

Brazilian Applied Science Review

“Política de Privacidade

...

- É permitida a reprodução total ou parcial do conteúdo dos artigos, desde que citada a fonte.

...

- Assim que submetem os artigos, os autores cedem os direitos autorais de seus artigos para a BASR...

- A BASR utiliza a licença Creative Commons CC BY. As informações sobre esta licença podem ser encontradas em: <https://creativecommons.org/licenses/by/3.0/br/>"

Fonte:

<https://www.brazilianjournals.com/index.php/BASR/about/submissions#onlineSubmissions>. Acesso em: 10 mar. 2021.

REFERÊNCIA

LOPES, Renato Vilela et al. Desenvolvimento de uma plataforma experimental de baixo custo para implementação de controle ativo de ruído em dutos acústicos. **Brazilian Applied Science Review**, v. 4, n. 6, 2020. DOI: <https://doi.org/10.34115/basrv4n6-037>.

Disponível em:

<https://www.brazilianjournals.com/index.php/BASR/article/view/21274>. Acesso em: 10 mar. 2021.

Desenvolvimento de uma plataforma experimental de baixo custo para implementação de controle ativo de ruído em dutos acústicos**Development of a low-cost experimental platform for implementing active noise control in acoustic ducts**

DOI:10.34115/basrv4n6-037

Recebimento dos originais: 09/11/2020

Aceitação para publicação: 09/12/2020

Renato Vilela Lopes

Doutor em Engenharia Eletrônica

Laboratório Sistemas e Controle (SISCO) - Universidade de Brasília, Faculdade UnB Gama, Área Especial de Indústria Projeção A, Setor Leste, Gama-DF

E-mail: rvlopes@unb.br

Maria Alzira de Araújo Nunes

Doutora em Engenharia Mecânica

Laboratório de Acústica e Vibrações (LabNVH) - Universidade de Brasília, Faculdade UnB Gama, Área Especial de Indústria Projeção A, Setor Leste, Gama-DF

E-mail: maanunes@unb.br

André Murilo

Doutor em Engenharia de Controle e Automação

Laboratório Sistemas e Controle (SISCO) - Universidade de Brasília, Faculdade UnB Gama, Área Especial de Indústria Projeção A, Setor Leste, Gama-DF

E-mail: andremurilo@unb.br

Matheus Pereira Santana

Mestrando em Engenharia Elétrica

Universidade de Brasília, Faculdade UnB Gama, Área Especial de Indústria Projeção A, Setor Leste, Gama-DF

E-mail: matheuspereiraunb@gmail.com

Daniel Carvalho de Sousa

Mestrando em Engenharia Elétrica

Universidade de Brasília, Faculdade UnB Gama, Área Especial de Indústria Projeção A, Setor Leste, Gama-DF

E-mail: danielcsousadf@gmail.com

Gilvan Júnior Pereira Camargo

Graduado em Engenharia Eletrônica

Universidade de Brasília, Faculdade UnB Gama, Área Especial de Indústria Projeção A, Setor Leste, Gama-DF

E-mail: gilvan.jpc@gmail.com

RESUMO

Atualmente o desenvolvimento de sistemas de controle ativo de ruído tem recebido considerável interesse da área científica, pois a poluição sonora tem influência direta sobre o meio ambiente e sobre a qualidade de vida dos seres humanos. Neste contexto, o desenvolvimento de plataformas experimentais

que permitam a rápida implementação e avaliação de algoritmos de controle ativo de ruído é fundamental. Desta forma, este artigo irá apresentar todas as etapas envolvidas no projeto e construção de uma plataforma experimental de baixo custo, desde a sua ideia conceitual, passando pelas etapas de construção da estrutura física, instrumentação e desenvolvimento do sistema de aquisição de dados. A ideia principal é que esta bancada permita a implementação, avaliação e comparação de diferentes algoritmos de controle, verificando o desempenho e características de cada um deles no que diz respeito ao nível de atenuação alcançado na saída do sistema. Adicionalmente, a bancada pode permitir o estudo de diversos temas específicos, tais como análise modal, identificação de sistemas, isolamento acústico entre outros. Este artigo aborda ainda o problema de identificação experimental do modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico do sistema. A validação experimental da plataforma é realizada através da implementação de duas técnicas de controle muito comuns na literatura conhecidas como algoritmo Least Mean Square (LMS) e o algoritmo Filtered x LMS (FxLMS).

Palavras-chave: Controle ativo de ruído, identificação de sistemas, controle LMS, controle FxLMS.

ABSTRACT

Currently, the development of active noise control systems has received considerable interest from the scientific area since noise pollution directly influences the environment and human life quality. In this context, the development of experimental platforms that allow the rapid implementation and evaluation of active noise control algorithms is essential. Thus, this paper will present all the stages involved in designing and constructing a low-cost experimental platform, from its conceptual idea, through the construction of the physical structure, instrumentation, and development of the data acquisition system. The main idea is that this bench allows the implementation, evaluation, and comparison of different control algorithms, verifying each one's performance and characteristics about the level of attenuation achieved at the exit of the system. The bench can also allow the study of several specific topics, such as modal analysis, systems identification, and sound insulation, among others. This article also addresses the problem of experimental identification of the mathematical model that describes the system's dynamic behavior. The platform's experimental validation is performed through the implementation of two control techniques widespread in the literature known as the Least Mean Square algorithm (LMS) and the Filtered x LMS algorithm (FxLMS).

Keywords: Active noise control, system identification, LMS control, FxLMS control.

1 INTRODUÇÃO

Em acústica, ruídos podem ser definidos como ondas sonoras indesejáveis ou desagradáveis e são, atualmente, conhecidos como fontes de poluição sonora que podem causar danos à saúde humana [1]. Diversos estudos já comprovaram que a exposição a determinados níveis de ruído, dependendo do tempo de exposição, pode acarretar desde problemas psicológicos como stress, fadiga, irritação, dificuldades de relacionamento, problemas de comunicação, isolamento e baixa autoestima, até problemas fisiológicos que incidem diretamente no sistema auditivo, podendo causar redução ou até mesmo perda total da audição [2]. Desta forma, o desenvolvimento de sistemas de controle de ruído se faz necessário para reduzir os níveis sonoros a valores admissíveis. O desenvolvimento destes sistemas implica na necessidade de desenvolvimento de técnicas e metodologias que se adaptem e acompanhem a evolução da tecnologia e crescimento da demanda atual.

Existem duas formas de se atenuar o ruído: técnicas passivas e ativas [3]. As passivas são metodologias eficientes em médias e altas frequências e atuam através da inserção de descontinuidades na geometria do sistema gerando descasamento de impedância para as ondas sonoras no interior do sistema ou através do uso de revestimentos acústicos no sistema para absorver ou isolar as ondas sonoras. Contudo, estas técnicas são, em geral, ineficientes em baixas frequências e necessitam agregar massa adicional ao sistema (material acústico) causando aumento no custo de instalação e manutenção [3,4].

Já as técnicas ativas, conhecidas na literatura como Controle Ativo de Ruído (CAR) são metodologias utilizadas para reduzir a onda sonora indesejada através da adição de um ruído secundário com igual amplitude e fase oposta em relação ao ruído primário de forma a cancelá-lo [4]. Essa abordagem é a forma mais eficiente para obter uma boa atenuação de ruído em baixas frequências, tipicamente abaixo de 500 Hz [5]. Para a aplicação desta técnica são necessários processadores de sinais digitais, condicionadores de sinais, sensores e atuadores. O custo inerente a esses sistemas, que antigamente representava um obstáculo à implementação prática, tem decrescido continuamente, em virtude do avanço tecnológico. Portanto, trata-se de um método viável e eficiente, com grande potencial de utilização em larga escala. Atualmente já existem várias soluções efetivas disponíveis para o CAR, porém mais trabalho é requerido com o intuito de reduzir o ruído de forma mais eficiente e encontrar uma solução ideal para a redução deste ruído. Neste contexto, o desenvolvimento de plataformas experimentais que permitam a rápida implementação e avaliação de algoritmos de controle ativo de ruído é fundamental.

Assim, o objetivo deste trabalho é apresentar o desenvolvimento detalhado de uma plataforma experimental de baixo custo que será utilizada para estudo da aplicação de CAR em dutos acústicos. A ideia principal é que esta bancada permita a implementação e avaliação de diferentes algoritmos de controle em um ambiente de tempo real, verificando o desempenho e características de cada um deles no que diz respeito ao nível de atenuação alcançado na saída do sistema. Desta forma, muitos aspectos práticos que não estão disponíveis em ambiente de simulação poderão ser investigados e proporcionar estudos mais específicos que ajudem o desenvolvimento do estado da arte em CAR, tais como: análise modal, identificação de sistemas, isolamento acústico entre outros. Adicionalmente, a bancada também poderá ser utilizada para fins didáticos.

Para isso, este artigo irá detalhar diversos aspectos que envolvem a implementação desse sistema, tais como: projeto e construção da estrutura física, a instrumentação e aquisição de dados. Além disso, será abordado o problema de identificação off-line dos modelos matemáticos que descrevem o comportamento dinâmico do sistema e a implementação e validação experimental de duas estratégias de controle. Os controladores escolhidos neste trabalho foram o algoritmo Least Mean Square (LMS) e o Filtered x LMS (FxLMS) [4]. Ambos são filtros adaptativos e o algoritmo FxLMS é a estratégia de

controle mais utilizada na literatura devido a sua baixa carga computacional, robustez e simplicidade [6].

Este artigo está organizado como segue. Na seção 2 é apresentada toda a fundamentação teórica utilizada para o desenvolvimento do trabalho. Na seção 3 é apresentado o projeto e construção do duto acústico, fazendo um detalhamento completo sobre as dimensões, materiais e custos. Também são apresentados todos os sensores e atuadores eletroacústicos, bem com os circuitos de condicionamento utilizados na instrumentação do duto e o sistema de aquisição de dados. Esta seção descreve ainda a metodologia utilizada nos testes experimentais de identificação dos modelos matemáticos do sistema e avaliação dos controladores desenvolvidos. A seção 4 apresenta os resultados experimentais obtidos. Na seção 5, são apresentadas as conclusões do trabalho e a proposição de trabalhos futuros.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 CONCEITOS BÁSICOS DO CAR

Os dutos acústicos escolhidos como objeto de estudo neste trabalho são facilmente encontrados em diversos sistemas, tais como sistema de exaustão, aquecimento, ventilação e ar-condicionado e representam uma significativa categoria de sistemas que precisam de controle ativo de ruído [7]. Estes são sistemas híbridos que apresentam regiões acústicas, analógicas e digitais muito bem delimitadas [8], como mostrado na figura 1.

O processo se inicia com uma fonte de ruído gerando e inserindo uma onda sonora indesejada dentro do duto acústico. Este ruído de entrada é captado por um sensor de referência, como um microfone. Em seguida, este sinal passa por um circuito pré-amplificador, um filtro anti-aliasing e um circuito conversor Analógico – Digital (A/D) gerando o sinal de referência digital $x(n)$.

O sinal de referência é processado por um algoritmo de controle (controlador) para gerar o sinal de antirruído $y'(n)$ que passa através de um conversor Digital – Analógico (D/A), um filtro de reconstrução e um amplificador de potência para então acionar uma fonte secundária, como um alto-falante. O controlador pode ainda monitorar o desempenho das ações de controle aplicadas através de um sinal de erro $e(n)$ que é captado por um sensor de erro (microfone) e que também passa por um circuito pré-amplificador, um filtro anti-aliasing e um conversor A/D.

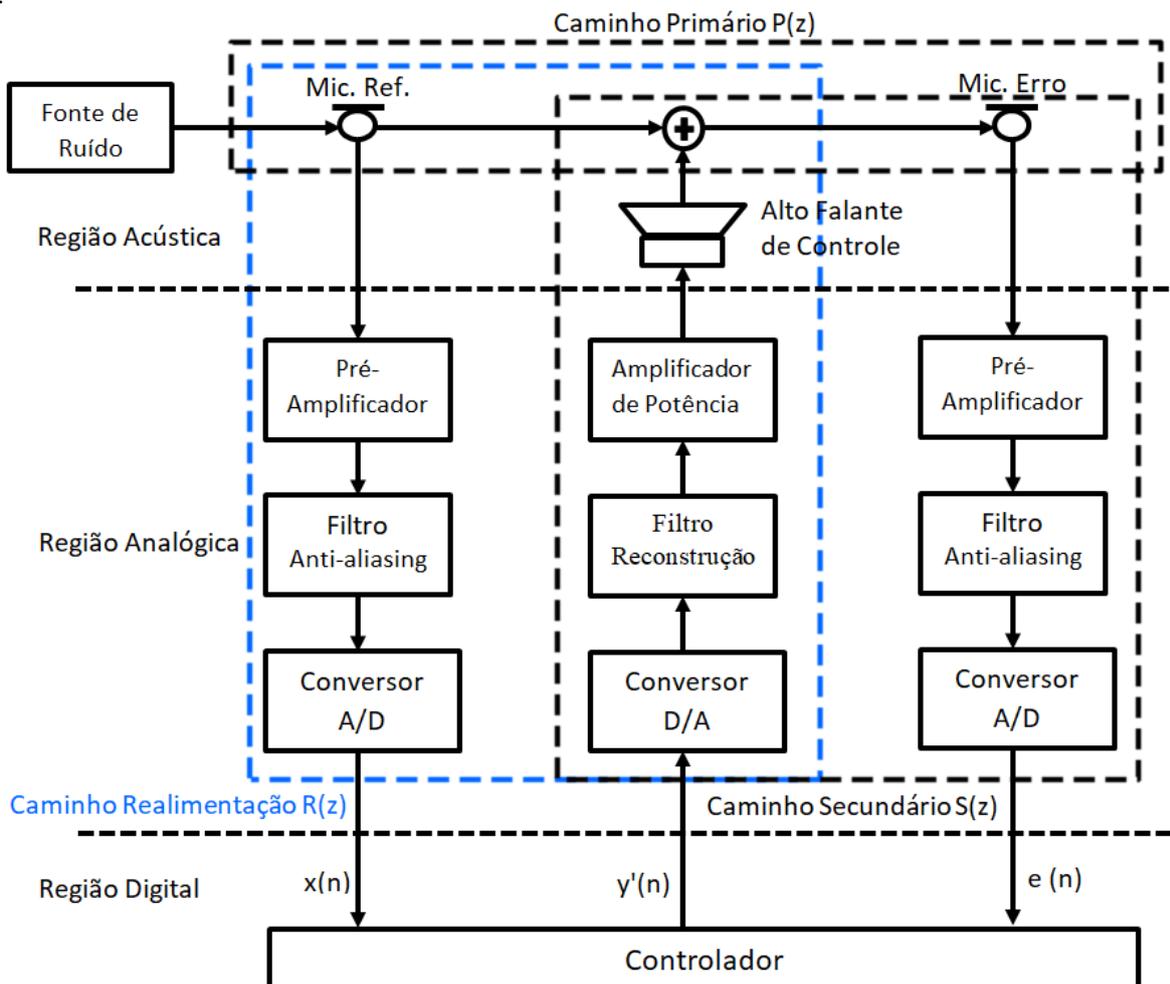
As dinâmicas deste sistema serão representadas por modelos matemáticos dos diferentes caminhos acústico-eletrônicos existentes. O caminho primário $P(z)$ consiste da resposta acústica do sensor de referência até o sensor de erro, conforme mostrado na figura 1. O caminho secundário é o modelo matemático do sinal $y'(n)$ até o sinal de erro $e(n)$ e que inclui o conversor D/A, filtro de reconstrução, o circuito amplificador de potência, o caminho acústico do alto-falante de controle ao

microfone de erro, o circuito pré-amplificador, o filtro anti-aliasing e o conversor A/D, conforme mostrado na figura 1.

Existe ainda mais um caminho, mostrado em azul na figura 1 que é o caminho de realimentação $F(z)$. Este caminho é o responsável por modelar a influência das ondas sonoras geradas pelo alto-falante de controle no sensor de referência, ou seja, a relação existente entre o sinal $y'(n)$ e o $x(n)$. O efeito do caminho de realimentação é tido como uma interferência do sinal de controle dado por $y'(n)$ sobre o sinal de referência de ruído $x(n)$, o que pode causar instabilidade no sistema [9].

É importante destacar que, na bancada experimental que será apresentada neste trabalho, as ondas sonoras de entrada (ruído) poderão ser geradas por um microprocessador ou um gerador de sinais e alteradas pelo projetista do sistema CAR de forma a possibilitar uma análise mais detalhada do desempenho do sistema. Assim, esses sinais gerados de maneira digital passam também por um conversor D/A, um filtro de reconstrução e um amplificador de potência e aplicados em um segundo alto-falante denominado de alto-falante de ruído.

Figura 1 – Diagrama de blocos típico de uma estrutura de controle ativo de ruído do tipo feedforward. Este bloco mostra um sistema CAR composto por um microfone de referência, um microfone de erro e um alto-falante de controle. Figura adaptada de [8].



2.2 O ALGORITMO LMS

O algoritmo de controle LMS foi desenvolvido por [10] e sua estrutura pode ser representada pelo diagrama de blocos simplificado apresentado na Figura 2a. Nesta estratégia de controle o sinal de controle $y(n)$ é calculado como:

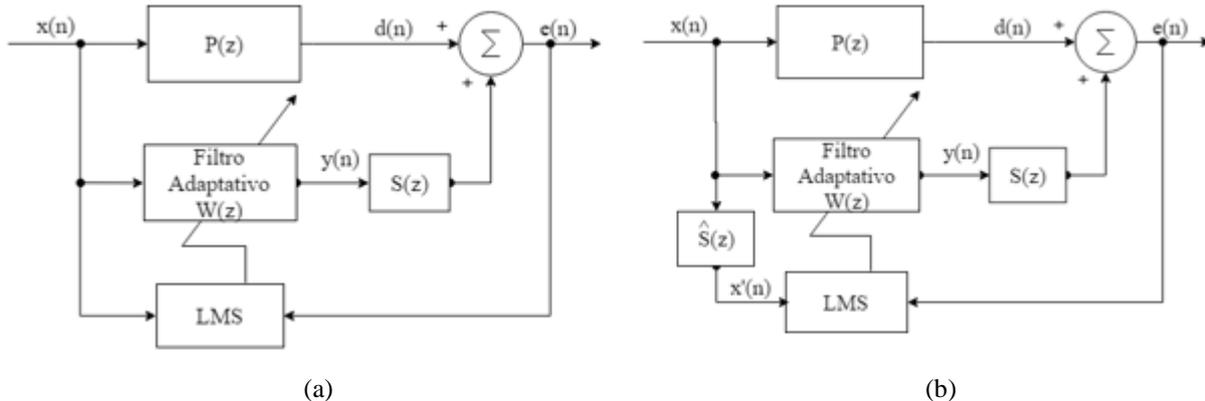
$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (1)$$

em que $\mathbf{w}(n) = [w_0(n) w_1(n) \dots w_{L-1}(n)]^T$ e $\mathbf{x}(n) = [x(n) x(n-1) \dots x(n-L+1)]^T$ são os coeficientes e os vetores de sinais de $W(z)$, respectivamente, e L é o tamanho do filtro. O algoritmo LMS atualiza o vetor de coeficientes através da seguinte expressão:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (2)$$

em que μ é chamado de passo de adaptação ou fator de convergência e influencia diretamente na velocidade de convergência do algoritmo.

Figura 2 – Diagrama de blocos equivalente do sistema CAR mostrado na Figura 1 com o bloco de controle sendo substituído por: a) Estratégia de controle LMS. b) Estratégia de controle FxLMS. Nestas figuras, $P(z)$ é o caminho primário, $W(z)$ é o filtro de controle e $S(z)$ e $\hat{S}(z)$ é o modelo do caminho secundário real e estimado respectivamente da Figura 1.



2.3 O ALGORITMO FXLMS

Como visto na seção anterior, o algoritmo de controle LMS calcula o sinal de antirruído $y'(n)$ sem levar em consideração a existência do caminho secundário $S(z)$ a sua frente. Contudo, este caminho modifica o sinal que se propaga por ele e o efeito observado é que o sinal de antirruído poderá não ficar perfeitamente em fase e amplitude com o sinal de referência devido à presença de $S(z)$ e isso geralmente causará instabilidade no algoritmo LMS.

Assim, em [11] foi sugerido utilizar uma estimativa do caminho secundário ($\hat{S}(z)$) para filtrar o sinal de referência antes da atualização dos pesos do algoritmo LMS, conforme mostrado na figura 2b. Esta modificação resultou no chamado algoritmo FxLMS.

Neste algoritmo o sinal de controle continua sendo calculado como na Equação 1, mas o vetor de coeficientes do filtro é atualizado pela seguinte equação.

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n)x'(n) \quad (3)$$

onde $x'(n)$ é o vetor de referências filtradas e determinado pela seguinte relação:

$$x'(n) = \hat{s}(n) * x(n) \quad (4)$$

e $\hat{s}(n)$ é a resposta ao impulso do modelo do caminho secundário estimado $S(z)$ e $*$ denota a operação de convolução. Analisando a Equação 4 facilmente percebe-se que o desempenho do sistema CAR é extremamente dependente de uma boa qualidade do modelo estimado para o caminho secundário.

3 METODOLOGIA

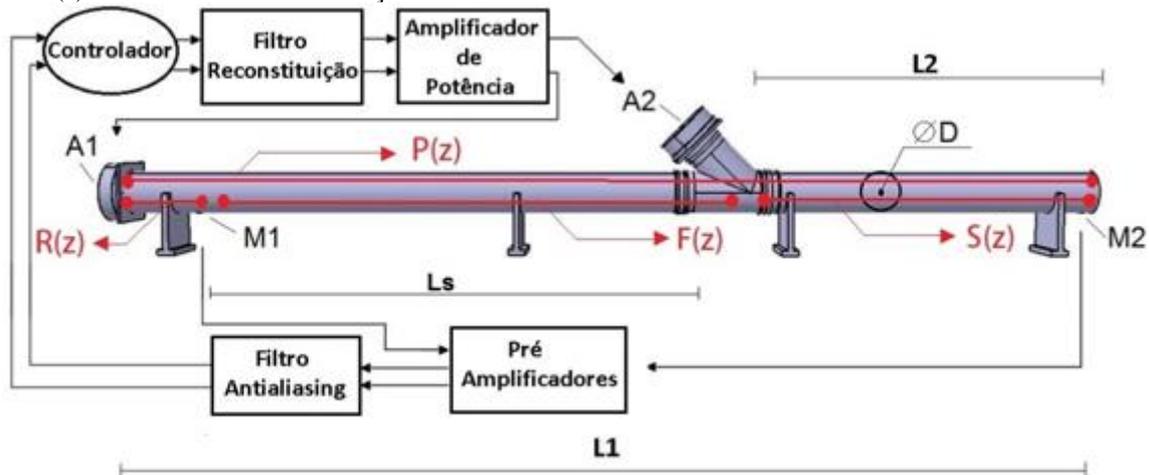
3.1 CONSTRUÇÃO DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL

O projeto conceitual do duto é apresentado na figura 3. O duto foi construído com tubos de PVC de $D = 0,15$ metros de diâmetro e extensão total de $L1 = 3,50$ metros, constituído por três partes principais, dois tubos de PVC acoplados por uma junção de 45° , também de PVC. A distância entre a junção de 45° e o fim do duto é de $L2 = 1,17$ metros. O modelo construído foi baseado na plataforma desenvolvida por [1] e levou em conta o espaço disponível para sua instalação no laboratório.

A disposição dos sensores e atuadores está de acordo com a figura 3, onde A1 e A2 se referem aos alto-falantes sendo que A1 é o alto-falante que representa a fonte sonora, responsável por emular o ruído a ser cancelado e A2 é alto-falante de controle, responsável por gerar o ruído para cancelar o ruído principal.

Os sensores utilizados foram microfones de eletreto utilizados para a aquisição dos sinais acústicos e representados na figura 3 por M1 e M2, sendo que M1 é o microfone de referência, necessário para adquirir o sinal gerado pelo alto-falante de ruído e M2 é o microfone de erro, responsável por adquirir o ruído residual após a soma do ruído de controle. O microfone de referência, M1, fica a uma distância de 0,25 m do alto falante de ruído e o microfone de erro, M2, fica a 3,40 m do alto-falante de ruído.

Figura 3 - Duto acústico construído com os sensores e atuadores. $P(z)$ é o caminho principal do duto, $S(z)$ é o caminho secundário e $F(z)$ é o caminho de realimentação.



A distância de 1,75 m entre o microfone de ruído e o alto falante de controle é de extrema relevância no projeto, uma vez que o tempo de propagação da onda sonora nessa distância é o tempo que o controlador e os circuitos eletrônicos terão para calcular uma resposta para o sinal amostrado no microfone M1 e enviar o sinal de controle calculado para o alto falante de controle. Como foi tratado por [1] o atraso da propagação sonora (t_s), deve ser maior que o atraso de propagação do sinal elétrico (t_e).

$$t_s > t_e, \quad (5)$$

O atraso t_s depende unicamente da distância (L_s) entre M1 e A2, e da velocidade de propagação do som (V_s), ou seja:

$$t_s = \frac{L_s}{V_s}, \quad (6)$$

O atraso t_e depende do atraso elétrico dos filtros condicionadores (t_c), e do atraso de grupo do filtro adaptativo implementado para o controle (t_g).

$$t_e = t_c + t_g, \quad (7)$$

O valor do atraso t_c depende da ordem (M) do filtro e do período de amostragem (T_s), conforme mostrado na Equação (8).

$$t_c = T_s \left(1 + \frac{3M}{8} \right), \quad (8)$$

Manipulando as Equações 5, 6, 7 e 8 pode se mostrar a relação contida na Equação 9.

$$t_g < \frac{L_s}{V_s} - T \left(1 + \frac{3M}{8} \right), \quad (9)$$

Conforme será descrito no decorrer deste artigo, neste trabalho utilizou-se ordem 4 para os filtros condicionadores e uma frequência de aquisição de 2,4 kHz. Desta forma, utilizando-se a Equação 9 é possível calcular que o algoritmo de controle implementado para este duto deve ter um tempo de processamento menor do que 4.1ms.

Além disso, para eficiência das técnicas de CAR é preciso que dentro do duto se propaguem apenas ondas planas. De acordo com [12], para garantir esta característica o duto deve ter ondas de frequência máxima igual à dada na Equação 10.

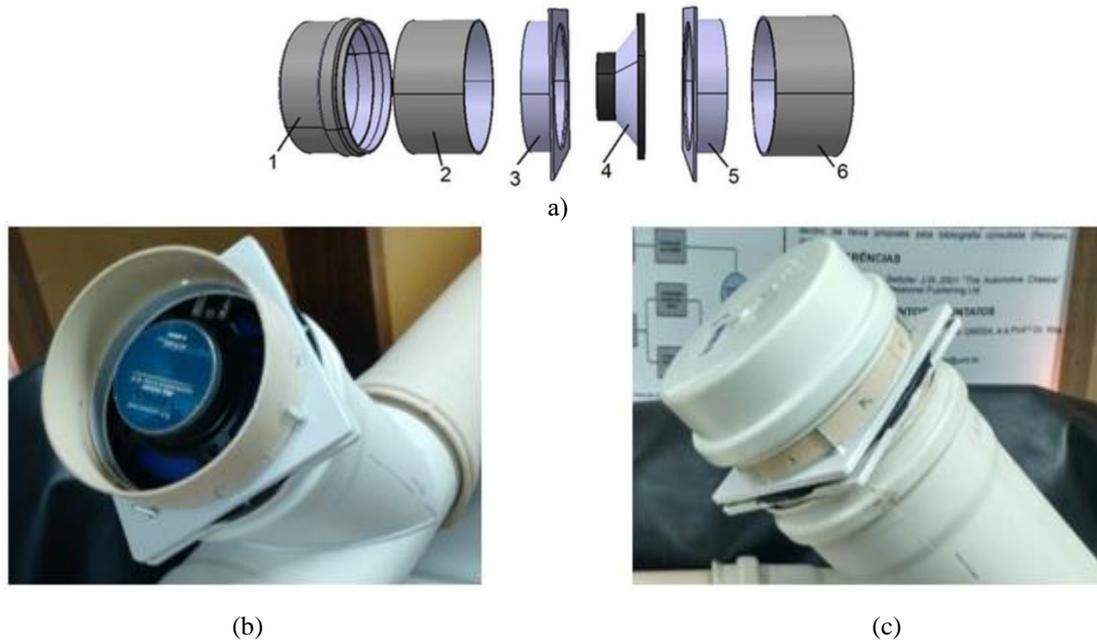
$$f_m < \frac{1,84V_s}{\pi D}, \quad (10)$$

Com $D = 0,15$ m é possível garantir ondas planas até a frequência de 1339 Hz.

Outro fator importante na construção do duto é que o acoplamento dos alto-falantes com duto fique muito bem vedado, para evitar que áreas abertas permitam o escape do campo sonoro que podem comprometer a avaliação do sistema. Para isso foram projetados acoplamentos para conectar e confinar os alto-falantes A1 e A2, respectivamente. Cada um dos acoplamentos é composto por uma tampa de encaixe de PVC, chamada de cap, de diâmetro interno de 0,15 m, dois acoplamentos para tampa com diâmetro externo de 0,145 m e duas extensões de duto PVC com 0,15m de diâmetro externo e 0,70 m de comprimento. O detalhamento deste projeto está apresentado na Figura 4.

Por fim, para sustentar toda estrutura, os dutos foram apoiados em quatro suportes de base 200x100x15mm³ e apoio de 200x200x15 mm com uma abertura semicircular com 75 mm de raio.

Figura 4 - (a) Vista explodida do acoplamento do alto-falante. Legenda: 1. Cap PVC, 2. e 6. Extensão de cano PVC, 3. e 5. Acoplamento de tampa de caixa de gordura. 4. Alto-falante. 7. (b) Acoplamento de vedação do alto-falante. (c) Vista do acoplamento fechado e alto-falante instalado no duto.



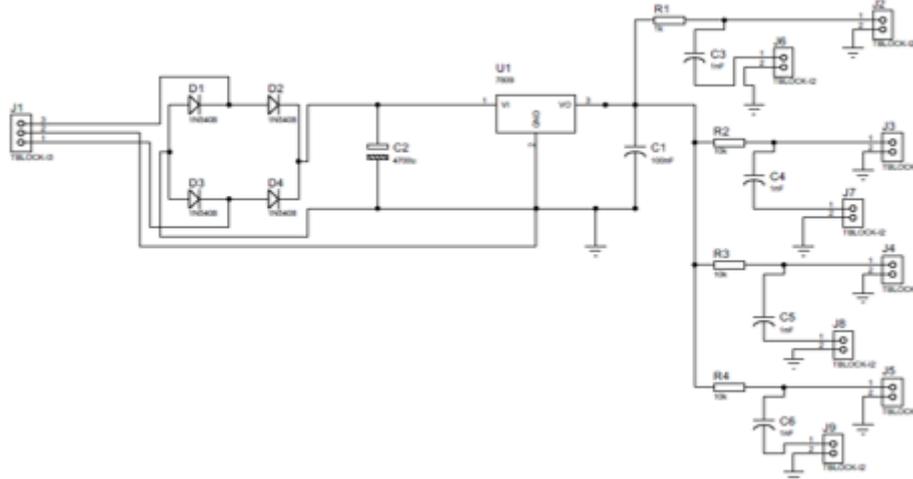
3.1.1 Sensores e Atuadores Eletroacústicos

Os atuadores eletroacústicos A1 e A2 usados são dois alto-falantes Class CM465 Quadriaxial da marca Hurricane de 6,5 polegadas, com potência máxima de 65 W RMS, resposta em frequência de 80 Hz a 20 kHz e impedância de 4 Ω .

O acionamento dos alto-falantes é realizado por meio de um amplificador de potência comercial modelo MK1200 da Mark Audio. Este amplificador de potência possui um estágio de amplificação classe AB, potência de saída de 75 W RMS por canal, relação sinal-ruído superior a 80 dB, resposta em frequência entre 20 a 20 kHz, impedância de entrada superior a 30 k Ω e ganho em tensão de -90 a 0 dB. O mesmo possui dois canais, um para o alto-falante de ruído e outro para o alto-falante de controle.

Os sensores M1 e M2 são dois microfones de eletreto de baixa impedância, consumo de corrente de 0,5 mA, relação sinal ruído de 40 dB e máxima pressão sonora de 120 dB. Estes microfones precisam de um circuito de alimentação para o seu funcionamento. Para este fim, foi projetado o circuito de alimentação mostrado na Figura 5.

Figura 5 - Fonte de alimentação e condicionamento de sinais para os microfones de eletreto.



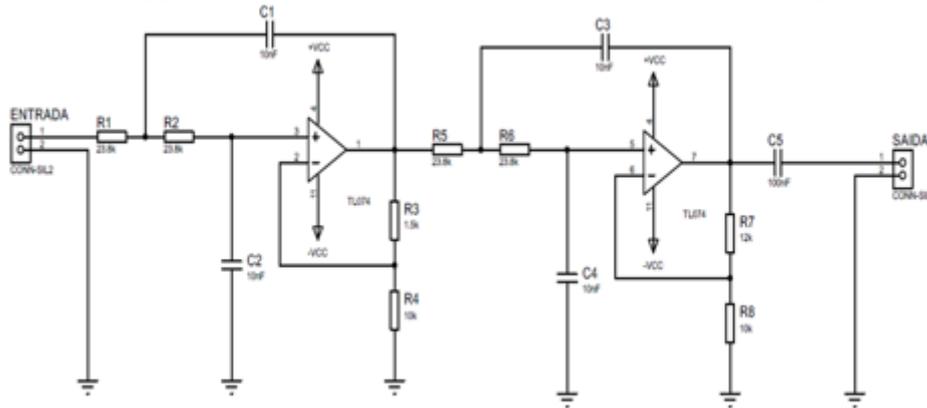
O circuito é constituído de uma fonte de tensão DC de 12 V, com o uso de uma ponte retificadora, seguida por um capacitor de 2200 μF e um regulador de tensão na saída para reduzir o efeito do ripple de 60 Hz proveniente da rede.

3.1.2 Sistema de Condicionamento de Sinais

Foram utilizados pré-amplificadores comerciais da empresa Behringer modelo Tube Ultragain Mic100, um para amplificar o sinal do microfone de referência e outro para amplificar o sinal do microfone de erro. Os mesmos são necessários para amplificar os sinais adquiridos e aumentar sua resolução, vistos que estes estão na faixa de mV. Este pré-amplificador possui resposta em frequência de 10 Hz a 40 kHz, ganho variável de +26 a +60 dB e ajuste de saída de $-\infty$ a +10 dB.

Os filtros anti-aliasing e de reconstrução foram projetados para terem frequência de corte de 670 Hz. Essa frequência de corte foi escolhida para limitar que apenas ondas sonoras planas estejam no duto, de acordo com a Equação 10. O filtro escolhido foi um ativo passa-baixa Butterworth com topologia Sallen-Key de ordem 4. Um capacitor de desacoplamento foi colocado na saída para remover um possível nível residual de DC que chegue somado ao sinal dos microfones, está topologia é apresentada na Figura 6. O filtro possui quatro canais, dois para os microfones e dois para os alto-falantes.

Figura 6 - Filtros anti-aliasing projetados como filtros Passa-Baixa Butterworth com topologia Sallen-Key de 4ª ordem.



Devido à utilização de componentes comerciais o valor a frequência de corte real ficou em 668,7 Hz. Os valores usados para a resistência e capacitâncias estão presentes na Figura 6. Desta forma, selecionou-se a frequência de amostragem em 2,40 kHz, que é um valor quase quatro vezes maior que a maior frequência a ser atenuada. Contudo, ressalta-se que esta frequência de amostragem restringe ainda mais o tempo de cálculo dos controladores que devem ter um tempo máximo de resposta de 0,4 ms.

3.1.3 Processador Digital de Sinais

Para a implementação dos algoritmos de controle e aquisição dos sinais foi utilizado um processador digital de sinais (DSP, do inglês Digital Signal Processor). O modelo adotado foi o DSP TMS320C600 da Texas Instruments. Este foi escolhido por ser de baixo custo e muito utilizado em diversos trabalhos de controle ativo de ruído. Este é um DSP com operações de ponto flutuante, 32 bit, clock de 225 MHz e memória de armazenamento de 16 Mb. Uma importante característica é a presença do codec AIC23 que faz a interface entre os microfones do duto e o controlador, sendo que sua frequência de amostragem pode ser de 8 a 96 kHz.

Uma vez que a menor frequência de amostragem possível neste DSP é de 8 kHz e a frequência de amostragem adotada neste trabalho é de 2,4 kHz, foi necessário realizar um processo conhecido como sub-amostragem ou decimação. Este processo permite reduzir a taxa de amostragem por um fator N, inteiro, através do descarte de amostras para se obter a frequência de amostragem desejada. Da mesma forma, o processo de escrita também precisou ser adequado, uma vez que o DSP envia os sinais em uma taxa muito mais alta do que o algoritmo calcula das ações de controle. Assim foi necessário realizar o processo chamado de sobreamostragem ou interpolação entre as amostras, que consiste em criar novas amostras através da interpolação.

A Figura 7 apresenta o resultado final da bancada desenvolvida com os sistemas de eletrônicos e de aquisição.

Figura 7 - Duto para implementação da técnica CAR montado no Laboratório NVH, Faculdade do Gama, Universidade de Brasília – Legenda: 1. Pré-amplificadores, 2. Amplificador de potência, 3. Filtros passa-baixa, 4. Fonte de alimentação dos microfones de eletreto, 5. DSP, 6. Alto-falante de ruído, 7. Alto-falante de controle, 8. Microfone de referência e 9. Microfone de erro.



A Tabela 1 traz a relação de todos os componentes utilizados na construção da bancada e na instrumentação e o custo total da construção.

Tabela 1 – Relação de custos da construção da bancada.

Material	Custo Total (R\$)
Duto	
Tubo PVC 0,150 m	180,00
Cap PVC 0,150 m	20,00
Junção PVC 0,150 m	68,00
Suporte de MDF	60,00
Acoplamento de tampa	16,00
Filtros Anti-aliasing	
Caixa patola PB-255	68,50
Componentes eletrônicos diversos	117,22
Fonte dos Microfones	
Caixa patola PB 119/2	24,00
Cabo para tomada	6,99
Componentes eletrônicos diversos	86,88
Equipamentos Comerciais	
Alto-falantes CM465	51,90
Microfone de Eletreto	1,40
Amplificador de Potência MK1200	566,80
Pré-Amplificador Mic100	592,00
Cabos e conectores	654,55
DSP TMS320C600	1.357,02
Total	3.871,26

3.2 IDENTIFICAÇÃO OFF-LINE DOS MODELOS MATEMÁTICOS DO DUTO

Para os experimentos de identificação foi desenvolvido um código DSP em linguagem C usando o software Code Composer Studio e chamando funções otimizadas da biblioteca do DSP disponíveis na Texas Instruments.

O sinal de excitação utilizado para a obtenção dos modelos matemáticos foi o ruído branco gerado internamente no DSP. O procedimento de obtenção dos caminhos acústicos foi o seguinte:

- Caminho Primário – O ruído branco gerado foi enviado ao alto-falante de ruído e manteve-se o alto-falante de controle desligado. Os sinais coletados para a identificação foram os sinais coletados nos microfones de referência (considerado como entrada) e erro (considerado como saída).
- Caminho Secundário – O ruído branco gerado foi enviado ao alto-falante de controle e manteve-se o alto-falante de ruído desligado. Os sinais utilizados para a identificação foram o ruído branco gerado (considerado como entrada) e o sinal obtido no microfone de erro (considerado como saída).
- Caminho Realimentação – O ruído branco gerado foi enviado ao alto-falante de controle e manteve-se o alto-falante de ruído desligado. Os sinais utilizados para a identificação foram o ruído branco gerado (considerado como entrada) e o sinal obtido no microfone de referência (considerado como saída).

Em cada experimento a frequência de amostragem utilizada foi de 2,4 kHz e o tempo de cada experimento foi de 60s. Os dados obtidos foram exportados para o software Matlab e cada conjunto de dados foi dividido em duas partes, sendo que os primeiros 30s foram utilizados para o processo de identificação e os últimos 30s foram usados no processo de validação dos modelos [13]. Para a estimação dos modelos matemáticos foi utilizado a toolbox System Identification do Matlab.

A estrutura de modelo selecionada para os modelos matemáticos foi a ARX (do inglês, Auto-Regressive with eXogenous variables). Esta escolha deveu-se ao fato de que esses modelos constituem a maneira mais simples de representar um processo dinâmico conduzido

por uma entrada na presença de incertezas e facilitam a sua implementação no DSP. Além disso, os resultados de predição obtidos com esses modelos foram extremamente satisfatórios.

3.3 IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES

Os modelos matemáticos identificados foram utilizados inicialmente como modelos de simulação para o desenvolvimento dos controladores. Assim, as duas estratégias de controle desenvolvidas foram inicialmente avaliadas em ambiente de simulação. Estas simulações serviram

também para realizar o melhor ajuste dos parâmetros dos controladores. Os valores selecionados foram $\mu = 0,0005$ e a ordem dos filtros de $L = 40$.

Em seguida, os controladores foram implementados em linguagem C e embarcados no DSP para operação em tempo real. Para avaliação do desempenho dos controladores aplicou-se no alto-falante de ruído sinais senoidais de 500 mV_{PP} na faixa de frequência de 120Hz à 600Hz por meio de um gerador de sinais. Os controladores foram analisados no domínio do tempo e da frequência com relação a sua capacidade de atenuação do ruído de entrada e com relação ao tempo de convergência.

4 RESULTADOS

4.1 IDENTIFICAÇÃO DOS MODELOS MATEMÁTICOS DO DUTO

Conforme mencionado, a estrutura de modelo adotada neste trabalho foi a ARX e sua representação está mostrada na Equação 11.

$$y(k) = [b_1 \cdot u(k-q) + \dots + b_{n_b} \cdot u(k-q-n_b+1)] - a_1 \cdot y(k-1) + \dots + a_{n_a} \cdot y(k-n_a) \quad (11)$$

em que os termos n_a e n_b representam os números de polos e zeros, respectivamente. O termo q representa o atraso de transporte, que é definido como o tempo decorrente para que uma variação no sinal de entrada provoque uma variação na variável de saída do sistema, $u(k)$ e $y(k)$ representam as entradas e saídas do sistema, respectivamente.

Para determinação do melhor modelo matemático para cada caminho acústico foram identificados modelos com diferentes números de polos e zeros e considerando o atraso de transporte nulo em todos os casos. A Tabela 2 apresenta os resultados obtidos utilizando o critério de FIT para comparação entre os diferentes modelos. Por esse critério, quanto maior o resultado obtido maior é a similaridade entre o sinal estimado pelo modelo e o sinal real obtido na plataforma.

Como pode ser visto na Tabela 2, como esperado, quanto maior o número de polos e zeros maior é a proximidade entre a saída do modelo estimado e a saída do sistema real. No entanto, valores acima de 70 polos e 69 zeros não apresentaram melhora na qualidade dos modelos e por isso não foram incluídos na tabela. Observa-se ainda na Tabela 2 que com ordens acima de 50 polos que os modelos matemáticos obtidos são consistentes para todos os caminhos do duto.

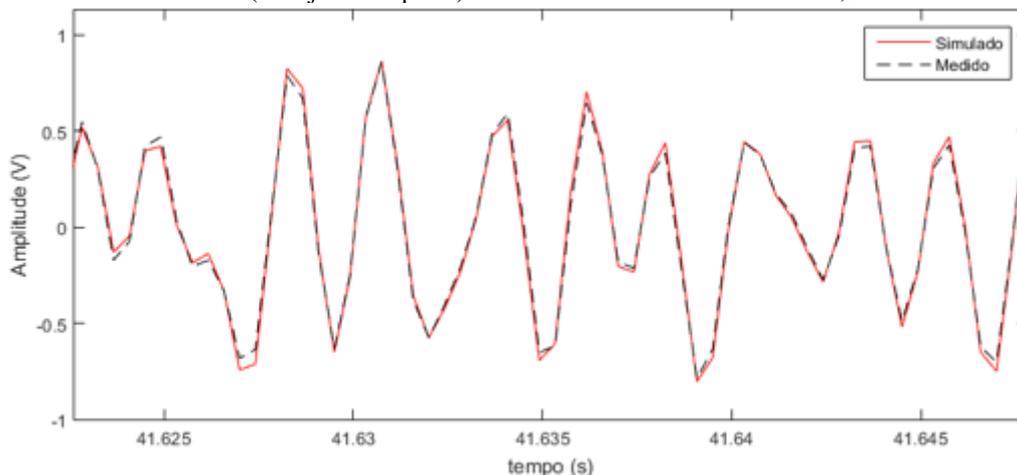
A escolha do melhor modelo matemático a ser utilizado está ligada diretamente a estratégia de controle a ser empregada. Para o desenvolvimento de controladores que requerem carga computacional elevada e associada diretamente à ordem do modelo matemático, como por exemplo, os Controladores Preditivos Baseados em Modelos Lineares [14] ou não lineares [15], a escolha de 50 polos e 49 zeros seria a melhor escolha, visto que representaria a melhor relação entre complexidade do modelo e

desempenho da estimação. Contudo, neste trabalho como as estratégias a serem utilizadas apresentam baixa carga computacional e o desempenho global do sistema CAR é extremamente dependente da qualidade dos modelos dinâmicos utilizados escolheu-se trabalhar com o melhor modelo identificado, ou seja, com 70 polos e 69 zeros. A Figura 8 apresenta um pequeno trecho do processo de validação do modelo através da comparação entre a saída estimada pelo modelo do caminho secundário identificado e a saída real do sistema obtida no microfone de erro.

Tabela 2 – Comparação entre modelos de diferentes ordens para cada caminho acústico.

Polos	Zeros	Caminho Primário FIT(%)	Caminho Secundário FIT(%)	Caminho Realimentação FIT(%)
70	69	78,9	90,6	89,9
70	60	78,8	90,5	89,8
60	59	78,8	90,4	89,6
60	50	78,6	89,6	89,4
50	49	78,6	88,3	82,5
50	40	78,6	79,5	76,2
40	39	73,4	77,3	67,2
40	30	72,3	75,9	65,3
30	29	47,2	68,1	64,4
30	20	44,3	63,8	23,1

Figura 8 – Comparação entre a saída estimada pelo modelo do caminho secundário identificado (vermelho) e a saída real do sistema obtida no microfone de erro (tracejado em preto). Neste caso o FIT obtido foi de 90,6%.



4.2 CONTROLADORES

Os resultados experimentais obtidos com os controladores LMS e FxLMS estão resumidos na Tabela 3. Esta tabela apresenta o valor de atenuação do ruído de entrada obtido com os controladores para alguns valores de frequências. Os testes foram realizados na faixa de frequência de 120Hz até 600Hz. Contudo, o algoritmo LMS apresentou instabilidade em algumas faixas de frequências, assim a Tabela 3 apresenta apenas os valores de frequência nas quais foi possível realizar a comparação. A

divergência do controlador LMS em algumas faixas de frequências já era esperada, visto que diversos trabalhos na literatura mencionam essa característica como uma desvantagem deste controlador. O controlador FxLMS se manteve estável em toda faixa de frequência analisada.

Tabela 3 – Comparação de atenuação dos controladores LMS e FxLMS.

Frequência (Hz)	Atenuação Controlador LMS (dB)	Atenuação Controlador FxLMS (dB)
150	81,5	82,1
250	98,1	104,4
350	81,0	76,4
400	87,1	81,6
500	54,9	52,5

Na Tabela 3 é possível observar ainda que, nas frequências analisadas, ambos controladores apresentam um excelente desempenho com atenuações acima de 50 dB. A Figura 9 apresenta a comparação dos dois controladores no domínio da frequência através do gráfico de Densidade Espectral de Potência (DEP) calculado sobre o sinal obtido no microfone de erro.

Os gráficos do sinal de erro no domínio do tempo estão apresentados na Figura 10 quando o ruído de entrada é uma onda senoidal de 250 Hz. Nestes gráficos, os controladores foram ativados próximos a 10s. Portanto, é possível observar o excelente desempenho dos controladores. Para análise do tempo de convergência, considerou-se como tempo de convergência o instante que os controladores conseguem atenuar em 95% o sinal de entrada. Assim, os tempos de convergência obtidos estão apresentados na Tabela 1.

Tabela 4 – Tempos de convergência obtidos com o ruído de entrada sendo um sinal senoidal em 250 Hz.

Controlador	Tempo de Convergência (s)
LMS	0,44
FxLMS	0,25

Figura 9 – Densidade espectral de potência do sinal obtido no microfone de erro com os dois controladores mostrando a atenuação quando o ruído de entrada é uma onda senoidal em 250 Hz. No caso apresentado a atenuação obtida com o controlador LMS foi de 98,1 dB e de 104,4 com o controlador FxLMS.

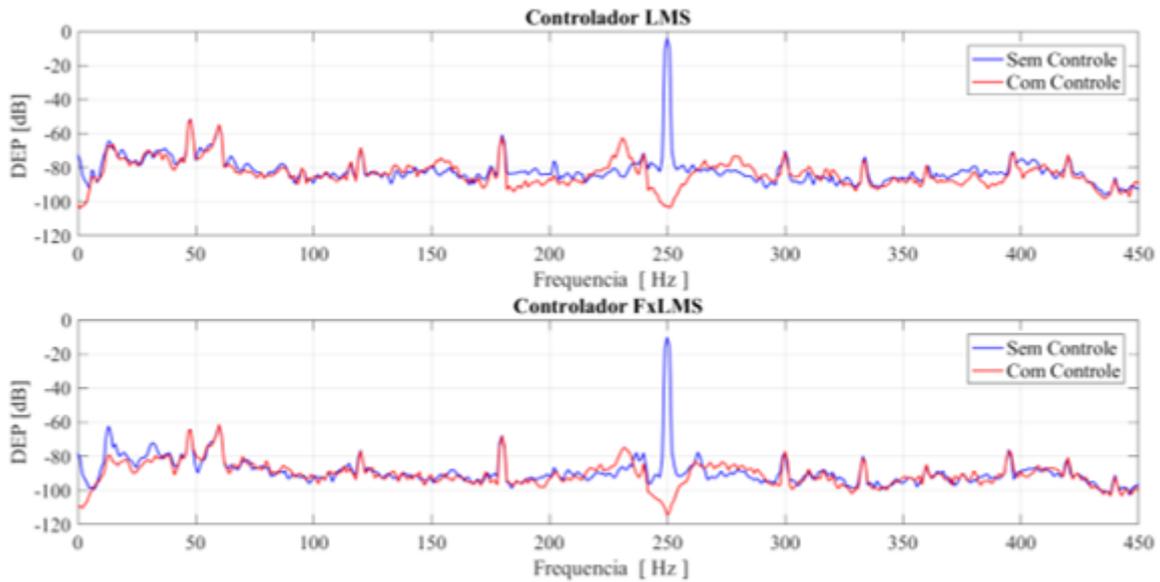
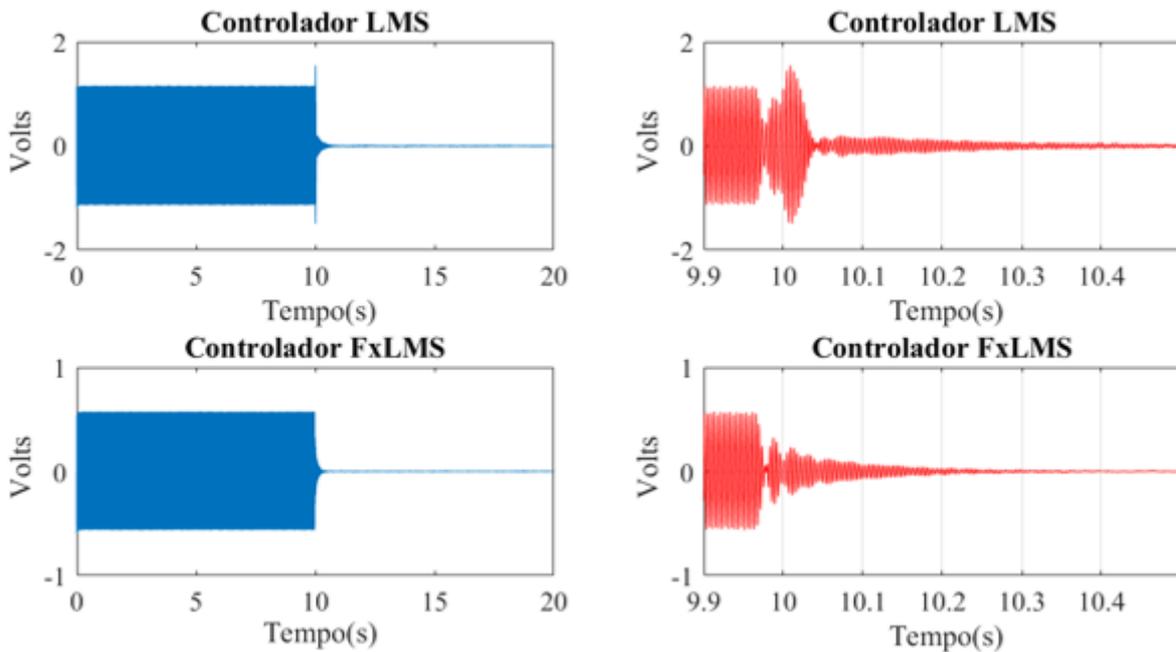


Figura 10 – Resposta transitória do sinal de erro obtida com os dois controladores. Nos casos apresentados, os controladores foram ativados próximo ao instante de 10s. As curvas em azul apresentam uma visão ampla dos sinais obtidos e nas curvas em vermelho os sinais foram ampliados para ilustrar melhor o comportamento do sistema quando os controladores são ativados.



5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este artigo descreveu todas as etapas envolvidas em um projeto de construção de uma bancada para controle ativo de ruído em dutos acústicos, desde a sua concepção até a obtenção do produto final. Desta forma, os detalhes de construção física da bancada e o projeto dos circuitos eletrônicos utilizados foram descritos. A bancada experimental obtida teve um custo total de R\$ 3.871,26, custo considerado

baixo e, portanto, possível de ser replicada por outras instituições de ensino para utilização em aplicações didáticas.

Os resultados experimentais comprovaram a eficiência da bancada desenvolvida com a implementação dos controladores LMS e FxLMS. Os controladores apresentaram níveis de atenuação superiores a 50 dB na faixa de frequência de 120 Hz a 600Hz.

Foi abordado também o problema de identificação off-line dos diferentes caminhos acústicos – eletrônicos existentes no sistema. Para cada caminho utilizou-se a estrutura de modelo do tipo ARX e investigou-se o efeito da utilização de diferentes ordens na qualidade dos modelos estimados. Os melhores modelos obtidos utilizaram 70 polos e 69 zeros e apresentaram similaridade (segundo o critério FIT) de 78,9% para o caminho primário, 90,6% para o caminho secundário e 89,9% para o caminho e realimentação. Esses modelos foram usados como modelos de simulação e desenvolvimento dos controladores.

Para trabalhos futuros pretende-se realizar a implementação de diversas estratégias de controle para esse tipo de sistema, em especial, o controlador MPC. Além disso, pretende-se utilizar o modelo do caminho de realimentação para filtrar os efeitos do alto-falante de controle no microfone de referência para aumentar a eficiência global do sistema de controle.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Universidade de Brasília – Campus do Gama (FGA) e a Fundação de Amparo à Pesquisa do Distrito Federal (FAP-DF) NP: 0193.001514/2017 pelo suporte financeiro a essa pesquisa.

REFERÊNCIAS

1. Delfino, L.C., 2005, “Controle Ativo de Ruído em Dutos Utilizando Processadores Digitais de Sinais”, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia, Minas Gerais.
2. Kajikawa, Y., Gan, W., and Kuo, S. M., 2012. Recent advances on active noise control: open issues and innovative applications. *APSIPA Transactions on Signal and Information Processing*, 1, e3.
3. Ho, Chung-Ying; Cheng, Kai Shyua; Chang, Yuan; Kuo, Sen M., 2020. Development of equation-error adaptive IIR-filter-based active noise control system. *Applied Acoustics*, Volume 163, 107226.
4. Kuo, S.M., Morgan, D.R., 1999, “Active Noise Control: A Tutorial Review”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 87, No. 6, pp. 943-973.
5. Zhang, Qi-Zhi, Gan, Woon-Seng, 2004. A model predictive algorithm for active noise control with online secondary path modeling. *Journal of Sound and Vibration* 270 (2004) 1056–1066.
6. Meng, Hao; Chen, Shuming., 2020. A modified adaptive weight-constrained FxLMS algorithm for feedforward active noise control systems. *Applied Acoustics*, Volume 164, July 2020, 107227.
7. Pota, H. R., and Kelkar, A. G., 2001. Modeling and Control of Acoustic Ducts. *ASME. J. Vib. Acoust.* January 2001; 123(1): 2–10.
8. Kajikawa, Yoshinobu & Gan, Woon-Seng & Kuo, Sen. (2012). Recent advances on Active noise control: Open issues and innovative applications. *APSIPA Transactions on Signal and Information Processing*. 1.
9. Kuo, S.M., Morgan, D.R., 1999, “Active Noise Control: A Tutorial Review”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 87, No. 6, pp. 943-973.
10. Widrow, B.; Hoff, M. E., 1960. Adaptive switching circuits. *IRE WESCON Convention Record*.
11. Morgan, D. R., 1980. An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*.
12. Gerges, S. N. Y., 2000. Ruído: Fundamentos e Controle, Copyflo, 2a edição.
13. Aguirre, L.A., 2000, “Introdução à Identificação de Sistemas, Técnicas Lineares e Não lineares Aplicadas a Sistemas Reais”, Ed. UFMG, Belo Horizonte, Brasil.
14. Lopes, R. V.; Nunes, M. A. A.; Murilo, A., 2015. Active Noise Control in Duct Using a Constrained State-Space Modelo Predictive Control. In: 23rd ABCM International Congress of Mechanical Engineering – COBEM, Rio de Janeiro.
15. Murilo, André; Lopes, Renato V. 2019. Unified NMPC framework for attitude and position control for a VTOL UAV. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, Volume: 233 issue: 7, page(s): 889-903.