

平成 15 年度

学士学位論文

DSP による多入力信号補正システムの 構築法

Construction Method of Multi-Input Correction
System for DSP

1040333 藤井 佑一

指導教員 福本 昌弘

2004 年 2 月 27 日

高知工科大学 情報システム工学科

要 旨

DSP による多入力信号補正システムの構築法

藤井 佑一

デジタル信号処理技術の著しい進歩に伴い，バーチャルリアリティの世界を表現する試みが各方面で行われている．音響の分野では，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．一方，半導体プロセス技術の進歩により，DSP の性能向上と低価格化の実現が可能となっている．DSP は，デジタル信号処理専用プロセッサとして登場し，複雑なデジタル信号処理を実現することが可能である．高い演算能力を持つことからリアルタイム処理が必要とされるシステムで多く利用されている．こうした流れから，音響の分野では，DSP を利用した音場再生システムの研究・開発が注目されている．

本研究では，スピーカを用いた音場再生を目的とし，DSP を利用した音場再生システムの構築を行う．その方法として，秋山らが提案した多入力信号補正システムを利用する．多入力信号補正システムは，1 つのフィルタにより 2 つの伝達経路を補正する信号補正法である．

キーワード 適応信号処理，補正フィルタ，音場再生，DSP

Abstract

Construction Method of Multi-Input Correction System for DSP

The trial which creates the world of a virtual reality is performed with progress of digital signal processing technology advances remarkably. 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. On the other hand, the performance improvement of DSP and the cost cutting can with progress of the semiconductor processing technology. DSP appeared as a processor only for the digital signal processing, and can achieve complex digital signal processing. Acoustic field, the research and the development of sound field reproduction system using DSP are interested.

In this research, the purpose is a sound field with speaker reproduction. And sound field reproduction system is constructed using DSP. As the method, multi-input correction system that Akiyama et al. proposed is used. The multi-input correction system is a signal correction system that corrects two room transfer characteristics with one filter.

key words Adaptive Signal Processing, Correct Filter, Sound Field Reproduction, DSP

目次

第 1 章	序論	1
1.1	背景と目的	1
1.2	本論文の概要	2
第 2 章	音響モデルにおける信号処理	3
2.1	まえがき	3
2.2	FIR デジタルフィルタ	3
2.3	適応信号処理	5
2.3.1	適応フィルタ	5
2.3.2	適応アルゴリズム	7
2.3.3	学習同定法	9
2.4	まとめ	11
第 3 章	多入力信号補正システム	12
3.1	まえがき	12
3.2	音場再生技術	12
3.2.1	バイノーラルシステム	13
3.2.2	トランスオーラルシステム	13
3.2.3	問題点	16
3.3	多入力信号補正システム	16
3.3.1	補正フィルタ	17
3.3.2	室内伝達特性の逆特性	18
3.3.3	補正フィルタパラメータ更新	18
3.4	まとめ	20

目次

第 4 章	DSP による多入力信号補正システムの構築法	22
4.1	まえがき	22
4.2	DSP による多入力信号補正システム	22
4.3	DSP プログラム	24
4.4	DSP プログラムの高速化	25
4.4.1	固定小数点演算	25
4.4.2	データアクセスの高速化	26
4.4.3	DSP/BIOS	26
4.5	実験	27
4.5.1	実験条件	27
4.5.2	実験結果	28
4.6	まとめ	28
第 5 章	結論	31
5.1	まとめと今後の課題	31
	謝辞	32
	参考文献	33
付録 A	DSP Starter Kit	34
A.1	DSP ボード	34
A.2	Code Composer Studio	35

図目次

2.1	FIR デジタルフィルタ	4
2.2	適応フィルタを用いたブロック図	5
3.1	バイノーラルシステムの構成	13
3.2	室内伝達特性の補正	14
3.3	トランスオーラルシステムの構成	15
3.4	多入力信号補正システム	17
3.5	多入力信号による音場再生システム	17
3.6	室内伝達特性の逆特性算出のためのブロック図	19
4.1	多入力信号補正システムのブロック図	23
4.2	DSP による多入力信号補正システムの模式図	24
4.3	Q14 フォーマットで表現した 0.5	25
4.4	short 型 (16 ビット) 同士の乗算を同時に実行する様子	27
4.5	所望信号 (標本化周波数 8kHz)	29
4.6	左右耳における収束特性	29
4.7	計算機シミュレーションとの比較	30

表目次

2.1 図 2.2 における変数の説明	6
2.2 代表的な適応アルゴリズムの特徴比較	7
A.1 TMS320C6713DSK の主な特徴	34

第 1 章

序論

1.1 背景と目的

近年，デジタル信号処理技術の著しい進歩に伴い，バーチャルリアリティの世界を表現する試みが各方面で行われている．例えば，音声のデジタル信号処理分野では，もとの空間での音場（原音場）を，音場の再現を要求する空間（再現空間）で実現することのできるシステムの構築が求められている．一方，半導体プロセス技術の進歩により，複雑なデジタル信号処理を実現する DSP の性能向上と低価格化の実現が可能となっている．

DSP は，デジタル信号処理専用プロセッサとして登場し，音声のデジタル信号処理分野では早くから応用されてきた．DSP の特徴として，高い演算能力，小型で低消費電力なことが挙げられる．このことは，自由度の高いデジタル信号処理を容易に利用可能にし，その応用範囲はさらに広がっている．特に，リアルタイム処理が必要とされる分野において DSP の動作速度の高速化は大きな期待が持たれている．最近では，メーカから DSP アプリケーション開発のための統合開発環境が提供され，効率よく開発が行えるようになってきている．

音響の分野でも DSP を利用した音響システムが，一般家庭に普及し始めており，数多くの研究・開発がなされている．こうした流れから，DSP を利用した音場再生システムの構築が注目されている．

本研究では，スピーカを用いた音場再生システムとして，DSP による多入力信号補正システムの構築法を提案する．また，実験結果より提案するシステムの有効性について示す．

1.2 本論文の概要

第2章では、本研究で用いるデジタル信号処理の基礎技術である、FIR デジタルフィルタと適応信号処理について述べる。適応信号処理では、信号処理を行う際に用いられる適応アルゴリズムのうち多入力信号補正システムで用いられている学習同定法についての説明を行う。

第3章では、音場制御技術として一般的に知られている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、それらのシステムの問題点を指摘する。そして、それらの問題点を解決することができると思われる多入力信号補正システムについて説明する。

第4章では、DSP ボードによる多入力信号補正システムの構築法について述べる。さらに、実験を行いその有効性を明らかにする。

最後に、第5章では、本研究の結論を述べ、今後の課題を述べる。

第 2 章

音響モデルにおける信号処理

2.1 まえがき

音声，音楽などの音響信号は連続的な量をもつアナログ信号である．デジタル信号処理では，このアナログ情報を離散的な量をもつデジタル信号に変換することで，コンピュータ上でデータの処理を行うことができる．

信号処理の対象となる観測信号は，多くの場合，何らかのアナログシステムによって生成されたものであり，したがって，入力されてから観測されるまでの間の，そのシステムに関する情報を保持している．また，観測信号には，雑音や干渉などの不要成分も含まれている．そこで，観測信号から目的とする信号成分を抽出する機能をもつデジタルフィルタについて考える．

デジタルフィルタは，有限長の応答をもつ FIR(Finite Impulse Response) フィルタと，無限長の応答をもつ IIR(Infinite Impulse Response) フィルタに分類される [4]．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 デジタル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もつ適応フィルタについての説明を行う．

2.2 FIR デジタルフィルタ

デジタルシステムでは，個々の信号を一時的に記憶するため，過去の信号を取り出すことが可能である．そこで，図 2.1 のように，単位遅延を示す z^{-1} を有限個用いたフィルタを

2.2 FIR デジタルフィルタ

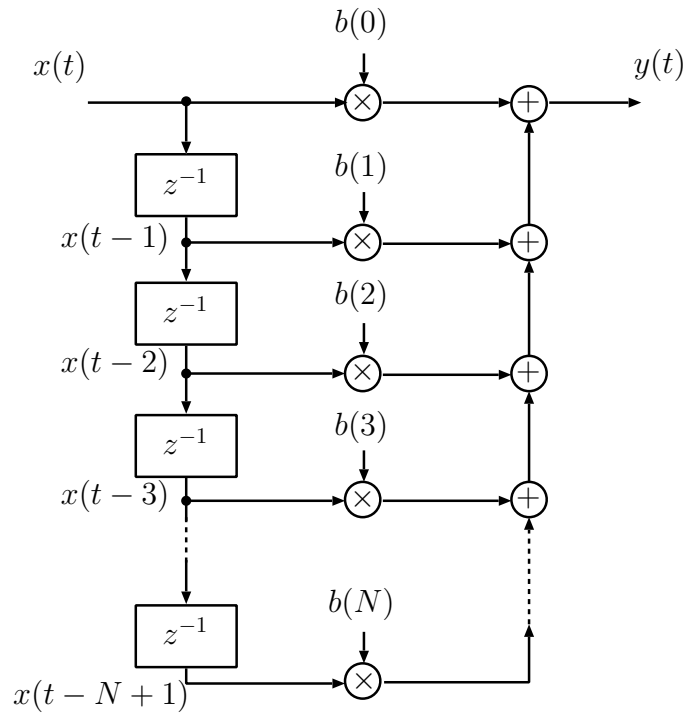


図 2.1 FIR デジタルフィルタ

考える図 2.1 では，出力信号 $x(t)$ が書くタップにおいてパラメータ（フィルタ係数）と乗ぜられ，それらが加算された結果 $y(t)$ が出力される．このフィルタの入出力関係は，

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

で与えられる．

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のことを FIR(Finite Impulse Response) フィルタと呼ぶ [5, 6] ．

式 (2.1) から，出力信号 $y(t)$ はパラメータ b_N に依存することがわかる．このことは，同一の入力信号を与えた場合でもパラメータが異なれば得られる結果も異なることを表している．ただし，パラメータ b_N とは，

$$b_N = [b(0), b(1), \dots, b(N)]^T \quad (2.2)$$

で表される．ここで T は転置を表す．

2.3 適応信号処理

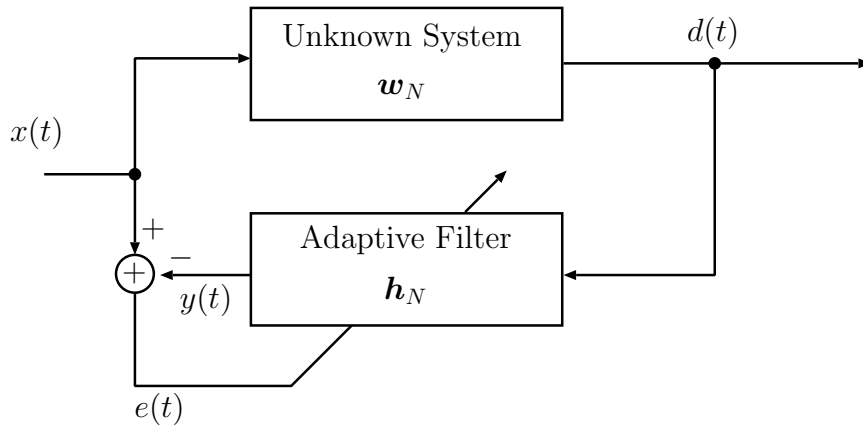


図 2.2 適応フィルタを用いたブロック図

2.3 適応信号処理

信号処理では，観測された信号にフィルタを作用させることによって，望ましい信号が出力されるように処理を行う．このとき，フィルタの特性を決めるパラメータが固定である場合，つまり，観測信号の統計的性質が時間と共に変化しない場合は，時間の変化に関係なく処理を行うことが可能である．しかし，観測信号の統計的性質が時間と共に変化する場合に，固定的处理では正確に対応できない．そこで，時間と共に変化する信号の性質に応じて，パラメータを更新することのできる適応フィルタを用いる．このような処理を行うために，Widrow の先駆的な研究により始められたのが適応信号処理である [8] ．

2.3.1 適応フィルタ

次に，FIR 形で構成された未知システムの逆特性を推定することを考える．図 2.2 にシステムのブロック図を示す．ただし，図 2.2 における変数についての説明は表 2.1 に示す．

このとき，未知系の出力信号 $d(t)$ と推定系の出力信号 $y(t)$ は

$$d(t) = \sum_{i=0}^{N-1} b(i)x(t-i+1) \quad (2.3)$$

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i)x(t-i+1) \quad (2.4)$$

2.3 適応信号処理

表 2.1 図 2.2 における変数の説明

t	時刻
N	インパルス応答長 (フィルタタップ数)
$x(t)$	入力信号
w_N	未知システムのフィルタ係数 $(w_N = [w(0), w(1), \dots, w(N)]^T)$
h_N	推定システムのフィルタ係数 $(h_N = [h(0), h(1), \dots, h(N)]^T)$
$d(t)$	未知系の出力信号
$y(t)$	推定系の出力信号
$e(t)$	入力誤差

と表すことができる．また，入力誤差 $e(t)$ は

$$e(t) = x(t) - y(t) \quad (2.5)$$

と表される．

式 (2.3), (2.4) において

$$b(i) = h(i) \quad ; i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.6)$$

であれば，常に同じ出力を得ることができる．したがって，未知システムのインパルス応答長が有限で，その個数が既知であるならば，同一の入力信号に対して完全に等しい出力結果を与える FIR デジタルフィルタを構成することが可能である．

しかし，一般に，未知システムのインパルス応答長は無限に続くものである．この場合，式 (2.6) のような仮定が成り立たないために，同一の入力信号に対して完全に等しい出力結果が得られるような FIR デジタルフィルタを構成することはできない．

そこで室内音響系をはじめとする実際のアナログシステムの多くのインパルス応答が，時間とともに減衰していくという性質を利用する．未知系システムのインパルス応答のうち最初の適当な N 個の値を推定することによって，推定系の出力信号を未知系の出力信号に近づけることが可能である．

2.3 適応信号処理

表 2.2 代表的な適応アルゴリズムの特徴比較

適応アルゴリズム	特徴	演算量
LMS アルゴリズム	・ 安定性がある ・ 有色信号での収束特性が劣化	$2N$
学習同定法	・ 高速な収束特性 ・ 有色信号での収束特性が劣化	$3N$
RLS アルゴリズム	・ パラメータが時不変ならば良好に収束 ・ パラメータが変化すると不安定	$2N^2$

このように，推定系の出力信号 $y(t)$ が入力信号 $x(t)$ に近づくような，推定システムのフィルタ係数 h_N を逐次的に推定する学習機能をもったフィルタのことを，適応フィルタという [5, 4, 7, 8] .

2.3.2 適応アルゴリズム

適応アルゴリズムとは，各時刻で入力信号と誤差を用いて，推定系システムのフィルタ係数を修正することによって，最適解を求める計算手順のことである [5, 8] .

適応アルゴリズムは，1960 年に Widrow-Hoff の LMS アルゴリズムに始まり，1967 年に野田と南雲により学習同定法が発表された．また，その他にも RLS アルゴリズム，BLMS アルゴリズムなどが挙げられる．

代表的な適応アルゴリズムの特徴と，フィルタタップ数が N の場合の演算量を比較すると表 2.2 のようになる．本研究では，時間的に変化するパラメータを扱う．したがって，パラメータが時間変化した場合も良好な収束特性を示すアルゴリズムが必要となる．また，実時間処理を要するために演算量もできるだけ少なく，高速な収束特性を有するものが好ましい．

図 2.2 において，入力信号 $x(t)$ に対する推定系の出力信号 $y(t)$ は，式 (2.7) のように与

2.3 適応信号処理

えられた .

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i)x(t-i+1) \quad (2.7)$$

式 (2.7) で表される $y(t)$ は , 入力状態ベクトル $\mathbf{x}_N(t)$ および係数ベクトル \mathbf{h}_N の内積として

$$y(t) = \mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(t) \quad (2.8)$$

と表すことができる . ただし , \mathbf{x}_N , \mathbf{h}_N はそれぞれ

$$\mathbf{h}_N = [h(0), h(1), h(2), \dots, h(N-1)]^T \quad (2.9)$$

$$\mathbf{x}_N = [x(1), x(2), x(3), \dots, x(N-1)]^T \quad (2.10)$$

で定義される .

ここで , 誤差の 2 乗平均値を評価量 J として

$$\begin{aligned} J &= E [e^2(t)] \\ &= E [(x(t) - y(t))^2] \\ &= E \left[\left(x(t) - \mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(t) \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (2.11)$$

とする . ただし , $E[\cdot]$ は期待値を表す .

図 2.2 では , 入力信号 $x(t)$ と推定系の出力信号 $y(t)$ との差の 2 乗平均値が最小となるように , 適応フィルタのパラメータを更新する .

次に , 適応アルゴリズムの基本的なパラメータ更新方法についての手順を示す .

1. 時刻 $t = 0$ として , パラメータの初期値 \mathbf{h}_N を設定する (通常 $\mathbf{h}_N = 0$) .
2. 時刻 t における出力 $y(t)$ と誤差 $e(t)$ を次式により計算する .

$$y(t) = \mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(t) \quad (2.12)$$

$$e(t) = x(t) - y(t) \quad (2.13)$$

3. $\mathbf{x}_N(t)$, $e(t)$ を用いて各種アルゴリズムで修正量 $\Delta \mathbf{h}_N(t)$ を計算し , 次式によりパラメータ $\mathbf{h}_N(t)$ を修正して $\mathbf{h}_N(t+1)$ を得る .

$$\mathbf{h}_N(t+1) = \mathbf{h}_N(t) + \alpha \cdot \Delta \mathbf{h}_N(t) \quad (2.14)$$

2.3 適応信号処理

ここで、 α はパラメータ修正の大きさを制御する量であるステップゲインを表す。

4. t の値を 1 つ増やして上記 2. , 3. を繰り返す。

ただし、過程 3. のステップゲインとは、パラメータの修正量の大きさを制御し、収束速度を決定するものである。例えば、 $\alpha = 0$ のとき式 (2.14) は

$$\mathbf{h}_N(t+1) = \mathbf{h}_N(t) \quad (2.15)$$

となり、まったくパラメータの更新が行われない。

逆に $\alpha = 1$ のとき式 (2.14) は

$$\mathbf{h}_N(t+1) = \mathbf{h}_N(t) + \Delta \mathbf{h}_N(t) \quad (2.16)$$

となり、算出された修正量分だけパラメータの更新を行う。

すなわち、 $\alpha = 1$ のときが最適であると言える。しかし、これはシステムが最良状態のときのみ有効で、雑音などの問題が生じることを考慮すると、必ずしも最適であるとは言えない。したがって、システムの状態にとって最適なステップゲインを選択する必要がある。

これらの手順のうち、過程 3. の具体的な修正量 $\Delta \mathbf{h}_N$ の算出方法が、各種アルゴリズムを特徴づける部分となる。

2.3.3 学習同定法

学習同定法 [8] は、LMS アルゴリズムとは独立に導かれた適応アルゴリズムである。しかし、別名 NLMS(Normalized-LMS) アルゴリズムと呼ばれ、LMS アルゴリズムのパラメータ修正項をフィルタの状態ベクトルで正規化されたものとみなすことができる。

ある時刻 k において、推定系の出力信号 $y(t)$ が入力信号 $x(t)$ に等しいとすると

$$x(t) = \mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(t) \quad (2.17)$$

と表すことができる。

しかし、 $\mathbf{h}_N = \mathbf{b}_N$ を満たすためには、すべての入力信号 $x(t)$ に対して式 (2.17) が成り立たなければならない。

2.3 適応信号処理

そこで，式 (2.17) を満たす解集合の代表ベクトルを $\mathbf{h}_N(t)$ とする．この解集合は，式 (2.17) より，入力ベクトル $\mathbf{x}_N(t)$ に直交している．更に， \mathbf{b}_N はこの解集合に含まれているので， $\mathbf{h}_N(t)$ はある点から $\mathbf{x}_N(t)$ 方向にパラメータ修正したとき，もっとも \mathbf{b}_N に近い点といえる．

したがって， $\mathbf{h}_N(t)$ を \mathbf{b}_N に更に近づけるためには，適当に定めたある点よりも \mathbf{b}_N より近い $\mathbf{h}_N(t+1)$ を次の修正パラメータの初期値とすれば良い．以上のことより

$$\begin{aligned}\mathbf{h}_N(t+1) &= \mathbf{h}_N(t) + (\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)) \\ &= \mathbf{h}_N(t) + \frac{(\mathbf{b}_N - \mathbf{h}_N(t))^T (\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t))}{\|\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)\|} \\ &\quad \cdot \frac{\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)}{\|\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)\|}\end{aligned}\quad (2.18)$$

となる．但し， $\|\cdot\|$ はベクトルのユークリッドノルムを表し，要素の 2 乗和の平方根と定義する．また，式 (2.18) において

$$\frac{(\mathbf{b}_N - \mathbf{h}_N(t))^T (\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t))}{\|\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)\|}$$

はパラメータの修正量を示し

$$\frac{\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)}{\|\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)\|}$$

はパラメータの修正方向を示す．

ここで

$$\frac{\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)}{\|\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)\|} = \frac{\mathbf{x}_N(t)}{\|\mathbf{x}_N(t)\|}\quad (2.19)$$

$$\begin{aligned}(\mathbf{b}_N - \mathbf{h}_N(t))^T \mathbf{x}_N(t) &= x(t) - y(t) \\ &= e(t)\end{aligned}\quad (2.20)$$

が成立するので，式 (2.18) は

$$\mathbf{h}_N(t+1) = \mathbf{h}_N(t) + \frac{\mathbf{x}_N(t)}{\|\mathbf{x}_N(t)\|^2} e(t)\quad (2.21)$$

と変形できる．

2.4 まとめ

学習同定法では，式 (2.21) の修正ベクトルにステップゲイン α を掛け

$$\mathbf{h}_N(t+1) = \mathbf{h}_N(t) + \alpha \frac{\mathbf{x}_N(t)}{\|\mathbf{x}_N(t)\|^2} e(t) \quad (2.22)$$

で与えられる．

2.4 まとめ

本章では，補正フィルタのパラメータ推定時に必要となる音響モデルについて述べた．また，本研究で利用する，秋山らが提案した多入力信号補正システムでは，適応アルゴリズムに学習同定法が用いられていることから，それについても述べた．

第 3 章

多入力信号補正システム

3.1 まえがき

スピーカを用いた音場再生システムでは，左右耳に対してそれぞれ異なる伝達特性の影響を除去しなければならない．音場を再生することを目的として，過去に様々な音場再生システムに関する研究，開発がなされている．ところが，これらの技術ではいくつかの問題点が指摘されている．

これらの問題点を解決し，より良い音場再生システムを構築するために，秋山らが多入力信号補正システムを提案した．

本章では，過去のいくつかの音場再生技術について述べ，それらの技術における問題点を示した後，多入力信号補正システムについて述べる．

3.2 音場再生技術

音場再生技術とは，ある音場で収録した音を，異なる音場で再生する技術のことである．このとき，要求されることは可能な限り所望の音場に近い音場を再生するということである．それを実現する音場再生技術として，一般にバイノーラルシステムやトランスオーラルシステムが知られている．

3.2 音場再生技術

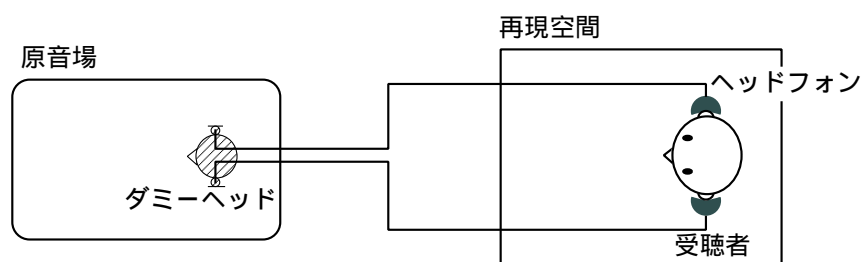


図 3.1 バイノーラルシステムの構成

3.2.1 バイノーラルシステム

バイノーラルシステムは，原音場における音圧を，ヘッドフォンを利用して厳密に再生する方法である [5]．

図 3.1 のように原音場にダミーヘッドを設置し，ダミーヘッドの左右の耳の位置にマイクロフォンを設置して 2 チャンネル收音を行う．收音された音声信号は，ヘッドフォンを用いて受聴者の耳もとで再生される．その結果，受聴者は再現空間における余計な室内の伝達特性に左右されることなく，原音場での音声信号を聞くことができる．

3.2.2 トランスオーラルシステム

トランスオーラルシステムとは，バイノーラルシステムと同様の効果を，スピーカを用いて実現しようとする技術である [5]．スピーカを用いた信号再生では，所望信号に室内伝達系の特性が付加された音が観測される．したがって，室内伝達特性の影響を除去するためのフィルタが必要となる．

図 3.2 に室内伝達特性 $G(z)$ を補正するモデル図を示す．音場再生では，所望信号 $s(t)$ を観測信号 $d(t)$ として得ることを目的としている．空間への入力信号 $x(t)$ は，所望信号 $s(t)$ がフィルタ $C(z)$ と通過しものとして与える．また，観測信号 $d(t)$ は，入力信号 $x(t)$ が室内伝達特性 $G(z)$ の影響を受けることにより得られるものとする．ここで，システムが線形系であると仮定すると

$$X(z) = C(z)S(z) \quad (3.1)$$

3.2 音場再生技術

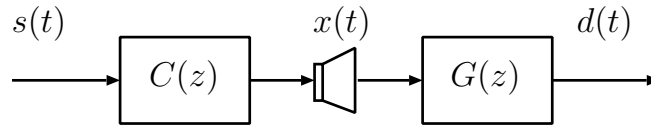


図 3.2 室内伝達特性の補正

$$D(z) = G(z)X(z) \quad (3.2)$$

となる．式 (3.1) , (3.2) より

$$D(z) = G(z)C(z)S(z) \quad (3.3)$$

となり

$$G(z)C(z) = 1 \quad (3.4)$$

となるようにフィルタ $C(z)$ を導入すると所望信号が観測信号の近似となるように設計することができる．このように，室内伝達特性の影響を除去するために構成されたフィルタを補正フィルタと呼ぶこととする．

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設置されたダミーヘッドで 2 チャンネル收音を行う．收音された音声信号は，スピーカを用いて再生される．図 3.3 にトランスオーラルシステムの構成を示す．このとき，観測信号と入力信号の関係は

$$D_1(z) = G_{11}(z)X_1(z) + G_{21}(z)X_2(z) \quad (3.5)$$

$$D_2(z) = G_{12}(z)X_1(z) + G_{22}(z)X_2(z) \quad (3.6)$$

となり行列

$$\begin{bmatrix} D_1(z) \\ D_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{21}(z) \\ G_{12}(z) & G_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(z) \\ X_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

で表すことができる．これは，本来は右耳 (左耳) にだけ伝えられるべき音が，反対側の耳にも聞こえるという現象が生じることを意味する．この現象はクロストークと呼ばれ，原音場を再現するための妨害要因となる．そこで，室内伝達特性の影響とクロストークを除去す

3.2 音場再生技術

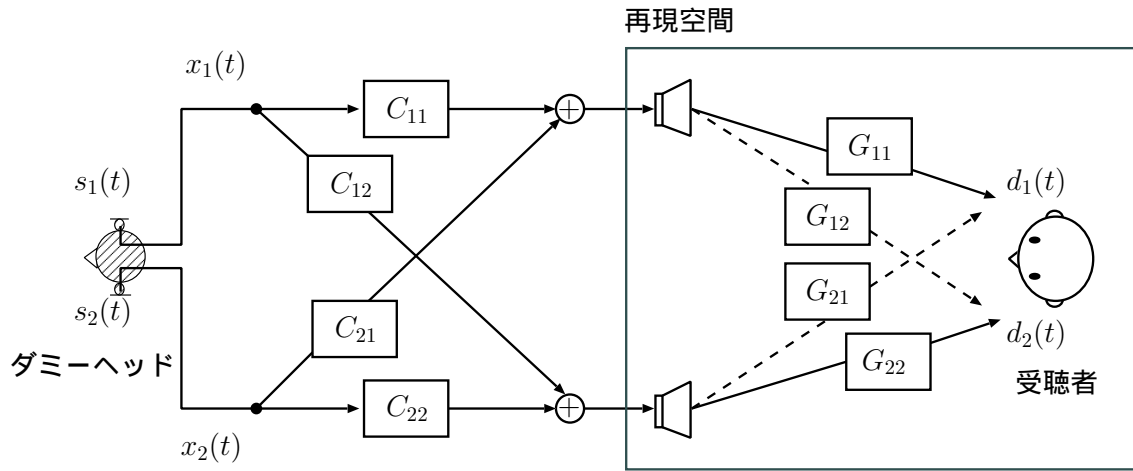


図 3.3 トランスオーラルシステムの構成

るために補正フィルタが用いられる．所望信号と入力信号の関係を式 (3.7) と同様に行列で表すと

$$\begin{bmatrix} X_1(z) \\ X_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11}(z) & C_{21}(z) \\ C_{12}(z) & C_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(z) \\ S_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

となる．室内伝達経路系，補正フィルタ系をそれぞれ

$$G(z) = \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{21}(z) \\ G_{12}(z) & G_{22}(z) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$C(z) = \begin{bmatrix} C_{11}(z) & C_{12}(z) \\ C_{21}(z) & C_{22}(z) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

とおく．また

$$D(z) = \begin{bmatrix} D_1(z) \\ D_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$S(z) = \begin{bmatrix} S_1(z) \\ S_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

とおくと式 (3.7) , (3.8) より

$$D(z) = G(z)C(z)S(z) \quad (3.13)$$

となり

$$G(z)C(z) = 1 \quad (3.14)$$

の関係をもつ補正フィルタを構成する．

3.3 多入力信号補正システム

3.2.3 問題点

これらのシステムには問題点がある．

バイノーラルシステムは，ヘッドフォンを用いて再生されるため空間の伝達特性の影響を受けずに受聴者の耳元で再生することができる．しかし，ダミーヘッドと受聴者の頭部の形状の違い，ヘッドフォン特性の混入，ヘッドフォン装着による違和感，長時間利用時の疲労といった問題が生じる．

トランスオーラルシステムは受音されるときに不必要な空間の伝達特性の影響を受けるために，それを除去するようなフィルタが設置される．良好な音声を受聴するためには，スピーカと受聴者との位置関係が正三角形である必要がある．また，補正フィルタはクロストーク問題を解決するためのものであり，室内伝達特性を補正するためのものではない．したがって，空間のあらゆる場所に適応できないことから受聴範囲を限定してしまう．

3.3 多入力信号補正システム

ここでは，1つの補正フィルタで2つの伝達経路を補正する多入力信号補正システムについて示す．図 3.4 は，多入力信号補正するためのシステム構成を表している．

多入力信号補正システムにおけるパラメータ更新過程は

- 室内伝達特性の逆特性の算出
- 補正フィルタのパラメータ更新

の2つに分けられる．

室内伝達特性の逆特性は，適応フィルタを用いて算出する．そして，室内への入力信号を補正するために，左右耳それぞれに対する室内伝達特性 $G_j(z)$ の逆特性を用いて補正フィルタのパラメータを更新する．

3.3 多入力信号補正システム

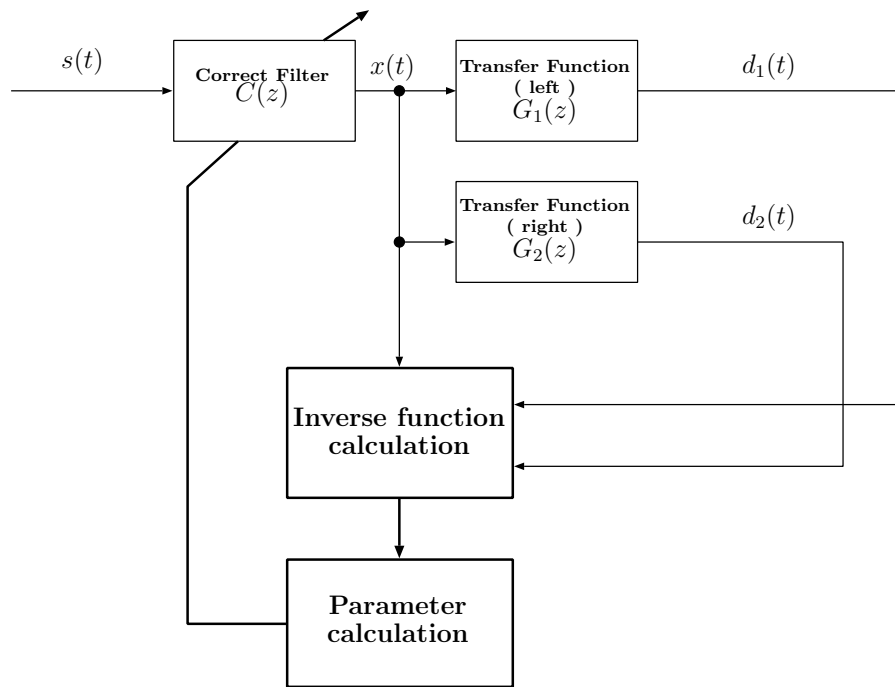


図 3.4 多入力信号補正システム

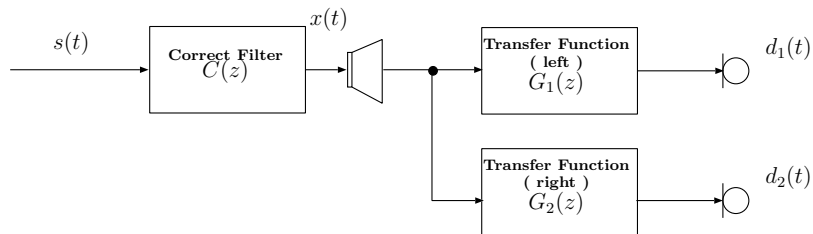


図 3.5 多入力信号による音場再生システム

3.3.1 補正フィルタ

図 3.5 は、スピーカを用いた音場再現のためのシステムのブロック図である。ただし、図 3.5 では 1 つのスピーカに対する処理についてのみ示す。システムへの入力信号 $x(t)$ は、所望信号 $s(t)$ が補正フィルタ $C(z)$ を通過したものとして与える。また、観測信号 $d_j(t)$ は、入力信号 $x(t)$ が空間の伝達特性 $G_j(z)$ の影響を受けることにより得られる。ここで、システムが線形系であると仮定すると

$$X(z) = C(z)S(z) \quad (3.15)$$

3.3 多入力信号補正システム

$$D_j(z) = G_j(z)X(z) \quad (3.16)$$

となる．ただし

$$j = \begin{cases} 1 & \text{left} \\ 2 & \text{right} \end{cases} \quad (3.17)$$

とする．また， $S(z)$ ， $X(z)$ ， $D_j(z)$ は z 変換後の所望信号，入力信号，観測信号をそれぞれ表す．したがって，所望信号と観測信号の関係は式 (3.15) と式 (3.16) より

$$D_j(z) = G_j(z)C(z)S(z) \quad (3.18)$$

となる．式 (3.18) より所望信号を観測信号として得るためには

$$C(z) = G_j^{-1}(z) \quad (3.19)$$

の関係をもつ補正フィルタを構成する必要がある．

3.3.2 室内伝達特性の逆特性

図 3.6 に，室内伝達特性の逆特性を求めるためのブロック図を示す．適応フィルタ通過後の観測信号を出力信号 $y_j(t)$ とする．出力信号 $y_j(t)$ と入力信号 $x(t)$ の差を入力誤差

$$e_j(t) = x(t) - y_j(t) \quad (3.20)$$

とする．そして，入力誤差が最小となるように学習同定法 [4] により適応フィルタのパラメータを

$$\mathbf{h}_{jN}(t+1) = \mathbf{h}_{jN}(t) + \alpha \frac{\mathbf{d}_N(t)}{\|\mathbf{d}_N(t)\|^2} e_j(t) \quad (3.21)$$

で更新する．ここで， $\mathbf{d}_N(t)$ ， $\mathbf{h}_{jN}(t)$ はそれぞれ観測信号の状態ベクトル，適応フィルタのパラメータであり， $\|\cdot\|$ はベクトルのユークリッドノルムを表す．また， N ， α はそれぞれインパルス応答長，ステップゲインを示す．室内伝達特性の逆特性は，入力誤差が最小となるように適応フィルタのパラメータを更新することで求めることができる．

3.3.3 補正フィルタパラメータ更新

1 つのスピーカから室内へ入力された信号は，2 つの異なる伝達経路を経て左右耳へ伝達される．したがって，1 つの補正フィルタは複数経路に対する処理を行う必要がある．補正

3.3 多入力信号補正システム

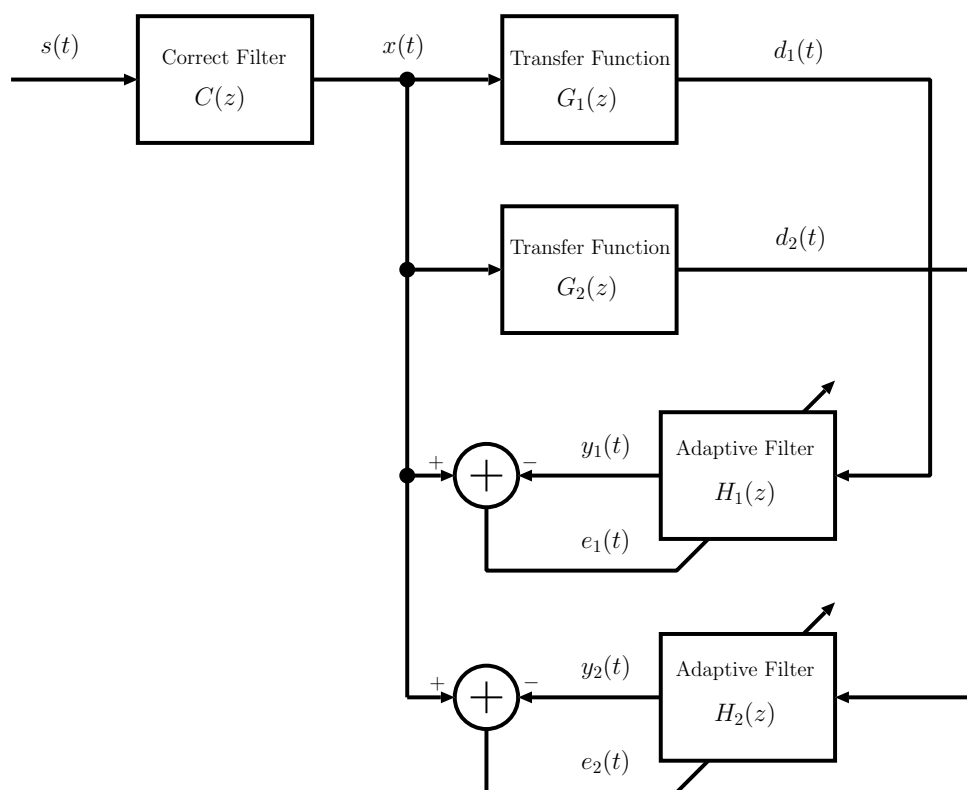


図 3.6 室内伝達特性の逆特性算出のためのブロック図

フィルタのパラメータは，3.3.2 で求められる適応フィルタのパラメータから求める．

3.3.1 では，補正フィルタ C が伝達特性 G_j に対する逆システムと同様の性質である場合に，受聴点での所望信号の再現が可能であると述べた．したがって，複数の経路の伝達特性を補正する場合，3.3.2 で示した方法を用いて各伝達特性に対する逆特性のパラメータ推定を行った後，補正フィルタのパラメータが与えられたとき，特定の伝達特性のみを補正するように動作してはならない．そこで，過去の逆特性のパラメータ値を考慮して新たなパラメータを生成することにより，補正フィルタのパラメータが他方の伝達経路の影響を大きく受けた場合でも自らの伝達経路の逆特性のパラメータを算出できるようにする．また，補正フィルタを構成する場合，補正フィルタのパラメータが急激に更新されないように注意しなければならない．なぜなら，急な補正フィルタのパラメータの変化は，観測信号にも影響を及ぼすからである．

3.4 まとめ

したがって、各々の伝達特性に対する補正フィルタのパラメータ修正量を

$$\mathbf{c}_{j_N}(t+1) = (1-r)\mathbf{c}_{j_N}(t) + r\mathbf{h}_{j_N}(t+1) \quad (3.22)$$

で求める．式 (3.22) では、修正率 $r(0 \leq r \leq 1)$ により式 (3.21) で得られたパラメータをどの程度適応させるかを決定している．また、補正フィルタのパラメータ生成のためには、過去に得られた補正フィルタのパラメータ値と式 (3.22) で求められた修正量との平均値を

$$\mathbf{c}_N(t+1) = \frac{\mathbf{c}_N(t) + \mathbf{c}_{1_N}(t+1) + \mathbf{c}_{2_N}(t+1)}{3} \quad (3.23)$$

で求める．補正フィルタのパラメータに、過去の値と左右における修正量との平均値を与えることで信号の変動を平滑化する．

多入力信号補正システムにおける補正フィルタのパラメータ更新過程をまとめると

1. 入力誤差 $e_j(t)$ の算出
2. 適応フィルタのパラメータ更新

$$\mathbf{h}_{j,N}(t+1) = \mathbf{h}_{j,N}(t) + \alpha \frac{\mathbf{d}_{j,N}(t)}{\|\mathbf{d}_{j,N}(t)\|^2} e_j(t) \quad (3.24)$$

3. 修正量の算出

$$\mathbf{c}_{j_N}(t+1) = (1-r)\mathbf{c}_{j_N}(t) + r\mathbf{h}_{j_N}(t+1) \quad (3.25)$$

4. 補正フィルタパラメータの更新

$$\mathbf{c}_N(t+1) = \frac{\mathbf{c}_N(t) + \mathbf{c}_{1_N}(t+1) + \mathbf{c}_{2_N}(t+1)}{3} \quad (3.26)$$

となる．ここで、 $\mathbf{c}_{j_N}(t)$ はそれぞれ左右における修正量、 $\mathbf{c}_N(t)$ は補正フィルタのパラメータを示す．

3.4 まとめ

本章では、既存の音場再生技術として知られている、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た．さらに、それらの問題点を示した．

3.4 まとめ

次いで，これらの問題点を解決することを目的として提案された，多入力信号補正システムについて述べた．多入力信号補正システムでは，スピーカを用いた音場再生を目的としている．ヘッドフォンを使わないため，バイノーラルシステムで問題とされている，ヘッドフォンの装着による違和感や長時間利用時の疲労感といった問題を解消できる．また，トランスオーラルシステムで問題とされている，室内伝達特性の補正，受聴範囲の限定と言った問題を解決できることから有効であるとする．

第 4 章

DSP による多入力信号補正システムの構築法

4.1 まえがき

多入力信号補正システムは，スピーカを用いた音場再生を目的としており，1 つの補正フィルタにより 2 つの伝達経路を補正することで，室内伝達特性を除去することができる．その有効性が，計算機シミュレーション結果により示されている [1]．そこで，本研究では DSP による多入力信号補正システムの構築法を提案する．ただし，本研究では，問題を単純化するために，受聴者の移動はないものとし，1 つのスピーカでの音場再生システムを考える．

DSP は，ディジタル信号処理専用プロセッサで，音声のディジタル信号処理分野では早くから応用されてきた．また，DSP はリアルタイム・システムで使われるため，高い演算能力を備えている．これらのことから，本研究ではシステムの構築に DSP を用いる．

本章では，システムの構成を提案した後，DSP プログラムについて述べる．また，構築したシステムについて実験を行い，その有効性を検証する．

4.2 DSP による多入力信号補正システム

まず，多入力信号補正システムのブロック図を図 4.1 に示す．入力信号 $x(t)$ は，所望信号 $s(t)$ が補正フィルタ $C(z)$ を通過したとして与えられる．観測信号 $d_j(t)$ は，入力信号 $x(t)$

4.2 DSP による多入力信号補正システム

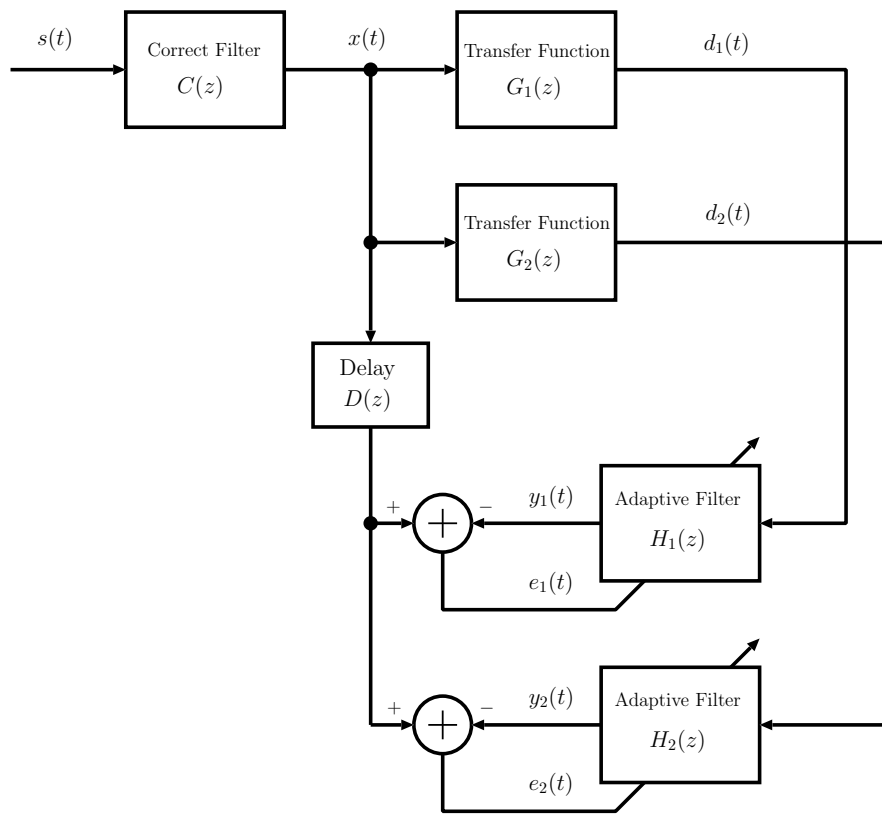


図 4.1 多入力信号補正システムのブロック図

が空間の伝達特性 $G_j(z)$ の影響を受けたことにより得られる．適応フィルタ $H_j(z)$ により，室内伝達特性 $G_j(z)$ の逆特性を算出し，補正フィルタ $C(z)$ のパラメータを更新し，室内伝達特性を除去する．ただし， $D(z)$ は遅延器であり，複数個の単位遅延 z^{-1} が縦続接続されているものとする．これは，適応フィルタは因果律を満たす必要があり，時間的に未来の信号を推定することができないことから，適応フィルタのインパルス応答長の遅延器を設け，同期を取るためのものである．

次に，DSP ボードを利用した多入力信号補正システムとして，図 4.2 に示すような構成のシステムを提案する．本研究では，スピーカによる音場再生を目的としているため，DSP ボードより出力された入力信号 $x(t)$ をスピーカにより再生する．また，観測信号 $d_j(t)$ を得るために，受聴者の左右耳に極めて近い場所にマイクロフォンを設置する．得られた信号は DSP ボードへ入力され，これを観測信号 $d_j(t)$ とする．

4.3 DSP プログラム

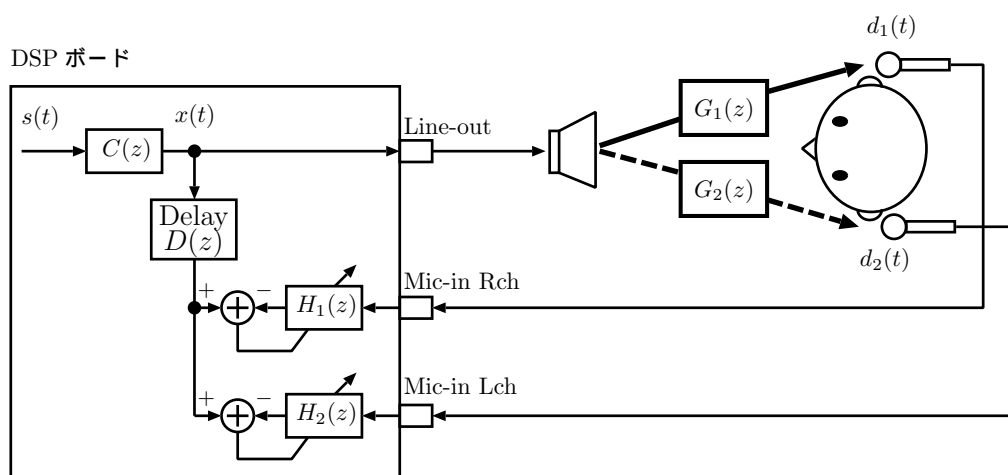


図 4.2 DSP による多入力信号補正システムの模式図

4.3 DSP プログラム

DSP の特徴の一つとして、仕様に合わせてプログラムを書き換えることで自由に処理を行うことが可能なことが挙げられる。このことから、4.2 で示したシステムを、DSP プログラムにより実現することが可能となる。本研究では、C 言語でプログラムを記述した。

図 4.2 の DSP ボードにおける処理の過程は、

- 音声信号の入出力
- 室内伝達特性の補正
- 室内伝達特性の逆特性の算出
- 補正フィルタのパラメータの更新

の 4 つに分けられると考える。

音声信号の入出力は、割り込みとして処理する。また、音声信号は、標本化周波数に基づいた一定間隔で処理を行うことになる。この一定間隔内に、室内伝達特性の補正、室内伝達特性の逆特性の算出、補正フィルタのパラメータの更新の処理を行う、リアルタイム・システムを作成する。

ただし、音声信号の入出力に関しては、DSP ボードのスペックにより、標本化周波数は

4.4 DSP プログラムの高速化

8KHz, 量子化ビット数 16 ビットとする。また, DSP ボードの構造上の都合により, 所望信号 $s(t)$ は DSP ボードのメモリ上にあらかじめ格納しておくものとした。

4.4 DSP プログラムの高速化

システム構築の際の問題点として, 本研究で構築するシステムはリアルタイム・システムであるため, DSP の処理能力内でリアルタイム性を実現しなければならないということが挙げられる。この問題の解決策として, 補正フィルタ, 適応フィルタのインパルス応答長を制限し, 処理量を減らすという方法が挙げられるが, 精度が落ちてしまうという問題を招いてしまうため, 適当ではない。このような理由から, DSP における処理の高速化, 効率化を検討する必要がある。

4.4.1 固定小数点演算

一般にプロセッサによる演算処理において浮動小数点の演算より固定小数点の演算の方が, 演算処理は高速になる。そこで, 浮動小数点の演算を一切無くし, 固定小数点の演算のみで行うことにする。

固定小数点の演算で扱いにくいのが小数である。浮動小数点の演算では, プロセッサが数値のフォーマットを自動的に処理してくれるが, 固定小数点の演算の場合は見えない 2 進小数点の位置を常に意識して, 演算を進めなければならない。

そこで, 考え方を容易にするため, Q フォーマットという考え方をを用いる [2, 9, 3]。ある数値を 2 進数で表現した場合, 2 進小数点以下に n ビットを割り当てて表現する形式は “Q n フォーマット” の数であると言う。例えば, 0.5 を Q14 フォーマットの 16 ビットデータとして表現した場合には図 4.3 のように考える。

short 型 (16 ビット) のデータ x が Q14 フォーマットで表現されているものとする, 表現できる数値の範囲は式 (4.1) のようになる。

$$-2 \leq x < 2 \quad (4.1)$$

4.4 DSP プログラムの高速化

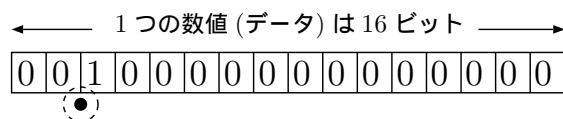


図 4.3 Q14 フォーマットで表現した 0.5

4.4.2 データアクセスの高速化

DSP ボードには専用の C コンパイラが付属しており，DSP の実行に最適なコードを生成するように設計されている．その最適化の 1 つとして，連続したアドレスに配置されている 2 つの short 型 (16 ビット) のデータをアクセスする場合，可能な限り 32 ビット単位でアクセスし，その回数を減らすようなコードを生成し，データアクセスを高速化することが可能である [2, 9]．したがって，一度に 2 つのデータをロード，ストアすることができ，メモリに対するアクセス回数が半分になるため実行効率が向上する．

これは，FIR デジタルフィルタの処理部分で応用できる．FIR デジタルフィルタでは，ループ処理で積和計算を行うため，一度に 2 つのデータをアクセスし，処理することで高速化できる．したがって，

- ループ回数が偶数回である
- データが 32 ビットごとに配置されている

が，高速化できる場合の条件となる．

図 4.4 に，高速化を行った場合の乗算の様子を示す．上位 16 ビット同士の乗算と，下位 16 ビットの乗算を同時に処理することにより，効率良く演算できる．

4.4.3 DSP/BIOS

本研究で使用する DSP には，DSP/BIOS という仕組みがサポートされている [2, 9, 3]．これは，DSP 上で動作する極小の OS で，リアルタイム処理のカーネルとして機能し，オブジェクト指向に基づくアプリケーション開発環境を提供するものである．また，スケジュー

4.5 実験

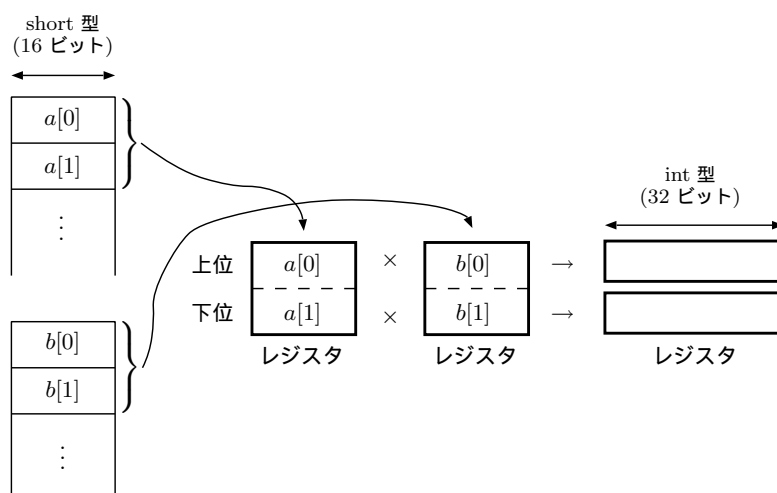


図 4.4 short 型 (16 ビット) 同士の乗算を同時に実行する様子

ラ機能もっており，リアルタイムシステムにおけるスケジューリングを容易にすることができる．

本研究では，信号の入出力，補正フィルタ，適応フィルタなどの処理を並行して行うためにスケジューラを利用し，処理の効率化を図った．

4.5 実験

本研究で構築したシステムの有効性を示すために，実際にスピーカ，マイクロフォンを用いた実験を行う．

4.5.1 実験条件

所望信号 $s(t)$ として，図 4.5 に示される音声信号を与える．補正フィルタ，適応フィルタのインパルス応答長は $N = 180$ とした．これは DSP の処理能力内でリアルタイム性を実現できる範囲内での最大の値である．学習同定法のステップゲインは $\alpha = 0.02$ ，補正フィルタのパラメータ修正率は $r = 0.9$ とする．

評価量には，式 (4.2) に示す，所望信号 $s(t)$ と誤差信号 $e_j(t)$ の 2 乗平均の比である

4.6 まとめ

ERLE(Echo Return Loss Enhancement) を用いる .

$$\text{ERLE} = 10 \log_{10} \frac{E[s^2(t)]}{E[e_j^2(t)]} [\text{dB}] \quad (4.2)$$

ここで, $E[\cdot]$ は期待値を示す .

4.5.2 実験結果

左右耳における評価量の収束特性は図 4.6 に示すような結果となる . 図 4.6 より , 時間と共に評価量の値が約 4dB に収束している .

次に , 同様の条件における計算機シミュレーションとの比較を図 4.7 に示す . 収束時間はステップゲインに依存するため , 本システムでの実験結果 , 計算機シミュレーションの結果 , 共にほぼ同じ時間となっている . 精度は , 計算機シミュレーションの方は約 15dB に収束しているのに対して , 本システムの方は約 4dB と低い傾向にある . この原因としては , 固定小数点の演算 , 補正フィルタ , 適応フィルタのインパルス応答長の制限 , 外乱などが挙げられる . しかし , これらのことは DSP ボードの性能が良くなれば解決可能なことであるため , これらの結果より , 本システムの有効性が確認できる .

4.6 まとめ

本章では , DSP ボードを利用した多入力信号補正システムの構成を提案した . 次いで , 処理を行う DSP プログラムについて述べた後 , プログラム高速化の必要性和 , その解決策について示した . また , 構築したシステムで実験を行い , 多入力信号補正システムが実空間においても有効であることを示した .

しかしながら , 約 4dB 程度の向上では精度が低く , 一般には 20dB の向上で万人に変化の違いがわかる程度だと言われているため , 音場再生システムとしては実用に程遠いと言える .

4.6 まとめ

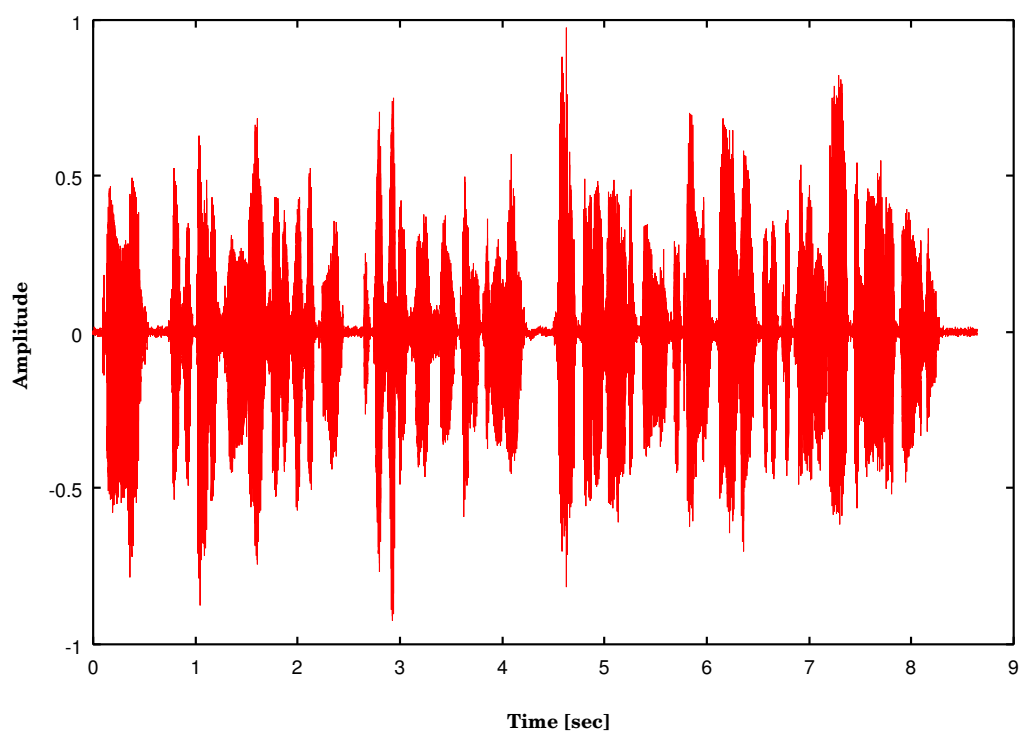


図 4.5 所望信号 (標本化周波数 8kHz)

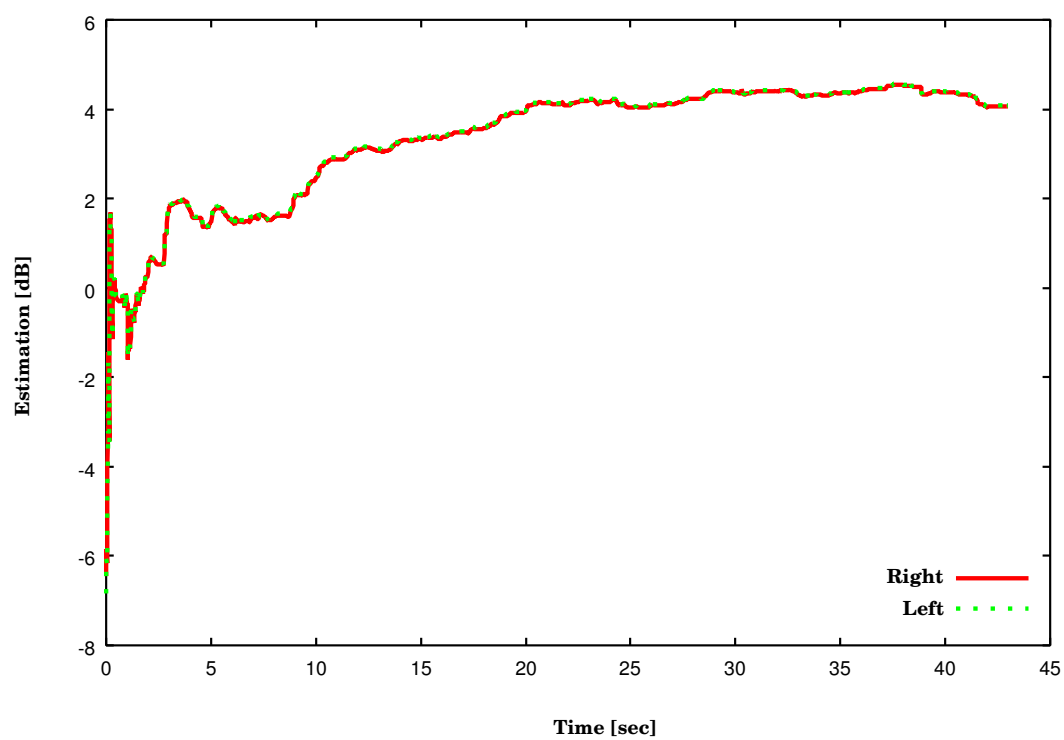


図 4.6 左右耳における収束特性

4.6 まとめ

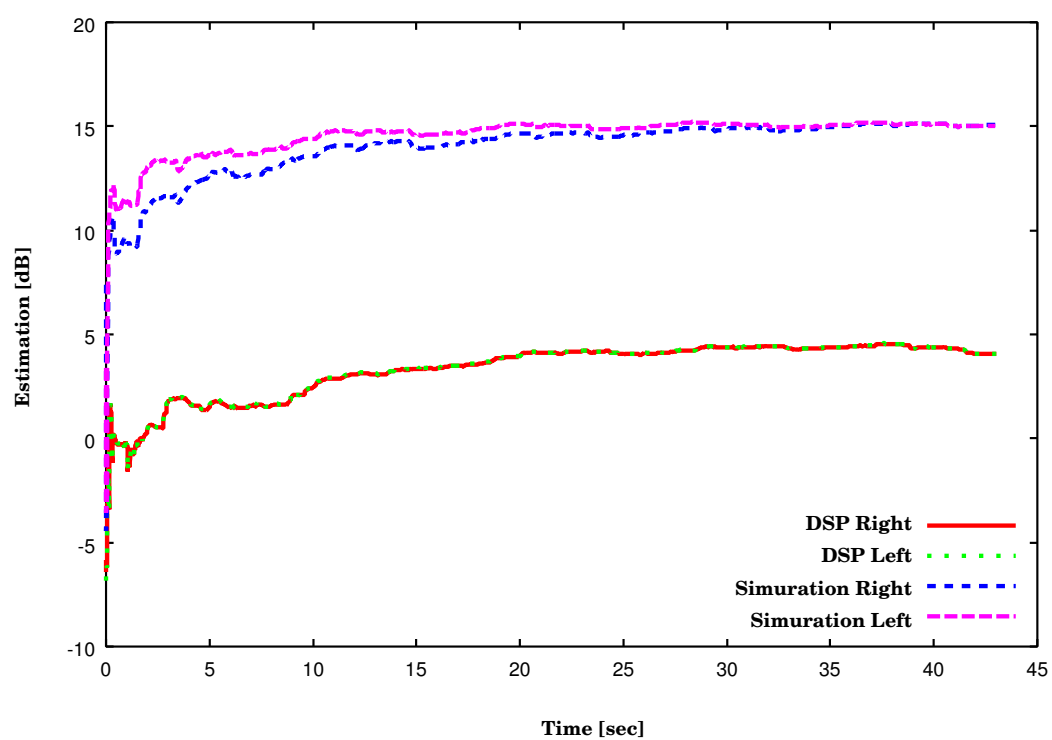


図 4.7 計算機シミュレーションとの比較

第 5 章

結論

5.1 まとめと今後の課題

本研究では，スピーカを用いた音場再生システムとして，DSP ボードを利用した多入力信号補正システムの構築法について提案した．また，システム構築の際の問題点として，DSP の処理能力内でリアルタイム性を実現しなければならないことを挙げ，その解決策を示した．そして，実験により，本システムの有効性を確認した．

今後の課題としては，多入力信号補正システムの性能を決める，ステップゲイン α ，修正率 r の 2 つのパラメータについて，本研究では経験的に適当な値を選択して実験を行ったため，最適なパラメータの値について詳細な検討は行っていない．したがって，これらのパラメータの決定法については検討する必要がある．

また，本研究では受聴者の移動はないものとしたが，これでは実用的でないため，受聴者の移動などに伴う伝達特性の変化への対処法についても検討する必要がある．

その他に，本研究では使用した DSP ボードの構造上の都合により，所望信号をメモリ上に格納するものとしたが，将来は，DSP ボードへ入力することで所望信号を自由に選択することができるよう，ハードウェアの拡張も考慮する必要がある．

謝辞

本研究を行うにあたり，研究環境を与えて頂き，あたたかく御指導，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 昌弘助教授に深く心より感謝します．また，本論文を審議して下さいました島村 和典教授，菊地 豊助教授に感謝します．

そして，研究，論文作成にあたり日頃から多岐に渡るご指導，ご助言をして頂いた高知工科大学大学院生の浜崎 真二様に深く感謝します．さらに，いろいろな意味で貴重な御意見，御助言を頂いた坂本研究室の河内 友彦氏に感謝します．

加えて，4 年間お世話になった情報システム工学科をはじめとする高知工科大学の教員の皆様，学生の皆様にも感謝します．また，学生生活を共にした数多くの友人にも感謝します．

最後に，常日頃の生活において様々な意味で御協力を頂いた福本研究室の皆様，清水研究室の福富 英次氏に感謝します．

参考文献

- [1] 秋山由佳, “聴覚特性にもとづいた重み付き誤差による多入力信号補正法,” 平成 14 年度 修士学位論文, 2003.
- [2] Code Composer Studio を使った DSP プログラミング C 言語によるデジタル信号処理入門, CQ 出版, 2002.
- [3] DSP C プログラミング入門, 日本テキサス・インスツルメンツ, 2000.
- [4] 電子情報通信学会, デジタル信号処理ハンドブック, オーム社, 1993.
- [5] 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.
- [6] 辻井重男, 鎌田一雄, デジタル信号処理, 昭晃堂, 1997 .
- [7] Simon Haykin, Adaptive Filter Theory Third Edition, PRENTICE HALL, 1996
- [8] 辻井重男, 久保田一, 古川利博, 趙晋輝, 適応信号処理, 昭晃堂, 1995.
- [9] Texas Instruments Incorporated, TMS320C6000 Code Composer Studio Manuals, 2003.
- [10] SPECTRUM DIGITAL INC. , TMS320C6713 DSK Technical Reference , 2003 .

付録 A

DSP Starter Kit

本研究で使用した，DSP ボードはテキサス・インスツルメンツ (略称:TI) 社製の TMS320C6713DSK である．DSP Starter Kit には，DSP ボードと DSP アプリケーションを開発するためのツールが含まれている．

A.1 DSP ボード

TMS320C6713DSK は，低コストで評価とアプリケーション開発を可能にする．この DSP ボードの主な特徴について表 A.1 にまとめる．

表 A.1 TMS320C6713DSK の主な特徴

TMS320C6713 DSP	浮動小数点 DSP ・動作クロック周波数:255MHz ・最大 1350MFLOPS
AIC23 CODEC	アナログ信号の入出力 ・A-D 変換器，D-A 変換器を内蔵 ・量子化のビット幅:16 ビット，24 ビット，32 ビット ・標本化周波数:4kHz ~ 96kHz
メモリ	・8 ビット × 512kB フラッシュメモリ ・32 ビット × 8MB SDRAM

A.2 Code Composer Studio

Code Composer Studio は DSP Starter Kit に付属する , DSP アプリケーション・プログラム開発のための統合環境である . このソフトウェア・パッケージには C/C++ コンパイラ , アセンブラ , リンカ , シミュレータ , エミュレータ用デバッガが含まれる . ソースのエディット , コード生成 , デバッグなどをこれ 1 つで行うことができる . また , DSP 上で動作する極小の OS , “DSP/BIOS” も付属しており , これによりターゲット・アプリケーションのリアルタイム解析 , およびタスクのスケジューリングを容易に行うことができる .

これらの機能を併せ持つ Code Composer Studio を使用することにより開発の高効率化を実現している .