

平成 18 年度
プロジェクト研究報告書

DSP による多入力信号補正システムの 実装

1070423 野老山 央

指導教員 福本 昌弘

2007 年

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実装

野老山 央

近年，デジタル信号処理技術の著しい進歩に伴い音で，バーチャルリアリティを表現する試みが各方面で行われている．音響の分野では再生空間で音現場の再現をする試みがある．一方，半導体プロセス技術の進歩により DSP は高速演算が可能になった今，リアルタイム処理が要求される分野では DSP を用いた研究や開発が数多くされている．

本研究では，従来の手法により実用的な多入力信号補正システムの構築を目的とした DSP プログラムの最適化を伴い，実用的な DSP への実装を行い，実用的な DSP への実装を行う．

キーワード DSP，デジタル信号処理，多入力信号補正システム

目次

第 1 章	はじめに	1
1.1	本研究の背景と目的	1
1.2	本論文の概要	1
第 2 章	ディジタル信号処理	3
2.1	まえがき	3
2.2	FIR ディジタルフィルタ	3
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	7
2.4.2	学習同定法	9
2.5	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
3.3	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	13
3.4.1	問題点	16
3.5	多入力信号補正システム	17
3.5.1	補正フィルタ	18
3.5.2	室内伝達特性の逆特性	19
3.6	まとめ	20
第 4 章	DSP による多入力信号補正システムの実装	21

目次

4.1	まえがき	21
4.2	DSP による多入力信号補正システム	21
4.3	問題点	22
4.4	プログラム	23
4.4.1	DSP/BIOS	23
4.5	評価	23
4.5.1	評価方法	24
4.5.2	結果	24
4.5.3	考察	25
4.6	まとめ	25
第 5 章	結論	26
	謝辞	27
	参考文献	28

図目次

2.1	FIR デジタルフィルタ	5
2.2	適応フィルタを用いたブロック図	6
3.1	バイノーラルシステム	13
3.2	トランスオーラルシステム	14
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	17
3.5	多入力信号補正による音場再生システム	18
4.1	DSP による多入力信号補正システムのブロック図	22
4.2	多入力可能な DSP	24

表目次

2.1 図 2.2 における変数	6
2.2 図 2.2 における変数	8
4.1 最大フィルタ次数	24

第 1 章

はじめに

1.1 本研究の背景と目的

近年，デジタル信号処理技術の著しい進歩に伴い音で，バーチャルリアリティを表現をする試みが各方面で行われている．音響の分野では再生空間で音現場の再現をする試みがある．一方，半導体プロセス技術の進歩により，DSP を用いた研究や開発が数多くされている．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．また，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．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．

デジタル信号処理を用いた音場再生技術として，2 チャンネル 2 点制御を用いた多入力信号補正システムが提案された．

本研究では，処理速度の高速化をはかったプログラムを DSP に実装する．実験結果より，従来の実装方法での処理と今回提案する手法と比較をし，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．

1.2 本論文の概要

第3章では、音場制御技術として一般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挙げる。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による多入力信号補正システムの実装について述べ、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

ディジタル信号処理

2.1 まえがき

音声，音楽などの音響信号は連続的量をもつアナログ信号である．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，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．本章では，本研究で用いる FIR ディ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の説明を行う．

2.2 FIR ディジタルフィルタ

ディジタルフィルタでは，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考える．図 2.1 では，出力 $x(t)$ が各タップ数においてフィルタ次数と乗ぜられ，それらが

2.3 適応信号処理

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，

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

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．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，

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

で表される．ここでは T は転置を表す．

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．このような処理を行うために，Windrow 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．

2.4 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．

2.4 適応フィルタ

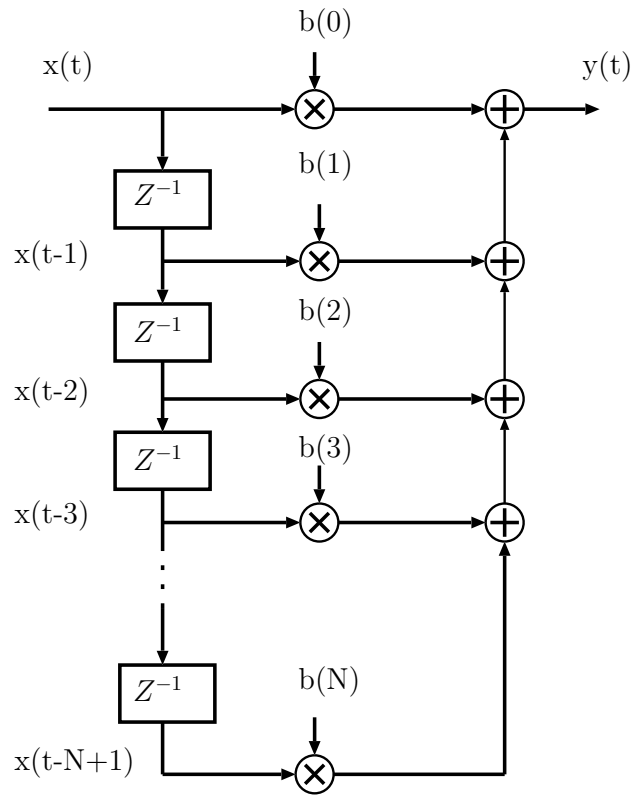


図 2.1 FIR デジタルフィルタ

と表すことができる．また，入力誤差 $e(t)$ は

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

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

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

と表すことができる．また，入力誤差 $e(t)$ は

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

2.4 適応フィルタ

表 2.1 図 2.2 における変数

t	時刻
N	インパルス応答 (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

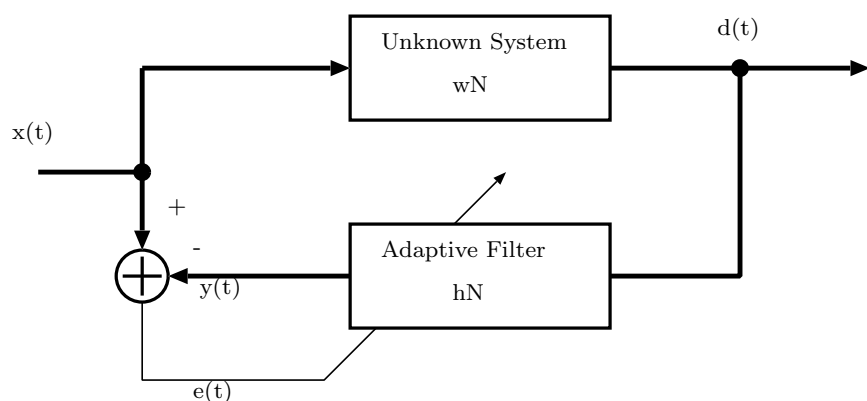


図 2.2 適応フィルタを用いたブロック図

と表させる．式 (2.3)(2.4) において

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

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，

2.4 適応フィルタ

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、時間と共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。

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、推定系のフィルタ係数 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。

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しすることによって、最適化を求める計算手順のことである。

適応アルゴリズムは、1960 に Widrow-Hoft 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 の場合の計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、実時間処理をようするために演算量もできるだけ少なく、高速な収束特性をゆうするものがこのましい。

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 $x_N(t)$ 及び係数ベクトル h_N の内積として

2.4 適応フィルタ

表 2.2 図 2.2 における変数

適応アルゴリズム	特徴	演算量
LMS アルゴリズム	<ul style="list-style-type: none"> ・ 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	<ul style="list-style-type: none"> ・ 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	<ul style="list-style-type: none"> ・ パラメータが時不変なら良好に収束 ・ パラメータが変化すると不安定 	$2N^2$

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

と表すことができる．ただし， x_N, h_N はそれぞれ

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

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

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

$$J = E[e^2(t)] \quad (2.11)$$

$$= E[(x(t) - y(t))^2] \quad (2.12)$$

$$= E[(x(t) - h_N^T x_N(t))^2] \quad (2.13)$$

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．

2.4 適応フィルタ

次、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 h_N を設定する (通常 $h_N = 0$).
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.

$$y(t) = h_N^T x_N(t) \quad (2.14)$$

$$e(t) = x(t) - y(t) \quad (2.15)$$

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

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

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、 $\Delta = 1$ 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 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。

2.4.2 学習同定法

学習同定法は、LMS アルゴリズムとは独特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。

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

2.4 適応フィルタ

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

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 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 $b_N(t)$ により近い $h_N(t+1)$ を次の修正パラメータの初期値とすれば良い. 以上のことにより式 (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.

$$h_N(t+1) = h_N(t) + (h_N(t+1) - h_N(t)) \quad (2.18)$$

$$= h_N(t) + \frac{(w_N - h_N(t))^T (h_N(t+1) - h_N(t))}{h_N(t+1) - h_N(t)} \quad (2.19)$$

$$\cdot \frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} \quad (2.20)$$

また, 式 (2.20) において

$$\frac{(w_N - h_N(t))^T (h_N(t+1) - h_N(t))}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} \quad (2.21)$$

はパラメータの修正量を示し.

$$\frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} \quad (2.22)$$

はパラメータの修正方向を示す.

ここで

$$\frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} = \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|} \quad (2.23)$$

2.5 まとめ

と

$$(b_N - h_N(t))^T x_N(t) = x(t) - y(t) \quad (2.24)$$

$$= e(t) \quad (2.25)$$

が, 成立するので式 (2.20) は式 (2.26) と変形できる.

$$h_N(t+1) = h_N(t) + \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|^2} e(t) \quad (2.26)$$

学習同定法では, 式 (2.26) の修正ベクトルにステップゲインを掛け式 (2.10) で与えられる.

$$h_N(t+1) = h_N(t) + \alpha \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|^2} e(t) \quad (2.27)$$

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フィルタ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, 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にする.

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．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．しかし，これらの技術にはいくつかの問題点が上げられている．

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，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．しかし，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．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．

3.3 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．

3.4 トランスオーラルシステム

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．

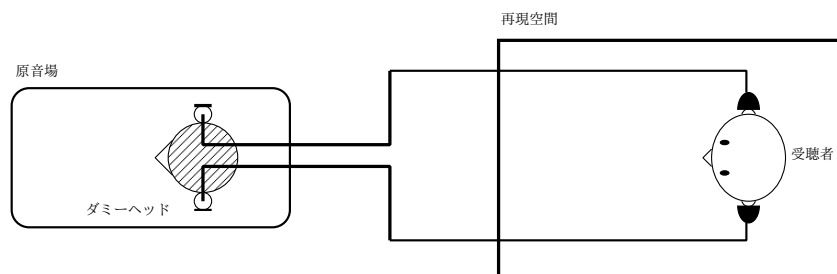


図 3.1 バイノーラルシステム

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．

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使用とする技術である．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な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．

図 3.1 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 $C(z)$ と通過したものとして与える．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

3.4 トランスオーラルシステム

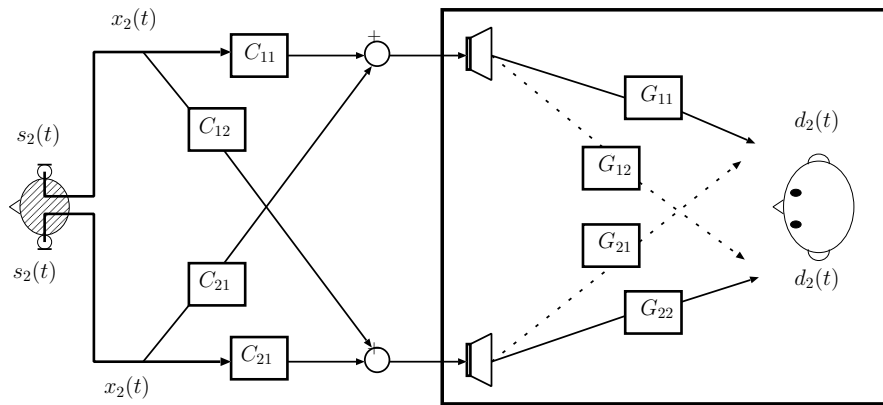


図 3.2 トランスオーラルシステム

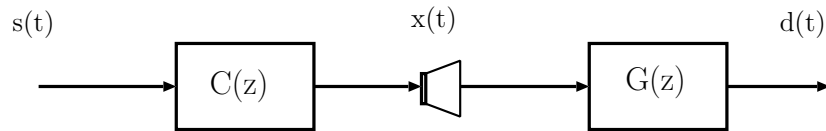


図 3.3 室内伝達特性の補正

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

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

となる．式 (3.1), (3.2) より

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

となり

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

3.4 トランスオーラルシステム

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、行列は

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

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式を式(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。室内伝達特性系、補正フィルタ系をそれぞれ

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

3.4 トランスオーラルシステム

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

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．

3.4.1 問題点

紹介し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様々な問題点がある．

また，トランスオーラルシステムは音声信号を受聴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

3.5 多入力信号補正システム

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，実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に限られる．

3.5 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．

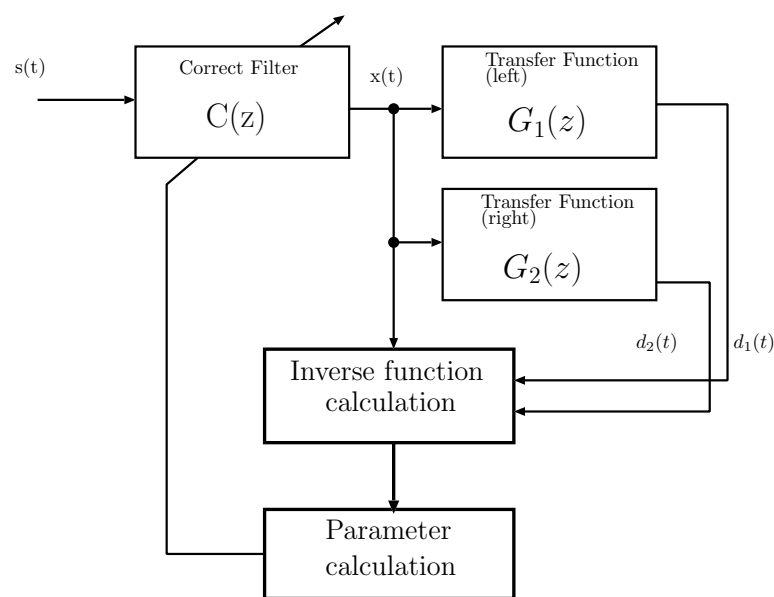


図 3.4 多入力信号補正システム

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．

3.5 多入力信号補正システム

3.5.1 補正フィルタ

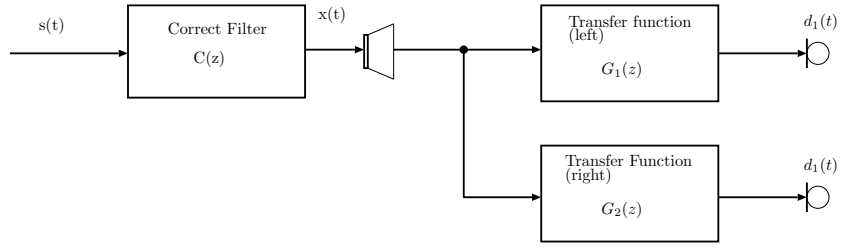


図 3.5 多入力信号補正による音場再生システム

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 $d(t)$ 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限られる．ここで，システムが線形系であると仮定すると

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

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

となる．ただし

$$j = \begin{cases} 1, & \text{left} \\ 2, & \text{right} \end{cases}$$

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式は式 (3.15) と式 (3.16) より

$$D_j(z) = G_j(z)C(z)s \quad (3.17)$$

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

3.5 多入力信号補正システム

$$C(z) = G_j^{-1}(z) \quad (3.18)$$

の関係をもつ補正フィルタを構成する必要がある。

3.5.2 室内伝達特性の逆特性

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。

$$C_j N(t+1) = (1-r)C_j N(t) + r h_j N(t+1) \quad (3.19)$$

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。

$$h_{jN}(t+1) = h_{jN}(t) + \alpha \frac{d_N(t)}{d_N(t)} e_j(t) \quad (3.20)$$

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。

$$C_N(t+1) = \frac{C_N(t) + C_{1N}(t+1) + C_{2N}(t+1)}{3} \quad (3.21)$$

3.6 まとめ

これまでのパラメータ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

$$h_{jN}(t+1) = h_{jN}(t) + \alpha \frac{d_N(t)}{d_N(t)} e_j(t) \quad (3.22)$$

3. 修正量の算出

$$C_{jN}(t+1) = (1-r)C_{jN}(t) + rh_{jN}(t+1) \quad (3.23)$$

4. 補正フィルタパラメータの更新

$$C_N(t+1) = \frac{C_N(t) + C_{1N}(t+1) + C_{2N}(t+1)}{3} \quad (3.24)$$

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最大フィルタ次数の比較をした。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。今回の実験では処理速度の高速化を行い実験を行うことを考えている。デ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、従来の手法より実用的な多入力信号補正システムの構築を目的とした DSP プログラムの最適化を行い、実用的な DSP への実装を行う。

4.2 DSP による多入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 $x_1(z)$ と $x_2(z)$ 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 $x_1(z)$ と $x_2(z)$ 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。

4.3 問題点

$D_1(z)$ と $D_2(z)$ 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．適応フィルタは因果率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， $D_1(z)$ と $D_2(z)$ は縦続接続された複数個の遅延器を持つ．

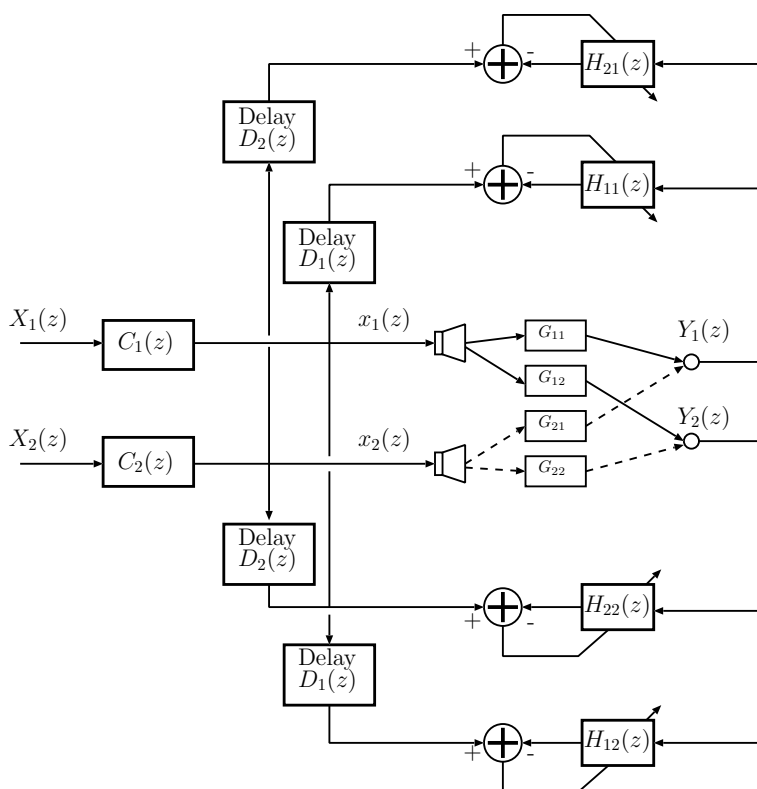


図 4.1 DSP による多入力信号補正システムのブロック図

4.3 問題点

DSP による多入力信号補正システムの実装への問題点として，DSP 処理能力の限界がある．特に実装しようとしているシステムは適応フィルタとして，4 つ，補正フィルタとして 2 つの FIR フィルタが必要となり，実時間実行の大きな障壁となっている．フィルタ次数の増大に伴い計算量も向上することが考えられる．また，適応フィルタ部のパラメータ更新アルゴリズムとして，除算が発生するためこれも処理速度のボトルネックとなっている．

4.4 プログラム

4.4 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 言語で記述できるが、以前はアセンブラ言語での記述が主だった。本研究では Code Composer Studio v3.0 を使用し C 言語で示したシステムのプログラムを記述した。

処理速度の高速化の手法を用いたプログラムを作成するのにあたり、DSP 自体が備えているサーキュラ・アドレッシング・モードを使うことが考えられる。しかし、TI 社が提供しているコンパイラを用いサーキュラ・アドレッシング・モードを使うにはアセンブリを用いる必要があり、可読性が低くなる問題がある。次に、リングバッファを用いた方法があるが、係数部インデックス計算の処理に除算が発生するため、処理が遅くなる。そこで、本研究では係数部のインデックスを指定する際に除算を伴わない処理を用いる。この手法では入力保持に通常の FIR フィルタ実装の 2 倍の長さが必要となるが、メモリ空間は潤沢に提供されているため問題にならなと考える。

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。

4.4.1 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。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、スケジューラ機能も持っており、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。

4.5 評価

実験では TI 社の DSP メイン処理ボードの TMS320C6713DSK と、その拡張インターフェースである DSK6713IF を使用した。処理速度の高速化を示した手法を用いたプログラ

4.5 評価

ムを実装し，従来の方法での処理能力と比較する．



図 4.2 多入力可能な DSP

4.5.1 評価方法

多入力信号補正システムの処理能力の評価方法として，最大フィルタ次数をもってする．また，サンプリング周波数の最大フィルタ次数も比較した．これは，入出力信号の音質を表し，サンプリング周波数を高くした場合には高音質での処理が可能になるからである．

計測方法は DSP/BIOS を用いた処理時間計測により行い，1 サンプルに対する処理時間が次のサンプル入力未満であれば処理可能としている．計測環境は処理過程以外は全て同一とし比較した．

4.5.2 結果

表 4.1 最大フィルタ次数

	8kHz	48kHz
従来法	483	51
提案法	577	89

4.6 まとめ

4.5.3 考察

表 4.1 から、この手法では処理能力が向上していることが確認でき、有効に高速化が働いたことが確認できた。また、8kHz において処理可能なフィルタ次数が増えるということは最大残響時間が延びるということである。高音質化をはかった場合には 8kHz 次の向上率よりフィルタ次数が少なくなる。これはサンプリング周波数が高い場合には次のサンプルが来るまでの間隔が狭くなるからである。これらの結果により、本システムの有効性が確認できる。

4.6 まとめ

本章では、TI 社の TMS320C6713DSK と拡張インターフェースの DSK6713IF を用いて多入力信号補正システムの手法を行った。次に、DSP プログラムについて述べ、プログラムの動作確認を行った。また、実装した多入力信号補正システムの実験を行い、従来の処理能力と提案した処理能力の比較をし処理能力が向上していることが確認でき、有効に高速化が働いたことが確認できた。

また、計測用に DSP/BIOS を組み込み DSP の実行を中断することなくシステムのリアルタイム解析を行っていますが、本来は不要な処理であり、また、処理時間表示部も本来は不要であると考えられる。

第 5 章

結論

本研究では，従来の手法より，処理速度の高速化を行い DSP へ実装し，その評価を行った．また，DSP に実装するための問題点として，フィルタ次数の増大に伴い計算量も向上することを挙げ，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，この DSP による多入力信号補正システムの実空間上での有効性示すことである．

また，計測用に DSP/BIOS を組み込み，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を行っているが本来は不要な処理である．また，処理時間表示部も本来は不要なものであるため，実際には数タップの増加が可能であると考えられる．

謝辞

本研究を行うにあたり，研究環境を与えて頂き，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 昌弘助教授に心より感謝します．また，本論文を審議してくださいました島村 和典教授に感謝します．

そして，研究をするのにあたり日頃の御指導，御助言をして頂いたり大学生活を楽しませて下さいました高知工科大学院生の佐伯 幸郎様，福富 英次様に心から感謝します．

また，4年間お世話になった情報システム工学科を始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．そして，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に感謝します．

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] 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.
- [4] Code Composer Sutdio V3.0 入門マニュアル, 日本テキサス・インスツルメンツ, 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] 木原 崇裕, ”多入力信号補正システムの DSP による実装とその評価,” 平成 17 年度 高知工科大学 学士学位論文, 2006.