

Title	デジタル移動通信における高速・高品質伝送に関する研究
Author(s)	岡田, 実
Citation	大阪大学, 1998, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3144190
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

デジタル移動通信における
高速・高品質伝送に関する研究

1997年11月

岡田 実

謝辞

本論文は，大阪大学大学院工学研究科教授小牧省三博士の御指導の下に筆者が大阪大学工学部に在職中に行った研究成果をまとめたものである．本研究の遂行にあたり一貫して直接の懇篤なる御指導，御鞭撻を賜わった小牧省三博士に衷心より謝恩の意を表する次第である．

本論文をまとめるに際し，大阪大学大学院工学研究科教授森永規彦博士に懇切丁寧なる御教示，御助言を賜わった．ここに深く感謝の意を表する次第である．

大阪大学大学院在学中より通信工学全般および本研究に関して御指導，御教示を賜わった大阪大学工学部名誉教授倉藺貞夫教授，大阪大学大学院工学研究科教授長谷川晃博士，同教授池田博昌博士，同教授前田肇博士，同教授児玉裕治博士をはじめとする大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻ならびに電子情報エネルギー工学専攻の諸先生方ならびに大阪大学産業科学研究所教授元田浩教授に厚く感謝申し上げます．

また本研究に関し，折に触れて有益な御助言，御討論，御激励を頂いた大阪市立大学教授村田正博士，名古屋大学工学部助教授片山正昭博士，大阪大学大学院工学研究科助教授三瓶政一博士，同助教授塚本勝俊博士，同助教授原晋介博士，同助手宮本伸一氏に心より感謝申し上げます．

さらに，本研究の途上，熱心な御討論と有益な御助言，御協力を頂いた原田博司博士（現在郵政省通信総合研究所）をはじめとする大阪大学工学部通信工学科卒業生ならびに森本雅和氏をはじめとする同学科小牧研究室，森永研究室の諸兄に感謝申し上げます．

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科並びに大阪大学工学部において行った、デジタル移動通信における高速かつ高品質な伝送技術に関する研究成果をまとめたもので、以下の8章から構成されている。

第1章は序論であり、将来のマルチメディア移動通信を実現するために必要なデジタル移動通信の技術課題を挙げ、次に、特に高速デジタル移動通信の実現に問題となるマルチパスフェージングによる伝送特性の劣化を改善するための変復調技術に関する研究の現状について述べると共に、本論文の位置付けと目的を明らかにする。

第2章では、移動通信伝搬路において問題となるマルチパスフェージングの統計的性質について述べ、デジタル無線通信システムに与える影響について明らかにする。次に、マルチパスフェージング対策技術の現状を、一様フェージング対策と周波数選択性フェージング対策に分けて概説する。

第3章では、フェージング振幅変動による伝送特性の劣化を効果的に補償するため、非線形最適化法を用いて最適信号設計を行うブロック符号化変調方式を提案している。まず、ブロック符号化変調方式のビット誤り率特性の上界式を導出する。次に、非線形最適化法を用いて上界式を最大にする信号を探索し、最適信号を設計する。この信号について計算機シミュレーションを行い、有効性を明らかにする。また、提案ブロック符号化変調を実際のフェージング通信路に適用する場合に必要な伝搬路推定法としてカルマン推定を用いる方法ならびに差動符号化により伝搬路推定を行うブロック符号化変調システムを提案する。理論解析により、伝搬路推定に誤差が含まれる場合の誤り率特性の厳密解を導出し、提案ブロック符号化変調システムが有効に動作することを明らかにする。

第4章では、デジタル移動通信において高速デジタル伝送を行う場合に問題となる周波数選択性フェージングの補償を系列推定型等化器を用いて行う方式を提案している。まず、提案方式のシステム構成およびフレーム構成を述べ、系列推定型等化器および内挿型伝搬路

推定法の原理を明らかにする。次に、計算機シミュレーションを行い、周波数選択性フェージング補償方式として提案方式が有効であることを明らかにする。また、伝送フレーム内のトレーニング系列長および情報系列長が補償特性に与える影響について示し、所要トレーニング系列長および最大情報系列長について明らかにする。

第5章では、マルチキャリア変調方式のマルチパスフェージング通信路における伝送特性の解析を行っている。まず、直交マルチキャリア変調方式のシステム構成を示し、マルチパスフェージング伝搬路におけるビット誤り率の理論式を導出する。次に、この理論式を用いてマルチパスフェージング通信路における伝送特性の数値解析を行い、最適サブチャネル数およびガード区間長が存在することを明らかにする。

第6章では、マルチキャリア変調信号の周期定常性を用いたシンボルタイミング、シンボル周期並びに周波数オフセットの最尤推定方式を提案している。まず、マルチキャリア変調信号のシンボルタイミングおよび周波数オフセットに関する尤度関数を導出し最尤推定器の構成を示すとともに最尤推定器の演算量を減らすために演算を簡略化した推定器を提案する。次に、最尤推定器の周波数オフセット推定誤差について理論解析を行い、最適ガード区間長を明らかにする。さらに、計算機シミュレーションを行い、提案方式により非常に短いシンボル区間でシンボルタイミングおよび周波数オフセットの推定が可能となることを明らかにする。

第7章では、マルチキャリア変調信号の非線形歪み補償方式について提案している。まず、マルチキャリア変調信号が非線形増幅器を通過することにより生じた波形歪みを最尤系列推定により補償する方式を提案する。また、最尤系列推定時に問題となる演算量を削減するために、取り得る全ての系列について系列判定を行うのではなく、通常シンボル判定受信機で復号した受信データ系列に近い系列のみを選び、その中で系列判定を行う方式を提案する。次に、提案非線形歪み補償方式を適用したマルチキャリア変調方式のビット誤り率特性を理論解析および計算機シミュレーションを行うことにより明らかにし、本方式が有効であることを示す。

第8章は、結論であり、本論文で得られた成果を総括するとともに、今後の課題について述べる。

目次

第1章 序論	1
第2章 移動通信伝搬路特性とフェージング対策技術	7
2.1 緒言	7
2.2 マルチパスフェージングの統計的性質	8
2.2.1 マルチパス伝搬路の一般的性質	8
2.2.2 一様フェージング	10
2.2.3 周波数選択性フェージング	15
2.3 一様フェージング対策技術	17
2.3.1 ダイバーシチ	17
2.3.2 誤り制御技術	22
2.3.3 伝搬路時間変動の推定技術	23
2.4 周波数選択性フェージング対策技術	25
2.4.1 適応等化器	25
2.4.2 スペクトル拡散方式	27
2.4.3 マルチキャリア変調方式	27
2.5 結言	28
第3章 ブロック符号化変調方式の信号設計法	29
3.1 緒言	29
3.2 システム構成	31
3.3 ブロック符号化変調信号の設計法	33
3.3.1 ビット誤り率の上界	33
3.3.2 信号設計法	36
3.4 設計ブロック符号化変調方式の伝送特性	42

3.4.1	白色ガウス雑音通信路におけるビット誤り率特性	43
3.4.2	レイリーフェージング下におけるビット誤り率特性	44
3.4.3	ライスフェージング下の所要 E_b/N_0	45
3.4.4	振幅一定条件下のビット誤り率特性	46
3.4.5	ダイバーシチの効果	47
3.5	ブロック符号化変調用伝搬路推定法	49
3.5.1	カルマン推定を用いた方式	49
3.5.2	差動符号化 BCM 方式	51
3.6	伝搬路推定誤差を考慮した誤り率上界	52
3.7	ビット誤り率特性	57
3.7.1	理想 BCM 方式	57
3.7.2	カルマン推定を用いる BCM 方式	58
3.7.3	差動符号化ブロック符号化変調方式	59
3.8	結言	61
第 4 章	遅延判定帰還型最ゆう復号器を用いた周波数選択性フェージング補償方式	63
4.1	緒言	63
4.2	提案方式の原理と構成	64
4.2.1	送受信機構成	64
4.2.2	遅延判定帰還型最ゆう復号法による符号間干渉の補償	67
4.2.3	伝搬路のインパルス応答の推定	69
4.3	計算機シミュレーション結果	70
4.3.1	シミュレーション系の諸元	70
4.3.2	静特性下の誤り率特性	71
4.3.3	必要なトレーニング系列長	73
4.3.4	内挿型インパルス応答推定方式によるフレーム効率の改善効果	74
4.3.5	遅延判定帰還型最ゆう復号法に内挿型インパルス応答推定方式を適用 した効果	76
4.3.6	典型的な伝搬路モデルにおける補償特性	76
4.4	結言	79
第 5 章	マルチキャリア変調を用いた高速デジタル伝送方式	81
5.1	緒言	81

目次	vii
5.2 システム構成	83
5.3 周波数選択性フェージングに対する影響	84
5.4 伝搬路特性の時間変動に対する影響	86
5.5 数値解析結果	87
5.6 結言	93
第6章 マルチキャリア変調信号の最尤同期推定方式	95
6.1 緒言	95
6.2 システムモデル	96
6.3 周期定常信号の最尤推定法	97
6.4 理論解析	100
6.5 計算機シミュレーション結果	103
6.6 結言	108
第7章 マルチキャリア変調信号の非線形歪み補償方式	109
7.1 緒言	109
7.2 システム構成	110
7.3 最尤推定を用いた非線形補償方式	113
7.4 理論解析	116
7.5 解析結果	117
7.6 結言	122
第8章 結論	125
参考文献	127

第1章

序論

現在、携帯電話や PHS(Personal Handyphone System) に代表される移動通信の利用が急激に増大している。図 1.1 に日本における無線呼出し、MCA (Multi-Channel Access), 携帯電話, 並びに PHS 契約数の推移を示す^[1]。1997 年 4 月末現在、携帯電話および PHS 契約者数はそれぞれ、2180 万および 642 万契約に到達している。また、携帯電話および PHS の伸びが著しく、携帯電話の 1997 年 4 月末における対前年増加率 98.7%, PHS にいたっては、対前年増加率が約 210.8% と爆発的に増加している。このような移動通信の契約者の大幅な伸びは、端末機器や通話コストが大幅に低下したことに加えて、情報通信のパーソナル化に対する需要と移動通信サービスとが適合したことが大きな要因であろう。

しかし、このような契約者の大幅な伸びに対して、移動通信に使用される周波数帯域は限られており、周波数帯域が逼迫している。このような状況に対処するため、より周波数利用効率の高いシステムの構築が急務である。

一方、有線伝送系においては、音声、静止画像や動画像、メッセージやデータなどのマルチメディア情報伝送に対する要求が高まっている。特に、近年、電子メール (e-mail), ファイル転送 (FTP: File Transfer Protocol), WWW (World Wide Web) など、インターネットを通じての様々なマルチメディア情報伝送の需要の伸びは著しいものがある。インターネットに接続されているホストコンピュータ¹数を図 1.2^[2]に示す。接続ホスト数は、1997 年 1 月の時点で全世界で 1615 万台、日本では 73 万台となっており、さらに、指数関数的に増大を続けている。

しかし、これらのマルチメディア情報の伝送には、様々な所要伝送品質を持つ情報を効率

¹ インターネットに専用線接続あるいはダイヤルアップ接続されているコンピュータで IP アドレスと対応しているドメイン名を持っているもの

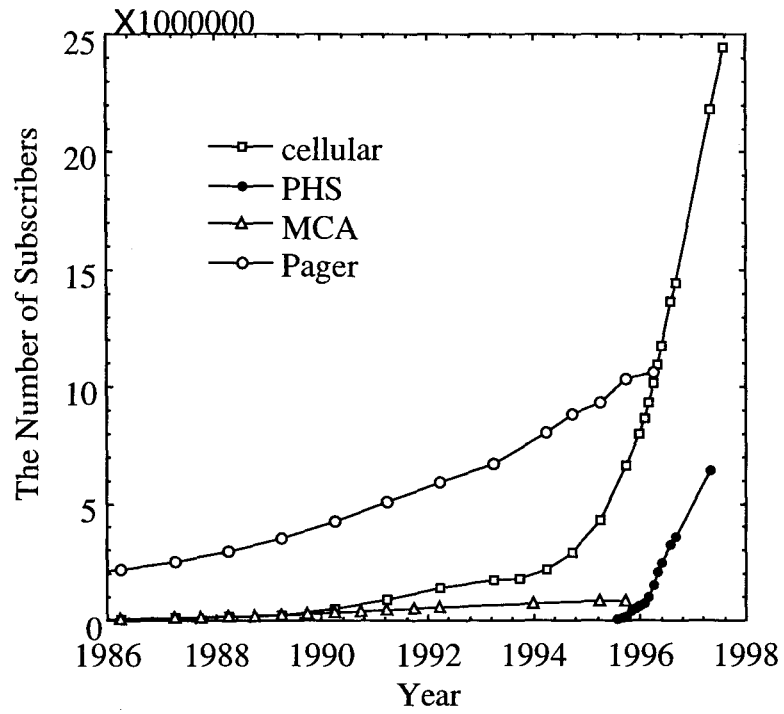


図 1.1: 日本の移動通信契約数

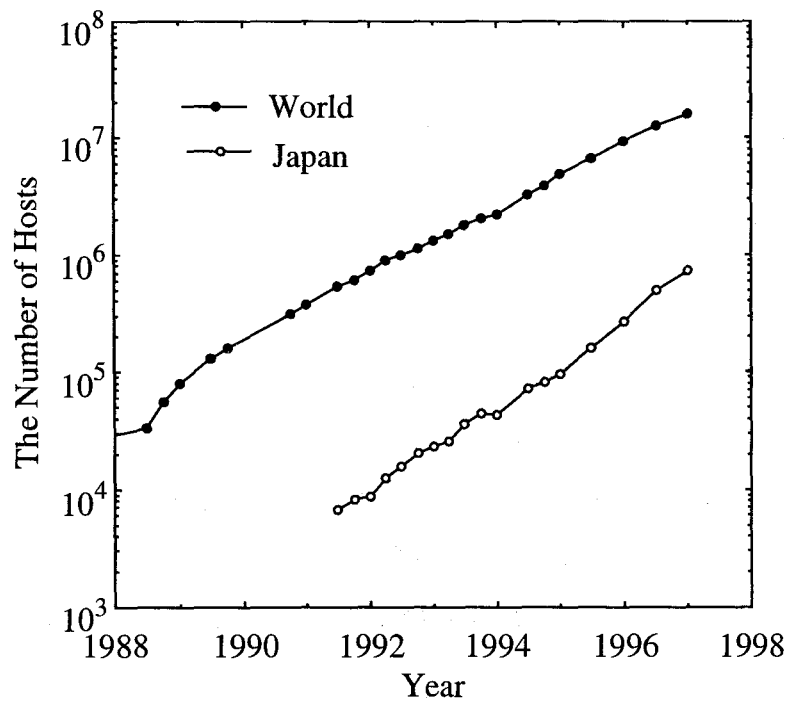


図 1.2: インタネットに接続されているホストコンピュータ台数

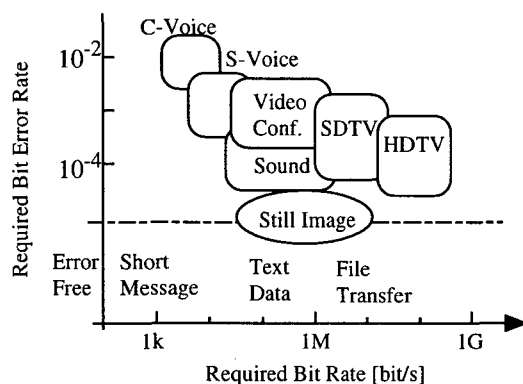


図 1.3: 情報の種類と所要伝送品質

的に伝送可能なデジタル伝送システムが必要となる。図 1.3に情報の種別と要求される伝送速度との関係を示す。音声の場合には、セルラー電話程度の音声品質 (C-Voice) で数 kbps 程度、有線電話程度の品質 (S-Voice) で 16kbps から 64kbps、音楽などの高品質音声 (Sound) では百 kbps 程度以上のデジタル伝送が要求される。一方、動画像伝送では、ビデオ会議品質 (Video Conf.) で百 kbps から数 Mbps 程度、標準テレビ画像 (SDTV) では数 Mbps、さらに高品位テレビ画像 (HDTV) では、数十 Mbps 以上のデジタル伝送が要求される。また、テキストデータやメッセージ、ファイル転送やデータベースアクセスなどでは、誤りがなくかつ高速なデジタル伝送が要求される。

今後、有線系における上記のような要求を移動通信環境下においても満足させる必要があるが、移動通信において、マルチメディア情報の伝送を行う場合、伝送速度と伝送品質が大きな問題となる。従来の移動通信において提供されているサービスの概略を図 1.4に示す³⁾。日本のデジタル携帯電話方式である PDC(Personal Digital Cellular) では、伝送速度は回線交換で 9.6kbps、パケット交換で 28.8kbps である。また、PHS では、32kbps の伝送が可能であるが、動画像まで含んだマルチメディア情報伝送には十分ではない。一方、数 Mbps までのデジタル伝送が可能なシステムとして無線 LAN (Local Area Network) が用いられているが、移動は、室内あるいは構内といった狭い範囲に限られており、移動性に問題がある。

さらに、移動通信においてはマルチパスフェージングが存在しており、高速、高品質デジタル伝送実現の上で大きな障害となる。マルチパスフェージング環境では、受信電界強度レベルが受信機の熱雑音レベル近くまで頻繁に落ち込み伝送特性が著しく劣化するため、高品質デジタル伝送の実現には、この受信電界強度レベルの低下による特性劣化の補償技術

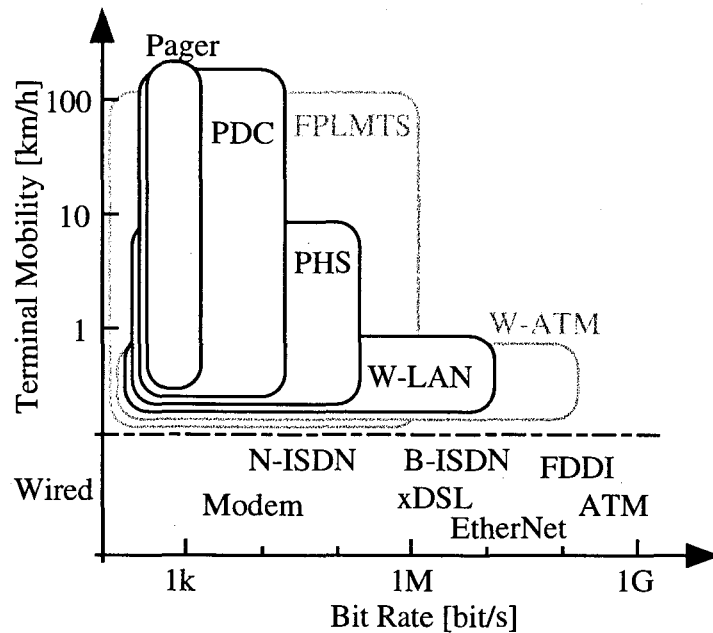


図 1.4: 移動通信で提供される品質

が必要である。また、マルチパス波の伝搬遅延時間が伝搬経路毎に異なっているため、高速デジタル伝送を行うと遅延時間の広がりにより伝送帯域内の周波数特性が歪む周波数選択性フェージングが生じて著しく伝送特性が劣化する。従って、高速デジタル伝送の実現には、周波数選択性フェージング対策が不可欠である^[4, 5, 6]。

フェージングによる伝送特性の劣化を改善する方法として、ダイバーシチ^[7]、誤り訂正符号化^[8]や符号化変調方式が検討されている。誤り訂正符号化、ダイバーシチと、さらにインタリーブを組み合わせた場合の伝送特性の理論評価はインタリーブサイズの大きさを考慮して検討されている^[9]。また、誤り訂正符号化と多値変調方式を組み合わせた符号化変調方式^[10]は、周波数効率を下げることなく伝送特性を改善することができる有効な方式であり、中でも、畳み込み符号と多値変調方式の組み合わせによるトレリス符号化変調方式 (Trellis Coded-Modulation: TCM) が様々な通信路について検討されている^[11, 12, 13]。一方、ブロック符号化変調方式 (Block Coded Modulation: BCM) についてもいくつかの検討が行われている^[10]。BCMでは、ブロックごとに符号化が行われていることから、TCMよりも変復調器の構成が簡単になる可能性を有する。また、信号設計に関してもTCMとは異なって、あとで示すように非線形計画法という強力な設計手法を用いることもできる。

本論文では、既存の多値変調方式において制限されていた変調多値数および信号点配置の

条件を取り除くことにより、限られたブロック長で BER 特性を大きく改善する BCM の信号設計法について提案を行う。まず、ライスフェージング環境下における BCM 方式のビット誤り率の上界式を、インタリーブサイズの影響並びにダイバーシチの効果を考慮に入れて導出する。次に、この上界式を小さくする信号系列の組を非線形計画問題の繰り返し解法として知られている準ニュートン法^[14]を用いて探索する信号設計法を提案する。また、フェージング伝搬路に符号化変調を適用する場合、伝搬路の振幅変動を受信機で正確に推定する必要がある。本論文では、提案 BCM 方式の復号のための伝搬路の振幅変動の推定を行う方式を提案し、その伝送特性を計算機シミュレーションおよび理論解析により明らかにする。

次に、高速デジタル伝送時に問題となる周波数選択性フェージング対策について検討する。周波数選択性フェージング対策技術としては、アダプティブアレーアンテナ^[15, 16]、適応等化器^[17, 18, 19, 20, 21, 22]、周波数拡散方式^[8]やマルチキャリア変調方式^[23, 24, 25]が検討されている。適応等化器は、マルチパス波の遅延広がりによる符号間干渉が数シンボル程度にわたる周波数選択性フェージング伝搬路における補償技術として有効である。特に、系列推定等化器は、非常に効果的な特性の改善であり、様々な検討が行われている。しかし、遅延時間が増大すると、等化器のハードウェア規模が急激に増大し、実現が不可能となる。また、等化を行うためには、周波数選択性フェージング伝搬路のインパルス応答を正確に推定する必要があるが、インパルス応答は時間とともに変動しているために正確な推定は困難である。

本論文では、伝搬路の時変インパルス応答を高精度に推定するために、情報系列の前後 2 箇所既知トレーニング系列を配置し、このトレーニング系列部のそれぞれにおける伝搬路のインパルス応答をカルマンフィルタにより推定し、これら 2 箇所において推定したインパルス応答を一次内挿することにより情報系列部におけるインパルス応答を推定する方式を提案する。提案方式では、内挿という非常に簡単な処理により伝搬路のインパルス応答の推定を行っており、推定によるハードウェア規模の増大はほとんどない。また、高速な伝搬路の時間変動に追従することが可能である。本論文では、変調方式として DQPSK (Differentially Encoded Quadrature Phase Shift Keying)、伝送速度 512kbps の TDMA (Time Division Multiple Access) デジタル移動通信に本方式を適用した場合の伝送特性を計算機シミュレーションにより検討し、有効な方式であることを明らかにする。

適応等化器は周波数選択性フェージングの有効な補償技術であるが、遅延広がりが 10 シンボルを超える周波数選択性フェージング伝搬路では、ハードウェア規模がハードウェア規模が極めて大きくなり非現実的となる。従って、数 Mbps を超える高速デジタル伝送を行うためには、等化器に変わる新たな技術を導入する必要がある。マルチキャリア変調方式は、

周波数選択性が問題とならない狭帯域デジタル変調信号サブチャネル信号とし、このサブチャネル信号を周波数多重することにより、このような周波数選択性フェージング伝搬路において高速デジタル伝送を実現する方式である。しかし、マルチキャリア変調方式では、サブチャネル信号のシンボル長が長くなるため、伝搬路の時間変動に対する耐性が低下する。また、非常にせまい周波数間隔でサブチャネル信号を周波数多重していることから、送受信機局部発振器間の周波数オフセットにより伝送特性が大きく劣化する。さらに、マルチキャリア変調信号は複数の変調信号の和であり、その振幅が大きく変動しているため、送信増幅器の非線形歪みにより伝送特性が劣化する。

本論文では、マルチキャリア変調方式のこれらの欠点を解決するため、まず、時変周波数選択性フェージング伝搬路における最適サブチャネル数について検討を行う。伝送速度一定の条件下でサブチャネル数を増加させると、各サブチャネルの伝送速度が低下するため周波数選択性に対する耐性は増すが、時間変動に対する耐性は低下する。一方、サブチャネル数を減少させると、各サブチャネルの伝送速度が大きくなり、時間変動に対する耐性が増すが周波数選択性に対する耐性は低下する。このことから、伝搬路の時間変動および周波数選択性に応じてサブチャネル数の最適値が存在する。本論文では、理論解析および計算機シミュレーションを行い、最適サブチャネル数について明らかにする。

次に、周波数オフセット対策として、マルチキャリア変調信号の周期定常性を利用した最尤周波数オフセット推定方式を提案する。マルチキャリア変調信号において、周波数選択性に対する耐性を高めるためにシンボルごとにガード期間を挿入するが、このガード区間を用いることにより、非常に高精度な周波数オフセットの推定が可能となる。また、シンボルタイミングの推定を同時に行うことが可能である。本論文では、提案方式の推定特性を計算機シミュレーションおよび理論解析により明らかにする。

さらに、マルチキャリア変調方式の非線形歪み対策として、最尤系列推定を用いてデジタル伝送特性の推定を行う変調方式を提案する。この方式は、非線形歪みを受けた受信信号を、非線形歪みを含めて最尤系列推定を行うことにより補償を行う方式である。最尤系列推定方式では、サブチャネル数が増大すると比較する系列数が指数関数的に増大し、実現が不可能になる。この問題を解決するために、全ての系列について比較を行う代わりに、非線形補償を行わない通常の受信機で受信した系列と1ビット異なる系列だけを用いて系列推定を行う方式を提案する。提案方式では、比較する系列数はサブチャネル数に比例して増加しており、現実的な演算量で実現が可能である。本論文では、提案非線形ひずみ補償方式の補償特性を計算機シミュレーションおよび理論解析を行い、明らかにする。

第 2 章

移動通信伝搬路特性とフェージング対策 技術

2.1 緒言

移動通信では、基地局と移動局の間の距離、周辺の地形、地物などによる影響が、移動局の移動に伴って時々刻々と変化し、その結果として受信信号電界強度が大きく変動する。また、移動通信では、移動体アンテナの地上高が数 m 程度以下と非常に低いため、移動局と基地局の間が見通し (LOS: Line Of Sight) にあることはまれであり、基地局から送信された電波は、図 2.1 に示すように周辺の地形や建物などの物体により反射、回折、散乱され、複数の伝搬経路 (マルチパス) を通じて移動局へ伝搬する。このとき、複数の伝搬経路の伝搬路長はそれぞれ異なっており、送信信号は、伝搬経路毎に異なった振幅および位相変動、ならびに伝搬遅延を受け、受信される。このような状況では、これらの各伝搬経路を通して受信される各素波の干渉により、マルチパスフェージングが生じ、受信電界強度が大きく変動する。さらに、伝搬経路毎の伝搬遅延の違いを無視できない高速デジタル伝送を行うと、伝送帯域内の周波数特性がひずむ周波数選択性フェージングが生じて、伝送特性が著しく劣化する。従って、高速かつ高品質なデジタル伝送を移動通信環境において実現するためには、マルチパスフェージングに対する検討が必要不可欠である^[4, 6, 5, 8]。

そこで、本章では、次章以降の議論において必要となるマルチパスフェージング伝搬路の統計的性質について述べる。次に、マルチパスフェージングによる伝送特性の劣化を補償するための対策技術について概説する。

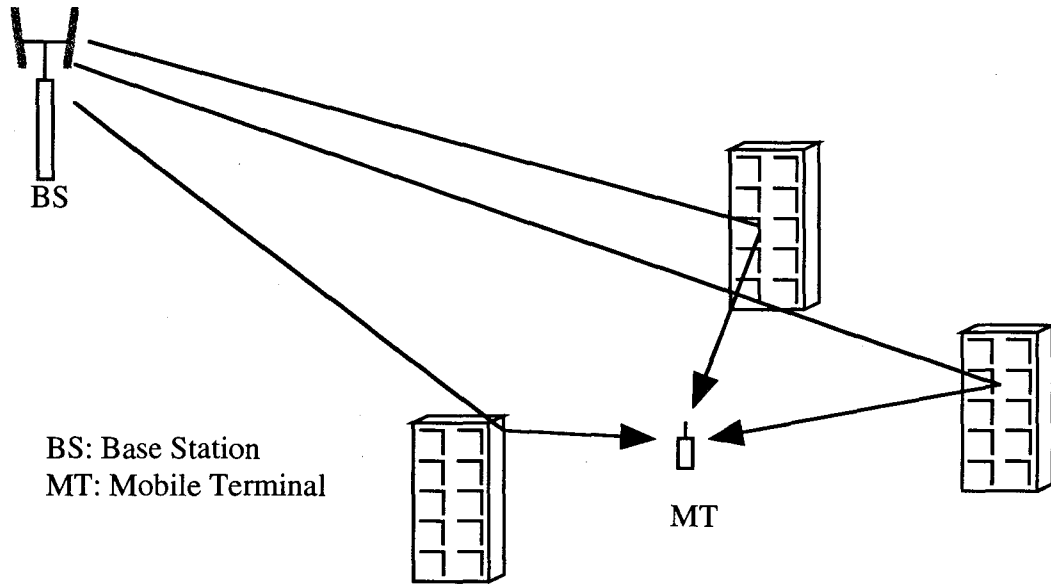


図 2.1: マルチパスフェージング伝搬路

2.2 マルチパスフェージングの統計的性質

2.2.1 マルチパス伝搬路の一般的性質

まず、 M 個の伝搬経路からなるマルチパス伝搬路を仮定し、この伝搬路を通じて、送信信号

$$s(t) = \Re[u(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (2.1)$$

を送信する。ここで、 $u(t)$ は等価低域表現送信信号、 f_c は、搬送波周波数、 $\Re[x]$ は x の実部である。時刻 t における第 m 番目のパスの伝搬損失を $\alpha_m(t)$ 、伝搬遅延時間を $\tau_m(t)$ とすると受信信号 $r(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{m=1}^M \alpha_m(t) s(t - \tau_m(t)) = \Re[z(t) \exp(j2\pi f_c t)] \\ &= \Re \left[\sum_{m=1}^M \alpha_m(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) u(t - \tau_m(t)) \exp(j2\pi f_c t) \right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで、

$$z(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_m(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) u(t - \tau_m(t)) \quad (2.3)$$

は等価低域表現受信信号である。マルチパス伝搬路の等価低域系インパルス応答を次式で定

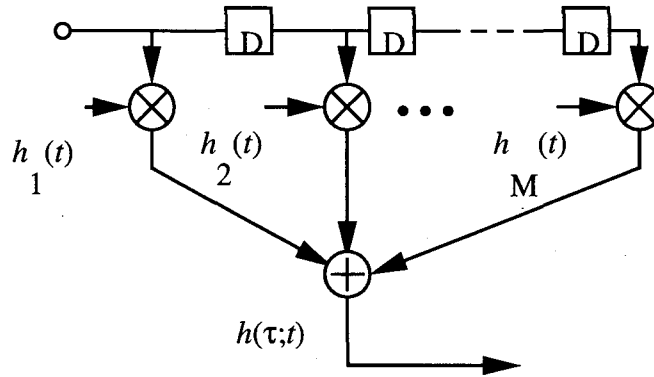


図 2.2: タップ付き遅延線モデル

義する.

$$h(\tau; t) = \sum_{m=1}^M \alpha_m(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) \delta(\tau - \tau_m(t)) = \sum_{m=1}^M h_m(t) \delta(\tau - \tau_m(t)) \quad (2.4)$$

ここで, $\delta(t)$ は Dirac のデルタ関数,

$$h_m(t) = \alpha_m(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) \quad (2.5)$$

は, m 番目の伝搬経路の応答である. 受信信号は, 次式で書き直すことができる.

$$z(t) = \int_0^{\infty} h(\tau; t) u(t - \tau) d\tau \quad (2.6)$$

式(2.4)より, マルチパス伝搬路は図に示すタップ付き遅延線モデルで表現できる.

次に $h(\tau; t)$ の統計的性質について検討する. $h(\tau; t)$ は広義定常 (WSS: Wide Sense Stationary) であり, また, 異なる伝搬経路を通じて伝搬する各波の受ける振幅および位相変動は互いに無相関 (US: Uncorrelated Scattering) であると仮定する. このとき, $h(\tau; t)$ の自己相関関数は次式で表すことができる.

$$\begin{aligned} \phi(\tau_1, \tau_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} E [h^*(\tau_1; t) h(\tau_2; t + \Delta t)] \\ &= \phi(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \end{aligned} \quad (2.7)$$

式において $\Delta t = 0$ の時の自己相関関数 $\phi(\tau) = \phi(\tau; 0)$ は遅延プロファイル (Delay Profile) と呼ばれており, 遅延時間 τ で伝搬する信号の信号電力密度を表す関数である.

さて, 伝搬路のインパルス応答をフーリエ変換する.

$$H(f; t) = \int_0^{\infty} h(\tau; t) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (2.8)$$

$H(f; t)$ は時刻 t における伝搬路の周波数応答である。次に、 f_1 と f_2 の間の自己相関（周波数相関）を求める。

$$\Phi(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [H^*(f_1; t) H(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.9)$$

式(2.8)を代入することにより、式(2.9)は、次式のフーリエ変換対により表すことができる。

$$\Phi(f_1, f_2; \Delta t) = \int_0^\infty \phi(\tau; \Delta t) \exp(-2j\pi(f_2 - f_1)\tau) d\tau = \Phi(\Delta f; \Delta t) \quad (2.10)$$

ここで、 $\Delta f = f_2 - f_1$ である。特に、 $\Phi(\Delta f) = \Phi(\Delta f; 0)$ は、 Δf 離れた2周波数間の周波数相関である。

フェージングの時間変動の性質について検討する。 $\Phi(\Delta f; \Delta t)$ の Δt に関するフーリエ変換を次式で定義する。

$$S_H(\Delta f; \xi) = \int_{-\infty}^\infty \Phi(\Delta f; \Delta t) \exp(-j2\pi\xi\Delta t) d\Delta t \quad (2.11)$$

ここで、 $S_H(\Delta f; \xi)$ はドップラー周波数 ξ のドップラー周波数変動を受けた受信信号の電力である。また、遅延プロファイル関数 $\phi(\tau; \Delta t)$ の Δt に関するフーリエ変換を次式で定義する。

$$S(\tau; \xi) = \int_{-\infty}^\infty \phi(\tau; \Delta t) \exp(-j2\pi\xi\Delta t) d\Delta t \quad (2.12)$$

この関数は、遅延時間 τ 、ドップラー周波数 ξ を受けた受信信号の受信信号電力に対応しており、Scattering Function と呼ばれている[8]。

2.2.2 一様フェージング

狭帯域伝送時におけるフェージングの振る舞いについて明らかにする。単一周波数の搬送波を送信したときの等価低域受信信号は式(2.3)において $u(t) = 1$ とすることにより次式で求められる。

$$z(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_m(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) = \sum_{m=1}^M z_m(t) \quad (2.13)$$

ここで、

$$z_m(t) = \alpha_m(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) \quad (2.14)$$

で与えられる複素ランダム過程信号である。

図2.3に示すとおり、 m 番目の素波が移動体の進行方向に対し θ_m の方向から到来していると仮定する。このとき、 $\tau_m(t)$ は移動体の移動に伴い次式のように変化する。

$$\tau_m(t) = \tau_{0,m} - \frac{vt \cos \theta_m}{c} \quad (2.15)$$

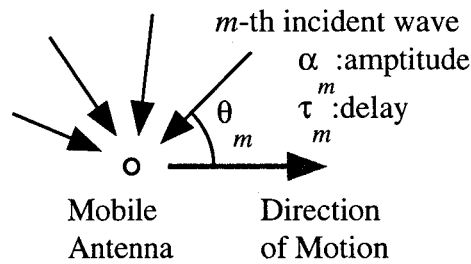


図 2.3: マルチパスの到来モデル

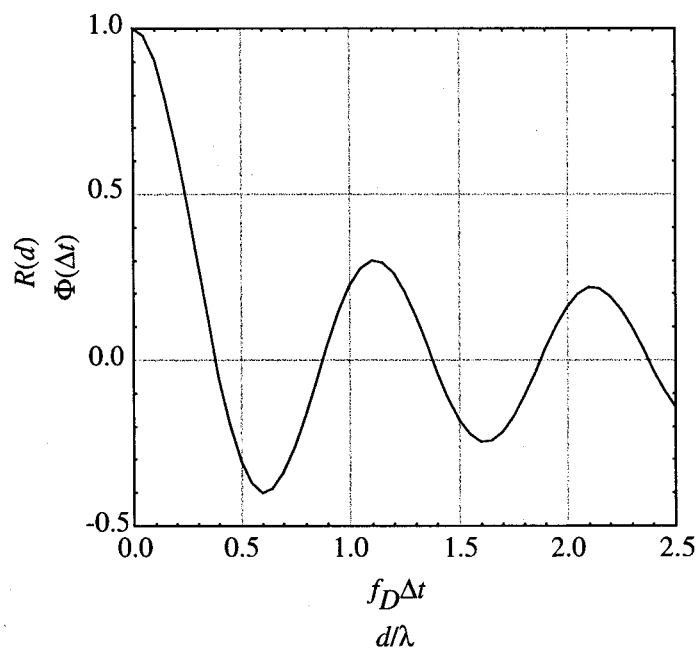


図 2.4: フェージング相関

ここで、 $\tau_{0,m}$ は、 m 番目の伝搬路の $t = 0$ における初期遅延時間、 v は移動体の移動速度、 $c = 3 \times 10^8$ [m/s] は光速である。これを、式 (2.13) に代入すると、受信信号は、次式となる。

$$z(t) = \sum_{m=1}^M z_m(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_m \exp(j2\pi(f_D \cos \theta_m)t + \phi_{0,m}) \quad (2.16)$$

ここで、 $\phi_{0,m} = -2\pi f_c \tau_{0,m}$ は m 番目の素波の初期位相、 $f_D = v/\lambda$ は、最大ドップラー周波数、 $\lambda = c/f_c$ は搬送波の波長である。

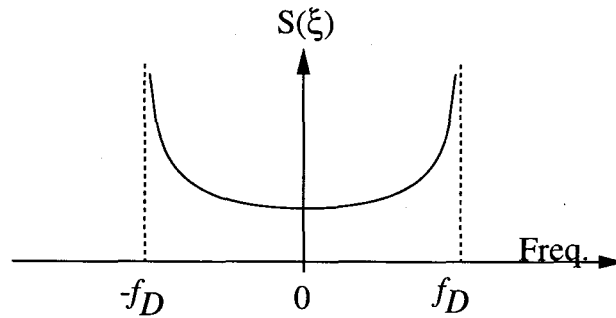


図 2.5: 電力スペクトル分布

さて、US を仮定すれば $z(t)$ の相関関数は次式となる。

$$\begin{aligned}\Phi(\Delta t) &= \frac{1}{2}E[z^*(t)z(t+\Delta t)] (= \Phi(0; \Delta t)) \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\alpha_m^2}{2} \exp(-j2\pi f_D \Delta t \cos \theta_m)\end{aligned}\quad (2.17)$$

移動体アンテナが水平面無指向性アンテナであり、移動体には全方向から一様無数の素波が到来すると仮定する。さらに、それぞれの素波の振幅はほとんど等しいものと仮定する。このとき、相関関数は次式で書き直すことができる。

$$\begin{aligned}\Phi(\Delta t) &= b \int_0^{2\pi} \exp(-j2\pi f_D \Delta t \cos \theta) d\theta \\ &= bJ_0(2\pi f_D \Delta t)\end{aligned}\quad (2.18)$$

但し、 b は平均受信信号電力、

$$J_0(x) = \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) d\theta \quad (2.19)$$

は、0 次の第 1 種ベッセル関数である。相関関数を図 2.4 に示す。

一方、受信信号の電力スペクトルは、式 (2.18) をフーリエ変換することにより求められる。

$$S(\xi) = \begin{cases} \frac{b}{\pi\sqrt{f_D^2 - \xi^2}} & |\xi| \leq f_D \\ 0 & |\xi| > f_D \end{cases} \quad (2.20)$$

受信信号の電力スペクトルの概形を図 2.5 に示す。送信信号として単一周波数信号を送信したとしても、ドップラー周波数シフトにより、受信信号のスペクトルは πf_D の幅に広がってしまう。

さて、移動体は時間 Δt に $d = v\Delta t$ だけ移動するので、式(2.18)は、 $d = v\Delta t$ だけ離れた2地点間の空間相関と見ることもできる。即ち、空間相関は、時間相関における $f_D\Delta t$ を d/λ と置き換えたものに等しい。従って、空間相関関数は次式でかける。

$$R(d) = bJ_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (2.21)$$

同様に、図 2.4はその横軸 $f_D\Delta t$ を d/λ と置き換えることにより空間相関関数となる。

つぎに、受信信号の振幅変動特性について述べる。まず、受信信号を次式で表す。

$$z(t) = x(t) + jy(t) \quad (2.22)$$

ここで、 $x(t)$ および $y(t)$ はそれぞれ $r(t)$ の実成分および虚成分である。 α_m および τ_m を用いて次式で表される。

$$x(t) = \Re z(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_m(t) \cos(j2\pi f_D t \cos \theta_m + \phi_{0,m}) \quad (2.23)$$

$$y(t) = \Im z(t) = -\sum_{m=1}^M \alpha_m(t) \sin(j2\pi f_D t \cos \theta_m + \phi_{0,m}) \quad (2.24)$$

式(2.23) および式(2.24) より $x(t)$ および $y(t)$ は複数の平均0のランダム過程信号の和である。 M が十分大きければ中央極限定理 (central limit theorem) により $x(t)$ および $y(t)$ は平均0の互いに独立なガウス過程と見なすことができる^[26]。このとき、 $x(t)$ と $y(t)$ の確率密度関数 (pdf: probability density function) は次式で表される。

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi b} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2b}\right) \quad (2.25)$$

ここで b は受信信号電力である。

さて、受信信号を

$$z(t) = \rho(t)e^{j\phi(t)} \quad (2.26)$$

と表現する。ここで、

$$\rho(t) = |z(t)| = \sqrt{(x(t))^2 + (y(t))^2} \quad (2.27)$$

および

$$\phi(t) = \arg z(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \quad (2.28)$$

は、それぞれ受信信号の振幅および位相を表している。 $\rho(t)$ および、 $\phi(t)$ の pdf は、確率変数変換を行うことにより、次式で表すことができる。

$$p(\rho, \phi) = \frac{\rho}{2\pi b} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2b}\right) = p(\rho)p(\phi) \quad (2.29)$$

ここで,

$$p(\rho) = \frac{\rho}{b} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2b}\right) \quad (2.30)$$

は, ρ の pdf,

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.31)$$

は, ϕ の pdf である. これより, ρ および ϕ はそれぞれ, レイリー分布および 0 から 2π の範囲の一様分布に従って独立に変動するランダム過程であることがわかる. 振幅分布がレイリー分布に従うことからこのようなフェージングは, レイリーフェージングと呼ばれている.

ところで, 今までは, 受信信号の素波が全てランダムに変動する場合について検討したが, 送受信機アンテナ間が見通し (LOS) の関係にあり, 受信アンテナに直接波が到来する場合は, 直接波は変動しないため, 受信信号は次式で書き直される.

$$z(t) = A_0 + \sum_{m=1}^M z_m(t) = (A_0 + x(t)) + jy(t) \quad (2.32)$$

ここで, A_0 は, 直接波の振幅である. このとき, 受信信号振幅

$$\rho(t) = \sqrt{(A_0 + x(t))^2 + (y(t))^2} \quad (2.33)$$

の pdf は次式で表される^[26].

$$p(\rho) = \frac{\rho}{b} I_0\left(\frac{A_0\rho}{b}\right) \exp\left(-\frac{A_0^2 + \rho^2}{2b}\right) \quad (2.34)$$

ここで, $I_0(x)$ は, 0 次の第1種変形ベッセル関数, b は散乱波成分 (ランダムな変動をする波の成分) の電力である. この分布はライス分布と呼ばれている. 直接波が存在し, 振幅分布がライス分布に従うフェージングをライスフェージングと呼ぶ. マイクロセル移動通信や移動体衛星通信においては, 基地局と移動局との間が見通しとなるため, ライスフェージングとなる. ライスフェージングによる振幅変動の度合いを示すパラメータとして, ライスパラメータが次式で定義されている.

$$K = \frac{A_0^2/2}{b} \quad (2.35)$$

ライスパラメータは, 直接波電力と散乱波電力との比で定義されている. $K = 0$ のときはライス分布はレイリー分布と一致する. 図 2.6 に, K をパラメータとしたライス分布およびレイリー分布の pdf を示す.

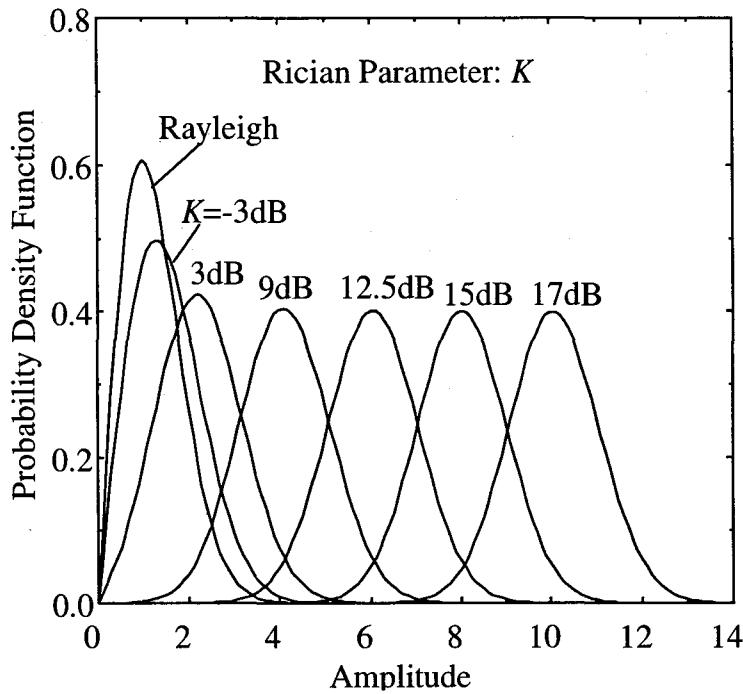


図 2.6: ライス分布の確率密度関数 (b 一定)

2.2.3 周波数選択性フェージング

広帯域伝送を行う場合には、さらに、周波数選択性フェージングの影響について考慮する必要がある。周波数選択性フェージングの度合いを示すパラメータとしては遅延広がりとコヒーレント帯域幅がある。ここでは、この2つのパラメータについて述べる。

まず、伝搬路の遅延広がり (rms delay spread) は次式で定義される。

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{b} \int_0^{\infty} (\tau - \tau_{\text{av}})^2 \phi(\tau) d\tau} \quad (2.36)$$

ここで、

$$b = \int_0^{\infty} \phi(\tau) d\tau \quad (2.37)$$

は平均受信電力、

$$\tau_{\text{av}} = \frac{1}{b} \int_0^{\infty} \tau \phi(\tau) d\tau \quad (2.38)$$

は平均遅延時間である。遅延広がりとは遅延プロファイルとの関係を図 2.7 に示す。遅延広がりとは平均遅延時間からの遅延波の遅延時間の広がり具合を表している。遅延広がりとは室内伝搬路においては、数十 ns から 100 ns 程度^[27, 28]、市街地伝搬路においては数 μs 、山岳地においては数十 μs 程度^[16]であることが知られている。

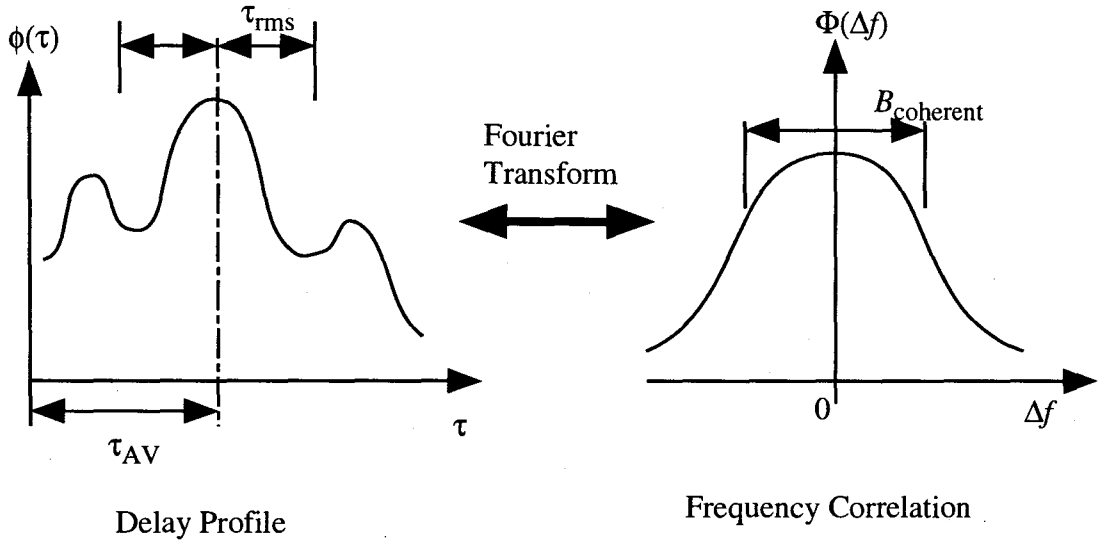


図 2.7: 遅延プロファイルと周波数相関

デジタル伝送における信号パルス幅が遅延広がりに対して十分大きい場合は、遅延時間差によるひずみの影響はうけない。しかし、広帯域デジタル伝送を行う場合、信号パルス長が短くなり遅延広がりの大きさが無視できなくなる。このような状況では、信号パルス波形が広がり隣接チャンネルに干渉を与えるため、伝送特性が大きく劣化する。このように、遅延広がりには、伝送帯域を決定する重要なパラメータとなる。

一方、コヒーレント帯域幅は、周波数相関が

$$|\Phi(\Delta f)| \geq 0.5\Phi(0) \quad (2.39)$$

を満たす周波数幅として定義される^[4]。周波数相関とコヒーレンス帯域幅の関係を 2.7 に示す。コヒーレンス帯域幅より狭い帯域幅で伝送を行う場合は、伝送帯域内の 2 周波数間の相関がほとんど 1 と見なせるので、受信信号の周波数特性にひずみは生じず、一様フェージングによる振幅および位相変動だけを受ける。一方、コヒーレンス帯域幅を超える広帯域伝送を行うと、伝送帯域内の 2 周波数間の受けるフェージング変動が異なる（周波数選択性フェージング）ために、受信信号の周波数特性がひずみ、その結果、伝送特性が劣化する。このように、コヒーレンス帯域幅は、遅延広がりと同様、伝送帯域を決定するパラメータである。

さて、式 (2.10) より、遅延プロファイルと周波数相関の間には次式のフーリエ変換関係が成立している。

$$\Phi(\Delta f) = \int_0^{\infty} \phi(\tau) \exp(-2j\pi\Delta f\tau) d\tau \quad (2.40)$$

従って、コヒーレンス帯域幅と遅延広がりの間には近似的に次式が成立する。

$$B_{\text{coherent}} \sim \frac{1}{\tau_{\text{rms}}} \quad (2.41)$$

2.3 一様フェージング対策技術

前節で述べたように一様フェージングでは、受信電界強度レベルが大きく落ち込むことと、移動体の移動に伴う受信信号の振幅および位相の高速時間変動が問題となる。レベル変動対策としてはダイバーシチ合成が非常に有効であることが知られている。また、通常の通信路において用いられる再送制御や誤り訂正などの誤り制御技術は、フェージング環境においても適用可能である。一方、高速時間変動対策としてはパイロットトーン挿入法やTTIBなどが知られている。以下では、これらの技術について簡単に述べる。

2.3.1 ダイバーシチ

ダイバーシチは、異なったフェージングを受ける複数の伝搬路を通じて同一の情報を伝送し、受信側で合成することによりフェージングの受信電界強度レベル変動による特性劣化を改善する方式である^[6, 4]。受信信号の受けるフェージング変動は、アンテナの位置、受信時刻および周波数により異なっている。この複数の伝搬路を用いて、同一の情報を伝送すれば、全ての通信路の受信信号がフェージングにより受信不能になる確率を下げることができ、全体として伝送特性が改善できる。

ダイバーシチ受信方式は、異なったフェージングを受ける通信路（ブランチ）をどのように作り出すかによって分類することができる。図 2.8 にダイバーシチブランチの構成を示す。

(a) 空間ダイバーシチ

フェージングの章で説明したように、移動体において受信する場合、1/3 波長程度以上離れた 2 地点間で受信される信号の受けるフェージングはほとんど無相関である。このことを利用して 1/3 波長以上離して複数の受信アンテナを設置して、複数の受信信号を得る方式を空間ダイバーシチと呼ぶ。

(b) 周波数ダイバーシチ

周波数選択性フェージングの項で説明したように、コヒーレンス帯域幅以上に離れた 2 つの周波数の受信信号の受けるフェージングはほとんど無相関である。このこと

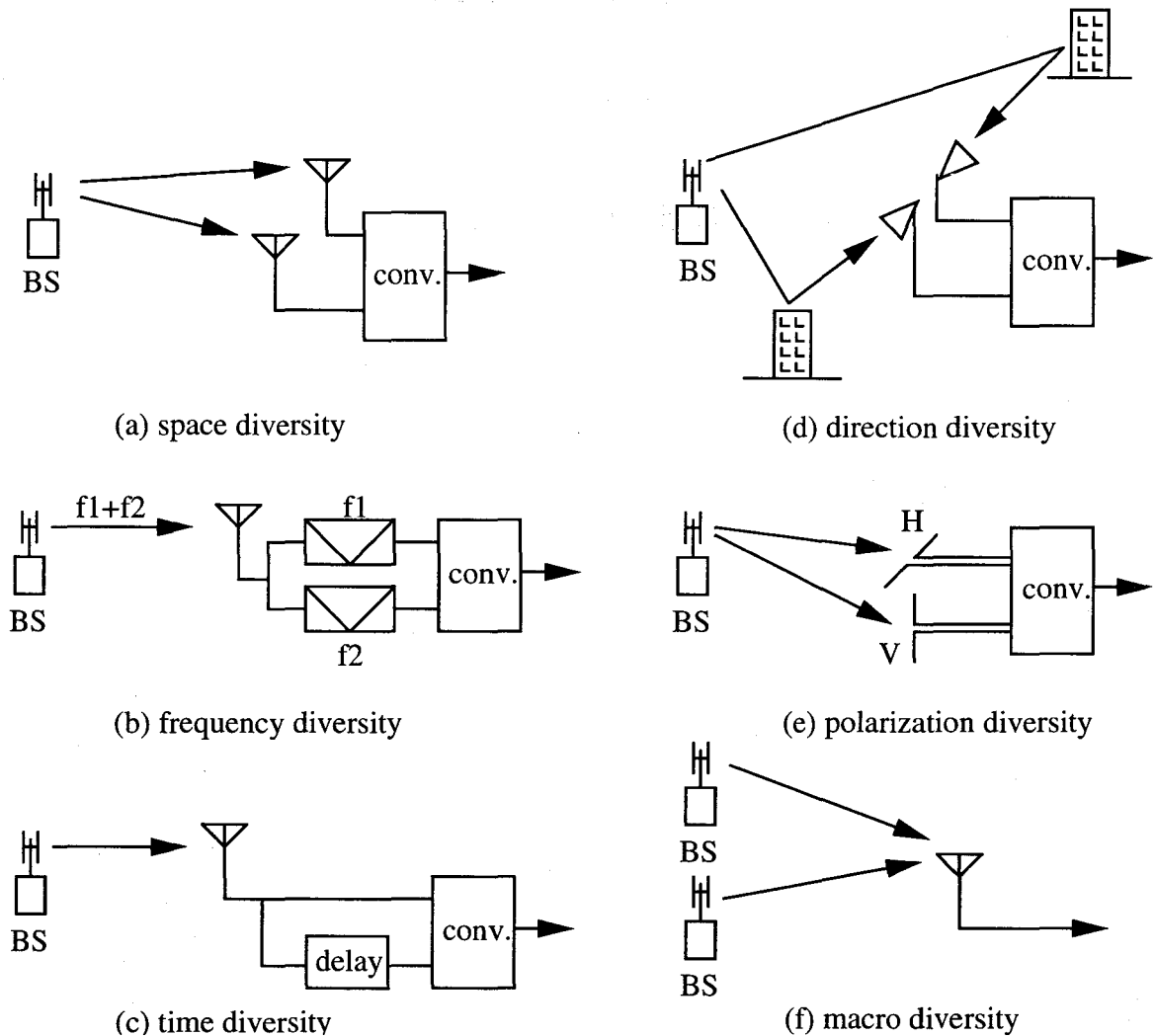


図 2.8: ダイバーシチブランチの構成

を利用したダイバーシチを周波数ダイバーシチと呼ぶ。スペクトル拡散通信方式の1つである周波数ホッピング方式 (FH-SS: Frequency Hopping Spreading Spectrum) では、複数の周波数を高速に切り替えて信号の伝送を行っており、周波数ダイバーシチ効果が得られている。

(c) 時間ダイバーシチ

コヒーレンス時間程度以上時刻が経過するとフェージング変動の相関は小さくなる。このことを利用して、複数回、同一の信号を送信し、受信機側で合成するダイバーシチを時間ダイバーシチと呼ぶ。時間ダイバーシチは、受信機は簡単になるが、同一信号を複数回送信することから、周波数利用効率は劣化する。

(d) 指向性ダイバーシチ

指向性の異なる複数の受信アンテナを用いる方式である。マルチパス波の素波の伝搬遅延時間と到来方向は独立であるので、指向性アンテナを用いることにより遅延時間の異なる波を分離することも可能であり、周波数選択性フェージング対策としても有効である。特に、指向性をマルチパス波の状況に応じてアダプティブに変化させるアダプティブアレーアンテナ技術は、現在、様々な検討が行われている。

(e) 偏波ダイバーシチ

水平偏波と垂直偏波では受けるフェージングに差がある。この違いを利用したダイバーシチを偏波ダイバーシチと呼ぶ。偏波ダイバーシチは固定マイクロ波回線のダイバーシチ方式としてよく用いられている。

(f) マクロダイバーシチ

離れた2つの基地局から送信された信号の受けるフェージング変動は互いに無相関である。このことを利用して複数の基地局から送信された信号を同時に受信してダイバーシチを構成する方式をマクロダイバーシチまたはルートダイバーシチと呼ぶ。

一方、ダイバーシチは様々な方法により得られた複数の受信信号をどのように合成するかによって、分類することができる。図 2.9に、各合成法の構成を示す。以下では、これらの合成法について簡単に説明する。

(a) 選択合成ダイバーシチ

選択合成ダイバーシチ (Selection Combining) の受信機構成を図に示す。選択合成ダイバーシチは、複数の受信信号の中で最も受信信号電力の大きいブランチを切り替えて受信する方法である。選択合成ダイバーシチでは、各ダイバーシチブランチごとに受信信号電力を測定して比較する必要があるため、受信機をブランチ数だけ用意する必要がある、ハードウェア構成が複雑になる。

(b) 切り替えダイバーシチ

選択合成ダイバーシチのハードウェア規模を削減し、1つの受信機でダイバーシチ効果を得る方法として切り替えダイバーシチ (Switch Diversity) が用いられている。切り替えダイバーシチでは、あらかじめスレッシュホールドレベルを定めておき、受信信号電力がスレッシュホールドレベルを下回ったとき他のダイバーシチブランチに切り替えて受信を行う。他のアンテナに切り替えて受信した信号の受信信号電力もスレッシュホールド

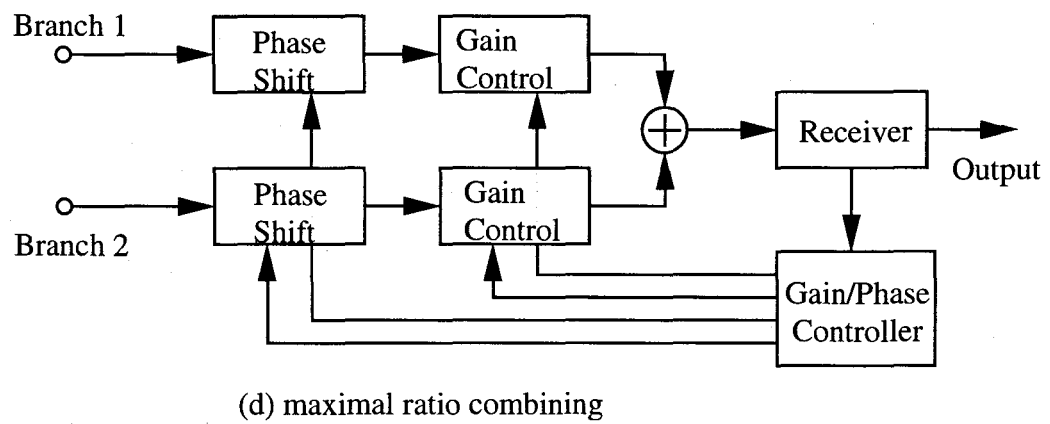
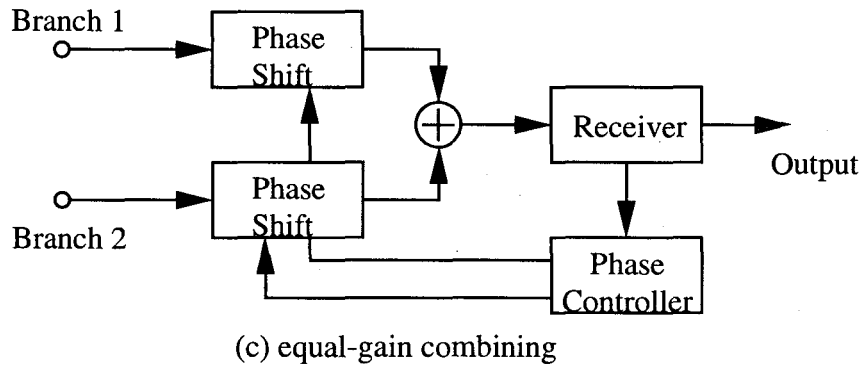
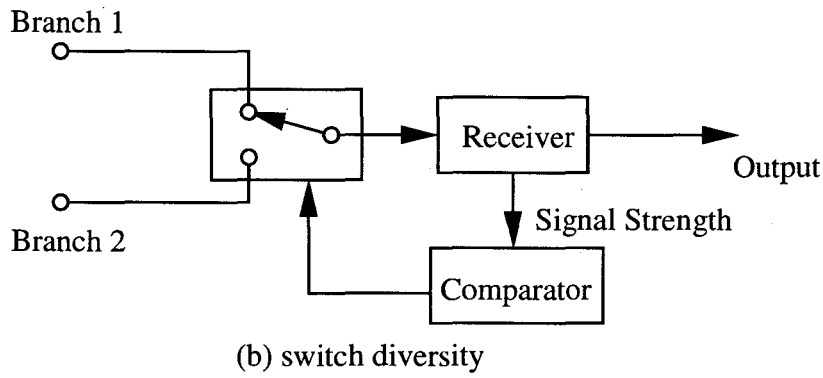
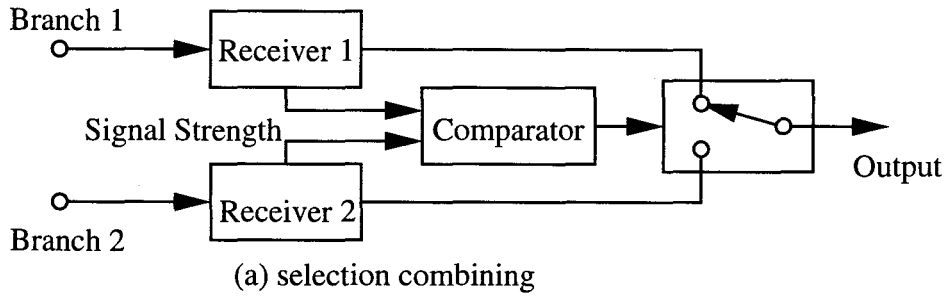


図 2.9: ダイバーシチ合成法

レベルを下回っている場合のアルゴリズムとして SS(Switch and Stay) 法と SE(Switch and Examining) 法がある。SS 法は、他のブランチもスレッシュホールドレベルを下回っている場合は、それ以上切り替えを行わずに、そのまま受信信号電力が回復するのを待つ方法で、SE 法は、他のブランチの受信信号電力もスレッシュホールドレベルを下回っている場合、再びブランチを切り替える。切り替え動作を、受信信号電力がスレッシュホールドレベルを超えるまで繰り返す。切り替えダイバーシチによる伝送特性の改善効果は SE 法 SS 法ともに等しい。

(c) 等利得合成ダイバーシチ

各ブランチのフェージングによる位相変動を補償し、加算するダイバーシチ合成方式である。

(d) 最大比合成ダイバーシチ

合成後の信号対雑音比 (SNR: Signal-to-Noise power Ratio) が最大となるように各ブランチの受信信号を重み付けして合成するダイバーシチ方式である。最大比合成ダイバーシチ方式は、最適なダイバーシチ方式であるが、受信信号の振幅と位相をともに制御して合成する必要がある、受信機ハードウェアが複雑になる。

M ブランチダイバーシチにおいて選択合成法を適用した場合の SNR の累積確率分布関数は、各ブランチが独立に変動するレイリーフェージング伝搬路であると仮定すれば、次式で与えられる。

$$\text{Prob}[\gamma < x] = (1 - e^{-x/\Gamma})^M \quad (2.42)$$

ここで、 Γ は各ブランチの平均 SNR である。また、最大比合成では、累積確率分布関数は次式で与えられる。

$$\text{Prob}[\gamma < x] = 1 - e^{-x/\Gamma} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{(x/\Gamma)^m}{m!} \quad (2.43)$$

等利得合成の場合の特性解析は省略するが、選択合成と最大比合成の中間の特性となる。図 2.10 にダイバーシチを行った場合の SNR の累積確率分布関数特性を示す。図より、ダイバーシチを行うことにより SNR がある一定の値以下になる確率を小さくすることができる。その効果は、最大比合成ダイバーシチが最も大きく、等利得合成、選択合成の順に小さくなる。但し、その差はそれほど大きくない。

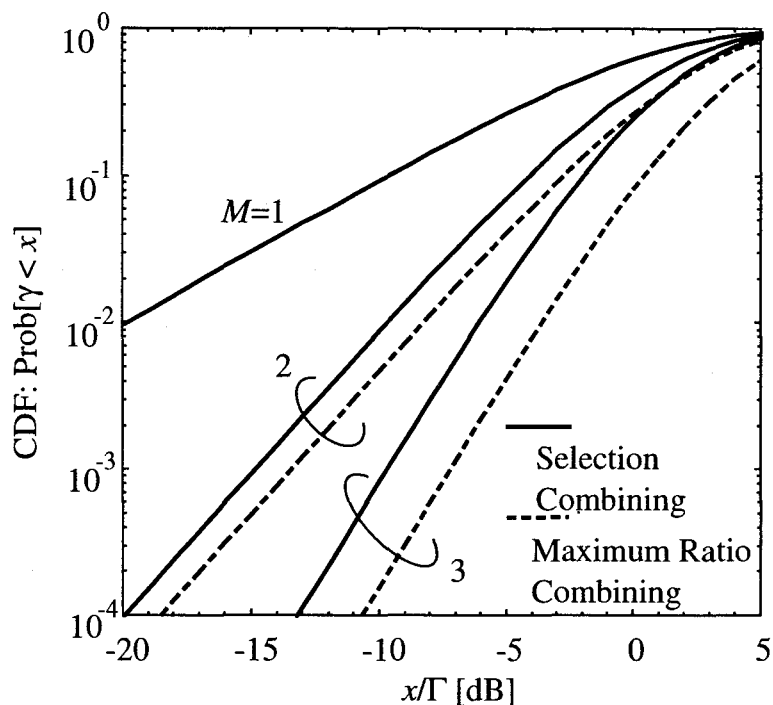


図 2.10: レイリーフェージングでの SNR の累積確率分布特性

2.3.2 誤り制御技術

誤り制御技術としては、伝送する情報に誤り訂正を行うための冗長ビットを付けて伝送し、受信側で誤り訂正復号を行う FEC (Forward Error Correction) ^[29] と、誤りが生じたときに受信側から送信側に対し再送要求を行う ARQ (Automatic Repeat Request) 方式^[30]がある。FEC は、復号遅延の要求の厳しい音声や動画像の伝送に適している。また、双方向通信でない通信、例えば放送や無線呼び出しでは、FEC を適用する。一方、ARQ では、誤りが生じたときに再送を行うことから復号遅延時間が通信路品質により変動する。しかし、再送を行うことから、システム全体としては、非常に信頼性の高い通信を行うことができる。従って、ARQ は遅延時間の要求がそれほど厳しくなくかつ高い信頼性を要求されるデータ通信に適している。

FEC には、情報のある固定長のブロックに分割し、それぞれのブロックに冗長ビットを付加するブロック符号化と、シフトレジスタにより連続的に符号化を行う畳み込み符号化がある。さらに、変調方式と誤り訂正を組み合わせ、帯域を拡大することなく伝送品質の改善を行う符号化変調 (Coded-Modulation) が検討されている。

フェージング下においては、ビット誤りは、電界強度が低下している時間に集中して生じる、バースト誤りとなっている。バースト誤りを効果的に訂正するために、インタリーブ法により誤りの発生を分散する方法がとられている。

ARQには、1ブロックを受信する毎に送信側に送信成功か再送要求を送る Stop and Wait方式、受信側で誤りが検出されれば、誤りの検出されたブロックまで戻って再送を行う Go-back-N方式、さらに、誤りの検出されたブロックだけを再送する Selective Repeat方式がある。Stop and Wait方式は、制御は簡単であるが、伝送効率は悪い。一方、Selective Repeat方式は、最も伝送効率は高いが、制御および装置が非常に複雑になる。さらに、FECとARQを組み合わせたハイブリッド ARQ方式が検討されている。

FECやARQは同一の情報を、異なった時間で伝送していることから、時間ダイバーシチを効率的に実現する手法と考えることができる。この場合、ダイバーシチ効果を得るためには、FECにおけるインタリーブサイズやARQにおける再送時間を図2.4の時間相関が十分小さくなるように選択する必要がある。

2.3.3 伝搬路時間変動の推定技術

PSK (Phase Shift Keying) 信号の復調を行うためには、受信機において搬送波の基準位相を知る必要がある^[26]。また、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) を用いたデジタル伝送では、基準位相に加えて、判定時のスレッショルドレベルを決めるための基準振幅が必要となる^[31]。特に、一様フェージング下では、振幅と位相が高速に変動しており、この高速変動に追従して基準振幅や基準位相を推定する必要がある。一様フェージング下において基準振幅および基準位相を推定する技術としてイロットシンボル挿入変調方式 PSAM (Pilot Symbol Assisted Modulation)^[32, 31]や TTIB (Transparent Tone in Band) 方式^[31]が提案されている。これらの技術は、変調信号とは別に既知信号を重畳し、受信側で既知信号成分を用いて基準振幅および位相の推定するものである。

PSAM方式の原理を図2.11に示す。PSAMでは、変調パルスのなかに、既知のパイロットシンボルを周期的に挿入する。受信側では、このパイロットシンボルの振幅および位相を観測することにより、基準振幅および位相の推定を行う。データ部分の基準振幅および位相は、パイロットシンボルで推定した振幅および位相を内挿することにより行う。

TTIB方式の原理を図2.12に示す。TTIBの場合は、まず、変調信号をフィルタにより高域成分と低域成分とに分割する。次に分割した変調信号のうち高域成分の信号を周波数シフト

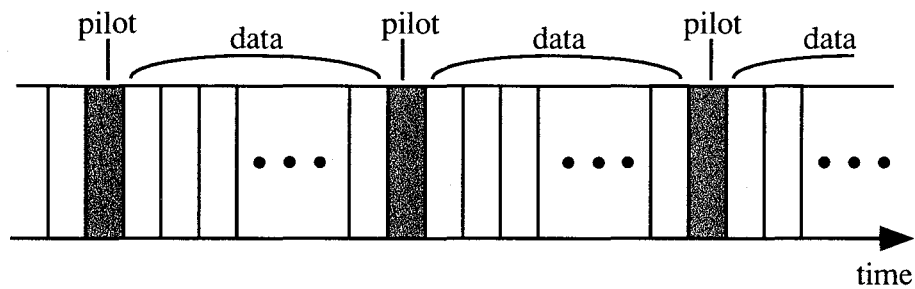


図 2.11: PSAM の原理

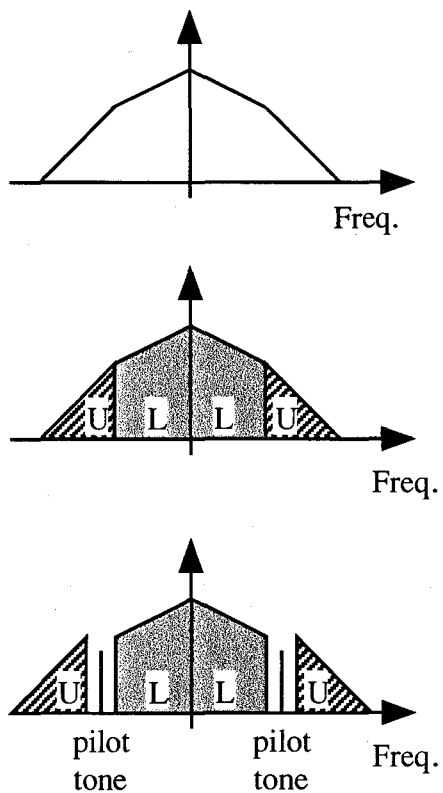


図 2.12: TTIB の原理

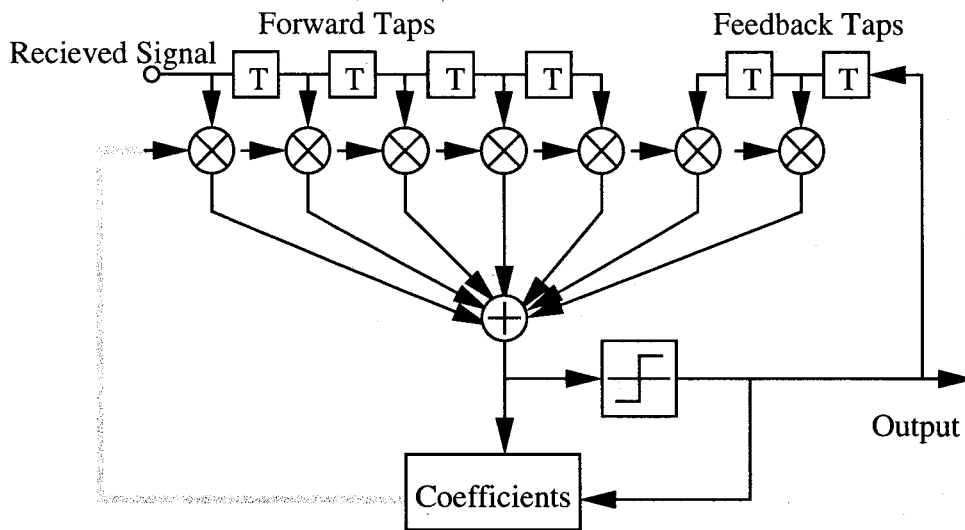


図 2.13: 判定帰還型等化器の構成

する。この操作により高域成分と低域成分の間に隙間ができる。この隙間に既知のパイロットトーンを挿入し送信する。受信側では、このパイロットトーンを受信することにより、基準振幅および位相を推定することができる。

2.4 周波数選択性フェージング対策技術

信号の帯域幅がコヒーレンス帯域幅に比べて十分小さいという条件を満たさない広帯域伝送を行うと、周波数選択性フェージングが生じて、その結果、デジタル変調信号パルスがナイキスト条件を満たさなくなり、隣接シンボルが判定シンボルに干渉する符号間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) が生じて、伝送特性が著しく劣化する。受信側でこの符号間干渉による劣化を補償する方式として適応等化器^[21, 22, 18, 33]が検討されている。また、送信側で、マルチパスに強い信号を用いて伝送を行う方式として、スペクトル拡散方式、耐多重波変調方式^[34]やマルチキャリア変調方式^[23, 35]が検討されている。

2.4.1 適応等化器

適応等化器は、フィルタにより符号間干渉を補償するものである。等化器は、そのフィルタの構成により線形等化器と非線形等化器に分けられる。非線形等化器としてはさらに、判定帰還型等化器 (DFE: Decision Feedback Equalizer) と最尤系列推定型等化器 (MLSE: Maximum

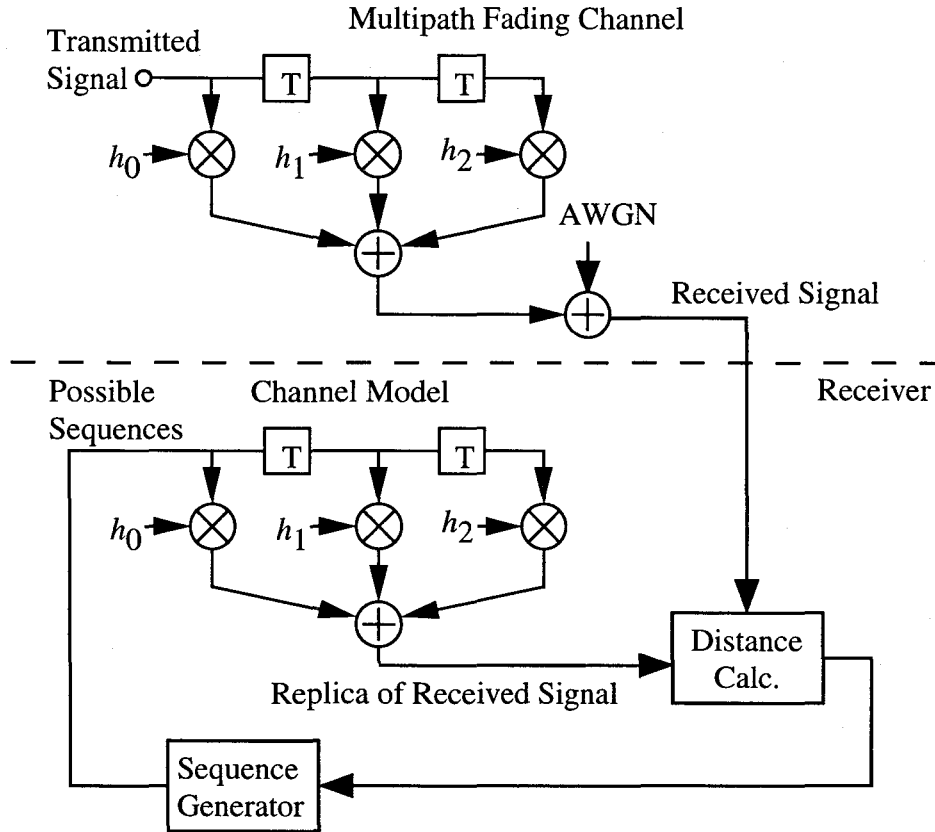


図 2.14: 最尤系列推定型等化器の構成

Likelihood Sequence Estimation) がある。

図 2.13 に判定帰還型等化器の構成を示す。判定帰還型等化器は、線形トランスバーサルフィルタからなるフィードフォワード部と、判定後のシンボルを帰還して干渉成分を取り除くフィードバック部からなる。判定帰還型等化器の各タップ係数は、出力信号の平均 2 乗誤差が最少になるように選ばれる。タップ係数をこのように選ぶことにより、異なる遅延時間で到来した波の電力をすべて有効に復号に利用できるため、等価的にパスダイバーシチ利得が得られる。

タップ係数の効果的な推定アルゴリズムとして LMS (Least Mean Square) アルゴリズムや RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズムが知られている^[8]。LMS は演算量は少ないが収束が遅く、RLS は逆に演算量は大きい収束が非常に早いという特徴を持つ。

次に、MLSE の概念を図 2.14 に示す。DFE が干渉を取り除く動作をしているのに対して、MLSE は、受信信号と、受信機内の推定伝搬路を伝搬した受信信号のレプリカを比較を行う

ことにより送信信号の推定を行う。受信信号とレプリカとの2乗距離を取り得る全てのレプリカについて比較し、最も受信信号に近いレプリカを生成した送信信号が送信されたと判定する。比較には、効率的に演算を行うことができるビタビアルゴリズム^[20, 21]を用いることができる。

2.4.2 スペクトル拡散方式

スペクトル拡散方式 (Spread Spectrum: SS) は、狭帯域変調信号を疑似雑音系列 (Pseudo Noise: PN) にを用いてさらに2次変調することにより、帯域を広げて伝送する方式である^図。スペクトル拡散方式は、2次変調の方法により直接拡散 (Direct Spreading: DS)、周波数ホッピング (Frequency Hopping: FH)、チャープ拡散に分類することができる。

直接拡散方式では、狭帯域の変調信号に比べて広帯域の疑似雑音系列を変調信号に乗じることにより帯域を拡散する方式である。疑似雑音系列として、自己相関関数が拡散後の周波数帯域内でほぼ白色雑音と見なせる系列を用いており、受信機側で、送信に用いた疑似雑音系列と同一の系列を用いて相関処理を行うことにより、マルチパス波をその遅延時間毎に分離することができる。さらに、分離したマルチパス波のそれぞれの素波を再び合成することにより、パスダイバーシチ効果が得られる。このような受信機は、構成が熊手に似ていることから、RAKE 受信機と呼ぶ。一方、周波数ホッピング方式は、疑似雑音系列に基づいて搬送波周波数を切り替えるもので、複数の周波数で同一の情報が送られることになるので、周波数ダイバーシチ効果が得られる。

直接拡散方式に類似の技術として耐多重波変調方式^[34]がある。耐多重波変調方式は、伝送パルス波形として通常のデジタル伝送に必要な帯域よりも広い帯域を有するものを用いることにより直接拡散に近い効果が得られる。

2.4.3 マルチキャリア変調方式

周波数選択性フェージングによる伝送特性の劣化をさけるもう一つの手法としてマルチキャリア変調方式がある。マルチキャリア変調方式は、1つのキャリアで広帯域な伝送を行う代わりに、周波数選択性が生じない程度の低速な伝送速度で変調した複数の狭帯域変調信号を周波数多重 (FDM: Frequency Division Multiplex) することにより、全体として高速デジタル伝送を可能にする方式である^[23, 35, 25]。特に、互いに直交関係にある周波数の搬送波を用いて直交多重する OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式は、地上波

デジタルテレビ放送用の変調方式ならびに無線 ATM (Asynchronous Transfer Mode) 用の変調方式として研究，開発が進められている。

なお，マルチキャリア変調方式では，適応等化器やスペクトル拡散方式と異なりそれだけではパスダイバーシチ利得は得られないので，特性改善のためには，誤り訂正やダイバーシチ方式との組み合わせが必要となる。

2.5 結言

本章では，移動通信において問題となるマルチパスフェージングの統計的取り扱いについて述べ，さらに，狭帯域伝送におけるフェージングの振る舞い（一様フェージング）と高帯域伝送におけるフェージングの振る舞い（周波数選択性フェージング）について概説した。

次に，現在提案されているいくつかのマルチパスフェージング対策技術についてその概要を紹介した。狭帯域伝送時の一様フェージング対策としては，レベル変動対策としてダイバーシチが非常に効果的である。また，振幅および位相の時間変動を補償するために，各種の基地信号挿入技術が提案されている。一方，高帯域伝送時の周波数選択性フェージング対策としては，適応等化器の検討が進んでおり，実用段階に達している。また，耐多重波変調方式や周波数拡散方式，さらにはマルチキャリア変調方式といったマルチパス波に対する影響を容易に取り除くことが可能な信号を用いる方法が，より遅延広がり大きい伝搬環境における伝送技術として検討されていることを示した。

第3章

ブロック符号化変調方式の信号設計法

3.1 緒言

移動体通信においては、フェージングにより受信電界強度レベルが受信機の熱雑音レベル近くまで頻繁に落ち込み伝送特性が著しく劣化するため、高品質デジタル伝送の実現にはフェージング対策が不可欠である。フェージングによる伝送特性の劣化を改善する方法として、ダイバーシチ^[7]、誤り訂正符号化^[8]や符号化変調方式が検討されている。誤り訂正符号化、ダイバーシチと、さらにインタリーブを組み合わせた場合の伝送特性の理論評価はインタリーブサイズの大きさを考慮して検討されている^[9]。また、誤り訂正符号化と多値変調方式を組み合わせた符号化変調方式^[11, 10]は、周波数効率を下げることなく伝送特性を改善することができる有効な方式であり、中でも、畳み込み符号と多値変調方式の組み合わせによるトレリス符号化変調方式 (Trellis Coded-Modulation: TCM) が様々な通信路について検討されている。

TCM を加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise: AWGN) 通信路に適用する場合において、最小ユークリッド距離の大きいものほどビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) の改善効果が大きい。最小ユークリッド距離は符号語の多値変調方式の信号点への割り当てに大きく依存するため、TCM を設計するにあたっては信号割り当てに対する検討が不可欠である。Ungerboeck は、AWGN 通信路における TCM の変調多値数は伝送速度が $k[\text{bit}/\text{symbol}]$ のとき 2^{k+1} で十分であることを示し、また、セット分割法を用いて最小ユークリッド距離のより大きい TCM を設計する効果的な信号割当法を提案している^[11]。一方、Divsalar らは、フェージング通信路における TCM のビット誤り率特性を導出し、レイリー

フェージング通信路においては最小ユークリッド距離よりも有効符号長にビット誤り率が大きく依存することを明らかにしている^[12]。ここで、有効符号長は任意に選んだ2つの系列間における異なるシンボルの数の最小値であるので、有効符号長の大きいTCMを設計するためには、畳み込み符号器の状態数を大きくする必要があるが、状態数を大きくすると復調器のハードウェア規模が急激に増大する。

一方、畳み込みにより符号化を行うのではなくブロックごとに符号化を行うブロック符号化変調方式 (Block Coded-Modulation: BCM) についてもいくつかの検討がなされている^[36, 10]。BCMでは、ブロックごとに符号化が行われていることから、TCMよりも変復調器の構成が簡単になる可能性を有する。また、信号設計に関してもTCMとは異なって、あとで示すように非線形計画法という強力な設計手法を用いることもできる。

BCMの伝送特性は、TCMのそれと同じく、AWGN通信路においては最小ユークリッド距離に依存し、レイリーフェージング通信路においては有効符号長に依存する。BCMの有効符号長は信号ブロック長により制限されているので、特に、フェージング下におけるBCMのビット誤り率特性をさらに改善するためには信号ブロック長をより長くする必要がある。しかし、変復調器のハードウェア規模は信号ブロック長を長くするとともに著しく増大するため、ブロック長を長くすることには限界がある。このような条件下でより大きな有効符号長を得るには、変調多値数をBCMの符号語数程度にまで増やすことが有効であると考えられる。

そこで、本章では、既存の多値変調方式において制限されていた変調多値数および信号点配置の条件を取り除くことにより、限られたブロック長でビット誤り率特性を大きく改善するBCMの信号設計法について提案を行う。まず、ライスフェージング環境下におけるBCM方式のビット誤り率の上界式を、インタリーブサイズの影響並びにダイバーシチの効果を考慮に入れて導出する。次に、この上界式を小さくする信号系列の組を非線形計画問題の繰り返し解法として知られている準ニュートン法^[14]を用いて探索する信号設計法を提案する。さらに、本信号設計法により求められたBCMのビット誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価し、本信号設計法が有効であることを明らかにする。

提案BCM方式をフェージング伝搬路に適用する場合、その伝送特性の改善効果を十分に得るためには伝搬路の複素振幅変動を受信機側で正確に推定する必要がある。また、伝搬路推定まで含んだBCM方式の伝送特性を正確に評価するためには推定誤差を含めたビット誤り率上界の導出が必要である。そこで本章では、カルマン推定を用いて伝搬路の複素振幅変動の推定を行うBCM方式と、差動符号化を行うことによって実質的に伝搬路推定機能をも

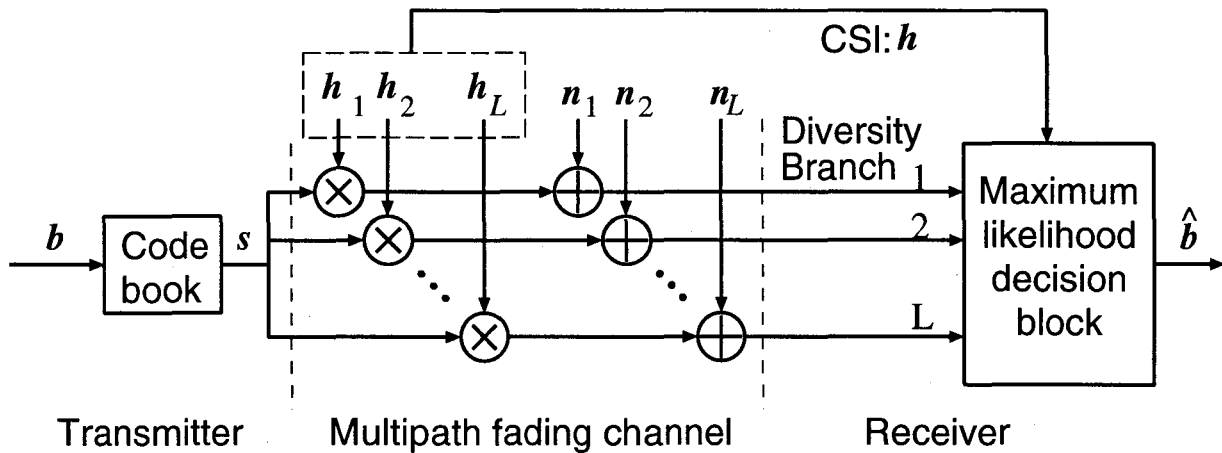


図 3.1: システムモデル

たした BCM 方式の二つの BCM 方式を提案する．次に，伝搬路推定誤差を考慮に入れたビット誤り率の上界を新たに導出し，計算機シミュレーションと併せて BCM 方式の伝送特性を解析する．これらの解析により，ここで導出した上界が伝搬路の推定を含めた BCM 方式のビット誤り率評価として有効であることならびに BCM 方式が伝搬路誤差が存在する場合においても有効に動作することを明らかにする．

3.2 システム構成

ここでは，検討を行う BCM のシステムモデルについて述べる．図 3.1 に，送信機 (Transmitter)，受信機 (Receiver)，マルチパスフェージング伝搬路 (Multipath fading channel) から構成されているシステムモデルを示すが，ここでは，等価低域系を仮定している．送信機では， k ビットの 2 進入力データブロック $\mathbf{b}^{(i)}$ が符号語テーブル (Codebook) によって N シンボルの符号語系列 $\mathbf{s}^{(i)}$ に変換される． $\mathbf{b}^{(i)}$ を次式で定義する．

$$\mathbf{b}^{(i)} = [b_{k-1}^{(i)}, \dots, b_1^{(i)}, b_0^{(i)}]^T; \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.1)$$

但し， \mathbf{v}^T は \mathbf{v} の転置， $M = 2^k$ は符号語の数を表す．また， $b_m^{(i)} \in \{0, 1\}$ は i を 2 進数で表したときの $m+1$ 桁の値を表しており，次式を満たしているものとする．

$$\sum_{m=0}^{k-1} 2^m b_m^{(i)} = i \quad (3.2)$$

さらに、 $\mathbf{s}^{(i)}$ は次式で定義される N 次元の複素ベクトルである。

$$\mathbf{s}^{(i)} = [s_1^{(i)}, s_2^{(i)}, \dots, s_N^{(i)}]^T \quad (3.3)$$

送信信号系列 $\mathbf{s}^{(i)}$ の各シンボルは、マルチパスフェージング伝搬路を伝搬し、受信機で L 個の空間ダイバーシチブランチでそれぞれ受信される。ここでは、マルチパスフェージング伝搬路として、受信信号の振幅変動がライス分布に従うライスフェージング伝搬路を仮定する。このとき、それぞれのダイバーシチブランチにより受信された受信シンボルは、複素振幅変動および加法性白色ガウス雑音によりひずみを受けている。

l 番目のダイバーシチブランチで受信された m 番目の受信シンボル r_{lm} は次式で表される。

$$\begin{aligned} r_{lm} &= h_{lm}s_m^{(i)} + z_{lm}; \quad l = 1, \dots, L \\ & \quad m = 1, \dots, N \\ & \quad i = 0, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで、 h_{lm} は r_{lm} が受けた複素振幅変動を示す。複素振幅変動は、送信信号エネルギーと各ダイバーシチブランチの受信信号エネルギーの合計とが一致するように正規化されている。また、 z_{lm} は複素ガウス雑音である。

次に、 l 番目のダイバーシチブランチの複素振幅変動を示す N 次元ベクトル \mathbf{h}_l を次式で定義する。

$$\mathbf{h}_l = [h_{l1}, h_{l2}, \dots, h_{lN}]^T; \quad l = 1, \dots, L \quad (3.5)$$

さらに、 LN 次元ベクトル \mathbf{h} を次式で定義する。

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T, \dots, \mathbf{h}_L^T]^T \quad (3.6)$$

ここで、 \mathbf{h} は平均、

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{h}} &= E[\mathbf{h}] \\ &= \sqrt{\frac{K}{L(1+K)}} [\overbrace{1, 1, \dots, 1}^{LN}]^T \end{aligned} \quad (3.7)$$

共分散行列、

$$\begin{aligned} R &= \frac{1}{2} E[\mathbf{h}^* \mathbf{h}^T] \\ &= \frac{1}{2L(1+K)} \begin{bmatrix} 1 & r_{12} & \cdots & r_{1, LN} \\ r_{21} & 1 & \cdots & r_{2, LN} \\ \vdots & & \ddots & r_{LN-1, LN} \\ r_{LN, 1} & r_{LN, 2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
R &= \frac{1}{2} E[\mathbf{h}^* \mathbf{h}^T] \\
&= \frac{1}{2L(1+K)} \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1,LN} \\ \rho_{21} & 1 & \cdots & \rho_{2,LN} \\ \vdots & & \ddots & \rho_{LN-1,LN} \\ \rho_{LN,1} & \rho_{LN,2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)
\end{aligned}$$

を持つ複素ガウスランダムベクトルである。但し、 K は直接波電力と散乱波電力の比で表されるライスパラメータである。 K が0に近づくと、伝搬路はレイリーフェージング伝搬路に近づき、一方、 K が大きくなると、伝搬路はAWGN通信路に近づく。また、式(8)の共分散行列は、インターリーブサイズが無限であれば各シンボルのフェージング変動は無相関となり、非対角成分 $\rho_{lm} = 0$; ($l \neq m$)となる。一方、インターリーブサイズが有限である場合には、各シンボル間のフェージング変動の相関が無視できなくなり、 $\rho_{lm} \neq 0$; ($l \neq m$)となる。

受信シンボル r_{lm} は最尤判定器 (Maximum Likelihood decision block: ML) に入力される。また、伝搬路の複素振幅変動 h_{lm} が、伝搬路の状態を示す情報 (Channel State Information: CSI) として同様に、最尤判定器に入力される。最尤判定器では、判定変数

$$d^{(i)} = \sum_{m=1}^N \sum_{l=1}^L |h_{lm} s_m^{(i)} - r_{lm}|^2 \quad (3.9)$$

を全ての $i = 0, 1, \dots, M-1$ について求め、これらの判定変数のうち、最小値をとる $d^{(i)} = d^{(i)}$ に対応する送信シンボル $\mathbf{s}^{(i)}$ が送信されたと判定する。最尤判定器からは $\mathbf{b}^{(i)}$ が出力される。

3.3 ブロック符号化変調信号の設計法

3.3.1 ビット誤り率の上界

BCMのビット誤り率、 P_b の上界は、次式で表される。

$$P_b \leq \sum_{i=0}^{M-1} P_M(\mathbf{b}^{(i)}) \sum_{\substack{i'=0 \\ i' \neq i}}^{M-1} a(\mathbf{b}^{(i)}, \mathbf{b}^{(i')}) p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}) \quad (3.10)$$

ここで、 $P_M(\mathbf{b}^{(i)})$ は $\mathbf{b}^{(i)}$ が送信される確率、 $a(\mathbf{b}^{(i)}, \mathbf{b}^{(i')})$ は $\mathbf{b}^{(i)}$ が $\mathbf{b}^{(i')}$ と誤ったときのビット誤り率、 $p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')})$ は、 $\mathbf{s}^{(i)}$ を送信したときに $\mathbf{s}^{(i')}$ が誤って判定されるペア誤り確率¹である。このペア誤り確率を、ダイバーシチおよびインターリーブの効果を考慮に入れて導出する。

¹ $\mathbf{s}^{(i)}$ と $\mathbf{s}^{(i')}$ の2系列のうちどちらか一方を送信するシステムを仮定し、この過程の下で $\mathbf{s}^{(i)}$ を送信したときに $\mathbf{s}^{(i')}$ と誤って判定される条件付き確率をペア誤り確率という。

まず、伝搬路の複素振幅変動が \mathbf{h} のときの条件付ペア誤り確率 $p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h})$ は次式で表される。

$$p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{4N_0} d^2(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h})} \right) \quad (3.11)$$

ここで、 E_s は1シンボル当たりの送信信号エネルギー、 N_0 は雑音の電力スペクトル密度、 $d^2(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h})$ は \mathbf{h} の下での信号のユークリッド距離で、次式で表される。

$$d^2(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h}) = \sum_{m=1}^N \sum_{l=1}^L |h_{lm}|^2 |s_m^{(i)} - s_m^{(i')}|^2 \quad (3.12)$$

式(3.11)に Chernoff Bound^[8]を適用すると $p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h})$ の上界は次のようになる。

$$p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h}) \leq \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} d^2(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h}) \right) \quad (3.13)$$

この Chernoff Bound によるビット誤り率上界の導出はこれまでの文献(7,11)においてもよく行われており、実際のビット誤り率特性と傾向もよく一致するので本論文でも採用することにする。式(3.13)を \mathbf{h} について平均することにより、平均ペア誤り確率の上界式を求める。但し、 $d^2(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h})$ は \mathbf{h} の関数であるので、以下では \mathbf{h} で直接平均するかわりに $d^2(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h})$ について平均して上界式を求める。即ち、 $x = d^2(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h})$ の確率密度関数(probability density function: pdf)を $p_d(x)$ とすれば、平均ペア誤り確率の上界は次式で与えられる。

$$p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}) \leq \int_0^\infty \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} x \right) p_d(x) dx \quad (3.14)$$

ここで、式(3.12)を次のように書き直す。

$$x = d^2(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}|\mathbf{h}) = \mathbf{h}^{*T} F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}) \mathbf{h} \quad (3.15)$$

但し、 $F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')})$ は次式で表される $LN \times LN$ 対角行列である。

$$F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}) = \operatorname{diag} \{ \overbrace{\mathbf{f}, \mathbf{f}, \dots, \mathbf{f}}^L \} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{f} &= [|s_1^{(i)} - s_1^{(i')}|^2, |s_2^{(i)} - s_2^{(i')}|^2, \dots, |s_n^{(i)} - s_n^{(i')}|^2] \\ \mathbf{f} &= [|s_1^{(i)} - s_1^{(i')}|^2, |s_2^{(i)} - s_2^{(i')}|^2, \dots, |s_N^{(i)} - s_N^{(i')}|^2] \end{aligned} \quad (3.17)$$

上式において、 $\operatorname{diag}\{a_1, \dots, a_n\}$ は a_1, \dots, a_n を対角要素とする対角行列を表す。すなわち、

$$\operatorname{diag}\{a_1, \dots, a_n\} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & a_n \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

である. このように定義すると, x の特性関数は次式で与えられる^[37].

$$\begin{aligned} G_d(\xi) &= \int_0^\infty \exp(-\xi x) p_d(x) dx \\ &= \frac{\exp\left(-\xi \bar{\mathbf{h}}^T (F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')})^{-1} + 2\xi R^*)^{-1} \bar{\mathbf{h}}\right)}{\det(I + 2\xi R^* F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')}))} \end{aligned} \quad (3.19)$$

ここで, I は $LN \times LN$ 単位行列である. 上式と式 (3.14) を比較すると, 式 (3.14) は上式において $\xi = E_s/4N_0$ とおいたものに等しいことがわかる. 従って, 平均ペア誤り確率の上界は次式で表される.

$$\begin{aligned} p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}) &\leq \frac{\exp\left(-\frac{E_s}{4N_0} \bar{\mathbf{h}}^T (F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')})^{-1} + \frac{E_s}{2N_0} R^*)^{-1} \bar{\mathbf{h}}\right)}{\det\left(I + \frac{E_s}{2N_0} R^* F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')})\right)} \end{aligned} \quad (3.20)$$

この上界式は, ライスフェージング通信路における平均ペア誤り確率の上界を示しており, 式 (3.20) を式 (3.10) に代入することにより, ビット誤り率の上界式が求められる.

ところで, レイリーフェージング通信路においては, $\bar{\mathbf{h}} = 0$ となるので, ペア誤り確率は次式で表すことができる.

$$p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}) \leq \frac{1}{\det\left(I + \frac{E_s}{2N_0} R^* F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')})\right)} \quad (3.21)$$

上式は, 各シンボルが受けるフェージング変動の相関を考慮に入れた場合のビット誤り率の上界式である. 上式を用いることにより, インタリーブサイズが有限で各シンボルが受けるフェージング変動の相関が無視できない場合においても, ビット誤り率特性の評価を行うことができる.

特に, インタリーブサイズが無限であり, 各シンボルの受けるフェージング変動が独立とみなせるときは, $R = (1/2L)I$ となるので, さらに上式は次式で書き換えることができる.

$$p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}) \leq \frac{1}{\prod_{m=1}^N \left(1 + \frac{E_s}{4LN_0} |s_m^{(i)} - s_m^{(i')}|^2\right)^L} \quad (3.22)$$

式 (3.22) は, $L = 1$ のとき文献^[12] による結果に等しい. また, 式 (3.22) において $L \rightarrow \infty$ とすると,

$$\begin{aligned} p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}) &\leq \frac{1}{\prod_{m=1}^N \exp\left(\frac{E_s}{4N_0} |s_m^{(i)} - s_m^{(i')}|^2\right)} \\ &= \exp\left(-\frac{E_s}{4N_0} \sum_{m=1}^N |s_m^{(i)} - s_m^{(i')}|^2\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}) &\leq \frac{1}{\prod_{m=1}^N \exp\left(\frac{E_s}{4N_0} |s_m^{(i)} - s_m^{(i')}|^2\right)} \\
&= \exp\left(-\frac{E_s}{4N_0} \sum_{m=1}^N |s_m^{(i)} - s_m^{(i')}|^2\right) \quad (3.23)
\end{aligned}$$

となる。この式は、式(3.20)において $K \rightarrow \infty$ とした場合 (AWGN) に等しい。即ち、レイリーフェージング通信路のビット誤り率特性は、ダイバーシチブランチ数を大きくすれば、AWGN 通信路のそれに近づくことを示している。

3.3.2 信号設計法

本章では、ビット誤り率の上界式(3.10)を最小化する BCM の符号語系列の組 $\{\mathbf{s}^{(i)}\}$ を求める信号設計法を提案する。

まず、 $2NM$ 次元ベクトル \mathbf{S} を次式で定義する。

$$\begin{aligned}
\mathbf{S} &= (\Re \mathbf{s}^{(0)T}, \Im \mathbf{s}^{(0)T}, \Re \mathbf{s}^{(1)T}, \Im \mathbf{s}^{(1)T}, \dots, \\
&\quad \dots, \Re \mathbf{s}^{(M-1)T}, \Im \mathbf{s}^{(M-1)T})^T \\
\mathbf{S} &= (\Re s_1^{(0)}, \dots, \Re s_N^{(0)}, \Im s_1^{(0)}, \dots, \Im s_N^{(0)}, \dots, \\
&\quad \dots, \Re s_1^{(M-1)}, \dots, \Re s_N^{(M-1)}, \Im s_1^{(M-1)}, \dots, \Im s_N^{(M-1)})^T \quad (3.24)
\end{aligned}$$

ここで、 $\Re x, \Im x$ はそれぞれ複素数 x の実部および虚部を表す。

式(3.10)は、 \mathbf{S} の関数となっているので、信号設計は式(3.10)を最小化する \mathbf{S} を見つける非線形計画問題となる。非線形計画問題の解法として、最急降下法、ニュートン法、準ニュートン法^[14]などが知られている。このうち、最急降下法は、収束は保証されているが非常に収束が遅い。また、ニュートン法では、解の近傍における収束は非常に速いが、解の近傍に初期値を選ばなければ収束せずに発散する可能性がある。本論文で扱う BCM の符号探索においては、解の近傍は不明であるため、ニュートン法の適用は適当ではない。一方、準ニュートン法では、最急降下法よりも収束が速く、収束することが保証されている。また、2次微分を計算する必要もない。これらの点で、準ニュートン法は非線形計画問題に対する最も有効な解法となっている。なかでも、Broyden, Fletcher, Goldfarb, Shanno により提案された BFGS 公式による準ニュートン法は、非常に効率的な手法として知られている^[14]。ここでは、準ニュートン法を用いて、 \mathbf{S} の極小値、 \mathbf{S}_{opt} を探索する。

さらに、数値計算を容易にするため、式 (3.10) を直接用いるのではなく、対数をとったものを評価関数として用いることとする。評価関数 $f(\mathbf{S})$ を次式で定義する。

$$f(\mathbf{S}) = \log \left(\sum_{i=0}^{M-1} P_M(\mathbf{b}^{(i)}) \sum_{\substack{i'=0 \\ i' \neq i}}^{M-1} a(\mathbf{b}^{(i)}, \mathbf{b}^{(i')}) p(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(i')}) \right) \quad (3.25)$$

このとき、BCM の符号語の組は図 3.2 に示す準ニュートン法のアルゴリズムにより求めることができる。図 3.2 において、まず、初期化 (initialize) で $t = 0$, $B_0 = I$ とおき、 $\mathbf{S}^{(0)}$ に初期値を設定する。次に直線探索 (Linear Search) で探索方向 d を計算し、次に $f(\mathbf{S}^{(t)} + t_0 d)$ を最小にする $t_0 = \min^{-1} f(\mathbf{S} + t_0 d)$ を求める。さらに、Update により $\mathbf{S}^{(t+1)}$ を $\mathbf{S}^{(t)} + t_0 d$ で更新する。また、BFGS formula により B_t を更新する。以上を $\nabla f(\mathbf{S}^{(t)})$ が十分小さくなるまで繰り返すことにより、 $f(\mathbf{S}^{(t)})$ を最小にする $\mathbf{S}^{(t)}$ 、すなわち \mathbf{S}_{opt} を求めることができる。

この設計法を用いて、 $k = 4$, $N = 4$ の BCM の信号設計を行った。ここでは、ダイバーシチは用いない ($L = 1$)、インタリーブサイズは無限 ($R = (1/2)I$)、と仮定した。

レイリーフェージング通信路 ($K = 0$) を仮定した場合の設計例を表 3.1 に、AWGN 通信路 ($K = \infty$) を仮定した場合の設計例を表 3.2 にそれぞれ示す。以後、これらの BCM を BCM/R および BCM/A と称することとする。また、表 3.1 の BCM/R の信号点配置を図 3.3 に示す。

ここで設計した BCM は、図 3.3 からわかるように、各シンボルにおける信号点が従来の PSK や QAM 等の変調方式を用いた場合のように規則的に配置されていない。また、異なった符号語はそれぞれ異なった信号点を持つ。今回の設計例では、符号語数は $M = 16$ であるので、各シンボルの信号点の数はそれぞれ 16 となっている。符号語ごとに異なった信号点を用いることにより、任意の 2 符号語間の異なったシンボル数の最小値である有効符号長をブロック長にまで延ばすことができる。フェージング環境下においては、ビット誤り率特性が有効符号長に依存するので、本 BCM は、特にフェージング通信路に対して効果的であると思われる。このことについては、次章でさらに検討する。

次に、各シンボルの振幅が一定となる拘束条件を付加して、同様の設計を行う。振幅一定で位相情報のみを用いることにより、位相情報に加えて振幅情報も用いる前述の BCM に比べて変調器を簡単に構成することができ、また、送信機の電力増幅器として、効率の良い非線形増幅器を用いることができる。さて、符号語の各シンボルの振幅が一定であるとすれば、各シンボルは、次式で表すことができる。

$$s_m^{(i)} = \exp(j\theta_m^{(i)}) \quad (3.26)$$

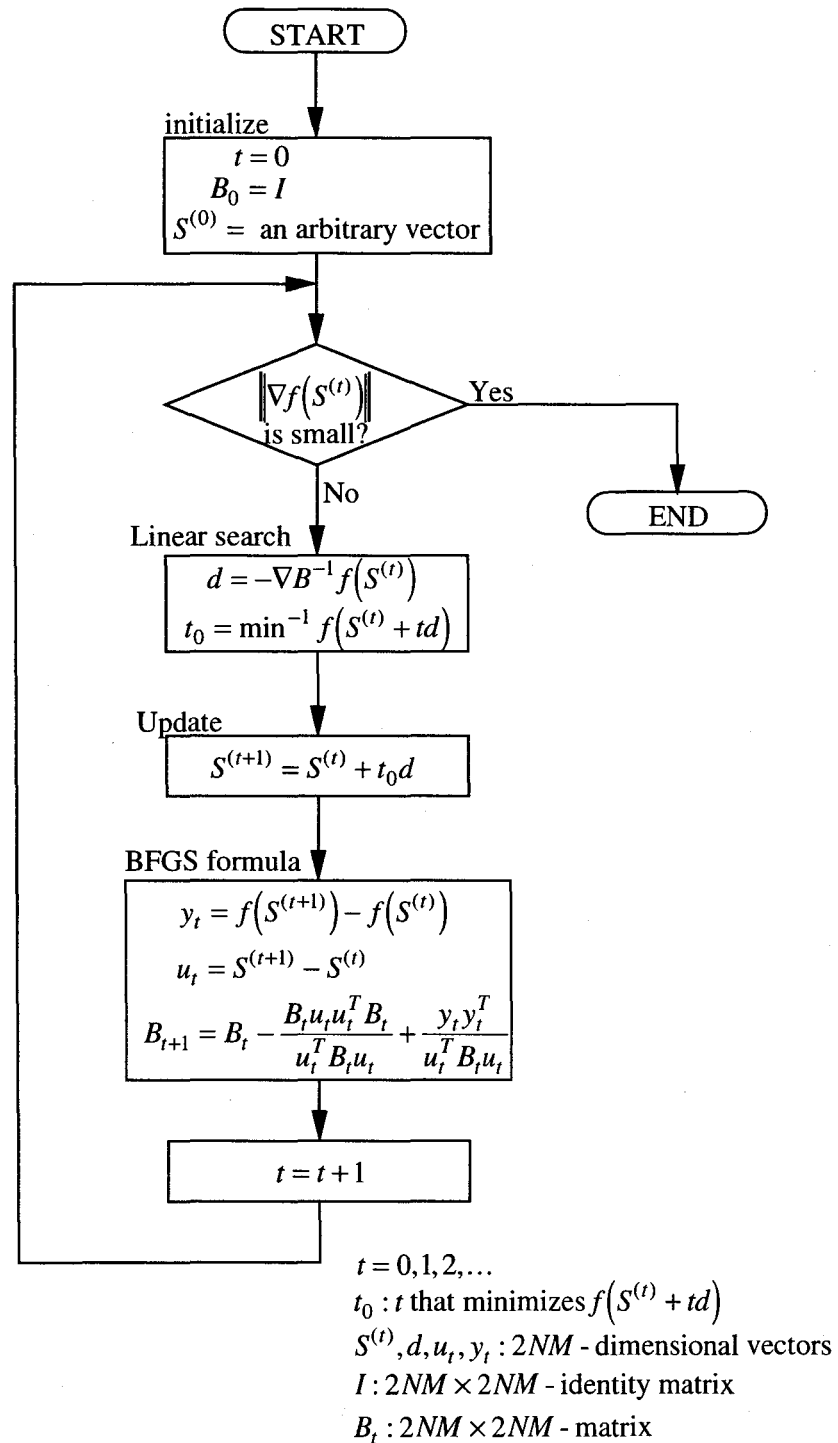


図 3.2: 準ニュートン法による BCM の設計手順

表 3.1: BCM のフェージング通信路における設計例 (BCM/R; $k = 4, N = 4$)

i		$s_1^{(i)}$	$s_2^{(i)}$	$s_3^{(i)}$	$s_4^{(i)}$
0	I	2.28935	1.58830	-0.64511	0.62780
	Q	1.01994	1.86663	-0.29685	0.20156
1	I	-0.11233	-0.87527	-0.32367	0.62622
	Q	0.88996	1.96296	-2.13132	1.87243
2	I	1.12043	-2.29903	0.92402	0.83733
	Q	1.01031	0.74583	0.75145	-1.82082
3	I	-1.04188	-1.68709	-1.43801	-0.28753
	Q	-2.14123	0.13244	-1.50330	-0.51061
4	I	0.77979	1.95182	0.79328	1.44267
	Q	-1.83344	0.23086	-1.69432	-1.08557
5	I	1.97908	-0.45739	1.73482	-1.30192
	Q	-0.44853	0.29734	-1.44598	1.63826
6	I	0.49404	-1.79906	-1.23548	-1.63059
	Q	2.03025	-1.33072	0.67539	0.69380
7	I	1.58324	-0.67352	0.38205	-1.37105
	Q	-1.53857	-1.03420	2.19890	-0.87760
8	I	1.00912	0.76990	-2.23577	2.35268
	Q	0.07261	-1.07612	-0.49232	0.90276
9	I	-1.84014	0.26294	0.95786	-2.28064
	Q	-0.85212	2.13468	-0.15030	-0.15694
10	I	-0.28491	0.65377	-2.21320	-0.24178
	Q	-0.09232	0.88365	1.03953	-2.44314
11	I	-2.28975	-0.75580	-0.71276	1.93917
	Q	0.19817	0.76409	1.79194	-0.23174
12	I	-0.23762	2.07600	-0.14825	-0.36046
	Q	-1.28124	-1.16172	0.73712	2.29511
13	I	-0.94202	-0.72027	2.14537	1.03626
	Q	-0.52573	-2.18267	-0.32805	0.89513
14	I	-0.77257	0.93815	0.15219	-0.83353
	Q	2.07946	-1.97310	-0.79462	-1.72712
15	I	-1.45506	0.64689	2.13299	-0.41912
	Q	1.20792	-0.17936	1.88134	0.35341

表 3.2: BCM の AWGN 通信路における設計例 (BCM/A; $k = 4, N = 4$)

i		$s_1^{(i)}$	$s_2^{(i)}$	$s_3^{(i)}$	$s_4^{(i)}$
0	I	2.16322	0.27154	0.36292	1.30985
	Q	1.61369	-0.36824	-1.01445	1.41193
1	I	-0.06551	0.33519	-1.79991	-1.07492
	Q	2.19979	1.67302	-0.26263	0.14370
2	I	0.13336	-0.84923	-0.02929	0.55255
	Q	1.73473	-1.65210	-0.59572	-2.29155
3	I	-0.76418	-2.49143	0.22750	1.57618
	Q	0.58642	1.59386	0.14727	-0.03207
4	I	-1.84047	1.61000	-1.03756	1.96425
	Q	0.01183	-0.62835	-1.10275	0.40570
5	I	0.70136	-0.75754	-2.03199	-0.11537
	Q	-1.60306	0.33794	-2.11209	-0.21393
6	I	1.95317	-1.73197	0.83141	-1.95592
	Q	-0.20849	-0.07861	0.81110	-0.80889
7	I	-2.19844	-0.67429	-0.72882	-1.21164
	Q	-1.27252	0.37723	0.83799	-1.60854
8	I	0.30351	-0.67197	-1.80529	0.30481
	Q	0.23769	-1.80235	1.72228	1.58659
9	I	0.06468	1.25488	1.69275	-0.29893
	Q	0.00733	2.00196	-1.75563	-1.03150
10	I	1.40099	1.05523	-0.48075	1.55661
	Q	-0.32219	0.59187	1.93888	-1.55438
11	I	0.12500	0.53303	0.30861	-0.03790
	Q	-1.45700	2.14034	1.15403	1.98543
12	I	0.63342	2.46798	-0.29743	-1.57618
	Q	-0.59899	-1.66941	-0.13842	0.08123
13	I	-1.36560	-0.70136	0.79203	-1.64667
	Q	0.05124	-0.71619	-1.74925	1.76224
14	I	0.21581	-0.30177	1.86520	1.07089
	Q	-2.18188	-1.61758	0.24074	-0.19242
15	I	-1.45506	0.64689	2.13299	-0.41912
	Q	1.20792	-0.17936	1.88134	0.35341

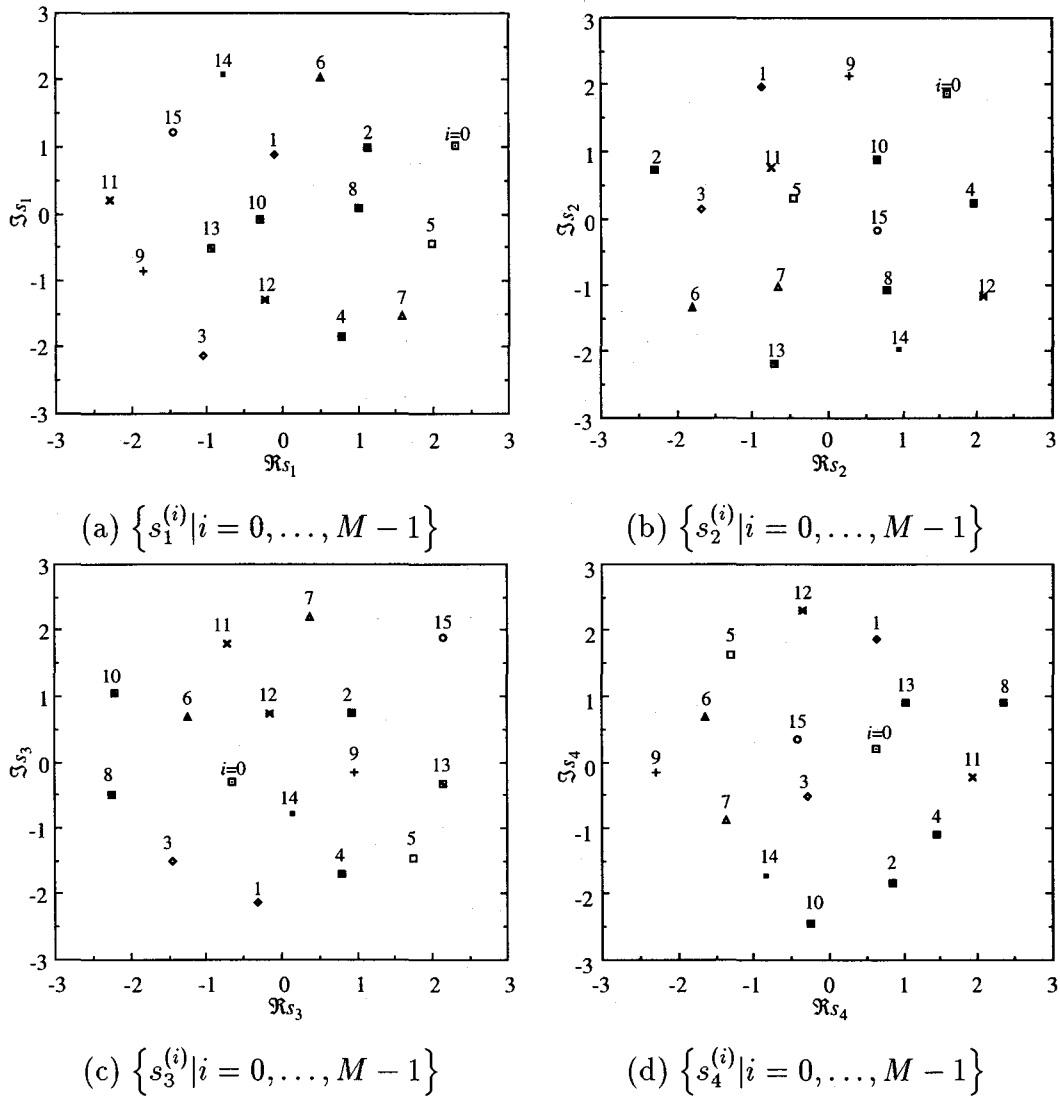


図 3.3: BCM/R の信号点配置

ここで、各シンボルの位相 $\theta_m^{(i)}$ からなる NM 次元ベクトル Θ を次式で定義する。

$$\Theta = (\theta^{(0)T}, \theta^{(1)T}, \theta^{(1)T}, \dots, \theta^{(M-1)T})^T \quad (3.27)$$

但し、

$$\theta^{(i)} = [\theta_1^{(i)}, \dots, \theta_N^{(i)}]^T \quad (3.28)$$

このように定義すれば、式 (3.25) は Θ の関数となる。 Θ について、前述と同様に準ニュートン法を適用することにより、各シンボルの振幅一定の条件下で BCM の設計を行うことができる。

表 3.3: 振幅一定条件 BCM の設計例 (BCM/P; $k = 4, N = 4$)

i	$\theta_1^{(i)}$	$\theta_2^{(i)}$	$\theta_3^{(i)}$	$\theta_4^{(i)}$ (deg)
0	316.1	74.5	212.6	310.6
1	77.5	317.8	195.6	55.5
2	136.7	88.2	28.9	85.9
3	89.7	244.1	52.9	156.7
4	106.6	28.7	259.2	256.5
5	269.8	328.7	234.8	201.6
6	144.7	165.4	119.0	228.2
7	52.1	144.0	78.5	9.3
8	166.0	291.2	329.3	297.9
9	195.2	190.2	302.8	43.0
10	319.1	279.5	107.4	101.5
11	229.2	243.0	153.9	-12.8
12	239.0	51.0	289.2	135.2
13	12.2	115.6	168.4	174.4
14	295.3	205.6	16.3	255.4
15	0.0	0.0	0.0	0.0

各シンボルの振幅が一定である BCM の信号設計を $k = 4, N = 4$ と仮定して行った。ここでは、インタリーブサイズは無限 ($R = I$)、ダイバーシチは用いない ($L = 1$) と仮定し、さらに、フェージング通信路 ($K = 0$) を仮定した。このときの設計例を表 3.3 に示す。この BCM を以後 BCM/P と称する。

3.4 設計ブロック符号化変調方式の伝送特性

前章で信号設計を行った BCM の伝送特性を、計算機シミュレーションにより評価する。シミュレーションにおいては、伝搬路の複素振幅変動 h は誤差なく完全に推定できると仮定する。実際の伝搬路では、複素振幅変動を完全に推定することは不可能であるが、例えば既

表 3.4: Hamming (8,4,4) 符号/QPSK 変調 (BCM/H; $k = 4, N = 4$)

i	$s_1^{(i)}$	$s_2^{(i)}$	$s_3^{(i)}$	$s_4^{(i)}$
0	j	j	j	j
1	j	1	1	$-j$
2	j	-1	$-j$	1
3	j	$-j$	-1	-1
4	1	j	$-j$	-1
5	1	1	-1	1
6	1	-1	j	$-j$
7	1	$-j$	1	j
8	-1	j	-1	$-j$
9	-1	1	$-j$	j
10	-1	-1	1	-1
11	-1	$-j$	j	1
12	$-j$	j	1	1
13	$-j$	1	j	-1
14	$-j$	-1	-1	j
15	$-j$	$-j$	$-j$	$-j$

知シンボル挿入^[32]などの手法を用いることにより、推定することができる。伝搬路の推定誤差の影響については次節以降で述べる。

3.4.1 白色ガウス雑音通信路におけるビット誤り率特性

まず、白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) 通信路におけるビット誤り率特性について検討を行う。比較のため、符号化を行わない BPSK(binary phase shift keying) 変調、並びに、(8, 4, 4) 拡大 Hamming 符号化を行い、QPSK(quadrature PSK) 変調信号にマッピングして伝送する BCM^[10](以後 BCM/H とする) についてもビット誤り率特性を求めた。表 3.4 に、BCM/H ビット系列と符号語の関係を示す。BCM/H は、前章で設計した 3 つの BCM と同様、信号ブロック長 $N = 4$ シンボル、1 ブロック当たりの伝送ビット

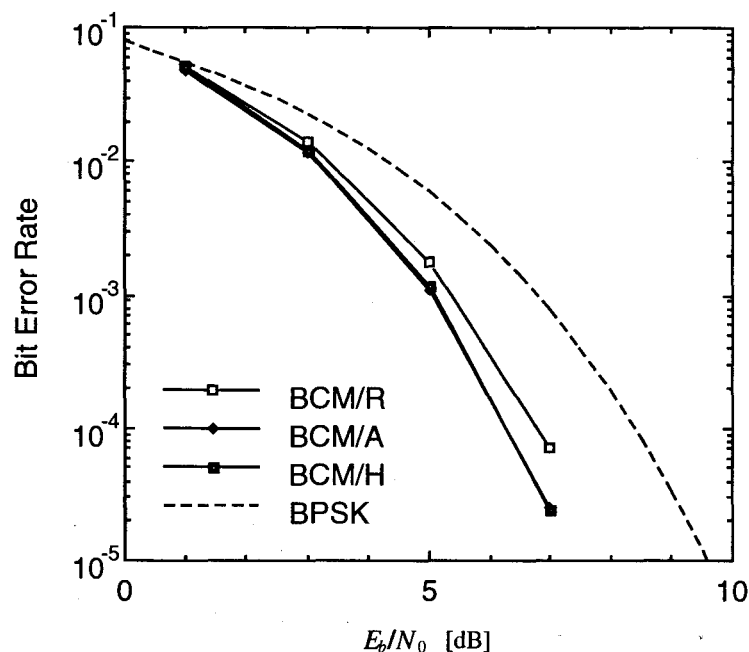


図 3.4: AWGN 通信路におけるビット誤り率特性

数 $k = 4$ ビットであり、比較対象として適当であると考えられる。さらに、3つの BCM の周波数利用効率は全て 1bit/symbol であり、符号化を行わない BPSK の周波数利用効率に等しい。

図 3.4に E_b/N_0 に対するビット誤り率特性を示す。図より AWGN 通信路では、AWGN を仮定して設計を行った BCM (BCM/A) は、レイリーフェージングを仮定して設計を行った BCM (BCM/R) よりも BER = 10^{-4} において E_b/N_0 で 1dB 程度良好な伝送特性を示している。また、符号化しない BPSK と比較すると BER = 10^{-4} において約 3dB の符号化利得が得られることが分る。一方、BCM/A と Hamming 符号化 QPSK (BCM/H) のビット誤り率特性はほぼ一致している。このように、AWGN 通信路においては、本方式のように、信号点の数を増やして有効符号長を延ばすことによる効果は少ない。

3.4.2 レイリーフェージング下におけるビット誤り率特性

図 3.5にレイリーフェージング下におけるビット誤り率特性を示す。図 3.5より、3つの BCM は符号化しない BPSK に比べて、ビット誤り率特性を大きく改善することができる。

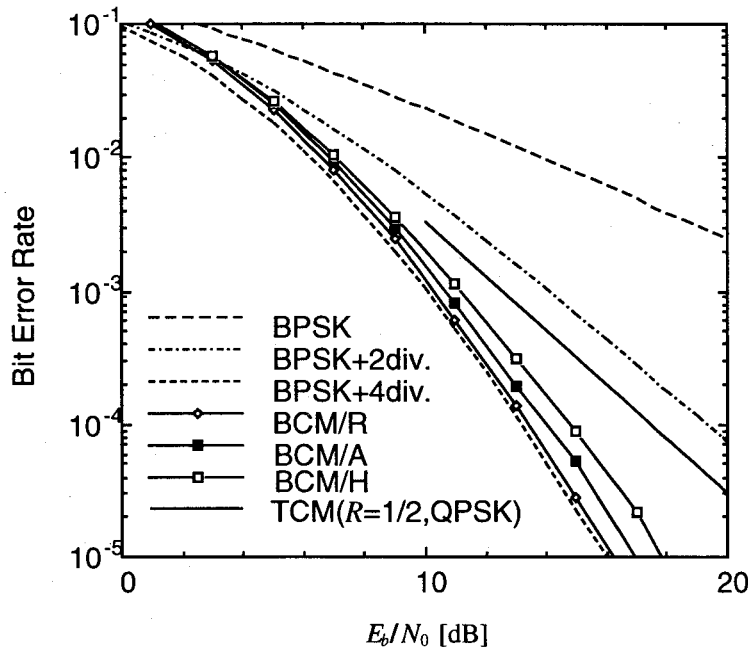


図 3.5: フェージング下におけるビット誤り率特性

このうち、レイリーフェージング通信路に対して設計した BCM/R は、符号化しない BPSK に 4 ブランチ空間ダイバーシチを適用した場合とほぼ同じ特性であり、また、AWGN 通信路に対して設計した BCM/A と比べて BER= 10^{-4} において E_b/N_0 で 1dB 程度特性が改善されている。さらに、BCM/H と比較すると BER= 10^{-3} で 1dB 程度、BER= 10^{-4} においては 2dB 程度の E_b/N_0 の利得が得られる。さらに、BCM/H では、ビット誤り率はほぼ E_b/N_0 の -3 乗に比例して減少しているのに対して、BCM/R では、ほぼ -4 乗に比例して減少しており、ビット誤り率の低い場合により大きい利得が得られる。これは、有効符号長が BCM/H では 3 シンボルであるのに対して、BCM/R ではブロック長と同じ 4 シンボルとなっていることによる。なお、比較のため、Ungerboeck の符号化率 1/2, 状態数 2, TCM/QPSK のレイリーフェージング下におけるビット誤り率特性の計算機シミュレーション結果を示す^[13]。この場合、BCM/R は TCM に比較して BER= 10^{-4} において E_b/N_0 で 4.5dB 程度特性が改善される。また、この TCM は有効符号長は 2 シンボルであるので、誤り率は E_b/N_0 の -2 乗に比例して減少しており、ビット誤り率の大きいところにおいてさらにその差が大きくなる。

3.4.3 ライスフェージング下の所要 E_b/N_0

ライスパラメタ K に対する BER= 10^{-4} を得るために必要な所要 E_b/N_0 を図 3.6 に示す。

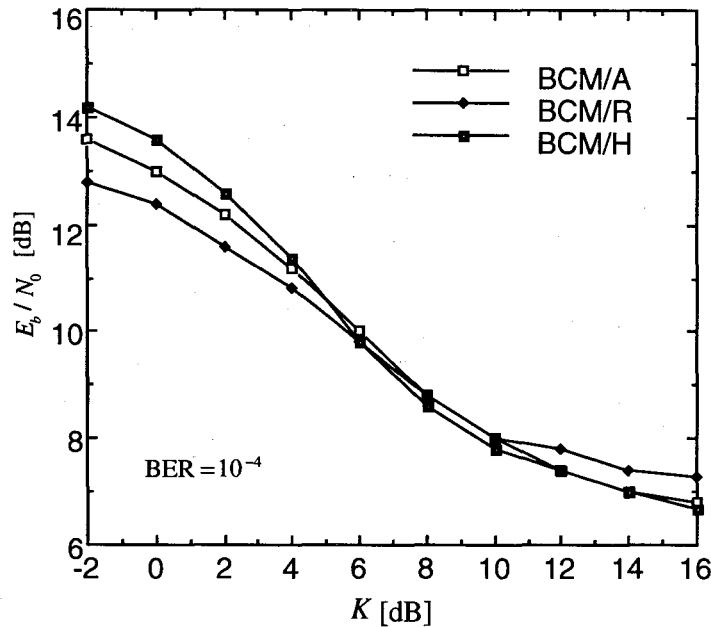


図 3.6: ライスパラメータに対する所要 E_b/N_0

図 3.6より, K が6dBより小さい(レイリーフェージング通信路に近い)領域では, レイリーフェージングを仮定して設計した BCM の方が所要 E_b/N_0 を最も小さくすることができる. 一方, K が10dBより大きい(AWGN 通信路に近い)領域では, 逆に AWGN を仮定して設計した BCM が最も所要 E_b/N_0 を小さくすることができる. このことから, 通信路の伝搬路特性を考慮に入れた BCM の信号設計が重要であることが分る. また, (8, 4, 4) 拡大 Hamming 符号化後 QPSK 変調を行う BCM/H は, K が小さい領域では, 提案 BCM に比較して大きな所要 E_b/N_0 が必要となるが, K が大きい領域では, 所要 E_b/N_0 は, ほぼ, AWGN を仮定して設計した BCM と同じとなる. このことから, 本論文において提案した BCM は, フェージング通信路におけるビット誤り率特性の改善に非常に有効であると言える.

3.4.4 振幅一定条件下のビット誤り率特性

さらに, 振幅一定の拘束条件を付けて設計した BCM/P のレイリーフェージング通信路におけるビット誤り率特性を図 3.7に示す. 図より, 振幅一定の拘束条件を付けることにより BCM/R と比較して BCM/P は, $BER=10^{-4}$ において E_b/N_0 で 1dB 程度劣化することがわかる. また, E_b/N_0 の大きい領域では, ビット誤り率は, BCM/R 同様, ほぼ E_b/N_0 の⁻⁴乗に比例して減少しており, E_b/N_0 の大きい領域においても BCM/R との差は大きくなる.

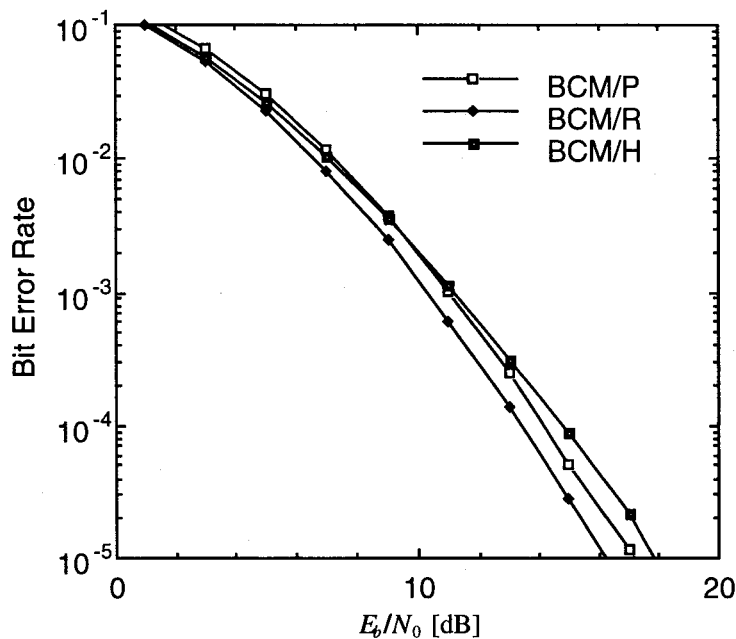


図 3.7: 振幅一定条件 BCM のレイリーフェージング下におけるビット誤り率特性

従って、BCM/P はレイリーフェージング下において送信機の電力増幅器を非線形領域で用いる場合において有効な方式であると考えられる。

3.4.5 ダイバーシチの効果

BCM/R に空間ダイバーシチを適用した場合のビット誤り率特性を図 3.8 に示す。ここで、厳密には BCM/R がダイバーシチ適用時においても最適であるとはいえないが、上界式 (22) より、実用的なダイバーシチブランチ数の範囲 ($L \leq 4$) でかつ E_b/N_0 が十分大きい領域においては、伝送特性はダイバーシチを適用しない場合と同様有効符号長に大きく依存していることから、BCM/R を用いたとしても最適性が大きく損われることはないと考えられる。そこで、本節での議論においても、BCM/R を用いることとする。ここでは、各ダイバーシチブランチでの複素振幅は独立にレイリーフェージング変動していると仮定した。また、比較のため、BPSK に L ブランチ空間ダイバーシチを適用した場合、ならびに、AWGN 下のビット誤り率の理論特性を破線により示した。図 3.8 より、BCM/R に 2 ブランチダイバーシチを適用することにより、 $BER = 10^{-4}$ においてさらに、3.5dB のダイバーシチ利得が得られることが分る。これは、BPSK に比べて、24.5dB の改善になっている。この内容は BCM/R を適用することにより BPSK と比べて $BER = 10^{-4}$ において 21dB の改善にダイバーシチによ

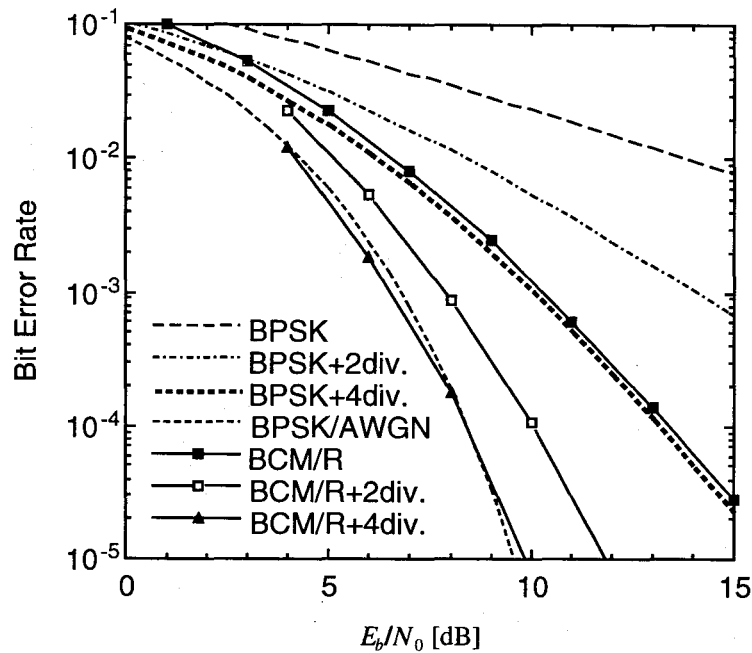


図 3.8: 空間ダイバーシチを適用した BCM のレイリーフェージング下におけるビット誤り率特性

る 3.5dB の改善が加わったものである。一方、BPSK に 2 ブランチダイバーシチを適用した場合のダイバーシチ利得は $BER = 10^{-4}$ において 15dB の改善であるので、この結果から明らかのように、BCM はそれ自体で十分な耐フェージング効果を有しており、ダイバーシチによる改善は BPSK に比べてさほどないといえる。しかし、一方、 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ におけるビット誤り率で比較すると、BCM/R を適用することにより BPSK と比べてビット誤り率は 0.05 倍、BPSK に 2 ブランチダイバーシチは BPSK に比べてビット誤り率が 0.2 倍に改善されている。BCM/R と 2 ブランチダイバーシチを組み合わせることにより、 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ におけるビット誤り率は BPSK に比べて 0.004 倍に改善されており、BCM/R と 2 ブランチダイバーシチを個々に適用した場合のビット誤り率の改善効果の積 $0.05 \times 0.2 = 0.01$ よりも大きなビット誤り率の改善効果が得られている。このことから、 E_b/N_0 を固定した場合のビット誤り率の改善効果においては、空間ダイバーシチを BCM/R と組み合わせることにより相乗効果があることが分る。さらに 4 ブランチダイバーシチを BCM/R に適用することにより、ほぼ、ガウス通信路と等しいビット誤り率特性となる。以上から、空間ダイバーシチを BCM/R と組み合わせて適用することにより非常に優れた伝送特性を得ることができる。

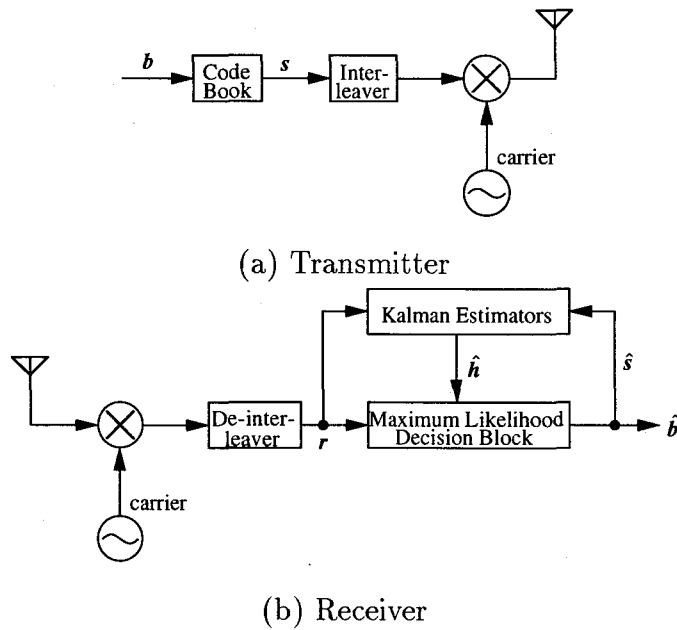


図 3.9: カルマン推定を用いて伝搬路推定を行う BCM 方式

3.5 ブロック符号化変調用伝搬路推定法

3.5.1 カルマン推定を用いた方式

カルマン推定によりマルチパスフェージング通信路の複素振幅変動を推定する BCM 方

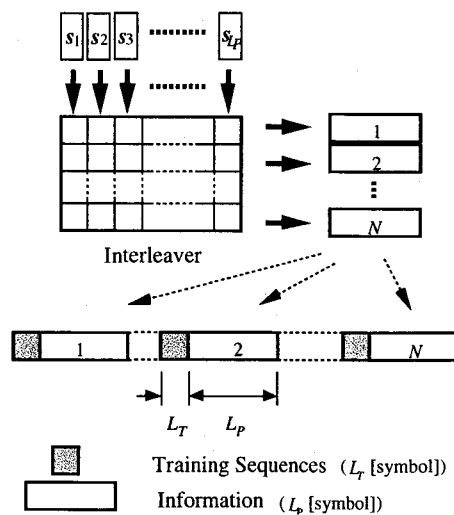


図 3.10: 送信信号の構成

式の構成について述べる。カルマン推定を用いる BCM 方式の送受信機構成および送信信号の構成を図 3.9 と図 3.9 に示す。図 3.9(a) の送信機では、送信系列が k ビットのブロックに区切られ、符号帳 (Codebook) により N シンボルの符号語系列にマッピングされる。時刻 $t = 1, 2, \dots, L_P$ における符号語系列を

$$\mathbf{s}_t = [s_{1,t}, \dots, s_{N,t}]^T \quad (3.29)$$

と定義する。但し、 $[\cdot]^T$ は $[\cdot]$ の転置である。 \mathbf{s}_t の取り得る系列は、式 (3.3) より定義される。

この符号語系列はインタリーバ (Interleaver) により図 3.10 に示す構成の N 個のパケットに変換される。各パケットは、 L_T 個のシンボルからなるトレーニング系列とそれに続く L_P 個の情報シンボルから構成されていると仮定する。 m 番目のパケットの時刻 t におけるベースバンド送信シンボル $u_{m,t}$ は次式で表される。

$$u_{m,t} = \begin{cases} 1; & t = 1, \dots, L_T \\ s_{m,(t-L_T)}; & t = L_T + 1, \dots, L_T + L_P \end{cases} \quad (3.30)$$

図 3.9(b) の受信機では、受信シンボルはデインタリーバ (Deinterleaver) により再び元の順番に並べ替えられる。デインタリーバにより並べ替えられた時刻 t における受信シンボルを次式で定義する。

$$r_{m,t} = h_{m,t}u_{m,t} + z_{m,t}; \quad m = 1, \dots, N \quad (3.31)$$

ここで、 $h_{m,t}$ 、 $z_{m,t}$ はそれぞれ $u_{m,t}$ の受ける複素振幅変動および加法性白色ガウス雑音を表す。受信シンボルは、最尤判定器 (Maximum Likelihood Decision Block) および伝搬路の複素振幅変動の推定器 (Estimator) に入る。

伝搬路の複素振幅変動の推定は N 個のカルマン推定器により行う。 $h_{m,t}$ は t に関して緩やかに変化していると仮定すれば、 $h_{m,t}$ は以下の手順により推定することができる。

$$k_{m,t} = p_{m,(t-1)} \hat{u}_{m,(t-1)}^* \left(p_{m,(t-1)} \left| \hat{u}_{m,(t-1)} \right|^2 + \lambda v \right)^{-1} \quad (3.32)$$

$$p_{m,t} = \left(p_{m,(t-1)} - k_{m,t} \hat{u}_{m,(t-1)} p_{m,(t-1)} \right) / \lambda \quad (3.33)$$

$$\hat{r}_{m,(t-1)} = \hat{h}_{m,(t-1)} \hat{u}_{m,(t-1)} \quad (3.34)$$

$$\hat{h}_{m,t} = \hat{h}_{m,(t-1)} + k_{m,t} \left(r_{m,(t-1)} - \hat{r}_{m,(t-1)} \right) \quad (3.35)$$

ここで、 $p_{m,t}$ は、推定誤差の分散、 v は $z_{m,t}$ の分散、 $k_{m,t}$ はカルマンゲイン、 λ は忘却係数、 $\hat{u}_{m,t}$ は送信シンボルの推定値である。 $t = 1, \dots, L_T$ では既知トレーニング系列 '1' を送信してい

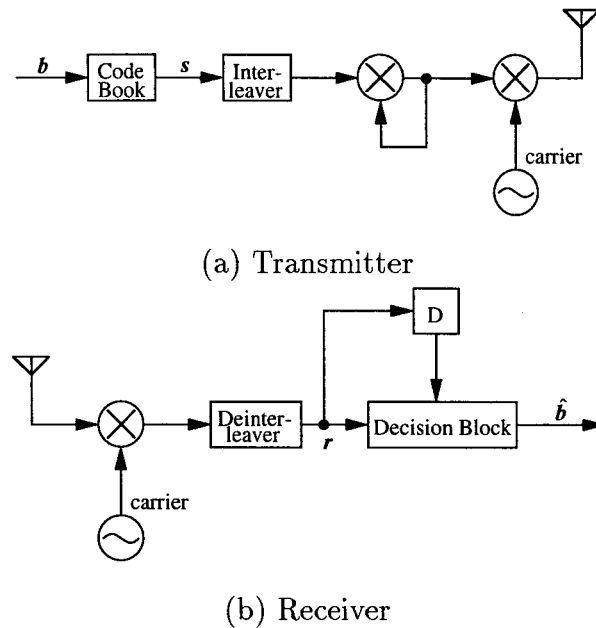


図 3.11: 差動符号化ブロック符号化変調方式の送受信来構成

るので、 $\hat{u}_{m,t} = 1$ を用いる。また、 $t = L_T + 1, \dots, L_T + L_P$ では、時刻 $t - 1$ において推定した複素振幅変動を用いて最尤判定を行い、その結果を時刻 t における送信シンボルの推定値として用いる。

3.5.2 差動符号化 BCM 方式

BCM の各シンボルの振幅が一定である場合、送信シンボルをあらかじめ差動符号化しておくことにより 1 シンボル遅延した受信シンボルを伝搬路の複素振幅変動の推定値として用いて復号を行うことができる。ここでは、各シンボルの振幅が一定である BCM 方式に関して、差動符号化して送信する差動符号化 BCM 方式を提案する。

送受信機構成を図 3.11 に示す。送受信機構成は、カルマン推定を用いた場合とほぼ同じであるが、送信機においてインタリーバ出力を差動符号化すること、ならびに、受信機において伝搬路推定器により明示的に推定を行うのではなく、現在の信号と 1 シンボル遅延した信号を判定器に入力することが、前方式と異なる。

ここでは、送信信号 $u_{m,t}$ および受信信号 $r_{m,t}$ はそれぞれ次式で表される。

$$u_{m,t} = \begin{cases} 1; & t = 1, \dots, L_T \\ u_{m,(t-1)} s_{m,(t-L_T)}; & t = L_T + 1, \dots, L_T + L_P \end{cases} \quad (3.36)$$

$$r_{m,t} = h_{m,t}u_{m,t} + z_{m,t}; \quad m = 1, \dots, N \quad (3.37)$$

判定器では、次式で示される判定変数が求められる。

$$d^{(i)} = \sum_{m=1}^N \left| r_{m,t} - r_{m,(t-1)} s_m^{(i)} \right|^2 \quad (3.38)$$

上式に式 (3.36) および式 (3.37) を代入すると、次式を得る。

$$\begin{aligned} d^{(i)} &= \sum_{m=1}^N \left| h_{m,t}u_{m,(t-1)} s_{m,(t-L_T)} \right. \\ &\quad \left. + z_{m,t} - (h_{m,(t-1)}u_{m,(t-1)} + z_{m,(t-1)}) s_m^{(i)} \right|^2 \\ &= \sum_{m=1}^N \left| h_{m,t} s_{m,(t-L_T)} \right. \\ &\quad \left. + z_{m,t}/u_{m,(t-1)} - (h_{m,(t-1)} + z_{m,(t-1)}/u_{m,(t-1)}) s_m^{(i)} \right|^2 \end{aligned} \quad (3.39)$$

ここで、 $z'_{m,t} = z_{m,t}/u_{m,(t-1)}$ とし、上式を整理すると

$$d^{(i)} = \sum_{m=1}^N \left| h_{m,t} s_{m,(t-L_T)} + z'_{m,t} - (h_{m,(t-1)} + z'_{m,(t-1)}) s_m^{(i)} \right|^2 \quad (3.40)$$

となる。なお、 $z'_{m,t}$ は $z_{m,t}$ を位相回転したものであるので $z_{m,t}$ 同様複素ガウスランダム変数である。式 (3.40) において、 $h_{m,t} s_{m,(t-L_T)} + z'_{m,t}$ は差動符号化を行わないときの受信信号、 $h_{m,(t-1)} + z'_{m,(t-1)}$ は伝搬路の複素振幅変動 $h_{m,t}$ の推定値と見ることができる。このことから、差動符号化 BCM を式 (3.38) で復号することは、等価的に複素振幅変動の推定し、式 (3.44) の最尤系列判定を行うことに相当する。

3.6 伝搬路推定誤差を考慮した誤り率上界

さて、3.3.1節で示した誤り率の上界は計算が簡易であり、また、ビット誤り率特性の傾向を知るには十分である。しかし、Chernoff Bound を用いているため、緩い上界となっている。また、伝搬路の複素包絡線変動の推定誤差が考慮されていない。そこで、本節では、ペア誤り確率の厳密解を伝搬路の複素包絡線変動の推定誤差を考慮に入れて求める。ここでは、議論を簡単にするため、レイリーフェージング伝搬路を仮定する。また、ダイバーシチは行わない（ダイバーシチブランチ $L = 1$ ）とする。このとき、 m 番目の受信シンボル r_m は次式と表される。

$$\begin{aligned} r_m &= h_m s_m^{(i)} + z_m; \quad m = 1, \dots, N \\ &\quad i = 0, \dots, M - 1 \end{aligned} \quad (3.41)$$

ここで、 h_m は r_m が受けたフェージングの複素振幅変動であり、平均0、分散、 $1/2$ 、相関係数、

$$\rho_{lm} = \frac{E[h_l^* h_m]}{E[h_l^* h_l]} \quad (3.42)$$

を持つ複素ガウスランダム変数である。また、 z_m はAWGN成分であり、平均0、分散 N_0/E_s を持つ複素ガウスランダム変数である。ここで、 E_s は1シンボル当たりの信号エネルギー、 N_0 は雑音の電力スペクトル密度である。

受信機では、同時に、複素包絡線変動の推定を行う。このとき、 h_m の推定値 \hat{h}_m は次式で表される。

$$\hat{h}_m = h_m + \epsilon_m \quad (3.43)$$

但し、 ϵ_m は推定誤差である。以後の検討では、 ϵ_m は平均0、分散 rN_0/E_s の互いに独立なガウスランダム変数であると仮定する。ここで、 $r = E[\epsilon_m^* \epsilon_m]/E[z_m^* z_m]$ は雑音の分散に対する相対的な推定誤差の分散の大きさを表す。

受信シンボル r_m および伝搬路の複素振幅変動の推定値 \hat{h}_m は最尤判定器 (ML; Maximum Likelihood decision block) に入力され、最尤系列判定される。最尤判定器では、判定変数、

$$d^{(i)} = \sum_{m=1}^N \left| r_m - \hat{h}_m s_m^{(i)} \right|^2 \quad (3.44)$$

を全ての $i' = 0, 1, \dots, M-1$ について求める。そして、これらの判定変数のうち、最小値をとる $d^{(i')}$ に対応する送信シンボル $s^{(i')}$ が送信されたと判定する。最尤判定器からは $\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{b}^{(i')}$ が出力される。

ここで、式(3.44)を式(3.41)および式(3.43)を代入することにより書き直す。

$$d^{(i')} = \sum_{m=1}^N \left| h_m (s_m^{(i)} - s_m^{(i')}) + z_m - \epsilon_m s_m^{(i')} \right|^2 \quad (3.45)$$

$s^{(i)}$ が $s^{(i')}$ に誤って受信されるペア誤りは、 $d^{(i')} < d^{(i)}$ のとき生じる。このことから、ペア誤り確率は次のように書ける。

$$p(s^{(i)} \rightarrow s^{(i')}) = Prob. \{D < 0\} \quad (3.46)$$

但し、

$$D = d^{(i')} - d^{(i)} \quad (3.47)$$

である。式(3.47)に式(3.45)を代入し、書き直すと

$$D = \sum_{m=1}^N \left\{ \left| s_m^{(i)} - s_m^{(i')} \right|^2 |h_m|^2 + \left(\left| s_m^{(i')} \right| - \left| s_m^{(i)} \right| \right) |\epsilon_m|^2 \right.$$

$$+2\Re \left[\left(s_m^{(i)} - s_m^{(i')} \right)^* h_m^* z_m - s_m^{(i')} \left(s_m^{(i)} - s_m^{(i')} \right)^* h_m^* \epsilon_m + \left(s_m^{(i)} - s_m^{(i')} \right) z_m^* \epsilon_m \right] \quad (3.48)$$

が得られる。ここで、3次元行ベクトル \mathbf{x}_i を次式で定義する。

$$\mathbf{x}_m = [h_m, z_m, \epsilon_m] \quad (3.49)$$

さらに、 $3N$ 次元列ベクトル \mathbf{x} を次式で定義する。

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N]^T \quad (3.50)$$

このようにすれば、式(3.48)は次のように書ける。

$$D = \mathbf{x}^* T \mathbf{F} \mathbf{x} \quad (3.51)$$

但し、 \mathbf{F} は $3N \times 3N$ 行列であり、次のように定義される。

$$\mathbf{F} = \text{diag} \{ \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_N \} \quad (3.52)$$

\mathbf{F}_m は、次式で定義される 3×3 行列である。

$$\mathbf{F}_m = \begin{bmatrix} |s_m^{(i)} - s_m^{(i')}|^2 & (s_m^{(i)} - s_m^{(i')})^* & -s_m^{(i')} (s_m^{(i)} - s_m^{(i')})^* \\ (s_m^{(i)} - s_m^{(i')}) & 0 & (s_m^{(i)} - s_m^{(i')}) \\ -s_m^{(i')*} (s_m^{(i)} - s_m^{(i')}) & (s_m^{(i)} - s_m^{(i')})^* & (|s_m^{(i')}|^2 - |s_m^{(i)}|^2) \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

更に、 \mathbf{x} は、次式で示される共分散行列を持つ。

$$\mathbf{R}_x = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{11} & \dots & \mathbf{R}_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{N1} & \dots & \mathbf{R}_{NN} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

但し、 \mathbf{R}_{lm} は次式で示される 3×3 行列である。

$$\mathbf{R}_{lm} = \begin{cases} \text{diag} \left\{ \frac{1}{2}, \frac{N_0}{2E_s}, \frac{rN_0}{2E_s} \right\} & (l = m) \\ \text{diag} \left\{ \frac{1}{2} \rho_{lm}, 0, 0 \right\} & (l \neq m) \end{cases} \quad (3.55)$$

このようにした場合、 D の特性関数、 $G(\xi)$ は次式で求めることができる^[37]。

$$\begin{aligned} G(\xi) &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j\xi D) p(D) dD \\ &= \frac{1}{\det(\mathbf{I} - 2j\xi \mathbf{R}_x^* \mathbf{F})} \end{aligned} \quad (3.56)$$

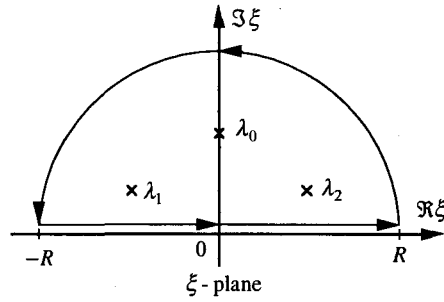


図 3.12: 積分経路

但し, $p(D)$ は D の確率密度関数である. 従って, 式 (3.46) の平均ペア誤り確率は次式で求められる.

$$\begin{aligned}
 p(s^{(i)} \rightarrow s^{(j)}) &= \int_{-\infty}^0 p(D) dD \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^0 \exp(-j\xi D) G(\xi) dD d\xi \\
 &= \frac{-1}{2\pi j} \int_{-\infty+j\epsilon}^{\infty+j\epsilon} \frac{1}{\xi \det(\mathbf{I} - 2j\xi \mathbf{R}_x^* \mathbf{F})} d\xi
 \end{aligned} \tag{3.57}$$

但し, ϵ は非常に小さい正数である.

次に, 伝搬路の複素振幅変動が互いに独立である場合について, 図 3.12 の積分路により複素積分を行うことによって代数的に式 (3.57) の積分を解くことを試みる. 行列 $2\mathbf{R}_x^* \mathbf{F}$ の全ての固有値の集合を次式で定義する.

$$C_A = \{\lambda \mid \det(2\mathbf{R}_x^* \mathbf{F} - \lambda \mathbf{I}) = 0\} \tag{3.58}$$

この固有値を求めるためには, 一般に $3N$ 次方程式を解く必要がある. ところが, 伝搬路の複素振幅変動 h_i が互いに独立であると見なせる場合には共分散行列は,

$$\mathbf{R}_x = \text{diag}\{\overbrace{\mathbf{R}_{11}, \dots, \mathbf{R}_{NN}}^N\} \tag{3.59}$$

と書けるので固有方程式は,

$$\det(2\mathbf{R}_x^* \mathbf{F} - \lambda \mathbf{I}) = \prod_{m=1}^N \det(2\mathbf{R}_{mm}^* \mathbf{F}_m - \lambda \mathbf{I}) = 0 \tag{3.60}$$

と表すことができる. $\det(2\mathbf{R}_{mm}^* \mathbf{F}_m - \lambda \mathbf{I}) = 0$ は 3 次方程式であり, 代数的に解くことができ, もし, $2\mathbf{R}_{mm}^* \mathbf{F}_m$ の全ての固有値の集合

$$C_m = \{\lambda \mid \det(2\mathbf{R}_{mm}^* \mathbf{F}_m - \lambda \mathbf{I}) = 0\} \tag{3.61}$$

が求めれば、 C_A は、

$$C_A = \bigcup_{m=1}^N C_m \quad (3.62)$$

で求められる。なお、伝搬路の複素振幅変動 h_i が相関を持つ場合においても、数値計算を行うことにより C_A を求めることができる。

さて、 $\lambda \in C_A$ の重複度を $k(\lambda)$ と定義すると、 $G(\xi)$ は次式の有理関数で書ける。

$$\frac{G(\xi)}{\xi} = \left[\prod_{\lambda \in C_A} (1 - j\lambda\xi)^{k(\lambda)} \right]^{-1} \quad (3.63)$$

式(3.63)より、 $G(\xi)$ の極は、 $-j/\lambda; (\lambda \in C_A)$ であり、固有値とそれぞれ対応している。図3.12の積分路内にある極に対応した固有値の集合は、次式で表される。

$$C = \{\lambda | \lambda \in C_A, \Re[\lambda] < 0\} \quad (3.64)$$

と定義すると、式(3.57)は次式で表せる。

$$p(s^{(i)} \rightarrow s^{(i')}) = - \sum_{\lambda \in C} \text{Res} \left(\frac{-j}{\lambda}; \frac{G(\xi)}{\xi} \right) \quad (3.65)$$

但し、

$$\text{Res} \left(\frac{-j}{\lambda}; \frac{G(\xi)}{\xi} \right) = \lim_{\xi \rightarrow -j/\lambda} \frac{1}{(k(\lambda) - 1)!} \frac{d^{k(\lambda)-1}}{d\xi^{k(\lambda)-1}} \left[\left(\xi + \frac{j}{\lambda} \right) \frac{G(\xi)}{\xi} \right] \quad (3.66)$$

は、 $G(\xi)/\xi$ の極 $-j/\lambda$ における留数である。式(3.65)のペア誤り確率は厳密解であり、これを式(3.10)に代入することにより、より厳しいビット誤り率の上界を求めることができる。

特に、 $k(\lambda) = 1$ である場合には、留数は次式で表すことができる。

$$\text{Res} \left(\frac{-j}{\lambda}; \frac{G(\xi)}{\xi} \right) = - \left[\prod_{\substack{\lambda' \in C_A \\ \lambda' \neq \lambda}} \left(1 - \frac{\lambda'}{\lambda} \right) \right]^{-1} \quad (3.67)$$

これより、全ての $\lambda \in C_A$ に対して $k(\lambda) = 1$ であれば、ペア誤り確率は次式となる。

$$p(s^{(i)} \rightarrow s^{(i')}) = \sum_{\lambda \in C} \left[\prod_{\substack{\lambda' \in C_A \\ \lambda' \neq \lambda}} \left(1 - \frac{\lambda'}{\lambda} \right) \right]^{-1} \quad (3.68)$$

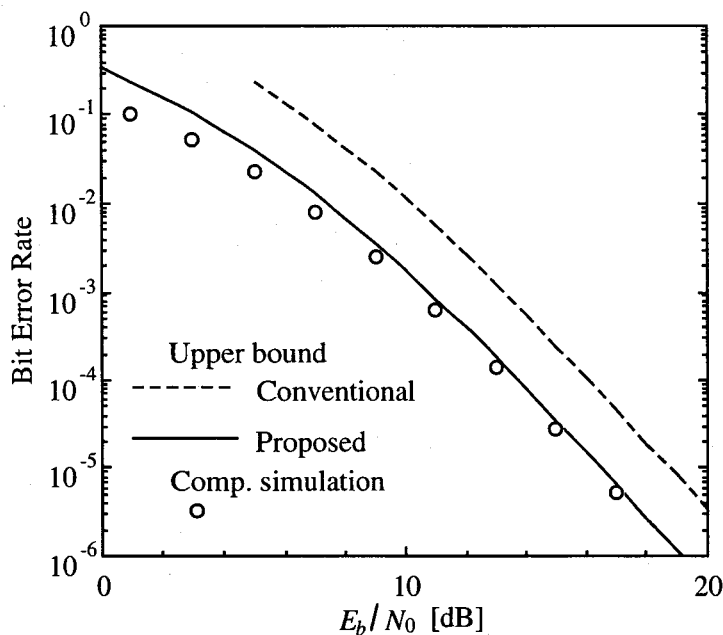


図 3.13: 導出した上界によるブロック符号化変調方式のビット誤り率特性

3.7 ビット誤り率特性

3.7.1 理想 BCM 方式

まず、伝搬路の複素振幅変動が受信機で既知である理想 BCM 方式のビット誤り率特性の解析を導出したビット誤り率上界を用いて行う。従来の Chernoff bound を用いて導出したビット誤り率の上界、前節で導出したビット誤り率上界、ならびに、計算機シミュレーションにより求めた BCM のレイリーフェージング下におけるビット誤り率特性を図 3.13 に示す。ここでは表 3.1 に示す BCM/R を用いることとする。

図 3.13 より、従来の Chernoff 上界を用いて導出したビット誤り率上界は、ビット誤り率が小さい領域においても 3dB 程度シミュレーションにより求めたビット誤り率特性より劣化した結果を与えている。一方、今回導出したビット誤り率上界は、ビット誤り率が 10^{-2} 以下の領域では、シミュレーション結果とほぼ一致しており、本上界がより厳しい上界となって

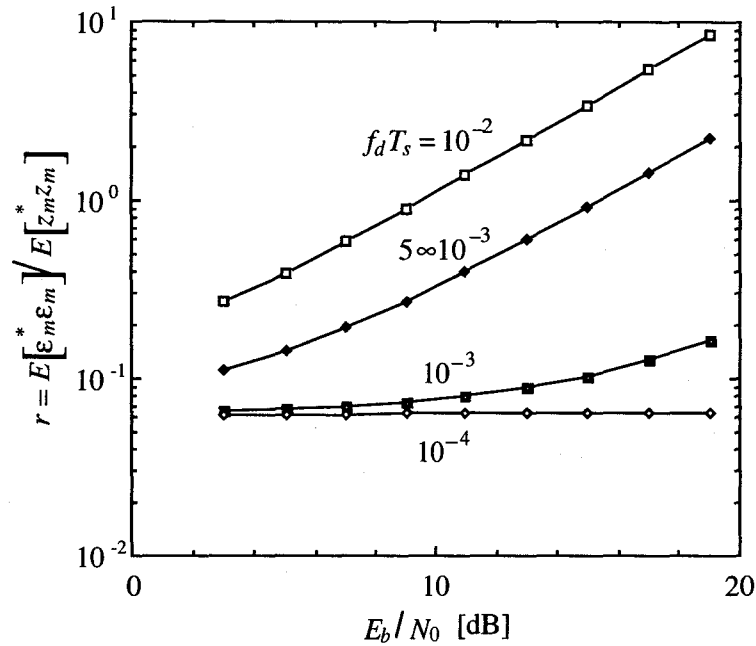


図 3.14: カルマン推定器の正規化推定誤差

いることがわかる。

3.7.2 カルマン推定を用いる BCM 方式

カルマン推定を用いた BCM 方式のビット誤り率特性を前節で導出したビット誤り率上界および計算機シミュレーションにより評価する。ここでは、理想 BCM 方式と同様に BCM/R を用いる。伝搬路は一様フェージング伝搬路であり、また、移動体の受信アンテナが水平面内で無指向性の垂直モノポールアンテナであると仮定する。トレーニング系列長 $L_T = 4$ 、情報系列長 $L_P = 96$ 、カルマン推定の忘却係数 $\lambda = 0.9$ と仮定する。

まず、 E_b/N_0 に対するカルマン推定器の相対的な推定誤差の大きさ r を計算機シミュレーションにより求めた。その結果を図 3.14 に示す。図 3.14 より、 $f_d T_s$ が 10^{-3} 以下では相対推定誤差が 0.1 程度に保たれており、正確な推定が行われていることがわかる。

つぎに、この相対推定誤差を前節で導出した上界式に適用して求めたビット誤り率上界を、計算機シミュレーションにより求めたビット誤り率特性と共に図 3.15 に示す。点は計算機シミュレーション結果、線はビット誤り率上界を示す。図 3.15 より、計算機シミュレーションの結果とビット誤り率上界は特に E_b/N_0 が高い領域で良く一致しており、導出した上界が伝

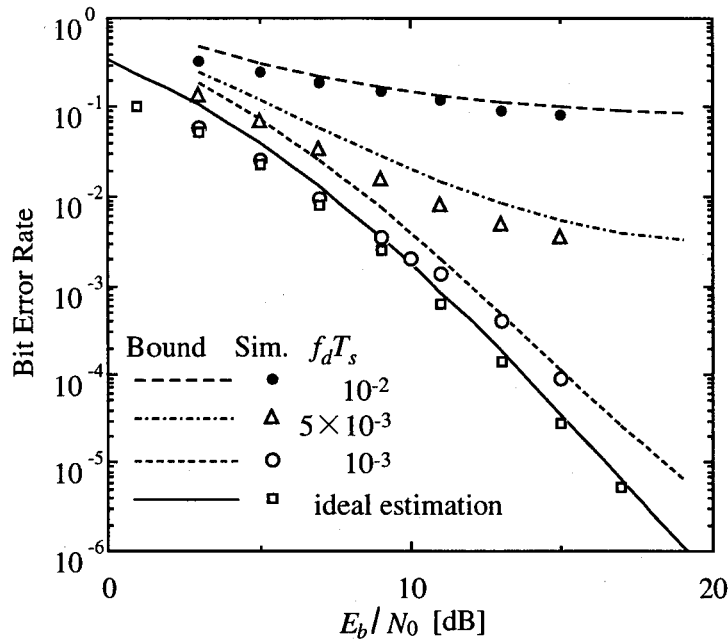


図 3.15: カルマン推定を用いた BCM 方式のレイリーフェージング下におけるビット誤り率特性

搬路の推定誤差が存在する場合の BCM 方式のビット誤り率特性の評価においても有効であることがわかる。また、提案方式の伝搬路の推定が完全である場合からの劣化量は、正規化ドップラ周波数 $f_d T_s = 10^{-3}$ ではビット誤り率 10^{-4} において約 2dB 程度に抑えられており、この範囲では BCM が有効に動作することがわかる。

3.7.3 差動符号化ブロック符号化変調方式

差動符号化 BCM 方式のビット誤り率特性をビット誤り率上界および計算機シミュレーションにより評価する。ここでは、BCM として表 3.3 の BCM/P を用いる。トレーニング系列長は $L_T = 1$ 、情報系列長 $L_P = 99$ と仮定する。1 シンボル遅延した受信信号を複素振幅変動の推定値としたとき、誤差の分散は次式で求めることができる。

$$\begin{aligned}
 r &= \frac{E \left[\left| h_{m,t} - (h_{m,(t-1)} + z'_{m,(t-1)}) \right|^2 \right]}{E \left[|z_{m,t}|^2 \right]} \\
 &= 1 + \frac{2E_s}{N_0} (1 - \rho)
 \end{aligned} \tag{3.69}$$

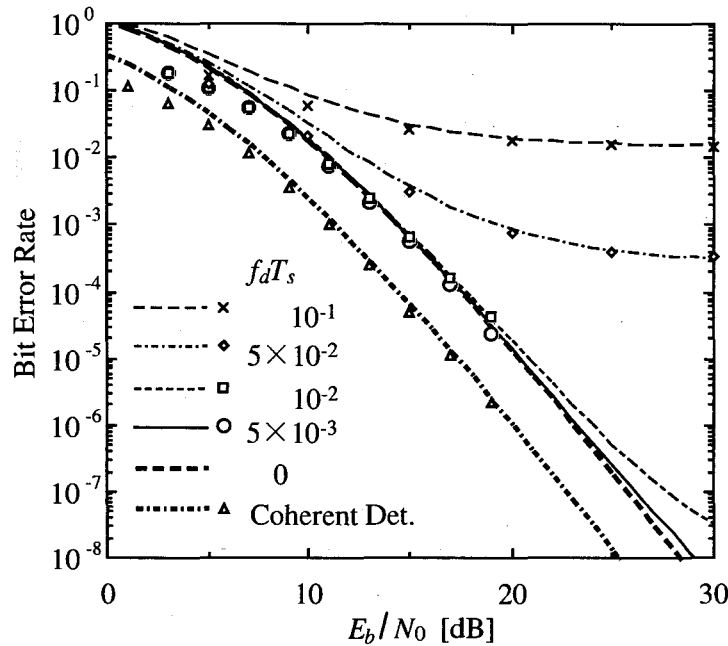


図 3.16: 差動符号化ブロック符号化変調方式のレイリーフェージング下におけるビット誤り率特性

但し,

$$\rho = \frac{E[h_{m,t}^* h_{m,(t-1)}]}{E[h_{m,t}^* h_{m,t}]} \quad (3.70)$$

は, $h_{m,t}$ と $h_{m,(t-1)}$ の正規化相関係数を表す. 移動体の受信アンテナとして水平面内の指向性が無指向性の垂直モノポールアンテナを用いると仮定すれば, 伝搬路の複素振幅変動の相対推定誤差 r は次式で表せる.

$$r = 1 + \frac{2E_s}{N_0} (1 - J_0(2\pi f_d T_s)) \quad (3.71)$$

ここで, $J_0(\cdot)$ は, 0 次の第 1 種ベッセル関数である.

上式を, 今回求めたビット誤り率上界に代入することにより求めた差動符号化 BCM のビット誤り率特性を計算機シミュレーションの結果と共に図 3.16 に示す. ここで, 点は計算機シミュレーション結果, 線はビット誤り率の上界である. 図 3.16 より, ビット誤り率上界と計算機シミュレーション結果がよく一致していることがわかる. BCM を差動符号化する劣化量は, $f_d T_s$ が 0.01 までの範囲では伝搬路の推定が完全である場合に比べて高々 3dB 程度であり, 提案方式が有効に動作していることがわかる.

3.8 結言

本章では、マルチパスフェージング下における BCM 方式に関するビット誤り率の上界式を、インタリーブサイズおよびダイバーシチの効果を考慮して導出した。さらに、この上界式を最小にする BCM の符号語系列の組を準ニュートン法を用いて探索する信号設計法を提案し、信号系列長 $N = 4$ シンボル、シンボル数 $M = 16$ の場合の BCM の信号系列の組を求めた。さらに、設計した BCM のビット誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価した。その結果、提案 BCM がフェージング伝搬路において BER 特性の改善に有効であることを明らかにした。つぎに、フェージング伝搬路に BCM を適用する場合に必要な伝搬路特性の推定方式として、カルマン推定により伝搬路の複素振幅変動の推定を行う BCM 方式と、差動符号化 BCM 方式の提案を行った。また、伝搬路の複素振幅変動の推定値に誤差が含まれている場合の BCM の BER の上界を導出し、導出した上界および計算機シミュレーションにより BER 特性の解析を行った。これらの解析結果より、導出した BER の上界は計算機シミュレーション結果とよく一致しており、導出した上界が伝搬路の推定を含めた BER 特性の評価法として有効であること、ならびに提案 BCM 方式がレイリーフェージング伝搬路において有効に動作することが明らかとなった。

第4章

遅延判定帰還型最ゆう復号器を用いた周波数選択性フェージング補償方式

4.1 緒言

現在、デジタル陸上移動通信では、伝送速度が 8k bit/s 程度の音声伝送が主として検討されている。しかし、固定網における ISDN (Integrated Services Digital Network) の普及に伴い、今後、伝送速度が 64 kbit/s の ISDN 端末のデータ、あるいは、数百 kbit/s の画像情報等の伝送需要も急速に高まると予想される。このような伝送速度の異なる情報を、同一の回線で効率よく実現するためには、TDMA (Time Division Multiple Access) による可変伝送速度機能の実現が有効である。

一方、陸上移動通信は、使用可能な周波数帯が限られているので、高速伝送まで対応できる TDMA システムの実現においては、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) や QAM (Quadrature Amplitude Modulation) などの高能率変調方式を用いる必要がある。また、伝送速度が数 100ksymbol/s の広帯域デジタル伝送を行う場合、その伝送帯域内の周波数特性がひずむため、周波数選択性フェージング対策が必要となる。

周波数選択性フェージング対策としては、アダプティブアレー^[15]、判定帰還型適応等化器^[17, 18]、ビタビ等化器^[20, 21, 22]などが知られている。この中でも、ビタビ等化器は等化器の安定性、等化特性などの点で優れており、欧州の GSM (Global System for Mobile Communications) システムで、GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) への適用が検討されている。

しかし、ビタビ等化器を QPSK, QAM などの高能率変調方式に適用して高速伝送を実現する場合、ビタビアルゴリズムにおいて考慮すべき状態数が大幅に増大し、装置化が現実的ではなくなる。

この欠点を解決する技術として、遅延判定帰還型最ゆう復号法 (DDFSE: Delayed Decision Feedback Sequence Estimation) が提案されている^[38]。この方式は、ビタビアルゴリズムで最ゆう判定する際に考慮するインパルス応答の範囲を限定することで状態数の増加を抑え、それによって発生するひずみの影響については、ビタビ等化器のパス履歴の情報を利用して低減する方式である。しかし、陸上移動通信への DDFSE の適用は、検討されていなかった。

一方、従来、陸上移動通信において最ゆう復号法を適用する場合、TDMA フレーム用バーストの前部、あるいは、中央部に配置された既知トレーニング系列においてインパルス応答を推定し、そのインパルス応答の推定値がバースト内で一定であるとし、ビタビアルゴリズムを適用していた。しかし、伝搬路特性が激しく変動する陸上移動通信では、伝搬路特性が一定とみなせる時間は短いため、バースト長を長くすることができず、フレーム効率を上げることが困難であった。

そこで、本論文では、陸上移動通信において周波数利用率の高い QPSK を用いて 512kbit/s の TDMA 伝送を実現するための周波数選択性フェージング対策技術として DDFSE を適用する。また、DDFSE において必要となるインパルス応答推定法としては、バーストの前部と後部に配置したトレーニング系列で伝搬路特性を同定し、それらを直線で内挿することによりインパルス応答を推定する、内挿型伝搬路推定法を提案する。提案方式の有効性を確認するため、2 波モデル、および都市内、郊外、山岳地での典型的な伝搬路の遅延プロファイルの伝搬路モデルを用い、計算機シミュレーションによってその補償特性を評価し、提案方式が、陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償方式として有効であることを明らかにする。

4.2 提案方式の原理と構成

4.2.1 送受信機構成

送受信機の構成を図 4.1 に示す。送信機では、入力データを S/P (Serial to Parallel) 変換部でパラレルデータに変換し BSG (Baseband Signal Generator) で $1+j$, $1-j$, $-1+j$, $-1-j$ のうち一つの信号点をとる QPSK 複素ベースバンド信号系列に変換する。次に、トレーニ

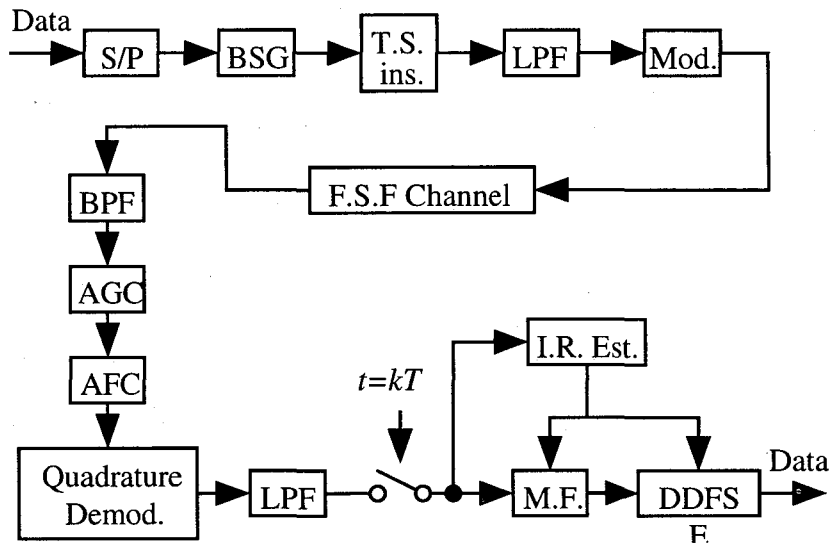


図 4.1: 送受信機構成

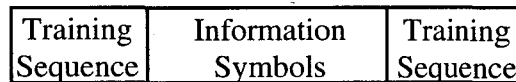


図 4.2: TDMA フレーム用バースト構成

ング系列挿入部 (T. S. Ins.) で、この系列に 4 段の所 f 系列で生成したトレーニング系列を挿入し、図 4.2 に不す TDMA フレーム用バーストを構成する。ここで、トレーニング系列挿入部出力の送信データ信号 $x(t)$ は次式で表される。

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N_B} x_k \delta(t - kT) \tag{4.1}$$

ここで、 T は 1 シンボル時間長、 N_B (シンボル) はバースト長、 x_k は時刻 kT における送信シンボル、 $\delta(t)$ はディラックのデルタ関数である。この送信データ信号をインパルス応答が $h_T(t)$ の LPF (Low Pass Filter) により帯域制限し、搬送周波数 f_c で直交変調する。送信信号は、

$$s(t) = \Re [(x \otimes h_T)(t) \exp(j2\pi f_c t)] \tag{4.2}$$

となる。但し、 $\Re[\cdot]$ は $[\cdot]$ の実部、 \otimes は畳込み積分を示す。

送信信号 $s(t)$ は、陸上移動通信における周波数選択性フェージング回線 (F. S. F. Channel) により符号間干渉を受ける。ここで、等価低域系で表した伝搬路のインパルス応答を $h(t)$ と

すると、受信信号 $r(t)$ は、

$$\begin{aligned} r(t) = & \Re[(x \otimes h_T \otimes h)(t) \exp(j2\pi f_c t)] \\ & + \Re[n(t) \exp(j2\pi f_c t)] \end{aligned} \quad (4.3)$$

となる。但し、 $n(t)$ は白色ガウス雑音である。

次に、受信機で受信信号を BPF (Band Pass Filter) により受信波がひずまない程度に帯域制限し、AGC (Automatic Gain Controller) により適正な振幅レベルにし、AFC (Automatic Frequency Controller) により局部発振周波数を粗調整し、直交検波器 (Quadrature Demod.) により直交検波を行う。

更に、この検波後の複素ベースバンド信号をインパルス応答 $h_R(t)$ の LPF で帯域制限し、帯域外雑音および隣接チャンネル干渉を抑圧する。

ここで、伝搬路、送受信フィルタを複合した総合インパルス応答 $g(t)$ 、および帯域制限された受信複素ベースバンド信号 $y(t)$ のデータ判定タイミング $t = kT$ (k は整数) におけるサンプル値 $g(kT)$ 、 $y(kT)$ をそれぞれ g_k 、 y_k とすると、 y_k は、

$$y_k = \sum_{i=0}^{N_B} x_i g_{k-i} + n_k \quad (4.4)$$

となる。ここで、 n_k は雑音成分で、受信フィルタとしてロールオフフィルタなどナイキストの条件を満たすフィルタを用いれば独立なガウス雑音系列となる。なお、以後、 g_k を伝搬路のインパルス応答と呼ぶこととする。ここで、伝搬路のインパルス応答は、有限時間応答であり、次式が成立すると仮定する。

$$g_k = 0 \quad (k < 0, k > L) \quad (4.5)$$

このようにして得られた受信サンプル値系列をインパルス応答推定器 (I. R. Est.) および整合フィルタ (MF) に入力する。

インパルス応答推定器では、このサンプル値系列から伝搬路のインパルス応答を推定する。一方、インパルス応答の推定値を用いて整合フィルタを構成する。また、DDFSE 等化器において、整合フィルタ出力に含まれる周波数選択性フェージングによる符号間干渉を補償し、送信データを推定する。

4.2.2 遅延判定帰還型最ゆう復号法による符号間干渉の補償

まず、ビタビ等化器について説明した後、DDFSEによる符号間干渉の補償について説明する。但し、ビタビ等化器の詳細については文献^[21]、DDFSEについては文献^[38]を参照のこととし、ここでは、その概略のみを説明する。

まず、式(4.4)の伝搬路の時刻 $t = (k-1)T$ における状態を、

$$\sigma_{k-1} = (x_{k-L}, \dots, x_{k-1}) \quad (4.6)$$

とする。QPSKの場合、式(4.6)より伝搬路がとり得る状態数は 4^L になる。ここで、 σ_k がとり得る状態を $\sigma^0, \sigma^1, \dots, \sigma^{4^L-1}$ とし、 $t = kT$ における σ^i を σ_k^i と記す。

今、ある状態 σ_k^i を考えると、QPSKの場合 σ_k^i には $t = (k-1)T$ における四つの状態から到達するパスがある。ここでは、この四つの状態を σ_{k-1}^j とする。

次に、 σ_{k-1}^j に至るパスの履歴を次式で定義する。

$$H_{k-1}(\sigma_{k-1}^j) = [\hat{x}_{k-1}, \dots, \hat{x}_{k-L+1}, \hat{x}_{k-L}] \quad (4.7)$$

但し、 \hat{x}_k は推定された送信系列である。

ここで、ビタビ等化器では、 σ_k^i に達する四つのパスの中で真のパスに最も近いパスをメトリックを用いて推定する。推定されたパスのパスメトリックは、次式で表される^[21]。

$$\bar{J}_k(\sigma_k^i) = \Re[z_k \hat{x}_k^*] + \max_{\{\sigma_{k-1}^j\} \rightarrow \sigma_k^i} \{ \bar{J}_k(\sigma_{k-1}^j) - F(\sigma_{k-1}^j, \sigma_k^i) \} \quad (4.8)$$

ここで、 $\max_{\{\sigma_{k-1}^j\} \rightarrow \sigma_k^i}$ は、 σ_k^i へ至るパスのうち $\{ \cdot \}$ の値が最大となるパスの計算値を示す。また、

$$z_k = \sum_{i=0}^n y_k g_{k-i}^* \quad (4.9)$$

は整合フィルタの出力

$$F(\sigma_{k-1}^j, \sigma_k^i) = \hat{x}_k^* s_0 \hat{x}_k + 2\Re \left[\hat{x}_k^* \sum_{l=1}^L s_l \hat{x}_{k-l} \right] \quad (4.10)$$

はブランチメトリックに関する量である。

また、 s_l は送受信フィルタ、伝搬路および整合フィルタを合わせたインパルス応答で、次式により与えられる。

$$s_l = \sum_{k=0}^L g_{k-l}^* g_k \quad (4.11)$$

式(4.8)により σ_k^i のパスメトリックを計算し、パスの履歴を次式で更新する.

$$H_k(\sigma_k^i) = [\hat{x}_k | H_{k-1}(\sigma_{k-1}^j)] \quad (4.12)$$

ビタビ等化器では、すべての状態 σ_k^i についてこのパスメトリックを計算し、パスの履歴を更新する. このため、 L が大きくなるにつれてその計算量も急激に増え、実現が困難になってくる.

一方、DDFSEでは、考慮する状態を、直接波との遅延時間差が m シンボル長のものまでとする. $t = (k-1)T$ における状態は、次式で表される.

$$\xi_{k-1} = (x_{k-m}, \dots, x_{k-1}) \quad (4.13)$$

ビタビ等化器と同様、 ξ_{k-1}^j に至るパスの履歴を次式で定義する.

$$H_{k-1}(\xi_{k-1}^j) = [\hat{x}_{k-1}, \dots, \hat{x}_{k-L+1}, \hat{x}_{k-L}] \quad (4.14)$$

ここで、ビタビ等化器の式(4.8)のメトリック計算を式(4.14)の状態を考慮するビタビ等化器と判定帰還を行う部分とに分け、

$$\bar{J}_k(\xi_k^i) = 2\Re[z_k \hat{x}_k^*] + \max_{\{\xi_{k-1}^j\} \rightarrow \xi_k^i} \{ \bar{J}_k(\xi_{k-1}^j) - F(\xi_{k-1}^j, \xi_k^i) - G(\xi_{k-1}^j) \} \quad (4.15)$$

と変形する. 但し、

$$F(\xi_{k-1}^j, \xi_k^i) = \hat{x}_k^* s_0 \hat{x}_k + 2\Re \left[\hat{x}_k^* \sum_{l=1}^m s_l \hat{x}_{k-l} \right] \quad (4.16)$$

は、ビタビ等化器の F と同様、DDFSEのブランチメトリックに対応した量である. また、

$$G(\xi_{k-1}^j) = 2\Re \left[\hat{x}_k^* \sum_{l=m+1}^L s_l \hat{x}_{k-l} \right] \quad (4.17)$$

は、状態を減らしたために生じるメトリック計算の誤差を補正する補正項である. ξ_{k-1}^j が決まれば、 \hat{x}_{k-i} ($m+1 \leq i \leq L$ はパスの履歴 $H_{k-1}(\xi_{k-1}^j)$)から決定できるので、式(4.17)の値を求めることができる.

ビタビ等化器と同様にパスメトリックを計算し、次式でパスの履歴を更新する.

$$H_k(\xi_k^i) = [\hat{x}_k | H_{k-1}(\xi_{k-1}^j)] \quad (4.18)$$

次に、遅延時間差が 5 シンボル長のものまで存在する伝搬路で、QPSK信号の補償を行う場合のビタビ等化器と、DDFSEのメトリック計算に要する演算回数を $A \times B + C \rightarrow C$ の

表 4.1: メトリック計算に要する演算回数

補償方式		演算回数 [kop/symbol]
ビタビ等化	$L = 5$	114
ビタビ等化	$L = 2$	1
DDFSE	$m = 2, L = 5$	2

演算を1演算として比較した。表 4.1から、遅延時間差が5シンボル長以内の遅延波すべてをビタビ等化器により復号すると、DDFSEの約50倍の演算量を必要とすることになり、実現が困難となる。しかし、DDFSEは遅延時間差2シンボル長のものまで補償するビタビ等化器と比較しても約2倍の演算量の増加だけで、遅延時間差5シンボル長の遅延波までの補償が可能となる。

4.2.3 伝搬路のインパルス応答の推定

DDFSEを周波数選択性フェージングに適用する場合、急激に変動する伝搬路のインパルス応答を高精度に推定する必要がある。従来は、バーストの前部または中央部に配置された既知トレーニング系列でインパルス応答を同定し、その推定値をバースト内で固定して使っていた。しかし、この方法では、伝搬路特性が一定とみなせる時間は短いため、バースト長を長くできず、フレーム効率を上げることが困難である。そこで、本論文では、一次内挿によって伝搬路特性の推定精度を向上させ、フレーム効率を向上させる方式を提案する。

まず、カルマンアルゴリズム^[17, 18]によりプリアンプルの最後の部分の伝搬路のインパルス応答ベクトル \mathbf{c}_{pre} ならびに、ポストアンプルの最後の部分の伝搬路のインパルス応答ベクトル \mathbf{c}_{post} を同定する。

ここで、時刻 $t = nT$ における推定インパルス応答ベクトルを、

$$\mathbf{c}_n = (g_{0,n}, g_{1,n}, \dots, g_{L,n})^T \quad (4.19)$$

トレーニング系列ベクトルを、

$$\boldsymbol{\alpha}_n = (a_n, a_{n-1}, \dots, a_{n-L})^T \quad (4.20)$$

と定義する。

ここで、以下の式(4.22)から式(4.25)をバースト内のプリアンブルおよびポストアンブルの区間に適用し、逐次計算することにより、推定インパルス応答ベクトル \mathbf{c}_n がそれぞれ \mathbf{c}_{pre} 、 \mathbf{c}_{post} に近づく。

$$\mathbf{k}_n = \mathbf{P}_{n-1} \mathbf{a}_n^* (\mathbf{a}_n^* \mathbf{P}_{n-1} \mathbf{a}_n + \lambda v)^{-1} \quad (4.21)$$

$$\mathbf{P}_n = (\mathbf{P}_{n-1} - \mathbf{k}_n \alpha_n^* \mathbf{P}_{n-1}) / \lambda \quad (4.22)$$

$$\hat{y}_n = \alpha_n^T \mathbf{c}_{n-1} \quad (4.23)$$

$$e_n = y_n - \hat{y}_n \quad (4.24)$$

$$\mathbf{c}_n = \mathbf{c}_{n-1} + e_n \mathbf{k}_n \quad (4.25)$$

但し、 \mathbf{x}^* は \mathbf{x} の転置複素共役ベクトル、 λ は忘却係数、 v は推定誤差 e_n の分散、 \mathbf{P}_n はインパルス応答係数推定誤差共分散行列、 \mathbf{k}_n はカルマンゲインである。また、 \mathbf{c}_n および \mathbf{P}_n の初期値は、

$$\mathbf{c}_0 = (1, 0, \dots, 0)^T \quad (4.26)$$

$$\mathbf{P}_0 = 0.75 \mathbf{I} \quad (4.27)$$

である。但し、 \mathbf{I} は、単位行列である。

次に、データ部分の伝搬路のインパルス応答を推定する。バースト内では伝搬路のインパルス応答は大きく変化しないと考えられるので、次式で示すように同定した前後のインパルス応答を直線で内挿することにより高精度に推定することができる。

$$\mathbf{c}_k = \frac{k}{N} \mathbf{c}_{\text{post}} + \frac{N-k}{N} \mathbf{c}_{\text{pre}} \quad (4.28)$$

ここで、 k はデータ系列の先頭から推定する場所までのシンボル数、 N はデータ系列とポストアンブルのシンボル数の和、 $\mathbf{c}(k)$ は k シンボルにおけるインパルス応答の推定値である。この $\mathbf{c}(k)$ を用いてDDFSEを構成し、周波数選択性フェージングによる符号間干渉を補償する。

4.3 計算機シミュレーション結果

4.3.1 シミュレーション系の諸元

提案方式の有効性を確認するため、計算機シミュレーションにより特性を確認した。シミュレーションでは、シンボル同期、バースト同期は完全にとれているものとした。また、入力

データは9段 M 系列, 既知トレーニング系列には4段 M 系列により生成される QPSK 信号を用いた。

シミュレーションに用いた伝搬路モデルは, 提案方式のパラメータおよび基本特性の検討については, 遅延時間差 $\tau = T$, $D/U = 0\text{dB}$ で各々がレイリーフェージングを受けている2波モデル, DDFSE の動作を確認するためには3波モデル, また, 総合的な有効性を確認するため都市, 郊外, 山岳地の典型的な遅延プロファイルを用いた。

ここで, インパルス応答同定時のカルマンアルゴリズムの忘却係数 λ は, フェージング変動に対する追従性を高めるため 0.95 とした^[17]。また, DDFSE のパラメータ m および L は, 持性劣化と, ハードウェア規模を左右する。ここで, 遅延波の最大遅延時間差は都市内では $6\mu\text{s}$ 程度, 山岳地では $20\mu\text{s}$ に達する。これは, それぞれ, QPSK で $512\text{kb}/\text{s}$ の伝送を行う場合の遅延時間差2シンボル長, および5シンボル長に相当する。また, 遅延時間差が $20\mu\text{s}$ 以上の波も, 盆地, あるいは山岳地では存在する。しかし, まれにしか発生しない大きな遅延波まで対応するためにハードウェア規模を大きくすることは得策ではないし, そのような波に対しては, 基地局の設置方法である程度対処できる。そこで, 市街地での周波数選択性フェージングに対応する遅延時間差2シンボル長の遅延波までは最ゆう復号により補償し, これより遅延時間差の長い遅延波成分については, 判定帰還により補償することとし, $m = 2$, $L = 5$ とした。

4.3.2 静特性下の誤り率特性

本方式では, 伝搬路のインパルス応答の推定誤差などにより誤り率特性が劣化すると考えられる。そこで, 誤り率の劣化量を静特性下での誤り率特性により確認する。

ここで, バースト構成は, プリアンブルおよびポストアンブル長をそれぞれ20シンボル情報シンボル系列の長さを200シンボルとした。

静特性下の提案方式の誤り率特性を図4.3に示す。また, QPSK にビタビアルゴリズムを適用した場合の誤り率の理論値も示す。なお, QPSK にビタビアルゴリズムを適用した場合の理論値は, QPSK の静特性下の誤り率の理論値に一致する^[22]。図4.3より, 遅延波が存在しない場合の提案方式の誤り率は, 理論値から約2dBの劣化となっている。この劣化の原因は以下のように考えられる。

図4.4は, 静特性条件下において伝搬路特性の推定誤差と雑音の和を等価雑音 n_{eq} と定義し, トレーニング長に対する等価雑音電力 $\langle n_{\text{eq}}^2 \rangle$ と雑音電力 $\langle n^2 \rangle$ の比を求めたものである。

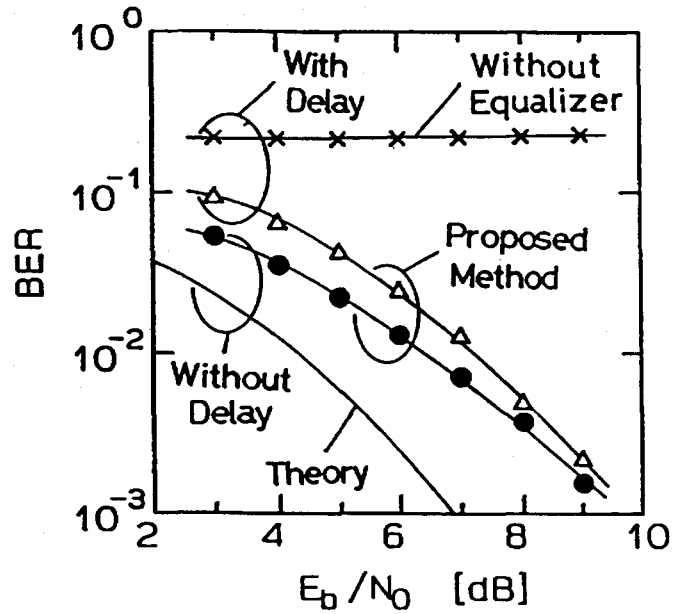


図 4.3: 静特性条件下のビット誤り率特性

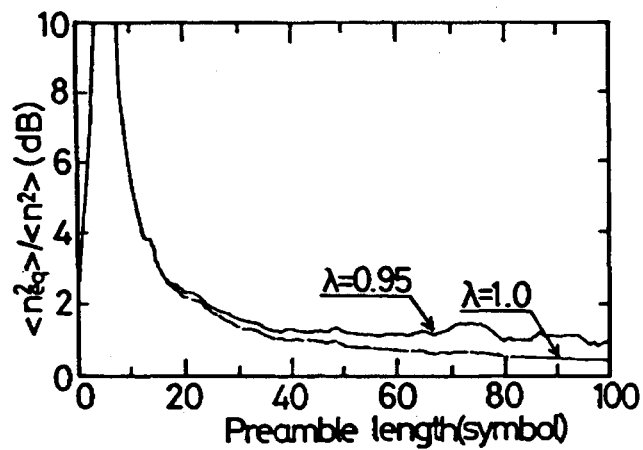
図 4.4: プリアンブル長に対する $\langle n_{eq}^2 \rangle / \langle n^2 \rangle$

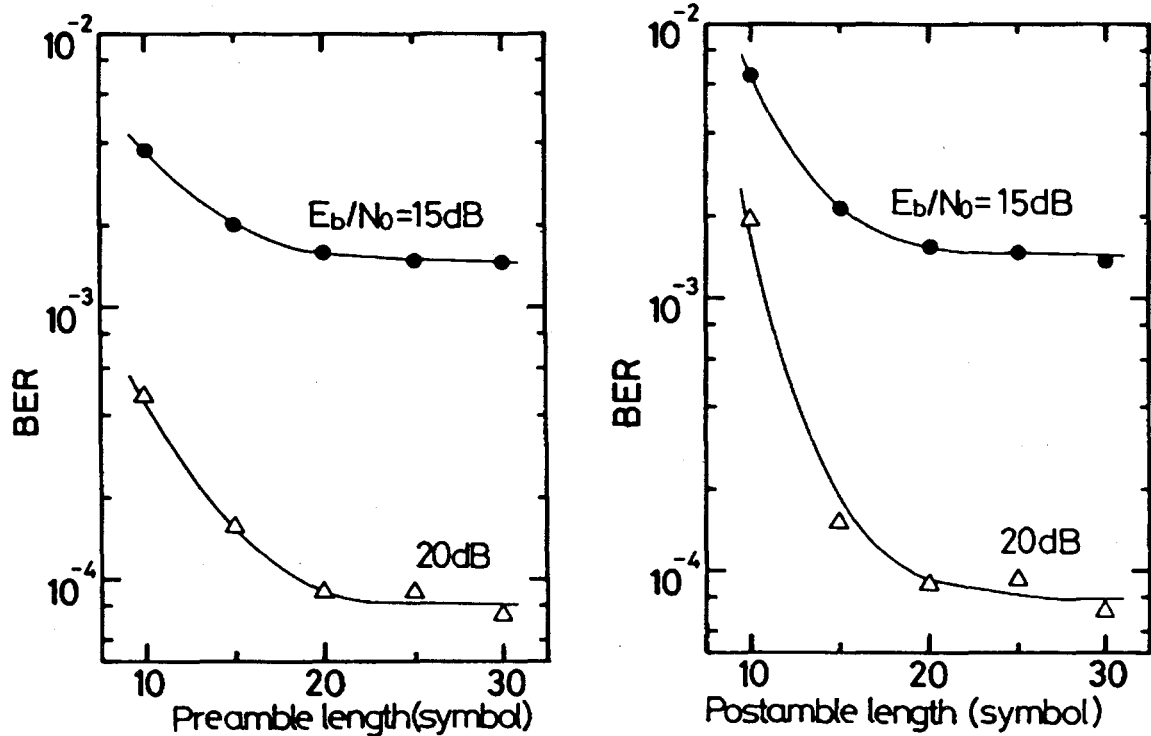
図 4.4 から、プリアンブル長が 20 シンボルの場合、等価雑音電力は雑音電力より約 2dB 大きくなる。これは、図 3 の実験結果の理論値からの劣化分に一致している。すなわち、提案方式の劣化は、プリアンブルおよびポストアンブルにおける伝搬路特性の推定値の推定誤差による。またこのことからシミュレーションの妥当性を確認できる。図 4.4 より、このひずみを小さくするためには、 λ を 1 とし、プリアンブル長を長くすればよいことがわかる。しかし、 λ を 1 に近づけると、フェージング変動に対する追従性が悪くなる^[17]。更に、トレーニング系列長は、フレーム効率に直接影響する。従って、トレーニング系列長は、フェージング下での特性およびフレーム効率を含めて検討する必要がある。これについては次節で述べる。

一方、遅延波が存在する場合の誤り率特性も図 4.3 に示す。遅延波は、直接波の遅延波に対する電力比 $D/U = 0\text{dB}$ 、遅延時間差 $\tau = T$ で、直接波に対し $\pi/4$ の位相回転を受けていると仮定した。このような伝搬路では、遅延波に起因するひずみの補償をしない場合、誤り率は 0.2 程度であり、ほとんど復号不能である。しかし、提案方式を用いることにより、誤り率が非常に改善されることがわかる。また、遅延波がない場合と比較しても、約 1dB の劣化だけで復号できることがわかる。このことから、提案方式により、符号間干渉の補償が可能であることがわかる。

4.3.3 必要なトレーニング系列長

インパルス応答の推定に必要な既知トレーニング系列の長さは、フレーム効率および誤り率特性に大きく影響する。そこで、2 波モデルフェージング下で必要なプリアンブルおよびポストアンブル長を求める。

図 4.5 に、最大ドップラー周波数が $f_d = 100\text{Hz}$ の場合の、プリアンブル長およびポストアンブル長に対する誤り率特性を示す。ここで、(a) はポストアンブルを 20 シンボルに固定した場合のプリアンブル長対誤り率特性、(b) はプリアンブル長を 20 シンボルに固定した場合のポストアンブル長対誤り率特性である。図 4.5 (a) よりプリアンブル長は、20 シンボルより小さくなると誤り率が劣化することがわかる。また、(b) よりポストアンブルも、20 シンボルより少くなると誤り率が劣化することがわかる。従って、プリアンブル長および、ポストアンブル長は、それぞれ 20 シンボルで十分であることがわかる。



(a) BER against the preamble length

(b) BER against the postamble length

図 4.5: トレーニング系列長に対するビット誤り率特性

4.3.4 内挿型インパルス応答推定方式によるフレーム効率の改善効果

内挿型インパルス応答推定方式により、フレーム効率が改善されることを確認するため、内挿しない場合と、内挿を行った場合の補償特性を比較する。

まず、プリアンブルで同定したインパルス応答が全データ区間内で一定に保たれると仮定した場合の誤り率特性を図 4.6 に示す。ここで、最大ドップラー周波数は $f_d = 100\text{Hz}$ 、プリアンブル長は 20 シンボルである。図 4.6 からわかるようにデータ長 200 シンボルでは、 E_b/N_0 が高い領域で 10^{-2} 程度の軽減困難誤りが生じており、十分補償が行えないことがわかる。また、データ長を 100 シンボルと短くした場合でも、 10^{-3} 以上の軽減困難誤りが生じている。更に、データ長を 50 シンボルにすると、最大比合成ダイバーシチの理論値から 3dB 程度の劣化で補償できることがわかる。このときのフレーム効率は、約 0.71 である。更に、トレーニング系列をバースト中央部に置き、データ長が 100 シンボルになるとしても、フレーム効率は約 0.83 以上には向上しない。このフレーム効率は、GSM システムほぼ同じである。

一方、提案方式によって、各シンボルのインパルス応答を推定した場合を図 4.7 に示す。こ

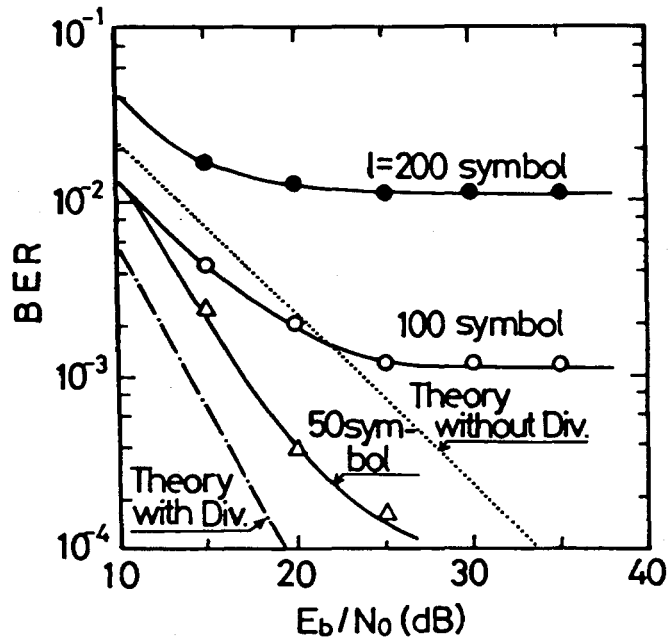


図 4.6: 内挿を行わない場合のビット誤り率特性

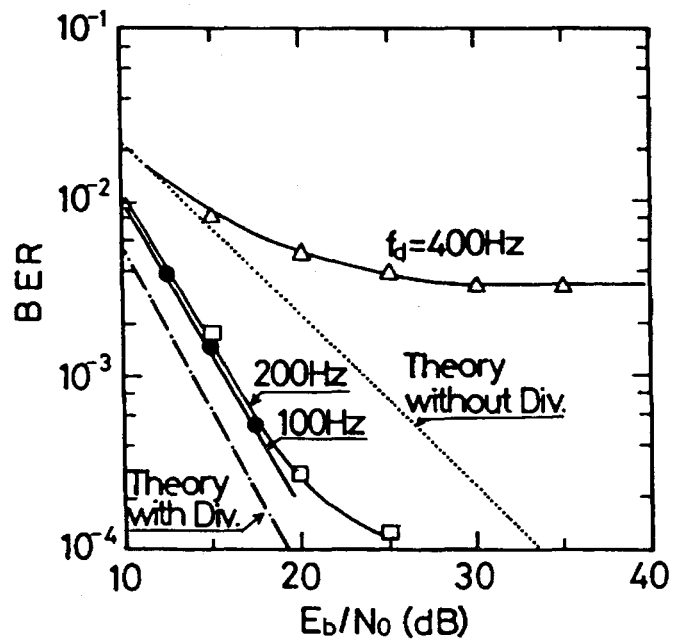


図 4.7: 提案方式のビット誤り率特性

ここで、プリアンブルおよびポストアンブル長は20シンボル、データ長は200シンボルとした。まず、 $f_d = 100\text{Hz}$ では、2ブランチの最大比合成ダイバーシチと比較して2dB程度の劣化で、良好な誤り率特性が得られることがわかる。このとき、フレーム効率は約0.83で、挿入しない場合に比較して向上していることがわかる。更に $f_d = 200\text{Hz}$ でも同様の特性が得られている。ここで、最大ドップラー周波数を $f_d = 100\text{Hz}$ までに制限すれば、データ長を400シンボルまでとすることができる。その場合、フレーム効率は約0.91まで向上する。このことから、提案しているインパルス応答推定方式は、ビタビ等化器を陸上移動通信に適用する場合の伝送特性およびフレーム効率の向上に非常に有効であることがわかる。

4.3.5 遅延判定帰還型最ゆう復号法に内挿型インパルス応答推定方式を適用した効果

前節で適用したモデルの場合、遅延波と直接波の遅延時間差は2シンボル長以内($g_k = 0; k \geq 0$)であるため、式(4.11)より、

$$s_l = 0; (l \geq 2) \quad (4.29)$$

となる。従って、前節で適用したモデルにおいては、式(4.15)および(4.17)における判定帰還の項 $G(\xi_{n-1})$ は0となり、補償には寄与していない。そこで、判定帰還による補償効果を確認するため、判定帰還部によって処理される遅延時間差の遅延波を含むモデルでの誤り率特性を検討する。

図4.8(a)に示す遅延プロファイルにおける誤り率特性を図4.8(b)に示す。但し、 $f_d = 100\text{Hz}$ とした。このような伝搬路特性では、式(4.15)の $G(\xi_{n-1})$ が0でなくなり、DDFSEによる判定帰還の効果が発揮される領域である。図4.8(b)からわかるように、2シンボル長の遅延時間差までを考慮したビタビ等化器では 3×10^{-2} 程度の軽減困難誤りが生じており、十分な補償ができていない。しかし、提案方式では、2波モデルの場合の誤り率とほぼ同じ良好な誤り率特性を得ることができる。従って、DDFSEの判定帰還により遅延時間差の長い遅延波の補償が十分行えることがわかる。

4.3.6 典型的な伝搬路モデルにおける補償特性

提案方式の補償特性を更に確認するため、独立なレイリーフェージングを受けた6波の素波を市街地域、郊外地、および、山岳地の典型的な遅延プロファイルに従って配置した6波

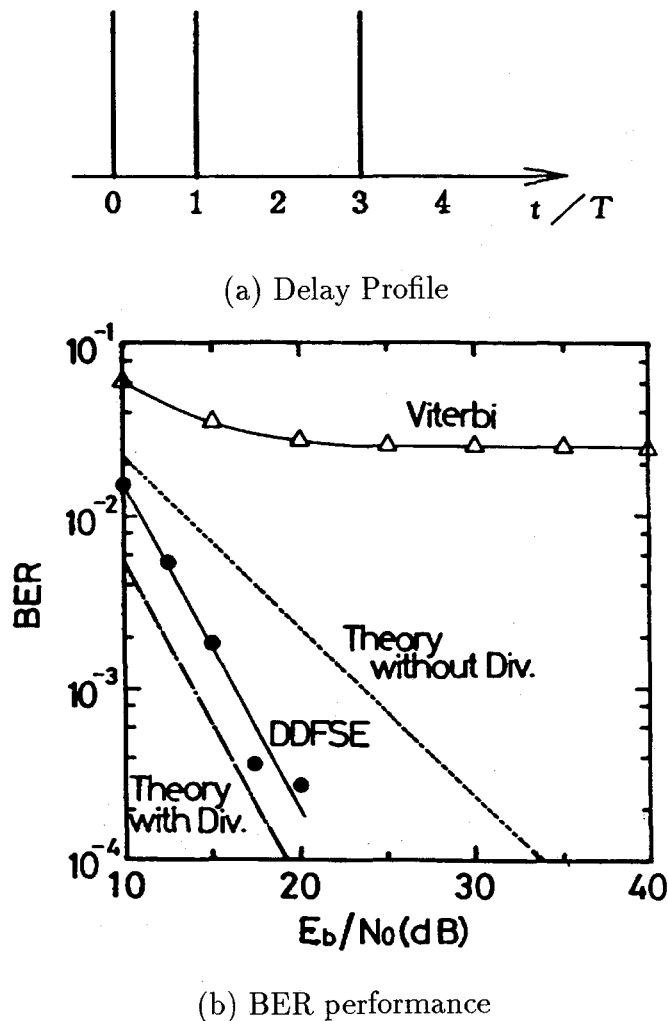
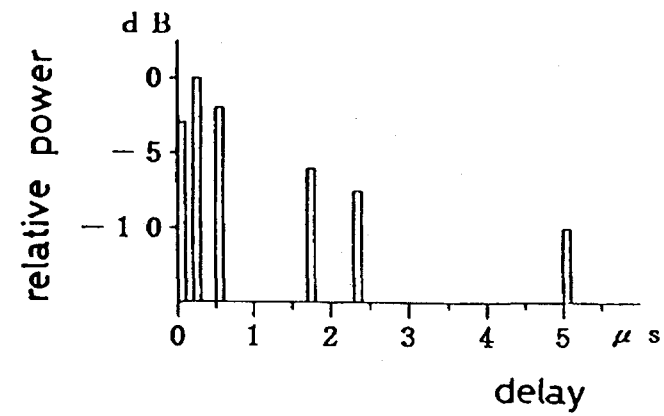


図 4.8: 3 波モデルにおけるビタビ等化器と DDFSE のビット誤り率特性

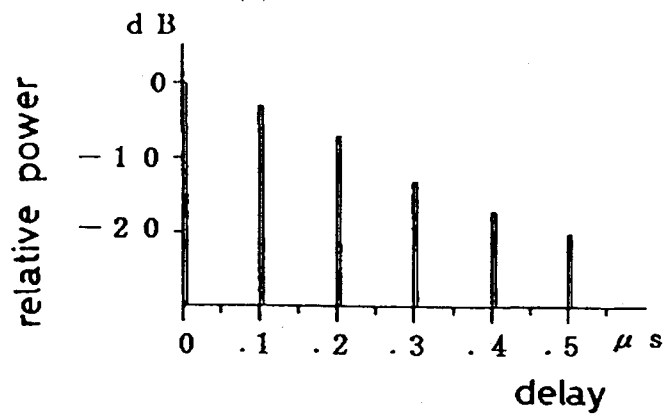
モデルで、最大ドップラー周波数が $f_d = 100\text{Hz}$ の場合の補償特性を確認した。図 4.9 に各地域の典型的な遅延プロファイルを、図 4.10 にそれぞれの伝搬路モデルにおけるビット誤り率特性を示す。

まず、郊外地モデルでは、最大遅延時間差が $0.6\mu\text{s}$ ($0.16T$) であり、遅延分散も小さい。このような周波数選択性フェージング下においては提案方式は、レイリーフェージング下で QPSK 絶対位相同期検波を行った場合の理論値から 1dB 程度の劣化で復号できるとがわかる。

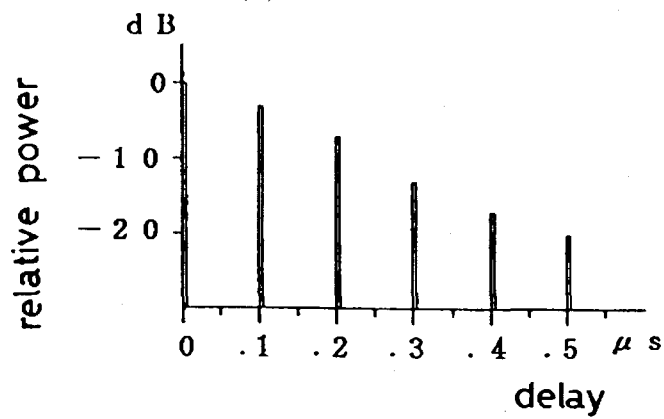
次に、市街地モデルでは、遅延時間差が約 1 シンボル長の遅延波が存在しており、周波数選択性フェージングの補償が不可欠である。提案方式では、 E_b/N_0 が低い部分で郊外地の場合とほぼ同じ特性が得られると共に、 E_b/N_0 が高い部分では、ダイバーシチ効果で利得が得



(a) Urban Area



(b) Rural Area



(c) Hilly Area

図 4.9: 各地域における典型的な遅延プロファイル

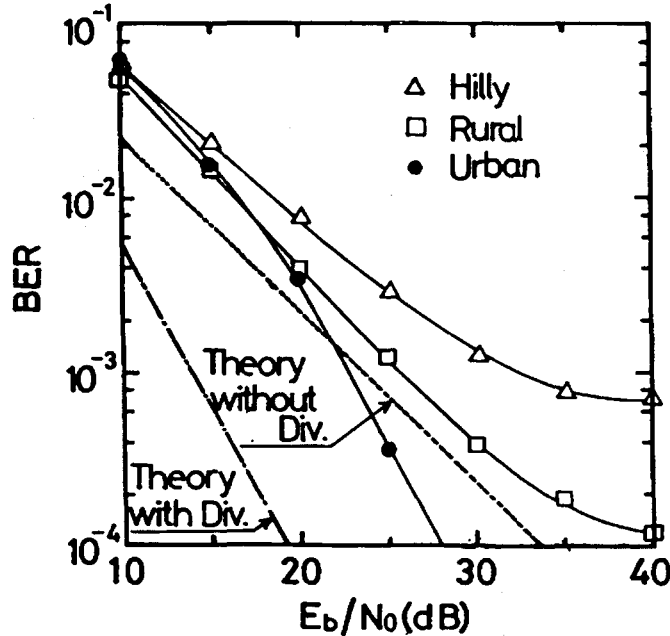


図 4.10: 典型的伝搬路モデルにおけるビット誤り率特性

られており、周波数選択性フェージングが十分補償できることがわかる。

最後に、山岳モデルの場合、最大遅延時間差が $17\mu\text{s}$ に達している。このような周波数選択性フェージング下においても、提案方式による復号が可能であることがわかる。

これらのシミュレーション結果から、ビタビ等化器の状態数を減らし、演算量を減らすことができる DDFSE に 1 次内挿型インパルス応答推定方式を適用した提案方式は、周波数選択性フェージング補償方式で有効であることがわかる。

4.4 結言

1 次内挿により伝搬路のインパルス応答を推定し、DDFSE で陸上移動通信の周波数選択性フェージングの補償を行う方式を提案し、QPSK 変調方式で 512 kbit/s の TDMA 伝送を行う場合の補償特性および、トレーニング系列長について検討した。その結果、以下のことがわかった。

1. DDFSE の適用により、遅延時間差が 5 シンボル長までの遅延波が存在する周波数選択性フェージングの補償が、ビタビ等化器の約 50 分の 1 の演算量で可能である。

2. 提案方式は、静特性下では、絶対位相同期検波に比較して2dB程度誤り率特性が劣化する。
3. 最大ドップラー周波数100Hzの伝搬路でカルマンアルゴリズムを用いて、伝搬路特性の同定をする場合にはトレーニング系列長として20シンボルが必要である。
4. 提案インパルス応答推定方式は、ビタビ等化器を陸上移動通信に適用する場合の伝送特性の向上に有効である。また、フレーム効率を最大で約0.9程度までとすることができる。

以上により、提案方式が、デジタル陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償対策として有効であることがわかった。

今後、更に情報伝送速度を高速化するため、QAM変調方式の適用等の検討が必要となると思われる。

第5章

マルチキャリア変調を用いた高速デジタル伝送方式

5.1 緒言

移動通信において高速デジタル伝送を行う場合、周波数選択性フェージングによる伝送特性の劣化が大きな問題となる。周波数選択性フェージング対策として、適応等化技術の検討が広く行われている。しかし、伝送速度が大きくなると適応等化器のハードウェア規模が急激に増大するため、適応等化器を数十 Mb/s を超える高速デジタル伝送に適用することは現実的ではない。

このような環境において、現実的なハードウェア規模で高速デジタル伝送を実現する技術としてマルチキャリア伝送技術が有効である。マルチキャリア伝送技術は、周波数選択性が問題とならない低速デジタル伝送信号を周波数多重することにより周波数選択性フェージングによる伝送特性の劣化を避けつつ、高速デジタル伝送を可能にする方式である。特に、周波数多重する各サブチャネルの搬送波周波数を、直交関係にある最小の周波数間隔で配置する直交マルチキャリア変調方式は、周波数利用効率も高いため、様々な検討が行われている。

マルチキャリア伝送の検討は非常に古くから行われており、1957年には、短波帯におけるデータ伝送方式として提案されている^[39]。1966年には、各サブチャネルフィルタとしてロールオフフィルタを用いたマルチキャリア伝送が提案され^[40]、続いて、帯域制限通信路における伝送ひずみの影響が検討されている^[41]。

1971年 Weinsteinらにより、離散フーリエ変換 DFT(Discrete Fourier Transform) を用いて各キャリアの信号を一括処理する直交マルチキャリア変調が提案された^[42]。この方式は、DFT に伝送パルスシンボルを入力し、変換後の出力波形を送信するもので、現在の直交周波数多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) の基礎となる方式である。文献^[43]では、^[40, 41]で提案された方式を DFT により一括変復調を行う方式が提案されている。さらに、^[44]では、帯域制限通信路においてマルチキャリア変調を用いて伝送を行う場合の最大伝送速度について検討が行われている。

マルチキャリア変調方式の応用例としては、マイクロ波伝送におけるフェージング対策^[45, 46]が挙げられる。また、直交マルチキャリア変調方式については、加入者線を用いた高速デジタル伝送^[47]、地上波デジタル放送^[48]、あるいは、高速無線 LAN (Local Area Network) や無線 ATM (Asynchronous Transfer Mode) の無線伝送方式^[35, 49, 50]として様々な検討がなされている。

しかし、時変マルチパスフェージング伝搬路における直交マルチキャリア変調方式の伝送特性は、今までほとんど明らかにされていない。そこで、本章では、直交マルチキャリア変調方式の時変マルチパスフェージング伝搬路におけるビット誤り率特性の理論解析を行い、伝送特性を明らかにする。

次に、直交マルチキャリア変調を時変マルチパスフェージング伝搬路に適用する場合、総合伝送速度一定の条件の下でキャリア数を増すと、各サブチャネル当たりの伝送速度が低下するため、マルチパス遅延広がりに対する耐性は増加するが、伝搬路の時間変動による信号波形のひずみに対する影響を受けやすくなる。一方、キャリア数を減らすと、各サブチャネル当たりの伝送速度が大きくなるため、時間変動に対する耐性は増すが遅延広がりに対する影響を受けやすくなる。このことから、マルチキャリア変調方式のキャリア数には最適値が存在すると考えられる。また、マルチキャリア変調では、遅延広がりに対する耐性を増すためガード区間が設けられている。ガード区間においては、遅延波によるサブチャネル間干渉を防ぐため、マルチキャリア変調パルスの末尾の部分の信号波形と同一の波形が送信されている。ここで、ガード区間を長くすると、遅延広がりに対する影響をより効果的に減少させることができるが、ガード区間部分において送信される信号電力は、受信機での判定には寄与しないため、電力利用効率が低下する。また、ガード区間部の増加は、周波数利用効率の低下を招く。従って、ガード区間長についても最適値が存在する。そこで、本章では、マルチキャリア変調方式の最適キャリア数および、最適ガード区間について、明らかにする。

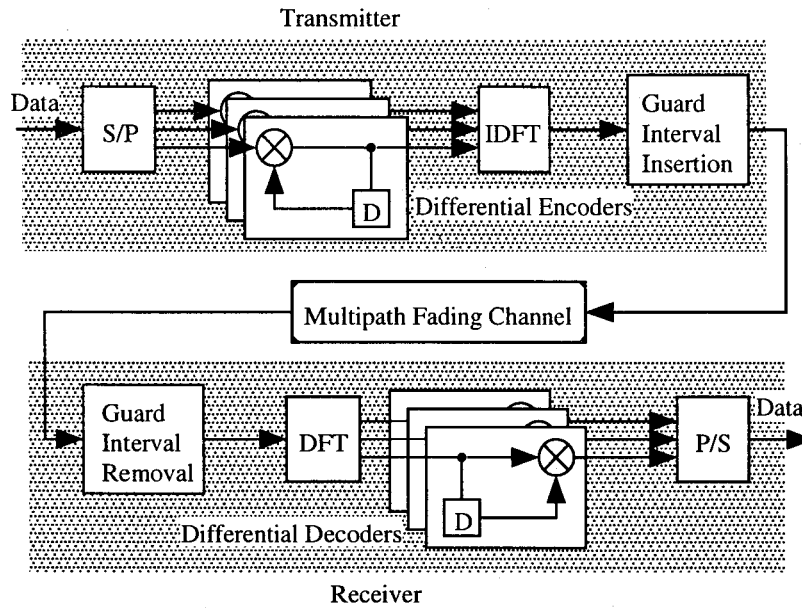


図 5.1: 送受信器構成

5.2 システム構成

図 5.1 に本章で検討するマルチキャリア変調システムの送信機および受信機のブロックダイアグラムを示す。送信機では、 M 値位相変調 (MPSK; M -ary Phase Shift Keying) シンボルが直並列変換器 (S/P: Serial-to-Parallel convertor) で N 個の系列に変換される。時刻 i における k 番目のサブチャネルの M 値差動符号化 PSK (Differentially Encoded M -ary PSK) 変調シンボルを c_{ki} とする。このとき、送信信号は、次式で表される。

$$s(t) = \Re \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_{ki} e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} f(t-iT_s) \right] \quad (5.1)$$

ここで、 $\Re[x]$ は x の実成分、

$$f(t) = \begin{cases} 1 & (-\Delta \leq t \leq t_s) \\ 0 & (t < -\Delta, t > t_s) \end{cases} \quad (5.2)$$

は、各変調信号パルス波形である。 Δ と t_s はそれぞれガード区間および観測窓区間を表す。 $T_s = \Delta + t_s$ はシンボル長である。さらに、

$$f_k = f_l + \frac{k}{t_s} \quad (5.3)$$

は k 番目のサブキャリア周波数を表す. ここで, f_l は最低サブキャリア周波数である. 式 (5.1) より, $s(t)$ は, 周波数間隔 $1/t_s$ に配置された N 個のシンボル周期 T_s の MDPSK 信号の和であることがわかる.

さて, 送信信号は, マルチパス伝搬路を通過し, さらに加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise: AWGN) が加わり受信される. 受信信号は次式で表される.

$$r(t) = \int_0^{\infty} s(t - \tau)h(\tau; t)d\tau + n(t) \quad (5.4)$$

ここで, $h(\tau; t)$ は, 時刻 t におけるマルチパス伝搬路のインパルス応答, $n(t)$ は AWGN 成分である. 受信機では, 離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform: DFT) を行い, 各サブチャンネル毎に信号に分離する. DFT 出力受信シンボルは次式で表される.

$$r_{mi} = \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{t_s+iT_s} r(t)e^{-j2\pi f_m(t-iT_s)} dt \quad (5.5)$$

受信シンボルは, 遅延検波器により検波され, 受信信号が判定される.

このときのビット誤り率特性は, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned} P_e &= \text{Prob}(d_{mi} < 0) = \int_{-\infty}^0 p(x)dx \\ &= \frac{1 - \rho^2}{2\sqrt{1 - \rho^2 \left(1 - \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)} \left\{ \rho \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) + \sqrt{1 - \rho^2 \left(1 - \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)} \right\}} \end{aligned} \quad (5.6)$$

但し, ρ は, $c_{mi} = c_{m(i-1)}$ と仮定したときの r_{mi} と $r_{m(i-1)}$ の間の相関係数である.

5.3 周波数選択性フェージングに対する影響

本節では, マルチパス伝搬路の周波数選択性がマルチキャリア変調システムのビット誤り率特性に与える影響について検討する. マルチパスフェージング伝搬路は, 第2章で示したようにタップ付き遅延線によりモデル化することができる. 伝搬路の時間変動を次式でモデル化する.

$$h(\tau; t) = \sum_{l=1}^{M_1+M_2} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (5.7)$$

ここで, $\delta(t)$ はディラックのデルタ関数, h_l および τ_l はマルチパス伝搬路の l 番目の伝搬路の伝搬損失および伝搬遅延である. h_l は, 平均 0, 分散 p_l のガウスランダム変数とする. 以後の解析では, 伝搬遅延は次式を満たしていると仮定する.

$$0 \leq \tau_l \leq \Delta \quad (l = 1, \dots, M_1) \quad (5.8)$$

$$\Delta < \tau_l < t_s \quad (l = M_1 + 1, \dots, M_1 + M_2) \quad (5.9)$$

このとき、受信シンボル r_{mi} は次のように書き直すことができる。

$$\begin{aligned} r_{mi} = & \left\{ \sum_{l=1}^{M_1} h_l e^{-j2\pi f_m \tau_l} + \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} h_l e^{-j2\pi f_m \tau_l} \right\} c_{mi} \\ & - \sum_{l=1}^{M_1} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N-1} \frac{\tau_l - \Delta}{t_s} h_l e^{-j2\pi f_k \tau_l - j \frac{\pi(k-m)(\tau_l - \Delta)}{t_s}} \operatorname{sinc} \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_l - \Delta)}{t_s} \right) c_{ki} \\ & + \sum_{l=1}^{M_1} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N-1} \frac{\tau_l - \Delta}{t_s} h_l e^{-j2\pi f_k (\tau_l - T_s) - j \frac{\pi(k-m)(\tau_l - \Delta)}{t_s}} \operatorname{sinc} \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_l - \Delta)}{t_s} \right) c_{k(i-1)} \\ & + n_{mi} \end{aligned} \quad (5.10)$$

ここで、

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin x}{x} \quad (5.11)$$

である。式 (5.10) の第 1 項は希望信号成分、第 2 項および第 3 項はそれぞれサブチャネル間干渉成分 (Inter-Channel Interference: ICI) および符号間干渉成分 (Inter-Symbol Interference: ISI)、第 4 項は AWGN 成分である。以下では、干渉成分はガウス雑音で近似できると仮定し、誤り率の解析を行う。式 (5.10) において $c_{mi} = c_{m(i-1)}$ と仮定する。このとき、 r_{mi} と $r_{m(i-1)}$ の相関係数は近似的に次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{E[r_{mi} r_{m(i-1)}^*]}{E[r_{mi} r_{mi-1}^*]} \\ &= \frac{b_0}{b_0 + \sigma_I^2 + \sigma_n^2} \end{aligned} \quad (5.12)$$

ここで、

$$b_0 = \sum_{l=1}^{M_1} p_l + \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \left(\frac{t_s - \tau + \Delta}{t_s} \right)^2 p_l \quad (5.13)$$

は希望信号成分の受信電力、

$$\begin{aligned} \sigma_I^2 &= \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \left(\frac{\tau_l - \Delta}{t_s} \right)^2 p_l \\ &\quad \times \left[\sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_l - \Delta)}{t_s} \right)^2 - \frac{1}{2} \right] \end{aligned} \quad (5.14)$$

は第 2 項および第 3 項の干渉信号成分電力、 σ_n^2 は AWGN 成分の電力である。

5.4 伝搬路特性の時間変動に対する影響

伝搬路の遅延広がりが無視でき、時間変動が無視できない場合を仮定する。このとき、伝搬路のインパルス応答は次式で近似できる。

$$h(\tau; t) = g(t)\delta(\tau) \quad (5.15)$$

ここで、 $g(t)$ は平均 0、自己相関関数、

$$R(\Delta t) = \frac{1}{2} E [g(t + \Delta t)g^*(t)] \quad (5.16)$$

を持つ定常ランダム過程である。これより、式 (5.5) は次式で書き直すことができる。

$$r_{mi} = \frac{1}{t_s} \sum_{k=0}^{N-1} c_{ki} \int_0^{t_s} g(t) e^{-j\frac{2\pi(m-k)}{t_s} t_s dt} + n_{mi} \quad (5.17)$$

ここで i 番目と $i-1$ 番目のシンボルの間の相関係数は次式となる。

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{E [r_{mi} r_{m(i-1)}^*]}{E [r_{mi} r_{mi}^*]} \\ &= \frac{b_1}{b_0 + \sigma_c^2 + \sigma_n^2} \end{aligned} \quad (5.18)$$

但し、

$$b_0 = \frac{1}{t_s^2} \int_0^{t_s} \int_0^{t_s} R(\xi - \eta) d\xi d\eta \quad (5.19)$$

$$b_1 = \frac{1}{t_s^2} \int_0^{t_s} \int_{-T_s}^{t_s - T_s} R(\xi - \eta) d\xi d\eta \quad (5.20)$$

$$\sigma_c^2 = \frac{1}{t_s^2} \int_0^{t_s} \int_0^{t_s} R(\xi - \eta) e^{-j\frac{2\pi(m-k)(\xi-\eta)}{t_s}} d\xi d\eta \quad (5.21)$$

である。

移動体アンテナが垂直モノポールアンテナ、すなわち、水平面で無指向性であると仮定する。このとき、 $R(\Delta t)$ は第2章で示した通り、次式で与えられる。

$$R(\Delta t) = \alpha J_0(2\pi f_D \Delta t) = \alpha J_0\left(\frac{2\pi v \Delta t}{\lambda}\right) \quad (5.22)$$

ここで、 $J_0(\cdot)$ は 0 次の第1種ベッセル関数、 α は平均受信電力、 λ は搬送波の波長、 v は移動体の移動速度、 $f_D = v/\lambda$ は最大ドップラー周波数である。 $f_D |\Delta t| \ll 0$ とすれば、自己相関関数はさらに次式で近似することができる。

$$R(\Delta t) \approx \alpha [1 - (\pi f_D \Delta t)^2] \quad (5.23)$$

表 5.1: システムモデル

Center Frequency	2.5 GHz
Total Bit Rate	8.192 Mbit/s
Δ/T_s	$1/33 \approx 0.03$
L	0.13 dB

これを、式 (5.20) から (5.21) に代入することにより、相関係数は次式で書き直すことができる。

$$\rho = \frac{1 - (\pi f_D)^2 \left(\frac{t_s^2}{6} + T_s^2 \right)}{1 + \frac{(\pi f_D t_s)^2}{6} + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N-1} \frac{(f_D t_s)^2}{2(k-m)^2} + \sigma_n^2} \quad (5.24)$$

5.5 数値解析結果

数値計算および計算機シミュレーションを行い、伝送特性を解析する。表 5.1 に仮定するマルチキャリア変調システムのシステムパラメータを示す。表 5.1 において、

$$L = 10 \log_{10} \left(\frac{T_s}{t_s} \right) \quad (5.25)$$

は、ガード区間による電力損失である。

まず、前節において検討を行った理論解析の正当性を確認するため、理論解析により求めたビット誤り率と計算機シミュレーション結果を比較する。ここでは、フェージングモデルとして、直接波と遅延波が等レベルで到来し、その時間変動は、シンボル長に比べて非常に緩やかな、準静的 2 波レイリーフェージングモデルを仮定する。

図 5.2 に 2 波レイリーフェージング伝搬路におけるビット誤り率特性を示す。ここで、 $D/U = 0$ dB、キャリア数 $N = 32$ 、 $E_b/N_0 = 40$ dB と仮定する。図より理論解析結果が計算機シミュレーション結果と非常によく一致しており、理論解析が有効であることがわかる。遅延波の遅延時間がガード区間長を超える区間、すなわち、 τ/T_s が 0.03 を超える領域では符号間干渉 (ISI) およびチャネル間干渉 (ICI) により誤りが生じており、伝送特性が著しく劣化している。一方、0.03 以内の領域では、ガード区間により ISI および ICI が効果的に除去できている。ビット誤り率は、一様フェージング下でのビット誤り率にほぼ等しくなっている。

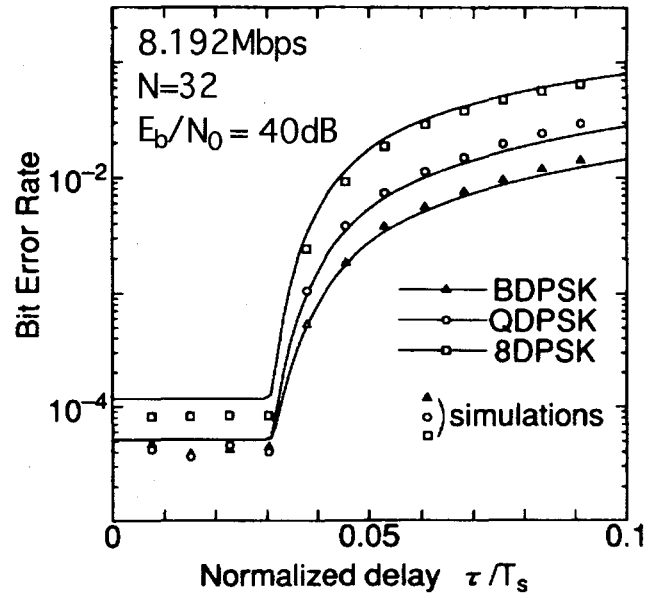


図 5.2: 2波レイリーフェージング伝搬路におけるビット誤り率特性

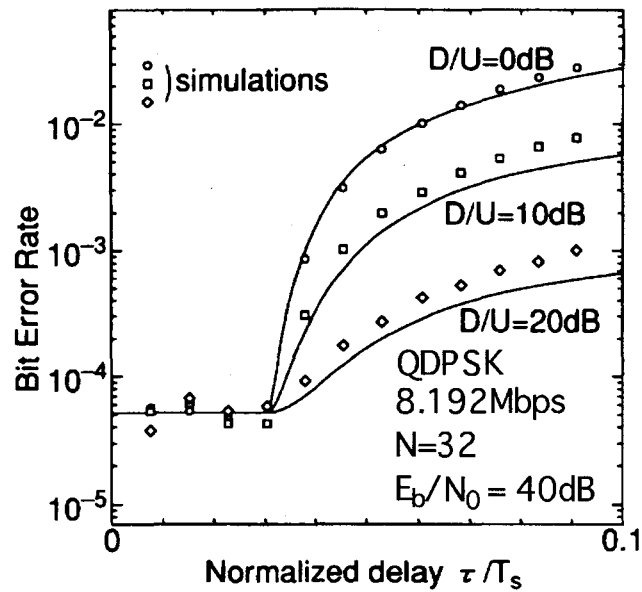


図 5.3: 2波レイリーフェージング伝搬路におけるビット誤り率特性

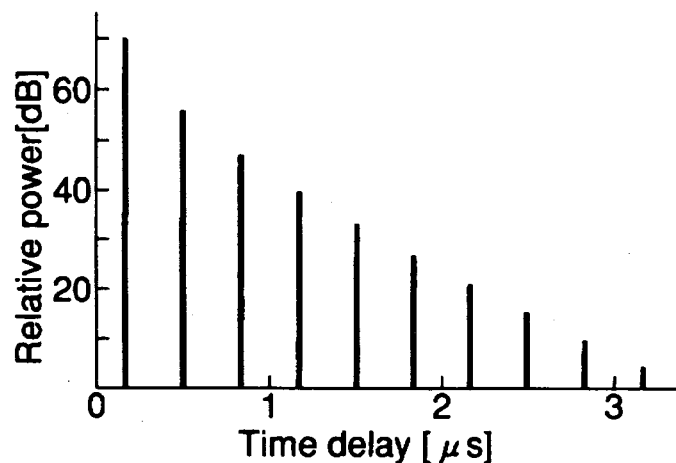


図 5.4: 伝搬路の遅延プロファイル

次に、 D/U をパラメータとしてDQPSKのビット誤り率特性を図5.3に示す。図3より τ/T_s が0.03を超える領域では D/U が小さくなるにつれて、ビット誤り率が小さくなることがわかる。一方、0.03以内の領域では、遅延波による干渉の影響はないため、 D/U による変動はない。また、この場合も、計算機シミュレーション結果と理論解析結果がよく一致している。

さて、マルチキャリア変調では、総合伝送速度一定の条件下で、キャリア数を減らすと、一キャリア当たりの伝送速度が大きくなるため、遅延波による影響を受けやすくなり、伝送特性が劣化する。一方、キャリア数を増やすと、一キャリア当たりの伝送速度が小さくなり、伝送パルス長が長くなるために、フェージングの時間変動による影響が無視できなくなり、伝送特性が劣化する。これらのことから、マルチキャリア変調のキャリア数には最適値が存在することが予想される。そこで、次に、最適キャリア数について検討を行う。

まず、伝搬路は、図5.4に示す遅延プロファイルを持つと仮定する。このプロファイルは、部屋のサイズが約50mの室内において2.5GHz帯を用いて伝送を行った場合の典型的な遅延プロファイルである。

図5.5に、図5.4の室内伝搬路モデルにおけるマルチキャリア変調方式のキャリア数に対するビット誤り率特性を示す。図より、キャリア数の増加によって、ICI, ISIの影響が軽減されて、残留ビット誤り率特性が改善されることがわかる。

次に、一様フェージング下での残留ビット誤り率特性を検討する。最大ドップラー周波数としては、20Hzを仮定する。これは、2.5GHz帯において人が早く歩いた場合($\sim 8.6\text{km/h}$)

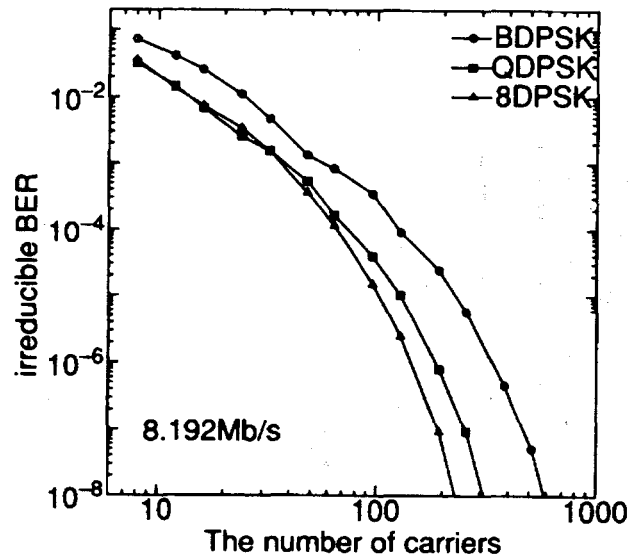


図 5.5: 室内伝搬路におけるキャリア数に対する残留ビット誤り率特性

に受けるドップラー周波数に相当する。

図 5.6 に一様フェージング下における残留ビット誤り率特性を示す。この場合は、先程とは逆に、キャリア数を減らすことにより、残留誤り率特性を改善することができる。

図 5.7 に DQPSK の場合の図 5.5 と図 5.6 を重ね合わせた図を示す。この図の周波数選択性フェージング下の特性と、高速一様フェージング下の特性の交点において残留誤り率が最小となると考えられる。図 5.7 より室内伝搬路における最適キャリア数は約 100 であることがわかる。但し、この結果は、図 5.4 で示した遅延プロファイルと $f_D = 20\text{Hz}$ の仮定での最適値であり、伝搬路の状況により、最適値が変化することに注意する必要がある。

さて、マルチキャリア変調信号に占めるガード区間の割合は、キャリア数と同様に、伝送特性に大きく影響する。ガード区間長を減らすと、遅延波による ISI および ICI の影響を取り除くことができなくなり、伝送特性が劣化する。一方、ガード区間長を増すと、ガード区間長による電力損失が増加し、伝送特性が劣化する。また、ガード区間長の増加は、周波数利用効率の低下を招く。そこで、最適なガード区間長について検討する。先程の検討と同様に図 5.4 の遅延プロファイルを持つ準静的周波数選択性フェージング伝搬路を仮定する。相対ガード区間長に対する平均ビット誤り率特性を図 5.8 に示す。図 5.8 よりキャリア数と同様にガード区間長にも最適値が存在し、平均ビット誤り率は、最適点において、ほぼ、準静的一

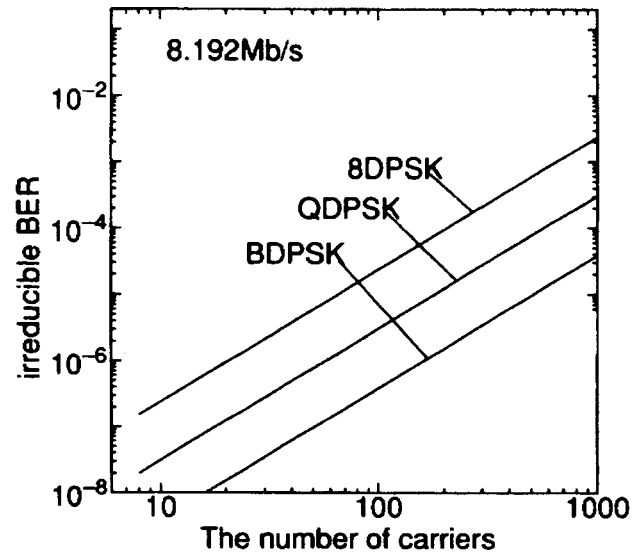


図 5.6: 一様フェージング伝搬路におけるキャリア数に対する残留ビット誤り率特性

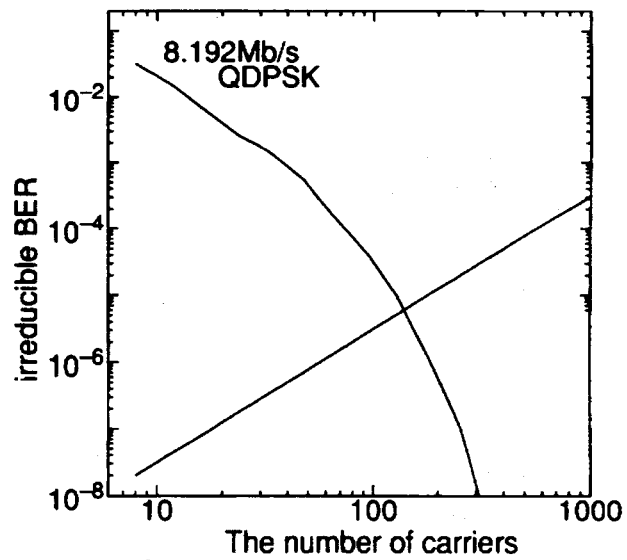
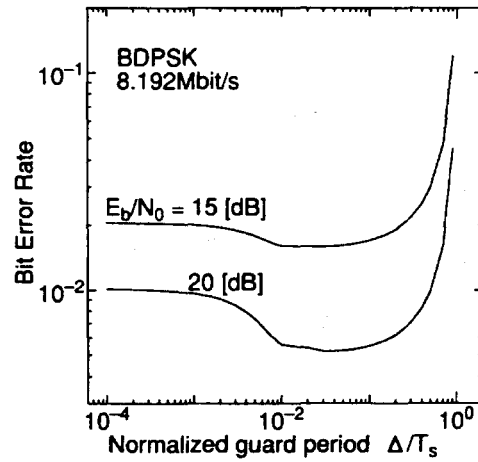
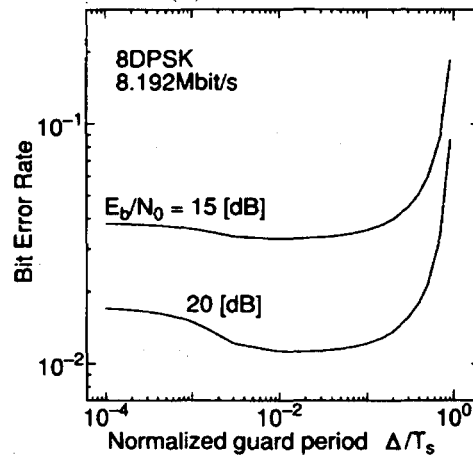


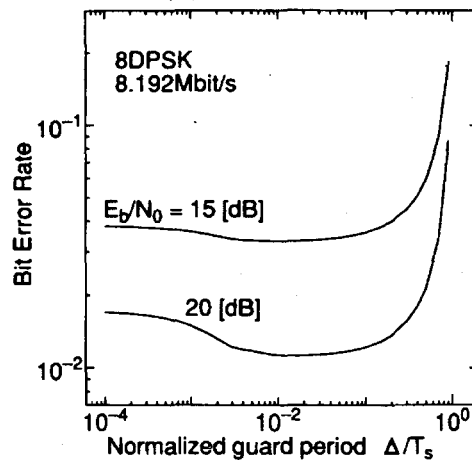
図 5.7: 残留誤り率を最小にする最適キャリア数



(a) DBPSK



(b) DQPSK



(c) DOPSK

図 5.8: ガード区間長に対するビット誤り率特性

様レイリーフェージング伝搬路における DPSK のビット誤り率^⑧と一致することがわかる。

5.6 結言

本章では、マルチキャリア変調方式のマルチパスフェージング伝搬路におけるビット誤り率を理論的に導出し、理論式と計算機シミュレーション結果を比較して、理論解析が有効であることを示した。次にこの理論式を用いて、キャリア数およびガード区間長に対するビット誤り率特性を解析し、キャリア数およびガード区間長には最適値が存在することを明らかにした。

第6章

マルチキャリア変調信号の最尤同期推定方式

6.1 緒言

無線伝送においては、直交マルチキャリア変調方式は、周波数選択性フェージングに対して耐性を持つ非常に有効な方式である。しかし、直交マルチキャリア変調方式は、各サブチャネルが狭い周波数間隔で配置されており、さらに、各サブチャネルの電力スペクトルがオーバーラップしているために、送受信機の局部発振器のわずかな周波数オフセットにより大きく伝送特性が劣化する。また、OFDM 信号波形は、シンボル内でゼロ交差が数多く存在しており、ゼロ交差によりシンボルタイミング同期を行うことはできない。このように、OFDM では、周波数同期およびシンボル同期が大きな問題となる。この問題を解決するため、パイロットシンボル挿入による周波数オフセット推定器^[25]が提案されている。また、OFDM 信号のガード区間の性質を用いたシンボルタイミング、シンボル周期並びに周波数オフセット推定を同時に行う同期方式^[51, 52, 53]が提案されている。

一般的に、時不変伝搬路において、パラメータ推定のための観測時間を長くすると、雑音による影響を小さくすることができ、その結果、推定誤差特性を改善することができる。しかし、時変のマルチパスフェージング伝搬路では、観測時間を長くすると時々刻々と変化するパラメータに追従することができなくなり、伝搬特性が大幅に劣化する。そのため、推定器は、できるだけ短い時間で高精度な推定を行う必要がある。

OFDM 信号を含むデジタル変調信号は、周期定常信号 (Cyclo-stationary signal) である

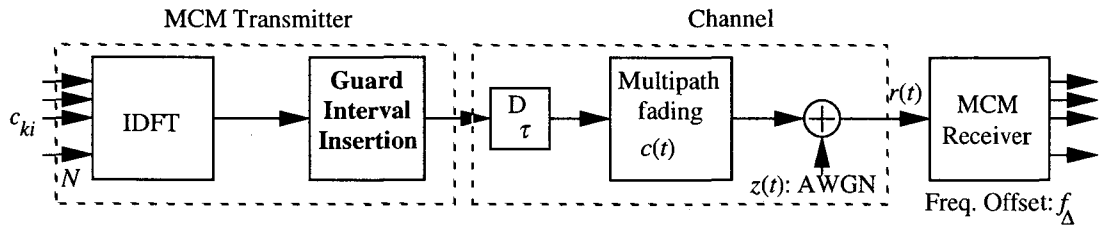


図 6.1: マルチキャリア変調システムの送受信機構成

ことが知られている^[54]. この信号の周期定常性を用いることにより, 伝搬路のより短時間で高精度な推定が可能となる^[55]. 特に, OFDM 信号にはガード区間信号がシンボル毎に挿入されているため, 周期定常性を用いた推定が容易にできると考えられる.

そこで, 本章では, OFDM 信号の新しいシンボルタイミング, シンボル周期並びに周波数オフセットの同時推定法を提案する. 提案推定法は, OFDM 信号の周期定常性を効果的に用いた最尤パラメータ推定法であり, 推定のための既知信号を必要としない. 本章では, まず, OFDM 信号の尤度関数を導出し, この尤度関数に基づく最適推定法を提案する. 次に, 提案最適推定法の演算量を削減する準最適推定法を提案する. 提案推定法の推定特性を理論解析および計算機シミュレーションにより示し, 有効性を明らかにする.

6.2 システムモデル

図 6.1 に本章で検討するマルチキャリア変調システムの送受信機構成を示す.

送信機では, 離散逆フーリエ変換 (IDFT: Inversed Discrete Fourier Transform) により N 個のサブチャネル信号が周波数多重される. k 番目のサブチャネルの搬送波周波数は, 次式で与えられる.

$$f_k = \frac{k - N/2}{t_s} \quad (6.1)$$

ここで, t_s は, IDFT の観測時間長である. サブチャネル間の周波数間隔は $1/t_s$ となっている.

次に, 周波数選択性フェージングによる符号間干渉およびサブチャネル間干渉を避けるため, ガード区間長 Δ のガード区間が挿入され, 送信される. 送信信号のシンボル周期は, $T_s = t_s + \Delta$ となる.

マルチキャリア変調信号は, 等価低域表現により次式で表すことができる.

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_{ki} \exp(j2\pi f_k(t - iT_s)) f(t - iT_s) \quad (6.2)$$

c_{ki} は、平均0、分散1の互いに独立なランダム変数である。すなわち、

$$\frac{1}{2}E[c_{ki}c_{li}^*] = \begin{cases} 1; & (k=l) \\ 0; & (\text{otherwise}) \end{cases}, \quad (6.15)$$

を満たしている。従って、 $R'_s(u, v)$ はさらに次のように書き換えることができる。

$$R'_s(u, v) = \sum_{k=0}^{N-1} \exp(j2\pi k(u-v)/t_s); \quad (6.16)$$

$$(-\Delta \leq u \leq t_s \text{ and } -\Delta \leq v \leq t_s)$$

ここで、サブチャネル数 N が大きければ、 $R'_s(u, v)$ は、次式で近似することができる。

$$R'_s(u, v) = \delta(u-v) + \delta(u-v+t_s) + \delta(u-v-t_s); \quad (6.17)$$

$$(-\Delta \leq u \leq t_s \text{ and } -\Delta \leq v \leq t_s)$$

式(6.17)、式(6.13)および式(6.12)から、 $R_{cs}(u, v)$ は、次式となる。

$$R_{cs}(u, v) = B\delta(u-v) + \sum_{m=-\infty}^{\infty} R'_{cs}(u-mT_s, v-mT_s), \quad (6.18)$$

ここで、

$$R'_{cs}(u, v) = \delta(u-v-t_s)g_r(v) + \delta(u-v+t_s)g_r(u) \quad (6.19)$$

$$g_r(t) = \begin{cases} \int_0^{\min(\Delta+t, T_m)} g(\xi)d\xi; & (-\Delta \leq t < 0) \\ \int_t^{\min(\Delta+t, T_m)} g(\xi)d\xi; & (0 \leq t < T_m) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases}. \quad (6.20)$$

である。式(6.18)を式(6.9)に代入することにより尤度関数は次式で与えられる。

$$\Lambda(\tau, f_\Delta, t_s) = \int_{t \in I} |r(t)|^2 dt + 2\Re \sum_{m=1}^M \int_{-\Delta}^{T_m} g_r(t)r(t+\tau+mT_s) \times r^*(t+t_s+\tau+mT_s)dt \exp(j2\pi f_\Delta t_s) \quad (6.21)$$

式(6.21)第1項は推定には関係がない。従って、尤度関数は、さらに次式で書き換えることができる。

$$\lambda(\tau, f_\Delta, t_s) = \Re \left[\exp(j2\pi f_\Delta t_s) \sum_{m=1}^M \int_{-\Delta}^{T_m} g_r(t)r(t+\tau+mT_s)r^*(t+t_s+\tau+mT_s)dt \right] \quad (6.22)$$

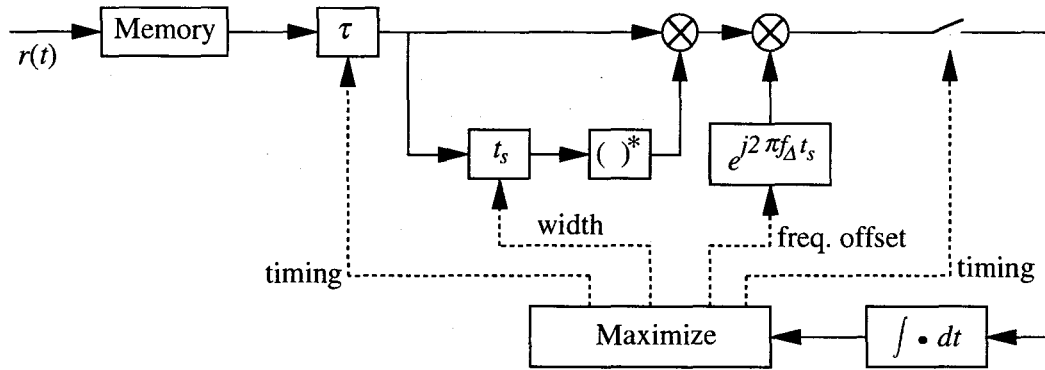


図 6.2: 最尤推定器の構成

実際には、遅延プロファイル $g(t)$ は、受信機では既知ではないため、 $g_r(t)$ をあらかじめ設定することができない。しかし、遅延広がりがそれほど大きくないとすれば、 $g_r(t)$ は次式で近似してできる。

$$g_r(t) \sim \begin{cases} 1; & (-\Delta \leq t \leq 0) \\ 0; & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (6.23)$$

したがって、直交マルチキャリア変調信号の尤度関数は次式で与えられる。

$$\lambda(\tau, f_{\Delta}, t_s) = \Re \left[\exp(j2\pi f_{\Delta} t_s) \sum_{m=1}^M \times \int_{-\Delta}^0 r(t + \tau + mT_s) r^*(t + t_s + \tau + mT_s) dt \right] \quad (6.24)$$

推定器の構成を図 6.3 に示す。

6.4 理論解析

周波数オフセットの推定誤差を理論解析により求める。ここでは、シンボル同期は完全であると仮定する。また、周波数オフセットは $f_{\Delta} = 0$ と仮定する。まず、受信信号 $r(t)$ を以下のサンプル値系列で表現する。

$$r_k = r(kt_{\text{samp}}) = s_k + z_k \quad (6.25)$$

ここで t_{samp} はサンプリング周期、

$$s_k = s(kt_{\text{samp}}) \quad (6.26)$$

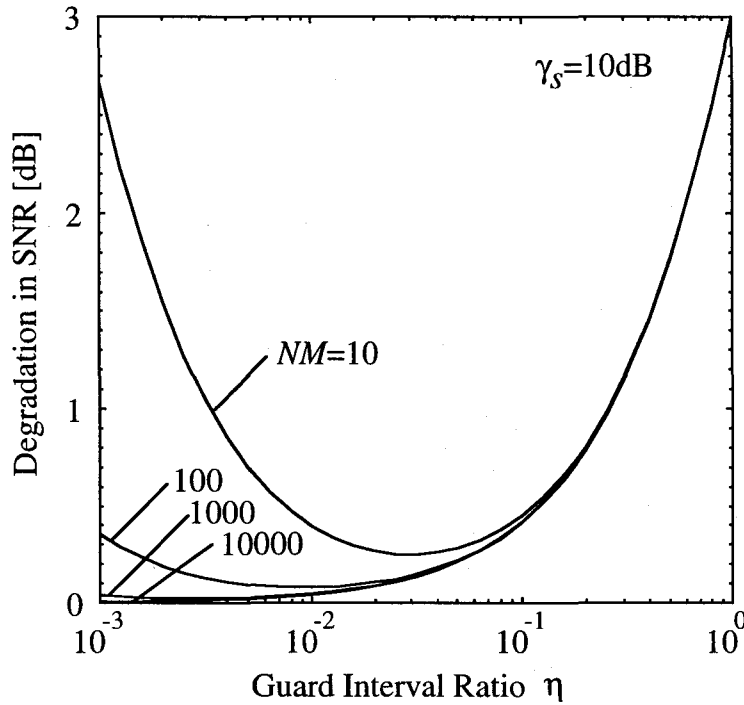


図 6.3: 最適ガード区間長

は、サンプル値信号成分、

$$z_k = z(kt_{\text{samp}}) \quad (6.27)$$

は、サンプル値雑音成分である。信号成分および雑音成分はそれぞれ平均 0、分散 σ_s^2 および σ_z^2 を持つ複素ガウスランダム変数である。次に、観測区間内のサンプル数を $N = t_s/t_{\text{samp}}$ 、ガード区間内のサンプル数を $N_\Delta = \Delta/t_{\text{samp}}$ 、およびシンボルを $N_T = N + N_\Delta$ と定義する。シンボルタイミングが既知であると仮定すると、周波数オフセット推定誤差は次式で表すことができる。

$$\hat{f}_\Delta t_s = \frac{1}{2\pi t_s} \tan^{-1} \left(\frac{Y}{X} \right) \quad (6.28)$$

ここで、 X および Y は次式で表される。

$$X = \Re \left[\sum_{m=1}^M \sum_{k=-N_\Delta}^{-1} r_{k+mN_T}^* r_{k+N+mN_T} \right] \quad (6.29)$$

$$Y = \Im \left[\sum_{m=1}^M \sum_{k=-N_\Delta}^{-1} r_{k+mN_T}^* r_{k+N+mN_T} \right] \quad (6.30)$$

X および Y の平均および分散はそれぞれ次式で計算される。

$$E[X] = 2\sigma_s^2 N_\Delta M \quad (6.31)$$

$$E[Y] = 0 \quad (6.32)$$

$$\text{var}[X] = 2(2\sigma_s^4 + 2\sigma_s^2\sigma_z^2 + \sigma_z^4)N_{\Delta}M \quad (6.33)$$

$$\text{var}[Y] = 2\sigma_z^2(2\sigma_s^2 + \sigma_z^2)N_{\Delta}M \quad (6.34)$$

もし $\sqrt{\text{var}[X]}$ が $E[X]$ に比べて十分小さい場合、即ち、 $N_{\Delta}M$ が十分大きい場合、式 (6.28) は次式で近似することができる。

$$f_{\Delta}t_s \sim \frac{1}{2\pi} \frac{Y}{E[X]} \quad (6.35)$$

従って、 $f_{\Delta}t_s$ の分散は次のように書くことができる。

$$\begin{aligned} \sigma_f^2 &= \frac{1}{(2\pi)^2} \frac{\text{var}[Y]}{E[X]^2} \\ &= \frac{1}{8\pi^2\eta NM} \frac{1+\eta}{\gamma_s} \left(2 + \frac{1+\eta}{\gamma_s}\right) \end{aligned} \quad (6.36)$$

ここで、 $\eta = N_{\Delta}/N$ は、ガード区間と観測区間長との比

$$\gamma_s = (1+\eta) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_z^2} \quad (6.37)$$

は、公称信号対雑音電力比 (signal-to-noise power ratio: SNR) である。ここで、式 (6.36) において周波数オフセット推定誤差の分散は NM の関数になっている。従って、観測シンボル数を多くすることと同様にサブチャネル数を多くすることによっても推定誤差を減らすことができる。

一方、 c_{mi} に対応する受信シンボルは次式で書き表すことができる。

$$\begin{aligned} r_{mi} &= \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s} \sum_{k=0}^{N-1} c_{ki} \exp \left[j2\pi \left(\frac{k-m}{t_s} - f_{\Delta} \right) t \right] dt + z_{mi} \\ &= c_{mi} + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N-1} c_{ki} \exp [j\pi ((k-m) - f_{\Delta}t_s)] \text{sinc} ((k-m) - f_{\Delta}t_s) + z_{mi} \end{aligned} \quad (6.38)$$

但し、

$$\text{sinc} x = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \quad (6.39)$$

である。式 (6.38) において、第1項および第2項はそれぞれ、希望信号成分およびチャネル間干渉信号成分 (Inter-Channel Interference: ICI) である。ICI の分散は次式により上界される。

$$\sigma_{\text{ICI}}^2 = E \left[\sigma_s^2 \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N-1} \text{sinc}^2 ((k-m) + f_{\Delta}t_s) \right]$$

表 6.1: System parameters

The Number of Subcarriers	128
Modulation/Detection	QPSK /Differential Detection
Total Bit Rate	8.192Mbps
Symbol Period	12.2 μ sec
Guard Interval	350nsec
Observation Period	11.9 μ sec
RMS Delay Spread	100nsec
Delay Profile	10-ray exponentially distributed

$$\begin{aligned}
&\sim \sigma_s^2 \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N-1} \frac{E[(f\Delta t_s)^2]}{\pi^2(k-m)^2} \\
&< 2\sigma_s^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sigma_f^2}{\pi^2 k^2} = \frac{\sigma_s^2 \sigma_f^2}{3}
\end{aligned} \tag{6.40}$$

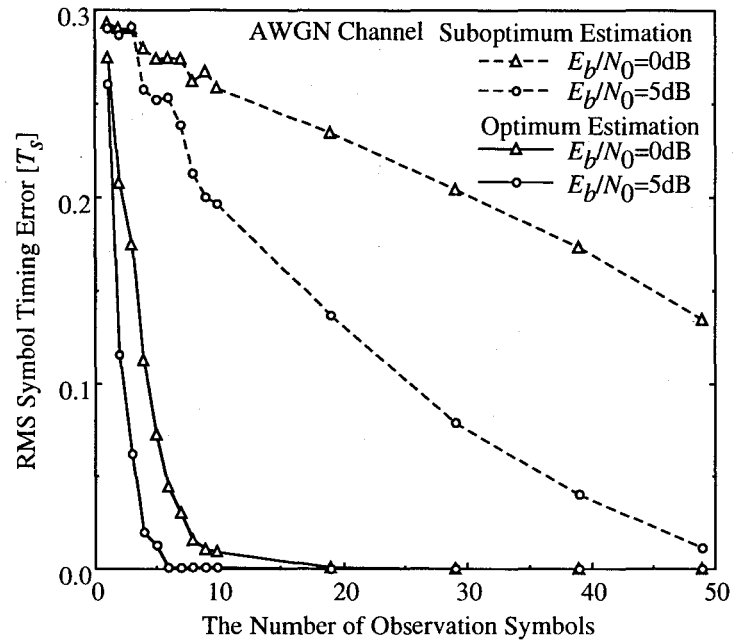
従って、実効信号対雑音電力比 (signal to ICI plus noise power ratio: SINR) は次式で下界される。

$$\begin{aligned}
\gamma_{\text{effect}} &= \frac{\sigma_s^2}{\sigma_{\text{ICI}}^2 + \sigma_z^2} \\
&> \frac{\gamma_s}{(1+\eta) \left\{ \frac{1}{24\pi^2\eta NM} \left(2 + \frac{1+\eta}{\gamma_s} \right) + 1 \right\}}
\end{aligned} \tag{6.41}$$

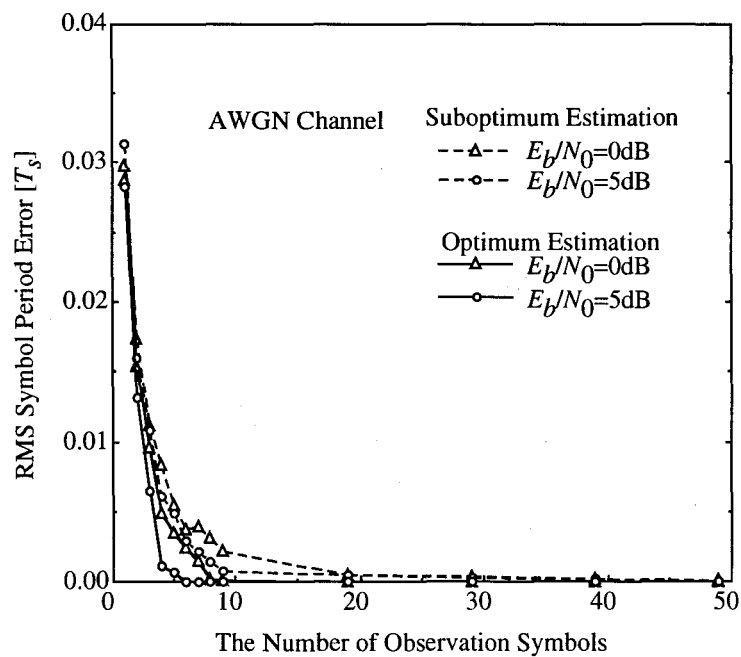
η を大きくするとガード区間による電力損失が大きくなるため SINR は低下する。一方、 η を小さくすると周波数オフセット推定誤差が大きくなるため SINR が低下する。このことから、 η には最適値が存在する。図 6.3は、ガード区間に対する SINR の劣化量を示す。ガード区間には最適値が存在することがわかる。

6.5 計算機シミュレーション結果

表 6.1に、計算機シミュレーションの諸元を示す。5000 回繰り返し演算を行い、シンボルタイミング、シンボル周期、および、周波数オフセットの推定誤差を解析した。伝搬路モデ

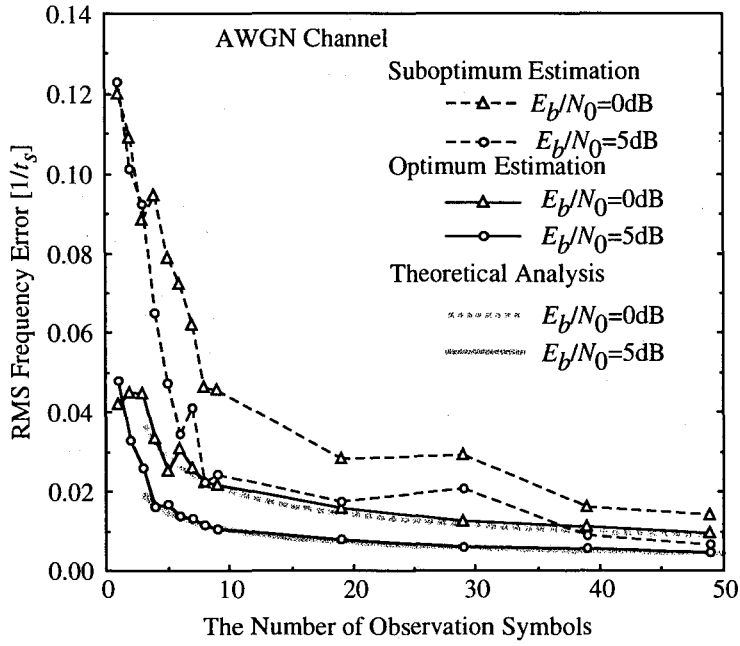


(a) RMS symbol timing error

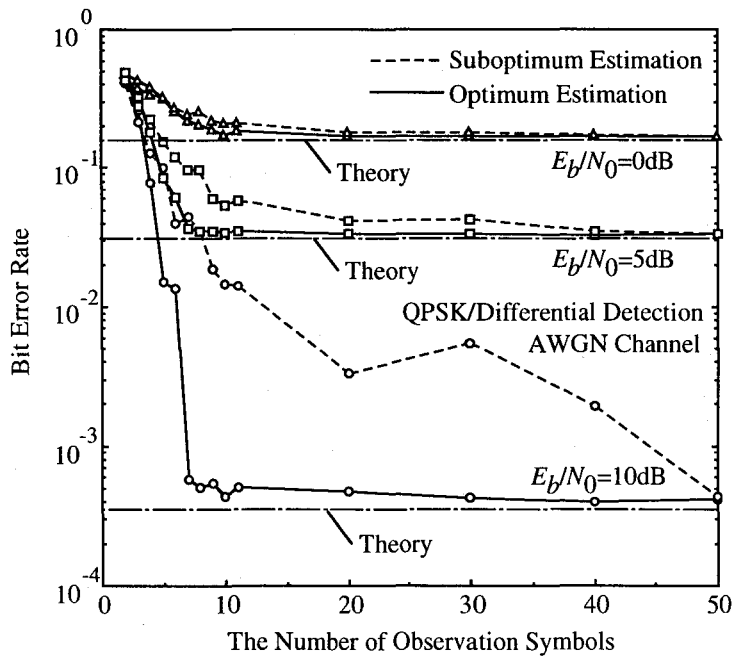


(b) RMS symbol period error

図 6.4: AWGN 通信路における推定誤差特性

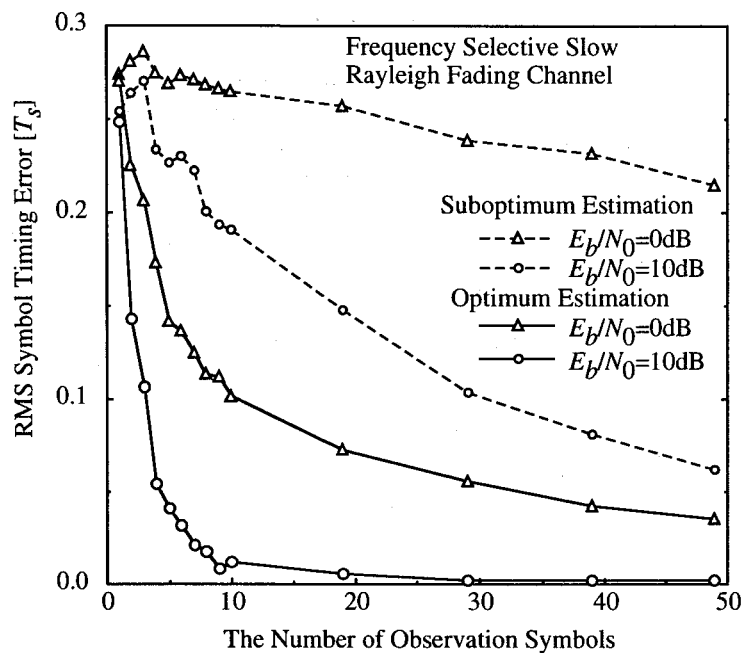


(c) RMS frequency offset error

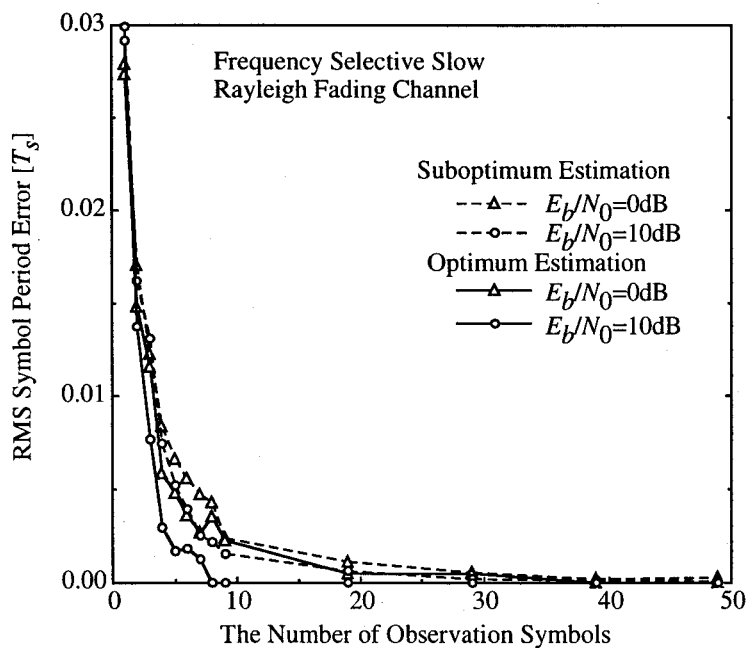


(d) bit error rate

図 6.4: AWGN 通信路における推定誤差特性

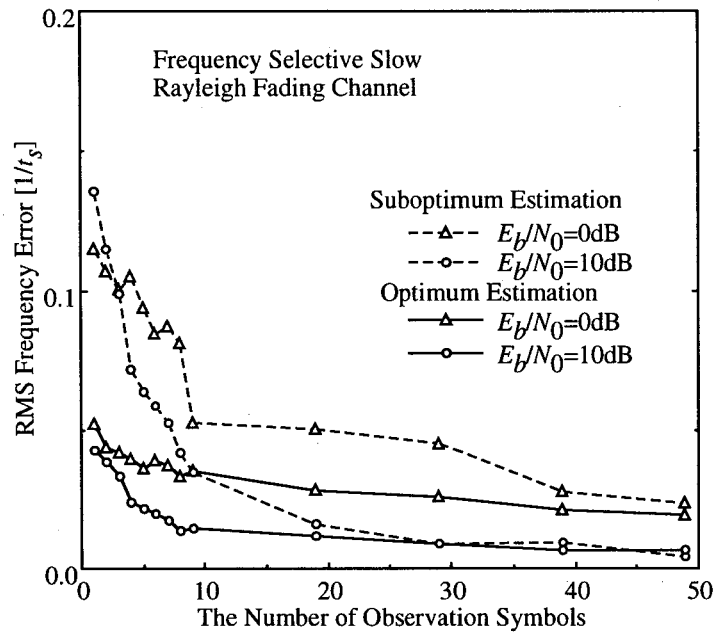


(a) RMS symbol timing error

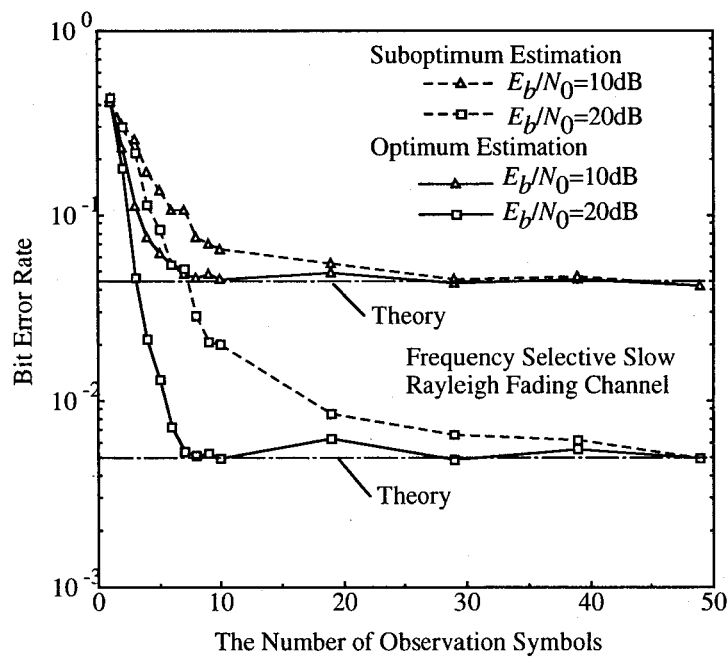


(b) RMS symbol period error

図 6.5: マルチパスフェージング通信路における推定誤差特性



(c) RMS frequency offset error



(d) bit error rate

図 6.5: マルチパスフェージング通信路における推定誤差特性

ルとして、AWGN 通信路および、表 6.1 に示すマルチパスフェージング伝搬路を仮定した。結果は、シンボルタイミングおよびシンボル周期の推定誤差特性は T_s で正規化を行っている。また、周波数オフセット推定誤差は $1/t_s$ で正規化した。

AWGN 伝搬路において、Eq.(6.24) と同様の尤度関数を得ることができる。図 6.4(a)(b)(c) ならびに (d) は、AWGN 通信路における観測シンボル数 (M) に対するシンボルタイミング、シンボル周期ならび周波数オフセットの推定誤差特性を示す。図より、提案方式が有効に動作していることが明らかである。準最適推定と比較して提案最適推定方式は残留誤りを軽減できることがわかる。また、高精度推定のために準最適推定方式では 40 シンボル以上必要であるのに対して、最適推定方式は 10 シンボル程度以下の観測シンボル長で高精度推定が可能である。

図 6.5(a)(b)(c) ならびに (d) は、マルチパスフェージング伝搬路における観測シンボル数 (M) に対するシンボルタイミング、シンボル周期ならび周波数オフセットの推定誤差特性を示す。ここで、表 6.1 で仮定されているマルチパスフェージング伝搬路を仮定しており、遅延広がりは、ガード区間よりも十分小さい。AWGN 通信路における特性と同様に最適推定を行うことにより残留誤りを軽減することができることがわかる。また、最適推定方式では、観測シンボル 10 シンボルで、高精度な推定が可能となることがわかる。

6.6 結言

本章では、直交マルチキャリア変調信号の新しいシンボルタイミング、シンボル周期ならびに周波数オフセットの同時推定方式を提案した。提案方式は、周期定常信号の最尤パラメータ推定に基づき、推定を行っており、付加的なパイロット信号を用いることなく同期推定を行うことが可能である。計算機シミュレーションと理論解析を行った。

理論解析の結果、提案推定法について、周波数オフセット推定誤差による SNR の劣化を最小にする最適ガード区間長が存在することを明らかにした。また、計算機シミュレーションの結果、提案最尤推定法は、 E_b/N_0 が小さい領域において、10 シンボルの OFDM 信号を観測することにより高精度に推定を行うことが可能であることを明らかにした。また、準最適推定法では、より長く信号を観測する必要がある。

第7章

マルチキャリア変調信号の非線形歪み補償方式

7.1 緒言

マルチキャリア変調方式は、第5章で明らかにしたように、複数のサブチャネル信号の和で表されており、その振幅が大きく変動している。そのため、電力増幅器 (HPA: High Power Amplifier) の非線形歪みにより大きく影響を受けるという問題がある^[56, 57, 58, 59]。マルチキャリア変調信号は、多数の変調信号の和であるので、たとえ、それぞれの変調信号が低包絡変調信号であったとしても、マルチキャリア変調信号の振幅は大きく変動する。この振幅変動により、HPA の非線形性により信号が歪み、帯域外輻射とビット誤り率特性の低下を招く。

帯域外輻射は帯域制限が厳しい無線通信システムにおいては、隣接周波数干渉を引き起こすため、大きな問題となる。しかし、マルチキャリア変調信号に関して、文献^[60]においてピーク電力を押さえる方式が提案されている。また、CATV や xDSL システム、あるいは、光ファイバ無線リンクでは、帯域制限がそれほど厳しくないため、大きな問題とはならないと考えられる。そこで、本章では、非線形歪みによる伝送特性の劣化の改善について注目し、検討を行う。

HPA のバックオフを大きくし、線形領域で動作させることにより、非線形ひずみによる伝送特性の劣化を押さえることができる。しかし、バックオフを大きくすると HPA 出力電力が減少し、その結果、HPA の電力効率が低下する。携帯端末や衛星では、消費電力は厳しく制限されているため、HPA のバックオフを大きくすることはできない。そのため、非

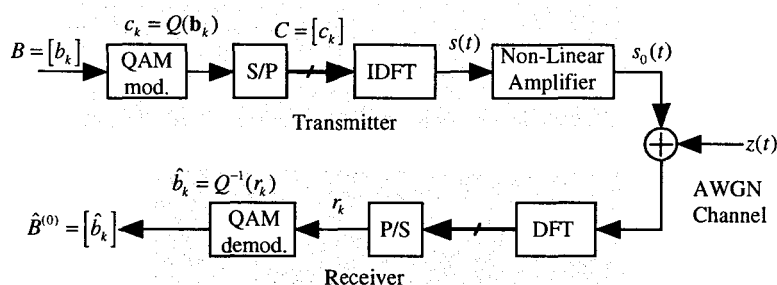


図 7.1: OFDM 送受信機構成

線形歪みを補償するための技術が提案されている。例えば、Postdistortion による非線形歪み補償方式が検討されている [61, 62]。しかし、OFDM 用非線形補償方式に関する研究は現在まで行われていない。

一方、OFDM 信号は、全てのサブチャネルが同期して変調されているため、より高度な信号処理手法を適用することが可能である。そこで、本章では、OFDM に適した新しい非線形補償方式を提案する。提案した OFDM 信号の非線形歪み補償方式は、受信機で最尤判定に基づき復調を行う。受信機では、非線形歪みを受けた送信信号のレプリカ信号を生成し、その信号と、受信信号を比較し、その信号間距離がもっとも短い信号が送信されたと判定する。しかし、最尤系列推定では、キャリア数が多くなると演算量が指数関数的に増大するため、現実的ではなくなる。そこで、演算量を削減するため、ここでは、新しい復調アルゴリズムを提案する。このアルゴリズムは、全てのとりうる系列についてレプリカを生成して、距離計算を行う代わりに、あらかじめ、従来のシンボル毎の判定を行う受信機を用いて仮受信を行い、この結果得られた系列とこの系列と 1 ビットだけ異なる系列だけについて、レプリカを生成し、距離計算を行う。このことにより、演算量を大幅に削減することができる。さらに、この手順を繰り返すことによりさらに、ビット誤り率特性を改善することが可能となる。

7.2 システム構成

図 7.1 に本章で検討する OFDM システムの構成を示す。

まず、

$$B = [b_0, b_1, \dots, b_{KN-1}] = [\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_N], \quad (7.1)$$

系列長 KN ビットの情報系列と定義する。ここで、

$$\mathbf{b}_k = [b_{kN}, b_{kN+1}, \dots, b_{(k+1)N-1}], \quad (7.2)$$

は B の部分系列である。系列 B は、 2^K 値多値変調器 (2^K -ary QAM (quadrature amplitude modulator)) に入力され、変調信号が生成される。 k 番目の変調信号は、次式で定義される。

$$c_k = Q(\mathbf{b}_k), \quad (7.3)$$

ここで、 $Q(\mathbf{b})$ は変調器の入力系列から出力シンボルへのマッピングを表す関数である。変調器出力シンボル、 c_k は、直並列変換器 (S/P: serial to parallel converter) に入力され、 N シンボルが並列に、後段の離散逆フーリエ変換器 (IDFT: Inversed Discrete Fourier Transform) に入力される。IDFT 入力は、次式で定義される。

$$C = [c_0, c_1, \dots, c_{N-1}]. \quad (7.4)$$

IDFT 出力のマルチキャリア変調信号は次式で定義される。

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi f_k t). \quad (7.5)$$

ここで、 t_s IDFT のシンボル長、

$$f_k = \frac{k}{t_s} + f_l, \quad (7.6)$$

は k 番目のサブキャリア周波数、 f_l はサブキャリア周波数のうち最小の周波数である。送信信号 $s(t)$ は、HPA により非線形歪みを受ける。HPA 出力信号は、次式で表される。

$$s_0(t) = g_c(s(t)), \quad (7.7)$$

ここで、

$$g_c(x) = g(|x|)e^{j[\angle x + f(|x|)]}, \quad (7.8)$$

は、HPA の入出力特性関数、 $|x|$ 、 $\angle x$ はそれぞれ x の振幅および位相である。また、 $g(x)$ と $f(x)$ は、HPA の AM/AM 変換特性および AM/PM 変換特性である。

さて、以後の解析では、HPA として固体増幅器 (SSPA: Solid State Power Amplifier) に焦点をあてる。SSPA の場合、AM/PM 変換は小さいので無視でき、AM/AM 変換特性について検討すればよい。このとき、AM/AM 変換特性および AM/PM 変換特性はそれぞれ次式で与えられる^[58]。

$$g(x) = \frac{x}{(1 + x^{2p})^{1/2p}} \quad (7.9)$$

$$f(x) = 0 \quad (7.10)$$

ここで, p は, 線形領域から非線形領域への変換の滑らかさを示すパラメータである. 増幅器の動作点はバックオフで表現される. 入力バックオフと出力バックオフはそれぞれ次のように定義される.

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{i,sat}}{P_i}, \quad (7.11)$$

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{o,sat}}{P_o}, \quad (7.12)$$

ここで, P_i および P_o はそれぞれ, 入力および出力の平均電力, $P_{o,sat}$ は飽和出力電力, $P_{i,sat}$ は飽和点に対応する入力電力を表している.

受信信号は, 次式で与えられる.

$$r(t) = s_0(t) + z(t), \quad (7.13)$$

ここで, $z(t)$ は複素ガウス雑音成分である. 受信信号は, 離散フーリエ変換器 (DFT: Discrete Fourier Transform) に入力される. k 番目のサブキャリアに対応する DFT 出力は, 次式で表される.

$$\begin{aligned} r_k &= \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s} r(t) \exp(-j2\pi kt) dt \\ &= c_k + z_k + u_k, \end{aligned} \quad (7.14)$$

ここで,

$$z_k = \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s} z(t) \exp(-j2\pi kt) dt, \quad (7.15)$$

は, k 番目のサブキャリアの雑音成分, u_k は, 相互変調による歪み成分である.

受信機初段において, シンボル復調器により, 送信系列の復調を行う. 判定器出力を次式で定義する.

$$\hat{\mathbf{b}}_k (= [\hat{b}_{kN}, \hat{b}_{kN+1}, \dots, \hat{b}_{(k+1)N-1}]) = Q^{-1}(r_k), \quad (7.16)$$

ここで, $Q^{-1}(\cdot)$ は, $Q(\cdot)$ に対応するシンボル復調器である. 出力系列は, 次式で与えられる.

$$\hat{B}^{(0)} = [\hat{\mathbf{b}}_0, \hat{\mathbf{b}}_1, \dots, \hat{\mathbf{b}}_N], \quad (7.17)$$

式 (7.16) に基づき判定を行う受信機を「従来型受信機」と呼ぶことにする.

従来型受信機では, 相互変調歪み成分 u_k は, 雑音として働き, ビット誤り率特性を低下させる. しかし, u_k は, $C = [c_0, \dots, c_{N-1}]$ の関数であるので, u_k の情報を用いて判定を行うことができれば, 非線形歪みによる特性劣化を効果的に補償することが可能となる.

7.3 最尤推定を用いた非線形補償方式

そこで、本節では、最尤判定に基づく非線形歪み補償法を提案する。式(7.14)の u_k が判定に用いられるため、非線形歪みによるビット誤り率と補償が効果的に行える。

ここで、 $\hat{s}_0(t; B)$ を B が送信されたときの送信信号のレプリカであると定義し、

$$\hat{r}_k(B) = \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s} \hat{s}_0(t; B) \exp(-j2\pi kt) dt, \quad (7.18)$$

を $\hat{s}_0(t; B)$ に対応する受信信号のレプリカであると定義する。ここで、 $\hat{r}_k(B)$ は、 B が送信されたときの式(7.14)の $c_k + u_k$ に対応している。最尤判定器では、まず、取りうる全ての系列についてレプリカを生成し、尤度関数を計算する。通信路がAWGN (Additive White Gaussian Noise) 通信路であると仮定すれば、尤度関数は、次のユークリッド距離で定義することができる。

$$d(B) = \sum_{k=0}^{N-1} |r_k - \hat{r}_k(B)|^2. \quad (7.19)$$

最尤判定器はこのユークリッド距離が最小となる \hat{B} が送信されたと判定する。すなわち、次式を満足する \hat{B} が送信されたと判定する。

$$d(\hat{B}) = \min_B d(B). \quad (7.20)$$

最尤判定はビット誤り率を最小とする意味で最適な判定であるが、サブキャリア数および変調多値数の増加とともに演算量が指数関数的に増大する。もし、 2^K 値多値変調方式がサブキャリア変調方式として用いられたとすれば、式(7.19)を 2^{KN} 回計算する必要がある。このことから、 KN が大きくなると、計算が不可能となる。

そこで、演算量を削減するため、ここでは、新しい補償法を提案する。提案方式では、全ての系列について式(7.19)を提案する代わりに、「従来型受信機」により受信された系列とその系列から1ビットだけ異なる系列を用いて判定を行う。

提案非線形歪み補償方式のブロック図と補償手順を図7.2並びに図7.3に示す。図7.2では、受信信号はまず、前節で説明した従来型受信機で復調される。復調された系列 $\hat{B}^{(0)}$ は系列生成器に入力され、 $\hat{B}^{(0)}$ と1ビットだけ異なる系列が生成される。系列 $B_m^{(+1)}$ は、系列 $\hat{B}^{(0)}$ と m 番目のビットだけが異なる系列とする。生成された系列 $B_m^{(+1)}$ と従来型受信機により生成された系列 $\hat{B}^{(0)}$ は、送信機モデルにそれぞれ入力される。送信機モデルは、前節で説明した送信機と同一の入出力特性をもつと仮定する。送信機モデル出力信号は、 $B_m^{(+1)}$ あるいは $\hat{B}^{(0)}$ に対応する受信信号のレプリカが生成される。比較器は、受信信号 $r_k(B_m^{(+1)})$ あるいは

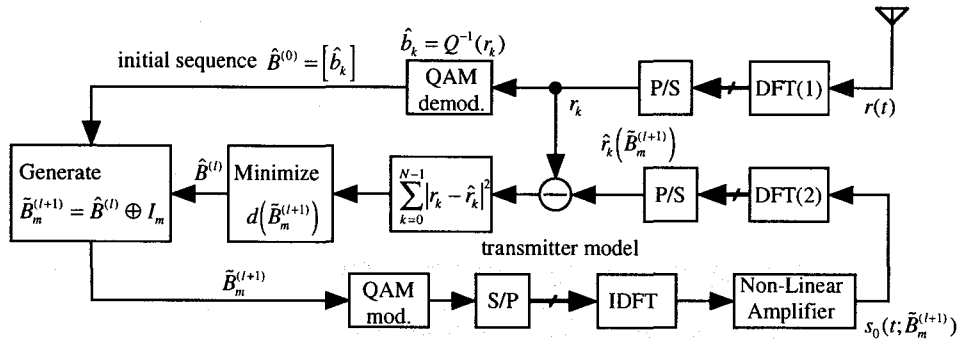


図 7.2: 提案非線形補償器の構成

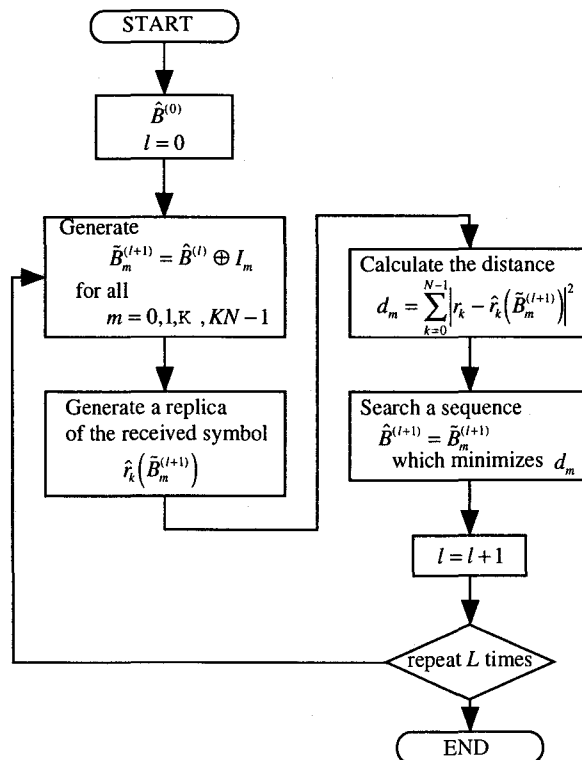


図 7.3: 補償手順

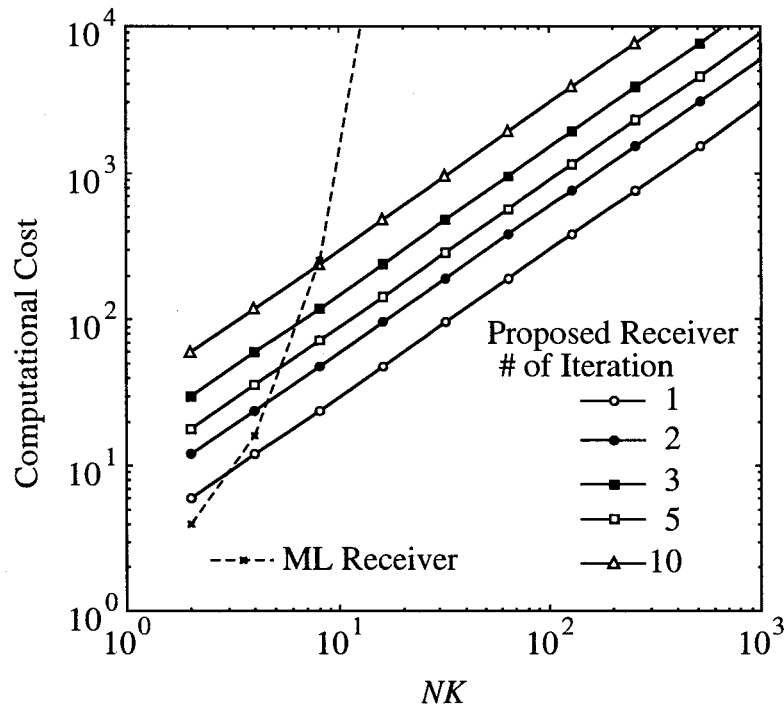


図 7.4: 提案非線形補償の演算量

$r_k(\hat{B}^{(0)})$ と r_k とのユークリッド距離を比較し、最小なユークリッド距離をもつ系列が選択される。

選択された系列は最尤判定結果ではない。しかし、系列として、もともとの系列よりもユークリッド距離が短いものが選択されるので、よりよい系列を選択する可能性があり、もともとの系列よりも悪くなることはない。

このようにして、選ばれた系列 $\hat{B}^{(1)}$ を再び系列生成器に入力し、 $\hat{B}^{(1)}$ と一ビットだけ異なる系列 $B_m^{(2)}$ を生成して、前記の判定手順を繰り返すことにより、ビット誤り率特性をさらに改善することができる。図 7.3 より、 $(l+1)$ 回目の補償において l 番目の判定結果 $\hat{B}^{(l)}$ から、 $B_m^{(l+1)}$ を生成し、受信信号との距離を比較し最も距離が短いものを選択する。この手順を繰り返すことによりビット誤り率を改善することが可能となる。

提案非線形歪み補償方式はもはや最適ではない。しかし、提案方式では、式 (7.19) の計算は $KN + 1$ 回だけでよいため、系列数が増加しても実現することができる。図 7.4 OFDM 1 シンボル当たりのビット数 NK に対する演算量を示す。ここで、演算量は、OFDM 1 シンボル当たりに必要な DFT 演算の回数である。最尤推定の場合、 NK の増加に伴い演算量

は指数関数的に増大する。しかし、提案方式では、演算量は NK に比例して増加するだけであり、特に NK が大きい領域では演算量を大きく削減することができるがわかる。

7.4 理論解析

ここでは、最尤判定による非線形補償方式のビット誤り率特性の理論解析を行う。式 (7.5) で表される OFDM 信号 $s(t)$ は、複数のサブキャリア信号の和であるので、中央極限定理により $s(t)$ は、電力密度スペクトル

$$W(f) = \begin{cases} \frac{P_i}{B}; & |f| \leq B/2 \\ 0; & |f| > B/2 \end{cases}, \quad (7.21)$$

を持つガウス過程とみなすことができる。ここで、 $B = N/t_s$ は信号の帯域幅である。

文献^[57]より、このような信号を非線形 HPA に入力したとき、出力信号の希望信号成分は、次式で与えられる。

$$W_1(f) = A_1 W(f), \quad (7.22)$$

ここで、

$$A_1 = \left| \frac{1}{2\sigma_i} \int_0^\infty \rho^2 e^{-\rho^2/2} g(\sigma_i \rho) e^{jf(\sigma_i \rho)} d\rho \right|^2, \quad (7.23)$$

$\sigma_i = \sqrt{P_i}$ である。また、非線形 HPA 出力信号の 3 次相互変調成分は、次式で与えられる。

$$W_3(f) = A_3 (W \otimes W \otimes W)(f), \quad (7.24)$$

ここで、

$$A_3 = \frac{1}{8} \left| \frac{1}{\sigma_i^3} \int_0^\infty \rho^2 \left(\frac{\rho^2}{2} - 2 \right) e^{-\rho^2/2} g(\sigma_i \rho) e^{jf(\sigma_i \rho)} d\rho \right|^2. \quad (7.25)$$

である。相互変調歪み成分は、式 (7.14) における u_k に対応している。

非線形補償を行わない場合、3 次相互変調成分は、雑音として働く。従って、実効信号対雑音比 (SNR: Signal-to-Noise power Ratio) は次式で与えられる。

$$\gamma_{\text{effect}} = \frac{W_d(f)}{N_0 + W_3(f)}, \quad (7.26)$$

ここで、 N_0 は、AWGN 成分の片側電力スペクトル密度である。

次に、最尤判定を行った場合について検討する。OFDM 信号の m 番目のサブチャネル信号の電力密度スペクトルを $W_m(f)$ 、残りの信号成分の電力密度スペクトルを $W_-(f)$ と定義

表 7.1: システムパラメータ

the number of subcarriers	$N = 32$
Modulation format	QPSK ($K = 2$) 16QAM ($K = 4$)
SSPA parameter	$p = 3$

すると、OFDM 信号スペクトルは次式となる。

$$W(f) = W_m(f) + W_-(f). \quad (7.27)$$

ここで、式 (7.27) を式 (7.22) と式 (7.24) に代入し、 m 番目のサブチャネルの判定に寄与する信号成分を集めると、有効信号成分の電力密度スペクトルを求めることができる。

$$W_{\text{ML}}(f) = A_1 W_m(f) + 3A_3 (W_- \otimes W_- \otimes W_m)(f). \quad (7.28)$$

従って、この場合の有効 SNR は次式で求められる。

$$\gamma_{\text{effect}}^{(\text{ML})} = \frac{t_s \int_{-B/2}^{B/2} W_{\text{ML}}(f) df}{N_0}. \quad (7.29)$$

各サブチャネルの変調方式として QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) が用いられたとすると、ビット誤り率は、次式で近似することができる。

$$P_b \sim \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{\text{effect}}}{2}} \right). \quad (7.30)$$

7.5 解析結果

ここでは、前節で求めた理論解析に基づいた数値解析と計算機シミュレーションを行い、提案非線形歪み方式の効果を明らかにする。表 7.1 に、解析の諸元を示す。解析では、送信機の HPA と受信機の HPA モデルの非線形特性は同一であるとし、同一のバックオフレベルで動作させる者とする。計算機シミュレーションは AWGN 通信路を仮定し、5000 回のシミュレーションを行った。

図 7.5 に 32 キャリヤ QPSK の E_b/N_0 に対するビット誤り率特性を示す。ここでは、入力バックオフを 0dB とした。2 つの点線は、非線形歪み補償をしない場合の、非線形歪みを受けた場合と受けない場合のビット誤り率の理論値である。また、一点鎖線は、最尤判定によ

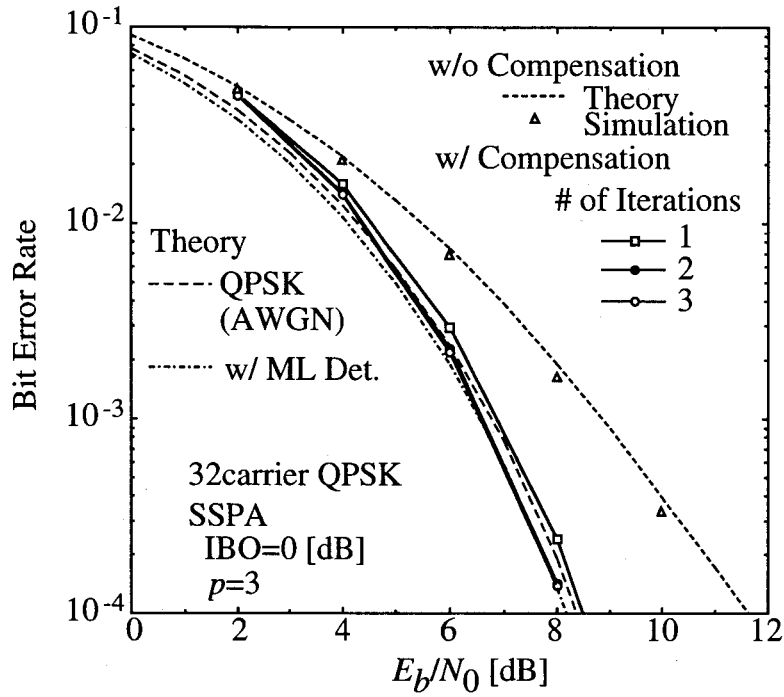


図 7.5: 提案非線形補償器のビット誤り率特性

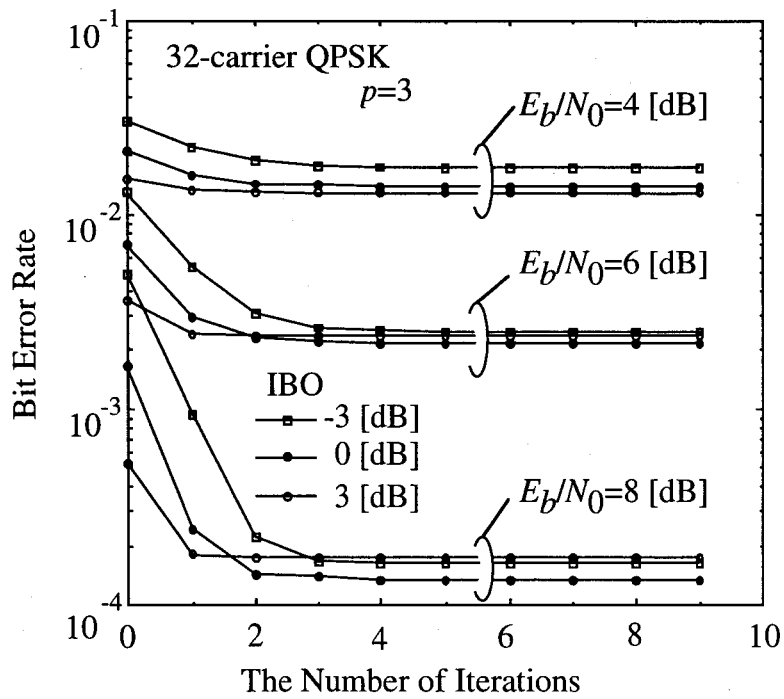


図 7.6: 補償回数に対するビット誤り率特性

る非線形歪み補償を行った場合の理論誤り率である。図より、提案方式は、SSPAによる非線形歪みを補償でき、補償を繰り返すことにより最尤判定受信機の理論ビット誤り率に近づくことがわかる。

次に、必要な補償回数を調べるため、提案方式の補償回数に対するビット誤り率特性を図7.6に示す。もし、入力バックオフが $3dB$ であれば、1回の補償で十分効果的な補償が可能である。また、入力バックオフが $-3dB$ の飽和領域においても、提案方式における補償を3回繰り返すことにより十分な補償が可能となることがわかる。

図7.7に、入力バックオフに対するビット誤り率特性を示す。図において $E_b/N_0 + OBO = 8dB$ と仮定している。ここで、 $E_b/N_0 + OBO$ は、送信HPAを飽和点で動作させた場合の最大 E_b/N_0 を表している。非線形歪み補償をしない場合、最適入力バックオフは $0dB$ である。しかし、非線形歪み補償を行うことにより、最適入力バックオフを $-6dB$ とすることができる。従って、提案非線形歪み補償方式を適用することによりHPAを飽和点により近い領域で動作させることができ、送信機の電力効率を向上させることが可能となる。さらに、入力バックオフが $-3dB$ よりも大きい領域では、最尤判定による補償のビット誤り率の理論解析結果とよく一致しており、提案方式が効果的に非線形歪み補償を行うことができることがわかる。

次に、SSPAのパラメータ p の変化に対するビット誤り率特性を図7.8に示す。図において、 $E_b/N_0 = 8dB$ 、 $IBO = 0dB$ と仮定した。提案補償方式は、SSPAのパラメータ p が変化しても非線形歪みによる特性劣化を補償することが可能であり、さらに、最尤判定補償器を用いた場合の理論解析結果とよく一致していることがわかる。

さて、以上の解析では、送信機のHPAと受信機のHPAモデルの入出力特性およびバックオフレベルは同一であると仮定した。しかし、実際には、送受信機のHPAの入出力特性やバックオフレベルを一致させることは困難であり、これらの特性のずれが、補償特性を劣化させると考えられる。そこで、図7.9に、入力バックオフレベルの誤差に対するビット誤り率特性を示す。送受信機のHPAの入出力特性は同一であると仮定した。この場合、入力バックオフの誤差が大きくなるにつれてビット誤り率特性が劣化している。しかし、この劣化は非線形歪みによる劣化に比較すればそれほど大きなものではなく許容できる。次に、非線形増幅器のパラメータ p の誤差に対するビット誤り率特性を図7.10に示す。提案方式は、 p の誤差に対してはほとんど影響を受けない。このことから、提案方式は、演算量の観点からだけでなく、精度の面からも実現可能なものであることがわかる。

32キャリア16QAMを適用した場合の E_b/N_0 に対するビット誤り率特性を図7.11に示す。

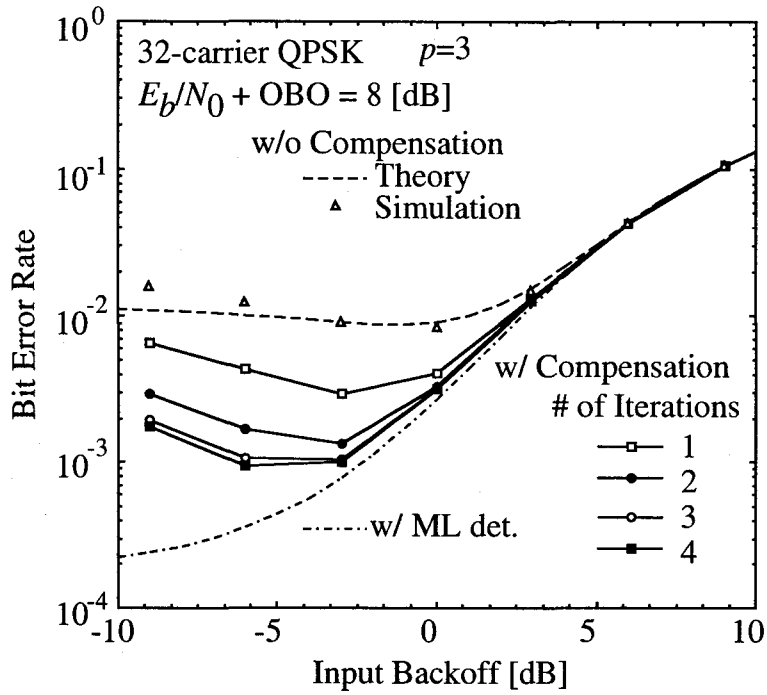
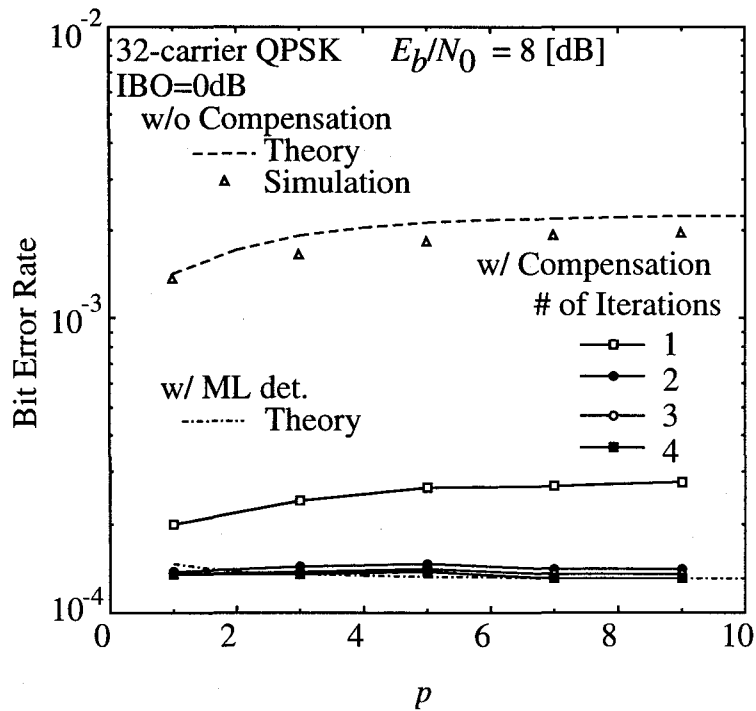


図 7.7: 入力バックオフに対するビット誤り率特性

図 7.8: SSPA のパラメータ p の変化に対するビット誤り率特性

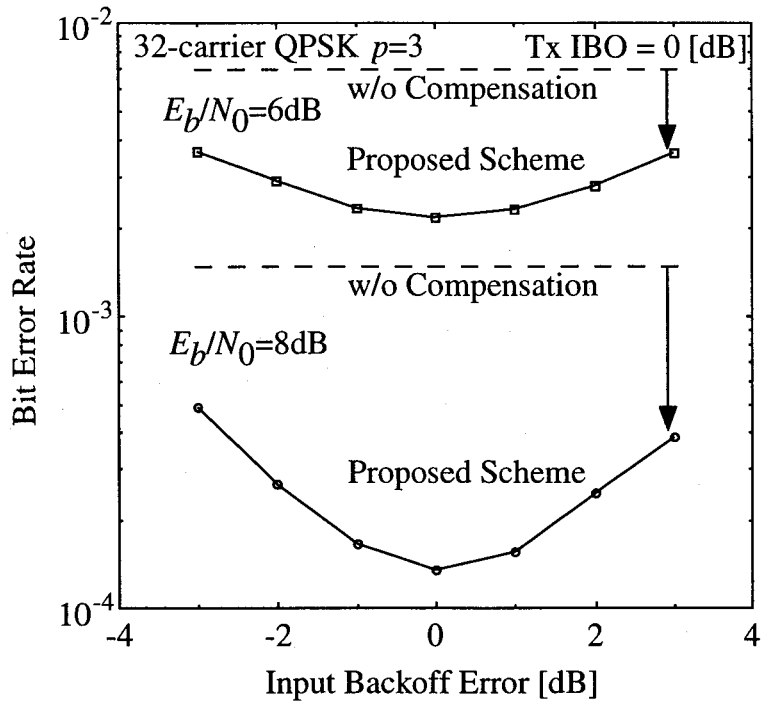


図 7.9: 送受信機間の入力バックオフ誤差に対するビット誤り率特性

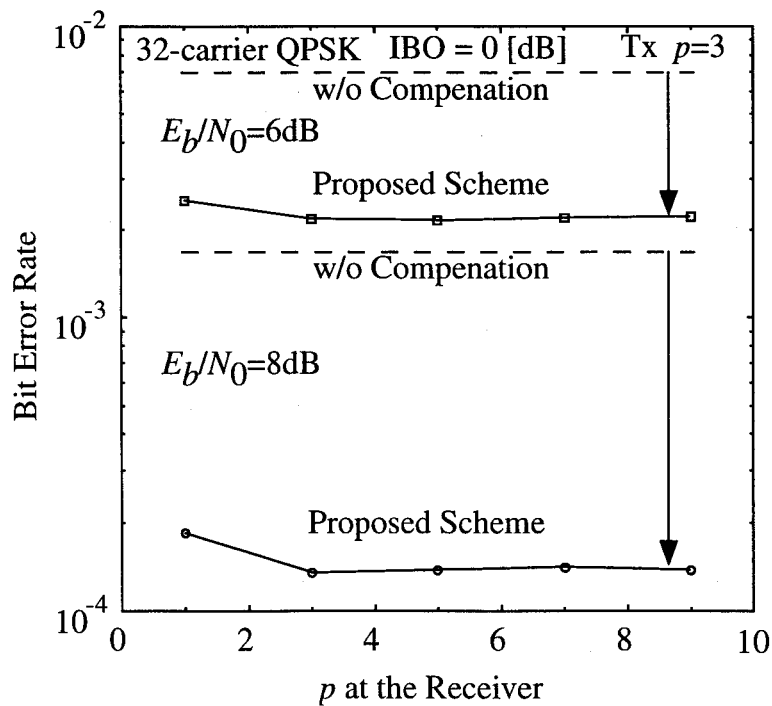


図 7.10: SSPA のパラメータ p の誤差に対するビット誤り率特性

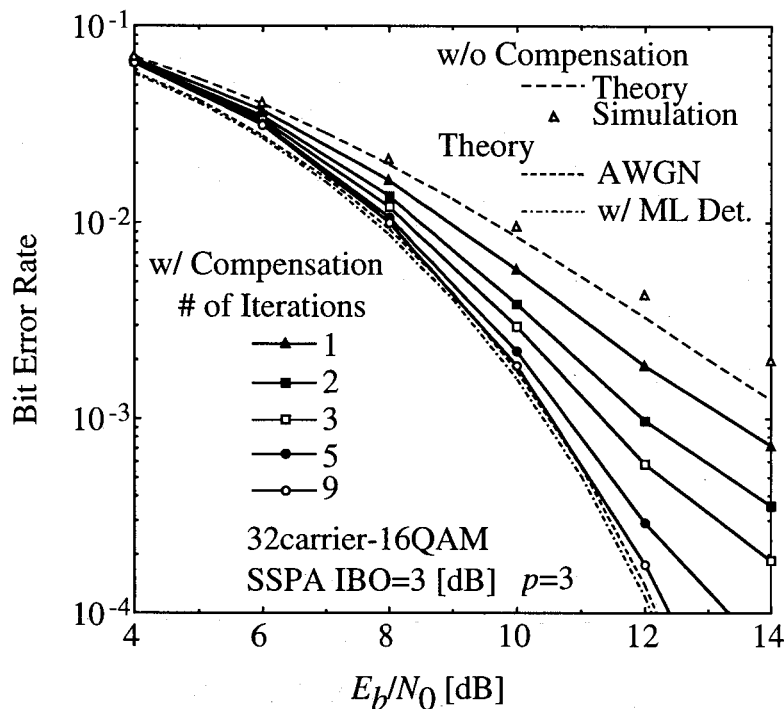


図 7.11: 16QAM のビット誤り率特性

ここでは、入力バックオフを 3dB と仮定した。提案方式のビット誤り率特性は QPSK のときの解析と同様に理論誤り率とよく一致している。16QAM の場合においても提案方式は効果的にビット誤り率の補償を行うことが可能であることがわかる。

7.6 結言

本章では、最尤系列推定に基づく直交マルチキャリア変調方式の非線形歪み補償方式を提案した。ここでは、最尤系列推定で問題となる演算量を削減するため、提案方式では、準最適な系列推定アルゴリズムを適用した。

理論解析と計算機シミュレーションを行い、提案方式が非線形歪み補償方式として有効であることを示した。また、提案方式を繰り返し適用することにより、さらにビット誤り率特性を改善することができることを明らかにした。さらに、提案方式は、受信機の非線形増幅器モデルの誤差にそれほど影響されないことを明らかにした。

本研究では、32 キャリヤ QPSK と 16QAM についてのみ検討し、また、SSPA につい

でのみ検討を行った。さらに多くのキャリア数，進行波管増幅器 (TWTA: Travelling Tube Amplifier) のように AM/PM 変換のある非線形増幅器について検討をさらに行う必要があるが，提案方式は，このような状況においても有効な方式となると考えられる。

第 8 章

結論

本論文は、高速かつ高品質なデジタル伝送を移動通信において実現するため、次の3つの項目について行った研究成果をまとめたものである。

- 一様フェージングの受信信号振幅のレベル変動による伝送特性の劣化を補償するための符号化変調方式の提案
- 周波数選択性フェージングによる伝送特性の著しい劣化を補償するための系列推定等化器の検討
- 周波数選択性フェージング環境においてより高速なデジタル伝送を行うためのマルチキャリア変調方式の検討

以下、これらについての研究で得られた結果を総括して述べる。

- 一様フェージング環境下で動作するブロック符号化変調方式において、非線形計画法を用いてビット誤り率上界を最小にする信号点探索法を提案した。計算機シミュレーションにより、提案設計法により設計したブロック符号化変調方式がレイリーフェージングによる伝送特性の劣化を大きく改善できる有効な方式であることを明らかにした。
- フェージング伝搬路にブロック符号化変調方式を適用する場合に必要な伝搬路特性の推定方式として、カルマン推定により伝搬路の複素振幅変動の推定を行うブロック符号化変調方式と、差動符号化ブロック符号化変調方式の提案を行った。また、伝搬路の複素振幅変動の推定値に誤差が含まれている場合のブロック符号化変調方式のビット誤り率の上界を導出し、導出した上界および計算機シミュレーションによりピッ

ト誤り率特性の解析を行った。これらの解析結果より、導出したビット誤り率の上界は計算機シミュレーション結果とよく一致しており、導出した上界が伝搬路の推定を含めたビット誤り率特性の評価法として有効であること、ならびに提案ブロック符号化変調方式がレイリーフェージング伝搬路において有効に動作することが明らかにした。

- TDMA 通信において、バースト先頭と末尾に設けたトレーニング系列を用いて伝搬路のインパルス応答の推定を行い、これらの2点で推定したインパルス応答を1次内挿することにより伝搬路の高速変動に追従した高精度伝搬路推定を行う方式を提案し、さらに、推定インパルス応答を遅延判定帰還型最ゆる復号法に適用して陸上移動通信の周波数選択性フェージングの補償を行う方式を提案し、QPSK 変調方式で 512 kbit/s の TDMA 伝送を行う場合の補償特性および、トレーニング系列長について検討した。計算機シミュレーションの結果、提案方式が、遅延広がり変調信号パルス幅が数シンボル程度の周波数選択性フェージング補償対策として有効であることを明らかにした。
- マルチキャリア変調方式のマルチパスフェージング伝搬路におけるビット誤り率を理論的に導出し、理論式と計算機シミュレーション結果を比較して、理論解析が有効であることを示した。次にこの理論式を用いて、キャリア数およびガード区間長に対するビット誤り率特性を解析し、キャリア数およびガード区間長には最適値が存在することを明らかにした。
- 周期定常信号の最尤パラメータ推定に基づき、直交マルチキャリア変調信号の新しいシンボルタイミング、シンボル周期ならびに周波数オフセットを同時に推定する方式を提案した。計算機シミュレーションと理論解析を行った結果、既知パイロット信号を用いることなく、10 シンボル観測するだけで非常に高精度な同期推定が可能となることを明らかにした。また、ガード区間長には最適値が存在することを明らかにした。
- 最尤系列推定に基づく直交マルチキャリア変調方式の非線形歪み補償方式を提案した。最尤系列推定で問題となる演算量を削減するため、提案方式では、準最適な系列推定アルゴリズムを適用した。理論解析と計算機シミュレーションを行い、提案方式が非線形歪み補償方式として有効であることを示した。また、提案方式を繰り返し適用することにより、さらにビット誤り率特性を改善することができることを明らかにした。また、提案方式は、受信機の非線形増幅器モデルの誤差にそれほど影響されないことを明らかにした。

参考文献

- [1] 郵政省（編）：“通信白書 平成9年度版”，大蔵省印刷局（1997）.
- [2] “<http://www.nw.com/>:Internet Domain Survey”.
- [3] 斉藤, 立川（編）：“移動通信ハンドブック”，オーム社（1995）.
- [4] 奥村, 進士：“移動通信の基礎”，電子情報通信学会（1986）.
- [5] W. C. Y. Lee: “Mobile Communications Engineering”, McGraw-Hill (1982).
- [6] W. C. Jakes: “Microwave mobile communications”, IEEE Press (1974).
- [7] W. Y. Lee: “Mobile Communications Engineering”, McGraw-Hill (1982).
- [8] J. G. Proakis: “Digital Communications, third edition”, McGraw-Hill (1995).
- [9] 宮垣, 森永, 滑川：“移動体データ伝送における誤り訂正符号, インタリービング, ダイバーシチ合成複合対策効果”, 信学論 (B), **J67-B**, 6, pp. 599-606 (1984).
- [10] 笠原：“符号化変調方式 [II]—デジタル変調方式と誤り訂正符号の統合—”, 信学誌, **72**, 2, pp. 217-226 (1989).
- [11] G. Ungerboeck: “Trellis-coded modulation with redundant signal sets”, IEEE Commun. Mag., **25**, 2, pp. 5-11 (1987).
- [12] D. Divsalar and M. K. Simon: “The design of trellis coded mpsk for fading channels: Performace criteria”, IEEE Trans. Commun., **36**, 9, pp. 1004-1026 (1988).
- [13] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane and M. K. Simon: “Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications”, Macmillan (1991).

- [14] 福島：“非線形計画法(2)”, BASIC 数学, **24**, 9, pp. 63-69 (1991).
- [15] 大鐘：“CMA アダプティブアレーによる多重伝搬路歪の補償”, 移動通信ワークショップ, pp. 25-30 (1988).
- [16] 大鐘：“陸上移動通信における多重波伝搬ひずみとその保証方法に関する研究”, PhD thesis, 北海道大学 (1995).
- [17] 中嶋, 三瓶：“判定帰還形適応等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性”, 信学論 (B-II), **J72-B-II**, 10, pp. 515-523 (1994).
- [18] 三瓶：“デジタル陸上移動通信のための適応等化器”, 電波研季報, **3**, 167, pp. 93-130 (1987).
- [19] 堀越 (編)：“デジタル移動通信のための波形等化技術”, トリケップス (1996).
- [20] G. D.：“Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference”, IEEE Trans. Inf. Theory, **IT-18**, 3, pp. 363-378 (1972).
- [21] G. Ungerboeck: “Adaptive maximum likelihood receiver for carrier modulated data transmission systems”, IEEE Trans. Commun., **COM-22**, 5, pp. 624-636 (1974).
- [22] R. D’Avena and L. Moreno: “An adaptive MLSE receiver for TDMA digital mobile radio”, IEEE J. Sel. Areas Commun., **7**, 1, pp. 122-129 (1989).
- [23] J. A. C. Bingham: “Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come”, IEEE Commun. Magazine, **28**, 5, pp. 5-14 (1990).
- [24] M. Okada, S. Hara and N. Morinaga: “Bit error rate performances of orthogonal multicarrier modulation radio transmission systems”, IEICE Trans. Commun., **E76-B**, 2, pp. 113-119 (1993).
- [25] S. Hara, M. Mouri, M. Okada and N. Morinaga: “Transmission performance analysis of multi-carrier modulation in frequency selective fast rayleigh fading channel”, Wireless Personal Communications (Kluwer Academic Publishers), **2**, pp. 335-356 (1996).
- [26] S. Stein and J. J. Jones: “現代の通信回線理論—データ通信への応用”, 森北出版 (1970).

- [27] 高井, 真鍋: “高分解能化パルス圧縮法による遅延プロフィールを用いた室内伝搬構造の解析”, 信学技報, **RCS 90-39**, (1991).
- [28] 守山, 水野, 永田, 古谷, 神谷, 服部: “多重路伝搬特性測定による室内伝搬環境の検討”, 信学技報, **RCS 90-57**, pp. 17-24 (1991).
- [29] 今井: “符号理論”, 電子情報通信学会 (1990).
- [30] S. Lin, D. J. Costello Jr. and M. J. Miller: “Automatic-repeat-request error control schemes”, IEEE Commun. Magazine, **22**, 12, pp. 5-17 (1984).
- [31] W. Webb and L. Hanzo: “Modern Quadrature Amplitude Modulation”, IEEE Press (1994).
- [32] 三瓶: “陸上移動通信用 16QAM のフェージングひずみ補償方式”, 信学論 (B-II), **J72-B-II**, 1, pp. 7-15 (1989).
- [33] 岡田, 三瓶: “内挿型伝搬路推定法を用いた ddfse 等化器の周波数選択性フェージング補償特性”, 信学論 (B-II), **J73-B-II**, 11, pp. 727-735 (1990).
- [34] 吉田, 池上, 竹内: “耐多重波変復調方式について”, 信学論, **J73-B-II**, 11, pp. 668-674 (1990).
- [35] M. Okada, S. Hara and N. Morinaga: “Bit error rate performances of orthogonal multi-carrier modulation radio transmission system”, IEICE Trans. Commun., **E76-B**, 2, pp. 113-119 (1993).
- [36] 笹岡, 加藤: “デジタル陸上移動通信における時間拡散変復調方式”, 信学論 (B-II), **J75-B-II**, 1, pp. 17-26 (1992).
- [37] M. Schwartz, W. R. Bennet and S. Stein: “Communication systems and techniques”, McGraw-Hill (1966).
- [38] A. Duel and C. Heegard: “Delayed decision feedback sequence estimation”, IEEE Trans. Commun., **37**, 5, pp. 428-436 (1989).
- [39] M. L. Doelz, E. T. Heald and D. L. Martin: “Binary data transmission techniques for linear systems”, Proc. IRE, **45**, 5, pp. 565-661 (1957).

- [40] R. W. Chang: "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission", *Bell System Technical Journal*, **45**, 10, pp. 1775–1796 (1966).
- [41] B. R. Saltzberg: "Performance of an efficient parallel data transmission system", *IEEE Trans. Commun.*, **15**, 6, pp. 805–811 (1967).
- [42] S. B. Weinstein and P. M. Ebert: "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform", *IEEE Trans. on Commun.*, **19**, 5, pp. 628–634 (1971).
- [43] B. Hirosaki: "An orthogonality multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform", *IEEE Trans. Commun.*, **29**, 7, pp. 982–989 (1981).
- [44] I. Kalet: "The multitone channel", *IEEE Trans. Commun.*, **37**, 2, pp. 119–124 (1989).
- [45] T. Yoshida, S. Komaki and K. Morita: "System design and new techniques for an over-water 100 km span digital radio", *Proc. IEEE International Conference on Commun. (ICC'83)*, Vol. 2, pp. 664–670 (1983).
- [46] H. Ohtsuka, Y. Saito and S. Komaki: "Super multi-carrier trellis coded 256 qam digital microwave radio", *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '88)*, Vol. 1, pp. 244–249 (1988).
- [47] J. S. Chow, J. Tu and J. M. Cioffi: "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, **9**, 6, pp. 895–908 (1991).
- [48] B. L. Floch, R. Halbert-Lassalle and D. Castelain: "Digital sound broadcasting to mobile receivers", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, **35**, 3, pp. 493–503 (1989).
- [49] A. Chini, M. S. El-Tanany and S. A. Mahmoud: "High rate atm packet transmission over indoor radio channels", *Proc. of IEEE VTC '95*, pp. 195–199 (1995).
- [50] "<http://www.infowin.org/ACTS/RUS/PROJECT/ac228.htm>: AC 228 AWACS (ATM Wireless Access Communication System)".

- [51] M. Mouri, M. Okada, S. Hara, S. Komaki and N. Morinaga: "Joint symbol-timing and frequency offset estimation scheme for multi-carrier modulation system (in japanese)", Technical Report of IEICE, **RCS95-70**, pp. 9-16 (1995).
- [52] F. Daffara and O. Adami: "A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques", Proc. of IEEE VTC '95, pp. 804-809 (1995).
- [53] T. Keller and L. Hanzo: "Orthogonal frequency division multiplex synchronisation techniques for wireless local area networks", Proc of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '96), Vol. 3, pp. 963-967 (1996).
- [54] W. A. Gardner: "Cyclostationarity in Communications and Signal Processing", IEEE PRESS (1994).
- [55] W. A. Gardner and C. M. Spooner: "Detection and source location of weak cyclostationary signals: Simplifications of the maximum-likelihood receiver", IEEE Trans. Commun., **41**, 6, pp. 905-916 (1993).
- [56] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude: "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", IEEE Commun. Mag., **33**, 2, pp. 100-109 (1995).
- [57] O. Simbo: "Transmission Analysis in Communication Systems", Computer Science Press (1988).
- [58] G. Santella and F. Mazzenga: "A model for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of non-linear distortions", Proc. of IEEE VTC '95, pp. 830-834 (1995).
- [59] M. Nagatsuka, A. Tsuzuku and H. Fukuchi: "Effect of restrictions on instantaneous power of OFDM signal", Trans. Inst. Electron. Inf. Commun. Eng. B-II, **J78B-II**, 6, pp. 471-474 (1995).
- [60] S. Tomisato and H. Suzuki: "Multicarrier transmission system with low peak power for high bit-rate digital mobile radio communications", Proc. of the 1996 Commun. Society Conf of IEICE, **1**, SB-3-4, pp. 549-550 (1996).

- [61] L. D. Quach and S. P. Stapleton: "A postdistortion receiver for mobile communications", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, **42**, 4, pp. 604–616 (1994).
- [62] G. Satoh: "nonlinear compensation techniques for analog optical transmission systems", *IEICE Technical Report*, **OMI96-7**, pp. 33–38 (1996).

本論文に関する原著論文

学会論文

1. 岡田 実, 三瓶政一: “内挿型伝搬路推定法を用いた DDFSE 等化器の周波数選択性フェージング補償特性,” 電子情報通信学会論文誌 B-II, J73-B-II, 11, pp.727-735, (1990年11月).
2. Minoru Okada, Shinsuke Hara, and Norihiko Morinaga: “Bit Error Performance of Orthogonal Multicarrier Modulation Radio Transmission Systems,” IEICE Trans. Commun., E76-B, 2, pp.113-119, (1993年2月).
3. 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “フェージング下におけるブロック符号化変調の一信号設計法,” 電子情報通信学会論文誌 B-II, J-77-B-II, 6, pp.277-287, (1994年6月).
4. 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “レイリーフェージング下におけるブロック符号化変調方式の誤り率特性,” 電子情報通信学会論文誌 B-II, J78, 7, pp. 483-491, (1995年7月).
5. Minoru Okada, Shinsuke Hara, Shozo Komaki, and Norihiko Morinaga: “An Application of Simulated Annealing to the Design of Block Coded Modulation,” IEICE Trans. Commun., E79-B, 1, pp.88-91, (1996年1月).
6. Minoru Okada, Hideki Nishijima, and Shozo Komaki: “A Maximum Likelihood Decision Based Nonlinear Distortion Compensator for Multi-Carrier Modulated Signals,” IEICE Trans. Commun., (Submitted).

国際会議

1. Minoru Okada, Shinsuke Hara, and Norihiko Morinaga : "Wideband Indoor Radio System Using Orthogonal Multicarrier Modulation," 1992 IEEE International Conference on Systems Engineering, pp.457-462, (1992年9月) .
2. Minoru Okada, Shinsuke Hara, and Norihiko Morinaga : "A Design of Block Coded Modulation Scheme in Multipath Fading Channels," The fourth International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC '93), pp.254-258, (1993年9月) .
3. Minoru Okada, Shinsuke Hara, and Norihiko Morinaga : "A Novel Concatenated Block Coded Modulation Scheme in Rayleigh Fading Channel," 994 IEEE 44th Vehicular Technology Conference, pp.967-971, (1994年6月) .
4. Minoru Okada, Shinsuke Hara, Shozo Komaki, and Norihiko Morinaga : "An Optimum Block Coded Modulation Scheme for Vector Quantization Communication System," 1995 IEEE 45TH Vehicular Technology Conference, pp.639-643, (1995年7月) .
5. Minoru Okada, Masutada Mouri, Shinsuke Hara, Shozo Komaki, and Norihiko Morinaga : "A Maximum Likelihood Symbol Timing, Symbol Period and Frequency Offset Estimator for Orthogonal Multi-Carrier Modulation Signals," ICT'96 (International Conference on Telecommunications), pp. 596-601, (1996年4月) .
6. Hideki Nishijima, Minoru Okada, Shozo Komaki : "A Sub-Optimum Non-Linear Distortion Compensation Scheme for Orthogonal Multi-Carrier Modulation Systems," The Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC '96, pp.45-48, (1996年10月) .
7. Minoru Okada, Shinsuke Hara, Shozo Komaki, and Norihiko Morinaga : "Optimum Synchronization of Orthogonal Multi-carrier Modulated Signals," The Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC '96, pp. 863-867, (1996年10月) .

研究会発表

1. 岡田 実, 三瓶政一: “遅延判定帰還型最尤復号法 (DDFSE) による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性,” 電子情報通信学会技術報告, RCS89-54, pp. 43-48, (1990年1月).
2. 山根一泰, 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “マルチキャリア変調による室内高速無線データ伝送特性,” 電子情報通信学会技術報告, RCS91-19, pp. 7-11, (1991年7月).
3. 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “マルチキャリア変調無線伝送方式における誤り率特性についての一検討,” 電子情報通信学会技術報告, RCS91-44, pp.19-24, (1991年11月).
4. 福井 潔, 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “マルチパスフェージング下におけるブロック符号化変調方式の信号設計,” 電子情報通信学会技術報告, IT92, 47, pp. 45-48, (1992年7月).
5. 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “マルチパスフェージング下におけるブロック符号化変調方式の誤り率上界,” 電子情報通信学会技術報告, RCS92-94, pp.59-64, (1992年11月).
6. 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “マルチパスフェージング下におけるブロック符号化変調方式のビット誤り率特性,” 電子情報通信学会技術報告, RCS92-113, pp.85-90, (1993年1月).
7. Minoru Okada, Shinsuke Hara, Shozo Komaki, and Norihiko Morinaga: “A New Maximal Likelihood Decision Scheme for Block Coded Modulation in Fading Channels,” 第16回情報理論とその応用シンポジウム, pp.503-506, (1993年10月).
8. 毛利益忠, 岡田 実, 原 晋介, 小牧省三, 森永規彦: “マルチキャリア信号のシンボル同期・周波数オフセット同時推定方式,” 電子情報通信学会技術報告 (RCS95), RCS95-70, pp. 9-16, (1995年9月).
9. 西島英記, 岡田 実, 小牧省三: “直交マルチキャリア変調受信機の伝送実験,” 電子情報通信学会技術報告, RCS95-104, , pp.39-44, (1995年11月).

10. 岡田 実, 原 晋介, 小牧省三, 森永規彦: “マルチキャリア変調信号の最尤シンボルタイミング・周波数オフセット推定方式,” 電子情報通信学会技術報告, RCS95-118, pp. 45-50, (1996年1月).
11. 岡田 実, 小牧省三: “室内高速デジタル無線伝送用マルチキャリア変調送受信装置の伝送実験,” 電子情報通信学会技術報告, CS96-30, pp. 39-46, (1996年5月).

全国大会発表

1. 岡田 実, 三瓶政一: “内挿型伝搬路推定法を用いた QPSK/TDMA 最ゆう受信機の検討,” 電子情報通信学会春季全国大会, B-308, p.2-308, (1990年3月).
2. 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “マルチキャリア変調を用いた室内高速デジタル無線伝送,” 電子情報通信学会春季全国大会, , B-394, p.2-394, (1991年3月).
3. 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦: “マルチキャリア変調を用いた回線割り当てに関する一検討,” 電子情報通信学会春季大会, SB-4-1, p.2-626, (1992年3月).
4. 岡田 実, 原 晋介, 小牧省三, 森永規彦: “PCM 伝送におけるひずみ電力を最小化するブロック符号化変調方式,” 1994年電子情報通信学会春季大会, B-364, p.364, (1994年3月).
5. 西島英記, 岡田 実, 小牧省三: “マルチキャリア変調受信機における A/D 変換誤差の影響,” 1995年電子情報通信学会総合大会, B-463, p.463, (1995年3月).
6. 岡田 実, 原 晋介, 小牧省三, 森永規彦: “ニューラルネットワークを用いたマルチキャリア変調信号の非線形ひずみ補償方式,” 1995年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-272, p.272, (1995年9月).
7. 石橋 寛, 岡田 実, 小牧省三: “直交マルチキャリア変調における準最適非線形歪み補償に関する一検討,” 1996年電子通信情報学会総合大会, B-541, (1996年3月).
8. 内野 洋, 岡田 実, 小牧省三: “直交マルチキャリア変調受信機のサンプリング周波数オフセット補償効果,” 1996年電子情報通信学会全国総合大会, B-540, (1996年3月).

9. 落合秀樹, 岡田 実, 原 晋介, 小牧省三, 森永規彦: “最尤キャリア・シンボル同期推定方式を適用した直交マルチキャリア変調方式の伝送実験,” 1996年電子情報通信学会全国総合大会, B-542, (1996年3月) .
10. 岡田 実, 小牧省三: “最尤系列推定を用いたマルチキャリア変調信号の非線形ひずみ補償方式,” 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会講演論文集, 1, B-509, (1996年9月) .

