Vol.2014-MUS-103 No.3
2014/5/24

音場再現技術の基本原理と展開

小山 翔一[1,a)]

概要：より臨場感の高い音響再生技術を目指して，多数のスピーカを用いて音空間そのものを物理的に再構成する，音場再現技術が注目されている．従来のサラウンドシステムなどと比べて，広い受聴領域が実現できることに加え，ある場所の音場をそのまま収音・伝送・再現するようなことも可能になると考えられる．本稿では，まずは音場再現技術の従来手法を概観することで，その基本原理を解説する．さらに，マイクロホンアレイの収音信号のみから音場再現のためのスピーカアレイの駆動信号へ直接変換するための手法である，波面再構成フィルタについて詳しく紹介する．最後に，今後の展開として，マイクロホンやスピーカが理想的な数より少ない場合においても，高精度な再現を実現するための，超解像型音場収音・再現技術について紹介する．

1. はじめに

対面しているのとほとんど変わらない遠隔コミュニケーションや，コンサートやスポーツなどの臨場感あふれるコンテンツ視聴の実現に向けて，より臨場感の高い音響再生技術が求められている．現在は，2ch ステレオや 5.1ch サラウンドのスピーカシステムが広く普及しており，NHK 放送技術研究所では，22.2ch マルチチャンネル音響システム [1] の開発なども行われている．しかしながら，これらのサラウンドシステムでは，最適な受聴領域，いわゆるスィートスポットが，配置されたスピーカの中心位置に限定されるため，複数の受聴者が存在する場合や，受聴者が移動する場合に，適切な音の提示が困難となる．また，これらのシステムでは，ミキシングエンジニアなどがデザインした音を提示することが前提となっているため，例えばある場所の音空間をそのまま再現し，受聴者に提示するようなことは難しい．

音場再現技術は，多数のスピーカを用いて，空間的な音場そのものを物理的に再現することを目的とする．多くの場合，対象領域の境界面上にスピーカを配置し，その内部の音場が所望の音場と一致するように制御する．よって，広い受聴領域が実現できることが期待でき，ある場所の音場をそのまま収音・伝送・再現するようなことも可能になると考えられる．このような技術では，多数のマイクロホンやスピーカ素子が必要となるが，最近の音響デバイスの小型化・低コスト化にともない，徐々にシステムとしての実現可能性が高まってきた．ここで一つ注意したいのは，マイクロホンとスピーカを収音側と再現側でそれぞれ同じ位置関係に配置している場合でも，単純にマイクロホンの収音信号を，スピーカの駆動信号にしてしまうと，音場の忠実な再現はできないということである．例えば，Berkhout ら [2] によって 1993 年に提案され，Spors ら [3] によって 2008 年に再定義された波面合成法 (wave field synthesis: WFS) では，平面または直線状スピーカアレイ位置における，所望音場の音圧勾配 (音圧の空間的な微分値) に相当する量を，駆動信号として与える必要がある．ところが，一般的なマイクロホンでは，音圧を計測することは可能であるが，音圧勾配を計測することは難しい．実際に，WFS はシミュレーションによって計算された仮想的な音場を再現するために用いられることが多いため，そのような問題が生じることはないが，実環境で収録した音場を再現するためには，マイクロホンの収音信号から，いかに音場を再現するためのスピーカ駆動信号に変換するかが重要になってくる．ここでは，これを音場収音・再現と呼ぶことにする．

本稿では，音場再現技術の従来手法について概観するとともに，音場収音・再現のための信号変換手法として著者ら [4] が提案する波面再構成フィルタ (wave field reconstruction フィルタ: WFR フィルタ) について解説する．また，今後の展開として，マイクロホンやスピーカが理想的な数より少ない場合においても，高精度な再現を実現するための，超解像型音場収音・再現技術について紹介する．

[1] 東京大学大学院 情報理工学系研究科
Graduate School of Information Science and Technology, The University of Tokyo, 7-3-1, Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo 113–8656, Japan
[a)] koyama.shoichi@ieee.org

ⓒ 2014 Information Processing Society of Japan

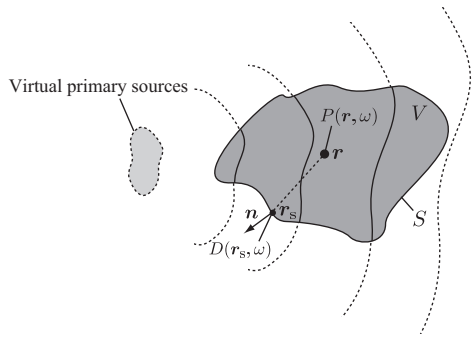


図 1　再現領域と二次音源配置
Fig. 1　Target region enclosed by secondary sources

2.　音場再現問題とその従来手法

音場再現問題とは，図 1 に示すように，3 次元領域 V の内部音場 $P(\boldsymbol{r})$ $(\boldsymbol{r} \in V)$ を，V の境界面 S 上に連続的に配置された二次音源 (スピーカに相当) を用いて，所望の音場と一致するように制御する問題である．ここで，$P(\boldsymbol{r})$ は周波数領域表現とするが，周波数を表す変数 ω は省略して表記している．境界面 S 上の位置ベクトルを $\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}} \in S$ とし，$\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}$ における二次音源の駆動信号を $D(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ と置くと，二次音源によって合成される音場は，以下のように書ける．

$$P(\boldsymbol{r}) = \iint_S D(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) G(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) dS \tag{1}$$

ここで，$G(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ は，位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}$ の二次音源から位置 $\boldsymbol{r}$ までの伝達特性を表す．よって，式 (1) の制約の下，$P(\boldsymbol{r})$ が所望の音場と一致するように $D(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ を決めればよいことになる．

さて，S 上の音場と V 内の音場を関係付けるため，以下の Kirchhoff-Helmholtz 積分式と呼ばれる物理式を導入する [5]．

$$P(\boldsymbol{r}) = \iint_S \left(\frac{\partial P(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})}{\partial \boldsymbol{n}} G_{3\mathrm{D}}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) - P(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) \frac{\partial G_{3\mathrm{D}}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})}{\partial \boldsymbol{n}} \right) dS \tag{2}$$

ここで，$G_{3\mathrm{D}}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ は 3 次元自由空間 Green 関数であり，$\boldsymbol{n}$ は境界面 S 上の法線方向ベクトルを表す．$G_{3\mathrm{D}}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ はモノポール特性の音源，$\partial G_{3\mathrm{D}}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})/\partial \boldsymbol{n}$ はダイポール特性の音源からの伝達特性に相当するので，この式に従えば，S 上に配置したモノポール特性とダイポール特性の二次音源を用い，各音源を所望音場における S 上の音圧と音圧勾配によって駆動することで，音場が再現できることになる．しかしながら，前述の通り，音圧勾配を計測することは困難である上，一般的な密閉型スピーカはモノポール特性に近似できるものの，理想的なダイポール特性の音源を実現することは難しい．よって，式 (2) をいかに実デバイスを用いて実現可能な形にするかが重要になってくる．

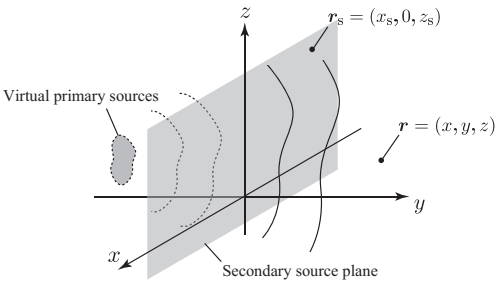


図 2　WFS の二次音源配置
Fig. 2　Geometry of secondary sources for WFS

2.1　波面合成法

WFS [3] では，図 2 に示すように，境界面 S が無限大の平面である場合を仮定する．このとき，式 (2) を変形して得られる，第 1 種 Rayleigh 積分と呼ばれる以下の式を用いる．

$$P(\boldsymbol{r}) = -2 \iint_S \frac{\partial P(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})}{\partial y_{\mathrm{s}}} G_{3\mathrm{D}}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) dS \tag{3}$$

この式では，ダイポール音源に相当する $\partial G_{3\mathrm{D}}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})/\partial \boldsymbol{n}$ の項が消去され，S 上にモノポール音源のみを配置することで，音場の再現が可能であることになる．式 (1) の $G(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ がモノポール特性 $G_{3\mathrm{D}}(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ に近似できるとして，式 (3) と比較すると，

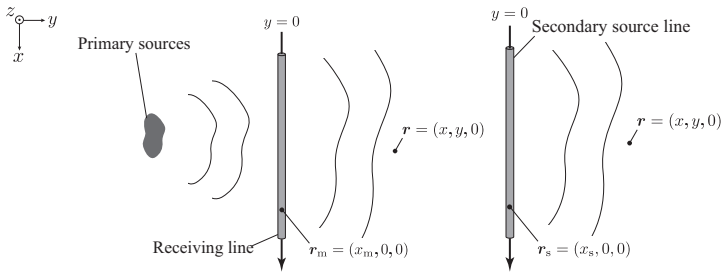
$$D(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) = -2 \frac{\partial P(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})}{\partial y_{\mathrm{s}}} \tag{4}$$

となる．したがって，二次音源の駆動信号は，所望音場における S 上の音圧勾配に相当する信号である必要がある．よって，シミュレーションで所望の音場を計算する場合など，S 上の音圧勾配が取得できるときは式 (4) に基づいて二次音源の駆動信号が得られるが，実環境で収録した音場を再現する場合には適用することが難しい．

2.2　高次アンビソニックス

アンビソニックス (Ambisonics) [6] は 1973 年に Gerzon によって提案され，その後，高次アンビソニックス (Higher order Ambisonics: HOA) として，より厳密な定式化がなされた [7–10]．HOA は，球状のアレイを用いた音場の球面調和関数展開に基づいており，エンコーディングとデコーディングと呼ばれる処理を通し，実環境で収録した音場を再現する場合にも適用できる．ただし，エンコーディングにおいて，S 上の音圧のみから動径方向に依存しない球面調和スペクトルを推定する際，球の共振周波数に対応する，禁止周波数 [5] と呼ばれる周波数において，解が不定となることが知られている [11]．この問題を回避するため，マイクロホンアレイをバッフルと呼ばれる散乱体上に配置したり，各マイクロホンに指向性を持たせるといった工夫が必要となる [8]．

ⓒ 2014 Information Processing Society of Japan



(a) Source area (b) Target area

図 3 直線状受音分布と二次音源分布による音場収音・再現

Fig. 3 Sound field recording and reproduction with linear distribution of receivers and secondary sources

2.3 多点音圧制御に基づく手法

再現対象領域の複数の離散点において，音圧を所望のものと一致するように制御するような手法を用いることでも，制御点を広範囲かつ密に配置することによって，音場再現に適用することが可能である [12, 13]．このような手法をここでは，多点音圧制御 (sound pressure control: SPC) と呼ぶ．SPC では，最小二乗法などに基づき，スピーカから制御点までの伝達特性に対する逆フィルタを設計し，これを用いる場合が多い．制御点上の所望の音圧さえわかればよいため，実環境の音場を収録し，再現する場合にも適用可能である．

ところが，制御点を対象領域の境界面 S 上に配置する場合を考えると，前述の禁止周波数の問題が，S が閉曲面の場合に顕著に現れ，逆フィルタが発散してしまう．この問題は，HOA のように，バッフル等を利用して推定した，動径方向に依存しない球面調和スペクトルを制御量として用いることや [14]，WFS のように，S を平面などの閉曲面以外の形にすることで原理上は回避できる．しかしながら，S を平面や直線とした場合でも，スピーカや制御点は一般に密に配置することになるため，スピーカから制御点までの伝達関数間の線形独立性が低く，逆フィルタが極めて不安定となる場合が多い [4]．

境界音場制御 [15] と呼ばれる手法では，音圧と音圧勾配の両方を制御量とすることで，この問題を回避しているが，やはりここでも音圧勾配を実環境でいかに計測するかが別の問題として出てくる．

3. WFR フィルタに基づく音場収音・再現

著者らが提案する WFR フィルタを用いた信号変換に基づく音場収音・再現手法は，HOA や Spectral Division Method (SDM) [16] と呼ばれる手法などと同じく，空間周波数領域での定式化に基づく．WFR フィルタでは，音場の分析と合成を同時に行う単一の時空間フィルタを解析的に導出することで，マイクロホンアレイの収音信号からスピーカアレイの駆動信号への直接変換を実現している．この手法は，アレイ形状が平面，直線 [4]，円筒 [17]，球，円など，様々な場合に適用可能である [18]．収音信号に対する時空間フィルタの畳み込みとして実装できるため，SPC などと比べて高速かつ安定な処理が可能となる．ここでは，最も実装が容易な直線状アレイの場合について説明することにする．

3.1 直線状アレイのための WFR フィルタ

図 3 に示すように，収音領域 (source area) における一次音源による音場を，受音直線 (マイクロホンアレイに相当) で取得し，再現領域 (Target area) において，二次音源直線 (スピーカアレイに相当) を用いて再現することを考える．ここでは，受音直線と二次音源直線は x 軸上で連続的に分布していると仮定する．再び，受音直線と二次音源直線上の位置ベクトルをそれぞれ $\boldsymbol{r}_{\mathrm{m}} = (x_{\mathrm{m}}, 0, 0)$，$\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}} = (x_{\mathrm{s}}, 0, 0)$ とし，時間周波数 ω における受音直線上の音圧分布を $P_{\mathrm{rcv}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{m}})$，二次音源の駆動信号を $D(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ と置く．よって，$P_{\mathrm{rcv}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{m}})$ から $D(\boldsymbol{r}_{\mathrm{m}})$ への信号変換を求めたい．WFR フィルタは，二次音源によって合成される音場 $P_{\mathrm{syn}}(\boldsymbol{r})$ と，受音直線上で取得した音圧分布によって決まる所望の音場 $P_{\mathrm{des}}(\boldsymbol{r})$ が一致するような信号変換のフィルタを，時空間周波数領域で定式化することで得られる．

まず，合成音場は，式 (1) と同様，以下のように書ける．

$$P_{\mathrm{syn}}(\boldsymbol{r}) = \int_{-\infty}^{\infty} D(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) G(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) dx_{\mathrm{s}} \tag{5}$$

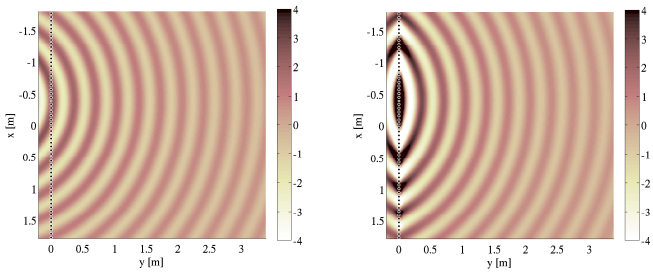
さて，式 (5) は $D(\cdot)$ と $G(\cdot)$ との x に関する畳み込みと見なせる．よって，畳み込みの定理より，両辺を x に関して空間フーリエ変換をとると，

$$\tilde{P}(k_x, y, 0) = \tilde{D}(k_x) \tilde{G}(x, y, 0) \tag{6}$$

として，積の形で書ける．k_x は x 方向の空間周波数であり，空間周波数領域の変数を”~” で表している．ここで，再現対象の音場は $z = 0$ の xy 平面上となっていることに注意する．また，この場合の空間フーリエ変換を以下のように定義する．

$$\tilde{P}_{\mathrm{syn}}(k_x, y, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} P_{\mathrm{syn}}(x, y, 0) e^{jk_x x} dx \tag{7}$$

ⓒ 2014 Information Processing Society of Japan



(a) Original (b) WFR

図 4 WFR フィルタによる音場収音・再現のシミュレーション結果 (1 kHz 正弦波)
Fig. 4 Reproduced sound pressure distribution by using WFR filtering method (1 kHz sinusoidal wave)

一方，所望音場については，式 (3) の 2 次元音場での表現である，以下の 2 次元第 1 種 Rayleigh 積分を仮定する．

$$P_{\mathrm{des}}(\boldsymbol{r}) = -2\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial P_{\mathrm{des}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})}{\partial y_{\mathrm{s}}} G_{\mathrm{2D}}(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) dx_{\mathrm{s}} \tag{8}$$

ここで，$G_{\mathrm{2D}}(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}})$ は 2 次元の自由空間 Green 関数であり，以下のように定義される．

$$G_{\mathrm{2D}}(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}) = -\frac{j}{4} H_0^{(2)}\left(k|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}|\right) \tag{9}$$

$H_0^{(2)}(\cdot)$ は 0 次の第 2 種 Hankel 関数である．式 (8) を，合成音場の場合と同様に，x に関して空間フーリエ変換をとると，

$$\tilde{P}_{\mathrm{des}}(k_x, y, 0) = 2j\sqrt{k^2-k_x^2}\,\tilde{P}_{\mathrm{des}}(k_x, 0, 0)\tilde{G}_{\mathrm{2D}}(k_x, y) \tag{10}$$

となる [4]．ここで，所望音場は，z 軸方向に不変であると仮定した．所望音場の x 軸上の空間周波数スペクトルである $\tilde{P}_{\mathrm{des}}(k_x, 0, 0)$ は，受音直線上の空間周波数スペクトル $\tilde{P}_{\mathrm{rcv}}(k_x, 0, 0)$ として与えることができるため，収音領域で観測した音圧分布を用いて所望音場が得られることになる．

音場を再現するためには，合成音場と所望音場が一致するように $D(\cdot)$ を求めればよい ($\tilde{P}_{\mathrm{syn}}(\cdot) = \tilde{P}_{\mathrm{des}}(\cdot)$)．したがって，式 (6) と (10) とを連立して解くと，

$$\begin{aligned}\tilde{D}(k_x) &= 2j\sqrt{k^2-k_x^2}\frac{\tilde{G}_{\mathrm{2D}}(k_x, y)}{\tilde{G}(k_x, y, 0)}\tilde{P}_{\mathrm{rcv}}(k_x, 0, 0)\\ &= 4j\frac{e^{-j\sqrt{k^2-k_x^2}y}}{H_0^{(2)}\left(\sqrt{k^2-k_x^2}y\right)}\tilde{P}_{\mathrm{rcv}}(k_x, 0, 0)\end{aligned} \tag{11}$$

となり，$\tilde{D}(\cdot)$ と $\tilde{P}_{\mathrm{rcv}}(\cdot)$ とを関係づける式が得られる．簡単のため，ここでは各二次音源がモノポール特性に近似できると仮定した．よって，式 (11) の導出においては，$\tilde{G}(\cdot)$ と $\tilde{G}_{\mathrm{2D}}(\cdot)$ とを解析的な形で用いている．式 (11) が y に依存していることからもわかるように，合成音場と所望音場は，x 軸と平行なある直線上のみで一致することになる．これはモノポール特性として近似した二次音源が，式 (9) の 2 次元自由空間 Green 関数と異なることに由来する．よって，$y = y_{\mathrm{ref}}$ として受聴直線を定めることが必要となり，所望音場に比べて，合成音場では距離に対してより大きい振幅の減衰が生じることになる．

実装上は，受音直線や二次音源直線はそれぞれマイクロホンアレイ，スピーカアレイとして，離散化することになる．よって，マイクロホンアレイの収音信号を時空間周波数スペクトル領域に変換し，式 (11) のような係数を乗じることで，スピーカ駆動信号の時空間周波数スペクトルが得られることになる．これは，式 (11) の係数に基づいて設計した 2 次元の FIR フィルタを，マイクロホンアレイ収音信号に対して時空間の畳み込みを行うことで，スピーカアレイ駆動信号へ変換していることに他ならない．このフィルタを WFR フィルタと定義する．よって，FFT のアルゴリズムを利用することで，高速かつ安定に音場収音・再現のための信号変換が可能となる．ここでは最も単純な場合の WFR フィルタのみを示したが，音源を仮想的にスピーカアレイ前面に形成することや [19]，スピーカの指向性も考慮したフィルタを設計すること [20] なども可能である．

3.2 数値シミュレーション

自由空間を仮定した，WFR フィルタによる音場収音・再現のシミュレーション結果を示す．図 3 の形で，マイクロホンとスピーカが直線状に配置されているとし，アレイの中心を原点にとることにする．各素子数はともに 64 ch とし，素子間隔は 6 cm とした．よって，アレイ長は約 3.8 m である．各マイクロホン・スピーカは無指向性であるとした．有限長での打ち切り誤差を軽減するため，Tukey 窓関数を用いて，アレイ両側 10%でのテーパーをかけた．位置 $(0.0, 1.6, 0.0)$ m を中心とした 3.6×3.6 m の領域の音圧分布を 1.5 cm 間隔でシミュレーションによって計算し，その中心位置で正規化を行った．サンプリング周波数は 48 kHz とした．

図 4 が，位置 $(-0.4, -1.0, 0.0)$ m の点音源を再現した場合の音圧分布である．再現対象の原音場もともに示している．音源信号は 1 kHz の正弦波とした．図中のドットはス

ⓒ 2014 Information Processing Society of Japan

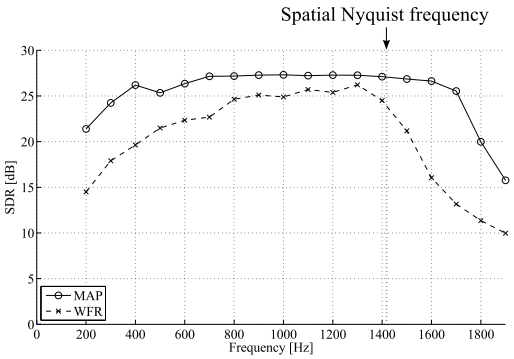


図 5　周波数と SDR との関係
Fig. 5　Relation between frequency and SDR

ピーカ位置を示しており，原音場が正しく再現されている様子がわかる．ただし，前節で述べた通り，原音場よりも早い振幅の減衰が起きている．

このように，WFR フィルタによる音場収音・再現により，収音側の音場をそのまま再現側に作り出すことが可能となる．今回はシミュレーション結果のみであるが，実環境において，実際のシステムを用いた場合でも，同じように音場が再現できることがわかっている [18,21]．

4. 超解像型音場収音・再現の実現に向けて

これまでの音場再現技術では，離散的に配置したマイクロホン・スピーカ素子を用いることによる，空間エイリアシングの問題が生じる．つまり，マイクロホンやスピーカの有限な間隔によって決まる空間ナイキスト周波数以上の帯域では，音場を正しく再現することはできない．音像の定位感については，空間ナイキスト周波数以下の帯域が正しく再現されていれば，それ以上の周波数で誤差が大きいとしてもそれほど大きな悪影響があるわけではないが，高い周波数帯域にパワーが集中している音源などには影響が大きい．空間エイリアシングの影響がより顕著に現れるのが，いわゆる coloration と呼ばれる問題で，空間ナイキスト周波数以上の帯域で音源の周波数特性が大きく変わってしまい，音質が劣化してしまうというものだ．

この空間エイリアシングの問題を改善することで，マイクロホンやスピーカが理想よりも少ない場合でも，再現精度をある程度維持することが実現できれば，音場収音・再現システムの実用化を促進することにつながるであろう．ここでは，このような超解像型の音場収音・再現について，最新の展開を簡単に紹介する．

4.1 音源位置事前情報を用いた音場収音・再現

ここでは，マイクロホンの数がスピーカの数よりも少なく，素子間隔もマイクロホンアレイの方が大きい場合を想定する．このとき，スピーカアレイの素子間隔によって決まる空間ナイキスト周波数の方が，マイクロホンアレイの素子間隔によって決まる空間ナイキスト周波数よりも高いにも関わらず，WFR フィルタを用いた音場収音・再現では，マイクロホンアレイの空間ナイキスト周波数以上の帯域では正しく再現ができない．この問題は，マイクロホンアレイによって収音した音圧分布を空間周波数スペクトル領域で解析することに起因している．空間フーリエ変換は，平面波に対応する正弦波の基底関数を用いることで，高速な処理を可能にするものの，マイクロホンアレイ近傍に単一の音源のみが存在する場合でも，空間周波数スペクトル領域ではエネルギーが全体に分散してしまうことになる．よりエネルギーが局所的に集中するような基底関数を用い，その領域で信号変換を行うことが可能であれば，マイクロホンアレイによって決まる空間ナイキスト周波数以上の帯域での音場再現精度を改善できる可能性がある．

本節では，収音側で音源のおおまかな位置が事前に与えられる場合に，上記の観点に基づいて音場再現精度を改善する，超解像型音場収音・再現手法について簡単に紹介する [22]．本手法では，音源位置の事前情報に基づいて，収音した音圧分布を解析するための基底関数を事後確率最大化 (MAP) 推定法の枠組みで求める．これにより，スパースな分布を与える基底関数上で信号変換の処理を行うことが可能となり，空間ナイキスト周波数以上の帯域で高い再現精度を保つことが可能となる．

本稿では，手法の詳しい説明は文献 [22] に譲り，シミュレーションによる再現の高精度化結果のみを示す．ここでは，MAP 推定に基づく本手法を MAP，前節で説明した WFR フィルタを用いる手法を WFR として表記し，両者を比較する．マイクロホン数を 3.2 節の条件から減らして 32 とし，素子間隔を 12 cm とした．よって，マイクロホンアレイの素子間隔によって決まる空間ナイキスト周波数は約 1.4 kHz となる．また，ここでの結果は，聴感上それほど重要でない，振幅減衰による誤差を補正するため，原音場での音源の振幅減衰を，$1/r$ から $1/r\sqrt{r}$(r は音源までの距離) としている．

ここで，再現音場の全体的な誤差を評価する指標として，以下の signal to distortion ratio (SDR) を導入する．

$$\mathrm{SDR} = 10\log_{10}\frac{\sum_i\sum_j\sum_k |p_{\mathrm{org}}(x_i,y_j,t_k)|^2}{\sum_i\sum_j\sum_k |p_{\mathrm{rep}}(x_i,y_j,t_k)-p_{\mathrm{org}}(x_i,y_j,t_k)|^2}$$

ここで，$p_{\mathrm{rep}}(x_i,y_j,t_k)$，$p_{\mathrm{org}}(x_i,y_j,t_k)$ はそれぞれ，時刻 t_k，位置 (x_i,y_j) における再現音場と原音場の時間領域での音圧である．時間平均のサンプル数は 480 サンプル，つまり 10 ms とし，$y \geq 0.5$ m の領域で計算を行った．

図 5 が音源信号の周波数と SDR との関係をプロットした結果である．WFR では，空間ナイキスト周波数である 1.4 kHz 以上の周波数で大きく精度が低下している一方で，MAP では 1.7 kHz まで再現精度がある程度保たれているのがわかる．WFR では低域でも再現精度が低下している

ⓒ 2014 Information Processing Society of Japan

が，これは 32ch のマイクロホン収音信号から 64ch の信号を作り出すため，sinc 補間を行っていることが影響していると考えられる．この MAP の結果のように，マイクロホンアレイで取得した音圧分布を表現する基底を工夫することで，超解像型の音場収音・再現が可能となる．

5. おわりに

本稿では，物理的な音場そのものを再構成する，音場再現技術の基本原理について解説した．波面合成法，高次アンビソニックス，多点音圧制御などの従来手法を概観し，これらの手法を適用することが難しい，音場収音・再現を実現する WFR フィルタに基づく手法について紹介した．WFR フィルタは，マイクロホンアレイ収音信号からスピーカアレイ駆動信号への変換を，時空間の 2 次元フィルタ畳み込みとして実現することで，高速かつ安定な信号変換を可能にする．最後に，今後の展開として，超解像再現型の音場収音・再現について紹介した．これまでの理論的な限界であった，空間ナイキスト周波数以上の帯域において，音場再現精度を改善することが可能になれば，より少ないマイクロホン・スピーカ素子数で，高い臨場感の音響再生が実現できる．ここでは，その一つの手法として，音源位置の事前情報を用いた手法について簡単に解説した．音場再現技術は，今後も様々な方向から研究すべき課題が出てくると考える．これらの課題を解決し，将来，より臨場感の高い音響再生システムが広く普及することを期待する．

参考文献

[1] Hamasaki, K., Nishiguchi, T., Okumura, R., Nakayama, Y. and Ando, A.: A 22.2 Multichannel Sound System for Ultrahigh-Definition TV, *SMPTE Mot. Imag. J.*, Vol. 117, No. 3, pp. 40–49 (2008).

[2] Berkhout, A. J., de Vries, D. and Vogel, P.: Acoustic Control by Wave Field Synthesis, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 93, No. 5, pp. 2764–2778 (1993).

[3] Spors, S., Rabenstein, R. and Ahrens, J.: The Theory of Wave Field Synthesis Revisited, *Proc. 124thAES Conv.*, Amsterdam, The Netherlands (2008).

[4] Koyama, S., Furuya, K., Hiwasaki, Y. and Haneda, Y.: Analytical Approach to Wave Field Reconstruction Filtering in Spatio-Temporal Frequency Domain, *IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process.*, Vol. 21, No. 4, pp. 685–696 (2013).

[5] Williams, E. G.: *Fourier Acoustics: Sound Radiation and Nearfield Acoustical Holography*, Academic Press, London (1999).

[6] Gerzon, M. A.: Periphony: With-height sound field reproduction, *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 21, pp. 2–10 (1973).

[7] Daniel, J.: Spatial sound encoding including near field effect: Introducing distance coding filters and a viable, new ambisonics format, *Proc. 23rd AES Int. Conf.*, Copenhagen (2003).

[8] Poletti, M.: Three-dimensional surround sound systems based on spherical harmonics, *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 53, No. 11, pp. 1004–1025 (2005).

[9] Ahrens, J. and Spors, S.: An Analytical Approach to Sound Field Reproduction Using Circular and Spherical Loudspeaker Distributions, *Acta Acustica United with Acustica*, Vol. 94, pp. 988–999 (2008).

[10] Wu, Y. J. and Abhayapala, T. D.: Theory and design of soundfield reproduction using continuous loudspeaker concept, *IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process.*, Vol. 17, No. 1, pp. 107–116 (2009).

[11] Fazi, F. and Nelson, P. A.: Nonuniqueness of the solution of the sound field reproduction problem with boundary pressure control, *Acta Acustica united with Acustica*, Vol. 98, pp. 1–14 (2012).

[12] Kirkeby, O., Nelson, P. A., Bustamante, F. O. and Hamada, H.: Local sound field reproduction using digital signal processing, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 100, No. 3, pp. 1584–1593 (1996).

[13] Gauthier, P. A. and Berry, A.: Sound-field reproduction in-room using optimal control techniques: Simulations in the frequency domain, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 117, No. 2, pp. 662–678 (2005).

[14] Betlehem, T. and Abhayapala, T. D.: Theory and design of sound field reproduction in reverberant rooms, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 117, No. 4, pp. 2100–2111 (2005).

[15] Ise, S.: A principle of sound field control based on the Kirchhoff-Helmholtz integral equation and the theory of inverse systems, *Acta Acustica united with Acustica*, Vol. 85, No. 1, pp. 78–87 (1999).

[16] Ahrens, J. and Spors, S.: Sound Field Reproduction Using Planar and Linear Arrays of Loudspeakers, *IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process.*, Vol. 18, No. 8, pp. 2038–2050 (2010).

[17] Koyama, S., Furuya, K., Hiwasaki, Y., Haneda, Y. and Suzuki, Y.: Sound field reproduction using multiple linear arrays based on wave field reconstruction filtering in helical wave spectrum domain, *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process. (ICASSP)*, Vancouver, pp. 271–275 (2013).

[18] Koyama, S.: Boundary Integral Approach to Sound Field Transform and Reproduction, PhD Thesis, Graduate School of Information Science and Technology, the University of Tokyo (2014).

[19] Koyama, S., Furuya, K., Hiwasaki, Y. and Haneda, Y.: Design of Transform Filter for Reproducing Arbitrary Shifted Sound Field Using Phase-Shift of Spatio-Temporal Frequency, *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process. (ICASSP)*, Kyoto, pp. 381–384 (2012).

[20] Koyama, S., Furuya, K., Hiwasaki, Y. and Haneda, Y.: Sound Field Reproduction Method in Spatio-Temporal Frequency Domain Considering Directivity of Loudspeakers, *Proc. 132nd AES Conv.*, Budapest (2012).

[21] Koyama, S., Furuya, K., Uematsu, H., Hiwasaki, Y. and Haneda, Y.: Real-time sound field transmission system by using wave field reconstruction filter and its subjective listening test, *Proc. 52nd AES Int. Conf.*, Guildford (2013).

[22] Koyama, S., Furuya, K., Hiwasaki, Y. and Haneda, Y.: MAP Estimation of Driving Signals of Loudspeakers for Sound Field Reproduction From Pressure Measurements, *Proc. IEEE Int. Workshop Appl. Signal Process. Audio Acoust. (WASPAA)*, New Paltz (2013).

ⓒ 2014 Information Processing Society of Japan