



Title	直交振幅変調を使用したデジタル陸上移動通信方式の伝送品質改善に関する研究
Author(s)	浜口, 清
Citation	大阪大学, 2000, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3169452
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

直交振幅変調を使用したデジタル陸上移動通信方式の 伝送品質改善に関する研究

2000年1月

大阪大学大学院 工学研究科 通信工学専攻

浜口 清

謝辞

本論文は、大阪大学大学院工学研究科教授森永規彦博士の御指導のもと、筆者が社会人学生として同研究科博士後期課程在学中にまとめたものである。本研究をまとめるに当たり、終始懇切丁寧なる御指導、御教鞭を賜った森永規彦教授に心より感謝の意を表します。

また、大阪大学大学院工学研究科教授池田博昌博士には、本論文をまとめるにあたり有益なる御教示、御助言を賜った。ここに謹んで感謝の意を表します。

また、本研究に関して数々の御討論、御助言をいただいた大阪大学大学院工学研究科教授小牧省三博士、同教授前田肇博士、同教授塩澤俊之博士、同教授北山研一博士、大阪大学産業科学研究所教授元田浩博士、並びにオハイオ州立大学教授児玉裕治博士（前大阪大学大学院工学研究科教授）に感謝の意を表します。

大阪大学大学院工学研究科助教授三瓶政一博士には、郵政省通信総合研究所との適応変調方式に関する共同実験を通して、有益なる御議論を頂戴したとともに、本論文をまとめるに当たり御教示を賜った。ここに感謝致します。

また、本研究に関して有益な御討論、御助言を賜った大阪大学大学院工学研究科助教授松本正行博士、同助教授飯國洋二博士、同助教授塚本勝俊博士、同助教授山本幹博士、同助教授原晋介博士、大阪大学産業科学研究所助教授鷲尾隆博士、大阪大学大学院工学研究科講師戸田裕之博士に謹んで感謝の意を表します。

本研究は、郵政省通信総合研究所において平成5年度から平成10年度にかけて実施した研究プロジェクトの成果の一部をまとめたものであり、多くの方々の御指導、御協力をいただいた。本研究の機会を与えて下さった畚野信義（元）所長、吉村和幸（元）所長、古濱洋治（前）所長、飯田尚志所長、また、本研究をまとめるにあたり御支援いただいた大森慎吾横須賀無線通信研究センター長、小川博世第四研究チームリーダーに深く感謝致します。

本研究の着手に当たっては、笹岡秀一（元）通信科学部長（現大阪電気通信大学工学部教授）に負うところ大であり、終始懇切丁寧なる御指導をいただいた。その後の研究推進に当たっては、杉本裕二（元）通信方式研究室長（現文部省メディア教育開発センター教授）、守山栄松（前）第四研究チームリーダー（現株式会社ワイ・アール・ピー高機能移動体通信研究所第二研究室長）、神尾享秀研究官（現株式会社ワイ・アール・ピー移動通信基盤技術研究所第一研究室長）に御討論、御協力をいただいた。以上の方々からの御指導、御討論が筆者の移動通信に関する知識の源となっており、感謝の念に耐えません。また、試作装置の開発に当たっては、国際電気株式会社仙台研究所の関係各位に御助力いただいた。ここに御礼申し上げます。

また，東京理科大学理工学部教授岩橋榮治博士には，筆者の大学卒業後においても度々御指導をいただいた．ここに深く感謝致します．

本研究は，以上の数多くの方々からの御指導，御助力のもとに実を結んだものであり，ここに謹んで感謝の意を表します．

内容梗概

ディジタル陸上移動通信では、情報が電波となって放射され空間媒体を伝搬して授受される。この電波伝搬路は、複数無線局により共有されるため相互に干渉信号となり、またはマルチパスに起因する信号レベルの不安定な落ち込み（フェージング）にさらされるため、伝送されるビット情報の誤り率（BER: Bit Error Rate）が大きくなり問題となる。本論文は、高能率伝送が可能な直交振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)を使用したディジタル陸上移動通信方式に対し、干渉対策及びフェージング対策の観点から行った伝送品質改善に関する研究をまとめたものであり、以下の7章から構成される。

第1章は序論であり、初めに無線局の現状と周波数逼迫対策の重要性、伝送品質の2つの劣化要因（干渉及びマルチパス・フェージング）について簡単に述べ、本研究の背景を明らかにする。また、本文のねらいである伝送品質の改善技術について、研究対象と課題を明確にするとともに、本文の目的と構成について述べる。

第2章では、耐干渉性を改善するために、受信信号に相加される干渉信号レベルを符号系列間のユークリッド距離を算出する際の重み付け係数として用いる、最小ユークリッド距離比較に基づく復号法（以下、耐干渉復号と表記する）を提案する。また、干渉信号レベルとして、復号信号と受信信号との差分を平滑化して用いる方法と、振幅ゼロのシンボル（以下、ヌルシンボルと表記する）を送信信号中に適宜挿入し、受信側においてこのシンボルの値を干渉信号レベルとして用いる方法を提案する。これらの方法を16QAM通信方式に適用した場合の計算機シミュレーション結果から、耐干渉復号の有効性を明らかにする。

第3章では、同一チャネル干渉による伝送品質劣化の改善を目的として、耐干渉復号を適用した低速FH/16QAM通信方式を提案する。また、提案方式の特性を評価するために計算機シミュレーション評価を行う。本方式では、周波数ホッピングによって干渉信号レベルがランダム化され、誤り訂正効果が増大すること、周波数ダイバーシチ効果から、低速度の移動局に対してフェージングによるBER特性の劣化を抑えられることを明らかにする。

第4章では、低速FH/16QAM通信方式について、試作した送受信装置のハードウェア構成について述べ、性能を評価する。その結果、室内実験結果から耐干渉復号の効果が顕著であり、周波数選択性フェージングまたは同一チャネル干渉を持つチャネルに対して伝送品質を改善すること、野外実験結果から車速依存性の小さい誤り訂正効果が得られることを明らかにする。

第5章では、フェージング対策を目的としたQAM多値数可変型適応変調方式について、システムの一設計法を提案し、試作装置により伝送特性を明らかにする。本方式では、劣

悪な電波伝搬環境において情報を伝送しない動作モードと，一定の伝送速度を保持するためのバッファメモリを持つことを特徴としている．室内実験による BER 特性の結果から，適応変調方式の有効性を実証する．

第 6 章では，伝送速度の高速化及び周波数選択性フェージング対策を目的とした，マルチキャリア QAM 多値数可変型適応変調方式を提案する．また，各サブキャリアに対して QAM 多値数を選択するための手順を提案する．計算機シミュレーション結果から，フラットレイリーフェージングに限らず周波数選択性フェージングにおいても伝送品質を改善することを明らかにする．

第 7 章は結論であり，本研究で得られた一連のディジタル陸上移動通信方式に関する成果を総括する．

目次

謝辞

内容梗概

第1章	序論	1
1. 1	はじめに	1
1. 2	無線局の現状と周波数逼迫対策	2
1. 3	伝送品質の改善技術	4
1. 3. 1	干渉による伝送品質の劣化	4
1. 3. 2	干渉対策技術の類型と特徴	5
1. 3. 3	マルチパス・フェージングによる伝送品質の劣化	5
1. 3. 4	フェージング対策技術の類型と特徴	6
1. 4	ダイバーシチ技術及び類似技術	7
1. 5	高能率化及び高速化への対応	8
1. 6	本文の目的と構成	9
第2章	耐干渉復号法と16QAMシステムへの適用	12
2. 1	緒言	12
2. 2	干渉波レベルの検出による復号法の改良	12
2. 2. 1	ユークリッド距離に基づく復号法	12
2. 2. 2	耐干渉復号法	13
2. 3	干渉信号レベルの検出	14
2. 3. 1	信号差分による方法	14
2. 3. 2	ヌルシンボルによる方法	16
2. 4	計算機シミュレーションによる評価	17
2. 5	結言	22
第3章	耐干渉復号を適用した低速FH/16QAM通信方式	23
3. 1	緒言	23
3. 2	低速FHのホッピングパターンと相互干渉のモデル	24
3. 3	低速FH/16QAM通信方式への耐干渉復号の適用	24
3. 4	計算機シミュレーションによる評価	26

- 3. 4. 1 シミュレーション評価モデル26
 - 3. 4. 2 復号重み付けファクタ対ビット誤り率特性29
 - 3. 4. 3 受信雑音特性29
 - 3. 4. 4 ビット誤り率の耐干渉波特性29
 - 3. 4. 5 周波数ダイバーシチ効果によるビット誤り率の改善32
 - 3. 4. 6 ボイス・アクチベーション制御の適用32
 - 3. 5 結言35
- 第4章 低速 FH/16QAM 通信方式の性能評価36
 - 4. 1 緒言36
 - 4. 2 装置の構成および主要諸元36
 - 4. 3 室内実験41
 - 4. 3. 1 実験の概要41
 - 4. 3. 2 結果と考察42
 - 4. 4 野外実験46
 - 4. 4. 1 実験の概要46
 - 4. 4. 2 結果と考察47
 - 4. 5 結言51
- 第5章 QAM 多値数可変型適応変調方式のシステム設計と性能評価52
 - 5. 1 緒言52
 - 5. 2 QAM 多値数可変型適応変調方式の原理と特徴52
 - 5. 3 システム設計54
 - 5. 3. 1 適応変調方式の実現技術54
 - 5. 3. 2 QAM 多値数の制御方法55
 - 5. 3. 3 装置の構成および主要諸元57
 - 5. 4 室内実験60
 - 5. 4. 1 各変調方式のビット誤り率特性60
 - 5. 4. 2 適応変調方式のビット誤り率特性60
 - 5. 5 結言65
- 第6章 マルチキャリア QAM 多値数可変型適応変調方式66
 - 6. 1 緒言66
 - 6. 2 QAM 多値数可変型適応変調方式のマルチキャリア化67
 - 6. 2. 1 従来方式の伝送品質劣化要因67

6. 2. 2 提案方式の原理 68

6. 2. 3 マルチキャリア適応変調用 QAM 多値数の制御方法 70

6. 3 計算機シミュレーションによる評価 72

6. 3. 1 シミュレーション評価モデル 72

6. 3. 2 平均 E_s/N_0 対ビット誤り率特性 72

6. 3. 3 ビット誤り率のサブキャリア数依存性 74

6. 3. 4 QAM 多値数選択に対する影響 75

6. 4 結言 77

第 7 章 結論 79

参考文献

本論文に関する原著論文

目次

図 1—1	無線局数の推移.....	3
図 1—2	地域別無線局数の推移	3
図 1—3	本文の構成	11
図 2—1	送受信機の構成（信号差分による方法）	16
図 2—2	フレーム構成.....	17
図 2—3	送受信機の構成（ヌルシンボルによる方法）	17
図 2—4	忘却係数対 BER 特性.....	20
図 2—5	平均 C/I 対 BER 特性.....	20
図 2—6	最大ドップラ周波数対 BER 特性	21
図 2—7	平均 C/I 対 BER 特性（信号差分とヌルシンボルによる方法との比較） ..	21
図 3—1	低速 FH 通信方式の概念	25
図 3—2	ブロックダイアグラム	25
図 3—3	インタリーブ手順とスロット構成例	27
図 3—4	スロット構成.....	27
図 3—5	復号重み付けファクタ対 BER 特性.....	30
図 3—6	平均 E_b/N_0 対 BER 特性	30
図 3—7 (a)	平均 C/I 対 BER 特性 ($\sigma=0$)	31
図 3—7 (b)	平均 C/I 対 BER 特性 ($\sigma=4.5$)	31
図 3—8	干渉分散パラメータ対 BER 特性	33
図 3—9	最大ドップラ周波数対 BER 特性	34
図 3—10	ボイス・アクチベーションを適用した場合の平均 C/I 対 BER 特性	34
図 4—1	フレーム及びスロットの構成.....	38
図 4—2	送受信装置の構成.....	40
図 4—3	室内実験の構成.....	41
図 4—4	平均 E_b/N_0 対 BER 特性	44
図 4—5	平均 C/I 対 BER 特性 ($\sigma=8$ dB)	44
図 4—6	干渉分散パラメータ対 BER 特性	45
図 4—7	RMS 遅延スプレッド対 BER 特性.....	45
図 4—8	測定コース	46

図 4—9	野外測定系の構成.....	47
図 4—10	測定コースの電力遅延プロファイル.....	48
図 4—11	RMS 遅延スプレッドの累積分布.....	49
図 4—12	平均 E_b/N_0 対 BER 特性（野外実験結果, FH あり）.....	50
図 4—13	平均 E_b/N_0 対 BER 特性（野外実験結果, FH なし）.....	50
図 5—1	適応変調方式の原理.....	53
図 5—2	ブロックダイアグラム.....	54
図 5—3	フレームフォーマット.....	55
図 5—4	装置の構成と実験ブロック図.....	58
図 5—5	受信機における処理の流れ.....	59
図 5—6	各変調方式の特性（静特性）.....	61
図 5—7	各変調方式の特性（フラットフェージング伝搬路）.....	61
図 5—8	平均 E_s/N_0 対 BER 特性（フラットフェージング伝搬路）.....	62
図 5—9	平均 E_s/N_0 対 BER 特性と平均ビットレート特性(バッファメモリあり/なし)...	62
図 5—10	最大ドップラ周波数対 BER 特性.....	64
図 5—11	平均 E_s/N_0 対 BER 特性（周波数選択性フェージング伝搬路）.....	64
図 6—1	適応変調方式の概念.....	68
図 6—2	送受信機の構成.....	69
図 6—3	フレーム及びスロット構成.....	69
図 6—4	QAM 多値数選択の手順.....	71
図 6—5	平均 E_s/N_0 対 BER 特性（フラットレイリーフェージング伝搬路）.....	73
図 6—6	平均 E_s/N_0 対 BER 特性（周波数選択性フェージング伝搬路）.....	74
図 6—7	サブキャリア数対 BER 特性.....	75
図 6—8	最大ドップラ周波数対 BER 特性.....	76
図 6—9	伝送遅延時間対 BER 特性.....	76

第 1 章

序論

1. 1 はじめに

無線通信システムでは、情報が電波となって放射され、空間媒体を伝搬して授受される。この電波伝搬路は、マルチパスに起因する信号レベルの不安定な落ち込み（フェージング）にさらされ、また、複数無線局により共有されるため相互に干渉信号となり、伝送されるビット情報の誤り率（BER: Bit Error Rate）が大きくなることが問題となる。特に携帯電話、防災無線などの公衆・自営系移動通信システムにおいては、周波数の有効利用のために異なる無線ゾーンにおいて同一周波数を繰り返し再利用するセルラーシステムを採用している。セルラーシステムにおいて伝送品質を劣化させる支配的な原因は同一チャネル干渉にあり、その改善には干渉波の影響を軽減できる通信方式の採用が有効である。このため、これまでに干渉除去技術、誤り制御技術など伝送品質の改善を目的とした技術が検討されてきた。

一方、空間を共用する形態には、大別して時分割多重アクセス（TDMA: Time Division Multiple Access）、周波数分割多重アクセス（FDMA: Frequency Division Multiple Access）、符号分割多重アクセス（CDMA: Code Division Multiple Access）があり、現在、可変レートへの対応性から公衆系移動通信システムにおいては TDMA が主に用いられている。自営系システムにおいては要求される情報伝送速度が低いこと、1 基地局当たりに接続する移動局数が少ないことから FDMA が用いられることが多い。また、2001 年頃の実用化を目指して標準化が進められている次世代の公衆系陸上移動通信システム（IMT-2000: International Mobile Telecommunications 2000）では、アクセス方式として CDMA が採用される。CDMA の特長は、異なる情報伝送速度を持った通信を同一システムに収容できるためマルチメディア通信に適すること、パスダイバーシチ効果による伝送品質の改善が可能であること、セル間移動によるハンドオーバーがシームレスに行えることなどにあるとされている。しかし、CDMA は拡散符号により空間をスペクトル的に共有するために、符号の直交性が損なわれた場合、チャネル間の分離ができず伝送品質が劣化する欠点を持つ。さらに、いわゆる遠近問題のため、高速・高精度な送信電力制御が必要となる。一方、TDMA はフレームを構成する複数スロットを通信チャネルとして各移動局に割り当てるため、チャネル間の直交性が容易に実現できる点が CDMA と大きく

異なる。特に TDMA では、電波伝搬距離が短いことから同一チャネル干渉が多大になると考えられる同一セル内チャネル間において、直交性を容易に確保できる利点が重要である。

本章では、以上の認識を踏まえて、初めに無線局の現状と周波数逼迫対策の重要性、伝送品質の2つの劣化要因（干渉及びマルチパス・フェージング）について簡単に述べ、本研究の背景を明らかにする。また、本文のねらいである伝送品質の改善技術について研究対象と課題を明確にするとともに、本文の目的と構成を明らかにする。

1. 2 無線局の現状と周波数逼迫対策

現在、陸上移動通信の利用が急激に増加している。図1-1に無線局数の推移を示す[1]。無線局数が100万局、500万局、1000万局を超えたのはそれぞれ昭和48年度、平成元年度、平成6年度であることから、近年の無線局数の伸びが急激であることがわかる。平成9年度末現在の無線局数は3948万局であり、前年度末比では35.1%の増加である。これは、平成7年度以降の3年間に於いて約4倍の増加に相当する。利用分野別の内訳では、局数の多い順に電気通信業務用3489万局、アマチュア局122万局、MCA用84万局が上位を占め、次いで簡易無線71万局、陸上運輸用43万局、パーソナル無線30万局となっている。特に電気通信業務用は前年度末に比べ1052万局増（43.2%増）であるが、これは携帯電話の利用急増が背景にあり、無線局全体の約9割を占めるまでになっている。一方、局種別の内訳では陸上移動局3619万局が総無線局数の90%を占め、次いでアマチュア局121万局、簡易無線局102万局となっている。

また、地域別無線局数の推移は図1-2の通りである。人口千人当たりの無線局数は、平成8年度より22局増の約313局となっている。地域別では、東海約348局、近畿約346局、関東約335局、四国約314局の順で全国平均を上回っており、三大都市圏をかかえる地域が上位を占めている。

すなわち、急激に増加する無線局数の大部分が携帯電話やPHSに代表される陸上移動局であり、人口密集地に偏在していることが特徴である。これは、通信のワイヤレス化による利便性が見い出されるに及んで、端末機器の価格の低下や通話料金の低廉化と通信のパーソナル化に対する需要の相乗効果により、近年、特に顕在化してきたためと考えられる。

一方において、割り当て可能な周波数帯域は有限であり、限られた周波数資源のもとで増加する無線局を収容するためのシステムの開発が急務となっている。この方策としては、既存システムの狭帯域化、新規周波数帯の開拓、既存周波数の有効利用が考えられる。

このうち、既存システムの狭帯域化については、平成11年に400MHz帯等を使用した自営用移動無線局（アナログFM、占有周波数帯12.5kHz）に対してQAM等使用によるデジタル化、6.25kHzへのナロー化が図られた例[8]があり、同種の狭帯域化は欧州

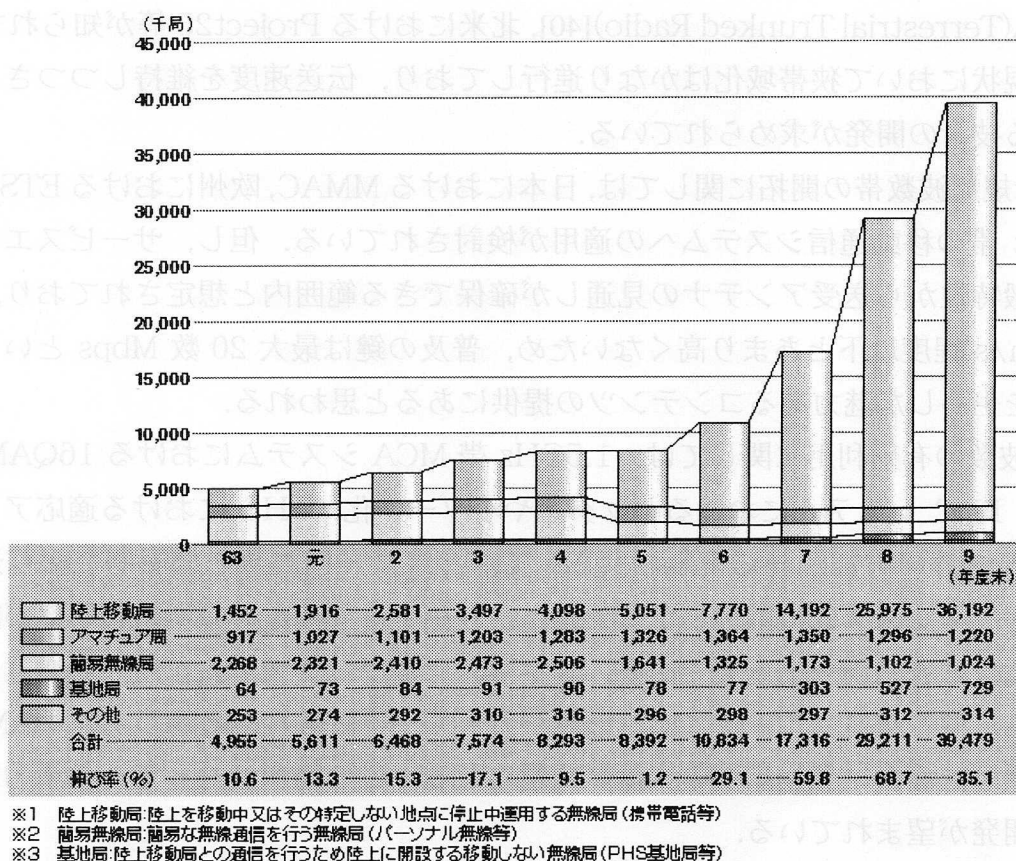


図1-1 無線局数の推移(通信白書より引用)

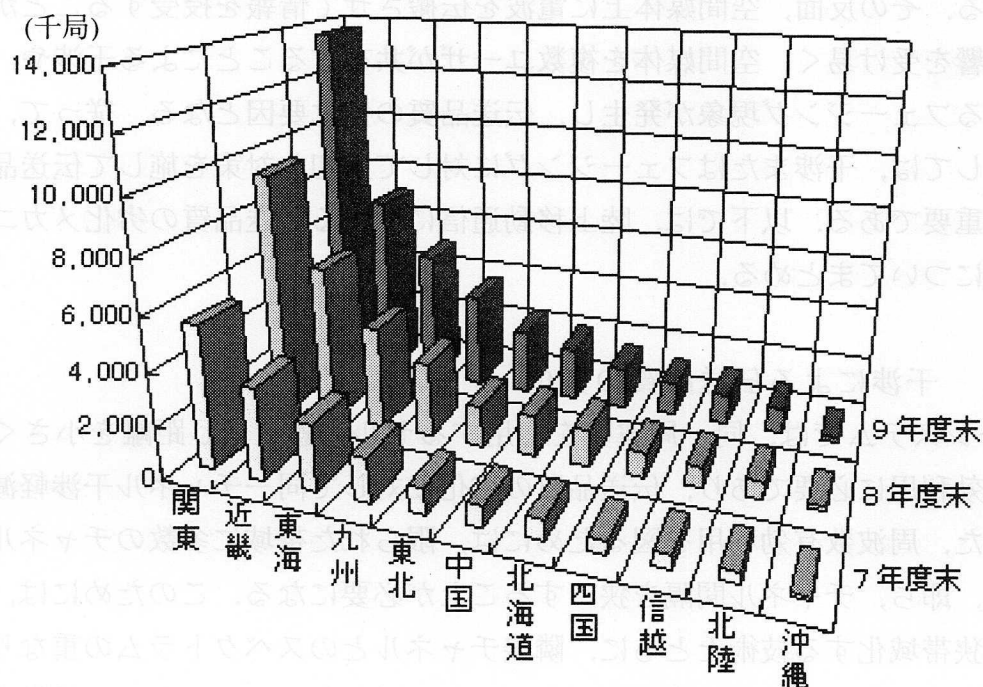


図1-2 地域別無線局数の推移(通信白書より引用)

の TETRA(Terrestrial Trunked Radio)[40], 北米における Project25 等が知られている[8]. しかし, 現状において狭帯域化はかなり進行しており, 伝送速度を維持しつつさらに狭帯域化を図る技術の開発が求められている.

一方, 新規周波数帯の開拓に関しては, 日本における MMAC, 欧州における ETSI/BRAN 等, 5GHz 帯の移動通信システムへの適用が検討されている. 但し, サービスエリアはその電波伝搬特性から送受アンテナの見通しが確保できる範囲内と想定されており, モビリティも 3m/s 程度以下とあまり高くないため, 普及の鍵は最大 20 数 Mbps という高速伝送の特徴を生かした魅力あるコンテンツの提供にあると思われる.

既存周波数の有効利用に関しては, 1.5GHz 帯 MCA システムにおける 16QAM 変調方式の採用, PDC システムにおけるセクタ化や小ゾーン化, PHS における適応アレーアンテナの導入[9]等の方策が既に実用に供されている. 同一周波数を場所的に繰り返し再利用するセルラーシステムでは, 小ゾーン化により確実に周波数の場所的利用率が向上するため, 周波数の有効利用上重要である. しかし, セルラーシステムは同一周波数を使用することから, 同一チャネル干渉による影響が大きく, 特に信号点間隔の狭い QAM を変調方式に採用した場合に伝送品質の劣化が問題となる. この問題に対して, 効果的な干渉対策技術の開発が望まれている.

1. 3 伝送品質の改善技術

陸上移動通信は, 有線通信と異なり使用場所の制限が少なく, 非常に利便性の高い通信形態である. その反面, 空間媒体上に電波を伝搬させて情報を授受することから電波伝搬環境の影響を受け易く, 空間媒体を複数ユーザが共有することによる干渉や, マルチパス伝搬によるフェージング現象が発生し, 伝送品質の劣化要因となる. 従って, 伝送品質の改善に対しては, 干渉またはフェージングに対して適切な対策を施して伝送品質を改善することが重要である. 以下では, 陸上移動通信における伝送品質の劣化メカニズムとその対策技術についてまとめる.

1. 3. 1 干渉による伝送品質の劣化

セルラーシステムでは, 同一周波数を使用するセルの繰り返し距離を小さくすることが周波数有効利用に必要であり, 伝送品質の劣化に対して同一チャネル干渉軽減技術が望まれる. また, 周波数有効利用を図るためには, 限られた帯域に多数のチャネルを密に配置すること, 即ち, チャネル間隔を狭くすることが必要になる. このためには, 変調スペクトラムを狭帯域化する技術とともに, 隣接チャネルとのスペクトラムの重なりを許容できるような隣接チャネル干渉軽減技術が必要となる. なお, スペクトラム拡散変調のように, 同一周波数を複数ユーザが同時使用することを前提とした変調方式もある.

陸上移動通信における同一及び隣接チャネル干渉の特徴は, 地物の影響によりいわゆ

る遠近問題が生じること、一般に希望波と非希望波が独立にマルチパスフェージングの影響を受けることにある。このため、干渉波のレベルが希望波に比べて極度に大きくなることがある。通常、隣接チャネル干渉に対しては帯域通過フィルタによる干渉抑圧効果がある程度期待できるものの、同一チャネル干渉に対しては、システム設計上のマージンとして考慮する。このため、マージンを抑えつつ伝送品質を改善する技術が重要である。

1. 3. 2 干渉対策技術の種類と特徴

干渉対策技術は、(1) 誤り制御・ダイバーシチ受信技術等による伝送の高品質化技術、(2) 希望信号と干渉信号の性質の差異を利用した技術、(3) 送信信号の制御により与干渉を軽減・回避する技術、(4) 干渉信号の性質を積極利用した高品質化技術、等に分類できる。さらに(2)は、受信信号の推定による信号分離（干渉除去技術）、アレーアンテナによる空間的分離（干渉軽減技術）に分類できる。ここで、(1)、(2)、(4)は受信機側の処理であるが、(3)は送信機側の処理を伴う。

伝送の高品質化技術には、誤り訂正を利用して時間ダイバーシチ効果を得る方法、複数アンテナにより空間ダイバーシチ効果を得る方法等がある。干渉とマルチパス・フェージングに共通して有用な技術である。

干渉除去技術の原理は、受信機において希望信号と干渉信号との特徴の差違をとらえ、受信信号から干渉信号のレプリカを差し引くことにある。確からしいレプリカを生成するために、復号時に最ゆう系列推定 (MLSE: Maximum Likelihood Sequence Estimation) した値を利用する方法[10-12]、適応アレーアンテナを併用する方法[22]が検討されている。通常、これらはデジタル信号処理により実現する。一方、干渉軽減技術には、GSM への適応アレーアンテナ導入による効果[20]、適応アレーアンテナの簡略化構成[21]、パスダイバーシチ効果を得るために適応アレーアンテナに等化器を継続接続して合成する方法[23]等が検討されている。

与干渉の軽減・回避技術には、周波数ホッピング (FH: Frequency Hopping) 方式への送信電力制御の適用[25]や、動的チャネル割り当て技術[24]が検討されている。また、P HS では、送信に先だちチャネルを受信して、干渉検出（キャリアセンス）時には送信を行わないという機能を具備することで干渉を回避している。欧州では、同種の干渉回避機能を電波を共用のためのルール（エチケットルール）として用いる例がある。

干渉信号の性質利用による高品質化技術には、GSM の高品質伝送を目的として、干渉ダイバーシチ効果[13]により誤り訂正が効果的に働く環境を意図的に作る技術が知られている。

1. 3. 3 マルチパス・フェージングによる伝送品質の劣化

陸上移動通信における伝搬特性は、基地局と移動局間の距離に依存する平均的な伝搬損失（距離特性）、周辺の地形や地物に依存する短区間（数 10m 程度）での中央値変動（場所的変動）及び多重波の干渉によるフェージング（瞬時変動）に分類される。このうち、距離特性及び場所的変動は伝送品質に大きな影響を与えるが、これらは基地局設置やセル構成及び送受信系の諸元などの回線設計において対処すべきものである。一方、瞬時変動であるフェージングについては、主として変復調方式等において対処を考慮すべきものである。以下では陸上移動通信におけるフェージングについて述べる。

陸上移動通信では、移動局のアンテナ高が 1~2m と非常に低いため、通常、基地局からは見通しとならない。このため、基地局から送信された電波は、移動局周辺の建物等による反射や回折などによって、多数の経路を経て移動局に到来する。その結果、様々の方向から到来する電波がお互いに干渉し、不規則な定在波状の電磁界分布が形成される。この中を移動局が走行すると、受信波の包絡線と位相がランダムに変動する。なお、移動局が移動しても、周辺の地形や地物の状態は数 10m 程度の区間ではあまり変化しないことから、短区間内で定常過程と見なせる。また、移動局が移動することは、各方向からの到来波がドップラー効果によって異なる周波数偏移を受けたことになる。一般に、周波数の異なる多数の波が合成された信号は、複素ガウス過程に従うことから、受信波の包絡線はレイリー分布し、位相は一様分布する。これが陸上移動通信におけるレイリー・フェージングの発生メカニズムである。

このように陸上移動通信におけるフェージングは、多重波の到来方向が様々に異なるばかりでなく、その遅延時間も様々である。ここで、多重波の遅延時間の分布が、デジタル信号のシンボル長に比べて無視できる場合には、フェージング変動の周波数特性がその伝送帯域内において一様となる。このようなフェージングをフラットフェージングと呼ぶ。一方、多重波の遅延時間の分布がシンボル長に対して無視できなくなると符号間干渉によって信号に遅延歪が発生するとともに、伝送帯域内で周波数特性が一様でなくなる現象、即ち、周波数選択性フェージングが発生する。

1. 3. 4 フェージング対策技術の類型と特徴

フェージング対策技術は、振幅及び位相変動の対策技術、マルチパス伝搬による遅延歪の対策技術、誤り率特性の改善技術に分類される。ここで、振幅及び位相変動の対策[17][18]はフラットフェージングに対して有効であり、遅延歪対策[16]は周波数選択性フェージングに有効なものである。また、誤り率特性の改善技術[15][19][25]は、フラットフェージング及び周波数選択性フェージングの両方に有効である。送信電力制御[25]を受信電力の変動補償と捉えれば、フェージング対策技術と考えることもできる。次に、遅延歪対策としては、遅延歪に強い変調技術の採用、遅延歪の補償（等化）の適用及び遅延波（マルチパス波）の除去による対策[20][23]がある。変調技術による対策には、耐多重波変調、

スペクトル拡散変調，適応変調及びマルチキャリア伝送技術[28][47]が含まれる．遅延歪の補償には，判定帰還等化（DFE: Decision Feedback Equalizer）技術[16]やMLSE技術[10]がある．マルチパス除去による対策には，指向性アンテナ及び適応アレーアンテナ[20][23]がある．これらの技術は，主としてフェージングによる劣化を押える技術であり，必ずしも積極的に誤り率特性の改善を図る技術ではない．

一方，誤り率特性を改善する技術としては，ダイバーシチ技術及び誤り制御技術などがある．ダイバーシチ技術は，同一情報を含む複数の受信信号の切替・合成により特性改善を図る技術であり，複数の受信信号を得る手段として空間ダイバーシチ，周波数ダイバーシチ，時間ダイバーシチなどがある．また，誤り制御技術は，符号化により受信側で誤りを訂正する技術（FEC: Forward Error Correction），誤り部分を再送して訂正する自動再送要求（ARQ: Automatic Repeat Request）などがある．また，周波数ダイバーシチ的な技術として，符号化を適用した周波数ホッピング技術[31]やマルチキャリア伝送技術がある．また，適応アレーアンテナは，空間ダイバーシチをさらに高度化したとも考えられる．

1. 4 ダイバーシチ技術及び類似技術

ダイバーシチ技術とは，同一情報を含む複数の受信信号の切替，合成等の処理により信号品質の向上を図る技術である．この技術は，使用するダイバーシチ・ブランチによって，空間，周波数，指向性，時間等に分類できる．空間ダイバーシチは，空間位置の異なる複数アンテナで受信する方式である．陸上移動通信では最も一般的な方式である．周波数ダイバーシチは，信号を周波数の異なる複数波を用いて伝送し，複数波を受信する方式である．そして，周波数相関が小さい（周波数選択性フェージングが厳しい）ほど，その効果大きい．指向性ダイバーシチは，指向方向の異なる複数アンテナで受信する方式である．指向性による遅延波の抑圧効果も期待できる．時間ダイバーシチは，信号を異なる時間に複数回送信して，複数回受信する方式である．移動局の停止時に効果が少ない．また，ダイバーシチ技術には，適用する部分により移動局及び基地局ダイバーシチなどがある．さらに，複数の基地局によるダイバーシチ（サイトダイバーシチ）があり，シャドウイング対策として有効である．

ダイバーシチ技術は，受信信号の合成の方式によって，選択切替，等利得合成，最大比合成，メトリック合成[19]などに分類され，制御方式にも各種のものがある．最大比合成法は，合成後の信号対雑音電力比が最大となるように，各ブランチをそれぞれの信号対雑音電力比で重み付けする方式であり，特性が最も優れている．しかし，各ブランチの信号対雑音電力比と位相を求める必要があり，一般に回路構成が複雑となるため，あまり実用的な方式でない．一方，選択切替ダイバーシチは合成を行わず最も良好なブランチを選択する方式であり，最大比合成法に比べ特性改善が多少小さい．しかし，回路が比較的簡単

なため、一般によく用いられる方式である。

ダイバーシチ技術に類似のものとして、符号化を適用した周波数ホッピング技術やマルチキャリア伝送技術、適応変調技術及び適応アレーアンテナ技術がある。周波数ホッピングは一定のパターンにより周期的に送信周波数を切り換える技術であり、スペクトル拡散技術の一種である高速周波数ホッピングと搬送周波数の時間的変更と見なせる低速周波数ホッピングがある。この技術は、複数の周波数を同時に送受信しない点が周波数ダイバーシチと異なるが、周波数ダイバーシチ的な効果を活用している。周波数ホッピングのうち低速周波数ホッピングは、誤り訂正技術の導入やインタリーブにより信号を時間的・周波数的に分散させてダイバーシチ的な効果を得ている。特に低速周波数ホッピングを干渉対策技術と見たとき、干渉信号を時間的・周波数的に分散させて誤り訂正効果を高めることが可能であり、これを干渉ダイバーシチ[13]と呼ぶことがある。マルチキャリア伝送では、誤り訂正技術と情報の各搬送波への割当によって、周波数的に分散させてダイバーシチ的な効果を得ている。

一方、適応アレーアンテナ技術は、各アレーアンテナの合成重みを変化させることによりアンテナの指向性を適応的に制御する技術である。正確にはダイバーシチではないが、空間及び指向性ダイバーシチと類似点がある。この技術を用いると希望波と非希望波、または到来方向の異なる遅延波が除去できるので、干渉対策や周波数選択性フェージング対策として有効である。フラットフェージング下では、信号対雑音電力比を最大にする制御の場合に最大比合成型の空間ダイバーシチとして動作する。

1. 5 高能率化及び高速化への対応

以上のようなフェージング伝搬路における高品質化技術において、高能率化及び高速化に対して効果的に対応する技術について述べる。

はじめに、周波数利用率をあまり低下させないで高品質化を図る技術として、データ伝送を対象とする場合には、ARQ などの誤り制御技術[2]、適応変調技術[6]がある。特に音声伝送などの即時性を要する通信では、伝送遅延時間を保証する適応変調技術[14]が検討されている。

一般的に高品質化と高能率化を同時に実現するためには、QAM をベースとして各種の高品質化技術を整合性よく組み合わせることが重要である。誤り訂正符号については、ダイバーシチ的な効果を考慮した符号化法の検討、変調方式と整合性の良いマッピング（符号化と信号点との対応）の工夫、チャネル信頼度情報（CSI: Channel State Information）を用いた復号法[15]などが BER 特性の改善のために重要となる。また、ダイバーシチ受信については、周波数利用率等の観点から空間ダイバーシチの適用が有効であり、大きな特性の改善を得るために最大比合成受信が望ましい。さらに、誤り訂正符号化とダイバーシチ受信との整合性を考慮した合成法及び復号法も重要となる。

さらに高速化を図るには、適応等化技術の適用が有効であり、16QAM 方式に空間ダイバーシチと適応等化を適用した方式の研究[16]も行われている。また、別のアプローチとしてはマルチキャリア伝送を用いた方式も有効である。この方式では、誤り訂正符号とマルチキャリア化を一体化することによって、周波数ダイバーシチ的な効果によるビット誤り率特性の改善が期待できる。または、適応変調とマルチキャリア化を一体化することにより、時間及び周波数ダイバーシチ的な効果によるビット誤り率特性の改善が期待できる。このように、マルチキャリア化による周波数ダイバーシチ的な効果、適応変調または誤り訂正符号化による時間ダイバーシチ的な効果及び空間ダイバーシチ効果を総合すると、高能率及び高速の条件の下で高品質化の実現が可能となる。

1. 6 本文の目的と構成

現在のように周波数の利用状況が逼迫し続ける中において、高能率伝送のための QAM をベースとした通信方式の需要は今後も益々大きくなるものと考えられる。QAM を使用した通信方式に関しては、これまで各種技術を組み合わせた検討はあるものの、ハードウェアによる実現性を意識した通信方式の検討は少なく、通信分野の研究者に対して具体的な有効性を示すには今一步至らなかった。このためには、陸上移動通信の特徴を利用した効果的かつ簡易に実現可能な手法の導入により、伝送品質を改善する通信方式を提案して、実験等により実証することが重要となる。

そこで本研究では、干渉及びフェージングによる伝送品質劣化の改善を目的として、QAM を使用したデジタル陸上移動通信方式の検討を行うものとする。ここでは、通信方式を実証するため、試作装置による伝送実験を行う。干渉対策を施した通信方式の検討では、まず初めに、干渉対策を施した一復号法を提案する。次に、低速周波数ホッピング通信方式における干渉信号の特徴をこの復号法の誤り訂正能力の改善に利用した、低速 FH/16QAM 通信方式を提案し、計算機シミュレーション及び試作装置により基本特性を検討する。一方、フェージング対策には、装置化が比較的容易な QAM 多値数可変型適応変調について検討する。より具体的には、適応変調方式を装置として実現するための一設計法を提案し、試作装置による基本特性を評価する。また、周波数選択性フェージングによる劣化に対して、マルチキャリア伝送による対策方法を提案する。

本文は7章から構成されている。本文の流れを図1-3に示す。

第2章では、耐干渉性を改善するために、受信信号に相加される干渉信号レベルを符号系列間のユークリッド距離を算出する際の重み付け係数として用いる、最小ユークリッド距離比較に基づく復号法（本文では、耐干渉復号と表記する）を提案する。また、干渉信号レベルとして、復号信号と受信信号との差分を平滑化して用いる方法と、振幅ゼロのシンボル（本文では、ヌルシンボルと表記する）を送信信号中に適宜挿入し、受信側においてこのシンボルの値を干渉信号レベルとして用いる方法を提案する。これらの方法を

16QAM 通信方式に適用した場合の計算機シミュレーション結果から、耐干渉復号の有効性を明らかにする。

第3章では、同一チャネル干渉による伝送品質劣化の改善を目的として、耐干渉復号を適用した低速 FH/16QAM 通信方式を提案する。提案方式では、誤り訂正符号を採用した 16QAM を変調方式とする。また、本方式ではセル内において直交配置した巡回型の低速 FH を用いる。異なるセルに属する移動局は互いに異なるホッピングパターンを割り当てるため、他セルからの干渉波は希望波に対して不均一化される特徴を持つ。この特徴を利用して、16QAM の耐干渉特性を増すために耐干渉復号を適用している。計算機シミュレーション評価から、提案方式は周波数ホッピングによって干渉信号レベルがランダム化され、誤り訂正効果が増大すること、周波数ダイバーシチ効果から、低速度の移動局に対してフェージングによる BER 特性の劣化を抑えられることを明らかにする。

第4章では、低速 FH/16QAM 通信方式について、試作した送受信装置のハードウェア構成について述べ、室内実験及び野外実験による BER 特性を明らかにする。その結果、室内実験から耐干渉復号の効果が顕著であり、周波数選択性フェージング、または同一チャネル干渉を持つチャネルに対して高品質伝送が可能であること、野外実験から車速依存性の小さい誤り訂正効果が得られることを明らかにする。

第5章では、フェージング対策を目的とした QAM 多値数可変型適応変調方式について、システムの一設計法を提案し、試作装置により伝送特性を明らかにする。本方式では劣悪な電波伝搬環境において情報を伝送しない動作モードと、一定の伝送速度を保持するためのバッファメモリを持つことを特徴としている。室内実験による BER 特性の評価結果から、適応変調方式の有効性を実証する。

第6章では、伝送速度の高速化及び周波数選択性フェージング対策を目的としてマルチキャリア伝送による対策を図った、マルチキャリア QAM 多値数可変型適応変調方式を提案する。また、各サブキャリアに対して伝搬路状況に適した QAM 多値数を選択するための手順を提案する。計算機シミュレーション結果から、フラットレイリーフェージングに加えて周波数選択性フェージングにおいても高品質な伝送を与えることを明らかにする。

第7章は結論であり、本研究で得られた一連のデジタル陸上移動通信方式に関する成果を総括する。

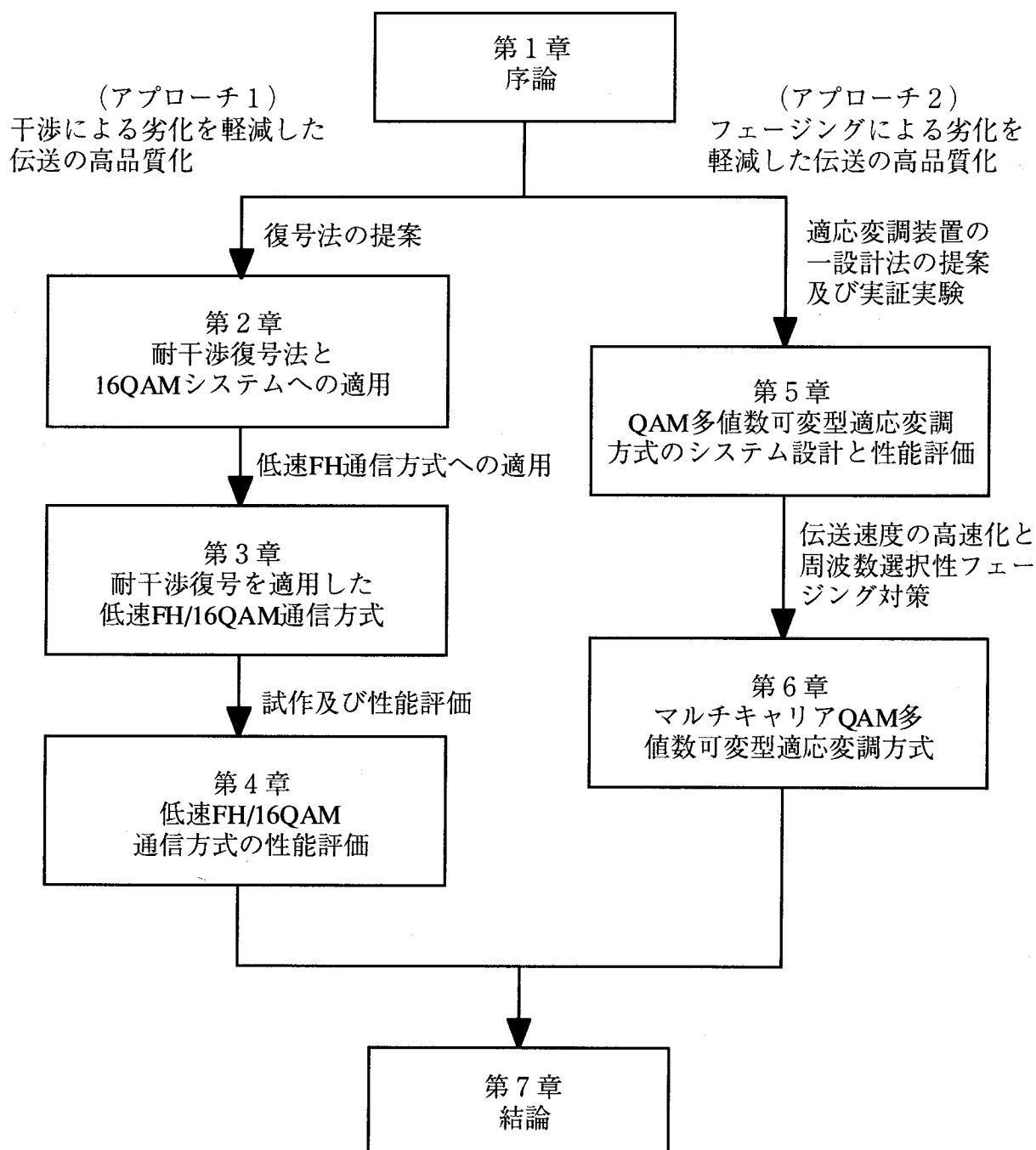


図1-3 本文の流れ

第 2 章

耐干渉復号法と 16QAM システムへの適用

2. 1 緒言

ディジタル陸上移動通信では、従来からの音声電話サービスに加えてデータ通信、画像伝送などの高品質な伝送を要求するサービスが求められている。同時に、周波数有効利用を図りつつ増加するユーザー数に対応できるシステムの実現が必要となっている。

現在、周波数有効利用を図るシステム的手法としてセルラーシステムがあり、広く実用に供されている。セルラーシステムでは、同一周波数を場所的に繰り返して周波数の有効利用を図るため、周波数の再利用率は同一チャネル干渉特性に大きく依存する。従って、セルラーシステムに要求される変調方式には干渉信号に強い性質が望まれる。

一方、高能率、高品質伝送を実現するための変調方式として誤り訂正符号を付加した QAM があり、移動通信環境下での特性について数多くの検討が行われている[26-28]。しかし、干渉波が存在する場合の QAM は $\pi/4$ -shifted QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 等の直交位相変調と比較して平均電力一定下では信号空間上シンボル点間隔が狭まり、振幅・位相の偏差に対して過敏となるために有効であるとはいえない。従って耐干渉性に劣る QAM をセルラーシステムに適用しようとした場合、何らかの工夫を必要とするものの、干渉の存在下における検討例及び特性の改善提案はあまり見当たらない[29]。

本章では、干渉制限チャネルにおいて BER 特性を改善するために、受信信号の包絡線レベルに加え干渉信号レベルをチャネル信頼度情報 (CSI: Channel State Information) として用いたユークリッド距離最小復号法 (以下、耐干渉復号法と呼ぶ) を提案し、その基本特性について述べる。ここで CSI とは、復号に反映して誤り訂正効果を上げることがを目的とした、受信信号から得ることのできる情報と定義する。また、16QAM システムに耐干渉復号法を適用した場合の特性について示す。

2. 2 干渉波レベルの検出による復号法の改良

2. 2. 1 ユークリッド距離に基づく復号法

Chase は、ブロック符号の復号法として、フェージング環境下において受信包絡線レベルを CSI として用いて、送信符号語の候補と受信信号系列とのユークリッド距離を求めて比較する軟判定復号法を提案している[15]。これは、送信符号語の候補を受信包絡線レ

ベルで重み付けし、受信信号系列とのユークリッド距離を求めることによって実現される。この復号法によれば、符号語 j を送信し符号語 l を受信したとみなした時のユークリッド距離 $D(l)$ を、次式により全ての候補符号語 l について計算する。

$$D(l)=\sum_{i=1}^Nw_i^2(v_i-r_i^{(l)})^2 \dots\dots\dots(2-1)$$

判定した受信符号語 r は、最小となる $D(l)$ を見出したときの l から、 $r=r^{(l)}$ として求める。ここで、 $r^{(l)}=(r_1^{(l)}, r_2^{(l)}, \dots, r_N^{(l)})$ は符号語 l 、 $v=(v_1, v_2, \dots, v_N)$ は受信系列 v のフェージング歪補償後の受信シンボル系列、 r は最終的に判定した符号語、 $w=(w_1, w_2, \dots, w_N)$ はフェージングによる包絡線変動の推定値、 N は符号長を表す。 w はフェージング歪補償にパイロットシンボル挿入型フェージング歪補償方式[18]を適用する場合、歪補償の過程において自動的に計算される値である。ここでは簡略化のため時間インデックスを省略している。このとき符号語が正確に伝送された場合は $l=j$ となる。ここでは(2-1)式により実行される復号法をユークリッド距離最小復号と呼ぶ。

ユークリッド距離最小復号は、ガウス性雑音チャンネルに限り最ゆう復号に近い特性が得られることが知られている[15]。これは、ガウス性雑音が支配的なチャンネルでシステムを使用する場合、ユークリッド距離最小復号の使用が最適であることを意味している。

2. 2. 2 耐干渉復号法

陸上移動通信システムにユークリッド距離最小復号を適用する場合、干渉波の存在下において判定誤りが多く発生する。特にこのことは、後述するように干渉波レベルが符号語を構成する各シンボル間において大きく偏る場合に顕著となる。これは過大な干渉信号レベルにユークリッド距離 D が乱され、符号の訂正限界距離を越えるためと考える。

そこで、干渉による影響を軽減することを目的として、ユークリッド距離最小復号に D の算出に関して CSI を使用する。すなわち、フェージングによる包絡線変動により重み付けした考え方と同様、干渉波の重畳した信号に対しても重み付けによりチャネル信頼度情報を与える。ここでは、(2-1)式における w_i^2 が、一定値とした雑音電力に対して定められた重みであると解釈して、 w_i^2 の代わりに $(w_i^2/(\delta + d_i^2))$ を代入する。 d_i^2 は干渉信号の電力レベルであり、 δ は正定数である。 d_i^2 は次節に示す方法によりその推定値を得ることができる。

本復号法を QAM システムへ適用する。誤り訂正符号を、直交変調前の I 相と Q 相それぞれに適用し、復号も直交検波後の各相に適用する。このとき、送信データ列は送信側において符号化前に 2 つの系列に分けられる。受信側では復号後の 2 つの受信データ系列が 1 つに合成される。

復号の手順は以下の通りである． I 相に対してインデックス j_I で表される符号語と， Q 相に対してインデックス j_Q で表される符号語が送信され， それぞれの相に対応する符号語 k_I と符号語 k_Q が受信側の復号によって得られると仮定する． 次に候補となる符号語の全てに対して， 以下に示す重み付き距離 $D_I(l)$ と $D_Q(l)$ を算出する．

$$D_I(l) = \sum_{i=1}^N \frac{w_i^2 (v_{i,I} - r_i^{(l)})^2}{\delta + d_i^2} \dots\dots\dots (2-2a)$$

$$D_Q(l) = \sum_{i=1}^N \frac{w_i^2 (v_{i,Q} - r_i^{(l)})^2}{\delta + d_i^2} \dots\dots\dots (2-2b)$$

ここで， w_i ， $v_{i,I}$ ， $v_{i,Q}$ ， $r_i^{(l)}$ はそれぞれ， パイロットシンボル挿入型フェージング歪補償方式のフェージング推定による受信包絡線レベル， フェージング歪補償後の受信シンボルの I 相及び Q 相の信号レベル， インデックス l を持つ候補符号語を表す． N は符号語長であり， ここでは簡単のため時間インデックスは省略している．

こうして， インデックス k_I と k_Q を持つ推定された符号語は， それぞれ $D_I^{(0)}$ と $D_Q^{(0)}$ の最小値を見い出すことにより得られる． このとき， $k_I=j_I$ かつ $k_Q=j_Q$ である場合， 送受信機間において正しい情報が伝送されたことになる． この復号法は， d_i^2 が一定値である場合あるいは全ての i に対して $\delta \gg d_i^2$ である場合， ユークリッド距離最小復号と等価になる．

本式による一連の復号手順は耐干渉性を図った復号法であることから， 耐干渉復号法と呼ぶ． 耐干渉復号では， w_i^2 と比較して d_i^2 が微小である場合， 干渉波電力推定の精度が十分でなければ， その偏差に対して $D_I^{(0)}$ と $D_Q^{(0)}$ の算出に大きな誤差をもたらす． また， ガウス性雑音が支配的なチャネルでは， 最ゆう復号に近い特性を得るために (2-2a) 式， (2-2b) 式の分母を一定値とすることが望ましい． (2-2a) 式， (2-2b) 式には， これらを考慮した復号重み付けファクタとして， 定数 δ を導入している．

2. 3 干渉信号レベルの検出

本節では， 耐干渉復号法を用いるために必要となる干渉信号レベルについて， これを検出するための方法を提案する．

2. 3. 1 信号差分による方法

耐干渉復号法に用いる干渉信号レベルの推定値として， 誤り訂正による復号信号と受信信号との差分を計算し， これを平滑化して用いる方法について述べる．

送受信機の構成（信号差分による方法）を図 2-1 に示す． 手順は以下の通りである． まず， 送信機において I 相， Q 相の各データ系列をブロック単位に符号化し QAM の信号

空間にマッピングした後、シンボルインタリーブを行う。さらに一定間隔毎にパイロットシンボルを挿入して、帯域制限フィルタを通して信号を出力する。

次に、フェージングチャネルを通過した信号は受信機に入力される。セルラーシステムでは、この間において同一チャネル干渉波をも受信することになる。

受信機では、帯域制限フィルタを通過した信号から送信機において挿入したパイロットシンボルを抽出し、このシンボルを用いて伝搬路で生じたフェージング歪を補償する。その後、歪補償後の信号、受信包絡線レベルについてデインタリーブを行い、I、Q 各系列について復号する。

耐干渉復号では、受信信号の包絡線情報に加え干渉信号レベルが必要である。図 2－1 における受信機の干渉信号レベルを算出するブロックは、以下に述べる(2-4)式に基づくものである。これは、現在得られているシンボル情報から、次のシンボルにおける干渉信号レベルを推定するものである。干渉局からの信号がレイリーフェージング変動するとき、干渉信号レベルは変調速度 s_r と最大ドップラ周波数 f_d との相対関係による時間相関を持ち、緩慢に変動する。例えば、相関係数を ρ とした場合の時間相関の関係は以下のようになる[7]。

$$\rho = J_0(2\pi f_d s_r) \dots\dots\dots(2-3)$$

ここで $J_0(\cdot)$ は第 1 種ベッセル関数を表す。例えば $f_d=80$ Hz の場合、変調速度が 627 sym/sec 以上であれば $\rho \geq 0.8$ という相関係数を持ち、比較的信頼度の高い干渉信号レベルの推定ができるものとする。なお、上記の議論はフラットレイリーフェージング環境下において成り立つが、周波数選択性フェージング環境下においても時間相関を持つため、同様の効果が得られるものと考えられる。

提案方式ではまず、受信側においてメモリに記憶保持されている、直前のブロックで推定した干渉波レベル d_i^2 と復号した符号語のインデックス k_I 、 k_Q を用いて、次式において実行されるように受信信号から復号した信号の差分を検出し、この信号の電力値を平滑化してこれを推定した干渉信号レベル $d_i'^2$ として記憶保持する。

$$d_i'^2 = p \cdot d_i^2 + (p-1) \cdot ((v_{i,I} - r_i^{(k_I)})^2 + (v_{i,Q} - r_i^{(k_Q)})^2), \dots\dots\dots(2-4)$$

ここで p は、0 から 1 の間で決定される忘却係数であり、推定値の安定化を図るために導入している。この $d_i'^2$ を次ブロックの復号時に改めて d_i^2 と置き換える。

通常、通信初期における干渉信号レベルを知ることは不可能であるから、あらかじめ定めた一定の値を初期値として設定することになる。このため、本方式をバースト伝送に適用する場合、干渉信号レベルの初期引き込み時に p に依存した一定時間が必要となり、こ

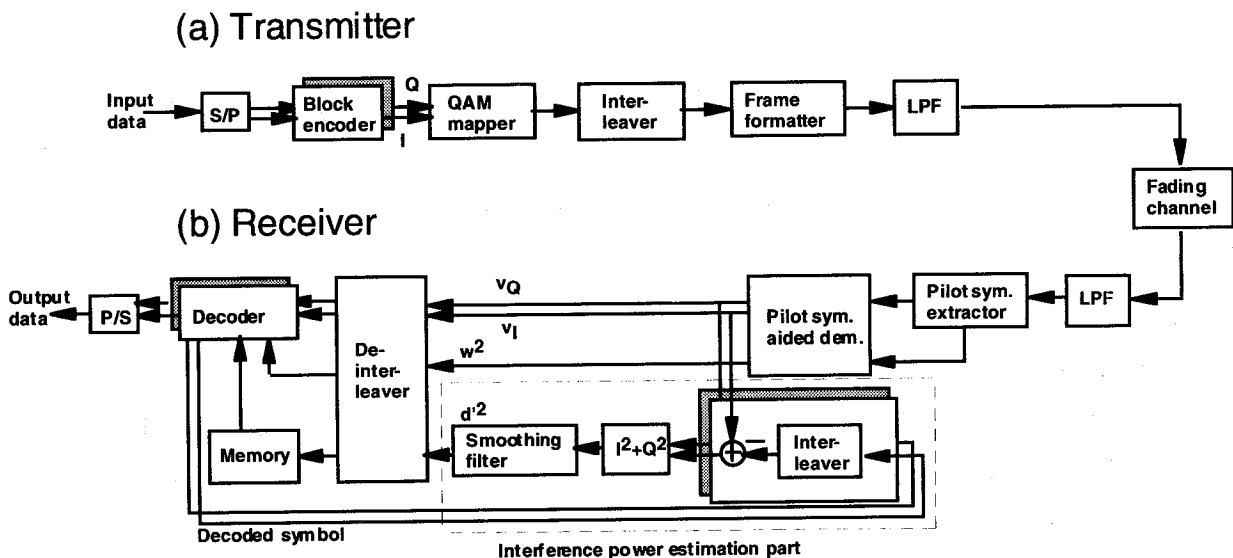


図 2 - 1 送受信機の構成 (信号差分による方法)

の間の BER 特性は改善が小さくなると予想される。この場合、

- (1) スロットの先頭部分に引き込み用プリアンプルを置く、
 - (2) 前半部分から後半部分にかけて復号を行った後に、再び前半部分に戻り復号を行う、
- 等の方法を導入することが有効である。但し、(1)ではフレーム効率が低下し、(2)では演算量が若干増加する欠点が生じる。

本方式では、復号結果に基づく受信信号からの差分を求めているため、誤り訂正が効果的に働く干渉環境下においては、確らしい干渉信号レベルが得られるものと考えられる。

2. 3. 2 ヌルシンボルによる方法

送信側においてスロットに定期的に挿入した振幅ゼロのシンボル (ヌルシンボルと呼ぶ) から干渉波レベルを検出して、 d_i^2 を推定する手法について述べる。受信側では、近接する複数ヌルシンボルの平均レベルを計算することにより、またはこれらヌルシンボルのレベルを内挿することにより、干渉信号レベルが推定できる。

図 2 - 2 に、本方式によるフレーム構成例を示す。ヌルシンボルの挿入間隔は、フレーム効率の低下が許容できる範囲内で干渉波レベルの変動を推定するのに十分であるよう定めることが望ましい。一方、挿入位置はパイロットシンボルとの相対位置関係から特定するのが容易と考えられるから、パイロットシンボルの挿入間隔に等しく定めてもよい。

ここでは干渉波を、ヌルシンボルの挿入間隔に渡っては緩慢な変動であると仮定する。このときの干渉波電力を複数個のヌルシンボルを用いて推定する。多数のヌルシンボルを用いれば安定した推定が可能となるが、干渉波の変動に対して十分な追従性を保てない。



N: Space symbol P: Pilot symbol

図 2-2 フレーム構成

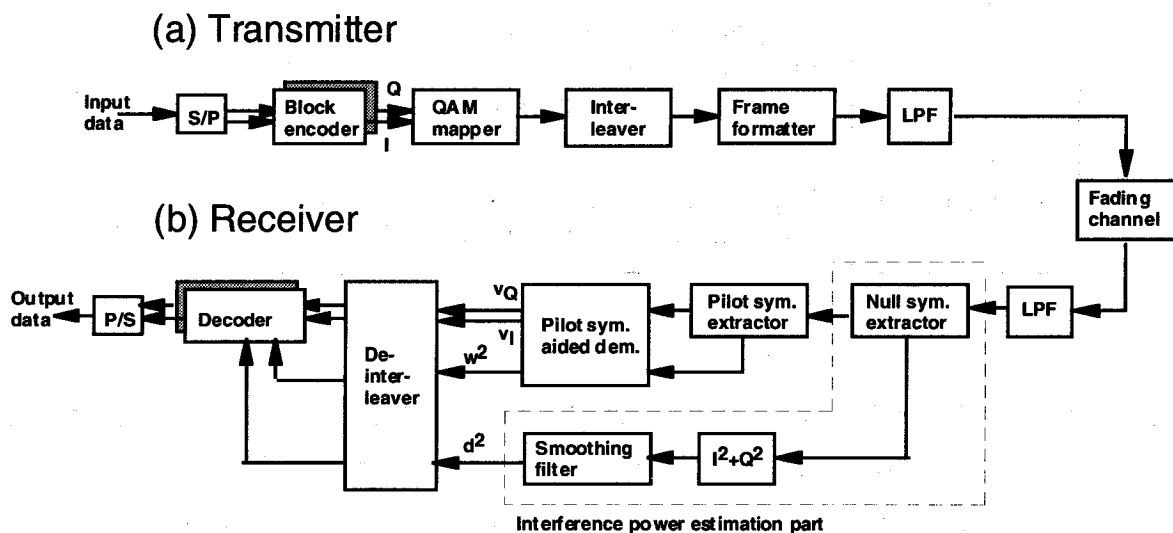


図 2-3 送受信機の構成（ヌルシンボルによる方法）

送受信機の構成（ヌルシンボルによる方法）を図 2-3 に示す。手順は以下の通りである。まず送信機において I 相、Q 相の各データ系列をブロック単位に符号化し QAM の信号空間にマッピングした後、シンボルインタリーブを行う。さらに一定間隔毎にパイロットシンボル、ヌルシンボルを挿入して、帯域制限フィルタを通して信号を出力する。

受信機では、帯域制限フィルタを通過した信号から送信機において挿入したパイロットシンボルを抽出し、伝搬路で生じたフェージング歪を補償するとともに、ヌルシンボルを抽出し、干渉信号レベルを推定する。その後、歪補償後の信号、受信包絡線レベル、干渉信号レベルのそれぞれについてデインタリーブを行い、I、Q 各系列について耐干渉復号を行う。

2. 4 計算機シミュレーションによる評価

耐干渉復号の効果を確認するために、16QAM システムに適用した場合の特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。表 2-1 にシミュレーション諸元を示す。干渉波

表 2－1 計算機シミュレーション諸元

Modulation	16QAM
Symbol rate	16 ksym/sec
FEC	(16, 8) Quasi-cyclic code Generator polynomial: $g(x)=x^7+x^6+x^4+1$
Interleave size	Symbol interleaving, 75x8 (symbol)
LPF	Raised-cosine root Nyquist filter ($\alpha=0.5$)
Frame structure	Proposed with signal difference: 1 pilot symbol inserted in 16 data symbols Proposed with space symbol: 1 pilot and 1 null symbol inserted in 16 data symbols
Space diversity	2 branch, metric combining
Fading model	Double-spike model (equivalent power, $f_d=80$ Hz, $s=2\ \mu\text{s}$)

は 1 波であり、干渉波と希望波とは相互に独立な等レベル 2 波モデルによる周波数選択性フェージング ($f_d=80$ Hz, RMS 遅延スプレッド $s=2\ \mu\text{s}$) にさらされる。空間ダイバーシチはメトリック合成型[19]であり、各ブランチの $D_I(l)$, $D_Q(l)$ の和, $(D_{I1}(l)+D_{I2}(l), D_{Q1}(l)+D_{Q2}(l))$ (添字 i は第 i ブランチを表す) の最小値を求めることにより実行する。

誤り訂正はブロック符号 (擬似巡回符号[30][35]) を I 相, Q 相の各系列に対して適用している。ここでは、各系列 8 ビットを 1 ブロックとしてそれぞれ符号化し、系列間の距離を最大とするような最適化を図り 4 値シンボル化した系列 (8 sym/block) を得てこれを信号空間に割り当てる。 δ は経験的な最適値として d_i^2 の平均電力の 0.1 倍に定めた。

信号差分による干渉信号レベルの検出に関して、忘却係数と BER との関係を明らかにするために、図 2－4 に忘却係数 p 対 BER 特性を示す。C/I は一例として 12 dB としたが、他の C/I に対してもほぼ同様の傾向を示した。

図から p には最適な値が存在することがわかる。これは p が大きい場合、過去からの差分信号により平滑化を行うため推定精度が増すものの、時定数が大きいため f_d の変化に即応できなくなる。一方、 p が小さい場合は現在の差分信号に偏重して平滑化を行うため、 f_d に対する即応性は高くなるものの推定精度が低下するものとする。以後のシミュレーションでは、BER が最小となる値として $p=0.9$ に定めた。

図 2－5 に、信号差分による方法を用いた場合の平均 C/I 対 BER 特性の結果を示す。比較のため送信機からの情報により正しく誤り訂正が行われたとしたときの特性 (Ideal と表記する), ユークリッド距離最小復号 (MED: Minimum Euclidean distance decoding

と表記する) による特性を合わせて示す. なお MED は(2-2a)式, (2-2b)式における分母を一定値として実現できる.

提案方式を MED と比較した場合, 平均 C/I の大きい領域では改善がみられ, $BER=10^{-3}$ では約 1.6 dB 優れることがわかる. また Ideal による特性と比較した場合, 平均 C/I が大きくなるほど漸近する傾向が見られる.

このことから平均 C/I が小さいとき, 提案方式は復号結果が誤り, 復号結果に基づいた差分の検出が困難になることがわかる. 逆に平均 C/I が大きい領域においてはより確からしい干渉信号レベルが得られるため, 信号差分による耐干渉復号法が優れた特性を示す.

図 2-6 は, 信号差分による方法を用いた場合の最大ドップラ周波数 f_d 対 BER 特性の結果を示す. 図より $f_d \leq 80$ Hz に対して BER が急速に劣化している. 逆に f_d が大きくなれば, BER は徐々に劣化することがわかる.

BER 特性の前者の劣化は, 緩慢なフェージングに対してインタリーブ効果が減少するためと考えられる. インタリーブサイズは送受信間の伝送遅延に影響するため, 許容できる伝送遅延時間のもとインタリーブサイズを大きく設定することが有効である. 後者は文献[5]に示されるように, パイロットシンボルによるフェージング歪の補償が困難になるためである. パイロットシンボルの挿入間隔を小さくすることにより改善が可能である.

図 2-7 は, 図 2-5 と同様の条件下による信号差分による方法とヌルシンボルによる方法の BER 特性の比較である. ヌルシンボルによる方法では, ヌルシンボルの挿入間隔をパイロットシンボルのそれと同頻度とした. また, 良好な BER 特性が得られたことから, 図 2-2 に示すように一定周期を持って挿入されるヌルシンボルの隣接する 3 シンボルを用いて移動平均値を算出し, これを干渉信号レベル $d^2 = (d_1^2, d_2^2, \dots, d_N^2)$ として(2-2a)式, (2-2b)式に用いている.

図より, 平均 C/I が約 7 dB より小さい領域において, 信号差分による方法はヌルシンボルによる方法よりも BER 特性の劣化がみられるものの, 平均 C/I の大きい領域では優れた特性を示す. $BER=10^{-3}$ では約 0.8dB 優れることがわかる.

この結果から, ヌルシンボルによる方式は, 信号差分による方式のように復号結果に影響されることがなく, C/I が小さくても確実に干渉信号レベルが得られることから平均 C/I の比較的小さい領域では有効となることがわかる.

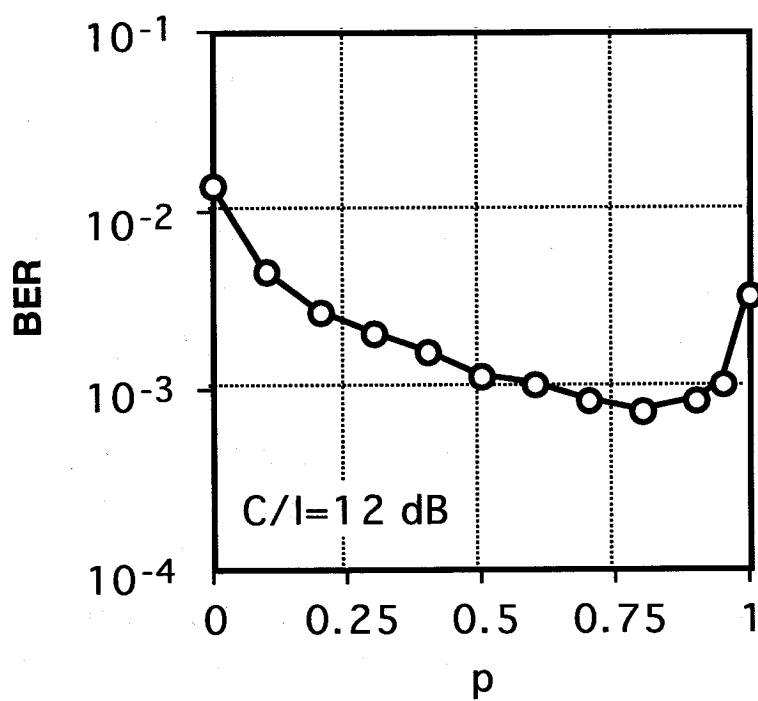


图 2-4 忘却係数对BER特性

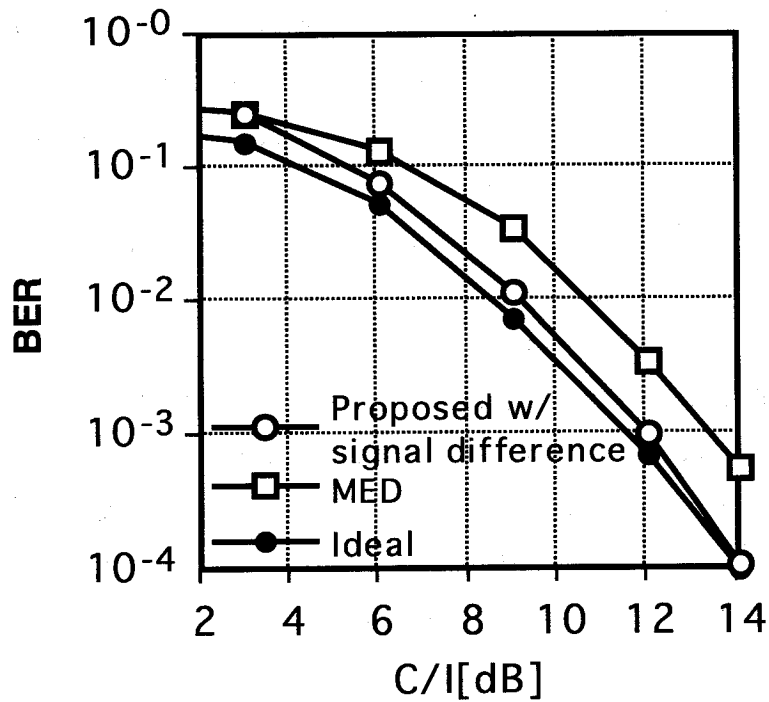


图 2-5 平均 C/I 对BER特性

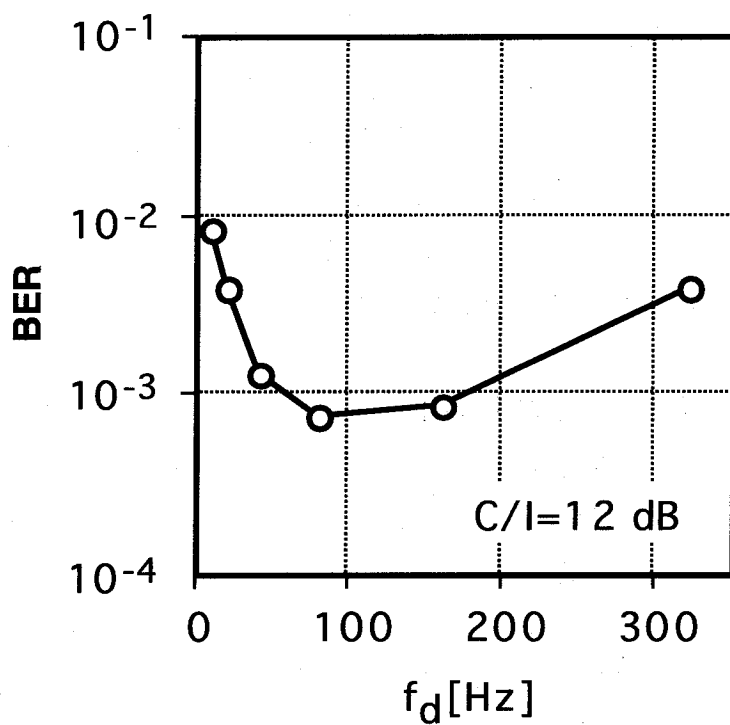


図 2-6 最大ドップラ周波数対BER特性

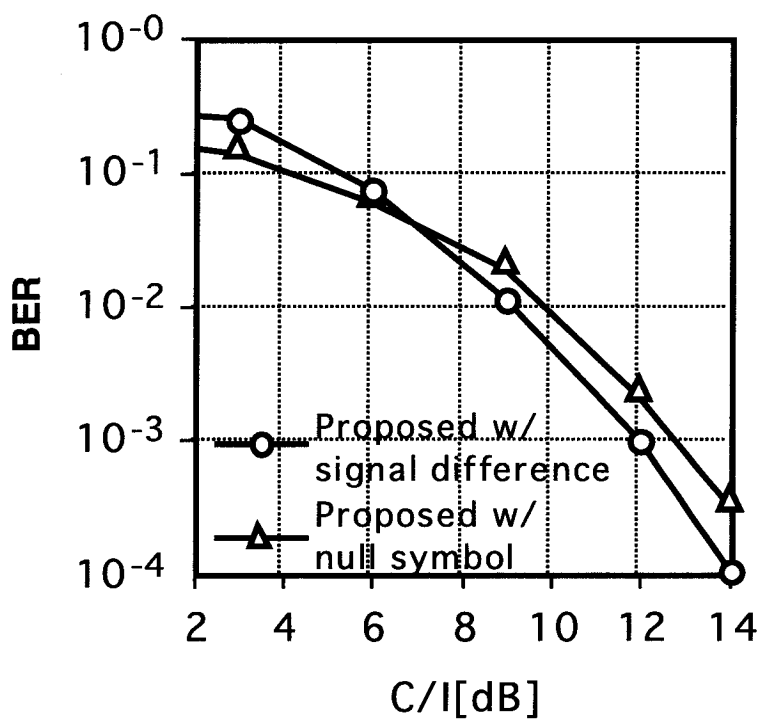


図 2-7 平均 C/I 対BER特性 (信号差分とヌルシンボルによる方法との比較)

2. 5 結言

本章では、希望波信号に加えて、干渉波信号の情報を CSI とし、復号に利用する耐干渉復号法を提案した。また、耐干渉復号法に用いる干渉信号レベルの推定値として、ユークリッド距離比較における復号信号と受信信号との差分を平滑化して用いる方法（信号差分による方法）、振幅ゼロのシンボルをフレーム中に適宜挿入し、受信側においてこのシンボルの値を干渉信号レベルとして用いる方法（ヌルシンボルによる方法）を提案した。また、これらの方法を 16QAM に適用した場合の計算機シミュレーション結果を明らかにした。

この結果、ヌルシンボルによる方法は簡単に実現できる点、信号差分による方法のように復号結果に影響されることがなく、 C/I が小さくても確実に干渉信号レベルが得られることから、平均 C/I の小さい領域では有効となることがわかった。しかし、 C/I 検出の精度とフレーム効率が相反する欠点がある。すなわちシンボルの挿入頻度を上げれば検出精度は向上するもののフレーム効率が低下する。一方 QAM は振幅成分も変化するため、安定した干渉信号レベル推定のためにはより多くのヌルシンボルを必要とする。また、干渉波を確実に検出するためには希望局、同一チャネル干渉局相互間のヌルシンボルの挿入位置を意図的に変える必要がある。

一方、信号差分による方式では比較的 C/I が大きな領域において復号結果の誤り発生度が小さいため、干渉レベル検出の精度が上がり、特性を改善することがわかった。

第 3 章

耐干渉復号を適用した

低速 FH/16QAM 通信方式

3. 1 緒言

ディジタル陸上移動通信では、伝送品質を高めるために巡回型の低速周波数ホッピング (FH) をベースにバーストエラー訂正符号化を組み合わせた低速 FH 通信方式が提案されている[31]-[34]. Saleh らは、室内無線通信システムにおいて高速伝送を行うために FSK (Frequency Shift Keying) あるいは DPSK (Differential Phase Shift Keying) とリードソロモン符号よりなる低速 FH の特性を評価し、干渉下における環境でさえも確実な通信が実現できることを明らかにした[32]. しかし、周波数利用効率は必ずしも高くない. 笹岡は、セルラーシステムにおいて周波数利用効率を改善するために、低速 FH 通信方式にブロック符号による誤り訂正付き 16QAM を適用した方式[33]を提案し理論検討を行っている. しかし、16QAM の耐干渉性を改善するための具体的手法について言及はなく、特性評価もほとんど行われていない. また Tsie らは低速 FH 通信方式にトレリス符号化 16QAM を適用した方式[34]を提案し、レイリーフェージング下での特性について検討を加えている. ただし干渉の存在下における検討は十分とはいえない.

本章では、ディジタル陸上移動通信における周波数利用効率の向上と干渉による伝送品質劣化の改善を目的に、耐干渉復号を適用した低速 FH/16QAM 通信方式を提案して、計算機シミュレーションによる BER 特性を評価する. 本方式は、Saleh らの低速 FH と同様、セル内において直交配置した巡回型の低速 FH を用いる. 変調方式は誤り訂正符号を採用した 16QAM であり、パイロットシンボル挿入型フェージング歪補償[18]を行う. また、低速 FH 通信方式では、異なるセルに属する移動局は互いに異なるホッピングパターンを持つため、他セルからの干渉波は希望波に対して不均一化される特徴を持つ. この特徴を利用して 16QAM の耐干渉性を増すために、前章において提案した耐干渉復号を低速 FH/16QAM 通信方式に適用している. 本方式が従来から提案されている低速 FH 通信方式と異なる点は、耐干渉復号法の効果による優れた同一チャネル干渉特性にある. 特に、いわゆる遠近問題に強い利点を有していることを計算機シミュレーションにより示す.

3. 2 低速 FH のホッピングパターンと相互干渉のモデル

図 3-1 に、低速 FH 通信方式の概念を示す。図では、3つの基地局 A、B、C があり、各基地局と通信する移動局 1～4 がある。図中の長方形は横軸を時間、縦軸を周波数としたホッピングパターンを示し、各セル固有に割り当てられている。図は、ホッピング周波数の数を 4 とした例である。低速 FH 通信方式では、同一基地局と通信する移動局間では時間をシフトした同一の FH パターンを用いることにより相互に干渉を与えることはない（セル内直交と呼ぶ）。すなわち同一セル内の各移動局のバースト波は、周波数的かつ時間的に重ならず（直交）、フレーム内を巡回するよう定めた当該セル固有のスロット（図における斜線部）をもって通信チャネルとしている。こうして、個々のスロットには同一時刻、同一周波数に複数局が占有する状態はない。

セル外からの干渉に関しては、セル間のホッピングパターンを相互に異なるよう定めた場合、基地局 A において受信される干渉波はスロットの重複する部分に生じる。このとき各スロットの干渉信号レベルは、建造物によるシャドイングやブロッキング、送受信局間の距離等に依存して変動する。

結局、上り回線（移動局から基地局への回線）では、基地局で観測される干渉波は距離変動、中央値変動により強度に差のある複数移動局からの合成波となる。干渉信号レベルは、FH の導入とセル相互のパターン設定により各スロット毎に不均一化されるため、スロット間にわたるインタリーブの併用より効果的な誤り訂正が行える。さらに復号の方法として、各スロットに対する干渉信号レベルを検出して利用する耐干渉復号を行った場合、劣悪な干渉信号を被る受信スロットの影響を復号の過程において軽減することができるために、同一チャネル干渉に対して誤り訂正効果が著しく向上するものと考えられる。

一方、下り回線（基地局から移動局への回線）では、セル内移動局の充填率が 1 の場合、すなわちシステムに割り当てられた周波数が全て通信に使用される場合、基地局は各周波数において連続的に送信する。従って、周波数選択性フェージングによる受信信号レベルの周波数依存性を除けば、干渉信号レベルは均一となり耐干渉復号の効果が期待できない。この場合、下り回線に対しては、干渉信号レベルを不均一化させる観点から、充填率を低下させるか、送信電力制御（TPC: Transmission Power Control）や不連続送信（DTX: Discontinues Transmission）、ボイス・アクチベーション制御（VA: Voice Activation）手法[7]等の導入が BER 特性の改善に有効であろうと推測できる。

3. 3 低速 FH/16QAM 通信方式への耐干渉復号の適用

耐干渉復号を適用した低速 FH/16QAM 通信方式のブロックダイアグラムを図 3-2 に示す。本方式は低速 FH に誤り訂正符号と耐干渉復号、パイロットシンボル挿入型フェージング歪補償付き 16QAM を組み合わせて構成される。耐干渉復号法では干渉信号レベルの検出が必要である。ここでは、実現の容易さ、C/I の比較的小さな受信スロットにおい

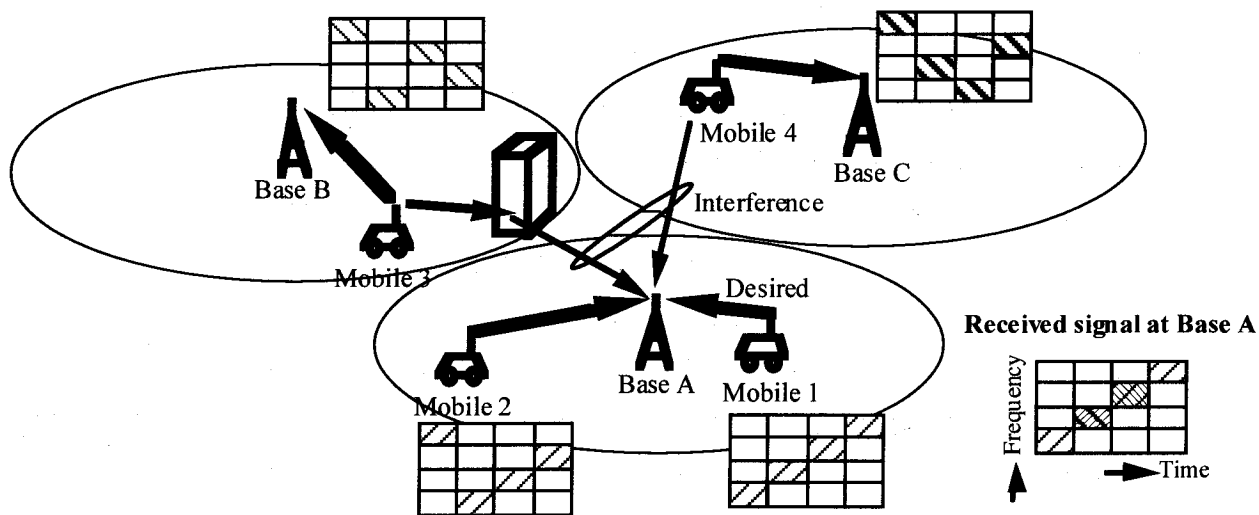


図 3 - 1 低速 FH 通信方式の概念

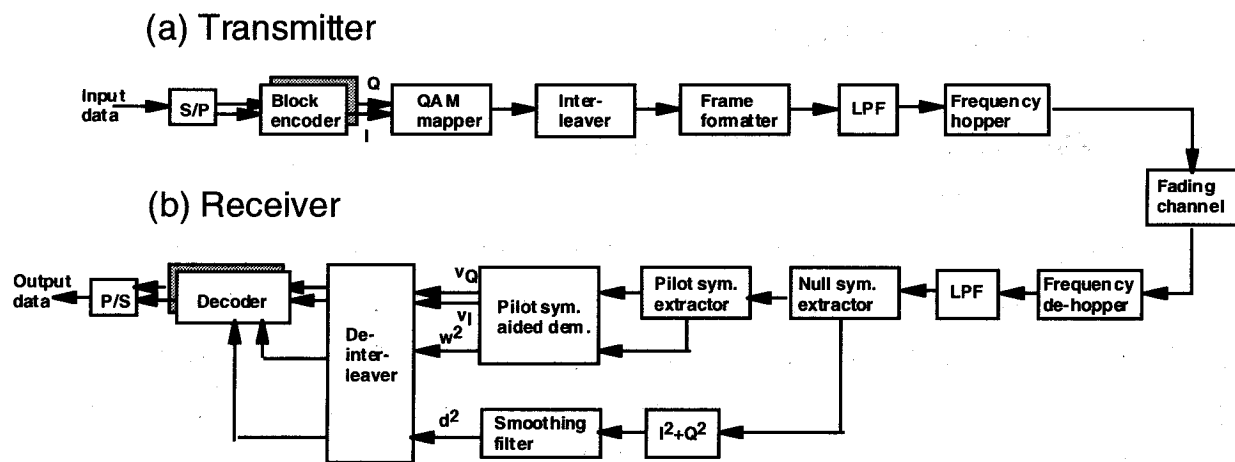


図 3 - 2 ブロックダイアグラム

でも確実な干渉レベルの検出を行うために、ヌルシンボル挿入による方法を用いる。

本方式の手順を示すと以下のようになる。まず送信側において伝送すべきビット系列を 2 つの系列 I, Q に分割する。次にそれぞれの系列について符号化した後、16QAM の信号点に配置してシンボル系列を得る。次に得られたシンボル系列をインタリーブする。

高品質伝送を達成するための誤り訂正符号の選択には自由度があるが、ここではブロック型の誤り訂正符号である疑似巡回符号を採用し、符号長を FH チャンネル数と等しくなるよう定めている。これは、ホッピングする周波数に渡ったインタリーブを用いることで符号語を構成するシンボルを FH チャンネルに均等に分散し、希望波に重畳する干渉波レベルを不均一化するためである。同時に希望波に関して FH 周波数間に渡った周波数相関性を利用し、受信レベルの同時落ち込みを避けている。

図 3-3 には符号長 $N=8$ として本文で検討したインタリーブ手順とスロット構成を示す。シンボル系列はインタリーブにより各スロット均等に分散される。

さらに一定間隔毎にパイロットシンボル、ヌルシンボルを挿入してスロットを構成する。図 3-4 はこうして生成したスロットの構成である。パイロットシンボルは受信側においてフェージング歪補償を適用するために、ヌルシンボルは希望波に重畳する干渉波を検出するために使用する。これらスロットを単位としたバースト信号をあらかじめ定められたパターンに従って巡回的に送出する。

受信側では、送信側で挿入した既知のパイロットシンボルを用いて伝搬路で生じたフェージング歪を補償し、絶対位相同期検波する。また、ヌルシンボルを用いて干渉信号レベルを検出する。さらに検出した干渉信号レベルを、受信シンボル系列に重畳した干渉波を推定するために平均化する。最後にフェージング歪を除去した受信シンボル系列をデインタリーブし、耐干渉復号法を実行する。

3. 4 計算機シミュレーションによる評価

3. 4. 1 シミュレーション評価モデル

電波伝搬路として、希望波、干渉波ともに瞬時値変動がレイリー分布に従うモデルを考える。周波数選択性フェージングは等レベル 2 波モデル[36]による。RMS 遅延スプレッド s は典型的な市街地の最大値とされる $2\mu\text{s}$ [37]、最大ドップラ周波数 f_d は 80 Hz とした。

図 3-4 にシミュレーションで用いたスロット構成を示す。干渉波は希望波と同じ変調方式、スロット構成である。ただし希望波と干渉波のシンボルの相対位置は非同期な関係にあるとする。従って相互のバースト信号中のパイロットシンボル、ヌルシンボルの位置が常に一致することはない。耐干渉復号法に使用する干渉信号の電力レベルは、スロット内の隣接するヌルシンボルを用いて推定する。以後のシミュレーションでは 3 シンボルの移動平均値でこれを簡単に近似した。

ここでは受信信号のシンボルタイミング同期、フレーム同期は完全にとれているものとし、これら同期に関する操作を行っていない。しかし新たに導入したヌルシンボルによる同期系への影響を考えた場合、一般的に知られるゼロ交差法に対して余分なゼロ交差の発生を起因とするシンボルタイミングジッタの増加や、最大振幅法[38]に対して C/N が低下する問題がある。本例では図 3-4 に明らかなようにヌルシンボル挿入による C/N 低

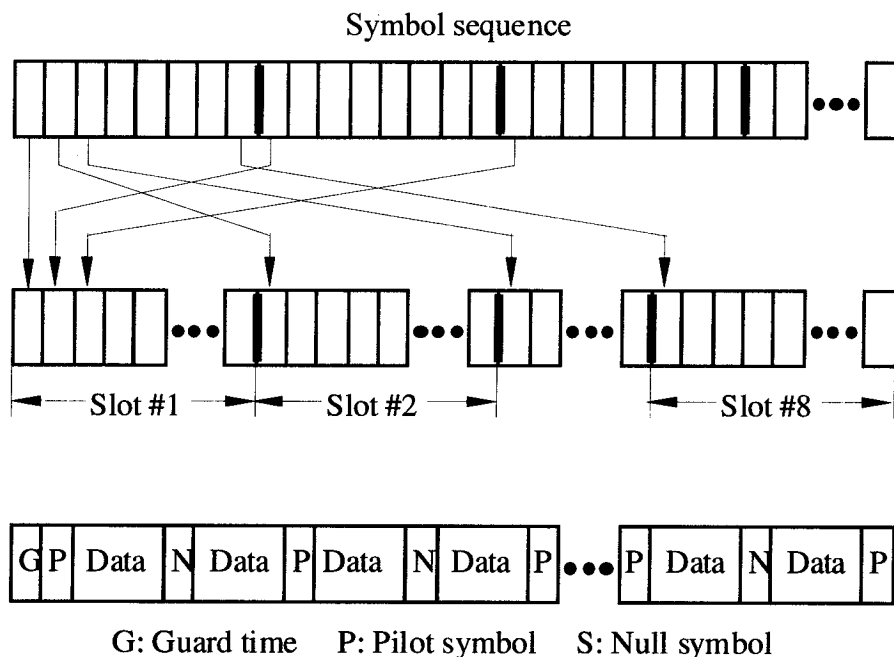


図 3 - 3 インタリーブ手順とスロット構成例

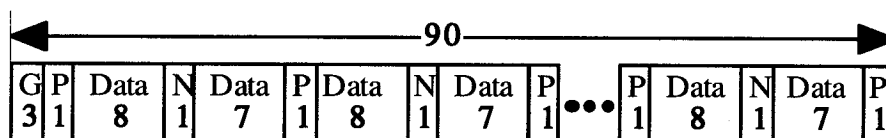


図 3 - 4 スロット構成 (数値はシンボル数)

下量はわずか (約 0.25 dB) であり, また挿入頻度もあまり高くないため, その影響を無視している.

低速 FH/16QAM 通信方式では, 既述したように各スロット毎に異なった強度の干渉を受ける. ここでは距離変動等を模擬する一例として, スロット毎に対数分布に従う干渉信号レベルを与えている. ここで第 i スロットの振幅強度 α_i は, 平均 0, 分散 σ^2 の正規分布に従う変数 x_i を用いて $\alpha_i = \alpha_0 \exp(x_i)$ と設定した. ここで σ は干渉分散の程度を表すパラメータであることから, 以下では干渉分散パラメータと呼ぶ. このとき下り回線に

相当するのは $\sigma = 0$ である.

表 3－1 にシミュレーション諸元をまとめる. FH周波数の最小間隔は, 周波数間のフェージング相関を無視できるような値に設定するのが望ましい. 周波数選択性フェージングモデルに2波モデルを考える場合, 周波数相関がほぼなくなる周波数差 Δf は,

$$\Delta f = \frac{1}{2s} \dots\dots\dots(3-1)$$

として与えられる[39]. FH チャネル合計8波を等間隔に配置するとして本式から Δf を求め, 現存のシステムとの整合性を考慮して, ここでは最小間隔を50 kHzに定めた.

計算機シミュレーションでは, 2ブランチの空間ダイバーシチを適用した特性を合わせて示す. 空間ダイバーシチはメトリック合成型とした.

ここでは耐干渉復号を適用した低速 FH/16QAM 方式の BER 特性を明らかにすることを目的とし, 耐干渉復号法の改善効果, FH による周波数ダイバーシチ効果を評価する.

表 3－1 計算機シミュレーション諸元

Modulation	16QAM
Symbol rate	16 ksym/sec
FEC	(16, 8) Quasi-cyclic code Generator polynominal: $g(x)=x^7+x^6+x^4+1$
FH	50 kHz spacing, 8 carriers
LPF	Raised-cosine root Nyquist filter ($\alpha=0.5$)
Slot length	5.6 msec
Space diversity	2 branch, metric combining
Fading model	Double-spike model (equivalent power, $f_d=80$ Hz, $s=2\ \mu s$)

3. 4. 2 復号重み付けファクタ対ビット誤り率特性

重み付けファクタが誤り訂正に及ぼす影響を明らかにするために、図3-5に復号重み付けファクタ δ 対BER特性の結果を示す。

図から、耐干渉復号における δ には最適値が存在することが分かる。すなわち受信雑音のみ存在する場合、耐干渉復号による特性は(2-2a)式、(2-2b)式より明らかに、定数 δ の増加に対して最ゆう復号による特性に漸近する。しかし干渉波が存在する場合は逆に、 $\delta/d_i^2 \gg 1$ に対して重み付けの効果が薄れるため、 δ の増加に関して $\delta=0.1$ を境に急激に特性が劣化している。ここではシミュレーション結果より、最ゆう復号による特性からの劣化があまり大きくなならない程度に δ を定め、以後、 $\delta=0.1$ を用いることにする。

3. 4. 3 受信雑音特性

隣接セルを考慮しない（干渉波の存在しない）場合における本方式の特性を明らかにするために、図3-6に平均 E_b/N_0 対BER特性を示す。図には、本方式による特性とこれに2ブランチ空間ダイバーシチを適用した場合の特性、比較のためにユークリッド距離最小復号（Conv. dec.と表記する）の特性、グレイ符号配置した16QAMの特性を示す。

本方式の特性を16QAMの特性と比較すると、 $BER=10^{-2}$ において約10 dBの改善となる。空間ダイバーシチを適用した場合は、 $BER=10^{-2}$ においてさらに約4 dBの改善となることが分かる。

また、このときユークリッド距離最小復号は最ゆう復号に等しい。従って本方式は最ゆう復号による特性と比較した場合、約1 dB程度劣化することが分かる。

3. 4. 4 ビット誤り率の耐干渉波特性

ここでは一例として、対数分布の σ を0, 4.5としたときの平均C/I対BER特性を図3-7(a), (b)にそれぞれ示す。なお、 $\sigma=0$ は下り回線の特性、 $\sigma=4.5$ は上り回線の一特性に相当する。図は、本方式による特性と2ブランチ空間ダイバーシチを適用した場合の特性、ユークリッド距離最小復号による特性である。

$\sigma=0$ とした場合は耐干渉復号による効果は認められないものの、 $\sigma=4.5$ としたときは $BER=10^{-3}$ のとき約5 dB、 $BER=10^{-2}$ では約12 dBの改善量になる。特に平均C/Iが0 dB近辺といった比較的低い領域においても、特性の改善が認められる。

図3-7(b)において平均C/Iが大きくなるほど改善効果が小さくなるのは、(2-2a)式、(2-2b)式中、定数 δ に比べて d_i^2 が小さな値となり、次第に(2-1)式の特性に近づくことによる。しかし、このときの特性を空間ダイバーシチを適用した場合と比較すると、平均C/Iの大きな領域で若干劣化する程度である。これらの結果から、本方式は、いわゆる遠近問題に強く、干渉波レベルが各スロットに対し変動する場合に有効であることが分かる。

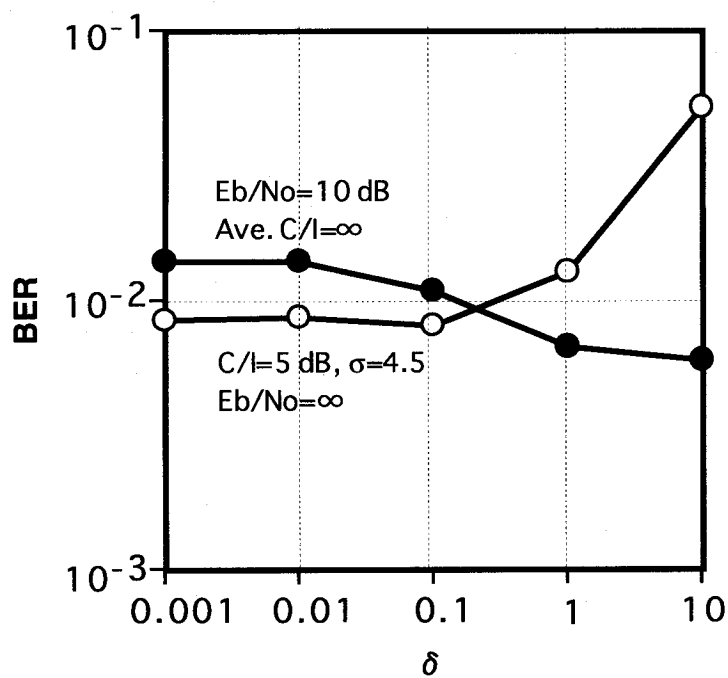


図 3-5 復号重み付けファクタ対 BER 特性

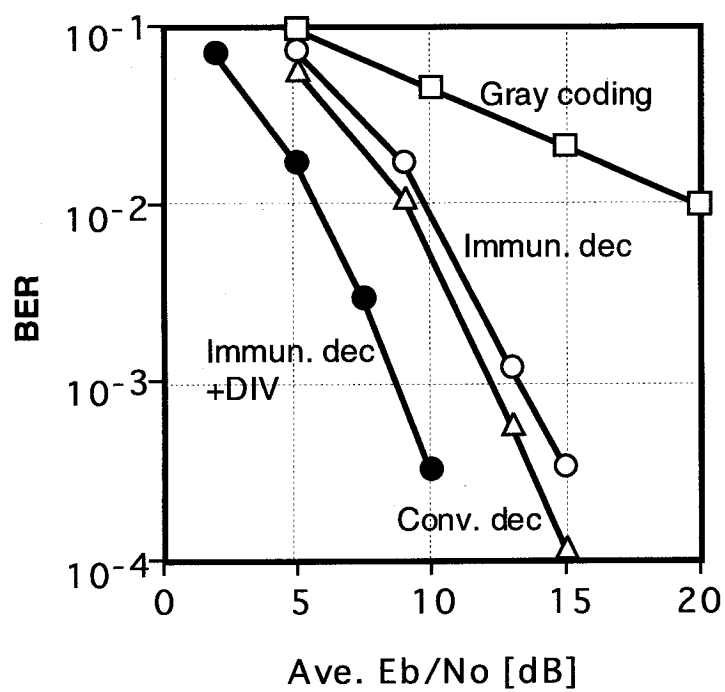


図 3-6 平均 E_b/N_0 対 BER 特性

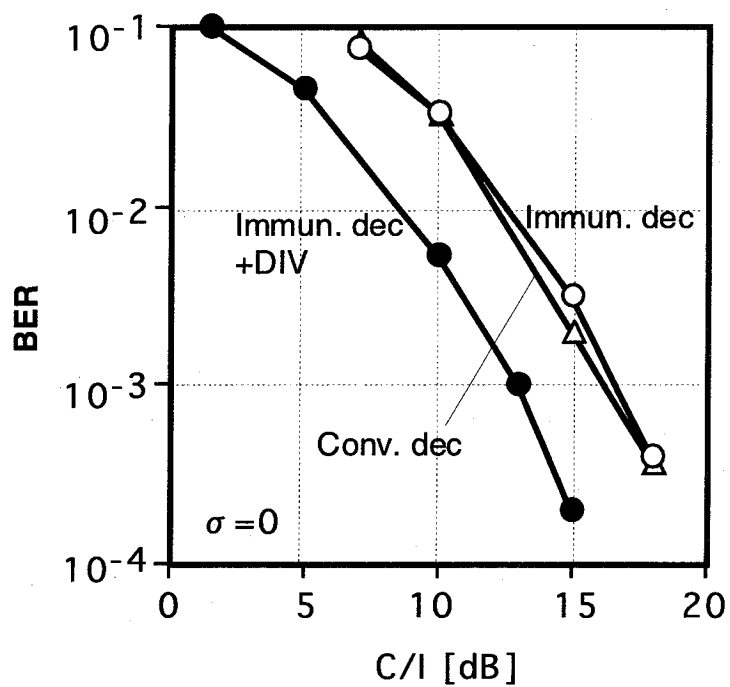


图 3-7(a) 平均 C/I 对 BER 特性 ($\sigma=0$)

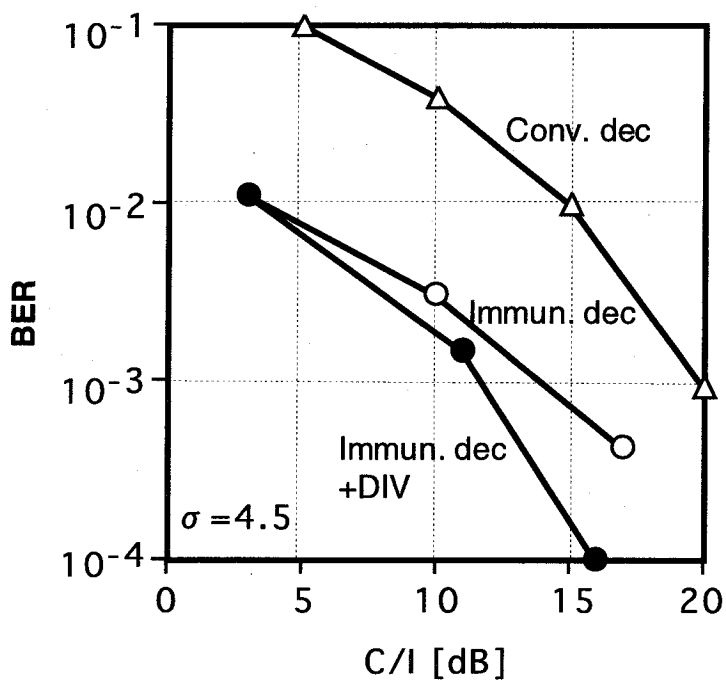


图 3-7(b) 平均 C/I 对 BER 特性 ($\sigma=4.5$)

本方式の改善効果は干渉波レベルのばらつきに対して異なる。従って σ による特性の差異を把握しておくことが必要である。ここでは干渉分散パラメータ σ 対 BER 特性を図 3-8 に示す。平均 C/I は 5, 10, 15 dB とした。

いずれの場合も $\sigma=0$ とした時はほとんど干渉波レベルによる重み付けの効果は得られていない。しかし σ が大きくなるに従い顕著な効果が現れてくるが、その一方で飽和傾向をみせる。ユークリッド距離最小復号と比較した場合の、耐干渉復号法による本方式の平均 C/I 改善量を表 3-2 にまとめる。

3. 4. 5 周波数ダイバーシチ効果によるビット誤り率の改善

低速 FH は、インタリーブと併用することにより観測される干渉波レベルをランダム化すると同時に、フェージング変動に対し周波数相関を利用して受信レベルの同時落ち込みを回避する働きを持つ。この効果を確認するために周波数ホッピングした場合としない場合（単一キャリア伝送）における本方式の、最大ドップラ周波数 f_d 対 BER 特性を図 3-9 に示す。

図より f_d が約 10 Hz を下回ると周波数ホッピングした場合、しない場合の特性ともに劣化傾向がみられるが、その度合いは周波数ホッピングした場合のほうが小さい。 $f_d=3$ Hz でみれば BER において約 2.4 倍の改善となっており、 f_d が小さくなるほど改善度は増す傾向にある。

この結果から、低速 FH はインタリーブ効果が不十分となるような低速度の移動局に対して有効な手法であることがわかる。

3. 4. 6 ボイス・アクチベーション制御の適用

図 3-8 の結果から、耐干渉復号では干渉信号レベルが分散して受信されるような環境（ $\sigma>0$ 相当）に対して顕著な改善効果をみせる。従って、3. 2 節において述べた理由から、本方式にボイス・アクチベーション制御（以下、VA と略記する）等を適用した場合の特性は、さらなる伝送品質の改善が期待できる。また、これらの手法は上り回線、下り回線のいずれにも適用できることから、これまで効果の見られなかった $\sigma=0$ （下り回線）についても、上り回線と同様、耐干渉復号の効果が期待できる。

ここでは VA の適用による伝送品質改善の効果を明らかにするために、図 3-10 に $\sigma=0$ として VA を適用した場合の平均 C/I 対 BER 特性を示す。比較のため VA を適用しない場合の特性、ユークリッド距離最小復号による特性（VA あり／なし）を併せて示す。なお、アクチベーション比は通常会話による代表的な値（35 %）とした。

図から、BER= 10^{-2} でみれば、VA の適用により重み付きユークリッド距離最小復号では約 3 dB の改善に対して、耐干渉復号では約 9 dB の改善がある。特に平均 C/I が小さくなるほど改善効果が現れている。この結果から、音声伝送を目的とする下り回線の特性

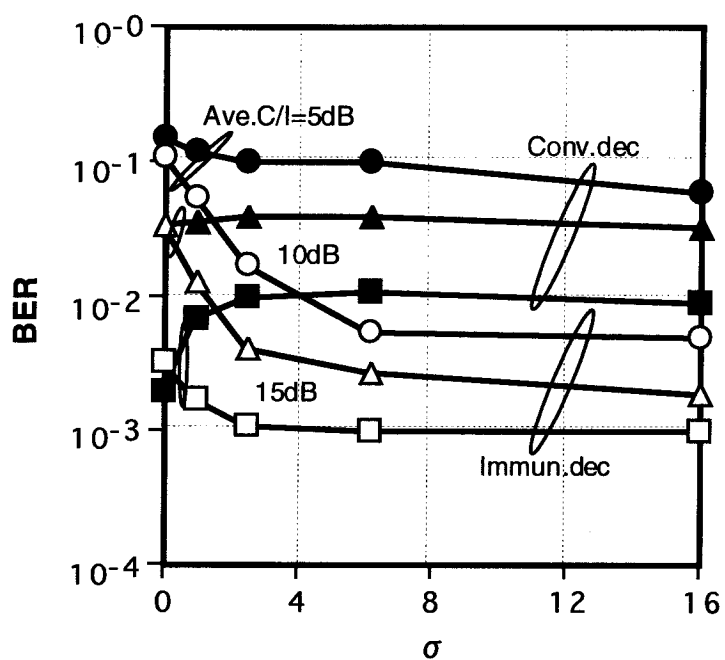


図 3-8 干渉分散パラメータ対 BER 特性

表 3-2 耐干渉復号による平均 C/I 改善量

σ	BER= 10^{-2}	BER= 10^{-3}
0.0	0.0	0.0
1.0	3.5	2.8
2.5	8.0	4.4
6.3	13.6	4.7
15.8	14.5	5.0

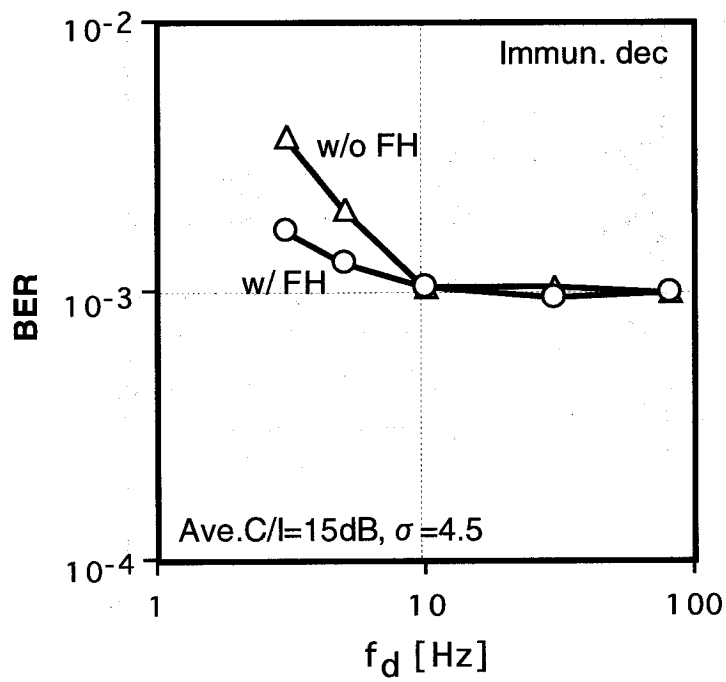


図3-9 最大ドップラ周波数対 BER 特性

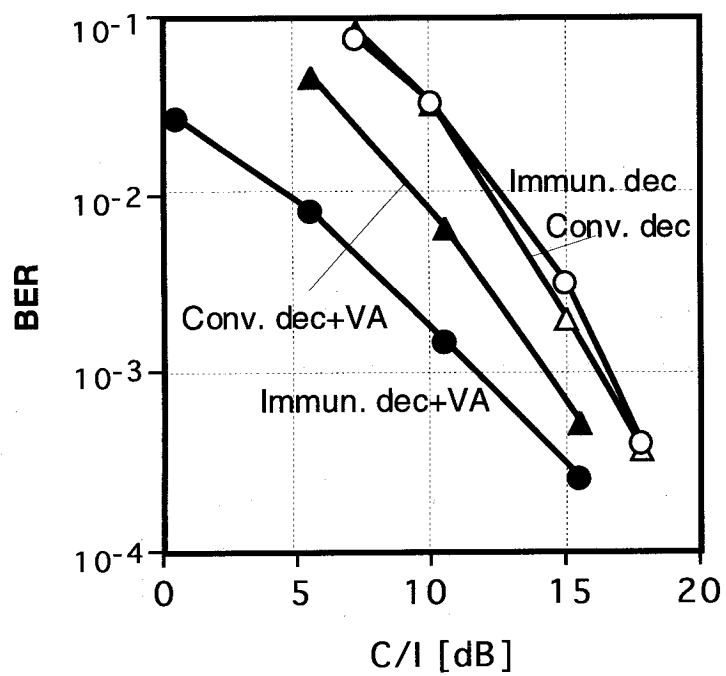


図3-10 ボイス・アクチベーションを適用した場合の平均 C/I 対 BER 特性

改善策としてVAは有効であることが分かる。

3. 5 結言

本章では、QAMによる周波数利用効率の向上と、干渉による伝送品質劣化の改善を目的として、耐干渉復号を適用した低速FH/16QAM方式を提案してBER特性を評価した。ここでは装置実現上の容易さから、耐干渉復号にヌルシンボルによる干渉波の検出方法を用いた。

本方式の特性を評価するために計算機シミュレーションを行った。その結果、耐干渉復号による低速FH/16QAM方式は、干渉波の存在しない環境下においてユークリッド距離最小復号の場合と比較した時、全体的に劣化することが分かったがこの劣化量はわずかであった。しかし干渉波の存在する場合は一般に、耐干渉復号が良好な特性を示した。特にスロット毎に加わる干渉信号レベルが不均一な場合には、平均C/Iが小さくなるほど顕著な特性改善が認められた。しかし、一様な干渉信号レベルでは特性の改善は見られなかった。

この結果から本方式はいわゆる遠近問題に強く、干渉波が希望波に対して分散するセラシシステムの上り回線への適用が有効であることが分かった。同時に、本方式はFHによる周波数ダイバーシチ効果より、低速度の移動局に対してフェージングによる特性の劣化が少ないという結果を得た。さらに下り回線における特性改善にボイス・アクチベーション制御が有効であることを示した。

第 4 章

低速 FH/16QAM 通信方式の性能評価

4. 1 緒言

前章において述べた低速 FH/16QAM 通信方式は、周波数利用率を改善するためにパイロットシンボル挿入型フェージング歪補償付き 16QAM を、高品質伝送のために巡回型低速 FH と FEC を使用する。また、同一チャネル干渉による劣化を軽減するために最小ユークリッド距離に基づいた耐干渉復号を使用する。この復号法は高い耐干渉性を与えることから、伝送品質の改善に有効となる。低速 FH/16QAM 通信方式における計算機シミュレーション結果では、システムが干渉環境、周波数選択性フェージング環境のもとで、BER 特性が改善されることを示すものの、ハードウェアの実現性については考慮されていなかった。例えば、同期系のキャリア再生やシンボルクロック再生といった機能や、受信系の自動利得制御増幅器などはモデル化が難しく、計算機シミュレーション評価では演算量が多すぎるために通常考慮されない。従って、方式の実現性を確認するためにはハードウェアによる性能の検証が求められる。

本章では、方式の実現性を確認するために試作した送受信装置のハードウェアの概要と、試作装置を用いた室内及び野外実験結果を示して性能を評価する。室内実験では、本方式により、周波数選択性フェージングあるいは同一チャネル干渉がある電波伝搬路において伝送品質が改善されることを示す。次に、野外において BER 特性の取得を行うため、東京都小金井市近郊において野外実験を行う。実験結果から、低速 FH/16QAM 通信方式を周波数ホッピングしない 16QAM 通信方式と比較した場合、BER の移動速度依存性が少なく、特に低速な移動速度に対して顕著な改善があることを明らかにする。

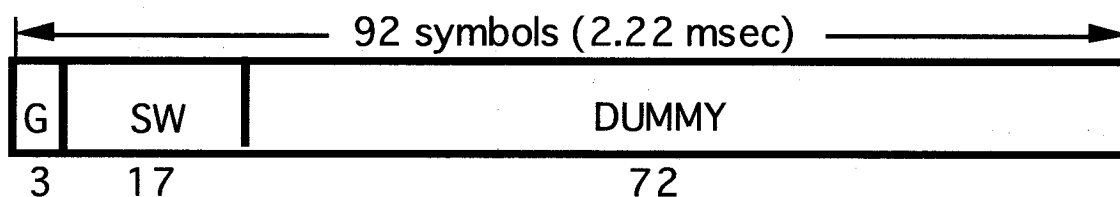
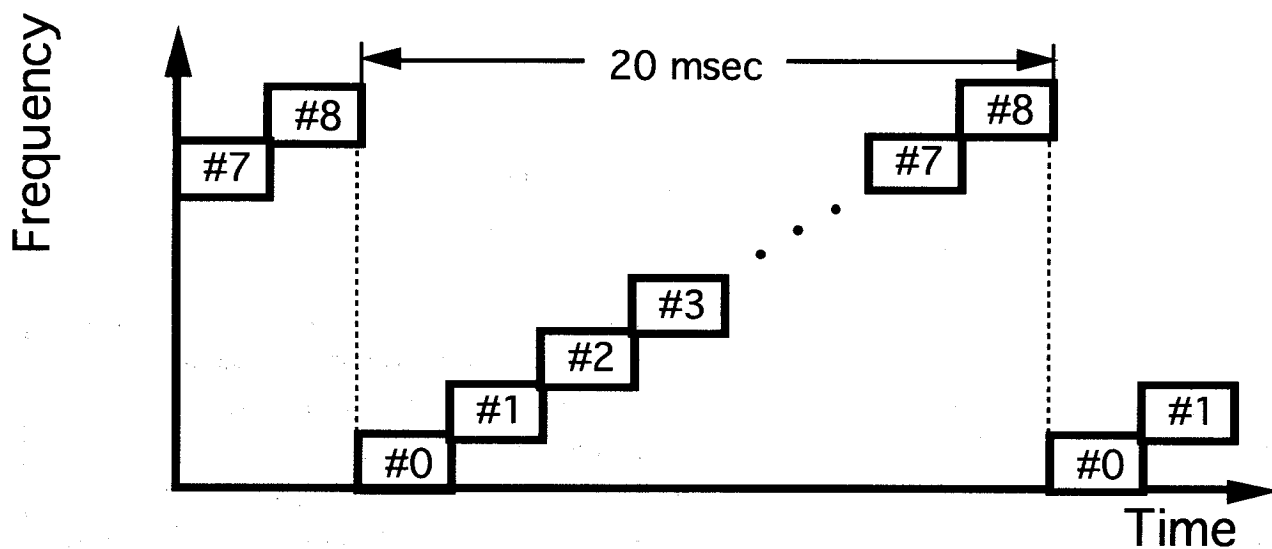
4. 2 装置の構成および主要諸元

表 4-1 に装置の主要諸元を示す。送信に用いた変調方式は周波数利用効率に優れる 16QAM であり、パイロットシンボル挿入型フェージング歪補償を用いる。変調速度は $2\ \mu\text{s}$ 程度までの RMS 遅延スプレッド s に耐えるよう $41.4\ \text{ksym/sec}$ と定めた。

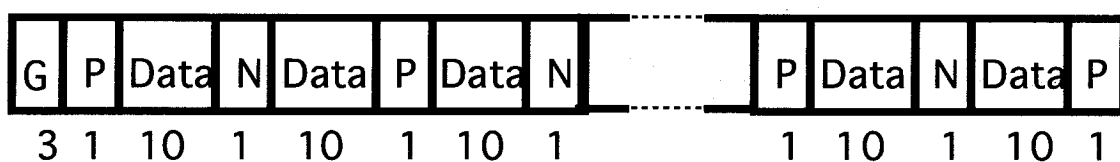
図 4-1 にフレーム及びスロットの構成を示す。フレーム長はインタリーブによる伝送遅延を考慮して $20\ \text{ms}$ と定めた。スロット構成について、パイロットシンボルは 22 シンボルに 1 シンボルの挿入間隔であり、最大ドップラ周波数 $f_d=200\ \text{Hz}$ 程度まで補償でき

表 4－1 装置の主要諸元

Transmitter (base station)		Receiver (mobile station)	
Modulation	16QAM	Demodulation	Quasi-coherent type
FEC	Quasi-cyclic code (rate-1/2, 8 sym/block)	Overall NF	5.8 dB
Information rate	64 kbit/s	LPF	Root Nyquist ($\alpha=0.5$)
Modulation rate	41.4 ksym/s	Antenna	Omnidirectional collinear type 7 dBi, 2.5-m high
FH	450 hop/s (100 kHz separation, 9-waves)	Space diversity	Metric combining method
Frame length	20 ms		
LPF	Root Nyquist ($\alpha=0.5$)		
Carrier frequency	2.201 GHz		
Transmission power	1 W		
Antenna	Omnidirectional collinear type 9 dBi, 60-m high		



(a) #0 Slot format (for synchronizations).



(b) #1-#8 Slot format (for information transmission).

SW : Sync. word P : Pilot symbol
G : Guard symbol N : Null symbol

図 4 - 1 フレーム及びスロットの構成

るよう考慮した[18]。ヌルシンボルについても同間隔として1スロット中に挿入される全シンボルの平均電力から干渉信号レベルを算出する。試作装置で使用した干渉信号レベルの推定では、1スロットに挿入される全ヌルシンボルの加算平均によって干渉信号レベルを得ている。

また、スロット#0は同期用であり、スロット#1-#8は情報の伝送に使用する。スロット#0は同期用ワード(SW)から構成され、ダミーシンボルがシグナリング信号に相当するシンボルの代わりに挿入される。初めに、送信機において、送信データ系列が同相成分、直交成分の2つに分割され、これら2つの系列は符号化されて、16QAM信号にマッピングされる。

符号化率 $1/2$ の疑似巡回符号を使用した誤り訂正は、I、Qの各系列に対して適用する。すなわち各系列8ビット/ブロックをそれぞれ符号化し、系列間距離を最大とするような最適化を図り4値シンボル化した系列(符号語長8)を得て信号空間に割り当てる。4値シンボル化した系列は、各符号語の3シンボル以上が常に不一致となるように設計されている。

符号器によって作られたシンボル系列は、シンボルインタリーブされ、パイロットシンボル(P)、ヌルシンボル(N)がスロット#1-#8に周期的に挿入される。その後、これらのスロットは巡回型低速FHの手順に従って送信される。

同期用ワードは、受信機においてクロック及びフレームタイミングの再生に使用される。受信機は初め、スロット#0に当たる周波数を受信し、同期用ワードを用いて同期確立した後、周波数デホッピングを開始する。

図4-2に試作した送受信装置の構成を示す。送信機のベースバンド信号発生器は、符号化、16QAMマッピング、シンボルインタリーブ、パイロット/ヌルシンボル挿入の機能を持つ。同図において、送信機では初め、信号処理部により入力データを概述のごとく符号化してシンボルを生成し、パイロット、ヌルシンボル等を挿入してスロットおよびフレームを構成する。その後、LPFとして示されるルートナイキストフィルタリングと、デジタル/アナログ変換の後、ベースバンド信号が直交変調器において直交変調され、IF変換器において周波数ホッピングするIF信号に変換される。最後に、RF信号がRF変換器と送信電力増幅器を通して得られる。IF信号、RF信号の中心周波数は、それぞれ70 MHzと2.201 GHzである。

一方、受信機は、2ブランチの空間ダイバーシチ受信を行うために、2系統のBPF、低雑音増幅器、ダウンコンバータ、AGCアンプ、直交検波器、アナログ/デジタル変換器、ルートナイキストフィルタ(LPF)とタイミング再生部から構成される。受信機はまた、1系統のデジタル信号処理(DSP)部を持つ。初段のダウンコンバータはRF信号を70 MHzの第1IF信号に変換するが、このとき自動周波数制御(AFC)による周波数オフセット補償を行っている。次段のダウンコンバータは、送信機と同期した同一ホッ

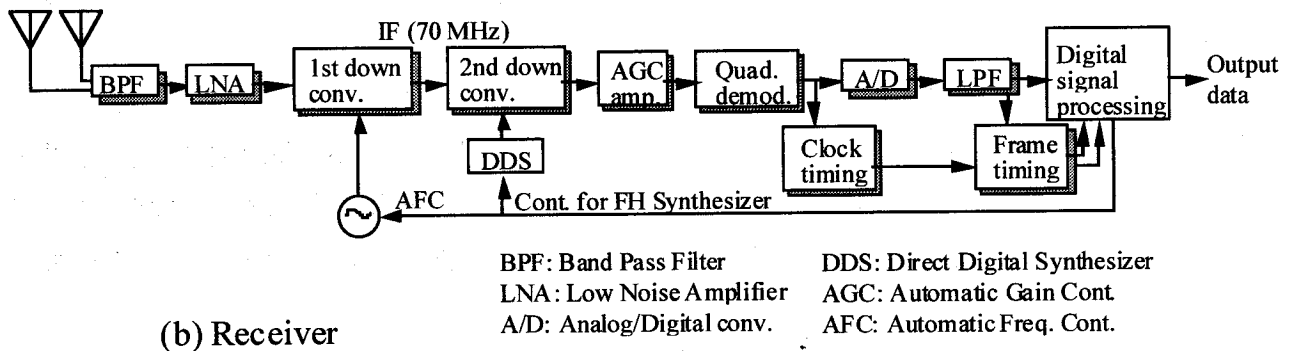
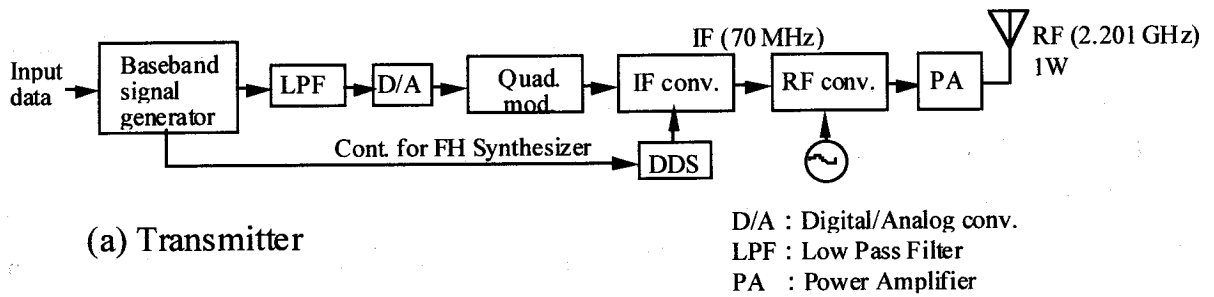


図 4 - 2 送受信装置の構成

ピングパターンによるローカル信号を用いて、IF 信号を 10 MHz の第 2 IF 信号に変換する。

タイミング再生部のうち、クロック再生はゼロ交差法により、フレーム同期は相関検出により同期信号を生成する。なおダイバーシチを適用しないシングルブランチ動作の場合、全系統を通してブランチ 2 側の信号は無視される。

DSP 部はパイロットシンボルによるフェージング歪補償、デインタリーブ、ヌルシンボルを使用した干渉レベルの検出、耐干渉復号、AFC のための周波数オフセットの検出を行う。周波数オフセットはスロット # 0 の SW の平均位相遷移を算出することにより検出する[26]。

送信機、受信機のハードウェア構成は、符号化、周波数ホッピング、干渉レベルの検出、復号の各機能を除いては、基本的に従来の 16QAM/TDMA システム[26]の構成と等価である。汎用 DDS (Direct Digital Synthesizer) が、図 4 - 2 の IF コンバータや 2 段目のダウンコンバータといった周波数ホッピング部に使用されている。使用した DDS は周波数の切り替えに約 400 nsec を必要とする。これは、周波数ホッピングを行うために周波数を遷移するための所要時間であり、シンボル時間と比較して非常に小さいため、DDS

の使用によって FH の実現は容易であることがわかる。また、干渉信号レベルの検出は、ヌルシンボルが DSP 部において簡単に抽出できるために容易である。これとは逆に、(2-2a)式、(2-2b)式により表現される復号の手順では、 $D(l)$ を全ての l ($l=1,2,\dots,256$) に対して求める必要があるため、計算量が比較的多い。そこで、この復号に、33 MIPS (Million Instructions per Second) の処理速度を持つ 3 個のデジタルシグナルプロセッサ (DSP: Digital Signal Processor) を割り当てている。

また、試作した装置は、耐干渉復号/ユークリッド距離最小復号 (MED)、周波数ホッピングあり/なし (単一キャリア伝送) の動作モードを持つ。

4. 3 室内実験

4. 3. 1 実験の概要

図 4-3 に示す室内実験では、実験系を送信機、受信機、模擬伝搬路 (フェージングシミュレータ)、干渉信号発生器、雑音信号発生器を用いて構成し、送受信機間に模擬伝搬路を挿入して、受信機入力端に干渉信号発生器、雑音信号発生器からの信号を加えることにより実現した。また、IF 周波数において実験を行った。ここでは同一チャネル干渉特性を評価するために、低速 FH/16QAM 信号を発生する干渉信号発生器を用いている。加法性の干渉信号は、ヌルシンボルのスロット中の位置を除いて、希望波信号と同一の変調方式、スロット構成を持つ。干渉信号のヌルシンボルの位置はランダムとしている。従って、干渉信号のヌルシンボルは常に希望信号のシンボルと一致することがないため、ヌルシンボルを使用して干渉信号を検出することができる。

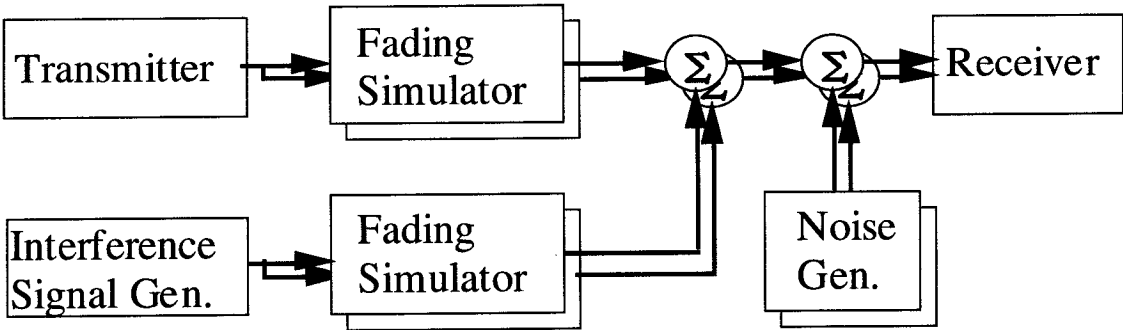


図 4-3 室内実験の構成

干渉は、全ての FH チャネルに存在すると仮定する。システムがセルラーシステムで使われた場合、各スロットの被干渉の信号レベルは FH パターンや干渉局の位置に依存する。このため、干渉信号レベルのスロットを単位とした不均一性は、上り回線と下り回線の間において異なる。通常、セル内移動局の位置は一様に分布することから、下り回線よりも上り回線の方が干渉信号の不均一性が大きい[12]。ここでは、スロット間の不均一性が標準偏差 σ dB の対数正規分布を持つランダム変数で与えられるものと仮定して、干渉信号発生器にこの値を設定した。

4. 3. 2 結果と考察

試作した装置の受信雑音特性と、BER 理論値からの劣化量を明らかにするため、図 4-4 に、熱雑音環境下とした空間ダイバーシチがある場合、ない場合（それぞれダイバーシチ、シングルとして示す）の BER 特性、最大ドップラ周波数 $f_d=120$ Hz としたときの BER 特性を、平均 E_b/N_0 の関数として示す。干渉信号は加えていない。ダイバーシチの場合は、ブランチ当たりの E_b/N_0 を示す。シングルブランチに対するフェージング環境下の特性として、計算機シミュレーションによって得られた BER 特性と同期 QPSK の理論 BER 特性を比較のために示す。

この図は、 $BER=10^{-3}$ 、 $f_d=120$ Hz のとき、空間ダイバーシチがあるシステムでは $E_b/N_0=9$ dB であり、シングルブランチでは 15 dB となることがわかる。また、室内実験値のシミュレーション結果からの劣化は約 2 dB であることを示している。これは、計算機シミュレーションでは考慮されていない同期再生系のジッタ、直交変調、検波時の DC オフセットや直交度の偏差による影響を受けているものと推測される。

低速 FH/16QAM 通信方式の情報ビットレートは、符号化率 $r=1/2$ のブロック符号をシステムに導入していることから、同期 QPSK のビットレートと同一である。システムの BER は、 $E_b/N_0 \geq 8$ dB の場合に、ビットレートが同一であるにも関わらず同期 QPSK の BER よりも優れることがわかる。

一方、同一チャネル干渉信号に対する特性を明らかにするため、図 4-5 に干渉が一様でない場合（下り回線の一例として $\sigma=8$ dB とした）の平均 C/I 対 BER を示す。同一条件のときのシングルブランチとした低速 FH/16QAM システムの、計算機シミュレーションによる BER 特性を合わせて示す。雑音は加えていない。

耐干渉復号を使用したシングルブランチに対するシステムは、MED を使用したシステムと比較して、 $BER=10^{-2}$ と 2×10^{-3} のそれぞれにおいて、C/I を約 8 dB、約 6 dB 改善することがわかる。さらに、空間ダイバーシチを導入することにより、 $BER=10^{-2}$ において約 6 dB、 $BER=2 \times 10^{-3}$ において約 8 dB の C/I を改善している。空間ダイバーシチあり、なしとした場合のシステムは、 $BER=10^{-2}$ において、2.3 dB、8 dB の C/I を、 $BER=10^{-3}$ において 8 dB と 16 dB の C/I をそれぞれ得る。計算機シミュレーション結果との比較で

は、1～2 dB の劣化が認められるが、既述の理由によるものと考える。

誤り訂正の特性から、干渉特性に対する改善効果は干渉信号レベルの不均一性に依存するものと考えられる。図 4-6 には平均 C/I を固定して σ を変化させた場合の干渉分散パラメータ σ 対 BER 特性を示す。干渉情報の使用がもたらす改善は、 σ の増加に対して最初、顕著な効果が現れ、その後一定となる。平均 C/I が 15 dB、 $\sigma=8$ dB として比較した場合、BER は約 1 桁改善する。これらの結果は、耐干渉復号を持つシステムがこれを持たないシステムと比較して優れた特性を持ち、その改善の程度は干渉の不均一性を表す σ に依存することを示す。

これらの実験結果から、耐干渉復号は、FH チャネルの各周波数に対する干渉信号レベルが分散する場合、BER の改善に有効であることがわかる。従って、送信電力制御 (TPC) や不連続送信 (DTX) 手法の導入は、干渉の分散を大きくすることから BER 特性の改善に有効であろうと推測できる。

FH 方式とインタリーブ付き誤り訂正の併用は、周波数選択性フェージング環境下において周波数ダイバーシチ効果を得る効果的な手段である[41][42]。図 4-7 に、等レベル 2 波モデル (RMS 遅延スプレッドを s で表す) によりモデル化した周波数選択性フェージング下の FH あり、FH なしとしたシステムの BER 特性を示す。 f_d をパラメータとしている。 E_b/N_0 は 18 dB 一定とした。

図は、FH なしの場合に s が大きくなれば BER は単調に劣化する一方、FH ありとした BER 特性が常に FH なしとしたシステムの特性と比較して優れており、 f_d に対する依存度があまりないことを示している。さらに、FH のあるシステムは、 $f_d=120$ Hz、7.5 Hz に対して、 $s=0.5$ μ s、 $f_d=30$ Hz では 1.0 μ s のとき BER が最良となる。これは、周波数選択性フェージングモデルに 2 波モデルを考えた場合、周波数相関がゼロとなる周波数差 Δf が(3-1)式により与えられるため、FH の全帯域を少なくとも Δf 程度に設定すれば 1 フレームにわたる受信信号レベルの同時低下確率が小さくなるためと考える。試作したシステムは FH の周波数間隔が 100 kHz であるために、FH の通信チャネル計 8 波の帯域 800 kHz を Δf として(3-1)式に代入して、 $s=0.625$ μ s が得られることと符合する。すなわち、こうして計算された値は、図 4-7 の BER を最小とする s にほぼ等しい。

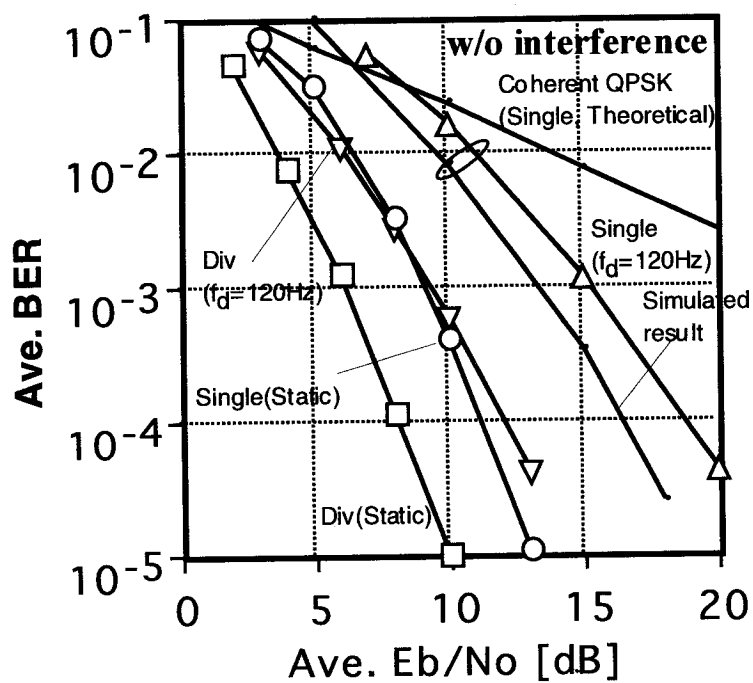


图 4 - 4 平均 E_b/N_o 对 BER 特性

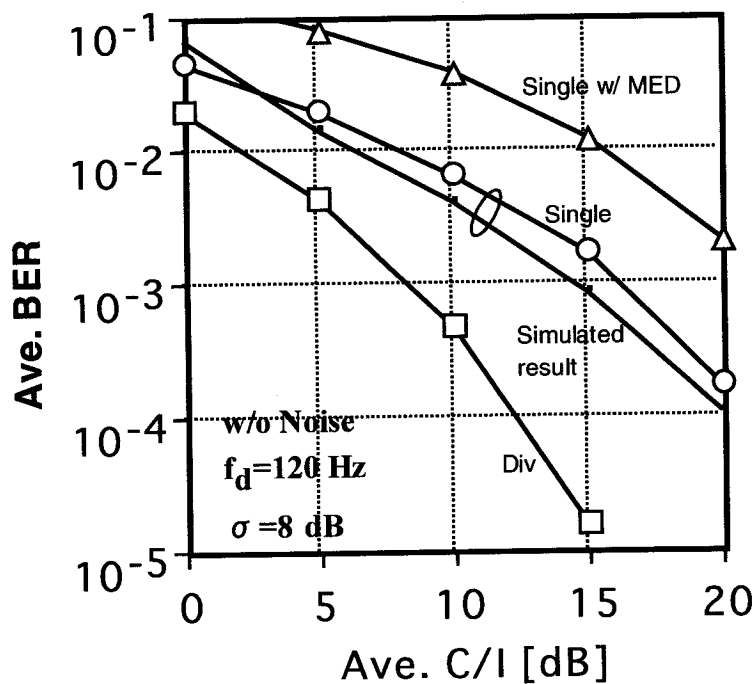


图 4 - 5 平均 C/I 对 BER 特性 ($\sigma=8\text{ dB}$)

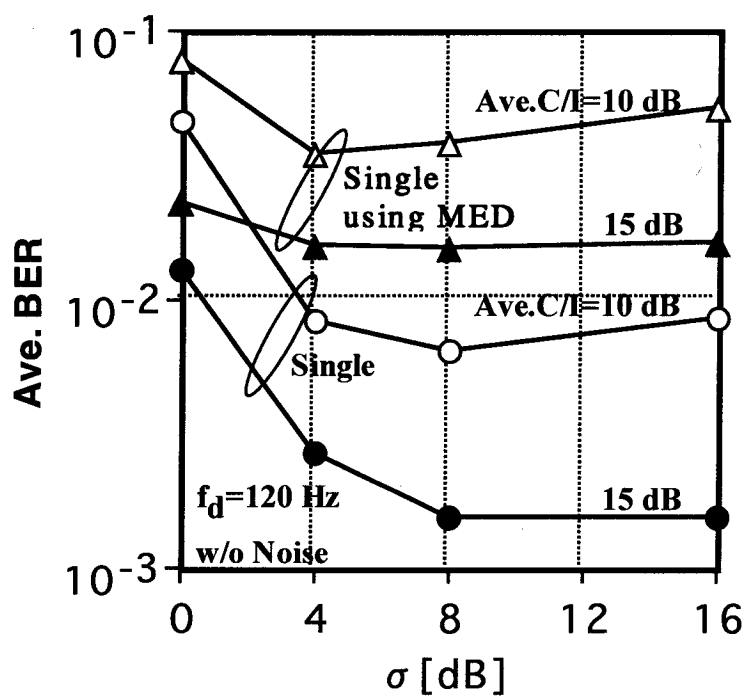


図 4-6 干渉分散パラメータ対 BER 特性

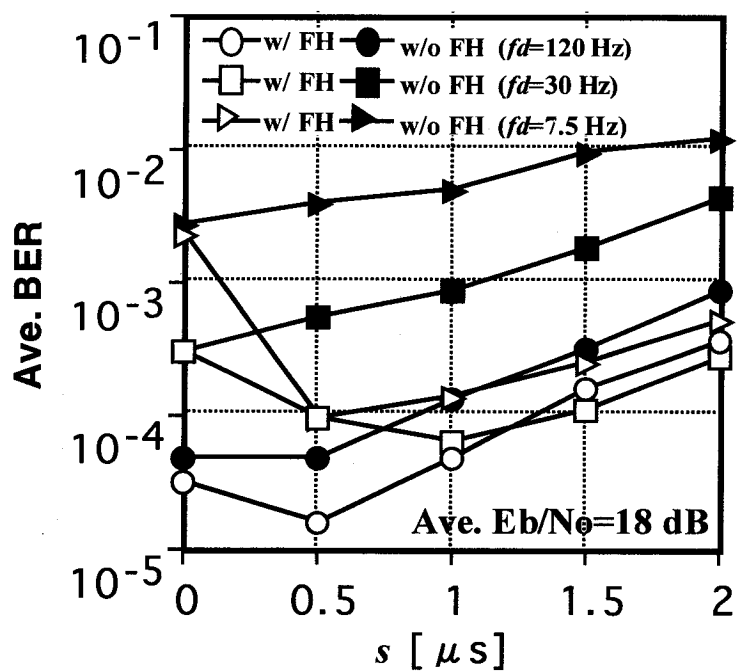


図 4-7 RMS 遅延スプレッド対 BER 特性

4. 4 野外実験

4. 4. 1 実験の概要

図4-8は、野外実験で用いた測定コースである。実験は東京都小金井市にある郵政省通信総合研究所（CRL: Communications Research Laboratory）の周囲で行ったため、図に示すように CRL を出発点または到着点とするような周回ルートとした。道路幅は新青梅街道が約 15 m（片側 2 車線）、その他は約 7 m（片側一車線）である。数 km の半径を持つこの地域一帯は全般的に低層の住宅地であり、駅近辺の繁華街を中心に 5 階以上の高層ビルが点在している。また、測定コースは緩やかな傾斜を持つコースを含んでいる。この地域の様相は一般に郊外地として区分される。

送信アンテナは、水平面内無指向性のコーリニアアンテナを使用し、CRL の 60 m 高の鉄塔トップに設置した。また、2つの受信コーリニアアンテナは 2.5 m 高の移動実験車のルーフに設置した。2つのアンテナ間の基台間隔は 1.2 m であり、実験車のルーフの進行方向に向かって左右に設置している。図から明らかなように、送受信機間の最大距離は約 3.2 km である。

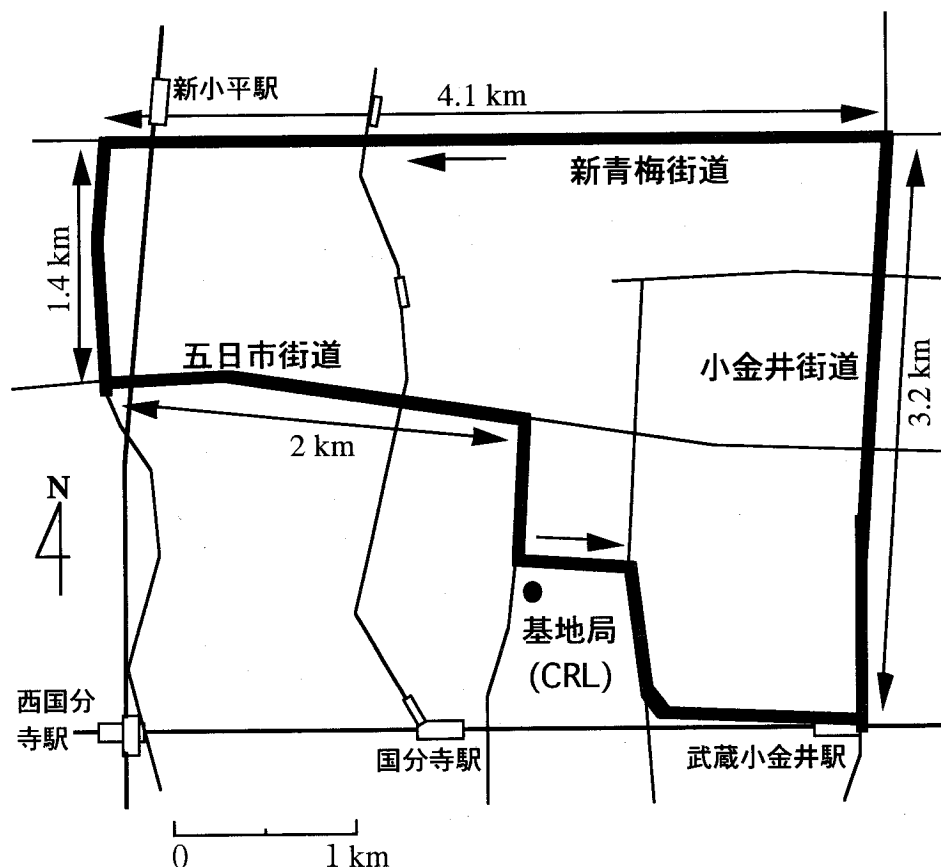


図4-8 測定コース

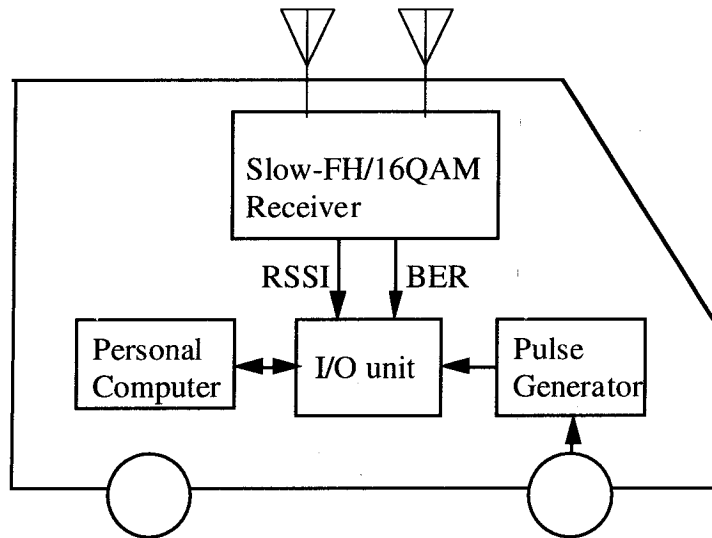


図 4－9 野外測定系の構成

図 4－9 に、野外測定系の構成を示す。測定系は、データ蓄積メモリを持つ計算機、I/O ユニット、制御ソフトウェアから構成される。測定系は、車速パルス、BER、受信信号強度情報（RSSI: Received Signal Strength Information）を記録できる。受信機では周回ルートを通して 1 秒毎の BER の平均値を算出し、受信電界強度とともに計算機上のメモリに記録する。1 週の所要時間は約 1 時間であり、計 3 週のデータを速度毎、電界強度毎に分類してその中央値を BER 特性とした。なお干渉実験は野外走行実験では行っていない。

4. 4. 2 結果と考察

初めに、チャネルの特性を明らかにするために電力遅延プロファイルと平均 RMS 遅延スプレッドを測定した。図 4－10 の電力遅延プロファイルでは、ある程度の小さな雑音が見られるものの、主波といくつかの反射波が距離を示す軸に沿って見られる。図では、主波の軌跡が左右に振れている。これは電波の到達時間が送受信アンテナの距離の変化に応じて変わるためである。図ではまた、ほとんど全ての波が、約 $10\ \mu\text{s}$ の区間に集中しているように見える。図 4－11 に、RMS 遅延スプレッド s を周回コースに沿って 1.28 m 毎に測定したときの、 s の累積分布関数（CDF: Cumulative Distribution Function）を示す。結果は、RMS 遅延スプレッドが全コースの 90 % の区間において $2.3\ \mu\text{s}$ 以下であることを示している。なお、今回の測定とほぼ同様の地理的条件において実施された Greg らの測定[42]では s の累積値の 86 % は約 $2\ \mu\text{s}$ とされており、関沢らの実験[37]では典型的な市街地の最大値が $2\ \mu\text{s}$ とされていることから、ほぼ妥当な数値であることがわかる。

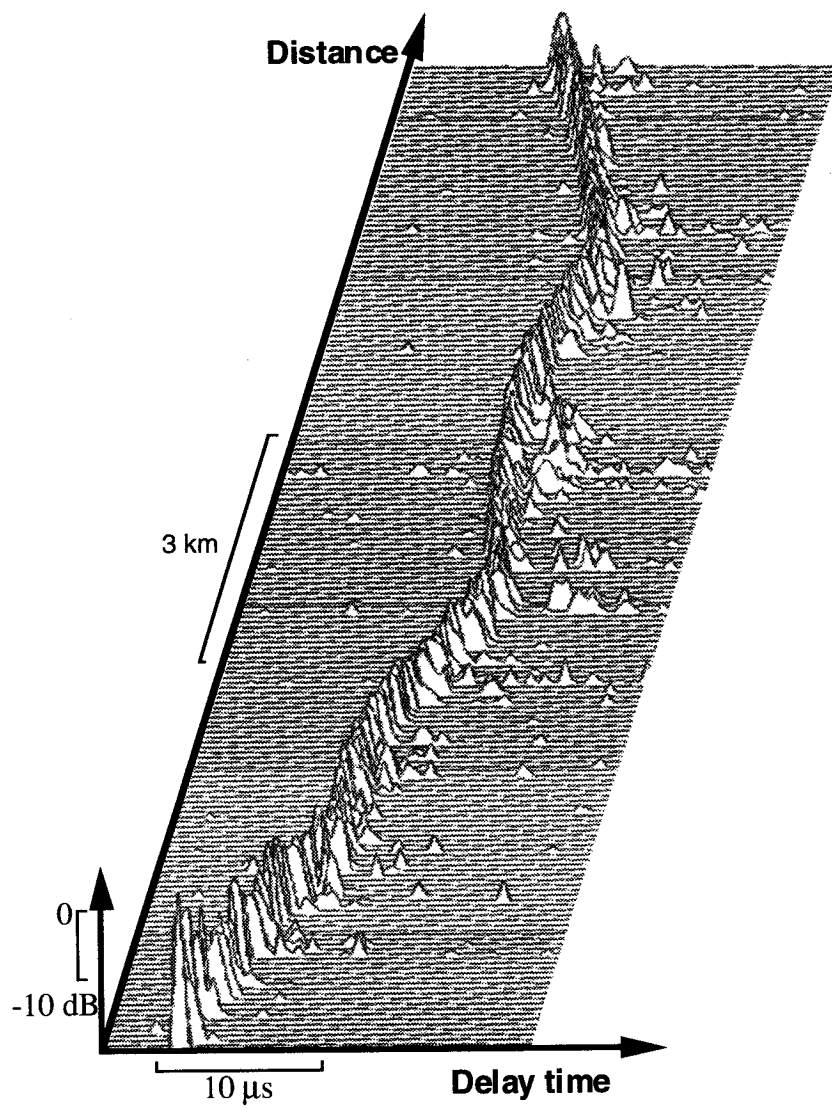


図 4 - 1 0 測定コースの電力遅延プロファイル

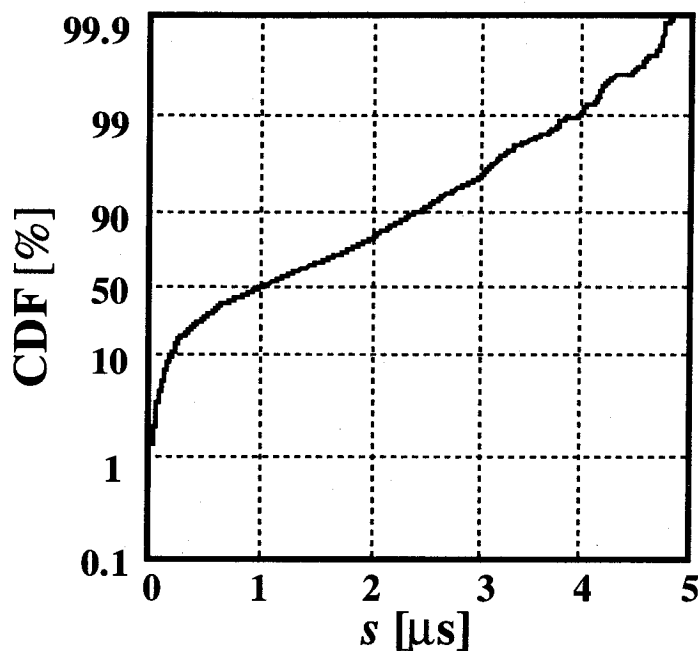


図4－1 1 RMS 遅延スプレッドの累積分布

野外実験は、FH による周波数ダイバーシチ効果に注目した特性の改善を明らかにすることを目的に、FH を行った場合、行わない場合に分けて実施した。BER 特性は、過剰な偏差を持ついくつかのサンプルデータの影響を軽減するために、BER の中央値を用いて評価した。図4－1 2は、FH ありとしたシステムの BER を移動速度毎に区分した特性である。0 km/h の移動速度は、道路上、移動実験車が完全に停止している場合を意味する。シングルブランチ、及び空間ダイバーシチの場合を同図に示す。

図から、0 km/h の場合を除いて、低速度と高速度との間の BER 特性の相違が、シングルブランチ、空間ダイバーシチの場合共通に少しだけ認められる。BER の中央値が 10^{-3} とした時において、空間ダイバーシチによるシステムは E_b/N_0 が 8 dB であり、シングルブランチでは 15 dB である。また、図4－4 の室内実験結果と比較した場合、同等ないし 2~3 dB 優れた特性が得られている。

図4－1 3に、FH なしとしたシステムの BER 特性を示す。BER の中央値が 10^{-3} とした時において、空間ダイバーシチによるシステムは、移動速度が 45 ± 5 km/h の場合に $E_b/N_0 = 9$ dB、 5 ± 5 km/h の場合に $E_b/N_0 = 10.5$ dB であり、シングルブランチでは、それぞれ 16 dB と 18.4 dB である。BER 特性は速度に依存し、特に低速度では、FH システムと比較して、より劣化している。

図4－1 2との比較では、シングルブランチ、空間ダイバーシチとも速度が低速になるほど BER 特性の劣化する傾向が顕著となり、BER の速度依存性が大きい。本実験の周回

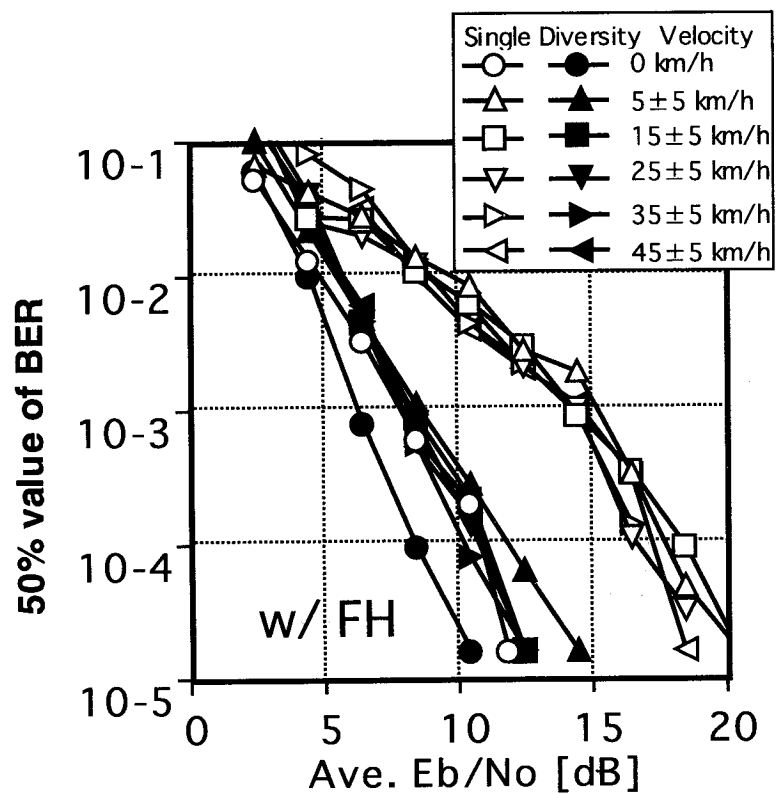


図4-12 平均 E_b/N_o 対 BER 特性 (野外実験結果, FH あり)

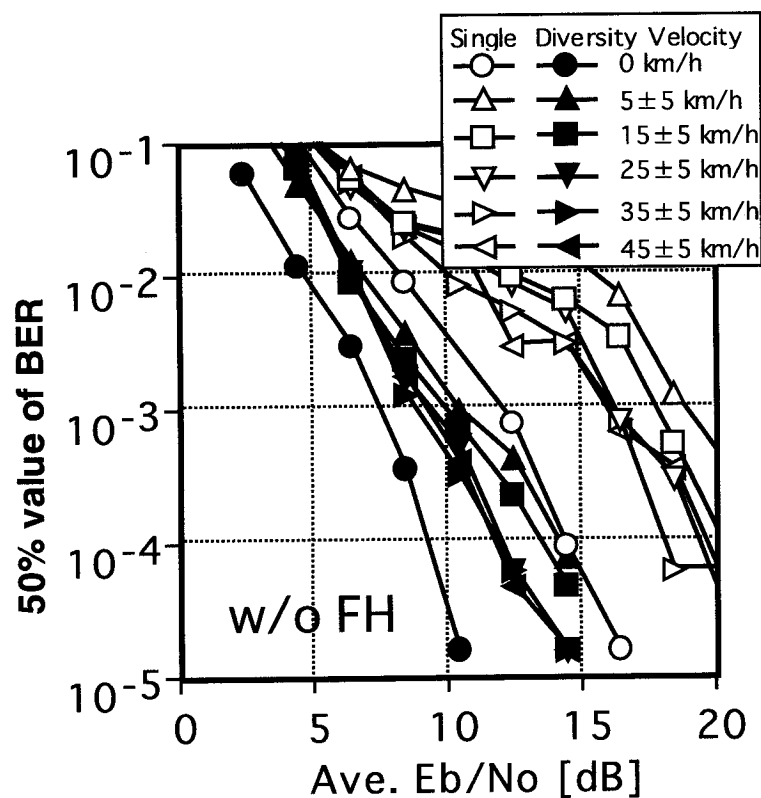


図4-13 平均 E_b/N_o 対 BER 特性 (野外実験結果, FH なし)

コースの RMS 遅延スプレッドの 90 % 値は $2.3 \mu\text{s}$ であり，室内実験結果から推測すれば， $0.5 \sim 1 \mu\text{s}$ 程度の平均遅延スプレッドが存在するような伝搬環境下では，FH による効果は f_d の依存性を軽減し，同時に BER 特性を改善している．図 4-12，図 4-13 による結果もこの事実該当するものと推測する．

野外実験から，低速 FH/16QAM システムは速度に対する依存性を軽減し，マルチパス伝搬環境において BER 特性を改善することがわかる．このことから，低速 FH/16QAM 通信方式は，陸上移動通信に適したシステムであると考えられる．

4. 5 結言

本章では，試作した低速 FH/16QAM 通信方式に基づく送受信装置のハードウェアの概要と，BER 特性の野外実験及び室内実験結果について述べ，性能を評価した．

室内実験から得られた結果は，耐干渉復号の効果が顕著であり，システムが周波数選択性フェージングあるいは同一チャネル干渉を持つチャネルに対して高品質伝送が可能であることを示した．例えば， $\text{BER}=10^{-3}$ かつ $f_d=120 \text{ Hz}$ とした場合，シングルブランチによるシステムが $E_b/N_0=15 \text{ dB}$ を与える一方，空間ダイバーシチを持つシステムでは $E_b/N_0=9 \text{ dB}$ を与えた．

さらに，BER 特性を確認するために東京都の郊外地において野外実験を行った．結果は，FH なしとしたシステムと比較して移動速度の依存度が小さく，システムの BER 特性が FH なしとしたシステムの特性和比較して特に低速度の移動において顕著に改善されることを示した．これは，周波数ダイバーシチによる改善効果，すなわち本方式では車速依存性の小さい誤り訂正効果が得られることを意味する．

同一チャネル干渉がある場合の野外実験による BER 特性の解明は今後の課題である．

第 5 章

QAM 多値数可変型適応変調方式の システム設計と性能評価

5. 1 緒言

QAM を適用した陸上移動通信システムにおいて、情報伝送量および電波伝搬路の状況に応じて変調方式、変調速度といった変調パラメータを可変にして伝送速度を増大する適応変調方式が提案されており、理論検討や計算機シミュレーションによる評価が行われている[14][43][44][48]-[50]。適応変調方式では、伝搬路のフェージング変動に応じて変調パラメータを適宜変えるため、短時間に正確な制御を行う必要がある一方、従来、変調パラメータを決定する際に所望の伝送品質を満たすよう考慮する C/N マージンが不要となり、これに相当する利得の伝送品質の改善、伝送速度の高速化あるいは周波数利用効率の改善に有効となる。特に、QAM 変調多値数可変型適応変調方式[14]では、QAM の多値数のみを可変とするために、変調パラメータの選択に要する制御が比較的簡単となる。また、変調速度が固定であるために、占有する周波数帯域が一定となる特徴を有する。これは、システムに割り当てられた周波数帯域をユーザ毎に分割（周波数チャネル化）して使用する場合に無駄のないチャネル割り当てが可能となる利点を持つ。

しかし、これまでの検討は、理論や計算機シミュレーション評価に留まっており、変調パラメータの可変に高速かつ正確な制御を必要とするハードウェア実現上の課題に対しては言及がない。適応変調方式の実用化を考えた場合には、装置化による実証や伝送特性を明らかにする必要がある。

本章では、フェージングによる伝送品質の劣化を改善することを目的とした QAM 変調多値数可変型適応変調方式について、システムの一設計法を提案し、試作装置により適応変調方式の有効性を実証する。室内実験により得られたビット誤り率特性の結果は、計算機シミュレーション結果と同様の傾向を示し、伝送品質が改善することを明らかにする。

5. 2 QAM 多値数可変型適応変調方式の原理と特徴

検討した適応変調方式の原理を図 5-1 に示す[14]。適応変調方式では、QAM の変調多値数を決定するために、時間的に変動する電波伝搬路の状況を知る必要がある。このた

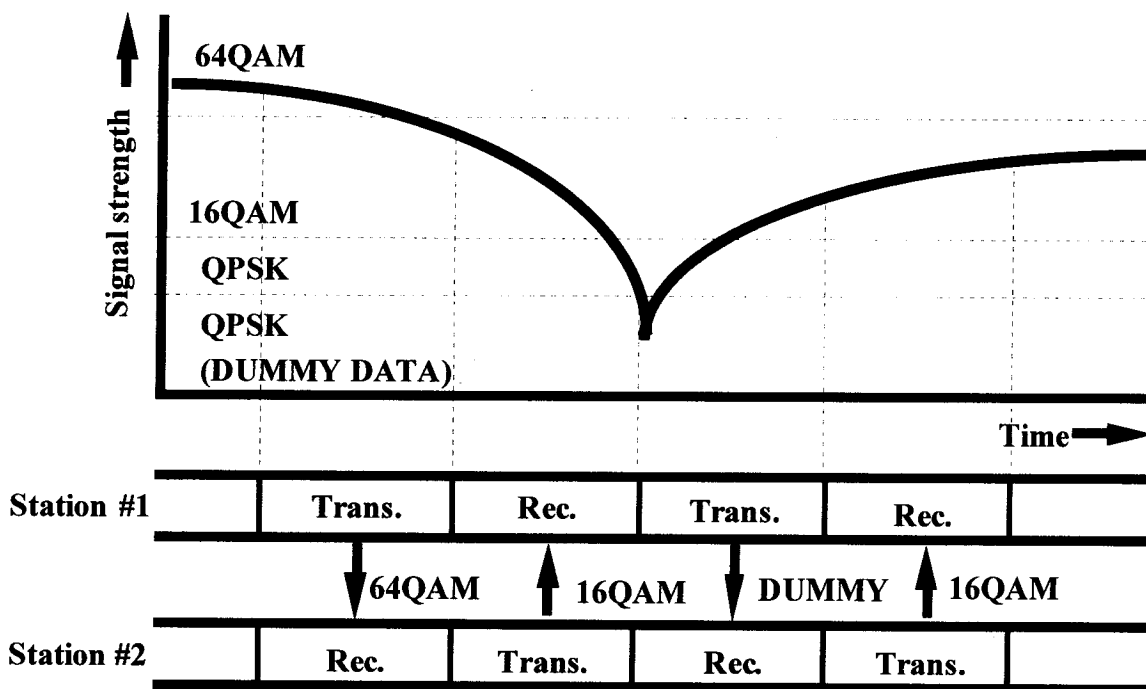


図 5 - 1 適応変調方式の原理

め、時間分割復信（TDD: Time Division Duplex）方式を使用することにより，送受信信号間の電波伝搬状況の同一性（伝搬路の可逆性）を利用でき，受信スロットの受信状況から隣接する送信スロットにおいて QAM 多値数を選択することが可能となる．同図は，時間の経過とともに伝搬状況が変動し，これに応じて変調多値数が変化する様子を示している．伝搬状況の比較的良好な場合は 64QAM を用い，伝搬状況の変動に応じて 16QAM あるいは QPSK を TDD スロット毎に切り換える．また，受信状態が劣悪な場合はビット誤りが多く情報の伝送に寄与しないと考えられるため，QPSK を用い実際は情報の伝送を行わないモードを持つ．この場合，後述のように受信機においては絶えず受信信号の推定値対誤差電力比を求める必要があるため，疑似データを送信する．

提案方式は以下の特徴を持つ．

- ・ 伝送品質を改善するため，伝搬状況が劣悪な場合は情報の伝送を行わない動作モード（ダミーデータ伝送モード）を有する．
- ・ 占有帯域が一定であるため，チャネル配置を考えた場合の周波数利用効率に優れる．
- ・ 適応変調にバッファメモリを採用することにより，許容された伝送遅延時間のもと一定の伝送速度を提供することが可能である．
- ・ QAM 多値数の判定に受信信号の推定値対誤差電力比（ $\overline{S/D}$ ）を用いており，比較的簡易に伝搬状況の推定を実現している．

特に，従来の適応変調方式[43][44][48]-[50]では，伝送速度が選択した QAM 多値数に依

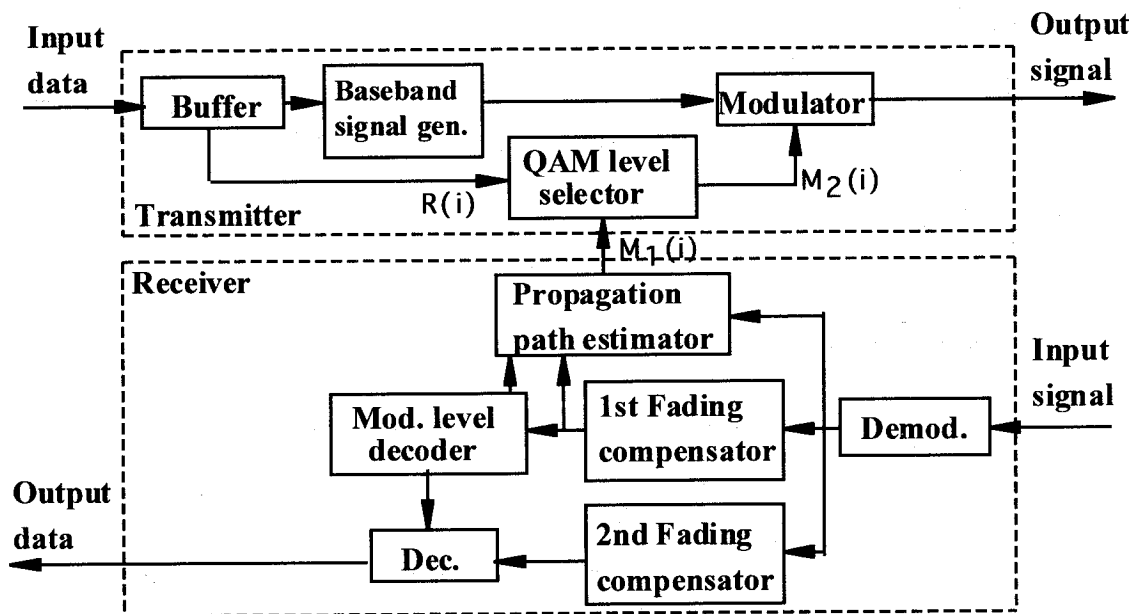


図 5-2 ブロックダイアグラム

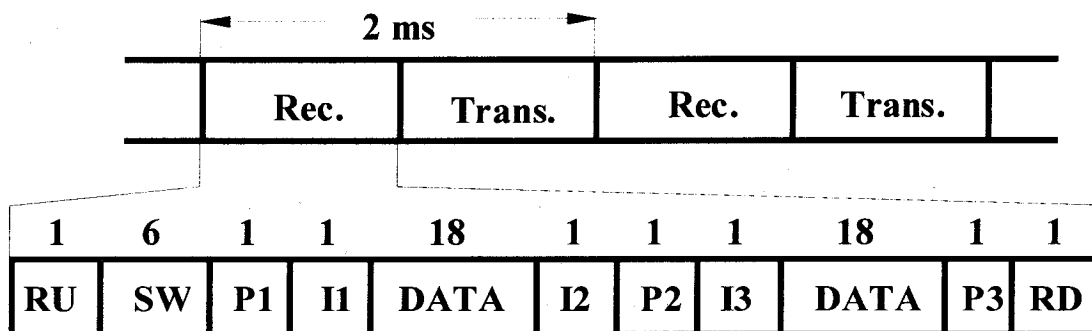
存して強制的に変動するために、即時性通信への適用が難しい欠点があった。バッファメモリの導入により、メモリ中のデータビットの数に応じてあらかじめ定めた伝送速度の保持に適した変調多値数を強制的に選択することから、一定の伝送速度を与えることが可能となる。これは、音声、動画像伝送といった伝送遅延時間に制限のある即時性サービスに対して有効となる。

5. 3 システム設計

5. 3. 1 適応変調方式の実現技術

送受信機のブロックダイアグラムを図 5-2 に示す。データビットは初め、送信機のバッファメモリに蓄積される。その後、データ列は変調パラメータ選択部において決定された QAM 多値数を持って変調される。蓄積されるデータは、変調多値数に従って増減する。メモリが満杯、または空になった場合、あらかじめ定めたビットレートを保持するための QAM 多値数が、許容できる伝送遅延時間のもと強制的に選択される。

図 5-3 にフレームフォーマットを示す。RU/RD, SW, P, I はそれぞれ、ランプアップ/ランプダウンシンボル、同期ワード、パイロットシンボル、QAM インデクスシンボルを表す。パイロットシンボルは 1 次及び 2 次内挿によるフェージング歪補償[18]に使用される。QAM インデクスシンボルは送信されるスロットにおけるデータの変調多値数を示す。各変調多値数は QPSK の 4 つの信号点に対応付けされる。このシンボルは、受



RU,RD:Ramp up/down P :Pilot symbol
I : QAM index symbol SW:Sync. word

図5-3 フレームフォーマット

信機において復調する際に受信変調多値数を知るために重要となる。このため、より高い信頼度を得る必要がある。ここでは容易に実現できる方法として、送信側でスロット中に3つの同一シンボル (I1, I2, I3) を挿入し、受信側においてこれらの加算平均を計算することにより信号対雑音電力比を改善して信頼度を上げる。なお、QAM インデクスシンボルの挿入個数が多い場合、信号対雑音電力比が大きくなり復調過程でのビット誤りが低下する一方で、フレーム効率が下がり伝送速度が低下する。従って、挿入数には伝送品質と伝送速度のトレードオフが存在する。

受信信号は、SW を用いてシンボル同期を確立した後に、復調器において検波される。変調速度が RMS 遅延スプレッドの逆数と比較して相対的に大きい場合、ISI によるシンボルタイミング誤差により BER 特性が劣化する。これを回避するために、最尤推定 (MLE: Maximum Likelihood Estimation) に基づくシンボルタイミング再生方式[38]を用いた。最大振幅法と呼ばれるこの方式は、1 シンボル区間における平均的な最大振幅の位置を見い出している。その後、フェージング補償をパイロットシンボル (P1, P2, P3) を使用して実行する。

5. 3. 2 QAM 多値数の制御方法

フレームインデクスを i で表した場合、 i 番目の送信スロットに対する変調多値数は、 i 番目の受信スロットにおける $\overline{S/D}$ を用いて選択される。 $\overline{S/D}$ は伝搬路推定部で計算され、変調多値数はしきい値との比較により選択される。 $\overline{S/D}$ を以下の式により与える。

$$\overline{S/D_i} = \frac{\bar{S}_i}{\sum_{j=1}^n ((X_j - I_j)^2 + (Y_j - Q_j)^2)} \dots\dots\dots (5-1)$$

ここで $\bar{S}_i$ は、 i 番目のスロットに対する平均受信電力レベルの推定値である。次節では $0 \leq \bar{S}_i$ とした拘束条件のもと、P1 と P2 の電力レベルを用いて 1 次外挿により求めている。 X_j と I_j は、それぞれ、パイロットシンボルを用いたフェージング補償後の j 番目のデータシンボルの同相信号と、その信号を仮判定したシンボル値を表す。 Y_j と Q_j は、直交信号を表す。 N は平均化区間である。従って(5-1)式の分母は、仮判定したシンボル値を基準とした歪電力レベルを表している。(5-1)式を計算する過程は、最大ドップラ周波数 f_d の大きな場合に対して良好な推定値を得るために、受信スロット時間内に実行する必要がある。

図 5-2 において、 $M_1(i) = \{0, 2, 4, 6\}$ と $M_2(i) = \{0, 2, 4, 6\}$ はそれぞれ、第 i スロットの {DUMMY, QPSK, 16QAM, 64QAM} に対応し、QAM 推定値のシンボル当たりの伝送ビット値と、最終的に選択された QAM のシンボル当たりの伝送ビット値を示すものとする。

$M_1(i)$ 値の選択手順は以下の通りである。初めに、図 5-2 に示される伝搬路推定部における個々の QAM 多値数を選択するために、BER のしきい値 (BER_0) を定める。次に、QPSK, 16QAM, 64QAM にそれぞれ対応する S/D_{QPSK} , S/D_{16QAM} , S/D_{64QAM} を静的環境から得られる BER の理論値を使用して決定する。次に、 $\overline{S/D_i} < S/D_{QPSK}$ であれば DUMMY, $S/D_{QPSK} \leq \overline{S/D_i} < S/D_{16QAM}$ であれば QPSK, $S/D_{16QAM} \leq \overline{S/D_i} < S/D_{64QAM}$ であれば 16QAM, $S/D_{64QAM} \leq \overline{S/D_i}$ であれば 64QAM がそれぞれ選択される。従って、 $BER \leq BER_0$ となる条件のもと最大ビットレートが得られる。

このようにして得られた $M_1(i)$ とバッファメモリの状態を表す $R(i)$ を使用して $M_2(i)$ を選択する。ここで $R(i)$ ($0 \leq R(i) \leq R_{max}$) はバッファインデクスとして定義され、バッファメモリに蓄積されるデータビットの蓄積量を表す。例えば、 $R(i) = 0$ はメモリに蓄積されているデータビットがないことを意味し、 $R(i) = R_{max}$ はメモリがデータで満杯であることを意味する。 R_{max} はバッファメモリの蓄積容量である。手順は以下の通りである。

- ① (2)式により $M_1(i)$ を使用してバッファインデクスを計算する。

$$R(i) = R(i-1) - L(M_1(i) - 4) \dots\dots\dots (5-2)$$

ここで L はスロット中のデータシンボル数を表す。また、4 を減算するのは、16QAM と同一のビットレートとするためである。例えば、 $M_1(i)$ として 16QAM が選択された場合 ($M_1(i) = 4$ の場合)、 $R(i)$ の値は変わらない。

- ② バッファインデクスが 0 より小さく、かつ 64QAM が選択された場合、すなわち良

好な電波伝搬環境が頻繁に起こる場合は 16QAM を設定する。バッファインデックスが $R_{\max}$ より大きく、かつダミー伝送または QPSK が選択された場合、すなわち劣悪な電波伝搬環境が頻繁に起こる場合は $M_1(i)$ に 16QAM を設定する。

③ $R(i)$ を更新するために、手順①を繰り返す。

④ $M_2(i)=M_1(i)$ として変調方式を決定する。

以上の手順により、伝送遅延時間が生じるもの一定の伝送速度を得ることができる。この伝送遅延時間の最大値はメモリ容量に比例することから、許容できる最大伝送遅延時間がわかれば $R_{\max}$ を定めることができる。

5. 3. 3 装置の構成および主要諸元

図 5-3 に試作した装置に用いたフレームフォーマット、図 5-4 に試作した装置の構成を示す。送信機では、入力データは初めバッファメモリに蓄積され、その後フレームフォーマットに従ってビット-シンボル変換された後に QAM 変調され出力される。

受信機では、シンボル周期に対し 16 倍オーバーサンプルした受信信号をディジタル直交検波する。その後、最大振幅法により受信スロットの前半 256 サンプル (16 シンボル分) からシンボル同期を確立し、受信スロット前半 29 個のシンボル (図 5-3 において SW から I3 まで) のサンプル値を得る。次に該値をスロット前半 2 個のパイロットシンボルを用いてフェージング歪補償 (1 次内挿) する。受信スロット前半を使用する理由は、信号処理プロセッサ (DSP) による演算処理に 0.2 msec (10 シンボル) 程度の時間を必要とするため、1 スロット分 (図 5-3 において SW から P3 まで) のシンボルデータを取得した後で送信に用いる変調多値数を算出した場合、その結果を隣接する送信スロットに反映できないことによる。

伝搬路推定器では、スロットに挿入されたインデックスシンボルを用いて受信信号の推定値対誤差電力比を求め、次の送信スロットにおける QAM 多値数選択の情報を出力する。ここで受信信号の推定値対誤差電力比は、(5-1) 式により求める。以上の受信機内における処理は、より高い最大ドップラ周波数 f_d において適応変調を作用させるため受信スロット時間内に行う必要がある。

さらに受信機では、検波後の信号をスロット内 3 個のパイロットシンボルを用いて再度、フェージング歪補償 (2 次内挿) し、シンボル判定後、バッファメモリにより速度調整し出力する。2 次内挿によるフェージング歪補償は、信号点間隔が小さく歪に敏感な 64QAM に対して特に有効となる。図 5-5 に受信機における処理の流れをまとめる。

装置の主要諸元を表 5-1 に示す。信号処理部は、汎用 DSP チップ 2 個より構成され、フレーム及びシンボル同期、フェージング歪補償、シンボル判定、伝搬路推定、変調多値数の選択、バッファメモリの管理等の処理を行う。

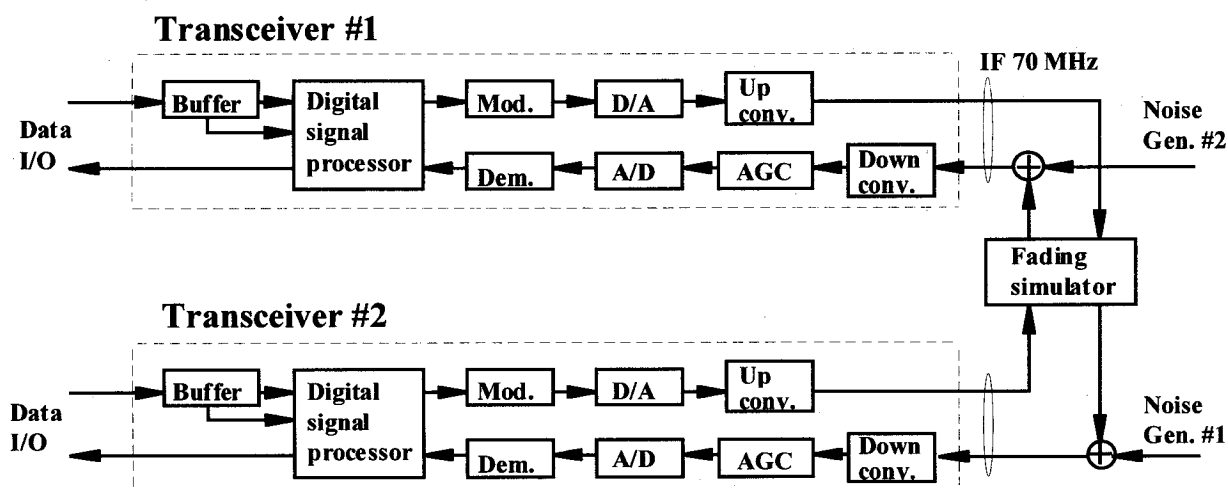


図 5 - 4 装置の構成と実験ブロック図

表 5 - 1 装置の主要諸元

Modulation	Adaptive scheme (DUMMY/QPSK/16QAM/64QAM)
Symbol rate	50 ksym/sec
Allowable transmission delay time	50 msec
TDD frame length	2 msec
LPF	Reised-cosine root Nyquist filter($\alpha=0.5$)
IF frequency	70 MHz

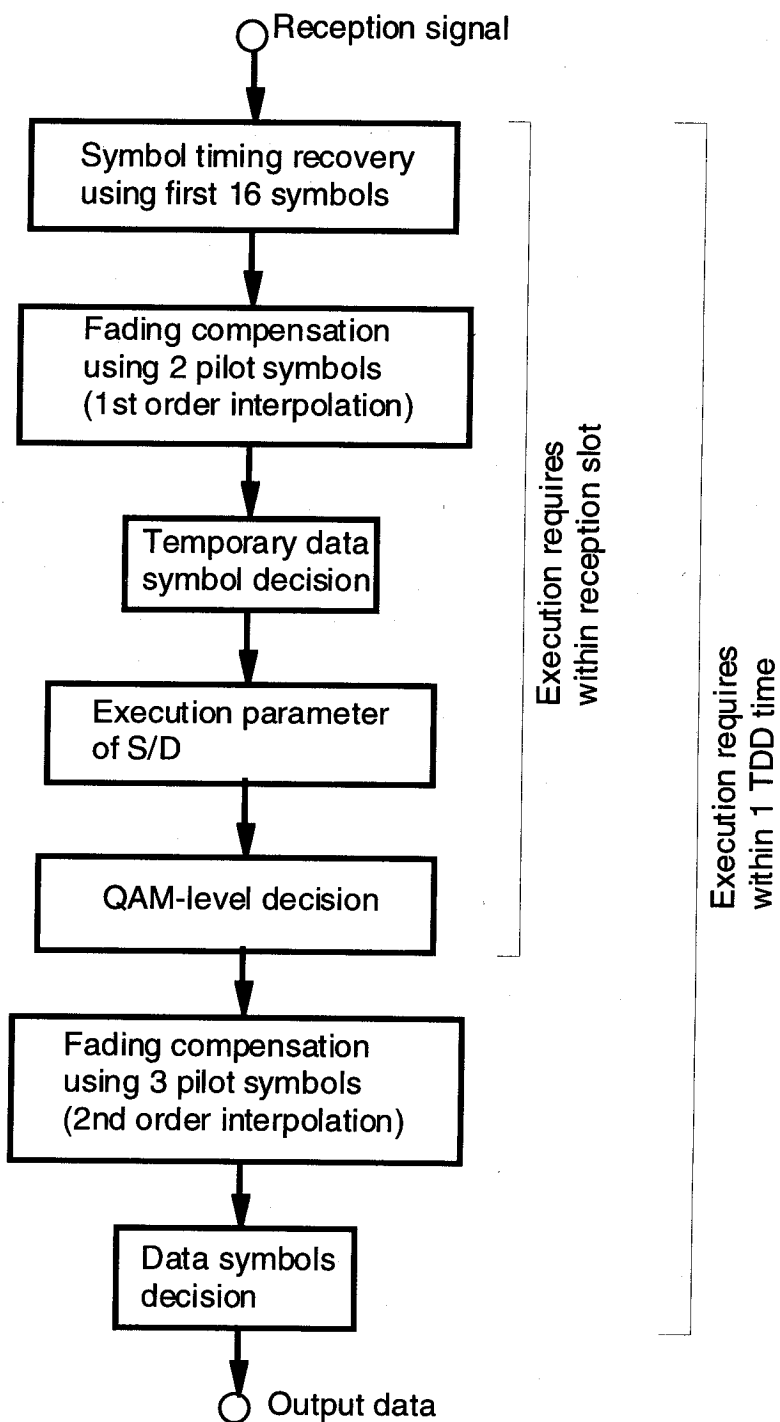


図 5 - 5 受信機における処理の流れ

5. 4 室内実験

実験ブロック図を図5-4に示す。実験はIF信号(70 MHz帯)の折り返しにより行っている。送受信機間の模擬伝搬路は、電波伝搬路の可逆性を模擬するため、上下回線間の相関を1としている。

5. 4. 1 各変調方式のビット誤り率特性

適応変調方式での特性は、固定伝送モードでのBER特性に大きく依存する。そこで各変調方式における静特性、フラットフェージング下における特性を図5-6、図5-7にそれぞれ示す。

図5-6に示した静特性では、同期検波理論値と比較してQPSK, 16QAM, 64QAMの場合、それぞれ約1.5 dB, 3 dB, 3 dB認められる。64QAMの場合、特に $BER=3 \times 10^{-6}$ をフロアとする誤りが発生していることがわかる。なおQPSKでは $BER \geq 8 \times 10^{-3}$ においてフレーム同期不能となり、データが得られなかった。

これはパイロットシンボル挿入型フェージング歪補償を採用しているため、相当する同期検波理論値からの劣化分を約1.5 dB[18]、全スロット中に占めるデータシンボル分の電力補正值を約0.5 dB(QPSKの場合0)と試算した場合、64QAMのフロア誤りを除いたハードウェアに起因する劣化は0~1 dB程度となる。なお、64QAMでは信号点間隔が小さくなるためシンボル同期等に敏感になり、フロア誤りが生じたものと考えられる。

一方、図5-7に示したフラットフェージング下における固定モードの特性は、同期検波理論値と比較してそれぞれ約3 dB程度認められる。また、 f_d が80 Hz以上の場合、 E_s/N_0 が35 dB以上の領域でフロア誤りを生じる傾向が見られる。

これは、低 f_d での安定性を重視したため、本装置でAGCの時定数を10 msecと大きく設定しており、数100 Hz以上の f_d に追従できないことが原因と考えられる。従って100 Hz程度までを動作範囲として限定すれば、実質上これらフロア誤りの影響は小さいと考えられる。

5. 4. 2 適応変調方式のビット誤り率特性

本方式では、ある基準の変調多値数切り替えしきい値(BER_0)を定め、 $BER \leq BER_0$ を満たす範囲内において最大の伝送レートが達成できるQAM多値数を選択する。ここでは BER_0 を、IMT-2000で音声通信の基準値に用いている 10^{-3} [45]に定めた。

熱雑音条件下における適応変調の効果を確認するため、図5-8に平均 E_s/N_0 対BER特性を示す。同図は最大ドップラ周波数 $f_d=10$ Hzの場合の実測値の特性及び計算機シミュレーションによる特性、QPSKによる実測値の特性を示す。シミュレーション結果からの劣化は計算機シミュレーションと装置との演算精度の差が主因と思われる。適応変調の効果は $E_s/N_0 \geq 25$ dBのとき得られ、 $BER=10^{-3}$ では約6 dB改善されている。 E_s/N_0 の

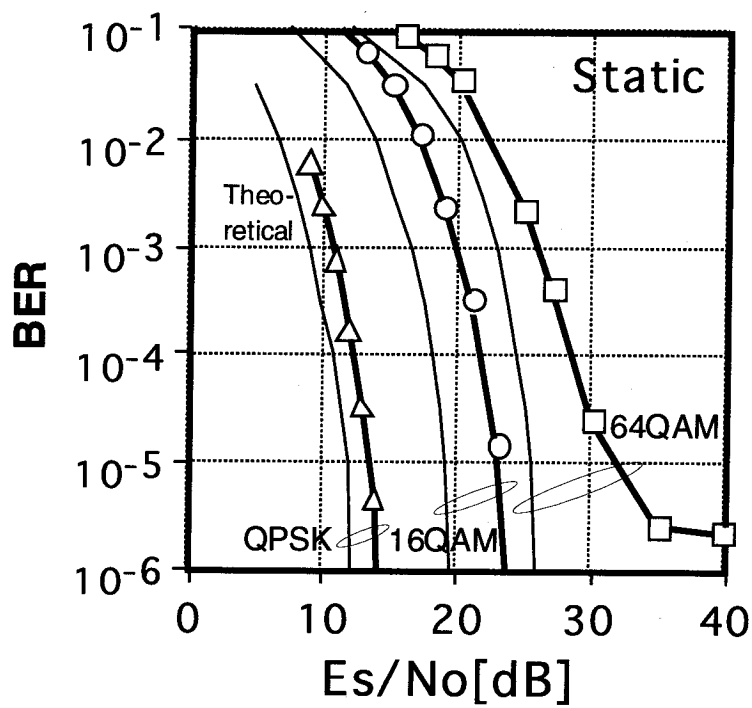


図 5 - 6 各変調方式の特性 (静特性)

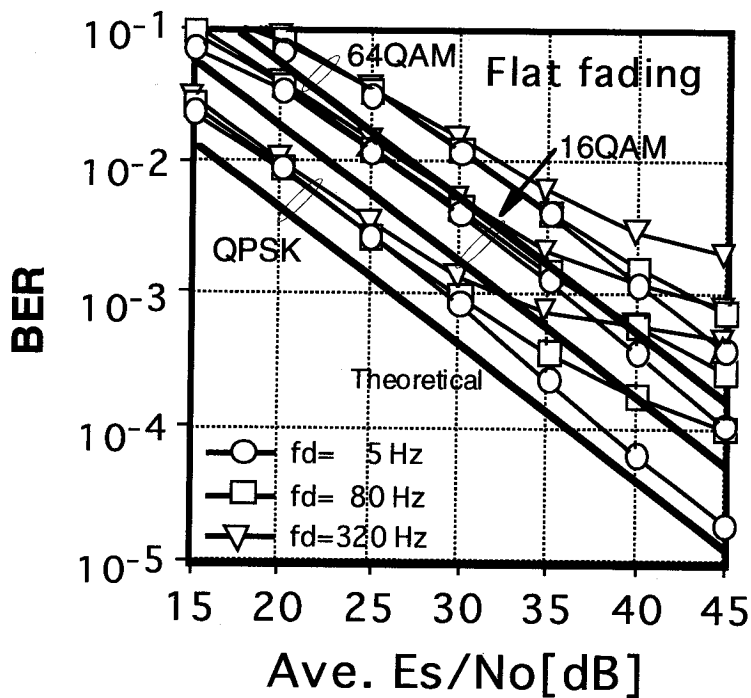


図 5 - 7 各変調方式の特性 (フラットフェージング伝搬路)

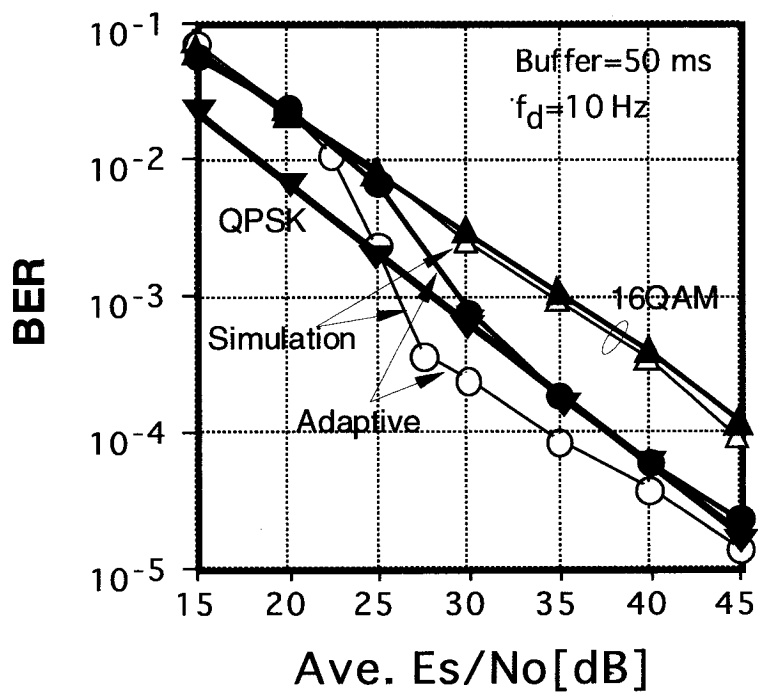


図 5 - 8 平均 Es/No 対 BER 特性 (フラットフェージング伝搬路)

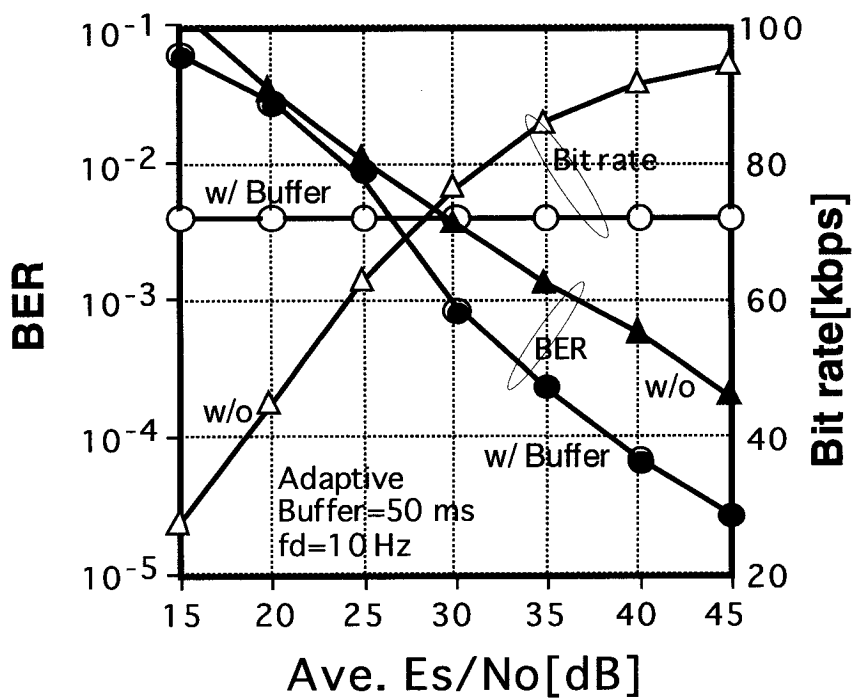


図 5 - 9 平均 Es/No 対 BER 特性と平均ビットレート特性 (バッファメモリあり/なし)

小さな領域では既述のバッファメモリによる制限のため 16QAM に切替わり、16QAM 固定の場合とほぼ同じ特性となっている。

周波数利用効率の改善は、 $E_s/N_0 \geq 30$ dB の領域において、QPSK (2 bits/symbol) と同等の E_s/N_0 で 16QAM (4 bits/symbol) と同等の伝送速度が得られることから約 2 倍となることがわかる。

提案方式の特徴の 1 つとしてバッファメモリの導入があり、これは一定の伝送速度を与えるのに有効である[14]。図 5-9 ではバッファメモリがある場合、ない場合の平均 E_s/N_0 対 BER 特性と平均ビットレート特性を示す。

バッファメモリがある場合のビットレートは、16QAM 固定のスループットと同一値であること及び本装置のフレーム構成から 72.1 kbps と求められ、結果はこの値と一致していることがわかる。一方、バッファメモリがない場合の特性をバッファメモリがある場合の特性と比較した場合、 E_s/N_0 の増大に従って BER 特性に改善がみられないものの、伝送レートは向上している。

これは、変調方式として 64QAM が多く選択されるためと考えられる。逆に E_s/N_0 が小さくなれば、QPSK あるいはダミー伝送モードが多く選択されるため、伝送レートが低下している。以上の結果より、適応変調において一定の伝送速度を得るための手法としてバッファメモリが有効であることがわかる。

本検討では伝搬路を推定するため TDD を用いている。このため、 f_d の増加に対して推定精度が劣化することが考えられる。そこで図 5-10 に最大ドップラ周波数 f_d 対 BER 特性を示す。

同図では E_s/N_0 を 35 dB, 45 dB とした場合の適応変調の特性と 16QAM の特性を示した。適応変調、16QAM とともに f_d の増加に従って特性の劣化が見られる。また、適応変調と 16QAM の特性が近接する点は f_d が約 200 Hz であることがわかる。

これは、伝搬路の推定精度の劣化に加えて、図 5-7 における特性から各変調方式の BER が f_d に依存するため、適応変調においても BER の劣化が生じたものと考えられる。特に同図では、BER の劣化が $f_d > 20$ Hz に対して認められるため、フラットフェージング下における各変調方式の特性が改善できれば、適応変調においてもより高い f_d での適用が期待できる。

電波伝搬路が周波数選択性フェージングであった場合の適応変調による BER の改善を確認するため、図 5-11 に平均 E_s/N_0 対 BER 特性を示す。同図では、伝搬路モデルを等レベル 2 波モデル ($f_d = 10$ Hz) としている。図において s は RMS 遅延スプレッドであり、シンボル時間 T_s により正規化した規格化遅延スプレッド s/T_s をパラメータとした。図では比較のため、フラットフェージングによる特性を合わせて示す。なお、 $s/T_s = 0.01$ は、RMS 遅延スプレッド $s = 0.2 \mu\text{s}$ に相当する。

図より、適応変調とした場合は 16QAM と比較して特性の改善があるものの、規格化遅

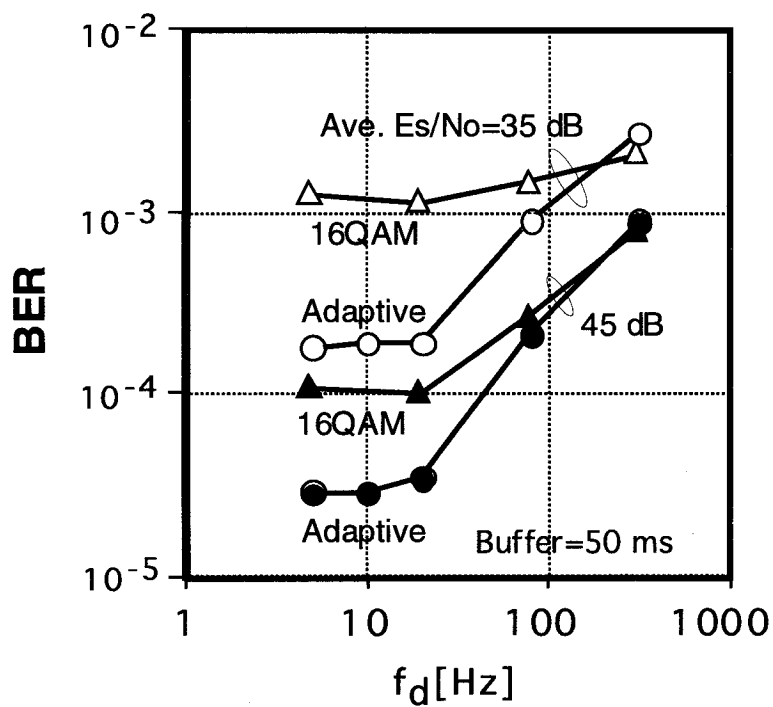


図5-10 最大ドップラ周波数対 BER 特性

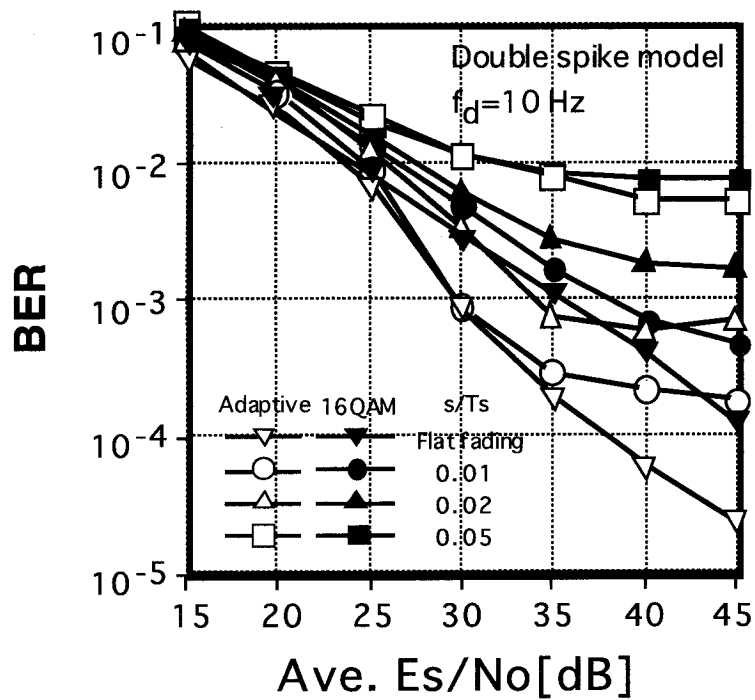


図5-11 平均 E_s/N_0 対 BER 特性 (周波数選択性フェージング伝搬路)

延スプレッドが増すに従って特性が徐々に劣化し、改善の開きも小さくなることがわかる。

16QAM の特性に注目した場合、規格化遅延スプレッドに対する BER 特性が劣化しており、QAM の伝搬路歪に対する特性劣化が、適応変調とした特性に表れていると考えられる。周波数選択性フェージング伝搬路に適応変調を適用する場合、マルチキャリア化により変調速度を下げる、あるいは誤り訂正技術の採用などの方策が必要である。

5. 5 結言

本章では、適応変調方式の伝送品質の評価を目的に試作した QAM 多値数可変型適応変調装置について、一設計法を提案し、室内実験による結果から適応変調方式の有効性を実証した。計算機シミュレーション等では適応変調方式の有効性が検討されているが、初めて試作装置による有効性を示した本実験の意義は大きい。得られた結果は以下の通りである。

(1) 周波数利用効率の改善は、適応変調して効果の認められる領域において約 2 倍となった。

(2) 一定の伝送速度を得るための手法としてバッファメモリが有効である。

(3) 適応変調では最大ドップラ周波数の増加とともに特性の劣化が見られる。固定伝送モード (16QAM) と比較した場合、適応変調が有効と認められる点は最大ドップラ周波数が約 200 Hz であった。

(4) 周波数選択性フェージングによる特性の劣化が見られるものの、固定伝送モード (16QAM) よりは優れた BER 特性が得られた。

第6章

マルチキャリア QAM 多値数可変型適応変調方式

6. 1 緒言

第5章において、QAM を使用した多値数可変型適応変調方式の試作装置による特性を明らかにした。この方式は、変調速度を一定として QAM 多値数を電波伝搬路に適応して選択するものである。試作装置による室内実験結果では、フラットレイリーフェージング伝搬路において伝送品質を改善することが示された。しかし、周波数選択性フェージング伝搬路では、伝送品質は改善されるものの、伝搬路の規格化遅延スプレッドが増加するに従って、その改善度は小さくなった。これは、周波数選択性フェージングに起因するシンボル間干渉 (ISI: Inter-symbol Interference) によるものであり、変調速度を下げることで等により解消する。

一方、伝送速度の高速化を図るために変調速度を上げた場合、周波数選択性フェージングの程度が相対的に大きくなり、ISI を克服する技術が必要になる。このことから、適応等化器による広帯域 QAM 方式[46]や、マルチキャリア伝送に基づく方式[28][47]が検討されている。マルチキャリア化による特性改善の原理は、個々のキャリア (サブキャリア) の占有周波数が狭帯域化され、周波数選択性フェージングによる伝搬路歪の影響が軽減されることにある。この改善はサブキャリア数に依存する。一般に、サブキャリア数は単一キャリア伝送とした場合に被る周波数選択性フェージングの程度をスケールリングして決定できる。例えば、マルチキャリア化した場合のサブキャリア当たりの帯域内振幅偏差は、単一キャリア伝送の場合の振幅偏差をサブキャリア数で除した値まで減少することから、サブキャリア数が大きいほど厳しい周波数選択性フェージングに対処可能となる。しかし、マルチキャリア化によりハードウェア量が増大し、一般にこれは等化器を使用したシングルキャリア方式より大きくなるものの、サブキャリア数が 10 前後以下ではシングルキャリア方式よりも小さいとされている[28]。

マルチキャリア化した場合、周波数選択性フェージング伝搬路においては各サブキャリアが被る電波伝搬路の特性が異なる。このとき、マルチキャリア化した通信方式において各サブキャリアに適した変調方式を割り当てた場合、伝送速度の高速化に加えて伝送品質の改善をも期待できると考えられる。

本章では、陸上移動通信における高速・高品質伝送を目的として、従来の時間スロット

に加えて各サブキャリアにおいても伝搬路状況に適した QAM 多値数を選択するマルチキャリア QAM 多値数可変型適応変調方式を提案する。この方式の特徴は、第 5 章と同様、劣悪な伝搬環境下において情報を伝送しない動作モード（ダミー伝送モード）を持つこと、送受信に要する伝送遅延時間を制限するためのバッファメモリを有することである。

QAM 多値数可変型適応変調方式では、伝送遅延時間を制限するために、伝搬環境の劣悪な状況が続くにも関わらず強制的に変調多値数を切り換えることから、BER 特性が劣化する傾向を持つ。ここでは、マルチキャリア伝送により各サブキャリアが被る電波伝搬状況が異なる特徴を利用して、伝送品質を改善する変調多値数の選択手順を提案する。これは、電波伝搬状況の比較的劣悪な、または良好なサブキャリアに対して、それぞれ小さな、または大きな QAM 多値数を選択することにより、強制的な変調多値数の切り換えが緩和されることを意図している。計算機シミュレーションによる BER 特性の評価により、提案方式が周波数選択性フェージング伝搬路に対して伝送品質を顕著に改善することを示す。また、提案した変調多値数の選択手順が、比較的小さな最大ドップラ周波数、メモリサイズに対して有効であることを示す。

6. 2 QAM 多値数可変型適応変調方式のマルチキャリア化

6. 2. 1 従来方式の伝送品質劣化要因

QAM 多値数可変型適応変調方式の概念を図 6-1 (a)に示す。この適応変調方式は、TDD 方式を使用して受信スロットの状況を検知して、隣接する送信スロットにおいて QAM 多値数の 1 つを選択するといった手順により実現される。図では、例えば信号強度をもって表される電波伝搬状況が変動した場合、無線局 1 と 2 の間のリンクにおける変調方式（図では、ダミー伝送、QPSK, 16QAM, または 64QAM）が個々の TDD スロットに対して変化していることを示す。

従来、適応変調方式の伝送速度は、選択された QAM 多値数に依存して強制的に変動するため即時性通信への利用が難しかった。この問題を解決するために、QAM 多値数可変型適応変調方式は、送信側にバッファメモリを導入して、メモリ中のデータビットの数に依存して変調多値数を強制的に切り換え、一定の伝送速度を得ている。この場合、例えば劣悪な電波伝搬環境下が続いて変調方式が QPSK から 16QAM, あるいは 64QAM に切り換わった場合など、QAM 多値数の低い変調方式からより高い変調方式に強制的に切り換わる場合、伝送品質が劣化する。特に周波数選択性フェージング伝搬路においては、特性の劣化する要因に ISI があり、 E_b/N_0 の大きな領域において多値数の大きい変調方式が選択された場合等に顕著となる。また、強制切り換えの頻度は、劣悪な電波伝搬環境が継続する時間、あるいはバッファメモリのサイズに依存すると考えられることから、フェードデューレーションが大きい場合、あるいはメモリサイズが小さい場合に顕著になるものと考えられる。

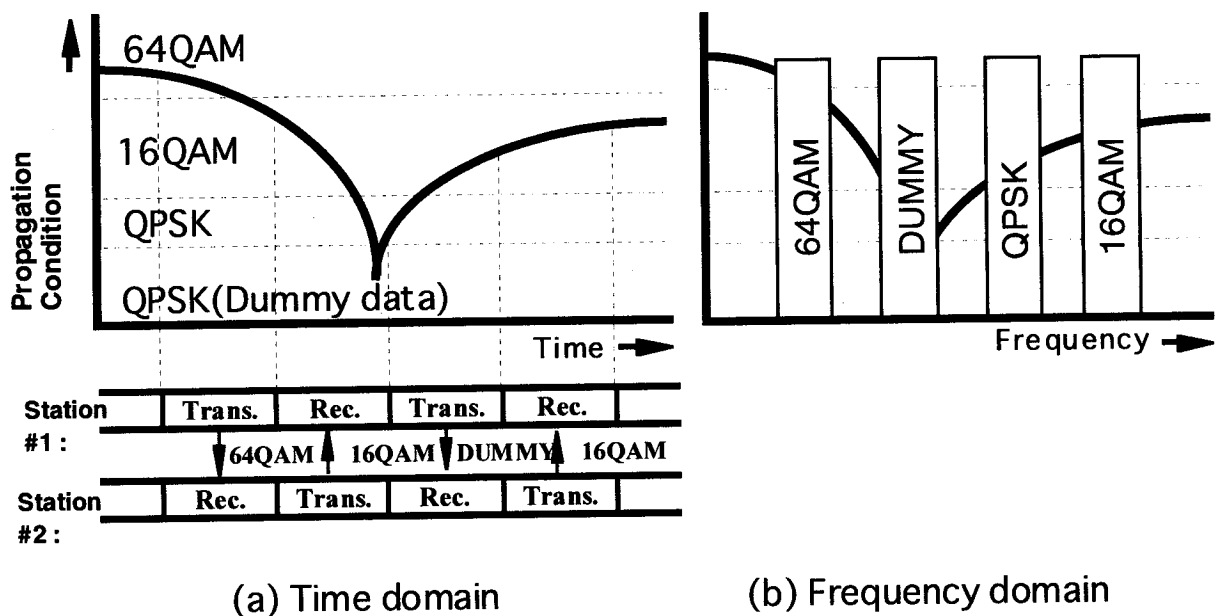


図 6 - 1 適応変調方式の概念

6. 2. 2 提案方式の原理

マルチキャリア伝送において、周波数選択性フェージング伝搬路では各サブキャリアの特性が異なるために、各サブキャリアに適した変調方式を割り当てれば、より良好な伝送品質特性が得られると考えられる。

検討したマルチキャリア適応変調方式の概念を、時間領域と周波数領域の表現に分けて、それぞれ図 6 - 1 (a), (b)に示す。図 6 - 1 (a)に示される時間領域の表現に加えて、図 6 - 1 (b)の各サブキャリアも適応的に変調されている。

マルチキャリア適応変調方式を実現するための送受信機の構成を図 6 - 2 に示す。データビットは初め、送信機のバッファメモリに蓄積される。直並列変換ののち、データ列は変調多値数選択部からの $M_{k,2}(i)$ ($k=1,2,\dots,m_c$) として示される QAM 多値数を持った QAM 信号として変調される。ここで蓄積されたデータは変調多値数に従って増減する。メモリが満杯、または空になった場合、あらかじめ定めたビットレートを保持するために、適した QAM 多値数が許容できる伝送遅延時間のもと強制的に選択される。

フレーム及びスロットの構成を図 6 - 3 に示す。R, SW, P, I はそれぞれ、ランブシンボル、同期ワード、パイロットシンボル、QAM インデクスシンボルを示す。パイロットシンボルはフェージング歪補償方式[18]に使用される。QAM インデクスシンボルは受信機に送信される変調多値数を示す。各変調多値数は信号空間上の QPSK の信号点に対応付けされる。このシンボルは受信機において復調する際に、データ部分の変調多値数を

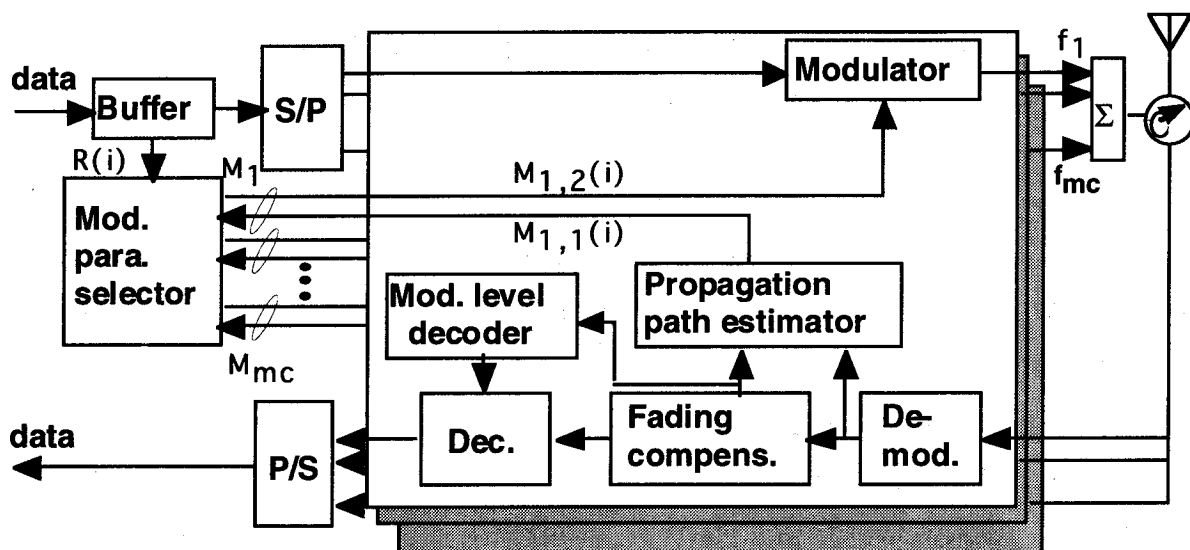


図 6 - 2 送受信機の構成

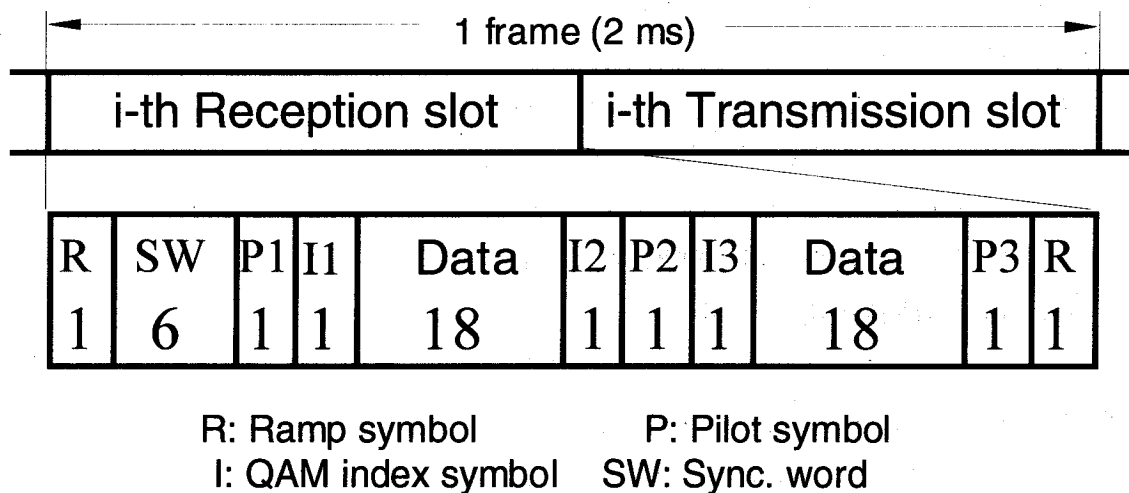


図 6 - 3 フレーム及びスロット構成

知るために重要となる。このために、より高い信頼度を得るための工夫が必要となる。ここでは容易に実現できる方法として、送信側でスロット中に3つの同一シンボル (I1, I2, I3) を挿入し、受信側においてこれらの平均を計算することによりこのシンボルの信号対雑音電力比を改善し信頼度を上げる。

受信信号はシンボル同期が確立した後に復調器において検波される。変調速度が RMS 遅延スプレッドの逆数と比べて相対的に大きい場合、ISI によるシンボルタイミング誤差

により BER 特性が劣化する。これを回避するために、最ゆう推定に基づく最大振幅法を用いた。その後、フェージング歪補償がパイロットシンボル (P1, P2, P3) を使用して実行される。

フレームインデックスを i で表した場合、 i 番目の送信スロットに対する変調多値数は i 番目の受信スロットにおける $\overline{S/D}$ 値を用いて選択される。 $\overline{S/D}$ は電波伝搬路推定器で計算され、変調多値数は、しきい値との比較により選択される。ここで、 $\overline{S/D}$ は(5-1)式により与えられる。

その後、データビットは並直列変換により集められ、最終的にバッファメモリを通して得られる。(6-1)式を計算する過程は、高い最大ドップラ周波数 f_d に対して良好な推定値を得るために、受信スロット時間内に実行する必要がある。

6. 2. 3 マルチキャリア適応変調用 QAM 多値数の制御方法

QAM 多値数可変型適応変調方式の伝送品質の劣化は、例えば劣悪な電波伝搬環境下において QPSK から 16QAM に切り換わる場合など、変調方式が低い QAM 多値数からより高い QAM 多値数に強制的に切り替わることにより生じる。強制的な QAM 多値数の切り換え頻度を減少させることを考えた場合、各サブキャリア毎に適した変調方式を割り当てることのできる手順を導入することは、伝送品質の改善に有効である。ここでは、各サブキャリアへの好ましい QAM 多値数の割り当てを、バッファメモリ中のデータビットの蓄積量を用いて、図 6-2 に示す変調パラメータセレクトタにより集中的に制御する方法を提案する。ここではこの方式を集中制御方式と呼ぶ。

検討した QAM 多値数選択の手順を図 6-4 に示す。ここでバッファメモリは 16QAM としたマルチキャリア方式 (マルチキャリア 16QAM) と同一のビットレートを保持するために使用される。 $M_{k,1}(i)=\{0, 2, 4, 6\}$ と $M_{k,2}(i)=\{0, 2, 4, 6\}$ はそれぞれ、第 i スロット、第 k サブキャリア ($1 \leq k \leq m_c$) の {ダミー伝送, QPSK, 16QAM, 64QAM} に対応し、QAM 推定値のシンボル当たりの伝送ビット値と、最終的に選択された QAM のシンボル当たりの伝送ビット値を示す。

$M_{k,1}(i)$ 値の選択手順は以下の通りである。初めに、図 6-2 に示される電波伝搬路推定部における個々の QAM 多値数を選択するために、BER のしきい値 (BER_0) を定める。次に、QPSK, 16QAM, 64QAM にそれぞれ対応する S/D_{QPSK} , S/D_{16QAM} , S/D_{64QAM} を静的環境から得られる BER の理論値を使用して決定する。次に、各サブキャリアに対して、 $\overline{S/D} < S/D_{QPSK}$ であればダミー伝送、 $S/D_{QPSK} \leq \overline{S/D} < S/D_{16QAM}$ であれば QPSK、 $S/D_{16QAM} \leq \overline{S/D} < S/D_{64QAM}$ であれば 16QAM、 $S/D_{64QAM} \leq \overline{S/D}$ であれば 64QAM がそれぞれ選択される。従って、 $BER \leq BER_0$ となる条件のもと最大ビットレートが得られる。

図 6-2 に示す変調パラメータ選択部は、 $M_{k,1}(i)$ と $R(i)$ を使用して $M_{k,2}(i)$ を選択する。 $R(i)$ ($0 \leq R(i) \leq R_{max}$) はバッファインデックスとして定義され、バッファメモリに蓄積されるデ

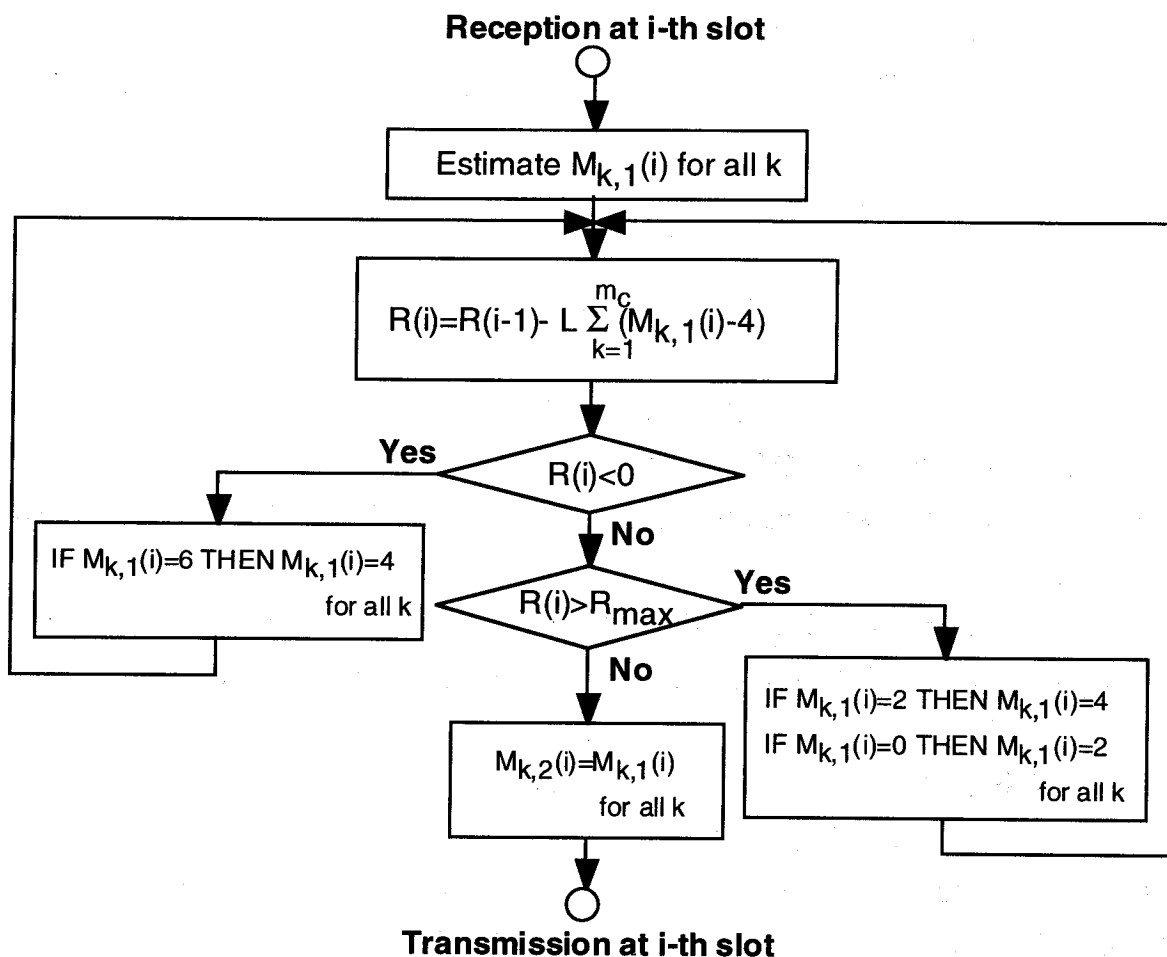


図 6 - 4 QAM 多値数選択の手順

ータビットの蓄積量を表す．例えば， $R(i)=0$ はメモリに蓄積されているデータビットがないことを意味し， $R(i)=R_{\max}$ はメモリがデータで満杯であることを意味する．ここで $R_{\max}$ はバッファメモリの蓄積容量である．図 6 - 4 に示される手順は以下として説明される．

① (6-1)式に従って，与えられた全ての $M_{k,1}(i)$ を使用してバッファインデクスを計算する．

$$R(i) = R(i-1) - L \sum_{k=1}^{m_c} (M_{k,1}(i) - 4) \dots\dots\dots (6-1)$$

ここで L はスロット中のデータシンボル数を表す．また，4 を減算するのは，マルチキャリア 16QAM と同一のビットレートとするためである．例えば，全ての k に対する $M_{k,1}(i)$ として 16QAM が選択された場合，言い換えれば $k=1,2,\dots,m_c$ に対して $M_{k,1}(i)=4$ の場合， $R(i)$ の値は変わらない．

② バッファインデックスが0より小さく、かつ 64QAM が $M_{k,1}(i)$ に選択された場合、すなわち良好な電波伝搬環境が頻繁に起こるとき、第 k サブキャリアの選択された変調方式に対して 16QAM を設定する。

③ $R(i)$ を更新するために、手順①を繰り返す。

④ 最終的に決定した変調方式として、全ての k に対して $M_{k,2}(i)=M_{k,1}(i)$ とする。

上記手順②のバッファインデックスが $R_{\max}$ より大きくなる場合は、以下の手順を実行する。

② バッファインデックスが $R_{\max}$ より大きく、かつダミーデータ伝送による QPSK または QPSK が $M_{k,1}(i)$ に選択された場合、すなわち劣悪な電波伝搬環境が頻繁に起こるとき、第 k サブキャリアの選択された変調方式に対して、それぞれ $M_{k,1}(i)$ に QPSK または 16QAM を設定する。

③ バッファインデックスが $R_{\max}$ より小さくなるまで、手順①、②を繰り返す。

④ 最終的に決定した変調方式として、全ての k に対して $M_{k,2}(i)=M_{k,1}(i)$ とする。

6. 3 計算機シミュレーションによる評価

6. 3. 1 シミュレーション評価モデル

表 6-1 に計算機シミュレーション諸元を示す。周波数選択性フェージングモデルとして先行波対遅延波の電力比が同一、遅延時間差が τ で表される等レベル 2 波モデルを用いた。RMS 遅延スプレッドは、第 4 章における RMS 遅延スプレッドの実測結果を参照して、一般的な住宅密集郊外地の 90 % 累積値の例である $2\mu\text{s}$ ($\tau=4\mu\text{s}$) とした。また、QAM 多値数選択のしきい値である BER_0 は、一例として 10^{-3} に設定した。

フラットレイリーフェージング伝搬路や周波数選択性フェージング伝搬路における BER 特性を明らかにするために、マルチキャリア適応変調方式、16QAM を用いたマルチキャリア方式の E_s/N_0 対 BER 特性を、最大ドップラ周波数 f_d 、サブキャリア数 m_c 、バッファメモリに基づく最大許容伝送遅延時間 T_b をパラメータとして検討する。

6. 3. 2 平均 E_s/N_0 対ビット誤り率特性

初めに、マルチキャリア適応変調方式 (MC/AM と表記する) とマルチキャリア 16QAM 方式 (MC/16QAM と表す) の BER 特性を、 $f_d=20\text{ Hz}$ としたフラットレイリーフェージング伝搬路、加法性白色ガウス雑音 (A.W.G.N.) のもと確認した。図 6-5 に平均 E_s/N_0 対 BER 特性を示す。

この図は、改善が $E_s/N_0 \geq 20\text{ dB}$ において得られることを示し、また、同一のビットレートである MC/AM と MC/16QAM を比較した場合、MC/AM が $\text{BER}=10^{-3}$ において 7 dB の E_s/N_0 の改善を得ている。また、 $E_s/N_0 \geq 30\text{ dB}$ の場合では、MC/16QAM と比較して MC/AM が BER を約一桁改善することがわかる。この結果は、シングルキャリアとし

表 6 - 1 計算機シミュレーション諸元

Items	Multicarrier/adaptive modulation system (MC/AM)	Multicarrier/16QAM system (MC/16QAM)
Modulation	Adaptive scheme (Dummy/QPSK/16QAM/64QAM)	16QAM
Malticarrier	Frequency separation: 100 kHz Number of subcarriers: mc	
Symbol rate	31.25 k sym/s (for each subcarrier)	
Bit rate (air)	90 x mc kbit/s	
LPF	Root Nyquist ($\alpha=0.5$)	
Selective fading channel model	Double-spike model (Direct-to-delayed-wave power ratio=0 dB, s=2 μ s)	

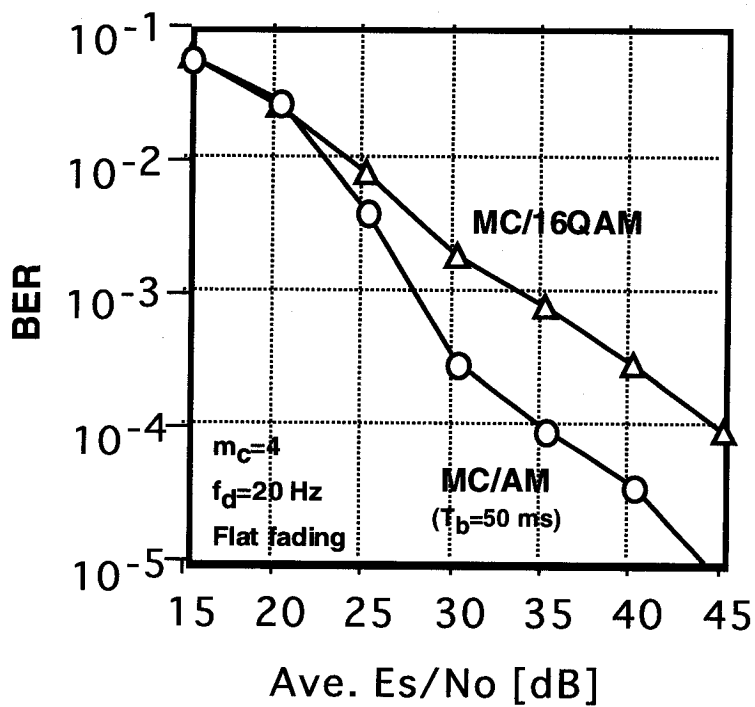


図 6 - 5 平均 Es/No 対 BER 特性 (フラットレイリーフェージング伝搬路)

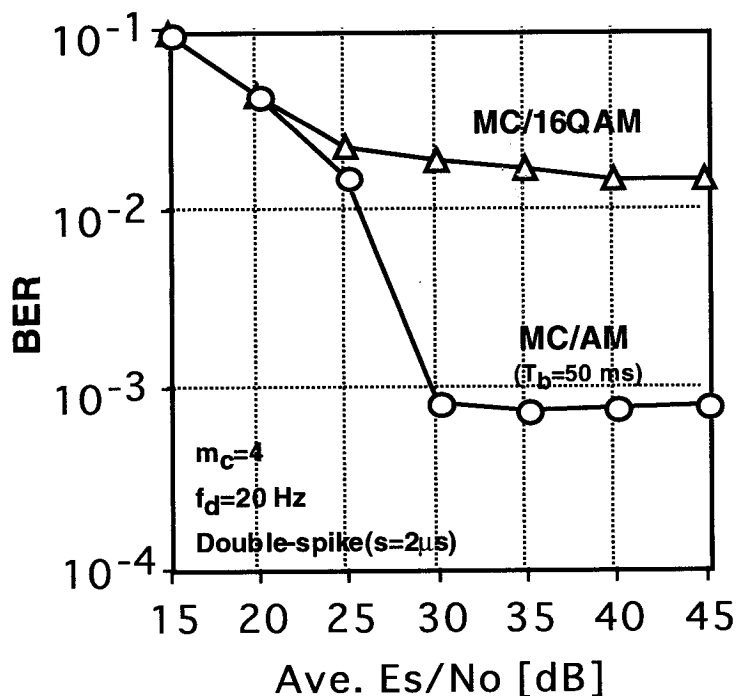


図6－6 平均 E_s/N_0 対 BER 特性（周波数選択性フェージング伝搬路）

た場合の適応変調方式の結果と全く同一である。これは、フラットレイリーフェージング伝搬路においては、シングルキャリア方式を単にマルチキャリア化としても何らダイバーシチ効果が得られないことを意味している。

周波数選択性フェージング伝搬路における特性を確認するために、MC/AM と MC/16QAM による平均 E_s/N_0 対 BER 特性を図6－6に示す。図は、改善が $E_s/N_0 \geq 20$ dB において得られ、MC/AM は MC/16QAM と比較して $E_s/N_0 \geq 30$ dB において BER が $1/25$ 倍に改善されることを示している。

これらの結果は、MC/AM が、フラットレイリーフェージング伝搬路に対して 28 dB 以上、 $2 \mu s$ の RMS 遅延スプレッドを持つ周波数選択性フェージング伝搬路に対して 30 dB 以上の E_s/N_0 の場合、 $BER=10^{-3}$ を得ることが可能であることを示す。

6. 3. 3 ビット誤り率のサブキャリア数依存性

MC/AM は、マルチキャリア伝送を使用することによりサブキャリア間において伝送速度の平均化が図られ、フェージングによる BER の劣化が緩和されるものと考えられる。ここでは、BER 特性のサブキャリア数依存性を確認するために、MC/AM と MC/16QAM のサブキャリア数 m_c 対 BER 特性を図6－7に示す。評価の容易さから、2波モデルの周波数相関[39]を除外するために、サブキャリア間の包絡線相関を 0 とした。

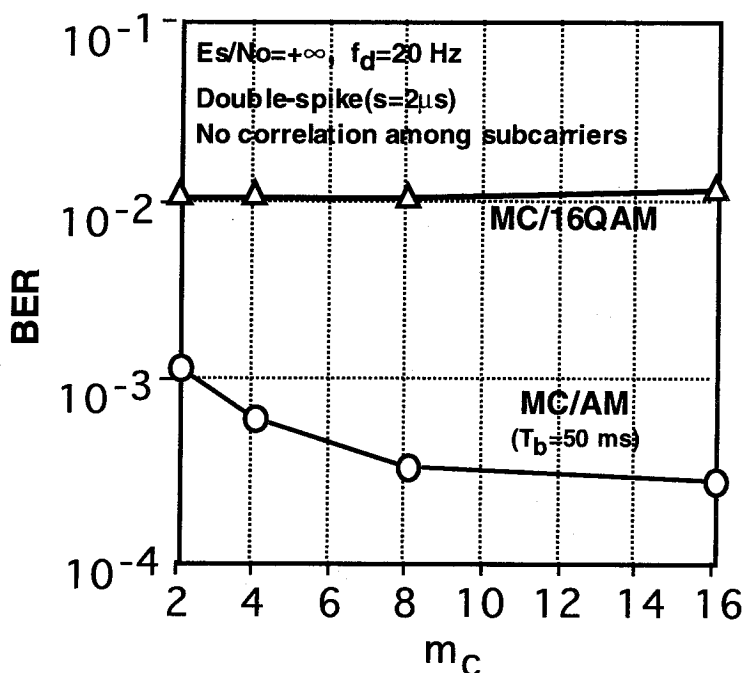


図6-7 サブキャリア数対 BER 特性

図では、MC/AM の BER 特性の改善は、MC/16QAM の BER が m_c に無関係にほぼ一定であるのに対して、最初、 m_c が増加するに従って大きくなるものの飽和する傾向にある。

これは、伝搬路のフェージングが一樣でない場合、サブキャリアの大部分が同時にフェージングによる信号強度の落ち込みを受けることがないために、QAM 多値数の強制切り換え頻度が減少し、特性が改善されるためと考えられる。また、この頻度の減少は、サブキャリア数が大きくなるほど顕著になる。図から、BER 特性の改善は、 $m_c=4$ に対して約 16 倍、 $m_c=16$ では約 40 倍となっている。

6. 3. 4 QAM 多値数選択に対する影響

集中制御方式では、ある特定のサブキャリアに対して長時間にわたるフェージングが観測された場合、このサブキャリアに対しては共通のバッファメモリを使用して低い QAM 多値数を有する変調方式の継続を許容する。従って、強制的な QAM 多値数の切り替え頻度が減少するために、より緩慢なフェージングに対して特性の劣化が緩和されるものと考えられる。

一方、最大ドップラ周波数が増加した場合、TDD を使用した提案方式の BER は、電波伝搬路の高速な変動に対して伝搬路の推定が困難となることから劣化する。従って、BER の f_d 依存性を明らかにすることは重要である。図6-8に MC/AM、集中制御を使用し

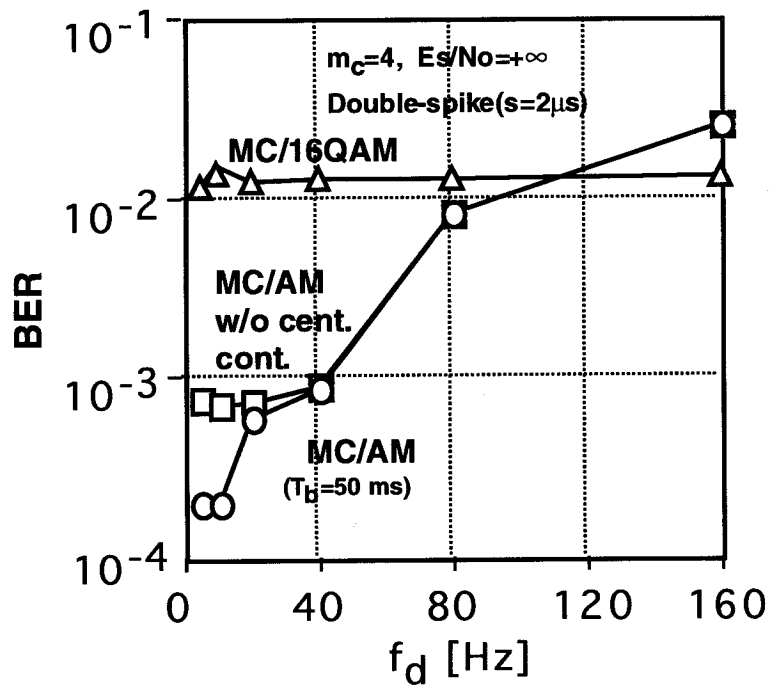


図 6 - 8 最大ドップラ周波数対 BER 特性

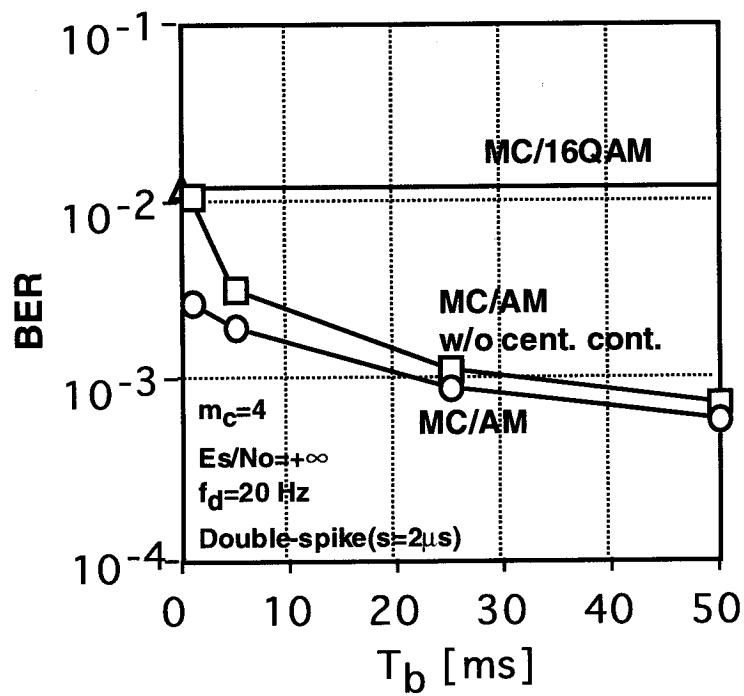


図 6 - 9 伝送遅延時間対 BER 特性

ない MC/AM, MC/16QAM の最大ドップラ周波数 f_d 対 BER 特性を示す。ここで、集中制御を使用しない MC/AM とは、QAM 多値数可変型適応変調方式を単にマルチキャリア化したものであり、各サブキャリアの QAM 多値数が、個々のバッファメモリを用いて独立に決定される方式と定義する。

図から、MC/AM の BER が小さな f_d に対して改善されており、特に $f_d \leq 110$ Hz において MC/16QAM の BER 特性よりも改善されていることが分かる。これは、図 6-8 の各変調に対する BER が f_d に依存し、電波伝搬路推定誤差の範囲を超えて劣化することが理由である。しかし、 $f_d < 20$ Hz では、MC/AM の BER は集中制御方式を持たない MC/AM の BER よりも優れている。逆に表現すれば、 f_d が増加すると、MC/AM と集中制御方式を持たない MC/AM の相違はごく僅かとなる。こうして MC/AM は、MC/16QAM と集中制御方式を持たない MC/AM の BER 特性と比較して、 $f_d = 10$ Hz においてそれぞれ約 60 倍、約 3.5 倍の BER の改善を得る。

MC/AM の BER は、フェードデューレーションに対するメモリサイズが BER 特性を決定すると考えられることから、 f_d だけではなく、バッファメモリの大きさにも依存すると考えられる。このため、バッファメモリのサイズ依存性を明らかにする必要がある。図 6-9 には、MC/AM, 集中制御方式を用いない MC/AM, MC/16QAM の伝送遅延時間 T_b 対 BER 特性を示す。BER 特性は、双方の MC/AM に対して T_b が大きいほど改善度が大きい。 T_b の小さな値では、MC/AM が、集中制御方式を持たない MC/AM より優れている。こうして MC/AM の BER の改善は、集中制御方式を持たない MC/AM の BER と比較して、 $T_b = 1$ ms と 5 ms において約 4 倍、約 1.5 倍となった。

図 6-8 と図 6-9 から、マルチキャリア適応変調方式への集中制御方式の導入は、小さな f_d に対して固定の伝送速度を与える通信サービスを提供しようとする場合、効果的であることがわかる。これは、方式にインタリーブ付き誤り訂正符号を使用する場合に比較的インタリーブ長を小さくできることを意味している。特に集中制御方式の採用は、音声や動画像伝送といった伝送遅延時間に制限を受ける場合に、メモリサイズを小さくできることを意味している。

6. 4 結言

本章では、QAM 多値数可変型適応変調方式をマルチキャリア化した、マルチキャリア QAM 多値数制御型適応変調方式を提案して BER 特性の結果を明らかにした。この方式では、高速・高品質伝送のために、劣悪な電波伝搬環境において情報を伝送しないダミー伝送モードと、一定の伝送速度を保持するためのバッファメモリを持つ。また、伝送品質を改善するために、各サブキャリア、各スロットに適した QAM 多値数を割り当てるための、QAM 多値数選択に関する方法を提案した。

計算機シミュレーションによる BER 特性は、本方式がフラットレイリーフェージング

伝搬路だけではなく周波数選択性フェージング伝搬路においても高品質な伝送を与えることを示した。さらに，QAM 多値数選択の手順により，最大ドップラ周波数を低くした場合またはメモリサイズを小さくした場合においても BER の劣化を小さく抑えられることが明らかとなった。

第7章

結論

本論文は、ディジタル陸上移動通信の周波数逼迫対策として直交振幅変調(QAM)が益々重要になるとの認識のもとに、干渉対策技術またはフェージング対策技術の観点から、QAMを使用したディジタル陸上移動通信方式の伝送品質改善に関する研究の成果をまとめたものである。

干渉対策技術に対しては、誤り制御技術に着目し、干渉信号レベルの利用による復号法を検討した。また、この復号法が効果的に働く通信環境として、低速周波数ホッピング(FH)を使用した通信方式を検討対象とした。以下に、第2章から第4章において得られた成果の要点について述べる。

第2章において、受信信号に相加される干渉信号レベルを符号系列間の距離を算出する際の重み付け係数として利用する、最小ユークリッド距離比較に基づく復号法(耐干渉復号)を提案した。また、耐干渉復号に用いる干渉信号レベルの推定値として、ユークリッド距離比較における復号信号と受信信号との差分を平滑化して用いる方法と、振幅ゼロのシンボル(ヌルシンボル)をフレーム中に適宜挿入し、受信側においてこのシンボルの値を用いる方法の2つを提案した。また、これらの方法を16QAMに適用した場合の計算機シミュレーション結果から耐干渉復号の有効性を示すとともに以下のことを明らかにした。

(1) ヌルシンボルを用いる方法は、簡単に実現できる点、信号差分による方式のように復号結果に影響されることがなく、 C/I が小さくても確実に干渉信号レベルが得られることから、平均 C/I の小さい領域において有効となる。

(2) 信号差分による方法は、 C/I が比較的大きな領域において復号結果の誤り発生度が小さいため、干渉レベル検出の精度が上がり、BER 特性を改善する。

第3章では、耐干渉復号を適用した低速 FH/16QAM 通信方式を提案して、計算機シミュレーション評価により伝送特性を明らかにした。得られた結果は以下の通りである。

(1) 耐干渉復号による本方式は、干渉波の存在しない環境下において、ユークリッド距離最小復号の場合と比較して全体的にわずかな劣化があるものの、干渉波の存在する場合は、耐干渉復号が良好な特性を示した。特にスロット毎に加わる干渉信号レベルが不均一となる場合には、平均 C/I が小さくなるほど顕著な特性改善が認められた。しかし、一

様な干渉信号レベルでは特性の改善は見られなかった。この結果から、本方式はいわゆる遠近問題に強く、干渉波が希望波に対して遍在するセルラーシステムの上り回線への適用が有効であることがわかった。

(2) 本方式は低速 FH による周波数ダイバーシチ効果のために、低速度の移動局に対してフェージングによる特性の劣化が少ないという結果を得た。

(3) 下り回線における特性改善にボイス・アクチベーション制御が有効であることを示した。特に平均 C/I が小さい領域での改善度が大きいことを明らかにした。

第4章では、第3章において述べた低速 FH/16QAM 通信方式について、試作した送受信装置のハードウェア構成と室内実験及び野外実験結果について述べ、伝送品質特性を明らかにした。以下はその結果である。

(1) 室内実験結果から、耐干渉復号の効果が顕著であり、周波数選択性フェージング、あるいは同一チャネル干渉を持つ電波伝搬路に対して、高品質伝送が可能であることを明らかにした。

(2) 東京都の郊外地において実施した野外実験結果から、低速 FH/16QAM 通信方式は 16QAM 通信方式 (FH なしとした方式) と比較して、移動速度の依存度が小さく、特に低速度の移動体との通信において顕著に改善されることを示した。これは周波数ダイバーシチ効果による改善であり、車速依存性の小さい誤り訂正効果が得られた。

(3) (1), (2)による結果は、第3章において得られた計算機シミュレーション結果の傾向とほぼ一致したものであった。

一方、フェージング対策技術に対しては、電波伝搬路の状況に応じて劣化の少ない変調パラメータを割り当てることにより、伝送品質を改善することのできる適応変調方式を検討対象とした。以下に、第5章、第6章において得られた成果の要点について述べる。

第5章では、フェージング伝搬路による伝送品質劣化の改善を目的とした QAM 多値数可変型適応変調方式について、システムの一設計法を提案し、性能評価により適応変調方式の有効性を実証した。適応変調方式の有効性が理論検討または計算機シミュレーションを中心として示されている中で、初めて試作装置による有効性を示した本実験の意義は大きい。室内実験による結果から、以下のことを明らかにした。

(1) 周波数利用効率の改善は、適応変調による効果が認められる E_s/N_0 の領域において倍増した。

(2) 一定の伝送速度を得るための手法としてバッファメモリの導入が有効であった。

(3) 最大ドップラ周波数の増加とともに BER 特性の劣化が見られた。変調方式を固定とした場合と比較すれば、適応変調が有効と認められる点は最大ドップラ周波数が約 200 Hz であった。

(4) 周波数選択性フェージング伝搬路に対しては、伝搬路の規格化遅延スプレッドが大

きくなるにつれて、適応変調による改善度が小さくなった。

第6章では、第5章において検討した適応変調方式及びその性能評価結果をベースとして、伝送速度の高速化及び周波数選択性フェージング対策を図った、マルチキャリア QAM 多値数可変型適応変調方式を提案した。また、QAM 多値数可変型適応変調方式では、バッファメモリによる変調多値数の強制切り換えにより BER 特性が劣化する問題に対して、本方式において各サブキャリアの被る電波伝搬状況が異なる特徴を利用した変調多値数の選択手順を提案した。計算機シミュレーションによる BER 特性を評価した結果は以下の通りである。

(1) 適応変調方式のマルチキャリア化により、フラットレイリーフェージングに加えて周波数選択性フェージングにおいても伝送品質が改善された。

(2) 各サブキャリアに適した変調方式を割り当てる QAM 多値数選択の手順は、最大ドップラ周波数が比較的低い場合あるいはメモリサイズが比較的小さい場合において、BER 特性が改善された。

以上、本論文の成果は、直交振幅変調を使用したデジタル陸上移動通信方式の伝送品質改善に有効な方法あるいは装置構成を、同一チャネル干渉の軽減対策、変調方式の電波伝搬環境への適応という2つのアプローチから提案し、計算機シミュレーションによる評価、試作装置による実験を通して示したことにある。これらの技術は、今後の移動通信の発展の基礎になるものである。

参考文献

- [1] 郵政省編, "通信白書", 郵政省, 1999 年.
- [2] 笹岡秀一編著, "移動通信", オーム社, 1998 年.
- [3] 奥村善久, 進士昌明監修, "移動通信の基礎", 電子情報通信学会, 1992 年.
- [4] 進士昌明編著, "無線通信の電波伝搬", 電子情報通信学会, 1993 年.
- [5] 通信総合研究所, "ディジタル陸上移動通信技術特集", 季報, Vol. 37, No. 1, 1991 年.
- [6] S. Sampei, "Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications," Prentice Hall, 1997.
- [7] J. Gibson ed., "Mobile Communications Handbook," IEEE Press, 1996.
- [8] 電気通信技術審議会答申, 諮問第 94 号「400MHz 帯等を使用する業務用の陸上移動局等のディジタル・ナロー通信方式の技術的条件」, 郵政省, 1998 年 6 月.
- [9] 横田知好, 山本和弘, 神野純一, 木村滋, "PHS 用アダプティブアレーアンテナ基地局装置の開発," 1998 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-74, pp. 324, 1998 年.
- [10] 吉野仁, 府川和彦, 鈴木博, "RLS-MLSE による適応干渉キャンセラ," 信学論(B-II), Vol. J77-B-II, No. 2, pp. 74-84, 1994 年 2 月.
- [11] Y. Li, H. Murata, S. Yoshida, "Theoretical Analysis of BER Performance Bounds of Trellis-Coded Co-channel Interference Canceller," IEICE Trans. on Commun., Vol. E81-B, No. 4, pp. 754-761, Apr. 1998.
- [12] N. Georganopoulos, A. Aghvami, "Evaluation of Techniques for Cochannel Interference Cancellation in TDMA Communication Systems," Proc. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sep. 1998.
- [13] H. Olofsson, J. Naslund and J. Skold, "Interference Diversity Gain in Frequency Hopping GSM," Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 102-106, Mar. 1995.
- [14] Y. Kamio, S. Sampei, S. Sasaoka and N. Morinaga, "Performance of Modulation-level-controlled Adaptive-modulation under Limited Transmission Delay Time for Land Mobile Communications," Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 221-225, Jul. 1995.
- [15] D. Chase, "A Class of Algorithms for Decoding Block Codes with Channel Measurement Information," IEEE Trans. on Info. Th., Vol. IT-18, No. 1, pp. 170-182, Jan. 1972.
- [16] T. Nagayasu, S. Sampei and Y. Kamio, "Complexity Reduction and Performance Improvement of a Decision Feedback Equalizer for 16QAM in Land Mobile Communications," IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. 44, No. 3, pp. 570-578, Aug. 1995.
- [17] P. Martin, A. Batemen, J. McGeehan and J. Marvill, "The Implementation of a 16QAM Mobile

Data System using TTIB based fading Correction Techniques," Proc. 38th IEEE Veh. Technol. Conf., pp.71-76, Jun. 1988.

[18] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications," IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. 42, No. 2, pp. 137-147, May 1993.

[19] N. Suzuki, H. Murata and S. Yoshida, "Performance of Diversity Reception by Combining Branch Metrics of Viterbi Equalizers," IEICE Technical Report, Vol. RCS91-53, pp. 1-6, Jan. 1992.

[20] H. Aroudaki, K. Bandelow, "Effects of Introducing Adaptive Antennas into Existing GSM Networks," Proc. 49th IEEE Veh. Technol. Conf., May 1999.

[21] A. Carter, D. Hilborn, N. Second, A. Dayya, "A Diversity Co-channel Interference Canceller for AMPS Cellular Systems," Proc. 48th IEEE Veh. Technol. Conf., May 1998.

[22] 古川博史, 神尾享秀, 笹岡秀一, "CMA アダプティブアレーを用いた同一チャネル干渉キャンセラ," 信学論 (B-II), Vol. J81-B-II, No. 6, pp. 565-574, 1998 年 6 月.

[23] Y. Doi, T. Ohgane, Y. Karasawa, "ISI and CCI Canceller with Preselecting Adaptive Array and Cascaded Equalizer in Digital Mobile Radio," IEICE Trans. on Commun., Vol. E81-B, No. 3, pp. 674-682, Mar. 1998.

[24] Z. Xu, A. Akansu and S. Tekinay, "Performance Analysis of Interference Adaptive Dynamic Channel Allocation in Practical TDMA/FDMA Wireless Networks," Proc. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sep. 1998.

[25] M. Chiani, A. Conti, R. Verdone and A. Zanella, "Signal-level-based Power Control over Slow Frequency Hopped Mobile Radio Systems," Proc. 49th IEEE Veh. Technol. Conf., May 1999.

[26] N. Kinoshita, S. Sampei, E. Moriyama, H. Sasaoka, Y. Kamio, K. Hiramatsu, K. Miya, K. Inogai and K. Homma, "Field Experiments on 16QAM/TDMA and Trellis Coded 16QAM/TDMA Systems for Digital Land Mobile Radio Communications," IEICE Trans., Vol. E77-B, No. 7, pp. 911-919, Jul. 1994.

[27] P. Ho, J. Cavers and J. Varaldi, "The Effects of Constellation Density on Trellis-Coded Modulation in Fading Channels," IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. VT-42, No. 3, pp. 318-325, Feb. 1994.

[28] Y. Ohmori and H. Sasaoka, "Multicarrier 16QAM System in Land Mobile Communications," IEICE Trans. on Commun., Vol. E77-B, No. 5, May 1994.

[29] J. Cavers and J. Varaldi, "Co-channel Interference and Pilot Symbol Assisted Modulation," IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. VT-42, No. 4, pp. 407-413, Nov. 1993.

[30] J. Stein and V. Bhargava, "Equivalent Rate 1/2 Quasi-Cyclic Codes," IEEE Trans. on Inf. Theory, Vol. IT-21, No. 5, pp. 588-589, Sep. 1975.

[31] L. Chang, P. Porter, "Performance Comparison of Antenna Diversity and Slow Frequency Hopping for the TDMA Portable Radio Channel," IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. VT-38, No. 4,

pp. 222-229, Nov. 1989.

[32] A. Saleh, A. Rustako, L. Cimini, G. Owens, R. Roman, "An Experimental TDMA Indoor Radio Communications System Using Slow Frequency Hopping and Coding," IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-39, No. 1, pp. 152-162, Jan. 1991.

[33] H. Sasaoka, "High capacity TDMA Cellular System Using Coded 16QAM and Cyclical Slow Frequency Hopping," Proc. 43th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 285-288, May. 1993.

[34] K. Tsie, A. Aghvami, "High Level Trellis-Coded Modulation with Slow Frequency Hopping for Land Mobile Communications," IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. VT-43, No. 1, pp. 147-155, Feb. 1994.

[35] V. Bhargava, D. Haccoun, R. Matyas, P. Nuspl, "Digital Communications by Satellite," Wiley-Interscience, 1981.

[36] 田中哲, 明山哲, 小園茂 "移動通信における市街地の多重路伝搬遅延特性", 信学論 (B-II), Vol. J73-B-II, No. 11, pp. 772-778, 1990 年 11 月.

[37] 関沢信也, 守山栄松, "都市内における 1.5GHz 帯多重路伝搬特性", 信学論 (B-II), Vol. J72-B-II, No. 9, pp. 499-501, 1989 年 9 月.

[38] 三瓶政一, K. Feher, "16QAM/TDMA 方式のシンボルタイミング再生方式", 信学技報, Vol. RCS92-106, pp.43-48, 1993 年 1 月.

[39] W. Lee, "Mobile Communications Engineering," McGraw-Hill, 1982.

[40] J. Dunlop, D. Girma and J. Irvine, "Digital Mobile Communications and the TETRA System," John Wiley and Sons, 1999.

[41] A. Saleh and L. Cimini, "Indoor Radio Communications using Time-Division Multiple Access with Cyclical Slow Frequency Hopping and Coding," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 7, No. 1, pp. 59-70, Jan. 1989.

[42] M. Greg, F. James, D. Phillip and M. Dominic, "Field Measurements of a Prototype Slow Frequency Hop Personal Communication System," Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 118-124, Mar. 1995.

[43] W. Webb, "QAM; the modulation scheme for future mobile radio communications?," Elec.&Com. Eng., pp.167-176, Aug. 1992.

[44] H. Matsuoka, S. Sampei, N. Morinaga and Y. Kamio, "Adaptive Modulation System with Punctured Convolutional Code for High Quality Personal Communication Systems," IEICE Trans. on Commun., Vol. E79-B, No. 3, Mar. 1996.

[45] ITU-R TG8-1, "Procedure for evaluation of transmission technologies for FPLMTS," Document 8-1/TEMP/233-E, Sep. 1995.

[46] T. Nagayasu, S. Sampei, and Y. Kamio, "Performance of 16QAM with Decision Feedback Equalizer Using Interpolation for Land Mobile Communications," Proc. 42nd IEEE Veh. Technol.

Conf., pp. 384-387, May 1992.

[47] J. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," IEEE Commun. Mag., Vol. 28, No. 5, pp. 5-14, May 1990.

[48] W. Webb and R. Steele, "Variable Rate QAM for Mobile Radio," IEEE Trans. on Commun., Vol. 43, No. 7, pp. 2223-2230, Jul. 1995.

[49] T. Suzuki, S. Sampei, and N. Morinaga, "Space and Path Diversity Combining Technique for 10 Mbit/s Adaptive Modulation/TDMA in Wireless Communication Systems," Proc. 46th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 1003-1007, May 1996.

[50] J. Torrance and L. Hanzo, "Upper Bound Performance of Adaptive Modulation in a Slow Rayleigh Fading Channel," IEE Electron. Lett., 11th, Vol. 32, No. 8, pp. 718-719, Apr. 1996.

本論文に関する原著論文

【論文誌(Paper)】

- [A1] 浜口 清, 笹岡秀一, “耐干渉復号を適用した直交 FH/16QAM 方式の特性”, 電子情報通信学会論文誌, Vol. J78-B-II, No. 6, pp. 445-453, 1995 年 6 月.
- [A2] Kiyoshi Hamaguchi and Eimatsu Moriyama, “Performance of a Multicarrier/QAM-level-controlled Adaptive Modulation for Land Mobile Communication Systems,” IEICE Trans. on Commun., Vol. E81-B, No. 4, pp. 770-776, Apr. 1998.
- [A3] Kiyoshi Hamaguchi, Eimatsu Moriyama, Yuki Yoshi Kamio and Hideichi Sasaoka, “Transmission Experiments on Slow-FH/16QAM System for Land Mobile Communications,” IEICE Trans. on Commun., Vol. E81-B, No. 7, pp. 1444-1452, Jul. 1998.
- [A4] Toyoki Ue, Seiichi Sampei, Norihiko Morinaga and Kiyoshi Hamaguchi, “Symbol rate and modulation level-controlled adaptive modulation/TDMA/TDD system for high-bit-rate wireless data transmission,” IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. 47, No. 4, pp. 1134-1147, Nov. 1998.

【論文誌(Letter)】

- [B1] 浜口 清, 笹岡秀一, “誤差検出による耐干渉復号を適用した 16QAM 方式の検討”, 電子情報通信学会論文誌, Vol. J78-B-II, No.12, pp. 777-779, 1995 年 12 月.
- [B2] Kiyoshi Hamaguchi, Yuki Yoshi Kamio and Eimatsu Moriyama, “Implementation and performance of QAM-level-controlled adaptive modulation for land mobile communications,” IEE Electronics Letters, Vol. 33, No. 18, pp. 1529-1531, Aug. 1997.

【口頭発表 (国際会議)】

- [C1] Kiyoshi Hamaguchi and Hideichi Sasaoka, “Slow FH/16QAM Mobile Communication System with an Interference Immunity Decoding Method,” Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), pp. 538-542, Sep. 1994.
- [C2] Yuki Yoshi Kamio, Kiyoshi Hamaguchi and Eimatsu Moriyama, “Adaptive-Modulation/SFH/TDMA System for High Quality and High Capacity Microcellular Systems,” IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), pp. 1791-1795, Mar. 1996.
- [C3] Kiyoshi Hamaguchi, Eimatsu Moriyama, Yuki Yoshi Kamio and Hideichi Sasaoka, “Transmission Experiments on Slow-FH/16QAM System for Land Mobile Communications,” Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), pp. 40-44, Oct. 1996.
- [C4] Kiyoshi Hamaguchi, Yuki Yoshi Kamio and Eimatsu Moriyama, “Implementation and

Performance of an Adaptive QAM Modulation-level-controlled System for Land Mobile Communications,” IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Vol. 2, pp. 1214-1218, May 1997.

[C5] Seiichi Sampei, Toyoki Ue, Norihiko Morinaga and Kiyoshi Hamaguchi, “Laboratory Experimental Results of an Adaptive Modulation/TDMA/TDD for Wireless Multimedia Communication Systems,” Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Vol. 2, pp. 467-471, Sep. 1997.

[C6] Kiyoshi Hamaguchi, Yuki Yoshi Kamio and Eimatsu Moriyama, “Performance of a Multicarrier/QAM-level-controlled Adaptive Modulation System for Land Mobile Communications,” Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Vol. 3, pp. 1105-1109, Sep. 1997.

[C7] Seiichi Sampei, Norihiko Morinaga and Kiyoshi Hamaguchi, “Experimental Results of a Multi-mode Adaptive Modulation/TDMA/TDD System for High Quality and High Bit Rate Wireless Multimedia Communication Systems,” IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Vol. 2, pp. 934-938, May 1998.

[C8] Atsuo Hatono, Eimatsu Moriyama, Kiyoshi Hamaguchi and Yuki Yoshi Kamio, “Adaptively Modulated On-Demand Multiple Access Method for Cellular Mobile Communication Systems,” The First International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), pp. 225-230, Nov. 1998.

[C9] Kiyoshi Hamaguchi, Yuki Yoshi Kamio, Seiichi Sampei, and Norihiko Morinaga, “Performance of Slow-FH/16-QAM System with Interference-immunity Decoding and Transmission Power Control for Land Mobile Radio,” IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Vol. 3, pp. 1810-1814, Sep. 1999.

【口頭発表（国内学会）】

[D1] 浜口 清, 笹岡秀一, “ブロック符号化 FH-16QAM/TDMA 方式”, 信学技報, Vol. 93, No. 464, pp. 33-39, 1994 年 2 月.

[D2] 浜口 清, 笹岡秀一, “ブロック符号化 FH-16QAM/TDMA 方式の特性”, 信学全大, B-357, pp.2-357, 1994 年 3 月.

[D3] 鈴木光禎, 浜口 清, 笹岡秀一, “FH/16QAM セルラ方式におけるセクタ構成と場所的誤り率の検討”, 信学技報, Vol. 94, No. 151, pp. 73-77, 1994 年 11 月.

[D4] 鈴木光禎, 浜口 清, 笹岡秀一, 守山栄松, “FH/16QAM セルラ方式における通信容量の検討”, 信学総大, B-434, pp. 434, 1995 年 3 月.

[D5] 浜口 清, 笹岡秀一, “誤差検出による復号法を適用した直交 FH/16QAM 方式”, 信学総大, B-450, pp. 450, 1995 年 3 月.

- [D6] 浜口 清, 笹岡秀一, 杉本裕二, “陸上移動通信における低速 FH/16QAM 装置の室内実験結果”, 信学ソサ大, B-257, pp. 257, 1995 年 9 月.
- [D7] 浜口 清, 守山栄松, 神尾享秀, 笹岡秀一, “陸上移動通信用 Slow-FH/16QAM 方式の伝送実験”, 信学技報, Vol. 95, No. 135, pp. 75-80, 1996 年 1 月.
- [D8] 浜口 清, 守山栄松, 神尾享秀, 笹岡秀一, “陸上移動通信用 Slow-FH/16QAM の野外実験結果”, 信学総大, B-359, pp. 359, 1996 年 3 月.
- [D9] 浅野勝洋, 高橋一志, 占部健三, 浜口 清, 守山栄松, “陸上移動通信用 Slow-FH/16QAM 装置の開発”, 信学総大, B-401, pp. 401, 1996 年 3 月.
- [D10] 三瓶政一, 上 豊樹, 森永規彦, 浜口 清, “適応変調 TDMA/TDD システムの室内実験伝送特性”, 信学ソサ大, B-452, pp. 453, 1996 年 9 月.
- [D11] 浜口 清, 神尾享秀, 守山栄松, “陸上移動通信用変調多値数可変型適応変調装置の室内実験結果”, 信学ソサ大, B-437, pp. 437, 1996 年 9 月.
- [D12] 浜口 清, 神尾享秀, 守山栄松, “陸上移動通信用多値数可変型 QAM 適応変調装置の室内実験結果”, 信学技報, Vol. 96, No. 106, pp. 51-56, 1996 年 11 月.
- [D13] 三瓶政一, 上 豊樹, 森永規彦, 浜口 清, “適応変調 TDMA/TDD システムの室内実験結果”, 信学技報, Vol. 96, No. 108, pp. 65-72, 1996 年 11 月.
- [D14] 浜口 清, “陸上移動通信用マルチキャリア適応変調方式”, 信学総大, B1-556, pp. 556, 1997 年 3 月.
- [D15] 高橋 勉, 占部健三, 浜口 清, 守山栄松, 神尾享秀, 三瓶政一, 森永規彦, “陸上移動通信用適応変調実験システムの開発－開発装置の概要－”, 信学ソサ大, I-389, pp. 389, 1997 年 9 月.
- [D16] 浜口 清, 神尾享秀, 三瓶政一, 守山栄松, 森永規彦, “陸上移動通信用適応変調実験システムの開発－動作モードの概要－”, 信学ソサ大, I-388, pp. 388, 1997 年 9 月.
- [D17] 守山栄松, 浜口 清, 大西 誠, “九州佐賀平野における伝搬遅延特性の測定”, 信学総大, B-1-38, pp. 38, 1998 年 3 月.
- [D18] 浜口 清, 神尾享秀, “伝送速度を一定とした適応変調方式の BER に関する一検討”, 信学ソサ大, B-5-1, pp. 251, 1998 年 9 月.
- [D19] 石井将司, 浜口 清, “低速周波数ホッピング通信方式のパタン割り当てに関する一検討”, 信学ソサ大, B-5-3, pp. 253, 1998 年 9 月.
- [D20] 浜口 清, “送信電力制御を適用した低速 FH 通信方式の BER 特性”, 信学総大, B-1-432, pp. 432, 1999 年 3 月.
- [D21] 古川博史, 林下泰法, 浜口 清, 神尾享秀, “東京都及び山梨県における遅延伝搬測定結果”, 信学総大, B-1-37, pp. 37, 1999 年 3 月.

[E1] 浜口 清, 笹岡秀一, “耐干渉復号を適用した直交 SFH/16QAM 方式の特性”, 通信総合研究所季報, Vol.42, No. 2, pp. 253-260, 1996 年 6 月.

[E2] 浜口 清, 笹岡秀一, “陸上移動通信における耐干渉復号法の検討と 16QAM への適用”, 通信総合研究所季報, Vol. 42, No. 4, pp. 431-435, 1996 年 12 月.

【特許登録】

[F1] 浜口 清, “デジタル移動無線通信方法”, 特許第 2600110 号, 1997 年 1 月.

[F2] 浜口 清, 笹岡秀一, “デジタル移動無線通信方法”, 特許第 2615416 号, 1997 年 3 月.

[F3] 浜口 清, “ホッピングパターン割り当て方法”, 特許第 2979146 号, 1999 年 9 月.

【専門誌】

[G1] 浜口 清, “陸上移動通信用適応変調装置の開発－周波数利用効率の改善を狙った新方式－”, 電磁環境工学情報, No. 115, pp. 24-29, 1997 年 11 月.