

狭帯域信号を用いた ANC の検討 II

A Study on an ANC System Using Narrow-Band Signals II

○成田昂世*, 工藤憲昌*, 田所嘉昭**

○Kosei Narita*, Norimasa Kudoh*, Yoshiaki Tadokoro**

*八戸高専, **豊橋技科大

*NIT, 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。

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。参照センサを用いて騒音を事前に読み取り, 参照信号 $x(n)$ として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, 騒音を打ち消す音波を発生させる信号をアクチュエータ (スピーカ) へ出力する。エラーセンサは, アクチュエータによって打ち消された騒音を読み取り, エラー信号 $e(n)$ として制御器へとフィードバックする。この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により最適な騒音制御が実現される。

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^{1, 2)}。

しかし, 上記の方法ではチャンネル数の増加に伴って演算量が大幅に増加する。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。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³⁾。

本稿では提案法の, 位相遅れの大きなプラント特性に対する問題点とその対処について検討する。2. ではまず従来法である 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. では位相遅れの大きなプラント特性に対し提案法が抱える問題点とその対処法について述べる。5. はまとめである。

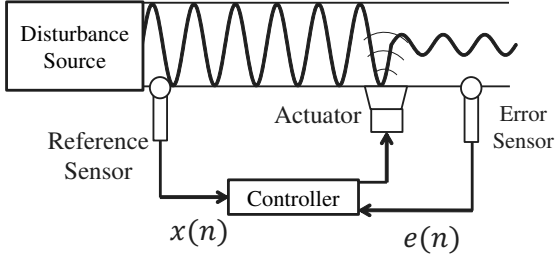


Fig. 1 ANC applied in a duct

2. 従来法

Fig. 1 のダクトに filtered-x LMS 法を適用したブロック図を Fig. 2 に示す. ここで, $d(n)$ は制御対象の騒音, $\varphi(n)$ は観測雑音, $H_1(z)$ 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, $\hat{H}_2(z)$ はプラントモデル, $W(z)$ は適応フィルタである.

時刻 $n+1$ における適応フィルタの i 番目の係数 $w_i(n+1)$ は式 (1) により更新される.

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

$$W(z) = \sum_{i=0}^I w_i(n) z^{-i} \quad (2)$$

$$H_2(z) = \sum_{j=0}^J c(j) z^{-j} \quad (3)$$

$$e(n) = d(n) + \sum_{j=0}^J c(j) \sum_{i=0}^I w_i(n) x(n-i-j) \quad (4)$$

ここで, μ はステップサイズ, I と J はそれぞれ $W(z)$ と $\hat{H}_2(z)$ の次数, $c(j)$ および $\hat{c}(j)$ はそれぞれ $H_2(z)$ と $\hat{H}_2(z)$ の j 番目の係数である. 式 (1) より, フィルタ係数の更新操作にプラントモデルを用いていることが分かる.

次に, filtered-x LMS 法が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

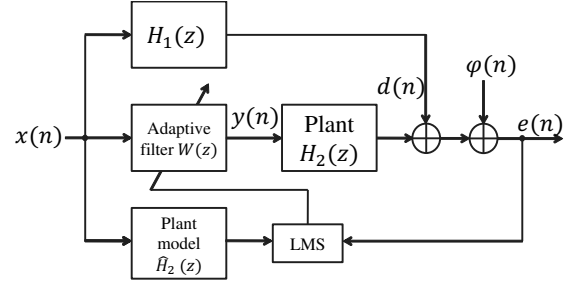


Fig. 2 Block diagram of the filtered-x LMS algorithm

2チャンネルの場合の構成例を示す. l 番目のアクチュエータから m 番目のエラーセンサのための適応フィルタ係数 $W_{lm}(z)$ の, 時刻 $n+1$ における i 番目の係数 $w_{lm,i}(n+1)$ は式 (5) によって更新される.

$$w_{lm,i}(n+1) = w_{lm,i}(n) - \mu \sum_{m=0}^{M-1} e_m(n) \sum_{j=0}^J \hat{c}_{lm}(j) x(n-i-j) \quad (5)$$

$$W_{lm,n}(z) = \sum_{i=0}^I w_{lm,n}(i) z^{-i} \quad (6)$$

$$H_{lm}(z) = \sum_{j=0}^J c_{lm}(j) z^{-j} \quad (7)$$

$$e_m(n) = d_m(n) + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{j=0}^J \sum_{i=0}^I w_{lm,n}(i) c_{lm}(j) x(n-i-j) \quad (8)$$

ここで L と M はアクチュエータとエラーセンサの数, $c_{lm}(j)$ は $w_{lm,i}(n)$ と同経路のプラント特性 $H_{lm}(z)$ の j 番目の係数である.

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, 適応フィルタの更新には単一チャンネルの場合と同様, $c_{lm}(j)$ の推定値 $\hat{c}_{lm}(j)$ ($\hat{H}_{lm}(z)$) 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, 式 (5) よりチャンネル数

の増加に伴い演算量が大幅に増加することが分かる。

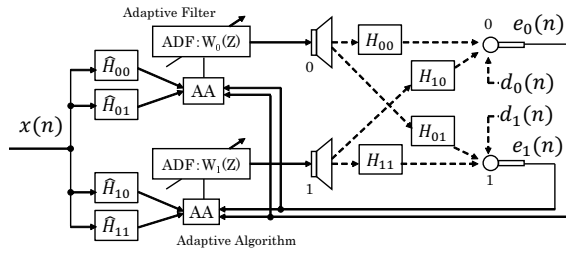


Fig. 3 Block diagram of MELMS algorithm (2ch)

3. 提案法

3.1 概略

騒音源がファンやモーターなどの回転器系の場合、実際の騒音は Fig. 4 のような共振特性を持っている。この例では、帯域幅は約 20[Hz] 以下であり非常に狭い。ゆえに、共振周波数を推定しその近傍を取り出すことで、参照信号を複数の狭帯域信号に近似することが出来る。

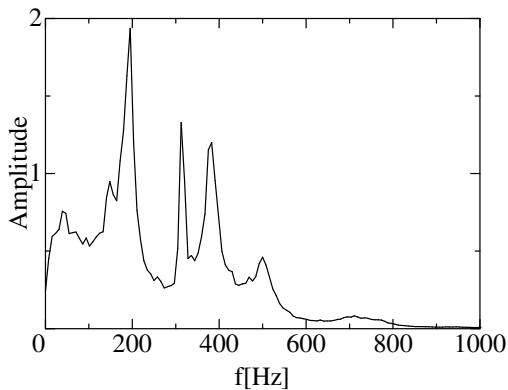


Fig. 4 Frequency characteristics of a real fan

提案法は、周波数推定部 (Adaptive Frequency Filter:AFF) と低次適応フィルタ部 (Low order Adaptive Filter:LADF) から構成される。周波数推定部により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。提案法の構成を Fig. 5 に示す^{3, 4)}。

説明の簡単化のため、近似した各狭帯域信号を式 (9) で表される線スペクトルとし、プラン

トモデル特性 $\hat{H}_{lm}(e^{j\omega_k})$ を $c_k e^{j\varphi_k}$ とする。ここで、 c_k は振幅特性、 φ_k は位相特性である。よって、式 (5) における更新項の部分は式 (10) のように書き換えられる。

$$u_k(n) \approx a_k \cos \omega_k(n) + b_k \sin \omega_k(n) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} & \sum_{j=0}^J \hat{c}_{lm}(j) u(n-i-j) \\ &= c_k \{ a_k \cos \omega_k((n-i) + \phi_k) \\ & \quad + b_k \sin \omega_k((n-i) + \phi_k) \} \\ &= A_k \cos \omega_k(n-i) + B_k \sin \omega_k(n-i) \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 A_k と B_k は振幅と位相の変化を表す。上記の近似により考慮すべきプラント特性は共振周波数の近傍のみとなるため、適応フィルタ次数は低次で十分であり、多チャンネル拡張時の演算量を大きく削減することができる。また、プラントモデルを事前に同定しておく必要がなくなる。

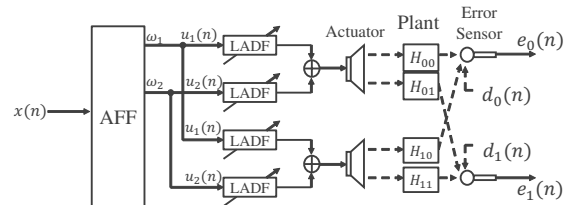


Fig. 5 Block diagram of the proposed algorithm

3.2 周波数推定部

共振周波数を推定するための方法は、Fig. 6 や Fig. 7 のように表される⁵⁾。 ω_k を取り除くために適応ノッチフィルタ (NF) $H_{Nk}(z)$ が、 ω_k を抽出するために適応帯域通過フィルタ (BPF) $H_{Sk}(z)$ が用いられ、 $H_{Nk}(z)$ と $H_{Sk}(z)$ はそれぞれの伝達関数を示し、式 (11) と式 (12) で表される。 γ はフィルタの極半径を制御するためのパラメータであり ($0 < \gamma < 1$)、 μ_{af} は周波数推定の

ためのステップサイズパラメータである。 $\hat{\alpha}_k(n)$ の収束値の真値は $2 \cos \omega_k$ である。また、より高速な収束のため、更新式には項 $(1 - \beta z^{-1})^{-1}$ が含まれている（式(13)）⁶⁾。

$$H_{Nk}(z) = \frac{1 - \alpha_k z^{-1} + z^{-2}}{1 - \gamma \alpha_k z^{-1} + \gamma^2 z^{-2}} \quad (11)$$

$$H_{Sk}(z) = \frac{-(1 - \gamma)z^{-1} + \gamma(1 - \gamma)z^{-3}}{1 - \gamma \alpha_k z^{-1} + \gamma^2 z^{-2}} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}_{n+1,k} = \\ (1 + \beta)\hat{\alpha}_{n,k} - \beta\hat{\alpha}_{n-1,k} - \mu_{af} e_{af}(n) s_k(n) \end{aligned} \quad (13)$$

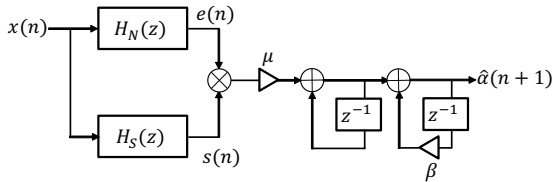


Fig. 6 A block diagram of AFF (in case of one resonance frequency)

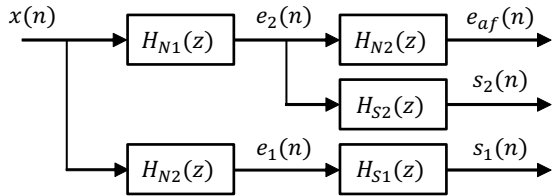


Fig. 7 A block diagram of AFF (in case of two resonant frequencies)

4. 数値例

4.1 問題点と改善案

しかしながら提案法には、狭帯域信号の共振周波数においてプラントの位相特性が大きく遅れている場合、性能が悪化してしまうという問題があった。Fig. 8にFIRフィルタを用いた場合のシミュレーション結果を、Fig. 9にシミュレーションで用いたプラント特性を示す。ここで、 ε_{NRM} は式(14)で定義される評価規範であり、これが

低いほどANCの性能が良いことを意味する。周波数パターン(B)において、3500[Hz]($f/f_s = 0.4375$)の部分の位相特性は約 $-110[\text{deg}]$ と遅れが大きいため、騒音制御性能が悪化している。これに対し、filtered-U LMS法の考えに基づき、これまでFIR型フィルタで構成されていた提案法の適応フィルタ部をIIR型に置き換えることで、改善を試みた。なお、この場合は適応フィルタの安定判別を行っている。これにより、提案法は位相遅れの大きなプラント特性にも対応することができるようになる。Fig. 10にIIRフィルタを用いた場合の収束結果を示す。この場合、パターン(B)においても性能が悪化することなく騒音制御できている。

以下にシミュレーション条件を示す。

1) 評価規範:

$$\varepsilon_{NRM}(n) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} e_l^2(n)}{\sum_{l=0}^{L-1} d_l^2(n)} \quad (14)$$

2) 狭帯域信号:

- 周波数(A): 200, 1200, 2200, 3200[Hz]
- 周波数(B): 500, 1500, 2500, 3500[Hz]
- 帯域幅: 101.86[Hz]

3) サンプリング周波数: $f_s = 8[\text{kHz}]$

4) フィルタ次数: 1次(FIR,IIR)

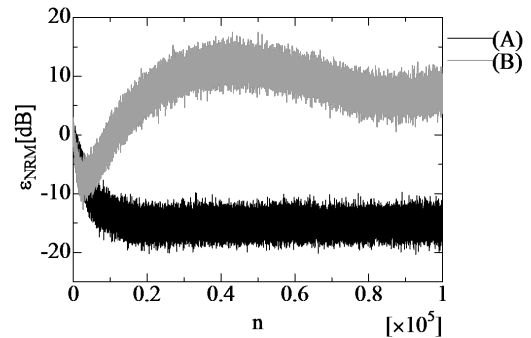


Fig. 8 Convergence curves using adaptive FIR filter

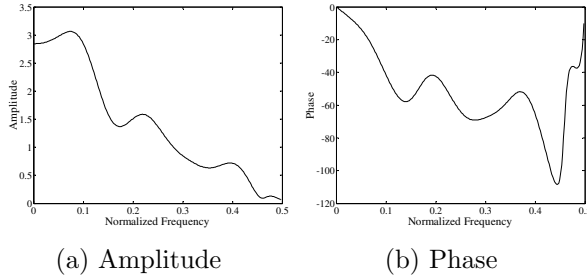


Fig. 9 Frequency characteristics of plant

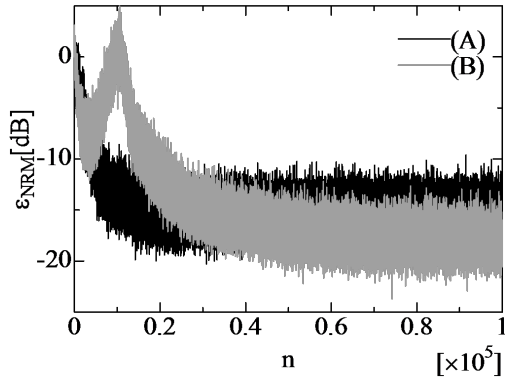


Fig. 10 Convergence curves using adaptive IIR filter

4.2 演算量比較

Table 1 に提案法と従来法 (MELMS 法) の演算量の比較を示す. 適応フィルタを FIR から IIR に置き換えることで僅かに演算量は増加するものの, いずれも MELMS 法に比べ十分に小さいことが分かる. 各記号の示すものは以下のとおりである.

- J : MELMS 法におけるプラントモデルの次数 ($J = 19$)
- I : 適応フィルタの次数 (MELMS 法: $I = 19$, 提案法: $I = 1$)
- 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 ($M = 2$)

5. まとめ

ダクト付きファンや車内での騒音制御のような特定の応用では, 制御対象の騒音は共振特性を有する. 本稿ではまず, 周波数推定により共

Table 1 Comparison of the computational load

	MELMS		Proposal	
	analytic	numerical	analytic	numerical
Frequency estimation			$4(k \log_2 k + 1) + 9k$	72
Update of adaptive filter	$M(I+1)L(J+3)$	1 760	FIR: $M(I+1)Lk$ IIR: $M(2I+1)Lk$	FIR: 32 IIR: 48
total		1 760	FIR: 104 IIR: 120	

振特性の中心周波数周辺を抽出し騒音制御に用いる方法を概説した. また, 提案法が抱えていた, プラントの位相特性が大きく遅れている場合に性能が劣化してしまうことがあるという問題に対し, 適応フィルタ部を IIR 型に変更することで改善を施した. さらにその場合でも, 従来の MELMS 法に比べ演算量が非常に少ないという提案法の利点は維持されることを示した. 今後は, 実機に対して適用していく予定である.

参考文献

- 1) M. Bouchard and S. Norcross, “Computational load reduction of fast convergence algorithms for multichannel active noise control” Signal Processing, vol.83, No.1 pp.121-134 (2003)
- 2) Nithin V. George and Ganapati Panda, “Advances in active noise control: A survey, with emphasis on recent nonlinear techniques”, Signal Processing, vol.93, No.2 pp.363-377 (2013)
- 3) N. Kudoh, T. Shibutani and Y. Tadokoro, “A study on a multichannel active noise canceller by using narrowband signals”, CD-ROM Proc., IEEE ICSP2010, pp.1-4 (2010)
- 4) K. Narita, N. Kudoh and Y. Tadokoro, “A study on an ANC system using narrow-band signals - relation between band-width and order of adaptive filters”, Tohoku-Section Joint Convention Record of Institute of Electrical and Information Engineers, 2A08, Aug., 2015
- 5) J.F. Chicharo, T.S. Ng, “Gradient-based adaptive IIR notch filtering for frequency estimation”, IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing, 38(5), pp.769-777, 1990
- 6) N. Kudoh and Y. Tadokoro, “Performance analysis of a new LMS-based Fourier analyzer”, CD-ROM Proc. IEEE Tencon’03, pp.1-4, Bangalore, India, Oct., 2003