論　文

前処理を用いたステレオエコーキャンセラの収束解析

平野　晃宏[†]　　中山　謙二[†]　　渡辺　和伸[††]

Convergence Analysis of a Stereophonic Acoustic Echo Canceller with Pre-Processing

Akihiro HIRANO[†], Kenji NAKAYAMA[†], and Kazunobu WATANABE[††]

あらまし　前処理を用いたステレオエコーキャンセラの収束特性を解析する．フィルタ係数誤差期待値の収束特性を解析し，前処理フィルタの特性と収束特性の関係を示す．また，周波数領域において解の一意性を解析する．これらの解析により，前処理フィルタが備えるべき特性を明らかにし，前処理として２次全域通過フィルタを用いることにより収束特性を改善できることを示す．

キーワード　ステレオエコーキャンセラ，係数の不確定性，前処理を用いたステレオエコーキャンセラ

1.　ま え が き

TV 会議やハンズフリー電話においては，音声のスピーカからマイクロホンへの回り込みによって音響エコーが発生し，快適な会話の妨げとなっている．このようなエコーを除去するために，音響エコーキャンセラが広く用いられている．近年では，TV 会議の高品質化が求められており，臨場感を高めるために音声を多チャネル化することが検討されている．多チャネル音声を用いたハンズフリー通話においては，音響エコーキャンセラを多チャネル化する必要がある．そのために，ステレオや多チャネルのエコーキャンセラがさかんに研究されている [1]〜[15]．

ステレオ音声信号においては，両チャネルの信号間に相互相関がある場合が多い．ステレオ TV 会議において一人の話者だけが発言している場合には，両チャネルの信号は同じ音声成分のみとなり，相互相関は非常に強くなる．このような相互相関がステレオエコーキャンセラの収束特性に大きな影響を与えることが知られている．特に話者が一人である場合には，エコーを消去できるフィルタ係数の解は一意に定まらないという，解の不確定性問題が起こるとされている [3], [7]〜[9]．

解の不確定性問題を解決するために，前処理を用いて相互相関にゆらぎを与える方法 [10], [11]，非線形処理により無相関成分を導入する方法 [12]〜[14] など，種々のステレオエコーキャンセラが提案されている．前処理を用いる方法は，非線形処理を用いる方法よりも収束速度が速く [10]，有力な候補となっている．しかし，前処理フィルタの特性と収束特性の関係は解明されていない．

本論文では，前処理を用いたステレオエコーキャンセラの収束特性を解析する．フィルタ係数誤差期待値の収束特性を解析し，前処理フィルタの特性と収束特性の関係を示す．また，周波数領域において解の一意性を解析する．これらの解析により，前処理フィルタが備えるべき特性を明らかにする．更に，前処理として２次全域通過フィルタ（APF）を用いることにより収束特性を改善できることを示す．

2.　前処理を用いたステレオエコーキャンセラ

図 1 に，前処理を用いたステレオエコーキャンセラを使用したステレオ音声会議を示す．部屋 A で一人の話者が発言しており，部屋 B で発生した音響エコーを部屋 B に設置されたエコーキャンセラで除去しようとしている．前処理を用いたステレオエコーキャンセラとしては，２タップ時変 FIR フィルタを用いたも

[†] 金沢大学工学部，金沢市
Faculty of Engineering, Kanazawa University, Kanazawa-shi, 920–8667 Japan
[††] 松下通信工業株式会社，横浜市
Personal Communications Division, Matsushita Communication Industrial Co., Ltd., Yokohama-shi, 223–8639 Japan

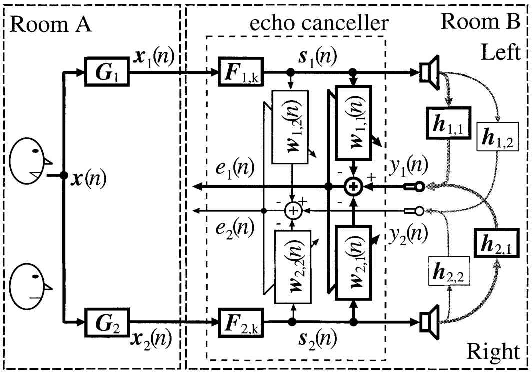


図 1　ステレオ音声会議
Fig. 1　Teleconference with stereophonic audio.

の [10]，1 次時変 APF を用いたもの [11] などが提案されている．本論文では，これらを一般化したモデルを用いる．

部屋 A における話者から第 j チャネルのマイクロホンに至る経路のインパルス応答ベクトルを g_j とすると，第 j チャネル $(j = 1, 2)$ の参照入力信号 $x_j(n)$ は，

$$x_j(n) = \mathrm{g}_j^T \mathrm{x}(n) \tag{1}$$

$$\mathrm{g}_j = [\, g_{j,0} \quad g_{j,1} \quad \cdots \quad g_{j,N_g-1}\,]^T \tag{2}$$

$$\mathrm{x}(n) = [\, x(n) \quad \cdots \quad x(n-N_g+1)\,]^T \tag{3}$$

となる．N_g は部屋 A のインパルス応答長である．

時変前処理フィルタを，複数組の係数ベクトルを切り換えて使用する FIR フィルタでモデル化する．第 j チャネルの前処理フィルタの第 k 組目の係数ベクトルを $\mathrm{f}_{j,k}$ とすると，第 j チャネルの前処理された信号 $s_j(n)$ は，

$$s_j(n) = \mathrm{f}_{j,k}^T \mathrm{x}_j(n) \tag{4}$$

となる．ここで，$\mathrm{f}_{j,k}$，$\mathrm{x}_j(n)$ は，

$$\mathrm{f}_{j,k} = [\, f_{j,k,0} \quad f_{j,k,1} \quad \cdots \quad f_{j,k,N_f-1}\,]^T \tag{5}$$

$$\mathrm{x}_j(n) = [\, x_j(n) \quad \cdots \quad x_j(n-N_f+1)\,]^T \tag{6}$$

で定義され，N_f は前処理フィルタのインパルス応答長である．

前処理フィルタ $\mathrm{f}_{j,k}$ の個数や特性，k と n の関係は方式によって異なる．2 タップ時変 FIR フィルタを用いる方式 [10] は，近似的には，2 種類のフィルタ $\mathrm{f}_{j,1}$ と $\mathrm{f}_{j,2}$ を交互に使用するとみなすことができる．切換え周期を $2L$ とすると，k と n の関係は

$$k = \begin{cases} 1 & (n \ mod \ 2L < L) \\ 2 & (n \ mod \ 2L \geqq L) \end{cases} \tag{7}$$

で与えられる．ここで $x \ mod \ y$ は x を y で割った剰余である．2 個以上のフィルタを周期的に切り換える場合にも容易に拡張できる．1 次時変 APF を用いる方式 [11] では，1 サンプルごとに乱数で前処理フィルタの係数を更新するので，$k = n$ となる．前処理フィルタの個数は無限個とみなせる．

第 j 番目のスピーカから第 i 番目のマイクロホンに至るエコーパスのインパルス応答ベクトル及び適応フィルタの係数ベクトルを各々 $\mathrm{h}_{j,i}$ 及び $\mathrm{w}_{j,i}(n)$ とすると，第 i チャネルのエコー $y_i(n)$ 及び疑似エコー $\hat{y}_i(n)$ は，

$$y_i(n) = \sum_{j=1}^{2} \mathrm{h}_{j,i}^T \mathrm{s}_j(n) \tag{8}$$

$$\hat{y}_i(n) = \sum_{j=1}^{2} \mathrm{w}_{j,i}^T(n) \mathrm{s}_j(n) \tag{9}$$

で与えられる．ここで，$\mathrm{h}_{j,i}$，$\mathrm{w}_{j,i}(n)$，$\mathrm{s}_j(n)$ は，

$$\mathrm{h}_{j,i} = [\, h_{j,i,0} \quad h_{j,i,1} \quad \cdots \quad h_{j,i,N_h-1}\,]^T \tag{10}$$

$$\mathrm{w}_{j,i}(n) = [\, w_{j,i,0}(n) \quad w_{j,i,1}(n) \quad \cdots \quad w_{j,i,N_h-1}(n)\,]^T \tag{11}$$

$$\mathrm{s}_j(n) = [\, s_j(n) \quad \cdots \quad s_j(n-N_h+1)\,]^T \tag{12}$$

で定義される．N_h は部屋 B のインパルス応答長である．$\mathrm{s}_j(n)$ を $\mathrm{f}_{j,k}$，g_j，$x(n)$ を用いて整理すると，

$$\mathrm{s}_j(n) = \mathrm{F}_{j,k} \mathrm{G}_j \mathrm{x'}(n) \tag{13}$$

となる．ここで，$\mathrm{x'}(n)$ は

$$\mathrm{x'}(n) = [\, x(n) \quad x(n-1) \quad \cdots \quad x(n-N_h-N_f-N_g+2)\,]^T \tag{14}$$

で，$\mathrm{F}_{j,k}$，G_j は次ページの式 (15)，(16) で定義される．

誤差信号 $e_i(n)$ は，

$$e_i(n) = \sum_{j=1}^{2} (\mathrm{h}_{j,i} - \mathrm{w}_{j,i}(n))^T \mathrm{s}_j(n) \tag{17}$$

で求められる．式 (13) を用いることにより，$e_i(n)$ は，

$$e_i(n) = \sum_{j=1}^{2} (\mathrm{h}_{j,i} - \mathrm{w}_{j,i}(n))^T \mathrm{F}_{j,k} \mathrm{G}_j \mathrm{x'}(n) \tag{18}$$

$$\mathrm{F}_{j,k} = \left.\underbrace{\begin{bmatrix} f_{j,k,0} & f_{j,k,1} & \cdots & f_{j,k,N_f-1} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & f_{j,k,0} & f_{j,k,1} & \cdots & f_{j,k,N_f-1} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \cdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \cdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & f_{j,k,0} & f_{j,k,1} & \cdots & f_{j,k,N_f-1} \end{bmatrix}}_{N_h+N_f-1}\right\} N_h \tag{15}$$

$$\mathrm{G}_{j} = \left.\underbrace{\begin{bmatrix} g_{j,0} & g_{j,1} & \cdots & g_{j,N_g-1} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & g_{j,0} & g_{j,1} & \cdots & g_{j,N_g-1} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \cdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \cdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & g_{j,0} & g_{j,1} & \cdots & g_{j,N_g-1} \end{bmatrix}}_{N_h+N_f+N_g-2}\right\} N_h + N_f - 1 \tag{16}$$

となる．LMS アルゴリズムを仮定すると，フィルタ係数 $\mathrm{w}_{j,i}(n)$ は,

$$\mathrm{w}_{j,i}(n+1) = \mathrm{w}_{j,i}(n) + \mu e_i(n)\mathrm{s}_j(n) \tag{19}$$

で更新される．μ はステップサイズと呼ばれる正の定数である．

3. 係数期待値の収束特性

フィルタ係数誤差の期待値

$$\mathrm{m}_{j,i}(n) = E[\mathrm{h}_{j,i} - \mathrm{w}_{j,i}(n)] \tag{20}$$

を解析する．式 (19) に (13) 及び (18) を代入して期待値を取ることにより,

$$\begin{aligned} &\mathrm{m}_{j,i}(n+1) \\ &\quad = \mathrm{m}_{j,i}(n) \\ &\qquad -\mu \sum_{l=1}^{2} \mathrm{F}_{j,k}\mathrm{G}_j\mathrm{R}\mathrm{G}_l^T\mathrm{F}_{l,k}^T\mathrm{m}_{l,i}(n) \end{aligned} \tag{21}$$

を得る．R は話者の音声 $x(n)$ の相関行列であり,

$$\mathrm{R} = E[\mathrm{x'}(n)\mathrm{x'}^T(n)] \tag{22}$$

で定義される．

第 i チャネルの各適応フィルタのフィルタ係数誤差の期待値 $\mathrm{m}_{j,i}$ をまとめると，(21) は,

$$\mathrm{M}_i(n+1) = \left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_k\mathrm{G}\mathrm{R}\mathrm{G}^T\mathrm{F}_k^T\right)\mathrm{M}_i(n) \tag{23}$$

と書き換えられる．ここで，I は単位行列，$\mathrm{M}_i(n)$，F_k 及び G は,

$$\mathrm{M}_i(n) = \begin{bmatrix} \mathrm{m}_{1,i}(n) \\ \mathrm{m}_{2,i}(n) \end{bmatrix} \tag{24}$$

$$\mathrm{F}_k = \begin{bmatrix} \mathrm{F}_{1,k} & 0 \\ 0 & \mathrm{F}_{2,k} \end{bmatrix} \tag{25}$$

$$\mathrm{G} = \begin{bmatrix} \mathrm{G}_1 \\ \mathrm{G}_2 \end{bmatrix} \tag{26}$$

である．

簡単のために，2 個の前処理フィルタ F_1 と F_2 を各々 L サンプルごとに切り換えて使用する場合を考える．しかし，より一般的な場合，すなわち，複数個の前処理フィルタ F_k を L_k サンプルの間使用する場合にも，この議論はそのまま拡張できる．前処理フィルタ F_1 を L サンプル使用した後に F_2 を L サンプル使用する処理を m 回繰り返した後における係数誤差の期待値 $\mathrm{M}_i(n)$ は,

$$\begin{aligned} &\mathrm{M}_i(2(m+1)L) \\ &\quad = \left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_2\mathrm{G}\mathrm{R}\mathrm{G}^T\mathrm{F}_2^T\right)^L \\ &\qquad \left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_1\mathrm{G}\mathrm{R}\mathrm{G}^T\mathrm{F}_1^T\right)^L \mathrm{M}_i(2mL) \end{aligned} \tag{27}$$

となる．2 個の前処理フィルタ F_1 と F_2 の差分

$$\Delta\mathrm{F} = \mathrm{F}_2 - \mathrm{F}_1 \tag{28}$$

を用いると，$\mathrm{M}_i(2(m+1)L)$ は，

$$\begin{aligned}
&\mathrm{M}_i(2(m+1)L)\\
&\quad= \left(\mathrm{I} - \mu(\mathrm{F}_1 + \Delta\mathrm{F})\mathrm{GRG}^T(\mathrm{F}_1 + \Delta\mathrm{F})^T\right)^L\\
&\qquad \left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\mathrm{F}_1^T\right)^L \mathrm{M}_i(2mL)\\
&\quad= \Big\{\left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\mathrm{F}_1^T\right)\\
&\qquad -\mu\left(\Delta\mathrm{FGRG}^T\mathrm{F}_1^T + \mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\Delta\mathrm{F}^T\right.\\
&\qquad \left. + \Delta\mathrm{FGRG}^T\Delta\mathrm{F}^T\right)\Big\}^L\\
&\qquad \left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\mathrm{F}_1^T\right)^L \mathrm{M}_i(2mL)
\end{aligned} \tag{29}$$

となる．簡単のために

$$\begin{aligned}
\mathrm{D} = -\mu&\left(\Delta\mathrm{FGRG}^T\mathrm{F}_1^T + \mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\Delta\mathrm{F}^T\right.\\
&\left. + \Delta\mathrm{FGRG}^T\Delta\mathrm{F}^T\right)
\end{aligned} \tag{30}$$

を用いて (29) を書き換えると，

$$\mathrm{M}_i(2(m+1)L) = \mathrm{PM}_i(2mL) \tag{31}$$

$$\mathrm{P} = \sum_{i=0}^{L} C(i,L)\left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\mathrm{F}_1^T\right)^{L+i}\mathrm{D}^{L-i} \tag{32}$$

を得る．ここで，$C(i,L)$ は L 個から i 個を選ぶ組合せの数である．

ここで，$\mathrm{D} = 0$ である場合，すなわち，前処理フィルタが固定フィルタである場合には，式 (31) は

$$\mathrm{M}_i(2(m+1)L) = \left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\mathrm{F}_1^T\right)^{2L}\mathrm{M}_i(2mL) \tag{33}$$

となる．これは線形結合形ステレオエコーキャンセラの収束特性 [9] と同じである．線形結合形ステレオエコーキャンセラにおいては，解の不確定性 [7] のために，$\left(\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\mathrm{F}_1^T\right)^n$ は 0 には収束しない．簡単な例については，$\mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\mathrm{F}_1^T$ の最小固有値が 0 であるために，0 固有値に対応する成分は最適値に収束しないことが知られている [9]．言い換えると，$\mathrm{I} - \mu\mathrm{F}_1\mathrm{GRG}^T\mathrm{F}_1^T$ の最大固有値が 1 であるため，これを n 乗しても 0 には収束しない．

これより，フィルタ係数がエコーパスのインパルス応答に収束するための必要条件 $\mathrm{D} \neq 0$ が導出される．前処理の効果は，D の項を付加することにより，P の最大固有値を小さくすることである．D が大きいほど固有値の変化も大きくなり，収束速度も速くなると考えられる．D において，$\Delta\mathrm{FG}$ は部屋 A のインパルス応答 G と前処理フィルタの変化分 $\mathrm{F}_1 - \mathrm{F}_2$ を組み合せた特性，すなわち，入力信号を G で処理した後，$\mathrm{F}_1 - \mathrm{F}_2$ なるフィルタで処理することに相当する．したがって，G と $\mathrm{F}_1 - \mathrm{F}_2$ の関係が収束特性に大きく影響することがわかる．同様に，G と F_1 の関係も重要となる．

4. 周波数領域の解析

部屋 A と前処理フィルタの伝達関数が収束特性に与える影響を，周波数領域でも解析する．エコーを消去できる適応フィルタの解が一意に定まる条件を導出し，前処理フィルタが備えるべき条件を示す．

第 j チャネルの前処理フィルタとして第 k 番目の特性 $F_{j,k}$ を使っている場合には，第 i チャネルの誤差信号 $E_{i,k}(z)$ は，

$$\begin{aligned}
E_{i,k}(z) = \sum_{j=1}^{2}&\left(H_{j,i}(z) - W_{j,i}(z)\right)\\
&F_{j,k}(z)G_j(z)X(z)
\end{aligned} \tag{34}$$

となる．ここで，$X(z)$ は話者の音声，$G_j(z)$ は部屋 A における話者から第 j 番目のマイクロホンに至る伝達関数，$H_{j,i}(z)$ は第 j スピーカから第 i マイクロホンに至るエコーパス，$W_{j,i}(z)$ は適応フィルタの伝達関数である．前処理を用いたステレオエコーキャンセラは平均 2 乗誤差を最小にするようにフィルタ係数を更新する．これは，複数の k に対して誤差信号を 0 にすること，すなわち，複数の k に対して任意の z で

$$E_{i,k}(z) = 0 \tag{35}$$

を満足するような連立方程式を解くことに相当する．(34) より，解 $W_{j,i}(z) = H_{j,i}(z)$ が連立方程式 (35) の解となることは自明である．これがエコーを完全に消去できる適応フィルタの伝達関数 $W_{j,i}(z)$ の最適解となる．しかし，(35) はこのような最適解を一意に有するとは限らない．解が一意に定まる必要十分条件は，線形独立な方程式が 2 個以上存在することである．証明は**付録**に示す．

ここで，簡単のために，前処理フィルタは 2 種類を切り換えて使う場合を考える．(35) を $W_{j,i}(z)$ につい

て解くことにより，解が一意に定まる条件は

$$(F_{1,1}(z)F_{2,2}(z) - F_{1,2}(z)F_{2,1}(z))\, G_i(z)X(z) \neq 0 \qquad (i = 1, 2) \tag{36}$$

となる．ここで，

$$F_{j,2}(z) = F_{j,1}(z)\Delta F_j(z) \tag{37}$$

なる $\Delta F_j(z)$ を導入すると，$X(z)$ に依存せずに最適解が得られる条件は，

$$F_{1,1}(z)F_{2,1}(z)\,(\Delta F_2(z) - \Delta F_1(z))\, G_i(z) \neq 0 \tag{38}$$

となる．

これより，最適解を得るためには，$F_{1,1}(z)$，$F_{2,1}(z)$，$\Delta F_2(z) - \Delta F_1(z)$ すべての通過域が $G_j(z)$ の通過域を含まなければならないことがわかる．また，式 (38) 左辺の値が小さいと，連立方程式の線形独立性が低く，収束速度が低下することが考えられる．

$F_{1,1}(z)$ 及び $F_{2,1}(z)$ に関する条件は，適応フィルタは入力信号がない周波数帯域の特性を学習できないことから必要となる．また，聴感上も重要である．$\Delta F_2(z) = \Delta F_1(z)$ であることは (34) の右辺全体を $\Delta F_1(z)$ 倍することになり，独立な方程式を得られないので，$\Delta F_2(z) - \Delta F_1(z)$ の通過域が $G_j(z)$ の通過域を含むことが連立方程式の独立性を保証していることがわかる．

この条件を満たすには，$G_j(z)$ の通過域全般において，前処理フィルタ $F_{j,k}(z)$ $(j = 1, 2)$ の少なくとも一方は k を変化させた際に周波数特性が変化すること，この変化はチャネルによって異なることが必要となる．振幅特性だけを変化させても最適解が得られるが，聴感上好ましくない．群遅延特性を変化させるか，群遅延変化と振幅変化を併用する．一般には $G_j(z)$ は未知なので，全帯域で $F_{j,k}(z)$ に変化をもたせることが望ましい．$|G_j(z)|$ が大きい場合が多い帯域で大きな変化を与えることは，収束特性上は有効である．

最も簡単な例として，第 2 チャネルのみに周期的に前処理フィルタ $F(z)$ を挿入する場合，すなわち

$$F_{1,1}(z) = F_{1,2} = F_{2,1}(z) = 1 \tag{39}$$

である場合を考える．

$$E_{i,1}(z) = E_{i,2}(z) = 0 \tag{40}$$

を解くことにより，

$$(F(z) - 1)\, G_1(z)X(z) \neq 0 \tag{41}$$

を得る．したがって，$F(z) - 1$ の通過域が $G_1(z)$ の通過域を含む必要がある．

この結果を複数種類の前処理フィルタを使用する場合に適用することは容易である．複数種類の前処理フィルタのうち，いずれか 2 種類について上記の条件が成り立てばよい．

本章では周波数領域における解の一意性を解析したが，この結果は時間域におけるフィルタ係数誤差期待値の収束解析結果と一致する．いずれの解析結果も，前処理フィルタの通過域が部屋 A の通過域を含み，かつ，部屋 A の通過域において前処理フィルタの特性を変化させる必要があることを示している．変化分が大きいほど収束速度が速くなる．

5. 計算機シミュレーション

5.1 前処理フィルタ

3 種類の前処理フィルタを用いた計算機シミュレーションによって，解析結果を検証する．簡単のために，第 2 チャネルのみに前処理フィルタ $F(z)$ を挿入している．

前処理フィルタ (1) は，1 次時変 APF を用いた方式 [11] を簡略化したものである. [11] の方式では係数をランダムに変化させた 1 次 APF を両チャネルに挿入しているが，本論文では片チャネルに 1 次 APF

$$F(z) = \frac{a(k) + z^{-1}}{1 + a(k)z^{-1}} \tag{42}$$

を挿入する．ここで，$a(k)$ は，図 2 に示す周期関数 $c(k)$ を用いて，

$$a(k) = a \times c(k) \tag{43}$$

で定義される．a は定数，L は周期，Q は過渡域長である．この方式は第 2 チャネルのみに 2 種類のフィルタ

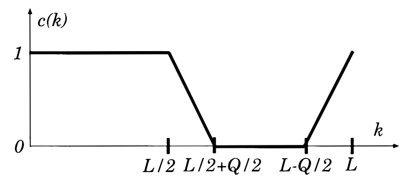


図 2　周期関数 $c(k)$
Fig. 2　Periodic function $c(k)$.

$$F_{2,1}(z) = \frac{a(k) + z^{-1}}{1 + a(k)z^{-1}} \tag{44}$$

及び

$$F_{2,2}(z) = z^{-1} \tag{45}$$

を交互に挿入することに近いが，フィルタ係数の変化を滑らかにしてクリック音などの劣化を防いでいる．

前処理フィルタ (2) は，$1 - F(z)$ が APF となるような前処理フィルタ $F(z)$ である．このような $F(z)$ として，1 次再帰形フィルタ

$$F(z) = \frac{(1 - a(k)) - (1 - a(k))z^{-1}}{1 + a(k)z^{-1}} \tag{46}$$

を用いた．$a(k)$ は前処理フィルタ (1) と同様に，式 (43) で定義される．

前処理フィルタ (3) は，2 タップ時変 FIR フィルタを用いた方式 [10] に振幅調整のパラメータ s を追加したものである．前処理フィルタは

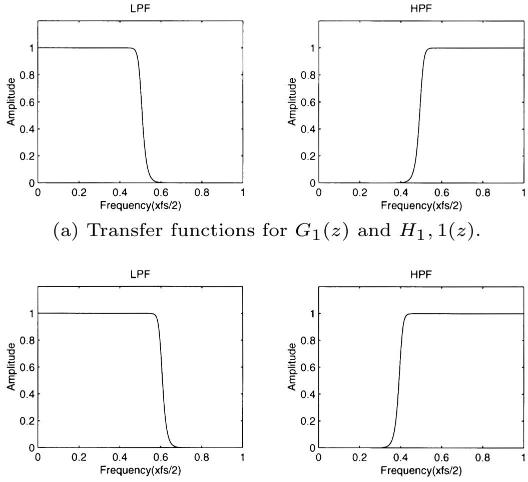
$$F(z) = c(k) + s\{1 - c(k)\}z^{-1} \tag{47}$$

を用いる．[10] で用いられている方式は (47) において $s = 1$ としたものである．1 サンプルの遅延を定期的に挿入する方式をもとに，切換え時のクリック音を避けるための周期係数 $c(k)$ を導入している．

5.2 シミュレーション条件

両チャネルが対称であり，かつ，独立に動作することから，第 1 チャネルのエコー除去のみを確認した．入力信号としては定常な白色雑音を用いた．最も相互相関が強くなるように，両チャネルの入力信号として同一のものを用いた．適応フィルタとしては 64 タップの FIR 適応フィルタを，学習アルゴリズムとしては学習同定法を用いた．2 章では (19) のように LMS アルゴリズムによるフィルタ係数の更新を示したが，定常な入力信号に対しては学習同定法と LMS アルゴリズムは同一のフィルタ係数期待値を与えることが知られており，部屋 A の伝達関数や前処理フィルタの利得が収束特性に与える影響を排除できる．ステップサイズは $\mu = 0.5$ とした．周期関数 $c(k)$ のパラメータは，$L = 60$，$Q = 6$ とした．

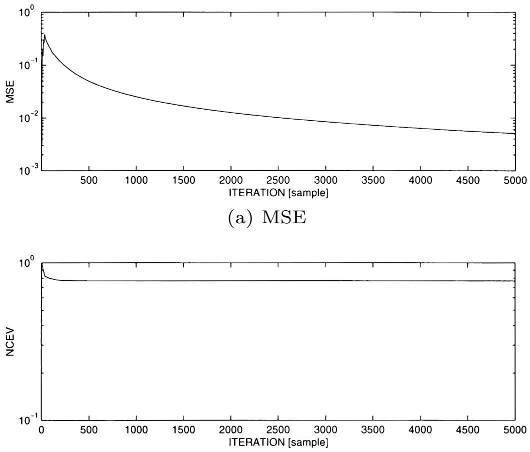
送信側の部屋 A の伝達特性 $G_i(z)$ 及び部屋 B のエコーパス $H_{i,j}(z)$ としては，20 次のバタワースフィルタを用いた．部屋 A 及び部屋 B の伝達関数は，両方が低域フィルタ（LPF）である場合と，両方が高域フィルタ（HPF）である場合の両方を調べた．$G_i(z)$



(a) Transfer functions for $G_1(z)$ and $H_1, 1(z)$.

(b) Transfer functions for $G_2(z)$ and $H_2, 1(z)$.

図 3　各部屋の伝達関数
Fig. 3　Room transfer functions.



(a) MSE

(b) NCEV

図 4　線形結合形の収束特性
Fig. 4　Convergence of stereophonic echo canceller based on linear combination.

が LPF である場合のカットオフ周波数は $0.3f_s$，HPF である場合は $0.2f_s$ とした．$H_{i,j}(z)$ が LPF である場合のカットオフ周波数は $0.35f_s$，HPF である場合は $0.15f_s$ とした．f_s はサンプリング周波数である．図 3(a) に $|G_i(z)|$ を，図 3(b) に $|H_{i,j}(z)|$ を示す．

評価基準としては，平均 2 乗誤差（MSE）及び正規化係数誤差（NCEV）を用いた．MSE 及び NCEV は

$$\mathrm{MSE}(n) = \frac{1}{64}\sum_{k=0}^{63} e_1^2(n-k) \tag{48}$$

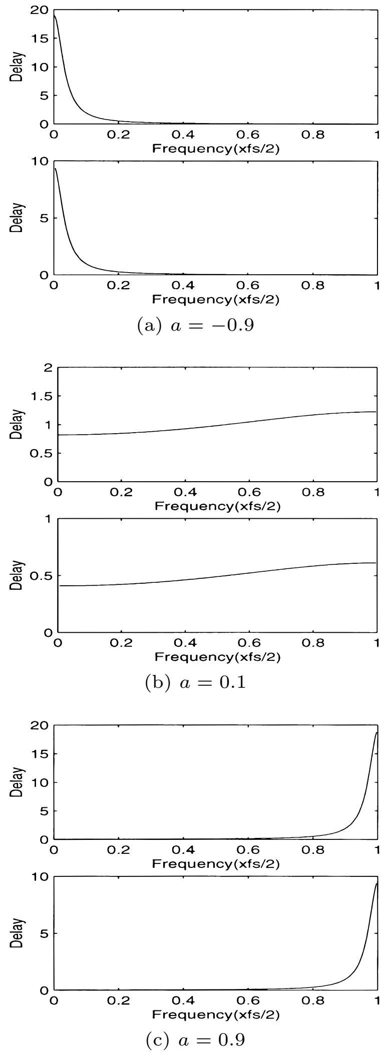


図5　前処理フィルタ (1) 及び (2) の群遅延特性
上段は前処理 (1)，下段は前処理 (2) の特性を示す
Fig. 5　Group delay of pre-processor (1) and (2). Upper and lower graphs show group-delay for pre-processor (1) and (2), respectively.

$$\mathrm{NCEV}(n) = \frac{\sum_{j=1}^{2} \|\mathrm{h}_{j,1} - \mathrm{w}_{j,1}(n)\|^2}{\sum_{j=1}^{2} \|\mathrm{h}_{j,1}\|^2} \tag{49}$$

で定義される．

5.3　線形結合形の収束特性

比較のために，前処理フィルタを用いない線形結合形ステレオエコーキャンセラ [1] の収束特性も確認した．図 4(a) に MSE を，同図 (b) に NCEV を示す．前処理を用いない方式では，フィルタ係数が最適値である

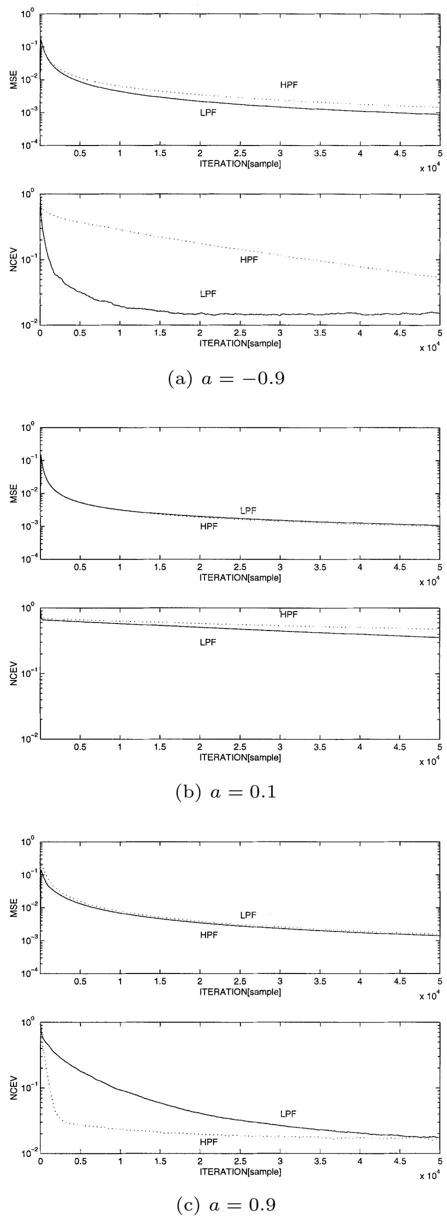
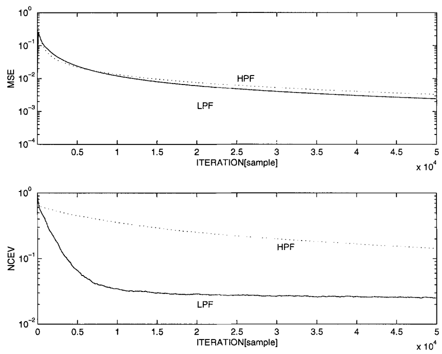


図6　前処理フィルタ (1) を用いたエコーキャンセラの収束特性
上段は MSE，下段は NCEV を示す
LPF は部屋の伝達関数が LPF である場合を，
HPF は部屋の伝達関数が HPF である場合を示す
Fig. 6　Convergence of echo canceller with pre-processor (1). Upper and lower graphs show convergence of MSE and NCEV, respectively.

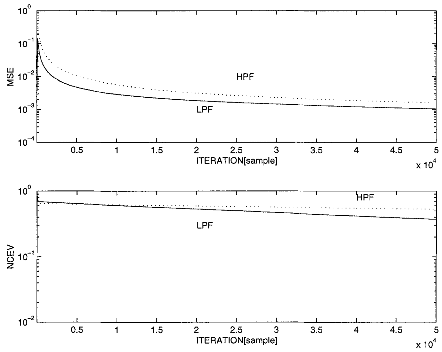
エコーパスには収束しないことがわかる．

5.4　群遅延特性の影響

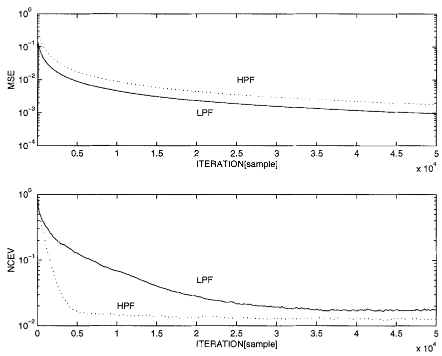
前処理フィルタ (1) 及び (2) のパラメータを変化さ



(a) $a = -0.9$



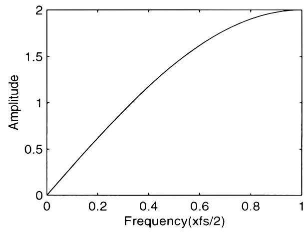
(b) $a = 0.1$



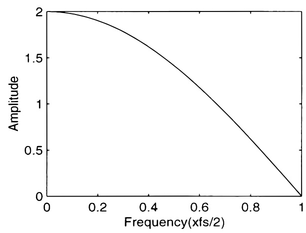
(c) $a = 0.9$

図 7　前処理フィルタ (2) を用いたエコーキャンセラの収束特性
上段は MSE，下段は NCEV を示す
LPF は部屋の伝達関数が LPF である場合を，
HPF は部屋の伝達関数が HPF である場合を示す
Fig. 7　Convergence of echo canceller with pre-processor (2). Upper and lower graphs show convergence of MSE and NCEV, respectively.

せて，前処理フィルタの群遅延特性と収束特性の関係を調べた．図 5 に，$c(k)$ の代わりに定数 1.0 を用いた場合における前処理フィルタの群遅延特性を示す．パ



(a) $s = +1.0$



(b) $s = -1.0$

図 8　前処理フィルタ (3) の $|F(z) - 1|$
Fig. 8　$|F(z) - 1|$ of pre-processor (3).

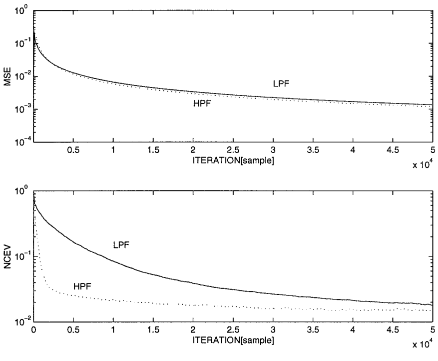
ラメータ a としては -0.9，0.1，0.9 を用いた．パラメータ a が負である場合には低域で群遅延が大きい．$a = 0.0$ 付近ではほぼ一様の群遅延となり，a が大きくなると高域で群遅延が大きくなる．解析結果によると，部屋の伝達関数の通過域において群遅延の変化が大きい場合に収束が速くなることが示されている．これより，$a = -0.9$ である場合には部屋の伝達関数が LPF である場合の方が収束が速く，$a = +0.9$ である場合には HPF である場合の方が収束が速いことが予想される．また，$a = 0.0$ 付近では，部屋の伝達関数による差が小さいことが予想される．

前処理フィルタ (1) 及び (2) を用いたエコーキャンセラの収束特性を図 6 及び図 7 に示す．部屋の伝達関数の通過域において群遅延の変化が大きい場合に収束が速くなっており，これは解析結果と一致する．

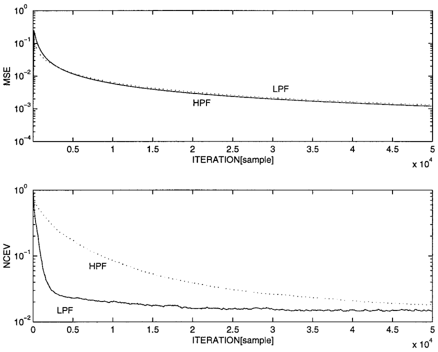
(41) より $1-F(z)$ と $G_i(z)$ の関係も収束速度に影響すると考えられる．この関係が支配的ならば，$1-F(z)$ を APF とした前処理 (2) の収束特性は $G_i(z)$ に依存しないことが予想される．シミュレーション結果では $G_i(z)$ によって特性が変化しているので，群遅延特性の方が支配的であることがわかる．

5.5　$1 - F(z)$ の振幅特性の影響

前処理フィルタ (3) は，1 サンプル遅延の挿入，取り外しを繰り返していると考えることができる．この場合には，前処理フィルタは直線位相になるので，群遅延特性から収束特性を調べることができない．一方，



(a) $s = +1.0$



(b) $s = -1.0$

図 9　前処理フィルタ (3) を用いたエコーキャンセラの収束特性
上段は MSE，下段は NCEV を示す
LPF は部屋の伝達関数が LPF である場合を，
HPF は部屋の伝達関数が HPF である場合を示す

Fig. 9　Convergence of echo canceller with pre-processor (3). Upper and lower graphs show convergence of MSE and NCEV, respectively.

式 (41) により，$|F(z)-1|$ と $|G_1(z)|$ の関係が収束特性に大きな影響があることが示されている．これより，前処理フィルタが直線位相である場合には，$|F(z)-1|$ と $|G_1(z)|$ の通過域が一致する場合に収束特性が良くなることが予想される．

$s = +1.0$ 及び -1.0 に対して計算機シミュレーションを行った．図 8 に $|F(z)-1|$ を，図 9 に収束特性を示す．シミュレーション結果は解析結果と一致する．

6. 2 次 APF による前処理フィルタ

前処理フィルタ $F(z)$ を片チャネルに挿入，取り外しを繰り返す場合を考える．部屋の伝達関数を測定した結果 [16] によると音響特性が低域通過形であることから，前処理フィルタとしては LPF に対して収束が

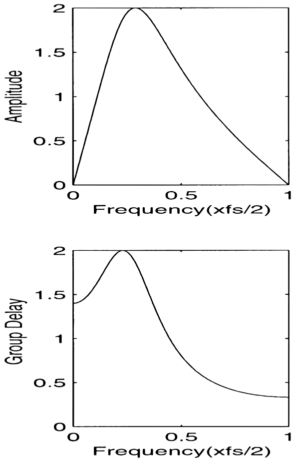


図 10　2 次 APF による前処理フィルタの特性
上段は $|F(z)-1|$，下段は群遅延を示す

Fig. 10　Pre-processor by 2nd-order APF. Upper and lower graphs show $|F(z)-1|$ and group delay, respectively.

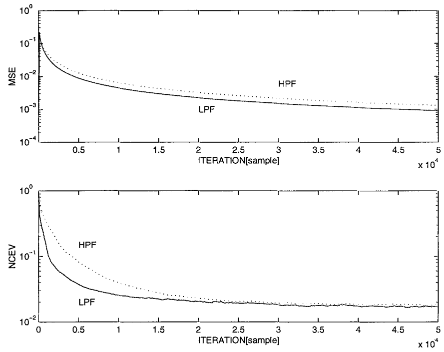


図 11　2 次前処理フィルタを用いたエコーキャンセラの収束特性
上段は MSE，下段は NCEV を示す
LPF は部屋の伝達関数が LPF である場合を，
HPF は部屋の伝達関数が HPF である場合を示す

Fig. 11　Convergence of echo canceller with 2nd-order pre-processor. Upper and lower graphs show convergence of MSE and NCEV, respectively.

速いことが望ましい．解析結果より，前処理フィルタとしては，$|F(z)-1|$ が LPF である場合に収束速度が速くなることがわかる．また，$F(z)$ の群遅延が低域で大きいことが望ましい．一方，音声品質の観点からは，$F(z)$ は APF であり，音声のパワーが集中する低域では群遅延が極端には大きくならないことが望ましい．以上の条件から，収束速度と音声品質とのトレー

ドオフが生ずることがわかる．

これらすべての条件を 1 次の APF で満足させることは困難であるので，2 次の APF

$$F(z) = \frac{b_2 - b_1 z^{-1} + z^{-2}}{1 - b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \tag{50}$$

を用いた前処理フィルタを設計する．$F(z)$ の群遅延と $|F(z) - 1|$ が低域で大きくなる範囲で b_1 と b_2 を変化させて収束速度と音質を評価した結果，$b_1 = 0.8$, $b_2 = 0.3$ である場合に良好な結果を得た．図 10 に $|F(z) - 1|$ 及び群遅延特性を，図 11 に収束特性を示す．部屋の伝達関数が LPF である場合に良好な収束特性を示している．従来法の中で音質でも収束特性でも良好な特性を示していた前処理 (3) において $s = +1.0$ とした場合，すなわち，図 9 (a) との比較によっても，部屋が LPF である場合の収束特性が優れていることがわかる．また，複数人による主観評価の結果，音質が同等であることも確認している．収束速度の点で優れていた前処理 (1) と (2) で $a < 0$ とした場合や前処理 (3) で $s < 0$ とした場合には，音質の劣化が激しかった．複数の a や s に対してシミュレーションと主観評価を行ったが，収束速度と音声品質の両方が 2 次 APF と同等以上になる値は得られなかった．

7. むすび

前処理を用いたステレオエコーキャンセラの収束特性を解析した．フィルタ係数誤差期待値の収束特性と周波数領域における解の一意性を解析し，フィルタ係数が最適値に収束するための必要条件を導出した．前処理フィルタの特性や前処理フィルタの特性変化と部屋の伝達関数との関係が収束特性に大きな影響をもつ．これらの解析により，前処理フィルタが備えるべき特性を示し，前処理として 2 次オールパスフィルタを用いることにより音質を保ったままで収束特性を改善できることを示した．十分条件や最適な前処理方式の導出が今後の課題である．

文　献

[1] 藤井哲郎，島田正治，“多チャンネルエコーキャンセラの一構成法，” 信学技報，CS-84-178, pp.7–14, 1984.

[2] M.M. Sondhi and D.R. Morgan, “Acoustic echo cancellation for stereophonic teleconferencing,” Proc. IEEE ASSP Workshop Applied Signal Processing Audio Acoustics, New Paltz, USA, May 1991.

[3] A. Hirano and A. Sigiyama, “Convergence characteristics of a multi-channel echo canceller with strongly cross-correlated input signals — Analytical results —,” Proc. 6th DSP Symposium, pp.144–149, Fujiyoshida, Japan, Nov. 1991.

[4] M.M. Sondhi and D.R. Morgan, “Acoustic echo cancellation for stereophonic teleconferencing,” presented at the 1991 IEEE ASSP Workshop Appls. Singal Processing Audio Acoustics, News Paltz, NY, Oct. 1991.

[5] A. Hirano and A. Sugiyama, “A compact multichannel echo canceller with a single adaptive filter per channel,” Proc. ISCAS ’92, pp.1922–1925, San Diego, USA, May 1992.

[6] Y. Mahieux, A. Gilloire, and F. Khalil, “Annulation d’écho en téléconférence stéréophonique,” Proc. Quatorzième Colloque GRESTI, pp.515–518, Iuan-les-Pins, France, Sept. 1993.

[7] M.M. Sondhi and D.R. Morgan, “Stereophonic acoustic echo cancellation — an overview of the fundamental problem,” IEEE SP Letters, vol.2, no.8, pp.148–151, Aug. 1995.

[8] 杉山昭彦，“マルチチャネルエコーキャンセラ— 技術的課題と解決への挑戦 —，” 信学誌，vol.81, no.3, pp.266–274, March 1998.

[9] A. Hirano, “Convergence analysis of a multi-channel acoustic echo canceller,” Proc. 12th DSP Symposium, pp.521–526, Hiroshima, Japan, Nov. 1997.

[10] Y. Joncour and A. Sugiyama, “A stereo echo canceler with pre-processing for correct echo path identification,” Proc. ICASSP ’98, pp.3677–3680, Seattle, USA, May 1998.

[11] M. Ali, “Stereophonic acoustic echo cancellation system using time-varying all-pass filtering for signal decorrelation,” Proc. ICASSP ’98, pp.3689–3692, Seattle, USA, May 1998.

[12] J. Benesty, D.R. Morgan, J.L. Hall, and M.M. Sondhi, “Stereophonic acoustic echo cancellation using nonlinear transformations and comb filtering,” Proc. ICASSP ’98, pp.3673–3676, Seattle, USA, May 1998.

[13] A. Gilloire and V. Turbin, “Using auditory properties to improve the behaviour of stereophonic acoustic echo cancellers,” Proc. ICASSP ’98, pp.3681–3684, Seattle, USA, May 1998.

[14] S. Shimauchi, Y. Haneda, S. Makino, and Y. Kaneda, “New configuration for a stereo echo canceller with nonlinear pre-processing,” Proc. ICASSP ’98, pp.3685–3688, Seattle, USA, May 1998.

[15] S. Shimauchi, S. Makino, Y. Haneda, A. Nakagawa, and S. Sakauchi, “A stereo echo canceller implemented using a stereo shaker and a duo-filter control system,” Proc. ICASSP ’99, pp.857–860, Phoenix, USA, March 1999.

[16] A. Sugiyama and A. Hirano, “A subband adaptive filtering algorithm with adaptive intersubband tap assignment,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E77-A, no.9, pp.1432–1438, Sept. 1994.

付　　録

1. 解が一意に定まる必要十分条件の証明

連立方程式 (35) ($k=1,2,\cdots$) がすべて線形従属である場合には自明ではない解をもつことから，必要性は明らかである．(35) のうち $k=k_1,k_2$ に対する方程式が線形独立であるとすると，これらを解くことにより，

$$C(z)\{H_{j,i}(z)-W_{j,i}(z)\}=0 \tag{A·1}$$

$$C(z)=\{F_{1,k_1}(z)F_{2,k_2}(z)-F_{1,k_2}(z)F_{2,k_1}(z)\} G_j(z)X(z) \tag{A·2}$$

を得る．線形独立性より $C(z)$ は恒等的には 0 ではないので，一般性を失うことなく $C(z)$ を

$$C(z)=z^{-N_1}\sum_{i=0}^{N_2-1}c_iz^{-i} \tag{A·3}$$

$$c_0\neq 0 \tag{A·4}$$

とおくことができる．これより，式 (A·1) は，

$$\begin{aligned}
&c_0(h_{i,j,0}-w_{i,j,0}(n))\\
&\quad+\{c_0(h_{i,j,1}-w_{i,j,1}(n))\\
&\quad+c_1(h_{i,j,0}-w_{i,j,0}(n))\}z^{-1}\\
&\quad+\cdots\\
&\quad+\{c_0(h_{i,j,k}-w_{i,j,k}(n))\\
&\quad+c_1(h_{i,j,k-1}-w_{i,j,k-1}(n))\\
&\quad+\cdots\\
&\quad+c_k(h_{i,j,0}-w_{i,j,0}(n))\}z^{-k}\\
&\quad+\cdots=0
\end{aligned} \tag{A·5}$$

となる．式 (A·5) が任意の z について成立するためには z^{-k} ($k=0,1,\cdots$) の係数がすべて 0 でなければならないので，$w_{i,j,k}(n)$ を $k=0$ から順に求めることにより，最適解

$$w_{i,j,k}(n)=h_{i,j,k} \tag{A·6}$$

を得る．ゆえに，任意の z に対して式 (35) が成り立つような有限次数の $W_{j,i}(z)$ は最適解 $H_{j,i}(z)$ しか存在しない．これにより十分性が証明される．

（平成 11 年 9 月 27 日受付，3 月 10 日再受付）

平野　晃宏　（正員）

昭 62 金沢大・工・電子卒．平 1 同大大学院修士課程了．平 12 工博（金沢大）．平 1 NEC 入社．研究開発グループにてエコーキャンセラの研究開発に従事．平 10 金沢大・工・電気・情報工学科助手となり現在に至る．最近の研究テーマは主として適応信号処理及びニューラルネットワーク．平 7 本会学術奨励賞受賞．IEEE 会員．

中山　謙二　（正員）

昭 46 東工大・工・電子卒．昭 46〜47 同大学研究生．昭 58 工博（東工大）．昭 47 NEC 入社．伝送通信事業部及び C&C システム研究所にて，通信用各種フィルタ及びディジタル信号処理の研究開発に従事．昭 63 金沢大・工・電気・情報工学科助教授．平 2 同教授となり現在に至る．最近の研究テーマは主として適応信号処理及びニューラルネットワーク．昭 62.9 IEEE Circuits & Devices Mag. 論文賞受賞．著書「SC 回路網の設計と応用」（東海大学出版会）ほか．IEEE シニア会員，INNS 会員．

渡辺　和伸

平 9 金沢大・工・電気情報卒．平 11 同大大学院博士前期課程了．平 11 松下通信工業入社．パーソナルコミュニケーション事業部にて，GSM 方式携帯電話用ベースバンド LSI の開発に従事．