

5.4 Avaliação Experimental para o CAR Multi Canal de um Duto Acústico

Na figura 5.26 é apresentado o esquema da bancada experimental.

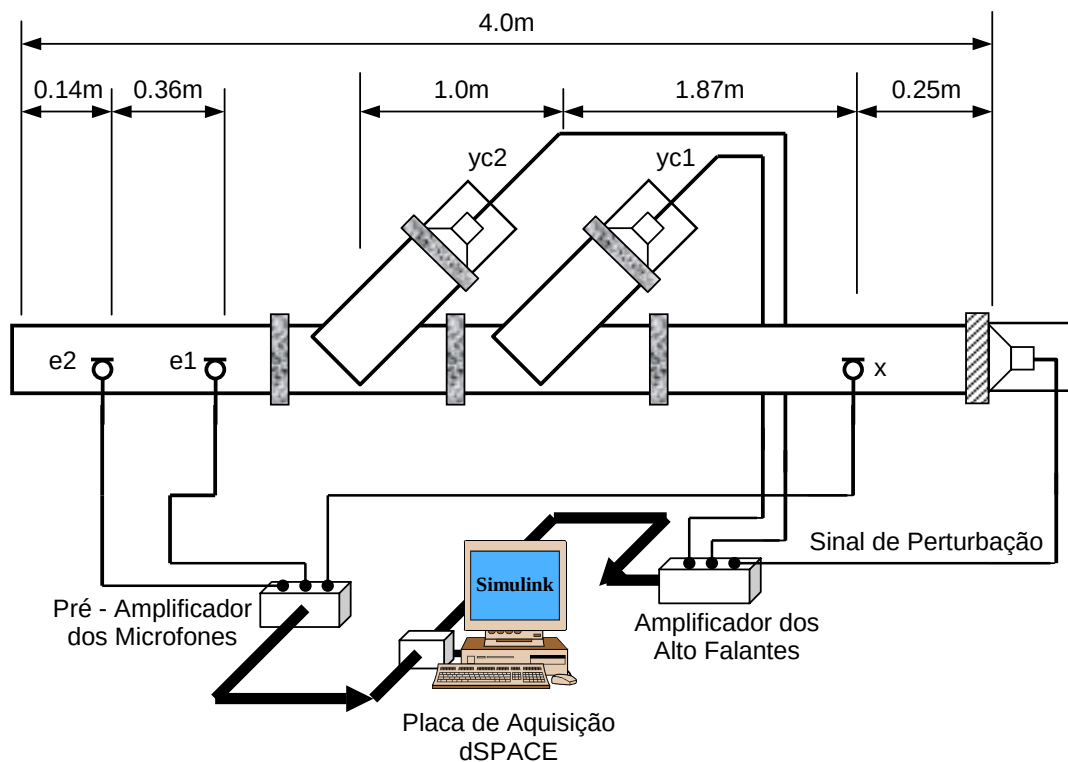


Figura 5.26 Esquema da Bancada Experimental do Duto Acústico - Caso Multicanal.

Para testar experimentalmente os sistemas de controle multi canal, a bancada apresentada na seção anterior foi ampliada com a adição de dois alto falantes de controle e dois microfones de erro.

O novo duto possui um comprimento de 4.0m e um diâmetro de 0.15m. O alto-falante de ruído foi posicionado numa das extremidades e os alto-falantes de controle posicionado a 2.12m e 3.12m do alto-falante de ruído. O microfone de referência foi colocado a uma distância de 0.25m e finalmente os microfones de erro a 3.5m e 3.86m da fonte de ruído.

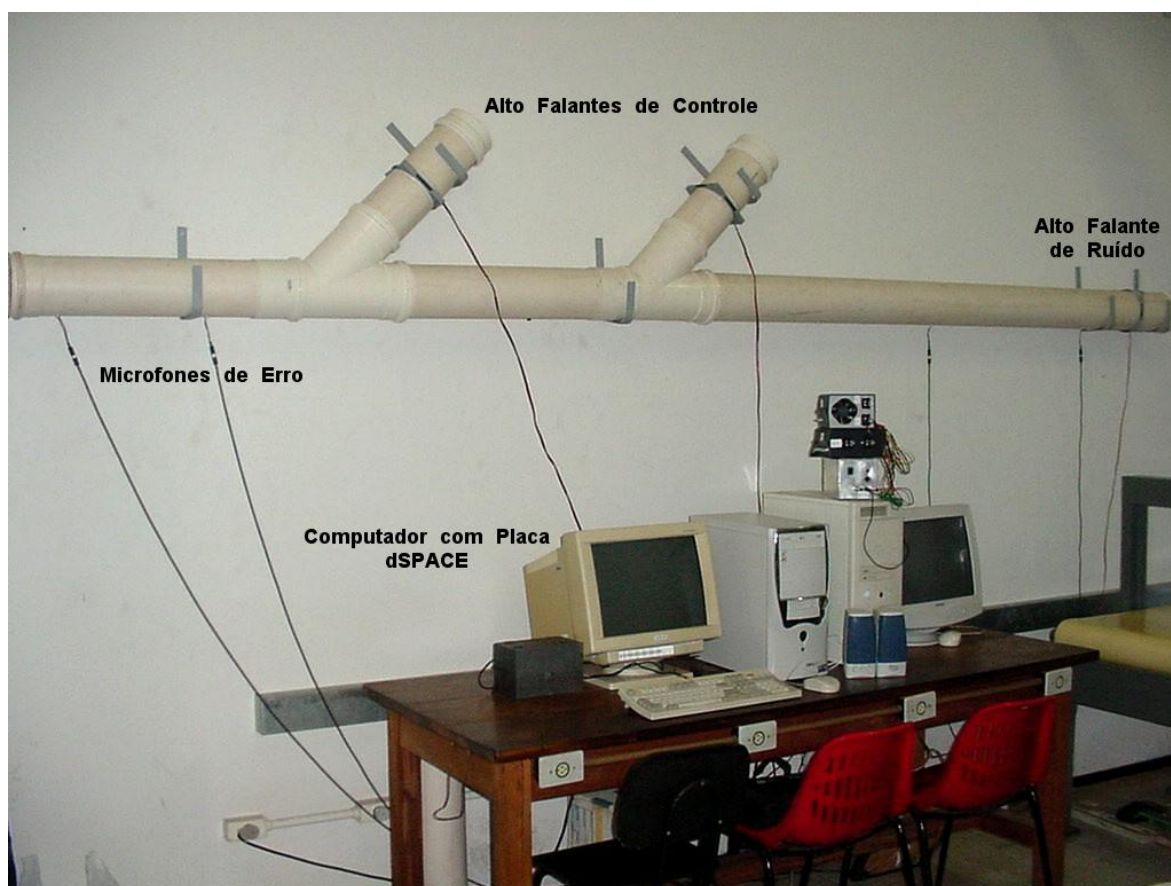


Figura 5.27 Foto da Bancada experimental com vários sensores e vários atuadores.

Os algoritmos de controle multicanal, também foram implementados no Matlab-Simulink® e testados a partir da plataforma de aquisição de dados dSPACE®. A frequência de amostragem utilizado foi de 2 KHz.

Para avaliar o desempenho dos algoritmos, o sistema físico foi excitado nas mesmas frequências e condições experimentais que o sistema mono canal e ainda um teste adicional foi realizado usando um ruído branco na entrada.

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

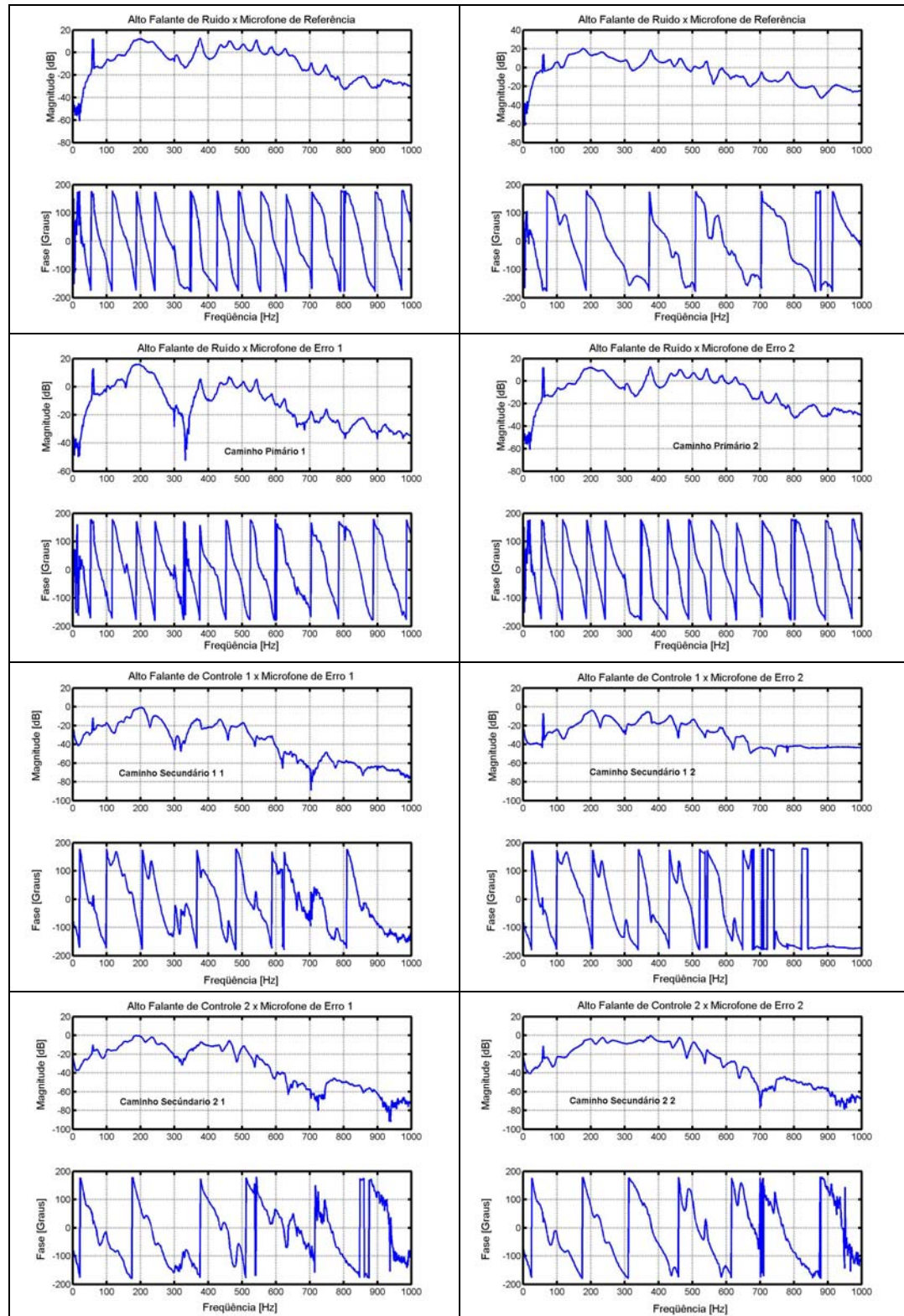


Figura 5.28 Diagrama de Bode do Duto Acústico Experimental – Caso Multicanal.

5.4.1 Controle Ativo de Ruído Multi Canal FXLMS Feedforward

Na Figura 5.29 e 5.30 são apresentados os resultados para a configuração de controle multicanal *feedforward*, onde são mostradas as respostas dos sinais observados pelos dois sensores, quando o sistema está sem controle e com controle. A ordem dos filtros FIR utilizados para este ensaio foram de 50 coeficientes. Com se vê a proposta MFXLMS *feedforward* se mostrou eficiente para as diferentes frequências apresentadas.

No caso multi tonal, figura 5.31, observou-se nos experimentos realizados que à medida que o tempo passa a densidade espectral de potência na frequência de 450Hz vai diminuindo, porém com menor velocidade que nas outras frequências. Nos algoritmos a velocidade de convergência pode ser melhorada aumentando o passo de adaptação, no entanto com um passo de adaptação maior o algoritmo de controle tende a se tornar instável.

A figura 5.32 apresenta os ensaios experimentais para o caso de uma excitação ruído branco, como se pode observar nesta figura o sistema apresentou um excelente desempenho na banda de interesse até 500Hz.

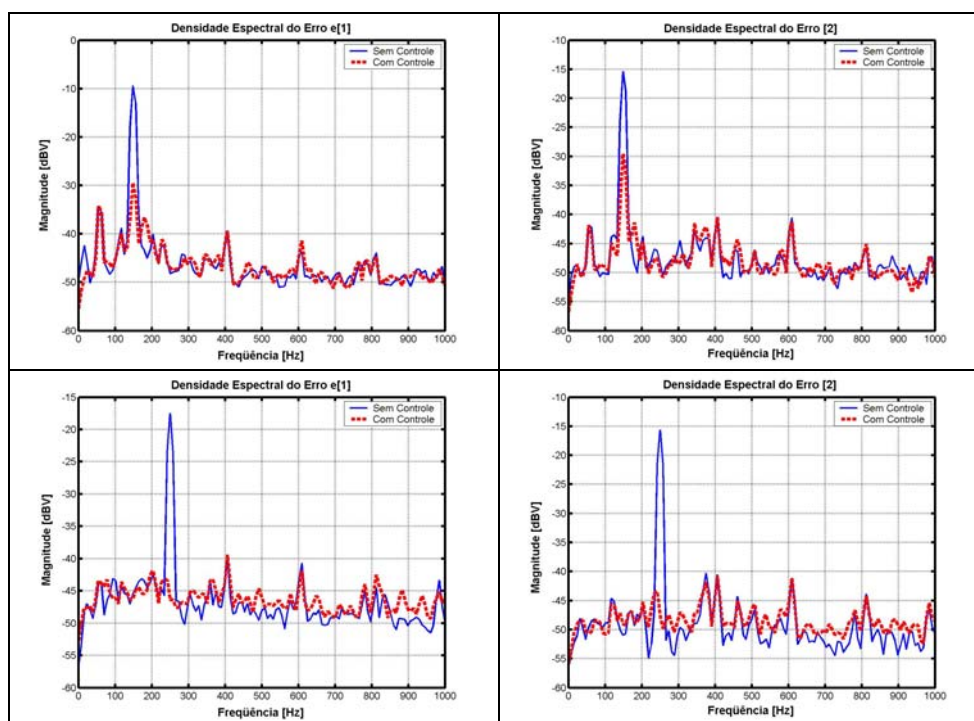


Figura 5.29 Densidade espectral do erro para o sistema de controle multicanal *Feedforward* – Frequências de 150 e 250 Hz.

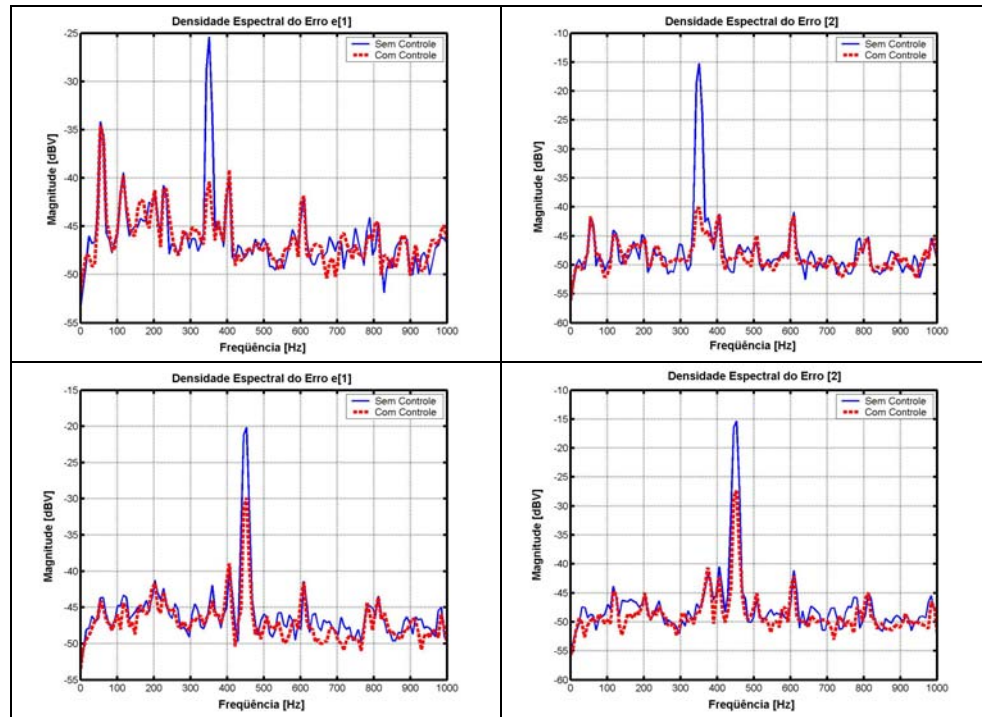


Figura 5.30 - Densidade espectral do erro para o sistema de controle multicanal *Feedforward* – Frequências de 350 e 450 Hz.

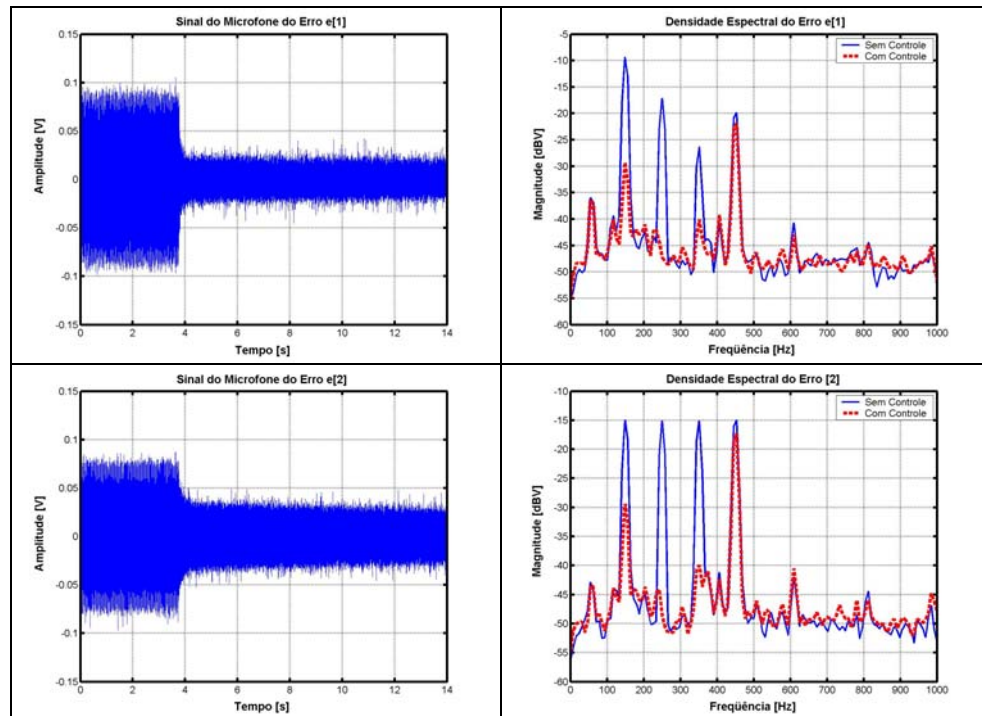


Figura 5.31 Excitação multi tonal para o sistema de controle multicanal *Feedforward*.

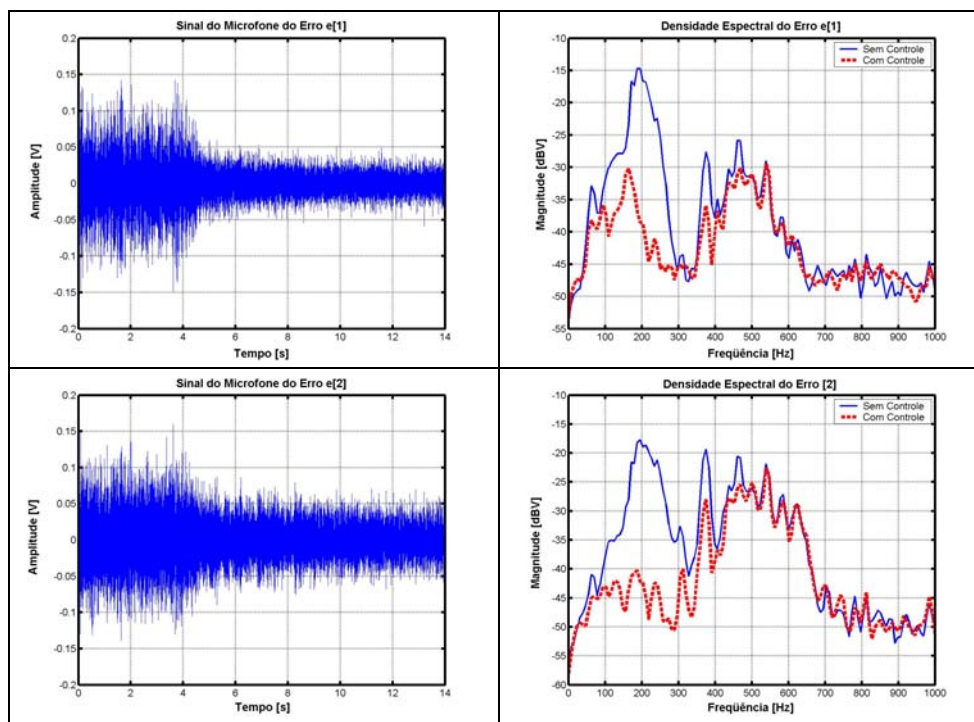


Figura 5.32 Excitação ruído branco para o sistema de controle multicanal *Feedforward*.

5.4.2 Controle Ativo de Ruído Multicanal FXLMS *Feedback*

Na figura 5.33 é apresentado o resultado dos testes para o sistema MFXLMS *feedback*. No projeto destes controladores foram utilizados somente 25 coeficientes para os algoritmos de controle, isto devido a limitações de software no dSAPCE. Este fato faz com que a eficiência do controlador diminua em algumas frequências.

Na figura 5.34, excitação realizada por vários tons, podemos observar o comportamento pouco eficiente deste sistema de controle quando comparado ao método *feedforward*.

Na figura 5.35 o sistema físico foi excitado por um sinal de ruído branco, pode se observar que o sistema de controle não consegue controlar este tipo de excitação. A justificativa pela ineficiência deste controlador possivelmente se deva ao fato do número reduzido de coeficientes do filtro FIR utilizado.

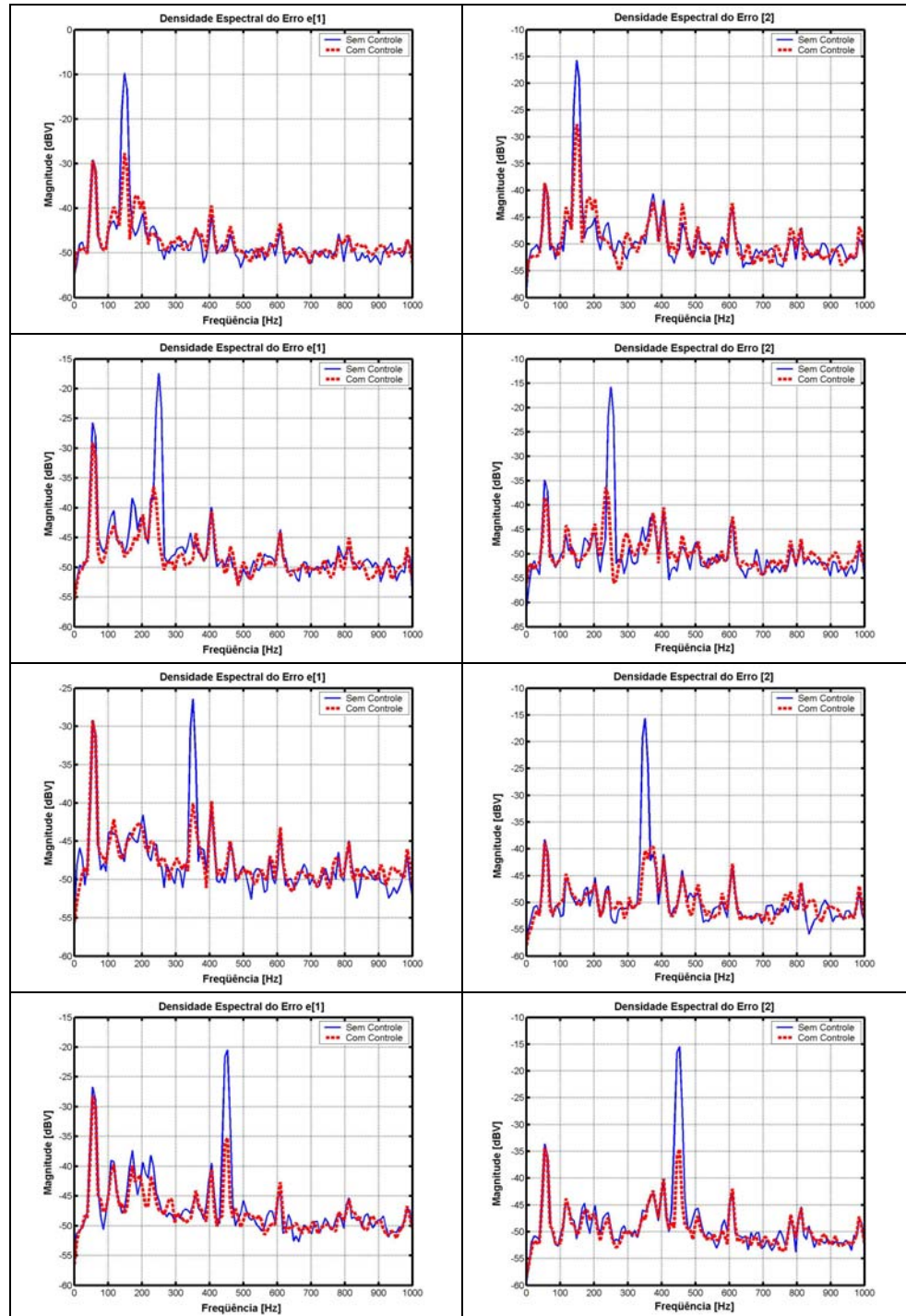


Figura 5.33 Densidade espectral do erro para o sistema de controle multicanal *Feedback* em varias frequências.

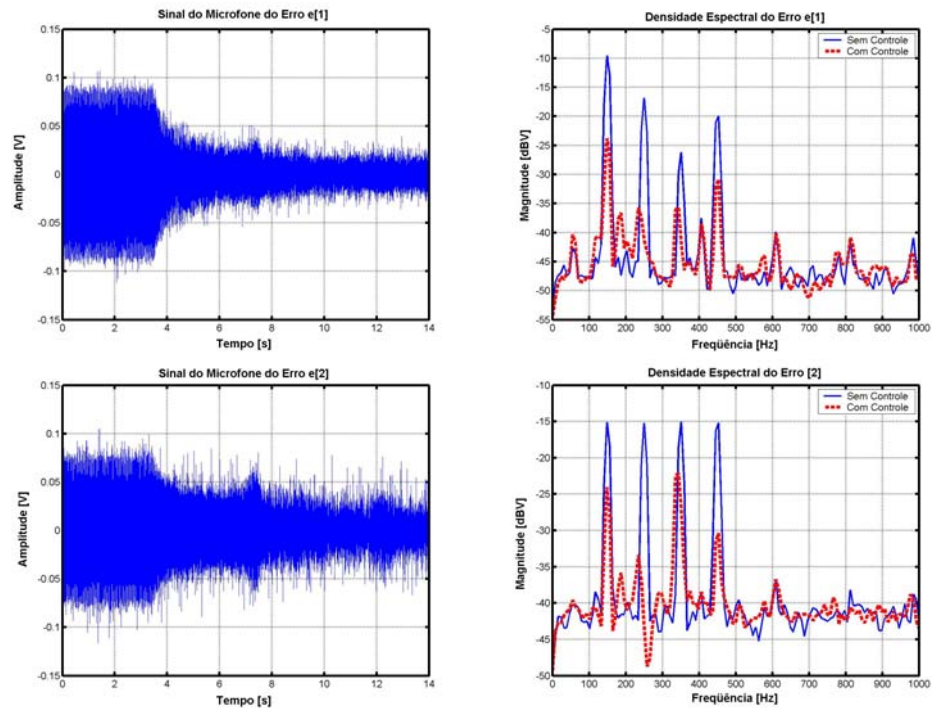


Figura 5.34 - Excitação multi tonal para o sistema de controle multicanal *Feedback*.

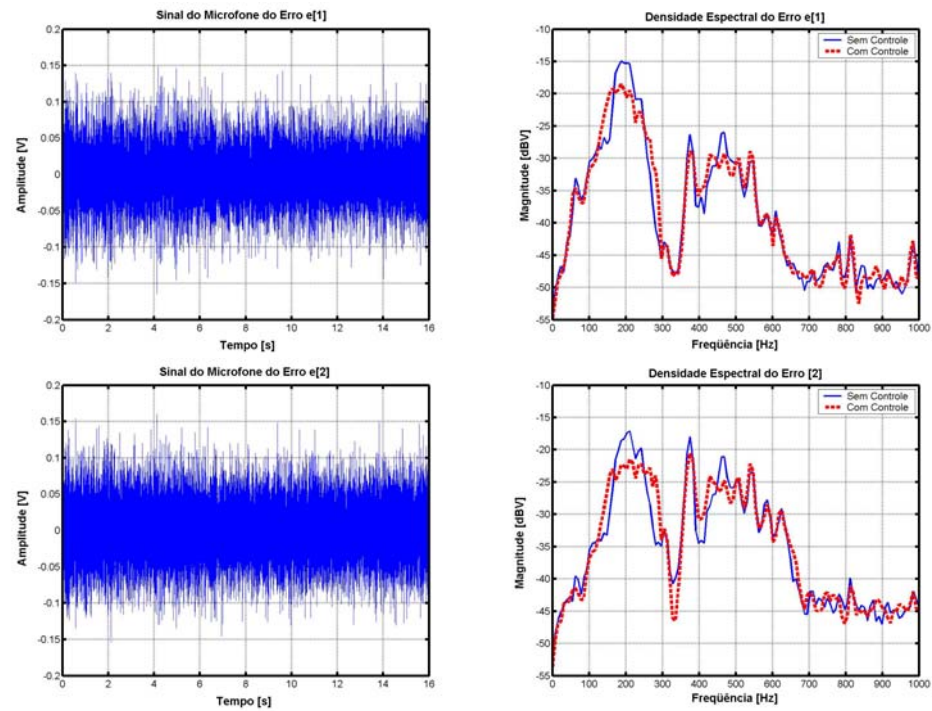


Figura 5.35 - Excitação ruído branco para o sistema de controle multicanal *Feedback*.

5.4.3 Controle Ativo de Ruído Multi Canal FXLMS Híbrido

Na figura 5.36 é apresentada a densidade espectral do erro para a configuração de controle multicanal híbrido.

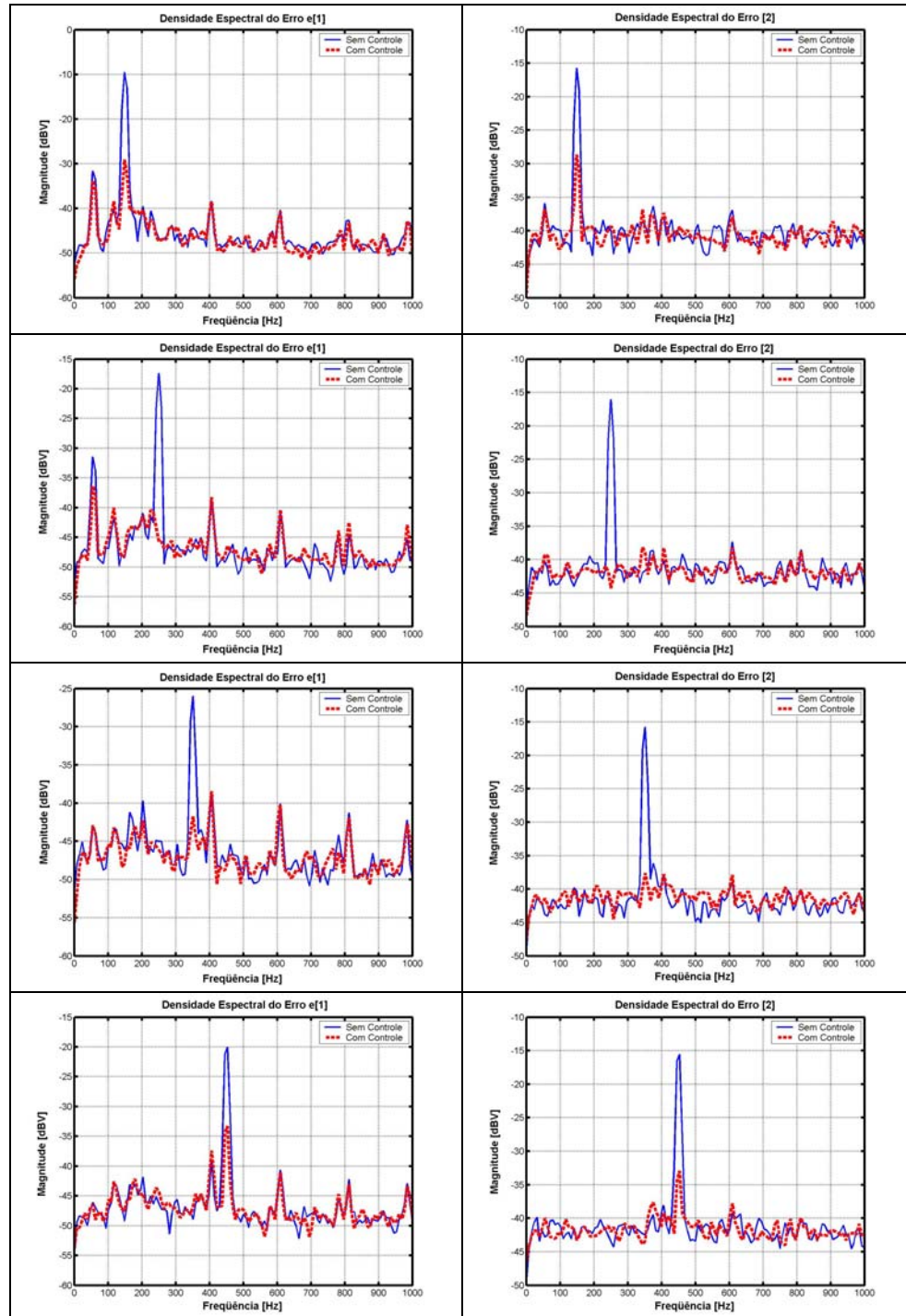


Figura 5.36 - Densidade espectral do erro para o sistema de controle multicanal Híbrido.

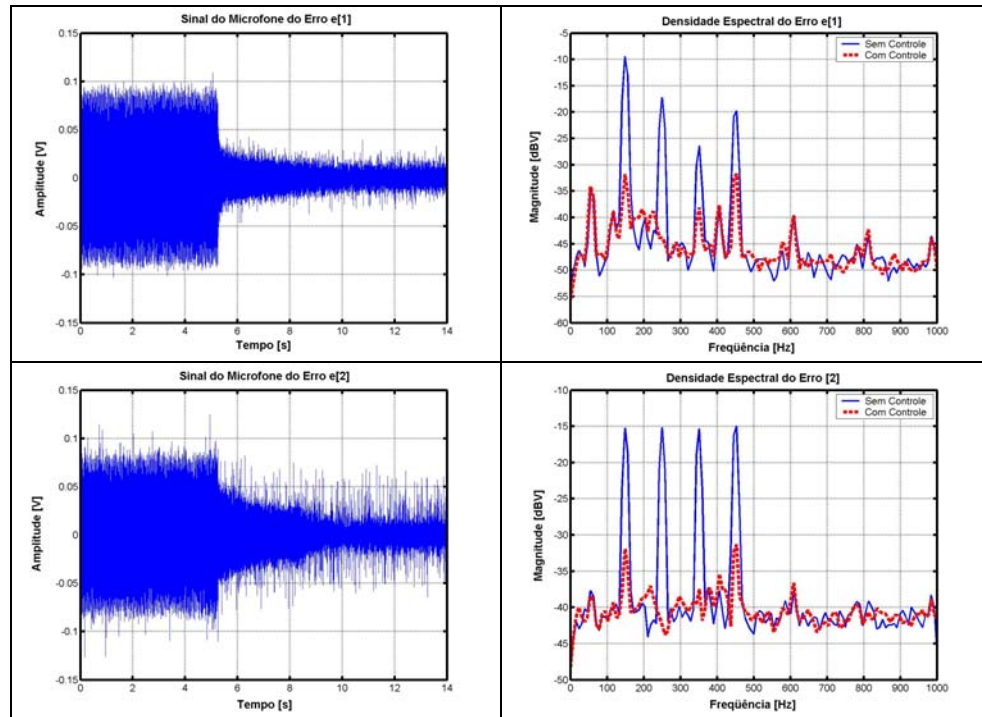


Figura 5.37 Excitação multi tonal para o sistema de controle multicanal Híbrido.

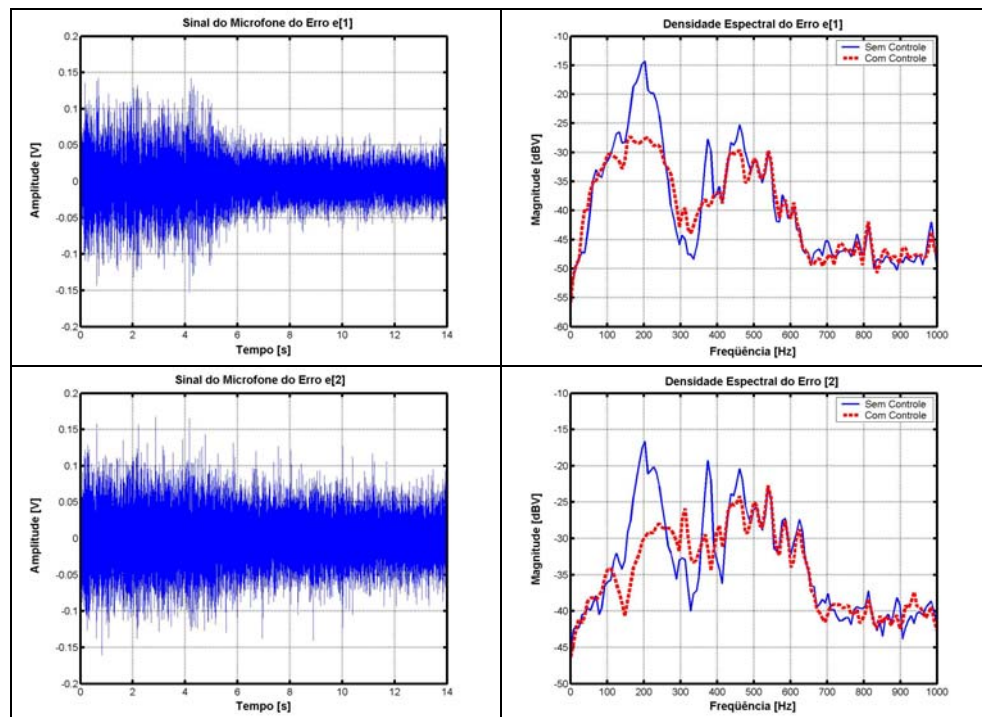


Figura 5.38 Excitação ruído branco para o sistema de controle multicanal Híbrido.

Neste sistema híbrido foram utilizados somente 15 coeficientes para cada filtro. Computacionalmente este sistema se torna muito pesado, mas ainda com um número reduzido de coeficientes o sistema de controle apresenta excelentes resultados.

Na Figura 5.36, podemos observar que para a excitação de vários tons o controlador teve um desempenho excelente quando comparado como os outros sistemas de controle.

Na figura 5.37 se observa a resposta do sistema para uma excitação de ruído branco. O número reduzido dos coeficientes dos filtros adaptativos certamente influenciou na eficiência do controlador.

5.4.4 Controle Ativo de Ruído Multi Canal FXLMS *Feedforward* Ericksson

Neste tópico são realizados os testes experimentais para o controle multicanal com mecanismo adaptativo dos caminhos secundários. Destaca-se que esta configuração adaptativa multicanal, por demandar grande esforço computacional, permitiu que se implementasse, com os equipamentos disponíveis no laboratório, o controle *feedforward* apenas.

Pode-se observar na figura 5.42, que este sistema de controle não funcionou quando a excitação foi de um ruído branco, no entanto nos demais casos a estratégia foi eficiente.

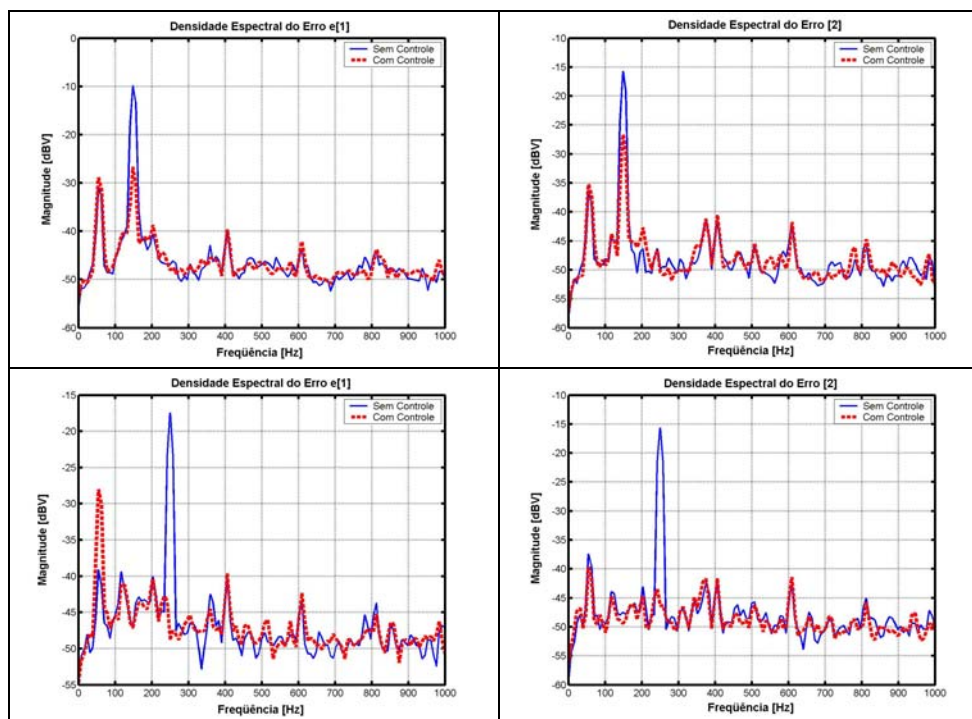


Figura 5.39 - Densidade espectral do erro para o sistema de controle multicanal *feedforward* – *on-line* – frequências de 150 e 250 Hz.

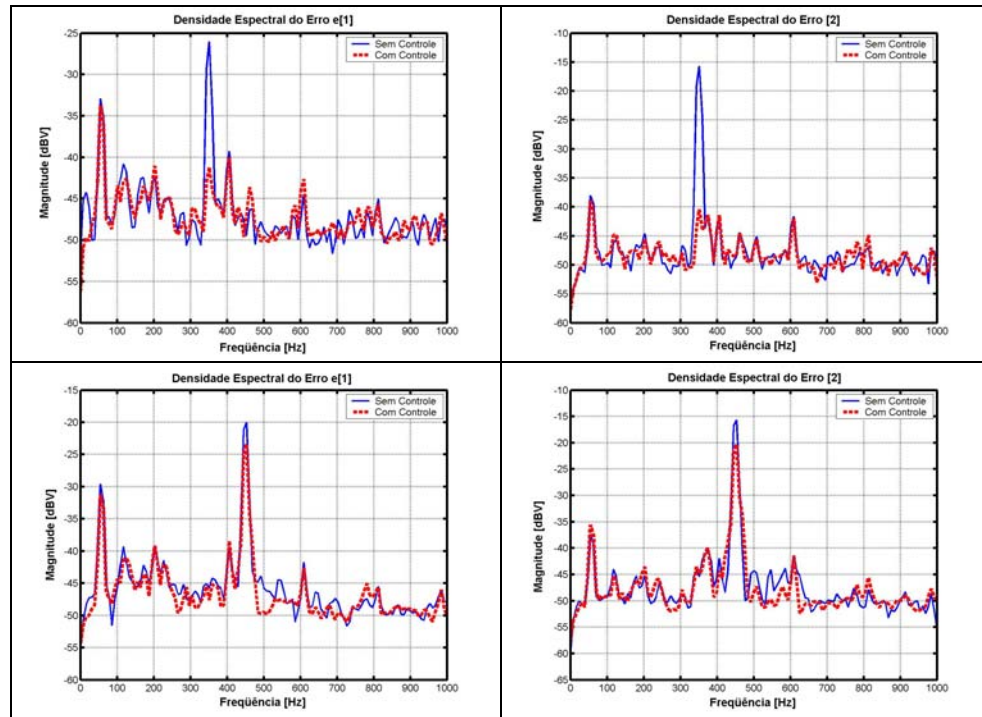


Figura 5.40 Densidade espectral do erro para o sistema de controle multicanal *feedforward-on-line* – Freqüências de 350 e 450 Hz.

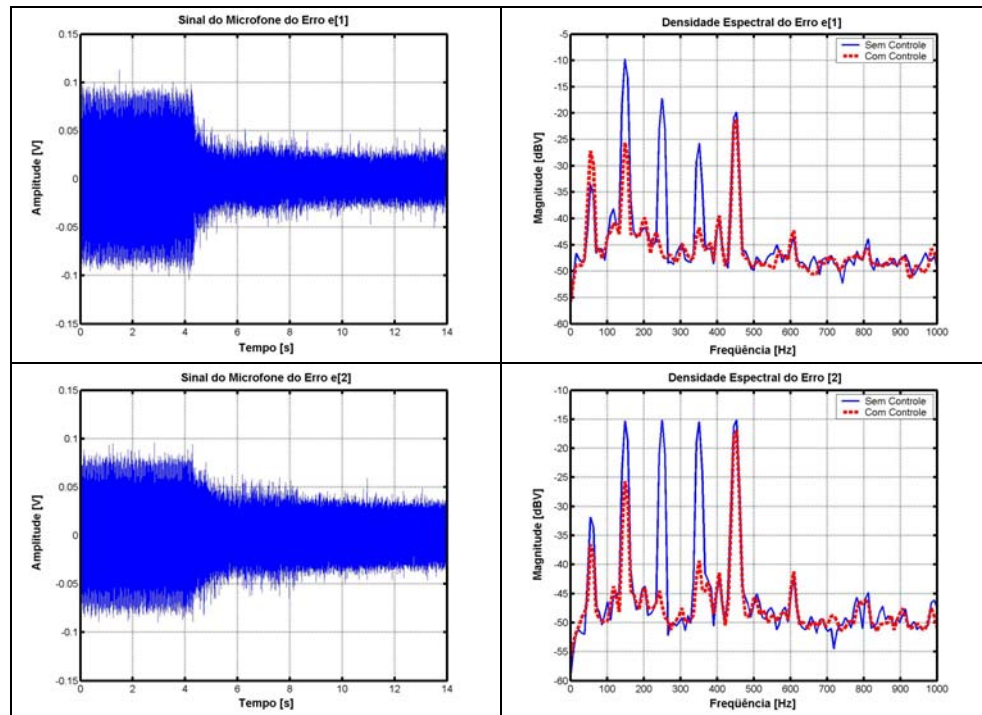


Figura 5.41 - Excitação multi tonal para o sistema de controle multicanal *feedforward-on-line*.

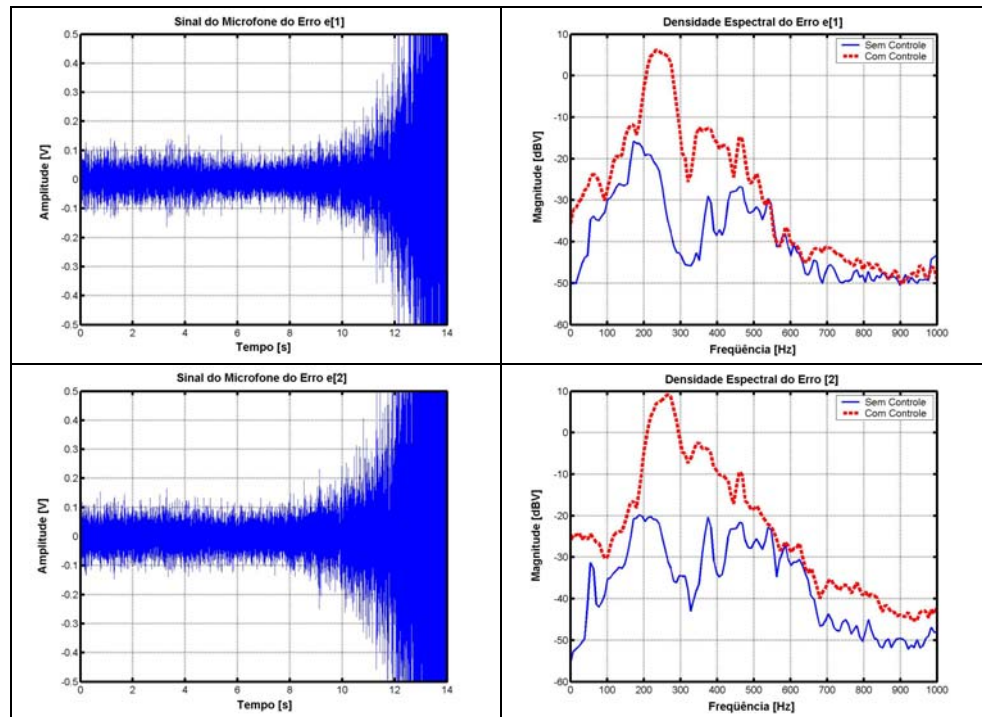


Figura 5.42 Excitação ruído branco para o sistema de controle multicanal *feedforward* – *on-line*.

Dos testes realizados na configuração multicanal discorre:

- a) A metodologia *feedback* foi a mais pobre em desempenho, tendo como referência à atenuação na densidade espectral do sinal.
- b) A metodologia *feedforward* e híbrida apresentaram desempenho semelhante no caso da estimativa *off-line*, sendo o primeiro mais econômico sob o ponto de vista computacional.
- c) A estimativa *on-line* pelo método de Eriksson, quando usada na metodologia *feedforward* revelou-se eficiente no caso dos sinais com frequências bem definidas. Quando avaliado com a perturbação de ruído branco a metodologia falhou. Este fato sugere que a limitação imposta ao tamanho dos filtros, em decorrência do *hardware/software* disponível, constitui fatos importantes, não uso destas metodologias.

Feitas estas análises particulares e localizadas, o capítulo seguinte apresenta as conclusões e desdobramentos mais gerais dos estudos desenvolvidos e discutidos neste trabalho.

Capítulo VI

Conclusões e Futuros Desdobramentos

Este trabalho apresentou um estudo numérico experimental sobre o problema de controle ativo de ruído em dutos. A partir do mesmo algumas conclusões são derivadas, quais sejam:

No tocante à modelagem do duto acústico:

O duto foi modelado a partir das equações básicas da acústica, que adequadamente manipuladas, geraram um modelo analítico de dimensão infinita. Tal modelo configurou-se impróprio para a síntese das leis de controle, que requer modelos finitos e discretos. Para atender estes requisitos propôs-se três metodologias de obtenção de modelos finitos a partir do modelo de dimensão infinito. Das três técnicas utilizadas conclui-se que:

- (a) O modelo obtido via aproximação por série de Maclaurin é o mais simples, mais econômico, porém menos preciso quando comparado às outras duas técnicas. Isto tendo como referência o diagrama de Bode do sistema de dimensão infinita original.
- (b) A representação modal, por sua vez, mostrou-se eficiente em frequências acima de 200Hz requerendo pouco tempo computacional na otimização. No entanto para baixas frequências é necessário um maior tempo computacional na solução do problema de otimização para atingir melhores resultados, veja figura 2.6.
- (c) O modelo fase-zero demonstrou-se superior ao modelo de Maclaurin em alta frequência e a formulação modal em baixa frequência, configurando-se como a melhor das estratégias de representação sob o ponto de vista do comportamento em frequência. É também um procedimento mais econômico computacionalmente, quando comparado ajuste modal.

No tocante às metodologias de controle e a estratégia de modelagem do caminho secundário:

As metodologias de controle foram avaliadas neste trabalho tanto numericamente como de forma experimental. Na avaliação numérica adotou-se a modelagem fase-zero para o duto acústico e sobre o desempenho das diferentes estratégias de controle pode-se inferir:

- (a) Quanto à modelagem *off-line* do caminho secundário. O caminho secundário foi modelado *off-line* e estudaram-se três estratégias de controle: *feedforward*, *feedback* e híbrido. Dos estudos realizados a estratégia híbrida é a que se mostrou mais eficiente, embora de maior custo e complexidade. O controle híbrido mostrou-se mais robusto e estável que as demais técnicas. A velocidade de convergência dos parâmetros deste controlador e a facilidade de sintonia são destaques nesta estratégia. Entre o controlador *feedback* e *feedforward* este último opera em bandas de frequência mais largas, sendo ligeiramente mais estável e robusto. O controle *feedback* por sua vez dispensa os sensores de referência, é uma técnica mais econômica em hardware, portanto. É eficiente para situações de atenuação de ruído em bandas estreitas e, recomendado nos casos de perturbações periódicas conhecidas.
- (b) Quanto à modelagem *on-line* do caminho secundário. Nesta estratégia de controle utilizou-se o método de Eriksson para fazer a estimativa *on-line* do caminho secundário. Esta técnica que utilize a adição de um ruído branco no sistema mostrou-se robusto e eficiente, especialmente com os controladores *feedforward* e híbrido. No caso do controle *feedback* os resultados foram ligeiramente inferiores.

A modelagem *on-line* do caminho secundário é naturalmente uma técnica mais dispendiosa computacionalmente, porém de natureza mais versátil com características de adaptação mais genérica, indicado para aplicações onde o caminho secundário experimenta modificações como, por exemplo, devido ao efeito de variação na temperatura, de umidade, etc.

No tocante aos experimentos mono canais:

Tendo em vista a avaliação experimental do comportamento numérico observado, os três tipos de controladores com identificação *on-line* e *off-line* foram investigados em laboratório. Os resultados obtidos comprovaram as avaliações numéricas realizadas, permitindo conclusões semelhantes sobre o comportamento e o desempenho dos controladores que em resumo apontam para uma maior eficiência da metodologia híbrida a um custo computacional mais elevado.

Sob o ponto de vista experimental destaca-se que as implementações dos algoritmos foram facilitadas com o uso do dSPACE®, onde a implementação é projetado a partir de diagrama de blocos construído no simulink®.

No tocante aos experimentos multi canais:

As avaliações experimentais dos procedimentos de controle multicanal realizados, segundo as estratégias *feedforward*, *feedback* e híbrido mostraram a eficiência destes controladores e as diferenças, observadas no caso mono canal, se mantiveram na estrutura multicanal.

Naturalmente o caso multicanal apresenta uma complexidade que cresce com o número de entradas e saídas consideradas. O esforço computacional é apreciável, o que levou no caso deste trabalho a uma busca por controladores de menor dimensão possível semelhantemente no que tange as dimensões adotadas para os modelos dos caminhos secundários.

Um resultado que merece destaque e, observado no trabalho, foi à capacidade das estratégias de controle atenuarem como eficiência ruído branco no caso multicanal *off-line*, fato não observado no caso mono canal. O que sugere a utilização desta tecnologia onde o espectro de frequência a ser atenuado apresenta características de banda larga.

Contribuições deste trabalho:

Este trabalho é o primeiro desenvolvido na área de controle ativo de ruído dentro do programa de pós-graduação em engenharia mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, tem, portanto as virtudes e as dificuldades do pioneirismo.

Normalmente os procedimentos de controle ativo são “testados/avaliados” na planta real ou quando muito num ambiente de simulação com modelos muito simples do tipo atraso puro. Neste trabalho o uso de modelos mais elaborados na síntese/análise do controlador foi de grande valor e importância no estudo dos algoritmos, que experimentalmente corroboraram os resultados obtidos na análise numérica.

A análise comparativa das estratégias de controle tanto numérica como experimental possibilitou a identificação das vantagens e desvantagens das diferentes estratégias de controle. O trabalho comprovou a supremacia da estratégia híbrida de controle em banda larga frente às demais, a um custo de maior complexidade do software e do hardware. Comprovou se também que, para perturbações mono tonais, a abordagem *feedforward* pode ser usada com bastante eficiência.

Finalmente, dados os objetivos postos para este trabalho e referenciados na introdução, quais sejam:

- *Discutir e avaliar algumas estratégias de derivação de modelos analíticos de dutos;*

- *Discutir e avaliar numericamente diferentes metodologias de controle ativo de ruído (mono e multicanal) e comparado-as em termos de desempenho e complexidade computacional;*
- *Projetar e instrumentar uma bancada experimental para ensaios de controladores ativos de ruído;*
- *Implementar e avaliar experimentalmente algumas das metodologias de controle que na avaliação numérica demonstraram-se mais promissoras.*
- *Identificar as potencialidades, vantagens e desvantagens de cada uma destas metodologias de controle investigadas.*

pode-se inferir que os objetivos traçados foram alcançados.

Desdobramentos futuros deste trabalho:

Este trabalho aponta para o futuro a necessidade de serem investigadas algumas frentes de pesquisa, destacando-se:

- *Promover o ajuste dos modelos, seja a estrutura modal ou fase-zero, utilizando dados experimentais como entrada e não os dados da formulação analítica infinita como usados neste trabalho e ainda promover uma avaliação experimental das estratégias de modelagem. Avaliar também outras técnicas de modelagem a partir de dados experimentais (ARX, ERA, ERA/OKID, etc.)*
- *Estudar e avaliar experimentalmente a estratégia feedforward de banda estreita usando sensores não acústicos. Isto é particularmente importante no caso em que a realimentação acústica é relevante e em situações ambientais onde os sensores acústicos revelam-se inapropriados.*
- *Estudar com mais profundidade e de forma experimental o efeito da realimentação acústica,*
- *Avaliar o comportamento dos algoritmos diante das variações paramétricas da planta.*
- *Avaliar experimentalmente a estratégia de controle multicanal (híbrida e feedback) com estimativa on-line do caminho secundário. Esta linha que demanda muito esforço computacional depende, do desenvolvimento eletrônico dos processadores digitais de sinais. Uma possibilidade é o uso de processadores digitais de sinais desenvolvidos para aplicações em telecomunicações, que são muito velozes a*

despeito de não apresentarem arquitetura apropriada para tratamento de sinais analógicos como nos DSPs projetados para a área de controle. que tem portas A/D, D/A, PWM, etc.

- *Aplicar as técnicas de controle de ruído estudadas no controle de vibrações estruturais de placas e/ou vigas. Esta linha de investigação é das mais promissoras, dado às características multi modos e de múltiplas entradas e saídas presentes nestas estruturas.*
- *Estudar alternativas para o passo de adaptação do algoritmo FXLMS como, por exemplo, o uso do “fator de esquecimento”, largamente empregado nos controladores auto sintonizados (“self tuning controller”).*

Referências Bibliográficas

Analog Devices, "EZ-KIT Lite", 1996.

Aguirre, L. A., "Introdução à identificação de sistemas," Editora UFMG, Belo Horizonte-MG, 2000.

Burgess J. C., "Active adaptive sound control in a duct: A computer simulation," J. Acoust. Soc. Amer., vol. 70, pp. 715–726, Sept. 1981.

Beranek L. L. and Ver I. L., "Noise and Vibration Control Engineering: Principles and Applications," New York: Wiley, 1992.

Chaplin B., "The cancellation of repetitive noise and vibration," in Proc. Inter-noise, pp. 699–702, 1980.

Clarkson P. M., "Optimal and Adaptive Signal Processing. Boca Raton," FL: CRC Press, 1993.

Clark R. L., and Cole D. G., "Active Damping of Enclosed Sound Fields through Direct Rate Feedback Control," J. Acoust. Soc. Am., vol. 97, No 3, pp. 1710–1716, 1995.

Doak, P.E. Excitation, transmission and radiation of sound from source distributions in hard-walled ducts of finite length (I): The effects of duct cross-section geometry and source distribution space-time pattern, Journal of Sound and Vibration, 31, 1-72, 1973 (a).

Doak, P.E. Excitation, transmission and radiation of sound from source distributions in hard-walled ducts of finite length (II): The effects of duct length, Journal of Sound and Vibration, 31, 137-174, 1973 (b)

Douglas S. C., "Fast implementations of the filtered-XLMS and LMS algorithms for multichannel active noise control," IEEE Transactions on speech and audio processing, vol. 7, pp. 454-465, 1999.

Elliott S. J. and Nelson P. A., "The application of adaptive filtering to the active control of sound and vibration," ISVR, Univ. Southampton, U.K., Tech. Rep. 136, Sept. 1985.

Elliott S. J. and Darlington P., "Adaptive cancellation of periodic, synchronously sampled interference," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-33, pp. 715–717, June 1985.

Elliott S. J., Stothers I. M., Nelson P. A., McDonald A. M., Quinn D. C., e Saunders T., "The active control of engine noise inside cars," in Proc. Inter-noise, pp. 987–990, 1988.

Elliot S.J. and Nelson P.A., "Active noise control," IEEE Signal Processing Magazine, pp. 12-35, 1993.

Eriksson L. J., "Computer-aided silencing—An emerging technology," Sound Vib., vol. 24, pp. 42–45, July 1990.

Eriksson L. J., "Recursive algorithms for active noise control," *In Proc. Int. Symp. Active Control of Sound Vibration*, pp. 137–146, 1991.

Eriksson L.J., "Development of the Filtred-U Algorithm for Active Noise Control," J. Acoust. Soc. Am. 89(1), January 1991.

Eriksson L.J., "Active sound and vibration control: A technology in transition," Noise Control Eng. J. 44 (1), 1996.

Espíndola, J.J. e Lopes, E.M.O., "Caracterização de Materiais Elastoméricos para o Controle de Vibrações e Ruídos Acústicos," II Simpósio Brasileiro Sobre Sistemas Dinâmicos da Mecânica – DINAME - Campos do Jordão – SP, 1998.

Feintuch P. L., "An adaptive recursive LMS filter," Proc. IEEE, vol. 64, pp. 1622–1624, Nov. 1976.

Flotow, A., H., Fuller, C.R., "Active Control of Sound and Vibration," IEEE Control Systems, v 15, pp.9-19, 1995.

Furuta K., Sano A. and Atherton D., "State Variable Methods in Automatic Control", Wiley, New York, 1984.

Goodwin G. C. and Sin K. S., "Adaptive Filtering Prediction and Control," *Englewood Cliffs*, NJ: Prentice-Hall, 1984.

Hansen C. H. and Snyder S. D., "Active Control of Noise and Vibration," London, U.K.: E&FN Spon, 1997.

Harris C. M., "Handbook of Acoustical Measurements and Noise Control," 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1991.

Hull A. J., Radcliffe C. J., "State Space Representation of the Nonself-Adjoint Acoustic Duct System," *Journal of Vibration and Acoustics* v 112, October, 1990.

Hull A. J., Radcliffe C. J. Southward S. C., "Global Active Noise Control of a One-Dimensional Acoustic Duct Using a Feedback Controller" *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol 115, September, 1993.

Hu, J. S., "Active sound attenuation in finite-length ducts using closeform transfer function models," *ASME J. Dyn. Syst., Meas., Control*, 117, pp. 143–154, 1995.

Jessel, M., and Mangiante, G., "Active sound absorbers in an airduct," *J. Sound Vib.*, 23, pp. 383–390, 1972.

Kinsler LE, Frey AR, Coppens AB and Sanders JV. *Fundamentals of acoustics*. 3rd edition, John Wiley and sons, New York, 1982.

Kuo S. M. and Chen C., "Implementation of adaptive filters with the TMS320C25 or the TMS320C30 in Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family," vol. 3, P. Papamichalis, Ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, ch. 7, pp. 191–271, 1990.

Kuo, S. M., and J. Chen, "Multiple-Microphone Acoustic Echo Cancellation System with the Partial Adaptive Process," *Digital Signal Processing*, Vol. 3, No. 1, pp. 1–10, January 1993.

Kuo S. M. and Morgan D. R., "Active Noise Control Systems—Algorithms and DSP Implementations," New York: Wi-ley, 1996.

Kuo S. M. and Morgan D.R., "Active Noise Control: A Tutorial Review," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., pp. 943–973, 1999.

Laugesen S. and Elliott S. J., "Multichannel active control of random noise in a small reverberant room," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 1, pp. 241–249, Apr. 1993.

Lueg P., "Process of silencing sound oscillations," U.S. Patent 2,043,416, June 1936.

Minguez A., "Inginieria Avanzada para Sistemas de Controle De Ruido Acústico Mediante Técnicas Adapataivas", *Tesis Doctoral – Universidade Politécnica de Madrid – España*, 1998.

Morgan, D. R., "An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-28, pp. 454–467, Aug. 1980.

Morse, P. M., and Ingard, K. Uno, "Theoretical Acoustics," McGraw-Hill, Sydney, 1968.

Nelson P. A., Curtis A. R. D., Elliott S. J. and Bullmore A. J., "The active minimization of harmonic enclosed sound fields, Part I: Theory," *J. Sound Vibration*, vol. 117, no. 1, pp. 1–13, 1987.

Nelson, P. A. e Elliott, S. J., "Active Control of Sound," San Diego, CA: Academic, 1992.

Nuñez, I. J. C., Cardoso, P. M. e Ribeiro J. F., "Controle Ativo de Vibrações Utilizando Algoritmos FXLMS Feedforward," CBA 2004, 2004.

Olson. H. F., and May E. G., "Electronic sound absorber," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 15, pp. 1130-1136, Nov. 1953.

Ogata H. F. Engenharia de Controle Moderno, K. Ogata, Prentice-Hall do Brasil, 2a. Edição, 1989;

Popovich S. R., Melton D. E. and Allie M. C., "New adaptive multi-channel control systems for sound and vibration," in Proc. Inter-noise, pp. 405–408, 1992.

Pota, H. R., and Kelkar, A. G., "On perfect noise cancelling controllers," in *Proceedings American Control Conference*, Chicago, Illinois, 28–30 June, pp. 3018–3022, 2000.

Poole, L. A., Warnaka, G. E. and R. C. Cutter, "The implementation of digital filters using a modified Widrow--Hoff algorithm for the adaptive cancellation of acoustic noise," in *Proc. IEEE* 1984.

Shink J.J., "Adaptive IIR filtering," *IEEE ASSP, Magazine*, April 1989.

Stearns S.D., "Error surfaces of recursive adaptive filters," *IEEE Trans. on COM-28*, No. 6, June 1981.

Stevens J.C. and Ahuja K.K., "Recent advances in active noise control," *AIAA Journal*, vol. 29, No. 7, pp. 1058-1067, 1991.

Swanson D. C., "Active noise attenuation using a self-tuning regulator as the adaptive control algorithm," in *Proc. Internoise*, pp. 467–470, 1989.

Swinbanks M. A., "The active control of sound propagating in long ducts," *J. Sound and Vibration*, vol. 27, no. 3, pp. 411–436, April 8, 1973.

Texas Instruments Inc., "TMS320C26 DSP Starter Kit", 1995.

Tichy, J. and Warnaka G. E., "Effect of Evanescent Waves on the Active Attenuation of Sound in Ducts," *Proc. of Inter-Noise*, pp. 435-438, 1983.

Widrow B., Glover J. R., McCool J. M., Kaunitz J., Williams C. S., Hern R. H., Zeidler J. R., Dong E. and Goodlin R. C., "Adaptive noise canceling: Principles and applications," *Proc. IEEE*, vol. 63, pp. 1692–1716, Dec. 1975.

Widrow B., Shur D., and Shaffer S., "On adaptive inverse control," in *Proc. 15th Asilomar Conf.*, pp. 185–189, 1981.

Widrow B. and Stearns S. D., *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.

Ziegler E., Jr., "Selective active cancellation system for repetitive phenomena," U.S. Patent 4 878 188, Oct. 31, 1989.

APÊNDICE A

FUNDAMENTOS DA ACÚSTICA

A.1 Conceitos Básicos da Acústica

A acústica é uma parte da física em que se investiga as vibrações e os fenômenos ondulatórios em meios elásticos, nos quais as frequências envolvidas estão na faixa de 20Hz a 20KHz (Kinsler, 1982). As ondas sonoras são definidas como pequenas flutuações em pressão que se propagam num dado meio, que pode ser o ar, um sólido ou mesmo um líquido.

Quando um objeto vibra, por exemplo, ocorrem variações de pressão na sua vizinhança, estas variações não somente se produzem ao longo do tempo (acompanhando a perturbação) como também se propagam no espaço com certa velocidade c , de tal forma que ao cabo de um intervalo de tempo t as variações de pressão chegam a uma distância $c \cdot t$ de onde originalmente se produziu a perturbação.

Este fenômeno pode ser ilustrado no diagrama da figura A.1, onde se observa a propagação de uma perturbação no ar causado pela ação de um pistão num duto.

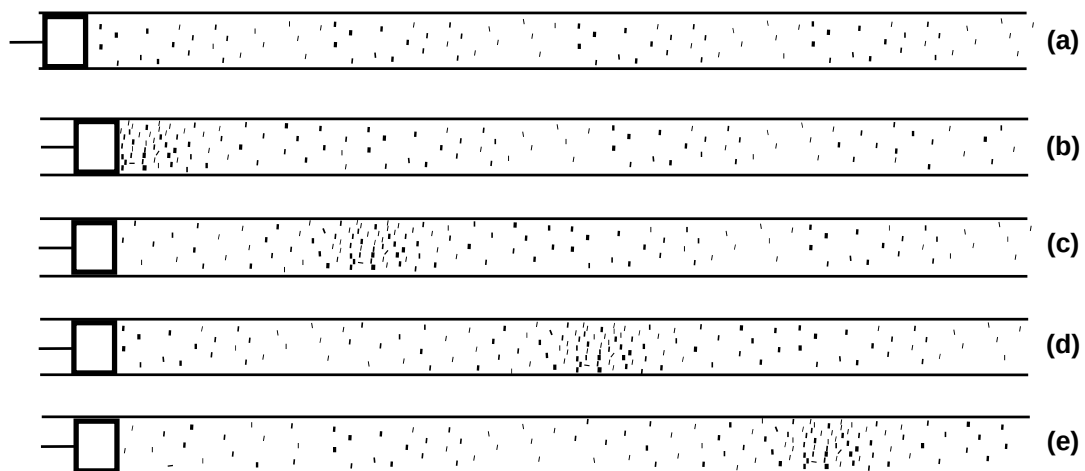


Figura A.1 - Propagação da uma perturbação de ar em um tubo. **(a)** ar em repouso (moléculas distribuídas uniformemente). **(b)** para uma perturbação externa o ar se concentra perto do pistão (aumento da pressão). **(c)** **(d)** e **(e)** a perturbação se propaga distanciando se da fonte.

Em **(a)** o ar está na situação de equilíbrio, em **(b)** é aplicada uma perturbação, comprimindo desta maneira o ar próximo ao pistão, em **(c)** a **(e)** a perturbação se distancia da fonte (Pistão).

No entanto, a grande maioria dos sons reais são resultados de uma série de perturbações sucessivas e não de uma só como mencionado anteriormente. Na Figura A.2 é apresentado o resultado de uma sucessão de perturbações. Observando-se que as novas perturbações não modificam a propagação das anteriores.

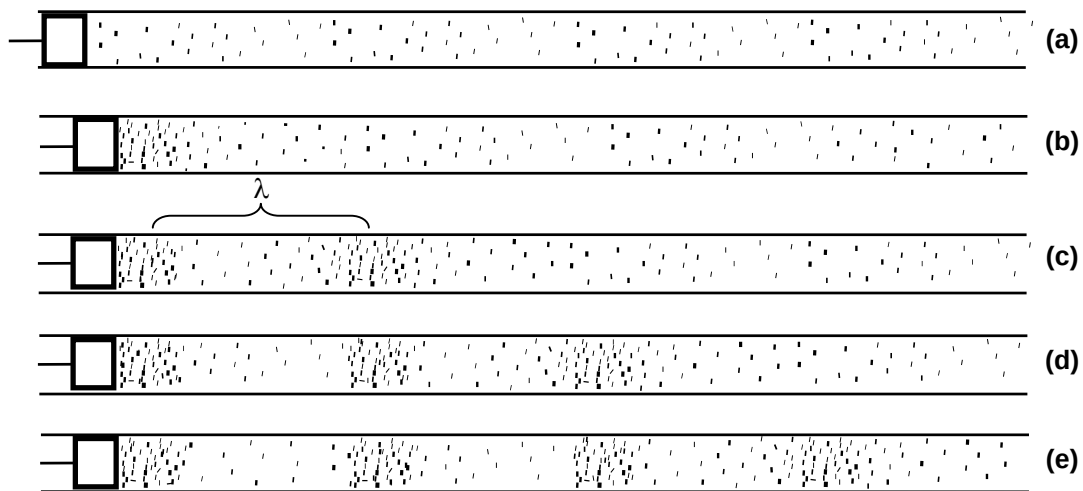


Figura A.2 - Um som consequência de uma perturbação repetitiva, isto é, periódica.

Na figura A.2 pode se observar as seguintes situações: **(a)** ar em repouso. **(b)** primeira perturbação. **(c)** segunda perturbação, quando a primeira percorre uma distância λ (Longitude de onda) **(d)**. terceira perturbação, quando a primeira percorre uma distância 2λ e segunda uma distância λ e **(e)** quarta perturbação, quando as anteriores tem percorrido uma distância de 3λ , 2λ e λ respectivamente.

Desta maneira a perturbação decorre da variação da pressão P do ar com respeito à pressão de equilíbrio (pressão atmosférica) P_0 . Assim podemos dizer que o som é uma consequência da aparição de uma pressão incremental que varia no tempo, ou seja.

$$p = P - P_0 \quad (\text{A.1})$$

Esta variação incremental de pressão p é definida como pressão acústica e dada em N/m^2 .

A.1.1 Propriedades do Som

As ondas podem ser caracterizadas por algumas grandezas como: amplitude, frequência, velocidade e comprimento.

- **A amplitude** caracteriza o máximo afastamento da partícula do meio em relação à posição de equilíbrio e está relacionada com a energia que pode transportar.
- **A frequência** da onda sonora é denominada como o número de vezes que as variações de pressão se repetem por segundo num dado ponto no espaço.
- **A velocidade de propagação** do som geralmente depende das características do meio. Em um sólido, a velocidade será muito maior do que em um gás devido à proximidade das moléculas. As características físicas como temperatura, umidade e pressão, também influem na velocidade de propagação.

A velocidade de propagação do som c em um gás depende do seu peso molecular e de sua temperatura, segundo a equação:

$$c = \sqrt{\frac{\gamma R T}{M}} \quad (\text{A.2})$$

onde: $\gamma = \frac{C_P}{C_V} = 1.4$ para gases diatômicos (como o ar);

$R = 8.31 \text{ J/mol} \cdot ^\circ\text{K}$, constante dos gases;

$M = \text{masa de 1 mol em kg/mol} = 0,0288 \text{ kg/mol}$ para o ar e

$T = \text{temperatura absoluta em } ^\circ\text{K}$.

Para temperaturas próximas a temperatura ambiente, a expressão da velocidade do som c pode ser aproximada por (Kinsler, 1982):

$$c = 332 + 0.608 T \quad (\text{A.3})$$

Onde T é a temperatura ambiente em $^\circ\text{C}$ e c está em m/seg. Por exemplo, para uma temperatura $T=20^\circ\text{C}$ a velocidade do som resulta em $c=344 \text{ m/seg}$.

Estas perturbações não se propagam somente nos gases, mas também em qualquer meio elástico, como os líquidos e os sólidos. Na tabela A.1 é apresentada a velocidade do som em vários meios para ondas planas¹.

¹ Em uma onda plana a pressão em cada instante é constante sobre cada plano perpendicular à direção de propagação.

Tabela A.1 – Velocidade do som para ondas planas em vários médios (Beranek, 1992)

Meio de Propagação	Velocidade [m/seg]
Ar a 0 °C	332
Ar a 20 °C	344
Anidrido Carbônico	260
Hidrogênio	1294
Água a 20 °C	1482
Álcool etílico a 20 °C	1170
Vapor a 100 °C	405
Aço	5200
Alumino	5000
Bronze	3480
Granito	3950
Madeira	4000
Chumbo	1190
Vidro	5000

- **Comprimento de onda** é a distância física entre dois picos de compressão, estando portanto relacionado com a velocidade de propagação do som e sua frequência.

$$\lambda = cT = \frac{c}{f} \quad (\text{A.4})$$

A.1.2 Velocidade de Propagação do Som no ar versus Velocidade da Partícula

A propagação de uma onda sonora não implica no deslocamento propriamente dito das partículas que formam o meio e sim a perturbação destas partículas. Isto é, não existe propagação da matéria. No entanto quando a perturbação passa por um certo ponto, as partículas apresentam um pequeno deslocamento com respeito a sua posição de equilíbrio. Ao terminar a perturbação, cada partícula volta a seu estado original.

O movimento das partículas ao redor de sua posição de equilíbrio poderia ser deduzido ou escrito a partir da distância com respeito à referida posição em cada instante, no entanto torna-se mais conveniente fazê-la em termos da velocidade da partícula v . Uma das razões é que para uma onda plana a pressão é proporcional a velocidade.

$$\frac{p}{v} = \rho_o c = Z \quad (\text{A.5})$$

onde: ρ_o = densidade do ar em $\text{Kg/m}^3 = 1.2 \text{ Kg/m}^3$ (a 20°C);

c = velocidade de propagação do som em $\text{m/seg} = 344 \text{ m/seg}$;

O quociente $\left(\frac{p}{v}\right)$ é denominado impedância acústica Z .

A.1.3 Sons Periódicos

Um caso muito importante se dá quando as perturbações se repetem a um intervalo de tempo t . Isto é, a uma frequência $f = 1/t$. Neste caso, auditivamente tem-se a sensação do tom. A sensação da altura do tom aumenta com a frequência, assim os sons de baixa frequência são graves (baixo), enquanto que os de alta frequência são agudos (altos).

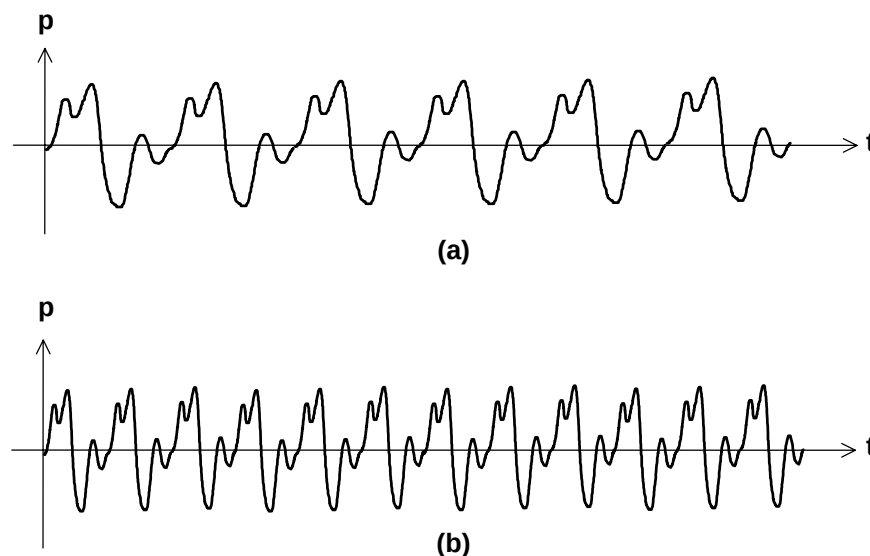


Figura A.3 - Sons periódicos. **(a)** Baixa frequência (som grave). **(b)** Alta frequência (som agudo).

A.1.4 Sons Não Periódicos

Existem dois tipos de sons não periódicos: a) os que estão formados por uma série não harmônica de tons puros denominados sons parciais de frequências identificáveis, auditivamente ou por meio de instrumentos de medição e, b) os que contêm vários tons com

freqüências próximas entre si e que não é possível individualizar (identificar). Um exemplo do primeiro tipo de som não periódico é o som da vibração de uma placa metálica e do segundo tipo, o som do ruído do vento e/ou ruído da chuva.

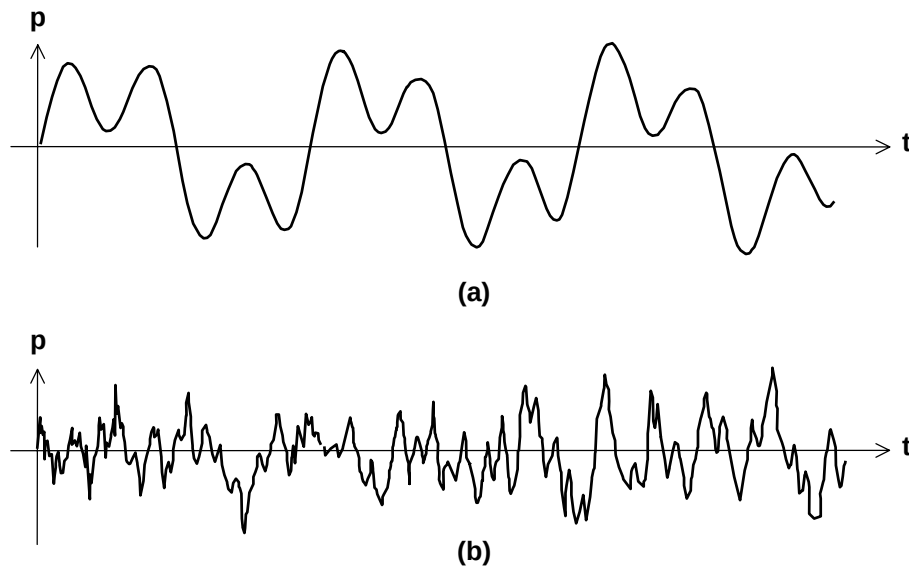


Figura A.4 - Sons não periódicos.

A.1.5 Energia de uma Onda Sonora

Os sistemas acústicos são casos particulares dos sistemas mecânicos, onde a energia acústica pode ser decomposta em energia potencial e energia cinética. Uma vez que o campo acústico varia com sua posição, sua energia se descreve melhor a partir do conceito de densidade de energia D , ou da energia por unidade de volume em cada ponto (Beranek, 1992).

$$D = \frac{1}{2} \rho_0 v^2 + \frac{1}{2} \frac{p^2}{\rho_0 c^2} \quad (\text{A.6})$$

Onde, o primeiro termo corresponde à energia cinética e o segundo a energia potencial. Esta densidade de energia é função da posição e do tempo. No caso de uma onda plana (na qual a pressão é constante sobre os planos perpendiculares à direção de propagação), ambos termos tornam-se iguais, assim:

$$D_{\text{onda plana}} = \frac{p^2}{\rho_0 c^2} \quad (\text{A.7})$$

Como se pode observar nesta equação a energia de uma onda plana é proporcional ao quadrado da pressão.

A.1.6 Intensidade Sonora

Define-se a intensidade I [Watts/m²] de um som como a potência que atravessa uma unidade de área de espaço na sua direção normal (veja Figura A.5) é expresso como:

$$I = \frac{W_a}{S} \quad (\text{A.8})$$

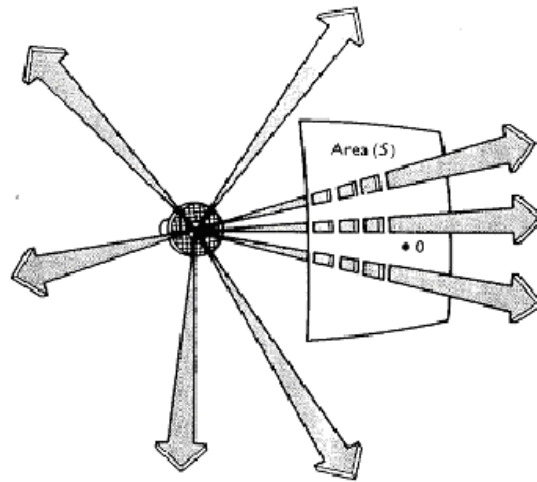


Figura A.5 - Definição de Intensidade Sonora.

Onde W_a é a potência acústica total que atravessa a área S . A intensidade sonora num ponto é um vetor, sendo por tanto dependente da direção, quando estão presentes mais do que uma fonte sonora, a intensidade num ponto em qualquer direção relaciona-se com P naquela direção pela equação:

$$I = \frac{P}{\rho c} \quad (\text{A.9})$$

Onde ρ é a densidade da massa do meio em Kg/m³ e c a velocidade de propagação do som no meio em m/seg.

A.1.7 Níveis Sonoros: Pressão, Potência e Intensidade

Numa onda sonora há variações periódicas extremamente pequenas da pressão atmosférica para as quais nossos ouvidos respondem de maneira bastante complexa. A

flutuação da pressão mínima que o ouvido pode responder é menos do que um bilionésimo (10^{-9}) da pressão atmosférica.

Devido ao grande espectro de variação da pressão ($20 \mu Pa$ a $100000 Pa$), é conveniente medir a pressão sonora com uma escala logarítmica. Define-se deste modo, uma escala em decibel (1/10 Bell) comparando a um determinado valor de referência. A referência escolhida equivale a mínima variação que o ser humano consegue ouvir, sendo de $P_o = 2 \times 10^{-5} N/m^2$ o que corresponde a um nível de pressão sonora de $0 dB$. Assim define-se nível de pressão sonora (NPS ou L_p) como sendo:

$$NPS = L_p = 10 \log_{10} \frac{P^2}{P_o^2} = 20 \log_{10} \frac{P}{P_o} \text{ dB} \quad (A.10)$$

onde a pressão de referência $P_o = 20 \mu Pa$.

Outra qualidade descrita por um nível em decibel é a intensidade sonora. Esta é a taxa de fluxo de energia, ou seja, energia por segundo por metro quadrado (ou potência por unidade de área). A referência para a medição do nível de intensidade sonora é $I_o = 10^{-12} \text{ Watt/m}^2$, e o nível de intensidade sonora (NI ou L_i) é definido como:

$$NI = L_i = 10 \log_{10} \frac{I}{I_o} \text{ dB} \quad (A.11)$$

Finalmente, um outro nível que aparece bastante em artigos técnicos sobre sons ou regulamentos em ruído ambiental é o nível de potência sonora (NWS ou L_w) que identifica a potência sonora emitida por uma fonte em todas as direções. No caso do som, a quantidade de potência sonora é muito pequena, assim a referência selecionada para comparação é o picowatt (10^{-12} Watt). Assim o nível de potência sonora (em decibel) é definido como:

$$NWS = L_w = 10 \log_{10} \frac{W}{W_o} \text{ dB} \quad (A.12)$$

APÊNDICE B

Método do Gradiente Descendente (LMS)

B.1 Regra Delta de Widrow-Hoff

A regra de aprendizagem de Widrow-Hoff pode ser obtida considerando o nó da Figura B.1.

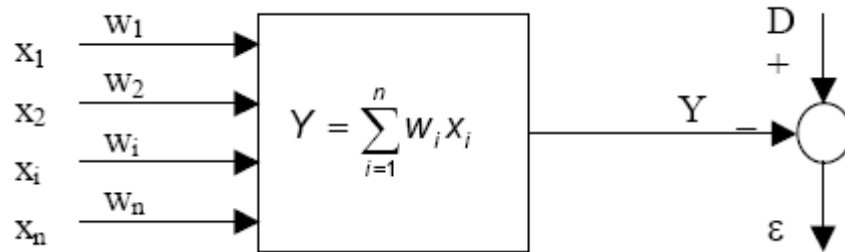


Figura B.1 - Rede com valor desejado D e erro ϵ .

onde, D é um vetor de valores desejados e Y é definido pela equação (B.1) como o produto escalar dos pesos e o vetor das entradas.

$$Y = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (\text{B.1})$$

Da Figura B.1, pode-se ver o erro ϵ como função de todos os pesos w_i , conforme na equação (B.2).

$$\epsilon = (D - Y) = (D - \sum_{i=1}^n w_i x_i) \quad (\text{B.2})$$

O erro quadrático ϵ^2 pode ser visto como:

$$\epsilon^2 = (D - Y)^2 = (D - \sum_{i=1}^n w_i x_i)^2 \quad (\text{B.3})$$

O gradiente do erro quadrático pode ser calculado pelas derivadas parciais com respeito a cada um dos pesos i .

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial w_i} = -2(D - Y) \frac{\partial Y}{\partial w_i} = -2(D - Y)x_i \quad (\text{B.4})$$

Desde que o gradiente envolve somente o i -ésimo peso, a somatória da equação (B.1) desaparece. Para proposta de demonstração, considere uma rede com somente dois pesos w_1 e w_2 . Desta forma, o erro quadrático agora é dado por:

$$\varepsilon^2 = (D - w_1 x_1 - w_2 x_2)^2 \quad (\text{B.5})$$

O mínimo do erro quadrático ocorre quando as derivadas parciais em relação aos pesos w_1 e w_2 são nulas:

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial w_1} = -2(D - w_1 x_1 - w_2 x_2)x_1 = 0 \quad (\text{B.6})$$

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial w_2} = -2(D - w_1 x_1 - w_2 x_2)x_2 = 0 \quad (\text{B.7})$$

Desde que x_1 e x_2 não podem ser nulos, as quantidades em parênteses, que são idênticas em ambas equações, devem ser nulas. Isto leva a:

$$D - w_1 x_1 - w_2 x_2 = 0 \quad (\text{B.8})$$

Desta forma, os valores de w_1 e w_2 podem ser dados por:

$$w_1 = \frac{D - w_2 x_2}{x_1} \quad (\text{B.9})$$

$$w_2 = \frac{D - w_1 x_1}{x_2} \quad (\text{B.10})$$

Substituindo cada um destes valores na equação (B.5) leva o erro quadrático para zero. Tecnicamente isto é correto, porém no mundo real o erro mínimo quadrático nunca é zero, devido às não-linearidades, ruídos indesejáveis e imperfeições dos dados. Este erro que nunca se anula é designado de erro quadrático mínimo $\varepsilon_{\min}^2$.

A equação (B.5) mostra que o gráfico de ε^2 em relação aos pesos w_1 e w_2 terá a forma parabólica. A curva parabólica do erro quadrático ε^2 em relação ao peso w_1 é mostrada na Figura B.2 para os dois casos de erro quadrático: zero e $\varepsilon_{\min}^2$.

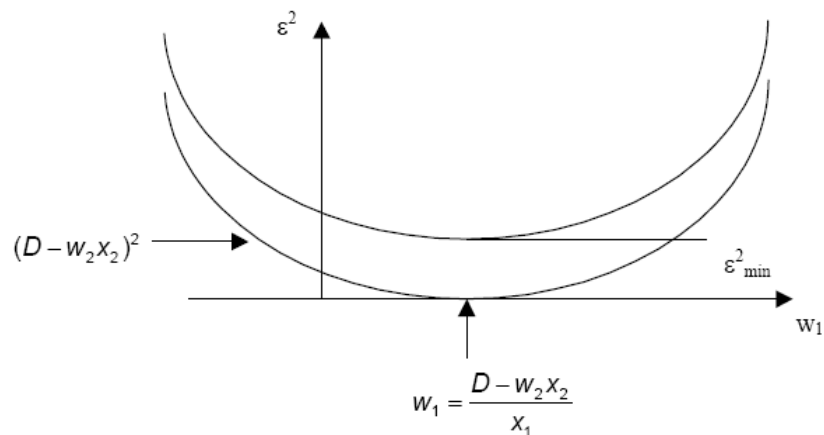


Figura A.2 – Minimização do erro quadrático.

Em ambos os casos, o mínimo ocorre no valor de w_1 dado pela equação (B.9). Um resultado idêntico pode ser obtido para o gráfico do erro quadrático em relação ao peso w_2 , onde o mínimo ocorre no valor dado pela equação (B.10). Quando o erro quadrático é visto em três dimensões (w_1, w_2, ε^2), a superfície do erro é um parabolóide de revolução com o vetor de pesos descendo em direção ao valor mínimo através de um vetor gradiente. A projeção deste vetor gradiente no plano $w_1 w_2$ é um vetor delta como mostra a Figura B.3. O vetor delta move o vetor de pesos na direção do gradiente negativo da superfície para a posição do vetor ideal de pesos. Por causa do método seguir o gradiente, é chamado de algoritmo do gradiente descendente ou algoritmo da máxima descida.

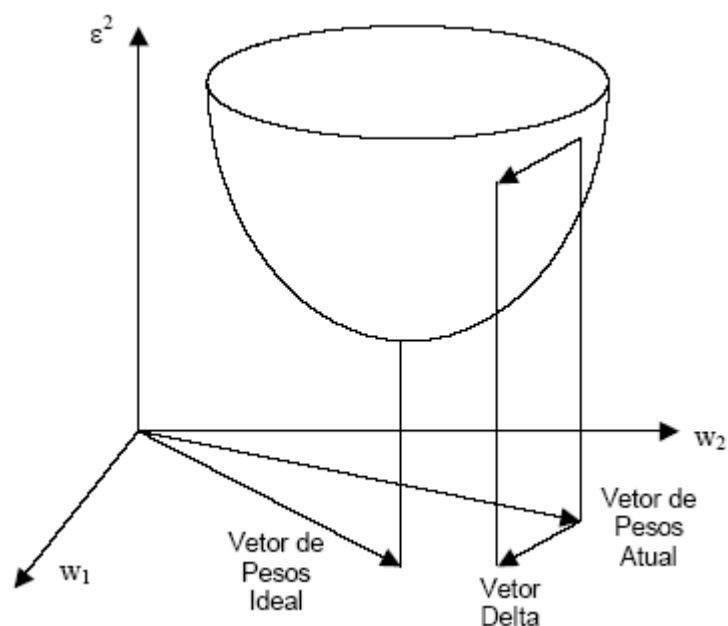


Figura B.3 – Interpretação geométrica do método do gradiente.

Desde que o gradiente é o caminho mais eficiente para a região inferior da superfície, o passo delta é o modo mais eficiente para minimizar o erro quadrático. Isto é verdadeiro se o vetor de pesos é descendente em direção ao mínimo global. Se há mínimos locais, que são comuns em problemas multidimensionais, outras técnicas devem ser utilizadas para garantir que a solução não estacione em um destes mínimos locais.

O método modifica cada componente do vetor de pesos proporcionalmente ao negativo de seu gradiente:

$$\Delta w_i = -\mu \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial w_i} = 2\mu \varepsilon x_i \quad (\text{B.11})$$

Onde μ é uma constante de proporcionalidade. O sinal negativo é introduzido por causa do processo de minimização. Supondo um procedimento recursivo, onde as informações anteriores são utilizadas na próxima iteração, pode-se dizer que:

$$w_i(n) = w_i(n-1) + \Delta w_i(n) = w_i(n-1) + 2\mu \varepsilon(n) x_i(n) \quad (\text{B.12})$$

B.2 Passo Adaptativo μ

O parâmetro μ é passo da minimização que governa a velocidade de convergência do algoritmo, da forma que quando se escolhe um fator μ grande se chega rapidamente ao erro quadrático mínimo, oscilando ao redor com uma determinada magnitude. No entanto se um fator pequeno for escolhido, a velocidade de convergência será lenta e as oscilações sobre o mínimo também serão pequenas.

Supondo que cada entrada da Figura B.1 seja em diferentes tempos amostrais e que o vetor de pesos seja um filtro linear do tipo FIR, de forma que a equação (B.1) agora seja dada por:

$$y(n) = \sum_{i=1}^M w(i) x(n-i) \quad (\text{B.13})$$

Neste caso a equação de adaptação (B.12) pode ser escrita como:

$$w_i(n) = w_i(n-1) + 2\mu \varepsilon(n) x_i(n-i) \quad (\text{B.14})$$

Na equação (B.13) $M+1$ é número de coeficientes do filtro. Os limites do passo de minimização são dados por (Widrow *et al.*, 1985):

$$0 < \mu < \frac{1}{(M+1)\sigma^2} \quad (\text{B.15})$$

Onde σ^2 é a potência do sinal de entrada $x(k)$ do filtro. Se μ estiver fora dos limites dados pela equação (B.15), o algoritmo diverge e não é capaz de encontrar os valores dos coeficientes que minimizam o erro quadrático. O valor habitual escolhido é 10% do valor máximo, ou seja:

$$0 < \mu < \frac{0.1}{(M+1)\sigma^2} \quad (\text{B.16})$$

Para se determinar o passo de minimização é necessário conhecer a potência do sinal de entrada σ^2 (vide anexo C). Esta pode ser estimada por (Minguez, 1998):

$$\sigma^2(n) = \alpha x_n^2 + (1 - \alpha)\sigma^2(n-1) \quad (\text{B.17})$$

Desta forma, a potência é estimada com base na potência instantânea e no histórico das potências. O parâmetro α depende do número de amostras de $x(n)$ que se utilizam para a estimação, então:

$$\alpha = \frac{1}{N}, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (\text{B.18})$$

Onde N é o número de amostras. Porém, em estimações em tempo real, não é possível se determinar quantas amostras serão utilizadas. Neste caso, valores para α abaixo de 0,1 (10%) são bem aceitos para se ter uma boa estimação.

O erro só se minimiza quando existe alguma correlação entre o sinal desejado D e o sinal de entrada X . Quando o sistema convergir, o erro tenderá para as componentes não correlacionadas com X . Neste caso, se existir algum ruído aditivo não correlacionado, ele será retirado da saída Y . Se não existir correlação alguma entre o sinal desejado D e o sinal da entrada X , os coeficientes do filtro FIR serão praticamente nulos e a saída Y será desprezível. O sinal de entrada X também é conhecido como sinal de referência.

B.3 Algoritmo do Gradiente Descendente (LMS)

1. Inicialização:

Coeficientes: $w(k)_0 = 0$, $M+1$ coeficientes

Potência: $\sigma^2(0) = 1$

Parâmetro α

2. Cálculo da saída do filtro FIR:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w(k)_n x(n-k)$$

3. Cálculo do erro:

$$\varepsilon(n) = d(n) - y(n)$$

5. Estimação da potência:

$$\sigma^2(n) = \alpha x^2(n) + (1 - \alpha) \sigma^2(n-1)$$

6. Cálculo do passo de adaptação:

$$\mu(n) = \frac{0.1}{(M+1)\sigma^2(n)}$$

7. Atualização dos coeficientes:

$$w(k)_{n+1} = w(k)_n + 2\mu \varepsilon(n) x(n-k)$$

8. Faça $n = n + 1$ e volte ao ponto 2.

APÊNDICE C

A potência $\sigma^2(n)$ para o algoritmo adaptativo FXLMS pode ser estimada através do seguinte algoritmo recursivo:

$$\sigma^2(n) = \frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2}{N} \quad (C.1)$$

$$\sigma^2(n-1) = \frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_{n-1}^2}{N-1} \quad (C.2)$$

Subtraindo a equação C1 de C2, tem-se:

$$\sigma^2(n) - \sigma^2(n-1) = \frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2}{N} - \frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_{n-1}^2}{N-1} \quad (C.3)$$

$$\sigma^2(n) - \sigma^2(n-1) = \frac{(N-1) \cdot (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2) - N \cdot (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_{n-1}^2)}{N \cdot (N-1)} \quad (C.4)$$

$$\begin{aligned} \sigma^2(n) - \sigma^2(n-1) &= \frac{N \cdot (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2) - (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2) - N \cdot (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_{n-1}^2)}{N \cdot (N-1)} \\ &= \frac{N \cdot x_n^2 - (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2)}{N \cdot (N-1)} \end{aligned} \quad (C.5)$$

Simplificando:

$$\sigma^2(n) - \sigma^2(n-1) = \frac{x_n^2}{N-1} - \frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2}{N \cdot (N-1)} = \frac{x_n^2}{N-1} - \frac{\sigma^2(n)}{N-1} \quad (C.6)$$

$$(N-1) \cdot [\sigma^2(n) - \sigma^2(n-1)] = x_n^2 - \sigma^2(n) \quad (C.7)$$

$$(N-1) \cdot \sigma^2(n) + \sigma^2(n) = x_n^2 + (N-1) \cdot \sigma^2(n-1) \quad (C.8)$$

$$N \cdot \sigma^2(n) = x_n^2 + (N-1) \cdot \sigma^2(n-1) \quad (C.9)$$

$$\sigma^2(n) = \frac{1}{N} \cdot x_n^2 + \left(\frac{N-1}{N} \right) \cdot \sigma^2(n-1) \quad (C.10)$$

Fazendo $\alpha = \frac{1}{N}$ obtém-se a expressão final da potência de forma recursiva:

$$\sigma^2(n) = \alpha \cdot x_n^2 + (1-\alpha) \cdot \sigma^2(n-1) \quad (C.11)$$

APÊNDICE D

Diagrama de blocos do algoritmo mono canal FXLMS

Na figura D.1 é apresentado o bloco de controle FXLMS projetado no simulink®. Este bloco tem duas entradas, sinal de referência (x) e sinal do erro (Erro) e uma saída, sinal de controle (Yc).



Figura D.1 – Bloco do sistema de controle FXLMS.

No interior deste bloco tem-se:

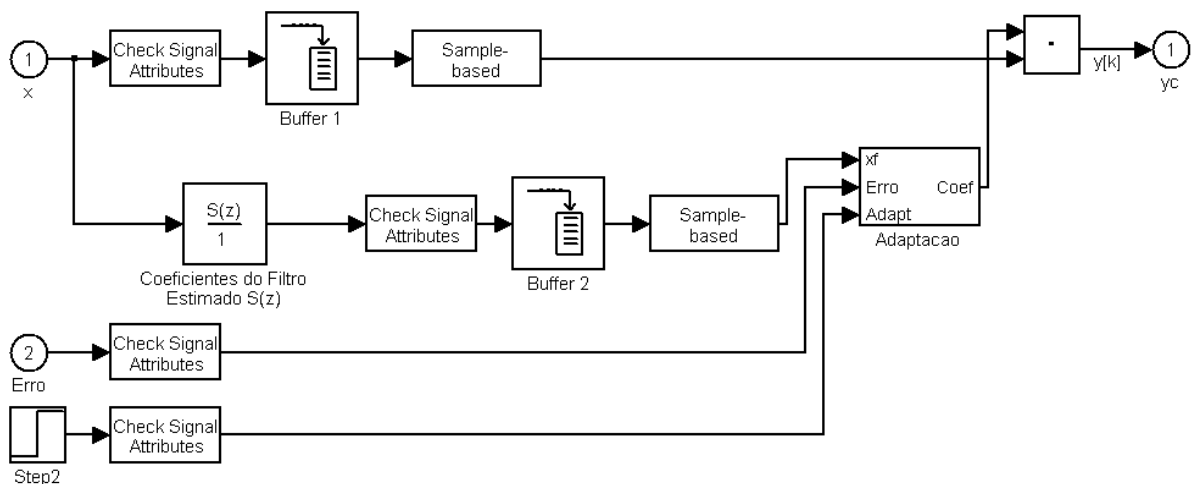


Figura D.2 – Esquema do bloco de controle FXLMS.

Os parâmetros do buffer 1 são iguais aos parâmetros do buffer2 e são mostrados a seguir:

- Output buffer size (per channel): M, onde M é o número de coeficientes do filtro FIR M=60.
- Buffer overlap: M-1.
- Initial condition:0.

Da figura D.2 o bloco step2 é utilizado para sincronizar o momento em que o algoritmo começa a realizar a adaptação dos coeficientes do filtro.

O cálculo dos coeficientes do filtro FIR é feito no bloco “adaptação”. Detalhes deste bloco são mostrados a seguir:

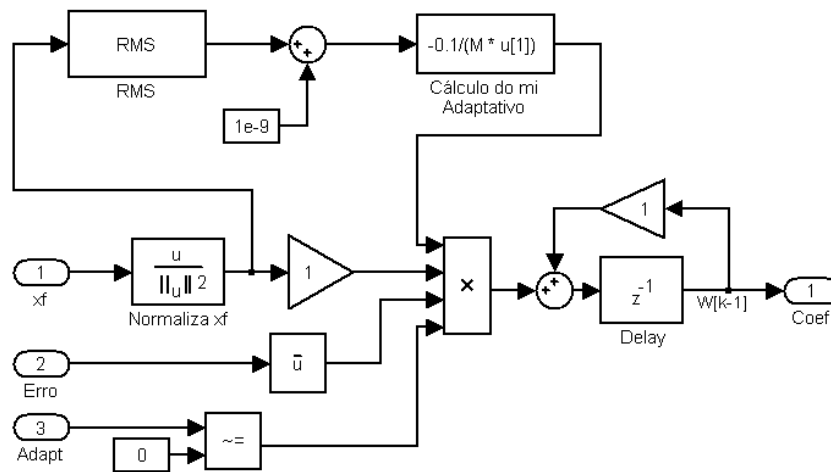


Figura D.3 – Algoritmo FXLMS com mecanismo adaptativo do passo de adaptação μ .

APÊNDICE E

Diagrama de blocos do algoritmo multicanal MFXLMS

Na figura E.1, E2 e E3 são apresentados o diagrama de blocos, feito no simulink®, para um sistema de controle *feedforward* multicanal. Este diagrama foi projetado segundo o diagrama de blocos apresentado no capítulo IV, Figura 4.7.

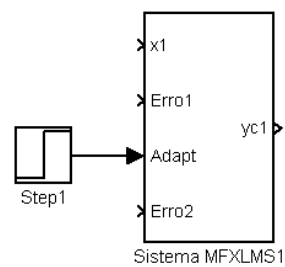


Figura E.1 – Bloco do sistema de controle MFXLMS.

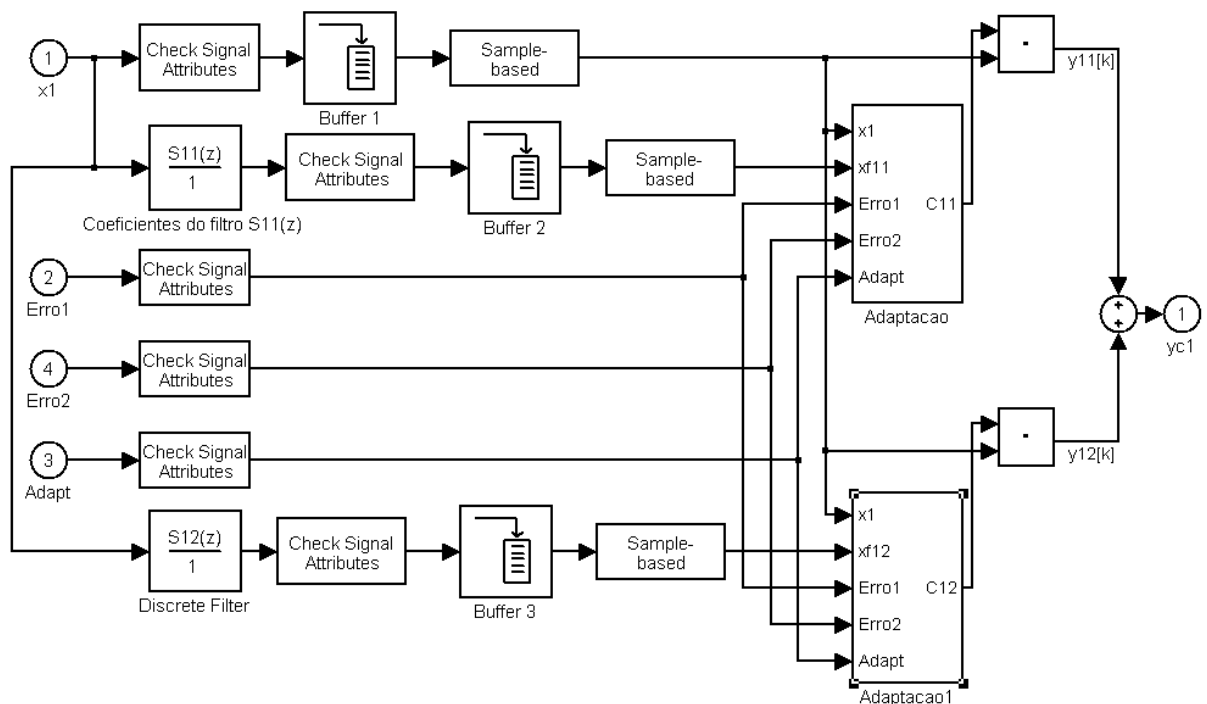


Figura E.2 – Esquema do bloco de controle MFXLMS.

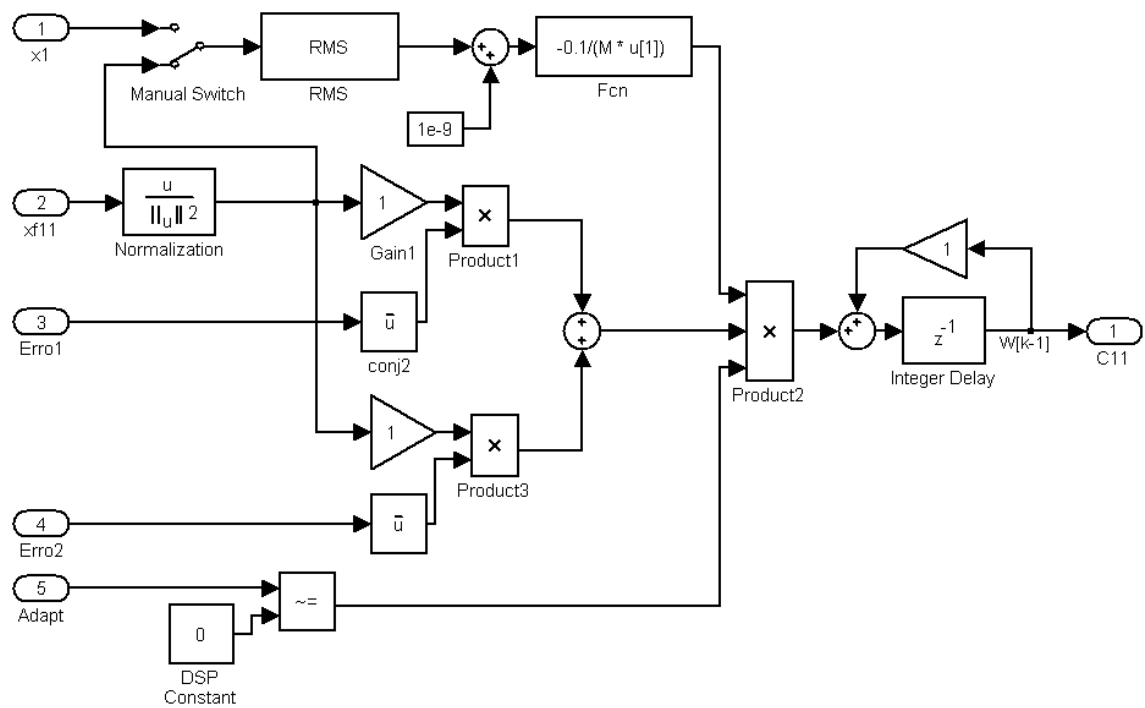


Figura E.3 – Algoritmo MFXLMS com mecanismo adaptativo do passo de adaptação μ .