

平成 14 年度
学士学位論文

受聴者の移動を考慮した音場再生システム

The Sound Field Reproduction System in
Consideration of Movement of Listeners

1030322 山下大輔

指導教員 福本昌弘

2003 年 2 月 24 日

高知工科大学 情報システム工学科

要 旨

受聴者の移動を考慮した音場再生システム

山下大輔

デジタル信号処理の進歩に伴い、バーチャルリアリティの世界を創造する試みが各方面で行われている。音響の分野でも、可能な限り所望の音場に近い音場を再現することを目的として様々な研究が進んできた。しかし、これまで研究されてきた技術では特定の受聴エリアを中心に音場を再生するため、受聴者が移動すれば音像が変わってしまうという問題がある。

本研究では、受聴者が部屋の中を移動しても、あらかじめ各受聴エリアの室内伝達特性を調べておくことで、室内伝達特性の影響を受けないシステムを考える。また、受聴者が体勢を変えたりして起こる室内伝達特性の変化にも対処できる音場再生システムの構築を目指す。

本論文では、受聴者の移動を考慮した音場再生システムのシミュレーション結果から有効性を示す。

キーワード FIR デジタルフィルタ, 学習同定法, 室内伝達特性, 音場再生システム

Abstract

The Sound Field Reproduction System in Consideration of Movement of Listeners

Daisuke YAMASHITA

The trial which creates the world of a virtual reality is performed with progress of digital signal processing. Even an acoustic field, Various researches have progressed for the purpose of reproducing the sound field near a desired sound field as much as possible. With the technology studied so far, in order to reproduce a sound field centering on specific listening area, if listener moves, there is a problem that sound image will change. In this research, inquires the system which is even if listeners move in the inside of the room, it is not influenced of the room transfer characteristic by investigating the room transfer characteristic of each listening area beforehand. And the construction of a sound field reproduction system which can also cope with change of the room transfer characteristic which happens when listeners change a posture is aimed at. This paper shows validity from the simulation result of the sound field reproduction system in consideration of movement of listeners.

key words FIR Digital Filter, NLMS Algorithm, Room Transfer Characteristic ,
Sound Field Reproduction System

目次

第 1 章	序論	1
1.1	背景と目的	1
1.2	概要	1
第 2 章	デジタル信号処理	3
2.1	まえがき	3
2.2	FIR フィルタ	4
2.3	適応フィルタ	5
2.4	適応アルゴリズム	6
2.4.1	LMS アルゴリズム	7
2.4.2	学習同定法	8
2.5	計算機シミュレーション	9
2.5.1	シミュレーション条件	9
2.5.2	シミュレーション結果	9
第 3 章	音場再生システム	12
3.1	まえがき	12
3.1.1	バイノーラルシステム	12
3.1.2	トランスオーラルシステム	13
3.1.3	問題点	15
第 4 章	受聴者の移動を考慮した音場再生システム	17
4.1	受聴者の移動を考慮した音場再生システム	17
4.1.1	逆特性の算出法	18
4.2	受聴者のエリア移動について	18

目次

4.3	同一エリア内で特性が変化する場合について	19
4.4	計算機シミュレーション	20
4.4.1	シミュレーション条件	20
4.4.2	結果	22
第 5 章	結論	24
5.1	まとめ	24
5.2	今後の課題	24
	謝辞	25
	参考文献	26
付録 A	音響エコーキャンセラ	27
付録 B	自動等化器	29

目次

2.1	FIR デジタルフィルタ	4
2.2	最適フィルタを用いたブロック図	5
2.3	入力信号	10
2.4	未知系パラメータ	10
2.5	LMS アルゴリズムと学習同定法の評価量の比較	11
3.1	バイノーラルシステムの構成	13
3.2	トランスオーラルシステムの構成	13
3.3	従来のステレオ再生方式の受聴エリア	15
4.1	音場再生システムのモデル	17
4.2	逆特性の算出	18
4.3	受聴エリア移動に対するモデル	19
4.4	同一エリア内で特性が変化する場合のパラメータ更新過程	20
4.5	入力信号	21
4.6	室内伝達特性 $a \cdot c$	21
4.7	室内伝達特性 a の逆特性	22
4.8	伝達特性の変化に対応する ERLE	23
A.1	音響エコーキャンセラの構成	27
B.1	自動等化器の概念	29

表目次

2.1 図 2.1 における変数の説明	5
2.2 適応アルゴリズムの特徴比較	6
3.1 これまで開発されてきた音場再生システムの問題点	15

第 1 章

序論

1.1 背景と目的

デジタル信号処理の進歩に伴い，バーチャルリアリティの世界を創造する試みが行われている．特に音響の分野では，録音空間の音場（原音場）を再生空間で再現することが要求される．

可能な限り原音場に近い音場を再現するために既にいくつかの音場再生技術が提案されている．しかし，これまで研究されてきた技術は，音場を再生する際に，特定の受聴エリアを中心に音場を再生するため，受聴者の移動にともない最適な音場が得られないという問題がある．

したがって，臨場感を伝えるためには，この問題を解決し，さらに良い音場再生システムを構築しなければならない．

本研究では，受聴者の移動を考慮した音場再生システムの構築を目的とする．そこで，室内伝達特性が変化する場合についての信号補正法を示す．

1.2 概要

本論文の概要を説明する．

第 2 章では，デジタル信号処理の説明をし，本研究で用いる FIR フィルタ，適応アルゴリズムについての説明をする．また，計算機シミュレーションにより，適応アルゴリズムについての比較をし，本研究で使用するアルゴリズムを検討する．

1.2 概要

第3章では、これまでに研究されている音場再生技術について述べる。また、バイノーラルシステムとトランスオーラルシステムについて説明し、問題点を指摘する。

第4章では、受聴者の移動を考慮した音場再生システムについての説明をする。

第5章では、計算機シミュレーションの結果の評価をし、今後の課題を述べる。

第 2 章

デジタル信号処理

2.1 まえがき

デジタル信号処理技術は、アナログ情報をデジタル技術によって処理するための技術であり、近年大きく進歩してきた。

音響の分野でも、デジタル信号処理の理論が数多く利用され、重要なものとなっている。今回の研究で利用した適応信号処理やシステム同定もデジタル信号処理の一部である。一般にフィルタの構成、動作は信号への数学的な演算処理として記述できる。この演算をデジタル計算機を用いて行うことにより実現されるフィルタをデジタルフィルタと呼ぶ。

デジタルフィルタは、計算機の計算精度、速度とソフトウェア技術の目覚ましい進歩によって構成の自由度が飛躍的に増大した。

デジタルフィルタは大きく分けると FIR(Finite Impulse Response : 有限インパルス応答) フィルタと IIR(Infinite Impulse Response : 無限インパルス応答) フィルタの 2 種類がある。FIR フィルタはインパルス応答波形を入力した場合その出力はある決まった時間 (有限時間) だけ出力される。IIR フィルタの場合その出力は無限にインパルス応答波形の減衰波形が出力される。

本章では、本研究で用いるフィルタが有限長であることから FIR フィルタについて述べた後、FIR デジタルフィルタを用いて未知のパラメータを推定する機能を持つ適応フィルタについて示す。

2.2 FIR フィルタ

FIR フィルタはインパルス応答の長さが必ず有限となるデジタルフィルタである．原理的に不安定になることがないなどの長所があり，デジタル信号処理システムに広く応用される．

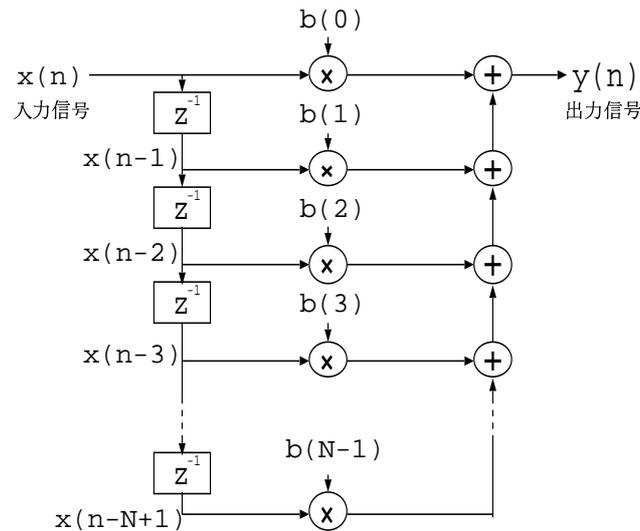


図 2.1 FIR デジタルフィルタ

図 2.1 は，単位遅延素子 z^{-1} を多数用いて標本化周期ごとに入力された N 個の信号を加算して，出力する構成をとるフィルタである．

ここでの単位遅延素子とは，信号を 1 単位時間だけ遅延させるためのものである．

また， $x(n)$ ， $y(n)$ はそれぞれ入力信号と出力信号を表している．デジタル装置でこれを実装するときは N (インパルス応答の長さ) は必ず有限となる．このように，インパルス応答の長さが有限長となるようなデジタルフィルタを FIR デジタルフィルタと呼ぶ．

図 2.1 では，入力信号 $x(n)$ が，単位遅延を受けるごとに各枝路 (タップ) において係数 $b(i)$ が乗算され，それらを加算した結果 $y(n)$ が出力される．このフィルタの入出力関係は

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b(i)x(n-i) \quad (2.1)$$

で与えられる．ここで，係数 $b(i)$ はインパルス応答 (パラメータ) を表している．

2.3 適応フィルタ

適応フィルタは、出力を目標とする信号に近づけていく機能を持ったフィルタである。また、音響エコーキャンセラ、雑音制御、音場再生などをはじめとした数多くの音響システムの中に利用されている。

本研究でも、室内伝達特性が変化するときなどに、どのように対応していくかを考えなければならない。そこで、伝達特性のインパルス応答の変化に追従するためには、変化する前に求めたインパルス応答と変化により生じたものの誤差が最小になるように逐次修正して、新たに正確なインパルス応答を得るといふ、適応フィルタの考え方が必要となってくる。

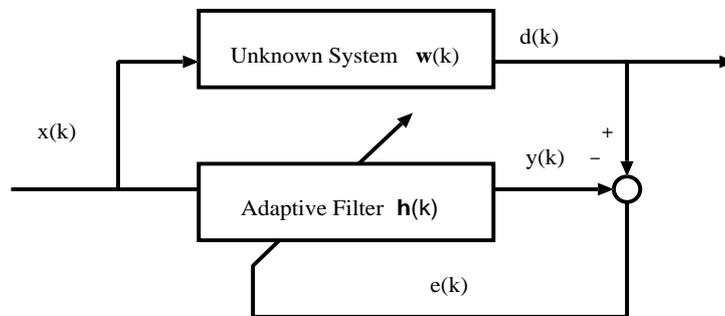


図 2.2 最適フィルタを用いたブロック図

表 2.1 図 2.1 における変数の説明

k	時刻
$x(k)$	入力信号
$w(k)$	未知システムのフィルタ係数
$h(k)$	適応フィルタのフィルタ係数
$d(k)$	未知系の出力信号 (目標信号)
$y(k)$	推定系の出力信号
$e(k)$	誤差信号 $d(k)-y(k)$

2.4 適応アルゴリズム

2.4 適応アルゴリズム

適応フィルタを用い、常に正確なインパルス応答を推定し続けるためには、収束特性の良い適応アルゴリズムが必要となる。

適応アルゴリズムとは、各時間ごとで観測される入力信号と誤差信号を用いて、フィルタ係数を少しずつ修正しながら最適係数を求めていくための計算手順である。代表的な適応アルゴリズムとしては、学習同定法、LMS法、RLS法などが知られている。

表 2.2 に各アルゴリズムの特徴を示す。

表 2.2 適応アルゴリズムの特徴比較

アルゴリズム	特徴	演算量
LMS アルゴリズム	<ul style="list-style-type: none">・ 計算式が単純である・ 有色信号で収束特性が劣化する	$2L$
学習同定法	<ul style="list-style-type: none">・ 入力信号に依存しない収束特性である・ 有色信号で収束特性が劣化する	$3L$
RLS アルゴリズム	<ul style="list-style-type: none">・ パラメータが時不変のときは最も収束は速い・ パラメータが変化する場合は安定性がよくない	$2L^2$

図 2.1 の $d(k)$ は、係数 $w(k)$ をもつ未知システムに $x(k)$ を通して得られる信号である。この関係を式で表すと、 $d(k)$ は

$$d(k) = \mathbf{w}(k)^T \mathbf{x}(k) \quad (2.2)$$

となる。

適応アルゴリズムは、係数 $h(k)$ を $w(k)$ に近づけていくことが目的であるから、最適フィルタと同じ入出力関係をもつように係数を修正していくことが望ましい。そこで、修正された係数 $h(k+1)$ が、最適フィルタの過去 p 個の入出力関係を満足するように、すなわち

$$\mathbf{h}(k+1)^T \mathbf{x}(k) = d(k)$$

2.4 適応アルゴリズム

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(k+1)^T \mathbf{x}(k-1) &= d(k-1) \\ &\vdots \\ \mathbf{h}(k+1)^T \mathbf{x}(k-p+1) &= d(k-p+1) \end{aligned} \quad (2.3)$$

を満たすように修正される。ただし、厳密にいうと

$$\mathbf{h}(k+1) = \mathbf{h}(k) + \delta \mathbf{h}(k) \quad (2.4)$$

を式 (2.3) に代入し、これを解いて修正項 $\delta \mathbf{h}(k)$ を求め、得られた $\delta \mathbf{h}(k)$ を次式

$$\mathbf{h}(k+1) = \mathbf{h}(k) + \mu \cdot \delta w(k) \quad (2.5)$$

に代入し、 $\mathbf{h}(k+1)$ を求める。

最適フィルタの過去の1個の入出力関係を満足するように修正項 $\delta \mathbf{h}(k)$ を決定するアルゴリズムとして、LMS(Least-Mean-Square) 法および学習同定法が知られている。

2.4.1 LMS アルゴリズム

LMS アルゴリズムは、1960年に Widrow と Hoff によって開発された。このアルゴリズムは、広い意味で、2乗平均誤差を最急降下法に基づいて最小にする一方式で、演算量が少ないという理由から現在でも代表的な適応アルゴリズムとしての地位を占めている。

時点 k における入力信号の状態を表すベクトル $\mathbf{x}(k)$ を

$$\mathbf{x}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-L+1)]^T \quad (2.6)$$

とおくと、時点 k の誤差 $e(k)$ は

$$e(k) = d(k) - \mathbf{h}(k)^T \mathbf{x}(k) \quad (2.7)$$

と表現できる。

$Px = E[x^2(k)]$ が推定できる場合には、 $x(k)^T x(k) \doteq LPx$ と近似することができる。この関係を $\beta = 0$ とした式に代入し、更に、定数 α を導入すれば

$$w(k+1) = w(k) + \alpha \cdot e(k)x(k) \quad (2.8)$$

LMS の係数修正式が導かれる。

2.4 適応アルゴリズム

2.4.2 学習同定法

学習同定法は、1967年に野田と南雲により発表された。LMS アルゴリズムに比べやや複雑であるが、高速な収束特性を有しており、実用的にも優れた適応アルゴリズムといえることができる。また学習同定法は、別名 NLMS アルゴリズムとも呼ばれているように、LMS アルゴリズムの係数修正項をフィルタの状態ベクトルノルムで正規化した形となっている。

式 (2.3) に式 (2.4) の関係を代入すれば、

$$(\mathbf{h}(k) + \delta\mathbf{h}(k))^T \mathbf{x}(k) = y(k) + \delta\mathbf{h}(k)^T \mathbf{x}(k) = d(k) \quad (2.9)$$

となる。これより、 $\delta\mathbf{h}(k)$ を未知数とした次の式が得られる。

$$\delta\mathbf{h}(k)^T \mathbf{x}(k) = d(k) - y(k) = e(k) \quad (2.10)$$

この方程式は、未知数の数が $\delta\mathbf{h}(k)$ の要素数 $L (> 1)$ 個であるので複数の解をもつ不定方程式となる。そして、複数の解のうちでベクトルの長さ (ノルム) が最小な解は次式により求められる。

$$\delta\mathbf{h}(k) = \mathbf{x}(k)(\mathbf{x}(k)^T \mathbf{x}(k))^{-1} e(k) \quad (2.11)$$

これを式 (4) に代入することで、次式に示す学習同定法の係数修正式が得られる。

$$\mathbf{h}(k+1) = \mathbf{h}(k) + \frac{\alpha}{\mathbf{x}(k)^T \mathbf{x}(k) + \beta} e(k) \mathbf{x}(k) \quad (2.12)$$

ただし、 $\alpha (0 < \alpha < 2)$ はステップサイズで、式 (4) の μ に相当する。また、 β は分母項が零となることを防ぐために付加した小さな正の値である。分母項 $\mathbf{x}(k)^T \mathbf{x}(k)$ は $\|\mathbf{x}(k)\|^2$ とも表される。

また、入力ベクトル $\mathbf{x}(k)$ の定義

$$\mathbf{x}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-L+1)]^T \quad (2.13)$$

より、学習同定法における分母項 $\mathbf{x}(k)^T \mathbf{x}(k)$ は、

$$\mathbf{x}(k)^T \mathbf{x}(k) = \sum_{i=1}^L x^2(k-i+1) \quad (2.14)$$

と表すことができ、 L 個の入力信号 $x(k)$ の 2 乗和であることがわかる。

2.5 計算機シミュレーション

2.5 計算機シミュレーション

本研究で使用するアルゴリズムを決定することを目的として、LMS 法と学習同定法の計算機シミュレーションを行う。

2.5.1 シミュレーション条件

入力信号 $x(k)$ として、図 2.3 で示される標本化周波数 8kHz の音声信号を用いる。また、未知系システムのインパルス応答長を $L = 124$ とし、適応フィルタのインパルス応答長を $N = 256$ とする。未知系システムのインパルス応答には、各々独立に発生された乱数が指数関数的に減少するように重みをかけた図 2.4 で示されるものを用いた。

また、収束特性の評価量としては ERLE(Echo Return Loss Enhancement)

$$\text{ERLE} = 10 \log_{10} \frac{E[x^2(k)]}{E[e^2(k)]} [\text{dB}] \quad (2.15)$$

を用いた。 $x(k)$ は所望信号 (入力信号)、 $e(k)$ は観測信号から所望信号を引いた誤差を表す。また、 $E[\cdot]$ は期待値を表す。

2.5.2 シミュレーション結果

シミュレーションの結果、図 2.5 の評価量の比較から見てもわかるように、学習同定法の方が LMS アルゴリズムよりも良い収束特性が得られることがわかった。

したがって、本研究でのシステム構築には学習同定法を用いることとする。

2.5 計算機シミュレーション

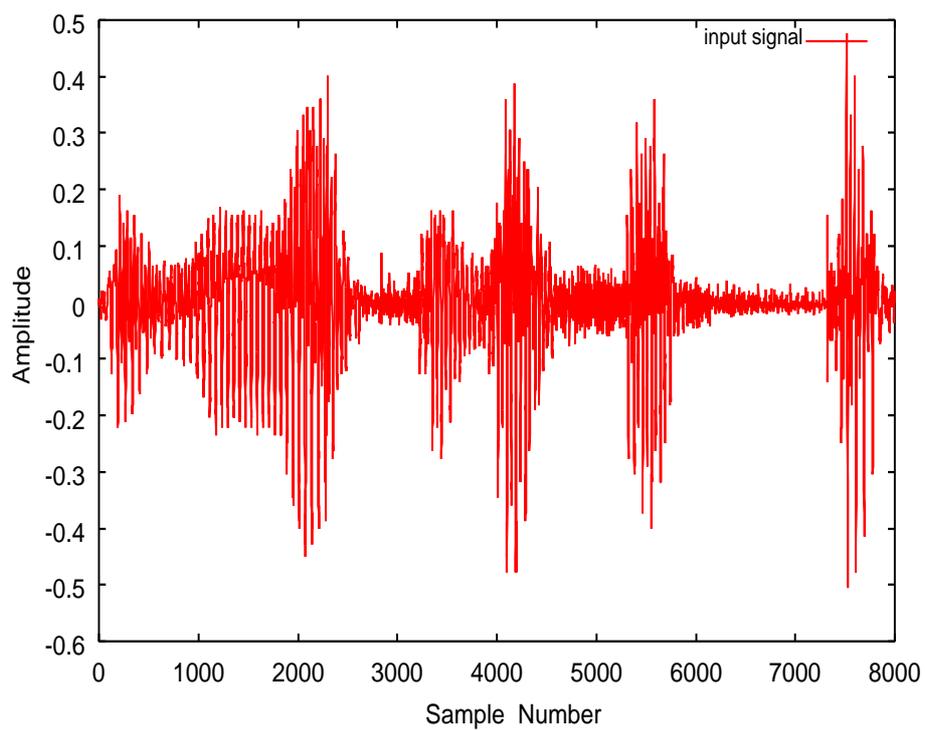


図 2.3 入力信号

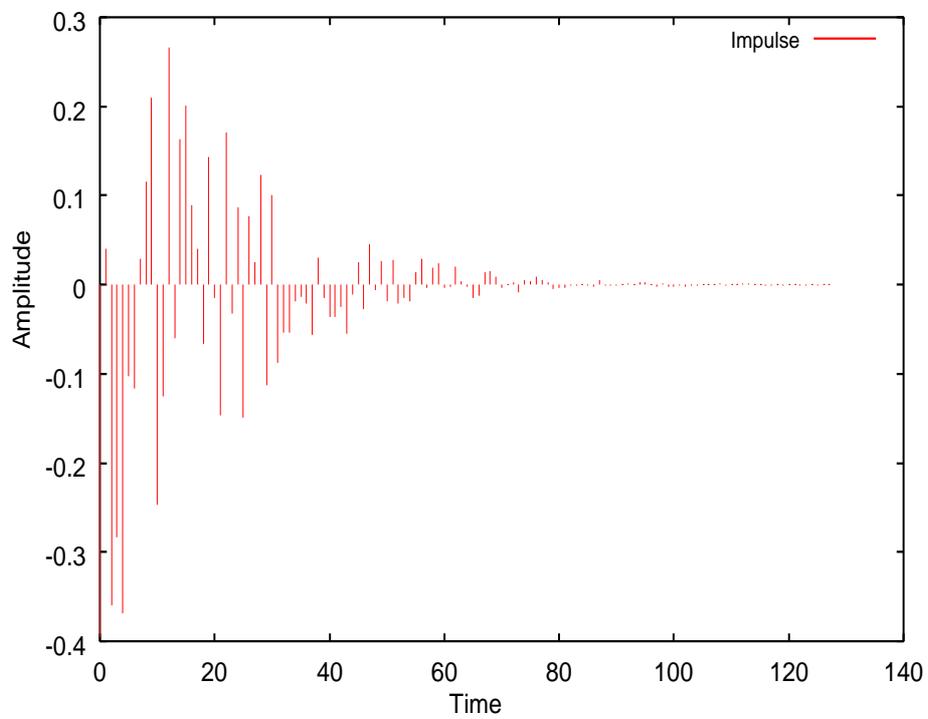


図 2.4 未知系パラメータ

2.5 計算機シミュレーション

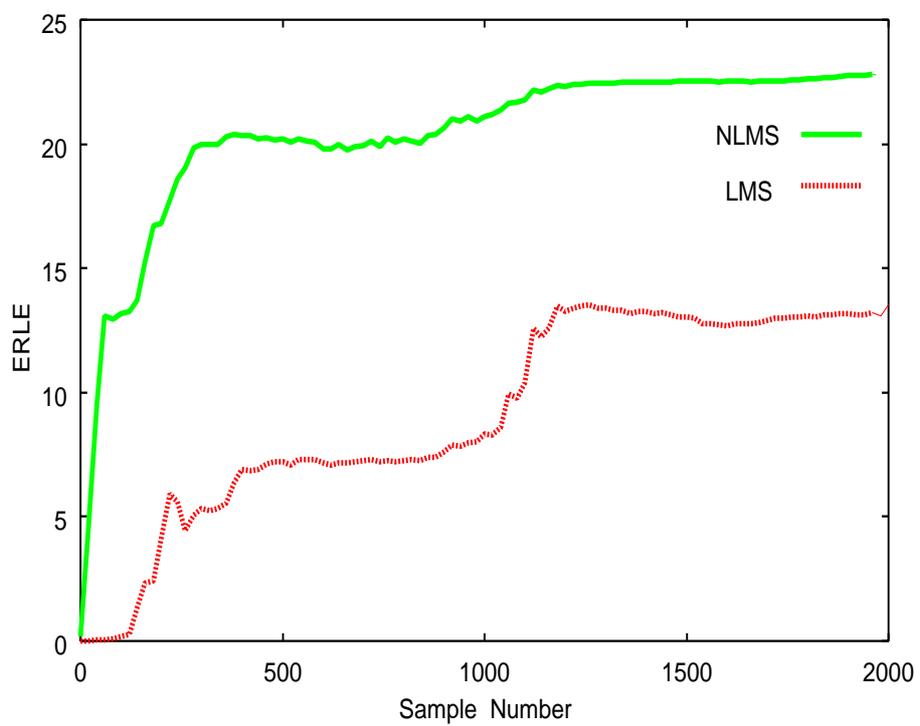


図 2.5 LMS アルゴリズムと学習同定法の評価量の比較

第 3 章

音場再生システム

3.1 まえがき

ある音場で収録した音を，異なる音場で再生する技術や，仮想的な音場を合成する技術，スピーカから放射した音で騒音を打ち消す騒音制御技術のように信号処理技術を用いて空間の音を制御する技術は音場制御技術として知られている．

その音場制御技術を利用し，受聴者の両耳に伝わる音圧を制御して再現する方法として，ヘッドホンを用いて再生するバイノーラルシステムとスピーカを用いて再生するトランスオーラルシステムがある．

本章では，バイノーラルシステムとトランスオーラルシステムについて述べ，各々の問題点について考える．また，トランスオーラルシステムの室内伝達特性の影響を受ける，受聴範囲が限られるという問題に焦点をあてその解決法を考える．

3.1.1 バイノーラルシステム

原音場における音を，ヘッドホンを利用して厳密に再現する方法として，図 3.1 に示したバイノーラル (binaural) システムが知られている．バイノーラルシステムは，原音場にダミーヘッド (疑似頭) を設置し，ダミーヘッドの両耳にマイクロホンを設置して 2 チャンネル収録を行う．収録された音響信号は，記録・伝送などを経た後，ヘッドホンを用いて受聴者の耳元で再生される．このシステムは再生する音場の特性などが加わらないため，再生された音響信号は原音場の音響信号とほぼ同じになる．その結果，受聴者があたかも原音場で聴取しているような状況を実現する．

3.1 まえがき

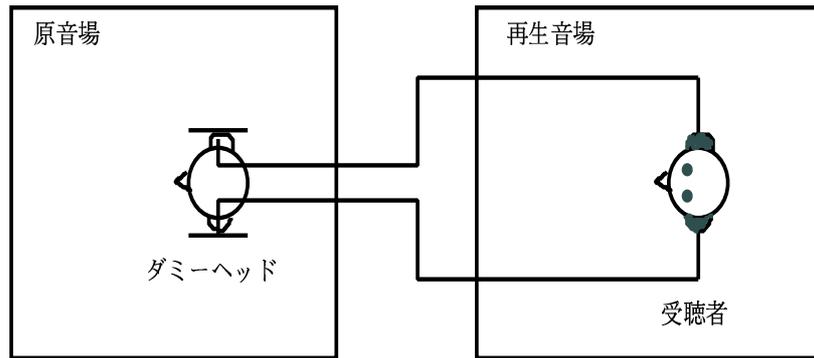


図 3.1 バイノーラルシステムの構成

3.1.2 トランスオーラルシステム

原音場で受聴者の両耳に達する信号と等価な信号を再生音場内のスピーカにより受聴者の両耳に生成する方法をトランスオーラル (transaural) システムという。図 3.2 にトランスオーラルシステムの構成を示す。

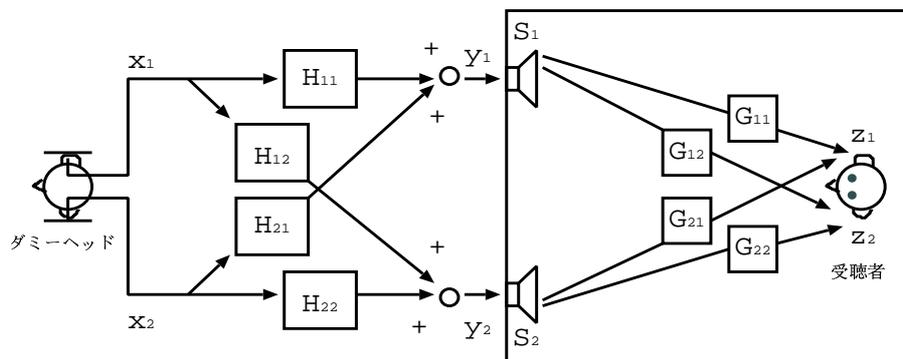


図 3.2 トランスオーラルシステムの構成

トランスオーラルシステムでは、バイノーラルシステムと同様に、原音場にダミーヘッドを設置して 2 チャンネル收音を行う。收音された音は、異なった部屋 (再生音場) において、スピーカを用いて再生される。このとき、ダミーヘッドの右チャンネルで收音した音 x_1 を右のスピーカ S_1 から再生し、左チャンネルの音 x_2 を左のスピーカ S_2 から再生する (図 3.2 の $H_{12} = H_{21} = 0, H_{11} = H_{22} = 1$ とした場合) ことを考える。このとき、右のスピーカ S_1 から出た音は、空間伝達特性 G_{11} を経て右耳に到達すると同時に、 G_{12} を経て左耳にも到達

3.1 まえがき

してしまう．本来右耳だけに聞こえるべき音が，左耳にも聞こえてしまうこの現象は空間のクロストークと呼ばれ，原音場での音を再生するためには大きな妨害要因となる．また，空間伝達特性 $G_{11}(z)$ はスピーカの特性や再生音場の特性などを表したものであるが，このような特性も付加されないのが望ましい．

図 3.2 に示したトランスオーラル系では，フィルタ $H_{ij}(z), i = 1, 2, j = 1, 2$ を用いてこの問題の解決を図る．ここで，ダミーヘッドの右耳の信号を $x_1(z)$ ，左耳の信号 $x_2(z)$ を，右および左のスピーカに入力される信号をそれぞれ $y_1(z)$ ， $y_2(z)$ と表し，再生音場で受聴者の右耳および左耳で再生される信号をそれぞれ $z_1(z)$ と $z_2(z)$ と表す．このとき，図 3.2 より

$$\begin{aligned} z_1(z) &= G_{11}(z)y_1(z) + G_{21}(z)y_2(z) \\ y_1(z) &= H_{11}(z)x_1(z) + H_{21}(z)x_2(z) \end{aligned} \tag{3.1}$$

の関係が成立する．

この関係を行列を用いて表すと

$$\begin{bmatrix} z_1(z) \\ z_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{21}(z) \\ G_{12}(z) & G_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1(z) \\ y_2(z) \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

$$= \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{21}(z) \\ G_{12}(z) & G_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{11}(z) & H_{21}(z) \\ H_{12}(z) & H_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(z) \\ x_2(z) \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

$$= G(z)H(z)x(z) \tag{3.4}$$

となる．空間クロストークを除去し， $G_{11}(z)$ などの影響を除去したとすると，耳元での受音信号 $z_i(z)$ はダミーヘッド出力 $x_i(z)$ と一致する． $z_i(z) = x_i(z)$ を実現するためには， $H(z)$ が $G(z)$ の逆行列 $G^{-1}(z)$

$$G^{-1}(z) = \begin{bmatrix} G_{22}(z)/G_{00}(z) & -G_{21}(z)/G_{00}(z) \\ -G_{12}(z)/G_{00}(z) & G_{11}(z)/G_{00}(z) \end{bmatrix}$$

$$G_{00}(z) = G_{11}(z)G_{22}(z) - G_{12}(z)G_{21}(z)$$

3.1 まえがき

となればよい。したがって、 $G^{-1}(z)$ の第 ij 要素を図 3.2 のフィルタ $H_{ij}(z)$ の特性として与えれば、空間クロストークを除去したトランスオーラルシステムが構成される。

3.1.3 問題点

これまで開発されてきた音場再生システムの問題点を表 3.1 に示す。

表 3.1 これまで開発されてきた音場再生システムの問題点

音場再生システム	問題点
バイノーラルシステム	<ul style="list-style-type: none">・ヘッドホンの特性混入・ダミーヘッドと実際の受聴者の頭の形状の違い・装着時に違和感を伴う
トランスオーラルシステム	<ul style="list-style-type: none">・不必要な空間の伝達特性の影響を受ける・受聴範囲が限られる

本研究では、これまで開発されてきた音場再生システムの問題点のうち、受聴範囲が限られるという問題に焦点をあて、その解決法を考える。図 3.3 の 1 チャネルステレオ再生方式

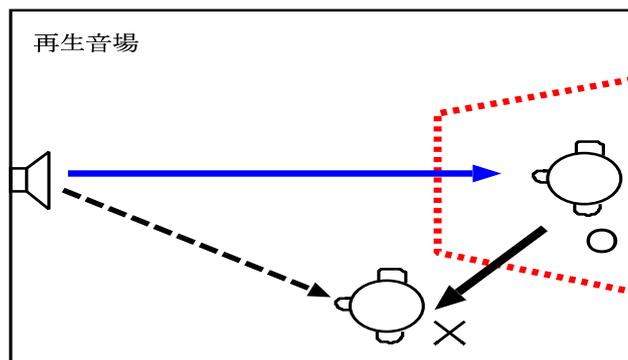


図 3.3 従来のステレオ再生方式の受聴エリア

は、受聴者がスピーカから特定の位置にいることを仮定しているため、その位置から大きく離れると良好な音像の定位は得られないということになる。この点から、再生音場のあらゆる

3.1 まえがき

る場所において原音場を忠実に再現することは大変難しいことがわかる。

上の例でも述べたように、これまで開発されてきた音場再生システムのほとんどは、ある特定の受聴エリアを中心として音場を再生するものであって、受聴者の移動は考慮されていなかった。

そこで、受聴者の移動を考慮した音場再生システムの検討が必要になってくる。

第 4 章

受聴者の移動を考慮した音場再生システム

4.1 受聴者の移動を考慮した音場再生システム

音場再生システムは、観測地点で所望信号に、より近い信号を観測することを目的としている。しかし、スピーカを用いた音場再生では、所望信号に室内伝達特性が付加された信号が観測される。そこで、室内伝達特性の影響を除去するために補正フィルタを構成する。通常は、補正フィルタを構成すれば、一定の範囲内に限り最適な音場を得ることができる。

しかし、受聴者が移動すると、通常システムでは最適な音場を得ることができなくなる。本研究では、補正フィルタのパラメータを任意に設定することにより受聴範囲を自由に与える。

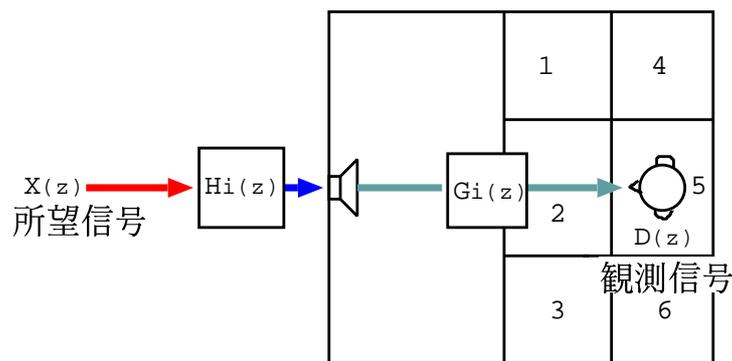


図 4.1 音場再生システムのモデル

図 4.1 に、受聴者の移動を考慮した音場再生システムのモデルを示す。図中の $X(z)$ は所

4.2 受聴者のエリア移動について

望信号, $H_i(z)$ は補正フィルタ, $G_i(z)$ は室内伝達特性, $D(z)$ は観測信号を表している.

また, 受聴者のエリア移動に対する室内伝達特性の変化に対応できる音場再生システムを構築するのに必要な逆特性の算出のために, 全受聴範囲を数ヶ所 (今回の研究では 6ヶ所) に分ける. そして, 各受聴エリアごとの逆特性をもとめて補正フィルタを構成する.

ここで, システムの線形系を仮定すると観測信号 $D(z)$ と所望信号 $X(z)$ の関係は

$$D(z) = G_i(z)H_i(z)X(z) \quad (4.1)$$

$$= G_i(z)G_i^{-1}(z)X(z) \quad (4.2)$$

$$= X(z) \quad (4.3)$$

から最適な音場を得ることができる. ただし, $i = 1 \sim 6$ は各受聴エリア 1~6 を表す.

4.1.1 逆特性の算出法

逆特性の算出法としては, まず, 図 4.2 の $G(z)$ に各受聴エリアで調べた室内伝達特性を入れる. $x(k)$ を入力信号, $d(k)$ を観測信号, $y(k)$ を出力信号とし, 誤差 $e(k)$ を最小としていくことで, 適応フィルタ $H(z) = G^{-1}(z)$ とする.

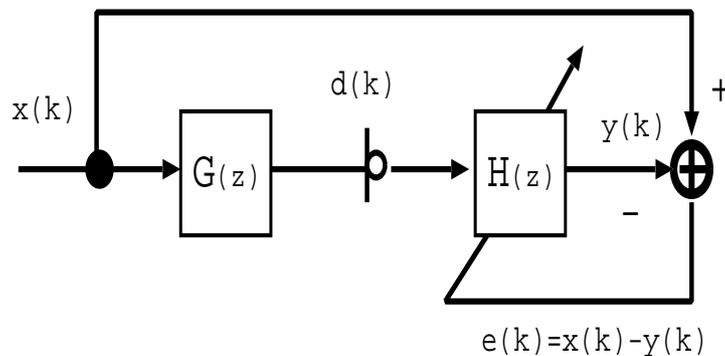


図 4.2 逆特性の算出

4.2 受聴者のエリア移動について

本手法では, 学習同定法にもとづき補正フィルタのパラメータの更新を行う.

4.3 同一エリア内で特性が変化する場合について

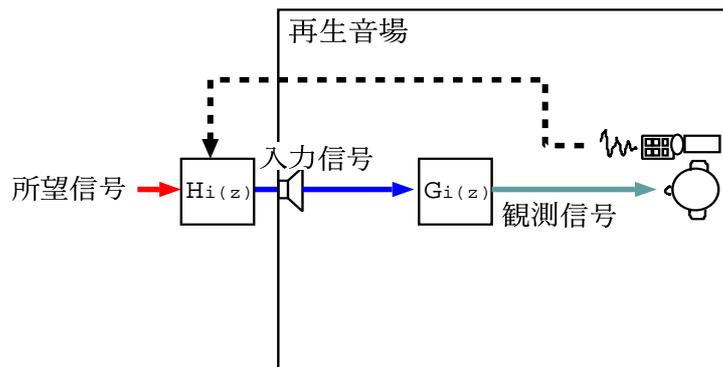


図 4.3 受聴エリア移動に対するモデル

もともと未知系パラメータに対する逆特性を持つ補正フィルタをいくつか構築しておき，室内伝達特性が変化すればそれにもない未知系パラメータに対する補正フィルタを構築することで受聴者のエリア移動にもなう室内伝達特性の変化に対処する．今回のシステムでは，再生音場で受聴者が自分の位置をリモコンで入力することにより，室内伝達特性に対する補正フィルタを切り替えることとする．

4.3 同一エリア内で特性が変化する場合について

室内伝達特性は，受聴者が体勢を変えたり，頭の向きを変えたり受聴者の状態や環境によって室内伝達特性は常に変動している．したがって，特性の変化に対応できるようにシステムを構築していかななくてはならない．

そこで，一つの受聴エリア内で特性が変化する場合について考える．もし，一つのエリア内で室内伝達特性が変化すると，一つの補正フィルタだけでは対応できない．また，それにもない消去量も急激に変化するので，受聴者に不快感を与えてしまうという問題が生じてくる．

この問題の解決には，室内伝達特性が変化した時に対応できるようなパラメータの更新法が必要となってくる．

図 4.3 で説明すると，例えば最初に室内伝達特性 $G_i(z)$ が A と決まったら，適応フィルタ $H_i(z)$ は A の逆特性，つまり A^{-1} で設定されます．途中で室内伝達特性 $G_i(z)$ が変化すれ

4.4 計算機シミュレーション

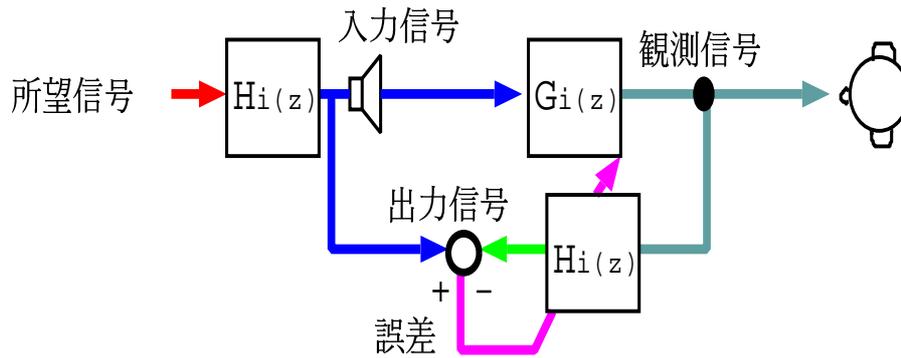


図 4.4 同一エリア内で特性が変化する場合のパラメータ更新過程

ば、それにともない適応フィルタのパラメータが追従するように更新させる方法を考える。

4.4 計算機シミュレーション

同一エリア内で室内伝達特性が変化する場合についての適応フィルタのパラメータ更新法を検討するため、以下の条件で計算機シミュレーションを行った。

4.4.1 シミュレーション条件

入力信号 $x(k)$ として、図 4.5 で示される標準化周波数 $8kHz$ の音声信号を用いる。また、未知系システムのインパルス応答長を $L = 124$ とし、適応フィルタのインパルス応答長を $N = 256$ とする。未知系システムのインパルス応答には、各々独立に発生された乱数が指数関数的に減少するように重みをかけた図 4.6 で示されるものを用い、室内伝達特性 a が、入力信号のサンプル数が 3500 から、室内伝達特性 c に変化することを仮定し、シミュレーションを行った。

収束特性の評価量としては ERLE(Echo Return Loss Enhancement)

$$\text{ERLE} = 10 \log_{10} \frac{E[x^2(k)]}{E[e^2(k)]} [\text{dB}] \quad (4.4)$$

を用いた。 $x(k)$ は所望信号、 $e(k)$ 観測信号から所望信号を引いた誤差を表す。また、 $E[\cdot]$ は期待値を表す。

4.4 計算機シミュレーション

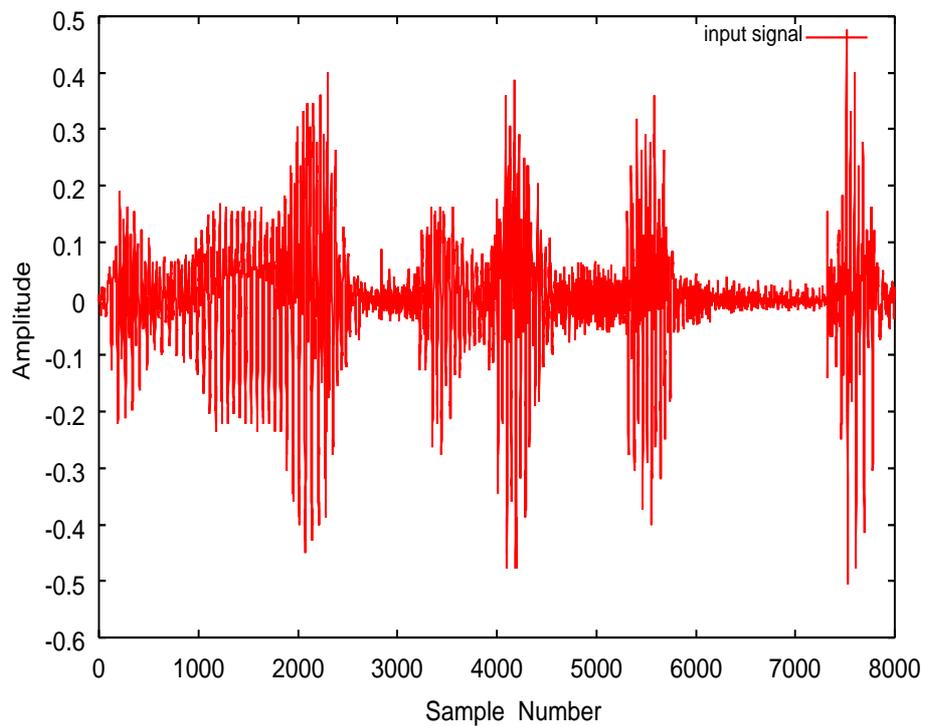


図 4.5 入力信号

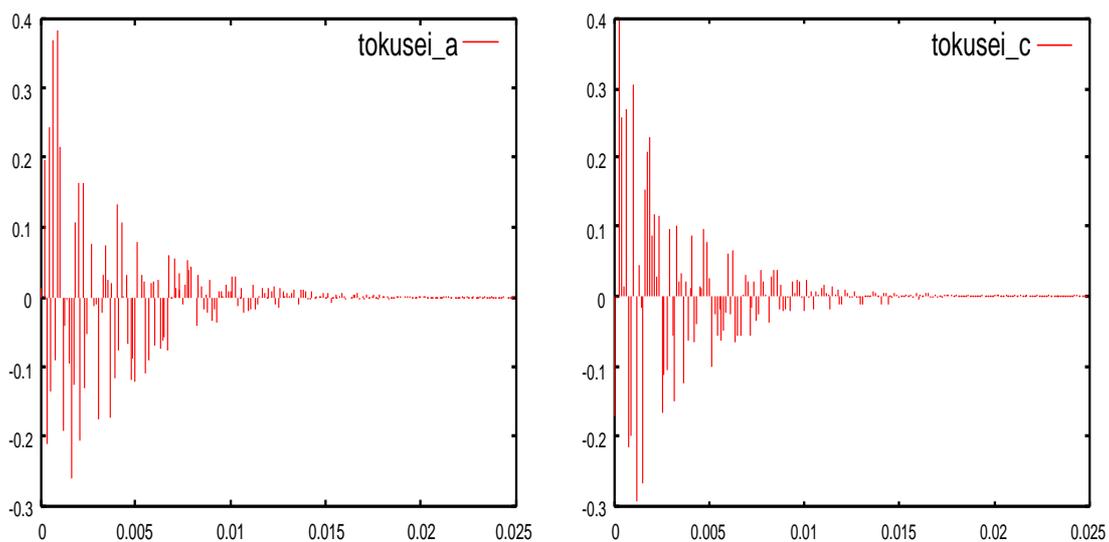


図 4.6 室内伝達特性 a . c

4.4 計算機シミュレーション

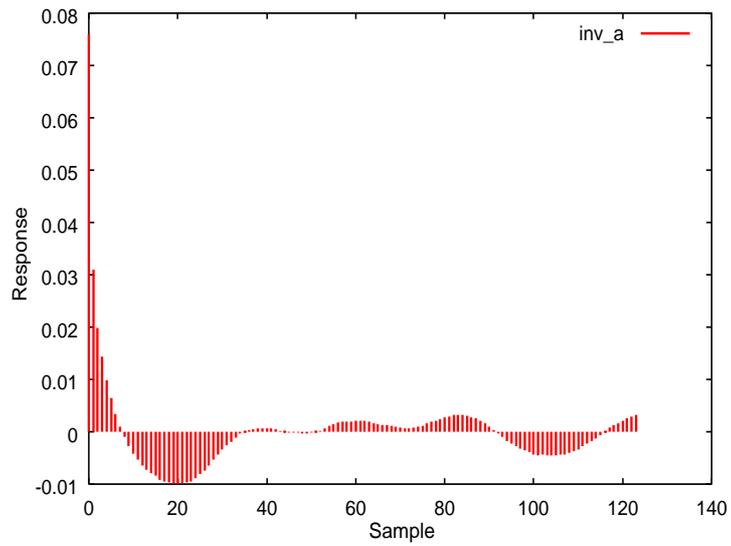


図 4.7 室内伝達特性 a の逆特性

4.4.2 結果

図 4.8 は、同一エリア内での室内伝達特性の変化に対する収束特性を示す。室内伝達特性は入力信号のサンプル数が 3500 付近で変化している。点線の学習同定法のみを用いる方法でも最終的に ERLE はもとに戻ってくる。しかし、今回の方法を用いる方がより良い収束が得られた。

4.4 計算機シミュレーション

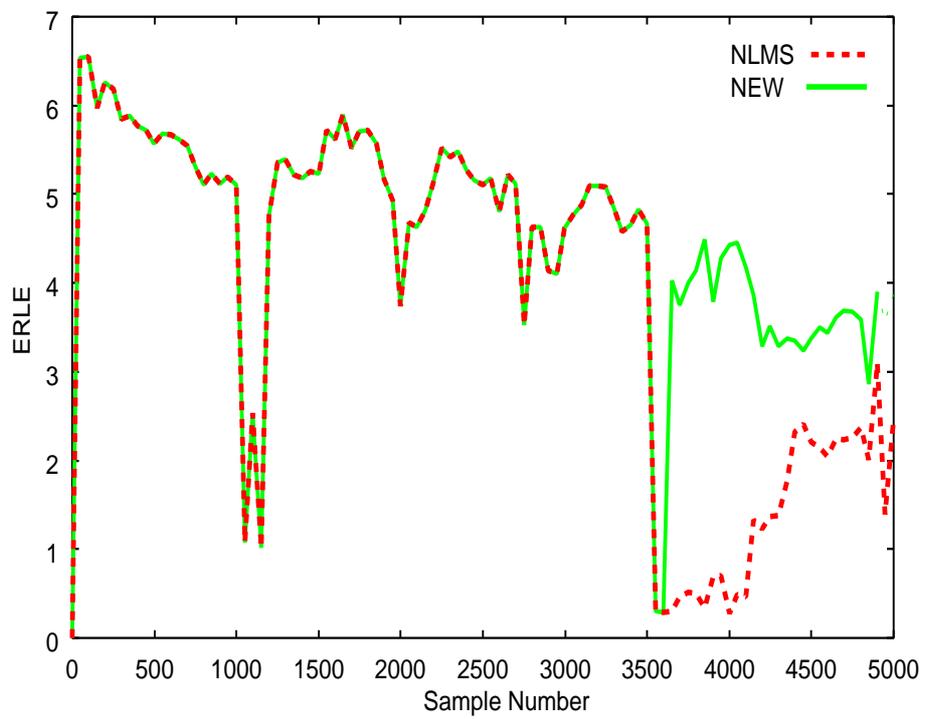


図 4.8 伝達特性の変化に対応する ERLE

第 5 章

結論

5.1 まとめ

本研究では、受聴者の移動を考慮した音場再生システムを検討し、受聴者の移動については適応フィルタを用いて対応することができた。また、計算機シミュレーションにより、同一エリア内で室内伝達特性が変化する場合にも対応できることが証明できた。

5.2 今後の課題

今回の研究では室内伝達特性の変化に対応するには、受聴者の逆特性の入力によって未知系パラメータに対する補正フィルタを構築することを考えた。今後の課題としては、受聴者が多人数の場合についてどう対処すべきか、また、受聴者の移動や室内伝達特性の変化にもなって自動的に信号を補正するようなシステムを開発することが考えられる。

謝辞

本研究を行うにあたって、大切な家庭を顧みず毎晩遅くまで、また休日返上で御指導、御助言して下さいました高知工科大学 情報システム工学科の福本 昌弘助教授に深く深く感謝致します。

また、本論文を審議して下さいました島村 和典教授、浜村 昌則講師に感謝します。そして、お子様が生まれる前のごたごたの中、ありがたい御指摘をして下さいました菊池 豊助教授、および情報システム工学科の先生方皆様に深謝致します。

そして、未熟物の私を見放さず、最後まで御指導して下さいました高知工科大学大学院 情報システム工学コースの秋山 由佳さんに深く感謝致します。また、よく夜飯を一緒に食べていただきました菊池研究室の舟橋 稔仁氏、いろいろなアドバイスをいただきました篠森研究室の平山正治氏、いろいろな相談に乗っていただきました坂本研究室の登 伸一氏に感謝致します。

最後に、研究、論文作成を行うにあたり御協力頂いた福本研究室の皆様、佐伯 幸郎氏をはじめとする後輩の皆様感謝致します。

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,1995.
- [2] 辻井重男・鎌田一雄, デジタル信号処理,1997.
- [3] 辻井重男, 適応信号処理,1995.
- [4] 谷萩隆嗣, 情報通信とデジタル信号処理,1999.

付録 A

音響エコーキャンセラ

電話・テレビ会議等の拡声通話では，スピーカから出た音がマイクロホンで拾われて話者側に戻ってしまう．結果、戻ってきた音が，不自然で耳障りなエコーとなり，ひどい時はハウリングが発生してしまう．これら拡声通話に有害なハウリングの発生を防止し，不自然なエコーを除去するために音響エコーキャンセラが使用される．

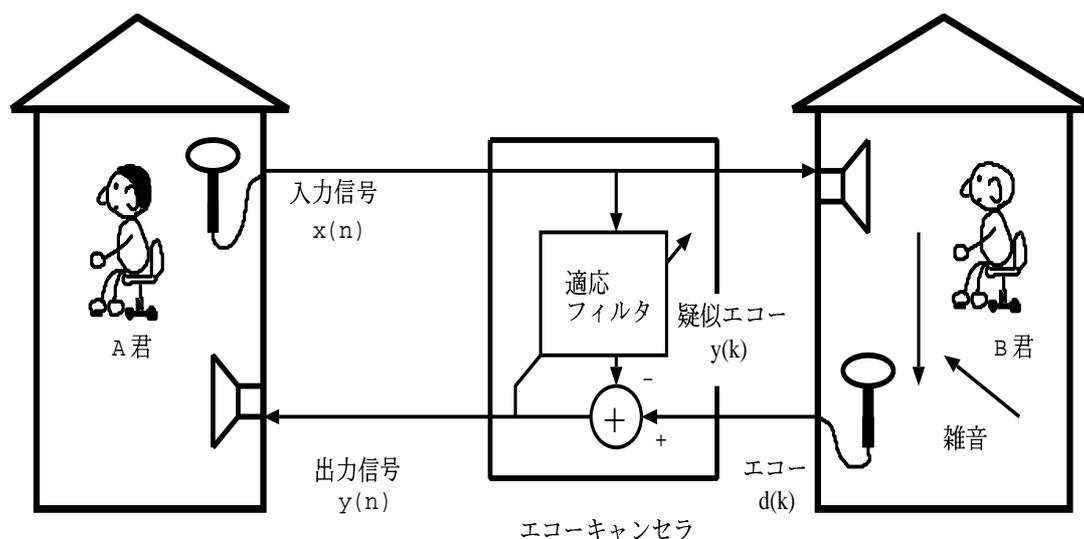


図 A.1 音響エコーキャンセラの構成

音響エコーキャンセラは，スピーカとマイクロホン間の特性である音響エコー経路のインパルス応答を推定して，これに基づいて疑似音響エコーを作成し，マイクロホンで得た信号から疑似音響エコーを差し引き，必要な信号だけを送信することで，通信品質の劣化を防いでいる．このため，音響エコー経路のインパルス応答を，常に正確に推定する必要がある．音響エコー経路のインパルス応答の変化に追従するためには，変化する前に求めたインパルス

ス応答を，変化により生じた誤差が最小になるように逐次修正して，新たに正確なインパルス応答を得るといふ，適応フィルタの考え方が通常用いられる．この際，常に正確なインパルス応答を推定し続けるためには，収束特性の良い適応アルゴリズムが必要となる．音響エコーキャンセラの構成を式で表すと，次のようになる．

$$y(n) = d(n) + d(k) - y(k) \quad (\text{A.1})$$

- 出力信号 $y(n)$
- B 君の声や雑音 $d(n)$
- エコー $d(k)$
- 入力信号 $x(n)$ に基づいて作成された疑似エコー $y(k)$

付録 B

自動等化器

送信パルスは、伝送路を通して受信点に到達するまでに、ひずみ、さらに雑音の影響を受ける。このような状況において、ひずみを補償するのが、自動等化器の役割である。

トレーニング期間 通信に先立ち、あらかじめ決められたパターンが送られる期間。同期を取ったり、自動等化器が学習する期間として利用される。この期間においては、送られてくるパルスがわかっているので、受信し、自動等化器を通った信号と、送った信号の差 (誤差信号) を得ることができる。

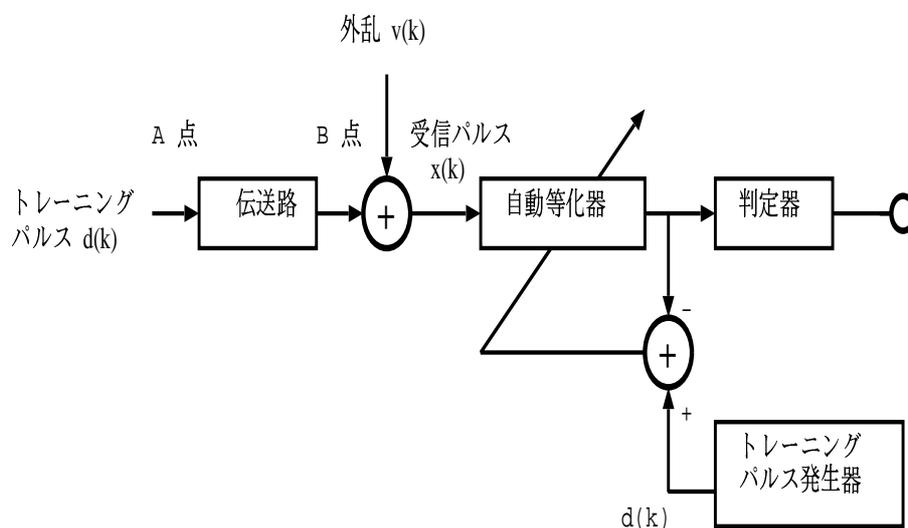


図 B.1 自動等化器の概念

送信パルス $d(k)$ は、伝送路を通して受信点に到達するまでに、ひずみ、さらに雑音の影響を受ける。