

2次経路およびフィードバック経路のオフライン推定精度が アクティブノイズコントロールシステムに及ぼす影響

Effects of Accuracy of Offline Modeling for the Secondary Path and the Feedback Path on Steady-State Error in Active Noise Control Systems

○小関 万寿実, 阿部 正英, 川又 政征

○Masumi Koseki, Masahide Abe, Masayuki Kawamata

東北大学

Tohoku University

キーワード: アクティブノイズコントロール (Active Noise Control), 2次経路 (Secondary Path),
フィードバック経路 (Feedback Path), 推定フィルタの推定精度 (Accuracy of Modeling Filter)

連絡先: 〒 980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05
東北大学 大学院工学研究科 電子工学専攻 川又・阿部 (正) 研究室

小関 万寿実, Tel.: (022)795-7095, Fax.: (022)263-9169, E-mail: koseki@mk.ecei.tohoku.ac.jp

1. はじめに

アクティブノイズコントロール (Active Noise Control: ANC) とは, 騒音と同振幅かつ逆位相の音を発生させて, 重ね合わせの原理により騒音を低減する技術である [1]. 1980 年代後半以降のデジタル信号処理技術や適応制御技術の発展に伴い実用化が進み, イヤホンやヘッドホンのノイズキャンセル機能や空調等のダクト内の騒音除去などに応用されている [2].

Fig. 1 はダクトにおける ANC システムを示す. Fig. 1 において騒音源から誤差マイクまでの経路を 1 次経路, 2 次音源から誤差マイクまでの経路を 2 次経路, 2 次音源から参照マイクまでの経路をフィードバック経路という.

ANC は適応アルゴリズムによってフィルタ

係数が更新される適応フィルタを用いることで騒音の性質などの変化に対応することができる. 本稿で扱う Filtered-x LMS (FxLMS) アルゴリズムはそのわかりやすさとロバスト性により ANC に最もよく用いられる適応アルゴリズムである [3].

FxLMS アルゴリズムでは適応フィルタのフィルタ係数を求めるために 2 次経路の推定が必要である. また, フィードバック経路の影響を打ち消すために, フィードバック経路の推定が必要である [1]. ここで, 1 次経路や 2 次経路, フィードバック経路は気温変化や環境の変化などにより経路変化する. この経路変化に対応するために, 2 次経路とフィードバック経路はオンラインで推定することが望ましい. オンライン推定では経路変化によって, 2 次経路推定フィルタと 2

次経路の差やフィードバック経路推定フィルタとフィードバック経路の差が変わる可能性がある。それぞれの差は ANC システムの精度に影響を与える。そのため、オンライン推定の推定精度を評価することが必要となる。その基礎検討として、オフラインでの 2 次経路やフィードバック経路推定精度が ANC システムに与える影響を調べる。

本稿では、オフライン推定で求めた 2 次経路推定フィルタやフィードバック経路推定フィルタの推定精度が ANC システムに与える影響を数式的に検討し、実システムの音響経路のパラメータを用いて実験することでその影響を確認する。

2. ANC システム

本章では、1 次元音場における ANC システムについて概説する。

ANC におけるダクトは、断面が矩形の場合、長辺 l が以下の条件を満たすときに 1 次元的な取り扱いが可能である [2]。

$$l < \frac{0.5c}{f} \quad (1)$$

ここで、 c は音速、 f は対象音の周波数である。また、ダクトの断面が円形の場合、直径 D が以下の条件を満たすときに 1 次元的な取り扱いが可能である [2]。

$$D < \frac{0.586c}{f} \quad (2)$$

本稿では、Fig. 1 のような 1 次元近似のダクトにおける単一チャンネルのフィードフォワード形の ANC について議論する。

Fig. 1 より、参照マイクから誤差マイクまでの経路を 1 次経路、消音スピーカー (2 次音源) から誤差マイクまでの経路を 2 次経路、2 次音

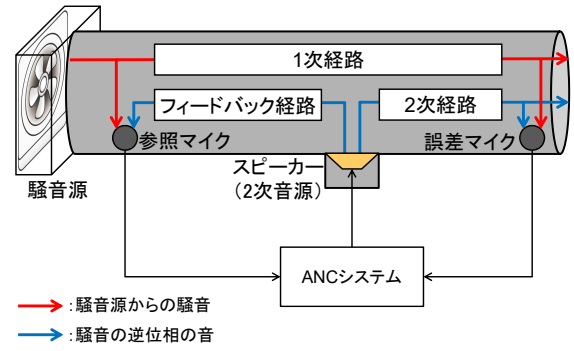


Fig. 1 ダクトにおける ANC システム
源から参照マイクまでの経路をフィードバック経路とし、それぞれの伝達関数を $P(z)$ と $S(z)$, $F(z)$ とする。

次節からは、ANC に用いる適応アルゴリズムの一つである FxLMS アルゴリズムについて概説し、FxLMS アルゴリズムにおいて 2 次経路推定フィルタが必要となることを示す。次に、フィードバック経路推定フィルタを用いてフィードバック経路による影響を除去する方法を概説する。

2.1 FxLMS アルゴリズム

本節では、ANC に用いられる FxLMS アルゴリズムを導出する。導出において、 $F(z)$ の影響を考慮しない ANC システムを考える。Fig. 2 に $F(z)$ の影響を考慮しない ANC システムのブロック図を示す。このシステムで LMS アルゴリズム [4,5] を用いることを考える。

Fig. 2 において、騒音源からの入力信号を $u(n)$ とする。 $W(z)$ と $\hat{S}(z)$ への入力を $x(n)$ とすると、フィードバック経路を考慮しない ANC システムでは $x(n) = u(n)$ となる。また、 $P(z)$ の出力を $d(n)$ 、適応フィルタ $W(z)$ の出力を $y(n)$ 、 $S(z)$ の出力を $y'(n)$ とする。また、適応フィルタ $W(z)$ の時刻 n におけるその係数ベクトル $\mathbf{w}(n)$ を以下のように定義する。

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T \quad (3)$$

ここで、 M は適応フィルタのタップ長である。また、LMS アルゴリズムの係数更新式は以下のように表される [5]。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla \hat{\xi} \quad (4)$$

ここで、 μ はステップサイズパラメータ、 $\hat{\xi} = e^2(n)$ は評価関数、 $\nabla \hat{\xi}$ は評価関数のフィルタ係数に関する勾配ベクトルであり、以下の式のように表される。

$$\nabla \hat{\xi} = \frac{\partial \hat{\xi}}{\partial \mathbf{w}(n)} \quad (5)$$

Fig. 2 について、勾配ベクトル $\nabla \hat{\xi}$ を求める。誤差信号 $e(n)$ は以下の式のようにになる。

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) + y'(n) \\ &= d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i y(n-i) \\ &= d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i \sum_{j=0}^{M-1} w_j(n) x(n-i-j) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 s_i は $S(z)$ の i 番目のインパルス応答を表す。式 (6) より、2乗誤差 $e^2(n)$ を $\mathbf{w}(n)$ の各要素について微分すると以下のようにになる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_j(n)} &= 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_j(n)} \\ &= -2e(n) \sum_{i=0}^{\infty} s_i x(n-i-j) \end{aligned} \quad (7)$$

よって、評価関数 $\hat{\xi} = e^2(n)$ の勾配ベクトル $\nabla \hat{\xi}$ は以下のように表せる。

$$\begin{aligned} \nabla \hat{\xi} &= \frac{\partial \hat{\xi}}{\partial \mathbf{w}(n)} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} \\ &= -2e(n) \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{\infty} s_i x(n-i) \\ \sum_{i=0}^{\infty} s_i x(n-i-1) \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{\infty} s_i x(n-i-M+1) \end{bmatrix} \\ &= -2e(n) \mathbf{x}'_o(n) \end{aligned} \quad (8)$$

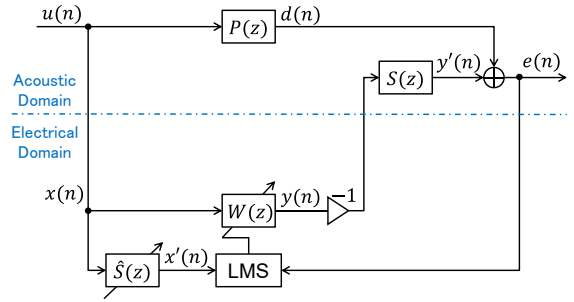


Fig. 2 FxLMS アルゴリズム

ただし、 $\mathbf{x}'_o(n)$ は $S(z)$ でフィルタリングされた入力 $x(n)$ であり、以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'_o(n) &= [x'_o(n), x'_o(n-1), \dots, x'_o(n-M+1)]^T \end{aligned} \quad (9)$$

$$x'_o(n) = \sum_{i=0}^{\infty} s_i x(n-i) \quad (10)$$

式 (4) に式 (8) を代入すると、以下のようにになる。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n) \mathbf{x}'_o(n) \quad (11)$$

式 (11) より、LMS アルゴリズムの入力に $S(z)$ でフィルタリングされた入力 $x(n)$ が必要であることがわかる。式 (11) のような係数更新式をもつアルゴリズムを FxLMS アルゴリズムという [1]。実際の ANC システムでは $S(z)$ は未知であるため、 $S(z)$ を推定したフィルタ $\hat{S}(z)$ を用いなければならない [1]。推定フィルタ $\hat{S}(z)$ を用いた場合、式 (11) は以下のように表せる。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n) \mathbf{x}'(n) \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'(n) &= [x'(n), x'(n-1), \dots, x'(n-M+1)]^T \end{aligned} \quad (13)$$

$$x'(n) = \sum_{i=0}^{L_{\hat{s}}-1} \hat{s}_i x(n-i) \quad (14)$$

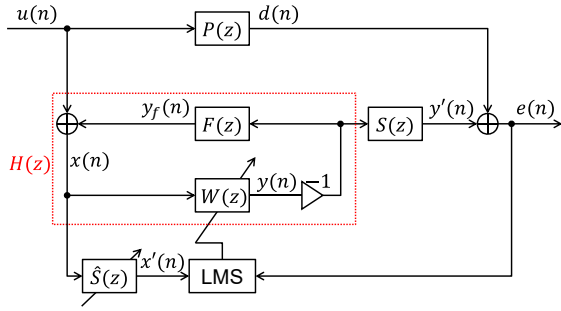


Fig. 3 フィードバック経路を考慮した ANC システム

ただし、 \hat{s}_i は $\hat{S}(z)$ の i 番目のインパルス応答、 $L_{\hat{s}}$ は推定フィルタ $\hat{S}(z)$ のタップ長である。また、式 (6) を z 変換すると、以下のように表される。

$$\begin{aligned}
 E(z) &= D(z) + Y'(z) \\
 &= P(z)X(z) - S(z)Y(z) \\
 &= P(z)X(z) - S(z)W(z)X(z) \\
 &= [P(z) - S(z)W(z)]X(z) \quad (15)
 \end{aligned}$$

式 (15) より、 $E(z) = 0$ となるとき、以下のように表される。

$$P(z) = S(z)W(z) \quad (16)$$

このとき、 $\mathbf{w}(n)$ は最適な値となる。

2.2 フィードバック経路による影響の除去

実際の ANC システムにおいては、2 次音源からの音は騒音源方向にも伝わり、参照マイクからも取り込まれるため、2 次音源から参照マイクまでのフィードバック経路を考慮する必要がある。本節では、フィードバック経路を考慮した ANC システムについて概説し、フィードバック経路推定フィルタを用いることによって 2.1 節と同様のシステムが得られることを示す。

Fig. 3 にフィードバック経路を考慮した ANC システムを示す。騒音源からの入力信号を $u(n)$ 、 $P(z)$ の出力を $d(n)$ 、適応フィルタ

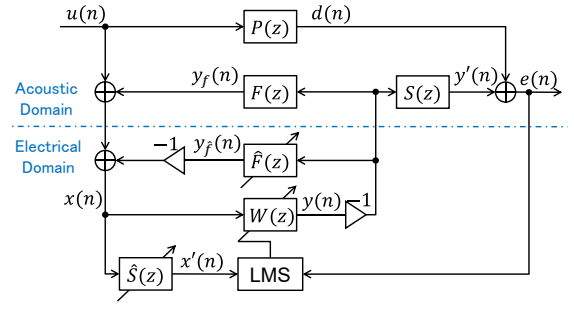


Fig. 4 $\hat{F}(z)$ を用いた ANC システム

$W(z)$ の出力を $y(n)$ 、フィードバック経路 $F(z)$ の出力を $y_f(n)$ 、 $S(z)$ の出力を $y'(n)$ とする。誤差信号 $e(n)$ の z 変換は以下ようになる。

$$\begin{aligned}
 E(z) &= D(z) + Y'(z) \\
 &= P(z)U(z) - S(z)Y(z) \\
 &= P(z)U(z) + S(z)\frac{-W(z)}{1 + W(z)F(z)}U(z) \quad (17)
 \end{aligned}$$

ここで、式 (19) における $W(z)$ と $F(z)$ の閉ループ伝達関数 $H(z)$ は式 (18) のように表される。

$$H(z) = \frac{-W(z)}{1 + W(z)F(z)} \quad (18)$$

式 (18) より、 $H(z)$ は極を持つ。つまり、 $W(z)F(z)$ により ANC システムが不安定になる可能性がある [1]。

ここで、式 (18) において $F(z) = 0$ とすれば $H(z) = -W(z)$ となり安定となる。この状態を $F(z)$ の推定フィルタ $\hat{F}(z)$ を用いて、 $F(z)$ の出力を打ち消すことで等価的に実現する [1]。Fig. 4 に $F(z)$ の推定フィルタ $\hat{F}(z)$ を用いた ANC システムを示す。このシステムでの $E(z)$ は以下のように表される。

$$\begin{aligned}
 E(z) &= D(z) + Y'(z) \\
 &= P(z)U(z) - S(z)Y(z) \\
 &= P(z)U(z) - S(z)W(z) \\
 &\quad \times [U(z) - Y(z)F(z) - \{-Y(z)\hat{F}(z)\}] \quad (19)
 \end{aligned}$$

ここで、 $\hat{F}(z) = F(z)$ のとき、式 (19) は以下の

ように表される.

$$\begin{aligned} E(z) &= P(z)U(z) - S(z)W(z)U(z) \\ &= [P(z) - S(z)W(z)]U(z) \quad (20) \end{aligned}$$

式 (15) と式 (20) より, Fig. 4 の ANC システムは 2.1 節で扱った $F(z)$ の影響を考慮しない ANC システムと同様のシステムとみることができる.

3. オフライン推定精度が ANC システムに与える影響

本章では, ANC において 2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ やフィードバック経路の推定フィルタ $\hat{F}(z)$ のオフライン推定精度が FxLMS アルゴリズムを用いた ANC システムに及ぼす影響を考察する.

ANC の対象となる音響空間の伝達関数, つまり 1 次経路 $P(z)$ や 2 次経路 $S(z)$, フィードバック経路 $F(z)$ は気温などの影響により変化する. この変化に対応するために $S(z)$ や $F(z)$ をオンラインで推定する必要がある. しかし, 気温などの影響による経路変化により, $\hat{S}(z)$ と $S(z)$ との差や $\hat{F}(z)$ と $F(z)$ との差が大きくなる可能性がある. この差によって, ANC システムの誤差 $e(n)$ に影響が及ぼされると考えられる. 本稿ではオンライン推定評価の基礎検討としてオフライン推定精度が ANC システムに及ぼす影響について考える.

Fig. 4 は $S(z)$ や $F(z)$ を考慮した一般的なブロック図である. 本稿では, Fig. 4 の ANC システムを対象にする. 3.1 節では 2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ の推定精度が ANC システムに与える影響を, 3.2 節ではフィードバック経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ の推定精度が ANC システムに与える影響をそれぞれ数式にて検討する.

3.1 $\hat{S}(z)$ の推定精度が ANC システムに与える影響

本節では, $\hat{S}(z)$ の推定精度が ANC システムに及ぼす影響について検討する. ここで, 本節では $\hat{S}(z)$ 以外は理想的であるとする. つまり $\hat{F}(z)$ に関して $\hat{F}(z) = F(z)$ とする.

ANC システムの適応フィルタ $W(z)$ のタップ長を L_w とする. また, 2 次経路の伝達関数 $S(z)$ のインパルス応答長は無限大であり, その i 番目のインパルス応答を s_i とする. 一方, 2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ のタップ長を $L_{\hat{s}}$ とし, $\hat{S}(z)$ の i 番目のインパルス応答を \hat{s}_i とする. ここで, $L_{\hat{s}}$ が無限大であるとき, つまり $\hat{S}(z)$ が $S(z)$ に対して理想的であるとき, $L_{\hat{s}}$ が有限であるときの 2 つの場合の違いについて考える.

2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ のタップ長 $L_{\hat{s}}$ が無限大であるときの $\hat{S}(z)$ のインパルス応答 \hat{s}_{oi} が

$$\hat{s}_{oi} = s_i, \quad i = 0 \sim \infty \quad (21)$$

となる. このときの誤差信号を $e_o(n)$ とすると, $W_o(z)$ の i 番目のフィルタ係数 $w_{oi}(n)$ の更新式は式 (11) より以下のように表される.

$$\begin{aligned} w_{oi}(n+1) &= w_{oi}(n) + 2\mu e_o(n) \sum_{j=0}^{\infty} \hat{s}_{oj} x(n-i-j) \end{aligned} \quad (22)$$

一方, $L_{\hat{s}}$ が有限であるときの $\hat{S}(z)$ のインパルス応答 \hat{s}_i が

$$\hat{s}_i = \begin{cases} s_i, & 0 \leq i \leq L_{\hat{s}} - 1 \\ 0, & i \geq L_{\hat{s}} \end{cases} \quad (23)$$

となる. このときの誤差信号を $e(n)$ とすると, $W(z)$ の i 番目のフィルタ係数 $w_i(n)$ の更新式は式 (11) と式 (12) より以下のように

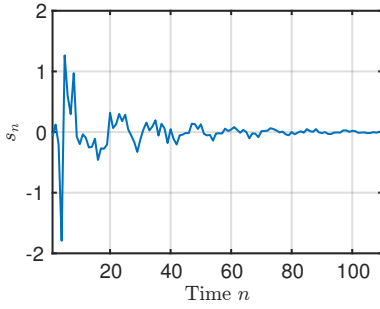


Fig. 5 2次経路 $S(z)$ のインパルス応答表される.

$$w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu e(n) \times \sum_{j=0}^{L_s-1} \hat{s}_j x(n-i-j) \quad (24)$$

ここで、 $\hat{S}(z)$ の推定精度の影響を評価するために適応フィルタ $W_o(z)$ と $W(z)$ の係数更新量の差を検討する. ここでは、この差を評価するために Δ_s を用いる.

$$\Delta_s = \left| \sum_{j=0}^{\infty} \hat{s}_{oj} x(n-i-j) - \sum_{j=0}^{L_s-1} \hat{s}_j x(n-i-j) \right| \quad (25)$$

ここで、式 (21) と式 (23) より、 Δ_s は以下のようになる.

$$\Delta_s = \left| \sum_{j=L_s}^{\infty} \hat{s}_j x(n-i-j) \right| = \left| \sum_{j=L_s}^{\infty} s_j x(n-i-j) \right| \quad (26)$$

上記の式より、2次経路のインパルス応答が Fig. 5 のようになる場合、 L_s の値が小さいほど Δ_s が大きくなる傾向にあることが分かる. つまり L_s の値が小さいほどフィルタ係数 $w_i(n)$ は $w_{oi}(n)$ と比べて差が大きくなると考えられる. このとき、 $e^2(n)$ は $e_o^2(n)$ より大きくなる傾向にあると考えられる. よって、 L_s が小さいほど FxLMS アルゴリズムの評価関数 $e^2(n)$ は大きくなる傾向にあると考えられる. また、2次経路のインパルス応答が Fig. 5 のようになる場合、

L_s の値が十分に大きいならば、 $j = L_s \sim \infty$ で s_j が十分に小さいので、 Δ_s の値は L_s の値が変わってもあまり差が出ないと考えられる. このとき、 $w_i(n)$ と $w_{oi}(n)$ との差が小さくなるため、 $e^2(n)$ は $e_o^2(n)$ に近づくと考えられる.

3.2 $\hat{F}(z)$ の推定精度が ANC システムに与える影響

本節では、 $\hat{F}(z)$ の推定精度が ANC システムに及ぼす影響について検討する. ここで、本節では $\hat{F}(z)$ 以外は理想的であるとする. つまり $\hat{S}(z)$ に関して $\hat{S}(z) = S(z)$ とする.

Fig. 4 の ANC システムの適応フィルタ係数 $W(z)$ のタップ長を L_w とする. また、フィードバック経路の伝達関数 $F(z)$ のインパルス応答長を無限大とし、その i 番目のインパルス応答を f_i とする. 一方、フィードバック経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ のタップ長を L_f 、フィードバック経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ の i 番目のフィルタ係数を \hat{f}_i とする.

以上のパラメータを用いて、誤差信号 $e(n)$ の一般式は式 (30) のように表される. ここで、 L_f が無限大となるとき、つまり $\hat{F}(z)$ が $F(z)$ に関して理想的なとき、 $\hat{F}(z)$ の i 番目のインパルス応答 \hat{f}_{oi} は以下のようになる.

$$\hat{f}_{oi} = f_i, \quad i = 0 \sim \infty \quad (27)$$

このときの誤差信号を $e_o(n)$ とすると $e_o(n)$ は式 (30) より、式 (31) のように表される. 一方、 L_f が有限であるとき、 $\hat{F}(z)$ のインパルス応答を

$$\hat{f}_i = \begin{cases} f_i, & 0 \leq i \leq L_f - 1 \\ 0, & i \geq L_f \end{cases} \quad (28)$$

とするならば、式 (30) と式 (31) より誤差信号 $e(n)$ は $e_o(n)$ を用いて式 (32) のように表され

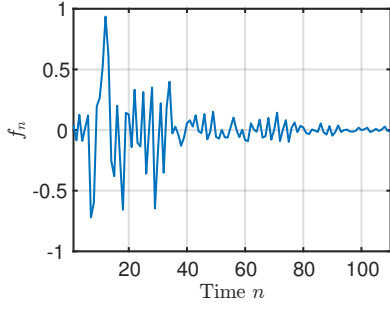


Fig. 6 フィードバック経路 $F(z)$ のインパルス応答

る. ここで, $e_o(n)$ と $e(n)$ の差を Δ_f とすると, Δ_f は式 (32) より以下のように表せる.

$$\begin{aligned}\Delta_f &= |e_o(n) - e(n)| \\ &= \left| \sum_{i=0}^{\infty} s_i \sum_{j=0}^{L_w-1} w_j(n-i) \right.\end{aligned}$$

$$\left. \times \sum_{k=L_{\hat{f}}}^{\infty} f_k y(n-i-j-k) \right| \quad (29)$$

式 (29) より, フィードバック経路 $F(z)$ のインパルス応答が Fig. 6 のようになる場合, $L_{\hat{f}}$ が小さいと, Δ_f が大きくなる傾向にあると考えられる. このとき $e(n)$ と $e_o(n)$ の差が大きくなる傾向にあるため, FxLMS アルゴリズムの評価関数 $e^2(n)$ は $e_o^2(n)$ より大きくなる傾向にあると考えられる. また, フィードバック経路 $F(z)$ のインパルス応答が Fig. 6 のようになる場合, $L_{\hat{f}}$ が十分に大きいならば, $k = L_{\hat{f}} \sim \infty$ で f_k が十分に小さいので Δ_f は 0 に近づくと考えられる. このとき, $e(n)$ は $e_o(n)$ に近い値をとると考えられる.

$$\begin{aligned}e(n) &= d(n) - y'(n) = d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i y(n-i) = d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i \sum_{j=0}^{L_w-1} w_j(n-i) x(n-i-j) \\ &= d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i \sum_{j=0}^{L_w-1} w_j(n-i) \left\{ u(n-i-j) + \sum_{k=0}^{\infty} f_k y(n-i-j-k) - \sum_{l=0}^{L_{\hat{f}}-1} \hat{f}_l y(n-i-j-l) \right\}\end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned}e_o(n) &= d(n) - y'(n) = d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i y(n-i) = d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i \sum_{j=0}^{L_w-1} w_j(n-i) x(n-i-j) \\ &= d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i \sum_{j=0}^{L_w-1} w_j(n-i) u(n-i-j)\end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned}e(n) &= d(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i \sum_{j=0}^{L_w-1} w_j(n-i) \left\{ u(n-i-j) + \sum_{k=L_{\hat{f}}}^{\infty} f_k y(n-i-j-k) \right\} \\ &= e_o(n) - \sum_{i=0}^{\infty} s_i \sum_{j=0}^{L_w-1} w_j(n-i) \sum_{k=L_{\hat{f}}}^{\infty} f_k y(n-i-j-k)\end{aligned} \quad (32)$$

Table 1 実験仕様

パラメータ	値
$W(z)$ のタップ長 L_w	296
$\hat{S}(z)$ のタップ長 $L_{\hat{s}}$	5~20 (1 刻み)
$\hat{F}(z)$ のタップ長 $L_{\hat{f}}$	30~200 (10 刻み)
入力信号 $x(n)$	平均 0, 分散 1 の 白色ガウス雑音
サンプル数	2.0×10^5
ステップサイズパラメータ μ	1.0×10^{-5}
独立試行回数	30 回
サンプリング周波数	2kHz

4. $\hat{S}(z)$ や $\hat{F}(z)$ の推定精度と ANC の MMSE との関係を確認する実験

本章では、2次経路推定フィルタと2次経路との差やフィードバック経路推定フィルタとフィードバック経路との差を変えて1次元音場に近似できるダクトのANCを実行しMMSE（最小平均2乗誤差）を測定することにより、 $\hat{S}(z)$ や $\hat{F}(z)$ の推定精度がANCの動作に及ぼす影響を確認する。そして、3.章の数式的な検討に沿っているかを確認する。実験仕様をTable 1に示す。

$\hat{S}(z)$ や $\hat{F}(z)$ の推定精度がANCシステムに与える影響を確認する実験では、 $S(z)$ と $F(z)$ の伝達関数を変化させ、 $\hat{S}(z)$ のタップ長 $L_{\hat{s}}$ と $\hat{F}(z)$ のタップ長 $L_{\hat{f}}$ を固定することが望ましい。一方、本実験では、実測から得られた2次経路 $S(z)$ とフィードバック経路 $F(z)$ の伝達関数として文献[1]に記載されているそれぞれ1種類の伝達関数のパラメータを用いた。そこで、理想的な場合と等価的な実験をするために $L_{\hat{s}}$ と $L_{\hat{f}}$ を独立的に変化させて、それぞれの各推定フィルタのタップ長でのMMSEを測定した。

本章ではまず、今回用いた1次元ダクトの音響経路について説明する。次に、2次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ やフィードバック経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ について述べる。最後に、 $\hat{S}(z)$ と $\hat{F}(z)$ のそれぞれについて、タップ長の変動に対するANCシステムのMMSEの変化を示す。

4.1 音響経路仕様

本節では、今回の計算機シミュレーションに用いている音響経路について説明する。1次経路 $P(z)$ と2次経路 $S(z)$ 、フィードバック経路 $F(z)$ として、それぞれ文献[1]に記載されている24次IIRフィルタの係数値を用いた。また、 $S(z)$ と $F(z)$ のインパルス応答はそれぞれFig. 5とFig. 6のようになる。

4.2 2次経路推定フィルタやフィードバック経路推定フィルタの詳細

本節では、実験で用いた2次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ とフィードバック推定フィルタ $\hat{F}(z)$ について説明する。

2次経路推定フィルタのフィルタ係数 \hat{s}_i は、2次経路のインパルス応答 s_i を用いて以下のように定めた。

$$\hat{s}_i = \begin{cases} s_i, & 0 \leq i \leq L_{\hat{s}} - 1 \\ 0, & i \geq L_{\hat{s}} \end{cases} \quad (33)$$

一方、フィードバック経路推定フィルタのフィルタ係数 \hat{f}_i は、フィードバック経路のインパルス応答 f_i を用いて以下のように定めた。

$$\hat{f}_i = \begin{cases} f_i, & 0 \leq i \leq L_{\hat{f}} - 1 \\ 0, & i \geq L_{\hat{f}} \end{cases} \quad (34)$$

実験では2次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ とフィードバック推定フィルタ $\hat{F}(z)$ の両方のタップ長を変えて、それぞれのタップ長ごとにMMSEを測定した。

4.3 実験の結果と考察

本節では、2次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ のタップ長 $L_{\hat{s}}$ とフィードバック経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ のタップ長 $L_{\hat{f}}$ に対するANCシステムのMMSEの計測結果を示し、それに対して考察する。

Fig. 7は2次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ のタップ長 $L_{\hat{s}}$ とフィードバック経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$

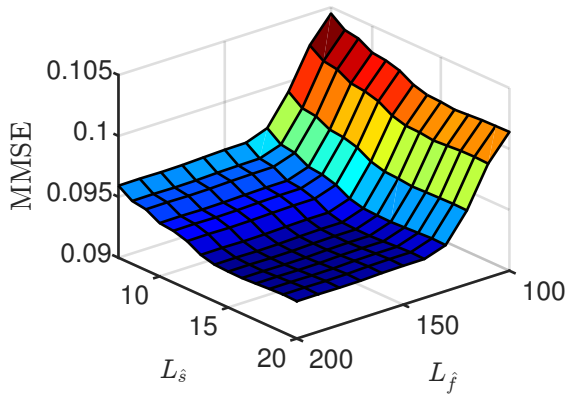


Fig. 7 2次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ のタップ長 L_s とフィードバック経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ のタップ長 L_f に対する ANC システムの MMSE

のタップ長 L_f に対する ANC システムの MMSE を示したものである。Fig. 7 より、 L_s が増加するにつれて、また、 L_f が増加するにつれて ANC システムの MMSE が減少することがわかる。また、 L_s が 15 以上になり、かつ、 L_f が 140 以上になると各タップ長での ANC システムの MMSE が一定になることがわかる。2次経路推定フィルタのタップ長 L_s に関して、 L_s の増加により MMSE が減少し、 L_s がある程度大きくなると MMSE が一定となるのは、3.1 節で述べた、 L_s の大きさが $W(z)$ のフィルタ係数に及ぼす影響のためと考えられる。

また、フィードバック経路推定フィルタのタップ長 L_f に関して、 L_f の増加により MMSE が減少し、 L_f がある程度大きくなると MMSE が一定となるのは、3.2 節で述べた、 L_f の大きさが平均 2 乗誤差に及ぼす影響のためと考えられる。

5. むすび

本稿では、ANC システムにおける 2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ とフィードバック経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ の推定精度が ANC システムの誤差に及ぼす影響について数式を用いて検討した。また、 $\hat{S}(z)$ や $\hat{F}(z)$ の推定精度が ANC システムの誤差に及ぼす影響を、実システムの音響経路のパラメータを用いて ANC システムの MMSE を

測定する実験によって確認した。実験から、各推定フィルタのタップ長である L_s と L_f が小さいと ANC システムの MMSE が大きくなることを確認した。また、 L_s と L_f についてある程度大きさがあると MMSE が一定値に収束することを確認した。この実験結果は、数式を検討することで得られた考察と一致した。

参考文献

- [1] S.M. Kuo and D.R. Morgan, Active Noise Control Systems, Wiley-Interscience Publication, 1996.
- [2] 西村正治, 宇佐川毅, 伊勢史郎, アクティブノイズコントロール, コロナ社, 2006.
- [3] M.T. Akhtar, “New signal processing methods for improved performance in single-channel feedforward active noise control systems,” 博士論文, 東北大学大学院工学研究科, 2004.
- [4] S. Haykin, 鈴木博訳, 適応フィルタ理論, 科学技術出版, 2001.
- [5] B. Farhang-Boroujeny, Adaptive Filters Theory and Applications, Wiley, 2006.