

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 A study on an active noise canceller using narrow band signals

沼畑 俊 工藤憲昌* 田所嘉昭**

Shun Numahata 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 工学部

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

キーワード: 能動騒音制御 (active noise controll), 狭帯域信号 (narrow band signals),
適応周波数推定 (adaptive frequency estimation)

連絡先: 〒039-1192 八戸市田面木上野平 16-1 八戸高専 電気工学科

tel:0178-27-7281, e-mail:kudohk-e@hachinohe-ct.ac.jp

1. はじめに

一般に、アクティブノイズキャンセラ (Active noise canceller: ANC) では、参照信号をプラントモデルでフィルタリングしたあと適応 FIR フィルタにより適応させる動作を行う filtered-x LMS 法やその改良版が用いられている[1], [2]. 図 1 に ANC の応用例を示す.

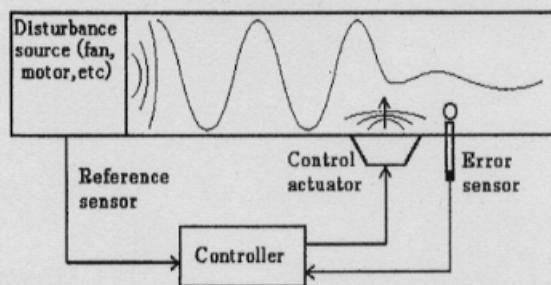


図 1. ANC の応用例:ダクトにおける騒音の制御

Fig.1 An application of active noise control:

the control of sound waves in a duct

このような応用では、アクチュエータ～エラーセンサ間の音響プラントを考慮する必要があるため filtered-x LMS 法やその改良版では、事前に同定が必要である。また、これらの方法では、適応 FIR フィルタと誤

差信号間の遅延のため、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[2].

本稿では、図 1 に示すように、回転機系などにより発生する騒音に対する制御について述べる。このような応用では、図 2 のようにノイズ信号が回転数やダクトの特性で決定される共振特性を持つ。このため、参照信号を狭帯域信号に近似することで簡単化を図ることができる。提案法では、狭帯域信号への近似のため適応的に周波数を推定している[3], [4].

以下に本稿の構成を示す。2.では filtered-x LMS 法を概説するとともにその問題点を述べる。3.では提案方法の構成について述べ、3.1 では適応周波数推定について述べ、3.2 狭帯域信号への近似方法について述べ、3.3 では極半径における収束のふるまいについて比較する。4.では、4.1 で未知系の同定法を概説するとともに、同定後の特性を検証し、4.2 で filtered-x LMS 法と提案法を比較する。5.はまとめである。

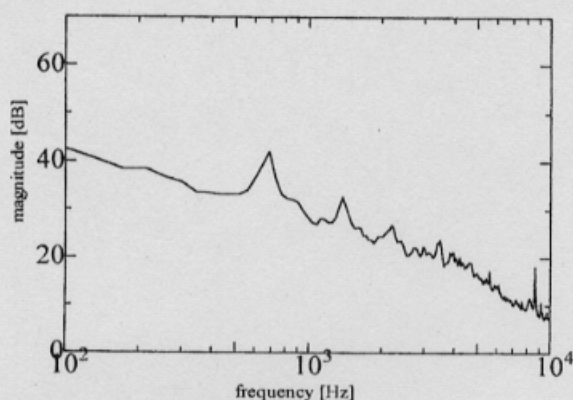


図 2. ノイズ(PC ファン)の周波数特性

Fig.2 Spectrum characteristics of noise (PC's fan)

2. filtered-x LMS 法

図 1 のダクトにおける filtered-x LMS 法の構成を図 3 に示す[2]. $d(n)$ は観測雑音を含んだ所望の信号(除去対象の信号), $x(n)$ 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 $H_1(z)$ はダクトの特性, $H_2(z)$ は(2)式に示すアクチュエータ〜エラーセンサ間の特性である. 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.

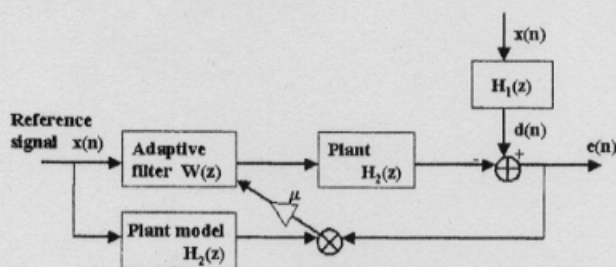


図 3.filtered-x LMS アルゴリズム

Fig.3 The filtered-x LMS algorithm

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

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

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

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

filtered-x LMS 法の更新式は(4)式に示すように未知である $C(j)$ を含むため, $H_2(z)$ の同定が事前に必要となる. さらに, 適応フィルタと誤差信号間の遅延により収束を遅くせざるを得ない等の問題点がある[2].

3. 提案法

提案法では, 3.1 で述べる適応周波数推定法により, 図 4 のように参照信号 $x(n)$ の共振周波数近傍毎に狭帯域信号へ近似し, それぞれの狭帯域信号に対して騒音制御のための適応処理を行う. 図 5 は提案法の構成である. AFF は適応周波数推定部であり, IADF は騒音制御のための 1 次の適応デジタルフィルタである ($W_{k,n}(i), i=0, 1$). 簡単化のため, ある狭帯域周波数信号 $u_k(n)$ (2 帯域の例; $k=1, 2$)を(5)式のように近似できるとした場合, プラントの特性 $H_2(e^{j\omega})$ の ω_k 近傍のみを考慮すれば良いため, $H_2(e^{j\omega_k}) = C_k e^{j\phi_k}$ と近似できる. このため, 更新式の一部は(6)式のように, 位相項 ϕ_k を考慮した振幅 A_k, B_k を導入することにより $u_k(n)$ の振幅と位相を変えたものとなり, 1 次程度の適応フィルタで実現可能となる. 従って, 提案法の更新式は(7)式で表すことができる. さらに, 更新式は(8)式のように未知である $C(j)$ を含まない形で表現することができる.

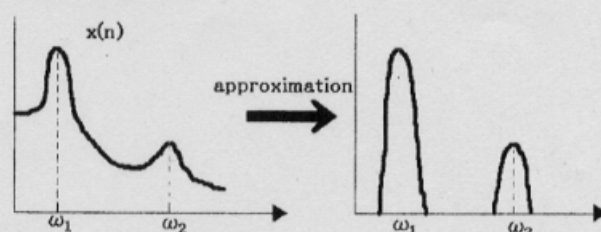


図 4. 狭帯域信号への近似

Fig.4 Approximation to narrow band signals

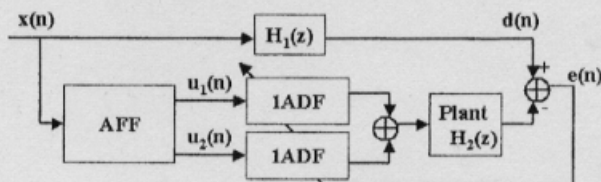


図 5.提案法の構成

Fig5 The block diagram of the proposed method

$$u_k(n) \approx a_k \cos \omega_k n + b_k \sin \omega_k n \quad (5)$$

$$\sum_{j=0}^{i-1} C(j)u_k(n-i-j) = C_k \{a_k \cos(\omega_k(n-i)+\phi_k) + b_k \sin(\omega_k(n-i)+\phi_k)\} \\ = A_k \cos(\omega_k(n-i)) + B_k \sin(\omega_k(n-i)) \quad (6)$$

$$W_{k,n+1}(i) = W_{k,n}(i) + \mu e(n) \{A_k \cos(\omega_k(n-i)) + B_k \sin(\omega_k(n-i))\} \quad (7)$$

$$= W_{k,n}(i) + \mu e(n) u_k(n-i) \quad (8)$$

3.1 適応周波数推定法

狭帯域信号への近似のためには、共振周波数を検出する適応周波数推定法を用いる[3], [4]. これは図6(2周波推定の例)のように(9)式で表されるノッチフィルタ $H_{nk}(z)$ (ω_k 近傍の除去)と(10)式で表される帯域通過フィルタ $H_{sk}(z)$ (ω_k 近傍の抽出)により構成されており、 r は極半径で $0 < r < 1$ である。 $a_k(n)$ の真値は $2\cos \omega_k$ であり、(11)式で更新される。その構成を図7に示す[2].

$$H_{nk}(z) = \frac{1 - a_k z^{-1} + z^{-2}}{1 - ra_k z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (9)$$

$$H_{sk}(z) = \frac{-(1-r)z^{-1} + r(1-r)z^{-3}}{1 - ra_k z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (10)$$

$$a_k(n+1) = a_k(n) + \frac{\mu_{af}}{1 - \beta z^{-1}} e_{af}(n) s_1(n) \quad (11)$$

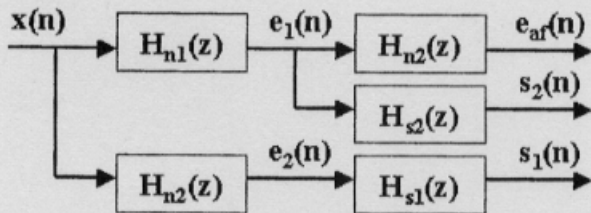


図6.適応周波数推定

Fig. 6 Adaptive frequency estimation

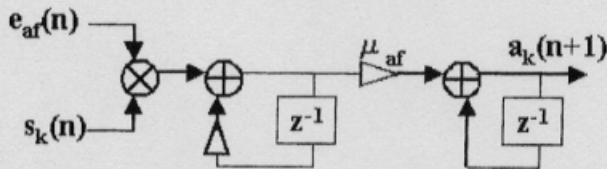


図7.適応周波数フィルタ(更新部)

Fig. 7 Adaptive frequency estimation (update)

3.2 狭帯域信号への近似

本稿では、図6より、狭帯域信号として $e_1(n)$, $e_2(n)$ を用いる方法を提案法1, $s_1(n)$, $s_2(n)$ を用いる方法を提案法2とする。提案法1の信号は元の参照信号 $x(n)$ に等しい帯域幅を持ち、提案法2は帯域通過フィルタ $H_{sk}(z)$ を通すため狭い帯域幅を持っている。これらの方法の特性の比較を適応フィルタの次数を各々1として以下のシミュレーション条件(1)の下で行い、正規化2乗誤差 ϵ_{NRM} (式(12))を図10に示す。なお、以降の比較は評価量を式(12)とし、図8のアクチュエータ特性と図9の参照信号特性を用い、すべて独立な100回のシミュレーション結果の集合平均により行っている。

$$\epsilon_{NRM} = 10 \log_{10} \frac{e^2(n)}{d^2(n)} [\text{dB}] \quad (12)$$

シミュレーション条件(1):

$$r:0.7, \beta:0.7, \mu_{af}:0.001, J:20, \mu:0.0001$$

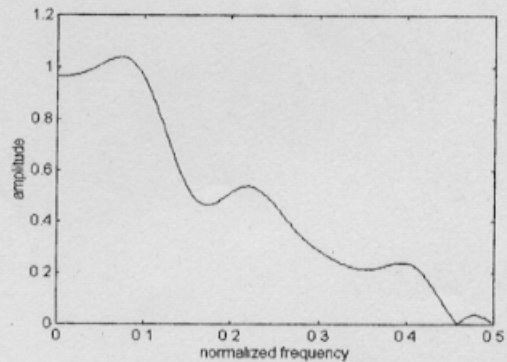


図8.アクチュエータ特性

Fig.8 Amplitude characteristics of the actuator

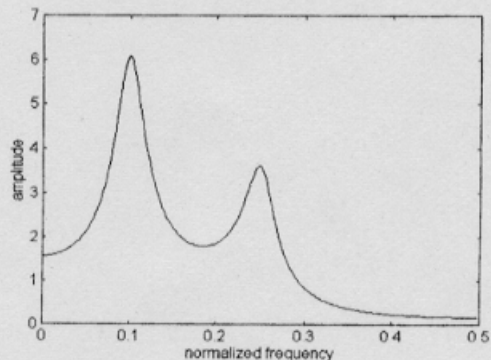


図9.参照信号特性

Fig.9 Amplitude characteristics of the reference signal $x(n)$

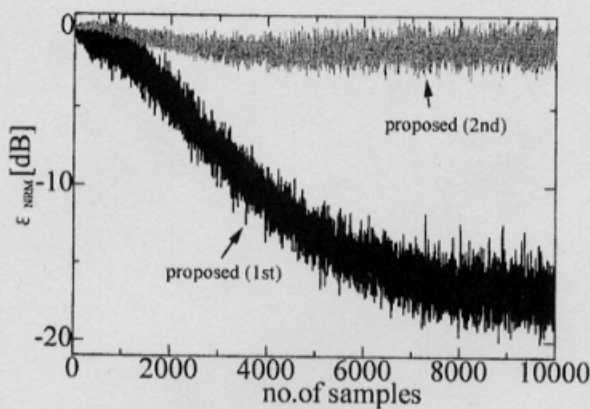


図 10.各提案法の収束曲線

Fig.10 Convergence curve of each proposed method

図 10 より提案法1の方が特性が優れていることがわかる。また、提案法 2 を用いるには、 $x(n)$ の帯域幅を適切に推定することが必要になることがわかる。

3.3 周波数適応フィルタの極半径の比較

本稿では、周波数適応フィルタのパラメータである極半径 r を 0.5, 0.7, 0.9 と変化させ、その時の提案法 1 の収束のふるまいの比較を以下のシミュレーション条件(2)の下で行う。その結果を図 11 に示す。

シミュレーション条件(2):

$$r: 0.5, 0.7, 0.9, \beta: 0.7, \mu_{af}: 0.001$$

$$J: 20, \mu: 0.0001$$

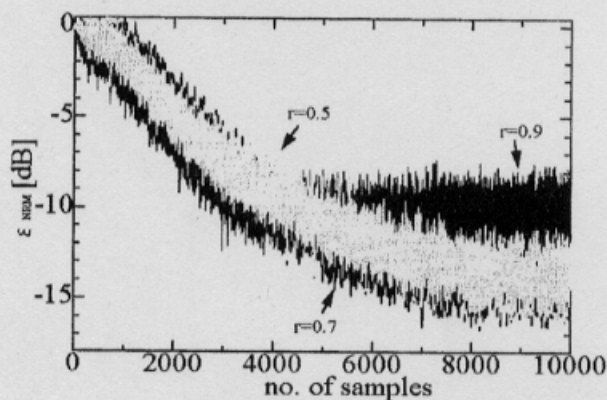


図 11.各極半径による収束曲線

Fig.11 Convergence curve by each pole radius

図 11 より各極半径において最も特性が良いのは $r=0.7$ の時であることがわかる。なお、今回使用した

図 9 の特性の共振帯域の極半径はそれぞれ 0.9 であり、図 11 の結果から、 r が小さすぎるとばらつきが多くなり、逆に参照信号の極半径に近づくと、推定周波数の変動が大きくなるため、特性が悪くなっていることがわかる。

4. 数値例

4.1 で未知系の同定をし、4.2 では提案法と 4.1 で同定した未知系を用いた filtered-x LMS 法とを比較する。比較は、評価量を式(12)とし、図 8 のアクチュエータ特性、図 9 の参照信号特性(各共振帯域の電力は、4.7(振幅大)、1.9(振幅小))を用い、 $H_1(z)=1$ とし、所望の信号 $d(n)$ に分散 0.1 の白色雑音を観測雑音として加えている。

4.1 未知系の同定

図 12 の適応フィルタにより事前に同定する。 $H_2'(z)$ は $H_2(z)$ のプラントモデルであり、(13)式となる。 $H_2(z)$ 、 $H_2'(z)$ に参照信号 $x(n)$ を入力した時の出力をそれぞれ $y(n)$ ((14)式)、 $y'(n)$ ((15)式)とすると、推定誤差 $e_{id}(n)$ は(16)式となり、プラントモデルのフィルタ係数 $D_n(l)$ は(17)式で更新する。これより実際に用いる filtered-x LMS 法の更新式は(18)式で表される。

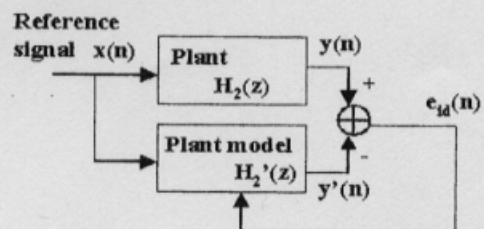


図 12.プラント同定のための適応フィルタ

Fig.12 The adaptive filter for identification of the plant

$$H_2'(z) = \sum_{l=0}^{L-1} D_n(l)z^{-l} \quad (13)$$

$$y(n) = \sum_{j=0}^{J-1} C(j)x(n-j) \quad (14)$$

$$y'(n) = \sum_{l=0}^{L-1} D_n(l)x(n-l) \quad (15)$$

$$e_{id}(n) = y(n) - y'(n) \quad (16)$$

$$D_{n+1}(l) = D_n(l) + \mu_{id} e_{id}(n)x(n-l) \quad (17)$$

$$W_{n+1}(l) = W_n(l) + \mu e(n) \sum_{i=0}^{L-1} D_n(l) x(n-i-l) \quad (18)$$

また、本来の伝達関数を用いた場合と同定した特性を用いた場合について以下のシミュレーション条件(3)の下でシミュレーションを行い、その結果を図13に示す。

シミュレーション条件(3):

N_{id} (サンプル数):5000, μ_{id} :0.001, L :256

J :20, μ :0.0001

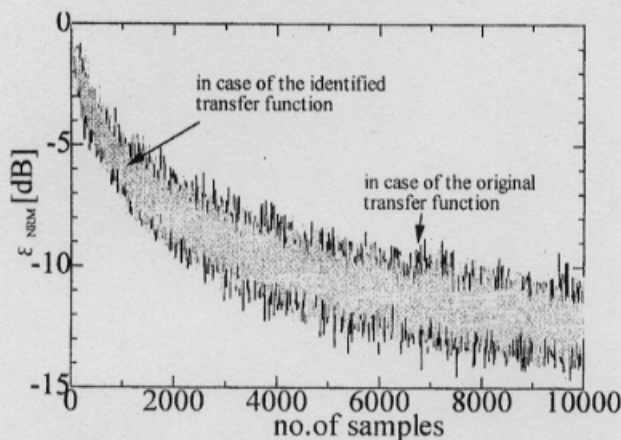


図13.各場合の収束曲線

Fig.13 Convergence curve of each case

4.2 filtered-x LMS 法との比較

提案法1と filtered-x LMS 法との比較を、提案法1の適応フィルタの次数を各々1, filtered-x LMS 法の次数を20として以下のシミュレーション条件(4)の下で行う。その結果を図13に示す。

シミュレーション条件(4):

r :0.7, β :0.7, μ_{af} :0.001

N_{id} :5000 μ_{id} :0.001, L :256

J :20, μ :0.0001

図14より、提案法は高次の filtered-x LMS 法と同等の約13dBノイズを削減できている。なお、提案法に見られる遅れは適応周波数推定による遅延である。

以上より、共振帯域ごとに近似した狭帯域信号を用いることで構造が簡単となり、適応フィルタと誤差信号間の遅延も解消され、filtered-x LMS 法と比べて同等な特性を示すことがわかる。

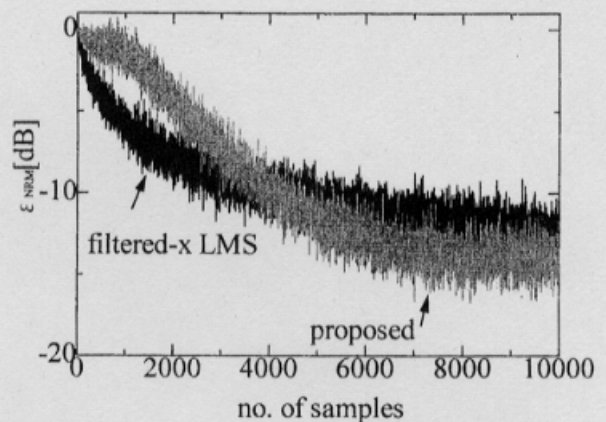


図14.収束曲線

Fig.14 Convergence curve

8. まとめ

本稿では、回転機系への応用を念頭におき、参照信号を狭帯域信号へ近似することで簡単化する方法を述べた。各提案法の収束のふるまいを検証し、特性の優れている提案法1において、周波数適応フィルタの極半径に対する収束のふるまいを比較した。数値例では、filtered-x LMS 法と比較し、同等の特性を示すことを確認した。

今後は帯域幅と適応フィルタの次数の関係の検討、filtered-x LMS 法の改良版との比較、実際の騒音源への適用を実施する予定である。

参考文献:

- [1]B.Widrow, S.D.Stearns, "Adaptive Signal Processing" Prentice Hall, 1985
- [2]M.Bouchard, S.Norciss, "Computaitonal load reduction of fast convergence algorithms for multichannel active noise control "SIGNAL PROCESSING vol.83 No.1, Jan., 2003
- [3]J.F.Chicharo, T.S.Ng, "Grandient-based adaptive IIR notch filtering for frequency estimation"IEEE Trans. Acoust.,Speech,Signal Processing vol.38 No.5,pp.769-777, May 1990
- [4]N.Kudoh, Y.Tadokoro, "Performance Analysis of a new LMS-typed Fourier Analyzer "Proceedings of IEEE TENCON'03,Oct.,2003