

ESTIMATIVA ONLINE DO CAMINHO SECUNDÁRIO NO CONTROLE ATIVO DE RUÍDO MULTICANAL

Israel Jorge Cárdenas Nuñez

Universidade Federal de Uberlândia - FEMEC - Faculdade de Engenharia Mecânica.
Av. João Naves de Ávila, 2160 - Bloco M, CEP 38400-902 – Uberlândia/MG.
icardenasn@yahoo.com.br

José Francisco Ribeiro

jribeiro@mecanica.ufu.br

Resumo: Ruídos acústicos são conhecidos como fontes de poluição sonora que podem causar efeitos adversos na vida humana. Para solucionar estes problemas, interesse considerável tem-se mostrado no estudo de controladores ativos de ruído (CAR). Na literatura de controladores CAR são estudados controladores do tipo mono canal, que utilizam um sensor e um atuador apenas e controladores do tipo multicanal, com vários sensores e atuadores. Neste trabalho será realizado uma análise e estudo de um algoritmo de controle ativo multicanal de malha aberta (Feedforward) com mecanismo de adaptação do caminho secundário. Este controlador utiliza algoritmos adaptativos do tipo LMS (Least Mean Square), técnicas de filtragem-X LMS e mecanismo adaptativo de Eriksson. Para validar a proposta, montou-se uma bancada experimental constituída de um duto de PVC, onde o algoritmo foi implementado, usando o software Matlab-Simulink®, em um sistema de aquisição de dados dSPACE®. Resultados e discussões são apresentados quanto à dificuldade de implementação e à performance deste sistema de controle.

Palavras-chave: Controle Ativo Multicanal, Ruído, FXLMS, Feedforward.

1. INTRODUÇÃO

A busca incontinente pela melhoria da qualidade de vida do ser humano no planeta tem sido um dos objetivos fundamentais da ciência. Nesta busca as questões que afetam a saúde e o conforto do homem ocupam lugar de destaque. Na área da engenharia, o controle da poluição ambiental sonora tem mobilizado boa parte das pesquisas em ciência aplicada. Há dois grandes campos de estudos nesta área: a dos controladores passivos de ruído (Espindola, 1998) e a dos controladores ativos.

Os controladores ativos de ruído (“Active Noise Control – ANC”) são controladores que empregam normalmente transdutores eletroacústicos e/ou electromecânicos e que procuram cancelar o ruído não desejado baseado no princípio da superposição de ondas. A idéia básica consiste em gerar “um anti-ruído” de igual amplitude e fase oposta ao ruído não desejado, que provoque o cancelamento do sinal ruidoso num determinado ponto ou região de interesse. (Nelson *et al.*, 1992; Hansen, 1997). A primeira proposta deste tipo de controlador foi apresentada em 1936 e patenteada por Lueg (1936).

Embora simples, há inúmeras dificuldades a serem vencidas quando se pretende implementar um controlador ativo de ruído. As características não lineares dos transdutores introduzem perturbações indesejadas que dificultam a ação eficiente do controlador, (Kuo *et al.*, 1996).

Para compensar as variações ocasionadas pelas não linearidades dos transdutores foram propostos os controladores automaticamente adaptáveis. Tais controladores nada mais são que filtros adaptativos, que buscam, por meio de ajustes “on line” dos seus coeficientes, minimizar o ruído do sistema, (Goodwin *et al.*, 1984; Clarkson, 1993).

Nestes procedimentos os filtros mais comumente usados são os do tipo resposta finita ao impulso (“*finite impulse response - FIR*”) e resposta infinita ao impulso (“*infinite impulse response - IIR*”). O mecanismo usado no ajuste dos coeficientes dos filtros envolvem a minimização de um funcional quadrático, comumente denominado algoritmo LMS - *least-mean-square* (Widrow, 1985).

No que diz respeito aos sinais envolvidos há duas abordagens principais: uma que mede o sinal de perturbação na entrada através de um sensor de referência (*feedforward*) e outra que estima esta perturbação a partir da saída do sistema, dispensando o emprego do sensor de perturbação na entrada (*feedback*).

No entanto há situações em que os sistemas físicos a serem controlados são mais complexos e de porte maior, precisando desta maneira sistemas de controle mais sofisticados e complexos. É neste contexto que o estudo de sistemas de controle ativo de ruído multicanal estão inseridos.

Uma particularidade no projeto dos controladores ativos de ruído esta no modelamento do denominado caminho secundário do controlador (vide item 2.1). Existem diferentes técnicas para este modelamento, entre as quais podemos citar: *a) o modelamento offline*, em Nuñez *et al.*, (2004) é apresentada uma aplicação da técnica de modelamento *offline* no controle de um sistema vibratório e *b) modelamento online*, as técnicas mais conhecidas deste tipo de modelamento são o método direto proposto por Widrow (1985), método de Ericksson (1989), método de Fan (1990), método de Bao (1993) entre outros.

Neste trabalho, propõe-se a implementação de um controlador ativo de ruído multicanal em malha aberta (*feedforward*) com mecanismo de adaptação do caminho secundário utilizando o método proposto por Eriksson (1989). Para validar a proposta, montou-se uma bancada experimental constituída por um duto de PVC, onde os algoritmos foram implementados usando o software Matlab-Simulink® e um sistema de aquisição de dados dSPACE. São apresentados e discutidos resultados experimentais do sistema controlado.

2. SISTEMAS DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO MULTICANAL

A seguir são apresentadas as configurações do controlador ativo de ruído multicanal *feedforward* e a configuração da estimativa *online* do caminho secundário pelo método de Eriksson.

2.1 Controle Multicanal *Feedforward* MFXLMS

Na Figura 1(a) e (b) são ilustrados o esquema e o diagrama de blocos de um controlador ativo de ruído multicanal.

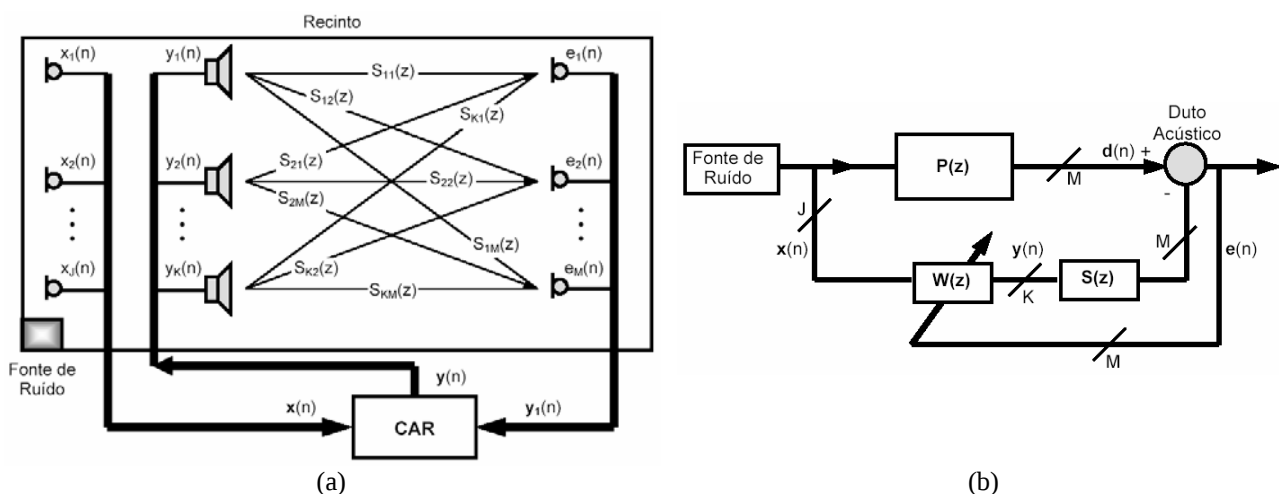


Figure 1. Sistema de Controle Ativo de Ruído (CAR) Multicanal *Feedforward* MFXLMS

Com se pode observar estes sistemas de controle utilizam (J) sensores de referência para gerar um vetor de sinais de referência (x_j). O controlador multicanal CAR gera (K) sinais de cancelamento (y_k) para as correspondentes fontes secundarias que estão distribuídos em diversos pontos no ambiente a ser controlado. Também são distribuídos, sobre o local desejado de atenuação do ruído, (M) sensores de erro (e_M) que medem as componentes do ruído residual.

Na Figura 1(b), $P(z)$ representa a função de transferência entre a fonte de ruído e os diferentes sensores de erro (caminho primário), $S(z)$ representa a função de transferência entre os alto falantes de cancelamento e os sensores de erro (caminho secundário) e finalmente os filtros $W(z)$ representaram o modelo do caminho primário dos sensores de referência (entrada) e as fontes secundarias de controle (saída). A matriz de controladores W é representada por $w(n) \equiv [w_1^T(n) w_2^T(n) \cdots w_K^T(n)]^T$ onde $w_k(n) \equiv [w_{k,1}^T(n) w_{k,2}^T(n) \cdots w_{k,j}^T(n)]^T$. Cada controlador $w_{k,j}(n)$ representa um conjunto de coeficientes dos filtros FIR adaptativos dos sensores de referência e as fontes secundarias: $w_{k,j}(n) \equiv [w_{k,j,1}(n) w_{k,j,2}(n) \cdots w_{k,j,L}(n)]^T$ e L representa a ordem do filtro. Desta maneira o sinal de saída das k th fontes secundarias de controle é representado por:

$$y_k(n) = \sum_{j=1}^J w_{k,j}^T(n) x_j(n), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

onde os J canais do sinal de referência podem ser expressos por um vetor $x(n) \equiv [x_1^T(n) x_2^T(n) \cdots x_J^T(n)]^T$. Cada $x_j(n)$ é o j th canal do sinal de referência de comprimento L , tal que, $x_j(n) \equiv [x_j(n) x_j(n-1) \cdots x_j(n-L+1)]^T$.

$$e(n) = d(n) + s(n) * [w^T(n) x(n)] \quad (2)$$

A maioria dos algoritmos adaptativos procura seus coeficientes ótimos $w(n)$ aplicando o algoritmo do gradiente descendente (*steepest descent*) segundo a direção oposta ao gradiente da superfície do erro. Assumindo a função de custo $\xi = \sum_{m=1}^M E\{e_m^2(n)\} = E\{e^T(n) e(n)\}$ o filtro adaptativo minimizara o erro quadrático instantâneo $\xi(n) \approx e^T(n) e(n)$.

Utilizando o algoritmo do gradiente descendente obtém-se:

$$w(n+1) = w(n) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial \xi(n)}{\partial w(n)} \quad (3)$$

O calculo do gradiente da equação (3) é aproximada por:

$$\frac{\partial \xi(n)}{\partial w(n)} \approx 2[s^T(n) * x(n)]^T e(n) = 2 x'(n) e(n) \quad (4)$$

Substituindo a Eq. (3) na Eq. (4) obtém-se a expressão final de atualização dos coeficientes segundo o algoritmo FXLMS:

$$w(n+1) = w(n) - \mu x'(n) e(n) \quad (5)$$

A Eq. (5) pode ser expandida para $k = 1, 2, \dots, K$ e para $j = 1, 2, \dots, J$. Obtendo a equação para um sistema de controle MIMO MFXLMS:

$$w_{kj}(n+1) = w_{kj}(n) - \mu \sum_{m=1}^M x'_{jkm}(n) e_m(n) \quad (6)$$

onde μ é o passo de adaptação, que pode ser constante ou adaptativo e determina a estabilidade e convergência do algoritmo. O vetor $x'_{jkm}(n)$ é representado por:

$$x'_{jkm}(n) \equiv \hat{s}_{mk}(n) * x_j(n) \quad (7)$$

onde $\hat{s}_{mk}(z)$ são os modelos do caminho secundário para gerar os $x'_{jkm}(n)$ sinais de referência filtrada.

Neste trabalho será utilizado um algoritmo de controle com um sinal de referência, dois atuadores e dois sensores obtendo a configuração SIMO MFXLMS. A equação para esta configuração é (Minguez, 1998):

$$w_k(n+1) = w_k(n) - \mu \sum_{m=1}^M x'_{km}(n) e_m(n), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (8)$$

onde $x'_{km} \equiv \hat{s}_{mk} * x(n)$ para $k = 1, 2, \dots, K$ e $m = 1, 2, \dots, M$. A Figura 2 mostra o diagrama de blocos de um sistema SIMO com uma referência, $K = 2$ sinais de saída e $M = 2$ sinais de erro.

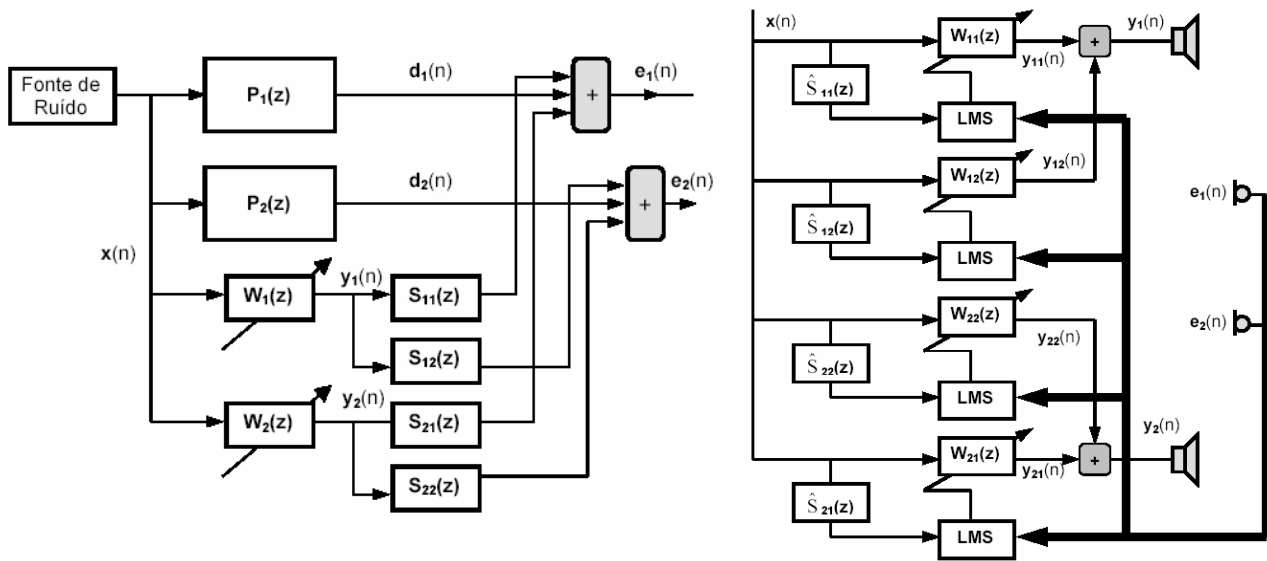


Figure 2. Sistema de Controle SIMO

Em aplicações práticas para o controle ativo de ruído, $S(z)$ é desconhecida, mas pode ser estimada a partir de um filtro adicional $\hat{S}(z)$. Uma solução para se estimar o caminho secundário em tempo real é utilizar a injeção adicional de ruído aleatório no sistema para realizar a identificação desta função de transferência $\hat{S}(z)$ utilizando um filtro FIR e o algoritmo LMS. Esta solução foi proposta por Eriksson em 1989 e é apresentada a continuação.

2.2 Estimativa *online* do Caminho Secundário - Método de Eriksson

Segundo esta metodologia, o caminho secundário $S(z)$ pode ser estimado através da adição de um ruído aleatório como mostra a Figura 3.

Um ruído branco $v(n)$ de média nula é internamente gerado e adicionado ao sinal de saída de controle $y(n)$ que passa pelo caminho secundário $S(z)$.

Supondo que os ruídos são não-correlacionados, é possível utilizar o algoritmo LMS tradicional para identificar o caminho $S(z)$. Nesta metodologia faz-se a estimativa do caminho secundário, bloco com (1) no diagrama, ou seja, estima-se os coeficientes do filtro FIR que são utilizados on-line no processo de controle, no bloco (2).

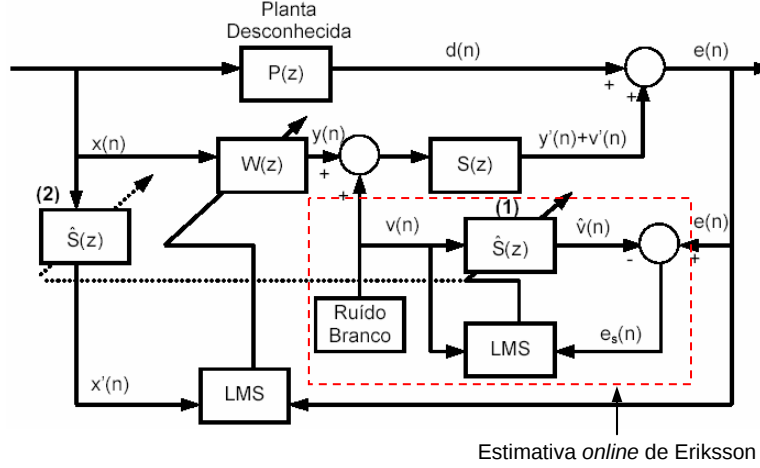


Figure 3. Diagrama de Blocos de um Sistema CAR *online* –Método de Eriksson

No diagrama, $e_s(n) = v'(n) - \hat{v}(n)$ e $v'(n) = s(n) * v(n)$ é a saída do caminho secundário e $\hat{v}(n) = \hat{s}(n) * v(n)$ é a saída do filtro adaptativo que estima o caminho secundário. A perfeita solução ocorre quando $e_s(n) \approx 0$. Com a presença de $x(n)$ e $y(n)$, o sinal de $e_s(n)$ é dado por:

$$e_s(n) = e(n) - \hat{v}(n) = [d(n) + s(n) * y(n)] - \hat{v}(n) \quad (9)$$

A equação de atualização se torna (Eriksson, 1989):

$$\hat{s}_i(n+1) = \hat{s}_i(n) + 2\mu_s v(n-i) [s(n) * v(n) - \hat{s}(n) * v(n)] + 2\mu_s v(n-i) \eta(n) \quad (10)$$

onde $\eta(n) = d(n) + s(n) * y(n)$. O valor esperado da equação acima converge para a solução ótima, visto que $v(n)$ e $\eta(n)$ são independentes e o valor esperado de $v(n)$ é igual a zero. O último termo em 10 é uma perturbação que degrada a performance de convergência da modelagem. No pior caso, este processo de estimação pode ser divergente (Kuo *et al.*, 1999).

Na estimativa de $W(z)$, a equação de adaptação é dada por:

$$w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu_w e(n) x'(n-i) \quad (11)$$

onde o erro, quando não há injeção de ruído branco é dado por:

$$e(n) = d(n) + s(n) * y(n) \quad (12)$$

No caso ideal, quando $\hat{S}(z) = S(z)$ um cancelamento perfeito é alcançado. No caso prático quando $\hat{S}(z)$ é desconhecido e deve ser estimado em tempo real enquanto o controlador estiver operando, o ruído branco $v(n)$ dever ser injetado no sistema, isto é:

$$e(n) = d(n) + s(n) * y(n) + v'(n) \quad (13)$$

Neste caso a parcela de adaptação:

$$w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu_w x'(n-i)[d(n) + s(n) * y(n)] + 2\mu_w x'(n-i)v'(n) \quad (14)$$

Como $v'(n)$ é não-correlacionado com o ruído primário $x(n)$, pode-se dizer que esta parcela perturba o processo iterativo de $W(z)$.

A metodoliga apresentada neste topico foi acoplada ao sistema de controle multicanal do item 2.1. Os resultados experimentais obtidos são apresentados e discutidos a seguir.

3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para testar experimentalmente o sistema de controle apresentado, foi montada uma bancada experimental conformada por um duto de PVC que foi instrumentado com alto falantes (atuadores) e microfones (sensores). Os alto falantes utilizados foram da marca Bravox BA6SS que possuem uma potência máxima de 140 Watts RMS. Os microfones foram do tipo “eletreto” amplamente utilizados em telefonia. Na figura 4 é apresentada uma foto e o esquema da bancada experimental.

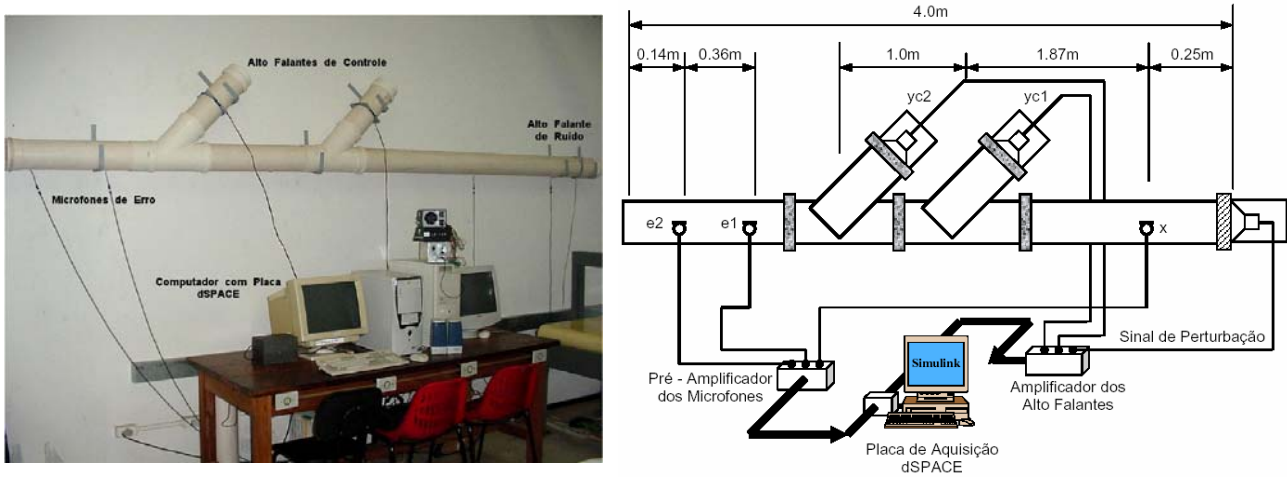


Figure 4. Foto e esquema da bancada experimental

O duto possui um comprimento de 4.0m e um diâmetro de 0.15m. O alto-falante de ruído foi posicionado numa das extremidades e os alto-falantes de controle posicionado a 2.12m e 3.12m do alto-falante de ruído. O microfone de referência foi colocado a uma distância de 0.25m e finalmente os microfones de erro a 3.5m e 3.86m da fonte de ruído.

Os algoritmos de controle multicanal foram implementados no Matlab-Simulink® e testados a partir da plataforma de aquisição de dados dSPACE®. O tempo de amostragem utilizado foi de 2 KHz.

Para avaliar o desempenho dos algoritmos de controle, o sistema físico foi excitado por uma perturbação composta por quatro funções senoidais com frequências de 150, 250, 350 e 450 Hz. Este sinal de perturbação foi gerado através do próprio Simulink®. Vale a pena destacar que o passo de adaptação μ utilizado nestes experimentos foi do tipo adaptativo limitado a 1% do seu valor máximo (Nuñez *et al.*, 2004). Os sinais de interesse foram adquiridos a partir da placa de aquisição dSPACE® e posteriormente analisados no software Matlab®. A seguir são apresentados os testes experimentais para o controle multicanal com mecanismo adaptativo dos caminhos secundários.

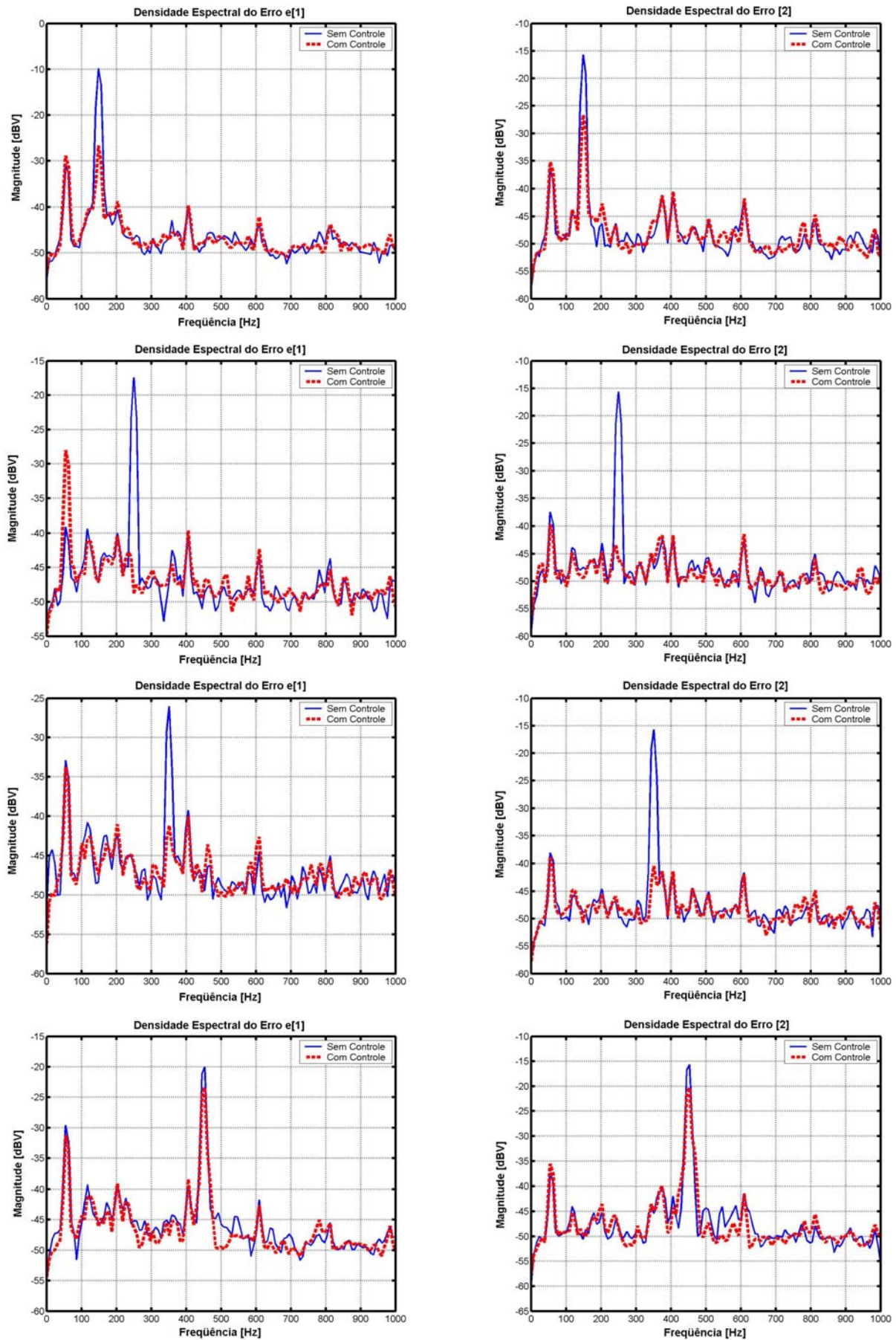


Figure 5. Densidade Espectral de Potência (PSD) para o Controle Multicanal *Feedforward* Eriksson
Excitação: 150, 250, 350 e 450 Hz.

Na Figura 5 são apresentados os resultados para a configuração do controle multicanal *feedforward*, onde são mostradas as respostas dos sinais observados pelos dois sensores, quando o sistema está sem controle e com controle. A ordem dos filtros FIR utilizados para estes ensaios foram de 10 coeficientes.

Com se vê a proposta MFXLMS *feedforward* se mostrou eficiente para as diferentes frequências apresentadas.

No caso multi tonal, figura 6, observou-se nos experimentos realizados que à medida que o tempo passa a densidade espectral de potência na frequência de 450Hz vai diminuindo, porém com menor velocidade que nas outras frequências.

Nos algoritmos a velocidade de convergência pode ser melhorada aumentando o passo de adaptação μ , no entanto com um passo de adaptação maior o algoritmo de controle tende a se tornar instável.

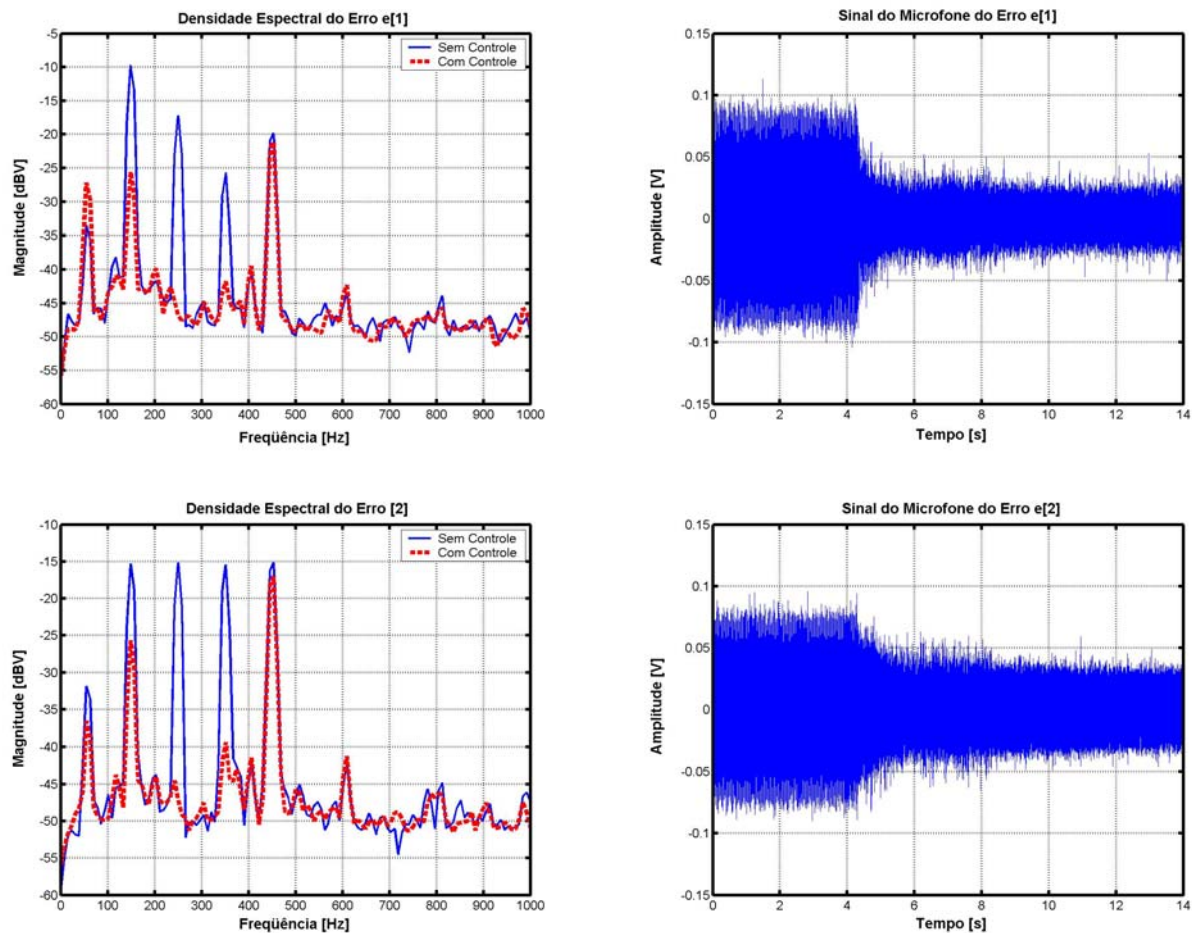


Figure 6. Densidade Espectral de Potência (PSD) e Sinal do Erro para o Controle Multicanal *Feedforward* Eriksson – Excitação Multitonal.

5. CONCLUSÃO

O trabalho aponta para algumas conclusões importantes no que concerne ao emprego e obtenção de controladores ativos de ruído aplicado a dutos acústicos.

Nesta estratégia de controle utilizou-se o método de Eriksson para fazer a estimativa *online* do caminho secundário. Esta técnica que utilize a adição de um ruído branco no sistema mostrou-se robusto e eficiente, especialmente com os controladores *feedforward* para tons puros.

A modelagem *online* do caminho secundário é naturalmente uma técnica mais dispendiosa computacionalmente, porém de natureza mais versátil com características de adaptação mais genérica, indicado para aplicações onde o caminho secundário experimenta modificações como, por exemplo, devido ao efeito de variação na temperatura, de umidade, etc.

Naturalmente o caso multicanal apresenta uma complexidade que cresce com o número de entradas e saídas consideradas.

O esforço computacional é apreciável, o que levou no caso deste trabalho a uma busca por controladores de menor dimensão possível semelhantemente no que tange as dimensões adotadas para os modelos dos caminhos secundários.

6. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro proporcionado a este trabalho pela CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico), CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) e FAPEMIG (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais).

7. REFERÊNCIAS

- Clarkson P. M., Optimal and Adaptive Signal Processing. Boca Raton, FL: CRC Press, 1993.
- Espíndola, J.J. & Lopes, E.M.O. "Caracterização de Materiais Elastoméricos para o Controle de Vibrações e Ruídos Acústicos". II Simpósio Brasileiro Sobre Sistemas Dinâmicos da Mecânica – DINAME - 1998 - Campos do Jordão - SP.
- Eriksson L.J., "Active sound and vibration control: A technology in transition," Noise Control Eng. J. 44 (1), 1989.
- Goodwin G. C. e Sin K. S., Adaptive Filtering Prediction and Control. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
- Hansen C. H. e Snyder S. D., Active Control of Noise and Vibration. London, U.K.: E&FN Spon, 1997.
- Kuo S. M. e Morgan D.R., "Active Noise Control: A Tutorial Review," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., pp. 943–973, 1999.
- Kuo S., Panahai I., Chung K., Horner T., Nadeski M., Chyan J., "Design of Active Noise Control Systems With the TMS320 Family", Texas Instruments (SPRA042), 1996.
- Lueg P., "Process of silencing sound oscillations," U.S. Patent 2,043,416, June 1936.
- Minguez A. e Recuo M., Ingeniería Avanzada para Sistemas de Controle De Ruido Acústico Mediante Técnicas Adapataivas, *Tesis Doctoral – Universidad Politécnica de Madrid – España*, 1998..
- Nelson P. A. e Elliott S. J., Active Control of Sound. San Diego, CA: Acad. Press, London, 1992.
- Nuñez, I. J. C., Cardoso, P. M. e Ribeiro J. F., Controle Ativo de Vibrações Utilizando Algoritmos FXLMS Feedforward, CBA 2004, "In Press", 2004.
- Nuñez, I. J. C., Cardoso, P. M. e Ribeiro J. F., Controlador FXLMS Feedback adaptativo aplicado a Vibrações de Sistema Mecânicos, DINCON 2004, "In Press", 2004.
- Widrow B. e Stearns S. D., Adaptive Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.

ADAPTIVE ALGORITHM OF SECONDARY PATH IN MULTI CHANNEL ACTIVE NOISE CONTROL

Israel Jorge Cárdenas Nuñez

Universidade Federal de Uberlândia - FEMEC - Faculdade de Engenharia Mecânica.
Av. João Naves de Ávila, 2160 - Bloco M, CEP 38400-902 – Uberlândia/MG.
icardenasn@yahoo.com.br

José Francisco Ribeiro

jribeiro@mecanica.ufu.br

Abstract: *Acoustic noises are known as sources of sonorous pollution that can cause adverse effect in the life human being. To solve these problems, considerable interest has been shown in Active Noise Control (ANC). In ANC literature they are studied mono channel and multi channel control system. The aim of this work is studying and analyzing the algorithm of multi channel active noise control. This controller uses the: LMS (least mean square) algorithm, finite impulse response (FIR) filters and adaptive algorithm of secondary path using the Eriksson technical. To validate this proposal a workbench has been mounted from a PVC duct, where the algorithm are implemented using Matlab-Simulink® software. Results of this work are given and discussed.*

Keywords: *Multi channel Active Control, Noise, FXLMS, Feedforward.*