消音帯域を考慮した可変摂動型周波数領域同時摂動法による アクティブノイズコントロールシステムの設計

西田 知世*・嶋津 隆大*・坂本 浩介**
井上 敏郎**・足立 修一*

An Active Noise Control Systems Design Using Frequency Domain Simultaneous Perturbation
Method with Variable Perturbation Magnitude by Considering Controlled Band

Tomoyo NISHIDA*, Takahiro SHIMAZU*, Kosuke SAKAMOTO**,
Toshio INOUE** and Shuichi ADACHI*

In this paper, a new ANC (Active Noise Control) system using FDSP (Frequency Domain Simultaneous Perturbation) method with automatic perturbation control, which considers controlled band, is proposed. In the proposed method, the magnitude of the perturbation signal is adjusted according to the magnitude of the present error signal. As a result, the proposed method can improve instability, which is caused by block processing, in comparison with the conventional method which uses the fixed perturbation when the error signal is large. Also, the proposed method uses smaller perturbation, which can become a noise, than the conventional method when the error signal is small. Effectiveness of the proposed method is demonstrated through experiments.

Key Words: active noise control, perturbation, block processing, controlled band

1. はじめに

アクティブノイズコントロール (Active Noise Control: ANC) システムとは、騒音に対してスピーカから出力する制御音を重ね合わせることで、騒音を低減するシステムであり、これまで実用化をめざしたさまざまな研究が行われてきた^{1)~4)}。本論文では自動車の走行に伴い車内で発生する騒音であるロードノイズに対する ANC システムを設計する問題を考える。

従来、適応デジタルフィルタを用いたフィードフォワード ANC が盛んに研究され、実用化されてきた。適応デジタルフィルタの更新アルゴリズムとして Filtered-x LMS (Least Mean Square) 法⁵⁾が、演算量が少ないなどの利点から広く用いられてきた。Filtered-x LMS 法では、制御音を発生するスピーカから消音点における残差を検出するエラーマイクロフォンまでの二次経路のモデルが事前に必要となる。事前に

得られた二次経路モデルは伝播経路の変動などによりモデル化誤差を有し、それが原因となって不安定化が起こる可能性があった。

このような問題点を解決するために、二次経路モデルを用いずに適応フィルタの更新を行なう方法が提案されている。河野らは、仮想的な誤差信号を導入しそれらの誤差を小さくするような適応フィルタの係数の調整する適応フィードフォワード制御アルゴリズムを提案した⁶⁾。また、梶川らは誤差信号の情報のみでフィルタの更新が可能な方法である、周波数領域同時摂動 (Frequency Domain Simultaneous Perturbation: FDSP) 法が提案した⁷⁾。FDSP 法は、微小な摂動を制御フィルタに付加したときの誤差信号と、付加しないときの誤差信号の情報を用いてフィルタ係数の更新を行なうものである。二次経路モデルを利用しないこれらの方法により二次経路のモデル化誤差の問題は解決されたが、前者のアルゴリズムは同時に3つの適応フィルタの更新が必要となるため収束特性が悪くなるという問題を、後者の FDSP 法は Filtered-x LMS 法と比べて、収束速度が非常に遅いという問題点を有していた。

このような収束特性に関する問題点を解決するためにわれわれは FDSP 法を拡張し、ロードノイズのもつピーク周波数帯に対して消音を行なう、消音帯域を考慮した FDSP 法を提案した⁸⁾。河野らによって提案された適応フィードフォワード制御アルゴリズムの問題の1つは3つの適応フィルタの更新が必要であることであり、FDSP 法において収束速度が遅

* 慶應義塾大学理工学部 横浜市港北区日吉 3-14-1

** (株) 本田技術研究所四輪 R&D センター
栃木県芳賀郡芳賀町下高根沢 4630

* Faculty of Science and Technology, Keio University, 3-14-1 Hiyoshi, Kohoku-ku, Yokohama

** Honda R&D Co., Ltd., Automobile R&D Center, 4630 Shimotakanesawa, Haga-machi, Haga-gun, Tochigi

(Received September 20, 2013)

(Revised January 21, 2014)

い原因の1つはすべての周波数帯域において不安定化が起こらない、一律のステップサイズを用いたことであった。提案法では、1つの適応フィルタのみを用いて、消音帯域に合わせて重み付けを含んだステップサイズを設定しており、従来法よりも消音帯域に対して大きなステップサイズを適用できるため、収束速度を向上することができた。しかし、この方法を実用化するためにはさらに収束速度を向上する必要がある。そこで、本論文ではこの消音帯域を考慮したFDSP法に可変摂動法⁹⁾を適用することによって、さらに収束速度を高速化する方法を提案する。ここで可変摂動法とは、消音性能を決める重要な値である摂動の大きさを自動調整することによって収束速度を向上するという考えに基づいたものである。

本論文ではまず、従来法であるFiltered-x LMS法とFDSP法、消音帯域を考慮したFDSP法について説明する。そして、従来システムのブロック処理の問題点とその解決方法である可変摂動法について簡単に説明したのちに、消音帯域を考慮した可変摂動型FDSP法を提案する。最後に提案法の有効性を数値シミュレーション例と消音実験によって示す。

2. Filtered-x LMS 法による ANC システム

本論文で対象とする ANC システムに対して Filtered-x LMS 法を適用したときのブロック線図を Fig. 1 に示した。ここで、騒音源 x_k から消音点までの音場特性を一次経路特性 $P(z)$ 、制御音源 u_k から消音点までの音場特性を二次経路特性 $C(z)$ 、消音点における騒音 d_k と制御音 y_k を重ね合わせた信号を誤差信号 e_k とした。ただし、 k は離散時間を表わす。

Fig. 1 においてフィードフォワードコントローラ $H(z)$ は、時間とともにその係数を更新する適応デジタルフィルタであり、時刻 k において、

$$H_k(z) = h_k(0) + h_k(1)z^{-1} + \cdots + h_k(N-1)z^{-(N-1)} \quad (1)$$

とおく。フィルタ係数ベクトルを、

$$\mathbf{h}_k = [h_k(0) \ h_k(1) \ \cdots \ h_k(N-1)]^T \quad (2)$$

とおくと、その更新式は

Fig. 1 Block diagram of Filtered-x LMS ANC system

$$\mathbf{h}_{k+1} = \mathbf{h}_k - \mu e_k \mathbf{r}_k \quad (3)$$

となる。これが、Filtered-x LMS 法によるフィードフォワード ANC 方式である。ただし、 μ はステップサイズパラメータである。

つぎに、Fig. 1 における騒音 x_k と二次経路モデルの出力 r_k を要素としてもつベクトルをそれぞれ定義する。

$$\mathbf{x}_k = [x_k \ x_{k-1} \ \cdots \ x_{k-N+1}]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{r}_k = [r_k \ r_{k-1} \ \cdots \ r_{k-N+1}]^T \quad (5)$$

ここで、図より r_k は騒音 x_k が二次経路モデルを通して得られた信号であり、

$$r_k = \sum_{j=0}^{M-1} \hat{c}_j x_{k-j} \quad (6)$$

と表わされる。ただし、 $\hat{c}_j$ は二次経路モデルのインパルス応答から構成されるベクトルであり、二次経路モデル $\hat{C}(z)$ は

$$\hat{C}(z) = \hat{c}_0 + \hat{c}_1 z^{-1} + \cdots + \hat{c}_{M-1} z^{-(M-1)} \quad (7)$$

と表わされる。ここで M は二次経路モデルの次数である。さらに、誤差信号 e_k は

$$e_k = d_k + y_k \quad (8)$$

と表わすことができる。

(3) 式より、コントローラの係数を更新するには、誤差信号 e_k と、二次経路モデルである $\hat{C}$ フィルタに騒音 x_k を畳み込むことによって得られる r_k が必要であることがわかる。そのため、二次経路がシステム稼働中に変化すると、 $\hat{C}(z)$ と実際の二次経路の間にモデル化誤差が生じ、適切な r_k を計算できず消音性能が劣化するという問題点を有する。特に、位相の誤差が $-\pi/2 \sim +\pi/2$ 範囲を超えると ANC システムが不安定化し、消音のために設置した制御スピーカが逆に増音の原因になるという問題点があった¹⁰⁾。

3. FDSP 法による ANC システム

前章で述べた Filtered-x LMS 法の問題点を解決するために梶川らによって FDSP 法が提案された⁷⁾。FDSP 法は二次経路モデルを必要としないアルゴリズムであり、Fig. 2 に FDSP 法を用いた ANC システムのブロック線図を示した。FDSP 法はコントローラに摂動を与えたときの誤差信号と与えないときの誤差信号を同時に得ることによってコントローラを更新する方法である。しかし、ANC システムではこの2つの信号を同時に収集することは物理的に不可能である。そこで、騒音が短時間であれば定常であるという仮定のもとでブロック処理¹¹⁾を取り入れる。この処理によって、実際には別時刻に得られる、摂動を印加したときと除去したときの誤差信号の二乗値を、同時刻に得られた二乗値とほぼ等価とみなす。

具体的な処理としては Fig. 2 において摂動フィルタ出力後

段のスイッチをあらかじめ指定したブロック長の半分の期間で ON とし、残りの半分の期間では OFF とする．そして、摂動フィルタが ON の場合と OFF の場合のそれぞれにおいて誤差信号の二乗和をとることで、それらが同時刻に摂動を ON/OFF して得られた誤差信号の二乗和とほぼ等価であるとみなす．

ブロック処理の概念図を **Fig. 3** に示した．ここで、更新回数を n 、ブロック長を L としており、前半 $L/2$ の期間で摂動を加えた誤差信号を並べたベクトルを

$$\mathbf{e}_{1,n} = [e(nL+1) \ e(nL+2) \cdots e((4n+2)L/4)]^T \quad (9)$$

とし、残りの $L/2$ の期間で摂動を加えていない誤差信号を並べたベクトルを

$$\mathbf{e}_{2,n} = [e((4n+2)L/4+1) \ e((4n+2)L/4+2) \cdots e((n+1)L)]^T \quad (10)$$

とおいた．ただし、それぞれの誤差信号ベクトルは

$$\mathbf{e}_{1,n} = \mathbf{d}_n + \mathbf{y}_n + \mathbf{s}_n \quad (11)$$

$$\mathbf{e}_{2,n} = \mathbf{d}_n + \mathbf{y}_n \quad (12)$$

で表わされ、

$$\mathbf{d}_n = [d(nL+1) \ d(nL+2) \cdots d((4n+2)L/4)]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{y}_n = \text{last } N \text{ elements of } \text{IFFT}[\mathbf{h}_n \mathbf{x}_n] \quad (14)$$

Fig. 2 Block diagram of ANC system based on FDSP method

Fig. 3 Block processing

$$\mathbf{s}_n = \text{first } N \text{ elements of } \text{IFFT}[\alpha \mathbf{S}_{2,n}] \quad (15)$$

である．ここで α は摂動の大きさ、IFFT は逆高速フーリエ変換であり、 $\mathbf{S}_{2,n}$ の生成法を以下にまとめる．

ランダム信号ベクトル $\mathbf{S}_n$ を生成する． $\mathbf{S}_n$ は実部、虚部ともに $+1$ または -1 の値をもつ周波数領域摂動ベクトルで以下のように与える．

$$\mathbf{S}_n = [S_n(1) \ S_n(2) \ \cdots \ S_n(2N)]^T \quad (16)$$

ただし、 $S_n(i)$ は以下の性質を満たす．

$$E[\text{Re}\{S_n(i)\}] = 0 \quad (17)$$

$$E[\text{Im}\{S_n(i)\}] = 0 \quad (18)$$

$$\text{Re}\{S_n(i)\}^2 = 1 \quad (19)$$

$$\text{Im}\{S_n(i)\}^2 = 1 \quad (20)$$

$$E[\text{Re}\{S_n(i)\}\text{Re}\{S_m(i)\}] = 0 \ (n \neq m) \quad (21)$$

$$E[\text{Im}\{S_n(i)\}\text{Im}\{S_m(i)\}] = 0 \ (n \neq m) \quad (22)$$

$$E[\text{Re}\{S_n(i)\}\text{Re}\{S_n(j)\}] = 0 \ (i \neq j) \quad (23)$$

$$E[\text{Im}\{S_n(i)\}\text{Im}\{S_n(j)\}] = 0 \ (i \neq j) \quad (24)$$

$$E[\text{Re}\{S_n(i)\}\text{Im}\{S_n(j)\}] = 0 \ (i \neq j) \quad (25)$$

たとえば、十分長い M 系列信号を生成し、それを N ステップずつ切り出して各ブロックの $\mathbf{S}_n$ とする．そして、 $\mathbf{S}_n$ を左右方向に反転させ、複素共役をとったベクトル $\tilde{\mathbf{S}}_n$ を生成する．逆フーリエ変換した際に実数の要素をもつように、 $\mathbf{S}_{2,n}$ は

$$\mathbf{S}_{2,n} = [0 \ \mathbf{S}_{1,n} \ 0 \ \tilde{\mathbf{S}}_{1,n}]^T \quad (26)$$

と生成される．

つづいて $\mathbf{e}_{1,n}$ と $\mathbf{e}_{2,n}$ をそれぞれ切り替えてからの $L/4$ の期間は誤差信号を 0 に置き換える．すなわち、(9)、(10) 式をそれぞれ

$$\mathbf{e}_{1,n} = [0 \ \cdots \ 0 \ e((4n+1)L/4+1) \cdots e((4n+2)L/4)]^T \quad (27)$$

$$\mathbf{e}_{2,n} = [0 \ \cdots \ 0 \ e((4n+3)L/4+1) \cdots e((n+1)L)]^T \quad (28)$$

と書き換える．これは、二次経路が残響時間をもつためであり、摂動フィルタの出力の影響が二次経路から十分に消える時間を考慮するためである．このことを考慮して、ブロック長 L の長さは二次経路の残響時間の 4 倍に設定する．

つぎに、(27)、(28) 式を FFT (高速フーリエ変換) して、周波数領域の誤差信号を並べたベクトル

$$\mathbf{E}_{1,n} = \text{FFT}[0 \ \cdots \ 0 \ e((4n+1)L/4+1) \cdots e((4n+2)L/4)]^T \quad (29)$$

$$\mathbf{E}_{2,n} = \text{FFT}[0 \ \cdots \ 0 \ e((4n+3)L/4+1) \cdots e((n+1)L)]^T$$

$$\cdots e_{(n+1)L}]^T \quad (30)$$

を得る.

以上の準備のもとで, FDSP 法のアルゴリズムは次式で与えられる.

$$\mathbf{h}_{n+1} = \mathbf{h}_n - \mu \Delta \mathbf{h}_n \quad (31)$$

ただし,

$$\Delta \mathbf{h}_n = \text{first } N \text{ elements of IFFT}[\mathbf{U}_n] \quad (32)$$

$$\mathbf{U}_n = \text{diag}[\mathbf{S}_n] \frac{\text{diag}[\mathbf{E}_{1,n}^*] \mathbf{E}_{1,n} - \text{diag}[\mathbf{E}_{2,n}^*] \mathbf{E}_{2,n}}{\alpha} \quad (33)$$

とおいた. ここで $\text{diag}[\mathbf{S}_n]$ はベクトル $\mathbf{S}_n$ を対角要素にもつ行列を表わしている. また, $\mathbf{U}_n$ は修正ベクトルと呼ばれ, FDSP 法において勾配の差分近似に相当する. また, $\mathbf{h}_n$ を制御フィルタの係数ベクトル, N をフィルタの次数とすると,

$$\mathbf{h}_n = [h_n(1) \ h_n(2) \ \cdots \ h_n(N)]^T \quad (34)$$

となる.

ここで, 制御音の生成には時間領域の騒音制御フィルタを用い, 勾配ベクトルの計算時のみ周波数領域で行なっていることに注意する.

4. 消音帯域を考慮した FDSP 法による ANC システム

実問題に ANC を適用する場合, すべての周波数帯域での消音を目的とすることは少なく, 特定の周波数帯域において消音を目的とする場合が多い. しかし, FDSP 法による ANC システムではステップサイズをすべての周波数帯域で一定としていた. そのため, どの周波数帯域においても不安定化が起らないようにステップサイズを小さく設定する必要がある. 収束速度が遅いという問題があった. この問題に対処するため, 本章では FDSP 法を拡張し, 制御する帯域と制御しない帯域をわけることで, 特定帯域の消音を目的とすることで収束速度の速い FDSP 法を提案する.

消音帯域を考慮した FDSP 法による ANC システムの手順は以下のとおりである.

Step 1 周波数点ごとの摂動パラメータの設定

周波数領域と時間領域の両方で参照することに注意して摂動を生成する. つぎに各周波数点における摂動の大きさを決定する摂動パラメータを設定し, それらを並べた摂動パラメータベクトルを構築する.

Step 2 修正ベクトルの計算

ブロック処理を利用して摂動印加時と摂動除去時の誤差信号ベクトルを取得し, 修正ベクトルを計算する.

Step 3 ステップサイズパラメータの設定

周波数点ごとにステップサイズパラメータを設定し, それらを対角に並べたステップサイズパラメータ行列を生成

する.

Step 4 適応フィルタの更新

Step 2, 3 で得られた修正ベクトルとステップサイズパラメータ行列を用いてフィルタ係数の更新を行なう.

以下ではこれらの手順を詳細に見ていこう.

Step 1 周波数点ごとの摂動パラメータの設定

FDSP 法はアルゴリズム中で摂動ベクトルを 2 回参照する. 1 回は摂動印加時の誤差信号のデータベクトル $\mathbf{e}_{1,n}$ を得るために印加した摂動

$$\mathbf{s}_n = \text{first } N \text{ elements of IFFT}[\mathbf{S}_n] \quad (35)$$

として, もう 1 回は (33) 式で示した更新式の中の摂動 $\mathbf{S}_n$ としてである. このアルゴリズム中において, 前者は時間領域で印加し, 後者は周波数領域で参照する. この 2 つがフーリエ変換対であることに注意し, 摂動の生成を行なう.

また, 摂動の生成時には周波数点ごとに異なる摂動の大きさ α_i を決めなければならない. 通常は作成した摂動を単に α 倍するが, ここでは周波数点ごとに摂動パラメータ α_i を決定する.

摂動の生成と摂動パラメータの設定の具体的な手順は以下のとおりである.

1. (17)~(25) 式の性質を満たすランダム信号ベクトル $\mathbf{S}_{1,n}$ を生成する. たとえば, 十分長い M 系列信号を生成し, それを N ステップずつ切り出して各ブロックの $\mathbf{S}_{1,n}$ とすればよい.
2. $\mathbf{S}_{1,n}$ を左右方向に反転させ, 複素共役をとったベクトル $\tilde{\mathbf{S}}_{1,n}$ を生成する.
3. 逆フーリエ変換した際に実数の要素をもつように,

$$\mathbf{S}_{2,n} = [0 \ \mathbf{S}_{1,n} \ 0 \ \tilde{\mathbf{S}}_{1,n}] \quad (36)$$

で表わす N 列ベクトルを生成する.

4. 摂動の大きさを決定する摂動パラメータベクトル

$$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \cdots \ \alpha_i \ \cdots \ \alpha_N] \quad (37)$$

を用意し, それぞれの周波数点ごとに設定したい α_i を決める. 制御不要帯域では α_i を 0 に設定して, その帯域では摂動を加えないこととする.

5. $\boldsymbol{\alpha}$ を左右方向に反転させたベクトル $\boldsymbol{\alpha}'$ を生成し, 次式のベクトル $\boldsymbol{\beta}$ を定義する.

$$\boldsymbol{\beta} = [\boldsymbol{\alpha} \ \boldsymbol{\alpha}'] \quad (38)$$

6. $N \times N$ 摂動パラメータ行列

$$\mathbf{A} = \text{diag}[\boldsymbol{\beta}] \quad (39)$$

を生成する. これは後のステップで摂動の周波数領域における対称性を崩さないようにするためである.

7. 6. で生成した $\mathbf{A}$ を用いて周波数領域での摂動

$$\mathbf{S}_{3,n} = \mathbf{S}_{2,n} \mathbf{A} \quad (40)$$

を生成し、これを周波数領域での摂動 S_n として用いる。

8. (40) 式のベクトルを逆フーリエ変換し、初めの N ステップを抜き出し、

$$s_{3,n} = \text{first } N \text{ elements of IFFT}[S_{3,n}] \quad (41)$$

として、これを誤差信号データを得るために印加する摂動 s_n として用いる。

Step 2 修正ベクトルの計算

2 回目の摂動参照部であるフィルタ更新式に必要な修正ベクトルの計算について説明する。

まず、摂動を加え、データベクトルとして $2N$ ステップ分のデータを収集し、これを誤差信号時系列データ $e_{1,n}$ とする。つぎに、摂動を除去し、データベクトルとして $2N$ ステップ分のデータを収集し、これを誤差信号時系列データ $e_{2,n}$ とする。

$$e_{1,n} = [0 \ \cdots \ 0 \ e_{1,N+1} \ \cdots \ e_{1,2N}]^T \quad (42)$$

$$e_{2,n} = [0 \ \cdots \ 0 \ e_{2,N+1} \ \cdots \ e_{2,2N}]^T \quad (43)$$

ただし、(27), (28) 式と同様に、二次経路特性による過渡応答部のデータである最初の N ステップは 0 に置き換え、切り捨てる。

つぎに、収集したデータに対して FFT をかけて、周波数データベクトル $E_{1,n} = \text{FFT}[e_{1,n}]$ と $E_{2,n} = \text{FFT}[e_{2,n}]$ をそれぞれ計算する。そして、これらの周波数データについて、周波数点ごとのパワースペクトルを並べたベクトル $P_{1,n}$ と $P_{2,n}$ を計算する。すなわち、実数ベクトル $P_{1,n}$ と $P_{2,n}$ を、

$$P_{1,n} = E_{1,n}^* \text{diag}[E_{1,n}] \quad (44)$$

$$P_{2,n} = E_{2,n}^* \text{diag}[E_{2,n}] \quad (45)$$

と計算する。これらを用いて修正ベクトル U を、 $\beta(i) \neq 0$ のとき、

$$U(i) = \frac{P_{1,n}(i) - P_{2,n}(i)}{\beta(i)} S_n(i) \quad (46)$$

$\beta(i) = 0$ のとき、

$$U(i) = 0 \quad (47)$$

として (31)~(33) 式を用いて FDSP 法による適応デジタルフィルタの更新を行なう。ここで i はベクトルの第 i 要素を示している。ただし、フィルタの更新は摂動を割り振った周波数点のみについて適用し、摂動を割り振らなかった点では更新を行なわないことを (47) 式は意味している。

Step 3 ステップサイズパラメータの設定

適応フィルタを更新するときには (46), (47) 式で計算した修正ベクトル U を用いるが、ステップサイズ μ についても周波数点ごとに設定する工夫を行なう。通常の FDSP 法では単一の μ を用いて更新を行なうが、FDSP 法を用い

た ANC では周波数点ごとに μ_i を設定し、以下の手順でステップサイズパラメータ行列を生成する。

1. 前節で説明した、 N 個の要素をもつ修正ベクトル U を計算する。
2. ステップサイズパラメータベクトル

$$\mu = [\mu_1 \ \mu_2 \ \cdots \ \mu_i \ \cdots \ \mu_N] \quad (48)$$

を用意する。ここで、それぞれの周波数点ごとに設定したい μ_i を決定する。制御不要帯域では 0 に設定して、その帯域では更新ベクトルを修正しない。

3. μ を左右方向に反転させたベクトル μ' を生成し、次式のようにベクトル ν を定義する。

$$\nu = [\mu \ \mu'] \quad (49)$$

4. 次式で定義される $N \times N$ ステップサイズパラメータ行列 M を生成する。

$$M = \text{diag}[\nu] \quad (50)$$

これは後のステップで更新ベクトルの周波数領域における対称性を崩さないようにするためである。

Step 4 適応フィルタの更新

以上で周波数領域における適応フィルタ更新の準備が整ったので、次式のようにフィルタの更新を行なう。

$$H_{n+1} = H_n - UM \quad (51)$$

ただし、 H_n は n 番目の更新における適応フィルタのインパルス応答系列ベクトル h_n をフーリエ変換したものである。(51) 式のベクトルを逆フーリエ変換して初めの N 要素のベクトルを抜き出し、

$$h_n = \text{first } N \text{ elements of IFFT}[H_n] \quad (52)$$

として、時間領域における新しいコントローラのフィルタ係数 h_n を算出し、これを更新する。

5. 消音帯域を考慮した可変摂動型 FDSP 法による ANC システム

5.1 可変摂動型 FDSP 法

従来法である全周波数帯域に消音制御を施す場合の、摂動を可変として制御する方法⁹⁾について簡単にまとめる。

摂動がブロック処理による近似誤差に埋もれてしまうと制御フィルタの更新精度が劣化してしまう。そのため、摂動の大きさはなるべく大きくしたい。しかし、大きすぎると摂動自体が騒音の原因となってしまう。そのため摂動パラメータは近似誤差に埋もれない大きさで、なるべく小さく選べばよいことになる。そこで近似誤差の値を得る必要があるが、観測される信号は参照信号と誤差信号であるため、近似誤差は直接求めることができない。そこで、近似誤差のパワーが摂動を加えたときの誤差信号のパワーと比例することを利用する。これを利用すると、第 n サンプル目の摂動の大きさ α_n

は、

$$\alpha_n = \sqrt{\frac{\gamma P_{e,n-1}}{G^2 P_{x,n-1}}} \quad (53)$$

より計算できる．ここで、 G は全周波数帯域における二次経路の利得の平均を表わしており、 $P_{x,n}$ と $P_{e,n}$ はそれぞれ第 n サンプル目のブロックにおける参照信号と誤差信号のパワー平均である．また γ は摂動と誤差信号のパワー比を決定する係数である．

5.2 消音帯域を考慮した可変摂動型 FDSP 法

本論文では消音帯域を考慮した上で摂動の大きさも制御する方法を提案する．提案法では消音帯域のみを考慮すればよいので、摂動を加えたときの参照信号と誤差信号のパワーを消音帯域でのパワーとし、二次経路の利得は消音帯域での利得とする．それらの算出法を以下で述べる．

まず、次式で示すような摂動印加時の誤差信号の振幅スペクトル $E_{1,n}$ と参照信号の振幅スペクトル X_n をそれぞれ用意する．

$$\begin{aligned} E_{1,n} &= \text{FFT}[0 \cdots 0 \ e((4n+1)L/4+1) \cdots e((4n+2)L/4)]^T \\ &= [E_{1,n}(1) \ E_{1,n}(2) \ \cdots \ E_{1,n}(i) \ \cdots \ E_{1,n}(N)]^T \\ X_n &= \text{FFT}[x(nL+1) \cdots x((4n+2)L/4)]^T \\ &= [X_n(1) \ X_n(2) \ \cdots \ X_n(i) \ \cdots \ X_n(N)]^T \end{aligned}$$

ただし、 $E_{1,n}(i), X_n(i)$ はそれぞれ $E_{1,n}, X_n$ の i 番目の要素である．導出されたそれぞれのベクトルのうち、消音帯域要素の大きさの二乗和の平均である消音帯域でのパワー平均 $E_{b,n}, X_{b,n}$ をそれぞれ、

$$\begin{aligned} E_{b,n} &= \frac{1}{b-a+1} \sum_{i=a}^b |E_{1,n}(i)|^2 \\ X_{b,n} &= \frac{1}{b-a+1} \sum_{i=a}^b |X_n(i)|^2 \end{aligned}$$

と表わす．ここで、消音帯域に対応する周波数点の下限値を a 、上限値を b とした．

同様に、二次経路の利得 G を消音帯域での利得 G_b におき換える．そのため、事前に二次経路の振幅スペクトル G を求め、その消音帯域の各要素の絶対値の平均

$$G_b = \frac{1}{b-a+1} \sum_{i=a}^b |G(i)| \quad (54)$$

として計算する．ここで、 $G(i)$ は二次経路の振幅スペクトル G の周波数点 i に対応する値である．

以上の準備のもとで、周波数点 i における n サンプル目の摂動パラメータ $\alpha_{i,n}$ は (53) 式に従って次式で制御する．

$$\alpha_{i,n} = \sqrt{\frac{\gamma E_{b,n-1}}{G_b^2 X_{b,n-1}}} \quad (55)$$

ただし、消音帯域を考慮した場合、摂動パラメータ $\alpha_{i,n}$ のば

Fig. 4 Frequency characteristic of noise source

らつきが大きくなってしまったため、最終的に

$$\alpha_{i,n}^{\text{new}} = \lambda \alpha_{i,n-1} + (1-\lambda) \alpha_{i,n} \quad (56)$$

とし、 $\alpha_{i,n}^{\text{new}}$ をアルゴリズムに用いることとする．ここで λ は忘却要素である．

このようにして求めた α_n^{new} を (37) 式の摂動パラメータベクトルの要素として (52) 式を計算することで、摂動の大きさを変更しながらフィルタの更新を行なうことができる．

6. 数値シミュレーション

本章では数値シミュレーションを用いて、まず、従来法である消音帯域を考慮した FDSP 法において、固定した摂動の大きさが消音性能にどのように影響しているかを確認する．その後、提案法である消音帯域を考慮した可変摂動型 FDSP 法と従来法を比較することで、提案法の有効性を確かめる．

シミュレーション条件は以下のとおりである．サンプリング周波数を 850 Hz、制御フィルタの次数を $N = 64$ 、ブロック長を $L = 256$ とし、100 秒間シミュレーションを行なった．騒音は Fig. 4 に示すような 160~180 Hz にピークをもつ、ロードノイズを模擬した雑音を用いた．経路特性は実験によって得られた 128 次の FIR フィルタとし、一次経路特性は距離 1 m のもの、二次経路特性は距離 0.2 m のものを用いた．それぞれの周波数特性を Fig. 5 に示す．

6.1 消音量の評価法

次式で計算される消音帯域での騒音低減量 R_b を用いて消音量を評価した．

$$R_b = -10 \log_{10} \frac{E_{b,n}}{D_{b,n}} \text{ [dB]} \quad (57)$$

これは値が大きいほど消音が行なえていることを表わすものである．ここで、 $E_{b,n}, D_{b,n}$ は誤差信号と騒音信号の消音帯域におけるパワー平均であり、第 n 番目のブロックにおける誤差信号 e_k の振幅スペクトル

$$\begin{aligned} E_n &= \text{FFT}[e_{nL+1} \ e_{nL+2} \ \cdots \ e_{(n+1)L}]^T \\ &= [E_n(1) \ E_n(2) \ \cdots \ E_n(i) \ \cdots \ E_n(N)]^T \end{aligned}$$

と、騒音信号 d_k の振幅スペクトル

Fig. 5 Frequency characteristics of primary and secondary paths

$$\begin{aligned} D_n &= \text{FFT} [d_{nL+1} \ d_{nL+2} \ \cdots \ d_{(n+1)L}]^T \\ &= [D_n(1) \ D_n(2) \ \cdots \ D_n(i) \ \cdots \ D_n(N)]^T \end{aligned}$$

を用いて

$$\begin{aligned} E_{b,n} &= \frac{1}{b-a+1} \sum_{i=a}^b |E_n(i)|^2 \\ D_{b,n} &= \frac{1}{b-a+1} \sum_{i=a}^b |D_n(i)|^2 \end{aligned}$$

と求める．ここでも消音帯域に対応する周波数点の下限値を a ，上限値を b としている．また， $E_n(i)$ ， $D_n(i)$ はそれぞれ E_n ， D_n の i 番目の要素である．

6.2 摂動パラメータの影響

消音帯域を考慮した FDSP 法において，摂動パラメータ α が収束特性にどのような影響を与えるかをシミュレーションを通して検証した．ここでステップサイズパラメータは $\mu = 1.0 \times 10^{-2}$ ，摂動パラメータはすべての周波数点において $\alpha = 0.5, 0.2$ とした．

このときのシミュレーション結果を Fig. 6 に示す．図より， $\alpha = 0.5$ のときは収束は速いが，収束後の騒音低減量が小さいことがわかる．逆に $\alpha = 0.2$ のときははじめのうちは増音もみられ収束も遅いが，収束後の騒音低減量が大きいため増音が少なくなるが，収束後は摂動自体が騒音源となってしまうため騒音低減量が小さくなってしまふことがわかる．逆に摂動が小さいと，収束の初期段階では増音現象が顕著に表われるが，収束後は摂動影響が誤差信号に表われにくくなるため大きな騒音低減量を実現できることがわかる．

6.3 提案法と従来法の比較

消音帯域を考慮した可変摂動型 FDSP 法の収束速度をシミュレーションにより従来法と比較する．従来法では $\alpha = 0.02$ と $\alpha = 0.1$ の2通りとし，提案法では α の初期値を $\alpha_0 = 0.05$ とした． μ はシステムが安定かつ最速になるように，従来法

Fig. 6 Reduction of residual error with each perturbation parameter

Fig. 7 Reduction of residual error with each method

は $\mu = 5.0 \times 10^{-5}$ ，提案法は $\mu = 1.0 \times 10^{-4}$ に設定した．また，提案法における (56) 式中の忘却要素は $\lambda = 0.99$ とした．

シミュレーションにおける騒音低減量の時間変化を Fig. 7 に示す．提案法では従来法 ($\alpha = 0.1$) と同様に収束の初期段階で増音することなく安定している．また，収束後は高い騒音低減量を示しており，従来法 ($\alpha = 0.02$) と同程度の値を示していることがわかる．このときの従来法 ($\alpha = 0.02$) と提案法における摂動パラメータの時間変化を Fig. 8 に示す．従来法では摂動パラメータ α は一定値であるが，提案法では摂動パラメータ α が徐々に小さく変化していることが確認できる．このことにより，騒音の低減が行われていない初期では摂動の大きさを大きくすることで近似誤差に埋もれることなくフィルタの更新を行なうことを可能としており，騒音が小さくなったのちには摂動の大きさを小さくすることで，摂動自体が騒音となることを防ぐことができた．

7. 消音実験

提案法である消音帯域を考慮した可変摂動型 FDSP 法による ANC 実験を行なった．消音実験装置を Fig. 9 に示す．DSP は COMEX 社の PDRS-6000 を使い，スピーカは ONKYO 社のアンプ内蔵型スピーカ GX-500 HD を用いた．実験条件

Fig. 8 Time history of perturbation parameter

Fig. 9 Experimental setup

は数値シミュレーションと同じとし、100 秒間実験を行なった。

提案法である消音帯域を考慮した可変摂動型 FDSP 法の収束速度を従来法と比較した。従来法は $\alpha = 0.02$ 、提案法は収束後の摂動パラメータが $\alpha = 0.02$ に近づくように初期値を $\alpha_0 = 0.05$ とした。 μ はシステムが安定かつ最速になるように、従来法は $\mu = 5.0 \times 10^{-5}$ 、提案法は $\mu = 1.0 \times 10^{-4}$ に設定した。また、収束の評価指標として (57) 式で計算される消音帯域での騒音低減量 R_b を用いた。

100 秒間システムを稼働させた際の R_b の推移を Fig. 10 に示す。図より提案法のほうが高速な収束速度を示していることがわかる。また、Fig. 11 にはそのときの摂動の大きさ α のようすを示した。提案法では初めに α を大きく、収束が進むにつれて α を小さく調整できていることが確認できる。これらの結果から、摂動を可変にし、騒音が大きいときに摂動を大きくすることで修正ベクトル U の更新ステップを大きくすることができ、最終的な収束速度の向上につながることを確認できる。

消音実験によっても数値シミュレーションと同様に、提案法によって従来法の騒音低減量を維持したまま収束速度を向上できることが確かめられた。

8. ま と め

本論文では消音帯域を考慮した可変摂動型 FDSP 法を提案し、数値シミュレーションと消音実験によって、摂動パラメー

Fig. 10 Comparison of convergence properties between the proposed and the conventional ANC systems

Fig. 11 Perturbation parameter

タの影響の確認および提案法と従来法の比較を行なった。騒音が大きいときには摂動を大きくし、騒音を低減できた後には摂動を小さくするように摂動の大きさを可変とすることで、従来法と同等の騒音低減量を保ったまま収束速度の高速化を達成することができた。今後の課題はパラメータの決定方法の提案や実機実験に提案法による ANC システムを適用することが挙げられる。

参 考 文 献

- 1) X.L. Tang and C.M. Lee: Time-frequency-domain filtered-x LMS algorithm for active noise control, *Journal of Sound and Vibration*, **331**-23, 5002/5011 (2012)
- 2) Y. Xiao, M. Shadaydeh and R.K. Ward: New narrowband active noise control systems with significantly less computational requirements, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2008 (ISCAS 2008), 41/44 (2008)
- 3) S.H. Oh, H.S. Kim and Y. Park: Active control of road booming noise in automotive interiors, *Journal of the Acoustical Society of America*, **111**-1, 180/188 (2002)
- 4) H. Sano, T. Inoue, A. Takahashi, K. Terai and Y. Nakamura: Active Control System for Low-Frequency Road Noise Combined with Audio System, *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, **9**-7, 755/763 (2001)
- 5) S.M. Kuo and D.R. Morgan: *Active Noise Control Systems-Algorithms and DSP Implementations*, Wiley (1996)
- 6) 河野, 太田, 佐野: 2 次経路の関節同定を必要としない能動騒音制御アルゴリズム, *電子情報通信学会論文誌*, **J86-A**-1, 9/18 (2003)
- 7) 梶川, 野村: 周波数領域 SP 法による二次経路モデルを必要と

- しない ANC システム, 電子情報通信学会技術研究報告, EA, 応用音響, **99-260**, 57/64 (1999)
- 8) 池, 嶋津, 足立, 坂本, 井上: 消音帯域を考慮した周波数領域摂動法によるアクティブノイズコントロールシステムの設計, 日本音響学会 2011 年春季研究発表会 (2011)
- 9) 梶川, 野村: 可変摂動型周波数領域同時摂動法を用いたアクティブノイズコントロールシステム, 電子情報通信学会論文誌, **J86-A-2**, 101/110 (2003)
- 10) 矢吹, 梶川, 野村: $\hat{C}$ フィルタにモデル化誤差が存在する場合の Filtered-x LMS 法における安定条件の導出, 電子情報通信学会論文誌, **J80-A-11**, 1868/1876 (1997)
- 11) 梶川, 野村: 2 次経路モデルを必要としないアクティブノイズコントロールシステム, 電子情報通信学会論文誌, **J82-A-2**, 209/217 (1999)

[著 者 紹 介]

西 田 知 世

2012 年慶應義塾大学理工学部物理情報工学科卒業。現在同大学院基礎理工学専攻前期博士課程に在学中。アクティブノイズコントロールへの制御理論的アプローチに興味をもつ。

嶋 津 隆 大

2012 年慶應義塾大学院基礎理工学専攻前期博士課程修了。同年鈴与 (株) 入社。在学中, アクティブノイズコントロールに関する研究を行なう。

坂 本 浩 介

2002 年名古屋大学工学部機械航空工学科卒業。同年より (株) 本田技術研究所にて自動車の能動振動騒音制御の研究開発に従事。日本自動車技術会の会員。

井 上 敏 郎

1991 年東京理科大学大学院理工学研究科機械工学専攻修士課程修了。同年 (株) 本田技研工業に入社。同年 (株) 本田技術研究所に配属。以来, 自動車の振動騒音に関する研究開発に従事。96 年より自動車の振動騒音に関するアクティブ制御技術の研究開発に従事。日本自動車技術会の会員。

足 立 修 一 (正会員・フェロー)

1986 年慶應義塾大学大学院工学研究科博士課程修了。工学博士。同年 (株) 東芝入社, 総合研究所に勤務。90 年宇都宮大学工学部電気電子工学科助教授, 2002 年同教授。2003~2004 年ケンブリッジ大学客員研究員。2006 年慶應義塾大学理工学部物理情報工学科教授となり, 現在に至る。システム同定理論・制御理論とそれらの産業応用に関する研究に従事。電気学会, 日本機械学会, IEEE などの会員。