

Sistema de Controle Ativo de Ruído Robusto ao Descasamento de Frequência

Marcos Vinicius Matsuo e Rui Seara

Resumo—Em sistemas de controle ativo de ruído (*active noise control* – ANC) usados para atenuar ruídos periódicos (banda estreita), o descasamento entre as frequências do ruído a ser cancelado e as frequências dos sinais de referência afeta consideravelmente o desempenho do sistema. Este artigo apresenta um sistema de ANC robusto a tal descasamento, aplicando uma estratégia que utiliza um estimador de frequência customizado com baixo custo computacional. Resultados de simulação atestam que o sistema proposto apresenta muito bom desempenho, especialmente quando o ruído a ser cancelado for não estacionário e o seu componente fundamental tiver a maior amplitude.

Palavras-chave—Controle ativo de ruído, descasamento de frequência, ruído de banda estreita.

Abstract—In narrowband active noise control (ANC) systems, the mismatch between the frequencies of the periodic noise to be canceled and of the reference signals affects considerably the system performance. This paper presents a robust ANC system to the frequency mismatch, based on a strategy using a customized frequency estimator with reduced computational cost. Simulation results confirm that the proposed system achieves a satisfactory performance, especially when the periodic noise is non-stationary and its fundamental component has the larger amplitude.

Keywords—Active noise control, frequency mismatch, narrowband noise.

I. INTRODUÇÃO E ESTABELECIMENTO DO PROBLEMA

A manutenção da intensidade de ruídos acústicos em níveis saudáveis ao ser humano é um problema de grande relevância que tem estimulado um número significativo de trabalhos de pesquisa. A atenuação de ruídos pode ser realizada através de técnicas de controle ativo de ruído (*active noise control* – ANC) baseadas no princípio da interferência destrutiva. Tal princípio estabelece que uma onda sonora pode ser cancelada por outra de igual magnitude e fase oposta [1]-[4]. Em muitos cenários, tais como, em ambientes industriais, o ruído gerado por máquinas rotativas (ruído periódico) corresponde a uma importante parcela da poluição sonora no ambiente, devendo então ser atenuado ou cancelado, visando à melhoria das condições de trabalho. Tal objetivo pode ser alcançado através da utilização de um sistema de ANC, como o descrito pelo diagrama de blocos da Fig. 1. Nessa figura, é apresentado um sistema de ANC usando o algoritmo LMS filtrado (*filtered-x least-mean-square* – FxLMS [4]), considerando um cenário contendo um ruído periódico (ruído primário) propagando-se em uma tubulação. Um sensor de referência não acústico (tacômetro, sensor óptico, dentre outros) é acoplado à fonte de ruído para

medição de sua frequência de rotação. Essa informação é então utilizada por um gerador de sinais para a síntese do sinal de referência $x(n)$ que, por sua vez, é processado pelo filtro adaptativo $w(n)$, gerando o sinal de antirruído $y(n)$. Este último sinal é inserido no ambiente acústico por meio de um transdutor (um alto-falante, por exemplo) para atenuar o ruído primário. O resultado da atenuação [sinal $e(n)$] é medido por um sensor acústico (microfone) para, posteriormente, ser usado no algoritmo adaptativo. Nota-se, a partir da Fig. 1, que em um sistema de ANC existe um percurso, denominado caminho secundário, entre a saída do filtro adaptativo e o ponto de aquisição do sinal de erro. Tal caminho compreende a região acústica na qual ocorre a atenuação do ruído primário, além dos dispositivos presentes nas interfaces entre os domínios elétrico e acústico. A presença desse percurso implica que o sinal de erro seja computado como a diferença entre o ruído primário e o antirruído filtrado pelo sistema correspondente ao caminho secundário. Assim, para compensar os efeitos desse caminho na operação do sistema de ANC, durante o processo de atualização do filtro adaptativo $w(n)$, utiliza-se como entrada o sinal de referência $x(n)$ filtrado por $\hat{s}(n)$ (o qual corresponde a uma estimativa da resposta ao impulso do caminho secundário), resultando em $\hat{x}(n)$. No sistema discutido neste artigo, o sinal $x(n)$ é senoidal e $w(n)$ representa um filtro rejeita-faixa adaptativo com dois coeficientes. Tal estrutura é amplamente discutida na literatura sendo utilizada quando se deseja atenuar um componente senoidal do ruído primário. Para o caso em que mais de um componente deva ser atenuado, devem-se utilizar tantos filtros adaptativos em paralelo (com seus correspondentes sinais de referência) quantos forem o número de componentes senoidais do ruído primário [1], [4], [5].

Nos sistemas de ANC aplicados a ruído periódico, uma maior atenuação é obtida quando os sinais de referência são sintetizados com as mesmas frequências dos componentes senoidais do ruído primário. Entretanto, na prática, podem ocorrer desvios devido a imprecisões no sensor de referência utilizado ou ainda devido a erros no processo de síntese dos sinais de referência. Tais desvios são conhecidos na literatura por descasamento de frequência (*frequency mismatch*) [6].

A análise do problema de descasamento de frequência em sistemas de ANC é bastante discutida na literatura [6]–[8]. Em [6], é mostrado através de simulações que o desempenho de um sistema de ANC é severamente degradado mesmo quando ocorrem descasamentos de frequência (diferença percentual entre o valor real e o medido pelo sensor de referência não acústico) muito pequenos, da ordem de 1%. Em [7], uma expressão é derivada, relacionando o nível de atenuação do ruído primário (em regime permanente) em função do descasamento de frequência e do passo de atualização do filtro adaptativo do sistema de ANC. Em [8], são derivadas expressões para determinar o passo ótimo de adaptação, modelar a atenuação do ruído e obter a taxa de convergência em sistemas de ANC, apresentando descasamento de frequência e erro na identificação do caminho secundário.

Marcos Vinicius Matsuo e Rui Seara, LINSE – Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, Brasil. E-mails: matsuo@linse.ufsc.br, seara@linse.ufsc.br.

Este trabalho foi parcialmente financiado pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

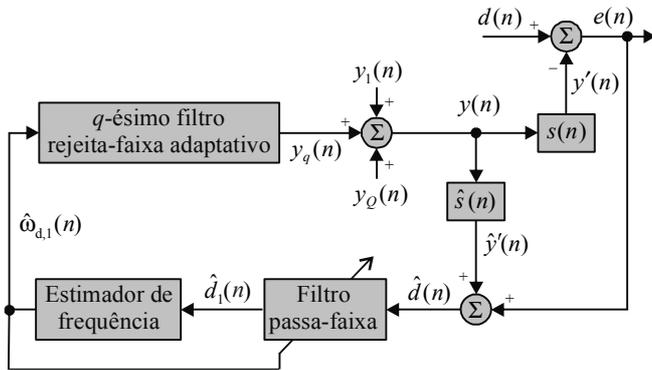


Fig. 3. Diagrama de blocos do sistema de ANC proposto.

No estimador de frequência utilizado, a determinação da frequência $\omega_{d,1}(n)$ do ruído primário é degradada pelos componentes senoidais de $\hat{d}(n)$ que possuem frequências acima da fundamental. Assim, para melhorar a estimativa de $\omega_{d,1}(n)$, é requerido que esses componentes sejam atenuados satisfatoriamente. Para tal, utiliza-se um filtro passa-faixa variante no tempo, cuja equação de diferenças é dada por [11]

$$\begin{aligned} \hat{d}_1(n) = & \hat{d}(n) + b_1(n)\hat{d}(n-1) + b_2\hat{d}(n-1) \\ & - a_1(n)\hat{d}_1(n-1) - a_2\hat{d}_1(n-2) \end{aligned} \quad (9)$$

com

$$\begin{aligned} b_1(n) &= (\rho - 1)\theta(n) \\ b_2 &= \rho^2 - 1 \\ a_1(n) &= \rho\theta(n) \\ a_2 &= \rho^2 \\ \theta(n) &= -2\cos[\hat{\omega}_{d,1}(n-1)] \end{aligned} \quad (10)$$

onde $\hat{\omega}_{d,1}(n-1)$ é a frequência central da banda passante do filtro considerado e ρ , o fator de atração dos pólos, com valor restrito à faixa $0 < \rho < 1$. Aqui, vale salientar que: quanto mais próximo ρ for da unidade, maior será a seletividade do filtro e, conseqüentemente, maior será a atenuação na banda de rejeição.

No filtro utilizado, determina-se que a frequência central da banda passante seja igual ao valor $\hat{\omega}_{d,1}(n-1)$, obtido a partir do estimador de frequência no instante anterior. No estimador de frequência utilizado, algumas iterações são necessárias até que a frequência $\hat{\omega}_{d,1}(n-1)$ atinja seu valor de regime permanente (convergência do estimador). Assim, para evitar que o sistema de ANC sofra divergência, nas primeiras P iterações utiliza-se a frequência $\omega_{x,1}(n)$ (obtida pelo sensor de referência não acústico). O valor do parâmetro P é definido pelo projetista.

Para a estimação da frequência fundamental de $d(n)$, é utilizado um algoritmo similar ao proposto por Abdollahi *et al.* em [12]. No algoritmo apresentado em [12], a estimativa da frequência de um sinal senoidal qualquer é realizada com base em amostras contidas em uma janela de observação de comprimento fixo. Por outro lado no sistema proposto, o processo de estimação de frequência faz uso de uma janela de comprimento variável, ajustada automaticamente (com passo unitário) a partir do valor de $\hat{\omega}_{d,1}(n-1)$. Assim, no sistema de ANC proposto, a estimativa da frequência fundamental de $d(n)$ é dada por

$$\hat{\omega}_{d,1}(n) = \cos^{-1} \left[\frac{N_L(n)}{2P_L(n)} \right] \quad (11)$$

com $N_L(n)$ e $P_L(n)$ obtidos a partir das amostras do sinal $\hat{d}_1(n)$ contidas em uma janela de comprimento variável $L(n)$ [veja (13)-(15)]. No procedimento de ajuste do tamanho da janela, a atualização de $L(n)$ em cada iteração é definida primeiramente computando

$$L' = \text{round} \left[\alpha \frac{2\pi}{\hat{\omega}_{d,1}(n-1)} \right] \quad (12)$$

onde α é uma constante positiva de proporcionalidade, definida pelo projetista, e $\text{round}[\cdot]$ denota a operação de arredondamento. Adicionalmente, $2\pi/\hat{\omega}_{d,1}(n-1)$ pode ser interpretado como uma estimativa do comprimento de onda da senoide desejada. Vale aqui destacar que nas diversas simulações realizadas foram obtidas estimativas adequadas para a frequência $\omega_{d,1}(n)$ considerando $1 \leq \alpha \leq 4$. Após o cálculo de L' , é verificado se o comprimento da janela deve ser mantido ou alterado. Tal determinação é efetuada seguindo o procedimento [13]:

- Se $L' = L(n-1)$, então o comprimento da janela de observação é mantido. Nesse caso, faz-se $L(n) = L(n-1)$, e $N_L(n)$ e $P_L(n)$ são obtidos por

$$\begin{aligned} N_L(n) &= N_L(n-1) + \hat{d}_1(n-1)[\hat{d}_1(n) + \hat{d}_1(n-2)] \\ &\quad - \hat{d}_1[n-L(n-1)+1]\{\hat{d}_1[n-L(n-1)+2] \\ &\quad + \hat{d}_1[n-L(n-1)]\} \end{aligned} \quad (13)$$

$$P_L(n) = P_L(n-1) + \hat{d}_1^2(n-1) - \hat{d}_1^2[n-L(n-1)+1].$$

- Se $L' > L(n-1)$, o comprimento da janela deve ser aumentado. Nesse caso, considera-se $L(n) = L(n-1)+1$, e $N_L(n)$ e $P_L(n)$ são determinados por

$$\begin{aligned} N_L(n) &= N_L(n-1) + \hat{d}_1(n-1)[\hat{d}_1(n) + \hat{d}_1(n-2)] \\ P_L(n) &= P_L(n-1) + \hat{d}_1^2(n-1). \end{aligned} \quad (14)$$

- Se $L' < L(n-1)$, então o comprimento da janela deve ser reduzido. Nesse caso, faz-se $L(n) = L(n-1)-1$, e

$$\begin{aligned} N_L(n) &= N_L(n-1) + \hat{d}_1(n-1)[\hat{d}_1(n) + \hat{d}_1(n-2)] \\ &\quad - \hat{d}_1[n-L(n-1)+2]\{\hat{d}_1[n-L(n-1)+3] \\ &\quad + \hat{d}_1[n-L(n-1)+1]\} - \hat{d}_1[n-L(n-1)+1] \\ &\quad \{\hat{d}_1[n-L(n-1)+2] + \hat{d}_1[n-L(n-1)]\} \end{aligned} \quad (15)$$

$$P_L(n) = P_L(n-1) + \hat{d}_1^2(n-1) - \hat{d}_1^2[n-L(n-1)+2] - \hat{d}_1^2[n-L(n-1)+1].$$

Desde que a divisão em (11) só precisa ser efetuada após P iterações, pode-se utilizar como condições iniciais $N_L(0) = P_L(0) = 0$. Visando restringir o espaço de memória utilizado no armazenamento das amostras do sinal $\hat{d}_1(n)$, limita-se, no algoritmo proposto, o comprimento da janela em um valor máximo, denotado aqui por L_{\max} . Assim, um critério para a escolha do valor de L_{\max} pode ser a quantidade de memória disponível para o armazenamento das amostras de $\hat{d}_1(n)$.

Com respeito à complexidade computacional, o cálculo de $N_L(n)/2P_L(n)$ exige, a cada iteração, um máximo de 7 multiplicações, 9 adições e 2 divisões. Para o cálculo da função $\cos^{-1}(\cdot)$, pode-se usar um procedimento com baixa complexidade computacional, como, por exemplo, um que utilize *look-up table* e interpolação [14].

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, o sistema de ANC proposto é comparado com o sistema de Jeon *et al.*, apresentado em [10], considerando aqui que o ruído primário $d(n)$ seja não estacionário. Os sistemas de Xiao *et al.* ([6] e [9]) não são usados para comparações, visto que não atingem satisfatórios níveis de atenuação para o caso de ruído não estacionário. Nos resultados apresentados, cada sistema de ANC é simulado considerando 100 realizações independentes e como figura de mérito é utilizado o nível de atenuação do ruído primário, definido por

$$NR(n) \triangleq 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{r=1}^{100} e_r^2(n)}{\sum_{r=1}^{100} d_r^2(n)} \right] \quad (16)$$

onde $e_r(n)$ e $d_r(n)$ são, respectivamente, o sinal de erro e o ruído primário na r -ésima realização. Nas simulações apresentadas, é usado, para caracterizar o caminho secundário, o modelo dado em [1], representado por uma função de transferência de um sistema com resposta ao impulso infinita (IIR) de ordem 25. Por sua vez, o caminho secundário estimado $\hat{s}(n)$ é modelado por um sistema com resposta ao impulso finita (FIR) usando 32 coeficientes, modelando aproximadamente a característica espectral do caminho secundário dado em [1]. Os parâmetros de cada sistema de ANC são ajustados de modo a se obter a maior atenuação do ruído primário, combinada com a máxima taxa de convergência possível. Considera-se também que a frequência medida pelo sensor de referência não acústico possui, nos casos considerados, um desvio de -5% , e o ruído de medição $v(n)$ tem a sua variância ajustada de modo que sinal $d(n)$ apresente razão sinal-ruído de 30 dB.

A. Exemplo 1

Neste primeiro exemplo, assume-se que o ruído primário $d(n)$ é formado por um componente senoidal, com amplitude e frequência variáveis, somado a um ruído branco gaussiano. Para a frequência do componente senoidal, adota-se o seguinte comportamento:

$$f_d(n) = \begin{cases} 300 \text{ Hz}, & 0 \leq n < n_1 \\ 300 + 100(n - n_1)/n_1 \text{ Hz}, & n_1 \leq n < n_2 \\ 400 \text{ Hz}, & n_2 \leq n < n_3 \end{cases} \quad (17)$$

onde n_1 , n_2 e n_3 são, respectivamente, as amostras correspondentes aos instantes de 2, 4 e 6 segundos. De forma similar à apresentada em [10], a amplitude do componente senoidal é

$$A_d(n) = e^{\xi \frac{2\pi}{f_s} [f_d(n) - f_d(0)]} \quad (18)$$

com $f_s = 2$ kHz, representando a frequência de amostragem e $\xi = 2$, uma constante de proporcionalidade.

Para o sistema dado em [10], os seguintes parâmetros são considerados (aqui adota-se a mesma notação utilizada em [10], exceto por Δ que denota a metade da ordem do filtro de Hilbert): $K = 3$, $\delta = 10^{-4}$, $\lambda = 0,9$, $N_1 = 1$, $\tilde{\mu} = 10^{-4}$, $\Delta = 1$, e $\mu_1 = 2 \times 10^{-2}$. No sistema proposto, são utilizados: $\mu_1 = 2 \times 10^{-2}$, $L_{\max} = 30$, $\alpha = 3$, $P = 50$ e $\rho = 0,9$. Nesse exemplo, o sistema de ANC convencional (sem o mecanismo de correção do descasamento de frequência, veja Seção II) também é avaliado, considerando $\mu_1 = 2 \times 10^{-2}$.

Os níveis de atenuação obtidos (em função do tempo dado em segundos) pelos sistemas considerados são apresentados na Fig. 4. Verifica-se que, devido ao erro de -5% na medida da frequência do componente senoidal $d(n)$, o sistema de ANC convencional tem o seu desempenho consideravelmente degradado. Adicionalmente, o sistema de [10] bem como o sistema proposto exibem níveis de atenuação próximos de 30 dB, mesmo para a faixa em que $d(n)$ é não estacionário.

Em relação ao custo computacional, é possível mostrar que no cenário considerado o sistema proposto exige por iteração 95 multiplicações, 78 adições e 5 divisões a menos do que o sistema dado em [10], representando uma redução de aproximadamente 40% no número de operações aritméticas [13].

B. Exemplo 2

Neste caso, considera-se um ruído primário $d(n)$ constituído por três componentes senoidais harmonicamente relacionados somados a um ruído de medição $v(n)$. Adicionalmente, adota-se o comportamento descrito por (17) para a frequência do componente fundamental do ruído $d(n)$. As amplitudes dos componentes senoidais são definidas como

$$A_{d,q}(n) = \frac{1}{q} e^{\xi \frac{2\pi}{f_s} [f_d(n) - f_0(n)]} \quad (19)$$

onde $A_{d,q}(n)$ é a amplitude do q -ésimo componente senoidal de $d(n)$, $\xi = 2,5$, uma constante de proporcionalidade e $f_s = 2,5$ kHz, a frequência de amostragem utilizada. No sistema de [10], são considerados os seguintes parâmetros: $\mu_q = 1,75 \times 10^{-2}$, $K = 10$, $\delta = 10^{-4}$, $\lambda = 0,9$, $N_1 = 1$, $\tilde{\mu} = 10^{-8}$ e $\Delta = 7$. Para o sistema proposto, utiliza-se $\mu_q = 2 \times 10^{-2}$, $L_{\max} = 30$, $\alpha = 3$, $P = 100$ e $\rho = 0,99$. Nesse exemplo, os parâmetros ρ e P têm seus valores aumentados em relação ao exemplo anterior, visando-se elevar a atenuação do filtro passa-faixa (9) na banda de rejeição e considerar um intervalo maior para que o estimador de frequência atinja a convergência. Tal ajuste é necessário sempre que o ruído periódico $d(n)$ tiver mais do que um componente senoidal.

A Fig. 5 apresenta os níveis de atenuação obtidos para o cenário considerado, onde pode-se observar que o sistema proposto apresenta um maior nível de atenuação no intervalo em que o ruído é não estacionário. Nos demais períodos, não são notadas diferenças significativas entre os dois sistemas.

Com respeito ao custo computacional, para o cenário avaliado pode ser mostrado que o sistema proposto exige 864 multiplicações, 768 adições e 24 divisões a menos do que o sistema dado em [10], o que significa uma redução de aproximadamente 70% no número de operações aritméticas [13].

C. Exemplo 3

Neste último exemplo, é considerado um cenário em que o sistema proposto não opera satisfatoriamente, visando analisar seus principais problemas e limitações. Aqui, o ruído primário é composto por três componentes senoidais harmonicamente relacionados com frequências fixas em 300, 600 e 900 Hz. A amplitude de cada componente senoidal é

$$A_{d,q}(n) = (1,4)^{q-1} \quad (20)$$

sendo q o índice do componente senoidal do ruído primário. A frequência de amostragem utilizada é a mesma do exemplo anterior assim como a maioria dos parâmetros de ambos os sistemas, com exceção de $\mu_q = 1,5 \times 10^{-2}$, para ambos, e de $\tilde{\mu} = 0,9 \times 10^{-9}$, para o sistema de [10].

A partir de (20), constata-se que o componente fundamental do ruído primário é aquele que possui a menor amplitude. Tal característica tem um importante impacto no desempenho do sistema proposto, uma vez que o filtro passa-faixa adotado não elimina completamente os componentes senoidais de $\hat{d}(n)$ com frequência acima da frequência fundamental. Em outras palavras, o sinal $\hat{d}_1(n)$ fornecido pelo filtro passa-faixa ao estimador de frequência será composto também por componentes senoidais com frequências de 600 e 900 Hz, dificultando sobremaneira a estimativa da frequência fundamental (300 Hz) do ruído primário.

Na Fig. 6, são apresentadas as atenuações obtidas pelo sistema de [10] e pelo sistema proposto. Verifica-se que o sistema proposto em [10] consegue atingir um nível de atenuação do ruído primário próximo de 30 dB. Com respeito ao sistema proposto, nota-se que ele não é capaz de atenuar satisfatoriamente o ruído primário.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou um sistema de ANC robusto ao descasamento de frequência, utilizando um estimador de frequência customizado com reduzido custo computacional. O estimador considerado permite determinar a frequência fundamental do ruído primário com maior precisão do que aquela medida pelo sensor de referência. Com objetivo de avaliar o desempenho do sistema proposto, comparações com o sistema convencional e com outro concorrente da literatura foram realizadas. Resultados de simulação atestaram que o sistema proposto apresentou muito bom desempenho, especialmente quando o ruído primário é não estacionário e o seu componente fundamental tem a maior amplitude.

REFERÊNCIAS

- [1] S. M. Kuo and D. R. Morgan, *Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations*, 1st ed. New York: Wiley-Interscience, 1996.
- [2] P. A. Nelson and S. J. Elliott, *Active Control of Sound*. New York: Academic Press, 1991.
- [3] S. J. Elliott and P. A. Nelson, "Active noise control," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 10, no. 4, pp. 12–35, Oct. 1993.
- [4] S. M. Kuo and D. R. Morgan, "Active noise control: A tutorial review," *Proc. IEEE*, vol. 87, no. 6, pp. 943–973, Jun. 1999.
- [5] B. Widrow, J. R. Glover, J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Hearn, J. R. Zeidler, E. J. Dong, and R. C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: Principles and applications," *Proc. IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1692–1716, Dec. 1975.
- [6] Y. Xiao, L. Ma, K. Khorasani, and A. Ikuta, "A new robust narrowband active noise control system in the presence of frequency mismatch," *IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process.*, vol. 14, no. 6, pp. 2189–2200, Nov. 2006.
- [7] S. M. Kuo and S. P. Nallabolu, "Analysis and correction of frequency error in electronic mufflers using narrowband active noise control," in *Proc. IEEE Int. Conf. Control Applicat. (CCA)*, Singapore, Oct. 2007, pp. 1353–1358.
- [8] H. J. Jeon, T. G. Chang, and S. M. Kuo, "Analysis of frequency mismatch in narrowband active noise control," *IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process.*, vol. 18, no. 6, pp. 1632–1642, Aug. 2010.
- [9] Y. Xiao, L. Ma, K. Khorasani, A. Ikuta, and L. Xu, "A filtered-X RLS based narrowband active noise control system in the presence of frequency mismatch," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS)*, Kobe, Japan, May 2005, pp. 260–263.
- [10] H.-J. Jeon, T.-G. Chang, S. Yu, and S. M. Kuo, "A narrowband active noise control system with frequency corrector," *IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process.*, vol. 19, no. 4, pp. 990–1002, May 2011.
- [11] A. Nehorai, "A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 33, no. 4, pp. 983–996, Aug. 1985.
- [12] A. Abdollahi and F. Matinfar, "Frequency estimation: a least-squares new approach," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 2, pp. 790–798, Apr. 2011.
- [13] M. V. Matsuo, "Estudo Sobre o Descasamento de Frequência em Sistemas de Controle Ativo de Ruído para Ruídos de Banda Estreita," Dissertação de Mestrado, Dept. de Eng. Elet., Univ. Fed. de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, 2012.
- [14] H. M. Aus and G. A. Korn, "Table-lookup/interpolation function generation for fixed-point digital computations," *IEEE Trans. Comput.*, vol. 18, no. 8, pp. 745–749, Aug. 1969.

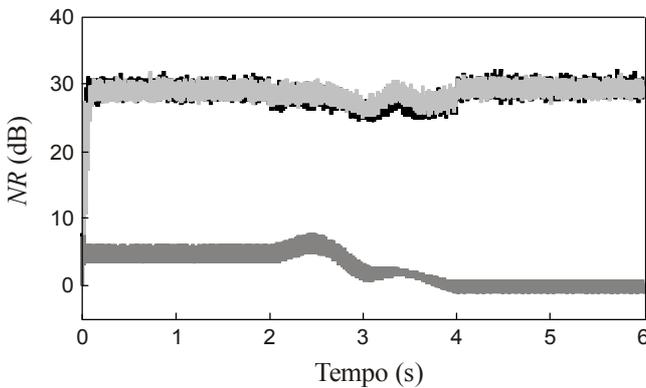


Fig. 4. Exemplo 1. Nível de atenuação do ruído primário. (Linha irregular cinza escura) sistema convencional. (Linha irregular cinza clara) sistema proposto. (Linha irregular escura) sistema dado em [10].

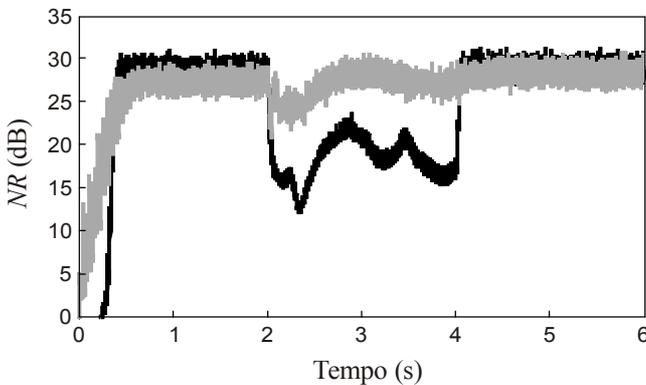


Fig. 5. Exemplo 2. Nível de atenuação do ruído primário. (Linha irregular escura) sistema dado em [10]. (Linha irregular cinza) sistema proposto.

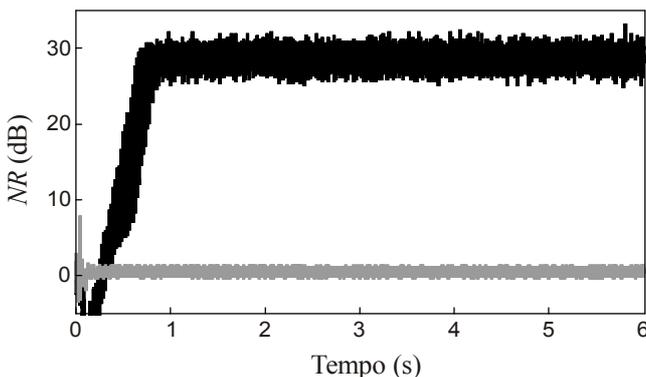


Fig. 6. Exemplo 3. Nível de atenuação do ruído primário. (Linha irregular escura) sistema dado em [10]. (Linha irregular cinza) sistema proposto.