

ステレオエコーキャンセラにおける
付加回路と収束特性の関係
**Relation Between Pre-Processing
and Convergence Characteristics
of Stereophonic Acoustic Echo Canceler**

渡辺 和伸 平野 晃宏 中山 謙二

Kazunobu Watanabe Akihiro Hirano Kenji Nakayama

金沢大学大学院 自然科学研究科 電子情報システム専攻

Dept. of Electrical and Computer Eng., Faculty of Eng., Kanazawa Univ.

あらまし

付加回路を挿入したステレオエコーキャンセラ (SEC) の収束特性を報告する。SEC では入力信号の相互相関のため、適応フィルタはエコーパスを正しく同定することができない。現在、この問題を解決するために入力信号に付加回路を挿入する方法が試みられている [4,5]。この付加回路の伝達関数と収束特性の関係を解析する。収束速度は付加回路の伝達関数と送信側の部屋の伝達特性との関係に依存する。計算機シミュレーションにより、解析の妥当性を示す。

ABSTRACT

This paper analyzes convergence characteristics of a stereophonic echo canceler with pre-processing. In a stereo echo canceler, adaptive filters can't identify the correct echo paths due to cross-correlated stereo signals. Inserting pre-processing circuits to the input signals have been proposed to solve this problem [4,5]. The relation between transfer function of the pre-processing and convergence characteristics are analyzed. Convergence speed depends on the relation between transfer function of the pre-processing and transfer characteristics of transmitting room. Computer simulation results confirm the analyses.

1 まえがき

TV 会議システムでは、音響エコーを除去するためにエコーキャンセラが用いられている。現在、TV 会議システムは音声伝達に関してシングルチャネルシステムがほとんどであるが、より空間的なリアリズムの追求のためにはマルチチャネルシステム、少なくともステレオチャネルシステムが必要となる。そこでステレオシステムのためのステレオエコーキャンセラ (SEC) が必要となる。

SEC では、入力音響信号の両チャンネル間の強い相互相関の影響が大きな問題となる [1-3]。これにより適応フィルタ係数は最適値に収束せず、又、収束速度も遅くなってしまふ。即ち、エコーパスを正しく同定することができない。そこでこの問題を解決するために SEC の片チャンネル入力に付加回路を挿入する方法が試みられている [4]。しかし、付加回路と収束特性の関係については未だ十分に検討されていない。

そこで本研究では付加回路と収束特性の関係について解析する。部屋の伝達特性にはローパス型とハイパス型を用い、それぞれで4種類の付加回路を挿入したときの収束特性を解析し、付加回路と収束特性の関係を導出する。また、シミュレーションにより解析の妥当性を示す。

2 ステレオエコーキャンセラ

2.1 基本構成

SEC の基本構成を図1に示す。SEC は4つの適応フィルタから成る。各適応フィルタは対応するエコーパス特性を同定し、エコーを除去する。

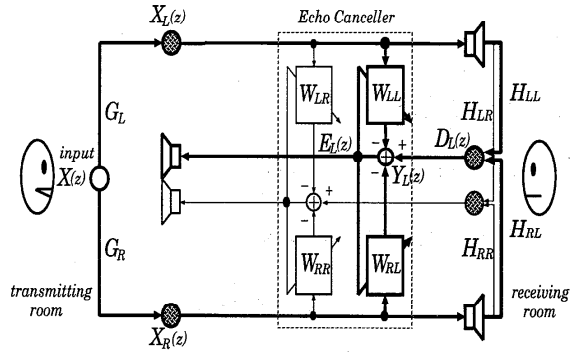


図 1: ステレオエコーキャンセラ・システムの構成

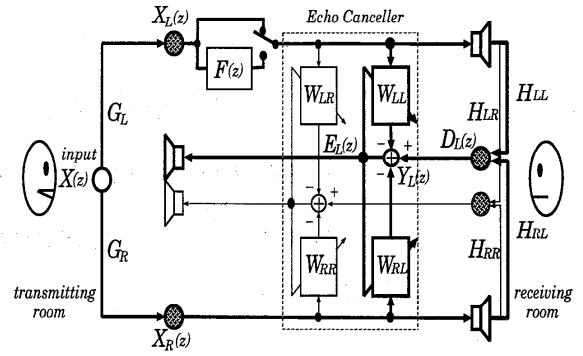


図 2: 付加回路を用いたステレオエコーキャンセラ・システムの構成

2.2 伝達特性

ここでは一つのマイク信号のエコーキャンセラだけを考慮するが(図1太線), 同じ議論がもう一方の経路に対してもそのまま成り立つ。

ここで入力信号の周波数特性を $X(z)$, 送信側の部屋の伝達関数を $G_L(z)$, $G_R(z)$, エコーパスの伝達関数を $H_{LL}(z)$, $H_{RL}(z)$, 適応フィルタの伝達関数を $W_{LL}(z)$, $W_{RL}(z)$ とする。関数の下付文字 L, R はそれぞれ "Left", "Right" チャンネルを表す。左右のマイク入力信号は,

$$X_L(z) = G_L(z)X(z) \quad (1)$$

$$X_R(z) = G_R(z)X(z) \quad (2)$$

となり, 受信側のマイクに入力するエコー信号は,

$$D_L(z) = H_{LL}(z)X_L(z) + H_{RL}(z)X_R(z) \quad (3)$$

である。疑似エコー信号である適応フィルタ $W_{LL}(z)$, $W_{RL}(z)$ の出力は,

$$Y_L(z) = W_{LL}(z)X_L(z) + W_{RL}(z)X_R(z) \quad (4)$$

である。従って, 誤差信号は,

$$E_L(z) = D_L(z) - Y_L(z) \quad (5)$$

$$= [H_{LL}(z) - W_{LL}(z)]X_L(z) + [H_{RL}(z) - W_{RL}(z)]X_R(z) \quad (6)$$

$$= \{[H_{LL}(z) - W_{LL}(z)]G_L(z) + [H_{RL}(z) - W_{RL}(z)]G_R(z)\}X(z) \quad (7)$$

となる。

これより, $E_L(z)=0$ となる $W_{LL}(z)$, $W_{RL}(z)$ は無限に存在し, 一意には決まらないことが分かる。

2.3 フィルタ係数の更新

適応フィルタの係数は NLMS アルゴリズムを用いると次のように更新される。

$$w_{LL}(n+1) = w_{LL}(n) + \mu e_L(n) x_L(n) / (\|x_L(n)\|^2 + \|x_R(n)\|^2) \quad (8)$$

$$w_{RL}(n+1) = w_{RL}(n) + \mu e_L(n) x_R(n) / (\|x_L(n)\|^2 + \|x_R(n)\|^2) \quad (9)$$

$\|x\|^2$ は x の 2 乗ノルムである。前節で述べたように $E_L(z)=0$ とする解が無限に存在するので, 誤差関数 $J(n) = E[e_L^2(n)]$ を最小にする更新ではフィルタ係数 $w_{LL}(n)$, $w_{RL}(n)$ は最適値に収束しない。つまり, エコーパスを同定できない。

3 付加回路を用いた SEC

前述した問題を解決するために片チャンネルに付加回路を挿入する方法が試みられている [4]。ここでは, 左チャンネルに付加回路 $F(z)$ を挿入する(図2)。このチャンネルのマイク入力信号は,

$$X_L(z) = G_L(z)X(z)F(z) \quad (10)$$

となる。従って, 式(5)の誤差信号は

$$E'_L(z) = [H_{LL}(z) - W_{LL}(z)]G_L(z)X(z)F(z) + [H_{RL}(z) - W_{RL}(z)]G_R(z)X(z) \quad (11)$$

となる。

この付加回路 $F(z)$ の挿入を周期的に切り替えて学習を行なう。結果的に, $W_{LL}(z)$, $W_{RL}(z)$ に関する条件が 2 つ得られ, $E_L(z) = 0$, $E'_L(z) = 0$ を満たす $W_{LL}(z)$, $W_{RL}(z)$ を一意に決定することができる。

4 付加回路と収束特性の関係

$F(z)$ の挿入を周期的又はランダムに切り替えることは式(7), (11)の $E_L(z) = 0$, $E'_L(z) = 0$ の連立方程式を解くことに相当すると考えられる。この方程

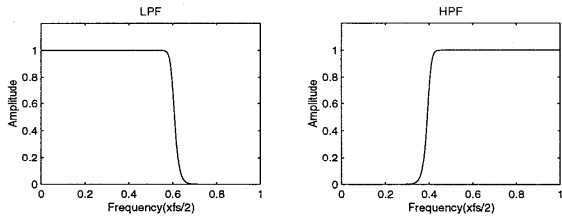


図 3(a): $G_L(z)$, $H_{LL}(z)$ の振幅特性

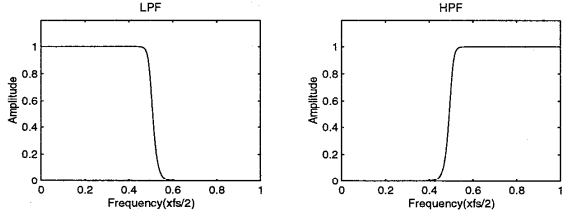
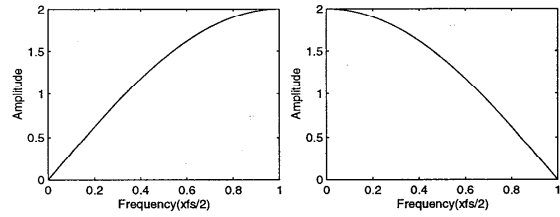
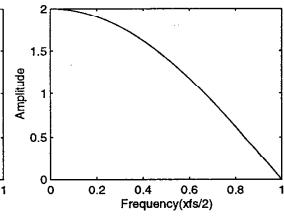


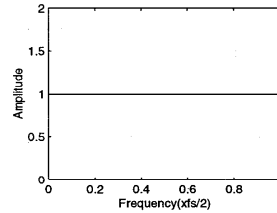
図 3(b): $G_R(z)$, $H_{RL}(z)$ の振幅特性



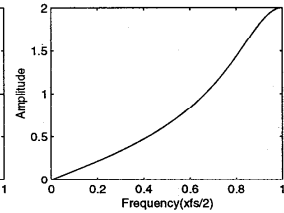
(a): 付加回路 (1)



(b): 付加回路 (2)



(c): 付加回路 (3)



(d): 付加回路 (4)

図 4: $[1 - F(z)]$ の振幅特性

式を $W_{LL}(z)$ と $W_{RL}(z)$ について解くと次のようになる。

$$\begin{aligned} \tilde{E}_L(z) &= E_L(z) - E'_L(z) \\ &= (H_{LL}(z) - W_{LL}(z))G_L(z)[1 - F(z)]X(z) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_R(z) &= E'_R(z) - F(z)E_L(z) \\ &= (H_{RL}(z) - W_{RL}(z))G_R(z)[1 - F(z)]X(z) \end{aligned}$$

この式において、 $G_L(z)[1 - F(z)]X(z)$ と $G_R(z)[1 - F(z)]X(z)$ が十分小さいとフィルタ係数誤差 $(H_{LL}(z) - W_{LL}(z))$, $(H_{RL}(z) - W_{RL}(z))$ が小さくならなくても誤差 $\tilde{E}_L(z)$, $\tilde{E}_R(z)$ は 0 に近づく。このため、フィルタ係数 $W_{LL}(z)$, $W_{RL}(z)$ は最適値 $H_{LL}(z)$, $H_{RL}(z)$ に収束しにくくなると考えられる。逆に $G_L(z)[1 - F(z)]X(z)$ と $G_R(z)[1 - F(z)]X(z)$ が大きいと $W_{LL}(z)$, $W_{RL}(z)$ は方程式を満たすために最適値 $H_{LL}(z)$, $H_{RL}(z)$ により近づく必要があり、収束しやすくなると考えられる。従って、 $[1 - F(z)]$ の特性、部屋の伝達特性 $G_L(z)$, $G_R(z)$, 及び信号の特性 $X(z)$ の関係が重要になってくる。

例えば、以下のような傾向が考えられる。 $[1 - F(z)]$ と $G_L(z)$ の通過域が互いに重なり合う特性ならば、 $G_L(z)[1 - F(z)]$ は小さくならないので、学習は円滑に行なわれ、エコーパスは正しく同定される。逆に $[1 - F(z)]$ と $G_L(z)$ の通過域があまり重なり合わない特性ならば、 $G_L(z)[1 - F(z)]$ は小さくなり、それによって学習は妨げられる。また、 $[1 - F(z)]$ の特性が平坦ならば、 $G_L(z)$ の特性には影響されずに学習は行なわれる。

$[1 - F(z)]$ と $G_L(z)$ を上述したように組み合わせ、付加回路と収束特性の関係を計算機実験によって解析した。

5 計算機実験

入力信号は白色雑音、適応フィルタは 64 タップの FIR フィルタで NLMS アルゴリズムを用いた。ステップサイズは $\mu = 0.5$ とした。送信側の部屋の伝達特性 $G_L(z)$, $G_R(z)$ 及びエコーパス $H_{LR}(z)$, $H_{RR}(z)$ はそれぞれ 20 次のバターワースフィルタを用い、ローパスフィルタ (LPF) とハイパスフィルタ (HPF) を構成した。 $G_x = H_{xy} = \text{LPF}$, 又は $G_x = H_{xy} = \text{HPF}$ とする; $(x, y) = (L, R), (R, R)$ 。これらの振幅特性を図 3 に示す。

付加回路 $F(z)$ には、次の 4 種類を用いた。 $A(z)$ は全域通過フィルタ (APF) である。

(1) $F(z) = z^{-1}$; 周期的に片チャネルの信号を 1 サンプル遅延させるフィルタ [4]。 $1 - F(z) = 1 - z^{-1}$

(2) $F(z) = -z^{-1}$; (1) の付加回路に負を乗じたフィルタ。 $1 - F(z) = 1 + z^{-1}$

(3) $F(z) = 1 - A(z)$; $1 - F(z)$ とした時に APF になるフィルタ。 $1 - F(z) = A(z)$ 。

(4) $F(z) = A(z)$; $1 - F(z) = 1 - A(z)$

ここで重要となる $1 - F(z)$ の振幅特性を図 4 に、 $1 - F(z)$ の特性と伝達特性 $G_L(z)$ の積 $G_L(z)[1 - F(z)]$ の振幅特性を図 5 にそれぞれ示す。

シミュレーション結果として、フィルタ係数誤差をそれぞれ図 6 に示す。

図 6(a) から、(1) の $1 - F(z)$ が HPF の時は、伝達特性 $G_{L,R}(z)$ が HPF の時に較べて LPF の時の方が収束速度が遅くなっている。図 5(a) に示すように $1 - F(z)$ が HPF で伝達特性 $G_{L,R}(z)$ が LPF の時は両方の伝達特性の積は小さくなってしまい、それに

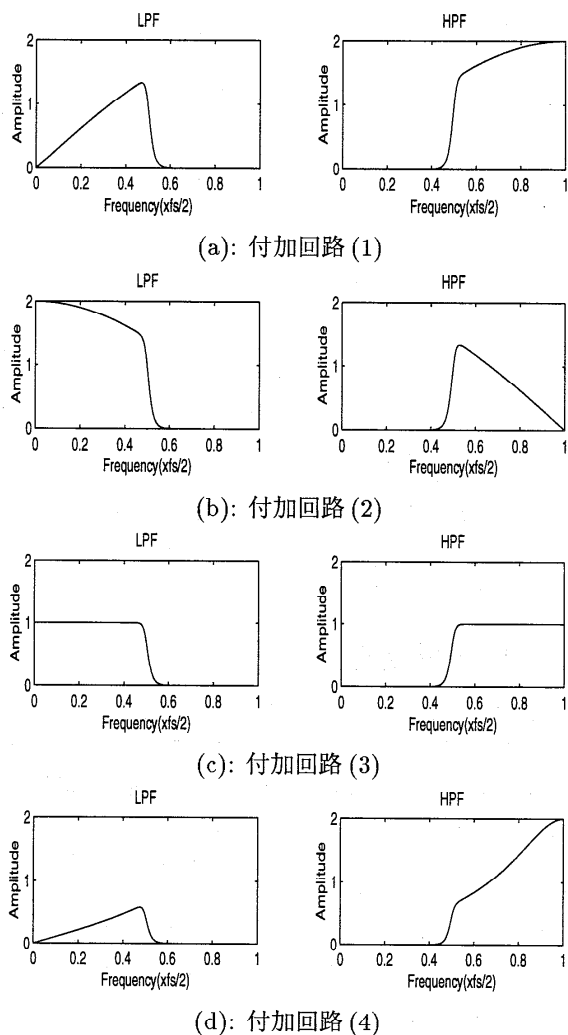


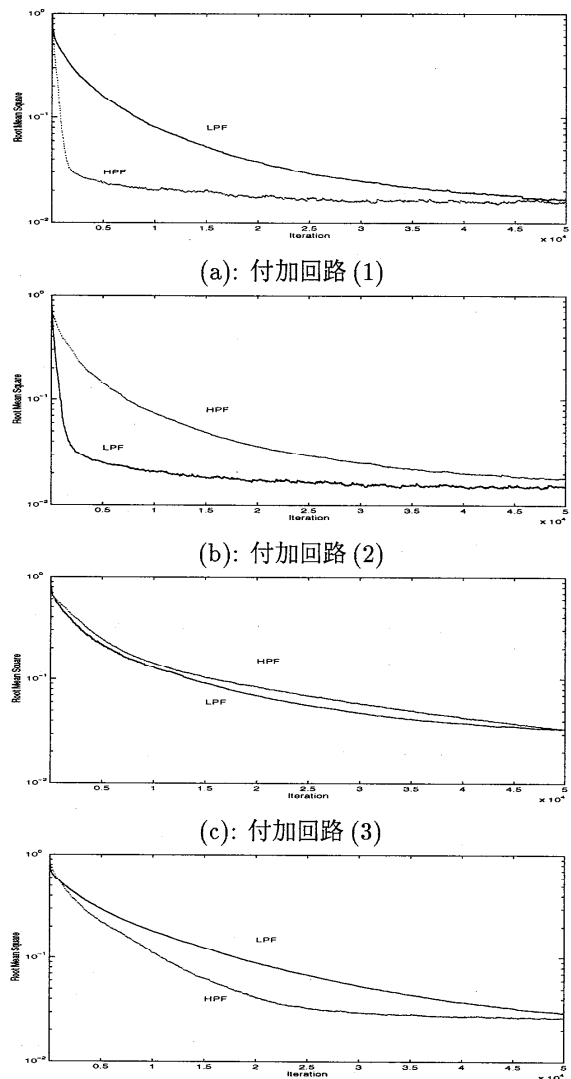
図 5: $G_L(z)[1 - F(z)]$ の振幅特性

よって適応フィルタの学習が妨げられ、その結果、収束速度が遅くなってしまいます。

また図 6(b) より、(2) の $1 - F(z)$ が LPF の時は (1) とは逆に伝達特性 $G_{L,R}(z)$ が LPF の時に比べて HPF の時の方が収束速度が遅くなっている。これも (1) と同様の理由からである。

図 6(c) から (3) の $1 - F(z)$ が APF の時は伝達特性 $G_{L,R}(z)$ が LPF, HPF の時で収束速度はほぼ同じ結果となっている。これは $1 - F(z)$ の特性が平坦なので図 5(c) に示すように、学習は伝達特性 $G_{L,R}(z)$ の特性に関係しないため、伝達特性 $G_{L,R}(z)$ が LPF, HPF で収束速度がほぼ同じになる。

図 6(d) から (4) の時は (1) と同じように HPF の方が速くなっている。これは $F(z)$ は APF で平坦な特性となっているのであるが、 $1 - F(z)$ とした時に



(d): 付加回路 (4)

図 6: フィルタ係数誤差

HPF の特性になっているため、(1) と同様に伝達特性 $G_{L,R}(z)$ が HPF の時の方が収束速度が速くなっている。

以上の結果から、付加回路 $F(z)$ と $G_L(z)$ の関係が適応フィルタの収束速度に関係していることが確認できた。また、誤差式 (7), (11) を連立させた時に出てくる $1 - F(z)$ と $G_L(z)$ が関係しているとする考え方が有効であることも分かった。

6 むすび

ステレオエコーキャンセラの付加回路と収束特性の関係について解析した。付加回路の特性と伝達側の部屋の伝達特性との関係が重要になってくる。付加回路

の特性を含む式と伝達特性の積が小さくなるような特性の組み合わせならば学習は妨げられ、積が小さくならないような特性の組み合わせならば学習は円滑に行なわれることが分かった。計算機実験により、この解析の妥当性を確認した。

参考文献

- [1] A. Hirano and A. Sugiyama, "Convergence Characteristics of a Multi-Channel Echo Canceler with Strongly Cross-correlated Input Signals - Analytical Result -," Proc. of 6th DSP Symposium, pp. 144-149, November 1991.
- [2] 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, August 1995
- [3] A. Hirano and S. Koike, "Convergence Analysis of a Stereophonic Acoustic Echo Canceler Part I:Convergence Characteristics of Tap Weights," Proc. of 11-th DSP Symposium, pp. 569-574, November 1996.
- [4] Y. Joncour and A. Sugiyama, "A Stereo Echo Canceler with Pre-Processing for Correct Echo-Path Identification," ICASSP, pp.3677-3680, 1998.
- [5] M. Ali, "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation System Using Time-varying All-pass Filtering for Signal Decorrelation," ICASSP, pp.3689-3692, 1988.