

NAIST-IS-DT9761204

博士論文

逆フィルタを用いて広い領域を制御する  
音場再現システムに関する研究

神沼 充伸

2001年2月20日

奈良先端科学技術大学院大学  
情報科学研究科 情報処理学専攻

本論文は奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科に  
博士(工学)授与の要件として提出した博士論文である。

神沼 充伸

審査委員： 鹿野清宏 教授  
横矢直和 教授  
西谷紘一 教授  
猿渡 洋 助教授

# 逆フィルタを用いて広い領域を制御する 音場再現システムに関する研究\*

神沼 充伸

## 内容梗概

受聴者の頭部周辺を制御できるような広い制御領域をもつ音場再現システムの構築を目指している。このようなシステムを実現するためには複数の制御点を用いて収録のための音場空間と等価な空間を作るような多チャンネル音場再現システムを用いることが有効な手法の一つである。しかしながら、多チャンネルの系をもつ音場再現システムは、その挙動に対する知識の不足や、制御に用いる逆フィルタの設計が困難であることから実現されなかった。本研究では多チャンネル音場再現システムを実現するために、多数の経路をもつ安定した逆フィルタを実環境において設計するための手法を検討した。検討の結果、再現に用いる音源や制御点の数や配置は逆フィルタの安定性や音場再現システムの再現精度に大きく寄与することが明らかになった。更に、試験的に受聴者の頭部周辺を制御できるような音場再現システムを構築した。この結果、本研究による音場再現システムは実環境において良好な定位感を示し、受聴者の頭部の水平面に対する回転運動に対しても頑健であった。

## キーワード

音場再現システム、多点制御、逆フィルタ、正則化、最小ノルム解

---

\* 奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報処理学専攻 博士論文, NAIST-IS-DT9761204, 2001年2月20日.

# Wide area sound field reproduction system design using inverse filter\*

Atsunobu Kaminuma

## Abstract

The aim of our research is the realization of a robust sound reproduction system which can control a wide area around the head of the listener. To generate such a robust sound field, multi-channel sound field reproduction systems, which can produce acoustic fields equivalent to the recorded area by controlling several points, are most promising methods. However, such multi-channel sound field reproduction systems have not yet been realized because of insufficient knowledge concerning the behavior of multiple channel systems and difficulties in designing the inverse filters. In this paper, we propose design methods of practical stable inverse filters with multiple paths to realize a sound field reproduction system in real environment. A simulation of system showed that the accuracy of the reproduced and stability of the inverse filters depend on the number and the location of loudspeakers and controlled points. We constructed a practical multi-channel sound field reproduction system in real environment. This system showed good sound localizability in real environment. Furthermore, this system was extremely robust even when listeners turned their heads.

## Keywords:

sound-reproduction-system, multiple-control, inverse filter, regularization, minimum-norm-solution

---

\* Doctor's Thesis, Department of Information Processing, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-DT9761204, February 20, 2001.

# 目次

第1章 序論	1
1.1. 背景	1
1.2. 研究の目的と本論文の構成	9
第2章 音場再現システムの概要	11
2.1. 原理	11
2.1.1 システム論的な手法(トランスオーラル方式)	11
2.1.2 波動理論を用いた境界制御	11
2.1.3 境界音場制御による音場再現	14
2.2. 音場再現システムにおける処理の流れ	16
2.3. 伝達特性の測定	18
2.4. 逆フィルタの設計	20
2.4.1 逆フィルタと安定性	20
2.4.2 多チャンネル系の逆フィルタの設計	21
2.4.3 条件数(逆フィルタの安定性の評価)	23
2.4.4 逆フィルタ設計の問題点	24
2.5. 離散的逆問題の解法	25
2.5.1 逆問題の定式化	25
2.5.2 非適切性	26
2.5.3 ノイズを考慮しない逆問題の解法 [57]	28
2.5.4 ノイズを有する環境における逆問題の解法 [57]	29

<b>第3章 音場再現システムにおける音源数の検討</b>	<b>31</b>
3.1. はじめに	31
3.2. 安定性の向上	32
3.3. 計算機シミュレーションによる安定性の検討	32
3.4. 計算機シミュレーションによる再現精度の検討	36
3.4.1 伝達関数の収録	36
3.4.2 再現精度の計算	36
3.4.3 計算結果	38
3.5. 水平面方向の音像定位実験	41
3.5.1 刺激音の作成	41
3.5.2 実験方法	42
3.5.3 実験結果	42
<b>第4章 音場再現システムにおける制御点数と制御点配置の検討</b>	<b>45</b>
4.1. 制御点を増加した場合の制御点近傍の再現精度	45
4.1.1 計算条件	45
4.1.2 計算結果	47
4.2. 制御点を増加した場合の逆システムの安定性	48
4.2.1 計算条件	49
4.2.2 計算結果	49
4.3. まとめ	50
<b>第5章 音場再現システムにおける音源配置の検討</b>	<b>51</b>
5.1. はじめに	51
5.2. 計算機シミュレーションによる検討	51
5.2.1 計算条件	52
5.2.2 計算結果	52
5.3. 水平面の音像定位感の評価実験	53
5.3.1 インパルス応答の収録と逆フィルタの設計	53
5.3.2 刺激音の作成	55

5.3.3	実験方法	55
5.3.4	実験結果	56
5.4.	まとめ	56
<b>第6章</b>	<b>正則化一般逆行列を用いた広域制御の検討</b>	<b>59</b>
6.1.	はじめに	59
6.2.	正則化法を用いた逆フィルタ	60
6.3.	逆フィルタの設計	62
6.3.1	伝達特性の測定	62
6.3.2	逆フィルタの設計	62
6.4.	時定数の違いによる再現精度	68
6.4.1	アルゴリズム	68
6.4.2	再現精度の計算	70
6.4.3	計算条件	71
6.4.4	計算結果	72
6.5.	まとめ	75
<b>第7章</b>	<b>まとめ</b>	<b>76</b>
	参考文献	81
	付録	89
A.1.	重複加算法	89
A.2.	TSP法	90
A.3.	シフト(遅延の付加)	90
A.4.	逆行列(正方行列の場合)	90
A.5.	一般逆行列(非正方行列の場合)	91
A.5.1	反射型一般逆行列	91
A.5.2	最小二乗型一般逆行列	92
A.5.3	ノルム最小型一般逆行列	92
A.6.	一般逆行列の解法(ムーア・ペンローズ一般逆行列)	93
A.7.	打ち切り特異値分解(TSVD)	94

# 目次

1.1	バイノーラル方式の音場再現システム (ヘッドホン)	4
1.2	トランスオーラル方式の音場再現システム	5
1.3	境界音場制御による音場再現システム	6
2.1	音場再現システムの音響伝達系	12
2.2	境界制御による音場再現	13
2.3	境界音場制御による音響伝達系	15
2.4	音場再現システムの処理の流れ	17
2.5	室内における音の伝達系	19
2.6	音源 $M$ 個-受音点 $N$ 個の音場再現システムの音響伝達系	22
2.7	入力値推定問題 (ノイズを考慮せず)	28
2.8	入力値推定問題 (ノイズを考慮)	29
3.1	音源の数に対する各周波数毎の条件数の比較	33
3.2	音源の数に対する各周波数毎の条件数の比較 (平均値と標準偏差)	34
3.3	計算機シミュレーションに用いた伝達系	37
3.4	音源の数に対する再現精度 $E(\omega)$ の比較	39
3.5	音源の数と再現精度 $e$ との関係	40
3.6	伝達関数の測定および受聴試験におけるスピーカの配置	41
3.7	被験者 8 人による主観評価実験の回答	44
4.1	計算機シミュレーションにおける音源、制御点、計算点の配置	46
4.2	制御点を増加させた場合の周波数と制御点近傍の再現精度の関係	48
4.3	制御点を増加させた場合の周波数と条件数の関係	49



5.1	原信号の到来方向毎の制御点近傍の再現精度	53
5.2	伝達関数の測定および受聴試験におけるマイクロホンとスピーカの配置	54
5.3	水平面の音像定位実験の結果	57
6.1	スピーカの配置	63
6.2	マイクロホンの配置	64
6.3	逆フィルタ ( $\beta = 0$ , 最小ノルム解)	65
6.4	逆フィルタ ( $\beta = 0.00001$ )	66
6.5	逆フィルタ ( $\beta = 0.0001$ )	66
6.6	逆フィルタ ( $\beta = 0.001$ )	67
6.7	逆フィルタ ( $\beta = 0.01$ )	67
6.8	逆フィルタ ( $\beta = 0.1$ )	68
6.9	時定数と逆フィルタの決定	69
6.10	再現精度計算のための伝達系	70
6.11	制御点における $\beta$ と再現精度との関係	72
6.12	観測点が 10 点のときの $\beta$ と再現精度との関係	73
6.13	観測点が 18 点のときの $\beta$ と再現精度との関係	73
6.14	観測点が 32 点のときの $\beta$ と再現精度との関係	74
6.15	観測点が 50 点のときの $\beta$ と再現精度との関係	74

# 表 目 次

1.1 音場再現システムの比較 . . . . .	8
3.1 音源配置 (図 3.6 の音源番号を参照) . . . . .	35
3.2 知覚方位の正当率 . . . . .	43
6.1 観測点 . . . . .	71
A.1 MP 一般逆行列の解法 . . . . .	94

# 第1章 序論

## 1.1. 背景

計算機の処理能力の向上に伴ってその膨大な演算量のため不可能と思われた高度な音空間の制御も実現できるようになってきた。これらの技術は音場制御 (Sound Field Control) と呼ばれている。その一つである任意の空間に所望の音場を再生したり、仮想的な音を合成する音場再現合成の技術は100年来に渡って研究されてきた「夢の技術」である。音場再現合成は、例えばコンサートや講演会などの会場に足を運ばなくても、これらの場所で録音した音楽や音声などを自宅の部屋などで再生したり、遠隔地にはなれた部屋の画像や音をつなぐことによってお互いが同じ空間を共有しているような感覚を得るなど、聴覚に対して仮想的な音環境を作り出すことができる。この音場再現技術では「元の音場と完全に等価な音を別の音場で再生する」といったことを如何にして実現し得るかといった問題が存在する。

音場再現技術の最も普及した例は娯楽のためのオーディオ装置である。1877年、T. A. Edisonによってドラム式の蓄音機が発明され音の録音がはじめて可能となった。この後、1888年、E. Berlinerによって円盤型のSPレコード(スタンダードプレイレコード)が開発された。1948年には塩化ビニルを主原料としたLPレコード(ロングプレイレコード)が発明され一般にも多く普及するようになった。一方、1957年には1チャンネル伝送路方式(モノフォニック)に代わりL, Rの2チャンネルで信号を伝送するステレオ方式が開発され、2スピーカを用いた臨場感あふれる再現方式が手軽に家庭で利用できるようになる。このような音の高品質化はその後の研究において大きな位置をしめるようになってくる。例えば近年になっ

て実現された手法として、デジタルオーディオの実用化である PCM 録音再生技術が挙げられる。PCM のアイデアは 1953 年、当時の電電公社の電気通信研究所から発表されたが、トランジスタだけを用いた回路では膨大なシステムとなるため実現することは困難であった。しかし 1968 年に NHK 技術研究所で回転ヘッド式の VTR を用いた PCM テープレコーダが製作され、1982 年にはコンパクトディスク、1987 年にはデジタルオーディオテープレコーダ (DAT) がそれぞれ発売された。更に画像、音の符号化の国際標準化実用技術である MPEG をもとに映像、音を録画、録音し再生する DVD が発表され、ドルビーサラウンド [1] のような 2 チャンネルを越えるマルチチャンネルの音場再生技術が脚光を浴びるようになった [2][3][4]。

一方、音場シミュレータなど建築音響などの工業分野において音響設計に用いられている技術も存在する。例えば数値シミュレーションから合成する音場がどの程度正確かを実際に調べるため仮想音場を作成したり、建築後の建築物の評価などに用いられている。また最近では高臨場感通信技術 [5][6][7][8] や人工現実感生成技術などへの応用も検討されている [9][10]。これらの技術は人間の聴覚特性や再現音場の伝達特性などを考慮し、3次元空間音場に対する厳密な再現を行うことを目指している。

3次元空間音場において発生した音は受聴者の両耳に直接伝達されたり、室内ならば壁や床、天井などからの反射音としても伝達される。両耳鼓膜に到達した音響信号は音刺激となり、その結果、受聴者は以下のような特性を持った聴覚事象を知覚する [11]。

- 時間：リズム感、逐次感、持続感
- 空間：方向感、距離感、拡がり感
- 質：大きさ、ピッチ、音色

3次元の厳密な音場再生を行う技術では、受聴者のこのような知覚に対し音像の時間的、空間的、質的性質を忠実に伝えなければならない [12]。このような3次元の音場再生技術に対する要求を解決するため、多くの手法が提案されてきた。

初期の頃の3次元の音場再生技術は、複数のマイクロホンを用いて原音場における音を収録し再生する方式のものである。1933年にアメリカのベル研究所において3チャンネル方式(3チャンネルで入力-3チャンネルで出力)による立体再生の実験が行われ、音源の定位が可能であることが示唆された[2]。このように原音場において複数のマイクロホンによって収録し、再現音場においてマイクロホンと同じ位置(あるいは方向)に配置されたスピーカから出力する手法は[13]マルチスピーカ方式と呼ばれている。マルチスピーカ方式による音場再現システムは、建築分野などで音場シミュレータとして用いられており、最近では高性能なDSPを用いた信号処理によって原音場の特性である残響を付加するようなシステムが提案されている[14][15][16][17][18][19]。また近年ではNHK技術研究所により、スピーカウォールと呼ばれる300個以上のスピーカを用いたシミュレータも発表されている[20]。マルチスピーカ方式はホイヘンスの原理を理論基盤としてるため、残響が極めて少ない室においてだけ実現が可能である[11]。また、広い範囲を厳密に再現するためには多くのマイクロホンやスピーカが必要となるため用途が限定されてきた。

一方で小規模なシステム構成で受聴者に対し厳密な音場再生を行うための手法として、受聴者の耳元の2点を厳密に制御するだけでよいという発想が1960年代後半に現れてきた。当時は2チャンネルステレオ方式によるシステムの片側のチャンネルに電気的な遅延回路を入れることでスピーカの2つのスピーカの外側に音像を定位させることが実現された[21]。その後、ダミーヘッド(Dummy Head: 胴体を持つ場合はHATS, Head And Torso Simulatorと呼ばれる)と呼ばれる人の頭の形をしたシミュレータを用いて原音場の音を収録する手法が脚光を浴びてきた。これは、ダミーヘッドの耳道の奥(人間の鼓膜に相当する位置)に取り付けられた2本のマイクロホンによって収録された音をヘッドホンで受聴することによって、受聴者は原音場においてダミーヘッドが受聴した音をあたかもその場所で受聴しているような体験ができるシステムである(図1.1)。このようなヘッドホン受聴による音場再現システムはバイノーラル方式の主たる手法として知られ、システム構成が簡単で高い効果が得られるため多くの試みがなされてきた[22][23]。ヘッドホンによるバイノーラル方式は、頭内定位、ダミーヘッドと受聴者の頭部

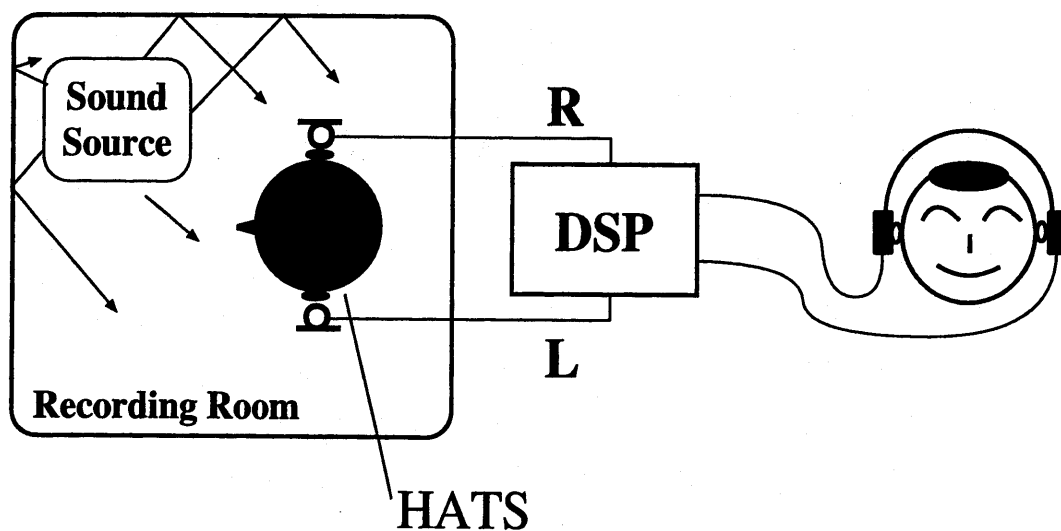


図 1.1 バイノーラル方式の音場再現システム (ヘッドホン)

形状の違いによる誤差、受聴者の頭部が移動、回転した場合の対処、ヘッドホンの特性、ヘッドホンから受聴者の鼓膜までの特性とダミーヘッドの外耳道の特性が二重に含まれてしまうなどの原理的問題を抱えているため家庭に普及するまでには至っていない。しかしながら、デジタル信号処理により残響感を付加したり、磁気センサーを用いて頭部回転を検知することにより頭部の回転運動と連動して頭部伝達関数を補正するなどの手法が提案されており [24][25]、携帯用の音場再現システムとして発展が望まれる。またバイノーラル方式の考え方を受聴者から離れた位置に置かれたスピーカによって実現する試みも同じように進められてきた。スピーカを用いた音場再現システムはシステム理論を用いて部屋の伝達系を考慮し両耳の2点を制御することでヘッドホンによるバイノーラル方式のシステムと同様の出力が得られる。このようなスピーカとシステム理論の組み合わせによる音場再現システムは、ヘッドホンによるバイノーラル方式と区別するためにトランスオーラル方式と呼ばれている [26]。図 1.2 に音源 3 個を用いた場合のトランスオーラル方式のシステムを示す。トランスオーラル方式ではダミーヘッドを用いて原音場の音を收音し、スピーカと受聴者の耳元の間の伝達系のクロス

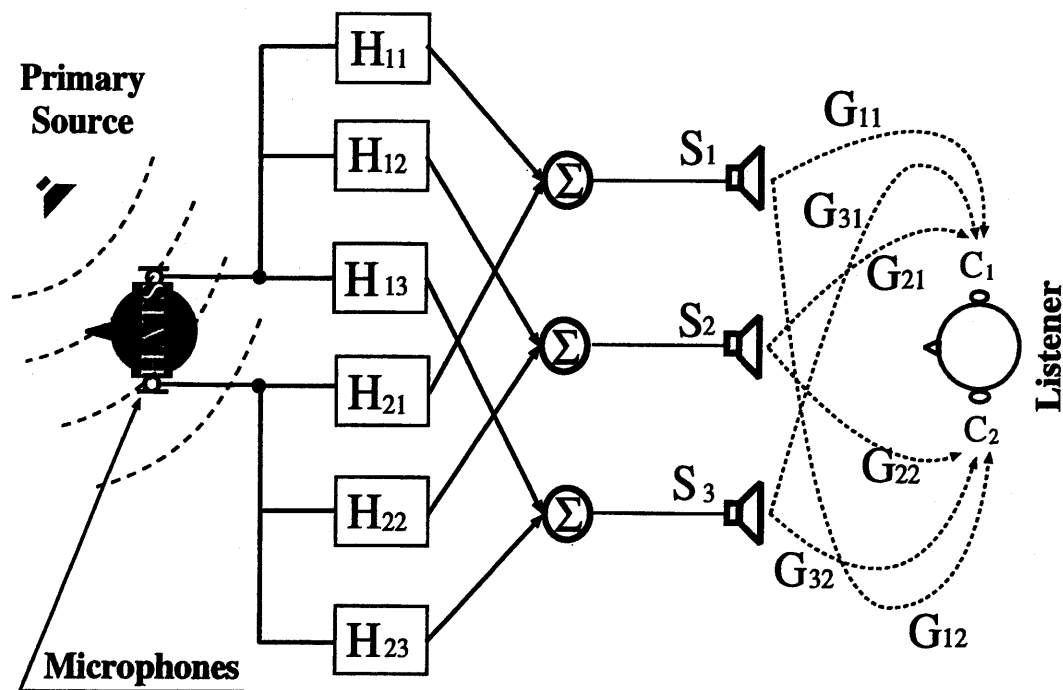


図 1.2 トランスオーラル方式の音場再現システム

トークをキャンセルするようなフィルタに信号を通過させた後にスピーカから送出する (図 1.2)。このようなフィルタを作成するためには、伝達系  $G_{ij}$  の影響をキャンセルする逆システムをフィルタ  $H_{ji}$  とすることで実現できる。トランスオーラル方式による音場再現システムは、再現する部屋の伝達特性やマイク、スピーカの特性も逆フィルタの伝達特性として含めることが可能であるため、システム理論的にはヘッドホンによるバイノーラル方式と同様の効果が得られる。しかし実環境において逆フィルタが再現音場の伝達特性を完全に含むことは、室内の温度変化などによる伝達特性の時変性や、ダミーヘッドと受聴者の頭部形状の違いによる誤差などの面から困難である。また残響が多く存在する部屋においては逆システムが収束し得ず、その計算量も膨大なため、実際にはマルチスピーカ方式と同様に無響室での実現に留まっていた。このような問題点を抱えながらも、そのシステム構成の手軽さから OSS に代表されるような異なるホールの主観評価のための音場再現技術として用いられてきた [27][28]。また、近年になってラン

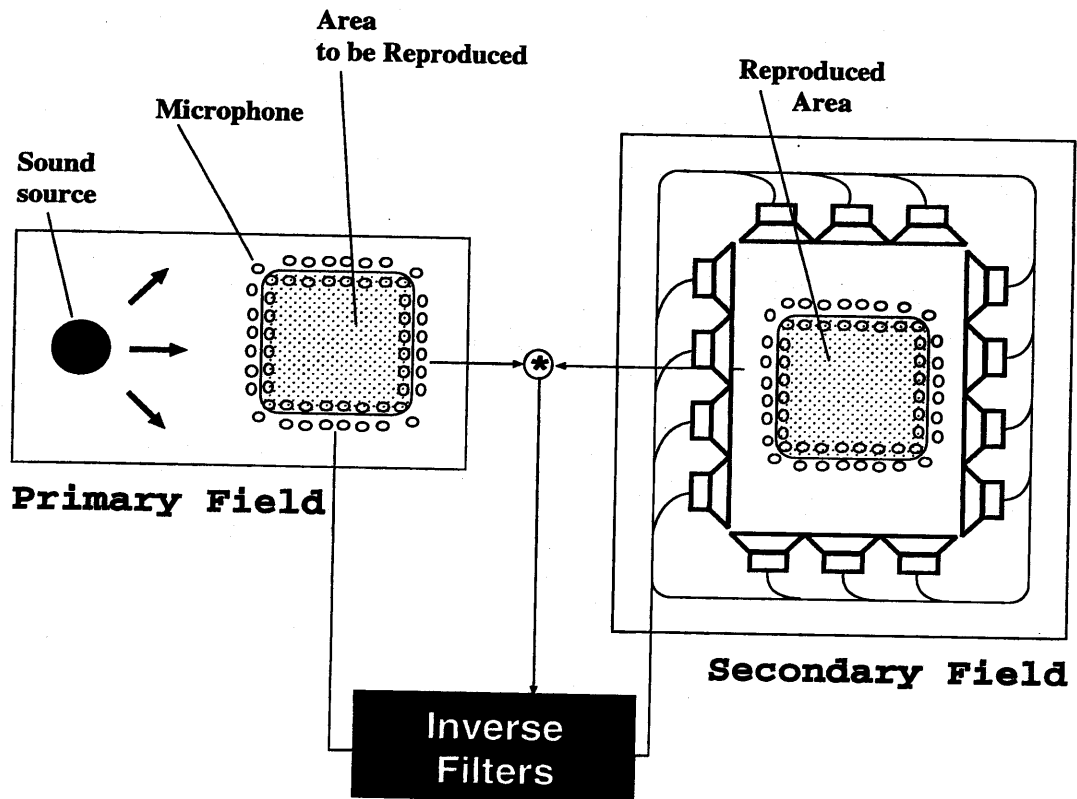


図 1.3 境界音場制御による音場再現システム

スオーラル方式のシステムを一般家庭用の音場再現システムとしてステレオダイポール方式が登場した。この方式は2個の音源を用い、トランスオーラル方式のような逆システムを有している。逆システムは剛球モデルによる伝達関数の推定と、正則化によるフィルタタップの短縮を実現しており、残響が存在する室内においても良好な音像定位感を示している。更に受聴者の正面に近接して置かれた特異なスピーカの配置によって波面を構成できるため、頭部のわずかな移動にも対応できる [29][30][31][32][33][34]。ステレオダイポール方式による音場再現システムはDVDのゲーム専用機の簡易音源としての需要をもとに発売され、今後の発展が注目されている。

1997年に伊勢は任意の位置に配置された複数の再現用のスピーカを用いてあ



る境界上の音圧と音圧勾配を制御することで、境界内の音圧を制御し得ることを指摘した。この原理(境界音場制御)による音場再現システムが伊勢により提案されている [35]。図 1.3 に境界音場制御による音場再現の概念を示す。この手法では原音場 (Primary Field) の任意の空間 (制御したい領域：以下では目標音場と記述) の境界上、或いは境界を挟んだ面上に離散的にマイクロホンを設置し、原音場の音を收音する。一方、再現音場 (Secondary Field) では、任意の位置に複数のスピーカを設置し、再現したい領域 (3 次元的に原音場と同じ体積をもつ空間：以下では制御領域と記述) の境界上に原音場と同じ位置にマイクロホンを設置して制御点とし、スピーカとマイクロホンとの間の伝達関数を求めておく。更にこれら伝達関数の逆システムとなる逆フィルタを作成する。收音された音は逆フィルタによってフィルタリングされトランスオーラル方式と同じように境界上に設置された制御点において音圧と音圧勾配を制御できるため、境界内の音場は原音場における目標音場と制御領域の音場は理論上は一致する。境界音場制御による音場再現システムは、マルチスピーカ方式のように收音用のマイクロホンと制御領域のスピーカの位置を一致させる必要がないため、音源の位置に対する制約がなくなる。また音源や制御点を増加することにより、バイノーラル方式と比較して広い領域を制御することも可能となる。境界音場制御の原理による音場再現システムはホイヘンスの原理による波動理論的手法と、トランスオーラル方式で用いているシステム理論的手法の中間的な位置付けがされている。

以上、音場再現システムの現状についてその歴史と共に記してきた。音場再現システムは目的に応じて異なる発展をしてきたが、近年になり、計算能力の向上や、波動理論、システム理論などの融合により新たな発展を見せつつある。表 1.1 にそれぞれの音場再現システムの特徴をまとめる。現状では、ステレオダイポール方式のように簡易で従来の手法より有利な能力をもつシステムも登場しているが、その用途は家庭用オーディオやゲーム機など娯楽の分野に偏っており、積極的に音像定位感を生成する機能を利用したものはあまり見られない。これは再現領域を広くすることによりシステムの規模が膨大になるといった問題点が未だに解決していないことが原因と思われる。今後の発展に期待したい。

表 1.1 音場再現システムの比較

名称	基本理論	制御領域	空間的な再現能力
モノフォニック	波動	なし	なし
ステレオ	波動	なし	拡がり感
マルチスピーカ	波動	スピーカに 囲まれた内部	方向, 拡がり感
バイノーラル	システム	両耳の2点	方向, 距離, 拡がり感
トランスオーラル	システム	両耳の2点	方向, 距離, 拡がり感
ステレオダイポール	システム	両耳の2点+ その周辺領域	方向, 距離, 拡がり感
境界音場制御	波動+ システム	制御領域を 自由に決定可	方向, 距離, 拡がり感

## 1.2. 研究の目的と本論文の構成

現在の音場再現システムには2つの大きな流れがある。一つは個人の娯楽のためのシステムで、ヘッドホンによるバイノーラル方式や2個のスピーカによるステレオダイポール方式などが知られている。これらはコスト削減や個人用に限定していることから厳密な音像定位感を得ることは困難であり、受聴者の動作に対する制約も多い。もう一つは、建築会社などが音場シミュレータとして用いているマルチスピーカ方式と呼ばれる大規模なシステムである。マルチスピーカ方式では、受聴者に対する制約は少ないものの、距離感が再現できず、システムの規模も大きい。また、境界音場制御による音場再現システムでは、理論的には厳密な音像定位が得られるものの、システムの規模の大きさから実現は困難でありシステムの構築に関する知識も乏しい。

本研究ではこれらの問題に着目し、限定された室内、例えば車内などで用いることができ、システムが中規模で厳密な音像定位が得られ、受聴者に対する自由度もマルチスピーカ方式と同程度の音場再現システムの構築を目指し、実現のための基礎的な研究を行う。これらの目的を達成するために以下の方略を用いる。

1. 2チャンネルを超える複数の制御点を制御したい領域の境界上に近接して配置することにより広い領域の制御を目指す。
2. 制御領域を頭部の周辺、すなわち受聴者が椅子に座った状態で頭部を移動する範囲に限定する。
3. 1,2を実現するための逆フィルタ設計法を検討する。
4. 1,2を実現するために音源や制御点の適切な数を検討する。
5. 1,2を実現するために音源や制御点の適切な配置を検討する。

2章では本研究で用いた基礎的な原理と、構築する音場再現システムの構成および実現手法について述べる。特に2.5節は、逆フィルタを設計する際に用いる逆問題の解法について数学的な定義と位置付けについて述べると共にその手法を紹介する。3章から5章では音源と制御点の数や配置に関し、逆フィルタの安定性への寄与や、再現精度への影響について理論的、実験的に検証した。特に5章は広い領域を制御するための音場再現システムを実環境において構築しその性能を

評価した。6章では5章で構築したシステムの性能向上を目指し、広い領域を制御できるような逆フィルタの設計手法を検討した。

## 第2章 音場再現システムの概要

### 2.1. 原理

#### 2.1.1 システム論的な手法(トランスオーラル方式)

ヘッドホンを用いて音場制御する場合はダミーヘッドで収録した音をそのまま耳元で出力すればよかった。この手法では1.1節で述べたようにダミーヘッドのHRTFと受聴者のHRTFの差異による誤差は存在するものの、信号処理を用いなくともある程度の音像定位感が得られる。これに対しトランスオーラル方式では音源を受聴者から離れた場所に置く代わりに逆フィルタを用いて音源から受聴する点までの伝達特性を相殺するため、システム論的にはヘッドホンで再生するバイノーラル方式と等価な出力を得ることができる。図2.1に1個の音源と1点の受聴点による音響伝達系を示す。任意の周波数の入力信号 $X(z)$ がシステムに入力されると、逆フィルタ $H(z)$ によってフィルタリングされスピーカから出力される。更に、室内伝達系 $G(z)$ を通過し耳元の信号である $Y(z)$ となる。このとき、システム $H(z)G(z)$ が1となるように逆フィルタ $H(z)$ を設計することにより $X(z) = Y(z)$ となるので受聴者から離れた位置に音源を設置してもヘッドホンを用いて耳元で音を再生した場合と全く同じ信号を得ることができる。システム論的な手法ではヘッドホンを用いた場合と同じように最小で2個のスピーカを用いて2点の制御点を制御すれば良いことになる [36]。

#### 2.1.2 波動理論を用いた境界制御

原音場において音源を内部に含まない閉曲面 $S$ で囲まれた領域 $V$ を再現されるための領域として考える。このとき音圧に関するヘルムホルツ方程式( $\nabla^2 +$

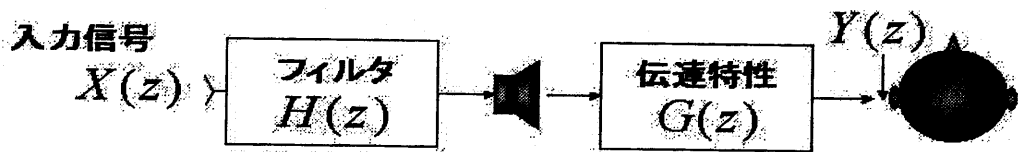


図 2.1 音場再現システムの音響伝達系

$k^2)p(\mathbf{r}) = 0$  を積分方程式として表現したキルヒホッフ-ヘルムホルツ積分方程式 (Kirchhoff-Helmholts integral equation) は以下のように与えられる。

$$\iint_S \left\{ G(\mathbf{r}|\mathbf{s}) \frac{\partial p(\mathbf{r})}{\partial n} - p(\mathbf{r}) \frac{\partial G(\mathbf{r}|\mathbf{s})}{\partial n} \right\} \delta S = \begin{cases} p(\mathbf{s}) & \mathbf{s} \in V \\ 0 & \mathbf{s} \notin V \end{cases} \quad (2.1)$$

ただし、 $\mathbf{r}$ 、 $\mathbf{s}$  はそれぞれ境界上の点と境界内の点の位置ベクトル、 $n$  は境界に対する法線ベクトル、 $p(\mathbf{s})$  は任意の境界内の点における複素音圧を表す。また、 $G(\mathbf{r}|\mathbf{s})$  は位置ベクトル  $\mathbf{r}$  と  $\mathbf{s}$  の関係を表すグリーン関数 [37] であり、以下のように表現される。

$$G(\mathbf{r}|\mathbf{s}) = \frac{\exp(-jk|\mathbf{r} - \mathbf{s}|)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{s}|} \quad (2.2)$$

グリーン関数は自由音場内において点  $\mathbf{r}$  に点音源がある場合の  $\mathbf{s}$  における音圧を示す。式 (2.1) において、 $G(\mathbf{r}|\mathbf{s})$  は点音源 (モノポール音源: monopole source)、

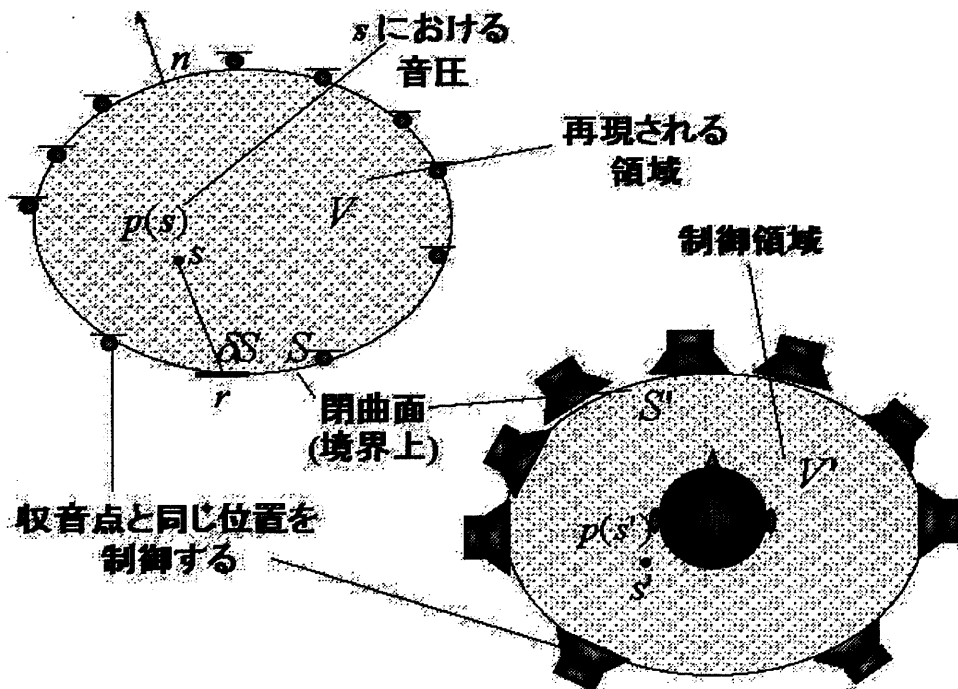


図 2.2 境界制御による音場再現

$\partial G(\mathbf{r}|\mathbf{s})/\partial n$  は 2 重音源 (ダイポール音源: dipole source) と呼ばれている。このとき原音場の再現したい領域  $V$  の閉曲面  $S$  と再現音場の領域  $V'$  の閉曲面  $S'$  の境界条件を一致させることにより 2 つの閉空間の内部の音場を一致させることができる [35][38]。

これを実現させるための手法として考えられたのが、 $S$  の境界条件 (音源の強さ) を  $S'$  の境界面上に配置した制御用の音源 (スピーカ) によって制御する手法である。式 (2.1) によれば、積分内の第 1 項は強さが音圧勾配  $\partial p(\mathbf{r})/\partial n$  の大きさに等しい点音源、第二項は強さが音圧  $-p(\mathbf{r})$  と等しい 2 重音源に置き換えることができる。すなわち領域  $S'$  の境界面上に点音源と、2 重音源を配置して領域  $S$  の境界面上の音源の強さを制御することにより、等価的に境界条件を制御できるためその内部の音場も制御できることが判る。しかしながら音源の強さは観測するこ

とが困難であり、音源を連続的に配置することも困難であるため実現は難しかった。古家らは境界値問題における解の一意性から、音圧と音圧勾配は互いに独立ではなく音圧が決まれば音圧勾配も決まる量であるため、実際には領域  $S'$  の境界面上の音圧だけを制御量とすることにより領域の内部も制御できることを指摘している [39]。

図 2.2 に境界制御の概念図を示す。再現される領域 (原音場) の境界上にマイクを設置し、境界上の音圧を收音する。再現音場ではこれらの收音点と同じ位置にスピーカを配置し、境界面上の音圧を制御する。このとき收音点とスピーカを配置した点の音圧が一致することにより、境界内部の音場も等価になるため、音響的に広い等化空間が得られる。このとき受聴者は制御領域の内部であれば自由に移動することが可能となる。しかし実際には、制御領域  $S'$  の境界面上に緻密にスピーカを配置しなければならないため、広い範囲の領域を制御するためには多くのスピーカが必要となるといった制約が存在する。

### 2.1.3 境界音場制御による音場再現

伊勢は境界上に音源を置かずにシステム論的な手法を用いて境界上に制御点を配置し、境界の外 (離れた位置) に音源を配置することによって境界上の音圧を制御する手法を提案した [35]。式 (2.1) において、閉曲面  $S$  を  $N$  の微小な面  $\delta S$  に分解する。このときそれぞれの微小な面を  $S_i (i = 1, \dots, N)$  内では音圧  $p(\mathbf{r})$  と音圧勾配  $\partial p(\mathbf{r})/\partial n$  が一定であると仮定した場合、以下のように離散化が可能となる。

$$\sum_{i=1}^N \left[ g_i \frac{\partial p(\mathbf{r}_i)}{\partial n} - g'_i p(\mathbf{r}_i) \right] = \begin{cases} p(\mathbf{s}) & \mathbf{s} \in V \\ 0 & \mathbf{s} \notin V \end{cases} \quad (2.3)$$

ただし、

$$g_i = \iint_{S_i} G(\mathbf{r}|\mathbf{s}) \delta S$$

$$g'_i = \iint_{S_i} \frac{\partial G(\mathbf{r}|\mathbf{s})}{\partial n} \delta S$$



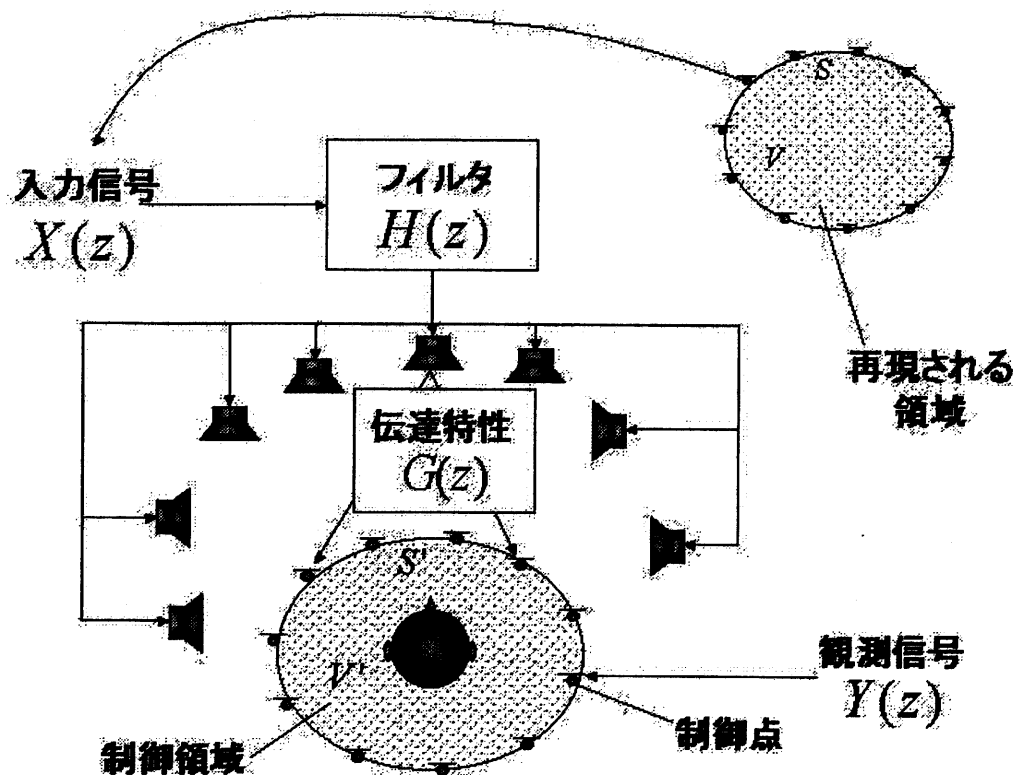


図 2.3 境界音場制御による音響伝達系

である。このときグリーン関数の面積分  $g_i, g'_i$  は境界の相対的な配置から決まる定数となり、音圧  $p(r_i)$  および音圧勾配  $\partial p(r_i)/\delta n$  が求められるべき変数となる。このようにグリーン関数を定数、音圧  $p(r_i)$  および音圧勾配  $\partial p(r_i)/\delta n$  を制御量と考えることにより制御領域の境界上に音源を配置するといった制約は無くなり、システム論的な手法を用いて境界上に制御点を設置し、複数の場所に設置された音源を用いてその制御点における音圧と音圧勾配を制御すればよい(図 2.3)。このとき境界値問題に関する理論では 2.1.2 節で述べた解の一意性により境界面上の音圧を制御するだけで音圧勾配を制御することが可能となるが、システム理論的にはこのような逆問題が必ずしも解ける保証がないことは注意しなければならない。これら逆問題の解の存在は音源や制御点の数や配置、室内伝達特性などに

大きく影響される。境界音場制御による音場再現システムでは境界上にスピーカを置く必要がなくなるため領域の大きさに対する自由度が高くなる。しかし境界上を連続系と同じような精度で制御するためには、制御したい領域の境界面に制御点を緻密に配置する必要がある。すなわち制御領域を広げるためには多くの制御点と音源を用意しなければならない。

## 2.2. 音場再現システムにおける処理の流れ

1.2節では中規模の大きさのシステムで広い範囲(頭部付近)の制御を目指すという目標を立てた。本研究ではこのための手段として、トランスオーラル方式の音場再現システムをもとに、音源と制御点を増やしていくことにより徐々に制御領域を広げていくことを考える。本研究における処理の流れは従来のトランスオーラル方式による音場再現システムとほぼ同じである。しかし音源と制御点が増えることによりシステムの伝達の経路も増えるため、演算量が莫大になってしまう。この問題を解決するために、周波数領域において逆フィルタの設計およびフィルタリングをすることによって演算量の削減を計る [40]。これら逆フィルタの設計法に関しては2.4節で詳しく述べることにする。

図 2.4 に本研究で作成した音場再現システムの処理の流れを示す。図中、左側のフローは音場再現のための処理を示し、右側の処理は逆フィルタ設計のための処理を示す。原音場に設置されたマイクによって音を收音 (Recording) された音信号  $x(t)$  は、折り返しを防ぐためのアンチエイリアシングフィルタ (LPF: サンプル周波数の半分以下の通過域) を通過後、A/D 変換器 (A/D Converter) によって離散的な信号  $x(n)$  ( $-\infty \leq n \leq \infty$ ) として計算機内に取り込まれる。この  $x(n)$  は無限数列であるため実際に計算するためには矩形窓により適当な長さの有限信号  $x(n)$ , ( $n = 1, 2, \dots, N$ ) として切り出す必要がある。更に  $x(n)$  は FFT によって周波数応答信号  $X(k)$  ( $k = 1, 2, \dots, \text{FFT 長}$ ) に変換する。一方、逆フィルタは測定されたインパルス応答を用いて周波数領域にて設計される。更に、帯域通過フィルタを用いて不安定要因となる零点の除去を行い、時間領域に変換してフィルタの近似精度を上げるためのシフト (shift) を実行した後、再び周波数

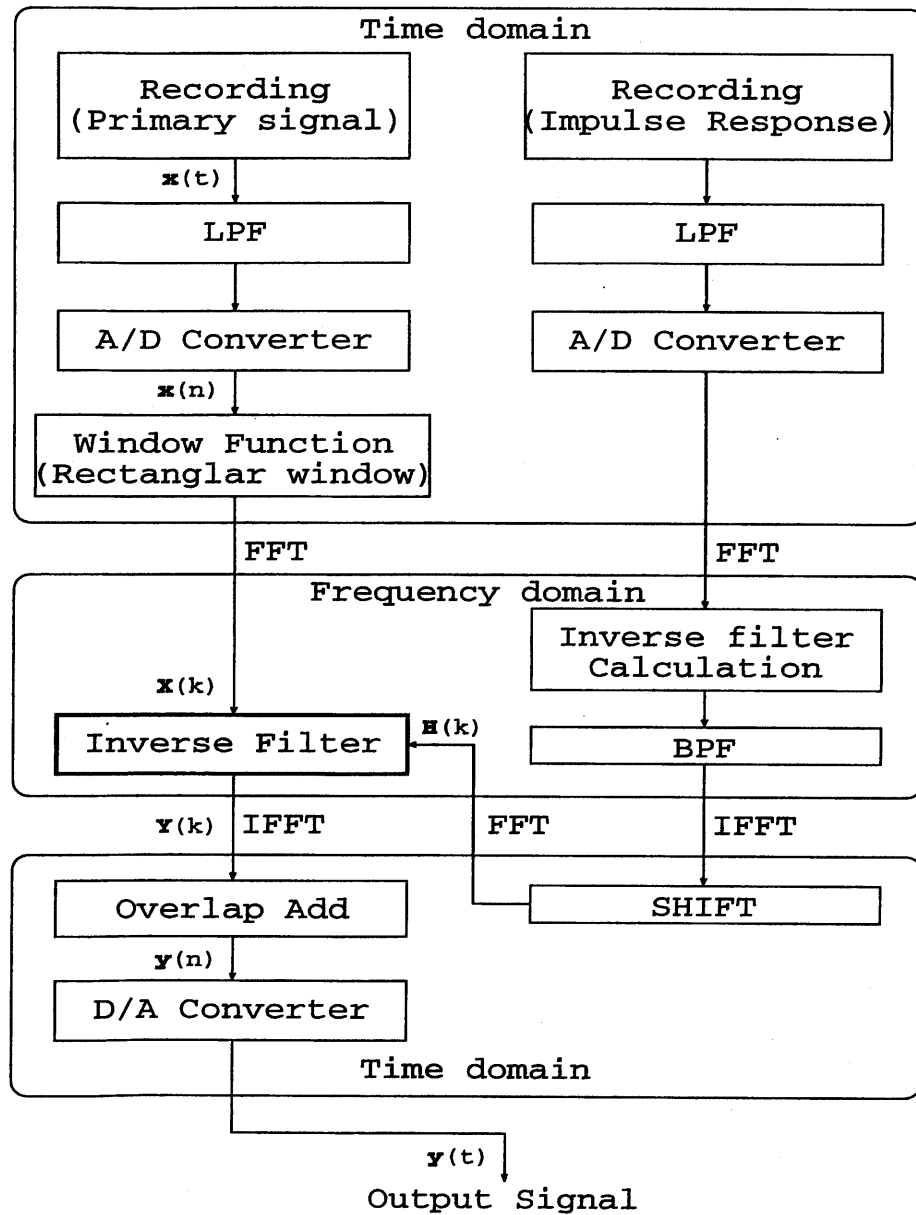


図 2.4 音場再現システムの処理の流れ

信号  $H(k)$  ( $k = 1, 2, \dots, \text{FFT 長}$ ) に変換する。この逆フィルタの周波数応答信号  $H(k)$  と  $X(k)$  について、 $X(k)H(k)$  を計算することで出力信号の周波数応答である  $Y(k)$  を計算する。このように逆フィルタ (2.4 節参照) との畳み込み演算を周波数領域の掛け算に置き換えることで、計算時間の短縮を図ることができる (2.4.2 節を参照)。更に、 $Y(k)$  を IFFT によって時間信号の  $y(n)$  ( $n = 1, 2, \dots, \text{FFT 長}$ ) として短時間の時間領域信号 (再現音) を作成する。最期に、重複加算法 (Overlap add method: 付録 A.1 参照) を用いて出力信号  $y(n)$  ( $-\infty \leq n \leq \infty$ ) を再構成する。

### 2.3. 伝達特性の測定

図 2.5 のような室内伝達系を考えたとき、スピーカから出力された音は直接波としてマイクに到達する成分と壁からの反射波として伝えられる 1 次、2 次などの反射成分とが存在する。仮にスピーカから音声などを出力すれば、マイクにおいて音声に部屋の残響など室内伝達特性が加わった音信号を観測することになる。このような室内伝達特性を表す伝達関数  $G(z)$  は、スピーカからインパルス音を発生させたときマイクで観測されるインパルス応答を用いて表すことができる。今、インパルス応答を標本化して得られた離散数列を  $\{g(0), g(1), \dots\}$  としたとき、伝達関数  $G(z)$  はこの数列を  $z$  変換した式によって以下のように求められる。

$$G(z) = \sum_{i=0}^{\infty} g(i)z^{-i} \quad (2.4)$$

室内伝達特性は静的なシステムであり、温度による変化などを除き時間的な変化が存在しない。このように任意の系が線形時不変であるならばその系への任意の入力信号に対する応答を入力信号と系のインパルス応答 (Impulse response) との畳み込み演算によって計算することができる。これらの原理は 3 章以降のシミュレーションの計算に用いている。

電気音響的にインパルス応答を測定する手段としては、

1. 時間的に幅の狭いパルスをスピーカから出力してその応答を測定する

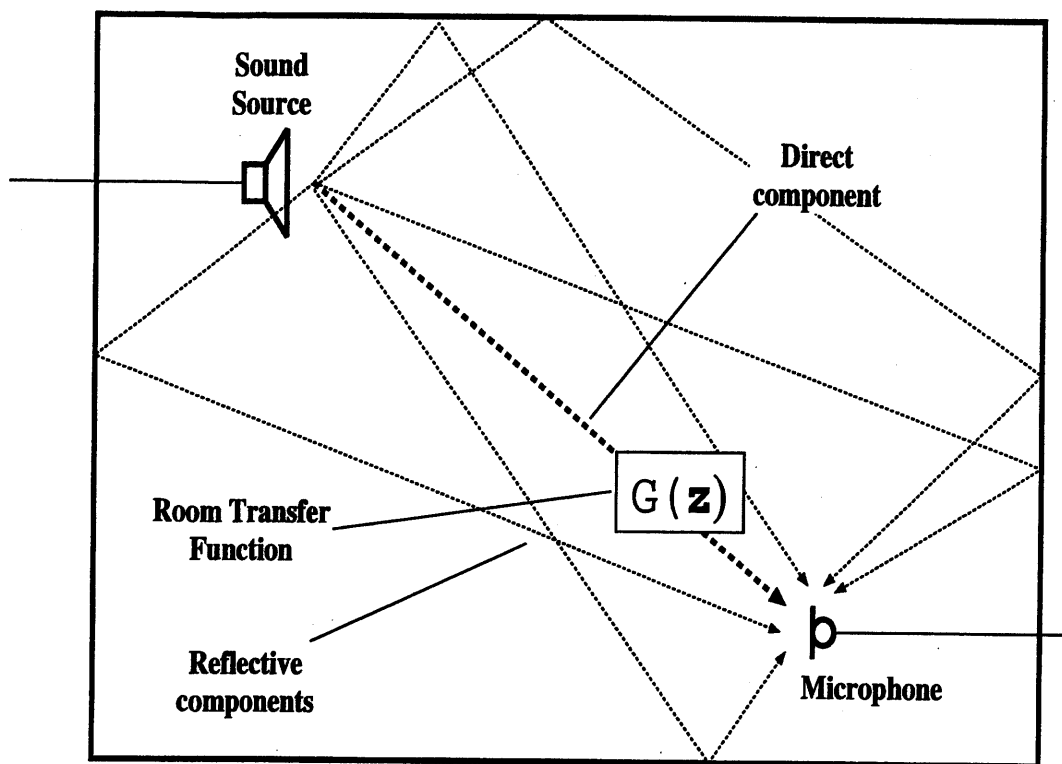


図 2.5 室内における音の伝達系

2. パルスの代わりに M 系列雑音やピンクノイズのようなすべての帯域にわたって大きなエネルギーをもつ信号を用いてその応答を測定し、クロススペクトル法などを用いて伝達特性を計算する
3. TSP(Time Stretched Pulse) のような時間的に瞬時周波数が均等に遷移するような信号を用いて測定する [41][42][43]

などの手法が提案されている [36]。本稿の実験では主に TSP を用いたインパルス応答の測定を行っている。

## 2.4. 逆フィルタの設計

### 2.4.1 逆フィルタと安定性

図2.1に示した室内伝達特性  $G(z)$  を相殺するような特性をもつ逆フィルタ  $H(z)$  は、以下のように計算することができる。

$$H(z) = \frac{1}{G(z)} \quad (2.5)$$

また入力信号と受聴者の耳元までのすべての伝達特性は、

$$X(z)H(z)G(z) = Y(z) \quad (2.6)$$

で表される。式(2.5)を式(2.6)に代入すると、

$$X(z) \left( \frac{1}{G(z)} \right) G(z) = Y(z) \quad (2.7)$$

すなわち、

$$X(z) = Y(z) \quad (2.8)$$

となり、原信号  $X(z)$  と耳元で再現された信号  $Y(z)$  が一致している事がわかる。しかし実際には式(2.5)を実現するような逆フィルタを設計することは、 $G(z) = 0$  となる  $z$  の存在(零点)により極めて困難である。このような伝達関数  $G(z)$  の逆フィルタ  $H(z)$  が有限の応答長で実現可能であるためには、 $G(z)$  のすべての零点が複素  $z$  平面上の単位円内に含まれていることが条件となる。このような条件を満たしているフィルタを因果性(causality)を満たしているといい、このような伝達特性をもった系を最小位相系(minimum-phase system)と呼ぶ。しかしながら、室内音場など実環境における音響伝達系の多くは非最小位相系となるため、有限応答のフィルタを用いて逆フィルタを実現することはできない。このため近似的な実現方法として最小二乗解を用いた手法(付録A.5.2)が知られており、不必要な零点の除去、シフト(付録A.3)による両側応答のフィルタへの変換、雑音の付加によるゲイン調整などにより逆フィルタを安定なフィルタとして計算する手法が知られている[36]。

## 2.4.2 多チャンネル系の逆フィルタの設計

多くの音源と制御点を必要とする多チャンネルシステムによる音場制御を実現するためには、現実的な計算量で多くの伝達系を含む逆フィルタの設計を行なう必要がある。このような複数の音源および受音点をもつ音響系の逆システムを設計する方法は、大別して周波数領域における計算方法と時間領域における計算方法の二種類が挙げられる。前者は計算量が少なく従来にも音源と受音点の数を共に2点とし、各周波数毎に逆行列を計算する手法などが試みられている [44]。しかしこの場合には逆システムがFIRシステムで設計できる保証がなく、特に音源と受音点の数が増えるとその逆システムは極めて不安定になる。時間領域における計算方法については最小二乗法による近似的なFIRフィルタの設計方法が知られている [45][46][47]。また音源の数を受音点の数よりも大きくすることにより、時間領域における厳密な解としてFIRフィルタを設計するMINTと呼ばれる方法もある [48][49]。いずれも音源および受音点の数が増えるにつれ、逆行列の演算に膨大な計算量を必要とする。

音源の数が受音点の数より大きいと、周波数領域において計算したときの逆システムの解は無数に存在する。田中らはその中でも最小ノルムとなる解を選択することにより音響系の逆システムを設計する方法を提案している [50]。最小ノルム解を用いた逆フィルタ設計では計算量が少なくすむという利点の他に、音源の数を増やすことにより安定した逆フィルタを設計し得るという利点がある。

図 2.6 に音場再現のための音源  $M$  個、受音点  $N$  個の音響系を示す。 $i$  番めのスピーカ (音源) から  $j$  番めのマイクロホン (受音点) への伝達関数  $G_{ji}(\omega)$  により構成される行列を  $\mathbf{G}(= [G_{ji}(\omega)] \in C^{N \times M} : N \times M$  次元複素行列)、入力信号  $\mathbf{X}(\in C^M)$  の要素である  $X_j(\omega)$  から  $i$  番目の音源への信号  $S_i(\omega)$  を送出する逆システム  $H_{ij}(\omega)$  により構成される伝達関数行列を  $\mathbf{H}(= [H_{ij}(\omega)] \in C^{M \times N})$ 、 $j$  番めのマイクロホンによって観測される信号  $\widehat{X}_j(\omega)$  によって構成される出力ベクトルを  $\widehat{\mathbf{X}}(\in C^N)$  としたとき、伝達系には以下の関係が成り立つ。

$$\widehat{\mathbf{X}} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{X} \quad (2.9)$$

また  $D_j(\omega)(= \widehat{X}_j(\omega)/X_j(\omega))$  によって構成されるベクトルを  $\mathbf{D}(= [D_j(\omega)] \in C^N)$

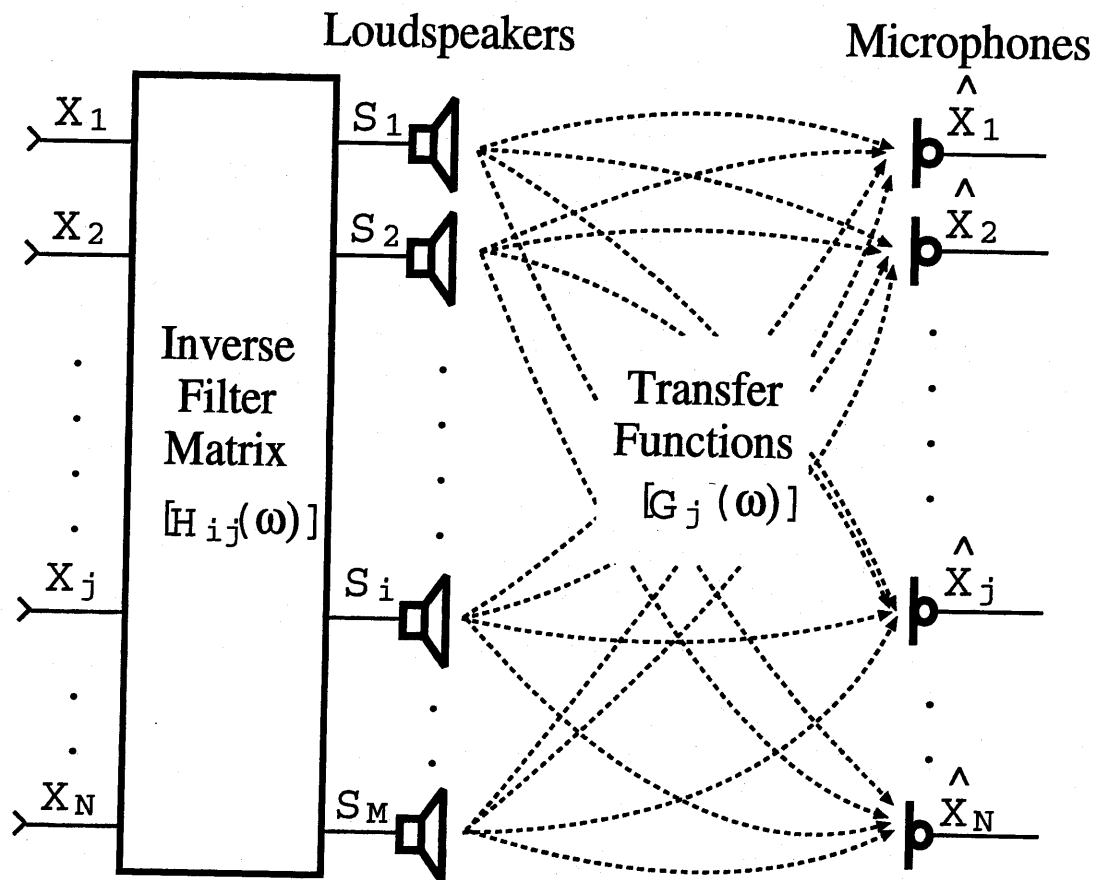


図 2.6 音源  $M$  個-受音点  $N$  個の音場再現システムの音響伝達系

とすれば、 $G$  と  $H$  の間には次式の関係が成り立つ。

$$GH = D \quad (2.10)$$

このとき  $M = N$  かつ  $G$  が正則ならば、 $H = G^{-1}D$  とすることで一意に  $H$  を求めることができる。

音源の数より受音点の数が多い ( $N > M$ ) ときは、 $G$  の列ベクトルの集合によって構成される部分空間に解が含まれない場合が存在するので解不能となる。このような場合は最小二乗解を計算することで、実際の解を行列  $G$  によって作られる部分空間に射影した近似的な解を計算できる。 $G$  の列が線形独立ならば、



$H$  の最小二乗推定値  $\widehat{H}$  は以下のように一意に決定することができる [51]。

$$\widehat{H} = (G^\dagger G)^{-1} G^\dagger D \quad (2.11)$$

ただし、 $G^\dagger$  は  $G$  の共役転置行列である。一方、音源の数が受音点の数より大きい ( $N < M$ ) ときは連立方程式の解ベクトルの要素数が次元数より大きいため、解を一意に計算することができない。このように、一意に解が定まらない問題を解く場合、一般逆行列 [52] を用いることによって特定の条件の一意な解を計算することができる (付録 A.5)。例えば、音源の数が受音点の数より大きい場合は次式のように最小ノルム解 (付録 A.5.3) による逆システムが設計可能であることがわかる [50]。

$$\widehat{H} = G^\dagger (GG^\dagger)^{-1} D \quad (2.12)$$

なお本論文では、最小ノルム解によって設計された逆システムを用いたフィルタを最小ノルム型逆フィルタ、 $G$  が正則の場合の逆システムを用いたフィルタを逆行列型逆フィルタと呼ぶことにする。

### 2.4.3 条件数 (逆フィルタの安定性の評価)

一般に、線形方程式  $Ax = b$  の解ベクトル  $x (\in C^M)$  の安定性を議論するため「条件数: condition number」と呼ばれる指標が提案されている。条件数  $\text{cond}(A)$  は駆動ベクトル  $b (\in C^N)$ 、係数行列  $A (\in C^{N \times M})$  の変動に対する解ベクトル  $x$  の最大誤差拡大率  $\mu_{max}$  を計算することにより線形方程式の不安定さを表し、行列  $A$  の最大特異値  $\kappa_{max}$  と最小特異値  $\kappa_{min}$  の比によって以下のように計算できる。

$$\text{cond}(A) = \mu_{max} = 10 \log_{10}(\kappa_{max}/\kappa_{min}) \quad [\text{dB}] \quad (2.13)$$

条件数は駆動ベクトル  $b$  や係数ベクトル  $A$  の微小な変化に対する最悪の場合の誤差拡大率を示しており、 $\kappa_{max}/\kappa_{min}$  は実数でその最小値は 1 になる。すなわち、条件数が大きい値をとるほど線形方程式の解ベクトルは不安定となる [53]。線形方程式の解ベクトルは  $A$  の一般逆行列  $A^-$  を用いて、

$$x = A^- b \quad (2.14)$$

のように表せることから、 $A$  を伝達関数行列  $G$  に置き換えてみれば、逆システムの安定性の問題として考えることができる。すなわち  $\text{cond}(G)$  を計算することにより逆システムの安定性を調べることができる。

#### 2.4.4 逆フィルタ設計の問題点

多数の伝達系をもつ逆フィルタの設計において問題となることが明らかな要素をここで紹介する。

##### FFT ポイント長

周波数領域で逆フィルタを設計する場合はインパルス応答信号に FFT をかけるときに、信号の後ろに 0 点系列を加える処理を行う。これは、DFT の対象となる信号が周期性の信号の一周期の区間であることが前提となっているためである。0 点系列を加える処理では付加する数が多いほど折り返し歪を低減することができ、再現精度が向上することが指摘されている [54]。

##### 逆フィルタ長

逆フィルタ長に関する要素は、1. インパルス応答長、2. FFT ポイント長、3. 安定性の 3 つである。逆フィルタのタップ長が大きければ複雑な伝達系も表現できるが、逆フィルタによる再現音の遅延が大きくなることや、コストが高くなるなどの問題も生じるため逆フィルタは短く設計できる方がよい。

##### 周波数帯域

A/D 変換時にかけるアンチエイリアシングフィルタ (LPF) により、インパルス応答信号には高域成分のゲインが低く抑えられている。これら高域成分は逆フィルタ設計時に異常に高いゲインとなる。また低域 (特に 200 Hz 以下の成分) では、波長が長くそれぞれの制御点における信号の違いが少ないため線形独立性が悪くなる。よってこれら余分な周波数成分を除去するための帯域通過フィルタをかける必要がある。

## 2.5. 離散的逆問題の解法

本研究で用いる逆フィルタは、実環境における設計が極めて困難であり、これらの計算には逆問題に関する数学的知識が必要である。そこで本節では離散的逆問題の入力推定問題を解く手法について数学的側面から解説する。

### 2.5.1 逆問題の定式化

ある点から放射された音波の別の点での状態を知るためには2点間の伝達系が既知であれば容易に計算できる。このように任意のシステムが既知であるとき、それに入力を与えることによって出力を求める問題を順問題 (forward problem) とよぶ。この問題に対し、制御点での音圧が目標値と等しくなるように入力値を決定していくような、出力結果からシステムに関する入力、システム定数、システムの境界条件を推定、あるいは同定する問題を逆問題 (backward problem, inverse problem) と呼んでいる。逆システムを用いた音場再現システムはこれら逆問題の中でも入力推定問題にあたるもので、システムの出力から推定した逆システムを用いてシステムの入力値を推定する。ところで、本研究で扱う音波のような物理的現象は偏微分方程式によってモデル化されることが多い。例えば、入力  $x(t)$  に作用素  $A(s, t)$  を与えたときの場の状態を  $y(s)$  としたとき、これらの関係は第1種の非適切フレドホルム型積分方程式によって以下のように記述することができる。

$$\int_a^b A(s, t)x(t) = y(s), 0 \leq s \leq 1 \quad (2.15)$$

実際の場合を解析する (数値解を求める) ためには問題を離散化する必要がある。このためには求積法 (quadrature)[55] を積分に適用することが有効である。いま求積法における重み関数を  $\{\omega_j\}_{j=1}^n$  とすると、任意の関数  $\int f(x)dx$  は重み関数との積の総和であらわすことができる。

$$\int_a^b f(x)dx = \sum_{j=0}^n \omega_j f(x_j) \quad (2.16)$$

ここで  $x_i$  は連続的な変数  $x$  を等間隔の分点でサンプリングした大きさ  $n$  のベクトルである。分点  $\{t_j\}_{j=1}^n$  を定義して、式 (2.16) を式 (2.15) に適用すると、

$$\sum_{j=1}^n \omega_j k(s, t_j) x_j = y(s), \text{ただし } x_j \simeq x(t_j) \quad (2.17)$$

が得られる。 $s$  の離散化は任意の選点  $\{s_i\}_{i=1}^m$  上での値を用いることで成立させる。すなわち、

$$\sum_{j=1}^n \omega_j k(s_i, t_j) x_j = y(s_i) \quad (2.18)$$

とすることによって離散化が可能である。この手法によって、式 (2.15) は線形系の連立一次方程式である、

$$Ax = b \quad (2.19)$$

によって近似することができる。このように離散化された偏微分方程式の逆問題を離散的逆問題と呼ぶ。これら逆問題には、

- 順問題の設定の変更によって逆問題を構成できる
- 逆問題自体にも何らかの物理的な意味が存在する
- 順問題の「出力」は逆問題では既知のものとして与えられる

などの特徴が挙げられる [56]。なお本節で扱う逆問題とは特に断らない限り離散的な逆問題のことを指すこととする。

## 2.5.2 非適切性

第一種フレドホルム型積分方程式とその逆問題を考える際にいくつか注意すべき条件がある。それぞれの条件は数学的に、一意性、安定性、存在として知られており、これらの条件が属する問題を適切 (well-posedness) と呼ぶ。適切であるとは、

1. 解が存在して一意的である

## 2. 与えたデータの近似によって解も近似される

ことであり、これらの条件が成立しない問題を非適切と呼ぶ。この概念は19世紀後半から20世紀の初めの頃にアダマール (Hadamard) によって言明されたものである。このアダマールの意味での適切性は第一種フレドホルム型積分方程式のような非適切 (ill-posedness) な問題では無視し得ない重要な概念である [57]。これらの条件を簡単に紹介する。

### 解の一意性

順問題に対する逆問題の解が一意に存在するとは、観測されたデータに対して入力が一通りに決定するかという条件である。例えば、音源数が制御する点の数よりも大きく、入力がいかなうにも決定できるような場合には入力が一意に決定しない。解が一意に決定しない場合 (解が複数存在する場合) はノルム最小などの条件を用いて解を一意に決定するといった手法が知られている。

### 解の存在

与えられた観測データを満たすような入力が存在するかという条件である。解が存在しない場合 (観測データが解空間に含まれない) は最小二乗などの条件を用いて解空間に射影したものを解とするなどの手段が用いられるが、実解とは大きく異なる性質をもつ場合が多い。例えば、室の残響時間が著しく大きく、室内伝達特性が時間的に収束しないときは出力から入力を求めることは非常に困難となる。

### 解の安定性

観測データの近似により解が大きく変化するとき、不安定であるという。例えば測定誤差などにより観測データが目標値と変わった場合に解の値が大きく外れる場合がある。このような場合、観測データのS/Nを改善したり観測行列の正則化などの処理を行うことにより安定化が図られる。

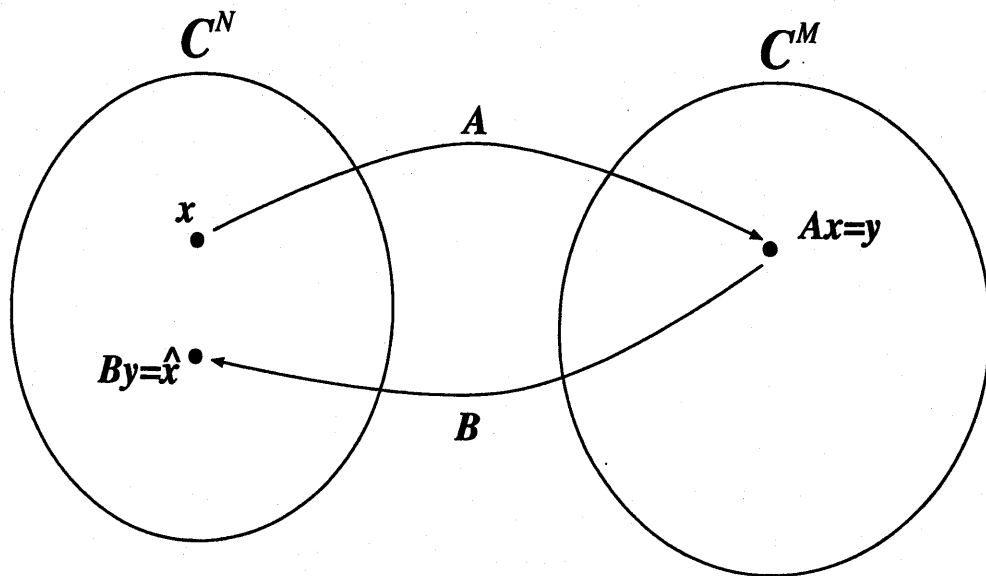


図 2.7 入力値推定問題 (ノイズを考慮せず)

### 2.5.3 ノイズを考慮しない逆問題の解法 [57]

$N$ 次元の場の状態ベクトル  $\boldsymbol{x} (\in C^N)$  に対し、観測行列  $\boldsymbol{A} (\in C^{N \times M} : C \text{ は複素空間})$  によって観測ベクトル  $\boldsymbol{y} (\in C^M)$  が与えられたとき (図 2.7) の観測方程式は以下のように記述することができる。

$$\boldsymbol{Ax} = \boldsymbol{y} \quad (2.20)$$

このとき  $\boldsymbol{A}$  は  $\boldsymbol{x}$  を  $\boldsymbol{y}$  へ写像する射影行列としての働きをする。 $\boldsymbol{y}$  をもとに  $\boldsymbol{x}$  に最も近い  $\hat{\boldsymbol{x}}$  を与えるような写像 (逆変換)  $\boldsymbol{B} (\in C^{M \times N})$  を与える問題を考えると、式 (2.20) は連立一次方程式であるため、逆問題を解くには状態ベクトルと同じ数の連立一次方程式をもとにその解を求めればよい事がわかる。このとき  $\boldsymbol{A}$  が正方行列の場合は逆行列 (付録 A.4)、非正方行列の場合は一般逆行列 (付録 A.5) をそれぞれ用いることで逆変換行列  $\boldsymbol{B}$  を求めることができる。音場制御のための室において、温度変化や風などの現象がまったく存在せず、更に録音機器などが常に一定の特性を有していればノイズの無い系として計算することができる。本

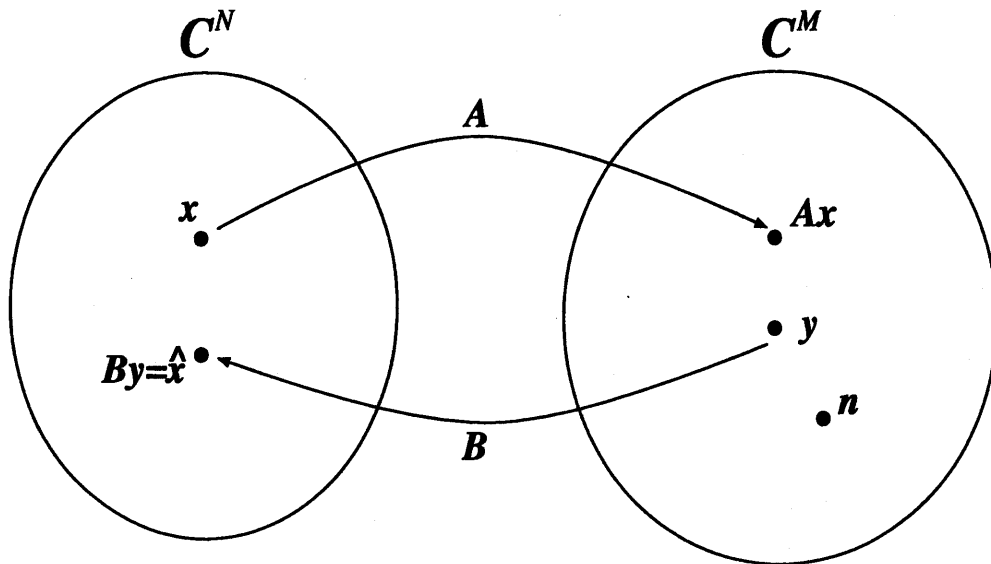


図 2.8 入力値推定問題 (ノイズを考慮)

論文の3章から5章にかけてはノイズを考慮しない系を仮定している。

#### 2.5.4 ノイズを有する環境における逆問題の解法 [57]

実際の音場の伝達系は観測行列および観測ベクトルは音源と受音点との幾何的な位置だけに依存しておらず、測定音場と再現音場の時間的変化による誤差や、ハードウェアによる測定誤差など多くのノイズを含むことが多い。このようなノイズを含んだ伝達系の逆システムを求めるには予めノイズを考慮した入力値推定問題を検討する必要がある。

場の離散の状態ベクトルランダムなノイズ  $n$  が観測ベクトルを含む複素空間  $C^M$  に含まれる場合を想定する (図 2.8)。このとき、 $n \in C^M$  が  $Ax$  に対する付加的なベクトルと考えることによって、 $B$  はノイズを考慮しない場合と同様に決定論的な手法で求めることができる。このような決定論的な手法を用いて、逆行列を計算する前に正則化を行うことで安定な逆フィルタを求める単純正則化法

が知られている。今、観測行列  $\mathbf{A}$  がフルランクでない場合、正則化パラメータ (regularization parameter) と呼ばれる  $\beta$  を用いて以下のような単純正則化一般逆行列が定義される。

$$\mathbf{A}_\beta^+ = (\mathbf{A}^\dagger \mathbf{A} + \beta \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{A}^\dagger \quad (M < N) \quad (2.21)$$

$$\mathbf{A}_\beta^+ = \mathbf{A}^\dagger (\mathbf{A} \mathbf{A}^\dagger + \beta \mathbf{I}_N)^{-1} \quad (M > N) \quad (2.22)$$

この手法は  $\beta$  の値を適当に決めて正則化することにより、 $\mathbf{A}^\dagger \mathbf{A}$  および  $\mathbf{A} \mathbf{A}^\dagger$  の逆行列を計算できるようになるため、安定した解が求まる。正則化の手法としては他にも打ち切り特異値分解 (付録 A.23) で解く手法などが知られているが、単純正則化法を用いるほうが計算量が少なく簡便である。本論文では6章において単純正則化法を用いた逆フィルタについて検討する。



## 第3章 音場再現システムにおける音源数の検討

### 3.1. はじめに

本章から6章までに渡り、多チャンネル音場再現システムのための安定した逆フィルタの作成に関し、重要と思われる構成要素について理論的、実験的に考察する。本章では音場再現システムの再現音出力のための音源の数が逆フィルタの安定性や再現音の再現精度にどのように寄与するかを検討し明らかにする。

音源を増やすことにより確率的に極配置が分散されるため、最小ノルム解を用いて安定した逆フィルタの解が得られることが期待できる。これは観測された伝達関数によって構成される観測行列の線形独立性が高まるためであり、これまでも線形独立性に着目した音場制御の研究も行なわれている [58][59]。また MINT により決まるフィルタ係数長に比べて逆フィルタのフィルタ係数長が余剰な場合には制御点を拡張できることが示されており、その計算過程において最小ノルム解が用いられている [60]。しかし、最小ノルム解を音場制御システムのフィルタ係数としてそのまま使い、ノルムが最小となる性質を積極的に利用している研究はこれまでにはない。本研究では音源を増やすことにより線形独立性を高めるという狙いもあるが、フィルタ係数のパワーを最小に抑え安定なシステムを得るという狙いもある。すなわち冗長な数の音源を有する逆システムの無数にある解の中からノルムが最小となる解を選び、それをフィルタ係数として用いることにより最小ノルム解の利点を最大限に生かそうというものである。

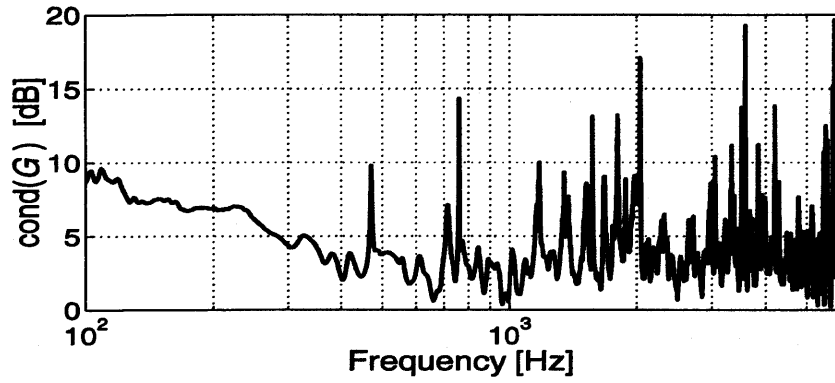
## 3.2. 安定性の向上

2.4.2節で述べたように  $M > N$  の場合、行列  $G$  は一次従属となるが最小ノルム解を用いることによって唯一の解を決定することができる。ところが、 $\text{rank}(G) < N$  の場合は (2.12) 式における  $(GG)^{-1}$  の各成分が  $\infty$  になってしまうため、最小ノルム解を用いても解を決定することができない。実環境において  $(GG)^{-1} = 0$  となることは稀であると思われるが、多くの残響を有する部屋における伝達特性を測定した場合や、偏った音源配置を用いた場合などは最小ノルム解を用いても  $(GG)^{-1} \simeq 0$  になる可能性は高く、検討すべき事項である。Asano[58] らは計算機シミュレーションを用いて、制御のための音源を伝達系の線形独立性が最も高くなるような候補点から配置する手法を提案している。一方、実環境のように複雑な伝達系の逆システム設計では、単純に音源の数を増加させることによって確率的に安定性が向上する。

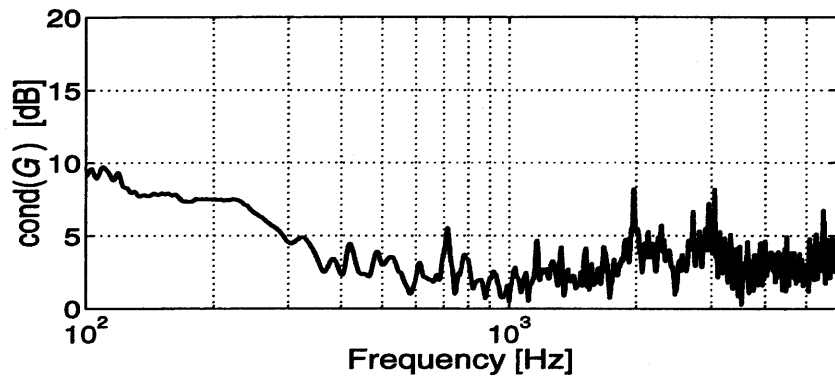
## 3.3. 計算機シミュレーションによる安定性の検討

最大8個の音源を用いて、2点の受信点で収録した室内伝達関数 (2.3節を参照) をもとに、伝達関数  $G$  の条件数  $\text{cond}(G)$  について調べた。図3.1にそれぞれ音源の数が2個 (逆行列型)、4個および8個 (最小ノルム型) の場合 (音源配置は表3.1を参照) の周波数 (100 Hz~6 kHz) の  $\text{cond}(G)$  の計算結果をデシベルで示す。

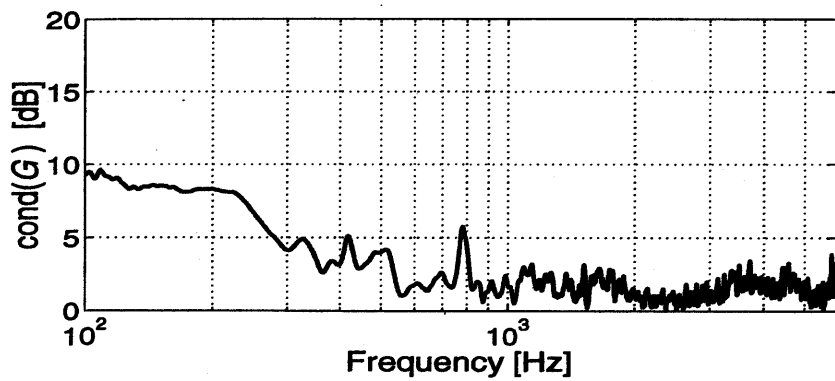
図3.1(a)のように音源2個の場合は400 Hz~1 kHzの間に2箇所、1 kHz以上では数10箇所条件数の値が10 dB以上となっている。これらの周波数では伝達関数  $G$  の列ベクトルの値が極めて類似しているため  $G$  の線形独立性が低くなっている。これは伝達系において共通の零点が存在していることが原因と考えられる。一方、図3.1(b)のように音源4個の場合は400 Hz以上の周波数において、2 kHzと3 kHz付近に約8 dBの条件数が観測されているが、それ以外の周波数ではほぼ平坦な特性が得られている。音源2個では例えば480 Hz、800 Hz、3.5 kHz付近で際だったピークが観測されるが、音源4個では同じ周波数において際だったピークは見られない。このようなピークの減少は、音源の数の増加に伴い  $G$  の線形独立性が高くなることに起因する。図3.1(c)のように音源を8個まで増や



(a) 音源2個(逆行列型)

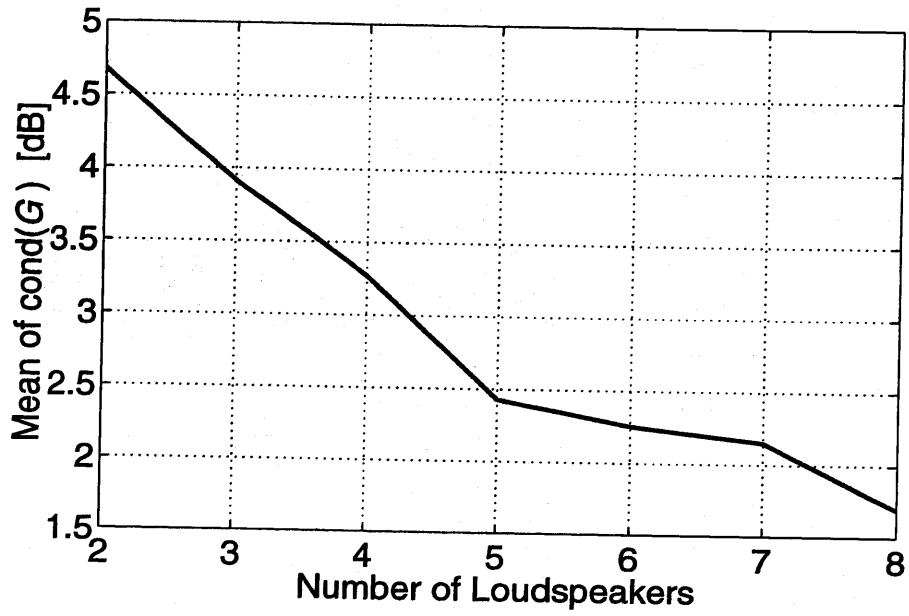


(b) 音源4個(最小ノルム型)

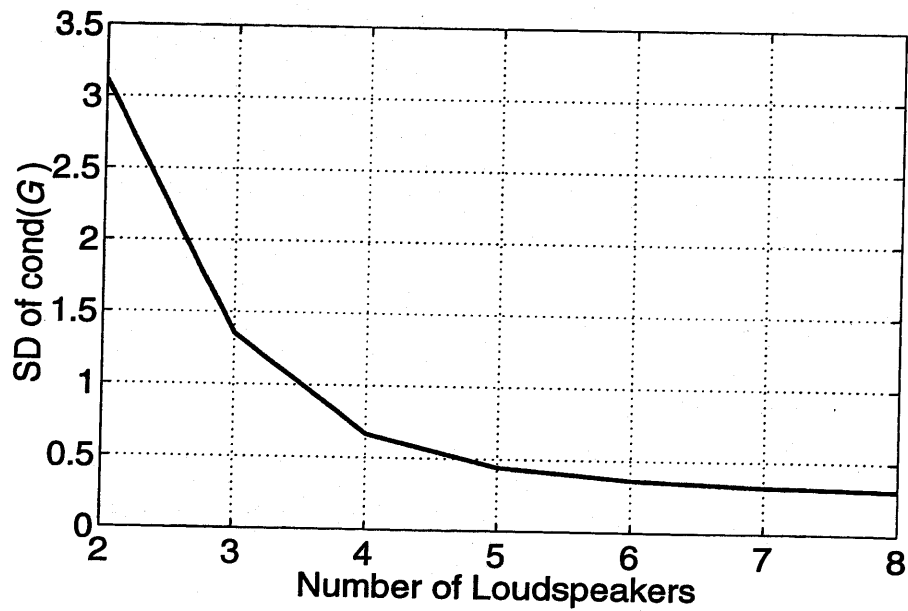


(c) 音源8個(最小ノルム型)

図 3.1 音源の数に対する各周波数毎の条件数の比較



(a) 平均値



(b) 標準偏差

図 3.2 音源の数に対する各周波数毎の条件数の比較 (平均値と標準偏差)

表 3.1 音源配置 (図 3.6 の音源番号を参照)

音源数	使用したスピーカ
2 個	S2, S7
3 個	S2, S4, S7
4 個	S2, S3, S6, S7
5 個	S1, S3, S4, S6, S7
6 個	S1, S2, S3, S6, S7, S8
7 個	S1, S2, S3, S4, S6, S7, S8
8 個	S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7, S8

すと更に安定した特性が得られており、400 Hz 以上の周波数では 420 Hz と 800 Hz で 5 dB を越えているだけで、他の周波数ではより平坦でより小さな値となっている。また、音源の数がいずれの場合も、400 Hz 以下の周波数では条件数の値が徐々に高い値になっている。これは受音点の配置が波長に比べて接近している場合、互いの伝達関数が極めて近い値になることが原因と考えられる。

図 3.2(a) および (b) に、音源を 2 個から 8 個まで 1 個ずつ増やしたとき (表 3.1 の音源配置) の、400 Hz から 6 kHz までの条件数の平均値 (dB) および標準偏差を示す。音源 2 個のとき条件数の平均値が 4.5 dB 以上、標準偏差は 3 を越えるのに対し、音源 5 個を越えたあたりから平均値が 2.5 dB、標準偏差は 0.5 を下回り、それ以降もわずかながら値が低くなっている。条件数の平均値が小さくなることは逆システムの安定化を示し、標準偏差が小さくなることは逆システムが平坦な周波数特性に近付くことを示している。これらの計算結果は、いずれも音場再現系としては好ましい。なお、音源配置についてすべてを試みることは現実的ではないため、音源を HATS の正中面を中心に左右になるべく同じ数だけ分散させることを前提とし、音源が 4 個以下の場合については 2、3 の配置の中から最適と思われるものを選択した。今回の計算結果は最小ノルム型の逆システムでは音源の数を増加させていくことにより、安定した逆システムを設計できる例を示したものであるが、偏りのある音源配置では必ずしも同じ結果でないことが予想

される。

### 3.4. 計算機シミュレーションによる再現精度の検討

音源の数と再現信号の精度の関係を調べるため、実環境で収録した伝達系を用いて計算機シミュレーションを行なった。

#### 3.4.1 伝達関数の収録

音響実験室(残響時間約0.2秒)において、8個のスピーカ(口径約14 cm、2ウェイ、同軸型)を2.60 mの幅に0.24~0.32 mの間隔で、約1.1 mの高さになるように金属性のパイプに固定した。更にスピーカの正面約1.94 mの位置に、耳介がスピーカと同じ高さになるようにHATS(Head And Torso Simulator、B&K社製Type4128)を配置し、HATSの耳介近傍にマイクロホン(エレクトレットコンデンサ型)を設置した上でスピーカとマイクロホンの間のインパルス応答をTSP法[42]により測定した。なお、逆フィルタ設計に用いるインパルス応答 $g_{ji}[n]$ ( $n = 0 \sim 9599$ )と音場再現の精度計算に用いる伝達関数 $\hat{g}_{ji}[n]$ は別の日に測定した。

図3.3のような伝達系を想定して逆フィルタを設計する。はじめに前節で測定したインパルス応答 $g_{ji}[n]$ を32768点のFFTにより周波数領域に変換した。次に最小ノルム解((2.12)式)を用いて各周波数毎の逆フィルタを周波数領域で計算し、最後に逆FFTによりFFTポイントと同じ長さの時間領域の逆フィルタを求めた。

#### 3.4.2 再現精度の計算

図3.3のような音場再現システムの伝達系に関し、各信号および伝達系の関係は以下のように表される。

$$\hat{x}_1[n] = \sum_{i=1}^M (x_1[n] * h_{i1}[n] * \hat{g}_{1i}[n] + x_2[n] * h_{i2}[n] * \hat{g}_{1i}[n]) \quad (3.1)$$

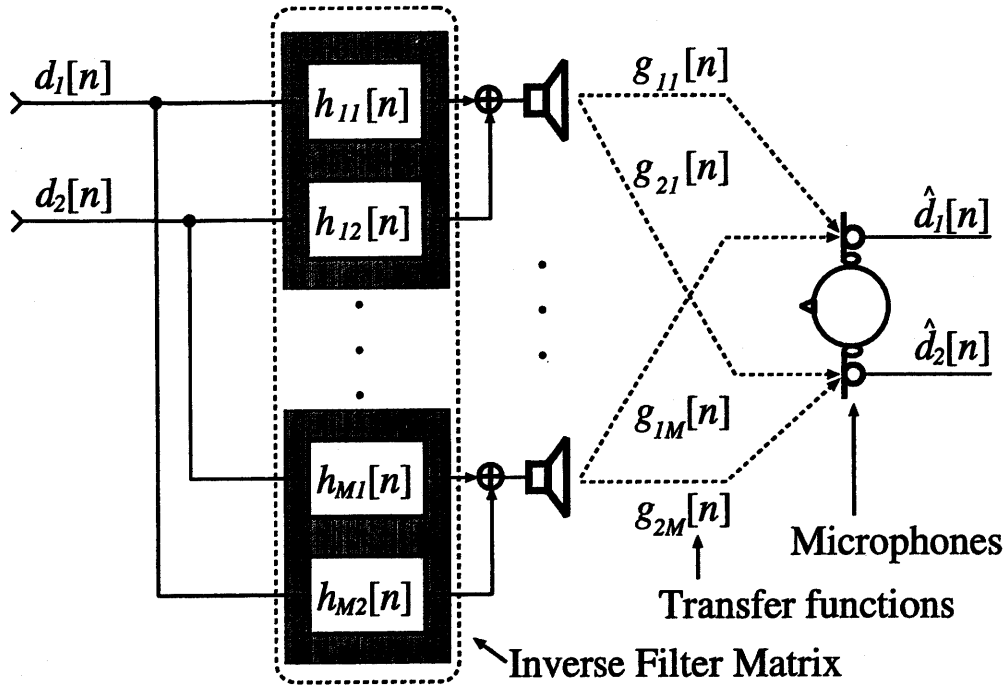


図 3.3 計算機シミュレーションに用いた伝達系

$$\hat{x}_2[n] = \sum_{i=1}^M (x_1[n] * h_{i1}[n] * \hat{g}_{2i}[n] + x_2[n] * h_{i2}[n] * \hat{g}_{2i}[n]) \quad (3.2)$$

ただし、\* は畳み込み演算、 $M(= 2 \sim 8)$  は音源の数、 $x_1[n]$ 、 $x_2[n]$  は 2 つの受信点で観測された原信号、 $h_{i1}[n]$ 、 $h_{i2}[n]$  は逆フィルタ、 $\hat{x}_1[n]$ 、 $\hat{x}_2[n]$  は再現信号を表す。このとき、再現精度  $E(\omega)$  は以下の式を用いて計算する。

$$E(\omega) = 10 \log_{10} \frac{|X_1(\omega)|^2 + |X_2(\omega)|^2}{|X_1(\omega) - \hat{X}_1(\omega)|^2 + |X_2(\omega) - \hat{X}_2(\omega)|^2} \quad (3.3)$$

同様に、時間領域における波形の再現精度  $e$  は以下の式により計算する。

$$e = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=0}^{9599} (|x_1[n]|^2 + |x_2[n]|^2)}{\sum_{n=0}^{9599} (|x_1[n] - \hat{x}_1[n]|^2 + |x_2[n] - \hat{x}_2[n]|^2)} \quad (3.4)$$

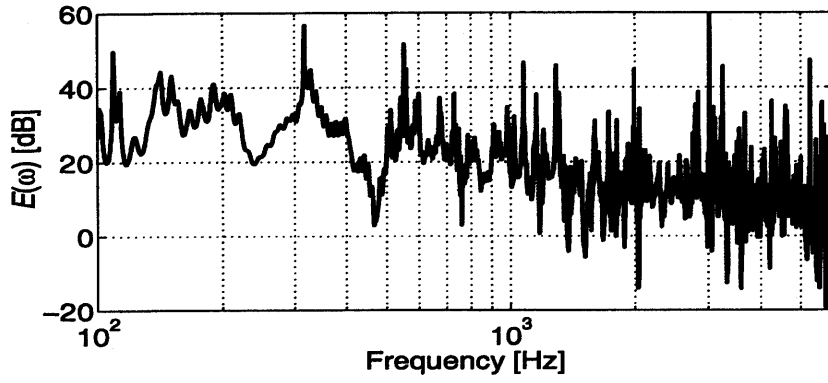
また原信号  $x_1[n]$ 、 $x_2[n]$  として、中心にピークを持つ 100 Hz～6 kHz のバンドパスフィルタのインパルス応答を用いた。

### 3.4.3 計算結果

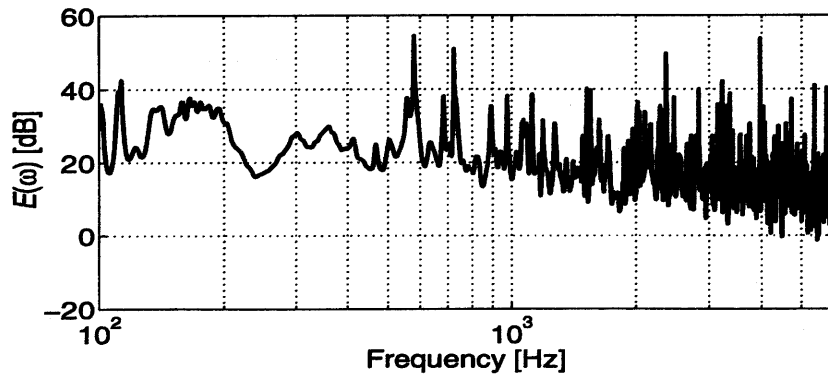
図 3.4 に音源 2 個 (逆行列型)、4 個および 8 個 (最小ノルム型) の場合 (表 3.1 の音源配置) の周波数毎の再現精度 (SNR) を示す。横軸は周波数 (100 Hz～6 kHz)、縦軸は (3.3) 式によって計算した結果である。図 3.4(a) のように音源 2 個 (逆行列型) の場合の再現精度は、1 kHz 以下では 0 dB～60 dB、1 kHz～6 kHz では -30 dB～60 dB の範囲で激しく変化しており、周波数毎の変動が大きい。一方、図 3.4(b) のような音源 4 個 (最小ノルム型) の場合は、1 kHz 以下では 20 dB～40 dB 程度、1 kHz～6 kHz までは 0 dB～50 dB の変動幅となっている。また図 3.4(c) のような音源 8 個 (最小ノルム型) の場合では音源 4 個の場合よりも小さい変動幅となっており、2 kHz 以上の周波数域において再現精度が向上していることがわかる。このように最小ノルム型逆フィルタでは逆行列型逆フィルタに比べて、周波数毎の変動が少なく平坦で安定した再現精度が得られている。また、音源の数に関わらず低い周波数では 30 dB 前後の再現精度が得られているのに対し、2 kHz を越えたあたりから 20 dB を下回る周波数が多く存在する。これは高い周波数における波長の短さに起因し、 $g_{ji}[n]$  と  $\hat{g}_{ji}[n]$  の間の誤差によって位相のずれが大きくなることが原因と考えられる。

図 3.5 に時間波形の比較による再現精度の計算結果を示す。横軸は音源の数、縦軸は  $e$  ((3.4) 式) によって音源 2 個から 8 個まで (表 3.1 の音源配置) を計算した結果である。図 3.5 では、音源を 2 個から 8 個に増加することにより、10 dB 以上再現精度が向上している。すなわち音源の数を増加することによって再現信号の誤差が小さくなり、再現精度が向上することが判る。これは前章における逆フィルタの安定性の結果とも一致する。

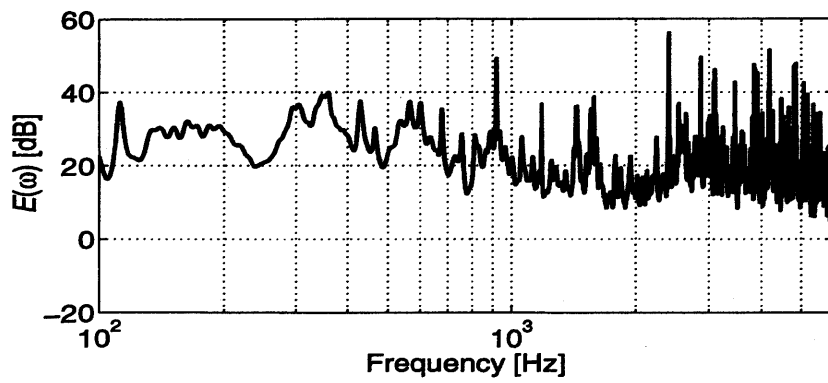




(a) 音源2個 (逆行列型)



(b) 音源4個 (最小ノルム型)



(c) 音源8個 (最小ノルム型)

図 3.4 音源の数に対する再現精度  $E(\omega)$  の比較

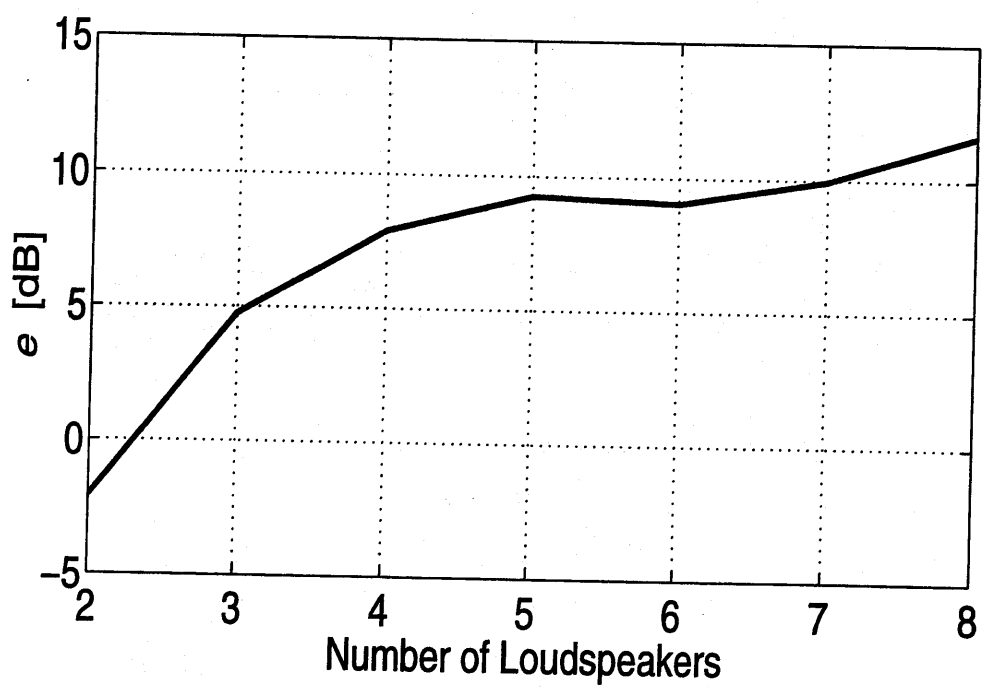


図 3.5 音源の数と再現精度  $e$  との関係

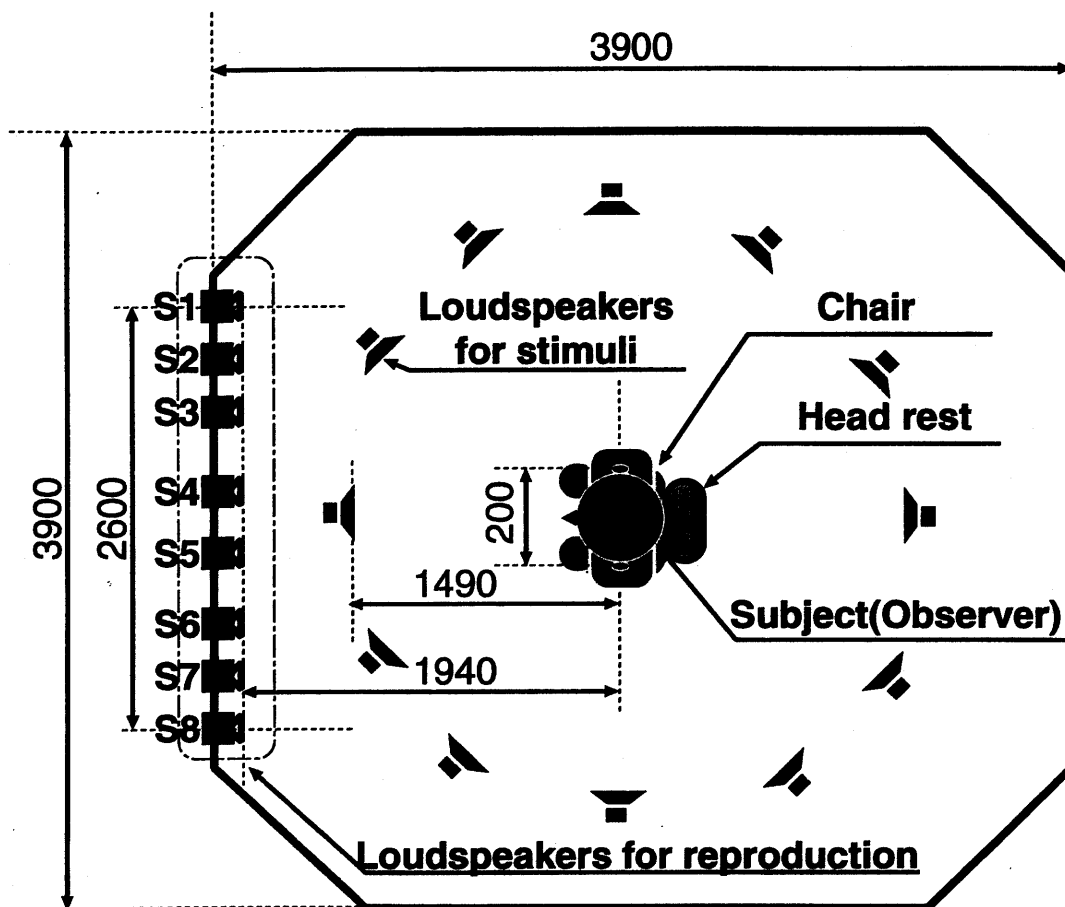


図 3.6 伝達関数の測定および受聴試験におけるスピーカの配置

### 3.5. 水平面方向の音像定位実験

4-2 型、8-2 型音場再現システムの水平面における音像定位感を評価するため、水平面の音像定位に関する主観評価実験を行なった。

#### 3.5.1 刺激音の作成

観測者 (Observer) の周囲 12 方向のいずれか 1 方向から音が聞こえるような状況を想定して刺激音を作成する。まず、図 3.6 に示す音響実験室において、観測

者の頭部中心から約 1.5m 程度の距離になるように、正面を  $0^\circ$ 、右側面を  $90^\circ$  として  $360^\circ$  を  $30^\circ$  間隔で 12 個のスピーカを配置する。これらのスピーカはいずれも観測者の耳の高さと同じになるように調整されている。また、マイクロホンを 3.4.1 節で用いたものと同じ条盾設置した。次に、これらのスピーカから出力した 3 種類の音 (男性話者による英語, バイオリン, サックス) をマイクロホンで収録し、3.4.1 節で設計した逆フィルタに畳み込み、すべての方向について刺激時間 10 秒の再現音 (標本化周波数 48 kHz、信号精度 16bit) を作成した。なお、フィルタ設計と原信号収録における観測者は同一である。

### 3.5.2 実験方法

被験者から見て正面に配置した 8 個のスピーカから、前節で作成した刺激音を出力する。また刺激音の到来方向の参考として、原音場における音刺激を収録するために用いたスピーカを被験者の周囲に収録時と同様の位置に設置する。

被験者は正常な聴力を有する男女 8 名 (男性 7 名、女性 1 名) とする。刺激音は、被験者周囲に配置されたスピーカから原音を提示する場合と、正面に配置されたスピーカから再現音を提示する場合とがあり、全ての刺激音を無作為順に被験者に提示する。刺激は 12 方向、3 種類の音源の原音と再現音を各々 2 回ずつ提示する。被験者はヘッドレストに頭を乗せた状態で受聴して、刺激音が聞こえた方向を解答用紙に記入する。この解答用紙には部屋と、原音場において原信号を出力したスピーカの配置が印刷してあり、被験者は聞こえた位置に  $\times$  をマークする。

### 3.5.3 実験結果

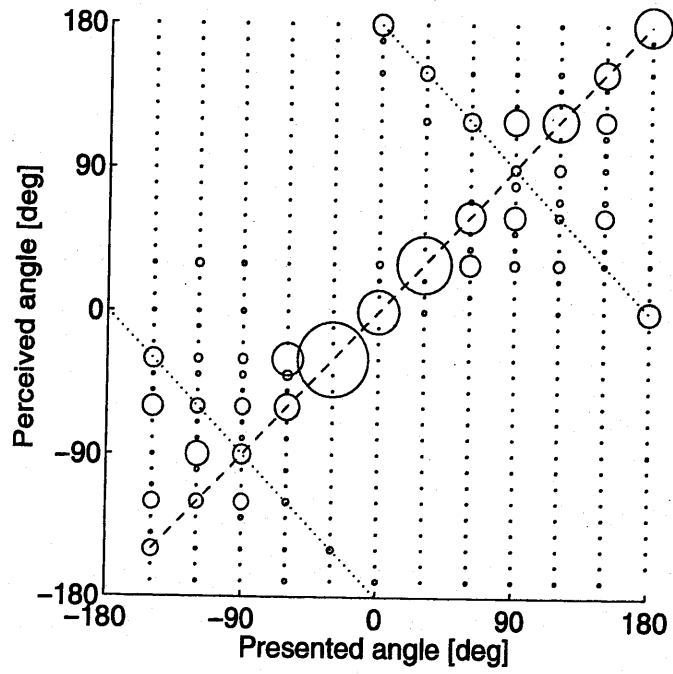
図 3.7(a)、(b) に音源 4 個と音源 8 個の場合の音像定位実験の結果を示す。横軸は刺激音の提示方向、縦軸は被験者が回答した方向であり円の中心が観測された方位、円の大きさは被験者 8 人全員の回答の頻度をあらわす。実験結果は縦軸に対して  $10^\circ$  毎に集計されており、その位置に回答された回数が多いほど円が大きくなる。破線は刺激音の提示方向と被験者の回答方向が一致する位置を示し、2 本の点線は両耳を結ぶ線に対して音像定位が折り返した位置を示す。また表 3.2 に

表 3.2 知覚方位の正当率

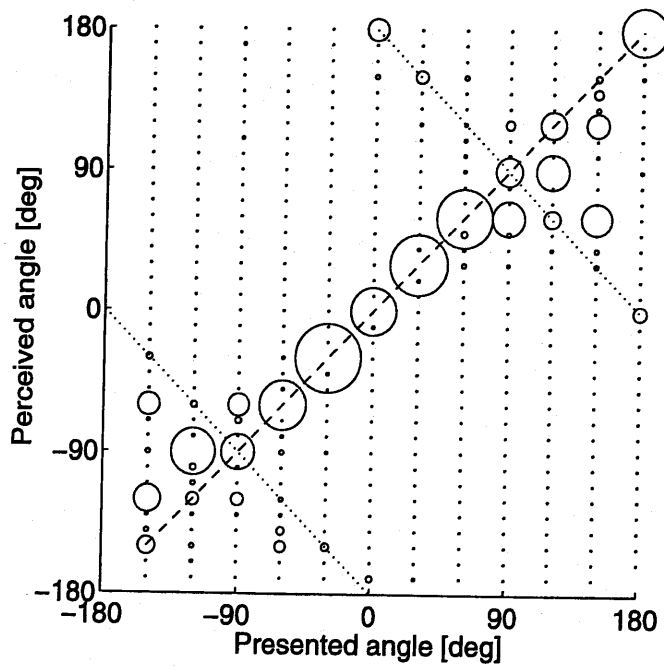
音源	4-2型	8-2型	原音
正当率 [%]	40.10	48.09	80.99

は音源4個の場合、音源8個の場合および原音を被験者の周囲に配置したスピーカから出力した場合のそれぞれの評価について、正しい方向に回答された刺激音の正当率を計算した結果を示す。

実験の結果、図 3.7(a)、(b) に示される音源4個および8個の場合では、前方の定位感に関しては良好な結果が得られている。また音源が4個から8個に増えることによって、後方からの刺激に対する知覚がより正確になっていることが判る。これは表3.2の結果にも示されており、音源が4個から8個に増えることによって8ポイント程度の正当率の向上がみられる。しかしながら、いずれの場合にも後方からの再現音が、両耳を結ぶ線に対して折り返した前方の位置に聞こえてしまう誤りが存在している。このような誤りの原因として、逆フィルタを設計時に測定した伝達関数と音場再現時の伝達関数の差による影響や、後方の音像定位の聴覚的なキューが存在する8 kHz~12.5 kHzの周波数 [61] が本システムでは含まれていないことなどが挙げられる。



(a) 音源4個



(b) 音源8個

図 3.7 被験者 8 人による主観評価実験の回答

## 第4章 音場再現システムにおける制御点数と制御点配置の検討

多数の受音点をもつ音場再現システムでは、制御点や受音点の数が制御点近傍の再現精度と逆システムの設計に与える影響を調べる必要がある。本章では計算機シミュレーションを用いて、制御点の数を増加させた場合の制御点近傍の再現精度と逆システムの安定性について議論する。

### 4.1. 制御点を増加した場合の制御点近傍の再現精度

制御点を増加した場合の制御点近傍の再現精度について、計算機シミュレーションを用いて考察する。

#### 4.1.1 計算条件

図4.1(d)のような原音場(自由音場)で音を収録し、縦4.5 m×横3.9 m、反射率0.1で上下の壁は考慮しない部屋(再現音場: 図4.1(a))において、複数の音源を用いて原音場の音を再現した場合を想定する。原音場の受音点は、図4.1(a)、(d)に示される(1.95, 2.55)の座標を中心とする半径0.1 mの円上(図4.1(c))に、側面方向を中心としてなるべく当間隔に配置する。これらの受音点の数は2個(M2、M5)、4個(M1、M3、M4、M6)、6個(M1~M6)および12個(M2、M5を含み30°毎、12方向)とした。次に図4.1(d)のように座標(1.95, 2.55)を中心とする半径1.3 mの円上に正面を0°、右側面を90°として0°から180°まで10°毎に音源(点音源)を移動させ、このとき受音点によって観測された周波数毎の音圧を鏡像法(一次反射まで考慮)を用いて計算した。

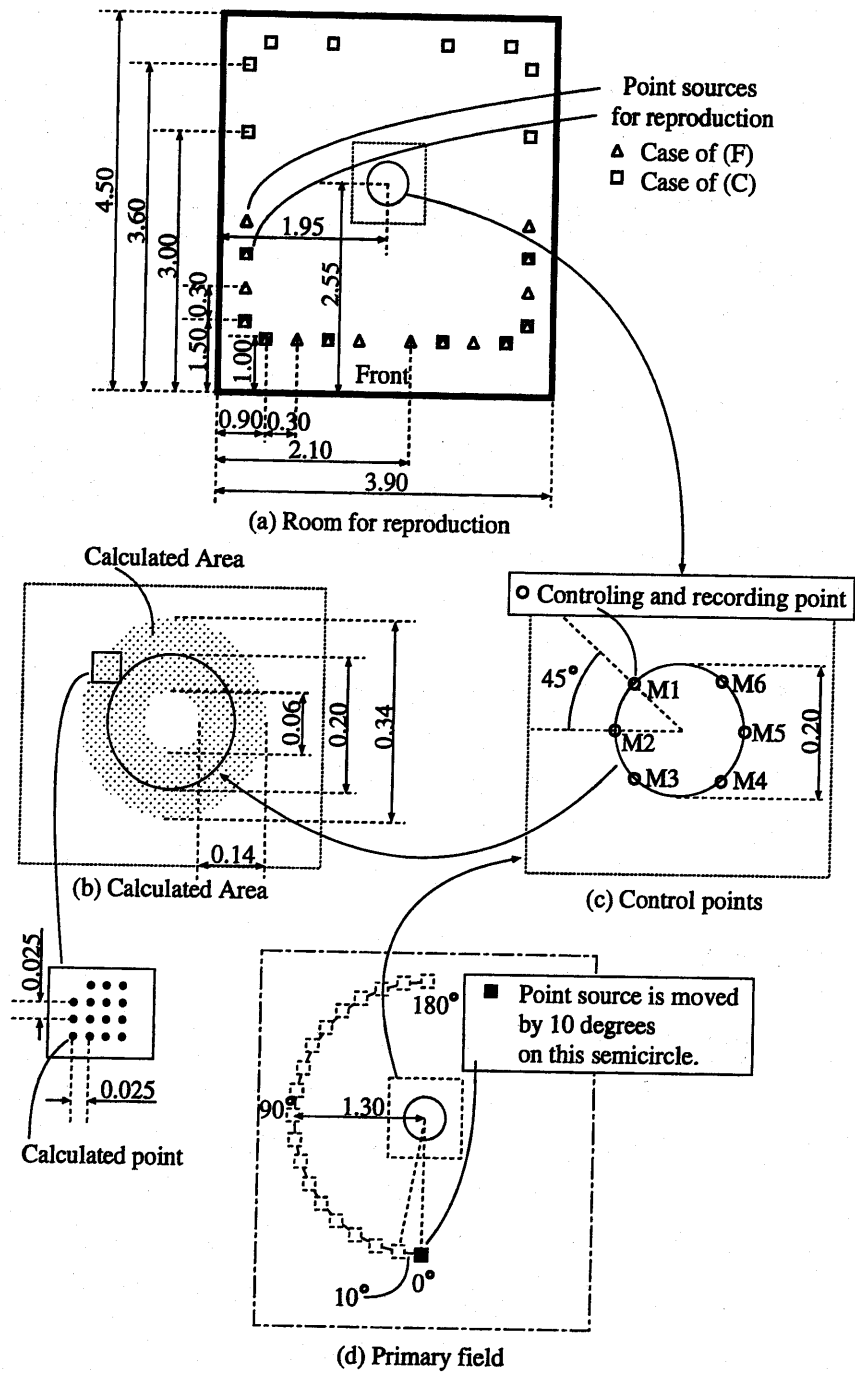


図 4.1 計算機シミュレーションにおける音源、制御点、計算点の配置



再現音場では、原音場における受音点と同じ座標に図 4.1(c) のように制御点を配置し、制御点の周囲 (図 4.1(a): □の位置) に配置した場合について検討する。音源は 16 個とし、各制御点で複数の伝達関数が接近した値になることを避けるため、部屋の壁から 0.4 m~1.0 m 離れたところに、0.3 m~0.9 m の間隔で壁に沿うように配置した。これら音源と制御点の間の伝達系  $[G_{ji}(\omega)]_c$  (図 4.1(a): □の位置から制御点までの伝達系) を鏡像法 [62] (一次反射まで考慮) を用いて計算し、周波数毎に最小ノルム解 ((2.12) 式) を用いて伝達系の逆フィルタ  $[H_{ij}(\omega)]_c$  を設計した。以上で求めた原信号と逆フィルタを畳み込むことにより、各音源におけるシステムの応答を求めた。さらに制御領域の音圧を計算するため、図 4.1(b) のように制御点を配置した円と同じ中心をもつ直径 0.34 m と 0.06 m の円の間を制御される頭部の周辺領域とした。この領域内において図 4.1(b) のように 2 つの円の間につくった 0.025 m 間隔の格子点  $s_i (i = 1, \dots, 138)$  を計算点として、原音場における複素音圧  $P(s_i, \omega)$  と再現音場における複素音圧  $\hat{P}(s_i, \omega)$  の比を用いて、制御点近傍の再現精度  $E_\theta$  を以下の式のように定義して計算した。

$$E_\theta = 10 \log_{10} \frac{\sum_{\omega=150}^{4000} \sum_{i=1}^{138} |P(s_i, \omega)|^2}{\sum_{\omega=150}^{4000} \sum_{i=1}^{138} |P(s_i, \omega) - \hat{P}(s_i, \omega)|^2} \quad (4.1)$$

ただし、計算した周波数の範囲は 150 Hz~4000 Hz である。

#### 4.1.2 計算結果

図 4.2 に 150 Hz~4000 Hz の周波数毎の制御点近傍の再現精度を示す。制御点が 2 個の場合はすべての周波数において、20 dB 以下の再現精度しか得られていない。これは 2 個の制御点では広い領域の音場を制御し得ないことを示している。一方、制御点が増加するにつれて、計算した領域の再現精度が向上している。例えば、150 Hz では制御点が 4 個の場合の再現精度は 35 dB 程度だが、制御点が 6 個を越えると 50 dB を上回る高い再現精度が得られている。また図 4.2 では、すべての制御点数の場合において周波数が高くなることにより、再現精度が低下している。しかしながら、制御点の数を増加することにより、800 Hz~3000 Hz の

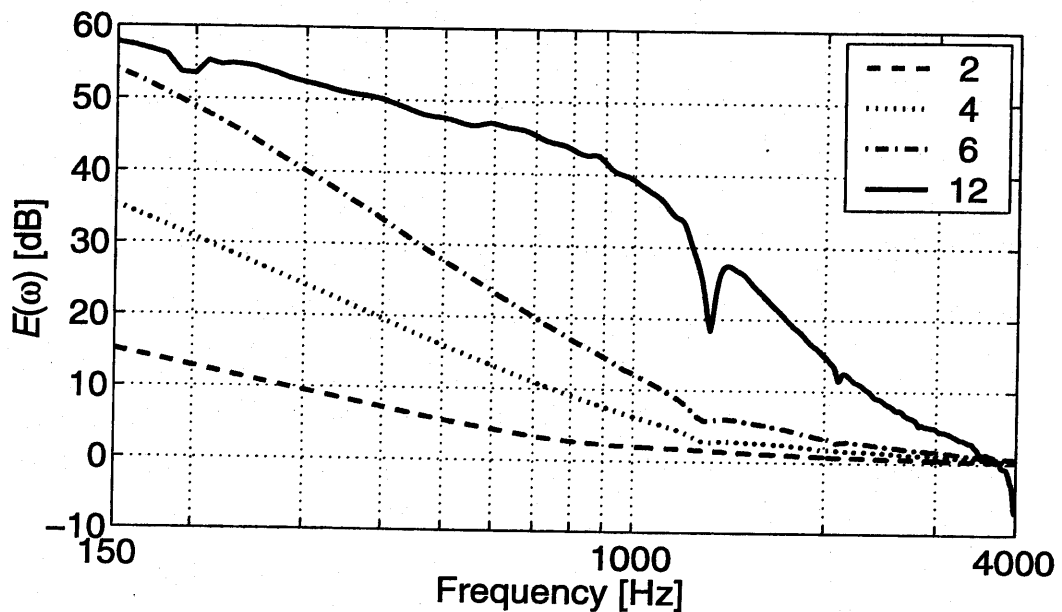


図 4.2 制御点を増加させた場合の周波数と制御点近傍の再現精度の関係

周波数において再現精度の向上がみられる。例えば 1000 Hz の計算結果では、制御点が 4 個では 5 dB、6 個では 10 dB、12 個では 40 dB 近くまで再現精度が向上している。これらの結果から、制御したい領域において緻密に制御点を配置することで、波長の短い周波数まで制御が可能となることがわかる。

## 4.2. 制御点を増加した場合の逆システムの安定性

実環境で測定した伝達系を用いて逆フィルタを設計する場合、量子化誤差や伝達系の時変性の影響のため、逆システムの安定性を考慮する必要がある。本節では制御点を増加した場合に逆システムが不安定になることを示すため、4.1.1 節で求めた再現音場の伝達系について、制御点を増加した場合の逆システムの安定性を調べる。

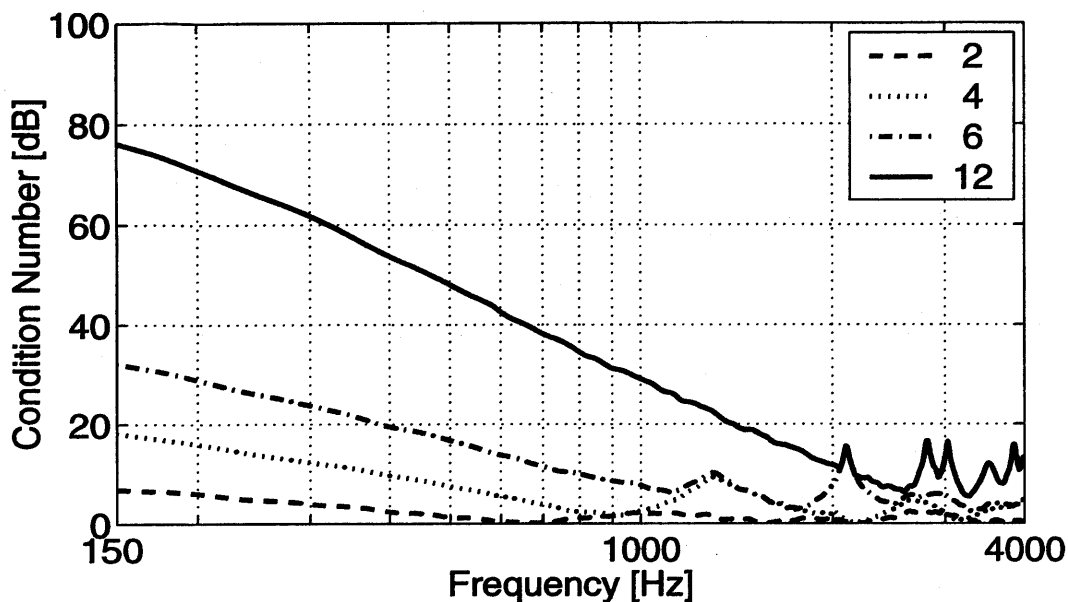


図 4.3 制御点を増加させた場合の周波数と条件数の関係

#### 4.2.1 計算条件

図 4.1(b) のように、再現音場において制御点を配置する円の周囲に音源を配置し、音源と制御点間の伝達系  $[G_{ji}(\omega)]_c$  を計算する。この  $[G_{ji}(\omega)]_c$  を式 (2.13) に代入することにより、制御点の数が 2 個、4 個、6 個および 12 個の場合について音源と制御点間の伝達関数  $[G_{ji}(\omega)]_c$  の周波数毎の条件数を計算する。

#### 4.2.2 計算結果

図 4.3 に 150 Hz ~ 4000 Hz の周波数毎の条件数を示す。制御点が 2 個の場合はすべての周波数において 10 dB 以下の条件数となっており、 $[G_{ji}(\omega)]_c$  の解ベクトルが安定していることがわかる。一方、制御点の数が増加するにつれて、特に低い周波数で条件数が高くなっている。例えば、最も波長の長い 150 Hz において、制御点が 4 個の場合の条件数は 20 dB 付近まで上昇している。さらに、制御点が 6 個の場合は 30 dB 以上、12 個の場合は 70 dB 以上の条件数となっている。こ

これらの結果から、制御点の数を増加することにより条件数が高くなり、 $[G_{ji}(\omega)]_c$ の線形独立性が低くなることがわかる。これは波長の長い周波数では、制御点の配置が波長の長さ比べて接近しているため、伝達関数が極めて近い値になることが原因と思われる。一方、周波数が高くなるにつれて条件数は低下していき、2000 Hz以上の周波数では20 dBを越えることがない。これは、波長に対して制御点の間隔が十分に長くなることにより、伝達関数の線形独立性が高くなることに起因する。本節の結果と4.1節の結果は、逆フィルタの設計において制御点近傍の再現精度を向上させることと、解の安定条件を満たすことは相反する事象であることを示している。すなわち実環境における逆フィルタ設計では、制御点を増加するだけで高い再現精度が得られるとは限らない。

### 4.3. まとめ

本研究で提案した音場再現システムを用いて、波長の短い周波数を制御するためには、制御点の数を増やすことで制御する間隔を狭くすることが有効であった。一方、制御点を増加することで伝達関数の線形独立性が低くなるため、逆システムが不安定になるという問題も存在した。これらの問題を解決するためには、スピーカの数を増やすことや(前章)、伝達関数に微小な雑音を加えて線形独立性を保つ手法(6章)などを検討していく必要がある。

## 第5章 音場再現システムにおける音源配置の検討

### 5.1. はじめに

境界音場制御の原理 [35] では、ある領域内の音場制御を行なうために音響的に透明な点音源を境界上に設置せずに、逆フィルタ設計により任意に配置された二次音源を用いて境界上の点の音圧を制御することで境界内の音場を制御し得ることを指摘している。一方、Kirchhoffの積分定理による Huygens-Fresnel の原理の数学的解釈 (例えば [63] など) では、ある波源から放射された波を波源とは別の点で観測したとき、その観測点での波の振幅に影響すると考えられる素元波は、波源と観測点の間にある部分からの寄与は大きく、観測点を挟んで反対の側からの寄与は小さいことが指摘されている。このことは、境界上の点から輻射された音波によって境界の内部に進行する音源 (境界上の素元波) を構成するためには、実際の波源 (二次音源) から供給される音波の伝播方向に境界内に向かう成分が多く含まれている必要があることを示唆している。本章ではこの知見を確認し多点制御系の音場再現システムに適用するため、二次音源の制御点に対する配置に着目し、二次音源を制御領域の前方に配置した場合と、制御領域の周囲に配置した場合とを比較検討する。

### 5.2. 計算機シミュレーションによる検討

制御領域に対する音の到来方向 (原音場における受信点からみた音の到来方向) と、再現音場における再現のための音源の配置が制御点近傍の再現精度に与える影響について、計算機シミュレーションによる検証を行なった。

### 5.2.1 計算条件

4章の図4.1(a)と同様の条件の音場を用いる。まず原音場において部屋の中心付近(部屋の左下の座標を(0, 0)としたとき(1.95, 2.55)の位置)を中心とする半径0.1 mの円上に6点の受音点(図4.1(c): ○の位置)を配置した。次に図2(d)のように座標(1.95, 2.55)を中心とする半径1.3mの円上に正面を $0^\circ$ 、右側面を $90^\circ$ として $0^\circ$ から $180^\circ$ まで $10^\circ$ 毎に音源(点音源)を移動させ、このとき受音点によって観測された周波数毎の音圧を鏡像法(一次反射まで考慮)を用いて計算した。

再現音場では、原音場における受音点と同じ座標に図4.1(c)のように制御点を配置し、再現用の音源(点音源)を制御点の前方(図4.1(a): △の位置)に配置した場合と、制御点の周囲(図4.1(a): □の位置)に配置した場合について検討する。音源はそれぞれ16個とし、各制御点で複数の伝達関数が接近した値になることを避けるため、部屋の壁から0.4 m~1.0 m離れたところに、0.3 m~0.9 mの間隔で壁に沿うように配置した。これら音源と制御点の間の伝達系 $[G_{ji}(\omega)]_f$ (図4.1(a): △の位置から制御点までの伝達系)および $[G_{ji}(\omega)]_c$ (図4.1(a): □の位置から制御点までの伝達系)を鏡像法(一次反射まで考慮)を用いて計算し、周波数毎に最小ノルム解((2.12)式)を用いて伝達系の逆フィルタ $[H_{ij}(\omega)]_f$ および $[H_{ij}(\omega)]_c$ を設計した。以上で求めた原信号と逆フィルタを畳み込むことにより、4章と同様に各音源におけるシステムの応答と制御領域の音圧を求めた。なお計算した周波数の範囲は150 Hz~800 Hzである。

### 5.2.2 計算結果

図5.1に原信号の到来方向毎の制御点近傍の再現精度を示す。横軸に原音場における音源の方位角、縦軸には制御点近傍の再現精度 $E_\theta$ を示す。音源を制御領域の前方に配置した場合は、方位角が $100^\circ$ を越えたあたりから再現精度が20 dBを下回り、 $180^\circ$ では、ほぼ0 dBまで低下する。一方、音源を制御領域の周囲に配置した場合は、全体的に22 dB前後の再現精度が得られている。以上の結果から制御領域の前方に音源を配置した場合と比べて、制御領域の周囲に音源を配置

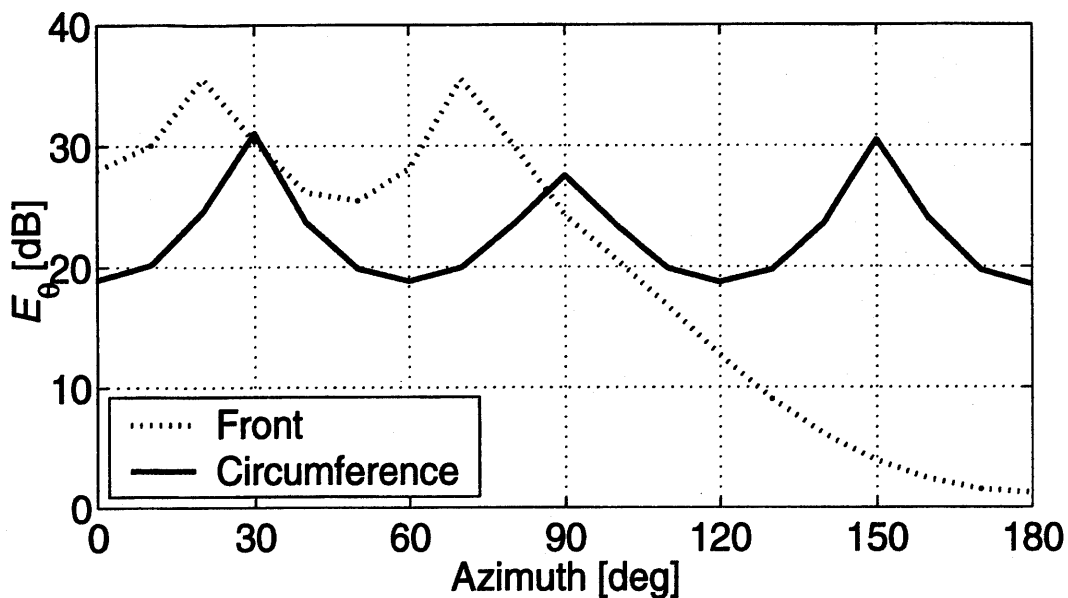


図 5.1 原信号の到来方向毎の制御点近傍の再現精度

した場合は原信号の到来方向に影響されず、原音場における受音点の周辺の領域の音場に近い音場が得られることがわかる。

### 5.3. 水平面の音像定位感の評価実験

実環境におけるシステムの実現性を調べるため、図 5.2 のような試験的なシステムを作成し、被験者の主観評価による音像定位実験を行った。

#### 5.3.1 インパルス応答の収録と逆フィルタの設計

残響時間約 0.2 秒の室を再現音場として用い、図 5.2(a)、(b) のように配置されたスピーカ (口径約 14 cm、2 ウェイ、同軸型) と、受聴位置に配置した HATS (Head And Torso Simulator、B&K 社製 Type4128) の表面に取り付けられたマイクロホン (エレクトレットコンデンサ型) との間の伝達関数を測定する。はじめに、部屋

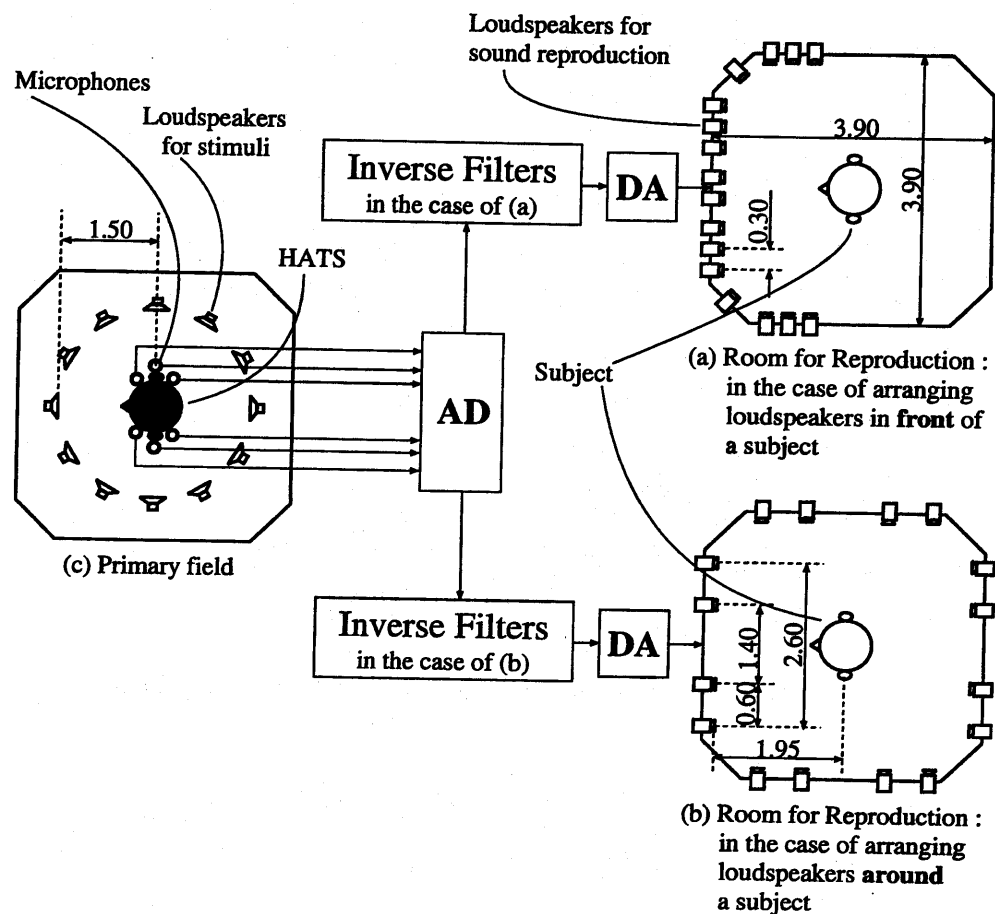


図 5.2 伝達関数の測定および受聴試験におけるマイクロホンとスピーカの配置

の中央付近に設置した椅子の上に HATS を置き、椅子に取り付けられているヘッドレストの位置に HATS の頭部が置かれるように調節した。この HATS の頭部表面に耳介と同じ高さ (約 1.1 m) になるようにマイクロホンを取り付ける。計算時間の短縮のため、頭部を回転しても音像定位感が崩れないように設計するための最小の制御点数を予備実験によって調べたところ、6 点以上の制御点が必要であった。このため制御点数を 6 点とし、外耳道入口付近に設置したマイクロホン (外耳道入口から 1 cm ほど外側) を中心にして左右に 3 本ずつ約 5.5 cm の間隔で配置した。次に再現音を再生するスピーカ 16 個を、受聴者の前方 (図 5.2(a)) と



受聴者の周囲(図 5.2(b))に配置した。これらのスピーカは 0.3 m~1.4 m 程度の間隔で HATS の耳介と同じ約 1.1 m の高さに調節してある。以上の条件で設置されたマイクロホンとスピーカとの間のインパルス応答を測定した。測定は 65536 点の TSP 信号 [42] を用い 4 回の同期加算を行ない、(2.12) 式により 150 Hz~4000 Hz の帯域制限をかけた逆フィルタを各々の条件について作成した。

### 5.3.2 刺激音の作成

被験者の周囲 12 方向(360°)のいずれか 1 方向から音が聞こえるような状況を想定して刺激音を作成する。まず、伝達関数を測定した部屋において、図 5.2(c)のようにスピーカと HATS を乗せた椅子を配置した。スピーカは HATS から約 1.5 m 外側に、正面を 0°、右側面を 90°として全方位を 30°間隔で水平面 12 方向に配置した。これらのスピーカはいずれも HATS の耳と同じ高さに調整されている。また、マイクロホンを 5.3.1 節で用いたものと同じ条件で設置した(図 5.2(c))。次に、これらのスピーカからマイクロホンまでの伝達系を 5.3.1 節と同様の条件で測定し、2 種類の音(男性話者による英語、無響室で録音されたオーケストラ)を畳み込んで原信号とした。これら原信号に、5.3.1 節で設計した逆フィルタに畳み込み、12 方向について刺激時間 6 秒の再現音(標本化周波数 48 kHz、信号精度 16bit)を作成した。

### 5.3.3 実験方法

被験者から見て前面に配置した 16 個のスピーカおよび周囲に配置した 16 個のスピーカから、5.3.2 節で作成した刺激音を出力する。刺激音の到来方向の参考として、原音場における音刺激を収録するために用いたスピーカを被験者の周囲に収録時と同様の位置に設置する。被験者は正常な聴力を有する男性 10 名とした。刺激音は原信号を作成する時に用いたスピーカ(図 5.2(c))から原音を提示する場合と、再現音を提示するために配置されたスピーカ(図 5.2(a)および(b))から再現音を提示する場合とがあり、全ての刺激音を無作為順に被験者に提示する。刺激は 12 方向、2 種類の音源の原音と再現音を各々 2 回ずつ提示する。被験者はヘッ

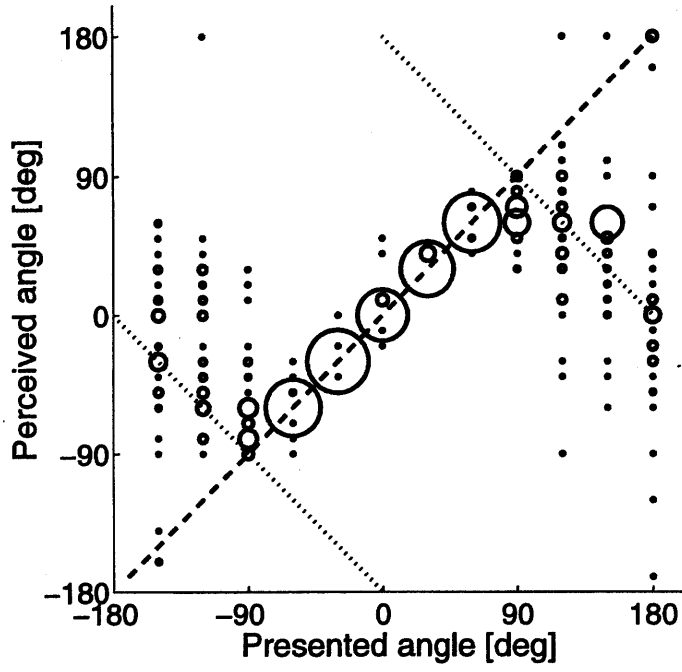
ドレスト付近に頭部を置いた状態で受聴しはじめ、刺激音提示中に聞こえている方向を振り向いて刺激音の到来方向を確認した後に、その方向を解答用紙に記入する。この解答用紙には部屋と原音場において原信号を出力したスピーカの配置が印刷してあり、被験者は聞こえた位置に×をマークする。

#### 5.3.4 実験結果

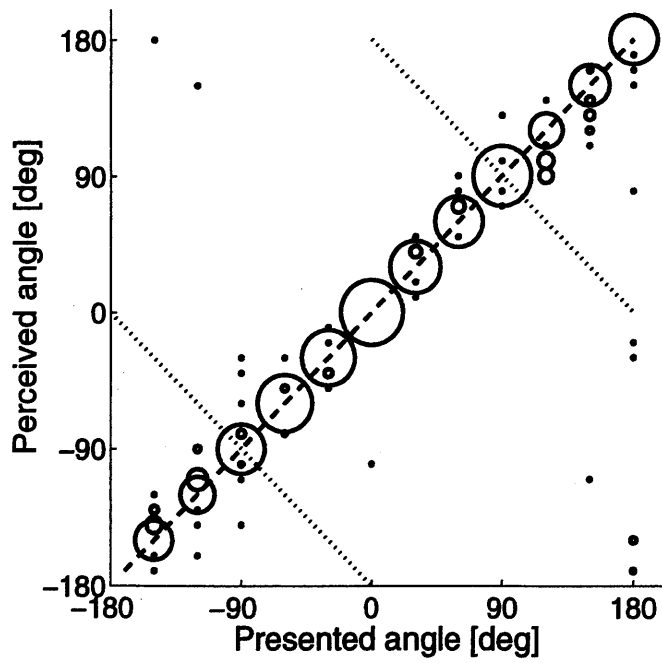
図 5.3(a) にスピーカを受聴者の前方に配置した場合、図 5.3(b) に受聴者の周囲に配置した場合の定位実験の結果を示す。横軸は原信号を出力したスピーカの方位、縦軸は被験者によって回答された方位であり、円の中心が被験者の回答した方位に位置する。円の大きさは被験者 10 人全員のその方向に対する回答の頻度を表す。縦軸に対して  $10^\circ$  毎にプロットされており、その位置に知覚された回数が多いほど円が大きくなる。破線は刺激音の提示方向と被験者の回答方向が一致する位置を示し、2本の点線は両耳を結ぶ線に対して音像定位が折り返した位置を示す。スピーカを受聴者の前方に配置した場合、 $-60^\circ$  から  $60^\circ$  までの定位感は正確に再現されているが、側面から後方にかけての定位感はほとんど再現されていない。一方、スピーカを受聴者の周囲に配置した場合は、後方の定位感も正確で前後の知覚の折り返し誤りが存在しない。これらの結果は、音源を受聴者の周囲に配置することで、実環境においても頭部周辺の広い領域を制御する音場再現システムが実現できることを示している。さらに、頭部周辺の領域を制御することで受聴者の頭部の回転運動を許容し得たため、極めて良好な音像定位感が得られたと思われる。また図 5.3(b) において、刺激方向と全く関連のない方向に知覚されている場合が存在するが、これは再現音に若干のエコー感が含まれていたことが原因と思われる。

#### 5.4. まとめ

多数の制御点によって広い領域を制御する音場再現システムでは、再現に用いる音源の配置により再現精度が異なる。これは原信号の到来方向が再現精度に影響



(a) スピーカを受聴者の前面に配置



(b) スピーカを受聴者の周囲に配置

図 5.3 水平面の音像定位実験の結果

響することに起因する。この問題に対し、制御する領域の周辺に音源を置くことで、原信号の到来方向にあまり影響されないことがわかった。また、頭部の周辺の領域を制御することにより、従来法では不可能であった頭部回転運動を許容する音場再現システムを構築することができた。再現音には若干のエコー感が存在したが、これらを解決する手段として、逆フィルタのタップ長を大きくすることや、6章で紹介するような伝達関数に微小な雑音を加えて線形独立性を保つ手法などを検討していく必要がある。また別のアプローチとして逐次的な逆フィルタの計算手法 [64] を用いることなども試みている。

## 第6章 正則化一般逆行列を用いた広域制御の検討

### 6.1. はじめに

前章までの検証に用いた逆フィルタは、伝達特性が理想的なものであるとの仮定の下に作成されたものであった。しかしながら実環境の室においては、伝達特性を正確に求めることは困難であり、このような伝達特性をもとに作成された逆フィルタはタップ長も大きく、再現音の音質も悪かった。これらの問題を解決する手段として2.5.4節で述べた正則化法が知られている。浜田らによるステレオダイポール方式の逆フィルタでは、最小二乗解を計算する際に、行列の対角成分に微小なノイズを加算することにより逆フィルタのタップ長を短かく設計する手法を提案している。本章では、はじめに6.2節において正則化法を用いた逆フィルタについて述べ、ノルム最小型一般逆行列に適應させる。次に6.3節で実環境で測定したインパルス応答を用いて逆フィルタを作成し実現の可能性を調べる。最後に、6.4節において広域の制御のための手法を検討する。

## 6.2. 正則化法を用いた逆フィルタ

逆フィルタのタップ長が短くなることは実用化を検討する場合の大きな長所となる。また、伝達特性に含まれるさまざまなノイズの影響を低減する効果もある。これらの効果を得るための一つの手法として、浜田らは逆システムを最小二乗解として解く際に正則化法を用いることを提案している。今、再現音をスピーカから出力したときの信号を  $v(z)$ 、室内の伝達関数を  $G$ 、目標信号を  $d(z)$  としたとき、最小二乗解を求めるための誤差信号  $e(z)$  は以下のように表される。

$$e(z) = d(z) - G(z)v(z) \quad (6.1)$$

一般的に最小二乗解を求めるときは式 (A.10) のように式 (6.1) の二乗誤差を最小にするように解を決定する。すなわち評価関数  $J_{ism}$  を、

$$J_{ism} = e^\dagger e \quad (6.2)$$

を最小にするような設計を目指している。一方、単純正則化法を用いて最小二乗解を求めるとき、評価関数  $J_{reg}$  を、

$$J_{reg} = e^\dagger e + \beta v^\dagger v \quad (6.3)$$

のように定義する。このときの  $\beta$  は正則化パラメータ (Regularization parameter、または時定数) であり正の実数を取る。式 (6.3) の第一項は "performance error" と呼ばれており目的の信号の再現精度に影響する。また第二項は "effort penalty" と呼ばれており、測定信号に含まれるノイズの影響によるスピーカからの出力信号のパワーの増大を  $\beta$  によって抑制することができる [33] [34]。  $e$  の値にかかわらず  $\beta = 0$  のときは式 (6.3) の値は一般的な最小二乗解と等価であるが、  $\beta$  が大きいときには "performance error" は悪化するものの逆フィルタの出力が小さくなる。更に、インパルス応答測定時の誤差を抑えることができる。このような評価関数を用いて最小二乗解を計算するには以下の式が用いられる。

$$H(z) = \{G^\dagger(z)G(z) + \beta I\}^{-1}G^\dagger(z) \quad (6.4)$$

このとき、  $I$  は  $M$  次の単位行列であり、式 (6.4) は 2.5.4 節で述べた単純正則化法による最小二乗型一般逆行列の解法を用いている。浜田らの手法では任意の室内

における厳密な音場再現は望めないものの、短いフィルタ長を効果的に作ることができる。

最小二乗一般逆行列の単純正則化では制御点における誤差が最小で無くともフィルタ長を短く設計するという方略であった。一方、本稿のように両耳の2点を制御するだけでなく、頭部全体を包み込むような制御を行う場合は、少ない制御点でより広範囲で厳密な再生を行えるように、制御したい領域全体のS/Nを向上させるような設計法が必要である。本稿で提案してきた周波数領域で最小ノルム解を計算する逆フィルタの設計法において、正則化法を適応したとき任意の周波数における逆フィルタ  $H_{reg}(\omega) \in C^{M \times N}$  は、任意の周波数における伝達関数を  $G(\omega) \in C^{N \times M}$  を用いて以下のように表すことができる。

$$H_{reg}(\omega) = G^\dagger(\omega)\{G(\omega)G^\dagger(\omega) + \beta I\}^{-1} \quad (6.5)$$

ここで  $\beta$  は正則化パラメータ、 $I$  は  $N$  次の単位行列を表す。ただし  $I$  は実空間上の行列とする。式 (6.5) によって与えられる逆フィルタの制御点における再現精度は、前章までの最小ノルム解を用いた逆フィルタよりも悪くなる。これは正則化により解が最小ノルム解の存在する解空間とは別の解空間にずれるためである。しかしながら、フィルタ長を短く設計できるため実用化の可能性が拡がり、更に伝達関数に含まれるノイズが低減されていることから音質の改善が期待できる。尚、本稿では式 (6.5) を正則化ノルム最小型一般逆行列と呼ぶことにする。

本章で目指すような広域の音場制御を厳密に行うためには、時定数  $\beta$  を以下に決定していくかが重要な課題である。 $\beta \simeq 0$  の場合は  $H_{reg}$  は最小ノルム解に極めて近くなるが、室や伝達特性の測定に用いた機器による突発的なノイズが残るため、これらの特性を含む逆フィルタは本来の目的である室内伝達特性の逆システムとは異なる特性をもってしまう。一方、 $\beta$  が大きすぎると室の伝達特性まで低減されてしまうため、逆フィルタから再現時の壁や頭部の反射など影響をキャンセルする特性が消えてしまい制御できなくなる。そこで本章では  $\beta$  を決定する一手法として制御したい領域の再現精度を向上させるような手法を提案する。

### 6.3. 逆フィルタの設計

式(6.5)の実現の可能性を確認するために、実環境で収録したインパルス応答を基に逆フィルタを作成する。

#### 6.3.1 伝達特性の測定

残響時間約0.2秒の室にスピーカ(口径約14 cm、2ウェイ、同軸型)を配置し、図6.2に示すような位置にマイクロホン(エレクトレットコンデンサ型)を配置したHATSを部屋の中央に設置して、音源とマイクロホンとの間の伝達系を測定する。はじめに、部屋の中央付近に設置した椅子の上にHATSを置き、床に対して垂直になるようにHATSの位置を調節した。このときHATSの頭部は椅子に取り付けられているヘッドレストから30 cm以上離れるようにした。このHATSの頭部表面に耳介と同じ高さ(約1.1 m)になるように約3 cmの感覚で16本のマイクロホンを配置した(図6.2-Top)。また耳介より5 cm高い位置にも5 cmから7.5 cmの感覚で8本のマイクロホンを取り付けた(図6.2-Right)。更に頭部から離れた音場を調べるため、HATSの頭部の中心から半径約17 cmの円上に異なる高さで16本ずつ2段に分け合計32本のマイクロホンを網状の金具に取り付けて配置した。再現音を再生する24個のスピーカはHATSの周囲(図6.1)に配置した。これらのスピーカは0.3 m~1.4 m程度の感覚でHATSの耳介と同じ約1.1 mの高さに調節してある。以下の条件で設置された58個のマイクロホンと24個のスピーカとの間のインパルス応答を測定した。測定は65536点のTSP信号[42]を用い4回の同期加算を行ない、(2.12)式により150 Hz~4000 Hzの帯域制限をかけた逆フィルタを各々の条件について作成した。

#### 6.3.2 逆フィルタの設計

6.3.1節で測定したインパルス応答をもとに逆フィルタを設計する。再現のための音源として、音源数8個の場合(図6.1の8とラベルされているスピーカ)および音源数16個の場合(図6.1の8とラベルされていないスピーカ)を用いた。また



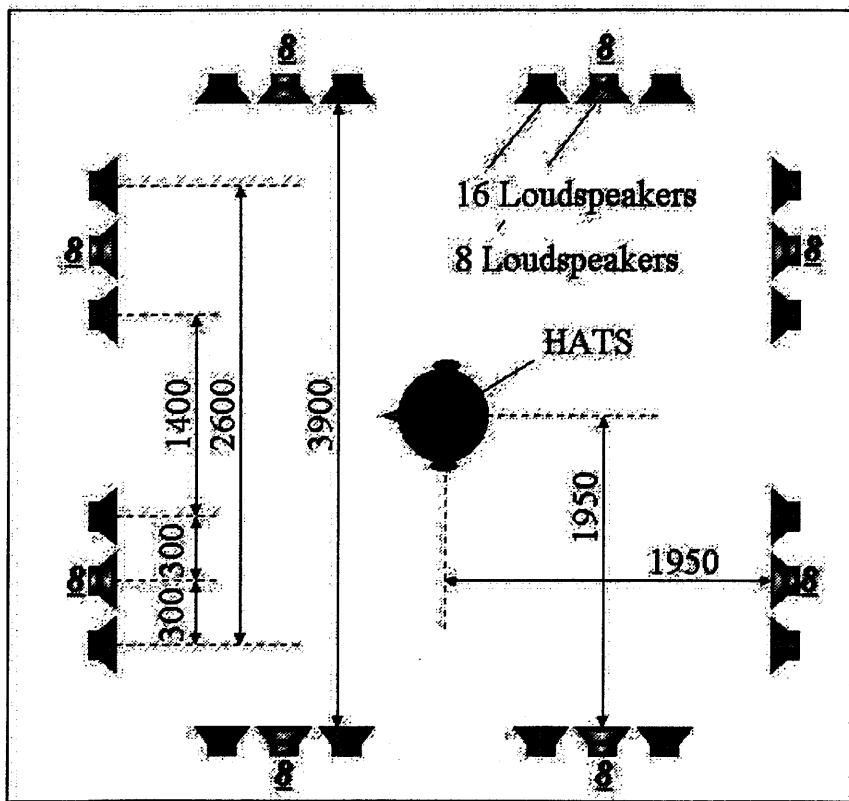


図 6.1 スピーカの配置

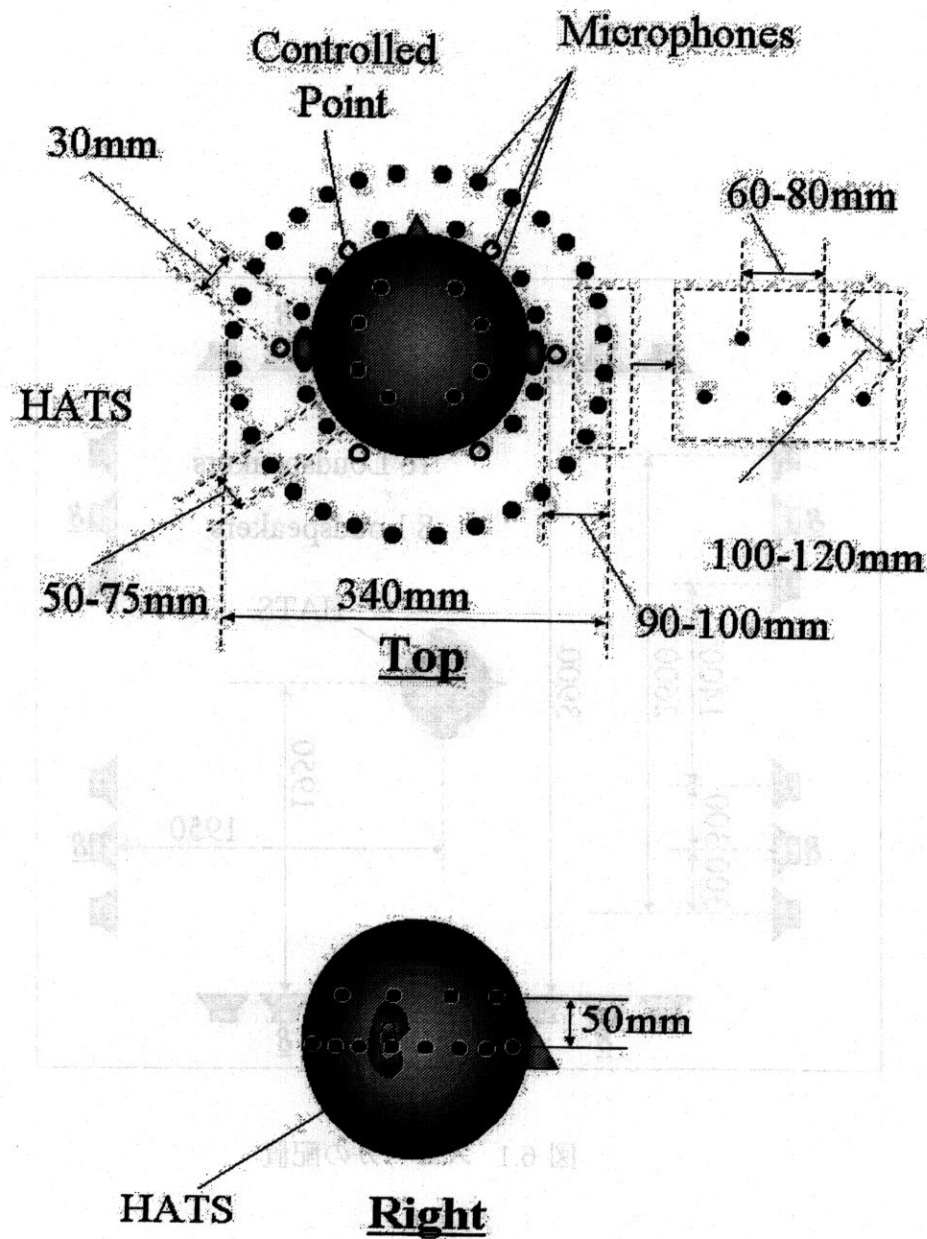


図 6.2 マイクロホンの配置

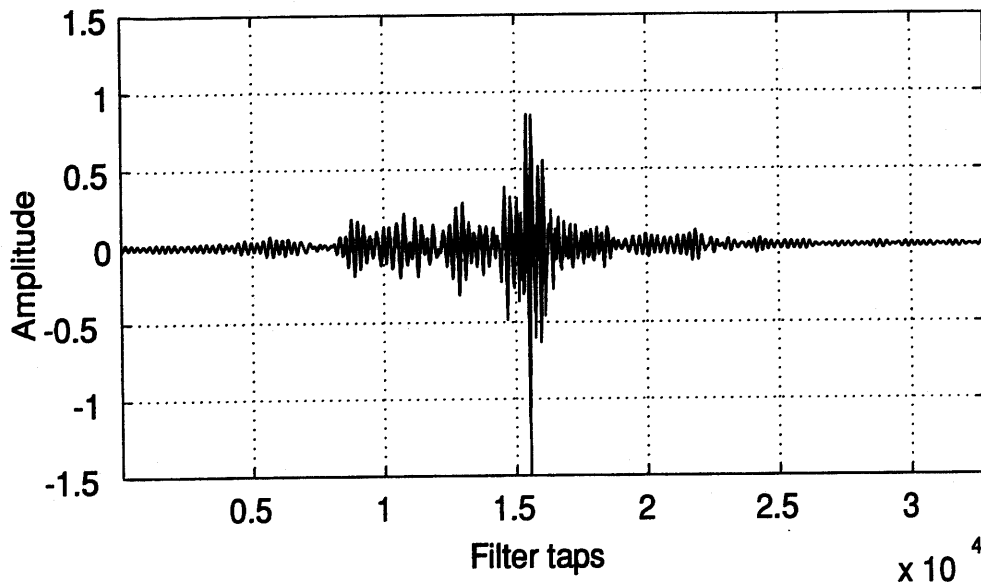


図 6.3 逆フィルタ ( $\beta = 0$ , 最小ノルム解)

制御点として6個のマイク (図 6.2 の白抜きの円) を用いた。これらのスピーカとマイクの間で測定されたインパルス応答を 32768 点の FFT により周波数領域に変換し、正規化ノルム最小一般逆行列 ((6.5) 式) を用いて各周波数毎の逆フィルタを周波数領域で計算し、最後に逆 FFT により FFT ポイントと同じ長さの時間領域の逆フィルタを求めた。なお  $\beta$  は  $\beta = 0$ 、 $\beta = 10^{-5}$ 、 $\beta = 10^{-4}$ 、 $\beta = 10^{-3}$ 、 $\beta = 10^{-2}$ 、 $\beta = 10^{-1}$  の場合についてそれぞれ計算した。

図 6.3~6.8 にスピーカが8個の場合の逆フィルタの例を示す。横軸はそれぞれの計算条件における逆フィルタの時間応答を表し、縦軸は振幅を表す。図 6.3 は  $\beta = 0$  のとき、すなわち最小ノルム解による逆フィルタである。最小ノルム解による逆フィルタでは逆フィルタの振幅成分の絶対値がタップ数 16000 点付近で1を越えている。これはフィルタに対する入力信号が入力系 (スピーカ、アンプ等) のダイナミックレンジの限界に近かった場合、音が上限値を越えてしまうことを示しており、システム論的には不安定なフィルタといえる。これに対し、正規化した場合 (図 6.4~6.8) は逆フィルタの振幅成分の絶対値が1未満であるため、ど

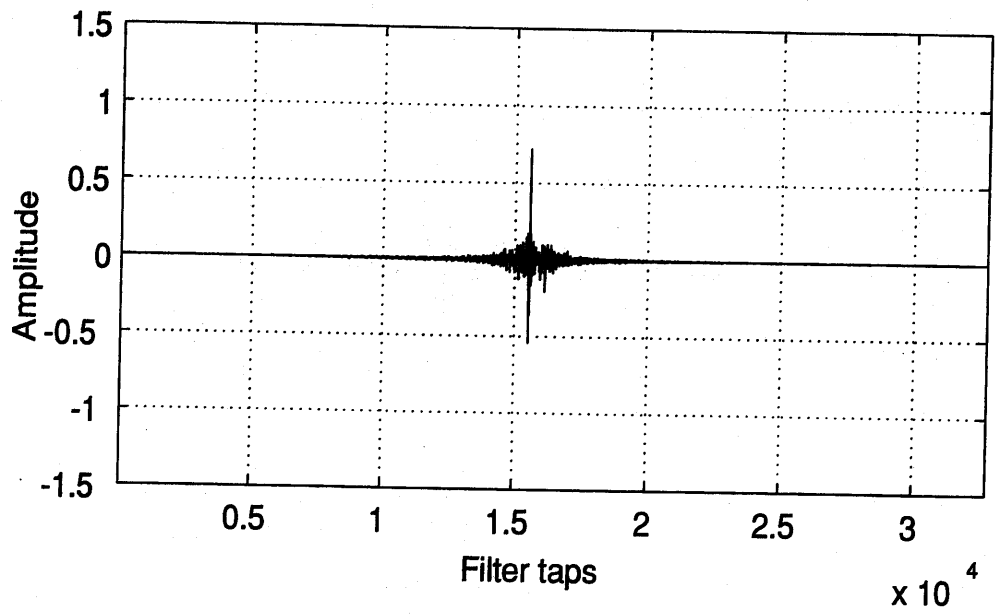


図 6.4 逆フィルタ ( $\beta = 0.00001$ )

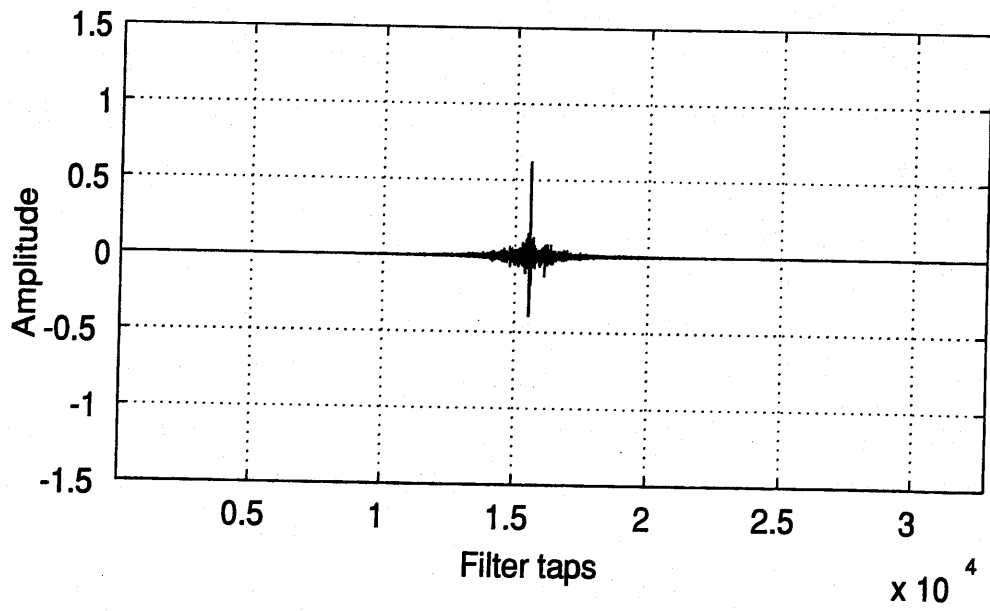


図 6.5 逆フィルタ ( $\beta = 0.0001$ )

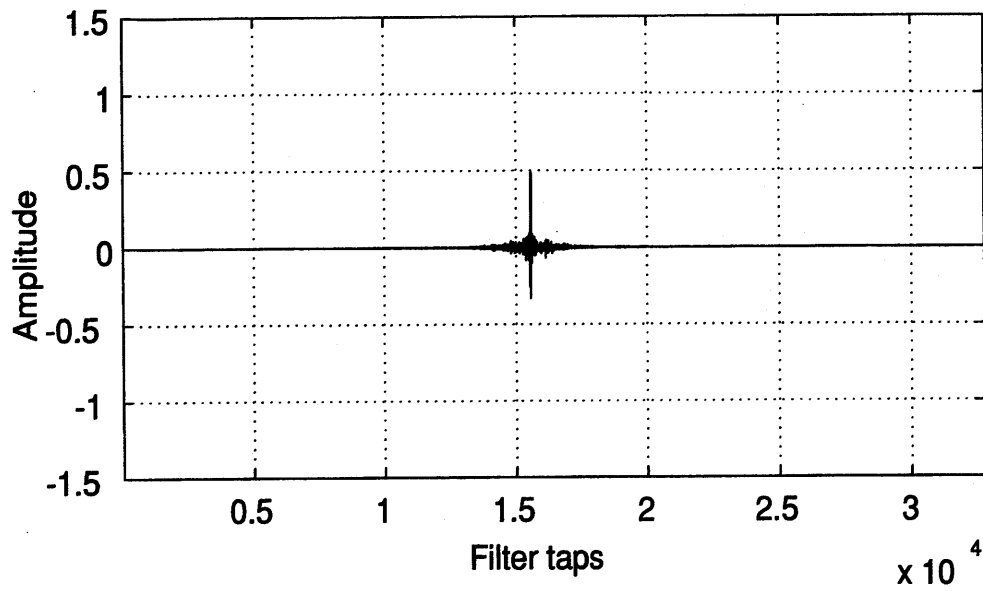


図 6.6 逆フィルタ ( $\beta = 0.001$ )

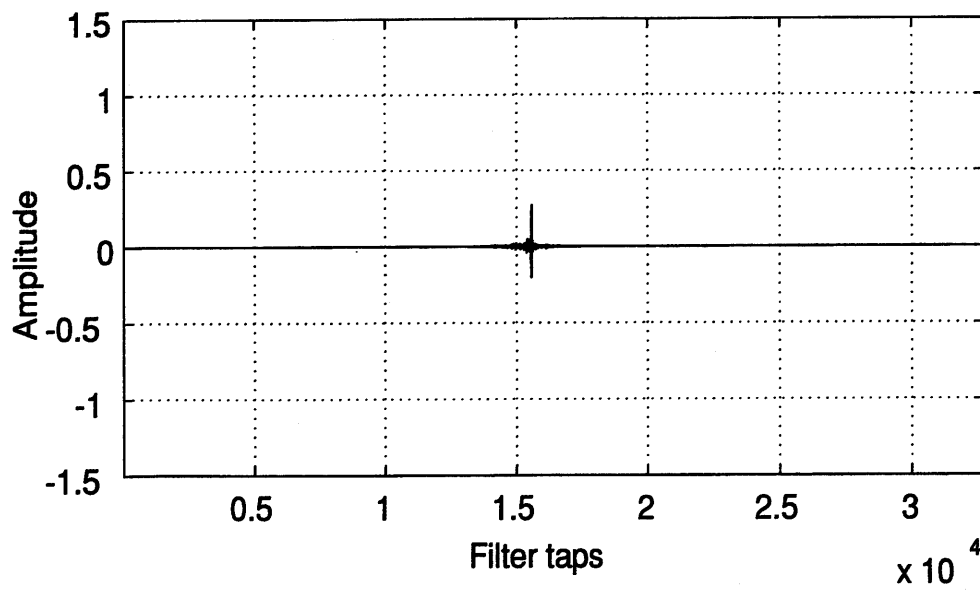


図 6.7 逆フィルタ ( $\beta = 0.01$ )

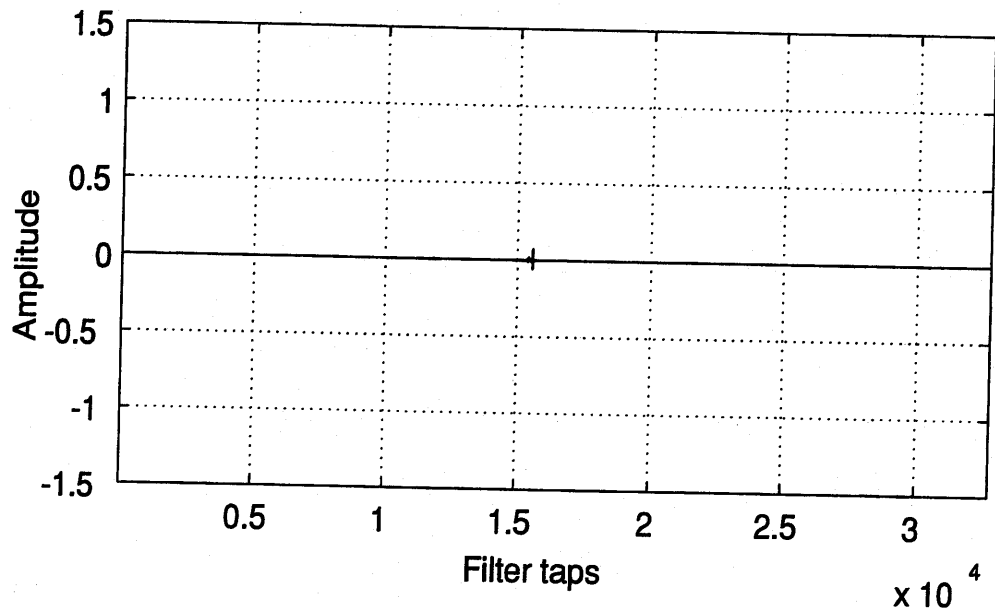


図 6.8 逆フィルタ ( $\beta = 0.1$ )

んな入力に対してもシステムとして安定である。また、 $\beta$ が大きくなるにつれて振幅の最大値が小さくなり、振幅最大値に対する裾野の収束も早くなっている。以上のことから、正則化を用いることによりノルム最小一般逆行列による逆フィルタも、フィルタの安定性と収束性を向上させ得ることが判る。

## 6.4. 時定数の違いによる再現精度

本節では広い制御領域で再現精度を向上させるような時定数の決定法を検討する。

### 6.4.1 アルゴリズム

時定数を計算する手法としてフィルタ長をはじめに設定し、このフィルタ長に収束するように時定数の値を決定することが考えられる。これに対し本稿では、

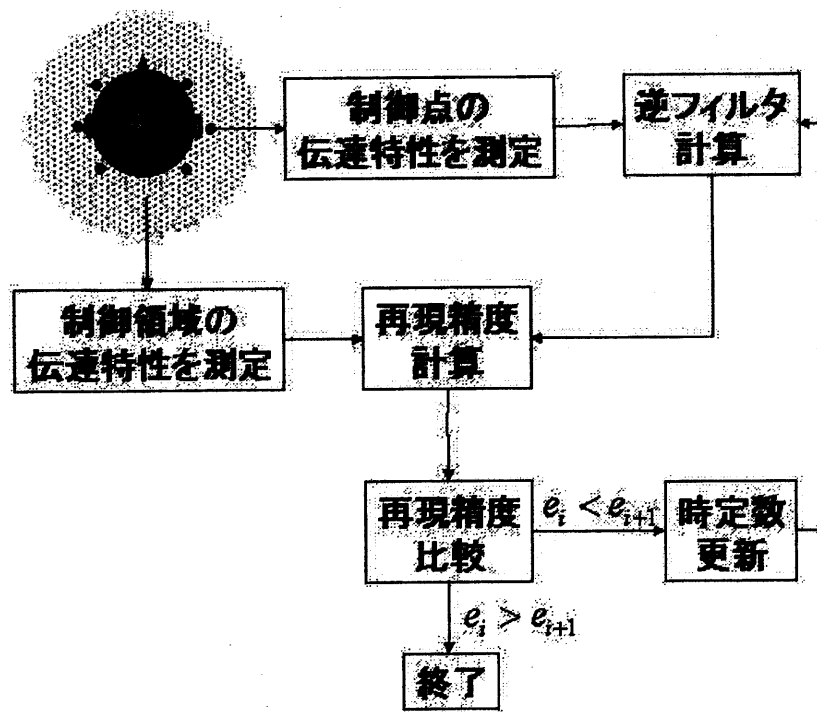


図 6.9 時定数と逆フィルタの決定

広い領域を制御することを優先するため制御点以外に観測点 (制御したい領域に含まれる) を設け、この観測点での再現精度が最も高くなるときの時定数を  $\beta$  とする。

図 6.9 に最適な  $\beta$  をもとめるアルゴリズムを示す。はじめに再現用のスピーカから、制御点および制御領域内に配置した観測点までのインパルス応答を測定する。制御点で測定されたインパルス応答はまず  $\beta = 0$  として逆フィルタを計算しこのときの観測点での再現精度を初期値  $e_0$  とする。次に適当な探索アルゴリズムを用いて決定された  $\beta$  をもとに逆フィルタを計算し前回の値  $e_i$  と今回の値  $e_{i+1}$  を比較し、 $e_i < e_{i+1}$  の間は処理を繰り返す。再現精度を計算する際に用いる観測点の目標信号はバンドパスフィルタの応答信号などを目的に応じて与える。この

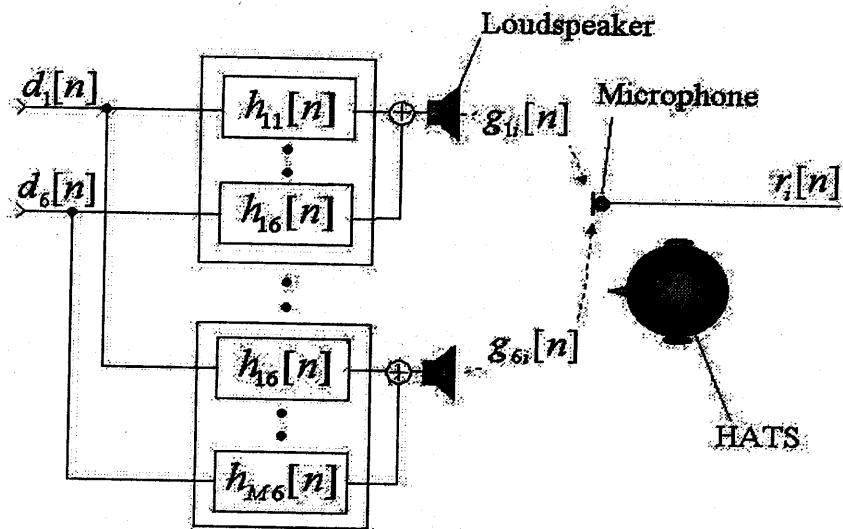


図 6.10 再現精度計算のための伝達系

手法では  $\beta$  と同時に逆フィルタも計算できるが、逐次再現精度を計算する必要があるため計算量が多くなるという問題点が存在する。またコストを削減するためには観測点をできるだけ少なくすることが必要である。

#### 6.4.2 再現精度の計算

6.4.1 節を実現するためには  $\beta$  の最適値を求める必要がある。しかしながら、 $\beta$  の値はその目的(再現精度、制御領域の広さ、フィルタ長の何れを重視するか)によって大きく変わる。ここでは 6.3.1 節で測定したインパルス応答のうち、制御点以外の観測点におけるインパルス応答を用いてそれぞれの点での再現精度を計算し、 $\beta$  の違いによる再現精度の推移を調べる。図 6.10 のような音場再現システ



表 6.1 観測点

点数 (M)	観測点 (マイク)
10 点	HATS 表面で耳介と同じ水平面の制御点以外の観測点
18 点	1+HATS 表面で外耳道の上部 5cm に取り付けられた 8 本の観測点
32 点	HATS から離れた円上に配置された観測点
50 点	制御点以外のすべての観測点

μの伝達系に関し、各信号および伝達系の関係は以下のように表される。

$$\hat{r}_i[n] = \sum_{i=1}^M (d_1[n] * h_{j1}[n] * g_{1i}[n] + \dots + d_6[n] * h_{j6}[n] * g_{6i}[n]) \quad (6.6)$$

$$(6.7)$$

ただし、\*は畳み込み演算、 $M(= 10 \sim 50)$ は観測点の数、 $d_1[n], \dots, d_6[n]$ は6つの制御点で観測された原信号、 $h_{j1}[n], \dots, h_{j2}[n]$ は逆フィルタ、 $\hat{r}_i[n]$ は観測点における再現信号を表す。このとき、再現精度  $e$  は以下の式により計算する。

$$e = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=0}^{9599} (|r_i[n]|^2)}{\sum_{n=0}^{9599} (|r_i[n] - \hat{r}_i[n]|^2)} \quad (6.8)$$

ただし、 $r_i[n]$ は制御点での目標信号とし、中心にピークを持つ 150 Hz～4 kHz のバンドパスフィルタのインパルス応答を用いた。

### 6.4.3 計算条件

6.3.1節で測定したインパルス応答と6.3.2節で計算した逆フィルタを用いて再現精度を計算する。音源は16個および8個で6点の制御点を制御した場合を想定し、そのときの周辺領域における観測点での再現精度を式(6.8)を用いて計算する。計算する観測点は、10点、18点、32点、50点のそれぞれの場合について計算した(表6.1)。

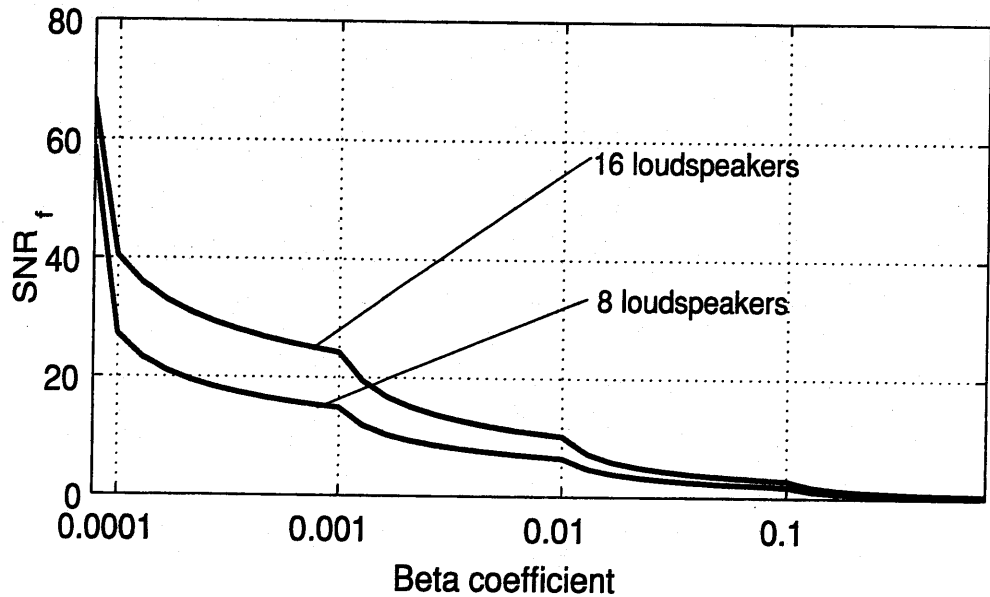


図 6.11 制御点における  $\beta$  と再現精度との関係

#### 6.4.4 計算結果

はじめに図 6.11 に正則化法を用いた場合の制御点での再現精度を示す。横軸は時定数  $\beta$  の値を対数軸として表し、縦軸は式 (6.8) による再現精度を表す。また、最も左にある点は  $\beta = 0$  のときの結果である。制御点における再現精度は  $\beta = 0$  の点を最大として、音源の数に関係なく  $\beta$  の値が増加するに従い再現精度が低下していき、 $\beta$  が 0.1 を越えたあたりからは再現精度がほとんど 0 dB に近い値となっている。これは 6.2 節で指摘したように制御点においては正規化によって解が本来の解空間と別の空間に含まれるようになることが原因と考えられる。次に図 6.12~6.15 までに制御点以外の観測点における  $\beta$  と再現精度の関係について示す。いずれの場合においても  $\beta = 0$  から  $\beta$  の値が大きくなるにつれて徐々に再現精度が向上し、 $\beta = 0.01$  付近で再現精度  $e$  が最大となる。更に  $\beta$  を増加させていくと再現精度は逆に低下する。例えば図 6.12 における音源 8 個の結果では、最小ノルム解による逆フィルタでは  $e$  は -3 dB 程度であるのに対し、正則化法を用い  $\beta = 0.01$  の場合は  $e$  は 2 dB まで向上している。これらの結果から正則化の際

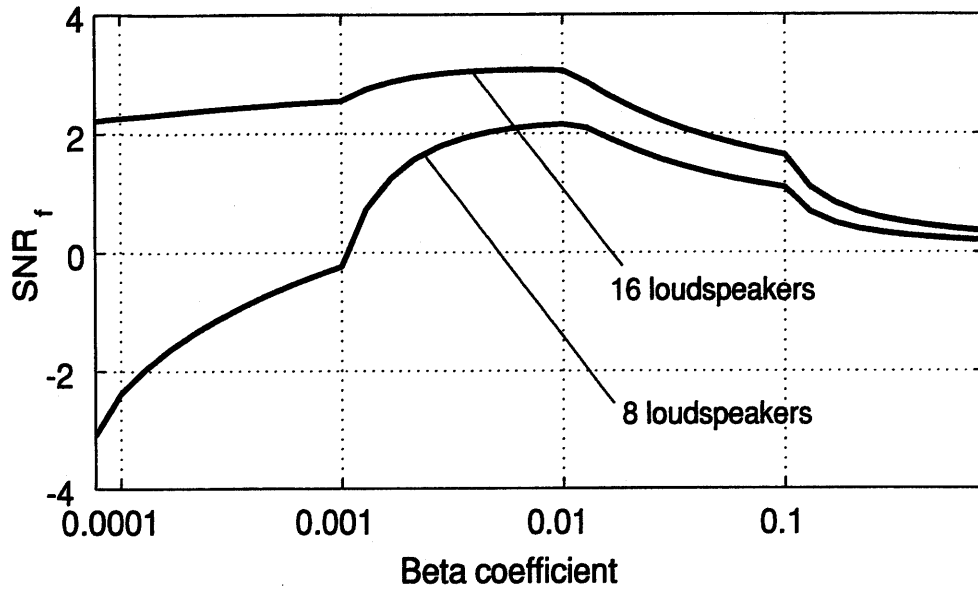


図 6.12 観測点が10点のときの $\beta$ と再現精度との関係

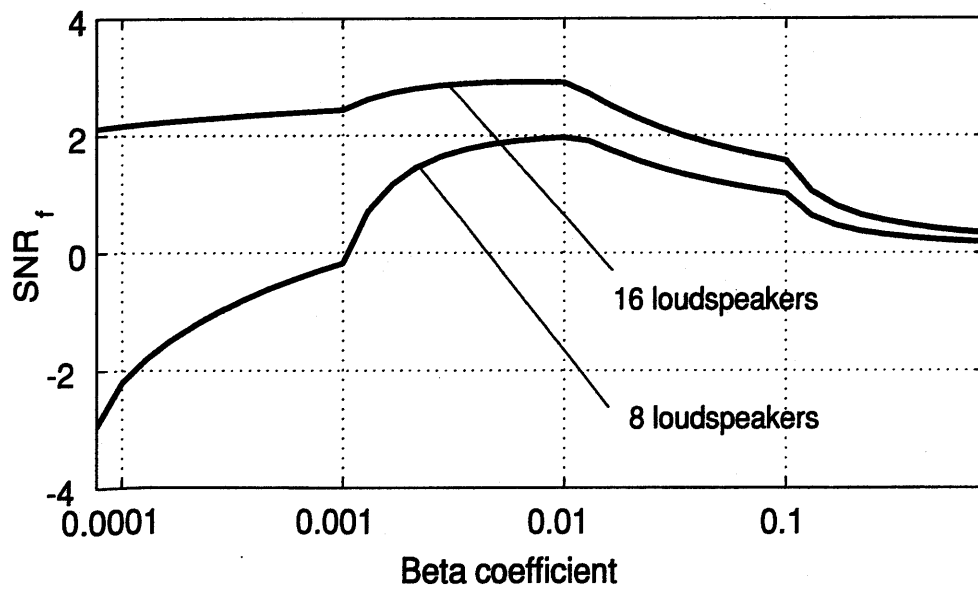


図 6.13 観測点が18点のときの $\beta$ と再現精度との関係

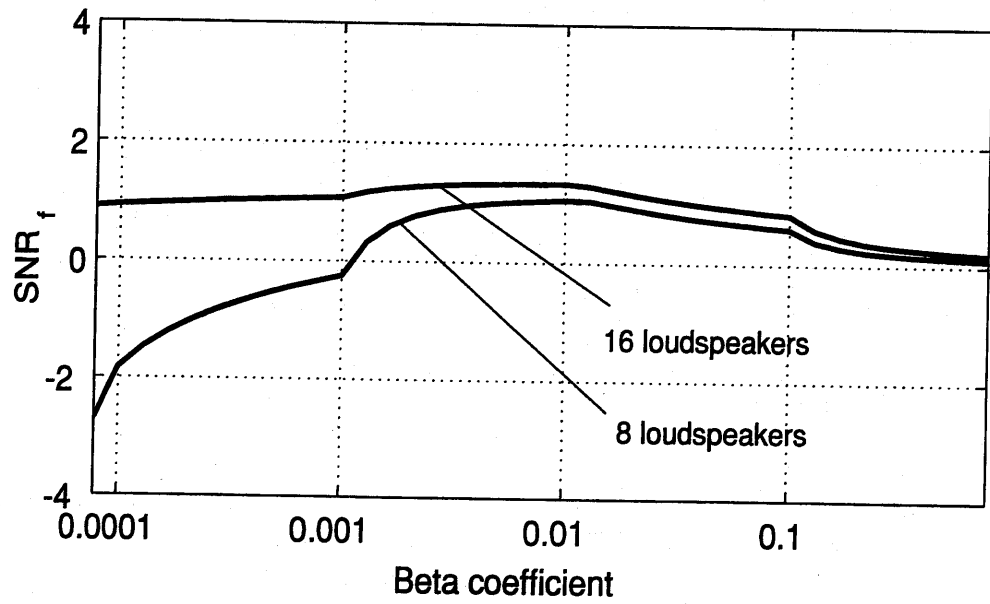


図 6.14 観測点が 32 点のときの  $\beta$  と再現精度との関係

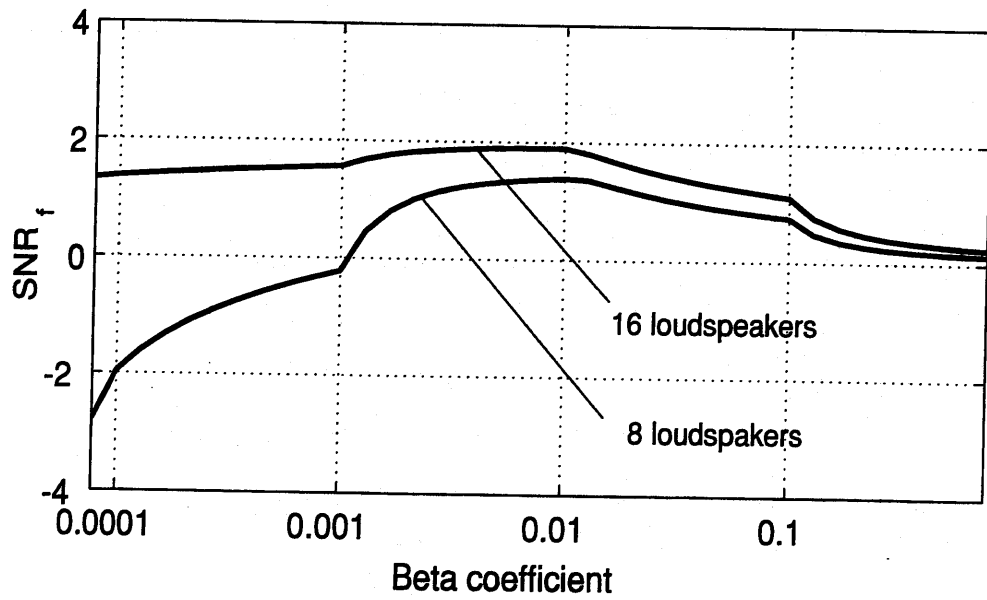


図 6.15 観測点が 50 点のときの  $\beta$  と再現精度との関係

に $\beta$ の値を適切に決定することにより、制御点での再現精度は低下するものの制御点周辺の再現精度が向上することが判る。これは伝達関数を正則化することにより観測点でのインパルス応答に含まれる測定誤差や、マイクの特性或収録機器によるノイズなどによる影響が低減できたことが要因と思われる。何故ならば、これらのノイズは制御点ではキャンセルできるが、それぞれの観測点では全く違う特性をもっているため、逆フィルタに制御点でのノイズの逆特性が含まれることによって逆に制御点周辺の再現精度が低下していると考えられるためである。

音源数によっても再現精度の推移が異なる。図 6.12 において音源が 16 個の場合は最小ノルム解による逆フィルタでは $e$ は 2 dB 以上である。この値は音源 8 個で正則化法を用いた場合( $\beta = 0.01$ )とほぼ同じ値である。このことから、広い範囲を制御する場合は正則化法を用いることによって、少ない音源でも音源数を多くして最小ノルム解で計算した場合と同じ程度の再現精度が得られることが判る。また図 6.12 の音源 16 個で正則化法を用い $\beta = 0.01$ の場合は、再現精度が約 3 dB と最小ノルム解の場合と比較してあまり向上していない。これは音源が 16 個の場合は任意の周波数における伝達関数によって作られる行列  $G$  が数学的に十分安定していることが要因と思われる。

## 6.5. まとめ

本章では広い領域の制御を与えるシステム構築のための提案と基礎的な検討を行った。本手法による音場再現システムを試験的に作成し、再現音を出力したところ、正則化法を用いた逆フィルタによる再現音は最小ノルム解による逆フィルタによる再現音と比較してノイズやエコーがほとんど消えており極めて良好な音質が得られた。しかしながら、 $\beta$ が大きくなるにしたがって音質が低下し、制御領域が極端に狭くなるといった現象を確認した。今後は正則化法で求めた逆フィルタによる音像定位試験(方向感、距離感に関する試験)や音質評価試験等を行っていく必要がある。

## 第7章 まとめ

以上、6章に渡り、広い領域を制御できる音場再現システムを実現するため筆者が手がけてきた一連の研究について述べてきた。本研究ではこのような音場再現システムを構築するための一つの手段として、多チャンネルの伝達系を制御し得る音場再現システムの実現を目指し、システム実現のための逆フィルタの設計について設計のための条件(音源、制御点など)と設計アルゴリズムの2点から検討した。

3章では多チャンネル-2点制御のトランスオーラル方式の音場再現システムを基準に音源数を増加させることにより、再現精度の面で性能が向上することを明らかにした。これらは逆フィルタの安定性の向上とフィルタ長の削減などを試みるときに役立つ知見である。4章では円周上に配置された制御点を用いて、その数と配置に関する考察を計算機シミュレーションを用いて行った。その結果、制御点が増加するに従い観測行列の線形独立が低くなるため逆フィルタの安定性は低下するが、制御点間の距離が短くなることにより高い周波数での制御も可能となることが判った。この知見により逆フィルタを設計するとき、安定性と再現帯域の幅はトレードオフ関係にあることが明らかとなった。5章では音源の配置により広い領域の制御が可能な場合と不可能な場合が存在することを明らかにした。更に、本研究で目指してきた広い領域を制御できる音場再現システムを初めて構築し、音像定位試験などの主観評価実験を通してその性能と優位性を示した。6章では、システム規模の縮小や音質の向上のための検討として正則化法による逆フィルタの作成方法を検討した。6章はフィルタ設計の一手法である正則化法を試験的に実現したものであり、今後の研究によってはより高度で効果的な設計法に発展させられる可能性がある。6章で行った検討は逆問題を解くために提案されている多くのアルゴリズムの内の一つである正則化法をノルム最小型一般逆行

列に適用したものである。

本論文の検討により2点を越える制御点をもつ音場再現システムが実環境において実現できることが明らかとなったが、実用化に向けては更に2つの問題点が存在する。一つは従来法と比較して音質がやや低いことである。今回作成した音場再現システムでは再現領域を150 Hz~4000 Hzといった狭い帯域に限定しているが、実際に制御できているのは500 Hz ~2000 Hz程度までと考えられる。これは4章でも述べたように安定したフィルタの設計と制御点の間隔の広さが相反する事象であることに起因する。この問題を解決するためには帯域ごとに異なる条件で設計する手法が有効であると思われる。

もう一つは広い領域を制御しうるように計算する逆システムの解法が完全に検討されていないことである。例えば、正則化法には単純正則化のほかにも一般正則化といった自由度が極めて高い手法も存在する。この手法を用いた場合は effort penalty 項を決定するためのアルゴリズムを検討する必要もある。そのほかにも、確率的な手法(最尤法、ベイズ法、カルマンフィルタなど)[56]など本論文では紹介し切れなかった手法も数多く存在し、これらの手法の多くは未だに逆フィルタの解法として用いられていない。入力値としての音源の推定問題を解くために何れの手法が適しているかは、今後のテーマの一つと思われる。

## 謝辞

本研究をまとめるにあたり多くの方々のお力添えを頂きました。簡単ではありますがここに紹介し、感謝の意を表していきたいと思えます。まず時系列順に最もお世話になりました3人の方々をご紹介します。本研究を開始するにあたり、この奈良先端科学技術大学院大学 (NAIST) の音情報処理学講座をご紹介いただきました北陸先端科学技術大学院大学 (JAIST)、音情報処理学講座の赤木正人教授、本研究の主旨導教官である NAIST、音情報処理学講座の鹿野清宏教授、直接ご指導いただいた NAIST、音情報処理学講座の伊勢史郎博士 (現:京都大学工学研究科助教授) の御三方です。赤木正人教授は筆者の修士号取得時の副指導教官であり、当時、会社勤めをしていた筆者に対し、本研究を始めるきっかけと博士課程入学への道筋を築いてくださいました。博士課程後期受験のため、NAIST の音情報処理学講座にいきなり送ったダイレクトメールに対し即座にお返事を下さったのが鹿野清宏教授です。その後、研究経験の少ない筆者の入学を認めていただき、主旨導教官として3年間ご指導くださいました。更に単位取得退学後も何かとお気遣いいただいております。本研究を進めるにあたり、直接ご指導くださったのは伊勢史郎博士です。伊勢史郎博士は筆者が入学後、半年で京都大学に移られましたがその後も NAIST と京都大学という二束のわらじを履かれ、忙しい合間を縫って極め細かいご指導を頂きました。また本研究の基本的なアイデアである多チャンネルの音場制御については、伊勢史郎博士の発想が多く含まれていることを明記しておきます。以上の御三方は本研究をまとめるにあたり、ここに書ききれないほどお世話になりました。感謝の意を表すと共に深く御礼申し上げます。

NAIST、ソフトウェア基礎講座の横矢直和教授、並びにシステム制御・管理講座の西谷紘一教授にはお忙しいところ、本研究の審査をして頂きました。先にご紹介した方々と同様に感謝し御礼申し上げます。

本研究では上記以外の音情報処理学講座のスタッフの方々にもお世話になりました。まず本研究の黎明期に研究の内容について議論していただいた中村哲助教授 (現:ATR)、研究内容の議論ならびに研究機材の発注などで終始ご尽力いただいた陸金林博士 (現:ATR) が居られました。また筆者が退学するまでの6ヶ月間し



か御一緒できませんでしたが、猿渡洋助教授には音響学の専門家としてゼミ以外の場所でも実に積極的に討論して頂きました。これらの方々に感謝し御礼申し上げます。

筆者と同時に秋入学で博士課程後期に入学し、音情報処理学講座に在籍した永松英夫氏 (NAIST / 積水ハウス) は研究活動、私生活ともに御助力頂き、支えになってくださいました。感謝と御礼申し上げます。

本研究では多くの主観評価による実験的検証を行いました。その際、音情報処理学講座、音響グループを始めとする修士課程に在籍された皆さんには大変なご助力を頂きました。まず、システムのハードウェアの設置は音情報処理学講座を3年前に修了した錦戸さん (現: パイオニア) と本田さん (現: シャープ) によるものです。また、主観評価実験の準備やテスト運用には榎本君 (現: 京都大学工学研究科博士課程後期在籍)、前田君 (現: 日本ビクター)、立蔵君 (現: 音情報処理学講座博士課程後期在籍)、二宮さん、永田君、三野君が協力してくれました。一部の実験装置の作成には、杉村君 (現: NTT データ通信)、杉本君 (現: 三洋電機)、中山君 (現: NTT)、西浦君 (現: 音情報処理学講座博士課程後期在籍) が忙しい中で手を貸してくれました。その他、実験には上記の方々以外にも多くの学生の皆さんに協力していただきました。数が多いので一人一人は記述しきれませんが、本研究は皆さんのご助力なしには実現できませんでした。厚く御礼申し上げます。

国際会議発表のための英文作成でお世話になった方々もおられます。本学客員教授のデイ・ウォーマン教授には、英語論文の書き方ならびにプレゼンテーションの方法などに関し詳細な御指導を頂きました。アレッサンドレ・ジラルジさん (現: L&H)、山本英里さん (現: 和歌山大学)、パニコス・イラクレウスさんは原稿の締め切り間近で困っているとき何度となく助けて頂きました。厚く御礼申し上げます。

その他にも御助力頂いた方々がおられます。音情報処理学講座秘書の、山本真由美さん、河さん、吉田さんには煩雑な事務処理で助けていただきました。音場再現システムのデモの作成では、滝口さん (現: 日本 IBM) がサクスを吹き、山本俊一郎君 (現: NTT) がギターを弾いてくれました。筆者の前勤務先である (株) 三菱化学ビーシーエル、病院システムグループの各位、ならびに現勤務先である

日産自動車(株)電子情報研究所の各位には、本稿作成に深い御理解と援助を頂きました。皆様、本当に有難うございました。

最期になりましたが、前職の退職と本学への入学に際し理解を示し、資金を提供して頂いた母に感謝します。

## 参考文献

- [1] 伏木雅昭, "バーチャルドルビーシステムについて", JAS, Vol.38, No.6, pp.32-35(1998)
- [2] 城戸健一(編書), 曾根俊夫, 柴山乾夫, 山口公典, 中鉢憲賢, 基礎音響工学(コロナ社, 1990)
- [3] 竹ヶ原俊幸, 岩下隆二, 高須昭彦, デジタルオーディオ-基礎から DAT まで(コロナ社, 東京, 1989)
- [4] テレビジョン学会編, MPEG(オーム社, 東京, 1996)
- [5] S. Aoki, H. Miyata. K. Sugiyama, "Stereo Reproduction with Good Localization over a Wide Listening Area", J. Audio Eng. Soc., Vol. 38, No. 6(1990)
- [6] 宮里勉, "臨場感通信会議システムの展望", 第37回東北通研シンポジウム論文集「高臨場感通信を目指して」, pp.9-26(1997)
- [7] 小泉宣夫, "通信系における共有音響環境の実現について", 音響学会講演論文誌, pp.477-478(1992.3)
- [8] 竹内郁雄, "高臨場感通信に期待すること", 第37回東北通研シンポジウム論文集「高臨場感通信を目指して」, pp.57-65(1997)
- [9] 岩田洋夫編書, 野村淳二, 鈴木元, 谷江和雄, 甘利治雄, 横井茂樹, 岩谷徹, 坂根巖夫, 人工現実感生成技術とその応用(サイエンス社, 東京, 1992)
- [10] 野村淳二, 澤田一哉, 奥平有三, 四宮葉一, "ヴァーチャルリアリティを応用した住空間音場疑似体験システムについて", 日本音響学会講演論文集, pp.473-474(1992.3)
- [11] イェンスブラウエルト, 森本政之, 後藤敏幸(編書), 空間音響(鹿島出版会, 1986)
- [12] 森本政之, "音場シミュレーションの最近の動向", 日本音響学会誌 43, 2, pp.83-86(1987)

- [13] M. Camras, "Approach to Recreating a Sound Field" JASA, Vol.43, No.6, pp.1425-1431(1967)
- [14] 鹿島技術研究所, "鹿島の音場シミュレーション", 日本音響学会誌 48, 4, pp262(1992)
- [15] 清水建設(株)研究所, "室内音場合成システム", 日本音響学会誌 48, 4, pp263-265(1992)
- [16] 大成建設(株)技術研究所, "音場シミュレータ「リスン」", 日本音響学会誌, 48, 4, pp266-267(1992)
- [17] 竹中技術研究所, "室内音響設計のための室内音場シミュレータ", 日本音響学会誌, 48, 4, pp268-270(1992)
- [18] 戸田建設(株)技術研究所, "マルチスピーカ再生方式による音場合成の試み", 日本音響学会誌, 48, 4, pp271(1992)
- [19] パイオニア(株)大森技術研究所, "マルチスピーカ方式の音場創成システム", 日本音響学会誌, 48, 4, pp275-278(1992)
- [20] 小野一穂, 小宮山撰, "スピーカウォールによるコンサートホール音場の再生", 電子情報通信学会技術研究報告, EA97-78(1997-12)
- [21] P. Damaske, "Head-Related two-channel stereophony with loudspeaker reproduction", JASA, Vol.50, No.4, pp.1109-1115(1971)
- [22] 岡部馨, "ダミーヘッドを用いた音場再生", 日本音響学会誌, 46, 8, pp.650-656(1990)
- [23] 浜田晴夫, "バイノーラル音場再生系について", 日本音響学会誌, 48, 4, pp.250-257(1992)
- [24] 朝日伸光, 青山寛, 松岡進, "自然な音像定位を再現するヘッドフォン受聴システム", 電子情報通信学会技術研究報告, EA79-24

- [25] 川浦淳一, 鈴木陽一, 浅野太, 曾根敏夫, "頭部伝達関数の模擬によるヘッドホン再生音像の定位", 日本音響学会誌, 45, 10, pp.756-766(1989)
- [26] Duane H. Cooper, Jerald L. Bauck, "Prospects for Transaural Recording", J. Audio Eng. Soc., vol.3, No. 1/2, pp3-19(1989).
- [27] M.R.Schroeder, D. Gottlob, K.F.Siebrasse, "Comparative study of European concert halls: correlation of subjective preference with geometric and acoustic parameters", JASA, Vol.56, No.4, pp.1195-1201(1974)
- [28] 浜田晴夫, "基準的収音・再生を目的とする Orthostereophonic System の構成", 日本音響学会誌, 39, 5, pp.337-348(1983)
- [29] 浜田晴夫, "ステレオダイポールシステム", 日本音響学会第 58 回技術講習会資料
- [30] 浜田晴夫, "ステレオダイポール (SD) について", JAS, Vol.38, No.6, pp.50-65(1998)
- [31] P..A.Nelson, Ole. Kirkeby, T.Takeuchi, H.Hamada, "Sound fields for the production of virtual acoustic images", Journal of Sound and Vibration, 204(2), pp.386-396(1997)
- [32] P.A.Nelson, F.Orduna-Bustamante, H.Hamada, "Multichannel Signal Processing Technique in the Reproduction of Sound", J. Audio Eng. Soc., Vol. 44, No. 11(1996)
- [33] H. Tokuno, Ole. Kirkeby, Philip A. Nelson, H. Hamada, "Inverse Filter of Sound Reproduction Systems Using Regularization", IEICE TRANS.FUNDAMENTALS, Vol.E80-A, No.5(1997)
- [34] 浜田晴夫, 得能宏則, Ole Kirkeby, Philip A. Nelson, "新しい音場再生方式 (Stereo Dipole) に関する研究" 電子情報通信学会技術研究報告, EA96-2

- [35] 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 53, pp706-713(1997).
- [36] 大賀寿郎, 山崎芳男, 金田豊, 音響システムとデジタル処理 (電子情報通信学会編, 東京, 1995)
- [37] 平川浩正, 電気力学 (培風館, 東京, 1973)
- [38] P.A.Nelson, S.J.Elliott, Active Control of Sound(Academic Press)
- [39] 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(1990)
- [40] 錦戸信和, "境界音場制御の原理に基づく多チャンネル音場再現システムの構築", 奈良先端科学技術大学院大学修士論文 (1998)
- [41] N. Aoshima, "Computer-generated pulse signal applied for sound measurement", JASA, Vol.69, No.5 pp.1484-1488(1981)
- [42] 鈴木陽一, 浅野太, 曾根敏夫, "音響系の伝達関数の模擬をめぐって(その2)", 日本音響学会誌 45, pp44-50(1989).
- [43] 山口晶大, 藤井敬雄, "タイムストレッチパルス (TSP) の一般形を用いた伝達特性測定", 日本音響学会講演論文集, IS-1, pp.1-2(1999.3)
- [44] M. R. Schroeder and B. S. Atal, "Computer simulation of sound transmission in rooms", IEEE Int. Conv. Rec. 7, 150-155 (1963).
- [45] 浜田晴夫, P.A.Nelson, S.J.Elliott, "マルチチャンネル適応制御アルゴリズムとその音場再生システムへの応用", 日本音響学会講演論文集, pp.431-432 (1990.3).
- [46] 宇都精吾, 浜田晴夫, 三浦種敏, "多チャンネル適応フィルタを用いたオーディオ等化器に関する基礎検討", 日本音響学会講演論文集, pp.375-376 (1991.3).

- [47] Philip A. NELSON, Hareo HAMADA, and Stephen J. ELLIOTT, "Inverse Filters for Multi-Channel Sound Reproduction" IEICE TRANS. FUNDAMENTALS, Vol.E75-A, No.11 (Nov 1992).
- [48] M. Miyoshi and Y. Kaneda, "Inverse Filtering of Room Acoustics", IEEE Trans. ASSP, 36, 2, 145-152 (1988).
- [49] 三好正人, 小泉宣夫, "多数のスピーカを用いたトランスオーラル系の構成について", 日本音響学会講演論文集, pp.371-372 (1991.3).
- [50] 田中康治, 伊勢史郎, 鹿野清宏, "最小ノルム解を用いたマルチチャンネル音場制御による局所的な音場の強調" 日本音響学会講演論文集, pp.507-508(1996.3).
- [51] 金井浩, 音・振動のスペクトル解析 (コロナ社, 東京, 1999), pp.36-62.
- [52] 柳井晴夫, 竹内啓, 射影行列・一般逆行列・特異値分解 (東京大学出版会, 東京, 1983), pp.62-68.
- [53] 武者利光, 岡本良夫, 逆問題とその解き方 (オーム社, 東京, 1992), pp.134-145.
- [54] 山本泰宜, "大規模音場再現システムにおける多点逆フィルター処理に関する研究", 奈良先端科学技術大学院大学修士論文 (1997)
- [55] G.J.Borse, MATLAB 数値解析 (オーム社, 東京, 1998), pp.219-222
- [56] チャールズ.W.グロエツチュ, 他, 数理科学における逆問題, (サイエンス社, 東京, 1996)
- [57] 登坂宣好, 大西和榮, 山本昌宏, 逆問題の数理と解法-変微分方程式の逆解析 (東京大学出版会, 東京, 1999)
- [58] Futoshi Asano, Yoichi Suzuki, David C. Swanson, "Optimization of control source configuration in active control systems using gram-schmidt orthogonalization" IEEE Trans. Speech Audio Processing, vol. 7(2), pp.213-220, March(1999).

- [59] D. C. Swanson, "The generalized multichannel filterd-x algorithm" Proceedings of Second Conference on Recent Advance in Active Control of Sound and Vibration, pp.550-561 (1993).
- [60] H. Nakajima, M. Miyoshi, and M. Tohyama, "Sound field control by indefinite MINT filter", IEICE Trans. Fundamentals, vol. E80-A(5). pp.821-824 (1997).
- [61] J. Blauert, "Sound Localization in the Median Plane", *Acustica* **22**, pp.205-213 (1969/70).
- [62] 河井康人, "数値解析法とシミュレーション技術", 日本音響学会誌 **53**, 4, pp.297-300, (1997)
- [63] 有山正孝, 振動・波動 (裳華房, 1970)
- [64] 立蔵洋介、神沼充伸、鹿野清宏, "多点制御音場再現における逆フィルタの逐次的設計手法", 日本音響学会講演論文集、pp537-538(2000.3)



## 論文

### 学術論文

- 神沼充伸, 伊勢史郎, 鹿野清宏, "受聴者の頭部の動きを考慮した多チャンネル音場再現システム", 日本バーチャルリアリティ学会論文誌, 第5巻, 第3号, pp.957-864(2000-9)
- 神沼充伸, 伊勢史郎, 鹿野清宏, "最小ノルム解を利用した多チャンネル音場再現システムにおける逆フィルタの設計", 日本音響学会誌, 採録決定

### 国際会議

- A. Kaminuma, S.Ise, K.Shikano, "A method of designing inverse system for multi-channel sound reproduction system using least-norm-solution", *Active99*, vol2, pp.863-874(1999)
- A. Kaminuma, S.Ise, K.Shikano, "Robust sound-reproduction system design against the head movement", *WestpracVII*, pp.489-492(2000)
- Y.Tatekura, A. Kaminuma, K.Shikano, "An iterative inverse filter design for the multi-channel sound field reproduction system", *WestpracVII*, pp.493-496(2000)

### 大会発表

- 神沼充伸, 伊勢史郎, 鹿野清宏, "最小ノルム解を利用した逆フィルタ設計のトランスオーラルシステムへの応用", 日本音響学会誌講演論文集, 1-9-13, pp.495-496(1998.9)
- 神沼充伸, 伊勢史郎, 鹿野清宏, "最小ノルム解を利用したマルチチャンネル音場再現システムにおける逆フィルタの性質", 電子情報通信学会技術研究報告, EA1999-5

- 神沼充伸, 伊勢史郎, 鹿野清宏, ”受聴者の頭部周辺制御を目的とした音場再現システムのための逆フィルタの検討”, 日本音響学会誌講演論文集,1-5-2,pp605-606(1999.9)
- 神沼充伸, 伊勢史郎, 鹿野清宏, ”受聴者の頭部の動きを考慮したトランスオーラルシステムの検討”, 日本音響学会誌講演論文集,3-P-3,pp.525-526(2000.3)
- 立蔵洋介, 神沼充伸, 鹿野清宏, ”多点制御音場再現における逆フィルタの逐次的設計手法”, 日本音響学会誌講演論文集,3-P-9,pp537-538(2000.3)

## 付録

### A.1. 重複加算法

周波数領域でのフィルタリング処理では入力信号を一旦周波数領域の信号に変換する必要が生じる。しかしDFTにより大量のデータを一度に処理することは、計算機の処理能力が有限なことから不可能である。また、双方向通信のように逐次的に入力データを処理し、時間的な遅延を低減する必要がある場合も存在する。重複加算法では入力信号を等間隔の隣接したブロックに区分し、逐次的な処理を行う。

入力数列  $x(n)$  を  $N_1$  の間隔で分割し、任意のブロックを  $x_i(n)$  ( $i$ : ブロック番号) と表すことにする。このとき、入力数列  $x(n)$  と  $x_i(n)$  は、

$$x_i(n) = \begin{cases} x(n) & \{iN_1 \leq n \leq (i+1)N_1 - 1\} \\ 0 & \text{その他の } n \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

或いは、

$$x(n) = \sum_{i=0}^{\infty} x_i(n) \quad (\text{A.2})$$

として表される。これら入力信号を、時間領域の逆フィルタ  $h(n)$  ( $1 \leq n \leq N_2$ ) を用いてフィルタリングしたときの応答信号  $y(n)$  は、無限数列  $x(n)$  と有限数列  $h(n)$  の直線畳み込みと考えられるので、

$$y(n) = h(n) * x(n) = \sum_{i=0}^{\infty} h(n) * x_i(n), \quad (n = 0, 1, \dots) \quad (\text{A.3})$$

ただし、\* は畳み込み演算を表す

と記述することができる。式 (A.3) に対する直線畳み込みが有限数列に対する畳み込みの総和として得られることを意味する。重複加算法では以下の手順を繰り返すことで計算する。

1.  $h(n)$  および  $x_i(n)$  を  $N$  点 ( $N = N_1 + N_2 - 1$ ) FFT で周波数領域に変換し、周波数応答  $H(\omega)$ ,  $X_i(\omega)$  とする。

2.  $H(\omega)X_i(\omega) = Y_i(\omega)$  を計算し IFFT によって時間領域の信号  $y_i(n)$  に変換する。
3. 信号  $y_i(n)$  の後ろから  $N_2 - 1$  個の信号と  $y_{i+1}(n)$  の前半部分  $N_2 - 1$  個の信号をそれぞれ重なり合った信号を加算する

## A.2. TSP 法

青島 [41] は高域と低域を減衰させたパルス信号に、位相を周波数の二乗に比例させて円状シフトするフィルタ  $H(k)$  をかけることで、大きなエネルギーをもつ時間引き延ばしパルス (Time stretched pulse) を作り、音響系の伝達関数の模擬に利用することを提案した [41][42]。

$$H(k) = \begin{cases} \exp(j\alpha k^2) & k = 0, \dots, N/2 \\ \exp\{-j\alpha(N-k)^2\} & k = N/2 + 1, \dots, N-1 \\ \alpha k^2 = 2m\pi & m \text{ は適当な整数} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

## A.3. シフト (遅延の付加)

伝達関数  $G(z)$  が非最小位相系であるとき、 $1/G(z)$  のインパルス応答を安定な数列として表すと非因果性の両側応答となる。周波数領域で計算した場合、非因果成分である左側の応答成分は折り返して右側に発生する。この部分は物理的に存在が不可能であるが、逆フィルタを適当な  $m$  サンプル分だけ遅延 (シフト) させることにより、これら非因果性の成分を逆フィルタに含めることができる [36]。本稿においては  $m = FFT \text{ 長}/2$  として逆フィルタを設計している。

## A.4. 逆行列 (正方行列の場合)

$M = N$  のとき観測行列  $A$  は正方行列である。 $\text{rank}(A) = M$  ならば  $A$  は正則であり、 $\text{Ker}(A) = \{0\}$  となるため、式 (2.20) より逆変換  $B$  は  $A$  の逆行列によって与えられる。

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{y} \quad (\text{A.5})$$

すなわち、

$$B = A^{-1} \quad (\text{A.6})$$

このとき  $x$ 、 $y$  はともに複素空間  $C^N$  に含まれるため、 $A$  および  $A^{-1}$  は同じ空間内で線形変換を行う射影行列である。

## A.5. 一般逆行列 (非正方行列の場合)

$M \neq N$  のとき、式 (2.20) の解は  $y$  が  $A$  の部分空間に含まれる場合は解を持つが  $Ax = 0$  を満たす  $x$  の存在によって解ベクトルを一意に決定できない。一方、 $y$  が  $A$  の部分空間に含まれない場合は解ベクトルとしての  $x$  が存在しない。しかしながら、解の一意性や存在が保証されない一般の行列に対しても、逆行列に近い性質を持った行列が存在することが知られている。式 (2.20) において解  $x$  を求めるために、

$$x = A^{-}y \quad (\text{A.7})$$

がひとつの解をもつ場合、 $A^{-} (\in C^{M \times N})$  を  $A$  の一般逆行列という。 $A^{-}$  が  $A$  の一般逆行列であるための必要十分条件は、

$$AA^{-}A = A \quad (\text{A.8})$$

である。このように一般逆行列は  $A$  が正方行列でない場合にも定義することができる [52]。一般逆行列は  $M$  と  $N$  の大きさや、 $A$  の独立性によって一意解を定める手法が異なる。以下では非正方行列の一般逆行列を紹介する。

### A.5.1 反射型一般逆行列

観測行列  $A$  の一般逆行列  $A^{-}$  が、さらに、

$$A_r^{-}AA_r^{-} = A_r^{-} \quad (\text{A.9})$$

を満たすとき、 $A_r^{-}$  を  $A$  の反射型一般逆行列とよぶ。

### A.5.2 最小二乗型一般逆行列

式 (2.20) の観測行列  $A \in C^{N \times M}$  が  $N > M$  の場合は  $\mathbf{y}$  が  $A$  の部分空間に含まれないため解が存在しない。このときどんな  $\mathbf{x}$  に対しても  $A\mathbf{x} = \mathbf{y}$  が成立しないので式 (A.7) における  $\mathbf{x}$  は近似解  $\hat{\mathbf{x}}$  を求めるしかない。このような近似解を求める手法として、式 (2.20) について以下のように  $\|\mathbf{y} - A\mathbf{x}\|^2$  が最小になるように  $A^-$  を決定することによって解 (最小二乗解) を定めることが提案されている。

$$\hat{\mathbf{x}} = A_l^- \mathbf{y}, \{ \hat{\mathbf{x}} : \min(\|\mathbf{y} - A\mathbf{x}\|^2) \} \quad (\text{A.10})$$

ここで  $A_l^-$  は最小二乗型一般逆行列 (least squares generalized inverse) と呼ばれている。このとき、 $A$  と  $A_l^-$  の間には、

$$(AA_l^-)^\dagger = AA_l^- \quad (\text{A.11})$$

の関係がある。

### A.5.3 ノルム最小型一般逆行列

式 (2.20) の観測行列  $A \in C^{N \times M}$  が  $N < M$  の場合は  $\mathbf{y}$  が  $A$  の部分空間に含まれるが  $A\mathbf{x} = 0$  を満たす  $\mathbf{x}$  が存在することによって解ベクトルを一意に決定できない。ノルム最小型一般逆行列は存在するすべての解の中でノルムが最小となる解 (最小ノルム解) を用いることで解を一意に決定する。今、 $\text{rank}(A) = N < M$  のとき、 $A$  の転置行列の部分空間  $S(A^\dagger)$  と  $A$  の零空間  $\text{Ker}(A)$  が直交することを仮定すれば、 $A^-A$  は直交射影行列となるので、

$$(A^-A)^\dagger = A^-A \quad (\text{A.12})$$

が成立する。 $A^-A = P$  とすると、

$$P^\dagger = P \iff \|P\mathbf{x}\| \leq \|\mathbf{x}\| \quad (\text{A.13})$$

であり、 $P^\dagger = P$  のとき解ベクトル  $\mathbf{x}$  の平方和が最小になる。(A.8) 式及び (A.12) 式を同時に満たす一般逆行列はノルム最小型一般逆行列 (minimum norm gener-

alized inverse) と呼ばれ、

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^\dagger(\mathbf{A}\mathbf{A}^\dagger)^{-1}\mathbf{b} \quad (\text{A.14})$$

$$\mathbf{A}_m^- = \mathbf{A}^\dagger(\mathbf{A}\mathbf{A}^\dagger)^{-1} \quad (\text{A.15})$$

として表現することができる [52]。A.5 節 (A.13) 式は最小ノルムによる解ベクトルのパワーが最小となることを示している。これは、各音源からの出力を最小とするフィルタが設計できることを意味しており、音圧のダイナミックレンジを広くとれるという点で好ましい効果である。

## A.6. 一般逆行列の解法 (ムーア・ペンローズ一般逆行列)

反射型、最小二乗型、ノルム最小型の一般逆行列はそれぞれ特殊な条件下において成立するが、どんな場合においても一意解が定義できるものではなかった。例えば、 $\text{rank}(\mathbf{A}) < \min(N, M)$  のように行列  $\mathbf{A}$  がフルランクで無いときには最小二乗解や最小ノルム解が計算できない。このような場合、特異値分解を用いて特異値の逆変換により一意な解を定めることができる。観測行列  $\mathbf{A}$  の特異値を  $\kappa_r$  とする特異値分解を、

$$\mathbf{A} = \sum_{r=1}^{\text{rank}(\mathbf{A})} \kappa_r \boldsymbol{\omega}_r \mathbf{v}_r^\dagger, \quad (\kappa_r > 0, r = 1, 2, \dots, \text{rank}(\mathbf{A})) \quad (\text{A.16})$$

とするとき、 $\mathbf{A}^+$  は以下のように定めることができる。

$$\mathbf{A}^+ = \sum_{r=1}^{\text{rank}(\mathbf{A})} \kappa_r^{-1} \mathbf{v}_r \boldsymbol{\omega}_r^\dagger \quad (\text{A.17})$$

一般的な条件で解を定義した行列として、ムーア・ペンローズ一般逆行列 (Moore and Penrose generalized inverse: 以下 MP 一般逆行列と記述) が知られている。MP 一般逆行列は  $\mathbf{A}^+$  と表され、 $\text{rank}(\mathbf{A}) \leq N$  および  $\text{rank}(\mathbf{A}) \leq M$  のいずれか、あるいは両方とも成立している場合においても、

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^+ \mathbf{y} \quad (\text{A.18})$$

表 A.1 MP 一般逆行列の解法

$A \in C^{N \times M}$ の条件	解法	名称
$\text{rank}(A) = N = M$	$A^+ = (A)^{-1}$	逆行列
$\text{rank}(A) = M < N$	$A^+ = (A^\dagger A)^{-1} A^\dagger$	最小二乗解
$\text{rank}(A) = N < M$	$A^+ = A^\dagger (A A^\dagger)^{-1}$	最小ノルム解
$\text{rank}(A) < \min(N, M)$	$A^+ = \sum_{r=1}^{\text{rank}(A)} \kappa_r^{-1} v_r \omega_r^\dagger$	特異値分解を用いた手法

が成り立つ。MP 一般逆行列の必要十分条件は  $A^+$  について以下のすべての式が成立していることである。

$$A A^+ A = A \quad (\text{A.19})$$

$$A^+ A A^+ = A^+ \quad (\text{A.20})$$

$$(A^+ A)^\dagger = A^+ A \quad (\text{A.21})$$

$$(A A^+)^\dagger = A A^+ \quad (\text{A.22})$$

これは反射型、最小二乗型およびノルム最小型のすべての条件を兼ね備えていることを意味する。このように MP 一般逆行列は解の存在について観測行列  $A$  の要素に影響されないため多く用いられている。MP 一般逆行列を計算するには表 A.1 のような場合分けに従うと良い。

## A.7. 打ち切り特異値分解 (TSVD)

ノイズを有する行列の逆問題を計算する直接的な方法の1つとして付録 A.6 で述べた特異値分解を途中で打ち切る手法が知られている。これは (A.17) 式を、

$$A^+ = \sum_{r=1}^n \kappa_r^{-1} v_r \omega_r^\dagger \quad (\text{A.23})$$

として、 $n \leq \text{rank}(A)$  のところで展開を打ち切り、悪条件となる特異値成分  $n \leq r \leq \text{rank}(A)$  を除いた近似解を求めることで正則化を図るものである。この手法



は打ち切り特異値分解 (truncated singular value decomposition:TSVD) と呼ばれている。TSVDによる近似では打ち切り項数が大きくなるに従い、近似が発散していくことが知られている [56]。