

# 没入型聴覚ディスプレイ装置“音響樽”による音場シミュレータの開発 - システムの構成 - \*

○渡邊祐子, 吉田飛里, 池田雄介, 伊勢史郎 (東京電機大学/JST, CREST)

## 1 はじめに

本研究では, 没入型聴覚ディスプレイを用いた音場シミュレータを開発することを目的としている。高臨場感を実現し, かつ移動可能な没入型の聴覚ディスプレイとして, 境界音場制御の原理に基づいた音場再現システム (BoSC システム) が提案されており, 最近では内部に 96 個のスピーカを設置し, 演奏が可能な没入型聴覚ディスプレイ装置として“音響樽”が開発された [1]。音響樽は基本性能として, 高い音像定位精度を有することが報告されており [2], また音響樽内の再生音場において受聴者が頭部を動かしても音場再現性能がある程度, 保たれる特徴を有することから, 従来システムに比較して, 高いリアリティの実現が期待される。そこで, 本稿では没入型聴覚ディスプレイの一つの応用として音場シミュレータを提案し, システムの基本構成について述べる。

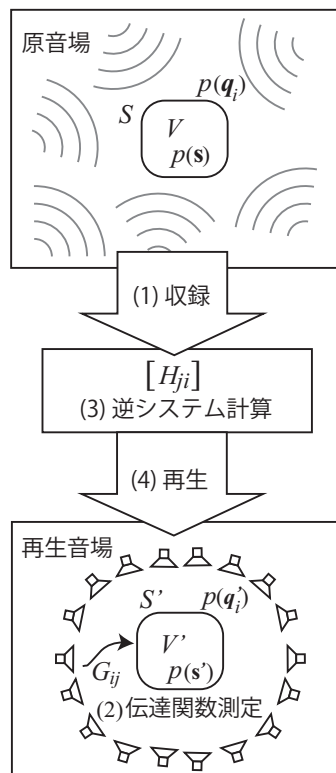


Fig. 1 境界音場制御の原理に基づく音場再現システム (BoSC システム)

## 2 システムの基本構成

### 2.1 BoSC システムの概要

境界音場制御の原理に基づく音場再現システム (BoSC システム) [3][4] の概念図を Fig. 1 に示す。

原音場における境界面  $S$  上に設置した  $M$  個のマイクロホンで収録した信号を, 再生音場に設置された  $N$  個のスピーカを用いて再現する場合を考える。この時, 原音場で  $j$  番目のマイクロホンにより収録された信号から得られる逆システムの入力信号ベクトルを  $[X_j](\in \mathbb{C}^{1 \times M})$ , 再生音場における  $i$  番目のスピーカから境界面  $S'$  上の  $j$  番目のマイクロホンへの伝達関数マトリクスを  $[G_{ij}](\in \mathbb{C}^{N \times M})$ , 逆システムの伝達関数マトリクスを  $[H_{ji}](\in \mathbb{C}^{M \times N})$ , 再生音場における  $j$  番目のマイクロホンからの出力信号ベクトルを  $[Y_j](\in \mathbb{C}^{1 \times M})$  とすると次式 (1) が成り立つ。

$$[Y_j] = [X_j][H_{ji}][G_{ij}] \quad (1)$$

ただし,  $i = 1 \dots N, j = 1 \dots M$  である。原音場における境界面上の音圧を再生音場において再生するためには  $[Y_j] = [X_j]e^{-j\omega\tau_h}$  (ただし  $\tau_h$  は逆システムの因果性を保つために考慮された遅延時間) となる  $[H_{ji}]$  を求めればよい。したがって  $[G_{ij}]$  が正則な場合は,  $[H_{ji}] = [G_{ij}]^{-1}e^{-j\omega\tau_h}$  を求めればよいが,  $[G_{ij}]$  が正則でない場合は, 式 (2) で与えられる正則化一般逆行列を用いて  $[H_{ji}]$  を設計する。

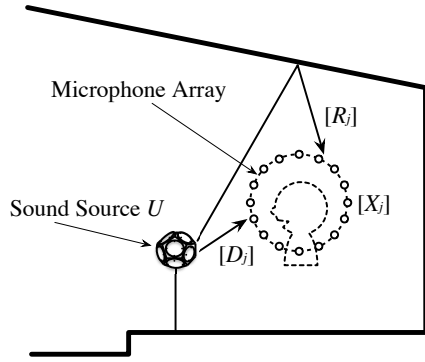
$$[H_{ji}] = ([G_{ij}]^\dagger [G_{ij}] + \beta I_M)^{-1} [G_{ij}]^\dagger e^{-j\omega\tau_h} \quad (2)$$

ここで  $[*]^\dagger$  は行列の共役転置,  $\beta$  は正則化パラメータ,  $I_M$  は  $M$  次元単位行列である。正則化パラメータを加えると理論的には再現音場の精度が低下するが, 実際には逆システムによる過剰な補正を抑制することができるため音場再現精度が高くなることが知られている [5][6]。

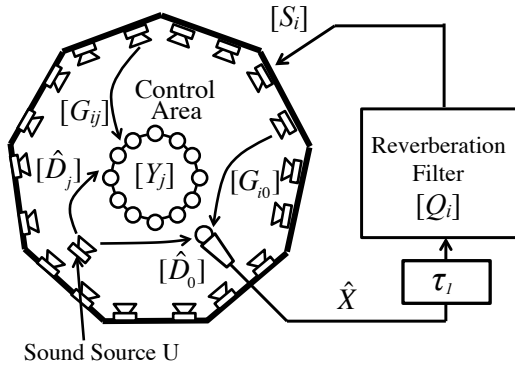
### 2.2 境界音場制御の原理に基づく音場シミュレータの理論的検討

音響樽内で楽器を演奏したときに仮想的な室内音場を演奏者に感じさせることができる音場シミュレータを実現するために, 境界音場制御の原理に基づいてシステムを構成する。

\*Development of a Sound-Field Simulation System Based on Boundary-Surface Control Principle, - System Configurations - by WATANABE, Yuko, YOSHIDA, Hisato, IKEDA, Yusuke and ISE, Shiro (Tokyo Denki University/CREST, JST)



(a) 原音場



(b) 再生音場

Fig. 2 BoSC による音場シミュレータシステムの概念図

Fig. 2 に示すように再現対象となる原音場において音源信号を  $U$ 、音源から BoSC マイクロホンまでの伝達関数を  $[F_j] = [D_j + R_j] (\in \mathbb{C}^{1 \times M})$  とする。ただし、 $[D_j]$  は直接音成分、 $[R_j]$  は反射音成分である。また再生音場では音源（楽器を想定）からの音響信号を收音するためのマイクロホン（以下、楽音用マイクロホン）を設置し、その出力信号  $\hat{X}$  と残響生成用フィルタ  $[Q_i] (\in \mathbb{C}^{1 \times N})$  を実時間で畳み込んだ信号  $[S_i] (\in \mathbb{C}^{1 \times N})$  をスピーカから再生することで、原音場と同じ残響を有する音場を再現する。したがって、残響生成用フィルタ  $[Q_i]$  を設計するために、再生音場である音響樽内に BoSC マイクロホンを設置し（音場シミュレータ駆動時には設置しない）、音源から BoSC マイクロホンへの伝達関数  $[\hat{D}_j] (\in \mathbb{C}^{1 \times M})$ 、音源から楽音用マイクロホンへの伝達関数  $\hat{D}_0$ 、再生用スピーカから BoSC マイクロホンへの伝達関数  $[G_{ij}] (\in \mathbb{C}^{N \times M})$ 、ならびに再生用スピーカから楽音用マイクロホンへの伝達関数  $[G_{i0}] (\in \mathbb{C}^{N \times 1})$  をそれぞれ測定する。この時、原音場における BoSC マイクロホンの出力信号  $[X_j]$ 、再生音場における楽音用マイクロホンの出力信号  $\hat{X}$ 、再生用スピーカの入力信号  $[S_i]$ 、再生音場における BoSC マイクロホンの出力信号  $[Y_j]$  は、それぞれ次式で与えられる。

$$[X_j] = [D_j + R_j]U \quad (3)$$

$$\hat{X} = \hat{D}_0 U + [S_i][G_{i0}] \quad (4)$$

$$[S_i] = [Q_i]\hat{X}e^{-j\omega\tau_1} \quad (5)$$

$$[Y_j] = [\hat{D}_j]U + [S_i][G_{ij}] \quad (6)$$

ただし、 $\tau_1$  は、残響生成用フィルタの実時間処理に起因するシステム遅延時間である。式 (4) を式 (5) に代入すると  $[S_i]$  は

$$[S_i] = \frac{\hat{D}_0[Q_i]e^{-j\omega\tau_1}}{1 - [Q_i][G_{i0}]e^{-j\omega\tau_1}}U \quad (7)$$

となり、式 (7) を式 (6) に代入すると BoSC マイクロホンでの応答  $[Y_j]$  は

$$[Y_j] = [\hat{D}_j + \hat{R}_j]U, \quad (8)$$

ただし

$$[\hat{R}_j] = \frac{\hat{D}_0[Q_i][G_{ij}]e^{-j\omega\tau_1}}{1 - [Q_i][G_{i0}]e^{-j\omega\tau_1}} \quad (9)$$

となる。音場シミュレータを実現するための残響生成用フィルタ  $[Q_i]$  は  $[X_j] = [Y_j]$  となるように設計すればよい。ここで直接音に関しては原音場と再生音場で等しい、すなわち  $[D_j] = [\hat{D}_j]$  と考える。このとき式 (3) と式 (8) を比較すると、 $[R_j] = [\hat{R}_j]$  とすれば  $[X_j] = [Y_j]$  になることがわかる。これより、残響生成用フィルタ  $[Q_i]$  は

$$[Q_i] = \frac{[R_j][G_{ij}]^{-1}}{\hat{D}_0 + [R_j][G_{ij}]^{-1}[G_{i0}]}e^{j\omega\tau_1} \quad (10)$$

となる。本論文では楽音用マイクロホンに指向性をもたせ、また音源に十分近づけることにより  $\hat{D}_0 \gg [R_j][G_{ij}]^{-1}[G_{i0}]^T$  が成り立つ、すなわちシステムによるフィードバックの影響は無視しうと考える。また楽音用マイクロホンは、到達時間の遅延  $\tau_2$  のみを有し、音源の周波数振幅特性はそのまま收音できると考え  $\hat{D}_0 = e^{-j\tau_2\omega}$  を仮定する。このとき式 (10) は次のように表すことができる。

$$[Q_i] = [R_j][G_{ij}]^{-1}e^{j\omega(\tau_1 + \tau_2)} \quad (11)$$

### 3 音場シミュレータの実現

#### 3.1 概要

前述の理論的検討に基づき音場シミュレータを以下の手順で実現する。

1. 再現する原音場の伝達関数  $[F_j]$  を BoSC マイクロホンにて計測する。
2. 再生用音響樽内で伝達関数  $[G_{ij}]$  を計測し、式 (2) に基づいて逆システム  $[H_{ji}]$  を設計する。

3. 原音場の伝達関数  $[F_j]$  から、残響成分  $[R_j]$  を抽出し、式 (11) に基づいて残響生成用フィルタ  $[Q_i]$  を設計する。
4. 音響樽内において、楽音用マイクロホンで収録された音源信号  $\hat{X}$  に  $[Q_i]$  を実時間で畳み込み、スピーカから出力することにより音場シミュレータを実現する。

### 3.2 原音場の計測

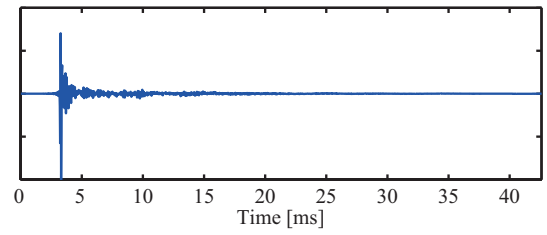
原音場として客席数 1190 席、コンサート用セッティング時の残響時間が約 1.5 秒（空席時）の多目的ホールを選んだ。原音場においてステージ上、ステージ縁から 2.5m、中央から上手方向に 2m の位置に 1.2m の高さで設置された BoSC マイクロホンと、BoSC マイクロホンの中心から水平方向に 0.35m 離れた位置に高さ 0.9m で設置された 12 面体の無指向性スピーカ（Brüel&Kjaer Type4292）により、伝達関数  $[F_j]$  を標本化周波数 48kHz（本論文の他の計測も同じ）で測定した。反射音成分の開始時刻  $\tau_r = 25\text{ms}$  として、 $[F_j]$  の時刻 0~ $\tau_r$  の信号を消去し  $[R_j]$  とした。また再現精度の評価用に、BoSC マイクロホンの中心位置に設置した無指向性マイクロホン（RION NL-21）に対する伝達関数も合わせて計測した。

### 3.3 逆システムの設計

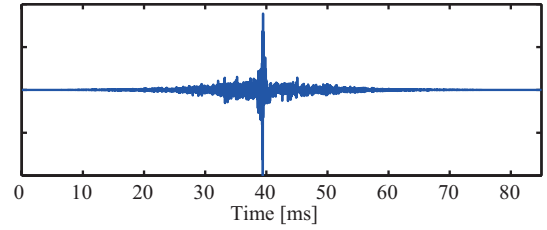
音響樽内の 96 個の再生用スピーカから BoSC マイクロホンの各々のマイクロホン（80ch）までの伝達関数  $[G_{ij}]$  を計測した。BoSC マイクロホンは音響樽の中心の位置で人が着席した時の耳の高さを考慮し、フレーム中央の高さが 1.2m となるように設置した。次にインパルス応答を FFT ポイント数 8192 点で周波数軸上に変換後、前章で述べた正規化パラメータ法、すなわち式 (2) を用いて遅延数 2048 ポイント（約 42.7ms）としてフィルタ長 4096 点の逆システムを設計した。すなわち、逆システムによる遅延を  $\tau'_h = 42.7\text{ms}$  として、 $[H'_{ji}] = [G_{ij}]^{-1}e^{-j\omega\tau'_h}$  を求めた。測定した音響樽内におけるインパルス応答、算出した逆システム  $[H'_{ji}]$  の時間応答、ならびに  $[G_{ij}][H'_{ji}]$  の逆フーリエ変換により求められるインパルス応答波形と、その周波数応答の一例を Fig. 3 に示す。ここで逆システムを定量的に評価するために次式のような音場再現精度（SNR）を定義する。

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{\sum_{j=1}^{80} |r_j|^2}{\sum_{j=1}^{80} |r_j - \hat{r}_j|^2} \quad (12)$$

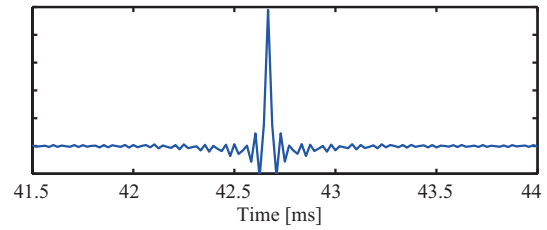
ただし、 $[r_j]$  は原音場における残響特性の時間応答、 $[\hat{r}_j]$  は音場シミュレータによって BoSC マイクロホンの位置で再現された残響特性の時間応答である。上



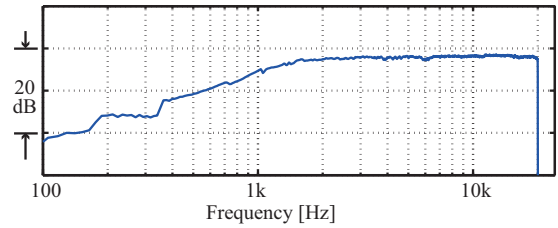
(a) インパルス応答



(b) 逆システムの時間応答



(c) インパルス応答とその逆システムの畳み込み波形



(d) 逆フィルタの周波数応答

Fig. 3 各時間信号波形の一例

記の手順で設計した逆システムを用いた場合、音場再現精度は 15.0dB となる。

前述の反射音成分  $[R_j]$  を  $\tau_r (=25\text{ms})$  だけ前方に時間シフトした  $[R'_j] = [R_j]e^{j\omega\tau_r}$  を残響生成用フィルタ設計に用いる。また逆システムによる遅延を  $\tau_h$  とすると、実際に設計する残響生成用フィルタ  $[Q'_i]$  は

$$\begin{aligned} [Q'_i] &= [R'_j][H_{ji}] \\ &= [R_j][G_{ij}]^{-1}e^{j\omega(\tau_r - \tau_h)} \end{aligned} \quad (13)$$

となる。

### 3.4 音場シミュレータのシステム構成

Fig. 4 のように音響樽内の音源から発した信号は、楽音用マイクロホンで収録された後、マイクアンプと A/D コンバータを介して MADI インターフェースに

よりPCに取り込まれる。PC上で実時間畳み込み計算を行い、MADIインターフェースから出力された96ch信号はデジタルアンプを介して再生用スピーカから音響樽内で音響出力される。音響樽の中心位置からドア側に0.5m、高さ0.9mの位置に無指向性12面体スピーカ (Brüel&Kjaer Type4292) を設置し、音源の中心とBoSCマイクロホンの中心のそれぞれから水平方向に0.5m、床から1.05mの位置に楽音用マイクロホンとして指向性マイクロホン (Sennhaier MKH416 P48) を音源方向に向けて設置した。さらに音響樽内のBoSCマイクロホンの中心位置に評価用マイクロホン (DPA4060BM) を設置し、評価点とする。

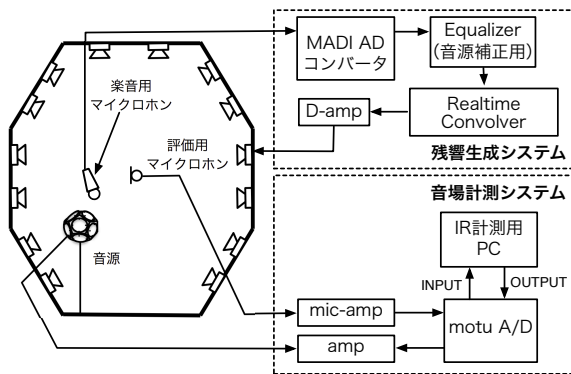


Fig. 4 再現精度計測システム図

### 3.5 残響生成用フィルタの遅延制御

実時間畳み込み計算で用いられる残響生成用フィルタは、理論的には式 (11) で定義されるが、実際には式 (13) を用いて設計される。式 (11) と式 (13) を比較すると

$$\tau_1 + \tau_2 = \tau_r - \tau_h \quad (14)$$

となるように  $\tau_r$  と  $\tau_h$  を決めればよいことがわかる。ここで左辺の  $\tau_1$  は実時間畳み込みと使用するオーディオインターフェースにより生じる処理時間の遅延であり、オーディオドライバのバッファサイズ 128 点、残響生成用フィルタ長 65266 点のとき  $\tau_1 = 11\text{ms}$  となることを実測により確認した。また音源と楽音用マイクロホンは近接して設置するため  $\tau_2 = 0$  と仮定する。したがって  $\tau_r - \tau_h = 11\text{ms}$  となるように  $\tau_h$  を調整する必要がある。また、前述のとおり  $\tau_r = 25\text{ms}$  であるので、 $\tau_h = 14\text{ms}$  となる。ここで残響生成用フィルタ  $[Q'_i]$  の計算手順に関しては以下の2つの方法が考えられる。まず式 (13) にしたがって  $[R'_j]$  と  $[H'_{ji}]$  をそれぞれ設計し、時間軸上で畳み込むことにより  $[Q'_i]$  を計算する方法である。この場合、音場再現精度は 11.3dB となった。これは逆システム  $[H'_{ji}]$  を時間軸に変換したときの非因果的な部分の割合が

大きくなったためである。次に

$$[Q'_i] = [R'_j][H'_{ji}]e^{j\omega(\tau'_h - \tau_h)} \quad (15)$$

により  $[Q'_i]$  を求める方法が考えられる。ここで  $[H'_{ji}]$  は 3.3 節で求めた因果性を保つために十分な時間  $\tau'_h$  で設計した逆システムである。すなわち  $[R'_j][H'_{ji}]$  の逆フーリエ変換により時間信号を求めてから時間  $\tau'_h - \tau_h$  だけ前方にシフトする方法である。この場合、3.3 節で求めた逆システムの場合と変わらず 15.0dB の音場再現精度が得られた。これは逆システムの非因果的な部分による影響が残響信号の初期成分のみに抑えられているためである。したがって本研究では、後者の方法で設計した残響生成用フィルタを採用して音場シミュレータを実現する。

## 4 おわりに

境界音場制御の原理を用いた没入型の音場シミュレータを開発し、システムの基本構成について述べた。残響生成用フィルタの設計においては、逆システムの遅延と実時間畳み込み処理による遅延を考慮にいたったフィルタ設計が必要となる。そこで、再現精度を評価パラメータとして、逆システムの遅延を調整する手法について検討した結果、原音場における反射音成分  $[R_j]$  と因果性を保つために十分な時間遅延で設計した  $[H'_{ji}]$  の積  $[R'_j][H'_{ji}]$  を設計した後で、逆フーリエ変換により求められた時間信号を調整が必要な時間だけ前方にシフトする方法で残響生成用フィルタを設計すれば、再現精度を良好に保ちながら遅延を削減できることを確認した。これは今後、残響時間が非常に長い原音場の再現などを試みる場合でも、処理による遅延に起因する残響成分の時間遅延による再現精度の劣化を回避できることを示唆している。一方で、本論文では再生用スピーカから楽音用マイクロホンへのフィードバックは無視しようと仮定し、また音響樽内における音源から楽音用マイクロホンへの伝達関数は時間遅延に近似しようと仮定してシステムを定式化した。実際には再現精度の劣化はそれらの近似に起因すると考えられる。したがって、フィードバックの抑制、音響樽内の残響除去などが必要となる。

## 参考文献

- [1] 伊勢他, 計測と制御, 51(12), 1110-1115 (2012.12)
- [2] Kobayashi *et al.*, Proc. ICA, Montreal, (2013.6).
- [3] 伊勢, 音学誌 53(9), 706-713 (1997.9)
- [4] Ise, Acta Acustica, 85(1), 78-87 (1999.1/2)
- [5] Tokuno *et al.*, IEICE, E80-A(5), 809-820 (1997.5)
- [6] 李他, 音学誌 69(6), 276-284 (2013.6)