

# ステレオエコーキャンセラにおける前処理を用いない最適値推定

## Echo path identification for stereophonic acoustic echo cancellation without pre-processing

水野裕介      布目拓也      平野晃宏      中山謙二  
金沢大学大学院 自然科学研究科 電子情報工学専攻

Yuusuke MIZUNO      Takuya NUNOME      Akihiro HIRANO      Kenji NAKAYAMA  
Division of Electronics and Computer Science  
Graduate School of Natural Science and Technology, Kanazawa Univ.  
E-mail: y\_mizuno@leo.ec.t.kanazawa-u.ac.jp  
hirano@t.kanazawa-u.ac.jp  
nakayama@t.kanazawa-u.ac.jp

### アブストラクト

ステレオエコーキャンセラにおいて、前処理を用いずにエコーパスを同定する手法を提案する。2名以上の話者が交互に発声することを仮定し、周波数領域における2名の話者に対する不定解の分布から最適値を推定する。初期値の異なる2組の適応フィルタを用いて不定解の分布を特定し、2名の話者に対する連立方程式を解くことによって最適値を推定する。推定精度は初期値の選択に依存するので、収束状況に応じて初期値を再設定する手法も示す。

### Abstract

This paper proposes a novel technique in the stereo echo canceller for identifying the echo paths without using the preprocessing. It is assumed that two speakers or more alternately utter. The optimal value is estimated from the distribution of irregular solutions in the frequency domain for two speakers. The optimal value is estimated by specifying the distribution of irregular solutions by using two adaptive filters with different initial value, and solving the simultaneous equations for two speakers. Because the estimation accuracy depends on the selection of an initial value, a technique for setting an initial value again according to the convergence situation is shown.

### 1 まえがき

TV会議システムやハンズフリー電話などの通信システムにおいては、スピーカーからマイクへの音声の回り込みによって音響エコーが発生し、快適な会話の妨げになっている。このため、これらの通信システムでは音響エコーを除去するために音響エコーキャンセラが用いられている。現在、TV会議システムなどでは音声伝達に関してシングルチャネルシステム（モノラル）がほとんどであるが、シングルチャネルシステムでは音質に限界がある。そこで、より臨場感溢れる通信システムの追求のために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。このとき、音響エコーキャンセラもステレオチャネルに対応したステレオ音響エコーキャンセラ（SEC）が必要となる [1]。

現在、SECの開発はまだ途上にあり、今後発展が期待される分野と言える。しかし、SECは様々な技術的困難を抱えており完全な解決には至っていない。ステレオ音声信号においては、入力音響信号の両チャンネル間に相互相関がある場合が多い。特に、ステレオTV会議において一人の話者だけが発声している場合には、両チャンネルの信号は同じ音声成分のみとなり、相互相関が非常に強くなる。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。又、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、係数不確定性の問題が起こるとされている [2][3][4][5]。これにより適応フィルタ係数の解は無限個存在し、そのため最適値以外の解（不定解）に収束してしまう。即ち、適応フィルタ係数の同定対象であるエコーパスを正しく同定する

ことができない [2] .

そこでこの問題を解決するために、前処理を用いて相互相関を弱くする方法が提案されており、有効な結果が得られている [6] . しかし、前処理フィルタの特性と収束速度の関係は未だ十分に検討されていない。また、入力信号を前処理することによって起こる音質の劣化も大きな問題となる。これに対して、前処理を用いない分割学習法が提案されている [7] . しかしながら、分割学習法では、前処理を用いた学習法より収束速度が遅く、演算量が増えてしまうという問題がある。

本稿では、2名以上の話者が交互に発声することを仮定した場合に、周波数領域で最適値を推定する方法を提案する。また、その推定精度は初期値の選択に依存するので、収束状況に応じて初期値を再設定する手法も示す。また、話者交代の検出方法も提案する。

## 2 ステレオエコーキャンセラ

### 2.1 基本構成

図 1 に最も一般的な SEC である線形結合形 [1] の構成を示す。図 1 の右側の部屋 (room B) のエコーに注目し、2つのチャンネルの定義は、左側の部屋 (room A) を基準として行なう。この際、roomA のタップ数を  $N_A$  , roomB のタップ数を  $N_B$  とする。

SEC は基本的には 4 つのエコーパスに 1 対 1 で対応する 4 個の適応フィルタから成る。これらは、図 1 の右側の部屋 (room B) の左側のスピーカーから左側のマイクに至るパス  $H_{LL}(z)$  , 左側のスピーカーから右側のマイクに至るパス  $H_{LR}(z)$  , 右側のスピーカーから左側のマイクに至るパス  $H_{RL}(z)$  , 右側のスピーカーから右側のマイクに至るパス  $H_{RR}(z)$  であり、モノラルエコーキャンセラの 4 倍の数の適応フィルタが必要となる。下付添字  $L,R$  はそれぞれ”Left” , ”Right” チャンネルを表す。各適応フィルタはそれぞれ対応する各エコーパス特性を同定し、それによって音響エコーを除去する。

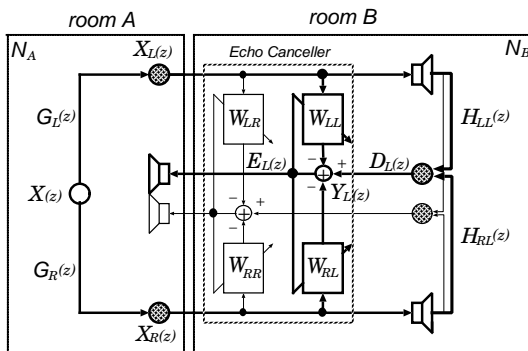


図 1: ステレオエコーキャンセラシステムの構成

### 2.2 係数不確定性の問題

roomA で同時に 2 人以上が発話しないと仮定する。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、対称性より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  $X(z)$  , roomA 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。  $W_{LL}(z)$  は左スピーカーから左マイクに至るエコーパス  $H_{LL}(z)$  を、  $W_{RL}(z)$  は右スピーカーから左マイクに至るエコーパス  $H_{RL}(z)$  をそれぞれ同定しエコーを消去する。

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、

$$\begin{aligned} E_L(z) &= D_L(z) - Y_L(z) \\ &= [H_{LL}(z) - W_{LL}(z)]X_L(z) + [H_{RL}(z) - W_{RL}(z)]X_R(z) \\ &= \{[H_{LL}(z) - W_{LL}(z)]G_L(z) + [H_{RL}(z) - W_{RL}(z)]G_R(z)\}X(z) \end{aligned} \quad (5)$$

となる。これより、エコーが完全に消去されるためには、

$$\{[H_{LL}(z) - W_{LL}(z)]G_L(z) + [H_{RL}(z) - W_{RL}(z)]G_R(z)\}X(z) = 0 \quad (6)$$

が成立しなければならない。しかし、式 (6) より分かるように  $E_L(z)=0$  となる適応フィルタの伝達関数  $W_{LL}(z)$  ,  $W_{RL}(z)$  の解は無限に存在し、一意には定まらないことが分かる。すなわち、最適解である  $H_{LL}(z) = W_{LL}(z)$  及び  $H_{RL}(z) = W_{RL}(z)$  は、必ずしも成立しない。従って、  $W_{LL}(z)$  及び  $W_{RL}(z)$  が無限に存在する最適解以外の解 (以後不定解と呼ぶ) に収束してしまう。これが SEC における係数不確定性の問題である [2][3][4][5] .

## 3 周波数域における最適値推定

### 3.1 原理

ここでは周波数領域における最適値推定の原理について説明する。2 名の話者  $\alpha$  ,  $\beta$  が交互に発言するものと仮定する。

まず式 (6) を次のように変形する。

$$[H_{LL}(z) - W_{LL}(z)]G_L(z) + [H_{RL}(z) - W_{RL}(z)]G_R(z) = 0 \quad (7)$$

$G_{L\alpha}(z) \neq 0$  と仮定し，式 (7) を両辺  $G_{L\alpha}(z)$  で割ると，式 (8) と表せる．添字の  $r$  は話者， $i$  に対するものであることを示す．

$$H_{LL}(z) - W_{LL}(z) + [H_{RL}(z) - W_{RL}(z)] \frac{G_{R\alpha}(z)}{G_{L\alpha}(z)} = 0 \quad (8)$$

次に  $\frac{G_{R\alpha}(z)}{G_{L\alpha}(z)} = G_\alpha(z) = G_{\alpha r}(z) + jG_{\alpha i}(z)$  とすると，式 (9) のようになる．添字の  $r$  と  $i$  はそれぞれ実部と虚部を表す．

$$0 = [H_{LLr}(z) + jH_{LLi}(z) - W_{LLr}(z) - jW_{LLi}(z)] \\ + [H_{RLr}(z) + jH_{RLi}(z) - W_{RLr}(z) - jW_{RLi}(z)] \\ * [G_{\alpha r}(z) + jG_{\alpha i}(z)] \quad (9)$$

これを分解すると，式 (10) となる．

$$0 = H_{LLr}(z) + jH_{LLi}(z) - W_{LLr}(z) - jW_{LLi}(z) \\ + G_{\alpha r}(z)H_{RLr}(z) + jG_{\alpha r}(z)H_{RLi}(z) \\ - G_{\alpha r}(z)W_{RLr}(z) - jG_{\alpha r}(z)W_{RLi}(z) \\ + jG_{\alpha i}(z)H_{RLr}(z) - G_{\alpha i}(z)H_{RLi}(z) \\ - jG_{\alpha i}(z)W_{RLr}(z) + G_{\alpha i}(z)W_{RLi}(z) \quad (10)$$

これを実数部，虚数部にまとめたものが式 (11) となる．

$$0 = H_{LLr}(z) - W_{LLr}(z) + G_{\alpha r}(z)H_{RLr}(z) \\ - G_{\alpha r}(z)W_{RLr}(z) - G_{\alpha i}(z)H_{RLi}(z) + G_{\alpha i}(z)W_{RLi}(z) \\ + j(H_{LLi}(z) - W_{LLi}(z) + G_{\alpha r}(z)H_{RLi}(z) \\ - G_{\alpha r}(z)W_{RLi}(z) + G_{\alpha i}(z)H_{RLr}(z) - G_{\alpha i}(z)W_{RLr}(z)) \quad (11)$$

この式 (11) の実数部，虚数部をそれぞれ式 (12)，式 (13) とする．

$$0 = H_{LLr}(z) - W_{LLr}(z) + G_{\alpha r}(z)H_{RLr}(z) - G_{\alpha r}(z)W_{RLr}(z) \\ - G_{\alpha i}(z)H_{RLi}(z) + G_{\alpha i}(z)W_{RLi}(z) \quad (12)$$

$$0 = H_{LLi}(z) - W_{LLi}(z) + G_{\alpha r}(z)H_{RLi}(z) - G_{\alpha r}(z)W_{RLi}(z) \\ + G_{\alpha i}(z)H_{RLr}(z) - G_{\alpha i}(z)W_{RLr}(z) \quad (13)$$

式 (12)，式 (13) を変形して式 (14)，式 (15) とする．

$$W_{LLr}(z) + G_{\alpha r}(z)W_{RLr}(z) - G_{\alpha i}(z)W_{RLi}(z) \\ = H_{LLr}(z) + G_{\alpha r}(z)H_{RLr}(z) - G_{\alpha i}(z)H_{RLi}(z) \quad (14)$$

$$W_{LLi}(z) + G_{\alpha r}(z)W_{RLi}(z) + G_{\alpha i}(z)W_{RLr}(z) \\ = H_{LLi}(z) + G_{\alpha r}(z)H_{RLi}(z) + G_{\alpha i}(z)H_{RLr}(z) \quad (15)$$

ここで， $G_{\alpha r}(z) = a$ ， $G_{\alpha i}(z) = b$ ， $H_{LLr}(z) + G_{\alpha r}(z)H_{RLr}(z) - G_{\alpha i}(z)H_{RLi}(z) = c$ ， $H_{LLi}(z) + G_{\alpha r}(z)H_{RLi}(z) + G_{\alpha i}(z)H_{RLr}(z) = d$  とおくと，不定解の分布は式 (16)，式 (17) となる．

$$W_{LLr}(z) + aW_{RLr}(z) - bW_{RLi}(z) = c \quad (16)$$

$$W_{LLi}(z) + aW_{RLi}(z) + bW_{RLr}(z) = d \quad (17)$$

式 (16)，式 (17) はフィルタの数を倍にして 2 つの違う初期値から学習させることで，2 つずつの式ができ，未知定数  $a, b, c, d$  に対する合計 4 つの連立方程式を作ることができる．これを行列で表したものが式 (18) となる．添字の 1, 2 は初期値番号を表している．

$$\begin{bmatrix} W_{RLr1}(z) & -W_{RLi1}(z) & -1 & 0 \\ W_{RLi1}(z) & W_{RLr1}(z) & 0 & -1 \\ W_{RLr2}(z) & -W_{RLi2}(z) & -1 & 0 \\ W_{RLi2}(z) & W_{RLr2}(z) & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -W_{LLr1}(z) \\ -W_{LLi1}(z) \\ -W_{LLr2}(z) \\ -W_{LLi2}(z) \end{bmatrix} \quad (18)$$

式 (18) の  $a, b, c, d$  は，式 (19) を解くことで求めることができる．本研究では，逆行列を用いて計算を行なった．

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{RLr1}(z) & -W_{RLi1}(z) & -1 & 0 \\ W_{RLi1}(z) & W_{RLr1}(z) & 0 & -1 \\ W_{RLr2}(z) & -W_{RLi2}(z) & -1 & 0 \\ W_{RLi2}(z) & W_{RLr2}(z) & 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -W_{LLr1}(z) \\ -W_{LLi1}(z) \\ -W_{LLr2}(z) \\ -W_{LLi2}(z) \end{bmatrix} \quad (19)$$

式 (19) より求まる  $a, b, c, d$  を話者， $i$  について，求めることにより，式 (16)，式 (17) は 2 つずつの式ができる．したがって， $W_{LLr}$ ， $W_{LLi}$ ， $W_{RLr}$ ， $W_{RLi}$  に対する合計 4 つの連立方程式を作ることができる．これを行列で表したものが式 (20) となる．

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & a_\alpha & -b_\alpha \\ 0 & 1 & b_\alpha & a_\alpha \\ 1 & 0 & a_\beta & -b_\beta \\ 0 & 1 & b_\beta & a_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_{LLr}(z) \\ W_{LLi}(z) \\ W_{RLr}(z) \\ W_{RLi}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_\alpha \\ d_\alpha \\ c_\beta \\ d_\beta \end{bmatrix} \quad (20)$$

式 (19) と同様に逆行列を用いて計算を行なったものが式 (21) である．

$$\begin{bmatrix} W_{LLr}(z) \\ W_{LLi}(z) \\ W_{RLr}(z) \\ W_{RLi}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & a_\alpha & -b_\alpha \\ 0 & 1 & b_\alpha & a_\alpha \\ 1 & 0 & a_\beta & -b_\beta \\ 0 & 1 & b_\beta & a_\beta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} c_\alpha \\ d_\alpha \\ c_\beta \\ d_\beta \end{bmatrix} \quad (21)$$

式 (21) により  $W_{LLr}(z)$ ， $W_{LLi}(z)$ ， $W_{RLr}(z)$ ， $W_{RLi}(z)$  を各周波数毎に求める．これを式 (22)，式 (23) のように逆フーリエ変換することで，時間域での最適値を推定する．

$$w_{LL}(n) = F^{-1}[W_{LLr}(z) + jW_{LLi}(z)] \quad (22)$$

$$w_{RL}(n) = F^{-1}[W_{RLr}(z) + jW_{RLi}(z)] \quad (23)$$

—j!—

### 3.2 初期値の与え方

式 (16) 式 (17) に与える値は独立性の高いものでないと式 (19) が悪条件になり、推定精度が落ちてしまう。ここでは独立性の高い初期値を与える方法について説明する。

まず 1 つ目のフィルタをある初期値から一定期間学習させる。そしてそれを周波数領域に変換し、学習方向に垂直な位置に 2 つ目のフィルタの初期値をとる。そしてそれらを時間領域に戻して学習を再開し、収束させるといものである。これによって収束値を独立性の高いものにできると考えられる。

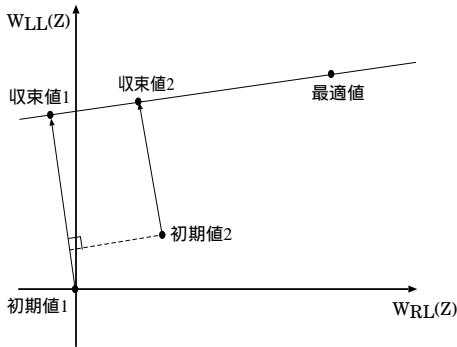


図 2: フィルタの初期値設定

しかしこれだけでは学習の途中で 2 つの値が近くなった時に対応できないので、以下のような再初期化を行なうことにした。ある一定間隔毎に 2 つの値の距離を計算し、その距離が閾値より小さくなったら別の垂直方向に初期値を取り直すというものである。

2 つの適応フィルタの周波数領域における係数の値を次のようなベクトルで表す。

$$\mathbf{V}_1 = \begin{bmatrix} W_{LLr1}(z) \\ W_{RLr1}(z) \\ W_{LLi1}(z) \\ W_{RLi1}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\mathbf{V}_2 = \begin{bmatrix} W_{LLr2}(z) \\ W_{RLr2}(z) \\ W_{LLi2}(z) \\ W_{RLi2}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v'_1 \\ v'_2 \\ v'_3 \\ v'_4 \end{bmatrix} \quad (25)$$

このとき、次の 3 つのベクトルの右辺第 2 項は  $\mathbf{V}_1$  に直交する。この 3 つの垂直方向に初期値を取り直すようにした。

$$\mathbf{V}' = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_2 \\ -v_1 \\ v_4 \\ -v_3 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\mathbf{V}'' = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -v_3 \\ v_4 \\ v_1 \\ -v_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\mathbf{V}''' = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_4 \\ v_3 \\ -v_2 \\ -v_1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

最初は 2 つ目の初期値を 1 つめの垂直方向  $\mathbf{V}'$  にとる。そして 2 つの適応フィルタに対して  $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$  間の距離を求め、その距離が一定以下になったら 2 つめの垂直方向  $\mathbf{V}''$  に初期値を取り直す。もう一度距離が一定以下になったら 3 つめの垂直方向  $\mathbf{V}'''$  に初期値を取り直す。このようにして学習の途中で 2 つの値が近くなったとき、別の垂直方向に値を取り直すようにした。

### 3.3 話者交代の判別

本稿における最適値推定法は、部屋 A に二人の話者  $\alpha, \beta$  を仮定している。そして、それぞれの話者に対して適応フィルタを学習させるため、二人の話者のどちらが話しているのかを判別し学習を切替える必要がある。ここではその方法について説明する。

部屋 A の 2 人の話者がそれぞれ話したとき、話者からマイクロフォンまでの伝達関数には違いがある。そのため、それぞれの話者に対して右チャンネルと左チャンネルの信号の相関を計算するとその最大値をとる時間ずれにも違いが出る。よって各チャンネルの相互相関を計算することで話者を判別することができる。左チャンネルと右チャンネルの信号の相互相関を次のような式で計算する。 $x_L$  が左チャンネル、 $x_R$  が右チャンネルの信号、 $m$  が時間ずれをあらわす。

$$r_m(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_L(n-k-m)x_R(n-k) \quad (29)$$

相互相関が最大となる  $m$  を  $m_{max}$  とする。その値をみることで話者が  $\alpha, \beta$  のどちらであるか判別することができる。今回は期待値の計算には次のようなリーク積分を用いた。

$$E[r_m(n)] = \gamma \cdot r_m(n-1) + (1-\gamma) \cdot r_m(n) \quad (30)$$

以上のような方法で話者  $\alpha, \beta$  を判別する。

リモートパスを通した白色信号で話者切り替え判別を行ったときの  $m_{max}$  の値を図 3 に示す。学習回数 10 万回

で話者を  $\alpha$  から  $\beta$  に切り替えている． $m_{max}$  の値をみると，話者  $\alpha$  から  $\beta$  への切り替わりで大きく値が変わっているため話者が変わっていると判別できる．

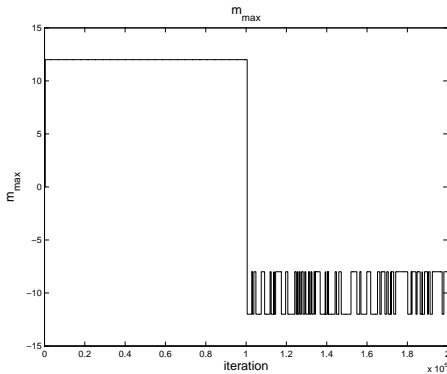


図 3: 話者切り替えに対する  $m_{max}$  の変化

## 4 シミュレーション

### 4.1 シミュレーション条件

以上のような原理に基づきシミュレーションを行った．条件は表 1 の通りである．ただし，学習回数は各話者 10 万回で  $\alpha$ ,  $\beta$  が交互に話すものとしている．各話者に対して収束値が得られたらエコーパスの推定を行い，以降も学習を行った．適応フィルタの初期値をすべて 0，またはすべて 1 とした場合と，2 つめの初期値を学習の垂直方向にとり再設定も行う方法との比較を行った．

表 1: シミュレーション条件

パラメータ等	値等
適応フィルタ	FIR フィルタ
パスのタップ数 $N_A, N_B$	128, 256
適応フィルタのタップ数 $N_W$	256
各話者に対する学習回数	10 万
ステップサイズ $\mu$	0.1
入力信号 $s(n)$	白色雑音
学習アルゴリズム	NLMS

### 4.2 シミュレーション結果

図 4 に初期値を全て 0 と全て 1 に設定した場合（初期値固定）の場合，図 5 に提案法の適応フィルタの周波数領域での理想特性と推定値を示す．推定値は 40 万サンプル時点での値である．理想特性と推定値を比較すると，初期値固定の場合では，1700 ~ 2000Hz など，推定値が理想

特性に一致していないところが多い．それに対して提案法では比較的推定誤差は小さくなっている．

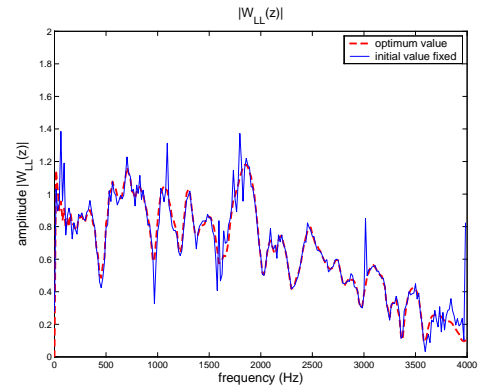


図 4: 周波数領域の理想特性と推定値（初期値固定）

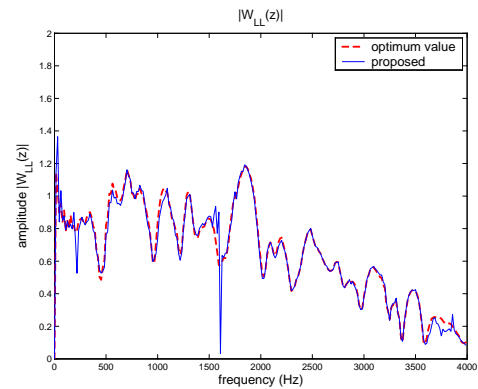


図 5: 周波数領域の理想特性と推定値（提案法）

図 6 にエコーパスの同定精度である NCEV (Normalized Coefficient Error Vector) を示す．NCEV の定義は次の通りである．

$$NCEV(n) = 10 \log_{10} \frac{\|h - w(n)\|^2}{\|h\|^2} \quad (31)$$

図 6 をみると，NCEV は提案法によって 40 万サンプル時点で約 2dB 下がっている．このことから提案法を用いることで式 (19) に関する悪条件を緩和し，推定精度が上がっていることが確認できる．

図 7 にエコー低減量 (Echo Return Loss Enhancement) を示す．ERLE の定義は次の通りである． $e_L$  が誤差信号， $d_L$  がエコー信号で， $M = 256$  とした．提案法では推定後の ERLE にも若干の向上がみられた．

$$ERLE(n) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{i=0}^{M-1} d_L(n-i)^2}{\sum_{i=0}^{M-1} e_L(n-i)^2} \quad (32)$$

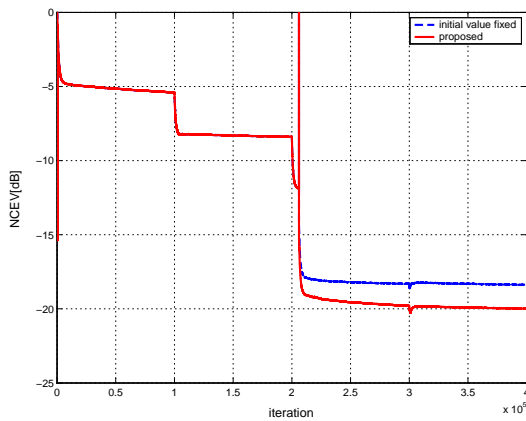


図 6: エコーパスの同定精度

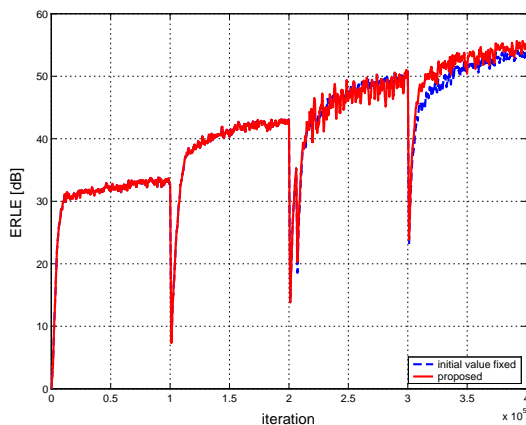


図 7: エコー低減量

## 5 まとめ

ステレオエコーキャンセラにおける解の不確定性に対して、周波数領域から数値計算によって最適値を推定する方法を提案した。各エコーパスに対して2つの適応フィルタを別々の初期値から学習させ、その収束値から不定解の分布を得る。話者2人に対して各々の不定解の分布が得られたら、そこから最適値を数値計算によって推定するものである。また、初期値の取り方を改良することによって悪条件を緩和し、推定精度を上げる手法を提案した。また、チャンネル間の相関によって話者交代の判別を行う方法を提案した。今後の課題としては、他方式との比較、音声入力時にも同様の結果が得られるかの確認、適応フィルタの数を減らすことができるかの検討などがあげられる。

## 参考文献

- [1] 藤井 哲朗, 島田 正治, “多チャンネルエコーキャンセラの一構成法” 電子通信学会技術報告, 26.Mar.1985.
- [2] A. Hirano and A. Sugiyama, “Convergence characteristics of a multi-channel echo canceller with strongly cross-correlated input signals — Analytical Results —,” Proc. of 6th DSP Symposium, pp. 144–149, November 1991.
- [3] A. Hirano and A. Sugiyama, “A compact multi-channel echo canceller with a single adaptive filter per channel,” Proc. of ISCAS '92, pp. 1922–1925, 1992.
- [4] M. M. Sondhi and D. R. Morgan, “Acoustic echo cancellation for stereophonic teleconferencing,” presented at the 1991 IEEE ASSP Workshop Appl. Singal Processing Audio Acoustics, News Paltz, NY, Oct. 4–8, 1991.
- [5] 杉山 昭彦, “マルチチャンネルエコーキャンセラにおける課題と研究動向” 応用信号処理研究分科会 第15回研究例会資料, pp.1-8, 21.Nov.1996.
- [6] A. Sugiyama, Y. Joncour, and A. Hirano, “A stereo echo canceller with correct echo-path identification based on an input sliding technique,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 49, no. 11, pp. 2577–2587, Nov 2001.
- [7] A. Hirano, K. Nakayama, D. Sameda, M. Tanaka, “Alternative Learning Algorithm for Stereophonic Acoustic Echo Canceller without Pre-Processing,” IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E87-A, No.8, pp. 1958–1964, Aug. 2004