

狭帯域信号を用いた ANC の検討 A study on an ANC system using narrow-band signals

○成田昂世 工藤憲昌[†] 田所嘉昭[‡]

○Kosei Narita 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

[†]National Institute of Tech, Hachinohe College. [‡]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), 演算量削減 (computational load reduction)

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

騒音制御の手法の一つとして、能動騒音制御 (ANC: Active Noise Control) が用いられる。これは、一般により多く用いられている受動騒音制御の持つ、巨大な設備が必要である事や低周波の騒音に対してあまり有効でないといった問題点を克服することができる。ANC の制御アルゴリズムとしては、filtered-x LMS 法や、それを多チャンネルに拡張した MELMS 法 (Multiple Error LMS) や error-scanning 法などが挙げられる。

しかしながら、上記の方法ではチャンネル数の増加に伴った演算量の大幅な増加を引き起こす。また、事前にスピーカ・エラーセンサ間の音響特性であるプラントモデルを同定する必要があり、同定の精度が騒音制御の性能に影響を与えてしまう¹⁾。

これまでに、騒音源を回転機系とし騒音を複数の狭帯域信号の和に近似することで、プラントモデルを用いる必要性を無くし、上記のような問題点を改善するアルゴリズムが提案された²⁾。本稿では、特に騒音の帯域幅と提案法で用いられる適応フィルタの次数との関係について検討する。2.ではまず既存法である filtered-x LMS とその多チャンネル拡張である MELMS 法について述べる。3.では提案法の構成、特に周波数推定部と適応フィルタ

部について説明する。4.ではシミュレーションにより、主に騒音の帯域幅と適応フィルタの次数について述べる。5.はまとめである。

2. 既存法

初めに、単一チャンネルダクト内における ANC システムの適用例を Fig.1 に示す。参照センサは、騒音信号を事前に読み取り制御器へと送信する。制御器はその信号に対して適応処理を行い、アクチュエータ (スピーカ) へと騒音を打ち消すような音波を発生させる信号を出力する。エラーセンサは騒音がどの程度低減されたかを監視し、エラー信号を制御器に送信する。エラー信号は制御アルゴリズムのフィルタ係数の更新に用いられ、これを最小化することで最適な騒音制御が実現される。

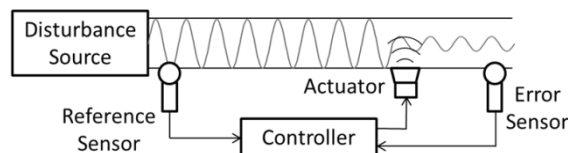


Fig.1 ANC applied in a duct

次に、既存法として filtered-x LMS 法について説明する。

Fig.2 に filtered-x LMS 法の構成図を示す。ここで、 $x(n)$ はリファレンス信号、 $d(n)$ はダクト内を伝播してきた騒音、 $\varphi(n)$ は観測雑音、

$e(n)$ はエラー信号であり, $H_1(z)$ はダクトの伝達特性, $H_2(z)$ はプラントすなわちアクチュエータからエラーセンサまでの音響特性, $\hat{H}_2(z)$ はプラントをモデル化したプラントモデル, $W(z)$ は適応フィルタである.

適応フィルタ $W(z)$ 及びプラント $H_2(z)$ を(1),(2)式のように定義すると, エラー信号 $e(n)$ は(3)式で, 適応フィルタ係数の更新式は(4)式で表される.

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

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

$$e(n) = d(n) + \sum_{j=0}^{J-1} c(j) \sum_{i=0}^{I-1} w_n(i) x(n-i-j) \quad (3)$$

$$w_{n+1}(i) = w_n(i) - \mu e(n) \sum_{j=0}^{J-1} \hat{c}(j)x(n-i-j) \quad (4)$$

ここで, I は適応フィルタの長さ, $w_n(i)$ は時刻 n における適応フィルタ係数の i 番目の係数, J はプラント及びプラントモデルの長さ, $c(j)$ はプラントの j 番目の係数, $\hat{c}(j)$ はプラントモデル $\hat{H}_2(z)$ の j 番目の係数である. (4)式から, フィルタ係数の更新にプラントモデルを用いていることが分かる.

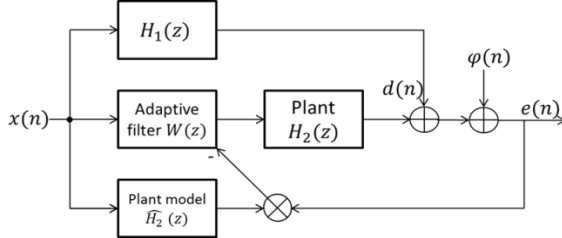


Fig.2 Structure of filtered-x LMS

次に filtered-x LMS 法 の多チャンネル拡張版である MELMS 法について説明する.

Fig.3 に 2 チャンネルの場合の構成例を示す. $W_{lm}(z)$ は(5)式に示す l 番目のアクチュエータから m 番目のエラーセンサの間用の適応フィルタの伝達関数, $W_{lm}(i)$ はその i 番目の係数であり, また $H_{lm}(z)$ は(6)式に示す同経路のプラント特性, $C_{lm}(j)$ はその j 番目の係数を表す. これらより, 時刻 n における l 番目のアクチュエータの出力 $y_l(n)$ は(7)式で, m 番目のエラーセンサから得られるエラー信号 $e_m(n)$ は(8)式で, フィルタ係数の更新式は(9)式で表される.

$$W_{lm}(z) = \sum_{i=0}^{I-1} W_{lm}(i)z^{-i} \quad (5)$$

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

$$y_l(n) = \sum_{i=0}^{I-1} W_{lm}(i)x(n-i) \quad (7)$$

$$e_m(n) = d_m(n) +$$

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{j=0}^{J-1} W_{lm}(i)C_{lm}(j)x(n-i-j) \quad (8)$$

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

MELMS 法では, filtered-x LMS 法と同様にプラント特性の係数は未知であるため, 事前に同定しておく必要があり, 更新には単一チャンネルの場合と同様に $C_{lm}(j)$ の推定値 $\hat{C}_{lm}(j)$ ($\hat{H}_{lm}(z)$ の係数)を用いる.

プラントモデルは高次のフィルタで構成されている場合が多いため, (9)式より, チャンネル数の増加に伴い演算量の大幅な増加を引き起こすことが分かる.

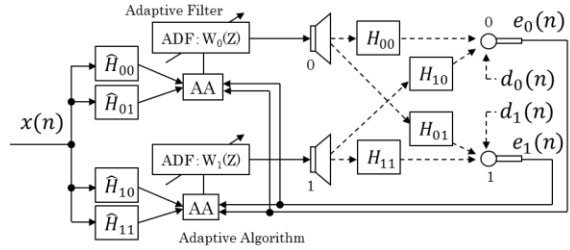


Fig.3 Structure of MELMS

3. 提案法

提案法は, 騒音源がエンジンやモーターなどの回転機系であるときに有効だと考える. それらの実際の騒音は Fig.4 のような共振特性を持っている. この帯域幅は約 20[Hz]以下であり非常に狭い. なお, シミュレーションのために, Fig.5 のように実際の信号を模擬した信号を生成した.

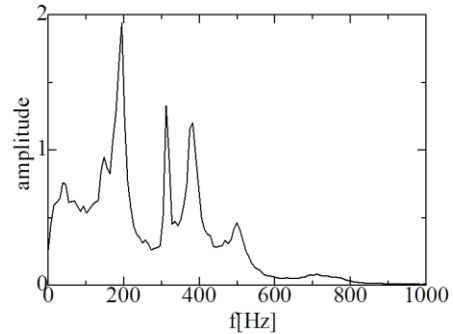


Fig.4 Frequency characteristics of a fan

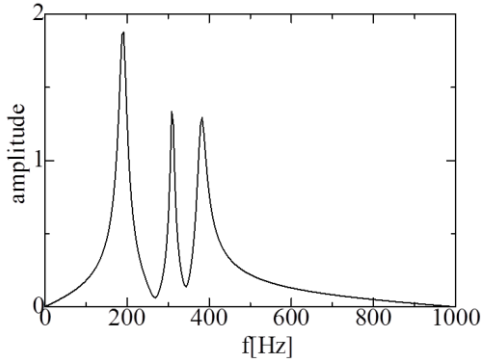


Fig.5 Narrow-band signals

提案法は、大別して、周波数推定部(Active Frequency Filter : AFF)と低次適応フィルタ部(Low Order Adaptive Filter : LADF)で構成される。周波数推定部で入力信号の共振周波数を推定し、その結果を適応フィルタ部の更新操作に反映させる。以下に、提案法の構成図を Fig.6 として示す。

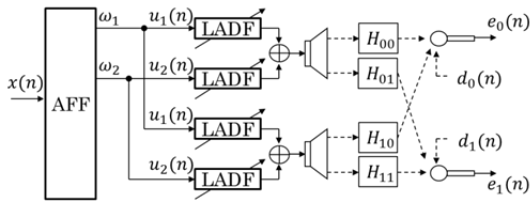


Fig.6 Structure of proposed method (in case of 2 resonant frequencies)

3-1. 周波数推定部(AFF)

まず、周波数推定部について説明する。入力信号の共振周波数の中心周波数を推定するため、IIR 型ノッチフィルタ(NF)及び帯域通過フィルタ(BPF)を用いる。Fig.7 に周波数推定部のブロック図を示す。ここで、 $H_N(z)$ 及び $H_S(z)$ はそれぞれ NF, BPF の伝達関数であり、 $e(n)$ 及び $s(n)$ はそれぞれ NF, BPF の出力である。また、 μ は一度の更新量を決定するステップサイズである。加えて、推定の追従性を高めるために、積分ループ $1/(1-\beta z^{-1})$ を追加している ($0 \leq \beta < 1$)。式(10),(11)に NF 及び BPF の伝達関数を、式(12)に α の推定値 $\hat{\alpha}$ の更新式を示す。 γ はフィルタの極半径である。また、 α と周波数の関係は(13)式で表される。

$$H_N(z) = \frac{1 - \alpha z^{-1} + z^{-2}}{1 - \gamma \alpha z^{-1} + \gamma^2 z^{-2}} \quad (10)$$

$$H_S(z) = \frac{-(1-\gamma)z^{-1} + \gamma(1-\gamma)z^{-3}}{1 - \gamma \alpha z^{-1} + \gamma^2 z^{-2}} \quad (11)$$

$$\hat{\alpha}_{n+1} = (1 + \beta)\hat{\alpha}_n - \beta\hat{\alpha}_{n-1} - \mu e(n)s(n) \quad (12)$$

$$\alpha = 2\cos\left(\frac{2\pi f}{f_s}\right) \quad (13)$$

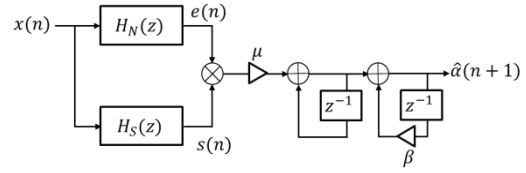


Fig.7 A block diagram of AFF (in case of 1 resonant frequency)

また、フィルタをトリー型に配置することで、複数周波数の推定も可能となり、その場合更新式は(14)式で表される。 k は何番目の狭帯域信号であるかを示す。Fig.8 に2周波の場合のブロック図を示す。

$$\hat{\alpha}_{n+1k} = (1 + \beta)\hat{\alpha}_{nk} - \beta\hat{\alpha}_{n-1k} - \mu e_{af}(n)s_k(n) \quad (14)$$

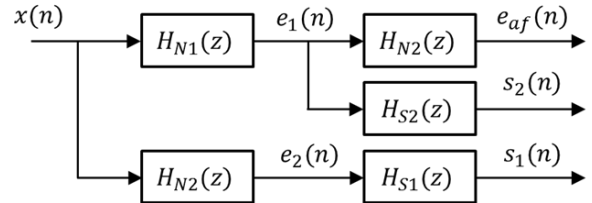


Fig.8 A block diagram of AFF (in case of 2 resonant frequencies)

また、実際の更新においては、元の参照信号の帯域幅を変えないために最終段の帯域通過フィルタを通す前の信号を用いる。2周波の場合の例を Fig.9, Fig.10 に示す。

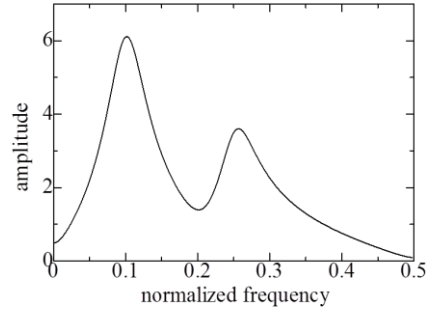


Fig.9 An example of a reference signal

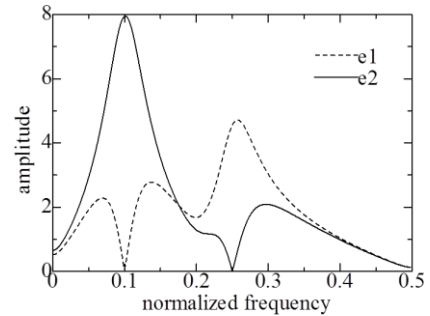


Fig.10 $e_1(n)$ and $e_2(n)$

3-2. 適応フィルタ部(LADF)

AFFにより求められた狭帯域信号を用いて、適応フィルタの更新を行う。今、説明の簡単化のために近似した狭帯域信号を、(15)式のような線スペクトルとし、 ω_k 近傍のプラント特性 $H_2(e^{j\omega_k})$ を $c_k e^{j\varphi_k}$ とする。 c_k は振幅特性であり、 φ_k は位相特性であるため、MELMSの更新式(9式)における更新項の部分は、(16)式のように書き表すことができる。

$$\begin{aligned} u_k(n) &\approx a_k \cos \omega_k n + b_k \sin \omega_k n \quad (15) \\ \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{J-1} c_{lm}(j) u_k(n-i-j) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} c_k \{a_k \cos(\omega_k(n-i) + \varphi_k) + \\ &\quad b_k \sin(\omega_k(n-i) + \varphi_k)\} \\ &= A_k \cos(\omega_k(n-i)) + B_k \sin(\omega_k(n-i)) \quad (16) \end{aligned}$$

A_k, B_k は振幅と位相の変化を表す。以上より、提案法ではプラントモデルを用いることなく適応フィルタの更新を行うことができることが分かる。また、上述の近似により全帯域ではなく中心周波数近傍のみのプラント特性を考慮すればよいため、低次の適応フィルタで十分であり、演算量を削減することができる。さらに、プラントモデルの事前の同定も不要である。

4. 数値例

提案法について、いくつかのシミュレーションにより、入力信号の帯域幅と適応フィルタの次数の関係について主に検討を行う。本シミュレーションでは、複数のBPFによりフィルタリングされた加法性白色雑音を入力信号としている。その帯域幅はBPFの極半径 γ により決定され、(17)式より求められる。 f_s はサンプリング周波数である。

$$\text{Bandwidth} = \frac{1-\gamma}{\pi} f_s \quad (17)$$

また、シミュレーションの評価には評価規範 ε_{NRM} が用いられる。これは、誤差信号の電力を参照信号の電力で正規化したものであり、すなわち、低い値を示すほどより良い騒音制御特性であることを意味する。 ε_{NRM} は(18)式で定義される。 L は制御箇所の数である。

$$\varepsilon_{NRM} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} e_l^2(n)}{\sum_{l=0}^{L-1} d_l^2(n)} \quad (18)$$

各シミュレーションにおいてはサンプル数サンプル数 $N=44000$ とし独立な100回の施行の平均を取った ε_{NRM} のグラフと、どの条件においてもおおよそ特性値の収束する $n=40000 \sim 44000$ の ε_{NRM} の平均値を $\varepsilon_{NRM \cdot \infty}$ と

した表を結果として示している。また、全てのシミュレーションにおいて、 $f_s = 8000[\text{Hz}]$ であり、狭帯域信号の中心周波数は $200, 1200, 2200, 3200[\text{Hz}]$ とした。

4-1. 信号の帯域幅について

初めに、適応フィルタ次数を1次に設定し、騒音信号の帯域幅を様々に変更して提案法のシミュレーションを行った。以下にFig.11, Table.1としてシミュレーション結果を示す。

$\gamma = 0.99$ のとき収束は遅いが収束後の特性が最も良く、帯域幅が広くなるに従って特性が悪化していった。すなわち、信号の帯域幅が狭いほど騒音制御特性は良くなるため、提案法は回転器系のような共振特性を持った騒音を発する騒音源に対して有効であるといえる。

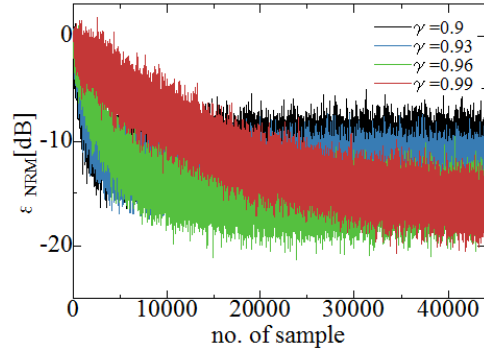


Fig.11 Convergence curve for band-width

Table.1 Comparison of the $\varepsilon_{NRM \cdot \infty}$

γ	BW[Hz]	$\varepsilon_{NRM \cdot \infty}$ [dB]
0.9	254.65	-10.6624
0.93	178.25	-12.6283
0.96	101.86	-15.5613
0.99	25.46	-15.9624

4-2. 適応フィルタ次数について

次に、 γ の値を0.99に設定し(帯域幅 $25.46[\text{Hz}]$)、適応フィルタ次数を様々に変えてシミュレーションを行った。その結果を以下にFig.12, Table.2として示す。

フィルタ次数を1次から2次にした時は特性の向上が見られたが、それ以降次数を上げていっても性能の向上は見られなかった。そのため、演算量削減と騒音制御特性の両方の観点から見て、適応フィルタの次数は1次か2次程度で十分であるといえる。

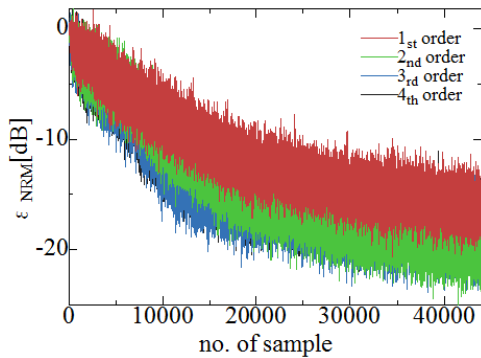


Fig.12 Convergence curve for the order of filter

Table.2 Comparison of the $\epsilon_{NRM \cdot \infty}$

Order of Filter	$\epsilon_{NRM \cdot \infty}$ [dB]
1	-15.9624
2	-19.5800
3	-19.1980
4	-17.6070

4-3. 既存法との比較

既存法である MELMS 法と提案法の騒音制御特性の比較を行った結果を、Fig.13, Table.3 として示す。γの値は 0.99 とした。

Table.3 より、提案法は MELMS 法よりも収束値が低いことが分かる。よって、提案法は既存法と比較して、共振特性を持った騒音を発する騒音源に対してはより少ない演算量でほぼ同等の性能を有しているといえる。

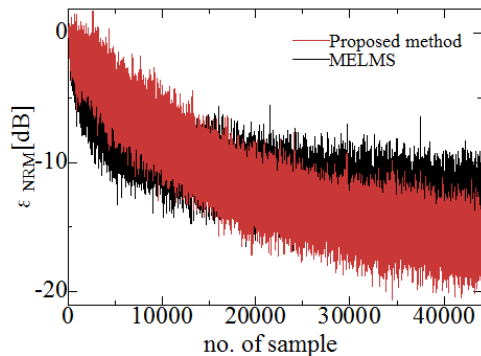


Fig.13 Comparison of convergence curve

Table.3 Comparison of the $\epsilon_{NRM \cdot \infty}$

Algorithms	$\epsilon_{NRM \cdot \infty}$ [dB]
Proposed	-15.9624
MELMS	-12.8816

4-4. 演算量の比較

最後に、提案法と既存法の演算量の比較を行う。既存法として MELMS 法を例に取り、比較を行った結果の表を Table.4 として以下に示す。各記号の示すものは以下のとおりで

ある。

P : MELMS 法でのプラントモデルの数(P=19)

I : 適応フィルタの次数

(MELMS 法:I=19, 提案法:I=1or2)

k : 狭帯域信号の共振周波数の数(k=4)

L : アクチュエータの数(L=2)

M : エラーセンサの数(M=2)

提案法はプラントモデルを用いていないため、MELMS 法と比べて演算量が大きく削減されていることが分かる。

Table.4 Comparison of the computational load

	MELMS		Proposed method	
	analytic	numerical	analytic	numerical
Frequency estimation			$4(k \log_2 k + 1) + 9k$	72
Update of adaptive filter	$M(I+1)L(P+3)$	1,760	$M(I+1)Lk$	$32(I=1)$ $48(I=2)$
total		1,760	$104(I=1)$ $120(I=2)$	

5. まとめ

本稿では、既存の ANC アルゴリズムの持つ演算量の増加などの問題を克服するための提案法は、回転機系のような帯域幅の狭い騒音を複数の狭帯域信号に近似することでプラントモデルを用いることなく適応処理を行うということについて述べた。またシミュレーションを行うことで、主に騒音信号の帯域幅と適応フィルタ次数の関係について検討を行った。結果として、帯域幅のより狭い騒音に対してより良い制御特性を示したため、提案法は回転機系などの騒音に適していることを示した。さらに、演算量削減と制御特性の観点から見て、適応フィルタ次数は 1 次か 2 次程度で十分であることを示した。そして、既存法である MELMS 法と性能・演算量を比較し、性能については帯域幅の狭い騒音に対してはほぼ同等、演算量については提案法のほうが大きく優れていることを示した。今後は、帯域幅が狭い時に収束が遅くなる原因を調査し、実機上での動作に取り組む予定である。

参考文献

- 1) M. Bouchard, S. Norcross, "Computational load reduction of fast convergence algorithms for multichannel active noise control" SIGNAL PROCESSING vol.83 No.1, Jan. 2003
- 2) N. Kudoh, T. Shibusaki, Y. Tadokoro, "A study on a multichannel active noise canceller by using narrowband signals", CD-ROM Proc..IEEE ICSP2010, pp.1-4, Oct.2010.