
CONTROLE ATIVO DE RÚIDO DE BANDA LARGA EM DUTOS

Paulo L. Osorio e Marcos Vinicius Nóbrega
DEE PUC-RIO
CP 38063
22452-970 Rio de Janeiro
e-mail osorio@ele.puc-rio.br

Resumo - O presente trabalho descreve um sistema de controle ativo de ruído de banda larga usado no cancelamento de uma onda acústica plana que se propaga num duto experimental. Esta onda é amostrada por meio de um microfone (detetor), que capta o ruído indesejável. Esta informação é processada por um filtro digital implementado num Processador Digital de Sinais (DSP), de tal forma que uma segunda onda acústica gerada por um altofalante (fonte secundária), se soma destrutivamente à onda primária. As técnicas básicas do controle ativo de ruído são revistas, e as limitações do sistema acústico são discutidas. A ênfase do trabalho está nas técnicas de identificação empregadas, que levaram a se propor um método novo para se determinar os parâmetros do controlador. Vários controladores foram sintetizados, sendo que os resultados foram avaliados por meio de simulações e de experimentos em tempo real. A técnica proposta necessita de uma estrutura acústica mais simples e produz resultados que se comparam muito bem com os descritos na literatura.

Abstract - This paper describes a broadband active noise control system used for the cancellation of an acoustic plane wave propagating in a laboratory duct. The propagating plane wave is sampled by a single microphone (detector), which senses the undesired noise. This information is processed by a digital filter implemented on a Digital Signal Processor (DSP), such that a second acoustic wave generated by a loudspeaker (secondary source), adds destructively to the primary plane wave. A review is made of the basic techniques employed in the active noise control, and the limitations of the acoustic system are also discussed. The emphasis is concentrated on the identification techniques, which resulted in a new approach to the controller synthesis. Several controllers were synthesized and the results were evaluated by off-line simulations and by real time

experiments. The proposed technique requires a simpler acoustic structure and its results compare very well with the ones found in the literature.

1. INTRODUÇÃO

O controle ativo de ruídos é uma idéia antiga, que tem despertado considerável interesse nos últimos anos. Um método bastante difundido utilizado no controle de ruído, denominado controle passivo, baseia-se no uso de materiais absorventes de forma a reduzir a transmissão acústica entre a fonte de ruído e o observador. Esta técnica é prática e economicamente atrativa apenas para ruídos de alta frequência, pois em baixas frequências o comprimento da onda acústica é grande. Por exemplo, uma onda acústica na frequência de 100 Hz, se propagando no ar, possui um comprimento de onda de 3,4 m. Isto faz com que o volume de material absorvente necessário seja muito grande, o que restringe bastante a utilização deste método.

A outra técnica de controle denominada de controle ativo de ruído, baseia-se na geração de um "sinal", anti-ruído, que sobreposto ao ruído original resulta numa atenuação deste. Esta técnica mostra-se prática no controle de ruídos em baixas frequências podendo ser utilizada em vários casos e até compor, em conjunto com a técnica passiva, soluções híbridas. A introdução do conceito de controle ativo de ruído é atribuída a Lueg (1936). Apesar do conhecimento desta técnica, seu uso permaneceu, por bastante tempo, limitado a poucas aplicações pois a tecnologia eletrônica disponível não atendia à alta precisão necessária à implementação dos sistemas de controle ativo.

A retomada do interesse nesta área se deu no final da década de 60, com a publicação dos trabalhos de Jessel (1968; 1972a; 1972b), desenvolvendo a teoria de atenuadores ativos, e de Kido (1968; 1970), sobre controle ativo de ruído de transformadores. Posteriormente, foi publicada uma série de trabalhos abordando diferentes estruturas acústicas para o sistema de controle de ruído em dutos. Entre estes trabalhos destacam-se o Tripolo Acústico (sistema Jessel, 1972b), o

Dipolo Acústico (sistema Swinbanks, 1973), e o Monopolo Duplo (sistema Chelsea; Leventhall, 1976). Mais recentemente foram publicados trabalhos abordando técnicas para se determinar as características dos controladores utilizados nestes sistemas (Ross, 1982; Roure, 1985).

No tripolo acústico a fonte secundária é formada por tres altofalantes, dos quais dois formam um dipolo, sendo um deles alimentado em contra-fase, e localizados numa das paredes do duto. O outro altofalante atua como um monopolo, estando localizado na parede oposta aos dois primeiros, e posicionado entre eles. Desta forma, o campo gerado pelo tripolo acústico é nulo na parte anterior do duto, fazendo com que o microfone detetor perceba somente o campo gerado pela fonte primária. O dipolo acústico utiliza como fonte secundária um conjunto de dois altofalantes, sendo um deles ligado em contrafase através de uma linha de retardo, com atraso equivalente ao tempo de propagação do som entre os altofalantes. Isto faz com que está fonte secundária se comporte como uma fonte direcional, gerando sinais que só se propagam na direção da parte posterior do duto, não afetando, portanto, o detetor. Esta mesma técnica também pode ser utilizada na implantação de detetores direcionais. O Monopolo Duplo possui uma fonte secundária formada por dois altofalantes alimentados em contra-fase. O detetor está localizado no centro entre os dois altofalantes, o qual é um ponto de interferência destrutiva e, portanto não capta os sinais provenientes da fonte secundária. O emprego destas estruturas acústicas visa à redução dos efeitos da realimentação acústica existente na estrutura proposta por Lueg (1936).

Os primeiros sistemas de controle ativo de ruídos tiveram seus controladores implementados por meio de filtros e linhas de retardo analógicas. Devido a dificuldade em se obter a função de transferência adequada ao controlador, o que se podia atingir era um controle numa faixa de frequências relativamente estreita. Com o desenvolvimento dos Processadores Digitais de Sinais (DSPs), a implementação de controladores que atendam às especificações de amplitude e fase numa faixa de frequência bem mais larga tornou-se viável e, tem possibilitado a obtenção de atenuação do ruído numa faixa de frequência da ordem de algumas oitavas (Ross, 1982; Williams, 1984; Allie *et alii* 1988; Erikson e Allie, 1989, Nóbrega, 1993).

As técnicas de controle ativo de ruído vem sendo empregadas na redução de ruídos, principalmente, em : dutos de ar condicionado, fones de proteção, pequenos aviões, e carros. O sistema desenvolvido por Ericksson e Allie (1989), para o controle ativo de ruído em dutos de ar condicionado, utiliza um controlador adaptativo. Este sistema produz uma atenuação de 10-15 dB, numa faixa estreita de frequências (40- 150 Hz). Fones de proteção ativos, utilizados em ambientes muito ruidosos, como pátios de aeroportos, já existem comercialmente. Eles oferecem uma atenuação adicional de 10-15 dB, acima da proteção passiva, na faixa de 30-500 Hz (Weeler, 1987). Um sistema com múltiplos altofalantes e microfones foi empregado no controle ativo do ruído produzido pelo hélice de um avião de 50 lugares. O sistema reduziu de 10-14 dB o ruído na frequência fundamental do passo do hélice (88 Hz) (Elliot *et alii*, 1990). O controle ativo do ruído produzido pelo motor no interior de carros, também tem merecido a atenção de pesquisadores (Elliot *et alii*, 1988; Perry *et alii*, 1989). Os resultados

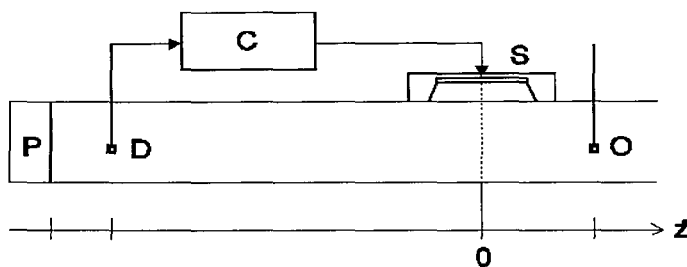
obtidos, por enquanto, tem sido modestos, com reduções de 4-5 dB no nível total de ruído no interior do veículo. Deve-se ressaltar que do ponto de vista acústico, atenuações da ordem de 10 dB são consideradas muito boas, pois o ouvido humano começa a distinguir variações a partir de 3dB.

As estruturas acústicas tipo Tripolo Acústico, Dipolo Acústico, Monopolo Duplo, apesar de reduzirem a captação, pelo detetor, de sinais provenientes diretamente da fonte secundária (realimentação acústica), apresentam alguns inconvenientes. O primeiro se refere a necessidade de se ter componentes casados na implementação dos arranjos. O segundo inconveniente é o fato de que a função de transferência da fonte secundária (conjunto de alto-falantes) depende muito da frequência e do espaçamento de seus componentes, o que resulta numa eficiência restrita a uma pequena faixa de frequências, cujo centro está associado à geometria do arranjo. Por último, estas estruturas resultam numa maior complexidade acústica. Ultimamente, em razão desses inconvenientes, tem-se optado por trabalhar com sistemas acusticamente mais simples, como o monopolo e com controladores mais complexos, o que se tornou viável com o uso de DSPs mais modernos.

Neste trabalho é proposta uma técnica alternativa para a síntese do controlador elétrico, usado no controle ativo de ruído de um duto experimental, que se aplica a sistemas acústicos que não possuem detetor e/ou fonte secundária direcionais. Com isto é possível se trabalhar com uma estrutura acústica bem simples (monopolo acústico), que dispensa o uso de arranjos na fonte secundária e/ou no detetor, às custas de um processo de identificação mais complexo. É dado um tratamento detalhado do processo de identificação empregado, bem como do procedimento experimental empregado. Foi também desenvolvido um pacote de software para a simulação de todo o sistema, baseado nas respostas impulsivas dos diversos subsistemas do duto. Vários controladores foram sintetizados, sendo seus desempenhos avaliados por meio de simulações e de experimentos em tempo real.

2. CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA ACÚSTICO E POSICIONAMENTO DO DETETOR

Neste trabalho foi adotada a estrutura do monopolo acústico, apresentado na figura 1a. Este sistema utiliza um microfone como detetor, da pressão acústica num único ponto, o que impossibilita a obtenção de todo campo de pressão gerado. Ele possui também somente um alto-falante, como fonte secundária, o que inviabiliza um controle independente sobre os diversos modos propagantes no duto. No entanto, pode-se perceber que a informação da pressão em apenas um ponto, no caso de ondas planas, caracteriza toda a frente de onda. Desta forma, forçando-se somente a propagação de ondas planas no duto, o sistema de controle adotado torna-se viável e se enquadra dentro do caso unidimensional de controle de ruído.



- P** fonte primária
- D** microfone detetor
- C** controlador
- S** fonte secundária
- O** microfone observador

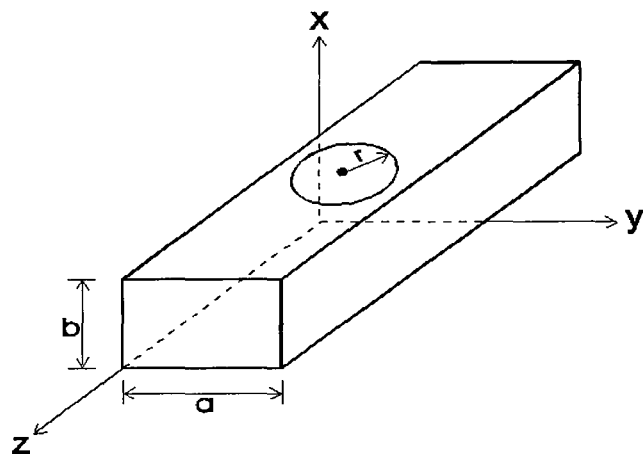


Figura 1. a) monopolo acústico; b) sistema de coordenadas utilizado.

Num duto, com comprimento infinito, haverá a propagação de ondas planas e também de ondas que se refletem nas paredes do duto, resultando em ondas estacionárias em certas frequências, ω_{mn} . Estas ondas estacionárias são os modos acústicos (m,n), ou os autovetores, do duto, e uma maneira eficiente de se descrever a pressão acústica em frequências baixas é em termos da soma da contribuição de cada um destes modos. A frequência ω_{mn} , ou o autovalor, corresponde à frequência na qual as ondas estacionárias são excitadas, e é dada por:

$$\omega_{mn} = \pi c_0 \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}$$

em que m e n são números inteiros, a e b são as dimensões da seção transversal do duto, e c_0 é a velocidade do som.

Pode-se mostrar (Doak, 1973; Nóbrega, 1993) que se operando em frequências inferiores a ω_c , que é a frequência de corte do duto, definida como a frequência do primeiro modo transversal, ou seja $\omega_c = \omega_{10}$ para $a > b$, ou $\omega_c = \omega_{01}$ para $a < b$, obtém-se a propagação exclusiva de ondas planas no duto (modo (0,0)), como o requerido no controle de ruído unidimensional. Nesta situação, os outros modos não se propagam, sendo chamados de modos evanescentes, e decaem a medida que o observador se afasta da fonte, com uma atenuação que é tanto maior quanto maior for a frequência do modo. O fato do sistema de controle ativo adotado possuir uma frequência máxima de operação, ω_c , constitui uma limitação. No entanto, como foi apresentado inicialmente, o método ativo de controle de ruído tem sua grande importância justamente na faixa de baixas frequências, uma vez que para altas frequências o método passivo se apresenta de forma eficiente.

Para reduzir o nível de sinal associado à soma dos modos transversais, pode-se posicionar adequadamente o detetor aumentando-se a distância entre ele e a fonte. Pode-se também colocar o detetor próximo ao centro do plano xy, ou seja, próximo ao ponto $(x,y) = (a/2, b/2)$ (figura 1b). Desta forma, pode-se mostrar (Nóbrega, 1993), que os modos com m ou n ímpares serão fracamente captados, pois neste ponto as amplitudes das ondas estacionárias correspondentes passam por um nulo. Sabe-se que no somatório dos modos transversais, os primeiros modos são os que apresentam maior importância em termos de energia. Com o posicionamento central do detetor consegue-se uma grande atenuação na captação dos três primeiros modos com n ou m ímpares [(01), (10), e (11)], e conseqüentemente, uma

melhoria na relação entre o nível de sinal associado ao modo (0,0) (onda plana) e o nível de sinal associado ao somatório dos modos transversais.

Em termos de configuração geométrica o monopolo acústico pode ser implementado de duas maneiras: i) com o detetor posicionado anteriormente à fonte secundária, como na figura 1a, ou; ii) com a fonte secundária anteriormente ao detetor. No primeiro caso, o sistema se configura como uma estrutura de controle "feedforward", e no segundo como uma estrutura "feedback". Optou-se pela primeira estrutura, devido aos inconvenientes da estrutura "feedback" (controladores com ganhos elevados, que podem resultar em instabilidades, e ineficiência ao operar sobre sinais descorrelatados).

3. MODELAGEM E DETERMINAÇÃO DO CONTROLADOR IDEAL

Para possibilitar uma melhor compreensão do processo de controle ativo de ruído, pode-se fazer uso da análise através de diagramas de blocos. Um tratamento mais completo da modelagem foi apresentado por Munjal e Eriksson (1989), que se utilizam de modelos mais complexos para descreverem as várias transmissões e reflexões no interior do duto. Estes modelos são muito úteis, quando se deseja ter uma maior compreensão física do sistema acústico. Pode-se através de técnicas de redução de diagramas de blocos se chegar a diagramas mais simples, como o mostrado na figura 2 (Nóbrega, 1993).

Do diagrama em blocos apresentado na figura 2, pode-se determinar a função de transferência entre o observador (O) e a fonte primária (P), que é dada por:

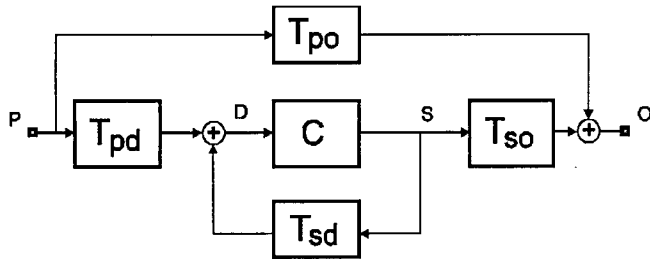
$$\frac{O}{P} = T_{po} + \frac{C T_{pd} T_{so}}{1 - C T_{sd}}$$

A partir desta expressão pode-se determinar um controlador ideal C_0 que cancele por completo o ruído junto ao observador, fazendo-se a transferência O/P igual a zero. A equação (1) dá a função de transferência do controlador ideal.

$$C_0 = \frac{T_{po}}{T_{po} T_{sd} - T_{pd} T_{so}} \quad (1)$$

4. IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR

No item 3 foi determinado C_O em função das características do duto e dos componentes do sistema de controle como o detetor, filtros, amplificador de potência e do altofalante da fonte secundária. Na realidade, não se tem acesso a todas essas características. Por isso, a determinação do controlador deve ser feita através de um experimento. O objetivo será o



- T_{pd} = Transferência entre a fonte primária e o detetor.
- T_{sd} = Transferência entre a fonte secundária e o detetor.
- T_{po} = Transferência entre a fonte primária e o observador.
- T_{so} = Transferência entre a fonte secundária e o observador.
- C = Transferência do controlador.

Figura 2, Diagrama em blocos do controle ativo de ruído monopolar

de se obter, através da coleta de dados e da aplicação de técnicas de identificação, a função de transferência do filtro que será usado como controlador. Há na literatura alguns procedimentos para a obtenção das características do controlador, como os métodos de Ross (1982) e de Roure (1985). O inconveniente do procedimento proposto por Roure é o de não fornecer diretamente os parâmetros do filtro a ser utilizado como controlador. Por outro lado, o procedimento proposto por Ross permite a determinação direta dos coeficientes do controlador. Ao final de seu experimento obtém-se duas seqüências $u(n)$ e $y(n)$ relacionadas pela transferência do controlador. A figura 3 mostra o procedimento para a obtenção de $u(n)$ e $y(n)$. Deve-se observar que o diagrama da figura 3 representa apenas o algoritmo para a obtenção das seqüências, não estando necessariamente relacionado com o esquema físico adotado.

As seqüências $u(n)$ e $y(n)$ são obtidas da seguinte forma:

- i) Injeta-se um ruído branco $r(n)$ em P e armazenam-se simultaneamente as saídas em D e O
 - em D: $s_1(n) = r(n) * t_{pd}(n)$
 - em O: $s_2(n) = r(n) * t_{po}(n)$
- ii) Injeta-se o sinal $s_1(n)$ em S e armazena-se a saída em O
 - em O: $s_3(n) = s_1(n) * t_{so}(n)$
- iii) Injeta-se o sinal $-s_2(n)$ em S e armazena-se a saída em D
 - em D: $s_4(n) = -s_2(n) * t_{sd}(n)$
- iv) Efetua-se:

$$s_5(n) = s_3(n) + s_4(n)$$

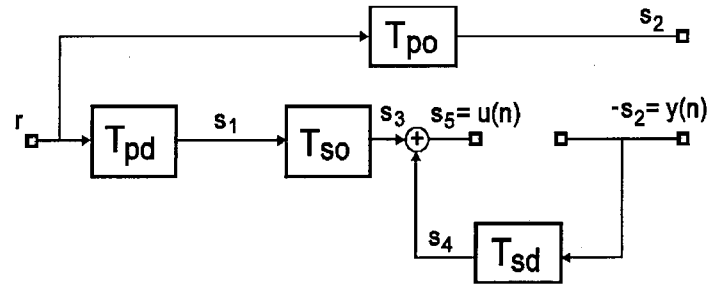


Figura 3. Experimento para se obter as seqüências $u(n)$ e $y(n)$

A partir dos dados obtidos acima, pode-se definir as seqüências de entrada e saída como:

$$u(n) = s_5(n) = [t_{pd}(n) * t_{so}(n) - t_{po}(n) * t_{sd}(n)] * r(n)$$

$$y(n) = -s_2(n) = -t_{po}(n) * r(n)$$

Pode-se observar que as seqüências $u(n)$ e $y(n)$ estão relacionadas através da função de transferência do controlador dada pela equação (1). A partir destas seqüências aplica-se um método para identificação de sistemas afim de se determinar os coeficientes do controlador. As técnicas de identificação de sistemas usadas no presente trabalho são baseadas no erro de predição (Ljung e Söderström, 1983; Ljung, 1987).

4.1. Definição do Preditor e do Erro de Predição

Supondo que as seqüências de entrada e saída, $u(n)$ e $y(n)$, do sistema físico que se deseja modelar estejam relacionadas, como é mostrado na figura 4, por:

$$y(n) = g_0(n) * u(n) + v(n)$$

onde $g_0(n)$ é a resposta impulsional do bloco $G_0(z)$, que é a transferência que se quer identificar.

Na figura 4, $e(n)$ representa o ruído de medição, que se supõe ser branco com média zero e variância σ^2 . A predição de $y(n)$, dados os valores passados de $y(n)$ e os valores de $u(n)$, simbolizada por $\hat{y}(n/n-1)$ e o erro de predição $\varepsilon(n)$ são dados pela equações (2) e (3) (Ljung, 1987).

$$\hat{y}(n/n-1) = w_0^{-1}(n) * g_0(n) * u(n) + [\delta(n) - w_0^{-1}(n)] * y(n) \quad (2)$$

$$\varepsilon(n) = y(n) - \hat{y}(n/n-1) = w_0^{-1}(n) * [y(n) - g_0(n) * u(n)] \quad (3)$$

em que $w_0^{-1}(n)$ é a transformada z inversa de $W_0^{-1}(z)$.

Como não se tem conhecimento a priori de $G_0(z)$ nem de $W_0(z)$, os seus coeficientes serão determinados por meio de técnicas de estimação de parâmetros. Por isto, as equações (2) e (3) devem ser rescritas em função do conjunto de coeficientes representados pelo vetor θ . As equações para o preditor de um passo em função de θ são dadas pelas equações (4) e (5).

$$\hat{y}(n, \theta) = w_0^{-1}(n, \theta) * g(n, \theta) * u(n) + [\delta(n) - w_0^{-1}(n, \theta)] * y(n) \quad (4)$$

$$\varepsilon(n, \theta) = w_0^{-1}(n, \theta) * [y(n) - g(n, \theta) * u(n)] \quad (5)$$

4.2. Minimização do Erro de Predição

No procedimento de estimação paramétrica o que se procura é o conjunto de parâmetros $\hat{\theta}$, que minimize uma função do erro de predição V . Quando se usa o critério dos mínimos quadrados (LS), a função erro V é dada pela equação (6).

$$V(\theta, N) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} \varepsilon^2(n, \theta) \quad (6)$$

Desta forma, o vetor de coeficientes $\hat{\theta}$ associado ao critério dos mínimos quadrados é dado pela equação (7).

$$\hat{\theta}_N^{LS} = \arg \min[V(\theta, N)] \quad (7)$$

Pode-se escolher em (6) e (7) as funções $G(z, \theta)$ e $W(z, \theta)$ como:

$$G(z, \theta) = \frac{B(z, \theta)}{1 - A(z, \theta)} \quad (8)$$

$$W(z, \theta) = \frac{1}{1 - A(z, \theta)} \quad (9)$$

onde:

$$B(z, \theta) = \sum_{k=0}^L b_k z^{-k}$$

$$A(z, \theta) = \sum_{k=1}^M a_k z^{-k}$$

Para se chegar à expressão do preditor, basta substituir na equação (4) $g(n, \theta)$ e $w(n, \theta)$ obtidos a partir das equações (8) e (9).

$$\hat{y}(n, \theta) = b(n, \theta) * u(n) + a(n, \theta) * y(n) \quad (10)$$

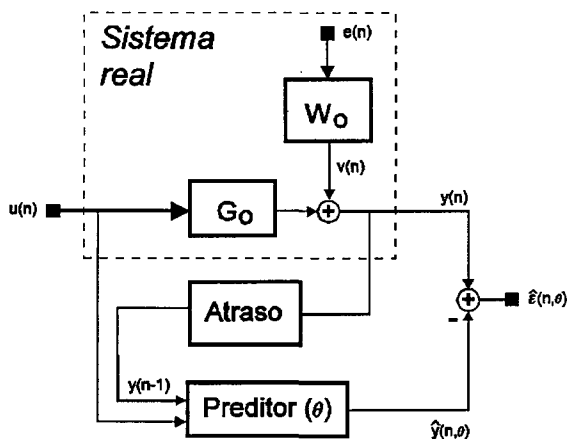


Figura 4. Definição do erro de predição

A equação (10) é a do modelo conhecido como ARX, pois combina a parcela $a(n, \theta) * y(n)$ que é a parte auto regressiva, com a entrada de controle $b(n, \theta) * u(n)$, que em econometria é conhecida como variável exógena. Este modelo é mostrado na figura 5.

A expressão (10) pode ser reescrita como:

$$\hat{y}(n, \theta) = \varphi^T(n) \theta \quad (11)$$

onde φ é o chamado vetor regressão e θ é o vetor de coeficientes, ou seja:

$$\varphi(n) = [y(n-1) y(n-2) \dots y(n-M) u(n) u(n-1) \dots u(n-L)]^T \quad (12)$$

$$\theta = [a_1 a_2 \dots a_M b_0 b_1 \dots b_L]^T \quad (13)$$

Para este modelo, a função erro $V(\theta, n)$, dada em (6) fica:

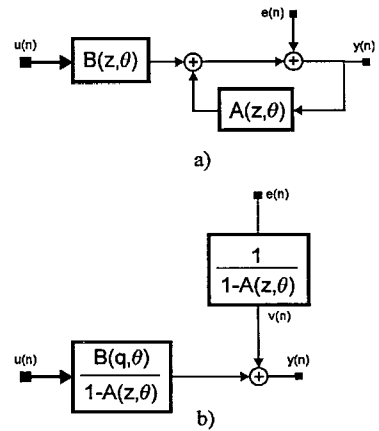


Figura 5. Modelo ARX: - Representação usando: a) blocos FIR; b) blocos IIR

$$V(\theta, n) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} [y(n) - \varphi^T(n) \theta]^2 \quad e,$$

$$\hat{\theta}_N^{LS} = \arg \min[V(\theta, N)] = R^{-1}(N) f(N) \quad (14)$$

onde a matriz $R(N)$ e o vetor $f(N)$ são definidos como:

$$R(N) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \varphi(n) \varphi^T(n) \quad (15)$$

$$f(N) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \varphi(n) y(n) \quad (16)$$

De posse das sequências $u(n)$ e $y(n)$, do sistema que se deseja modelar, pode-se computar $R(N)$ e $f(N)$ por meio das equações (15) e (16). Finalmente, resolvendo-se a equação (14), obtém-se $\hat{\theta}$ e por conseguinte $G(z, \theta)$, que modela o sistema desejado. Este método de identificação foi o utilizado por Ross (1982).

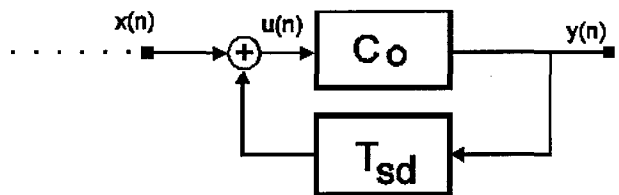


Figura 6 Detalhe dos sinais no algoritmo de Ross.

Uma outra alternativa é a de se utilizar o modelo de erro de saída (OEM) (Ljung, 1987). Neste caso, o procedimento de identificação não pode mais ser realizado através das expressões (14), (15), e (16), pois não se conhece a priori, as saídas $\hat{y}(n)$ e consequentemente, desconhecem-se os vetores $\varphi(n)$. Portanto, para se montar estes vetores será necessário estimar $\hat{y}(n)$, que pode ser feito como:

$$\hat{y}(n) = \varphi^T(n, \theta) \theta \quad (17)$$

em que o vetor $\varphi(n, \theta)$ tem a seguinte forma:

$$\kappa(n, \theta) = [\hat{y}(n-1, \theta) \dots \hat{y}(n-M, \theta) u(n, \theta) \dots u(n-L, \theta)]^T \quad (18)$$

Como o vetor θ é desconhecido, pode-se estima-lo passo a passo, usando o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo (RLS) (Ljung e Söderström, 1983; Ljung, 1987). Este

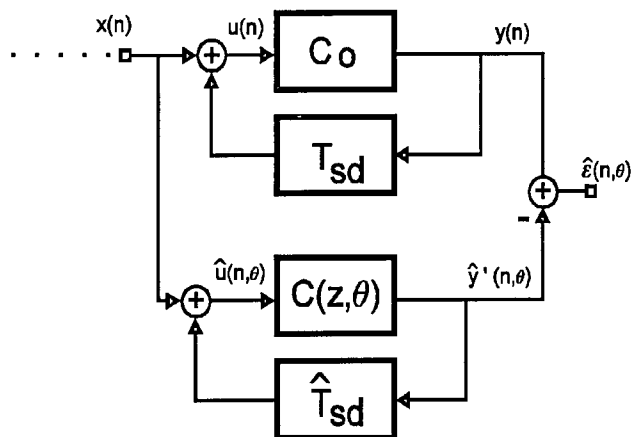


Figura 7. Definição do sinal de erro para o algoritmo proposto

processo de identificação é conhecido como regressão pseudo linear recursiva (RPLR).

5. ALGORITMO PROPOSTO

Um dos grandes problemas encontrados na implantação do controle ativo de ruído em dutos é a realimentação acústica existente entre a fonte secundária e o detetor. Esta realimentação pode introduzir instabilidades, que inviabilizam o sistema de controle. Por isso, deve-se ter um cuidado especial com este problema.

Ross (1982) utiliza no seu procedimento um conjunto de três microfones mais uma linha de retardo, com a finalidade de compor um detetor direcional. Com isto é possível atenuar a realimentação acústica entre a fonte secundária e o detetor, T_{sd} . Neste trabalho, o detetor foi implementado com apenas um microfone, afim de se ter uma estrutura acústica mais simples. Por outro lado, a adoção desta estrutura aumentou as exigências sobre o controlador elétrico, que deve permanecer estável na sua interação com o sistema acústico. No das na identificação do controlador C . Quando a realimentação acústica for desprezível, a diferença entre C_0 e o controlador identificado C , resulta apenas numa redução do desempenho do sistema de controle. Caso T_{sd} não seja desprezível, os pequenos erros que possam existir entre C e C_0 podem reduzir bastante o desempenho do sistema de controle e até torna-lo instável. Afim de se solucionar este problema, foi proposto um algoritmo alternativo de identificação, para que ele passe a minimizar o erro entre a saída de C_0 e a saída do modelo realimentado por T_{sd} , com o objetivo de se obter um controlador estável em malha fechada.

No procedimento proposto, são executados os três primeiros passos do método de Ross, e definem-se os seguintes sinais:

experimento proposto por Ross (1982), as seqüências obtidas, $u(n)$ e $y(n)$, correspondem respectivamente à entrada e à saída do controlador ideal C_0 , como é mostrado na figura 6. Neste caso, elas são utiliza

$$\begin{aligned} \text{seqüência de saída:} & \quad y(n) = -s_2(n) \\ \text{seqüência de entrada} & \quad x(n) = s_3(n) \end{aligned}$$

Além destas duas seqüências, levanta-se também a resposta impulsional $t_{sd}(n)$. A partir destas três seqüências pode-se

partir para o algoritmo de identificação. Vale ressaltar, que agora $x(n)$ é a entrada do bloco controlador ideal realimentado por T_{sd} , como mostra a figura 6.

5.1. Algoritmo de Identificação

A figura 7 mostra um diagrama em blocos que ilustra a definição do sinal de erro para o algoritmo proposto. Segue-se um procedimento similar ao RPLR, no qual para a montagem do vetor $\varphi(n, \theta)$ estima-se, além da saída $\hat{y}'(n)$ como em (17), a entrada $\hat{u}(n)$. Desta forma a montagem de $\varphi(n, \theta)$ se resume às expressões (19), (20), e (21):

$$\hat{y}'(n, \theta) = \varphi^T(n, \theta) \theta \quad (19)$$

$$\hat{u}(n, \theta) = \hat{y}'(n, \theta) * \hat{t}_{sd}(n) + x(n) \quad (20)$$

$$\varphi(n, \theta) = [\hat{y}'(n-1, \theta) \dots \hat{y}'(n-M, \theta) \quad \hat{u}(n, \theta) \dots u(n-L, \theta)]^T$$

e o vetor θ pode ser estimado passo a passo através do algoritmo RPLR.

6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A parte experimental deste trabalho foi conduzida no Laboratório de Acústica do Programa de Engenharia Mecânica da COPPE. O duto utilizado nos experimentos possui uma seção quadrada com 36 cm de lado e um comprimento total de 7 m. Para estas especificações, determinou-se $\omega_c = \omega_{10} = \omega_{01} = 2932.15$ rad/s (466.7 Hz), e a frequência máxima de operação $\omega_0 = 2638.94$ (420 Hz), definida como $0.9\omega_c$. O valor de ω_0 foi utilizado para se definir a frequência de corte dos filtros "anti-alias" e de reconstrução, bem como a frequência de amostragem que foi fixada em 2500 Hz.

A fonte primária de ruído é formada por um alto-falante, colocado numa das extremidades do duto, figura 1, e por um amplificador de potência. A sua excitação pode ser por ruído gerado por software na placa DSP, quando da identificação dos parâmetros (item 4), ou então, por um gerador de ruído branco, nos testes de desempenho do sistema anti-ruído. A fonte secundária foi colocada numa das paredes do duto a uma distância de 5 m da fonte primária, e também é formada por um alto-falante, filtro de reconstrução, e amplificador de saída. A excitação da fonte secundária é a saída do filtro digital que implementa o controlador. Os sinais dos microfones detetor e observador passam por pré-amplificadores e filtro "anti-alias" antes de passarem pelo conversor A/D. A placa processadora utilizada é a DSP-16 da ARIEL, que é baseada no processador TMS320C25 da Texas Instruments operando com um relógio de 40 MHz, e com conversores A/D e D/A de 16 bits (ARIEL, 1987). Os filtros analógicos "anti-alias" e de reconstrução são do tipo Butterworth de 6ª ordem, com frequência de corte de 420 Hz.

6.1. Procedimentos de Medidas

Além das medidas necessárias para os algoritmos de identificação, levantaram-se também as respostas impulsionais para um dos blocos mostrados na figura 2. O objetivo disto foi o de simular numericamente o

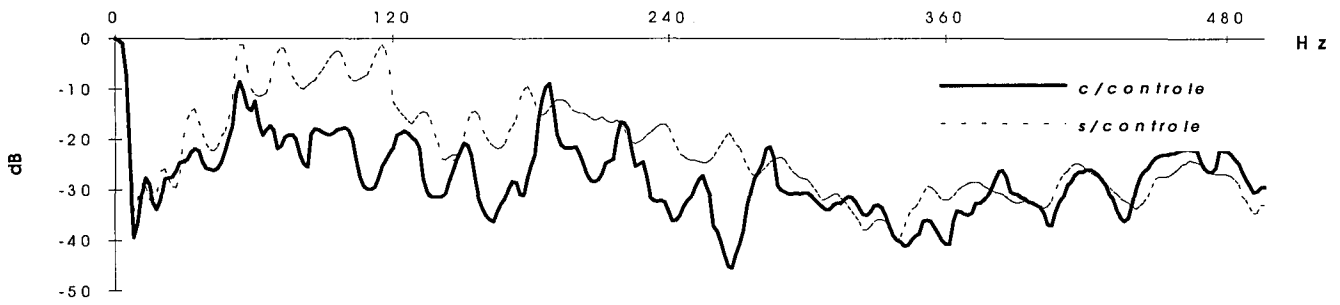


Figura 8 - Espectro do ruído junto ao observador, obtido em tempo real (CN3)

comportamento de todo o sistema físico, incluindo os filtros de controle.

Foram realizadas uma série de identificações, de acordo com os procedimentos apresentados nos itens 4 e 5, variando-se o algoritmo de identificação, o modelo utilizado para o filtro e a ordem deste modelo. A tabela 1 mostra os resultados de seis destas identificações. Nesta tabela os controladores CF_i foram obtidos pelo método de Ross, enquanto os CN_i o foram pelo método proposto.

Foram feitas diversas tentativas de se implementar os filtros controladores em blocos de 2ª ordem, com o objetivo de se reduzir a sensibilidade dos coeficientes a erros de quantização, que podem afetar bastante a função de transferência implementada (Oppenheim, 1975). Como os filtros encontrados são de ordem muito alta, e o DSP escolhido trabalha com aritmética inteira de 16 bits, ficou praticamente impossível de se escolher os grupos de polos e zeros para cada bloco e escalar o sinal ao longo do filtro. Por isto, optou-se por implementar os filtros na forma direta.

6.2. Avaliação dos Controladores

Para cada controlador sintetizado foram feitos testes de simulação e em tempo real. Nos experimentos de testes do controle ativo de ruído em tempo real, a fonte primária foi excitada por ruído branco, e a observação do sinal de saída foi feita através de um analisador de espectro. Dos controladores projetados, os que melhores resultados apresentaram foram o CN_2 e o CN_3 (tabela 1). A figura 8 mostra os resultados experimentais para o controlador CN_3 .

Dos resultados apresentados na figura 8, pode-se observar que o controle atua numa faixa que vai de aproximadamente

30Hz a 280Hz, o que o caracteriza como um sistema de controle ativo de ruídos de banda larga (são mais de três oitavas). Pode-se ver também, que o controle é mais efetivo na faixa de 50 a 120 Hz, onde a energia do ruído é maior, resultando em atenuações que variam de 10 a 26 dB. Esta redução seria muito difícil de se obter usando os tradicionais abafadores passivos.

6.3. Avaliação dos Resultados

Os resultados obtidos experimentalmente em tempo real foram semelhantes aos obtidos através das simulações off-line, embora estes últimos tenham sido superiores, como pode ser visto na figura 9, que mostra os resultados da simulação para o controlador CN_3 .

As discrepâncias entre os resultados das simulações e os experimentais podem ser atribuídas aos seguintes fatores: i) Não linearidades exibidas pelo sistema físico (foram realizados testes experimentais que comprovam este fator); ii) Variações nas características do sistema físico (temperatura, humidade, etc); iii) Falta de rigidez das paredes do duto, o que está em desacordo com as hipóteses iniciais utilizadas na modelagem do duto; iv) Alterações das características do filtro controlador, devido ao problema da quantização dos coeficientes; v) Erros no ajuste do ganho do controlador (nas simulações erros de $\pm 10\%$ reduziram o desempenho do sistema, produzindo resultados mais próximos dos obtidos experimentalmente); vi) Adição de ruído ambiente aos sinais captados pelos microfones observador e detetor durante o experimento em tempo real.

Tanto nas simulações quanto nos experimentos em tempo real, os controladores obtidos pelo método de Ross (1982) apresentaram instabilidades, o que impediu uma comparação mais direta com o sistema proposto. Estas instabilidades estão associadas ao fato de não se estar usando fonte secundária

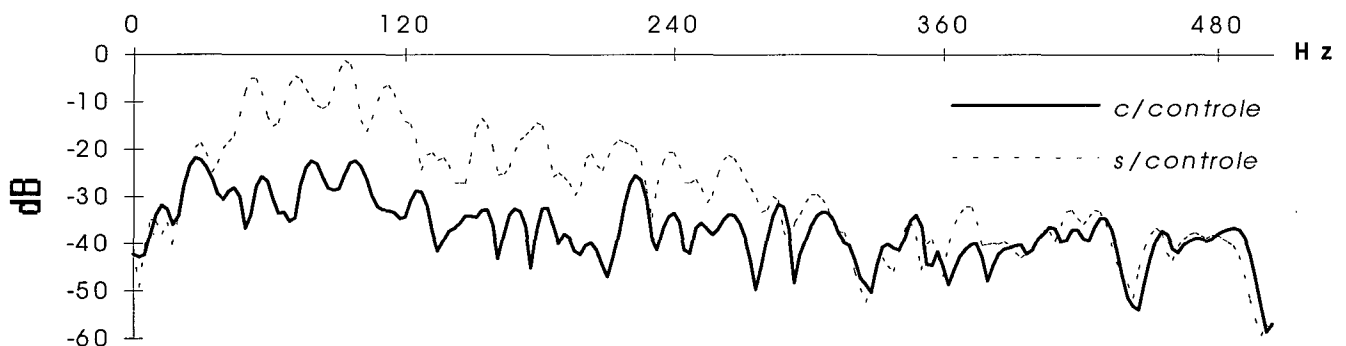


Figura 9 Espectro do ruído junto ao observador, obtido por simulação (CN3)

e/ou detetor direcionais, como utilizado naquele método. Já os controladores sintetizados pelo algoritmo proposto são todos estáveis. simulação para o controlador CN₃.

Algoritmo de Identificação	Modelo	Ordem	Controlador Obtido
LS	FIR	175	CF ₁
LS	IIR (ARX)	50	CF ₂
LS	IIR (ARX)	85	CF ₃
Proposto	FIR	85	CN ₁
Proposto	IIR		CN ₂
Proposto	IIR	85	CN ₃

Tabela 1 Controladores sintetizados.

Pode-se também comparar os resultados experimentais obtidos em tempo real, com outros existentes na literatura. No sistema de Ross (1982), o controle atua na faixa de 50-a 350 Hz, com uma atenuação não uniforme de 15 a 20 dB. Além disto, o sistema tem um desempenho muito pobre para ruídos abaixo de 50 Hz e acima de 370 Hz, quando há na realidade uma amplificação acentuada do ruído. Isto pode estar associado aos inconvenientes resultantes do uso de um detetor direcional. Como o autor só apresenta uma curva de atenuação, para ilustrar o desempenho do controlador ativo, fica impossível de se avaliar a eficácia deste controlador nas frequências onde há maior energia do ruído. Nos resultados obtidos por Allie *et alii* (1988), a faixa de frequências de atuação do controlador vai de 40 a 280 Hz, com uma atenuação de 10 a 15 dB, sendo o controle mais eficiente nas faixas em que a energia do ruído é maior. O sistema desenvolvido por Eriksson e Allie (1989), produz uma atenuação de 10 a 15 dB, numa faixa estreita de frequências (40 - 150 Hz). Neste caso, a atenuação é mais uniforme que nos demais sistemas. Desta forma, os resultados apresentados no item 6.2, são perfeitamente comparáveis aos resultados descritos na literatura.

7. CONCLUSÕES

Um sistema completo de controle ativo de ruído em banda larga, aplicado a um duto experimental foi descrito. Com a técnica proposta foi possível dispensar o uso de detetor e/ou fonte secundária direcional, sintetizando-se um controlador elétrico, que inclua o cancelamento dos efeitos da realimentação acústica entre a fonte secundária e o detetor. O algoritmo de identificação utilizado, que segue um procedimento similar ao RPLR, mostrou bons resultados num problema de identificação de sistemas, que requer o modelamento de uma estrutura acústica. Os filtros digitais sintetizados (IIR e FIR) foram capazes de cancelar os efeitos da realimentação acústica, e de reduzir significativamente o ruído proveniente da fonte primária. A operação em tempo real do sistema de controle foi implementada numa placa DSP, baseada no microprocessador TMS320-C25. A simplificação acústica introduzida com o método proposto, não alterou o desempenho do sistema, quando comparado a outros similares descritos na literatura.

O controle ativo de ruídos possui hoje em dia um espectro muito amplo de aplicações, que tende a crescer baseado num entendimento mais claro sobre os mecanismos físicos, e no

desenvolvimento de processadores e de algoritmos de processamento de sinais mais poderosos.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao Prof. Moyses Zindeluk do Programa de Engenharia Mecânica da COPPE pela utilização do Laboratório de Acústica, bem como por suas valiosas sugestões apresentadas ao longo deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Allie, M.C., C.D. Bremigan, L.J. Eriksson, and R.A. Greiner (1988), Hardware and Software Considerations for Active Noise Control, *Proc. ICASSP 88*, New York, pp 2598-2601.
- ARIEL (1987), *DSP-16 Data Acquisition Processor*, Ariel Corp, New York.
- Åstrom, K.J. and W.A. Munson (1971), System Identification - A Survey, *Automatica*, 7, pp 123-162.
- Doak, P.E. (1973), Excitation, Transmission and Radiation of Sound from Source Distributions in Hard-Walled Ducts of Finite Length (1): The Effects of Duct Cross-Section Geometry and Source Distribution Space-Time Pattern, *J. Sound Vib.*, 31, (1), pp 1-72.
- Elliot, S.J., I.M. Stothers, and P.A. Nelson (1988), The Active Control of Engine Noise Inside Cars, *Proc. Inter-Noise '88*, pp 987-900.
- Elliot, S.J., P.A. Nelson and I.M. Stothers (1990), In-Flight Experiments on the Active Control of Propeller-Induced Cabin Noise, *J. Sound Vib.*, 140, pp 219-238.
- Eriksson, L.J. and M.C. Allie (1989), Use of Random Noise for on-Line Transducer Modelling in an Adaptive Active Attenuation System, *J. Acoust. Soc. Amer.*, 85, pp 797-802.
- Jessel, M. (1968), Sur les Absorbeurs Actifs, *6th ICA*, Tokyo
- Jessel, M. (1972a), La Question des Absorbeurs Actifs, Note CRP 1142, *Revue d'Acoustique*, 5, pp 37-42.
- Jessel, M. and G. Magiante (1972b), Active Sound Absorbers in an Air Duct, *J. Sound Vib.*, 23, (3), pp 383-390.
- Kido, K. and S. Onoda (1968), Automatic Control of Stationary Noise by Means of Directivity Synthesis, *6th ICA*, Tokyo.
- Kido, K. and S. Onoda (1970), Active Control of Transformer Noise by Synthesizing Directivity, *Proc. Seoul Int. Conf. on Elect. Electron. Eng.*, Seul.
- Leventhall, H.G. (1976), Developments in Active Attenuators, *Proc Noise Control Conference*, Warsaw, pp 33-42.

- Ljung, L., (1987), *System Identification*, Prentice-Hall Inc, Englewood Cliffs, NJ.
- Ljung, L. and T. Söderstrom (1983), *Theory and Practice of Recursive Identification*, The MIT Press, Cambridge, Mass..
- Lueg, P.(1936), Process of Silencing Sound Oscilations, US Patent 2043416.
- Munjal, M.L. and L.J. Eriksson (1989), Analysis of a Linear One-Dimensional Active Noise Control System by Means of Block Diagrams and Transfer Functions, *J. Sound Vib.*, 129 (3), pp 443-455
- Nobrega, M.V. (1993), Síntese de Controladores Ativos de Ruído em Dutos, Dissertação de Mestrado, DEE PUC-RIO, Rio de Janeiro, RJ.
- Oppenheim, A.V. and R.W. Schafer (1975), *Digital Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- Perry, D.C., S.J. Elliot., J.M. Stothers and S.J. Oxley. (1989), Adaptive noise cancellation for road vehicles, *Proc. Inst. of Mec. Eng. Conf. on Automotive Electronics*, pp 150-163.
- Ross, C.F. (1982), An Algorithm for Designing a Broadband Active Sound Control System, *J. Sound Vib.*, 80, (3), pp 373-380.
- Roure, A. (1985), Self-Adaptive Broadband Active Sound Control System, *J. Sound Vib.*, 101, (3), pp 429-441.
- Swinbanks, M.A. (1973), Active Control of Sound Propagation in Long Ducts, *J. Sound Vib.*, 27, (3), pp 441-436.
- Wheeler, P.D. (1987), The Role of Noise Cancellation Techniques in Aircrew Voice Communications Systems, *Proc Royal Aeronautical Society Symposium on Helmets and Helmets Mounted Devices*, London, pp. 421-426.
- Williams, J.E.F. (1984), Anti-Sound - Review Lecture, *Proc. R. Soc. Lond. A*, 395, pp 63-88.