

MODELO DE DUTOS ACÚSTICOS TENDO EM VISTA O PROJETO DE CONTROLADORES ATIVOS DE RUÍDO

Israel Jorge Cárdenas Nuñez

Universidade Federal de Uberlândia - FEMEC - Faculdade de Engenharia Mecânica.
Av. João Naves de Ávila, 2160 - Bloco M - Sala 212, CEP 38400-9002 - Uberlândia – MG.
icardenas@mecanica.ufu.br

José Francisco Ribeiro

jribeiro@mecanica.ufu.br

Resumo: *Este trabalho apresenta algumas abordagens para o modelamento analítico - matemático da propagação de ruídos em dutos. Esta modelagem se torna importante quando do desenvolvimento dos controladores ativos de ruído (CAR). Apresenta-se neste artigo quatro abordagens para tal modelamento analítico: A partir do modelo infinito dimensional, obtido das equações fundamentais da acústica, são derivados três modelos de dimensão finita. A Segunda formulação é obtida através da expansão numa série truncada de Taylor do modelo infinito dimensional (série de Maclaurin), uma outra formulação é obtida utilizando uma expansão modal na qual são utilizados somente os pólos do sistema original e finalmente uma quarta formulação que leva em consideração tanto os pólos como os zeros do modelo infinito dimensional. O trabalho termina discutindo e comparando os respectivos modelos numéricos apresentados.*

Palavras-chave: *Modelo Duto, Controle Ativo, Ruído.*

1. INTRODUÇÃO

A busca incontinente pela melhoria da qualidade de vida do ser humano no planeta tem sido um dos objetivos fundamentais da ciência. Nesta busca as questões que afetam a saúde e o conforto do homem ocupam lugar de destaque. Na área da engenharia, o controle da poluição ambiental sonora tem mobilizado boa parte das pesquisas em ciência aplicada. Há dois grandes campos de estudos nesta área: a dos controladores passivos de ruído e a dos controladores ativos.

Os métodos tradicionais utilizados para o controle do ruído acústico utilizam técnicas passivas e serve-se de barreiras acústicas e silenciadores (Harris, 1991; Bernanek *et al.*, 1992). Nestes métodos são empregados materiais elastoméricos (borrachas, resinas, etc.) em suas diversas formas: subestruturas mistas metal-elastômero, “links” viscoelásticos, neutralizadores, isoladores, etc. (Espíndola, 1998). Estes silenciadores passivos são eficientes quando se deseja atenuar os ruídos numa banda larga de frequência. São relativamente grandes, caros e ineficazes em baixas frequências (Kuo *et al.*, 1999).

Uma alternativa ao controle passivo são os denominados controladores ativos de ruído (“Active Noise Control – ANC”). Estes controladores empregam normalmente sensores e atuadores eletroacústicos e/ou electromecânicos que, geridos por uma unidade eletrônica devidamente projetada (programada) procura cancelar o ruído não desejado baseado no princípio da superposição de ondas. A idéia básica consiste em gerar “um anti-ruído” de igual amplitude e fase oposta ao ruído não desejado, que provoque o cancelamento do sinal ruidoso num determinado ponto ou região de interesse. (Nelson *et al.*, 1992; Hansen, 1997).

A primeira proposta deste tipo de controlador foi feita em 1936 e patenteada por Lueg (1936). Em 1956 Olson & May fizeram uma demonstração experimental para redução de ruído acústico a partir de um sistema de controle retro-alimentado (“*feedback*”), esta idéia é utilizada hoje em protetores industriais de audição. Jesel & Mangiante (1972) e Swinbanks (1973) apresentam um sistema de controle “*feedforward*” e o utilizam para controle de ruído em dutos acústicos, que posteriormente foram aplicados a sistemas de ar condicionado.

Embora simples, há inúmeras dificuldades a serem vencidas quando se pretende implementar um controlador ativo de ruído. As características não lineares dos sensores e atuadores introduzem perturbações indesejadas que dificultam a ação eficiente do controlador, (Kou *et al.*, 1999). Para compensar as variações ocasionadas pelas não linearidades dos transdutores foram propostos os controladores automaticamente adaptáveis. Tais controladores nada mais são que filtros adaptativos, implementados em processadores digitais de sinal (DSP) que buscam, por meio de ajustes “*on line*” dos seus coeficientes, minimizar o ruído do sistema, (Goodwin *et al.*, 1984; Clarkson, 1993). Nestes procedimentos os filtros mais comumente usados são os do tipo resposta ao impulso finito (“*finite impulse response - FIR*”) e resposta infinita ao impulso (“*infinite impulse response - IIR*”) e os mecanismos mais comumente usados no ajuste dos coeficientes dos filtros são os algoritmo LMS - *least-mean-square* (Widrow, 1985).

Neste artigo é desenvolvido o modelo analítico de um duto acústico a partir das respectivas condições de contorno do sistema. Estes modelos analíticos são utilizados para o projeto de controladores ativos de ruído (CAR) e permitem projetar e avaliar os controladores facilitando os ensaios experimentais. Existem vários autores que apresentam diferentes modelos de dutos acústicos entre os quais podemos citar a Doak (1973a, 1973b), Kinsler (1982), Hull *et al.*, (1990), Hu (1995) entre outros. Neste artigo é apresentado um modelo analítico com características lineares, invariante no tempo e de dimensão infinita para um duto acústico. São mostrados quatro abordagens para tal modelamento analítico. Há um modelo infinito dimensional, obtido a partir equações fundamentais da acústica, com base a este modelo analítico são derivados três outros modelos de dimensão finita (Pota *et al.*, 2000). A primeira formulação é obtida através da expansão numa série truncada de Taylor ao modelo infinito dimensional (série de *Maclaurin*), uma outra formulação é obtida utilizando uma expansão modal na qual são utilizados somente os pólos do sistema original e finalmente uma formulação que leva em consideração tanto os pólos como os zeros do modelo infinito dimensional. O trabalho termina discutindo e comparando os respectivos modelos numéricos apresentados.

2. MODELO DO DUTO ACÚSTICO

Nesta seção são desenvolvidas as equações matemáticas para o modelo do duto acústico apresentado na figura 1:

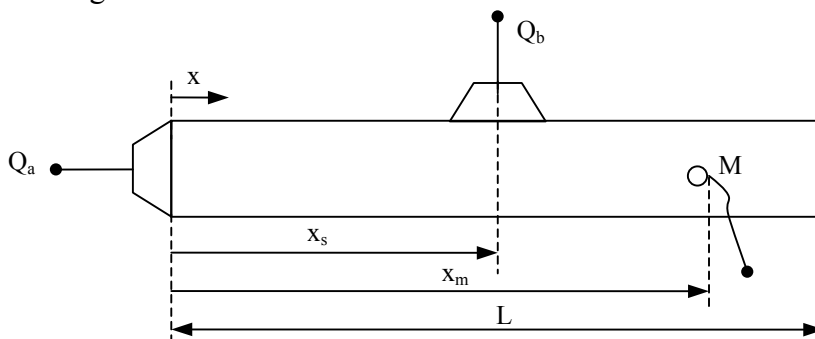


Figura 1: Representação do Modelo de Dimensão Infinita.

São utilizados alto falantes, Q_a e Q_b , como fontes de ruído. Estes atuadores (alto falantes) consistem em uma bobina conectada a um diafragma de formato cônico imersa em um campo magnético. A alimentação da bobina com a corrente elétrica provoca o deslocamento do diafragma, causando pressão ou sucção na área do cone.

Como sensor de medida do campo acústico é utilizado um microfone (M).

A partir da equação do momento linear Eq. (1) e a equação da conservação da energia Eq. (2) obtém-se a equação linearizada da onda em função da pressão acústica Eq. (3) (Nelson *et. al.*, 1992):

$$\rho_o \frac{\partial u(x, t)}{\partial t} + \frac{\partial p(x, t)}{\partial x} = 0 \quad (1)$$

$$\rho_o \frac{\partial u(x, t)}{\partial x} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial p(x, t)}{\partial t} = \rho_o \dot{u}_{x_s}(t) \delta(x - x_s) \quad (2)$$

$$\frac{\partial^2 p(x, t)}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(x, t)}{\partial t^2} = \rho_o \ddot{u}_{x_s}(t) \delta(x - x_s) \quad (3)$$

Onde, x é o deslocamento (m), t variável no tempo (s), $p(x, t)$ é a pressão acústica (N/m²), $u(x, t)$ é a velocidade da partícula no ponto x e no instante t (m/s), $\dot{u}_{x_s}(t)$ é a aceleração da partícula (m/s²) provocada por uma fonte externa (Alto Falante) colocada em $x = x_s$, c é a velocidade do som (m/s), ρ_o densidade específica do meio (kg/m³) e $\delta(x)$ a função delta de Dirac.

Aplicando a transformada de *Laplace* na Eq. (3) e definindo $\beta \cong \frac{s}{c}$, onde s é o operador de *Laplace* obtém-se:

$$P''(x, s) - \beta^2 P(x, s) = \rho_o s U_{x_s}(s) \delta(x - x_s), \quad \text{onde } s U_{x_s}(s) = L\{\dot{u}_{x_s}(t)\} \quad (4)$$

A equação (4) pode ser escrita em variáveis de estado na forma:

$$\begin{bmatrix} P'(x, s) \\ P''(x, s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \beta^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(x, s) \\ P'(x, s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \rho_o s U_{x_s}(s) \delta(x - x_s) \quad (5)$$

definindo $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \beta^2 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ tem-se que $e^{Ax} = L^{-1}\{[\alpha I - A]^{-1}\}$ (Ogata, 1989), onde α é a variável de *Laplace*, x representa a “variável no tempo” e L é o operador Laplaciano. Assim:

$$e^{Ax} = L^{-1}\{[\alpha I - A]^{-1}\} = L^{-1}\left\{\alpha \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \beta^2 & 0 \end{bmatrix}\right\}^{-1} = L^{-1}\left\{\begin{bmatrix} \alpha & -1 \\ -\beta^2 & \alpha \end{bmatrix}\right\}^{-1} = L^{-1}\left\{\frac{1}{\alpha^2 - \beta^2} \begin{bmatrix} \alpha & 1 \\ \beta^2 & \alpha \end{bmatrix}\right\}$$

Note que $L^{-1}\left\{\frac{\beta}{\alpha^2 - \beta^2}\right\} = \sinh \beta x$ e $L^{-1}\left\{\frac{\alpha}{\alpha^2 - \beta^2}\right\} = \cosh \beta x$, substituindo na expressão acima tem-se:

$$e^{Ax} = \begin{bmatrix} \cosh \beta x & \frac{\sinh \beta x}{\beta} \\ \beta \sinh \beta x & \cosh \beta x \end{bmatrix}$$

Uma solução para a equação diferencial (5) pode ser escrita da seguinte forma (Furuta, 1984):

$$\begin{bmatrix} P(x,s) \\ P'(x,s) \end{bmatrix} = e^{Ax} \begin{bmatrix} P(0,s) \\ P'(0,s) \end{bmatrix} + \int_0^x e^{A(x-\lambda)} B s U_{x_s}(s) \delta(\lambda - x_s) d\lambda \quad (6)$$

Simplificando:

$$\begin{bmatrix} P(x,s) \\ P'(x,s) \end{bmatrix} = \begin{cases} e^{Ax} \begin{bmatrix} P(0,s) \\ P'(0,s) \end{bmatrix} & x \leq x_s \\ e^{Ax} \begin{bmatrix} P(0,s) \\ P'(0,s) \end{bmatrix} + e^{A(x-x_s)} B s U_{x_s}(s) & x > x_s \end{cases} \quad (7)$$

A solução da Eq. (7) para $x = L$ fica:

$$\begin{bmatrix} P(L,s) \\ P'(L,s) \end{bmatrix} = e^{AL} \begin{bmatrix} P(0,s) \\ P'(0,s) \end{bmatrix} + e^{A(L-x_s)} B s U_{x_s}(s) \quad (8)$$

A equação (7) pode ser resolvida a partir das condições de contorno do sistema que serão apresentados na seguinte seção.

Uma vez estabelecido o modelo matemático para o duto, são apresentados os modelos matemáticos para o sensor (microfone) e para os atuadores (alto falantes).

Modelo do Alto Falante: É comum na literatura modelar-se os alto falantes como sistemas de segunda ordem com ganho nulo na origem. A expressão matemática que traduz esta característica é dada por (Clark *et. al.*, 1995):

$$Ga(s) = \frac{s U(x_s, s)}{V_{x_s}(s)} = \frac{K_{x_s} \cdot s^2}{s^2 + 2\zeta_{x_s} \omega_{x_s} s + \omega_{x_s}^2} \quad (9)$$

Onde $u(x_s, t)$ é a velocidade da partícula para x_s e $v_{x_s}(t)$ é a tensão aplicada ao alto falante. Os parâmetros da função de transferência do alto falante $Ga(s)$ utilizados para simulações numéricas que serão apresentadas posteriormente foram: $K_{x_s} = 0.15$, $\omega_{x_s} = 2\pi 40$ r/s e $\zeta_{x_s} = 0.525$.

Modelo do Microfone: Os microfones são normalmente considerados como elementos lineares nas frequências de interesse. Neste trabalho adota-se para o modelo do microfone um ganho DC dado por: $G_m = 0.0056$ V/(N/m²).

3. MODELO DE DIMENSÃO INFINITA

Considerando o duto da figura (1) com uma das extremidades (em $x = 0$) totalmente fechada, onde é colocado um alto falante Q_a e na outra extremidade do duto (em $x = L$) ele esta totalmente aberto: Assim tem-se:

$$P(L,s) = 0 \quad \text{e} \quad Q_a(s) = s U(0,s) \quad (10)$$

Estas condições de contorno são substituídas na equação (8) e resolvidas para obter as variáveis desconhecidas $P(0,s)$ e $P'(L,s)$.

Estas duas soluções são substituídas na equação (7) obtendo-se desta maneira o seguinte modelo analítico:

$$P(x, s) = \begin{cases} \rho_o \frac{\sinh \beta(L - x) \cdot Q_a(s) + \sinh \beta(L - x_s) \cdot \cosh \beta x \cdot Q_b(s)}{\beta \cosh \beta L} & x \leq x_s \\ \rho_o \frac{\sinh \beta(L - x)}{\beta \cosh \beta L} [Q_a(s) + \cosh \beta x_s \cdot Q_b(s)] & x \geq x_s \end{cases} \quad (11)$$

Para realizar as simulações numéricas foi adotado um duto de comprimento $L = 3\text{m}$ com o microfone posicionado em $x = x_m = 1.5\text{m}$.

Substituindo $\beta \cong \frac{s}{c}$ na equação (11), e considerando $Q_b(s) = 0$, ou seja, não há perturbação no alto falante Q_b a equação (11) se reduz a:

$$G_d(s) = \frac{P(x_m, s)}{Q_a(s)} = \frac{\rho_o c_o \sinh[s(L - x_m)/c_o]}{s \cosh(sL/c_o)} \quad (12)$$

Este modelo é acoplado aos modelos dos atuadores e sensores obtendo o seguinte modelo matemático de dimensão infinita, que relaciona a saída do sensor (Volts) pela entrada em (Volts) do alto falante Q_a :

$$G(s) = G_a(s) \cdot G_d(s) \cdot G_m(s) \quad (13)$$

Esta Função de transferência, equação (13) é simulada numericamente para diversas frequências e o resultado da magnitude é mostrado na Figura (2).

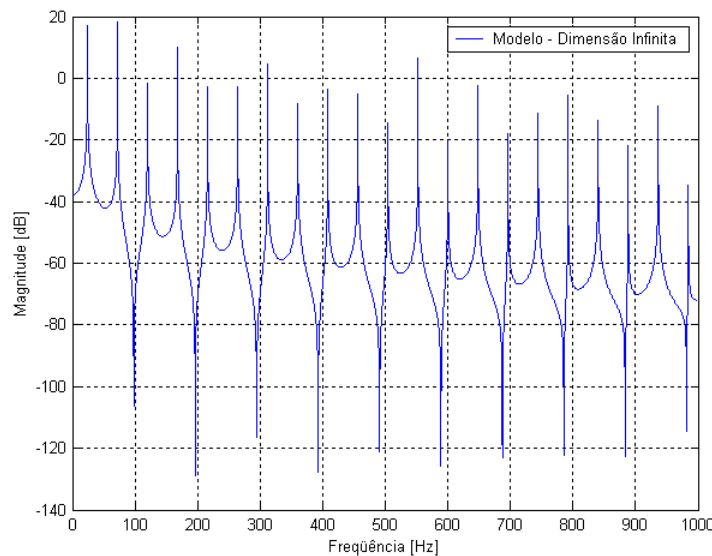


Figura 2: Representação do Modelo de Dimensão Infinita.

4. MODELO DE DIMENSÃO FINITA

O modelo tal como mostrado na equação (12) não é adequado quando se pensa no projeto de controladores, que requerem modelos de dimensão finita.

Para atender esta necessidade três técnicas de obtenção de modelos finitos são apresentados a seguir, todos baseados no modelo de dimensão infinita (equação 12):

4.1 Expansão por série de *Maclaurin*

Uma das técnicas utilizadas para obter modelos a partir de uma função $G(s)$ de dimensão infinita é o uso da série de *Maclaurin* (Pota, 2000). Segundo esta abordagem a função de transferência da equação (12) é aproximada por:

$$G_d = \frac{P(x_m, s)}{Q_a(s)} = \rho_o (L - x_m) \prod_{n=1}^N \left[\frac{1 + \frac{s^2}{\omega_n^2}}{1 + \frac{s^2}{\Omega_n^2}} \right] \quad (14)$$

onde: $\omega_n = \frac{n \pi c_o}{L - x_m}$ e $\Omega_n = \frac{(2n-1) \pi c_o}{2L}$

A figura (3) apresenta a resposta em frequência da equação (14), para $N=25$, e a resposta do modelo nominal de dimensão infinita:

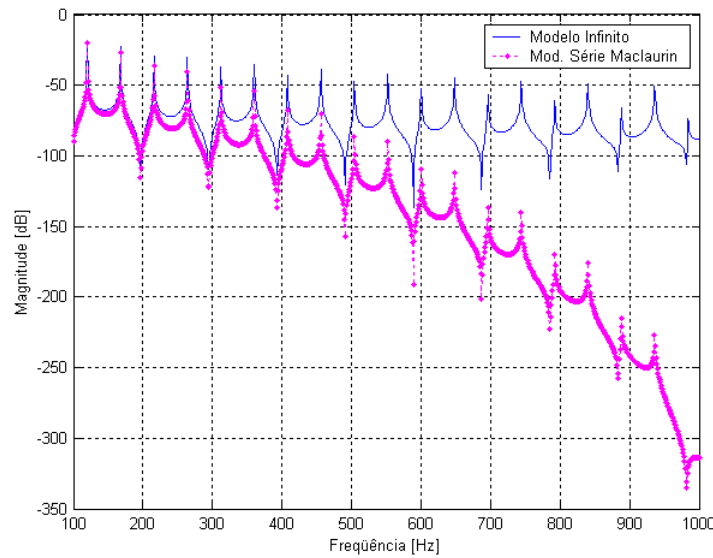


Figura 3: Representação do Modelo por Série de *Maclaurin*.

Pode-se observar nesta figura que a magnitude do modelo truncado cai com o passar da frequência, no entanto os pólos e zeros dos modelos são coerentes.

4.2 Representação Modal

Uma outra alternativa para obtenção de modelos finitos pode ser obtido a partir de uma representação modal do modelo infinito. Este tipo de representação é descrita pela seguinte expressão:

$$\frac{P(x_m, s)}{Q_a(s)} = k_o + \sum_{i=1}^N \frac{k_i}{1 + \frac{2\xi_i s}{\Omega_i} + \frac{s^2}{\Omega_i^2}} \quad (15)$$

onde os pólos Ω_i são obtidos a partir do modelo analítico de dimensão infinita e o fator de amortecimento ξ_i é escolhido empiricamente. Para a obtenção dos parâmetros k_i são utilizados métodos de otimização numérica, que minimizam a seguinte expressão:

$$\min_{k_i=0 \dots N} \sum_{\omega_n \in \omega} \left(\frac{\rho_o c_o \sinh[s(L - x_m)/c_o]}{s \cosh(sL/c_o)} - k_o - \sum_{i=1}^N \frac{k_i}{1 + \frac{2\xi_i s}{\Omega_i} + \frac{s^2}{\Omega_i^2}} \right)^2 \quad (16)$$

Foram utilizados $N=25$ termos na expressão 17 e na figura (4) se observa uma boa aproximação entre o modelo finito e o modelo infinito.

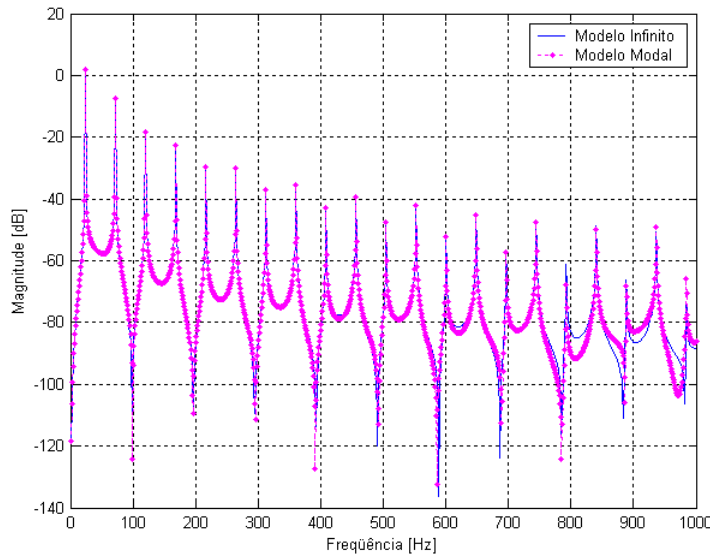


Figura 4: Representação do Modelo Modal.

4.2 Representação Através da Função Fase-Zero

No método de aproximação por *Maclaurin* é observado que a magnitude do modelo cai com o passar do tempo. No entanto o decaimento da magnitude pode ser melhorado utilizando os zeros e os pólos do modelo, melhorando desta maneira o desempenho da magnitude sem que seja afetado a fase. Para isto é utilizado uma função com fase zero, denominada função quártica, que tem como característica a simetria nos quatro quadrantes.

Assim a representação do modelo infinito, equação (12) pode ser aproximada a partir da seguinte função:

$$\frac{P(x_m, s)}{Q_a(s)} = \rho_o(L - x_m) \frac{\prod_{i=1}^{NQ} \Gamma_i(s) \prod_{n=1}^M \left[1 + \frac{s^2}{\omega_n^2} \right]}{\prod_{n=1}^N \left[1 + \frac{s^2}{\Omega_n^2} \right]} \quad (17)$$

$$\text{onde: } \omega_n = \frac{n \pi c_o}{L - x_m} \text{ e } \Omega_n = \frac{(2n - 1) \pi c_o}{2L}$$

e a função quártica é dada por:

$$\Gamma_i(s) = \left(\frac{s^2}{k_i^2 + k_{i+1}^2} + \frac{2s k_{i+1}}{k_i^2 + k_{i+1}^2} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{k_i^2 + k_{i+1}^2} - \frac{2s k_{i+1}}{k_i^2 + k_{i+1}^2} + 1 \right)$$

A característica especial desta função é que possui raízes simétricas nos quatro quadrantes. Esta função faz com que a magnitude seja modificada sem interferir na fase, figura (6). Os coeficientes k_i da função quártica $\Gamma_i(s)$ são obtidos a partir de otimizações numéricas, quando a seguinte função objetivo é utilizada:

$$\min_{\substack{k_i=1 \dots N \\ \omega_n \in \omega}} \sum_{\omega_n \in \omega} \left(\frac{\rho_o c_o \sinh\left(\frac{s(L-x_m)}{c_o}\right)}{s \cosh\left(\frac{sL}{c_o}\right)} - \rho_o(L-x_m) \frac{\prod_{i=1}^{NQ} \Gamma_i(s) \prod_{n=1}^M \left[1 + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right]}{\prod_{n=1}^N \left[1 + \frac{s^2}{\Omega_n^2}\right]} \right)^2 \quad (18)$$

A simulação numérica desta função é apresentada na figura 6, onde é observado uma boa aproximação com modelo teórico. Foram utilizados os seguintes valores para os coeficientes da série: $NQ = 2$, $M = 25$ e $N = 10$.

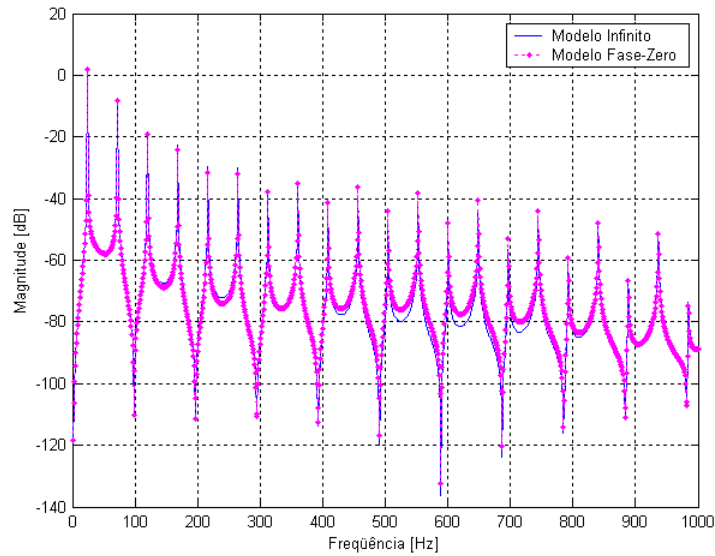


Figura 5: Representação Fase Zero.

5. CONCLUSÃO

O trabalho aponta para algumas conclusões importantes no que concerne ao emprego e obtenção de modelos de dimensão finita a partir de modelos de dimensão infinita.

Como pode-se observar o modelo obtido a partir da série de *Maclaurin* é um modelo pouco eficiente quando comparado aos outros modelos. No entanto o modelamento feito a partir da representação modal e representação Fase Zero é bem aproximado ao modelo infinito, a diferença entre estes dois modelos é o tempo computacional utilizado sendo que o modelamento Fase Zero é bem mais rápido. Destaca-se que o modelamento por Fase Zero leva a obtenção de modelos não causais, o que dificulta, na pratica e sua utilização.

Estes modelos apresentados são necessários para o projeto de sistemas de controle. Trabalhos futuros na área de controle serão projetados a partir destes modelos matemáticos de dimensão finita.

6. REFERÊNCIAS

- 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.
- Beranek L. L. and Ver I. L., Noise and Vibration Control Engineering: Principles and Applications. New York: Wiley, 1992.
- 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, Vol. 31, No 1, pp. 1-72, 1973.
- 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, Vol.31, No 2, pp. 137-174, 1973b.
- Espíndola, J.J. & 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 - 1998 - Campos do Jordão - SP.
- Furuta K., Sano A. and Atherton D., "State Variable Methods in Automatic Control", Wiley, New York, 1988.
- Goodwin G. C. e Sin K. S., Adaptive Filtering Prediction and Control. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
- Harris C. M., Handbook of Acoustical Measurements and Noise Control, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1991.
- Hansen C. H. e Snyder S. D., Active Control of Noise and Vibration. London, U.K.: E&FN Spon, 1997.
- Hull A. J., Radcliffe C. J., Miklavcic M. e MacCluer C. R., "State space representation of a nonself-adjoint acoustic duct system," ASME Journal of Vibrations and Acoustics, Vol. 112, No. 4, pp. 483 - 488, October 1990.
- Hu, J.-S., "Active sound attenuation in finite-length ducts using close-form transfer function models" Journal Dynamic Systems, Measurements and Control, Vol. 117, pp. 143-153, 1995.
- Jesel, M. e Mangiante G., "Active sound absorbers in an airduct," Journal of Sound and Vibration, Vol.23, pp. 383-390, 1972.
- Kinsler, L.; Feyl, A.; Copers, A.B.; Sanders, J.V. "Fundamentals of acoustic." New York: John Wiley, 1982.
- Kuo S. M. e Morgan D.R., "Active Noise Control: A Tutorial Review," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., pp. 943–973, 1999.
- Lueg P., "Process of silencing sound oscillations," U.S. Patent 2,043,416, June 1936.
- Nelson P. A. e Elliott S. J., Active Control of Sound. San Diego, CA: Acad. Press, London, 1992.
- Olson H. F. e May E. G., "Electronic Sound Absorbers," J. Acoust. Soc. Am., vol. 25, No 6, pp. 1130–1136, 1956.
- Ogata H. F., "Controle Automatico", 1997.
- Pota H. R. and Kelkar A. G., "Modelling and Control of Acoustic Ducts." ASME Journal of Vibrations and Acoustics, 123(1), 2-10, 2001.
- Swinbanks, M.A. "The active control of sound propagation in long ducts" Journal of Sound and Vibration, Vol.27, pp. 411-436, 1973.
- Widrow B. e Stearns S. D., Adaptive Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.

MODELING OF ACOUSTICS DUCTS CONSIDERING ACTIVE NOISE CONTROLLERS DESIGN

Israel Jorge Cárdenas Nuñez

Universidade Federal de Uberlândia - FEMEC - Faculdade de Engenharia Mecânica.
Av. João Naves de Ávila, 2160 - Bloco M - Sala 212, CEP 38400-9002 - Uberlândia – MG.
icardenas@mecanica.ufu.br

José Francisco Ribeiro

Universidade Federal de Uberlândia - FEMEC - Faculdade de Engenharia Mecânica.
Av. João Naves de Ávila, 2160 - Bloco M - Sala 212, CEP 38400-9002 - Uberlândia – MG.
jribeiro@mecanica.ufu.br

Abstract: *This work presents many treatments for analytical and mathematical noise propagation modeling in ducts. For active noise controller purpose, are used analytical models which allow an easier tuning on controllers to be implemented in the laboratory. In this paper is presented four treatments for that analytical modeling. Starting from an infinite dimensional model, based on fundamental acoustic equations, are derived three finite dimensional models. First formulation is obtained by truncated Taylor's series expansion in an infinite dimensional form (Maclaurin's series), another formulation is found using a modal expansion where are used only poles of the system and finally a conceptualization which considers both, poles and zeros from the infinite dimensional model. This paper finishes when discussing and comparing numerical models presented.*

Keywords: *Duct Modeling, Active Control, Noise.*