

# 複数雑音源に対するノイズキャンセラ の構成法と学習アルゴリズム

A Noise Canceller and Its Learning Algorithm for Multiple Noise Sources

荒井 真也                      平野 晃宏                      中山 謙二  
Shinya Arai                      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.  
E-mail: arai@leo.ec.t.kanazawa-u.ac.jp

## あらまし

本稿では、独立した雑音源が2個の場合に、雑音のクロストークによる収束速度の低下を改善する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。まず、雑音を除去するためのフィルタを最適解に合わせてブロックに分割する。次に、ブロック内では学習が困難なフィルタの係数を学習するフィルタを別途設置する。これにより、学習の高速化を可能とする。計算機シミュレーションにより、収束速度が2倍改善されることを示す。

## ABSTRACT

This paper proposes a structure of a noise canceller and its learning algorithm which improves the convergence speed for two independent noise sources. The adaptive filter of the proposed noise canceller is divided into several blocks which are directly related to the optimum transfer function. Some adaptive filters cannot be adjusted in the block. For this reason, other adaptive filters are installed to learn these adaptive filters. The learning of adaptive filters becomes faster. Computer simulations show two times improvement of convergence speed.

## 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]-[9] が用いられている。このANCは複数チャンネル入力を前提とする。工場内などにおいて通信する場合、独立した雑音源が複数存在することがある。この時、雑音源数に合

せてチャンネル数を増やす必要がある。独立した雑音源同士が近くにあり、ある雑音だけを収録したいマイクに別の雑音が漏れ込む場合には、必要なタップ数が多くなり、適応フィルタの収束速度が遅くなる。

そこで、本稿では雑音源が2個の場合に、この問題を改善できるANCの構成とその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 複数雑音源に対するANC

### 2.1 基本ノイズキャンセラ

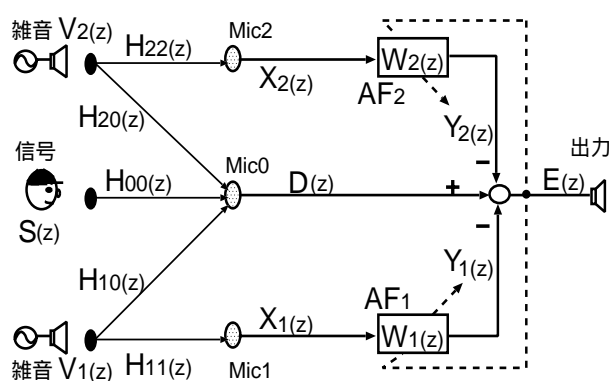


図1: 基本NCの構成

図1に雑音源が2個の場合の基本ノイズキャンセラを示す。図のように雑音源数に合わせて参照マイク(Mic1, Mic2)と適応フィルタ(AF1, AF2)を設置する。Mic1で雑音 $V_1(z)$ を、Mic2で雑音 $V_2(z)$ を収録し、適応フィルタ $AF_1, AF_2$ によってMic0に混入した雑音 $V_1(z), V_2(z)$ と同じ雑音に疑似的に作り変える。この疑似雑音で、Mic0に混入した雑音 $V_1(z), V_2(z)$ を除去し、

信号  $S(z)$  を出力する。この時、雑音を完全に除去できる適応フィルタ  $AF_1, AF_2$  の最適解  $W_1^{opt}(z), W_2^{opt}(z)$  は次式で表せる。

$$W_1^{opt}(z) = \frac{H_{10}(z)}{H_{11}(z)} \quad (1)$$

$$W_2^{opt}(z) = \frac{H_{20}(z)}{H_{22}(z)} \quad (2)$$

## 2.2 雑音の漏れ込みがある場合の最適解

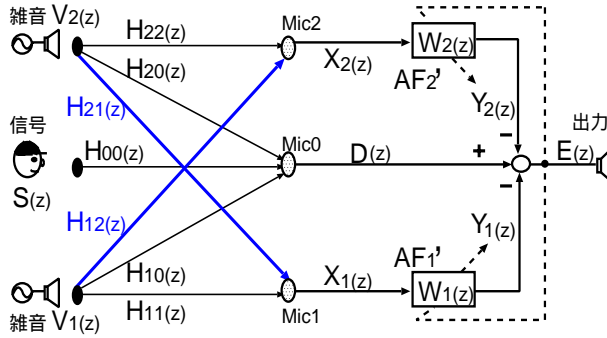


図 2: 雑音の漏れ込みがある場合の基本 NC の構成

図 2 のように、雑音  $V_1(z)$  だけを収録したい Mic1 に雑音  $V_2(z)$  が、同様に雑音  $V_2(z)$  だけを収録したい Mic2 に雑音  $V_1(z)$  が漏れ込んだ場合でも、適応フィルタ  $AF_1, AF_2$  に雑音を完全に除去できる最適解  $W_1^{opt}(z), W_2^{opt}(z)$  は存在する。この時の最適解は次式で表せる。

$$W_1^{opt}(z) = \frac{H_{10}(z)H_{22}(z) - H_{12}(z)H_{20}(z)}{H_{11}(z)H_{22}(z) - H_{12}(z)H_{21}(z)} \quad (3)$$

$$W_2^{opt}(z) = \frac{H_{11}(z)H_{20}(z) - H_{10}(z)H_{21}(z)}{H_{11}(z)H_{22}(z) - H_{12}(z)H_{21}(z)} \quad (4)$$

## 2.3 数値例

ここで、未知システム  $H_{00}(z) \sim H_{22}(z)$  をマイクの位置関係を考慮して設定する。 $H_{00}(z)$  を  $H_{00}(z) = 1$  とする。その他の  $H_{ij}(z)$  を

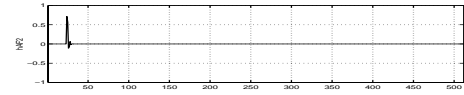
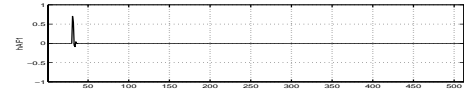
$$H_{ij}(z) = G_{ij}e^{-jK_{ij}T}L_{ij}(z) \quad (5)$$

$$i = 1, 2 \quad j = 0, 1, 2$$

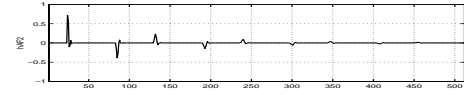
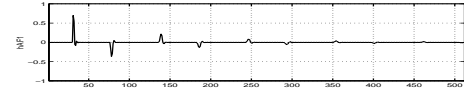
とする。 $G_{ij}$  が利得、 $K_{ij}$  が時間遅れ (サンプル)、 $T$  がサンプル間隔、 $L_{ij}(z)$  がバターワースローパスフィルタ (BLPF) である。 $H_{10}(z), H_{11}(z), H_{12}(z), H_{20}(z), H_{21}(z), H_{22}(z)$  について、 $L_{ij}(z)$  はカットオフ周波数が 0.6, 0.8, 0.4, 0.65, 0.45, 0.85 の 2 次の BLPF とし、時間遅れ  $K_{ij}$  は 30, 0, 53, 23, 53, 0 サンプルとする。利得  $G_{12}, G_{21}$  は 0, 0.5, 0.8、その他の  $G_{ij}$  につ

いては 1 とする。この時の式 (3), (4) のインパルス応答と周波数応答 (振幅特性) を図 3 と図 4 に示す。ただし、 $G_{12}, G_{21} = 0$  は図 1 及び式 (1), (2) に対応する。

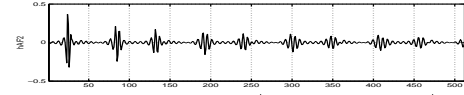
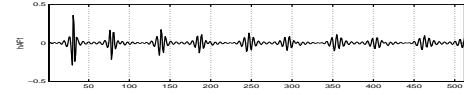
図 3 より、雑音の漏れ込みの経路である  $H_{12}(z), H_{21}(z)$  の利得が大きくなるほど式 (3), (4) で表せるフィルタのタップ数は多くなり、適応フィルタの収束速度は遅くなる。図 4 より、 $H_{12}(z), H_{21}(z)$  の利得が大きくなるほど振幅特性が複雑になる。



(a) : 利得 0 の場合の  $W_1^{opt}(z)$  (上) と  $W_2^{opt}(z)$  (下)

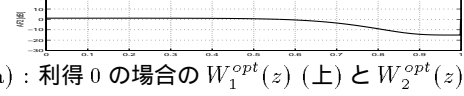
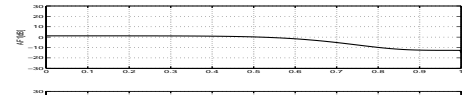


(b) : 利得 0.5 の場合の  $W_1^{opt}(z)$  (上) と  $W_2^{opt}(z)$  (下)

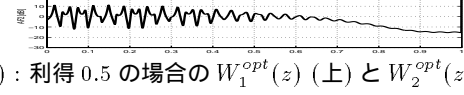
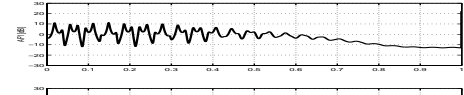


(c) : 利得 0.8 の場合の  $W_1^{opt}(z)$  (上) と  $W_2^{opt}(z)$  (下)

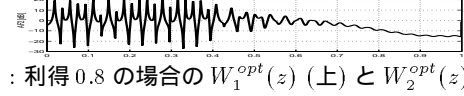
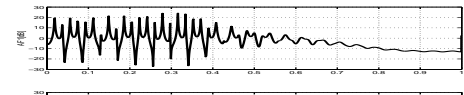
図 3:  $W_1^{opt}(z)$  と  $W_2^{opt}(z)$  のインパルス応答



(a) : 利得 0 の場合の  $W_1^{opt}(z)$  (上) と  $W_2^{opt}(z)$  (下)



(b) : 利得 0.5 の場合の  $W_1^{opt}(z)$  (上) と  $W_2^{opt}(z)$  (下)



(c) : 利得 0.8 の場合の  $W_1^{opt}(z)$  (上) と  $W_2^{opt}(z)$  (下)

図 4:  $W_1^{opt}(z)$  と  $W_2^{opt}(z)$  の周波数応答 (振幅特性)

### 3 ノイズキャンセラの分割構成とその学習法

最適解  $W_1^{opt}(z), W_2^{opt}(z)$  をブロックに分割してフィルタ  $AF'_1, AF'_2$  を構成することにより、タップ数の削減と学習の高速化を可能とする方法を提案する。

#### 3.1 フィルタ $AF'_1, AF'_2$ の分割構成

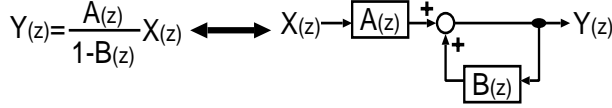


図 5: IIR 型の式と回路構成の関係

図 5 の関係を利用し、式 (3),(4) の最適解を次式のように変形する。

$$W_1^{opt}(z) = \frac{H_{10}(z) - \frac{H_{12}(z)H_{20}(z)}{H_{11}(z)H_{22}(z)}}{1 - \frac{H_{12}(z)H_{21}(z)}{H_{11}(z)H_{22}(z)}} \quad (6)$$

$$W_2^{opt}(z) = \frac{\frac{H_{20}(z)}{H_{22}(z)} - \frac{H_{10}(z)H_{21}(z)}{H_{11}(z)H_{22}(z)}}{1 - \frac{H_{12}(z)H_{21}(z)}{H_{11}(z)H_{22}(z)}} \quad (7)$$

ここで、式 (6),(7) の分子の一部を次式のようにおく。

$$A_1^{opt}(z) = \frac{H_{10}(z)}{H_{11}(z)} \quad (8)$$

$$A_2^{opt}(z) = \frac{H_{20}(z)}{H_{22}(z)} \quad (9)$$

同様に、式 (6),(7) の分母の一部を次式のようにおく。

$$B_1^{opt}(z) = \frac{H_{12}(z)}{H_{11}(z)} \quad (10)$$

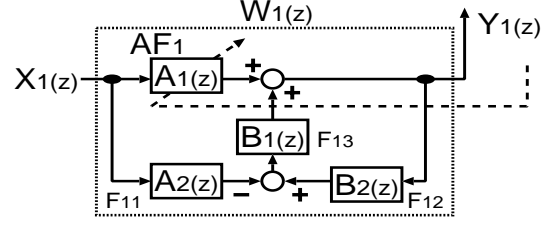
$$B_2^{opt}(z) = \frac{H_{21}(z)}{H_{22}(z)} \quad (11)$$

式 (8),(9),(10),(11) より式 (6),(7) は次式ようになる。

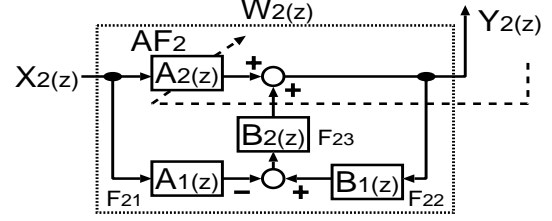
$$W_1^{opt}(z) = \frac{A_1^{opt}(z) - B_1^{opt}(z)A_2^{opt}(z)}{1 - B_1^{opt}(z)B_2^{opt}(z)} \quad (12)$$

$$W_2^{opt}(z) = \frac{A_2^{opt}(z) - A_1^{opt}(z)B_2^{opt}(z)}{1 - B_1^{opt}(z)B_2^{opt}(z)} \quad (13)$$

式 (12),(13) と図 5 からフィルタ  $AF'_1, AF'_2$  は図 6 のように  $W_1^{opt}(z), W_2^{opt}(z)$  をブロックに分割して構成することができる。 $A_1(z), A_2(z)$  は図 6 の適応フィルタ  $AF_1, AF_2$  で学習して得る。 $B_1(z), B_2(z)$  が  $B_1^{opt}(z), B_2^{opt}(z)$  であるならば、 $A_1(z), A_2(z)$  は  $A_1^{opt}(z), A_2^{opt}(z)$  に収束できる。しかし、図 6 では  $B_1(z), B_2(z)$  を得ることができない。そのため、さらにこの値を得るための回路が必要である。



(a) :  $AF'_1$  の構成



(b) :  $AF'_2$  の構成

図 6: ブロック分割による  $AF'_1$  と  $AF'_2$  の構成

#### 3.2 $B_1^{opt}(z), B_2^{opt}(z)$ を得るための基本構成

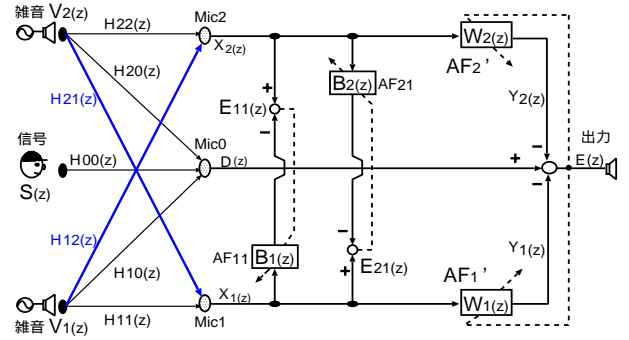


図 7:  $B_1^{opt}, B_2^{opt}$  を得るための基本構成

図 7 の適応フィルタ  $AF_{11}, AF_{21}$  で  $B_1(z), B_2(z)$  を得る。ただし、図 7 の  $AF'_1, AF'_2$  は図 6 の回路構成である。しかし、図 7 では  $B_1(z), B_2(z)$  は  $B_1^{opt}(z), B_2^{opt}(z)$  へと収束できない可能性がある。

このことを  $B_1(z)$  の収束性から示す。 $AF_{11}$  の誤差信号  $E_{11}(z)$  は次式のように表せる。

$$E_{11}(z) = (H_{12}(z) - H_{11}(z)B_1(z))V_1(z) - H_{21}(z)B_1(z)V_2(z) + H_{22}(z)V_2(z) \quad (14)$$

マイクの位置関係から未知システム  $H_{12}(z)$  は  $H_{11}(z)$  より、 $H_{21}(z)$  は  $H_{22}(z)$  より遅延が大きい。また、 $B_1(z)$  は時間を進めることができないので、 $H_{12}(z)$  と  $H_{11}(z)B_1(z)$  は相殺できるが、 $H_{22}(z)$  と  $H_{21}(z)B_1(z)$  は相殺できない。また、 $AF_{11}$  は  $E_{11}(z)$  の 2 乗平均を最小にするよう学習する。これより、式 (14) の第 3 項は

学習に影響を与えない。 $E_{11}(z)$  において、第 2 項が支配的な場合に  $B_1(z)$  は減少し、第 1 項が支配的な場合は  $B_1^{opt}(z)$  に収束する。通常、第 2 項の値の大きさは無視できないと考えられるので、 $B_1(z)$  は  $0 \sim B_1^{opt}(z)$  の間に収束し、最適解に収束できない可能性が高い。そこで、第 2 項が学習に影響を与えない回路構成が必要となる。

### 3.3 $B_1^{opt}(z), B_2^{opt}(z)$ を得るための構成

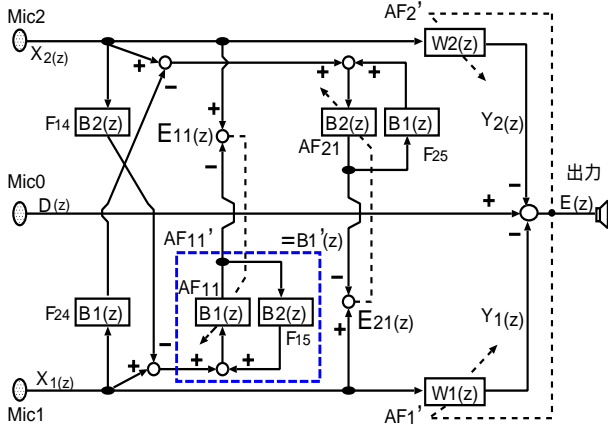


図 8: 提案回路

図 8 の適応フィルタ  $AF_{11}, AF_{21}$  で  $B_1(z), B_2(z)$  を得ることができる。ただし、図 8 の  $AF_{11}', AF_{21}'$  は図 6 の回路構成である。この回路により、 $B_1(z), B_2(z)$  は  $B_1^{opt}(z), B_2^{opt}(z)$  へと収束できる。

ここで、図 8 が有効であることを  $B_1(z)$  の収束性から示す。 $AF_{11}$  の誤差信号  $E_{11}(z)$  は次式のように表せる。

$$E_{11}(z) = (H_{12}(z) - (H_{11}(z) - H_{12}(z)B_2(z)) \times B_1'(z))V_1(z) - (H_{21}(z) - H_{22}(z)B_2(z))B_1'(z)V_2(z) + H_{22}(z)V_2(z) \quad (15)$$

マイクの位置関係から未知システム  $H_{12}(z)$  は  $H_{11}(z)$  より、 $H_{21}(z)$  は  $H_{22}(z)$  より遅延が大きい。従って、 $(H_{21}(z) - H_{22}(z)B_2(z))B_1'(z)$  と  $H_{22}(z)$  は相殺できない。また、 $AF_{11}$  は  $E_{11}(z)$  の 2 乗平均を最小にするよう学習する。これより、式 (15) の第 3 項は学習に影響を与えない。第 2 項は  $AF_{21}$  の値  $B_2(z)$  が  $B_2^{opt}(z)$  へと収束すれば 0 になる。その結果、第 1 項を 0 にするよう  $B_1'(z)$  を更新する。 $B_1'(z)$  の収束値は次式で表せる。

$$B_1'(z) = \frac{\frac{H_{12}(z)}{H_{11}(z)}}{1 - \frac{H_{12}(z)}{H_{11}(z)}B_2(z)} = \frac{B_1^{opt}(z)}{1 - B_1^{opt}(z)B_2(z)} \quad (16)$$

求めたい収束値は  $B_1^{opt}(z)$  なので、式 (16) と図 9 から、 $AF_{11}'$  を図 8 のように IIR 型で構成する。これにより、適応フィルタ  $AF_{11}'$  の値  $B_1(z)$  は  $B_1^{opt}(z)$  へと収束できる。 $AF_{21}$  の値  $B_2(z)$  も同様に  $B_2^{opt}(z)$  へと収束できる。

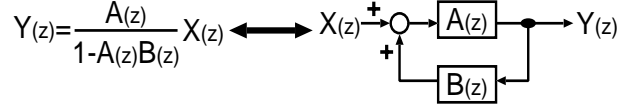


図 9: IIR 型の式と回路構成の関係 2

以上より、図 6 と図 8 を組み合わせた回路を提案する。

## 4 計算機シミュレーション

提案したノイズキャンセラの有効性を確認するため、図 2 の回路 (回路 1)、図 6 と図 7 を組み合わせた回路 (回路 2)、図 6 と図 8 を組み合わせた回路 (提案回路) を用いて計算機シミュレーションを行い比較した。シミュレーションにおいて、回路 1 と回路 2 と提案回路の最適な出力との誤差 (出力誤差) を求めた。また、 $A_1(z), A_2(z), B_1(z), B_2(z)$  が最適解  $A_1^{opt}(z), A_2^{opt}(z), B_1^{opt}(z), B_2^{opt}(z)$  の近傍に収束できたかを確認するため、回路 2 と提案回路の  $A_1(z), A_2(z), B_1(z), B_2(z)$  の収束値を求めた。

### 4.1 シミュレーション条件

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 Mic0 入力  $d(n)$  の信号成分、 $e(n)$  は出力信号とする。

$$EP(n) = \frac{\sum_{i=0}^{499} |d_s(n-i) - e(n-i)|^2}{\sum_{i=0}^{499} |d_s(n-i)|^2} \quad (17)$$

信号  $S(z)$  と雑音  $V_1(n), V_2(z)$  はそれぞれ独立の白色雑音とし、そのパワー比を 1:1:1 とした。

未知システム  $H_{00}(z) \sim H_{22}(z)$  は 2.3 節で設定した通りである。ただし、雑音の漏れ込みの経路である  $H_{12}(z), H_{21}(z)$  の利得  $G_{12}, G_{21}$  を 0.5 とした。

適応フィルタの学習には NLMS アルゴリズム [10] を用いた。回路 1 の適応フィルタ  $AF_{11}'(W_1(z)), AF_{21}'(W_2(z))$  のタップ数を 512、ステップサイズを 0.01 とした。回路 2 と提案回路の適応フィルタ  $AF_{11}(A_1(z)), AF_{21}(A_2(z))$  のタップ数を 200、ステップサイズを 0.01 とし、また  $AF_{11}(B_1(z)), AF_{21}(B_2(z))$  のタップ数を 80、ステップサイズを 0.001 とした。全ての適応フィルタの初期値を 0 とした。

## 4.2 シミュレーション結果

図 10 に回路 1 と回路 2 と提案回路の出力誤差を示す。この図より、提案回路は回路 1 に比べ約 2 倍収束速度が速くなっている。また、提案回路は収束した時の出力誤差が回路 2 と比べると小さく、回路 1 と比べるとほぼ同じである。

図 11,12 に回路 2 と提案回路の  $B_1(z)$ 、 $B_2(z)$  の収束後のインパルス応答と周波数応答を示す。提案回路の  $B_1(z)$ 、 $B_2(z)$  は最適解の近傍に収束している。一方、回路 2 は最適解に収束できていない。式 (14) の第 2 項が学習に悪影響を与えているためと考えられる。

図 13,14 に回路 2 と提案回路の  $A_1(z)$ 、 $A_2(z)$  の収束後のインパルス応答と周波数応答を示す。提案回路の  $A_1(z)$ 、 $A_2(z)$  は最適解の近傍に収束している。一方、回路 2 は最適解に収束できていないのがわかる。これは  $B_1(z)$ 、 $B_2(z)$  が最適解に収束できなかったためと考えられる。

ここで、周波数領域の高域では提案回路も最適解に収束していないのは、未知システムにローパスフィルタを用いているためである。高域は信号と雑音のない帯域であり、出力誤差への影響はない。

## 5 むすび

独立した雑音源が 2 個の場合に、雑音の漏れ込みにより収束速度が遅くなる問題を解析し、これを改善できるノイズキャンセラの構成とその学習アルゴリズムを提案した。適応フィルタを最適解に合わせてブロックに分割構成する方法である。計算機シミュレーションにより、提案したノイズキャンセラが収束速度を約 2 倍改善することを示した。

信号が参照マイク (Mic1, Mic2) に漏れ込むときのノイズキャンセラや雑音と信号の漏れ込みが同時にあるときのノイズキャンセラの構成とその学習アルゴリズムの検討は今後の研究課題である。

## 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] 荒井真也, 中山謙二, 平野晃宏, "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," 第 15 回 DSP シンポジウム, 木更津, pp.523-528, 2000.11.
- [10] J. Nagumo and A. Noda, "A Learning Method for System Identification," IEEE Trans. AC, Vol. 12, No. 3, pp. 282-287, 1967.

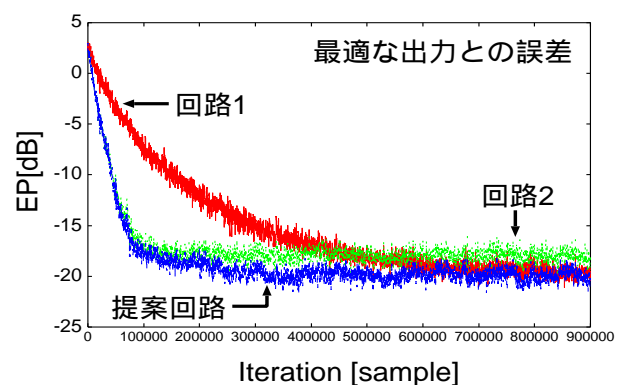


図 10: 出力誤差

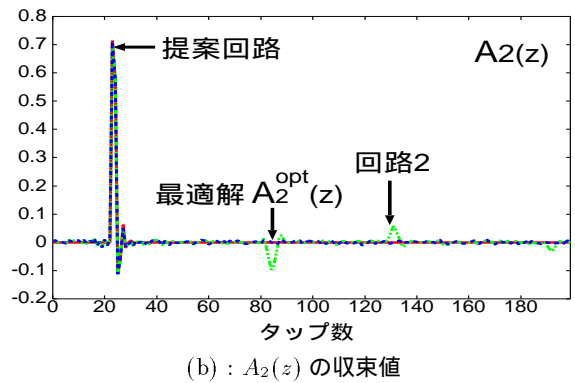
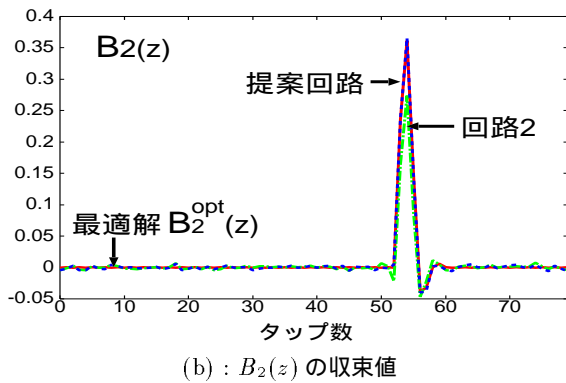
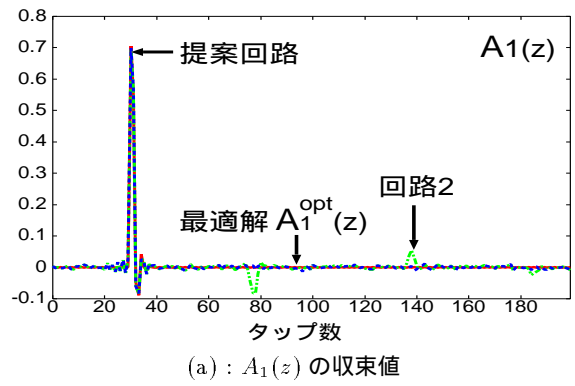
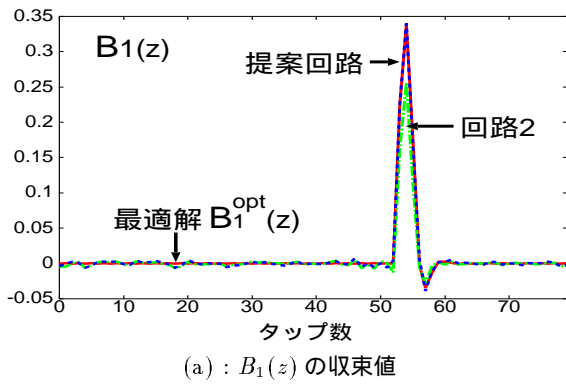


図 11:  $B_1(z)$  と  $B_2(z)$  の収束後のインパルス応答

図 13:  $A_1(z)$  と  $A_2(z)$  の収束後のインパルス応答

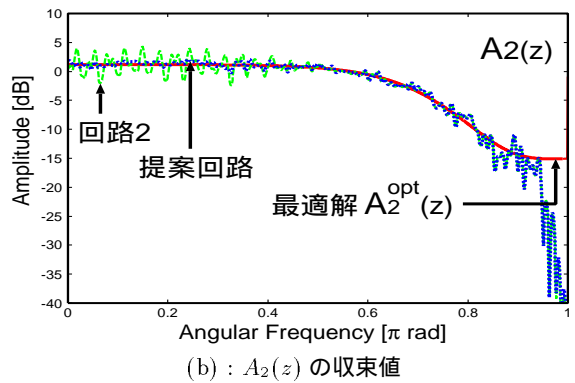
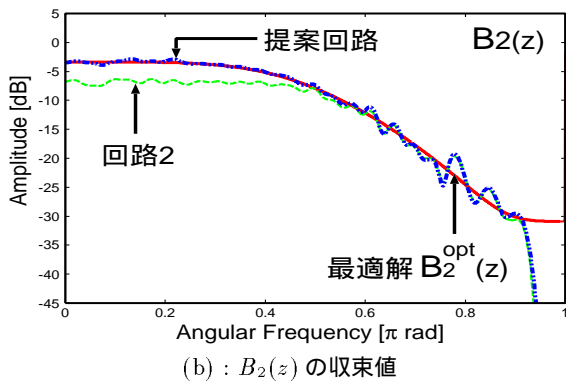
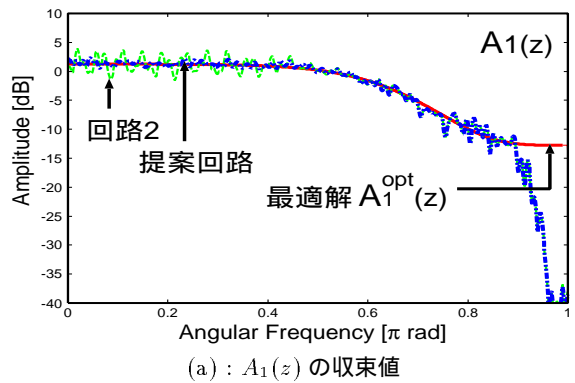
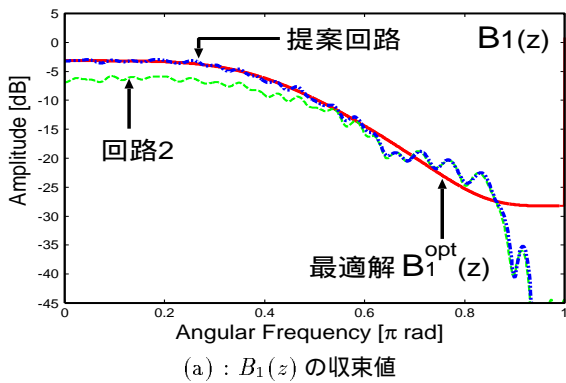


図 12:  $B_1(z)$  と  $B_2(z)$  の収束後の周波数応答 (振幅特性)

図 14:  $A_1(z)$  と  $A_2(z)$  の収束後の周波数応答 (振幅特性)