

平成 18 年度
学士学位論文

適応等化器による
マルチパスフェージングの抑制

**Adaptive Equalizer for Multi-path Fading
Suppression**

1070465 澤田 浩之

指導教員 福本 昌弘

2007 年 3 月 9 日

高知工科大学 情報システム工学科

要 旨

適応等化器による マルチパスフェージングの抑制

澤田 浩之

近年、無線通信における通信速度の向上と電波利用の多様化による周波数帯域の需要増加に 대응するため、これまであまり利用が進んでいなかったミリ波帯などの高周波数帯を利用した通信システムが注目されている。無線通信では、障害物に電波が反射することによって、いくつかの経路を通過して受信機に到達するマルチパスと呼ばれる現象が発生するために、受信時に直接波と遅延波が位相が異なるまま合成され受信波形に非線形歪みが発生する。この現象はフェージングと呼ばれ、デジタル無線通信において符号間干渉を生じさせるため大きな問題となる。フェージングへの対策として、現在、ダイバシティ、アダプティブアレイアンテナ、適応等化器などの方式が提案されている。この中の適応等化器はデジタル信号処理を用いた歪み補償であり、他の方式と併用することが可能であるという特徴がある。本研究では、ミリ波帯無線通信におけるマルチパスフェージングに対する適応等化器の有効性について検証を行っている。また、適応等化器とダイバシティの併用時における最適な構成を明らかにしている。

キーワード 高周波数帯, 適応等化器, マルチパス, フェージング

Abstract

Adaptive Equalizer for Multi-path Fading Suppression

Hiroyuki SAWADA

In recent years, a new wireless communication system that uses high frequency band of millimeter wave has attracted much attention because it can satisfy the increasing demand for bandwidth and frequency diversification.

In a wireless communication system, the radio waves are reflected by the obstacles in the transmission path between the sender and the receiver, so called the multipath effect. As result, the received wave is a combination of the direct wave and the delayed wave with different phase, even with nonlinear distortion. This phenomenon is called multi-path fading. The multi-path fading is a big problem in wireless communication because it causes interymbol interference. Many methods have been proposed to solve the problem, such as diversity, adaptive array antenna and adaptive equalizer. The adaptive equalizer can compensation the distortion using digital signal processing methods, and it can be used with other methods.

In this paper, the effectiveness of distortion compensation with adaptive equalizer is verified in wireless communication. And optimum configuration of the receiver is clarified when the adaptive equalizer is used together with the diversity method.

key words High frequency band, Adaptive equalizer, Multipath, Fading

目次

第 1 章	序論	1
1.1	背景と目的	1
1.2	構成	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	歪み補償	3
2.4	適応アルゴリズム	4
2.4.1	学習同定法	4
2.4.2	RLS アルゴリズム	6
2.5	まとめ	6
第 3 章	無線通信における歪み補償	7
3.1	まえがき	7
3.2	デジタル変復調	7
3.3	電波伝搬	8
3.4	波形歪み	8
3.5	耐マルチパス受信方式	9
3.5.1	ダイバシティ	10
3.5.2	アダプティブアレイアンテナ	10
3.5.3	適応等化	10
3.5.4	各方式の有効性	11
3.6	まとめ	11

目次

第 4 章	フェージング環境の再現	12
4.1	まえがき	12
4.2	フェージングシミュレータ	12
4.2.1	レイリーフェージング	15
4.2.2	仲上-ライスフェージング	15
4.2.3	周波数選択性フェージング	17
4.3	計算機シミュレーション	19
4.3.1	シミュレーション条件	19
4.3.2	シミュレーション結果	20
4.4	まとめ	21
第 5 章	適応等化器の有効性	23
5.1	まえがき	23
5.2	遅延プロファイルモデル	23
5.3	適応等化器の改善効果	24
5.3.1	シミュレーション条件	24
5.3.2	シミュレーション結果	25
5.4	適応等化器とダイバシティの併用	26
5.4.1	適応等化器の配置箇所によるビット誤り率特性の変化	27
5.4.2	シミュレーション結果	28
5.4.3	適応等化器を 3 箇所に配置したときのビット誤り率特性	29
5.4.4	シミュレーション結果	30
5.5	まとめ	31
第 6 章	結論	32
6.1	まとめ	32
6.2	今後の課題	32

目次

謝辞	33
参考文献	34
付録 A ダイバシティ	35
A.1 ダイバシティ合成	35
A.2 ダイバシティの種類	35
A.3 ダイバシティ合成方式	37
A.3.1 選択合成	37
A.3.2 最大比合成	37
A.3.3 等利得合成	37

目次

3.1	フェージングによる誤り率劣化の例	9
4.1	等価低域系シミュレーション	13
4.2	レイリーフェージングシミュレータ	14
4.3	レイリーフェージングの影響を受けた変調信号の生成法	15
4.4	仲上-ライスフェージングの影響を受けた変調信号の生成法	17
4.5	遅延プロファイルモデル	17
4.6	周波数選択性フェージングの影響を受けた変調信号の生成法	20
4.7	QPSK 変調信号	21
4.8	システム構成図	22
4.9	仲上-ライスフェージング環境下の誤り率特性	22
5.1	ダイバシティを用いた構成	25
5.2	適応等化器を用いた構成	25
5.3	各 S/N における誤り率の変化	26
5.4	構成図 1 (適応等化器数 : 1)	27
5.5	構成図 2 (適応等化器数 : 2)	27
5.6	構成図 3 (適応等化器数 : 2)	27
5.7	適応等化器の位置による誤り率の変化 (適応等化器数 : 2)	28
5.8	構成図 4 (適応等化器数 : 3)	29
5.9	構成図 5 (適応等化器数 : 3)	29
5.10	適応等化器の位置による誤り率の変化 (適応等化器数 : 3)	30

表目次

5.1	Indoor office test environment (IMT-2000)	23
5.2	遅延プロファイルモデル (直接波とレイリー波の電力比: -2.097 [dB])	24
A.1	各ダイバシティの特徴	36

第 1 章

序論

1.1 背景と目的

近年，情報家電の実用化に向け発生する，使用周波数帯域の需要増加に応えるため，これまであまり利用が進んでいなかったミリ波帯などの高周波数帯を利用した通信システムが注目されている．ミリ波帯を用いたシステムは大容量無線伝送が可能という特徴があり，近距離高速通信も可能となる．無線通信では，障害物に電波が反射することによって，複数通りの伝送経路を通して受信機に到着するマルチパスと呼ばれる現象の影響を受けてしまう．マルチパス環境下では直接波の他に複数の遅延波が時間的にずれて到着するため，受信時に位相が異なるまま合成され受信波形が歪んでしまうフェージングと呼ばれる現象が発生する．これらは移動体通信をはじめとする無線通信のデジタル変復調方式において符号間干渉を招くため非常に大きな問題となる．

この問題に対してダイバシティ，アダプティブアレイアンテナ，適応等化器などの方式が提案されている [1]．この中のダイバシティとアダプティブアレイアンテナでは複数本のアンテナを必要とするため，特に小型端末では実装に大きな制約が発生する場合がある．これらの方式に対して，適応等化器はデジタル信号処理を用いた歪み補償であるため，実装が容易であり，他の方式と併用することも可能であるという利点がある．本研究では，ミリ波帯無線通信における通信特性の改善方法について，主なミリ波帯の利用環境である屋内環境に対し考察を行う．

1.2 構成

1.2 構成

本稿の概要について述べる.

まず, 第 2 章では適応信号処理について述べ, 主に用いられている適応アルゴリズムの説明を行う.

第 3 章では無線通信における歪み補償の方法について, 現在提案されている方法とそれぞれの有効性について説明を行う.

第 4 章では各種フェージングの特徴について述べ, コンピュータ上にフェージング環境を再現する方法について説明を行う. また, フェージングに対する適応等化器の有効性について検証を行う.

第 5 章ではミリ波帯の主な利用環境である屋内環境を想定して計算機シミュレーションを行う. このとき, 適応等化器の数と配置位置による誤り率の変化について検証を行う.

最後に第 6 章では, 本研究に対する評価を行う.

第 2 章

適応信号処理

2.1 まえがき

無線通信では送信された信号は伝搬路の影響により歪んだ信号となる。歪みは、符号間干渉や減衰等の原因になるために歪み補償を行う必要がある。本章では、歪み補償に有効な方法の一つである適応等化器の有効性について述べる。また、適応等化器に利用する適応アルゴリズムについても述べる。

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 歪み補償

伝搬路中で信号が受けた雑音を完全に除去することは不可能であるが、伝搬路で付加された雑音に対しては信号の帯域だけを通過させる帯域通過型フィルタで、ある程度の除去が行える。しかし、伝搬路歪みによる信号の劣化に対しては歪み補償を行う必要がある。デジタル無線通信においては、フェージングによる符号間干渉が起こり、信号の劣化が起こるため本来受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。このような伝送品質の劣化を補償する方法のひとつに適応等化器を用いる方法がある。

2.4 適応アルゴリズム

2.4 適応アルゴリズム

適応等化器は各時刻で観測される入力信号と所望信号から伝搬路の逆特性を算出し、それを掛け合わせることで伝送路の影響を打ち消す。伝送路の時間的な変動に対し、等化器は適応アルゴリズムを用いて自動的に等化器特性を調整する。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中において Widrow-Hoff の LMS アルゴリズムと呼ばれるアルゴリズムを開発した。LMS アルゴリズムは、二乗平均誤差を最急降下に基づいて最小にする方式で、安定性があり、演算量が少ないという特徴から代表的な適応アルゴリズムとなっている。一方、1967年に野田と南雲が、学習同定法を開発した。これは、先に述べた LMS アルゴリズムに比べると複雑ではあるが、収束速度が入力信号の大きさに依存しないという特徴を持っており、実用的にも優れた適応アルゴリズムといえる。これらのアルゴリズムは、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、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。また、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 乗アルゴリズム (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する。LMS アルゴリズムや学習同定法の乗算回数が N に比例するのと比較すれば、RLS アルゴリズムは演算量からハードウェア化は困難といえるが、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。以下に本研究で用いる学習同定法と RLS について記述する。

2.4.1 学習同定法

学習同定法は、別名 NLMS 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。時刻 t における適

2.4 適応アルゴリズム

応等化器の出力 $y(t)$ が未知システムの出力 $d(t)$ に等しいとすると

$$d(t) = h_N^T x_N(t) \quad (2.1)$$

と表すことができる。

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 2.1 が成り立たなければならない。

そこで、式 2.1 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 2.1 より、入力ベクトル $x_N(t)$ に直交しているといえる。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、もっとも w_N に近い点といえる。

したがって、 $h_N(t)$ を $w_N(t)$ に更に近づけるためには、適当に定めたある点よりも w_N 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。以上のことより

$$\begin{aligned} h_N(t+1) &= h_N(t) + \{h_N(t+1) - h_N(t)\} \\ &= h_N(t) + \frac{\{w_N - h_N(t)\}^T \{h_N(t+1) - h_N(t)\}}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} \\ &\quad \bullet \frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} \end{aligned} \quad (2.2)$$

となる。ただし、 $\|\bullet\|$ 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 2.2 において

$$\frac{\{w_N - h_N(t)\}^T \{h_N(t+1) - h_N(t)\}}{(\|h_N(t+1) - h_N(t)\|)} \quad (2.3)$$

はパラメータの修正量を示し

$$\frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} \quad (2.4)$$

はパラメータの修正方向を示す。ここで、

$$\frac{h_N(t+1) - h_N(t)}{\|h_N(t+1) - h_N(t)\|} = \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} \{w_N - h_N(t)\}^T x_N(t) &= d(t) - y(t) \\ &= e(t) \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.5 まとめ

が成立するので、式 2.2 は

$$h_N(t+1) = h_N(t) + \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|^2} e(t) \quad (2.7)$$

と変形できる。学習同定法は、式 2.7 の修正ベクトルにステップゲインを掛け

$$h_N(t+1) = h_N(t) + \alpha \frac{x_N(t)}{\|x_N(t)\|^2} e(t) \quad (2.8)$$

で与えられる。

2.4.2 RLS アルゴリズム

RLS アルゴリズムは所望信号と未知システムからの出力との間の誤差の二乗和を最小にする。RLS アルゴリズムは

$$h_N(t) = h_N(n-1) + k_N(t)\xi(t) \quad (2.9)$$

で表される。ここで、

$$\begin{aligned} k_N(t) &= \Phi^{-1}(t)x_N(t) \\ \Phi^{-1}(t) &= \lambda^{-1}k_N(t)x_N^T(t)\Phi^{-1}(t-1) \end{aligned} \quad (2.10)$$

である。ただし、 λ は忘却係数、 $\xi(t)$ は

$$\xi(t) = d(t) - h_N^T(t-1)x_N(t) \quad (2.11)$$

で表されるフィルタ出力である。

2.5 まとめ

本章では、適応アルゴリズムについて述べた。以後の章では、これらの適応アルゴリズムの中から学習同定法と RLS アルゴリズムを用いて、フェージングに対する適応等化器の有効性を検証する。

第 3 章

無線通信における歪み補償

3.1 まえがき

大気を伝送媒体として用いる無線通信では、気象条件や地理的条件によって伝搬路特性が変化する。また、送信局や受信局が通信中に移動する場合、伝搬路特性の変動はさらに激しいものとなる。この現象はフェージングと呼ばれ、受信波の振幅や位相を変動させるため、符号間干渉を招き伝送品質を劣化させる要因となる。本章では、無線通信において品質劣化の要因となるフェージングについて、信号に与える影響と現在提案されている対策を述べる。

3.2 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。

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ことは不可能である。このため、送信時に伝送帯域外の不要な電波の放射防止を目的として、ローパスフィルタを用いて波形整形を行う。一方、受信側におけるローパスフィルタは変調波の伝送帯域外の雑音を除去する役割がある。また、符号間干渉による波形歪みを抑え

3.3 電波伝搬

る役割が求められ、ナイキストの第 1 基準 [3] を満足する特性も要求される。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。

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持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し 0, 1 の極性判定を行う。

3.3 電波伝搬

無線通信では、送信局から送信された電波は、障害物によって反射され、複数の伝搬路を介して受信局に到達する。これをマルチパスという。送受信局間が見通し内の場合、受信波は安定した直接波に反射波が加えられたものとなる。このような伝搬環境となる代表例として、固定通信、一般の移動体衛星通信が挙げられる。一方、送受信局間が見通し外の場合、受信波は反射波のみからなる。このような伝搬環境になる代表例として陸上移動体通信が挙げられる。見通し内における受信波は、直接波に受信局近傍で反射された波が多数合成されたものとなり、見通し外では、多数の反射波のみが合成されたものとなる。一般に、これら反射波を合成したものは多重散乱波と呼ばれる。

3.4 波形歪み

時間ずれによって受信機のアンテナには位相が異なった複数の信号が到着する。その際、位相が同相で加算しあう場合もあれば、逆相になり打ち消しあう場合もある。また、移動体

3.5 耐マルチパス受信方式

通信を想定すると送信者または受信者が動くので、位相の合成具合は変動し、合成信号の振幅が大幅に変わる結果となる。これがフェージングと呼ばれる現象である。

フェージングが起こるとデジタル通信系では著しくデータ誤りが増える。図 3.1 は S/N を -30 dB から 30 dB まで変化させたときのフェージングによるビット誤り率劣化の例である。ただし、non-Fading はフェージングの影響を受けてないもの、Fading は直接波と反射波の電力比が 0 dB のときのフェージングの影響を受けた場合の誤り率である。この図より直接波と反射波の強度がさほど変わらないときは、送信側の信号電力をいくら増しても誤りが残るフロア効果と呼ばれる現象が確認できる。

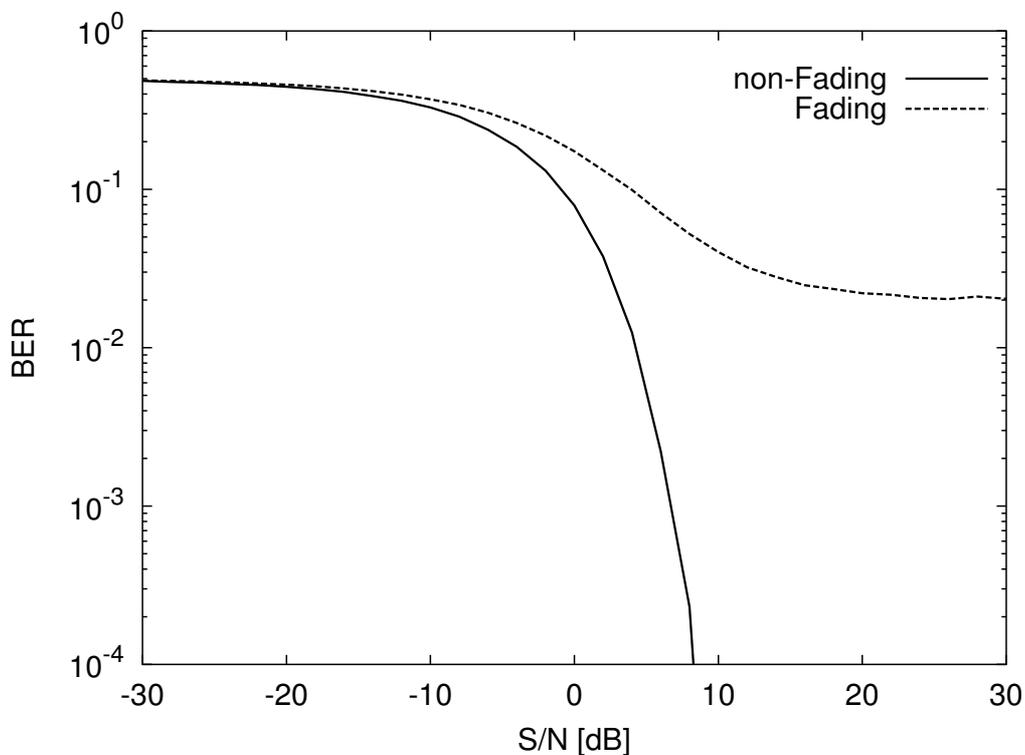


図 3.1 フェージングによる誤り率劣化の例

3.5 耐マルチパス受信方式

無線通信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。

3.5 耐マルチパス受信方式

3.5.1 ダイバシティ

ダイバシティは受信側において、様々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 [4]。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いくつかの区分がある。最も単純な方法として単に受信機入力端で条件のよい方に切り換える切換ダイバシティがある。切換ダイバシティでは受信系統の切り換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換ダイバシティや、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。

3.5.2 アダプティブアレイアンテナ

上記の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起こるので、この指向性アンテナで不要な反射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できない。

3.5.3 適応等化

ダイバシティやアダプティブアレイアンテナではいずれもアンテナを複数本必要とするため、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難しい。適応等化はアンテナが1本だけでもフェージングに対応できる方法である。等

3.6 まとめ

化器を分類すると、まず、固定等化器と可変等化器に分類される。固定等化器は係数を固定するために係数の調整が逐次的に行えない。それに対して可変等化器は係数の調整が可能という特徴がある。さらに、可変等化器は自動等化器、適応等化器、ブラインド等化器に分類される。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う場合が多い。

3.5.4 各方式の有効性

ダイバシティ、アダプティブアレイアンテナ、適応等化器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く、フェージングの性質やその深さなどによっても変わる。この中のダイバシティ、アダプティブアレイアンテナでは複数本のアンテナが必要であるため、特に小型端末では実装に大きな制約が発生する場合がある。特にアダプティブアレイアンテナは大規模な設備でも用いる場合が無い限り、実現性が乏しいという問題がある。また、ダイバシティ方式ではどの信号を選択しても歪んでいることには変わりがないため、フェージングに対して効果が薄い場合がある。これらの方式に対して、適応等化器はデジタル信号処理を用いた歪み補償であるため、実装が容易であり、環境の変化に柔軟に対応ができるという利点がある。さらに他の方式と併用することも可能である。

3.6 まとめ

本章では、デジタル無線通信において品質劣化の要因となるフェージングについて、信号に与える影響と現在提案されている対策を述べた。また、歪み補償に適応等化器を用いる場合の利点について述べた。

第 4 章

フェージング環境の再現

4.1 まえがき

実際の無線通信では，変調信号は搬送波周波数帯を用いて送信される，一方，計算機シミュレーションでは，搬送波周波数帯を用いずに送信ベースバンド信号から直接，受信ベースバンド信号を得る等価低域系シミュレーションを用いる．本章ではベースバンド信号処理による各種フェージング環境を再現する方法について説明する．また，フェージングに対する適応等化器の有効性について計算機シミュレーションを用いて検証を行う．

4.2 フェージングシミュレータ

等価低域系シミュレーションは図 4.1 に示すような構成で行う．同図に示したような信号処理の流れに従ってシミュレーションを実行する．等価低域系シミュレーションにおけるフェージング環境は，ベースバンドにおける変調信号 $z_I[n]$ と $z_Q[n]$ に対してフェージングの影響を付加することによって再現する．

フェージングを受けた変調信号を生成するためには，レイリー波の複素包絡線を生成し，各サンプル点における変調信号に対して，乗積すべきレイリー波の同相成分 $x[n]$ と直交成分 $y[n]$ を出力する必要がある．

4.2 フェージングシミュレータ

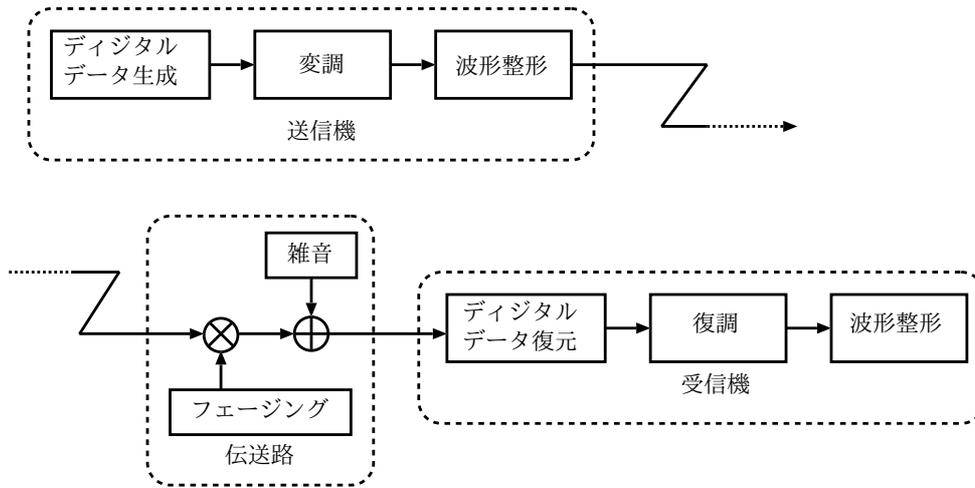


図 4.1 等価低域系シミュレーション

レイリー波の複素包絡線は、包絡線振幅が一定で互いに独立な複数の素波の複素包絡線を合成して生成される。レイリー波を構成する素波の複素包絡線 $e_i(t) = (i = 1, 2, \dots, M)$ は次式で表される。

$$e_i(t) = R_i e^{j\{2\pi f_D (\cos \theta_i) t + \phi_i\}} \quad (4.1)$$

ただし、 R_i 、 θ_i および ϕ_i は、それぞれ各素波の包絡線振幅、到来角および送受信点間の経路長の差から生じる位相偏移、 i は各素波の識別子、 M は素波の数である。また、 f_D は最大ドップラー周波数である。レイリー波の複素包絡線 $e(t)$ は式 4.1 より次式で与えられる。

$$\begin{aligned} e(t) &= \sum_{i=1}^M \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\{2\pi f_D (\cos \theta_i) t + \phi_i\}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \cos \{2\pi f_D (\cos \theta_i) t + \phi_i\} + j \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \sin \{2\pi f_D (\cos \theta_i) t + \phi_i\} \\ &\equiv x(t) + jy(t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

上式中の $x(t)$ と $y(t)$ はそれぞれレイリー波の同相成分と直交成分であり、次式で表現される。

4.2 フェージングシミュレータ

$$\begin{aligned}
 x[t] &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \cos\{2\pi f_D(\cos \theta_i)t + \phi_i\} \\
 y[t] &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \sin\{2\pi f_D(\cos \theta_i)t + \phi_i\}
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

ここで、上式は連続時間信号であるため、離散時間信号に変換するとに、レイリー波の同相成分 $x[n]$ と直交成分 $y[n]$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 x[n] &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \cos\{2\pi f_D(\cos \theta_i)T_s \frac{n}{N_s} + \phi_i\} \\
 y[n] &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \sin\{2\pi f_D(\cos \theta_i)T_s \frac{n}{N_s} + \phi_i\}
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

図 4.2 は、上式をもとに、レイリー波の同相成分 $x[n]$ と直交成分 $y[n]$ を出力するレイリーフェージングシミュレータのブロック構成図を示したものである。

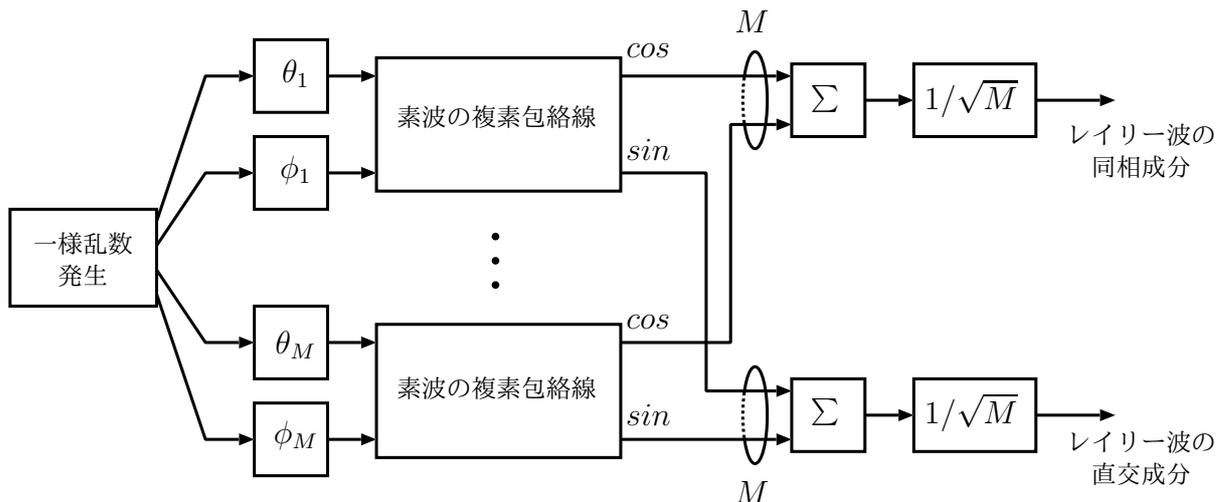


図 4.2 レイリーフェージングシミュレータ

4.2 フェージングシミュレータ

すべての方向から一様に到来する素波を想定しているため、互いに独立となるような M 波の素波は、区間 $(0, 2\pi)$ の一様乱数 θ_i と ϕ_i ($i = 1, 2, \dots, M$) を与えることによって実現できる。

4.2.1 レイリーフェージング

等価低域系において、レイリーフェージングの影響を受けた変調信号の同相成分 $z'_I[n]$ と直交成分 $z'_Q[n]$ は、ベースバンドにおける変調信号 $(z_I[n] + jz_Q[n])$ とレイリー波 $(x[n] + jy[n])$ を複素乗積することにより得られ、次式のように表現できる。

$$\begin{aligned} z'_I[n] &= \text{Re}[(x[n] + jy[n])(z_I[n] + jz_Q[n])] = x[n]z_I[n] - y[n]z_Q[n] \\ z'_Q[n] &= \text{Im}[(x[n] + jy[n])(z_I[n] + jz_Q[n])] = x[n]z_Q[n] - y[n]z_I[n] \end{aligned} \quad (4.5)$$

図 4.3 は、上式に示した変調信号の生成法のブロック構成を表したものである。

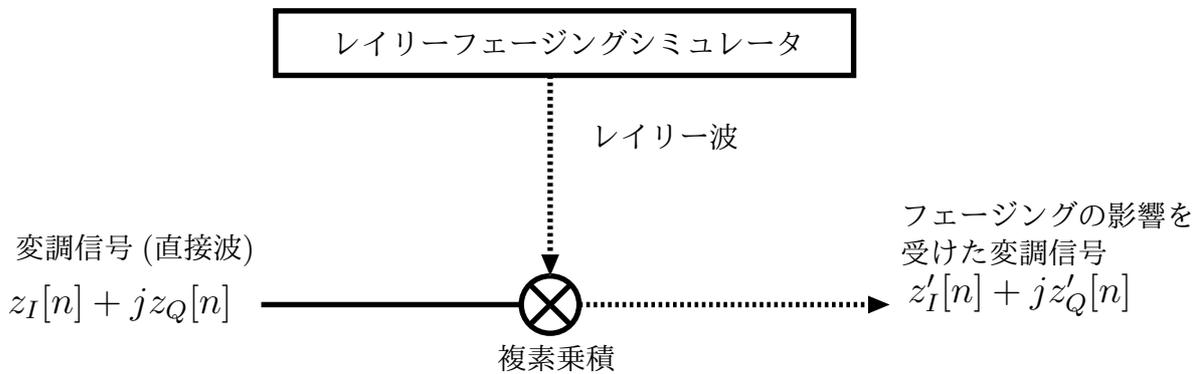


図 4.3 レイリーフェージングの影響を受けた変調信号の生成法

4.2.2 仲上-ライスフェージング

直接波とレイリー波の受信信号電力をそれぞれ P_d と P_r とすると、受信機における全体の受信信号電力 P_a は、次式で表される。

$$P_a = P_d + P_r \quad (4.6)$$

4.2 フェージングシミュレータ

また、直接波とレイリー波の電力比（ K 因子）は、 P_d と P_r を用いて次式で表される。

$$K = \frac{P_d}{P_r} \quad (\text{真値}) \quad (4.7)$$

式 4.6 と式 4.7 より、直接波の電力 P_d と P_r を用いて次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_d &= \frac{K}{K+1} P_a \\ P_r &= \frac{1}{K+1} P_a \end{aligned} \quad (4.8)$$

上式より、全体の受信信号電力を 1 とすると、直接波とレイリー波の各電力は、 $K/(K+1)$ と $1/(K+1)$ に配分されることがわかる。伝送路における仲上-ライスフェージング環境をコンピュータ上に再現するには、上述した電力比に従って直接波とレイリー波を合成すればよい。ここで、直接波とレイリー波の振幅比をそれぞれ

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \\ \lambda_r &= \sqrt{\frac{1}{K+1}} \end{aligned} \quad (4.9)$$

とおくと、仲上-ライスフェージングの影響を受けた変調信号の同相成分 $z''_I[n]$ と $z''_Q[n]$ は、式 4.5 に示した $z'_I[n]$ $z'_Q[n]$ を用いて次式のように表せる。

$$\begin{aligned} z''_I[n] &= \lambda_d \cdot z_I[n] + \lambda_r \cdot z'_I[n] \\ &= \lambda_d z_I[n] + \lambda_r (x[n]z_I[n] - y[n]z_Q[n]) \\ z''_Q[n] &= \lambda_d \cdot z_Q[n] + \lambda_r \cdot z'_Q[n] \\ &= \lambda_d z_Q[n] + \lambda_r (x[n]z_Q[n] + y[n]z_I[n]) \end{aligned} \quad (4.10)$$

図 4.4 は上式に示した仲上-ライスフェージング環境の再現方法のブロック構成を示したものである。

4.2 フェージングシミュレータ

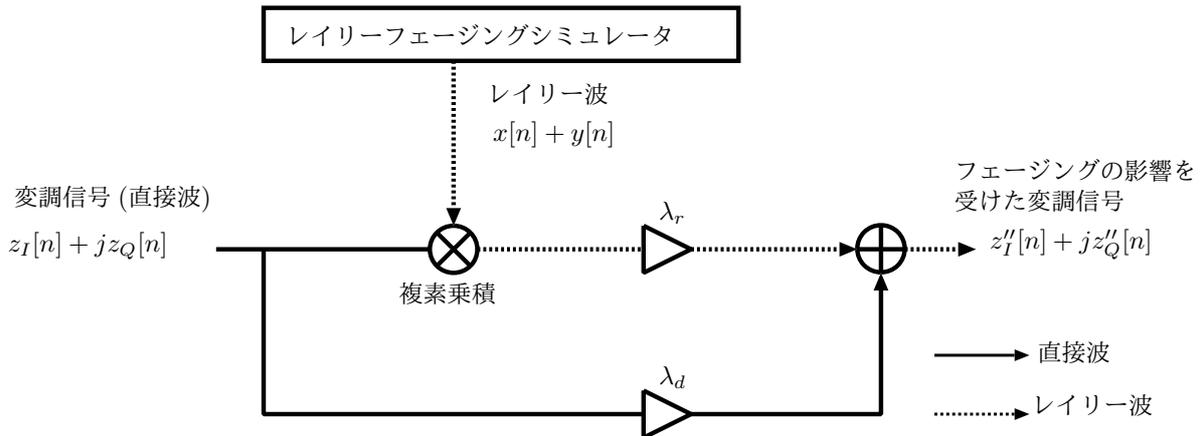


図 4.4 仰角-ライスフェージングの影響を受けた変調信号の生成法

4.2.3 周波数選択性フェージング

実際の伝搬路では、遅延プロファイルは複雑な特性を示すが、計算機シミュレーションでは、解析を簡単にするために、遅延プロファイルのモデルを用いるのが一般的である。

図 4.5 は、直接波と L 個のレイリー波で構成される遅延プロファイルモデルを示したものである。ただし、直接波と各レイリー波の受信信号電力をそれぞれ P_d と P_{r_i} 、各レイリー波の遅延時間を τ_i [サンプル] ($i = 0, 1, \dots, L-1$) とし、1 波目のレイリー波 ($i = 0$) は、直接波と遅延時間差はない ($\tau_0 = 0$) ものとする。

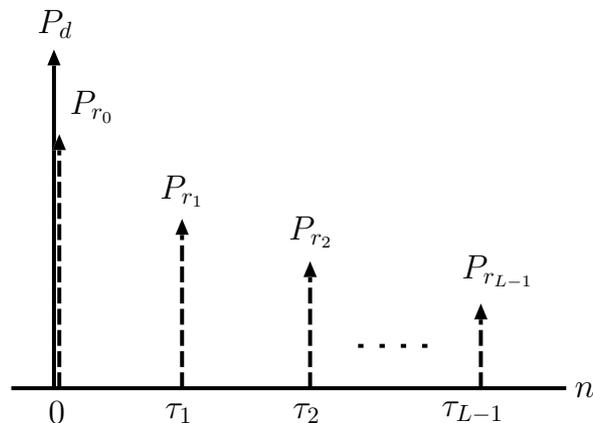


図 4.5 遅延プロファイルモデル

4.2 フェージングシミュレータ

遅延プロファイルは伝搬路を一種のフィルタとみなし、各種フェージング環境下における送信波と受信波の関係を数式を用いて表現する。各種フェージング環境は、タップ付き遅延線を用いて表現することができる。

受信機における全レイリー波の受信電力 P_r と全体の受信信号電力 P_a は、それぞれ次式で表される。

$$\begin{aligned} P_r &= \sum_{i=0}^{L-1} P_{r_i} \\ P_a &= P_d + P_r \end{aligned} \quad (4.11)$$

また、直接波とレイリー波の電力比 (K 因子) は、 P_d と P_r を用いて次式で表される。

$$K = \frac{P_d}{P_r} \quad (\text{真値}) \quad (4.12)$$

ただし、直接波の電力 P_d 、全レイリー波の電力 P_r 、各レイリー波の電力 P_{r_i} はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_d &= \frac{K}{K+1} P_a \\ P_r &= \frac{1}{K+1} P_a \\ P_{r_i} &= \frac{P_{r_i}}{P_r} P_r = \frac{P_{r_i}}{P_r} \frac{1}{K+1} P_a = \frac{P_{r_i}}{\sum P_{r_i}} \frac{1}{K+1} P_a \end{aligned} \quad (4.13)$$

ここで、直接波と各レイリー波の振幅比をそれぞれ

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \\ \lambda_{r_i} &= \sqrt{\frac{P_{r_i}}{\sum P_{r_i}} \frac{1}{K+1}} \end{aligned} \quad (4.14)$$

とおき、互いに独立なレイリー波を $x_i[n] + jy_i[n]$ とすると、 L 個のレイリー波からなるフェージングの影響を受けた変調信号の同相成分 $z'_I[n]$ と直交成分 $z'_Q[n]$ は、各レイリー波の遅延時間差 τ_i を考慮に入れて次式で与えられる。

4.3 計算機シミュレーション

$$\begin{aligned} z'_I[n] &= \sum_{i=0}^{L-1} \lambda_{r_i} (x_i[n] z_I[n - \tau_i] - y_i[n] z_Q[n - \tau_i]) \\ z'_Q[n] &= \sum_{i=0}^{L-1} \lambda_{r_i} (x_i[n] z_Q[n - \tau_i] - y_i[n] z_I[n - \tau_i]) \end{aligned} \quad (4.15)$$

以上より、周波数選択性フェージングの影響を受けた変調信号の同相成分 $z''_I[n]$ と $z''_Q[n]$ は、式 4.15 に示した $z'_I[n]$ と $z'_Q[n]$ を用いて次式のように表現できる。

$$\begin{aligned} z''_I[n] &= \lambda_d z_I[n] + z'_I[n] \\ &= \lambda_d z_I[n] + \sum_{i=0}^{L-1} \lambda_{r_i} (x_i[n] z_I[n - \tau_i] - y_i[n] z_Q[n - \tau_i]) \\ z''_Q[n] &= \lambda_d z_Q[n] + z'_Q[n] \\ &= \lambda_d z_Q[n] + \sum_{i=0}^{L-1} \lambda_{r_i} (x_i[n] z_Q[n - \tau_i] - y_i[n] z_I[n - \tau_i]) \end{aligned} \quad (4.16)$$

図 4.6 は、式 4.16 に示した変調信号を生成するためのブロック構成を示したものである。同図に示すように、レイリーフェージングシミュレータを L 回用いることによって互いに独立な L 個のレイリー波を生成する。

4.3 計算機シミュレーション

フェージングに対する適応等化器の有効性を検証するために、フェージング環境下を想定し計算機シミュレーションを行う。

4.3.1 シミュレーション条件

所望信号として、図 4.7 に示した搬送波 60 GHz、標本化周波数 240 GHz の QPSK 変調波を与える。QPSK 変調信号は同相成分と直交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。

4.3 計算機シミュレーション

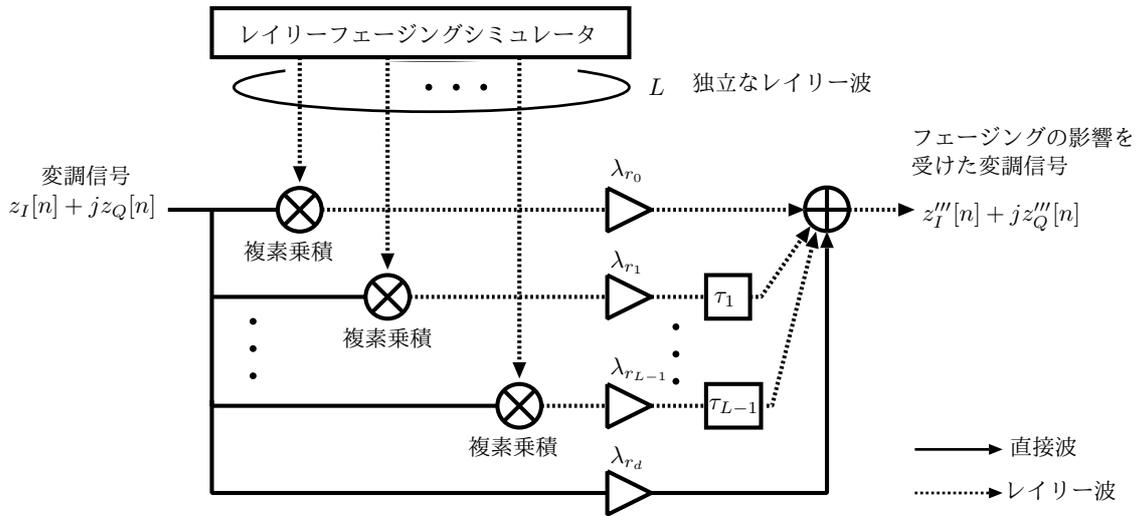


図 4.6 周波数選択性フェージングの影響を受けた変調信号の生成法

適応アルゴリズムは演算量の制約から実際に多く用いられている学習同定法を使い，適応等化器のパラメータとしてタップ数 100，ステップゲイン 1.0 を用いた．また，通信システムの詳細は図 4.8 に示すものとし，直接波とレイリー波の電力比が 5 dB の仲上-ライスフェージングに対する適応等化器の有効性を確認する．

4.3.2 シミュレーション結果

図 4.9 にシミュレーションの結果を示す．ただし，non using adaptive filter は歪み補償を行わなかったもの，using adaptive filter は適応等化器を用いた場合の誤り率特性である． $BER = 10^{-3}$ が得られる S/N でビット誤り率を特性を比較すると，この図より適応等化器を用いると場合大幅にビット誤り率が改善されており，フェージングに対して適応等化器が有効であることが分かる．

4.4 まとめ

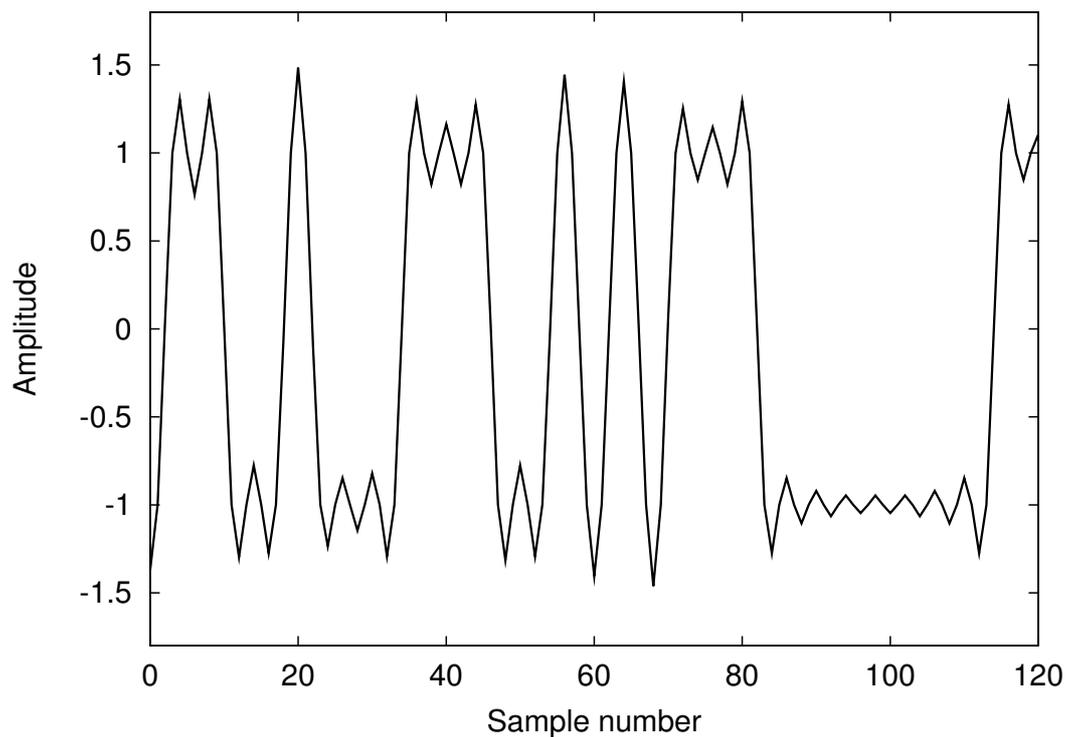


図 4.7 QPSK 変調信号

4.4 まとめ

本章では等価低域系シミュレーションにおける各種フェージング環境の再現方法について述べた。また、計算機シミュレーションを用いて仲上-ライスフェージングに対する適応等化器の有効性を検証した。結果、適応等化器の仲上-ライスフェージングに対して適応等化器が有効であることが確認できた。次章では、マルチパスフェージングに対するビット誤り率特性の改善効果の検証を行う。

4.4 まとめ

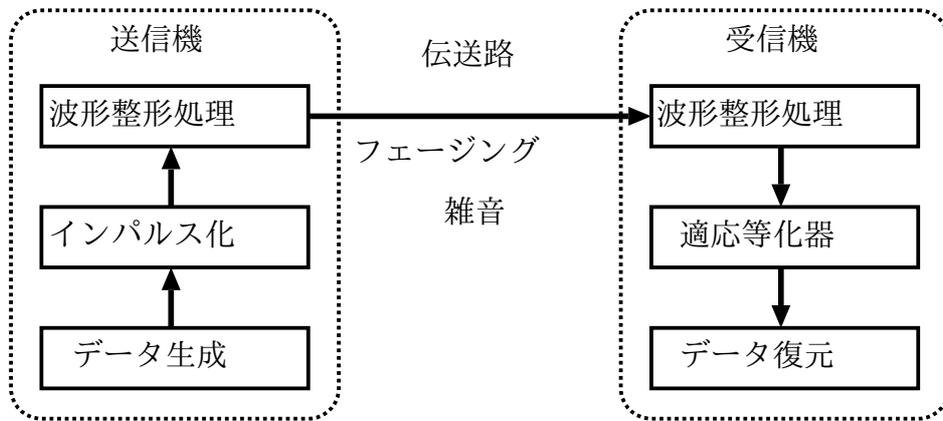


図 4.8 システム構成図

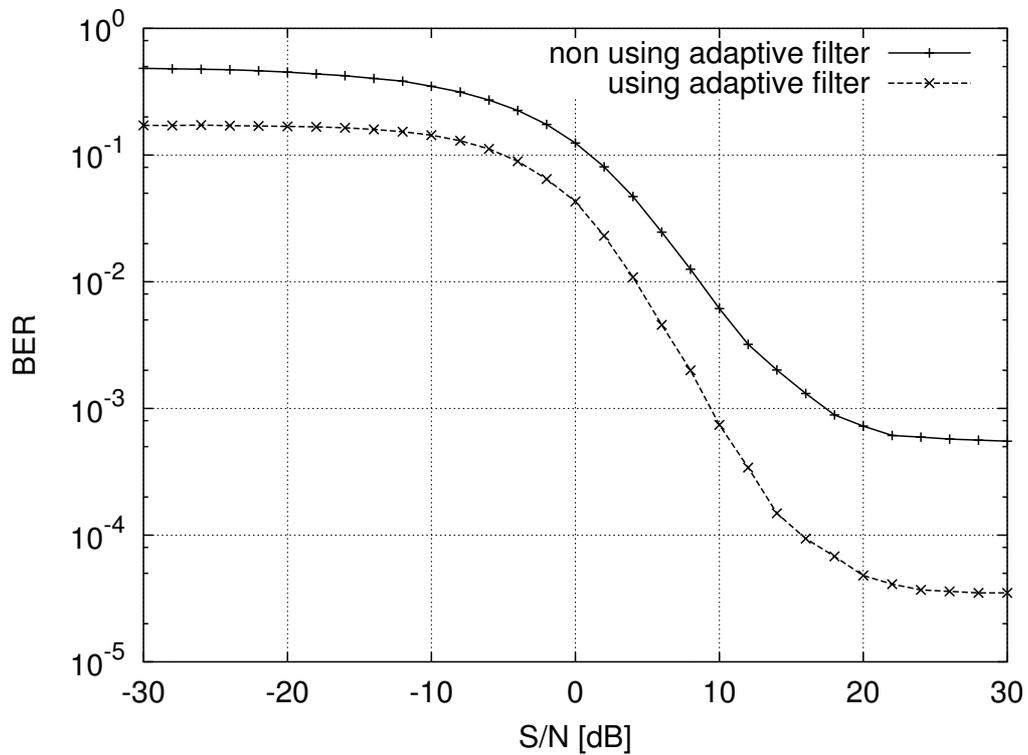


図 4.9 仲上-ライスフェージング環境下の誤り率特性

第5章

適応等化器の有効性

5.1 まえがき

ミリ波帯を利用した無線通信は天候の影響を大きく受けるため、主な利用環境は屋内環境となる。本章では、屋内環境を想定して計算機シミュレーションを行い、マルチパスフェージングに対する適応等化器の有効性とビット誤り率特性の検証を行う。また、ダイバシティ方式との併用時における誤り率特性の変化についても考察を行う。

5.2 遅延プロファイルモデル

実際の伝搬路では、レイリー波の遅延時間に対する受信レベルの変化を表す遅延プロファイルは複雑な特性を示すが、計算機シミュレーションでは、解析を簡単にするために遅延プロファイルのモデルを用いるのが一般的である [3]。

表 5.1 Indoor office test environment (IMT-2000)

タップ	遅延時間 (ns)	受信信号電力比 (dB)
1	0	0
2	50	-3.0
3	110	-10.0
4	170	-18.0
5	290	-26.0
6	310	-32.0

5.3 適応等化器の改善効果

表 5.1 は IMT-2000 で定められている屋内環境における遅延プロファイルモデルである。この表で示された各遅延時間と受信信号電力比を用いると、搬送波周波数を 60 GHz としたときの各レイリー波の遅延サンプル数と振幅比は表 5.2 のようになった。また、この遅延プロファイルにおける直接波と全レイリー波の受信信号電力比は、表 5.1 の値と式 4.7 により求めた結果、およそ -2.097 dB となった。以後の計算機シミュレーションではこれらの表で示した値を用いて屋内環境における周波数選択性フェージングを再現する。

表 5.2 遅延プロファイルモデル（直接波とレイリー波の電力比： -2.097 [dB]）

遅延時間 τ_i [サンプル]	振幅比 λ_{r_i}
0	0.615
12000	0.436
26000	0.195
40800	0.077
69600	0.031
74400	0.015

5.3 適応等化器の改善効果

ミリ波帯無線通信におけるマルチパスフェージングに対する適応等化器の有効性を検証するため、適応アルゴリズムに学習同定、RLS を用いて法計算機シミュレーションを行う。このとき、比較対象として、歪み補償に広く使われているダイバシティを用いる。

5.3.1 シミュレーション条件

詳細条件は 4 章計算機シミュレーションに準ずる。シミュレーションは、図 5.1 で示したダイバシティを単体で用いた場合のビット誤り率特性の改善効果と図 5.2 で示した適応等化器を用いた場合の比較を行う。このとき、ダイバシティは合成方式が容易な等利得合成を用

5.3 適応等化器の改善効果

いたブランチ数 2 の空間ダイバシティを用い、適応アルゴリズムは学習同定法と RLS の二通りを用いる。

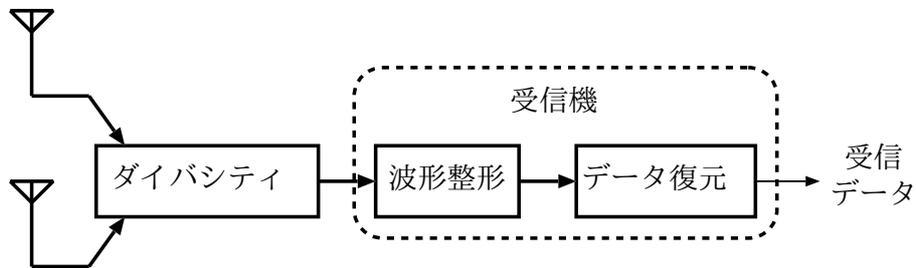


図 5.1 ダイバシティを用いた構成

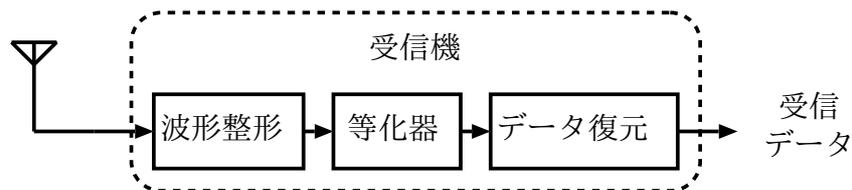


図 5.2 適応等化器を用いた構成

5.3.2 シミュレーション結果

図 5.3 にシミュレーションの結果を示す。ただし、non adaptive filter は歪み補償を行わなかったもの、using diversity はダイバシティを単体で用いたもの、gakusyu と RLS はそれぞれ適応アルゴリズムに学習同定法、RLS アルゴリズムを用いた場合の誤り率特性である。この図より、適応等化器を用いると歪み補償を行っていない場合と比較した場合、大幅にビット誤り率が改善されており、マルチパスフェージングに対しても、適応等化器が有効であることが分かった。また、今回用いた環境では適応等化器よりもダイバシティの方が有

5.4 適応等化器とダイバシティの併用

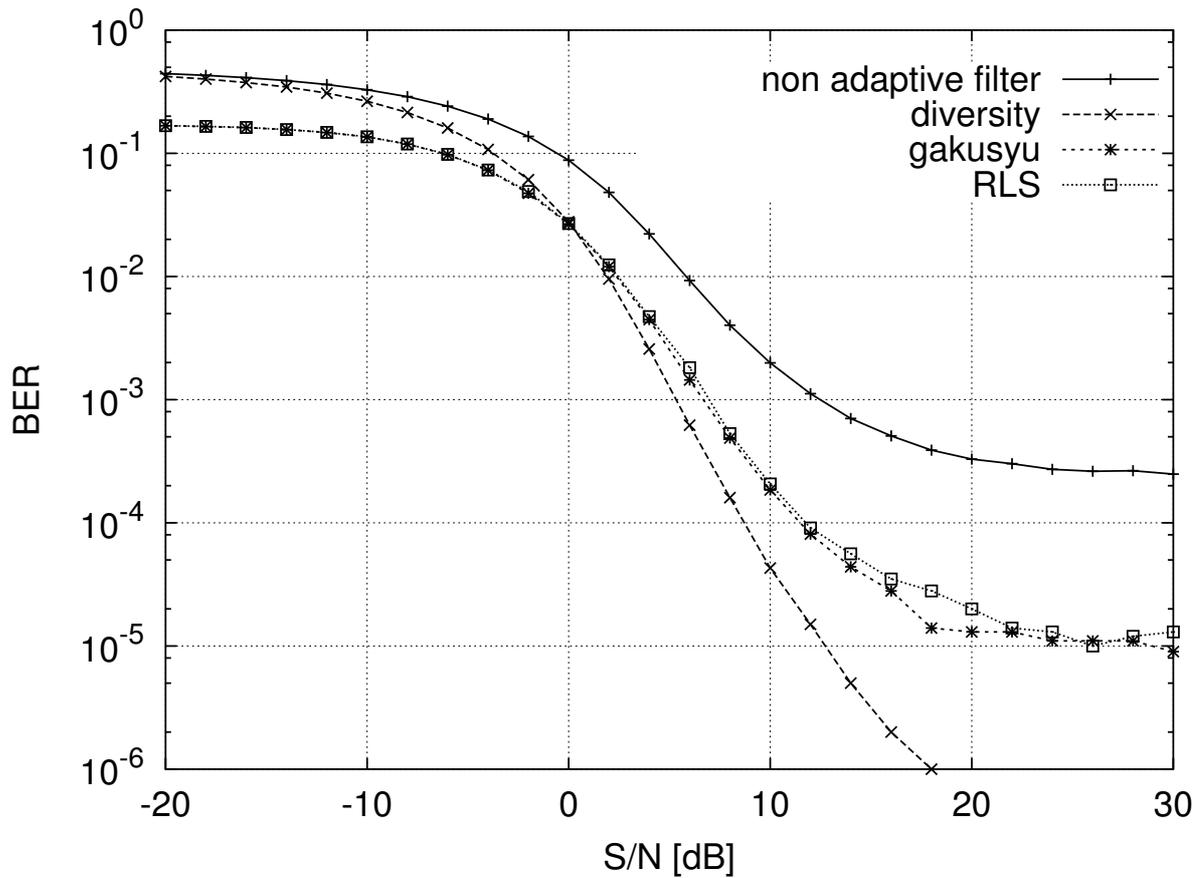


図 5.3 各 S/N における誤り率の変化

効であることもわかった。このとき、学習同定法と RLS アルゴリズムの誤り率特性を比較すると、大きな差が見られなかったため、以後、シミュレーションには RLS アルゴリズムに比べて演算量の少ない学習同定法を使うことにする。

5.4 適応等化器とダイバシティの併用

前節で行ったシミュレーションにより、今回用いた環境ではダイバシティの方が有効であることが分かった。そこで、ダイバシティと適応等化器の併用により、さらにビット誤り率特性の改善が行えるか検証を行った。

5.4 適応等化器とダイバシティの併用

5.4.1 適応等化器の配置箇所によるビット誤り率特性の変化

ダイバシティとの併用時の適応等化器の配置箇所による誤り率特性の変化を検証する。受信側の構成として図 5.4 に示したダイバシティ合成後の受信信号を適応等化器に通したものと、受信信号を先に適応等化器に通してダイバシティ合成を行った場合について検証を行う。このとき、受信信号を先に適応等化器に通したものについては、図 5.5 に示した波形整形を行わずに適応等化器に通したものと図 5.6 に示した波形整形後に適応等化器に通した場合の二通りの構成を用いる。

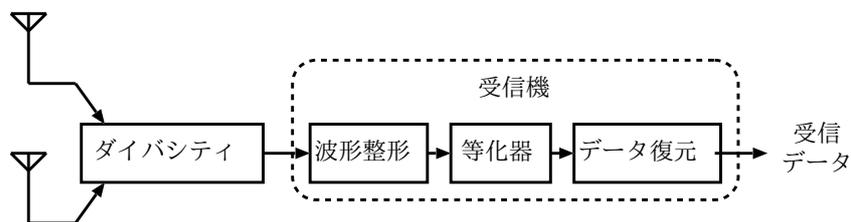


図 5.4 構成図 1 (適応等化器数: 1)

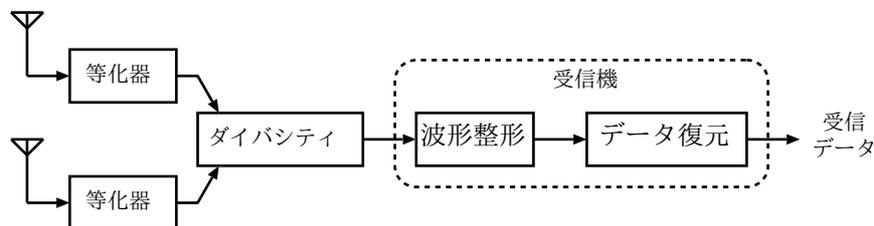


図 5.5 構成図 2 (適応等化器数: 2)

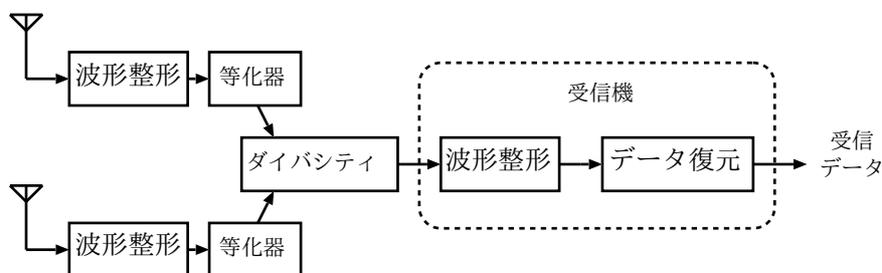


図 5.6 構成図 3 (適応等化器数: 2)

5.4 適応等化器とダイバシティの併用

5.4.2 シミュレーション結果

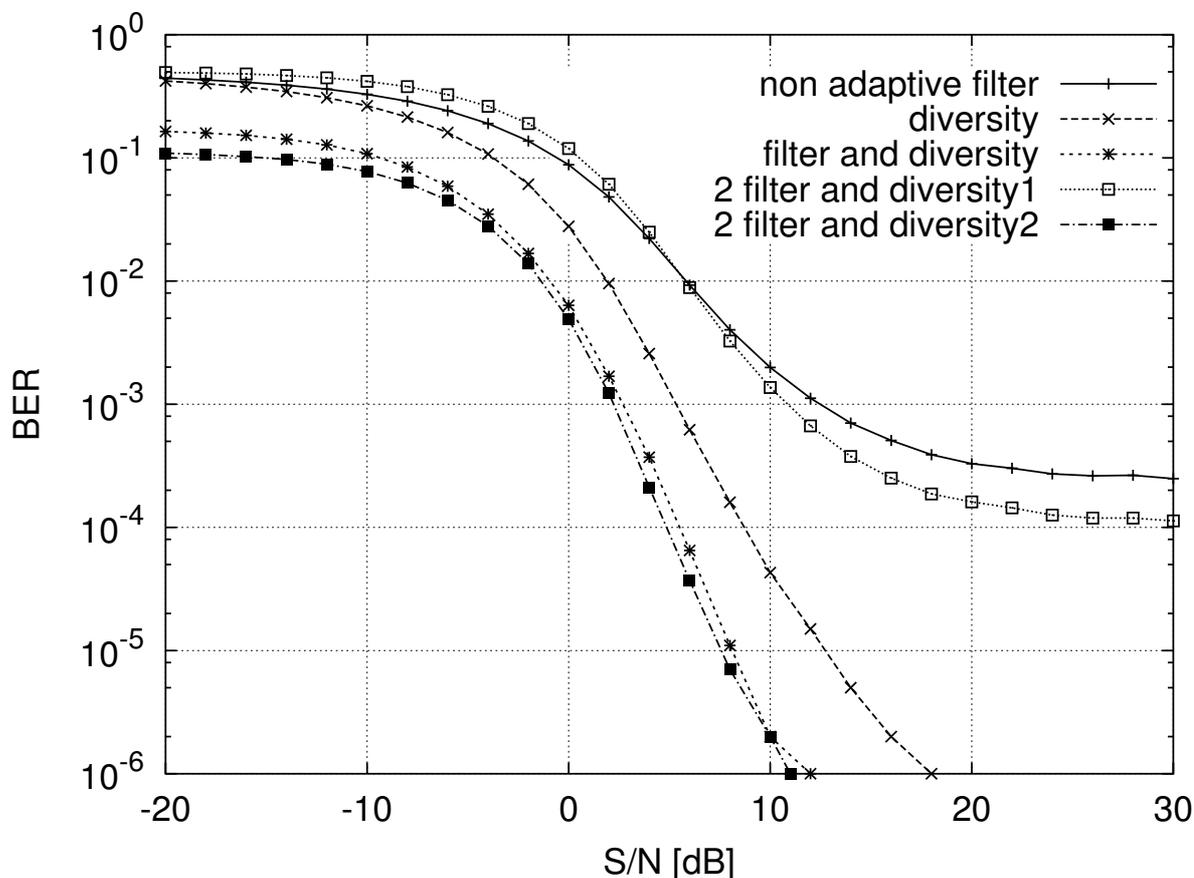


図 5.7 適応等化器の位置による誤り率の変化（適応等化器数：2）

図 5.7 にシミュレーションの結果を示す。ただし、non-adaptive filter は歪み補償を行わなかったもの、filter and diversity はダイバシティ合成後の受信信号を適応等化器に通したものの、2 filter and diversity1 は波形整形を行わずに受信信号を先に適応等化器に通したものの、2 filter and diversity2 は適応等化器に通す前に波形整形を行った場合のビット誤り率特性である。また、non adaptive filter, diversity は前節のシミュレーション結果から引用したものである。このように、ダイバシティ合成後に適応等化器を置いた場合は、それぞれを単体で用いた場合よりも誤り率特性が改善されたが、受信信号を先に適応等化器に通した場合、歪み補償を行わなかった場合とあまり変わらないという結果になった。しかし、波形整形を行った信号を適応等化器に通した場合、ダイバシティ合成後に適応等化器を置いた場

5.4 適応等化器とダイバシティの併用

合と同程度のビット誤り率となった。

5.4.3 適応等化器を 3 箇所配置したときのビット誤り率特性

適応等化器をダイバシティの各ブランチ、受信機の合計 3 個配置したときの誤り率特性を調べる。このとき、前節でのシミュレーションと同じように、各ブランチにおいて波形整形を行わなかった場合と波形整形を行った場合を比較するため図 5.8 と 図 5.9 に示した構成で計算機シミュレーションを行う。

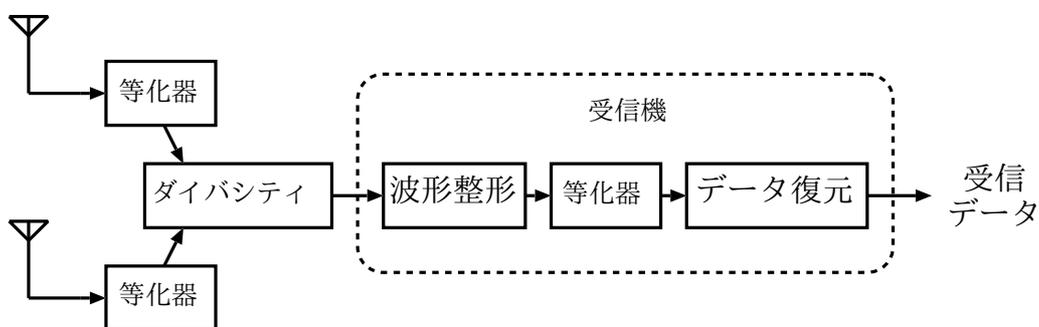


図 5.8 構成図 4 (適応等化器数 : 3)

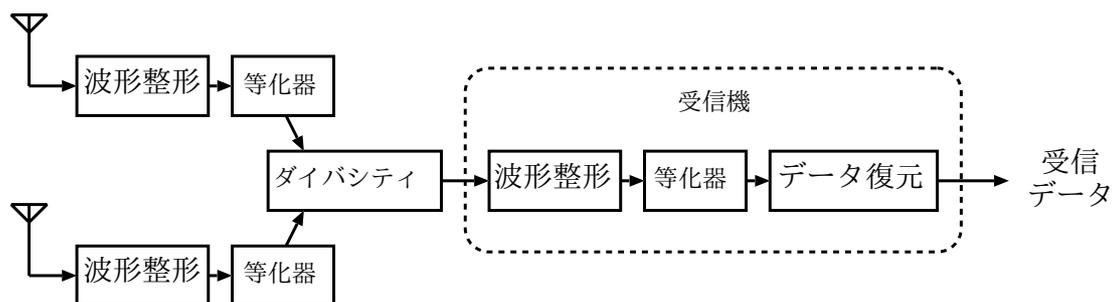


図 5.9 構成図 5 (適応等化器数 : 3)

5.4 適応等化器とダイバシティの併用

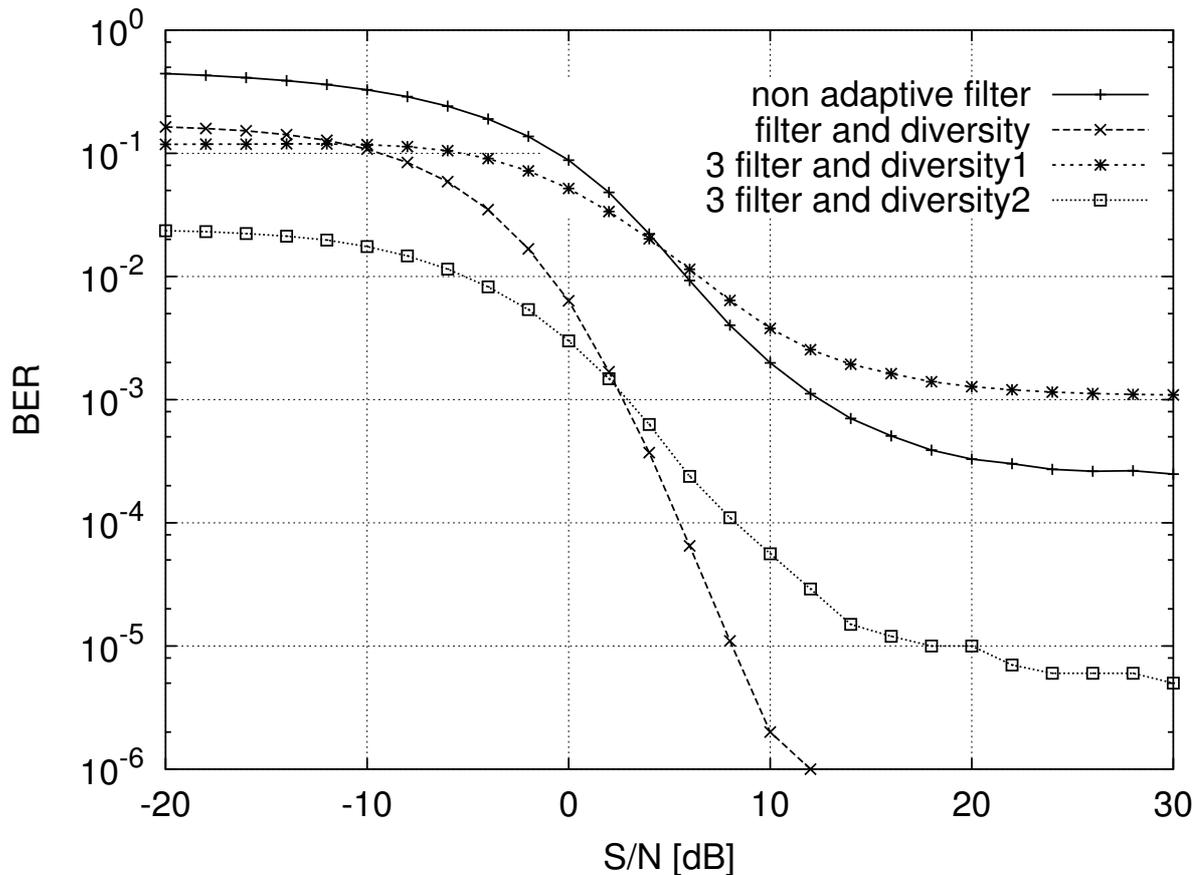


図 5.10 適応等化器の位置による誤り率の変化（適応等化器数：3）

5.4.4 シミュレーション結果

図 5.10 にシミュレーションの結果を示す。ただし、3 filter and diversity1 は図 5.8 に示した構成、3 filter and diversity2 は図 5.9 に示した構成のビット誤り率特性である。また、non adaptive filter, filter and diversity は前節のシミュレーション結果から引用したものである。このように、適応等化器を 3 箇所配置する場合、各ブランチにおける波形整形の有無に関係なく図 5.4 で示した構成よりもビット誤り率特性は悪化した。特に、波形整形を行わなかった場合のビット誤り率特性は歪み補償を行わなかった場合よりも悪化するという結果となった。

5.5 まとめ

本章では、計算機シミュレーションによりダイバシティと適応等化器を併用した場合におけるビット誤り率特性について、複数の受信側の構成に対し検証を行った。結果、大幅にビット誤り率特性が改善されたのは図 5.4, 図 5.6 に示した構成であった。この二通りの構成における改善量には大きな差が見られなかったため、システム全体の演算量などを考慮すると、図 5.4 に示したダイバシティ合成後に適応等化器を配置する構成が、今回用いた環境において最適であることが明らかとなった。

一方、ダイバシティ合成前に各ブランチにおいて波形整形を行わずに受信信号を適応等化器に通した場合、ビット誤り率特性は悪化するということも分かった。これは波形整形前であったため雑音の影響により未知システムの推定が正常に行われなかったことが、原因の一つとして考えられる。

第 6 章

結論

6.1 まとめ

本論文では，ミリ波帯無線通信におけるマルチパスフェージング環境下において，通信品質の改善に適応等化器を用いた際の有効性について調べた．また，ダイバシティと併用した場合の誤り率特性について，適応等化器の配置数，配置箇所によるビット誤り率特性の変動について考察を行った．

結果，マルチパスフェージングに対して適応等化器が有効であることを確認することができた．また，適応等化器を等利得合成を用いた空間ダイバシティと併用する場合，最適な構成はダイバシティ合成後に適応等化器を配置するというシンプルなものであることが分かった．このときのビット誤り率は，雑音のみの環境下とほぼ同じ S/N が 10 dB 前後で 0 になっており，今回用いた環境下におけるマルチパスフェージングの影響を取り除くことが出来たと考えられる．

6.2 今後の課題

今後の課題として，適応等化器をダイバシティと併用する場合，適応等化器の位置によるビット誤り率特性の変動の原因が適応等化器によるものであるかを検証するため，他のダイバシティ合成方式と併用した場合の誤り率特性についても検証が望まれる．

謝辞

本研究を行うにあたり、御指導、御助言して下さった福本昌弘助教授に心から感謝致します。上京してからも先生から教えて頂いたノウハウをもとに、ダイキャスト製の車を収集したいと思います。また、本研究の審議をして頂いた島村和典教授、浜村昌則助教授に深く感謝致します。

研究に必要な知識だけでなく、カップ麺以外の栄養源を与えて下さった佐伯幸郎様、福富英次様、私の英語になっていない英語をチェックして下さった劉立剛様に深く感謝致します。そして、研究室での時間を共有し共に研究に励んだ福本研究室の一同に感謝致します。ぼそっと過激な発言をする一色雄太君、みんなに冷めた笑いを提供してくれた鈴木康太君、2年連続で一緒にお風呂に入った高田浩貴君、わずか一週間程で机の上をフェラーリだらけにした野老山央君、面倒見のよかった高橋一善さん、本当にありがとうございました。特に、研究から論文作成までしてくれた吉本君、今までお疲れ様でした。

また、物作りと共に破壊活動の楽しさも再認識させてくれた坂本研究室の市川浩一郎君、梗概の添削をしてくれた同研究室の谷脇るり子さん、どうもありがとうございました。加えて、他の坂本研究室の皆様にも感謝致します。思えばこの一年間、様々な事がありました。神経質な性格が災いして、ちょっとした物音に腹を立てる事もりましたが皆様のおかげで楽しく健康的に過ごすことができました。この場を借りて改めて御礼申し上げます。

最後に、これまで私を支えて下さった全ての方々に感謝致します。

参考文献

- [1] 山内雪路，デジタル移動通信方式，東京電機大学出版局，1993.
- [2] 辻井重男，適応信号処理，昭晃堂，1995.
- [3] 高畑文雄，デジタル無線通信入門，培風館，2002.
- [4] 三瓶政一，デジタルワイヤレス伝送技術 基礎からシステム設計まで，株式会社ピアソン・エデュケーション，2002.
- [5] 斎藤洋一，デジタル無線通信の変復調，電子情報通信学会，1996.
- [6] 進士昌明，無線通信の電波伝搬，電子情報通信学会，1992.
- [7] 滑川敏彦，奥井重彦，通信方式，森北出版，1990.
- [8] 唐沢好男，デジタル移動通信の電波伝搬基礎，コロナ社，2003.

付録 A

ダイバシティ

A.1 ダイバシティ合成

マルチパスフェージングは端末の移動に伴って発生する。したがって、端末のアンテナが異なるルートを移動すれば、各々のアンテナで全く異なるフェージングの影響を受けることになる。ダイバシティ技術はこの特徴を活用して通信特性を改善する技術である。例えば、端末において適当な間隔で 2 本のアンテナを配置し、端末を移動すると各々のアンテナで受信される信号のフェージング変動は独立の変動となる。

A.2 ダイバシティの種類

ダイバシティの種類の主なものには、空間ダイバシティ、偏波ダイバシティ、時間ダイバシティ、パスダイバシティおよび指向性ダイバシティがある。それぞれの特徴を表 A.1 に示す。

A.2 ダイバシティの種類

表 A.1 各ダイバシティの特徴

種類	利点	欠点
空間ダイバシティ	構成が容易 ダイバシティブランチ数 (L) が任意に設定可能 帯域や送信電力を増やす必要がない	ハードウェアサイズが大きくなる 基地局ではアンテナ間隔が広くなる
偏波ダイバシティ	アンテナ間隔を考慮しなくてよい 帯域を拡大する必要がない	ブランチ数が 2 つに限定される 送信電力を 3 dB 高める必要がある
周波数ダイバシティ	ダイバシティブランチ数 (L) が任意に設定可能	L 倍の送信電力および帯域が必要
時間ダイバシティ	アンテナ間隔を考慮しなくてよい ダイバシティブランチ数 (L) が任意に設定可能 ハードウェアが非常に簡易	L 倍の帯域が必要 f_d が小さい時には大きなバッファメモリが必要
指向性ダイバシティ	Doppler 広がりが小さくなる	ダイバシティ利得が端末の周りの物体に影響される 端末にのみ適用可能
パスダイバシティ	アンテナ間隔を考慮しなくてよい 送信電力や帯域を増やす必要がない	ダイバシティ利得は遅延プロファイルに依存

A.3 ダイバシティ合成方式

A.3.1 選択合成

選択合成方式は、ダイバシティブランチの中で最も受信信号レベルの高いブランチを選択する方式であり、受信信号のレベル変動を極力少なくし、受信信号の信頼性を高める。

A.3.2 最大比合成

最大比合成はすべてのブランチの信号を同相化した後、適切な重みをつけて合成し受信特性の改善を行う。基地局受信のように、ダイバシティブランチ数を 2 より大きくできる場合には、最大比合成が特に有効である。

A.3.3 等利得合成

等利得合成は、最大比合成における重み付けの値を全て等しくした場合、すなわち、各ブランチの信号を同相化して加算した場合に相当する。この合成法を用いると、合成後の S/N は、最大比合成に比べて、ブランチ数が 2 の場合 0.5 dB、ブランチ数が 10 の場合 1dB 劣化するが、重み付けがない分だけ回路が簡易になるという特徴がある。