

全指向性を持つスピーカ・マイクロホン一体型通話装置の設計*

中川 朗^{*1} 島内末廣^{*2} 羽田陽一^{*1} 青木茂明^{*3} 牧野昭二^{*4}

【要旨】 ハンズフリーでの遠隔通信会議において、エコーやハウリングの諸問題を解決するために、適応フィルタを用いた音響エコーキャンセラが広く用いられてきている。通信会議の利便性向上のために、スピーカとマイクロホンを同一筐体に収めたハンズフリー通話装置が望まれているが、このような装置では、スピーカとマイクロホン間の距離が短いため、スピーカからマイクロホンに回り込む音響エコーが増大し、音響エコーキャンセラの制御が困難になる。本論文では、音響エコー増大の問題に対して、4マイクロホン構成の検討を行い、各マイクロホン出力信号の位相を制御することにより、スピーカから回り込む音響エコーを約12 dB低減しながら、全指向性を持つスピーカ・マイクロホン一体型装置を実現した。

キーワード 音響エコーキャンセラ, 位相制御, ハンズフリー, マイクロホン
Acoustic echo canceller, Phase control, Hands-free, Microphone

1. はじめに

通信会議におけるハンズフリー環境は、その利便性により広く浸透してきている。ハンズフリー環境では、スピーカから出た音声はマイクロホンで收音され、これがエコー信号となり、相手側（遠端側）へエコーが戻るという問題が生じ、通信会議の妨げとなる。また、通信相手である遠端側でも同様な現象が起き、ループゲインが1を越える周波数でハウリング現象が生じた場合には、通信会議を続けることが困難となる。円滑な通信会議を行うためには、これらの問題を解決する必要がある。エコーの問題を解決するために、受話チャンネルもしくは送話チャンネルの音声信号を低減させる手法もあるが、双方から同時に話したときに、片方の話者の音声は相手へ届かない問題が出てくる。それぞれの発話内容が相手へ届くためには、全二重の通信形態が必要となる。エコー・ハウリングの低減、全二重通話の実現のためにはデジタルの適応フィルタを用いた音響エコーキャンセラ技術が必須であると言える。

音声だけを用いた音声会議などの場合、設置の容易

性などから、スピーカとマイクロホンを同一筐体に納めた装置が望ましい。この場合も、エコーの問題は同様に生じるため、音響エコーキャンセラが必要となるが、スピーカとマイクロホン間の距離が近いと、両者間の結合利得、すなわち音響結合量が大きく、音響エコーキャンセラの負荷が大きくなり、十分な性能を引き出すことが困難となる。また、スピーカとマイクロホン間の音響結合量が大きい場合、近端側での会議参加者の発話音声よりも、スピーカからマイクロホンへ回り込んだ音響エコーの方が大きく收音されてしまう。このため、本来は、近端側会議参加者の発話音声の大きさに合わせて調整しなければならない、A/D変換器のダイナミックレンジを、回り込む音の大きさに合わせて調整する必要が生じる。

本論文では、A/D変換器に入るエコー信号の増大の問題に対し、マイクロホン構成を検討し、音響エコーキャンセラの負荷を軽減しながら、全指向性を持つスピーカ・マイクロホン一体型通話装置を提案する。

2. 音響エコーキャンセラ

ここでは、一般的な適応フィルタを用いた音響エコーキャンセラについて説明する。エコーキャンセラ構成図をFig.1に示す。遠端側からの受話信号 $x(k)$ は、スピーカから再生され、部屋のインパルス応答 h を介して、マイクロホンに收音される。音響エコーキャンセラは、部屋のインパルス応答 h を適応アルゴリズム[1~5]で推定し、推定した適応フィルタ $\hat{h}(k)$ と受話信号 $x(k)$ を畳み込むことにより、擬似エコー信号 $y(k)$ を生成する。ここで得られた擬似エコー信号 $\hat{y}(k)$ を、マイクロホンで收音されたエコー信号 $y(k)$ から差し引くことによりエコー信号を低減する。

* A design of a hands-free communication unit using loudspeakers and microphones with a flat directional pattern,
by Akira Nakagawa, Suehiro Shimauchi, Yoichi Haneda, Shigeaki Aoki and Shoji Makino.

^{*1} NTTサイバースペース研究所

^{*2} NTT東日本

^{*3} NTTコミュニケーションズ

^{*4} NTTCS基礎研究所

(問合せ: 中川 朗 〒180-8585 武蔵野市緑町 8-9-11 NTTサイバースペース研究所)
(2000年12月21日受付, 2001年4月26日採録決定)

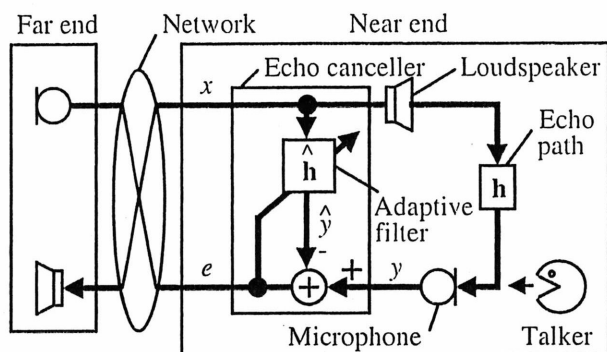


Fig.1 Structure of an acoustic echo canceller. The echo canceller estimates room impulse responses by using an adaptive algorithm. An echo replica is derived from an adaptive filter and the received signal in order to reduce acoustic echoes.

音響エコーキャンセラの適応フィルタは、部屋のインパルス応答を一度推定すれば、これが変化しない限り、エコーを低減できる。部屋のインパルス応答は、人が動いたり、扉の開閉などで容易に変化するため、適応フィルタはその都度新しいインパルス応答を推定しなければならない。精度良く推定ができるまでは、損失制御器などによって、エコーを低減する必要がある。このとき、受話信号 $x(k)$ とマイクロホン収音信号 $y(k)$ 間の音響結合量が小さければ、エコー抑圧のための挿入損失量を小さく抑えられる。しかし、音響結合量が大きくなると、挿入損失量が大きくなり、制御が困難になる。また、受話音声や送話音声の断続感や、話頭/話尾などの途切れなどの問題が目立ってくる。特に、スピーカとマイクロホンを同一筐体に納めた一体型通話装置では、物理的条件から、スピーカとマイクロホン間の距離が短くなってしまい、音響結合量が大きくなってしまいう問題がある。

3. スピーカ・マイクロホン一体型通話装置

ここでは、参加者が円卓などを囲んだ形式で会議が行われる状況において、簡易に音声会議が行えるスピーカ・マイクロホン一体型通話装置を想定し、以下の話を進める。一体型装置に用いられるスピーカは、放射面を真上/真下/真横などに向ける種々の設置法が考えられる。接地面の振動をできるだけ抑えることや、参加者が装置自体を囲んで遠隔会議を行うことを考えると、真上に向けて放射することが望ましい。

一体型通話装置の収音指向特性は、周囲の会議参加者の声を収音するため、無指向性を実現する必要がある。そのためには、無指向性マイクロホンを用いるか、複数の単一指向性マイクロホンを用いる必要がある。しかしながら、無指向性マイクロホンを用いた場合は、スピーカ・マイクロホン間の距離が短いた

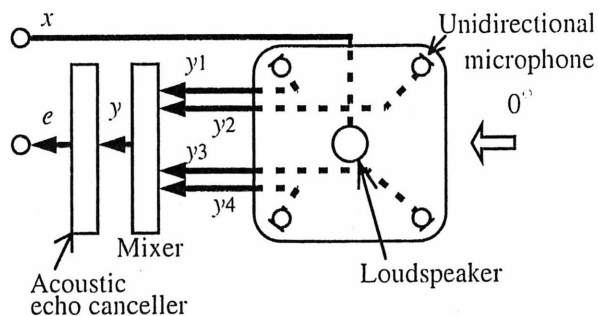


Fig.2 Structure of a loudspeaker and four unidirectional microphones in a body. The least-sensitive direction of each microphone is oriented toward the loudspeaker. The four microphone outputs are mixed and input to the acoustic echo canceller.

め、エコーを大きい利得で収音してしまい、音響エコーキャンセラの負担が大きくなる。そこで、Fig.2に示すとおり、中央にスピーカ、周囲に単一指向性マイクロホンを四つ用い、指向性の背面をスピーカに向けることで音響結合量を低減することを検討する。

このようなスピーカ・マイクロホンを同一筐体におさめた一体型通話装置の理想は、スピーカ・マイクロホン間の音響結合量は0、装置としての収音の指向特性は全方位に対して等しく収音、すなわち、音響エコーは全く収音せず、近端話者が周囲のどこから話しても等しい音質で収音されることである。

4. 位相反転型4マイクロホン構成法

4.1 音響結合量

本節では、4マイクロホンを用いた場合の音響結合量、音響結合量低減方法、及び低減後の音響結合量に関して考察する。理想的な単一指向性マイクロホンは、背面の感度が $-\infty$ dBであるが、実際の感度は正面に比べて約 -15 dB程度である。マイクロホンの数が四つになると、背面から収音されたエコーも4倍となるため無視できない大きさになる。今、受話信号 $x(k)$ だけが存在し、近端話者信号がない場合、各マイクロホンからの出力信号 $y_i(k)$ ($i=1\sim 4$) は、以下のように求められる。

$$y_i(k) = h_i^T x(k)$$

ここで、 h_i はスピーカからマイクロホン i までのインパルス応答である。また、 k は、離散化された時刻を表す。これらを単純にミキシングで加算したとき、その出力信号 $y(k)$ は、以下ようになる。

$$y(k) = y_1(k) + y_2(k) + y_3(k) + y_4(k) \quad (1)$$

次に、各マイクロホン出力に対してフィルタ a_i を通してからミキシングすることを考えると、出力 $y(k)$ は、以下のように得られる。

$$y(k) = a_1^T y_1(k) + a_2^T y_2(k)$$

$$+a_3^T y_3(k) + a_4^T y_4(k)$$

ここで、スピーカから各マイクロホンまでのインパルス応答 h_i が等しい、すなわち、

$$h = h_1 = h_2 = h_3 = h_4$$

とすると、ミキサ出力信号 $y(k)$ は、

$$\begin{aligned} y(k) &= a_1^T y_1(k) + a_2^T y_2(k) \\ &\quad + a_3^T y_3(k) + a_4^T y_4(k) \\ &= a_1^T \{h^T x(k)\} + a_2^T \{h^T x(k)\} \\ &\quad + a_3^T \{h^T x(k)\} + a_4^T \{h^T x(k)\} \\ y(k) &= (a_1 + a_2 + a_3 + a_4)^T h^T x(k) \end{aligned} \quad (2)$$

となる。ここで、 $(a_1 + a_2 + a_3 + a_4)^T = 0$ を満たす $a_i^T \neq 0$ なる a_i を求めれば、スピーカ方向への感度を 0 にすることができる [6]。

これを簡易に実現するために、マイクロホン 4 出力のうち、2 出力を逆相にして加算する手法が考えられる。例えば、フィルタ a をスカラ a として、 $a_1 = a_3 = 1$ 、 $a_2 = a_4 = -1$ のような組み合わせを用いる。この場合、ミキサ出力信号 $y(k)$ は、以下のように求められる。

$$y(k) = y_1(k) - y_2(k) + y_3(k) - y_4(k) \quad (3)$$

実際にスピーカと共に、四つの単一指向性マイクロホンを同一筐体の実装し、式(1)及び、式(3)で得られるマイクロホン構成を用いた場合のスピーカ入力・ミキサ出力間のインパルス応答を測定した。測定した部屋は、5.2 m×6.7 m×2.6 m (W×D×H) の大きさで、残響時間は約 300 ms である。スピーカ・マイクロホン一体装置を 2 m×0.7 m×0.8 m (W×D×H) の机の上に置き、測定を行った。筐体の大きさは、一辺約 20 cm の正方形、スピーカから各マイクロホンまでの距離は、約 14.5 cm、サンプリング周波数は 8 kHz である。

測定したインパルス応答の振幅周波数特性を Fig. 3 に示す。Fig. 3 において、(a) は式(1)、(b) は式(3)の場合を示す。Fig. 3 から分かるとおり、音響結合量を平均で約 12 dB 低減できている。

マイクロホンのばらつきが全くない場合には、逆相で加算することにより、式(2)において $(a_1 + a_2 + a_3 + a_4) = 0$ となるため、 $y(k) = 0$ となる。実際は個々のマイクロホン特性のばらつきや、スピーカ・マイクロホン間のインパルス応答の差異がある。それらの差異等により、理論どおりの低減量は得られない。しかしながら、音響エコーキャンセラにとって、入力部でエコーを約 12 dB 低減できることは、大きな利点となる。

Fig. 3(a) で 2.7 kHz あたりが谷になっているが、これは実際に使用したマイクロホンやインパルス応答のばらつきの影響と考えられる。Fig. 4 に、実際に用

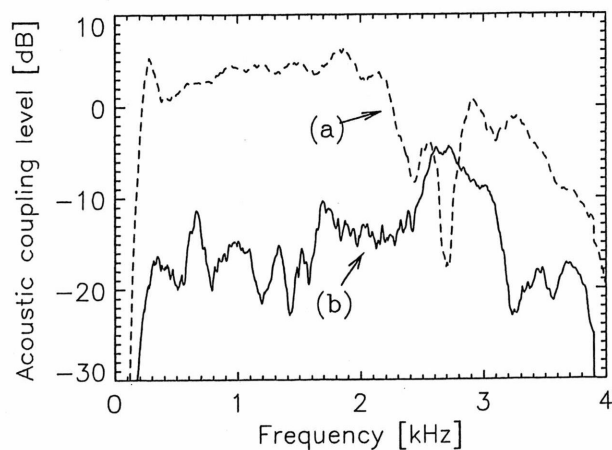


Fig. 3 Frequency responses between loudspeaker input and mixer output. Line (a) shows the case of summation. Line (b) shows the case of anti-phase summation. The acoustic coupling level can be reduced by about 12 dB on average by using anti-phase summation.

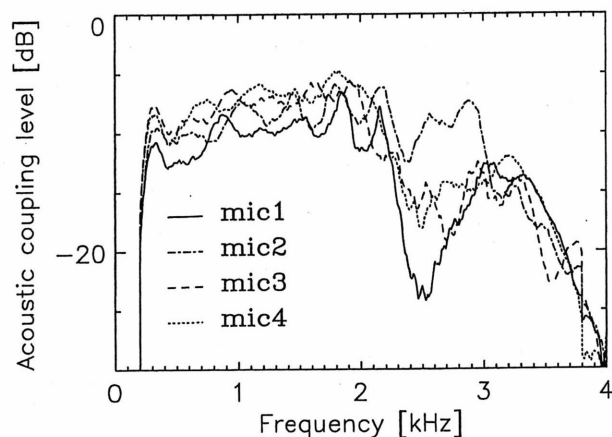


Fig. 4 Frequency responses between loudspeaker and each microphone. Microphone 1 has a dip between 2.2 and 2.9 kHz. Each microphone has a different frequency response.

いたスピーカと各マイクロホン間のインパルス応答の、個々の振幅周波数特性を示す。Fig. 4 から、2.2 kHz から 2.9 kHz 付近までに、各マイクロホン間でかなりのばらつきがあることが分かる。

この位相反転型マイクロホン構成では、加算と減算を用いているので、アナログ領域での処理が可能となる。マイクロホン四つ分の出力をすべてデジタル領域で処理するためには、收音系だけで四つの A/D 変換器が必要となり、装置規模が大きくなってしまう。アナログ領域で加減算を実現し、アナログ信号を一つにすることにより、收音用の A/D 変換器は一つしか必要とせず、装置規模を小さく抑えることができる。

4.2 收音特性

本節では、音響結合量を低減できるマイクロホンミ

キシング方式を用いた場合の收音特性について考察する。ここでは、式(2)において、 a_i をそれぞれスカラー a_i とし、($a_1=a_3=1, a_2=a_4=-1$) と、($a_1=a_2=1, a_3=a_4=-1$) の二つの場合について考える。

まず、個々のマイクロホンへの入力信号について考える。Fig.5において、装置の中央線から話者までの角度を θ 、スピーカの中心から各マイクロホンまでの距離を r 、スピーカから話者までの距離を d 、装置の中央線から各マイクロホンの角度を β_i 、各マイクロホンから話者までの距離を $l_i(\theta)$ とすると、マイクロホン i の指向特性 $m_i(\theta)$ は、以下のように求められる。

$$m_i(\theta) = \frac{1 + \alpha \cos(\gamma_i(\theta))}{1 + \alpha} \quad (4)$$

ただし、

$$\gamma_i(\theta) = \pi - \cos^{-1}\left(\frac{r - d \cos(\beta_i - \theta)}{l_i(\theta)}\right)$$

$$l_i(\theta) = \sqrt{r^2 + d^2 - 2rd \cos(\beta_i - \theta)}$$

$$\beta_i = i \cdot \pi/4$$

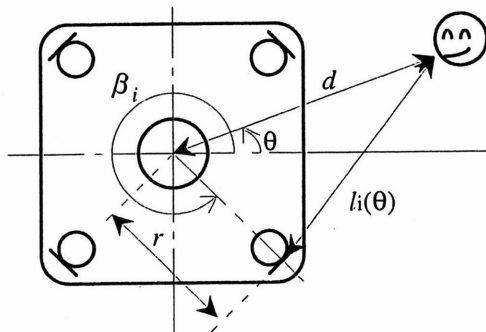


Fig. 5 Relationships among loudspeaker, microphone, and talker.

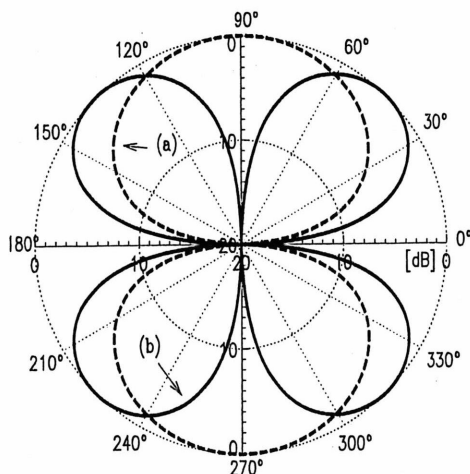


Fig. 6 Directional pattern of transmitted signal when the anti-phase microphone structure is used. There are zero-sensitivity points every 90 or every 180 degrees.

ここで(4)式は、指向性マイクロホンの指向特性を近似したものである[7]。パラメータ α は、実際のマイクロホンの指向性を測定し、それと同程度の指向特性にするため、 $\alpha=0.7$ とした。

位相反転型マイクロホン構成を用いた場合の、装置全体の指向特性は、以下の式で求められる。

$$M(\theta) = \sum_{i=1}^4 a_i m_i(\theta)$$

上記式を用いて求めた装置全体の指向特性を Fig.6(a)及び(b)に示す。Fig.6の計算は、入力信号を音声信号と仮定して、各周波数ごとの指向特性を求め、重みをつけて加算した。正相/逆相を用いる場合、隣り合うマイクロホンが正相/逆相になる組み合わせが必ず存在し (Fig.6(a)では2箇所、(b)では4箇所)、その角度から話した音声は、大きく劣化してしまう。

5. 位相制御型4マイクロホン構成法

スピーカと複数マイクロホンの設置場所が固定されており、スピーカから各マイクロホンまでのインパルス応答が等しいと仮定する。この場合、スピーカから出てマイクロホンに回り込む音の收音感度を低くするためのマイクロホン構成は、前節で述べたとおり簡単に実現できる。しかしながら、前節で説明した構成では、隣り合うマイクロホンが逆相の関係にあるため、入射角によっては、送話音声が悪化するという問題がある。

逆相の関係にある隣り合った二つのマイクロホンが、同相/同パワーで信号を收音しないように、マイクロホンの設置角度を変える構成も考えられる。例えば、各マイクロホンをスピーカに対して背面ではなく、側面を向けるように設置することにより、逆相の関係にあるマイクロホンに同相/同パワーで收音される入射角はなくなる。しかしながら、指向性マイクロホンでは、背面に比べて側面の感度が高く、各マイクロホンの誤差が、エコー低減量に大きく影響する。

送話音声が悪化する問題に対して、本論文では各マイクロホン出力の位相を制御することにより、この問題を解決することを提案する。 i 番目のマイクロホン出力を $i \cdot \pi/2$ 移相することにより、收音エコーを低減し、送話音声の品質を改善できることが期待される。

5.1 指向特性

各マイクロホン出力を移相した場合の、指向特性を計算機シミュレーションで確認する。前節で提案した $i \cdot \pi/2$ 移相を実現するために、ここでは振幅を変えずに、 $\pi/2$ 移相できるヒルベルト変換器を用いる。式(2)における、 a_2, a_4 の代わりに、以下のようなヒル

ベルト変換器 g を用いる。

$$g = [g_0, g_2, g_3, \dots, g_L]^T$$

$$g_k = \frac{\sin^2\left(\frac{\pi(k-L/2)}{2}\right)}{\pi(k-L/2)/2} \quad (k-L/2 \neq 0)$$

$$g_k = 0 \quad (k-L/2 = 0)$$

g_k は, g の k 番目の要素, $L+1$ は, ヒルベルト変換器のタップ長である。式(2)における a_1, a_3 の代わりに, ヒルベルト変換器の遅延を補償する遅延器 b を用いる。

$$b_k = 1 \quad (k=L/2)$$

$$b_k = 0 \quad (k \neq L/2)$$

b_k は, b の k 番目の要素である。これにより, ミキサ出力信号 $y(k)$ は, 以下の(5)式で求められる。

$$y(k) = b^T y_1(k) + g^T y_2(k) - b^T y_3(k) - g^T y_4(k) \quad (5)$$

各マイクロホンはスピーカから等距離/等方向にあるため, スピーカから出た音響エコーは, 同相/同パワーで各マイクロホンに收音され, 理論上は, 音響エコーレベルを0にできる。

また, Fig.2 の 0° の方向からの音声は, 主に $y_2(k), y_3(k)$ に收音されるが, これらの位相差は $\pi/2$ なので, 劣化せずに, 相手へと送出されることが期待される。

式(5)による位相制御型マイクロホン構成を用いた場合の指向特性を Fig.7 に示す。Fig.6 に示した, 位相反転型では, 90 度ごと(a), もしくは 180 度ごと(b)に送話信号が大きく劣化しているが, 位相制御型マイクロホン構成を用いることにより, どの方位からの入力に対してもほとんど劣化していないことが分かる。

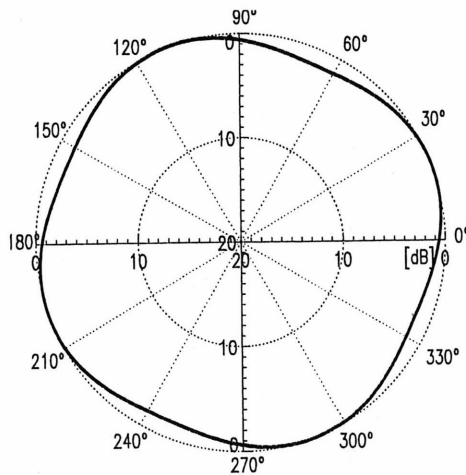


Fig.7 Directional pattern of transmitted signal when the proposed microphone structure is used. The directional pattern is almost flat and independent of the talker's position.

Fig.7 は, マイクロホンが対称な配置であるにもかかわらず, 指向特性が線対称ではない。このようなマイクロホン配置で, 残響を考慮しない場合, ある点音源からの信号は, 四つのマイクロホンのうち, 隣り合う二つのマイクロホンに支配的に收音される。しかしながら, 隣り合う二つのマイクロホンの位相差は $\pi/2$ であるため, 信号が正弦波と仮定した場合, 装置への入射角を θ とすると, 二つのマイクロホン出力の和は, $\sin(\theta) + \cos(\theta)$ の形で表される。ある入射角度 $\theta = \theta_1$ で, $\sin(\theta_1) + \cos(\theta_1)$ が最大値を取るとすると, 角度 $\theta = -\theta_1$ においては, $\sin(-\theta) + \cos(-\theta) = -\sin(\theta_1) + \cos(\theta_1)$ となり, 最大値とはならない。すなわち, 提案手法の指向特性は, 入射角 $\theta = 0$ を軸として線対称とならないことが分かる。

5.2 移相器の実現

位相反転型マイクロホン構成では, 加減算処理をアナログ領域で行うことにより, 收音用 A/D 変換器が一つで済み, 装置規模を小さくできるという利点があった。本節で説明した方式においても, 加減算処理および $\pi/2$ 移相処理をアナログ領域で実現すれば, 同様な利点を得ることができる。

アナログ領域で, 一つの信号の全帯域を $\pi/2$ 移相するためには, 高次の IIR (infinite impulse response) フィルタによるアナログ APF (all pass filter) が必要となり, 設計が困難である上, 装置規模が大きくなる。そこで, 一つの信号を移相するのではなく, 二つの信号を移相し, 両信号の位相差を $\pi/2$ にすることを検討する。Fig.8 に示す構成を用い, 二つの信号 (x_1, x_2) を入力し, 出力した二つの信号 (z_1, z_2) の位相差を $\pi/2$ にする移相器を検討する。

Fig.9 に, 各信号に対して用いる APF の移相特性 (a), (b) を示す。それぞれの APF の設計は, 1 次の IIR フィルタで行った。Fig.9(c) は, 移相器を通った後の二つの信号の位相差であり, 広い範囲 ($400 \text{ Hz} \sim 3.4 \text{ kHz}$) で, 近似的に $\pi/2$ の位相差を得られていることが分かる。これにより, 各信号に対して, それぞれ 1 次の IIR フィルタによるアナログ APF を用いることで, 近似的に $\pi/2$ 移相器を実現することができる。このアナログ APF を二つ用いた $\pi/2$ 移相器で

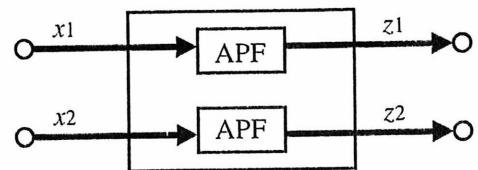


Fig.8 Structure of a phase shifter in the analog domain. One all-pass filter (APF) is used for each signal.

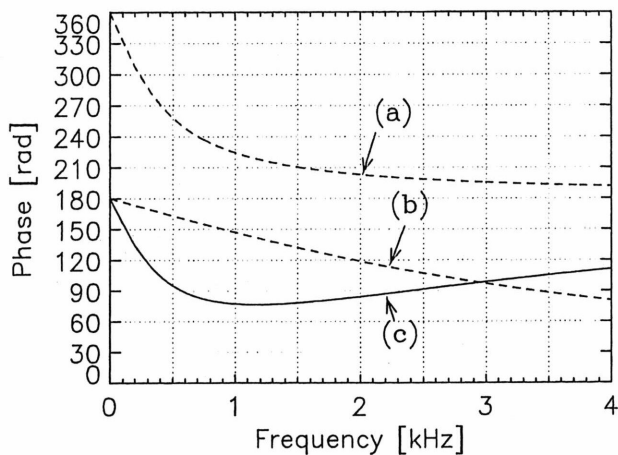


Fig. 9 Phase frequency characteristics. Lines (a) and (b) show the cases with the all-pass filter for the two signals. Line (c) shows the phase difference between them after the phase shifter.

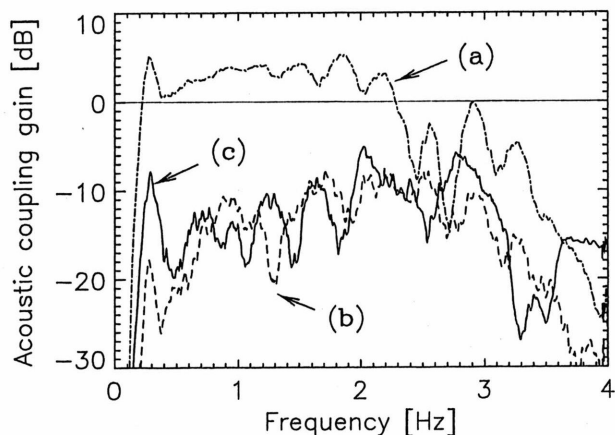


Fig. 10 Frequency responses between loudspeaker input and mixer output. Lines (a) and (b) are the same as in Fig. 3. Line (c) shows the case using the proposed structure. Acoustic coupling can be reduced by about 12 dB by using the proposed structure.

スピーカ入力・ミキサ出力間のインパルス応答を測定した。測定は、Fig. 3 に示すインパルス応答を測定したときと同じ条件で行った。測定したインパルス応答の振幅周波数特性を Fig. 10(c) に示す。位相反転型 (b) に比べて、低域の音響結合量がやや大きくなるが、すべて正相で加算する構成 (a) に比べて、大きく低減できていることが分かる。

6. 評 価

位相制御型マイクロホン構成を用いたハンズフリー通話装置の基本構成図を Fig. 11 に示す。マイクロホンを実装し、 15° ごとに指向特性を測定した。測定は、Fig. 3 に示すインパルス応答を測定したときと同じ条件で行った。測定した指向特性を Fig. 12 に示す。

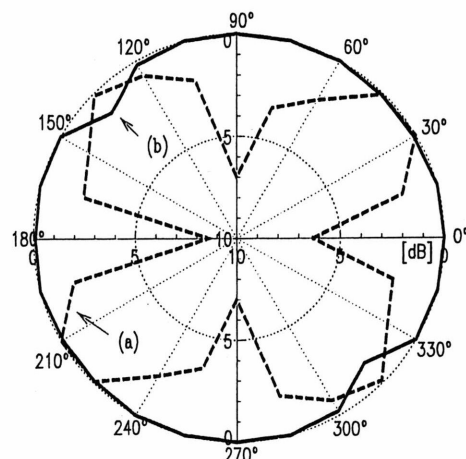


Fig. 12 Directional patterns of real-time measurements. Line (a) shows the case of the anti-phased microphone structure. Line (b) shows the proposed case. The transmitted speech level picked by this microphone structure does not depend on the talker's position.

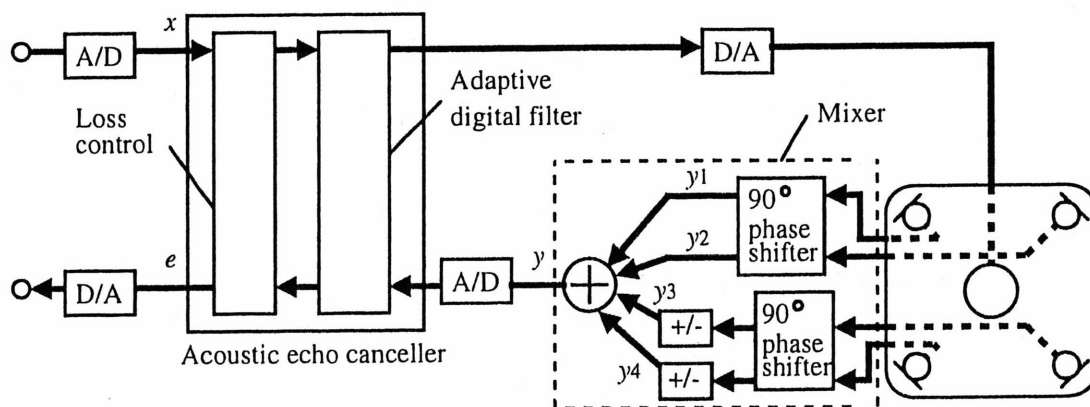


Fig. 11 Structure of a loudspeaker and four microphones in a body. The mixer output signal, y , is derived from four microphone outputs by a using 90-degree phase shifter. Only one analog digital translator for picking up speech is necessary by using the analog phase shifter.

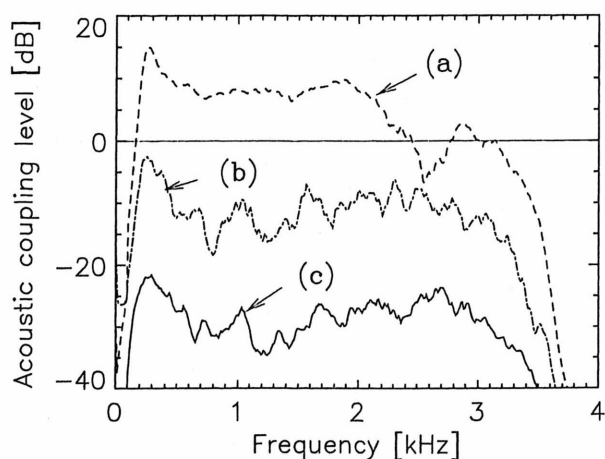


Fig.13 Frequency characteristics of acoustic coupling. Line (a) shows the mixer output by the conventional structure which adds all microphone outputs. Line (b) shows the mixer output by using the proposed structure, which uses a 90-degree phase shifter. Line (c) shows the transmitted signal after reducing the acoustic echo by adaptive filter. The proposed structure can decrease the acoustic echo by about 28 dB before the acoustic echo canceller.

Fig.12において、(a)は位相反転型マイクロホン構成、(b)は位相制御型マイクロホン構成の指向特性をそれぞれ示す。Fig.12(a)では、90度ごとに送話信号の劣化が見られるが、(b)では、ほとんど劣化していないことが分かる。

次に、すべて正相で加算するマイクロホン構成と、位相制御型マイクロホン構成に、それぞれ音響エコーキャンセラを用いた場合のエコー消去特性について測定を行った。測定は、Fig.3に示すインパルス応答を測定したときと同じ条件で行った。

音響エコーキャンセラの適応アルゴリズムには、2次のES射影アルゴリズムを用いた[8]。サンプリング周波数は8 kHz、用いた適応フィルタタップ数は1,280 tap（エコー消去時間160 ms相当）である。ダブルトーク制御には、デュオフィルタ方式を用いた[9]。測定用受話信号には白色雑音を用いた。

Fig.13に、すべて正相で加算するマイクロホン構成(a)及び、位相制御型マイクロホン構成(b)における、それぞれのミキサ出力と、適応フィルタでのエコー消去後の残留エコー(c)、のそれぞれの振幅周波数特性を示す。Fig.13は、入力信号を0 dBとしたときの相対的な振幅周波数特性、すなわち、入力信号に対する音響結合量を示している。

位相制御型マイクロホン構成を用いることにより、単純に正相で加算する構成に比べ、ミキサ出力が、平均で約12 dB低く、音響エコーキャンセラを用いる前に、音響結合量が0 dB以下になっていることが分かる。適応フィルタで、約16 dBエコー低減するだ

けで、約28 dBのエコー低減量を得られる。このことは、適応フィルタが多少不安定になっても、損失制御器による挿入損失量を小さく設定できることを示している。

7. ま と め

スピーカ・マイクロホンを同一筐体に納めた、ハンズフリー通話装置の構成を提案し、その性能について述べた。

本通話装置は、全指向性の収音特性と、スピーカから回り込む音響エコーを低減するために、単一指向性マイクロホン4本を用いた。各マイクロホン出力を移相してから加算することで、スピーカとマイクロホン間の音響結合量を平均で約12 dB低減させながら、音の入射角にほとんど依存しない主通話出力を得た。また、アナログ移相器を用いることにより、A/D変換器を増やすことなく、本方式を実現できることを示した。

本装置は、音声会議やテレビ電話のハンズフリー機能などに利用できると考えられる。

謝 辞

本研究を進めるにあたり、日頃ご指導いただく、山森和彦プロジェクトマネージャ、貴重な意見をいただいた、三好正人主幹研究員に深謝の意を表する。

文 献

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Second Edition (Prentice-Hall International, Englewood Cliffs, 1991).
- [2] S. Haykin, 武部 幹訳, 適応フィルタ入門 (現代工学社, 東京, 1987).
- [3] J. Nagumo and A. Noda, "A learning method for system identification," *IEEE Trans. Autom. Control* **AC-12**, 282-287 (1967).
- [4] 尾関和彦, 梅田哲夫, "アフィン部分空間への直交射影を用いた適応フィルタアルゴリズムとその諸性質," 信学論 (A) **J67-A**, 126-132 (1984).
- [5] S. Makino, Y. Kaneda and N. Koizumi, "Exponentially weighted step-size NLMS adaptive filter based on the statistics of a room response," *IEEE Trans. Speech Audio* **1**(1), 399-403 (1993).
- [6] 林 建輔, 長谷川厚志, 佐々田泰佑, 高久祥克, 安永智, "エコーキャンセラを用いた音声会議装置の開発," 信学全大 **B-962** (1995.3).
- [7] 中島平太郎, 安藤由典, 二階堂誠也, 山本武夫, 利光平大, 応用電気音響 (コロナ社, 東京, 1979).
- [8] 牧野昭二, 金田 豊, "音響エコーキャンセラ用ES射影アルゴリズム," 信学技報 **EA 92-74** (1992.11).
- [9] Y. Haneda, S. Shimauchi, S. Maino and J. Kojima, "Implementation and evaluation of an acoustic echo canceller using the duo filter control system," *Proc. Int. Workshop on Acoustic Echo and Noise Control* (1979.6).



中川 朗

平4九州工業大学情報工学部卒，平6同大学院修士課程了。同年，NTTに入社。以来，音響エコーキャンセラの研究・開発，定位感向上のための再生方式の研究に従事。日本音響学会，電子情報通信学会各会員。



島内 末廣

平3東工大・工・電子物理卒。平5同大学院・総合理工・物理情報修士課程了。同年日本電信電話株式会社（NTT）入社。以来，NTT研究所において，音響エコーキャンセラに関する適応信号処理の研究に従事。現在，東日本電信電話株式会社通信機器事業部勤務。平7年度日本音響学会技術開発賞。日本音響学会，電子情報通信学会，IEEE各会員。



羽田 陽一

昭62東北大・理・物理卒。平成元年同大学院修士課程了。同年日本電信電話株式会社（NTT）入社。以来，音響エコーキャンセラの開発，音響伝達関数のモデル化の研究に従事。現在，NTTサイバースペース研究所メディア処理プロジェクト主任研究員。工博。IEEE，日本音響学会，電子情報通信学会各会員。平7日本音響学会技術開発賞，平8電子情報通信学会学術奨励賞，平9年電子情報通信学会第34回業績賞，平10日本音響学会栗屋潔学術奨励賞受賞。



青木 茂明

昭60年名古屋大学大学院工学研究科博士課程修了，工博。同年，NTTに入社。以来NTT研究所において，通信会議装置，音場創成，オーディオメディア，聴覚心理などの研究に従事。現在，NTTコミュニケーションズ(株)メディア技術開発センタでWeb会議システムの開発に従事。日本音響学会，電子情報通信学会，JAS，IEEE，ASA，AES各会員。



牧野 昭二

昭54東北大・工・機械卒，昭56同大学院修士課程了。同年日本電信電話公社（現NTT）入社。以来，NTT研究所において，電気音響変換器，拡声電話機，及び，音響エコーキャンセラなどの音響信号処理の研究に従事。現在，NTTコミュニケーション科学基礎研究所知能情報研究部信号処理研究グループリーダー。工博。平成7年度日本音響学会技術開発賞。平成9年度電子情報通信学会第34回業績賞。IEEE Senior Member。日本音響学会，電子情報通信学会各会員。