

平成 17 年度

特別研究セミナー課題研究報告書

多入出力信号補正システムの DSP による 実装とその評価

1060305 木原 崇裕

指導教員 福本 昌弘

2006 年 3 月 4 日

高知工科大学 情報システム工学科

要 旨

多入出力信号補正システムの DSP による実装とその評価

木原 崇裕

近年目覚ましい進歩を遂げている半導体プロセス技術がある．そして，その技術を生かし音の再生する空間で録音されたままの音の再現をする音場再生技術がある．このような再生技術にあたって DSP のような高い演算力，小型化，低消費電力は高精度化やモバイル化に大きく貢献している．また，メリットとして計算機上でのシュミレーションだけでなく実際に音を実空間上で鳴らすことによって，効果を実際に確かめながら開発ができる．音響の分野ではリアルタイム処理が必要とされるので DSP を利用した音場再生の研究・開発などが進められている．

本研究では，2 つのスピーカと 2 つのマイクを用いて音場再生システムを DSP に実装する．DSP に実装する信号補正システムは多入力信号補正システムを利用する．そして，このシステムが実際に有効性があるのか実験により導き出しその結果を示す．

キーワード DSP，適応信号処理，音場再生

目次

第 1 章	はじめに	1
1.1	本研究の背景と目的	1
第 2 章	ディジタル信号処理	2
2.1	まえがき	2
2.2	FIR ディジタルフィルタ	2
2.3	適応信号処理	4
2.4	適応フィルタ	4
2.4.1	適応アルゴリズム	6
2.4.2	学習同定法	8
2.5	まとめ	10
第 3 章	多入力信号補正システム	11
3.1	まえがき	11
3.2	音場再生技術	11
3.3	バイノーラルシステム	12
3.4	トランスオーラルシステム	12
3.4.1	問題点	15
3.5	多入力信号補正システム	16
3.5.1	補正フィルタ係数の導出	17
3.5.2	補正フィルタ係数の更新	18
3.6	まとめ	19
第 4 章	DSP による多入出力信号補正システムの実装	20
4.1	まえがき	20

目次

4.2	DSP による多入出力信号補正システム	21
4.3	プログラム	22
4.3.1	DSP/BIOS	23
4.4	実験	23
4.4.1	条件	24
4.4.2	結果	25
4.4.3	評価	25
4.5	まとめ	26
第 5 章	結び	27
謝辞		28
参考文献		29

図目次

2.1	FIR デジタルフィルタ	3
2.2	入力誤差を求めるブロック図	4
3.1	バイノーラルシステムの構成	12
3.2	室内伝達特性の補正	13
3.3	室内伝達特性の補正	14
3.4	多入力信号補正システム	16
3.5	多入力信号による音場再生システム	17
4.1	多入力信号補正システムのブロック図	21
4.2	DSP による多入力信号補正システムの模式図	22
4.3	多入出力可能な DSP	24
4.4	実験環境	24
4.5	観測図	25

表目次

2.1	図 2.2 における変数の説明	5
2.2	代表的な適応アルゴリズムの特徴比較	8

第 1 章

はじめに

1.1 本研究の背景と目的

DSP はデジタル信号処理専用の機器として開発され、近年では半導体プロセスの技術が進歩したことにより DSP の性能の向上や低価格化が進んでいる。DSP の特徴として、高い演算力、低消費電力、また小型化できることなどがある。演算力が高くなってきたおかげで、音場再現の精度がよくなったり、小型化されたことで様々なものへの応用や可能性が増えた。自由度の高いデジタル信号処理を可能とすることができるようになり、音で仮想的な空間を表現することが近年徐々に容易になってきている。

近年目覚ましい進歩を遂げている半導体プロセス技術がある。そして、その技術を生かし音の再生空間で原音場の再現をする試みがある。この音場再生の技術にあたって DSP のような高い演算力、小型化、低消費電力といったメリットは計算機上でシミュレーションするだけでなく実際に音を鳴らすことであったり、他にも応用範囲はたくさんある。最近では DSP のアプリケーション開発のためのソフトウェアやツールが提供されているので、効率良く開発が行えるようになってきている。

本研究では、テキサスインスツルメンツ社より提供されているソフトウェア (Code Composer Studio Ver3.0) を用いて汎用 DSP へ多入力信号補正システムを実装する。そのためには、まず DSP の使い方やデジタル信号処理、多入力信号補正システムなどについて学ばなければならない。そして、最終的に DSP へ多入力信号補正システムの実装と評価をし、システムの有効性を示すことを目的とし本研究を進める。

第 2 章

ディジタル信号処理

2.1 まえがき

アナログ信号は音楽や音声の連続的な音響信号である。コンピュータ上でのデータ処理は、このアナログ情報を離散的な量を持つディジタル信号に変換することによって処理が可能となる。

信号処理の対象となる観測信号は何らかのアナログシステムにより生成される。したがって、アナログシステムから出力された信号は、観測されるまでの間そのシステムの特性を保持している。しかし、観測される音にはアナログシステムから観測地点までの間に、雑音や干渉などの不要成分が含まれている。そこで、観測信号から目的の所望信号を抽出する機能を持つディジタルフィルタについて考える。

ディジタルフィルタは有限長の応答を持つ FIR(Finite Impulse Response) フィルタと無限長の応答を持つ IIR(Infinite Impulse Response) フィルタに分類される [1]。本章では、本研究で用いる FIR デジタルフィルタについて述べ、その後 FIR フィルタを用いて未知のパラメータを推定する適応フィルタについて説明を行う。

2.2 FIR デジタルフィルタ

FIR デジタルフィルタは、直接形、転置形、縦続形、孔子形等さまざまな構成方法があり、信号を一時記憶するための有限個の遅延器 (タップ) を持っている。また、その遅延器が有限個なためインパルス応答の長さも有限長となる。

2.2 FIR デジタルフィルタ

図 2.1 に直接形 FIR フィルタのブロック図を示す．図 2.1 の $x(t)$ は入力信号， $y(t)$ は出力信号， Z^{-1} は単位遅延演算子を表す．

入力信号 $x(t)$ に $w(n)$ 個のパラメータ（フィルタ係数）を乗じ，それらが加算された結果が出力 $y(t)$ となる．この関係式を式 2.1 に示す．また，パラメータは式 2.2 のようになっている．

$$y(t) = \sum_{n=0}^N w(n) \cdot x(t - n) \quad (2.1)$$

$$w(N) = [w(0), w(1), w(2), \dots, w(N)]^T \quad (2.2)$$

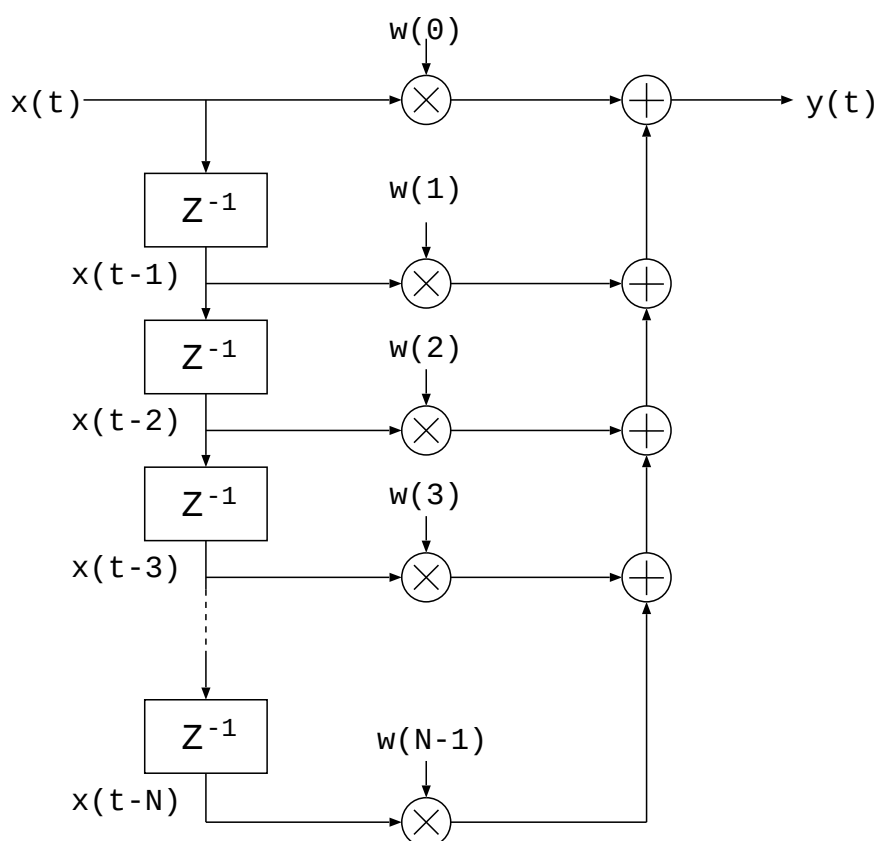


図 2.1 FIR デジタルフィルタ

2.3 適応信号処理

適応信号処理とは、観測された信号をフィルタを用いて所望信号に変化させ出力する処理のことを指す。そのため、観測される信号が不変である場合はフィルタの設計はそれに合わせて設計されていればフィルタから出力される信号は所望信号になる。しかし、この観測される信号が時間と共に変化したとき、一定の信号に特化させたフィルタでは固定的な処理しかできないのでフィルタから出力される信号は正確に所望信号に変化させることができない。そこで、時間と共に変化する観測信号を所望信号に変化させるためにフィルタのパラメータを更新することができる適応フィルタを用いる。

2.4 適応フィルタ

直接形の FIR フィルタを用いて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。また、図 2.2 の変数の説明を表 2.1 に示す。

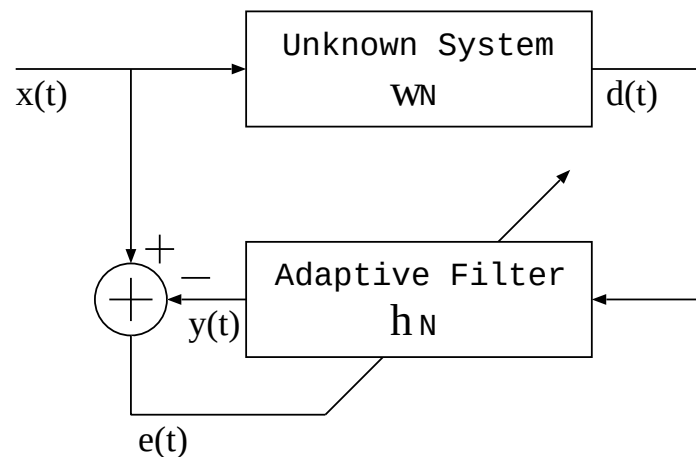


図 2.2 入力誤差を求めるブロック図

2.4 適応フィルタ

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
$x(t)$	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	適応フィルタのフィルタ係数 ($h_N = [h(0), h(1), \dots, h(N)]^T$)
$d(t)$	未知系の出力信号
$y(t)$	推定系の出力信号
$e(t)$	出力誤差

図 2.2 の未知系と推定系の出力信号は次の式 2.3 と式 2.4 のように表すことができる。

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

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

また、出力誤差 $e(t)$ は式 2.5 より導くことができる。

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

そして、式 2.3 と式 2.4 が式 2.6 のようであれば、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、その個数が既知の場合、同一の入力信号に対して完全に等しい出力信号を与える FIR デジタルフィルタを構成することが可能である。

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

しかし、一般に未知システムのインパルス応答長は有限では無い。そのため式 2.6 のような仮定は成り立たないため、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 フィルタの設計は構成できない。

2.4 適応フィルタ

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では、時間と共にインパルス応答長が減衰していくという性質を利用する。この性質より、未知系システムでは最初の適当な N 個の値を推定することにより、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。

2.4.1 適応アルゴリズム

適応アルゴリズムとは、各時刻で観測される入力信号の $x(t)$ と誤差の $e(t)$ に基づき、推定系システム $h(t)$ のパラメータを修正することによって最適係数を求める方法のことである。適応アルゴリズムには、Widrow-Hoff の LMS アルゴリズムに始まり、学習同定法、RLS アルゴリズム、BLMS アルゴリズムなどがある。

図 2.2 において、出力信号 $d(t)$ に対する未知系出力の逆特性 $y(t)$ は、式 2.7 のように与えられる。

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

式 2.7 で表される未知系出力の逆特性 $y(t)$ は、出力状態ベクトル $d_N(t)$ および係数ベクトル h_N の内積として式 2.8 のように表すことができる。

$$y(t) = h_N^T x_N(t) \quad (2.8)$$

ただし、 h_N と x_N はそれぞれ式 2.9 と式 2.10 で定義される。

$$h_N = [h(0), h(1), h(2), \dots, h(N-1)]^T \quad (2.9)$$

$$x_N = [x(0), x(1), x(2), \dots, x(N-1)]^T \quad (2.10)$$

2.4 適応フィルタ

ここで、誤差の 2 乗平均値を評価量 J として式 2.11 のように表される。ただし、 E は期待値を表す。

$$\begin{aligned} J &= E[e^2(t)] \\ &= E[(x(t) - y(t))^2] \\ &= E[(x(t) - h_N^T x_N(t))^2] \end{aligned} \quad (2.11)$$

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。次にパラメータの更新の手順を示す。

1. 時刻 $t=0$ として、パラメータの初期値 h_N を設定する (通常 $h_N=0$)。
2. 時刻 t における式 2.12 の出力 $y(t)$ と式 2.13 の誤差 $e(t)$ を次式により計算する。

$$y(t) = h_N^T x_N(t) \quad (2.12)$$

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

3. $x_N(t)$, $e(t)$ を用いて各種プログラムで修正量 $\Delta h_N(t)$ を計算し、式 2.14 によりパラメータ $h_N(t)$ を修正して $h_N(t+1)$ を得る。式 2.14 の 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。例えば、 $\alpha=0$ のときに式 2.14 は、式 2.15 となり、パラメータの更新が行われなくなる。しかし、逆に $\alpha=1$ となるとき式 2.14 は、式 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。

$$h_N(t+1) = h_N(t) + \alpha \cdot \Delta h_N(t) \quad (2.14)$$

$$h_N(t+1) = h_N(t) \quad (2.15)$$

$$h_N(t+1) = h_N(t) + \Delta h_N(t) \quad (2.16)$$

4. t の値を 1 つ増やして上記の工程 2. と 3. を繰り返す。

2.4 適応フィルタ

ステップゲインは $\alpha=1$ 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の状態の場合のみ有効で、雑音などの問題が生じることを考慮すると、必ずしも $\alpha=1$ が最適の値であるとは言えない。そのため、パラメータは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 Δh_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。

表 2.2 では、LMS アルゴリズムと学習同定法、RLS アルゴリズムについての特徴や演算量を示す。

本研究で用いられる多入力信号補正システムは、実時間処理を要するために演算量はなるべく少なく高速な収束特性を持ち合わせた学習同定法を用いることにした。よって、次に学習同定法の説明を行う。

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場合は良好に収束 ・ パラメータが変化すると不安定	$2N^2$

2.4.2 学習同定法

学習同定法 [6] 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。学習同定法は別名 NLMS(Normalized-LMS) アルゴリズムと呼ばれており、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。

以下に学習同定法の流れを示す。

2.4 適応フィルタ

ある時刻 k において、推定系の出力信号 $y(t)$ が入力信号 $x(x)$ に等しいとすると式 2.17 のように表すことができる。

$$x(t) = h_N^T x_N(t) \quad (2.17)$$

しかし、 $h_N = w_N$ 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。

そこで、式 2.17 を満たす解集合の代表ベクトルを $h_N(t)$ とする。この解集合は式 2.17 より、入力ベクトル $x_N(t)$ に直交していると言える。更に、 w_N はこの解集合に含まれているので、 $h_N(t)$ はある点から $x_N(t)$ 方向にパラメータ修正したとき、最も w_N に近い点と言える。

したがって、 $h_N(t)$ を 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 b_N より近い $h_N(t+1)$ を次の修正パラメータの初期値とすれば良い。以上のことより式 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。

$$\begin{aligned} h_N(t+1) &= h_N(t) + (h_N(t+1) - h_N(t)) \\ &= h_N(t) + \frac{(w_N - h_N(t))^T (h_N(t+1) - h_N(t))}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} \\ &\quad \cdot \frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} \end{aligned} \quad (2.18)$$

また、式 2.18 において

$$\frac{(w_N - h_N(t))^T (h_N(t+1) - h_N(t))}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|}$$

はパラメータの修正量を示し、

$$\frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|}$$

はパラメータの修正方向を示す。

2.5 まとめ

ここで

$$\frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} = \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|}$$

と

$$\begin{aligned}(b_N - h_N(t))^T x_N(t) &= x(t) - y(t) \\ &= e(t)\end{aligned}$$

が，成立するので式 2.18 は式 2.19 と変形できる．

$$h_N(t+1) = h_N(t) + \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|^2} e(t) \quad (2.19)$$

学習同定法では，式 2.19 の修正ベクトルにステップゲインを α を掛け式 2.20 で与えられる．

$$h_N(t+1) = h_N(t) + \alpha \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|^2} e(t) \quad (2.20)$$

2.5 まとめ

本章では FIR デジタルフィルタ，適応フィルタ，適応アルゴリズムなどのデジタル信号について述べた．本研究では，多入力信号補正システムを DSP へ実装し，実空間上での有効性を調べるので，未知システムの逆特性を求める適応フィルタを用いる．本研究では，LMS アルゴリズムより良い収束特性を得られる学習同定法を用いることとする．

第 3 章

多入力信号補正システム

3.1 まえがき

元の音を再現するためにスピーカから出力した音は、人の左右の耳に届くまでにそれぞれ違った空間上の影響を受けることになる。そのため、この影響を除去するための技術として音場再生技術がある。この音場再生技術については、過去に様々な研究や開発がなされている。そして、これらの技術にはいくつかの問題点が挙げられている。

本章では、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に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、例えばコンサートホールで録音した音を自分の部屋で再現しようとするものである。しかし、このとき再現する音は実際に録音された音そのものである。自分の部屋で音を再生してしまうとスピーカから出力された音が耳に届くまでに余計な響きなどが加わってしまう。その影響をなるべく少なくし、受聴者に音を届ける技術が音場再生技術である。

そして、その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。

3.3 バイノーラルシステム

バイノーラルシステムとは，原音場における音場をヘッドホンを利用することによって再現する技術である．

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にマイクロホンを設置して 2 チャンネル録音を行う．ダミーヘッドとは人の頭を模して作られたものである．

そして，ダミーヘッドで収録された音響信号を受聴者にヘッドホンを用いて聞かせることによって再現空間の伝達特性を無視して伝えることができる．そのため，受聴者はあたかも原音場で音を聞いているかのような状況ができあがる．

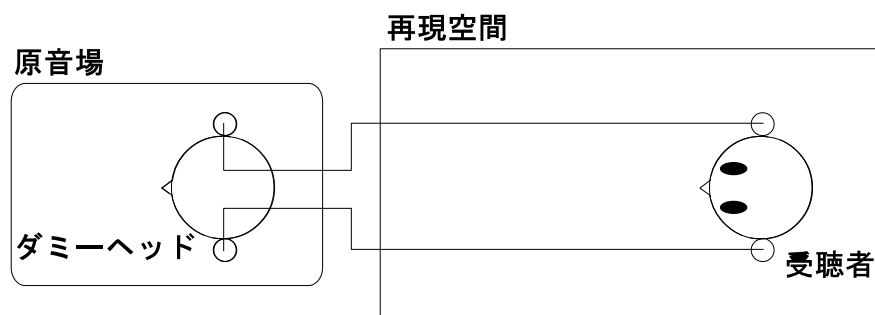


図 3.1 バイノーラルシステムの構成

3.4 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空間上で実現しようとする技術である．バイノーラルシステムと同じダミーヘッドを用いて収録された音をスピーカから出力して受聴者に届けるためには，スピーカと受聴者までの空間の影響を無くさなければならない．その影響を少しでも減らすためにはその影響を除去するためのフィルタが必要である．

3.4 トランスオーラルシステム

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である $s(t)$ を観測信号の $d(t)$ として得ることを目的とする．空間への入力信号 $x(t)$ は，所望信号 $s(t)$ がフィルタ $C(z)$ を通過して得られる．また，観測信号 $d(t)$ は，出力信号 $x(t)$ が室内伝達特性である $G(z)$ の影響を受けることによって得られる．

ここで，システムが線形的であると仮定すると，式 3.1 と，式 3.2 より式 3.3 のようになる．

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

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

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

また，式 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．

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

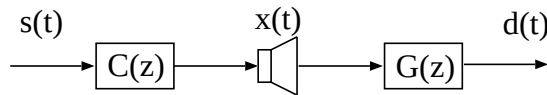


図 3.2 室内伝達特性の補正

次の図 3.3 にトランスオーラルシステムについての模式図を示す．

このとき，観測信号を入力信号の関係は式 3.5 と式 3.6 となる．

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

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

3.4 トランスオーラルシステム

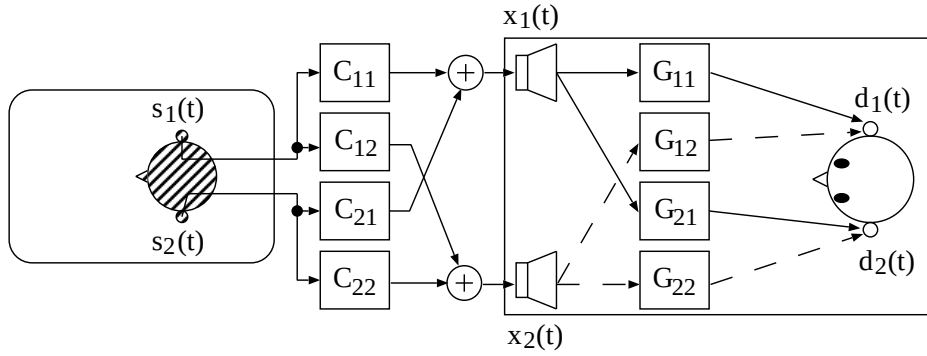


図 3.3 室内伝達特性の補正

そして、先程の関係は式 3.7 で表すことができる。これは本来、右耳もしくは左耳にだけ伝えられる音が、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ており、原音場を再現をしようとするときに妨害の要因とされる。そこで、室内伝達特性の影響とクロストークを除去するために補正フィルタが用いられる。

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

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式 3.8 となる。室内伝達特性、補正フィルタをそれぞれ式 3.9 と式 3.10 とする。

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

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

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

3.4 トランスオーラルシステム

また、式 3.11 と式 3.12 とおくと式 3.7, 3.8 より式 3.13 となる。

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

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

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

そして、式 3.14 の関係を持つ補正フィルタを構成する。

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

3.4.1 問題点

紹介してきたバイノーラルシステムやトランスオーラルシステムにはそれぞれ問題点がある。

バイノーラルシステムは、ヘッドホンを用いて再生されるので空間の特性を極力受けずに受聴者に届けることができる。しかし、ダミーヘッドの頭の大きさや形が違っていたり、ヘッドホンの特性、ヘッドホン装着による違和感、長時間使用するにあたっての疲労感などさまざまな問題点がある。

また、トランスオーラルシステムは音声信号を受音するまでの間に空間の伝達特性の影響を受けるため、その影響を除去するために補正フィルタを設ける。また、補正フィルタはクロストークの問題を解決するためのものである。そのため、空間のあらゆる場所でこのシステムが有効であるわけではなく受聴範囲が限られる。

3.5 多入力信号補正システム

本研究では 2 つの補正フィルタより 4 つの伝達経路を補正する多入力信号補正システムを用いて実験を行うのだが、ここでは基本となる 1 つの補正フィルタで説明を行う。その 1 つの補正フィルタの場合、図 3.4 のようになる。

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次の 2 つの工程を経る。

1. 室内伝達特性の逆特性の算出を行う。
2. 補正フィルタのパラメータ更新を行う。

まず、室内伝達特性の逆特性は、適応フィルタを持いて算出する。そして、室内の伝達特性を除去するために室内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。この 2 つの作業で信号を補正するためのフィルタができあがる。

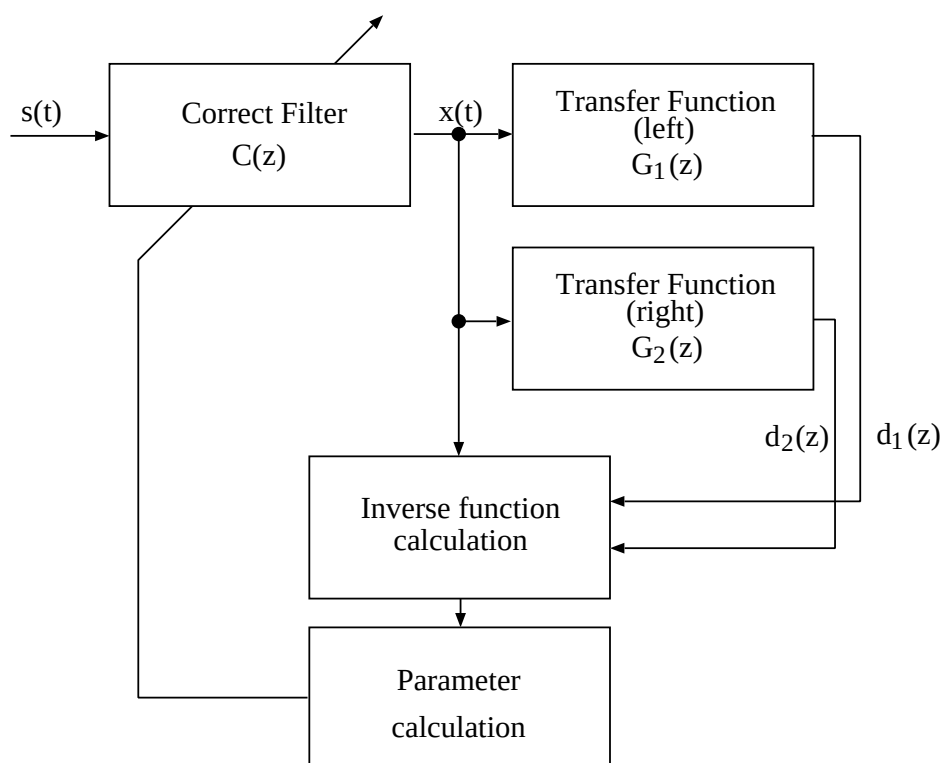


図 3.4 多入力信号補正システム

3.5 多入力信号補正システム

3.5.1 補正フィルタ係数の導出

図 3.5 は、1 つの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。本研究では 2 つのスピーカを用いて行うのだが、ここでは基本となる 1 つのスピーカでの処理の説明を行う。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、得ることができる。また、観測信号 $d_j(t)$ はスピーカから出力された音にそれぞれの受聴点までの伝達特性 $G_j(z)$ の影響を受けることにより得られる。

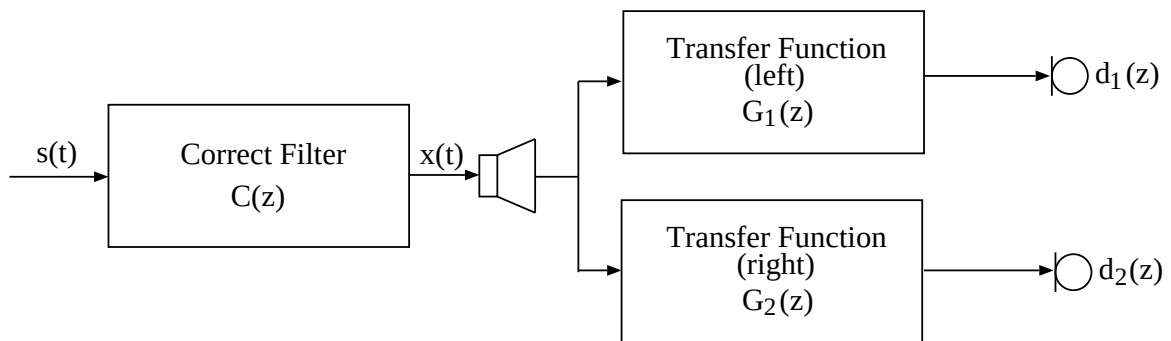


図 3.5 多入力信号による音場再生システム

システムが線形系であると仮定すると式 3.15, 3.16 となる。

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

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

ただし、式 3.17 のようにする。

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

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を表す。したがって、所望信号と観測信号の関係は式 3.15, 3.16 より式 3.18 となる。

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

3.5 多入力信号補正システム

式 3.18 より所望信号を観測信号として得るためには式 3.19 の関係を持つ補正フィルタを構成する必要がある。

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

3.5.2 補正フィルタ係数の更新

1 つのスピーカから出力された信号は両耳に届くまでにそれぞれの伝達経路を経る。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。補正フィルタのパラメータは、室内伝達特性の逆特性から求められる適応フィルタのパラメータから求める。

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ためである。

伝達特性に対する補正フィルタのパラメータ修正量を式 3.20 で求める。

$$c_{jN}(t+1) = (1-r)c_{jN}(t) + rh_{jN}(t+1) \quad (3.20)$$

式 3.20 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。

$$h_{jN}(t+1) = h_{jN}(t) + \alpha \frac{d_N(t)}{\|d_N(t)\|^2} e_j(t) \quad (3.21)$$

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 3.21 で得られた修正量との平均値を式 3.22 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により信号の変動を平滑化する。

$$c_N(t+1) = \frac{c_N(t) + c_{1N}(t+1) + c_{2N}(t+1)}{3} \quad (3.22)$$

3.6 まとめ

これまでのパラメータの更新過程をまとめると次のようになる。

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

$$h_{jN}(t+1) = h_{jN}(t) + \alpha \frac{d_N(t)}{\|d_N(t)\|^2} e_j(t)$$

3. 修正量の算出

$$c_{jN}(t+1) = (1-r)c_{jN}(t) + rh_{jN}(t+1)$$

4. 補正フィルタパラメータの更新

$$c_N(t+1) = \frac{c_N(t) + c_{1N}(t+1) + c_{2N}(t+1)}{3}$$

ここで、 $c_{jN}(t)$ はそれぞれ左右における修正量、 $c_N(t)$ は補正フィルタのパラメータを示す。

3.6 まとめ

本章では、既存の音場再生技術としてある、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。そして、その問題点を示し、その問題点の解決方法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は、従来のバイノーラルシステムでの問題点とされているヘッドホンの装着による違和感や疲労感の問題が解決される。また、トランスオーラルシステムの室内伝達特性の補正、受聴範囲の限定といった問題点を解決できることから有効であるとする。

第 4 章

DSP による多入出力信号補正システムの実装

4.1 まえがき

DSP を用いた多入力信号補正システムの実装をし、実験をするにあたって今回は 2 つのスピーカを使用した。しかし、多入力信号補正システムという名目上マイクは 2 点でなければいけない必要があるわけではない。また、スピーカの数も 2 つ以上であってもよい。今回、DSP に実装するプログラムは 2ch-2 点制御の信号補正システムである。なぜ 1ch ではないのかというと 1ch-2 点制御の研究は以前藤井氏が手掛けた研究 [4] によって結果は分かっている。その研究で示された結果では、精度は悪いが少々の改善が見られたということだった。しかし、その結果はパラメータの調整を詳しく調査しているものではなかったため、実験結果より良い値が出ることも考えられる。そのため、今回の実験では多少パラメータの変化を持たせてみて、実験を行うことを考えている。

ディジタル信号処理専用のプロセッサとして登場した DSP は高い演算能力を備えており、音声だけでなくリアルタイム処理が求められるシステムでは多く使われている。そこで、本研究ではその DSP に多入力信号補正システムを実装し、その有効性を検証する。

4.2 DSP による多入出力信号補正システム

本実験で使った多入力信号補正システムのブロック図を 4.1 に示す．入力信号の $D_1(z)$ と $D_2(z)$ は，所望信号である $X_1(z)$ と $X_2(z)$ にそれぞれのフィルタ係数である $C_1(z)$ ， $C_2(z)$ を通過した信号である．受聴点の $Y_1(z)$ と $Y_2(z)$ はスピーカから出力された $D_1(z)$ と $D_2(z)$ に空間の伝達特性 G の影響を受けて入力される．適応フィルタである 4 つのフィルタ H ではその音場の伝達特性 G の逆特性が得られる．その H で求められた係数から所望信号にかけられる補正フィルタ $C_1(z)$ ， $C_2(z)$ のパラメータを更新し，室内伝達特性を除去する． $zm_1(z)$ と $zm_2(z)$ は適応フィルタのインパルス応答長の遅延器を用意する．なぜなら，適応フィルタは因果率律を満たす必要があり，時間的に未来の信号を予測できないため， $zm_1(z)$ と $zm_2(z)$ は縦続接続された複数個の遅延器を持つ．

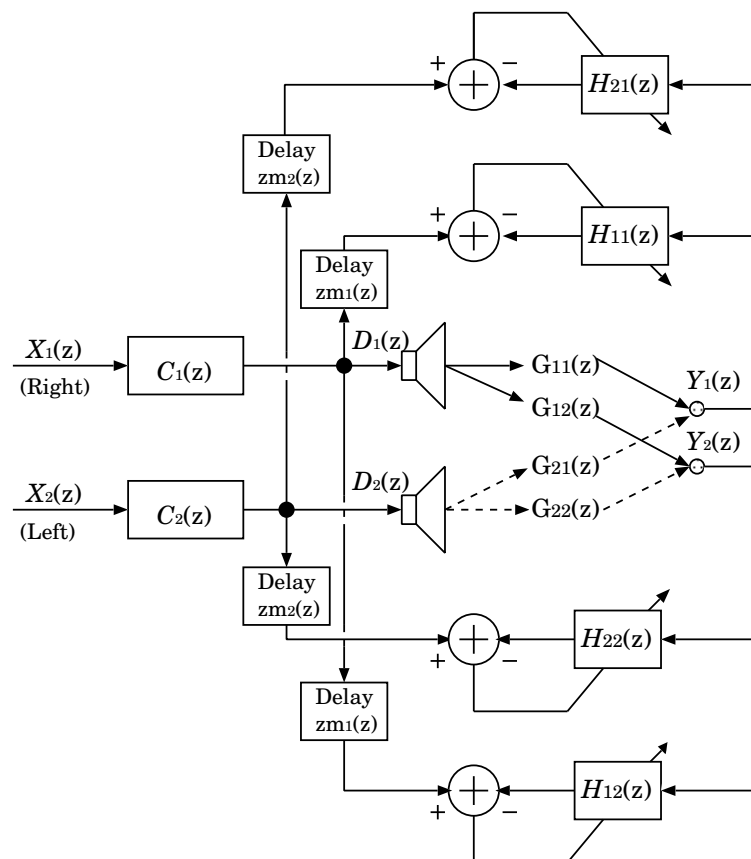


図 4.1 多入力信号補正システムのブロック図

4.3 プログラム

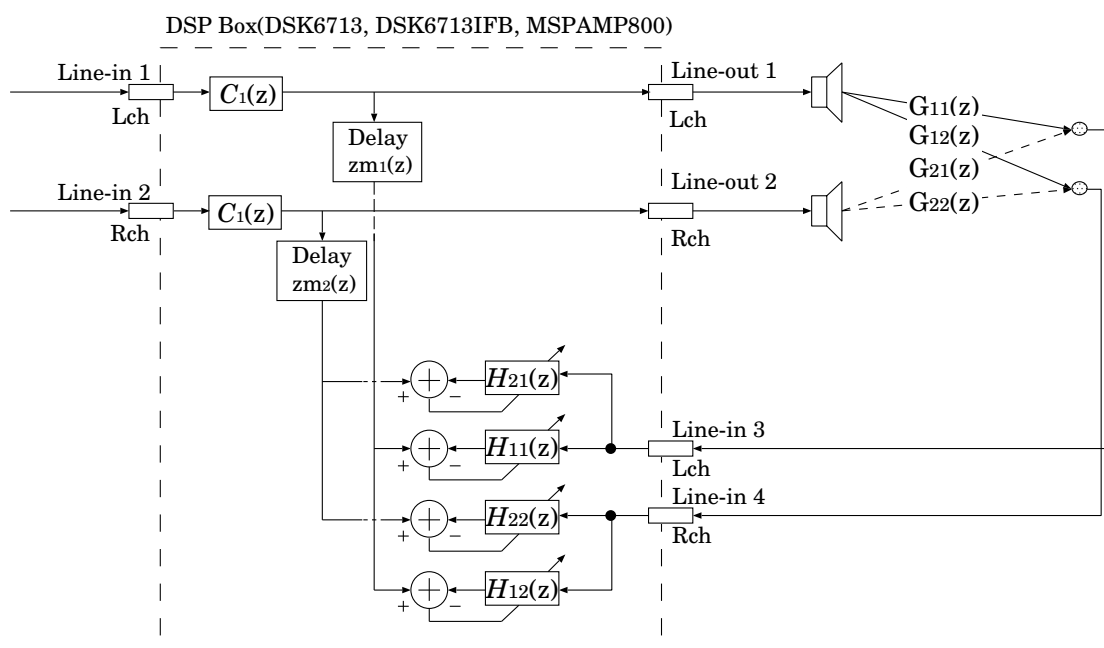


図 4.2 DSP による多入力信号補正システムの模式図

4.3 プログラム

DSP の特徴として、独自でプログラムを書き換えることにより自由に処理が行えるという利点がある。現在の開発環境としては C 言語での記述ができるが、以前はアセンブラでの記述が主だった。本研究では Code Composer Studio v3.0 を使用し C 言語で 4.2 で示したシステムのプログラムを記述した。

プログラムの作成にあたって、学習同定法を学ぶためにまずエコーキャンセラを作成することにした。まず、学習同定法を用いない場合のエコーキャンセラを作成し、遅延時間をあらかじめ決めておいてエコーを消そうとした。しかし、計算機シミュレーション上ではエコーは消えるのだが、実空間上では思い通りの結果は得られなかった。それは微妙な遅延時間のずれや、外乱信号による影響などが原因だと考えられる。このことから、適応信号処理を用いない場合は一定の条件を満たさなければ動作しない程度のシステムであることがわかった。

4.4 実験

そして次に、学習同定法を用いたエコーキャンセラの作成をした。学習同定法を用いたプログラムでは、桁溢れや型変換の問題が生じたためそれぞれについて検証などを行い調査した。桁溢れは学習同定法より逆特性を求める際に積算により起こる現象であることがわかり、また、型変換の問題はプログラム中で `float` 型から `short` 型へ変換する際に起こる現象であることがわかった。

これらの問題により、多入力信号補正システムでは桁溢れや型変換が起こらないようにすることができた。

また、プログラムがリアルタイムに動作しているかどうかを調べるために次に書く DSP/BIOS を利用した。

4.3.1 DSP/BIOS

本研究で使用した DSK には DSP/BIOS という機能が搭載されている。この DSP/BIOS とは DSP の実行を中断すること無くシステムのリアルタイム解析ができる。また、本研究では使用することはなかったが他にスケジューリング機能などもあり複雑な設定も可能である。今回は処理が追い付いているかどうかや、実際に多入出力信号補正のプログラムを動かした状態での実処理の計算量などを計るために利用した、

4.4 実験

本実験は TI 製の C6713DSK をメインボードとして、その拡張インターフェースである A/D-D/A 変換のボードの DSK6713IFB(4Ch アナログ入力、2Ch アナログ出力) と、入出力ボードである MSPAMP800(8Ch アナログ入力、4Ch アナログ出力) を使用した。その DSP を図 4.3 に示す。

4.4 実験

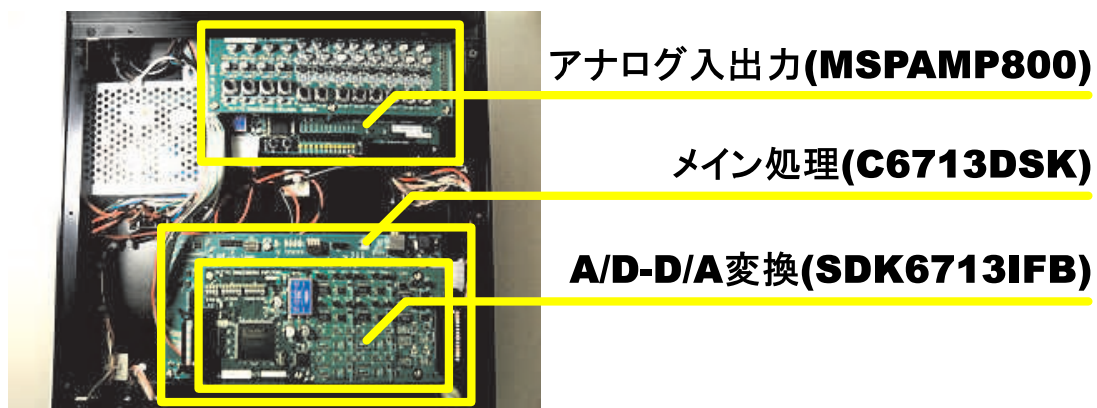


図 4.3 多入出力可能な DSP

4.4.1 条件

本実験では図 4.4 のような反響音のある部屋で実験を行う。また図 4.4 に示すように、再生はラウドスピーカ 2 個を使用し、録音はモノラルマイクを 2 本使用する。また、実験は図 4.5 のスピーカとマイクとの距離を 500mm ずつ離し、人が聞いて信号補正が行われなくなるまで行うこととする。

今回の実空間上でのシステムの検証は、残響時間に優れている short 型を用いるのではなく、演算精度に優れている float 型を用いることにする。

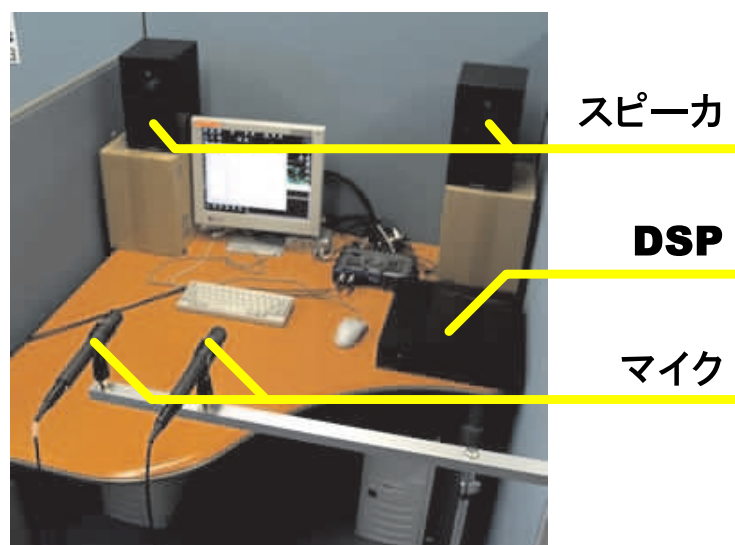


図 4.4 実験環境

4.4 実験

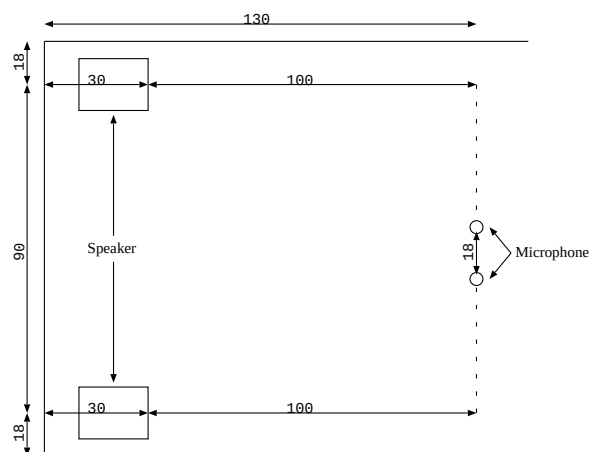


図 4.5 観測図

4.4.2 結果

今回の実験でスピーカとマイクの距離が 2.5m のときまでは信号が補正されていることが確認できたが、3m 以降は正しく信号が補正できないということが実験より導き出せた。float 型はフィルタ次数が 64 であることより最大残響時間が 0.008s までしか対応できないことが分かる。このことから、本実験でスピーカとマイクが 3m 以上離れたときに最大残響時間を越えてしまい、信号が補正できなくなったことが考えられる。

4.4.3 評価

今回の実験ではスペクトラムアナライザを使い元の音と比較したり、音を耳で聞いて観測することによって評価した。そのため、具体的な改善量の数値は出せていない。主観的な評価として正常に補正された音を聞いた場合と補正されていない音を聞いた違いは、少々違って聞こえたという程度であった。今回は主観的な評価であり、正確な数値を出すことはできていない。

今後の課題としては、信号補正システムを起動させたと同時に録音を行い、信号補正システムを止めた後に所望信号と録音したデータを比較し、どの程度の改善されているかを数値で出すことである。

4.5 まとめ

本章では TI(テキサス・インスツルメンツ) 製の C6713DSK と拡張インターフェイスを用いて多入出力信号補正システムの提案を行った．次に，DSP のプログラムについて述べて，プログラムの動作確認を行った．また，実装した多入出力信号補正システムの実験を行い，この多入出力信号補正システムの実空間上での有効製を示した．

この多入力信号補正システムのさらなる向上のためには，フィルタ次数を増やすことが考えられる．しかし，次数の増大に伴い計算量も向上することが予測される．さらに，再現精度をよくするため小数演算を行っても計算量の向上が考えられる．そのため，DSP のメモリ増設や CPU の処理能力向上などが不可欠であるといえる．

第 5 章

結び

本研究では 2 つのスピーカとマイクを用いた多入力信号補正システムを DSP に実装し、その評価を行った。DSP に多入力信号補正システムを実装するにあたって、リアルタイム性を実現しなければ実空間上での有効性が示されないので、今回の実験条件にあった DSP の処理能力の限界を調査し実験を行った。そして、実空間上で有効な設定で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改善量を左右するステップゲインや重み付けパラメータなどの最適なパラメータは適当な値を使用したので今後検討する必要がある。他に、改善点としてプログラムに DMA 機能を用いることで CPU 効率を向上させたり、音を耳で聞いて判断するだけではなく数字で評価することができるようにすることがシステムの向上や正しい評価に繋がると考えられる。

また、DSP のスペック上 2ch-2 点制御の多入力信号補正システムを搭載したことで、所望信号と入力信号の残響時間分をメモリ上に確保しなければならなくなった。そのことより、残響時間が長くなるとメモリ上に格納することができなくなる問題が生じた。そのため、今後はメモリに左右されないようハードウェアの拡張が考えられる。

謝辞

本研究を行うにあたり，日々夜遅くまで御指導，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 昌弘助教授に深く感謝します．また，本論文を審議をして下さいました西谷 隆夫教授に感謝します．

そして，研究に必要な知識や大学生活を楽しませて下さいました高知工科大学大学院生の佐伯 幸郎様，福富 英次様に感謝します．

最後に，研究やそれ以外にも長い時間を共に歩んだ福本研究室の皆様に感謝致します．

参考文献

- [1] 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, 三上 直樹, CQ 出版, 2002
- [2] DSP C プログラミング入門, 瀬谷 啓介, 日本テキサス・インスツルメンツ, 2000
- [3] Code Composer Studio v3.0 入門マニュアル, 日本テキサス・インスツルメンツ, 2004
- [4] 藤井 祐一, “ DSP による多入力信号補正システムの構築法, ”平成 15 年度 高知工科大学 学士学位論文, 2004.
- [5] 浜崎 真二, “ クロストーク成分の相互相関に着目した音場再生システム, ”平成 16 年度 高知工科大学 大学院 修士学位論文, 2005.
- [6] 適応信号処理, 辻井 重男, 久保田 一, 古川 利博, 趙 晋輝, 昭晃堂, 1997.