

Determinação dos Pólos Comuns de Funções de Transferências de Ambientes Utilizando Matriz de Singularidades Quantizadas

Cristiano O. Ferreira e Rui Seara

Resumo—Este artigo apresenta um novo procedimento para determinação de pólos acústicos comuns em uma sala qualquer. Partindo do conjunto de respostas ao impulso de um ambiente, determinam-se os pólos e os zeros de um modelo ARMA, utilizando o método de mínimos quadrados de Brandenstein e Unbehau (LSBU). Os pólos obtidos são quantizados e atualizados em uma matriz de singularidades representando as suas quantizações no plano z . As células de tal matriz que detêm a maior ocorrência indicam os pólos comuns. Comparando os resultados da nova abordagem com aqueles de um método bem conhecido da literatura (modelo CAPZ), obtém-se com o novo procedimento um menor erro quadrático médio com garantia de estabilidade para os pólos comuns encontrados, esta última característica não é assegurada com o modelo CAPZ.

Palavras-chave—Pólos acústicos comuns de uma sala, Modelagem de ambientes, Método de mínimos quadrados, Matriz de singularidades.

Abstract—This paper presents a new approach to obtain common acoustic poles of a room. From a set of room impulse responses, poles and zeros of an autoregressive moving-average (ARMA) model are determined by using the least-squares Brandenstein and Unbehau (LSBU) method. The obtained poles are quantized and updated into a singularity matrix, which represents their quantization at the z -plane. The matrix cells with a larger number of occurrences point out the common acoustic poles of the room. Comparing the results from the new approach with those of a well-known method of the literature (CAPZ model), the new procedure presents a smaller mean-square error (MSE) as well as guarantee of stability for the common acoustic poles found. The latter characteristic is not ensured for the CAPZ model.

Keywords—Common acoustic poles of a room, Room modeling, Least-squares method, Singularity matrix.

I. INTRODUÇÃO

A função de transferência de uma sala (RTF) permite estabelecer a transformação sofrida por uma fonte sonora desde sua emissão até sua recepção em um ponto qualquer do ambiente considerado [1]. O conhecimento da RTF é de fundamental importância em diversas aplicações, tais como

em áudio tridimensional [2], controle ativo de ruído e de vibrações [3], cancelamento de eco acústico [2], dentre outras. A RTF é dependente tanto da localização da fonte quanto do receptor, fornecendo diferentes RTFs para diferentes posições de ambos (fonte e receptor). No entanto, pode ser mostrado que as diferentes RTFs, para um dado ambiente, têm em comum o mesmo denominador, ou seja, os mesmos pólos [1], [4]. Tais pólos, por sua vez, definem as frequências de ressonância do ambiente bem como seus respectivos fatores de qualidade, sendo apenas dependentes das características físicas do ambiente, como geometria, volume e coeficientes de reflexão das paredes, teto e piso [1], [4]. Por outro lado, o que diferencia as RTFs, então, são os zeros das diferentes funções. Dessa forma, é possível representar as diferentes RTFs de uma sala (pólos comuns e zeros dependentes de localizações distintas entre fonte e receptor) por meio de um modelo auto-regressivo de média móvel (ARMA), denominado na literatura da área como modelo de zeros e pólos acústicos comuns (CAPZ) [1]. Os parâmetros de tal modelo são determinados a partir de um conjunto de respostas ao impulso do ambiente (RIR), obtidas para diferentes localizações da fonte e/ou receptor. Isso se faz necessário visto que não é possível estimar os pólos comuns da RTF através de uma única RIR devido à influência dos zeros sobre os pólos da função em questão [1]. A determinação dos pólos pode ser então obtida utilizando uma das estratégias mencionadas a seguir [1]:

- i) Minimização de uma função-custo associada ao erro entre as RIRs e a resposta ao impulso de seus respectivos modelos ARMA.
- ii) Média dos coeficientes dos denominadores dos modelos ARMA referente a cada RIR.

Conforme discutido em [1] e [5], a primeira técnica (i) envolve um grande esforço computacional, sendo viável apenas quando se utilizam modelos ARMA de ordem baixa. Já a segunda (ii), apesar de ser computacionalmente mais vantajosa em relação à primeira, não garante a estabilidade da RTF resultante, devido a erros na determinação do polinômio associado aos pólos comuns da função [1], [5].

Neste artigo, é proposta uma nova estratégia para a obtenção dos pólos comuns de uma sala. Tal abordagem é inspirada em [6] e [7]. A determinação dos pólos da função é obtida a partir da constelação de pólos no plano z considerando o modelo ARMA de cada RIR. O semiplano z

Cristiano O. Ferreira e Rui Seara, LINSE – Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, E-mails: {cristiano, seara}@linse.ufsc.br.

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

superior é mapeado com uma grade ou matriz de localização de singularidades quantizadas (MSQ) e as regiões ou células que possuem a maior ocorrência de pólos são assumidas como sendo os pólos comuns da sala. Aliada a essa estratégia de agrupamento para determinação dos pólos comuns, é também proposta a utilização do método de mínimos quadrados de Brandenstein e Unbehau (LSBU) para obtenção dos coeficientes dos modelos ARMA [8]. Em contraste com a abordagem sugerida em [1], a qual considera a minimização de uma estimativa do erro (equação de erro aproximada), a estratégia dada em [8], por sua vez, usa o erro quadrático médio, fornecendo uma solução mais precisa para o problema em questão.

Este trabalho está organizado como segue. Na Seção II, são apresentados o modelo CAPZ e a metodologia utilizada para determinação dos parâmetros desse modelo seguindo a abordagem discutida em [1]. A Seção III apresenta o método LSBU e o seu algoritmo para determinação dos parâmetros do modelo CAPZ, seguido da estratégia para determinação dos pólos comuns. Na Seção IV, são comparados os resultados obtidos utilizando o método CAPZ (proposto em [1]) e a metodologia proposta neste trabalho. Finalmente, a Seção V apresenta alguns comentários e as conclusões finais do trabalho em questão.

II. MODELO CAPZ

O modelo CAPZ considera a modelagem das múltiplas RTFs de um ambiente. Tal esquema é ilustrado na Fig. 1.

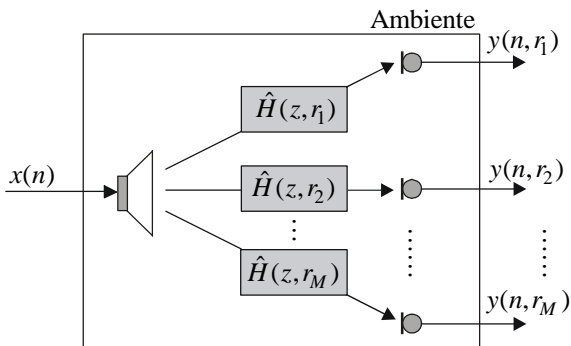


Fig. 1. Esquema mostrando as diversas RTFs para diferentes localizações do receptor.

Nesta figura, $x(n)$ representa a fonte sonora fixa e $y(n, r_j)$, para $j = 1, 2, \dots, M$, são os sinais correspondentes a cada um dos receptores posicionados nas diferentes localizações. Tais sinais podem ser obtidos através da transformada Z inversa de

$$Y(z, r_j) = \hat{H}(z, r_j)X(z) \quad (1)$$

onde $\hat{H}(z, r_j)$ representa o modelo das diferentes RTFs associadas a cada posição r_j do receptor, M é o número de

posições consideradas, e as variáveis $X(z)$ e $Y(z, r_j)$ caracterizam as transformadas Z de $x(n)$ e $y(n, r_j)$, respectivamente. Tais modelos podem ser representados por uma estrutura ARMA, contendo os pólos comuns e os zeros correspondentes da função associados às localizações r_j [1].

Assim, pode-se escrever

$$\hat{H}(z, r_j) = \frac{B(z, r_j)}{A(z)} = \frac{\sum_{i=0}^Q b_i(r_j)z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^P a_i z^{-i}}. \quad (2)$$

Então, considerando o modelo de função dado em (2), o erro entre a resposta ao impulso real $h(n, r_j)$ e a sua versão modelada $\hat{h}(n, r_j)$ é dado por

$$e(n, r_j) = h(n, r_j) - \hat{h}(n, r_j) \quad (3)$$

ou, no domínio da transformada Z, por

$$E(z, r_j) = H(z, r_j) - \hat{H}(z, r_j). \quad (4)$$

Considerando (2), (4) pode então ser reescrita como

$$E(z, r_j) = H(z, r_j) - \sum_{i=0}^Q b_i(r_j)z^{-i} + \hat{H}(z, r_j) \sum_{i=1}^P a_i z^{-i}. \quad (5)$$

A linearização de (5), em relação a $b_i(r_j)$ e a_i , pode ser obtida substituindo $\hat{H}(z, r_j)$ por $H(z, r_j)$ [1], resultando na seguinte expressão aproximada para $E(z, r_j)$:

$$\hat{E}(z, r_j) = H(z, r_j) \left[1 + \sum_{i=1}^P a_i z^{-i} \right] - \sum_{i=0}^Q b_i(r_j)z^{-i}. \quad (6)$$

A minimização de (6) pode ser obtida através do método de Prony [9]. Manipulando (6), pode-se reescrever $\hat{E}(z, r_j)$ como uma versão filtrada de $E(z, r_j)$. Portanto,

$$\hat{E}(z, r_j) = E(z, r_j)A(z). \quad (7)$$

Esse resultado é o motivo pelo qual o método descrito para estimação dos coeficientes do modelo ARMA é mais eficiente em baixas frequências, conforme discutido em [1].

Os coeficientes $b_i(r_j)$ e a_i são determinados a partir da minimização da energia do erro J_{eq} do conjunto das M RIRs [1], dada por

$$J_{\text{eq}} = \sum_{j=1}^M \sum_{n=0}^{Q+P} \hat{e}^2(n, r_j) \quad (8)$$

onde $\hat{e}(n, r_j)$ é a transformada Z inversa de $\hat{E}(z, r_j)$. Dependendo do comprimento da RIR, é necessário utilizar um modelo ARMA de ordem elevada, tornando proibitiva a minimização da energia do erro do conjunto de RIRs. Nesse

caso, é proposto em [1] a minimização da energia do erro de cada posição $J_{\text{eq}}(r_j)$, definida por

$$J_{\text{eq}}(r_j) = \sum_{n=0}^{L+P-1} \hat{e}^2(n, r_j) \quad (9)$$

onde L denota o comprimento de $h(n, r_j)$. Os pólos comuns são então obtidos pela média dos coeficientes a_i do modelo ARMA de cada posição, ou seja

$$a_i = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M a_i(r_j), \quad i = 1, 2, \dots, P. \quad (10)$$

Essa estratégia de estimação envolve um menor esforço computacional, porém não garante que os pólos da RTF resultante estejam restritos ao interior da circunferência de raio unitário. Na próxima seção, será considerado um método alternativo para determinação dos pólos comuns que supera esse problema.

III. MÉTODO LSBU E DETERMINAÇÃO DOS PÓLOS COMUNS

Brandenstein e Unbehauen reformularam em [8] a solução do problema de mínimos quadrados, introduzindo uma nova equação de erro. O método minimiza a energia da diferença entre $h(n, r_j)$ e a resposta ao impulso obtida do modelo ARMA, definido por

$$\hat{H}(z, r_j) = \frac{\sum_{i=0}^N b_i(r_j) z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^N a_i z^{-i}}. \quad (11)$$

Diferentemente de (2), este modelo agora considera um mesmo número de pólos e zeros. Tal restrição permite utilizar o teorema de Walsh [10], o qual é adaptado para o caso em que a analiticidade em $|z| \geq 1$ é requerida.

O referido teorema enuncia que dentre o conjunto de funções racionais $\hat{H}(z, r_j)$, com pólos $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$, situados em $|z| < 1$, a melhor aproximação de $H(z, r_j)$, sob o ponto de vista de mínimos quadrados, analítica em $|z| > 1$ e contínua em $|z| \geq 1$, é aquela que interpola $H(z, r_j)$ nos pontos singulares $z \rightarrow \infty, 1/\alpha_1^*, 1/\alpha_2^*, \dots, 1/\alpha_N^*$.

Então, fazendo uso deste teorema, a determinação dos coeficientes do numerador $b_i(r_j)$ fica desacoplada dos coeficientes a_i do denominador e vice-versa, visto que os primeiros são obtidos a partir da solução de um problema de interpolação. A condição de interpolação diz que

$$\hat{H}(z_k, r_j) = H(z_k, r_j) \quad (12)$$

para $z_0 \rightarrow \infty$ e $z_k = 1/\alpha_k^*$, para $k = 1, 2, \dots, N$. Isso impõe que a equação de erro no domínio da transformada Z possuirá $N+1$ zeros em z_k , uma vez que

$$\hat{H}(z_k, r_j) - H(z_k, r_j) = 0. \quad (13)$$

Além disso, seus pólos são os zeros de $A(z)$, visto que substituindo (2) em (4) resulta em

$$E(z, r_j) = \frac{H(z, r_j)A(z) - B(z, r_j)}{A(z)}. \quad (14)$$

Logo, a equação de erro pode ser reescrita como

$$E(z, r_j) = \frac{z^{-(N+1)}A(z^{-1})}{A(z)}G(z, r_j) \quad (15)$$

onde

$$G(z, r_j) = \sum_{\lambda=0}^{L-1} g_\lambda(r_j) z^{-\lambda} \quad (16)$$

é um polinômio de ajuste requerido para que a ordem de (14) e (15) seja a mesma. Manipulando (15), (11) e (4), é possível relacionar $B(z, r_j)$ com $H(z, r_j)$ e $A(z)$. Assim,

$$B(z, r_j) = H(z, r_j)A(z) - z^{-(N+1)}A(z^{-1})G(z, r_j). \quad (17)$$

Para determinar $B(z, r_j)$ é ainda necessário obter $G(z, r_j)$.

Então define-se

$$H_1(z, r_j) = z^{-L}H(z^{-1}, r_j) \quad (18)$$

que é a reversão no domínio da seqüência de $h(n, r_j)$ e também

$$U(z, r_j) = \frac{z^{-N}A(z^{-1})}{A(z)}H_1(z, r_j). \quad (19)$$

As amostras que definem os coeficientes do polinômio $g(n, r_j)$ são obtidas por

$$g(n, r_j) = u(L-1-n, r_j), \quad n = 0, 1, \dots, L-1. \quad (20)$$

A determinação de $A(z)$ é feita através da minimização de (15). Essa equação indica que a energia do erro estará concentrada em $G(z, r_j)$, uma vez que o restante caracteriza um filtro passa-tudo e um atraso unitário. Dessa forma, a energia do erro é

$$J(r_j) = \sum_{\lambda=0}^{L-1} g_\lambda^2(r_j) = \sum_{n=0}^{L-1} u^2(n, r_j). \quad (21)$$

O objetivo então é minimizar $u(n, r_j)$ para $0 \leq n \leq L-1$. Desse ponto em diante, $A(z)$ passará a ser função também de r_j , visto que para se obter os pólos comuns, através do método descrito a seguir, é necessário primeiramente determinar os coeficientes do denominador do modelo ARMA para cada localização fonte/receptor. A minimização é realizada de forma iterativa, utilizando uma modificação de (19). Assim, tem-se

$$U_v(z, r_j) = z^{-N} \frac{A_v(z^{-1}, r_j)}{A_{v-1}(z, r_j)} H_1(z, r_j) \quad (22)$$

onde v representa os passos de iteração. Agora, definindo

$$H_v(z, r_j) = \frac{H_1(z, r_j)}{A_{v-1}(z, r_j)} \quad (23)$$

a expressão (22) torna-se

$$U_v(z, r_j) = z^{-N} A_v(z^{-1}, r_j) H_v(z, r_j). \quad (24)$$

O polinômio $A_v(z, r_j)$ pode ser então escrito como

$$A_v(z, r_j) = 1 + z^{-1} A_{1,v}(z, r_j) \quad (25)$$

onde

$$A_{1,v}(z, r_j) = \sum_{i=0}^{N-1} a_{i+1,v}(r_j) z^{-i}. \quad (26)$$

Assim, (24) torna-se

$$U_v(z, r_j) = z^{-N} H_v(z, r_j) + z^{-(N-1)} H_v(z, r_j) A_{1,v}(z^{-1}, r_j). \quad (27)$$

Os coeficientes em z das parcelas de (27) definem os vetores

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_v &= [u_v(0, r_j) \ u_v(1, r_j) \ \dots \ u_v(L-1, r_j)]^T \\ \mathbf{h}_v &= [0 \ \dots \ 0 \ h_v(0, r_j) \ h_v(1, r_j) \ \dots \ h_v(L-N-1, r_j)]^T \\ \mathbf{a}_v &= [a_{N,v} \ a_{N-1,v} \ \dots \ a_{1,v}]^T \end{aligned} \quad (28)$$

e a matriz

$$\mathbf{H}_v = \begin{bmatrix} h_v(0, r_j) & 0 & \dots & 0 \\ h_v(1, r_j) & h_v(0, r_j) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ h_v(N-1, r_j) & \dots & \dots & h_v(0, r_j) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_v(L-1, r_j) & \dots & \dots & h_v(L-N, r_j) \end{bmatrix}. \quad (29)$$

A equação (27) caracteriza então um sistema de equações lineares sobredeterminado. Assim,

$$\mathbf{u}_v = \mathbf{h}_v + \mathbf{H}_v \mathbf{a}_v \quad (30)$$

onde \mathbf{u}_v e \mathbf{a}_v são os vetores incógnitos do sistema. Como a minimização da energia do erro é obtida quando as amostras de \mathbf{u}_v são nulas para $0 \leq n \leq L-1$, os coeficientes \mathbf{a}_v são determinados pela solução de

$$\mathbf{H}_v \mathbf{a}_v = -\mathbf{h}_v. \quad (31)$$

Esse procedimento é realizado para cada localização fonte/receptor ou similarmente para cada RIR que se deseja estimar. O critério de parada para o algoritmo iterativo pode

ser tanto um limiar de erro predefinido quanto um número de iterações estipulado.

De posse dos coeficientes dos denominadores obtidos pelo método LSBU, determinam-se os pólos. Para os casos em que a ordem dos polinômios seja elevada, problemas de convergência poderão ocorrer quando utilizado algum método clássico de determinação de raízes, como por exemplo, o método de Newton ou métodos baseados em autovalores [7]. Esse problema pode ser evitado utilizando o algoritmo de fatoração de Lindsey-Fox [11]. Os pólos comuns são determinados a partir de uma quantização do semiplano z superior. A magnitude e a fase de cada pólo são quantizadas, respectivamente, como

$$N_{mq} = \left\lfloor \frac{N_m \text{tg}(\beta A)}{\text{tg}(\beta)} \right\rfloor, \quad 0 \leq A < 1 \quad (32)$$

$$N_{fq} = \left\lfloor \frac{F N_f}{\pi} \right\rfloor, \quad 0 \leq F \leq \pi \quad (33)$$

onde N_m representa o número de níveis de quantização da magnitude; N_f , o número de níveis de quantização da fase; N_{mq} é o resultado da quantização da magnitude ($0 \leq N_{mq} \leq N_m - 1$); N_{fq} , o resultado da quantização da fase ($0 \leq N_{fq} \leq N_f - 1$); A denota a magnitude do pólo; F é a fase do pólo; β define o parâmetro que determina a não-linearidade entre A e N_{mq} ($0 < \beta < \pi/2$); $\lfloor \cdot \rfloor$ representa o operador de truncamento.

A quantização não-linear da magnitude visa proporcionar mais níveis de quantização próximos à circunferência de raio unitário, uma vez que a grande maioria dos pólos está situada nessa região. A Fig. 2 ilustra a metade superior do semiplano z quantizado, utilizando 8 níveis de quantização para a magnitude, 12 níveis para a fase e β igual a 1,4. Os pólos indicados são os centróides de cada nível de quantização.

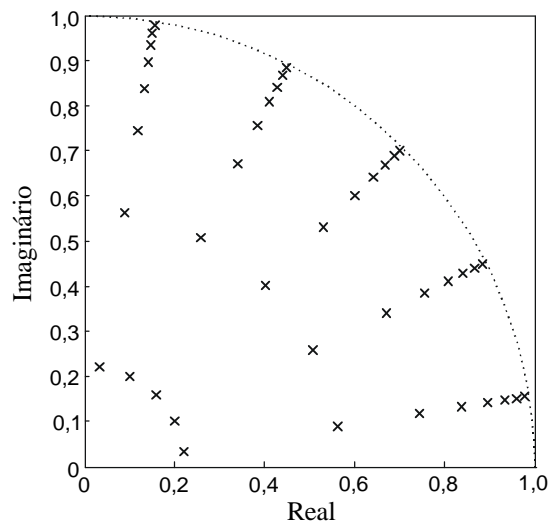


Fig. 2. Pólos quantizados no plano z .

A quantização do semiplano z superior é representada por intermédio de uma matriz de singularidades quantizadas (MSQ) [7]. Essa matriz é inicializada com valores iguais a zero em todas as posições. À medida que os pólos são quantizados, a célula de localização bidimensional de cada pólo é incrementada. As $N/2$ células que possuem o maior número de ocorrências são eleitas como os pólos comuns. Conhecendo os níveis de quantização de magnitude N_{mq} e de fase N_{fq} , onde os pólos comuns estão localizados, pode-se determinar seus centróides de magnitude A_q e fase F_q como segue:

$$A_q = A + \frac{\Delta}{2} \quad (34)$$

$$F_q = \frac{N_{fq}\pi}{N_f} + \frac{\pi}{2N_f} \quad (35)$$

com

$$\Delta = \frac{1}{\beta} \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{N_m \operatorname{tg}(\beta)}{N_m^2 + (1 + N_{mq})N_{mq} \operatorname{tg}^2(\beta)} \right] \quad (36)$$

e

$$A = \frac{1}{\beta} \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{N_{mq} \operatorname{tg}(\beta)}{N_m} \right]. \quad (37)$$

O parâmetro Δ foi utilizado para se obter o centróide do nível de quantização relativo à amplitude de um certo nível A . Os pólos comuns são dados por

$$\alpha_k = A_{qk} e^{\pm jF_{qk}}. \quad (38)$$

Finalmente, então, determina-se o denominador por um processo de desfatoração.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O método proposto é avaliado confrontando-o com os resultados alcançados pelo método CAPZ, apresentado em [1], para estimar os pólos e zeros do modelo ARMA para cada RIR considerada. Tais RIRs são obtidas aqui pelo método da imagem [4]. Para avaliação, a figura de mérito usada é a média da energia do erro quadrático normalizado entre o conjunto das seqüências $h(n, r_j)$ e $\hat{h}(n, r_j)$, dada por

$$\bar{\varepsilon} = \frac{1}{M} \cdot \sum_{j=1}^M \left[\frac{\sum_{n=0}^{L-1} [h(n, r_j) - \hat{h}(n, r_j)]^2}{\sum_{n=0}^{L-1} h^2(n, r_j)} \right]. \quad (39)$$

No exemplo considerado, são utilizadas 10 RIRs obtidas para diferentes localizações do receptor na sala. Visando reproduzir o mesmo exemplo de [1], considera-se uma sala com dimensões [6,7m \times 4,3m \times 3,0m], coeficiente de

reflexão igual a 0,85 para paredes, teto e piso, e freqüência de amostragem de 800 Hz. Em [1], o número de pólos e zeros escolhidos para o modelo ARMA é 100 e 200, respectivamente. Contudo, a aplicação do método LSBU pressupõe que o número de pólos e zeros finitos seja igual; sendo assim, utilizou-se uma ordem 100 para ambos (numerador e denominador). Na Fig. 3, é mostrado o mapa de distribuição de pólos dos denominadores para os 10 modelos ARMA estimados pelo método LSBU. Para determinação dos pólos comuns, o semiplano z superior foi quantizado utilizando 16 níveis para a magnitude, 500 níveis para a fase e usando β igual a 1,4. A Fig. 4 mostra a constelação de pólos comuns obtida pela matriz de singularidades quantizada (método MSQ). A Fig. 5 apresenta a resposta ao impulso de uma das localizações da sala, juntamente com a estimação obtida com o método CAPZ, utilizando a média dos coeficientes, e pelo método MSQ proposto neste trabalho. Como pode ser visto, este último caracteriza melhor a RIR do que o primeiro. Além disso, observa-se dos espectros de magnitude, mostrados nas Figs. 6 e 7 (considerando a mesma resposta), que as ressonâncias estimadas também são melhor caracterizadas, conseqüência da solução de mínimos quadrados fornecida pelo método LSBU.

O erro normalizado obtido na aproximação deste conjunto de RIRs é apresentado na Tabela 1. O menor erro obtido com utilização do método LSBU pode justificar, em algumas aplicações, até mesmo a estimação de um modelo ARMA de menor ordem.

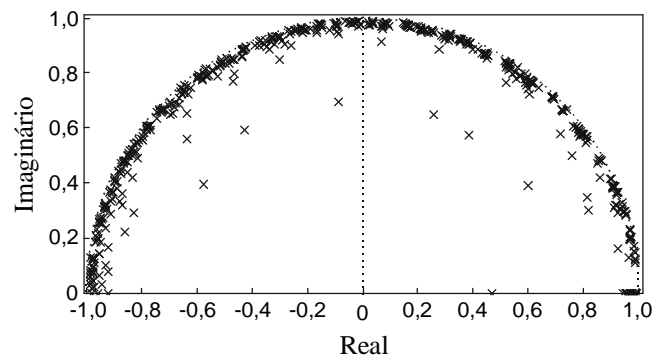


Fig. 3. Constelação de pólos dos modelos ARMA estimados pelo método LSBU.

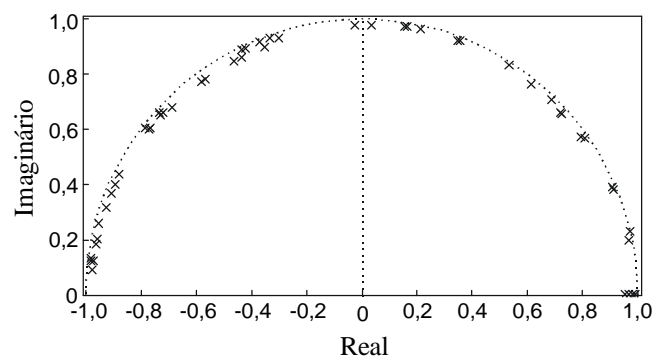


Fig. 4. Pólos comuns da sala obtidos pelo método MSQ.

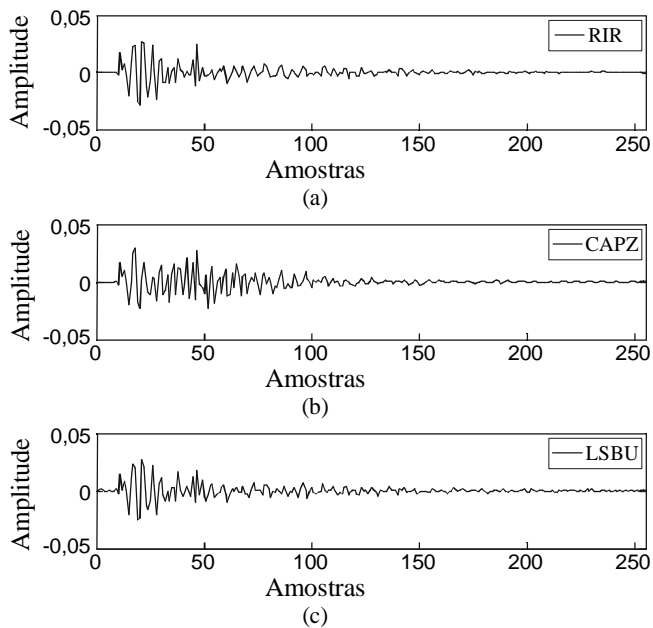


Fig. 5. RIR para uma localização do receptor. (a) Resposta original. (b) Resposta estimada pelo método CAPZ. (c) Estimada pelo método LSBU associado a MSQ.

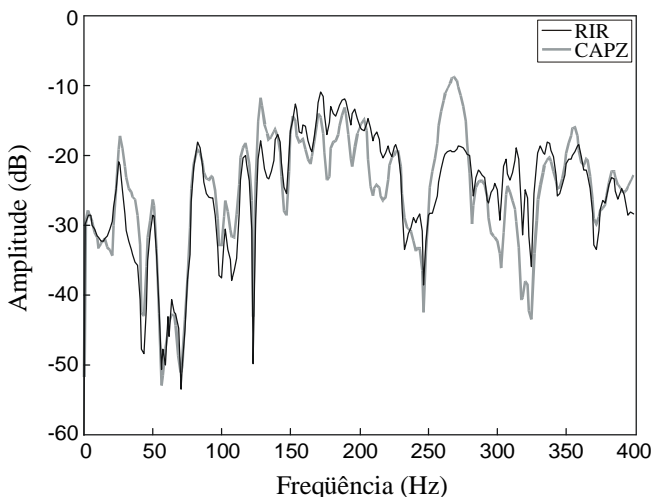


Fig. 6. Magnitude da RIR e magnitude obtida pelo método CAPZ.

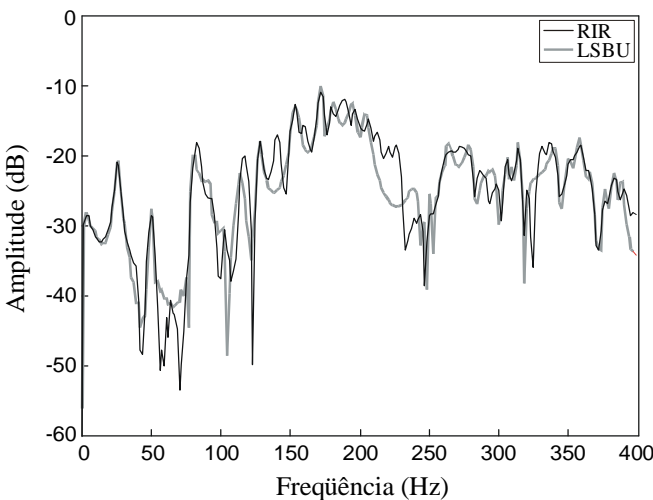


Fig. 7. Magnitude da RIR e magnitude obtida pelo método LSBU associado a MSQ.

TABELA 1
Erro normalizado

MÉTODO	$\bar{\epsilon}$
CAPZ	0,35101
LSBU e MSQ	0,17296

V. CONCLUSÕES

Um novo método para determinação dos pólos comuns de salas foi proposto. Apesar de se ter uma maior complexidade computacional do que o método usando a média proposto em [1], a estabilidade dos pólos comuns, obtida pela nova abordagem, é garantida. Além disso, os resultados de simulação mostraram que com a utilização do método LSBU, para estimação dos coeficientes dos modelos ARMA, obtém-se respostas mais próximas às originais sob o ponto de vista de mínimo erro quadrático.

REFERÊNCIAS

- [1] Y. Haneda, S. Makino, and Y. Kaneda, "Common acoustical pole and zero modeling of room transfer functions," *IEEE Trans. Speech and Audio Process.*, vol. 2, no. 2, pp. 320-328, April 1994.
- [2] M. H. Hayes, *Audio Signal Processing for Next-generation Multimedia Communications Systems*, Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [3] S. J. Elliott and P. A. Nelson, "Active noise control," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 10, no. 4, pp. 12-35, Oct. 1993.
- [4] E. A. P. Habets, "Room Impulse Generator," *tutorial disponível em http://www.sps.ele.tue.nl/members/E.A.P.Habets/rir%5Fgenerator/*.
- [5] P. Zuccarelo, A. Gonzáles, J. Domingo, and G. Ayala, "Computation of common acoustical poles in subbands by means of a clustering technique," in *Proc. European Signal Process. Conf. (EUSIPCO)*, Florence, Italy, Sept. 2006, pp. 1-5.
- [6] B. Theobald, S. Cox, G. Cawley, and B. Milner, "Fast method of channel equalization for speech signals and its implementation on a DSP," *IEEE Electronics Lett.*, vol. 35, no. 16, pp. 1309-1311, Aug. 1999.
- [7] F. S. Pacheco e R. Seara, "Remoção do efeito de reverberação do ambiente em sinais de fala considerando um único microfone," *Anais do XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBTr 2004)* Belém, PA, Set. 2004, pp. 1-5.
- [8] H. Brandenstein and R. Unbehauen, "Least-squares approximation of FIR by IIR digital filters," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 46, no. 1, pp. 21-30, Jan. 1998.
- [9] M. H. Hayes, *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, John Wiley & Sons, 1996.
- [10] J. L. Walsh, *Interpolation and Approximation by Rational Functions in the Complex Domain*, Providence, RI: Amer. Math Soc., 1965.
- [11] G. A. Sitton, C. S. Burrus, J. W. Fox, and S. Treitel, "Factoring very-high-degree polynomials," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 20, no. 6, pp. 27-42, Nov. 2003.