

鋭指向性マイクロホンアレイを用いた音場再生システムに関する研究

柏崎, 紘

<https://hdl.handle.net/2324/4475139>

出版情報 : Kyushu University, 2020, 博士 (芸術工学), 課程博士
バージョン :
権利関係 :



鋭指向性マイクロホンアレイを用いた
音場再生システムに関する研究

柏崎 紘

鋭指向性マイクロホンアレイを用いた
音場再生システムに関する研究

*Study on Sound Field Reproduction System
using Narrow Directivity Microphone Array*

柏崎 紘

Hiroshi Kashiwazaki

2021 年 3 月

目次

第1章 序論	4
1.1 研究の背景	4
1.2 鋭指向性マイクアレイを用いた音場再生システム	8
1.3 本研究の目的	13
1.4 本論文の構成	14
第2章 音場再生手法	16
2.1 境界音場制御	17
2.1.1 Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式	17
2.1.2 鋭指向性マイクによる境界音場制御	18
2.1.3 逆フィルタの設計	19
2.2 高次アンビソニックス	22
2.2.1 球面調和関数と球ベッセル関数	22
2.2.2 平面波および球面波の球面調和関数展開	25
2.2.3 有限次数による打ち切り誤差	26
2.2.4 実音場の球面調和関数展開	28
2.2.5 スピーカアレイ再生信号の算出	30
2.3 球面調和関数展開に基づくビームフォーミング	32
2.4 本章のまとめ	34
第3章 境界音場制御における逆フィルタ数の削減	35
3.1 逆フィルタ数の削減手法	36
3.2 削減パターンの検討	37
3.2.1 振幅特性に基づく削減パターン決定手法	37
3.2.2 最適化アルゴリズムに基づく削減パターン決定手法	38
3.2.3 削減パターンと最小二乗誤差	40
3.2.4 削減パターンと音場再現の精度	49
3.3 本章のまとめ	59
第4章 鋭指向性マイクアレイによる球面調和関数展開	60
4.1 球面調和関数展開のための鋭指向性マイクモデル構築	61

4.1.1	高次音圧勾配による軸対称指向性の表現	61
4.1.2	軸対称指向性マイク信号の球面調和関数展開表現	62
4.1.3	展開係数 c_ℓ から a_ℓ への変換	63
4.2	数値シミュレーションによるモデルの検証	64
4.2.1	高次ハイパーカーディオイドの指向性	64
4.2.2	動径方向関数 $b_n(kr)$ の振幅	64
4.2.3	展開係数の推定精度	68
4.3	実マイクアレイを使った球面調和関数展開の精度検証	72
4.3.1	軸対称指向性モデルの実マイクへのフィッティング	72
4.3.2	展開係数の推定精度	72
4.3.3	半径 85 mm 仮想はりねずみマイクアレイによる精度検証	79
4.4	本章のまとめ	87
第 5 章	物理計測による再生音場評価	88
5.1	広帯域信号への適用	89
5.2	多点計測	91
5.2.1	多点計測の意義	91
5.2.2	MEMS マイクアレイおよび移動装置の製作	93
5.2.3	波面の可視化	95
5.2.4	音響物理指標の測定	97
5.3	ダミーヘッドマイクによる計測	109
5.3.1	実験方法	109
5.3.2	結果と考察	109
5.4	本章のまとめ	112
第 6 章	映像情報との融合	114
6.1	見上による映像システム	115
6.1.1	システムの構成	115
6.1.2	見上による映像システムの課題	116
6.2	映像再生システムの構築	118
6.2.1	ハードウェア構成	118
6.2.2	歪み補正	122
6.3	音場再生と組み合わせた全周映像コンテンツの制作フロー	133
6.4	構築した映像システムの利点と課題	135
6.5	本章のまとめ	136

第7章 総括	137
7.1 研究のまとめ	137
7.2 課題と見通し	139
7.3 今後の展望	140
7.4 むすびに	141
付録A 基礎理論	143
A.1 Kirchhoff–Helmholtz 積分方程式の導出	143
A.2 3次元波動方程式の解の極座標表現	144
付録B 削減パターンのシミュレーション結果	147
付録C 音圧離散分布データの補間について	163
C.1 音圧の補間	163
C.1.1 音圧の補間原理	163
C.1.2 補間精度	165
C.2 音響インテンシティの推定	169
C.2.1 原理	170
C.2.2 p-p 法との比較	173
参考文献	175
関連論文・学会発表	183
謝辞	185

第1章 序論

1.1 研究の背景

■ 音場再生手法の2分類

音場再生は様々な音が存在する場の特徴を別の場所で再生する技術である。音場再生手法の多くは大きく2つに分類することができる。

1つ目は、心理音響的再生手法である。各スピーカ出力の振幅や位相を調整することで、音像の位置を操作し、所望の音場の「感覚」を再生する。音楽録音において行われているように、数多くのマイクロホン信号をミキシングして製作者の意図する音場を創作することもでき「芸術的」な側面がある。この再生技術の歴史は古く、Blumlein がステレオ録音技術の特許申請した 1931 年から数十年の間に、サラウンド方式へ発展し、中でも 5.1 や 7.1 は広くコンシューマに受け入れられた [1]。また 22.2 [2] のように 3 次元的にスピーカを配置し、空間的なリアリティや没入感を高める方式も登場している。3 次元システムにおいて音像定位を制御するため、VBAP (Vector Base Amplitude Panning) [3] に代表されるパンニング法が提案されている。

2つ目は、物理音響的再生手法である。物理音響モデルに基づき、音圧の分布や音波の到来方向といった音場の物理的な特徴を忠実に再現する。代表的な例として、音場の球面調和関数展開表現に基づく高次アンビソニクス (Higher Order Ambisonics, HOA) [4]、また Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式に基づく波面合成法 (Wave Field Synthesis, WFS) [5–10] や境界音場制御 (Boundary Surface Control, BoSC) [11] が挙げられる。近年では特に HOA の研究が進められ、音声符号化方式 MPEG-H 3D Audio に採用されるに至っている [12]。

物理音響的再生手法の実装においては、空間に分布する音場情報を連続的に記録できるデバイスが現存しないため、離散化による近似が必要である。このとき離散化による影響として、空間エイリアシングによる誤差が発生するという問題がある [13–16]。したがって、高い周波数帯域まで精密な制御を行うには、一般に多数のマイク・スピーカを配置して収録・再生する必要があり、技術的なハードルが高い。デバイスの小型化やデジタル信号処理能力の向上を背景に、100 チャンネル規模の集音再生システムが実装された例もあるものの、デモンストレーションなどで体験されるに留まり、広く普及するまでには至っていない状況で

ある。

この問題に対して近年、音場内の音源分布のスパース性に着目した超解像化手法が提案されている [17,18]。例えば、文献 [17] では、マイクアレイ信号をもとにあらかじめ設定した候補点の中からスパースなモノポール音源分布を分析し、それをもとにスピーカ駆動信号を決定することで空間エイリアシングによる誤差を軽減している。

上記の2つ分類の他に、バイノーラル方式がある。これは、原音場における外耳道付近の音圧を、ヘッドホン等を使って再現する方式である。ヘッドホン等の装着が必要であるものの、2チャンネルのコンパクトな再生システムで聴取できる。バイノーラル方式信号を得る方法の1つとして、人の頭部形状を模したダミーヘッドの外耳道にマイクロホンを取り付け收音し、ヘッドホン等により外耳道の音圧を再現する方式である。ダミーヘッドによるバイノーラル録音の利点は、既存のステレオ録音インフラが利用できることである。ただし、聴取者とダミーヘッドと頭部形状の違いにより、効果に個人差が生じる問題がある。また、定位させたい方向に応じて頭部伝達関数を畳み込むことで、バイノーラル方式の信号を計算することもできる。これを使えば、マルチチャンネルのスピーカ信号をヘッドホンにより仮想的に聴取することができる。ここにおいても、頭部伝達関数のもととなる頭部形状との違いにより、効果に個人差が生じる問題がある。近年では個人の頭部伝達関数の標準フォーマット [19] および測定サービスも登場し、ヘッドフォンによるステレオやイマーシブ・コンテンツからパーソナライズされたバイノーラル信号を得ることができるようになった。このフォーマットは既に VR やゲーム、音響制作においてサポートされ始めている。

■ 音場再生システムの用途

音場再生の最も身近な応用としては、放送や映画、音楽、ゲームなどエンターテインメント用途が挙げられる。この分野では高い臨場感を得るため、ステレオからサラウンドを経て、22.2 ch などの3次元音響が確立した。ステレオやサラウンド方式の制作においては、心理音響的再生手法が主に使用されてきたが、さらに多数のスピーカを使って3次元音響を実現するため、物理音響的再生手法も部分的に導入されている状況だと言える。3次元音響制作において使用される音場再生手法は、記録・伝送の観点から「チャンネルベース、オブジェクトベース、シーンベース」の3つに分類され、併用されている [12]。チャンネルベースは、従来のステレオや5.1サラウンドのように最終的に出力されるチャンネル配置が予め定められた方式である。心理音響的再生手法によって直接各チャンネルの信号を調整することで制作される。オブジェクトベースでは、素材音信号（オブジェクト）にその位置や動きなどのメタ情報を付随させ記録・伝送され、再生時にVBAPなどの手法でスピーカ配置に合わせて再生信号が計算される。そのため、映画館あるいは各家庭の多様な再生システムに対応することができる。シーンベースは、ある点を取り巻く音場全体をそのまま記録・伝送する方式で

ある。HOA や BoSC などの物理音響的再生手法は、音場全体をそのまま収録・再生することから、シーンベースに分類されることになる。今後、物理音響的再生手法が発展や計算能力の向上により、チャンネルベースやオブジェクトベースが担う音にも活用される可能性もある。そのためには、制作者の意図を反映して演出的な効果やミキシングを取り入れることのできる柔軟性や、再生音の計算に必要な信号処理の向上あるいは計算負荷自体を小さくする機能が必要だと考える。

コンサートホールや車室内といった閉空間の可聴化用途においても、音場再生手法が適用できる。例えば、SIRR(Spatial Impulse Response Rendering) や SDM(Spatial Decomposition Method) など、室内インパルス応答をもとに音場を可聴化する手法が提案されている [20–24]。T. Lokki らは、同一の音源条件で異なるホール間の響きを比較するため、実際のオーケストラの配置に即して舞台上に配置したスピーカ群からの室内インパルス応答を測定し、SDM によって反射音の時系列到来方向情報を分析したのち、各楽器のドライソースをたたみ込んで可聴化している。SDM によって分解された反射音を再現する際には、心理音響的再生手法である VBAP や、物理音響的再生手法である HOA などの、様々な手法を適用可能である。また、上野らにより、スピーカアレイ内の楽器の演奏音を収録し、リアルタイムに各方向の反射音を畳み込んで再生することで、コンサートホールを擬似体験する試みも行われている。

音場再生と映像情報を融合した応用もある。近年ではコンシューマ向けの 360 度カメラやヘッドマウントディスプレイ (Head Mounted Display, HMD) が普及し、バーチャルリアリティ (Virtual Reality, VR) への関心が高まっている [25]。それに伴い、音場再生技術を HMD 等に応用する機運も高まっている。また、全天球映像などの VR コンテンツと親和性が高い音場再生技術として、1 次/高次アンビソニックスの収録・編集環境も整いつつある。その他、物理音響的再生手法を映像再生と組み合わせる試みもいくつか行われている [26–29]。没入型スクリーンとスピーカアレイを用いたものは、デバイスを装着する必要がない。そのため、現実世界を複数人で共有することができ、HMD を用いたものとは異なる体験を提供できる。ただし、音場再生システムには、複数人での視聴に対応できるような広い再生領域や、聴取者の存在に対するロバスト性が要求されることになる。このように、映像情報との融合が可能で高い没入感を備えた音場再生システムが望まれている [30]。

音場再生システムの新たな活用法として、材料の吸音特性計測の試みも行われている [31–33]。音場再生システム内でランダム入射の音場などの生成し、システム内に設置した材料表面の音響インピーダンス測定から吸音率を算出する手法が提案されている。この用途では、所望の入射条件の音場を物理的に精密に再生する必要があり、物理音響的再生手法が適用される。

以上のように、音場再生システムには幅広い用途がある。特に物理音響的再生手法は、エンターテインメントや可聴化の用途のように人が聴取することを目的とするものに加えて、材料計測への応用が考えられている。今後、特に物理音響的再生手法を中心とした研究・開発が進むことで、新たな活用法が開拓されていくことが見込まれる。

■ 音場再生システムに要求される性能

以上のような用途において、音場再生システムに求められる性能として、以下のA～Dの要件を挙げることができる。

A. 物理的な再生性能

原音場の物理的な性質、音の波面などをどの程度再現できるかの性能。単に音を聴取する場の再現のみではなく、吸音率などの音響測定に使用する上でも重要な性能である。

B. 外乱へのロバスト性

例えば聴取者が複数存在する場合など、精密な再生では想定されていない外乱が存在する場合にも、最低限の方向情報などを供給できること。

C. 演出導入の余地

音場の特徴を別の場所で精密に再生するだけでなく、他の手法で録音した音とのミキシングや残響の付加、再生方向ごとのレベルや周波数特性の変更など、意図的な演出が導入できること。臨場感の向上や「芸術的」な操作を取り入れるために求められる。

D. 映像情報との融合

音場再生と共にHMDや没入型ディスプレイによる映像情報を呈示できること。

1.2 鋭指向性マイクアレイを用いた音場再生システム

既往の研究において、上記の要件を満たす多目的システムを具現化するため、24チャンネル鋭指向性マイクアレイを用いた收音再生システムが構築されている [34]。このシステムの特徴は、録音現場などで用いられる高品質かつ鋭指向性マイクを周囲に向けることで、大まかな方向別の收音を行う点である。再生では同じく24チャンネルのスピーカアレイを用いて、対応する方向から直接放射することで、簡易的に方向情報を再生することができる。

24チャンネル鋭指向性マイクアレイの外観を Fig. 1.1 に示す。外見から「はりねずみマイク (Hedgehog microphone)」と呼称している。アレイ配置は、マイクの指向性の重なりが概ね均一になるように、仰角 $\pm 45^\circ$ 間隔の上・中・下層からなり、各層8本ずつ方位角 45° 間隔となっている。24チャンネルという数については、市販される多くのマイクアンプやレコーダ等の機器が8チャンネル単位で構成されており、それに合わせて8の倍数に設定している。また32チャンネルとした場合に、使用するマイクの指向性の重なりが大きくなってしまったり、収録機材の機動性が低下することも考慮されている。アレイを構成するマイク (DPA 4017C) の外観を Fig. 1.2 に示す。ダイアフラム位置は根元から61 mm 付近だと見られ、本研究でマイクアレイ信号をモデル化する際には、中心軸上の根元から61 mm の点をマイク点として扱っている。先端には長さ約90 mm の音響管が取り付けられており、側面に刻まれたスリットによる位相干渉を利用して鋭い指向性を作り出している。音響管に対して波長が長いと位相干渉の効果が小さいため、素子自体が差動マイクロホンの原理に基づく指向性を有する。したがって、指向性の測定値を Fig. 1.3 に示すように、周波数が高くなるほど鋭い指向性を持ち、低い周波数域では1次ハイパーカーディオイドに近い指向性を有する。

24チャンネルスピーカアレイは、Fig. 1.4 に示すように、(a) 小型と (b) 大型のものがある。マイクアレイと同様に上・中・下層の3層構造になっており、各層に8本ずつ方位角 45° 間隔で配置している。小型のものは、聴取位置から各スピーカの距離が2 m で、仰角 $\pm 20^\circ$ である。前方の3つ (中層の左・前・右) のスピーカには Genelec 8030C、そのほかの21個は Genelec 8020A を使用している。従来のステレオ再生にも対応するため、前方3つは最大出力レベルが高く、下限周波数が低くなっている。各スピーカは可搬性の高いスタンドに取り付けられており、様々な場所でアレイを構築できる。本研究では半無響室に設置して使用する。大型のものは、半径2.8 m の円筒状に仰角 $\pm 22.8^\circ$ 間隔で配置している。スピーカは Genelec 8331A を使用している。また、Fig. 1.5 に示すように、スピーカアレイの内側には360度パノラマ映像を投影するため、布製の円筒スクリーンを設置している。このスクリーンを用いた映像システムについては第6章で詳しく述べる。複数人同時に視聴できるシステムとして開発しており、小型に比べてアレイ内の空間が広い。デモンストレーションの際には5人前後で視聴することが多い。

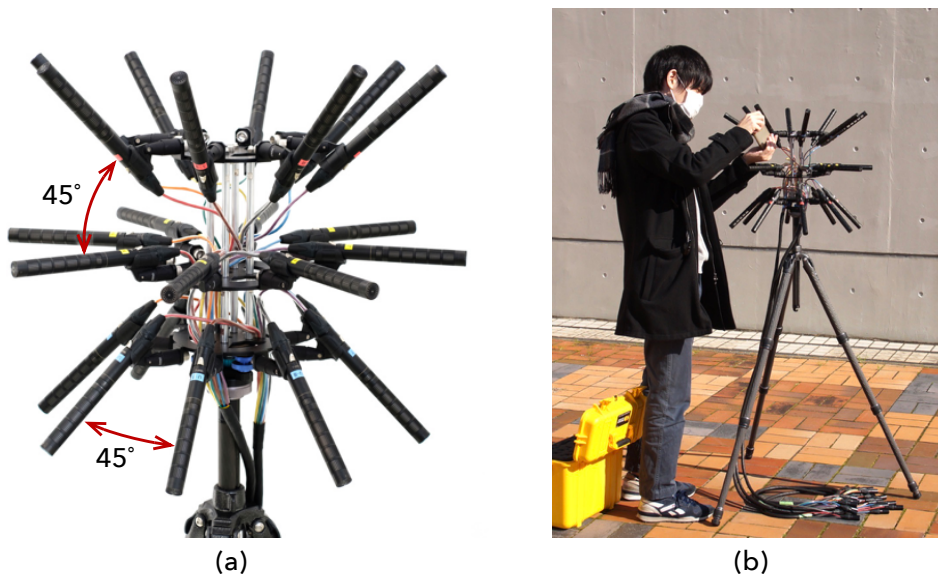


Fig. 1.1: 24チャンネル鋭指向性マイクアレイの外観

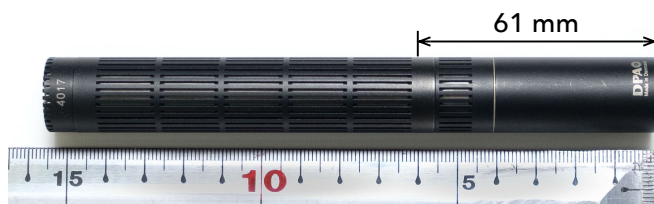


Fig. 1.2: 鋭指向性マイク DPA 4017C の外観

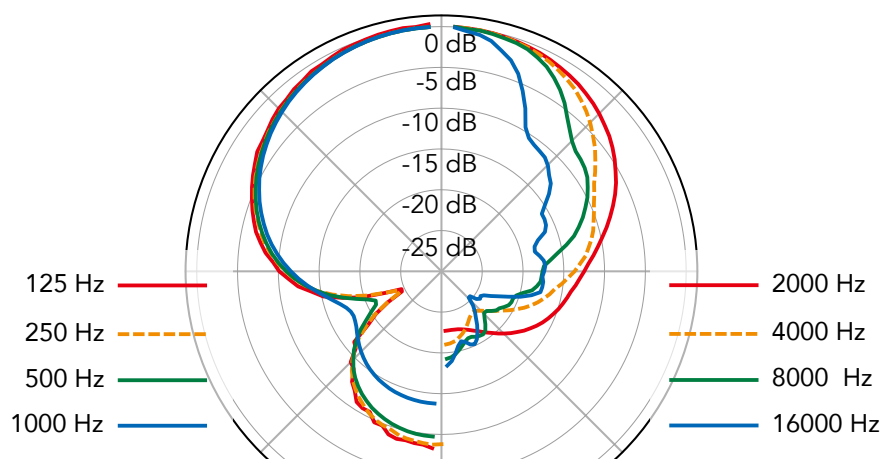


Fig. 1.3: DPA 4017C の測定された指向性



(a)



(b)

Fig. 1.4: スピーカアレイの外観。(a) 小型, (b) 大型

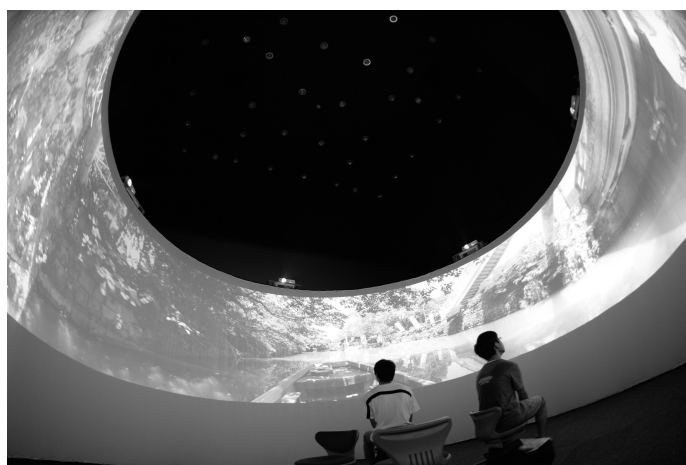


Fig. 1.5: 円筒スクリーンによる 360 度パノラマ映像投影の様子

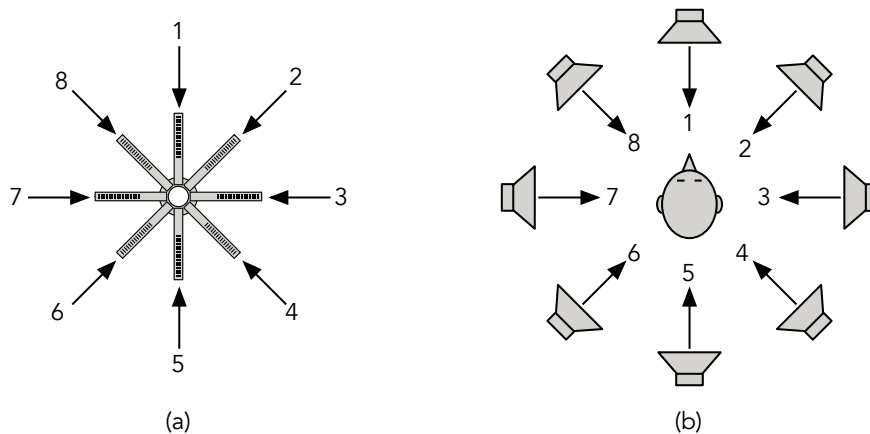


Fig. 1.6: 簡易音場再生における收音 (a) と再生 (b) の概念図

■ 簡易音場再生

24チャンネル鋭指向性マイクアレイおよび24チャンネルスピーカアレイを用いた最も基本的な音場再生手法として、Fig. 1.6に示すように、各マイクの收音信号を対応する方向のスピーカに1対1で割り当てて直接再生する方法を採用している [35]。この方法を「簡易音場再生」と呼称する。各マイクの指向性により、音波の到来方向に応じて振幅に重み付けして收音され、振幅パンニングによっての到来方向情報が再生されることを狙っている。またこの手法は、横山 [36] が提案した6チャンネルのシステムを24チャンネルに拡張したものと解釈できる。

簡易音場再生の優れた点は2つある。1つ目は、收音信号に特別な操作をせず、大まかな方向情報を再生できることである。BoSCやHOAに比べて、再生をするまでの手数が少なく、またフィルタ処理による遅延やノイズ成分の増大がない。2つ目は、ミキシング操作が可能で、演出的な操作を加える柔軟性がある点である。物理音響的再生手法によって計算された各スピーカ信号に対して、それぞれ独立に振幅や位相を操作すると合成される音場が大きく崩れる可能性があり、制作者の意図を反映しにくい。それに対して、簡易音場再生の再生信号は、振幅パンニングされたチャンネルベース信号として扱えるため、振幅・位相の操作に対応する。例えば、前方から到来する音を強調したい場合、物理音響的再生手法では各スピーカ信号の前方から到来する音波を合成している信号成分を特定する必要があるが、簡易音場再生において前方のスピーカ出力をレベルを上げればよい。

先に述べたように、鋭指向性マイクは周波数が高いほど指向性が鋭くなる。したがって、簡易音場再生は高い周波数の音場再生に適している。一方、低い周波数では指向性の鋭さが不十分で、複数のスピーカから過剰な出力や、定位の曖昧さ [37] といった問題が生じる。そこで、低い周波数帯域でBoSCを、高い周波数では簡易音場再生を適用するという、ハイブリッド方式も試みられている [34]。これにより24という比較的少ないチャンネル数でも広帯域の再生に対応することができる。

■ 鋭指向性マイクアレイに関する課題

鋭指向性マイクアレイを用いた収音再生システムの課題として、以下の4点を挙げる。

I. BoSC適用における計算コスト増大とロバスト性低下

低い周波数帯域における指向性の広がりを補うためにBoSCを適用した場合、逆フィルタ処理において計算コストの増大やロバスト性の低下が生じる。これらは物理的な音場の再現精度とトレードオフの関係である。そこで、BoSCを適用するか否かの二択ではなく、何らかの方法でBoSCの効果を調整して、用途に合わせて選択できることが望ましい。

II. 他の再生システムとの互換性の問題

鋭指向性マイクアレイは、基本的に24チャンネルスピーカアレイでの再生を前提として提案されており、チャンネル数やアレイ配置が大きく異なる再生システムには対応しにくいという問題がある。これに対して、BoSCの適応による対応も考えられるが、再生システム内にマイクアレイを持ち込んで逆フィルタを設計する必要があるため、多様な再生システムにコンテンツを提供する場合には困難が伴う。そこで、収音システムや再生システムのアレイ配置に関係なく音場を表現するため、収音信号を球面調和領域で表現できることが望ましい。ただし、球面調和関数展開するための鋭指向性マイク信号のモデルは提案されておらず、新たに構築する必要がある。

III. BoSC適用における演出的操作の困難さ

低い周波数帯域における指向性の広がりを補うためにBoSC等の物理音響的再生手法を適用した場合、先に述べたようにスピーカ信号の振幅や位相を操作すると合成される音場が大きく崩れる可能性があり、ミキシングなどの操作に適さないという問題がある。そこで、指向性の広がりも補いながらも、簡易音場再生と同様にチャンネルベースの再生信号として扱えることが望まれる。

IV. 映像の制作および再生における諸問題

Fig. 1.5の映像投影システムは、音と映像を同期させた再生ができない問題があり、再生システムの見直しが望まれる。特に、映像制作に多大な労力を要する問題がある。特に円筒スクリーン投影に要する歪み補正を手作業で行っており時間がかかり、精度にもばらつきがある。

1.3 本研究の目的

このシステムの性能向上のため継続的な検討が行われており、本研究はその一部である。本研究では前述した鋭指向性マイクアレイに関する課題を改善することを目的とする。具体的には以下の3項目について取り組む。

(1) BoSCにおける逆フィルタ数の削減手法の提案

課題Iを改善するため、逆フィルタの数を減らす手法を提案し、フィルタ処理にかかる計算コストとBoSCの効果を調整できるようにする。また、逆フィルタ数を減らすことは制御に用いるスピーカをスパースにすることであり、先に述べた「音源分布のスパース性に着目した超解像化手法」に類するものだと考えられる。そのためフィルタのロバスト性の向上や空間エイリアシング誤差の軽減に寄与すると予想される。

(2) 鋭指向性マイクアレイ信号の球面調和関数展開表現を提案

続いて課題IIに対し、鋭指向性マイク信号のモデルを構築し、球面調和関数展開表現を試みる。これにより、HOAが適用でき、多様な再生システムへの対応が可能となる。また、球面調和関数展開に基づくビームフォーミングの適用も可能となり、これにより低い周波数帯域の指向性の広がりを補うことで理想的な簡易音場再生が実現できれば、課題IIIも改善される。

(3) 映像呈示のためのシステムの再構築

課題IVに対して、映像システムの再構築を行う。映像再生システムを見直し、簡易に音と自動同期した再生を可能にする。また、映像収録に使用するカメラの見直しと、スクリーン投影時の歪み補正の自動化により、映像制作にかかる時間や労力の軽減を図る。

なお、前述の4つの課題はトレードオフの関係にあるものもあり、すべてを同時に解決することは難しい。本研究では、BoSCにおける逆フィルタの削減やHOA、ビームフォーミングといった複数の手段を用意し、それらを用途に合わせて使い分けることを想定している。

1.4 本論文の構成

本論文は7章から構成される (Fig. 1.7)。

第1章では、研究の背景として音場再生の研究動向について概説した後、本研究で扱う鋭指向性マイクロホンアレイおよびスピーカアレイの構造について説明する。また、このシステムの最も基本的な再生手法である「簡易音場再生」の特徴および課題を述べる。最後に、課題の改善を研究の目的とすること、およびそのアプローチについて述べる。

第2章では、本研究に関連する3つの音場再生手法について解説する。まず、Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式に基づく境界音場制御 (BoSC) の原理と収録・再生方法について解説する。続いて、音場の球面調和関数展開に基づく高次アンビソニックス (HOA) の原理と収録・再生方法について解説する。最後に、高次アンビソニックスの表現を利用したビームフォーミングによる再生方法について説明する。

第3章では、境界音場制御に用いる逆フィルタの数を削減する手法を提案・議論する。まず、逆フィルタ行列の任意要素をゼロとおくことで、フィルタ数を削減する手法を提案する。続いて、このゼロ要素の選択方法について、マイクの指向性を考慮しながら削減する方法を提案するほか、最適化問題に帰着させることで既存の反復計算アルゴリズム適用も試みる。これらの選択方法を数値シミュレーションにより比較したところ、いずれもマイクが指向性を有するとき低い周波数帯域において、近い選択パターンが得られることがわかった。また、フィルタ数削減により制御に使用するスピーカが限定されるため、鋭い指向性のマイクと組み合わせることで高い周波数帯域で再生性能が向上する結果を得た。

第4章では、鋭指向性マイクアレイを用いた球面調和関数展開の手法を提案・検証する。まず、高次音圧勾配を含んだ新しいモデル化手法を提案し、数値実験および測定実験によりモデルの妥当性を確認する。その後、新たなモデル化により可能となる音場再生手法のうち、ビームフォーミングの適用を試み、合成されたビームの指向性を評価する。

第5章では、第3, 4章で新たに適用した3種類の手法を含めて実際に音場再生を行い、それぞれ物理計測によって評価する。まず、空間的に広範囲の音圧分布を計測するための、MEMS マイクロホンアレイおよびその移動装置を製作する。これにより再生音場の約2メートル四方の水平面の音圧分布を記録し、波面の可視化や音響物理指標の算出により評価する。また、ダミーヘッドマイクを用いた収録により、両耳間時間差およびレベル差を算出することで定量的な評価も行う。第3, 4章で適用した各再生手法は約1500 Hz以下の周波数帯域で有効で、それより高い周波数では「簡易音場再生」が有効であるという結果を得た。

第6章では、音場再生と同時に360度パノラマ映像を呈示する方法について述べる。従来の円筒型ディスプレイをベースに、マニュアル作業だった歪み補正処理について、全天球カメラを使ってオートマティックかつ高精度に行う改善を加える。最後に、コンテンツの制作ワークフローおよび制作例を示す。

第7章では、第1章から第6章までで得られた知見をまとめ、本論文の総括とする。

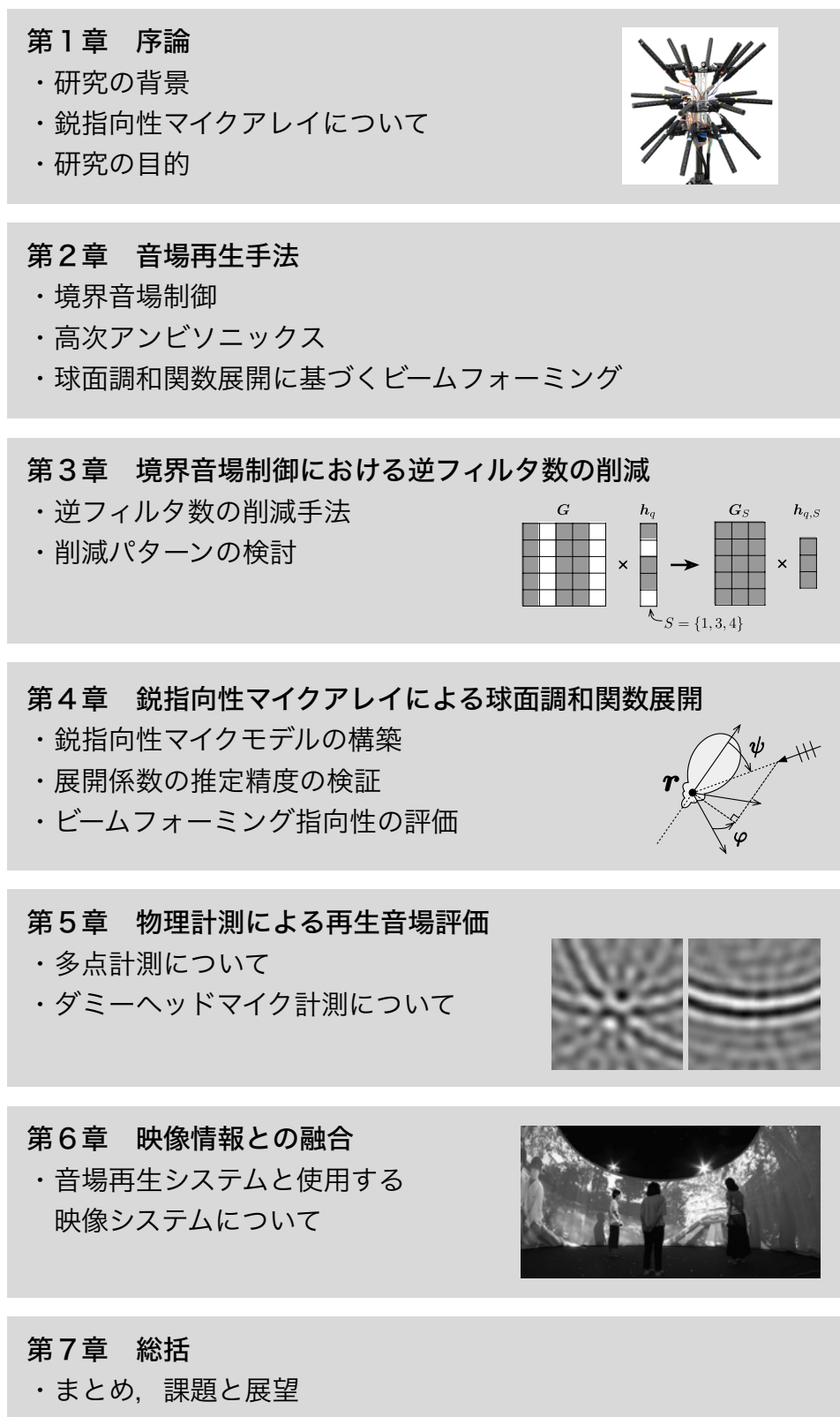


Fig. 1.7: 本論文の構成

第2章 音場再生手法

本研究では、鋭指向性マイクアレイの收音信号からスピーカ信号を算出において、「境界音場制御」、「高次アンビソニックス」および「球面調和関数展開に基づくビームフォーミング」という3つの音場再生手法の適用を行った。

3手法のうち、「境界音場制御」および「高次アンビソニックス」の2つは物理音響的再生手法であり、それぞれ Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式および球面調和関数展開による音場表現に基づいている。

また「球面調和関数展開に基づくビームフォーミング」は、高次アンビソニックスと同様に球面調和関数展開に基づいており、同じプロセスで収録信号を球面調和領域の信号に展開し、それに重みをつけて足し合わせることでビームを合成するものである。この手法により、鋭指向性マイクアレイによる低域の指向性の広がりを補うようにビームを合成することで、理想的な簡易音場再生を実現できる。この場合、振幅パンニングによって方向情報が再生されることから、心理音響的再生手法に分類することができる。

本章では、これらの3つの音場再生手法の理論を解説する。

2.1 境界音場制御

境界音場制御 (Boundary Surface Control, BoSC) は, 1997 年に伊勢が提案した音場制御理論であり [11, 38, 39], Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式と逆フィルタの理論に基づいて, 有限な閉領域の境界面の制御によってその内部の音場を制御する。

2.1.1 Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式

Fig. 2.1 のような有限で音源を含まない閉曲面 S で囲まれた領域 V を考える。この領域内の音圧 $p(\mathbf{r}), \forall \mathbf{r} \in V$ は, 次式のように表される (付録 A.1)。

$$p(\mathbf{r}) = \iint_S \left\{ \frac{\partial p(\mathbf{r}_q)}{\partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) - p(\mathbf{r}_q) \frac{\partial G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q)}{\partial \mathbf{n}} \right\} dS \quad (2.1)$$

ここで, $\mathbf{r}_q \in S$ は境界上の点, $\partial/\partial \mathbf{n}$ は境界上の外向き法線方向偏微分を表す。また, $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q)$ は Green 関数を表し, 3次元空間においては以下のようなになる。

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) = \frac{e^{ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_q|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}_q|} \quad (2.2)$$

この式は Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式と呼ばれ, 領域 V 内の任意の点の音圧は, 境界 S 上の音圧と音圧勾配から一意に定まることが示される。この積分方程式は, BoSC 理論の根幹であり, 再現したい原音場の領域境界上の音圧と音圧勾配を測定して, 別の空間で制御することで, 内部音場を再現できることがわかる。

実際には境界上の音圧と音圧勾配の連続的な分布を測定するのは難しく, 離散化を行う必要がある。離散化の影響として, 空間エイリアシング [13] により, 再現すべき波面の他に不要な波面が到来することが挙げられる [6]。空間エイリアシングが生じ始める境界周波数 f_{alias} は, 次式で求められる。

$$f_{\text{alias}} = \frac{c}{2d} \quad (2.3)$$

大谷ら [15, 16] は, この不要な波面により, 音像定位の手がかりとなる頭部伝達関数や両耳間時間差, 両耳間レベル差などの再現性能が低下することを報告している。尾本ら [14] は, 音

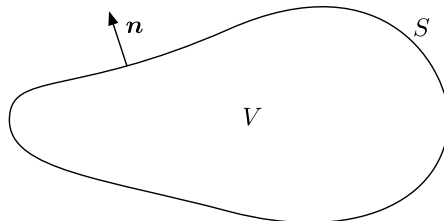


Fig. 2.1: 任意の閉領域 V

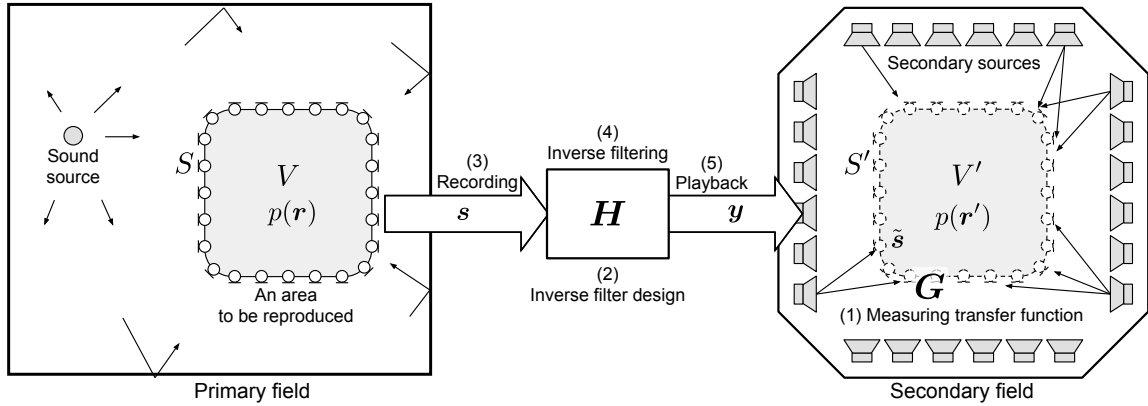


Fig. 2.2: BoSC システムのブロック図

響槽による音像定位性能を主観評価実験により確かめた結果、正中面の音像定位が正確に行えていないことを報告し、その要因として空間エイリアシングの影響について言及している。

また、ある点の音圧と音圧勾配を測定し制御するのは難しいが、音圧と音圧勾配の一意性を利用することで、内部 Dirichlet 条件あるいは内部 Neumann 条件の固有値以外の周波数については、それぞれ音圧のみあるいは音圧勾配のみの制御に置き換えることができる [40, 41]。

BoSC に基づく收音再生システムのブロック図を Fig. 2.2 に示す。一般に、再生領域外に設置した複数のスピーカを使って、境界上の離散的な制御点の音響情報を制御する。手順としては、まず再生音場においてスピーカアレイからマイクアレイまでの伝達関数 G を測定する。このとき、音圧のみを制御する場合は全指向性マイクを用いる。測定された伝達関数 G を元に、その逆フィルタ H を求める。続いて、原音場において同じマイクアレイにより収録する。最後に、収録信号に逆フィルタを畳み込むことでスピーカ信号を得る。

2.1.2 鋭指向性マイクによる境界音場制御

通常境界音場制御では、音圧の制御を目的として全指向性マイクによってアレイを構成する。一方で指向性を有するマイクを用いても BoSC が可能であることは、木村によって示されている [42]。木村の理論は、Fresnel-Kirchhoff の回折公式の変形式に基づいている [43]。

音源位置 \mathbf{r}_s が境界 S から波長に比べて十分遠いとき、および観測点 \mathbf{r} が境界 S から波長に比べて十分遠いとき、それぞれ次のように近似できる。

$$\frac{\partial p(\mathbf{r}_s)}{\partial \mathbf{n}} \approx -ik \cos \phi_{qs} p(\mathbf{r}_s), \quad k \gg \frac{1}{|\mathbf{r}_p - \mathbf{r}_s|} \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q)}{\partial \mathbf{n}} \approx -ik \cos \phi_q G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q), \quad k \gg \frac{1}{|\mathbf{r}_q - \mathbf{r}|} \quad (2.5)$$

ただし、 ϕ_{qs} および ϕ_q は Fig. 2.3 に示すとおりである。このとき、Kirchhoff-Helmholtz 積

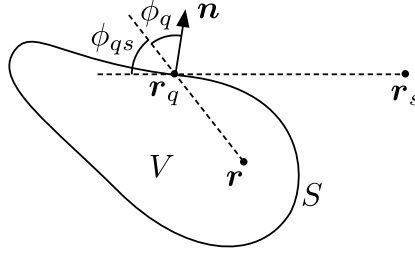


Fig. 2.3: Fresnel–Kirchhoff の回折公式の文字

分方程式 (式 (2.1)) は次のように近似できる。

$$p(\mathbf{r}) \approx \iint_S \left\{ ik(\cos \phi_q - \cos \phi_{qs})p(\mathbf{r}_q)G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) \right\} dS \quad (2.6)$$

これを Fresnel–Kirchhoff の回折公式という。

さらに境界が球面で、かつ観測点 \mathbf{r} が中心付近に位置するという制約を加えると $\cos \phi_q \approx 1$ となることにより、次式を得る。

$$p(\mathbf{r}) \approx \iint_S \left\{ ik(1 - \cos \phi_{qs})p(\mathbf{r}_q)G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) \right\} dS \quad (2.7)$$

ここで、 $(1 - \cos \phi_{qs})p(\mathbf{r}_q)$ は \mathbf{n} 方向に向けたカーディオイド指向性の信号と解釈することができる。

以上より、(1) 音源位置 \mathbf{r}_s が境界 S から波長に比べて十分遠く、(2) 観測点 \mathbf{r} が境界 S から波長に比べて十分遠く、(3) 境界 S が球面で、(4) 観測点 \mathbf{r} が中心付近にある、という4つの制約のもと、カーディオイド指向性マイクによる境界音場制御が可能だと示されている。

ただし、木村は文献 [42] において数値シミュレーションも行っており、カーディオイドではなく鋭指向性マイクを使い、矩形の境界 S により制御した場合でも、領域内部の広範囲で良好な再現ができていていることを示している。本研究では、この数値シミュレーション結果に基づき、鋭指向性マイクで BoSC を行う。

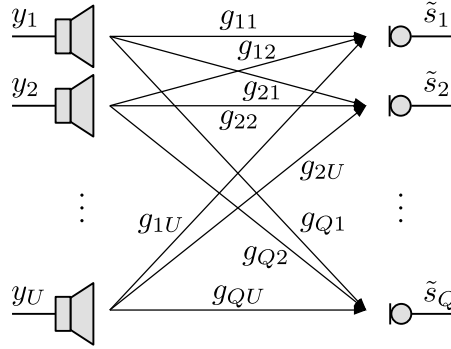
2.1.3 逆フィルタの設計

ここでは周波数領域で逆フィルタを設計する方法を説明する。 q 番目の制御点の信号 $\tilde{s}_q(\omega)$ は、 U 個のスピーカ出力 $y_u(\omega)$ にそれぞれ制御点までの伝達関数 $g_{qu}(\omega)$ を掛けて重ね合わせることで (Fig. 2.4), 次式のように表される。

$$\tilde{s}_q(\omega) = \sum_{u=1}^U g_{qu}(\omega)y_u(\omega), \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (2.8)$$

Q 個の制御点について連立して行列表現すると、

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{G}\mathbf{y} \quad (2.9)$$

Fig. 2.4: U 個のスピーカから Q 点の制御点までの伝達

となる。ここで、制御点信号ベクトル $\tilde{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^Q$ 、スピーカ信号ベクトル $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^U$ 、および伝達関数行列 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{Q \times U}$ は次のように定義している。

$$\tilde{\mathbf{s}} = [s_1(\omega), s_2(\omega), \dots, s_Q(\omega)]^T \quad (2.10)$$

$$\mathbf{y} = [y_1(\omega), y_2(\omega), \dots, y_U(\omega)]^T \quad (2.11)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11}(\omega) & g_{12}(\omega) & \cdots & g_{1U}(\omega) \\ g_{21}(\omega) & g_{22}(\omega) & \cdots & g_{2U}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{Q1}(\omega) & g_{Q2}(\omega) & \cdots & g_{QU}(\omega) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

原音場で収録されたマイク信号ベクトル \mathbf{s} に逆フィルタ $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{U \times Q}$ を作用させて、スピーカ信号 \mathbf{y} を算出するものとする。

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{H} \mathbf{s} \quad (2.13)$$

このとき、収録信号 \mathbf{s} と制御点信号 $\tilde{\mathbf{s}}$ の関係は

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{G} \mathbf{H} \mathbf{s} \quad (2.14)$$

となる。

ここで、収録信号 \mathbf{s} と制御点信号 $\tilde{\mathbf{s}}$ が一致する条件は、単位行列 $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{Q \times Q}$ を用いて次式で表される。

$$\mathbf{G} \mathbf{H} = \mathbf{I} \quad (2.15)$$

\mathbf{G} が正則であれば、逆フィルタは

$$\mathbf{H} = \mathbf{G}^{-1} \quad (2.16)$$

と一意に求めることができる。また、 \mathbf{G} が非正則な場合にも対応するため、一般逆行列 \mathbf{G}^\dagger を用いて以下のように表現する。

$$\mathbf{H} = \mathbf{G}^\dagger \quad (2.17)$$

なお、少なくともスピーカから制御点までの位置関係による遅延を含むため、逆フィルタは非因果的となる。そのため、実時間の実装においては、逆フィルタに遅延を付加することで因果的になるように工夫がなされる。

以上のようにして算出した逆フィルタの要素数は、 $U \times Q$ すなわちスピーカ数とマイク数の積で表される。鋭指向性マイクアレイを用いた收音再生システムに適用する場合、 $24 \times 24 = 576$ 個となる。

2.2 高次アンビソニックス

高次アンビソニックス (Higher-order Ambisonics, HOA) は、音場の球面調和関数による展開表現に基づく音場再生手法である。HOA の起源となるアンビソニックスは、1970 年代に Michael Gerzon(1945–1996) によって提案された [44–46]。その後、1990 年代に Bamford と Vanderkooy により、アンビソニックスの平面波の球面調和関数展開 [47] に基づいた説明され [48]、2D2 次アンビソニックスに拡張される。1999 年には、Furce と Malham が、Bamford らの拡張を組み込みながら、2 次以上の 3D アンビソニックスに拡張した [49]。

高次アンビソニックスでは、原音場で収録されたマイクアレイ信号から球面調和領域の展開係数を分析し、それが再生音場で再現されるよう再生信号を決定する。ここでは、音場の球面調和関数展開による表現について概説したのち、一般的な球状マイクアレイ等による高次アンビソニックスの収録手法、および再生信号の算出方法について解説する。

2.2.1 球面調和関数と球ベッセル関数

3次元音場の内部問題、つまり Fig. 2.5 に示すような半径 a の球領域 V の外部にのみ音源が存在するとき、点 $\mathbf{r} \in V$ の音圧 p は角度方向に関する球面調和関数 $Y_{nm}(\theta, \phi)$ と動径方向に関する球ベッセル関数 $j_n(kr)$ を用いて以下のように表現できる [50]。

$$p(\mathbf{r}, k) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n B_{nm}(k) j_n(kr) Y_{nm}(\theta, \phi) \quad (2.18)$$

ただし、 k は波数を表す。係数 $B_{nm}(k)$ は展開係数である。この表現は、波動方程式を極座標系 (Fig. 2.6) で表すことに由来している (付録 A.2)。

球面調和関数

本論文では、 $Y_{nm}(\theta, \phi)$ は実数値の球面調和関数を指し、次式で定義する。

$$Y_{nm}(\theta, \phi) \equiv \sqrt{\frac{(2n+1)(n-|m|)!}{4\pi(n+|m|)!}} P_n^{|m|}(\cos\theta) \begin{cases} \sqrt{2} \sin(|m|\phi) & \text{if } m < 0 \\ 1 & \text{if } m = 0 \\ \sqrt{2} \cos(|m|\phi) & \text{if } m > 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

ここで、 $P_n^{|m|}$ はルジャンドル陪関数である。 n は次数 (order)、 m は位数 (degree) と呼ばれる。

また、複素数値の球面調和関数 $Y_n^m(\theta, \phi)$ も一般に広く使われており、

$$Y_n^m(\theta, \phi) \equiv \sqrt{\frac{(2n+1)(n-|m|)!}{4\pi(n+|m|)!}} P_n^{|m|}(\cos\theta) e^{i\omega\phi} \quad (2.20)$$

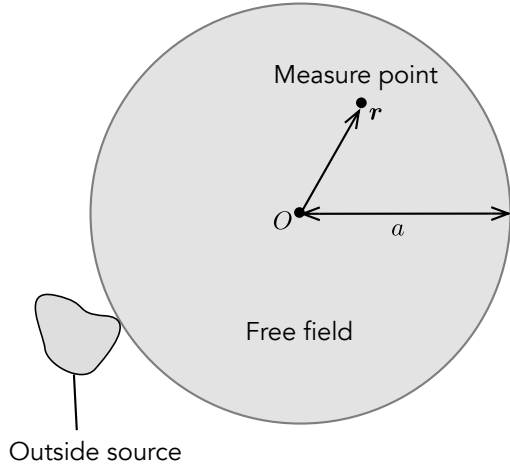


Fig. 2.5: 式 (2.18) の妥当領域

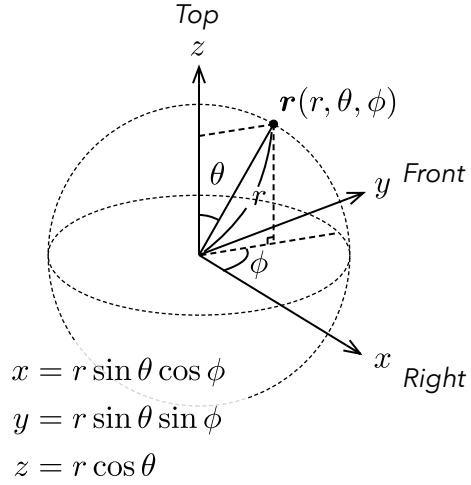


Fig. 2.6: 極座標系

実数値の球面調和関数は複素数値のものから以下のように変換できる。

$$Y_{nm} = \begin{cases} \sqrt{2}(-1)^m \text{Im}[Y_n^m] & \text{if } m < 0 \\ Y_n^0 & \text{if } m = 0 \\ \sqrt{2}(-1)^m \text{Re}[Y_n^m] & \text{if } m > 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

本論文では実数値の球面調和関数 $Y_{nm}(\theta, \phi)$ を使用するが、複素数値関数との読み替えができるよう、複素共役に関する記号は省略せずに記述している。

球面調和関数は正規直交性

$$\langle Y_{nm}, Y_{n'm'} \rangle = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi Y_{nm}(\theta, \phi) Y_{n'm'}(\theta, \phi)^* \sin \theta d\theta d\phi = \delta_{nn'} \delta_{mm'} \quad (2.22)$$

をもつ。ただし、 δ はクロネッカーのデルタである。したがって、展開係数 $B_{nm}(k)$ は $j_n(kr) \neq 0$ のとき次式によって与えられる。

$$B_{nm}(k) = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{p(\mathbf{r}, k)}{j_n(kr)} Y_{nm}^*(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.23)$$

Fig. 2.7 に 4 次までの球面調和関数を図示する。

$n = 0$ では全指向性であり、 $n = 1$ ではそれぞれ x, y, z 方向を向いた双指向性である。次数 n が大きくなるほど、球面上の空間的な周波数が高くなっていることがわかる。

球ベッセル関数

また、式 (2.18) の球ベッセル関数 $j_n(x)$ は次式で定義される [50]。

$$j_n(x) \equiv \left(\frac{1}{2x} \right)^{1/2} J_{n+1/2}(x) \quad (2.24)$$

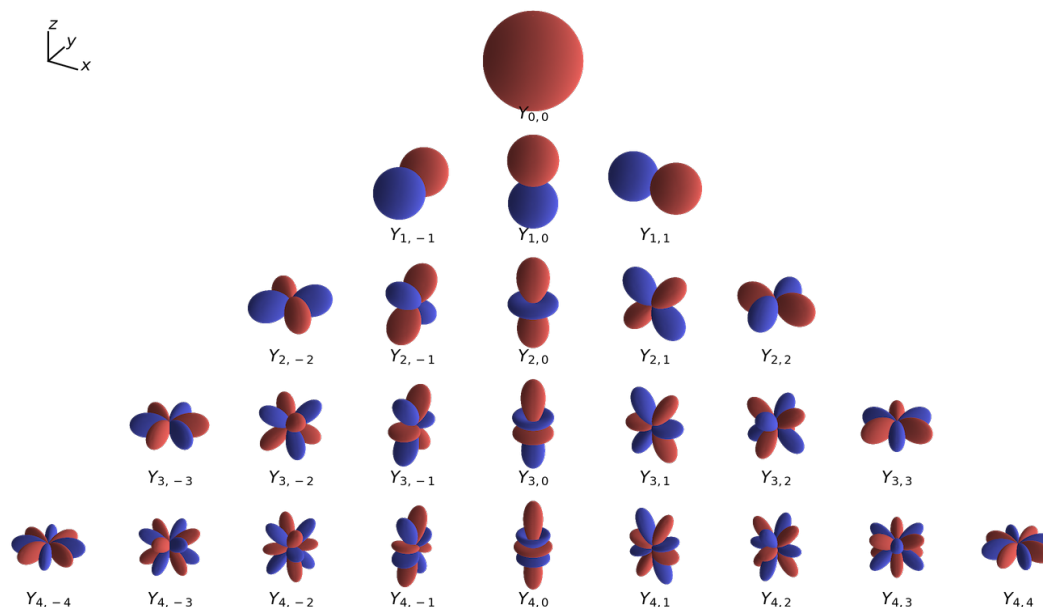


Fig. 2.7: 4次までの実数値球面調和関数

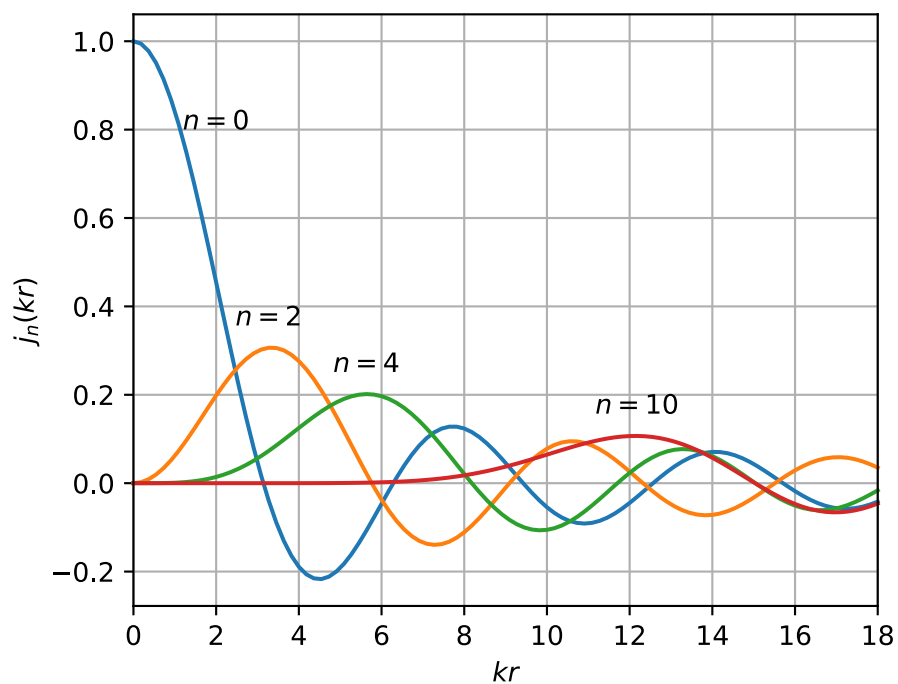


Fig. 2.8: 球ベッセル関数 $j_n(kr)$ の例 ($n = 0, 2, 4, 10$)

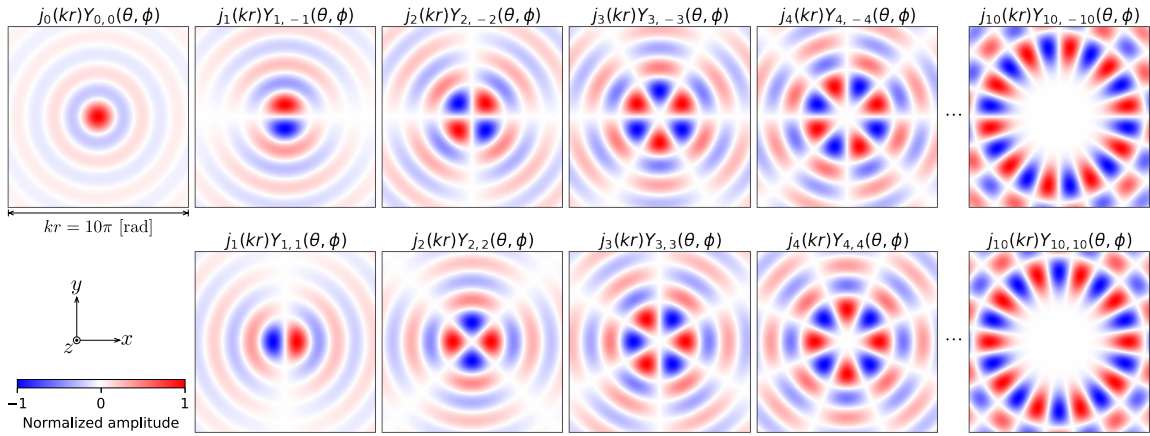


Fig. 2.9: $j_n(kr)Y_{nm}(\theta, \phi)$ の例。 $z = 0$ の xy 平面の分布を図示。

ここで、 $J_n(x)$ はベッセル関数である。Fig. 2.8 に、球ベッセル関数をいくつか図示する。注目すべき特徴は、次数 n が大きくなるほど、最大値をとる点は原点から遠ざかることである。ここで、式 (2.18) の $j_n(kr)Y_{nm}(\theta, \phi)$ を、いくつかプロットした (Fig. 2.9)。これを見ると、次数 n が大きい要素ほど、原点から離れた分布を主に表現していることがわかる。つまり、次数 n が高い成分ほど原点近傍の音場にあまり影響しない。

2.2.2 平面波および球面波の球面調和関数展開

(ψ, φ) から到来する波数 k の平面波の音圧は

$$e^{i\mathbf{k}^T \mathbf{r}} = 4\pi \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n i^n j_n(kr) Y_{nm}(\theta, \phi) Y_{nm}^*(\psi, \varphi) \quad (2.25)$$

のように球面調和関数展開できる。ただし、 $\mathbf{k} \equiv [k \sin \varphi \cos \psi \quad k \sin \varphi \sin \psi \quad k \cos \varphi]^T$ と定義した。したがって、平面波の展開係数 B_{nm} は

$$B_{nm}(k) = 4\pi i^n Y_{nm}^*(\psi, \varphi) \quad (2.26)$$

である。

また、位置 $\mathbf{r}_s(r_s, \psi, \varphi)$ の点音源が作る音圧については、

$$\frac{e^{ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_s|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}_s|} = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n ikh_n^{(1)}(kr_s) j_n(kr) Y_{nm}(\theta, \phi) Y_{nm}^*(\psi, \varphi) \quad (2.27)$$

のように球面調和関数展開できる。したがって、球面波の展開係数 B_{nm} は

$$B_{nm}(k) = ikh_n^{(1)}(kr_s) Y_{nm}^*(\psi, \varphi) \quad (2.28)$$

である。

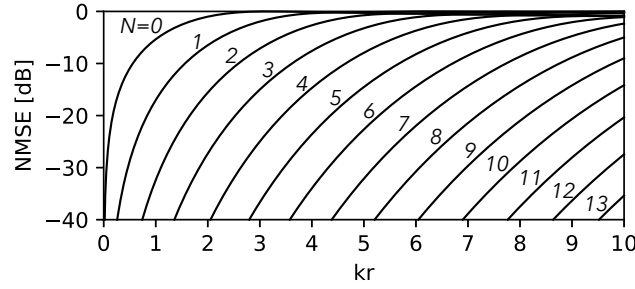


Fig. 2.10: 平面波を0から13次で打ち切ったときの正規化平均二乗誤差)。文献 [51] を基に作成。

2.2.3 有限次数による打ち切り誤差

HOA では、原音場の展開係数 $B_{nm}(k)$ をマイクアレイによって推定し、その値を基にスピーカ信号を求める。このとき無限次数の展開係数 $B_{nm}(k)$ を、推定・伝送・合成するのは現実的ではない。したがって、級数を有限の次数 N で打ち切ったもの

$$p_N(\mathbf{r}, k) = \sum_{n=0}^N \sum_{m=-n}^n B_{nm}(k) j_n(kr) Y_{nm}(\theta, \phi) \quad (2.29)$$

が使われる。

打ち切りによる誤差を定量的に調べるため、正規化平均二乗誤差 (Normalized Mean Square Error: NMSE) を

$$e_N(kr) = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |p(\mathbf{r}, k) - p_N(\mathbf{r}, k)|^2 \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |p(\mathbf{r}, k)|^2 \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.30)$$

と定義し、平面波 (式 2.25) については以下のようなになる [51]。

$$e_N(kr) = 1 - \sum_{n=0}^N (2n+1) (j_n(kr))^2 \quad (2.31)$$

Fig. 2.10 は、平面波音場を次数0から13までで打ち切った場合の原点からの距離と誤差を示している。もし一定の誤差以下の音場を得るためには、 kr が大きいほど、高い次数 N で打ち切る必要があることがわかる。また、Ward ら [51] は、Fig. 2.10 の観察から、 kr の値が打ち切り次数 N の値と等しくなるときに、誤差は概ね4% (-14 dB) になるとしている。

$$[kr_0] = N \quad (2.32)$$

ただし、 $[\cdot]$ は天井関数を表す。したがって、誤差が4%以下となる球の半径 r_0 は、次式で得られる。

$$r_0 \approx \frac{Nc}{2\pi f} \quad (2.33)$$

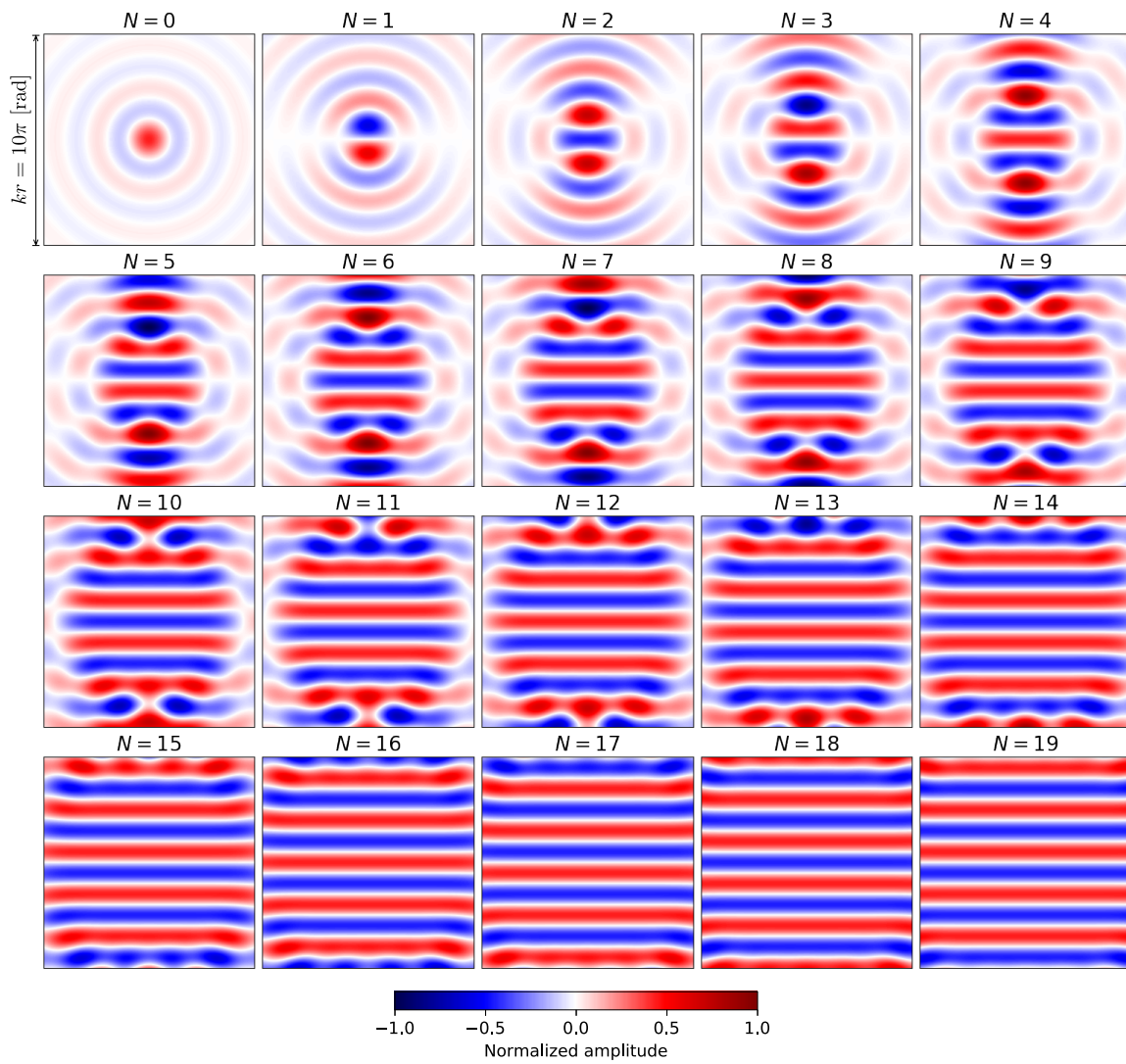


Fig. 2.11: 平面波音場を打ち切り次数 N を 0 から 19 までで表現した例。係数 $B_{nm}(k)$ は $4\pi i^N i^m Y_{nm}^*(\theta_i, \phi_i)$ として実部を図示している (図の明解さのため、 i^N を掛けている)。

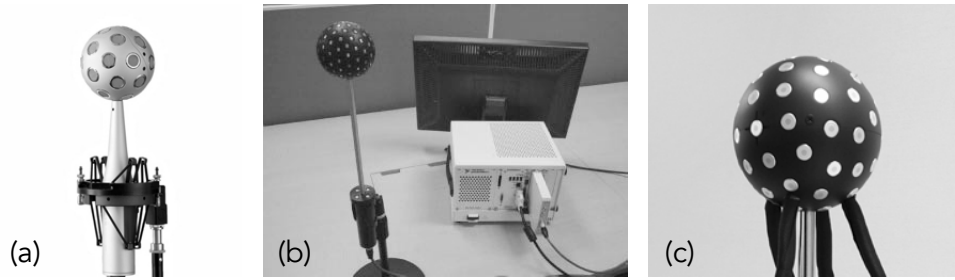


Fig. 2.12: 球状マイクアレイの例。(a) 半径 4.2 cm 32 ch Eigenmike アレイ ([53] より引用)。(b) 半径 3.5 cm の 121 ch アレイ ([54] より引用)。(c) 64 ch フィボナッチ螺旋型アレイ ([55] より引用)。

ここで、 c は音速、 f は周波数を示す。打ち切り次数 N が大きいほど、また周波数が低いほど、原点から遠い距離の音場も表現できるようになる。Fig. 2.11 に、平面波音場を打ち切り次数 N を 0 から 19 までで表現した例を示す。打ち切り次数 N が大きいほど、原点から遠い距離まで表現できることがわかる。

2.2.4 実音場の球面調和関数展開

実音場の球面調和関数展開係数情報は、一般にマイクアレイの収録信号から推定される。マイク配置やマイク指向性に応じて推定手法が幾つか提案されている。

球状マイクアレイによる解析

球状アレイ、つまり一定の半径にマイクを並べたアレイを用いる場合について説明する。

まず、全指向性マイクロホンを半径 R の球状に配置したアレイ信号に対しては式 (2.23) を数値的に積分することで、 $j_n(kR) \neq 0$ のとき展開係数が近似的に求められる。しかし、 $j_n(kR) = 0$ となる周波数（禁止周波数）においては、展開係数が不定となる [52]。

これを避けるため、単一指向性マイクロホンを配置したアレイや、剛体球の表面上に全指向性マイクロホンを配置したアレイ（剛球アレイ）が提案されている。Fig. 2.12 の事例に示すように、剛球アレイの実装事例が多く、市販されているものもある [53-55]。

これらを一般化すると、半径 R の球面上に Q 個のマイクを配置したとき、点 $\mathbf{r}_q(R, \theta_q, \phi_q)$ に位置するマイク信号 s は、以下のように表現される [52, 56]。

$$s(\mathbf{r}_q, k) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n B_{nm}(k) b_n(kR) Y_{nm}(\theta_q, \phi_q) \quad (2.34)$$

ここで、 $b_n(kR)$ は動径方向についての関数で、アレイ構成に応じて設定される。Table 2.1 は、中空・全指向性マイクアレイ (Open sphere)、半径 a の剛球・全指向性マイクアレイ (Rigid

Table 2.1: アレイ構成と $b_n(kR)$

Array configuration	$b_n(kR)$
Open sphere	$j_n(kR)$
Rigid sphere	$j_n(kR) - \frac{j_n'(ka)}{h_n^{(1)'}(ka)} h_n^{(1)'}(kR)$
Cardioid	$\alpha j_n(kR) - (1 - \alpha) i j_n'(kR)$

sphere) および中空・単一指向性マイクアレイ (Cardioid) の場合の $b_n(kR)$ をそれぞれ示す。なお、鋭指向性マイクアレイのための動径方向関数 $b_n(kR)$ は提案されていないため、本論文の4章で新たに構築する。ここで、球面調和関数の正規直交性 (式 (2.22)) より、 $b_n(kr) \neq 0$ のとき

$$B_{nm}(k) = \frac{1}{b_n(kr)} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi s(\mathbf{r}_q, k) Y_{nm}^*(\theta_q, \phi_q) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.35)$$

と表される。したがって、 Q 個のマイクにより球面上をサンプリングする場合、離散化することで

$$\hat{B}_{nm}(k) = \frac{1}{b_n(kr)} \sum_{q=1}^Q w_q s(\mathbf{r}_q, k) Y_{nm}^*(\theta_q, \phi_q) \quad (2.36)$$

として推定する。ここで w_q は重みである。

また、式 (2.36) の手法のほかに、線型方程式を解くことで推定する手法もある [57]。式 (2.34) を次数 N で打ち切り、 Q 個のマイクロホン信号について連立して行列形式で表すと、

$$\mathbf{s}(k) \approx \mathbf{Y} \text{diag}[b_n(kR)] \mathbf{b} \quad (2.37)$$

ここで、

$$\mathbf{s} = [s(\mathbf{r}_1, k), s(\mathbf{r}_2, k), \dots, s(\mathbf{r}_Q, k)]^T \quad (2.38)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{0,0}(\theta_1, \phi_1) & Y_{1,-1}(\theta_1, \phi_1) & \cdots & Y_{N,N}(\theta_1, \phi_1) \\ Y_{0,0}(\theta_2, \phi_2) & Y_{1,-1}(\theta_2, \phi_2) & \cdots & Y_{N,N}(\theta_2, \phi_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{0,0}(\theta_Q, \phi_Q) & Y_{1,-1}(\theta_Q, \phi_Q) & \cdots & Y_{N,N}(\theta_Q, \phi_Q) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$\mathbf{b} = [B_{0,0}(k), B_{1,-1}(k), B_{1,0}(k), B_{1,1}(k), \dots, B_{N,N}(k)]^T \quad (2.40)$$

となる。したがって、一般逆行列を用いて、次式のように推定することができる。

$$\hat{\mathbf{b}}(k) = \text{diag} \left[\frac{1}{b_n(kR)} \right] \mathbf{Y}^\dagger \mathbf{s}(k) \quad (2.41)$$

非球状マイクアレイによる解析

非球状アレイ、つまり展開中心からマイクまでの距離が均一でない場合は、動径方向成分を含めたマトリックス

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} b_0(kr_1)Y_{0,0}(\theta_1, \phi_1) & b_1(kr_1)Y_{1,-1}(\theta_1, \phi_1) & \cdots & b_N(kr_1)Y_{N,N}(\theta_1, \phi_1) \\ b_0(kr_2)Y_{0,0}(\theta_2, \phi_2) & b_1(kr_2)Y_{1,-1}(\theta_2, \phi_2) & \cdots & b_N(kr_2)Y_{N,N}(\theta_2, \phi_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_0(kr_Q)Y_{0,0}(\theta_Q, \phi_Q) & b_1(kr_Q)Y_{1,-1}(\theta_Q, \phi_Q) & \cdots & b_N(kr_Q)Y_{N,N}(\theta_Q, \phi_Q) \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

を構成し、以下のように \mathbf{b} を推定する [58]。

$$\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{T}^\dagger \mathbf{s} \quad (2.43)$$

2.2.5 スピーカアレイ再生信号の算出

HOA では、ある音場の展開係数 B_{nm} を求めることを「エンコーディング」、 B_{nm} からスピーカ信号を求めることを「デコーディング」と呼ぶ。

スピーカ信号の算出は the re-encoding principle [59, 60] と呼ばれる原理に基づく。これは、Fig. 2.13 に示すように、スピーカアレイにより再生された音場を再びエンコーディングすることを考えたときに、その展開係数が原音場のものと一致するように、スピーカ信号を求めるというものである。

まず、スピーカの再生信号ベクトル \mathbf{y} は、展開係数ベクトル \mathbf{b} にあるデコーディング行列 \mathbf{D} を作用させることで計算されるものとする。

$$\mathbf{y} = \mathbf{D}\mathbf{b} \quad (2.44)$$

ここで、

$$\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_U]^T \quad (2.45)$$

$$\mathbf{b} = [B_{0,0}, B_{1,-1}, \dots, B_{N,N}]^T \quad (2.46)$$

ただし、 w_u は u 番目のスピーカ信号を表す。

この再生信号による音場を re-encoding する。受聴点から各スピーカまでの距離は一定で、かつ十分に離れていると仮定すると、スピーカを平面波源とみなしてエンコーディングすることができる。平面波の展開係数は式 (2.26) で表現されるので、re-encoding された展開係数は $\tilde{\mathbf{b}}$ は以下のように表される。

$$\tilde{\mathbf{b}} = \mathbf{C}\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{D}\mathbf{b} \quad (2.47)$$

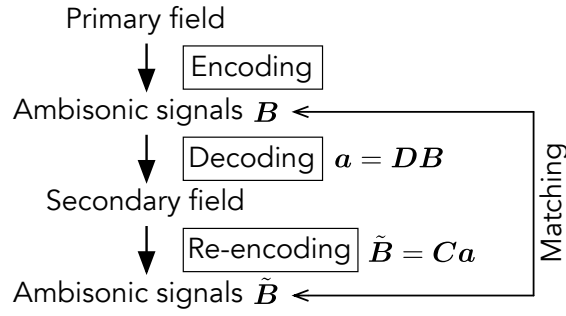


Fig. 2.13: The re-encoding principle の概念図

ここで, re-encoding 行列 C は,

$$C = \text{diag}[4\pi i^n] \begin{bmatrix} Y_{0,0}^*(\theta_1, \phi_1) & Y_{0,0}^*(\theta_2, \phi_2) & \cdots & Y_{0,0}^*(\theta_U, \phi_U) \\ Y_{1,-1}^*(\theta_1, \phi_1) & Y_{1,-1}^*(\theta_2, \phi_2) & \cdots & Y_{1,-1}^*(\theta_U, \phi_U) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N,N}^*(\theta_1, \phi_1) & Y_{N,N}^*(\theta_2, \phi_2) & \cdots & Y_{N,N}^*(\theta_U, \phi_U) \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

となる。したがって, b と \hat{b} をできるだけ一致させるようなデコーディング行列 D は, 次式で求められる。

$$D = C^\dagger \quad (2.49)$$

また, スピーカの距離を考慮したい場合には, スピーカを点音源とみなしてデコーディング行列をつくる [61]。球面波の展開係数は式 (2.28) で表現されるので, スピーカの距離を r_u として, re-encoding 行列 C は,

$$C = \begin{bmatrix} ikh_0^{(1)}(kr_1)Y_{0,0}^*(\theta_1, \phi_1) & \cdots & ikh_0^{(1)}(kr_U)Y_{0,0}^*(\theta_U, \phi_U) \\ ikh_1^{(1)}(kr_1)Y_{1,-1}^*(\theta_1, \phi_1) & \cdots & ikh_1^{(1)}(kr_U)Y_{1,-1}^*(\theta_U, \phi_U) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ ikh_N^{(1)}(kr_1)Y_{N,N}^*(\theta_1, \phi_1) & \cdots & ikh_N^{(1)}(kr_U)Y_{N,N}^*(\theta_U, \phi_U) \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

となる。本論文では, スピーカを点音源とみなして, デコーディング行列を求めることとする。

2.3 球面調和関数展開に基づくビームフォーミング

ビームフォーミングはセンサアレイを使い所望の指向性を作り出す技術である。ビームフォーミングを使用して音場再生を行う場合は、簡易音場再生の考え方に基づいて、各スピーカに対応する方向のビームを持つように再生信号を計算する。このとき、ビームの指向性は、広い周波数帯域で同一の指向性を持つことが望ましい。指向性が周波数によって変動すると、指向性が広い周波数でスピーカ出力が過剰になってしまうためである。そこで本研究では、広い周波数帯域で同一の指向性を持つビームを合成できる球面調和関数展開に基づくビームフォーミング手法 [62] を適用する。

球面調和関数展開に基づくビームフォーミングの原理

一般にビーム信号 y は、3次元空間内に配列したマイク信号 s_q を重み w_q をつけて加算することで

$$y = \sum_{q=1}^Q w_q s_q \quad (2.51)$$

のように表現される (Fig. 2.14(a))。重み w_q の設計法として代表的なものとして、遅延和ビームフォーミングが挙げられる。この手法ではマイク間の到来時間差を補償するように、重み w_q を決定する。サイドローブの制御が不可能であったり、周波数によって指向性係数が変動する。そこで、球面調和領域でビームを合成する手法が提案されている。

球面調和関数展開に基づくビームフォーミングでは、まずマイク信号が球面調和領域の信号 E_{nm} に分解され、それらに対して重み w_{nm} 付けして合成される (Fig. 2.14(b))。

$$y = \sum_{n=0}^N \sum_{m=-n}^n w_{nm} E_{nm} \quad (2.52)$$

この定式化により、広い周波数帯域で同一の指向性を持つビームを作成や、ビームの回転（ステアリング）が容易になる。

本研究では、信号 E_{nm} を次式のように定義する。

$$E_{nm} = \frac{B_{nm}^*}{4\pi i^n} \quad (2.53)$$

これは、平面波音場の展開係数 B_{nm} は式 (2.26) で表現されることから、この信号 E_{nm} の指向性が球面調和関数 Y_{nm} に一致するように定義している。展開係数 B_{nm} は、2.2.4 項に記したように HOA と同様のプロセスで算出できる。

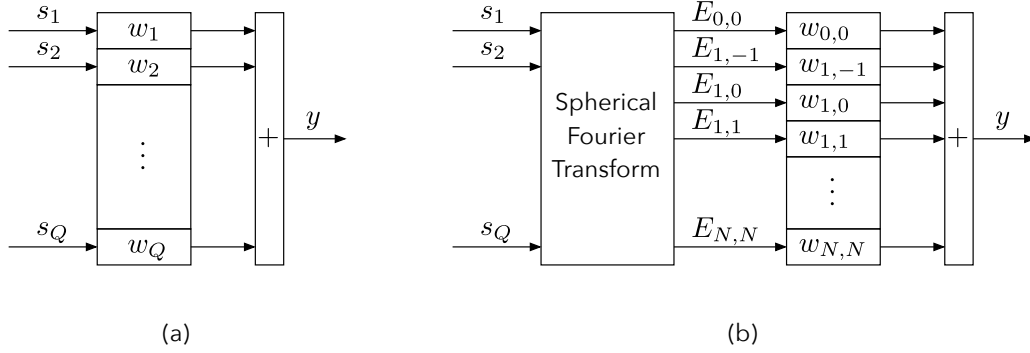


Fig. 2.14: 空間領域 (a) および球面調和領域 (b) のビームフォーミングのブロック図。文献 [62] を基に作成。

ビーム指向性の設計

ここでは、軸対称指向性のビームの合成を考える。軸対称の指向性 $F(\psi, \varphi)$ は位数 $m = 0$ の球面調和関数を用いて次式のように展開できる。

$$F(\psi, \varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} d_n Y_{n0}(\psi, \varphi) \quad (2.54)$$

ここで、展開係数 d_n は、球面調和関数の正規直交性により次式で求められる。

$$d_n = \int_{\Omega} F(\psi, \varphi) Y_{n0}^*(\psi, \varphi) d\Omega \quad (2.55)$$

軸対称指向性のビーム方向を (θ_l, ϕ_l) に回転（ステアリング）したものは、以下のように表される [63]。

$$F(\psi - \theta_l, \varphi - \phi_l) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n d_n \sqrt{\frac{4\pi}{2n+1}} Y_n^{m*}(\theta_l, \phi_l) Y_n^m(\psi, \varphi) \quad (2.56)$$

これは、ルジャンドル関数の加法定理

$$P_n(\cos(\psi - \theta_l)) = \sum_{m=-n}^n \frac{(n-m)!}{(n+m)!} P_n(\cos \psi) P_n(\cos \theta_l) \quad (2.57)$$

による。

したがって、重みを以下のように設定することで、指向性 $F(\psi - \theta_l, \varphi - \phi_l)$ を有限次数 N で近似したビームを合成できる。

$$w_{nm} = d_n \sqrt{\frac{4\pi}{2n+1}} Y_{nm}^*(\theta_l, \phi_l) \quad (2.58)$$

2.4 本章のまとめ

本章では、境界音場制御、高次アンビソニックス、および球面調和関数展開に基づくビームフォーミングの原理について、それぞれ解説を行った。

境界音場制御は、Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式と逆フィルタの理論に基づく手法である。逆フィルタには、スピーカから全ての制御点までの伝達特性をキャンセルする役割があり、それをマイクアレイ信号に施すことで再生信号を算出する。逆フィルタは多入力多出力システムであり、その要素数は一般的にスピーカ数とマイク数の積となる。3章では、この要素数を削減して逆フィルタを設計する手法を提案する。

高次アンビソニックスは、マイクアレイ信号を球面調和関数展開し、その展開係数が再生音場で再現されるような再生信号を算出する。球面調和関数展開においては、マイクアレイの構成や指向性に応じた動径方向関数が必要である。そこで4章では、鋭指向性マイクのための動径方向関数を提案する。

高次アンビソニックスの同じプロセスで得られた展開係数から、ビームを形成することも可能である。広い周波数帯域で同一の指向性を合成できるため、鋭指向性マイクアレイによる低域の指向性の広がりや補うようにビームを合成することで、理想的な簡易音場再生が実現できる。これについても、4章において実装を試み、合成された指向性を評価した。

第3章 境界音場制御における逆フィルタ数の削減

鋭指向性マイクアレイによる簡易音場再生では、低い周波数帯域ではマイクの指向性が不十分で、複数のスピーカから過剰な出力や定位の曖昧さといった問題が生じる。この問題を改善するため、BoSCの適用が試みられている [34]。しかし、BoSC再生信号を求める際には、スピーカから制御点までの伝達特性をキャンセルする多入力多出力の逆フィルタ処理を行うため、ある程度の計算負荷を要する。

本章では、計算負荷とBoSCの効果のバランスを調整可能にするため、逆フィルタの任意の数の要素を削減する手法を提案する。このとき、非ゼロ要素の選び方（削減パターン）によって、逆フィルタの性能が変わると考えられる。そこで性能低下を抑える削減パターンについて検討も行う。

3.1 逆フィルタ数の削減手法

逆フィルタのある要素の伝達特性 h_{uq} がゼロであれば、スピーカ出力がゼロとなるので、その要素が存在しないことと同じである。したがって、ある逆フィルタの要素がゼロになるように解くことで、逆フィルタの実質的な要素数を減らすことができる [35]。

式 (2.15) について、 q 番目のマイクについてのみ着目すると、解くべき問題は次式のようになる。

$$\mathbf{G}\mathbf{h}_q = \mathbf{i}_q \quad (3.1)$$

ただし、

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_Q] \quad (3.2)$$

$$\mathbf{I} = [\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \dots, \mathbf{i}_Q] \quad (3.3)$$

とおいた。

ここで、 q 番目のマイクから各スピーカへの逆フィルタ \mathbf{h}_q の要素うち、削除しない要素、すなわち非ゼロ要素を並べたベクトル $\mathbf{h}_{q,S} \in \mathbb{C}^k$ を定義する。

$$\mathbf{h}_{q,S} = [h_{u_1,q}, h_{u_2,q}, \dots, h_{u_k,q}]^T \quad (3.4)$$

ただし、 S は非ゼロ要素のインデックス集合

$$S = \{u_1, u_2, \dots, u_k\} \subset \{1, 2, \dots, U\} \quad (3.5)$$

を表す。同様に、伝達関数行列 $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_U]$ に対して

$$\mathbf{G}_S = [\mathbf{g}_{u_1}, \mathbf{g}_{u_2}, \dots, \mathbf{g}_{u_k}]^T \in \mathbb{C}^{Q \times k} \quad (3.6)$$

と定義する。

この表記を用いれば、逆フィルタのある要素を削除した場合における条件式 (3.1) は、

$$\mathbf{G}_S \mathbf{h}_{q,S} = \mathbf{i}_q \quad (3.7)$$

と表現できる。この表現の概念図を Fig. 3.1 に示す。この図では \mathbf{h}_q の 2 つの要素 $h_{2,q}, h_{5,q}$ を削減しており、 \mathbf{h}_q のゼロ要素とそれに対応する \mathbf{G} の列を白色で示している。

したがって、 \mathbf{h}_q は

$$\mathbf{h}_{q,S} = \mathbf{G}_S^\dagger \mathbf{i}_q \quad (3.8)$$

として求められる。

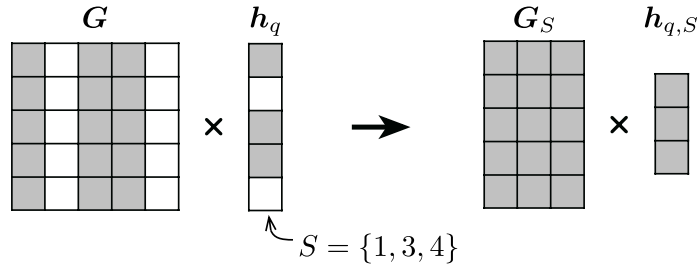


Fig. 3.1: 式 (3.7) の概念図。 $Q = U = 5$ のシステムにおいて、 $S = \{1, 3, 4\}$ とした例である。 h_q の削減される要素、およびそれに対応する G の列を白色で示している。

3.2 削減パターンの検討

削減する逆フィルタの要素が多いほど、 G_S の列数は小さくなる。今、削減によって $\text{rank}(G_S) = k < Q$ すなわち [列数] < [行数] となることを考えると、式 (3.7) を満たす解が存在しない。このような優決定問題では、以下の二乗誤差関数 J を最小化するような近似解を求めることが一般的である。

$$J = \|G_S h_{q,S} - i_q\|_2^2 \quad (3.9)$$

ここで、非ゼロ要素のインデックス S の取り方、つまり h_q のどの要素をゼロとおくか（以下「削減パターン」と呼称する）によって、二乗誤差関数 J の最小値が変わり、ひいては音場再生の性能が変わると考えられる。

h_q の要素数は U であるから、削減パターンは全部で 2^U 個ある（全く削減しないパターンと全て削減するパターンを含む）。この中から適当な削減パターンを選ぶ必要がある。以下では振幅特性に基づく削減パターンと、最適化アルゴリズムに基づく削減パターンを示す。

3.2.1 振幅特性に基づく削減パターン決定手法

逆フィルタを削減するとき、制御点に対する伝達関数の振幅が小さいものから削減すると、誤差 J が小さくなると予想した。この理由を、Fig. 3.2 に示すようなスピーカ数 $U = 3$ 、マイク・制御点数 $Q = 3$ のシステムを例に説明する。

$q = 1$ 番目のマイク信号が入力される逆フィルタ 3 つのうち、どれか 1 つを削減したいとする。 $u = 1$ 番目のスピーカは、 $q = 1$ 番目の制御点に距離が近いので、伝達関数の振幅 $|g_{11}|$ が大きく、その他の制御点への伝達特性の振幅 $|g_{21}|, |g_{31}|$ はそれに比べて小さい。このとき、条件式 (3.1) に基づき、 \tilde{s}_1 を制御しながら \tilde{s}_2, \tilde{s}_3 をゼロにするには、 $u = 1$ 番目のスピーカを使うのが妥当だと思われる。逆に、 $u = 3$ 番目のスピーカは $q = 1$ 番目の制御点への伝達関数の振幅 $|g_{13}|$ が小さい。そのため、 \tilde{s}_1 を制御するために $u = 3$ 番目のスピーカを使うのは、 \tilde{s}_2, \tilde{s}_3 に誤差を与えやすいと予想する。以上の理由から、 $u = 3$ 番目のスピーカへ接続される要素 h_{31} を削減すると、誤差が小さくなると考える。

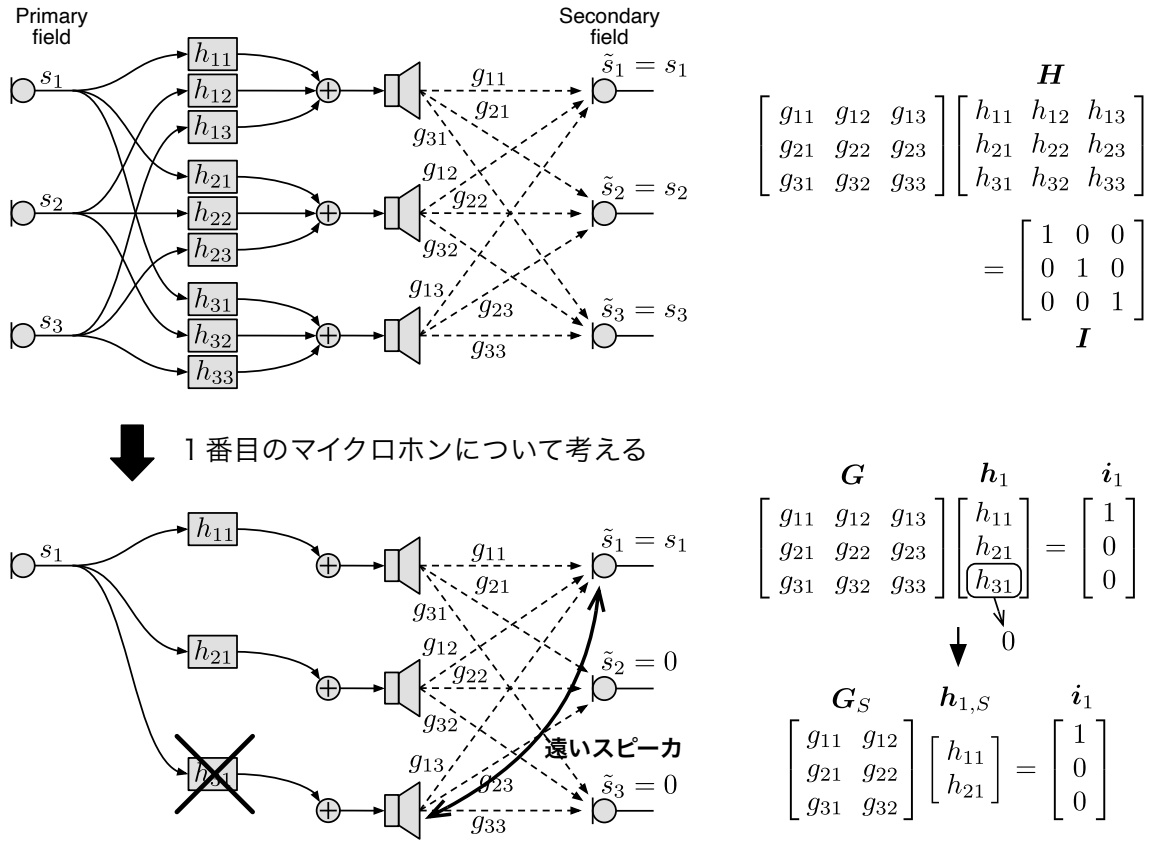


Fig. 3.2: 振幅特性に基づく削減パターンの概念図

これを定式化すると、 q 番目のマイクに対してフィルタ数を s 個に減らすとき、 \mathbf{h}_q の非ゼロ要素のインデックス集合 S は

$$S = \text{supp}(\mathcal{H}_s(\mathbf{G}^T \mathbf{i}_q)) \quad (3.10)$$

となる。ここで、 s -スパース作用素 $\mathcal{H}_s(\mathbf{v})$ は、 \mathbf{v} の要素から絶対値の大きい順に s 個選び、それ以外をゼロにする作用素である。また、 supp は非ゼロ要素のインデックスの集合を表す。

このように、 q 番目の制御点に対して振幅の小さいスピーカから順に削除する削減パターン決定手法を、本論文では「振幅特性に基づく削減パターン」と呼ぶ。

3.2.2 最適化アルゴリズムに基づく削減パターン決定手法

要素数が s 以下という制約の下で、式 (3.9) を最小化するような非ゼロ要素のインデックス S を見つける問題は、最小化問題

$$\underset{\mathbf{h}_q \in \mathbb{C}^Q}{\text{minimize}} \quad \frac{1}{2} \|\mathbf{G}\mathbf{h}_q - \mathbf{i}_q\|_2^2 \quad \text{subject to} \quad \|\mathbf{h}_q\|_0 \leq s \quad (3.11)$$

に帰着する。ここで、 ℓ^0 ノルム $\|\mathbf{h}_q\|_0$ は、 \mathbf{h}_q の非ゼロ要素の個数を数えたものある。つまり、指定した個数 s 以下で、条件式 (3.1) の最小二乗解を探索する問題である。

このような ℓ^0 ノルム制約付き最適化問題は「 s -スパース近似 (s -sparse approximation)」と呼ばれ、「反復 s -スパースアルゴリズム」や「圧縮サンプリングマッチング追跡」といった反復計算の手法が提案されている [64, 65]。 s -スパース近似は非凸最適化問題であるため、これらのアルゴリズムを用いても局所解への収束しか保証されないが、実用上使えるものとされている [66]。そこで、最適化アルゴリズムに基づく削減パターン決定手法として、これらのアルゴリズムの適用を試みる。

以下、アルゴリズムを説明する。

反復 s -スパースアルゴリズム

反復 s -スパースアルゴリズム (iterative s -sparse algorithm) [64] は、 s -スパース近似に形式的な近接勾配アルゴリズムを適用したものである。

s -スパース近似の問題を制約なしの最適化問題として書き換える。

$$\underset{\mathbf{h}_q \in \mathbb{C}^Q}{\text{minimize}} \quad \frac{1}{2} \|\mathbf{G}\mathbf{h}_q - \mathbf{i}_q\|_2^2 + I_{\Sigma_s}(\mathbf{h}_q) \quad (3.12)$$

$$I_{\Sigma_s}(\mathbf{h}_q) = \begin{cases} 0, & \|\mathbf{h}_q\|_0 \leq s \\ \infty, & \|\mathbf{h}_q\|_0 > s \end{cases} \quad (3.13)$$

この最適化問題に対して、 $I_{\Sigma_s}(\mathbf{h}_q)$ は凸関数ではないが、形式的に近接勾配アルゴリズムを適用する。関数 $I_{\Sigma_s}(\mathbf{h}_q)$ の近接作用素 Π_{Σ_s} は、

$$\Pi_{\Sigma_s} = \mathcal{H}_s(\mathbf{v}) \quad (3.14)$$

となる。

以上より、逆フィルタ削減に適用する反復 s -スパースアルゴリズムは以下ようになる。

\mathbf{h}_q と $\gamma > 0$ を与えて以下を繰り返す。

$$\mathbf{h}_q[k+1] = \mathcal{H}_s(\mathbf{h}_q[k] - \gamma \mathbf{G}^T (\mathbf{G}\mathbf{h}_q[k] - \mathbf{i}_q)), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.15)$$

このとき、 $\{\mathbf{h}_q[0], \mathbf{h}_q[1], \mathbf{h}_q[2], \dots\}$ が局所最適解に収束する条件は、

$$\gamma < \frac{1}{\lambda_{\max}(\mathbf{G}^T \mathbf{G})} \quad (3.16)$$

である [64]。 $\lambda_{\max}(\cdot)$ は最大固有値を表す。

圧縮サンプリングマッチング追跡 (CoSaMP)

圧縮サンプリングマッチング追跡 (compressive sampling matching pursuit, CoSaMP) [65] とは, 貪欲法の一つである直交マッチング追跡 [67,68] を s -スパース近似に応用した物である。

まず残差ベクトル $\mathbf{r}[k]$ に対して類似度の高い基底を大きい順に $2s$ 個のインデックスを加える。

$$S_k = S_{k-1} \cup \text{supp} \left(\mathcal{H}_{2s} \left(\sum_{i=u}^U \frac{\langle \mathbf{g}_u, \mathbf{r}[k] \rangle}{\|\mathbf{g}_u\|_2} \mathbf{e}_u \right) \right) \quad (3.17)$$

続けて, 次式のように $2s$ 個の基底から求めた最小二乗解 $\tilde{\mathbf{h}}_q$ に対し, 絶対値の大きい順に s 個を選ぶ「枝刈り (prunning)」を行う。

$$\mathbf{h}_q[k+1] = \mathcal{H}_s \left(\sum_{u \in S_k} \tilde{h}_{uq}[k] \mathbf{e}_u \right) \quad (3.18)$$

そして, S_k を $\text{supp}(\mathbf{h}_q[k+1])$ に更新する。これを繰り返す。

逆フィルタ削減に適用する CoSaMP アルゴリズムは以下ようになる。

$\mathbf{h}_q[0] = \mathbf{0}$, $\mathbf{r}[0] = \mathbf{i}_q$, $\Lambda = \{\}$, $k = 0$ とおき, 以下を繰り返す。

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{I}[k] &= \text{supp} \left(\mathcal{H}_{2s} \left(\sum_{i=u}^U \frac{\langle \mathbf{g}_u, \mathbf{r}[k] \rangle}{\|\mathbf{g}_u\|_2} \mathbf{e}_u \right) \right) \\ S_k &= \Lambda \cup \mathcal{I}[k] \\ \tilde{\mathbf{h}}_q[k] &= (\mathbf{G}_{S_k}^T \mathbf{G}_{S_k})^{-1} \mathbf{G}_{S_k}^T \mathbf{i}_q \\ \mathbf{h}_q[k+1] &= \mathcal{H}_s \left(\sum_{u \in S_k} \tilde{h}_{uq}[k] \mathbf{e}_u \right) \\ \Lambda &= \text{supp}(\mathbf{h}_q[k+1]) \\ \mathbf{r}[k+1] &= \mathbf{i}_q - \sum_{u \in S_k} \tilde{h}_{uq} \mathbf{g}_u \\ k &= k+1 \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

3.2.3 削減パターンと最小二乗誤差

数値シミュレーションを行い, 全ての削減パターンと「振幅特性に基づく削減パターン」および「最適化アルゴリズムに基づく削減パターン」の最小二乗誤差 J_{\min} の大きさを比較した。

シミュレーション条件

再生音場は 2 次元平面上の自由音場とした。再生音場のスピーカアレイおよびマイクロホンアレイ (制御点) の配置図を Fig. 3.3 に示す。マイクロホンは半径 0.225 m の円周上に 16 個を均等に配置とした。これは, 再生領域が平均的な人の頭部より大きくなり, 式 (2.3) より

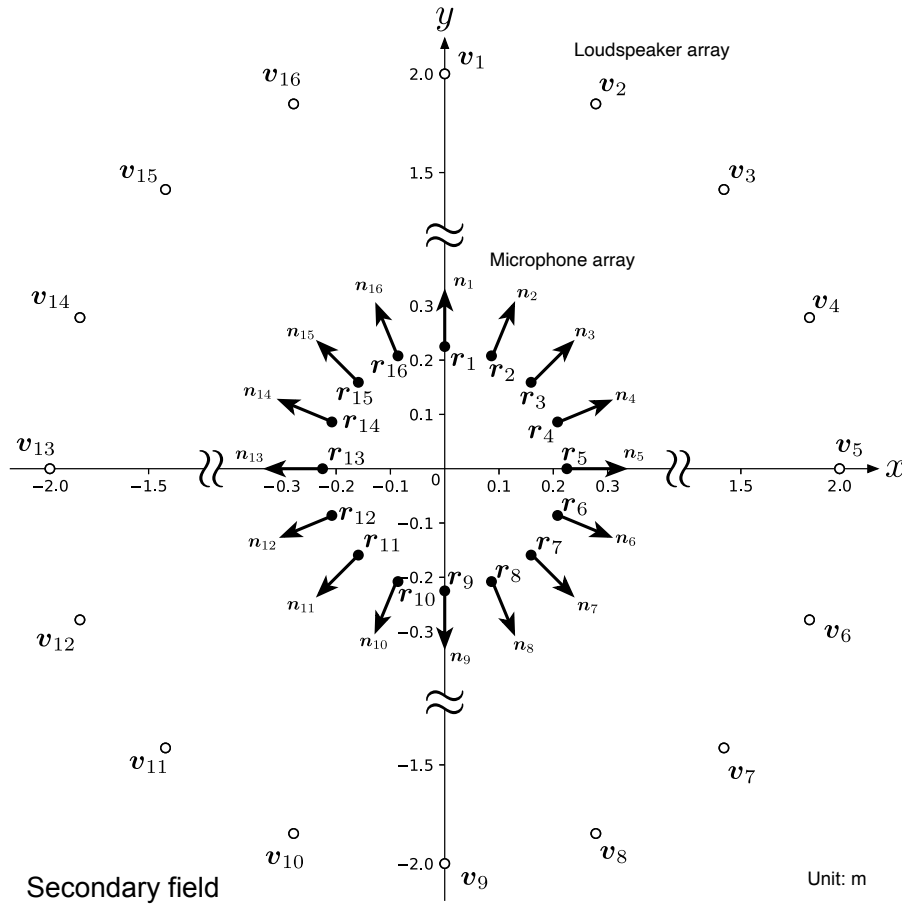


Fig. 3.3: シミュレーションにおける再生音場のマイクロホンとスピーカの配置

f_{alias} が約 2000 Hz になるように設定している。また、マイクロホンの指向特性によって違いがあると考えられるため、全指向性、カーディオイド指向性、およびハイパーカーディオイド指向性の 3 種類について調べた。指向性が最大となる收音軸方向はアレイの外向き法線方向 \mathbf{n}_q とする。スピーカは、マイクロホンと同数の 16 個として、サラウンドシステムの標準的なスピーカ配置に従って半径 2 m の円周上に均等に配置した。

スピーカを点音源（2次元音場なので倍距離 3 dB 減衰）と仮定すれば、 u 番目のスピーカから q 番目のマイクロホンまでの伝達関数は、次式で表せる。

$$g_{qu} = F_{qu} \frac{ie^{-ik|\mathbf{v}_u - \mathbf{r}_q|}}{\sqrt{|\mathbf{v}_u - \mathbf{r}_q|}} \quad (3.20)$$

ここで、 A はスピーカ信号の振幅、 k は波数を示す。 F_{qu} はマイクロホンの指向性係数を表す実数で、次式により全指向性 (Omni-directional) とカーディオイド指向性 (Cardioid)、ハイ

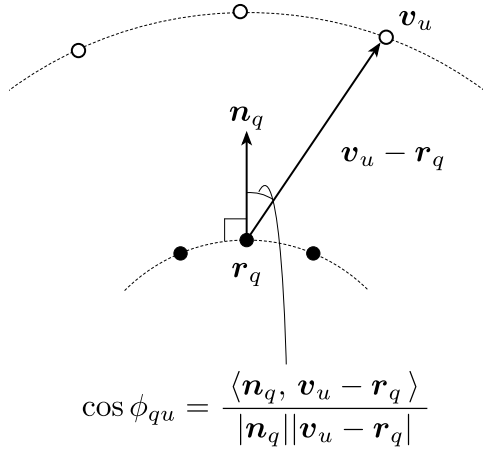
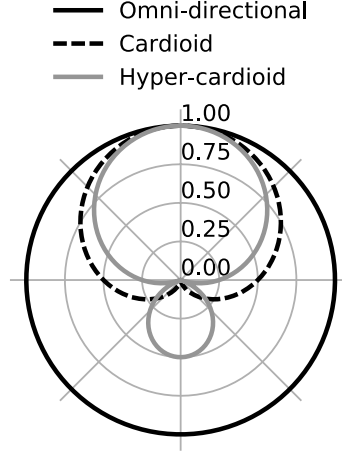
Fig. 3.4: $\cos \phi_{qu}$ 

Fig. 3.5: シミュレーションにおけるマイクロホンの指向性係数。真数で示している。

パーカーディオイド指向性 (Hyper-cardioid) を表現した。

$$F_{qu} = \begin{cases} 1 & \text{(Omni-directional)} \\ 0.5 + 0.5 \cos \phi_{qu} & \text{(Cardioid)} \\ 0.25 + 0.75 \cos \phi_{qu} & \text{(Hyper-cardioid)} \end{cases} \quad (3.21)$$

ただし、 ϕ_{qu} は、 q 番目のマイクロホンの收音軸方向の単位ベクトル \mathbf{n}_q と、 u 番目のスピーカへ向かうベクトル $\mathbf{v}_u - \mathbf{r}_q$ のなす角であり、次式によって余弦が求められる (Fig. 3.4)。

$$\cos \phi_{qu} = \frac{\langle \mathbf{n}_q, \mathbf{v}_u - \mathbf{r}_q \rangle}{|\mathbf{n}_q| |\mathbf{v}_u - \mathbf{r}_q|} \quad (3.22)$$

Fig. 3.5 にこれらの指向特性を示す。

次に、式 (3.8) より q 番目のマイクロホン信号に関する逆フィルタ $\mathbf{h}_{q,S}$ を求める。 q は 1 から 16 の値を取るが、マイクアレイとスピーカアレイはいずれも 16 ch の円形アレイで中心を揃えているため、 q によらず同じ逆フィルタになる。そこで、代表して $q = 1$ の逆フィルタ

$$\mathbf{h}_{1,S} = \mathbf{G}_S^\dagger \mathbf{i}_1 \quad (3.23)$$

を求める。

$\mathbf{h}_{1,S}$ は 16 要素 (スピーカ数) あるので、削減パターンは、全て削減するものと全く削減しないものを含めて、 $2^{16} = 65536$ パターン存在する。全ての削減パターンについて、それぞれ、最小二乗誤差を次式によって求めた。

$$J_{\min} = \|\mathbf{G}_S \mathbf{h}_{1,S} - \mathbf{i}_1\|_2^2 \quad (3.24)$$

シミュレーション条件を Table 3.1 にまとめた。

Table 3.1: 計算機シミュレーションに用いたパラメータ

Frequency (f)	125, 250, 500, 1000, 2000, 4000 Hz
Sound velocity (c)	340 m/s
Loudspeaker number (U)	16
Microphone number (Q)	16
Microphone directivity (F_{qu})	Omni-directional, Cardioid, Hyper-cardioid

結果と考察

Fig. 3.6~3.8 に、それぞれ Omni-directional, Cardioid, Hyper-cardioid の計算結果を示す。横軸は \mathbf{h}_1 の非ゼロ要素の数 s で、軸の左側ほど逆フィルタの要素が少ない。縦軸は最小二乗誤差 J_{\min} である。

箱ひげ図は、全削減パターンの最小二乗誤差 J_{\min} を、非ゼロ要素ごとの分布で表現したものである。したがって箱ひげ図の最小値 (Minimum) は、式 (3.11) を総当り法による最適パターンの最小二乗誤差に相当する。さらに色付きの実線は、振幅特性に基づく削減パターン (Ampl-based) と、最適化アルゴリズムに基づく削減パターンの反復 s -スパースアルゴリズム (ISS) および圧縮サンプリングマッチング追跡 (CoSaMP) の結果を示している。

箱ひげ図に注目すると、Omni-directional, Cardioid, Hyper-cardioid のいずれも、非ゼロ要素数が小さいほど J_{\min} が大きくなる傾向がある。また、同じ非ゼロ要素数であっても削減パターンによって J_{\min} が異なることが確認できた。特に Cardioid, Hyper-cardioid の場合、Omni-directional に比べて、箱ひげ図の最大値と最小値の幅や第 1 四分位点 (1st Quartile) や第 3 四分位点 (3rd Quartile) の幅が大きい。よって伝達関数マトリックスの振幅のばらつきによって、 J_{\min} がばらつくと言える。ただし、周波数によって J_{\min} の分布の様子が異なっている。伝達関数は式 (3.20) により計算しているので、周波数による違いは位相特性のみである。よって位相特性によっても J_{\min} が変化することが分かった。

続いて削減パターン決定手法に注目すると、いずれの手法も必ずしも最小値に一致しない。Ampl-based, ISS は、マイクが指向性を有する Cardioid, Hyper-cardioid において、125 Hz から 1000 Hz にかけて、第 1 四分位点を下回る。これら 2 つは、大域的な解に一致しない場合もあるが、安定して J_{\min} の小さい解が得られる手法といえる。一方、CoSaMP は、Ampl-based や ISS と比べて、 J_{\min} が大きくなる場合も小さくなる場合もある。今回の結果からは、どのような場合に J_{\min} が大きくなるのかという傾向が分からなかった。

Fig. 3.9 に、 $s = 9$ の場合の各削減パターン決定手法によって決定された削減パターンを示す ($s = 9$ 以外の結果については付録 B に載せた)。 \mathbf{h}_1 を図示しており、非ゼロ要素を黒、ゼロ要素を白で表現している。ただし、Optimum は総当り法による削減パターンである。

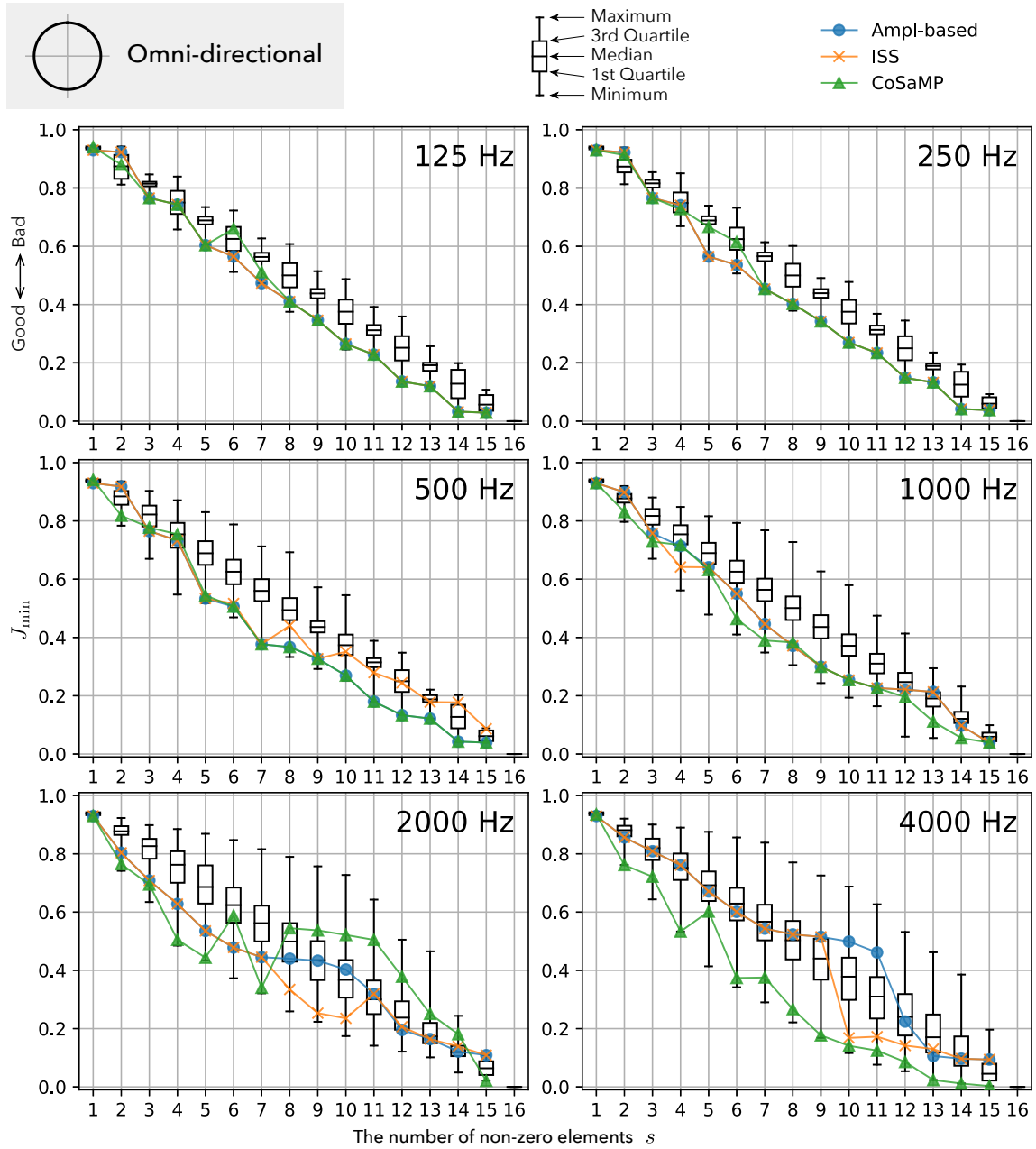


Fig. 3.6: 全指向性マイクの場合、 \mathbf{h}_1 の非ゼロ要素の数 s ごとの全削減パターンの最小二乗誤差の分布 (箱ひげ図) と、振幅特性に基づく削減パターン (Ampl-based) および最適化アルゴリズムに基づく削減パターン (ISS, CoSaMP) の最小二乗誤差

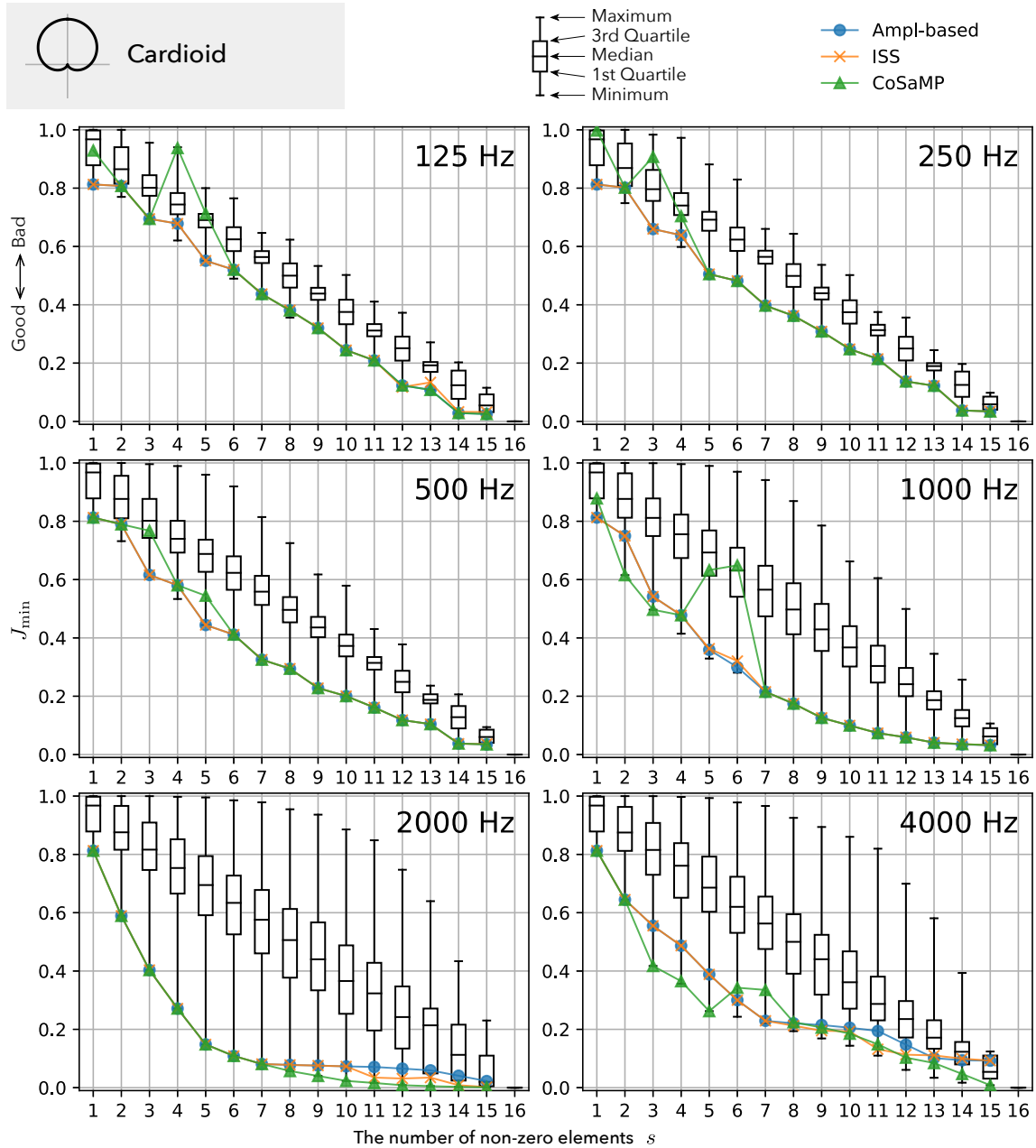


Fig. 3.7: カーディオイド指向性マイクの場合、 h_1 の非ゼロ要素の数ごとの全削減パターンの最小二乗誤差の分布（箱ひげ図）と、振幅特性に基づく削減パターン (Ampl-based) および最適化アルゴリズムに基づく削減パターン (ISS, CoSaMP) の最小二乗誤差

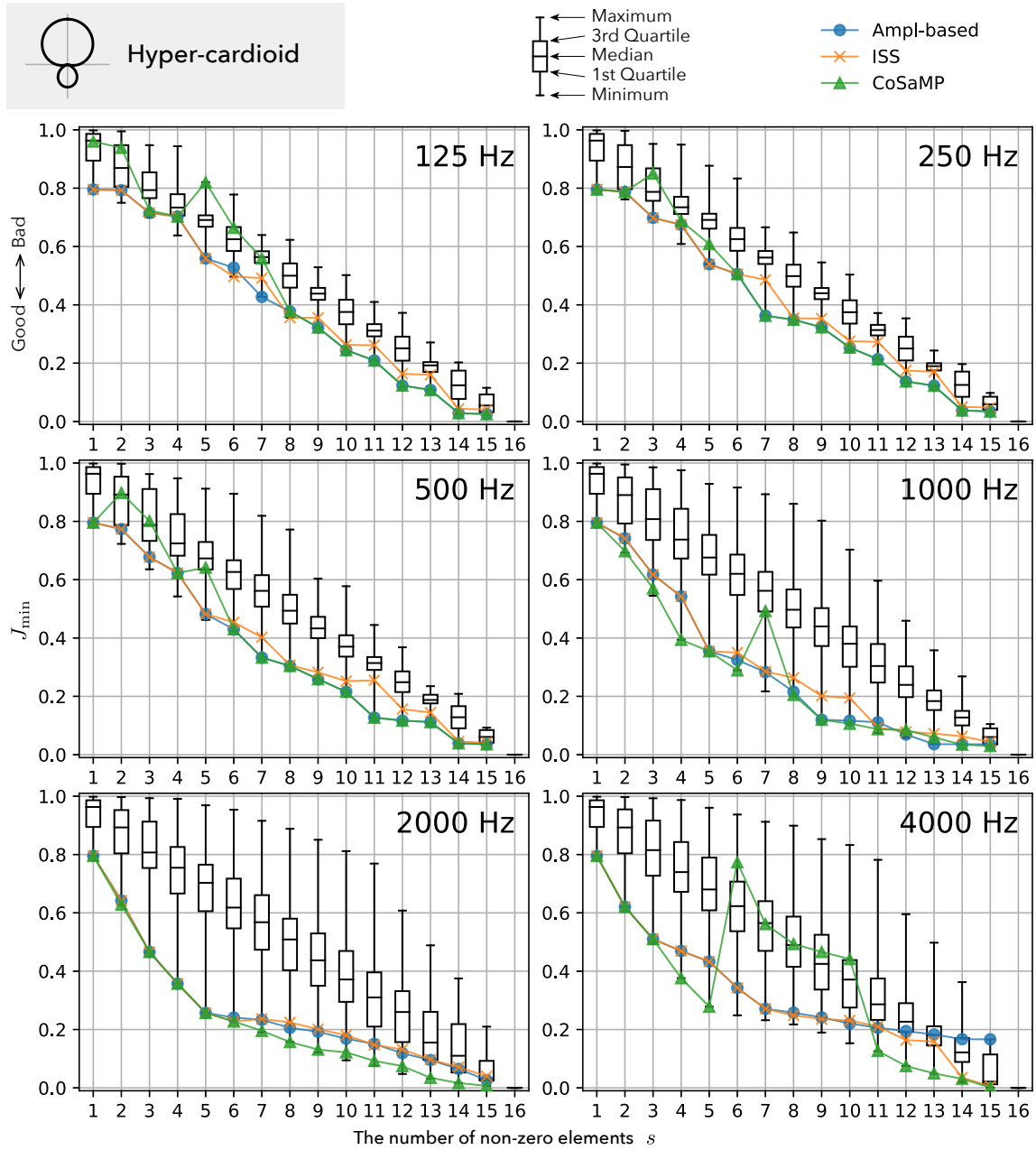


Fig. 3.8: ハイパーカーディオイド指向性マイクの場合の、 h_1 の非ゼロ要素の数ごとの全削減パターンの最小二乗誤差の分布 (箱ひげ図) と、振幅特性に基づく削減パターン (Ampl-based) および最適化アルゴリズムに基づく削減パターン (ISS, CoSaMP) の最小二乗誤差

Optimum に着目すると、Omni-directional の場合あまり法則性のないパターンとなるが、Cardioid や Hyper-cardioid では、500 Hz や 1000 Hz のように指向性の強い正面方向とその周辺のスピーカを使って制御する傾向がある。特に、500 Hz や 1000 Hz の Hyper-cardioid のように背面方向にある程度の指向性があっても、背面方向のスピーカは使われておらず、式 (3.10) のパターンが必ずしも最適にはならないことが分かった。

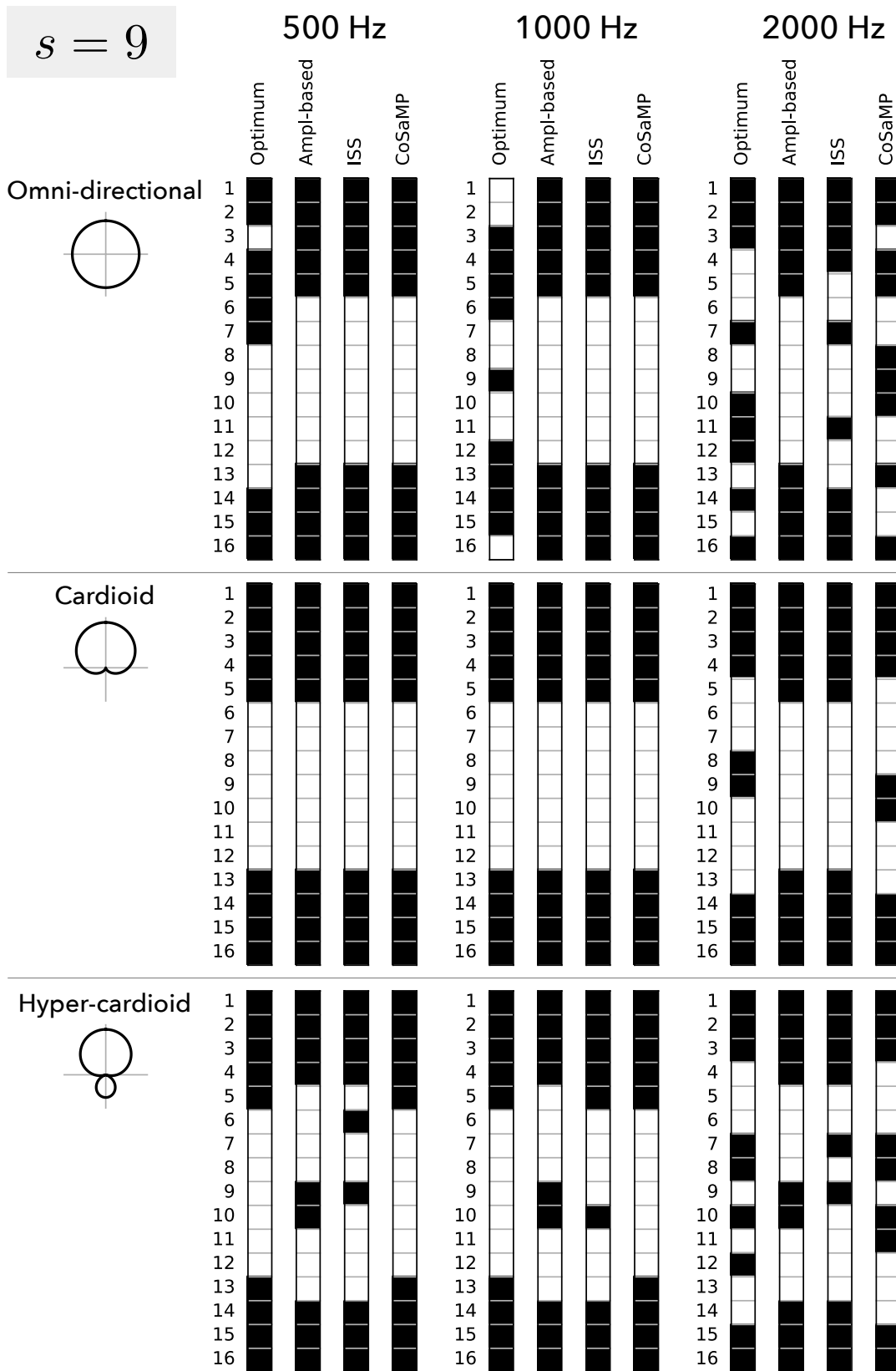


Fig. 3.9: $s = 9$ の削減パターンの例。 h_1 を図示しており、非ゼロ要素を黒、ゼロ要素を白で表現している。

3.2.4 削減パターンと音場再現の精度

3.2.3 項で求めた全ての削減パターンの逆フィルタを使って、それぞれ再生音場を数値的に計算し、原音場（平面波音場）と再生音場の類似度を求めた。

シミュレーション条件

3.2.3 項で求めた全ての削減パターンの逆フィルタを使って、平面波の音場再生を行う。

Fig. 3.10 に、原音場および再生音場における、マイクロホンアレイとスピーカアレイ、波面の評価領域の配置図を示す。マイクロホンアレイとスピーカアレイは 3.2.3 項と同じものを用いた。波面の評価範囲は半径 0.225 m の円領域内とする。

まず、原音場において q 番目のマイクロホン信号の複素振幅が次式で計算される。

$$s_q = F_q e^{-ik\mathbf{w}^T \mathbf{r}_q} \quad (3.25)$$

ただし、 \mathbf{w} は平面波の進行方向を示す。また、 F_q はマイクロホンの指向性係数で、次式で計算される。

$$F_q = \begin{cases} 1 & \text{(Omni-directional)} \\ 0.5 + 0.5 \cos(\mathbf{n}_q, -\mathbf{w}) & \text{(Cardioid)} \\ 0.25 + 0.75 \cos(\mathbf{n}_q, -\mathbf{w}) & \text{(Hyper-cardioid)} \end{cases} \quad (3.26)$$

ここで、 $\cos(\mathbf{u}_\ell, -\mathbf{w})$ はマイクロホン收音軸方向ベクトル \mathbf{u}_ℓ と平面波の到来方向ベクトル $-\mathbf{w}$ の余弦である。

次に、マイクロホン信号から再生信号を求める。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{s} \quad (3.27)$$

\mathbf{H} 全体の削減パターンは $2^{16 \times 16}$ 種類あり、全てを計算するのは非常に時間がかかる。そこで今回は、3.2.3 項で求めた $q = 1$ の削減パターンを他のマイクロホンにも適用し、 $\mathbf{h}_1 = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{16}]^T$ を用いて

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_{16} & h_{15} & \dots & h_2 \\ h_2 & h_1 & h_{16} & \dots & h_3 \\ h_3 & h_2 & h_1 & \dots & h_4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{16} & h_{15} & h_{14} & \dots & h_1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

とする。これで計算する削減パターンは 2^{16} 種類となる。

続いて、原音場と再生音場で、それぞれ評価領域内の音圧を求める。音圧を計算する点は 1 mm 間隔で格子状に並べた点とする。原音場と再生音場の点の対応をうまくとって、 i 番目の点 \mathbf{r}_i の音圧を次式によって求める。

$$p_{\text{pri}}(\mathbf{r}_i) = e^{-ik\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{r}} \quad (3.29)$$

$$p_{\text{sec}}(\mathbf{r}_i) = \sum_{u=1}^{16} \frac{iy_u e^{-ik|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_u|}}{\sqrt{|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_u|}} \quad (3.30)$$

最後に、原音場と再生音場の類似度を定量的に評価するために、コサイン類似度 [69–71] を次式のように定義して計算した。

$$\rho = \frac{|\langle \mathbf{p}_{\text{pri}}, \mathbf{p}_{\text{sec}} \rangle|}{\|\mathbf{p}_{\text{pri}}\|_2 \|\mathbf{p}_{\text{sec}}\|_2} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{p}_{\text{pri}} = [p_{\text{pri}}(\mathbf{r}_1) \ p_{\text{pri}}(\mathbf{r}_2) \ \cdots \ p_{\text{pri}}(\mathbf{r}_{216})]^T \quad (3.32)$$

$$\mathbf{p}_{\text{sec}} = [p_{\text{sec}}(\mathbf{r}_1) \ p_{\text{sec}}(\mathbf{r}_2) \ \cdots \ p_{\text{sec}}(\mathbf{r}_{216})]^T \quad (3.33)$$

コサイン類似度 ρ は \mathbf{p}_{pri} と \mathbf{p}_{sec} の内積を、それぞれのノルムで正規化したものである。分子の絶対値をとっているのは、初期位相の差を無視するためである。 ρ は 0 から 1 までの値をとり、波面のパターンが完全に一致するとき 1 となる。

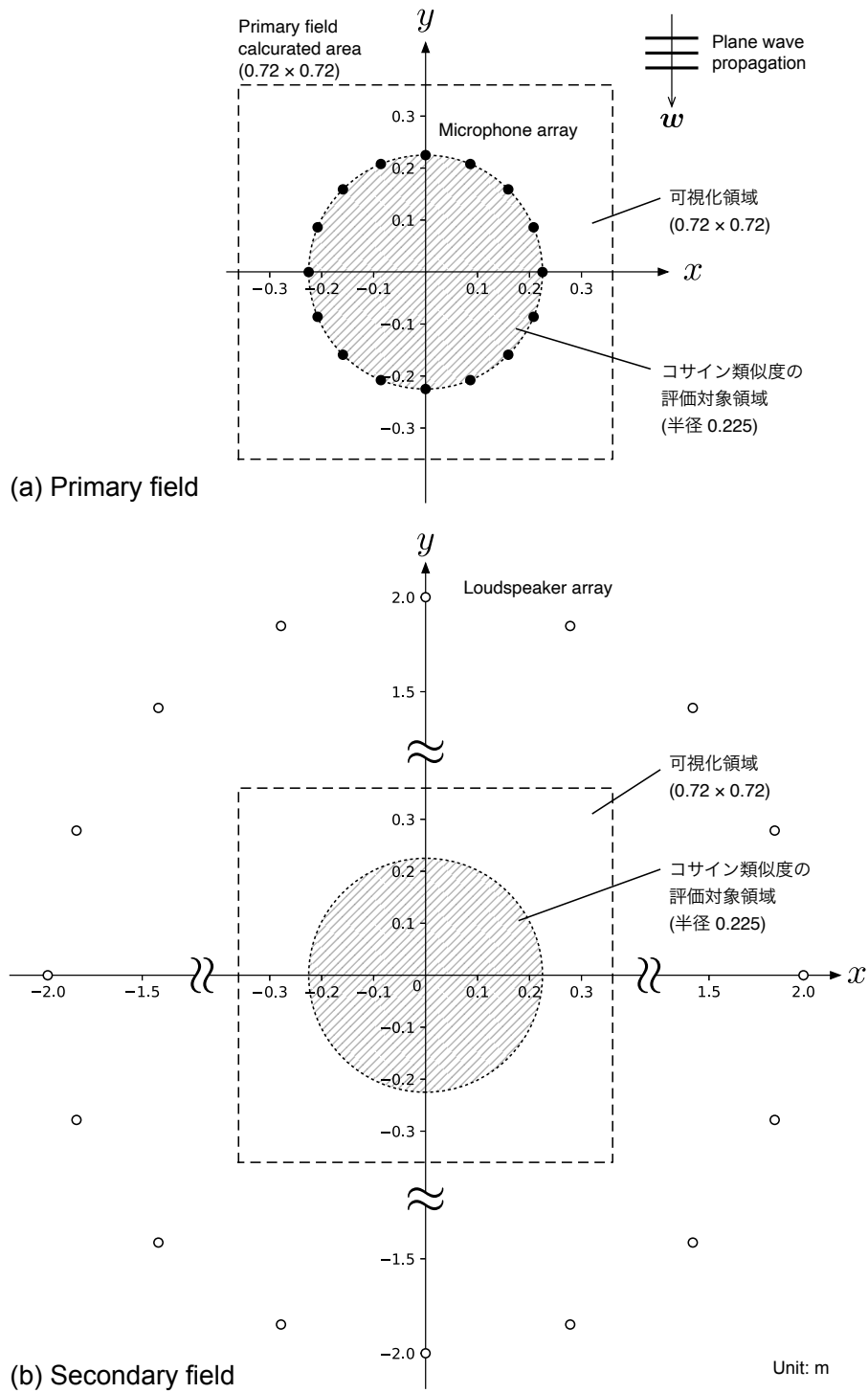


Fig. 3.10: (a) 原音場のマイクロホンアレイと評価領域の配置および (b) 再生音場スピーカアレイと評価領域の配置

結果と考察

Fig. 3.11~3.13 に、それぞれ Omni-directional, Cardioid, Hyper-cardioid の計算結果を示す。横軸は h_1 の非ゼロ要素の数 s 、縦軸はコサイン類似度を示す。

箱ひげ図は、全削減パターンのコサイン類似度を、非ゼロ要素ごとの分布で表現したものである。さらに色付きの実線は、振幅特性に基づく削減パターン (Ampl-based) と、最適化アルゴリズムに基づく削減パターンの反復 s -スパースアルゴリズム (ISS) および圧縮サンプリングマッチング追跡 (CoSaMP) の結果を示している。

箱ひげ図に注目すると、Omni-directional, Cardioid, Hyper-cardioid のいずれも、非ゼロ要素数が小さいほどコサイン類似度が下がる傾向がある。また、同じ非ゼロ要素数であっても削減パターンによってコサイン類似度が異なることが確認できた。3.2.3 項と同様に、指向性のあるマイクを使う場合は、箱ひげ図の幅が大きい。

さらに、周波数が高いほど、コサイン類似度が全体的に下がる傾向がある。特にフィルタ数を減らしていない $s = 16$ の場合でも、4000 Hz になるとコサイン類似度が下がる。これは空間エイリアシングの影響だと思われる。Hyper-cardioid の 4000 Hz では、 $s = 16$ に比べて $6 \leq s \leq 15$ の方が最大値が大きくなっている。 s を小さくしフィルタ数を減らすことは、使用するスピーカを限定することになる。使用するスピーカが收音軸方向やその周辺に限定されるような削減パターンであることで、空間エイリアシングの影響を受ける高い周波数においては、 $s = 16$ で制御点上の二乗誤差を最小化するよりも、コサイン類似度が高くなっていると考えられる。

箱ひげ図の最大値をみると、非ゼロ要素数 s が小さいとき、Cardioid や Hyper-cardioid の方が Omni-directional よりも大きいことがほとんどである。したがって、Cardioid や Hyper-cardioid のように指向性のあるマイクを使うほうが、逆フィルタ数を削減しても波面の再生性能が下がりにくい。

最後に、2000 Hz における、逆フィルタ削減による再生音場の音圧分布を Fig. 3.14~Fig. 3.16 に示す。それぞれ Omni-directional, Cardioid, Hyper-cardioid の場合の計算結果である。削減パターン決定手法間での顕著な差は見られない。逆フィルタ数を削減した場合は、Cardioid, Hyper-cardioid, Omni-directional の順に、原音場に似た波面が得られる。

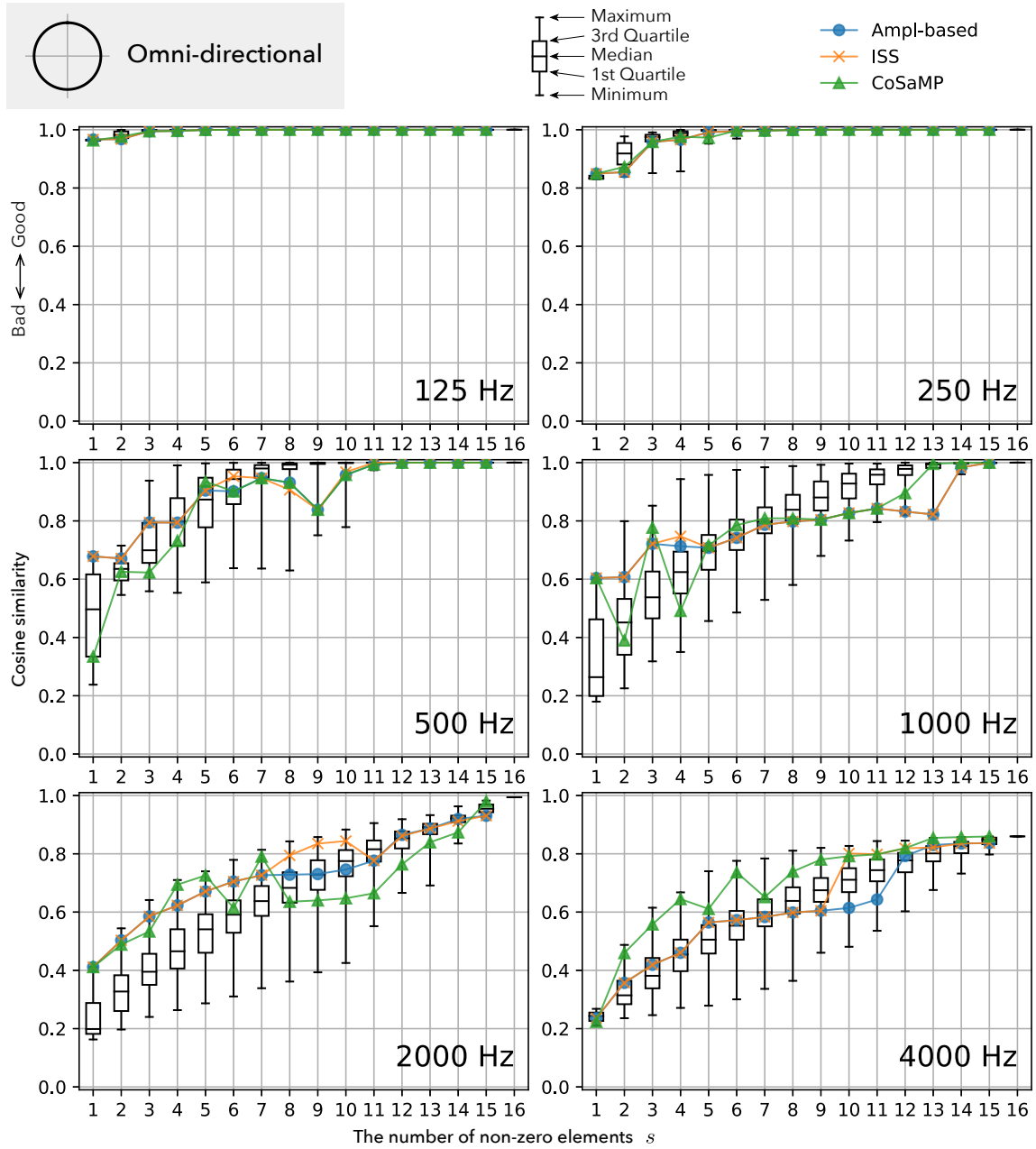


Fig. 3.11: 全指向性の場合の、 h_1 の非ゼロ要素の数ごとの全削減パターンのコサイン類似度の分布（箱ひげ図）と、振幅特性に基づく削減パターン (Ampl-based) および最適化アルゴリズムに基づく削減パターン (ISS, CoSaMP) のコサイン類似度

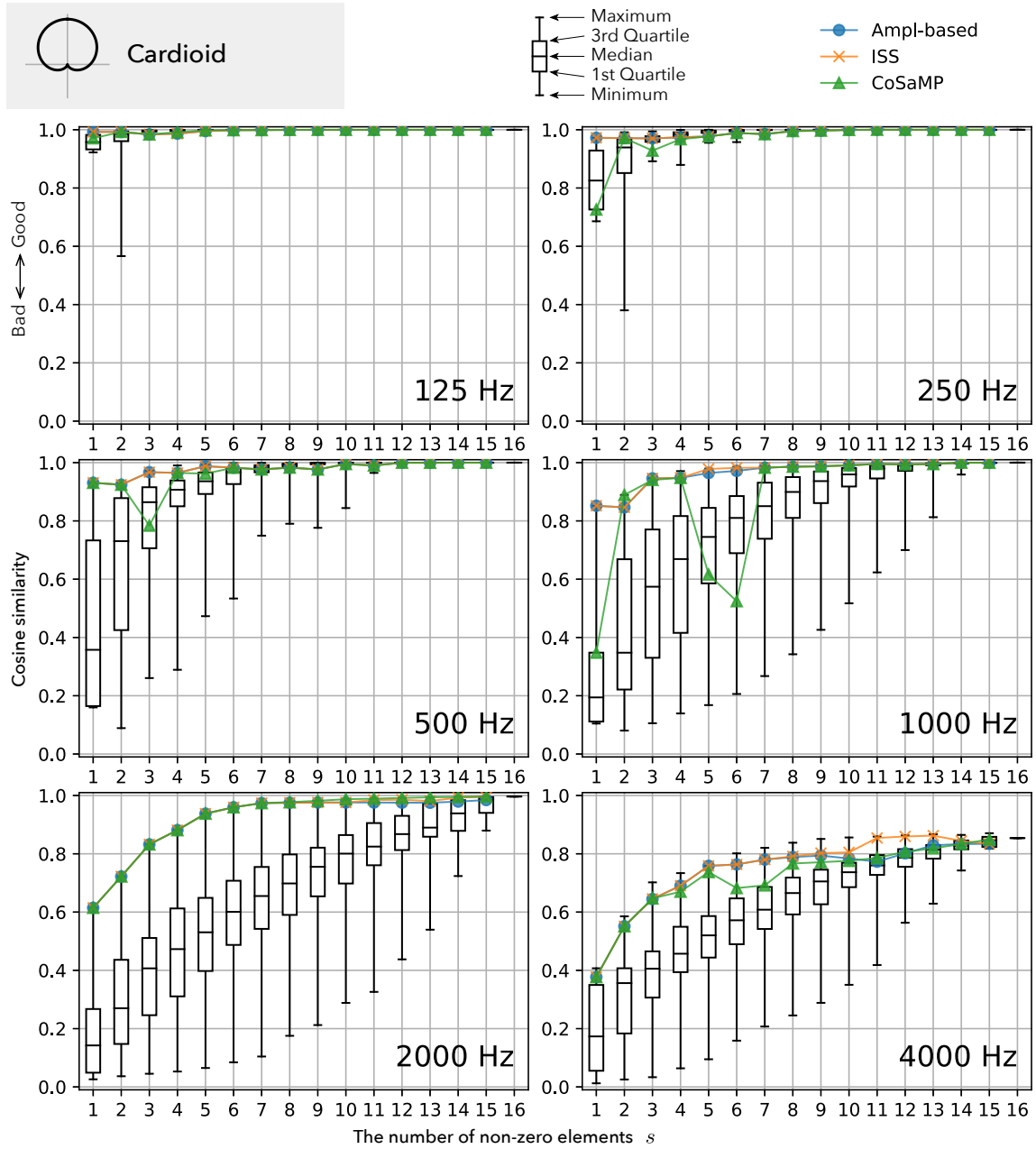


Fig. 3.12: カーディオイド指向性の場合の、 h_1 の非ゼロ要素の数ごとの全削減パターンのコサイン類似度の分布 (箱ひげ図) と、振幅特性に基づく削減パターン (Ampl-based) および最適化アルゴリズムに基づく削減パターン (ISS, CoSaMP) のコサイン類似度

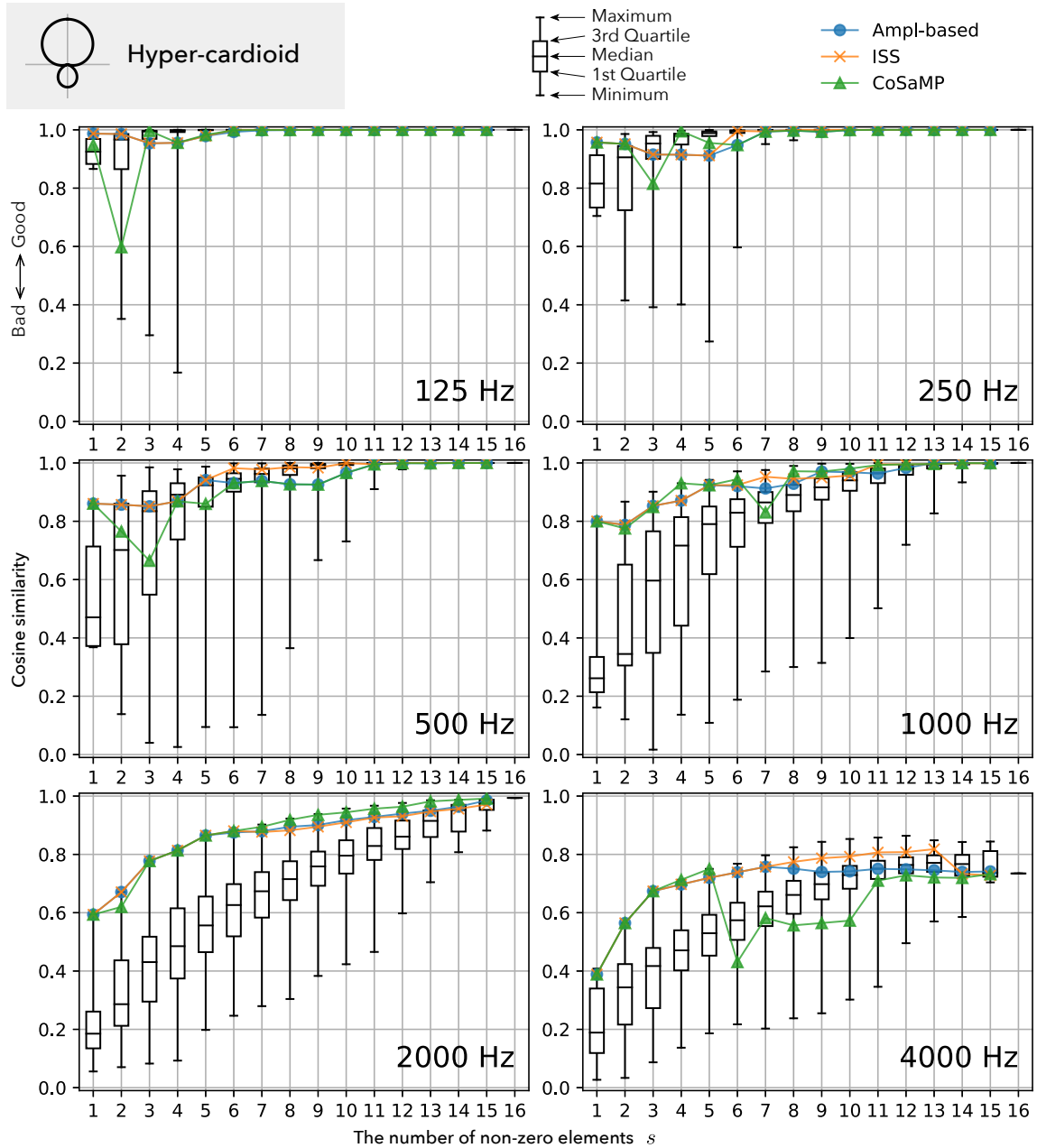


Fig. 3.13: ハイパーカーディオイド指向性の場合の、 h_1 の非ゼロ要素の数ごとの全削減パターンのコサイン類似度の分布 (箱ひげ図) と、振幅特性に基づく削減パターン (Ampl-based) および最適化アルゴリズムに基づく削減パターン (ISS, CoSaMP) のコサイン類似度

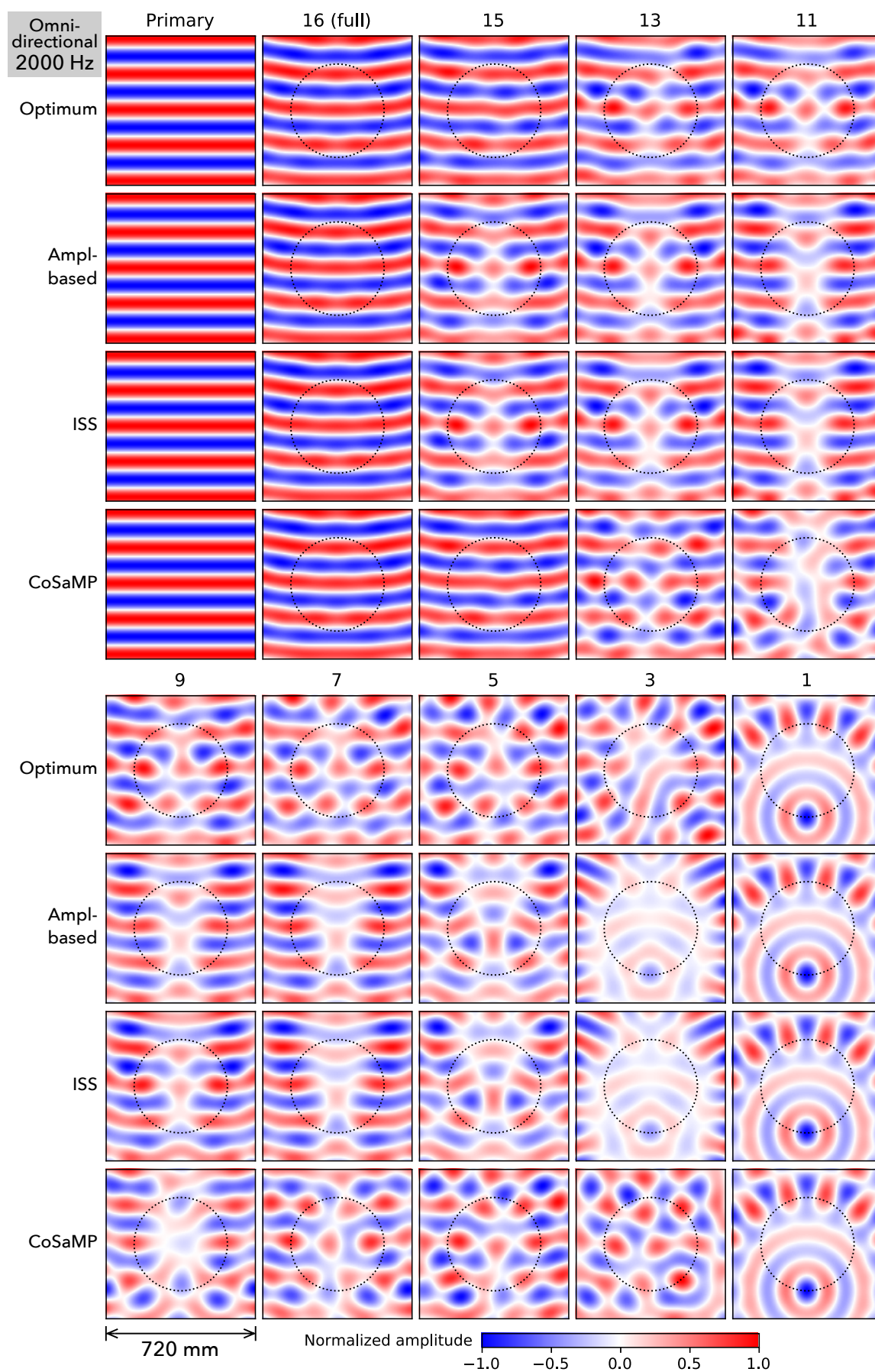


Fig. 3.14: 原音場 (Primary) と、 s を 16, 15, 13, 11, 9, 7, 5, 3, 1 とした場合の、全指向性、2000 Hz における、逆フィルタ削減 BoSC 再生音場の音圧分布。

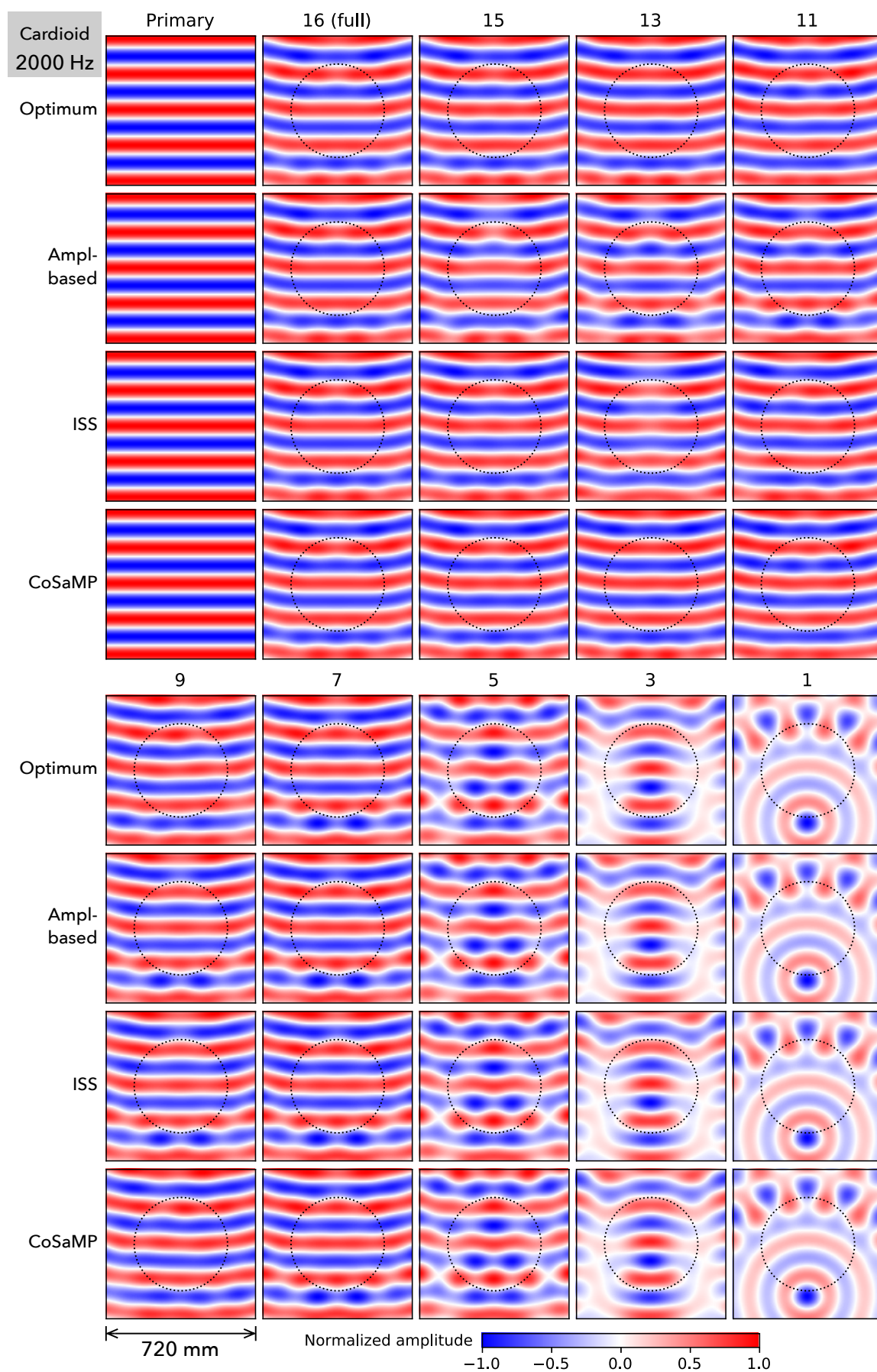


Fig. 3.15: 原音場 (Primary) と、 s を 16, 15, 13, 11, 9, 7, 5, 3, 1 とした場合の、カーディオイド指向性、2000 Hz における、逆フィルタ削減 BoSC 再生音場の音圧分布。

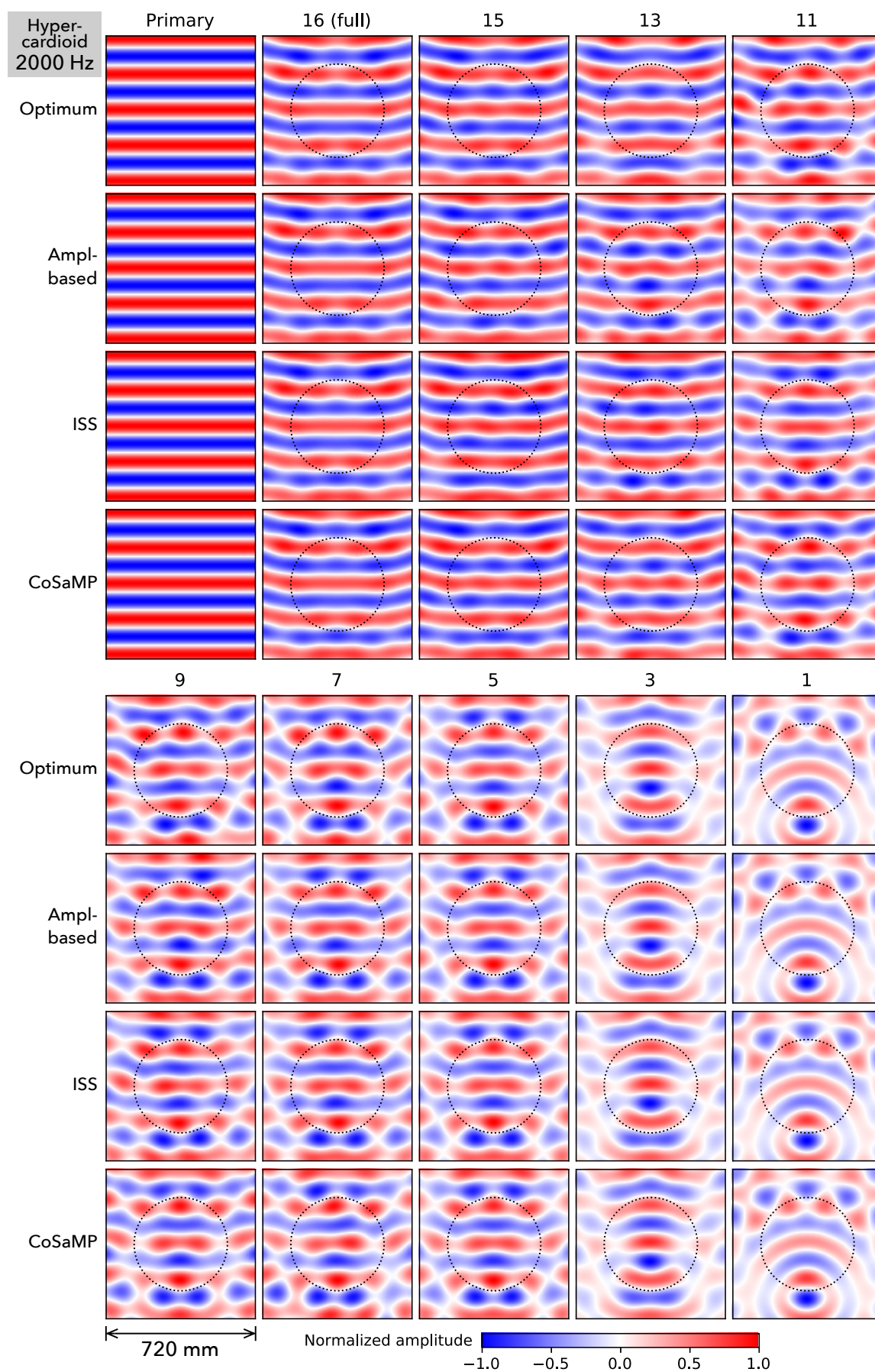


Fig. 3.16: 原音場 (Primary) と、 s を 16, 15, 13, 11, 9, 7, 5, 3, 1 とした場合の、ハイパーカーディオイド指向性、2000 Hz における、逆フィルタ削減 BoSC 再生音場の音圧分布。

3.3 本章のまとめ

本章では、境界音場制御において、その効果と計算負荷のバランスを調整可能にするため、逆フィルタ数を削減する手法を提案し、削減パターン決定手法について検討した。スピーカアレイから制御点までの振幅特性の小さいものから削除する「振幅特性に基づく削減パターン」と、最適化アルゴリズムを適用した「最適化アルゴリズムに基づく削減パターン」を提案し、数値シミュレーションにより比較を行った。

最適化アルゴリズムによる削減パターンでも、指向性の強い正面方向とその周辺のスピーカを使って制御する傾向も見られた。

また、フィルタ数を減らすことは使用するスピーカを限定することになり、指向性のあるマイクと組み合わせることで、空間エイリアシングの影響を受ける高い周波数においては、逆フィルタを削減せずに制御点上の二乗誤差を最小化するよりも波面の再生性能が高くなることが考察された。

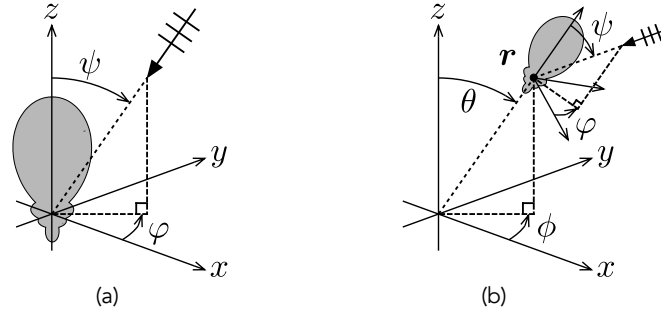
本章では、単一周波数の信号について議論してきたが、広帯域信号を処理する場合には、周波数によらず同一の削減パターンに揃えたい場合もある。例えば5.1節で扱うように広帯域の逆フィルタ H を多入力多出力 FIR(Finite Impulse Response) フィルタとして表現する場合に、ある要素のフィルタを削減するためには、周波数によらず削減パターンを同一にする必要がある。このような制約付きで「振幅特性に基づく削減パターン」や「最適化アルゴリズムに基づく削減パターン」を求めるには、周波数についてグループ化しながら削減パターンを決定するように、アルゴリズムを拡張する必要がある。

ただし先に述べたようにフィルタ削減はある制御点に対して使用するスピーカを限定する効果があり、指向性マイクの收音軸方向やその近辺のスピーカのみを使用することで、概ねの方向情報が再生される。このような削減パターンは、マイクの收音軸方向のみに依存するため、周波数によらず同一に決めることができ、指向性マイクアレイに適した削減パターンの1つと言える。

第4章 鋭指向性マイクアレイによる球面調和関数展開

鋭指向性マイクアレイは、基本的に24チャンネルスピーカアレイでの再生を前提として提案されており、チャンネル数やアレイ配置が大きく異なる再生システムには対応しにくい。24チャンネルスピーカアレイ以外の様々な再生システムに対応するためには、収音信号を球面調和領域で表現できることが望ましい。これにより、HOAによる多様な再生システムでの再生が可能となるほか、球面調和関数展開に基づくビームフォーミングの適用もできる。ビームフォーミングを使って低い周波数帯域の指向性の広がりを補うことで、ミキシング操作等への柔軟性を備えた理想的な簡易音場再生が実現できる。ただし、鋭指向性マイクアレイを使って球面調和関数展開するためのモデルは提案されておらず、新たに構築する必要がある。

本章では、高次音圧勾配を含めた鋭指向性マイク信号のモデルを構築し、数値実験および測定実験により球面調和関数展開を行ってモデルの妥当性を確認する。その後、新たなモデル化により可能となる音場再生手法のうち、ビームフォーミングの適用を試み、合成されたビームの指向性を評価する。

Fig. 4.1: (a) z 軸対称の指向性パターンと (b) それを動径方向に向け移動したもの

4.1 球面調和関数展開のための鋭指向性マイクモデル構築

鋭指向性マイクアレイを非球状・中空アレイとみなし、式 (2.41) を適用することとする。このとき、マイクの指向性は低い周波数ではカーディオイド型とみなすことができ、Table 2.1 の示したように、中空・単一指向性マイクアレイ (Cardioid) の場合の動径方向関数

$$b_n(kr) = \alpha j_n(kr) - (1 - \alpha) i j_n'(kr) \quad (4.1)$$

を適用できる。しかしながら、周波数が高くなるにつれて指向性がカーディオイド型よりも鋭くなるため、モデル化誤差が発生すると考えられる。そこで、高次音圧勾配を用いて鋭い指向性を表現するモデルを構築した。

4.1.1 高次音圧勾配による軸対称指向性の表現

Fig. 4.1(a) に示すような z 軸に回転対称で関数 $F(\psi, \varphi)$ を考える。球面調和関数 $Y_{nm}(\psi, \varphi)$ を使って以下のように展開表現できる。

$$F(\psi, \varphi) = \sum_{\ell=0}^{\infty} c_{\ell} Y_{\ell 0}(\psi, \varphi) \quad (4.2)$$

$$= \sum_{\ell=0}^{\infty} c_{\ell} \sqrt{\frac{2\ell+1}{4\pi}} P_{\ell}(\cos \psi) \quad (4.3)$$

ここで、 c_{ℓ} は展開係数である。また、 $P_{\ell}(x)$ は ℓ 次ルジャンドル多項式であり、 x の ℓ 次多項式なので、

$$F(\psi, \varphi) = \sum_{\ell=0}^{\infty} a_{\ell} \cos^{\ell} \psi \quad (4.4)$$

とも表現できる。ここで、 a_{ℓ} は展開係数である。

続いて、 (ψ, φ) 方向から到来する平面波

$$p(\mathbf{r}, k) = e^{i\mathbf{k}^T \mathbf{r}} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{k}^T \mathbf{r} = kx \cos \varphi \sin \psi + ky \sin \varphi \sin \psi + kz \cos \psi \quad (4.6)$$

を考える。これを z 軸方向に偏微分して ℓ 次の音圧勾配を求めると、

$$\frac{\partial^\ell}{\partial z^\ell} p(\mathbf{r}, k) = (ik \cos \psi)^\ell p(\mathbf{r}, k) \quad (4.7)$$

となる。したがって、指向性 $\cos^\ell \psi$ は ℓ 次音圧勾配を使って表現できる。

$$\cos^\ell \psi p(\mathbf{r}, k) = \left(\frac{1}{ik} \right)^\ell \frac{\partial^\ell}{\partial z^\ell} p(\mathbf{r}, k) \quad (4.8)$$

4.1.2 軸対称指向性マイク信号の球面調和関数展開表現

続いて、Fig. 4.1(b) に示すように点 \mathbf{r} に置かれた指向性マイクを考える。ここでは指向性関数 $F(\psi, \varphi)$ が動径方向を向くこととする。内部音場において点 \mathbf{r} の音圧は、次式のように球面調和関数と球ベッセル関数 $j_n(kr)$ を基底として展開できる。

$$p(\mathbf{r}, k) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n B_{nm}(k) j_n(kr) Y_{nm}(\theta, \phi) \quad (4.9)$$

ここで、 $B_n^m(k)$ は展開係数である。

指向性マイク信号 $s(\mathbf{r}, k)$ を以下のように定義する。

$$s(\mathbf{r}, k) = F(\psi, \varphi) p(\mathbf{r}, k) \quad (4.10)$$

式(4.4), 式(4.8), 式(4.9)を使って式(4.10)を表現し、さらに級数をそれぞれ有限の次数 N と L で打ち切って近似すると、軸対称指向性マイク信号が以下のように表現できる。

$$s(\mathbf{r}, k) = \sum_{n=0}^N \sum_{m=-n}^n B_{nm}(k) b_n(kr) Y_{nm}(\theta, \phi) \quad (4.11)$$

$$b_n(kr) = \sum_{\ell=0}^L a_\ell (-i)^\ell \frac{\partial^\ell}{\partial (kr)^\ell} j_n(kr)$$

これは、式(4.1)で示したカーディオイド型の音圧勾配を L 次まで拡張したものになっている。

ちなみに、球ベッセル関数 $j_n(x)$ の微分は

$$\frac{\partial}{\partial x} j_n(x) = \frac{n}{2n+1} j_{n-1}(x) - \frac{n+1}{2n+1} j_{n+1}(x) \quad (4.12)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} j_0(x) = -j_1(x) \quad (4.13)$$

で表すことができ [72], これを繰り返すことで高階微分を計算できる。

4.1.3 展開係数 c_ℓ から a_ℓ への変換

指向性 $F(\psi, \varphi)$ のデータから展開係数 a_ℓ を求める際に、式 (4.4) の逆問題を直接解くと条件数が大きくなりやすい。そこで、まず展開係数 c_ℓ を正規直交性を利用して求めた後に、 a_ℓ を c_ℓ から算出する。

c_ℓ は以下のように求められる。

$$c_\ell = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\psi, \varphi) Y_{\ell 0}^*(\psi, \varphi) \sin \psi d\psi d\varphi \quad (4.14)$$

$$= 2\pi \int_0^\pi F(\psi, \varphi) Y_{\ell 0}^*(\psi, \varphi) \sin \psi d\psi \quad (4.15)$$

$$= \sqrt{(2\ell + 1)\pi} \int_0^\pi F(\psi, \varphi) P_\ell(\cos \psi) \sin \psi d\psi \quad (4.16)$$

続いて、 a_ℓ を求める。Legendre 多項式を生成する「Rodrigues の公式」は次式で表される [50]。

$$P_\ell(x) = \frac{1}{2^\ell \ell!} \frac{d^\ell}{dx^\ell} (x^2 - 1)^\ell \quad (4.17)$$

これを展開すると次のようになる [73]。

$$P_\ell(x) = \frac{1}{2^\ell} \sum_{k=0}^{\lfloor \ell/2 \rfloor} \frac{(-1)^k (2\ell - 2k)!}{k!(\ell - k)!(\ell - 2k)!} x^{\ell - 2k} \quad (4.18)$$

$$= \frac{1}{2^\ell} \sum_{k=0}^{\lfloor \ell/2 \rfloor} (-1)^k \binom{\ell}{k} \binom{2\ell - 2k}{\ell} x^{\ell - 2k} \quad (4.19)$$

ただし、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は床関数である。したがって、 a_ℓ は次式のように表すことができる。

$$a_\ell = \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{L-\ell}{2} \rfloor} c'_{\ell+2k} b_{\ell+2k,k} \quad (4.20)$$

$$= \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{L-\ell}{2} \rfloor} c'_{\ell+2k} \frac{(-1)^k}{2^{\ell+2k}} \binom{\ell + 2k}{k} \binom{2\ell + 2k}{\ell + 2k} \quad (4.21)$$

$$= \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{L-\ell}{2} \rfloor} c'_{\ell+2k} \frac{(-1)^k (2\ell + 2k)!}{2^{\ell+2k} (\ell + k)! \ell! k!} \quad (4.22)$$

ただし、簡単のため、

$$c'_\ell = c_\ell \sqrt{\frac{2\ell + 1}{4\pi}} \quad (4.23)$$

$$b_{\ell,k} = \frac{(-1)^k}{2^\ell} \binom{\ell}{k} \binom{2\ell - 2k}{\ell} \quad (4.24)$$

とおいた。

変換のイメージ図を fig. 4.2 に示す。同一の指向性 $F(\psi, \varphi)$ を表現する場合でも、打ち切り次数 L によって a_ℓ の値が変化することに注意する。例えば、 $L = 0$ としたときと $L = 2$ としたときで a_0 の値は異なる。

$$\begin{aligned}
F(\psi, \varphi) = & c'_0 b_{0,0} x^0 \\
& + c'_1 b_{1,0} x^1 \\
& + c'_2 b_{2,1} x^0 + c'_2 b_{2,0} x^2 \\
& + c'_3 b_{3,1} x^1 + c'_3 b_{3,0} x^3 \\
& + c'_4 b_{4,2} x^0 + c'_4 b_{4,1} x^2 + c'_4 b_{4,0} x^4 \\
& + c'_5 b_{5,2} x^1 + c'_5 b_{5,1} x^3 + c'_5 b_{5,0} x^5 \\
= & \underbrace{a_0 x^0}_{a_0 x^0} + \underbrace{a_1 x^1}_{a_1 x^1} + \underbrace{a_2 x^2}_{a_2 x^2} + \underbrace{a_3 x^3}_{a_3 x^3} + \underbrace{a_4 x^4}_{a_4 x^4} + \underbrace{a_5 x^5}_{a_5 x^5}
\end{aligned}$$

Fig. 4.2: $L = 5$ のときの展開係数 c_ℓ から a_ℓ への変換の図解

4.2 数値シミュレーションによるモデルの検証

ここでは、数値シミュレーションを行い、軸対称指向性マイク信号のモデルの妥当性を検証する。また、鋭い指向性のマイクを使用する際の利点と欠点を考察する。

4.2.1 高次ハイパーカーディオイドの指向性

このシミュレーションでは、鋭い指向性を用いることの特徴を端的に捉えるため、実際の鋭指向性マイクの指向性ではなく、仮想的な高次ハイパーカーディオイドの指向性を使用する。

ハイパーカーディオイドとは、指向性の鋭さを示す Directivity Index (DI) を最大化する指向性として定義される [74]。Directivity Index は次式のように收音軸方向の利得と全周の平均利得の比で表される [62]。

$$\text{DI} = \frac{|F(0, 0)|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |F(\psi, \varphi)|^2 \sin \psi d\psi} \quad (4.25)$$

L 次ハイパーカーディオイドの展開係数 c_ℓ は以下のように表される。

$$c_\ell = \sqrt{\frac{2\ell + 1}{4\pi}} \quad (4.26)$$

次数 L を大きくすることで鋭い指向性となる。

4.2.2 動径方向関数 $b_n(kr)$ の振幅

Fig. 4.3 に 1 次から 6 次までのハイパーカーディオイドにおける動径方向関数 $b_n(kr)$ の振幅を示す。また比較のため Fig. 4.4 に中空・全指向性マイクと剛球・全指向性マイクにおける動径方向関数 $b_n(kr)$ の振幅を示す。

中空・全指向性マイク (Fig. 4.4(a)) にみられるような零点 ($-\infty$ dB) は、ハイパーカーディオイド指向性では $kr = 0$ を除き見られない。中空・全指向性マイクの場合、展開係数 B_{nm}

を推定する際に $b_n(kr)$ の逆数をとることから、零点により解が不定となる禁止周波数が生じる。一方、ハイパーカーディオイド指向性マイクを中心以外に配置してアレイを構成する場合、禁止周波数の問題が生じないことがわかる。

また、ハイパーカーディオイドの次数が高いほど、全てのモードの振幅が 0 dB に漸近している。より高次までの音圧勾配成分を含む指向性マイクを使うことで、モードの振幅が 0 dB に漸近することで条件数が小さくなり、小さなアレイ半径あるいは低周波数域でもロバストに推定できると考えられる。

また、 $kr = 0$ において、 $n \leq L$ では振幅がゼロ ($-\infty$ dB) とならない。これは剛球・全指向性マイク (Fig. 4.4(b)) にも無い特徴である。マイクを中心に配置する場合でもより高次までの音圧勾配成分を含む指向性マイクを使うことで、次数 $n \leq L$ まで解が不定とならないことがわかる。

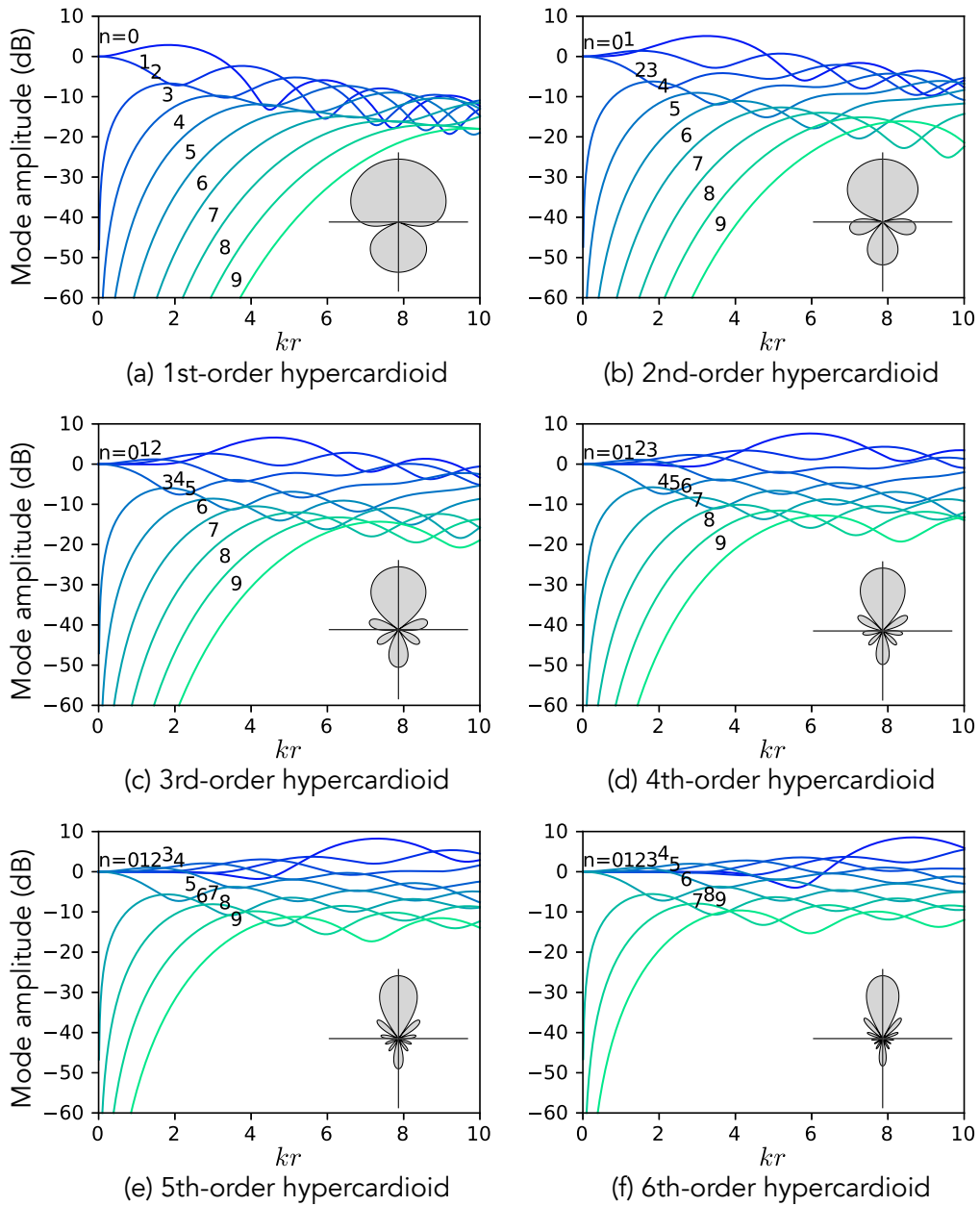


Fig. 4.3: L 次ハイパーカーディオイド指向性マイクにおける $b_n(kr)$ の振幅 (dB)

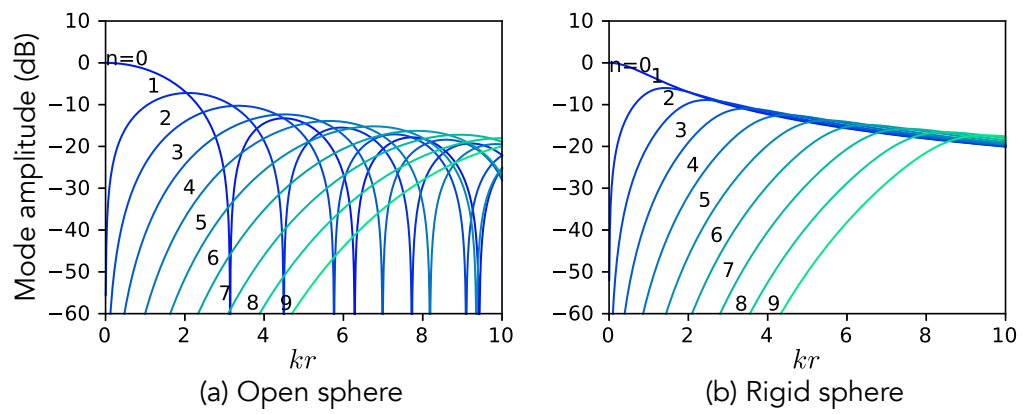


Fig. 4.4: (a) 中空・全指向性マイクと (b) 剛球・全指向性マイクにおける $b_n(kr)$ の振幅 (dB)

4.2.3 展開係数の推定精度

続いて、展開係数 B_{nm} の推定を行う。マイク数は 24, 48 の 2 種類で、アレイ配置は半径 0.085 m のフィボナッチ螺旋 [55] とした。推定には式 (2.41) を使用し、一般逆行列を使って解を求めた。推定の最大次数 $N = 3$ とする。

推定する音場は平面波音場とする。マイク信号は、式 (2.26) および式 (2.34) を用い、級数を 50 次までに打ち切り近似的に求めた。

到来方向 ψ, φ の平面波の展開係数の理論値と推定値を、それぞれ $B_{nm}(k, \psi, \varphi)$, $\hat{B}_{nm}(k, \psi, \varphi)$ とおき、推定性能を SDR (Signal-to-Distortion Ratio) によって定量化した。SDR は次式のように定義している。

$$\text{SDR}_{nm} = 10 \log_{10} \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |B_{nm}(k, \psi, \varphi)|^2 \sin \psi d\psi d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |\hat{B}_{nm}(k, \psi, \varphi) - B_{nm}(k, \psi, \varphi)|^2 \sin \psi d\psi d\varphi} \quad (4.27)$$

SDR 値が大きいほど推定精度が高いと言える。今回は、 ψ, φ はそれぞれ 1 度間隔 $360 \times 179 + 2 = 64442$ 方向について離散的に SDR を求めた。

Fig. 4.5 にハイパーカーディオイドの次数 L と SDR の関係を示す。(a) は全ての次数 n および次数 m について算術平均したもの、(b)~(e) は各次数 n 毎に算術平均したものを示している。また、比較のため剛球・全指向性アレイの SDR を水平線で表示している。

SDR は次数 L が高いほど悪化する傾向がある。特に 100 Hz では L が 0 から 4 にかけて急峻に悪化する。マイク数が多いと SDR が大きくなることから、SDR の悪化を補うためにはマイク数を増やす必要があると言える。

続いて、マイク信号にノイズを付加した場合の、ハイパーカーディオイドの次数 L と SDR の関係を Fig. 4.6 に示す。ノイズの振幅は平面波に対して -60 dB とし、位相を $[0, 2\pi)$ の範囲の一様乱数で与えている。このとき、一部のハイパーカーディオイドにおいて、低い周波数かつ高い次数において剛球アレイに比べて、SDR が高い場合がある。

そこで、24 ch, 100 Hz の場合について、横軸を次数 n としたものを Fig. 4.7 に示す。(a) に示すように、次数 n が上がるにつれて剛球 (Rigid) は急激に SDR が低下するが、ハイパーカーディオイドの場合は次数 L が高いほど低下の度合いが緩やかになる。また、(b) や (c) のようにノイズを付加される場合には、剛球アレイに比べて高い SDR が得られる場合がある。これより鋭指向性マイクを用いた場合、屋外収録での風雑音といったノイズが混入する環境で、より広い次数に渡り安定した SDR が得られると考えられる。

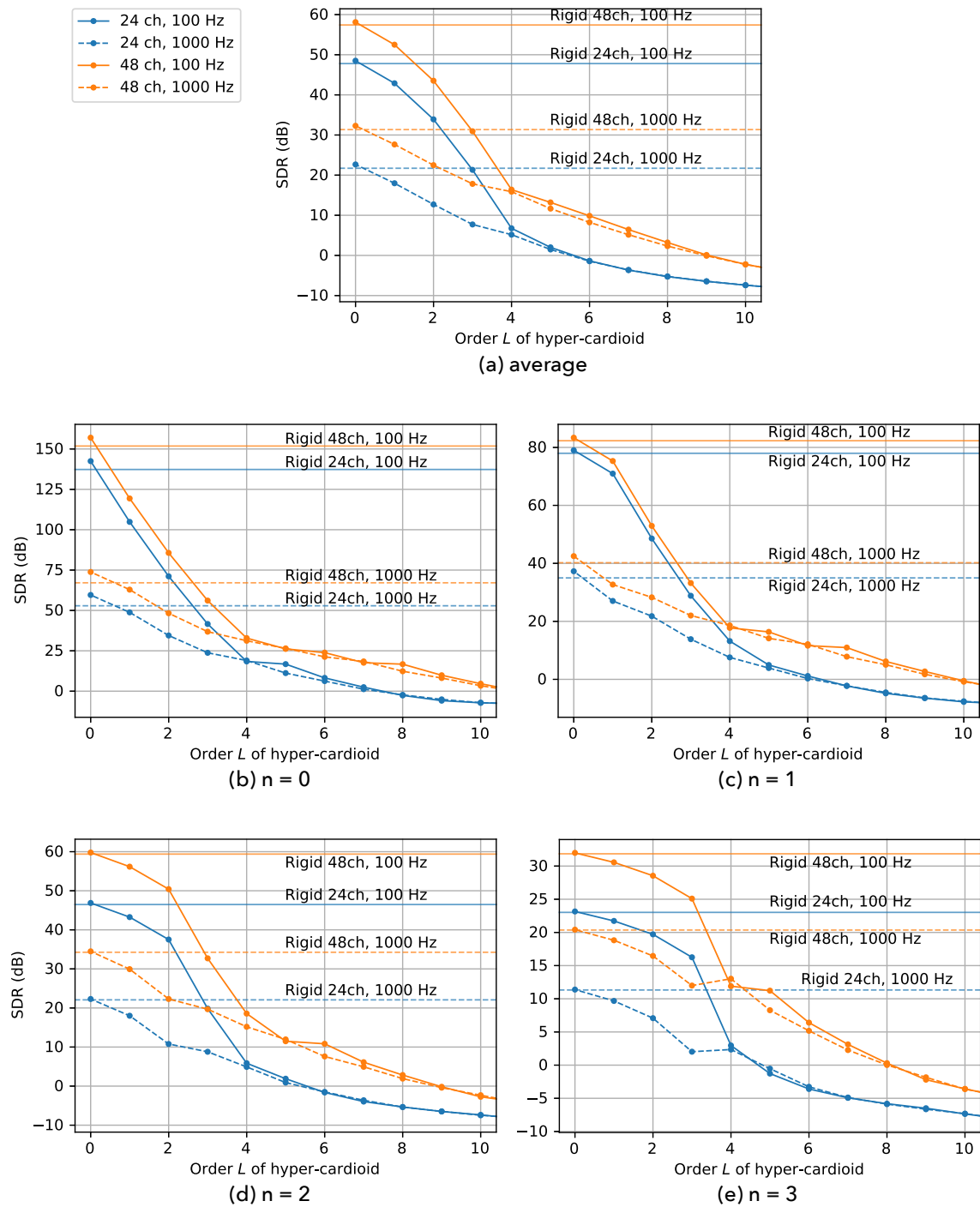


Fig. 4.5: L 次ハイパーカーディオイドアレイにより3次までの展開係数 B_{nm} を求めたときの、 L とSDRの関係（ノイズ無し）

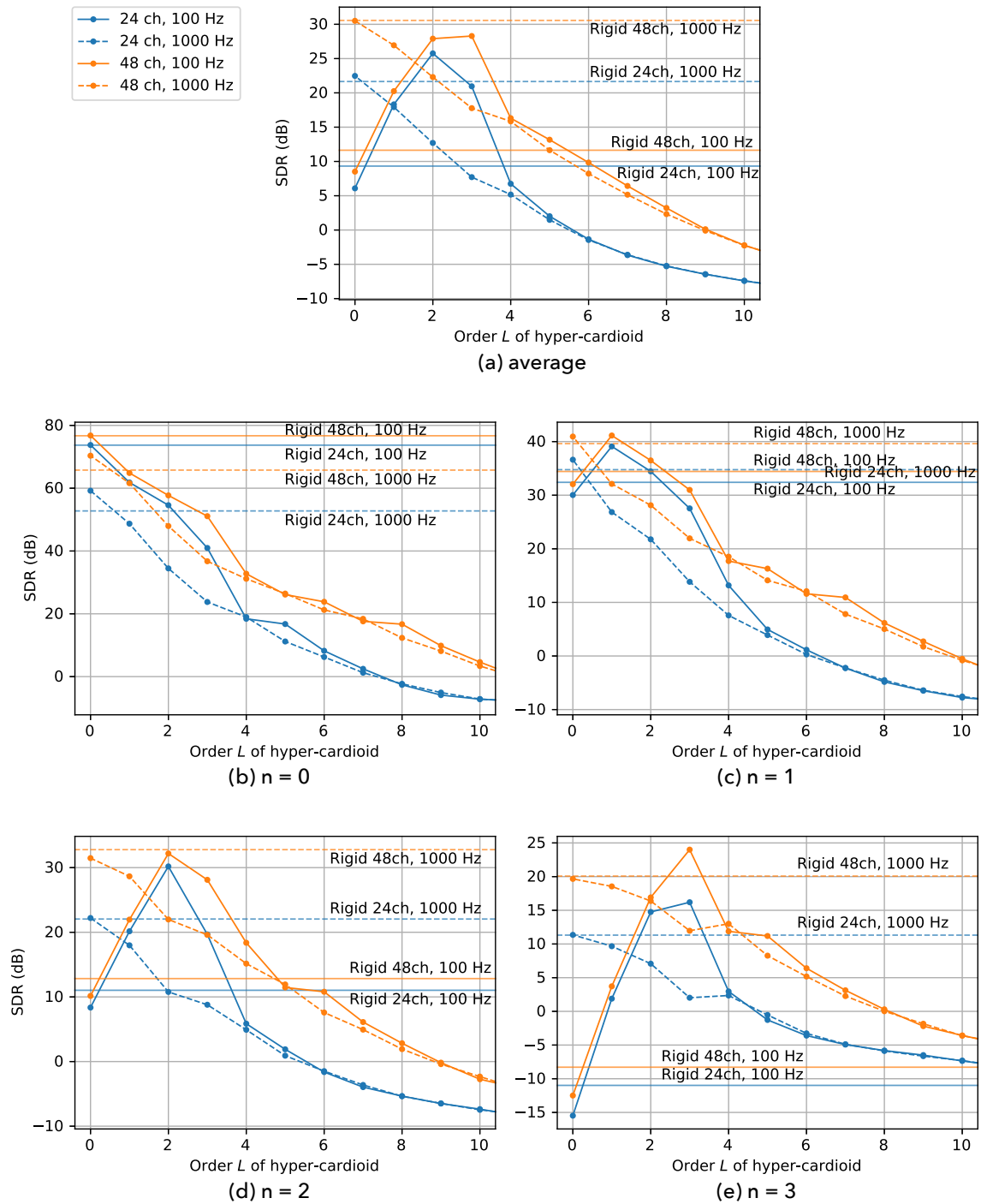


Fig. 4.6: L 次ハイパーカーディオイドアレイにより3次までの展開係数 B_{nm} を求めたときの、 L とSDRの関係 (ノイズ振幅 -60 dB)

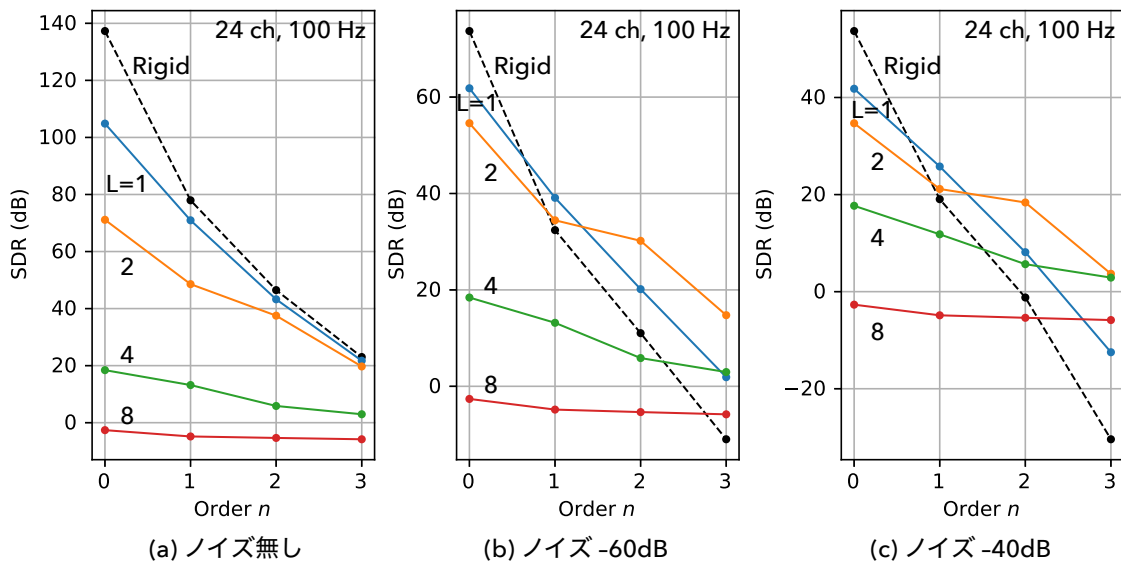


Fig. 4.7: 剛球全指向性マイクアレイと中空 L 次ハイパーカーディオイドマイクアレイにより 3 次までの展開係数 B_{nm} を求めたときの, 次数 n と SDR の関係

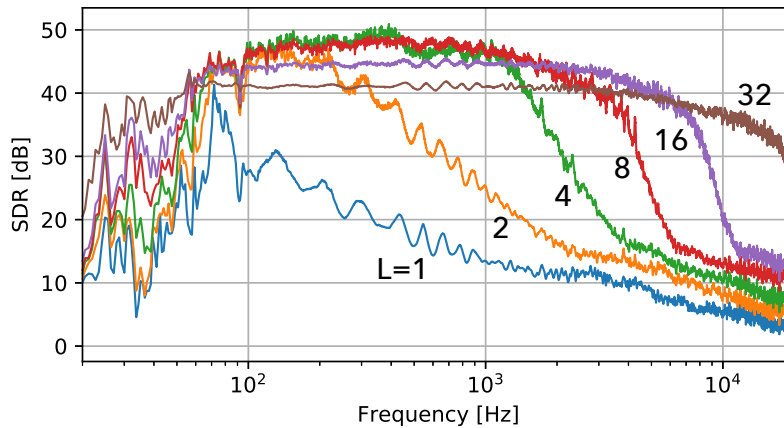


Fig. 4.8: 打ち切り次数 $L = 1, 2, 4, 8, 16, 32$ における周波数と合成精度の関係

4.3 実マイクアレイを使った球面調和関数展開の精度検証

実際の鋭指向性マイクアレイ「はりねずみマイク」を用いて、球面調和関数展開係数 B_{nm} の推定を試みた。

4.3.1 軸対称指向性モデルの実マイクへのフィッティング

まず、はりねずみマイクの信号を式 (4.11) によってモデル化するため、使用するマイク (DPA 4017C) の指向性に合わせてパラメータ a_ℓ を求める。

無響室において、マイクの付け根から 61 mm の振動板位置を中心に 5 度間隔で 180 度回転させ、2.8 m の距離に設置したスピーカ (Genelec 8351A) を音源としてインパルス応答を測定した。インパルス応答を DFT した周波数応答に対して、周波数毎に係数 c_ℓ を式 (4.14) を離散化して算出した。Fig. 4.8 に示すのは、算出した係数 c_ℓ を使って指向性を再合成し、測定値との誤差を SDR によって求めたものである。打ち切り次数 L を大きくしていくほど、より高い周波数帯域の指向性も表現でき、鋭い指向性に対応できることがわかる。ただし、次数 $L = 16$ 以上では、100 Hz から 1.3 kHz にかけて SDR の低下が見られた。これは式 (4.14) における離散化による正規直交誤差の影響と見られる。そこで次数 $L = 8$ を使用することとした。

4.3.2 展開係数の推定精度

続いて、様々な方向から入射させた音波についてそれぞれ展開係数 B_{nm} を推定し、理論値との差を評価した。今回は、音波の到来方向の極角を $\psi = \pi/2$ で固定し水平方向のみについて評価した。

無響室において、はりねずみマイクを5度間隔で360度回転させ、2.0 mの距離に設置したスピーカ (Genelec 8020) を音源としてインパルス応答を測定した。収録した24 chのインパルス応答をDFTし、周波数毎に展開係数の推定値 \hat{B}_{nm} を求めた。推定には式(2.43)を使用し、一般逆行列を使って解を求めた。また展開係数の理論値 B_{nm} については、スピーカをつくる音場を波源距離2.0 mの球面波音場とみなし、式(2.28)を用いて求めた。

Fig. 4.9とFig. 4.10に、 $(n, m) = (0, 0), (1, 1), (2, 0), (2, 2), (3, 1), (3, 3)$ における展開係数の指向性を示す。Fig. 4.9(a), Fig. 4.9(b), Fig. 4.10(a), Fig. 4.10(b)はマイク指向性のモデル化における打ち切り次数 L が異なり、それぞれ $L = 1, 2, 4, 8$ としている。垂直方向軸は周波数を表し、展開係数の絶対値 $|B_{nm}|$ を各水平面の原点からの距離で表している。理論値をカラー表面プロット、はりねずみマイク信号からの合成値をメッシュプロットで示す。次数 $n = 0$ から2では、100 Hzから1584 Hzにかけて、打ち切り次数 L によらず、合成値の指向性は理論値と概ね相似形となる。また次数 $n = 3$ では、200 Hzから1585 Hzにかけて、打ち切り次数 L によらず、合成値の指向性は理論値と概ね相似形となる。1995 Hz以上では、合成値の指向性は理論値と相似形でなくなり、大きさも著しく増加している。打ち切り次数 L による違いは、100 Hzから1995 Hzかけて見られないが、2511 Hzから3981 Hz付近の振幅が変化する。しかし、必ずしも L を大きくすると理論値からの誤差が小さくなるわけではなかった。

続いて、次数ごとに理論値と合成値の相似の度合いと、レベルの誤差を定量的に評価した。理論値と合成値の相似の度合いはコサイン類似度により評価した。コサイン類似度は次式によって定義した。

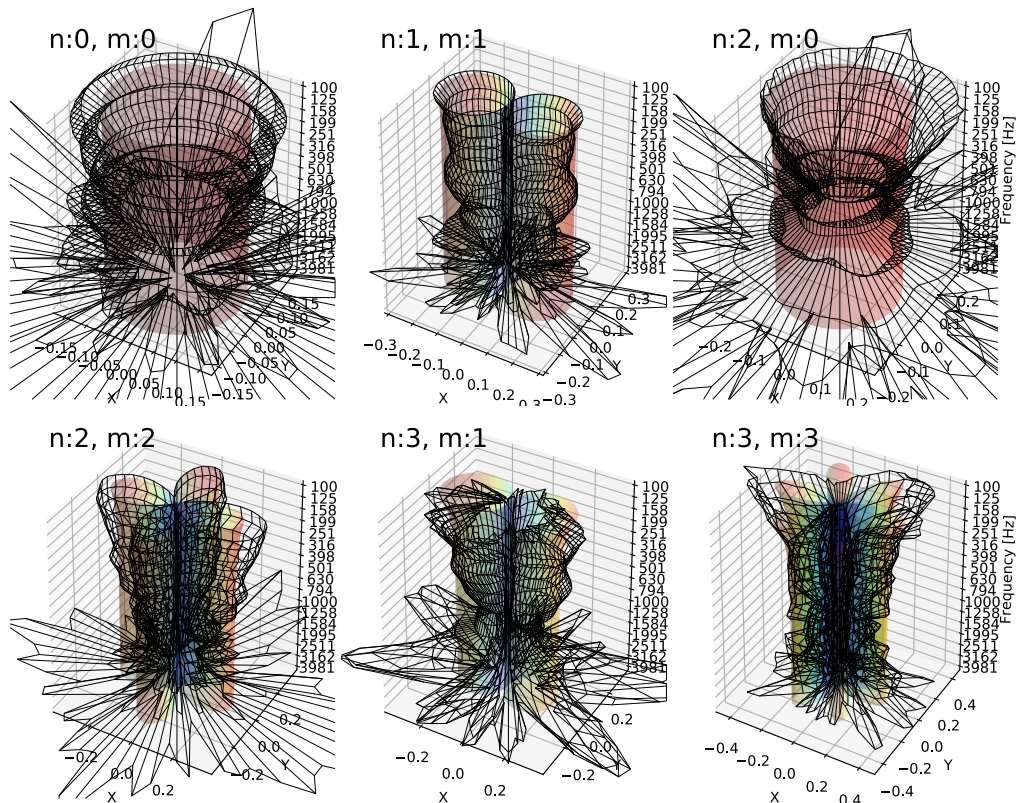
$$\rho = \frac{\left| \langle \hat{B}_{nm}, B_{nm} \rangle \right|}{\left\| \hat{B}_{nm} \right\| \left\| B_{nm} \right\|} \quad (4.28)$$

ここで、 $\langle \cdot, \cdot \rangle$ および $\| \cdot \|$ は $L^2(S^2)$ 上の内積およびノルムを表す。コサイン類似度は0から1までの値をとり、指向性が相似となるとき1となる。また、レベル誤差は次式によって定義した。

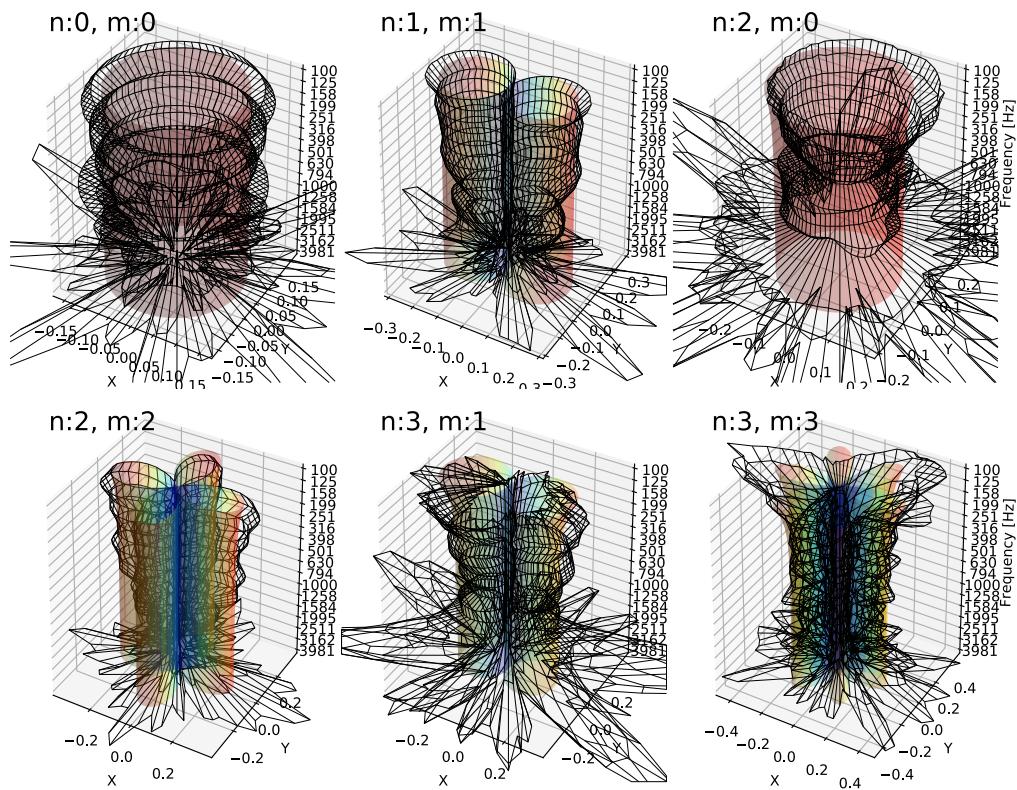
$$J = 10 \log_{10} \frac{\left\| \hat{B}_{nm} \right\|^2}{\left\| B_{nm} \right\|^2} \quad (4.29)$$

結果をFig. 4.11に示す。

次数 $n = 0$ から2では、約50 Hzから約1500 Hzにかけて、打ち切り次数 L によらず、コサイン類似度が1に近い値をとる。また次数 $n = 3$ では、約200 Hzから約1500 Hzにかけて、打ち切り次数 L によらず、コサイン類似度が1に近い値をとる。約1500 Hz以上でコサイン類似度が低下するのは、マイクアレイの離散配置による空間エイリアシングの影響とみられる。一方、約50 Hz以下においてコサイン類似度が低下するのは、スピーカの出力レベルが下がることにより各マイク信号が含むノイズの割合が上がるためだと考える。また、



(a) はりねずみマイク・指向性モデル次数 $L = 1$



(b) はりねずみマイク・指向性モデル次数 $L = 2$

Fig. 4.9: 水平面の入射についての展開係数 B_{nm} の指向性。測定値(メッシュプロット)と理論値(カラー表面プロット)。モデルの打ち切り次数 (a) $L = 1$ および (b) $L = 2$ 。

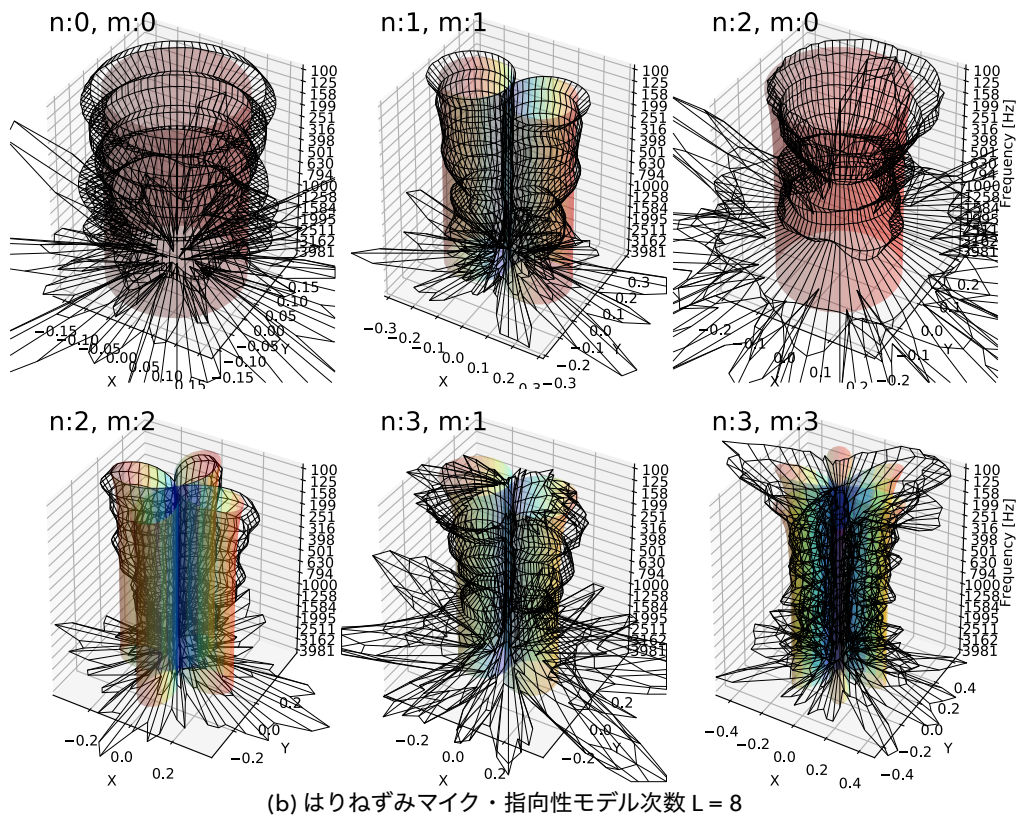
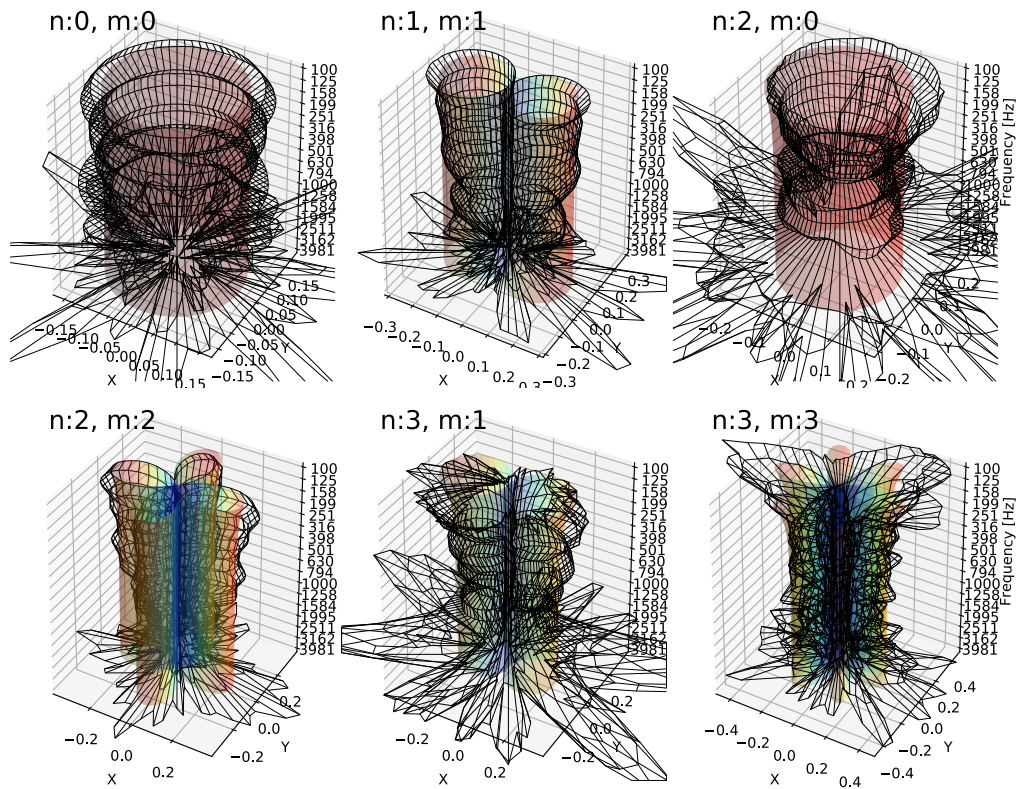


Fig. 4.10: 水平面の入射についての展開係数 B_{nm} の指向性。測定値(メッシュプロット)と理論値(カラー表面プロット)。モデルの打ち切り次数 (a) $L = 4$ および (b) $L = 8$ 。

次数 n が上がるほど動径方向関数 $b_n(kr)$ の振幅が小さくなるため、ノイズに対するロバスト性が下がり、コサイン類似度が低下し始める下限周波数が上がると考える。

レベル誤差については、次数 n によらず、約 70 Hz から約 1500 Hz にかけて、0 dB に近い値をとる。この下限周波数については、スピーカの出力レベルの低下がそのまま反映されている。上限周波数についてはマイクの離散配置による空間エイリアシングの影響とみられる。

また、打ち切り次数 L が大きくなるにつれて、約 500 Hz から約 1500 Hz にかけてわずかだが平坦になるように見える。これより、軸対称指向性モデルによる展開係数 B_{nm} の推定精度の向上が示唆されたが、大幅な改善は見られなかった。そこで、Fig. 4.12 に示すように、 a_ℓ の割合を 1/3 オクターブバンド毎に算出した。これを見ると、空間エイリアシングが生じると思われる約 1500 Hz までは、0 次および 1 次が支配的であることがわかる。よって、空間エイリアシングの影響を受けない 1500 Hz 以下の帯域では、高次の軸対称指向性モデルを使わずともある程度の推定精度が得られるのだと考えられる。

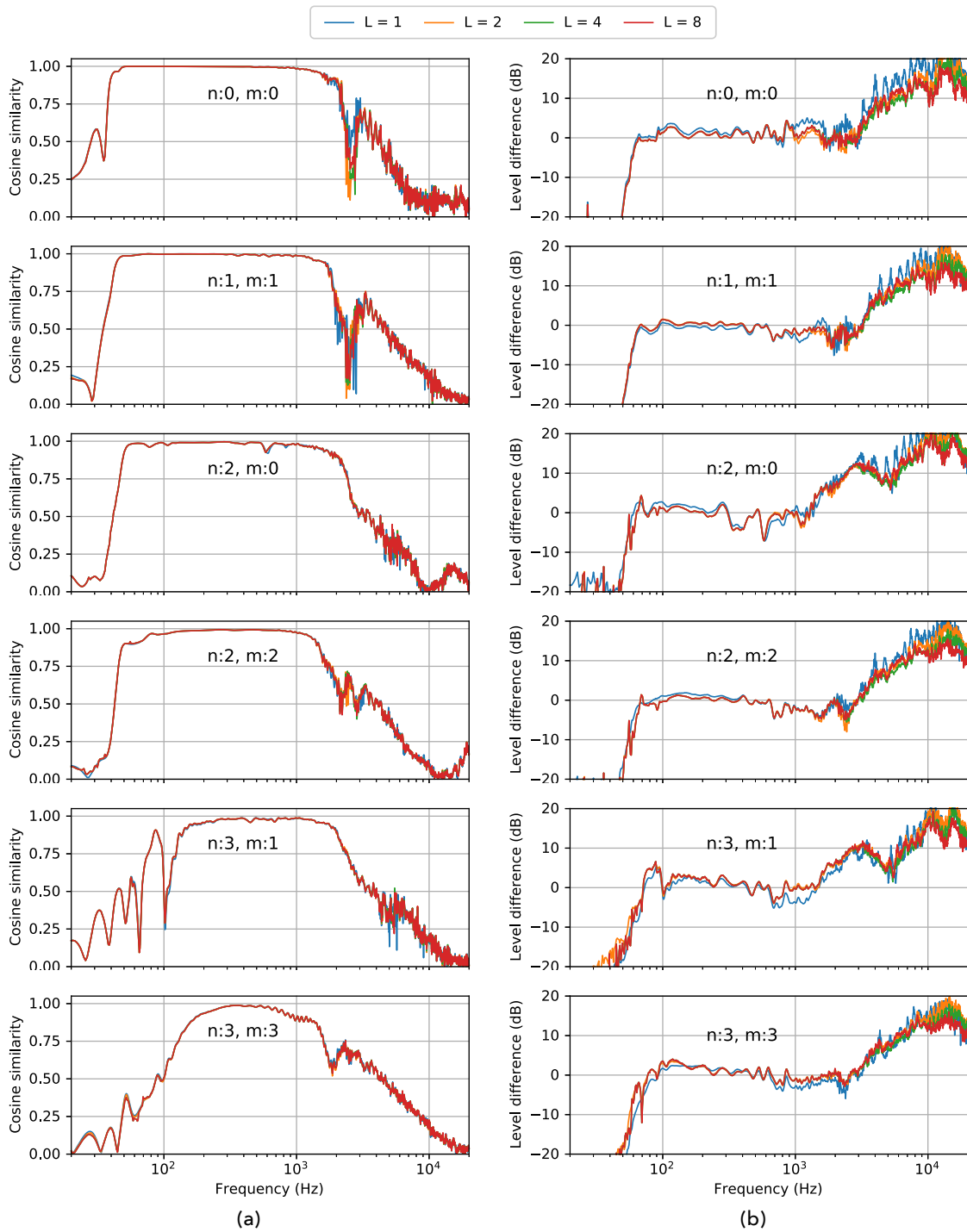
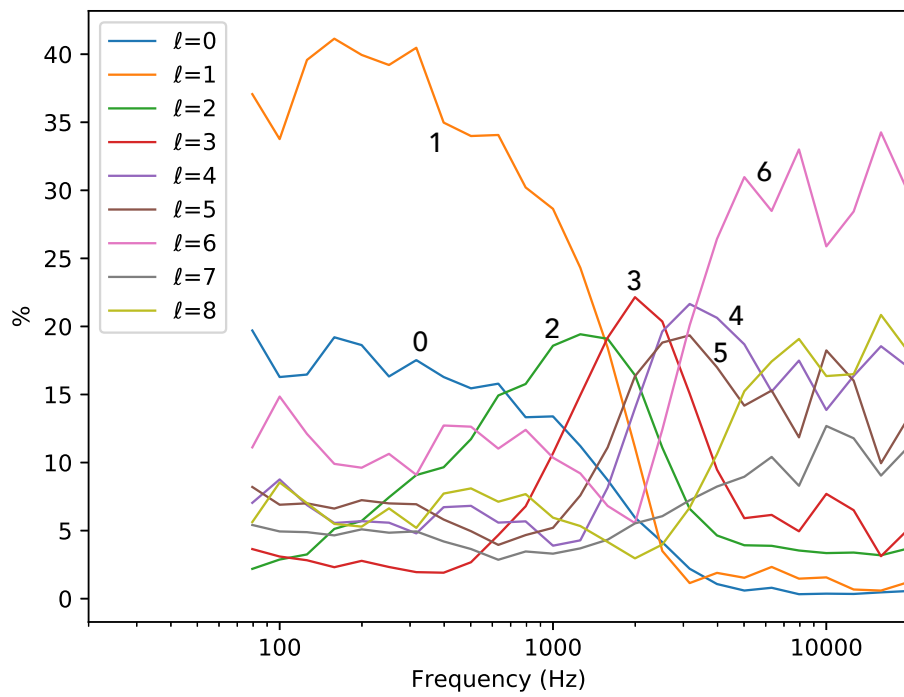


Fig. 4.11: 水平面の入射についての展開係数 B_{nm} の測定値と理論値のコサイン類似度 (a) とレベル誤差 (b)

Fig. 4.12: 展開係数の a_l の割合

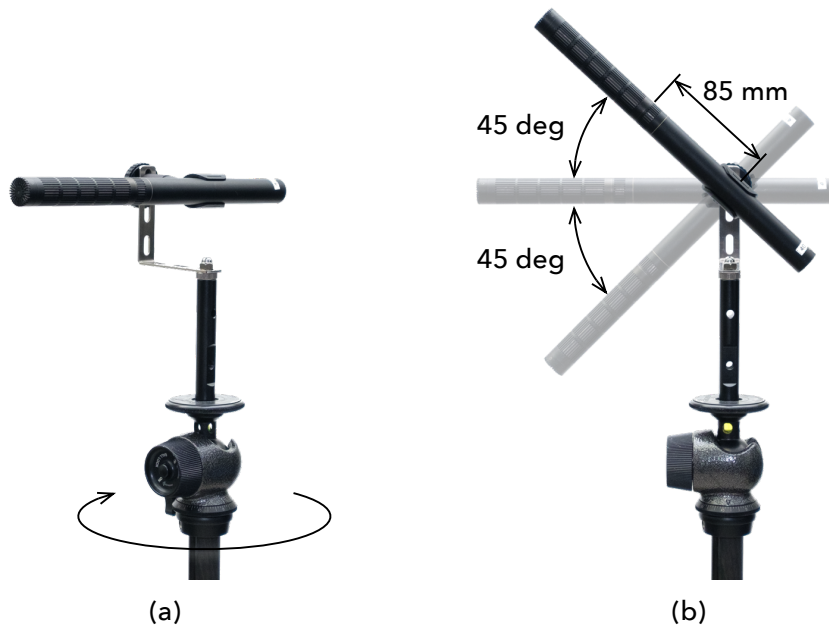


Fig. 4.13: 半径 85 mm 仮想はりねずみマイクアレイの外観

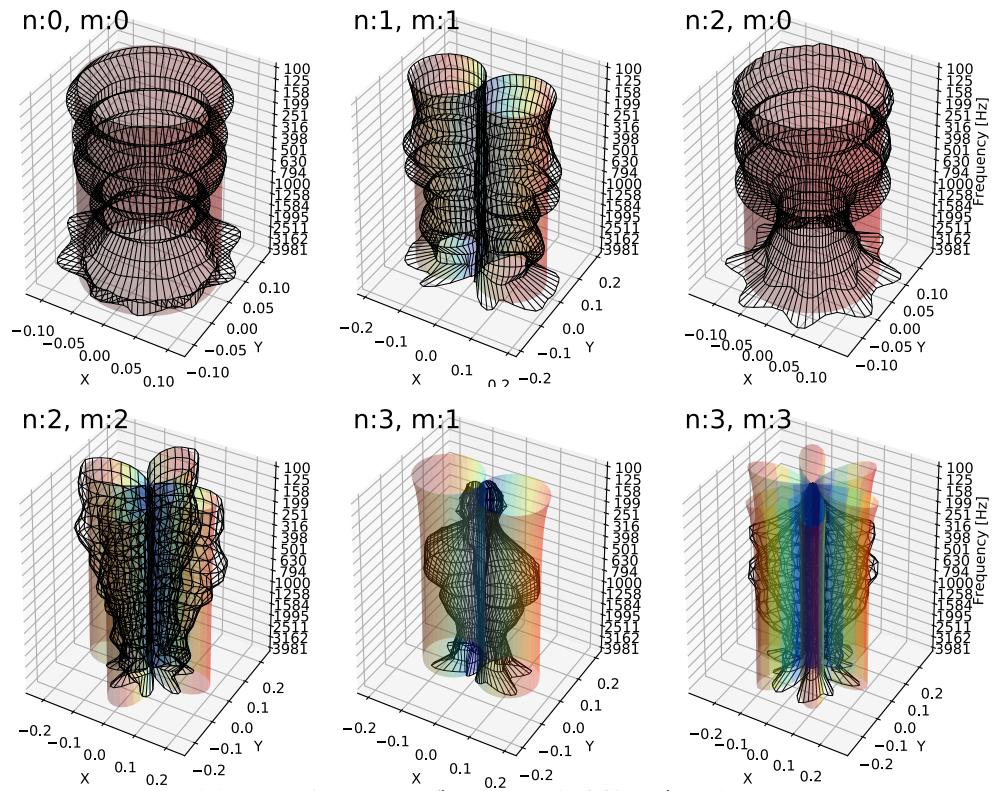
4.3.3 半径 85 mm 仮想はりねずみマイクアレイによる精度検証

はりねずみマイクを使用した展開係数 B_{nm} の推定において、軸対称指向性モデルによる推定精度の向上はわずかであった。そこで、より指向性の鋭い高い周波数まで、空間エイリアシングの影響を受けずに推定可能なアレイを仮想的に構成し、再び性能を検証した。

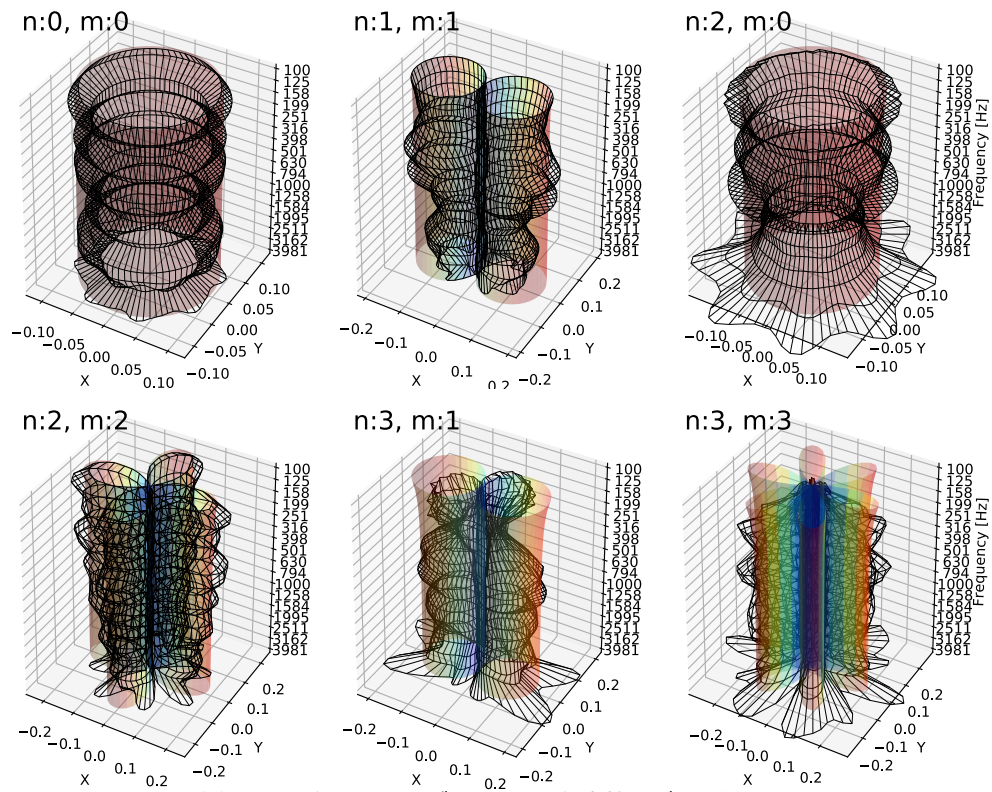
Fig. 4.13(a) のように、1つの鋭指向性マイク (DPA 4017A) を三脚に固定する。これは雲台によって水平方向に 360 度回転する。また、Fig. 4.13(b) に示すように、マイクの固定具を中心に仰角を変更できる。回転中心からマイク素子まで距離は、通常のはりねずみマイクの半径 (194mm) の半分以下の 85 mm に設定した。水平・仰角にそれぞれ 45 度ステップで回転させ、逐次インパルス応答を測定することにより、仮想的に 24 ch のマイクアレイ信号を得られる¹。このとき、隣り合うマイクの間隔は 50 mm 前後であり、3000 Hz 程度以下は空間エイリアシングの影響を受けずに推定できると考えられる。

続いて、無響室において仮想はりねずみマイクを 5 度間隔で 360 度回転に回転させ、2.8 m の距離に設置したスピーカ (Genelec 8351A) を音源としてインパルス応答を測定した。収録した 24 ch のインパルス応答を DFT し、周波数毎に展開係数の推定値 \hat{B}_{nm} を求めた。推定には式 (2.43) を使用し、一般逆行列を使って解を求めた。また展開係数の理論値 B_{nm} については、スピーカをつくる音場を波源距離 2.0 m の球面波音場とみなし、式 (2.28) を用いて求めた。

¹仮想的なものなので実際に 24 チャンネルの同時収録に使用することはできないが、原音場でインパルス応答を逐次測定できる場合にはこのまま実用可能である。例えば、ドライソースとコンサートホールの室内インパルス応答を用いた可聴化においては、マイクを回転させながら逐次測定することで対応できる。

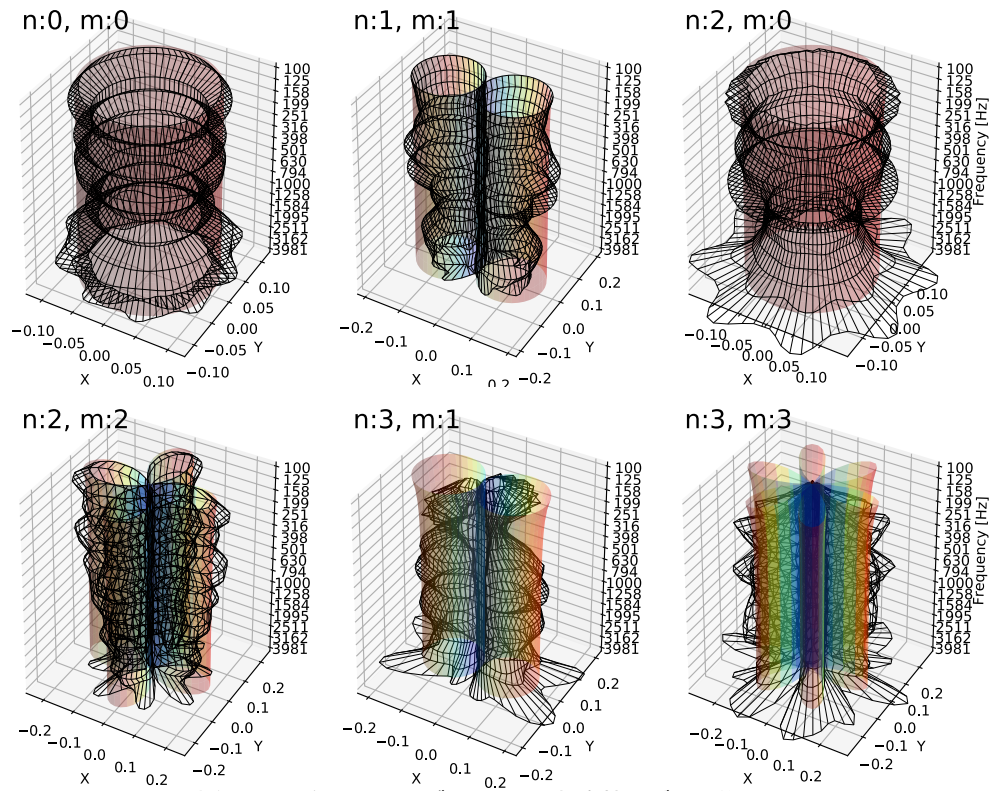


(a) 半径85 mm仮想はりねずみマイク・指向性モデル次数 $L = 1$

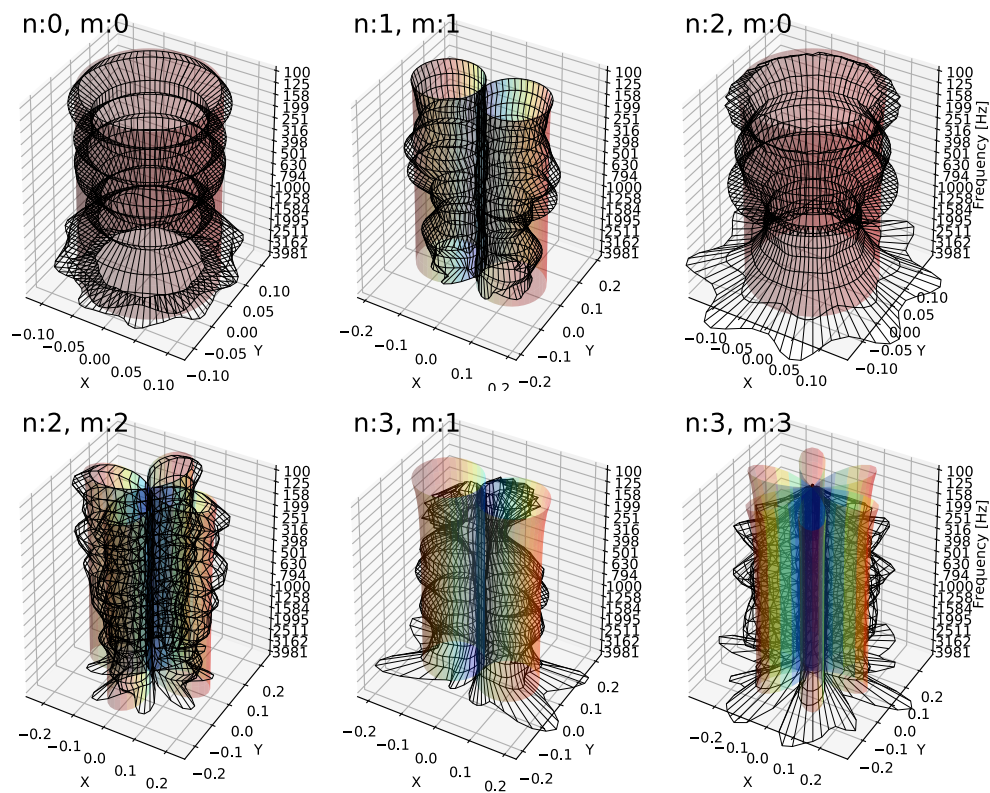


(b) 半径85 mm仮想はりねずみマイク・指向性モデル次数 $L = 2$

Fig. 4.14: 水平面の入射についての展開係数 B_{nm} の指向性。測定値 (メッシュプロット) と理論値 (カラー表面プロット)。モデルの打ち切り次数 (a) $L = 1$ および (b) $L = 2$ 。半径 85 mm 仮想はりねずみマイクアレイの場合。



(a) 半径85 mm仮想はりねずみマイク・指向性モデル次数 $L = 4$



(b) 半径85 mm仮想はりねずみマイク・指向性モデル次数 $L = 8$

Fig. 4.15: 水平面の入射についての展開係数 B_{nm} の指向性。測定値 (メッシュプロット) と理論値 (カラー表面プロット)。モデルの打ち切り次数 (a) $L = 4$ および (b) $L = 8$ 。半径 85 mm 仮想はりねずみマイクアレイの場合。

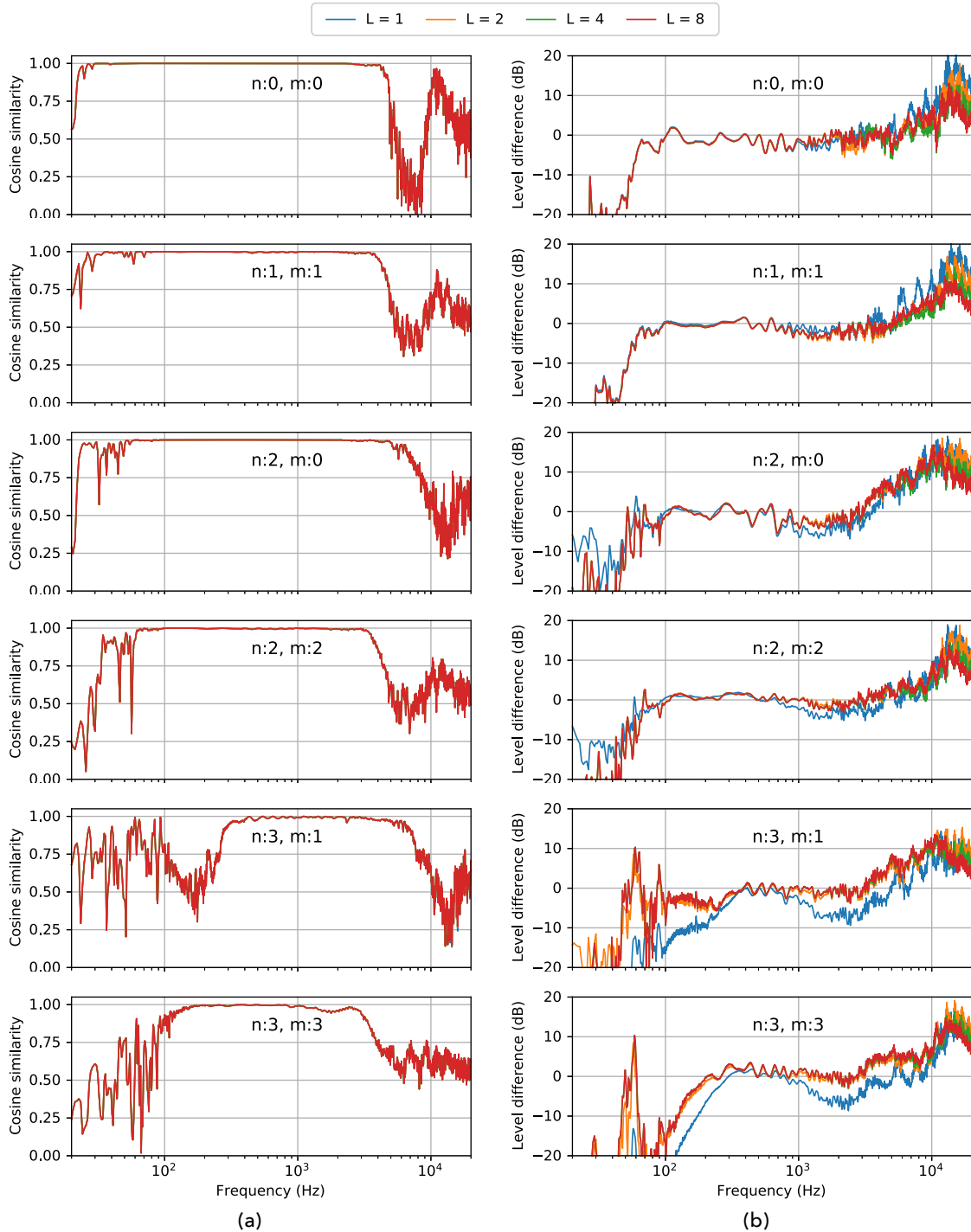


Fig. 4.16: 水平面の入射についての展開係数 B_{nm} の測定値と理論値のコサイン類似度 (a) とレベル誤差 (b)

Fig. 4.14 と Fig. 4.15 に、半径 85 mm 仮想はりねずみマイクアレイを用いて推定された $(n, m) = (0, 0), (1, 1), (2, 0), (2, 2), (3, 1), (3, 3)$ の展開係数の指向性を示す。また、それらのコサイン類似度およびレベル誤差を Fig. 4.16 に示す。

コサイン類似度の打ち切り次数 L による違いは見られない。一方、レベル誤差は、 $n = 1$ を除き、レベル誤差は打ち切り次数 L が大きくなるほど、約 500 Hz から約 3000 Hz にかけて 0 dB に近づいた。特に、 $n = 3$ では $L = 1$ のとき 2000 Hz 付近で -6 dB 程度ほどの誤差があったが、 $L = 2$ 以上で誤差 -2 dB 程度まで改善した。また、 $n = 3$ では約 100 Hz から約 300 Hz においてもレベル誤差の改善が見られた。なお、指向性のモデル化の精度がレベル誤差のみに影響するのは、今回使用した半径 85 mm 仮想はりねずみマイクアレイが、球状アレイであるためだと考えられる。球状アレイでは式 (2.41) のように、動径方向の関数が一般逆行列から分離されて次数ごとに複素振幅を与える働きをしている。したがって、動径方向関数に影響する指向性のモデル化の精度が変化すると、展開係数のレベル誤差が変化すると考えられる。

以上により、鋭指向性マイク信号を高次の軸対称指向性モデルを使って表すことが妥当であり、展開係数 B_{nm} の推定精度向上に寄与することが確認できた。

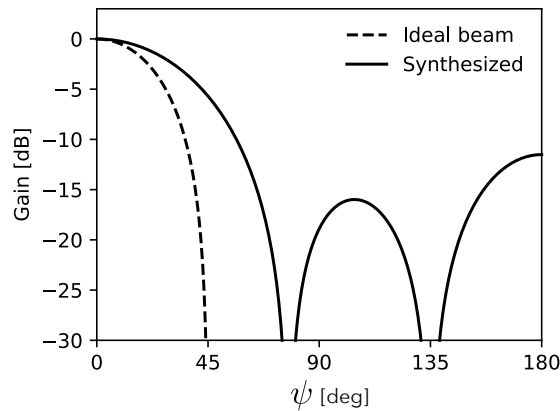


Fig. 4.17: ビームの指向性の理想値と合成値

ビーム指向性の設計

ビームの指向性の目標値は、22.5度で3 dB減衰するように設定した。すなわち

$$F(\psi, \varphi) = \begin{cases} \cos\left(\frac{2\pi\psi}{\pi/4}\right) & \text{if } \psi < \pi/4 \\ 0 & \text{if } \psi \geq \pi/4 \end{cases} \quad (4.30)$$

とした。

式(2.55)を使い、これを $N = 2$ で打ち切り係数 d_n を算出したところ、 $d_0 = 0.245, d_1 = 0.384, d_2 = 0.403$ となった。Fig. 4.17に示すのは、合成されるべきビームパターンを計算機上で求めプロットしたものである。約45度で3 dB減衰する指向性が得られた。ビームのステアリング方向は、はりねずみマイクと同様の24方向とした。

ビーム指向性の評価

実際にははりねずみマイクの収録信号を使ってビームを合成し、その指向性を評価した。 $(\theta_l, \phi_l) = (\pi/2, 0)$ にステアリングしたビームを対象に、水平面の指向性のみを評価した。収録信号は4.3節で使用したものをを用いた。

Fig. 4.18に測定された結果を示す。比較のため鋭指向性マイクDPA 4017C単体の指向性を示している。

メインローブの幅は、はりねずみマイクでは、63 Hzから1000 Hzにかけて、DPA 4017Cに比べて鋭くなった。また半径85 mm仮想はりねずみマイクでは、63 Hzから2000 Hzにかけて、DPA 4017Cに比べて鋭くなった。高い周波数になると、180度付近のレベルがDPA 4017Cに比べて高くなる傾向が見られる。

Fig. 4.19に、指向性の鋭さを示すDirectivity Index(式(4.25))を示す。はりねずみマイクでは63 Hzから1000 Hzにかけて、半径85 mm仮想はりねずみマイクでは63 Hzから2000 Hzにかけて、DPA 4017Cに比べて鋭いことが定量的にもわかる。

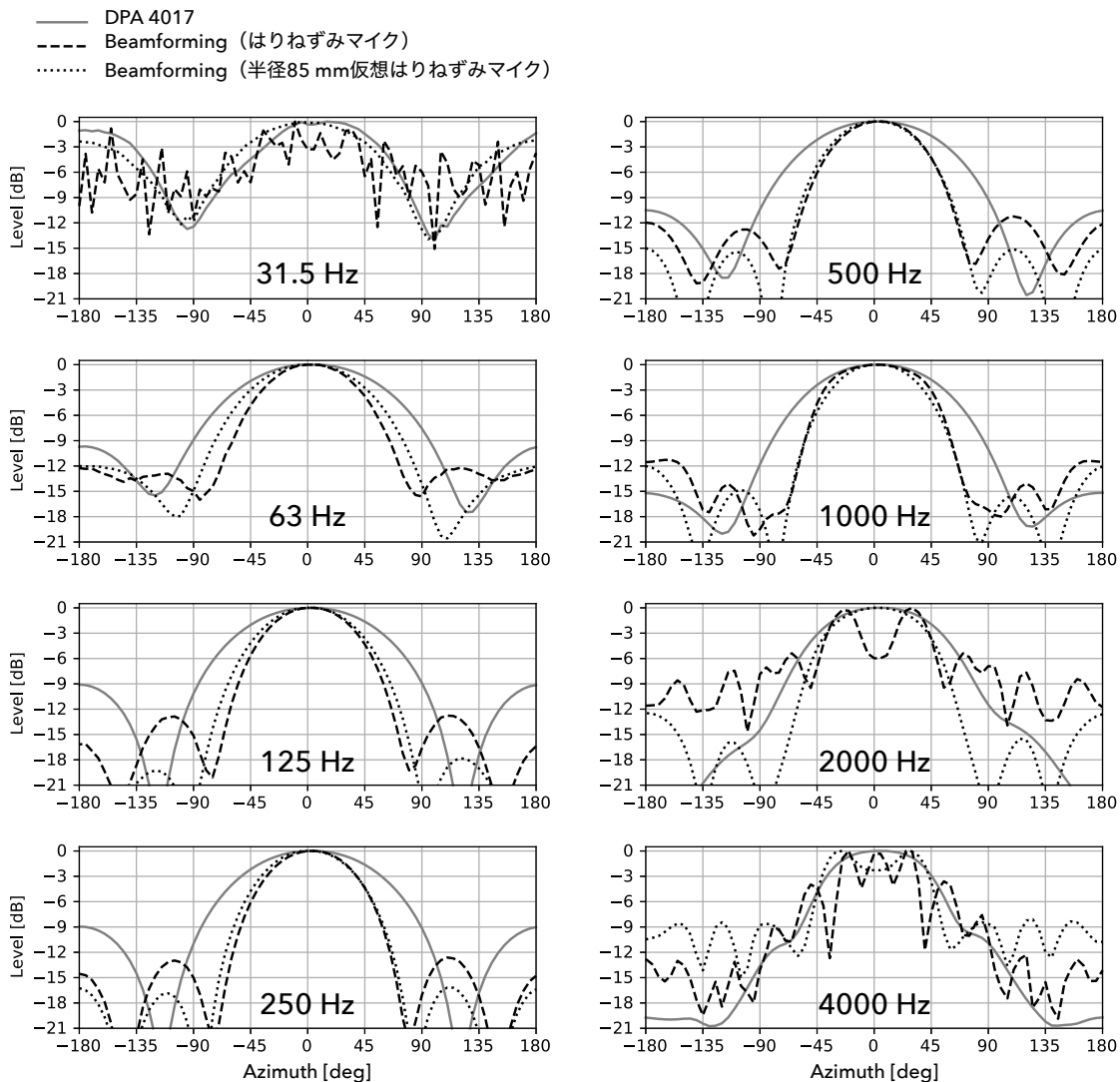


Fig. 4.18: ビームの指向性の測定値

また、高域で Directivity Index が低下するのは、球面調和関数展開での空間エイリアシングの影響だと考えられる。広帯域で鋭い指向性を得るため、低域でビームフォーミング、高域でマイク自体の指向性を使う場合には、空間エイリアシングの生じ始める周波数が簡易音場再生の下限周波数より高くなるよう、アレイ半径やマイク数を設定する必要がある。

以上より、低域ではビームフォーミングを適用して、指向性の広がりを補うことが可能になった。これによる収録信号は、簡易音場再生と同様にチャンネルベースの再生信号として扱えるため、ミキシング等の演出的操作にも対応する。ビームフォーミングと簡易音場再生を帯域によって使い分けるユースケースでは、Fig. 4.20 に示すように、マイク自体の指向性がある程度が鋭いものの簡易音場再生を適用するには不十分な帯域が存在する。この帯域では指向性が高次成分を含むため、従来のカーディオイドのモデルは適用できなかったが、今回の提案した高次音圧勾配を含むモデルによって初めて球面調和関数展開が可能となった。

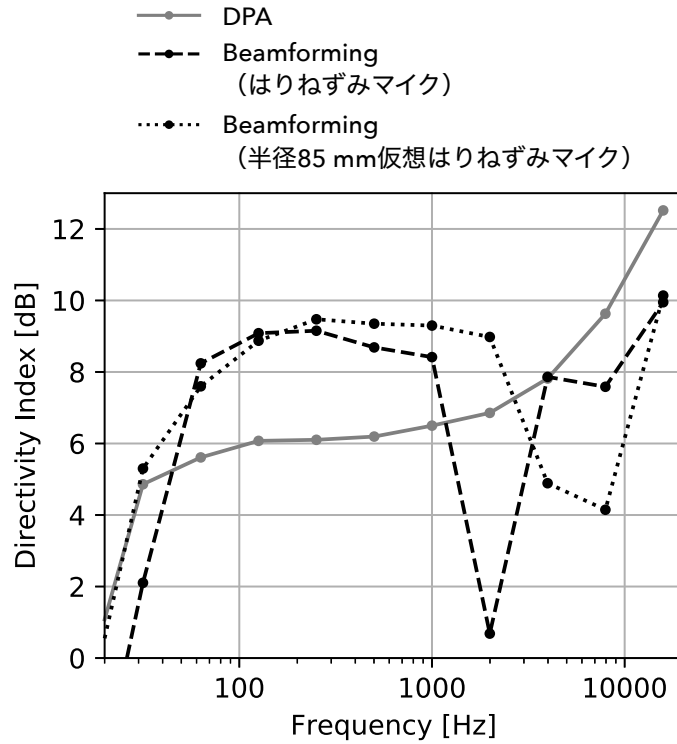


Fig. 4.19: ビームの指向性の Directivity Index

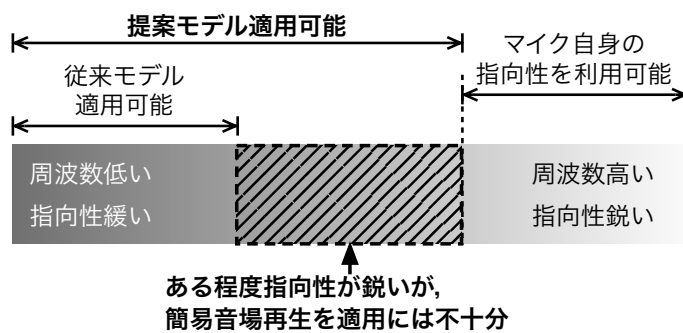


Fig. 4.20: ビームフォーミングと簡易音場再生のハイブリッドに関する概念図

4.4 本章のまとめ

本章では、鋭指向性マイクアレイによる球面調和関数展開を可能にするため、高次音圧勾配を含めた新たな指向性モデルを構築した。このモデルは、軸対称の指向性がルジャンドル多項式の線形和で表現できることを利用した。

続いて、構築したモデルの妥当性を数値シミュレーションおよび測定実験により検証した。数値シミュレーションの結果より、使用するマイクの指向性が鋭いほど、条件数が小さくなるという利点が見られた。現在主流である剛球マイクアレイと比較したとき、風雑音などノイズが生じやすい収録環境では、鋭指向性マイクアレイの方が高次にわたり安定した推定精度を得られると考えられる。しかし、マイク数が十分でない場合、展開係数の推定精度が低下することがわかった。さらに、実マイクアレイを使った測定実験では、より高次音圧勾配を含めることで、展開係数のレベル誤差が減少することが確認された。

最後に、ビームフォーミングの適用を試み、合成されたビームの指向性と鋭指向性マイク単体の指向性を比較した。この結果より、低域ではビームフォーミング、高域ではマイク自身の指向性を用いた簡易音場再生を適用し、両者をハイブリッドすることで、広い周波数帯域で方向情報を再生できると考えられる。この場合、簡易音場再生と同様にチャンネルベースの再生信号として扱えるため、ミキシング等の演出的操作にも対応する。

第5章 物理計測による再生音場評価

ここでは、第4章までに適用した音場再生手法について、物理計測による評価を行う。まず、各種音場再生手法を広帯域の信号に適用し、再生音場を生成する方法を述べる。続いて、MEMS マイクアレイを使った多数点計測により、波面および物理指標の分布を方法と結果、ダミーヘッドマイクによる両耳間時間差・レベル差の評価の方法と結果について述べる。最後に、本章の成果をまとめる。

5.1 広帯域信号への適用

評価を行う音場再生手法の一覧を、Table 5.1 に示す。ただし、BoSC(576) と BoSC(104) の括弧内の数値は逆フィルタ数を表している。

Direct を除く 4 つの手法は、入力を鋭指向性マイクアレイ信号、出力を 24ch スピーカアレイとする 24 入力 24 出力の FIR(Finite Impulse Response) フィルタを設計し、その畳み込み処理として実装する。

全てのフィルタは Fig. 5.1 に示すように、周波数領域で設計したのち、時間領域の係数を求める。まず、 2^{16} サンプルの周波数応答をそれぞれの手法に基づいて計算する。それを周波数軸について逆 FFT し、時間軸方向に 2^{11} サンプルだけ後方に円状シフトする。最後に、先頭 2^{12} サンプルに窓関数をかけて切り出す。今回はブラックマン窓を使用した。

以下、周波数応答の計算方法について、改めて以下にまとめる。

Table 5.1: 評価する再生手法の一覧

ラベル	手法	詳細
Direct	簡易音場再生	第 1 章
BoSC(576)	境界音場制御 (BoSC)	第 2 章
BoSC(104)	逆フィルタ数を削減した BoSC	第 2, 3 章
HOA	高次アンビソニックス (HOA)	第 2, 4 章
Beamforming	球面調和関数展開に基づくビームフォーミング	第 2, 4 章

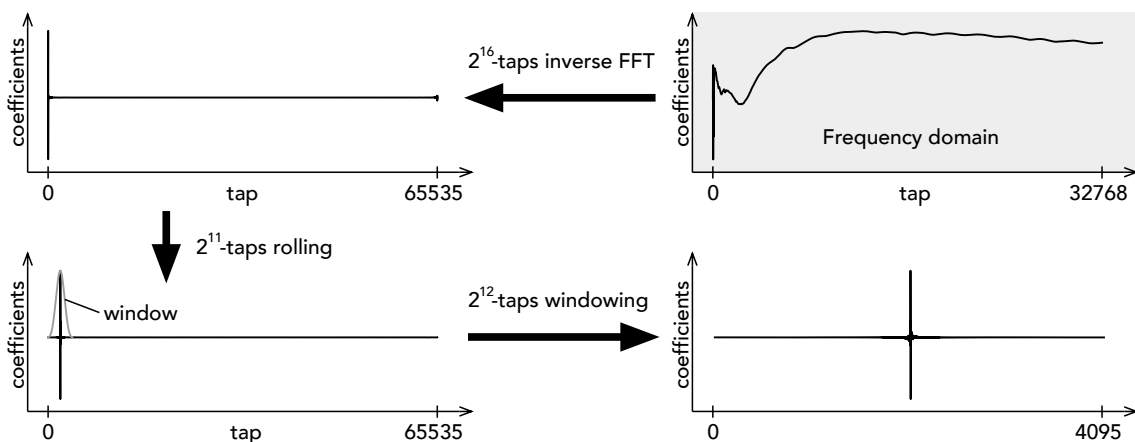


Fig. 5.1: FIR フィルタ設計の概念図

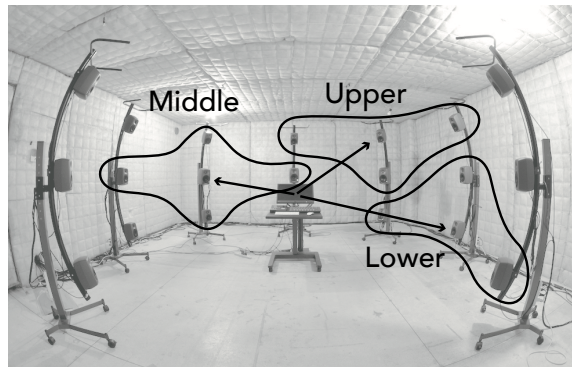


Fig. 5.2: BoSC(104) の削減パターンイメージ図

BoSC(576)

20 Hz から 20000 Hz まで範囲内のサンプルについては、式 (2.17) により算出し、その範囲外のサンプルはゼロとする。

BoSC(104)

削減パターンは全ての周波数で同一になるように、マイクの收音軸方向とその周囲のスピーカーを使用するパターンを採用する。Fig. 5.2 に示すように、中段のマイクは1つあたり5つのスピーカー、上下段のマイクは1つあたり4つのスピーカーを用いて制御する。このとき、逆フィルタ数は $5 \times 8 + 4 \times 16 = 104$ となる。

20 Hz から 20000 Hz まで範囲の周波数応答は式 (3.8) により計算し、その範囲外のサンプルはゼロとする。

HOA

式 (2.43)、式 (2.44) および式 (2.49) より、スピーカ信号 \mathbf{y} は、

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}^\dagger \mathbf{T}^\dagger \mathbf{s} \quad (5.1)$$

となる。20 Hz から 20000 Hz まで範囲内のサンプルについて、 $\mathbf{C}^\dagger \mathbf{T}^\dagger$ を計算し、その範囲外のサンプルはゼロとする。

このとき、スピーカアレイの上下方向に設置されるスピーカーを配置しないことによりフィルタが不安定になるため [75]、 \mathbf{C} のうち $n = 3, m = 0$ の要素はゼロに置き換えて計算した。

Beamforming

式 (2.52) を行列で表現する。

$$\mathbf{y} = \mathbf{w} \mathbf{e} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{w} = [w_{00}, \dots, w_{NN}] \quad (5.3)$$

$$\mathbf{e} = [E_{00}, \dots, E_{NN}]^T \quad (5.4)$$

これを、スピーカに応じて \mathbf{w} を変えながらスピーカ数について連立することにより、

$$\mathbf{y} = \mathbf{W} \mathbf{e} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{24} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

と表現できる。ここで、式 (2.53) より、

$$\mathbf{y} = \mathbf{W} \text{diag} \left[\frac{1}{4\pi i^n} \right] \mathbf{b} \quad (5.7)$$

ただし、ここでは実数値の球面調和関数 (式 (2.19)) を使用していることから $\mathbf{b}^* = \mathbf{b}$ となる性質を利用している。したがって、式 (2.43) より、スピーカ信号は以下ようになる。

$$\mathbf{y} = \mathbf{W} \text{diag} \left[\frac{1}{4\pi i^n} \right] \mathbf{T}^\dagger \mathbf{s} \quad (5.8)$$

以上より FIR 設計時の周波数応答は、20 Hz から 20000 Hz まで範囲内のサンプルについて、 $\mathbf{W} \text{diag} [1/(4\pi i^n)] \mathbf{T}^\dagger$ を計算し、その範囲外のサンプルはゼロとする。

5.2 多点計測

5.2.1 多点計測の意義

再生音場の特徴は、再生手法や再生システムを設置する室の特性などによって左右されるが、再生音場に関する評価指標は確立されていない。物理音響的再生手法の研究においては、数値シミュレーションによって再生波面の可視化による定性評価や Signal-to-Distortion Ratio (SDR) やコサイン類似度による定量評価が行われることが多い。また実システムにおいては、建築音響分野で用いられる音響物理指標や、両耳間時間差・レベル差、音響インテンシティ計測による音波到来方向などの再現性能に関して検証されている [76–81]。複数のスピーカから放射された波が重なりあう音場であるため、これらの評価値は再生音場内の聴取位置によっても異なる。そのため再生音場内の評価では、測定点を広範囲・高密度に配置することが望ましい。

また、音場再生の研究に限らず音響分野では、広範囲の音圧分布を記録する試みが行われている。例えば、MEMS(Micro Electro Mechanical Systems) 技術で製造された小型マイクを高密度に多数配置し、空間的に標本化定理を満たすように音圧を記録することで、音波の伝搬そのものの様子を把握する試みが行われている [82-84]。

以上を踏まえ、本章ではMEMS マイクアレイを製作し、空間的に広範囲・高密度の測定点により再生波面を評価する。

また、離散的に測定された音圧分布データから連続的な分布を推定する手法が提案されている [85,86]。ただし、この手法は2次元のKirchhoff-Helmholtz 積分方程式に基づいており、3次元音場の測定データに適用する場合には補間精度が悪化する（これについては詳細を付録Cに記している）。これを改善するには、3次元のKirchhoff-Helmholtz 積分方程式に拡張することが必要だと考えられる。しかし、拡張したとしても、十分な補間精度を得るためには測定点を3次元的に高精度に配置する必要があると考えられ、今回製作したMEMS マイクアレイ配置には適さないと考えられる。

そこで、本章ではMEMS マイクアレイの電動移動装置を製作し、移動装置によりマイクアレイをずらしながら逐次インパルス応答を測定することで、直接的に広範囲・高密度の音圧分布を記録することにした。

5.2.2 MEMS マイクアレイおよび移動装置の製作

MEMS マイクアレイ

96 個の MEMS マイク (Knowles SPU0414HR5H) をプリント基板上に配列したアレイを製作した。アレイの外観を Fig. 5.3 に示す。マイクは 15 mm 間隔の正方格子状に 12 行 8 列で配列されており、一度に 0.18 m × 0.12 m. の範囲の音圧を記録できる。

MEMS マイクアレイの接続図を Fig. 5.4 に示す。MEMS マイクアレイのアナログ出力は、インターフェース基板を介して A/D コンバータ (3 台の DirectOut Technologies Andiamo 2) に接続される。インターフェース基板は、MEMS マイクへの電力供給と、音声信号の直流成分の遮断を担う。A/D コンバータは、マイク信号を PCM デジタル信号 (24 bit, 48 kHz) に変換する。その後、MADI インターフェース (RME MADiface XT) を通じてノートパソコンに送られる。測定時には、音場再生システムの MADI システムに組み込むことで、クロックを同期させる。

移動装置

MEMS マイクアレイを遠隔操作で移動させる移動装置を製作した。レールおよび機械部品は、市販のレーザーカッターの部品を流用し、マイクアレイの取り付け部、モータ駆動回路および制御ソフトを独自に設計した。

Fig. 5.5 に示す。床に設置したレール上をモータを使ってヘッドが移動する。ヘッドには長さを変えることのできる支柱が取り付けられ、支柱の先端に MEMS マイクアレイを取り付ける。

Fig. 5.6(a) に示すように、2 本の y 軸レール上を 1 本の x 軸のレールが移動し、 x 軸レール上をヘッドが移動する構造になっている。また、Fig. 5.6(b) に示すように、レール上にタイミングベルトが両端で固定されており、 x レールやヘッドに取り付けられた歯車付きのモータが回転することで移動する。モータは回転角度を段階的に調整できるステッピングモータを使用する。モータはステップ角度 1.8° 、歯車は 20 歯、タイミングベルトはピッチ 2 mm のものを使用した。また、モータ固有のステップ角度をマイクロステップ駆動によりさらに 4 分割した。したがって、ヘッドの x, y 軸の移動ステップはそれぞれ $0.05 \text{ mm} (= 1.8/360 \times 20 \times 2/4)$ となる。

モータの操作は任意のノートパソコンから無線 LAN を介して遠隔で行う。

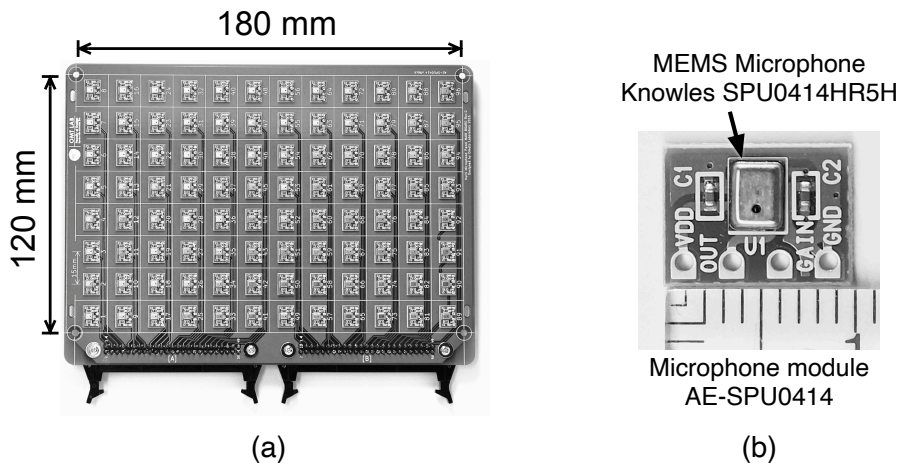


Fig. 5.3: MEMS マイクアレイの外観

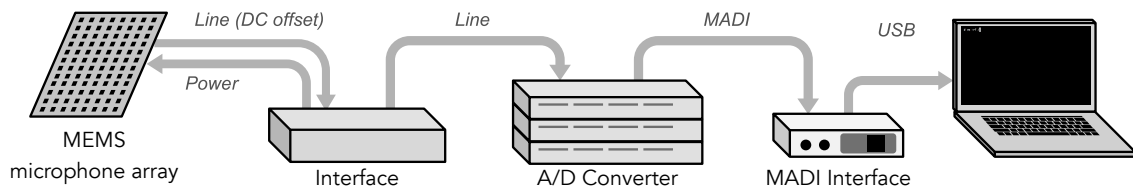


Fig. 5.4: MEMS マイクアレイの接続図

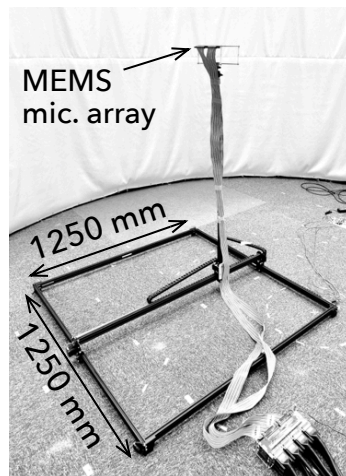


Fig. 5.5: 移動装置の外観

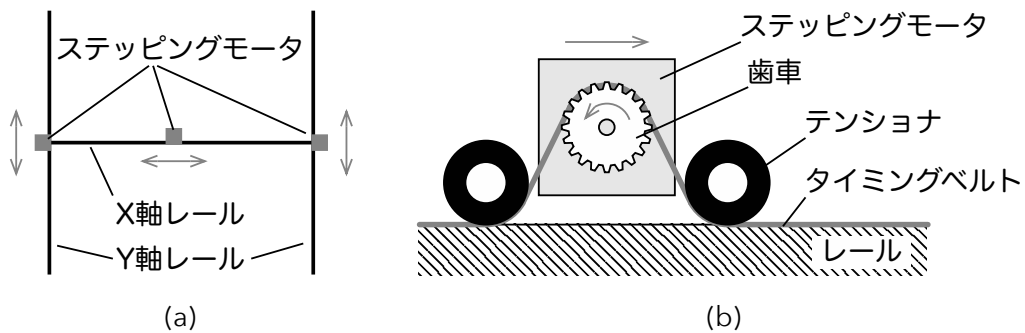


Fig. 5.6: 移動装置のレールとモータの配置 (a) とモータ周りの構造 (b) の模式図

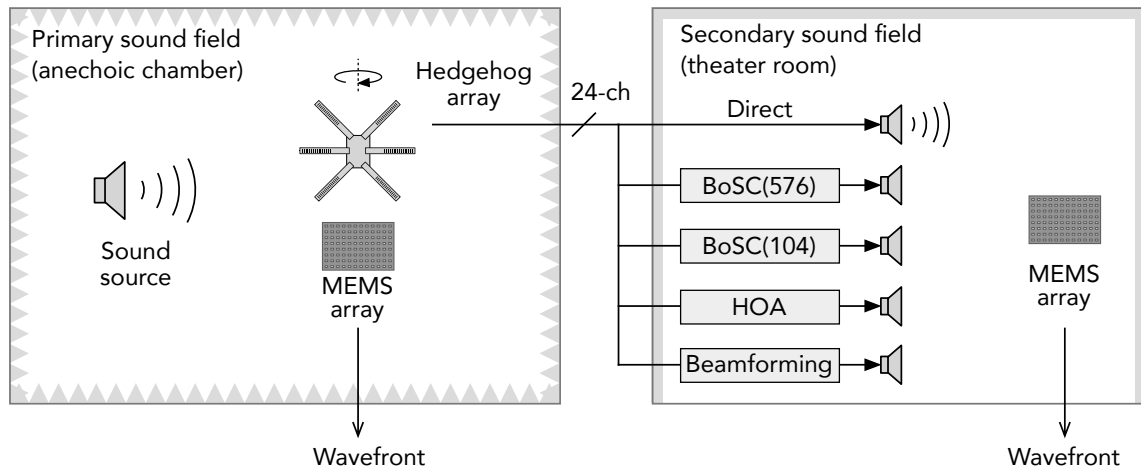


Fig. 5.7: 波面測定ブロック図

5.2.3 波面の可視化

実験方法

測定ブロックダイアグラムを Fig. 5.7 に示す。原音場は、九州大学大橋キャンパス 3 号館の無響室で、スピーカから Swept-sine 信号を出力し、2 m 離れた点に設置した鋭指向性マイクアレイで収録した。このとき、アレイを回転させて 0 度および 20 度の角度について収録した。その後、収録した場所の 2160 mm 四方の水平面を、MEMS マイクアレイを移動させながら逐次 Swept-sine 信号を記録した。

続いて、鋭指向性マイクアレイで収録された信号から、5 種類の手法によって再生信号を求める。それぞれの再生音場について、MEMS マイクアレイで波面を測定した。

再生音場の波面測定には、九州大学グローバルイノベーションセンター複合環境シミュレーション室において、Fig. 1.4(b) のスピーカアレイを用いた。また、アレイの内側に映像投影用の円筒型スクリーンを設置した状態で測定した。測定範囲は、スピーカアレイの中心を中心とする 2160 mm 四方の水平面とした。この範囲を、Fig. 5.9(a) に示すように、縦 12 マス、横 18 マスの 216 マスの区画に分割した。各区画内をそれぞれ MEMS マイクアレイ 4 回移動させ、Fig. 5.9(b) に示すように、 $384 (= 24 \times 16)$ 点の音圧を測定した。測定点の間隔は 7.5 mm となる。

区画内および区画間の移動は、MEMS マイクアレイ移動装置を用いた。ただし、可動範囲が 1250 mm 四方で 2160 mm 四方を一度に測ることができないため、Fig. 5.9(a) の実線で示す 1080 mm 四方毎に移動装置自体を手動で移動し 4 回に分けて測定を行った。

最後に、原音場および再生音場の MEMS マイクアレイの収録信号からインパルス応答を算出し、1 オクターブバンドパスフィルタを通して瞬時音圧分布を可視化した。

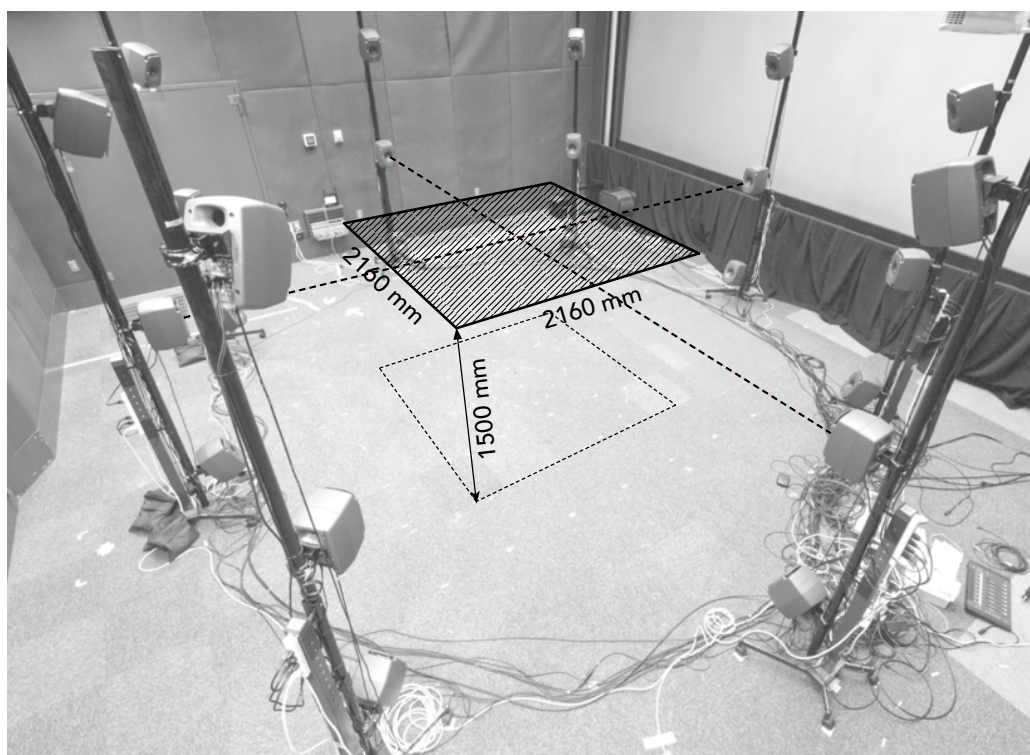


Fig. 5.8: 測定した範囲。斜線部で示した 2160 mm 四方の水平面。スピーカアレイ内側に布製の円筒スクリーンを設置した状態で測定した。

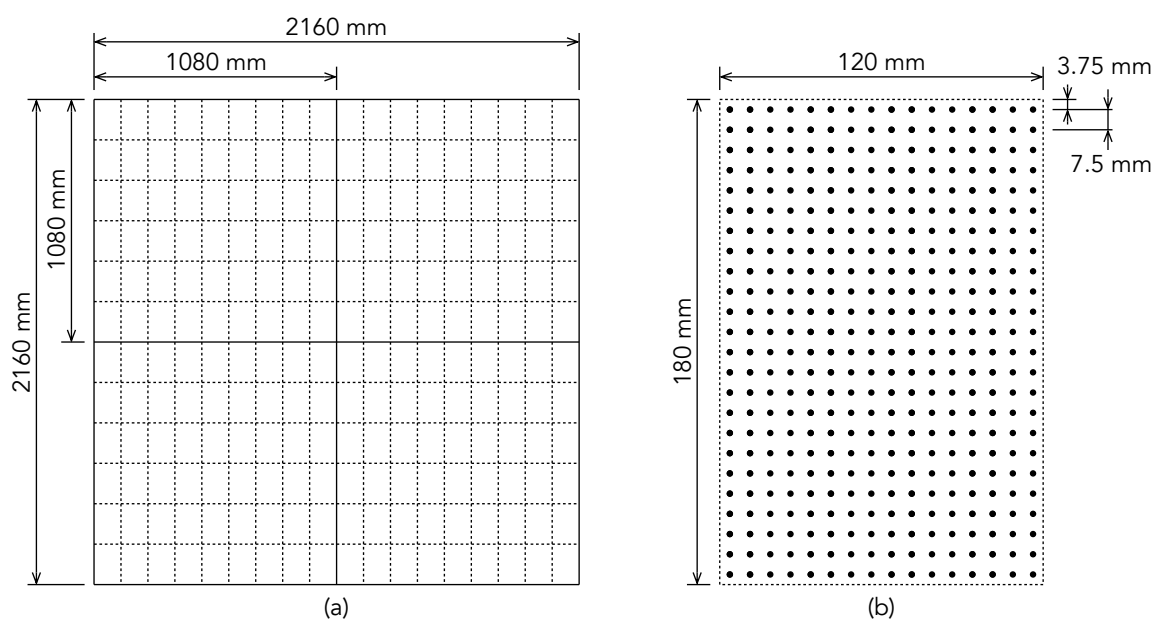


Fig. 5.9: (a)MEMS マイクアレイの区画と (b) 各区画の測定点配置

結果と考察

Fig. 5.10～5.13 に原音場および再生音場の水平面の波面を示す。図の上方向を正面方向とする。

Fig. 5.10 および Fig. 5.11 は、原音場の音源が正面方向 ($\phi = 90$ [deg]) であり、可視化範囲がそれぞれ 2160 mm 四方および 450 mm 四方となっている。

また、Fig. 5.12 および Fig. 5.13 は、原音場の音源が正面方向 ($\phi = 70$ [deg]) であり、可視化範囲がそれぞれ 2160 mm 四方および 450 mm 四方となっている。

Direct では、いくつかのスピーカから波が到来している様子が見られる。指向性マイクの指向性が高くなる 2000 Hz やそれ以上では、他の手法に比べて、原音場の音源方向に近いスピーカからの波面が比較的強くなる様子が見られる。

BoSC(576) は、原音場の音源方向が正面方向 ($\phi = 90$ [deg]) となる場合には、原音場に非常に類似した波面が広範囲に渡って見られる。しかし右斜め方向 ($\phi = 70$ [deg]) となる場合には、原音場に類似するのは、1000 Hz 以下の中心付近のみとなり、1000 Hz 以上では様々な方向のスピーカから波面が到来する様子が見られる。したがって、原音場の音源方向が再生音場のスピーカの方向と一致する場合に、広い範囲で高い再生精度が得られると考えられる。

BoSC(104) では、500 Hz 以下では BoSC(576) よりも原音場に似ない。ただし、1000 Hz 以上では BoSC(576) に比べ、原音場の音源方向に近い方向からの波が強くなる。フィルタ数を削減することにより、1 つマイク信号に対応するスピーカの方向が限定される。そのため、空間エイリアシングの影響が起こるような周波数においても、限定された方向から出力され、大まかに方向情報を再生できると考えられる。

HOA は、1000 Hz 以下では、原音場の音源方向によらず、中心付近において原音場に似た波面となる。しかし 2000 Hz 以上では、あらゆる方向のスピーカから到来する波面が重なり合う様子が見られる。

Beamforming は、1000 Hz 以下では、原音場の音源方向に近い方向からの波が強くなっており、Direct では不十分であった指向性を鋭くした効果が現れている。しかし 2000 Hz 以上では HOA と同様に波面の再現精度が悪化しており、球面調和関数展開において空間エイリアシングの影響を受けていると考えられる。

5.2.4 音響物理指標の測定

実験方法

測定のブロックダイアグラムを Fig. 5.14 に示す。原音場は、九州大学大橋キャンパス音響特殊棟残響室で、壁側に向けて設置したスピーカから Swept-sine 信号を出力し、Fig. 5.15 に示すように音源から約 3 m 離れた高さ 1200 mm の点に設置した鋭指向性マイクアレイで

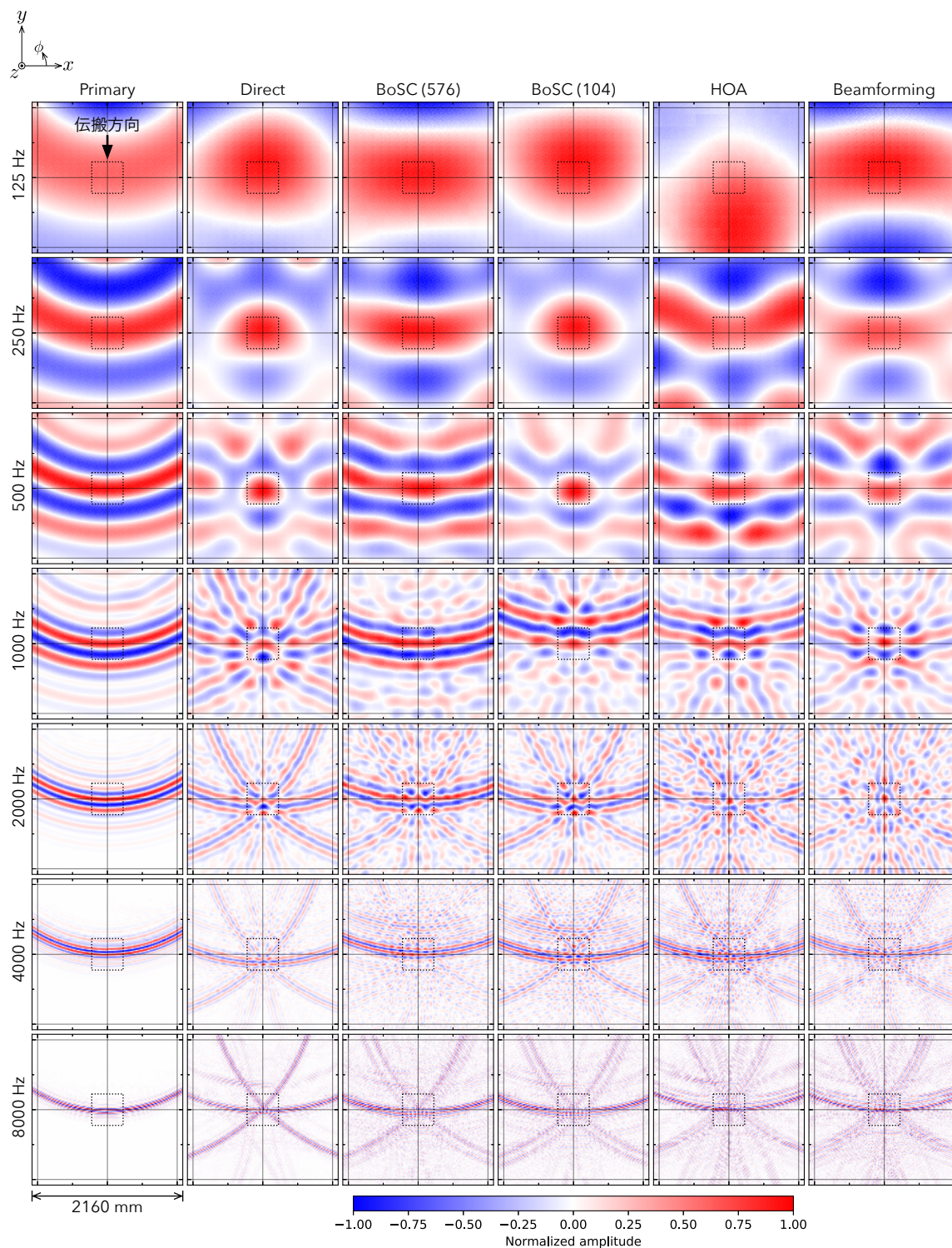


Fig. 5.10: 原音場および再生音場で測定した水平 2160mm 四方の波面。原音場の音源は方向 $\phi = 90$ [deg], 距離 2 m から放射される 1 オクターブバンドパスフィルタを通過したインパルス。

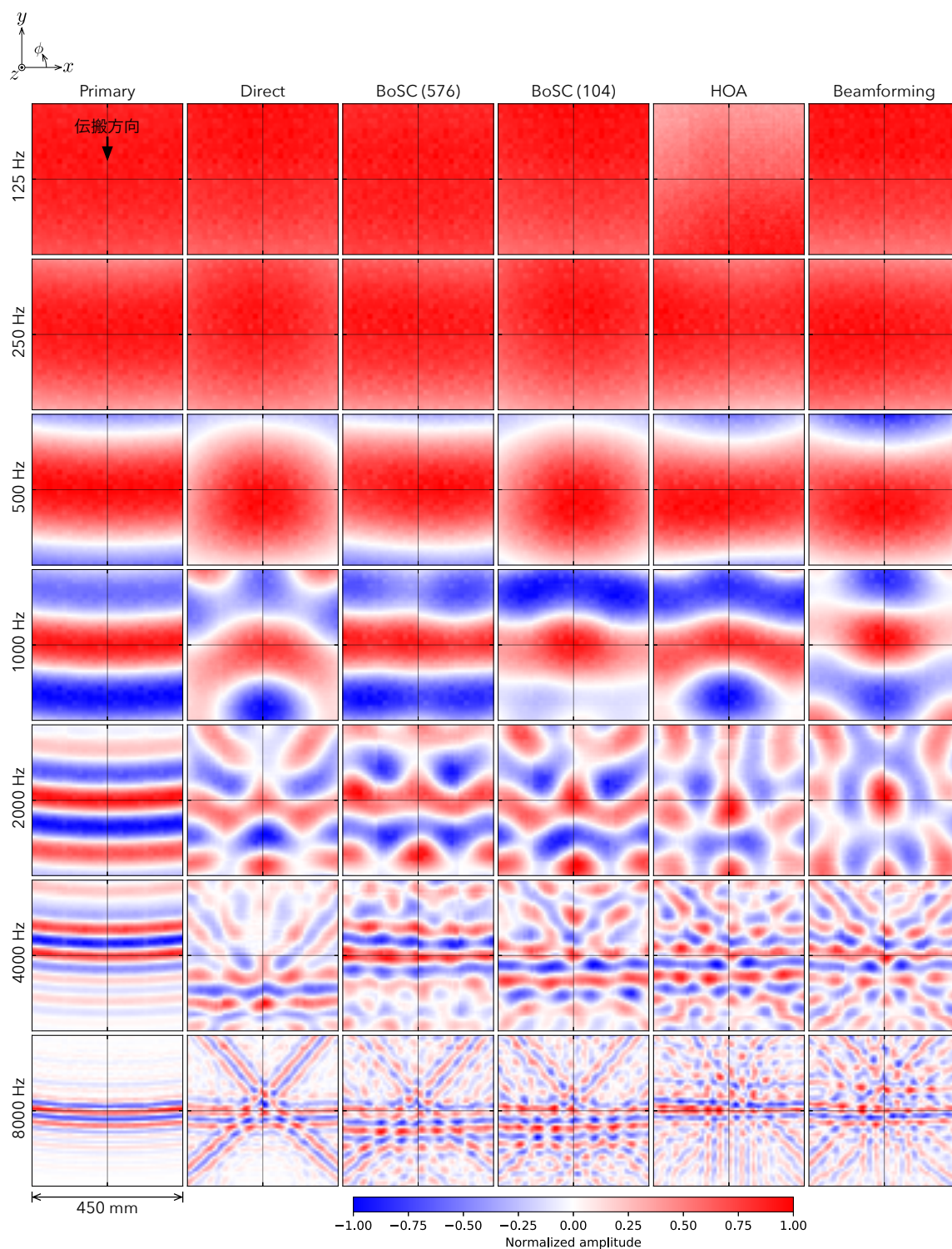


Fig. 5.11: 原音場および再生音場で測定した水平 450mm 四方の波面。原音場の音源は方向 $\phi = 90$ [deg], 距離 2 m から放射される 1 オクターブバンドパスフィルタを通過したインパルス。

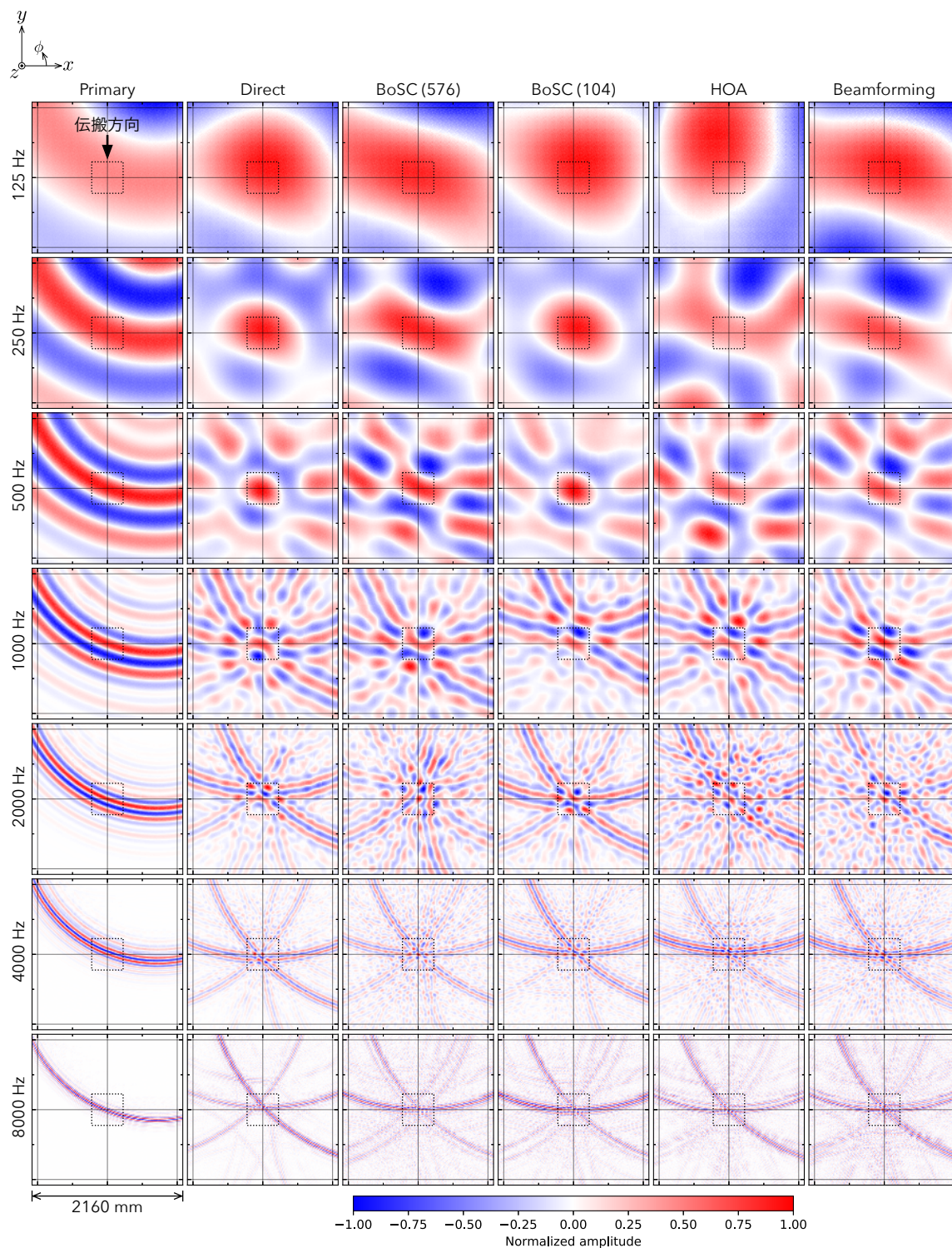


Fig. 5.12: 原音場および再生音場で測定した水平 2160mm 四方の波面。原音場の音源は方向 $\phi = 70$ [deg], 距離 2 m から放射される 1 オクターブバンドパスフィルタを通過したインパルス。

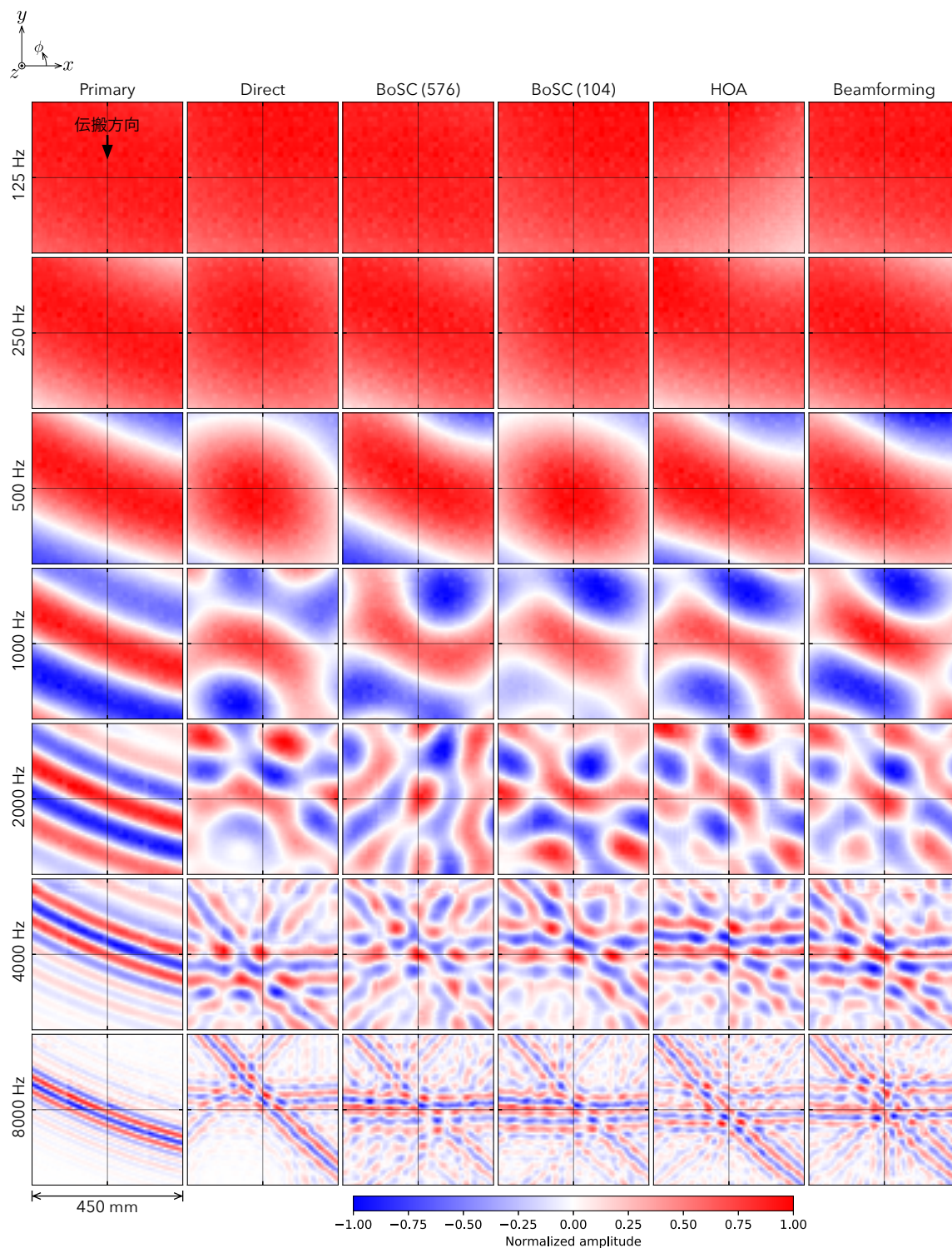


Fig. 5.13: 原音場および再生音場で測定した水平 450mm 四方の波面。原音場の音源は方向 $\phi = 70$ [deg], 距離 2 m から放射される 1 オクターブバンドパスフィルタを通過したインパルス。

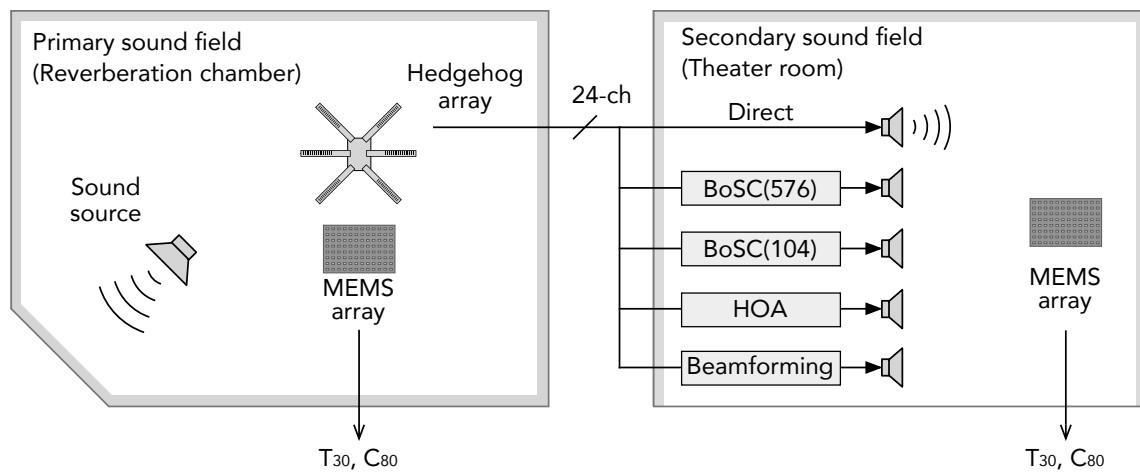


Fig. 5.14: 物理指標分布測定ブロック図

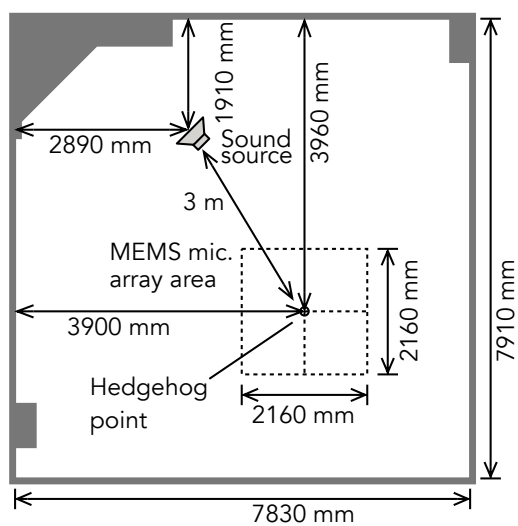


Fig. 5.15: 残響室における音源と測定点の配置

収録した。その後、その点を中心とする 2160 mm 四方の水平面を、MEMS マイクアレイを移動させながら逐次 Swept-sine 信号を記録した。

続いて、鋭指向性マイクアレイで収録された信号から、5 種類の手法によって再生信号を求める。それぞれの再生音場について、MEMS マイクアレイで波面を測定した。波面の測定条件は 5.2.3 項と揃えた。

最後に、原音場および再生音場の MEMS マイクアレイの収録信号から各点のインパルス応答を算出する。各点のインパルス応答に 1 オクターブバンドパスフィルタを通したのち、物理音響測定 [87] のうち残響時間 T_{30} 、明瞭度 C_{80} を算出した。残響時間はシュレーダ積分によって求めた減衰曲線の -5 dB から -25 dB の区間の回帰直線の傾きから算出した。明瞭度 C_{80} は次式によって求めた。

$$C_{80} = 10 \log_{10} \frac{\int_0^{80 \text{ ms}} p^2(t) dt}{\int_{80 \text{ ms}}^{\infty} p^2(t) dt} \quad (5.9)$$

このとき、直接音到来時刻 $t = 0$ を決めるのには、広帯域インパルス応答のピーク値の -35 dB を閾値以上となった時点とした [88]。

結果と考察

Fig. 5.16 に、原音場および再生音場で測定した水平 2160mm 四方の T_{30} 分布を示す。各プロット毎に平均値（各プロットの右上に表記）との差をカラーマップで表現している。また、Fig. 5.17 に T_{30} 分布の平均値 (a) と標準偏差 (b) を示す。

原音場 (Primary) のうち中心周波数 500 Hz については、不連続に T_{30} の値が大きくなっている箇所がある。これは、測定時の機材の排熱ファンの騒音の影響だと考えられる。

水平 2160mm 四方の領域の平均値は、Fig. 5.17(a) が示すように、いずれの再生手法も 125 Hz から 4000 Hz にかけて近い値をとり、原音場との差は丁度可知差異 (JND) の範囲内となった。

Fig. 5.16 を見ると、いずれの手法も 125 Hz では中央は周囲より値が小さいという傾向が再現されている。また、1000 Hz から 2000 Hz にかけては、分布が一致するわけではないものの、ランダムに値がばらつく性質が再現されており、Fig. 5.17(b) を見ても、標準偏差が原音場に近い。4000 Hz では、HOA や Beamforming において直線状の模様が出ているが、原因は分からなかった。

Fig. 5.18 に、原音場および再生音場で測定した水平 2160mm 四方の C_{80} 分布を示す。各プロット毎に平均値（各プロットの右上に表記）との差をカラーマップで表現している。また、Fig. 5.19 に水平 2160 mm 四方の C_{80} 分布の平均値 (a) と標準偏差 (b) を示す。

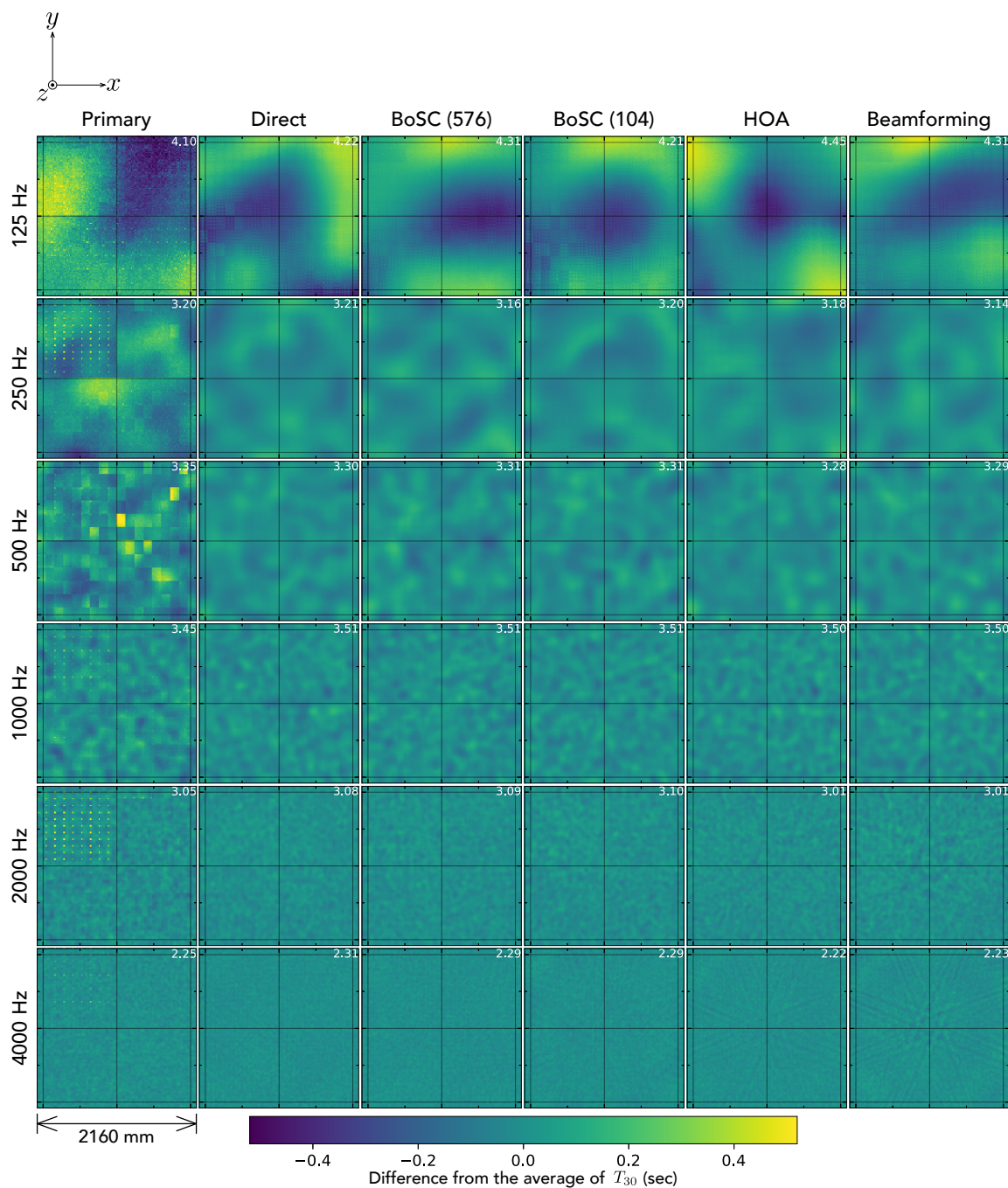


Fig. 5.16: 原音場および再生音場で測定した水平 2160mm 四方の T_{30} 分布。それぞれ平均値 (各プロットの右上に表記) との差をカラーマップで表している。

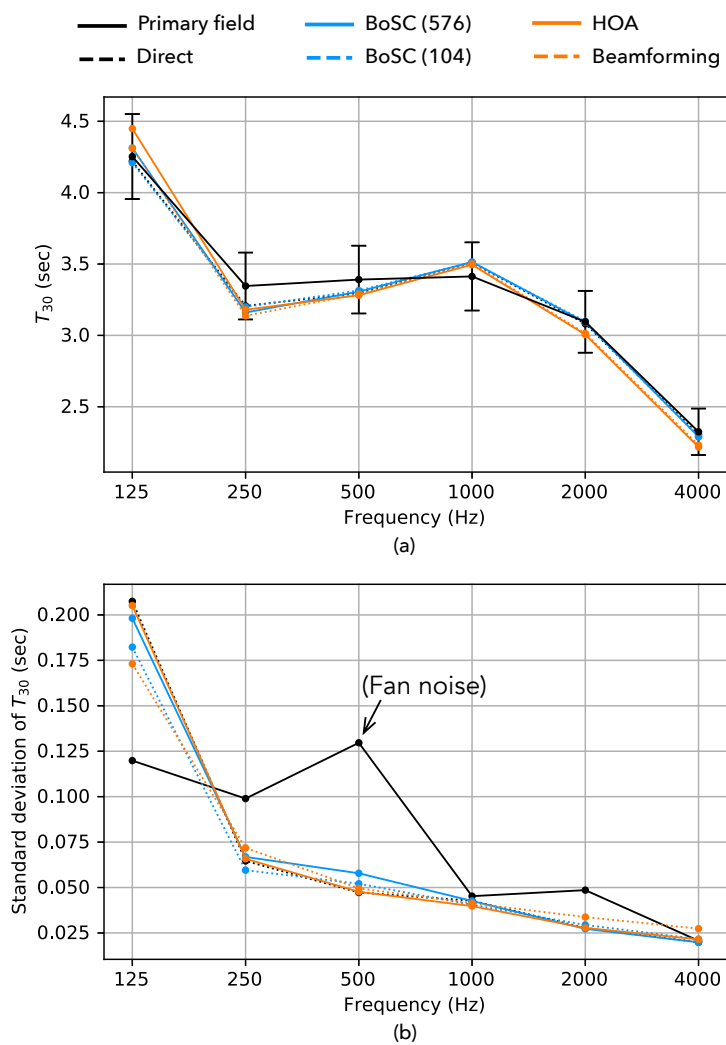


Fig. 5.17: 原音場および再生音場で測定した水平 2160mm 四方の T_{30} の平均値 (a) と標準偏差 (b)。エラーバーは T_{30} の丁度可知差異 (JND) を表す。

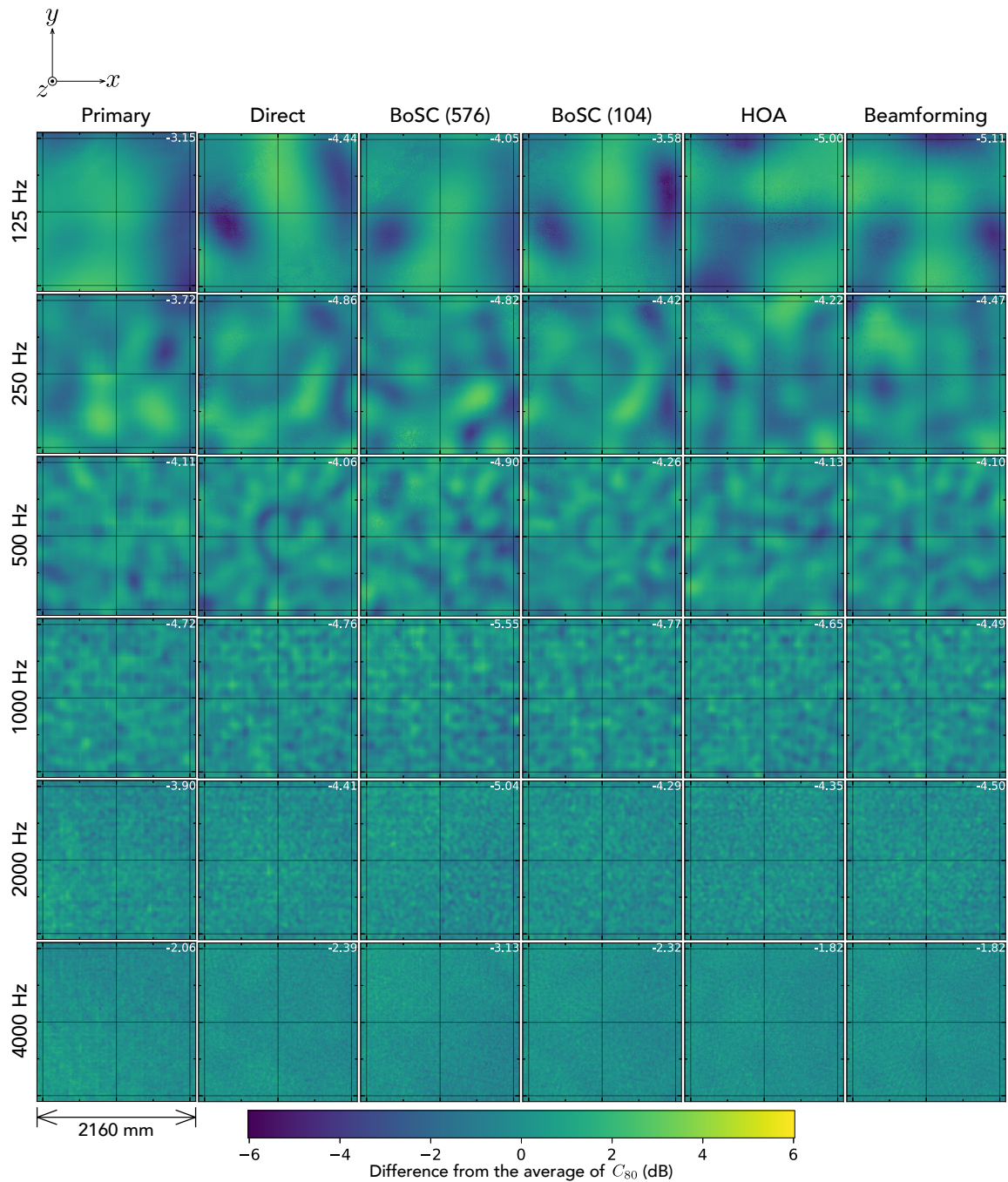


Fig. 5.18: 原音場および再生音場で測定した水平 2160mm 四方の C_{80} 分布。それぞれ平均値 (各プロットの右上に表記) との差をカラーマップで表している。

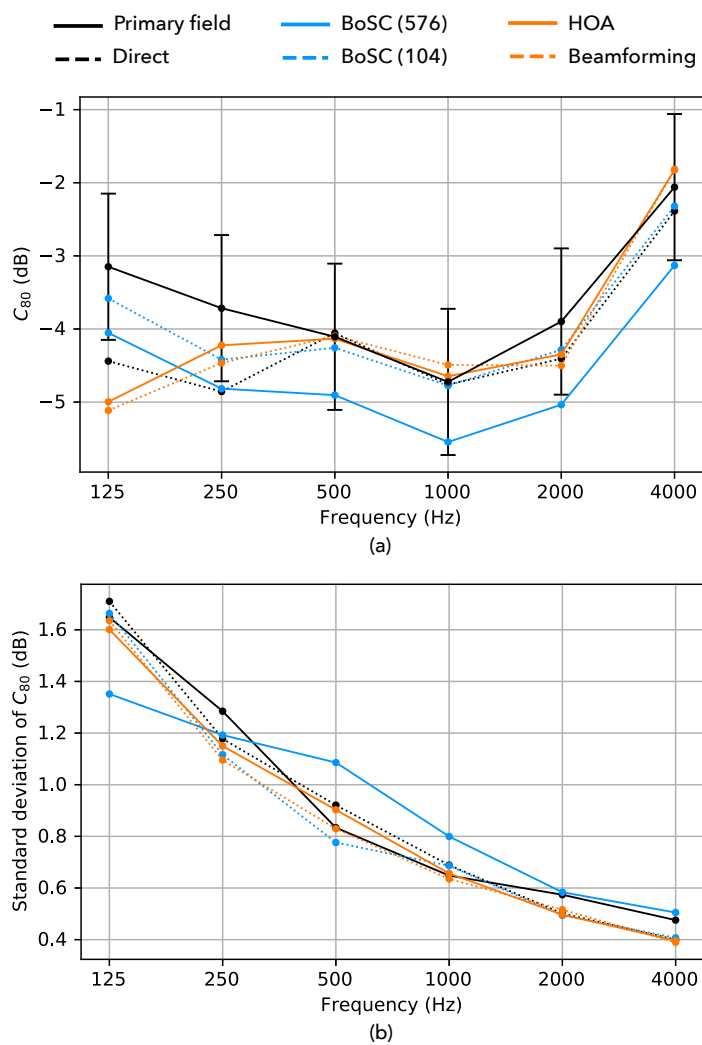


Fig. 5.19: 原音場および再生音場で測定した水平 2160mm 四方の C_{80} の平均値 (a) と標準偏差 (b)。エラーバーは C_{80} の丁度可知差異 (JND) を表す。

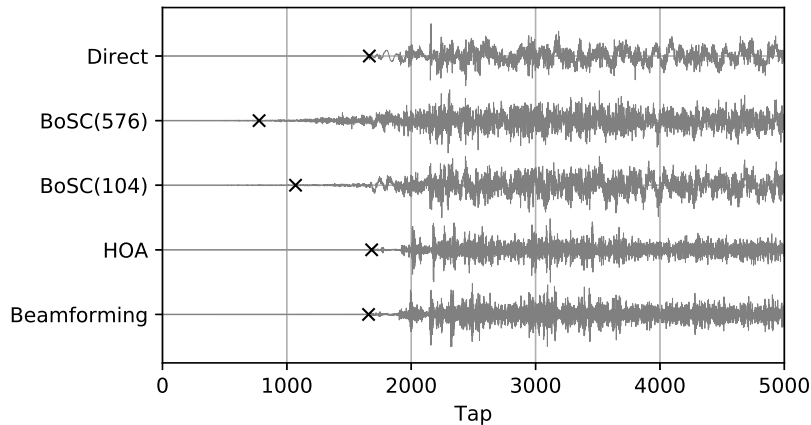


Fig. 5.20: 再生音場中央のインパルス応答波形。×印は初期音到達時を示す。

まず，Fig. 5.19(a) に示す C_{80} 分布の平均値を見る。

BoSC(576) は平均値がいずれの帯域においても低い傾向があり，一部は原音場の JND を下回っている。また，これについては，逆フィルタの FIR フィルタによって付加されるプリエコーの影響と考えられる。プリエコーは，いずれの手法の FIR フィルタ波形においても見られるが，BoSC(576) は再生音場の室内インパルス応答の逆特性をもつため特に時間が長く振幅も大きい。Fig. 5.20 に示すのは，再生音場の中央で MEMS マイクアレイで測定されたインパルス応答波形である。BoSC(576) は他手法に比べて時間が長く振幅も大きなプリエコーが付加されていることがわかる。これにより，初期音のエネルギーが大きくなるとともに，検出される直接音到来時刻が前にシフトすることで，後期音のエネルギーが大きくなり， C_{80} の値が下がると考えられる。

HOA や beamforming では 125 Hz において平均値が原音場の JND を下回っている。これは，展開係数を推定する際に動径関数 $b_n(kr)$ の逆数をとるため，低域では高次成分のゲインが上がりやすく，プリエコーが大きくなると考えられる。これにより，BoSC(576) と同様に C_{80} の値が下がっていると思われる。

Fig. 5.18 を見ると，Direct と BoSC(104) では，250 Hz と 500 Hz において，中央に半径 0.5 m 程度の円状に C_{80} の値が下がる箇所があるが，それ以外は，分布が一致するわけではないものの，ランダムに値がばらつく性質が再現されている。Fig. 5.19(b) に示す C_{80} 分布の標準偏差は，いずれも原音場に近いため，定量的にも値のばらつきが再現されていると言える。

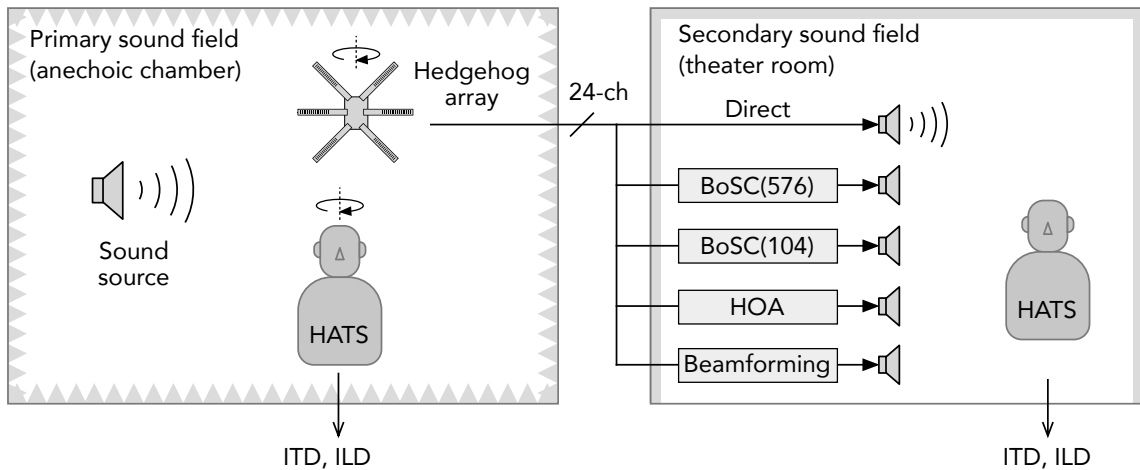


Fig. 5.21: 両耳間時間差・レベル差の測定のプロック図

5.3 ダミーヘッドマイクによる計測

様々な方向から到来する音波を再現し、ダミーヘッドマイクでの収録により両耳間時間差 (ITD) および両耳間レベル差 (ILD) を算出し評価する。

5.3.1 実験方法

測定のプロックダイアグラムを Fig. 5.21 に示す。原音場は、九州大学大橋キャンパス3号館の無響室で、スピーカから Swept-sine 信号を出力し、2 m 離れた点に設置した鋭指向性マイクアレイで収録した。このとき、アレイを 360 度 5 度間隔で回転させ、それぞれの角度について収録した。その後、同じ位置にダミーヘッドマイクを設置し、同様に 360 度 5 度間隔で回転させ、それぞれの角度について収録した。

続いて、鋭指向性マイクアレイで収録された信号から、5 種類の手法によって再生信号を求める。それぞれについて再生音場の中央に設置したダミーヘッドマイクにより収録した。

最後に、原音場および再生音場で収録されたダミーヘッドマイク信号からインパルス応答を算出した。ITD・ILD の算出方法は文献 [89] に従う。ITD は 1600 Hz のローパスフィルタを通し、8 倍のアップサンプリングを施した後、左右チャンネルの相互相関関数の最大値を与える時間から算出した。ILD は 1 オクターブバンドパスフィルタを通し、帯域毎に左右のレベル差を算出した。

5.3.2 結果と考察

Fig. 5.22 に原音場および再生音場で測定された ITD(a) および ILD(b) を示す。

ITD の再現性能は BoSC(576) が最も良くなった。Direct と BoSC(104) では 90 度および 270 度の側方から到来する状況で、原音場に比べて約 0.1 ms 小さく再現された。これは破

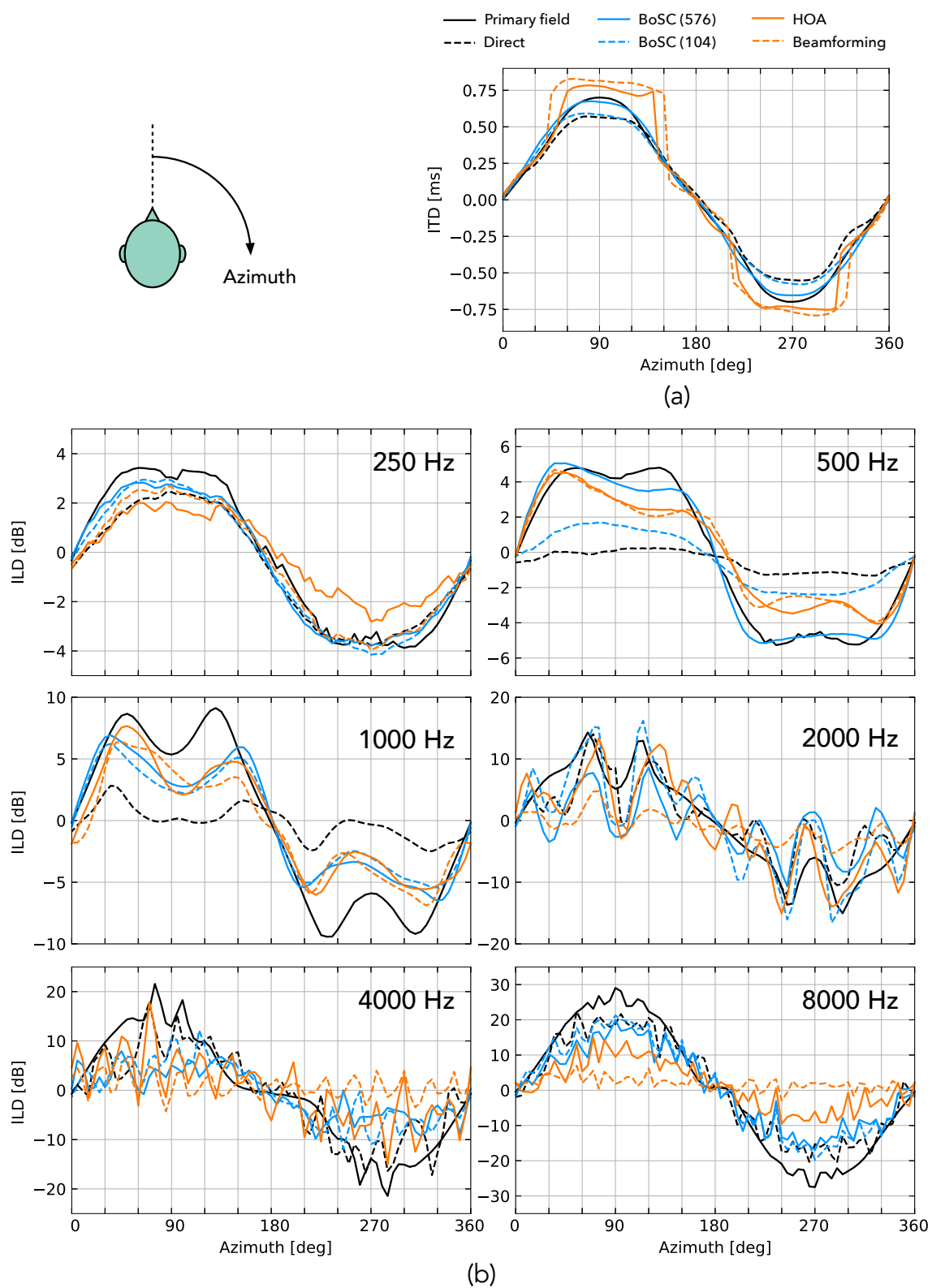


Fig. 5.22: 原音場および再生音場で測定された ITD(a) および ILD(b)

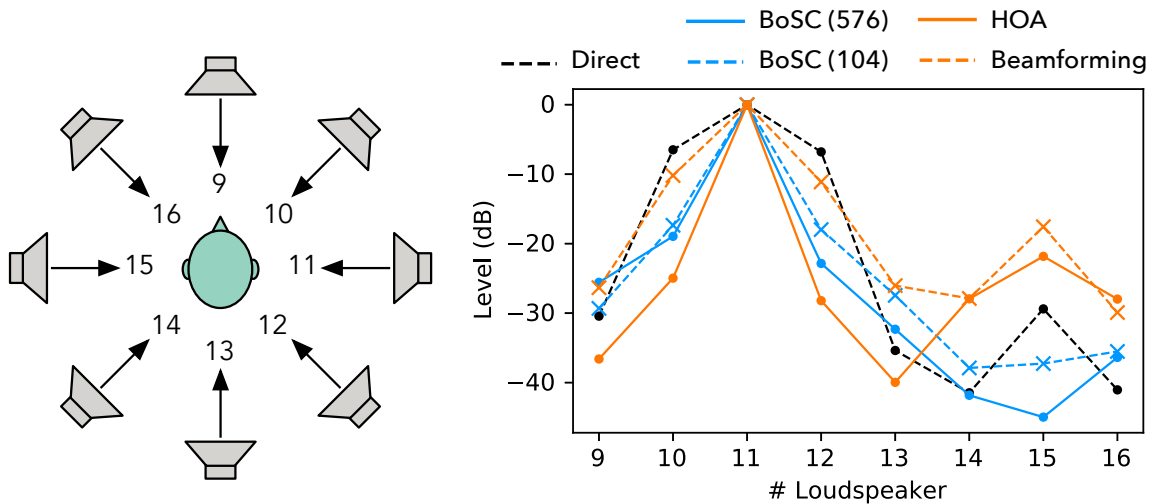


Fig. 5.23: 右方向から到来するインパルスを再現した際の中層8スピーカの中層8スピーカの1600 Hz以下の出力レベル

面で観察されたように、複数のスピーカからの波が重なることが原因だと考える。HOA や Beamforming では、側方において約 0.75 ms で一定となる範囲が見られた。これについて考察するため、右方向から到来するインパルスを再生した際の各スピーカの出力レベルを算出した。Fig. 5.23 に示すのは、中層8つのスピーカの出力レベルである。ここで、出力レベル算出時には ITD 算出時と同様に 1600 Hz のローパスフィルタを施している。これを見ると、HOA や Beamforming では、原音場の音源と反対側の 15 番目のスピーカからの出力が他手法に比べて大きくなっている。これより、原音場の音源方向および反対方向からの2つ波に対する時間差が ITD として算出されているものと考えられる。反対方向の出力レベルを抑える方法として、HOA では $\max-r_E$ デコード [90–92] が挙げられる。また、Beamforming ではビームパターンを設計する際に、サイドローブのレベルを考慮する必要があり、更なる検討が必要である。

ILD は、250 Hz ではいずれの手法も、原音場の特徴を概ね再現している。500 Hz では BoSC(576)、HOA、Beamforming が比較的原音場に近い。また、1000 Hz では BoSC(104)、HOA、Beamforming が比較的原音場に近い結果を示した。しかし、2000 Hz から 4000 Hz ではいずれの手法もうまく再現できない。そして 8000 Hz になると、Direct と BoSC(576)、BoSC(104) が他に比べて原音場に近づいた。

5.4 本章のまとめ

本章では、第4章までの5種類の手法を使って実際に音場再生を行い、それぞれ物理計測によって評価した。

まず、広範囲・高密度の音圧測定を行うため、MEMS マイクアレイとその移動装置を製作した。これにより、再生音場の 2160 mm 四方の水平面の波面および音響物理指標の分布を求めた。

無響室を原音場とする再現音場の波面を可視化した結果から、BoSC(576) は、1000 Hz 以下では原音場の音源方向が再生音場のスピーカ方向の一つと一致する場合、広い範囲で正確に波面を再現できることがわかった。BoSC(104) では、フィルタ数削減により制御に使用されるスピーカ方向が限定されることで、BoSC(576) では空間エイリアシングにより誤差が生じるような周波数帯域においても大まかに方向情報を再生できた。HOA は、1000 Hz 以下の再生音場の中央では、原音場の音源方向によらず、原音場に類似した波面が再生された。Beamforming では、指向性が鋭くなることで、1000 Hz 以下で Direct より原音場の音源方向に近いスピーカからの波面が強くなっている様子が確認された。

残響室を原音場とする再現音場の物理音響指標の分布を測定した結果は、 T_{30} の平均値はいずれの手法もよく再現されていた。また、 C_{80} についても BoSC(576) を除いて概ねよく再現されていた。BoSC(576) は C_{80} が低くなる傾向があり、これは FIR フィルタ波形のプリエコーが影響していると考えられた。

ITD は BoSC が原音場をよく再現した。また、HOA および Beamforming は、原音場の音源に対して反対方向のスピーカ出力が他の手法に比べて大きく、側方の ITD が大きくなる結果となった。

最後に、第1章から本章までの結果を踏まえ、各種音場再生手法の特徴を Table 5.2 にまとめた。ここに、隣り合うマイクの指向性の重なりによって複数のスピーカから波面が到来することを「かぶり」と表現している。

Table 5.2: 音場再生手法の特徴

Direct	<ul style="list-style-type: none"> ○ 特別な処理をせず簡易的に方向情報を再生可能 ○ ミキシング等の演出的操作に対応 × 低い周波数帯域において指向性が緩いことで、かぶりが多い
BoSC(576)	<ul style="list-style-type: none"> ○ 原音場の音源方向にスピーカが設置されるとき波面の再現が正確 ○ ITD の再現性能が高い × 多入力多出力逆フィルタによる処理が必要 × ミキシング等の演出的操作に適さない × FIR フィルタのプリエコーにより明瞭度が下がる可能性がある
BoSC(104)	<ul style="list-style-type: none"> ○ 計算コストの調整が可能 ○ 制御に使うスピーカ方向を限定する効果で 1000 Hz 以上では BoSC(576) よりもかぶりが少ない × ミキシング等の演出的操作に適さない × 500 Hz 以下では Direct と同様にかぶりが多い
HOA	<ul style="list-style-type: none"> ○ 中央付近では、原音場の音源方向によらず波面を再現できる ○ 様々な再生環境に対応する × 多入力多出力逆フィルタによる処理が必要 × ミキシング等の演出的操作に適さない × 原音場の音源と反対側のスピーカ出力が大きく ITD 再現性が低い
Beamforming	<ul style="list-style-type: none"> ○ 低域において Direct よりも鋭い指向性でかぶりが少ない ○ ミキシング等の演出的操作に対応 × 多入力多出力逆フィルタによる処理が必要 × 原音場の音源と反対側のスピーカ出力が大きく ITD 再現性が低い

第6章 映像情報との融合

音場再生システムの総合的な性能向上のため、満たすべき項目の一つに映像情報との融合がある。鋭指向性マイクアレイを用いた24チャンネル音場再生システムは、5.1や22.2などのサラウンド方式とは異なり上下左右に対称なスピーカ配置である。そのため、映像を前方だけでなく、全周あるいは全天球（以後まとめて360度映像と称する）に表示できることが望ましい。音場再生システムに360度映像を付加することのメリットとして、以下が挙げられる。

- (1) Virtual Reality(VR)のための没入型視聴覚ディスプレイとしての利用が可能になる
- (2) 視聴覚融合により、音場再生の主観評価への好影響が期待できる

見上 [29] は、鋭指向性マイクアレイを用いた24チャンネル音場再生システムに、円筒型スクリーンと複数のプロジェクタを用いて投影型没入ディスプレイにより360度映像付加を行った。本章では、見上のシステムをベースに、使用機器や編集方法に変更を加えたシステムを構築した。

6.1 見上による映像システム

6.1.1 システムの構成

見上による映像付加の試みでは、VRの3要素 [93](Fig. 6.1) の中でも特に「3次元の空間性」が得られることを目標にして、視覚ディスプレイが設計された。

「3次元の空間性」を実現する視覚ディスプレイの代表的な方式は次の2つである。1つ目は、HMD(Head Mounted Display) と呼ばれる2眼式の頭部搭載型ディスプレイである。センサーにより頭の位置姿勢に合わせて映像を表示することで、ユーザの周りにバーチャルに広がる世界の映像を知覚させる。設置にスペースを取らずにシステムの再現性が高いという利点があるが、一方でユーザがHMDを装着するという負担があるという欠点がある。2つ目は、IPT(Immersive Projection Technology) と呼ばれ、大型スクリーンとプロジェクタを用いる方法である。何も装着する必要がないためユーザへの負担が小さい。また、同じ現実空間において複数人に同時に映像を呈示することができる利点がある。一方、設置に必要なスペースが大きくなるという欠点がある。

24チャンネル音場再生システムは設置に大きなスペースが必要だがユーザがヘッドホンを装着する必要がないことが特徴であり、特徴が類似するIPT方式との親和性が高い。そこで、見上は、利点・欠点を共有できるIPT方式の投影型没入ディスプレイを採用することで、ユーザがデバイスを装着せずに複数人での視聴可能な、視聴覚ディスプレイを構築した。システムの外観を Fig. 6.2 に示す。ほりねずみマイクの上部に取り付けられたカメラアレイによりパノラマ映像を収録し、それを円筒状のスクリーンに投影するというものである。

Fig. 6.3 に見上により構築された映像システムとその再生方法の流れを示す。このシステムは緒方 [94] の撮影・再生システムを一部変更したものになっており、8台のカメラアレイを用いて撮影された全周映像を、5台のプロジェクタによって投影する。編集作業は大きく以下の3つに分けられる。

第1編集：カメラ8台の映像のスティッチング（つなぎ合わせ）

第2編集：色調補正

第3編集：5台のプロジェクタで投影するための映像の分割と歪み補正

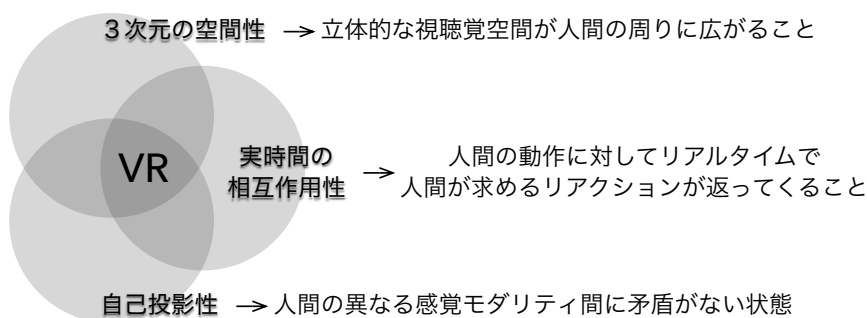


Fig. 6.1: VRの3要素

6.1.2 見上による映像システムの課題

見上は、構築した映像システムの課題として次の3つを挙げている。

(1) 再生時に音と映像の自動同期ができない

映像再生機器と音響再生機器が独立しており、手動でタイミングを合わせそれぞれ再生を開始することで同期している。自動的かつ正確に同期するためには、タイムコードを発生させる新たな機材の追加が必要である。一時的な対応として、音響再生にタイミングを合わせるためのサイン音を含めておき、人がヘッドホンでサイン音を聞きながら映像の再生ボタンを押す方法をとっている。

(2) 映像編集に多大な技術と労力と時間を要する

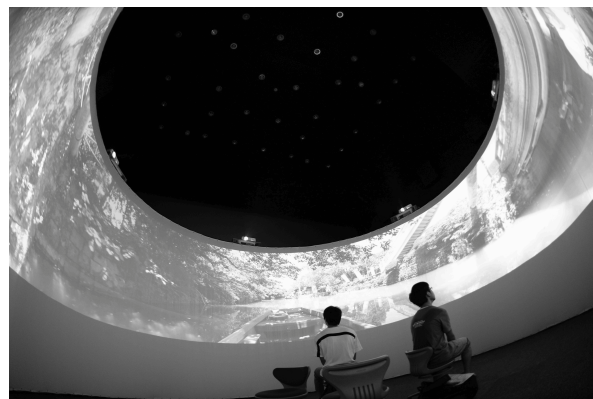
映像の品質を上げることと編集の労力が増えることはトレードオフの関係にあるため仕方のない面もあるが、編集に技術と労力と時間が必要になる。特にスティッチング処理に時間がかかるほか、円筒型スクリーン投影における歪み補正がマニュアル作業である。また、歪み補正には Adobe After Effects をインストールした PC が5台必要となり実装コストが高いことも問題である。

(3) スクリーンやプロジェクタがずれると映像の再補正が必要

スクリーンの出入りを繰り返すことや小さな地震が起こることで、スクリーンとプロジェクタ位置がずれるため、ずれに対する構造的な対策を必要とする。また、再補正の作業に再び技術・労力・時間を要することがここにおいても問題視される。



(a)



(b)

Fig. 6.2: 見上のシステムでの (a) 収録および (b) 再生の様子

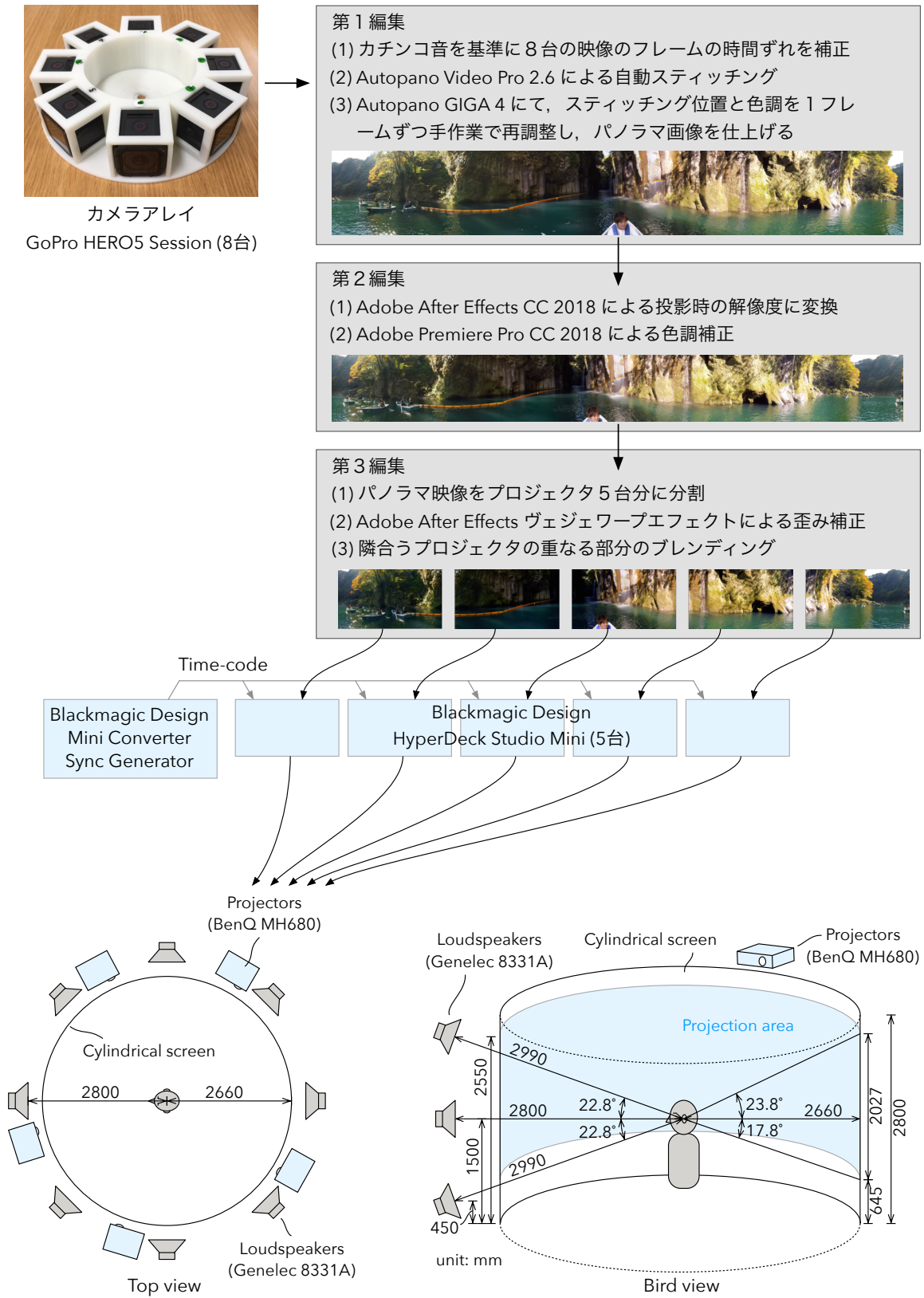


Fig. 6.3: 見上の映像システムと再生方法の流れ

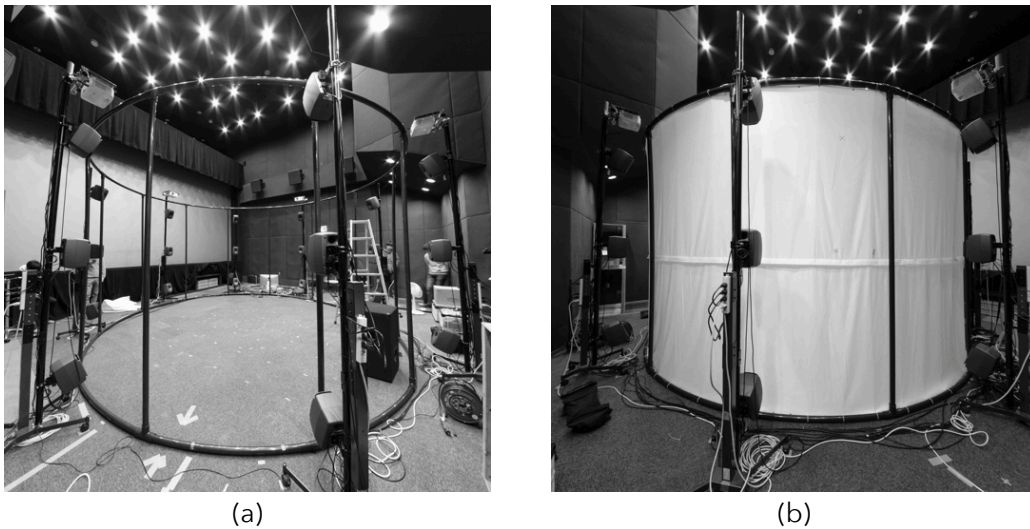


Fig. 6.4: (a) 支柱および (b) 円筒スクリーン外側の外観

6.2 映像再生システムの構築

前述したこれらの課題を踏まえて、本研究で用いるシステムでは次の変更を行った。第1に、映像と音響をそれぞれ別々の機器で再生するのではなく、1台のPCから同時に再生できるようにした。これにより課題(1)を解決した。第2に、自動スティッチング環境が整備された市販の360度カメラを使用することで、技術的なハードルを下げた。これにより課題(2)を技術面で改善した。第3に、5台のコンピュータを使ったマニュアル作業だった歪み補正を、360度カメラを使ってオートマテックかつ高精度に行える手法を開発した。これにより、技術・労力・時間の面で課題(2)を改善するとともに、再補正のコストを下げることで課題(3)の問題を小さくした。

6.2.1 ハードウェア構成

スクリーン

スクリーンは見上のシステムと同じ物を使用した。Fig. 6.4(a)に示すように、呼び径40mmの塩ビ管(HIVP)を使用してかご形状の枠を組む。上下の円周部分には長さ約1300mmの管を24本、縦の支柱には長さ約2800mmの管を12本、24箇所の接続部にはチーズを使用している。

スクリーンには市販の2枚の白い布を上下に縫い合わせたものを使用した。スクリーンの半径は、設置する部屋の大きさに合わせて2660mmとする。スクリーンの高さは、スピーカアレイが見えなくなるように2800mmとした。

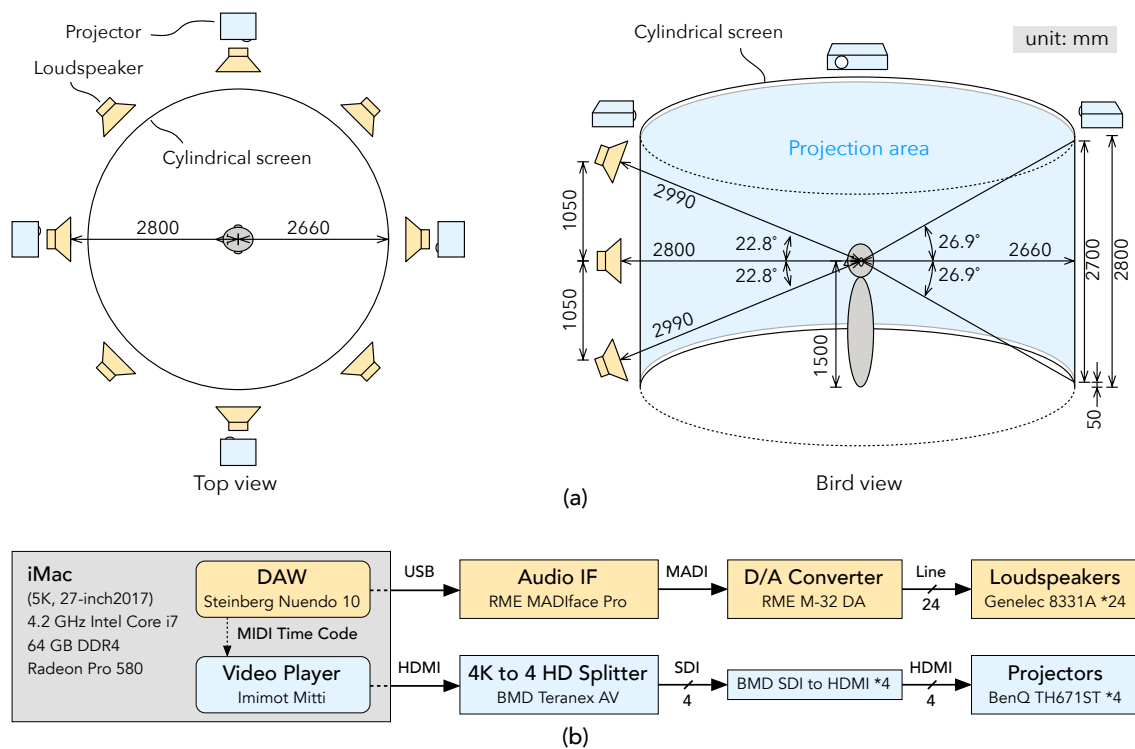


Fig. 6.5: (a) プロジェクタと円筒スクリーンの配置と (b) システムのブロック図

プロジェクタ

Fig. 6.5(a) に示すように、半径 2660 mm、高さ 2800 mm の円筒スクリーン内側をプロジェクタ 4 台で投影する。隣り合うプロジェクタと水平に 5 度だけオーバーラップさせながら投影範囲を等分すると、1 台あたり水平 95 度の範囲を投影することになる。Fig. 6.6(a) に示すように、プロジェクタを見上のシステムと同様に円筒の反対側の上部に設置することにする。

このとき、プロジェクタには、投写距離 4621 mm の平面に対して投写画像の横幅 3594 mm・縦幅 2800 mm をカバーできるものが必要である。プロジェクタにおける投写距離及び投影光学系の拡大倍率を表す指標として、スローレシオを用いることが多い。スローレシオは、投写画像横幅に対する投写距離の比で定義される。アスペクト比 16:9 のプロジェクタにおいては、縦幅 2800 mm に対応するスローレシオ $4621 / (2800 \times 16/9) \approx 0.92$ よりも小さいものを選択する必要がある。ただし、小数点第 3 位以下を切り捨てた。また、アスペクト比 4:3 のプロジェクタを使う場合は、横幅 3594 mm に対応するスローレシオ $4621 / 3594 \approx 1.28$ よりも小さいものを選択する必要がある。今回は、BenQ TH671ST (アスペクト比 16:9、スローレシオ 0.69~0.83、画素数 1920×1080) を使用した。なお、このプロジェクタは平面に投写する用途を想定して設計されたものであり、円筒スクリーンに投写した場合には歪みが発生するほか、Fig. 6.6(a) の灰色の塗りつぶし範囲のように不必要な投写部分が発生してしまう。そこで、投写画像にあらかじめ逆歪みを与えることで、水色の塗りつぶし範囲のみに投影され

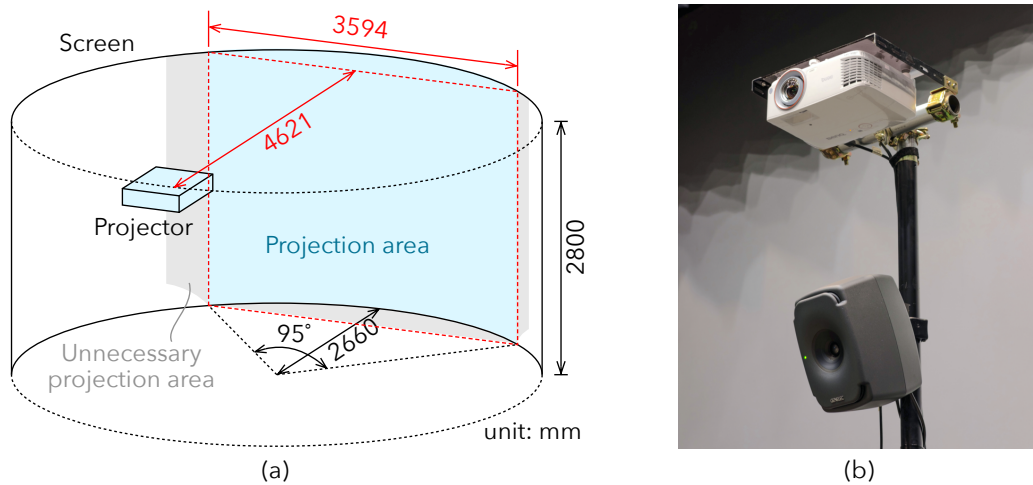


Fig. 6.6: (a) プロジェクタ 1 台の投影範囲の模式図と (b) スピーカアレイ上部にマウントしたプロジェクタの外観

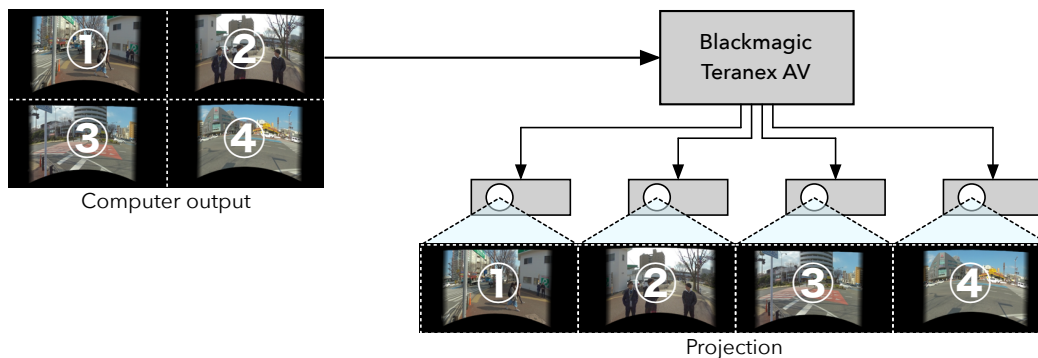


Fig. 6.7: 画面分割のイメージ

るように補正する。これについては 6.2.2 項で詳しく説明する。プロジェクタは Fig. 6.6(b) に示すようにスピーカアレイの支柱上部に取り付けた。

映像は Fig. 6.5(b) に示すように、1 台のコンピュータから画面分割機 (Blackmagic Design Teranex AV) を通して、4 台のプロジェクタに出力される。画面分割のイメージ図を Fig. 6.7 に示す。画面分割機を使用することで、コンピュータはプロジェクタ 4 台を独立に駆動するのではなく、単一のディスプレイとして扱えることができる。これにより、各プロジェクタの再生映像を 1 画面分の映像ファイルで扱えるため、一般的なマルチメディア再生ソフトウェアで再生しやすい。

今回は、プロジェクタ 1 台の画素数が 1920×1080 であり、これを 2 行 2 列に配列した 3840×2160 の統合デスクトップとして扱った。歪み補正後の 360 度映像を画素数 3840×2160 に仕上げることになる。この縦・横の画素数は一般に普及している画面解像度であり、一般に流通する動画エンコーダ・デコーダやマルチメディア編集・再生ソフトウェアでも扱いやすい。

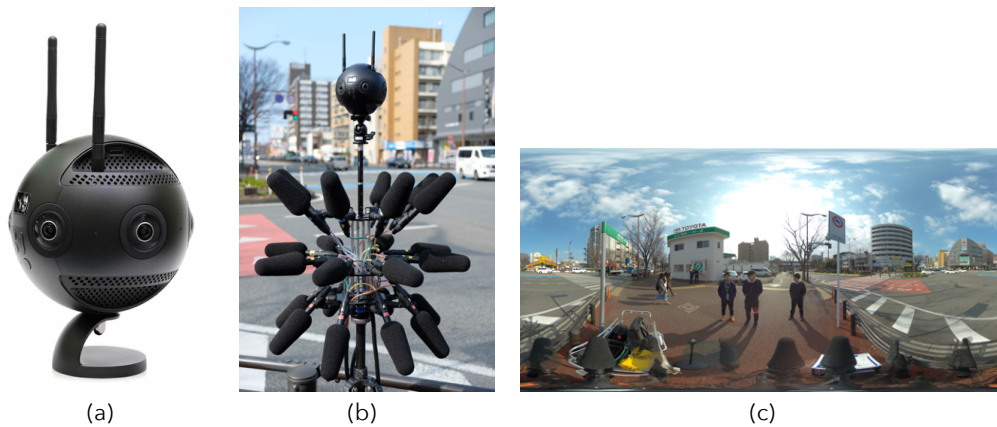


Fig. 6.8: (a)360度カメラ Insta360 Pro2の外観と (b) はりねずみマイクの上に取り付けた様子, (c) 撮影されたエクイレクタングラー形式画像の例

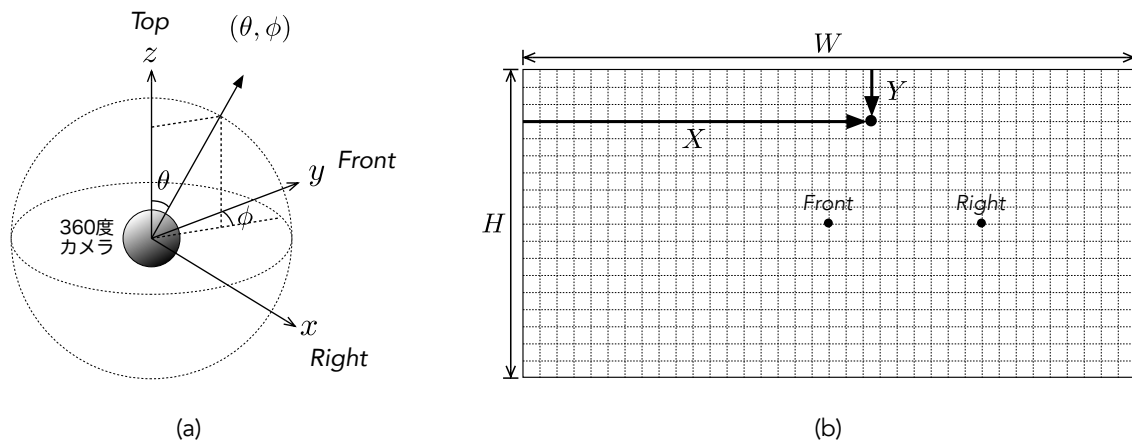


Fig. 6.9: 天球上の方向とエクイレクタングラー形式画像上の座標の対応

カメラ

360度映像の撮影には Insta360 Pro2(Fig. 6.8(a)) を使用した。はりねずみマイクと同時収録するには、Fig. 6.8(b) に示すようにマイクアレイ上部に 280 mm の支柱をつけ、その上にカメラを固定した。マイクアレイ中心からカメラアレイ中心までの距離は、465 mm となった。

カメラは 200 度魚眼レンズを水平に 60 度間隔で 6 つ搭載し、それぞれ時間的に同期した映像を記録する。撮影後、編集ソフト Insta360 Stitcher により 6 つの映像をスティッチング(繋ぎ合わせ)を行うと、解像度 7680×3840 、フレームレート 60 fps の 360 度画像が得られる。Fig. 6.8(c) に Insta360 Pro2 で撮影された静止画像の例を示す。

360 度画像は一般的にエクイレクタングラー (Equirectangular) 形式と呼ばれる図法で記録される。エクイレクタングラー形式とは、天球を平面に展開する地図投影法の一つで、天球

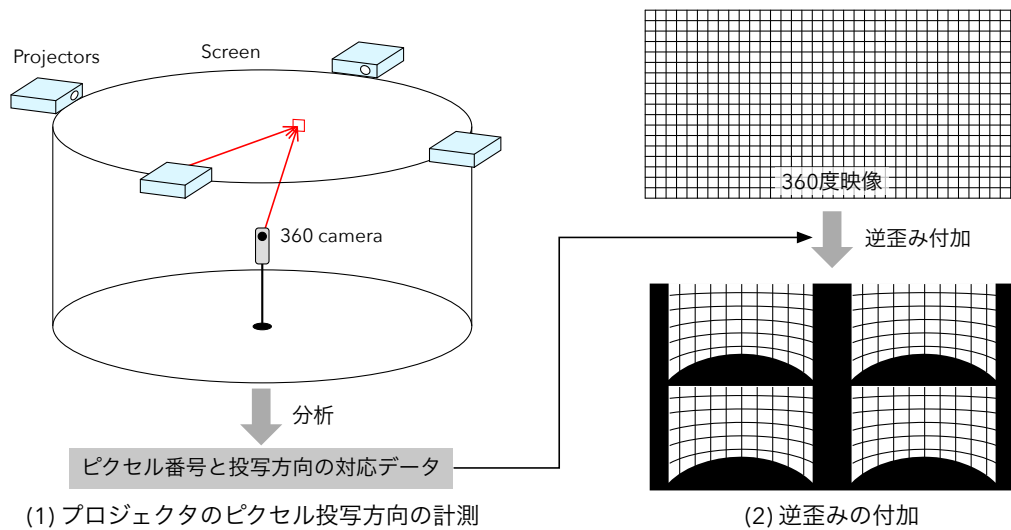


Fig. 6.10: 歪み補正の大きな流れ

の緯度・経度がそれぞれ画像上の縦・横にそのまま読み替えられる。通常、緯度1度と経度1度が同じ長さで表現され、画像のアスペクト比は2:1となる。Fig. 6.9に示すように、画像上の点 X, Y の座標と、天球上の方向 θ, ϕ の関係は次式で与えられる。ただし、ここでは方位角 ϕ を正面を0とし右回りの角度としている。

$$X = W \times \frac{\phi + \pi}{2\pi}, \quad Y = H \times \frac{\theta}{\pi} \quad (6.1)$$

6.2.2 歪み補正

一般的なプロジェクタは平面スクリーンに長方形画像を投写することを想定して設計されている。このようなプロジェクタを使って円筒スクリーンに投写した場合には、歪みや不必要な投写部分が発生する。そこで投写画像にあらかじめ逆歪みを与えることで、円筒スクリーン上にうまく投写されるように補正する。本稿ではこれを「歪み補正」と呼ぶ。

見上のシステムでは、映像ソフト Adobe After Effects の「ベジェワープ」というベジェ曲線に沿った歪みをつくるエフェクトを用いて、逆歪みを手作業で設計・付加していた。これに対して、本研究では360度カメラを使ってオートマティクな歪み補正を試みた。

Fig. 6.10に示すように、歪み補正の手順を大きく「(1) プロジェクタのピクセル投写方向の計測」と「(2) 逆歪みの付加」の2つに分ける。「(1) プロジェクタのピクセル投写方向の計測」では、360度カメラを使って、円筒スクリーンに投写されるプロジェクタの各ピクセルの方向を推定する。「(2) 逆歪みの付加」では、(1)で得られたプロジェクタのピクセル投写方向情報をもとに、投映したい360度映像に逆歪みを付加する。

プロジェクタのピクセル投写方向の計測

プロジェクタからスクリーン上に投写されるピクセルの位置を、360度カメラを使って計測する。プロジェクタへの入力画像と360度カメラの撮影画像の対応関係を求める手法として、空間コード法や位相シフト法などが挙げられる [95]。これらの手法では、プロジェクタから計測用パターンを対象物に投写し、それをカメラで観測することで、計測用パターンとカメラ画像の対応を求める。この技術は、2台カメラなどを用いて測定対象物の立体形状を計測する「3次元画像計測」の分野でよく用いられている。

本研究では、空間コード法の中でも「Grayコードパターン投影法」を用いる。この手法を採用した理由は2つある。第1に、投写するピクセルの明るさが2値であるため、映像鑑賞用途のプロジェクタおよびカメラでも適用できるためである。一方で、位相シフト法やグレーレベル法などでは、ピクセル深度測定をするので、プロジェクタやカメラの正確な輝度応答特性が分からないと正しく測定できない。第2に、投写されたパターンが大きく歪んでいても問題にならないためである。円筒スクリーンにより投写画像が歪むほか、360度カメラの撮影画像はエクイレクタングラー形式のためさらに歪んでいる。そのため、QRコードなどのマーカーを用いた対応点検出は容易ではない。Grayコードパターン投影法のような空間コードでは、ピクセル単位で対応点を取ることで、画像の歪みが問題にならない。

Fig. 6.11にGrayコードパターン投影法を使ったピクセル投写方向計測の流れを図示した。以下、順を追って詳細を説明する。

Grayコードパターン投影法

Grayコード (Reflected Binary Code, 交番二進符号とも呼ばれる) とは、1953年にFrack Grayが提案した数値の符号化法のひとつである [96]。隣り合う数の符号が常に1ビットしか変化しないという特性をもつ。3ビットの例をTable 6.1に示す。Grayコードの生成するには、通常の2進表記とそれを1ビット右シフトして左端に0をつけたものとの排他的論理和をとる (Fig. 6.12(a))。対して、Grayコードから通常の2進表記へ変換するには、最上位ビットから順に一つ右の桁との排他的論理和をとる (Fig. 6.12(b))。

Grayコードパターン投影法では、投写画像をいくつかの領域に分割してGrayコードを割り当て、各ビットを明暗で表現した縞パターンを作る。Fig. 6.13(a)に示すのは、プロジェクタ投写画像を横方向に0~7の8領域に分割したときの縞パターンの例である。0~7の番号は3ビットのGrayコードで表現できるので、3つの縞パターンができる。縞パターンを順次投写したものをカメラで撮影して暗い部分に「0」、明るい部分に「1」という符号を与えることで、プロジェクタ投写画像とカメラ撮影画像の領域の対応をとることができる。

カメラ撮影画像の符号判別の際、縞の境界部分でビット誤りが起こりやすい。しかし、Grayコードは隣接する符号が常に1ビットしか変化しないという特性があるため、1ビットの誤差

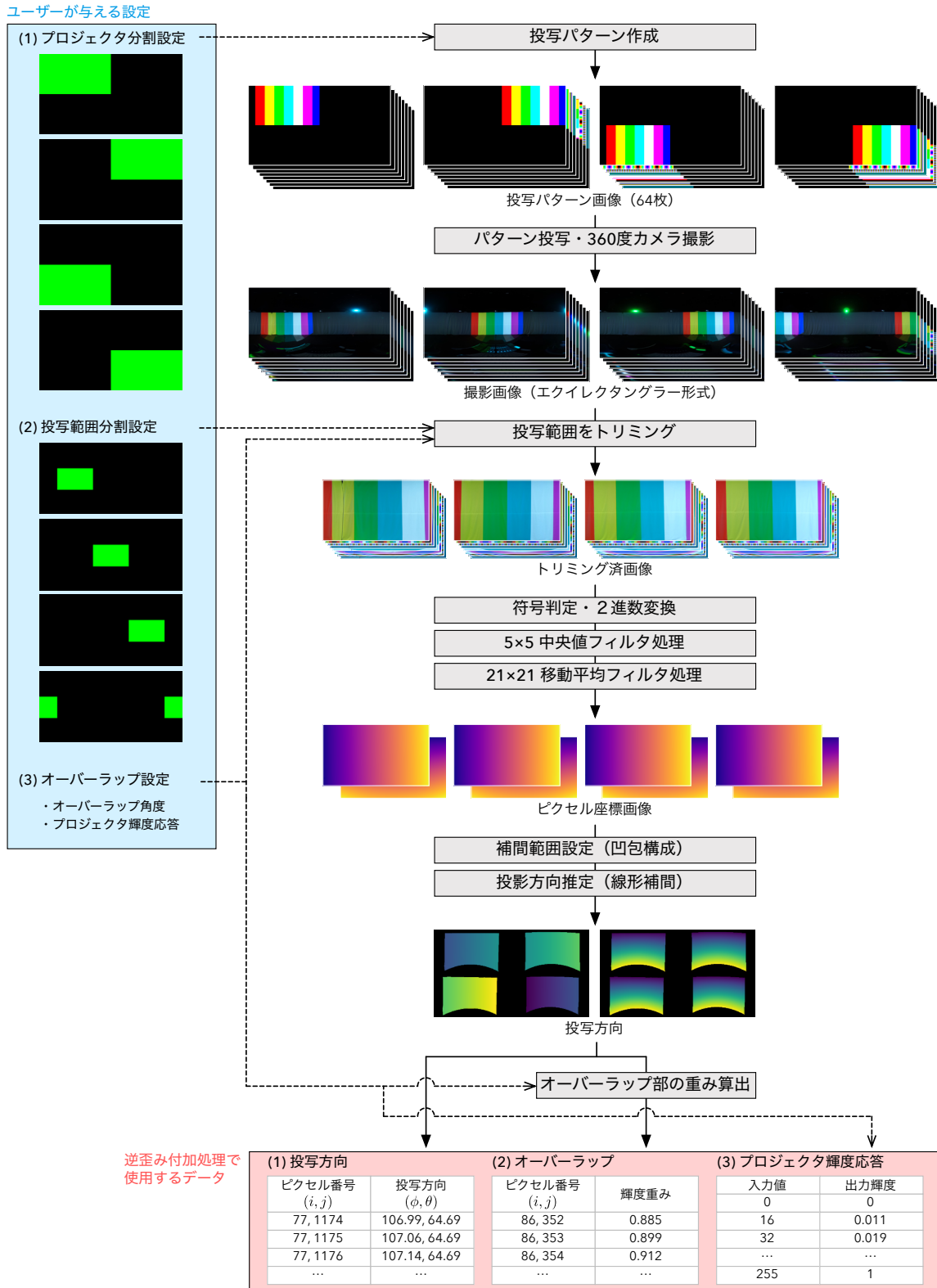


Fig. 6.11: プロジェクタのピクセル投写方向計測の流れ

Table 6.1: 3ビット Gray コードの例

10進表記	2進表記	Gray コード
0	000	000
1	001	001
2	010	011
3	011	010
4	100	110
5	101	111
6	110	101
7	111	100

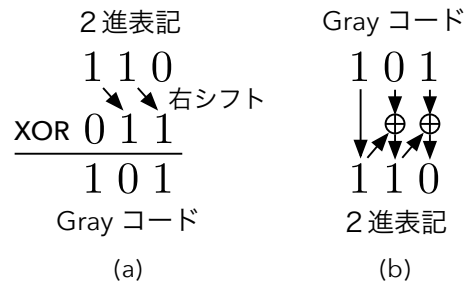


Fig. 6.12: (a)2進表記から Gray コードへの変換と (b)Gray コードから 2進表記への変換

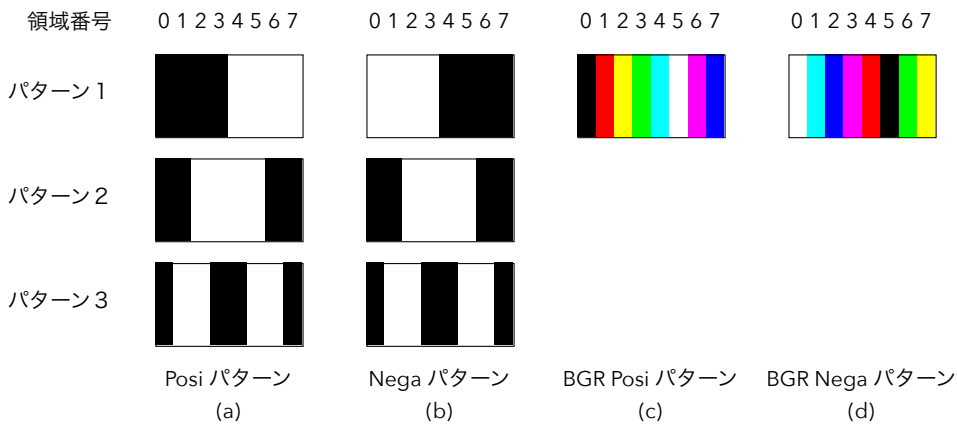


Fig. 6.13: 3ビット Gray コードパターンの例

は隣接する領域の範囲内に収めることができる。さらに、あるビットのパターンで縞の境界となった部分は、他のビットのパターンにおいて境界になることはない。つまり、カメラの各画素について2ビット以上の誤りが起こることが少ない。2ビット以上の誤りが起こりやすいのは、カメラの空間解像度がプロジェクタの投写パターンに対して低い場合である。このときは、下位ビットのパターンに対する符号の誤差が発生しやすくなるが、それより上位のビットまでの精度で領域が特定されることになる。

カメラ撮影画像の符号判別は投写対象の反射率や環境光の影響を受けやすいため、判別基準を設定することが難しい。0と1の中間の輝度で全体に投写してその画像を基準に明暗を判別することも試したが、パターン明部が円筒スクリーン内で乱反射して暗部を照らすため、暗部が誤って明部として判別されることが少なくなかった。そこで、今回は Fig. 6.13(b)のような、明部と暗部を反転したネガティブパターンを投写・撮影したものを基準に明暗を判定する「相補パターン投影法」と呼ばれる方法 [97] を使用した。

相補パターンを用いることで、撮影枚数が2倍になり計測時間が長くなる欠点がある。そ

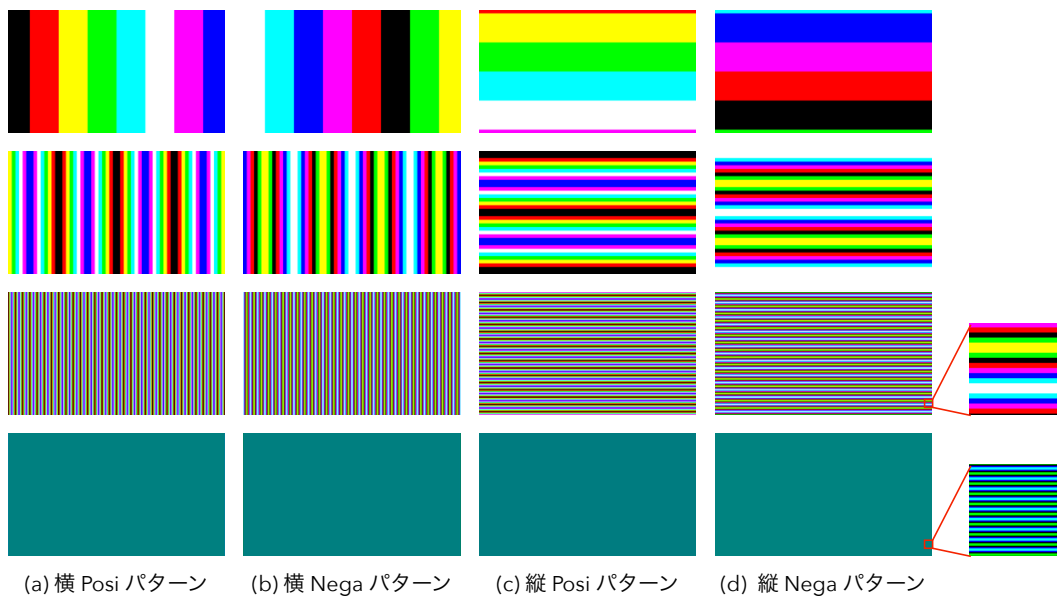


Fig. 6.14: 1920 × 1080 の投写パターン

ここで、Fig. 6.13(c)(d) に示すように、各パターンをそれぞれ青・緑・赤のレイヤーに割り当てたカラーパターンを作成することで、撮影枚数を 1/3 に減らす工夫をした。プロジェクタの青・緑・赤の発光は、それぞれカメラの青・緑・赤に完全に独立に受光されるわけではないものの、相補パターンを用いた明暗の判定においては問題にはならなかった。

パターンの作成と撮影

4台のプロジェクタの投写範囲にはオーバーラップ部分があるため、1台ずつ計測する必要がある。各プロジェクタには 1920 × 1080 のピクセルがあり、全ピクセルの投写方向を計測するために、1台につき横方向・縦方向それぞれ 11 種類のパターンを作成する。それらを 3 パターンごとに BGR 画像に格納し、さらに明暗を反転したネガティブパターンを作成する。Fig. 6.14 に示すように、プロジェクタ 1 台につき 16 種類のパターンが作成される。つまり、プロジェクタ 4 台を全て測定するためには、64 種類のパターンを撮影することになる。

投写したパターンの撮影には、360度カメラ RICOH THETA V を使用した (Fig. 6.15)。このカメラも Insta360 Pro2 と同様に、エクイレクタングラー形式のパノラマ画像が得られる。カメラは円筒スクリーンの中央の高さ 1.5 m に設置する。カメラの操作は、「RICOH THETA API [98]」を通して無線 LAN 接続した PC から遠隔で行う。相補パターンを一定の露出で撮影するため、事前に灰色画像を投写して露出オート設定で撮影しておき、その露出設定に固定して各パターンを撮影した。なお、センサー感度は ISO100 に設定した。

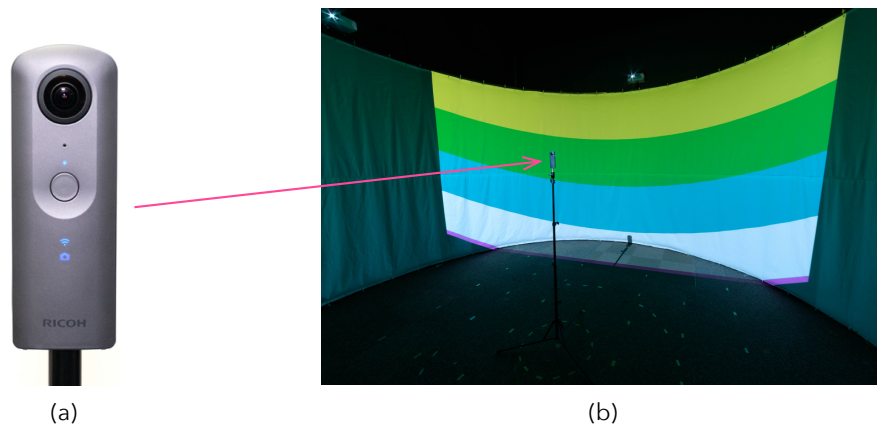


Fig. 6.15: (a)360度カメラ RICOH THETA V の外観と (b) 投写パターン撮影の様子

ノイズ除去・平滑化

360度カメラによって撮影した画像は、プロジェクタの投写範囲以外の不必要な部分を切り取る。円筒スクリーン上の投写範囲は、エクイレクタングラー形式画像上では矩形となるので、撮影画像を矩形型にトリミングする。ただし、後の平滑化処理の影響を考慮して、外周11ピクセルだけ大きくトリミングする。トリミング後、ポジティブパターンとネガティブパターンを比較してビットを判別し、グレイコードから通常の2進数表現のデータに変換する。

Fig. 6.16(a)に示すのは、360度カメラ画像のスクリーン正面付近の縦横40ピクセルの範囲のデータの例で、プロジェクタの横方向ピクセル番号をカラーマップで示している。部分的にビット誤りが起こり、正しくピクセル番号が判定されていないことがわかる。ピクセル番号の誤判定は、歪み補正後の映像にも影響するため、これを除去する必要がある。

そこで、中央値フィルタにより顕著に誤った判定データを除去する。フィルタの矩形窓の大きさには発見的な値 5×5 に設定した。Fig. 6.16(b)に示すように、周囲から大きく外れたデータが除去され、ピクセル番号が単調に変化するようなデータが得られる。

ただし、場所によっては不規則な階段状に変化する部分がある。これは、カメラの各ピクセルの中央にプロジェクタのピクセルが位置するわけではなく、中心からずれて位置したり、カメラの複数ピクセルに1つのプロジェクタが対応したり、その逆であったりすることが原因だと考えられる。そこで、中央値フィルタ処理に続いて、移動平均フィルタ処理を施す。フィルタの矩形窓の大きさには発見的な値 21×21 を用いた。これにより Fig. 6.16(c)に示すように、空間的になめらかに変化し、実際のピクセルより細かなサブピクセル単位のデータが得られる。

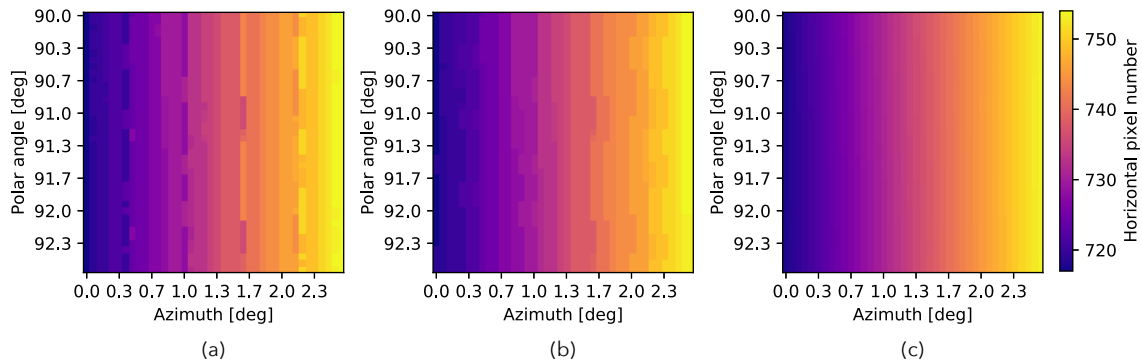


Fig. 6.16: ノイズ除去・平滑化の例。(a) 横方向ピクセル番号の測定データ, (b) 5×5 矩形窓の中央値フィルタで処理したデータ, および (c) 21×21 矩形窓の移動平均フィルタで処理したデータ

投影方向の補間

ここまでの計測で得られたプロジェクタのピクセル座標の散布図を Fig. 6.17(a) に示す。サブピクセル単位の解像度の離散点において、投写方向情報が得られている。

ここで、逆歪み付加を行うため、この計測データを補間してプロジェクタの各ピクセル一つひとつの投写方向情報を得る。この補間はプロジェクタの縦・横の座標を変数とする2次元線形補間となる。今回は、SciPyによる実装 `scipy.interpolate.LinearNDInterpolator` を利用した [99]。この補間では、計測された2次元のピクセル座標の散布がドロネー三角形分割され、三角形の3つの頂点の間で線形補間が実行される。Fig. 6.17(b) にプロジェクタ1台についての補間結果の例を示す。

補間値を計算できる領域は、Fig. 6.17(a) に示したサンプル点群から構成される凸包の内部である。ただし、補間点がサンプル点から遠いとき、補間値は実際と大きく乖離した値になる。

そこで、全てのサンプル点を囲むある程度凹な図形である「凹包 (concave hull)」を設定し、その内部の補間点のみを使用することとした。凹包を構成する手法として、 k 近傍アルゴリズム [100] を使用した。これは、一番端の点からスタートして、近傍 k 個の点のうち進路に対して右側にある点を辿って凹包を構成する。構成された図形が全てのサンプル点を包含できないなど、凹包が上手くできない場合は、 k をインクリメントして再度実行する。Fig. 6.17(b) の赤い破線で示したのは、実際に構成された凹包である。今回のシステムでは k の初期値は 10000 程度とした。このとき凹包のポリゴン数は 170 程度となる。

こうして得られた凹包内部の補間点の値を更に検査し、「ノイズ除去・平滑化」において Gray コードパターン撮影画像をトリミングするときに設定した矩形の範囲外に相当する値は排除する。

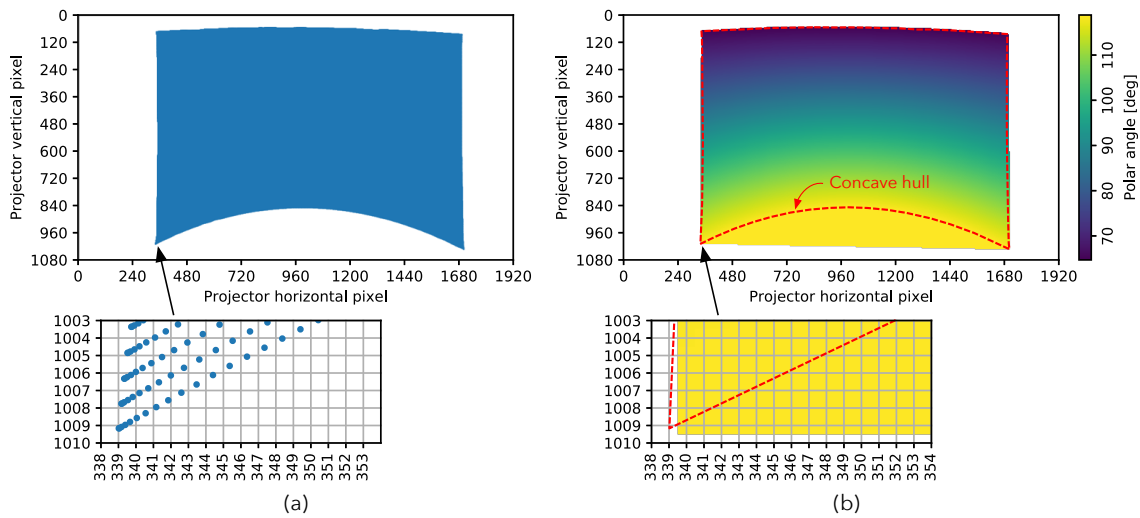


Fig. 6.17: (a) ピクセル投写方向のサンプル点の分布と (b) 線形補間された投写方向（極角）の例

逆歪み付加

プロジェクタの各ピクセルの投写方向情報をもとに、Insta360 Pro2で撮影された映像から円筒スクリーンに投写する映像を作成する。この過程では、円筒上に投写されるようにプロジェクタ入力画像をあらかじめ歪ませるため、ここでは「逆歪み付加」と呼ぶことにする。

Fig. 6.18に逆歪み付加の流れを示す。まず、ピクセル投写方向の情報をもとに、バイリニア補間を用いてエクイレクタングラー画像からプロジェクタ入力画像を決定する。さらに、投写時の映像の縁が刻み目のような形状になることを防ぐ「上下縁のフェード処理」、および隣り合うプロジェクタの繋ぎ目を不明瞭にする「オーバーラップ処理」により、プロジェクタ入力画像を仕上げる。

バイリニア補間によるマッピング

円筒スクリーン中央を視点位置として、撮影時の原風景と再生画像の方向が一致するように投写する。プロジェクタの各ピクセルの輝度値を、それぞれの投写方向 $(\phi_{i,j}, \theta_{i,j})$ に対応するエクイレクタングラー形式画像上の位置 (X, Y) の輝度値とすることで実現できる (Fig. 6.19)。プロジェクタの各ピクセル投写方向の計測点と視点位置が一致する場合、 (X, Y) は式(6.1)の ϕ, θ にそれぞれ $\phi_{i,j}, \theta_{i,j}$ を代入することで求められる。

投写方向 $(\phi_{i,j}, \theta_{i,j})$ に対応するInsta360 Pro2の画像上の位置 (X, Y) を求めた例をTable 6.2に示す。ただし、投写方向のデータがないピクセルは輝度値ゼロとする。位置 (X, Y) はサブピクセル単位であるため、何らかの方法でこのピクセルの輝度値を決定する必要がある。今回は、周辺4ピクセルの輝度値を直線的に補間して輝度値を求める「バイリニア補間」を

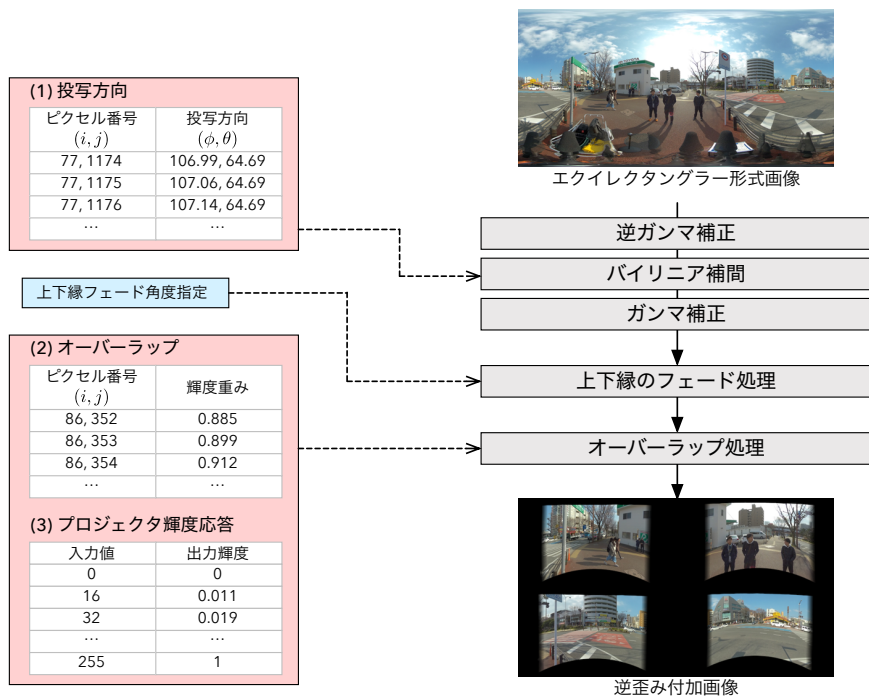


Fig. 6.18: 逆歪み付加処理の流れ

用いることとする。

Fig. 6.20 に示すように、補間したい位置 (X, Y) の近傍 4 ピクセルの座標は $(\lfloor X \rfloor, \lfloor Y \rfloor)$, $(\lfloor X \rfloor, \lfloor Y \rfloor + 1)$, $(\lfloor X \rfloor + 1, \lfloor Y \rfloor)$, $(\lfloor X \rfloor + 1, \lfloor Y \rfloor + 1)$ となる。ただし、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は床関数を表す。この 4 ピクセルの輝度値を次式のように加重平均を計算することで、 (X, Y) の輝度値が求めら

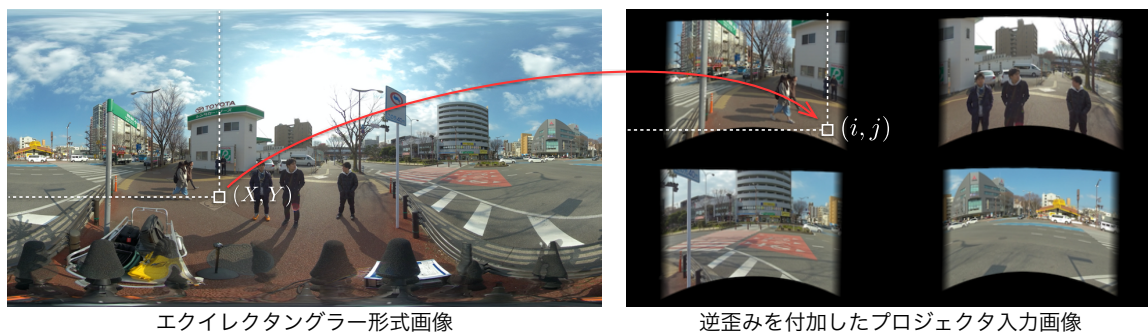
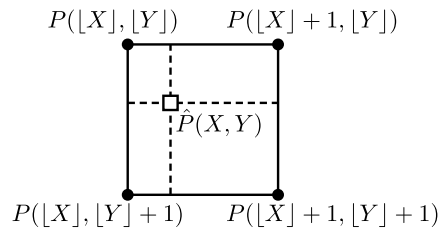


Fig. 6.19: エクイレクタングル形式画像への逆歪み付加の模式図

Table 6.2: プロジェクタとエクイレクタングラー形式画像 (7680 × 3840) のピクセル対応点の例

プロジェクタの ピクセル番号 (i, j)	投写方向 $(\phi_{i,j}, \theta_{i,j})$ [deg]	エクイレクタングラー形式 画像上の座標 (X, Y)
0, 0	—	—
0, 1	—	—
⋮	⋮	⋮
77, 1174	106.99, 64.69	2282.41, 1380.00
77, 1175	107.06, 64.69	2284.00, 1380.00
77, 1176	107.14, 64.69	2285.59, 1380.00
⋮	⋮	⋮
2160, 3840	—	—

Fig. 6.20: バイリニア補間における補間点 \hat{P} と近傍ピクセル P

れる。

$$\begin{aligned}
 \hat{P}(X, Y) = & (1 - X + [X])(1 - Y + [Y])P([X], [Y]) \\
 & + (1 - X + [X])(Y - [Y])P([X], [Y] + 1) \\
 & + (X - [X])(1 - Y + [Y])P([X] + 1, [Y]) \\
 & + (X - [X])(Y - [Y])P([X] + 1, [Y] + 1)
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

上下縁のフェード処理

Fig. 6.21(a) に示すように、逆歪みを付加した映像の上下の境界部分が刻み目状になり、円筒スクリーンに投写した際に目立ってしまう。これを防ぐため、スクリーン内側から外側にかけて輝度値を直線的に下げるフェード処理を施した。Fig. 6.21(b) にフェード処理後のスクリーン下縁の様子を示す。このとき処理を施す縦幅は 0.2 度とした。実質的な投影範囲が多少狭くなるものの、刻み目のような形状が目立たなくなっている。

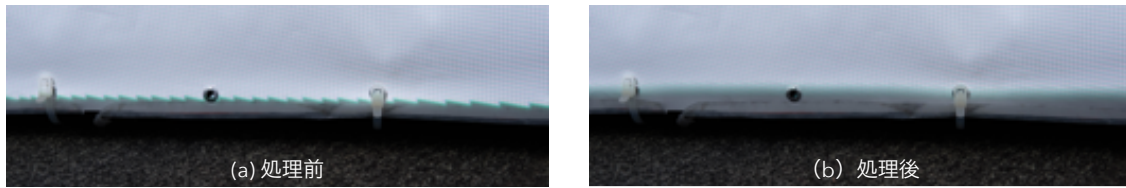


Fig. 6.21: 上下縁のフェード処理の効果

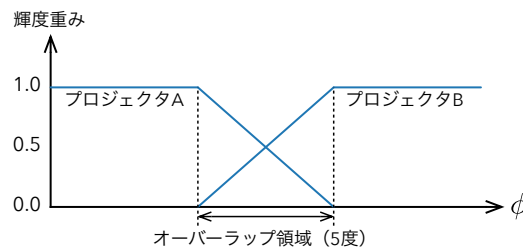


Fig. 6.22: オーバーラップ領域の輝度重み

プロジェクタのオーバーラップ処理

隣り合うプロジェクタの投写領域との境界では、ピクセル配列の様相が異なることにより、ピクセルがわずかに重なったり逆に空隙ができたりする場合がある。また、スクリーンやプロジェクタの位置がわずかにずれによっても、投影領域が重なったり空隙ができたりし、境界線が明瞭に見えることがある。

そこで見上のシステムでも行われていたように、投写領域をオーバーラップさせることで境界を不明瞭にする。オーバーラップさせる範囲は方位角5度とし、Fig. 6.22 に示すように輝度に直線的に重みつけて2台のプロジェクタの配分を徐々に変える。

ここで、プロジェクタの出力輝度は画像データの輝度値に比例していないため、出力輝度から逆算して輝度値を求める必要がある。本システムで使用するプロジェクタ (BenQ TH671ST) の輝度特性を、Fig. 6.23 に示す。この特性はカメラ用の入射光式露出計 (Sekonic L-308B) を用いて簡易的に測定したものであり、また計算の都合上輝度値0における出力輝度を0とみなしている。例として、輝度値220に、輝度重み0.5をかけることを考える。輝度特性をみると、輝度値220におけるプロジェクタの出力輝度は約0.67である。これに重み0.5をかけた0.335の輝度となるような輝度値を逆算すると157となる。ただし、輝度値と出力輝度の相互に算出する際には線形補間を用いた。

Fig. 6.24 に、オーバーラップ処理前後の様子を示す。どの輝度値に対しても、輝度が著しく変化することなくオーバーラップさせ、境界を不明瞭にすることができた。

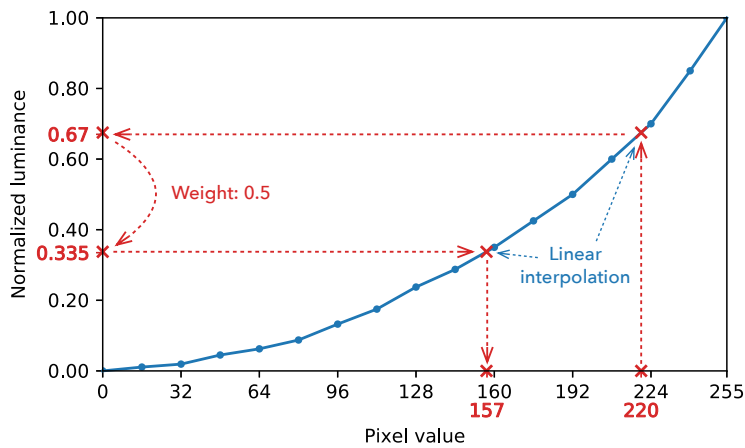


Fig. 6.23: プロジェクタの輝度特性とオーバーラップ領域の輝度値の算出

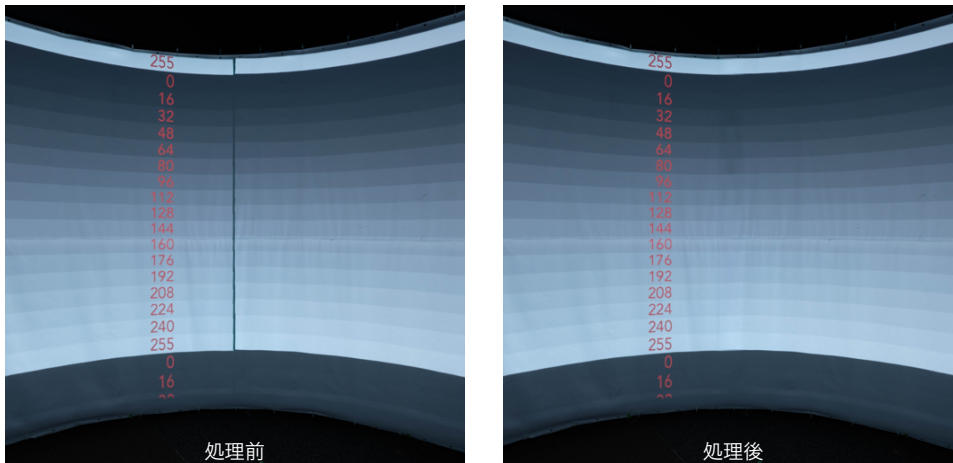


Fig. 6.24: プロジェクタのオーバーラップ処理の効果

6.3 音場再生と組み合わせた全周映像コンテンツの制作フロー

はりねずみマイクと360度カメラ Insta360 Pro2 で同時収録した音声・映像を使って、音場再生と全周映像を組み合わせたコンテンツを制作する際の、実際の流れを説明する。Fig. 6.25 に制作のワークフローを示す。

収録では、Fig. 6.8(b) に示したように、はりねずみマイクと360度カメラを近接して設置する。収録時には、はりねずみマイクと360度カメラの同期のため、いわゆる「カチンコ」によって基準となる音信号を入力しておく。また、同期を調整するとき、映像に比べて音声を編集するほうが容易である。そこで、はりねずみマイクの収録を360度カメラより先に開始し、はりねずみマイクの収録時間を長めにしておく。

続いて、収録したデータを整理する。360度カメラの各カメラ映像については、専用のスティッチングソフト Insta360 Pro Sticher を使って1つのエクイレクタングラー形式映像に

繋ぎ合わせる。はりねずみマイクの音声については、DAWソフトSteingberg Nuendoを使いカチンコ音を基準に同期する。そして、信号の開始点を360度カメラ内蔵マイク収録信号と揃える。こうして開始点を揃えた音声と映像を「素材データ」として、HDD等にストックする。

コンテンツの計画に合わせて使用する素材データを選んだ後、先に映像の編集を行う。編集ソフトにはAdobe Premiere Proを使用する。PCの性能の点で8K解像度のオリジナルファイルを扱えない場合は、低解像度・低負荷コーデックに変換したプロキシファイルを使用する。この編集では、色調補正も行う¹。プロジェクタを使った円筒スクリーンでは、プロジェクタの光がスクリーン内部で反射を繰り返すため、コントラストの低い映像になりやすい。特に、高い輝度の面積が大きいほど、影など暗い部分が白ける。そこで、編集中の映像の代表的なカットに対して逆歪みを付加し円筒スクリーンに試写しながら色調補正を行い、その色調補正のパラメータと同じものを、編集中の映像にも適用する。映像の編集に続いて、Nuendoを使用して映像に合わせて音声の編集を行う。BoSCやHOAといった再生直前の処理が必要な再生方式を使用する場合は、チャンネルベース(Direct)信号とは別のトラックで編集し、それぞれ独立のファイルで書き出す必要がある。こうして編集されたエクイレクタンングラ形式映像およびフィルタ処理前の音声を「完成データ」として、HDD等に保管する。

上映を行う前の最終工程として、完成データを再生環境に適応させる処理を行う。映像に対しては、円筒スクリーンに投影するための逆歪み付加を行う。音声に対しては、BoSCやHOAなど再生環境に依存するフィルタ処理を行い、その他チャンネルベース信号とミックスして24チャンネル再生信号を得る。

上映では、音声はNuendo、映像はImimot Software MITTIを使用する。このとき、NuendoからMIDI Time Codeを送信し、MITTIで受信させることで、音声と映像の同期を取る。コンテンツ上映の様子をFig. 6.26に示す。

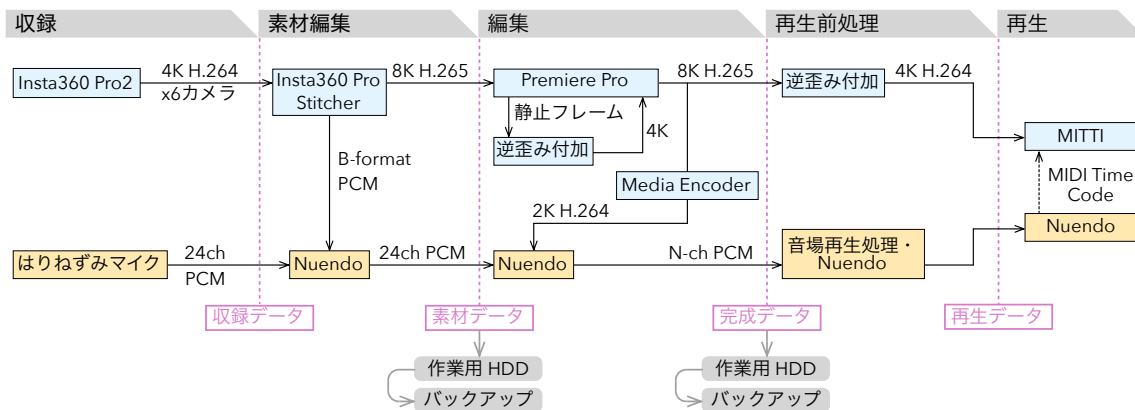


Fig. 6.25: コンテンツ制作フロー

¹オーバーラップ処理を正確に施すために、逆歪み処理以前に色調補正を施しておく必要がある。



Fig. 6.26: コンテンツ上映の様子

6.4 構築した映像システムの利点と課題

本システムの利点と欠点を以下に示す。

利点

(1) 再生時に音と映像の自動同期ができる

音と映像を別々の機器で再生するのではなく、PCの同じソフトウェア内で再生することで正確に同期させて呈示できる。

(2) 映像編集にかかるコストが少ない

市販の360度カメラとスティッチングソフトを利用するため、パノラマ映像収録の技術的なハードルが低い。また、円筒スクリーン投影における歪み補正に必要な情報を360度カメラで自動的に取得でき、パノラマ映像に逆歪みを付加する作業が容易になった。スクリーンやプロジェクタの位置がずれた際の再補正も容易である。さらに、測定に基づいた処理により、投写方向の再現精度やオーバーラップの品質が高い。

(3) 投写範囲が広い

従来は、スクリーン中央からの映像の上端は仰角23.8度、下端は俯角17.8度であった。それに対して本システムでは、上端は仰角25度、下端は29度であり、12.4度広がっている。

課題

(1) 解像度が低い

従来ではプロジェクタを5台使っているのに対して、本システムでは4台に減らしている。また、隣り合うプロジェクタと投写範囲が重なる面積が大きい。そのため、スクリーン上の画素密度が低くなっている。

(2) プロジェクタの排気音が大きい

従来からの問題であるが、プロジェクタが発する排熱ファンのノイズが大きい。大型のファンに交換する対策を行なったところ、聴取位置で約 -3 dBAの変化があったものの、再生音の小さなコンテンツを再生する際には聞こえるレベルである。

6.5 本章のまとめ

本章では、音場再生と同時に映像情報を呈示するための映像システムの構築を行った。まず、既往の研究において構築された見上による円筒型スクリーンを用いた映像システムについて、その概要と利点、課題についてまとめた。これを踏まえ、音と映像の簡易に同期させるため、1台のPCから同時に再生するように機材構成とした。また、全天球カメラを用いたオートマティックな歪み補正システムを開発することで、映像編集作業の時間や労力を軽減するとともに、正確な方向に映像を投写することが可能となった。最後に、コンテンツの制作ワークフローおよび制作例を示した。

今後、本システムを用いて映像情報の付加することで再生音場の定位感や臨場感がどのように変化するかなど、研究が行われていくことが期待される。

第7章 総括

本論文は、鋭指向性マイクロホンアレイを用いた音場再生システムについて検討した内容をまとめたものである。本章では、ここまでの研究を各章ごとにまとめ、課題と見通し、今後の展望を述べ総括とする。

7.1 研究のまとめ

第1章では、研究の背景として音場再生の研究動向について概説した。まず、音場再生手法について、心理音響的再生手法と物理音響的再生手法に分けて、それぞれの特徴を述べた。続いて、音場再生システムにはエンターテインメントから材料特性の測定まで幅広い用途があることや、近年バーチャルリアリティへの関心の高まりとともに映像情報と音場再生の融合が求められていることにも触れた。これらの用途において音場再生に求められる性能として、A. 物理的な再生性能、B. 外乱へのロバスト性、C. 演出導入の余地、D. 映像情報との融合、の4つを挙げ、これらを満たすシステム具現化のため構築された鋭指向性マイクロホンアレイによる收音再生システムについて紹介した。そして、このシステムに関する課題の改善を本研究の目的とし、具体的なアプローチを述べた。

第2章では、本研究に関連する3つの音場再生手法の原理について解説した。まず、Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式に基づく境界音場制御 (BoSC)、続いて、音場の球面調和関数展開に基づく高次アンビソニックス (HOA) を説明した。最後に、ミキシング操作など演出的な操作にも対応できる、ビームフォーミングによる再生方法について説明した。

第3章では、物理音響的手法の1つである「境界音場制御」に関して、理論概要とその逆フィルタ設計手法について述べた。まず、逆フィルタ行列の任意要素をゼロにすることで、処理すべきフィルタ数を削減する手法を提案した。ここで非ゼロ要素の選択方法については、伝達関数の振幅に基づくヒューリスティックな方法を提案するほか、 s -スパース近似と呼ばれる最適化問題に当てはめ、既存の最適化アルゴリズムを適用した。これらの削減パターン決定方法を数値シミュレーションにより比較したところ、いずれもマイクロホンが指向性を有するとき、低い周波数帯域では、決定方法によらず同様の削減パターンが得られることがわかった。また、フィルタ数削減により制御に使用するスピーカが限定されるため、鋭い指向性のマイクロホンと組み合わせることで高い周波数帯域で再生性能が向上する結果を得た。これを踏まえ、指向性マイクロホンの收音軸方向のスピーカやその近辺のスピーカのみを使用する削減パター

ンも有効で、多入力多出力 FIR フィルタ設計に適することを述べた。

第4章では、鋭指向性マイクアレイによる音場の球面調和関数展開を可能にするため、高次音圧勾配を含んだモデル化手法を提案した。数値実験の結果より、使用するマイクの指向性が鋭いほど、条件数が小さくなるという利点があった。しかし、マイク数が十分でない場合、展開係数の推定精度が低下することがわかった。実マイクを使った測定実験では、より高次の音圧勾配を含めてモデル化誤差を小さくすることで、展開係数の推定性能が向上することが示された。最後に、球面調和関数展開に基づくビームフォーミングの適用を試みた。

第5章では、第2~4章で適用した音場再生手法を使って実際に音場再生を行い、それぞれの性能について物理計測によって評価した。まず、空間的に広範囲の音圧分布を計測するため、MEMS マイクロホンアレイおよびその移動装置を製作し、これを用いて再生音場の約2メートル四方の水平面内の音圧分布を記録した。無響室および残響室を原音場として、それぞれ再生音場の波面や音響物理指標の分布を観察した。この他、ダミーヘッドマイクを用いた収録により、両耳間時間差およびレベル差を算出することで定量的な評価も行った。これらの結果より、各種音場再生手法の特徴を次のようにまとめた。

- 簡易音場再生手法は、特別な処理をせず簡易的に方向情報を再生可能で、特に高い周波数では他手法に比べてかぶり (マイクの指向性の重なりによって複数のスピーカからの波が到来すること) が少ない。
- 境界音場制御は、原音場の音源方向にスピーカが設置されるとき波面の再現が正確という特徴があり、また ITD の再現性能も高い。しかし FIR フィルタのプリエコーにより明瞭度が下がる可能性がある。
- 逆フィルタ数を削減した境界音場制御は、制御に使用するスピーカ方向をマイク毎に限定しているため、1000 Hz 以上では通常の境界音場制御よりもかぶりが少なくなる。
- 高次アンビソニクスは、中央付近では原音場の音源方向によらず原音場に類似した波面が観察されるが、原音場の音源と反対側のスピーカ出力が大きく ITD の再現性が低い。
- ビームフォーミングは、簡易音場再生に比べて指向性が鋭くなるためかぶりが少ないが、原音場の音源と反対側のスピーカ出力が大きく ITD の再現性が低い。

第6章では、音場再生システムと同時に360度パノラマ映像を呈示する方法について述べた。見上により構築された円筒型ディスプレイについて、マニュアル作業だった歪み補正処理について、全天球カメラを使ってオートマティックかつ高精度に行う改善を加えた。最後に、コンテンツの制作ワークフローおよび制作例を示した。

7.2 課題と見通し

本研究の今後の課題として以下の3つが挙げられる。

■ 指向性アレイによる境界音場制御の理論的根拠

本研究では、鋭指向性マイクアレイによる境界音場制御の根拠として、2.1.2項で述べたようにシミュレーションによる研究結果に基づいている。実験的根拠ではなく理論的根拠に基づくためには、指向性マイク信号によって境界条件が与えられる形式の積分表現の構築が望まれる。

軸対称指向性マイク信号に関しては、4.1節で述べたように、高次音圧勾配の線形和でモデル化できる。同様のモデルを使い、軸対称指向性マイクの境界条件とした次式のような積分方程式を得たい。

$$p(\mathbf{r}) = \iint_S \left\{ \sum_{\ell} a_{\ell} \left(\frac{1}{ik} \right)^{\ell} \frac{\partial^{\ell}}{\partial \mathbf{n}^{\ell}} p(\mathbf{r}_q) \right\} G_E(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) dS \quad (7.1)$$

ここに、 $G_E(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q)$ はグリーン関数である。これは、数学の分野におけるロビン境界条件を高次に拡張した形式だと言える。このような表現が可能であるかも含め、更なる検討が必要である。

■ 再生音場の3次元計測

5章のMEMSマイクアレイによる多点計測では、スピーカアレイの中層の高さ(聴取者のおおよその耳の高さ)の水平面を計測範囲とした。今後、聴取者の身長には個人差があることを考慮するため、また高さ方向から到来する波面が再現されているか確認するため、高さ方向にも計測範囲を広げたい。

ただし、今回と同様に高さ方向に7.5 mm 間隔で測定点を積層していくのは現実的ではなく、測定点データを補間をする必要がある。アプローチの1つとして、付録Cで紹介した補間手法を3次元に拡張することが考えられる。また、このような補間手法を適用する際には、少ない測定点数かつ補間精度の高い測定点配置を検討する必要があり、スパース最適化による測定点配置の決定が効果的だと考えられる。

■ 物理的特徴と主観評価との関連

本研究では、複数の音場再生手法の特徴を捉えるため、物理計測によって音場を評価した。これについて、音場の聴取印象との関連を調べることが課題である。

現在までに、渡壁らによって、本研究で実装した再生手法や映像の有無が聴取印象にどのように影響するかについて調査されている [106]。主観評価実験の結果、どのコンテンツでも

評価の高い音場再生方式はなく、呈示するコンテンツによって好まれる方式が異なることが分かってきた。また、映像を付加した方が聴取体験がより好まれることも明らかになった。

今後、呈示するコンテンツをより細分化し、移動する音源を含むか、あるいは収録位置が移動するかといった、コンテンツが含む要素と音場再生手法の関係を明らかにするとともに、物理的特徴との関連についても検討したい。本研究では、境界音場制御は原音場の音源方向にスピーカが設置されるとき波面の再現が正確であるのに対し、高次アンビソニクスは中央付近では音源方向によらずある程度原音場に類似した波面が観測された。そのため、BoSCに比べてHOAは移動音源を音色やラウドネスの変動がなく滑らか再現できると予想している。このように、主観印象と物理的な特徴との対応を明らかにしたい。

7.3 今後の展望

本論文を発展させることで、次の3つの展望がある。

■ 境界音場制御におけるマイクアレイ信号を考慮した再生信号算出とスパース最適化

3章での逆フィルタ数の削減の当初の目的は、計算コストを調整することにあった。逆フィルタ数の削減を試みた結果、ロバスト性の向上や空間エイリアシングの誤差が軽減される効果があることも示唆された。これについて、式(2.15)に基づいて逆フィルタを設計するのではなく、式(2.9)をスパース最適化により解くことで、ロバスト性の向上や空間エイリアシングの誤差の軽減にもつながることが期待される。

それに対して、式(2.9)よりスピーカ信号 \mathbf{y} を直接解く場合、マイクアレイ信号 \mathbf{s} に特化した再生信号が算出されることになる。式(2.15)に基づいて逆フィルタ設計するとマイクアレイ信号の内容によらず確定的なフィルタ係数で再生信号を算出できるのに対して、一般にマイクアレイ信号が与えられてから逐次スピーカ信号を解くことになる。ただし、原音場の音源からマイクアレイの位置関係が固定されている場合は、その間の伝達関数が時不変のインパルス応答で表すことができる。そのインパルス応答に特化したスピーカ信号を直接解くことで、原音場の音源信号からスピーカ信号を算出する確定的なフィルタ係数を求められる。原音場の音源からマイクアレイの位置関係が固定されている例として、室内インパルス応答との畳み込みに基づく「可聴化用途」が挙げられる。例えば、コンサートホールや車室内などの室内インパルス応答を使って可聴化するような場合に適した手法であると言える。

■ 一般指向性マイクアレイによる球面調和関数展開

4章では、鋭指向性マイクアレイによる球面調和関数展開を実現するためのモデルを構築した。ただし、このモデルが対応するのは、マイクが軸対称指向性で收音軸を動径方向に向

けた場合に限られる。そこで、收音軸が動径方向以外を向く場合や、軸対称指向性以外のマイクを使う場合など、より多様なアレイに対応できるモデルの構築について検討したい。

一般の指向性は、動径方向に加えて (θ, ϕ) 方向に関する高次勾配の線形和で表されると考えられ、式 (4.9) に対して (r, θ, ϕ) 方向にそれぞれ偏微分を施すことになる。このとき同じ展開係数 $B_{nm}(k)$ を用いて展開表現可能であるか検討が必要である。

■ 物理ベースの演出操作

鋭指向性マイクアレイを用いた音場再生において、低い周波数帯域における指向性の広がりや補うために BoSC 等の物理音響的再生手法を適用した場合、スピーカ信号の振幅や位相を操作すると合成される音場が大きく崩れる可能性があり、ミキシングなどの操作に適さない。そこで本論文では、ビームフォーミングにより指向性の広がりを補うことで、演出的な操作への対応を図った。これに対して、物理音響に基づく演出的操作手法を開発するというアプローチも考えられる。

演出操作の例として、スロー再生や倍速再生のように時間方向に伸縮するような操作が挙げられる。ほとんど意識されることはないが、一般的な音場再生手法は、原音場と再生音場の音速が一致していることが前提となっている。收音信号に対する再生速度を変える操作を施すと、原音場の周波数だけでなく音速が変わることに相当するため、通常の逆フィルタや球面調和関数展開といった処理をそのまま適用できないはずである。したがって、原音場と再生音場で音速が一致しない場合に、何を再生するべきかという問題が生じる。表現したい物理的な状況を整理して、それを再生音場 (の音速) で表現できるのか検討が必要である。

7.4 むすびに

本論文で実装された再生手法の一部は、大学の施設公開事業やオープンキャンパスなどのデモンストレーションで使用され、これまで多くの方に体験していただく機会に恵まれた。主観評価実験で得られるようなコントロールされたデータではないものの、数値として捉えにくい自由な反応や意見・感想が得られ、新たな気づきのある貴重な場であった。

反応は様々で、特に子ども達は再生システム内を自由に動き回り、音がした方に振り向いて映像を指さしたり、叫んだり¹と、3次元音場再生ならでは反応をする。また、年配の方々ほど、正面を向いたまま直立不動で聴取することが多い。もちろん聴取の仕方は人それぞれ自由であるが、360度フルに楽しんでもらうために、正面方向を感じさせない収録位置を考えたり、周囲を見回したいと思うような音源・映像に動きを作るなど、コンテンツ作りの工夫が必要である。「芯のある音が欲しい」という意見をいただくこともあり、従来のステレオ方式とのミキシングや何らかの方法で直接音を強調するといった検討も行っていきたい。

¹原音場の反射・残響音をシミュレートしてリアルタイムに再生 [107] すれば更に楽しめると思われる。

デモンストレーションにおいて、同じ音場再生空間を一緒に体験した人同士でコミュニケーションが始まることもある。子供と大人、上司と部下、ときには他人同士だった人たちがデモ体験をきっかけに感想を共有しあうのを目にすると、人と人のつなぎ手としての機能があるのだと感じる。人間の QOL 向上に寄与する道具としての音場再生システムの応用が期待される。今後、更なる音場再生技術の発展により、新しい体験や価値が生まれて欲しいと思う。

付録 A 基礎理論

A.1 Kirchhoff–Helmholtz 積分方程式の導出

ここでは Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式の導出を簡単に紹介する。まずベクトル解析の基本的な結果として Green の第 2 定理が知られている。

Green の第 2 定理

有界な開領域 V について $\forall f, g \in C^2(\bar{V})$ を取ると以下が成り立つ

$$\iiint_V (f\Delta g - g\Delta f)dV = \iint_{\partial V} \left(f \frac{\partial g}{\partial \mathbf{n}} - g \frac{\partial f}{\partial \mathbf{n}} \right) dS \quad (\text{A.1})$$

ここで $\partial f / \partial \mathbf{n} = \mathbf{n} \cdot \nabla f$ である。

Fig. A.1 に示すような、音源を含まない有界な開領域 V 内の点における音圧 $p(\mathbf{r}, t)$ については波動方程式

$$\Delta p(\mathbf{r}, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{A.2})$$

が成り立つ。両辺時間方向にフーリエ変換して整理すれば、以下の Helmholtz 方程式を得る。

$$\Delta p(\mathbf{r}) + k^2 p(\mathbf{r}) = 0 \quad (\text{A.3})$$

以降単一周波数で議論するため、周波数に関する変数は省略している。ここで、 $f = G, g = p$ として Green の第 2 定理を適応すれば

$$\iiint_V (G\Delta p - p\Delta G)dV = \iint_S \left(G \frac{\partial p}{\partial \mathbf{n}} - p \frac{\partial G}{\partial \mathbf{n}} \right) dS \quad (\text{A.4})$$

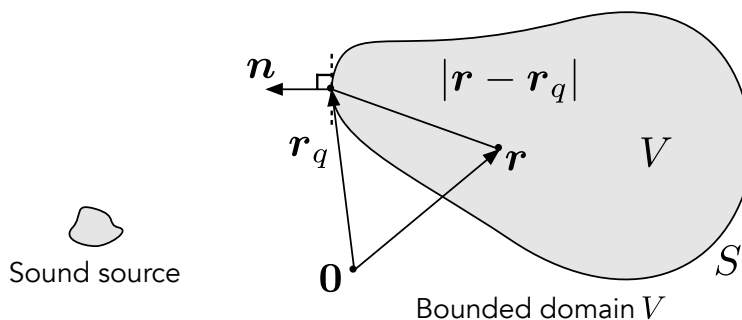


Fig. A.1: Kirchhoff–Helmholtz 積分方程式で考える状況

となる。ここで、次の式を満たすような G を仮定する。

$$\Delta G + k^2 G = -\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_s) \quad (\text{A.5})$$

このとき、 p が Helmholtz 方程式の解であることから $\Delta p = -k^2 p$ であり、これを用いれば式 (A.4) 左辺は

$$\begin{aligned} & \iiint_V (G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) \Delta p(\mathbf{r}_q) - p(\mathbf{r}_q) \Delta G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q)) dV \\ &= \iiint_V (-G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) k^2 p(\mathbf{r}_q) - p(\mathbf{r}_q) \Delta G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q)) dV \\ &= - \iiint_V p(\mathbf{r}_q) (\Delta + k^2) G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) dV \\ &= \iiint_V p(\mathbf{r}_q) \delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_q) dV \\ &= p(\mathbf{r}) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

となる。以上を整理すれば、Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式

$$p(\mathbf{r}) = \iint_{\partial V} \left\{ \frac{\partial p(\mathbf{r}_q)}{\partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) - p(\mathbf{r}_q) \frac{\partial G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q)}{\partial \mathbf{n}} \right\} dS(\mathbf{r}_q) \quad (\text{A.7})$$

を得る。関数 G は Green 関数と呼ばれ、 V が 3次元領域のとき

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_q) = \frac{e^{ik|\mathbf{r}_q - \mathbf{r}|}}{4\pi|\mathbf{r}_q - \mathbf{r}|} \quad (\text{A.8})$$

で表される。

A.2 3次元波動方程式の解の極座標表現

次の極座標における 3次元波動方程式

$$\Delta p(r, \theta, \phi, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(r, \theta, \phi, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{A.9})$$

の解を変数分離法を用いて導出する。ここで極座標の Δ は座標系依存の作用素であり極座標では

$$\Delta = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \quad (\text{A.10})$$

となることに注意する。まず、解の形を次のように仮定する。

$$p(r, \theta, \phi, t) = R(r) \Theta(\theta) \Phi(\phi) T(t) \quad (\text{A.11})$$

これを式 (A.9) に代入して $p(r, \theta, \phi, t)$ で割れば

$$\frac{1}{r^2 R} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial R}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta \Theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \Theta}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta \Phi} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2} = \frac{1}{c^2 T} \frac{\partial^2 T}{\partial t^2} \quad (\text{A.12})$$

となる。これが恒等的に成立するため

$$\frac{1}{r^2 R} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial R}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta \Theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \Theta}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta \Phi} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2} = -k^2 \quad (\text{A.13})$$

$$\frac{\partial^2 T}{\partial t^2} = -c^2 k^2 T. \quad (\text{A.14})$$

式 (A.14) の解は $\omega = ck$ とすれば

$$T(t) = T_1 e^{i\omega t} + T_2 e^{-i\omega t} \quad (\text{A.15})$$

であり、時間依存項に $e^{-i\omega t}$ を採用する事にすれば $T_1 = 0$ となる。式 (A.13) の両辺に r^2 をかけて

$$\frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial R}{\partial r} \right) + k^2 r^2 = - \left\{ \frac{1}{\sin \theta \Theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \Theta}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{\sin^2 \theta \Phi} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2} \right\} \quad (\text{A.16})$$

両辺は定数となるため、定数を $n(n+1)$ として整理すると

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial R}{\partial r} \right) + k^2 r^2 R = n(n+1)R \quad (\text{A.17})$$

$$\frac{\sin \theta}{\Theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \Theta}{\partial \theta} \right) + n(n+1) \sin^2 \theta = - \frac{1}{\Phi} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2} \quad (\text{A.18})$$

となる。式 (A.17) について両辺 r^2 で割ると

$$\frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial R}{\partial r} \right) + k^2 R - \frac{n(n+1)}{r^2} R \quad (\text{A.19})$$

この微分方程式の解は、第1種及び第2種の球ベッセル関数を用いて

$$R(r) = R_1 j_n(kr) + R_2 y_n(kr) \quad (\text{A.20})$$

と書ける。もしくは第1種及び第2種の球ハンケル関数を用いて

$$R(r) = R_3 h_n^{(1)}(kr) + R_4 h_n^{(2)}(kr) \quad (\text{A.21})$$

とも表現できる。次に角度についての微分方程式 (A.18) について考える。先ほどと同様に両辺は定数となるため、その定数を m^2 として

$$\frac{\sin \theta}{\Theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \Theta}{\partial \theta} \right) + n(n+1) \sin^2 \theta = m^2 \quad (\text{A.22})$$

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial \phi^2} = -m^2 \Phi \quad (\text{A.23})$$

と整理する。式 (A.23) の解は

$$\Phi(\phi) = \Phi_1 e^{im\phi} + \Phi_2 e^{-im\phi} \quad (\text{A.24})$$

となる。ここで $\Phi(\phi)$ は周期 2π の関数なので $m \in \mathbb{Z}$ であることに注意されたい。最後に式 (A.22) について考える。この式について整理すれば

$$\sin \theta \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \Theta}{\partial \theta} \right) + \{n(n+1) \sin^2 \theta - m^2\} \Theta = 0 \quad (\text{A.25})$$

ここで $\eta = \cos \theta$ として更に整理すると

$$\frac{d}{d\eta} \left\{ (1-\eta^2) \frac{d\Theta}{d\eta} \right\} + \left\{ n(n+1) - \frac{m^2}{1-\eta^2} \right\} \Theta = 0 \quad (\text{A.26})$$

とできる。この微分方程式の解は、第1種及び第2種ルジャンドル関数より与えられて

$$\Theta(\theta) = \Theta_1 P_n^m(\cos \theta) + \Theta_2 Q_n^m(\cos \theta) \quad (\text{A.27})$$

となる。ここで $Q_n^m(\eta)$ は $\eta = \pm 1$ で発散する関数で、 $P_n^m(\eta)$ も $n \notin \mathbb{Z}$ であれば $\eta = 1$ で発散するため、これらは物理現象を考えれば解としてふさわしくない。角度関数 $\Theta(\theta)\Phi(\phi)$ をまとめて正規直交性を与えたもの

$$Y_n^m(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{2n+1}{4\pi} \frac{(n-|m|)!}{n+|m|!}} P_n^{|m|}(\cos \theta) e^{im\phi} \quad (\text{A.28})$$

を球面調和関数と呼ぶ。式 (A.15), (A.20), (A.21), (A.28) をまとめて3次元波動方程式の解は

$$p(r, \theta, \phi, t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \{A_n^m j_n(kr) + B_n^m y_n(kr)\} Y_n^m(\theta, \phi) e^{-i\omega t} \quad (\text{A.29})$$

$$p(r, \theta, \phi, t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \{C_n^m h_n^{(1)} + D_n^m h_n^{(2)}(kr)\} Y_n^m(\theta, \phi) e^{-i\omega t} \quad (\text{A.30})$$

のように書ける。つまり単一周波数で考えれば

$$p(\mathbf{r}) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \{A_n^m j_n(kr) + B_n^m y_n(kr)\} Y_n^m(\theta, \phi) \quad (\text{A.31})$$

$$p(\mathbf{r}) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \{C_n^m h_n^{(1)} + D_n^m h_n^{(2)}(kr)\} Y_n^m(\theta, \phi) \quad (\text{A.32})$$

である。更に $y_n(\rho)$, $n \in 0, 1, \dots$ は $\rho = 0$ で特異であり、Sommerfeld の放射条件

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} \rho \left\{ \frac{du}{d\rho} - iku \right\} = 0 \quad (\text{A.33})$$

を満たすのは $h_n^{(1)}$ のみなので B_n^m 及び D_n^m は0となる。以上より3次元波動方程式の解の極座標表現は

$$p(\mathbf{r}) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n A_n^m h_n^{(1)}(kr) Y_n^m(\theta, \phi) \quad (\text{A.34})$$

$$p(\mathbf{r}) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n B_n^m j_n(kr) Y_n^m(\theta, \phi) \quad (\text{A.35})$$

となる。ここで式 (A.34) は外部問題、式 (A.35) は内部問題の解である。

付録B 削減パターンのシミュレーション結果

Fig. B.1～Fig. B.15に、3.2.3項のシミュレーションで選択された削減パターンを示す。それぞれ s が1～15の場合の結果である s 。 h_1 を図示しており、非ゼロ要素を黒、ゼロ要素を白で表現している。

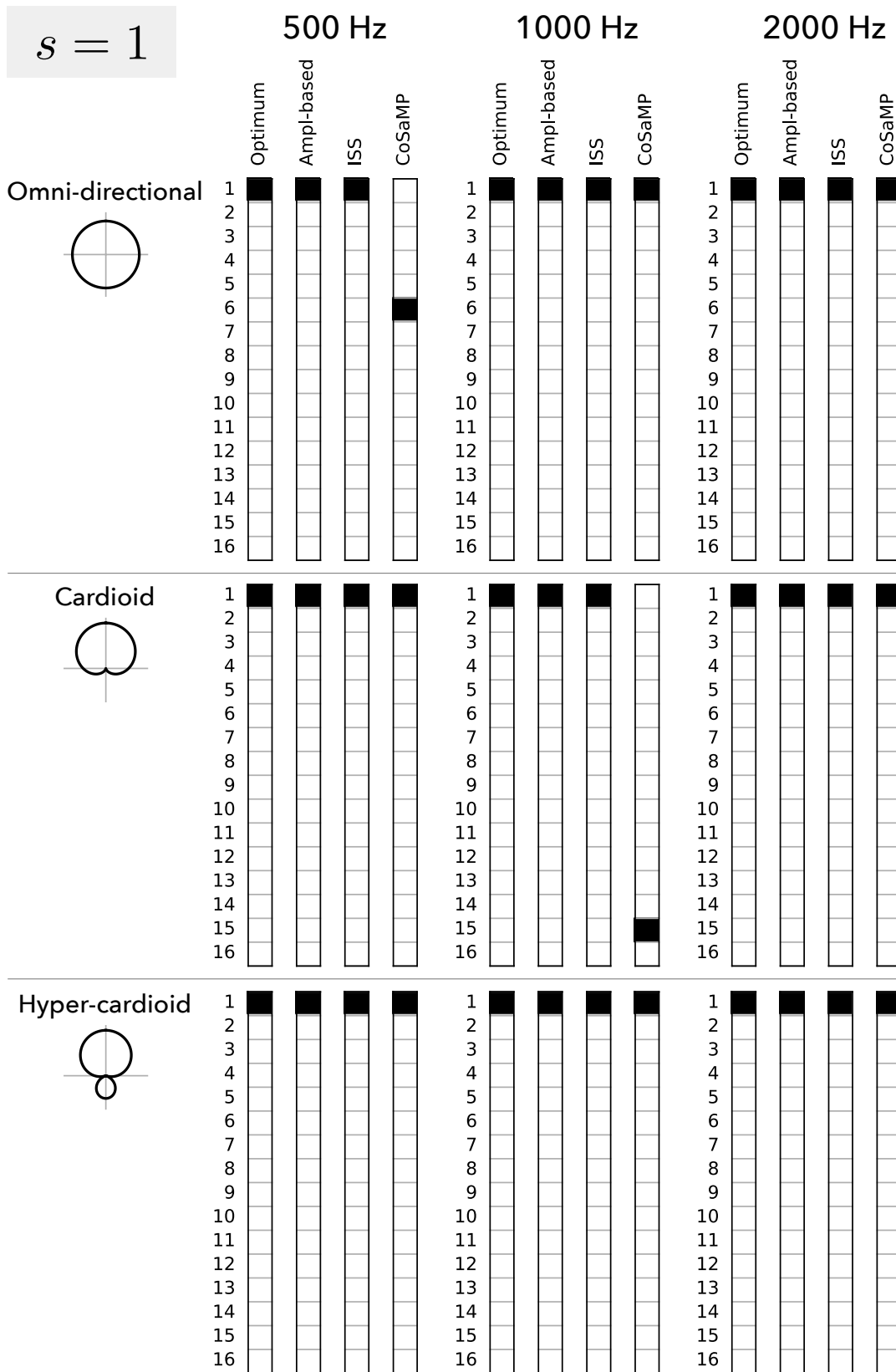


Fig. B.1: $s = 1$ の削減パターン

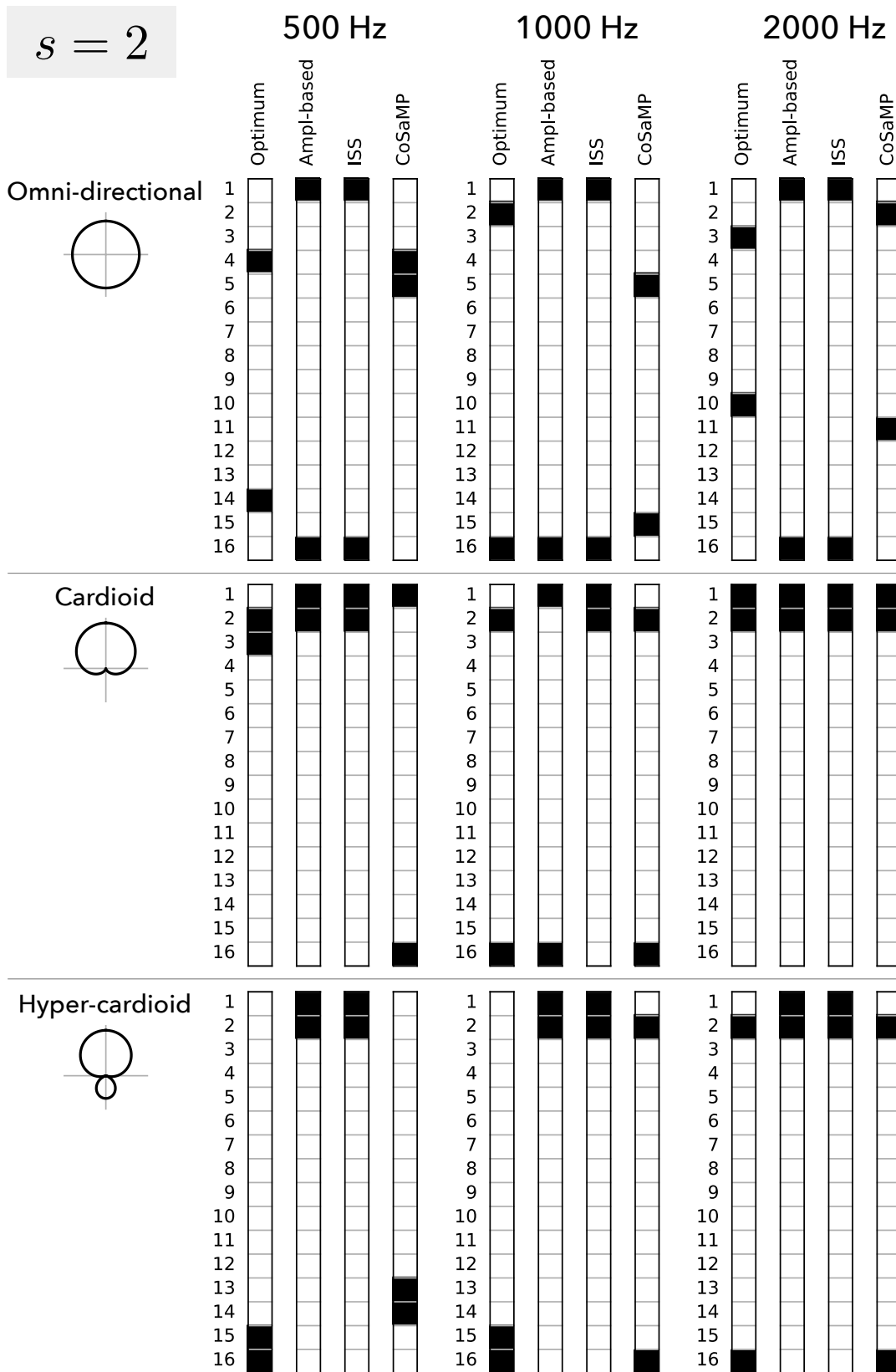


Fig. B.2: $s = 2$ の削減パターン

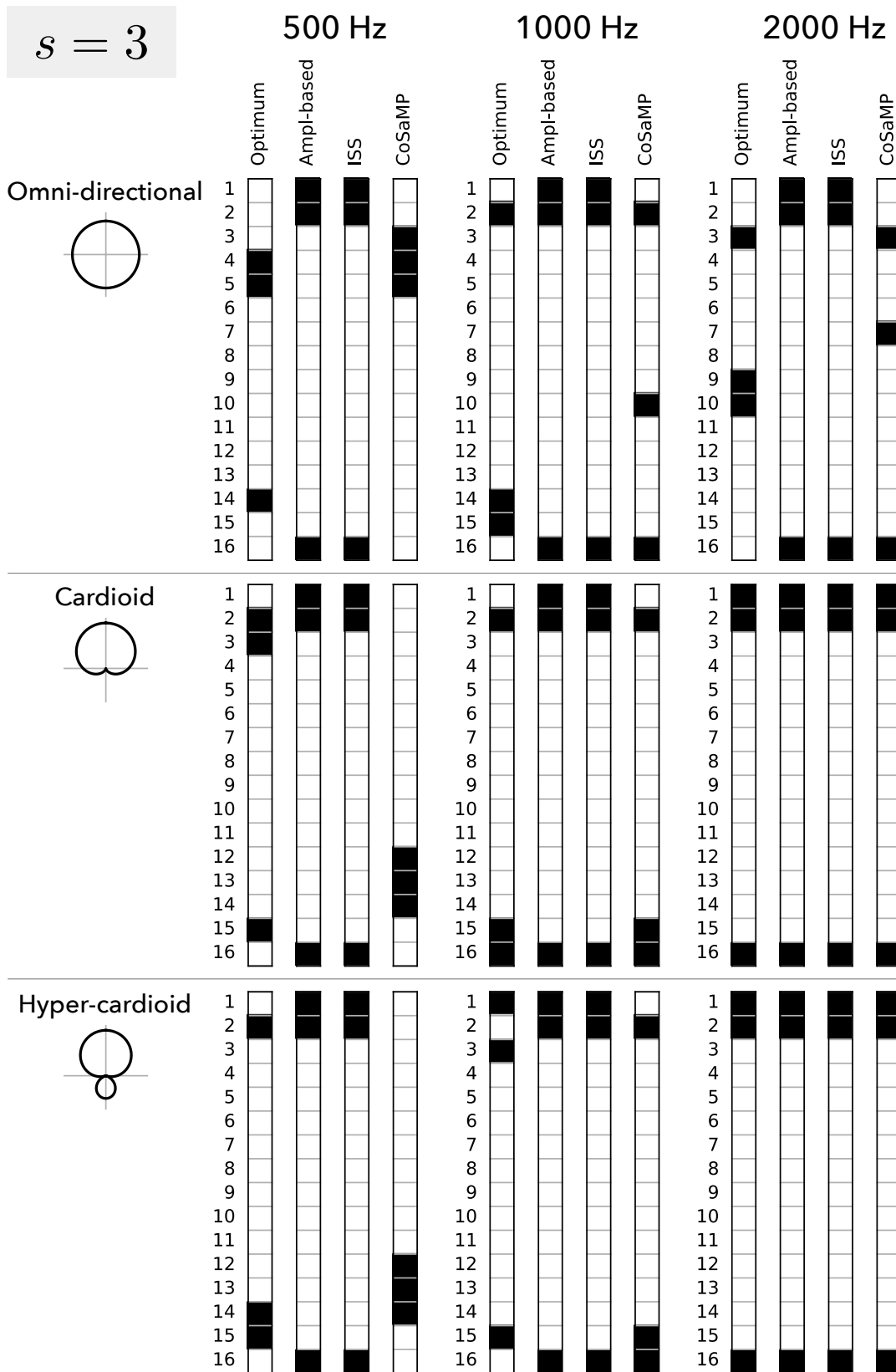


Fig. B.3: $s = 3$ の削減パターン

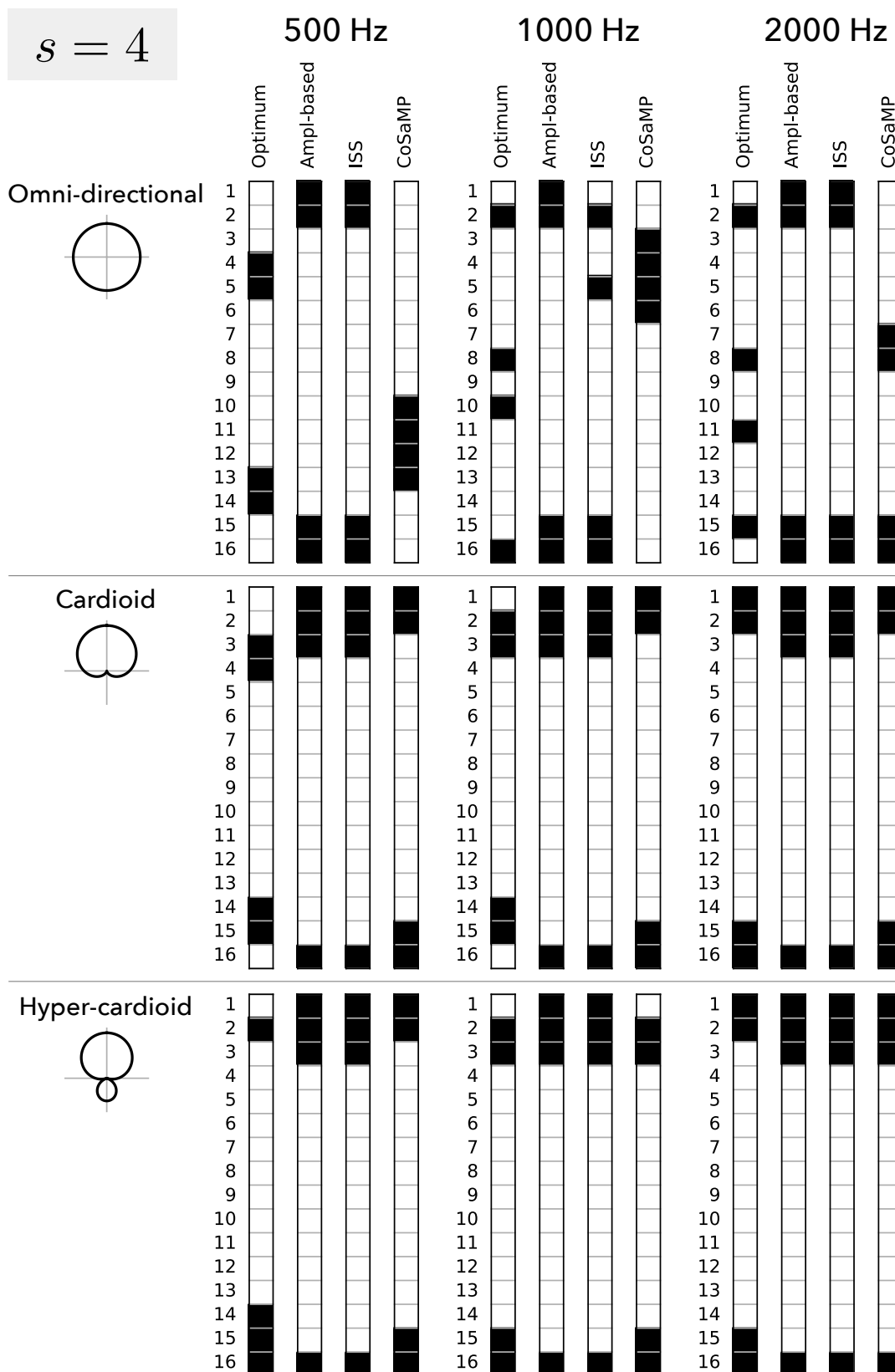


Fig. B.4: $s = 4$ の削減パターン

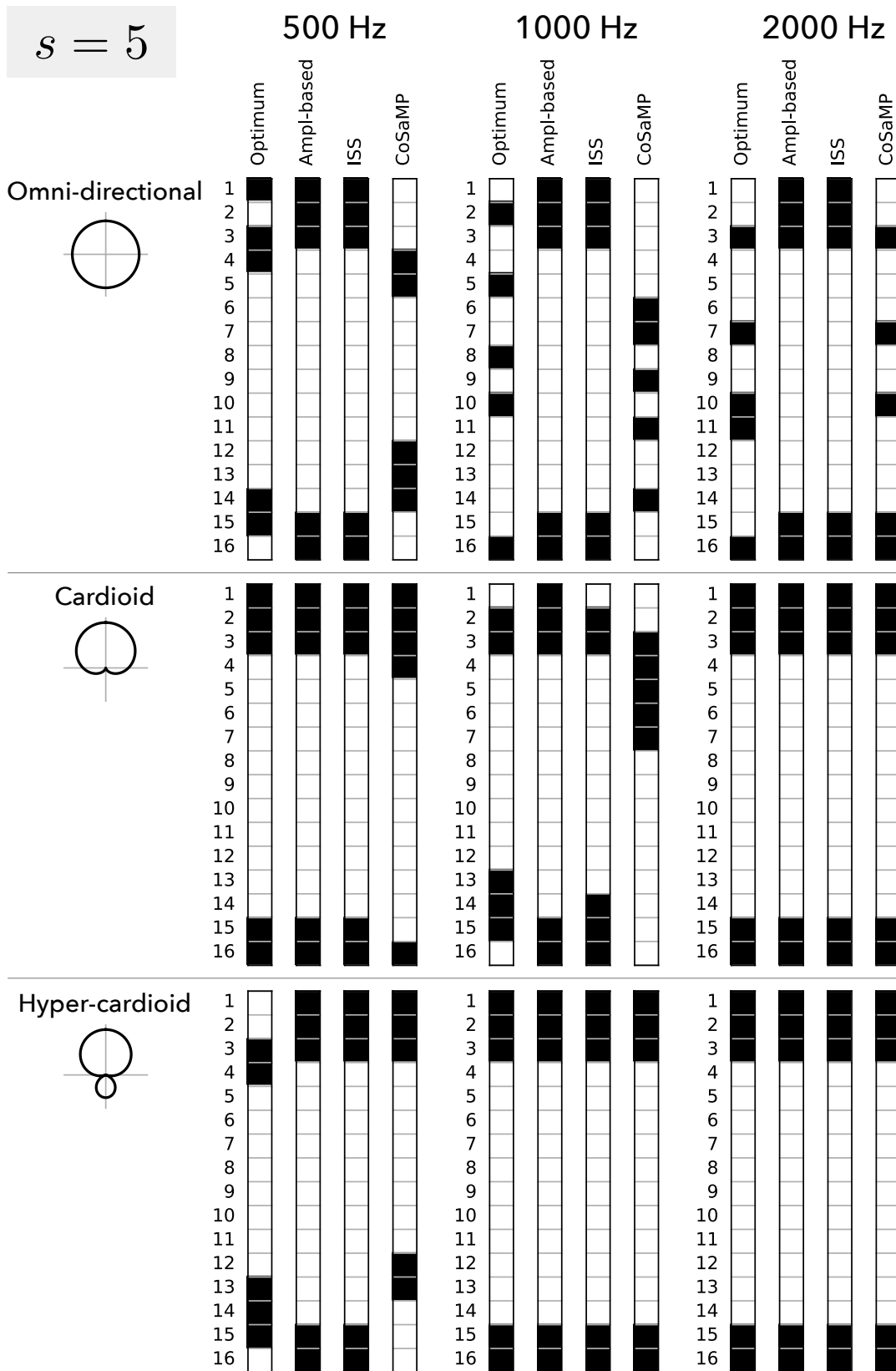


Fig. B.5: $s = 5$ の削減パターン

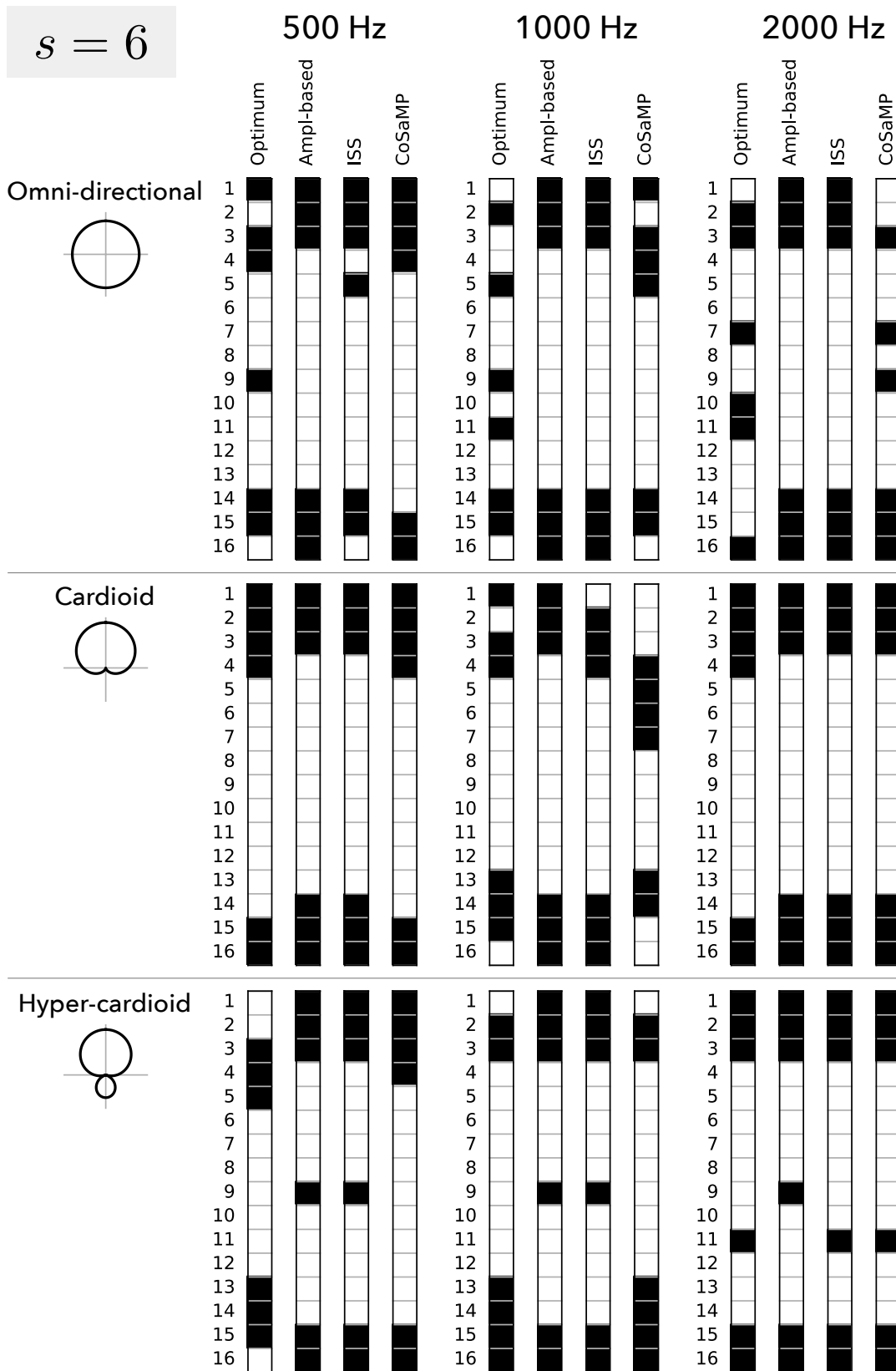


Fig. B.6: $s = 6$ の削減パターン

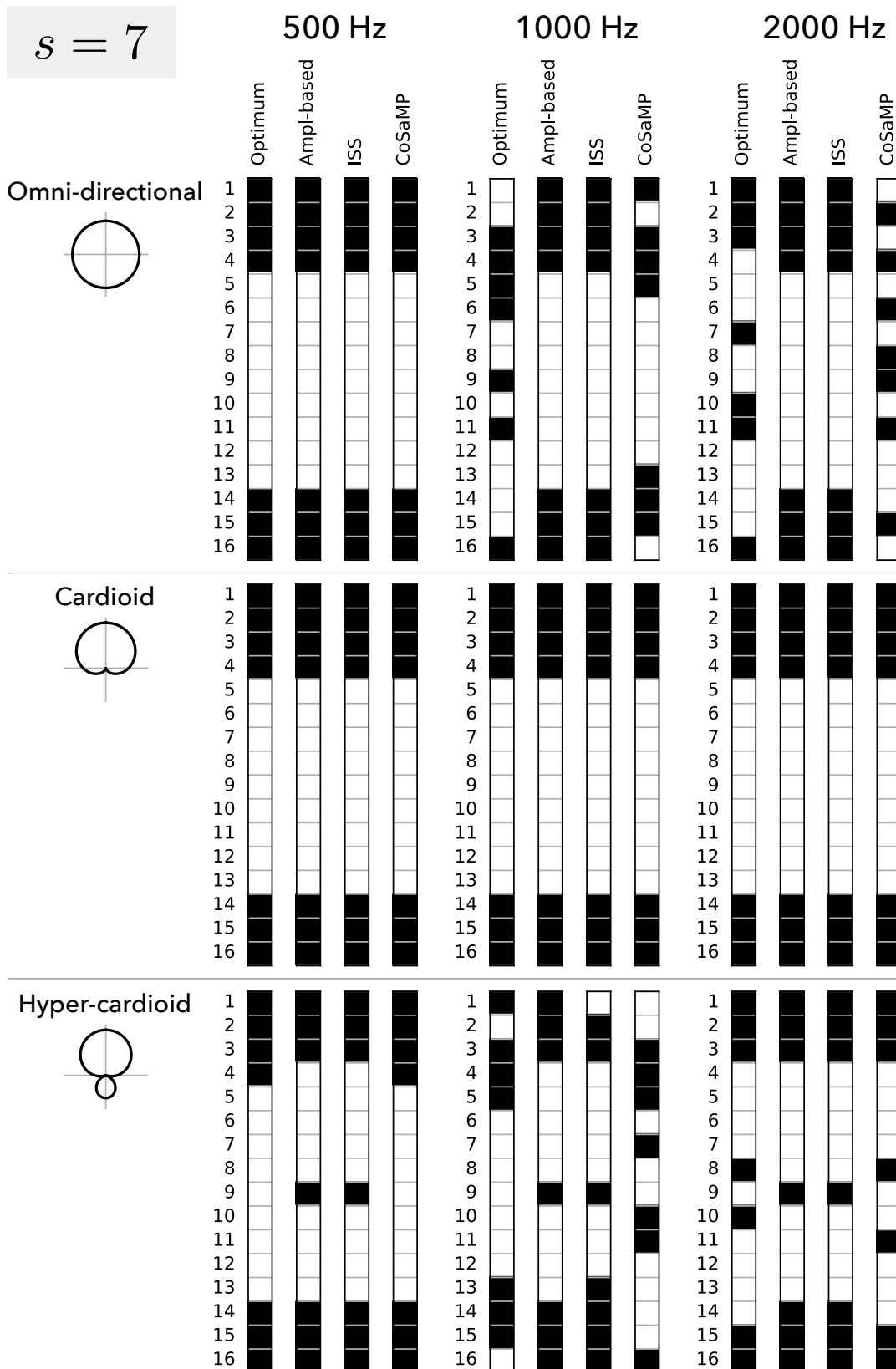


Fig. B.7: $s = 7$ の削減パターン

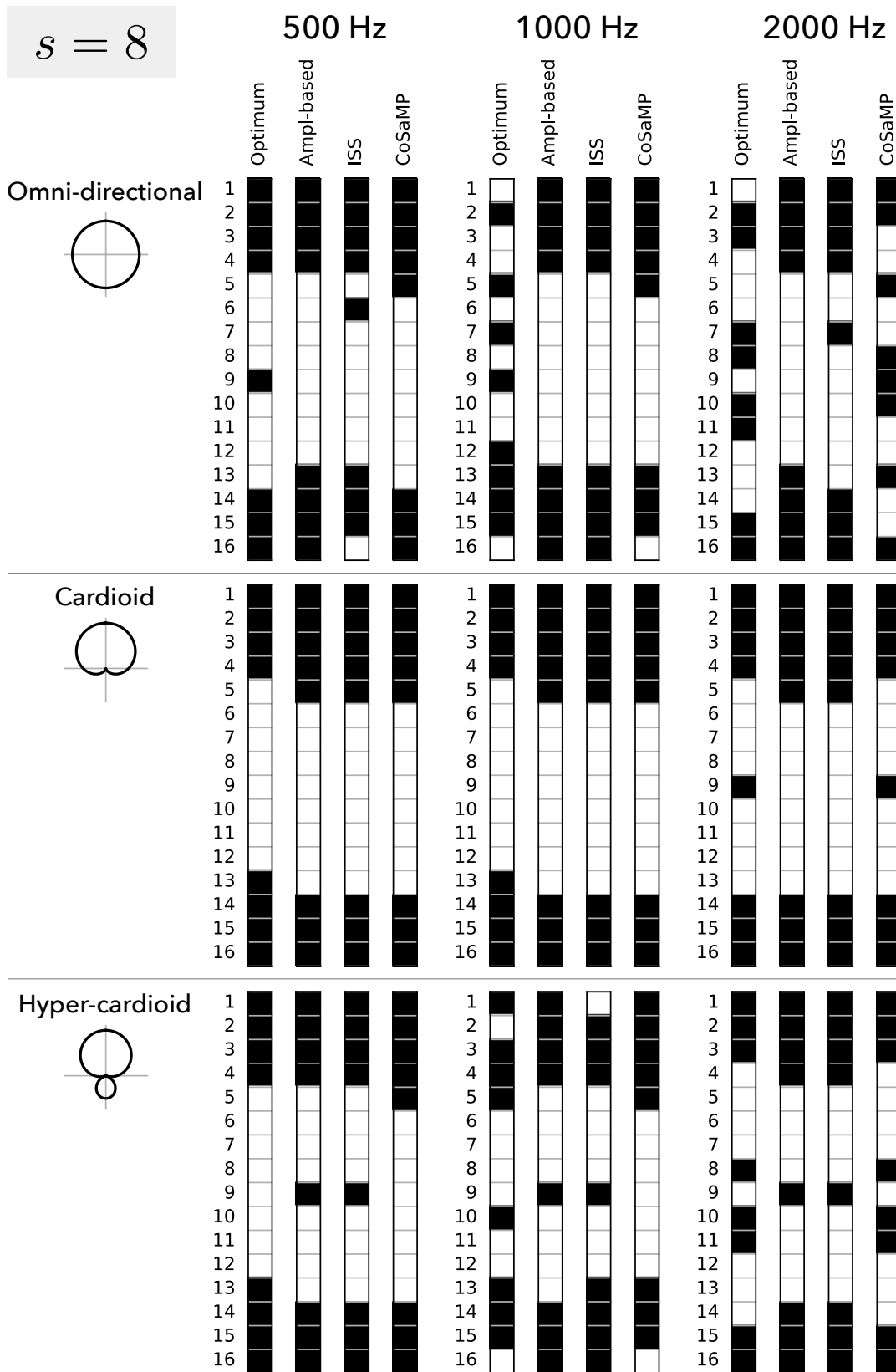


Fig. B.8: $s = 8$ の削減パターン

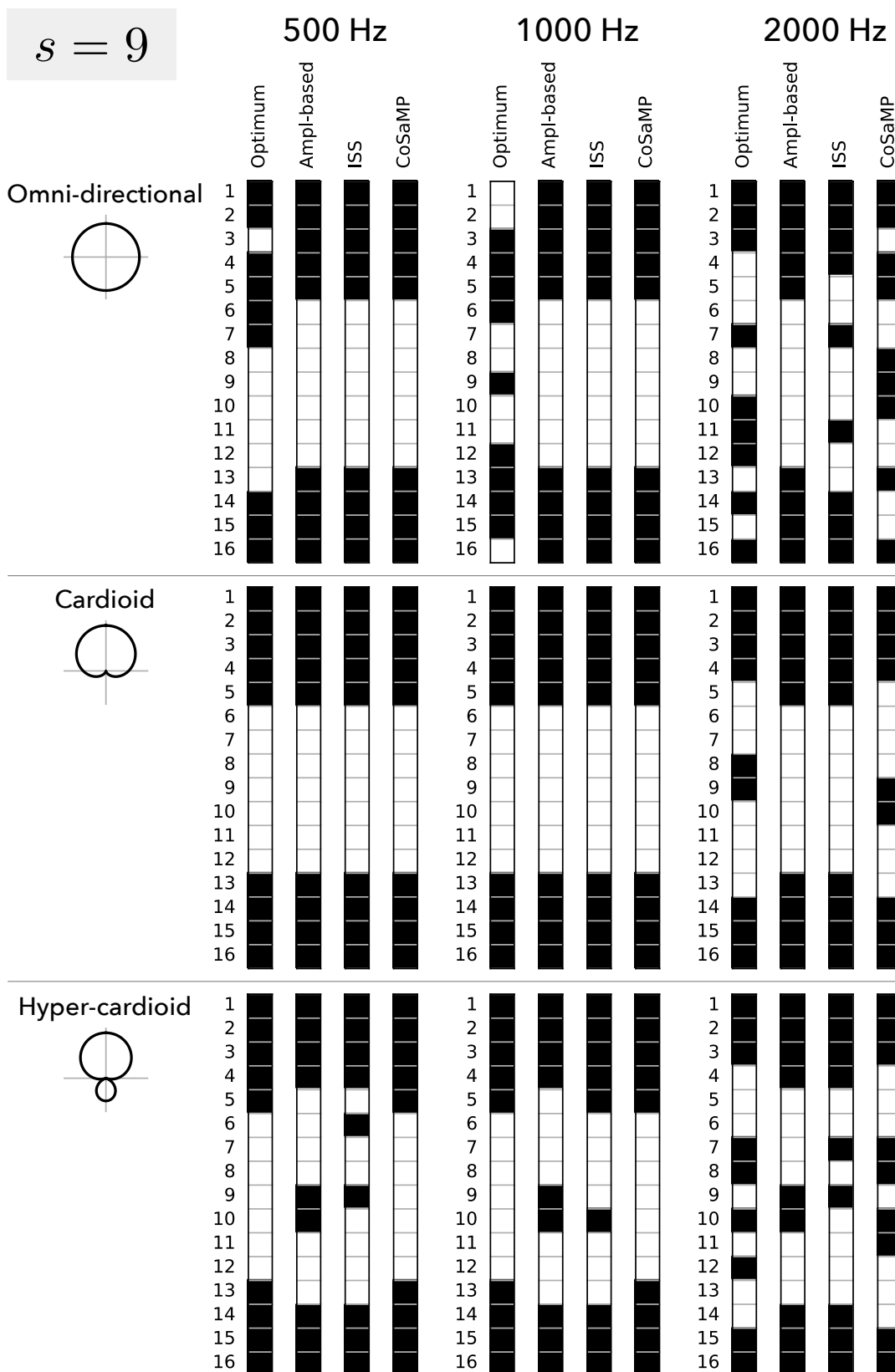


Fig. B.9: $s = 9$ の削減パターン

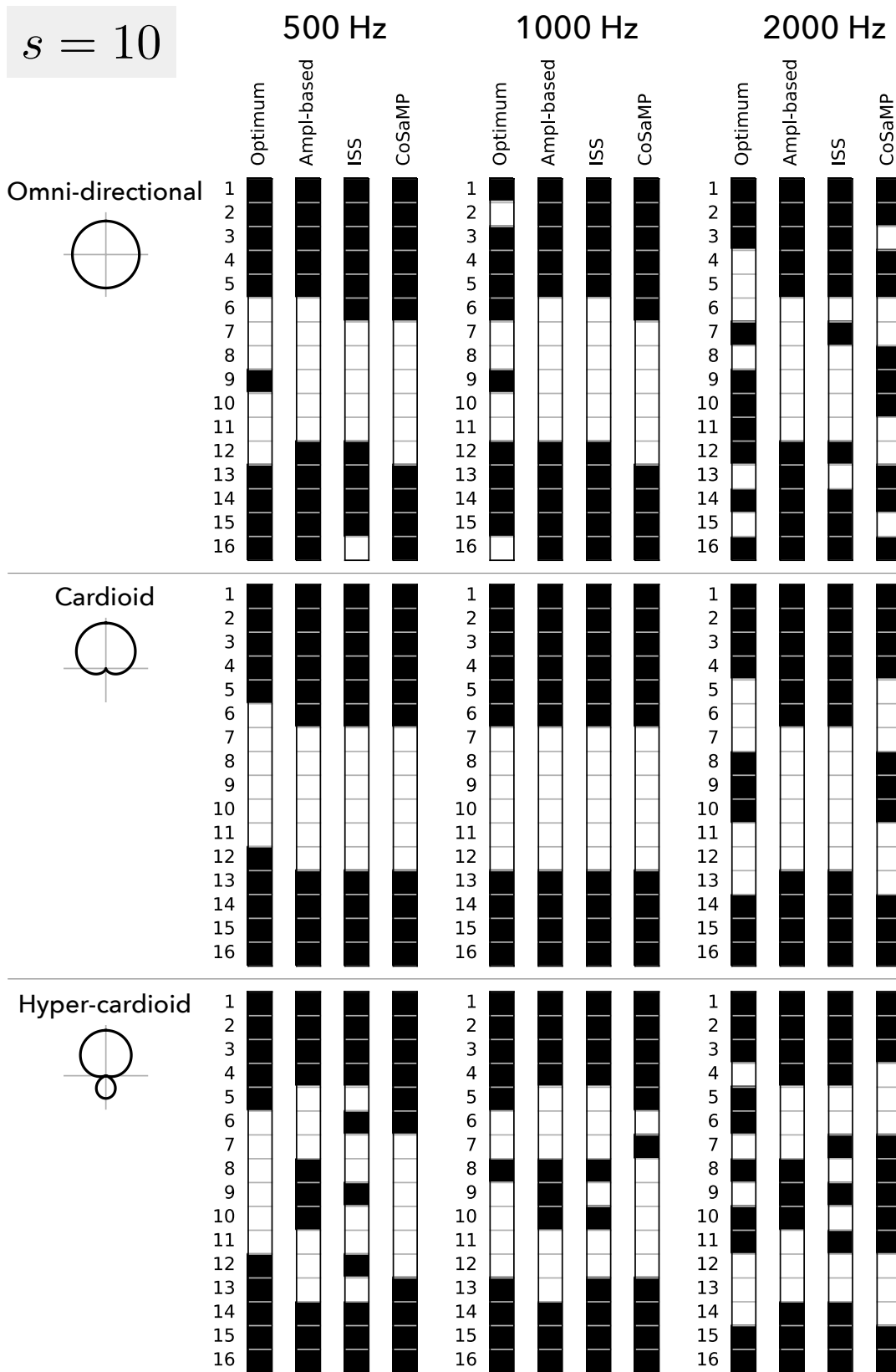


Fig. B.10: $s = 10$ の削減パターン

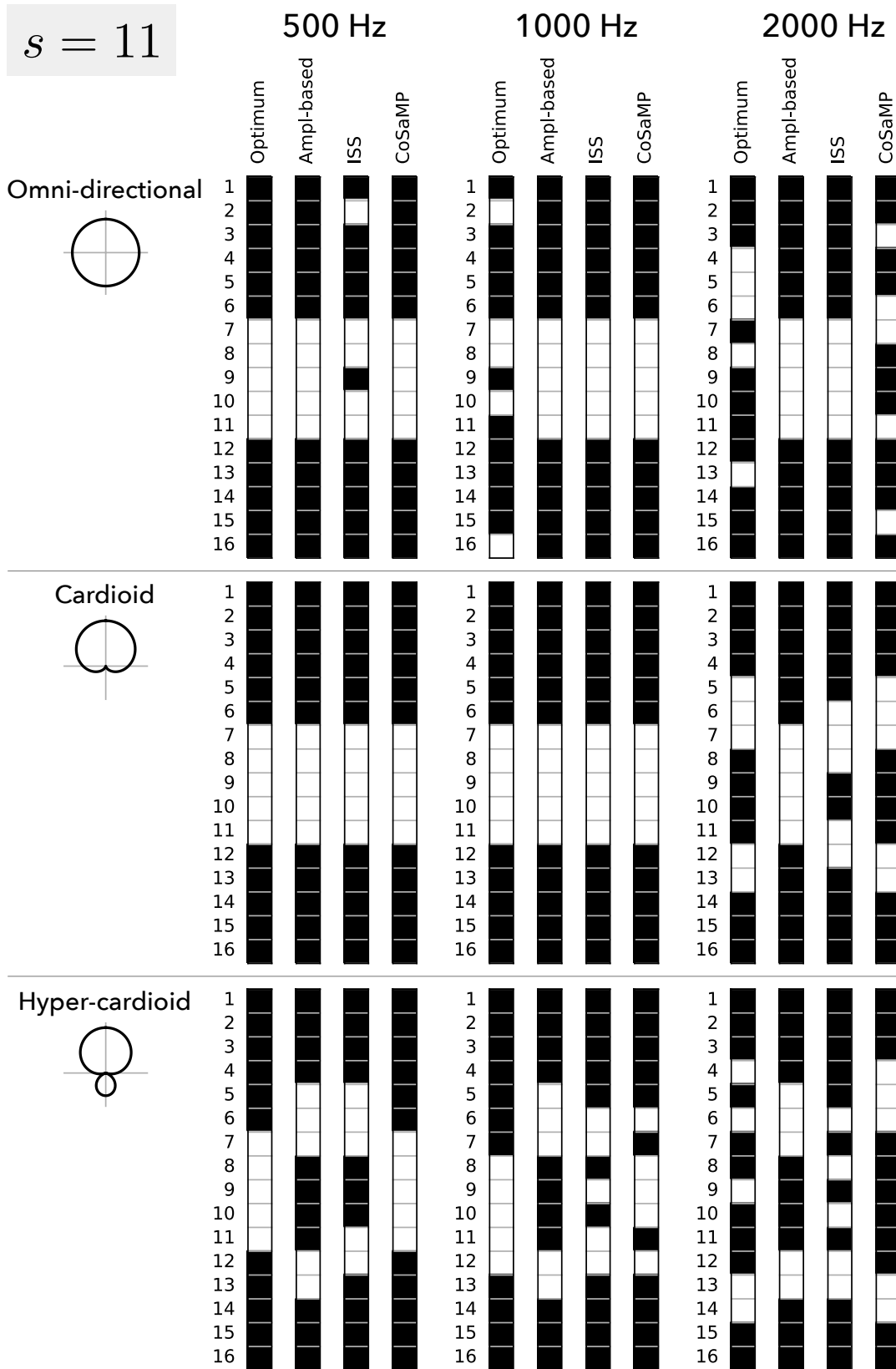


Fig. B.11: $s = 11$ の削減パターン

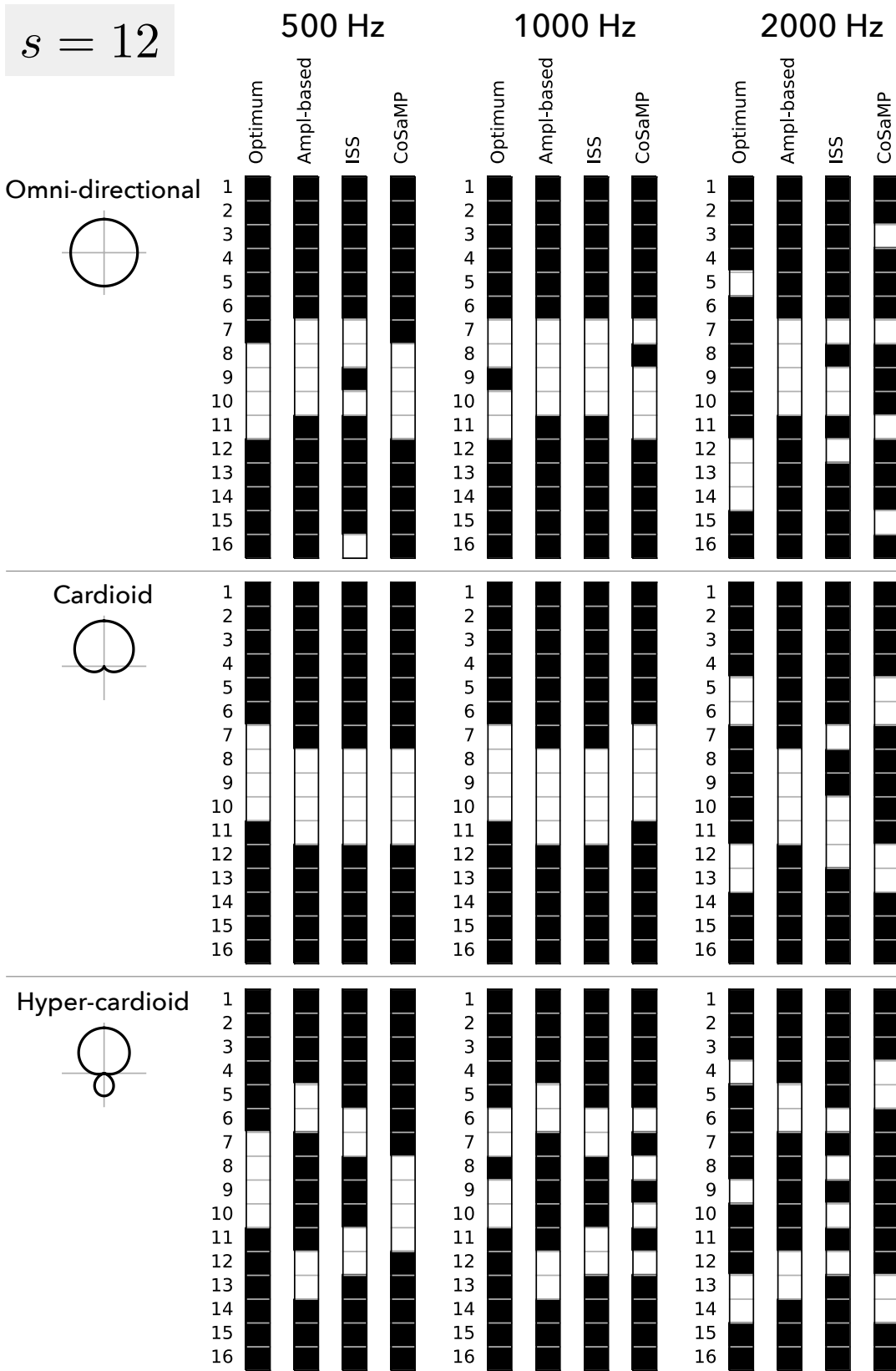


Fig. B.12: $s = 12$ の削減パターン

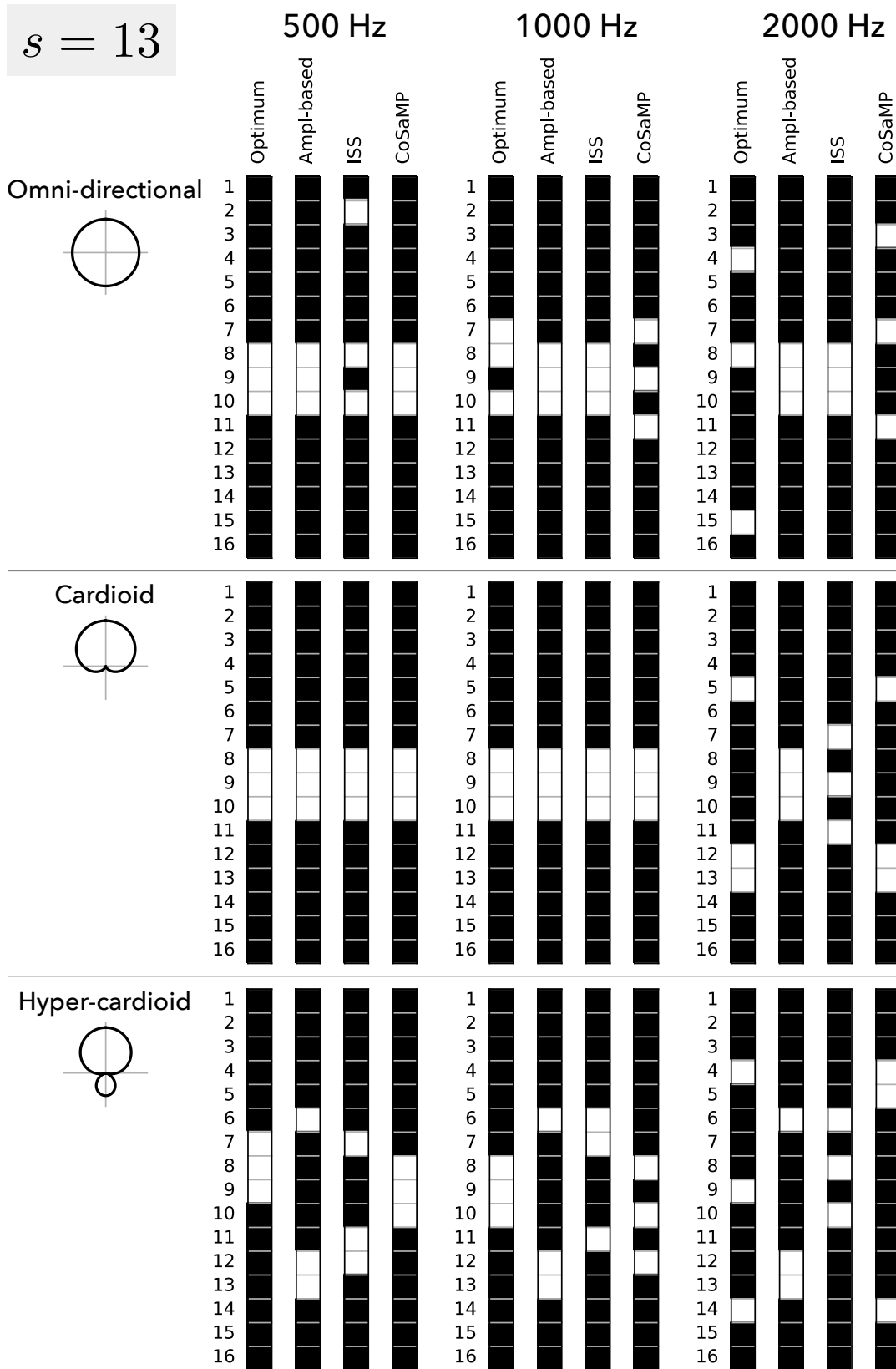


Fig. B.13: $s = 13$ の削減パターン

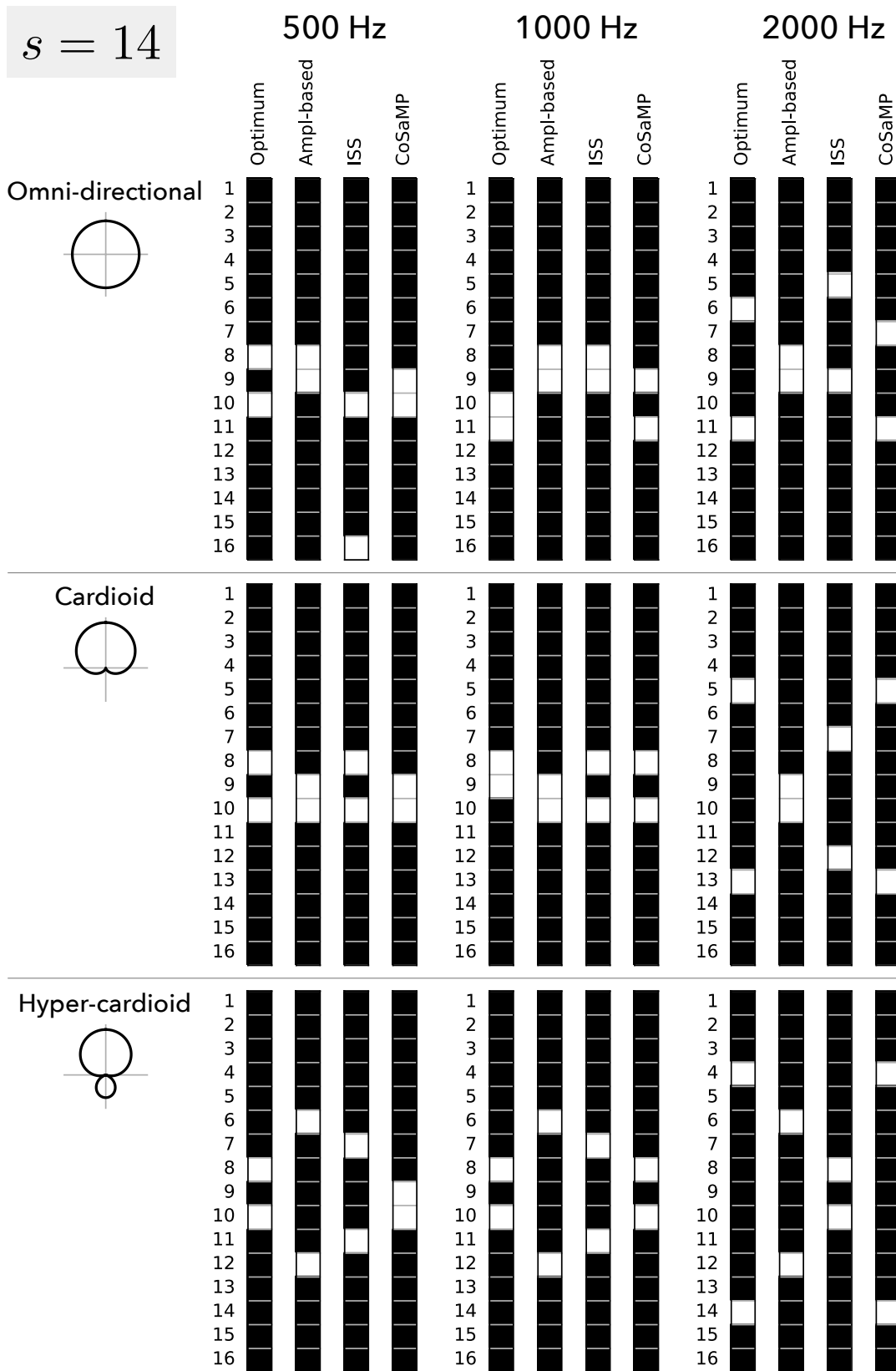


Fig. B.14: $s = 14$ の削減パターン

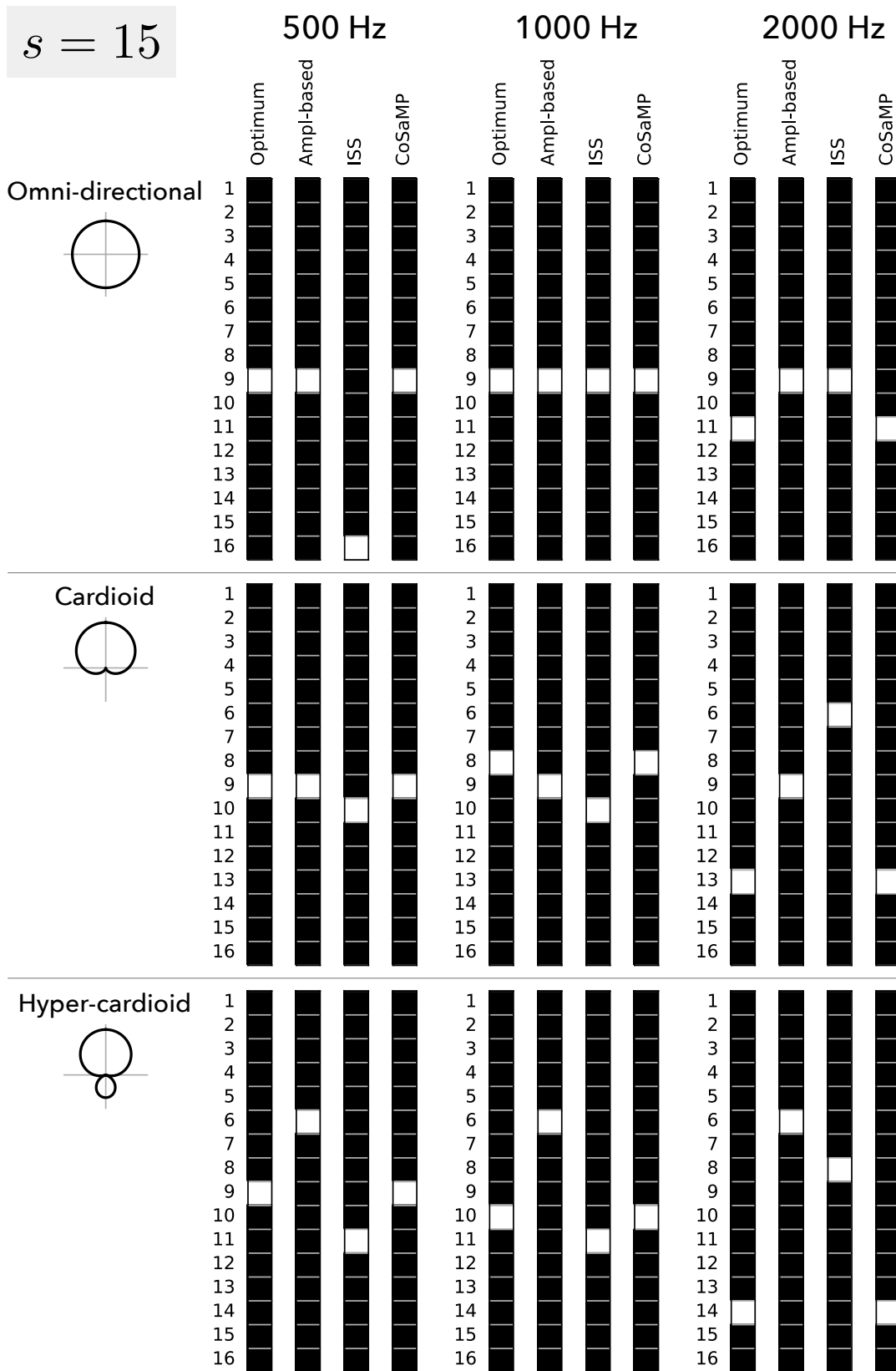


Fig. B.15: $s = 15$ の削減パターン

付録C 音圧離散分布データの補間について

離散的な音圧の観測データから、連続的な分布を補完する手法が提案されている [85, 86]。この手法では、まず Kirchhoff–Helmholtz 積分方程式の逆解析により測定データから境界条件を推定する。次に、推定された境界条件から補間したい任意の点の音圧を計算する。ただし、本手法は 2 次元音場を仮定しており、3 次元音場の測定データに適用したとき推定誤差が生じると考えられる。

そこで、本付録では、2 次元および 3 次元音場の数値シミュレーションにおいて推定精度を示す。また、本手法を応用した音響インテンシティ推定についても付記する。なお、精度の観点から本論では用いなかったため付録としている。

C.1 音圧の補間

C.1.1 音圧の補間原理

ここでは、音圧分布を補間する原理を、文献 [85] に沿って説明する。

有限で音源を含まない閉曲面 S で囲まれた領域 V を考える。この領域内の音圧 $p(\mathbf{r}), \forall \mathbf{r} \in V$ は、Kirchhoff–Helmholtz 積分方程式より次のように表せる。

$$p(\mathbf{r}) = \int_S \left\{ \frac{\partial p(\mathbf{s})}{\partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s}) - p(\mathbf{s}) \frac{\partial G(\mathbf{r}, \mathbf{s})}{\partial \mathbf{n}} \right\} dS \quad (\text{C.1})$$

ここで、 $\mathbf{s} \in S$ は境界上の点を表す。また、 $G(\mathbf{r}, \mathbf{s})$ は Green 関数を表し、2 次元空間においては以下のようなになる。

$$G_{2D}(\mathbf{r} - \mathbf{s}) = \frac{ik}{4} H_0^{(1)}(k|\mathbf{r} - \mathbf{s}|) \quad (\text{C.2})$$

$$\frac{\partial G_{2D}(\mathbf{r} - \mathbf{s})}{\partial \mathbf{n}} = \frac{ik}{4} H_1^{(1)}(k|\mathbf{r} - \mathbf{s}|) \cos(\mathbf{r} - \mathbf{s}, \mathbf{n}) \quad (\text{C.3})$$

また、 $H_\alpha^{(1)}$ は α 次第 1 種 Hankel 関数、 k は波数、 $\cos(\mathbf{r} - \mathbf{s}, \mathbf{n})$ は $\mathbf{r} - \mathbf{s}$ と \mathbf{n} の余弦を表す。この積分方程式により、境界条件がわかれば内部の音圧が計算できる。したがって、上記の補間問題は、測定データから境界条件を推定する問題に帰着される。

まず、式 (C.1) の境界 S を M 個の要素に分割し、 m 番目の要素を S_m とすると、

$$p(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^M \int_{S_m} \left\{ \frac{\partial p(\mathbf{s})}{\partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s}) - p(\mathbf{s}) \frac{\partial G(\mathbf{r}, \mathbf{s})}{\partial \mathbf{n}} \right\} dS_m \quad (\text{C.4})$$

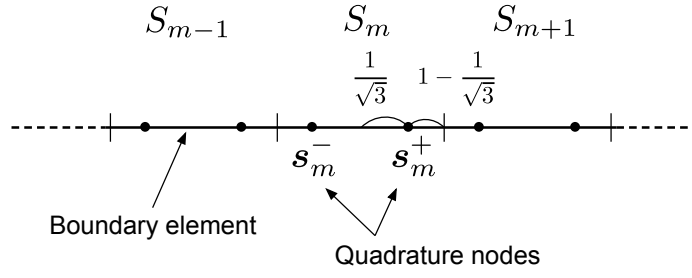


Fig. C.1: 境界要素と積分点

となる。次に、2点 Gauss-Legendre 求積法で各要素 S_m 内の積分を2点の演算で近似すると、

$$p(\mathbf{r}) \approx \sum_{m=1}^M \left\{ \frac{\partial p(\mathbf{s}_m^-)}{\partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m^-) + \frac{\partial p(\mathbf{s}_m^+)}{\partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m^+) - p(\mathbf{s}_m^-) \frac{\partial G(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m^-)}{\partial \mathbf{n}} - p(\mathbf{s}_m^+) \frac{\partial G(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m^+)}{\partial \mathbf{n}} \right\} \quad (\text{C.5})$$

となる。 \mathbf{s}_m^- および \mathbf{s}_m^+ は S_m 上の積分点（ガウスノード）を表し、各境界要素の midpoint から端点までの線分を $1/\sqrt{3} : 1 - 1/\sqrt{3}$ に内分する点である（Fig. C.1）。

式 (C.5) を領域内の N 個の点 \mathbf{r}_n について連立したものは、

$$\mathbf{a} = [p'_1, p'_2, \dots, p'_M, p_1, p_2, \dots, p_M]^T, \quad p_m = [p(\mathbf{s}_m^-), p(\mathbf{s}_m^+)] \quad (\text{C.6})$$

$$\mathbf{p} = [p(\mathbf{r}_1), p(\mathbf{r}_2), \dots, p(\mathbf{r}_N)]^T \quad (\text{C.7})$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & g_{1M} & g'_{11} & g'_{12} & \dots & g'_{1M} \\ g_{21} & g_{22} & \dots & g_{2M} & g'_{21} & g'_{22} & \dots & g'_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N1} & g_{N2} & \dots & g_{NM} & g'_{N1} & g'_{N2} & \dots & g'_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{C.8})$$

$$g_{nm} = [G(\mathbf{r}_n, \mathbf{s}_m^-), G(\mathbf{r}_n, \mathbf{s}_m^+)] \quad (\text{C.9})$$

を用いて、

$$\mathbf{p} = \mathbf{G}\mathbf{a} \quad (\text{C.10})$$

と表せる。ここに、 \mathbf{n} 方向偏微分 $\partial f / \partial \mathbf{n}$ を f' と略記している。

したがって、領域内の N 個の離散的な音圧 \mathbf{p} から、次式により境界条件 $\hat{\mathbf{a}}$ が推定される。

$$\hat{\mathbf{a}} = \mathbf{G}^\dagger \mathbf{p} \quad (\text{C.11})$$

続いて、推定された境界条件 $\hat{\mathbf{a}}$ から、領域内の補間点によるグリーン関数行列 $\tilde{\mathbf{G}}$ を用いて、補間点の音圧 $\hat{\mathbf{p}}$ を得る。

$$\hat{\mathbf{p}} = \tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{a}} \quad (\text{C.12})$$

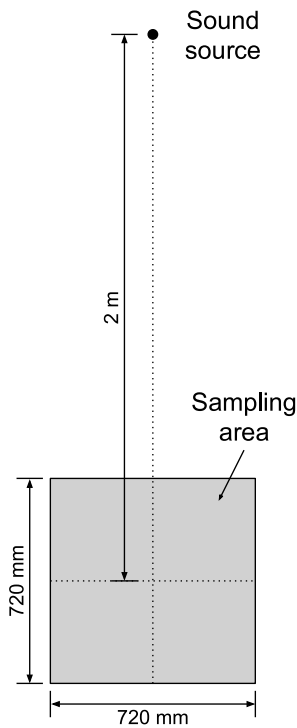


Fig. C.2: 音源と標本領域

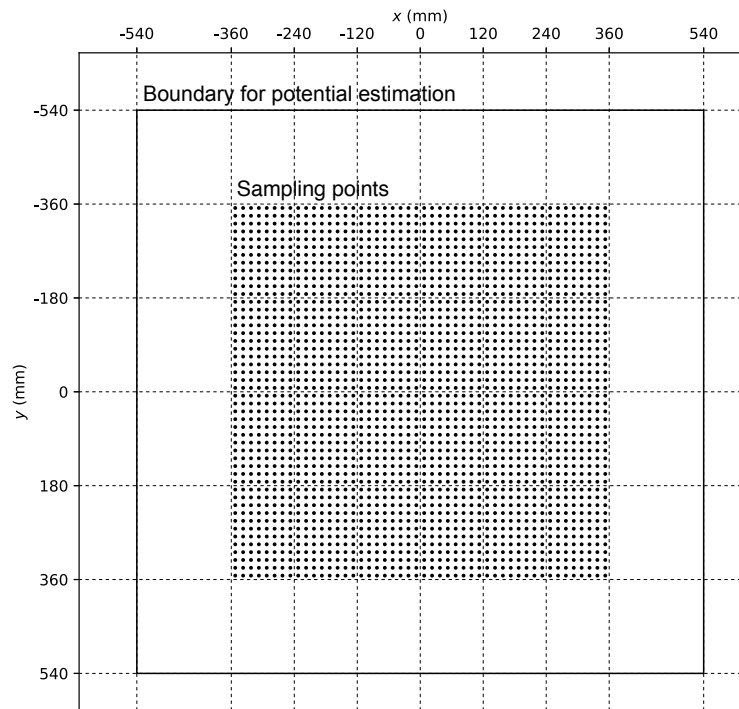


Fig. C.3: 標本点 (48 × 48 点) と境界位置

C.1.2 補間精度

MEMS マイクロホンアレイの測定データに補間手法を適用するにあたり、あらかじめ計算機シミュレーションにより補間手法の精度を確認した。この補間手法は2次元の Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式に基づいているため、3次元音場を補間する場合は精度が下がると考えられる。そこで、円筒波音場と球面波音場の2種類の補間精度を求めて比較する。シミュレーションの条件を Table C.1 に示す。自由音場において点音源から 2 m の点を中心とする 0.72 m × 0.72 m の範囲を標本領域とする。まず、標本領域内で 3 mm 間隔 240 × 240 点の音圧を計算し元データ p_{ori} を作成する。円筒波音場の各点の振幅は、音源との距離を R として、次式によって求めた。

$$p_{2D}(R) = i\omega\rho_0 A \frac{e^{-ikR}}{\sqrt{R}} \quad (\text{C.13})$$

また、球面波の場合は、

$$p_{3D}(R) = i\omega\rho_0 A \frac{e^{-ikR}}{R} \quad (\text{C.14})$$

とした。ただし ρ_0 は空気の密度を示す。

次に、元データのうち 15 mm 間隔 48 × 48 点のデータをサンプリングした標本データ p を作る。続いて、標本データに補間手法を適用し、240 × 240 点の補間データ \hat{p} を得る。こ

Table C.1: 計算機シミュレーションに用いたパラメータ

Amplitude (A)	1
Frequency (f)	0.5, 1, 2, 4, 8, 16 kHz
Sound velocity (c)	340 m/s
Air density (ρ_0)	1.29 kg/m ³
Sound source	$(x, y) = (0, -2)$ m
Wave	Cylindrical wave, Spherical wave
Original field	240 × 240 points
Sampling points (N)	48 × 48 points
Interpolation points (\hat{N})	240 × 240 points
Number of boundary elements (M)	4, 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048

のとき、式 (C.11) において行列 G の擬似逆行列 G^\dagger は、その特異値分解

$$G = U\Sigma V^H \quad (\text{C.15})$$

$$\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r) \quad (\text{C.16})$$

を用いて、

$$G^\dagger = V\Sigma^\dagger U^H \quad (\text{C.17})$$

$$\Sigma^\dagger = \text{diag}(1/\sigma_1, 1/\sigma_2, \dots, 1/\sigma_r) \quad (\text{C.18})$$

と表せる。ただし、ユニタリ行列 U , V , 特異値 $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_r > 0$ を用いている。上付き H は複素共役転置を示す。しかしながら、条件数が大きいため、微小な特異値により誤差の影響が拡大され、もっともらしい解が得られない。そこで、最大特異値 σ_1 の 1/1000 以下の特異値を 0 に置き換え、擬似逆行列を求めた。

最後に、次式を用いて、240 × 240 点の元データ \mathbf{p}_{ori} と補間データ $\hat{\mathbf{p}}$ の誤差を使って、次式により SDR(Signal-to-Distortion Ratio) を求めた。

$$\text{SDR} = 10 \log_{10} \frac{\|\mathbf{p}_{\text{ori}}\|_2^2}{\|\mathbf{p}_{\text{ori}} - \hat{\mathbf{p}}\|_2^2} \quad (\text{C.19})$$

SN 比の計算結果を Fig. C.4 に示す。境界条件を推定に適切な境界要素数 M を知るため、 M を 4 から 2048 に変えながら計算した。横軸に波長 λ と境界要素幅 d の比を表していて、 λ/d が大きいほど境界要素数 M が大きい。

(a) 円筒波音場を補間した場合、境界要素数が大きいほど精度が向上する傾向がある。 $\lambda/d = 5$, つまり境界要素幅を波長の 1/5 程度にすると、500 Hz から 8000 Hz では 60 dB 以上、16000

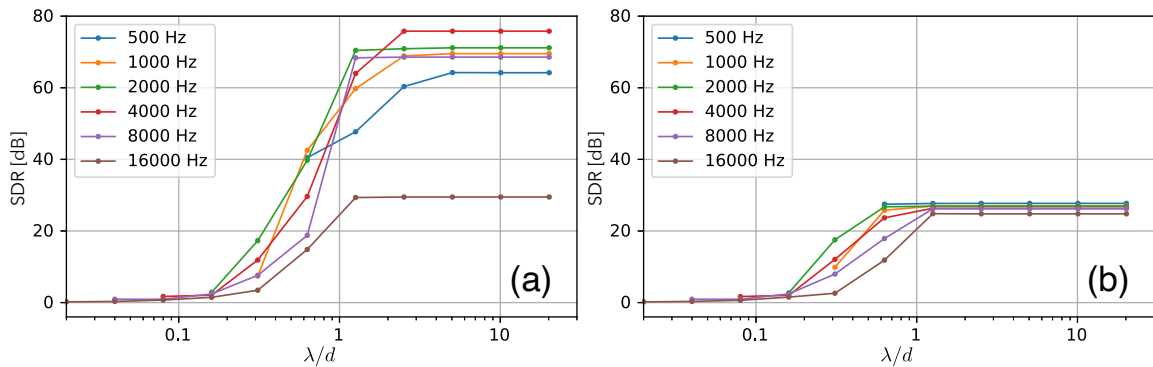


Fig. C.4: 境界要素幅と補間精度の関係。(a) 円筒波音場の場合と (b) 球面波音場の場合。

Hz では約 29 dB に収束した。空間サンプリングの概念に基づくと、標本間隔が 15 mm のとき、空間ナイキスト周波数は約 11000Hz である。空間ナイキスト周波数以上では、精度が下がるが、ある程度補間できることが確認できた。

(b) 球面波音場を補間した場合、 $\lambda/d = 1.3$ 程度で約 25 dB に収束する。2次元の Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式に基づいて補間しているため、球面波の補間ができないと考えられる。球面波も補間を行うためには、3次元の Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式に基づいて補間する必要があり、測定点も空間に3次元的に配置する必要があると考えられる。

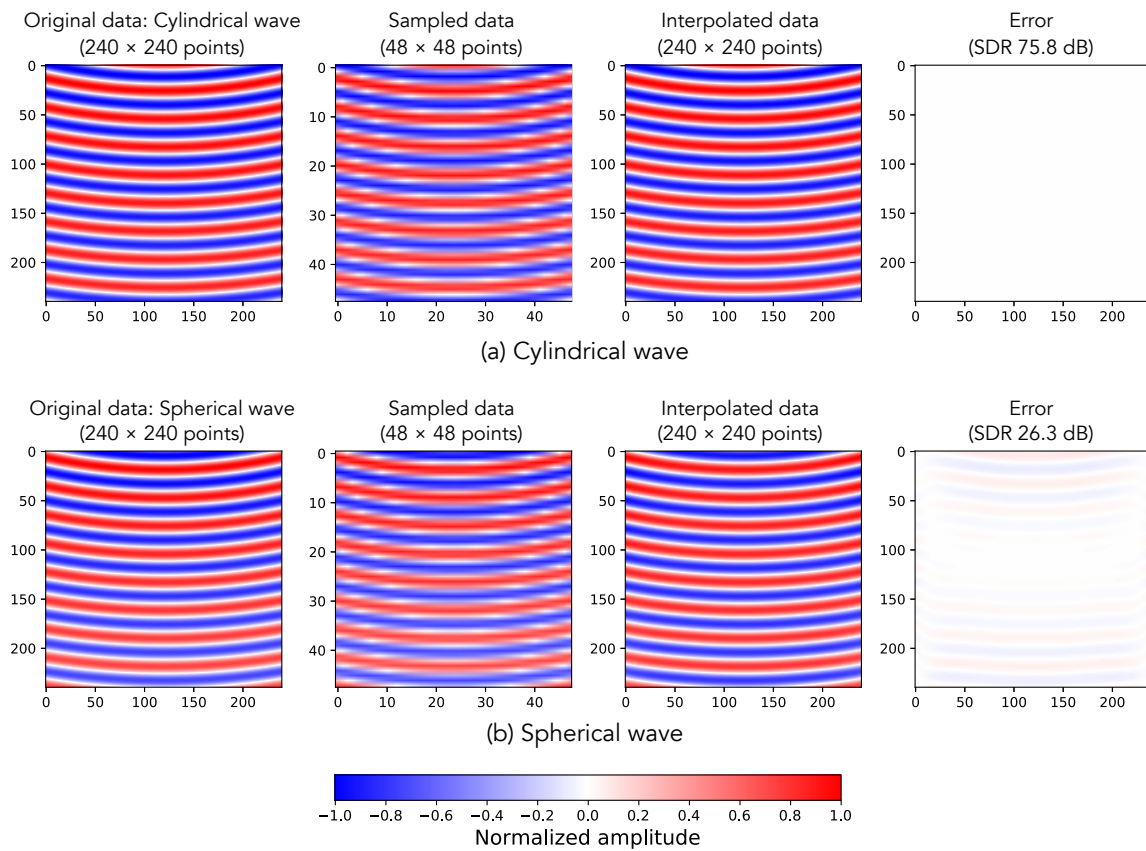


Fig. C.5: 4000 Hz におけるでのシミュレーションにおける補間例。(a) 円筒波音場の補間例と (b) 球面波音場の補間例。左から、元の音圧分布 \mathbf{p}_{ori} , サンプルした音圧分布 \mathbf{p} , 補間した音圧分布 $\hat{\mathbf{p}}$, 誤差 $\mathbf{p}_{\text{ori}} - \hat{\mathbf{p}}$ を示す。境界要素数は Table C.2 の通り。

Table C.2: Fig. C.5 における補間処理の境界要素数と性能

周波数 [Hz]	境界要素数 M	λ/d	SDR _{2D} [dB]	SDR _{3D} [dB]
500	64	10.1	64.2	27.7
1000	128	10.1	69.5	27.0
2000	256	10.1	71.2	26.9
4000	512	10.1	75.8	26.3
8000	1024	10.1	68.6	26.2

C.2 音響インテンシティの推定

音響インテンシティ I は、音圧 $p(t)$ [Pa] と粒子速度 $\mathbf{u}(t)$ [m/s] の積の時間平均で定義されるベクトル量である。音が単位面積あたりに行う仕事率に相当する。

$$\mathbf{I} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \mathbf{u}(t) dt \quad [\text{W/m}^2] \quad (\text{C.20})$$

流体の運動方程式によると、ある \mathbf{v} 方向成分の音圧勾配は、その方向の粒子速度 u_v の加速度に比例しており、

$$\frac{\partial p}{\partial \mathbf{v}} = -\rho_0 \frac{\partial u_v}{\partial t} \quad (\text{C.21})$$

と表される。ここで粒子速度が正弦的に振動すると仮定すると、

$$\frac{\partial p}{\partial \mathbf{v}} = -\rho_0 i \omega u_v \quad (\text{C.22})$$

$$\therefore u_v = \frac{i}{\omega \rho_0} \frac{\partial p}{\partial \mathbf{v}} \quad (\text{C.23})$$

したがって、音圧勾配がわかれば粒子速度を算出できる。

音響インテンシティ測定法の一つである p-p 法 [101, 102] では、音圧勾配は 2 点の音圧の有限差分 [103]

$$\frac{\partial p(\mathbf{r})}{\partial \mathbf{v}} \approx \frac{p(\mathbf{r} + \Delta \mathbf{v}) - p(\mathbf{r} - \Delta \mathbf{v})}{|2\Delta \mathbf{v}|} \quad (\text{C.24})$$

によって近似的に求める。しかし、このような近似によって必ず系統的な誤差が生じる。この誤差は音場やプローブの向きによって変わるため、事前に性質のわからない音場では正確に見積もることができないが、目安として平面波音場で解析されている値を示す。マイクロホン間隔が 15 mm では、振幅の基準化誤差は以下のようなになる [104]。

$$\begin{aligned} e(p) < 5\% & \quad f < 2400 \text{ Hz} \\ e(u) < 5\% & \quad f < 4000 \text{ Hz} \\ e(I) < 5\% & \quad f < 2000 \text{ Hz} \end{aligned}$$

ここで、 f は周波数、 $e(p)$, $e(u)$, $e(I)$ はそれぞれ音圧、粒子速度、音響インテンシティの誤差を示す。高い周波数では系統誤差が大きくなり正確な値を得るのが難しい。さらに、実際には 2 点の音圧を測るマイクロホンの公差によって誤差が加わる。MEMS マイクアレイのように多数のマイクロホンを用いていて、公差を揃えることに苦労する場合には、p-p 法は使にくい。

そこで、音圧の補間手法 (C.1.1) により推定した境界条件を使って、音響インテンシティの算出を試みた。

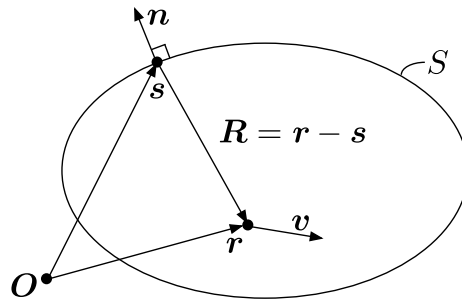


Fig. C.6: この節で使う記号の定義

C.2.1 原理

C.1.1 項の音圧の補間手法では、Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式の逆問題を解くことで多数の測定点から境界条件を推定したのち、順問題を解くことで、任意の点の音圧を計算した。これと同様に、境界条件から順問題により粒子速度を求めたい。そこで、Kirchhoff-Helmholtz 積分方程式の偏微分を解析的に計算して、音圧勾配を求める。以下に導出を示す。記号の定義を Fig. C.6 に示した。

式 (C.1) を \boldsymbol{v} 方向に偏微分すると、

$$\frac{\partial p(\boldsymbol{r})}{\partial \boldsymbol{v}} = \frac{\partial}{\partial \boldsymbol{v}} \int_S \left\{ \frac{\partial p(\boldsymbol{s})}{\partial \boldsymbol{n}} G(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{s}) - p(\boldsymbol{s}) \frac{\partial G(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{s})}{\partial \boldsymbol{n}} \right\} dS \quad (\text{C.25})$$

$$= \int_S \left\{ \frac{\partial p(\boldsymbol{s})}{\partial \boldsymbol{n}} \left(\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{v}} G(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{s}) \right) - p(\boldsymbol{s}) \left(\frac{\partial^2}{\partial \boldsymbol{v} \partial \boldsymbol{n}} G(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{s}) \right) \right\} dS \quad (\text{C.26})$$

となる。このうち、グリーン関数の偏微分 $\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{v}} G(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{s})$ と $\frac{\partial^2}{\partial \boldsymbol{v} \partial \boldsymbol{n}} G(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{s})$ を求める。以下、式 (C.53) まで [105] を参考にした。

まず最初に、 $\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{v}} G(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{s})$ を求める。ここでは、2次元空間における自由音場を仮定したグリーン関数 (式 (C.2)) について導出する。 $\boldsymbol{R} = \boldsymbol{r} - \boldsymbol{s}$ とおいて、

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{v}} G_{2D}(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{s}) = \frac{\partial}{\partial \boldsymbol{v}} \frac{i}{4} H_0^{(0)}(k|\boldsymbol{R}|) \quad (\text{C.27})$$

$$= \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \hat{\boldsymbol{x}} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{\boldsymbol{y}} \right\} \left\{ \frac{i}{4} H_0^{(0)}(k|\boldsymbol{R}|) \right\} \cdot \boldsymbol{v} \quad (\text{C.28})$$

$$= \frac{i}{4} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} H_0^{(0)}(k|\boldsymbol{R}|) \hat{\boldsymbol{x}} + \frac{\partial}{\partial y} H_0^{(0)}(k|\boldsymbol{R}|) \hat{\boldsymbol{y}} \right\} \cdot \{v_x \hat{\boldsymbol{x}} + v_y \hat{\boldsymbol{y}}\} \quad (\text{C.29})$$

式 (C.29) のうち, x の偏微分の部分については,

$$\frac{\partial}{\partial x} H_0^{(0)}(k|\mathbf{R}|) = \frac{\partial k|\mathbf{R}|}{\partial x} \frac{H_0^{(0)}(k|\mathbf{R}|)}{\partial k|\mathbf{R}|} \quad (\text{C.30})$$

$$= -kH_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \frac{|\mathbf{R}|}{\partial x} \quad (\text{C.31})$$

$$= -kH_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \nabla|\mathbf{R}| \cdot \mathbf{x} \quad (\text{C.32})$$

$$= -kH_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \nabla \sqrt{(r_x - s_x)^2 + (r_y - s_y)^2} \cdot \hat{\mathbf{x}} \quad (\text{C.33})$$

$$= -kH_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \frac{1}{2|\mathbf{R}|} \{2(r_x - s_x)\hat{\mathbf{x}} + 2(r_y - s_y)\hat{\mathbf{y}}\} \cdot \hat{\mathbf{x}} \quad (\text{C.34})$$

$$= -kH_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \frac{r_x - s_x}{|\mathbf{R}|} \quad (\text{C.35})$$

同様に, y の偏微分の部分についても

$$\frac{\partial}{\partial y} H_0^{(0)}(k|\mathbf{R}|) = -kH_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \frac{r_y - s_y}{|\mathbf{R}|} \quad (\text{C.36})$$

したがって, 式 (C.29) は,

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{v}} G_{2D}(\mathbf{r}, \mathbf{s}) = -\frac{ik}{4} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \frac{(r_x - s_x)\hat{\mathbf{x}} + (r_y - s_y)\hat{\mathbf{y}}}{|\mathbf{R}|} \cdot \{v_x \hat{\mathbf{x}} + v_y \hat{\mathbf{y}}\} \quad (\text{C.37})$$

$$= -\frac{ik}{4} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \cos(\mathbf{R}, \mathbf{v}) \quad (\text{C.38})$$

となる。

続いて $\frac{\partial^2}{\partial \mathbf{v} \partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s})$ を求める。式 (C.3) を用いて,

$$\frac{\partial^2}{\partial \mathbf{v} \partial \mathbf{n}} G_{2D}(\mathbf{r}, \mathbf{s}) = \frac{\partial}{\partial \mathbf{v}} \left\{ \frac{ik}{4} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \right\} \quad (\text{C.39})$$

$$= \frac{ik}{4} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \hat{\mathbf{x}} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{\mathbf{y}} \right\} \cdot \left\{ H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \right\} \cdot \mathbf{v} \quad (\text{C.40})$$

式 (C.40) のうち, x の偏微分の部分については,

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial x} \left\{ H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \right\} \\ &= \left\{ \frac{\partial}{\partial x} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right\} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) + H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \right\} \end{aligned} \quad (\text{C.41})$$

ここで,

$$\frac{\partial}{\partial x} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) = k \frac{\partial |\mathbf{R}|}{\partial x} \frac{H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|)}{\partial |\mathbf{R}|} \quad (\text{C.42})$$

$$= k \frac{\partial |\mathbf{R}|}{\partial x} \left\{ H_0^{(1)}(k|\mathbf{R}|) - \frac{1}{k|\mathbf{R}|} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right\} \quad (\text{C.43})$$

$$= \frac{r_x - s_x}{|\mathbf{R}|} \left\{ kH_0^{(1)}(k|\mathbf{R}|) - \frac{1}{|\mathbf{R}|} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right\} \quad (\text{C.44})$$

また,

$$\frac{\partial}{\partial x} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) = \frac{\partial}{\partial x} \left\{ \frac{n_x(r_x - s_x) + n_y(r_y - s_y)}{\sqrt{(r_x - s_x)^2 + (r_y - s_y)^2}} \right\} \quad (\text{C.45})$$

$$= \frac{n_x}{|\mathbf{R}|} - \frac{n_x(r_x - s_x) + n_y(r_y - s_y)}{2|\mathbf{R}|^3} 2(r_x - s_x) \quad (\text{C.46})$$

$$= \frac{n_x}{|\mathbf{R}|} - \frac{r_x - s_x}{|\mathbf{R}|^2} \frac{n_x(r_x - s_x) + n_y(r_y - s_y)}{1 \cdot |\mathbf{R}|} \quad (\text{C.47})$$

$$= \frac{n_x}{|\mathbf{R}|} - \frac{r_x - s_x}{|\mathbf{R}|^2} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \quad (\text{C.48})$$

式 (C.41) に, 式 (C.44) および式 (C.48) を代入する。

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial x} \left\{ H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \right\} \\ &= \frac{r_x - s_x}{|\mathbf{R}|} \left\{ kH_0^{(1)}(k|\mathbf{R}|) - \frac{1}{|\mathbf{R}|} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right\} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \\ & \quad + H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \left\{ \frac{n_x}{|\mathbf{R}|} - \frac{r_x - s_x}{|\mathbf{R}|^2} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \right\} \end{aligned} \quad (\text{C.49})$$

$$= \frac{n_x}{|\mathbf{R}|} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) + \frac{r_x - s_x}{|\mathbf{R}|^2} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \left\{ kH_0^{(1)}(k|\mathbf{R}|) - 2H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right\} \quad (\text{C.50})$$

同様に, 式 (C.40) の y 方向の偏微分の部分についても

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial y} \left\{ H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \right\} \\ &= \frac{n_y}{|\mathbf{R}|} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) + \frac{r_y - s_y}{|\mathbf{R}|^2} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \left\{ kH_0^{(1)}(k|\mathbf{R}|) - 2H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right\} \end{aligned} \quad (\text{C.51})$$

したがって, 式 (C.40) に, 式 (C.50) および式 (C.51) を代入すれば,

$$\begin{aligned} & \frac{\partial^2}{\partial \mathbf{v} \partial \mathbf{n}} G_{2D}(\mathbf{r}, \mathbf{s}) \\ &= \frac{ik}{4} \left[\frac{1}{|\mathbf{R}|} \frac{n_x v_x + n_y v_y}{1 \cdot 1} H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right. \\ & \quad \left. + \frac{1}{|\mathbf{R}|} \frac{(r_x - s_x)v_x + (r_y - s_y)v_y}{|\mathbf{R}| \cdot 1} \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \left\{ kH_0^{(1)}(k|\mathbf{R}|) - 2H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right\} \right] \end{aligned} \quad (\text{C.52})$$

$$= \frac{ik}{4|\mathbf{R}|} \left[\cos(\mathbf{n}, \mathbf{v}) H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) + \cos(\mathbf{R}, \mathbf{n}) \cos(\mathbf{R}, \mathbf{v}) \left\{ kH_0^{(1)}(k|\mathbf{R}|) - 2H_1^{(1)}(k|\mathbf{R}|) \right\} \right] \quad (\text{C.53})$$

が得られる。

以上で, $\frac{\partial}{\partial \mathbf{v}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s})$ と $\frac{\partial^2}{\partial \mathbf{v} \partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s})$ が求められた。

式 (C.5) と同様に, 式 (C.26) の境界 S を M 個の要素 S_m に分割し, 各要素 S_m 内の積分を 2 点 Gauss-Legendre 求積法により 2 点の演算で近似すると,

$$\begin{aligned} \frac{\partial p(\mathbf{r})}{\partial \mathbf{v}} &\approx \sum_{m=1}^M \left[\frac{\partial p(\mathbf{s}_m^-)}{\partial \mathbf{n}} \left\{ \frac{\partial}{\partial \mathbf{v}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m^-) \right\} + \frac{\partial p(\mathbf{s}_m^+)}{\partial \mathbf{n}} \left\{ \frac{\partial}{\partial \mathbf{v}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m^+) \right\} \right. \\ & \quad \left. - p(\mathbf{s}_m^-) \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \mathbf{v} \partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m^-) \right\} - p(\mathbf{s}_m^+) \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \mathbf{v} \partial \mathbf{n}} G(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m^+) \right\} \right] \end{aligned} \quad (\text{C.54})$$

となる。これによって、式 (C.11) によって求めた境界条件 $\hat{\mathbf{a}}$ から境界内部の点 \mathbf{r} における \mathbf{v} 方向の音圧勾配を求められる。さらに、式 (C.23) により粒子速度がわかる。

以上により求めた粒子速度を $\hat{u}_v(\mathbf{r})$ 、音圧の補間手法 (C.1) によって求めた音圧を $\hat{p}(\mathbf{r})$ とすれば、平均 (アクティブ) インテンシティは次式のようにになる。

$$I_v = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [\hat{p}(\mathbf{r}) \hat{u}_v^*(\mathbf{r})] \quad (\text{C.55})$$

C.2.2 p-p 法との比較

シミュレーションにおいて、C.2.1 項の提案法と p-p 法で音響インテンシティを求めて比較した。シミュレーションの条件を Table C.3 に示す。境界条件を推定に関するパラメータは C.1.2 と同じである。音源は 4000 Hz の円筒波、波源距離は 0.6 m とした。

まず、 48×48 点の音圧を計算して標本データ \mathbf{p} を作成する。各標本点の振幅は、音源との距離を R として、次式によって求めた。

$$p_{2D}(R) = i\omega\rho_0 A \frac{e^{-ikR}}{\sqrt{R}} \quad (\text{C.56})$$

次に、提案法および p-p 法の 2 種類の方法で、標本データから 24×24 点の音響インテンシティを推定した。また、次式で表される粒子速度を使って理論値も求めた。

$$u_{2D}(R) = \left(\frac{ik}{\sqrt{R}} + \frac{1}{2\sqrt{R^3}} \right) e^{-ikR} \quad (\text{C.57})$$

計算結果を Fig. C.7 に示す。提案法の推定値と理論値が重なっているのに対して、p-p 法の推定値は理論値と差がある場所があった。各点の音響インテンシティの大きさの推定値と理論値との誤差 $(I - I_{\text{est}})/I$ を求めたところ、p-p 法では平均 16%、最大 21% の誤差があったのに対して、推定した境界から求める手法では平均 0.02%、最大 0.3% であり、p-p 法に比べて精度が高くなった。

以上より、MEMS マイクアレイのように多数の測定点が分布している場合は、p-p 法を用いるよりも逆問題を利用するほうが、高い精度が得られることが示唆された。

Table C.3: 計算機シミュレーションに用いたパラメータ

Amplitude (A)	1
Frequency (f)	4000 Hz
Sound velocity (c)	340 m/s
Air density (ρ_0)	1.29 kg/m ³
Sound source	$(x, y) = (0, -0.6)$ m
Wave	Cylindrical wave
Sampling points (N)	48×48 points
Estimation points (\hat{N})	24×24 points
Number of boundary elements (M)	512

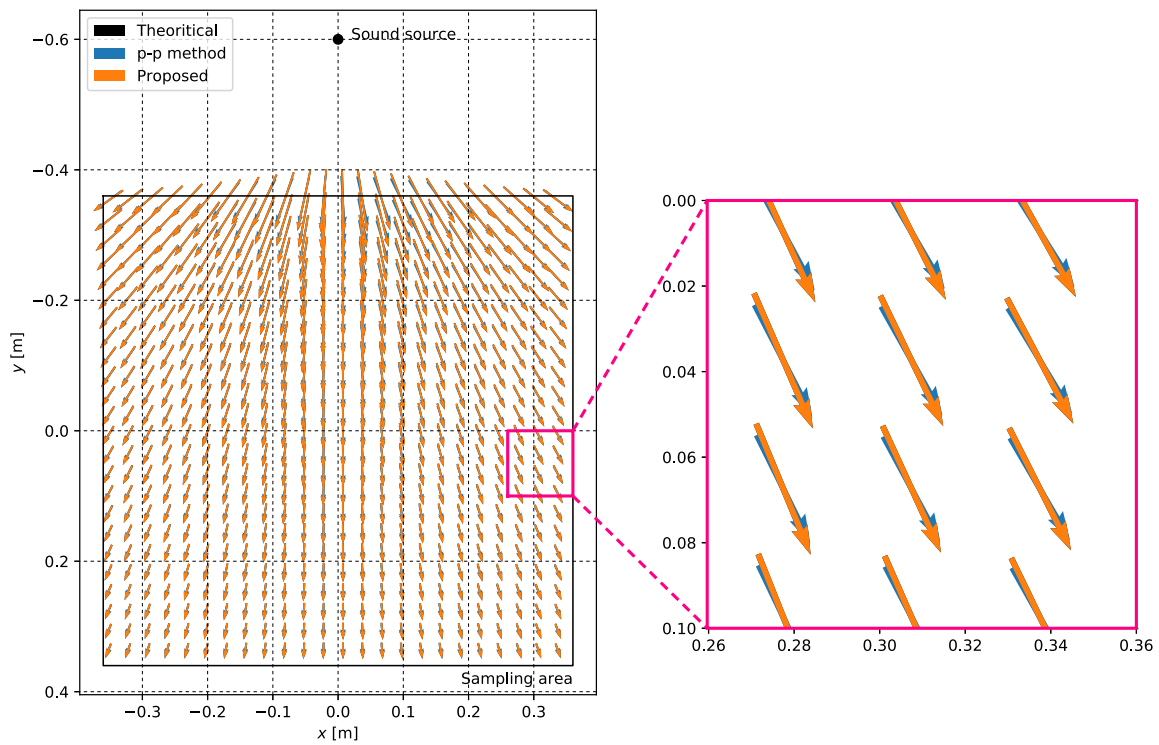


Fig. C.7: 平均インテンシティ・ベクトルの理論値と p-p 法, 提案法の比較。理論値の矢印は提案法の矢印の下にほぼ重なって隠れている。

参考文献

- [1] F. Rumsey, *Spatial Audio*, Focal Press, 2001
- [2] K. Hamasaki, K. Matsui, I. Sawaya, and H. Okubo, “The 22.2 multichannel sounds and its reproduction at home and personal environment,” in Proc. AES 43rd Int. Conf. Audio Wirelessly Netw. Pers. Devices, Pohang, Korea, Paper 3-1, 2011
- [3] V. Pulkki, “Virtual sound source positioning using vector base amplitude panning,” *J. Audio Eng. Soc.*, 45, 6, pp. 456–466, 1997
- [4] M. Poletti, “Unified description of ambisonics using real and complex spherical harmonics,” 1st Ambisonics Symposium, Graz, 2009
- [5] A.J. Berkhout, D. de Vries and P. Vogel, “Acoustic control by wave field synthesis,” *J. Acoust. Soc. Am.*, **93**, pp. 2764–2778, 1993
- [6] M. M. Boone, E. N. G. Verheijen, P. F. Van Tol, “Spatial sound-fields reproduction by wave field synthesis,” *Journal of the Audio Engineering Society*, 43, pp.1003-1012, 1995
- [7] G. Theile and H. Wittek, “Wave field synthesis: A promising spatial audio rendering concept,” *Acoust. Sci. & Tech.*, **25**, pp. 393–399, 2004
- [8] P. Gauthier and A. Berry, “Adaptive wave field synthesis with independent radiation mode control for active sound field reproduction: Theory,” *J. Acoust. Soc. Am.*, **119**, pp. 2721–2737, 2006
- [9] P. Gauthier and A. Berry, “Adaptive Wave Field Synthesis for Sound Field Reproduction: Theory, Experiments, and Future Perspectives,” *J. Audio Eng. Soc.*, **55**, pp. 1107–1124, 2007
- [10] P. Gauthier and A. Berry, “Adaptive wave field synthesis for active sound field reproduction: Experimental results,” *J. Acoust. Soc. Am.*, **123**, pp. 1991–2002, 2008
- [11] 伊勢史郎, “キルヒホッフ-ヘルムホルツ積分方程式と逆システム理論に基づく音場制御の原理”, *日本音響学会誌*, Vol. 53, No.9, pp. 706-713, 1997

- [12] J. Herre, “MPEG-H 3D Audio – The New Standard for Coding of Immersive Spatial Audio,” *IEEE Journal of selected topics in signal processing*, Vol.9, No.5, 2015
- [13] J. Dmochowski, J. Benesty, and S. Affès, “On spatial aliasing in microphone arrays,” *IEEE Trans. on Signal Process.*, **57**, pp. 1383–1395, 2009
- [14] A. Omoto, S. Ise, Y. Ikeda, K. Ueno, S. Enomoto and M. Kobayashi, “Sound field reproduction and sharing system based on the boundary surface control principle,” *Acousti. Sci. & Tech.*, **36**, pp. 1–11, 2015
- [15] M. Otani, H. Watabe, T. Tsuchiya, and Y. Iwaya, “Numerical examination of effects of discretization spacing on accuracy of sound field reproduction “ , *Acoust. Sci. & Tech.*, **36**(4), pp.362-365, 2015
- [16] M. Otani, H. Watabe, T. Tsuchiya, and Y. Iwaya, “Effects of spatial aliasing in sound field reproduction: Reproducibility of binaural signals,” *Acoust. Sci. & Tech.*, **38**, pp. 147–153, 2017
- [17] S. Koyama, et al., “Sparse sound field representation in recording and reproduction for reducing spatial aliasing artifacts,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech., Signal Process. (ICASSP)*, Florence, pp. 4443-4447, 2014
- [18] K. Yatabe, Y. Oikawa, “Optically visualized sound field reconstruction based on sparse selection of point sound sources,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech., Signal Process. (ICASSP)*, 2015
- [19] P. Majdak and M. Noisternig, “AES69-2015: AES standard for file exchange - Spatial acoustic data file format,” *Audio Engineering Society*, 2015
- [20] J. Merimaa, V. Pullki, “Spatial impulse response rendering I: Analysis and synthesis,” *J. Audio Eng. Soc.*, **53**, pp. 1115–1127, 2005
- [21] V. Pullki, J. Merimaa, “Spatial impulse response rendering II: Reproduction of diffuse sound and listening test,” *J. Audio Eng. Soc.*, **54**, pp. 3–20, 2006
- [22] V. Pullki, “Spatial sound reproduction with directional audio coding,” *J. Audio Eng. Soc.*, **55**, pp. 503–516, 2007
- [23] J. Vilkkamo, J. Vilkkamo, T. Lokki, V. Pullki, “Directional audio coding: Virtual microphone-based synthesis and subjective evaluation,” *J. Audio Eng. Soc.*, **57**, pp. 709–724, 2009

- [24] S. Tervo, J. Patynen, A. Kuusinen, T. Lokki, "Spatial decomposition method for room impulse responses," *J. Audio Eng. Soc.*, 61, pp. 17–28, 2013
- [25] 森田秀一, "VR ビジネス調査報告書 2018," 株式会社インプレス, 2018
- [26] 近藤一晃, 向川康博, 池田雄介, 榎本 成悟, 伊勢史郎, 中村哲, 八木康史, "主観視点全方位映像と三次元音場による高臨場感シーン再現," *IS3-52, 画像の認識・理解シンポジウム (MIRU2009)*, pp.1729–1736, 2009
- [27] 小木哲朗, 茅原拓朗, 加藤允文, 浅山宏, 廣瀬通孝, "没入型多面ディスプレイのためのインタラクティブ高臨場感音場提示手法," *TVRSJ Vol.8 No.1*, pp.75–84, 2003
- [28] 森島繁生 他, "新映像技術「ダイブイントゥザムービー」," *電気情報通信学会誌*, Vol.94, No.3, pp.250-268, 2011
- [29] 見上純一, "24 チャンネル 3 次元音場再生システムと投影型全周映像を組み合わせた没入型視聴覚ディスプレイの提案," 九州大学大学院修士論文, 2019.
- [30] 尾本章, 柏崎紘, "VR における音場再生の役割," *日本バーチャルリアリティ学会誌*, 25, 13–18, 2020
- [31] 後藤耕輔, 尾本章, "多チャンネル音響再生システムを用いた材料のランダム入射吸音率測定を試み," *日本音響学会 2016 年秋季研究発表会講演論文集*, 2016
- [32] 後藤耕輔, 尾本章, "多チャンネル音響再生システムを用いた材料の吸音特性評価を試み," *日本音響学会誌*, 73, 9, pp. 571–574, 2017
- [33] 大野達也, 尾本章, "多チャンネル音場再生システムを用いた吸音率測定に関する研究 – チャンネル数による性能の比較 –," *日本音響学会騒音振動研究会*, 2019.12
- [34] 齊藤悠人, 石橋敬彦, 星加慧, 尾本章, "多チャンネル鋭指向性マイクを用いた音場情報収集センサー – スピーカーと組み合わせた簡易音場再生システムの構築 –," *日本音響学会 2015 年秋季研究発表会講演論文集*, pp. 523–526, 2015
- [35] H. Kashiwazaki and A. Omoto, "Sound field reproduction system using narrow directivity microphones and boundary surface control principle," *Acoustical Science and Technology*, 39, 4, 2018
- [36] S. Yokoyama, K. Ueno, S. Sakamoto and H. Tachibana, "6-channel recording/reproduction system for 3-dimensional auralization of sound fields," *Acoust. Sci. & Tech.*, **23**, pp. 97–103, 2002

- [37] V. Pullki, H. Pöntynen, and O. Santala, “Spatial perception of sound source distribution in the modeian plane,” *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 67, No. 11, 2019
- [38] S. Ise, “A principle of sound field control based on the Kirchhoff-Helmholtz integral equation and the theory of inverse systems,” *Acustica · Acta Acustica*, **85**, pp. 78–87, 1999
- [39] S. Takane, Y. Suzuki, and T. Sone, “A new method for global sound field reproduction based on Kirchhoff’s integral equation,” *Acustica · Acta Acustica*, **85**, pp. 250–257, 1999
- [40] R. Kleinman and G. Roach, “Boundary integral equations for the three dimensional Helmholtz equation,” *SIAM Review*, **16**, pp. 214–236, 1974
- [41] 古家賢一, 一ノ瀬裕, “境界面音圧による閉空間の音場制御,” 電子情報通信学会技術研究報告, EA90-15, pp. 25–32, 1990
- [42] 木村敏幸, “指向性マイクロホンと境界音場制御を用いた三次元音場再生システムの理論的検討 及び数値解析,” 日本バーチャルリアリティ学会論文誌, **5**, pp. 231–241, 2010
- [43] 木村敏幸, 笥一彦, “波面合成法による立体音場再生におけるマイクロホン及びスピーカの指向特性による波面の合成精度への影響,” 日本バーチャルリアリティ学会論文誌, **12(2)**, pp. 191–198, 2007
- [44] M. Gerzon, “Periphony: with-height sound reproduction,” *J. Acoust. Eng. Soc.*, **112**, pp. 2–10, 1973
- [45] M. Gerzon, “Surround-sound psychoacoustics,” *Wireless World*, **80**, pp. 483–486, 1974
- [46] M. Gerzon, “Design of Ambisonic Decoders for Multispeaker Surround Sound,” *Proc. 58th Audio Eng. Soc. Convention*, 1977.
- [47] P.M. Morse and K.U. Ingard, “Theoretical Acoustics.” McGraw-Hill, New York City, 1968
- [48] J.S. Bamford and J. Banderkooy, “Ambisonic sound for us,” *AES 99th Convention*, New York, 1995
- [49] D.G. Malham, “Higher order Ambisonic systems for the spatialisation of sound,” *ICMC Proceedings*, pp.484–487, 1999
- [50] Earl G. Williams, “Fourier Acoustics: Sound Radiation and Nearfield Acoustical Holography,” Academic Press, 1999

- [51] D.B. Ward and T.D. Abharayapala, Reproduction of a Plane-Wave Sound Field Using an Array of Loudspeakers. *IEEE Transaction on Speech and Audio Processing*, Vol.9, No.6, pp.697–707, 2001
- [52] E. Balmages and B. Rafaely, “Open-sphere designs for spherical microphone arrays,” *IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process.*, Vol.15, No.2, pp.727–732, 2007
- [53] mh acoustics Eigenmike microphone, <https://mhacoustics.com/products>, 2020 閲覧.
- [54] Y. Iwatani, et al., “球面調和解析による音場表現 – 高次アンビソニックス技術の可能性 –,” *日本音響学会誌*, Vol.67, No.11, pp.544–549, 2011
- [55] 金子昌賢, et al., “立体音場收音のためのフィボナッチ螺旋型マイクアレイ,” *日本音響学会 2017 年春季研究発表会講演論文集*, 2017
- [56] B. Rafaely, “Analysis and design of spherical microphone arrays,” *IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process.*, Vol.13, No.1, pp.135–143, 2005
- [57] S. Moreau, J. Daniel and S. Bertet, “3D Sound field recording with higher order Ambisonics – objective measurements and validation of a 4th order spherical microphone,” *AES 120th Convention*, Paris, 2006
- [58] 鈴木和憲, et al., “縮尺模型による室内音響特性の測定精度向上と立体音場可聴化の基礎検討,” *日本音響学会誌*, Vol.74, No.5, pp.244–253, 2018
- [59] J. Daniel, J.B. Rault and J.D. Polack, “Ambisonic encoding of other audio formats for multiple listening conditions,” *AES 105th Convention*, San-Francisco, 1998
- [60] J. Daniel, R. Nicol and S. Moreau, “Further Investigations of High Order Ambisonics and Wavefield Synthesis for Holophonic Sound Imaging,” *AES 114th Convention*, Amsterdam, 2003
- [61] J. Daniel, “Spatial Sound Encoding Including Near Field Effect: Introducing Distance Coding Filters and a Viable, New Ambisonic Format,” *AES 23rd International Conference*, Copenhagen, 2003
- [62] B. Rafaely, “Fundamentals of Spherical Array Processing,” Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2019
- [63] J. Meyer and G. Eiko, “A highly scalable spherical microphone array based on an orthonormal decomposition of the soundfield,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, May 2002, vol. 2, pp. 1781–1784.

- [64] T. Blumensath and M. E. Davies, “Iterative thresholding for sparse approximations,” *Journal of Fourier Analysis and Applications*, vol. 14, no. 5, pp. 649–654, 2008
- [65] D. Needell and J. A. Tropp, “CoSamMP: iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples,” *Appl. Comput. Harmonic Anal.*, val. 26, no. 3, pp. 301–321, 2008
- [66] 永原正章, “スパースモデリング –基礎から動的システムへの応用–,” コロナ社, 2017
- [67] Y. C. Pati, R. Rezaifar, and P. S. Krishnaprasad, “Orthogonal matching pursuit: Recursive function approximation with applications to wavelet decomposition,” in *Proc. the 27th annual Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, pp. 40–44, 1993
- [68] G. M. Davis, S. G. Mallat, and Z. Zhang, “Adaptive time-frequency decomposition,” *Optical Engineering*, vol. 33, no. 7, pp. 2183–2191, 1994
- [69] A. Singhal, “Modern information retrieval: A brief overview,” *IEEE Data Eng. Bull.*, **24**, pp. 35–43, 2001
- [70] N. Dehak, R. Dehak, P. Kenny, and N. Brummer, “Support vector machines versus fast scoring in the low-dimensional total variability space for speaker verification,” *Proc. Interspeech 2009*, pp. 1559–1562, 2009
- [71] N. Obin and A. Roebel, “Similarity search of acted voices for automatic voice casting,” *IEEE/ACM Trans. Audio*, **24**, pp. 1642–1651, 2016
- [72] 森口 他 “岩波数学公式 III 特殊函数,” 岩波書店, 1988
- [73] W. Koepf, “Hypergeometric Summation – An Algorithmic Approach to Summation and Special Function Identities,” *Vieweg Advanced Lectures in Mathematics:1998*.
- [74] R.P. Glover, “A Review of Cardioid Type Unidirectional Microphones,” *JASA*, 11, pp. 296–302, 1940
- [75] C. Travis, “A new mixed-order scheme for ambisonic signals,” *Ambisonics Symposium, Graz*, 2009
- [76] 高以良 光, 浅井 拓朗, 尾本 章, “境界音場制御に基づく 48 チャンネル音場再生システム「音積木」の提案,” *日本音響学会 2014 年春季研究発表会講演論文集*, 2014.03
- [77] 浅井 拓朗, 高以良 光, 尾本 章, “境界音場制御における逆フィルタの設計指針が音場に与える影響,” *日本音響学会 2014 年秋季研究発表会講演論文集*, 2014.09
- [78] H. Wierstorf, A. Raake and S. Spors, “Assessing localization accuracy in sound field synthesis,” *J. Acoust. Soc. Am.* 141 (2), 2017

- [79] 三神貴, 中原雅考, 尾本章, 音響インテンシティ測定による再現音場の評価例, 日本音響学会 2017 年秋季研究発表会講演論文集, 2017.09
- [80] 中原雅考, 尾本章, 長友康彦, “音響インテンシティ測定・解析による再現音場評価の試み,” 日本音響学会 2017 年秋季研究発表会講演論文集, 2017.09
- [81] T. Mikami, et al., “Physical evaluations of reproduced sound fields by measurements of sound intensities using Virtual Source Visualizer,” Proc. of 143rd Audio Eng. Soc. Convention, Tokyo, 2017
- [82] 武岡成人, 小樽亮太, 山崎芳男, “高速 1 bit 信号処理を用いた超多チャンネルマイクロホンアレイ,” 日本音響学会 2010 年秋季研究発表会講演論文集, 2010
- [83] 及川靖広, 矢田部浩平, “MEMS マイクロホンアレイによる音場の可視化,” 日本音響学会誌, 70 (7), pp. 403–409, 2014
- [84] 武岡成人, “高密度 MEMS マイクロホンアレイ,” 音響キーワードブック, 日本音響学会 (編), コロナ社, 2016
- [85] 矢田部浩平, 及川靖広, “レーザドプラ振動計を用いた音場測定への境界要素法の逆解析の導入”, 電子情報通信学会論文誌 A, J97-A, 104-111, 2014
- [86] K. Yatabe and Y. Oikawa, “PDE-based interpolation method for optically visualized sound field,” Proc. Int. Conf. Speech Signal Process. (ICASSP), pp. 4771–4775, 2014
- [87] ISO 3382–1, “Acoustics measurement of room acoustic parameters part 1: Performance spaces,” International Standards Organization, Geneva, 2009
- [88] 羽入敏樹, “インパルス応答から求める室内音響指標,” 日本音響学会誌, 69, 6, pp. 291–296, 2013
- [89] 飯田一博, “頭部伝達関数の基礎と 3 次元音響システムへの応用,” 日本音響学会 (編), コロナ社, 2017
- [90] F. Zotter and M. Frank, “All-Round Ambisonic Panning and Decoding,” J. Audio Eng. Soc., Vol.60, No.10, pp.807–820, 2012
- [91] F. Zotter, et al., “Energy-Preserving Ambisonic Decoding,” Acta Acoustica United with Acoustica, Vol.98, pp.37–47, 2012
- [92] M. Otani and H. Shigetani, “Reproduction accuracy of Higher-Order Ambisonics with Max-rE and/or least norm solution in decoding,” Acoustical Science and Technology, Vol.40, No.1, 2019

- [93] 館暲, 佐藤誠, 廣瀬通孝, “バーチャルリアリティ学,” コロナ社, 2017.
- [94] 緒方信乃介, “全周スクリーンを用いた新たな体験型映像コンテンツの提案,” 九州大学大学院修士論文, 2018.
- [95] J. Pages, J. Salvi, R. Garcia, and C. Matabosch, “Overview of coded light projection techniques for automatic 3D profiling,” Proc. of IEEE, International Conference on Robotics & Automation, 2003.
- [96] F. Gray “Pulse code communication,” アメリカ合衆国特許第 2632058 号, 1953.
- [97] 依田康宏, 山本昌治, “民生機器を利用した三次元計測システムの開発,” 愛知県産業技術研究所研究報告. 2005.
- [98] THETA Web API v2.1, <https://api.ricoh/docs/theta-web-api-v2.1/>, 2020 閲覧.
- [99] scipy.interpolate リファレンス, <https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/interpolate.html>, 2020 閲覧.
- [100] A. Moreira and M. Y. Santos, “Concave Hull: A k-Nearest Neighbours Approach for The Computation of The Region Occupied By A Set of Points,” Proc. 2nd Int. Conf. Comput. Graph. Theory Appl. (GRAPP 2007), Barcelona, Spain, pp. 61-68, 2006.
- [101] F. J. Fahy, “A technique for measuring sound intensity with a sound level meter,” *Noise Control Engineering*, **9**(3), pp. 155–162, 1977
- [102] F. J. Fahy, “Measurements with an intensity meter of the acoustic power of a small machine in a room,” *Journal of Sound and Vibration*, **57**(3), pp. 311–322, 1978
- [103] R. H. Bolts, A. A. Petrauskas, “An acoustic impedance meter for rapid field measurements,” *J. Acoust. Soc. Am.*, **15**, pp. 79, 1943
- [104] F. J. Fahy, 橘秀樹 [訳], “サウンドインテンシティ理論と応用,” オーム社, 1998.
- [105] 石塚崇, “特殊エッジ形状を持つ防音壁の遮音性能に関する研究,” 九州大学大学院修士論文 (2016)
- [106] 渡壁航平, 尾本章, “3次元音場再生システムにおける再生方式の検討と映像付加による主観的印象への影響,” 日本音響学会 2021 年春季研究発表会, 2021.
- [107] 佐藤孝彦, “マルチチャンネルスピーカーによるホール音場シミュレータにおける必要チャンネル数の検討,” 九州大学大学院修士論文, 2021.

関連論文・学会発表

関連論文

- Hiroshi Kashiwazaki and Akira Omoto, Sound field reproduction system using narrow directivity microphones and boundary surface control principle, *Acoustical Science and Technology*, 39, 4, 295–304, 2018.07.
- Akira Omoto, Hiroshi Kashiwazaki, Hypotheses for constructing a precise, straightforward, robust and versatile sound field reproduction system, *Acoustical Science and Technology*, 41, 1, 151–159, Invited Review, 2020.01.

学会発表等

- 柏崎紘, 星加慧, 岩見貴弘, 尾本章, 境界音場制御における逆フィルタ数の削減の試み, 日本音響学会 2017 年秋季研究発表会, 2017.09.
- 柏崎紘, 尾本章, グリッド状マイクロホンアレイによる音場の可視化, 若手・学生のための AES ジャパンフォーラム, 2017.11.
- 柏崎紘, 尾本章, 鋭指向性マイクアレイを用いた簡易音場再生システムの周波数振幅特性の補正, 日本音響学会 2018 年秋季研究発表会, 2018.09.
- Hiroshi Kashiwazaki, Akira Omoto, Reduction of Number of Inverse Filters for Boundary Surface Control, 2018 AES International Conference, Engineering Brief 70, in Tokyo, Japan, 2018.08.
- 柏崎紘, 尾本章, 鋭指向性マイクアレイを用いた音場再生システムの性能向上に関する研究 – 低域での高次アンビソニクス制御の試み –, 日本音響学会 2019 年春季研究発表会, 2019.03.
- 岩見貴弘, 柏崎紘, 尾本章, 高次球面調和スペクトル推定による境界音場制御と高次アンビソニクスの音場再現性能比較, 日本音響学会 2019 年秋季研究発表会, 2019.09.
- 渡壁航平, 見上純一, 尾本章, 柏崎紘, 24ch 3 次元音場再生システムの正中面音像定位に関する検討 -簡易音場再生と境界音場制御の比較および音と映像のズレへの許容度-, 日本音響学会 2019 年秋季研究発表会, 2019.09.

- Hiroshi Kashiwazaki, Akira Omoto, Attempt to improve the total performance of sound field reproduction system: Integration of wave-based methods and simple reproduction method, 23rd International Congress on Acoustics in Aachen, Germany, 2019.09.
- Akira Omoto, Tomohiro Shimizu, Hiroshi Kashiwazaki, Sound field Reproduction using Convolving Directional Dry Signals and Directional Impulse Responses, International Symposium on Room Acoustics, 2019.09.
- Akira Omoto, Hiroshi Kashiwazaki, Performance comparison of various strategies in 24-channel versatile sound field reproduction system, 178th meeting of the Acoustical Society of America, 2019.12.
- 柏崎紘, 尾本章, 鋭指向性マイクアレイを用いた音場再生システムの波動理論に基づく信号処理の導入, 建築音響研究会, 2020.01.
- 柏崎紘, 岩見貴弘, 尾本章, 鋭指向性マイクアレイによる高次アンビソニックス収録法の検討, 日本音響学会 2020 年春季研究発表会, 2020.03.
- 辺鐘言, 柏崎紘, 尾本章, 方向別インパルス応答を用いた音場再生システムの性能評価, 日本音響学会 2020 年春季研究発表会, 2020.03.
- 岩見貴弘, 柏崎紘, 尾本章, 多重極再展開法を用いた簡易音場再生手法のシミュレーション, 日本音響学会 2020 年秋季研究発表会, 2020.09.
- 柏崎紘, 尾本章, 360 度パノラマ映像と融合した音響コンテンツ制作, 日本音響学会 2021 年春季研究発表会, 2021.03.
- 渡壁航平, 尾本章, 3 次元音場再生システムにおける再生方式の検討と映像付加による主観的印象への影響, 日本音響学会 2021 年春季研究発表会, 2021.03. (音場再生処理におけるフィルタを提供)

解説

- 尾本章, 柏崎紘, 3 次元音場の収録・再生手法 —騒音環境シミュレータとしての音場再生システム—, 44, 173–176, 2020.
- 尾本章, 柏崎紘, (特集: VR と立体音響) VR における音場再生の役割, 日本バーチャルリアリティ学会誌, 25, 13–18, 2020.

謝辞

本論文の執筆にあたり、多くの皆様にご協力をいただきました。ここにお礼を申し上げます。九州大学大学院芸術工学研究院の尾本章教授には、指導教官として本研究の実施の機会を与えていただき、その遂行にあたって終始ご指導やご助言をいただきました。九州大学大学院芸術工学研究院の鏑木時彦教授、鮫島俊哉准教授には、それぞれご専門の立場から有益なご助言をいただき、本論文の質を向上させることができました。また、河原一彦准教授には、ゼミの場で研究の初期から多くの貴重なご助言をいただきました。九州大学芸術工学府の岩見貴弘技術職員には、本論文の数式の記述について、また付録 A に関してご助言をいただきました。尾本研究室の見上純一氏、渡壁航平氏には、視覚ディスプレイ構築にあたり、従来システムの課題や開発中の改善点についてご助言・ご提案をいただきました。また、尾本研究室・鮫島研究室・河原研究室の学生の皆様にも、日頃より有益なご討論ご助言をいただき、また実験の実施にあたりご協力をいただきました。