

平成 15 年度
学士学位論文

高速通信に適した適応等化器

Adaptive Equalizer for High-Speed Communication

1040289 佐伯幸郎

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

高速通信に適した適応等化器

佐伯幸郎

昨今，有線・無線等の形態を問わず情報通信に対する伝送速度向上が大きく求められている．特に無線通信においては通信に利用される周波数帯は高くなる傾向にあり，その特性上経路による干渉や減衰等による信号の劣化が起こりやすくなり，伝達系の特性が所望信号に重畳し，本来送信しようとしていたデータとは異なったデータが観測されてしまう．特に高ビットレートで通信を行おうとすると符号間干渉により誤り率が増加し伝送速度を上げることが困難になる．本稿では誤り率を下げることによる通信速度向上を目的とした適応フィルタを高速通信に適した形で構成する

キーワード 適応フィルタ 符号間干渉 無線通信

Abstract

Adaptive Equalizer for High-Speed Communication

SAIKI Sachio

Now a day, Regardless of forms, such as cable and radio, the improvement in access speed for information communication is widely required. Especially the frequency band used for communication in radio communications tends to become higher, and in connection with this, degradation of the signal by the interference and attenuation happens easily. Consequently, different data from the data which it was originally going to transmit will be observed. In this paper, constitutes adaptative filter aiming at improvement in transmission speed by lowering rate of errors from the form of suitable for high-speed communication.

key words Adaptive filter Intersymbol interference Wireless communication

目次

第 1 章	序論	1
1.1	背景と目的	1
1.2	概要	2
第 2 章	適応信号処理	3
2.1	まえがき	3
2.2	パラメータ推定問題	3
2.3	適応アルゴリズム	3
2.3.1	計算機によるシミュレーション	5
2.4	まとめ	6
第 3 章	通信モデルにおける歪み補償	8
3.1	まえがき	8
3.2	通信モデル	8
3.3	ディジタル変復調	8
3.4	フェージングに対する歪み補償	10
3.4.1	ダイバシティ	10
3.4.2	アダプティブアレイアンテナ	10
3.5	適応等化	11
3.5.1	各方式の有効性	11
3.5.2	学習同定法を用いた適応等化器	12
3.6	計算機シミュレーション	12
3.6.1	シミュレーション条件	12
3.6.2	シミュレーション結果	13

目次

3.7	まとめ	13
第 4 章	実時間で行う歪み補償	17
4.1	まえがき	17
4.2	実時間へのシステム適用	17
4.2.1	適応等化器の演算量と演算時間	17
4.2.2	実時間実行に適した適応アルゴリズムへの改善	18
4.3	計算機シミュレーション	18
4.3.1	シミュレーション条件	18
4.3.2	シミュレーション結果	19
4.3.3	計算機シミュレーションのまとめ	19
4.4	入力信号によるパラメータ推定精度の変化	20
4.4.1	パラメータ推定精度の評価	20
4.4.2	入力信号の周波数成分	22
4.5	まとめ	23
第 5 章	実時間実行で行う適応等化に適した信号	27
5.1	まえがき	27
5.2	信号の広帯域化	27
5.3	計算機シミュレーション	28
5.3.1	シミュレーション条件	28
5.3.2	シミュレート結果	28
5.4	まとめ	28
第 6 章	結論	31
6.1	まとめと今後の課題	31
	謝辞	32

目次

参考文献	33
付録 A ローパスフィルタ	34
A.1 コサインロールオフフィルタ	34
A.2 ルートコサインロールオフフィルタ	36
付録 B 白色雑音	38
B.1 加法性雑音	38
B.1.1 一様乱数	38
B.1.2 正規乱数	38

目次

2.1	入力信号	5
2.2	未知系インパルス応答	6
2.3	正規化ノルム2乗誤差	7
3.1	システム構成図	9
3.2	システム構成図	13
3.3	ステップゲインと遅延器数による誤り率の比較	14
3.4	QPSK 変調信号	14
3.5	伝送路インパルス応答	15
3.6	伝送路振幅特性	15
3.7	適応フィルタによる誤り率の軽減	16
4.1	従来のアルゴリズム	19
4.2	改良したアルゴリズム	20
4.3	伝送路による誤り率	21
4.4	従来法の正規化ノルム二乗誤差	22
4.5	改良型の正規化ノルム二乗誤差	23
4.6	ステップゲインが小さい正規化ノルム二乗誤差	24
4.7	白色雑音の振幅特性	24
4.8	白色雑音での正規化ノルム二乗誤差	25
4.9	QPSK 変調受信波の振幅特性	25
4.10	入力信号と推定パラメータの振幅特性 1	26
4.11	入力信号と推定パラメータの振幅成分 2	26
5.1	従来法のアルゴリズムでのノルム二乗誤差	29

図目次

5.2	改良法のアルゴリズムでのノルム二乗誤差	29
5.3	伝送路に雑音がない状態での改良法のアルゴリズムでのノルム二乗誤差 . . .	30
A.1	コサインロールオフフィルタのインパルス応答	35
A.2	送信側と受信側にフィルタ特性 $H_a(\omega)$ を均等に配分したときの伝送モデル .	37

表目次

2.1 代表的な適応アルゴリズムの特徴比較	4
A.1 送信側と受信側に配置されるローパスフィルタの役割	34

第 1 章

序論

1.1 背景と目的

現在，通信インフラのある程度の整備が進み，情報通信に対する要求が，届けば良いからなるべく質の良い (情報量が多い) データをなるべく早く送りたいへと変わって来ている．また，情報量のみならず信頼性における情報の伝送を行いたいという要求もある．このような場面において信号処理の 1 つであるディジタル信号処理は非常に有用である．半導体技術の向上により，ディジタル信号処理技術の実装は急速な勢いで進み，多くの分野で実用的に利用されており，必要不可欠な技術となっている．

昨今の流れの中で無線通信では利用される周波数帯は高くなる傾向にあり，その特性上経路による干渉や減衰等による信号の劣化が起りやすくなり，伝達系の特性が所望信号に重畳し，本来送信しようとしていたデータとは異なったデータが観測されてしまう．特に高ビットレートで通信を行おうとすると符号間干渉により誤り率が増加し伝送速度を上げることが困難となる．こうした事態を回避するために現在，様々な信号処理を用いた研究が行われており，そのアプローチの一つとして適応信号処理がある．以前は適応信号処理はその計算量の多さから実用化には遠いと言われていたが，昨今の DSP の進化に伴い，実用化を前提とした研究が多く行われるようになった．本稿ではこの適応信号処理を用い，高速な無線通信を行う際に歪み補償を行うことで符号間干渉の軽減を目的とした適応等化器を実時間での実行を考慮した形での提案を行う．

1.2 概要

1.2 概要

本稿の概要について述べる.

第2章では, 本研究の為に用いるデジタル信号処理の基礎技術である, 適応信号処理について述べる. 適応信号処理では, 主に用いられる LMS, 学習同定法についての説明を行い, 本研究で用いるアルゴリズムの選定を行う.

第3章では, デジタル無線通信システムとして一般的なモデルを用い, 適応信号処理を用いた結果を示し適応信号処理の有効性を述べる.

第4章では, 第3章で示したシステムを実時間で処理する場合の問題点とその解決手法を示す.

第5章では, 実時間実行の適応等化に適していると思われる信号を用いて実際にシミュレーションを行い, 有効性の検討を行う.

最後に, 第6章では, 本研究の評価をし, 今後の課題を吟味する.

第 2 章

適応信号処理

2.1 まえがき

本章では，適応信号処理における基礎的概念であるパラメータ推定問題について述べその適応アルゴリズムについて述べる．また本研究で用いる適応アルゴリズムについて計算機シミュレーションを行った上で選定をする．

2.2 パラメータ推定問題

入出力データからその未知システムの構造とパラメータを推定することをシステム同定と呼び，適応信号処理はその大半がパラメータ（インパルス応答）推定問題として取り扱われる．

2.3 適応アルゴリズム

パラメータ推定問題は，入力信号，出力信号，所望信号を用いてフィルタを構成することにより最適解を得ようとする．入力信号の情報が完全に既知でない場合には，信号処理の過程で信号処理システムをある基準のもとで最適となるように逐次修正する機能を持ったシステムが必要となる．信号処理過程で必要に応じてシステムの変性を変化させる機能を持った信号処理を，適応信号処理と呼び解を得るための方法を適応アルゴリズムと呼ぶ．ここでは代表的な適応アルゴリズムについて述べる．

まず，1960 年，Widrow と Hoff が適応スイッチング回路の研究において，Widrow-Hoff の

2.3 適応アルゴリズム

表 2.1 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の劣化	$2N$
学習同定法	・ 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	・ 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	$2N^2$

LMS アルゴリズムと呼ばれる適応アルゴリズムを開発した。このアルゴリズムは、広い意味で、2乗平均誤差を最急降下法に基づいて最小にする一方式で、演算量が少ないという利点から現在でも代表的な適応アルゴリズムとしての地位を占めている。また、1967年には、野田と南雲が学習同定法を発表した。学習同定法は、先に述べた LMS アルゴリズムに比べやや複雑だが、高速な収束特性を有しており、実用的にも優れた適応アルゴリズムといえることができる。これらのアルゴリズムは、与えられた信号の統計的性質が未知の場合でも、この信号の統計量をもとに生成される Wiener-Hoff の方程式を解くことのできる繰り返し算法とみることができる。また、推定すべきパラメータの変化にある程度追従できる特徴がある。しかし、これらのアルゴリズムは入力信号が有色の場合、収束速度が著しく劣化するという欠点もある。一方 1960 年、Kalman により離散時間カルマンフィルタが提案された。カルマンフィルタにおいて、状態変数を推定すべき未知パラメータとし、このパラメータが時間的に変動しないと仮定すると、このカルマンフィルタはよく知られた逐次最小 2 乗 (RLS) アルゴリズムと一致する。RLS アルゴリズムは、推定すべきパラメータの個数を N とすると、1 サンプルあたり N^2 に比例する回数の乗算を必要とし、そのハードウェア化はかなり困難といえるが、先に述べた仮定が成立している場合、非常に良好な収束特性を示す。

これらの代表的な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

2.3 適応アルゴリズム

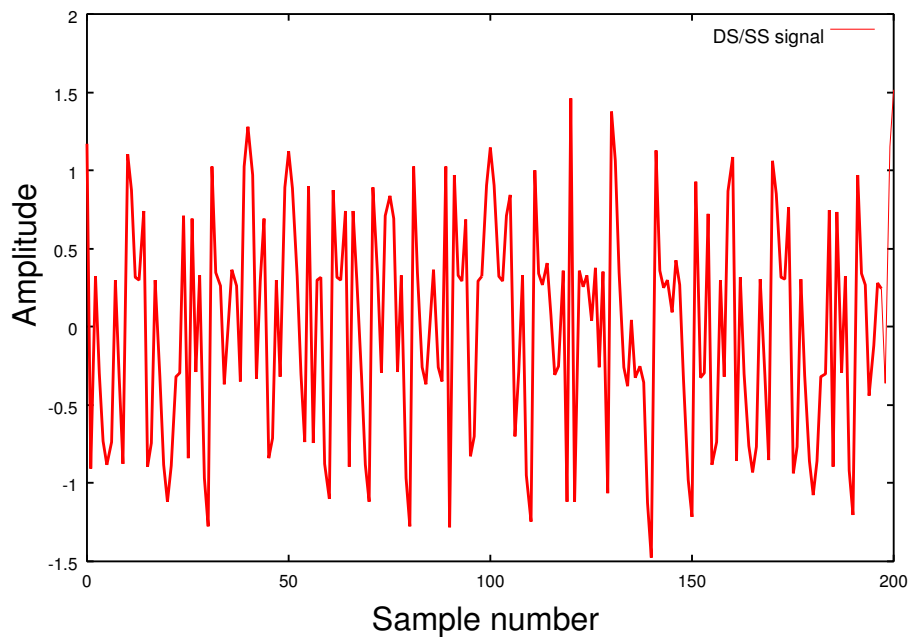


図 2.1 入力信号

Fig.2.1 Input signal.

すると表 2.1 のようになる。本研究では、時変システムを前提とした適応信号処理を行う。したがって、パラメータが変動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。これらの理由から、演算量が非常に多い RLS は本システムには不向きと判断し、LMS と学習同定法に的をしぼり、本研究に用いる適応アルゴリズムを検討する。

2.3.1 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：DS 方式スペクトル拡散信号 (図 2.1)
- 未知系インパルス：応答長 1000 (図 2.2)
- 評価：正規化 2 乗ノルム誤差 (図 2.3)

2.4 まとめ

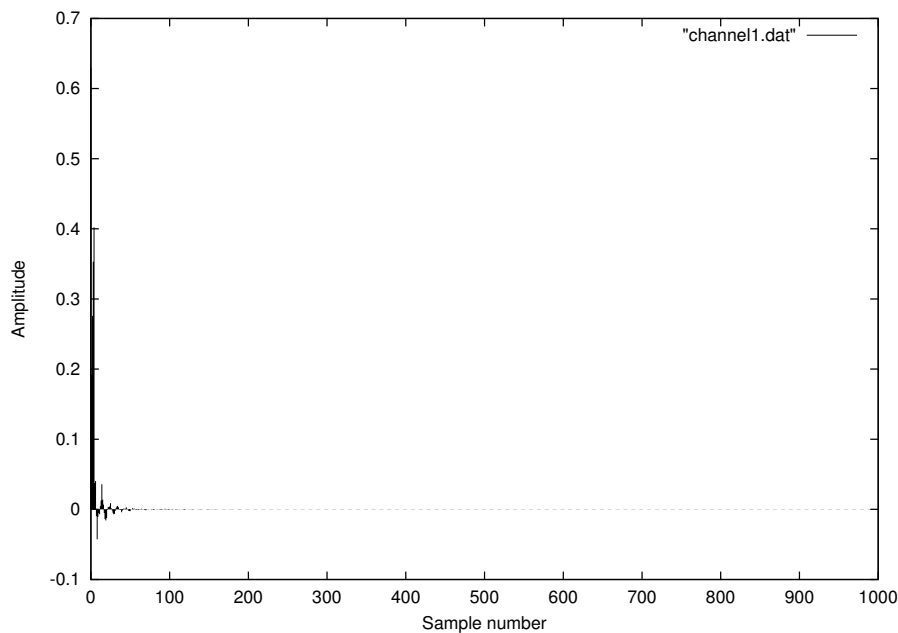


図 2.2 未知系インパルス応答

Fig.2.2 Impulse response of communication channel.

この結果，どちらのアルゴリズムを利用した場合でも，推定パラメータが未知系パラメータに近づく様子が図 2.3 により観測される．このとき，図 2.3 から，学習同定法も LMS アルゴリズムも同程度の収束特性を得られることが分かったが，LMS アルゴリズムではステップゲインの決定により大きく推定精度が変化し，入力信号の統計的性質が不明である場合には実用性に乏しいことが分かる．

2.4 まとめ

本章では，適応アルゴリズムについて述べた．また，本研究で利用するための適応アルゴリズム決定の為に，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．この結果，学習同定法を用いたほうがより汎用性の高いシステムを構築できることがわかった．これらの結論から本研究での適応信号処理のアルゴリズムとしては学習同定法を利用することにする．

2.4 まとめ

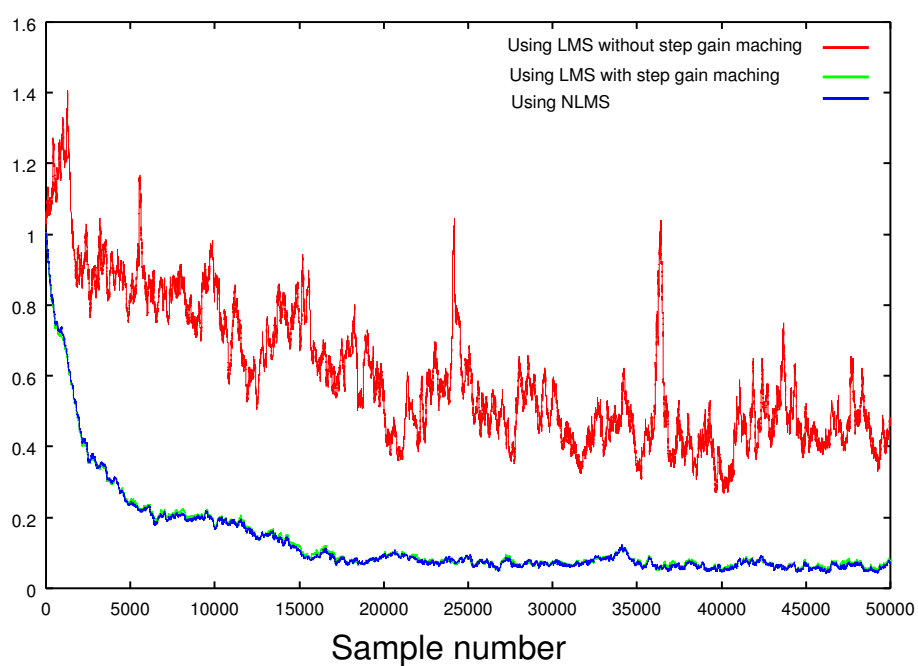


図 2.3 正規化ノルム 2 乗誤差

Fig.2.3 Normalized norm squared error.

第 3 章

通信モデルにおける歪み補償

3.1 まえがき

無線環境における伝送品質はシステムを構成する多数のパラメータの設定に依存して大きく変動するため，それらのパラメータ間の依存性の考慮無しでは，伝送状態を正確にシミュレートはできない．無線伝送システムを詳細に評価するためには，すべてのパラメータを考慮にいれる必要があるが，伝送品質の大筋を決定づけるパラメータのみに限定すれば，伝送状態を作り出す方法を容易にモデル化を行えシミュレートすることが可能になる．本章では，本研究に用いる通信モデルについて述べ，適応信号処理を用いた場合の結果を示し，その有効性を提示する．

3.2 通信モデル

情報通信を考える場合にまず押えておかなければならないものにシャノンの伝送路モデルが有る．本研究でも，このシャノンの伝送路モデルを基準としたシステムを元に，図 3.1 に示す適応信号処理のプロセスを加えたものを利用する．

3.3 デジタル変復調

デジタル無線通信では，高周波の搬送波によって，情報源としてのベースバンド信号を搬送波周波数帯の信号に変換する必要がある．デジタルデータを情報源としたデジタル変調について以下に説明する．

3.3 デジタル変復調

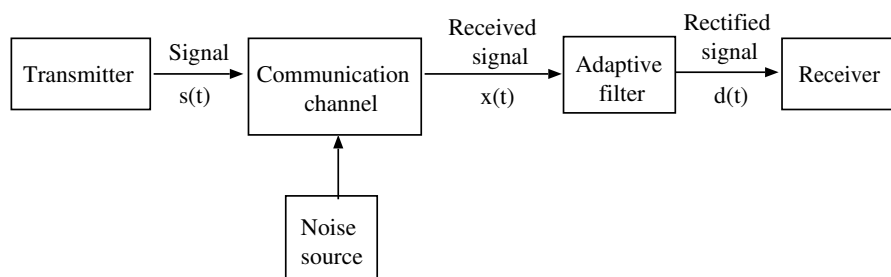


図 3.1 システム構成図

Fig.3.1 System configuration.

まず，変調方式に合わせ，情報源のビットデータをベースバンド信号とする必要がある．このとき，ビットデータをインパルス信号に変換を行うことでベースバンド信号を得る．このベースバンド信号はこのままでは無限の周波数帯域を持つ事になり，伝送路を通じて送る事は不可能である．このため，伝送帯域外の不要な電波の放射防止を目的とし，ローパスフィルタを用いた波形整形を行う．この波形整形に用いられるローパスフィルタは受信時にも同一の物を用い最適伝送系を構築する目的もあり，符号間干渉による波形ひずみを押える役割が求められ，ナイキスト第一基準を満足する特性が要求される．この要求を満たすフィルタとしてコサインロールオフフィルタの特性がよく用いられ，受信時との最適伝送系を実現するためにルートコサインロールオフフィルタを用いる．このフィルタの周波数応答は

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3.1)$$

で表すことができる．なお，コサインロールオフフィルタについては付録として詳細を付けておく．

波形整形後， $\cos 2\pi f_c t$ の搬送波を乗積し，送信する変調波が作成される．受信時の復調作業は，バンドパスフィルタを通過させ，受信波をベースバンド信号に変換する．具体的には，受信波に対して搬送波と同一の周波数と位相をもつ基準搬送波を乗積し，その信号をローパスフィルタを通過させベースバンド信号を抽出する．その後信号のサンプル値をホールドリ 0，1 の極性判定を行う．

3.4 フェージングに対する歪み補償

3.4 フェージングに対する歪み補償

無線通信の伝送路上ではマルチパスによりフラットフェージングや周波数選択性フェージングが発生する。これらの対策に現在考案されている主なフェージング対策について述べる。

3.4.1 ダイバシティ

ダイバシティは受信側において、さまざまな異なる条件で同一の信号を受信し、条件のよい方を選択する方式の総称である。一般的に広く用いられている方法は受信アンテナを複数本離れた場所に設置し、両方のアンテナに受信された信号の強度の大きい方を選ぶ空間ダイバシティを用いる。

ダイバシティには他にも周波数ダイバシティ・時間ダイバシティ・偏波ダイバシティなどがある。またダイバシティ法では、複数の系統の受信信号をどのように切り換えるかによってもいくつかの区分がある。最も単純な方法としては単に受信機入力端で条件のよい方に切り替える切り換えダイバシティがある。切り換えダイバシティでは受信系統の切り替え時に雑音が乗るので、信号の復調後に切り換えを行う検波後切り換えダイバシティや、複数の系統を切り換えずに適量だけ加え合わせる最大比合成ダイバシティ等が提案されている。

3.4.2 アダプティブアレイアンテナ

先に示した最大比合成ダイバシティの考え方を拡張したものがアダプティブアレイアンテナである。アダプティブアレイは一種の可変指向性アンテナで、任意の方向に指向性を持たない点を作ることができる。フェージングはもともとマルチパス現象が観測されるために起こるので、この指向性アンテナで不要な反射波(遅延波)を除去してしまえばマルチパスそのものがなくなり、フェージングが発生しない。

移動体通信では、機械的に指向性アンテナを振り回せないで、電氣的に指向性が変化できるアダプティブアレイアンテナが有効になる。ただし、これが実際に効果を発揮するためには大きなアンテナスペースが必要になるので、比較的限られた用途にしか利用しえない。

3.5 適応等化

3.5 適応等化

ダイバシティやアダプティブアレイではいずれもアンテナを複数本必要として、受信機が大がかりなものになってしまい、大きさや形状が制限されている受信機では実装がむずかしい。適応等化はアンテナを1本だけ用いてフェージングに対応できる方法である。

伝送路を経て来た信号に対し、その逆特性を算出することで伝送路の影響を打ち消そうとするほうほうが適応等化である。伝送路が時間的に変化する場合、等化器のパラメータは一定であってはならず、絶えずチューニングを行う必要があるが、適応等化は時間の変動に伴い、パラメータの変化に追従できるという特徴がある。

等化器を分類すると、まず

- 固定等化器 (fixed equalizer) : 係数を固定
- 可変等化器 (adjustable equalizer) : 係数の調整が可能

に大別され、さらに可変等化器として

- 自動等化器
- 適応等化器
- ブラインド等化器

等に分類される。実際に利用される自動等化器、適応等化器は、一般に非再帰形等化器で、勾配法の原理に基づいたアルゴリズムによって係数の調整を行なう場合が多い。

3.5.1 各方式の有効性

ダイバシティ・アダプティブアレイ・適応等化それぞれのフェージング対策は、そのいずれを用いても等しい効果が得られるわけではない。フェージングの性質やその深さなどによっても変わる。しかしながら、ダイバシティ・アダプティブアレイでは複数本のアンテナが必要があり、特に、アダプティブアレイは大規模な設備でもちいる場合でも無い限り、実現性が乏しいという問題がある。また、ダイバシティ方式はどのアンテナ入力にも波形歪み

3.6 計算機シミュレーション

が起こり、どれを選んでも歪んでいることにかわりが無いために、高速な無線通信で問題となる周波数選択性フェージングに対して効果が薄い。そこで、本研究ではデジタル信号処理だけでも適応等化を用いて歪み補償を行う。

3.5.2 学習同定法を用いた適応等化器

適応等化器は、まず合成信号を等化器に通してその出力から判定して得る入力信号の推定を正しいものとして適応等化を続ける。しかし、通信路に大きな干渉が起こって連続的に判定が誤ると適応等化は簡単に発散状態に陥るが適応等化アルゴリズムにより最適解へと自動的にチューニングを行い干渉を押える。

3.6 計算機シミュレーション

ここでは通信モデルにおける適応信号処理の有効性を検証するために、計算機シミュレーションを行う。

3.6.1 シミュレーション条件

所望信号として、図 3.4 に示される搬送波周波数 1GHz、標本化周波数 10GHz の QPSK 変調波を与える。QPSK 変調信号は同相成分と直行成分は完全に分離できるものとし、各々をシミュレートするものとした。結果、BPSK によるシミュレートとしても同じ結果を得る事ができる。また、通信システムの詳細は図 3.2 で示すものとした。

適応フィルタのインパルス応答長を 128、修正率を示すステップゲインを 1.0、伝送路における送信機から受信機への伝達特性のインパルス応答長を 1000 とし、図 3.5 で示される特性を用いた。この適応フィルタのインパルス応答長とステップゲインの決定には図 3.3 で示された予備シミュレートを用い、遅延器数の打ち切りは増加に比べ修正率があまり上昇しない境界である 128 を選んだ。

伝送路の周波数特性を、図 3.6 に示す。ただし、ここでは伝送路の特性は時間による変化

3.7 まとめ

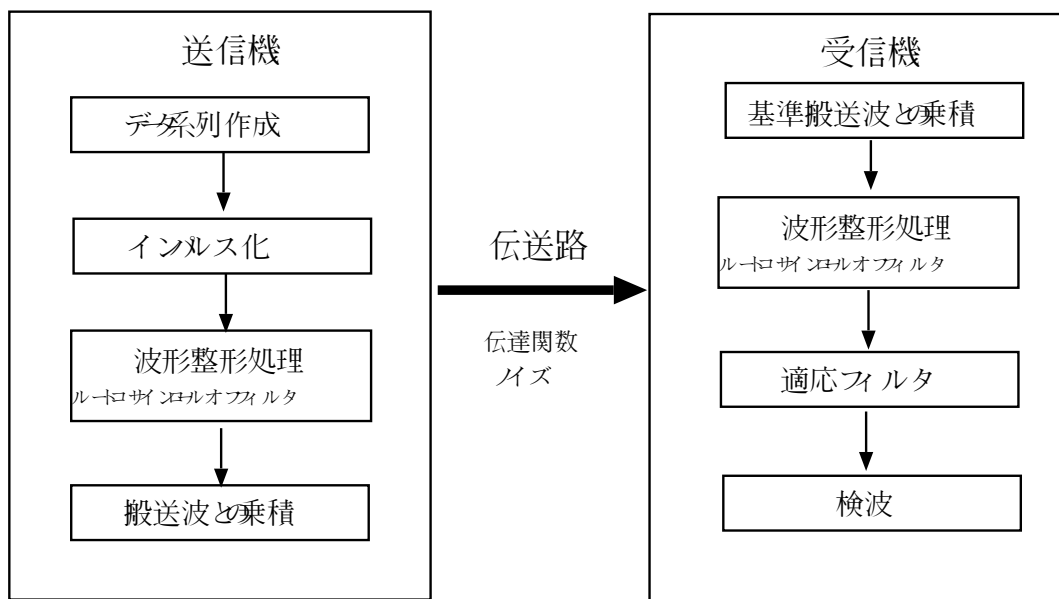


図 3.2 システム構成図

Fig.3.2 System model.

を受けないものとした。

3.6.2 シミュレーション結果

図 3.5 の伝送路上で、 S/N を $-100db$ ～ $+100db$ までの間で変化させ、適応信号処理を用いた場合と用いない場合とでの誤り率を図 3.7 に示す。また、同時に伝送路による歪みが一切起きない状態での誤り率を示し、伝送路による符号間干渉の程度を示す。

3.7 まとめ

本シミュレーションにより、無線通信モデルにおける適応信号処理の有効性が示された。特に S/N が悪く、そのままでは誤り率が悪い状態での修正が有効であることが分かる。しかしながら、これは適応等化においてはトレーニング期間のシミュレートに相当するため、適応等化を続ける場合のシミュレート値では無いので、実際の適応等化器のシミュレートにはならない点に注意が必要である。

3.7 まとめ

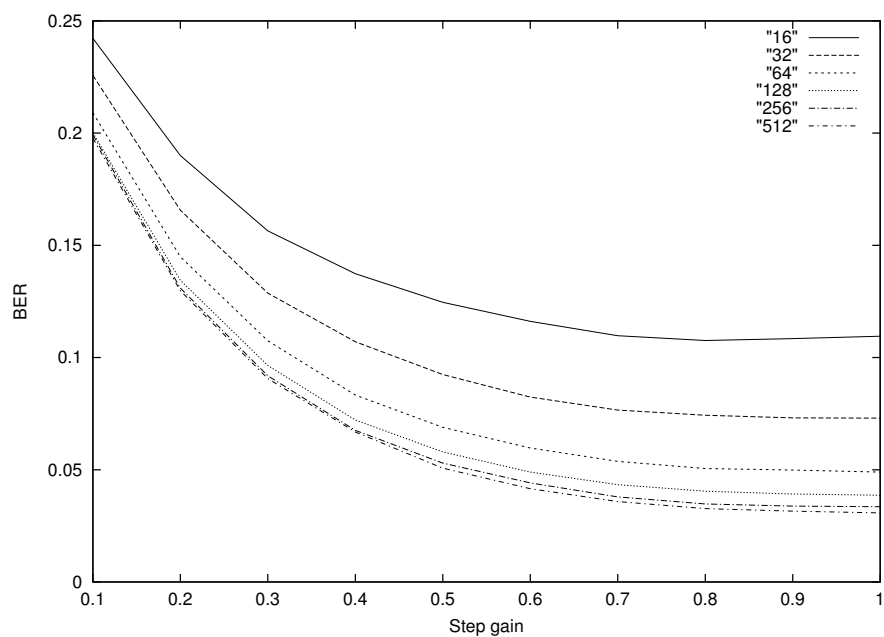


図 3.3 ステップゲインと遅延器数による誤り率の比較

Fig.3.3 Comparison of the rate of an error by the step gain and the number of tap.

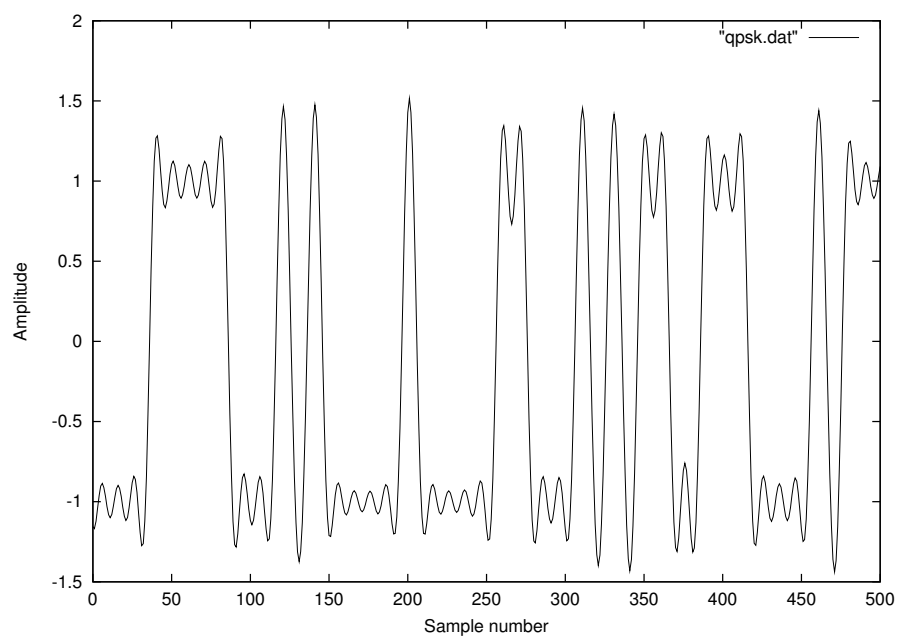


図 3.4 QPSK 変調信号

Fig.3.4 QPSK modulated signal.

3.7 まとめ

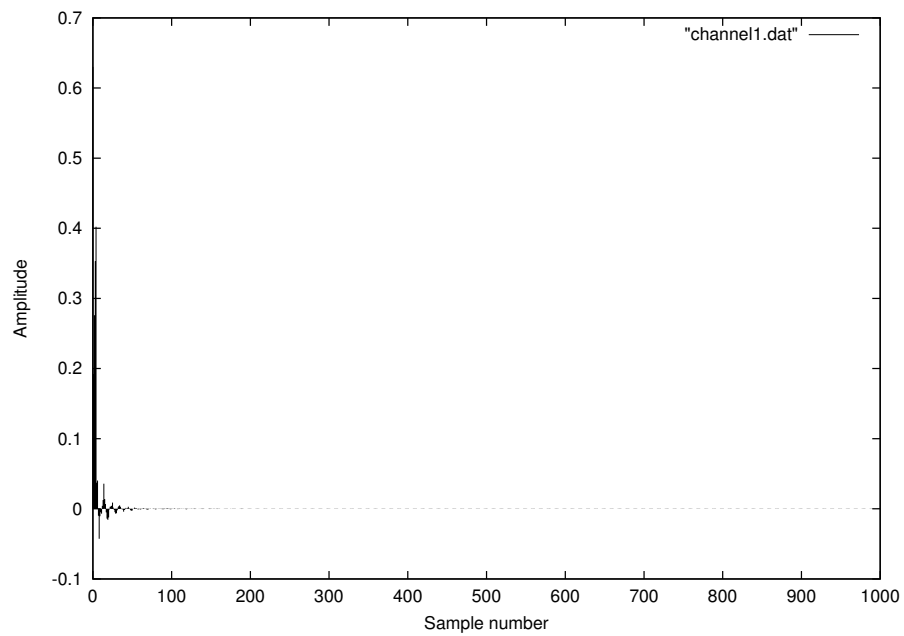


図 3.5 伝送路インパルス応答

Fig.3.5 Impulse response of communication channel.

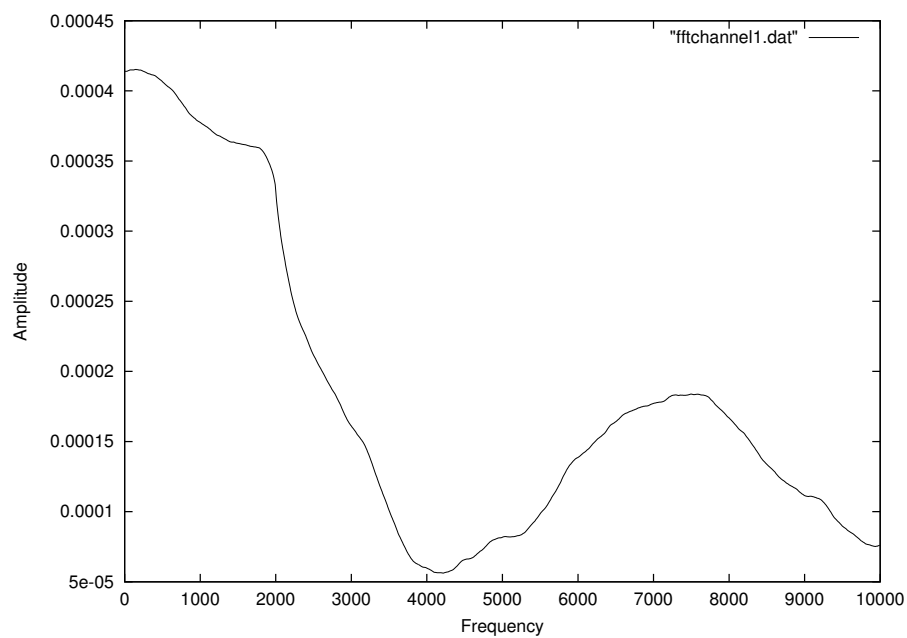


図 3.6 伝送路振幅特性

Fig.3.6 Amplitude response of communication channel.

3.7 まとめ

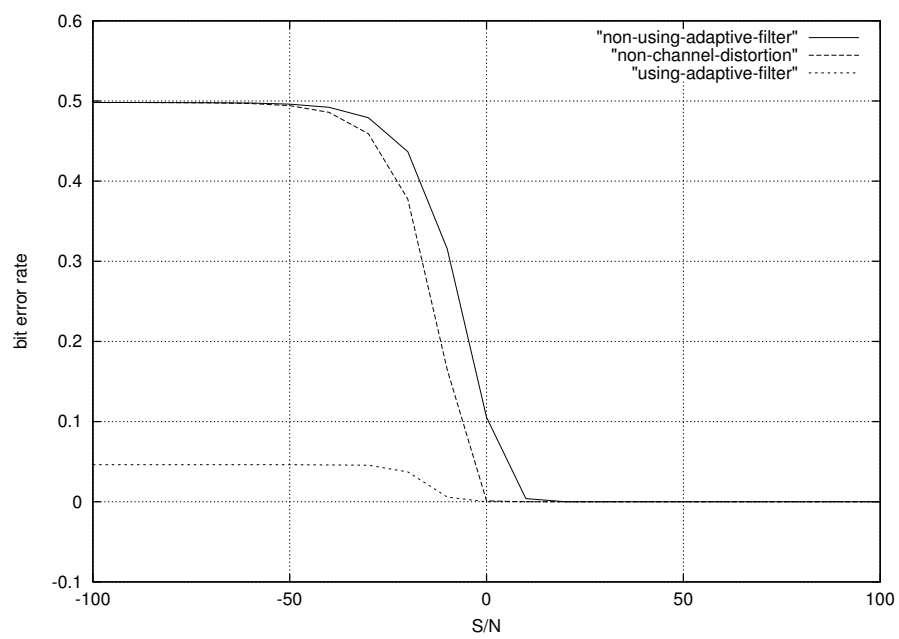


図 3.7 適応フィルタによる誤り率の軽減

Fig.3.7 Mitigation of bit error rate on adaptive filter.

第 4 章

実時間で行う歪み補償

4.1 まえがき

前章で，適応信号処理をディジタル無線通信に用いることの有効性を述べた．しかしながら実際の通信において適応信号処理を行うにはいくつかの問題がある．本章では適応等化器を実時間で実行する場合に問題となる，演算量に対する考察を行い，それに付随するいくつかの問題点とその解決手法の模索を行う．

4.2 実時間へのシステム適用

適応アルゴリズムを実時間で用いる場合に一番の問題となるのは，その演算量の多さからくる演算時間によるリアルタイム性が確保できないことである．この問題を解決するために以下に問題点の詳細と解決手法を示す．

4.2.1 適応等化器の演算量と演算時間

適応等化器の演算量として，本研究で用いる学習同定法を用いたアルゴリズムの場合を示す．

学習同定法の演算量は表 2.1 で示した通り 1 サンプルの入力に対し適応等化器のインパルス応答長 N であれば $3N$ が必要である．しかし，並列処理を用い全ての遅延器からの信号を同時に加算可能である状態であれば 5 個の演算となる．

これを 3 章で用いた信号に対して DSP を用いて信号処理をしようとする，1 サンプル

4.3 計算機シミュレーション

に対して 5 クロック必要なのであるから $5/(\text{DSP の駆動周波数})$ の時間がかかることになる。これは 1GHz 駆動している DSP を用いて処理を行った場合でも 0.005μ 秒の時間がかかり、搬送波 1GHz の電磁波では最高でも 5 波形 (5bit のデータ) 毎にしかフィルタ係数の更新を行えないことがわかる。

4.2.2 実時間実行に適した適応アルゴリズムへの改善

実時間実行を行えるようにするためには、個々の演算量を減らして全体の演算量を減らす、または被演算信号を減らし全体の演算時間を減らす必要がある。このうち前者の方法は現在の学習同定法アルゴリズムでは、解を求めるための演算の減少を行う方法は無く、無理である。したがって後者である被演算信号を減少させる手法をとる。適応等化器でこの手法を用いる場合、フィルタ係数の更新を毎回行わないことになるが、更新のタイミングは少なくとも伝送路の時間的変化よりも短い間隔でなければならない。これはフィルタ係数の更新を行っていない間に伝送路が大きく変化すると次回の更新までの間、誤った修正を行った信号を受信し続けてしまうからである。図 4.1, 図 4.2 に従来のアルゴリズムと改善したアルゴリズムのブロック図を示す。

4.3 計算機シミュレーション

実時間適応型のアルゴリズムを用いて 3 章との同条件での計算機上でのシミュレーションを行う。

4.3.1 シミュレーション条件

詳細条件は 3 章計算機シミュレーションセクションに準ずる。又、フィルタ係数更新タイミングは 100 サンプル (10bit のデータ) 毎とした。

4.3 計算機シミュレーション

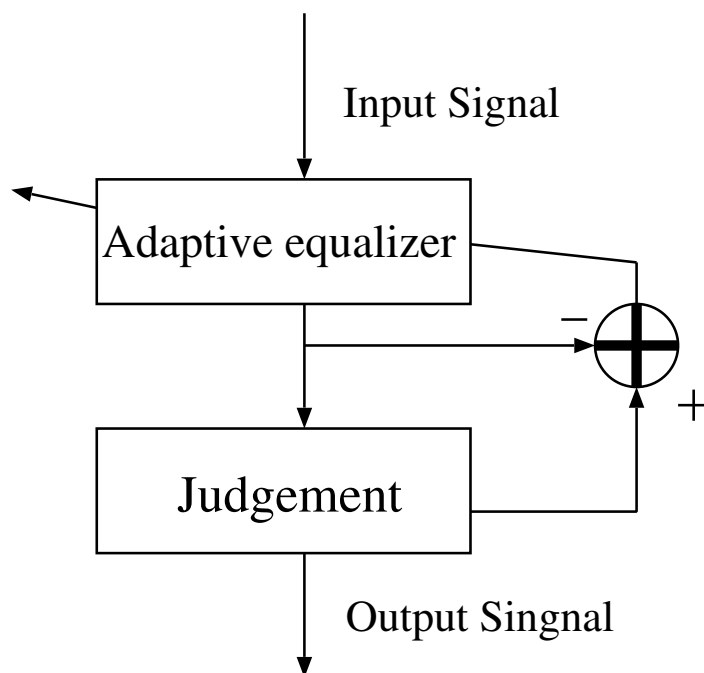


図 4.1 従来のアルゴリズム

Fig.4.1 Traditional algorithm.

4.3.2 シミュレーション結果

3 章と同様の評価を行い，その結果を図 4.3 に比較用としての 3 章でシミュレートしたフィルタ係数を毎回更新している場合と，適応フィルタを用いない場合と一緒に示す．

4.3.3 計算機シミュレーションのまとめ

本シミュレーションにより，フィルタ係数の更新を毎回行っていない状態では，適応フィルタによる歪み補償は正常に行われないことがわかった．これは，時不変である現在の伝送路においては本来期待し得る結果とまったくと言って良い程違うことがわかる．又， S/N によっては適応フィルタを用いない方が誤り率が良い場合もある．

4.4 入力信号によるパラメータ推定精度の変化

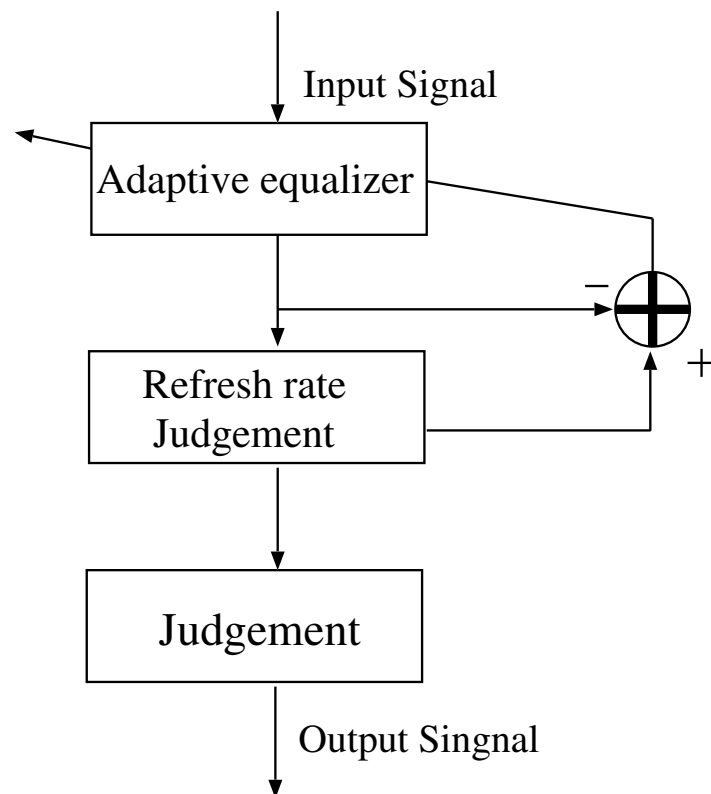


図 4.2 改良したアルゴリズム

Fig.4.2 Improvement algorithm.

4.4 入力信号によるパラメータ推定精度の変化

前セクションで適応信号処理が実時間実行に合わせたアルゴリズムになった場合，正常に機能しないことがわかった．本セクションではこの原因を究明し，かつどのような場合に適応信号処理が有効になるかの考察を行う．

4.4.1 パラメータ推定精度の評価

図 4.9 の信号を用い, S/N が $-10db$ の場合の適応フィルタのパラメータ推定を正規化ノルム二乗誤差にて評価を行う．これは伝送路の逆特性を適応フィルタのフィルタ次数 N で表現した際のインパルス応答 $r(n)$ と適応フィルタが推定をしたパラメータ $a(n)$ とのそれぞれ

4.4 入力信号によるパラメータ推定精度の変化

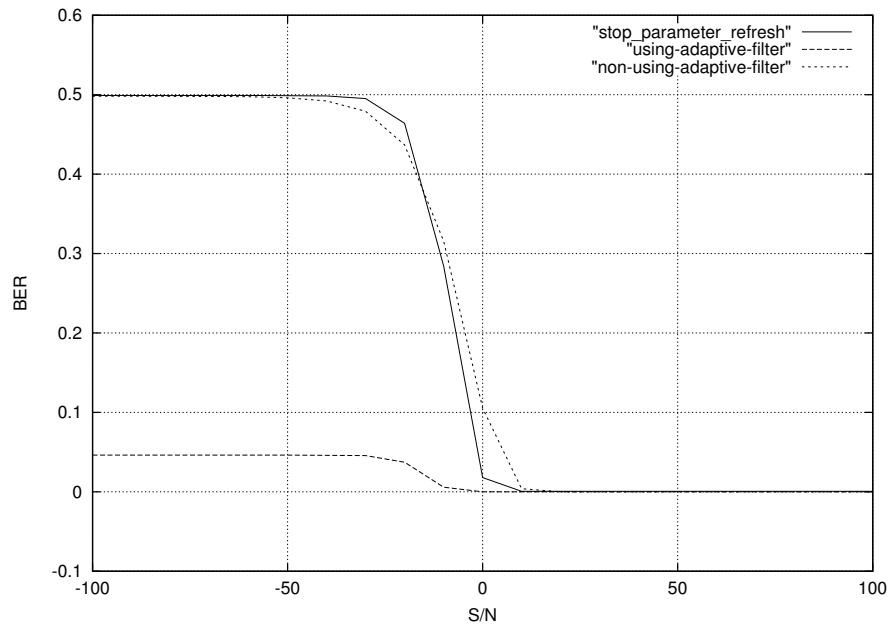


図 4.3 伝送路による誤り率

Fig.4.3 BER on communication channel.

の誤差をとり二乗平均誤差をとったものであり，式 4.1 で表される．

$$e = \frac{\sum_{n=1}^N (r_{(n)} - a_{(n)})}{\sum_{n=1}^N r_{(n)}} \quad (4.1)$$

パラメータ更新を毎回行う場合の正規化ノルム二乗誤差を図 4.4 に，改良型アルゴリズムを用いた場合の正規化ノルム二乗誤差を図 4.5 に示す．

これらの結果から適応フィルタはどちらのアルゴリズムの場合であっても誤差を最小にするよう推定 ($e = 0$ に近付いていく推定) を行っていないことがわかる．また，毎回更新している場合の方が二乗誤差が大きくでているように見えるが，これはステップゲインを大きくとり一度の修正量を大きくしているためであり問題の本質とは関係がない．実際に同じ信号に対しステップゲインを極めて小さくとした場合が図 4.6 である．信号による推定精度の違いを確認するために，入力信号として図 4.7 に示される周波数特性をもった白色雑音を用いた場合での同様のシミュレートを行った．その結果を図 4.8 に示す．

4.4 入力信号によるパラメータ推定精度の変化

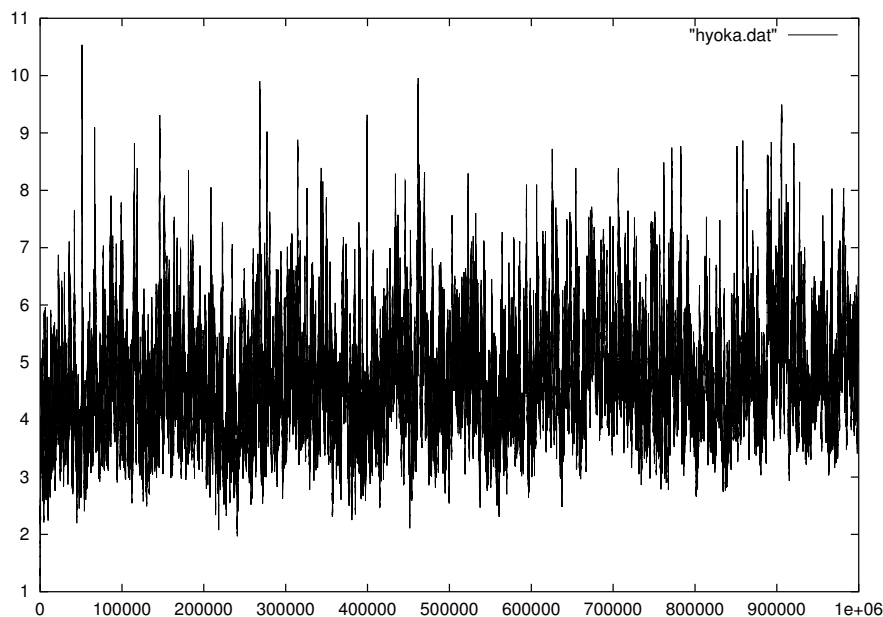


図 4.4 従来法の正規化ノルム二乗誤差

Fig.4.4 Normalized norm squared error on traditional algorithm.

入力信号として白色雑音を用いた場合では正常にパラメータ推定が行われていることが確認できる。

4.4.2 入力信号の周波数成分

適応フィルタでは入力される信号の成分により収束特性が大きく変化することが知られている。このことからまず周波数成分に着目しパラメータ推定が正常におこなわれる条件を考察する。図 4.9 に計算機シミュレーション 1 で用いた QPSK 変調波の S/N が -10db 時の適応フィルタへの入力時の振幅特性を示す。この結果とフィルタが推定したパラメータの振幅特性と伝送路逆特性の振幅特性を比較すると、図 4.10 のようになる。入力信号の周波数成分が多く存在している箇所ではパラメータの推定が行われていないのがわかる。

同様のことを、入力信号として白色雑音を用いたものを図 4.11 に示す。

この結果から、適応フィルタのパラメータ推定を正しく行うにはその伝送路が持っている周波数特性をある程度カバーした入力信号でなければならないことが推測される。

4.5 まとめ

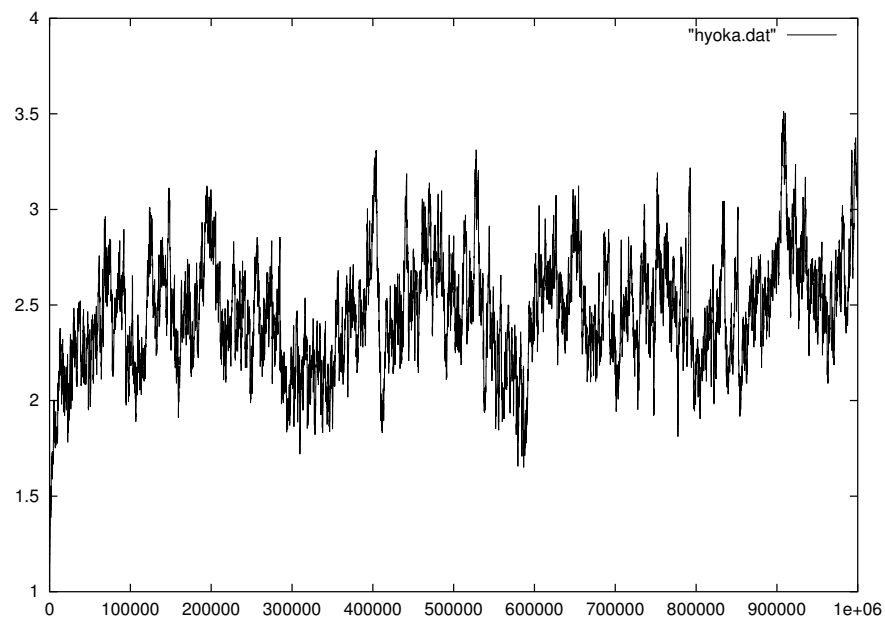


図 4.5 改良型の正規化ノルム二乗誤差

Fig.4.5 Normalized norm squared error on improvement algorithm.

4.5 まとめ

本章では適応等化器を実時間で実行する場合に起こる問題に対し，その原因を計算機シミュレートを通して行い，その回避方法の考察を行った．

4.5 まとめ

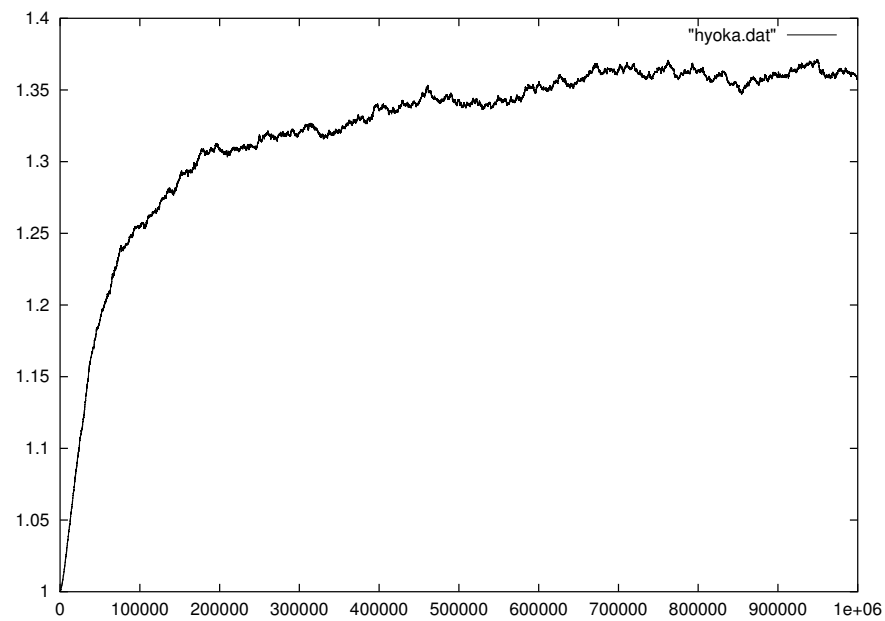


図 4.6 ステップゲインが小さい正規化ノルム二乗誤差

Fig.4.6 Normalized norm squared error at minimam step gain.

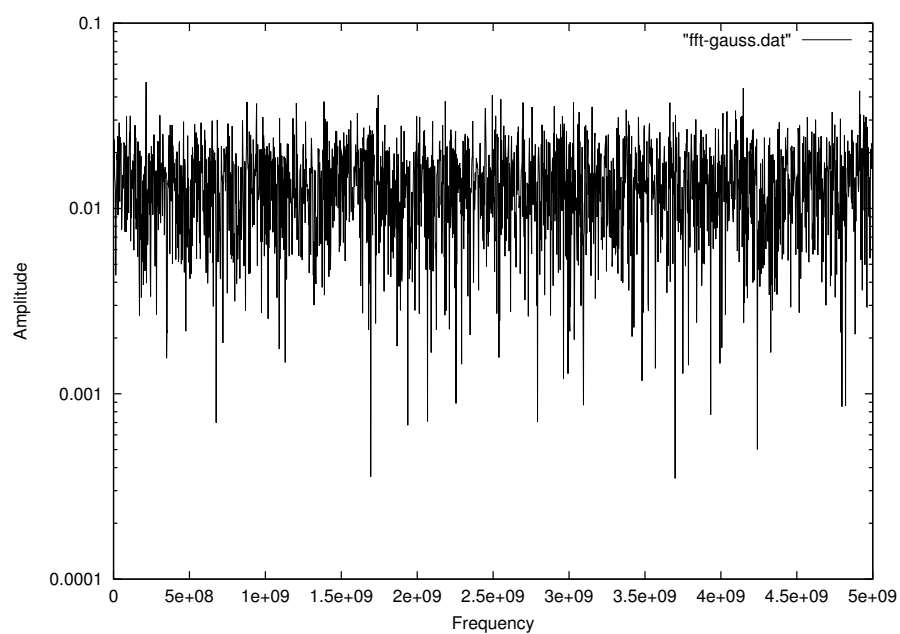


図 4.7 白色雑音の振幅特性

Fig.4.7 Amplitude response on gauss noize.

4.5 まとめ

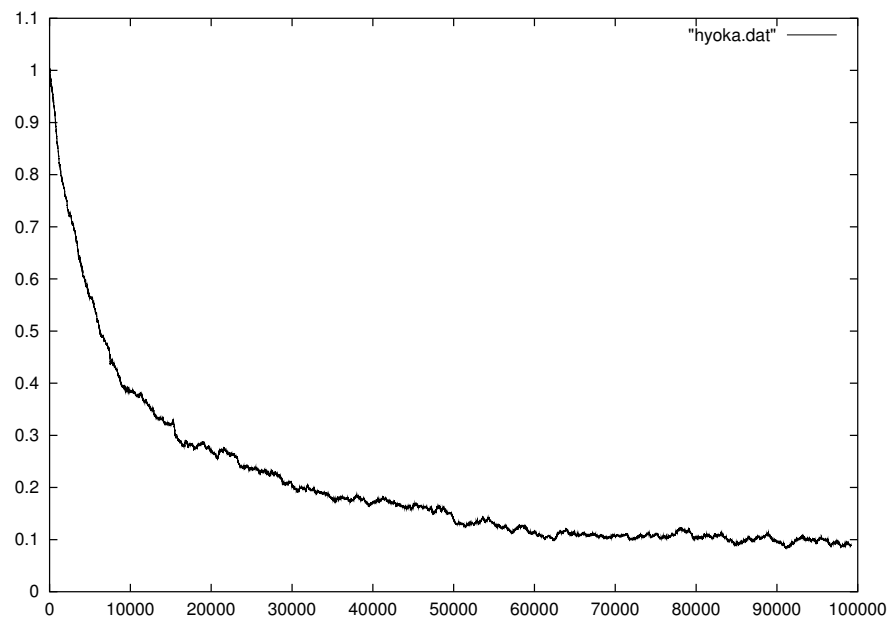


図 4.8 白色雑音での正規化ノルム二乗誤差

Fig.4.8 Normalized norm squared error at gauss noize.

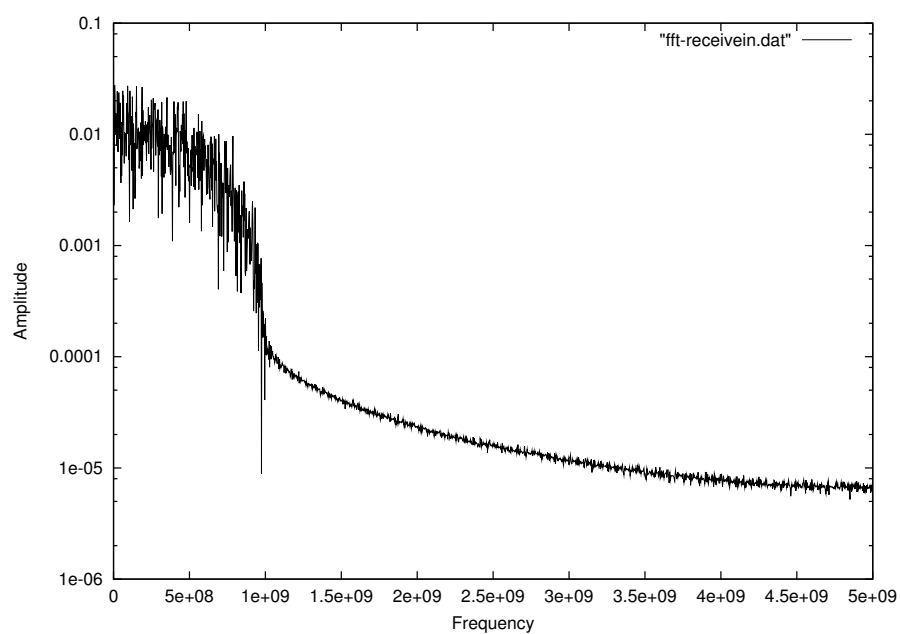


図 4.9 QPSK 変調受信波の振幅特性

Fig.4.9 Amplitude response on QPSK modulated receive signal.

4.5 まとめ

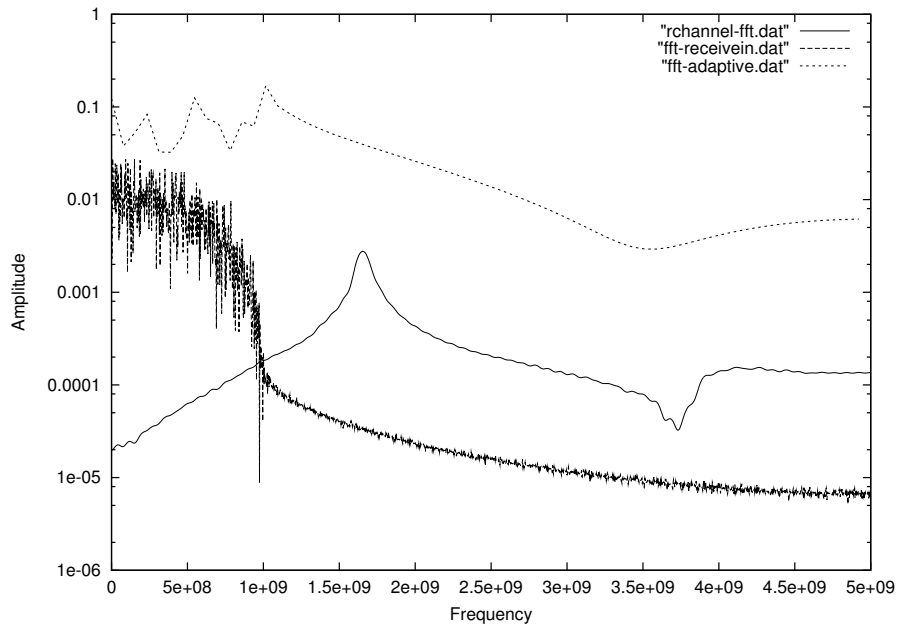


図 4.10 入力信号と推定パラメータの振幅特性 1

Fig.4.10 Amplitude response 1 on input signal and estimate parameter.

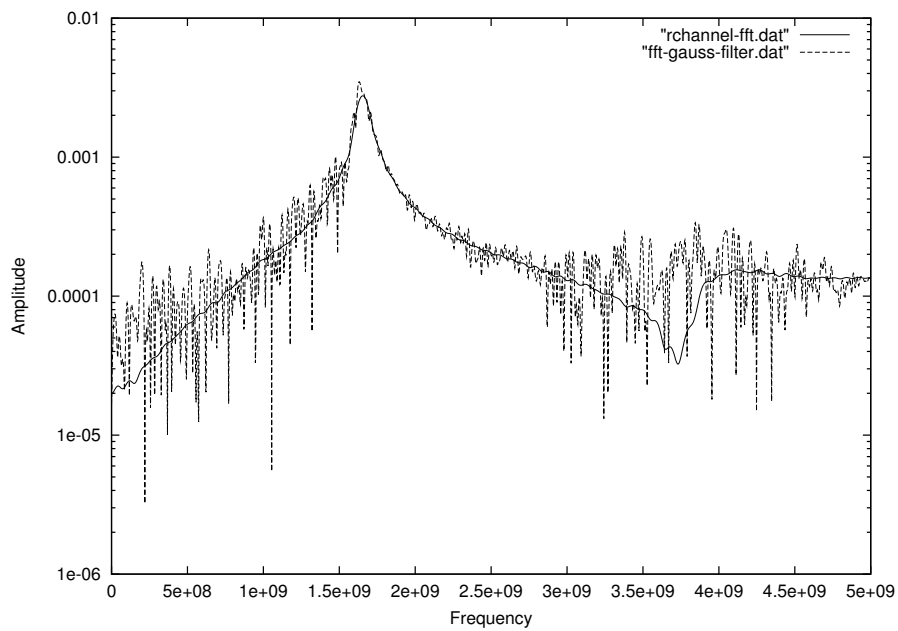


図 4.11 入力信号と推定パラメータの振幅成分 2

Fig.4.11 Amplitude response 2 on input signal and estimate parameter.

第 5 章

実時間実行で行う適応等化に適した信号

5.1 まえがき

4 章までの結果により実時間実行を考慮した適応等化を行うには，入力信号の選択が必要であることがわかった．実際の無線通信では，単純な BPSK や QPSK 変調の信号を用いず，歪みに対する耐性を上げるため信号の広帯域化 (スペクトルの拡散) を行っている場合が多い．本章ではこれらの信号に対してどの程度の適応等化が可能であるかの考察を行う．

5.2 信号の広帯域化

ディジタル通信において信号の広帯域化を計るには現在，スペクトル拡散通信として種々の手法が研究，活用されている．また，近年では情報を複数のバンドに分割し信号を送信することで伝送速度をあげるマルチバンド型の通信も行われるようになってきた．

ここではスペクトル拡散通信で主に使われる DS(直接拡散) 方式を用いた信号を適応フィルタへの入力信号として用いる．DS 方式を用いた場合には 1 次狭帯域変調波としては通常の QPSK 変調等を用い，そこからスペクトル拡散を行うことになる．具体的には図 3.2 で示したシステム構成に送信機側の最後に拡散，受信機側の最初に逆拡散のプロセスがはいることになる．

5.3 計算機シミュレーション

DS 方式スペクトル拡散を用いた信号の適応フィルタによる信号補正のシミュレートを行う。

5.3.1 シミュレーション条件

今までのシミュレーションでも用いて来た図 3.4 で示される QPSK 変調波に対して DS 方式によるスペクトル拡散を行った信号を送信信号として用いた。また、伝送路も従来のものを持ちいた。DS に用いる M 系列は 32 次のものとし、 S/N を -10db の場合で従来の適応アルゴリズムと改良型アルゴリズムで 100 サンプルを更新タイミングとした双方のシミュレートを行う。

5.3.2 シミュレート結果

従来の手法を持ちいた場合のノルム二乗誤差を図 5.1, 改良手法を用いた場合のノルム二乗誤差を図 5.2 に示す。更新回数が少なくなるので収束速度は遅くなるが、 $e < 1$ に向かい、正しい推定をしているものと思われる。しかしながら、推定精度は決して良好ではなく実用上問題がある。これは伝送路による雑音の影響をそのまま受けてしまうためであると思われる。

伝送路による雑音が一切ない状態でのシミュレート結果を図 5.3 に示す。

5.4 まとめ

本章では広帯域信号を適応フィルタへの入力信号とした場合のパラメータ推定のシミュレートを行い、適応処理による信号補正の有効性を示した。現在の手法では推定精度は伝送路による雑音によりあまり良好ではないため、今後ローパスフィルタによる雑音除去と推定精度のトレードオフについて検証する必要がある。

5.4 まとめ

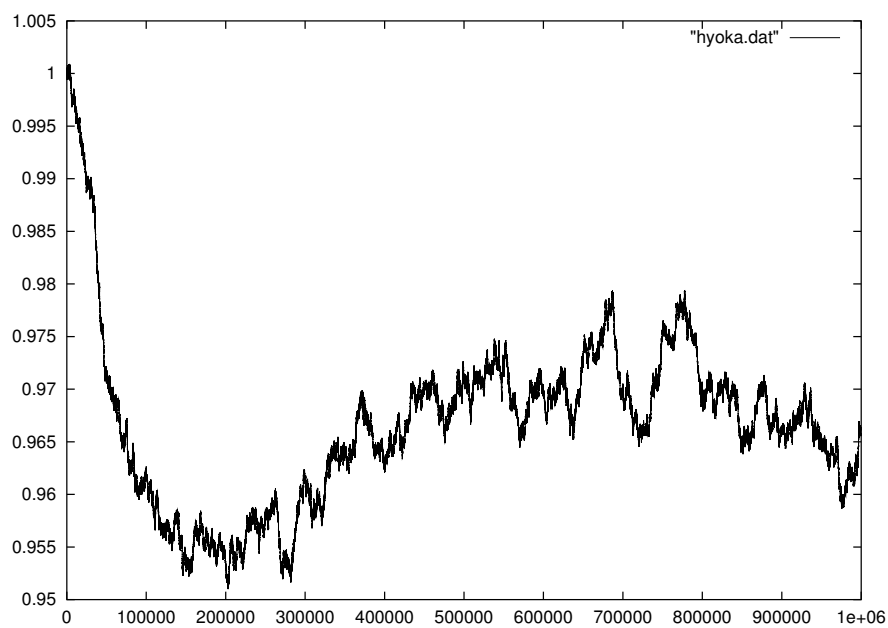


図 5.1 従来法のアルゴリズムでのノルム二乗誤差

Fig.5.1 Normalized norm squared error at traditional algorithm.

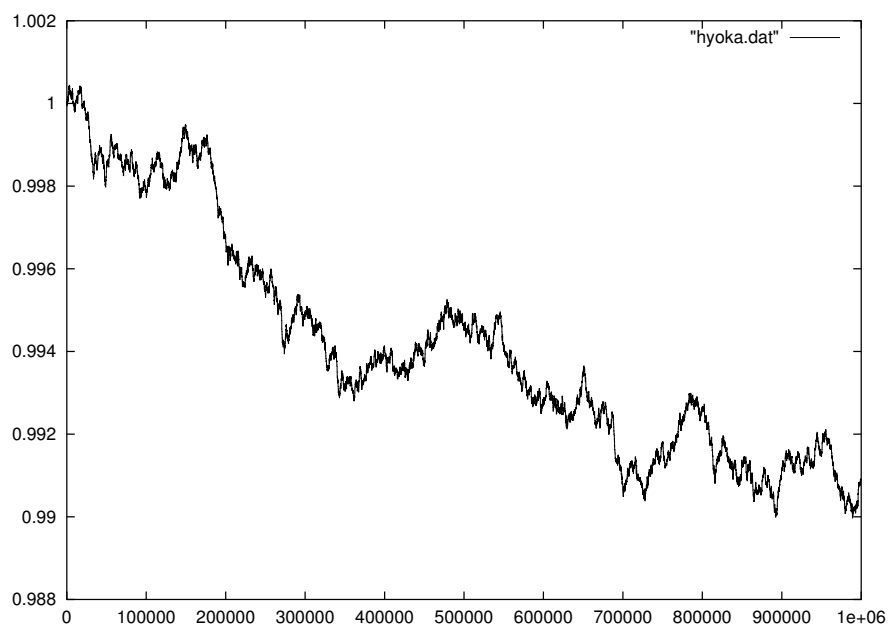


図 5.2 改良法のアルゴリズムでのノルム二乗誤差

Fig.5.2 Normalized norm squared error at improvement algorithm.

5.4 まとめ

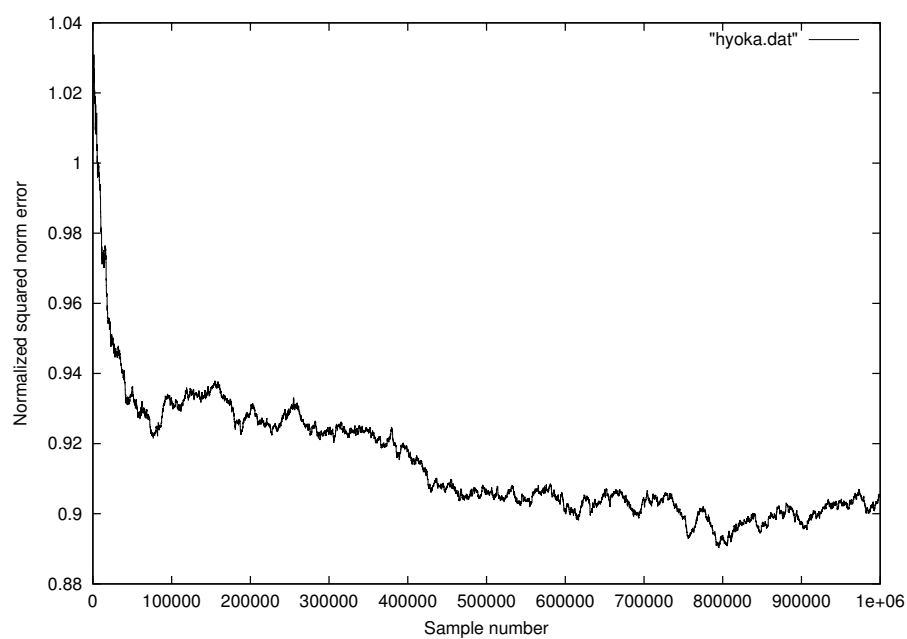


図 5.3 伝送路に雑音がない状態での改良法のアルゴリズムでのノルム二乗誤差

Fig.5.3 Normalized norm squared error at improvement algorithm.

第 6 章

結論

6.1 まとめと今後の課題

適応信号処理を用いた等化器により情報通信を行う際の信号補正法を示し，計算機シミュレーションによる有効性を示した．また，無線通信の変調方式によっては信号補正が正しく行われない場合があることを示し，その周波数成分により補正の可否が決定されることを計算機シミュレーションにより提示し，どの程度の情報量があれば補正が有効になりうるかの検討を行った．本論文では，無線通信システムにおける適応等化器を用いた信号補正法を実時間実行を考慮し，高速無線通信に適した形での構築法を提案した．さらに，等化器への入力信号による適応等化の有効性の変化を調べることで，適応等化に適している通信方式の検討を行った．これらの結果から現在シンプルな無線通信モデルとして用いられている PSK 方式や FSK 方式では適応等化には不向きであることがわかった．しかしながら，現在デジタル無線通信の分野では広い意味での広帯域化が進んでおり，OFDM(直交周波数分割多元通信)を拡張した MB-OFDM (マルチバンド直交周波数分割多元通信) や直接拡散方式，FH(周波数ホッピング) 方式等が実用化されている．これらの流れの中から，今後適応等化の活躍場所が広がっていき，実用化されていくだろう．今後はこれらの広帯域信号に対して，如何に実用的に用いることができるかを考慮しながら，誤り率の減少，収束速度の高速化を進めていくかが課題である．

謝辞

本研究を行うにあたり，日々の御指導ならびに毒気たっぷりの御助言を頂き，明日への糧となる体内を消毒及び，脈拍の上昇効果を伴うたくさんの飲料を与えて下さった福本昌弘助教授に心から感謝致します．また，基礎知識すら持っていなかった私に丁寧に無線通信のイロハを御教授頂き，本研究の審議をして頂いた浜村昌則講師，島村和典教授に深く感謝致します．

日々の研究活動に際し，お互いの時間を共有し共に戦った福本研究室の一同に深く感謝致します．限られた資源の中での物事の進め方を貴重な体験を持って知ることができました．

入学当時から卒業に至るまで，様々な御助言を頂いた妻鳥貴彦講師には大変お世話になりました．今後もよろしくお願い致します．

最後に，現在の私を支えて頂いている全ての方に感謝致します．

参考文献

- [1] 辻井重男, 適応信号処理, 昭晃堂, 1995.
- [2] 高畑文雄, デジタル無線通信入門, 培風館, 2002.
- [3] 谷萩隆嗣, 情報通信とデジタル信号処理, コロナ社, 1999.
- [4] 斉藤洋一, デジタル無線通信の変復調, 電子情報通信学会, 1996
- [5] 丸林元, 中川政雄, 河野隆二, スペクトル拡散通信とその応用, 電子情報通信学会, 1998.
- [6] 横山光雄, スペクトル拡散通信システム, 科学技術出版社, 1988.
- [7] Simon Haykin, 適応フィルタ理論, 科学技術出版社, 2000.

付録 A

ローパスフィルタ

変調器，受信器には通常表 A.1 のような目的でローパスフィルタが配置される．送信側に

表 A.1 送信側と受信側に配置されるローパスフィルタの役割

送信側	伝送帯域外への不要な電波の放射防止
受信側	伝送帯域外の雑音の除去
送・受信全体	符号間干渉の除去

おけるローパスフィルタには，伝送帯域外への不要な電波の放射を防ぐことを目的として，デジタル変調されたインパルス信号に対して波形整形を施し，高い周波数成分を除去した信号に変換する役割がある．また，受信側におけるローパスフィルタには，変調波の伝送帯域外の雑音を除去する役割がある．送受信全体としてのローパスフィルタには，符号間干渉による波形歪みを押える役割も求められる．したがって，送信側と受信側に配置されるローパスフィルタには，なるべく所要伝送帯域を低減できること，送受信全体としてナイキスト第 1 基準を満足する特性をもつことの両面が要求される．

A.1 コサインロールオフフィルタ

前述した要件を満たすローパスフィルタの特性としてコサインロールオフフィルタがよく用いられ，送信側と受信側にフィルタ特性を均等に配分することによって最適伝送系 (マッチドフィルタ) を実現する．コサインロールオフフィルタの周波数応答は式 A.1 で与えら

A.1 コサインロールオフフィルタ

れる.

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 - \sin \left\{ \frac{\pi(|\omega| - \omega_1)}{2\omega_x} \right\} \right] & (\omega_1 - \omega_x \leq |\omega| \leq \omega_1 + \omega_x) \\ 1 & (|\omega| \leq \omega_1 - \omega_x) \\ 0 & (|\omega| \geq \omega_1 + \omega_x) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$$(\omega_1 = \pi/T_0)$$

なお, コサインロールオフ (2 乗余弦) と呼ばれるのは, $\omega_1 - \omega_x \leq |\omega| \leq \omega_1 + \omega_x$ における周波数応答が式 A.2 に示すように余弦の 2 乗によって表現されるからである.

$$H(\omega) = \frac{1}{2} \left[1 - \sin \left\{ \frac{\pi(|\omega| - \omega_1)}{2\omega_x} \right\} \right] = \cos^2 \left\{ \frac{\pi(|\omega| - \omega_1 + \omega_x)}{4\omega_x} \right\} \quad (\text{A.2})$$

コサインロールオフフィルタのインパルス応答 $h(t)$ は, 周波数応答 $H(\omega)$ に逆フーリエ変換を施すことにより, 式 A.3 のように得られ, 図 A.1 の波形を示す.

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{\pi^2}{T_0} \text{sinc} \left(\frac{\pi t}{T_0} \right) \frac{\cos(\omega_x t)}{\pi^2 - 4\omega_x^2 t^2} \quad (\text{A.3})$$

図 A.1 で示した通り, $t = 0$ を除く, ナイキスト間隔 $t = nT_0$ ($n = \pm 1, \pm 2, \dots$) ごとに

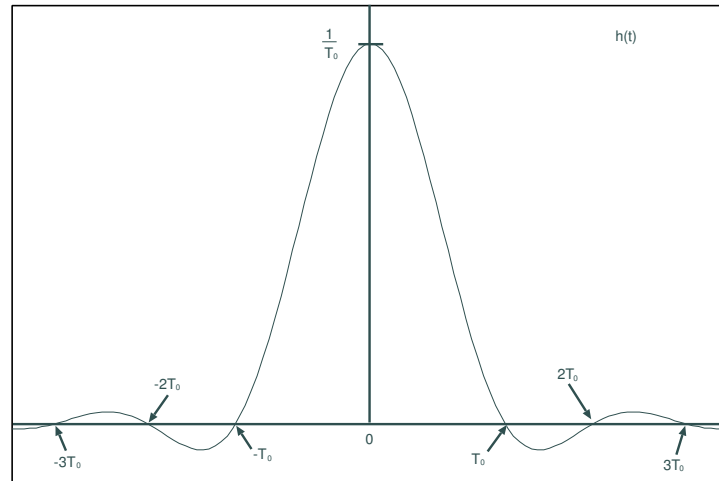


図 A.1 コサインロールオフフィルタのインパルス応答

振幅値 0 をとり, ナイキストの第一基準を満足することがわかる.

コサインロールオフフィルタでは, 周波数応答の形状を表現するパラメータとして, 式 A.4 に示すようにロールオフ係数 α ($0 \leq \alpha \leq 1$) を用いて式 A.1 で導入した ω_x を表現するこ

A.2 ルートコサインロールオフフィルタ

とが通例である.

$$\omega_x = \alpha\omega_1 \quad (\text{A.4})$$

このとき, 周波数応答は, 式 A.5 で表現される.

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 - \sin \left\{ \frac{\pi(|\omega| - \omega_1)}{2\alpha\omega_1} \right\} \right] & [(1 - \alpha)\omega_1 \leq |\omega| \leq (1 + \alpha)\omega_1] \\ 1 & [|\omega| \leq (1 - \alpha)\omega_1] \\ 0 & [|\omega| \geq (1 + \alpha)\omega_1] \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

$$(\omega_1 = \pi/T_0)$$

$\alpha = 0$ のとき理想ローパスフィルタの周波数応答と一致するので, 所要伝送帯域は $\omega_1 = \pi/T_0$ となり, α を増加させる程, 伝送帯域が広くなり, $\alpha = 1$ のとき, $2\omega_1 = 2\pi/T_0$ となる. $\alpha = 1$ のとき, 式 A.6 に示すように通過帯域における周波数応答は余弦の 2 乗によって完全に表現できるので, 全 2 乗余弦形 (フルコサインロールオフフィルタ) と呼ばれる.

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi\omega}{2\omega_1} \right) \right] = \cos^2 \left(\frac{\pi\omega}{4\omega_1} \right) & (|\omega| \leq 2\omega_1) \\ 0 & (|\omega| \geq 2\omega_1) \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

$$(\omega_1 = \pi/T_0)$$

A.2 ルートコサインロールオフフィルタ

最適伝送系を送受信間で実現する場合, 全体のフィルタ特性 $H_a(\omega)$ としたときの最適伝送モデルを図 A.2 に示す. このような送受信ローパスフィルタはルートコサインロールオフフィルタ, または半 2 乗余弦形フィルタと呼ばれ, その周波数応答 $H(\omega) = \sqrt{H_a(\omega)}$ は, 式 A.5 をもとに, 式 A.7 で表現される.

$$H(\omega) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 - \sin \left\{ \frac{\pi(|\omega| - \omega_1)}{2\alpha\omega_1} \right\} \right]} & [(1 - \alpha)\omega_1 \leq |\omega| \leq (1 + \alpha)\omega_1] \\ 1 & [|\omega| \leq (1 - \alpha)\omega_1] \\ 0 & [|\omega| \geq (1 + \alpha)\omega_1] \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

$$(\omega_1 = \pi/T_0)$$

A.2 ルートコサインロールオフフィルタ

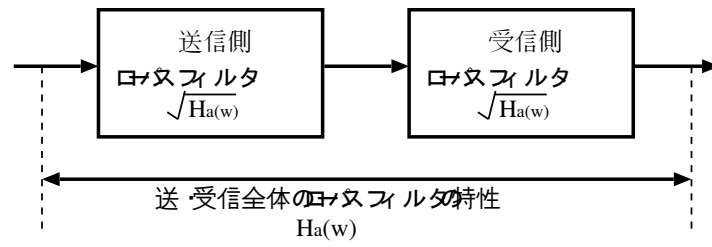


図 A.2 送信側と受信側にフィルタ特性 $H_a(\omega)$ を均等に配分したときの伝送モデル

通常，ナイキスト間隔 T_0 をシンボル周期 T_s と等しく設定する．ロールオフ係数 α はコサインロールオフフィルタの特性と同様である．なお，ルートコサインロールオフフィルタ単独では， $\alpha = 0$ の場合を除いて，ナイキストの第 1 基準を満足せず，ナイキスト間隔 $t = nT_0$ ($n = \pm 1, \pm 2, \dots$) における振幅値が 0 とならないことに注意が必要である．