

平成 17 年度

学士学位論文

# 多入力信号補正システムにおける 制御点近傍での音場再現

Sound Place Reproduction in Control Point  
Neighborhood in Multi Input Signal Correction  
System

1060321 下上 泰治

指導教員 福本 昌弘

高知工科大学 情報システム工学科

# 要 旨

## 多入力信号補正システムにおける 制御点近傍での音場再現

下上 泰治

原音場の特性を再生音場において再現するためには、室内の反響などの影響を考慮しなければならない。その再現方法として、多チャンネル-多点制御系が有効とされている。しかし、この手法はスピーカの増加により制御系が複雑になったり、残響時間が長い空間では演算量が増加してしまうなどの問題があるため実用化には至っていない。この問題に対して、多入力信号補正システムが提案された。この提案手法では、対象とした点にのみの補正を考慮しており、制御した点近傍の点に対しての補正は考慮されていない。

本論文では、多入力信号補正システムにおける制御点を増やすことで、制御点近傍に対しての補正を考慮したシステムを提案している。従来手法と提案手法において計算機シミュレーションを行い、それぞれの結果を比較することにより、提案手法の有効性を確認している。

キーワード 多入力信号補正システム, 音場再生, 伝達特性

## Abstract

# Sound Place Reproduction in Control Point Neighborhood in Multi Input Signal Correction System

It is necessary to consider of affecting such as echo of indoor to achieve characteristic of acoustic sound place in reproduction sound place. It is said that multi channel-multipoint control system is effective as the reproduction method. However, this method is not put to practical use, because it has the problem of becoming control system complexity by increasing in the number of speaker and an increase of a number of arithmetic by reverberating time etc. Multi input signal correction system was proposed to this problem. Proposal technique consider correction only of targeted point. However, correction neighborhood of point is not considered.

In this research, it proposes system that considered correction to controlled point neighborhood by increasing controlled point in multi input signal correction system, and the computer simulated in old technique and new technique. In these system, the effectiveness of the proposal technique is confirmed by comparing the results.

**key words** multi input signal correction system, sound field reproduction,

# 目次

第 1 章	序論	1
1.1	はじめに . . . . .	1
1.2	本論文の構成 . . . . .	3
第 2 章	音場再生システムにおける適応信号処理	5
2.1	はじめに . . . . .	5
2.2	音響システムと線形モデル . . . . .	5
2.3	補正フィルタにおける逆特性の近似 . . . . .	7
2.4	多チャンネル-多点制御系による近似逆フィルタ . . . . .	9
2.5	まとめ . . . . .	10
第 3 章	2 チャンネル-2 点制御による多入力信号補正法	11
3.1	はじめに . . . . .	11
3.2	2 チャンネル-2 点制御系 . . . . .	11
3.3	多入力信号補正システム . . . . .	12
3.3.1	逆特性の近似的推定法 . . . . .	13
3.3.2	クロストーク成分の影響を考慮した補正フィルタ係数の導出 . . . . .	15
3.3.3	補正フィルタの更新手順 . . . . .	17
3.4	まとめ . . . . .	17
第 4 章	多入力信号補正システムにおける制御点の増加	18
4.1	はじめに . . . . .	18
4.2	制御点の増加 . . . . .	18
4.3	まとめ . . . . .	21

## 目次

<b>第 5 章</b>	<b>計算機シミュレーション</b>	<b>22</b>
5.1	はじめに . . . . .	22
5.2	室内伝達関数 . . . . .	22
5.3	シミュレーション条件 . . . . .	23
5.4	従来手法におけるシミュレーション . . . . .	24
5.5	提案手法におけるシミュレーション . . . . .	25
5.6	まとめ . . . . .	25
<b>第 6 章</b>	<b>結論</b>	<b>32</b>
6.1	本研究のまとめ . . . . .	32
6.2	今後の課題 . . . . .	32
	<b>謝辞</b>	<b>33</b>
	<b>参考文献</b>	<b>34</b>
<b>付録 A</b>	<b>適応アルゴリズム</b>	<b>35</b>

# 目次

1.1	バイノーラルシステムの一例 . . . . .	2
1.2	トランスオーラルシステムの一例 . . . . .	3
1.3	MINT 理論に基づくトランスオーラルシステム . . . . .	4
2.1	閉空間における音の伝達の様子 . . . . .	5
2.2	図 2.1 の等価回路 . . . . .	6
2.3	室内伝達特性の補正 . . . . .	7
2.4	MINT 理論に基づく音場制御系 . . . . .	8
2.5	2 次音源数 $I$ , 制御点数 $J$ の音響系 . . . . .	9
3.1	2 チャネル-2 点制御系線形モデル . . . . .	12
3.2	室内伝達特性の補正 . . . . .	14
3.3	多入力信号補正システムの構成図 . . . . .	15
4.1	スピーカから 1 点までの伝達経路 . . . . .	18
4.2	スピーカから 2 点までの伝達経路 . . . . .	19
4.3	制御点 $m, n$ における多入力信号補正システム構成図 . . . . .	20
5.1	観測モデル . . . . .	24
5.2	改善量の算出法 . . . . .	26
5.3	従来手法の制御領域 . . . . .	28
5.4	提案手法の制御領域 . . . . .	28
5.5	受聴点 $B$ における室内インパルス応答 $g_{11}$ . . . . .	29
5.6	受聴点 $B$ における室内インパルス応答 $g_{12}$ . . . . .	29
5.7	受聴点 $B$ における室内インパルス応答 $g_{21}$ . . . . .	30

## 図目次

5.8 受聴点 $B$ における室内インパルス応答 $g_{22}$ . . . . .	30
5.9 右側原信号 . . . . .	31
5.10 左側原信号 . . . . .	31

# 表目次

5.1	インパルス応答の測定条件 . . . . .	26
5.2	従来手法のシミュレーション結果での重み付けパラメータ . . . . .	27
5.3	提案手法のシミュレーション結果での重み付けパラメータ . . . . .	27
5.4	従来手法のシミュレーション結果 [dB] . . . . .	27
5.5	提案手法のシミュレーション結果 [dB] . . . . .	27

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 はじめに

近年，コンサートホールや映画館などの臨場感を家庭で再現することを目的とした，ホームシアターが急速に普及している．ホームシアターでは，映像を大型スクリーンに投影し，音声を 6 つのラウドスピーカにより再生する．スピーカは受聴者を囲むように配置しており，5 つのラウドスピーカと 1 つのウーファから構成され，5.1ch サラウンドシステムと呼ばれている．このシステムは，従来の左右 2 つのスピーカによるステレオ再生ではできなかった受聴者の側方や後方，またはスピーカよりも外側への音像定位も可能としている．しかし，このようなシステムは実際の音原を聞かせることで臨場感を与えるのではなく，物理的に音を周りから発することであたかもその場所にいるように聞こえるように作用している．

一方，実際の音源を再現する方法に，複数のマイクロホンを用いて音を収録し，再生音場にてマイクロホンと位置や方向を同一に配置したスピーカを用いて音を再生する手法がある．しかし，この手法には残響の少ない部屋でのみの実現が可能であることや，再現領域の広さに応じたスピーカが必要であることなど，技術的にたくさんの問題があるため実現は困難であるとされている．

また，再生する対象を受聴者のみに限定することで，音場再生を行う手法も考案されている．この手法は，受聴者の耳もとで再生される信号が収録した音場で聞くときの信号と一致するように再生している．これを実現するには，収録する際にダミーヘッドを用いて行う．この収録方法はダミーヘッド収録，またはバイノーラル収録と呼ばれている．バイノーラル収録した音での音場再生の方法に，ヘッドホンを使用することが考えられる．このように，

## 1.1 はじめに

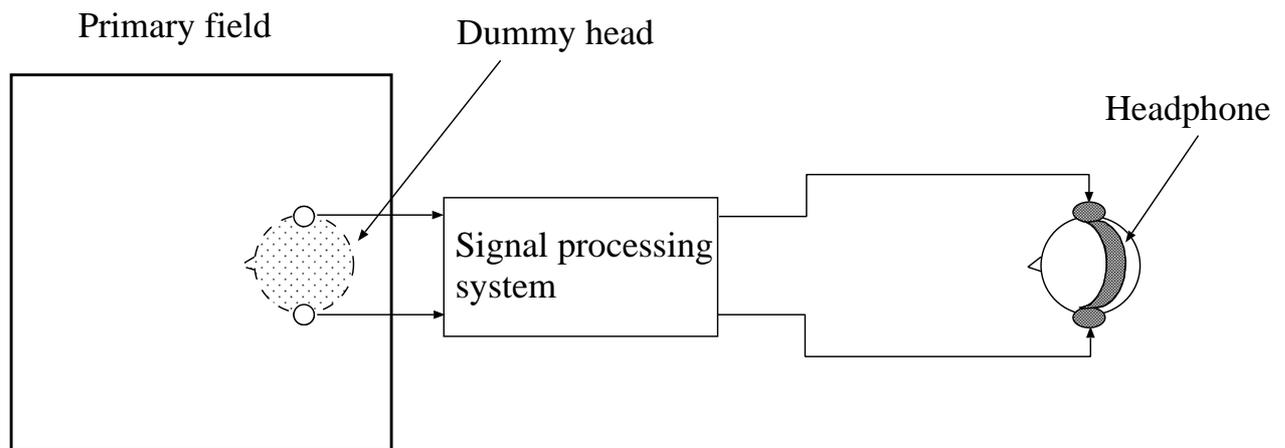


図 1.1 バイノーラルシステムの一例

バイノーラル収録した信号がそのまま受聴者の耳に対して再生することができれば、収録した場所で聞いているかのように感じることができる [1]。このように、ヘッドホンを用いた音場再生システムをバイノーラルシステムと呼び、その構成を図 1.1 に示す。バイノーラルシステムはハードウェア構成が簡単なことから、バイノーラル収録された信号さえあれば、既存のハードウェアでの実現が可能である。しかし、受聴者とダミーヘッドの頭部形状が異なると音像の定位がうまくいかない場合がある。また、頭部の回転や音原の移動に対する追従性や、ヘッドホン装着による受聴者への装着負荷などの問題がある。

バイノーラル収録した信号をラウドスピーカを用いることによる再生方法についても、いくつも検討されている。バイノーラル信号を、空間に伝達させることによって再現することを目指すため、トランスオーラルシステムと呼ばれ、その構成を図 1.2 に示す。トランスオーラルシステムは、ラウドスピーカと受聴者の耳 (受音点) までの音の伝達経路の影響 (伝達特性) を除去するように逆フィルタを用いて、受音点において収録した音をそのまま再現する。図 1.3 のような MINT 理論に基づき受音点数以上のスピーカを用いることでトランスオーラルシステムの実現が可能であることが知られている。しかし、MINT 理論に基づいた構成では受音点の数が増えるにつれてラウドスピーカの数も増加するので、逆フィルタの計算に要するメモリ量と演算量も大幅に増加してしまう。また、残響が存在する室内におい

## 1.2 本論文の構成

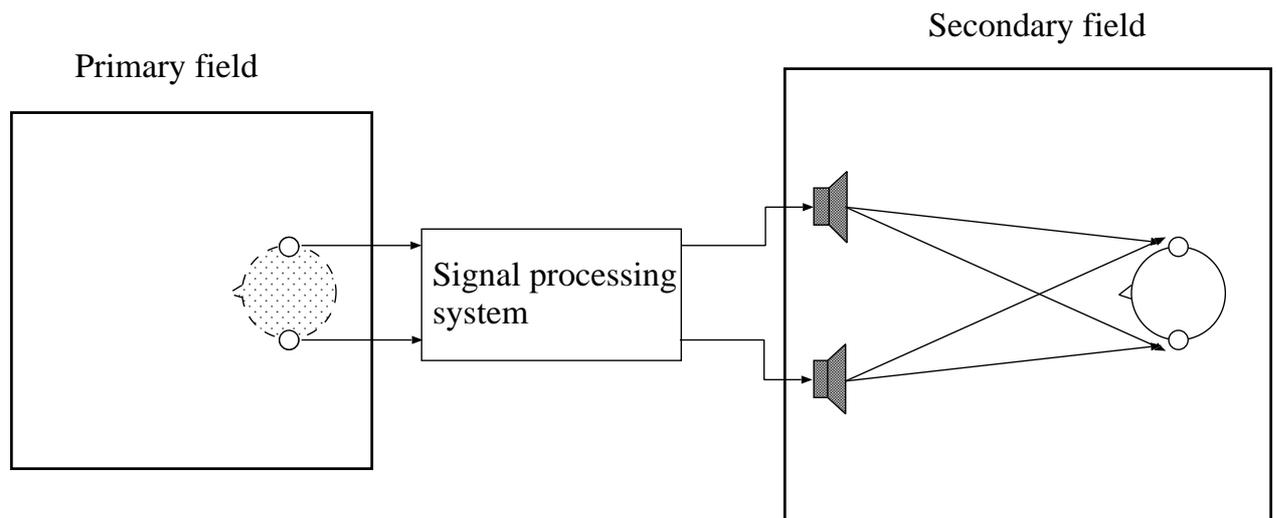


図 1.2 トランスオーラルシステムの一例

ては、その影響を除去するための逆フィルタのタップ長がかなり長くなることが予想される。

この問題に対して、2つのスピーカによって2つの受音点に対して再現を行うことを目的とした多入力信号補正システムが提案された。このシステムは、対象とする受聴者の耳もとに対してのみの再現を考慮しており、その近傍に対する音場の再現は考慮されていない。しかし、実環境において、受聴者の移動や複数の受聴者で同じ音を聞いているという状況を考慮すると、領域に対しての補正が必要である。

## 1.2 本論文の構成

本論文の構成について述べる。

まず第2章では、本研究全体を通じて用いる基礎的な原理について述べる。また、多チャネル音場再生システムにおける逆フィルタの設計の説明を行う。

第3章では、多チャネル-多点制御系の問題を解決するために提案された、2チャネル-2点制御による音場再生方法である多入力信号補正システムについて述べる。

第4章では、多入力信号補正システムにおける制御点の数を増やすことにより、制御点近傍に対する補正を考慮した提案手法の説明を行う。

## 1.2 本論文の構成

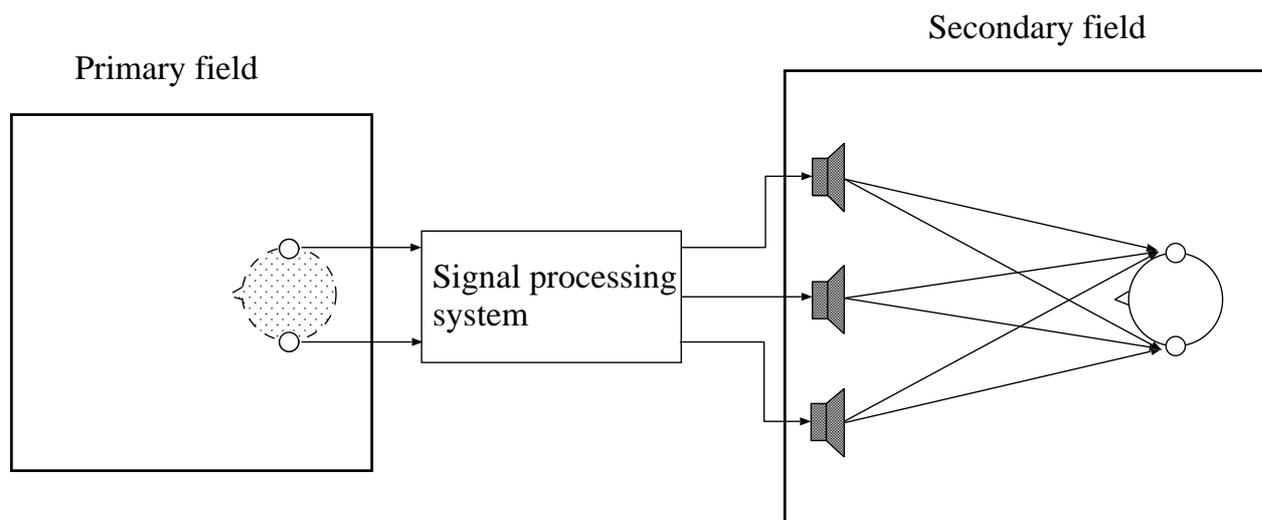


図 1.3 MINT 理論に基づくトランスオーラルシステム

第 5 章では、従来手法と提案手法においてシミュレーションを行い、それぞれの結果を検証する。

## 第 2 章

# 音場再生システムにおける適応信号処理

### 2.1 はじめに

音を収録した音場を、再生音場において再現する音場再生システムについて、これまで様々な手法が提案されてきた。本章ではまず、伝達特性を含む音響システムが線形モデルとして表現できることを説明する。次に、ラウドスピーカによる音場再生システムにおいて逆フィルタを用いることで音場の再現が実現できることを述べ、多チャンネル-多点制御系における逆フィルタの設計法を述べる。最後に適応アルゴリズムである学習同定法の説明を行う。

### 2.2 音響システムと線形モデル

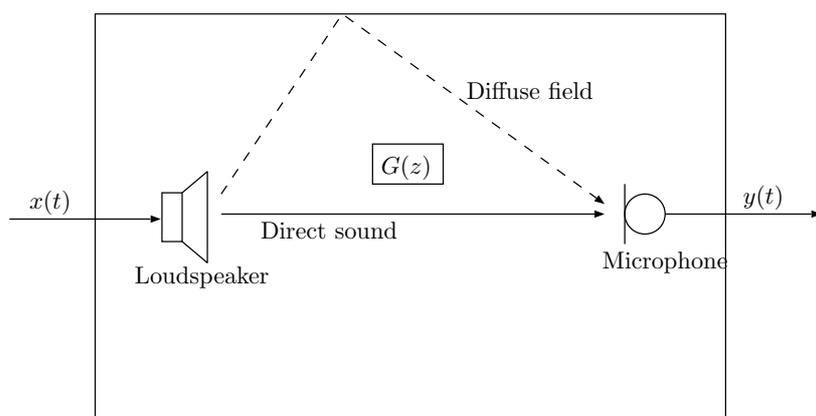


図 2.1 閉空間における音の伝達の様子

スピーカから受音点への音の伝わり方を表す関数を空間伝達関数  $G(z)$  という。空間伝達

## 2.2 音響システムと線形モデル

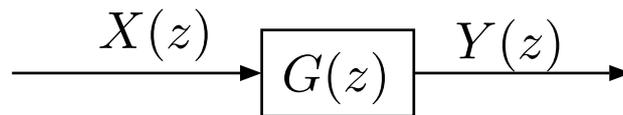


図 2.2 図 2.1 の等価回路

関数  $G(z)$  は、屋外などの開けた空間においてはスピーカの位置と受音点との距離にだけ依存する。一方、図 2.1 に示すように反射音が発生する閉空間において、ラウドスピーカとマイクロホンを用いて、この 2 点間の音の伝達について考える。ここで、ラウドスピーカに入力する所望信号を  $x(t)$ 、マイクロホンで受聴する信号を  $y(t)$  とする。このときマイクロホンにおける観測信号  $y(t)$  は、スピーカから直接到達する直接音の信号と、壁などで反射して到達する多数の反射音の信号が含まれたものとなる。音の反射は、音のエネルギーが消滅するまで続けられる。スピーカから音を出力したとき、マイクロホンで観測される信号（インパルス応答）は時間の経過とともに、まず直接音が観測され、次に反射音が観測される。このインパルス応答を標本化して得られる数列を  $\{g(0), g(1), g(2), \dots\}$  と表すと、室内伝達関数  $G(z)$  は、この離散数列を  $z$  変換した次式により求められる。

$$G(z) = \sum_{i=0}^{\infty} g(i)z^{-i} \quad (2.1)$$

この音場におけるスピーカ、マイクロホン、空間伝達関数による影響が全て線形であると仮定すると、入力信号  $x(t)$  と観測信号  $y(t)$  の関係はインパルス応答  $g(k)$  を用いて次のように表される。

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} g(k)x(t-k) \quad (2.2)$$

この式は、観測したインパルス応答  $g(k)$  を用いることによって、任意の入力信号  $x(n)$  に対する観測信号  $y(t)$  が求められることを意味している。両辺を  $z$  変換すると、次式のように変形される。

$$Y(z) = X(z)G(z) \quad (2.3)$$

ただし、 $X(z)$ 、 $Y(z)$  はそれぞれ  $x(t)$ 、 $y(t)$  の  $z$  変換を意味する。

このように、図 2.1 の伝達系は図 2.2 のような等価回路で表され、室内音場における音響システムは線形系としてモデル化することができる。

## 2.3 補正フィルタにおける逆特性の近似

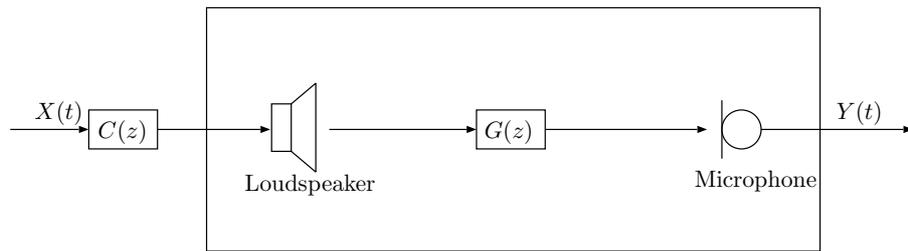


図 2.3 室内伝達特性の補正

## 2.3 補正フィルタにおける逆特性の近似

トランスオーラルシステムにおける音場再生システムでは，ラウドスピーカに入力される所望信号と受音点の観測信号が等しくなるように制御することを目的としている．つまり，図 2.2 に示す線形モデルを想定すると  $X(z) = Y(z)$  が成り立つように制御しなければならない．しかし，実際の音場においては前項で示したように伝達特性  $G(x)$  の影響を受けるため，この影響を補正する必要がある．そこで，図 2.3 に示すように所望信号に対して補正フィルタ  $C(z)$  を通して信号をスピーカから出力する．ここで，補正フィルタ  $C(z)$  は伝達特性の逆特性に近似した近似逆フィルタである．この補正フィルタ  $C(z)$  が伝達特性  $G(z)$  に対して完全な逆特性を示すものと仮定すると，

$$C(z) = G^{-1}(z) \quad (2.4)$$

という関係式が成り立つ．図 2.3 の関係から補正フィルタと伝達特性を畳み込むことによって

$$\begin{aligned} G(z)C(z) &= G(z)G^{-1}(z) \\ &= 1 \end{aligned} \quad (2.5)$$

となる．伝達特性  $G(z)=1$  となるとき，式 (2.3) は

$$\begin{aligned} Y(z) &= X(z) * 1 \\ Y(z) &= X(z) \end{aligned} \quad (2.6)$$

となり，受音点において所望信号  $x(t)$  を再現できたことになる．ただし，このような関係が成り立つには  $G(z)$  の零点が，単位円内に存在する（最小位相系）必要がある．しかし，

### 2.3 補正フィルタにおける逆特性の近似

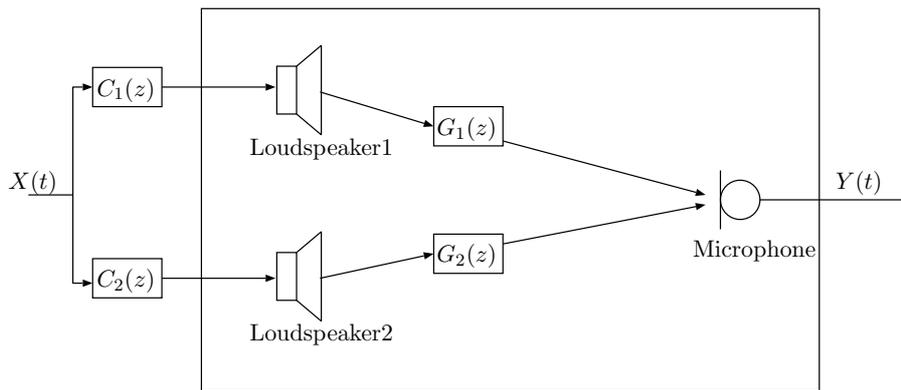


図 2.4 MINT 理論に基づく音場制御系

室内伝達特性は非最小位相である場合が多く、正確な逆特性を推定することは困難であるため近似逆フィルタの設定は実現できない。

非最小位相系に対する伝達特性の逆特性を近似的に求める方法として、逆特性を誤差エネルギーを最小にする FIR フィルタで近似する手法がある。これは

$$E(z) = 1 - G(z)C(z) \quad (2.7)$$

で与えられる

一方、MINT 理論によると、スピーカから受音点までの複数の空間伝達経路を設けることにより、特性が最小位相を示さない場合でも正確な逆特性を実現できることが示されている。図 2.4 に MINT 理論に基づく音場制御を示す。受聴点における観測信号  $Y(z)$  は

$$\begin{aligned} Y(z) &= G_1(z)C_1(z)X(z) + G_2(z)C_2(z)X(z) \\ &= (G_1(z)C_1(z) + G_2(z)C_2(z))X(z) \end{aligned} \quad (2.8)$$

と表される。この系で逆フィルタ処理を行うには、次の関係を満たすフィルタ  $C_1(z)$ 、 $C_2(z)$  を求める必要がある。

$$G_1(z)C_1(z) + G_2(z)C_2(z) = 1 \quad (2.9)$$

この解が存在するには  $G_1(z)$ 、 $G_2(z)$  が有限であり、共通の零点を持たないことである。これらの条件が満たされていれば式 (2.8) を満たす  $C_1(z)$ 、 $C_2(z)$  が存在することが数学的に証明されている。

## 2.4 多チャネル-多点制御系による近似逆フィルタ

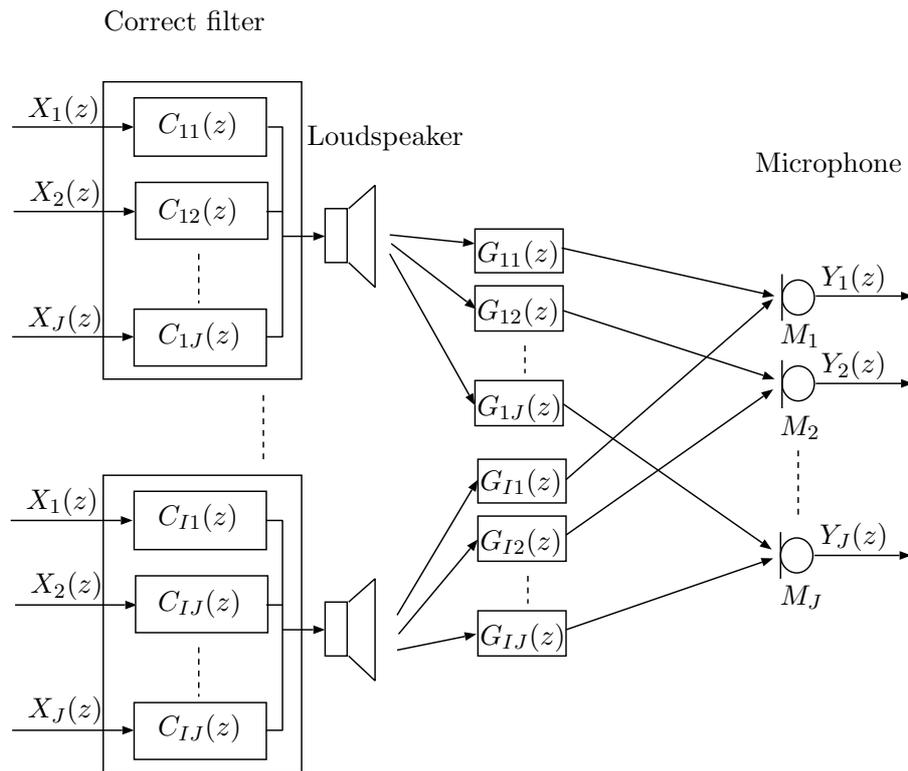


図 2.5 2 次音源数  $I$ , 制御点数  $J$  の音響系

## 2.4 多チャネル-多点制御系による近似逆フィルタ

図 2.5 に音源数  $I$ , 制御点数  $J$  の多チャネル音場再生系において逆特性を近似するための近似逆フィルタ群の構成を示す．ここで室内で  $n$  次元関数のインパルス応答を  $G_{ij}(z)$ , 補正フィルタを  $C_{ij}(z)$ , 所望信号を  $X_j(z)$ , 観測信号を  $Y_j(z)$  とする．また  $i(= 1, 2, \dots, I)$  と  $j(= 1, 2, \dots, J)$  はそれぞれ音源番号である．多チャネル音場再生システムでは, 各制御に治する制御を他の点とは独立に行われることが望まれる．そこで補正フィルタ群においては, 入力信号  $X_j(z)$  をパルスとしたときに制御点  $M_j$  にのみパルスが観測されるような補正フィルタ群を基本単位とする．すなわち

$$G(z)C(z) = I_i \quad (2.10)$$

を満たす  $C(z)$  を求めればよい．ただし

## 2.5 まとめ

$$G(z) = \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{12}(z) & \cdots & G_{1I}(z) \\ G_{21}(z) & G_{22}(z) & \cdots & G_{2I}(z) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{J1}(z) & G_{J2}(z) & \cdots & G_{JI}(z) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$C(z) = \begin{bmatrix} C_{11}(z) & C_{12}(z) & \cdots & C_{1I}(z) \\ C_{21}(z) & C_{22}(z) & \cdots & C_{2I}(z) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{J1}(z) & C_{J2}(z) & \cdots & C_{JI}(z) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

とし,  $I_I$  は  $I * I$  の大きさの単位行列とする.

各制御点に対して, 上記の補正フィルタ係数を求め, それらを 2 次音源毎に畳み込むこと  
によって逆特性を近似する制御系が構成される.

## 2.5 まとめ

本章では音響システムが線形であることを説明し, 伝達特性の影響を補正する近似逆フィルタが設計されることを述べた. また, 多チャンネル-多点制御系において MINT 理論を用いることで音場再生が行えることも示した. しかし, 通常の部屋などを再現空間としたとき, 残響時間は長くなってしまふ. つまり, 空間伝達特性のインパルス応答長が長くなるので, 演算量が増大してしまうので現実的なシステムではない. 第 3 章では, この問題を解決するために提案された手法の説明を行う.

## 第 3 章

# 2 チャンネル-2 点制御による多入力信号補正法

### 3.1 はじめに

ラウドスピーカ再生による多チャンネル音場再生システムにおいては室内伝達特性の影響を除去する近似逆フィルタが必要である．そのための方法として，MINT 理論に基づく多チャンネル-多点制御系が提案されている [1][2]．しかし，第 2 章で述べたように，空間伝達関数のインパルス応答長が長いと，計算量とメモリ量が膨大になることから実用化には至っていない．そこで，2 つの制御点に対して 2 つのスピーカで音場再生を行う多入力信号補正システムが提案された．

### 3.2 2 チャンネル-2 点制御系

ここでは，2 つのスピーカを用いて 2 つの制御点に対して制御する音響系である 2 チャンネル-2 点制御系に対して線形モデル化を行い，2 つのスピーカから出力される原音と制御点での観測信号が一意に等価できないことを示す．

図 3.1 に 2 チャンネル-2 点制御線形モデルを示す．このとき，観測点における観測信号  $y_i$  は入力信号  $x_i$  と室内伝達特性  $g_{ij}$  を用いて以下の式で与える．

$$y_1(t) = x_1(t)g_{11} + x_2(t)g_{21} \quad (3.1)$$

$$y_2(t) = x_2(t)g_{22} + x_1(t)g_{12} \quad (3.2)$$

### 3.3 多入力信号補正システム

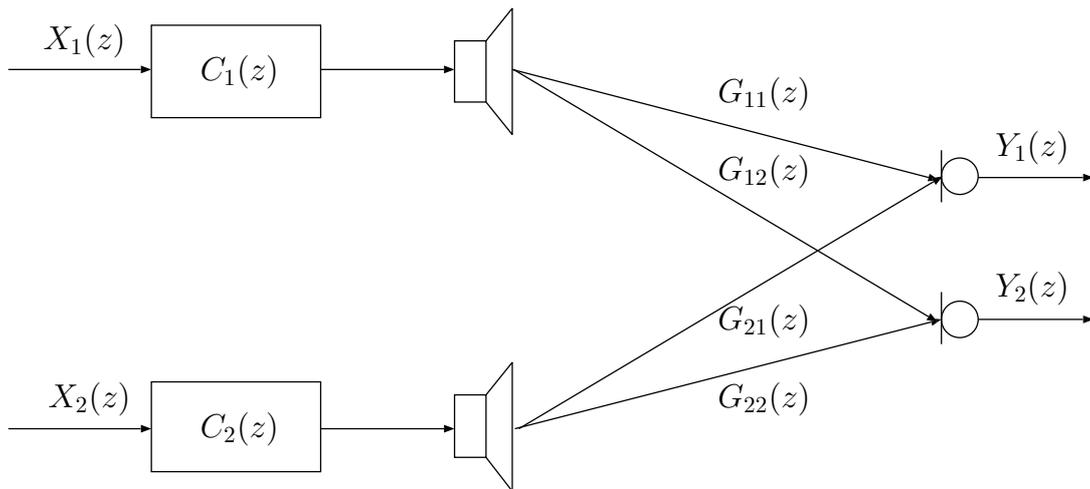


図 3.1 2チャンネル-2点制御系線形モデル

ここで、右側観測信号は、右側受音点に右側入力信号  $x_1$  が伝達特性  $g_{11}$  の影響を受けて届く直接信号と、左側入力信号  $x_2$  が伝達特性  $g_{21}$  の影響を受けて届くクロストーク信号の総和であることがわかる。クロストーク信号は、本来伝わるべき受音点への信号が、もう一方の受音点に伝わってしまう成分のことである。このクロストーク信号があるため、右側原信号と右側観測信号とが大きく異なってしまふ。また、左側受音点についても同様のことが言える。

以上のことから、補正フィルタ  $C_i$  は直接信号の伝達特性の影響と、クロストークの影響の軽減を同時に行うことが望まれる。

### 3.3 多入力信号補正システム

ここでは、2つの制御点と2つのスピーカから成る2チャンネル-2点制御系におけるクロストークの影響を軽減させるために、2チャンネル-2点制御系をもとに提案された多入力信号補正システムについて説明する。

### 3.3 多入力信号補正システム

#### 3.3.1 逆特性の近似的推定法

伝達特性を軽減させる方法として適応フィルタを用いて逆特性を近似的に導出する過程について述べる．ここでは，説明簡略化のため，1つのスピーカと1つの受音点からなる線形モデルを考える．原音である所望信号  $x(t)$  が補正フィルタ  $C(z)$  を通過した信号  $d(z)$  は，フィルタ係数を  $c_L$  とすると次のように表される．

$$d(t) = x_L(t)c_L^T \quad (3.3)$$

ただし，

$$x_L(t) = [x(t), x(t-1), \dots, x(t-L)] \quad (3.4)$$

$$c_L = [c_0, c_1, \dots, c_L] \quad (3.5)$$

である．また， $L$  は補正フィルタのインパルス応答長である．ここで制御点での観測信号  $y(t)$  は

$$y(t) = d_{L_g}(t)g_{L_g}^T \quad (3.6)$$

となる．また， $L_g$  は伝達関数のインパルス応答長である．ただし，

$$d_{L_g}(t) = [d(t), d(t-1), \dots, d(t-L_g)] \quad (3.7)$$

$$g_{L_g} = [g_0, g_1, \dots, g_{L_g}] \quad (3.8)$$

である．ここで，補正フィルタ  $C(z)$  が伝達関数  $G(z)$  に対する近似逆フィルタと同様の性質であると仮定すると， $z$  変換による表現で以下の近似式が成り立つ．

$$\begin{aligned} Y(z) &= D(z)G(z) \\ &= X(z)C(z)G(z) \\ &\approx X(z)G^{-1}(z)G(z) \\ &= X(z) \end{aligned} \quad (3.9)$$

これは，伝達関数に対する近似逆フィルタを用いることで所望信号と観測信号を等価することが可能であることを示している．図 3.2 に近似逆フィルタ係数を推定するための構成図を

### 3.3 多入力信号補正システム

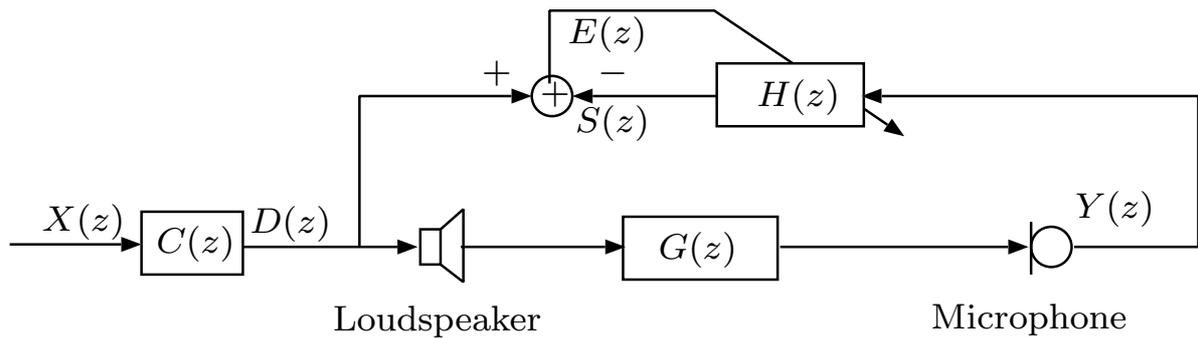


図 3.2 室内伝達特性の補正

示す．伝達特性  $g_{L_g}$  の逆特性を推定するために適応フィルタ  $H(z)$  を用いる．そのフィルタ係数を  $h_L(t)$ ，適応フィルタへの入力状態ベクトルを  $y_L(t)$  とすると，入出力関係は

$$s(t) = y_L(t)h^T(t) \quad (3.10)$$

となる．ただし，

$$y_L(t) = [y(t), y(t-1), \dots, y(t-L)] \quad (3.11)$$

$$h_L(t) = [h_0(t), h_1(t), \dots, h_L(t)] \quad (3.12)$$

である．一方，スピーカから出力される信号  $d(t)$  を式 3.3 で与えられるものとするとき，出力誤差  $e(t)$  は

$$e(t) = d(t) - s(t) \quad (3.13)$$

となる．ここで，出力誤差を  $e(t)=0$  であるとするとき

$$\begin{aligned} d(t) &= s(t) \\ x_L(t)c_L^T(t) &= y_L(t)h_L^T(t) \end{aligned} \quad (3.14)$$

となり，この式において適応フィルタ係数  $h_L$  を補正フィルタ  $c_L$  として与えると

$$\begin{aligned} x_L(t)c_L^T(t) &= y_L(t)c_L^T(t) \\ x_L(t) &= y_L(t) \end{aligned} \quad (3.15)$$

となる．これより，出力誤差  $e(t)=0$  であるならば，所望信号  $x(t)$  と観測信号  $y(t)$  は等しくなる．ゆえに，出力誤差  $e(t)$  を 0 に近付くように適応フィルタのフィルタ係数  $h_L(t)$  を更新

### 3.3 多入力信号補正システム

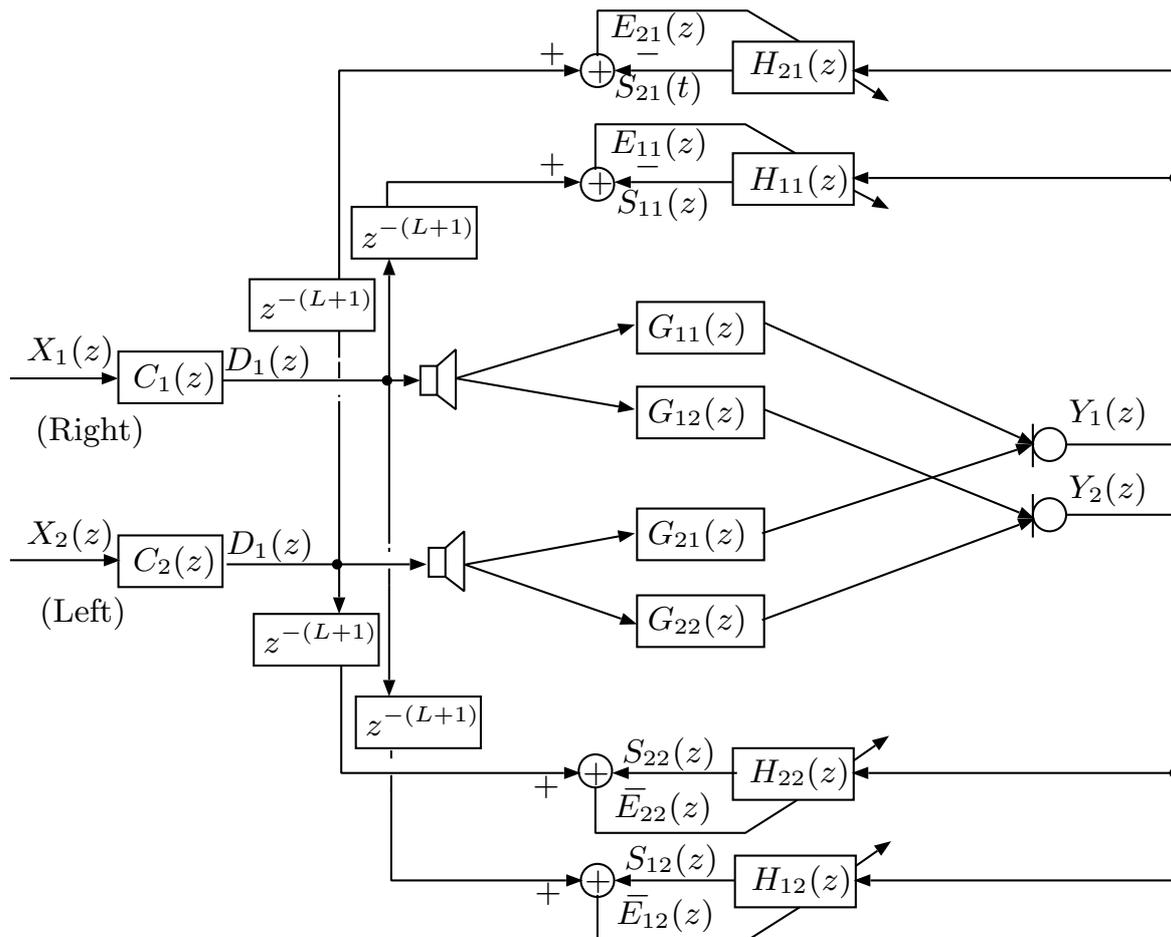


図 3.3 多入力信号補正システムの構成図

していくことが必要となる．フィルタ係数の更新には

$$h_L(t+1) = h_L(t) + \alpha \frac{y_L(t)}{\|y_L(t)\|^2} e(t) \quad (3.16)$$

で示される学習同定法を用いて行う [3]．ここで， $\alpha$  はステップゲインと呼ばれ，フィルタ係数修正の大きさを制御するパラメータであり， $\|\cdot\|$  はベクトルのユークリッドノルムを表す．

#### 3.3.2 クロストーク成分の影響を考慮した補正フィルタ係数の導出

図 3.3 に多入力信号補正システムの構成図を示す．これからは，スピーカから出力される信号を系への入力信号とする．

適応フィルタ  $H_{11}(z)$  は，右側入力信号  $d_1(t)$  と，右側観測信号のこのフィルタ通過後の

### 3.3 多入力信号補正システム

信号  $s_{11}(t)$  から出力誤差  $e_{11}(t)$  を算出している．前小節で述べたように，出力誤差  $e_{11}(t)$  徐々に小さくなる．つまり，右側入力信号から右側制御点までの伝達特性  $g_{11,L_g}$  の逆特性を近似するフィルタとなる．ここで得られたフィルタ係数  $h_{11}(t)$  を右側補正フィルタ  $C_1$  に与えることにより，右側観測信号  $y_1(t)$  を右側所望信号  $x_1(t)$  に近似させることができる．しかしこの補正処理は，クロストークにより左側観測信号  $y_2(t)$  に対しても，右側所望信号  $x_1(t)$  への近似をさせるように作用してしまうため，これを防ぐ必要がある．

一方，適応フィルタ  $H_{21}(z)$  では，左側入力信号  $d_2(t)$  と，右側観測信号のこのフィルタ通過後の信号  $s_{21}(t)$  から出力誤差  $e_{21}(t)$  を算出しており，左側入力信号から右側制御点までの伝達特性  $g_{21,L_g}$  の逆特性を近似するフィルタとなる．しかし， $H_{21}(z)$  は，右側補正フィルタ  $C_1$  とは接続関係にないため，補正フィルタの係数  $c_1$  として与えることはできない．ここで，左右の制御点の距離が人間の頭部程度ならば，クロストークにおける伝達特性  $g_{21,L_g}$  と  $g_{12,L_g}$  には強い相関をもつと考えられる．このことを利用すると，伝達特性  $g_{21,L_g}$  の逆特性を近似するフィルタ  $H_{21}(z)$  は伝達特性  $g_{12}$  の逆特性を近似する適応フィルタとして代用することができる．つまり，適応フィルタ  $H_{21}(z)$  のフィルタ係数を補正フィルタの係数  $c_1$  に与えることにより，伝達特性  $g_{12,L_g}$  を通過するクロストーク信号を左側所望信号  $x_2(t)$  に近似させることができる．

以上のように， $H_{11}(z)$  で得られたフィルタ係数  $h_{11,L}$  と  $H_{21}(z)$  で得られたフィルタ係数  $h_{21,L}$  を合成させて右側補正フィルタ係数として与える．このことによって，それぞれの伝達特性の影響とクロストークの影響を同時に軽減させる補正フィルタが得られる．また，左側チャンネルについても同じ構成である．ここで，左右の補正フィルタ係数は以下の計算式により与えられる．

$$c_1(t+1) = w_1 h_{11}(t) + (1 - w_1) h_{21}(t) \quad (3.17)$$

$$c_2(t+1) = w_2 h_{22}(t) + (1 - w_2) h_{12}(t) \quad (3.18)$$

ただし， $w_{i,m}$  は重み付けパラメータ ( $0 < w_i \leq 1$ ) である．

## 3.4 まとめ

### 3.3.3 補正フィルタの更新手順

補正フィルタの係数を導出するために、学習同定法に基づいて適応フィルタの更新を行う。式 3.19~ 3.22 を繰り返し処理することによって、右側出力信号から伝達特性  $G_{12}(z)$  を通過するクロストーク信号が左側所望信号  $x_2(t)$  に近似していくと考えられる。また、もう一方のクロストーク信号についても同様である。

まず、4 つの近似逆フィルタ  $H_{ij}(z)$  に対する出力誤差  $e_{ij}(t)$  をそれぞれ以下のように算出する。

$$e_{ij}(t) = d_i(t) - s_{ij}(t) \quad (3.19)$$

次に、各逆フィルタ  $H_{ij}(z)$  の係数を学習同定法によってそれぞれ以下のように算出する。

$$h_{ij,L}(t+1) = h_{ij,L}(t) + \alpha \frac{y_{j,L}(t)}{\|y_{j,L}(t)\|^2} e_{ij}(t) \quad (3.20)$$

ただし、 $\alpha$  はステップゲインである。

左右の所望信号に対する補正フィルタ係数  $c_i$  をそれぞれ以下のように更新する。

$$c_{1,L}(t+1) = w_{1,L}h_{11}(t) + (1 - w_{1,L})h_{21,L}(t) \quad (3.21)$$

$$c_{2,L}(t+1) = w_{2,L}h_{22}(t) + (1 - w_{2,L})h_{12,L}(t) \quad (3.22)$$

ただし、 $w_i$  は重み付けパラメータ ( $0 < w_i \leq 1$ ) である。

## 3.4 まとめ

本章では、2チャンネル-2点制御系である音場再生を行う多入力信号補正システムにおける補正フィルタ係数の導出およびその更新手順についてまとめた。しかし、このシステムは受聴点の補正は明らかにされているが、その近傍の観測点への補正は考慮されていない。つまり、一人の受聴者に対する補正としては有効であるが、受聴者の移動や複数の受聴者に対する補正は有効であるかは保証されていない。そこで、第4章においてこの問題に対して改善手法の提案を行う。

## 第 4 章

# 多入力信号補正システムにおける制御点の増加

### 4.1 はじめに

前章で述べたように，従来の多入力信号補正システムでは制御点に対しての補正のみ考慮されており，制御点近傍の受聴点への補正は考慮されていなかった．そこで，本章では制御点を増やすことにより，制御点近傍に対しての補正を考慮した手法の提案を行う．

### 4.2 制御点の増加

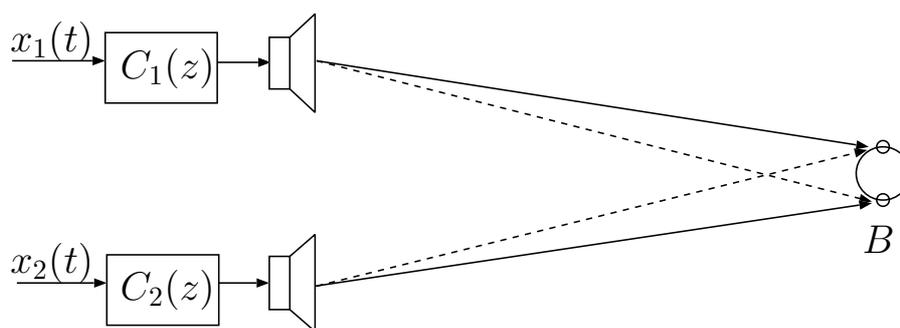


図 4.1 スピーカから 1 点までの伝達経路

図 4.1，図 4.2 に，スピーカから 3 種類の受聴点までの音の伝達経路を示す．図 4.1 の受聴点は両スピーカからの距離が等しい．図 4.2 の 2 つの制御点は図 4.1 の受聴点をスピーカに並行に左右に移動させた点である．従来の多入力信号補正システムは，図 4.1 のように 2 つのスピーカから出力された音の 4 つの伝達経路が左右対象となる位置に制御点があると

## 4.2 制御点の増加

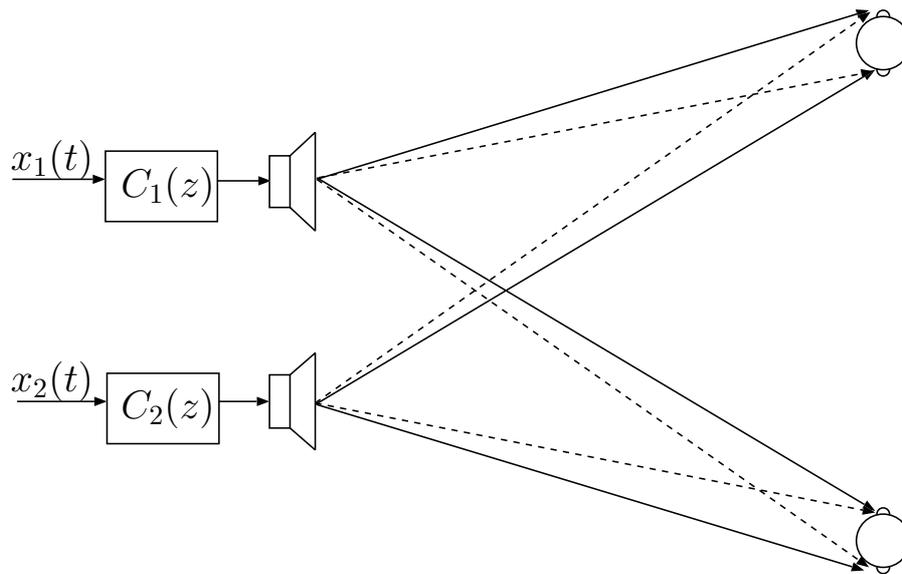


図 4.2 スピーカから 2 点までの伝達経路

き，最も有効であるとされている．

一方，図 4.2 のそれぞれの点までの音の 4 つの伝達経路は左右対象ではない．しかし，2 つの点における左右の受音点に対する伝達経路は左右対象である．このように 2 つの点における左右の受音点に対する音の伝達経路がそれぞれ左右対象となる位置に制御点があるとき，各制御点において補正できると考えられる．そこで，制御点を増やすことで複数の制御点に対しての補正を行い，制御領域を拡大させるシステムを提案する．

ここでは，図 4.3 のように制御点を 2 点  $m$ ， $n$  としたときのシステム構成を考える．2 つのスピーカから各点までの伝達経路は 4 つ存在する．制御点  $m$  における観測信号  $y_{i,m}$  はそれぞれ

$$y_{1,m}(t) = x_{1,m,L_g}(t)g_{11,L_g}^T + x_{2,m,L_g}(t)g_{21,L_g}^T \quad (4.1)$$

$$y_{2,m}(t) = x_{2,m,L_g}(t)g_{22,L_g}^T + x_{1,m,L_g}(t)g_{12,L_g}^T \quad (4.2)$$

で与られ，制御点  $n$  における観測信号  $y_{i,n}$  はそれぞれ

$$y_{1,n}(t) = x_{1,n,L}(t)g_{11,L}^T + x_{2,n,L_g}(t)g_{21,L_g}^T \quad (4.3)$$

$$y_{2,n}(t) = x_{2,n,L}(t)g_{22,L}^T + x_{1,n,L_g}(t)g_{12,L_g}^T \quad (4.4)$$

で与えられる．ここで，多入力信号補正システムを用いるために，2 つの制御点  $m$ ， $n$  にお

## 4.2 制御点の増加

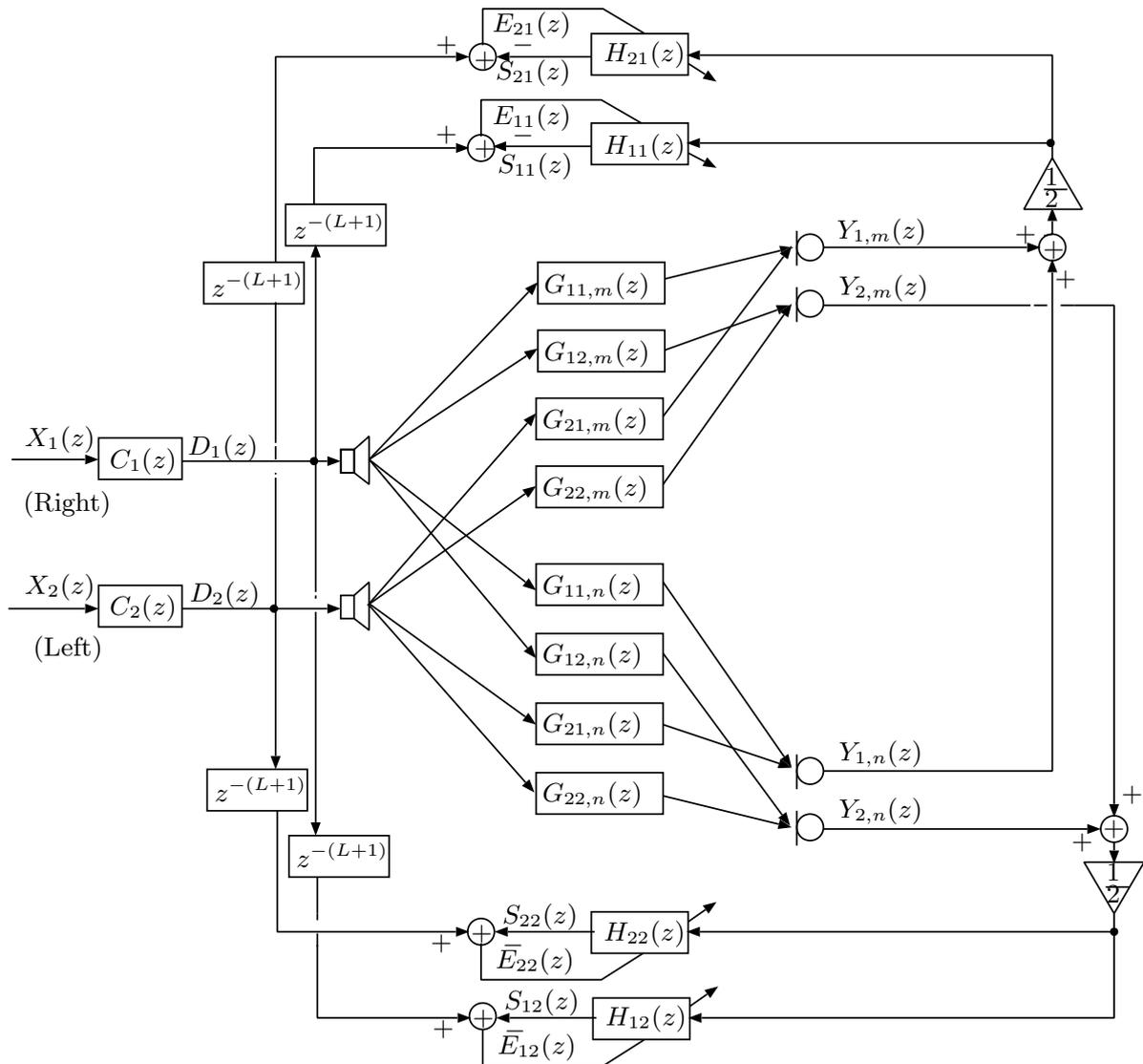


図 4.3 制御点  $m, n$  における多入力信号補正システム構成図

ける左右の観測信号  $y_{i,m}, y_{i,n}$  を左右 1 つずつの観測信号にしなければならない。そこで、それぞれの左右の観測信号の平均をシステムにおける左右の観測信号  $y_i$  として与える。

フィルタの更新手順は前章で述べたように、適応フィルタの出力誤差  $e_{ij}(t)$  を算出し、それを用いて適応フィルタ係数  $h_{ij,L}(t)$  を学習同定法を用いて算出し、そのフィルタ係数を補正フィルタ係数  $c_i$  に与えて更新する。

全体の左右の観測信号には、増やした制御点の左右の観測信号の平均値を用いているので、制御点はいくつ増やしてもそれほど演算量は変わらない。

#### 4.3 まとめ

### 4.3 まとめ

本章では多入力信号補正システムをもとに制御点近傍に対する補正を考慮したシステムの提案を行った．第 5 章において，従来手法と提案手法において計算機シミュレーションを行い提案手法の有効性を示す．

## 第 5 章

# 計算機シミュレーション

### 5.1 はじめに

ここでは計算機シミュレーションを行う。まず、従来手法である 2 個のスピーカと 1 つの制御点で行う多入力信号補正システムにおけるシミュレーションを行い、制御点近傍の受聴点での再現性の確認を行った。次に、複数の制御点に対して補正提案手法においてシミュレーションを行う。それぞれの制御点および近傍の受聴点において評価値を算出し、比較することで提案手法の有効性を示す。

### 5.2 室内伝達関数

高知工科大学のセミナールーム A517 において、以下の条件でインパルス応答の測定を行った。

ラウドスピーカと、マイクロホンの位置関係が図 5.1 のような 15 種類の受聴点を用意した。インパルス応答の測定条件を表 5.1 に示す。測定方法としてラウドスピーカに入力する白色雑音とマイクロホンで録音した観測信号から逐次最小 2 乗法を用いて室内伝達特性のインパルス応答を測定した。受聴点 *B* において測定したインパルス応答を図 5.5~ 図 5.8 に示す。

## 5.3 シミュレーション条件

図 5.9, 5.10 にシミュレーションに用いた原音を示す．原音として成人男性の声を 2 つのマイクロホンでステレオ録音し, 8kHz でサンプリングした音声信号を与える．また, トレーニング期間は想定せずいきなり音声信号に対して補正を行っている．適応フィルタおよび補正フィルタのインパルス応答長をそれぞれ  $L=512$  とし, 再生空間における伝達関数のインパルス応答長は  $L_g=512$  とした．また, フィルタのパラメータ更新に用いるステップゲインを  $\mu=0.05$  とした．

原音に対する各制御点と各受聴点における再現精度は, 次のような  $SNR$  を用いて表現する．

$$SNR[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{\sum x_i^2(t)}{\sum [y_i^2(t) - x_i^2(t)]} \quad (5.1)$$

ここで,  $x_i(t)$  は所望信号の音圧,  $y_i(t)$  は各制御点と各受聴点における観測信号の音圧を表す．

図 5.2 に, あるパラメータを設定したときの  $SNR$  とその改善量の収束特性の例を示す．多入力信号補正システムによって補正したときの再現精度を  $SNR_c$ , 補正しないときの再現精度を  $SNR_w$  とする．本論文では, 以下のように与えられる改善量を評価値として用いる．

$$\text{改善量} = SNR_c - SNR_w \quad (5.2)$$

ここで,  $SNR_c=SNR_w$  であれば

$$\begin{aligned} \text{改善量} &= SNR_w - SNR_w \\ &= 0 \end{aligned} \quad (5.3)$$

となる．このように, 補正しないときの改善量は 0 を表す．しかし実際には, 改善量はパワー比において算出しているため異なる信号でもたまたま同じ値になってしまう場合がある．つまり, 改善量の値が 0 付近である場合, 改善量による評価が正しいとは限らない．しかし, 本研究ではそこまで詳細な検討は行わず, 改善量が 0 より多きければ補正が行えていることとする．

## 5.4 従来手法におけるシミュレーション

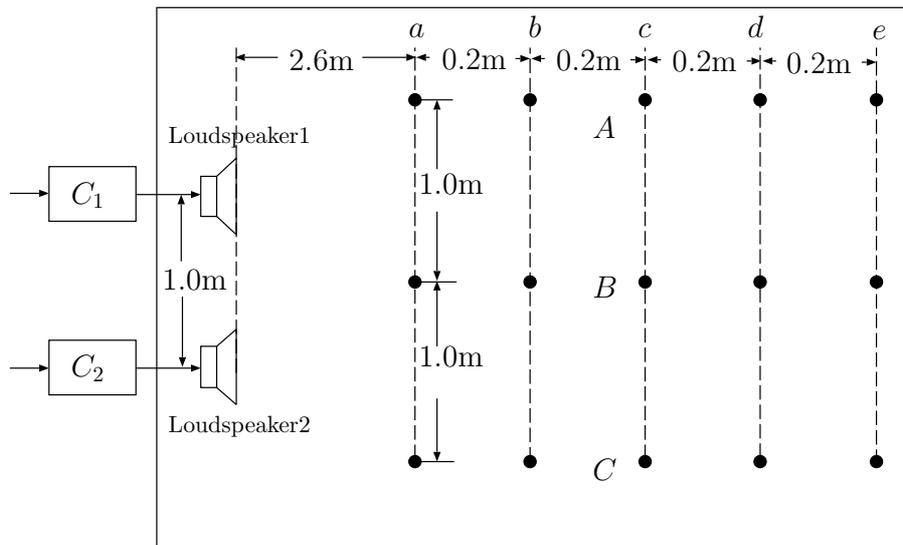


図 5.1 観測モデル

また，比較に用いるデータは，制御点と受聴点での改善量の平均値が最も大きいものとした．

## 5.4 従来手法におけるシミュレーション

制御点を図 4.1 の受聴点として 5.3 節の条件で計算機シミュレーションを行った．フィルタ更新に用いる重み付けパラメータ  $w_i$  の値を，0.0~ 1.0 の間で 0.1 づつ変化させ，制御点と近傍の受聴点での  $SNR$  を算出し改善量を求めた．

表 5.4 に計算機シミュレーションで求めた制御点と受聴点の改善量とその平均値を示す．このときの重み付けパラメータを表 5.3 に示す．ここで，\* は制御点における改善量であることを示す．表 5.3 より，制御点の前後の点に対して補正が行われていることがわかる．しかし，その他の点ではほとんど補正は行われておらず，平均値からも領域に対して補正が行えないことがわかった．

以上のことから，従来手法では制御点の左右にある点に対しての補正が行われないことがわかった．

### 5.5 提案手法におけるシミュレーション

4章で説明したように、それぞれの制御点の左右の観測信号の平均を全体の観測信号としているので、演算量は制御点をいくら増やしてもそれほど変わらない。しかし、今回は5.4節より従来手法においてほとんど制御できていなかったスピーカより外側の受聴点に対しての補正を考慮し、制御点を1つだけ増やし図4.2のように配置された2つの受聴点とし、5.3節の条件で計算機シミュレーションを行った。フィルタ更新に用いる重み付けパラメータ  $w_i$  の値を、0.0~1.0の間で0.1ずつ変化させ、制御点と近傍の受聴点での  $SNR$  を算出し改善量を求める。

表5.5に計算機シミュレーションより求めた制御点と受聴点の改善量とその平均値を示す。このときの重み付けパラメータを表5.3に示す。表5.5より、従来手法に比べて全体的に改善量が向上していることがわかった。得に、従来手法では制御できていなかったスピーカに対して左右にある点において補正が行えている。しかし、2つの制御点での改善量は従来手法よりも劣ってしまった。

### 5.6 まとめ

本章で、実環境を想定して従来手法と提案手法において計算機シミュレーションを行った。シミュレーション結果より、図5.3、図5.4にそれぞれの制御領域を斜線の楕円で示す。従来手法では制御点の前後20cmの領域に対しての補正が確認できた。一方、提案手法では縦に40cm、横に1mの領域に対しての補正が確認できた。どちらも制御点前後20cmの点においては大きく補正されている。このことから、提案手法の効果的な制御点の増やし方は、制御点の前後は40cm間隔を空けて、横は制御領域の両端とその真中に制御点をとるとよいと考えられる。

## 5.6 まとめ

表 5.1 インパルス応答の測定条件

インパルス応答長	512
入力信号	白色雑音
サンプリング周波数	8000Hz
量子化ビット数	16bit

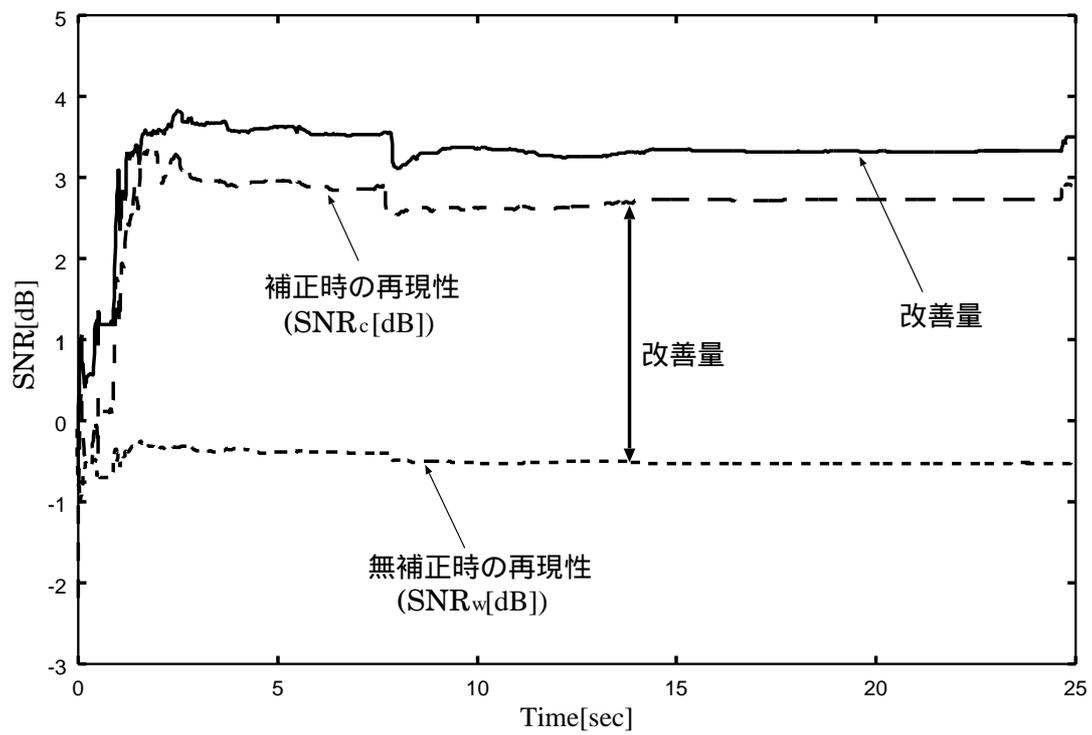


図 5.2 改善量の算出法

## 5.6 まとめ

表 5.2 従来手法のシミュレーション結果での重み付けパラメータ

$w_1$	0.60
$w_2$	0.90

表 5.3 提案手法のシミュレーション結果での重み付けパラメータ

$w_1$	0.80
$w_2$	0.90

表 5.4 従来手法のシミュレーション結果 [dB]

位置	$a$	$b$	$c$	$d$	$e$	平均値
右	-0.92	-0.33	0.26	-0.06	-0.84	0.04
前	-1.08	2.71	*3.32	2.10	-3.68	
左	0.14	-0.61	-0.43	-0.49	-0.85	

表 5.5 提案手法のシミュレーション結果 [dB]

位置	$a$	$b$	$c$	$d$	$e$	平均値
右	-0.09	0.96	*1.66	1.22	0.57	0.46
前	-0.59	0.53	0.50	-0.62	-2.74	
左	0.14	1.12	*1.76	1.27	0.69	

## 5.6 まとめ

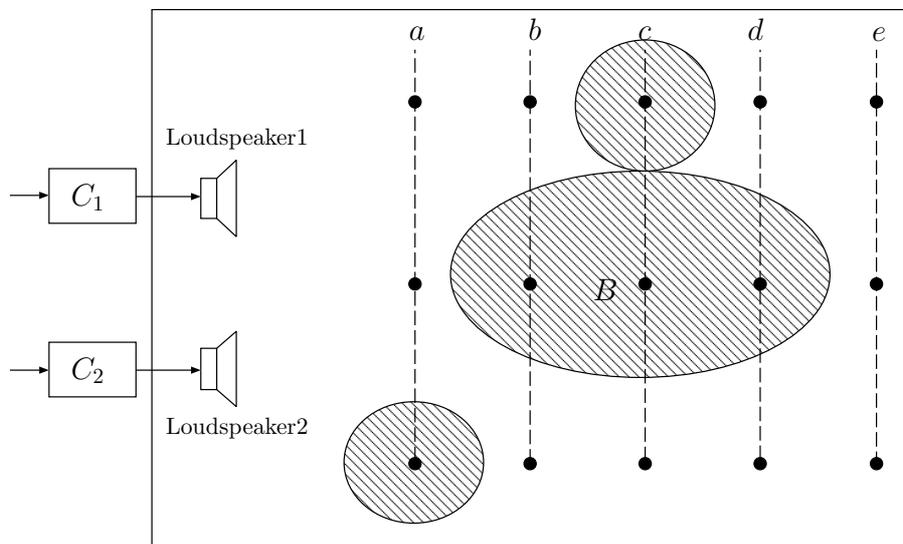


図 5.3 従来手法の制御領域

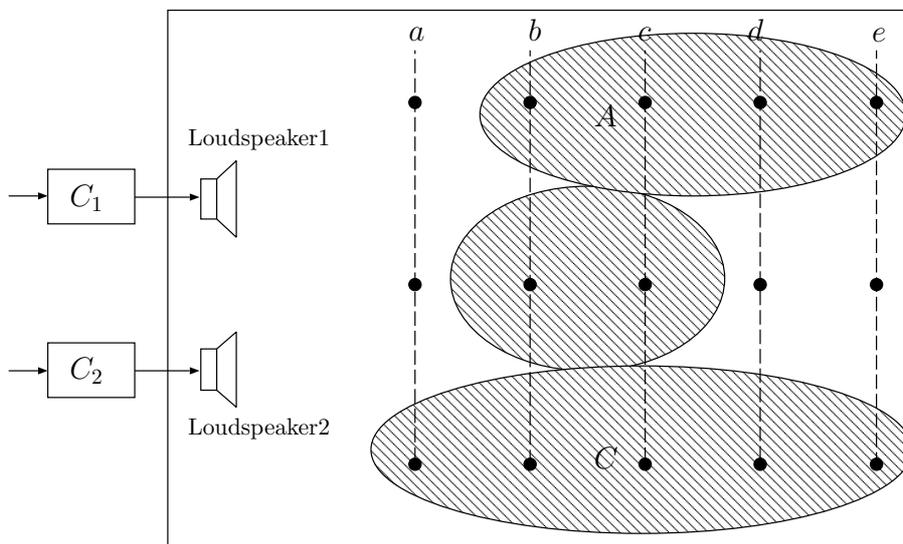


図 5.4 提案手法の制御領域

## 5.6 まとめ

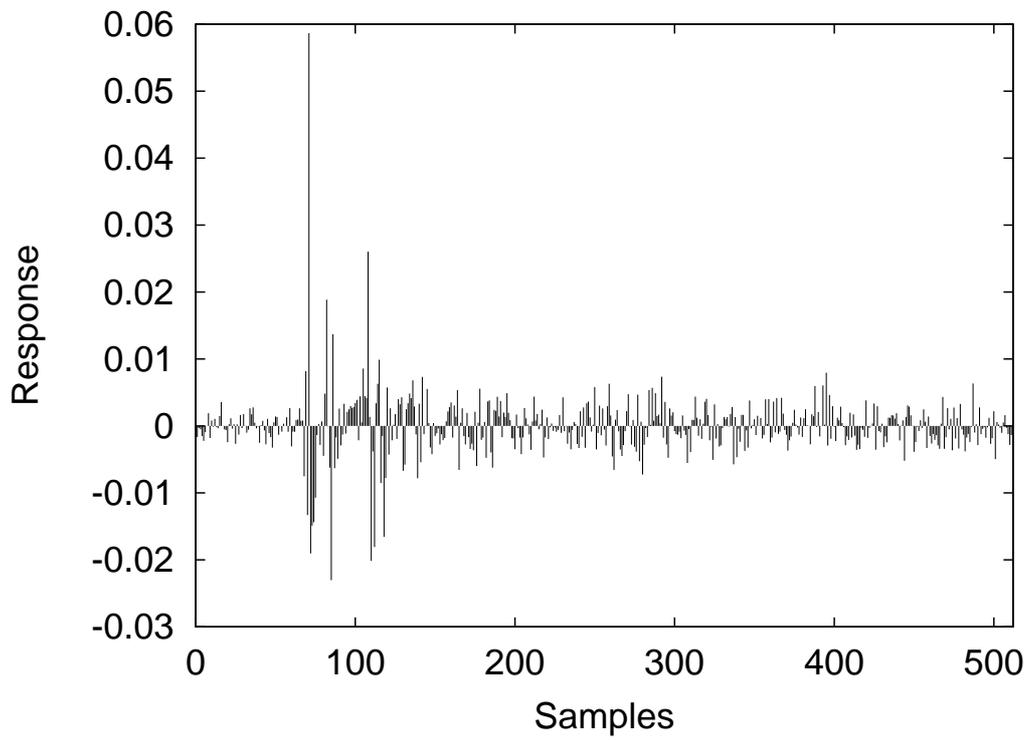


図 5.5 受聴点  $B$  における室内インパルス応答  $g_{11}$

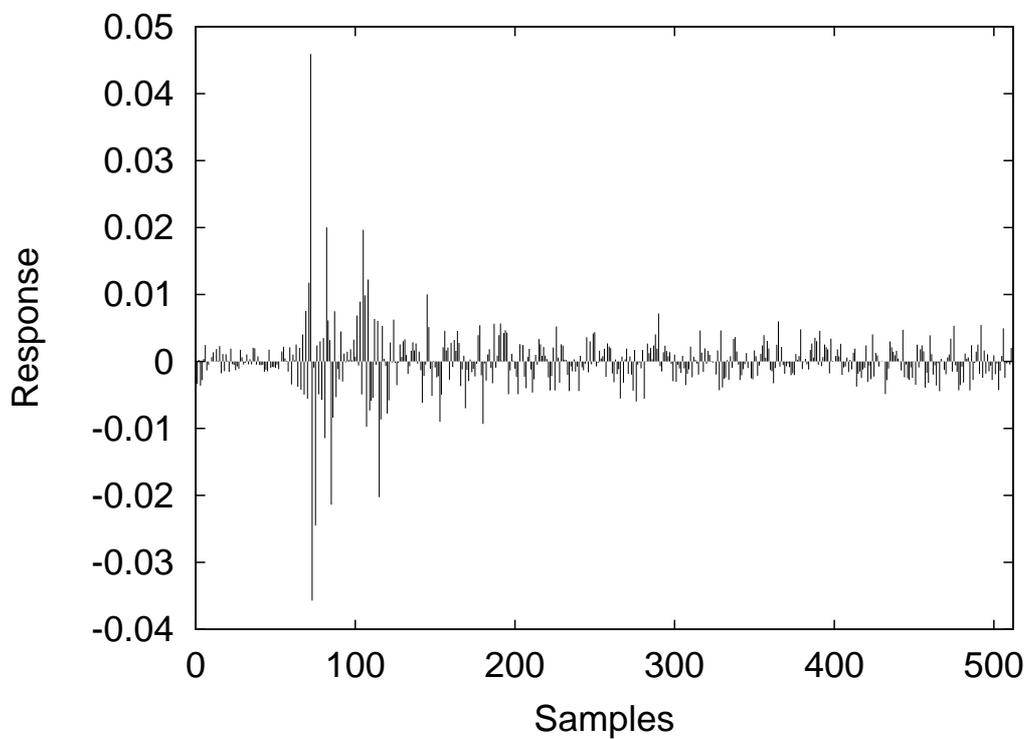


図 5.6 受聴点  $B$  における室内インパルス応答  $g_{12}$

## 5.6 まとめ

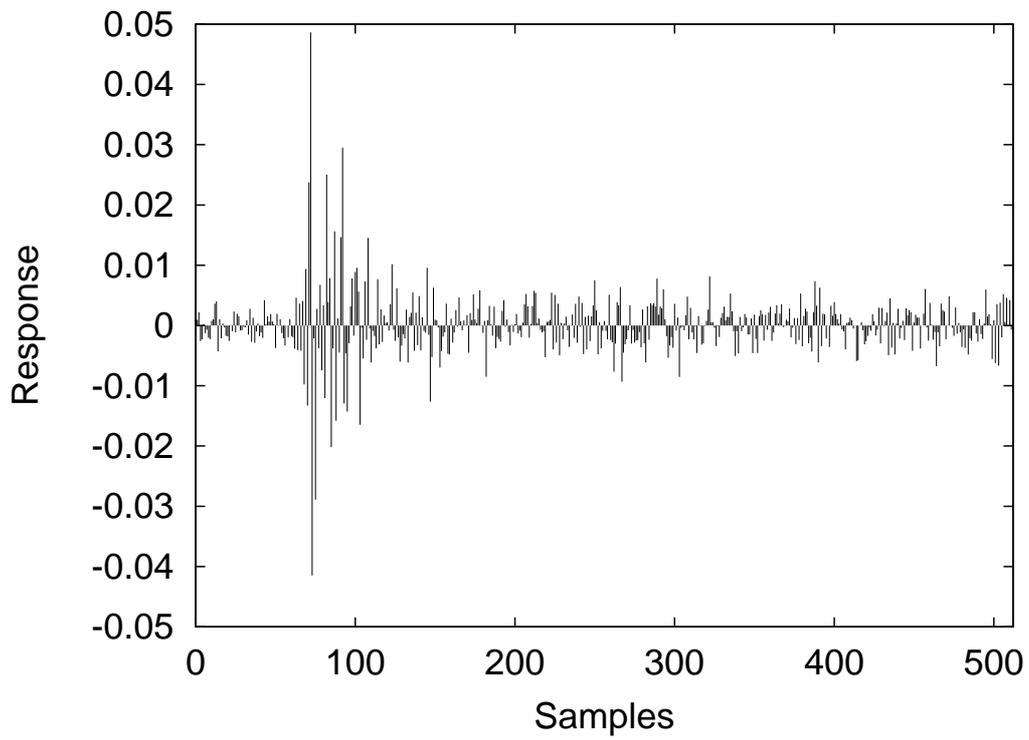


図 5.7 受聴点  $B$  における室内インパルス応答  $g_{21}$

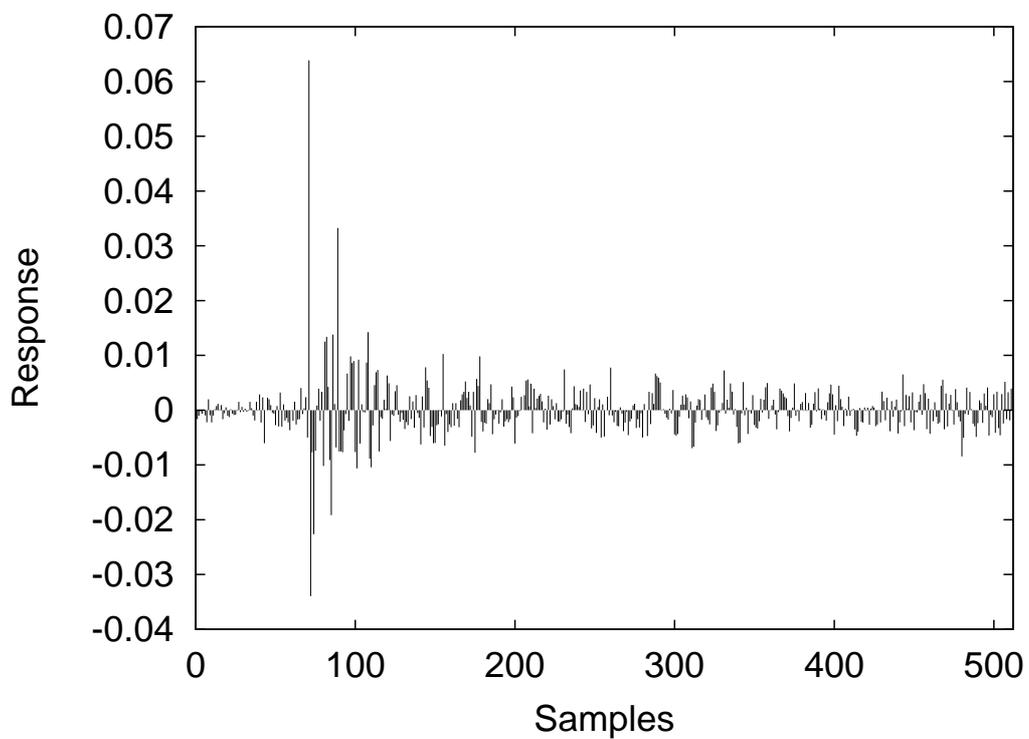


図 5.8 受聴点  $B$  における室内インパルス応答  $g_{22}$

5.6 まとめ

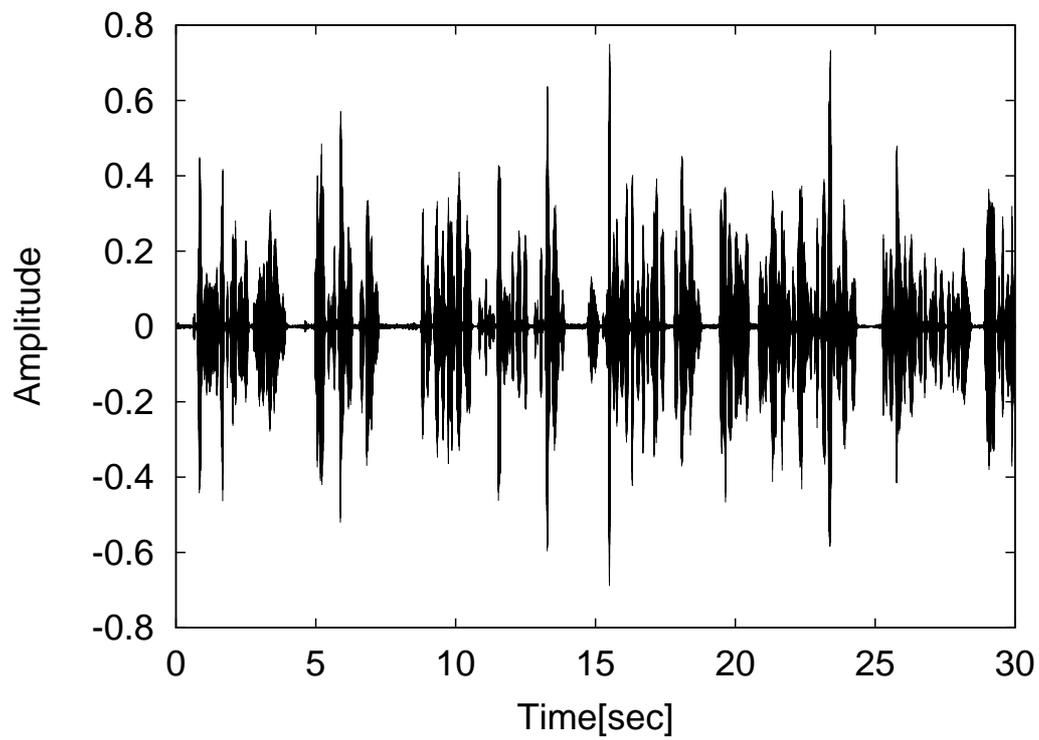


図 5.9 右側原信号

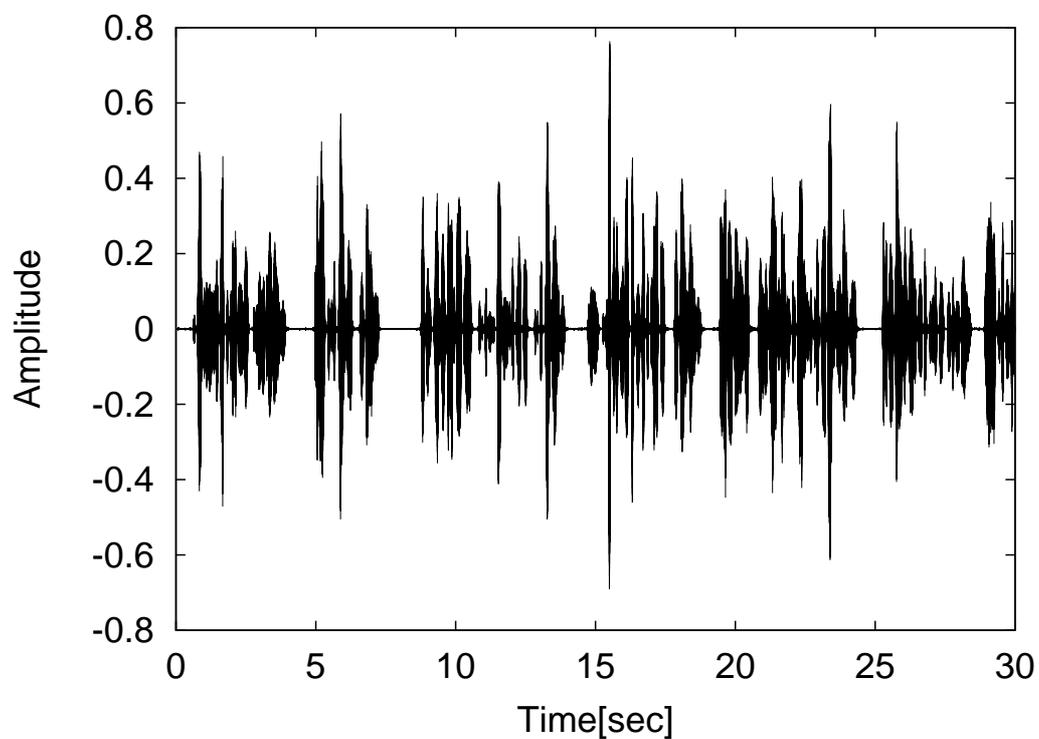


図 5.10 左側原信号

# 第6章

## 結論

### 6.1 本研究のまとめ

2つのスピーカによる音場再生システムとして、多入力信号補正システムが提案されている。しかし、このシステムでは一人の受聴者に対してのみの補正を考慮しており、受聴者の移動や複数の受聴者に対しての補正は考慮されていない。そこで、本論文において受聴者の移動や複数の受聴者に対する補正を行うために、領域に対する制御を目的とした手法の提案を行った。

同じ条件下で計算機シミュレーションを行い、従来手法と提案手法の改善量を比較した。シミュレーション結果より、提案手法が領域に対する補正において従来手法よりも有効であることが確認できた。

### 6.2 今後の課題

今後の課題として、今回は考えなかったが、各受聴点における観測信号の時間軸は少なからずずれていることが予想されるので、それを合わせる必要がある。また、フィルタの更新に用いる重み付けやステップゲインなどのパラメータの最適な設定値について、検討が必要である。

# 謝辞

本研究において、要領の悪い私を見捨てず、また家庭があるにも関わらず毎日夜遅くまで御指導して頂いた福本昌弘助教授に心から感謝致します。そして、本研究の審議をして頂いた島村和典教授、浜村昌則助教授に深く感謝致します。

御自分の研究があるにも関わらず、いつも御指導、御助言頂いた佐伯幸郎様、福富英次様本当に感謝致します。得に、佐伯様には研究室の外でもたくさん面倒を見ていただいて感謝致しております。

これまで長い時間一緒に研究などに励み、いつも私を助けて頂いた福本研究室の一同に感謝致します。

最後に、私に関わって頂いた全ての方々に感謝致します。

# 参考文献

- [1] 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, 1995.
- [2] P.A.Nelson, H.Hamada and S.J.Elliott, “Inverse Filters for Multi-Channel Sound Reproduction,” IECE Trans. Fundamentals, vol.E75-A, no.11, pp.1468-1473, Nov.1992.
- [3] J.Nagumo and A.Noda, “A Learning Method for System Identification,” IEEE Trans. AC, mol.12, no.3, pp282-287, 1967.
- [4] 金井浩, 音・振動のスペクトル解析, コロナ社, 1999.
- [5] 山崎芳男, 金田豊, 音・音場のデジタル処理, コロナ社, 2002.
- [6] 北脇信彦, 音のコミュニケーション工学- マルチメディア時代の音声・音響技術-, コロナ社, 1996.
- [7] 高畑文雄, デジタル無線通信入門, 培風館, 2002.
- [8] 浜崎真二, 福本昌弘, “多入力信号補正によるステレオ型音場再生システム,” 第 19 回 信号処理シンポジウム講演論文集, A4-3, Nov.2004.
- [9] 浜崎真二, 福本昌弘, “クロストーク成分における相互相関に着目した音場再生システム,” 信学技報 SIP2004-115, vol.104, no.559, pp.31-36, 2005.

# 付録 A

## 適応アルゴリズム

適応アルゴリズムは，ある時間で観測される入力信号  $x(t)$  と出力誤差  $e(t)$  を用いて，パラメータを修正することで，最適な解を求める計算方法である．

適応アルゴリズムは，1960年に Widrow-Hoff による LMS アルゴリズムから，1967年にこれとは得立に，野田と南雲によって学習同定法が発表された．また，その他にも様々な手法が発表されている．

入力信号  $x(t)$  に対する未知系出力を  $y(t)$  とすると

$$y(t) = \sum_{i=0}^N h(i)x(t-i+1) \quad (\text{A.1})$$

と表すことができる．また，式 (2.7) は入力ベクトル内積として

$$y(t) = h_N^T x_N(t) \quad (\text{A.2})$$

と表すことができる．ただし， $h_N$ ， $x_N$  はそれぞれ

$$h_N = [h(0), h(1), h(2), \dots, h(N-1)]^T \quad (\text{A.3})$$

$$x_N = [x(0), x(1), x(2), \dots, x(N-1)]^T \quad (\text{A.4})$$

とする．

ここで，出力誤差  $e(t)$  の 2 乗平均値を評価量  $J$  として

$$\begin{aligned} J &= E[e^2(t)] \\ &= E[(s(t) - y(t))^2] \\ &= E[(s(t) - h_N^T x_N(t))^2] \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

とする．ただし， $E[\cdot]$  は期待値を表す．