

# 信号歪み補正形ノイズキャンセラの構成法と学習アルゴリズム

## A Low-Distortion Noise Canceller and Its Learning Algorithm

荒井 真也                      中山 謙二                      平野 晃宏  
Shinya Arai                      Kenji Nakayama                      Akihiro Hirano

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.  
E-mail: arai@leo.ec.t.kanazawa-u.ac.jp

### あらまし

本稿では、クロストークによる信号歪みを低減し、かつ音楽などの連続的な信号にも適用できる信号歪み補正形ノイズキャンセラの構成と学習アルゴリズムを提案する。提案するノイズキャンセラは二段階から構成される。1つは信号歪みの除去で、もう1つは雑音の除去である。雑音除去の段階において、帰還型フィルタを用いることで演算量を削減する。信号歪み除去の段階において、学習するフィルタと信号歪みを除去するフィルタを別々にする。また計算機シミュレーションにより、誤差が10dB改善されることを示す。

### ABSTRACT

This paper proposes a low-distortion noise canceller and its learning algorithm which is robust against crosstalk and is applicable for continuous sounds. The proposed canceller consists of two stages: cancellation of the crosstalk and cancellation of the noise. A recursive filter reduces the number of computations for noise cancellation stage. Separate filters for the adaptation and the filtering are introduced for crosstalk cancellation. Computer simulations show 10dB improvement of the error power.

### 1 まえがき

背景雑音の大きい場所での通信やサウンドレコーディングでは、雑音を除去する必要がある。この雑音を除去するため、適応ノイズキャンセラ(ANC) [1]-[8] が用いられている。このANCは2チャンネル入力を前提とする。雑音成分を収録するマイク(MIC2)に信号成分が漏れ込む場合、出力される信号成分が歪むことが

知られている。

すでに信号歪みを低減する回路が提案されている [2]-[7]。しかし、これらの方式は信号成分に無音区間が存在し、かつその期間が検出できることを前提としている。そのため、音楽などの連続的な信号は適応できない。

そこで、本稿では連続的な信号に対しても信号歪みを低減できる回路構成と学習アルゴリズムを提案する。また計算機シミュレーションにより、提案法の有効性を確認する。

### 2 基本的ノイズキャンセラ

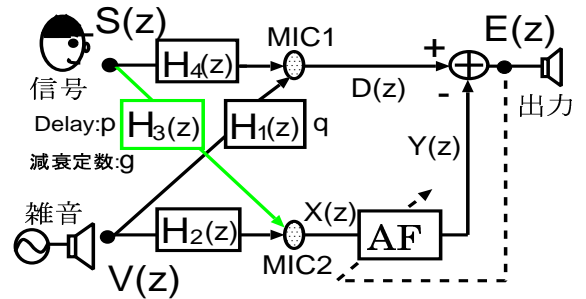


図 1: 基本的ノイズキャンセラの構成

図 1に MIC2 への信号の漏れ込みが存在する時の基本的ノイズキャンセラ [1] を示す。MIC1 には未知システム  $H_4(z)$  を通過する所望信号  $S(z)$  と  $H_1(z)$  を通過する雑音  $V(z)$  が入力され、それらの和から成る通常を受信信号  $D(z)$  が生成される。MIC2 には  $H_2(z)$  を通過する雑音  $V(z)$  が入力され、参照信号  $X(z)$  が生成される。 $X(z)$  を使って適応フィルタ  $AF(z)$  は  $D(z)$  に含まれる雑音  $V(z)$  を推定し、 $D(z)$  から雑音を除去することにより最適な出力  $H_4(z)S(z)$  を得る。

しかし、信号  $S(z)$  が  $H_3(z)$  を通過し MIC2 に漏れ込む場合、出力される信号成分が歪む [2]-[7]。この時

のノイズキャンセラ出力  $E(z)$  は次式で表せる.

$$E(z) = \{H_4(z) - H_3(z)AF(z)\}S(z) + \{H_1(z) - H_2(z)AF(z)\}V(z) \quad (1)$$

式 (1) から明らかに最適な出力  $H_4(z)S(z)$  を得るための最適解が  $AF(z)$  に存在しない. 信号の漏れ込みによる信号歪みを低減するノイズキャンセラがいくつか提案されている [2]-[7].

### 3 信号歪み補正形ノイズキャンセラ

#### 3.1 提案回路の仮定

提案回路において, 以下のような仮定をする.

1. 信号  $S(z)$  と雑音  $V(z)$  はともに連続的な信号.
2.  $S(z)$  と  $V(z)$  は互いに独立.
3.  $H_1(z)$  は  $H_2(z)$  より遅延が大きい.
4.  $H_3(z)$  は  $H_4(z)$  より遅延が大きい.
5.  $H_1(z)V(z)$  と  $H_2(z)V(z)$  は無相関.

すでに提案されている回路では音楽などの連続的な信号に対して適応するのが難しいため, 第 1 の仮定をした. 前提として信号源の近くに MIC1 を, また雑音源の近くに MIC2 を設置しているのので, 第 3 と第 4 の仮定は妥当である. 第 5 の仮定も, 雑音源の近くに MIC2 が設置されているため, 妥当である.

#### 3.2 提案回路の基本構成

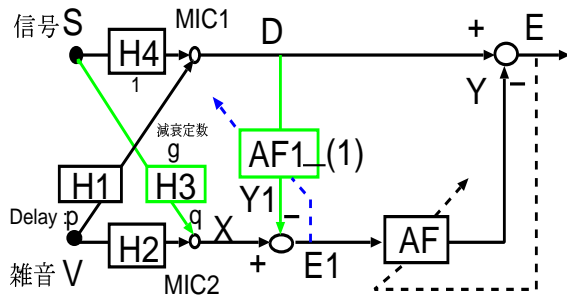


図 2: 信号歪み補正形 NC の基本構成

図 2 に提案する信号歪み補正形ノイズキャンセラの基本構成を示す. この回路は二段階から構成される. 仮定 3,4 より, 一段階目において適応フィルタ  $AF_1(z)$  は  $D(z)$  を使って, MIC2 に漏れ込み  $X(z)$  に混ざった信号  $S(z)$  (信号歪み) のみ除去できる. これにより, 二段

階目の参照信号  $E_1(z)$  が生成される. また仮定 3,4 より, 二段階目において適応フィルタ  $AF(z)$  は  $E_1(z)$  を使って  $D(z)$  に含まれる雑音  $V(z)$  のみ除去できる.

二段階目の参照信号  $E_1(z)$  とノイズキャンセラ出力  $E(z)$  は次式で表せる.

$$E_1(z) = \{H_3(z) - H_4(z)AF_1(z)\}S(z) + \{H_2(z) - H_1(z)AF_1(z)\}V(z) \quad (2)$$

$$E(z) = \{H_4(z) - (H_3(z) - H_4(z)AF_1(z))AF(z)\}S(z) + \{H_1(z) - (H_2(z) - H_1(z)AF_1(z))AF(z)\}V(z) \quad (3)$$

最適な出力  $E^{opt}(z) = H_4(z)S(z)$  を得るための適応フィルタの最適値  $AF_1^{opt}(z)$ ,  $AF^{opt}(z)$  は次式で表せる.

$$AF_1^{opt}(z) = \frac{H_3(z)}{H_4(z)} \quad (4)$$

$$AF^{opt}(z) = \frac{H_1(z)}{H_2(z) - H_1(z)AF_1(z)} = \frac{\frac{H_1(z)}{H_2(z)}}{1 - AF_1(z)\frac{H_1(z)}{H_2(z)}} \quad (5)$$

#### 3.3 帰還型フィルタによる $AF(z)$ の構成

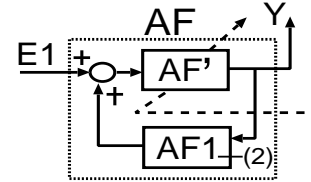


図 3: 帰還型フィルタによる  $AF(z)$  の構成

式 (5) より,  $AF(z)$  は最適値の推定が困難であることがわかる.  $AF^{opt}(z)$  は  $AF_1(z)$  を含むため,  $AF(z)$  は部屋の伝達特性を学習するとともに,  $AF_1(z)$  の変化にも追従しなければならない. また, 式 (5) は帰還型であるため, FIR フィルタでは  $AF(z)$  はかなりのタップ数が必要となる.

そこで, 図 3 のように帰還部分を設置し, その係数は学習を行なっている  $AF_1(z)$  の値をそのまま用いる. そして, 学習は  $AF'(z)$  のみ行なう. この時の帰還型フィルタは次式で表せる.

$$AF(z) = \frac{AF'(z)}{1 - AF_1(z)AF'(z)} \quad (6)$$

式 (5) と式 (6) から  $AF'(z)$  の最適値は次式で表せる.

$$AF^{opt}(z) = \frac{H_1(z)}{H_2(z)} \quad (7)$$

$AF^{opt}(z)$  は  $AF_1(z)$  から独立し、図 1 で示した基本的ノイズキャンセラと同じ最適値である。

式 (6) のような帰還型では安定性が問題となる。MIC1 と MIC2 はそれぞれ信号源と雑音源の近くに設置されているため、未知システムの伝達関数  $H_i(z)$  は多くの場合次の関係を満たす。

$$|H_1(z)| < |H_2(z)| \quad (8)$$

$$|H_3(z)| < |H_4(z)| \quad (9)$$

これらの関係から、

$$|AF_1^{opt}(z)| < 1 \quad (10)$$

$$|AF^{opt}(z)| < 1 \quad (11)$$

式 (5) の分母を次のように表せる。ただし、 $\theta(H(z))$  は  $H(z)$  の位相を意味する。

$$1 - |AF_1^{opt}(z)| |AF^{opt}(z)| e^{j(\theta(AF_1^{opt}(z)) + \theta(AF^{opt}(z)))} \quad (12)$$

分母が 0 となるのは、少なくとも  $|AF_1^{opt}(z)|$  と  $|AF^{opt}(z)|$  のどちらかが 1 以上に大きくなければならない。従って、帰還型フィルタの最適値  $AF^{opt}(z)$  は実用上ほとんどの場合安定である。

同様に、式 (6) の IIR 適応フィルタは次のような場合、安定である。

$$|AF_1(z)| < 1 \quad (13)$$

$$|AF'(z)| < 1 \quad (14)$$

初期値が 0 にかつ最適値が安定の場合、IIR 適応フィルタは、学習の際オーバーシュートが発生しなければ、安定である可能性が高い。厳密な安定性の証明と安定性を保証する学習アルゴリズムは今後の研究課題である。

### 3.4 $AF_1(z)$ の収束性

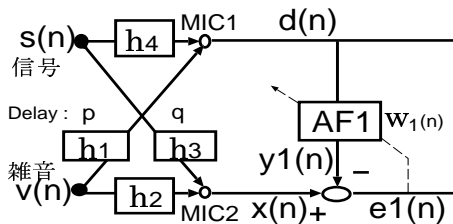


図 4: 時間領域における値

図 2 のように  $E_1(z)$  で  $AF_1(z)$  の学習を行なった時の問題を明らかにするため、 $AF_1(z)$  の収束性を解析する。そこで、図 4 の値を用い時間領域で計算を行ない、 $AF_1(z)$  の収束値を求める。まず、時間領域での受信信号  $d(n)$  と参照信号  $x(n)$  は次式で表せる。

$$d(n) = \mathbf{h}_1^T \mathbf{v}(n) + \mathbf{h}_4^T \mathbf{s}(n) \quad (15)$$

$$x(n) = \mathbf{h}_2^T \mathbf{v}(n) + \mathbf{h}_3^T \mathbf{s}(n) \quad (16)$$

ベクトル  $\mathbf{h}_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) は未知システムの伝達関数  $H_i(z)$  のインパルス応答で、次のように定義する。ただし、 $\mathbf{h}_i$  の 0 以外の値の長さを  $N_{Hi}$  とし、遅延数を  $N_{Di}$  とする。また、 $\mathbf{h}_i$  の要素数を  $N_H (= N_{Hi} + N_{Di})$  とする。

$$\mathbf{h}_i = \begin{bmatrix} \underbrace{0 \cdots 0}_{N_{Di}} & h_{i,0} & \cdots & h_{i,N_{Hi}-1} \end{bmatrix}^T \quad (i = 1, 3) \quad (17)$$

$$\mathbf{h}_i = \begin{bmatrix} h_{i,0} & \cdots & h_{i,N_{Hi}-1} & \underbrace{0 \cdots 0}_{N_{Di}} \end{bmatrix}^T \quad (i = 2, 4) \quad (18)$$

所望信号ベクトル  $\mathbf{s}(n)$  と雑音ベクトル  $\mathbf{v}(n)$  を次のように定義する。

$$\mathbf{s}(n) = [s(n) \cdots s(n - N_H + 1)]^T \quad (19)$$

$$\mathbf{v}(n) = [v(n) \cdots v(n - N_H + 1)]^T \quad (20)$$

$[\cdot]^T$  は行列  $[\cdot]$  の転置を意味する。

$AF_1$  の出力  $y_1(n)$  は次式で表せる。

$$y_1(n) = \mathbf{w}_1^T(n) \mathbf{d}(n) \quad (21)$$

$\mathbf{w}_1(n)$  は  $AF_1$  のフィルタ係数ベクトルで、次のように定義する。ただし、 $AF_1$  のタップ数を  $N_{W1}$  とする。

$$\mathbf{w}_1(n) = [w_{1,0}(n) \cdots w_{1,N_{W1}-1}(n)]^T \quad (22)$$

受信信号ベクトル  $\mathbf{d}(n)$  を次のように定義する。

$$\mathbf{d}(n) = [d(n) \cdots d(n - N_{W1} + 1)]^T \quad (23)$$

$s(n)$  と  $v(n)$  を使うと式 (21) は次のように表せる。

$$y_1(n) = \mathbf{w}_1^T(n) (\mathbf{H}_1^T \mathbf{v}(n) + \mathbf{H}_4^T \mathbf{s}(n)) \quad (24)$$

所望信号ベクトル  $\mathbf{s}'(n)$  と雑音ベクトル  $\mathbf{v}'(n)$  を次のように定義する。ただし、 $\mathbf{s}'(n)$ 、 $\mathbf{v}'(n)$  と  $\mathbf{s}(n)$ 、 $\mathbf{v}(n)$  の違いはベクトルの長さである。

$$\mathbf{s}'(n) = [s(n) \cdots s(n - N_{W1} - N_H + 2)]^T \quad (25)$$

$$\mathbf{v}'(n) = [v(n) \cdots v(n - N_{W1} - N_H + 2)]^T \quad (26)$$

$\mathbf{H}_i$ はベクトル  $\mathbf{h}_i$ から成る行列で、次のように定義する.

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_i & \mathbf{0}_1 & \cdots & \mathbf{0}_{N_{w1}-2} & \mathbf{0}_{N_{w1}-1} \\ & \mathbf{h}_i & \cdots & \mathbf{h}_i & \\ \mathbf{0}_{N_{w1}-1} & \mathbf{0}_{N_{w1}-2} & \cdots & \mathbf{0}_1 & \mathbf{h}_i \end{bmatrix} \quad (27)$$

$\mathbf{H}_1^T \mathbf{v}'(n)$  は  $\mathbf{h}_1$  と  $\mathbf{v}(n)$  の畳み込みに相当する.  $\mathbf{0}_i$  は  $i$  次の 0 ベクトルである.

$AF_1$  による誤差  $e_1(n)$  は次のようになる.

$$e_1(n) = x(n) - y_1(n) \quad (28)$$

その平均二乗誤差  $E[e_1^2(n)]$  は次のようになる.

$$E[e_1^2(n)] = E[x^2(n)] - 2E[x(n)y_1(n)] + E[y_1^2(n)] \quad (29)$$

式 (29) の第 2 項は次のようになる.

$$\begin{aligned} E[x(n)y_1(n)] &= \mathbf{h}_3^T E[\mathbf{s}(n)\mathbf{s}'(n)]\mathbf{H}_4 \mathbf{w}_1(n) \\ &\quad + \mathbf{h}_3^T E[\mathbf{s}(n)\mathbf{v}'(n)]\mathbf{H}_1 \mathbf{w}_1(n) \\ &\quad + \mathbf{h}_2^T E[\mathbf{v}(n)\mathbf{s}'(n)]\mathbf{H}_4 \mathbf{w}_1(n) \\ &\quad + \mathbf{h}_2^T E[\mathbf{v}(n)\mathbf{v}'(n)]\mathbf{H}_1 \mathbf{w}_1(n) \\ &= \mathbf{h}_3^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4 \mathbf{w}_1(n) \\ &\quad + \mathbf{h}_2^T \mathbf{R}_{vv'} \mathbf{H}_1 \mathbf{w}_1(n) \end{aligned} \quad (30)$$

仮定 2 より, 相互相関  $E[\mathbf{s}(n)\mathbf{v}'(n)]$ ,  $E[\mathbf{v}(n)\mathbf{s}'(n)]$  は 0 である. 仮定 5 より,  $H_1(z)V(z)$  と  $H_2(z)V(z)$  の相関に相当する  $\mathbf{h}_2^T \mathbf{R}_{vv'} \mathbf{H}_1$  もまた 0 である. 従って,  $E[x(n)y_1(n)]$  は次のようになる.

$$E[x(n)y_1(n)] = \mathbf{h}_3^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4 \mathbf{w}_1(n). \quad (31)$$

同様に, 式 (29) の第 3 項は次のようになる.

$$E[y_1^2(n)] = \mathbf{w}_1(n) \mathbf{H}_1^T \mathbf{R}_{vv'} \mathbf{H}_1 \mathbf{w}_1(n) + \mathbf{w}_1(n) \mathbf{H}_4^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4 \mathbf{w}_1(n) \quad (32)$$

以上のことから, 適応フィルタは平均二乗誤差  $E[e_1^2(n)]$  が最小になるようにフィルタ係数を更新するので,  $AF_1$  の収束値  $\mathbf{w}_1(\infty)$  は

$$\frac{\partial E[e_1^2(n)]}{\partial \mathbf{w}_1} = 2(\mathbf{H}_1^T \mathbf{R}_{vv'} \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_4^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4) \mathbf{w}_1(n) - 2\mathbf{h}_3^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4 = 0 \quad (33)$$

となり, 次のようになる.

$$\mathbf{w}_1(\infty) = (\mathbf{H}_1^T \mathbf{R}_{vv'} \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_4^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4)^{-1} \mathbf{h}_3^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4 \quad (34)$$

最適値  $\mathbf{w}_1^{opt}$  は  $v(n)$  を 0 とすることで得られ, 次のようになる.

$$\mathbf{w}_1^{opt}(\infty) = (\mathbf{H}_4^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4)^{-1} \mathbf{h}_3^T \mathbf{R}_{ss'} \mathbf{H}_4 \quad (35)$$

これは  $H_3(z)/H_4(z)$  に相当する.

明らかに, 収束値式 (34) と最適値式 (35) は異なる. 相違点である  $\mathbf{H}_1^T \mathbf{R}_{vv'} \mathbf{H}_1$  は受信信号  $d(n)$  の雑音成分  $v(n)$  の自己相関に相当する. 従って,  $d(n)$  の雑音成分  $v(n)$  は  $AF_1$  の最適値への収束を妨げる.

周波数領域で述べると, 適応フィルタ  $AF_1(z)$  は,  $X(z)$  の信号成分  $S(z)$ (信号歪み) と  $AF_{1-}(1)$  を通過する  $D(z)$  の雑音成分  $V(z)$  を同時に低減する方向に学習が進む. つまり, 信号歪みに関して  $AF_1$  は  $H_3(z)/H_4(z)$  に, 雑音成分に関して 0 に収束する. 収束先は信号歪み ( $X(z)$  の信号成分 +  $D(z)$  の信号成分) と  $D(z)$  の雑音成分の比率で決まる. 通常,  $D(z)$  の雑音成分と信号歪みはお互い無視できない大きさと考えられる. 従って,  $AF_1$  は 0 と  $H_3/H_4$  の中間に収束し, 最適値に収束できない可能性が高い.

$AF$  についても同様のことがいえる. しかし,  $AF$  を通る信号歪みは雑音成分に比べ小さいと考えられ,  $AF$  は最適値の近傍に収束する可能性が高い.

### 3.5 提案回路の構成

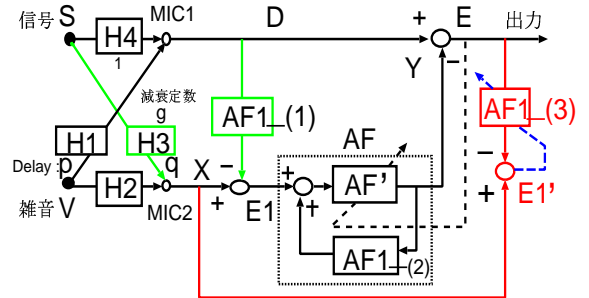


図 5: 提案する信号歪み補正形 NC の構成

適応フィルタ  $AF_1$  が最適値の近傍に収束するためには,  $D(z)$  より雑音成分が少ない参照信号を用いる必要がある. そこで,  $AF_1$  を学習だけ行なうフィルタとそこで得たフィルタ係数を使って MIC2 に漏れ込んだ信号  $S(z)$  を除去するフィルタの二つに分ける. また学習において,  $D(z)$  より適応フィルタ  $AF$  によって雑音成分が低減される  $E(z)$  を参照信号とする. これにより,  $AF_1$  は図 2 の回路より最適値の近傍に収束することができる.

以上のことから, 図 5 のように提案する信号歪み補正形ノイズキャンセラを構成する. この回路は,  $AF'$  と  $AF_{1-}(3)$  の二つの適応フィルタと, 信号歪みを除去する  $AF_{1-}(1)$  と  $AF$  の帰還部分  $AF_{1-}(2)$  の二つのフィ

ルタから構成される。  $AF_1(1), (2)$  のフィルタ係数は  $AF_1(3)$  が学習して得た値を用いる。 また、新たに設置した部分は  $AF_1$  の学習のためだけに設けられたので、直接出力には影響を及ぼさず、  $AF_1$  と  $AF$  の最適値は図2の回路と同様に式(4)と式(5)である。

## 4 計算機シミュレーション

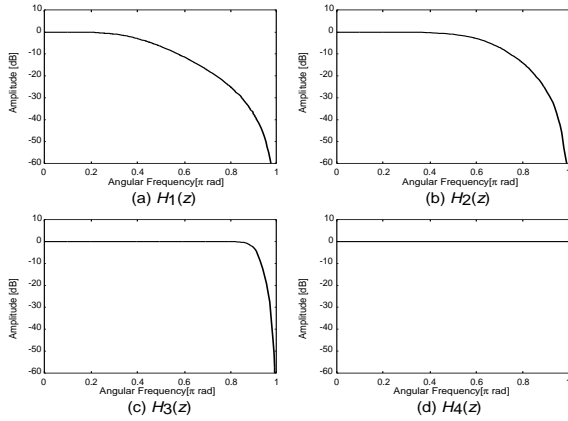


図6: 未知システムの周波数応答

提案したノイズキャンセラの有効性を確認するため計算機シミュレーションを行なった。シミュレーションにおいて、最適な出力  $d_s(n)$  との誤差  $EP(n)$  を次のように定義した。ただし、  $d_s(n)$  は  $d(n)$  の信号成分とし、  $e_s(n)$  と  $e_v(n)$  は出力  $e(n)$  の信号成分と雑音成分とする。

$$EP(n) = \frac{\sum_{i=0}^{499} |d_s(n-i) - e(n-i)|^2}{\sum_{i=0}^{499} |d_s(n-i)|^2} \quad (36)$$

$EP(n)$  における雑音残留  $RN(n)$  を次のように定義した。

$$RN(n) = \frac{\sum_{i=0}^{499} |e_v(n-i)|^2}{\sum_{i=0}^{499} |d_s(n-i)|^2} \quad (37)$$

$EP(n)$  における信号歪み  $SD(n)$  を次のように定義した。

$$SD(n) = \frac{\sum_{i=0}^{499} |d_s(n-i) - e_s(n-i)|^2}{\sum_{i=0}^{499} |d_s(n-i)|^2} \quad (38)$$

また、  $AF_1(z)$  が最適値の近傍に収束できたかを確認するため、  $AF_1(z)$  の収束値を求めた。

信号  $s(n)$  と雑音  $v(n)$  はそれぞれ独立の白色雑音とし、そのパワー比を 1:1 とした。図6に未知システムの周波数応答を示す。  $H_1(z)$  と  $H_2(z)$  はそれぞれカットオフ周波数 0.4 と 0.6 の 2 次のバターワースローパスフィルタ (LPF) とした。  $H_3(z)$  はカットオフ周波数 0.9 の 3 次のバターワース LPF とした。  $H_4(z)$  は

$H_4(z) = 1$  とした。  $H_1(z)$  と  $H_3(z)$  の遅延数  $N_{D1}$  と  $N_{D3}$  を 30 とした。これは 8kHz サンプリング周波数において 1.28m に相当する。また、MIC2 に漏れ込む信号は減衰するものとして、  $H_3(z)$  の利得を 0.5 とした。適応フィルタ  $AF_1$ 、  $AF(AF')$  の学習には NLMS アルゴリズム [9] を用い、それぞれステップサイズを 0.01、タップ数を 64、初期値を 0 とした。

図1に示した基本的ノイズキャンセラ(従来法)と図5に示した提案ノイズキャンセラ(提案法)を用いてシミュレーションを行ない比較した。帰還型の効果を評価するため、提案ノイズキャンセラの  $AF$  を IIR でなく FIR 適応フィルタ (without IIR) としたものとさらにそのタップ数を増やした (without IIR,  $N_w = 128$ ) ものも比較した。ただし、  $N_w$  は  $AF$  のタップ数とする。さらに、  $AF_1$  の学習に  $D(z)$  の雑音成分  $V(z)$  が影響することを示すため、図2に示した  $D(z)$  を使って  $AF_1$  の学習を行なうノイズキャンセラ ( $AF_1$  using  $D(z)$ ) も比較した。ただし、  $AF$  は IIR である。シミュレーション結果は図7に示す。

図7の(a)より、提案法は従来法に比べ最適な出力との誤差  $EP(n)$  が約 10dB 改善する。この性能は、帰還部分を取り除くまたは  $AF_1$  の学習位置を図2のようにすることで低下する。

図7の(b)より、帰還型の効果は明らかである。帰還部分がない場合、雑音残留  $RN(n)$  は約 10dB 大きくなる。  $AF$  のタップ数  $N_w$  を増やせば雑音残留  $RN(n)$  は低減するが、収束速度は遅くなる。

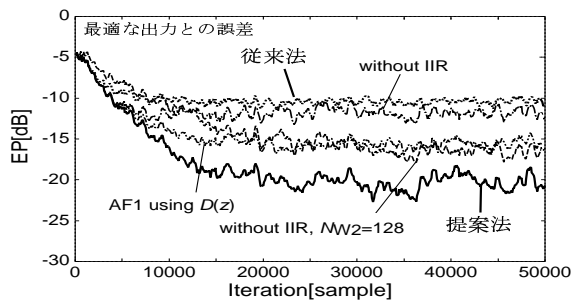
図7の(c)より、  $AF_1$  の学習が信号歪み  $SD(n)$  において大きな役割を果たしている。  $AF_1$  の学習位置を変えることで、信号歪み  $SD(n)$  は約 8dB 改善する。  $AF$  の構成 (IIR or FIR) は信号歪みに影響しない。信号歪みが初め小さいのは  $AF$  の初期値が 0 のためである。

図7の(d)より、提案法は ( $AF_1$  using  $D(z)$ ) のノイズキャンセラより  $AF_1$  が最適値の近傍に収束する。 ( $AF_1$  using  $D(z)$ ) のノイズキャンセラでも高域では最適値の近傍に収束する。これは、図6の(a)  $H_1(z)$  の LPF により、  $D(z)$  の雑音成分の高域が低減されるためである。

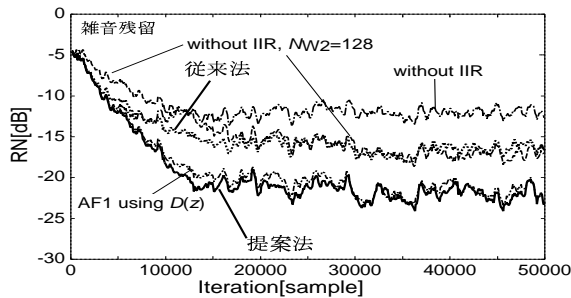
## 5 むすび

連続的な信号にも適用できる信号歪み補正形ノイズキャンセラの構成とそのアルゴリズムを提案した。提案したノイズキャンセラは二段階で構成される。信号歪みの除去と雑音の除去である。雑音除去の段階で、帰還型フィルタを用いることで演算量を削減した。信号歪み除去の段階で、学習するフィルタと信号歪みを除去するフィルタを別々にした。計算機シミュレーシ

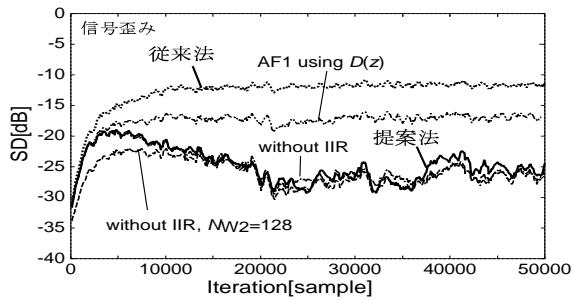
ンにより、提案したノイズキャンセラが誤差を約10dB改善することを示した。帰還型フィルタの安定性と実環境での評価は今後の研究課題である。



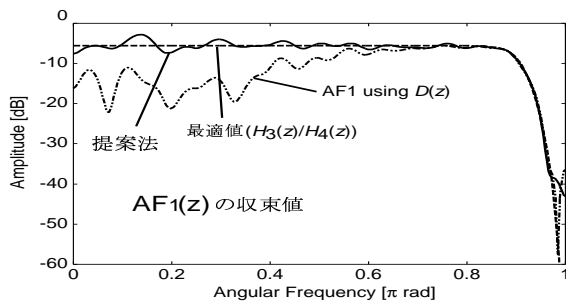
(a) : 最適な出力との誤差



(b) : 雑音残留



(c) : 信号歪み



(d) :  $AF_1(z)$  の収束値の周波数応答

図 7: シミュレーション結果

## 参考文献

[1] B. Widrow and S. D. Stearns, "Adaptive Noise Canceling: Principles and Applications," Proc. of IEEE, Vol. 63, No. 12, pp. 1692-1716, Dec. 1975.

[2] M. J. Al-Kindi and J. Dunlop, "A Low Distortion Adaptive Noise Cancellation Structure for Real Time Applications," Proc. of ICASSP '87, pp. 2153-2156, 1987.

[3] G. Mirchandani, R. L. Zinser, Jr. and J. B. Evans, "A New Adaptive Noise Cancellation Scheme in the Presence of Crosstalk," IEEE Trans. CAS-II, Vol. 39, No. 10, pp. 681-694, 1992.

[4] 久保田一, 古川利博, 板倉秀清, "前処理を含むノイズキャンセラのアルゴリズムとその性能評価," 信学論, Vol. J69-A, No. 5, pp. 584-591, 1986.

[5] J. Dunlop and M. J. Al-Kindi, "Application of Adaptive Noise Cancelling to Diver Voice Communications," Proc. of ICASSP '87, pp. 1708-1711, 1987.

[6] 谷口隆行, 塚原由利子, 小原隆, 南重信, "音響ノイズキャンセラにおけるひずみ低減の一手法," 信学秋大会, Vol. A, pp. 126, 1994.

[7] V. Parsa, P. A. Parker and R. N. Scott, "Performance Analysis of a Crosstalk Resistant Adaptive Noise Canceller," IEEE Trans. CAS-II, Vol. 43, No. 7, pp. 473-482, 1996.

[8] S. Ikeda and A. Sugiyama, "An Adaptive Noise Canceller with Low Signal Distortion for Speech Codecs," IEEE Trans. SP, Vol. 43, No. 3, pp. 665-674, 1999.

[9] J. Nagumo and A. Noda, "A Learning Method for System Identification," IEEE Trans. AC, Vol. 12, No. 3, pp. 282-287, 1967.