

音場の補間に基づく分散配置マイクロフォンを用いた フィードフォワード型空間能動騒音制御*

☆伊東勇登（東大），小山翔一（東大，JST さきがけ），植野夏樹，猿渡洋（東大）

1 概要

本研究は，連続的な空間全体における騒音を二次音源によって能動的に抑圧することを目的とし，音場のカーネル補間に基づく空間能動騒音制御の新たな手法を提案する．提案手法は，これまで困難であった制御対象領域全体での騒音の抑圧を，分散配置されたマイクロフォンおよびスピーカを用いて実現することを可能にする．評価実験によって，従来の多点制御法と比較して，提案法がより高い制御性能を示すことを確認した．

2 はじめに

能動騒音制御 (Active Noise Control: ANC) は，二次音源 (スピーカ) を用いて対象位置の音圧を抑制することを目的とする．多くの場合，制御対象位置またはその近傍にマイクロフォンを配置し，観測された音圧をフィードバックすることで適応フィルタを更新し，スピーカの駆動信号を逐次的に求めるという手法が用いられる．

ANC を空間的な制御に適用する場合，従来は一次元の適応フィルタ理論を拡張し，対象領域に複数配置した制御点上での音圧を抑制する，多点制御法と呼ばれる方法が用いられてきた [1]．しかしながら，このような手法は，有限個の制御点上での音圧のみを最小化する最適化問題をベースとしているため，制御点から離れた対象領域内の位置において，十分な音圧の抑制ができないことが知られている．Zhang ら [2] はこの問題を解決する手法として，音場の球面調和関数展開に基づく手法を提案しているが，フィードバック型の制御に関する定式化のみがなされており，非定常なノイズ源の信号を十分に抑制することはできない．また，アレイ形状が球または円状であることを想定しているため，分散配置したマイクロフォン・スピーカに対して適用することはできない．

Ueno ら [3] は，分散配置した有限個のマイクロフォンから対象領域内の連続的な音圧分布を推定する問題

において，推定する関数がヘルムホルツ方程式に従うことを制約とするカーネルリッジ回帰に基づく補間手法を提案している．本稿では，この音場のカーネル補間法によって得られる対象領域全体の音圧の推定値を最小化する最適化問題をベースとした，分散配置アレイに適用可能なフィードフォワード型空間 ANC の手法を提案する．本稿では 2 次元音場に関する定式化のみを示すが，3 次元音場へも容易に拡張可能である．

3 従来の多点制御法による空間 ANC

空間 ANC における目的は，Fig. 1 に示すようにマイクロフォンやスピーカを配置し，対象領域 Ω における音圧を抑制することである．ブロック線図で表現すると，Fig. 2 となる． $\mathbf{x}(\omega) \in \mathbb{C}^K$ を周波数領域における参照マイクロフォンの観測信号， $\mathbf{d}(\omega) \in \mathbb{C}^L$ をスピーカの駆動信号， $\mathbf{e}(\omega) \in \mathbb{C}^M$ を誤差マイクロフォンの観測信号とする． ω は角周波数であり，各 ω ごとに独立に議論ができるため，以降これを省略する．このとき，誤差マイクロフォンの信号 \mathbf{e} は

$$\mathbf{e} = \mathbf{u}_p + \mathbf{G}\mathbf{d} = \mathbf{u}_p + \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{x} \quad (1)$$

となる．ここで， \mathbf{u}_p はノイズ源から誤差マイクロフォンへ伝達する信号， \mathbf{G} は二次経路の伝達関数， \mathbf{H} はフィルタ係数とする．以下，本稿では，ノイズ源と誤差マイクロフォン間の伝達関数，ノイズ源と参照マイクロフォン間の伝達関数，および \mathbf{G} は定常であると仮定する．また， \mathbf{G} は事前の測定により既知であるとする．

従来法では，誤差マイクロフォンの観測信号の 2 乗 ℓ_2 ノルムを目的関数とし，これを最小化する最適化問題を解くことでフィルタ係数 \mathbf{H} を更新する [1]．このとき，NLMS アルゴリズム [4] を用いると，各反復におけるフィルタ係数の更新式は，

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(n+1) &= \mathbf{H}(n) - \frac{\mu_0}{\|\mathbf{G}^H\|_2^2 \|\mathbf{x}(n)\|_2^2 + \beta} \mathbf{G}^H \mathbf{e}(n) \mathbf{x}(n)^H \end{aligned} \quad (2)$$

*Feedforward spatial active noise control using distributed microphones based on sound field interpolation. by ITO, Hayato (The University of Tokyo), KOYAMA, Shoichi (The University of Tokyo, JST PRESTO), UENO, Natsuki, and SARUWATARI, Hiroshi (The University of Tokyo).

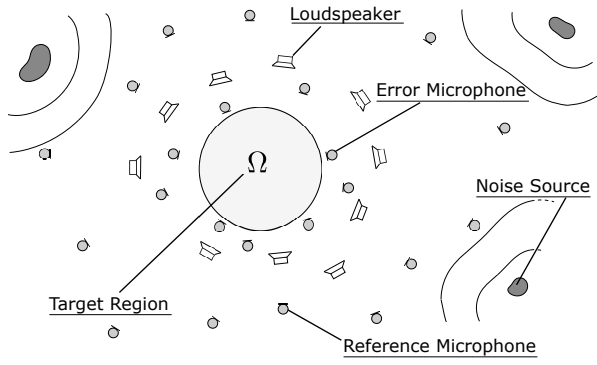


Fig. 1 ノイズ源, 参照マイクロフォン, スピーカ, 誤差マイクロフォン, 対象領域の配置

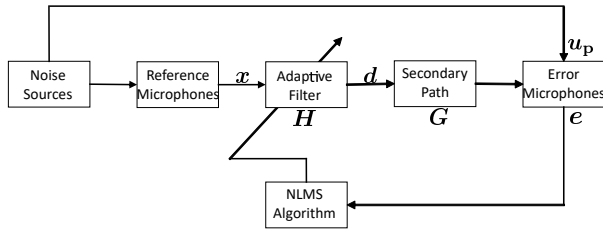


Fig. 2 適応フィルタを用いた ANC のブロック線図

となる。ここで, $(\cdot)^H$ はエルミート転置を意味する。 $\beta > 0$ はフィルタ係数 H の発散を防ぐ正則化パラメータであり, ノイズ源の信号が区分的に定常であれば $0 < \mu_0 < 2$ の範囲で収束が保証される。

4 音場のカーネル補間に基づく提案手法

提案手法は, 対象領域 Ω 全体の音圧の 2 乗絶対値の積分値を目的関数とする。つまり,

$$\mathcal{L} = \int_{\Omega} |\hat{u}_e(\mathbf{r})|^2 d\mathbf{r} \quad (3)$$

を推定し, 最小化する。ここで $\hat{u}_e(\mathbf{r})$ は位置 \mathbf{r} における音圧の推定値である。結果を先に述べると, この \mathcal{L} は, フィルタ係数 H によらない行列 A を用いて $\mathcal{L} = \mathbf{e}^H A \mathbf{e}$ と書けることが導ける。この行列 A を重み行列と称することにする。このとき, フィルタ更新に関する NLMS アルゴリズムは,

$$\begin{aligned} H(n+1) &= H(n) - \frac{\mu_0}{\|G^H A G\|_2 \|\mathbf{x}(n)\|_2^2 + \beta} G^H A \mathbf{e}(n) \mathbf{x}(n)^H \end{aligned} \quad (4)$$

となる。以降, 重み行列 A の具体的な形を求める。

音場のカーネル補間法 [3] により, 位置 \mathbf{r} における音圧は以下のように推定できる。

$$\hat{u}_e(\mathbf{r}) = ((\mathbf{K} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{e})^T \boldsymbol{\kappa}(\mathbf{r}) \quad (5)$$

ここで $(\cdot)^T$ は転置を意味する。 $\lambda > 0$ は正則化パラメータ, \mathbf{I} は単位行列とし, \mathbf{K} および $\boldsymbol{\kappa}(\mathbf{r})$ は以下のとおり与えられる。

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} J_0(k\|\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_1\|) & \cdots & J_0(k\|\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_M\|) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ J_0(k\|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1\|) & \cdots & J_0(k\|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_M\|) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\kappa}(\mathbf{r}) = [J_0(k\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_1\|), \dots, J_0(k\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_M\|)]^T \quad (7)$$

ここで, $J_0(\cdot)$ は 0 次の第一種 Bessel 関数であり, \mathbf{r}_m ($m \in \{1, \dots, M\}$) は誤差マイクロフォンの位置, k は波数である。これを式 (5) に代入すると,

$$\mathcal{L} = \int_{\Omega} |\hat{u}_e(\mathbf{r})|^2 d\mathbf{r} = \mathbf{e}^H A \mathbf{e} \quad (8)$$

となる。ここで A は $P \equiv (\mathbf{K} + \lambda \mathbf{I})^{-1}$ としたとき,

$$A = P^H \left(\int_{\Omega} \boldsymbol{\kappa}^*(\mathbf{r}) \boldsymbol{\kappa}^T(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \right) P \quad (9)$$

である。ここで, $(\cdot)^*$ は複素共役を意味する。一般にこの行列 A は数値積分によって計算することができる。

ここで Ω を半径 R の円領域とすると, 行列 A をさらに簡単な形まで計算することができる。 (r, ϕ) を \mathbf{r} の極座標表現とし, Bessel 関数に関する Graf の加法定理 [5] を用いると,

$$J_0(k\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_m\|) = \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} J_{\mu}(kr_m) e^{-i\mu\phi_m} J_{\mu}(kr) e^{i\mu\phi} \quad (10)$$

となる。ここで, (r_m, ϕ_m) は \mathbf{r}_m の極座標表現, $J_{\mu}(\cdot)$ は μ 次の第一種 Bessel 関数である。式 (10) を式 (7) に代入すると, $\boldsymbol{\kappa}(\mathbf{r})$ は以下のように書くことができる。

$$\boldsymbol{\kappa}(\mathbf{r}) = \mathbf{S}^T \boldsymbol{\phi}(\mathbf{r}) \quad (11)$$

ここで, $\boldsymbol{\phi}(\mathbf{r})$ と \mathbf{S} は以下の式で与えられる。

$$\boldsymbol{\phi}(\mathbf{r}) = (\dots, J_{-1}(kr) e^{-i\phi}, J_0(kr), J_1(kr) e^{i\phi}, \dots)^T \quad (12)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots \\ J_{-1}(kr_1) e^{i\phi_1} & \cdots & J_{-1}(kr_M) e^{i\phi_M} \\ J_0(kr_1) & \cdots & J_0(kr_M) \\ J_1(kr_1) e^{-i\phi_1} & \cdots & J_1(kr_M) e^{-i\phi_M} \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (13)$$

したがって,

$$\int_{\Omega} \boldsymbol{\kappa}^*(\mathbf{r}) \boldsymbol{\kappa}^T(\mathbf{r}) d\mathbf{r} = \mathbf{S}^H \left(\int_{\Omega} \boldsymbol{\phi}^*(\mathbf{r}) \boldsymbol{\phi}^T(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \right) \mathbf{S} \quad (14)$$

となる。Bessel 関数の直交性より，積分部分はさらに計算することができて，

$$\int_{\Omega} \phi^*(\mathbf{r}) \phi^T(\mathbf{r}) d\mathbf{r} = \mathbf{\Gamma} \quad (15)$$

となる。ここで， $\mathbf{\Gamma}$ は以下のようになる。

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\cdots, \gamma_{-1}, \gamma_0, \gamma_1, \cdots) \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \gamma_{\mu} &= 2\pi \int_0^R (J_{\mu}(kr))^2 r dr \\ &= \pi R^2 ((J_{\mu}(kR))^2 - J_{\mu-1}(kR)J_{\mu+1}(kR)) \end{aligned} \quad (17)$$

結局，式 (3) で表される目的関数は以下のように表現できる。

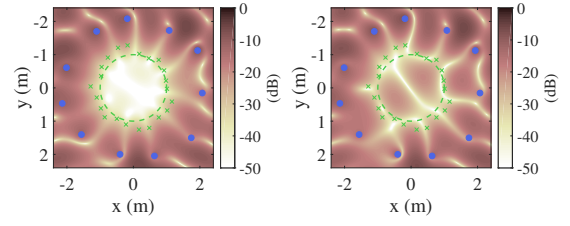
$$\mathcal{L} = \mathbf{e}^H \mathbf{P}^H \mathbf{S}^H \mathbf{T} \mathbf{S} \mathbf{P} \mathbf{e} = \mathbf{e}^H \mathbf{A} \mathbf{e} \quad (18)$$

ここで， \mathbf{A} は対象領域の半径，制御対象の波数，および誤差マイクロフォンの配置のみによって決定される行列であり， \mathbf{G} はスピーカから誤差マイクロフォンへの伝達関数である。よって，マイクロフォンおよびスピーカの配置および対象領域を決定すれば，制御する波数ごとに事前に $\mathbf{G}^H \mathbf{A}$ の値を計算しておくことができる。したがって，従来手法と提案手法の間で，反復ごとの計算量は一致する。また， \mathbf{S} および $\mathbf{\Gamma}$ は無限の次元を持つ線形作用素であるが，評価実験においては適切なサイズで打ち切ることとする。

5 シミュレーションによる評価実験

5.1 実験条件

数値実験は二次元自由空間で行い，提案手法 (**Proposed**) と従来手法 (**MPC**) について性能の比較を行った。対象領域 Ω は原点を中心とする半径 1.0 m の円領域とし，誤差マイクロフォンおよび参照マイクロフォンの数を $M = K = 22$ ，スピーカ数を $L = 11$ とした。マイクロフォンおよびスピーカは無指向性であると仮定し，観測 SN 比は 40 dB であるとした。誤差マイクロフォンの位置は，極座標表現における動径方向を [1.0, 1.4] m の一様分布からそれぞれ決定し，角度方向は等間隔配置から $[-\pi/2M, \pi/2M]$ の一様分布にしたがってそれぞれずらすことにより決定し，分散配置を行った。同様にスピーカおよび参照マイクロフォンの位置の動径方向をそれぞれ [2.0, 2.4] m, [3.0, 3.4] m の一様分布からそれぞれ決定し，角度方向は等間隔配置から $[-\pi/2L, \pi/2L]$, $[-\pi/2K, \pi/2K]$ の一様分布にしたがってそれぞれずらすことにより決定した。3つの点音源をノイズ源



(a) **Proposed**

(b) **MPC**

Fig. 3 実験 1 における 3000 回反復後の各点の音圧分布 (周波数: 200 Hz, 緑の “×”: 誤差マイクロフォンの位置, 青の “●”: スピーカの位置, 緑の破線: 対象領域 Ω の境界)

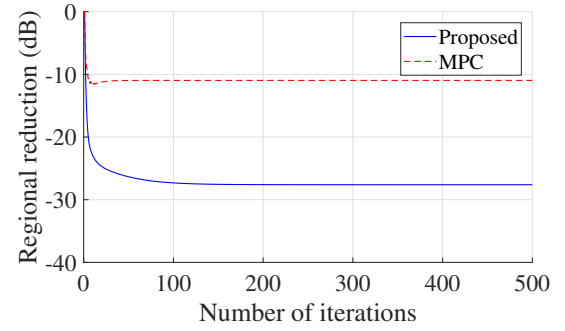


Fig. 4 実験 1 における Ω 内の音圧抑制量 (周波数: 200 Hz)

とし，極座標表現における位置を (10.0 m, $\pi/2$ rad), (10.0 m, $7\pi/6$ rad), (10.0 m, $11\pi/6$ rad) とした。行列 $\mathbf{\Gamma}$ のサイズを 41×41 とし，行列積が定義できるように \mathbf{S} のサイズを定めた。正則化パラメータは $\beta = 10^{-2}$, $\lambda = 10^{-4}$ とした。

定量的な評価指標として，対象領域 Ω 内における 0.01 m 間隔のグリッド上の各点 \mathbf{r}_i における音圧，ならびに以下で定義する音圧抑制量を用いた。

$$P_{\text{red}} = 10 \log_{10} \frac{\sum_i |u^{(n)}(\mathbf{r}_i)|^2}{\sum_i |u^{(0)}(\mathbf{r}_i)|^2} \quad (19)$$

ここで， $u^{(n)}(\mathbf{r}_i)$ を n 回目の反復における位置 \mathbf{r}_i の音圧とし， $n = 0$ の場合，開始時のノイズ源のみによって作られる原音場を指すこととする。

5.2 実験結果

5.2.1 実験 1

まず，ノイズ源の信号を，振幅がそれぞれ 10.0, 5.0, 15.0 の定常信号とし，周波数を 100 Hz から 600 Hz まで変化させて実験を行った。その結果を Fig. 3 か

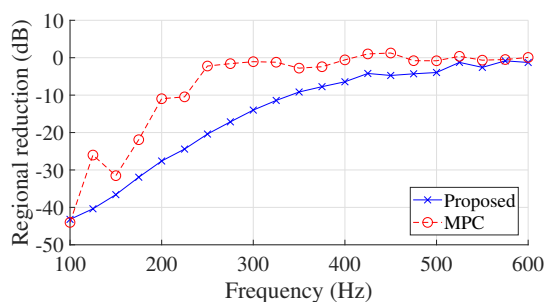
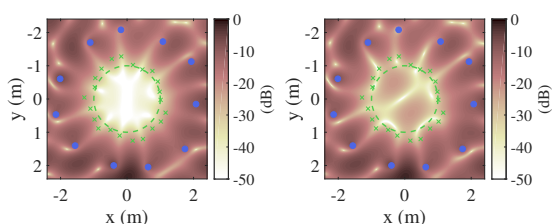


Fig. 5 実験 1 における各周波数ごとの 500 回反復後の Ω 内の音圧抑制量



(a) Proposed

(b) MPC

Fig. 6 実験 2 における 500 回反復後の各点の音圧分布 (周波数: 200 Hz, 緑の“×”: 誤差マイクロフォンの位置, 青の“●”: スピーカの位置, 緑の破線: 対象領域 Ω の境界)

ら Fig. 5 に示す. Figure 3 は周波数を 200 Hz に設定したときの 3000 回目の反復における各点の音圧をプロットしたものである. 緑の“×”は誤差マイクロフォンの位置, 青の“●”はスピーカの位置, 緑の破線は対象領域 Ω の境界を表す. MPC は Ω の境界付近でのみ高い性能を示しているのに対し, Proposed は対象領域全体にわたって音圧抑制を実現していることがわかる. Figure 4 は周波数を 200 Hz に設定したときの各反復における P_{red} の値である. Proposed が MPC と比較して優れた性能を示していることがわかる.

次に, 周波数を 100 Hz から 600 Hz まで変えて実験を行った. Figure 5 は各周波数の実験における 500 回目の反復における音圧をプロットしたものである. Proposed が MPC よりも, 100 Hz を除いて優れた性能を示していることがわかる.

5.2.2 実験 2

次に, ノイズ源の信号の振幅を, それぞれ分散が 10.0, 5.0, 15.0 となる複素ガウス分布に従って決定し,

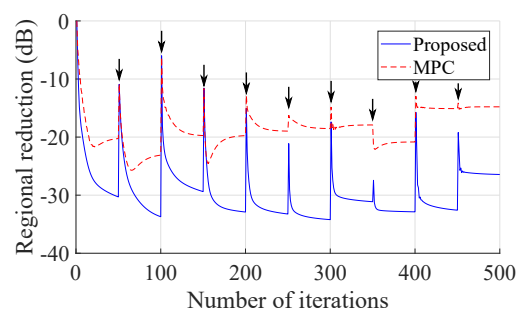


Fig. 7 実験 2 における Ω 内の音圧抑制量. 黒矢印の反復位置でノイズ源の振幅を変化させた.

50 回の反復ごとに变化させた. その結果を Fig. 6 および Fig. 7 に示す. Figure 6 は 500 回目の反復における各点の音圧をプロットしたものである. 実験 1 と同様に, MPC は Ω の境界付近でのみ高い性能を示しているのに対し, Proposed は対象領域全体にわたって音圧抑制を実現していることがわかる. Figure 7 は各反復における P_{red} の値である. 実験 1 と同様に, Proposed が MPC と比較して優れた性能を示していることがわかる.

6 おわりに

本稿では, 分散配置マイクロフォンにも適用できる, 音場のカーネル補間に基づく空間 ANC の新たな手法を提案した. 数値実験によって, 提案手法の優位性を確かめた.

■謝辞 本研究は JSPS 科研費 15H05312, JST さきがけ JPMJPR18J4, およびセコム科学技術振興財団の助成を受けた.

参考文献

- [1] S. J. Elliot *et al.*, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 35, no. 10, pp. 1423-1434, 1987
- [2] J. Zhang *et al.*, *IEEE/ACM Trans. Audio, Speech, Lang. Process.*, vol. 26, no. 4, pp. 774-786, 2018
- [3] N. Ueno *et al.*, in *Proc. IWAENC*, pp. 436-440, Tokyo, Sept. 2018
- [4] D. T. M. Slock, *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 41, no. 9, pp.2811-2825, 1993.
- [5] H. Bateman, *Higher Transcendental Functions*, vol. 2, McGraw-Hill, New York, 1953.