

全チャンネルの入力情報を用いたマルチチャンネル エコーキャンセリングアルゴリズム

木許, 雅則
九州大学大学院システム情報科学研究科情報工学専攻 : 博士後期課程

西, 哲生
九州大学大学院システム情報科学研究科情報工学専攻

古川, 利博
福岡工業大学情報工学部

<https://doi.org/10.15017/1500398>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 4 (1), pp.81-86, 1999-03-26. 九州大学大学院システム情報科学研究科
バージョン :
権利関係 :



全チャンネルの入力情報を用いたマルチチャンネル エコーキャンセリングアルゴリズム

木許雅則*・西 哲生**・古川利博***

A Multichannel Echo Canceling Algorithm Using Input Signals of All Channels

Masanori KIMOTO, Tetsuo NISHI and Toshihiro FURUKAWA

(Received December 21, 1998)

Abstract: J. Benesty et al. indicated that a method of a direct generalization of the affine projection algorithm (APA) to a multichannel case converges very slowly because the cross-correlation between input signals to all channels was not considered in it. MC-APA has been proposed to resolve this drawback. However, the MC-APA carries out the update of coefficients of one channel by utilizing the properties of the input signal of the other channels, but not that of all channels. To overcome the defect of the MC-APA, we proposed a new method in which all channel input signals are utilized for the coefficient correction of one channel. We show by many numerical examples that the proposed method have good convergence characteristics.

Keywords: Input signals of all channels, Cross-correlation of the input signals, Multichannel echo canceller, APA

1. はじめに

近年のマルチメディア化に伴い、テレビ会議システムなどに代表されるマルチチャンネルシステムの開発が現在活発に行われている。このマルチチャンネルシステムでは、エコーの存在が重要な問題となっている。例えば、テレビ会議システムでは、このエコーにより議事進行が妨害、または停止してしまうようなことが起こる。このようなことから、マルチチャンネルシステムに対応しう

るエコーキャンセラは必要不可欠であるといえる。上記の要求から、1985年に藤井と島田は線形結合形マルチチャンネルエコーキャンセラ¹⁾を提案しており、これまでにこの構成に基づいた様々な手法が提案されている²⁾³⁾。なかでも、LMSアルゴリズム⁴⁾を用いたMC-LMSアルゴリズムは、係数修正のための演算量が少なくハードウェア構成が容易であるということから、広く知られており、代表的なマルチチャンネルエコーキャンセリングアルゴリズムの一つである²⁾。しかしながら、任意の一つのエコーパスの推定に着目すると、LMSでのフィルタ係数更新は、そのエコーパスに対応した一つのチャンネルの入力信号しか用いておらず、他チャンネルの入力信号情報が考慮されていないため収束速度が遅いという欠

点がある。

また、アフィン射影算法⁵⁾を形式的にマルチチャンネルエコーキャンセリングアルゴリズムとして適用した場合にも上記と同様な欠点がある。これらの欠点に対する改善策としてJ. Benesty等はMC-APA⁶⁾を提案している。この方法は、一つのエコーパスに対応するエコーキャンセラの修正方向ベクトルが他のチャンネルの入力信号ベクトルが張る部分空間と直交するように係数を更新するものである。

しかしながら、この方法では一つのエコーパスの推定に着目した場合、他チャンネルの入力信号の直交成分しか用いておらず、全チャンネルの入力信号情報そのものは用いていない。また、チャンネル数が増加するほど1チャンネル当たりでの利用できる空間が限定され、収束特性が劣化すると考えられる。文献⁶⁾とは独立に藤井等によって提案されている手法⁷⁾についても同様な欠点がある。

そこで、本報告では任意の一つのエコーパスの推定を全チャンネルの入力信号の情報を利用することにより行う手法を提案する。本手法は、各エコーパスに対して全チャンネルの入力信号の和が係数更新毎に出力の二乗誤差を最小とするようにフィルタ係数を決定しており、これにより良好な収束特性が得られている。

2. 線形結合形マルチチャンネルエコーキャンセラ

本節では、入力信号が有限個でブロック化された線形結合形マルチチャンネルエコーキャンセラの構成を示す

平成10年12月21日受付

* 情報工学専攻博士後期課程

** 情報工学専攻

*** 福岡工業大学情報工学部

と共に、以下用いる諸量の定義を行う。線形結合形エコーキャンセラの構成をFig. 1に示す。但し、Fig. 1は2チャンネルの場合でありチャンネル1のマイクへの経路に対してのみ示している。ここではAルームとBルーム間で通信を行っている場合を想定し、Bルーム側のエコーに着目する。Aルームでは、音源Sから入力信号がそれぞれチャンネル1, 2のマイクに入力されBルーム側のそれぞれのスピーカから出力される。チャンネル数がMであるとするとBルームには、チャンネル1のスピーカからチャンネル1のマイクへのエコーパス $w_N^{(11)}$ 、チャンネル2のスピーカからチャンネル1のマイクへのエコーパス $w_N^{(21)}$ 、同様にチャンネルMまでに一つのマイクに対してM系統のエコーパスがある。他のM-1チャンネルのマイクについても同様であるので計 M^2 経路のエコーパスが存在する。以下では、それぞれのエコーパスはN-1次(Nは既知とする)のFIR型フィルタの特性をもつと仮定し、上記の $w_N^{(11)}$ 、 $w_N^{(21)}$ 等はその係数ベクトルを表すN次元ベクトルとする。

線形結合形エコーキャンセラは、エコーパスに1対1で対応したN次元列ベクトル $h_N^{(ij)}$ { $i = 1, 2, \dots, M; j = 1, 2, \dots, M$ }を係数ベクトルとする適応フィルタからなっており、エコーパスを同定するのが目的である。この係数ベクトルと入力信号を用いて疑似エコーを生成し、これを本物のエコーから減ずることによりエコーの消去を行う。

Aルームにおける任意のチャンネル n { $n = 1, 2, \dots, M$ }のマイクへの時刻 k での入力(スカラー)を $u(k)$ とすると、入力状態行列 $X_{N,r}(N \times r$ 次元行列)を次式で定義する。

$$X_{N,r}(k) \triangleq [x_N(k-r+1), x_N(k-r+2), \dots, x_N(k)] \quad (1)$$

但し

$$x_N(k) = [u(k), u(k-1), \dots, u(k-N+1)]^T \quad (2)$$

であり、 r はブロック長である。

このとき、時刻 k における所望ベクトル(エコー) $d_r(k)$ は、

$$d_r(k) = \sum_{j=1}^M X_{N,r}^{(j)}(k)^T w_N^{(jn)} \quad (3)$$

で与えられる。一方、同じ形態の入出力関係を持つ推定システムの入力ベクトル(疑似エコー) $y_r(k)$ は、

$$y_r(k) = \sum_{j=1}^M X_{N,r}^{(j)}(k)^T h_N^{(jn)}(k) \quad (4)$$

で与えられる。式(3)、(4)より、出力誤差ベクトル $e_r(k)$ は

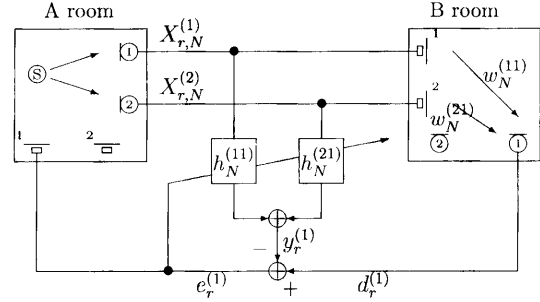


Fig.1 A 2-channel echo canceller based on linear combination

$$e_r(k) = d_r(k) - y_r(k) = \sum_{j=1}^M \{X_{N,r}^{(j)}(k)^T \{w_N^{(jn)} - h_N^{(jn)}(k)\}\} \quad (5)$$

となる。ここで、簡略化のため

$$W \triangleq [w_N^{(1n)T} | w_N^{(2n)T} | \dots | w_N^{(Mn)T}]^T \quad (6)$$

$$H(k) \triangleq [h_N^{(1n)}(k)^T | h_N^{(2n)}(k)^T | \dots | h_N^{(Mn)}(k)^T]^T \quad (7)$$

$\{n = 1, 2, \dots, M\}$

$$X(k) \triangleq [X_{N,r}^{(1)}(k)^T | X_{N,r}^{(2)}(k)^T | \dots | X_{N,r}^{(M)}(k)^T] \quad (8)$$

とすると $e_r(k)$ は

$$e_r(k) = X(k)\{W - H(k)\} \quad (9)$$

と表せる。

このとき、アフィン射影算法を形式的にマルチチャンネルエコーキャンセリングアルゴリズムとして適用した場合の係数更新式は次式で表せる。

$$H(k+1) = H(k) + X^+(k)^T e_r(k) \quad (10)$$

但し、肩字の $^+$ はMoore-Penrose型一般逆行列を表す。

フィルタ係数 $h_N^{(jn)}(k)$ { $j = 1, 2, \dots, M$ }はそれぞれに対応した入力 $X_{N,r}^{(j)}(k)$ のみを用いて更新されていることがわかる。すなわち一つのフィルタ係数に着目すると、この手法はそれに対応した一つのチャンネルの入力しか考慮していない。

この問題を解決する手法としてMC-APAが提案されている。MC-APAは各チャンネルの入力信号を他チャンネルの修正方向ベクトルへ直交化することを基礎とした方法である。しかしながら、この手法は一つのフィルタ係数更新に着目するとその修正方向は他のチャンネルの入力信号の直交補空間上に位置し、他チャンネルの入力信号空間そのものは探索していない。さらに、チャンネル数が増加すると探索区間(他チャンネルの入力信号の直交補空間)が限定されることから、収束特性が劣化する欠点がある。詳細は文献⁶⁾を参照されたい。

3. 提案する手法

3.1 アルゴリズムの導出

本稿で提案する手法は、一つのエコーパスの推定に対して全チャンネルの入力信号データを使用することを基礎としている。

まず、2チャンネルの場合について導出する。修正方向ベクトル $\Delta h(k)$ を次式のように定義する。

$$\begin{aligned} \Delta h(k) &= \begin{bmatrix} \Delta h_N^{(11)}(k) \\ \Delta h_N^{(21)}(k) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} X_{N,r}^{(1)}(k)\alpha_1^{(1)}(k) + X_{N,r}^{(2)}(k)\alpha_2^{(1)}(k) \\ X_{N,r}^{(1)}(k)\alpha_1^{(2)}(k) + X_{N,r}^{(2)}(k)\alpha_2^{(2)}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

$$= \begin{bmatrix} [X_{N,r}^{(1)}(k)|X_{N,r}^{(2)}(k)] \Phi^{(1)}(k) \\ [X_{N,r}^{(1)}(k)|X_{N,r}^{(2)}(k)] \Phi^{(2)}(k) \end{bmatrix} \quad (12)$$

但し、 $\alpha_j^{(i)}(k)\{i=1,2;j=1,2\}$ は r 次元ベクトルであり、 $\Phi^{(i)}(k)$ は

$$\Phi^{(i)}(k) = \left[\alpha_1^{(i)}(k) \mid \alpha_2^{(i)}(k) \right]^T \quad \{i=1,2\} \quad (13)$$

である。

目的は評価量 J を最小にする $\Delta h(k)$ を導出することである。これは任意のベクトル $\Phi^{(i)}(k)$ を求めることに帰着する。ここで、その評価量 J として次式を与える。

$$J = \|d_r(k) - X(k)H(k)\|^2 \quad (14)$$

$$= H(k)^T X(k)^T X(k)H(k) - 2H(k)^T X(k)^T d_r(k) + \|d_r(k)\|^2 \quad (15)$$

$H(k) = \{H(k-1) + \Delta h(k)\}$ とし、式(15)に代入すると次式を得る。

$$\begin{aligned} J &= \Delta h(k)^T X(k)^T X(k)\Delta h(k) \\ &\quad + 2\Delta h(k)^T X(k)^T X(k)H(k-1) \\ &\quad - 2\Delta h(k)^T X(k)^T d_r(k) \\ &\quad + H(k-1)^T X(k)^T X(k)H(k-1) \\ &\quad - 2H(k-1)^T X(k)^T d_r(k) + \|d_r(k)\|^2 \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)は、 $\Delta h(k)$ の二次形式であり、評価量 J を最小にする最適な $\Delta h(k)$ は、評価量 J を $\Delta h(k)$ に関して偏微分しそれを零ベクトルと置くことにより得られる。よって

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \Delta h(k)} &= 2X(k)^T X(k)\Delta h(k) + 2X(k)^T X(k)H(k-1) \\ &\quad - 2X(k)^T d_r(k) \\ &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)を変形すると

$$\begin{aligned} X(k)^T X(k)\Delta h(k) &= X(k)^T e_r(k) \\ X(k)X(k)^T X(k)\Delta h(k) &= X(k)X(k)^T e_r(k) \\ X(k)\Delta h(k) &= e_r(k) \end{aligned} \quad (18)$$

が得られる。更に、式(18)に式(11)を代入すると次式を

得る。

$$\begin{aligned} X_{N,r}^{(1)}(k)^T \{X_{N,r}^{(1)}(k)\alpha_1^{(1)}(k) + X_{N,r}^{(2)}(k)\alpha_2^{(1)}(k)\} \\ + X_{N,r}^{(2)}(k)^T \{X_{N,r}^{(1)}(k)\alpha_1^{(2)}(k) + X_{N,r}^{(2)}(k)\alpha_2^{(2)}(k)\} = e_r(k) \end{aligned} \quad (19)$$

すなわち、

$$\mathbf{A}(k) \begin{bmatrix} \Phi^{(1)}(k) \\ \Phi^{(2)}(k) \end{bmatrix} = e_r(k) \quad (20)$$

である。但し、 $\mathbf{A}(k)$ は次式で定義される $r \times 4r$ の行列である。

$$\mathbf{A}(k) = \begin{bmatrix} X_{N,r}^{(1)}(k)^T X_{N,r}^{(1)}(k) & X_{N,r}^{(1)}(k)^T X_{N,r}^{(2)}(k) \\ X_{N,r}^{(2)}(k)^T X_{N,r}^{(1)}(k) & X_{N,r}^{(2)}(k)^T X_{N,r}^{(2)}(k) \end{bmatrix} \quad (21)$$

従って、式(20)を満足する最小ノルム解は

$$\begin{bmatrix} \Phi^{(1)}(k) \\ \Phi^{(2)}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{A}^+(k)e_r(k) \quad (22)$$

で与えられる。 $\Phi^{(1)}(k)$ 、 $\Phi^{(2)}(k)$ をそれぞれ式(12)に代入することにより、時刻 k における修正方向ベクトル $\Delta h(k)$ が得られる。

2チャンネルに対する上記のアルゴリズムは、任意の M チャンネルの場合についても容易に拡張できる。式(11)を次式のように拡張する。

$$\begin{aligned} \widehat{\Delta h}(k) &= \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^M X_{N,r}^{(i)}(k)\alpha_i^{(1)}(k) \\ \sum_{i=1}^M X_{N,r}^{(i)}(k)\alpha_i^{(2)}(k) \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^M X_{N,r}^{(i)}(k)\alpha_i^{(M)}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (23)$$

$$= \begin{bmatrix} [X_{N,r}^{(1)}(k)|X_{N,r}^{(2)}(k)|\cdots|X_{N,r}^{(M)}(k)] \Phi^{(1)}(k) \\ [X_{N,r}^{(1)}(k)|X_{N,r}^{(2)}(k)|\cdots|X_{N,r}^{(M)}(k)] \Phi^{(2)}(k) \\ \vdots \\ [X_{N,r}^{(1)}(k)|X_{N,r}^{(2)}(k)|\cdots|X_{N,r}^{(M)}(k)] \Phi^{(M)}(k) \end{bmatrix} \quad (24)$$

以下、2チャンネルの場合と同様の操作を行うと

$$\begin{bmatrix} \Phi^{(1)}(k) \\ \Phi^{(2)}(k) \\ \vdots \\ \Phi^{(M)}(k) \end{bmatrix} = \widehat{\mathbf{A}}^+(k)e_r(k) \quad (25)$$

が得られる。但し、 $\widehat{\mathbf{A}}(k)$ は次式で定義される $r \times M^2 r$ の行列である。

Table-1 Comparison of the computational complexity

	Number of multiplications per sample
MC APA	$(r^2 + 1)MN^2 + \{1.5Mr^2((M-1)^2 + 1) + M(r+1)\}N + \{M(M-1)^3 + 1\}r^3 + \{M(M-1)^2 + 1\}r^2 + 0.5(M^2 - M + 1)r$
Proposed	$\{(0.5r+1)rM^2 + (r+1)M\}N + (1.5M^2 + 1)r^3 + (M^2 + 1)r^2 + 0.5(M^2 + 1)r$

$$\hat{\mathbf{A}}(k) = \left[X_{N,r}^{(1)}(k)^T X_{N,r}^{(1)}(k) | X_{N,r}^{(1)}(k)^T X_{N,r}^{(2)}(k) | \cdots | X_{N,r}^{(1)}(k)^T X_{N,r}^{(M)}(k) | X_{N,r}^{(2)}(k)^T X_{N,r}^{(1)}(k) | X_{N,r}^{(2)}(k)^T X_{N,r}^{(2)}(k) | \cdots | X_{N,r}^{(2)}(k)^T X_{N,r}^{(M)}(k) | \cdots | X_{N,r}^{(M)}(k)^T X_{N,r}^{(1)}(k) | X_{N,r}^{(M)}(k)^T X_{N,r}^{(2)}(k) | \cdots | X_{N,r}^{(M)}(k)^T X_{N,r}^{(M)}(k) \right] \quad (26)$$

$\Phi^{(i)}(k) \{i = 1, 2, \dots, M\}$ をそれぞれ式(24)に代入することで $\Delta \hat{h}(k)$ が得られる。式(24), (25) が本稿の主結果である。

3.2 演算量比較

本章では、提案した手法とMC-APAとの演算量を比較する。但し、ここでいう演算量は1サンプル当たりの乗算回数を意味する。

Table-1にそれぞれの演算量を示す。しかし、**Table-1**では大小関係が分かりづらいため、例として $N = 20, M = 2$ の場合、 $N = 500, M = 4$ の場合において r を変化させた時の演算量をそれぞれ**Table-2**, **Table-3**に示す。但し、両表の最下段の数値は、MC-APAに対する提案した手法の演算量の比率を示している。**Table-2** の場合では約20%以内、また**Table-3**の場合では約1.5%以内となり、どちらの場合においても本手法の方が大幅に少ない演算量であることが分かる。当然、 N, r, M の値により演算量は変化するが、それぞれの値が一般的に取りうる範囲内であれば、本手法はMC-APAと比較し常に大幅に少ない演算量で実行が可能である。

4. 具体例

本手法の有効性を検討するため計算機シミュレーションを行った。以下、シミュレーション条件、結果の順に述べる。

4.1 シミュレーション条件

- 入力信号 $u(k)$ として

- 1) 白色信号：平均値零、分散(1/12)の正規乱数。
- 2) 有色信号：1)の信号を次式で与えられるフィルタに通した出力信号。

$$H(z) = [F(z)]^7$$

但し、

Table-2 Comparison of the computational complexity ($N = 20, M = 2$)

	$r = 20$	$r = 10$	$r = 1$
MC APA	3.9487×10^5	9.6555×10^4	1.8075×10^3
Proposed	7.6490×10^4	1.2765×10^4	2.1450×10^2
(%)	19.4	13.2	11.9

Table-3 Comparison of the computational complexity ($N = 500, M = 4$)

	$r = 500$	$r = 250$	$r = 1$
MC APA	2.7114×10^{11}	6.6082×10^{10}	2.0342×10^6
Proposed	4.1343×10^9	6.4419×10^8	1.6051×10^4
(%)	1.5	1.0	0.8

$$F(z) = 1 + 0.445z^{-1} + 0.202z^{-2} + 0.0907z^{-3} + 0.0408z^{-4} + 0.0183z^{-5}$$

を用いた。

- 入力信号は2チャンネルとし、チャンネルの入力信号間には次のような関係がある。

$$x_N^{(2)}(k) = 0.9x_N^{(1)}(k-1)$$

- 未知系、推定系の次数は、ともに19次($N = 20$)のFIR型フィルタを用いた。

- 未知系のインパルス応答 $W_N^{(11)}$ は、次の周波数特性

$$A(\omega) = 1 + 0.5 \cos(0.5\omega) \\ \tau(\omega) = 1 + \frac{0.5(\pi^2 - \omega^2)}{\pi^2}$$

をIDFTしたものを用いた。但し、 $A(\omega)$, $\tau(\omega)$ はそれぞれ振幅特性、群遅延特性である。また、 $W_N^{(21)}$ は $W_N^{(11)}$ の値を無作為に8点変えたものを用いた。

- 性能を評価する量として、次式で与えられる ERLE (Echo Return Loss Enhancement) を用いた。

$$\text{ERLE} = 10 \log_{10} \frac{\|d_r(k)\|^2}{\|e_r(k)\|^2} \quad [\text{dB}]$$

- 結果はすべて10回の試行を行い、その平均を示した。

4.2 シミュレーション結果

Fig. 2, **Fig. 3** は、入力信号に白色信号を用い、SN比 20dB, 40dBの雑音をそれぞれ付加したものである。両結果共に本手法の方が高い推定精度であることが分かる。また、2チャンネルの場合、MC-APAは一般逆行列の演算を1回の更新で3回行うことから付加雑音の影響を受けやすいと考えられる。**Fig. 4**, **Fig. 5** は、入力信号に有色信号を用い、SN比 20dB, 40dBの雑音をそれぞれ付加したものである。これらの場合も傾向は白色信号入力時とほぼ同様である。

さて一般に、収束し安定となるレベルはSN比のそれとほぼ等しいことが知られている。しかし本手法($r = 10$) は、いずれの場合においても平均約30dB程度一般的なレベルよりも高い、すなわち推定精度が良いということが

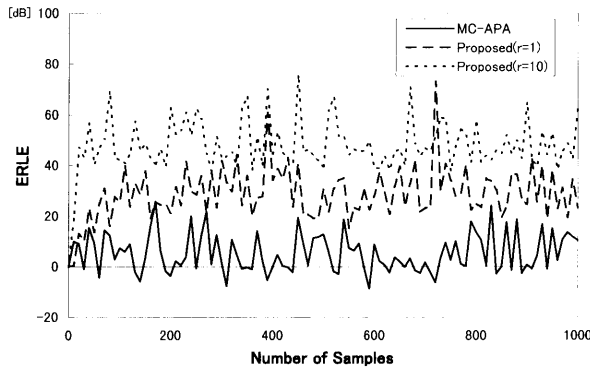


Fig. 2 Convergence characteristics for white signal with additive noise (SNR=20dB)

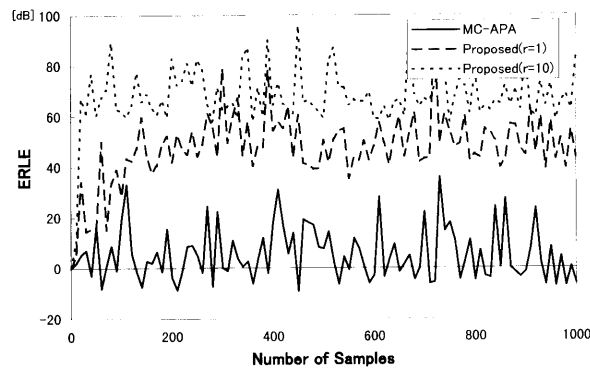


Fig. 3 Convergence characteristics for white signal with additive noise (SNR=40dB)

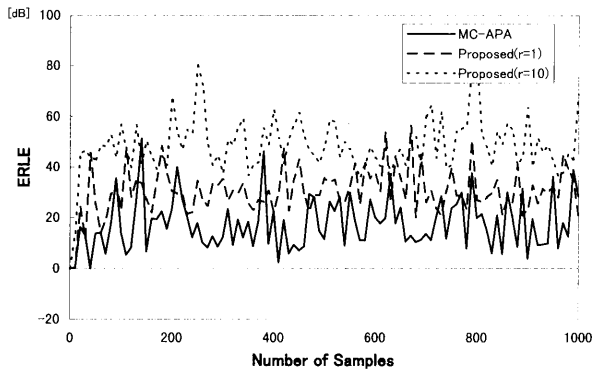


Fig. 4 Convergence characteristics for colored signal with additive noise (SNR=20dB)

いえる。その反面、収束してからの安定性については必ずしも良好であるとはいえず、今後検討すべき事項である。

Fig. 6は、500サンプルで未知系を変動させた結果である。入力信号には有色信号を用い、SN比40dBの雑音を付加している。Fig. 6より本手法は、非常に優れた追従性をもっていることが分かる。この良好な追従性は、他の幾つかの入力信号に対しても同様であることを確認している。

また、本手法はブロック処理⁸⁾により実行することも可能である。このブロック処理を適用することで演算量を $1/r$ に軽減することができる。Fig. 7にブロック処理を

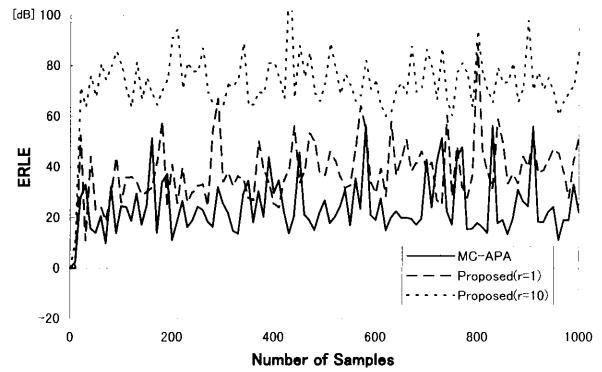


Fig. 5 Convergence characteristics for colored signal with additive noise (SNR=40dB)

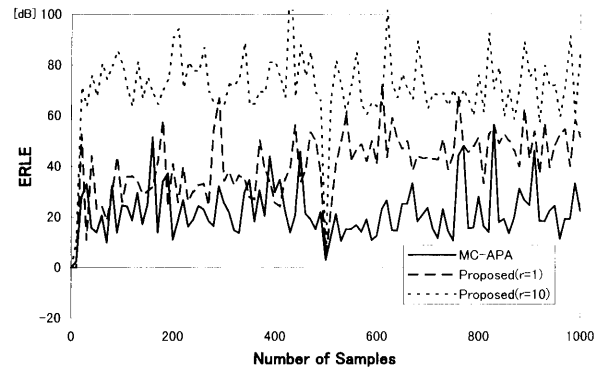


Fig. 6 Tracking capability for colored signal with additive noise (SNR=40dB)

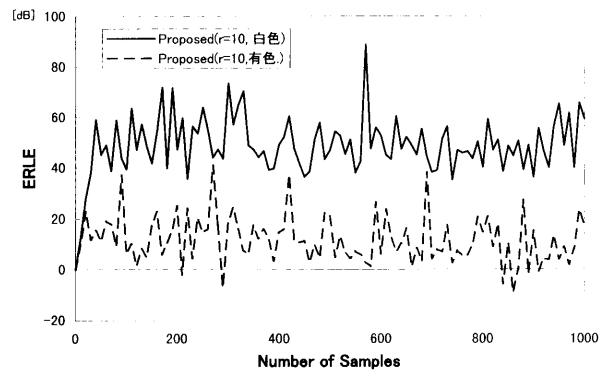


Fig. 7 Convergence characteristics for block processing. Input signal is white and colored with additive noise(SNR=20dB)

行った場合の本手法の収束特性を示す。入力信号には、白色、有色信号をそれぞれ用い、両者ともSN比20dBの雑音を付加している。白色信号入力時では、ブロック処理を行わない場合とほぼ同様な特性が得られるが、有色信号の場合では特性が大幅に劣化する。これについてはブロック長を小さくすることである程度改善は可能であるが、それでは演算量との兼ね合いから必ずしも有効であるとはいえない。従って、入力信号が白色信号、もしくは有色度の低い信号である場合には、ブロック処理を行うことが望ましい。

5. む す び

本報告では、一つのエコーパス推定での修正方向ベクトルの算出を各チャンネルの入力信号空間全てを用いて行う新しいマルチチャンネルエコーキャンセリングアルゴリズムを提案した。計算機シミュレーションにより、本手法が従来法と比較し、高い推定精度を持つことを確認した。また、演算量についても従来法に対して大幅に少ない量で実行が可能であることを示した。

今後の課題としては、係数更新毎に行っている一般逆行列演算を更新式化することなどによる演算量の軽減化が挙げられる。

参 考 文 献

- 1) 藤井, 島田, "多チャンネルエコーキャンセラの構成法", 信学技報, CS84-178, pp.7-14 (1985).
- 2) J.Benesty, F.Amand, A.Gillore, and, Y.Grenier, "Adaptive filtering algorithms for stereophonic acoustic echo cancellation", in Proc.ICASSP 1995, pp.3099-3192 (1995).
- 3) 平野, 杉山, "1チャンネル1個の適応フィルタで構成される多チャンネルエコーキャンセラ", 1991 信学春期全大, no.A-202, pp.202 (1991).
- 4) S.Haykin, "Adaptive Filter Theory", Englewood Cliffs, NJ:Prentice Hall (1985).
- 5) K.Ozeki and T.Umeda, "An adaptive filtering algorithm using an orthogonal projection to an affine subspace and its properties", ELec.Comm.Japan, vol.J67-A, no.5, pp.126-132 (1984).
- 6) J.Benesty, P.Duhamel and Y.Grenier, "A Multichannel Affine Projection Algorithm with Applications to Multichannel Acoustic Echo Cancellation", IEEE Signal Processing Letters, vol.3, no.2 (1996).
- 7) 藤井, 島田, "多チャンネル適応デジタルフィルタ", 信学論, Vol.J69-A, No.10, pp.1226-1233 (1986).
- 8) G A.Clark, S K.Mitra, "Block Implementation of Adaptive Digital Filters", IEEE Trans. Circ. Systems, vol.CAS-28, no.6, pp.584-592(1981).

