



CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM DUTOS IMPLEMENTADO EM PLATAFORMA DSP

Leandro César Delfino

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

Israel Jorge Cárdenas Nuñez

icardenas@mecanica.ufu.br

Patrick Magalhães Cardoso

patrick@mecanica.ufu.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 sido mostrado em Controle Ativo de Ruídos. O intuito deste trabalho é estudar e analisar os principais algoritmos de controle ativo de ruído presentes na literatura, incluindo algoritmos de malha aberta (Feedforward) e de malha fechada (Feedback), a fim de propor um sistema híbrido que utilizasse os dois conceitos. Para validar a proposta, montou-se uma bancada experimental constituída de um duto acústico, onde os algoritmos foram implementados em uma plataforma DSP da Texas Instruments do tipo TMS320LF240A. Resultados e discussões são apresentados quanto à dificuldade de implementação e à performance dos sistemas de controle.

Palavras-chave: Controle Ativo, Ruído, FXLMS, DSP.

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.*, 1999).

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).

Embora as potencialidades do controle ativo tenham sido demonstradas há várias décadas, existiam grandes dificuldades de realização devido às limitações das técnicas analógicas, particularmente para sistemas que alteram suas características rapidamente. Nos anos 80, foram desenvolvidos os DSP (Texas Instruments 1995) que possibilitaram a implementação de poderosos algoritmos adaptativos a um baixo custo (Kuo *et al.*, 1999) e encorajaram inúmeros desenvolvimentos e aplicações na área, (Eriksson, 1990). Muitas destas aplicações e experiências reais são mostradas em Kuo *et al.*, (1999).

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*). Neste contexto, propõe-se a implementação de um controlador ativo de ruído em malha aberta (*feedforward*) e um controlador ativo de ruído em malha fechada (*feedback*), a fim de realizar um sistema de controle híbrido que utilize os dois conceitos simultaneamente.

Para validar a proposta, montou-se uma bancada experimental constituída por um duto de PVC, onde os algoritmos foram implementados em uma plataforma DSP da Texas Instruments do tipo TMS320LF240A. São apresentados e discutidos resultados experimentais do sistema controlado.

2. SISTEMAS DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO A PARTIR DO FILTRO FXLMS

Os filtros digitais adaptativos apresentam-se como uma alternativa às técnicas de controle convencional. O princípio básico destes sistemas de controle é apresentado por Kuo e Morgan (1999) e utilizado para o controle ativo de ruídos e vibrações (Nuñez *et al.*, 2004). A seguir são apresentados, de forma sucinta, os algoritmos adaptativos para as três configurações propostas: um controlador em malha fechada (*feedback*), logo um controlador em malha aberta (*feedforward*) e finalmente o sistema híbrido proposto.

2.1 Controle Ativo de Ruído *Feedforward* FBFXLMS

O esquema deste sistema de controle é ilustrado na Figura (1), onde, $W(z)$ representa o filtro digital adaptativo (FIR) utilizado para estimar a planta desconhecida $P(z)$, aqui denominada caminho primário. O caminho secundário, $S(z)$, é a função de transferência entre o atuador e o sensor de erro. Além destes caminhos mencionados, existe um outro caminho entre o atuador e o microfone de referência que introduz possíveis instabilidades no processo de controle. Este caminho, aqui denominado $F(z)$, não é considerado nos algoritmos clássicos de controle ativo como, por exemplo, o FXLMS. No entanto alguns autores trataram deste problema (Kuo *et al.*, 1999). Neste trabalho, este ponto de vista, será levado em consideração.

O objetivo do filtro adaptativo $W(z)$ é minimizar o sinal do erro residual $e(n)$. 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 (Nuñez *et al.*, 2004).

A introdução da função de transferência $S(z)$ no segundo caminho do controlador introduz, ao algoritmo clássico LMS (*Least Mean Square*) de ajuste dos coeficientes do filtro, uma instabilidade no sistema de controle (Elliott *et al.*, 1985). Esta instabilidade é causada pelo "desalinhamento" no tempo entre o sinal do erro e o sinal de referência, na presença de $S(z)$.

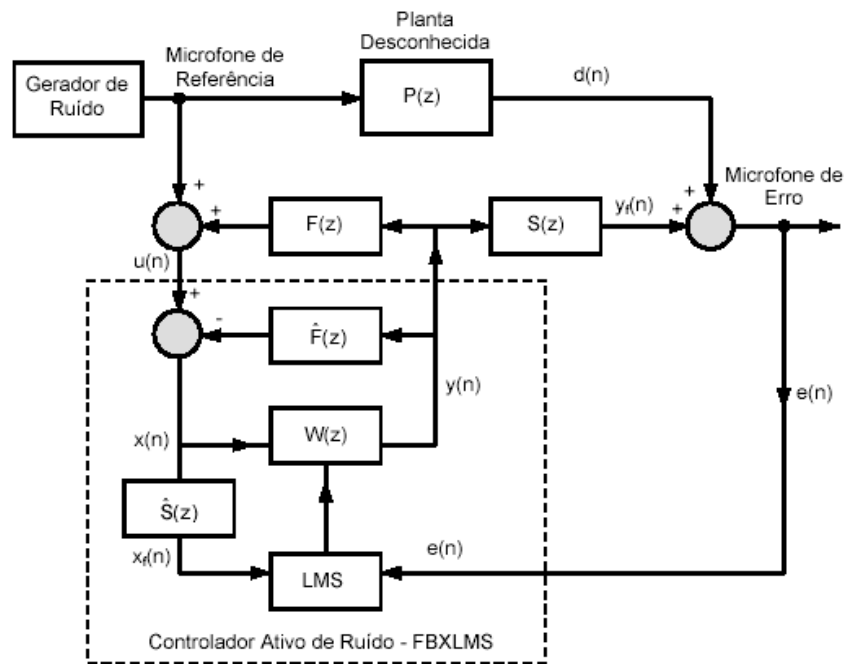


Figura 1: Diagrama de Blocos do Algoritmo FBFXLMS *Feedforward*.

Há inúmeras possibilidades de se contornar tal dificuldade. Morgan (1980) sugere duas soluções aproximadas para este problema. A primeira solução é fazer um filtro inverso, $1/S(z)$, em série com $S(z)$ e a segunda solução é fazer um filtro idêntico à $S(z)$ no caminho do sinal de referência, esta solução é conhecida como algoritmo *Filtered - XLMS* (Widrow *et al.*, 1985). Como mencionado anteriormente ocorre uma retroalimentação no sistema de controle, desta forma é introduzido um filtro de compensação $F(z)$ dando origem ao algoritmo FBFXLMS (*Feedback Filtered - XLMS*) (Kuo *et al.*, 1996).

Em aplicações práticas para o controle ativo, $S(z)$ e $F(z)$ são desconhecidas, mas podem ser estimadas a partir de filtros adicionais $\hat{S}(z)$ e $\hat{F}(z)$, respectivamente. Algumas técnicas de modelagem *on-line* foram desenvolvidas por Eriksson (1991). No entanto, podem ser usadas técnicas de modelagem *off-line*, durante um estágio de treinamento, para se estimar $S(z)$ e $F(z)$ (Nuñez *et al.*, 2004). No final do estágio de treinamento o modelo estimado $\hat{S}(z)$ e $\hat{F}(z)$ são fixados no algoritmo e utilizados para o controle ativo.

2.2 Controle Ativo de Ruído *Feedback*

O diagrama de blocos do sistema de controle *feedback* é apresentado na Figura 2.

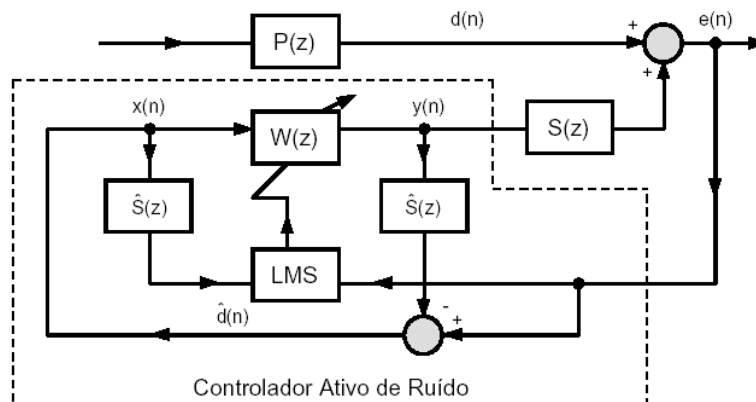


Figura 2: Diagrama de Blocos do Algoritmo FXLMS *Feedback*.

A idéia básica deste sistema de controle é realizar uma estimativa do ruído primário e utilizar este como sinal de referência $x(n)$ para a entrada do filtro FIR. Da Figura 2, o ruído primário, no domínio-Z, pode ser expresso como $D(z) = E(z) - S(z) \cdot Y(z)$, onde $E(z)$ é o sinal obtido do sensor do erro e $Y(z)$ é a resposta gerada pelo filtro adaptativo. Se $\hat{S}(z) \approx S(z)$, podemos estimar o ruído primário $d(n)$ e usar este como um sinal de referência sintetizado $x(n)$, assim:

$$X(z) \equiv \hat{D}(z) = E(z) - \hat{S}(z) \cdot Y(z) \quad (13)$$

Assim, o sinal de referência sintetizado de $x(n)$ é:

$$x(n) \equiv \hat{d}(n) = e(n) - \hat{s}(n) * y(n) \quad (14)$$

Onde $\hat{s}(n)$ é a resposta do caminho secundário estimado $\hat{S}(z)$ e $*$ denota a convolução linear. A saída $y(n)$ do algoritmo é calculada a partir de um filtro FIR ou IIR e posteriormente segue-se a metodologia utilizada para o controle feedforward FXLMS.

2.3 Controle Ativo de Ruído Híbrido

O sistema *feedforward* discutido anteriormente utiliza dois sensores: o sensor de referência e o sensor do erro. O sensor de referência mede o ruído primário para ser cancelado enquanto que o sensor do erro monitora o desempenho do controlador ativo de ruído.

O sistema de controle adaptativo *feedback* utiliza apenas um sensor de erro e a partir dele é gerado o sinal de controle. A combinação das estruturas *feedback* e *feedforward* é denominada sistema híbridos de controle ativo de ruído (Swanson, 1989). Na Figura 3 é ilustrado este tipo de sistema.

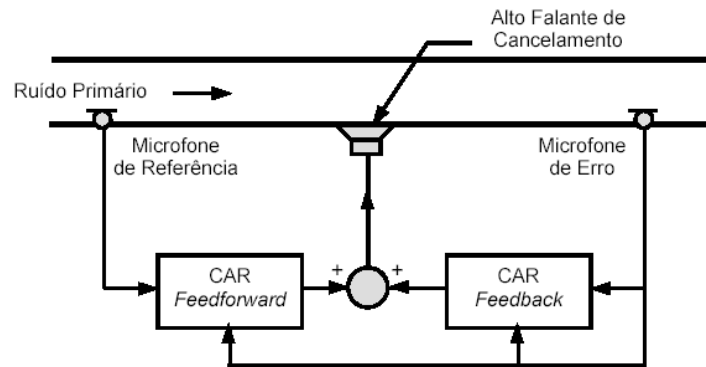


Figura 3: Sistema Híbrido de Controle Ativo de Ruído.

A configuração do CAR *feedforward* atenua o ruído primário que é correlacionado com o sinal de referência, enquanto, o CAR *feedback* cancela as componentes deste ruído que não são observadas pelo sensor de referência.

Estes sistemas híbridos utilizam filtros digitais FIR *feedforward* e *feedback* e algoritmos adaptativos LMS como ilustrado na Figura 4.

Onde $y(n)$ é gerado utilizando ambas saídas, uma do filtro $A(z)$ do CAR *feedforward* e a outra do filtro $C(z)$ do CAR *feedback*. O controlador combinado $W(z)$ tem duas entradas de referência: $x(n)$ proveniente do sensor de referência e $\hat{d}(n)$ que é a estimativa do sinal primário. Versões filtradas dos sinais de referência $x_f(n)$ e $\hat{d}_f(n)$ são usados para adaptar os coeficientes dos filtros $A(z)$ e $C(z)$, respectivamente.

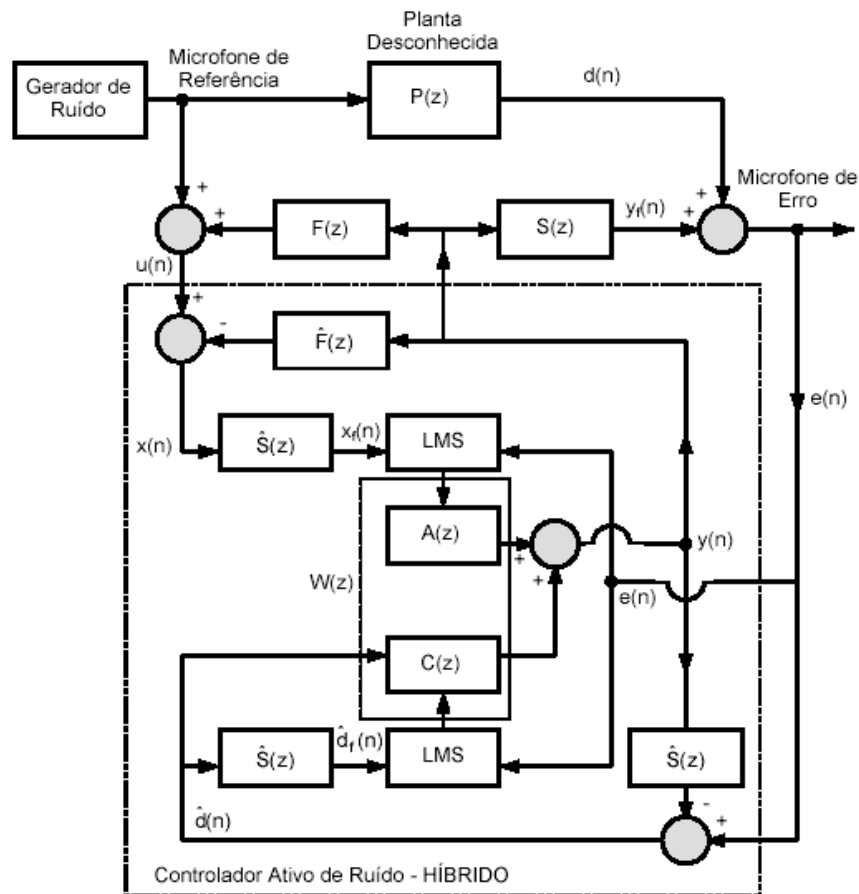


Figura 4: Diagrama de Blocos do Sistema Híbrido.

3. PLATAFORMA DE CONTROLE DSP

Nos anos 80, foram desenvolvidos os processadores digitais de sinais (DSP), o primeiro DSP em um único chip foi lançado pela *Texas Instruments* em 1982 (*Texas Instruments*, 1992). Desde já estes possibilitaram a implementação de poderosos algoritmos a um baixo custo e encorajaram inúmeros desenvolvimentos e aplicações na área de controle. Atualmente, a conhecida família TMS320.

A família TMS320 é baseada na arquitetura de *Harvard*, que possui o barramento de memória de programa separado do barramento de memória de dados. Isto possibilita que instruções sejam acessadas e executadas simultaneamente. Enquanto uma instrução é executada a próxima já está sendo acessada, melhorando de forma surpreendente a performance do sistema (Chassaing *et al.*, 1990).

Neste trabalho, é utilizada a placa TMS320LF240A comercialmente disponível e de baixo custo que foi instalada na porta paralela de um PC. Este DSP é um dispositivo com multiplicador e unidade lógica aritmética de 16 bits com números inteiros em ponto fixos, oito registradores de 16 bits, oito registradores auxiliares, RAM 16 bits sendo 544 palavras de acesso duplo e 2K de acesso simples, ciclo de instruções de 25ns, 16 canais A/D com resolução de 10 bits e tempo de conversão de 375ns e 16 canais de PWM (SPRU357B, 2001).

A arquitetura DSP é otimizada para implementar uma somatória de produtos, tal como em um filtro FIR. A instrução MACD executa operações completas de multiplicação/acumulação, movimentação de dados e atualização de ponteiros em um simples ciclo de instrução, tornando-se a ferramenta mais poderosa do dispositivo.

A estrutura de filtros digitais e algoritmos é desenvolvida com base na aritmética de precisão infinita. Entretanto, quando estes sistemas são implementados em *hardware* digital, somente precisão finita é disponível.

Estes erros de quantização podem degradar a performance do sistema e até torná-lo instável. Desta forma, é necessária uma atenção especial na implementação de filtros digitais adaptativos em precisão limitada. A meta é minimizar os erros de quantização no algoritmo de adaptação de forma que estes não ultrapassem um limite aceitável.

Apesar da aritmética de complemento de dois, ao invés de se utilizarem valores inteiros, a maioria das aplicações em DSP utilizam números fracionais de ponto fixo, que possuem valores entre -1 e $+1$. Este tipo de formato também é conhecido como Q_x , onde x é número de bits utilizados para a representação. Como os números estão entre -1 e $+1$, o resultado de multiplicações estarão neste intervalo e problemas de *overflow* não ocorrerão. Entretanto, em adições e subtrações, este problema ainda poderá ocorrer. O TMS320 oferece algumas ferramentas para controle do *overflow*.

Antes de implementar o sistema de controle em uma determinada arquitetura DSP, é necessário simular o sistema em software de alto nível como um compilador C, MatLab® ou outro que permita uma precisão aritmética conseguida em computadores. Depois, o programa é reescrito para uma linguagem suportada pelo DSP, lembrando sempre das restrições oriundas da aplicação em tempo real e da precisão limitada.

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para testar experimentalmente os diferentes sistemas de controle apresentados, foi montada uma bancada experimental constituída por um duto de PVC que foi instrumentado com alto falantes (atuadores) e microfones (sensores).

Os alto falantes utilizados nesta bancada experimental foram da marca Bravox BA6SS que possuem uma potência máxima de 60 Watts RMS. Os microfones foram do tipo “eletreto” amplamente utilizados em telefonia. Na figura 5 é apresentada uma foto da bancada experimental.

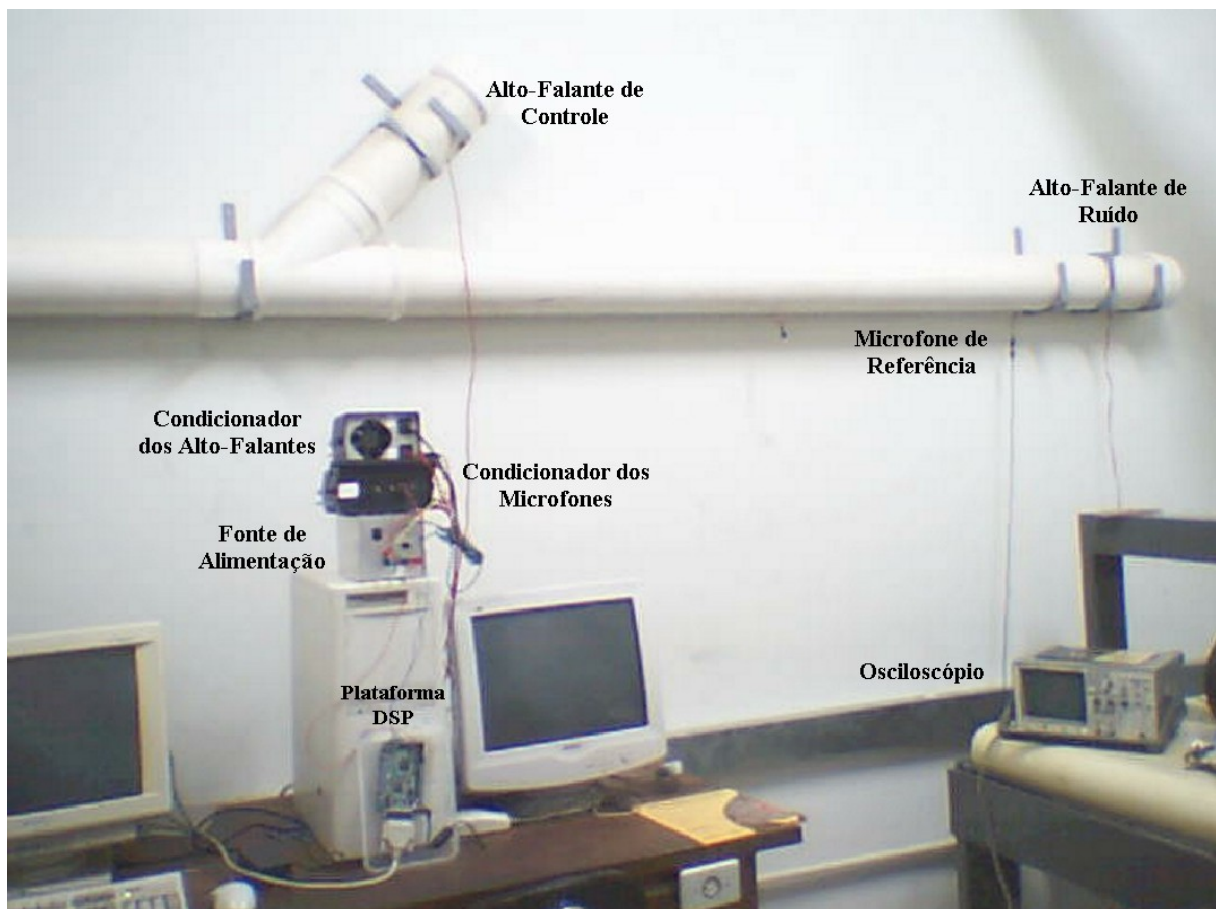


Figura 5: Foto da Bancada Experimental do Duto Acústico.

O duto, mostrado na foto da bancada experimental, possui um comprimento de 3.5m e um diâmetro de 0.15m. O alto-falante de ruído foi posicionado numa das extremidades e o alto-falante de controle posicionado a 2m do alto-falante de ruído. O microfone de referência foi colocado a uma distância de 0.25m e finalmente o microfone de erro a 3.4m do alto falante de ruído, respectivamente.

Foram projetados e construídos amplificadores e condicionadores de sinais para realizar a interface entre os transdutores e a respectiva plataforma de controle DSP. Os filtros antialiasing e de reconstituição foram projetados para banda de frequência de 500 Hz excluindo o nível DC.

Apesar da implementação dos filtros passa alta na eletrônica analógica, ainda pode existir algum nível DC no processo de aquisição ou nos cálculos digitais realizados. Este fenômeno pode levar a um processo de *overflow* dos dados ocasionando instabilidade no sistema. Para eliminar este problema é conveniente utilizar um filtro digital passa alta “*notch*” com frequência de corte próxima de zero.

Os algoritmos de controle foram implementados utilizando o pacote CODE COMPOSER® incluso na aquisição da plataforma DSP. A programação da mesma foi realizada em Linguagem C (SPRU024, 2001), utilizando os pacotes de processamento digital de sinais da *Texas Instruments*®, estes pacotes podem ser encontrados no *site* do fabricante (Filter Library, 2002).

Nesta plataforma foram utilizados 2 canais de conversão analógico digital (A/D), com 10 bits de resolução e *Sample and Hold* (S/H), para aquisição dos sinais provenientes dos microfones. Foi utilizado um sinal de saída do tipo PWM (Modulação por Largura de Pulso) para realizar a conversão digital analógica (D/A). O tempo de amostragem utilizado pela plataforma de controle (DSP), de acordo com o critério de Nyquist, foi de 2 KHz.

Na figura seguinte é apresentado o diagrama de Bode dos respectivos caminhos do sistema físico.

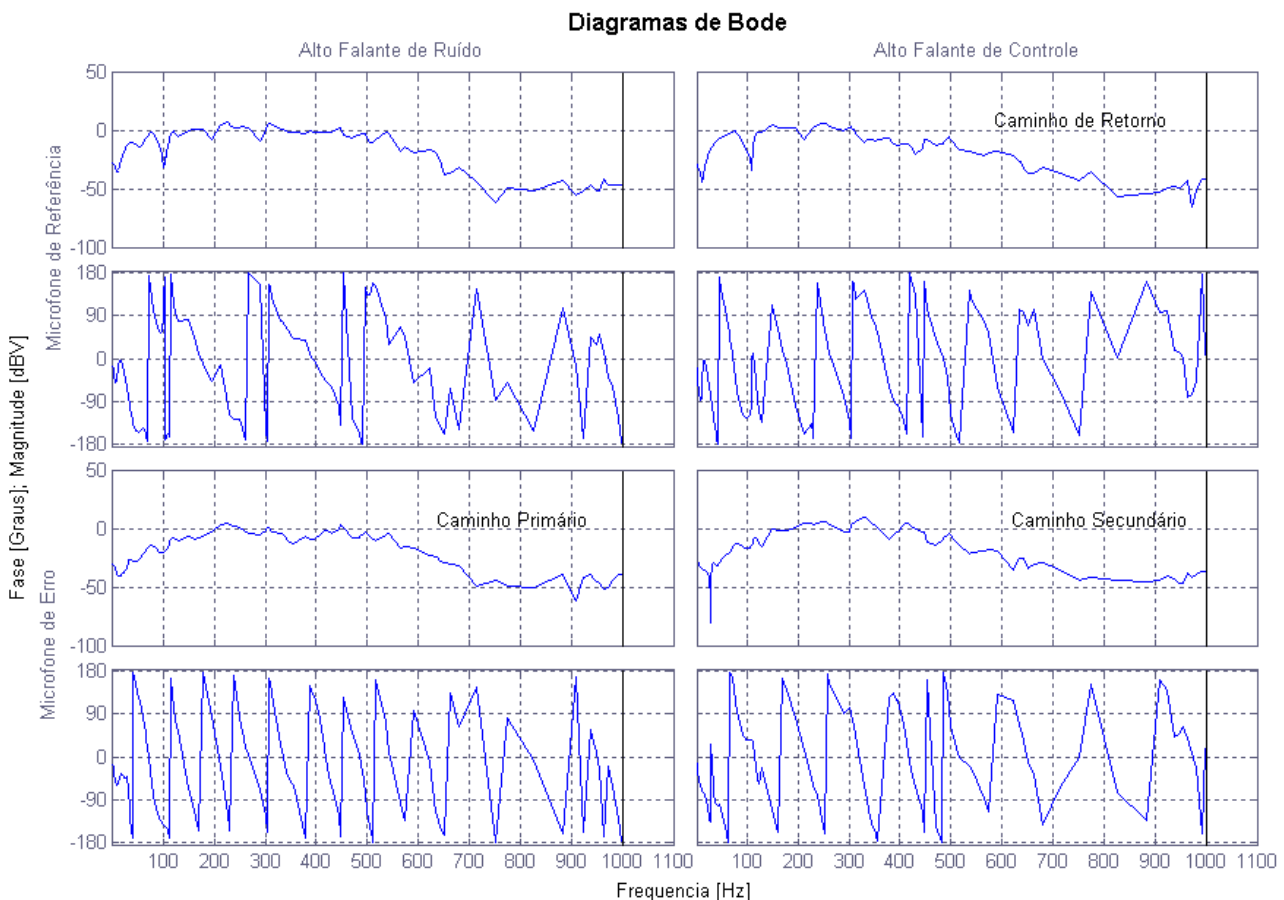


Figura 6: Diagrama de Bode dos Caminhos do Sistema Físico.

Para avaliar o desempenho dos algoritmos de controle, o sistema físico foi excitado por uma função senoidal em frequências que variam entre 150 e 500 Hz em passos de 50 Hz. Este sinal de perturbação foi gerado através da placa interna de som do PC. A ordem dos filtros FIR utilizados para os diferentes sistemas de controle apresentados foram de 65 coeficientes. Cabe 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 no DSP e posteriormente analisados no software Matlab®. Na tabela 1 são apresentados os diferentes ensaios realizados para as três configurações de controle mostradas anteriormente.

Tabela 1 Ensaios experimentais para validar os sistemas de controle

Frequência Hz	<i>Feedforward</i> FBXLMS		<i>Feedback</i> FXLMS		Híbrido		
	μ	Atenuação (dBV)	μ	Atenuação (dBV)	μ_a	μ_c	Atenuação (dBV)
150	8.9e-4	40.7	4.0e-3	43.6	9.8e-4	4.3e-3	41.6
200	8.3e-4	30.7	9.5e-5	36.4	1.0e-3	1.2e-3	37.7
250	1.8e-4	32.4	1.6e-3	35.7	9.3e-4	4.2e-3	28.7
300	1.2e-4	41.0	-	SI	2.1e-4	1.9e-3	22.7
350	9.2e-5	21.7	-	SI	2.1e-4	6.8e-3	21.9
400	2.1e-4	37.2	-	SI	4.6e-4	8.0e-3	33.0

SI – Sistema Instável

Na tabela 1, pode-se observar um desempenho significativo, atenuações acima de 20 dB, para os diferentes controladores ativos de ruído. Sendo que na área de acústica, atenuações acima de 6 dB são sensíveis ao ouvido do ser humano.

A proposta *feedforward* se mostra eficiente para as diferentes frequências, no entanto acima das frequências de 400 Hz o algoritmo diverge e se torna totalmente instável. Cabe a pena destacar que o modelamento *off line* dos caminhos secundário e de realimentação são altamente importantes no que diz respeito à sintonia do controlador.

No controlador *Feedback* observou-se que o controlador teve melhor performance somente em baixas frequências (150-250 Hz) superando inclusive as outras duas propostas. Contudo, a banda de controle pode ser aumentada através da inclusão de um fator de ponderação na adaptação dos coeficientes (fator *leakage*), tornando o sistema estável. No entanto, o preço a pagar por esta estabilidade é uma menor atenuação do ruído (Minguez, 1998).

Com relação ao sistema híbrido, observaram-se resultados similares ao sistema FBFXLMS. No entanto a convergência do algoritmo se mostrou mais rápida e eficiente. Quanto à estabilidade e a banda de controle, o algoritmo apresentou melhores resultados, inclusive cancelando frequências até 500 Hz.

Para testar a robustez e desempenho destes sistemas de controle considerou-se agora o caso em que o ruído de perturbação é composto por uma série de funções senoidais. Assim, excitou-se o sistema com os seguintes tons: 155, 220, 250 e 300 Hz. Como se pode observar na figura 6 estes valores são próximos das frequências naturais do caminho primário.

Na figura 7 é observado o desempenho dos três sistemas de controle apresentados para um ruído gerado por vários tons. Pode-se notar que a atenuação varia para as diferentes frequências. Este fenômeno ocorre devido ao fato que cada frequência possui um ganho diferente em cada caminho percorrido. Também se observa nesta figura que o tempo de acomodação do sistema de controle híbrido é menor em comparação aos outros sistemas apresentados.

Com relação ao sistema feedback observa-se o mesmo fenômeno ocorrido nos ensaios anteriores (Vide tabela 1).

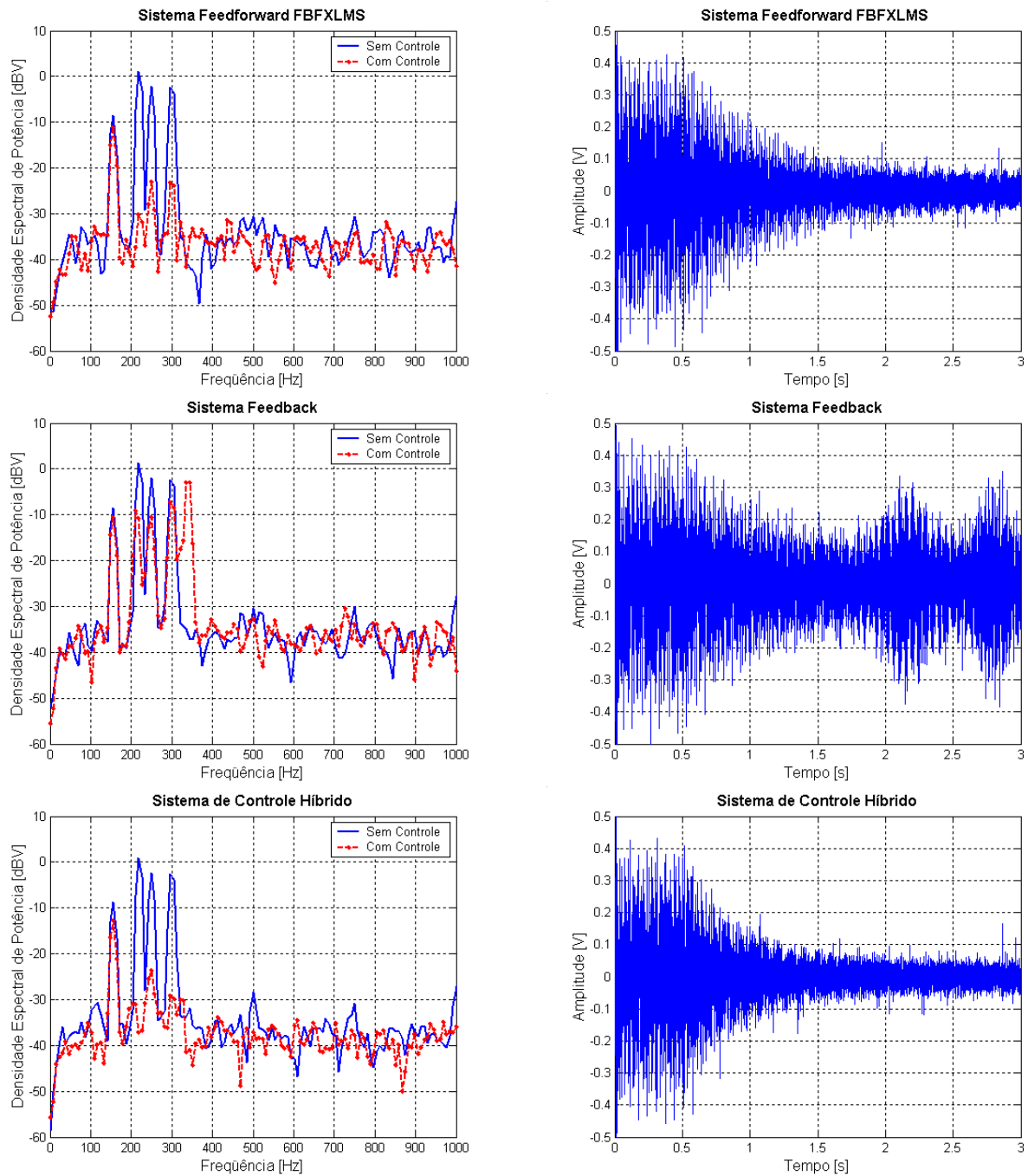


Figura 7: Densidade Espectral de Potência (PSD) e Sinal do Erro dos Três Sistemas de Controle Ensaçados.

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.

A baixa performance dos sistemas em altas frequências, acima de 400 Hz, ocorreu devido à frequência de amostragem utilizada, 2 KHz. Utilizando-se esta frequência de amostragem não se obteve uma boa estimativa dos caminhos em frequências acima de 400 Hz. A limitação da frequência de amostragem foi imposta pelo tempo de processamento da plataforma DSP utilizada.

Devido à aritmética de ponto fixo do DSP em alguns momentos a convergência do algoritmo foi degradada. Em função dos caminhos apresentarem um ganho maior que o unitário para certas frequências, ocorreram problemas de *overflow* no cálculo da saída do filtro, o que restringiu a amplitude dos sinais de entrada, prejudicando a convergência do filtro.

Verificou-se que o passo de adaptação é altamente importante para a convergência do filtro e a utilização de um passo adaptativo baseado na potência de entrada do sinal é uma boa alternativa conciliando boa convergência e estabilidade do algoritmo.

Em muitos casos, a modelagem *off-line* dos caminhos secundário e de retorno é uma alternativa inviável. Para estes casos, propõe-se para trabalhos futuros a modelagem *on-line* destes caminhos.

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

- Chassaing, R., Horning D. W., 1990, “Digital Signal Processing with the TMS320C25”, John Wiley & Sons.
- Clarkson P. M., 1993, “Optimal and Adaptive Signal Processing”. Boca Raton, FL: CRC Press.
- Espíndola, J.J. & Lopes, E.M.O., 1998, “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.
- Elliott S. J. e Nelson P. A., 1985, “The application of adaptive filtering to the active control of sound and vibration”, *ISVR*, Univ. Southampton, U.K., Tech. Rep. 136.
- Filter Library Documentation, 2002, Texas Instruments.
- Goodwin G. C. e Sin K. S., 1984, “Adaptive Filtering Prediction and Control”, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- Hansen C. H. e Snyder S. D., 1997, “Active Control of Noise and Vibration”, London, U.K.: E&FN Spon.
- Kuo S. M. e Morgan D.R., 1999, “Active Noise Control: A Tutorial Review”, in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., pp. 943–973.
- Kuo S., Panahai I., Chung K., Horner T., Nadeski M., Chyan J., 1996 “Design of Active Noise Control Systems With the TMS320 Family”, Texas Instruments (SPRA042).
- Lueg P., 1936, “Process of silencing sound oscillations”, U.S. Patent 2,043,416, June.
- Minguez A. e Recuo M., 1998, “Ingeniería Avanzada para Sistemas de Control De Ruido Acústico Mediante Técnicas Adaptativas”, *Tesis Doctoral – Universidad Politécnica de Madrid – España*.
- Morgan D. R., 1980, “An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path”, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-28, pp. 454–467.
- Nelson P. A. e Elliott S. J., 1992, “Active Control of Sound”, San Diego, CA: Acad. Press, London.
- Nuñez, I. J. C., Cardoso, P. M. e Ribeiro J. F., 2004, “Controle Ativo de Vibrações Utilizando Algoritmos FXLMS Feedforward”, Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática – CBA 2004, Gramado/RS Brasil.
- Nuñez, I. J. C., Cardoso, P. M. e Ribeiro J. F., 2004, “Controlador FXLMS Feedback adaptativo aplicado a Vibrações de Sistema Mecânicos”, Anais do III Congresso Temático de Dinâmica, Controle e Aplicações - DINCON 2004, Ilha Solteira/SP Brasil.
- SPRU024, 2001, “TMS320C2x/C2xx/C5x Optimizing C Compiler User’s Guide”, Texas Instruments.
- SPRU357B, 2001, “TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide”, Texas Instruments.

Widrow B. e Stearns S. D., 1985, “Adaptive Signal Processing”, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.

ACTIVE NOISE CONTROL IN DUCTS IMPLEMENTED IN DSP PLATFORM

Leandro César Delfino

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

Israel Jorge Cárdenas Nuñez

icardenas@mecanica.ufu.br

Patrick Magalhães Cardoso

patrick@mecanica.ufu.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. The aim of this work is studying and analyzing the main algorithms of active noise control gifts in literature, including open mesh algorithms (Feedforward) and closed mesh (Feedback), in order to consider a hybrid system that used two concepts presented. To validate the proposal, an experimental acoustic duct was mounted, where the algorithms had been implemented in a platform DSP TMS320LF240A from Texas Instruments. Results and argues are presented how much difficulty implementation and the performance of control systems*

Keywords: *Active Control, Noise, FXLMS, DSP.*