

## 周波数領域における最小ノルム解を利用した多チャンネル音場再現システムにおける逆フィルタの設計\*

神 沼 充 伸\*<sup>1</sup> 伊 勢 史 郎\*<sup>2</sup> 鹿 野 清 宏\*<sup>1</sup>

**【要旨】** 多数の音源を用いた音場再現システムは、その逆フィルタ設計において膨大な計算量が必要となり現在の計算機の能力によって実現することは非常に困難である。本論文では、まず現実的な計算量で逆フィルタを設計するために、最小ノルム解を用いた逆フィルタの設計手法を提案する。次に、この手法を用いた場合の音源の数が逆フィルタの性能に及ぼす影響について、理論的検討及び計算機シミュレーションによる検討を行う。更に4個及び8個の音源を用いて2点の音圧を制御する音場再現システムを作成し、水平面定位の音像定位感について主観評価によりその性能を調べる。これらの検討と調査の結果、音源の数の増加が逆フィルタの性能の向上に寄与することを明らかにした。また、本手法を用いた音場再現システムが、残響の存在する環境において実現可能であることも確認した。

**キーワード** 最小ノルム解, 逆フィルタ, 多チャンネルシステム, 音場再現, 安定性  
Minimum-norm-solution, Inverse filter, Multi-channel system, Sound reproduction, Stability

### 1. はじめに

境界音場制御の原理[1]で表されるような多くの音源と制御点を必要とする多チャンネルシステムによる音場制御を実現するためには、現実的な計算量で多くの伝達系を含む逆フィルタの設計を行う必要がある。このような複数の音源及び受音点を持つ音響系の逆システムを設計する方法は、大別して周波数領域における計算方法と時間領域における計算方法の2種類が挙げられる。前者は計算量が少なく実現は容易である。従来にも音源と受音点の数をともに2点とし、各周波数ごとに逆行列を計算する手法などが試みられている[2]。しかしこの場合には逆システムがFIRシステムで設計できる保証がなく、特に音源と受音点の数が増えるとその逆システムは極めて不安定になる。時間領域における計算方法については最小2乗法による近似的なFIRフィルタの設計方法が知られている[3-5]。また、音源の数を受音点の数よりも大きくすることにより、時間領域における厳密な解としてFIRフ

ィルタを設計する方法もある[6, 7]。いずれも音源及び受音点の数が増えるにつれ、逆行列の演算に膨大な計算量を必要とする。

音源の数が受音点の数より大きいと、周波数領域において計算したときの逆システムの解は無数に存在する。我々はその中でも最小ノルムとなる解を選択することにより音響系の逆システムを設計する方法を提案している[8]。最小ノルム解を用いた逆フィルタ設計では計算量が少なくすむという利点の他に、音源の数を増やすことにより安定した逆フィルタを設計し得るという利点がある。

本論文ではこのような利点を生かして周波数領域において最小ノルム解を用いて計算した逆フィルタを持つ音場再現システムの設計手法を確立するため、音源の数と逆システムの安定性、及び再現精度との関係を明らかにする。更に実環境においてシステムを実現し、その性能について評価実験を行う。実験では4個及び8個の音源で2点の音圧を制御する音場再現システムを作成し、その性能を水平面の音像定位に関する聴感実験により評価する。

音源を増やすことにより確率的に極配置が分散されるため、最小ノルム解を用いて安定した逆フィルタの解が得られることが期待できる。これは線形独立性が高まるためであり、これまでも線形独立性に着目した音場制御の研究も行われている[9, 10]。また、MINTにより決まるフィルタ係数長に比べて逆フィルタのフィルタ係数長が余剰な場合には制御点を拡張

\* A method of an inverse filter design for multi-channel sound reproduction system using minimum-norm-solution in frequency domain,  
by Atsunobu Kaminuma, Shiro Ise and Kiyohiro Shikano.

\*<sup>1</sup> 奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科

\*<sup>2</sup> 京都大学大学院工学研究科

(問合先: 鹿野清宏 〒630-0101 生駒市高山町 8916-5 奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科)

(2000年3月3日受付, 2000年9月27日採録決定)

できることが示されており、その計算過程において最小ノルム解が用いられている[11]。しかし、最小ノルム解を音場制御システムのフィルタ係数としてそのまま用い、ノルムが最小となる性質を積極的に利用している研究はこれまではない。本研究では音源を増やすことにより線形独立性を高めるという狙いもあるが、フィルタ係数のパワーを最小に抑え安定なシステムを得るという狙いもある。すなわち冗長な数の音源を有する逆システムの無数にある解の中からノルムが最小となる解を選び、それをフィルタ係数として用いることにより最小ノルム解の利点を最大限に生かそうというものである。

## 2. 最小ノルム解による逆フィルタ設計

### 2.1 原理

本稿では時間信号として測定された伝達系、すなわちインパルス応答を周波数領域に変換する。次に各周波数ごとにすべての経路の要素のうち受音点を列ベクトル、音源を行ベクトルとした部分空間を構成する行列について、一般逆行列を求めることによって逆システムを設計する。

Fig.1 に音場再現のための音源  $M$  個、受音点  $N$  個の音響系を示す。 $i$  番めのスピーカ (音源) から  $j$  番めのマイクロホン (受音点) への伝達関数  $G_{ji}(\omega)$  により構成される行列を  $G (= [G_{ji}(\omega)] \in C^{N \times M} : N \times M$  次元複素行列を示す), 入力信号  $X (\in C^M)$  の要素である  $X_j(\omega)$  から  $i$  番目の音源への信号  $S_i(\omega)$  を送出する逆システム  $H_{ij}(\omega)$  により構成される伝達関数行列を  $H (= [H_{ij}(\omega)] \in C^{M \times N})$ ,  $j$  番めのマイクロホンによって観測される信号  $\hat{X}_j(\omega)$  によって構成される出力ベクトルを  $\hat{X} (\in C^N)$  としたとき、伝達系には以下の関係が成り立つ。

$$\hat{X} = GHX \tag{1}$$

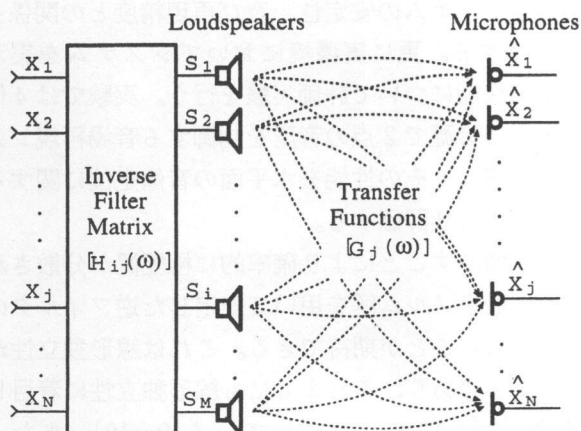


Fig.1  $M$  個の音源と  $N$  個の受音点で構成される音場再現システム

また  $D_j(\omega) (= \hat{X}_j(\omega)/X_j(\omega))$  によって構成されるベクトルを  $D (= [D_j(\omega)] \in C^N)$  とすれば、 $G$  と  $H$  の間には次式の関係が成り立つ。

$$GH = D \tag{2}$$

このとき  $M=N$  かつ  $G$  が正則ならば、 $H = G^{-1}D$  とすることで一意に  $H$  を求めることができる。

音源の数より受音点の数が多い ( $N > M$ ) ときは、 $G$  の列ベクトルの集合によって構成される部分空間に解が含まれない場合が存在するので解不能となる。このような場合は最小 2 乗解を計算することで、実際の解を行列  $G$  によって作られる部分空間に射影した近似的な解を計算できる。 $G$  の列が線形独立ならば、 $H$  の最小 2 乗推定値  $\hat{H}$  は以下のように一意に決定することができる[12]。

$$\hat{H} = (G^+G)^{-1}G^+D \tag{3}$$

ただし、 $G^+$  は  $G$  の共役転置行列である。一方、音源の数が受音点の数より大きい ( $N < M$ ) ときは連立方程式の解ベクトルの要素数が次元数より大きいため、解を一意的に計算することができない。このように、一意に解が定まらない問題を解く場合、一般逆行列[13]を用いることによって特定の条件の一意な解を計算することができる (付録参照)。例えば、音源の数が受音点の数より大きい場合は次式のように最小ノルム解による逆システムが設計可能であることが分かる[8]。

$$\hat{H} = G^+(GG^+)^{-1}D \tag{4}$$

以後本稿では、最小ノルム解によって設計された逆システムを用いたフィルタを最小ノルム型逆フィルタ、 $G$  が正則の場合の逆システムを用いたフィルタを逆行列型逆フィルタと呼ぶことにする。

### 2.2 最小ノルム解による効果

付録の(14)式は最小ノルムによる解ベクトルのパワーが最小となることを示している。これは、各音源からの出力を最小とするフィルタが設計できることを意味しており、音圧のダイナミックレンジを広くとれるという点で好ましい効果である。

### 2.3 安定性の向上

2.1 節で述べたように  $M > N$  の場合、行列  $G$  は 1 次従属となるが最小ノルム解を用いることによって唯一の解を決定することができる。ところが、 $\text{rank}(G) < N$  の場合は(4)式における  $(GG^+)^{-1}$  の各成分が  $\infty$  になってしまうため、最小ノルム解を用いても解を決定することができない。実環境において  $(GG^+)^{-1} = 0$  となることは極めてまれであると思われるが、多くの残響を有する部屋における伝達特性を測定した場合や、偏った音源配置を用いた場合などは最小ノルム解を用いても  $(GG^+)^{-1} \approx 0$  になる可能性は高く、検討す

べき事項である。Asanoらは計算機シミュレーションを用いて、制御のための音源を伝達系の線形独立性が最も高くなるような候補点から配置する手法を提案している[9]。一方、実環境のように複雑な伝達系の逆システム設計では、音源の数を増加させることによって確率的に安定性が向上する。

最小ノルム解では音源の数が受音点の数より大きい場合でも逆システムが計算できる。このように受音点よりも多い音源を用いる伝達系においては、音源の数が多ほど逆システムが安定し易い。今音源  $M$  個、受音点  $N$  個の伝達関数ベクトル  $\mathbf{G} = \{\mathbf{G}_1(\omega), \mathbf{G}_2(\omega), \dots, \mathbf{G}_M(\omega)\}$  について考える。このとき  $\mathbf{G}$  が  $N$  次元の独立した方向ベクトル  $N$  個を含む確率は、 $M$  の数が多いほど高くなる。例えば  $N=2$  の場合では、 $\mathbf{G}_i(\omega) = [G_{ji}(\omega)] \in C^{N \times 1}$  に対して極めて独立性の高いベクトル  $\mathbf{G}_i(\omega) = [G_{ji}(\omega)] \in C^{N \times 1}$  が  $M-1$  個のベクトルの中に一つでも存在すれば逆システムは安定する。実環境の室内のように複雑な反射を持つ伝達系では音源配置を厳密に決定することは難しいため、音源を制御点に対して多く配置して線形独立性を高める手法は有効な手段である。

#### 2.4 逆システムの安定性

多数の経路を持つ伝達系の逆システムを安定させるには、伝達系の互いの経路の独立性を高めることが必要である。本節では最小ノルム型逆フィルタが、逆行型逆フィルタよりも安定した逆システムとなることを示す。一般に、線形方程式  $\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b}$  の解ベクトル  $\mathbf{x} \in C^M$  の不安定性を議論するため「条件数」と呼ばれる指標が提案されており[14]、伝達関数によって構成される行列の安定性を調べることに用いられている[15]。条件数  $\text{cond}(\mathbf{A})$  は駆動ベクトル  $\mathbf{b} \in C^N$ 、係数行列  $\mathbf{A} \in C^{N \times M}$  の変動に対する解ベクトル  $\mathbf{x}$  の最大誤差拡大率  $\mu_{\max}$  を計算することにより線形方程式の不安定性を表し、行列  $\mathbf{A}$  の最大特異値  $\kappa_{\max}$  と最小特異値  $\kappa_{\min}$  の比によって以下のように計算できる。

$$\text{cond}(\mathbf{A}) = \mu_{\max} = \kappa_{\max} / \kappa_{\min} \quad (5)$$

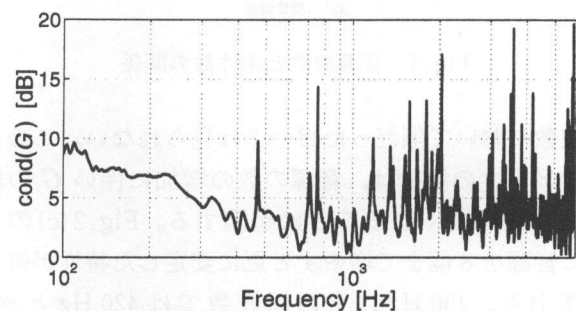
条件数は駆動ベクトル  $\mathbf{b}$  や係数ベクトル  $\mathbf{A}$  の微小な変化に対する最悪の場合の誤差拡大率を示しており、 $\kappa_{\max} / \kappa_{\min}$  は実数でその最小値は1になる。すなわち、条件数が大きい値をとるほど線形方程式の解ベクトルは不安定となる[14]。線形方程式の解ベクトルは  $\mathbf{A}$  の一般逆行列  $\mathbf{A}^{-}$  を用いて、

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-} \mathbf{b} \quad (6)$$

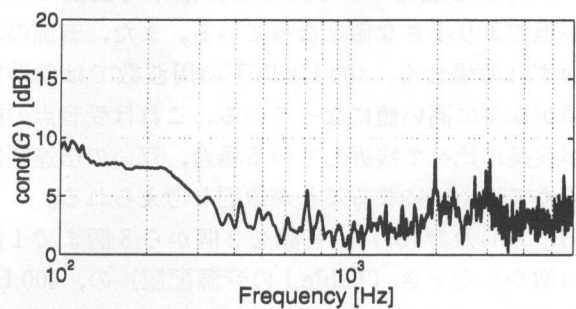
のように表せることから、 $\mathbf{A}$  を伝達関数行列  $\mathbf{G}$  に置き換えれば、逆システムの安定性の問題として考えることができる。すなわち  $\text{cond}(\mathbf{G})$  を計算することにより逆システムの安定性を調べることができる。

最大8個の音源を用いて、2点の受音点で収録した室内伝達関数(3.1節を参照)をもとに、伝達関数  $\mathbf{G}$  の条件数  $\text{cond}(\mathbf{G})$  について調べた。Fig.2にそれぞれ音源の数が2個(逆行列型)、4個及び8個(最小ノルム型)の場合(音源配置はTable1を参照)の周波数(100 Hz~6 kHz)の  $\text{cond}(\mathbf{G})$  の計算結果をデシベルで示す。

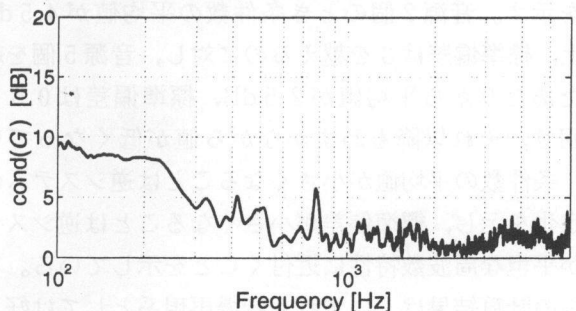
Fig.2(a)のように音源2個の場合は400 Hz~1 kHzの間に2か所、1 kHz以上では数10か所で条件数の値が10 dB以上となっている。これらの周波数では伝達関数  $\mathbf{G}$  の列ベクトルの値が極めて類似しているため  $\mathbf{G}$  の線形独立性が低くなっている。これは伝達系において共通の零点が存在していることが原因と考えられる。一方、Fig.2(b)のように音源4個の場合は400 Hz以上の周波数において、2 kHzと3 kHz付近に約8 dBの条件数が観測されているが、それ以外の周波数ではほぼ平坦な特性が得られている。音源2個では例えば480 Hz, 800 Hz, 3.5 kHz付近で際立ったピークが観測されるが、音源4個では同じ



(a) 音源2個(逆行列型)



(b) 音源4個(最小ノルム型)



(c) 音源8個(最小ノルム型)

Fig.2 音源の数に対する各周波数ごとの条件数の比較

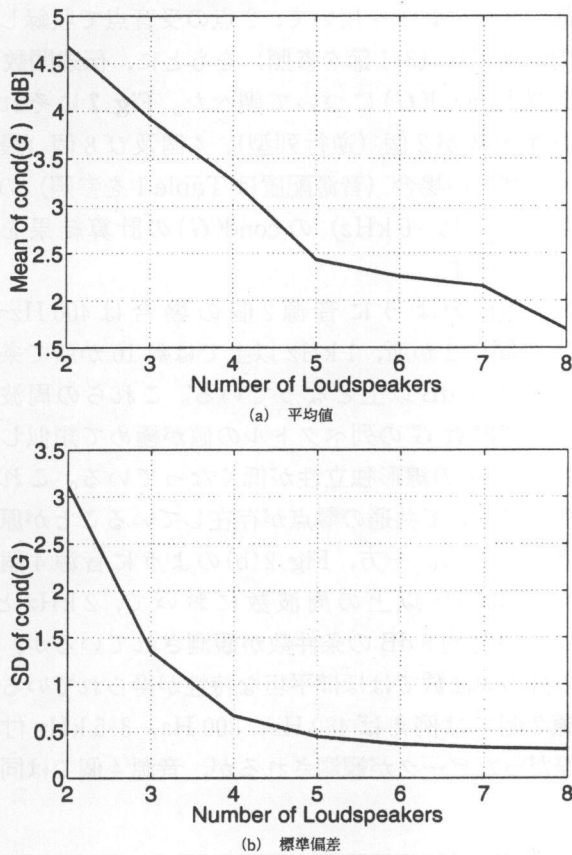


Fig. 3 音源の数と条件数の関係

周波数において際だったピークは見られない。このようなピークの減少は、音源の数の増加に伴い  $G$  の線形独立性が高くなることに起因する。Fig. 2(c)のように音源を8個まで増やすと更に安定した特性が得られており、400 Hz以上の周波数では420 Hzと800 Hzで5 dBを越えているだけで、他の周波数ではより平坦でより小さな値となっている。また、音源の数がいずれの場合も、400 Hz以下の周波数では条件数の値が徐々に高い値になっている。これは受音点の配置が波長に比べて接近している場合、互いの伝達関数が極めて近い値になることが原因と考えられる。

Fig. 3(a)及び(b)に、音源を2個から8個まで1個ずつ増やしたとき (Table 1の音源配置) の、400 Hzから6 kHzまでの条件数の平均値 (dB) 及び標準偏差を示す。音源2個のとき条件数の平均値が4.5 dB以上、標準偏差は3を越えるのに対し、音源5個を越えたあたりから平均値が2.5 dB、標準偏差は0.5を下回り、それ以降もわずかながら値が低くなっている。条件数の平均値が小さくなることは逆システムの安定化を示し、標準偏差が小さくなることは逆システムが平坦な周波数特性に近付くことを示している。これらの計算結果は、いずれも音場再現系としては好ましい。なお、音源配置についてすべてを試みることは現実的ではないため、音源をHATSの正中面を中心

Table 1 音源配置

音源数	使用したスピーカ
2個	S2, S7
3個	S2, S4, S7
4個	S2, S3, S6, S7
5個	S1, S3, S4, S6, S7
6個	S1, S2, S3, S6, S7, S8
7個	S1, S2, S3, S4, S6, S7, S8
8個	S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7, S8

に左右になるべく同じ数だけ分散させることを前提とし、音源が4個以下の場合については、2, 3の配置の中から最適と思われるものを選択した。今回の計算結果は最小ノルム型の逆システムでは音源の数を増加させていくことにより、安定した逆システムを設計できる例を示したものであるが、偏りのある音源配置では必ずしも同じ結果でないことが予想される。

### 3. 計算機シミュレーションによる再現精度の検討

音源の数と再現信号の精度の関係を調べるため、実環境で収録した伝達系を用いて計算機シミュレーションを行った。

#### 3.1 伝達関数の収録

音響実験室 (残響時間約0.2秒) において、8個のスピーカ (口径約14 cm, 2ウェイ, 同軸型) を2.60 mの幅に0.24~0.32 mの間隔で、約1.1 mの高さになるように金属性のパイプに固定した。更にスピーカの正面約1.94 mの位置に、耳介がスピーカと同じ高さになるようにHATS (Head And Torso Simulator, B & K社製 Type 4128) を配置し、HATSの耳介近傍にマイクロホン (エレクトレットコンデンサ型) を設置したうえでスピーカとマイクロホンの間のインパルス応答をTSP法[16]により測定した。なお、逆フィルタ設計に用いるインパルス応答  $g_{ji}[n]$  ( $n=0\sim 9,599$ ) と音場再現の精度計算に用いる伝達関数  $\hat{g}_{ji}[n]$  は別の日に測定した。

#### 3.2 逆フィルタの設計

Fig. 4のような伝達系を想定して逆フィルタを設計する。始めに前節で測定したインパルス応答  $g_{ji}[n]$  を32,768点のFFTにより周波数領域に変換した。次に最小ノルム解 ((4)式) を用いて各周波数ごとの逆フィルタを周波数領域で計算し、最後に逆FFTによりFFTポイントと同じ長さの時間領域の逆フィルタを求めた。

#### 3.3 再現精度の計算

Fig. 4のような音場再現システムの伝達系に関し、各信号及び伝達系の関係は以下のように表される。

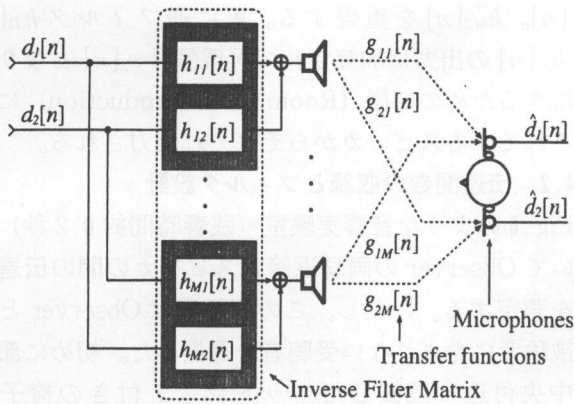


Fig. 4 計算機シミュレーションに用いた伝達系

$$\hat{x}_1[n] = \sum_{i=1}^M (x_1[n] * h_{i1}[n] * \hat{g}_{1i}[n] + x_2[n] * h_{i2}[n] * \hat{g}_{1i}[n]) \quad (7)$$

$$\hat{x}_2[n] = \sum_{i=1}^M (x_1[n] * h_{i1}[n] * \hat{g}_{2i}[n] + x_2[n] * h_{i2}[n] * \hat{g}_{2i}[n]) \quad (8)$$

ただし、\*は畳み込み演算、 $M$  ( $=2\sim 8$ )は音源の数、 $x_1[n]$ 、 $x_2[n]$ は二つの受音点で観測された原信号、 $h_{i1}[n]$ 、 $h_{i2}[n]$ は逆フィルタ、 $\hat{x}_1[n]$ 、 $\hat{x}_2[n]$ は再現信号を表す。このとき、再現精度  $E(\omega)$  は以下の式を用いて計算する。

$$E(\omega) = 10 \log_{10} \frac{|X_1(\omega)|^2 + |X_2(\omega)|^2}{|X_1(\omega) - \hat{X}_1(\omega)|^2 + |X_2(\omega) - \hat{X}_2(\omega)|^2} \quad (9)$$

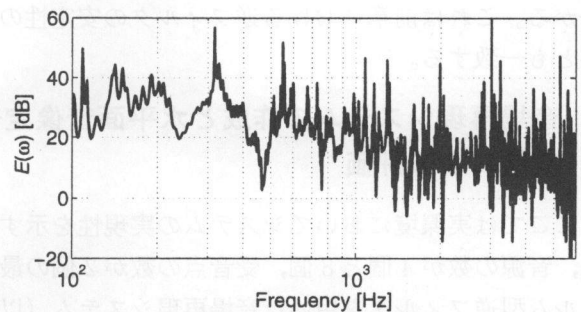
同様に、時間領域における波形の再現精度  $e$  は以下の式により計算する。

$$e = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=0}^{9599} (|x_1[n]|^2 + |x_2[n]|^2)}{\sum_{n=0}^{9599} (|x_1[n] - \hat{x}_1[n]|^2 + |x_2[n] - \hat{x}_2[n]|^2)} \quad (10)$$

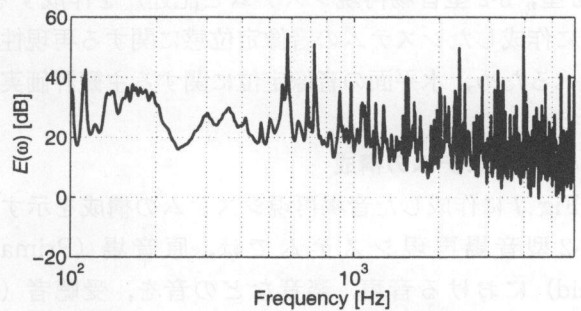
また原信号  $x_1[n]$ 、 $x_2[n]$ として、中心にピークを持つ100 Hz~6 kHzのバンドパスフィルタのインパルス応答を用いた。

### 3.4 計算結果

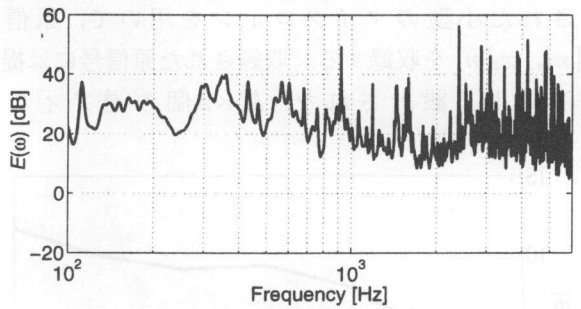
Fig. 5に音源2個(逆行列型)、4個及び8個(最小ノルム型)の場合(Table 1の音源配置)の周波数ごとの再現精度(SNR)を示す。横軸は周波数(100 Hz~6 kHz)、縦軸は(9)式によって計算した結果である。Fig. 5(a)のように音源2個(逆行列型)の場合の再現精度は、1 kHz以下では0~60 dB、1~6 kHzでは-30~60 dBの範囲で激しく変化しており、周波数ごとの変動が大きい。一方、Fig. 5(b)のような音源4個(最小ノルム型)の場合、1 kHz以下では20~40 dB程度、1~6 kHzまでは0~50 dBの変動幅となっている。また、Fig. 5(c)のような音源8



(a) 音源2個(逆行列型)



(b) 音源4個(最小ノルム型)



(c) 音源8個(最小ノルム型)

Fig. 5 音源の数に対する再現精度  $E(\omega)$  の比較

個(最小ノルム型)の場合では音源4個の場合よりも小さい変動幅となっており、2 kHz以上の周波数域において再現精度が向上していることが分かる。このように最小ノルム型逆フィルタでは逆行列型逆フィルタに比べて、周波数ごとの変動が少なく平坦で安定した再現精度が得られている。また、音源の数に関わらず低い周波数では30 dB前後の再現精度が得られているのに対し、2 kHzを越えたあたりから20 dBを下回る周波数が多く存在する。これは高い周波数における波長の短さに起因し、 $g_{ji}[n]$ と $\hat{g}_{ji}[n]$ の間の誤差によって位相のずれが大きくなることが原因と考えられる。

Fig. 6に時間波形の比較による再現精度の計算結果を示す。横軸は音源の数、縦軸は $e$ ((10)式)によって音源2個から8個まで(Table 1の音源配置)を計算した結果である。Fig. 6では、音源を2個から8個に増加することにより、10 dB以上再現精度が向上している。すなわち音源の数を増加することによって再現信号の誤差が小さくなり、再現精度が向上することが

分かる。これは前章における逆フィルタの安定性の結果とも一致する。

#### 4. 音場再現システムの作成と水平面音像定位実験による評価

ここでは実環境においてシステムの実現性を示すため、音源の数が4個と8個、受音点の数が2個の最小ノルム型逆フィルタを用いた音場再現システム（以後4-2型、8-2型音場再現システムと記述）を作成する。更に作成したシステムの音像定位感に関する再現性を調べるため、水平面の音像定位に関する主観評価実験を行う。

##### 4.1 システムの構成

Fig. 7 に作成した音場再現システムの構成を示す。M-2型音場再現システムでは、原音場 (Primary field) における音声、楽音などの音を、受聴者（以後、この受聴者を Observer と呼ぶ）の耳介近傍に設置された小型のマイクロホンを用いて、原信号  $x_1[n]$ ,  $x_2[n]$  を収録する。収録された原信号には提案手法により設計された、 $M \times 2$  個の逆フィルタ

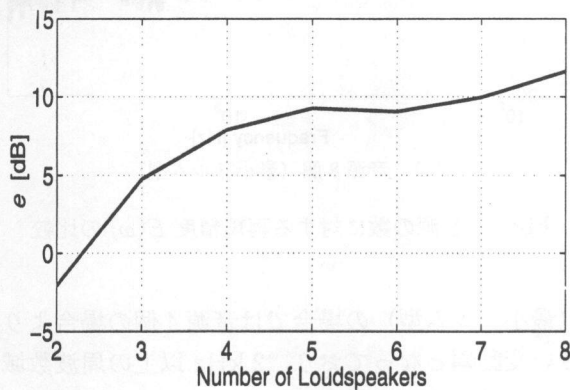


Fig. 6 音源の数と再現精度  $e$  との関係

$h_{11}[n]$ ,  $h_{M2}[n]$  を重畳する。更に逆フィルタ  $h_{j1}[n]$  と  $h_{j2}[n]$  の出力は加算されて再現信号  $s_j[n]$  となり、再現するための部屋 (Room for Reproduction) に設置されているスピーカからそれぞれ出力される。

##### 4.2 伝達関数の収録とフィルタ設計

Fig. 8 のような音響実験室 (残響時間約 0.2 秒) において Observer の両耳近傍とスピーカの間の伝達関数を測定する。ただし、この収録では Observer として被験者に含まれない受聴者を選択した。初めに部屋の中央付近に設置したヘッドレスト付きの椅子に Observer を座らせ、その頭部をヘッドレストに置いた状態で両耳外耳道入口 (約 1.1 m の高さ) から 1 cm ほど外側にマイクロホンを取り付けた。また再現に用いるスピーカは 3.1 節と同じ条件 (Fig. 8) で配置した。以上の条件でマイクロホンとスピーカの間の

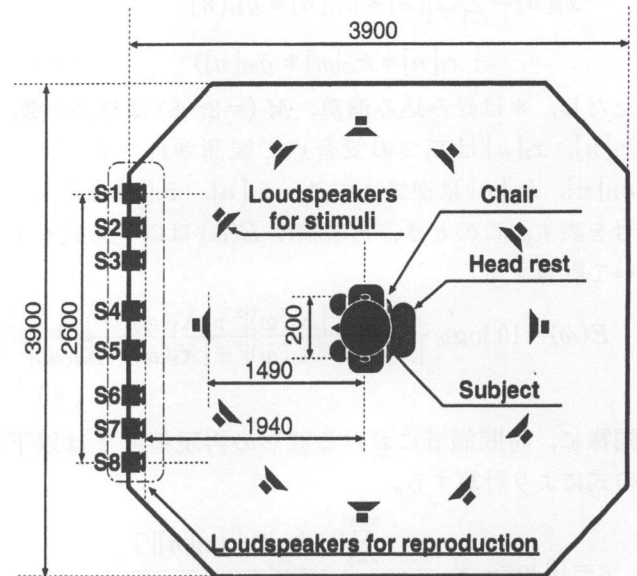


Fig. 8 伝達関数の測定及び受聴試験におけるスピーカの配置

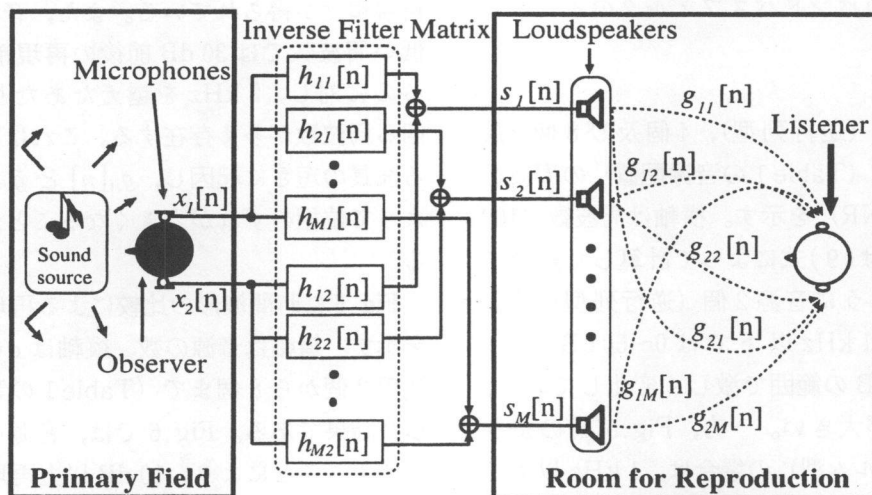


Fig. 7 M-2 型音場再現システム

インパルス応答を測定した。測定では 65,536 点の長さの TSP 信号[16]を用い、16 回の同期加算をした後、3.2 節の手法で音源 4 個と 8 個の場合の最小ノルム型逆フィルタを作成した。

#### 4.3 水平面方向の音像定位実験

4-2 型、8-2 型音場再現システムの水平面における音像定位感を評価するため、水平面の音像定位に関する主観評価実験を行った。

##### 4.3.1 刺激音の作成

Observer の周囲 12 方向のいずれか 1 方向から音が聞こえるような状況を想定して刺激音を作成する。まず、Fig.8 に示す音響実験室において、Observer の頭部中心から約 1.5 m 程度の距離になるように、正面を  $0^\circ$ 、右側面を  $90^\circ$  として  $360^\circ$  を  $30^\circ$  間隔で 12 個のスピーカを配置する。これらのスピーカはいずれも Observer の耳の高さと同じになるように調整されている。また、マイクロホンを用いたものと同じ条件で設置した。次に、これらのスピーカから出力した 3 種類の音（男性話者による英語、バイオリン、サクソ）をマイクロホンで収録し、4.2 節で設計した逆フィルタに畳み込み、すべての方向について刺激時間 10 秒の再現音（標本化周波数 48 kHz、信号精度 16 bit）を作成した。なお、フィルタ設計と原信号収録における Observer は同一である。

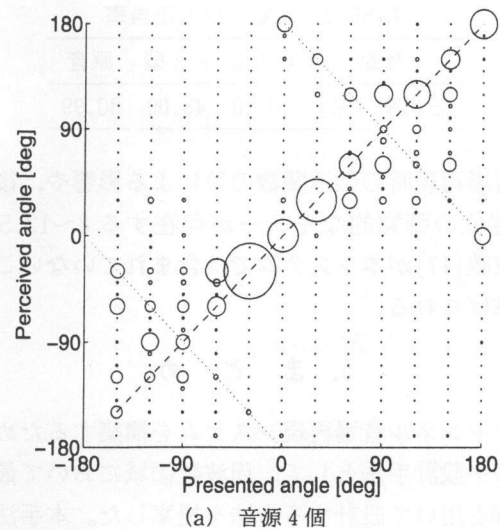
##### 4.3.2 実験方法

被験者から見て正面に配置した 8 個のスピーカから、4.3.1 節で作成した刺激音を出力する。また刺激音の到来方向の参考として、原音場における音刺激を収録するために用いたスピーカを被験者の周囲に収録時と同様の位置に設置する。

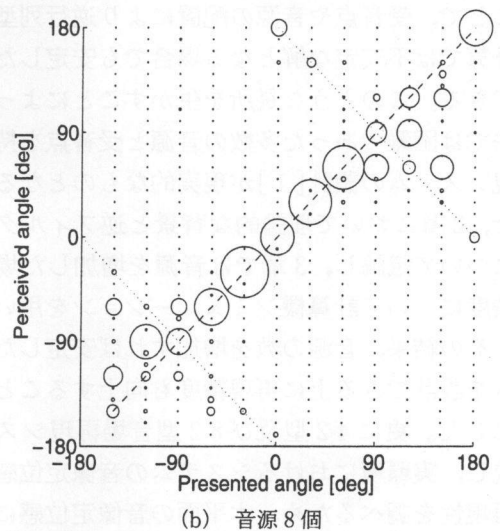
被験者は正常な聴力を有する男女 8 名（男性 7 名、女性 1 名）とする。刺激音は、被験者周囲に配置されたスピーカから原音を提示する場合と、正面に配置されたスピーカから再現音を提示する場合とがあり、すべての刺激音を無作為順に被験者に提示する。刺激は 12 方向、3 種類の音源の原音と再現音をおのおの 2 回ずつ提示する。被験者はヘッドレストに頭を乗せた状態で受聴して、刺激音が聞こえた方向を解答用紙に記入する。この解答用紙には部屋と、原音場において原信号を出力したスピーカの配置が印刷してあり、被験者は聞こえた位置に  $\times$  をマークする。

##### 4.3.3 実験結果

Fig.9(a), (b) に音源 4 個と音源 8 個の場合の音像定位実験の結果を示す。横軸は刺激音の提示方向、縦軸は被験者が回答した方向であり円の中心が観測された方位、円の大きさは被験者 8 人全員の回答の頻度を表す。実験結果は縦軸に対して  $10^\circ$  ごとに集計されて



(a) 音源 4 個



(b) 音源 8 個

Fig.9 被験者 8 人による主観評価実験の回答

おり、その位置に回答された回数が多いほど円が大きくなる。破線は刺激音の提示方向と被験者の回答方向が一致する位置を示し、2本の点線は両耳を結ぶ線に対して音像定位が折り返した位置を示す。また、Table 2 には音源 4 個の場合、音源 8 個の場合及び原音を被験者の周囲に配置したスピーカから出力した場合のそれぞれの評価について、正しい方向に回答された刺激音の正当率を計算した結果を示す。

実験の結果、Fig.9(a), (b) に示される音源 4 個及び 8 個の場合では、前方の定位感に関しては良好な結果が得られている。また、音源が 4 個から 8 個に増えることによって、後方からの刺激に対する知覚がより正確になっていることが分かる。これは Table 2 の結果にも示されており、音源が 4 個から 8 個に増えることによって 8 ポイント程度の正当率の向上が見られる。しかしながら、いずれの場合にも後方からの再現音が、両耳を結ぶ線に対して折り返した前方の位置に聞こえてしまう誤りが存在している。このような誤りの原因として、逆フィルタを設計時に測定した伝達関

Table 2 知覚方位の正当率

音源	4-2型	8-2型	原音
正当率 [%]	40.10	48.09	80.99

数と音場再現時の伝達関数の差による影響や、後方の音像定位の聴覚的なキューが存在する 8~12.5 kHz の周波数[17]が本システムでは含まれていないことなどが挙げられる。

## 5. ま と め

多チャンネル音場再現システムを構築するための逆フィルタ設計手法として、周波数領域において最小ノルム解を用いて設計する方法を提案した。本手法を用いることで、受音点や音源の配置により逆行列型を用いた計算では不安定な解となる場合でも安定した解を計算できる。このような長所を生かすことによって、従来法では困難であった多数の音源と受音点を持つ音場再現システムの設計[1]が現実的なものとなる。

また、2章において理論的な背景と逆フィルタの安定性について議論し、3章では音源を増加した場合の再現精度について計算機シミュレーションを用いて調べた。その結果、音源の数を増加すれば安定した逆システムを設計できる上に再現精度も向上することを明らかにした。更に4-2型及び8-2型音場再現システムを作成し、実環境におけるシステムの音像定位感に関する再現性を調べるため、水平面の音像定位感に関する主観評価実験を行った。実験の結果、本手法を用いて設計したシステムが実現可能であり、実環境において水平面に関し良好な音像定位感が再現できることを確認した。

## 文 献

- [1] 伊勢史郎, “キルヒホッフ-ヘルムホルツ積分方程式と逆システム理論に基づく音場制御の原理,” 音響学会誌 **53**, 706-713 (1997).
- [2] M.R. Schroeder and B.S. Atal, “Computer simulation of sound transmission in rooms,” IEEE Int. Conv. Rec. **1**, 150-155 (1963).
- [3] 浜田晴夫, P.A. Nelson and S.J. Elliott, “マルチチャンネル適応制御アルゴリズムとその音場再生システムへの応用,” 音講論集, 431-432 (1990. 3).
- [4] 宇都精吾, 浜田晴夫, 三浦種敏, “多チャンネル適応フィルタを用いたオーディオ等化器に関する基礎検討,” 音講論集, 375-376 (1991.3).
- [5] P.A. Nelson, H. Hamada and S.J. Elliott, “Inverse filters for multi-channel sound reproduction,” IEICE Trans. Fundam. **E75-A**(11) (1992).
- [6] M. Miyoshi and Y. Kaneda, “Inverse filtering of room acoustics,” IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. **ASSP36**, 145-152 (1988).
- [7] 三好正人, 小泉宣夫, “多数のスピーカを用いたトランスオーラル系の構成について,” 音講論集, 371-372 (1991.3).

- [8] 田中康治, 伊勢史郎, 鹿野清宏, “最小ノルム解を用いたマルチチャンネル音場制御による局所的な音場の強調,” 音講論集, 507-508 (1996. 3).
- [9] F. Asano, Y. Suzuki and D.C. Swanson, “Optimization of control source configuration in active control systems using Gram-Schmidt orthogonalization,” IEEE Trans. Speech Audio Process., **7**, 213-220 (1999).
- [10] D.C. Swanson, “The generalized multichannel filtered-x algorithm,” Proc. 2nd Conf. on Recent Advance in Active Control of Sound and Vibration, 550-561 (1993).
- [11] H. Nakajima, M. Miyoshi and M. Tohyama, “Sound field control by indefinite MINT filter,” IEICE Trans. Fundam. **E80-A**, 821-824 (1997).
- [12] 金井 浩, 音・振動のスペクトル解析 (コロナ社, 東京, 1999), pp. 36-62.
- [13] 柳井晴夫, 竹内 啓, 射影行列・一般逆行列・特異値分解 (東京大学出版会, 東京, 1983), pp. 62-68.
- [14] 武者利光, 岡本良夫, 逆問題とその解き方 (オーム社, 東京, 1992), pp. 134-145.
- [15] F. Asano, Y. Suzuki and T. Sone, “Sound equalization using derivative constraints,” Acustica **82**, 311-320 (1996).
- [16] 鈴木陽一, 浅野 太, 曾根敏夫, “音響系の伝達関数の模擬をめぐって,” 音響学会誌 **45**, 44-50 (1989).
- [17] J. Blauert, “Sound localization in the median plane,” Acustica **22**, 205-213 (1969/70).

## 付録 (ノルム最小型一般逆行列の条件)

$x$  を  $M$  次元ベクトル,  $b$  を  $N$  次元ベクトル, 任意の複素行列を  $A (\in C^{N \times M})$  としたとき, 以下のような線形方程式が記述できる。

$$Ax = b \quad (11)$$

この変数ベクトル  $x$  は  $\text{rank} A < M$  のとき解が無数に存在するため, 解を一意に決定することができない。一方, 変数ベクトル  $x$  が  $b$  に対して  $x = A^{-1}b$  であるとき  $x$  がこの方程式の一つの解となる場合,  $A^{-1}$  は  $A$  の一般逆行列として定義されている。このとき,

$$AA^{-1}A = A \quad (12)$$

であることが  $A^{-1}$  が一般逆行列である必要十分条件である。  $\text{rank}(A) = n < m$  のとき,  $A$  の転置行列の部分空間  $S(A^T)$  と  $A$  の零空間  $\text{Ker}(A)$  が直交することを仮定すれば,  $A^{-1}A$  は直交射影行列となるので,

$$(A^{-1}A)^T = A^{-1}A \quad (13)$$

が成立する。  $A^{-1}A = P$  とすると,

$$P^T = P \iff \|Px\| \leq \|x\| \quad (14)$$

であり,  $P^T = P$  のとき解ベクトル  $x$  の平方和が最小になる。(12)(13)式を同時に満たす一般逆行列はノルム最小型一般逆行列と呼ばれ,

$$x = A^+(AA^+)^{-1}b \quad (15)$$

$$A^{-1} = A^+(AA^+)^{-1} \quad (16)$$

として表現することができる[13]。





神沼 充伸

平5秋田大・鉱山・金属材料卒。平7北陸先端科学技術大学院大学・情報科学研究科・博士課程前期修了。平12奈良先端科学技術大学院大学・情報科学研究科・博士課程後期単位取得退学。平12日産自動車(株)・電子情報研究所・研究員。音声符号化、音場再現、車室内音場制御等の研究に従事。日本音響学会、日本バーチャルリアリティ学会各会員。



伊勢 史郎

昭59年早稲田大・理工・電子通信卒。昭63年早稲田大・大学院理工学研究科・修士課程電気工学修了。平成3年東京大・大学院工学系研究科・博士課程建築学修了。平成6年奈良先端科学技術大学院大学・情報科学研究科・助手。平成10年京都大学・大学院工学研究科・建築学専攻・助教授。アクティブ騒音制御、音場再現の研究に従事。工博。日本騒音制御工学会から奨励賞、日本音響学会から論文賞を受賞。日本音響学会、日本騒音制御工学会、建築学会、アメリカ音響学会各会員。



鹿野 清宏

昭45名大・工・電気卒。昭47同大大学院修士課程了。同年電電公社武蔵野電気通信研究所入所。昭59~61カーネギーメロン大客員研究員。昭61~平2ATR自動翻訳電話研究所音声情報処理研究室長。平4NTTヒューマンインタフェース研究所主席研究員。平6より奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科教授。音情報処理学講座を担当。工博。主として音声・音情報処理の研究及び研究指導に従事。昭50電子通信学会米沢賞。平3IEEE SP 1990 Senior Award, 平6日本音響学会技術開発賞。平12情報処理学会山下記念研究賞, IEEE, ISCA, 情報処理学会, 音響学会, 電子情報通信学会各会員。