

近接音場形 Filter-and-Sum アレーを用いた出力音劣化の改善

小林 和則[†] 清原 健司[†] 古家 賢一[†] 金田 豊^{†*}

Improvement of Sound Deterioration Using Filter-and-Sum Array
for Near Sound Field

Kazunori KOBAYASHI[†], Kenji KIYOHARA[†], Ken'ichi FURUYA[†],
and Yutaka KANEDA^{†*}

あらまし 通信会議システムの收音系にマイクロホンアレーを用いる試みがなされており、その代表的手法として遅延和アレーがある。遅延和アレーは、話者位置に鋭い指向性を向けることで SN 比を改善する方法であり、その有効性は数多く示されている。しかし、話者位置とアレーの焦点にずれがあると出力の周波数特性に劣化が生じるという問題がある。本論文では、この出力の周波数特性の劣化を解決するために、近接音場における Filter-and-Sum アレーの最適設計方法を提案する。この方法は、近接音場に対して用いることができ、マイクロホン数を増やす必要がないので、通信会議などに対し有用である。また、計算機シミュレーション及び実音場実験において、アレー出力の特性劣化の改善効果を確認した。

キーワード マイクロホンアレー, 近接音場, Filter-and-Sum アレー, 通信会議システム, 雑音抑圧

1. ま え が き

近年、テレビ会議や音声会議といった通信会議システムの需要がしだいに高まってきている。これらの收音系として、天井等に複数のマイクロホン（マイクロホンアレー）を設置し、高品質で話者の音声を收音する試みがなされている。この代表的な方法として遅延和アレーが提案されている [1], [2]。遅延和アレーは、話者位置に鋭い指向性を向けることで SN 比を改善する方法であり、その有効性は数多く示されている。しかし、話者位置とアレーの焦点にずれがあると出力の周波数特性に劣化が生じるという問題がある。

出力に劣化が生じる原因は、遅延和アレーの基本的性質である指向特性の周波数依存性にあり、遅延和アレーのメインビーム幅が高周波成分になるほど狭くなり、高周波成分ほど音源と焦点のずれの影響を受けやすいことに起因する。

このメインビーム幅の周波数依存性を取り除き、高周波成分に対しても幅の広いメインビームを形成する方法が提案されている。この代表的な方法として帯

域ごとに異なった大きさのアレーを用いる方法 [3], [4] や、遅延和アレーの遅延の代わりにフィルタを用いる方法 [5], [6] (Filter-and-Sum アレー) がある。前者では、マイクロホン数が多く必要なため、装置規模が大きくなってしまい、後者は、平面波を仮定した設計手法のため、距離減衰を考慮しておらず、アレーと話者間の距離がアレーサイズに比べ短い近接音場では、十分な性能が得られない。近接音場となる例としては、部屋のあらゆる位置に対して同等の收音性能を得るために、部屋全体にマイクロホンを配置した場合などがある。

本論文で提案する方法は、近接音場を用いることができる Filter-and-Sum アレー（近接音場形 Filter-and-Sum アレー）の最適設計法である。この設計法は、アレー出力の SN 比と、周波数特性の劣化の両方を考慮してフィルタを最適に設計することにより、従来遅延和アレーの出力劣化の問題を軽減する。計算機シミュレーション及び実音場実験においては、遅延和アレーと提案法を比較し、有効性について検討する。

2. 近接音場形遅延和アレー

遅延和アレーは、複数マイクロホンで受信された目的音が加算前に同位相となるよう遅延を付加し、加算を行う方法で、同位相化された目的音のみが強調され、

[†] 日本電信電話株式会社 NTT サイバースペース研究所, 武蔵野市
NTT Cyber Space Laboratories, NTT Corporation, 3-9-11
Midori-cho, Musashino-shi, 180-8585 Japan

* 東京電機大学工学部情報通信工学科

雑音を抑圧することができる。言い換えると、遅延和アレーの遅延時間を調整して、アレーの感度の高い位置（焦点位置）を目的音源位置に向けていることになる。また、SN 比を最大とするような加算ゲインを乗じてから加算する方法が提案されており、良好な結果が得られている [2]。

遅延和アレーでは、目的音を同位相化するために、目的音源からマイクロホンまでの伝搬時間を求める必要がある。音源位置と各マイクロホン位置を知る必要がある。マイクロホン位置は、あらかじめ設置位置を計測しておけば得ることができるが、音源位置は移動するので、随時推定する必要がある。

音源位置を推定する方法は数多く提案されているが、どの方法でも残響や騒音の影響により推定音源位置に誤差が生じる [7]。アレーの焦点は、推定された目的音源位置に向けられるので、音源位置推定誤差が生じれば、焦点が目的音源位置からずれ、各マイクロホンで受信された目的音は完全に同位相化されずに加算され、出力信号には周波数特性の劣化が生じてしまう。遅延和アレーを使い SN 比を改善できたとしても、このように目的音に劣化が生じれば、遅延和アレーの効果が半減してしまう。

2.1 遅延和アレー出力の SN 比

図 1 に示すような M 個のマイクロホンを用いた遅延和アレーを考える。位置座標をベクトルで表すものとし、 i 番目のマイクロホン位置を \mathbf{p}_{m_i} とし、目的音源の位置を \mathbf{p}_s とする。また、焦点が目的音源から音源位置推定誤差 \mathbf{p}_e だけ離れた位置にあると想定する。式に用いる記号を以下に定義する。

- $S(\omega)$: 目的音源から発せられる目的音
- ただし、振幅は単位距離位置の値で正規化
- $N_i(\omega)$: i 番目マイクロホンで受信される雑音
- r_i : 音源位置から i 番目マイクロホンまでの距離

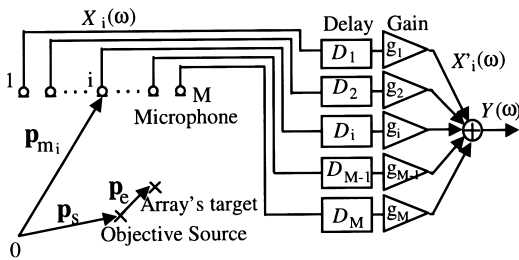


図 1 近接音場形遅延和アレーの原理
Fig. 1 Principle of Delay-and-Sum array.

- r'_i : 焦点位置から i 番目マイクロホンまでの距離
- δ_i : i 番目マイクロホンにおける遅延時間の誤差
- c : 音速

$$r_i = |\mathbf{p}_{m_i} - \mathbf{p}_s| \tag{1}$$

$$r'_i = |\mathbf{p}_{m_i} - \mathbf{p}_s - \mathbf{p}_e| \tag{2}$$

$$\delta_i = \frac{r'_i - r_i}{c} \tag{3}$$

図 1 に示すように、各マイクロホンで受信された信号は、遅延を付加され、加算ゲイン g_i を乗じられて加算され、アレー出力となる。

まず、 i 番目マイクロホンで受信される信号は式 (4) で表される。

$$X_i(\omega) = \frac{1}{r_i} S(\omega) \cdot \exp(-j\omega r_i/c) + N_i(\omega) \tag{4}$$

次に、式 (4) より、加算前の信号 $X'_i(\omega)$ 及び遅延和アレーの出力 $Y(\omega)$ を導出すると、それぞれ式 (5)、式 (6) となる。ただし、各マイクで付加される遅延量は、焦点から到来する音が同位相となるような遅延 ($D_0 - r'_i/c$) であり、 D_0 は遅延器の因果性を満たすために付加した固定遅延量である。

$$\begin{aligned} X'_i(\omega) &= g_i X_i(\omega) \cdot \exp\{-j\omega(D_0 - r'_i/c)\} \\ &= \frac{g_i}{r_i} S(\omega) \cdot \exp(-j\omega D_0) \cdot \exp(-j\omega \delta_i) \\ &\quad + g_i N_i(\omega) \cdot \exp\{-j\omega(D_0 - r'_i/c)\} \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \sum_{i=1}^M \frac{g_i}{r_i} S(\omega) \cdot \exp(-j\omega D_0) \cdot \exp(-j\omega \delta_i) \\ &\quad + \sum_{i=1}^M g_i N_i(\omega) \cdot \exp\{-j\omega(D_0 - r'_i/c)\} \end{aligned} \tag{6}$$

式 (6) の右辺 1 項目は目的信号成分、2 項目は雑音成分である。それぞれを $Y_S(\omega)$ 、 $Y_N(\omega)$ で表せば、遅延和アレー出力の SN 比 (SNR) は目的信号と雑音のパワーの比をとり、式 (7) で表される。ただし、各マイクロホンで受信される雑音 $N_i(\omega)$ は、各チャンネル間で無相関であり、すべてのマイクロホンで等しいパワーであると仮定する。

$$SNR = \frac{\overline{|Y_S(\omega)|^2}^\omega}{\overline{|Y_N(\omega)|^2}^\omega} = \frac{\overline{\left| \sum_{i=1}^M \frac{g_i}{r_i} \cdot \exp(-j\omega\delta_i) \right|^2}^\omega}{\sum_{i=1}^M g_i^2} \cdot \frac{P_S}{P_N} \quad (7)$$

ただし、 $\overline{(\cdot)}^\omega$ は ω について平均を取るという意味であり、 P_S は目的音 $S(\omega)$ のパワー、 P_N は雑音 $N_i(\omega)$ のパワーである。

2.2 遅延とアレー出力の劣化

次に、遅延とアレー出力の目的音成分の劣化を求める。遅延とアレー出力の目的音成分と、目的音との誤差を求め、これを目的音で正規化し、2乗平均したものを遅延とアレー出力の劣化量 ERR として、式 (8) で表す。

$$ERR = \frac{\overline{\left\{ \frac{|Y_S(\omega)| - |S(\omega)|}{|S(\omega)|} \right\}^2}^\omega}{\overline{\left\{ \left| \sum_{i=1}^M \frac{g_i}{r_i} \cdot \exp(-j\omega\delta_i) \right| - 1 \right\}^2}^\omega} \quad (8)$$

利得一定 ($\sum g_i/r_i = 1$) の条件下で、周波数 ω が大きくなった場合、式 (8) の出力の劣化量は大きくなる。すなわち、高周波成分ほど、焦点と音源のずれの影響を受けやすく、大きな劣化が生じることとなる。

従来の近接音場形遅延とアレー [2] は、焦点と音源のずれがない状態 ($\delta_i = 0$) で、式 (7) の SN 比を最大とする加算ゲインを用いる方法であり、式 (8) の周波数特性の劣化については考慮されていない。このため、焦点と音源のずれが大きい場合には、目的音に大きな劣化が生じ、聞き取りづらい音となる。

3. 近接音場形 Filter-and-Sum アレー

提案する近接音場形 Filter-and-Sum アレーは、SN 比を最大とする加算ゲインを求めるという最適化問題に、目的音の劣化を最小化するという条件を加えてフィルタを設計し、加算前にフィルタをかけることにより、音源と焦点のずれの影響による目的音の劣化を軽減する方法である。

3.1 評価関数の導出

ここでは、SN 比と目的音の劣化の両方を考慮した評価関数の導出を行う。

図 2 に提案法の原理図を示す。提案法は、図 1 に示すような近接音場形遅延とアレーの加算ゲイン g_i がフィルタ $g_i(\omega)$ に置き換わったもので、提案法の SN 比、目的音の劣化量は式 (7) と式 (8) の g_i を $g_i(\omega)$ で置き換えた式により表される。

ここで周波数成分ごとに、フィルタの最適値を求めるために、周波数成分ごとの SN 比 $SNR(\omega)$ と、目的音の劣化量 $ERR(\omega)$ を求める。遅延誤差 δ_i は音源位置推定誤差 p_e の関数であるので、 $SNR(\omega)$ と $ERR(\omega)$ は音源位置推定誤差の p_e 関数となっている。推定音源位置は目的音源位置を中心として正規分布していることが推測されるので、平均値 0、標準偏差 σ で正規分布している p_e を仮定し、期待値をとる。このようにして求めた $SNR(\omega)$ と、 $ERR(\omega)$ は、それぞれ式 (9) と、式 (10) で表される。

$$SNR(\omega) = E \left[\frac{\left| \sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} \cdot \exp(-j\omega\delta_i) \right|^2}{\sum_{i=1}^M g_i(\omega)^2} \right] = \text{const} \cdot \frac{E \left[\left| \sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} \cdot \exp(-j\omega\delta_i) \right|^2 \right]}{\sum_{i=1}^M g_i(\omega)^2} \quad (9)$$

$$ERR(\omega) = E \left[\left\{ \left| \sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} \cdot \exp(-j\omega\delta_i) \right| - 1 \right\}^2 \right] \quad (10)$$

ただし、 $E[\cdot]$ は δ_i (p_e) についての期待値を表し、 P_S/P_N は簡単化のために定数 const とした。

更に、どの位置に焦点が向いてもアレー出力における目的音のパワーが一定であることが要求されるので、フィルタは式 (11) の条件を満足する必要がある。

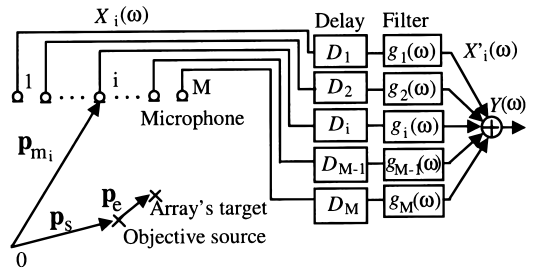


図 2 提案法の原理図
Fig. 2 Principle of proposed method.

$$\sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} = 1 \quad (11)$$

ここで、最適なフィルタに要求されることは、 $SNR(\omega)$ を最大化、 $ERR(\omega)$ を最小化し、更に式 (11) を満足することである。このようなフィルタを求めるために、まず、式 (9)、(10)、(11) を最小化問題に変形してから乗数 λ_1 、 λ_2 で結合し、一つの最小化問題に置き換える。これを評価関数として $F(\omega)$ で表せば、式 (12) となり、この $F(\omega)$ を最小化する $g_i(\omega)$ が最適なフィルタとなる。ただし、式 (9) の定数 const は、最小化問題に寄与しないので $const = 1$ とする。また、乗数 λ_1 は、SN 比と目的音の劣化のどちらに重点をおくかを定める乗数であり、環境に応じて適切に値を設定する必要がある。乗数 λ_2 は、式 (11) の条件をどの程度厳密に満足させるかを定める乗数であり、十分に大きい値である必要がある。

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \frac{1}{SNR(\omega)} + \lambda_1 ERR(\omega) \\ &+ \lambda_2 \left(\sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} - 1 \right)^2 \\ &+ \sum_{i=1}^M g_i(\omega)^2 \\ &= \frac{E \left[\left| \sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} \cdot \exp(-j\omega\delta_i) \right|^2 \right]}{E \left[\left| \sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} \cdot \exp(-j\omega\delta_i) \right|^2 \right]} \\ &+ \lambda_1 E \left[\left| \sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} \cdot \exp(-j\omega\delta_i) \right| - 1 \right]^2 \\ &+ \lambda_2 \left(\sum_{i=1}^M \frac{g_i(\omega)}{r_i} - 1 \right)^2 \end{aligned} \quad (12)$$

3.2 評価関数を最小化するフィルタの求め方

最適なフィルタを求めるために、式 (12) の評価関数 $F(\omega)$ を最小化する $g_i(\omega)$ を求める必要があるが、式 (12) の最小化問題を解析的に解くことが困難であるので、この配法により逐次修正し、最適なフィルタを求めることとする。この方法は、フィルタの初期値を与え、 $F(\omega)$ のこの配方向へフィルタを逐次修正することで、 $F(\omega)$ の極小点 $\partial F(\omega)/\partial g_i(\omega) = 0$ を求めるもので、修正式は式 (13) で表される。

$$\begin{aligned} g_i^{(n)}(\omega) &= g_i^{(n-1)}(\omega) - \alpha \frac{\partial F(\omega)}{\partial g_i(\omega)} \bigg|_{g_i(\omega)=g_i^{(n-1)}(\omega)} \end{aligned} \quad (13)$$

ただし、 $g_i^{(n)}(\omega)$ は、 n 回修正後の、 $g_i(\omega)$ を表し、 α は修正係数である。

しかし、 $F(\omega)$ は極小点を複数もっており、収束する極小点は初期値に依存する。したがって、初期値によりローカルな極小点に収束してしまう可能性がある。このことを回避するために、初期値の与え方に工夫をする。図 3 に、この手法を説明する図を示す。まず、 $\omega = 0$ の場合を考えると $\exp(-j\omega\delta_i) = 1$ となり、 $F(\omega)$ は、図 3 の実線のように一つの極小点しかもたなくなる。この極小点は解析的に求めることができ、 $g_i(0)$ が式 (14) を満たしたときに極小点となる。

$$g_i(0) = \frac{1}{r_i \sum_{i=1}^M 1/r_i^2} \quad (14)$$

次に、 $\omega = \Delta\omega$ の場合の極小点を求める。この場合、 $F(\omega)$ は、図 3 の点線のようにローカルな極小点をもっている可能性があり、初期値によっては、ローカルな極小点に収束してしまう可能性がある。そこで、最小点に収束するような初期値を与えるようにする。 $F(\omega)$ は、 ω の連続関数であるので、 $\Delta\omega$ が十分小さければ、式 (14) の $g_i(0)$ の近傍に最小点があり、式 (14) の $g_i(0)$ を初期値とすることにより、最小点に収束させることができる。同じ要領で $\omega = 2\Delta\omega$ の場合は、 $\omega = \Delta\omega$ の場合の最小点を初期値にして、最小点に収束させる。これを繰り返していけば、すべての周波数において最小点を見つけることができる。

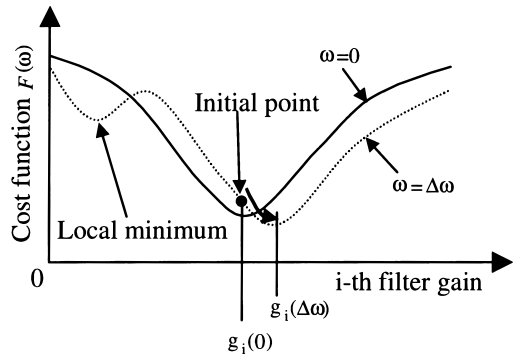


図 3 最適フィルタを収束させる手法

Fig. 3 Convergence technique for optimum filters.

次に、以上のことを数式から説明する．まず、周波数 ω についての最適フィルタ $g_i(\omega)$ が求まっているとき、 ω よりわずかに高い周波数 $\omega + \Delta\omega$ についての最適フィルタ $g_i(\omega + \Delta\omega)$ は、 $g_i(\omega)$ が ω について連続であれば、式 (13) と式 (15) より求められる．

$$\begin{cases} g_i^{(0)}(\omega + \Delta\omega) = g_i(\omega) \\ g_i(\omega + \Delta\omega) = \lim_{n \rightarrow \infty} g_i^{(n)}(\omega + \Delta\omega) \end{cases} \quad (15)$$

加えて、 $\omega = 0$ の場合の最適フィルタは式 (14) により求められるので、 ω を 0 から、最大周波数まで微小な間隔で増加させ、その都度、式 (13) と式 (15) によりフィルタを求めることにより、すべての ω に対して最適フィルタを求めることができる．以上の方法により、最適フィルタを求められ、音源位置推定誤差がある場合でも目的音の劣化を抑え SN 比の改善を行うことができる．ただし、劣化を抑えることと、SN 比を高くすることはトレードオフの関係にあり、劣化を抑えることで SN 比は低下する．このトレードオフの関係でどちらに重点をおくかは、乗数 λ_1 で決定でき、環境に合わせて適切な λ_1 を設定することで適切な収音が行える．

4. 計算機シミュレーション

提案法の有効性を確認するため、計算機シミュレーションを行った．ここでは提案法と近接音場形遅延和アレー（従来法）[2] を比較し、提案法が音源と焦点位置のずれによる出力の劣化を改善することを示す．

4.1 計算機シミュレーション方法

計算機シミュレーションは、鏡像法で求めた音源から各マイクロホンまでのインパルス応答を目的音に畳み込むことにより、マイクロホンで受信される信号を求めた．また、雑音は、チャンネル間で無相関で等パワーの Hoth 雑音 [8] がマイクロホンで加算されるものとした．図 4 に計算機シミュレーションで仮定したマイクロホンアレー及び音源の配置を示す．部屋は、残響時間が約 0.2s で、大きさ 6.7m × 4.2m × 3.1m の直方体であり、直径 1m の円周上に無指向性マイクロホンを等間隔に 16 個配置した円形アレーを天井付近に水平に二つ配置した．目的音源は、無指向性を仮定し、 $x = 1.0\text{ m}$ 、 $y = 2.1\text{ m}$ 、 $z = 1.5\text{ m}$ の位置に配置した．また、提案法の最適フィルタを設計するときのパラメータは、音源位置推定誤差モデルの標準偏差 $\sigma = 1.0\text{ m}$ 、乗数 $\lambda_1 = 2.0$ 、乗数 $\lambda_2 = 10.0$ に設定した．フィルタには、3.2 の方法で計算した周波数領域

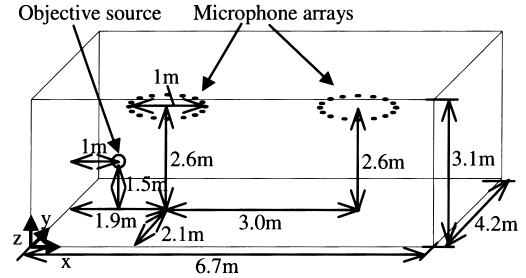


図 4 マイクロホンアレー及び音源位置
Fig. 4 Positions of microphone arrays and objective source.

のフィルタを間引き、逆 DFT して求めた 15 タップの FIR フィルタを用いた．

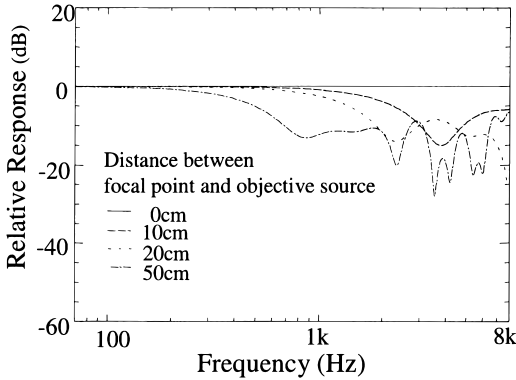
4.2 計算機シミュレーション結果

図 5 に目的音源-アレー出力間の周波数特性の例を示す．目的音源と焦点のずれの影響だけを見るために、反射音のない状況を仮定し、目的音源と焦点のずれは 0, 10, 20, 50 cm の場合を示した．図 5 (a) は、従来法の周波数特性であり、焦点が目的音源から離れるに従い、周波数特性の高域部分から劣化が生じているのが見てとれる．特に 20, 50 cm ずれた場合には、1 kHz 付近までかなりの劣化が認められる．図 5 (b) は、提案法の周波数特性であり、目的音源と焦点がずれることにより生じる高域部分の劣化が、従来法に比べかなり改善されていることがわかる．以上の結果より、目的音源と焦点がずれることによるアレー出力の劣化を、提案法は改善できることを確認した．

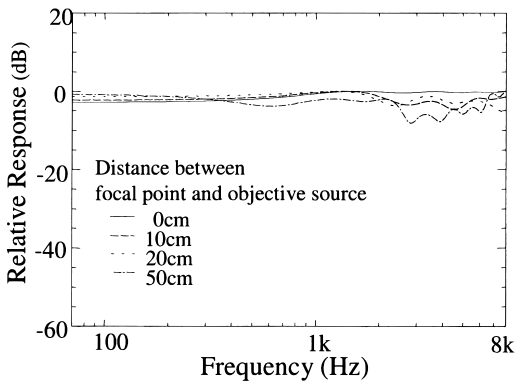
次に、図 6 に感度分布を示す．この図は焦点を $x = 1.0\text{ m}$ 、 $y = 2.1\text{ m}$ 、 $z = 1.5\text{ m}$ に固定し、100 Hz から 7000 Hz の帯域の平均値として $z = 1.5\text{ m}$ の平面上の感度を、焦点位置の感度を基準 (0 dB) として等高線表示したものである．図 6 (a) の従来法と、(b) の提案法を比べると、従来法では焦点位置のメインローブが鋭く、焦点から 40 cm 離れた位置では 10 dB 程度感度が落ちている．したがって、目的音源から焦点がずれた場合、図 5 (a) に示したように出力音には大きな劣化が生じる．一方、提案法では、図 6 (b) に示すように、メインローブが広く、目的音源から焦点が数 10 cm ずれても、出力音には大きな影響がない．

しかし、SN 比改善の観点から提案法の感度分布を見ると、メインローブが広がっているために、SN 比改善が従来法より小さくなっていることが予想される．

図 7 に、従来法と提案法の SN 比及び目的音の劣化



(a) Conventional method (computer simulation).



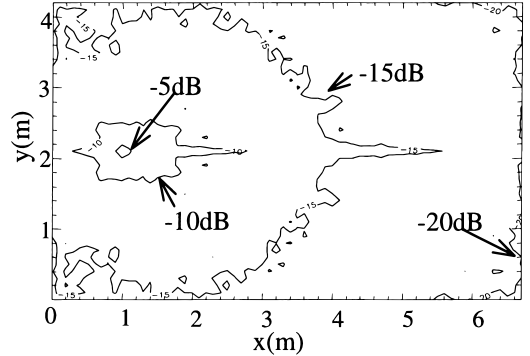
(b) Proposed method (computer simulation).

図5 目的音源-アレー出力間の周波数特性

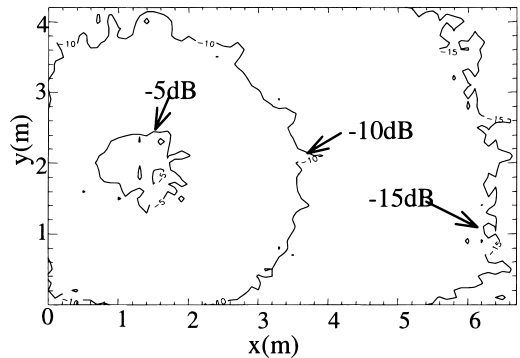
Fig. 5 Frequency response from objective source to array output.

を示す．SN比を求める際の目的音源には男声（7kHz帯域），雑音には各マイクロホン間で無相関な Hoth 雑音を使用した．また，SN比は音源に最も近いマイクロホンでのSN比を基準（0dB）として計算し，音源位置推定誤差のない場合の値を示した．目的音の劣化は音源位置推定誤差が20cmの場合の値を示した．その他の条件はすべて前述の条件と同じく設定した．

この図より，従来法に比べ，提案法は目的音の劣化量（ERR）を約10dB改善しているが，SN比は約4dB低下していることがわかる．これは，SN比と目的音の劣化がトレードオフの関係にあることに起因して起こる．すなわち，メインローブの幅を広げれば，目的音の劣化は軽減できるが，雑音抑圧性能が低下し，SN比は低下する．しかし，このようなSN比と目的音の劣化がトレードオフの関係に対し，提案法では，SN比と目的音の劣化のどちらに重点を置くかを



(a) Conventional method (computer simulation).



(b) Proposed method (computer simulation).

図6 感度分布

Fig. 6 Distribution of sensitivity.

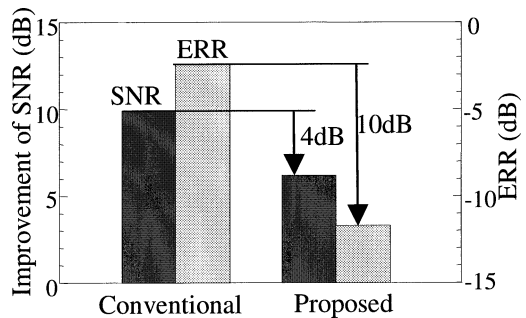


図7 SN比と目的音の劣化

Fig. 7 SNR and ERR.

乗数 λ_1 により決定することができる．すなわち， λ_1 を大きくすれば，目的音の劣化を小さくすることができ， λ_1 を小さくすれば，雑音抑圧性能を高くすることができる．このように，収音を行う環境に合わせて Filter-and-Sum アレーを設計することができる．

5. 実音場実験

ここでは、実際の環境で受音した信号を用いても、計算機シミュレーションと同等の結果が得られるかについて検討する。

5.1 実験方法

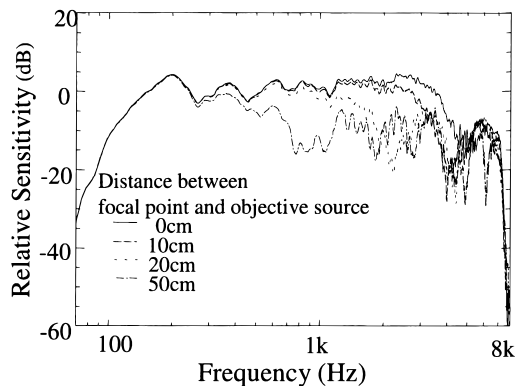
実験は、計算機シミュレーションと同じ大きさで残響時間約 0.2s の残響可変室で行った。マイクロホン、目的音を出力するスピーカは計算機シミュレーションと同じ位置に配置し、目的音を出力するスピーカは x 方向を向けて設置した。雑音を出力するスピーカは、 $x = 3.0\text{ m}$, $y = 1.0\text{ m}$, $z = 1.5\text{ m}$ の位置で壁に向けて設置し、Hoth 雑音を出力した。マイクロホンには直径 1 cm の全指向性のエレクトレットコンデンサマイクロホンを用い、スピーカには、AURATONE 社製の SUPER SOUND CUBE を使用し、帯域は 100 Hz から 7000 Hz とした。また、提案法の最適フィルタを設計するときのパラメータは、計算機シミュレーションと同様に設定した。

5.2 実験結果

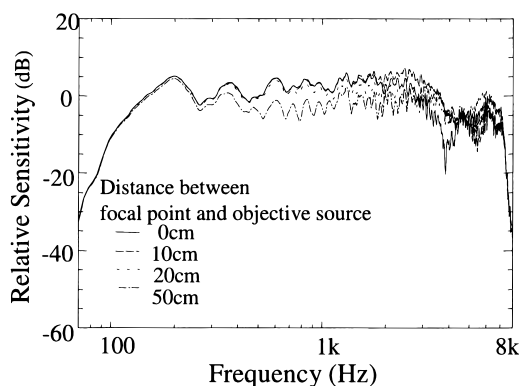
図 8 に目的音源-アレー出力間の周波数特性を示す。目的音源と焦点のずれは 0, 10, 20, 50 cm の場合を示し、(a), (b) がそれぞれ従来法、提案法の結果となっている。図 5 の計算機シミュレーション結果と実験結果を比較すると、実験結果では、スピーカの特性、残響、マイクロホンの特性により、周波数特性がフラットとはなっていないが、周波数特性の劣化は計算機シミュレーション結果とほぼ同程度であり、従来法では目的音源と焦点のずれが 20, 50 cm の場合では、1 kHz 付近までかなりの劣化が認められ、提案法では、高域部分の劣化が、従来法に比べかなり改善されているのがわかる。このことより、実音場実験結果からも、目的音源と焦点がずれることによるアレー出力の劣化を、提案法により改善できることが確認された。

図 9 に従来法と提案法における SN 比及び目的音の劣化量を示す。従来法に比べ、提案法は目的音の劣化を 8 dB 程度改善した。この結果は、図 7 の計算機シミュレーションでの改善 10 dB と、同程度の改善であり、実験結果からも提案法が目的音の劣化を改善することが確認できた。

一方、従来法と提案法の SN 比を比較すると、提案法が 2 dB 程度低下しており、SN 比と目的音の劣化がトレードオフの関係にあることが見られた。図 7 の結果と比較すると、実験結果の SN 比は、計算機シミュ



(a) Conventional method (experiment).



(b) Proposed method (experiment).

図 8 目的音源-アレー出力間の周波数特性
Fig. 8 Frequency response from objective source to array output.

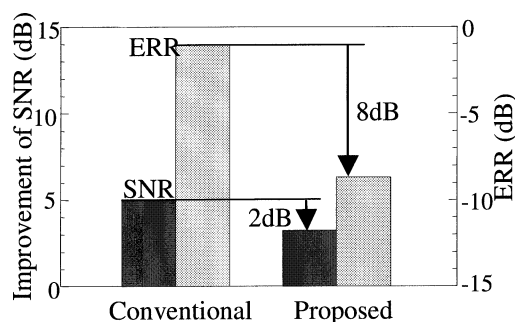


図 9 SN 比, 目的音の劣化
Fig. 9 SNR and ERR.

レーションに比べ低くなっている。これは、計算機シミュレーションでは、各マイクロホン間で無相関な雑音を仮定していたのに対し、実験では、一つのスピー

力から雑音を出力したので、各マイクロホンで受信した雑音間の相関が高くなり、遅延と処理による雑音抑圧効果が低くなったためである。

以上の結果より、実音場実験においても、計算機シミュレーションと同じ傾向の結果が得られ、実際の環境で受信した信号を用いても、提案法が目的音の劣化を軽減するのに有効であることを確認した。

6. む す び

遅延とアレーでは、アレーの焦点位置と実際の目的音源位置とにずれがあると、受信した目的音に劣化が生じる。この劣化を軽減することを目的として、近接音場形 Filter-and-Sum アレーの設計法を提案した。その設計法は、SN 比を最大化するという最適化問題と目的音の劣化を最小化する最適化問題を乗数 λ_1 により結合し、これを最適化するフィルタを求めるというものである。また、目的音の劣化と SN 比はトレードオフの関係にあり、目的音の劣化を軽減することで SN 比は低下するが、提案法では、実際の環境に合わせて乗数 λ_1 を調整することで、その環境にあった Filter-and-Sum アレーを設計することが可能である。計算機シミュレーション、実験では、提案法が目的音の劣化を軽減するのに有効であることを確認した。

文 献

- [1] 大賀寿郎, 山崎芳男, 金田 豊, 音響システムとデジタル処理, pp.173-218, 電子情報通信学会, 東京, 1995.
- [2] 野村博昭, 金田 豊, 小島順治, “近接音場型マイクロホンアレー”, 音響誌, vol.53, no.2, pp.110-116, Feb. 1997.
- [3] J.L. Flanagan, J.D. Johnston, R. Zahn, and G.W. Elko, “Computer-steered microphone arrays for sound transduction in large rooms,” J. Acoust. Soc. Am., vol.78, no.5, pp.1508-1518, Nov. 1985.
- [4] 西 隆司, 三上淳一, 井上友幸, 古川宣一, 清水 寧, 川上福司, “多方向同時收音装置”, 信学技報, EA88-65, 1988.
- [5] M.M. Goodwin and G.W. Elko, “Constant beamwidth beamforming,” Proc. IEEE ICASSP93, vol.1, pp.169-172, New York, USA, April 1993.
- [6] 金森丈郎, 茨木 悟, 古川博基, 直野博之, 斎藤 浩, 西川 清, “2次元デジタルフィルタを用いた超指向性マイクロホン”, 信学技報, EA91-84, 1992.
- [7] 田中雅史, 金田 豊, 小島順治, “音源方向推定法の室内残響下での性能評価”, 音響誌, vol.50, no.7, pp.540-548, July 1994.
- [8] 三浦種敏, 聴覚と音声, pp.431-432, 電子情報通信学会, 東京, 1980.

(平成 13 年 1 月 4 日受付, 4 月 24 日再受付)



小林 和則 (正員)

平 9 長岡技科大・電気・電子システム工学卒。平 11 同大学院修士課程了。同年 NTT 入社。現在、日本電信電話(株)NTT サイバースペース研究所にてマイクロホンアレーの研究に従事。日本音響学会会員。



清原 健司 (正員)

平 3 九州芸工大・芸術工・音響設計卒。平 5 同大学院修士課程了。同年 NTT 入社。現在、日本電信電話(株)NTT サイバースペース研究所勤務。マイクロホンアレー装置の研究開発に従事。日本音響学会、IEEE 各会員。



古家 賢一 (正員)

昭 60 九州芸工大音響設計卒。昭 62 同大学院情報伝達専攻修士課程了。同年 NTT 入社。現在、日本電信電話(株)NTT サイバースペース研究所にて音声・音響信号処理の研究に従事。平 3 日本音響学会佐藤論文賞受賞。IEEE, 米国音響学会, 日本音響学会各会員。



金田 豊 (正員)

昭 52 名大・工・情報・修士課程了。同年日本電信電話公社(現 NTT)入社。以来、日本電信電話(株)NTT 研究所において、音響信号処理の研究に従事。平 12 より東京電機大学情報通信工学科教授、現在に至る。工博。平 1 マイクロホンアレーの研究により日本音響学会佐藤論文賞を受賞。IEEE, 日本音響学会, 米国音響学会各会員。