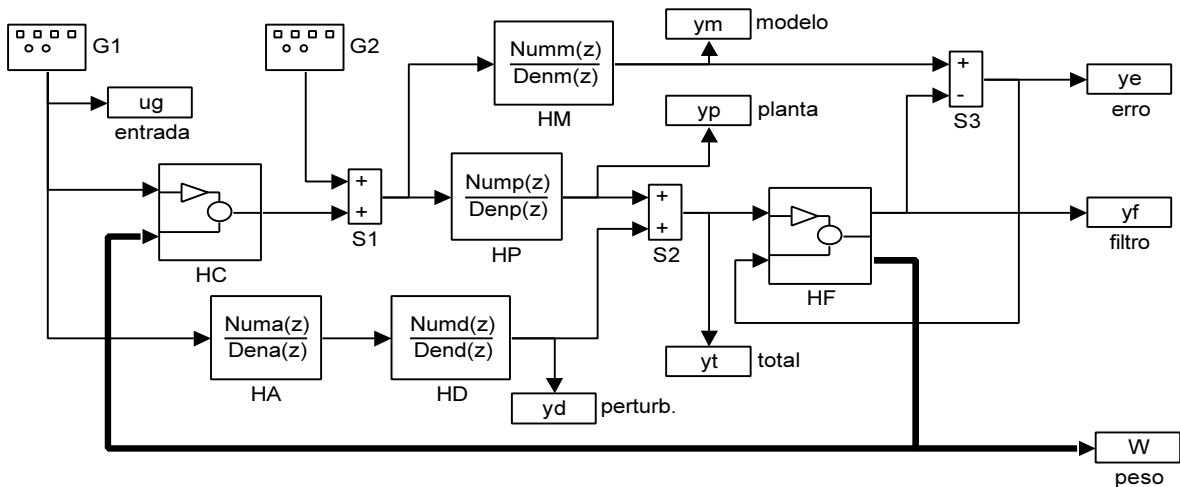


Figura 2 – Diagrama do controlador em MATLAB

A planta adotada corresponde a um sistema de controle de vibração torcional, formada por dois motores CC, dois rotores e uma mola torcional entre eles. Cada motor transmite potência através de uma correia a um dos rotores, considerando-se um deles como o motor de acionamento e o segundo como motor de perturbação, ocasionando a vibração torcional pela variação do torque aplicado aos rotores. Várias modelagens são possíveis para esta configuração, o que possibilitou as diversas análises apresentadas na seqüência. Duas freqüências naturais foram identificadas experimentalmente, em 80 e 110 Hz, as quais podem variar um pouco em função das condições operacionais da planta (Brandão, 1999).

Escolheu-se como modelo de referência o sistema com função de transferência contínua:

$$H_M = \frac{K_M s}{s^2 + 2\zeta_M \omega_M s + \omega_M^2} \quad (13)$$

onde:

$$\omega_M = 2\pi \cdot 110 \text{ rad/s} = 691 \text{ rad/s}$$

$$\zeta_M = 0,707$$

$$K_M = 0,01 \cdot 2 \cdot \omega_M \cdot \zeta_M = 4,886 \text{ rad/s}$$

s é a variável de Laplace

Este modelo permite uma pequena oscilação amortecida com constante de tempo de 12 períodos de amostragem e com pico de aproximadamente 1% quando submetida a um degrau unitário, e mantém a freqüência natural de 110 Hz.

H_A é definido apenas como o intervalo entre a leitura do sinal de perturbação e a ocorrência desta na planta, e foi estabelecido como aproximadamente metade da extensão do filtro transversal, permitindo desta forma a síntese pelo filtro adaptativo da parte não causal da função de transferência.

O sistema de controle foi experimentado para vários modelos da planta, com os resultados discutidos a seguir:

Caso 1: A planta é simétrica quanto aos pontos de carga e excitação ($H_D=H_P$) e tem função de transferência:

$$H_P = \frac{K_P}{(s^2 + 2\zeta_{P1} \omega_{P1} s + \omega_{P1}^2)(s^2 + 2\zeta_{P2} \omega_{P2} s + \omega_{P2}^2)} \quad (14)$$

onde:

$$K_P = \omega_{P1}^2 \omega_{P2}^2$$

$$\zeta_{P1} = \zeta_{P2} = 0,1$$

$$\omega_{P1} = 2\pi \cdot 80 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{P2} = 2\pi \cdot 110 \text{ rad/s}$$

O filtro transversal deve ter o número de pesos suficiente para simular a resposta impulsiva do lado direito da Eq. (3). A resposta impulsiva mais longa é dada pelo primeiro termo deste lado da equação. A quantidade de 37 pesos mostrou-se suficiente para identificar este termo, com a freqüência de amostragem escolhida como sendo 4 vezes a freqüência natural mais alta da planta, ou seja, $\omega_s = 8\pi \cdot 110 \text{ rad/s}$.

O ganho adaptativo (μ), que influencia na rapidez e estabilidade do processo, foi obtido interativamente em 10^4 , valor que demonstrou bom compromisso entre a rapidez da convergência e a estabilidade do processo adaptativo. A condição inicial dos pesos do filtro transversal foi próxima ao seu valor ideal, dado pela resposta impulsiva da função de transferência de H_F , como definido na Eq. (3).

O sistema recebeu um sinal de perturbação quadrado de amplitude unitária. Os resultados obtidos a este sinal de perturbação são mostrados a seguir.

A Figura 3, cujo eixo principal é o tempo em unidades de períodos de amostragem, ilustra o sinal quadrado de amplitude unitária de perturbação assim que é percebido pelo controlador.

Sobreposto a este sinal encontra-se a resposta da planta não controlada à perturbação onde se percebe a oscilação causada pelo patamar da onda quadrada, que acontece alguns instantes após ser sensoreada pelo controlador. A linha central é a resposta controlada da planta, mostrada em outra escala na Fig.4.

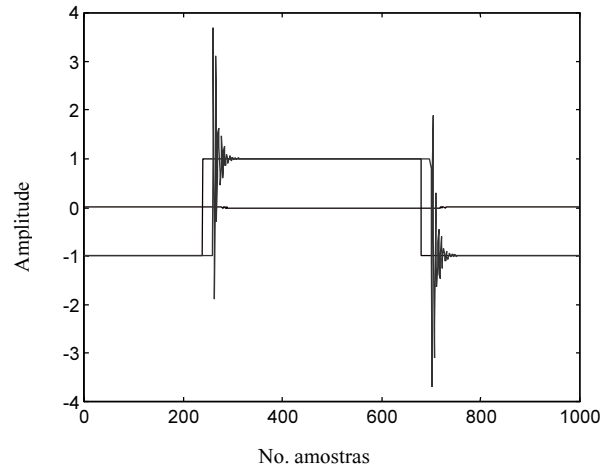


Figura 3 – Resposta da planta à perturbação para o caso 1

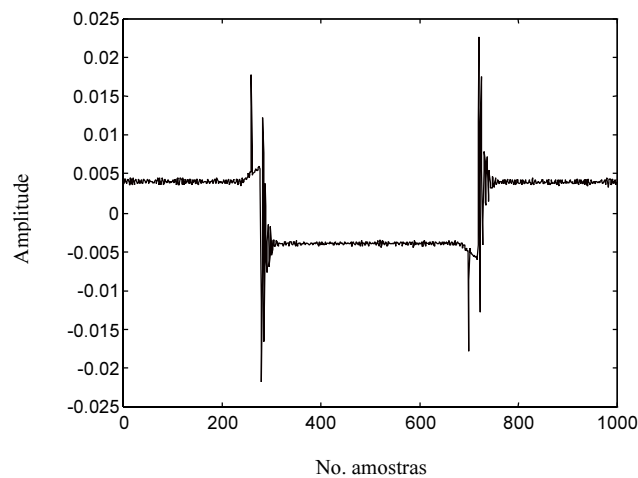


Figura 4 – Resposta da planta controlada à perturbação para o caso 1

Verifica-se que o controle tornou a planta praticamente insensível à perturbação. A necessidade da função de transferência do filtro transversal sintetizar a parcela devida ao modelo tornou o efeito do controle ligeiramente excessivo, notado pelo pequeno resíduo do sinal de controle na resposta da planta.

Caso 2: A planta não é simétrica, com a função de transferência H_D sendo:

$$H_D = \frac{K_D(s + \omega_{z1})(s + \omega_{z2})}{(s^2 + 2\zeta_{p1}\omega_{p1}s + \omega_{p1}^2)(s^2 + 2\zeta_{p2}\omega_{p2}s + \omega_{p2}^2)} \quad (15)$$

onde:

$$\omega_{z1}=0,1 \omega_{p1}$$

$$\omega_{z2}=0,1 \omega_{p2}$$

$$K_D=1$$

Os demais parâmetros, bem como número de pesos, ganho de adaptação e frequência de amostragem permanecem inalterados. A condição inicial também está próxima de seu valor teórico, como no caso anterior. A planta é novamente submetida a uma onda quadrada de amplitude unitária como perturbação. O resultado encontra-se ilustrado na Fig. 5, onde se vê a perturbação e a resposta não controlada da planta.

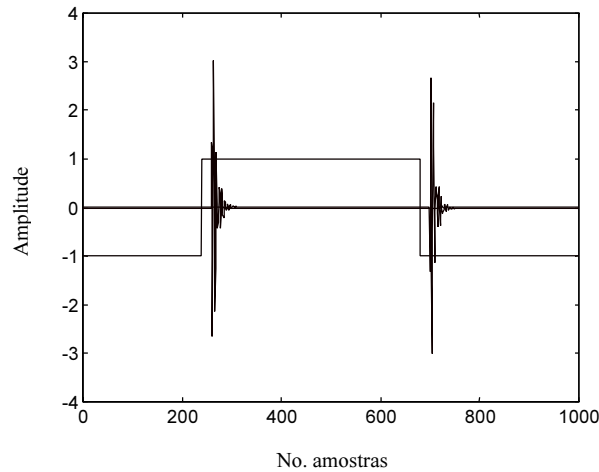


Figura 5 – Resposta da planta à perturbação para o caso 2 sem o efeito do controlador

Percebe-se que a introdução dos zeros na função fez a perturbação ocorrer apenas nas transições da onda quadrada, não havendo o patamar observado no caso anterior para a resposta não controlada da planta. A Figura 6 traz a resposta controlada da planta, em outra escala. Como visto anteriormente, a planta tornou-se bastante insensível à perturbação porém com um pouco mais de energia residual.

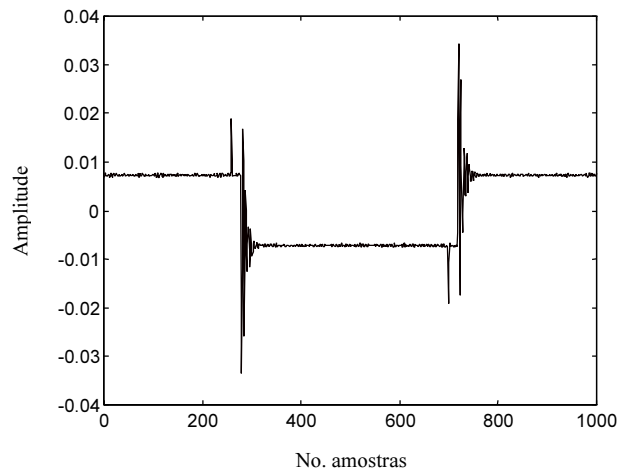


Figura 6 – Resposta da planta à perturbação para o caso 2 com a atuação do controlador

Caso 3: Foi usada a mesma função de transferência anterior, porém os coeficientes de amortecimento ζ_{P1} e ζ_{P2} passaram de 0,1 para 0,01. Os pesos passaram de 37 para 300. O ganho μ passou para 10^{-5} .

A resposta da planta ao sinal de perturbação quadrado é mostrado na Fig. 7. A reação da planta sem controle é bem mais acentuada que nos outros casos, devido ao menor coeficiente de amortecimento. O aumento do número de pesos levou à modificação de H_A que passou a representar um atraso ainda maior, observado pela defasagem entre a transição da onda quadrada e a ocorrência da perturbação.

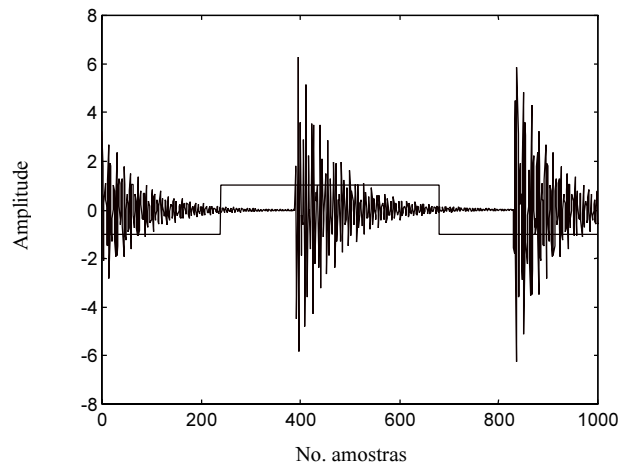


Figura 7 – Resposta da planta à perturbação para o caso 3 sem o efeito do controlador

A Figura 8 ilustra a resposta controlada da planta. Embora de conteúdo mais ruidoso, tem amplitude da ordem de grandeza dos outros dois casos. Este resultado só foi obtido à custa do aumento do número de pesos do filtro adaptativo, de forma a melhor simular a resposta impulsiva, mais longa devido ao menor fator de amortecimento. O ganho μ teve que ser diminuído para se obter a convergência, resultado coerente com o exposto na Eq. (10) pois agora o $tr[\mathbf{R}]$ passou a ter um número muito maior de elementos, o que diminui o limite para a constante de adaptação.

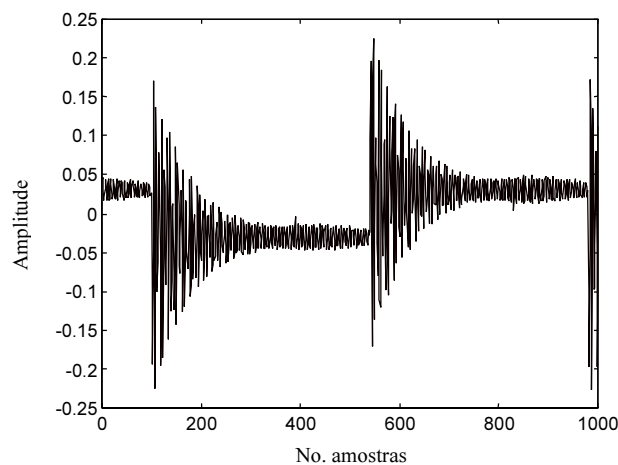


Figura 8 – Resposta da planta à perturbação para o caso 3 com a atuação do controlador

5. CONCLUSÃO

Um novo esquema de controlador em alimentação direta foi apresentado. O controlador segue um modelo de referência e tem capacidade de controle bastante ampla, adquirida pela leitura em antecipação da perturbação. O controle adaptativo consegue, a partir deste prévio conhecimento, gerar respostas que em sistema realimentados seriam não-causais.

Estudaram-se os fatores que influenciam o desempenho e complexidade do controlador: a resposta impulsiva a ser identificada, o nível de ruído do controlador, a rapidez e a estabilidade do processo de convergência.

Os fatores acima citados nortearam o desenvolvimento do controlador. As simulações demonstraram a viabilidade do esquema proposto. Este foi capaz de controlar vários modelos diferentes com resultados satisfatórios. Um sistema com maior número de pesos foi necessário para controlar uma planta com baixo fator de amortecimento dada a sua resposta impulsiva mais longa.

REFERÊNCIAS

- Brandão Neto, J. R., 1999, Controle auto-sintonizável para a variação da demanda de torque, Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia Mecânica, UNICAMP.
- Elliot, S. J., Stothers, I. M., Nelson, P. A., 1987, A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-35, n. 10, pp. 1423-1434
- Fuller, C. R., von Flotow, A. H., 1995, Active control of sound and vibration, IEEE Control Systems, November, pp. 9-19
- Haykin, S., 1996, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey
- Lim, T.W., Bosse, A., Fisher, S., 1997, Adaptive filters for real time system identification and control, Journal of Guidance, Control and Dynamics, vol. 20, n. 1, pp. 61-66
- Widrow B., Stearns S. D., 1985, Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey

FEED-FORWARD CONFIGURATION BASED ON LMS ALGORITHM FOR TORSIONAL VIBRATION CONTROL

***Abstract:** Adaptive control based on LMS algorithm has been successfully used for noise and vibration suppression for at least two decades now. But this area is not completely explored and many new applications have been reported. This paper describes a torsional vibration control using the LMS algorithm. A model following configuration of a feed-forward control is presented, which aim is to attenuate the vibration caused by a load torque disturbance in a rotating machine. Design criteria are established based on controller performance, dynamic convergence and steady error, as well as the relation between them and the number of weights to achieve the goals. An experimentally identified plant model is used in a simulation in order to study the controller behavior. Variations on the plant model are adopted to evaluate the robustness of the controller, and its influence on the design parameters. It can be concluded that the configuration is flexible enough to be applied to torsional vibration, despite eventual variation of the plant parameters, if the adequate number of weights is correctly assumed.*

***Keywords:** LMS control, torsional vibration control, feed-forward control.*