

適応形雑音抑圧マイクロホンアレー (AMNOR) の指向特性*

金 田 豊**

(NTT ヒューマンインタフェース研究所)

(昭和 62 年 4 月 16 日受理)

内容梗概 本稿では、周波数領域において AMNOR の理論を述べ、その指向特性に検討を加えた。その結果、AMNOR は従来の指向性マイクロホンを、指向特性という観点において包含するものであることを示した。更に、従来の指向性マイクロホンの指向特性が最適であるのは、ある特定の雑音条件に対してのみであるの 비해、AMNOR は、任意の雑音条件に対して適応的に最適指向特性を形成する。このことを実現するために AMNOR は、1) 雑音到来方向に対して (マイクロホン素子数-1) 個の死角 (感度がゼロの方向) を形成する、2) 死角以外の指向性形状も最適化する、3) 1), 2) の指向特性の制御を、周波数帯域ごとに独立に行う、ことを明らかにし、実験により確認した。

1. ま え が き

マイクロホンで受音を行うとき、周囲の雑音 (本論文では、騒音や不要な音声・音響信号を '雑音' と総称する) による SN 比低下を改善することは、これまで大きな問題であった。更に、近年、拡声電話機やテレビ会議、音声認識装置などの利用が進むにつれ、マイクロホンへの周囲雑音の影響を軽減する技術はますます重要なものとなってきた。

この問題に対して、これまでは各種の指向性マイクロホンが利用され、近年では、超指向性マイクロホンアレーの研究が進められている^{1), 2)}。しかし、従来のマイクロホンでは指向特性が固定的もしくは限られた範囲でのみ可変であったため、必ずしも十分な雑音抑圧効果が得られず、また、マイクロホンアレーでは大規模なものが必要となるなどの欠点を持っている。

これに対して、筆者らは近年、小規模で効果的に雑音抑圧を行う適応形雑音抑圧マイクロホンアレー (AMNOR) を提案し、その有効性について報告した^{3), 4)}。AMNOR は複数のマイクロホン素子よりなるマイクロホンアレーと可変デジタルフィルタ、及びフィルタ制御部より構成され、フィルタの特性を変化させることにより、指向特性可変のマイクロホンシステムとなる。そして、実際に使用される音場での雑音条件 (雑音到来方向、レベルなど) に対応してフィルタの特性制御を行い、常に最大の雑音抑圧効果が得られるような指向特性

を実現する。

しかし、これまでの報告では、雑音の最小化原理に基づいた最適フィルタの導出原理は明らかにしてきたが、音場の雑音条件と、それに対応して AMNOR が形成する指向特性との直接的な関係は明確に示されていなかった。そこで、本報告ではまず第 2 章で、雑音条件と AMNOR の指向性特性との関係が把握し易い周波数領域において、AMNOR の理論を展開する。次に第 3 章で、その理論に基づき、幾つかの単純な雑音条件に対する AMNOR の指向特性を、従来の指向性マイクロホンと対比しながら検討する。最後に第 4 章で、以上の検討結果に基づいて AMNOR の持つ特徴を、その指向特性の観点から述べる。

2. 周波数領域における AMNOR の理論

2.1 雑音抑圧問題の設定

音声などの目的とする信号 (以降、目的信号と略する) を発する音源と N 個の雑音源とが同時に存在する音場において、AMNOR で受音を行うブロック図を Fig. 1 に示す。Fig. 1 において、 $S(\omega)$ は目的信号を、 $N_1(\omega) \sim N_N(\omega)$ は N 個の雑音源より発生する雑音を表しており、 $S(\omega)$ 及び $N_1(\omega) \sim N_N(\omega)$ は互いに独立な定常確率信号であるとする。また、目的信号源から第 i 番目のマイクロホンまでの伝達関数を $G_i(\omega)$ 、第 j 番目の雑音源から第 i 番目のマイクロホンの間の伝達関数を $G_{ji}(\omega)$ と表すものとする ($j=1, 2, \dots, N, i=1, 2, \dots, M$)。

AMNOR では、まず、 M 個のマイクロホン素子からなるマイクロホンアレーで受音を行う。次に、各マイクロホンで受音された信号 $U_1(\omega) \sim U_M(\omega)$ は、それぞれ

* Directivity characteristics of adaptive microphone-array for noise reduction (AMNOR).

** Yutaka Kaneda (NTT Human Interface Laboratories, Musashino, 180)

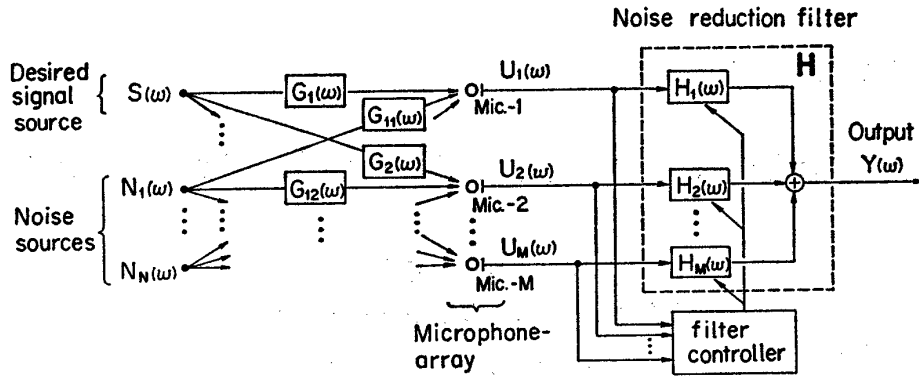


Fig. 1 Block diagram of AMNOR (Adaptive Microphone-array for Noise Reduction).

$H_1(\omega) \sim H_M(\omega)$ で表された特性可変のフィルタを通した後、加算されて出力信号 $Y(\omega)$ を得る。

ここで、各マイクロホンで受音される信号 $U_1(\omega) \sim U_M(\omega)$ は行列表現を用いて次のように表すことができる。

$$\mathbf{U} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{V} \quad (1)$$

ただし、 \mathbf{U} 、 \mathbf{V} はそれぞれ M 次、 $N+1$ 次の列ベクトル、 \mathbf{G} は M 行 $N+1$ 列の行列で、次式のように表される。

$$\mathbf{U} \triangleq [U_1(\omega), U_2(\omega), \dots, U_M(\omega)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{V} \triangleq [S(\omega), N_1(\omega), N_2(\omega), \dots, N_N(\omega)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{G} \triangleq \begin{bmatrix} G_1(\omega), G_{11}(\omega), \dots, G_{N1}(\omega) \\ G_2(\omega), G_{12}(\omega), \dots, G_{N2}(\omega) \\ \dots \\ G_M(\omega), G_{1M}(\omega), \dots, G_{NM}(\omega) \end{bmatrix} \quad (4)$$

T : 転置行列

次に、 $H_1(\omega) \sim H_M(\omega)$ を要素とする M 次行ベクトル \mathbf{H} を次式

$$\mathbf{H} \triangleq [H_1(\omega), H_2(\omega), \dots, H_M(\omega)] \quad (5)$$

のように定義すると $Y(\omega)$ は行ベクトル \mathbf{H} と列ベクトル \mathbf{U} の積として次式のように表される。

$$Y(\omega) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{U} \quad (6)$$

入力成分 $U_1(\omega) \sim U_M(\omega)$ に含まれる雑音は、可変フィルタ $H_1(\omega) \sim H_M(\omega)$ 及び加算部を通すことにより抑圧されるので、以降、このベクトル \mathbf{H} を雑音抑圧フィルタと呼ぶことにする。

さて、マイクロホンの数と配置が与えられれば、AMNOR の形成する指向特性は雑音抑圧フィルタ \mathbf{H} の特性のみで決定される。従って、AMNOR においては、この雑音抑圧フィルタ \mathbf{H} が最適となるように制御を行うことが、主要な問題となる。

2.2 最適雑音抑圧フィルタの導出原理

AMNOR の目的信号方向に対する周波数応答を $F(\omega)$ と表す。このとき、 $F(\omega)$ の平坦特性からのずれを表す量 D_1 を次式

$$D_1 \triangleq \frac{1}{2\omega_0} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} |1 - F(\omega)|^2 d\omega \quad (7)$$

と定義する。ただし、 ω_0 は対象とする周波数の上限を表す。この(7)式は、平坦な周波数特性を1で表し、それからの $F(\omega)$ の偏差を2乗積分した値である。以降、この D_1 を目的信号劣化量と呼ぶことにする。一方、AMNOR の出力信号 $Y(\omega)$ に残留する雑音のパワーを D_2 と表す。このとき、目的信号劣化量 D_1 と出力雑音パワー D_2 の間にはトレードオフ関係が存在する。すなわち、出力雑音パワー D_2 を小さくしようとすると、 D_1 が増大し、目的信号は大きく歪んでしまう。また、目的信号劣化量 D_1 を小さくしようとすると、出力雑音パワー D_2 は増大する。

さて、人間の耳は目的信号が多少歪んでも検知できない、もしくは気にならないので、目的信号の劣化をある程度許容して出力雑音パワー D_2 を減少させることは有効である。一方、出力雑音パワー D_2 が十分に小さくなったとしても目的信号が大きく歪んでしまうと、問題が生じてくる。このような観点から AMNOR では「目的信号劣化量 D_1 をある閾値 \hat{D}_1 以下に保つという条件下で雑音を最小化する」という評価基準を定め、これに基づいた最適雑音抑圧フィルタを導出する。この評価基準の妥当性については前報³⁾で検証を行った。また、 D_1 と D_2 の間にトレードオフ関係が存在することより、この評価基準に基づく最適フィルタは、目的信号劣化量 D_1 が $D_1 = \hat{D}_1$ となるフィルタであることが分かる。

さて AMNOR においては次の二つの条件を仮定している。

(条件1) 目的信号の到来方向が既知

(条件2) 雑音のみを含んだ信号 $U_{N_i}(\omega)$ ($i=1, \dots, M$) の受音が可能

条件1より、目的信号が平面波とみなせるとき、音源からマイクロホンまでの到達時間を無視すれば、目的信号の到来方向とマイクロホンの幾何学的配置より $G_1(\omega) \sim G_M(\omega)$ は知られる。また、条件2の仮定は、実用的には無音声時間の受音などにより実現する。

さてここで、Fig. 2 で示すように、仮想目的信号 (fictitious desired signal) と呼ぶ信号 $\sqrt{P_s} \cdot S'(\omega)$ を

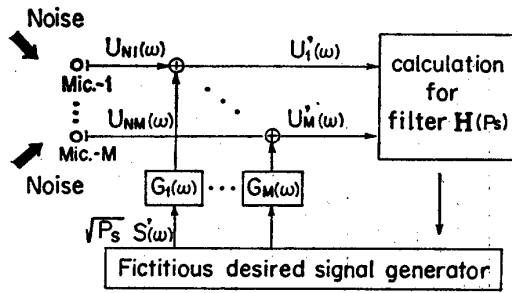


Fig. 2 Block diagram indicating AMNOR noise reduction filter calculation method which is performed in the filter controller in Fig. 1.

導入した系を考える。ただし、 $E[|S'(\omega)|^2]=1$ で $E[\cdot]$ は期待値を表す。また、 P_s は周波数によらない定数で、以降、仮想目的信号レベルと呼ぶ。この仮想目的信号を $G_1(\omega) \sim G_M(\omega)$ の特性を持つフィルタに通した後、雑音のみの受信信号 $U_{Ni}(\omega)$ ($i=1, \dots, M$) と加算して信号 $U'_i(\omega)$ ($i=1, \dots, M$)

$$U'_i(\omega) = U_{Ni}(\omega) + G_i(\omega) \sqrt{P_s} S'(\omega) \quad (8)$$

を作る。 $U'_1(\omega) \sim U'_M(\omega)$ を雑音抑圧フィルタの入力信号と考えたときのフィルタ出力を $Y(\omega)$ とすると、この $Y(\omega)$ が最小 2 乗誤差の意味で仮想目的信号を最もよく再現するための雑音抑圧フィルタは、 P_s をパラメータとして次式に示す正規方程式より求められる。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(P_s) &= P_s \mathbf{G}_0^H \mathbf{R}'^{-1} \\ &= P_s \mathbf{G}_0^H (\mathbf{R}_N + P_s \mathbf{G}_0 \mathbf{G}_0^H)^{-1} \end{aligned} \quad (9)$$

ただし、(9)式において \mathbf{H} は共役・転置行列、 \mathbf{G}_0 は目的信号源から各マイクロホンまでの伝達関数 $G_1(\omega) \sim G_M(\omega)$ を要素とする次式の M 次列ベクトル、

$$\mathbf{G}_0 \triangleq [G_1(\omega), G_2(\omega), \dots, G_M(\omega)]^T \quad (10)$$

また \mathbf{R}' は、 $U'_1(\omega) \sim U'_M(\omega)$ のクロススペクトル行列であり、その第 ij 成分が $U'_i(\omega)$ と $U'_j(\omega)^*$ の積の期待値 $E[U'_i(\omega)U'_j(\omega)^*]$ (ただし、 $*$ は複素共役) である M 行 M 列の正方行列である。 \mathbf{R}_N も同様に受信された雑音 $U_{N1}(\omega) \sim U_{NM}(\omega)$ のクロススペクトル行列である。よって $\mathbf{H}(P_s)$ は周波数の関数となり、厳密には $\mathbf{H}(P_s, \omega)$ と表すべきものであるが、簡単化のため変数 ω は省略する。

さて、(9)式で与えられる $\mathbf{H}(P_s)$ を用いたときの目的信号劣化量を $D_1(P_s)$ とすると、 $D_1(P_s)$ は P_s の単調減少関数となるという重要な性質がある^{3),4)}。従って、この $D_1(P_s)$ の単調性より、 P_s を変化させながら $D_1(P_s)$ を求めることを繰り返せば、任意の誤差範囲内で $D_1(P_s) = \hat{D}_1$ となる P_s の値を求めることができる。そして、そのときの P_s の値を用いた $\mathbf{H}(P_s)$ が AMNOR 評価基準を満たす最適フィルタとなる。以上の演算操作は Fig. 1 に示すフィルタ制御内部で行われ、(9)式で得られた特性を可変フィルタ $H_1(\omega) \sim H_M(\omega)$ に与えることにより最適指向特性が実現できる。

実際の応用では、筆者らがすでに示したように、離散

系時間領域での理論に基づきデジタル FIR フィルタで雑音抑圧フィルタを実現する方法^{3),4)} が有用である。その理由は、(9)式で示された $\mathbf{H}(P_s)$ が複雑な特性を持ち、安定性も保証されていないのに対して、FIR フィルタは複雑な周波数特性を容易に実現し、またフィルタの安定性も保証されているからである。しかし、本稿では、指向特性の解析を容易にするため、以下も引き続いて連続系周波数領域で議論を進める。

2.3 AMNOR の指向特性上の死角の数

マイクロホンの数 M が雑音源の数 N より大きい場合 ($M > N$ の場合) を考える。このとき、AMNOR フィルタ導出式(9)における \mathbf{R}' は正則とならない場合もあるので、(9)式をより一般的な形として、

$$\mathbf{H}(P_s) = P_s \mathbf{G}_0^H \mathbf{R}'^+ \quad (11)$$

と表す。ただし、 $+$ は Moore-Penrose の一般化逆行列⁵⁾ を表す。そのとき、この(11)式は仮想目的信号レベル P_s の値によらず

$$P_s \mathbf{G}_0^H \mathbf{R}'^+ = [1, 0, \dots, 0] \mathbf{G}^+ \quad (12)$$

となる(証明は付録)。 $\mathbf{H}(P_s)$ を用いた場合の AMNOR の出力 $Y(\omega)$ は(1)~(4)、(6)、(11)、(12)式を用いて、

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \mathbf{H}(P_s) \cdot \mathbf{U} = [1, 0, \dots, 0] \mathbf{G}^+ \cdot \mathbf{U} \\ &= [1, 0, \dots, 0] \mathbf{V} = S(\omega) \end{aligned} \quad (13)$$

となる。従って、 $M > N$ の場合の AMNOR 最適フィルタ $\mathbf{H}(P_s)$ は、受信信号に含まれる雑音成分を完全に抑圧し、目的信号を再現する。

このことより、AMNOR は $M > N$ 、すなわち、雑音源の数 N が $M-1$ 以下である場合には、完全に雑音を消去することが分かる。雑音が平面波であると仮定した場合、ある方向から到来する雑音を消去するということは、その方向に指向特性の死角(感度が 0 になる方向)を形成していることになる。従って、AMNOR はその指向特性上に最大 $M-1$ 個の死角を形成できることが分かる。

3. AMNOR の指向特性

本章では、雑音の到来方向が一方向の場合、あるいは、雑音が拡散音の場合、という二つの単純な雑音条件に対して AMNOR が形成する指向性特性を、従来の 1 次傾度指向性マイクロホンと対比しながら検討する。

3.1 1 次傾度指向性マイクロホン

従来の 1 次傾度指向性マイクロホンは、Fig. 3 に示すように、近接した二つの無指向性マイクロホン素子を用いた等価処理系によって表されることが知られている。Fig. 3 において、第 1 のマイクロホンの出力は、1 次傾度指向性マイクロホンの振動膜表面の音圧によって生じる信号を表しており、第 2 のマイクロホンの出力は振動膜裏面の音圧によって生じる信号を表している。

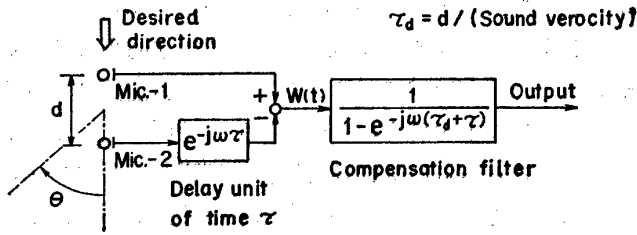


Fig. 3 Model of conventional first-order gradient microphone.

Fig. 3 に示す遅延素子は、到来した音波が振動膜表裏において生じる等価時間差を表し、また、マイクロホン出力相互の差をとっている部分は振動膜表裏の音圧が互いに打ち消し合うことを表している。

目的信号方向が Fig. 3 における $\theta=180^\circ$ の方向であるとすると、マイクロホン2において、目的信号は、マイクロホン1で受音される時刻に比べて、時間

$$\tau_d = d/c \quad (14)$$

ただし、 d : 素子間距離、 c : 音速
だけ遅れて受音され、更に遅延素子により時間 τ だけ遅延されたのち、マイクロホン1の出力から差演算される。これより、目的信号 $s(t)$ の差演算出力 $w(t)$ は、

$$w(t) = s(t) - s(t - \tau_d - \tau) \quad (15)$$

となる。ただし、目的信号の時間軸はマイクロホン1における音波の到達時刻を基準とする。(15)式をフーリエ変換すると、

$$\begin{aligned} W(\omega) &= S(\omega) - S(\omega) \cdot \exp(-j\omega(\tau_d + \tau)) \\ &= S(\omega)K(\omega) \end{aligned} \quad (16)$$

ただし、

$$K(\omega) = 1 - \exp(-j\omega(\tau_d + \tau)) \quad (17)$$

となって、差演算出力における目的信号は $K(\omega)$ の周波数特性を受けていることが分かる。Fig. 3 における補正フィルタは、この $K(\omega)$ の特性を補正するための逆フィルタで、 $1/K(\omega)$ の特性を持つ。従来の指向性マイクロホンでは、 $\omega(\tau_d + \tau) \ll 1$ の範囲となるように設計されており、このとき、

$$K(\omega) \approx j\omega(\tau_d + \tau) \quad (18)$$

となる。そこで、補正フィルタに相当するものとしてマイクロホンの振動系の制御方式を選んで(例えば動電形マイクロホンであれば質量制御として)、平坦な周波数特性を実現してきた。

Fig. 3 における遅延素子の値 τ が $\tau = \tau_d$ となるようにマイクロホンの構造を設計すれば単一指向性が、 $\tau = 0$ とすれば両指向性が実現できる。単一指向性は Fig. 3 における $\theta = 0^\circ$ 方向から、両指向性は $\theta = 90^\circ$ 方向から、それぞれ到来する雑音(平面波)を完全に抑圧できる。また、 $\tau = \tau_d/3$ とすればハイパーカーディオイドの指向特性が実現できる。ハイパーカーディオイドの特性は雑音が拡散音の場合に、Fig. 3 で表される1次傾度指向性マイクロホンの中では、最も雑音抑圧効果が大きいも

Table 1 Directional patterns of first-order gradient microphone.

bidirection	unidirection	hypercardioid
$\tau = 0$	$\tau = \tau_d$	$\tau = \tau_d/3$

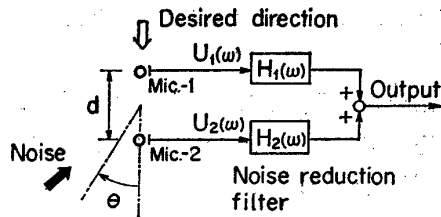


Fig. 4 Noise reduction part of AMNOR using 2 microphone elements.

のとして知られている。以上の各指向特性をまとめて Table 1 に示す。

3.2 2素子 AMNOR の雑音抑圧フィルタ

二つの無指向性マイクロホン素子を用いた AMNOR の雑音抑圧部のブロック図を Fig. 4 に示す。ここで、雑音抑圧フィルタを算出するために、マイクロホンには雑音のみが受音されているとし、受音雑音信号をそれぞれ $U_{N1}(\omega)$, $U_{N2}(\omega)$ と表す。また、仮想目的信号レベルを P_s 、目的信号源から各マイクロホン素子までの伝達関数をそれぞれ $G_1(\omega)$, $G_2(\omega)$ と表す。ここで、各マイクロホンで受音される雑音のパワーは同一、すなわち

$$E[U_{Ni}(\omega)U_{Ni}(\omega)^*] = P_N \quad (i=1, 2) \quad (19)$$

と仮定すれば、雑音のクロススペクトル行列 R_N は、

$$R_N = P_N \begin{pmatrix} 1 & b^* \\ b & 1 \end{pmatrix} \quad (20)$$

ただし、

$$b \triangleq E[U_{N2}(\omega)U_{N1}(\omega)^*]/P_N \quad (21)$$

となる。また、 $G_1(\omega)$, $G_2(\omega)$ は平面波の到達時間を表す単純遅延であり、目的信号のマイクロホン1に対する到達時間を基準にとれば、

$$G_0 = [G_1(\omega), G_2(\omega)]^T = [1, \exp[-j\omega\tau_s]]^T \quad (22)$$

ただし、

$$\tau_s = -d \cdot \cos \theta_s / c \quad \theta_s: \text{目的信号方向} \quad (23)$$

と表される。従って、 $G_0 G_0^H$ は

$$G_0 G_0^H = \begin{pmatrix} 1 & a^* \\ a & 1 \end{pmatrix} \quad (24)$$

ただし、

$$a \triangleq G_2(\omega)G_1(\omega)^* = \exp[-j\omega\tau_s] \quad (25)$$

と表される。このとき、雑音抑圧フィルタ $H(P_s)$ は $aa^* = 1$ であることに注意すれば、(9)(20)(24)式より

$$H(P_s) = P_s [1 - a^*b, a^* - b^*] / (P_s(2 - ab^* - a^*b) + P_N(1 - bb^*)) \quad (26)$$

と求められる。従って、 H の定義式(5)式より、

$$H_1(\omega) = P_s(1 - a^*b)/K'(\omega) \quad (27)$$

$$H_2(\omega) = P_s(a^* - b^*)/K'(\omega) \quad (28)$$

ただし、

$$K'(\omega) = (P_s(2 - ab^* - a^*b) + P_N(1 - bb^*)) \quad (29)$$

が得られる。

なお、以下では、従来の指向性マイクロホンと対比するため目的信号方向 $\theta_s = 180^\circ$ とする。このとき、(23)(25)式より、

$$a = \exp[-j\omega\tau_a] \quad (30)$$

となる。

3.3 雑音の到来方向が1方向 θ_N の場合

雑音が平面波として1方向 θ_N のみから到来している場合を考える。このとき、雑音がマイクロホン1に到達する時刻を基準に考えると、雑音はマイクロホン2には

$$\tau_N = d \cdot \cos \theta_N / c \quad (31)$$

だけ早く ($\theta_N > 90^\circ$ のときは遅れて) 到着する。従って、

$$U_{N2}(\omega) = U_{N1}(\omega) \exp[j\omega\tau_N] \quad (32)$$

となり、(19)(21)式より

$$b = \exp[j\omega\tau_N], \quad (33)$$

となる。(27)~(29)式に(30)(33)式を代入すると、

$$H_1(\omega) = 1/K'(\omega) \quad (34)$$

$$H_2(\omega) = -\exp[-j\omega\tau_N]/K'(\omega) \quad (35)$$

$$K'(\omega) = 1 - \exp[-j\omega(\tau_a + \tau_N)] \quad (36)$$

と計算できる。これを Fig. 4 の $H_1(\omega)$, $H_2(\omega)$ に代入したときの系の入出力特性は、 $H_1(\omega)$, $H_2(\omega)$ に共通の項である $1/K'(\omega)$ を補正フィルタの特性であると考えれば、Fig. 3 に示した1次傾度指向性マイクロホンの入出力特性と一致する。そして、例えば $\theta_N = 0^\circ$ の方向から雑音が到来する場合には、(31)(14)式より $\tau_N = d/c = \tau_a$ となり、AMNOR は単一指向性を形成し、雑音を完全に抑圧する。また、 $\theta_N = 90^\circ$ の方向から雑音が到来する場合には、同様に $\tau_N = 0$ となり両指向性を形成し雑音を抑圧する。

この例はマイクロホンの数 M が2で雑音源の数 N が1であるので、前章 $M > N$ の場合に対応し、AMNOR は2.3節で述べたように $M-1=1$ 個の死角を指向特性上に形成する(2素子の場合、指向特性が軸対称であるため、例えば Table 1 に示す両指向性のように、一見、死角方向を二つ持っているように見えるが、制御可能な死角の数は1個である)。そして、AMNOR は、この死角を常に実際の雑音到来方向に向けるという制御を行って雑音を抑圧する。

更に、各雑音の持つ周波数成分が異なっていれば、複数の雑音が到来している場合にも上記と同様の議論が成立する。その理由は、各周波数帯域においては、常に1方向のみから雑音が到来していると考えられるからであ

る。この場合には雑音の到来方向 θ_N は ω の関数となり、その結果(31)式より得られる τ_N も ω の関数 $\tau_N(\omega)$ となる。このとき、(35)式で表される $H_2(\omega)$ は周波数により遅延時間の異なる遅延素子の機能を持つ。その結果、AMNOR は周波数によって異なった指向特性を有し、それぞれの周波数帯域において雑音の到来する方向に死角を持つような指向特性を形成し雑音を抑圧する。

3.4 雑音が拡散音の場合

この場合、二つのマイクロホンで受信された信号の間のクロススペクトルは、よく知られた拡散音場の2点間音圧相関係数⁶⁾と同一のものとなる。すなわち、

$$b = \sin x / x = \rho \quad (37)$$

ただし、

$$x = \omega d / c \quad (38)$$

となる。(30)(37)式を(27)~(29)式に代入すると、

$$H_1(\omega) = 1 - a\rho / K'(\omega) \quad (39)$$

$$H_2(\omega) = a - \rho / K'(\omega) \quad (40)$$

$$K'(\omega) = (2 - \rho(a + a^*)) + (P_N/P_s)(1 - \rho^2) \quad (41)$$

となる。ここで、従来の指向性マイクロホンと対比するために、素子間距離 d は波長に比べて十分小さい、すなわち、 $d \ll 2\pi c/\omega$ と仮定する。このとき、 $x \ll 1$ となるので、

$$\sin x \approx x - x^3/6 \quad (42)$$

$$a = \exp[-j\omega d/c] \\ = \exp[-jx] \approx 1 - x^2/2 - j(x - x^3/6) \quad (43)$$

と近似して(39)~(41)式を計算すると、

$$H_1(\omega) = 1/K'(\omega) \quad (44)$$

$$H_2(\omega) = -\exp[-j\omega(1/3)\tau_a]/K'(\omega) \quad (45)$$

$$K'(\omega) \\ = (1 + (P_N/4P_s))(1 - \exp[-j\omega(4/3)\tau_a]) \quad (46)$$

となる。(44)~(46)式において、仮想目的信号レベル P_s は $K'(\omega)$ のみに含まれており、 $H_1(\omega)$, $H_2(\omega)$ に対する共通の定数となっている。従って、AMNOR の形成する指向特性を相対値で考えるとき、 P_s の値は無視できる。これより(44)~(46)式を Fig. 4 の $H_1(\omega)$, $H_2(\omega)$ に代入したときの AMNOR の入出力特性は、定数ゲインを除き Fig. 3 において、 $\tau = \tau_a/3$ としたものと同一で、拡散音に対して最適なハイパーカードィオイドの指向特性を持つことが分かる。

さて、2素子 AMNOR では、前記したように、1方向に対して死角が形成できる。しかし、拡散音のように雑音が全周囲から到来している場合、死角が雑音抑圧効果に寄与する割合は小さい。従って、この場合の雑音抑圧効果は死角によるものではなく、指向特性全体の形状により得られている。

しかし、以上の例では、指向特性全体の形状制御は、死角方向の制御に付随したものととも考えられる。そこで例えば、目的信号方向 $\theta = 90^\circ$ である場合を考える。

(23) (25)式より $a=1$ となり, これを(39)~(41)式に代入すれば最適フィルタは,

$$H_1(\omega)=1/K'(\omega), \quad H_2(\omega)=1/K'(\omega) \quad (47)$$

$$K'(\omega)=2+(P_N/P_S)(1+\rho) \quad (48)$$

と求められる。(47)式は二つのマイクロホンの受信信号をそのまま加算することを表しているが, $d < c\pi/\omega$ であるとする, どの方向から到来する音波もゼロとはならない。従って, この場合の指向特性は死角を持たず, AMNOR の雑音抑圧効果が死角の効果ではなく, 指向特性全体の最適性により得られていることが分かる。

以上のことより, AMNOR は死角の制御のみならず, 指向特性全体の形状も制御して最適指向特性を実現していることが明らかとなった。

4. AMNOR の特徴

AMNOR はその動作環境として, 雑音条件, 目的信号方向, マイクロホン素子数及びその配置が与えられれば, それらに対して常に最適な指向特性を形成することを特徴としている。

前章においては, 素子数が 2, 目的信号方向 $\theta_s=180^\circ$, 雑音条件として雑音到来方向が 1 方向及び雑音が拡散音の場合という二つの例について検討し, AMNOR は従来の 1 次傾度指向性マイクロホンと同一の最適指向特性を持つことを示した。このことは AMNOR の最適性理論が従来の指向性マイクロホン設計理論と矛盾したものであることを示している。

しかし, 従来の指向性マイクロホンが最適性を保証されているのは, ある限られた雑音条件についてのみであるのに対して, AMNOR はあらゆる雑音条件に対してその最適性が保証されている。換言すれば, AMNOR は従来の指向性マイクロホンを包含するものであると言える。

与えられた任意の雑音条件に適応して, 最適指向特性を実現するために, AMNOR が死角方向及び指向特性全体の形状の適応制御を行うことはすでに述べた。それに加えて AMNOR は周波数帯域ごとに独立に指向特性を制御できるという機能を持っている。例えば, ある周波数 ω_1 における雑音の到来方向・振幅等の情報(雑音条件)は雑音のクロススペクトル行列に $\omega=\omega_1$ を代入した $R_N(\omega_1)$ に含まれている。一方, $\omega=\omega_1$ における最適フィルタの振幅・位相特性 $H(P_S, \omega_1)$ は(9)式で示したように $R_N(\omega_1)$ を用いて計算される。 $H(P_S, \omega_1)$ の値は AMNOR が周波数 ω_1 において実現する指向特性を決定し, それは, 周波数 ω_1 の雑音条件に対して最適な指向特性となる。また, 同様に周波数 ω_2 の雑音条件に対しては, $H(P_S, \omega_2)$ を計算することにより, 最適指向性を実現する。このように, AMNOR は各周波数成分ごとに独立に最適な指向性を形成する。

実用的に雑音抑圧フィルタを FIR フィルタで構成する場合^{3),4)}, 独立に制御可能な周波数帯域の数は有限となる。FIR フィルタの次数を $(2L-1)$ としたときに, 振幅・位相特性を独立に制御できる周波数の数は $(L+1)$ であることが知られており, 従って, FIR フィルタにより構成される AMNOR が独立に指向特性を制御できる周波数帯域の数は $(L+1)$ となる。

以下, 雑音条件に応じて, 周波数帯域により異なった指向特性を形成するという AMNOR の機能をシミュレーション実験により確認した結果を述べる。なお, 雑音抑圧 FIR フィルタの係数は文献 3), 4) に基づいて算出した。

Fig. 5 に示すように素子数は 2, 目的信号方向 $\theta_s=180^\circ$ とし, 二つの方向 $\theta=0^\circ, 126^\circ$ から異なった帯域成分 300~600 Hz, 1,250~3,100 Hz をそれぞれ持つ同一パワーの雑音が到来しているという雑音条件を考える。この条件において, 従来の指向性マイクロホンではどちらか一方の雑音のみしか抑圧できない。しかし, 各雑音の持つ周波数帯域は異なったものであるため, ある周波数帯域についてみると雑音の到来方向は 1 方向である。従って, $M > N$ となり, AMNOR は 2 素子であっても 2 方向の雑音を抑圧できる。

雑音抑圧フィルタを 32 次の FIR フィルタとして行った AMNOR のシミュレーション実験結果を Fig. 6, 7 に示す。Fig. 6(a)(b)は 500 Hz 及び 2,000 Hz における AMNOR の指向特性(相対感度の真数値)を表している。それぞれの周波数において AMNOR は雑音方向に死角を形成していることが分かる。また, Fig. 7 は $\theta=0^\circ, 126^\circ, 180^\circ$ 方向に対する感度周波数特性を表している。同図において, ①, ②はそれぞれ, $\theta=0^\circ$ 及び $\theta=126^\circ$ 方向から到来する雑音の持つ周波数帯域を示し

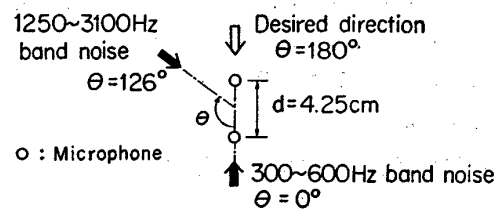


Fig. 5 Noise environment for simulation: two noise sound waves having no common frequency component incident from different directions.

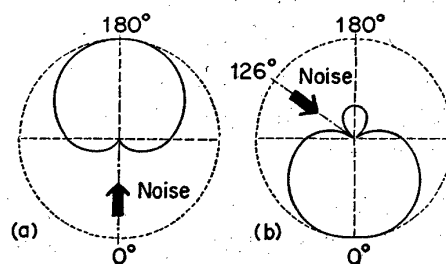


Fig. 6 AMNOR directivity pattern, (a) for 500 Hz and (b) for 2,000 Hz.

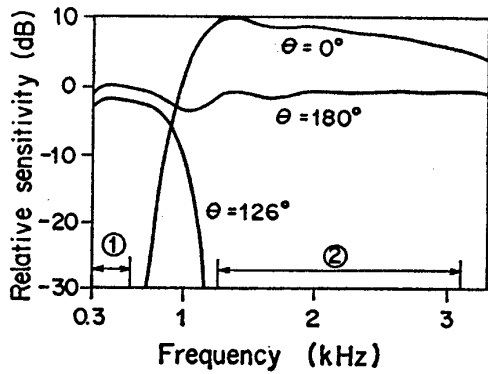


Fig. 7 Frequency response of AMNOR for directions of 0°, 126° (noise directions), and 180° (desired direction). On the bottom of the figure, ① shows the frequency range of noise coming from the 0° direction and ② shows the frequency range of noise coming from the 126° direction.

ている。この図より、それぞれの方向で到来雑音の持つ帯域に対しては十分感度が低下していることが分かる。なお、Fig. 6(b)で目的信号方向 $\theta=180^\circ$ に対する感度が低下しているのは相対感度で表したため、Fig. 7 から分かるように、 $\theta=180^\circ$ 方向に対する感度は、周波数によらずほぼ一定である。

最後に、このシミュレーションの結果得られた AMNOR の雑音抑圧効果を調べると、約 40 dB であり、同一の雑音条件で単一指向性マイクロホンにより得られた雑音抑圧効果が 7 dB であるのと比べて、33 dB の雑音抑圧効果の向上が見られた。

5. むすび

本報告では、まず周波数領域において AMNOR の理論を述べ、従来の指向性マイクロホンと対比することにより、AMNOR の形成する指向特性について検討した。

その結果、雑音の到来方向が 1 方向の場合、もしくは雑音が拡散音である場合という単純な雑音条件に対して、2 素子 AMNOR は、従来それらの雑音条件に対して最適とされていた各種 1 次傾度指向性マイクロホンが持つ指向特性と同一の指向特性を自動的に形成することを明らかにした。

更に、AMNOR は上記の単純な雑音条件のみならず、実際に存在する多種多様な雑音条件に対しても、常に最適な指向特性を形成する。この適応性を実現するために AMNOR は以下の指向特性制御機能を持つことを明らかにした。

(1) M 個のマイクロホン素子を用いた場合、雑音方向に対して、最大 $M-1$ 個の死角 (感度がゼロの方向) を形成する。

(2) 雑音の到来方向が多数で、死角の制御のみでは雑音を抑圧できない場合には、指向特性全体の形状についても最適化を行う。

(3) (1)(2)に述べた指向特性の制御を、それぞれ周波数帯域ごとに独立して行う。

最後に、以上の検討結果を確認するため、異なる帯域成分を持つ雑音が 2 方向から到来しているという雑音条件でシミュレーション実験を行った。AMNOR はこの例において、周波数帯域ごとに独立な死角を形成することで、従来の 1 次傾度指向性マイクロホンに比べて約 33 dB の雑音抑圧効果を持つことが分かり、その有効性が確認できた。

謝 辞

この研究遂行上、ご助言、ご援助いただきました当所古井第四研究室長、並びにご討論下さった第四研究室員の皆様に感謝いたします。また、AMNOR 受音方式の共同提案者であり、日頃ご意見いただく富士通研究所大賀寿郎氏 (元 NTT 通研) に感謝いたします。

文 献

- 1) J. L. Flanagan, J. D. Johnston, R. Zahn and G. W. Elko, "Computer-steered microphone arrays for sound transduction in large room," J. Acoust. Soc. Am. **78**, 1508-1518 (1985).
- 2) F. Pirz, "Design of a wideband, constant beamwidth, array microphone for use in the near field," Bell Syst. Tech. J. **58**, 1839-1850 (1979).
- 3) Y. Kaneda and J. Ohga, "Adaptive microphone-array system for noise reduction," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. **ASSP-34**, 1391-1400 (1986).
- 4) 金田 豊, "AMNOR (適応形雑音抑圧マイクロホンアレー)", 信学技報 EA 85-36 (1985).
- 5) ラオ・ミトラ (渋谷政昭, 田辺国土訳), 一般逆行列とその応用 (東京図書, 東京, 1973), pp. 50-55, 67.
- 6) H. Cox, "Spatial correlation in arbitrary noise fields with application to ambient sea noise," J. Acoust. Soc. Am. **54**, 1289-1301 (1973).

付録 (12) 式の証明

まず、 $N+1$ 次及び M 次の列ベクトル V' , U' を次式のように定義する。

$$V' \triangleq [\sqrt{P_s} S'(\omega), N_1(\omega), N_2(\omega), \dots, N_N(\omega)]^T \quad (A.1)$$

$$U' \triangleq [U'_{11}(\omega), U'_{12}(\omega), \dots, U'_{1M}(\omega)]^T \quad (A.2)$$

すると、(8)式における $U'_{11}(\omega) \sim U'_{1M}(\omega)$ の定義より、(4)式で定義される行列 G を用いて、

$$U' = G \cdot V' \quad (A.3)$$

の関係が得られる。これより、 $U'_{11}(\omega) \sim U'_{1M}(\omega)$ のクロススペクトル行列 R' は、

$$\begin{aligned} R' &= E[U' \cdot U'^H] \\ &= E[G \cdot V' \cdot V'^H \cdot G^H] \\ &= G \cdot E[[\sqrt{P_s} S'(\omega), N_1(\omega), \dots, N_N(\omega)]^T \\ &\quad \cdot [\sqrt{P_s} S'(\omega)^*, N_1(\omega)^*, \dots, N_N(\omega)^*]] \cdot G^H \end{aligned} \quad (A.4)$$

となる。仮想目的信号 $\sqrt{P_s} S'(\omega)$ と雑音 $N_1(\omega) \sim N_N(\omega)$

はそれぞれ独立であるので、 R' は次式のように求められる。

$$R' = G \cdot Q \cdot Q \cdot G^H \quad (\text{A.5})$$

ただし、 Q は $(N+1) \times (N+1)$ 対角行列で、

$$Q = \text{diag}[\sqrt{P_s}, \sqrt{P_{N1}}, \sqrt{P_{N2}}, \dots, \sqrt{P_{NN}}] \quad (\text{A.6})$$

$$P_{Nj} = E[N_j(\omega)N_j(\omega)^*], \quad (j=1, N) \quad (\text{A.7})$$

である。これより、

$$P_s G_0^H R'^+ = P_s G_0^H (G \cdot Q \cdot Q \cdot G^H)^+$$

$$\begin{aligned} &= [1, 0, \dots, 0] P_s G^H (G \cdot Q \cdot Q \cdot G^H)^+ \\ &= [1, 0, \dots, 0] Q \cdot Q \cdot G^H (G \cdot Q \cdot Q \cdot G^H)^+ \\ &= [1, 0, \dots, 0] Q \cdot (G \cdot Q)^H ((G \cdot Q)(G \cdot Q)^H)^+ \\ &= [1, 0, \dots, 0] Q \cdot (G \cdot Q)^+ \\ &= [1, 0, \dots, 0] G^+ \quad (\text{A.8}) \end{aligned}$$

となって(12)式が証明される。ただし、5番目と6番目の等号は文献5)によるもので、6番目の等号は $\text{rank}(G) \leq N+1$ の場合、すなわち、 $M > N$ の場合にのみ成立する。