

簡易化多チャネル ANC の特性改善 Improvement on performance of a multi-channel ANC using narrowband signals

工藤憲昌 ○下苧坪孝行[†] 田所嘉昭[‡]

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

八戸高専 [†]八戸高専 機械・電気システム工学専攻 [‡]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。多チャネル ANC の使用例(2ch)を図 1 に示す。

上述の方法では, 多チャ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, 多チャネル ANC の騒音周波数変動に対する特性の改善法について述べ, 従来法との比較を行う。また, プロトタイプの概要について述べる。

以下に本稿の構成を示す。2.では filtered-x LMS 法とその多チャネルへの拡張法である 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, 周波数の推定順序を入れ替える再配置法について述べる。4.は数値例である。4.1 では騒音周波数変動に対する周波数推定部の特性について述べ, 4.2 ではその場合の各アルゴリズムの収束特性について述べる。5.では, プロトタイプシステムの概要について述べる。6.はまとめである。

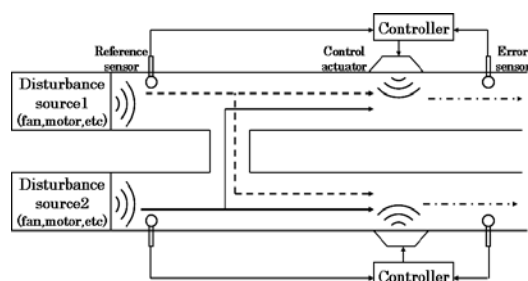


図 1 ダクトにおける騒音の制御(2ch)
Fig.1 The control of sound wave in duct (2ch)

2. filtered-x LMS 法[1]

filtered-x LMS 法を 2ch に拡張した場合の

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。

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

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

(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)式ようになる。

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

(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。

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

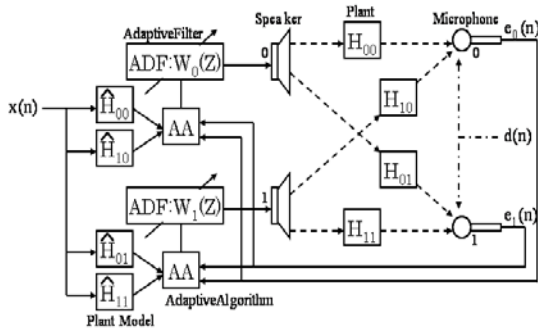


図 2. filtered-x LMS の構成(2ch)

Fig.2 The block diagram of the filtered-x LMS(2ch)

2.1 MELMS(Multiple Error LMS)法[1]

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 $\sum_{i=0}^{L-1} e_i^2(n)$ 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。

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

従って、更新式は(6)式ようになる。

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

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、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 1 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 に拡張した場合の構成を例示する。

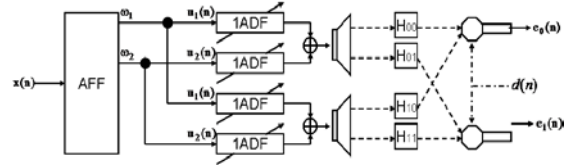


図 3. 提案法の構成(2ch)

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。

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

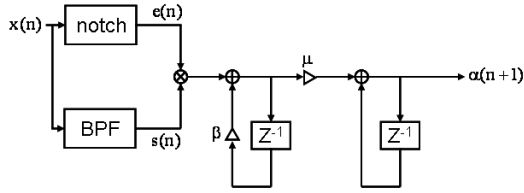


図 4.AFF の構成

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 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。

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

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

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)式のようにになる。

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

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)式のようにになる。

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

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 再配置法

2 チャンネル ANC のシミュレーションにおいて、狭帯域信号の中心周波数の変化した、つまり、回転数が変化した時、図 5 のノッチフィルタ (NF) の接続順序が適切でないとき場合、制御性能が劣化した (図 5 では、4 つの共振特性がある場合を示している)。ノッチフィルタはノッチアウトする周波数では振幅がゼロで、それから離れた周波数領域では 1 以上の振幅を持つ。従って、同一の周波数領域に NF の零点が集中するとその領域の振幅は小さくなるが、他の周波数領域の振幅は大きくなる。

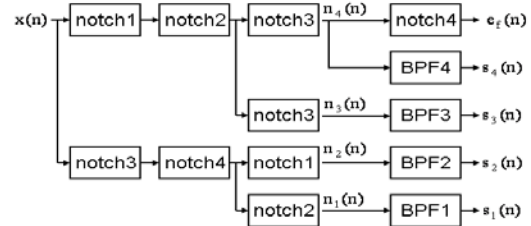
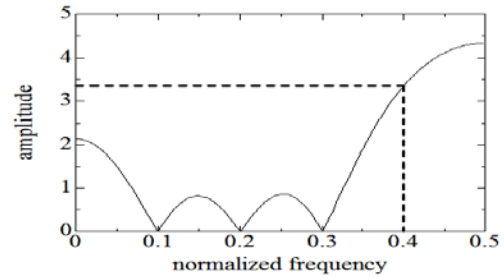
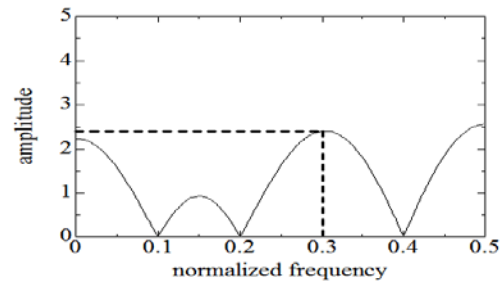


図 5. AFF の構成(2ch)

Fig.5 A block diagram of AFF (2ch)



(a)



(b)

図 6. NF の接続順序の影響

Fig.6 Influence on amplitude of connection order of NFs

この問題を避けるためには、隣接する零点をできるだけ離すように縦続接続する必要がある。従って、共振周波数が変化した時に、必要なら NF の接続順序を変更することにした。図 6 に NF の接続順序の影響を示す。図 6(a), 6(b) は最後の NF を除いた振幅特性を示

す。図 6(a)は低い周波数 f_1 から高い周波数 f_4 と順に接続したものであり、最後に推定される f_4 [Hz]の振幅は約 3.5 である。図 6(b)は、NF の隣接する零点がなるべく離れるよう f_1, f_4, f_2, f_3 という順に接続した。この場合最後に推定される f_3 [Hz]の振幅は約 2.5 である。このように、両方のトータルの振幅特性は同一であるが、途中の振幅の増加が抑えられることが分かる。

4. 数値例

数値例として、チャンネル数 m を 2 とした場合のシミュレーション結果を示す。図 7 はその場合の提案法の構成を示したものである。 $d(n)$ は騒音信号、 $x(n)$ は観測雑音を含む参照信号、 $n_k(n)$ は AFF により近似された騒音信号、 $e_{ADF}(n)$ は騒音制御の誤差信号である。また、 $\text{noise}(0.05)$ は分散 0.05 の観測雑音である。

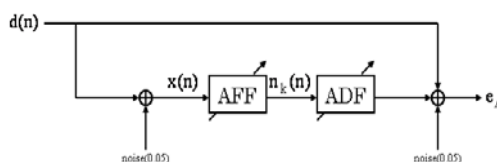


図 7. 提案法のシミュレーション構成

Fig.7 A block diagram of proposed method for simulation

シミュレーションではそれぞれの騒音源が 2 つの共振周波数を持っているとし、図 5 に示したように 4 周波に対する適応処理を行った。 $s_i(n), e_i(n)$ は各ノッチフィルタ, BPF の更新に使用する信号である。フィルタの更新に使用するステップサイズ $\mu_f=0.003$, 高速化パラメータ $\beta=0.7$, ノットフィルタの極半径 $\gamma_{\text{notch}}=0.7$, BPF の極半径 $\gamma_{\text{BPF}}=0.9$ とした。

1ADF については、4 帯域それぞれに独立したものを使用し、構成は図 8 に示したとおりである。なお、更新部分の構成は 1ADF₁ のみ例示した。1ADF の更新に用いるステップサイズ μ_{ADF} は 0.001 とした。

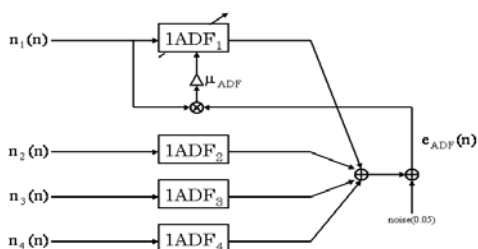


図 8. 1ADF の構成(2ch)

Fig.8 A block diagram of 1ADF (2ch)

また、従来法の適応フィルタの次数 I とプラントモデルの次数 J はともに 20 とし、従来法の適応フィルタのステップサイズは提案法と同じ 0.001 とした。

4.1 AFF の特性

シミュレーションは 20000 回のサンプルのうち、自動車のアクセル制御を想定して、8000 回から 12000 回にかけて騒音信号 $d(n)$ の周波数分布を図 9 から図 10 まで線形的に変化させて行った。

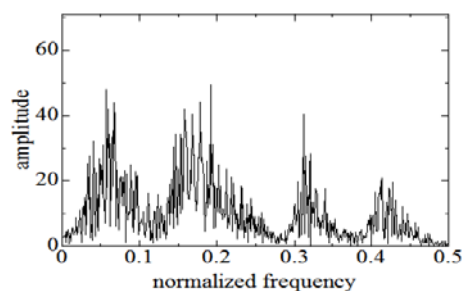


図 9. 騒音信号(変化前)の特性
Fig.9 The characteristics of noise signal (before change)

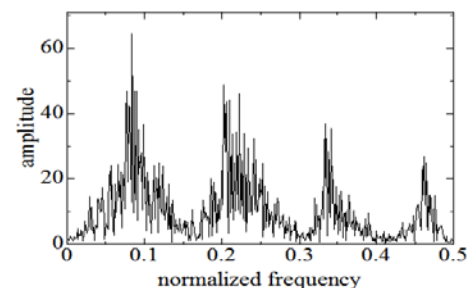


図 10. 騒音信号(変化後)の特性
Fig.10 The characteristics of noise signal (after change)

再配置を行わない場合と行った場合の AFF の中心周波数変化に対する追従特性を図 11, 12 に示す。実線は推定値、破線は真値である。

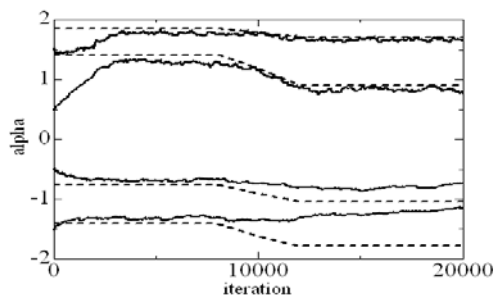


図 11. AFF の収束特性(再配置なし)
Fig.11 Convergence curves of AFF

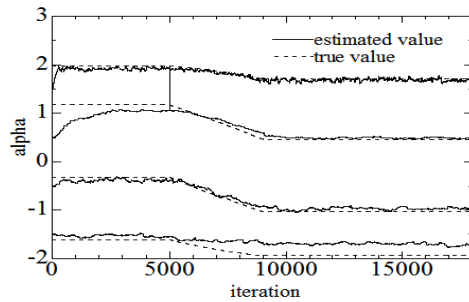


図 12. AFF の収束特性 (再配置なし)
Fig.12 Convergence curves of AFF

図 11 からわかるように周波数変化前の 4 帯域と周波数変化後の 3 帯域については正常な収束特性が得られたが、周波数変動後の 1 帯域に対しては短時間では追従していない。しかし、再配置を行うことにより図 12 のように正しく推定されていることがわかる。

4.2 収束特性

MELMS 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} ((15)式)とし，ダクト特性は 1 とした。

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

その結果を図 13 に示す。収束初期の特性からは，従来法に比べ提案法は勾配が大きいことから，提案法は収束速度が優れていると言える。また，周波数変化前ともの適応性能については，従来法，提案法とも約 -20~-25[dB]であるから，同等の性能であるといえる。

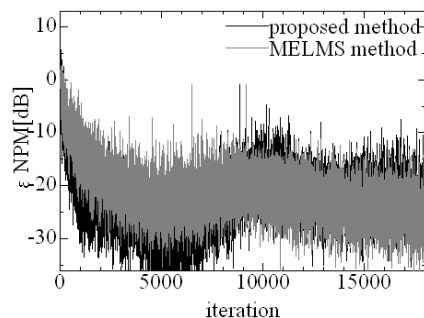


図 13. MELMS 法の収束特性
Fig.13 Convergence curve of MELMS

5. プロトタイプシステムの概要

図 14 に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制御し，ファンは日本電機興社 (40[dB] (1m 騒音)) 製である。

図 15 に参照センサから得られたファンの

周波数特性を，図 16 に共振周波数の推定特性を示す。共振周波数が低域に集中していることから，サンプリング周波数は 1[kHz] (8[kHz] でサンプリング後，1/8 ダウンサンプリング)，周波数推定のステップサイズを 0.07 とした。図から，正しく周波数推定が行われていることが分かる。しかし，収束が遅いため，今後，ダウンサンプリング時に通常廃棄するサンプルも周波数推定に用いて高速化する予定である。

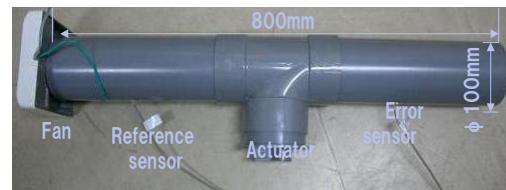


図 14. プロトタイプシステム
Fig.14 prototype system

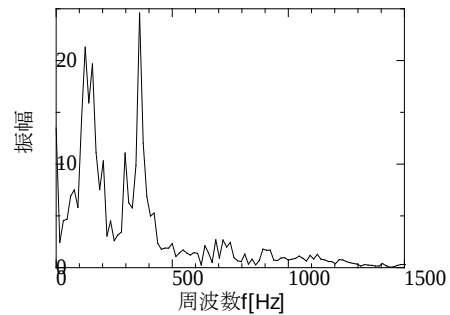


図 15. ファンの周波数特性
Fig.15 Spectral characteristics of fan noise

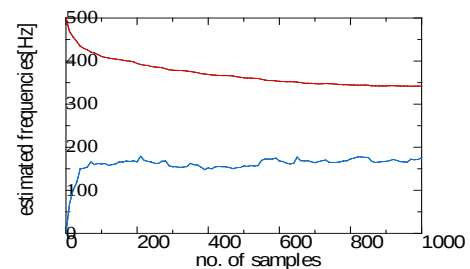


図 16. 周波数推定特性
Fig.16 frequency estimation

6. まとめ

本稿では，2 箇所の騒音源で異なる周波数変動あった場合の AFF の収束特性，従来法と提案法の適応フィルタの収束特性についての比較を行った。NF の接続順序を変更する再配置法を用いることで，提案法が従来法とほぼ同等の定

常特性を持つことを確認した。また、プロトタイプシステムの基本的な特性を示した。

今後は、プロトタイプシステム全体の特性を確認していく予定である。

本研究の成果の一部は、(独) 科学技術振興機構 研究成果展開事業 研究成果展開支援プログラム フィージビリティスタディ ステージ 検索タイプによるものである。

7. 参考文献

- [1] M.Bouchard, S.Norcriss, "Computaitional load reduction of fast convergence algorithms for multichannel active noise control" SIGNAL ROCESSING vol.83 No.1, Jan., 2003
- [2] 渋谷, 工藤 他" 多チャネル 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