

最小2乗ラティスフィルタの アクティブ騒音制御への応用

Application of Least Squares Lattice Algorithm to Active Noise Control

佐 野 久*
Hisashi Sano

要 旨

現在、騒音対策技術として音を音で消すアクティブ騒音制御の研究が盛んに行われている。このアクティブ騒音制御のアルゴリズムとしては多くの場合、適応信号処理アルゴリズムの1つであるLMS(Least Mean Square)法が、係数更新形のFIR(Finite Impulse Response)フィルタと組み合わせられて用いられる。しかし、自動車車室内のアクティブ騒音制御を考えたとき、荒れた路面を走行したときに発生するロードノイズのように、制御対象が広帯域なランダム性の騒音で、しかも入力信号の有色性が強い場合には、LMS法を用いると収束時間の増大や誤調整増大により収束が遅く、かつ必ずしも十分な消音が行えない。そこでLMS法よりも収束速度、推定精度が優れている最小2乗ラティス法(LSL法)を、アクティブ騒音制御に応用するためのアルゴリズムとして提案する。そして、実データを用いたシミュレーション実験によりLSL法がLMS法に比べ、収束速度、推定精度、消音量の点で優れていることを示す。

ABSTRACT

The purpose of this paper is to propose an algorithm for active noise control (ANC) using the least squares lattice (LSL) algorithm. As an algorithm for ANC, the least mean square (LMS) algorithm has been generally used for its simplicity. However, the LMS algorithm has problems of both convergence speed and estimation accuracy in case of the broadband noise such as road noise which is one of the passenger compartment noises in a car running on rough roads. In order to solve these problems, the LSL algorithm for ANC is developed. Results of computer simulation indicate that the LSL algorithm is more effective than the LMS algorithm in convergence speed and estimation accuracy as well as cancellation of sound pressure.

1. まえがき

近年、騒音のアクティブ制御に関する研究が数多く行われており、空調ダクト、冷蔵庫、自動車等で一部実用化されはじめている^{1)~4)}。しかしながら、これらの製品で制御対象としている騒音は、周期性または疑似周期性の騒音であり、ランダム性の騒音に対するアクティブ制御技術の適用については、周期性騒音の場合に比べ克服すべき問題も多く、研究途上にある⁵⁾。

また自動車の更なる低燃費化が求められる中であって、

従来からの防音材を含む車体系でのパッシブな騒音対策手法は、重量増加を伴うため今後ますます困難になりつつある。アクティブ騒音制御技術は低騒音と軽量化という相反する問題に対する有効な解決策として、現在盛んに研究が行われている^{6)~8)}。

自動車車室内の騒音制御を行う場合、エンジンこもり音のような周期性に近い騒音に対しては、LMS法は有効であるが、荒れた路面を走行したときに発生するロードノイズのような広帯域なランダム性の騒音に対して

* 栃木研究所

は、LMS 法は収束が遅く、かつ必ずしも十分な消音が行えない。この原因としては、入力センサと対象騒音とのコヒーレンス、エラーマイク（残差検出マイク）や2次音源（騒音キャンセル用音源）として用いるスピーカ（アクチュエータ）のレイアウト等、数多くの検討すべき構造上の課題もあるが、本論文ではアルゴリズムの観点から広帯域ランダム性騒音の消音に対する問題点をとりあげる。

LMS 法が有する収束速度、推定精度の弱点を解決する一つの方法として、本論文では最小2乗ラティス法（Least Squares Lattice Algorithm:以下LSL法と略す）をアクティブ騒音制御に適用することを考え、新たに Filtered-x LSL Algorithm を提案する。最後に、実データを用いた計算機シミュレーションを行う。その結果として、本論文で提案する方法は、従来のLMS法に比べ、収束速度、推定精度の点で優れていることを明らかにし、消音量の点においても優れていることを示す。

2. 問題の説明

自動車のアクティブ騒音制御を行う際には、対象とするシステムの伝達関数が車速とともに変化することや、劣化により経年変化する等の理由から、適応アルゴリズムを用いる必要がある。現在までのところ適応アルゴリズムの中でも実時間処理を行うため、演算量が少なく構造の簡単なLMS法が広く用いられている。しかし、実際の応用面ではLMS法の持つ特性に起因する問題を生じることがある。

1つは、ロードノイズを対象にすると、エンジンこもり音を対象にしたときに比べ制御対象とする騒音

の周波数帯域が広く、高次のFIRモデルを用いなくてはならない。これが原因で収束速度の低下、誤調整（Misadjustment）の増大を引き起こす。もう1つは、ロードノイズ制御のための入力信号として用いるサスペンション加速度信号が有色性であるため、LMS法の収束が遅くなることである。

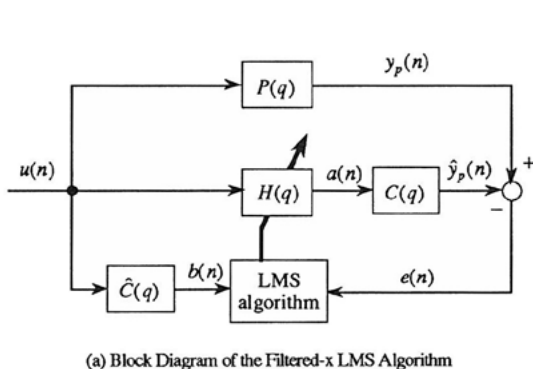
実装化を想定すると、多入力-多出力-多点制御システムにする必要があることから、現状ではLMS法を用いても演算量が多く、演算量削減に対する要求が高いことも事実である。しかし、一方でLMS法に代わる収束速度、推定精度の高いアルゴリズムも望まれている。そこで、このような問題点を解決する一つの方法として、収束が速く、推定精度が優れたLSL法をアクティブ騒音制御に採用する方法を提案し、次章以下にその方法について述べる。さらに、LSL法とLMS法における収束速度、推定精度および消音量の比較検討を行う。

検討モデルとして、1入力-1出力-1点制御（Single Input Single Output Single Point-control:以下SISOSPと略す）システムを考える。ここでは、まずLMS法をSISOSPシステムのアクティブ騒音制御に用いるためのアルゴリズムである Filtered-x LMS Algorithm（以下Fx-LMS法と略す）⁹⁾について簡単に述べる。なお、対象とするシステムはすでに離散化されているものとする。Fig. 1(a)にFx-LMS法のブロック線図を、Fig. 1(b)にアクティブ騒音制御へ応用した例を示した。Fig. 1において用いられている離散時間システムの入出力関係を以下に示す。

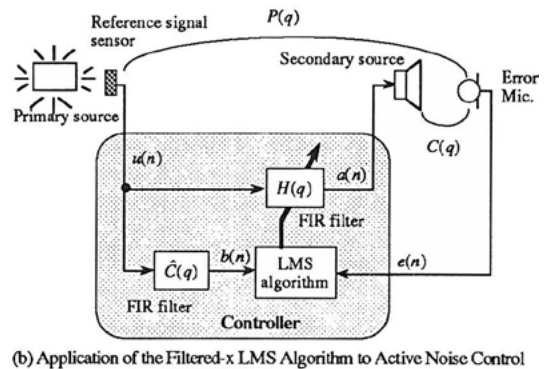
$$y_p(n) = P(q)u(n) \quad (1)$$

$$\hat{y}_p(n) = C(q)a(n) \quad (2)$$

$$a(n) = H(q)u(n) \quad (3)$$



(a) Block Diagram of the Filtered-x LMS Algorithm



(b) Application of the Filtered-x LMS Algorithm to Active Noise Control

Fig. 1 The Filtered-x LMS Algorithm

ただし、 n は時刻、 $P(q)$ は入力信号 $u(n)$ (これは騒音源と相関の高い信号が選ばれる) からエラーマイクまでのパルス伝達関数、 $C(q)$ は 2 次音源 $a(n)$ からエラーマイクまでのパルス伝達関数、そして $H(q)$ はアクティブ騒音制御を行うコントローラのパルス伝達関数である。ここで、 q はシフトオペレータである (すなわち $qu(n) = u(n+1)$)。またエラーマイクからの出力信号は、

$$e(n) = y_p(n) - \hat{y}_p(n) \quad (4)$$

で与えられる。

アクティブ騒音制御を行うためには、エラーマイクにおける騒音がゼロ、すなわち $e(n) = 0$ となるようにコントローラを設計しなくてはならない。そこで、(1)～(3) 式を (4) 式に代入すれば、

$$H(q) = \frac{P(q)}{C(q)} \quad (5)$$

となるようにコントローラを設計すればよいことがわかる。

しかし、一般に $C(q)$ は非最小位相系なので、単純に $1/C(q)$ を求めることはできない。そこで、Fx-LMS 法では、 $C(q)$ をあらかじめ同定しておき (FIR モデルが用いられることが多い)、その同定結果を $\hat{C}(q)$ とする。そして $H(q)$ も FIR モデルと仮定し、

$$b(n) = \hat{C}(q)u(n) \quad (6)$$

を計算した後、 $1/C(q)$ を単独に求めることなく、LMS 法によりオンラインで $H(q) = P(q)/C(q)$ を推定するという点が Fx-LMS 法の特徴である。

3. Filtered-x LSL アルゴリズム

本章では LSL 法をアクティブ騒音制御へ応用する方法について述べる。LSL 法^{10)~12)} は、ラティス構造による信号の直交化と最小 2 乗法に基づいているため収束

が速く、LMS 法に比べ推定精度は高い。しかしながら LSL 法そのままの構成では、2 次音源からエラーマイクまでの伝達関数 $C(q)$ を考慮していないため、アクティブ騒音制御へ応用することができない。

そこで、本論文では Fig. 2 に示す構成をとることで、LSL 法をアクティブ騒音制御へ適用することを可能とした。すなわち、Fx-LMS 法と同様に FIR モデルである $H(q)$ を推定する方法を踏襲し、パラメータ推定するアルゴリズムとして LMS 法に代わり、LSL 法のジョイントプロセス推定を用いる。そして、 $C(q)$ をあらかじめ同定しておき、その同定結果を $\hat{C}(q)$ として使用する。この構成を Fx-LMS 法にならい、Filtered-x LSL Algorithm (以下 Fx-LSL 法と略す) と呼ぶことにする。ただし、Fx-LMS 法とは次の点で異なる。

Fx-LSL 法の場合、未知システム $P(q)$ の出力信号 $y_p(n)$ を必要とするのでコントローラ内で次の演算を行う。Fig. 2 に示したように、 $y_p(n)$ を求めるため、残差観測点における 2 次音源出力信号 $\hat{y}_p(n)$ と等価な $\hat{y}_M(n)$ を、 $\hat{C}(q)$ を用いて求め、観測された残差信号 $e(n)$ と $\hat{y}_M(n)$ から未知システム $P(q)$ の出力信号 $y_p(n)$ と等価な $y_M(n)$ を導く。

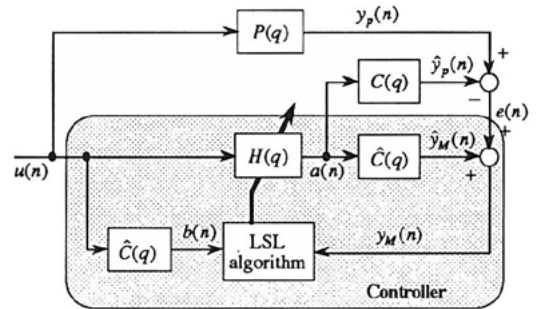


Fig. 2 Block Diagram of the Filtered-x LSL Algorithm

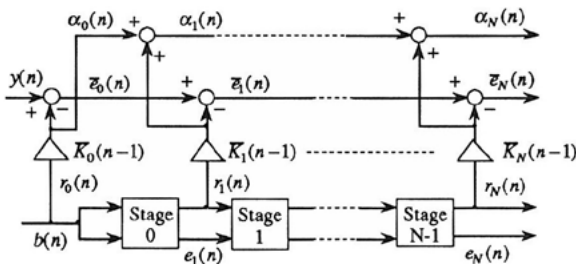


Fig. 3 Block Diagram of the LSL Algorithm

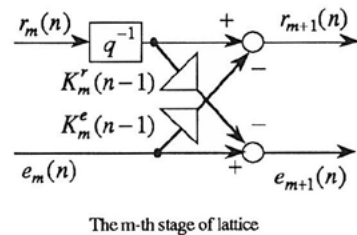


Table 1 Summary of the LSL Algorithm

To initialize the algorithm, set

$$r_m(-1) = k_m(-1) = \bar{k}_m(-1) = \gamma_m(-1) = 0$$

$$\varepsilon_m^*(-1) = \varepsilon_m^*(-2) = \varepsilon_m^*(-1) = \delta \quad \delta = \text{small positive number}$$

For time $n = 0, 1, 2, \dots, L$, compute the various order updates in the following sequence $m = 0, 1, \dots, N-1$

$$\alpha_{-1}(n) = \gamma_{-1}(n) = \gamma_{-1}(n-1) = 0$$

$$e_{-1}(n) = y_m(n), \quad e_0(n) = r_0(n) = b(n)$$

$$\varepsilon_0^*(n) = \varepsilon_0^*(n) = \lambda(n)\varepsilon_0^*(n-1) + b^2(n)$$

$$h_m(n) = \begin{bmatrix} h_{m-1}(n-1) \\ 0 \end{bmatrix} + \bar{K}_m(n-1)\bar{B}_m(n-1)$$

$$k_m(n) = \lambda(n)k_m(n-1) + \{1 - \gamma_{m-1}(n-1)\}e_m(n)r_m(n-1)$$

$$e_{m+1}(n) = e_m(n) - K_m^*(n-1)r_m(n-1)$$

$$r_{m+1}(n) = r_m(n) - K_m^*(n-1)r_m(n-1)$$

$$\alpha_{m+1}(n) = \alpha_m(n) + \bar{K}_{m+1}(n-1)r_{m+1}(n)$$

$$K_m^*(n) = \frac{k_m(n)}{e_m^*(n-1)}, \quad K_m^*(n) = \frac{k_m(n)}{e_m^*(n)}$$

$$\varepsilon_{m+1}^*(n) = \varepsilon_m^*(n) - K_m^*(n)k_m(n)$$

$$\bar{A}_{m+1}(n) = \begin{bmatrix} \bar{A}_m(n) \\ 0 \end{bmatrix} - K_m^*(n) \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{B}_m(n-1) \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_{m+1}(n) = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{B}_m(n-1) \end{bmatrix} - K_m^*(n) \begin{bmatrix} \bar{A}_m(n) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\varepsilon_{m+1}^*(n) = \varepsilon_m^*(n-1) - K_m^*(n)k_m(n)$$

$$\gamma_m(n) = \gamma_{m-1}(n) + \frac{\{1 - \gamma_{m-1}(n)\}r_m(n)^2}{\varepsilon_m^*(n)}$$

$$\bar{k}_{m+1}(n) = \lambda(n)\bar{k}_{m+1}(n-1) + \{1 - \gamma_m(n)\}\bar{\varepsilon}_m(n)r_{m+1}(n)$$

$$\bar{\varepsilon}_{m+1}(n) = y_m(n) - \alpha_{m+1}(n)$$

$$\bar{K}_{m+1}(n) = \frac{\bar{k}_{m+1}(n)}{\varepsilon_{m+1}^*(n)}$$

$$\bar{A}_m(n) = \begin{bmatrix} 1 \\ A_m(n) \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_m(n) = \begin{bmatrix} B_m(n) \\ 1 \end{bmatrix}$$

LSL法の計算手順をTable 1に示す¹³⁾。ここで、FIRモデルで記述された $H(q)$ の次数を N 、FIRモデルのパラメータベクトルを $h(q)$ 、 m 段における前向き予測誤差を $e_m(n)$ 、後向き予測誤差を $r_m(n)$ とした。また $A_m(n)$ 、 $B_m(n)$ はそれぞれ前向き、後向き予測フィルタの係数ベクトル、 $\lambda(n)$ は忘却係数である。

またLSL法の構成をFig. 3に、LMS法とLSL法の1サンプル当たりの演算量の比較結果をTable 2に示す。LSL法の演算量は本来 $O(N)$ であるが、ジョイントプロセス推定によりFIRモデルのパラメータを求めているために $O(N^2)$ となっている。

4. 実験結果

前述したようにロードノイズのアクティブ騒音制御を行う場合、使用する入力信号の有色性を十分考慮しておく必要がある。すなわち、有色性の強い入力信号を用い

Table 2 Number of Arithmetic Operations

Algorithm	Multiplication	Division
LMS	$2N$	$4N$
LSL	$1.5N^2 + 14.5N$	0

たときにも正確なシステム同定が行われなければ、十分な消音量を得ることは難しい。

そこで、Fig. 4に示す基本的なシステムを考え、LMS法とLSL法の収束速度、同定精度を比較するためシミュレーション実験を行った。ここでは既知のシステム $P(q)$ を未知とみなし、LMS法、LSL法により $H(q)$ を推定する。 $P(q)$ は次式で示すFIRモデル

$$P(q) = p_0 + p_1q^{-1} + p_2q^{-2}$$

を用いた。ただし、 $p_0 = 0.37$ 、 $p_1 = 0.25$ 、 $p_2 = 0.17$ とおいた。また、入力信号は3種類用意し、入力Aは正規性白色信号、入力Bは人工的に作成した有色信号、そして入力Cはロードノイズが発生する荒れた舗装路を走行したときの実車サスペンション振動加速度信号である。入力A、B、Cとも平均値は0、分散は1に正規化した。さらに、未知システムの出力には入力と独立なS/N比20dBの正規性白色雑音加わる。

ここで、入力信号の有色性を評価するために条件数を導入する¹⁴⁾。条件数は、入力の自己相関関数から構成される行列を R としたとき、行列 R の最大固有値 $\lambda_{\max}$ と最小固有値 $\lambda_{\min}$ の比

$$\text{cond}(R) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad (7)$$

によって定義され、有色性が強いほど条件数は大きい値をとる。使用した入力信号の条件数をTable 3に示す。Table 3から、ロードノイズの騒音制御に用いるサス

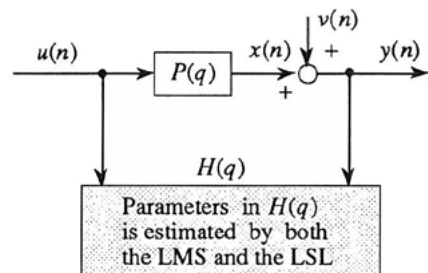


Fig. 4 Block Diagram for Simulation

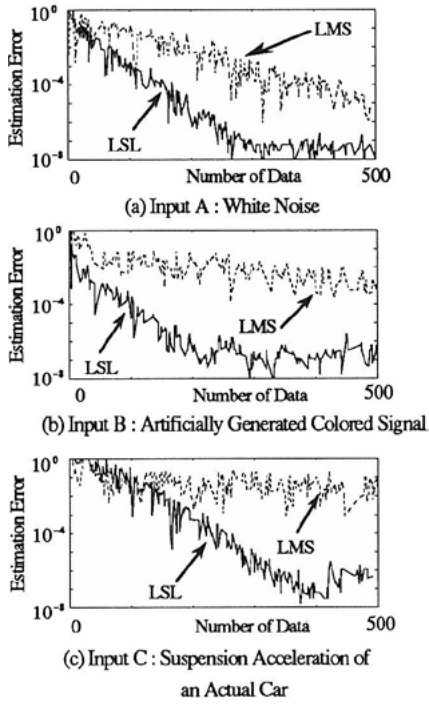


Fig. 5 Estimation Error

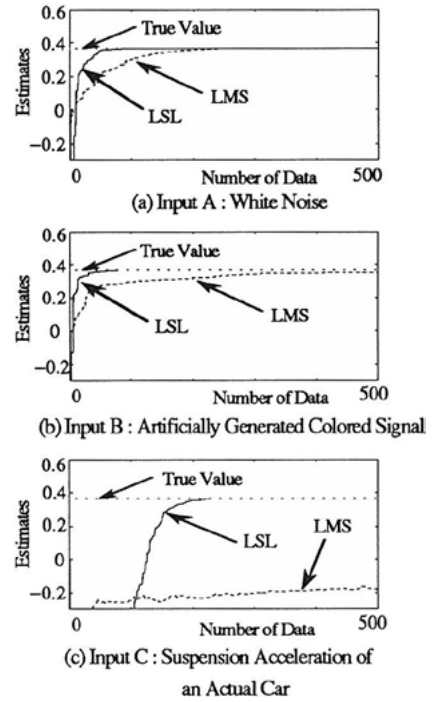
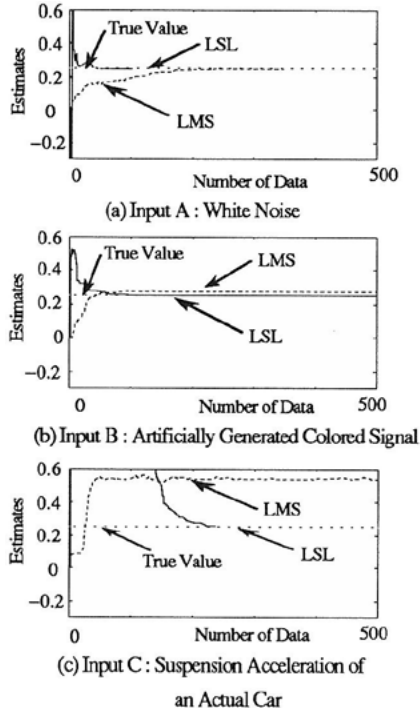
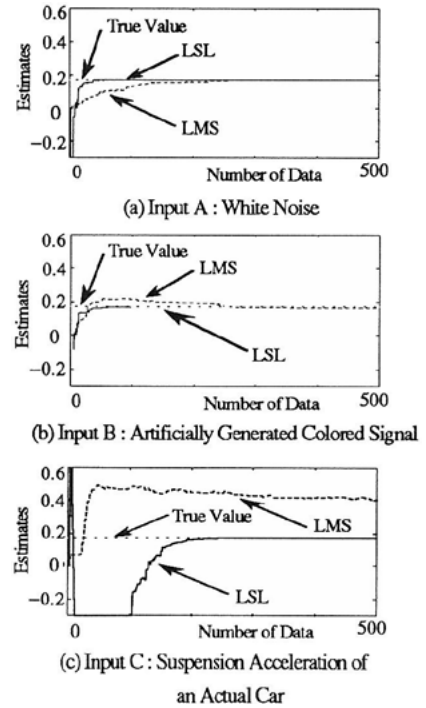

 Fig. 6 Estimate of Coefficient p_0

 Fig. 7 Estimate of Coefficient p_1

 Fig. 8 Estimate of Coefficient p_2

Table 3 Condition Number of Input Signals

	Condition Number
Input A	1
Input B	338
Input C	929

ベンション加速度信号の有色性は、かなり強いことがわかる。

これらの入力信号を用いてシミュレーション実験を行った。なお、LMS法のステップサイズパラメータは0.01、LSL法の忘却係数は0.95とした。Fig. 5に推定誤差を、Figs. 6～8にパラメータ推定結果の一例を示す。ここで、Fig. 5において推定誤差を

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{y(n) - \hat{y}(n)\}^2$$

と定義した。ただし、 $y(n)$ は未知システムの出力、 $\hat{y}(n)$ は同定モデルの出力を表す。これらの結果からわかるように、入力信号の有色性が強い場合にも、LSL法はLMS法に比べ収束速度、同定精度が優れている。

次に、実データを用いたロードノイズ制御のシミュレーション実験を行い、Fx-LMS法を用いたときの消音量と、Fx-LSL法を用いたときの消音量を予測することにより2つのアルゴリズムを比較した。

ここでは後席でのロードノイズが、後輪からの入力に支配される場合を想定し、Fig. 9に示すように、自動車後輪のスピンダル部を加振することによるSISOSPシステムを考えた。白色信号により加振し、サスペンションナックル部に取り付けられた加速度ピックアップにより検

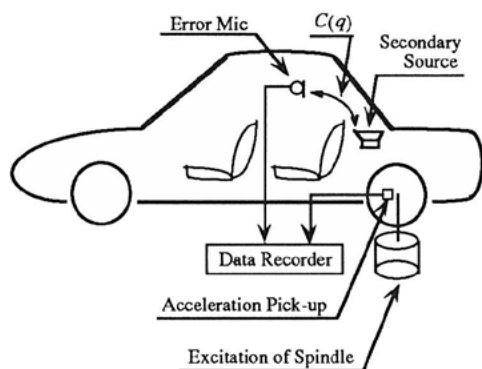


Fig. 9 Experiment of Data Acquisition

出された振動加速度信号と後席乗員耳位置の音圧を測定する。また後席乗員耳位置に取り付けたマイクをエラーマイク(残差検出マイク)とみなし、リヤトレイ上の2次音源(騒音キャンセル用音源)からエラーマイクまでの伝達特性 $C(q)$ もあらかじめ測定しておく。サンプリング周波数は1.9kHzとした。

これらの実験値を用い、Fx-LMS法とFx-LSL法により消音量予測シミュレーションを行った結果をFig. 10に示す。ここに $H(q)$ と $C(q)$ を、それぞれパラメータ数64、128のFIRモデルとし、4000個の入出力データを用いてシミュレーション実験を行った。Fx-LMS法のステップサイズパラメータは 10^{-6} とし、入出力信号は、分散が1になるようにスケーリングしてある。Fig. 11に入力信号 $u(n)$ と出力信号 $y_p(n)$ とのコヒーレンス関数を、Fig. 12にシミュレーション実験に用いた $C(q)$ を示す。Fig. 10の実験結果から、Fx-LSL法の方がFx-LMS法より消音量が大きいことがわかる。なお、150Hz以下において消音量が少ない理由は、サスペンションの非線形性により高いコヒーレンスが得られないことによる。

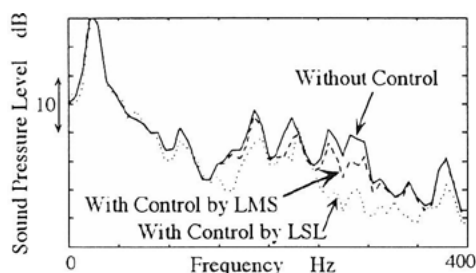


Fig. 10 Prediction of Sound Pressure Level

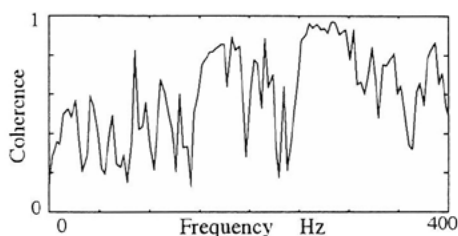
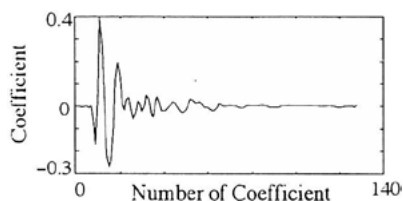


Fig. 11 Coherence between Input and Output

Fig. 12 Coefficient of FIR Model $C(q)$

5. まとめ

本論文では、LSL法をSISOSPシステムのアクティブ騒音制御に適用し、新たにFx-LSL法の構成法を提案した。また実データを用いたシミュレーション実験により、本手法はLMS法に比べ収束速度、同定精度、消音量の点において優れていることがわかった。

今後はDSP(Digital Signal Processor)を用いてFx-LSL法を実装化するとともに、Fx-LSL法を多入力-多出力-多点制御システムへ拡張する予定である。

6. 謝 辞

御指導いただいている宇都宮大学工学部電気電子工学科の粕谷英樹教授、足立修一助教授に深く感謝致します。

参考文献

- 1) 工藤:送風機・空調ダクト用アクティブサイレンサ、エバラ時報、No.150, 75/81, Jan. (1991)
- 2) 関口、中西、猿田:能動制御超静音型冷蔵庫 GR-W 40NVI, 東芝レビュー, 45-5, 443/446 (1991)
- 3) 中路、木下、早川:車室内音場特性に着目したこもり音アクティブ制御技術の研究、日本機械学会シンポジウム講演論文集、910-52, 301/306 (1991)
- 4) 田端、長谷川、兵頭、木下、中路:自動車用ANC(アクティブ・ノイズ・コントロール)システムの開発、自動車技術、45-12, 70/74 (1991)
- 5) 浜田、今井:音と振動に関するアクティブ制御技術の最近の動向、日本音響学会誌, 47-9, 685/693 (1991)
- 6) A. M. McDonald, S. J. Elliott and M. A. Stokes: Active noise and vibration control within the automobile, Proc. 1991 Acoust. Soc. Jpn. Int. Symp. Active Control of Sound and Vibration, 147/156 (1991)
- 7) G. Eatwell, M. J. Burke, K. Eghtesadi and W. E. Gossman: The application of active cancellation to vehicle noise and vibration, I-MechE, C420/022, 191/196 (1990)
- 8) T. J. Sutton, S. J. Elliott, P. A. Nelson and I. Moore: The active control of road noise inside

vehicles, Proc. Inter-Noise '90, 1247/1250 (1990)

- 9) B. Widrow and S. D. Stearns: Adaptive Signal Processing, 288/301, Prentice-Hall (1985)
- 10) E. H. Satorius and J. D. Pack: A least squares adaptive lattice equalizer algorithm, NOSC, Tech. Report, TR575 (1980)
- 11) S. Haykin: Adaptive Filter Theory (2nd ed.), 607/638, Prentice-Hall (1991)
- 12) M. L. Honig and D. G. Messerschmitt: Adaptive Filters, Structures, Algorithms and Applications, 144/246, Hingham, MA, Kluwer Academic Publishers (1984)
- 13) 足立、石田、佐野 昭:重み係数の自動調整を備えた最小2乗適応格子形等化器、電子通信学会論文誌、J68A-9, 992/995 (1985)
- 14) 足立、佐野 昭:入力相関行列の悪条件を考慮したインパルス応答の最小2乗推定、計測自動制御学会論文集、22-11, 1156/1161 (1986)
- 15) 佐野 久、足立、粕谷:最小2乗ラティスフィルタを用いた自動車のアクティブ騒音制御、SICE 第1回制御理論応用シンポジウム、89/94 (1993)
- 16) 佐野 久、足立、粕谷:最小2乗ラティスフィルタを用いた自動車のアクティブ騒音制御における消音量予測、第36回自動制御連合講演会、175/176 (1993)

■ 著 者 ■



佐 野 久