

# 音場の計測と指向性制御

## 小野 順貴, 安藤 繁 (東京大学)

Measurement of Sound Field and Directivity Control  
Nobutaka ONO, Shigeru ANDO (The University of Tokyo)

**Abstract**—Since a target signal like speech is often interfered by other speeches, various ambient noise, reverberation in real world, directivity control for sound source separation is one of the most concerned problems in the acoustic engineering. In this paper, we describe some conventional methods for directivity control in microphone array. Then, based on temporal-spatial gradient measurement of sound field, we introduce a new scheme for directivity control and show some experimental results.

## 1 はじめに

実環境においては、音声、楽音その他対象とする音響信号は、周囲の環境雑音、他の音声や楽音、残響のような他の音響信号と混合されてしまうことが多い。そのため、混合された観測信号から目的信号を分離する音源分離の問題は、音声認識や音環境理解の分野で大きな関心を集めており、現在も活発な研究が行なわれている。

マイクロフォンアレイを用いる手法においては、様々な位置に存在する音源から伝播する波面を複数の無指向性マイクロフォンにより計測し、これらの観測信号に周波数領域で適当な荷重和をとり、アレイ全体の指向性を制御することによって、目的音源の分離が行なわれる。目的音源の位置(方向)を既知とした手法としては、DS法(Delay and Sum Beamformer)が最も基本的なものであるが、形成される指向性の鋭さはアレイサイズによって決まるため、小さなアレイでは妨害音を十分に除去することができない。その後、より小さなアレイサイズで高い妨害音排除能力を実現するために、観測信号を用いて荷重を動的に制御する適応ビームフォーマが提案されてきた[1][2]。さらに近年では、目的音源の位置情報や、音源位置から観測点までの伝達関数の情報も未知として、ブラインドで音源信号を分離する手法が注目され、独立成分分析などが盛んに研究されている[3]。しかし、指向性の制御手法としては高度なものが提案されてきているが、音場の計測法としては、音圧型マイクロフォンアレイによる音圧場の空間的サンプリングにとどまっているともいえる。

一方センシングの分野では、近年、Milesらのヤドリバエの聴覚器に関する研究[4]に触発され、超小型で音圧と音圧勾配を同時検出する新たな音響センサの設計が試みられはじめている[5][6][7]。我々もヤドリバエの聴覚器構造

のモデル化とその一般化に基づく超小型音源定位センサの試作[8][9][10][11]を行ないつつ、音場の微分検出に基づく新たな実時間音源定位アルゴリズム[12]などを提案してきた。

本稿ではまず、アレイ状に配置した無指向性の音圧型マイクロフォンによって空間的に音場をサンプリングする一般的な音場の計測モデルと、これに基づく指向性制御の手法を紹介する。次に我々が近年研究を進めてきた音場の時空間勾配計測が新しい指向性制御法を可能にすることを論じ、実環境における実験結果を紹介する。

## 2 音圧型マイクロフォンアレイによる音場の計測

### 2.1 計測モデル

無指向性音圧型マイクロフォンのアレイにより、音場を計測することを考える。座標原点をマイクロフォンアレイの中心にとり、音源の位置を $r_i$ 、マイクロフォンの位置を $r_j$ で表わすことにする。このとき $r_j$ で観測される信号のスペクトルは、

$$M_j(\omega) = \sum_i \hat{S}_i(\omega) \hat{H}(\omega; r_i, r_j) \quad (1)$$

と表わされる。ただし、 $\hat{S}_i(\omega)$ は $r_i$ に存在する音源信号のスペクトル、 $\hat{H}(\omega; r_i, r_j)$ は $r_i$ から $r_j$ への音の伝播を表わす伝達関数である。

一般に点音源から放射された波面は3次元空間では球面波として伝播するので、反射や回折等がなければ、

$$\hat{H}(\omega; r_i, r_j) = \frac{1}{|r_i - r_j|} e^{-j\omega|r_i - r_j|/c} \quad (2)$$

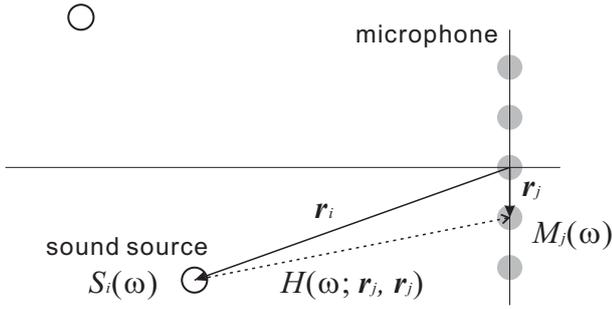


図 1. 音圧型マイクロフォンアレイによる音場の計測

のように、球面波伝播による距離に反比例した振幅減衰と、伝播時間による位相回転により表わされる。ただし  $c$  は音速を表す。式 (2) の形式は、分母のみに距離が含まれており、無限遠音源を考える際に考えにくいので、いま、

$$S_i(\omega) = \hat{S}_i(\omega) \hat{H}(\omega; \mathbf{r}_i, 0) \quad (3)$$

$$H(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j) = \frac{\hat{H}(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j)}{\hat{H}(\omega; \mathbf{r}_i, 0)} \quad (4)$$

のようにおくと、

$$\hat{S}_i(\omega) \hat{H}(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j) = S_i(\omega) H(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j) \quad (5)$$

であり、 $S_i(\omega)$  は座標原点で観測されるはずの音源信号スペクトルを表わす。もともと音源信号は未知であるから、これを音源信号のスペクトルと考えても一般性を失わない。よって以下では、

$$M_j(\omega) = \sum_i S_i(\omega) H(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j) \quad (6)$$

を観測モデルとして用いる。ただし

$$H(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j) = \frac{|\mathbf{r}_i|}{|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_j|} e^{-j\omega(|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_j| - |\mathbf{r}_i|)/c} \quad (7)$$

である。 $|\mathbf{r}_i| \gg |\mathbf{r}_j|$  で、波面が平面波と近似できる場合には、

$$H(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j) = e^{-j\omega|\mathbf{r}_j| \sin \theta(\mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j)/c} \quad (8)$$

と表わされる。ただし、 $\theta(\mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j)$  は、 $\mathbf{r}_i$  と  $\mathbf{r}_j$  のなす角を表わす。

## 2.2 アレイの指向性

以下では簡単のため、

$$\mathbf{M}(\omega) = (M_1(\omega) M_2(\omega) \cdots M_m(\omega))^T \quad (9)$$

$$\mathbf{W}(\omega) = (W_1(\omega) W_2(\omega) \cdots W_m(\omega))^T \quad (10)$$

$$\mathbf{H}(\omega; \mathbf{r}_i) = (H(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_1) H(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_2) \cdots H(\omega; \mathbf{r}_i, \mathbf{r}_m))^T \quad (11)$$

のようなベクトル表記を用いることにし、観測信号  $M(\omega)$  に対し荷重  $\mathbf{W}(\omega)$  を乗じて足し合わせる

$$Y(\omega) = \mathbf{W}(\omega)^H \mathbf{M}(\omega) \quad (12)$$

のような線形フィルタを考える。 $Y(\omega)$  をアレイ出力と呼ぶ。

$$G(\mathbf{r}_i; \mathbf{W}(\omega)) = \mathbf{W}(\omega)^H \mathbf{H}(\omega; \mathbf{r}_i) \quad (13)$$

を定義しておくとし、 $Y(\omega)$  は一般に

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \mathbf{W}(\omega)^H \sum_i S_i(\omega) \mathbf{H}(\omega; \mathbf{r}_i) \\ &= \sum_i S_i(\omega) \mathbf{W}(\omega)^H \mathbf{H}(\omega; \mathbf{r}_i) \\ &= \sum_i S_i(\omega) G(\mathbf{r}_i; \mathbf{W}(\omega)) \end{aligned} \quad (14)$$

と表わされ、 $G(\mathbf{r}_i; \mathbf{W}(\omega))$  は位置  $\mathbf{r}_i$  に存在する音源信号への利得として働くことがわかる。この音源位置の関数  $G(\mathbf{r}_i; \mathbf{W}(\omega))$  をアレイの指向特性と呼ぶ。指向性制御の問題とは、各観測信号に対する荷重  $\mathbf{W}(\omega)$  を適切に設定することで、指向特性  $G(\mathbf{r}_i; \mathbf{W}(\omega))$  を制御し、目的音源信号のみを通過させて妨害音源信号を効率的に抑圧することが目的といえる。以下では、目的音源位置  $\mathbf{r}_1$  は既知であるが、妨害音源位置は未知であるという問題設定で、議論を進める。

## 3 指向性制御の手法

### 3.1 Delay-and-Sum Beamformer

観測信号から目的音源信号のみを抽出し、妨害音を抑圧するための最も基本的な考え方は、目的音源位置  $\mathbf{r}_1$  に関するアレイの利得  $G(\mathbf{r}_1; \mathbf{W}(\omega))$  を最大化することである。重みベクトル  $\mathbf{W}(\omega)$  全体のノルムは音源位置に依らない利得を決定するので、これを固定し、

$$|\mathbf{W}(\omega)|^2 = C_0 \quad (15)$$

という拘束条件の下 ( $C_0$  は適当な正の定数)、

$$|G(\mathbf{r}_1; \mathbf{W}(\omega))|^2 = |\mathbf{W}(\omega)^H \mathbf{H}(\omega; \mathbf{r}_1)|^2 \quad (16)$$

を最大化するという拘束条件付最適化問題を考える。これはラグランジュの未定乗数法を用いて

$$J(\omega) = |\mathbf{W}(\omega)^H \mathbf{H}(\omega; \mathbf{r}_1)|^2 + \lambda(|\mathbf{W}(\omega)|^2 - 1) \quad (17)$$

という評価関数の極値を求めることにより、

$$\mathbf{W}(\omega) = C \mathbf{H}(\omega; \mathbf{r}_1) \quad (18)$$

という最適荷重を得ることができる。規格化定数  $C$  は、目的音源でのアレイの利得が 1、すなわち、 $G(\mathbf{r}_1; \mathbf{W}(\omega)) = 1$

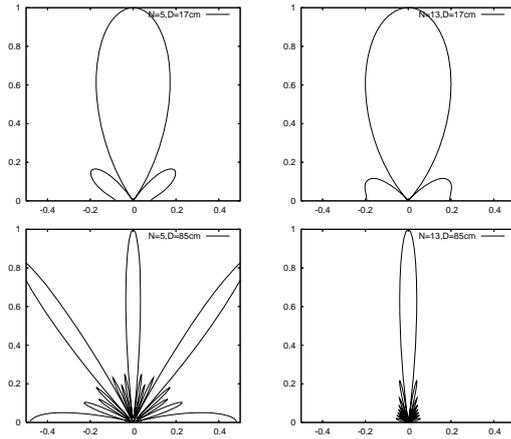


図 2. 等間隔線形アレイを用いた場合の指向特性。周波数は 3kHz とした。上がアレイサイズ 17cm, 下がアレイサイズ 85cm, 左がマイクロフォン 5 個, 右がマイクロフォン 17 個の場合。左下の条件では, マイクロフォン間隔が半波長より大きくなり, エリアシングによる大きなサイドローブが生じている。

となるように定めればよい。この結果は, 目的音源位置  $r_1$  から各マイクロフォンまでの伝達関数そのものを荷重として用いることを意味している。ただし荷重ベクトルを式 (12) のように共役転値で乗じるように定義しているため, この操作は各マイクロフォンで生じた時間遅延を補償する役割を果たすため, Delay-and-Sum Beamformer (DS 法) と呼ばれる。DS 法においては, 荷重の決定には観測信号  $M(\omega)$  は使われておらず, 目的音源位置  $r_i$  のみによって決定されることに注意する。

等間隔線形アレイを用いた場合, この DS 法により得られる指向特性の例を図 2 に示す。図は横軸方向をマイクロフォンが並んでいる軸とし, 正面方向に目的音源があるとして, 無限遠におけるアレイ利得の絶対値  $G(\omega; r_i)$  を音源方向 ( $r_i$  の角度) に対して極座標表示したものである。1) マイクロフォンの数によらず形成される指向特性の鋭さはアレイサイズにより決まる, 2) マイクロフォンの間隔が大きすぎるとエリアシングによるサイドローブが生じる, 等の様子がみてとれる。

### 3.2 Null Beamformer

妨害音源がある観測時間区間には有限個しか存在しない場合には, 妨害音源位置  $r_i$  に対してアレイ利得  $G(r_i; W(\omega))$  を零にすることができれば, 妨害音が抑圧されることになる。このように指向特性の零感度領域を活用する手法は Null Beamformer と呼ばれる。荷重ベクトル  $W(\omega)$  と伝達関数ベクトル  $H(\omega; r_i)$  の内積であるから,  $m$  個のマイクロフォンを用いた場合, 独立に  $m - 1$  個の零感度領域をつくることことができる。これはアレイサイズと

は無関係であるため, 小さいアレイサイズでも高い妨害音抑圧性能を出すことが可能となる。ただし, 妨害音源位置が常に既知とは限らないため, どのようにして妨害音源位置に対して零感度領域を向けるかが問題となる。

### 3.3 Minimum Variance Beamformer

目的音源位置が既知で妨害音源位置は未知である場合に, 自動的に妨害音の方に零感度を向けこれを抑圧するように指向性を制御する手法として, Minimum Variance Beamformer (MV 法) が知られている [15]。これは目的音源位置に対する利得を

$$G(r_1; W(\omega)) = W(\omega)^H H(\omega; r_1) = 1 \quad (19)$$

のように固定することを拘束条件とし, アレイ出力パワー (分散)

$$E[(W(\omega)^H M(\omega))^2] \quad (20)$$

を最小化するという拘束条件付最適化を行なう手法である。相関行列  $R_{MM}(\omega)$  を

$$R_{MM}(\omega) = E[M(\omega)M(\omega)^H] \quad (21)$$

と定義し, ラグランジュの未定乗数法を用いれば, 最小化する評価関数は

$$J(\omega) = W(\omega)^H R_{MM} W(\omega) - \lambda(W(\omega)^H H(\omega; r_1) - 1) \quad (22)$$

であるので, 最適解は,

$$W(\omega) = \frac{R_{MM}(\omega)^{-1} H(\omega; r_1)}{H(\omega; r_1)^H R_{MM}(\omega)^{-1} H(\omega; r_1)} \quad (23)$$

のように求まる。

MV 法では, 妨害音源が  $m - 1$  個以下の場合には自動的に妨害音源方向に零点を生成し, 妨害音源がそれ以上ある場合にも, アレイ出力の分散最小という意味で最適な荷重を与える。ただし MV 法では相関行列 (式 (21)) が必要となる。通常, 入力してくる音響信号は非定常であるから, 実際にこの処理を行うためには, 適当な時間区間の観測信号を用いて相関行列を推定, 更新しながら, 荷重を決定することになる。このように, 観測信号自体を用いて荷重を動的に変化させながら, 指向特性を制御する手法は適応ビームフォーマと呼ばれ, MV 法は適応ビームフォーマの代表的手法の 1 つである。

## 4 音場の時空間微分計測に基づく指向性制御

### 4.1 計測モデル

次に, 空間的に異なる位置での音圧をマイクロフォンでサンプリングする代わりに, ある観測点 (以下, これを原

点にとる)での音圧  $m(t)$ , その時間微分  $m_t$ , その空間微分  $m_x(t)$ ,  $m_y(t)$  を観測することを考える<sup>1</sup>。将来的には、我々が研究を進めているヤドリバエ型マイクロフォンにより観測することを想定しているが(図3参照), 近接配置させた通常の音圧型マイクロフォンにより近似的に計測することも可能である。

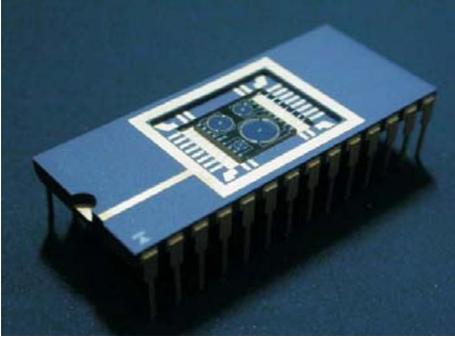


図3. ヤドリバエ型マイクロフォンの写真 [11]。現在まだ試作段階であるが、音圧と微小な音圧勾配を同時検出することを目的としている。

これらの観測信号は次元が異なる量であるのでそのままベクトル形式で表わすのは適切とはいえないが、通常のマイクロフォンアレイとの比較のために形式的に観測信号のスペクトルと、これらに対する荷重を

$$\mathbf{M}(\omega) = (M(\omega) M_t(\omega) M_x(\omega) M_y(\omega))^T \quad (24)$$

$$\mathbf{W}(\omega) = (W(\omega) W_t(\omega) W_x(\omega) W_y(\omega))^T \quad (25)$$

のようにベクトル表現し、式(4)のように、位置  $\mathbf{r}_i$  にある音源から各観測信号への伝達関数を、音源から原点への伝達関数で規格化したものをそれぞれ  $H(\omega; \mathbf{r}_i)$ ,  $H_t(\omega; \mathbf{r}_i)$ ,  $H_x(\omega; \mathbf{r}_i)$ ,  $H_y(\omega; \mathbf{r}_i)$  とおくと、これらは、

$$H(\omega; \mathbf{r}_i) = 1 \quad (26)$$

$$H_t(\omega; \mathbf{r}_i) = j\omega \quad (27)$$

$$H_x(\omega; \mathbf{r}_i) = \left( \frac{1}{|\mathbf{r}_i|} + \frac{j\omega}{c} \right) n_{ix} \quad (28)$$

$$H_y(\omega; \mathbf{r}_i) = \left( \frac{1}{|\mathbf{r}_i|} + \frac{j\omega}{c} \right) n_{iy} \quad (29)$$

のように表わされる [13][14]。ただし、 $n_{ix}$ ,  $n_{iy}$  は、音源位置方向を向いた単位ベクトル  $\mathbf{r}_i/|\mathbf{r}_i|$  の  $x$ ,  $y$  成分である。このときアレイ利得は、

$$\begin{aligned} G(\omega; \mathbf{r}_i) &= \left( W(\omega) + W_x(\omega) \frac{n_{ix}}{|\mathbf{r}_i|} + W_y(\omega) \frac{n_{iy}}{|\mathbf{r}_i|} \right) \\ &\quad + j\omega \left( W_t(\omega) + W_x(\omega) \frac{n_{ix}}{c} + W_y(\omega) \frac{n_{iy}}{c} \right) \end{aligned} \quad (30)$$

<sup>1</sup>  $m(t)$  と  $m_t(t)$  は周波数領域では  $j\omega$  倍の関係にあるのみであり、 $m(t)$  を時間微分して  $m_t(t)$  を求める場合には独立な観測量とはいえないが、後述する時間領域での信号処理の定式化を容易にするため、ここではこのように別の観測信号として表記する。

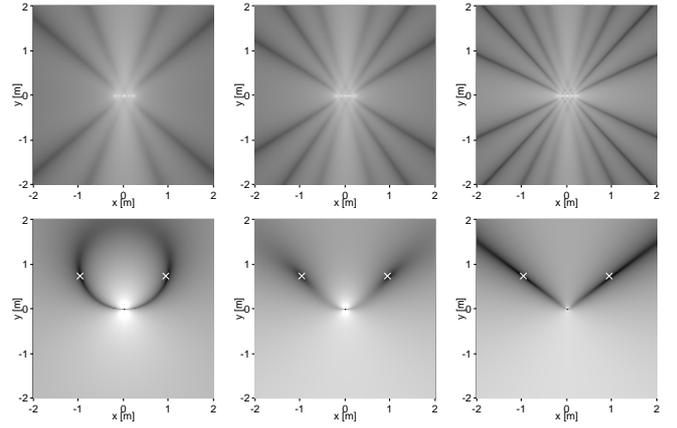


図4. アレイ利得  $G(\omega; \mathbf{r}_i)$  の例を2次元的なグレースケールで表示したもの。上段は従来の等間隔線形アレイ(10cm 間隔, 5個のマイクロフォン)の場合ですべての荷重を1とおいた場合。周波数は1800Hz(左), 2400Hz(中), and 3000Hz(右)で、感度分布は大きな周波数特性をもっている。下段は時空間勾配計測の場合で荷重は( $W = 0.6$ ,  $cW_t = 0.5$ ,  $W_x = 0$ ,  $W_y = 1$ )とした。周波数は10Hz(左), 100Hz(中), and 1000Hz(右)である。感度分布は周波数特性をもっているが、白い×で示された零感度の位置は周波数に依らず不変である。

と表わされる。一般の場合とは異なり、 $H(\omega; \mathbf{r}_i)$  の周波数依存性が線形な形で分離されていることに注意。

$$\mathbf{H}_1(\mathbf{r}_i) = \left( 1 \ 0 \ \frac{n_{ix}}{|\mathbf{r}_i|} \ \frac{n_{iy}}{|\mathbf{r}_i|} \right) \mathbf{H} \quad (31)$$

$$\mathbf{H}_2(\mathbf{r}_i) = \left( 0 \ 1 \ \frac{n_{ix}}{c} \ \frac{n_{iy}}{c} \right) \mathbf{H} \quad (32)$$

とおいた場合(これらは周波数  $\omega$  に依存しないことに注意)、

$$\mathbf{W}^H \mathbf{H}_1(\mathbf{r}_i) = 0 \quad (33)$$

$$\mathbf{W}^H \mathbf{H}_2(\mathbf{r}_i) = 0 \quad (34)$$

を満たすような  $\mathbf{W}$  を選べば、周波数に依存せず

$$G(\omega; \mathbf{r}_i) = 0 \quad (35)$$

のように  $\mathbf{r}_i$  に零感度領域をつくることができる。これが従来のマイクロフォンアレイとは大きく異なる特長となる(図4参照)。

## 4.2 周波数分解不要の指向性制御

周波数に依存しない零感度領域をもつという時空間微分計測の利点を活用する手法として、我々は図5に示すような構成を提案している [13][14]。

零感度領域が周波数依存性を持たないとしても、目的音源位置から観測信号への伝達関数  $G(\omega)(\mathbf{r}_i; \mathbf{W}(\omega))$  自体は周波数依存性をもつ。そこで我々は通常のMV法と異なり、式(31)、式(32)で定義した  $\mathbf{H}_1(\mathbf{r}_i)$ ,  $\mathbf{H}_2(\mathbf{r}_i)$  に対して、

$$\mathbf{W}^H \mathbf{H}_1(\mathbf{r}_i) = p \quad (36)$$

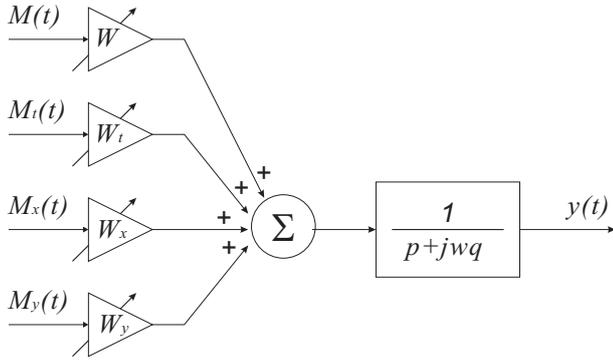


図 5. 時空間勾配計測に基づく指向性制御の信号処理ブロック図

$$\mathbf{W}^H \mathbf{H}_2(\mathbf{r}_i) = q \quad (37)$$

のように 2 つの拘束条件をおく。ただし  $p, q$  は正の実数定数である。このとき目的音源位置でのアレイ利得は、

$$G(\omega; \mathbf{r}_i) = p + j\omega q \quad (38)$$

のように  $\mathbf{W}$  によらない周波数特性に固定されるため、式 (36)、式 (37) の拘束を満たしている限り、荷重  $\mathbf{W}$  の動的な変化は、アレイ出力の目的音源信号成分に影響を与えない。また、式 (38) の周波数特性は、後段に

$$I(\omega) = \frac{1}{p + j\omega q} \quad (39)$$

という 1 次の LPF をおくことにより簡単に補償することができる。

より詳細な解析によれば、式 (36)、式 (37) の拘束条件下で生成される零感度領域の自由度を最も大きくするためには、実数定数  $p, q$  を

$$p = \frac{1}{|\mathbf{r}_1|} \quad (40)$$

$$q = \frac{1}{c} \quad (41)$$

のように定めるのがよいことがわかっている。

よって観測信号は

$$\mathbf{m}(t) = (m(t) \ m_t(t) \ m_x(t) \ m_y(t))^H \quad (42)$$

のように時間領域で表現したまま、式 (36)、式 (37) の拘束条件のもと、観測時間区間  $\Gamma$  におけるアレイ出力パワー

$$\int_{\Gamma} (\mathbf{W}^H \mathbf{m}(t))^2 dt \quad (43)$$

を最小化するという MV 法を考えることができ、この解は陽に

$$\begin{pmatrix} W_x \\ W_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{xx} & B_{xy} \\ B_{xy} & B_{yy} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B_{ax} \\ B_{ay} \end{pmatrix}, \quad (44)$$

$$\begin{pmatrix} W \\ W_t \end{pmatrix} = (n_{1x}W_x + n_{1y}W_y - 1) \begin{pmatrix} 1/|\mathbf{r}_1| \\ 1/c \end{pmatrix} \quad (45)$$



図 6. 実験系外観 (左) とマイクロフォンアレイ (右)

と表わされる。ただし、 $B_{ij}$  ( $i, j = a, x, y$ ) は以下のように定義される。

$$B_{ij} = \int_{\Gamma} b_i(t)b_j(t)dt \quad (i, j = a, x, y), \quad (46)$$

$$b_a(t) = \frac{1}{|\mathbf{r}_1|}m(t) + \frac{1}{c}m_t(t), \quad (47)$$

$$b_x(t) = m_x(t) - b_a(t)n_{1x}, \quad (48)$$

$$b_y(t) = m_y(t) - b_a(t)n_{1y}. \quad (49)$$

#### 4.3 時空間勾配計測に基づく音源分離の実験例

時空間勾配計測用マイクロフォンはまだ試作中の段階であるので、ここでは近接して配置した音圧型マイクロフォンのアレイにより、実験を行なった例を示す。図 6 (左) が実験系の外観、図 6 (右) が近接マイクロフォンアレイであり、対向して配置されているマイクロフォンで観測した音圧信号の差分により、音圧空間勾配信号を近似的に求めた。なお、写真には 6 個のマイクロフォンがうつっているが、本実験では  $xy$  平面上に配置された 4 つのみを用い、音圧信号とその  $x$  微分、 $y$  微分を求めている。音源はセンサアレイから 40cm 程度離れた箇所に 4 つのスピーカを配置し、1 つからは目的音源信号として音声を、他の 3 つからは妨害音としてバースト雑音を発生させた。観測信号には 2.5[ms](110 サンプル) という非常に短い時間の窓関数をかけ、その信号断片ごとに前節で述べたアルゴリズムに従って最適荷重を決定し、足し合わせたものを補償フィルタに通した。図 7 に結果を示す。非常に高速に荷重が変化することで、時々刻々と変化する妨害音に適切に零感度領域を向け、効率的にバースト雑音を抑圧していることがわかる。提案手法による S/N 比の改善は 9.76dB であった。このような時間領域における高時間分解能の指向性制御は、音場の計測法を、従来の音圧の空間的サンプリングから、1 点での時空間勾配計測に変えることではじめて可能になるものであり、計測と制御の接点を示す研究事例の 1 つと考える。

## 参考文献

- [1] B. Ward, "Microphone Arrays," Springer, 2001.
- [2] D. H. Johnson and D. E. Dudgeon, "Array Signal Processing," Prentice Hall, 1993.
- [3] A. Hyvärinen, J. Karhunen, and E. Oja, "Independent Component Analysis," Wiley, 2001.
- [4] R. N. Miles, D. Robert, and R. R. Hoy, "Mechanically coupled ears for directional hearing in the parasitoid fly *Ormia ochracea*," J. Acoust. Soc. Am, vol. 98, no. 6, pp. 3059–3070, Dec. 1995.
- [5] C. Gibbons and R. N. Miles, "Design of a biomimetic directional microphone diaphragm," Proc. IMECE, Nov. 2000.
- [6] K. Yoo, J. -L. A. Yeh, N. C. Tien, C. Gibbons, Q. Su, W. Cui, and R. N. Miles, "Fabrication of a biomimetic corrugated polysilicon diaphragm with attached single crystal silicon proof masses," Proc. Transducers'01, pp.130–133, 2001.
- [7] K. Yoo, C. Gibbons, Q. T. Su, R. N. Miles and N. C. Tien, "Fabrication of biomimetic 3-D structured diaphragms," Sensors and Actuators A, vol. 97-98, pp. 448–456, 2002.
- [8] 小野, 平田, 安藤, "ヤドリバエを模倣した超小型音源定位センサの理論と実験," 第18回センシングフォーラム, pp.175-179, 札幌, 10月, 2001.
- [9] 小野, 齋藤, 安藤, "ヤドリバエを模倣した超小型音源定位センサの理論と実験 (第2報)," 第19回センシングフォーラム, pp. 379–382, 東京, 9月, 2002.
- [10] N. Ono, A. Saito, S. Ando, "Bio-mimicry Sound Source Localization with Gimbal Diaphragm," 電気学会論文誌, vol.123-E, no.3, pp.92-97, 2003.
- [11] N. Ono, A. Saito, and S. Ando, "Design and Experiments of Bio-mimicry Sound Source Localization Sensor with Gimbal-Supported Circular Diaphragm," Proc. Transducers'03, pp.939-0942, Boston, Jun. 2003.
- [12] 小野, 藤田, 千條, 安藤, "時空間勾配法に基づく実時間3次元音源定位センサ," 日本音響学会 2004年秋季研究発表会講演論文集, pp.607–608, 沖縄, 9月, 2004.
- [13] 小野, 有田, 千條, 安藤, "時空間勾配計測に基づく指向性制御と音源分離の理論," 日本音響学会 2005年春季研究発表会講演論文集, pp.607-608, 東京, 3月, 2005.
- [14] N. Ono, T. Arita, Y. Senjo, and S. Ando, "Directivity Steering Principle for Biomimicry Silicon Microphone," Proc. Transducers'05, pp.792-795, Seoul, Jun. 2005.
- [15] O. L. Frost III, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," Proc. IEEE, vol.60, no.8, pp.926-935, 1972.

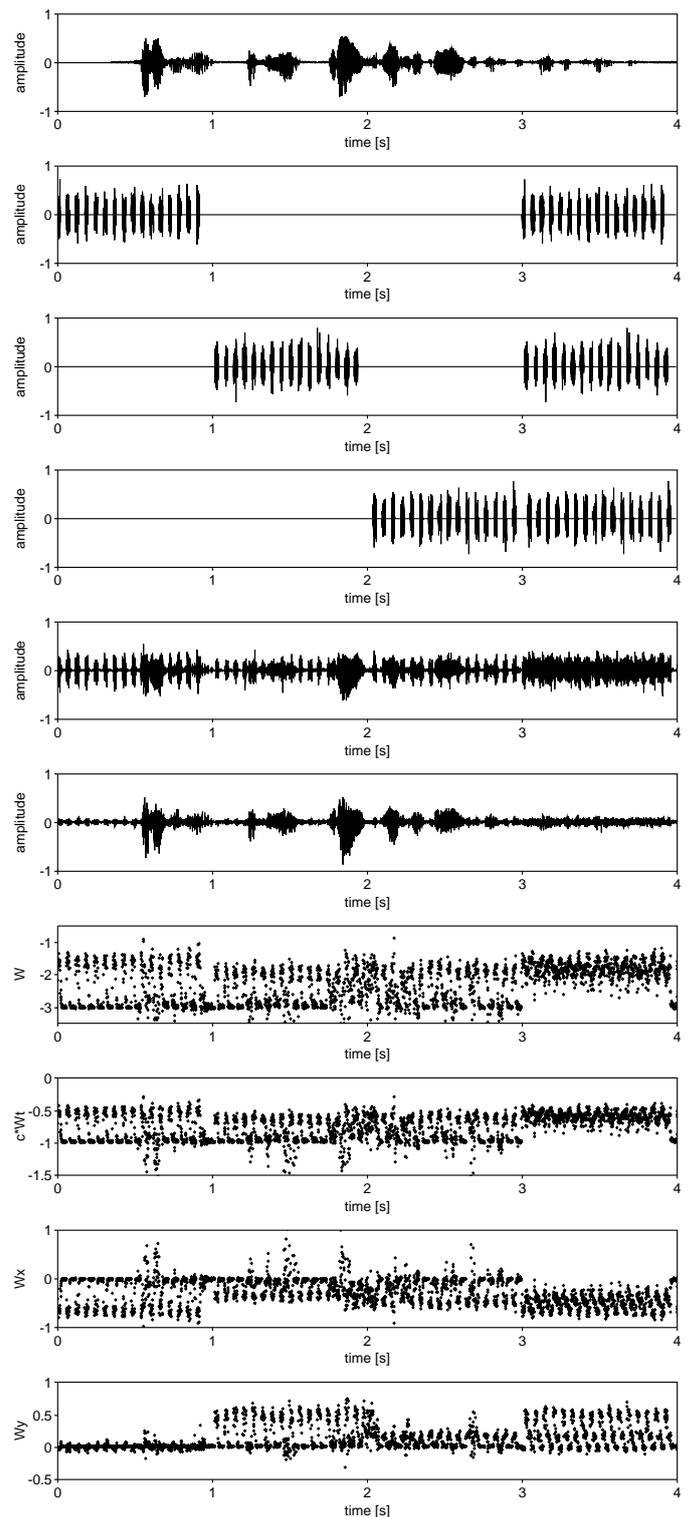


図 7. 音源分離の実験結果。上から, 目的信号, バースト雑音 1, バースト雑音 2, バースト雑音 3, 混合された観測信号, 分離信号の波形。その下, 荷重  $W$ ,  $W_t$ ,  $W_x$ ,  $W_y$  の時間変化を表わしている。