

多チャンネル ANC の構成についての検討 II A study on configuration of a multi-channel ANC II

○下苧坪孝行[†] 工藤憲昌 田所嘉昭[‡]

○Takayuki Shimoutsubo[†] Norimasa Kudoh Yoshiaki Tadokoro[‡]

[†]八戸高専 機械・電気システム工学専攻 八戸高専 [‡]豊橋技科大 工学部

Hachinohe National College of Tech. Toyohashi Univ. of Tech.

キーワード：能動騒音制御(active noise control), 狭帯域信号(narrow band signals),
多チャンネル ANC(multi-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。一般に多チャンネル(騒音源, 制御箇所が複数箇所)ANC では, 制御アルゴリズムとして filtered-x LMS 法を拡張した MELMS 法や error-scanning 法などが用いられている。多チャンネル ANC の使用例(2ch)を図 1 に示す。

従来法では, 多チャンネルに拡張した場合, 演算量が増えることに加え, 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]。また, スピーカ~マイク間のプラント特性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。

これまで, 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を簡易化し, 適応フィルタの更新に伴う演算量を大きく削減したアルゴリズムを提案してきた[2],[3]。本稿では, 周波数推定の収束速度に関する問題点とその改善法について述べ, シミュレーションによる従来法との比較を行う。また, 周波数推定部に用いるノッチフィルタの帯域幅の最適値と, 適応フィルタの次数の確認について行う。

以下に本稿の構成を示す。2.では filtered-x LMS 法を多チャンネルへ拡張した MELMS 法について述べる。3.では提案法について概説する。3.1 では狭帯域信号の中心周波数の推定, 3.2 では適応フィルタ部について, 3.3 では, 周波数推定部の収束速度に関する問題点とその改善法について説明する。4.は数値例である。4.1 では 3.3 で述べた改善法を用いた周波数推定について, 4.2 では周波数推定部のノッチフィルタ帯域幅の設定と適応フィルタの次数の確認について述べる。5.はまとめである。

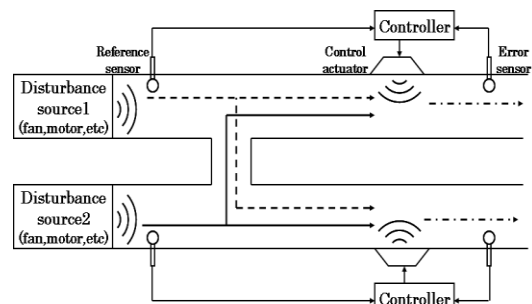


図 1. ダクトにおける騒音の制御(2ch)
Fig.1 The control of sound wave in duct (2ch)

2. MELMS(Multiple Error LMS)法[1]

filtered-x LMS 法を 2ch に拡張した MELMS の構成例を図 2 に示す. $x(n)$ は観測雑音を含む参照信号, $d(n)$ は騒音信号, $e(n)$ は推定誤差である. $W_m(z)$ は(1)式に示す適応フィルタの伝達関数, $H_{lm}(z)$ は(2)式に示すスピーカ~マイク間のプラント特性である. ここで, $W_m(i)$ 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, $C_{lm}(j)$ は 1 番目のスピーカ~ m 番目のマイク間の j 番目の係数を表す.

$$W_m(z) = \sum_{i=0}^{L-1} W_m(i)z^{-i} \quad (1)$$

$$H_{lm}(z) = \sum_{j=0}^{J-1} C_{lm}(j)z^{-j} \quad (2)$$

(1)式より, 時刻 n における m 番目の 2 次音源の出力 $y_m(n)$ は(3)式のようになる.

$$y_m(n) = \sum_{i=0}^{L-1} W_m(i)x(n-i) \quad (3)$$

(2), (3)式より, 1 番目のマイク(エラーセンサ)から得られる誤差信号 $e_1(n)$ は(4)式のようになる.

$$e_1(n) = d_1(n) + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{J-1} W_m(i)C_{1m}(j)x(n-i-j) \quad (4)$$

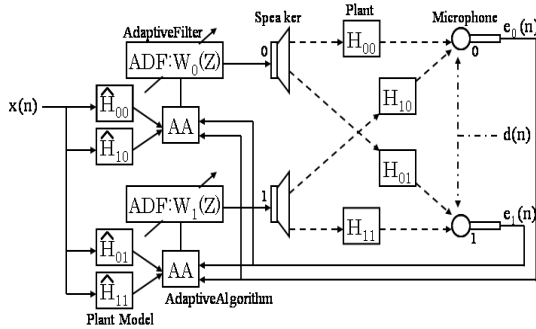


図 2. MELMS の構成(2ch)

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

MELMS 法は適応フィルタの更新に, 全てのエラーセンサからの入力を使用する手法である.

ANC の評価規範は $\sum_{i=0}^{L-1} e_1^2(n)$ の最小化であり, 瞬時勾配の推定値 $W_m(i)$ を(5)式のように $W_{m,n}(i)$ と表現して更新式を求める.

$$\frac{\partial e_1(n)}{\partial W_{m,n}(i)} = \sum_{j=0}^{J-1} C_{1m}(j)x(n-i-j) \quad (5)$$

従って, 更新式は(6)式のようになる.

$$W_{m,n+1}(i) = W_{m,n}(i) - \mu \sum_{j=0}^{L-1} e_1(n) \sum_{j=0}^{J-1} \hat{C}_{1m}(j)x(n-i-j) \quad (6)$$

MELMS 法では, 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, (6)式からわかるように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.

3. 提案法

前述したように 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, 全エラー信号の電力最小化ではなく, サンプル点毎に最小化するエラー信号をスキャンしていく error-scanning 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.

提案法は, 騒音源が共振特性を持つ回転機系である場合に有効な方法であると考えられる. 提案法は, 騒音を周波数推定部(AFF)で狭帯域信号へと近似した後, それぞれの狭帯域信号について独立した低次の適応フィルタ(1ADF)による適応処理を行うことで, フィルタの更新に伴う演算量を大幅に削減できる [2],[3]. 図 4 に提案法を 2ch の場合の構成を例示する.

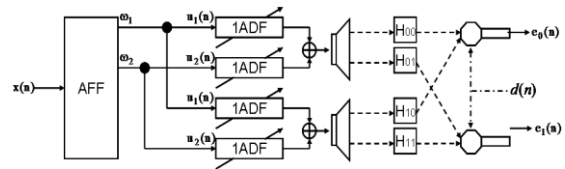


図 3. 提案法の構成(2ch)

Fig.3 A block diagram of proposed method (2ch)

3.1 周波数推定部(AFF)

1 周波を推定する際の AFF の構成を図 4 に示す [4]. BPF と notch はそれぞれバンドパスフィルタとノッチフィルタを表している. $x(n)$ は近似された狭帯域信号であり, $e(n)$ はノッチフィルタの出力である. 各フィルタの特性は極半径 γ と信号の周波数による係数 α (真値は $2\cos(2\pi f/f_s)$) で決定される. α の更新式を(7)式に示す. ここで μ は更新に用いるステップサイズ, β は信号の周波数変化を追従するための係数である ($0 \leq \beta < 1$). 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.

$$\hat{\alpha}_{n+1} = (1 + \beta)\hat{\alpha}_n - \beta\hat{\alpha}_{n-1} - \mu e(n)s(n) \quad (7)$$

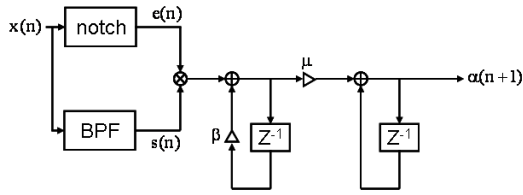


図 4. AFF の構成

Fig.4 A block diagram of AFF

複数の周波数推定を行う場合でも、3.で述べるように各フィルタをトリー状に設置することにより多周波推定に容易に拡張できる。

3.2 適応フィルタ部(1ADF)

3.1 で述べた AFF により、入力信号は複数の狭帯域信号の和へと近似される。m チャンネルの場合の 1ADF の更新式について説明する。このとき、AFF は k 番目の周波数の推定を行うものとする。ある狭帯域信号を(8)式のように近似した場合、m 番目のスピーカへの入力 y_m は(9)式のようになる。

$$u_k(n) \approx a_k \cos \omega_k n + b_k \sin \omega_k n \quad (8)$$

$$y_m(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{L-1} W_k(i) u_k(n-i) \quad (9)$$

ここで誤差信号 $e_l(n)$ の一部は(10)式のように表せる。

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{J-1} C_{lm}(j) u_k(n-i-j) = \sum_{m=0}^{M-1} C_k \{ a_k \cos(\omega_k(n-i) + \phi_k) + b_k \sin(\omega_k(n-i) + \phi_k) \} \quad (10)$$

これにより、誤差信号 $e_l(n)$ は(11)式のようになる。

$$e_l(n) = d_l(n) + C_k \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{L-1} W_k(i) u_k(n-i) \quad (11)$$

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

$$\nabla w_i = \frac{\partial}{\partial W_{k,n}(i)} \sum_{l=0}^{L-1} e_l^2(n) \quad (12)$$

$$\frac{\partial e_l(n)}{\partial W_{k,n}(i)} = C_k u_k(n-i) \quad (13)$$

したがって、更新式は(14)式のようになる。

$$W_{k,n+1} = W_{k,n} - \mu \sum_{i=0}^{L-1} e_l(n) u_k(n-i) \quad (14)$$

多チャンネルの場合の更新式も、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。

3.3 周波数推定の収束速度

図 5 に本研究室で作成したプロトタイプシステムの外観を示す。TI 社製の DSP である TMS320C6713 搭載 DSK ボードを使用して騒音を制御し、ファンは日本電興社 (40[dB](1m 騒音)) 製である。図 6 には参照センサから得られたファンの周波数特性を示す。

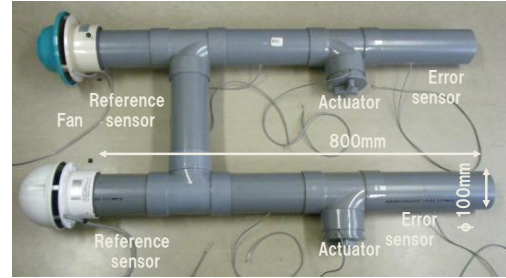


図 5. プロトタイプシステム

Fig.5 prototype system

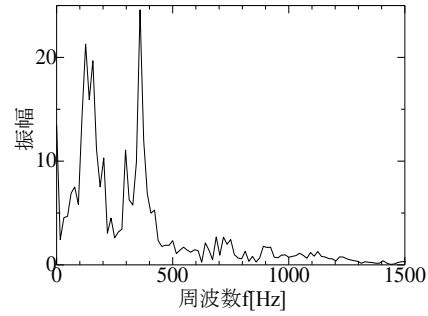


図 6. ファンの周波数特性

Fig.6 Spectral characteristics of fan noise

実際に提案法を用いる回転機系の騒音は共振特性を持ち、その周波数特性は、図 6 から 500[Hz]以下の低域に集中することがわかる。推定する共振周波数が接近しているため、サンプリング周波数 f_s で正規化した共振周波数差をできるだけ大きくするよう f_s は 1[kHz] として周波数推定を行った。しかし、このように f_s が低ければ、単位時間当たりのサンプル数が減少し、推定値の収束は遅くなってしまふ。したがって、ダウンサンプリングを併用する。通常、ダウンサンプリングでは廃棄してしまうサンプルも推定処理に用いることで、通常のダウンサンプリングを行った場合と比較して、推定動作を早く行うことができる[5]。また、ダウンサンプリングにより、共振周波数 f に対する式(7)式の α の変化を大きくできるため、観測雑音に強いという利点もある。図 7 にサンプル番号を modulo4 でグループ化した場合の、ダウンサンプリングを用

いた周波数推定を、図 8 にその際の周波数推定システムの構成を示す。

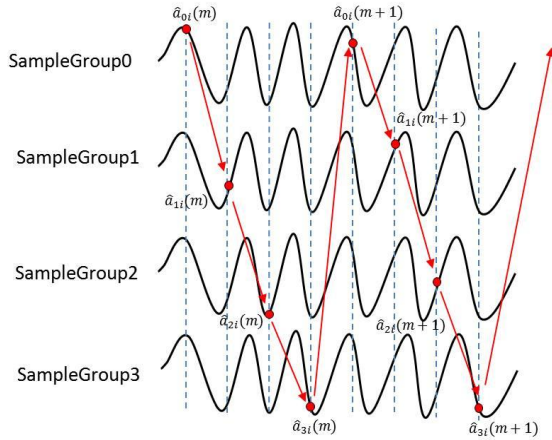


図 7. サンプルグループ間での学習の流れ

Fig.7 Usage of estimated values among sample-groups

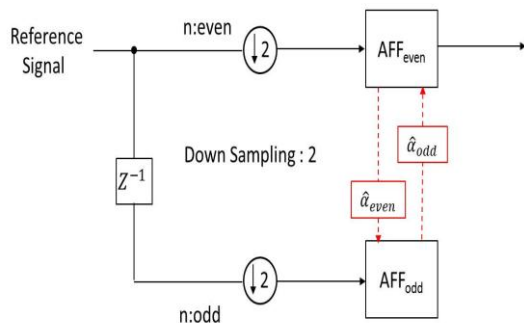


図 8. 改善法の構成(2 サンプル Gr)

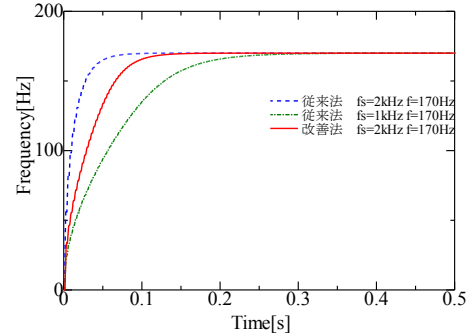
Fig.8 A block diagram of improved method (2 sample group)

4. 数値例

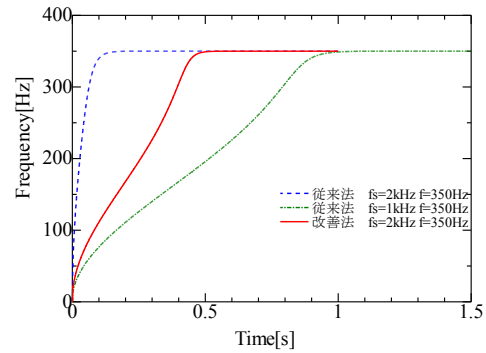
4.1 周波数推定特性

3.3 で述べた改善法を用いた場合と、従来法の場合の周波数推定特性を図 7 に示す。ここで、入力信号は線スペクトルとし、周波数は実際に用いるファンの周波数に近づくため、図 6 からわかるように 170[Hz]と 350[Hz]とした。いずれの場合もステップサイズ μ は 0.01 としている。図 9 の結果から、170[Hz]の(a)に関して従来法ではサンプリング周波数が 1[kHz]の場合、2[kHz]の場合と比較して収束までに約 0.1[s]の差があるが、改善法では差は約半分に抑えられている。入力 350[Hz]の(b)でも従来法では 0.8[s]ほどの差があるのに対し、改善法では約 0.4[s]と半分の差に抑えられていることが確認できる。サンプルグループ間の位相差の問題のため、2[kHz]サンプリングの推定速度には及ばない

ものの、同一サンプリング速度で比較するとこの改善法が周波数推定の収束速度の向上に関して有効であるとわかった。



(a)



(b)

図 9. 周波数推定特性

Fig.9 Characteristics of frequency estimation

4.2 フィルタのパラメータ設定

AFF のシミュレーションにより、ノッチフィルタの帯域幅をどのように設定すれば良いか確認した。図 10 のような参照信号(横軸：正規化周波数、縦軸：振幅)に対して、 r を 0.5 から 0.8 まで変化させたところ、図 11 の収束特性からわかるように、最終的な騒音制御量を大きくできるという基準に基づく、 r が 0.5 程度の場合、最もよく参照信号を複数の狭帯域信号に近似できることがわかった。図 11 の横軸は学習の繰り返し回数であり、縦軸は騒音制御前の騒音電力と、制御後の電力の比のデシベル値 ϵ_{NMR} ((15)式)である。なお、AFF の学習ループ内には推定の高速化を図る目的で積分操作を入れている。また、適応の次数を 1 次から 3 次まで変化させて騒音制御量を比較したところ、有意差がほとんどなく、ノッチフィルタの帯域幅を適切に設定すれば、適応フィルタの次数は 1 次程度で良いことが確認できた。

$$\varepsilon_{\text{NRM}} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} e_l^2(n)}{\sum_{l=0}^{L-1} d_l^2(n)} \quad (15)$$

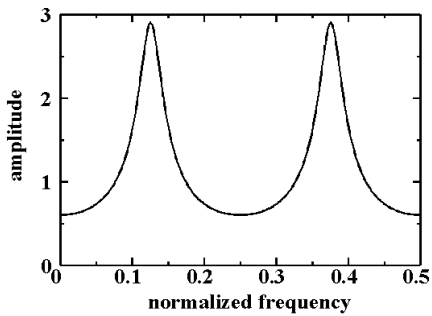


図 10. シミュレーションに用いた参照信号
Fig.10 Reference signal used simulation

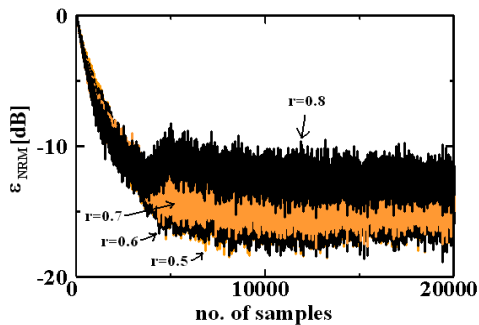


図 11. 収束特性
Fig.11 Convergence curve

5. まとめ

本稿では、周波数推定の収束速度に関する問題点と改善法について述べ、サンプリング周波数を小さくし、かつ収束速度を早めることが可能であることがわかった。また、周波数推定部のノッチフィルタ帯域幅の最適値と適応フィルタの次数が1次程度で良いことが確認できた。

今後は、ダクト端等の実特性を考慮して多チャンネルでの実機特性と性能の確認をする予定である。

6. 参考文献

- [1] M.Bouchard, S.Norcriss, "Computaitonal load reduction of fast convergence algorithms for multichannel active noise control" SIGNAL ROCESSING vol.83 No.1, Jan., 2003
- [2] 渋谷, 工藤, 田所 "多チャンネル ANC の簡易化に関する検討" H20 年度電気関係学会東北支部連合大会, 2B17
- [3] N. Kudoh, T. Shibutani, Y. Tadokoro, " A study on a multichannel active noise canceller by using narrow-band signals", CD-ROM Proceedings of ICSP2010, 1-4, Beijing (2010 年 10 月)
- [4] J.F.Chicharo et al. "Grandient- based adaptive IIR notch .." IEEE Trans. ASSP vol.38 No.5, pp.769-777, May 1990
- [5] 工藤, 田所 "IIR 形 BPF と LMS アルゴリズムによるフーリエ係数推定法の理論解析とその特性改善", 信学論 A, vol.J82-A, Oct.2001