

室内音場伝達関数の共通極・零モデル化

羽田 陽一、牧野 昭二、金田 豊
NTTヒューマンインタフェース研究所
〒180 東京都武蔵野市緑町 3-9-11
Tel.: 0422-59-3108
Fax.: 0422-60-7811
E-mail: haneda@ac-lab.ntt.jp

あらまし 室内音場の共振系に対応した共通極を用いた室内音場伝達関数の新しいモデル（共通極・零モデル）を提案する。共通極は音源・受音点配置の異なる複数の室内音場伝達関数から共通AR係数として推定する。このモデルでは、複数の室内音場伝達関数を、推定した共通AR係数とそれぞれの室内音場伝達関数毎に異なる零点を用いて表現するため、従来の全零モデルや極零モデルに比べてパラメータ数を削減することができる。共通極・零モデルに基づいたエコーキャンセラのシミュレーションを行なった結果、従来の全零モデルに比べて、800Hzまでの帯域で、適応フィルタの次数を約半分に、収束速度を約1.5倍に向上させることができ、提案したモデルの有効性が確認された。

和文キーワード 室内音場伝達関数、極零モデル、エコーキャンセラ

Common Acoustical Pole and Zero Modeling of Room Transfer Functions

Yoichi Haneda, Shoji Makino, and Yutaka Kaneda
NTT Human Interface Laboratories,
3-9-11, Midoricho, Musashino-shi, Tokyo, 180 Japan
Tel.: 0422-59-3108
Fax.: 0422-60-7811
E-mail: haneda@ac-lab.ntt.jp

Abstract A new model (Common-Acoustical-Pole and Zero model; CAPZ model) is proposed for a room transfer function (RTF) by using common acoustical poles that correspond to resonance properties of a room. These poles are estimated as the common AR coefficients of many RTFs corresponding to different source and receiver positions. Using the estimated common AR coefficients, the proposed method models the RTFs with different MA coefficients. This new model requires far fewer variable parameters to represent RTFs than the conventional all-zero or pole/zero model. The acoustic echo canceller based on the proposed model requires half the variable parameters and converges 1.5 times faster than one based on the all-zero model, confirming the efficiency of the proposed model.

英文key word Room Transfer Function, Pole/Zero model, Echo Canceller

1 はじめに

室内音場伝達関数は、室内に置かれた音源と受音点間の音の伝達特性を表す。室内音場伝達関数をモデル化することは、室内音場伝達関数の模擬を必要とする多くのアプリケーションにとって大変重要である。例えば、音響エコーキャンセラでは疑似エコーを生成するために、室内音場伝達関数をモデル化した適応フィルタが必要である。また、音場シミュレータでは、室内の音場を再現するためにモデル化された室内音場伝達関数が必要である。これらのアプリケーションにおいては、室内音場伝達関数を少ないパラメータで効率良くモデル化することが要求される。なぜなら、音響エコーキャンセラでは、少ないパラメータで室内音場伝達関数を表現できれば、パラメータ数に依存する適応フィルタの収束速度を向上させることができるからである。さらに、異なる音源や受音点の位置における多数の室内音場伝達関数を保存しておく必要のある音場シミュレータでは、メモリスペースの削減が可能となるからである。

代表的な室内音場伝達関数のモデルとしては、全零モデル(MAモデル)が知られている。全零モデルの係数は、時間領域における伝達関数のインパルス応答に対応しており、FIRフィルタとして実現できる。しかし、室内の残響時間が長い場合には、全零モデルでは、室内音場伝達関数を表現するのに多くのパラメータが必要となる。即ち、FIRフィルタで室内音場伝達関数を模擬する場合には多くの次数が必要となる。例えば、残響時間が500msecの場合には、60dBの精度で室内音場伝達関数を模擬しようとする、8kHzサンプリングで4000次が必要となる。さらに、音源や受音点の配置が変わることにより室内音場伝達関数が増えた場合には、全零モデルでは全ての係数を変化させる必要がある。これは音響エコーキャンセラでは、収束速度が遅くなる原因となり、音場シミュレータでは、多くのメモリを必要とする要因となる。

一方、極零モデル(ARMAモデル)も室内音場伝達関数のモデルとして使用される[1-7]。物

理的に見れば、極は共振に対応し、零点は時間遅れや反共振に対応する。共振によって生じる長いインパルス応答は、零点よりも極を用いた方が少ないパラメータで表現できるので、極零モデルの方が全零モデルよりも室内音場伝達関数を効率良く表現できると考えられる。これまでも、極零モデルはパラメータの削減の観点から研究がなされてきた。特に、低い周波数領域では極零モデルの方が全零モデルよりも少ないパラメータで表現できることが報告されている[2,3]。一方、Schonleらはマルチレートシステムを用いて音場シミュレータの計算量・メモリを削減できることを報告している[7]。このようなサブバンド方式を用いれば、低周波領域に極零モデルを用い、高周波領域に全零モデルを用いた音場シミュレータを構成することが可能となり、全体としてパラメータの削減が行なえる。

しかし、これまでの極零モデルでは、極も零点も両方とも室内音場伝達関数の変化に対して変数として扱われてきた。そのため、室内音場伝達関数が増えた時には、全零モデル同様に全ての極零モデルの係数を変化させる必要があった。

この問題を解決する方法としては、マイクロホンが移動した時や、人が動いた時の室内音場伝達関数の変化から、変化しない量を抜き出し、これを用いて室内音場伝達関数をモデル化することが有効と考えられる[8-11]。本報告では、音源・受音点が移動した時の室内音場伝達関数の変化に対し、変化しない極と変化する零点とで室内音場伝達関数を表現する新たな『共通極・零モデル(Common-Acoustical-Pole and Zero model CAPZ model)』を提案する。この共通極・零モデルでは、共通極として室内の物理的な極を推定して用いる。物理的な極は、室内の共振系に対応し、室内の形状や吸音率に依存するが、音源や受音点の移動や人の移動には依存せず変化しない量である。低周波領域では物理的な極の数は少なく、全ての共通極を推定し得るので、特に低周波領域においてこのモデルは有効である。共通極は最初に複数の室内音場伝達関数から推定される。その後、複数の室内音場伝達関数は、推定された共通極と、室内音場伝達関数

毎に異なる零点とによって表現される。提案する共通極・零モデルは、室内音場伝達関数の変化を表現するのに従来の極零モデルに比べて少ないパラメータで表現可能である。従って、提案するモデルでは、多くの室内音場伝達関数の係数を蓄積するために必要なメモリスペースを削減することができる。

本報告では、まず、従来のモデルについて述べ、その後、提案する共通極・零モデルについて説明する。さらに、複数の伝達関数から共通極を推定するための2つの手法を提案する。次に、共通極の推定結果について述べる。最後に、このモデルを音響エコーキャンセラに適用した場合の有効性を、実測したインパルス応答を用いた計算機シミュレーションにより示す。

2 室内音場伝達関数の従来のモデル

今、図1のように、音源信号を $X(z)$ 、室内音場伝達関数を $H(z)$ とした時、受信点での信号 $Y(z)$ は、

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (1)$$

となる。室内音場伝達関数 $H(z)$ は室内での直接音や全ての反射音の特性を含んでいる。

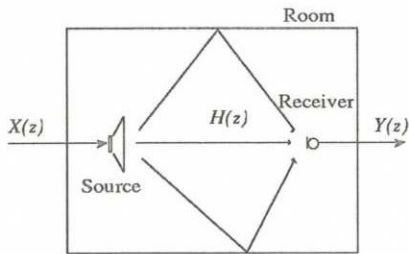


Fig. 1. RTF between a source and a receiver in a room.

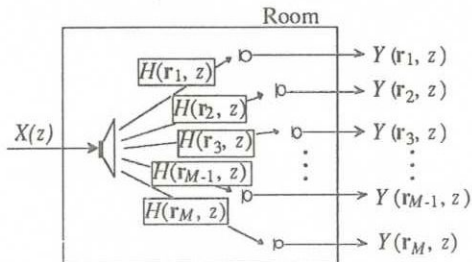


Fig. 2. RTFs corresponding to different source and receiver positions r_j ($j=1,2,\dots,M$).

今、図2に示すような複数の室内音場伝達関数をモデル化することを考える。ここで、 r_j は音源・受信点配置を表し、 $Y(r_j, z)$ は r_j の位置の受信点におけるそれぞれの受信信号である。音源・受信点配置 r_j が異なると直接音、反射音の到達時間や振幅が異なるので、 $H(r_j, z)$ は互いに異なる。

2.1 全零モデル

室内音場伝達関数は零点やMA係数を用いる全零モデルで以下のようにモデル化できる。

$$\hat{H}(r_j, z) = C \cdot z^{-Q_1} \prod_{i=1}^{Q_2} (1 - q_i(r_j) z^{-1}) = \sum_{i=0}^Q b_i(r_j) z^{-i} \quad (2)$$

$\hat{H}(r_j, z)$: 各 r_j に対して全零 (MA) モデル化された伝達関数

r_j : 音源・受信点位置, $j=1,2,\dots,M$

M : 伝達関数の数

C : 定数

Q, Q_1, Q_2 : 零点の次数 ($Q = Q_1 + Q_2$)

$q_i(r_j)$: 各 r_j に対する零点

$b_i(r_j)$: 各 r_j に対するMA係数

MA係数は室内音場伝達関数のインパルス応答の係数に直接対応する。

図3(a)に、複数の室内音場伝達関数に対する全零モデルのブロック図を示す。図3(a)の箱は $b_i(r_j)$ なる係数をもつFIRフィルタを表す。 M 個の室内音場伝達関数をモデル化するためには、全零モデルはそれぞれ $(Q+1)$ 個の係数を持つ M 個のFIRフィルタを必要とする。従って、全体としては、 M 個の伝達関数を表すのに $M \times (Q+1)$ 個の異なる係数を用いなくてはならない。

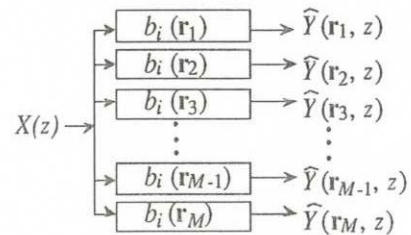


Fig. 3(a). Block diagram of multiple RTF modeling based on conventional all-zero model.

2.2 極零モデル

室内音場伝達関数は極零モデルによってもモデル化できる。極零モデルはARMAモデルと等価である。極零モデルは極と零点、あるいは、AR係数とMA係数を用いて以下のように表される。

$$\hat{H}(r_j, z) = \frac{C z^{-Q_2} \prod_{i=1}^{Q_2} (1 - q_i(r_j) z^{-1})}{\prod_{i=1}^P (1 - p_i(r_j) z^{-1})} = \frac{\sum_{i=0}^Q b_i(r_j) z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^P a_i(r_j) z^{-i}} \quad (3)$$

$\hat{H}(r_j, z)$: 各 r_j に対して極零 (ARMA) モデル化された伝達関数

Q, Q_1, Q_2 : 零点の次数 ($Q = Q_1 + Q_2$)

P : 極の次数

$p_i(r_j)$: 各 r_j に対する極

$a_i(r_j)$: 各 r_j に対するAR係数

極零モデルはIIRフィルタによって実現できる。図3(b)に、複数の室内音場伝達関数に対する極零モデルのブロック図を示す。図3(b)の箱はAR係数を持つ再帰フィルタとMA係数を持つ非再帰フィルタを表す。ここで示した従来の極零モデルでは、極と零点、あるいはAR係数とMA係数はそれぞれの伝達関数毎に決められる量である。全てのAR及びMA係数は音源・受音点配置 r_j に依存するので、従来の極零モデルでは、 M 個の室内音場伝達関数を表すのに $M \times (P+Q+1)$ 個の異なる係数が必要となる。

このように、従来の全零モデルや極零モデルでは、全てのパラメータが音源・受音点配置に依存しているため、複数の室内音場伝達関数を表そうとした場合に、多くの異なる係数値が必要となる。

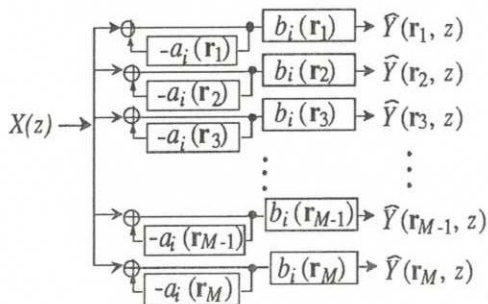


Fig. 3(b). Block diagram of multiple RTF modeling based on conventional pole/zero model.

3 提案するモデル

3.1 共通極・零モデル

室内音場伝達関数を少ないパラメータで効率良くモデル化するために、室内音場伝達関数の変化に対して変化しない量を持つ新しい共通極・零モデルを提案する。このモデルは変化しない量として物理的な極を用いる。室内音場伝達関数は、例えば音源・受音点の移動や人が移動することで変化するが、ここでは、音源・受音点配置による室内音場伝達関数の変化について考える。

提案するモデルは、室内の物理的な極が全ての室内音場伝達関数に共通であるという性質に基づいている。室内に置かれた音源と受音点の間の音圧応答の一般的な形式は、その部屋のグリーン関数で与えられる。理想的な場合として、音源の音圧が正弦波ではなく δ 関数の性質を持つと仮定すると、グリーン関数は室内音場伝達関数となる。この関数の固有周波数（共振周波数）と減衰定数（Q値）は音源と受音点の配置には依存しない[12]。ここで、極零モデル化された室内音場伝達関数の極は、物理的な室内音場伝達関数の共振周波数と減衰定数に対応すると考えることができるので、極零モデル化した時の極は、音源と受音点の配置に依存しない量として扱うことができる。結局、それぞれの部屋の共振周波数と減衰定数は、それぞれの部屋の共通極として扱うことができる。

ある部屋の全ての室内音場伝達関数が共通な極を持つことは、定在波を考えることで容易に類推することができる。定在波は共振周波数で起こり、図4に示すように節の部分を除く全ての場所で観測することができる。これは、どの音源・受音点配置であってもそれらの室内音場伝達関数は、共振周波数の情報を含んでいることを示している。即ち、それらの室内音場伝達関数は、共振に対応する極を共通に含んでいる。しかしながら、図4から分かるように、その振幅は受音点が違えば異なる。振幅の違いは室内音場伝達関数の零点に反映される。

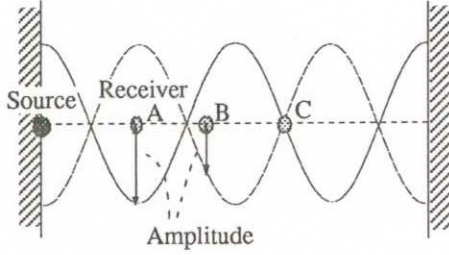


Fig. 4. Standing wave in a one-dimensional room. Since resonance can be observed at any source and receiver position except node points (such as point C), all the RTFs have common acoustical poles that reflect the information of the resonance frequencies. The amplitudes are different at different points, e.g., A, B and C.

以上のように、極が音源・受音点配置に依存せず、共通であるということを考慮すれば、提案する共通極・零モデルは、通常の極零モデルやARMAモデルと同様に、以下のように表現できる。

$$\hat{H}(r_j, z) = \frac{C z^{-Q_1} \prod_{i=1}^{Q_2} (1 - q_i(r_j) z^{-1})}{\prod_{i=1}^P (1 - p_i z^{-1})} = \frac{\sum_{i=0}^Q b_i(r_j) z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^P a_i z^{-i}} \quad (4)$$

$\hat{H}(r_j, z)$: 各 r_j に対して共通極・零モデル化された伝達関数

p_i : 共通極

a_i : 共通AR係数

(4)式と(3)式の違いは、極が音源・受音点配置 r_j に依存しているかどうかである。

前節で説明したように、従来の極零モデルでは、極も零点も伝達関数毎にそれぞれ推定しなければならない。しかし、提案するモデルでは、最初に複数の伝達関数に共通な極を推定する。その後、それぞれの零点を各伝達関数に対して推定する。図5に、共通極・零モデルのブロック図を示す。共通極・零モデルは、共通極と等価な共通AR係数を持った1個の再帰フィルタと、それぞれの伝達関数で異なるMA係数に対応した非再帰フィルタで実現できる。従って共通極・零モデルでは、M個の伝達関数を表現するのに合計 $P+M \times (Q+1)$ 個の係数を必要とする。

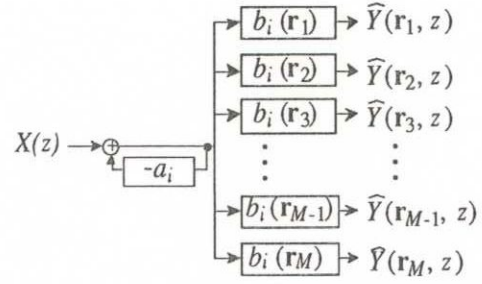


Fig. 5. Block diagram of multiple RTF modeling based on the proposed CAPZ model.

3.2 最小2乗法による共通極の推定

室内の全ての伝達関数は、共通極を共通に持っている。しかし、全ての共通極が1つの室内音場伝達関数から観測できるとは限らない。

例えば、図4の例では、節である点Cでは、共振周波数は観測されない。この現象は、室内音場伝達関数の零点の影響として説明することが可能である。零点は音源と受音点配置に依存し、極に強く影響し、幾つかの極を相殺することさえある[13]。このように零点は、極を1つの伝達関数から推定する場合に、極の誤推定の原因となる。従って、共通極を推定するためには、配置によって異なる零点の影響を取り除くために、音源・受音点配置の異なる複数の伝達関数から推定しなければならない。

共通極は、(4)式で示したように共通極と等価である共通AR係数として推定する。(4)式より、共通極・零モデルのインパルス応答は以下のように表すことが出来る。

$$\hat{h}(r_j, k) = - \sum_{i=1}^P a_i \hat{h}(r_j, k-i) + \sum_{i=0}^Q b_i(r_j) \delta(k-i) \quad (5)$$

$\hat{h}(r_j, k)$: 各 r_j に対して共通極・零モデル化された伝達関数のインパルス応答

a_i : 推定される共通AR係数

$b_i(r_j)$: 各 r_j に対して推定されるMA係数

k : 離散化された時刻

$$\delta(k) = \begin{cases} 1, & k=0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}$$

また、真のインパルス応答とモデルのインパルス応答との間の誤差（出力誤差）は、以下のよう定義できる。

$$\begin{aligned}\varepsilon_{out}(\mathbf{r}_j, k) &= h(\mathbf{r}_j, k) - \hat{h}(\mathbf{r}_j, k) \\ &= h(\mathbf{r}_j, k) + \sum_{i=1}^P a_i \hat{h}(\mathbf{r}_j, k-i) - \sum_{i=0}^Q b_i(\mathbf{r}_j) \delta(k-i) \quad (6)\end{aligned}$$

共通AR係数 a_i は、この出力誤差の2乗平均値を最小とする解として求めることができる。しかし、一般に(6)式の出力誤差を最小にすることは困難であることが知られている。このような場合には、(6)式右辺第2項の $\hat{h}(\mathbf{r}_j, k-i)$ を $h(\mathbf{r}_j, k-i)$ に置き換えた次式に示す式誤差を用いることにより、最適解 a_i を求めることができる[14]。

$$\varepsilon_{eq}(\mathbf{r}_j, k) = h(\mathbf{r}_j, k) + \sum_{i=1}^P a_i h(\mathbf{r}_j, k-i) - \sum_{i=0}^Q b_i(\mathbf{r}_j) \delta(k-i). \quad (7)$$

具体的には、共通AR係数は、次に示すコスト関数を最小にする係数として推定される。

$$J_{eq} = \sum_{j=1}^M \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_{eq}^2(\mathbf{r}_j, k) \quad (8)$$

ここで、 M は推定に使用するインパルス応答の個数である。今、各インパルス応答の長さを N 、即ち、 $h(\mathbf{r}_j, k) = 0$ ($k > N$)とすると、 $\varepsilon_{eq}(\mathbf{r}_j, k) = 0$ ($k > N+P$)となる。従って、(8)式の2番目の和は $k=N+P$ まででよい。

コスト関数を最小にする a_i と $b_i(\mathbf{r}_j)$ は、 a_i と $b_i(\mathbf{r}_j)$ による偏微分方程式を同時に0とする値として求めることができる。

$$\frac{\partial J_{eq}}{\partial a_i} = 0, \quad \frac{\partial J_{eq}}{\partial b_i(\mathbf{r}_j)} = 0 \quad (9)$$

ここで、

$$\begin{aligned}J_{eq} &= \sum_{j=1}^M \sum_{k=0}^{N+P} \varepsilon_{eq}^2(\mathbf{r}_j, k) \\ &= \sum_{j=1}^M \sum_{k=0}^{N+P} \left(h(\mathbf{r}_j, k) + \sum_{i=1}^P a_i h(\mathbf{r}_j, k-i) - \sum_{i=0}^Q b_i(\mathbf{r}_j) \delta(k-i) \right)^2 \quad (10)\end{aligned}$$

であるから、実際に偏微分を行なった結果を0と置けば、以下の連立方程式を得ることができる。

$$\begin{aligned}& \sum_{j=1}^M \sum_{k=0}^{N+P} \{ h(\mathbf{r}_j, k-i) h(\mathbf{r}_j, k) + \\ & \sum_{m=1}^P a_m h(\mathbf{r}_j, k-i) h(\mathbf{r}_j, k-m) - \sum_{m=0}^Q b_m(\mathbf{r}_j) h(\mathbf{r}_j, k-m-i) \} = 0 \\ & h(\mathbf{r}_j, i) + \sum_{m=1}^P a_m h(\mathbf{r}_j, i-m) - b_i(\mathbf{r}_j) = 0 \quad (11)\end{aligned}$$

ここで、 $h(\mathbf{r}_j, k-i) \delta(k-m) = h(\mathbf{r}_j, m-i)$ の関係を用いた。この連立方程式を解くことにより共通AR係数を最小2乗解として求めることができる。また、最小2乗解は、行列式表現を用いても解くことができる[19]。

モデルの次数 P と Q を推定することもまた重要である。AIC基準[15]のような幾つかの次数決定法が提案されているが、ここでは、以下のようにして次数を決定した。まず、モデル化の精度を表す量として正規化された平均2乗出力誤差 J_{out} を定義し、所望の精度をあらかじめ決めておく。

$$J_{out} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \left(\frac{\sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_{out}^2(\mathbf{r}_j, k)}{\sum_{k=0}^N h^2(\mathbf{r}_j, k)} \right) \quad (12)$$

次に、所望の精度を実現する次数の組み合わせの中で、次数の和 $P+Q$ が最小となる組を探索し、最終的に推定に用いる次数とする。

共通極を推定する過程では、共通AR係数の次数をそのままにして、MA係数の次数 Q を小さくして推定することも可能である。MA係数の次数を小さくすることは、連立方程式の式の数々を少なくし、共通AR係数の推定のための計算量を大幅に削減することができる。MA係数の次数 Q を小さくして推定した場合でも、ある程度満足ゆく共通極を推定できる。

極の推定では、推定された極の安定性が大変重要な問題である。(7)式において $Q=0$ の場合については、安定性は証明されている。しかしながら、 $Q>0$ の安定性の証明は課題として残されている[19]。

3.3 平均操作による共通極の推定

次数PとQが大きい場合には、(8)式のコスト関数を最小にする共通AR係数を計算するためには多くの計算量が必要となる。このような場合に対し、計算量の少ない方法を以下に提案する。まず、各音源・受音点配置における各伝達関数の平均2乗式誤差

$$J_{eq}(\mathbf{r}_j) = \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_{eq}^2(\mathbf{r}_j, k) \quad (13)$$

を最小にするAR係数を最初に求める。その後、それぞれのAR係数の平均値として、共通AR係数を以下のように推定する。

$$a_i = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M a_i(\mathbf{r}_j) \quad (14)$$

この推定方法では、共通AR係数を3.2節で示した方法に比べはるかに少ない演算量で計算することができる。これまでのところ、この平均操作による方法により求めた共通AR係数は安定であった。この方法の理論的根拠や安定条件については今後の課題である。

4 提案手法による共通極の推定

推定方法の評価のために、推定した共通極と理論的に求めた音場の極を以下の2つの場合について比較した。1つ目は、推定に用いるモデルの次数が理論的に予測される極の次数とほぼ等しい場合である。2つ目は、推定に用いるモデルの次数が理論的に予測される極の次数より少ない場合である。複素平面上における理論的な音場の極の位置は、直方体室においては計算可能である[16]。以下では直方体室(6.7×4.3×3.0=86m³)を仮定して、鏡像法[17]を用いて作成した室内音場伝達関数のインパルス応答に対して共通極の推定を行い、理論値と比較する。

4.1 理論的極と同じ次数を用いて推定した場合

まず最初に、共通極を理論的極の次数とほぼ等しい次数で推定した。インパルス応答は壁の反射率を0.95として鏡像法で作成した。サンプリング周波数は250Hz、周波数範囲は50-110Hzである。このように極めて低い周波数では、極の数は少なく、複素平面上においても分離した位置に極が現われる。従って、推定した共通極と理論的な極との比較を容易に行うことができる。図6に鏡像法で作成したインパルス応答とその周波数振幅特性の一例を示す。

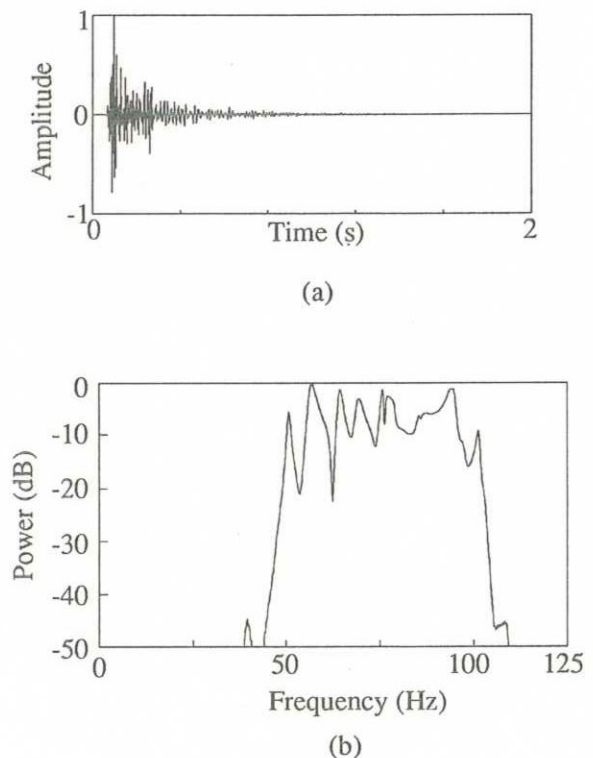


Fig. 6. Example of an impulse response and its frequency response simulated assuming a room size of 6.7 x 4.3 x 3.0 m³ and wall reflection coefficients of 0.95. The frequency range is from 50 to 100 Hz. The sampling frequency is 250 Hz. (a) Simulated impulse response. (b) Frequency response.

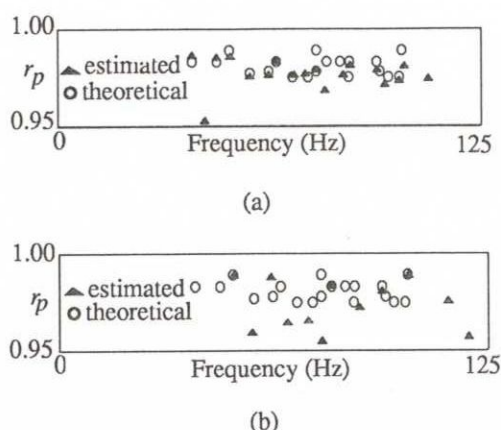


Fig. 7. Comparison of estimated (▲) and theoretical (○) acoustical poles. The order of the poles is the same as the theoretical order for the estimations. (a) Poles estimated from 20 RTFs with different source and receiver positions. (b) Poles estimated from a single RTF.

共通極は、音源・受音点配置が異なる20個のインパルス応答から、3.2節で示した最小2乗法による方法で推定した。ここで、極の次数 P は理論的極の次数に近い50とした。零点の次数は、出力誤差のコスト関数式(12)が-30dBとなるように120と定めた。ちなみに、全零モデルでは、コスト関数の値が-30dBとなるためには250次が必要となる。図7(a)は、20個の室内音場伝達関数から推定した極、図7(b)は1個の室内音場伝達関数から推定した極を示した図である。図の縦軸の r_p は複素数である極の絶対値を示している。図中の▲は推定された極、○は理論[16]から求めた極である。図7は、1個の室内音場伝達関数から推定した極よりも20個の室内音場伝達関数から推定した極の方が、より理論的な極に近いということを示している。

4.2 理論的な極の次数よりも少ない次数を用いて推定した場合

室容積 V の部屋での、上限周波数 f_c までのモードの数は、音速を c とすると近似的に

$$n_p = \frac{4\pi V}{3} \left(\frac{f_c}{c} \right)^3 \quad (15)$$

と計算される[12]。極の次数は、モードの数の2倍であるから、理論的な極の次数は部屋の大き

さに比例し、周波数の3乗に比例する。例えば、室容積が 86m^3 で上限周波数が 320Hz の場合には、極の次数は1200となる。従って、周波数が高くて部屋が大きい場合には、全ての極を推定するには、膨大な計算量がかかり、現実的でない。

このような場合には、理論的な極の次数よりも少ない次数で、共通極を推定する。壁の反射率を0.85として、鏡像法で10個の室内音場伝達関数を音源・受音点配置を変化させて作成した。サンプリング周波数は 800Hz 、帯域は $50\text{--}320\text{Hz}$ である。図8は、鏡像法で作成したインパルス応答の一例である。ここで使用した室容積の場合、 320Hz までの周波数には、約1200個の理論的な極がある。これに対して、ここでは、極の次数を100、零点の次数を200とし、3.2節で示した最小2乗法を用いて共通極を推定した。

図9の実線は、最小2乗法を用いて推定された共通AR係数 a のみの伝達関数、

$$A(z) = 1 / \left(1 + \sum_{i=1}^P a_i z^{-i} \right) \quad (16)$$

の周波数振幅特性である。この振幅特性のピークは、推定された共通極の周波数に対応している。図9における矢印は理論的な極の中で高い Q 値をもつ極の周波数を示している。高い Q 値を持つ極は、 z 平面上では単位円に近く、周波数振幅特性としては、鋭いピークを持ち、伝達関数に強く影響する重要な極と考えられる。図8では、理論的な極ははっきり見えていないにも関わらず、図9では、推定された共通極が、このような高い Q 値をもつ理論的な極を良く近似していることが分かる。

図10の実線は3.3節で示した平均操作による方法によって求めた共通AR係数の周波数振幅特性を示している。矢印は図9と同じである。図9同様、平均操作による方法においても、高い Q 値を持つ理論的な極を良く推定していることが分かる。

ここまでの結果をまとめると、(1)共通極は、1つの室内音場伝達関数から推定するより、複数の室内音場伝達関数から推定した方が、理論的な極と良く一致する。(2)共通極を理論的な極

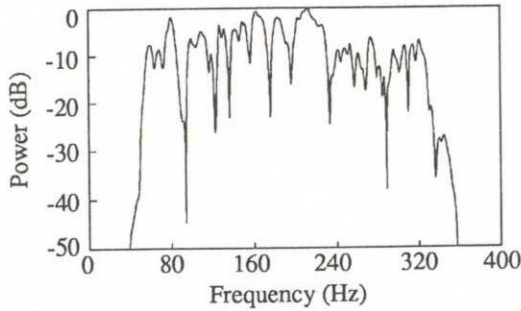


Fig. 8. Example of the frequency response of an impulse response simulated assuming a room size of $6.7 \times 4.3 \times 3.0 \text{ m}^3$ and wall reflection coefficients of 0.85. The frequency range is from 60 to 320 Hz. The sampling frequency is 800 Hz.

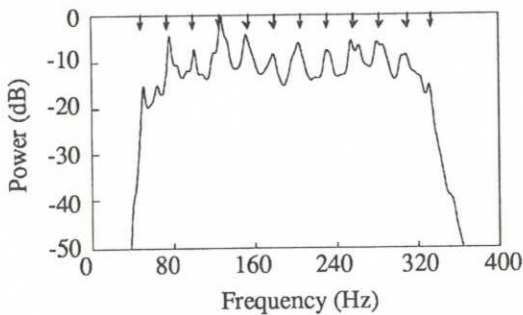


Fig. 9. Frequency response of the common AR coefficients which are estimated by the least squares method with a lower order of poles than the theoretical order. The arrows show the frequencies of the theoretical poles that have high Q-factors.

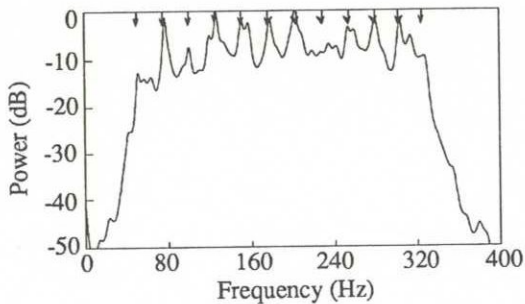


Fig. 10. Frequency response of the common AR coefficients which are estimated by the averaging method with a lower order of poles than the theoretical order. The arrows show the frequencies of the theoretical poles that have high Q-factors.

の次数と同じ次数で推定した場合には、全ての理論的極を推定する。(3)共通極を、理論的な極の次数よりも少ない次数で推定した場合には、周波数振幅特性のピークとして高いQ値を持つ重要な極を推定する。(4)3.3節で示した平均操作による方法を用いても、周波数振幅特性のピークとして高いQ値を持つ重要な極を推定することができる。

5 提案するモデルの有効性の評価

提案する共通極・零モデルを音響エコーキャンセラに应用することでその有効性を評価する。音響エコーキャンセラは、テレビ会議システムや騒音能動制御などにおいて、音響的なフィードバックを抑圧し、エコーを消去するために用いられる。音響エコーキャンセラでは、推定した疑似エコーを真のエコーから差し引くことによってエコーを消去する。疑似エコーは、スピーカとマイクロホンの間の伝達関数をモデル化したデジタルフィルタによって生成される。

図11は、共通極・零モデルに基づいた音響エコーキャンセラのブロック図を示している。直並列型のIIRフィルタ構成であり、推定された共通AR係数を持つ固定フィルタと、音場の変化に対し追従するMA係数（適応フィルタ）から成る。このエコーキャンセラでは、まず最初に、複数の異なるマイクロホン位置のインパルス応答を、図右側の破線で示した経路を用いて測定する。次に、測定した複数のインパルス応答を用いて共通AR係数を推定し、これを固定フィルタにコピーする。

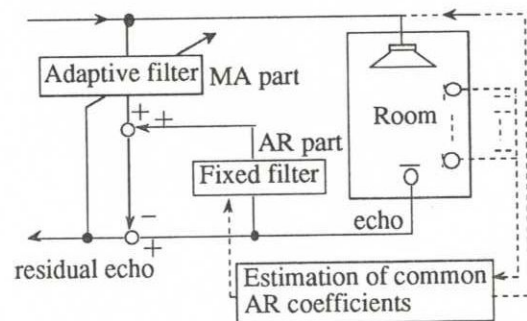


Fig. 11. Acoustic echo canceller that has a fixed filter with estimated common AR coefficients.

図11に示した共通極・零モデルに基づく音響エコーキャンセラについて、計算機シミュレーションを行なった。シミュレーションには、実際の室内で測定したスピーカ・マイクロホン配置の異なる複数のインパルス応答を用いた。室容積は80m³、残響時間は約0.6秒であった。

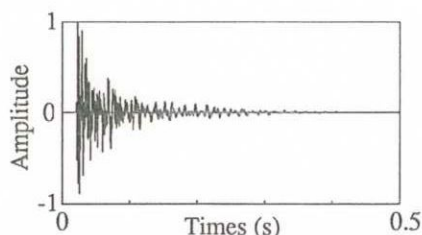


Figure 12. Example of the measured impulse response in a real room. The sampling frequency is 2 kHz.

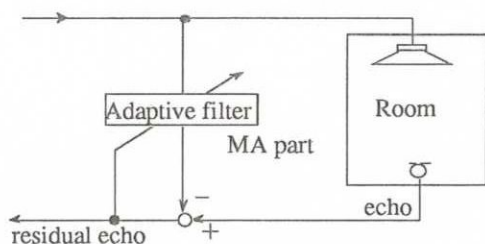


Fig. 13. Acoustic echo canceller based on the conventional all-zero model.

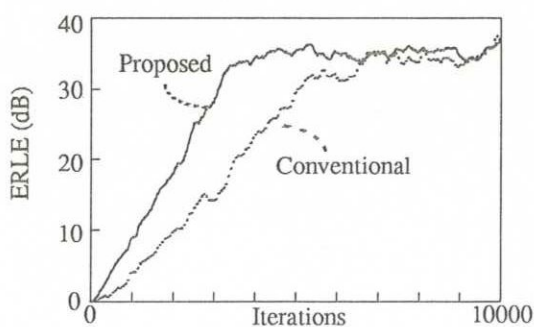


Fig. 14. ERLE (echo return loss enhancement) of two AECs (acoustic echo cancellers). The solid line shows the convergence of an AEC with a fixed AR filter with 250 coefficients and an adaptive MA filter with 450 coefficients based on the proposed model. The dotted line shows the convergence of an AEC with an adaptive MA filter with 800 coefficients based on the conventional all-zero model. The frequencies were from 60 to 800 Hz and the sampling frequency was 2 kHz.

提案している共通極・零モデルは特に低い周波数領域で有効なので、インパルス応答の周波数領域は60-800 Hzとした。サンプリング周波数は2kHzとした。図12は、測定したインパルス応答の一例である。

共通AR係数である固定フィルタの次数は250、適応フィルタであるMA係数の次数は450とした。これらの次数は、定常消去量 (ERLE) が35dBを越えるように決定した。ここで、ERLEは次式で定義される。

$$ERLE = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{echo power}}{\text{residual echo power}} \right) \text{ (dB)} \quad (17)$$

理論的な極の次数が多いので、共通AR係数は3.3節で説明した平均操作による方法を用いて10個のインパルス応答から推定した。推定された共通AR係数は、固定フィルタにコピーされ、適応フィルタであるMA係数は、学習同定法[18]を用いて逐次推定した。

音響エコーキャンセラの評価シミュレーションには、共通AR係数の推定に用いていないインパルス応答を用いた。提案する共通極・零モデルに基づくエコーキャンセラを、図13に示す従来のMAモデルに基づくエコーキャンセラと、エコー消去の収束特性で比較した。従来の音響エコーキャンセラは、適応フィルタしか持っていないため、35dBの定常消去量を実現するためには、800次が必要であった。一方、提案するエコーキャンセラは、共通AR係数を固定フィルタとして用いるため、適応フィルタの次数が少なく済み、この例では、提案するエコーキャンセラは、従来のエコーキャンセラの約半分の適応フィルタ次数しか必要としない。図14は、2つのエコーキャンセラの収束特性を示した図である。適応フィルタは、パラメータの数が少ないほど収束速度が速いため、提案するエコーキャンセラは、従来のMAモデルに基づくエコーキャンセラよりも約1.5倍収束が速くなっている。

このように、提案する共通極・零モデルは、室内音場伝達関数に変化する場合にパラメータ数を削減でき、適応フィルタの収束を速くすることができる。これらの結果から提案するモデルの有効性が確認できた。

6 まとめ

音源や受音点配置の移動等による室内音場伝達関数の変化に対して不変な量である共通極を用いた新しいモデルを提案した。さらに、共通極を共通AR係数として推定するための2つの方法を提案した。ひとつは複数のインパルス応答に共通なAR係数を最小2乗法を用いて推定する方法であり、もうひとつは、それぞれのインパルス応答から求めたAR係数を平均する方法である。共通極の推定を理論的に予測される次数と同じ次数を用いて行った場合には、推定された共通極は理論的な極と良く一致した。一方、共通極の推定を理論的に予測される次数よりも少ない次数を用いて行った場合には、推定された共通極は、理論的な極の中でも高いQ値を持つ極と、周波数振幅特性のピーク上で一致した。

共通極・零モデルを用いて室内音場伝達関数をモデル化すると、従来のモデルよりも室内音場伝達関数の変化に依存したパラメータが少なくなる。この有効性は、エコーキャンセラのシミュレーションによって確かめられた。提案したモデルに基づくエコーキャンセラは、800Hzまで、従来のMAモデルに基づくエコーキャンセラの約半分の適応フィルタ次数しか必要とせず、収束速度を約1.5倍速くすることができた。

参考文献

- [1] J. Mourjopoulos and M. A. Paraskevas, "Pole and zero modeling of room transfer functions," *J. Sound & Vib.*, 146, pp.281-302, 1991.
- [2] N. Koizumi and R. H. Lyon, "On the model order for the identification of acoustic systems," *ASA 118th meeting, J. Acoust. Soc. Amer.*, 86, Suppl. 1, S3, 1989.
- [3] 羽田、牧野、小泉, "低周波領域におけるARMAモデルについて," *音講論*, pp.439-440, March 1990.
- [4] G. Long, D. Shwed and D. D. Falconer, "Study of a pole-zero adaptive echo canceller," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, Vol. CAS-34 No.7, pp.765-769, 1987.
- [5] O. Muron and J. Sikorav, "Modeling of reverberators and audioconference rooms," in *Proc. ICASSP86*, pp.921-924, 1986.
- [6] S. J. Flockton and S. Gudrangen, "Pole-zero modeling of room transfer functions," presented at the 2nd International Workshop on Acoustic Echo Canceller, L'Aquila, Italy, Sept. 1991.
- [7] M. Schönle, U. Zölzer and N. Fliege, "Modeling of room impulse responses by multirate systems," in *Proc. 93rd AES Convention*, p.3447, Oct. 1992.
- [8] 羽田、牧野、金田, "室内音場伝達関数の極の推定について," *音講論*, pp. 393-394, Mar. 1991.
- [9] J. Mourjopoulos, A. E. Tsopanoglou and N. D. Fakotakis, "A vector quantization approach for room transfer function classification," in *Proc. ICASSP91*, pp. 3593-3597, May 1991.
- [10] Y. Haneda, S. Makino and Y. Kaneda, "Modeling a room transfer function using common acoustical poles," in *Proc. ICASSP92, Vol.2* pp. 289-292, Mar. 1992.
- [11] 内匠、畑、伊藤、小林, "高速最小二乗法を用いた適応型デジタルフィルタによる音響未知系の同定," *信学技報*, CAS85-187, pp. 53-60, 1985.
- [12] For example, H. Kuttruf, *Room Acoustics*. London: Elsevier Applied Science, 1991.
- [13] R. H. Lyon, *Machinery Noise and Diagnostics*. Stoneham, MA: Butterworth, 1987.
- [14] L. Ljung and T. Söderström, *Theory and Practice of Recursive Identification*. Cambridge, MA: M. I. T. Press, 1983.
- [15] H. Akaike, "A new look on the statistical model identification," *IEEE Trans. Automa. Contr.*, vol. AC-19, pp. 716-723, 1974.
- [16] M. Tohyama and S. Yoshikawa, "Approximate formula of the averaged sound energy decay curve in a rectangular reverberant room," *J. Acoust. Soc. Am.* 70, pp.1674-1678, 1981.
- [17] J. B. Allen and D. A. Berkly, "Image method for efficiently simulating small-room acoustics," *J. Acoust. Soc. Am.* 65, pp.943-950, 1979.
- [18] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [19] 羽田、牧野、金田, "複数の室内音場伝達関数に共通な極の最小2乗推定について," *信学'93春大, 分冊1*, pp. 489-490, Mar. 1993.