

音場再現技術の最近の進展

東京大学 大学院情報理工学系研究科

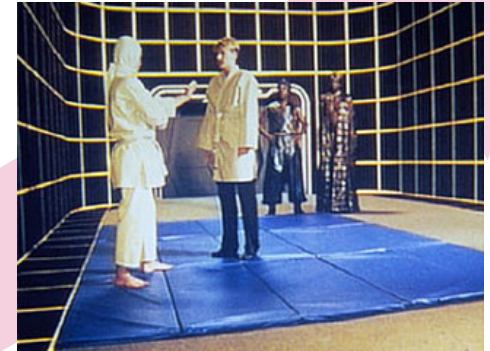
小山 翔一

音の記録と再生

音の再生方式の変遷

遠隔地の人とあたかも同じ空間を共有しているかのような音の再生方式とは？

Holodeck (Star Trek)



2200 - ?

空間的な解像度

Monophonic



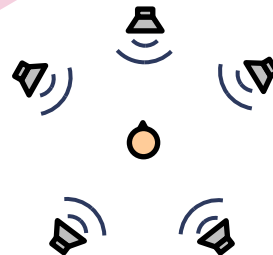
1857

Stereophonic



1931

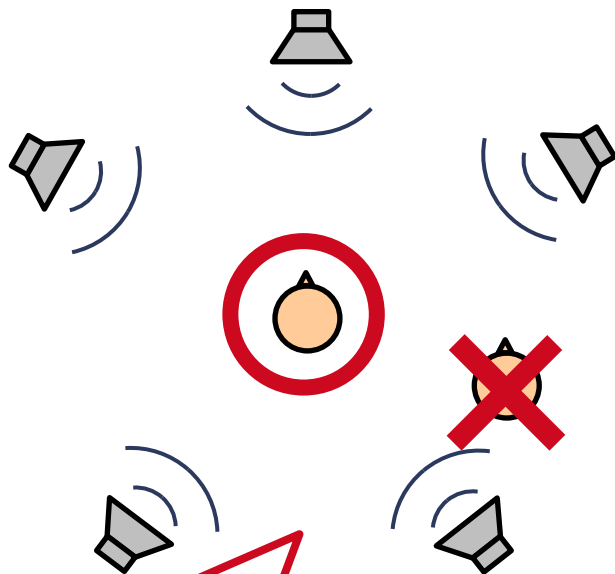
5.1ch Surround



1994

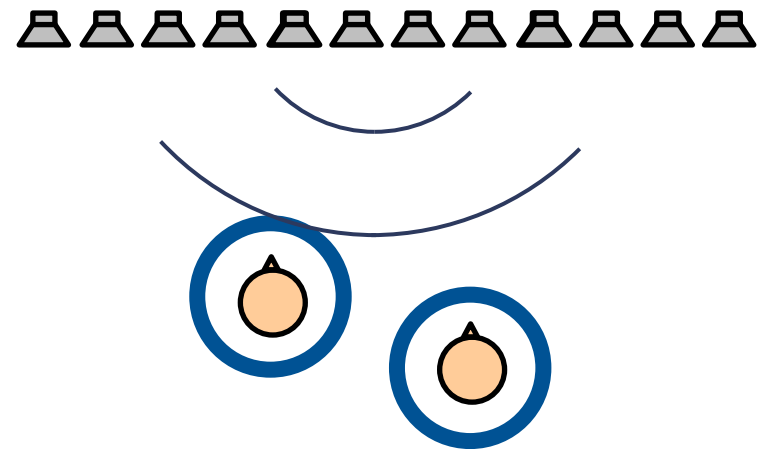
サラウンドステレオと音場再現

サラウンドステレオ



- スピーカ中心位置に限定された受聴領域（スイートスポット）
- あくまでも人工的にデザインされた音の表現

音場再現



- 空間的な制御により広い受聴領域を実現可能
- 物理的に忠実な波面の合成
- 音源の方向だけでなく、距離感も含めた再現

リアルタイム音場伝送システム

音場の収音・伝送・再現をリアルタイムで実現 [Koyama+ IEICE Trans 2014]

Yokosuka

Musashino

Network

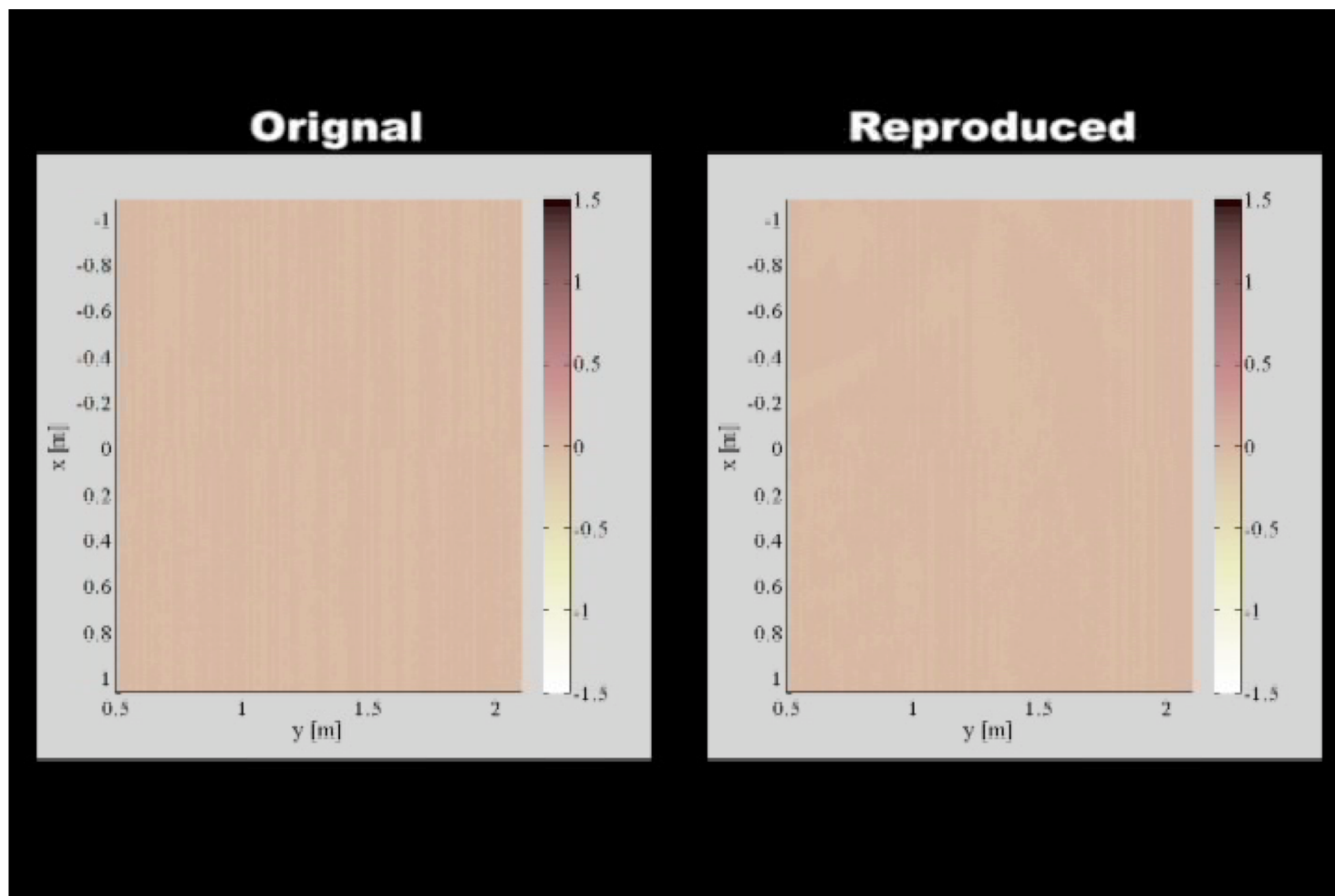


- Loudspeakers (for high freq.): 64, 6cm intervals
- Loudspeakers (for low freq.): 32, 12cm intervals
- Microphones: 64, 6cm intervals
- Array size: 3.84 m
- Sampling freq.: 48 kHz, Delay: 152 ms



再現音場の可視化

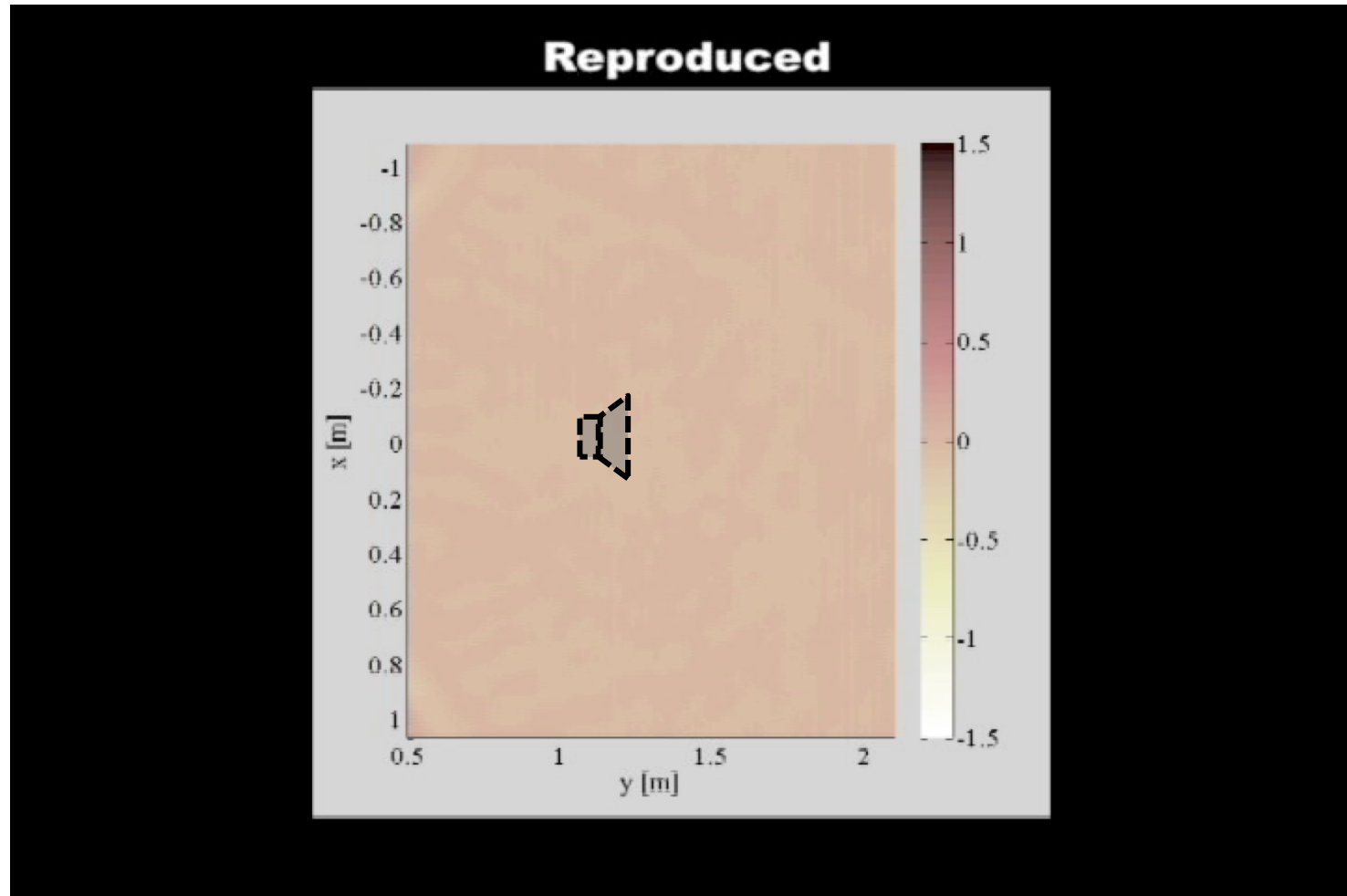
- Source signal: Low-passed pulse (0 – 2.6kHz)
- Source: Loudspeaker, Position: (-1.0, -1.0, 0.0) m



[Koyama+ IEEE TASLP 2013]

再現音場の可視化

- Source signal: Low-passed pulse (0 – 2.6kHz)
- Source: Loudspeaker, Position: (0.0, -1.0, 0.0) m, 2.0 m forward shift

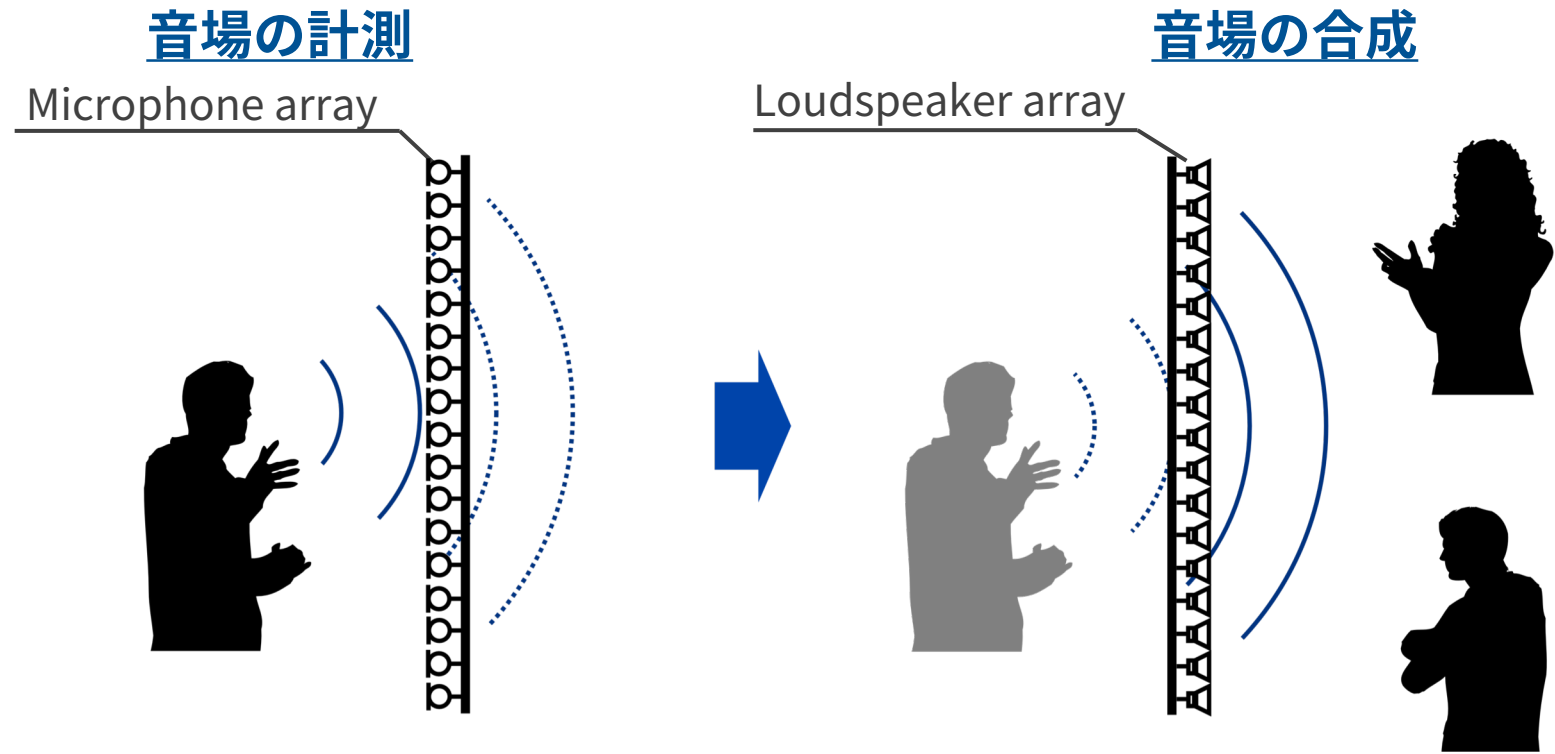


[Koyama+ IEEE TASLP 2012, ICASSP 2012]

3D映像と組み合わせたシステムの実装例

<https://www.youtube.com/watch?v=RmXGlatZK5Q>

最近の進展



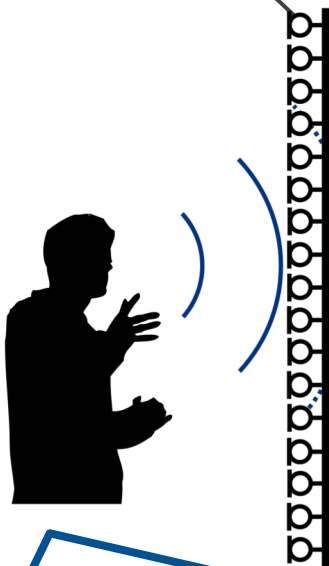
- これまでは遠隔コミュニケーションやライブ配信システムなどへの応用を想定し、音場を計測し、再現するための高精度かつ効率的な方法を主に検討
- 波面再構成フィルタ法による波数領域での信号変換 [Koyama+ IEEE TASLP 2012, 2013, IEEE/ACM TASLP 2014, JASA 2016]

➡ ここ最近では、音場の計測と合成それぞれに関する問題について研究

最近の進展

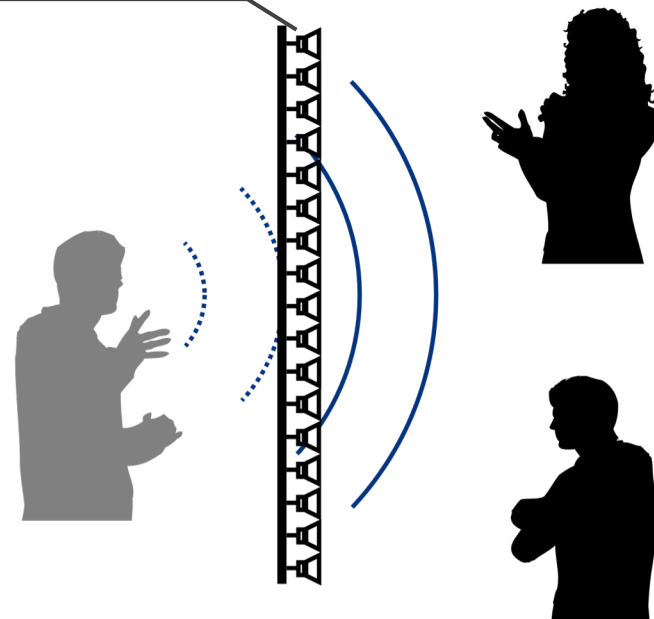
音場の計測

Microphone array



音場の合成

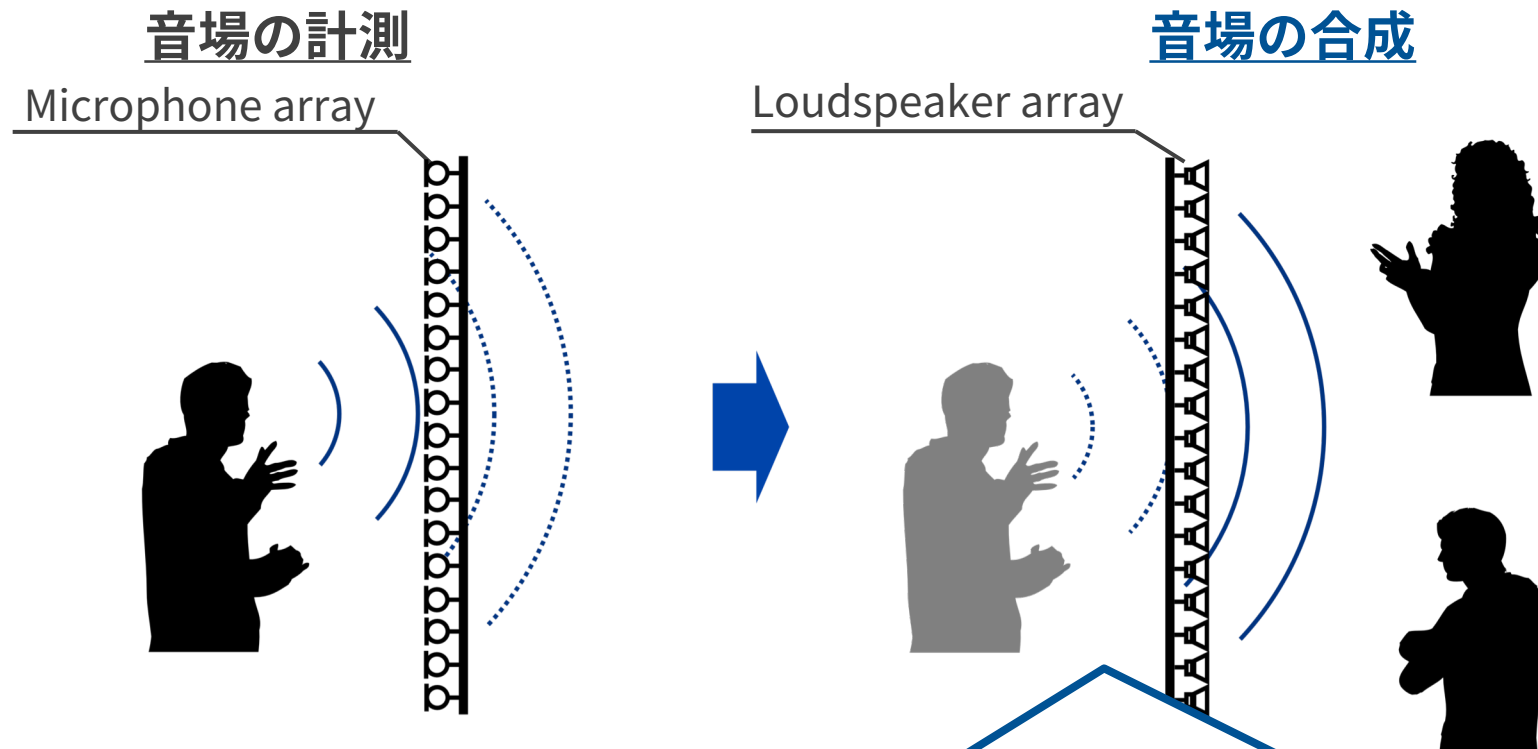
Loudspeaker array



音場の計測：マイク信号から全体の音場を補間・推定（音場再構成）

- 領域が音源を含まない場合
 - 無限次元調和解析に基づく方法 [Ueno+ IEEE SPL 2018, IWAENC 2018]
- 領域が音源を含む場合（音源の空間的なスパース性を仮定）
 - スパース分解に基づく方法 [Koyama+ JASA 2018, Murata+ IEEE TSP 2018]
 - Reciprocity Gap Functionalに基づく代数的な方法 [Takida+ SAM 2018]

最近の進展



音場の合成：所望の音場を対象領域内で再現

- 音源位置あるいは受聴エリアの事前情報を用いた高解像度化

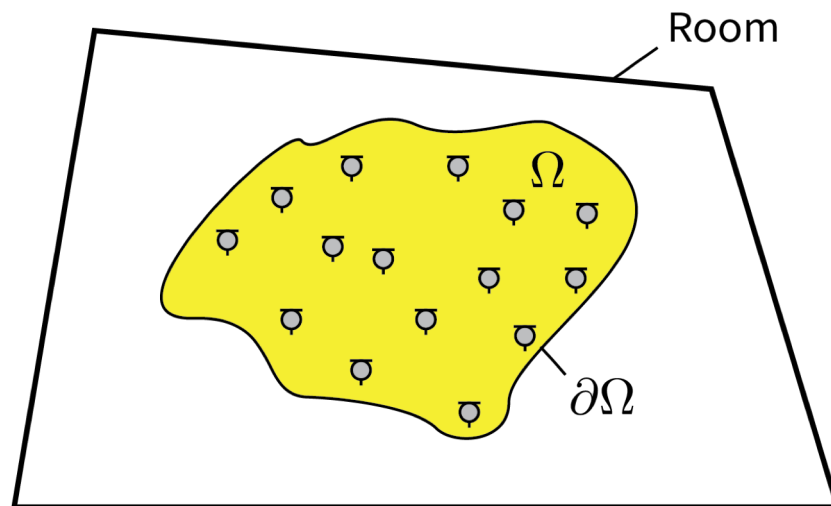
[Koyama+ IEEE JSTSP 2015, Ueno+ HSCMA2017, ICASSP 2017]

- 制御点(マイク)・スピーカ配置の最適化 [Koyama+ ICASSP 2018]

音場の計測

- N. Ueno, S. Koyama, and H. Saruwatari, “Sound Field Recording Using Distributed Microphones Based On Harmonic Analysis of Infinite Order,” *IEEE Signal Process. Letters*, 2018.
- S. Koyama, N. Murata, and H. Saruwatari, “Sparse Sound Field Decomposition for Super-resolution in Recording and Reproduction,” *J. Acoust. Soc. Amer.*, 2018.
- N. Murata, S. Koyama, N. Takamune, and H. Saruwatari, “Sparse Representation Using Multidimensional Mixed-Norm Penalty With Application to Sound Field Decomposition,” *IEEE Trans. Signal Process.*, 2018.

音場再構成

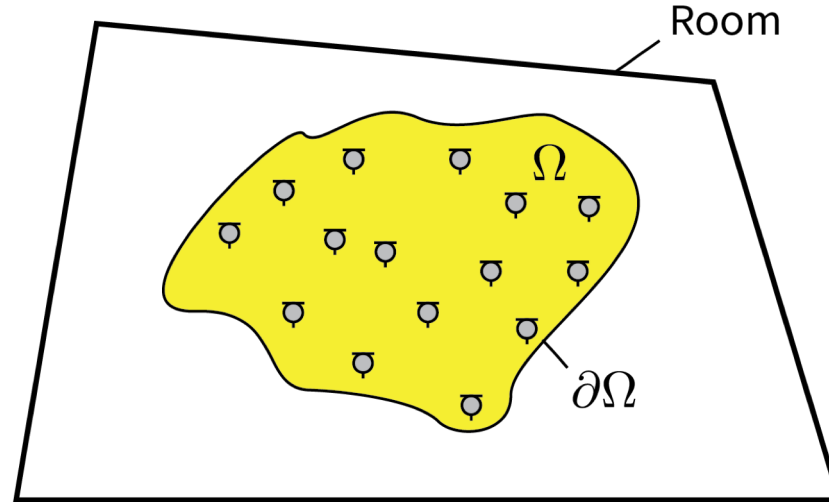


- 複数マイクの観測値から対象領域 Ω 内の音場を補間・推定する問題 $\Rightarrow$ スピーカアレイ／ヘッドフォンによる合成
- Ω が音源を含まない場合
 - 平面波あるいは調和関数による基底展開
- Ω が音源を含む場合
 - ill-posedな問題
 - 音源の空間的なスパース性を仮定した展開

自由聴点音場再現

無限次元調和解析に基づく音場再構成

[Ueno+ IEEE SPL2018]



- Ω が音源を含まない場合 ➡ 斉次Helmholtz方程式

$$\nabla^2 u(\mathbf{r}, \omega) + k^2 u(\mathbf{r}, \omega) = 0 \quad (\mathbf{r} \in \Omega)$$

- 球波動関数展開による表現

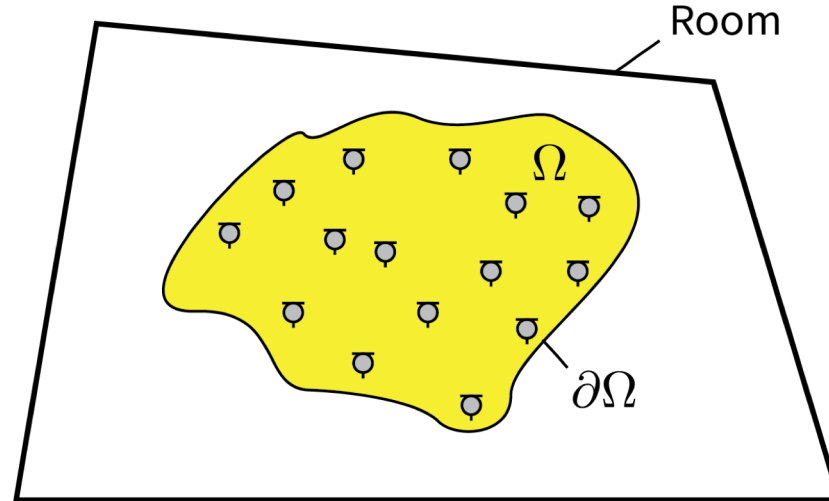
$$u(\mathbf{r}, \omega) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \sum_{\mu=-\nu}^{\nu} \alpha_{\nu}^{\mu}(\mathbf{r}_0, \omega) \varphi_{\nu}^{\mu}(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0, \omega)$$

展開中心

$$\varphi_{\nu}^{\mu}(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0, \omega) = \sqrt{4\pi} j_{\nu}(kr) Y_{\nu}^{\mu}(\theta, \phi) \quad \text{: 球波動関数}$$

無限次元調和解析に基づく音場再構成

[Ueno+ IEEE SPL2018]



➤ 球波動関数展開による表現 (cont.)

$$u(\mathbf{r}, \omega) = \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{r}_0, \omega)^\top \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0, \omega)$$

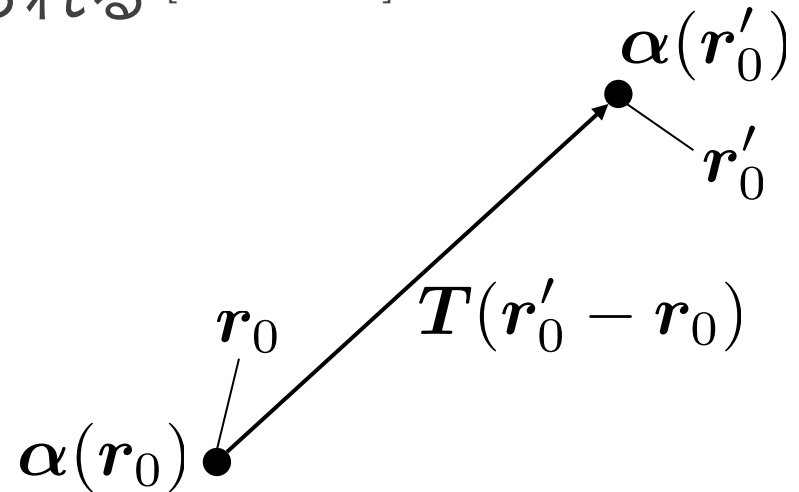
$$\begin{cases} \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{r}_0, \omega) \in \mathbb{C}^\infty \\ \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0, \omega) \in \mathbb{C}^\infty \end{cases}$$

係数と基底関数の無限次元ベクトル

準備：展開係数の平行移動

- 位置 $\mathbf{r}_0$ と $\mathbf{r}'_0$ における展開係数は平行移動(Translation)の線形演算子によって関係付けられる [Martin 2006]

$$\alpha(\mathbf{r}'_0) = \mathbf{T}(\mathbf{r}'_0 - \mathbf{r}_0)\alpha(\mathbf{r}_0)$$



- ここで、

$$[\mathbf{T}(\mathbf{r})\alpha]_{\nu}^{\mu} = \sum_{\nu'=0}^{\infty} \sum_{\mu'=-\nu'}^{\nu'} \left[4\pi(-1)^{\mu'} j^{\nu-\nu'} \sum_{l=0}^{\nu+\nu'} j^l j_l(kr) Y_l^{\mu-\mu'}(\theta, \phi)^* \mathcal{G}(\nu', \mu'; \nu, -\mu, l) \right] \alpha_{\nu'}^{\mu'}$$

Gaunt係数

- Translation演算子に関して以下の性質が成り立つ

$$\mathbf{T}(-\mathbf{r}) = \mathbf{T}(\mathbf{r})^{-1} = \mathbf{T}(\mathbf{r})^H$$

$$\mathbf{T}(\mathbf{r} + \mathbf{r}') = \mathbf{T}(\mathbf{r})\mathbf{T}(\mathbf{r}')$$

無限次元展開係数の推定

- 既知の指向特性 $c(\theta, \phi)$ を持つ位置 $\mathbf{r}_0$ のマイクの応答は、 $c(\theta, \phi)$ の球波動関数展開係数 $c_\nu^\mu \in \mathbb{C}$ を用いて、

$$\begin{aligned} s &= \sum_{\nu=0}^{\infty} \sum_{\mu=-\nu}^{\nu} c_\nu^{\mu*} \alpha_\nu^\mu(\mathbf{r}_0) \\ &= \mathbf{c}^H \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{r}_0) \end{aligned}$$

無指向性マイクの場合は $c_\nu^\mu = \delta_{\nu,0} \delta_{\mu,0}$

- 位置 $\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_M$ の M 個のマイクによる観測信号は、

$$\begin{aligned} s_m &= \mathbf{c}_m^H \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{r}_m) + \epsilon_m \quad \text{雑音} \\ &= \mathbf{c}_m^H \mathbf{T}(\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_0) \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{r}_0) + \epsilon_m \end{aligned}$$

$\mathbf{r}_0$ から $\mathbf{r}_m$ への Translation

無限次元展開係数の推定

- マイクの観測信号を行列形式で書くと

$$\mathbf{s} = \mathbf{\Xi}(\mathbf{r}_0)^H \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{r}_0) + \boldsymbol{\epsilon}$$

- ただし、 $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_M]^T$ 、 $\boldsymbol{\epsilon} = [\epsilon_1, \dots, \epsilon_M]^T$ 、

$$\begin{aligned} \mathbf{\Xi}(\mathbf{r}_0) &= [(\mathbf{c}_1^H \mathbf{T}(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_0))^H, \dots, (\mathbf{c}_M^H \mathbf{T}(\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_0))^H] \\ &= [\mathbf{T}(\mathbf{r}_0 - \mathbf{r}_1) \mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{T}(\mathbf{r}_0 - \mathbf{r}_M) \mathbf{c}_M] \end{aligned}$$

$(\in \mathbb{C}^{\infty \times M})$

Translation演算子の性質

- まずは観測信号 $\mathbf{s}$ から $\boldsymbol{\alpha}(\mathbf{r}_0)$ のMAP推定値を求めたい

無限次元展開係数の推定

- $\epsilon \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(\mathbf{0}, \Sigma)$ および $\alpha(\mathbf{r}_0) \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(\mathbf{0}, \sigma_o \mathbf{I})$ を仮定する
- 無限次元ガウス測度に関するBayesの定理より [Stuart 2010]
 $\alpha(\mathbf{r}_0)$ の事後確率測度は、

有限次元の場合と同様の手順

$$P_{\alpha(\mathbf{r}_0)|s} = \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(\boldsymbol{\eta}_{\alpha}(\mathbf{r}_0), \Sigma_{\alpha}(\mathbf{r}_0))$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\eta}_{\alpha}(\mathbf{r}_0) = \Xi(\mathbf{r}_0) (\Psi + \sigma_o^{-2} \Sigma)^{-1} s \\ \Sigma_{\alpha}(\mathbf{r}_0) = \sigma_o^2 [\mathbf{I} - \Xi(\mathbf{r}_0) (\Psi + \sigma_o^{-2} \Sigma)^{-1} \Xi(\mathbf{r}_0)^H] \end{cases}$$

- ここで、 $\Psi = \Xi(\mathbf{r}_0)^H \Xi(\mathbf{r}_0) \in \mathbb{C}^{M \times M}$

$$\begin{aligned} (\Psi)_{m,m'} &= \mathbf{c}_m^H \mathbf{T}(\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_0) \mathbf{T}(\mathbf{r}_0 - \mathbf{r}_{m'}) \mathbf{c}_{m'} \\ &= \mathbf{c}_m^H \mathbf{T}(\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_{m'}) \mathbf{c}_{m'} \end{aligned}$$

Translation演算子の性質 ➡ 展開中心に依存しない形

無限次元展開係数の推定

➤ 任意位置 $\boldsymbol{r}$ における展開係数 $\alpha(\boldsymbol{r})$ の事後確率測度は

$$P_{\alpha(\boldsymbol{r})|s} = \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(\boldsymbol{\eta}_{\alpha}(\boldsymbol{r}), \boldsymbol{\Sigma}_{\alpha}(\boldsymbol{r}))$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \boldsymbol{\eta}_{\alpha}(\boldsymbol{r}) = \boldsymbol{T}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_0)\boldsymbol{\eta}_{\alpha}(\boldsymbol{r}_0) \\ \quad = \boldsymbol{\Xi}(\boldsymbol{r}) (\boldsymbol{\Psi} + \sigma_o^{-2}\boldsymbol{\Sigma})^{-1} s \\ \boldsymbol{\Sigma}_{\alpha}(\boldsymbol{r}) = \boldsymbol{T}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_0)\boldsymbol{\Sigma}_{\alpha}(\boldsymbol{r}_0)\boldsymbol{T}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_0)^H \\ \quad = \sigma_o^2 [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{\Xi}(\boldsymbol{r})(\boldsymbol{\Psi} + \sigma_o^{-2}\boldsymbol{\Sigma})^{-1}\boldsymbol{\Xi}(\boldsymbol{r})^H] \end{array} \right.$$

展開係数の推定値

推定値の信頼度

展開中心に依存せずにマイク位置と観測信号のみから
任意位置での展開係数の推定が可能

従来法：展開係数の打ち切りに基づく方法

- 有限次元の展開係数 $\bar{\alpha}(\mathbf{r}_0)$ を推定する以下の問題を解く [Laborie+ 2003]

$$\mathbf{s} = \bar{\Xi}(\mathbf{r}_0)^H \bar{\alpha}(\mathbf{r}_0)$$

指向特性の展開係数 × Translation 行列 (有限次元)

- 任意位置 $\mathbf{r}$ における展開係数の推定値は、

$$\hat{\alpha}(\mathbf{r}) = \bar{T}(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) \underbrace{\bar{\Xi}(\mathbf{r}_0) (\bar{\Xi}(\mathbf{r}_0)^H \bar{\Xi}(\mathbf{r}_0) + \lambda \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{s}}_{\mathbf{r}_0 \text{ における展開係数の推定値 } \hat{\alpha}(\mathbf{r}_0)}$$

展開係数の推定は展開中心位置に依存するほか
打ち切り次数の適切な設定が必要

提案法とカーネル回帰との関係

[Ueno+ IWAENC2018]

- $\epsilon \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ として音圧マイクによる観測を考える
- $\alpha(\mathbf{r}_0)$ の推定値は $\lambda = \sigma^2 / \sigma_o^2$ として

$$\hat{\alpha}(\mathbf{r}_0) = \Xi(\mathbf{r}_0) (\Psi + \lambda \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{s}$$

- 音圧分布の推定値は $c_{\nu}^{\mu} = \delta_{\nu,0} \delta_{\mu,0}$ より

$$\begin{aligned} \hat{u}(\mathbf{r}) &= \varphi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)^{\top} \overbrace{\Xi(\mathbf{r}_0) (\Psi + \lambda \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{s}}^{\hat{\alpha}(\mathbf{r}_0)} \\ &= \sum_{m=1}^M \left((\Psi + \lambda \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{s} \right)_m j_0(k \|\mathbf{r} - \mathbf{r}_m\|) \end{aligned}$$

球ベッセル関数を要素に持つ $M \times M$ の行列

球ベッセル関数をカーネル関数とした
カーネルリッジ回帰に等しい

シミュレーション実験

➤ 二次元における平面波音場の推定 (650Hz)

真値

提案法

打ち切り法

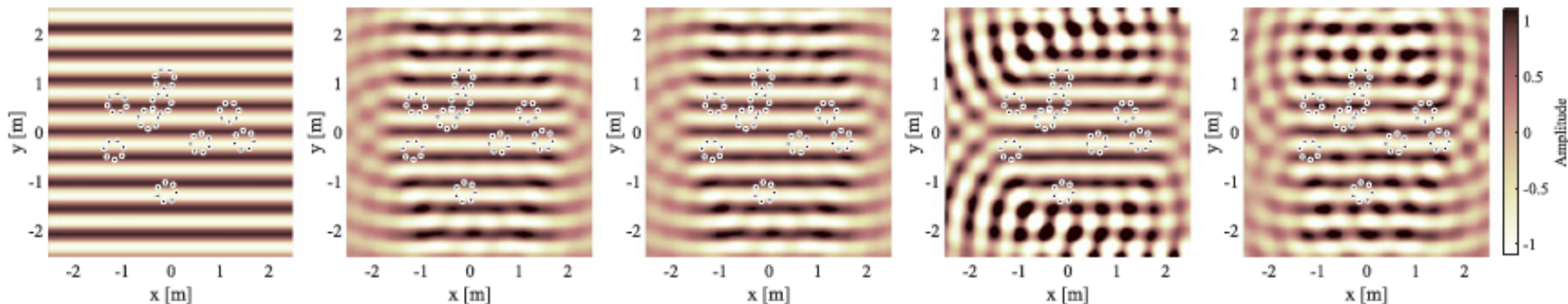
$r_0 = (0.0, 0.0)$

打ち切り法

$r_0 = (1.5, 0.0)$

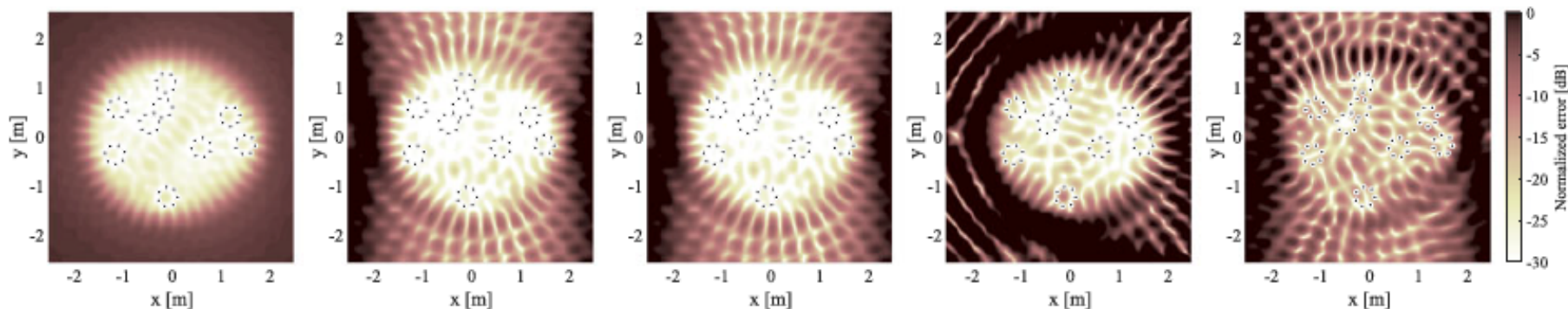
HOM法 (※)

音圧分布



事後分散

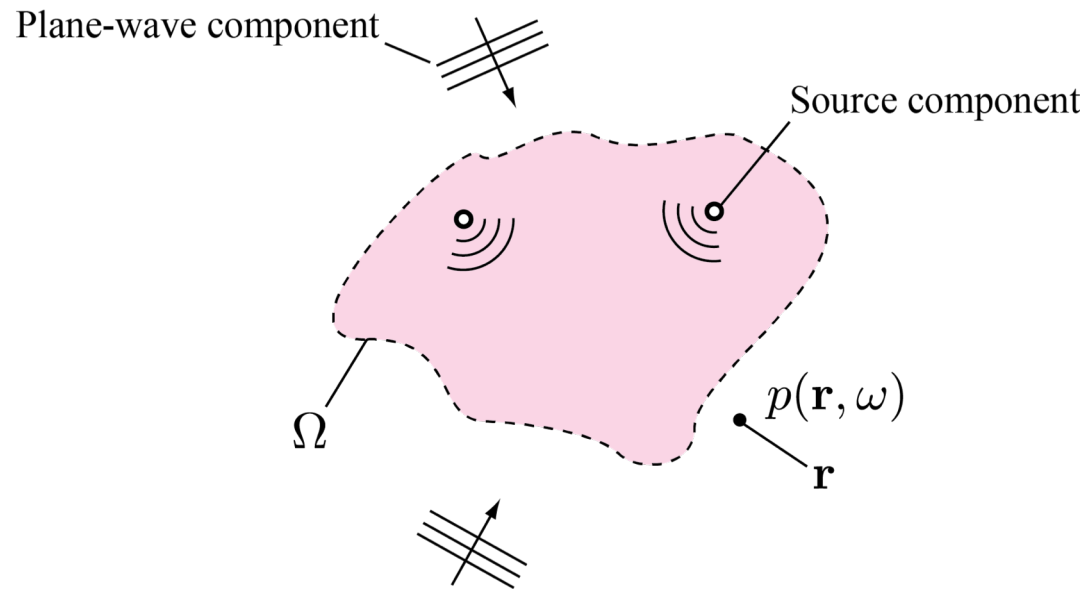
誤差分布



(※) [Samarasinghe+ IEEE/ACM TASLP2014]

音源を含む領域内の音場再構成

[Koyama+ ICASSP 2014, JASA2018]



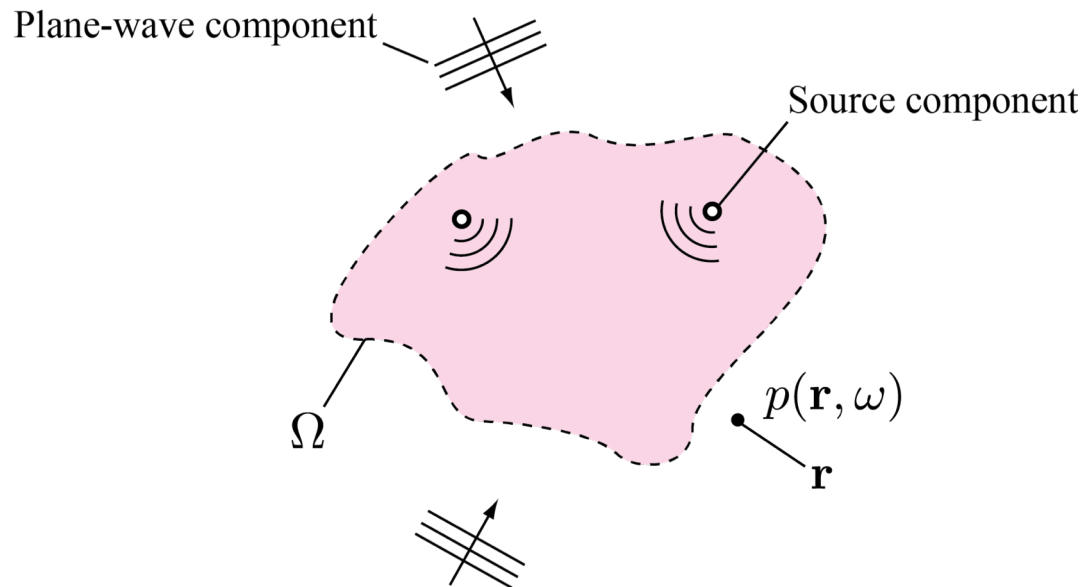
➤ 非斉次Helmholtz方程式

$$\left\{ \begin{array}{l} (\nabla^2 + k^2) \underline{p(\mathbf{r}, \omega)} = -\underline{Q(\mathbf{r}, \omega)} \\ \text{室の境界における未知の境界条件} \end{array} \right.$$

音源分布

音源を含む領域内の音場再構成

[Koyama+ ICASSP 2014, JASA2018]



➤ 非斉次Helmholtz方程式の解は特解と斉次解との和で書ける

$$\underline{p(\mathbf{r})} = p_P(\mathbf{r}) + p_H(\mathbf{r})$$

直接音成分と残響成分との和

$$= \int_{\mathbf{r}' \in \Omega} \underline{Q(\mathbf{r}')} \underline{G(\mathbf{r}|\mathbf{r}')} d\mathbf{r}' + \underline{p_H(\mathbf{r})}$$

Green関数

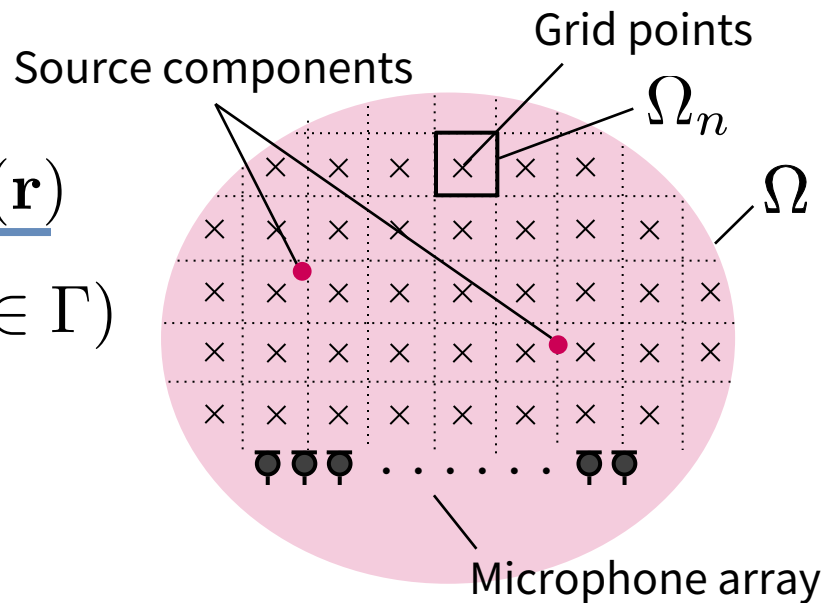
スパース音場分解

音源分布の空間的なスパース性を仮定

$$\underline{p}(\mathbf{r}) = \int_{\mathbf{r}' \in \Omega} \underline{Q}(\mathbf{r}') \underline{G}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') d\mathbf{r}' + \underline{p}_H(\mathbf{r})$$

$(\mathbf{r} \in \Gamma)$

領域 Ω の離散化



$$\underline{y} = \underline{D} \underline{x} + \underline{z}$$

観測信号

Green関数を要素に持つ辞書行列

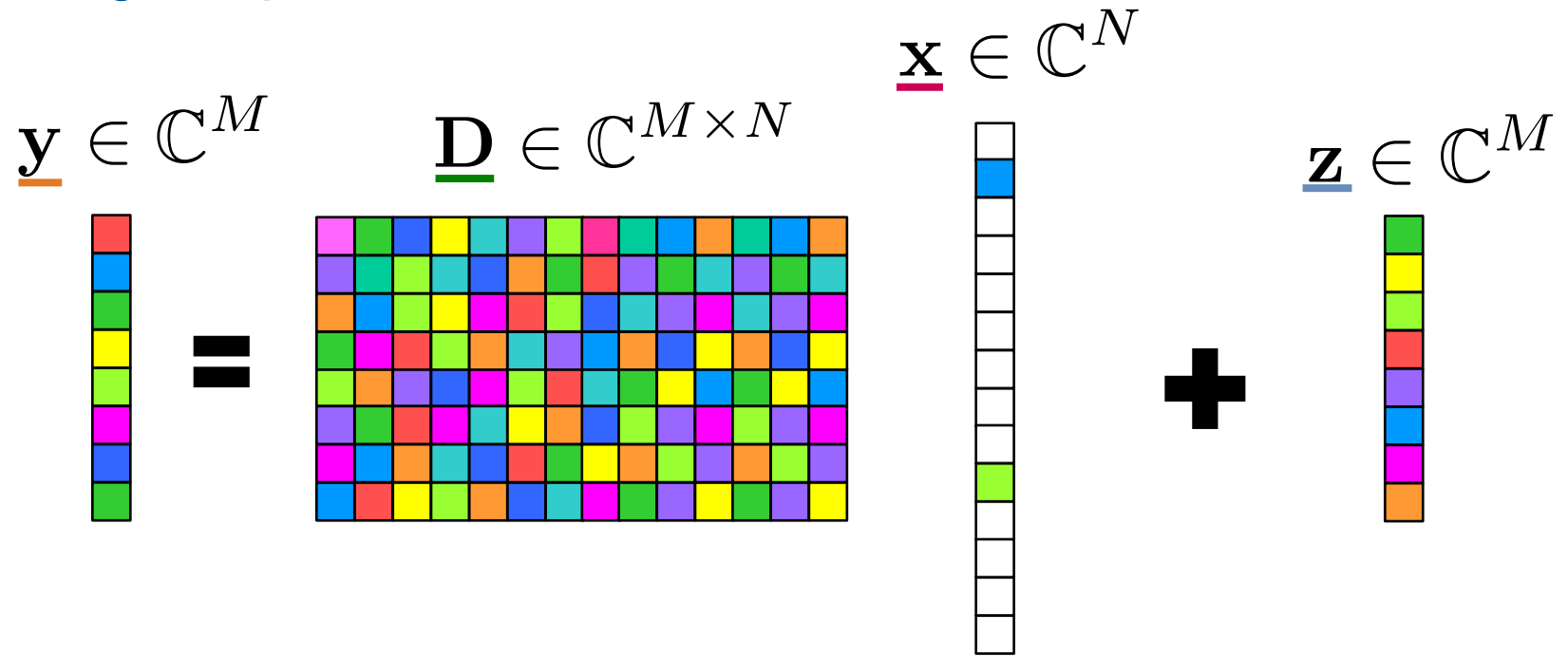
残響成分

音源分布

音源分布の空間的なスパース性を仮定すれば
Xの少数の要素のみが非ゼロの要素を持つ

スパース音場分解

➤ Sparse signal representation in matrix form



➤ Signal decomposition based on sparsity of $\underline{\mathbf{x}}$

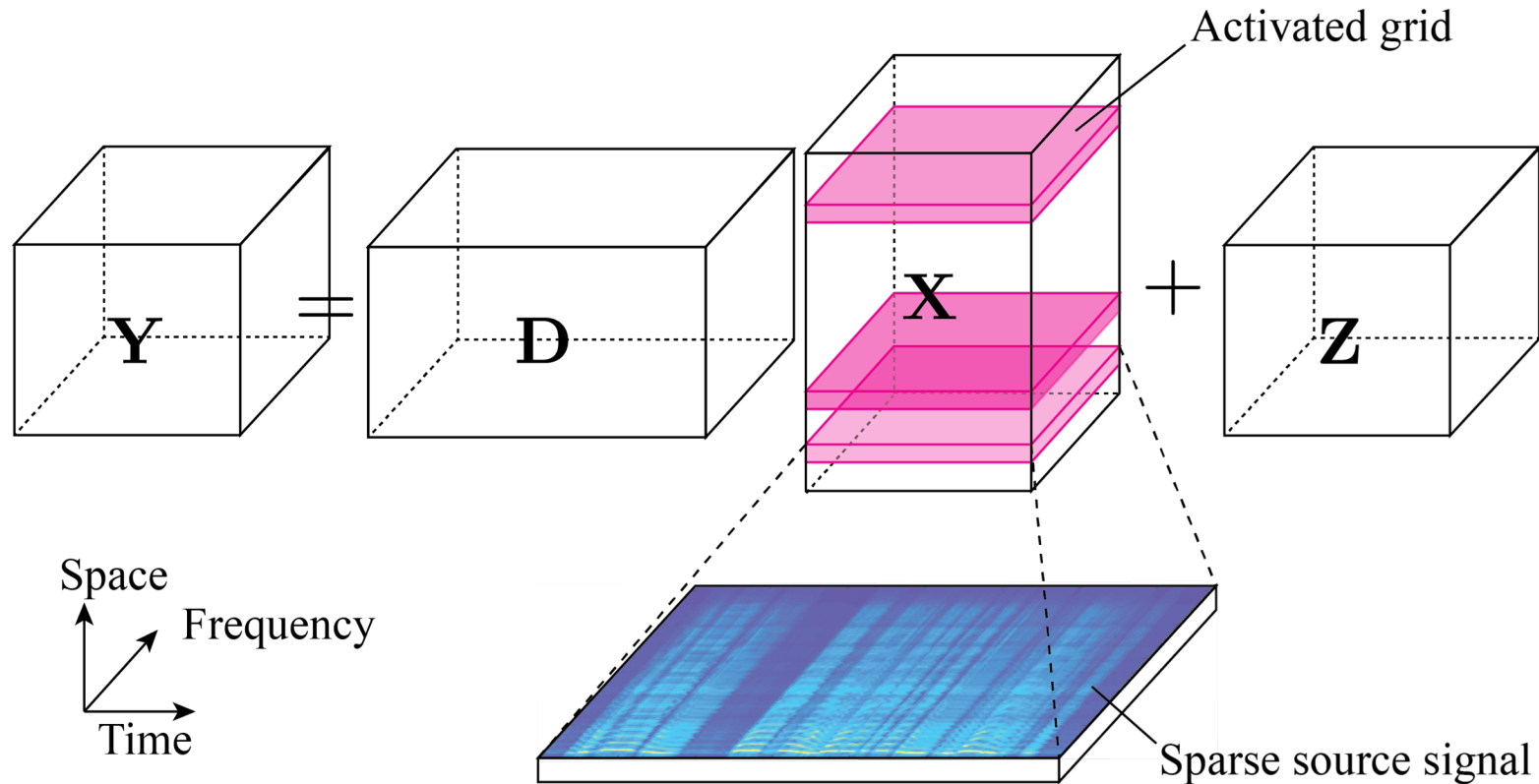
$$\text{minimize } \frac{1}{2} \|\underline{\mathbf{y}} - \underline{\mathbf{D}}\underline{\mathbf{x}}\|_2^2 + \lambda \|\underline{\mathbf{x}}\|_p^p \quad (p \leq 1)$$

ℓ_p -norm penalty for $\underline{\mathbf{x}}$

グループスパース性の導入

➤ 時間フレーム、周波数bin、多重極辞書に関するグループスパース性

[Koyama+ JASA2018]



音源の空間分布と音源信号の時間周波数領域のように
信号の各次元のスパース性度合いを調整することが必要

多次元スパース信号分解

➤ グループスパース性を考慮した信号分解

[Murata+ IEEE TSP2018]

目的関数：

$$\underset{\mathbf{X}}{\text{minimize}} \frac{1}{2} \sum_{t,f} \left\| \mathbf{y}_{t,f} - \sum_j \mathbf{D}_{f,j} \mathbf{x}_{t,f,j} \right\|_2^2 + \lambda \mathcal{J}_{p,q,q,2}(\mathbf{X})$$

Mixed-normによるペナルティ項：

$$\mathcal{J}_{p,q,q,2}(\mathbf{X}) = \sum_n \left(\sum_{t,f} \left(\sum_j |\mathbf{X}(n, t, f, j)|^2 \right)^{\frac{q}{2}} \right)^{\frac{p}{q}}$$

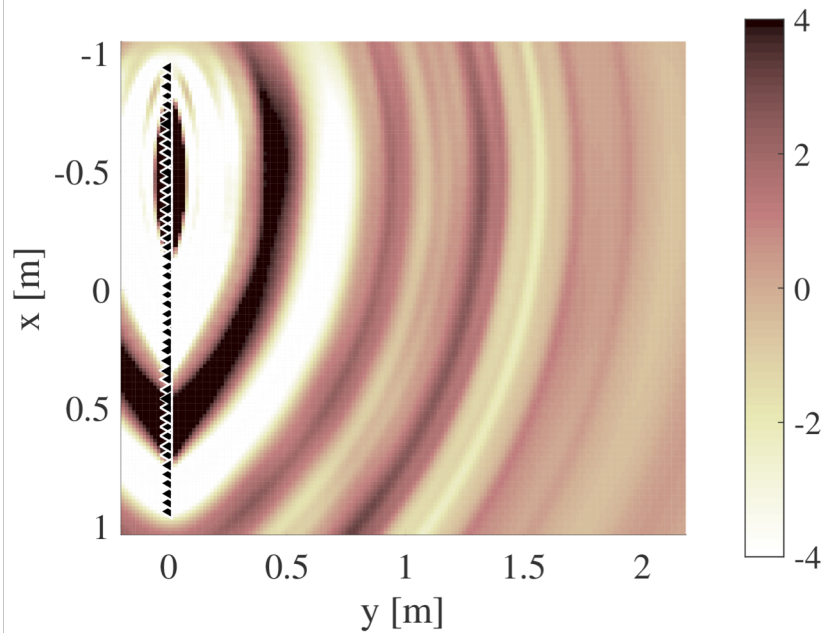
$(0 < p \leq q \leq 2)$

Majorization-minimization法に基づく
多次元信号のためのスパース信号分解アルゴリズム

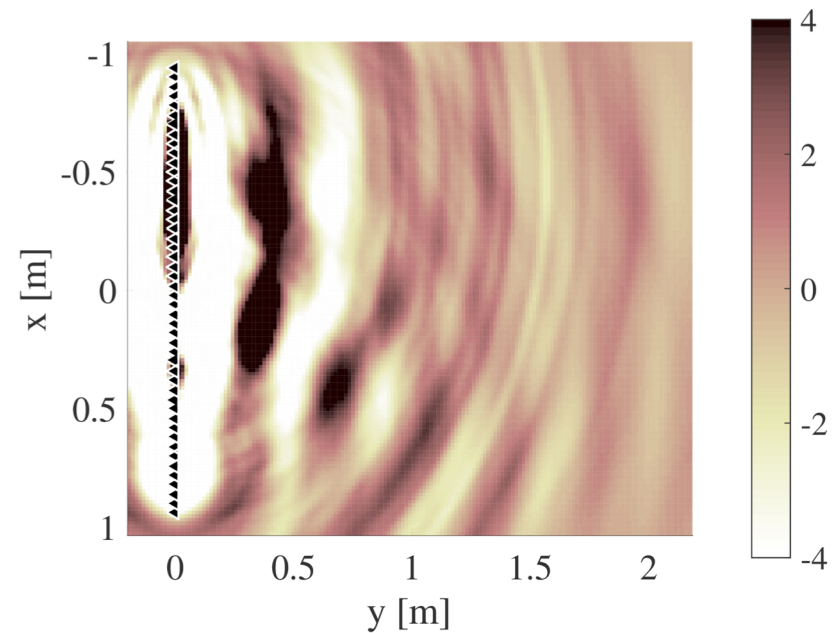
実環境実験結果

- 直線状マイクアレイによって単スピーカによる音場を推定し、直線状スピーカアレイによって再現（音声信号）

提案法



従来法



空間エイリアシングの誤差を抑制

まとめ – 音場の計測

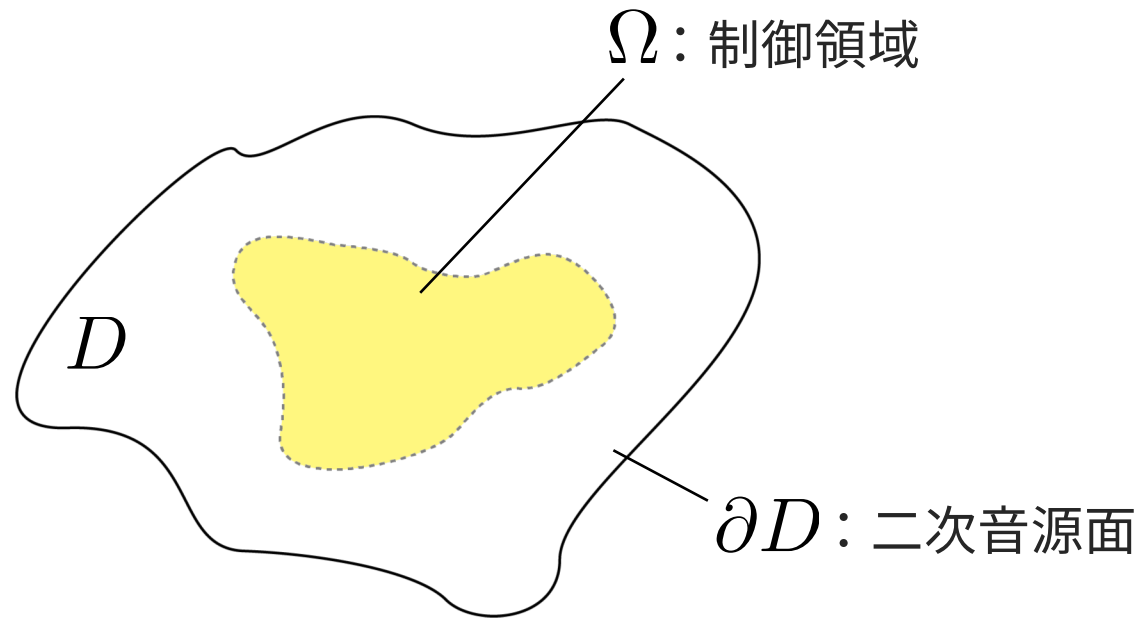
- 再構成対象の領域が音源を含むかどうかで問題の性質はおおきく異なる
- 音源を含まない領域の音場再構成については、無限次元調和解析に基づく手法を紹介
- 任意位置における球波動関数展開係数を、展開中心に依存しない形で、マイク位置と観測信号のみから推定可能
- 音圧の推定においては、球ベッセル関数をカーネル関数としたカーネルリッジ回帰に一致
- 音源を含む領域の音場再構成については、音源の空間的なスパース性を仮定したスパース音場分解を紹介
- Mixed-normを用いた多次元信号のスパース信号分解アルゴリズムによって、各次元のスパース性の度合いを調整可能

音場の合成

- S. Koyama, G. Chardon, and L. Daudet, “Joint Source and Sensor Placement for Sound Field Control Based on Empirical Interpolation Method,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2018.

音場制御問題

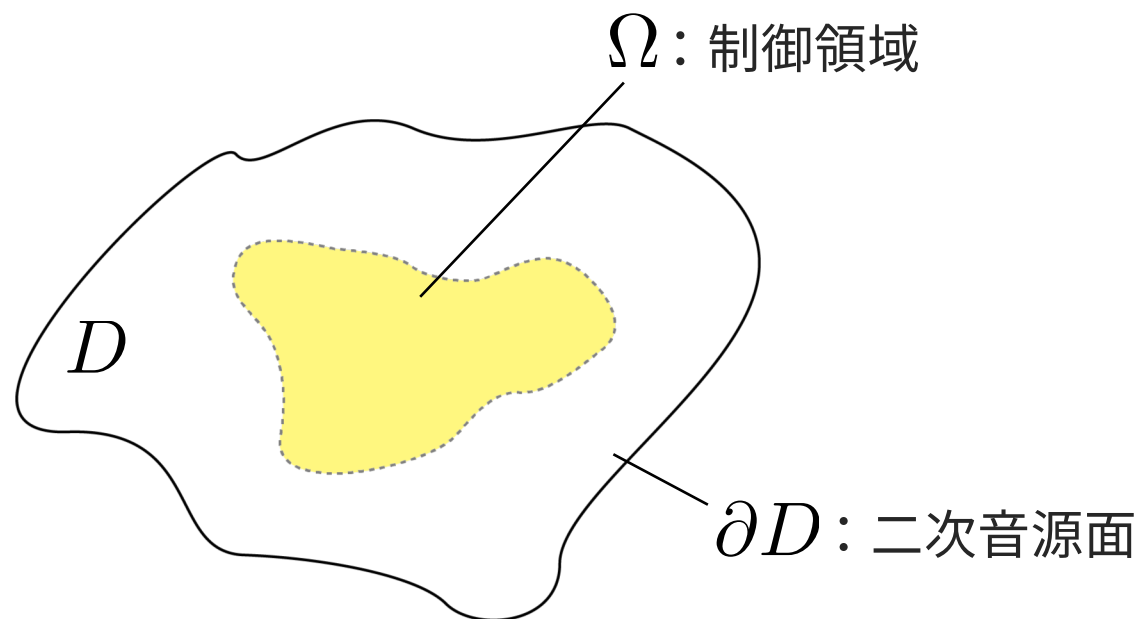
二次音源（スピーカ）を用いて Ω 内に所望の音場を合成



- **高臨場感音響システム**：既知の所望音場を領域内部に合成
- **空間ノイズキャンセラ**：対象領域に入射する音を抑圧

二次音源・センサ配置

二次音源（スピーカ）を用いて Ω 内に所望の音場を合成



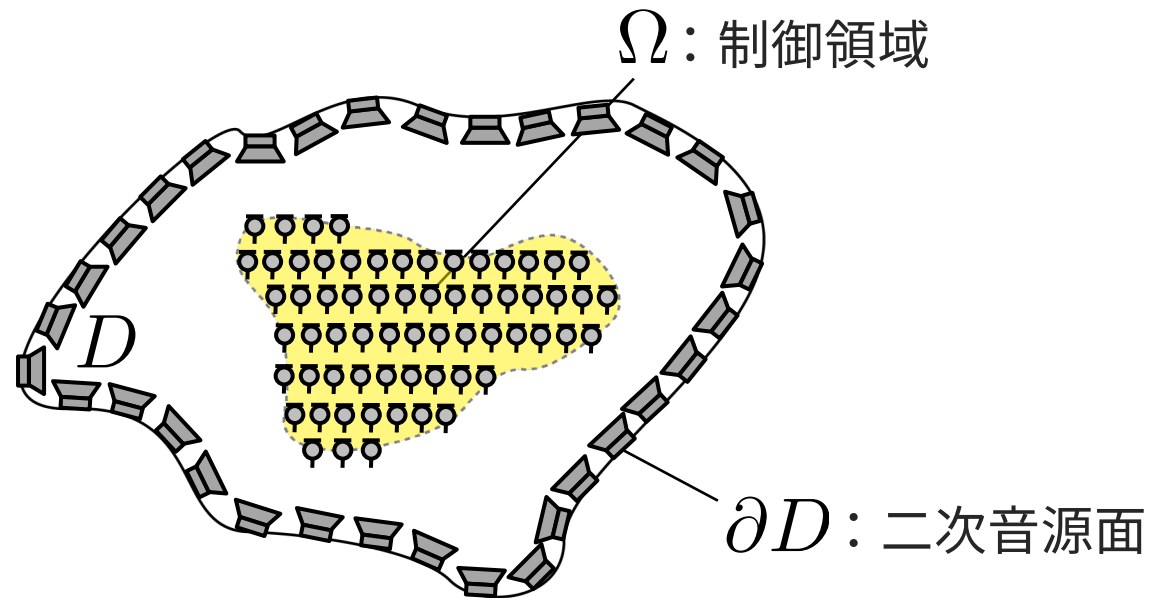
- Single layer potential による音場の表現 $\Rightarrow$ **逆フィルタ設計の問題に帰着**

$$u(\mathbf{r}, \omega) = \int_{\mathbf{r}' \in \partial D} \varphi(\mathbf{r}', \omega) G(\mathbf{r}|\mathbf{r}', \omega) d\mathbf{r}' \quad (\mathbf{r} \in D)$$

音圧 駆動信号 density モノポール

二次音源・センサ配置

二次音源（スピーカ）とセンサ（制御点/マイク）の最適な配置とは？

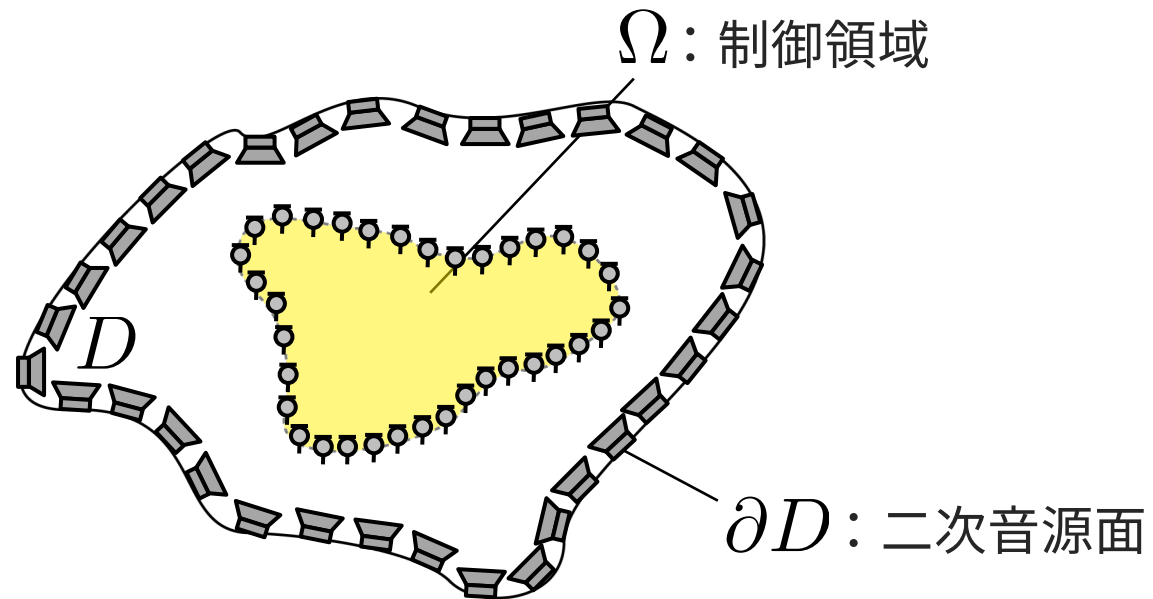


➤ 領域内の稠密なサンプリング

- 実応用上は事前にスピーカ・マイク間の伝達関数を測定する場合が多いため、できるだけ素子数は少ないことが望ましい
- 伝達関数間の相関が高くなり、逆フィルタが不安定化（特に低周波数帯域における冗長性が増大）

二次音源・センサ配置

二次音源（スピーカ）とセンサ（制御点/マイク）の最適な配置とは？



- Ω の境界面のみのサンプリング
 - 境界の形状によって決まる特定の周波数において制御精度が急激に劣化（**禁止周波数の問題**）

二次音源・センサ配置

二次音源（スピーカ）とセンサ（制御点/マイク）の最適な配置とは？

➤ 既存手法：二次音源配置

- Gram–Schmidt直交化に基づく方法 [Asano+ 1999]
- スパース近似に基づく方法 [Khalilian+ 2016]

➡ 所望音場に依存したアルゴリズムがほとんど

➤ 既存手法：センサ配置

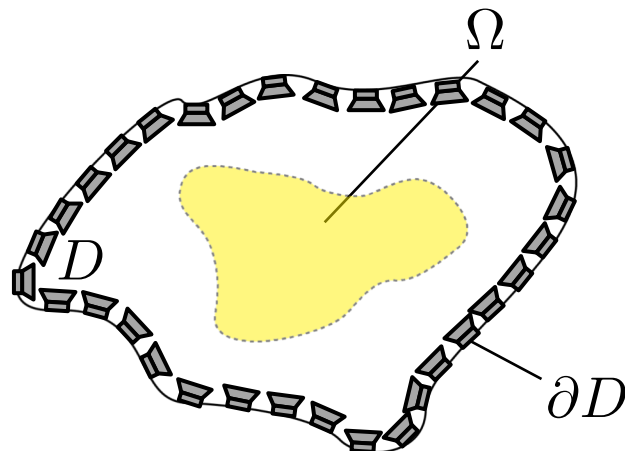
- 剛体バッフル、指向性マイク、2重アレイを用いた禁止周波数問題の回避 [Poletti 2005, Betlehem+ 2005, Koyama+ 2016]

➡ 多くの手法は単純なアレイ形状にのみ適用可能

➡ 二次音源と制御点の配置はそれぞれ独立に決定

任意の形状の領域に対して、最良の二次音源・センサ位置を同時に決定するアルゴリズムを構築

問題設定



- L 個のスピーカによる合成音場

$$u_{\text{syn}}(\mathbf{r}, \omega) = \sum_{l=1}^L d_l(\omega) g_l(\mathbf{r}, \omega)$$

駆動信号 伝達関数

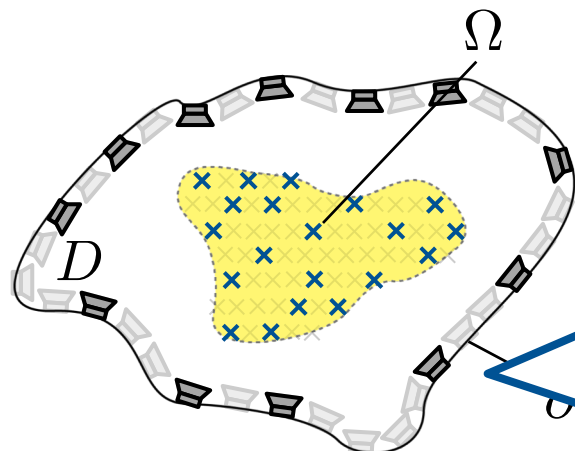
- 所望音場との二乗誤差を最小化

$$\underset{d_l(\omega)}{\text{minimize}} \mathcal{J} = \int_{\mathbf{r} \in \Omega} \left| \sum_{l=1}^L d_l(\omega) g_l(\mathbf{r}) - u_{\text{des}}(\mathbf{r}, \omega) \right|^2 d\mathbf{r}$$

所望音場

➡ 直接解くことで駆動信号を求めることは困難

問題設定



制御制度とフィルタ安定性について最良の二次音源・センサ位置を候補点の中から選択

- 領域 Ω の離散化による線形方程式モデル

$$\mathbf{u}^{\text{des}} = \mathbf{G}\mathbf{d}$$

所望音圧 (points to $\mathbf{u}^{\text{des}}$) 駆動信号 (points to $\mathbf{d}$) 伝達関数行列 (points to $\mathbf{G}$)

- 伝達関数行列の(擬似)逆行列を用いた駆動信号の導出

$$\mathbf{d} = \mathbf{G}^{\dagger} \mathbf{u}^{\text{des}}$$

Moore—Penrose 擬似逆行列 (points to $\mathbf{G}^{\dagger}$)

➤ Empirical interpolation method (EIM):

- 偏微分方程式の数値解析の文脈で提案 [Barrault+ 2004]
- 領域 Ω で定義される関数空間 $\mathcal{V}$ が与えられた場合に、あらゆる関数 $v \in \mathcal{V}$ を近似する最良な補間関数と Ω 上のサンプリング点をGreedyなアルゴリズムによって選択する手法

➤ 二次音源・センサ配置へのEIMの適用

- 各スピーカの伝達関数を補間関数、制御点位置をサンプリング点とみなし、候補位置間のあらゆる伝達関数を近似する最良なスピーカ・制御点位置を選択
- 音響数値シミュレーションによって事前に予測した候補位置間の伝達関数を用いた、Greedyな音源・センサ配置アルゴリズムを導出

[Koyama+ ICASSP2018]

Empirical interpolation method (EIM)

➤ 補間関数 h_1 とサンプリング点 x_1 の初期値を決定し、補間誤差が閾値以下となるまで以下を繰り返す

1. Q 回目までの反復で得られた補間関数 h_q とサンプリング点 x_q を用いて、補間 $I_Q(v)$ をあらゆる $v \in \mathcal{V}$ に関して計算

$$I_Q(v) = \sum_{q=1}^Q c_q h_q \quad \left(\begin{array}{l} \text{ただし } c_q \text{ は以下の線形方程式の解} \\ v(x_q) = \sum_{q'=1}^Q c_{q'} h_{q'}(x_q) \end{array} \right)$$

2. v と $I_Q(v)$ との誤差の L_∞ ノルムを最大にする v を h_{Q+1} とする

3. $v(x)$ とその補間 $I_Q(v)$ との誤差の絶対値を最大にする点を x_{Q+1} とする

➡ 与えられた関数を目標の精度で安定に近似することを保証

提案アルゴリズム

➤ 関数空間 $\mathcal{V}$ を候補点間の伝達関数行列としてEIMを適用

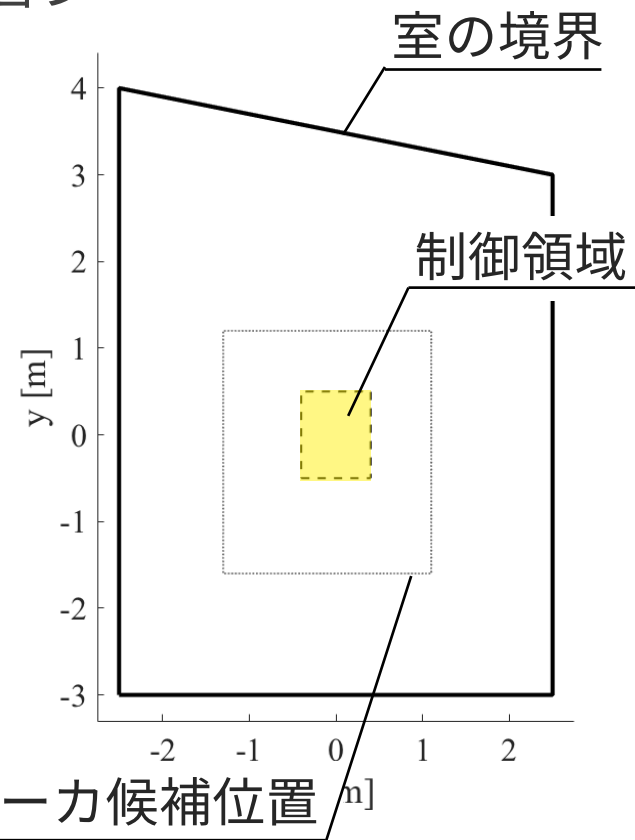
- Input: Candidate locations of loudspeakers $\mathbf{r}_l$ ($l \in \{1, \dots, L\}$) and control points $\mathbf{r}_m$ ($m \in \{1, \dots, M\}$), transfer function matrix $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times L}$, tolerance error ϵ_{tol}
- Output: Set of indexes of loudspeakers and control points
1. Set $Q=1$
 2. **while** $\epsilon > \epsilon_{\text{tol}}$ **do**
 3. Choose loudspeaker index
$$l_Q = \arg \max_{l=1, \dots, L} \|\mathbf{G}_{\cdot, l} - I_{Q-1}(\mathbf{G}_{\mathbf{m}_{Q-1}, l})\|_{\infty}$$
 4. Choose control-point index
$$m_Q = \arg \max_{m=1, \dots, M} |\mathbf{G}_{m, l_Q} - (I_{Q-1}(\mathbf{G}_{\mathbf{m}_{Q-1}, l_Q}))_m|$$
 5. Compute error
$$\epsilon = \max_{l=1, \dots, L} \|\mathbf{G}_{\cdot, l} - I_{Q-1}(\mathbf{G}_{\mathbf{m}_{Q-1}, l})\|_2$$
 6. Set $Q=Q+1$
 7. **end while**

許容誤差以下での伝達関数の近似と
逆フィルタの安定性を保証

シミュレーション実験

➤ 2次元音場を仮定した実験

- 有限要素法による伝達関数のシミュレーション (吸音率：0.10)
- スピーカ候補位置：
 - 矩形領域 ($2.4 \times 2.8 \text{ m}^2$) の境界上
 - 256点を等間隔に配置
- 制御点候補位置：
 - 矩形領域 ($0.8 \times 1.0 \text{ m}^2$)
 - 0.04 m ごとに離散化
- 比較手法：
 - 提案法 (Proposed)
 - ランダム配置 (Rand)
 - 等間隔配置 (Reg-Reg)
 - 等間隔配置 + 2重アレイ (Reg-2L)
- 所望音場：平面波音場 (10° ごとの到来方向)



数値シミュレーション

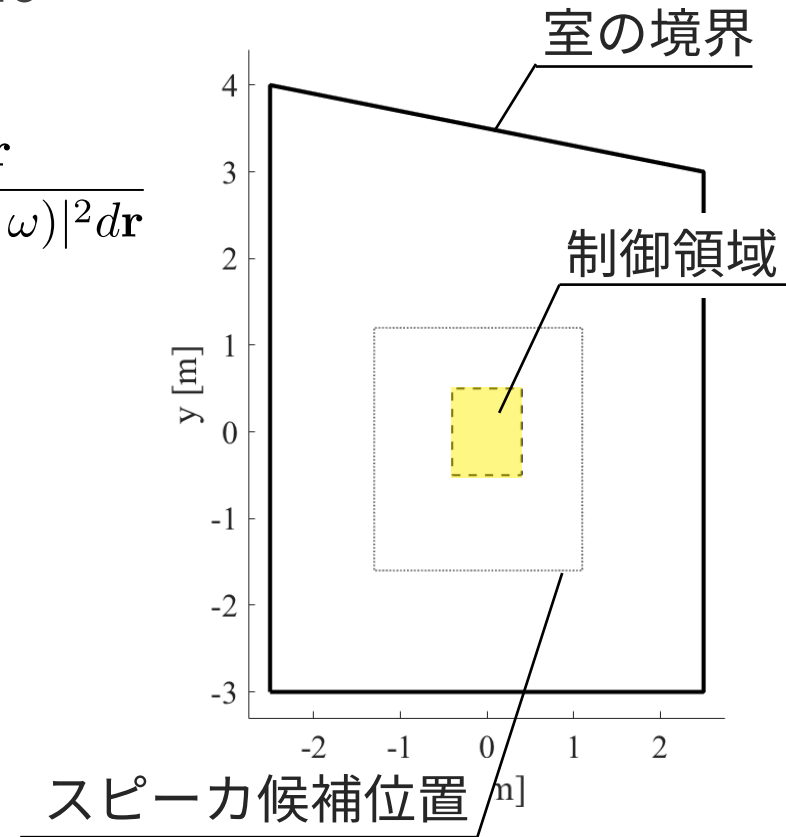
➤ 2次元音場を仮定した実験

- 制御精度：Signal-to-Distortion Ratio (SDR)

$$\text{SDR}(\omega) = 10 \log_{10} \frac{\int_{\Omega} |u_{\text{des}}(\mathbf{r}, \omega)|^2 d\mathbf{r}}{\int_{\Omega} |u_{\text{syn}}(\mathbf{r}, \omega) - u_{\text{des}}(\mathbf{r}, \omega)|^2 d\mathbf{r}}$$

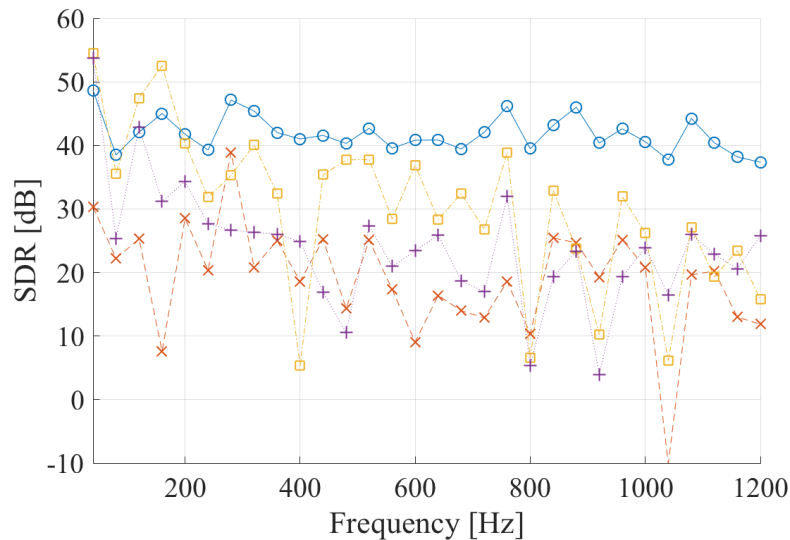
- フィルタ安定性：条件数 (dB)

$$\kappa(\mathbf{G}) = 10 \log_{10} \frac{\sigma_{\max}^2(\mathbf{G})}{\sigma_{\min}^2(\mathbf{G})}$$

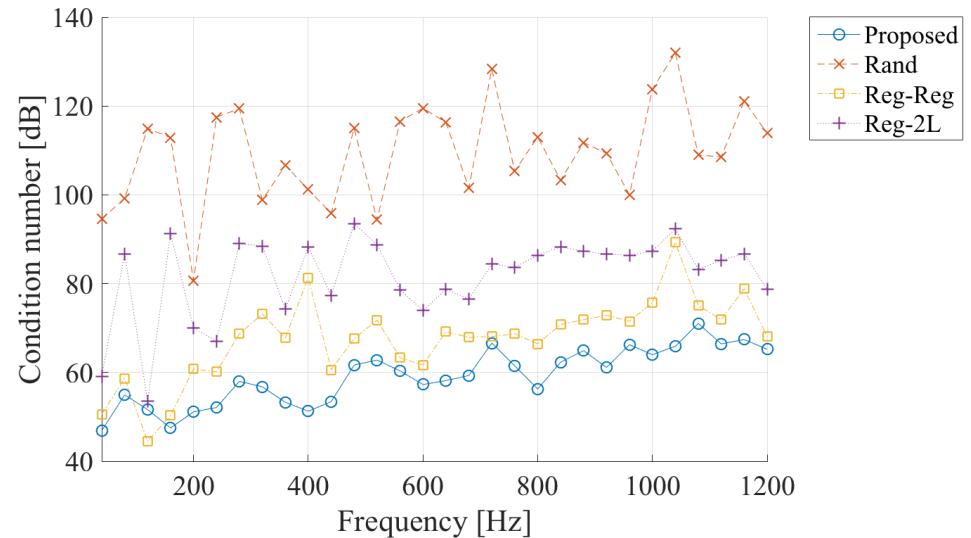


Results – single frequency case

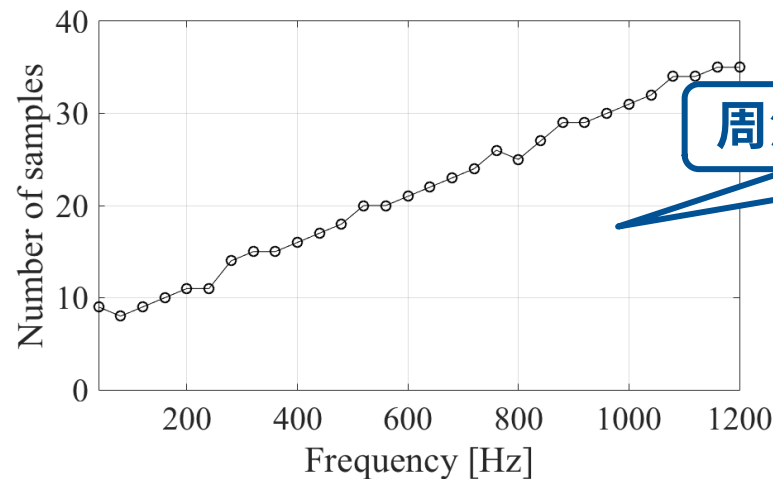
SDR



条件数



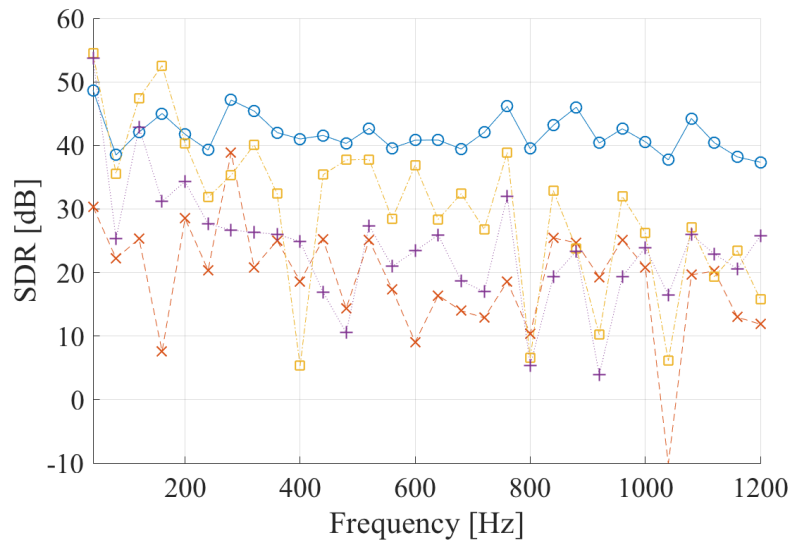
スピーカ・制御点数



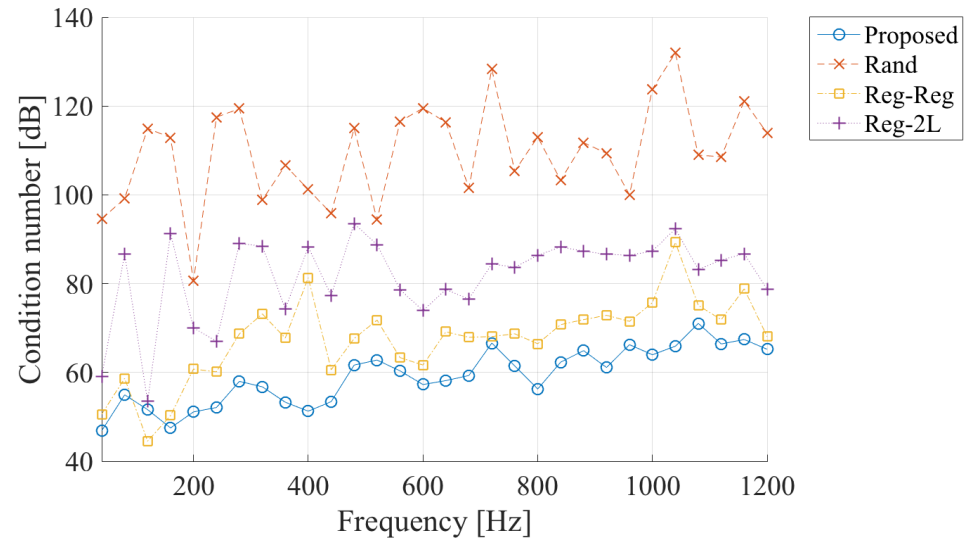
周波数にしたがって増加

Results – single frequency case

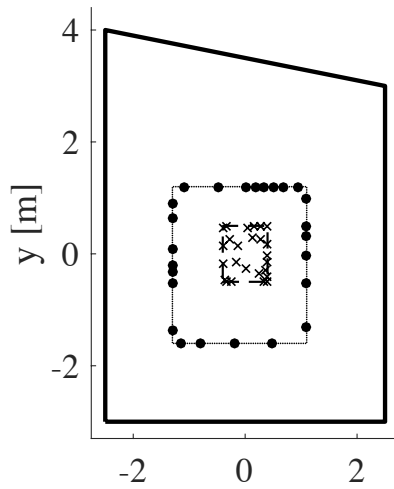
SDR



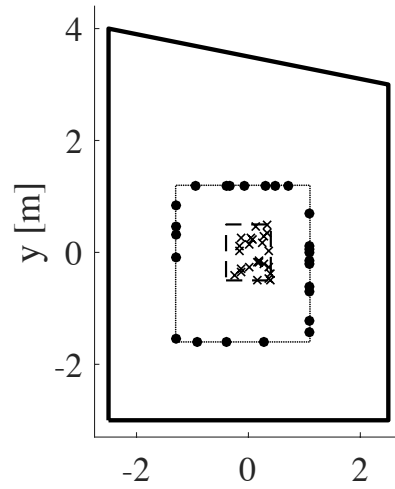
条件数



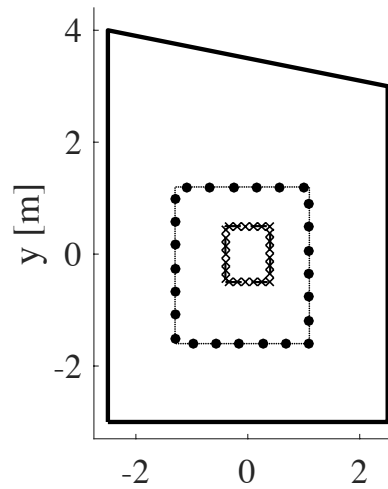
Locations at 800 Hz



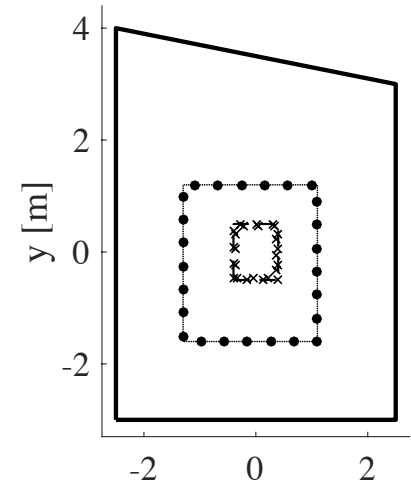
Proposed



Rand



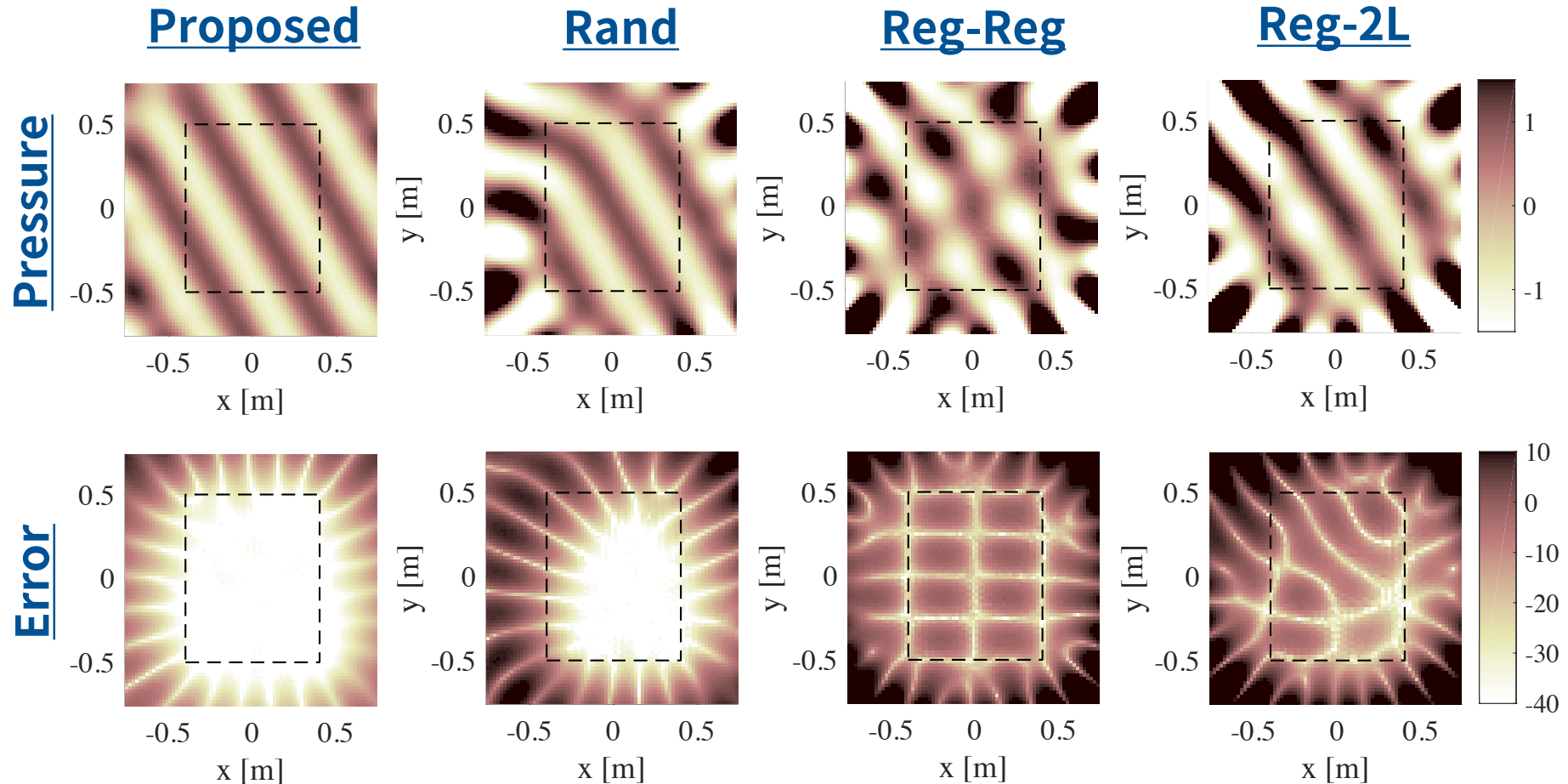
Reg-Reg



Reg-2L

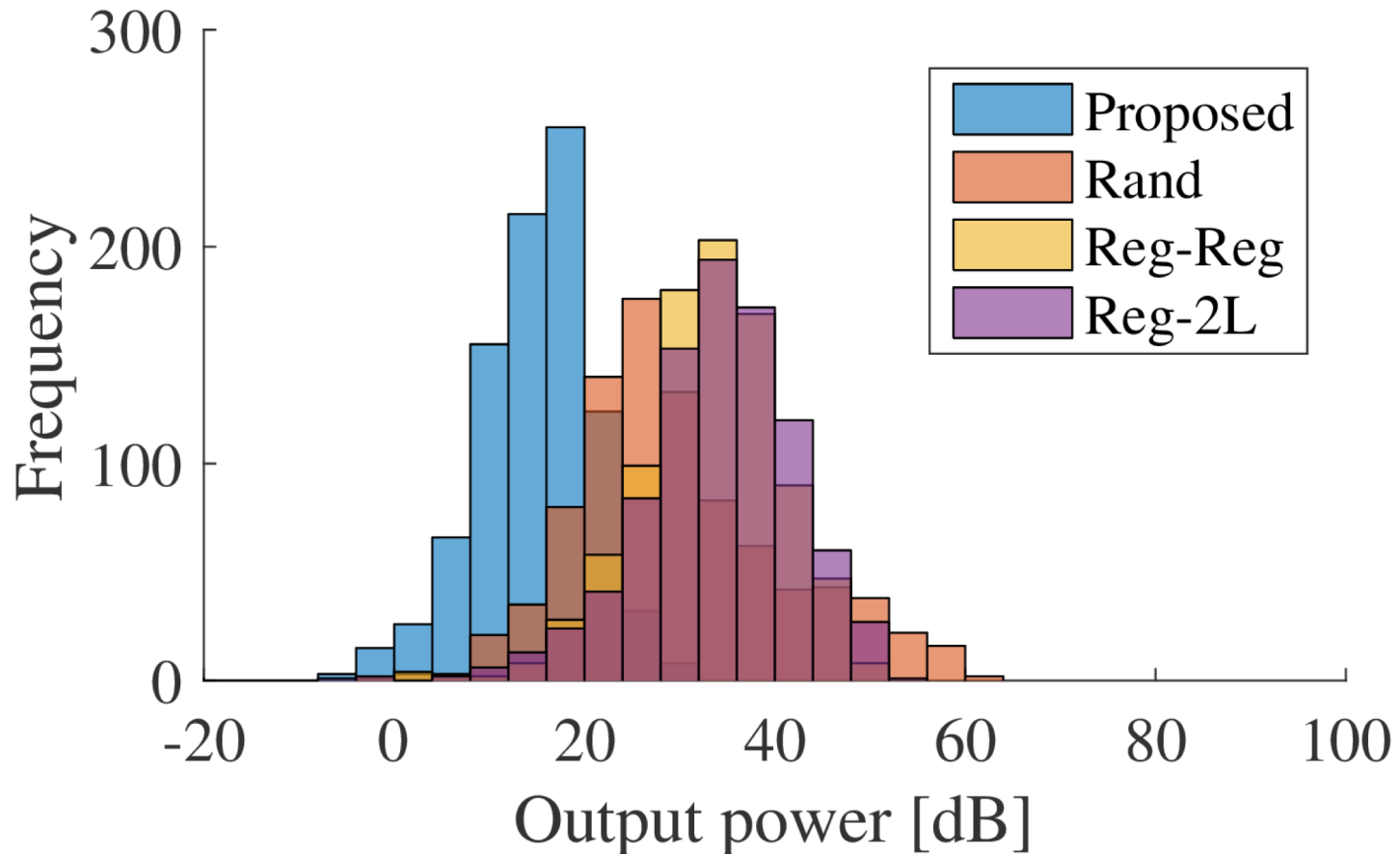
Results – single frequency case

- Synthesized pressure and error distributions at 800 Hz



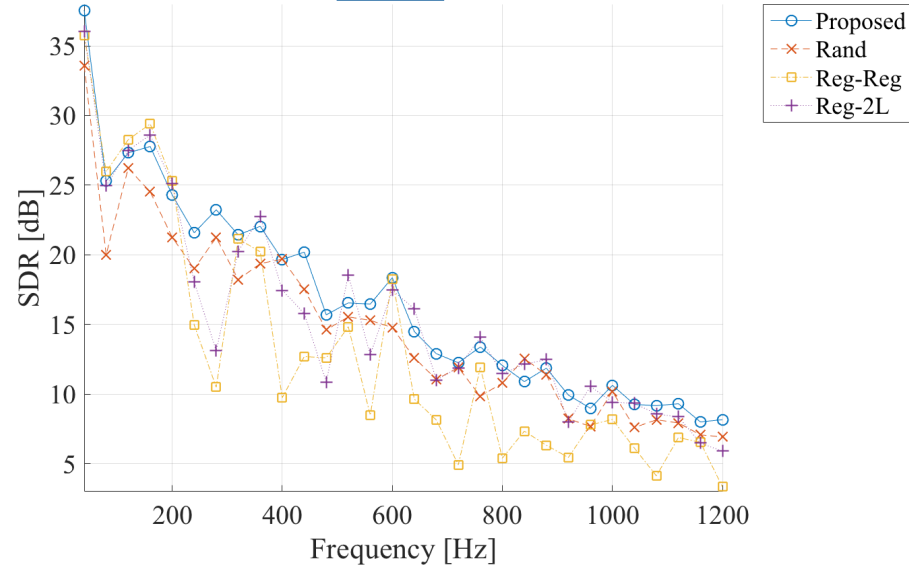
Results – single frequency case

- Output power of loudspeakers at 800 Hz

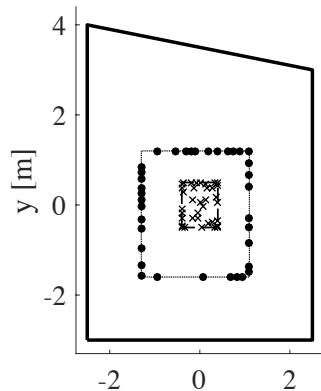


Results – broadband case w/ Gaussian noise

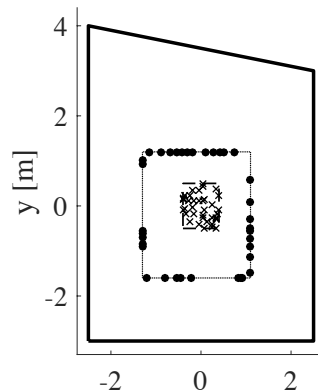
SDR



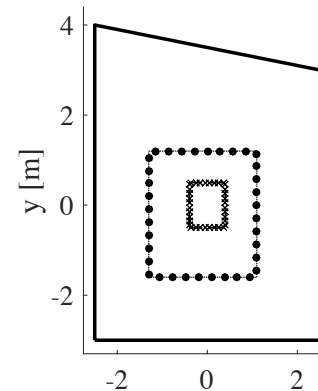
Locations



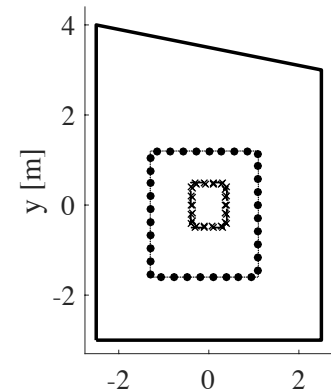
Proposed



Rand



Reg-Reg



Reg-2L

まとめ – 音場の合成

- 音場制御における二次音源・センサ配置問題
- 各スピーカの伝達関数を補間関数、制御点をサンプリング点と考え、候補位置の伝達関数全体を制御領域内で近似する問題とみなす
- Empirical Interpolation Method (EIM)を適用し、スピーカ・制御点位置を候補位置から選択するGreedyアルゴリズムを導出
- 高い制御精度とフィルタ安定性を実現

Thank you for your attention!

Related Publications

- S. Koyama, *et al.* “Sparse sound field decomposition for super-resolution in recording and reproduction,” *JASA*, 2018.
- N. Murata, S. Koyama, *et al.* “Sparse representation using multidimensional mixed-norm penalty with application to sound field decomposition,” *IEEE Trans. Signal Process.*, 2018.
- S. Koyama, *et al.* “Joint source and sensor placement for sound field control based on empirical interpolation method,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2018.
- N. Ueno, S. Koyama, and H. Saruwatari, “Sound field reproduction with exterior radiation cancellation using analytical weighting of harmonic coefficients,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2018.
- N. Ueno, S. Koyama, and H. Saruwatari, “Sound field recording using distributed microphones based on harmonic analysis of infinite order,” *IEEE Signal Process. Letters*, 2018.
- S. Koyama and L. Daudet, “Comparison of reverberation models for sparse sound field decomposition,” *Proc. IEEE WASPAA*, 2017.
- N. Murata, S. Koyama, *et al.* “Spatio-temporal sparse sound field decomposition considering acoustic source signal characteristics,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2017.
- N. Ueno, S. Koyama, and H. Saruwatari, “Listening-area-informed sound field reproduction based on circular harmonic expansion,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2017.
- N. Ueno, S. Koyama, and H. Saruwatari, “Listening-area-informed sound field reproduction with Gaussian prior based on circular harmonic expansion,” *Proc. HSCMA*, 2017.
- S. Koyama and H. Saruwatari, “Sound field decomposition in reverberant environment using sparse and low-rank signal models,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2016.
- N. Murata, S. Koyama, *et al.* “Sparse sound field decomposition with multichannel extension of complex NMF,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2016.
- S. Koyama, *et al.* “Structured sparse signal models and decomposition algorithm for super-resolution in sound field recording and reproduction,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2015.
- S. Koyama, *et al.* “Sparse sound field representation in recording and reproduction for reducing spatial aliasing artifacts,” *Proc. IEEE ICASSP*, 2014.