

多チャネル ANC の簡易化に関する検討 A study on simplification of multi-channel ANC

○渋谷 泰輝 幸坂 直樹* 工藤憲昌** 田所嘉昭***

○Taiki Shibutani Naoki Kosaka* Norimasa Kudoh** Yoshiaki Tadokoro***

八戸高専 機械・電気システム専攻 * , **八戸高専 ***豊橋技科大 工学科

Hachinohe National College of Tech Advanced Engineering Course.

*, **Hachinohe National College of Tech. **Toyohashi University of Tech.

キーワード: 能動騒音制御(active noise control), 狭帯域信号(narrow band signals),
多チャネル ANC(multiple-channel ANC)

連絡先: 〒039-1192 八戸市田面木上野平 16-1 八戸高専 電気情報工学科
tel:0178-27-7281, e-mail:kudohk-e@hachinohe-ct.ac.jp

1. はじめに

騒音低減手法の一つにアクティブノイズキャンセラ(Active noise canceller:ANC)がある。一般に ANC では、制御アルゴリズムとして filtered-x LMS 法(参照信号をプラントモデルでフィルタリング後、適応 FIR フィルタにより適応処理を行う手法)やその改良版が用いられている。ANC の使用例を図 1 に示す。図1のような応用ではスピーカ~マイク間のプラントを考慮する必要があるため、事前にプラントモデルの同定が必要である。また、これらの方法では適応 FIR フィルタと誤差信号間の遅延、および、プラントモデルでフィルタリングされた信号の相関行列の条件数のために収束を遅くせざるを得ない等の問題がある[1]。加えて、騒音源が複数の場合やダクトの構成が複雑な場合においては、フィルタの次数が多くなり、演算量が増えることになる。

本稿では、図1のような回転機系による騒音を複数の狭帯域信号の和の信号へと近似することで適応処理の単純化を図るアルゴリズムにふれ、複数の回転機系が相互のダクトに影響する場合(多チャネル)に拡張する。

*現在, 東北大学工学部

以下に本稿の構成を示す。2.では filtered-x LMS 法について概説する。2.1 では filtered-x LMS 法の多チャネルへの拡張である MELMS 法について、2.2 では MELMS 法の演算量削減法の一手法であるエラースキッピングについて概説するとともに、その問題点について述べる。3.1 では提案法について、3.2 では提案法で使用する周波数推定法について概説し、3.3 では提案法の多チャネルへの拡張について述べる。4.1 では MELMS 法, エラースキッピング法, 提案法の計算量の比較, 4.2 では収束特性から各アルゴリズムの性能比較を行う。5.はまとめである。

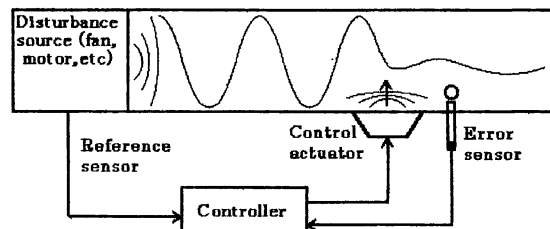


図 1.ダクトにおける騒音の制御
Fig.1 The control of sound wave in duct

2. filtered-x LMS [1], [2]

filtered-x LMS 法の構成を図 2 に示す。 $d(n)$ は観測雑音を含む除去対象信号, $x(n)$ は

参照信号, $e(n)$ は推定誤差, $W(z)$ は(1)式に示す適応フィルタの伝達関数である。また $H_1(z)$ はダクト特性, $H_2(z)$ は(2)式に示すスピーカ~マイク間のプラント特性である。

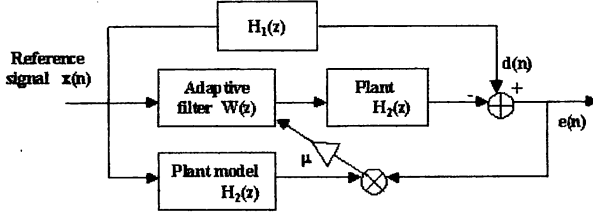


図2. filtered-x LMS 構成
Fig.2 The filtered-x LMS algorithm

これより, 推定誤差 $e(n)$ は(3)式となり, filtered-x LMS の適応フィルタの更新式 $W_n(i)$ は(4)式で表される。ここで, μ はステップサイズである。

$$W(z) = \sum_{i=0}^{I-1} W_n(i)z^{-i} \quad \dots\dots(1)$$

$$H_2(z) = \sum_{j=0}^{J-1} C(j)z^{-j} \quad \dots\dots(2)$$

$$e(n) = d(n) - H_2(z)W(z)x(n) \quad \dots\dots(3)$$

$$W_{n+1}(i) = W_n(i) + \mu e(n) \sum_{j=0}^{J-1} C(j)x(n-i-j) \quad \dots\dots(4)$$

filtered-x LMS の更新式は(4)式に示すように未知係数 $C(j)$ を含むため, $H_2(z)$ の同定が事前に必要となる。

2.1 MELMS 法[2]

filtered-x LMS 法を多チャンネルに拡張したものを MELMS(Multiple Error LMS)法という。構成(2ch)は図3の通りである。各パラメータについては 1ch の場合と同様であるが, $H_1(z)$ は 1 番目のダクト特性, $H_{lm}(z)$ はスピーカ m ~マイク 1 間のプラント特性, $\hat{H}_{lm}(z)$ は事前に推定した次数 J のプラントモデルである。

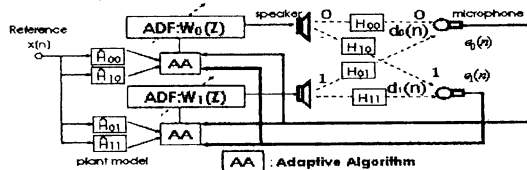


図3. filtered-x LMS の構成(2ch)
Fig.3 The block diagram on the filtered-x LMS(2ch)

時刻 n における m 番目の 2 次音源の出力 $y_m(n)$ は(5)式のようになり, プラント特性は(6)式のようになる。

$$y_m(n) = \sum_{i=0}^{I-1} W_m(i)x(n-i) \quad \dots\dots(5)$$

$$H_{lm}(z) = \sum_{j=0}^{J-1} C_{lm}(j)z^{-j} \quad \dots\dots(6)$$

$W_m(i)$ は m 番目の 2 次音源に対する適応フィルタの i 番目の係数である。

(5), (6)式より, 1 番目のエラーセンサから得られる誤差信号 $e_1(n)$ は(7)式のようになる。

$$e_1(n) = d_1(n) + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{j=0}^{J-1} W_m(i)C_{lm}(j)x(n-i-j) \quad \dots\dots(7)$$

評価規範は $\sum_{l=0}^{L-1} e_l^2(n)$ の最小化であり, 瞬時勾配の推定値 $W_m(i)$ を $W_{m,n}(i)$ と表現して更新式を求める。

$$\frac{\partial e_l(n)}{\partial W_{m,n}(i)} = \sum_{j=0}^{J-1} C_{lm}(j)x(n-i-j) \quad \dots\dots(8)$$

従って, 更新式は(9)式のようになる。

$$W_{m,n+1}(i) = W_{m,n}(i) - \mu \sum_{l=0}^{L-1} e_l(n) \sum_{j=0}^{J-1} \hat{C}_{lm}(j)x(n-i-j) \quad \dots\dots(9)$$

MELMS 法では, 1ch の場合と同様にプラント特性の係数 $C_{lm}(j)$ は未知であるので, 事前に同定しておく必要があり, 更新にはこの推定値 $\hat{C}_{lm}(j)$ を用いる。また, MELMS 法では更新に全ての誤差信号を使用するため, チャンネル数の増加に伴い, 適応フィルタの更新は階乗的に増加する。

2.2 エラースキヤニング[2]

前節で述べたように MELMS 法は, 適応フィルタの更新を各サンプル時間 n にすべての誤差信号 $e_l(n)$ に基づいて行うフルスキャン方式であるため, 計算量が多くなり小規模のプラントにしか適応できない欠点がある。この対策として, 各サンプル時間 n にすべての誤差ではなく, ある任意のマイク 1 つからの誤差のみに着目して更新を行う。これをエラースキヤニング法と呼ぶ。

例示した 2ch の騒音制御の場合は図4に示すように $e_0(n), e_1(n)$ を交互に参照してフィルタの更新を行う。このとき, 更新式は式(10)のようになる。

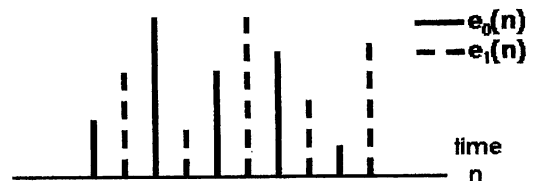


図4. エラースキヤニング法の概念図
Fig.4 A concept of error scanning method

$$W_{m,n+1}(i) = \begin{cases} W_{m,n}(i) - \mu e_0(n) \sum_{j=0}^{J-1} \hat{C}_{lm}(j)x(n-i-j) & n: \text{even} \\ W_{m,n}(i) - \mu e_1(n) \sum_{j=0}^{J-1} \hat{C}_{lm}(j)x(n-i-j) & n: \text{odd} \end{cases} \dots\dots(10)$$

これにより、フィルタの更新の計算量は半分になるが、収束速度はフルスキャン方式の場合よりも遅くなる。

3. 提案法

提案法について、まず単一チャンネル ANC と適応周波数推定法について概説し、多チャンネルに拡張する。

3.1 単一チャンネル ANC[3]

騒音源が回転機系である場合の周波数分布を図 5 に示す。これより、共振特性を持つことがわかる。

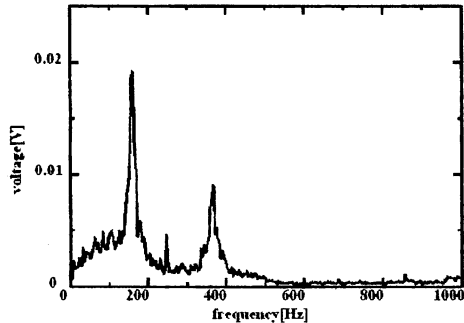


図 5. ファン騒音の周波数特性
Fig. 5 Spectral characteristics of fan's noise

提案法の概念図は図 6 の通りである。周波数推定によって除去対象の信号を 2 周波の狭帯域信号に近似し、それを適応フィルタによって除去する例を説明する。

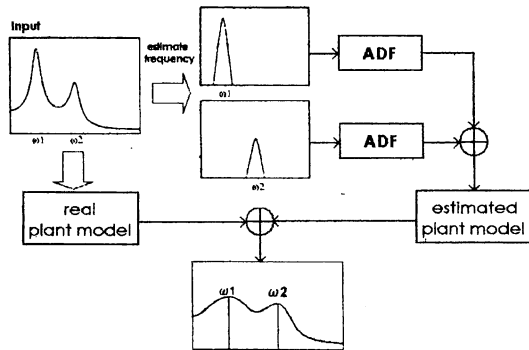


図 6. 提案法の概念図
Fig.6 A concept of proposed method

図 7 に提案法の構成(1ch)を示す。ここで AFF は適応周波数推定部であり、適応周波数推定法を用いて周波数を推定し、狭帯域信号へ近似する。IADF は騒音制御のための 1 次

の適応デジタルフィルタ、 $H_2(z)$ はプラント特性である。それぞれの適応フィルタは狭帯域信号の近傍のみの特性 $H_2(e^{j\omega_k}) = C_k e^{j\omega_k}$ のみに適応すればよい(ある帯域のみの振幅と位相のみを変えればよい)ので、1 次程度のフィルタで実現できる。

ある狭帯域信号を(11)式のように近似した場合、従来法の更新式の第 2 項は(12)式のように $u_k(n)$ の振幅と位相を変えたものとなる。よって、提案法の更新式は未知である $\hat{C}(j)$ を含まない(13)式のように表すことが出来る。

$$u_k(n) \approx a_k \cos \omega_k n + b_k \sin \omega_k n \dots\dots(11)$$

$$\sum_{j=0}^{J-1} C(j)u_k(n-i-j) = C_k \{ a_k \cos(\omega_k(n-i) + \phi_k) + b_k \sin(\omega_k(n-i) + \phi_k) \} \dots\dots(12)$$

$$W_{k,n+1} = W_{k,n} - \mu e(n)u_k(n-i) \dots\dots(13)$$

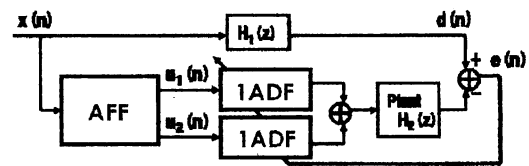


図 7. 提案法の構成(1ch)
Fig.7 The block diagram of the proposed method(1ch)

3.2 適応周波数推定法[4], [5]

入力が単一周波数の場合の周波数推定部の構成は図 8 のようになる。これは入力信号の周波数 ω を直接推定するものではなく、係数 $\alpha(2\cos \omega)$ を推定するものである。NF(ノッチフィルタ)によって除去される周波数が騒音信号の共振周波数部分に一致すると $e(n)$ がほぼ 0 となるため、 α の値が変化しなくなり、収束する。ここで、(14)、(15)式はそれぞれ NF、BPF(バンドパスフィルタ)の伝達関数である。また、周波数がランプ関数のように変化する場合、 $1/(1-\beta z^{-1})$ を適応ループに挿入するため更新式は(16)式のようになる。ここで、 $0 \leq \beta < 1$ である。

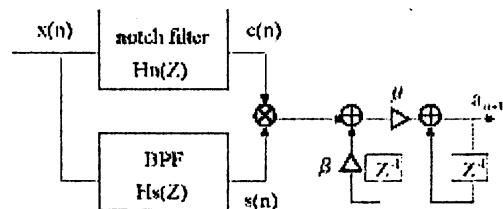


図 8. 適応周波数推定
Fig.8 Adaptive frequency estimation

$$H_{nk}(Z) = \frac{1 - \alpha_k Z^{-1} + Z^{-2}}{1 - r\alpha_k Z^{-1} + r^2 Z^{-2}} \quad \dots\dots(14)$$

$$H_{sk}(Z) = \frac{-(1-r)Z^{-1} + r(1-r)Z^{-3}}{1 - r\alpha_k Z^{-1} + r^2 Z^{-2}} \quad \dots\dots(15)$$

$$\hat{\alpha}_{n+1} = \hat{\alpha}_n - \mu \frac{1}{1 - \beta Z^{-1}} e(n)s(n) \quad \dots\dots(16)$$

NF と BPF をトリ一状に設置する多周波推定に容易に拡張できる。

3.3 多チャネル ANC

MELMS 法では騒音の全帯域に対して適応動作を行っているため、計算量が多くなる。一方、エラースキニング法では計算量は削減できるが単位時間当たりの更新回数が少なくなるために収束速度が遅くなるという欠点がある。

図 9 に多チャネル(2ch)提案法の構成を示す。入力信号をいくつかの狭帯域信号の和と考え、周波数推定によりそれぞれ狭帯域信号に近似する。そして、近似した信号それぞれに対して適応動作を行う。3.1 と同様、提案法では狭帯域信号付近のみに適応すればよいので、各適応フィルタの次数は 1 次程度となり、計算量が大幅に削減できる。

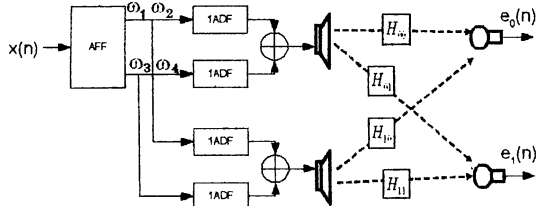


図 9. 提案法の構成(2ch)

Fig. 9 The block diagram of the proposed method(2ch)

チャンネルの場合の更新式について説明する。AFF において k 周波推定を行うものとする。単チャンネルの場合と同様に狭帯域信号を(11)式のような狭帯域信号に近似できたとすると、 m 番目のスピーカへの入力 y_m は(17)式のようになる。

$$y_m(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{L-1} W_k(i)u_k(n-i) \quad \dots\dots(17)$$

ここで誤差信号 $e_1(n)$ の一部は(18)式のように表せる。

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{L-1} C_m(j)u_k(n-i-j) = \sum_{m=0}^{M-1} C_k \{ a_k \cos(\omega_k(n-i) + \phi_k) + b_k \sin(\omega_k(n-i) + \phi_k) \} \quad \dots\dots(18)$$

これにより、誤差信号 $e_1(n)$ は(19)式のようになる。

$$e_1(n) = d_1(n) + C_k \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{L-1} W_k(i)u_k(n-i) \quad \dots\dots(19)$$

瞬時勾配の推定値 $W_k(i)$ を $W_{k,n}(i)$ と表現しなおして、以下のように求められる。

$$\nabla W_k = \frac{\partial}{\partial W_{k,n}(i)} \sum_{i=0}^{L-1} e_1^2(n) \quad \dots\dots(20)$$

$$\frac{\partial e_1(n)}{\partial W_{k,n}(i)} = C_k u_k(n-i) \quad \dots\dots(21)$$

したがって、更新式は(22)式のようになる。

$$W_{k,n+1} = W_{k,n} - \mu \sum_{i=0}^{L-1} e_1(n)u_k(n-i) \quad \dots\dots(22)$$

多チャンネルの場合の更新式も、単一チャンネルの場合と同様に未知であるプラント特性 $\hat{C}_{lm}(j)$ を含まない形で表せる。

4. 数値例

数値例として 2ch での推定における計算量、収束特性の比較を示す。

4.1 計算量比較

本稿では 2ch で $P=4$ 帯域を持つ騒音を想定してシミュレーションを行った。その他の条件はスピーカの数 $m=2$ 、マイクの数 $l=2$ 、filtered-x LMS の適応フィルタの次数 $L=20$ 、プラントモデルの次数 $J=20$ 、提案法の適応フィルタの次数 $L=1$ として、1 サンプル時間当たりの加算、乗算の回数を比較する。ただし、filtered-x LMS 法の事前のプラント特性の同定は計算量に入れていない。

計算量の比較結果は表 1 のようになる。MELMS 法とエラースキニング法を比べると、収束に時間を要するが、1 ステップ当たりの計算量は約半分になる。また、従来法と提案法を比べた場合、適応フィルタと更新式の計算が少なくなり、計算量が大幅に削減されたことがわかる。

表 1. 計算量の比較
Table.1

ANC の方法	加算	乗算	
MELMS 法	1720	1720	
エラースキニング法	900	960	
提案法	周波数推定部	73	72
	適応フィルタ部	21	24
	合計	94	96

4.2 収束特性比較

MELMS 法、エラースキニング法、提案法の収束特性の比較を行う。特性の比較は評価量 ε_{NRM} ((23)式)とし、ダクト特性 $H_1(Z)=1$ とした。

$$\epsilon_{\text{NRM}} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{i=0}^{L-1} e_i^2(n)}{\sum_{i=0}^{L-1} d_i^2(n)} \quad \dots\dots(23)$$

そのほかのパラメータは極半径 $\gamma=0.5$, 高速化パラメータ $\beta=0.7$, 周波数推定部のステップサイズ $\mu_{\text{aff}}=0.0003$, 適応フィルタ部のステップサイズ $\mu_{\text{ADF}}=0.0001$, プラントモデルの次数 $J=20$, 適応フィルタの次数 $L=20$ (filtered-x LMS), 1(提案法)としてシミュレーションを行った。その結果が図10~12である。

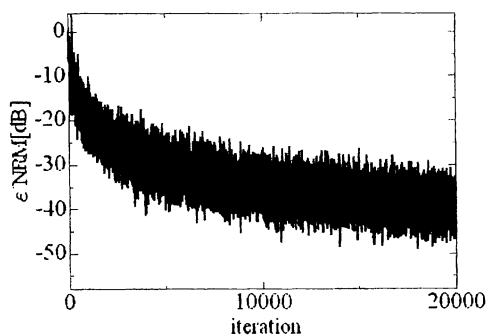


図10. MELMS法の収束曲線
Fig.10 Convergence curve of MELMS method

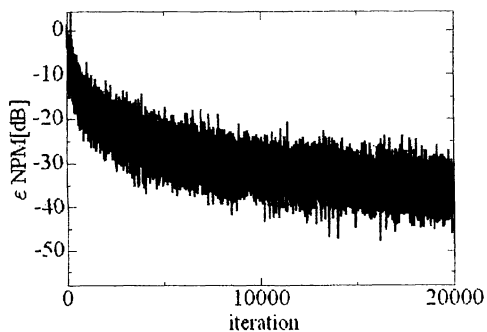


図11. エラースキヤニング法の収束曲線
Fig.11 Convergence curve of error scanning method

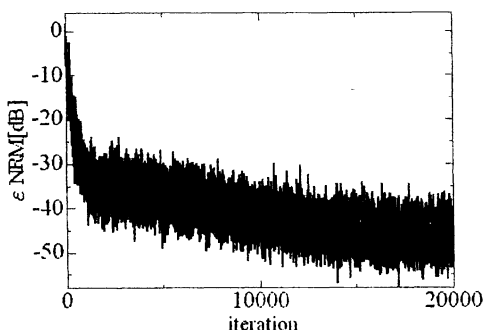


図12. 提案法の収束特性
Fig.12 Convergence curve of proposed method

収束特性から得られるのは収束速度と適応性能の二つである。収束速度については、従来の二つの方法に比べ提案法の方が適応初期の収束が速く、より高速な適応が可能であることがわかる。適応性能については、20000回時点での評価量が MELMS 法, エラースキヤニング法ともに $-30 \sim -45$ [dB]程度であるのに対し、提案法では $-35 \sim -55$ [dB]程度となり、除去性能は同等のものが得られた。

5. まとめ

本稿では、複数の回転機系への拡張を目的とし、2ch からの参照信号を 4 周波の狭帯域信号へと近似してシミュレーションを行った。また、従来法と提案法の計算負荷、収束特性についての比較を行い、計算負荷の大幅な削減が可能であること、提案法が従来法と同等以上の定常特性を持つことを確認した。

今後は実機による複数チャンネルでの提案法の検証、提案法の改良を行う予定である。

6. 参考文献

- [1] B.Widrow, S.D.Stearns, "Adaptive Signal Processing" Prentice Hall, 1985
- [2] M.Bouchard, S.Norciss, "Computational load reduction of fast convergence algorithms for multichannel active noise control" SIGNAL PROCESSING vol.83 No.1, Jan., 2003
- [3] 沼畑, 工藤, 田所, "狭帯域信号を用いたアクティブノイズキャンセラに関する検討", H16年度計測自動制御学会東北支部, 第216回研究会, 資料番号216-13
- [4] J.F.Chicharo, T.S.Ng, "Gradient-based adaptive IIR notch filtering for frequency estimation" IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing vol.38 No.5, pp.769-777, May 1990
- [5] N.Kudoh, Y.Tadokoro, "Performance Analysis of a new LMS-typed Fourier Analyzer" CD-ROM Proceedings of IEEE TENCON'2003, Oct.,