アクティブノイズ制御系への二自由度制御手法の適用*

中井 英雄^{*1}, 天野 也寸志^{*1}
木村 忠司^{*2}, 長野 誠^{*2}

Two-Degree-of-Freedom Control Approach to Active Noise Control

Hideo NAKAI, Yasushi AMANO,
Tadashi KIMURA and Makoto NAGANO

Most of the studies on active noise control systems have used an open-loop feed-forward (FF) control system for the past several years. The FF control system requires a reference signal of a noise. Unless the reference signal has good coherence with a noise, the FF control system cannot achieve good control performance. In such a case, however, the closed-loop FB control system requiring no reference signal is effective. Although the key factor of the closed-loop control system is stability, the conventional adaptive algorithm cannot always assure the stability for systems the characteristics of which change. In fact several studies have been done on the FB control system in the last few years. However, little attention has been given to the robust stability. In this study we propose a 2-degree-of-freedom (2DF) control system consisting of a FF compensator and a robust FB compensator. The FF compensator is designed using the conventional Filtered-X LMS algorithm and the robust FB compensator is designed using a new adaptive algorithm that is based on the LMS method. The advantage of this new algorithm is that it ensures the robust stability of a closed loop by adjusting the step size that corrects the weight of a FIR adaptive filter. This study confirms the validity of this 2DF control system by applying it to an experimental system that cannot be controlled well with the conventional FF control system.

Key Words: Noise Control, Adaptive Control, Noise, Stability, Sound, FIR Filter, Robust

1. はじめに

騒音のアクティブ制御(Active Noise Control: ANC)とは、騒音と同振幅・逆位相の音をスピーカで人工的に作り、この音を用いて騒音を低減する技術であり⁽¹⁾、多くの場合適応ディジタルフィルタを用いたフィードフォワード(FF)制御方式で構成されている^{(2)~(4)}。FF制御方式のANCでは、騒音とそのリファレンス信号のコヒーレンスの良し悪しに騒音低減量が大きく依存する。自動車車室内のエンジンこもり音のように騒音とコヒーレンスがよいリファレンス信号が得られる場合は、騒音を大きく低減ができる⁽⁵⁾。一方、騒音のリファレンス信号を用いないフィードバック(FB)制御方式も研究されているが、負帰還路における位相遅れのため、従来のFB制御方式のANCは、ヘッドホンのようにマイクとスピーカを近接して配置できるケースに限定されている^{(6)~(8)}。したがって、リファレンス信号の取得が難しいロードノイズのような非周期騒音をFB制御方式のANCで低減するため

には、スピーカとマイクを近接して乗員の耳元に配置する必要がある。しかしながら、乗員の姿勢に応じて耳位置が変化することや、耳元のスピーカとマイクにより乗員が圧迫感を感じるなど、この方策は好ましくない。しかし、スライディングルーフで発生するウインドスロブ(Wind throb)⁽⁹⁾のように周期性をもつ騒音を対象にすれば、過去の信号を用いて制御することが可能である。そのため、負帰還路の位相遅れに制限されずに、つまりスピーカとマイクを近接させることなく、FB制御方式を適用できる。

本研究では、周期騒音を対象とし、マイクとスピーカを近接して配置することなく自動車の車室内程度の大きさの空間で騒音を低減できるFB補償器を提案する。このFB補償器の特徴は、適応ディジタルフィルタのフィルタ係数を更新するステップサイズパラメータを調節することにより閉ループのロバスト安定性を補償しかつ、係数更新に不感帯を設けパラメータの収束性を補償したことである。さらに、このFB補償器と従来のfiltered-X LMSアルゴリズム⁽¹⁰⁾に基づく適応FF補償器とを組合せた二自由度(2DF)制御系を提案する。この2DF制御系は、FB補償器、もしくはFF補償器の騒音低減効果よりも大きな騒音低減効果を期待できる。このロバストなFB補償器を用いた

* 原稿受付 1996年4月15日。

^{*1} 正員、(株)豊田中央研究所 (〒480-11 愛知県愛知郡長久手町長湫横道41-1)。^{*2} トヨタ自動車(株) (〒471 豊田市トヨタ町1)。

ANC と 2 DF 制御系の騒音低減効果を実験により検証する。

おもな記号

$C_1(z^{-1}, k)$: k 時刻の適応 FF 補償器(タップ数 N_1 の FIR フィルタ)

$$C_1(z^{-1}, k) = \sum_{i=0}^{N_1-1} C_{1i}(k)z^{-i}$$

$C_2(z^{-1}, k)$: k 時刻の適応 FB 補償器(タップ数 N_2 の FIR フィルタ)

$$C_2(z^{-1}, k) = \sum_{i=0}^{N_2-1} C_{2i}(k)z^{-i}$$

D : 制御対象とモデルの誤差の上限

$E(z^{-1})$: Control Source と Observer 間の特性 $G(z^{-1})$ の同定モデル(タップ数 M の FIR フィルタ)

$$E(z^{-1}, k) = \sum_{i=0}^{M-1} E_i(k)z^{-i}$$

$F(k)$: k 時刻のフィードバックコントローラのフィルタ係数の絶対値の和

$G(z^{-1})$: Control Source と Observer 間の特性

$G_r(z^{-1})$: Noise Source と Observer 間の特性

$d(k)$: リファレンス信号に加わる観測ノイズ信号

$e(k)$: 拡張誤差信号

$l(k)$: リファレンス信号に表れないノイズ信号

$n(k)$: リファレンス信号に表れるノイズ信号

$p(k)$: 制御信号

$q(k)$: リファレンス信号 $q(k) = n(k) + d(k)$

$r(k)$: ノイズ信号

$u(k)$: フィードバック制御系の制御信号

$v(k)$: フィードフォワード制御系の制御信号

$w(k)$: Observer で観測されるノイズ信号

$x(k)$: FB 制御器への入力

$y(k)$: Observer で観測される誤差信号

z^{-1} : 遅延演算子, または z 演算子

$\Delta(z^{-1})$: 制御対象と同定モデルの誤差

$\alpha_2(k)$: フィードバック制御系のフィルタ係数調整重み

$\|x(k)\|_\infty$: $\|x(k)\|_\infty = \max_{0 \leq i \leq k} |x(k-i)|$ で定義されるノルム

2. 制御アルゴリズムの導出

2・1 Robust Filterd-X LMS アルゴリズム

まず, 図 1 のブロック図に示す適応フィードバック制御系の構成を行う。

図中に示す FB 補償器 $C_2(z^{-1}, k)$ のフィルタ係数

Fig. 1 FB adaptive noise control system block diagram

Fig. 2 Closed loop block diagram

は, 閉ループが安定かつ, 誤差信号が小さくなるように調整されなければならない。そこで, そのような条件を満たすパラメータ調整アルゴリズム(以下では, Robust Filtered-X (RFX) アルゴリズムと記す)の構成方法を述べる。ただし, 以下のアルゴリズム中で用いるモデル $E(z^{-1})$ のフィルタ係数は制御を行う前に, あらかじめ同定されているとする。

RFX アルゴリズムを提示する準備として, フィードバック制御系の閉ループの安定条件とフィルタ係数の収束条件を示す。まず, 適応フィードバック系の閉ループの安定条件を示すために, 有界な外部入力 $u_1(k), u_2(k)$ をもつ図 2 のシステムを設定する。

定理 1 閉ループの安定条件

図 2 のシステムにおいて, $C_2(z^{-1}, k), \Delta(z^{-1})$ はそれぞれ式 (1), (2) を満たす安定なフィルタである。

$$C_2(z^{-1}, k) = \sum_{i=0}^{N_2-1} C_{2i}(k)z^{-i} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\|\Delta(z^{-1})e_1(k)\|_\infty \leq D\|e_1(k)\|_\infty, 0 < D < \infty \quad \dots\dots\dots (2)$$

このとき, 図 2 の閉ループ系は式 (3) が成り立つとき安定である。

$$F(k)D < 1 \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし, $F(k)$ は式 (4) で与えられる。

$$F(k) = \sum_{i=0}^{N_2-1} |C_{2i}(k)| \quad \dots\dots\dots (4)$$

証明

ここで, 式 (2), (4) より, $y_1(k), y_2(k)$ は, 以下のように書き換えられる。

$$|y_1(k)| \leq \|y_1(k)\|_\infty = \|\Delta(z^{-1})e_1(k)\|_\infty$$

$$\leq D\|e_1(k)\|_\infty \leq D\|u_1(k)\|_\infty + D\|y_2(k)\|_\infty \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\begin{aligned} |y_2(k)| &= \left| \sum_{i=0}^{N_2-1} C_2^i(k) e_2(k-i) \right| \\ &\leq \sum_{i=0}^{N_2-1} |C_2^i(k)| \max_{0 \leq i \leq N_2-1} |e_2(k-i)| \\ &\leq F(k) \left\{ \max_{0 \leq i \leq N_2-1} |y_1(k-i)| \right. \\ &\quad \left. + \max_{0 \leq i \leq N_2-1} |u_2(k-i)| \right\} \quad \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

ここで、式(6)に式(5)を代入すると次式となる、

$$\begin{aligned} |y_2(k)| &\leq F(k)D\|u_1(k)\|_\infty + F(k)D\|y_2(k)\|_\infty \\ &\quad + F(k) \max_{0 \leq i \leq N_2-1} |u_2(k-i)| \quad \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

仮定より、 $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ 、 $F(k)$ は有界だから、

$$F(k)D\|u_1(k)\|_\infty + F(k) \max_{0 \leq i \leq N_2-1} |u_2(k-i)| \leq \gamma \quad \dots\dots\dots (8)$$

となる γ が存在する。ここで、式(3)より、

$$F(k)D \leq \alpha < 1 \quad \dots\dots\dots (9)$$

となる α が存在する。この α 、 γ を用いると、式(7)は次式となる。

$$|y_2(k)| \leq \alpha \|y_2(k)\|_\infty + \gamma \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 $y_2(k)$ が有界でないと仮定すると、次式を満たすような点列 $\{k_d^i\}$ が存在する。

$$(1) \quad |y_2(k_d^i)| \geq |y_2(l)| \quad (0 \leq l \leq k_d^i)$$

$$(2) \quad \lim_{j \rightarrow \infty} |y_2(k_d^j)| = \infty$$

この任意の $\{k_d^i\}$ に対し、式(10)およびノルムの定義より次式が成り立つ。

$$|y_2(k_d^i)| \leq \alpha |y_2(k_d^i)| + \gamma \quad \dots\dots\dots (11)$$

したがって、 $|y_2(k_d^i)| \leq \gamma(1-\alpha)^{-1}$ が成り立ち、 $y_2(k_d^i)$ は有界となり仮定に矛盾する。したがって、 $y_2(k)$ はすべての k で有界である。また、 $u_1(k)$ 、 $y_2(k)$ が有界だから、式(5)より、 $y_1(k)$ も明らかに有界である。

以上より、 $y_1(k)$ 、 $y_2(k)$ が有界だから閉ループは安定である。 (証明終わり)

図1において $\Delta(z^{-1}) = G(z^{-1}) - E(z^{-1})$ と定義すれば、図1の安定性に対して定理1を適用できる。

Fig. 3 The closed loop of the FB adaptive noise control system

次に、図1において制御目的を達成するための $C_2(z^{-1}, k)$ のフィルタ係数 $C_2^i(k)$ の調整方法について述べる。まず証明を行うため、図1のシステムを以下のように書き換える。サンプリング周期を T_s とし、 $C_2(z^{-1}, k)$ の演算によるむだ時間を含めて、 $G(z^{-1})$ 、 $E(z^{-1})$ のむだ時間を $T_s L$ とする。さらに、 $G(z^{-1})$ 、 $E(z^{-1})$ からむだ時間を除いた伝達関数を、それぞれ $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ として次式で定義する。

$$A(z^{-1}) = G(z^{-1})z^L \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$B(z^{-1}) = E(z^{-1})z^L \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここで定義した関数を用いると図1の閉ループは図3のように書き直すことができる。

ここで、閉ループにむだ時間がなく、 $A(z^{-1}) = B(z^{-1})$ である理想的な系を想定すると、FB補償器が $C_2(z^{-1}, k) = -B^{-1}(z^{-1})$ のとき、誤差信号 $y(k)$ が零となる。ここでは、 $B^{-1}(z^{-1})$ をタップ数 N_2 の FIR フィルタで記述できる程度にタップ数 N_2 は十分に大きいとする。

定理2 フィルタ係数の収束条件

十分大きな N_2 をもつ $C_2(z^{-1}, k)$ に対して、フィルタ係数調整則

$$\begin{aligned} C_2^i(k) &= C_2^i(k-1) - \alpha_2(k) z(k-i) e(k) \\ (i=0, \dots, N_2-1) \quad \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

$$\alpha_2(k) > 0 \quad \dots\dots\dots (15)$$

$$z(k) = \sum_{i=0}^{M-1} E^i x(k-i) \quad \dots\dots\dots (16)$$

を適用した場合、フィルタ係数が収束するための十分条件は、

$$|e(k)| < |x(k) - x(k-L)| \quad \dots\dots\dots (17)$$

のときに、フィルタ係数の更新を行わないことである。ただし、 $e(k)$ は次式で与えられる拡張誤差 (augmented error) 信号である。

$$e(k) = y(k) + h(k) \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$\begin{aligned} h(k) &= -(B(z^{-1})z^{-L}C_2(z^{-1}, k) \\ &\quad - C_2(z^{-1}, k)B(z^{-1})z^{-L})x(k) \quad \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

証明

図3に示す記号を用いると残差出力 $y(k)$ は、以下のように整理できる。

$$\begin{aligned} y(k) &= G(z^{-1})u(k) + w(k) \\ &= A(z^{-1})z^{-L}C_2(z^{-1}, k)x(k) + w(k) \\ &= B(z^{-1})z^{-L}C_2(z^{-1}, k)x(k) + (A(z^{-1}) \\ &\quad - B(z^{-1}))z^{-L}C_2(z^{-1}, k)x(k) + w(k) \\ &= B(z^{-1})z^{-L}C_2(z^{-1}, k)x(k) + x(k) \\ &\quad (\because x(k) = (A(z^{-1}) - B(z^{-1}))z^{-L} \\ &\quad \times C_2(z^{-1}, k)x(k) + w(k)) \\ &= B(z^{-1})z^{-L}C_2(z^{-1}, k)x(k) + B^{-1}(z^{-1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \times B(z^{-1})x(k-L) - x(k-L) + x(k) \\
 & = (B(z^{-1})z^{-L}C_2(z^{-1}, k) - C_2(z^{-1}, k) \\
 & \times B(z^{-1})z^{-L})x(k) + (C_2(z^{-1}, k) \\
 & + B^{-1}(z^{-1}))B(z^{-1})x(k-L) + x(k) - x(k-L) \\
 & = (C_2(z^{-1}, k) + B^{-1}(z^{-1}))B(z^{-1})x(k-L) \\
 & + (x(k) - x(k-L)) + (B(z^{-1})z^{-L} \\
 & \times C_2(z^{-1}, k) - C_2(z^{-1}, k)B(z^{-1})z^{-L})x(k) \\
 & \dots\dots\dots (20)
 \end{aligned}$$

フィルタドリファレンス信号 $z(k)$ は、式(13)、(16)より式(21)のように表される、

$$z(k) = B(z^{-1})x(k-L) \dots\dots\dots (21)$$

また、 N_2 は十分に大きく、 $B^{-1}(z^{-1})$ をタップ数 N_2 の FIR フィルタで記述することが可能だから、

$$\begin{aligned}
 B^{-1}(z^{-1}) &= -B^0 z^0 - B^1 z^{-1} - \dots - B^{N_2-1} z^{-(N_2-1)} \\
 &\dots\dots\dots (22)
 \end{aligned}$$

となる FIR フィルタを定義することができる、

ここで、式(20)に、式(18)、(19)、(21)、(22)を適用し、 $B^{-1}(z^{-1})$ の係数を推定する可調整パラメータを $P(k)$ とすると

$$e(k) = \Delta P(k)^T Z(k) + x_L(k) \dots\dots\dots (23)$$

を得る。ただし、

$$x_L(k) = x(k) - x(k-L) \dots\dots\dots (24)$$

$$\begin{aligned}
 Z(k) &= (z(k), z(k-1), \dots, z(k-(N_2-1)))^T \\
 &\dots\dots\dots (25)
 \end{aligned}$$

$$P^* = (B^0, B^1, \dots, B^{N_2-1})^T \dots\dots\dots (26)$$

$$P(k) = (C_2^0(k), C_2^1(k), \dots, C_2^{N_2-1}(k))^T \dots\dots (27)$$

$$\Delta P(k) = P(k) - P^* \dots\dots\dots (28)$$

である。このとき式(14)は、

$$\Delta P(k) = \Delta P(k-1) - \alpha_2(k) Z(k) e(k) \dots\dots\dots (29)$$

となる。

正定値関数 $V(k)$ を定義する、

$$V(k) = \Delta P^T(k) \Delta P(k) \dots\dots\dots (30)$$

この正定値関数の時間変化を示す関数 $\Delta V(k)$ は次式で与えられる、

$$\begin{aligned}
 \Delta V(k) &= V(k) - V(k-1) \\
 &= (\Delta P(k) - \Delta P(k-1))^T (\Delta P(k) + \Delta P(k-1)) \\
 &= -\alpha_2^2(k) Z^T(k) Z(k) e^2(k) \\
 &\quad - 2\alpha_2(k) (e(k) - x_L(k)) e(k) \dots\dots\dots (31)
 \end{aligned}$$

リアプノフの安定論より、 $-\Delta V(k)$ が準正定置関数であればフィルタ係数 $P(k)$ は収束する。式(31)より、 $-\Delta V(k)$ が準正定置関数であるための十分条件は、

$$|e(k)| < |x_L(k)| \text{ のとき、 } \alpha_2 = 0$$

と求めることができる、(証明終わり)

この定理は、拡張誤差信号に対し不感帯を設け、式(17)の条件を満たすときに、フィルタ係数の更新を行わないことと等価である。この定理により、 $P(k)$ が

収束すれば $h(k) = 0$ となり、 $e(k) = y(k)$ となる。したがって、 $x_L(k)$ が十分小さければ $y(k)$ を十分小さくでき制御目標を達成できる。ここで、制御帯域よりも閉ループのもっているむだ時間が十分に小さく、このむだ時間に対して高周波の成分が十分小さい場合やローパスフィルタなどで十分に除去できれば、 $x_L(k) \approx 0$ とみなせる。すなわち、式(17)の条件は以下に示す RFX アルゴリズムから除くことも可能である、

以上から、モデル化誤差 $\Delta(z^{-1}) = G(z^{-1}) - E(z^{-1})$ と適応 FB 補償器 $C_2(z^{-1}, k)$ が定理 1 の条件を満たせば、図 1 の閉ループ系は安定であり、かつ、 $x_L(k)$ が十分小さければ制御目的を達成できる。ただし、制御目的を達成するフィルタ係数 $C_2^i(k)$ の集合を P_1 とし、定理 1 の条件を満たすフィルタ係数 $C_2^i(k)$ の集合を P_2 とした場合、 $P_1 \cap P_2$ でなければならない、

上述の定理 1、2 に基づく閉ループのロバスト安定性およびフィルタ係数の収束性を補償する RFX アルゴリズムは以下のように記述できる、

(RFX アルゴリズム)

step 1: $|e(k)| < |x_L(k)|$ なら、フィルタ係数の更新はせず、step 5 へ、

step 2: あらかじめ与えた正の定数 α_{20} を使い、式(32)、(33)を計算する、

$$\begin{aligned}
 C_2^i(k) &= C_2^i(k-1) - \alpha_{20} z(k-i) e(k) \\
 (i=0, \dots, N_2-1) &\dots\dots\dots (32)
 \end{aligned}$$

$$z(k) = \sum_{i=0}^{M-1} E^T x(k-i) \dots\dots\dots (33)$$

step 3: $F(k)$ を計算する、

$$\begin{aligned}
 F(k) &= |C_2^0(k)| + |C_2^1(k)| + \dots \\
 &\quad + |C_2^{N_2-1}(k)| \dots\dots\dots (34)
 \end{aligned}$$

step 4: $F(k) < 1/D$ なら、step 2 で求めたフィルタ係数を用い、アルゴリズムを終了する、

$F(k) \geq 1/D$ なら、step 2 で求めたフィルタ係数を以下のように修正する、

$$\begin{aligned}
 C_2^i(k) &= C_2^i(k-1) - \beta(k) z(k-i) e(k) \\
 (i=0, \dots, N_2-1) &\dots\dots\dots (35)
 \end{aligned}$$

$$\beta(k) = k_1 \frac{1/D - F(k-1)}{\sum_{i=0}^{N_2-1} |z(k-i) e(k)|} \dots\dots\dots (36)$$

ただし、 k_1 は、 $0 < k_1 < 1$ を満たす定数とし、 $F(k-1) < 1/D$ より $\beta(k) > 0$ である、

step 5: 得られたフィルタ係数を用い、制御信号 $u(k)$ を計算し、step 1 へもどる、

ここで、 $\beta(k)$ は、 $C_2(z^{-1}, k)$ が $DF(k) < 1$ を満足するよう、以下のように定めた、

まず、式(35)を用いたときの $F(k)$ は次式で計算される、

Fig. 4 2DF adaptive noise control system block diagram

$$\begin{aligned} F(k) &= |C_2^0(k)| + |C_2^1(k)| + \dots + |C_2^{N^2-1}(k)| \\ &= |C_2^0(k-1) - \beta(k)z(k)e(k)| + \dots \\ &\quad + |C_2^{N^2-1}(k-1) - \beta(k)z(k-N^2+1)e(k)| \\ &\leq |C_2^0(k-1)| + \dots + |C_2^{N^2-1}(k-1)| \\ &\quad + |\beta(k)z(k)e(k)| + \dots \\ &\quad + |\beta(k)z(k-N^2+1)e(k)| \\ &= F(k-1) + \beta(k)(|z(k)e(k)| + \dots \\ &\quad + |z(k-N^2+1)e(k)|) \dots \dots \dots (37) \end{aligned}$$

ここで $F(k)$ が $DF(k) < 1$ を満たすには、 $\beta(k)$ が次式を満たせばよいことは、式(37)より明らかである。

$$\begin{aligned} F(k-1) + \beta(k)(|z(k)e(k)| + \dots \\ + |z(k-N^2+1)e(k)|) < 1/D \dots \dots \dots (38) \end{aligned}$$

ゆえに、式(38)より $\beta(k)$ は、式(36)として求められる。

また、 D は、 $G(z^{-1})$ と $E(z^{-1})$ との周波数特性をFFTにより求めた後、 $D \geq |D(z^{-1})|$ として求めることができる。

以上により、ロバストな適応FB制御系を構成できる。

2・2 二自由度制御系の設計方法 次に、2・1節で構成したFB制御系に従来のFF形適応フィルタを結合した2DF制御系の構成を行う。その2DF制御系のブロック図を図4に示す。

2DF制御系は、FF補償器とFB補償器とはおのの独立に設計することができる。ここでは、FF補償器のフィルタ係数を filtered-X LMS アルゴリズムで、FB補償器のフィルタ係数は RFX アルゴリズムを用いて調整した。

3. 実験方法ならびに結果

3・1 実験方法 排気量2 l のセダン型乗用車の車室内に騒音測定用マイク、騒音源用スピーカと制御音源用スピーカを図5に示すように配置する。

図中のコントローラは、A/D、D/A コンバータと

Table 1 Experimental apparatuses

Apparatuses	Type
Controller (DSP)	TI C30
Microphone	ACO JAPAN 1/2 inch
Amplifier of microphone	ACO JAPAN Type 6044S
Speaker	BOSE 101RD
Amplifier of speaker	PIONEER SM-1800II
Filter	ROCKLAND MODEL852
FFT ANALYZER	ONOSOKKI CF-360

Fig. 5 Schematic diagram of the experimental condition

Fig. 6 Coherence between reference signal and noise

DSP(制御周期：1 ms)で構成され、マイクとコントローラ間および、コントローラ制御音源用スピーカ間には信号の高周波成分を除くためにカットオフ周波数500 Hz のローパスフィルタを設けてある。実験機器の一覧を表1に示す。

ノイズ用スピーカに付与されるノイズ信号は、ランダム信号と4種類のサイン信号を重ねて作られており、騒音のリファレンス信号は前記のランダム信号にランダムな観測雑音を付加している。ノイズ信号とリファレンス信号とのコヒーレンスを図6に示す。

3・2 実験結果 制御スピーカと測定用マイク間

Fig. 7 Comparison between the plant and model

Fig. 8 Modeling error between the plant and model

の特性 $G(z^{-1})$ とその同定モデル $E(z^{-1})$ (タップ数 $M=48$) を、図 7 に示す。実験装置に RFX アルゴリズムを適用するためには、 $G(z^{-1})$ と $E(z^{-1})$ の誤差 $\Delta(z^{-1})$ の上限 D を前もって決める必要がある。図 8 に $\Delta(z^{-1})$ のゲイン特性を示す。図 8 より、 $|\Delta(z^{-1})|$ の最大値が 1.943 (267.5 Hz) であることがわかる。ここでは、 $G(z^{-1})$ の変動は考慮せず、 $G(z^{-1})$ と $E(z^{-1})$ とのモデル化誤差のみを考慮し、 $D=2$ と設定する。

図 5 の実験装置に、filtered-X LMS アルゴリズムを用いた FF 補償器 (タップ数 $N_1=32$) を用いた結果を図 9 に、RFX アルゴリズムを用いた FB 補償器 (タップ数 $N_2=64$) を用いた結果を図 10 に示す。次に、filtered-X LMS アルゴリズムを用いた FF 補償器と RFX アルゴリズムと組合せた 2DF 制御系を用いた結果を図 11 に示す。

これらの図より、以下のことがわかる。(1) FF 補償器は、コヒーレンスが良好な周波数帯域 (図 6) で、約 10 dB 音圧が低減しているが、コヒーレンスの悪い

Fig. 9 Sound pressure level of error signal with or without FF compensator

Fig. 10 Sound pressure level of error signal with or without FB compensator

Fig. 11 Sound pressure level of error signal with or without 2DF compensator

周波数点およびそれに近接する周波数ではほとんど音圧を低減していない。(2) RFX アルゴリズムを用いた FB 補償器は、周期性のある騒音を約 20 dB 低減しているが、周期性のない騒音を低減していない。(3) 2DF 制御系は、周期性の有無、コヒーレンスの良否に関係なく騒音を 10 dB 以上低減している。

4. ま と め

本論文の内容を以下にまとめる。

(1) 閉ループのロバスト安定性を補償する RFX アルゴリズムを提案した。このアルゴリズムは周期性のある騒音を低減できる。

(2) RFX アルゴリズムを利用した FB 補償器をもつ 2DF 制御系を提案した。この方法は、騒音との

コヒーレンスが良好なファレンス信号がとれる騒音だけではなく、周期性の騒音も低減できる。

(3) 実験より、RFX アルゴリズムと RFX アルゴリズムを利用した FB 補償器をもつ 2 DF 制御系の有用性を確認した。

文 献

- (1) Widrow, B. and Glover, J., Adaptive Noise Canceling: Principles and Applications, *Proc. IEEE*, **63**-12 (1975), 1692-1716.
- (2) 浜田晴夫, 騒音・音場制御の現状と制御理論, 計測と制御, **32**-4 (1992), 318-325.
- (3) Erikson, L. J., Development of the Filtered U Algorithm for Active Noise Control, *J. Acoust. Soc. Am.*, **89**-1 (1991), 257-265.
- (4) Eriksson, L. J., Active Sound and Vibration Control Using Adaptive Digital Signal Processing, *IEEE Proc. ICASSP*, (1993), 51-54.
- (5) 中路義晴・木下明夫, 車室内音場特性に着目したこもり音のアクティブ制御技術の研究, *機論*, **59**-565, C (1993), 134-140.
- (6) Hong, W. H. W., Eghtesadi, Kh. and Leventhall, H. G., The tight-coupled monopole (TCM) and tight-coupled tandem (TCT) attenuators: Theoretical aspects and experimental attenuation in an air duct, *J. Acoust. Soc. Am.*, **89**-1 (1991), 257-265.
- (7) Munjal, M. L. and Eriksson, L. J., An analytical, one-dimensional, standing wave model of linear active noise control system in duct, *J. Acoust. Soc. Am.*, **84**-3 (1988), 1086-1093.
- (8) Nelson, P. A. and Elliot, S. J., *Active Control of Sound*, (1991), 204-230, Academic Press, London, U. K.
- (9) 尾川茂・神本一朗, 自動車による空力騒音の予測と対策, 騒音と制御, **18**-1 (1994), 14-18.
- (10) Widrow, B. and Stearns, S. D., *Adaptive Signal Processing*, (1985), 288-294, Printice-Hall, Englewood Cliffs.