

Title	ディ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	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

ディ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

畄 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薗貞夫教授,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る.

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 し上げる.

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る.

i

іі

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,ディ 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ィジタル 移動通信の技術課題を挙げ、次に、特に高速ディ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,ディ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、ディジタル移動通信において高速ディ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、マルチキャリヤ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、直交マルチキャリヤ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、マルチキャリヤ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、マルチキャリヤ変調 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、マルチキャリヤ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、 マルチキャリヤ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、通常のシンボル判定受信 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ヤ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.

iv

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 マルチキャリヤ変調方式	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

v

		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
쏰	▲音	医征判	テ県// 一川県から復号界を用いた田祉粉選択州ファージング 祐俊古 プ	62
স্য	4 早 1 1	<u></u> 建四刊	と市屋主取ゆう後ち品を用いた向波鉄送扒住フェ ファブ 開資力式	63
	4.1	相口 坦安士	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	64
	4.2	派未力 491	2000年21400000000000000000000000000000000	64
		4.2.1	医父后候佛族 ····································	67
		4.2.2	定処刊定席逐至取ゆう後う仏による行う同う必少補償・・・・・・・ 行拠改のメンパルフ広気の推定	60
	19	4.2.0		70
	4.0	口 异()3 4 9 1		70
		4.0.1	シュニレーションボの間儿 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	70
		4.0.2	前行に「の広り平行に ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	71
		4.0.0	の安なトレーニンク示列及	73
		4.0.4	四神堂インバルへ心谷祖と力式によるノレーム効率の以音効末	14
		4.5.0	建進刊た席屋望取ゆう後方伝に内揮至イジバルへ応替推定力氏で適用	70
		4.9.6		70
		4.3.6 ↔+⇒	央型的な広飯路でアルにおりる開貨符性	76
2	4.4	柏吉	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	79
第	5章	マルチ	キャリヤ変調を用いた高速ディジタル伝送方式	81
	5.1	緒言	•••••••••••••••••••••••••••••••••••••••	81

目次

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	数值解析結果	87
5.6	· 結言	93
第6章	こマルチキャリヤ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	8 周期定常信号の最尤推定法	97
6.4	- 理論解析	100
6.5	6 計算機シミュレーション結果	103
6.6	5 結言	108
第7章	き マルチキャリヤ変調信号の非線形歪み補償方式	109
7.1	緒言	109
7.2	2 システム構成	110
7.3	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	6 解析結果	117
7.6	5 結言	122
第8章	章 結論	125
参考了	ट को	127

vii

目次

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.







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

的に伝送可能なディ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 程度以上のディ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 以上のディ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 なくかつ高速なディ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]. 日本のディ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 でのディ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,高品質ディ 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 品質ディ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 ディ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、高速ディ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,高速ディ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]やマルチキャリヤ変調方式^[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箇所に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) ディ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 を超える高速ディジタル伝送を行 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.マルチキャリヤ変調方式は,

 $\mathbf{5}$

周波数選択性が問題とならない狭帯域ディ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 おいて高速ディジタル伝送を実現する方式である.しかし、マルチキャリヤ変調方式では、 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 リヤ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、マルチキャリヤ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,マルチキャリヤ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.マルチキャリヤ変調信号において,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、マルチキャリヤ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ィジ 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って受 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ィ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ィ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.

7



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

$$s(t) = \Re \left[u(t) \exp(j2\pi f_c t) \right]$$
(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.

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

= $\Re \left[\sum_{m=1}^{M} \alpha_m(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) u(t - \tau_m(t)) \exp(j2\pi f_c t) \right]$ (2.2)

ここで,

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

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

ここで, $\delta(t)$ は Dirac のデルタ関数,

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

$$z(t) = \int_0^\infty h(\tau; t) u(t-\tau) d\tau$$
(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: Uncorrerated 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.

$$\phi(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \left[h^*(\tau_1; t) h(\tau_2; t + \Delta t) \right] = \phi(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2)$$
(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.

$$H(f;t) = \int_0^\infty h(\tau;t) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau$$
(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, $f_1 \ge f_2$ の間の自己相関(周波数相関)を求める.

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

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

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

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

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

ここで,

$$z_m(t) = \alpha_m(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) \tag{2.14}$$

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.

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



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.

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

$$\Phi(\Delta t) = \frac{1}{2} E[z^*(t)z(t+\Delta t)] (= \Phi(0;\Delta t))$$
$$= \sum_{m=1}^{M} \frac{\alpha_m^2}{2} \exp\left(-j2\pi f_D \Delta t \cos \theta_m\right)$$
(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.

$$\Phi(\Delta t) = b \int_0^{2\pi} \exp\left(-j2\pi f_D \Delta t \cos\theta\right) d\theta$$

= $b J_0(2\pi f_D \Delta t)$ (2.18)

但し, b は平均受信信号電力,

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

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.

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

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

同様に、図 2.4はその横軸 $f_D \Delta t \ \epsilon \ d/\lambda$ 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.

$$z(t) = x(t) + jy(t)$$
 (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.

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

$$y(t) = \Im z(t) = -\sum_{m=1}^{M} \alpha_m(t) \sin(j 2\pi f_D t \cos \theta_m + \phi_{0,m})$$
(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, $x(t) \ge y(t)$ の確率密 度関数 (pdf: probability density function) は次式で表される.

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

ここでbは受信信号電力である.

さて, 受信信号を

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

と表現する. ここで,

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

および

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

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

ここで、

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

 $t, \rho \mathcal{O} pdf,$

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

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 2 π 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、 レイリーフェイ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.

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

ここで, A₀は, 直接波の振幅である. このとき, 受信信号振幅

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

の pdf は次式で表される^[26].

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

$$K = \frac{A_0^2/2}{b}$$
(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.

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

ここで,

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

は平均受信電力,

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

は平均遅延時間である.遅延広がりと遅延プロファイルとの関係を図 2.7に示す.遅延広が りは平均遅延時間からの遅延波の遅延時間の広がりの度合いを表している.遅延広がりは室 内伝搬路においては、数十 ns から 100ns 程度^[27, 28],市街地伝搬路においては数 μ s,山岳地 においては数十 μ s 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

ディ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,広帯域ディ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

$$|\Phi(\Delta f)| \ge 0.5\Phi(0) \tag{2.39}$$

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す, 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.

$$\Phi(\Delta f) = \int_0^\infty \phi(\tau) \exp\left(-2j\pi\Delta f\tau\right) d\tau \qquad (2.40)$$

2.3 一様フェージング対策技術

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.

$$B_{\rm coherent} \sim \frac{1}{\tau_{\rm rms}}$$
 (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.

2.3 一様フェージング対策技術

(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 必要があり,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ョルドレベルを定めておき、受信信号電 力がスレッショ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ョルド

١



(d) maximal ratio combining

図 2.9: ダイバーシチ合成法

2.3 一様フェージング対策技術

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 Examing) 法がある. SS 法は,他のブランチもスレッショ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ョ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ョ 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り,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.

$$\operatorname{Prob}[\gamma < x] = \left(1 - e^{-x/\Gamma}\right)^M \tag{2.42}$$

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.

$$\operatorname{Prob}[\gamma < x] = 1 - e^{-x/\Gamma} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{(x/\Gamma)^m}{m!}$$
(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こと がわかる.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、情報を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-Modulatiion) が検討されている.

2.3 一様フェージング対策技術

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 Goback-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) を用いたディジタ 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 2.12: 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、ディ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]やマルチキャリヤ変調方式^[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: Dicision 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ので,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が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

2.4 周波数選択性フェージング対策技術

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 ^[8].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ィ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 マルチキャリヤ変調方式

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 キャリヤ変調方式がある.マルチキャリヤ変調方式は、1つのキャリヤ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、全体として高速ディ 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 ディ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、マルチキャリヤ変調方式では、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ヤ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,より遅延広がりの大きい伝搬環境に 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,高品質ディ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[bit/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

29

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 $b^{(i)}$ が符号語テーブル (Codebook) によって Nシンボルの符号語系列 $s^{(i)}$ に変換される. $b^{(i)}$ を次式で定義する.

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

但し、 v^T は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 $i \in 2$ 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.

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

さらに, s⁽ⁱ⁾は次式で定義される N次元の複素ベクトルである.

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

送信信号系列*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.

$$r_{lm} = h_{lm} s_m^{(i)} + z_{lm}; \quad l = 1, \cdots, L$$

 $m = 1, \cdots, N$
 $i = 0, \cdots, M - 1$ (3.4)

ここで, *h*_{*lm}は <i>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.</sub>

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*h*_lを次式で定 義する.

$$\boldsymbol{h}_{l} = [h_{l1}, h_{l2}, \cdots, h_{lN}]^{T}; \ l = 1, \cdots, L$$
(3.5)

さらに、LN次元ベクトルhを次式で定義する.

$$\boldsymbol{h} = [\boldsymbol{h}_1^T, \boldsymbol{h}_2^T, \cdots, \boldsymbol{h}_L^T]^T$$
(3.6)

ここで, hは平均,

$$\overline{\boldsymbol{h}} = E[\boldsymbol{h}] = \sqrt{\frac{K}{L(1+K)}} \begin{bmatrix} \frac{LN}{1,1,\cdots,1} \end{bmatrix}^T$$
(3.7)

共分散行列,

$$R = \frac{1}{2}E[\mathbf{h}^*\mathbf{h}^T]$$

$$= \frac{1}{2L(1+K)} \begin{bmatrix} 1 & r_{12} & \cdots & r_{1,LN} \\ r_{21} & 1 & \cdots & r_{2,LN} \\ \vdots & & \ddots & r_{LN-1,LN} \\ r_{LN,1} & r_{LN,2} & \cdots & 1 \end{bmatrix}$$

$$R = \frac{1}{2}E[\mathbf{h}^{*}\mathbf{h}^{T}]$$

$$= \frac{1}{2L(1+K)} \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1,LN} \\ \rho_{21} & 1 & \cdots & \rho_{2,LN} \\ \vdots & & \ddots & \rho_{LN-1,LN} \\ \rho_{LN,1} & \rho_{LN,2} & \cdots & 1 \end{bmatrix}$$
(3.8)

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:

$$d^{(i)} = \sum_{m=1}^{N} \sum_{l=1}^{L} |h_{lm} s_m^{(i)} - r_{lm}|^2$$
(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 $s^{(i)}$ が送信されたと判定する、最尤判定器からは $b^{(i)}$ が出力される、

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

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.

$$P_{b} \leq \sum_{i=0}^{M-1} P_{M}(\boldsymbol{b}^{(i)}) \sum_{\substack{i'=0\\i'\neq i}}^{M-1} a(\boldsymbol{b}^{(i)}, \boldsymbol{b}^{(i')}) p(\boldsymbol{s}^{(i)} \to \boldsymbol{s}^{(i')})$$
(3.10)

ここで, $P_M(b^{(i)})$ は $b^{(i)}$ が送信される確率, $a(b^{(i)}, b^{(i')})$ は $b^{(i)}$ が $b^{(i')}$ と誤ったときのビット誤 り率, $p(s^{(i)} \rightarrow s^{(i')})$ は, $s^{(i)}$ を送信したときに $s^{(i')}$ 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リーブの効果を考慮に入れて導出する.

 $^{^{1}}s(i) \ge s(i') の 2 系列のうちどちらか一方を送信するシステムを仮定し、この過程の下で<math>s(i)$ を送信したときに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hのときの条件付ペア誤り確率 $p(s^{(i)} \rightarrow s^{(i')}|h)$ は次式で表される.

$$p(\boldsymbol{s}^{(i)} \to \boldsymbol{s}^{(i')} | \boldsymbol{h}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{4N_0}} d^2(\boldsymbol{s}^{(i)}, \boldsymbol{s}^{(i')} | \boldsymbol{h}) \right)$$
(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, $d^2(s^{(i)}, s^{(i')}|h)$ はhの下での信号のユークリッド距離で, 次式で表される.

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

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

$$p(\boldsymbol{s}^{(i)} \to \boldsymbol{s}^{(i')} | \boldsymbol{h}) \le \exp\left(-\frac{E_s}{4N_0} d^2(\boldsymbol{s}^{(i)}, \boldsymbol{s}^{(i')} | \boldsymbol{h})\right)$$
(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、 $d^2(s^{(i)}, s^{(i')}|h)$ はhの関数であるので、以下ではh で直接平均するかわりに $d^2(s^{(i)}, s^{(i')}|h)$ について平均して上界式を求める.即ち、 $x = d^2(s^{(i)}, s^{(i')}|h)$ 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.

$$p(\boldsymbol{s}^{(i)} \to \boldsymbol{s}^{(i')}) \le \int_0^\infty \exp\left(-\frac{E_s}{4N_0}x\right) p_d(x) dx \tag{3.14}$$

ここで,式(3.12)を次のように書き直す.

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

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

$$F(\boldsymbol{s}^{(i)}, \boldsymbol{s}^{(i')}) = \operatorname{diag}\{ \overbrace{\boldsymbol{f}, \boldsymbol{f}, \cdots, \boldsymbol{f}}^{L} \}$$
(3.16)

$$\boldsymbol{f} = [|s_1^{(i)} - s_1^{(i')}|^2, |s_2^{(i)} - s_2^{(i')}|^2, \cdots, |s_n^{(i)} - s_n^{(i')}|^2]$$
$$\boldsymbol{f} = [|s_1^{(i)} - s_1^{(i')}|^2, |s_2^{(i)} - s_2^{(i')}|^2, \cdots, |s_N^{(i)} - s_N^{(i')}|^2]$$
(3.17)

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

diag{
$$a_1, \dots, a_n$$
} =
$$\begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & a_n \end{bmatrix}$$
(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].

$$G_{d}(\xi) = \int_{0}^{\infty} \exp(-\xi x) p_{d}(x) dx$$

= $\frac{\exp\left(-\xi \overline{h}^{*T} (F(s^{(i)}, s^{(i')})^{-1} + 2\xi R^{*})^{-1} \overline{h}\right)}{\det\left(I + 2\xi R^{*} F(s^{(i)}, s^{(i')})\right)}$ (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.

$$p(\boldsymbol{s}^{(i)} \to \boldsymbol{s}^{(i')}) \leq \frac{\exp\left(-\frac{E_s}{4N_0}\overline{\boldsymbol{h}}^{T*}(F(\boldsymbol{s}^{(i)}, \boldsymbol{s}^{(i')})^{-1} + \frac{E_s}{2N_0}R^*)^{-1}\overline{\boldsymbol{h}}\right)}{\det\left(I + \frac{E_s}{2N_0}R^*F(\boldsymbol{s}^{(i)}, \boldsymbol{s}^{(i')})\right)}$$
(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、 $\overline{h} = 0$ となるので、ペア誤り確率は 次式で表すことができる.

$$p(\mathbf{s}^{(i)} \to \mathbf{s}^{(i')}) \le \frac{1}{\det\left(I + \frac{E_s}{2N_0}R^*F(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i')})\right)}$$
(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.

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

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

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

となる. この式は,式 (3.20) において $K \to \infty$ 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 {*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Sを次式で定義する.

$$\boldsymbol{S} = (\Re \boldsymbol{s}^{(0)T}, \Im \boldsymbol{s}^{(0)T}, \Re \boldsymbol{s}^{(1)T}, \Im \boldsymbol{s}^{(1)T}, \cdots, \\ \cdots, \Re \boldsymbol{s}^{(M-1)T}, \Im \boldsymbol{s}^{(M-1)T})^T$$

$$\mathbf{S} = (\Re s_1^{(0)}, \dots, \Re s_N^{(0)}, \Im s_1^{(0)}, \dots, \Im s_N^{(0)}, \cdots, \dots, \Re s_1^{(M-1)}, \dots, \Re s_N^{(M-1)}, \Im s_1^{(M-1)}, \dots, \Im s_N^{(M-1)})^T$$
(3.24)

ここで, ℜx,ℑx はそれぞれ複素数 x の実部および虚部を表す.

式 (3.10) は、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、Sの極小値、Sopt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(S)を次式で定義する.

$$f(\mathbf{S}) = \log\left(\sum_{i=0}^{M-1} P_M(\mathbf{b}^{(i)}) \sum_{\substack{i'=0\\i'\neq i}}^{M-1} a(\mathbf{b}^{(i)}, \mathbf{b}^{(i')}) p(\mathbf{s}^{(i)} \to \mathbf{s}^{(i')})\right)$$
(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, $S^{(0)}$ 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 $f(S^{(t)} + t_0 d)$ を最小にする $t_0 = \min^{-1} f(S + t_0 d)$ を求める.さらに,Update により $S^{(t+1)} \epsilon S^{(t)} + t_0 d$ で 更新する.また,BFGS formula により B_t を更新する.以上を $\nabla f(S^{(t)})$ が十分小さくなる まで繰り返すことにより, $f(S^{(t)})$ を最小にする $S^{(t)}$,すなわち 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からもわかるように,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.

$$g_m^{(i)} = \exp\left(j\theta_m^{(i)}\right) \tag{3.26}$$



図 3.2: 準ニュートン法による BCM の設計手順

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

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

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



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.

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

但し,

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

i	$ heta_1^{(i)}$	$\overline{ heta}_1^{(i)}$	$ heta_1^{(i)}$	$ heta_1^{(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	

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

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

				<u>`</u>
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		-1	-1	j
15	-j	-j	-j	-j

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

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 BSPK 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 との差は大きくならない.



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 ($L \le 4$) 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 らかなように, 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, $E_b/N_0 = 10$ 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 BSPK 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, $E_b/N_0 = 10$ 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 × 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.



(b) Receiver

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 $t = 1, 2, \ldots, L_P$ における符号語系列を

$$\boldsymbol{s}_t = \left[s_{1,t}, \dots, s_{N,t}\right]^T \tag{3.29}$$

と定義する. 但し, $[\cdot]^T$ は $[\cdot]$ の転置である. 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.

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

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

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

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

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

$$\hat{h}_{m,t} = \hat{h}_{m,(t-1)} + k_{m,t} \left(r_{m,(t-1)} - \hat{r}_{m,(t-1)} \right)$$
(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. $t = 1, \ldots, L_T$ では既知トレーニング系列'1'を送信してい



(b) Receiver

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.

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

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

判定器では、次式で示される判定変数が求められる.

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

$$d^{(i)} = \sum_{m=1}^{N} \left| h_{m,t} u_{m,(t-1)} s_{m,(t-L_T)} + z_{m,(t-1)} \right|^2$$

$$+ z_{m,t} - (h_{m,(t-1)} u_{m,(t-1)} + z_{m,(t-1)}) s_m^{(i)} \right|^2$$

$$= \sum_{m=1}^{N} \left| h_{m,t} s_{m,(t-L_T)} + z_{m,(t-1)} / u_{m,(t-1)} \right|^2$$

$$+ z_{m,t} / u_{m,(t-1)} - (h_{m,(t-1)} + z_{m,(t-1)}) u_{m,(t-1)} + s_m^{(i)} \right|^2$$
(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

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

$$r_m = h_m s_m^{(i)} + z_m; \quad m = 1, \cdots, N$$

 $i = 0, \cdots, M - 1$ (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、

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

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.

$$\hat{h}_m = h_m + \epsilon_m \tag{3.43}$$

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,

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

を全てのi' = 0, 1, ..., 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 $\hat{b} = b^{(i')}$ 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.

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

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

但し,

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

である.式(3.47)に式(3.45)を代入し、書き直すと

$$D = \sum_{m=1}^{N} \left\{ \left| s_{m}^{(i)} - s_{m}^{(i')} \right|^{2} |h_{m}|^{2} + \left(\left| s_{m}^{(i')} \right| - \left| s_{m}^{(i)} \right| \right) |\epsilon_{m}|^{2} \right\}$$

$$+2\Re\left[\left(s_{m}^{(i)}-s_{m}^{(i')}\right)^{*}h_{m}^{*}z_{m}-s_{m}^{(i')}\left(s_{m}^{(i)}-s_{m}^{(i')}\right)^{*}h_{m}^{*}\epsilon_{m} +\left(s_{m}^{(i)}-s_{m}^{(i')}\right)z_{m}^{*}\epsilon_{m}\right]\right\}$$
(3.48)

が得られる.ここで、3次元行ベクトルxiを次式で定義する.

$$\boldsymbol{x}_m = [h_m, z_m, \epsilon_m] \tag{3.49}$$

さらに、3N次元列ベクトルxを次式で定義する.

$$\boldsymbol{x} = \left[\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2, \dots, \boldsymbol{x}_N\right]^T \tag{3.50}$$

このようにすれば,式(3.48)は次のように書ける.

$$D = \boldsymbol{x}^{*T} \boldsymbol{F} \boldsymbol{x} \tag{3.51}$$

但し, Fは3N×3N行列であり,次のように定義される.

$$\boldsymbol{F} = \operatorname{diag}\left\{\boldsymbol{F}_{1}, \boldsymbol{F}_{2}, \dots, \boldsymbol{F}_{N}\right\}$$
(3.52)

 F_m は、次式で定義される 3×3 行列である。

$$\mathbf{F}_{m} = \begin{bmatrix} \left| s_{m}^{(i)} - s_{m}^{(i')} \right|^{2} & \left(s_{m}^{(i)} - s_{m}^{(i')} \right)^{*} & -s_{m}^{(i')} \left(s_{m}^{(i)} - s_{m}^{(i')} \right)^{*} \\ \left| s_{m}^{(i)} - s_{m}^{(i')} \right|^{2} & 0 & \left(s_{m}^{(i)} - s_{m}^{(i')} \right) \\ -s_{m}^{(i')*} \left(s_{m}^{(i)} - s_{m}^{(i')} \right) & \left(s_{m}^{(i)} - s_{m}^{(i')} \right)^{*} & \left(\left| s_{m}^{(i')} \right|^{2} - \left| s_{m}^{(i)} \right|^{2} \right) \end{bmatrix}$$

$$(3.53)$$

更に, xは, 次式で示される共分散行列を持つ.

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

但し、 R_{lm} は次式で示される 3×3 行列である.

$$\boldsymbol{R}_{lm} = \begin{cases} \operatorname{diag} \left\{ \frac{1}{2}, \frac{N_0}{2E_s}, \frac{rN_0}{2E_s} \right\} & (l=m) \\ \operatorname{diag} \left\{ \frac{1}{2} \rho_{lm}, 0, 0 \right\} & (l \neq m) \end{cases}$$
(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].

$$G(\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j\xi D) p(D) dD$$

= $\frac{1}{\det(I - 2j\xi R_x^* F)}$ (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.

$$p\left(s^{(i)} \to s^{(i')}\right) = \int_{-\infty}^{0} p(D)dD$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{0} \exp(-j\xi D)G(\xi)dDd\xi$$

$$= \frac{-1}{2\pi j} \int_{-\infty+j\varepsilon}^{\infty+j\varepsilon} \frac{1}{\xi \det(I - 2j\xi \mathbf{R}_{x}^{*}\mathbf{F})}d\xi \qquad (3.57)$$

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 $2R_x^*F$ の全ての固有値の集合を次式で定義する.

$$C_A = \{\lambda | \det(2\boldsymbol{R}_x^* \boldsymbol{F} - \lambda \boldsymbol{I}) = 0\}$$
(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,

$$\boldsymbol{R}_{x} = \operatorname{diag}\{\overbrace{\boldsymbol{R}_{11}, \dots, \boldsymbol{R}_{NN}}^{N}\}$$
(3.59)

と書けるので固有方程式は,

$$\det\left(2\boldsymbol{R}_{x}^{*}\boldsymbol{F}-\lambda\boldsymbol{I}\right)=\prod_{m=1}^{N}\det\left(2\boldsymbol{R}_{mm}^{*}\boldsymbol{F}_{m}-\lambda\boldsymbol{I}\right)=0$$
(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

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

第3章 ブロック符号化変調方式の信号設計法

が求まれば、C_Aは、

$$C_A = \bigcup_{m=1}^{N} C_m \tag{3.62}$$

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.

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

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

と定義すると,式(3.57)は次式で表せる.

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

但し,

$$\operatorname{Res}\left(\frac{-j}{\lambda};\frac{G(\xi)}{\xi}\right) = \lim_{\xi \to -j/\lambda} \frac{1}{(k(\lambda)-1)!} \frac{d^{k(\lambda)-1}}{d\xi^{k(\lambda)-1}} \left[\left(\xi + \frac{j}{\lambda}\right) \frac{G(\xi)}{\xi} \right]$$
(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.

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

$$p\left(s^{(i)} \to s^{(i')}\right) = \sum_{\lambda \in C} \left[\prod_{\substack{\lambda' \in C_A \\ \lambda' \neq \lambda}} \left(1 - \frac{\lambda'}{\lambda}\right)\right]^{-1}$$
(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_dT_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 $f_dT_s = 10^{-3}$ 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 $L_T = 1$,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.

$$r = \frac{E\left[\left|h_{m,t} - (h_{m,(t-1)} + z'_{m,(t-1)})\right|^2\right]}{E\left[\left|z_{m,t}\right|^2\right]}$$

= $1 + \frac{2E_s}{N_0}(1-\rho)$ (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,

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

は、 $h_{m,t} \ge h_{m,(t-1)}$ 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.

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

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_dT_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

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になる伝 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,ディ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 (QuadratureAmplitude 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 l00ksymbol/s の広帯域ディ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、等化持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. 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

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,伝搬路持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持性を同定し、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 Paralle) 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 複素ベースパ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

Training	Information	Training
Sequence	Symbols	Sequence

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、

 $s(t) = \Re\left[(x \otimes h_T)(t) \exp(j2\pi f_c t)\right]$ (4.2)

となる. 但し, ℜ[-] は [-] の実部, ⊗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,

$$r(t) = \Re \left[(x \otimes h_T \otimes h)(t) \exp(j2\pi f_c t) \right]$$

+ $\Re \left[n(t) \exp(j2\pi f_c t) \right]$ (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 Cntroller) 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、

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

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.

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

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問干渉を補償し、 送信データを推定する.

66

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,

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

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 $\sigma^0, \sigma^1, \ldots, \sigma^{4^L-1}$ とし,t = kTにおける $\sigma^i \epsilon \sigma^i_k$ 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^i 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.

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

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

ここで、 $\max_{\{\sigma_{k-1}^{j}\}\to\sigma_{k}^{j}}$ 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、

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

は整合フィルタの出力

$$F\left(\sigma_{k-1}^{j}, \sigma_{k}^{i}\right) = \hat{x}_{k}^{*} s_{0} \hat{x}_{k} + 2\Re\left[\hat{x}_{k}^{*} \sum_{l=1}^{L} s_{l} \hat{x}_{k-l}\right]$$
(4.10)

はブランチメトリックに関係する量である.

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.

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

式(4.8)によりoⁱ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.

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

ビタビ等化器では, すべての状態の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。

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

ビタビ等化器と同様、 ちょーに至るパスの履歴を次式で定義する.

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

$$\bar{J}_{k}\left(\xi_{k}^{i}\right) = 2\Re\left[z_{k}\hat{x}_{k}^{*}\right] + \max_{\{\xi_{k-1}^{j}\}\to\xi_{k}^{j}}\left\{\bar{J}_{k}\left(\xi_{k-1}^{j}\right) - F\left(\xi_{k-1}^{j},\xi_{k}^{i}\right) - G\left(\xi_{k-1}^{j}\right)\right\}$$
(4.15)

と変形する.但し,

$$F\left(\xi_{k-1}^{j},\xi_{k}^{i}\right) = \hat{x}_{k}^{*}s_{0}\hat{x}_{k} + 2\Re\left[\hat{x}_{k}^{*}\sum_{l=1}^{m}s_{l}\hat{x}_{k-l}\right]$$
(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、

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

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

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

表 4.1: メトリック計算に要する演算回数

演算を1演算として比較した.表4.1から,遅延時問差が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,伝搬路持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]によりプリアンブルの最後の部分の伝搬路のインパル ス応答ベクトル*c*pre ならびに,ポストアンブルの最後の部分の伝搬路のインパルス応答ベ クトル*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、

$$\boldsymbol{c}_{n} = (g_{0,n}, g_{1,n}, \dots, g_{L,n})^{T}$$
(4.19)

トレーニング系列ベクトルを,

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

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 c_n がそれぞれ c_{pre} , c_{post} に近づく.

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

$$\boldsymbol{P}_{n} = (\boldsymbol{P}_{n-1} - \boldsymbol{k}_{n} \boldsymbol{\alpha}_{n}^{*} \boldsymbol{P}_{n-1}) / \lambda$$
(4.22)

$$\hat{y}_n = \boldsymbol{\alpha}_n^T \boldsymbol{c}_{n-1} \tag{4.23}$$

$$e_n = y_n - \hat{y}_n \tag{4.24}$$

$$\boldsymbol{c}_n = \boldsymbol{c}_{n-1} + \boldsymbol{e}_n \boldsymbol{k}_n \tag{4.25}$$

但し、 x^* は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、 P_n はインパルス応答係数推定誤差共分散行列、 k_n はカルマンゲインである. また、 c_n および P_n の初期値は、

$$\boldsymbol{c}_{0} = (1, 0, \cdots, 0)^{T} \tag{4.26}$$

$$\boldsymbol{P}_0 = 0.75 \boldsymbol{I} \tag{4.27}$$

である. 但し, 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さる.

$$\boldsymbol{c}_{k} = \frac{k}{N}\boldsymbol{c}_{\text{post}} + \frac{N-k}{N}\boldsymbol{c}_{\text{pre}}$$
(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はデータ系列とボストアンブルのシンポル数の和,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 シミユ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持性を確認した.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

4.3 計算機シミュレーション結果

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 = 0dB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 μ s 程度、山岳地では 20 μ s に達する.これは、それぞれ、QPSK で 5l2kbit/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 μ 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 $\langle n_{eq}^2 \rangle$ 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持性



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

4.3 計算機シミュレーション結果

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、入を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、 入を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 = 0dB,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 率持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 $f_d = 100$ 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) はボストアンブルを 20 シンボルに固定した場合のプリアンブル長対誤り率待性,(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持性である.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 シンボルより少さくなると誤り率が劣化することがわかる.従って、ブ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 した場合の誤り率持性を図 4.6に示す.ここで、最大ドップラー周波数は $f_d = 100$ 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 シンボルでば、 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 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、 $f_d = 100$ 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、内挿しない場合に比較して向上していることがわかる.更に $f_d = 200$ Hz でも同様の持性が得られている。ここで、最大ドップラー周波数を $f_d = 100$ 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.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 する場合の伝送持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 ($g_k = 0$; $k \ge 0$) であるため,式 (4.11) より,

$$s_l = 0; \ (l \ge 2)$$
 (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 持性を検討する.

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) に不す. 但し, $f_d = 100$ Hz とした. このような伝搬路持性では,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 同じ良好な誤り率持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

提案方式の補償持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



(b) BER performance

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 $f_d = 100$ Hz の場合の補償持性を確認した.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 0.6µs (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 合とほぼ同じ持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



(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

4.4 結言



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17µs 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て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. 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

- 2. 提案方式は,静持性下では,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,ディ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

マルチキャリヤ変調を用いた高速ディジタ ル伝送方式

5.1 緒言

移動通信において高速ディ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 を超える高速ディ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ィジタル伝送を実現する技術としてマルチキャリヤ伝送技術が有効である.マルチキャリヤ伝送技術は,周波数選択性が問題とならない低速ディ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,高速ディ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ヤ変調方式は,周波数利用効率も高いため,様々な検討が行われている.

マルチキャリヤ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ヤ伝送が提案され^[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 て各キャリヤの信号を一括処理する直交マルチキャリヤ変調が提案された^[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ヤ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.

マルチキャリヤ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、直交マルチキャリヤ変調方式については、加入者線を用いた高速ディ ジタル伝送^[47]、地上波ディジタル放送^[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ヤ変調方式の伝送 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,直交マルチキャリヤ変 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,直交マルチキャリヤ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ヤ数を増すと,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,キャリヤ数を減らすと,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,マルチキャリヤ変調方式のキャリヤ数には最適値が 存在すると考えられる.また,マルチキャリヤ変調では,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,マルチキャリヤ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 チキャリヤ変調方式の最適キャリヤ数および,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ヤ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.

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

ここで, ℜ[x] は x の実成分,

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

は、各変調信号パルス波形である. $\Delta \ge t_s$ 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、

$$f_k = f_l + \frac{k}{t_s} \tag{5.3}$$

は k番目のサブキャリヤ周波数を表す.ここで、 f_i は最低サブキャリヤ周波数である.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.

$$r(t) = \int_0^\infty s(t-\tau)h(\tau;t)d\tau + n(t)$$
(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 (Descrete Fourier Transform: DFT) を行い、各 サブチャ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.

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

$$P_{e} = \operatorname{Prob}(d_{mi} < 0) = \int_{-\infty}^{0} p(x)dx$$

= $\frac{1 - \rho^{2}}{2\sqrt{1 - \rho^{2}\left(1 - \sin^{2}\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)} \left\{\rho \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) + \sqrt{1 - \rho^{2}\left(1 - \sin^{2}\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)}\right\}}$ (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ヤ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、

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

$$0 \le \tau_l \le \Delta \quad (l = 1, \dots, M_1) \tag{5.8}$$

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

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.

$$r_{mi} = \begin{cases} \sum_{l=1}^{M_{1}} h_{l} e^{-j2\pi f_{m}\tau_{l}} + \sum_{l=M_{1}+1}^{M_{1}+M_{2}} h_{l} e^{-j2\pi f_{m}\tau_{l}} \\ -\sum_{l=1}^{M_{1}} \sum_{\substack{k=0\\k\neq m}}^{N-1} \frac{\tau_{l} - \Delta}{t_{s}} h_{l} e^{-j2\pi f_{k}\tau_{l} - j\frac{\pi(k-m)(\tau_{l}-\Delta)}{t_{s}}} \operatorname{sinc} \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_{l}-\Delta)}{t_{s}}\right) c_{ki} \\ +\sum_{l=1}^{M_{1}} \sum_{\substack{k=0\\k\neq m}}^{N-1} \frac{\tau_{l} - \Delta}{t_{s}} h_{l} e^{-j2\pi f_{k}(\tau_{l} - T_{s}) - j\frac{\pi(k-m)(\tau_{l}-\Delta)}{t_{s}}} \operatorname{sinc} \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_{l}-\Delta)}{t_{s}}\right) c_{k(i-1)} \\ +n_{mi} \end{cases}$$
(5.10)

ここで,

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

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, $r_{mi} \ge r_{m(i-1)}$ の相関係数は近似的に次式で与えられる.

$$\rho = \frac{E\left[r_{mi}r_{m(i-1)}^{*}\right]}{E\left[r_{mi}r_{mi-1}^{*}\right]} = \frac{b_{0}}{b_{0} + \sigma_{I}^{2} + \sigma_{n}^{2}}$$
(5.12)

ここで,

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

は希望信号成分の受信電力,

$$\sigma_{I}^{2} = \sum_{l=M_{1}+1}^{M_{1}+M_{2}} \left(\frac{\tau_{l}-\Delta}{t_{s}}\right)^{2} p_{l} \\ \times \left[\sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{sinc}^{2} \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_{l}-\Delta)}{t_{s}}\right)^{2} - \frac{1}{2}\right]$$
(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.

$$h(\tau;t) = g(t)\delta(\tau) \tag{5.15}$$

ここで, g(t) は平均0, 自己相関関数,

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

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

$$\rho = \frac{E\left[r_{mi}r_{m(i-1)}^{*}\right]}{E\left[r_{mi}r_{mi}^{*}\right]} = \frac{b_{1}}{b_{0} + \sigma_{c}^{2} + \sigma_{n}^{2}}$$
(5.18)

但し.

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

$$b_0 = \frac{1}{t_s^2} \int_0^{t_s} \int_{-T_s}^{t_s - T_s} R(\xi - \eta) d\xi d\eta$$
(5.20)

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

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

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

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

表 5.1: システムモデル

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.

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

5.5 数值解析結果

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 マルチキャリヤ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,

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

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 = 0dB,キャリヤ数 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おり,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、マルチキャリヤ変調では、総合伝送速度一定の条件下で、キャリヤ数を減らすと、 ーキャリヤ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、キャリヤ数を増やすと、ーキャリヤ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、マルチキャリヤ変調のキャリヤ数には最適値が存 在することが予想される.そこで、次に、最適キャリヤ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ヤ変調方式のキャリヤ数に対す るビット誤り率特性を示す.図より、キャリヤ数の増加によって、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(~8.6km/h)



図 5.5: 室内伝搬路におけるキャリヤ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,キャリヤ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ヤ数は約 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 $f_D = 20$ 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、マルチキャリヤ変調信号に占めるガード区間の割合は、キャリヤ数と同様に、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よりキャリヤ数と同様に 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おけるキャリヤ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ヤ数



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、マルチキャリヤ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、キャリヤ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、キャリヤ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. 94

第6章

マルチキャリヤ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,直交マルチキャリヤ変調方式は,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,直交マルチキャリヤ変調方式は,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 信号を含むディジタル変調信号は、周期定常信号 (Cyclo-stationary signal) である



図 6.1: マルチキャリヤ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ヤ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.

$$f_k = \frac{k - N/2}{t_s} \tag{6.1}$$

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.

マルチキャリヤ変調信号は、等価低域表現により次式で表すことができる.

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

6.3 周期定常信号の最尤推定法

 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、

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

$$R'_{s}(u,v) = \sum_{k=0}^{N-1} \exp(j2\pi k(u-v)/t_{s}); \qquad (6.16)$$
$$(-\Delta \le u \le t_{s} \text{ and } -\Delta \le v \le t_{s})$$

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.

$$R'_{s}(u,v) = \delta(u-v) + \delta(u-v+t_{s}) + \delta(u-v-t_{s}); \qquad (6.17)$$

$$(-\Delta \le u \le t_{s} \text{ and } -\Delta \le v \le t_{s})$$

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

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

ここで,

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

$$g_{r}(t) = \begin{cases} \int_{0}^{\min(\Delta+t,T_{m})} g(\xi) d\xi; & (-\Delta \leq t < 0) \\ \int_{t}^{\min(\Delta+t,T_{m})} g(\xi) d\xi; & (0 \leq t < T_{m}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases}$$
(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.

$$\Lambda(\tau, f_{\Delta}, t_s) = \int_{t \in I} |r(t)|^2 dt$$

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

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

$$(6.22)$$


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.

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

したがって, 直交マルチキャリヤ変調信号の尤度関数は次式で与えられる.

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

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

ここで tsampはサンプリング周期,

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

6.4 理論解析



図 6.3: 最適ガード区間長

は, サンプル値信号成分,

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

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 $N = t_s/t_{samp}$, ガード区間内のサンプル数を $N_{\Delta} = \Delta/t_{samp}$,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.

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

ここで, Xおよび Yは次式で表される.

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

$$Y = \Im \left[\sum_{m=1}^{M} \sum_{k=-N_{\Delta}}^{-1} r_{k+mN_{T}}^{*} r_{k+N+mN_{T}} \right]$$
(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.

$$E[X] = 2\sigma_s^2 N_\Delta M \tag{6.31}$$

$$E[Y] = 0 \tag{6.32}$$

$$var[X] = 2(2\sigma_s^4 + 2\sigma_s^2\sigma_z^2 + \sigma_z^4)N_DeltaM$$
(6.33)

$$var[Y] = 2\sigma_z^2 (2\sigma_s^2 + \sigma_z^2) N_D eltaM$$
(6.34)

もし $\sqrt{\operatorname{var}[X]}$ 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.

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

従って, f_Δt_sの分散は次のように書くことができる.

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

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

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.

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

= $c_{mi} + \sum_{\substack{k=0\\k\neq m}}^{N-1} c_{ki} \exp\left[j\pi \left((k-m) - f_{\Delta}t_s\right)\right] \operatorname{sinc}\left((k-m) - f_{\Delta}t_s\right) + z_{mi}$ (6.38)

但し,

$$\operatorname{sin} cx = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \tag{6.39}$$

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.

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

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

表 6.1: System parameters

$$\sim \sigma_s^2 \sum_{\substack{k=0\\k\neq m}}^{N-1} \frac{E[(f_\Delta t_s)^2]}{\pi^2 (k-m)^2} < 2\sigma_s^2 \sum_{\substack{k=1\\k\neq m}}^{\infty} \frac{\sigma_f^2}{\pi^2 k^2} = \frac{\sigma_s^2 \sigma_f^2}{3}$$
(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.

$$\gamma_{\text{effect}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_{\text{ICI}}^2 + \sigma_z^2}$$

>
$$\frac{\gamma_s}{(1+\eta) \left\{ \frac{1}{24\pi^2 \eta NM} \left(2 + \frac{1+\eta}{\gamma_s}\right) + 1 \right\}}$$
(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



(b) RMS symbol period error

図 6.4: AWGN 通信路における推定誤差特性



図 6.4: AWGN 通信路における推定誤差特性



(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



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*。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*。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、直交マルチキャリヤ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

マルチキャリヤ変調信号の非線形歪み補償 方式

7.1 緒言

マルチキャリヤ変調方式は,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 リヤ変調信号は,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,マルチキャリヤ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,マルチキャリヤ変調信号に関して,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、キャリヤ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,

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

(7.1)

110

7.2 システム構成

系列長 KNビットの情報系列と定義する.ここで,

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

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.

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

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.

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

IDFT 出力のマルチキャリヤ変調信号は次式で定義される.

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

ここで, t_s IFDT のシンボル長,

$$f_k = \frac{k}{t_s} + f_l,\tag{7.6}$$

は k番目のサブキャリヤ周波数, f_l はサブキャリヤ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.

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

ここで,

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

は、HPA の入出力特性関数、|x|、Lx 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].

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

第7章 マルチキャリヤ変調信号の非線形歪み補償方式

$$f(x) = 0 \tag{7.10}$$

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.

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

$$OBO = 10\log_{10}\frac{P_{o,sat}}{P_o},\tag{7.12}$$

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}* 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.

$$r(t) = s_0(t) + z(t), \tag{7.13}$$

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番目のサブキャリヤに対応する DFT 出力は、次式で表 される.

$$r_{k} = \frac{1}{t_{s}} \int_{0}^{t_{s}} r(t) \exp(-j2\pi kt) dt$$

= $c_{k} + z_{k} + u_{k},$ (7.14)

ここで,

$$z_{k} = \frac{1}{t_{s}} \int_{0}^{t_{s}} z(t) \exp(-j2\pi kt) dt, \qquad (7.15)$$

は, k番目のサブキャリヤの雑音成分, uk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.

$$\hat{\mathbf{b}}_{k}(=[\hat{b}_{kN},\hat{b}_{kN+1},\ldots,\hat{b}_{(k+1)N-1}])=Q^{-1}(r_{k}),$$
(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.

$$\hat{B}^{(0)} = [\hat{\mathbf{b}}_0, \hat{\mathbf{b}}_1, \dots, \hat{\mathbf{b}}_N],$$
(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、 $C = [c_0, \ldots, c_{N-1}]$ 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,

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

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

最尤判定器はこのユークリッド距離が最小となる*B*が送信されたと判定する.すなわち,次 式を満足する*B*が送信されたと判定する.

$$d(\hat{B}) = \min_{B} d(B).$$
 (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、サブキャリヤ数および 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 キャリヤ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 $B_m^{(l+1)}$ は,系列 $\hat{B}^{(l)}$ と たhe 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ことがわかる.

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,複数のサブキャリヤ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

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

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

ここで,

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

 $\sigma_i = \sqrt{P_i}$ 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.

$$W_3(f) = A_3(W \otimes W \otimes W)(f), \tag{7.24}$$

ここで,

$$A_{3} = \frac{1}{8} \left| \frac{1}{\sigma_{i}^{3}} \int_{0}^{\infty} \rho^{2} \left(\frac{\rho^{2}}{2} - 2 \right) e^{-\rho^{2}/2} g(\sigma_{i}\rho) e^{jf(\sigma_{i}\rho)} d\rho \right|^{2}.$$
 (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.

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

ここで、N₀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.

$$W(f) = W_m(f) + W_{-}(f).$$
(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.

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

従って、この場合の有効 SNR は次式で求められる。

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

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

解析結果 7.5

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

7.5 解析結果

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 だけではなく、精度の面からも実現可能なものであることがわかる.

32 キャリヤ 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

7.5 解析結果



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ヤ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

7.6 結言

てのみ検討を行った. さらに多くのキャリヤ数,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.

124

第8章

結論

本論文は,高速かつ高品質なディ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ィジタル伝送を行うためのマル チキャリヤ変調方式の検討

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になる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ビッ

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う復号法に適応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、遅延広がりが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.
- マルチキャリヤ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、キャリヤ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、キャリヤ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、直交マルチキャリヤ変調信号の新しい 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ヤ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]—ディ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勤通信の周波数選択性フェジング補償 特性", 信学論(B-II), **J72-B-II**, 10, pp. 515–523 (1994).
- [18] 三瓶: "ディ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): "ディ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 receiverfor 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).

参考文献

- [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 multicarrier modulation radio transmission system", IEICE Trans. Commun., E76-B, 2, pp. 113-119 (1993).
- [36] 笹岡, 加藤: "ディ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 descrete 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 overwater 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 divison 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).
- 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).
- 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).
- 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

- 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).
- 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).
- 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).
- 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).
- 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).
- 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

- 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: "マルチキャリヤ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: "マルチキャリヤ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: "マルチキャリヤ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: "室内高速ディジタル無線伝送用マルチキャリヤ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: "マルチキャリヤ変調を用いた室内高速ディジタル無線伝送,"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: "マルチキャリヤ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).
- 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).

本論文に関する原著論文

- 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ヤ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).