

平成 14 年度

修士学位論文

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

Multi-Input Correction Using Weighted Noise on
Acoustic Characteristics

1055120 秋山 由佳

指導教員 福本 昌弘

2003 年 2 月 24 日

高知工科大学大学院 工学研究科 基盤工学専攻
情報システム工学コース

要 旨

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

秋山 由佳

ある空間で録音された音を異なる空間で再生する場合には，受聴地点での音の再現性が要求される．スピーカを用いた音場再生では，所望信号に伝達系の特性が付加された音が観測される．したがって，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．一般に，1つのスピーカから発せられた音は，左右耳に2つの異なった伝達経路を経て伝達される．このとき，それぞれの伝達特性の影響を除去するためには通常2つの補正フィルタを必要とする．しかし，1つのスピーカは1つの補正フィルタに対する処理しか行うことができない．したがって，複数経路に対する処理を単一制御系で行う必要が生じる．

本研究では，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を提案する．また，人間の聴覚特性に基づき重み付けを行うことで性能を向上させる．さらに，計算機シミュレーションによりその有効性を示す．

キーワード 適応信号処理，補正フィルタ，音場再生，聴覚特性

Abstract

Multi-Input Correction Using Weighted Noise on Acoustic Characteristics

Yuka Akiyama

To achieve a sound field reproduction system, it is important to design multi-path inverse filters which cancel the effects of room transfer functions. Additionally, there are two control points, which are left and right ear, from a loudspeaker. Accordingly, a loudspeaker has to deal with multi-path by one control system. Moreover, acoustic characteristic of the human ear is used because system is assessed by human. Consequently, in this paper, inverse filter, whose parameters is updated with weighted sensitivity function, for multi-input system is designed. Furthermore, this sound field reproduction system by this method is simulated by computer.

key words Adaptive Signal Processing, Correct Filter, Sound Field Reproduction, Acoustic Characteristics

目次

第 1 章	緒論	1
1.1	本研究の背景と目的	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	LMS アルゴリズム	10
2.3.4	学習同定法	10
2.3.5	計算機によるシミュレーション	12
2.4	まとめ	12
第 3 章	音場制御	16
3.1	まえがき	16
3.2	音響システム	17
3.3	音場再生技術	18
3.3.1	バイノーラルシステム	18
3.3.2	トランスオーラルシステム	19
3.3.3	問題点	21
3.4	まとめ	22
第 4 章	多入力信号補正システムにおけるフィルタ構成法	23

目次

4.1	まえがき	23
4.2	多入力信号補正システム	24
4.2.1	最適な補正フィルタ	25
4.2.2	室内伝達特性の逆特性	26
4.2.3	補正フィルタパラメータ更新	27
4.3	計算機シミュレーション	28
4.3.1	シミュレーション条件	28
4.3.2	シミュレーション結果	29
4.4	まとめ	29
第 5 章	聴覚特性にもとづいた多入力信号補正システム	33
5.1	まえがき	33
5.2	聴覚特性にもとづいた誤差重み付け	33
5.3	誤差重み付けによる多入力信号補正	36
5.3.1	誤差重み付けによるパラメータ更新	37
5.4	計算機シミュレーション	38
5.4.1	シミュレーション条件	38
5.4.2	シミュレーション結果	39
5.5	まとめ	39
第 6 章	結論	45
6.1	本研究における評価	45
6.2	今後の課題	45
	謝辞	46
	参考文献	47

目次

付録 A	聴覚特性と A 特性周波数重み付け	48
------	-------------------	----

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	6
2.3	入力信号	14
2.4	未知系パラメータ	14
2.5	未知系出力信号と推定信号	15
2.6	評価量に対する収束特性	15
3.1	バイノーラルシステムの模式図	18
3.2	室内伝達特性の補正	19
3.3	トランスオーラルシステムによる音場制御	20
4.1	多入力信号補正システム	24
4.2	多入力信号による音場再生システム	25
4.3	室内伝達特性の逆特性算出のためのブロック図	26
4.4	所望信号	30
4.5	室内インパルス応答 (左)	30
4.6	室内インパルス応答 (右)	31
4.7	修正率 r の変化による評価量の平均値	31
4.8	左右耳における収束特性	32
5.1	聴覚の可聴範囲	34
5.2	A 特性周波数重み付け	34
5.3	周波数ごとの誤差に対する重み	35
5.4	誤差重み付けによる多入力信号補正	36
5.5	誤差に対する重み付け	37

目次

5.6	室内インパルス応答 (左)	41
5.7	室内インパルス応答 (右)	41
5.8	条件 1 の所望信号 (標本化周波数 22.4kHz)	42
5.9	条件 2 の所望信号 (標本化周波数 44.1kHz)	42
5.10	条件 1 : 評価量の収束特性 (誤差重み付き)	43
5.11	条件 1 : 評価量の収束特性 (誤差重み付けなし)	43
5.12	条件 2 : 評価量の収束特性 (誤差重み付き)	44
5.13	条件 1 : 評価量の収束特性 (誤差重み付けなし)	44
A.1	等ラウドネス曲線	48

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	9

第 1 章

緒論

1.1 本研究の背景と目的

近年，デジタル技術の著しい進展によって，音声，映像，文字などのデータをインターネット網を通じて世界中に伝送することが可能となった．また，通信網，デジタル通信，信号処理，通信端末におけるハードウェア・ソフトウェア技術の著しい発展により情報流通社会へと進展した．こうした流れからマルチメディア時代を迎え，バーチャルリアリティへの要求が高まっている．バーチャルリアリティを実現するためには，臨場感のある立体再生が望まれる．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る．

現在の技術では，音の再現性を追求した場合，実際に体験することに勝る方法がない．そのために，受聴者は時間や場所に拘束されてしまうという結果を招いてしまう．したがって，時間や場所に拘束されずに，異なった空間で音場再生を可能にしたシステムの開発が注目されている．音場を再現することを目的として，過去に様々な音場再生技術に関する研究・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．臨場感を伝えるためには，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しなければならない．

本研究では，スピーカを用いた音場再現法について考える．スピーカを用いて音場再生が行われた場合，1つのスピーカから発せられた音は，左右耳に対して2つの異なる経路で伝達されるため，通常2つの補正フィルタを必要とする．しかし，1つのスピーカは1つの補

1.2 本論文の概要

正フィルタに対する処理しか行うことができない。したがって、複数経路に対する処理を単一の制御系で行う必要が生じる。そこで、1つのフィルタにより2つの伝達経路を制御する信号補正法を提案する。また、さらに性能を向上させるために人間の聴覚特性に基づいた重み付けについて検討する。

1.2 本論文の概要

ここで、本論文の概要について述べる。

第2章では、本研究のために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 LMS アルゴリズムと学習同定法についての説明を行う。最後に、計算機シミュレーションにより、本研究で使用する適応アルゴリズムについて検討した結果を示す。

第3章では、音場制御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る。さらにそれらのシステムの問題点を指摘する。

第4章では、複数経路にたいする処理を単一の制御系で行う多入力信号補正システムについて述べる。さらに、計算機シミュレーションによりその有効性を述べる。

第5章では、第4章で示す信号補正法に人間の聴覚特性に基づいた重み付き誤差を用いることで性能を向上させる方法を示す。さらに、計算機シミュレーションによりその有効性を明らかにする。

最後に、第6章では、本研究での計算機シミュレーション結果を評価し、問題点を指摘することで今後の課題を吟味する。

第 2 章

音響モデルにおける信号処理

2.1 まえがき

音楽，音声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．このアナログ信号を離散的な値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．

処理の対象となる観測信号は，入力されてから観測されるまでの間のシステムに関する何らかの情報を保持している．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持ったデジタルフィルタについて考える．

フィルタとは，入力にある処理を行い変形することによって，必要とする出力を得るためのものである．デジタルフィルタは，有限長の応答をもつ FIR(Finite Impulse Respose) 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 [1, 4, 10]．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考える．図 2.1 では，入力信号 $x(t)$ が各タップにおいてパラメータ (フィルタ係数) と乗ぜ

2.2 FIR デジタルフィルタ

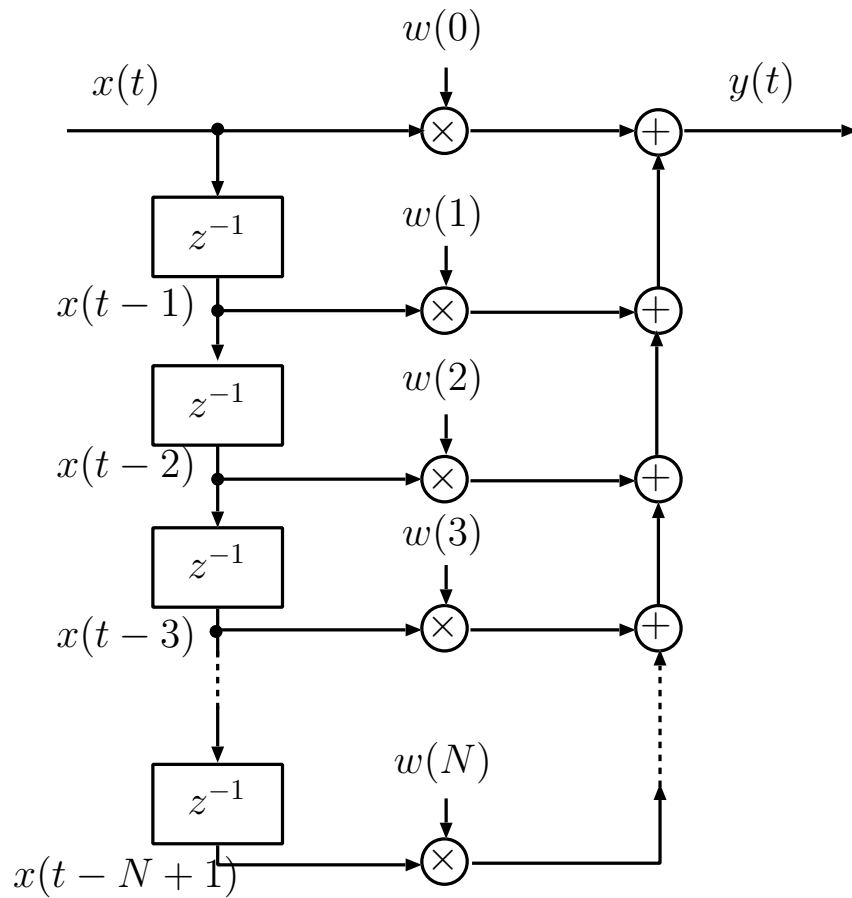


図 2.1 FIR デジタルフィルタ

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，

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

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) デジタルフィルタと呼ぶ [1, 4, 10] ．

式 (2.1) から，出力信号 $y(t)$ はパラメータ w_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 w_N とは，

$$\mathbf{w}_N = [w(0), w(1), \dots, w(N)]^T \quad (2.2)$$

2.3 適応信号処理

で表される．ここで T は転置を表す．

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は，固定的な処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 [3] である．

近年では，移動通信システムの分野の飛躍的な成長により，適応エコーキャンセラ，適応ノイズキャンセラ，適応干渉キャンセラ，適応等化器などの適応信号処理技術が多く利用されている [3, 6, 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パラメータ（インパルス応答）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

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

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

と表すことができる．また，出力誤差 $e(t)$ は

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

と表される．

2.3 適応信号処理

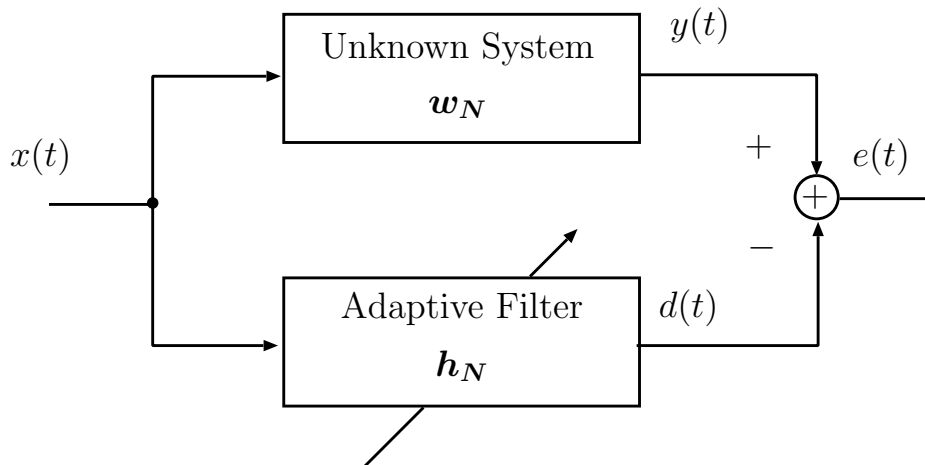


図 2.2 適応フィルタを用いたブロック図

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

式 (2.3) , (2.4) において

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

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。この場合、式 (2.6) の

2.3 適応信号処理

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。

すると、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、推定系出力信号を未知系出力信号に近づけることが可能である。

このようにして、推定システム出力 $y(t)$ が未知システム出力 $d(t)$ に近づくように、推定システムのパラメータ 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 [1, 3, 6, 9]。

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によって最適解を求める計算手順のことである [1, 3, 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 年にこれとは独立に、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。

図 2.2 において、入力信号 $x(t)$ に対する未知系出力 $y(t)$ 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 $\mathbf{x}_N(t)$ 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

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

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

2.3 適応信号処理

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

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

とする．ただし， $E[\cdot]$ は期待値を表す．

図 2.2 では，未知系出力 $d(t)$ と推定系出力 $y(t)$ 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 ．

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

$$e(t) = d(t) - y(t) \tag{2.13}$$

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 ．

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

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

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

となり，まったくパラメータの更新が行われない ．

2.3 適応信号処理

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．

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	<ul style="list-style-type: none"> ・安定性がある ・有色信号での収束特性の劣化 	$2N$
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ば良好に収束 ・パラメータが変化すると不安定 	$2N^2$

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．このような理由から，LMS アルゴリズムと学習同定法に的を絞って，本研究に用いる適応アルゴリズムを検討する．

2.3 適応信号処理

2.3.3 LMS アルゴリズム

LMS(Least Mean Square) アルゴリズム [3] は，最急降下法と密接な関係をもつ．ここで，推定のための評価量を，式 (2.11) における平均操作を省略した量 J_{LMS}

$$\begin{aligned} J_{LMS} &= [d(t) - y(t)]^2 \\ &= \mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(t) \mathbf{x}_N(t)^T \mathbf{h}_N - 2\mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(t) d(t) + d(t)^2 \end{aligned} \quad (2.17)$$

とする． J_{LMS} を \mathbf{h}_N に関して偏微分すると

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_{LMS}}{\partial \mathbf{h}_N} &= 2 [\mathbf{x}_N(t) \mathbf{x}_N(t)^T \mathbf{h}_N - \mathbf{x}_N(t) d(t)] \\ &= -2\mathbf{x}_N(t) [d(t) - \mathbf{x}_N(t)^T \mathbf{h}_N] \\ &= -2\mathbf{x}_N(t) e(t) \end{aligned} \quad (2.18)$$

を得る．これは，パラメータ修正量を表し，式 (2.18) を式 (2.14) に代入することで LMS アルゴリズムは

$$\mathbf{h}_N(t+1) = \mathbf{h}_N(t) + \alpha \cdot \mathbf{x}_N(t) e(t) \quad (2.19)$$

で与えられる．ここで α はステップゲインを表す

また，式 (2.19) から，LMS アルゴリズムでは時刻 k における $\mathbf{x}_N(t)$ ， $e(t)$ のみを用いており，演算量は $O(N)$ である．

2.3.4 学習同定法

学習同定法 [3] 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，推定系出力 $y(t)$ が未知系出力 $d(t)$ に等しいとすると

$$d(t) = \mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(t) \quad (2.20)$$

と表すことができる．

しかし， $\mathbf{h}_N = \mathbf{w}_N$ を満たすためには，すべての入力信号 $x(t)$ に対して式 (2.20) 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 (2.20) 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 (2.20) より，入力ベクトル $\mathbf{x}_N(t)$ に直交している．更に， \mathbf{w}_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{w}_N に近い点といえる．

したがって， $\mathbf{h}_N(t)$ を \mathbf{w}_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{w}_N により近い $\mathbf{h}_N(t+1)$ 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

$$\begin{aligned}\mathbf{h}_N(t+1) &= \mathbf{h}_N(t) + (\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)) \\ &= \mathbf{h}_N(t) + \frac{(\mathbf{w}_N - \mathbf{h}_N(t))^T (\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t))}{\|\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)\|} \\ &\quad \cdot \frac{\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)}{\|\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)\|}\end{aligned}\tag{2.21}$$

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 (2.21) において

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

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

$$\frac{\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)}{\|\mathbf{h}_N(t+1) - \mathbf{h}_N(t)\|} = \frac{\mathbf{x}_N(t)}{\|\mathbf{x}_N(t)\|}\tag{2.22}$$

$$\begin{aligned}(\mathbf{w}_N - \mathbf{h}_N(t))^T \mathbf{x}_N(t) &= d(t) - y(t) \\ &= e(t)\end{aligned}\tag{2.23}$$

が成立するので，式 (2.21) は

$$\mathbf{h}_N(t+1) = \mathbf{h}_N(t) + \frac{\mathbf{x}_N(t)}{\|\mathbf{x}_N(t)\|^2} e(t)\tag{2.24}$$

と変形できる．

2.4 まとめ

学習同定法では，式 (2.24) の修正ベクトルにステップゲインを掛け

$$\mathbf{h}_N(t+1) = \mathbf{h}_N(t) + \alpha \frac{\mathbf{x}_N(t)}{\|\mathbf{x}_N(t)\|^2} e(t) \quad (2.25)$$

で与えられる．

2.3.5 計算機によるシミュレーション

本研究で使用する適応アルゴリズムを決定することを目的として，以下の条件での計算機シミュレーションを LMS アルゴリズム，学習同定法を対象に行う．

- 入力信号 (図 2.3 参照) :

$$-1 \leq r(t) \leq +1$$

- パラメータ (図 2.4) :

$$h(i) = r(i)e^{-0.050i}$$

- 評価量 :

ERLE(Echo Return Loss Enhancement)

$$\text{ERLE} = 10 \log_{10} \frac{E[y^2(t)]}{E[e^2(t)]} [\text{dB}] \quad (2.26)$$

ただし， $r(\cdot)$ は乱数を表す．

その結果，どちらのアルゴリズムを利用した場合でも，推定系出力が未知系出力に近づく様子が図 2.5 により観測される．このとき，図 2.6 から，学習同定法の方が LMS アルゴリズムよりもより良い収束特性が得られることが分かった．

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，本研究で利用するための適応アルゴリズム決定のために，LMS アルゴリズムと学習同定法について計算機シミュレーションを行った．その結果，学習同定法を用いた場合がより

2.4 まとめ

良い収束特性が得られることから本研究のシステム構築には学習同定法を利用することにする。

2.4 まとめ

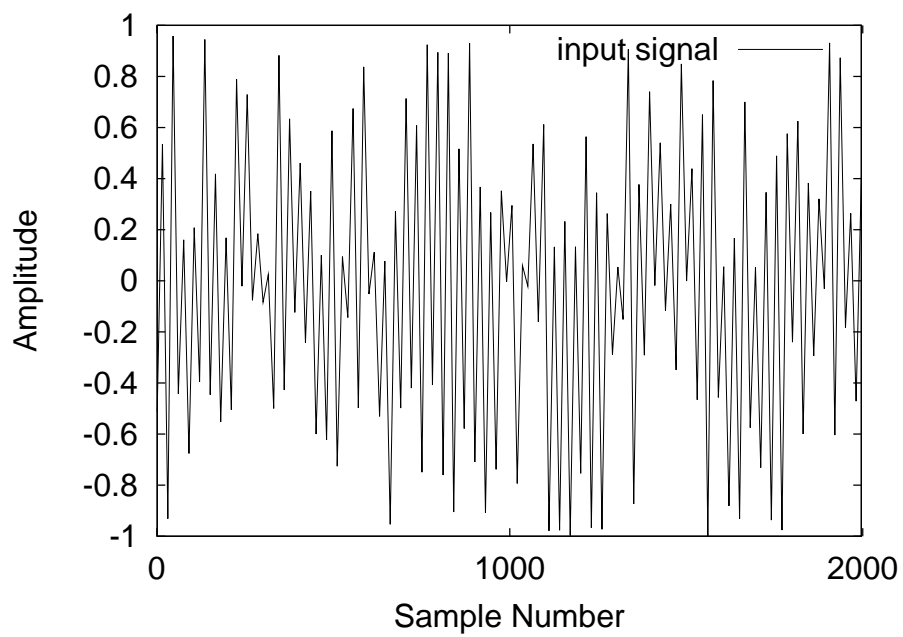


図 2.3 入力信号

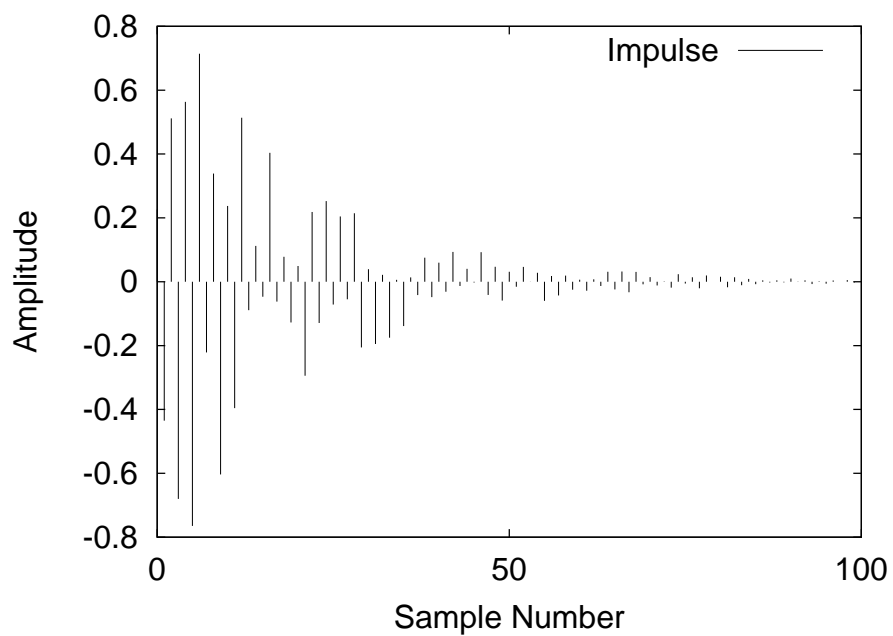


図 2.4 未知系パラメータ

2.4 まとめ

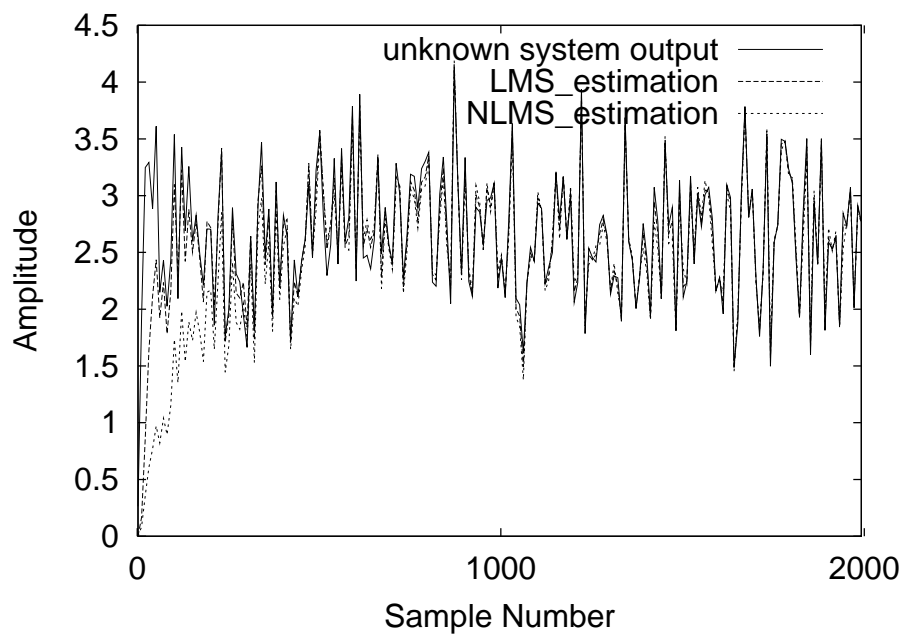


図 2.5 未知系出力信号と推定信号

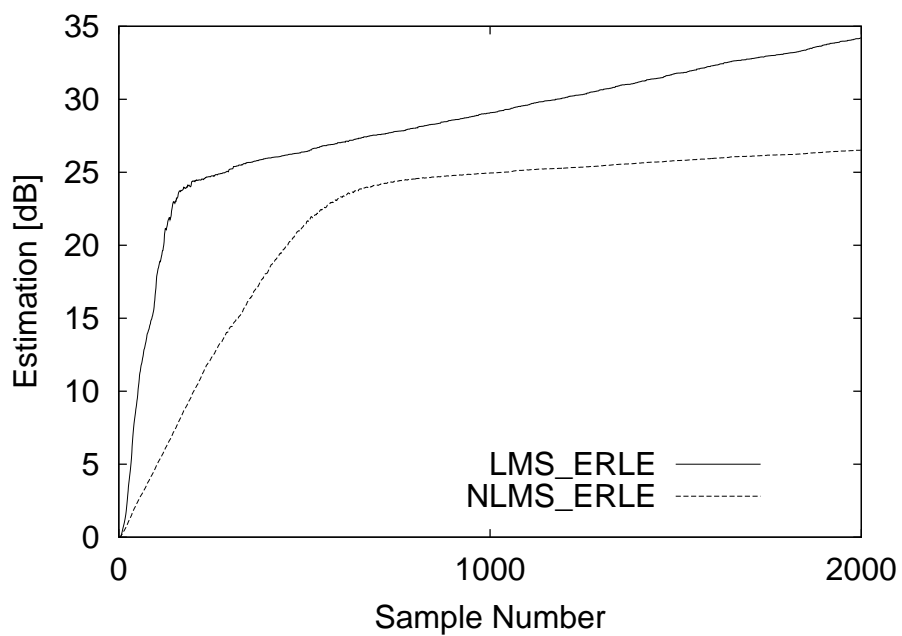


図 2.6 評価量に対する収束特性

第 3 章

音場制御

3.1 まえがき

一般に，室内での信号の伝達は，音源から直接到達する音（直接音）のほかに，壁などで反射された多数の音（反射音）により構成されている．

例えば，コンサートホールのステージで演奏された音は，壁，床，天井などに反射され直接音と共に人の耳に届けられる．この反射音の特性は，空間の違い，受聴位置の違い，空間状態の違いによって異なり，ホール音場の特徴を表す物理量として扱われる．

そこで，ホール音場を特徴づける物理量に注目をし，それを計算機で処理することによって，リスニングルームでコンサートホールの音場を再現することを目的とするシステムがある．それが音場再生システムである．

しかし，信号の伝達特性は，空間の変化や受聴者の移動に伴い変化をするために常に一定でない．また，信号の伝達特性のもつパラメータは未知であり，常に正確に表現することはできない．音場再生システムを実現するためには，これらの問題点を解決しなければならない．

そこで，このような問題点を解決し，音場再生システムを実現させるために，まず室内での音の伝達過程を表す音響システムについて述べる．次いで，音場再生するために既に考えられている技術について述べた後，それらの技術における問題点を指摘する．

3.2 音響システム

3.2 音響システム

音声信号の伝達経路や処理系，または音場そのものを指して音響システムと呼ぶ [1]．以下，音場のインパルス応答長を十分長くとることにより，所望の信号に十分近似できることから，音響システムが FIR デジタルフィルタで構成されるような線形モデルであると仮定する．

ここで，入力信号 $x(t)$ ，室内伝達関数 g を z 変換したものをそれぞれ $X(z)$ ， $G(z)$ として時不変性を仮定すると，出力信号 $Y(z)$ は

$$Y(z) = G(z)X(z) \quad (3.1)$$

と表すことができる．ただし，時刻 t とするデジタル信号 $x(t)$ の z 変換 $X(z)$ は， z を複素変数として

$$X(z) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i)z^{-i} \quad (3.2)$$

と定義される．

しかし，一般には時系列信号の観測開始地点を原点として取り扱うので， $t \geq 0$ の範囲の信号 $x(t)$ にのみに注目をし

$$X(z) = \sum_{i=0}^{\infty} x(i)z^{-i} \quad (3.3)$$

と定義する．よって，空間が屋外である場合の伝達関数 $G(z)$ は，反射をほぼ無視できるので主に音源からの距離のみに依存し，その距離を音が伝搬するのに要する伝搬遅延時間を表すものとなる．一方で，音場が室内の場合は，伝達特性は直接音に反射音を含んだ特性となる．

したがって，信号を観測する空間が異なれば，信号の伝達特性も異なるということになる．音場再生では，所望信号を観測地点で再現することを目的としている．そこで，室内伝達特性を補正するための技術が必要となる．3.3 では，音場再生を実現するための技術について述べる．

3.3 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。

例えば、現在では専用の LSI を用いた音場プロセッサ (Digital Sound Field Processor) の利用や、映画産業から派生した技術を家庭に適応させる音場再生、いわゆるホームシアターが一般家庭に普及し始めている。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。それを実現するにあたって、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。

3.3.1 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 [1, 2]。

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ホンを設置して 2 チャンネル収録を行う。ダミーヘッドによって収録された音響信号は、ヘッドホンを用いて受聴者の耳元で再生される。このことによって、受聴者は再現空間における室内の伝達特性の影響を受けることなく、原音場での音響信号を聴くことが可能である。

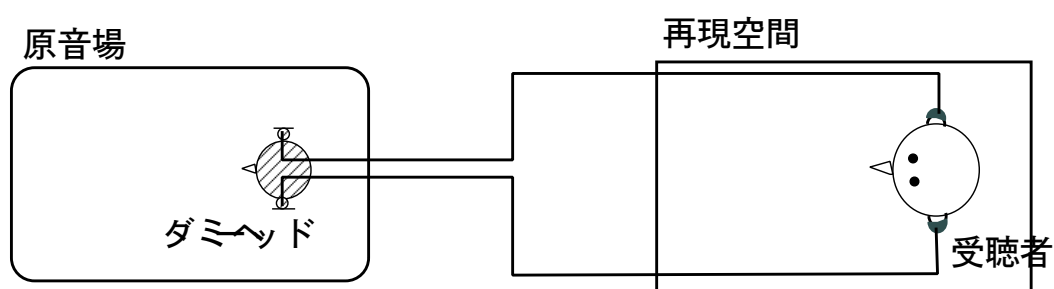


図 3.1 バイノーラルシステムの模式図

3.3 音場再生技術

3.3.2 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 [1, 2]。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

$$X(z) = C(z)S(z) \quad (3.4)$$

$$D(z) = G(z)X(z) \quad (3.5)$$

となる。式 (3.4), (3.5) より

$$D(z) = G(z)C(z)S(z) \quad (3.6)$$

となり

$$G(z)C(z) = 1 \quad (3.7)$$

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。

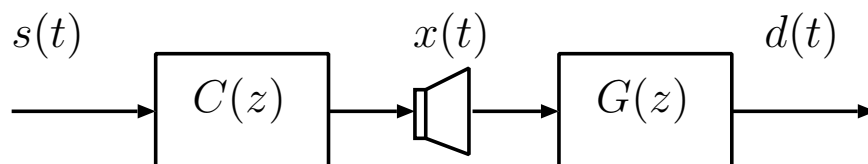


図 3.2 室内伝達特性の補正

3.3 音場再生技術

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チャンネル録音を行う。その後、録音された音が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模式図を示す。このとき、観測信号と入力信号の

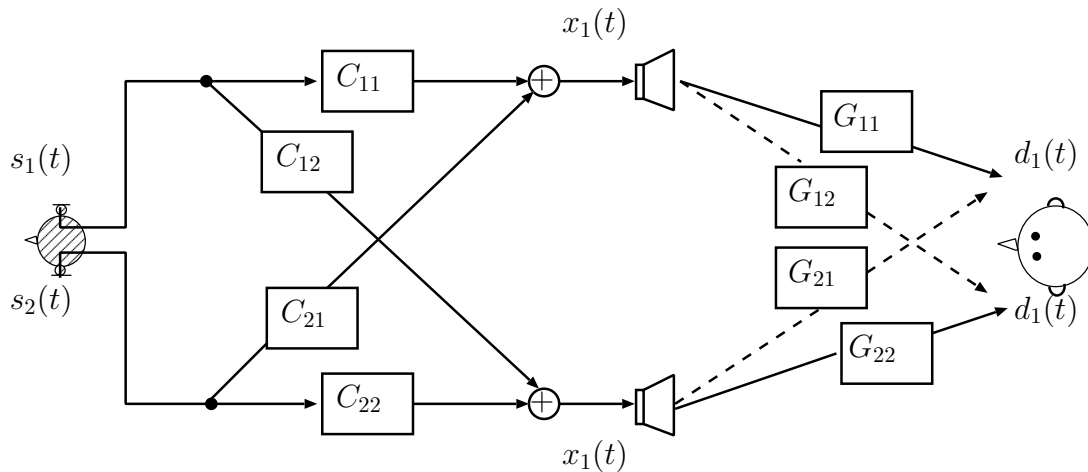


図 3.3 トランスオーラルシステムによる音場制御

関係は

$$D_1(z) = G_{11}(z)Y_1(z) + G_{21}(z)Y_2(z) \quad (3.8)$$

$$D_2(z) = G_{12}(z)Y_1(z) + G_{22}(z)Y_2(z) \quad (3.9)$$

となり行列

$$\begin{bmatrix} D_1(z) \\ D_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{12}(z) \\ G_{21}(z) & G_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(z) \\ X_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

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を用いられる。所望信号と入力信号の関係を式(3.10)と同様に行列で表すと

$$\begin{bmatrix} X_1(z) \\ X_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11}(z) & C_{12}(z) \\ C_{21}(z) & C_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(z) \\ S_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

3.3 音場再生技術

となる．室内伝達経路系，補正フィルタ系をそれぞれ

$$G(z) = \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{12}(z) \\ G_{21}(z) & G_{22}(z) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$C(z) = \begin{bmatrix} C_{11}(z) & C_{12}(z) \\ C_{21}(z) & C_{22}(z) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

とおく．また

$$D(z) = \begin{bmatrix} D_1(z) \\ D_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$S(z) = \begin{bmatrix} S_1(z) \\ S_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

とおくと式 (3.10)，(3.11) より

$$D(z) = G(z)C(z)S(z) \quad (3.16)$$

となり

$$G(z)C(z) = 1 \quad (3.17)$$

の関係をもつ補正フィルタを構成する．

3.3.3 問題点

これらのシステムには，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，ヘッドホン特性の混入，ヘッドホ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．

また，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．

しかし，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．

3.4 まとめ

3.4 まとめ

本章では、ヘッドホンを用いて音場再生を行うバイノーラルシステムについて述べた。次いで、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する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。

本研究では、これらの問題点を解決することなどを目的として、多入力音場再生システムにおける信号補正法についての検討を行う。

第 4 章

多入力信号補正システムにおける フィルタ構成法

4.1 まえがき

仮想空間で再生される映像や音声には、再現性が要求される。特に、音声に再現性を求める場合には、再現空間での音場再生が重要となる。音場再生を実現するためには、バイノーラルシステムやトランスオーラルシステム技術が既に研究されている。しかしながら、これらの音場再生技術にはヘッドホン利用や受聴範囲の限定などの問題点が指摘されている。

本研究では、音場再生のためにスピーカを用いる。スピーカの利用は、バイノーラルシステムにおける問題点を解消することができる。また、適応フィルタを用いて室内伝達特性を補正し、受聴範囲の拡大を目指す。スピーカを用いた音場再生では、室内伝達特性の影響を除去するフィルタを構成することが重要となる。通常、2つの伝達経路を補正するためには、2つのフィルタを必要とする。しかしながら、スピーカの数の増加と共にフィルタの構成が複雑になってしまうという問題点がある。

空間での音場再生では、複数の経路に対する制御を単一の制御系で行う必要が生じる。本研究では、問題を単純化するために、まず1つのスピーカ(適応フィルタ)で音場再生する方法を考える。そこで、本稿で提案する手法は、信号は空間を伝達されることを前提とし、1つのスピーカに対して被験者の左右の耳への伝達経路を補正するシステムを検討する。また、このようなシステムを確立することによって、スピーカの数は任意に増やすことができる。さらに、スピーカと被験者の位置関係を固定しないことで、受聴地点を自由に与える。

4.2 多入力信号補正システム

ただし，受聴地点において被験者の左右の耳に極めて近い場所でマイクロホンにより受信信号が観測可能と仮定する．

4.2 多入力信号補正システム

スピーカを用いた音場再生では，左右耳に対してそれぞれ異なる室内伝達特性の影響を除去しなければならない．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4.1は，多入力信号を補正するためのシステム構成を表している．

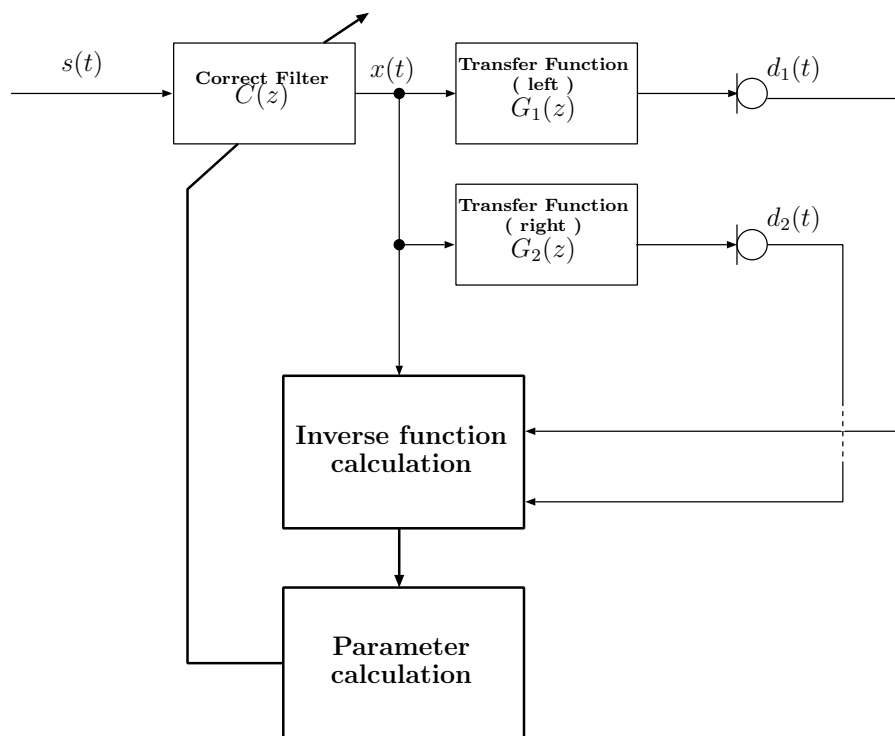


図 4.1 多入力信号補正システム

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

4.2 多入力信号補正システム

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．

4.2.1 最適な補正フィルタ

図 4.2 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 4.2 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

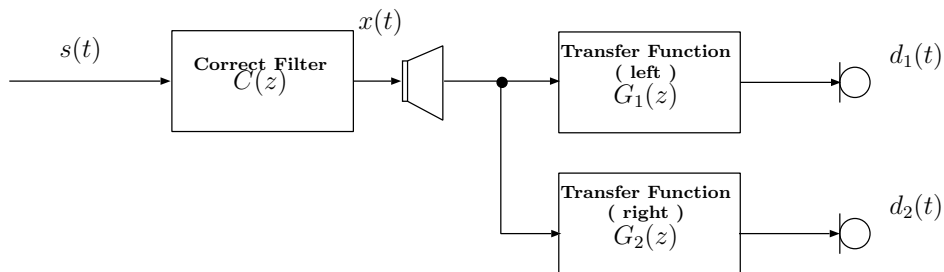


図 4.2 多入力信号による音場再生システム

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

$$X(z) = C(z)S(z) \quad (4.1)$$

$$D_j(z) = G_j(z)X(z) \quad (4.2)$$

となる．ただし

$$j = \begin{cases} 1 & \text{left} \\ 2 & \text{right} \end{cases} \quad (4.3)$$

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 (4.1) と式 (4.2) より

$$D_j(z) = G_j(z)C(z)S(z) \quad (4.4)$$

4.2 多入力信号補正システム

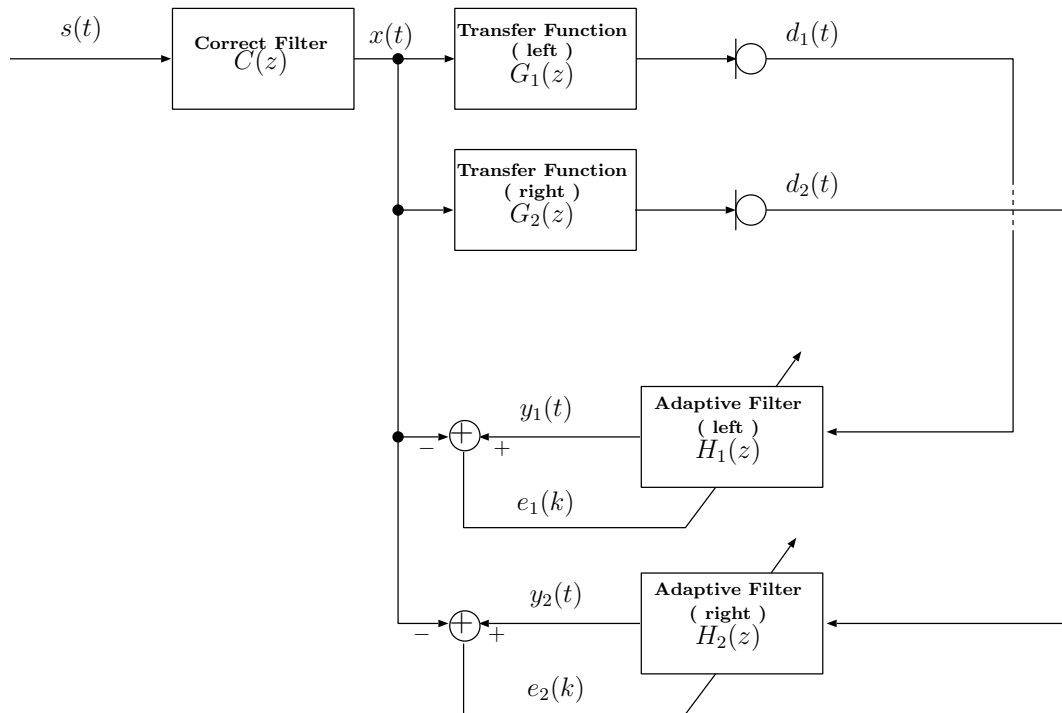


図 4.3 室内伝達特性の逆特性算出のためのブロック図

となる．式 (4.4) より所望信号を観測信号として得るためには

$$C(z) = G_j^{-1}(z) \quad (4.5)$$

の関係をもつ補正フィルタを構成する必要がある．

4.2.2 室内伝達特性の逆特性

図 4.3 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 $x(t)$ の差を出力誤差

$$e_j(t) = y_j(t) - x(t) \quad (4.6)$$

4.2 多入力信号補正システム

とする．そして，出力誤差が最小となるように学習同定法 [14] により適応フィルタのパラメータを

$$\mathbf{h}_{j_N}(t+1) = \mathbf{h}_{j_N}(t) + \alpha \frac{\mathbf{d}_N(t)}{\|\mathbf{d}_N(t)\|^2} e_j(t) \quad (4.7)$$

で更新する．ここで， $\mathbf{d}_N(t)$ ， $\mathbf{h}_{j_N}(t)$ 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，出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．

4.2.3 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．補正フィルタのパラメータは，4.2.2 で求められる適応フィルタのパラメータから求める．

4.2.1 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，4.2.2 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．

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

$$\mathbf{c}_{j_N}(t+1) = r\mathbf{c}_{j_N}(t) + (1-r)\mathbf{h}_{j_N}(t) \quad (4.8)$$

で求める．式 (4.8) では，修正率 $r(0 \leq r \leq 1)$ により式 (4.7) 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

4.3 計算機シミュレーション

に得られた補正フィルタのパラメータ値と式 (4.8) で求められた修正量との平均値を

$$c_N(t+1) = \frac{c_N(t) + c_{1N}(t+1) + c_{2N}(t+1)}{3} \quad (4.9)$$

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. 出力誤差 $e_j(t)$ の算出
2. 適応フィルタのパラメータ更新

$$\mathbf{h}_{j,N}(t+1) = \mathbf{h}_{j,N}(t) + \alpha \frac{\mathbf{d}_{j,N}(t)}{\|\mathbf{d}_{j,N}(t)\|^2} e_j(t) \quad (4.10)$$

3. 修正量の算出

$$c_{j_N}(t+1) = r c_{j_N}(t) + (1-r) \mathbf{h}_{j_N}(t) \quad (4.11)$$

4. 補正フィルタパラメータの更新

$$c_N(t+1) = \frac{c_N(t) + c_{1N}(t+1) + c_{2N}(t+1)}{3} \quad (4.12)$$

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

4.3 計算機シミュレーション

ここでは，4.2 で示した信号補正法の有効性を検証するために，計算機によるシミュレーションを行う．

4.3.1 シミュレーション条件

所望信号 $s(t)$ として，図 4.4 に示される標本化周波数 8kHz の音声信号を与える．また，適応フィルタのインパルス応答長 $N = 256$ ，室内におけるスピーカから受聴者の左右耳への伝達特性のインパルス応答長 $L = 124$ とする．左右耳へのインパルス応答には，各々独

4.4 まとめ

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 4.5, 図 4.6 で示されるものを用いた。ただし, 受聴者の移動に伴う伝達特性の変化は生じないものとする。収束特性の評価量としては

$$\text{ERLE} = 10 \cdot \log_{10} \frac{E[s^2(t)]}{E[e_j^2(t)]} \text{ [dB]} \quad (4.13)$$

を用いた。ここで, $E[\cdot]$ は期待値を表す。

4.3.2 シミュレーション結果

学習同定法のステップゲインは $\alpha = 0.5$ とし, 修正率 r の変化による評価量の平均値は図 4.7 となる。図 4.7 から, 左は $r = 0.8$ のときピークであるのに対して, 右は $r = 0.5$ のときにピークとなるものの, それ以降は劣化する。したがって, 今回のシミュレーション条件における修正率 r は, 0.5 が適当だといえる。

ステップゲイン $\alpha = 0.5$, 修正率 $r = 0.5$ とした場合の左右耳における収束特性は図 4.8 となる。図 4.8 より, サンプル数の増加と共に評価量の値が約 6dB に収束している。このことから, 受聴者の移動に伴う伝達特性の変動が生じない場合に, 1 つの補正フィルタで 2 つの異なる伝達経路に対する制御が可能であることがわかる。

4.4 まとめ

本章では, 多入力信号補正における最適な補正フィルタの条件とその導出法について示し, 複数経路に対する制御を単一の制御系で行う場合のうち, 1 つの補正フィルタによって 2 つの異なる伝達特性を補正する多入力信号補正法を提案した。また, 計算機シミュレーションにより, 左右耳における評価量の収束特性を確認し, 提案した手法が有効であることを示した。

しかしながら, 6dB 程度の向上は実用上適当であるとはいえない。音場再生のようなシステムの場合, 人間が所望信号の再現性を評価することから, 人の聴覚特性に応じた処理が更に有効だと考えられる。

4.4 まとめ

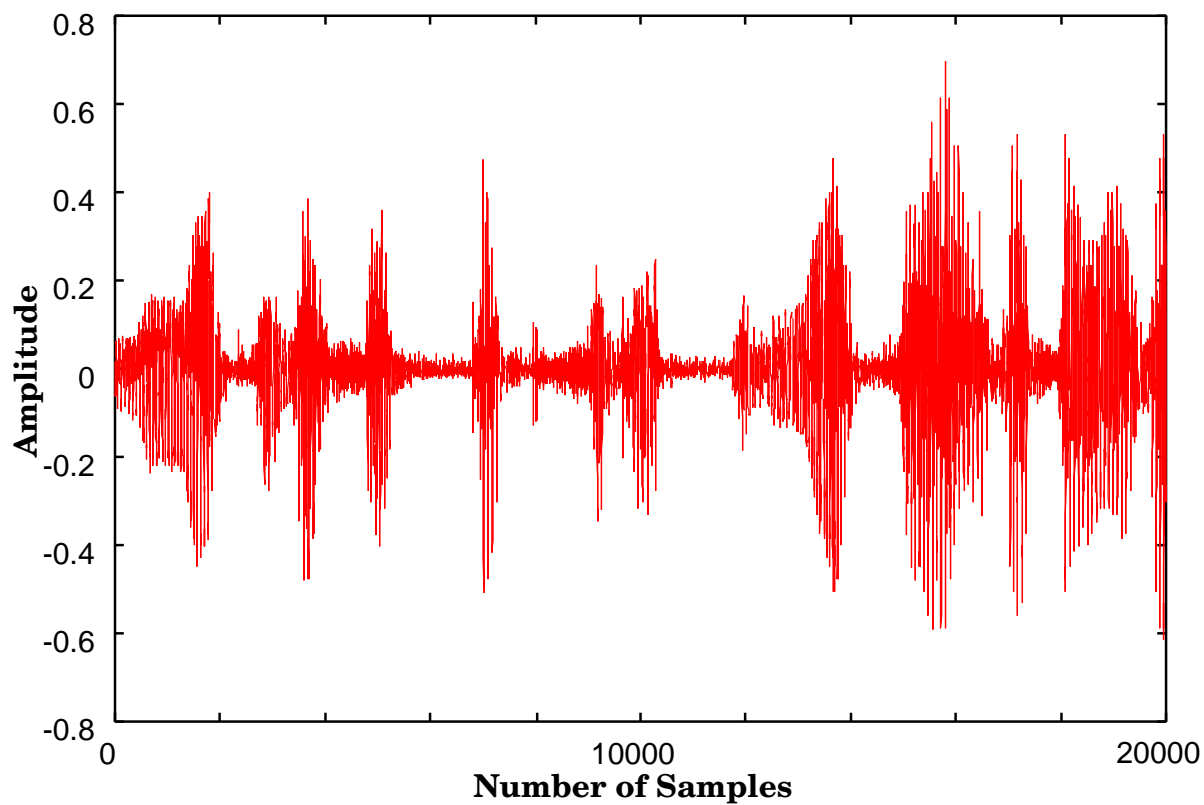


図 4.4 所望信号

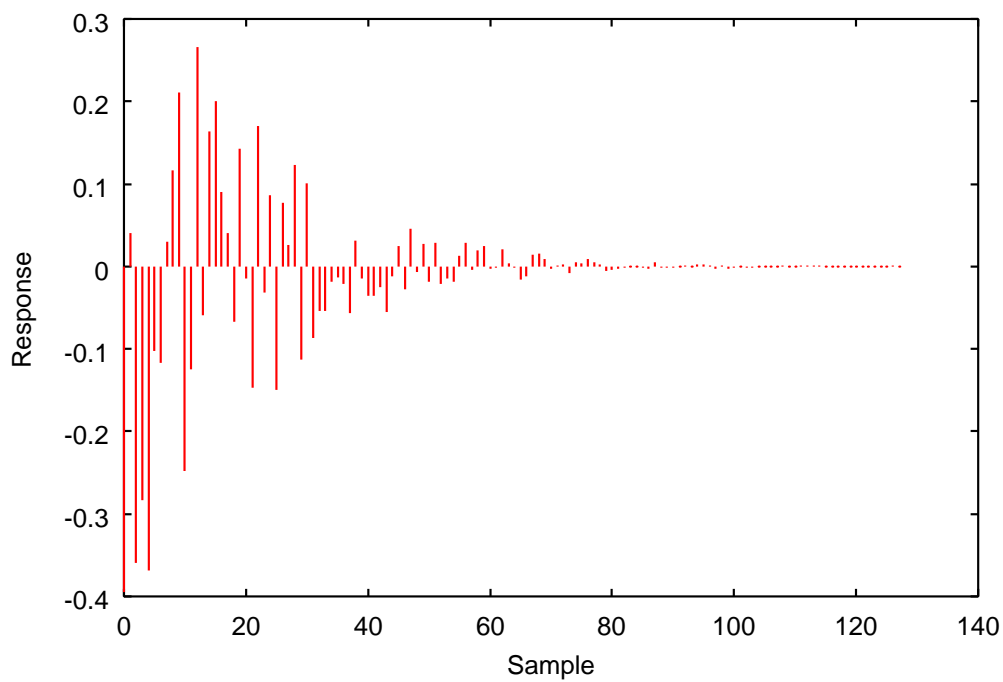


図 4.5 室内インパルス応答 (左)

4.4 まとめ

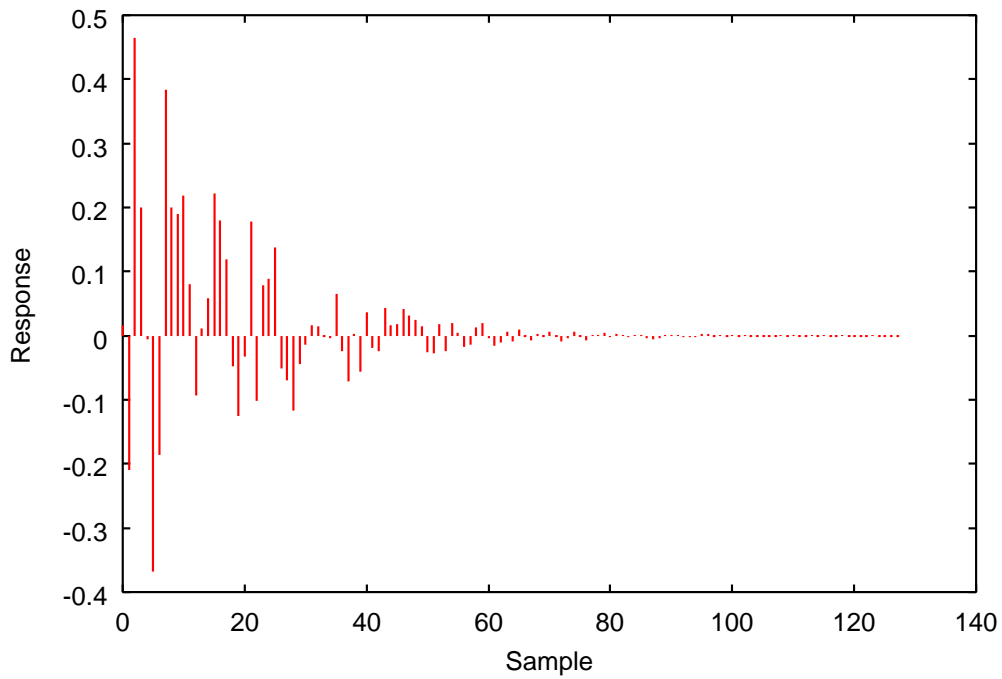


図 4.6 室内インパルス応答 (右)

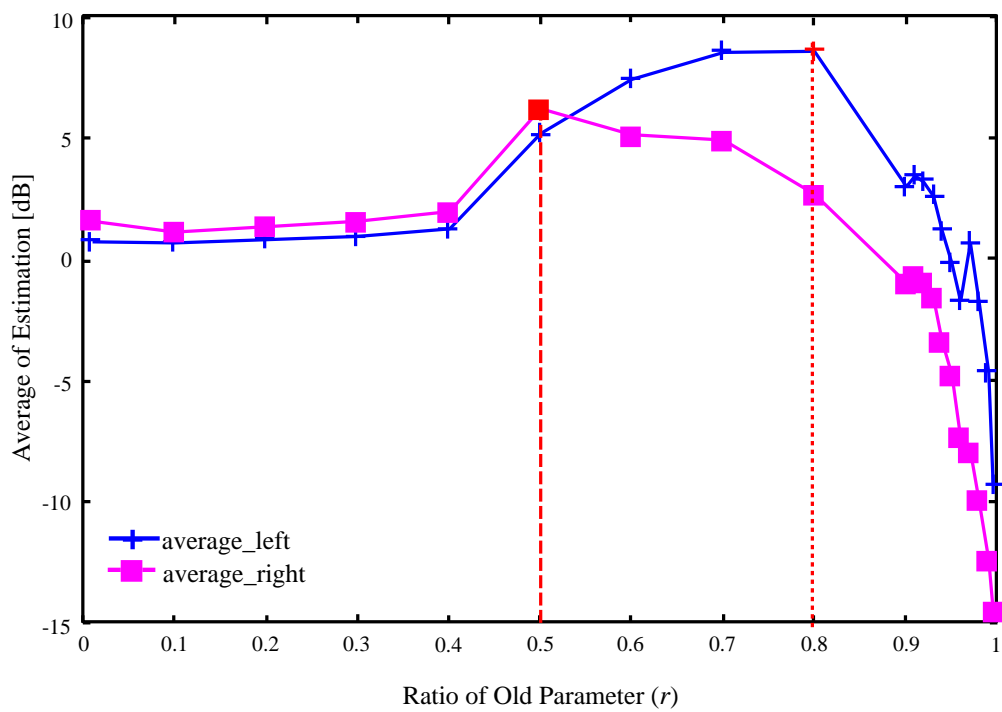


図 4.7 修正率 r の変化による評価量の平均値

4.4 まとめ

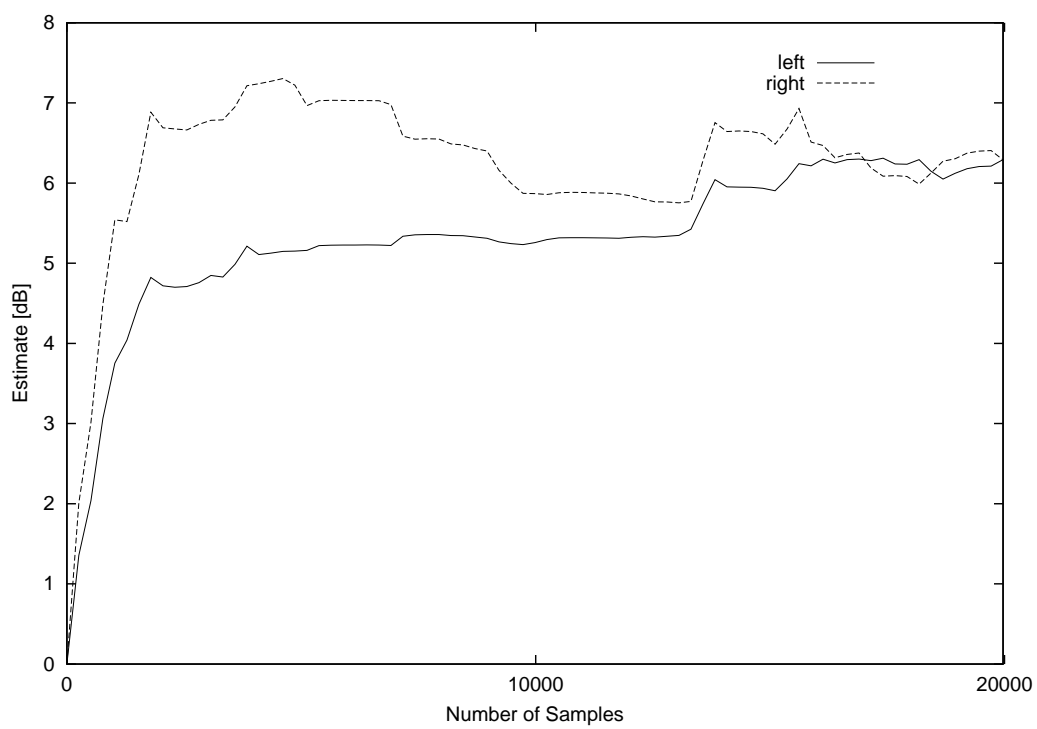


図 4.8 左右耳における収束特性

第 5 章

聴覚特性にもとづいた多入力信号補正システム

5.1 まえがき

多入力信号補正システムでは，誤差が最小となるように適応フィルタのパラメータが更新される．しかし，音場再生のようなシステムの場合，人間が信号の再現性を評価することから誤差が 0 となるような厳密解を求めることよりも人の聴覚特性に応じた処理が要求される．そこで，感度の良い周波数帯を重点的に制御をしてパラメータ更新を行う．

本章では，人間の聴覚特性に基づいた重み付け法を提案する．そして，補正フィルタのパラメータ算出過程を示し，計算機シミュレーションによる結果を述べる．

5.2 聴覚特性にもとづいた誤差重み付け

音場再生のようなシステムの場合，最終的に評価をするのは人間の耳である．したがって，人間の聴覚特性を考慮した制御が有効であると考えられる．

人間の聴覚における可聴範囲および感度のよい範囲を示すと図 5.1 のようになる．一般に，可聴範囲のうち 1 ~ 5kHz の周波数帯の音に対して敏感に反応し，4kHz 付近で最も感度がよい．また，最低可聴限は 15 ~ 20Hz，最高可聴限は 20 ~ 30kHz とされている．

人間が感じることのできる音の周波数帯は約 20Hz ~ 20kHz である．しかし，感度は低周波数領域と高周波数領域で悪くなるという特性をもっている．したがって，物理的な音圧レ

5.2 聴覚特性にもとづいた誤差重み付け

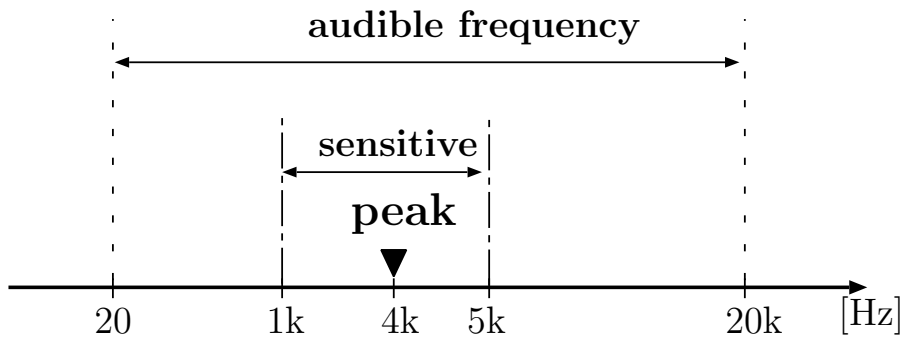


図 5.1 聴覚の可聴範囲

ベルではなく、人間の聴覚特性を利用した処理が必要である。そこで、周波数ごとの重み付けをして、人間の耳で聞いた大きさに近い感覚の信号を得る。図 5.2 は、A 特性周波数重み付け関数であり、周波数ごとの重みづけとして知られている [15], [16]。図 5.2 で示される A 特性周波数重み付けは、人間の聴覚の周波数特性を模したもので、低周波領域と高周波領域での感度が鈍くなる特性をもっている。

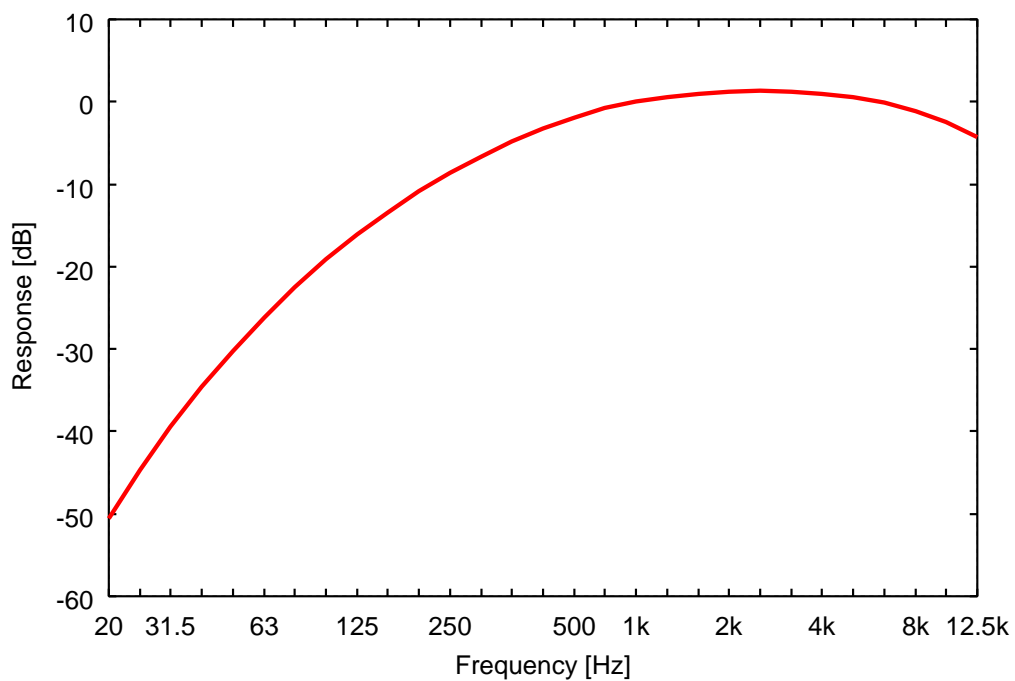


図 5.2 A 特性周波数重み付け

5.2 聴覚特性にもとづいた誤差重み付け

多入力信号補正システムでは，室内伝達特性の逆特性を導出するために，出力誤差 $e_j(t)$ 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．このとき，出力誤差がどの程度の重要性をもっているかについて考える．人間の可聴範囲と感度の特性から，感度が悪い周波数帯に発生する誤差は，感度が良い周波数帯の場合と比較すると重要度は低いと考えられる．そこで，感度の良い周波数帯の誤差を重点的に制御し，補正フィルタのパラメータを更新する．

各周波数成分の誤差に対する重みを図 5.3 に示される A 特性周波数重み付けを利用し

$$\phi(k) = \frac{Res(k) + \max Res(k)}{\max Res(k)} \quad (5.1)$$

で与える．ここで， k は周波数を表し， $Res(k)$ ， $\phi(k)$ はそれぞれ A 特性における周波数応答，誤差重み付け関数の重みを示す．式 (5.1) をグラフにすると図 5.3 となる．

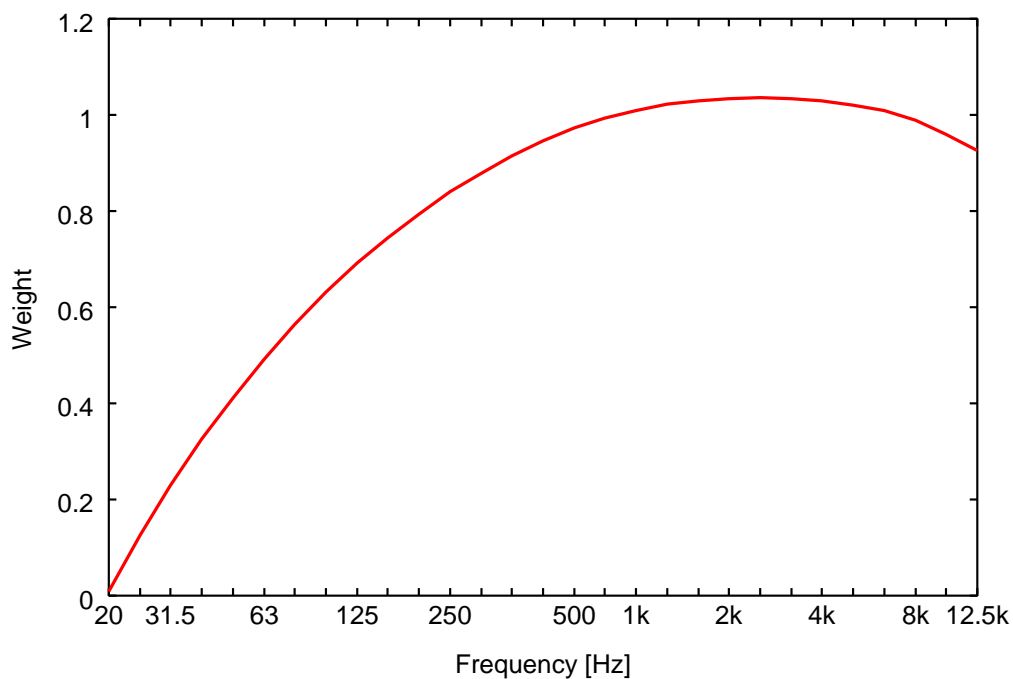


図 5.3 周波数ごとの誤差に対する重み

5.3 誤差重み付けによる多入力信号補正

本節では，聴覚特性を利用して適応フィルタのパラメータを更新し，補正フィルタのパラメータを算出する方法について述べる．図 5.4 は，誤差重み付けによる多入力信号補正のブロック図を示している．

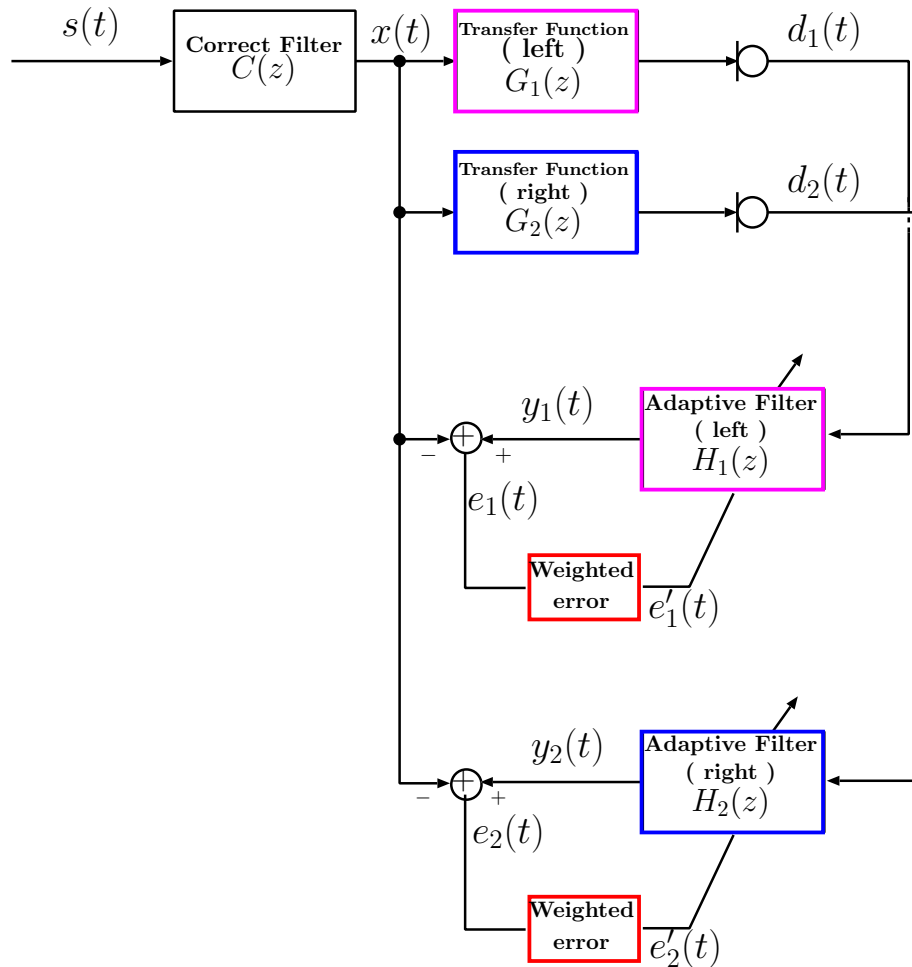


図 5.4 誤差重み付けによる多入力信号補正

図 5.4 は，図 4.3 に示される室内伝達特性の逆特性を算出する過程に，出力誤差に対する重み付けが付加されている．出力誤差に対する重み付けは，式 (5.1) で示される重み付け関数を用いる．

5.3 誤差重み付けによる多入力信号補正

5.3.1 誤差重み付けによるパラメータ更新

誤差重み付けによる多入力信号補正では、適応フィルタのパラメータを更新するときに誤差重み付け関数を用いる。

図 5.5 に、誤差重み付けのためのブロック図を示す。入力信号 $x(t)$ ，出力信号 $y_j(t)$ はフーリエ変換を計算し、周波数特性 $X(k)$ ， $Y_j(k)$ を得る。さらに、それらの差 $E_j(k)$ を求める。誤差の重み付けは、重み付け関数 $\phi(k)$ との積

$$E'_j(k) = \phi(k)E_j(k) \quad (5.2)$$

で与える。パラメータ更新時に利用される重み付き誤差 $e'_j(t)$ は、 $E'_j(k)$ を逆フーリエ変換することで得られる。

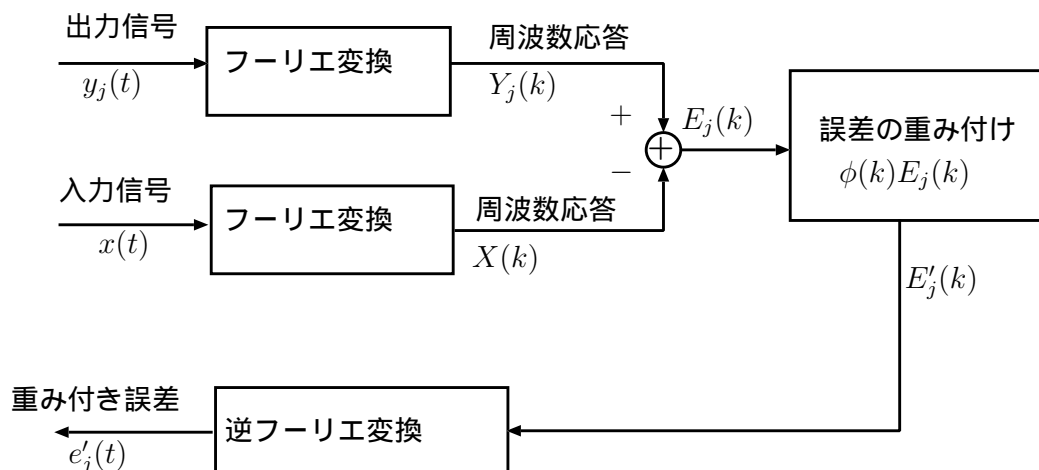


図 5.5 誤差に対する重み付け

多入力信号補正システムにおいて、重み付き誤差を用いたパラメータ更新過程は

1. 重み付き誤差の算出

$$E_j(k) = \text{FFT}[y_j(t) - x(t)] \quad (5.3)$$

$$e'_j(t) = \text{IFFT}[\phi(k)E_j(k)] \quad (5.4)$$

5.4 計算機シミュレーション

2. 適応フィルタのパラメータ更新

$$\mathbf{h}_{j,N}(t+1) = \mathbf{h}_{j,N}(t) + \alpha \frac{\mathbf{d}_{j,N}(t)}{\|\mathbf{d}_{j,N}(t)\|^2} e'_j(t) \quad (5.5)$$

3. 左右における修正量の算出

$$\mathbf{c}_{j_N}(t+1) = r\mathbf{c}_{j_N}(t) + (1-r)\mathbf{h}_{j_N}(t) \quad (5.6)$$

4. 補正フィルタのパラメータ更新

$$\mathbf{c}_N(t+1) = \frac{\mathbf{c}_N(t) + \mathbf{c}_{1_N}(t+1) + \mathbf{c}_{2_N}(t+1)}{3} \quad (5.7)$$

となる．ここで， $\text{FFT}[\cdot]$ ， $\text{IFFT}[\cdot]$ はそれぞれフーリエ変換によって得られる値，逆フーリエ変換によって得られる値を表している．修正率 $r(0 \leq r \leq 1)$ は，左右における補正フィルタパラメータに対する修正量を制御し，急激なパラメータ変動を抑制する．また，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．

5.4 計算機シミュレーション

ここでは，5.3 に示される誤差重み付けによる多入力信号補正を用いた音場再現を計算機上でシミュレーションする．

5.4.1 シミュレーション条件

適応フィルタのインパルス応答長 $N = 256$ ，室内におけるスピーカから受聴者の左右耳への伝達特性のインパルス応答長 $N = 124$ とした．左右耳へ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 5.6，図 5.7 で示されるものを用いた．ただし，受聴者の移動に伴う伝達特性の変化は生じないものとする．

所望信号 $d(t)$ ，ステップゲイン α ，修正率 r には

条件 1 所望信号：図 5.8 で示される標本化周波数 22.4kHz の音声信号，ステップゲイン：

$$\alpha = 0.5, \text{ 修正率} : r = 0.5$$

5.5 まとめ

条件 2 所望信号：図 5.9 標本化周波数 44.1kHz の音声信号，ステップゲイン： $\alpha = 0.01$ ，
修正率： $r = 0.5$

を与える．

評価量には，ERLE に相当する所望信号と誤差信号の 2 乗平均の比である

$$10 \log_{10} \frac{E \left[s'^2(t) \right]}{E \left[e_j'^2(t) \right]} \text{ [dB]} \quad (5.8)$$

を用いる．ここで， $s'(t)$ ， $e_j'(t)$ は重み付けされた所望信号，誤差信号を表す．また， $E[\cdot]$ は期待値を示す．

5.4.2 シミュレーション結果

図 5.10，図 5.11 に条件 1 のもとで，誤差重み付けを行った場合と行わなかった場合の収束特性を示す．図 5.10 より，誤差重み付けを行うことにより約 0.01 秒で 27dB 程度に収束している．しかし，図 5.11 から誤差重み付けを用いなかった場合は，0.09 秒で 6～9dB 向上しかみられない．

また，図 5.12，図 5.13 に条件 2 のもとで，誤差重み付けを行った場合と行わなかった場合の収束特性を示す．図 5.12 より，誤差重み付けを行うことにより 13dB 程度に収束している．しかし，図 5.13 から誤差重み付けを用いなかった場合は，10dB 向上しかみられない．

このことから，聴覚特性に基づいた誤差重み付けによるパラメータ更新が有効であることが確認できる．

5.5 まとめ

本章では，多入力信号補正法の性能を向上させるために人間の聴覚特性を利用した．パラメータ更新時に感度の良い周波数帯と重点的に制御するために聴覚特性を利用した重み付き誤差を利用する方法を示した．また，計算機シミュレーションでは，適当な条件のもとで重み付けを行わない場合と比較し，重み付けを行うことの有効性を確認した．

5.5 まとめ

しかし、最適なステップゲインや修正率の決定法についてさらに検討する必要がある。

5.5 まとめ

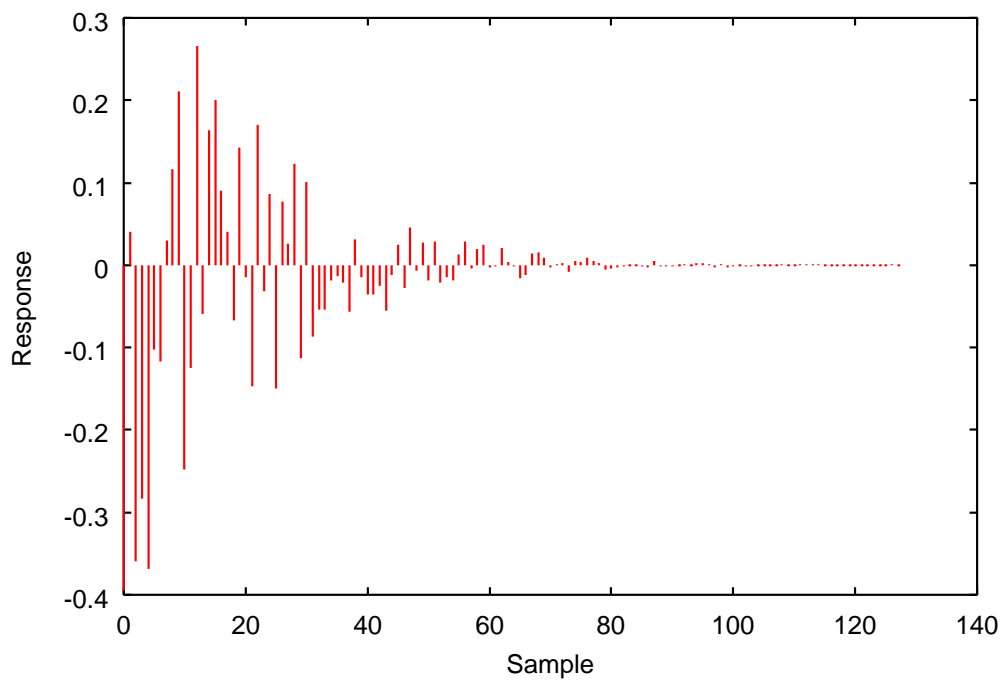


図 5.6 室内インパルス応答 (左)

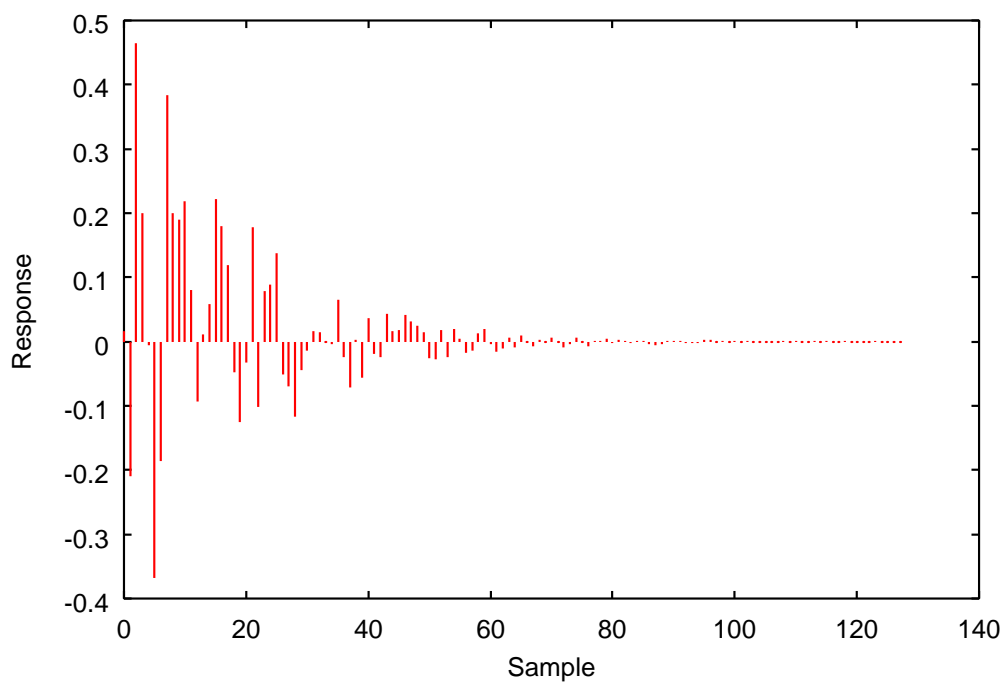


図 5.7 室内インパルス応答 (右)

5.5 まとめ

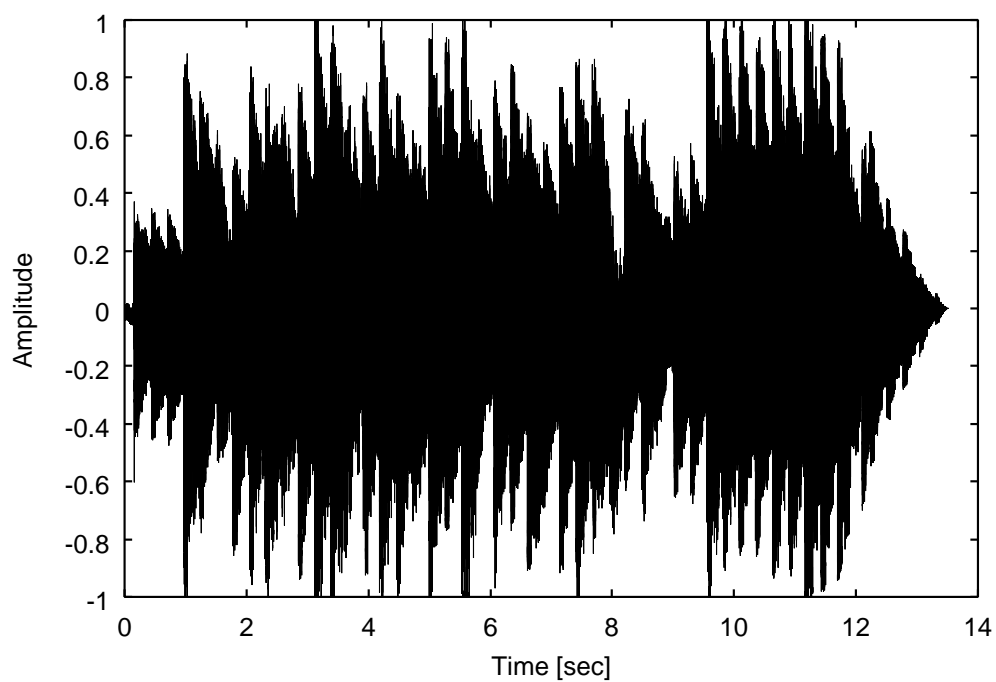


図 5.8 条件 1 の所望信号 (標本化周波数 22.4kHz)

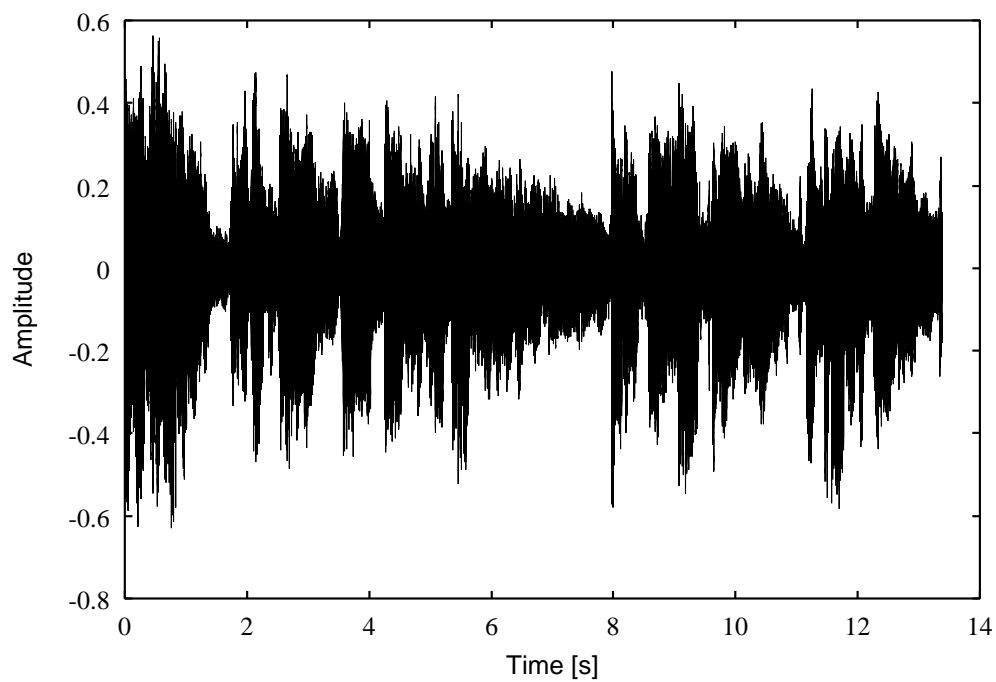


図 5.9 条件 2 の所望信号 (標本化周波数 44.1kHz)

5.5 まとめ

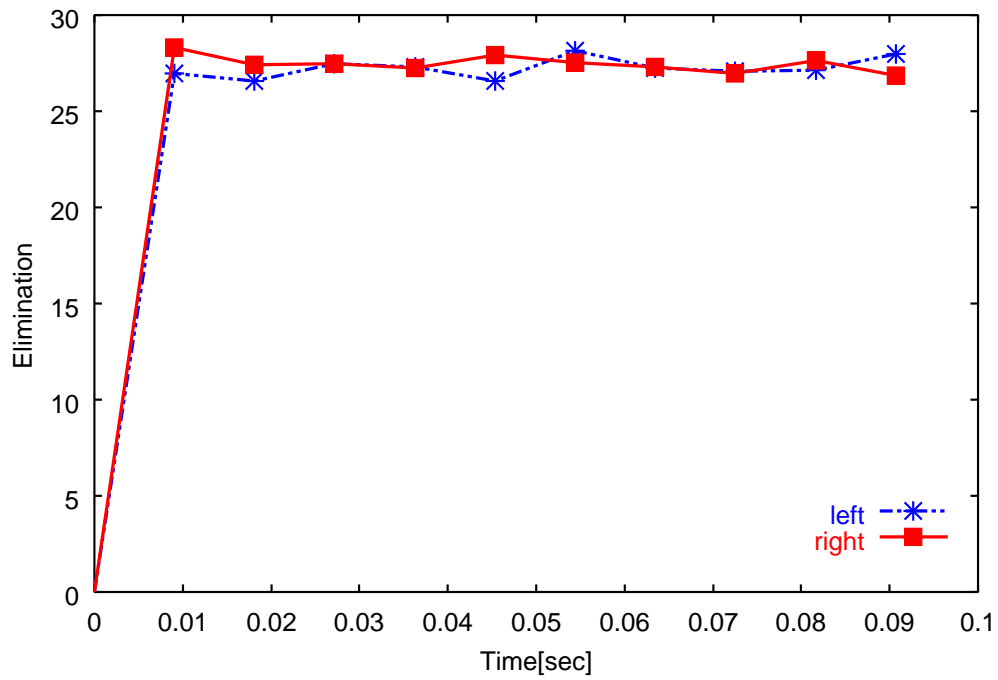


図 5.10 条件 1 : 評価量の収束特性 (誤差重み付き)

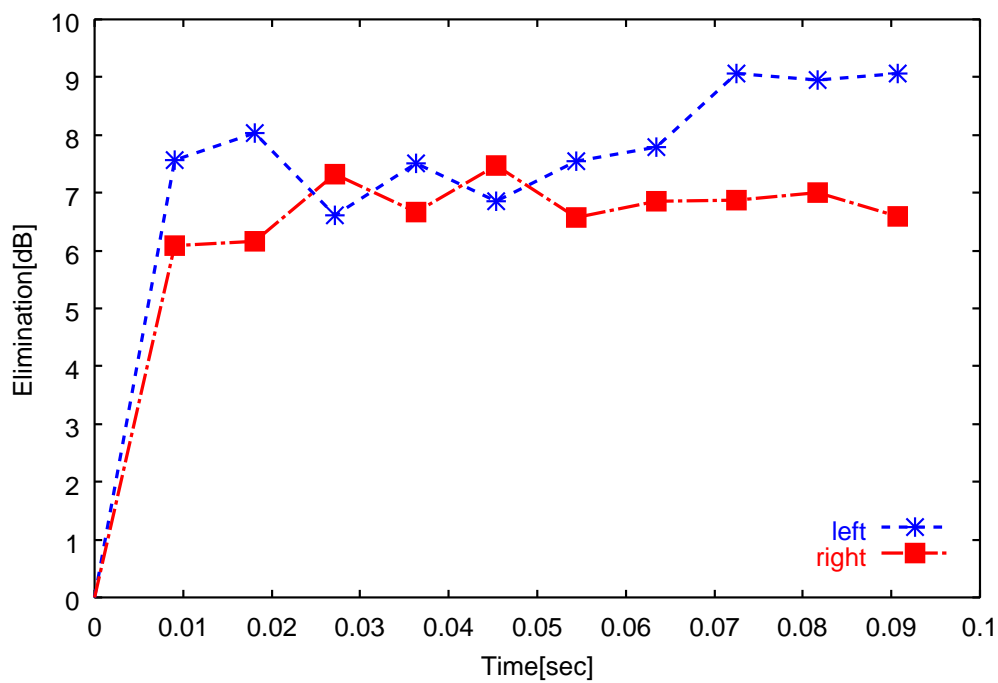


図 5.11 条件 1 : 評価量の収束特性 (誤差重み付けなし)

5.5 まとめ

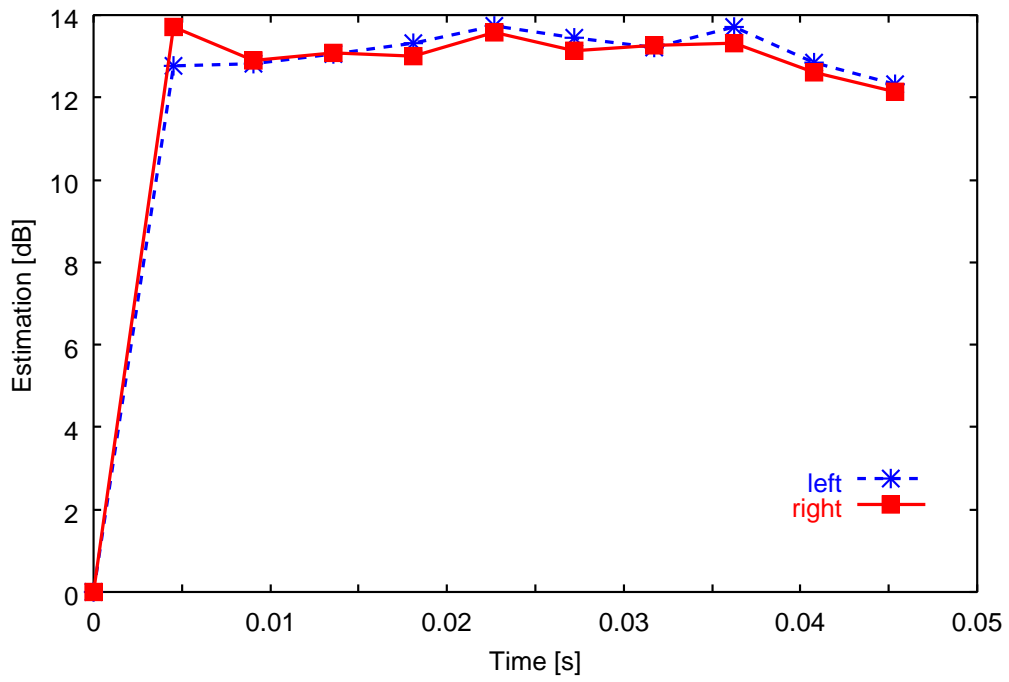


図 5.12 条件 2 : 評価量の収束特性 (誤差重み付き)

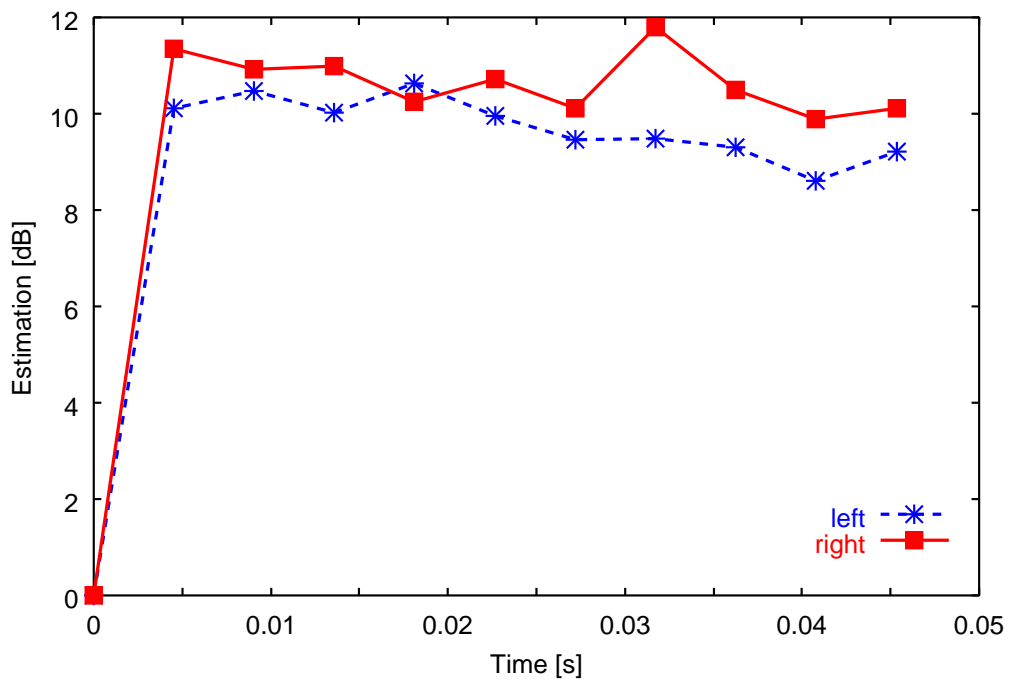


図 5.13 条件 1 : 評価量の収束特性 (誤差重み付けなし)

第 6 章

結論

6.1 本研究における評価

1つの補正フィルタにより2本の伝達経路の処理を行う多入力信号補正法を示し、計算機シミュレーションにより有効性を示した。また、音場再生のようなシステムは、人間が信号の再現性を評価することから人の聴覚特性に応じた処理法を提案した。そこで、パラメータ更新時に感度の良い周波数帯を重点的に制御するために重み付き誤差を利用した。計算機シミュレーションでは、聴覚特性に基づいた重み付けを行うことの有効性を確認した。

6.2 今後の課題

本論文では、多入力音場再生システムにおける信号補正法を提案した。さらに、重み付き誤差を用いたパラメータ更新法により性能を向上させた。

しかし、適応フィルタのパラメータ修正の大きさを制御するステップゲイン α や、補正フィルタの修正量を決定する修正率 r の最適な値の決定法については未検討である。

また、本論文の計算機シミュレーションでは、受聴者の移動に伴う伝達特性の変化に対応することを想定していないため、固定された場所での適応性は得られても、移動に伴う適応性が得られない。したがって、一定地点から受聴範囲を拡大することが不可能である。

このような理由から、室内伝達特性の変動に追従するパラメータ更新や、所望信号の性質や、再生空間の条件に適したステップゲイン α や修正率 r の決定法についてさらに検討する必要がある。

謝辞

高知工科大学 情報システム工学科 福本昌弘助教授には，本研究を行うにあたり，御指導，御助言を終始いただいたことに深く感謝をいたします．また，本論文の審議をしていただいた島村 和典教授，坂本 明雄教授，ならびに情報システム工学科教員の皆様に感謝致します．

そして，本論文を作成するための論文クラスファイルを作成して下さった橋本 学氏，故井上 富幸氏，中平 拓司氏にお礼を申し上げます．橋本 学氏には，研究生生活を送るうえで必要となる研究室のネットワーク整備を共に構築して頂きました．特に，橋本先輩によるバックアップの自動化は以後の活動において非常に有意義なものでありました．高知工科大学大学院 情報通信ネットワークコース 中平 拓司氏には，大学院生活において非常に有益な情報を頂いたことにも感謝を申し上げます．故井上 富幸氏には，TA 活動等においてもアドバイスを頂きありがとうございました．御冥福をお祈り致します．

また，セミナーを共に行った坂本研究室 登 伸一氏，友池 貴之には研究生生活を励まし合いながら今日までこられたことに感謝の意を表します．さらに，他勉強会において共に議論をした島村研究室 山岡 徹也氏，菊池研究室 舟橋 稔仁氏，清水研究室 福富 英次氏にも感謝します．

加えて，日頃から有益な情報提供や多面にわたる御助力をして頂いた妻鳥 貴彦助手に感謝致します．

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諸氏に感謝します．

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] 北脇信彦, デジタル音声・オーディオ技術, 電気通信協会, 1999.
- [3] 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.
- [4] 辻井重男, 鎌田一雄, デジタル信号処理, 昭晃堂, 1997.
- [5] 臼井支朗, 信号解析, オーム社, 1998.
- [6] 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.
- [7] 酒井英昭, 信号処理, オーム社, 1998.
- [8] 飯國洋二, 適応信号アルゴリズム, 培風館, 2000.
- [9] S. ハイキン (武部幹 訳), 適応フィルタ入門, 現代工学社, 1994.
- [10] 久保田一, 大石邦夫, C 言語によるデジタル信号処理入門, コロナ社, 1999.
- [11] 春日正男, 船田哲男, 林伸二, 武田一哉, 音声情報処理, コロナ社, 2001.
- [12] 秋山由佳, 福本昌弘, “多入力信号補正システムにおけるフィルタ構成法,” デジタル信号処理シンポジウム C1-6, 2001年11月.
- [13] 秋山由佳, 福本昌弘, “聴覚重み付けによる多入力信号補正システム,” デジタル信号処理シンポジウム A7-4, 2002年11月.
- [14] 野田淳彦, 南雲仁一, “システムの学習的同定法,” 計測と制御, vol.7, No.9, pp.597-605, Sep.1968.
- [15] JIS C 1502-1990, 普通騒音計, 日本工業規格, 1997
- [16] JIS C 1502-1988, 精密騒音計, 日本工業規格, 1997

付録 A

聴覚特性と A 特性周波数重み付け

人間の耳の感度は、4kHz 付近がもっとも感度がよく、それより低い音や高い音では感度が悪くなるという性質をもっている。したがって、物理的な音圧レベルではなく、人間の耳の感度の周波数特性で補正した値が利用される。同じ大きさに聞こえる音を曲線で結んだものを等ラウドネス曲線という。図 A.1 は、Robinson らによって測定された等ラウドネス曲線を表している。図 A.1 で示される等ラウドネス曲線は、人間がどのような音を感じるかを示している。A 特性周波数重み付けでは、周波数が 1kHz で音圧レベルが 40dB の等ラウドネス曲線の逆特性で周波数ごとの重み付けを行う。

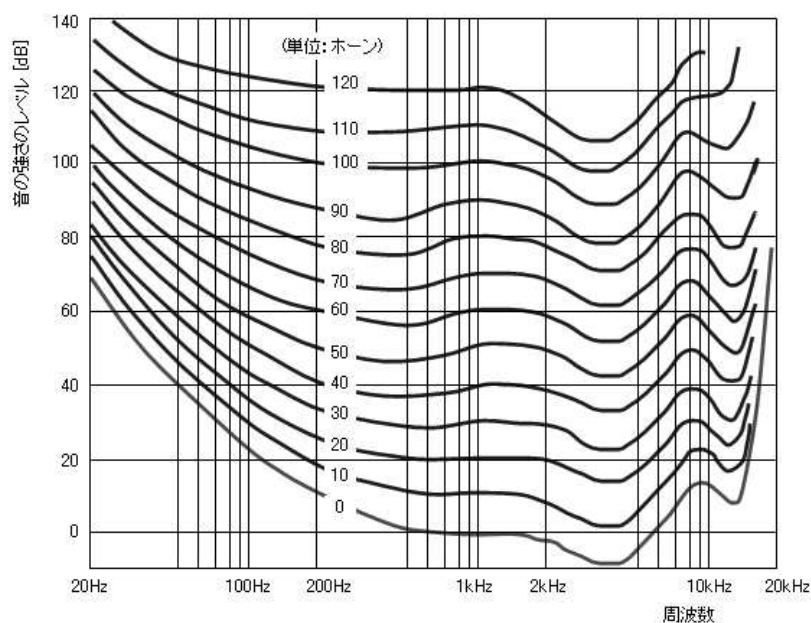


図 A.1 等ラウドネス曲線