



## CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM DUTOS USANDO ALGORITMO ADAPTATIVO

**Ronaldo Fernandes Nunes**

Mercedes-Benz do Brasil, Tecnologia de Cabinas e Conforto -TCC  
Cx. P. 202 – 090680-900 – São Bernardo do Campo, SP, Brasil

**Lázaro Valentin Donadon**

**José Roberto de França Arruda**

**José Maria Campos dos Santos**

Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Mecânica Computacional  
Cx. P. 6122 – 13083-970 – Campinas, SP, Brasil

**Resumo:** *O controle de ruído em cavidades fechadas é um problema clássico da engenharia. O controle do ruído pode produzir ambientes mais silenciosos, os quais são mais seguros, mais produtivos e confortáveis. Um número significativo de problemas de ruído em baixa frequência tem sido solucionados com as técnicas denominadas por controle ativo de ruído. Neste trabalho, apresentam-se resultados simulados e experimentais da aplicação em dutos do controle “feedforward” usando o algoritmo adaptativo “Least Mean Square” (LMS) em sua versão conhecida como “Filtered-X LMS” (FXLMS). Uma bancada experimental flexível é apresentada, a qual permite uma fácil montagem de diferentes configurações para análise de problemas de controle ativo de ruído em dutos. Problemas com fontes simples e múltiplos sensores de erro são investigados.*

**Palavras-chave:** *Controle ativo de ruído em dutos, Controle ativo, Algoritmo adaptativo, Controlador Filtered-X LMS.*

### 1. INTRODUÇÃO

Desde os primeiros trabalhos realizados por Lueg , 1930, o controle ativo de ruído (Active Noise Control – ANC) tem motivado inúmeras pesquisas. Embora, o uso desta técnica não tenha obtido sucesso em aplicações comerciais antes de 1980 (Warnaka, 1982), com o advento das técnicas de processamento de sinais e o baixo custo dos processadores de sinais digitais (Digital Signal Processing – DSP), os algoritmos de controle adaptativo para ANC obtiveram uma ampla expansão (Eriksson, 1996), (Stevens & Ahuja, 1991).

A técnica de ANC envolve atenuação de ruído em baixa frequência. Desde os primeiros estudos, seu maior potencial em aplicações industriais tem sido no caso de ruído em dutos. O uso de um sistema mono-canal (um único microfone de erro) para esta condição, considerando uma faixa de frequências abaixo da frequência de corte do duto, torna

relativamente simples a sua implementação. Contudo, existem casos onde o interesse é controlar mais de uma região, assim é necessário utilizar os recursos de multi-canal (Nelson & Elliott, 1992) para um controle mais efetivo.

Neste trabalho, a aplicação do ANC em dutos, será apresentada para os seguintes estudos: a) caso mono-canal, o qual inclui uma fonte primária de perturbação, uma fonte secundária de controle e um sensor de erro; e b) caso multi-erro, o qual considera as mesmas fontes do caso anterior, mas com mais de um sensor de erro.

O uso do sinal de perturbação tonal foi avaliado e o algoritmo adaptativo FXLMS (Widrow *et al.*, 1981) implementado e avaliado nas propostas do trabalho.

## 2. IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO FXLMS

O princípio básico do ANC diz que conhecendo-se o sinal de referência (fonte primária), o qual esta correlacionado com a perturbação acústica, é possível cancelar este sinal adicionando-se a ele um sinal de cancelamento (fonte secundária), o qual é obtido através da filtragem do sinal de referência. Nesta seção, será apresentada uma revisão do algoritmo adaptativo FXLMS para a condição multi-canal (Kuo e Morgan, 1996). Neste caso assume-se a hipótese de que o sinal de referência não será afetado pela saída de qualquer das fontes secundárias, ou seja, o sistema é puramente *feedforward*. A Figura 1 apresenta um diagrama de blocos simplificado do algoritmo.

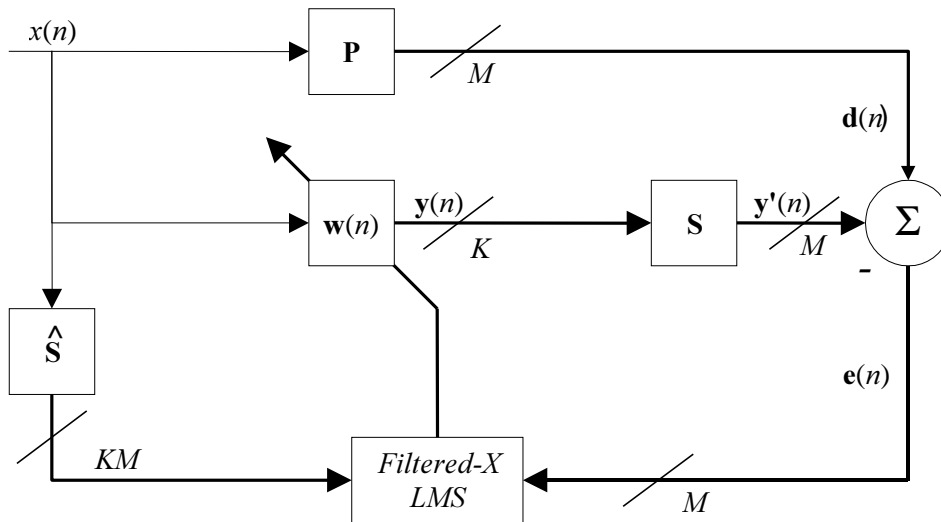


Figura 1: Diagrama em blocos do algoritmo *Filtered-X LMS*.

O algoritmo será descrito usando-se um único sinal de referência,  $x(n)$ , o qual é usado para todos os  $K$  filtros adaptativos. A minimização da soma dos quadrados do ruído residual medido pelos  $M$  sensores de erro pode atenuar o campo de ruído primário. As componentes do sinal de erro  $e(n)$  são formadas pelas  $M$  saídas dos microfones de erro. A matriz  $\hat{S}$  representa a estimativa dos  $M \times K$  caminhos secundários das  $K$  fontes secundárias para os  $M$  microfones de erro.

Na Figura 1, o vetor  $\mathbf{w}(n)$ , representa os pesos associados a todos os  $K$  filtros adaptativos; matematicamente pode-se escrever

$$\mathbf{w}(n) \equiv [\mathbf{w}_1^T(n) \quad \mathbf{w}_2^T(n) \quad \cdots \quad \mathbf{w}_K^T(n)]^T \quad (1)$$

onde

$$\mathbf{w}_k(n) \equiv [w_{k,0}(n) \quad w_{k,1}(n) \quad \cdots \quad w_{k,L-1}(n)]^T, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (2)$$

são os vetores pesos dos  $K$  filtros adaptativos, cada um de ordem  $L$ . O vetor do sinal de cancelamento,  $\mathbf{y}(n)$  definido por

$$\mathbf{y}(n) \equiv [y_1(n) \quad y_2(n) \quad \cdots \quad y_K(n)]^T \quad (3)$$

é usado para acionar as  $K$  fontes secundárias. O sinal de  $y_k(n)$  é obtido pela filtragem do sinal de referência  $x(n)$  através dos correspondentes filtros FIR adaptativos (“Finite Impulse Response”),  $\mathbf{w}_k(n)$

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^T(n) \mathbf{x}_n(n), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (4)$$

onde

$$\mathbf{x}(n) \equiv [x(n) \quad x(n-1) \quad \cdots \quad x(n-L)]^T \quad (5)$$

é o vetor do sinal de referência comum a todos os filtros adaptativos. As equações (1), (3) e (4) podem ser combinadas como

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{X}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (6)$$

onde o valor de  $\mathbf{X}(n)$  é uma matriz diagonal  $KL \times K$ . O vetor do sinal de erro  $\mathbf{e}(n)$ , medido pelos  $M$  sensores de erro pode ser expresso como

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}'(n) \quad (7)$$

onde

$$\mathbf{d}(n) \equiv [d_1(n) \quad d_2(n) \quad \cdots \quad d_M(n)]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{y}'(n) \equiv [y'_1(n) \quad y'_2(n) \quad \cdots \quad y'_M(n)]^T \quad (9)$$

são o vetor do ruído primário, com  $d_m(n)$  indicando o ruído da fonte primária no  $m$ -ésimo sensor de erro, e o vetor do ruído de cancelamento, com  $y'_m(n)$  indicando a soma do ruído de cancelamento das  $K$  fontes secundárias para o  $m$ -ésimo sensor de erro, respectivamente. Este último vetor, embora inacessível, pode ser expresso por

$$\mathbf{y}'(n) = \mathbf{S}(n) * \mathbf{y}(n) \quad (10)$$

onde  $*$  indica produto de convolução linear e  $\mathbf{S}(n)$  é uma matriz com  $M \times K$  funções de resposta ao impulso, cujos elementos  $s_{mk}(n)$  indicam a resposta do  $m$ -ésimo sensor de erro a  $k$ -ésima fonte secundária. A equação (10) pode ser expressa na forma escalar como

$$y'_m(n) = \sum_{k=1}^K s_{mk}(n) * y_k(n), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (11)$$

Combinando as Eqs. (6) e (10), a expressão para vetor do sinal de erro dada pela Eq. (7), torna-se

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{S}(n) * [\mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n)] \quad (12)$$

A função custo dos filtros adaptativos é definida como a soma dos erros quadráticos médios, a qual é expressa por

$$\xi(n) = \sum_{m=1}^M E[e_m^2(n)] \quad (13)$$

Se o sinal de referência  $x(n)$  estiver correlacionado com  $\mathbf{d}(n)$ , é possível reduzir o valor de  $\xi(n)$  usando o esquema do ANC da Figura 1. Devido à natureza quadrática de  $\xi(n)$ , a solução ótima  $\mathbf{w}^0$  pode ser encontrada iterativamente usando um algoritmo de máxima inclinação (*steepest descent*) para ajustar os coeficientes dos filtros adaptativos. Widrow & Stearns, (1985) assumem que cada componente do erro médio quadrático pode ser aproximado por seu erro quadrático instantâneo, e a Eq. (13) pode ser aproximada por

$$\hat{\xi}(n) = \sum_{m=1}^M e_m^2(n) = \mathbf{e}^T(n) \mathbf{e}(n) \quad (14)$$

O vetor peso  $\mathbf{w}(n)$  é atualizado na direção do gradiente negativo, baseado na minimização da função custo estimada na Eq.(14) e toma a forma usual dada por

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{\xi}(n) \quad (15)$$

O gradiente da Eq. (14) será calculado com relação ao  $k$ -ésimo sub-vetor dos pesos  $\mathbf{w}_k(n)$  no tempo  $n$ , o qual pode ser obtido das Eqs. (7),(11) e (4) como

$$\nabla_k \hat{\xi}(n) = \nabla_k \sum_{m=1}^M e_m^2(n) = -2 \sum_{m=1}^M [s_{mk}(n) * \mathbf{x}(n)] e_m(n), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (16)$$

Montando os gradientes dos sub-pesos expressamos o gradiente total dos pesos como

$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2[\mathbf{S}^T(n) \otimes \mathbf{x}(n)] \mathbf{e}(n) \quad (17)$$

onde  $\otimes$  denota produto de convolução de Kronecker, obtido pela convolução de cada elemento de  $\mathbf{S}^T(n)$  com  $\mathbf{x}(n)$  para formar uma matriz  $KL \times M$ .

Nos sistemas práticos de ANC, a matriz  $\mathbf{S}(n)$  é substituída por  $\hat{\mathbf{S}}(n)$  que é a estimativa de  $\mathbf{S}(n)$  usando um método de modelagem *off-line* ou *on-line*. Portanto, a matriz dos vetores do sinal de referência filtrado é definida como

$$\mathbf{X}'(n) = \hat{\mathbf{S}}^T(n) \otimes \mathbf{x}(n) \quad (18)$$

onde os  $\hat{s}_{mk}$ , elementos de  $\hat{\mathbf{S}}$ , representam a resposta ao impulso de um filtro FIR  $\hat{S}_{mk}(z)$  que é usado para estimar  $S_{mk}(z)$  e os  $\mathbf{x}'_{km}(n)$ , elementos de  $\mathbf{X}'$ , são dados por

$$\mathbf{x}'_{km}(n) \equiv \hat{s}_{mk}(n) * \mathbf{x}(n) \quad (19)$$

para  $k = 1, 2, \dots, K$  e  $m = 1, 2, \dots, M$  são os vetores do sinal de referência filtrado, os quais são formados filtrando-se  $\mathbf{x}(n)$  pelo caminho secundário da estimativa de  $\hat{S}_{mk}(z)$  da  $k$ -ésima fonte secundária para o  $m$ -ésimo sensor de erro. Substituindo-se as Eqs. (17) e (18) na Eq. (15) obtém-se o algoritmo FXLMS para uma referência única e múltiplas saídas, ou seja

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{X}'(n) \mathbf{e}(n) \quad (20)$$

Esta equação pode ser particionada em  $K$  equações como,

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) - \mu \sum_{m=1}^M \mathbf{x}'_{km} e_m(n) \quad k = 1, 2 \dots K \quad (21)$$

a qual resume o algoritmo adaptativo para o caso multi-canal, com  $M$  sensores de erro e  $K$  filtros adaptativos. Para um sistema com um canal de referência e uma saída ( $M = K = 1$ ), a equação reduz-se ao algoritmo FXLMS mono-canal. O sistema multi-erro consiste em usar a formulação multi-canal com uma referência e uma saída, mas com  $M$  sensores de erro e um filtro adaptativo de ordem  $L$ .

### 3. BANCADA EXPERIMENTAL

A bancada experimental consiste de tubos e conexões de PVC de 6 polegadas, os quais podem ser montados nas mais diferentes configurações. As fontes primárias e secundárias são feitas com auto-falantes de 6 polegadas e os sinais de erro são obtidos com microfones fixados em orifícios ao longo do duto nos pontos de medição escolhidos. A geração dos sinais das fontes de controle e perturbação, e a aquisição dos sinais de erro são feitas através de uma placa com processador DSP de controle com entradas (AD) e saídas DA programáveis em ambiente MATLAB/SIMULINK. O uso de uma tal bancada permite diferentes configurações para análise de problemas de controle ativo de ruído em dutos. Neste trabalho, a análise do ANC em um montagem com configuração na forma de U será apresentada e discutida.

A Figura 2 apresenta a montagem do experimento usado, com duas fontes de perturbação (primária), duas fontes de controle (secundária) e seis sensores de erro (microfones). Nesta configuração, duas propostas foram avaliadas: condição mono-canal, com uma fonte de perturbação, uma de controle e um microfone de erro; e a condição multi-erro, com uma fonte de perturbação, uma de controle e dois microfones de erro.

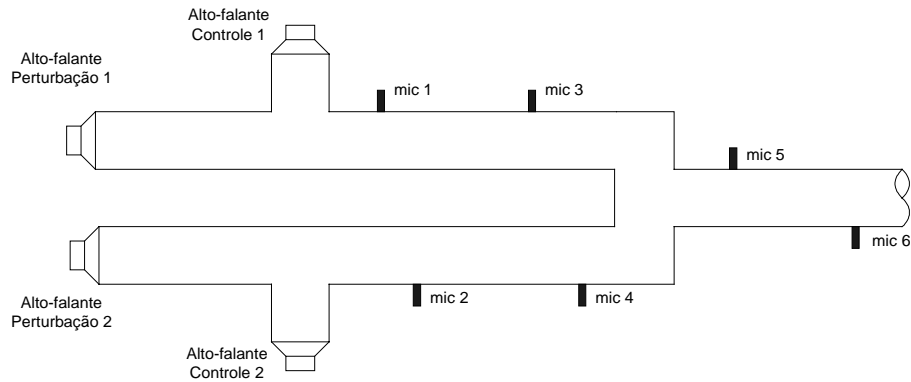
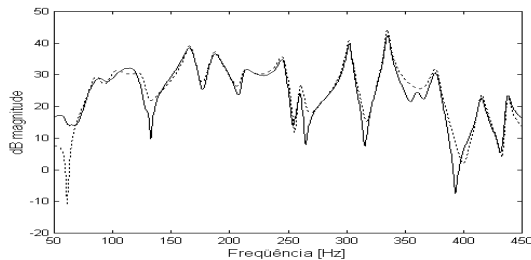


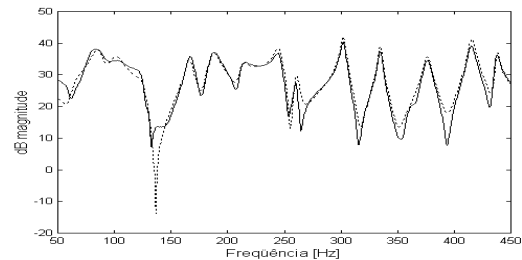
Figura 2: Montagem do experimento do duto U.

#### 4. IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA

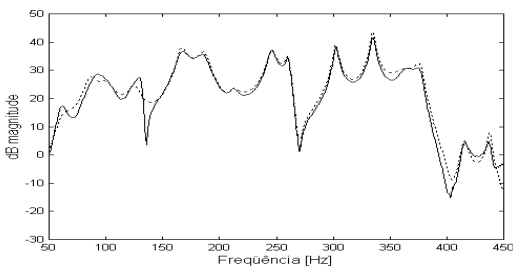
A identificação da planta do sistema físico do duto U foi feita usando as Funções de Resposta em Frequência (FRFs) experimentais obtidas com o sinal de perturbação e o sinal de controle como entradas e os sinais dos microfones de erro como saídas. As FRFs foram obtidas no sistema de aquisição de dados HP35650 em uma faixa de frequência DC a 800 Hz, com sinal de entrada aleatório. A Figura 3 apresenta uma comparação das FRFs medidas com aquelas sintetizadas para os sensores de erro de 1 a 6 na faixa de interesse para o ANC (50-450 Hz). O sistema é identificado pelo método da Realização dos Autosistemas (Eigensystem Realization Algorithm – ERA), o qual foi implementado em ambiente MATLAB<sup>®</sup> (Juang & Pappa, 1985).



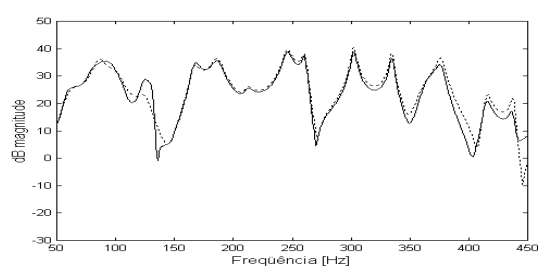
(a) microfone 1 / perturbação



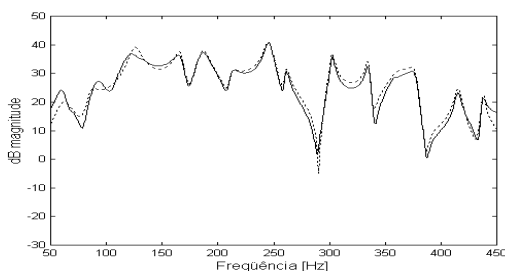
(b) microfone 1 / controle



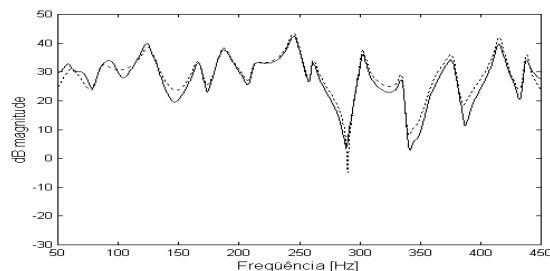
(c) microfone 2 / perturbação



(d) microfone 2 / controle



(e) microfone 3 / perturbação



(f) microfone 3 / controle

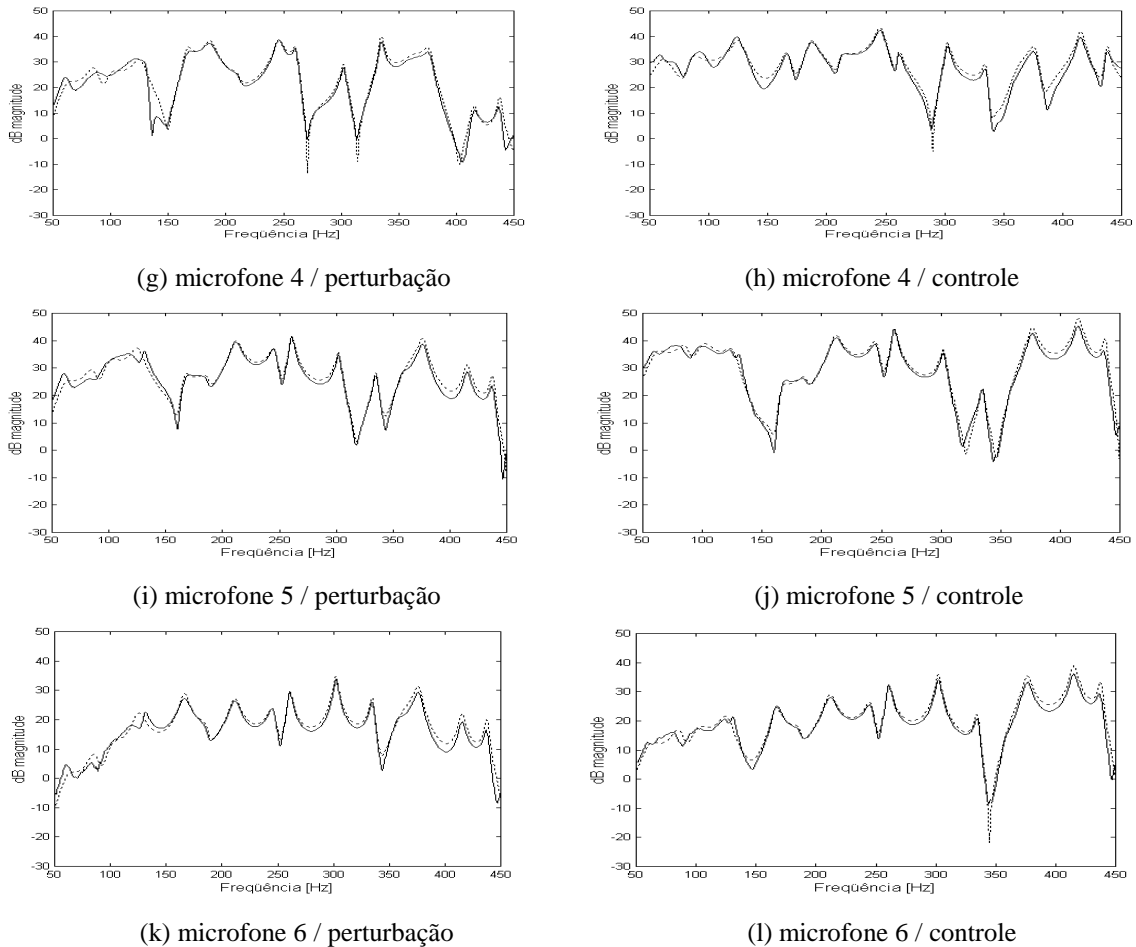


Figura 3 – FRFs entre sinal de perturbação e os microfones de erro 1-6. --- Medido e — Identificado.

## 5. RESULTADOS SIMULADOS

A planta denominada de duto U foi estimada pelo processo *off-line*, ou seja, antes do controlador ser implementado. Após a identificação o modelo contínuo foi discretizado para realização das simulações em ambiente MATLAB<sup>®</sup>-SIMULINK (The Mathworks, Inc.), e o *toolbox DSPBlockset* foi usado para construção dos diagramas e simulação dos dados obtidos. As simulações foram efetuadas para os dois casos propostos (mono-canal e muti-erro) visando analisar os parâmetros envolvidos no algoritmo FXLMS para posterior análise experimental.

A Figura 4 apresenta um esboço do diagrama em blocos utilizado para as simulações do caso FXLMS mono-canal. Um sinal de perturbação senoidal foi utilizado como perturbação na faixa de frequência de 50 a 450 Hz, e os microfones 5 e 6 foram usados, um de cada vez, como sinais de erro. A Figura 5 mostra os resultados da simulação com os microfones de erro 5 e 6 para o caso de um sinal de perturbação em 75 Hz, com passo do algoritmo  $\mu = 0.06$  e ordem do filtro  $L = 32$ . Neste caso, apenas o alto-falante 1 de perturbação e 2 de controle estavam atuando no sistema e o microfone 6 como sinal de erro. Observa-se que mesmo com apenas o uso de um controlador atuando em função do microfone 6, a atenuação para a região do microfone 5 é também significativa. Para as demais regiões do duto, os microfones 1, 2, 3 e 4 apresentaram atenuações similares ao microfone 5.

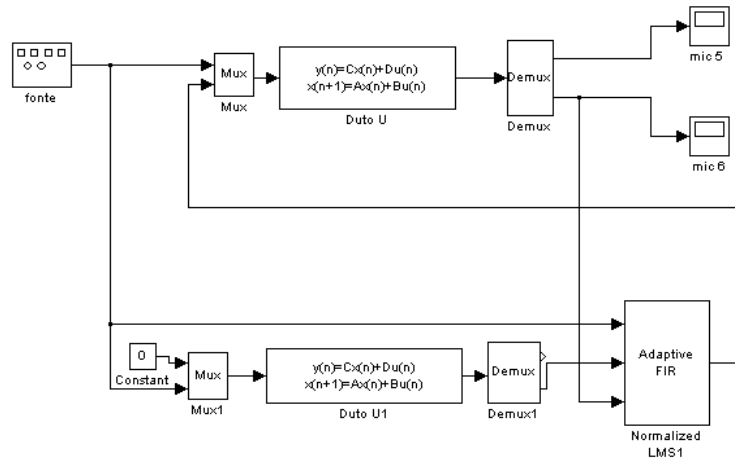
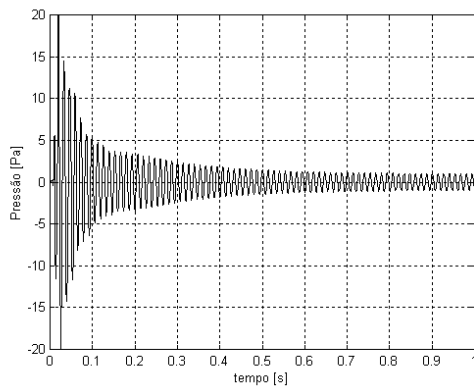
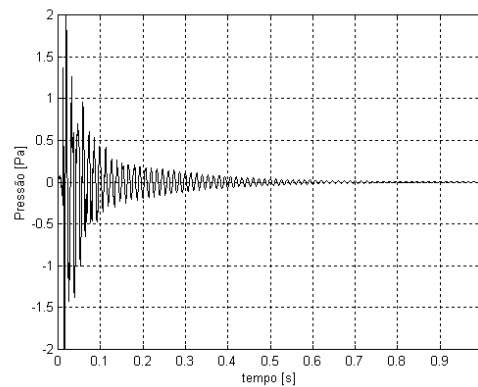


Figura 4 – Diagrama em blocos do controlador incluindo o algoritmo FXLMS.



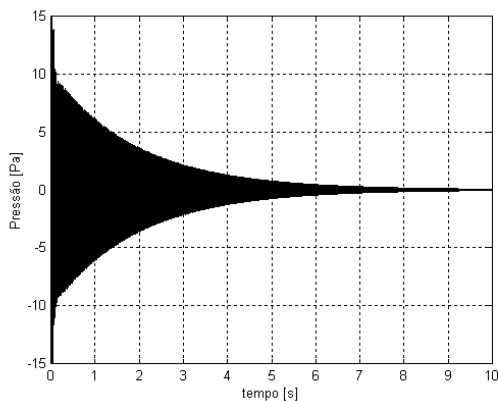
(a) microfone 5



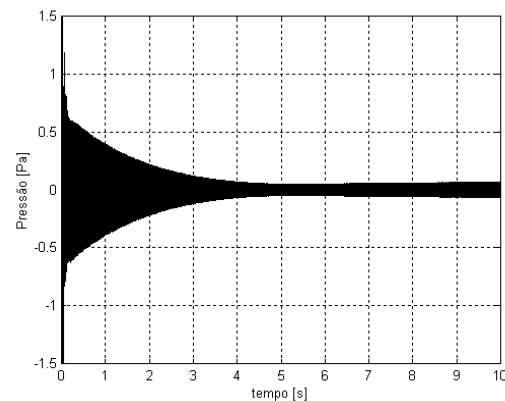
(b) microfone 6

Figura 5 – Resultados simulados da atenuação da pressão sonora nas posições dos microfones de erro 5 e 6 para o caso mono-canal.

Para a condição multi-erro utilizou-se a mesma configuração anterior (auto-falante 1 na perturbação, 2 no controle e microfones 5 e 6 no erro), sendo que neste caso os dois microfones de erro atuavam simultaneamente. Neste caso utilizou-se o controlador com o algoritmo FXLMS multi-canal. A Figura 6 apresenta o resultado da atenuação nos microfones 5 e 6 onde pode-se observar um resultado similar aqueles encontrados no caso mono-canal.



(a) microfone 5



(b) microfone 6

Figura 5 – Resultados simulados da atenuação da pressão sonora nas posições dos microfones de erro 5 e 6 para o caso multi-erro.



## 6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A implementação do controlador FXLMS, vide maiores detalhes em Nunes *et al.*, 1998, foi feita em uma placa DSP de controle, DS1102 da dSpace GmbH, a qual tem quatro entradas (AD) e quatro saídas analógicas (DA) operando com um processador TMS320C3 (Texas Instruments). O diagrama em blocos da planta e do controlador foram implementados em ambiente MATLAB<sup>®</sup>-SIMULINK (The Mathworks, Inc.), compilados com o Real Time Workshop (The Mathworks, Inc.) e Real Time Interface (dSpace) e carregados na placa de controle. As Figura 7 e 8 apresentam resultados típicos da atuação do controle para os casos mono-canal e multi-erro, comparando-se os sinais de erro para o sistema controlado e sem controle. Os resultados confirmam aqueles obtidos na simulação.

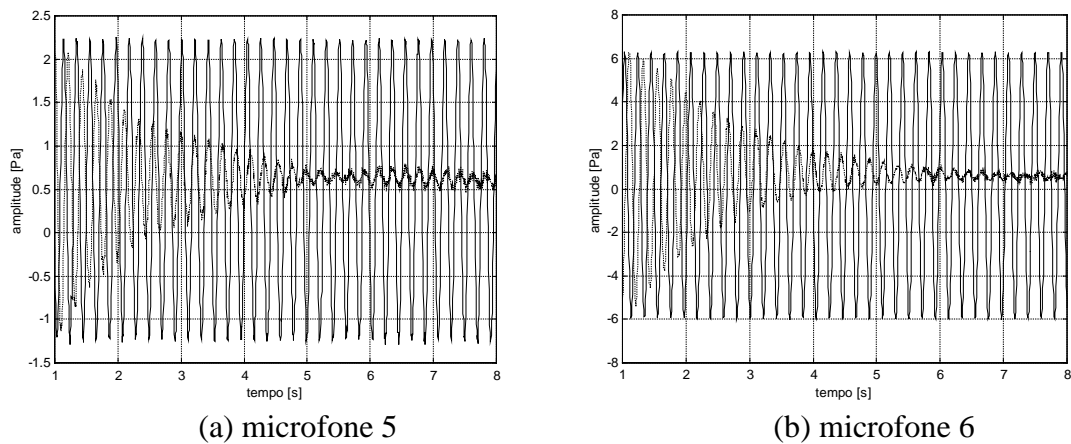


Figura 7 – Resultado da atenuação da pressão sonora nos microfones 5 e 6 para o caso mono-canal. ---- Controlado e — sem controle

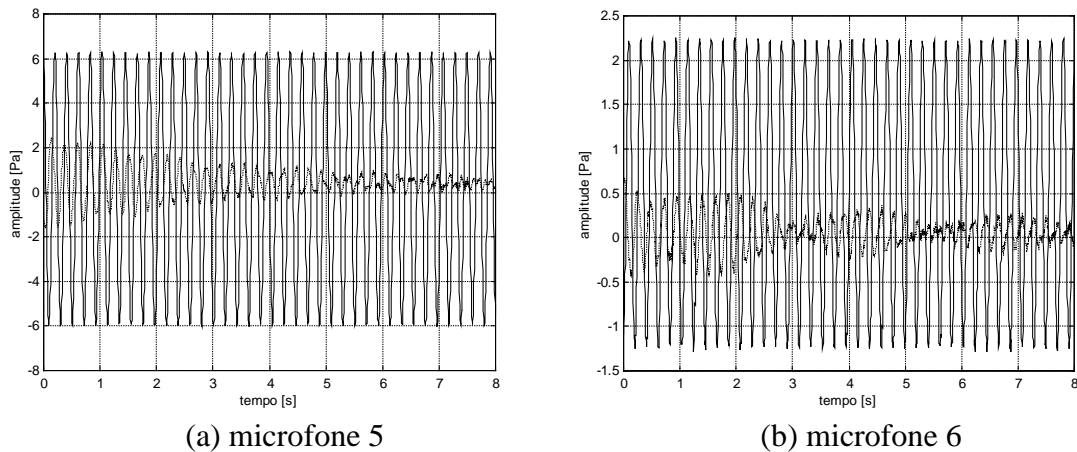


Figura 8 – Resultado da atenuação da pressão sonora nos microfones 5 e 6 para o caso multi-erro. ---- Controlado e — sem controle

## 7. CONCLUSÕES

O algoritmo FXLMS foi implementado para controlar o ruído tonal na configuração do duto U, alcançando atenuação desejada no sistema experimental para as condições mono-canal e multi-erro com duas regiões de atenuação. Devido a limitações no processamento da placa de controle em tempo real não foi possível avaliar o algoritmo FXLMS para o caso

multi-canal; contudo, implementações em uma placa de maior capacidade estão sendo avaliadas no momento.

### *Agradecimentos*

Os autores agradecem a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo – FAPESP, ao Conselho de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – CNPq e a Fundação CAPES, pelo auxílio financeiro na realização deste trabalho.

### **REFERÊNCIAS**

- Elliott, S. J. and Nelson, P. A., 1992, Active control of sound, London, Academic Press.
- Eriksson, L. J., 1996, Active sound and vibration control: A technology in transition. *Noise Control Engineering Journal*, vol. 44, n. 1, pp.1- 9.
- Juang, J.-N., Pappa, R. S., 1985, An Eigensystem Realization Algorithm for Modal Parameter Identification and Model Reduction. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 8, n. 5, pp. 620-627.
- Kuo, S. M., Morgan, D. R., 1996, Active noise control systems: algorithm and DSP implementations. USA: John Wiley Sons, Inc.
- Nunes, R. F., Arruda, J. R. F. and Dos Santos, J. M. C., 1998, Active noise control in a Y-shaped duct: simulation and experimental results, *Journal of Building Acoustics*, vol. 5, n. 1, pp. 17-25.
- Lueg, P., 1936, Process of Silencing Sound Oscillations, U. S. Patent, nº 2,043,416.
- Stevens, J. C. e Ahuja, K. K., 1991, Recent Advances in Active Noise Control, *AIAA Journal*, vol. 29, n. 7, pp. 1058-1067.
- Warnaka, G. E., 1982, Active Attenuation of Noise – The State of the Art, *Noise Control Engineering*, May-June.
- Widrow, B., Stearns, S., 1985, Adaptive Signal Processing, N. York, Prentice-Hall.

### **ACTIVE NOISE CONTROL IN DUCTS USING ADAPTIVE ALGORITHM**

**Abstract:** *Active noise control in closed cavities is a classical engineering problem. The noise control can produce quite environments which are more safe, productive, and comfortable. An expressive number of low frequency noise problems have been solved with the active noise control technique. This paper presents simulated and experimental results of feedforward control in ducts using adaptive Least Mean Square (LMS) algorithm in its version called Filtered-X LMS (FXLMS). A flexible test rig is presented, which is easy to assemble in different configurations in order to analyze active noise control problems in ducts. Problems with single sources and multiple error sensors are investigated.*

**Keywords:** *Active noise control in ducts, Active control, Adaptive algorithm, Filtered-X LMS controller.*