3次元空間における目標点移動に追従した能動騒音制御*

小松崎 俊彦^{*1}, 佐藤 秀紀^{*1}
岩田 佳雄^{*1}, 小川 孝吉^{*2}

Free-Space Active Noise Control of Moving Evaluation Point

Toshihiko KOMATSUZAKI^{*3}, Hidenori SATO,
Yoshio IWATA and Kokichi OGAWA^{*3} Graduate School of Natural Science and Technology, Kanazawa University,
Kakuma-cho, Kanazawa-shi, Ishikawa, 920-1192 Japan

In the present study, both analytical and experimental investigations of adaptive active noise control are performed for the case noise evaluating point moves in time. Respective noise and control sound source is located in infinite space, where the sound caused by noise source is attenuated by a control source at error sensor evaluating sound level. It is known that adaptive controller effectively identifies error path change caused by evaluation point movement, and also generates appropriate control output. However, higher frequency noise and also increase in traveling speed of evaluation point deteriorate noise reduction level.

Key Words: Active Noise Control, Neural Network, Moving Target, Adaptive Control

1. 結 論

近年における計算機性能の飛躍的向上に伴って能動的に騒音を抑制する手法の開発が盛んに行われるようになり, 幅広い周波数帯域に渡って効率よく騒音を抑制することが可能となった. 空气中を伝播する音を対象としたものとしては, スピーカ等の二次音源より逆位相の音を出力し騒音を相殺する能動騒音制御手法があり, 適応フィルタ, H_∞等を制御系として騒音制御に適用した例などが報告されている⁽¹⁾⁻⁽¹⁰⁾. 原理的には, 消音の目標点に設置したマイクロホンにおける音圧実測値との予測誤差を最小にするよう制御系の出力を調整する手法が多く用いられており^{(1)-(9),(10)}, また, 騒音源および制御音源を取り囲む空間内における総音響パワーが最小となるよう制御出力を決定する方法も検討されている^{(6),(7)}. 前者の利点はひとたび音場の特性を精度良く同定できれば良好に制御可能であるが, 評価点以外の場所での静音化が保証されないため, ある一定領域を制御対象とするには複数の制御音源を配置し, 同様に複数のマイクロホンを設置して評価点を増やす必要がある^{(8),(10)}. また, 制御音源から音圧評価点に至

る誤差経路をあらかじめ同定しておく必要があるため, 音源もしくは評価点が移動した場合, 誤差経路特性が変わり制御性能が著しく劣化することが予想される. 誤差経路特性をその都度更新するアルゴリズムを適用すれば追従制御できると思われるが^{(9),(10)}, 適応フィルタ理論における演算ブロックの構成をみると, 参照信号を予め誤差フィルタを通してから制御用フィルタへの入力として用いているため, 著しく計算負荷が増大する. その点, 後者の音響パワーを評価する手法においてはそれらの移動が評価対象となる一定領域内に限られるならば制御は変わらず良好に実現可能であることが予想されるが, この手法の場合, 騒音は定常音を前堤に評価式を構成しているため, 過渡的な騒音の制御には対応できない.

本研究では, ある騒音源から自由空間内に騒音が放射されている状態において, 音圧の評価点が時々刻々移動する場合に, 評価点の移動に追従して常に制御を維持できる手法を提案する. まず, ダクト内の1次元音場において, 従来の適応フィルタ理論では評価点の移動に伴って制御が不安定になることを示すとともに, 提案する手法が良好に制御を維持できることを示す. さらに, 半自由空間において, 同様の手法が音圧評価点移動に追従して適応的に音響制御可能であることを数値シミュレーションおよび実験的検討により示し, その適用限界について検討することを目的とする.

* 原稿受付 2005 年 9 月 26 日.

^{*1} 正員, 金沢大学大学院自然科学研究科 (〒920-1192 金沢市角間町).^{*2} 正員, 金沢大学工学部.

E-mail: toshi@t.kanazawa-u.ac.jp

2. 数値計算モデル

本研究で取扱う音場モデルを図1に示す。半自由空間内において、位置 x_s に騒音源、および x_c に制御音源がそれぞれ1つずつ存在するものとする。また、制御系の入力に用いる参照信号を検出するマイクロホン、および制御点での評価用マイクロホンについてもそれぞれ1つずつ空間内に置かれているとする。まず、単一の音源 P_0 が空間内に存在するとして、音場に関する波動方程式は以下のように表される。

$$\nabla^2 P - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 P}{\partial t^2} = -P_0(t)\delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) \quad \dots\dots\dots (1)$$

P は空間内の任意の点における音圧、 P_0 は音源より出力される音圧を表す。また、 c は音速、 x_0 は音源位置である。このときバッフル板での境界条件として、以下の式を与える。

$$\frac{\partial P}{\partial \bar{n}} = 0 \quad \dots\dots\dots (2)$$

式(2)において、 $\bar{n}$ は境界外向きの法線ベクトルを表わす。一方、自由空間におけるグリーン関数は以下の波動方程式の解として求められる。

$$\nabla^2 G - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 G}{\partial t^2} = -4\pi\delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}')\delta(t - t') \quad \dots\dots\dots (3)$$

このときグリーン関数の満たす境界条件として、それぞれ

$$\begin{cases} \partial G / \partial \bar{n} = 0 & \text{on } z = 0 \\ G = 0 & \text{on } z = \infty \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4)$$

を与え、さらに鏡像の原理を考慮することにより、半自由空間に対するグリーン関数は次式で定まる。

$$G(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}', t') = \frac{\delta(t - t' + |\mathbf{x} - \mathbf{x}'|/c)}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} + \frac{\delta(t - t' + |\mathbf{x} - \mathbf{x}'^*|/c)}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'^*|} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$\mathbf{x}'$, $\mathbf{x}'^*$ はそれぞれ波源およびその鏡像位置を表す。式(1)の $\mathbf{x}$, t を $\mathbf{x}'$, t' に置き換え、式(1)および式(3)の両辺にそれぞれ $G(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}', t')$, $P(\mathbf{x}', t')$ を乗じて辺々差をとり、体積分を施したのに対してさらにグリーン関数の第2公式を適用することにより、境界上での積分を含んだ次の方程式を得る。

$$\begin{aligned} \int_0^t \int_{S'} \left(G \frac{\partial P}{\partial \bar{n}} - P \frac{\partial G}{\partial \bar{n}} \right) dS' dt' \\ = - \int_0^t P_0(t') G(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}', t') dt' - 4\pi P(\mathbf{x}, t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (6)$$

Fig. 1 Analytical model of semi-finite acoustic field

式(6)に対して音圧およびグリーン関数に関する境界条件式(2), (4)を考慮すると、次の式(7)を得る。

$$4\pi P(\mathbf{x}, t) = - \int_0^t P_0(t') G(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t') dt' \quad \dots\dots\dots (7)$$

式(7)をそれぞれ騒音源 P_s および制御音源 P_c に適用し、音場の重ね合わせが成り立つとして、音圧 P は最終的に次の形で表すことができる。

$$P(\mathbf{x}, t) = \frac{P_s(t - |\mathbf{x} - \mathbf{x}_s|/c)}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}_s|} + \frac{P_s(t - |\mathbf{x} - \mathbf{x}_s^*|/c)}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}_s^*|} + \frac{P_c(t - |\mathbf{x} - \mathbf{x}_c|/c)}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}_c|} + \frac{P_c(t - |\mathbf{x} - \mathbf{x}_c^*|/c)}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}_c^*|} \quad \dots\dots\dots (8)$$

式(8)において、 $\mathbf{x}_c^*$ および $\mathbf{x}_s^*$ はそれぞれ音源の鏡像位置を表す。騒音源が定常音の場合には、式(8)より解析的に音波を再現することが可能であるが、本研究では過渡音場を考えるため、騒音源より発せられる音圧の時刻歴を単位時間ステップ毎に保存し、音源および音圧を求める位置との距離を音速 c で除して得られる到達時間が単位の計算ステップの整数倍になるよう近似して音伝達の時間遅れを表現した。

3. 音響制御アルゴリズム

本研究では、音圧評価点の移動に伴って生ずる誤差経路の変動に追従する必要性から、ニューラルネットワークを音響制御に適用する。本節では、音響制御に広く用いられている Filtered-X LMS 適応制御アルゴリズムの概要、およびニューラルネットワークによる制御手法について述べる。

3・1 Filtered-X LMS アルゴリズム Filtered-X LMS アルゴリズム⁽⁶⁾によるフィードフォワード音響制御系のブロック線図を図2に示す。 x_k は制御系への入力に用いる参照信号、 d_k は未知システムの出力、 y_k は制御系の出力、 e_k は制御結果を評価する誤差信号を表わす。添え字 k は k 番目のサンプリングで得られた離散時間データを意味する。また、 W は入力と制御音源間の未

Fig. 2 Block diagram of Filtered-X LMS adaptive algorithm

知システム, G は制御信号-誤差信号間の誤差経路伝達特性, H は FIR フィルタである. LMS アルゴリズムは制御系の推定出力と対象出力との 2 乗誤差を最小にするようフィルタ係数を更新する適応アルゴリズムであり, 制御対象システムとは逆の出力となるようフィルタ係数を更新し, 制御目標点における両者の和が結果的に最小となるよう調整される. ここで, 制御音源から目標点に至る伝達経路(誤差経路)を同定対象から切り離すことで同定精度を高めることが可能である. 参照信号の時刻歴をベクトル $\mathbf{x}_k$, 適応 FIR フィルタ係数を $\mathbf{h}_k$, 誤差経路のフィルタ係数を $\mathbf{g}$ とすると, 誤差信号 e_k は式(9)により求められる.

$$e_k = \mathbf{g} * (d_k + y_k) = \mathbf{g} * d_k + \mathbf{g} * \mathbf{h}_k * \mathbf{x}_k \quad (9)$$

式(9)において, 記号*は畳み込み演算を表す. さらに FIR フィルタ係数の更新は次式に従う.

$$\mathbf{h}_{k+1} = \mathbf{h}_k - 2\mu e_k \cdot \mathbf{g} * \mathbf{x}_k \quad (10)$$

式(10)において, μ はステップサイズパラメータを表す. 誤差経路は別途フィルタにより推定する必要がある. 精度の良いフィルタが得られれば結果的に制御性能を向上させることができる. ただしその反面, 誤差経路が変動するような場合には改めて経路を同定する必要がある. 例えば制御目標点が移動するような場合には適していないと考えられる. また, 制御出力を求めるに先立ち, 1 サンプル毎に誤差経路を用いて参照信号をフィルタリングする必要があるため計算負荷が大きく, 畳み込み演算に適した計算処理機構を有する DSP を用いるのが一般的である.

3・2 ニューラルネットワーク適応制御系 ニューラルネットワーク制御系のブロック線図を図 3 に示す. 本研究では, 藤井ら⁽¹¹⁾によって提案された自己生成型ニューラルネットコントローラシステム (Self-Organizing Neural-net Controller System, SONCS) を採用する. 本制御系は音場同定用のフォワードモデルと制御信号を生成するコントローラネットワークから構成され, 全体として一つの高層階層型ネットワークを形成する.

Fig. 3 Block diagram of neural network adaptive controller

フォワードモデル出力は同定と制御の評価に用いられ, 制御評価はコントローラへ伝播される. フォワードモデル, コントローラとともに, 時間的パターンを空間的パターンと見なして入力に用いるパッファモデル⁽¹²⁾を採用する. ユニット間の結合荷重は誤差逆伝播アルゴリズムに基づき更新する. 同定用のフォワードモデルは入力として空間内の参照音圧の時刻歴, 制御目標点における音圧同定値の時刻歴, およびコントローラ制御出力の時刻歴を用い, 現在時刻における目標点での音圧推定値を出力する. 一方, コントローラネットワークは, 入力として参照信号の時刻歴のみを用い, 制御用スピーカへの出力信号を生成する. 学習はまずフォワードモデルに対して行い, その学習終了後にコントローラネットワークの学習をおこなう. コントローラの出力 $ctrl(t)$ は次式で示される.

$$ctrl(t) = \sum_{i=0}^{n_c} W_i^c \cdot P_r(t-i) \quad (11)$$

式(11)において, n_c はコントローラネットワークの入力ユニット数, W_i^c は結合荷重, $P_r(t)$ は参照音圧値を表す. さらに, フォワードモデルネットワークの同定出力は次の式で求められる.

$$\begin{aligned} \tilde{P}_s(t) = & \sum_{i=1}^{n_1} W_i^{S_1} \cdot \tilde{P}_s(t-i) + \sum_{i=0}^{n_2} W_i^{S_2} \cdot P_r(t-i) \\ & + \sum_{i=0}^{n_3} W_i^{S_3} \cdot ctrl(t-i) \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)における記号 n_1 , n_2 および n_3 は, それぞれ入力に用いる音圧推定値, 目標点の観測音圧および制御出力の時刻歴数を表し, $W_i^{S_1}$, $W_i^{S_2}$ および $W_i^{S_3}$ は 3 種の信号に対応するフォワードモデル入出力ユニット間の結合荷重を表す. また, $P_s(t)$ および $\tilde{P}_s(t)$ は目標点での音圧値とその推定値を表す. ここで, 同定に関する誤差信号を $e_s(t)$ とし, 評価関数を $E_s(t)$ とおくと,

$$E_s(t) = \frac{1}{2} e_s(t)^2 = \frac{1}{2} \{P_s(t) - \tilde{P}_s(t)\}^2 \quad (13)$$

Fig. 4 Experimental setup

式(13)を用いてフォワードモデルの結合荷重を更新する。一方、コントローラに関する誤差信号を $e_c(t)$ 、評価関数を $E_c(t)$ とすると、

$$E_c(t) = \frac{1}{2} e_c(t)^2 = \frac{1}{2} \tilde{P}_s(t)^2 \dots \dots \dots (14)$$

と表われ、フォワードモデルと同様に結合荷重を更新する。入力層のユニット数は、対象音が正弦波である場合、それぞれの信号の履歴を過去の 10 ステップずつ採用し、ランダムノイズに対してはそれぞれ 50 ステップずつ入力に用いた。学習定数については両ネットワークともに 0.01 を設定した。

ここで、Filtered-X LMS アルゴリズム制御系とニューラルネットワーク制御系との共通点および相違点について考察する。まず、両者とも結合荷重を更新するためのアルゴリズムとして最急降下法を用いており、評価量として二乗平均誤差を定義している点において共通している。また、前者は制御系の構造として FIR フィルタを構成するが、後者はネットワークの階層数を 2 層とし、出力関数として線形関数を用いた場合、構造的に前者に一致する。ただし、フォワードモデルの推定出力の履歴を入力側に戻しているため、一種の適応 IIR フィルタと見なすことができる。

Filtered-X LMS アルゴリズムに基づく手法では、基本的には式(9)で示されるようにまず参照信号の時刻歴に対して誤差経路フィルタによる畳み込み演算を行い、続いて適応 FIR フィルタとの演算を行う 2 段階の処理を経るため、前者のフィルタ長を M 、後者のフィルタ長を N とすると、1 回の制御出力につき $M \times N$ 回の積和演算が必要になる。一方のニューラルネットワーク制御系の場合、あらかじめ騒音源および制御音源の両者から目標点へ至る誤差経路を同定するフォワードモデル、および同定した誤差経路に基づき目標点での音圧を最小にする制御信号を生成するコントローラを分離して制御ブロックに組み込んでおり、双方をリアルタイムに更新するため誤差経路の変動に対して

Fig. 5 Comparison of noise reduction level in two control algorithms

も追従して同定が可能である。また、参照信号のフィルタリングが不要であるため、フォワードモデルのユニット数を M 、コントローラのユニット数を N とすれば、1 サンプルにつき高々 $M+N$ 回の演算であり、Filtered-X LMS 制御系に比べ計算負荷が小さい。したがって高速な演算が可能となり、汎用の PC 用入出力ボードでも十分制御を実行することができる。さらに、FIR フィルタのタップ数は制御結果に大きく影響すると考えられるが、演算負荷が小さいためタップ数を大きく設定可能であり、LMS アルゴリズムと比較して有利である。以上より、本制御系は音源や目標点が移動することにより伝達経路が変動するような問題に適していると考えられる。

4. 音響ダクトでの実験

本章では誤差経路が変動する場合の制御系の適用限界を示す目的で、1 次元音場と見なせる音響ダクト内での能動音響制御について検討する。制御目標点（誤差マイクロホン）を移動させた場合の制御性能について、3 節で述べた 2 種の制御系を比較する。

4・1 実験装置および制御系の設定 図 4 にダクト音響制御の実験装置を示す。100x100[mm]の矩形断面を有する長さ 1000[mm]のダクトを作成し、一端には騒音源としてのスピーカ、開口端より 250[mm]の位置に制御用スピーカを設けた。制御目標点での音圧評価用マイクロホンはストローク 600[mm]、最大 500[mm/s]で移動可能なトラバース装置に取り付けた。一方、参照信号の取得については、ハウリング対策を制御系に考慮していないことから、参照マイクロホンをを用いず騒音源に入力する信号発生器から直接取得することとした。騒音源からはカットオフ 250Hz の白色雑音を出力した。Filtered-X LMS 制御系については、誤差経路同定用および制御用フィルタのタップ数をそれぞれ 40 に設定し、制御に先立ち誤差経路同定を行った。一方、ニューラルネットワーク制御系については、フォワードモデルの入力ユニット数を 3 種の入力信号そ

Fig. 6 Comparison of control result while the target is moving at 200 mm/s

Fig. 7 Comparison of sound reduction level by traveling speed of evaluation microphone

れぞれについて 30 個ずつ、合計 90 ユニットを与え、コントローラについては入力ユニット数を 30 に設定した。フィルタ係数に相当する結合荷重は乱数にて初期化し、リアルタイム同定しながら、フォワードモデルの同定誤差が十分小さくなった時点でコントローラを有効にして同定と同時に制御を行った。サンプリング周波数は両制御系とも 5000 [Hz] に設定した。

4・2 実験結果 図 5 に、評価マイクロホンをダクト開口端付近に固定した状態での音響制御結果を示す。主要な周波数帯域 (100~250 [Hz]) において、2 種の制御系ともにほぼ 10 [dB] 程度の消音効果を確認できる。評価点の移動がない場合には、両者は同程度に制御可能である。続いて、評価点を移動させた場合について検討を行った。実験開始 10 秒後に制御を開始し、さらにその 10 秒後に 100[mm/s] から 500[mm/s] までの 5 段階の移動速度でマイクロホンをダクト端から内部に向けて 600 [mm] 移動させ、停止直後から 10 秒経て再びダクト端へマイクロホンを戻した。移動速度 200 [mm/s] の場合について、2 種の制御系による音響制御結果の時系列波形を図 6 に示す。非制御時の時間波形からわかるように、マイクロホンの移動に伴いダクト内における定在波の影響が主因と考えられる著しい音圧の増大が見られる。Filtered-X LMS 制御系においては誤差経路の変化とともに音圧の抑制が不可能な状態になり、逆に非制御時よりも音圧の増大を招いている。一方のニューラルネット制御系による音響制御結果では、評価点が移動しても追従して音圧を抑制すること

Fig. 8 Path of evaluation point movement

ができています。ただし、騒音低減量のオーバーオール値を評価点の移動速度で比較した図 7 によれば明らかにように、評価用マイクロホンの移動速度増大に伴って減音量は低下しており、追従できる速度には限度があることが示唆される。この点については、より高速な計算機を使用してサンプリングを高く設定することで、ある程度解決できる可能性がある。

5. 数値シミュレーション

2 章で示した 3 次元の半自由空間内における音場を記述する式を用いて能動音響制御シミュレーションを行った。空間の設定は図 8 に示すように、剛壁面上に騒音源(0.5, 0.0, 0.0)[m]および制御音源(1.5, 0.0, 0.0) [m]を配置し、制御目標点は $y=1.0$ [m]の平面上を移動するとした。参照信号は(0.0, 0.0, 0.0) [m]にて取得した。騒音源からはバンドノイズを出力し、評価点の移動速度を変えて制御の追従性を検討した。なお、4 章の結果を踏まえ、本章以降では制御系としてニューラルネットワークのみについて検討を行う。

5・1 評価点近傍の音場 追従制御に先立ち、空間内における評価点近傍の音圧分布を見るために、音源より正弦波を出力し、評価点を 1 点に固定して制御時および非制御時で $y=1$ [m]平面上における音場を比較したものを図 9 に示す。評価点のみならず周辺の空間も音が低減されていることがわかる。ただし、周波数が高くなるとともに波長が短くなることから、それに伴って静音化される領域が狭くなっている。評価点の移動に伴う位相の相対的な変化量が低周波ほど小さいため、本研究で取り扱うような手法においては比較的 low 周波の音を対象とするのが好ましいと考えられる。

5・2 制御シミュレーション 音源より正弦波を出力し、評価点の移動速度による制御比較を行った。音源の周波数 100, 200 および 300 [Hz]について、減音量を移動速度で比較したものを図 10 に示す。移動速度の増大に伴って減音量は小さくなっており、さらに前節にて予測されたように、周波数が高くなるほど全体

Fig. 9 Comparison of non-controlled and controlled sound field in $y=1.0$ [m] plane

体的に減音量は小さくなっている。

続いて、音源よりバンドノイズを出力し、評価点の移動速度による制御比較を行った。対象周波数帯域は200～300 [Hz]とした。この場合の制御時オーバーオール騒音レベルについて、移動速度により比較したものを図11に示す。ダクト実験と同様、移動速度の増大に伴って、減音量が小さくなる傾向が現れている。

6. 3次元自由空間における実験

5章で検討したシミュレーションモデルと同様の条件で実験的検討を行った。実験装置の概要を図12に示す。2方向に600[mm]のストロークを持つトラバース装置を用いて、評価用マイクロホンを一辺が400[mm]の矩形のループに従って一巡させた。騒音源よりカットオフ周波数250Hzのランダムノイズを出力し、評価点の移動速度を100～500 [mm/s]に変えて制御を比較した。なお、実験は20 [mm]厚の木板で壁を構

Fig. 10 Comparison of sound reduction level by traveling speed of evaluation microphone (Sinusoidal source)

Fig. 11 Comparison of sound reduction level by traveling speed of evaluation microphone (200-300Hz band noise)

Fig. 12 Experimental setup of three dimensional active noise control

成し、床面を除く内壁に厚さ40mmのウレタンフォーム吸音材を貼り付けた幅800[mm] x 高さ1000[mm] x 奥行き1800[mm]の防音箱内で行った。制御系のパラメータ設定値についてはシミュレーションと同様である。制御のサンプリング周波数は5000 [Hz]に設定した。**6・1 正弦波音源の場合** 音源より正弦波を出力した場合の制御結果について、図13に音圧の低減レベルを示す。数値計算から予測されたとおり、評価点の移動速度が大きくなるとともに音圧の抑制が低下し、また周波数が高くなると制御結果が悪くなることが確認された。なお、評価点移動中にトラバース装置そのものが発生する騒音が混入し、特に移動方向が変わる瞬間に発生する衝撃音が無視できないため、制御結果が悪くなっている。また、移動速度100 [mm/s]時の低減レベルが予期される傾向から外れているのは、トラバース装置の構造が共振したことによる著しい騒音の発生が影響したためである。

Fig. 13 Active control minimizing sound pressure at moving target (Sinusoidal source, Experiment)

Fig. 14 Comparison of sound reduction level by traveling speed of evaluation microphone (Experiment)

6・2 ランダムノイズの場合 音源よりカットオフ周波数 250 [Hz]のランダムノイズを出力した場合の制御結果を図 14 に示す。移動速度が比較的小さい場合にはある程度音圧を抑制できているが、これまでの結果と同様に、移動速度の増大に伴って消音レベルは低下している。

7. 結 論

本研究では、自由空間に騒音が過渡的に放射される状態において、音圧の評価点が時々刻々移動する場合の能動騒音制御を対象として、従来の適応フィルタ理論では制御が不安定になることを示すとともに、評価点の移動に対応して誤差経路を更新しながら追従可能な手法を提案した。数値シミュレーションおよび実験的検討を行い、比較的低周波で移動速度が小さい場合は提案する手法を用いて良好に騒音を抑制可能であることを示した。また、評価点移動の高速化に伴い制御結果は悪くなり、その適用には限度があることが示された。ただし、制御系のサンプリング高速化や制御音源の配置法を詳細に検討することで、ある程度改善できるものと考えられる。

文 献

- (1) Sano, H. et al., Two-Degree-of-Freedom Active Noise Control with IMC (Internal Model Control) in Feedback Control, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 63, No. 608 (1997), pp. 1208-1213.
- (2) Nakano, D. et al., Active Control of Sound Field Caused by Incoming Noise, *Proceedings of the Dynamics and Design Conference '99 of the Japan Society of Mechanical Engineers*, No. 99-7, Vol. B (1999), pp. 703-706.
- (3) Nagayama, M. et al., ANC System Adaptable to Control Position Transfer, *Proceedings of the 74th Regular Meeting of the Japan Society of Mechanical Engineers*, No. 97-1, Vol. I (1997), pp. 568-569.
- (4) Koike, S. et al., Active Noise Control of a Moving Evaluation Point in One Dimensional Acoustic Field (1st Report, Proposal of a Noise Controller Applicable to a Moving Evaluation Point), *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 67, No. 654 (2001), pp. 321-328.
- (5) Kijimoto, S. et al., Active Noise Control with Online Secondary Path Identification, *Proceedings of the Dynamics and Design Conference 2004 of the Japan Society of Mechanical Engineers*, CD-ROM, No. 04-5 (2004).
- (6) Hayashi, T. et al., A Study on Active Noise Control in 3-Dimensional Space (Location of Evaluation Microphone for Minimizing Total Acoustic Power), *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 60, No. 575 (1994), pp. 2293-2298.
- (7) Guo, J. and Pan, J., Active Control of a Moving Noise Source – Effect of Off-axis Source Position, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 251, No. 3 (2002), pp. 457-475.
- (8) Bai, M. R. and Lin, Z., Active Noise Cancellation for a Three-Dimensional Enclosure by Using Multiple-Channel Adaptive Control and H_∞ Control, *Transactions of the ASME, Journal of Vibration and Acoustics*, Vol. 120 (1998), pp. 958-964.
- (9) Friot, E. and Bordier, C., Real-time Active Suppression of Scattered Acoustic Radiation, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 278 (2004), pp. 563-580.
- (10) Wright, S. E. and Atmoko, H., J. Active Control of Environmental Noise, V: The Effect of Environmental Change on the Stability of Free Field Sound Cancelling Systems, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 244, No. 1 (2001), pp. 107-122.
- (11) Fujii, T. et al., Development of Self-Organizing Neural-Net-Controller System and Its Application to Underwater Vehicles, *Transactions of the Society of Naval Architects of Japan*, Vol. 168 (1990), pp. 275-281.
- (12) Sejnowski, T. J. and Rosenberg, C. R., Parallel Networks that Learn to Pronounce English Text, *Complex Systems*, Vol. 1 (1987), pp. 145-168.