

振幅位相変調と符号化を組み合わせた  
高能率無線伝送方式に関する研究

岡本 英二

振幅位相変調と符号化を組み合わせた  
高能率無線伝送方式に関する研究

岡本 英二

# 目次

<b>第 1 章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 背景	1
1.2 無線通信システムの現状と課題	4
1.3 本論文の目的と検討技術	10
1.4 本論文の構成	12
参考文献	15
<b>第 2 章 デジタル無線伝送システム</b>	<b>17</b>
2.1 まえがき	17
2.2 デジタル変復調方式	17
2.2.1 位相シフトキーイング	18
2.2.2 直交振幅変調方式	21
2.3 伝搬路モデル	24
2.3.1 フェージングの発生	24
2.3.2 周波数フラットフェージング	25
2.3.3 選択性フェージング	27
2.3.4 フェージングの対策	28
2.4 誤り訂正符号と符号化変調方式	30
2.4.1 ブロック符号と畳み込み符号	31
2.4.2 符号化変調方式	33
2.5 まとめ	35
参考文献	36
<b>第 3 章 FFT を用いた伝搬路歪み補償方式</b>	<b>38</b>
3.1 まえがき	38
3.2 動作原理	39
3.2.1 フレーム構成	39

3.2.2	システムモデル	41
3.2.3	FFT を用いたフェージング推定	42
3.3	AWGN 環境下でのビット誤り率特性	46
3.4	レイリーフェージング環境下でのビット誤り率特性	48
3.4.1	窓関数の選択	49
3.4.2	比較的速いフェージング環境下でのビット誤り率特性	50
3.4.3	比較的遅いフェージング環境下でのビット誤り率特性	53
3.4.4	$2N_p$ フレームに対する補償フレーム比率の検討	54
3.4.5	周波数オフセットが生じる場合のビット誤り率特性	56
3.5	フェージング及び周波数オフセットの同時推定補償方式	56
3.5.1	システムモデル	58
3.5.2	簡易周波数推定器	59
3.5.3	フェージング及び周波数オフセット推定部	62
3.5.4	推定範囲の検討	64
3.5.5	固定周波数オフセット環境下における補償特性	66
3.5.6	変動周波数オフセット環境下における補償特性	71
3.6	むすび	75
	参考文献	78
<b>第 4 章</b>	<b>16QAM を用いたブロック符号化変調方式</b>	<b>80</b>
4.1	まえがき	80
4.2	16QAM を用いた BCM のビタビ復号	81
4.3	フェージング下での符号構成	84
4.4	システムモデル	89
4.5	伝送特性	91
4.5.1	レイリーフェージング下における BER 特性	92
4.5.2	仲上・ライスフェージング下における BER 特性	94
4.5.3	既存方式との特性比較	94
4.6	符号化パイロットシンボルを用いた BCM	97
4.6.1	システム構成	97
4.6.2	符号 4.4 を用いた計算例	99
4.7	むすび	100

参考文献	102
<b>第 5 章 一方向でマルチモード伝送を実現するブロック符号化変調方式</b>	<b>104</b>
5.1 まえがき	104
5.2 符号の構成と動作原理	106
5.3 符号の距離特性	109
5.4 ビット誤り率上界式の導出	112
5.5 符号構成例	113
5.5.1 UEP と EEP のハイブリッド符号	113
5.5.2 伝送速度可変符号	120
5.5.3 AWGN とフェージング環境下伝送のためのハイブリッド符号	126
5.5.4 既存方式との特性比較	133
5.6 双方向マルチモード伝送への拡張	138
5.7 むすび	139
参考文献	140
<b>第 6 章 パルス干渉雑音下での直交ウェーブレット変換を用いた適応的伝送方式</b>	<b>142</b>
6.1 まえがき	142
6.2 WPM (Wavelet packet modulation)	143
6.2.1 MSM (Multi-scale modulation)	145
6.3 WPM における消失シンボル推定復号法	147
6.3.1 原理	147
6.3.2 計算機シミュレーション	150
6.4 WPM を用いた階層的符号化変調方式	153
6.4.1 符号化	153
6.4.2 復号法	156
6.4.3 AWGN 環境下での符号特性	162
6.4.4 パルス状干渉雑音環境下での消失シンボル推定を用いた場合の復号	163
6.4.5 トーン状, パルス状の干渉雑音環境下での特性	164
6.5 むすび	167
参考文献	169

第 7 章 結論	171
謝 辞	175
関連発表文献一覧	176

# 第 1 章 序論

## 1.1 背景

陸上無線通信は無線通信の主要な位置を占める通信形態である。無線通信は空間を通信路とすることから、通信を行う局の自由度が有線通信と比べると大きく、通信局の位置についての自由度が高い。無線通信局の設置条件に関しては、通信路における物理的な線の設置が不要であることより、ビル等の建物の屋上から山岳や、衛星を用いた宇宙空間までに設置が可能であり、しかも無線 LAN<sup>1)</sup>、Bluetooth<sup>2)</sup>、センサーネットワークに代表されるように、昨今ではあらゆる場所において通信が行われようとしている。また通信局の時間的位置については、通信媒体が電波であるため局が時間とともに移動しても比較的容易に通信リンクを保つことができる。これら設置の容易性、移動通信の実現性により無線通信は広く普及することとなった。古くは大電力を用いた基幹通信や、業務用無線などの遠距離をカバーする比較的規模の大きいシステムが広く実用化され、近年ではセルラ一化による近距離、大容量通信が大規模システムに代わり整備されつつある。

無線通信の形態は、上で述べたように大きく分けて固定通信と移動通信の 2 つがある。

図 1.1 に固定無線通信の代表的な形態の例を示す。固定通信にはビル間や山頂などに設けた中継局を結ぶ対向基幹通信、静止衛星と地球局間をつなぐ固定衛星通信<sup>3)</sup>、一つの基地局で複数の一般家庭等広範囲の領域をカバーする 1 対多アクセス通信<sup>4)</sup>などが当てはまる。近年アクセスシステムとしては、屋外では準ミリ、ミリ波帯を用いた加入者系無線アクセスシステム (Fixed Wireless Access: FWA)、屋内ではマイクロ波帯を用いた無線 LAN<sup>1)</sup> が展開されており、無線 LAN は屋外への適用も含めて現在急速に普及している。また地上波放送、衛星放送も片方向の 1 対多通信の一形態として考えることができる。

移動通信には図 1.2 に示すように、歩行程度の速度での移動を対象とした PHS (Personal Handy-phone System) システムをはじめ、自動車から新幹線の移動速度を収容する PDC (Personal Digital Cellular)、列車、飛行機、船舶などを対象とした移動体通信までさまざまなものがある。さらに周回衛星もしくは静止衛星

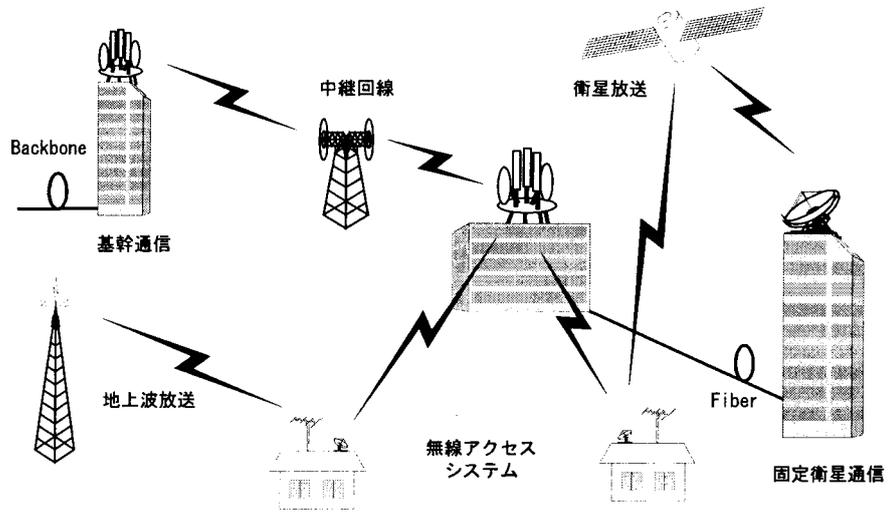


図 1.1: 固定無線通信の形態

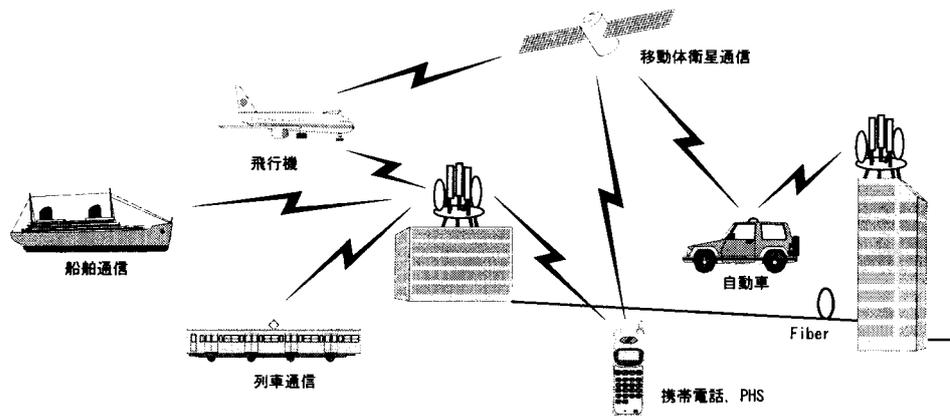


図 1.2: 移動無線通信の形態

を用いた通信システムもある。地上局は主に移動局であり、代表的なシステムに通信では携帯電話による音声サービスを行う衛星携帯電話サービス、測位には米軍の技術を利用した GPS (Global Positioning System) などがある。その他 ITS (Intelligent Transportation System) のような、自動車交通の高度化のための通信システムが開発されており、このように移動通信は現在無線通信の研究開発における主要な位置を占めている。現在は PDC を中心としたセルラー方式の携帯電話が 1 人 1 台程度まで普及し、第 3 世代と呼ばれる移動通信システムである IMT-2000 (International Mobile Telecommunications 2000) のサービスも開始された<sup>5, 6, 7)</sup>。

固定通信、移動通信で用いる無線周波数は有限の資源であり、国内では電波法、国際的には ITU-R (International Telecommunication Union Radiocommunication sector) 等の規定により定められ、kHz 単位の電波から GHz 単位の電波まで幅広く使用されており、帯域は用途により多様に分割されている。日本では総務省が周波数を管理しており、9kHz の無線航行用から 275GHz の固定、移動、固定衛星用まで計画的に割り当てを行っている<sup>8)</sup>。アクセスシステムの代表例としては、2.4GHz 帯の産業科学医療用 (Industrial Scientific Medical: ISM) バンドや 5GHz 帯が無線 LAN に、22, 26, 38, 60GHz 帯が加入者系無線アクセスシステムに、25GHz 帯が広帯域移動アクセスシステムに割り当てられている。一般に低い周波数は既にさまざまなシステムに割り当てられており、新規のシステムに広帯域を割り当てることは困難な状況であるため、広帯域なシステムは準ミリ、ミリ波などの高い周波数帯を用いて整備される方向にある。しかし、準ミリ、ミリ波などの電波は直進性が強いいため見通し内通信が前提となったり、降雨減衰の影響やフェージング歪みなどの影響も大きくなり、従ってこれらの対策が必要となる。

このように無線通信では、古くは大きな 1 つの基地局によりあまり高速ではないものの広いエリアを収容するシステムが主流であったが、セルラー方式に代表されるような小セル化、ミリ波など高い周波数の利用による電波の減衰などの特徴により、近年は 1 つの基地局があまり広くないエリアをカバーし、しかしユーザに高速な通信を提供するというシステムが普及してきた。

図 1.3 では現在、そして近い将来に期待される無線通信サービスと移動度、通信速度の関係を示している。図中 GSM (Global System for Mobile communication) は主に欧州における携帯通信システムであり、MMAC (Multimedia Mobile Access Communication systems) は統合マルチメディア移動体通信システムの名称である。また HAPS (High Altitude Platform Station) は成層圏プラットフォームの

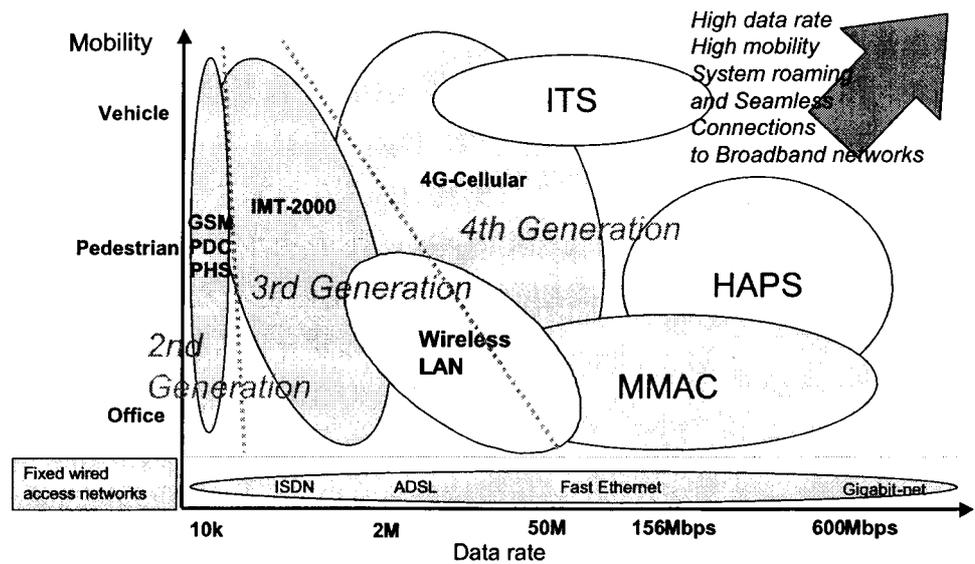


図 1.3: 期待される無線通信サービスと通信速度

略称であり、飛行船を静止衛星的な通信基盤として用いるシステムのことである。図を見れば明らかなように無線通信システムは超高速化、大容量化、シームレス化を軸としてさまざまなシステムの実現を目指しており、有限の周波数を用いたますますの高効率、高品質な通信というものが必要になっている。これらのシステムにおいて取り扱われるデータは第1世代と呼ばれるアナログ携帯電話、第2世代と呼ばれるPDCなどのデジタル携帯電話では音声が主体であったが、近年一般加入者のインターネットアクセスが急速に普及し、それに付随してデータの通信が主となってきた。さらにアプリケーションもインターネット上のWWW (World Wide Web) ページの閲覧から双方向通信を主とした電子商取引まで進化しており、生活様式も現在大きく変わりつつある。

## 1.2 無線通信システムの現状と課題

このように無線通信システムは有限な周波数を用いて高速大容量化、高速移動、高機能化を目指して研究、開発、サービス化が行われている。無線通信はしかし、有線通信に比べると空間を伝搬路とすることから外部攪乱の影響を受けやすく、伝送時の状況が頻繁に変わりそれによって品質に大きな差が出る。そのため一般的

表 1.1: 通信における雑音と干渉

送 信 系	送信機雑音 スプリアス放射 送信相互変調
伝 搬 系	外来雑音 マルチパス干渉 (フェージング) 同一チャネル干渉 隣接チャネル干渉
受 信 系	受信機雑音 感度抑圧 受信相互変調 スプリアス受信

に無線通信路は有線通信路よりも通信容量が小さく、雑音や干渉により影響を受ける通信路としてモデル化される。表 1.1 に示すように雑音や干渉の形態にはさまざまなものがある。無線通信システムの構成、用いる無線周波数などにも依るが、固定無線通信における通信路はしばしば伝搬減衰と送受信機雑音のみを考慮した熱雑音通信路として扱われる。熱雑音は荷電粒子のブラウン運動に由来し、熱雑音の大きさは雑音電力によって計られる。また移動無線通信における通信路においては、局が移動することから伝搬状況が頻繁に変化し、伝搬系において雑音や干渉を受ける。そのため一般的には固定無線通信よりもさらに通信容量は小さくなり、また移動中も通信状態を保つためにさまざまな技術が必要となる。移動無線通信路の典型的な現象にはフェージングがあり、周波数フラットフェージングや多重波の遅延を考慮した周波数選択性フェージングなどに分類される。これらは信号の振幅や位相にひずみを生じさせる干渉である。

また近年の無線通信の急速な発展から、使用できる周波数は逼迫してきており、それに伴い通信の干渉が深刻な問題になってきている。伝搬系において生じる干渉はアンテナに入力する自然的、人工的な外来電波の一種であり、同一チャネルの非所望波及び隣接チャネルを用いる通信波が入力する場合や、自動車、電子機器などから発生するインパルス状、トーン状の外来雑音が入力することなどがある。

無線通信におけるこれら一般的な雑音の対策は次のように行われる。熱雑音は

その影響を完全に除去することが極めて困難であるので、ガウス分布モデルである加法的白色ガウス雑音 (AWGN: Additive white Gaussian noise) として扱われ、システムがこの雑音に影響されても一定の通信品質を保つように設計される。干渉は基本的には発生側で対処し、他システムに影響を与える干渉源を発生させないようにする。受信した干渉を受信側で処理する場合には、受信干渉波の時間的、周波数的な自己相関や、所望波との相互相関関係を利用して除去を行う干渉除去技術を用いる。しかしそれでも干渉が除去できない場合には、熱雑音と同様にシステム側の回線設計に余裕を持たせる。またフェージングの代表的なものにはレイリーフェージングがある<sup>9, 10, 11)</sup>。これは多重波伝搬干渉モデルの一つで瞬時の受信電界特性がレイリー分布で表されるものであり、通信伝搬路に見通しのない移動通信などに適用される。移動通信路でレイリー分布の波に安定な直接波が存在するような伝搬路はしばしば仲上・ライスフェージングとして扱われ、例えば衛星通信路はこの通信路によく当てはめられる。レイリーフェージングや仲上・ライスフェージングは通信帯域内でその減衰特性が同一であると見なされる周波数フラットフェージングであり、その統計的性質が確率密度分布モデルによく合致するため理論的には除去可能であると考えられる。そのためフェージングに対しては除去技術を用いてひずみを補償することがよくなされている。フェージングの補償技術にもさまざまなものがあるが、パイロットシンボルを用いて伝搬路を推定する方法がよく知られている。このように無線通信における雑音や干渉にはいろいろなものがあり、それぞれに適した対策が必要とされている。

一般に移動無線通信ではこれらのフェージング変動による劣化を防ぐためにフェージングの補償を行い、また変動による受信電力低下の影響を抑えるために受信機の増幅器を飽和領域まで使用することのできる位相連続周波数遷移変調 (MSK: Minimum Shift Keying) などの定包絡線変調や、増幅器を線形領域で用いる場合でも包絡線振幅変動のあまり大きくない  $\pi/4$  シフト QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) などの位相変調が用いられている。これは従来速いフェージングに追随する補償方法がほとんど実現されておらず、従って高精度なフェージング補償を要求しないような包絡線変動の小さい方式のみが適用されてきたのである。しかしその代償として周波数利用効率の向上はあまり改善されていなかった。また移動通信では通信局の移動により信号がドップラーシフトの影響を受け、受信側局部発振器の基準信号との間に周波数オフセットが生じる場合もある。この場合は受信側で周波数オフセットの補償を行い、また差動符号化および遅延検波など

によりオフセットによる位相回転を吸収する方法が用いられている。しかし周波数オフセットの補償範囲はあまり広くないものが多く、また遅延検波では復号誤り率特性が、同期検波に比べて約 3dB 劣化するため、電力効率が低下していた。さらに従来のシステムではフェージングと周波数オフセットの補償のためにパイロットチャネルや長いユニークワードを用いることが多かったが、これら補償用基準信号に割り当てる無線周波数帯域、電力などが比較的大きなものも多く、相対的に伝送効率は下がっていた。またほとんどの場合フェージングと周波数オフセットの補償は別々の機構で対処されており、システム規模の拡大を招いたり構成が複雑になりがちであった。従って高効率な移動無線通信のためには、簡易で高精度な補償を行える方式の実現が必要であった。表 1.2, 1.3 にセルラー通信システムの比較を示す。表 1.2 は 1970 年代に商用化されたアナログセルラー方式である。変調方式にはアナログ FM を用いており伝送速度は数～10kbps 程度であった。1980 年代に入るとセルラー方式電話の需要が増えたため、より周波数利用効率のよいデジタル方式へとシステムの転換が進められた。表 1.3 のデジタルセルラー方式は 1980 年代に制定された主な方式である。大まかな流れとしては、第 2 世代の TDMA システムから第 3 世代 IMT-2000 の CDMA システムへと少しずつ移行し、周波数利用効率、収容加入者数の増大を計っている。ただし各システムの変調方式、CDMA においては 1 次変調方式、は QPSK のものが多く、変調多値数は 4 程度である。

さて上でも述べたが、近年移動無線通信、特に携帯電話 (PDC) の爆発的な普及により、周波数が逼迫してきていることは広く指摘されている。そのため周波数利用効率の向上は重要な開発要素であり、現在までにさまざまな技術分野で研究開発が行われている。その中の一つに多値 QAM (Quadrature amplitude modulation) 変調方式<sup>12)</sup>、符号化技術がある。QAM は高い周波数利用効率を実現する方法として固定無線通信では幅広く用いられており、代表的なものに日本電信電話株式会社 (NTT) の基幹通信に用いた 256QAM<sup>13)</sup> などがある。移動通信においても、例えば ETSI (European Telecommunications Standards Institute) において EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) と呼ばれる  $3\pi/8$  シフト 8PSK を用いた携帯電話システムや、IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) において IEEE802.11a と呼ばれる QAM を用いた OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) 方式の無線 LAN システムが標準化されており、普及が始まっている。しかし振幅と位相が変動する変調方式である QAM は伝搬

表 1.2: アナログセルラーの比較

名称	AMPS	NTT	TACS	NMT
主要国	米国	日本	英国	北欧
周波数帯 (MHz)	下 825-845 上 870-890	下 925-940 上 870-885	下 890-910 上 930-960	下 453-457.5 上 463-467.5
変調方式	FM	FM	FM	FM
伝送速度 (kbps)	10	0.3	8	1.2

表 1.3: デジタルセルラーの比較

分類	コード レスホン	デジタルセルラー			
方式	PHS	PDC	GSM	IS-54	IS-95
主要国	日本	日本	欧州	米国	米国
周波数帯 (MHz)	1.9GHz 帯	下 810-826, 1477-1501 上 940-956, 1429-1453	下 935-960 上 890-915	下 935-960 上 824-915	下 935-960 上 824-915
多重方式	TDMA	TDMA	TDMA	TDMA	CDMA
変調方式	$\pi/4$ QPSK	$\pi/4$ QPSK	GMSK	$\pi/4$ QPSK	下 QPSK 上 OQPSK
伝送速度 (bps)	384k	42k	270.833k	48.6k	chip rate 1.2288Mcps
分類	IMT-2000				
方式	W-CDMA		cdma2000		
主要国	日欧		米国		
周波数帯	下 2110-2170, 上 1920-1980MHz		2GHz 帯, 800MHz 帯		
多重方式	CDMA		CDMA		
変調方式	BPSK/QPSK/HPSK		BPSK/QPSK/HPSK		
伝送速度	chip rate 3.84Mcps		chip rate 3.6864Mcps		

路ひずみに弱いため、移動通信においては広く適用されるまでには至っていない。

符号化は現在ほとんどのシステムで用いられており、その目的もさまざまであるが、大きく分けると、データ圧縮、伝送量削減等のための情報源符号化、伝送時に発生した誤りの訂正、ビット誤り率 (BER: bit error rate) の低減等にもちいる通信路符号化に分けられる。雑音や干渉環境下の無線通信においても情報源符号化、通信路符号化は一般的に用いられ、過去の研究開発において沢山の優れた符号が導出されている。この内通信路符号化については、加法的白色ガウス雑音下における周波数利用効率について 1948 年に Shannon がチャンネル容量定理を発表し<sup>14)</sup>、情報理論、通信理論分野に大きな影響を与えた。これは通信路における無誤り伝送の理論的限界を示しており、その限界値をシャノンの限界という。これによると、多値変調方式のみでは周波数利用効率はシャノンの限界からかなり低いところにあることが示されている。しかしさまざまな符号化法、符号化変調方式の適用などにより少しずつ限界に近付いてきている。符号化変調方式は今井、平川によるマルチレベル符号化法<sup>15)</sup>と、G. Ungerboeck によるトレリス符号化変調方式 (TCM: Trellis coded modulation)<sup>16)</sup>に端を発しており、符号化技術と変調技術を統合した手法として高く評価されている。この内 TCM は、変調における信号点割り当てにセット分割法を用い、復号にはトレリス線図を用いたビタビ復号を行うなど、比較的実行が容易な手法を用いた。基本的な符号化変調方式には TCM とブロック符号化変調方式 (BCM: Block coded modulation)<sup>12, 17)</sup>がある。BCM とはブロック符号によって構成される符号化変調方式で、符号化にブロック符号器を用い符号構成に対応させた信号点割当の変調器を用いることで符号語間距離を増加させることができるものである。復号には用いたブロック符号に特有の手法を適用することが多いが、BCM の構成によってはビタビ復号を行うことも可能である。これら TCM と BCM は符号の種類が異なるだけで基本的には同じ構造をとるが、BCM へのビタビ復号の適用は従来余り検討されておらず、またフェージング環境下での特性の検討などもなされていなかった。

また、さらに注目すべきことに、1993 年にターボ符号が出現しシャノンの限界値に大きく近づくこととなった<sup>18)</sup>。ターボ符号は並列接続畳み込み符号とも呼ばれ、 $E_b/N_0 = 0.7$  dB でビット誤り率 BER =  $10^{-5}$  を達成する極めて特性のよい符号である。ターボ符号の特徴としては符号の並列接続以外に、符号化時のインターリーブ組み込み、ビットのパンクチャドによる符号化率低下の抑制、ソフト値を用いた繰り返し復号等がある<sup>19)</sup>。

このように符号化は通信において非常に重要な技術の一つであるが、ターボ符号は符号長が数1000程度と比較的長くなることが多く、伝搬路状況が頻繁に変わる移動無線通信にそのまま当てはめると、1符号あたりの同期保持時間の条件などが厳しくなり適当ではない。そのため移動通信に適した符号化方式の適用は重要であると考えられ、実際IMT-2000では拘束長(符号長)4のターボ符号が規格化されているが、移動通信環境でQAMを用いて比較的短い符号化を行う方式はあまり検討されていない。またターボ符号が実用化に近づくとつれ、符号分野はしだいに応用研究にも広がりつつあり、符号化変調方式においても他技術への適用など新たな側面からの研究が期待されているが、例えば適応的な伝送を行うマルチモードの符号化変調やそのビタビ復号などは検討されていない。

### 1.3 本論文の目的と検討技術

以上のような背景を鑑みると、将来の高速、大容量かつシームレスな無線通信システムを実現するためには、以下のような課題への取り組み、検討が重要であることがわかる。

1. 周波数有効利用技術
2. 広帯域、高品質伝送技術
3. 適応伝送システム確立、及びシームレス化技術

これらを解決する技術として重要なものを挙げると、それぞれ図1.4のような項目が考えられる。これらは互いに密接なつながりを持つため複合的に検討、解決することが必要であるが、その中で本論文では1. -2. の解決策として、

- 高能率変調方式を用いた移動無線通信の実現

2. -3. の解決策として、

- 符号化変調方式の高度化による高品質適応伝送の実現

を目的とした技術検討を行う。これらの検討技術のターゲットとしては図1.3における第4世代のシステムであり、第4世代のセルラーシステム、ITS、MMACなどにおいての高能率大容量通信の実現への寄与を目指す。そのための要素技術検討として具体的には以下に述べる研究課題を取り上げる。

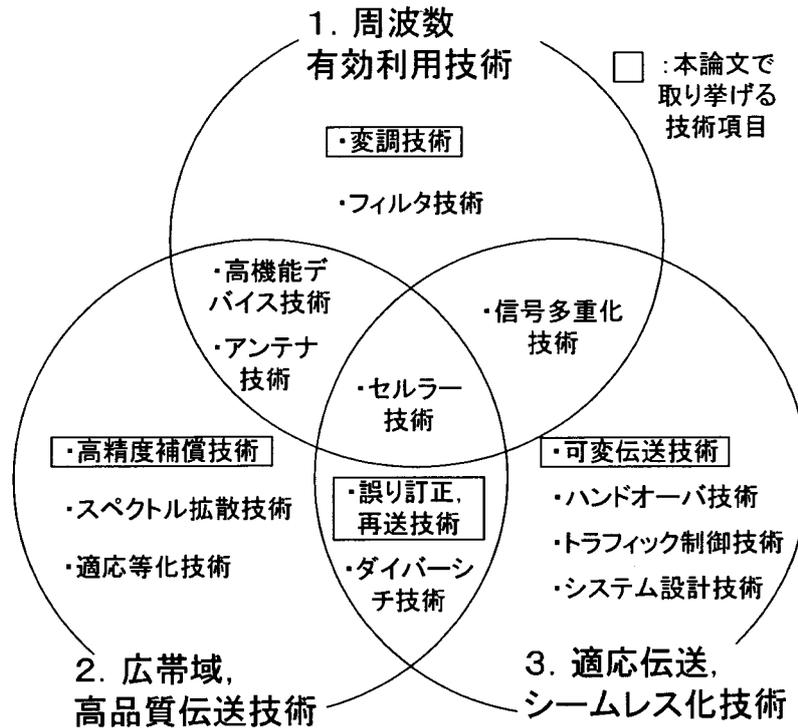


図 1.4: 無線通信の技術課題と本論文の検討項目

まず干渉に対する効果的な対策方法を検討する。具体的には周波数フラットフェージングに対してその周波数帯域特性を利用した効果的なフェージング推定、除去方式を提案する。またトーン状、インパルス状の干渉が存在する通信路において、干渉の影響を最小限に抑える通信方式である WPM (Wavelet packet modulation) を用いて効果的な伝送を行う方法も提案する。これらはいずれも変調に位相変調などと比べ伝送効率のよい振幅位相変調、特に 16QAM を用いて検討する。

さらに本論文では実用化を目指した、移動通信環境にも適用できるブロック符号化変調方式についての検討を行う。先に述べたフェージングの補償法により 16QAM を周波数非選択性フェージング環境下において精度よく伝送する方法について考察し、符号長のあまり長くないブロック符号を 16QAM に適用し 16QAM-BCM を構成する。そしてセット分割法、多レベル符号化の適用、ビタビ復号等について検討する。また周波数利用効率の向上のため、フェージング補償法に符号化の技術を導入する方法についての検討も行う。また符号化変調による適応伝送の実現方法として、一方向で複数の伝送モードを持つ方式を提案する。マルチモ

ード特性を与えたブロック符号化変調方式に状態数を拡張したビタビ復号を適用することにより，マルチモード伝送と符号化利得を両立させた通信方式を実現する。

さらにこの16QAM-BCMを干渉の存在する環境下に適用し，WPMを用いた通信方式を提案する．WPMの構造に合わせるためにBCMのブロック符号の構成を階層的にし，その符号に対するビタビ復号の適用を述べる．そして提案した方式により符号化利得の拡大と同一符号語内での干渉による劣化の切り分けを両立させる．これらによって，振幅位相変調の移動通信への適用，符号長のあまり長くないBCMの特性，パルスの干渉下でのBCMの特性を検討する．

以上のように本論文では，無線通信において高能率な振幅位相変調を移動通信に用いることができるような補償技術及び符号化方式の新しい提案を行い，高能率な適応無線伝送システムの実現を目指した．

## 1.4 本論文の構成

本論文は7章から構成されている．図1.5に本論文の構成を示す．

第1章は序論であり，本研究の背景と目的，本論文の構成を述べる．

第2章はデジタル無線伝送システムの基礎的事項について概説する．まず昨今の無線通信において用いられている変復調方式について述べ，次に代表的な伝搬路モデルを示しその対策を述べる．そして符号化方式，符号化変調方式とその特性について記述する．

第3章では移動通信において発生するフェージングの補償方式について検討する．一般的にフェージング対策として行われるパイロットシンボルを用いた補償方式の現状の問題点を考察し，周波数非選択性フェージングの特徴を生かしこれを克服するような新たな補償方式を提案する．提案方式では高い精度を保ちつつフェージングの推定計算を容易にするために，FFT (Fast Fourier transform) を用いてスペクトル領域での操作を行う．その方法について説明したのち理論的な推定精度を考察し，計算機シミュレーションにより特性を検証する．さらに提案方式に周波数オフセットを推定する機能を加え，フェージングと同時に推定，補償する方法についても述べる．

第4章では16QAMを用いたブロック符号化変調方式という組合せに対して，従来行われなかったビタビ復号を適用し最尤復号を行う方法について検討する．

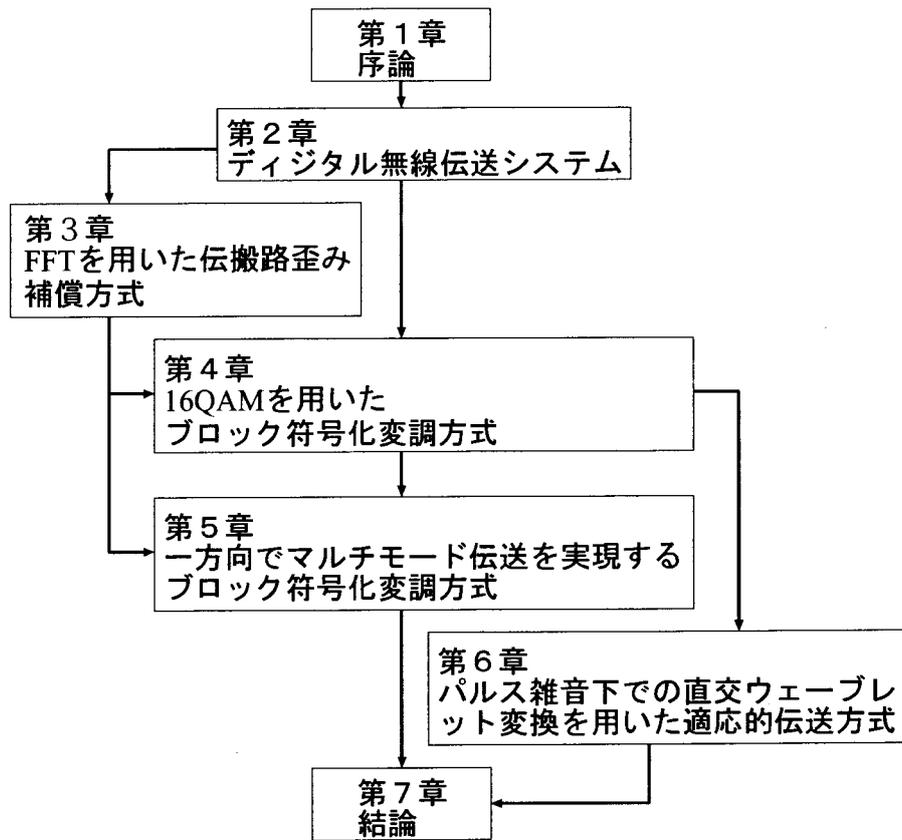


図 1.5: 本論文の構成

16QAM に対して符号化率のあまり低くないブロック符号化変調方式とビタビ復号を適用することで、高い伝送効率で良好な伝送特性を持つ方式を得る。符号の特性は主に符号語間の距離特性によって決まり、その符号語間距離にはいくつかの種類がある。そして通信環境によって伝送特性を左右する重要な距離の種類は変わる。そこで距離特性が違ういくつかの符号を構成し、AWGN 環境、フェージング環境などそれぞれの通信環境での特性を計算機シミュレーションによって明らかにする。その際フェージング環境においては第3章の補償方式を用い、精度のよいフェージング補償を行うことによってさらに伝送特性を向上させる。また伝送効率を上げるために、フェージング補償用のパイロットシンボルにも伝送情報を付加し符号語に取り込む方法についても検討する。これにより復号の複雑度を現実的な範囲に抑えつつさらに伝送特性を向上させる。

第5章においては第4章の方式を基本とし、多レベルブロック符号化変調方式に

伝送モードという送信側による可変ないくつかの伝送方式を導入し、それによって様々な状態の伝送を同一の符号長により、一方向で実現する方式を新たに提案する。送信側の多レベルブロック符号化変調方式を構成するS/P (serial to parallel) 変換の段数、符号構成や変調方式、セット分割法を伝送モードにより可変にすることで、モードごとの符号諸元、符号語間距離などを変更し、伝送信号のビット数や品質などを可変にする。受信側では送信側の全ての状態に対応したトレリス線図に基づくビタビ復号を行うことにより最尤系列推定を行い、伝送データを復号する。これにより一方向で適応的に伝送モードを可変にし、しかも符号化利得を得る伝送方式を実現する。また第4章と同様に符号の距離特性を調べ、AWGN環境、フェージング環境に合った符号を構成し、計算機シミュレーションによって伝送特性を評価する。

第6章ではWPMを用いた効果的な伝送方式について述べる。直交ウェーブレット変調方式が時間一周波数分解能を持つサブバンドに分解、構成を行うことのできる多重方式であることから、パルス状、トーン状の干渉環境下においてもその影響を切り分けることが可能であることを示す。そしてこの原理を利用して、まず伝送シンボルの一部が雑音により消失もしくは著しい干渉を受けた場合に、これを可能な範囲で推定し復号する方法を検討する。次に第4章で検討したようなブロック符号化変調方式をWPMに適用し、伝送特性がよく、しかもパルス状、トーン状の干渉を受けることによるフレームの劣化領域を切り分けることが可能となる方式を検討する。BCMを構成する際にはWPMの形に適するよう符号を階層的にし、階層的ブロック符号の距離特性とビタビ復号時のトレリス線図を示す。そして計算機シミュレーションによって干渉及び雑音環境下での伝送特性を検討する。

第7章では結論を述べ、本論文で得られた結果を要約して評価する。

## 参考文献

- 1) 守倉正博, 松井英明, “IEEE802.11 準拠無線 LAN の動向,” 信学論 (B), vol. J84-B, no. 11, pp. 1918–1927, Nov. 2001.
- 2) The official Bluetooth website, <http://www.bluetooth.com>
- 3) 飯田尚志編, “衛星通信,” オーム社, May 1997.
- 4) 守倉正博, 梅比良正弘, 阿部宗男, “無線アクセス技術,” 信学誌, Vol.84, No.2, pp.105–111, Feb. 2001.
- 5) 山尾泰, 梅田成視, 大津徹, 中嶋信生, “第4世代移動通信の展望—無線システムを中心とした課題について—,” 信学論 (B), vol. J83-B, no. 10, pp. 1364–1373, Oct. 2000.
- 6) Special Issue on IMT-2000: Standards Effors of the ITU, IEEE Personal Commun., vol. 4, no. 4, pp.8–40, 1997.
- 7) 尾上誠蔵, 山尾泰, “モバイルアクセス技術,” 信学誌, Vol.84, No.2, pp.112–118, Feb. 2001.
- 8) 総務省通信基盤局, “周波数割当計画,” Mar. 2001.
- 9) 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, Oct. 1986.
- 10) 桑原守二監修, “デジタル移動通信,” 科学新聞社, Sep. 1992.
- 11) 笹岡秀一編, “移動通信,” オーム社, May 1998.
- 12) G. D. Forney, Jr., R. G. Gallager, G. R. Lang, F. M. Longstaff, and S. U. Qureshi, “Efficient modulation for band-limited channels,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-2, no. 9, pp. 632–647, Sep. 1984.
- 13) Y. Saito and Y. Nakamura, “256QAM modem for high capacity digital radio system,” IEEE Trans. Commun., vol. 34, pp. 799–805, Aug. 1985.

- 14) C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," Bell Syst. Tech. J., vol. 27, pp. 379–423 and 623–656, Jul. and Oct. 1948.
- 15) H. Imai and S. Hirakawa, "A new multilevel coding method using error-correcting codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-23, no. 3, pp. 371–377, May. 1977.
- 16) G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-28, no. 1, pp. 55–67, Jan. 1982.
- 17) 李還幫, 若菜弘充, 井家上哲史, "2-symbols/branch 多重ブロック符号化変調方式," 信学論 (B-II), vol. J80-B-II, no. 8, pp. 631–640, Aug. 1997.
- 18) C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes," IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 1261–1271, Oct. 1996.
- 19) 李繼峰, 竹下オスカル康雄, 今井秀樹, "ターボ符号について," 信学技報, IT96-45, pp. 7-12, Dec. 1996.

## 第 2 章 デジタル無線伝送システム

### 2.1 まえがき

本章ではデジタル伝送システムに関する基礎的事項についてまとめる。まず、デジタル変復調方式について述べ、変調方式の違いによる特性の違いを式の上から導出する。そして高能率通信に適した変調方式の検討を行う。次に移動通信において発生するフェージングについて概説する。フェージング発生の仕組みと特徴、及び典型的なフェージングモデルについて述べ、その対策についても簡潔にまとめる。最後に符号化方式と符号化変調方式について述べ、符号化変調方式の構成、利点と、高能率通信実現のための適用必要性について述べる。

### 2.2 デジタル変復調方式

無線通信では情報伝送の媒体として電波を用いるため、伝送する情報を用いて搬送波の位相、振幅、周波数などを変化させる変調という操作が行われる。かつてはアナログ情報信号を伝達する振幅変調 (amplitude modulation: AM)、周波数変調 (frequency modulation: FM) が主流であったが、近年の衛星通信、地上無線通信ではデジタルデータを伝送するデジタル変調方式<sup>1, 2, 3)</sup>が、より周波数や電力の利用効率がよいため広く普及した。現在は衛星放送、地上波放送のデジタル化が進みつつあり、一部ではサービスが開始された。

図 2.1 に典型的なデジタル無線伝送システムの例を示す。送信側ではまず伝送データを変調方式の多値数に合わせて並列化し、同相成分 (I チャンネル: in-phase channel)、直交成分 (Q チャンネル: quadrature channel) それぞれについて 1 伝送シンボル送出のタイミングに合わせ信号点割当に基づくシンボル生成を行い低域変調信号を生成する。この信号は低域フィルタ (low-pass filter: LPF) によって帯域制限され、その後高周波搬送波をこの低域信号に乗算することによって変調される。そして帯域フィルタ (band-pass filter: BPF) によって再び帯域制限された後にアンテナから送信される。受信側ではアンテナから受信された高周波信号を BPF により帯域制限した後、送信側搬送波と同じ周波数の基準信号を乗算

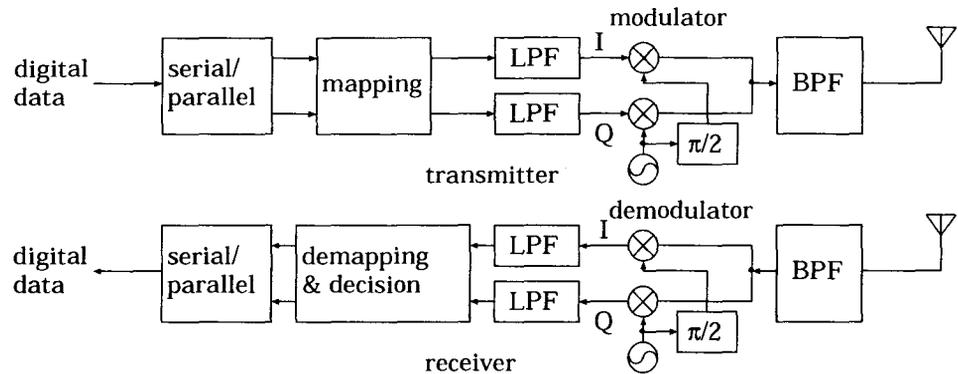


図 2.1: デジタル無線伝送システムの構成

し、復調を行う。そしてLPFで低域成分のみを抽出し、デマッピングにより復号デジタルデータを判定する。最後に並列データを連続化し、情報を得る。図2.1の復号側では、送信側と同じ基準搬送波を用い低域信号を得たが、これを同期検波 (coherent detection) という。その他、1シンボル前の受信信号を基準信号とする遅延検波 (differentially coherent detection) などの基準搬送波信号を用いない非同期検波 (noncoherent detection) がある。一般に同期検波は基準信号の再生が必要であるが、伝送ビット誤り率 (bit error rate: BER) 特性がよく、遅延検波、非同期検波では復調回路の構成が簡単になるものの、BER特性が同期検波に比べて3 dBほど劣化する。

### 2.2.1 位相シフトキーイング

位相シフトキーイング (phase shift keying: PSK) は、代表的なデジタル変調方式であり、伝送データによって基準搬送波の位相を変化させる方式である。PSK方式では非同期検波は行わず、同期検波または遅延検波を用いる。2値のPSK系列はBPSK (binary phase shift keying) と呼ばれ、基本的なデジタル伝送方式として広く用いられている。

図2.2にBPSK信号の波形を示す。このように正弦搬送波の周波数を $f_c$ とすると、変調波 $s(t)$ は

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.1)$$

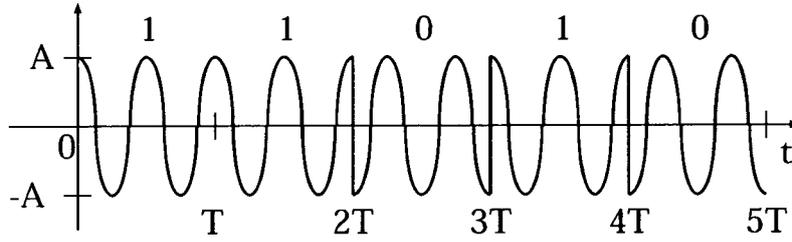


図 2.2: BPSK 信号波形

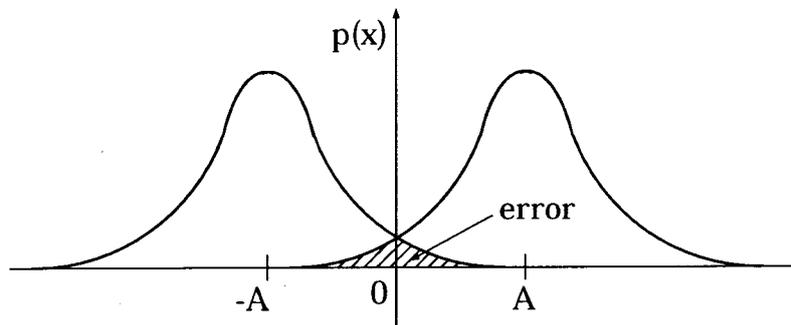


図 2.3: ガウス雑音下における同期検波時の受信 BPSK 信号の確率密度分布

ただし  $T$  をシンボル間隔として  $0 \leq t < T$  に対し,

$$A(t) = \begin{cases} A & \text{符号 1} \\ -A & \text{符号 0} \end{cases} \quad (2.2)$$

となる。

図 2.3 に付加的白色ガウス雑音通信路 (additive white Gaussian noise: AWGN) における同期検波時の復調後信号の振幅に対する確率密度関数を示す。ここから復号ビット誤り率が

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (2.3)$$

となる。ただし

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (2.4)$$

の誤差補関数であり,  $\gamma = A^2/(2\sigma^2)$  は  $\sigma^2$  を雑音電力としたときの搬送波電力対雑音電力比 (C/N) である。

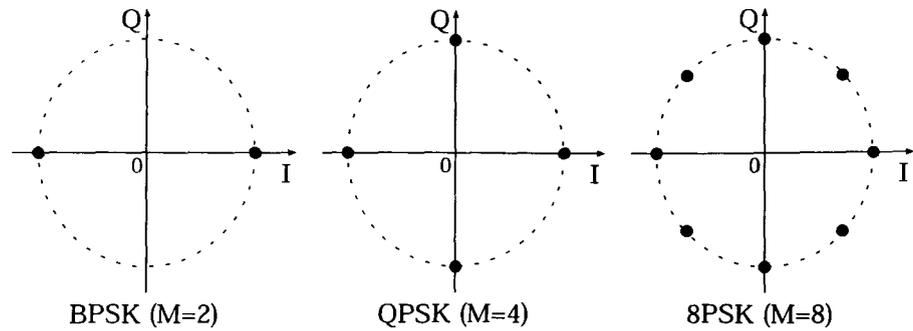


図 2.4: MPSK の信号点配置

また、多値化を計った M 相 PSK (MPSK) 系列もよく用いられている。これは

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_m), \quad 0 \leq t < T \quad (2.5)$$

$$\phi_m = \frac{2\pi m}{M}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.6)$$

なる変調波形  $s(t)$  を持ち、図 2.4 のような信号点空間の配置になる。図中の水平、垂直軸は変調波の複素ベクトルの実数、虚数成分を表しており、それぞれ I, Q チャンネルに対応する。この内、 $M=4$  の 4 相 PSK は QPSK (quadrature phase shift keying) と呼ばれ、広く用いられている。QPSK 方式の同期検波時の BER は

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma}{2}} \quad (2.7)$$

となる。

M 相 PSK に対するシンボル誤り率 (symbol error rate: SER) は  $M = 2^n$  の値が大きいき近似的に

$$P_s \approx \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right\} \quad (2.8)$$

となる<sup>4,5)</sup>。そして BER は近似的に

$$P_e = \frac{P_s}{\log_2 M} \quad (2.9)$$

となる。

また、多値変調方式では各信号点におけるビット列の割り当て方によっても、実際の BER が変化する。図 2.5 に 8PSK の信号割当例を示す<sup>6)</sup>。図 2.5 (a) は自然 2 進 (natural binary: NB) 割当であり、隣接点が 1 ビット加算された配置である。

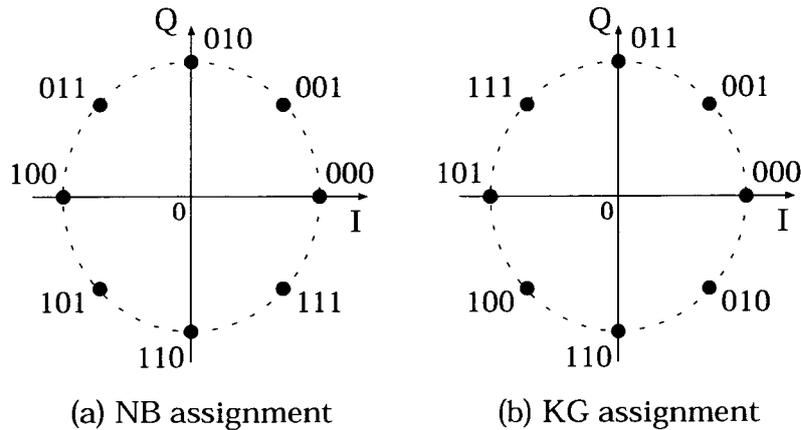


図 2.5: 8PSK の信号割当例

(b) は Kiyasu-Gray (KG) 割当であり、隣接点の異なるビット数、つまりハミング距離が必ず 1 となる配置である。ビット誤り率は AWGN 通信路では明らかに後者の方がよく、無符号化の場合などには KG 割当が一般に用いられる。

PSK 方式は各信号点の振幅が一定で、OQPSK (Offset QPSK),  $\pi/4$ シフト QPSK など包絡線変動を抑えた方式が存在するため電力増幅器によって信号を増幅するときに飽和領域に近い、高い線形動作点まで用いることができる。そのため、受信電力が制限される衛星通信や、受信電力の変動する移動通信システムなどにおいて広く用いられ、送信側で増幅器の飽和領域付近まで信号を増幅して送信する。しかし変調方式自身の BER は次に述べる QAM 変調系よりも同多値数では劣るため、近年では衛星通信、移動通信においても QAM を用いることが検討されている。

### 2.2.2 直交振幅変調方式

変調方式の内、基準搬送波の振幅と位相を同時に変化させるものを APSK (amplitude phase shift keying) といい、その中で代表的なものに格子状の信号点配置を持つ直交振幅変調 (QAM) がある。

図 2.6 に NB 割当および KG 割当の 16QAM 信号点配置例を示す。変調信号波形は

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t) + B(t) \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < T$$

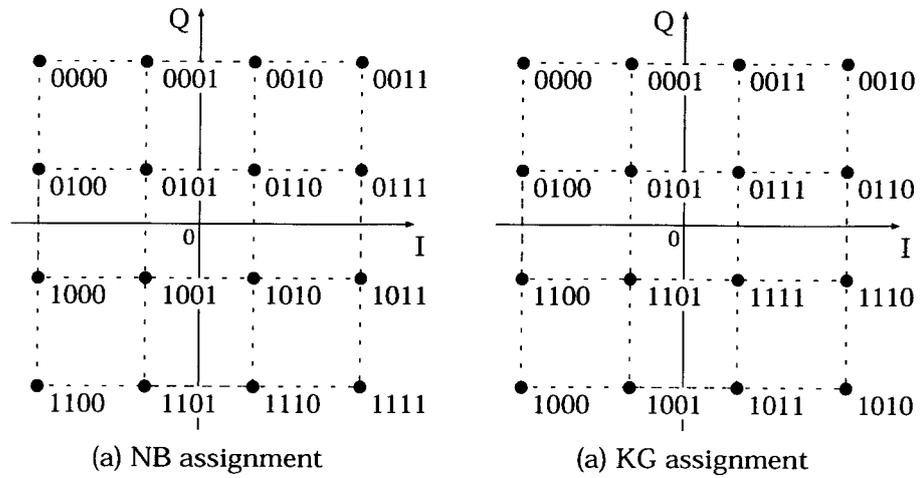


図 2.6: 16QAM の信号割当例

$$\begin{aligned}
 A(t) &= \{-A, -A/3, A/3, A\} \\
 B(t) &= \{-A, -A/3, A/3, A\}
 \end{aligned}
 \tag{2.10}$$

で表され、KG 割り当て時の 16QAM の BER は以下で近似される。

$$P_e \approx \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma}{10}}
 \tag{2.11}$$

ただし  $\gamma = 5A^2/\sigma^2$  である。

表 2.1 に QAM 系と PSK 系の比較を示す。どちらも変調多値数があがるにつれ隣接信号点間ユークリッド 2 乗距離は短くなるが、周波数利用効率が上がり、より少ない帯域で多くの情報を送ることができるようになる。また PSK は信号点の振幅が一定であるのに対し、QAM では伝送信号点によって振幅変動が生じ、多値数が増えるにつれ最大と最小の振幅比が大きくなる。そのため QAM を用いて伝送を行うためには、信号増幅器は線形領域内でのみ使用しなければならない。さもなければ変調信号に非線形飽和歪みが生じ、伝送特性が劣化する。この信号増幅器の飽和点からの所要抑制量の理論的最小値は、信号点の振幅比から得られ表 2.1 のようになる。これらの値が大きいかほど増幅器の動作範囲内での最大電力が下がるため、高出力を要するシステムには適用できなくなる。また QAM は振幅と位相に情報を載せるため、伝搬路によって信号が歪む場合は一般的に PSK 系に対してよりも高精度な歪み補償などの保護機構を設ける必要がある。

表 2.1: QAM 系と PSK 系の比較

変調方式	電力一定時 隣接信号点 間 2 乗距離	最大最小 2 乗信号点 振幅比	電力増幅器 の所要バック オフ (dB)	周波数利用 効率 (理論値) bit/s/Hz
QPSK	$2.00 \times 10^{+0}$	1	0	2
16QAM	$4.00 \times 10^{-1}$	3	4.8	4
16PSK	$1.52 \times 10^{-1}$	1	0	4
64QAM	$4.76 \times 10^{-2}$	7	8.5	6
64PSK	$9.63 \times 10^{-3}$	1	0	6
256QAM	$5.88 \times 10^{-3}$	15	11.8	8
256PSK	$6.02 \times 10^{-4}$	1	0	8

しかし QAM は同一多値数の PSK 系と比べると隣接信号点間距離が大きく、その比は多値数が上がるほど大きくなる。図 2.7 に伝送情報 1 ビット当たりのエネルギー対雑音電力密度比  $E_b/N_0$  に対する BER を示す。このように信号点間距離の差から、同一多値数変調方式では QAM の方が BER 特性がよいことがわかる。従って周波数利用効率及び電力効率を上げるためには、変調方式に QAM を用いることが有効である。現在 QAM は有線伝送や固定無線中継通信などの伝搬変動があまり激しくない通信路に対して適用されており、代表的なものにパーソナルコンピュータの有線モデムや、256QAM を用いたマイクロ波帯 400Mbps の無線中継伝送方式などがある。

将来の高効率かつ高速な移動通信を実現するには、無線通信の周波数が限られているため変調方式技術からのアプローチも非常に重要であり、QAM のような電力効率のよい振幅位相変調を移動通信に適用することは有効であるといえる。第 1 章で述べたように昨今ではセルラー方式のようなあまり大きくないセルを用いた高速通信システムが主流になりつつあるため、電力増幅器のバックオフを必要とする QAM 系の移動通信に対する適用も、16QAM 程度であれば伝搬路歪み補償を行うことで実現可能であると考えられ、これによって PSK 系の伝送に比べ低電力での高品質伝送が可能になると思われる。実際近年では増幅器の性能も上がり、線形駆動範囲も大きく広がっており、16QAM を用いた移動通信方式の実現性も高まっているといえよう。

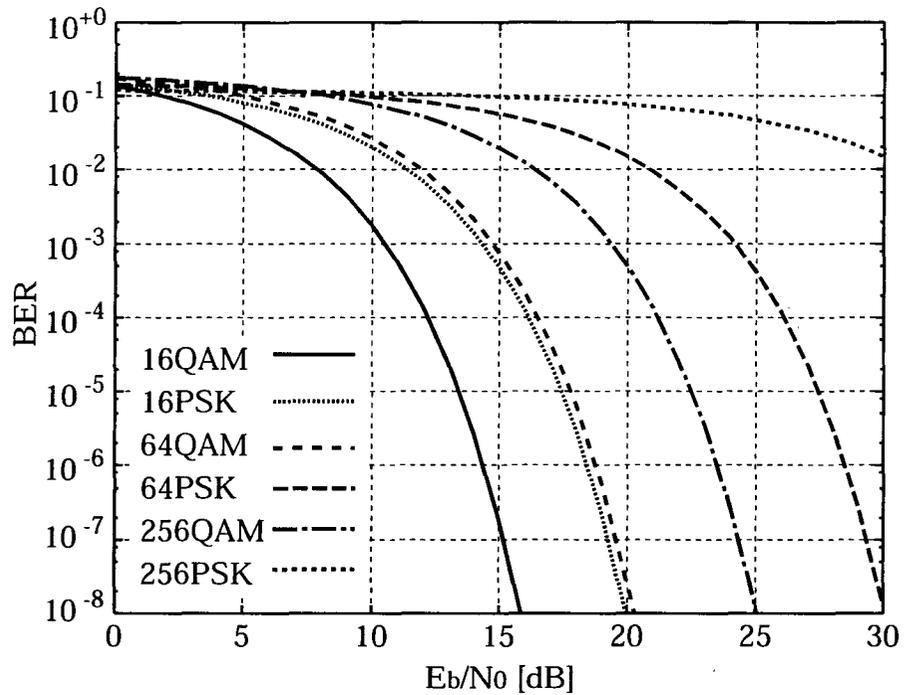


図 2.7: 変調方式とビット誤り率の比較

## 2.3 伝搬路モデル

無線通信における伝達媒体は空間であるので、通信を行う際にはガウス性白色雑音に加え伝搬路に存在する建物、地物、大気などにより伝搬状況が影響され、さらに変動が生じる。以下に移動通信における代表的な伝搬路モデルであるフェージングについてまとめる。

### 2.3.1 フェージングの発生

図 2.8 に基地局と移動局間の電波伝搬の様子を示す。移動局は基地局からの直接波だけでなく、ビルなどによる反射波、回折波、散乱波なども受信する。これらは伝搬距離が異なるため遅延波として受信され、受信波形が歪む。これがマルチパスフェージングの発生である。フェージングは時変線形フィルタとして考えることができ、その特性は遅延プロファイルすなわち  $t$  を時間、 $\tau$  を遅延時間としたときのインパルス応答  $h(t, \tau)$  によって表すことができる。このフェージングは信

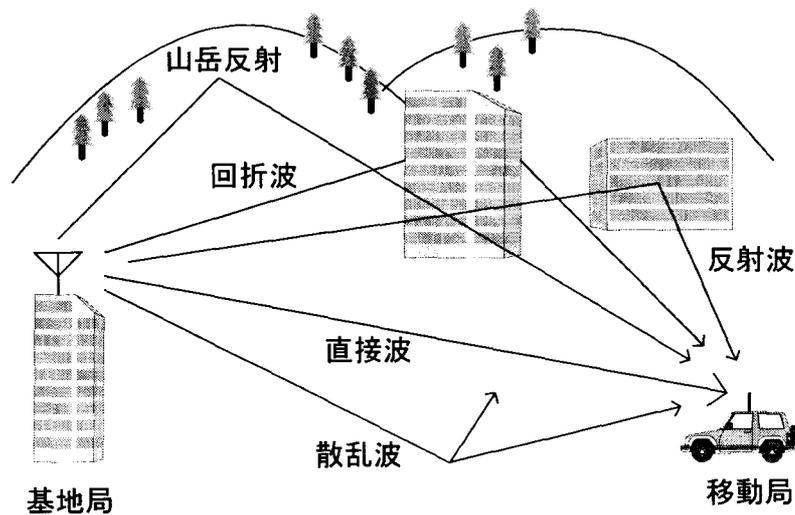


図 2.8: 電波伝搬の種類

号の伝送帯域内で周波数的に一定な周波数フラットフェージングと、帯域内で異なった特性を持つ周波数選択性フェージングに分かれる。

### 2.3.2 周波数フラットフェージング

信号の伝送帯域内において、時間的変動が周波数によらず一定なものを周波数フラットフェージングという。周波数フラットフェージング環境下ではフェージング変動は以下のようにモデル化される。送信局からの直接波が存在せず、マルチパスがあらゆる方向からくると仮定すると、フェージングの包絡線特性がレイリー分布となることが知られている。レイリー分布では  $R(t)$  を包絡線変動とすると、その分布の確率密度関数  $p(R)$  とその確率分布関数  $P(R)$  は

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.12)$$

$$P(R) = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.13)$$

$$0 \leq R < \infty, \quad \overline{R^2}/2 = \sigma^2$$

となる。ここで  $\overline{R^2}$  は包絡線の 2 乗平均値であり、 $\sigma^2$  は雑音電力、位相については一様分布となる。これは直接波の届かない移動通信などのフェージング特性をよく表している。一方、上記マルチパスがあらゆる方向から来る状態でさらに直

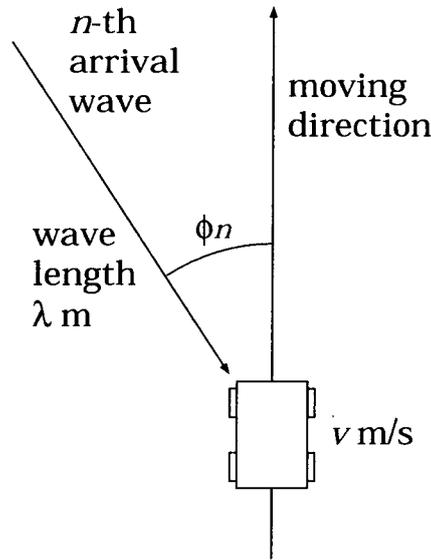


図 2.9: ドップラーシフトの発生

接波が存在する場合は、フェージング特性が仲上・ライス分布に従うことが知られている。仲上・ライス分布は

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2 + R_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{RR_0}{\sigma^2}\right) \quad (2.14)$$

$$P(R) = 1 - Q\left(\frac{R_0}{\sigma}, \frac{R}{\sigma}\right) \quad (2.15)$$

$$0 \leq R < \infty, \quad \overline{R^2}/2 = \sigma^2 + R_0^2/2$$

となる。ただし、 $R_0^2/2$  は直接波の電力、 $\sigma^2$  は雑音電力、 $I_0(x)$  は第 1 種 0 次変形ベッセル関数、 $Q(x, y)$  は

$$Q(x, y) = \int_y^\infty \exp\left(-\frac{x^2 + t^2}{2}\right) I_0(xt) t dt \quad (2.16)$$

なるマーカムの Q 関数である。これは直接波にレイリー分布が重畳している分布と考えられる。

また通信局が移動する場合はドップラーシフトが生じる。図 2.9 の場合、ドップラーシフトは  $(v \cos \phi_n)/\lambda$  Hz となる。この内最大の  $f_D = v/\lambda$  Hz は進行方向からの波で、これを最大ドップラー周波数という。これらのフェージング電力スペク

トル密度は

$$S(f) = \frac{1}{1+K} \left[ K\delta\{f - f_{\text{off}}(t)\} + \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_{\text{off}}(t)}{f_D}\right)^2}} \right] \quad (2.17)$$

で表される。ただし  $K = R_0^2/(2\sigma^2)$  はライスファクタと呼ばれる直接波の間接波に対する電力比であり、 $f_{\text{off}}(t)$  は準同期検波の際などに生じる周波数オフセット量で、典型的には受信側の基準搬送波信号の周波数が固定のとき、 $f_{\text{off}}(t) = f_D$  となる。

### 2.3.3 選択性フェージング

周波数フラットフェージングに対し、信号の帯域内でフェージングに応じて伝送特性が変わるものを周波数選択性フェージングという。これらは時変フィルタとしてみなすことができ、4種の伝達関数で表すことができる。1つは既出の遅延プロファイル  $h(t, \tau)$  である。これは遅延時間が  $\tau$  のときの時間領域のインパルス応答である。また時間変化する周波数特性関数として、 $T(f, t)$  でも表される。これは  $h(t, \tau)$  のフーリエ変換として導出され、

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (2.18)$$

となる。また周波数領域の関数として、あるドップラーシフト  $\nu$  に対する伝搬路の伝達関数  $H(f, \nu)$  でも表すことができる。これは  $T(f, t)$  のフーリエ変換

$$H(f, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} T(f, t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (2.19)$$

としての関係がある。さらに、遅延時間とドップラースペクトルの関係を示す関数としても求まる。これは

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) \exp(-j2\pi \nu t) dt \quad (2.20)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, \nu) \exp(j2\pi f\tau) df \quad (2.21)$$

のように、 $h(t, \tau)$  のフーリエ変換、また  $H(f, \nu)$  の逆フーリエ変換としても求まる。

よく用いられる選択性フェージングの特性パラメータとしては、平均遅延時間と遅延スプレッドがある。平均遅延時間は1個の瞬時複素遅延プロファイル  $h_i(\tau)$

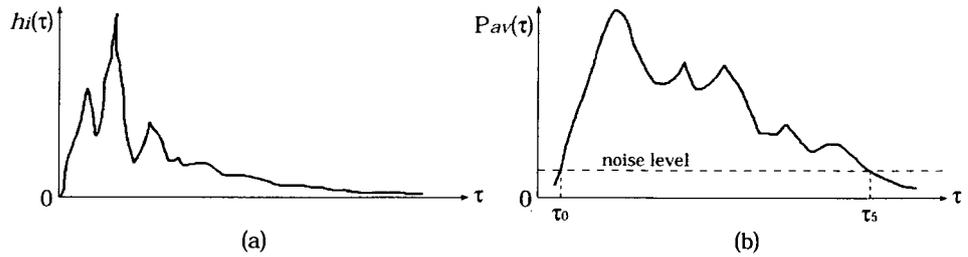


図 2.10: (a) 瞬時遅延プロファイル, (b) 平均電力遅延プロファイル例

を用いて,  $n$  個の平均電力遅延プロファイルを

$$P_{av}(\tau) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |h_i(\tau)|^2 \quad (2.22)$$

としたとき

$$D = \frac{1}{P_0} \int_{\tau_0}^{\tau_5} (\tau - \tau_0) P_{av}(\tau) d\tau \quad (2.23)$$

で表される. ただし図 2.10の遅延プロファイルの模式図<sup>2,7)</sup>に示すように,  $\tau_0$  は  $P_{av}$  が初めて雑音レベルを超える遅延時間,  $\tau_5$  は  $P_{av}$  が最後に雑音レベルを下回る遅延時間であり,  $P_0$  は

$$P_0 = \int_{\tau_0}^{\tau_5} P_{av}(\tau) d\tau \quad (2.24)$$

である. また遅延スプレッドは標準偏差の値として

$$S = \sqrt{\frac{1}{P_0} \int_{\tau_0}^{\tau_5} (\tau - D)^2 P_{av}(\tau) d\tau} \quad (2.25)$$

より求まる. 選択性フェージングのモデリングを行うときは, 遅延プロファイルの代表的なパラメータを設定する. これらはITUなどで標準化されており, 例えばIMT-2000の場合ITU-R Study Group 8において国際的なモデルの標準化を行っている<sup>8)</sup>. 表 2.2にIMT-2000における自動車通信環境の遅延モデルの例を示す.

### 2.3.4 フェージングの対策

高品質通信のためにはフェージングの対策は必須である. 電力効率, 周波数効率のよい伝送方式における効果的な対策には

- ダイバーシチ受信

表 2.2: IMT-2000 における遅延モデル例

波番号	チャンネル A (遅延小)		チャンネル B (遅延大)	
	相対遅延時間 [ns]	平均電力 [dB]	相対遅延時間 [ns]	平均電力 [dB]
1	0	0.0	0	-2.5
2	310	-1.0	300	0
3	710	-9.0	8900	-12.8
4	1090	-10.0	12900	-10.0
5	1730	-15.0	17100	-25.2
6	2510	-20.0	20000	-16.0

- フェージング推定, 補償
- 遅延歪み補償
- 変調方式による対策

などが考えられる。ダイバーシチ受信は受信側において複数の受信システムを用意し、受信される複数の同一情報を含む信号を合成、切替えなどにより処理し、受信信号の特性を向上させる技術である。ただし複数の受信系を設けることや、受信信号の処理方法などにおいて回路構成が複雑になりがちである。ダイバーシチ技術における複数の同一情報を利用する手段はその他に、周波数ダイバーシチ、時間ダイバーシチ、空間ダイバーシチ、アンテナ指向性ダイバーシチなどがある。フェージング推定補償は、伝送時に起こる歪みを何らかの参照信号を用いることによって推定し、補償を行うものである。参照信号としてパイロットトーンを用いるもの<sup>9, 10)</sup>、やパイロット信号を用いるもの<sup>11, 12)</sup>がある。原理的には参照信号無しでも受信系列のみからフェージング推定を行うことは可能であるが、計算量が発散するため現実的ではなく、参照信号の利用が一般的である。しかし、参照信号の送信信号全体における比率が上がると伝送効率が下がるため、高速、高効率通信のためにはできるだけ少ない割合の参照信号で、高精度の歪み補償を行う必要がある。

周波数選択性フェージング環境下では、遅延歪みによって信号が劣化する<sup>13)</sup>。この遅延歪みを補償する方法が適応等化技術である。これは遅延波を含む伝送路のインパルス応答をタップ付き等化フィルタで推定し、遅延波の影響を除去もしくは

は利用するものである。主な方式には、遅延波の影響を除去する判定帰還等化（decision feedback equalizer: DFE）と、得られた伝送路特性からどのような送信シンボル系列のときに受信信号系列に最も近くなるかを推定する最尤系列推定（maximum likelihood sequence estimation: MLSE）がある。一般的には、送信側で定期的にトレーニング信号を送信し、それによって受信側で等化器のタップ係数を受信波形に合わせて更新する。

また変調方式からの対策も考えられ、よく知られたものに DSK（double phase shift keying）と呼ばれる耐多重波変調方式<sup>14)</sup>がある。他に変調方式からの周波数選択性フェージングの等価的な周波数フラットフェージング化として、マルチキャリア化によるスペクトルの狭帯域化がある。これにより各サブキャリアの受けるフェージングが周波数フラットフェージングになり、マルチパスの影響を小さくすることができる。代表的なものには OFDM があり、広く検討、適用されている。

## 2.4 誤り訂正符号と符号化変調方式

符号化は伝送情報に冗長度を付加し、符号語間距離などの識別度を増加させる操作である。符号化は伝送効率を一見低下させるように見えるが、符号化の方法によっては大きな利得（gain）を得られ、符号化を行わない場合と比べても同じビット誤り率を保つのに必要な 1 ビット当たりの所要エネルギーを下げることができるため、広く用いられている。

符号化を大別すると一方向か双方向かにより 2 つの方式に分類できる。一つは前方誤り訂正方式（forward error correction: FEC）と呼ばれ、送信側で符号化を行い受信側で復号を行う一方向の操作である。これに対し、双方向の自動再送要求方式（automatic repeat request: ARQ）がある。これは受信側で誤りとなったデータを再送するよう送信側に要求するものである。一般には ARQ の方が信頼性の高い伝送を行うことができるが、伝搬路状況が悪いときなどは、伝送効率が著しく低下する。FEC は伝搬路状況が悪いときなどに訂正できない伝送誤りが残る場合があるが、一方向であるため制御機構は簡易に構成でき、広く用いられている。

また移動通信においてはしばしばビットインターリーブ（交錯法）が用いられる。これはデータを一時的に蓄積する一種のメモリであり、ビット列の入力の順番と出力の順番を変更するものである。これによって移動通信時に頻繁に起こる

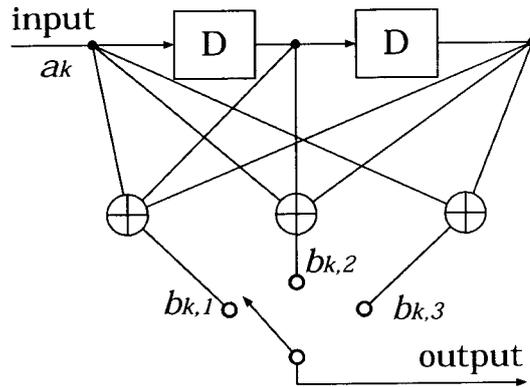


図 2.11: 畳み込み符号器の例

バースト誤りをランダム誤りに変換し、その結果符号の訂正能力を高めることができる。

### 2.4.1 ブロック符号と畳み込み符号

FEC にはブロック符号と畳み込み符号がある<sup>15)</sup>。ブロック符号は符号器が出力する符号のビット数が一定の長さのブロックになっている符号である。この内、情報ビット数  $k$  を情報記号長、検査ビットを付加した符号ビット全体の長さ  $n$  を符号長といい、 $r = k/n (\leq 1)$  を符号化率という。また前述のように 2 つの符号語の異なるビットの数をハミング距離というが、ある符号化を行ったとき、任意の 2 つの符号語間のハミング距離の最小値  $d$  をその符号の最小ハミング距離といい、その符号を  $(n, k, d)$  符号と表すことがある。明らかに  $r$  が大きくしかも  $d$  が大きい符号はよい符号である。また、符号語の中で情報ビットと検査ビットの部分が分けられる符号を組織符号、そうでない符号を非組織符号という。

よく知られたブロック符号にはハミング符号、BCH 符号、リードソロモン (RS) 符号がある。これらはガロア体上の符号多項式を用いて生成される。

一方畳み込み符号は過去の情報データを用いて連続的に符号化、復号を行う方法で、データ通信のような連続する情報の伝送に適している。図 2.11 に 2 個のシフトレジスタによる拘束長  $K = 3$ 、 $r = 1/3$  の畳み込み符号器の例を示す。ここで拘束長とは、出力ビットに影響する過去の情報ビット数である。図では情報ビット  $a_k$  が入力されることにより、 $b_{k,1}, b_{k,2}, b_{k,3}$  の 3 ビットが出力される。畳み込み符号

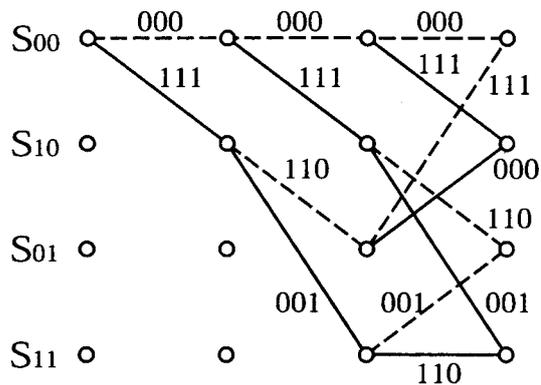


図 2.12: 図 2.11 の符号器に対応するトレリス線図

の場合，図 2.12に示すようなトレリス線図を描くことができる．図中，状態  $S$  の添字はシフトレジスタの数値，実線は入力ビットが 1，破線は 0 入力を，枝上の 3 ビットは出力ビットを示している．このように畳み込み符号は初期段階を除くと，シフトレジスタの状態に基づく同じ形の遷移図を描くことができる．そして畳み込み符号がよく用いられる最大の理由は，このトレリス線図を用いることにより最尤復号 (maximum likelihood decoding: MLD) が少ない計算量で行えることにある．ビタビ復号では図 2.12のトレリス線図に従って，受信信号と符号語の距離を算出する．距離としては普通ハミング距離やユークリッド 2 乗距離を用い，これをメトリックという．そして各状態においてメトリックの比較をし，その中で一番小さい，つまり最も確からしいパスを 1 つだけ残す．つまり各時点においてパスは  $2^{K-1}$  個しか残らない．それを符号長分繰り返すことによって，最終的に 1 番メトリックの小さいパスを復号結果とする．以上により最尤復号が行える．符号長が  $L$  の場合，普通に最尤復号を行う場合は全パス  $2^{L-K+1}$  個の比較が必要であるが，ビタビ復号では各パスで  $2^{K-1}$  個の比較，符号長全てで  $2^{K-1} \times L$  回の比較を行うだけでよく， $L$  が大きくなるほど計算量削減の効果が表れる．

ブロック符号についてもトレリス線図による最尤復号は検討されている<sup>16, 17)</sup>が，シフトレジスタに基づくような一般的なトレリス線図の導出法は確立されていない．

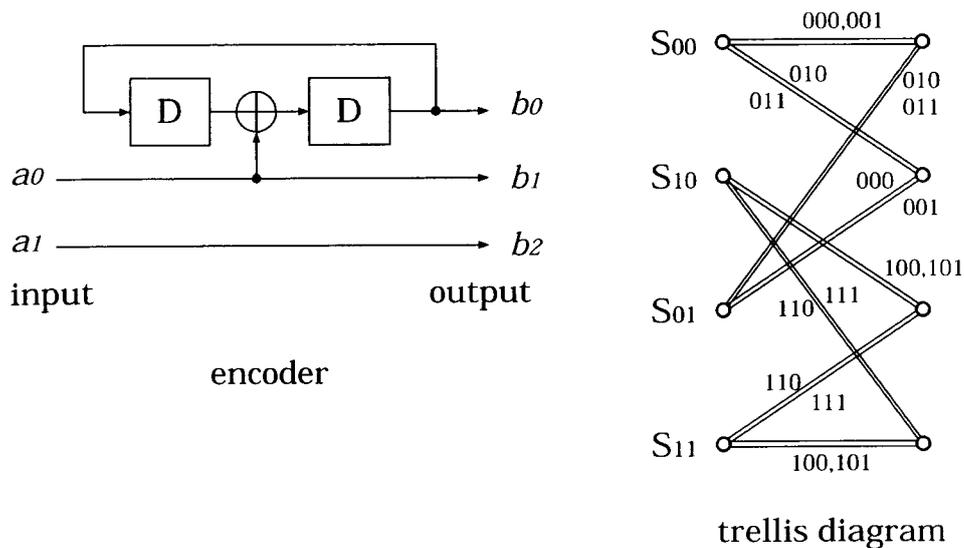


図 2.13: 畳み込み符号化変調方式の変調器と対応するトレリス線図の例

### 2.4.2 符号化変調方式

符号化変調方式は、従来独立に設計、適用されていた符号化方式と変調方式を一体化させ、符号化能力を高めた伝送方式である。本方式は電力及び周波数効率のよい伝送を実現する有効な手段である。代表的なものにトレリス符号化変調方式 (trellis coded modulation: TCM)<sup>18)</sup> とブロック符号化変調方式 (block coded modulation: BCM)<sup>19), 6)</sup> がある。これらはいずれも信号点間のユークリッド距離の拡大を図って設計されている。

トレリス変調方式は符号化に畳み込み符号を用い、符号化の際に加わる冗長ビットを変調多値数の増加によって収容し、その変調方式の信号点配置を工夫することにより隣接符号語のユークリッド距離を増大させる方法である。図 2.13に  $K = 3$ ,  $r = 2/3$  の変調器と対応するトレリス線図の例を示す。これはトレリス符号化器と同じ構造であり、図中  $b_2$  が無符号化であるためトレリス線図には並行パス、すなわちレジスタ値の変化しない複数パスが存在する。このビット出力をセット分割法によりマッピングされた 8PSK に割り当てられた例が図 2.14である。図のように上から順に  $b_0$ ,  $b_1$  のビット値によって信号点を組に分けていき、最後の  $b_2$  で割り当てる信号点を決定する。階層が進むにつれ同組内の信号点距離は増大している。そして図 2.13の符号化を行っている  $b_0$ ,  $b_1$  を上位の階層に当てはめ、符号

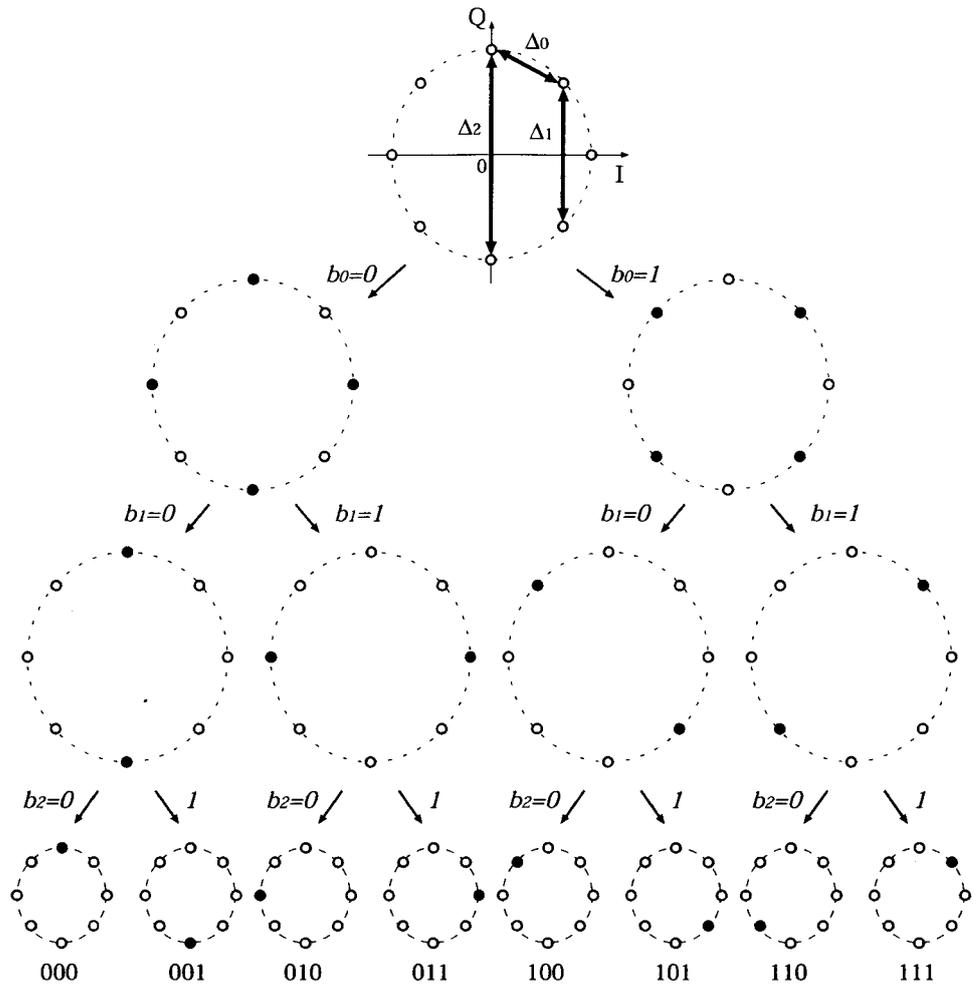


図 2.14: 8PSK のセット分割

化を行わない  $b_2$  を最下層に割り当てることにより、トレリス線図の複数パス上に存在する隣接符号語間のユークリッド距離は図 2.14 の  $\Delta_2$  となり、無符号化 8PSK の最小ユークリッド距離  $\Delta_0$  よりも必ず大きくなる。このように変調方式のマッピングと符号化法を適切に対応させることにより、符号語間の距離を伸ばすことができる。復号時にはメトリックにユークリッド 2 乗距離を用い、図 2.13 のトレリス線図を用いてビタビ復号を行う。

BCM は符号化にブロック符号を用いたものであり、その他の設計手法などは TCM と同じである。BCM に系統立てるものの中で代表的なものに、多レベル符号化変調方式<sup>19)</sup> などがある。BCM も TCM と同様、符号化方式と信号点配置の適

切な対応により符号語間距離を伸ばすことができ非常に有効であるが、BCM はトレリス符号におけるシフトレジスタに該当する部分が明確でないため、トレリス線図の一般的な描画法とそれに基づくビタビ復号が確立されておらず、従ってTCMの方が一般的に用いられている。BCMの復号法としてはビタビ復号の他、多段復号法などがある。

## 2.5 まとめ

本章では高速、高効率な無線通信を実現するための技術分野について、その基礎的事項をまとめた。無線通信の核となる技術の1つであるデジタル変調方式について述べ、周波数利用効率向上のために変調多値数の増加とQAMのような振幅位相変調を用いることが有効であることを示した。また移動通信の際に起こるフェージングについて、発生の仕組みとモデリング、対策技術について述べた。高能率通信のためにはフェージングに対する効果的な対策が必要である。

さらに符号化と符号化変調方式について概要を説明した。ブロック符号とトレリス符号、またそれらの延長であるブロック符号化変調方式とトレリス符号化変調方式について、符号化法、復号法ならびに特徴を述べ、符号化変調方式が高能率通信に有効であることを示した。

## 参考文献

- 1) 齊藤洋一, “デジタル無線通信の変復調,” 電子情報通信学会, Feb. 1996.
- 2) 笹岡秀一編, “移動通信,” オーム社, May 1998.
- 3) 滑川敏彦, 奥井重彦, “通信方式,” 森北出版, Jul. 1990.
- 4) S. Stein, J. J. Jones 著, 関英男監訳, “現代の通信回線理論,” 森北出版, Oct. 1970.
- 5) 飯田尚志編, “衛星通信,” オーム社, May 1997.
- 6) 笠原正雄, “符号化変調方式 [I], [II], [III],” 信学誌, 72, no. 1, 2, 3, pp. 97-106, 217-226, 306-316, 1989.
- 7) D. Parsons, “The Mobile Radio Propagation Channel,” John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- 8) ITU-R SG8, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000,” Recommendation M.1225, Feb. 1997.
- 9) A. Bateman and J. P. McGeehan, “Phase locked transparent tone-in-band (TTIB): A new spectrum configuration particularly suit to the transmission of data over SSB mobile radio networks.” IEEE Trans. Commun., vol. 32, pp. 81-87, Jan. 1984.
- 10) P. M. Martin, J.P. McGeehan, and J. D. Marvill, “The implementation of a 16-QAM mobile data system using TTIB-based fading correction techniques,” Proc. IEEE 38th Vehicular Technology Conference, pp. 71-76, 1988.
- 11) 三瓶政一, “陸上移動通信用 16QAM のフェージングひずみ補償方式,” 信学論 (B), vol. J72-B-II, no. 1, pp. 7-15, Jan. 1989.
- 12) J. K. Cavers, “An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.

- 13) S. Yoshida, F. Ikegami, and T. Takeuchi, "Causes of Burst Errors in Multipath Fading Channel," IEEE Trans. Commun., vol. COM-36, no.1, pp.107-113, Jan. 1988.
- 14) 吉田進, 池上文夫, 竹内勉, "耐多重波変調方式について," 信学論 (B), vol. J73-B-II, no. 11, pp. 668-674, Nov. 1990.
- 15) C. Schlegel, "Trellis Coding," IEEE Press, 1997.
- 16) B. Honary and G. Markarian, "Trellis decoding of block codes," Kluwer academic publishers, 1997.
- 17) S. Lin, T. Kasami, T. Fujiwara, and M. Fossorier, "Trellises and trellis-based decoding algorithms for linear block codes," Kluwar academic publishers, 1998.
- 18) G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-28, no. 1, pp. 55-67, Jan. 1982.
- 19) H. Imai and S. Hirakawa, "A new multilevel coding method using error-correcting codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-23, no. 3, pp. 371-377, May. 1977.

## 第 3 章 FFT を用いた伝搬路歪み補償方式

### 3.1 まえがき

本章では移動無線通信において発生するフェージングを推定，補償する方式について述べる．フェージングは移動無線通信において通信品質を劣化させ，ビット誤り率に改善不可能な下限（エラーフロア）を生じさせる雑音である<sup>1)</sup>．そのため近年のデジタル通信においてますます必要性が高まっている高速，大容量通信のためには，高い精度での補償が必要となる．

移動無線通信において，高速伝送の実現のために通信帯域を広げることは，周波数が逼迫している現在の状況では難しい．QAM は帯域を広げることなく高速な伝送を実現する一つの有効な変調技術であり，移動通信への適用が検討されている．しかし QAM は信号の位相のみならず振幅も変化するため，フェージング通信路を伝送する場合はより正確な補償が必要となる．そのためフェージング補償は振幅位相変調の伝送において重要な技術である．

PSAM (Pilot symbol assisted modulation) は，移動通信においてよく知られるフェージング補償技術であり，さまざまな研究が行われている．PSAM ではフェージングの推定にパイロットシンボルとよばれる，定期的に挿入される既知シンボルを用いる．既知パイロットシンボルは通常，変調信号点の最外殻にあるものの一つとし，送信側で送信データの間定期的に挿入される．受信側では，受信パイロットシンボルより，パイロットシンボル点における通信路のフェージングを得る．そしてこれより，データシンボル点におけるフェージングを推定補間し，その成分を除去する．この PSAM において，いくつかのフェージング推定法が提案されており<sup>2, 3, 4)</sup>，さまざまなフェージング環境下でのシステムや変調方式に利用されている<sup>5, 6)</sup>．さらに，PSAM を用いた周波数選択性フェージングの補償についても検討されている<sup>7)</sup>．これらの方法では，フェージングを推定するのにガウス関数，ベッセル関数など時間領域の関数が用いられている．近年移動無線通信に用いられる周波数はますます高くなっており，それに伴いシステムが受けるフェージングの速度も速くなってきている．そのため速いフェージングを補償する必要性が高まっているが，既存の時間領域関数で推定を行う方法では速いフェージング

に追従できないことが多く、精度を上げるために関数の次数を上げていくと、係数の導出や推定値の計算が非常に複雑になってしまうという問題点があった。

一方、周波数フラットフェージングは帯域制限過程である。そこでこの特徴に注目し、FFT (Fast Fourier transform)<sup>8)</sup>を用いた新しいPSAMを提案する。提案方法ではフェージングを推定する際、受信パイロットシンボルより得られた包絡線変動系列を一旦FFTにより周波数領域に変換する。そしてそのスペクトルに0シンボル系列を挿入し再び時間領域に変換すると、その結果がフェージング推定系列となる。この方法はフェージング系列推定に0挿入しか必要としないため非常に簡単な構造であり、しかも速いフェージングにも追従した正確な推定を行うことができる。以上のように提案方式と既存のPSAMとの主な違いは、系列の補間を時間領域でなく周波数領域で行う点である。

本章では、この周波数領域で補間を行う新しいPSAMについて説明を行う。初めに原理を説明し、AWGN環境下における提案方式の劣化を調べる。そして変調方式に16QAMを用いた場合の、速いレイリーフェージング環境下での劣化を理論値<sup>9, 10)</sup>と比較し、AWGN環境下とレイリーフェージング環境下での劣化分がほぼ同じであることを確認する。つまり提案方式は速いフェージングにも追従するということがわかる。そして計算機シミュレーションによりいくつかのパラメータを用い、特性を検討する。

さらに移動無線通信環境においては受信波形がフェージングひずみを受けると同時に周波数オフセットを含む場合も多いことを考慮し、同一のパイロットシンボルでフェージングと周波数オフセットを同時に推定、補償する方法を検討し、計算機シミュレーションにより評価を行う。

## 3.2 動作原理

### 3.2.1 フレーム構成

レイリー、仲上・ライスフェージングは一種の帯域制限過程であり、その包絡線変動波形のスペクトルの帯域幅は最大ドップラー周波数を $f_D$ としたとき、 $2f_D$  Hzである。図3.1はPSAMで用いられるフレーム構成である。図のように $N$ シンボルを1フレームとし、フレームの先頭に既知パイロットシンボルを挿入する。これにより受信側ではフレームの先頭におけるフェージングの系列が得られる。ま

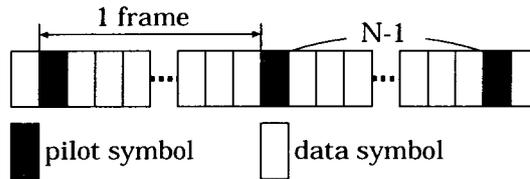


図 3.1: フレーム構成

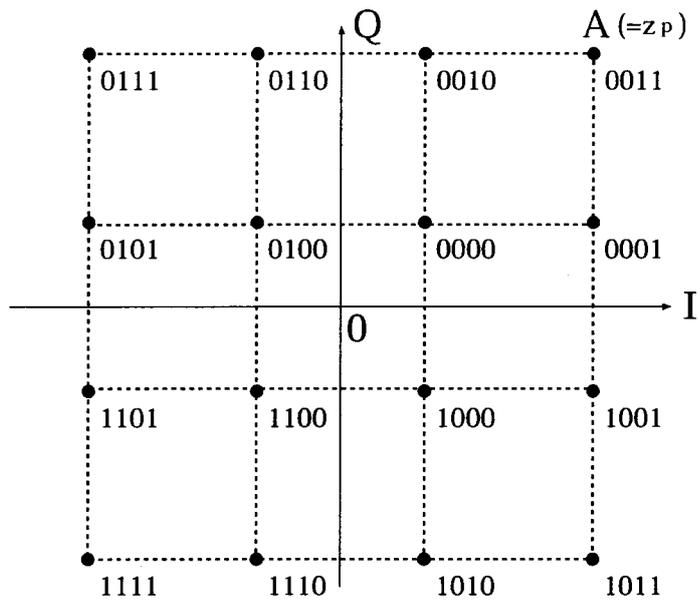


図 3.2: 16QAM の Kiyasu-Gray (KG) 割り当て

たパイロットシンボルの挿入により，1フレーム中のデータシンボル数は  $(N - 1)$  シンボルとなる．フレームの先頭のフェージング系列を用いると，サンプリング定理より以下の条件において元のフェージングが完全に復元できることになる．

$$f_D T_s \leq \frac{1}{2N} \quad (3.1)$$

ただし  $T_s$  はシンボル間隔である．

図 3.2 は Kiyasu-Gray (KG) 割り当ての 16QAM 信号点配置である．図中 A 点はパイロットシンボルで用いられる点である．もちろんパイロットシンボルは任意の点に設定することができるが，変調点の一つである方が生成が容易であり，また信号電力が大きい方が白色雑音の影響を軽減できるため，最外殻点である A 点

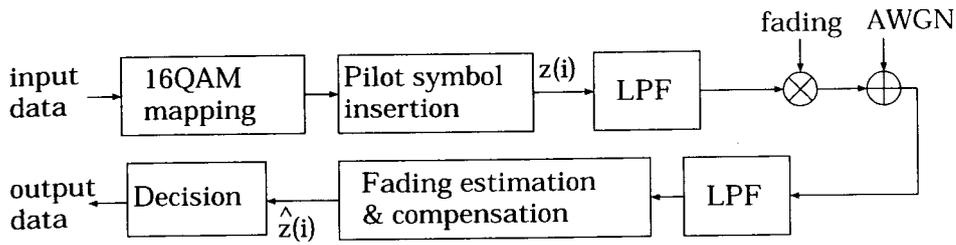


図 3.3: システム構成図

とした。

### 3.2.2 システムモデル

図 3.3 に本章で用いられる等価低域系のシステムブロック構成を示す。送信データは 4 ビット毎に 16QAM 信号点にマッピングされる。次にパイロットシンボルが定期的に挿入され、LPF により帯域制限された後送信される。そして、無線通信伝搬路においてフェージングによりひずみが生じ、AWGN の雑音加わる。受信側では LPF によって再び帯域制限され、受信パイロットシンボルによりフレームの先頭部分のフェージングが計算される。これを用いて受信系列全体のフェージング推定、補償が行われたあと復調され、受信データが得られる。

帯域制限後の受信信号は

$$r(t) = c(t)s(t) + n(t) \quad (3.2)$$

なる複素ベクトルになる。ただし  $c(t)$  はフェージングと周波数オフセットを含む伝搬路ひずみ、 $n(t)$  は分散が  $\sigma^2$  で与えられる等価低域ガウス雑音、 $s(t)$  は

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} z(i)p(t - iT_s) \quad (3.3)$$

なる信号である。ただし  $z(i)$  はパイロットシンボルを含む 16QAM の  $i$  番目の信号点で、 $p(t)$  は

$$p(t) = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s} \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t/T_s)}{1 - (2\alpha t/T_s)^2} \quad (3.4)$$

で与えられるロールオフ率  $\alpha$  のレイズドコサインロールオフフィルタのインパルス応答である。図 3.3 の LPF は  $\alpha = 0.5$  の送受側でルート配分されたロールオフ

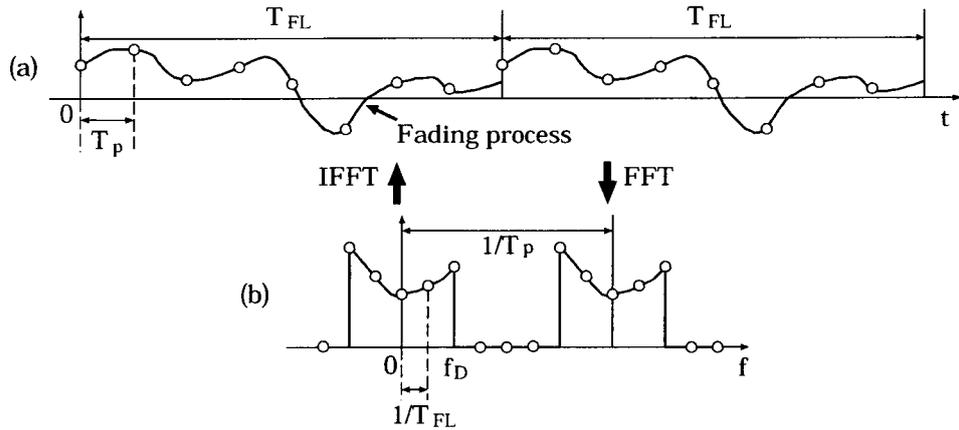


図 3.4: 周期的なフェージング系列とその周波数スペクトル

フィルタとする。また，考察を簡単にするために以降では受信側のクロック同期，フレーム同期は完全であるものと仮定する。

受信側 LPF を通りサンプリングされた後の系列は

$$r(i) = c(i)s(i) + n(i) \quad (3.5)$$

という離散値になる。同期が完全である場合上式の  $s(i)$  は， $s(i) = z(i)$  となる。フェージングの推定値を  $\hat{c}(i)$ ，フェージング補償後の受信シンボルを  $\hat{z}(i)$  とおくと，

$$\hat{z}(i) = \frac{c(i)z(i) + n(i)}{\hat{c}(i)} \quad (3.6)$$

となり， $\hat{z}(i)$  を図 3.2 の 16QAM 信号点を用いて判別することによって受信データを得る。

### 3.2.3 FFT を用いたフェージング推定

図 3.4, 3.5 は提案方式の原理を示した図である。図 3.4 (a) は  $T_{FL}$  秒毎に繰り返された周期的なフェージング系列の複素包絡線変動を表したもので，同図 (b) はその周波数スペクトルである。本手法ではフェージング推定に離散フーリエ変換が用いられているため，推定するフェージングの時系列，周波数系列とも図 3.4 のように一定の区間で区切られた周期的な系列になる。このフェージング系列において，ナイキスト条件は  $f_D T_p \leq 1/2$  という式で表されるが，この条件が満たされる場合図 3.4 (b) のスペクトル内にフェージングのすべての成分が含まれて

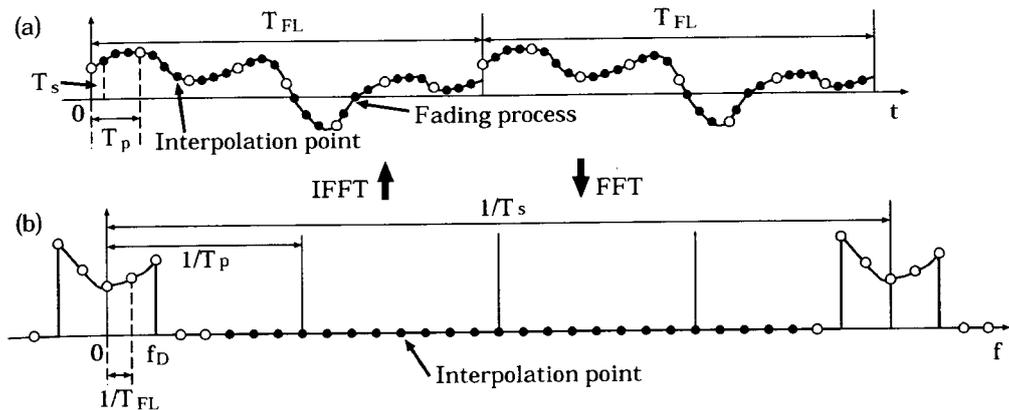


図 3.5: 周波数領域に 0 を挿入したフェージングスペクトルとその時系列

いることになる。そのため理論的には、図 3.4 (b) の繰り返しスペクトルの間に 0 成分の点が存在することになる。そこでフェージング系列の補間を行うために、この周波数領域の 0 成分の間に 0 シンボルを挿入する。図 3.5 (b) にその結果を示す。この系列を IFFT (Inverse fast Fourier transform) により時間領域に戻すことによって、図 3.5 (a) に示すような補間されたフェージング系列を得る。このように、時間領域におけるフェージング系列の補間が周波数領域での 0 挿入で行えるため、非常に簡単に実行できる。

以上の操作をブロック図で示したものが、図 3.6 である。図 3.7 に、図 3.6 の計算で用いられるフレームの構造を示す。図のように  $2N_p$  点の受信パイロットシンボルを用いて、中央部分の  $N_p$  フレームのフェージングを推定する。 $2N_p$  点の複素フェージング包絡線変動  $g(l) (l = 0, 1, \dots, 2N_p - 1)$  は、受信パイロットシンボル  $r(l)$ 、図 3.2 の  $z_p$  を用いて

$$g(l) = \frac{r(l)}{z_p} \quad (3.7)$$

で表される。

次に  $g(l)$  を周波数領域の値に変換しスペクトルを求める。この計算には FFT を用い、また後ほど IFFT も用いる。そのため窓関数の乗算を推定システムに組み込むことは有効である。この操作によって、計算区間外のスペクトルを減少させエリヤス効果の影響を軽減させることができ、フェージング推定の精度が上がる。窓関数の種類にはさまざまなものがあるので、以下のようにいくつかのものを適用し、比較を行った。

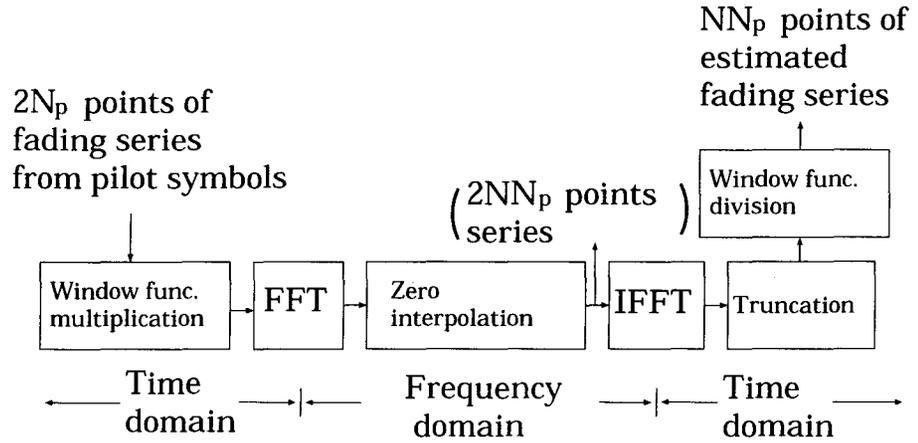


図 3.6: フェージング推定部

1. Hanning 窓関数

$$w_l^{(H)} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \left( \frac{\pi l}{N_p} \right) \right] \quad (3.8)$$

2. Parzen 窓関数

$$w_l^{(P)} = 1 - \left| \frac{2l - N_p + 1}{N_p + 1} \right| \quad (3.9)$$

3. Welch 窓関数

$$w_l^{(W)} = 1 - \left( \frac{2l - N_p + 1}{N_p + 1} \right)^2 \quad (3.10)$$

$g(l)$  に対し, この窓関数を

$$g_1(l) = g(l)w_l, (l = 0, 1, \dots, 2N_p - 1) \quad (3.11)$$

として乗算した後, FFT を用いて以下のように周波数領域の値を計算する.

$$G_1(n) = \sum_{l=0}^{2N_p-1} g_1(l) \exp\left(-\frac{j\pi nl}{N_p}\right) \quad (3.12)$$

$$(n = 0, 1, \dots, 2N_p - 1)$$

なお式 (3.12) は単なる離散順フーリエ変換の式であるが, 実際の計算には計算量削減のため FFT を用いる.

$G_1(n)$  は式 (3.1) が成り立つ範囲ではフェージングのすべての成分を含んでいることになり,  $n = N_p$  付近で理論的には  $G_1(n) = 0$ , 実際にも  $G_1(n) \simeq 0$  とな

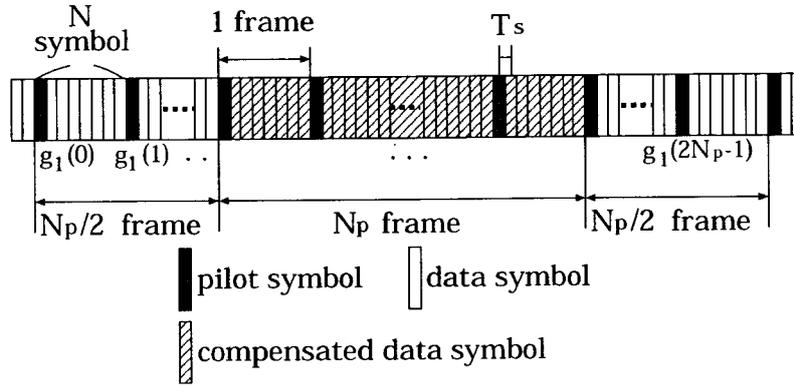


図 3.7: フェージング推定計算のためのフレーム構成

る。そこで、以下のような0挿入により  $2N_p$  点から  $2NN_p$  点へ補間を行うことができる。

$$G'_1(m) = \begin{cases} NG_1(m); & [0 \leq m \leq N_p - 1] \\ 0; & [N_p \leq m \leq N_p(2N - 1) - 1] \\ NG_1(m - 2N_p\{N - 1\}); & [N_p(2N - 1) \leq m \leq 2N_pN - 1] \end{cases} \quad (3.13)$$

先に述べたように、この周波数領域の0挿入は時間領域におけるパイロットシンボル間の系列補間に等しい。そのためこの方式において補間に必要な操作はこの0挿入のみとなり、簡単に行えることがわかる。

時間領域の値は、 $G'_1(m)$  に対し

$$g'_1(k) = \frac{1}{2NN_p} \sum_{m=0}^{2NN_p-1} G'_1(m) \exp\left(\frac{j\pi mk}{NN_p}\right) \quad (3.14)$$

$(k = 0, 1, \dots, 2NN_p - 1)$

なるIFFTを施すことによって得られる。順変換と同様、式(3.14)も単なる離散逆フーリエ変換の式であるが、計算時間の短縮のため実際の計算にはIFFTを用いる。そして得られた  $g'_1(k)$  に対し、エリアス効果の影響をさらに軽減させるために系列の切り捨てを行う。通常エリアス効果は計算区間の両端により強いリップルを発生させるため、その両端部分を切り捨てることにする。またこれは窓関数の除去という点からも都合がよい。すなわち、式(3.11)でFFTを行う前に窓

関数を乗算したため IFFT 後の  $g'_1(k)$  から窓関数を除算する必要があるが、窓関数の両端の値は通常 0 であるため除算が行えない。これらの理由から、得られた  $g'_1(k)$  の中央の  $NN_p$  点 ( $NN_p/2 \leq k \leq 3NN_p/2 - 1$ ) のみを推定結果として採用することにし、以下のように窓関数を除算することによって推定フェージング係数が得られる。

$$\hat{c}(k) = \frac{g'_1(k + NN_p/2)}{w'_{k+NN_p/2}} \quad (3.15)$$

$$(k = 0, 1, \dots, NN_p - 1)$$

ただし  $w'_k$  は式 (3.8) - (3.10) と同じ窓関数で、点の数のみが異なる。これは  $g'_1(k)$  が 0 挿入された補間後の系列であるからである。

(a') Hanning 窓関数

$$w_k^{(H)'} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \left( \frac{\pi k}{NN_p} \right) \right] \quad (3.16)$$

(b') Parzen 窓関数

$$w_k^{(P)'} = 1 - \left| \frac{2k - NN_p + 1}{NN_p + 1} \right| \quad (3.17)$$

(c') Welch 窓関数

$$w_k^{(W)'} = 1 - \left( \frac{2k - NN_p + 1}{NN_p + 1} \right)^2 \quad (3.18)$$

ただし式 (3.16) - (3.18) において、 $NN_p/2 \leq k \leq 3NN_p/2 - 1$  である。

また計算に FFT, IFFT を用いることから、 $N$  と  $N_p$  は 2 のべき乗とする。

### 3.3 AWGN 環境下でのビット誤り率特性

本節では、AWGN 環境下における提案方式の理論的なビット誤り率特性について検討する。AWGN 下での、KG 割り当て 16QAM の同期検波時の理論的な BEI は

$$P_{\text{bnon}}(\gamma_0) = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\gamma}{10}} \right) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2 \left( \sqrt{\frac{\gamma}{10}} \right) \quad (3.19)$$

で与えられる<sup>11)</sup>。ただし  $\gamma$  は C/N である。PSAM ではパイロットシンボル挿入による信号電力効率の低下から、固定的な劣化が生じる。この劣化は提案方式では

$$D_1 = 10 \log \left( \frac{N}{N-1} \right) \quad \text{dB} \quad (3.20)$$

なる式で与えられる。さらに、フェージングの推定誤差から生じる劣化量  $D_2$  がある。これは受信パイロットシンボルが雑音成分を含んでいるため補間時にフェージングの推定誤差が生じ、それを原因として生じる劣化である。初めに補間前と補間後の受信信号電力について比較してみた。式 (3.6) から、フェージング補償後のパイロットシンボルは

$$g(l) = c(l) + \frac{n(l)}{z_p} \quad (3.21)$$

で表される。ここで  $n(l)$  は平均値 0、分散  $\sigma^2$  の複素ガウス雑音である。 $g(l)$  の平均雑音電力は  $\sigma^2/|z_p|^2$  となる。また式 (3.8) - (3.10), (3.16) - (3.18) において受信信号に対し窓関数の演算を行ったが、これらは  $g(l)$ ,  $\sigma^2$  の電力に影響を及ぼさないため、窓関数の演算についてはその影響を無視することができる。同様に補間後の系列の切捨ても、 $g(l)$  の信号対雑音電力比に影響を与えないため無視することができる。

またパーセバルの定理より、以下の等号を得る。

$$\sum_{l=0}^{2N_p-1} |g_1(l)|^2 = \frac{1}{2N_p} \sum_{n=0}^{2N_p-1} |G_1(n)|^2 \quad (3.22)$$

$$\sum_{k=0}^{2NN_p-1} |g'_1(k)|^2 = \frac{1}{2NN_p} \sum_{m=0}^{2NN_p-1} |G'_1(m)|^2 \quad (3.23)$$

そして式 (3.13) より、電力スペクトルに対し

$$\sum_{m=0}^{2NN_p-1} |G'_1(m)|^2 = N \sum_{n=0}^{2N_p-1} |G_1(n)|^2 N \quad (3.24)$$

の関係を得る。よって式 (3.22) - (3.24) より

$$\sum_{k=0}^{2NN_p-1} |g'_1(k)|^2 = \sum_{l=0}^{2N_p-1} |g_1(l)|^2 N \quad (3.25)$$

となる。式 (3.25) は補間前と補間後で受信フェージング信号の電力が変化しないことを示している。

次に、推定フェージング系列  $\hat{c}(k)$  を

$$\hat{c}(k) = c'(k) + n'_1(k) \quad (3.26)$$

としてみる。ただし  $c'(k)$  は受信パイロットシンボルが AWGN を含むことから生じる雑音ではなく、補間方法そのものから生じる誤差を含む。そして  $n'_1(k)$  を受信

パイロットシンボルが含む AWGN によって引き起こされる誤差成分とし、その分散を  $\sigma_1'^2$  とする。すると式 (3.6) より

$$\hat{z}(k) = \frac{c(k)z(k) + n(k)}{c'(k) + n_1'(k)} \quad (3.27)$$

なる関係が得られる。このとき補間の精度が完全である場合は、 $c'(k) = c(k)$  となる。AWGN 環境下ではフェージング系列は  $c(k) = 1$  となり、理論的には  $c'(k) = c(k) = 1$  となる。補間前後で信号の電力は変化しないため、式 (3.21) の雑音電力は式 (3.26) のものと等しい。よって雑音  $n_1'(k)$  の電力は  $\sigma_1'^2 = \sigma^2/|z_p|^2$  となる。式 (3.27) を用いると受信信号は以下のように表記できる<sup>3)</sup>。

$$\begin{aligned} \hat{z}(k) &= \frac{z(k) + n(k)}{1 + n_1'(k)} \\ &\simeq z(k) + \{n(k) - z(k)n_1'(k)\} \end{aligned} \quad (3.28)$$

雑音電力は  $\sigma_z^2$  を  $z(k)$  の電力としたとき、 $\sigma^2(1 + \sigma_z^2/|z_p|^2)$  と表せる。よって  $D_2$  は

$$D_2 = 10 \log \left( 1 + \frac{\sigma_z^2}{|z_p|^2} \right) \quad \text{dB} \quad (3.29)$$

となる。

各 16QAM 信号点の生成確率がすべて等しいと仮定すると、分散の値は  $\sigma_z^2/|z_p|^2 = 5/9$  となり、 $\sigma_z^2 = 1$  と正規化した場合  $|z_p|^2 = 9/5$  で  $D_2$  は約 1.92 dB となる。また  $N = 16$  のとき  $D_1$  は約 0.28 dB で、全劣化量は約 2.2 dB となる。

図 3.8 は AWGN 環境下における、提案方式の計算機シミュレーション結果である。ただし  $N = 16$ ,  $N_p = 16$ ,  $T_s = 1/16k$  s である。図の結果は上で導出した理論的固定劣化量 2.2 dB とほぼ等しい。また 3 つの窓関数による違いはほとんど無かった。なお図中の矩形関数 (Rectangle func.) というのは、窓関数を適用しない場合の結果である。

### 3.4 レイリーフェージング環境下でのビット誤り率特性

本節では、いくつかのレイリーフェージング環境下でのビット誤り率特性について検討する。提案方式の主要な条件は式 (3.1) であるので、主なパラメータは  $N$ ,  $N_p$ ,  $f_D T_s$  であることが分かる。これらの値を変えることによって、さまざまなフェージング環境に適用することができる。

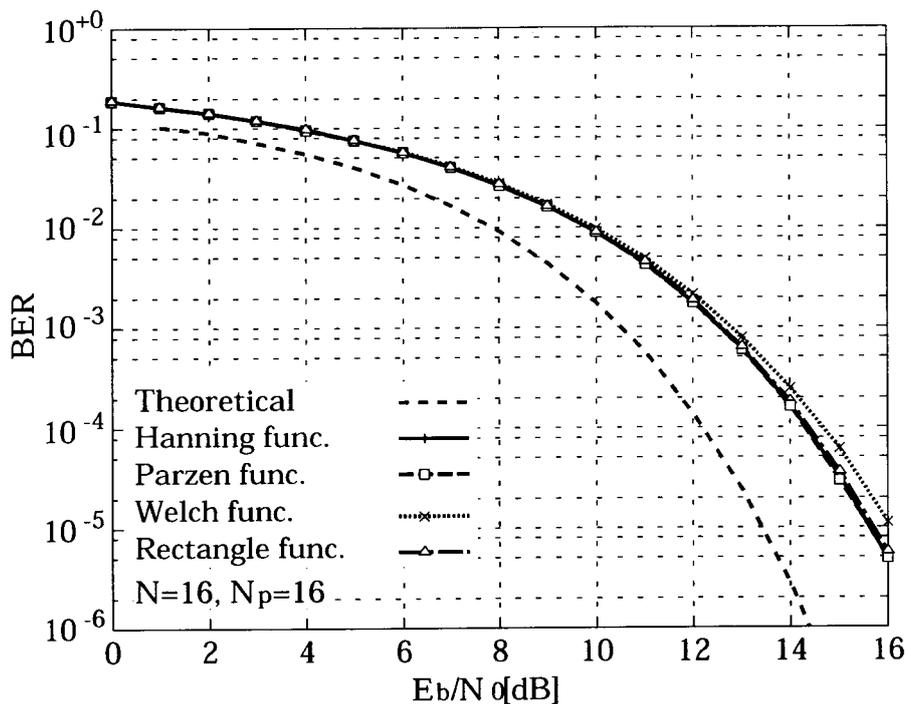


図 3.8: 提案方式の AWGN 環境下におけるビット誤り率

### 3.4.1 窓関数の選択

窓関数の種類による推定精度を比較するため、フェージングの速さに対する BER を計算した。シミュレーション条件は  $N = 16$ ,  $N_p = 16$ ,  $E_b/N_0 = 40$  dB とし、受信信号に周波数オフセットは含まれないものとした。図 3.9 が結果である。式 (3.1) の条件式より  $f_D T_s = 1/32$  が推定可能な限界となり、この条件は  $T_s = 1/16k$  s のとき  $f_D = 500$  Hz となる。また図中のガウス関数は 2 次のガウス関数を用いた既存の補間方式である<sup>3)</sup>。比較的速いフェージングの領域では、提案方式は既存の方式に比べて大きく特性が改善されている。ただし提案方式は、フェージング推定により多くのパイロットシンボルを必要とする。つまり一度の計算に  $2NN_p$  点が必要であるため  $N$  や  $N_p$  が大きい場合、より大きな記憶領域が必要となり、さらに計算遅延も大きくなってしまふ。これに対し既存の 2 次ガウス関数補間方式は  $(2N + 1)$  シンボルしか必要としないので、この点については注意を要する。しかし、 $N = 16$ ,  $N_p = 16$ ,  $T_s = 1/16k$  s のパラメータでは  $NN_p = 256$  であり、その蓄積時間は単に 16 ns である。それにも関わらず図 3.9 のようにフェージ

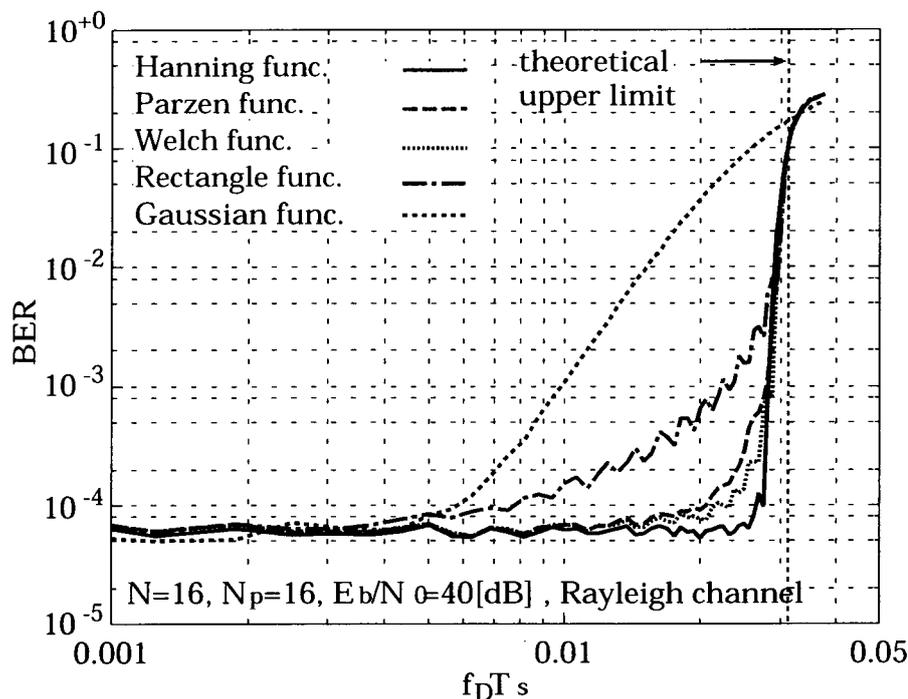


図 3.9: フェージングの速さに対するビット誤り率

ング速さの理論的上界近くまでのフェージングを精度よく推定しており、際だった改善が得られるため本方式は有効であると考えられる。

次に図 3.9 を用いて窓関数について比較を行うと、あまり BER 特性に差はないことが分かる。しかしその中ではハニング窓の特性が最もよいため、以降ではハニング窓を用いることにする。

### 3.4.2 比較的速いフェージング環境下でのビット誤り率特性

レイリーフェージング環境下における 16QAM の理論的な BER 特性は、

$$P_{\text{bray}}(\gamma) = \int_0^{\infty} \frac{4}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma_1}{\gamma}\right) P_{\text{bnon}}(\gamma_1) d\gamma_1 \quad (3.30)$$

ただし  $\gamma$  は C/N であり、 $P_{\text{bnon}}(\cdot)$  は式 (3.19) で与えられる<sup>3, 11)</sup>。図 3.10 は  $f_D T_s = 1/40 = 0.025$  とした比較的速いフェージング環境下での BER 特性を計算したものである。この条件は  $f_D T_s = 1/32 = 0.03125$  の理論的限界に近いいため速いフェージングといえるが、ハニング窓関数を適用した提案方式の結果は、 $E_b/N_0$  の大きな

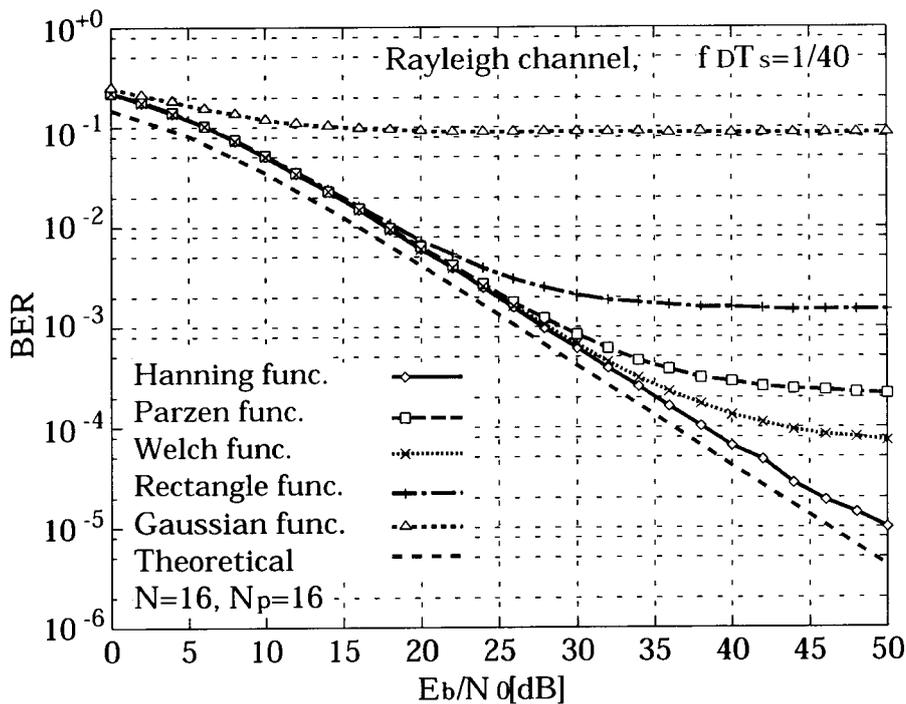


図 3.10: 比較的速いフェージング環境下でのビット誤り率特性

領域でもエラーフロアが生じておらず、精度の高い補償を行っていることが分かる。理論曲線からの劣化はパイロットシンボルを挿入することから生じる  $D_1$  と、フェージングの推定誤差から生じる  $D_2$  である。提案方式においては次のように生じる。フェージングが非常に速くなった場合、式 (3.12)  $G_1(n)$  の範囲の外側に電力スペクトル成分が生じ、実際には 0 でない点の間に 0 シンボルが挿入される。よって式 (3.1) の限界近くでは、推定精度が急激に悪くなってしまう。

しかし図 3.10 においては、理論曲線からの劣化はおよそ 2.2 dB であり、図 3.8 のガウス雑音の場合と同じである。よって比較的速いフェージング環境下においてもフェージングの推定値は  $c'(k) \simeq c(k)$  といえ、提案方式は精度よく推定しているといえる。

図 3.11 は  $E_b/N_0 = 40$  dB,  $N = 16$  とした場合のフェージング推定に用いるフレーム数  $N_p$  と BER の関係を示したものである。  $N_p$  が  $2^4 = 16$  以上では、  $f_D T_s = 1/40$  の速いフェージングにおいても特性がほぼ同じであるので、  $N_p = 16$  程度で十分だと考えられる。よって以降では  $N_p = 16$  とする。

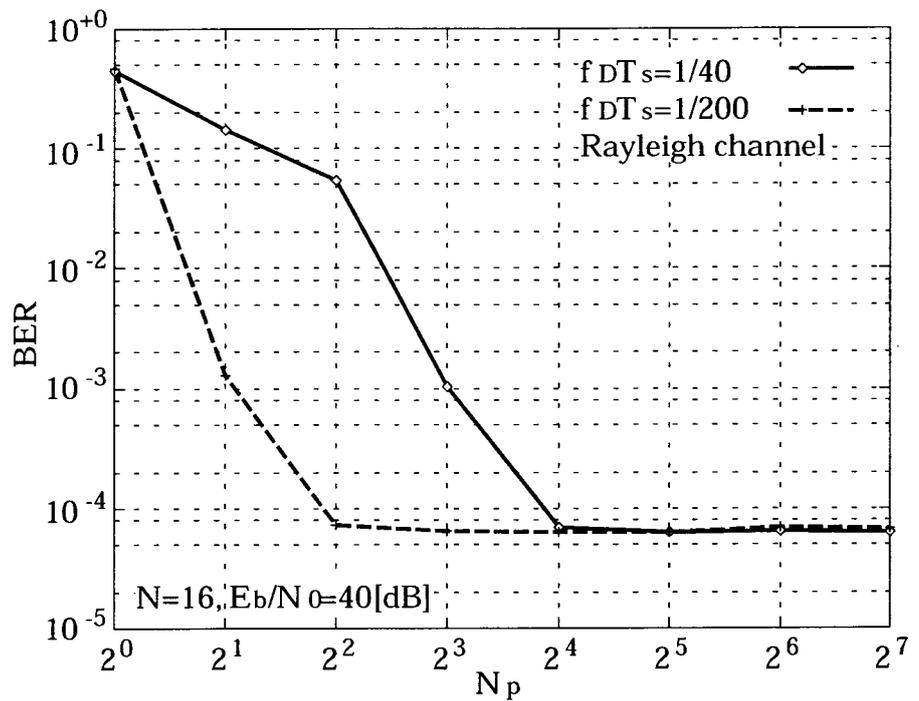


図 3.11: 計算フレーム数  $N_p$  とビット誤り率の関係

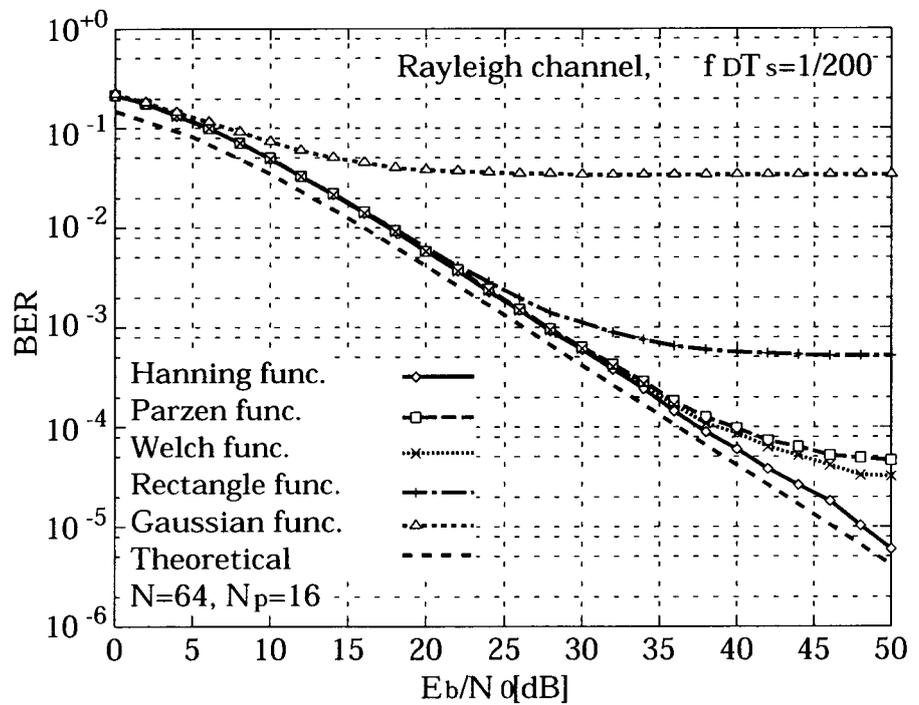


図 3.12: 比較的遅いフェージング環境下でのビット誤り率特性

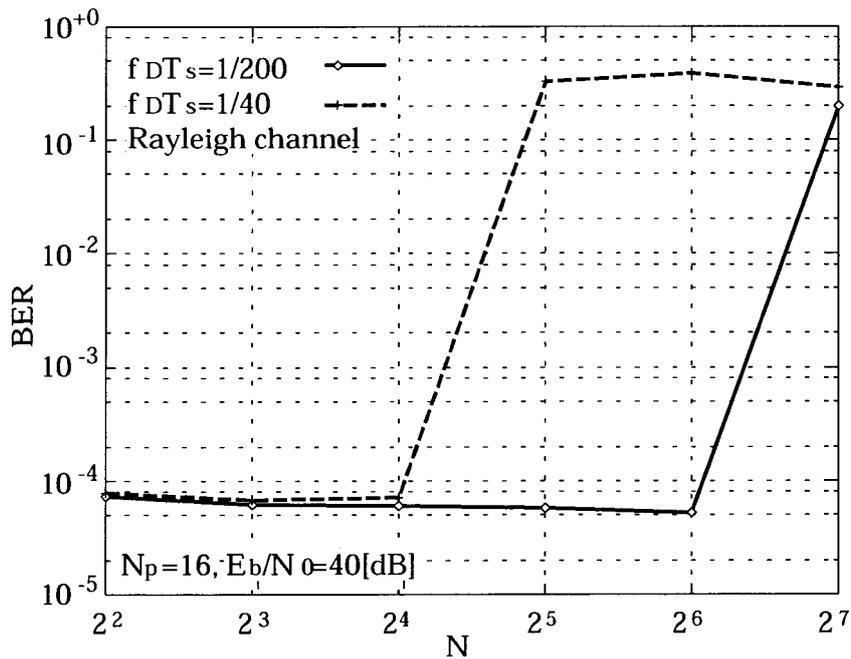


図 3.13: フレーム長  $N$  に対するビット誤り率特性

### 3.4.3 比較的遅いフェージング環境下でのビット誤り率特性

次に比較的遅いフェージング環境下での特性を検討した。  $f_D T_s = 1/200 = 0.005$  とすると式 (3.1) より  $N \leq 100$  となるので、  $N = 2^6 = 64$  とパイロットシンボル間隔を大きく取り、その場合の BER を計算した。結果が図 3.12 である。

提案方式の固定劣化量の理論値は式 (3.20), (3.29) より約 1.99 dB となる。計算結果から提案方式は正確に補償を行っており、固定劣化量は理論値とほぼ同じであることが分かる。もし遅いフェージングのみを考慮すればよいシステムを構築する場合には、本例のようにパイロットシンボルの間隔を広げることができる。ただし 1 フレームの大きさが大きくなるため、記憶容量と計算遅延が大きくなる点に注意を要する。

図 3.13 はパイロットシンボル間隔  $N$  に対する BER を計算したものである。パラメータ  $f_D T_s$  に対し  $N$  の理論的限界点は、式 (3.1) より  $f_D T_s = 1/40$  のとき  $N \leq 20$ ,  $f_D T_s = 1/200$  のとき  $N \leq 100$  である。図より、この範囲を越えると BER は急速に悪くなるが、範囲内では  $N$  の値に関わらずよい精度で補償が行われていることが分かる。よってシステム上である程度フェージングの速さが判れ

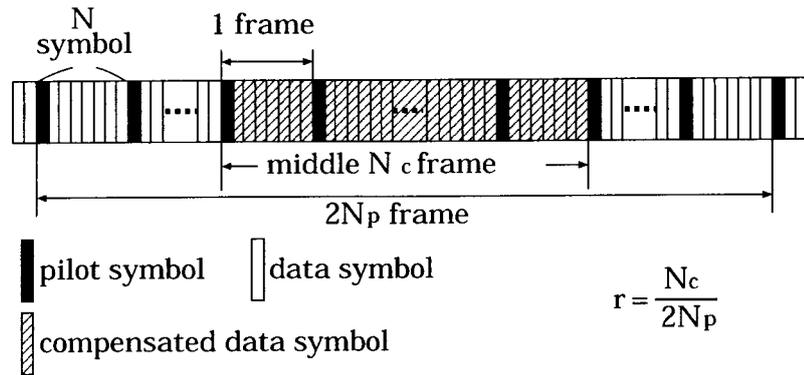


図 3.14: 1 度に補償するフレームの比率  $r$

ば、パイロットシンボル間隔をできるだけ大きくとることができ式 (3.20) の劣  $D_1$  を低くすることができる。

### 3.4.4 $2N_p$ フレームに対する補償フレーム比率の検討

前節までは図 3.7のように、 $2N_p$  点のフェージング系列つまり  $2N_p$  フレームら、その  $1/2$  に当たる中央の  $N_p$  フレームを補償していた。これはエリアス効果の影響低減と窓関数の 0 除算回避が理由であったが、その分計算量が増大することになる。そこで計算効率を高めるために、本節ではこの補償フレーム比を上げることが検討される。ただしその比率は 1 未満である。なぜなら 1 の場合は窓関数の 0 除算が行われてしまうからである。

図 3.14において  $r$  を

$$r = \frac{N_c}{2N_p} \quad (3.3)$$

とおき、さまざまな  $r$  について推定精度を比較した。

図 3.15は  $E_b/N_0 = 40$  dB としたときの、フレーム比率  $r$  に対する BER の算結果である。図によると  $r$  が大きくなるにつれ BER は悪くなっており、特  $f_D T_s = 1/40$  でその傾向が顕著である。これはエリアス効果の影響による劣化ある。先に述べたが、エリアス効果は計算区間の両端点により影響を与える。のため  $r$  が大きくなると両端付近の点がフェージング推定に利用されるため、化として表れる。加えて、大きな  $r$  に対しては窓関数の端点付近の小さな値をいて式 (3.15) の除算を行うため、ガウス雑音の影響が相対的に大きくなり、劣

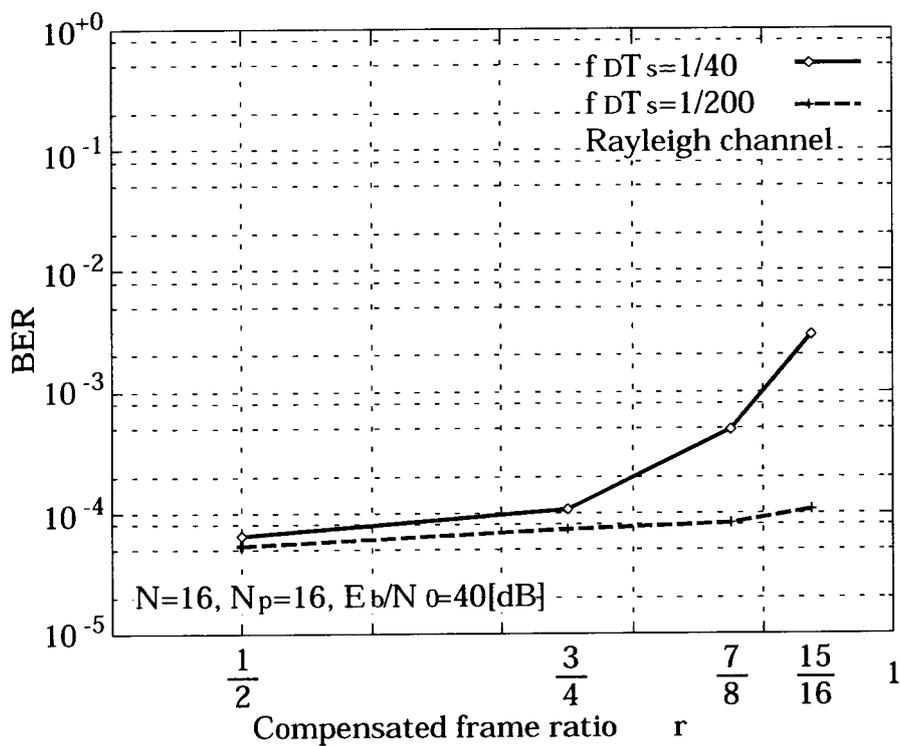


図 3.15: 補償フレーム比率  $r$  に対するビット誤り率特性

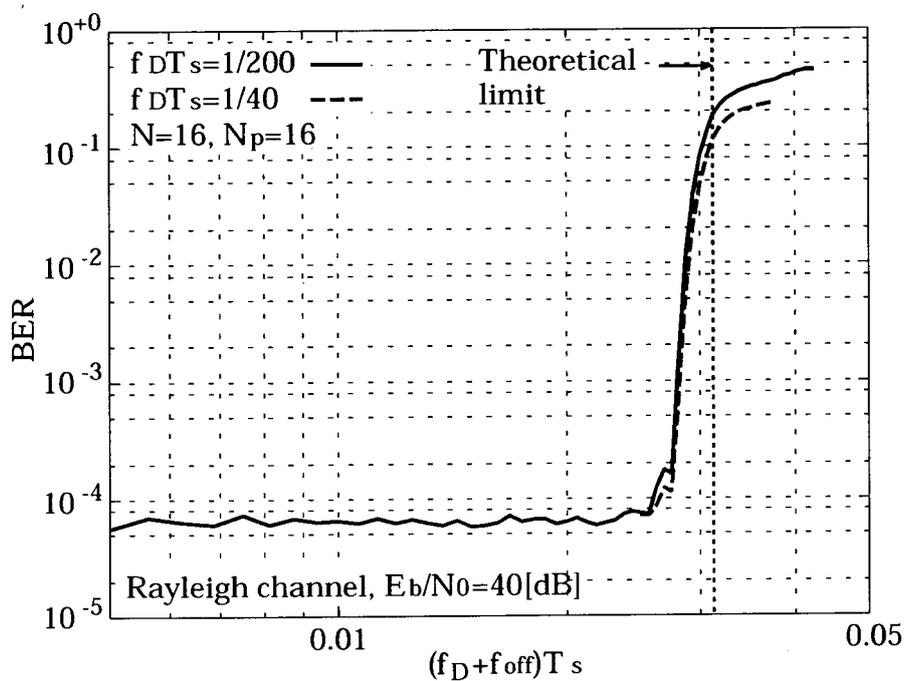


図 3.16:  $(f_D + f_{\text{off}})T_s$  に対するビット誤り率特性

が生じる。

しかし計算結果を見ると、特に  $f_D T_s = 1/200$  程度の遅いフェージングの場合、 $r = 7/8$  程度までは大きくしてもよいと考えられ、計算量の削減を行うことができる。以降の計算では再び  $r = 1/2$  とする。

### 3.4.5 周波数オフセットが生じる場合のビット誤り率特性

次に、フェージング環境下において受信波が周波数オフセットを含む場合の提案方式の特性について検討した。周波数オフセットを含むフェージングの受信波電力スペクトルは、 $f_{\text{off}}$  を受信周波数オフセットとしたとき式 (2.17) で表される。この式より、周波数移動した受信波のスペクトルがナイキスト条件を満たしていれば推定可能であるということが分かる。これを式 (3.1) と同様にサンプリング定理の形で表すと

$$(f_D + f_{\text{off}})T_s \leq \frac{1}{2N} \quad (3.32)$$

となる。図 3.16 は  $E_b/N_0 = 40$  dB としたときの  $(f_D + f_{\text{off}})T_s$  に対する BER 特性を計算した結果である。当然のことながら、BER の傾向は図 3.9 にほぼ等しく、式 (3.32) の範囲内においては限界値近くまで高い精度での補償が行われていることが分かる。また式 (3.32) の範囲内においては、 $f_{\text{off}}$  の値に関わらず BER は一定である。式から明らかなように補償可能な  $f_{\text{off}}$  の範囲は  $f_D$  に依存し、 $f_D$  が小さければ広く、 $f_D$  が大きければ狭くなる。図の例では BER =  $10^{-4}$  において、 $f_D T_s = 1/200$  のとき  $f_{\text{off}}$  は 340 Hz が許容範囲、 $f_D T_s = 1/40$  のときは 20 Hz となる。ここで、 $f_D T_s = 1/200$ 、 $f_{\text{off}} = 240$  Hz としたときの  $E_b/N_0$  に対する BER 特性を計算した。結果が図 3.17 である。このように提案方式はナイキスト条件の範囲内であれば、フェージングと周波数オフセットを含んでも精度よく推定、補償を行えることが示された。

## 3.5 フェージング及び周波数オフセットの同時推定補償方式

前節でも見たように移動無線通信環境では、受信波形がフェージングひずみを受けると同時に周波数オフセットを含む場合が珍しくない。3.4.5 では提案したフェージング補償方式自身の周波数オフセット補償能力を計算機シミュレーションに

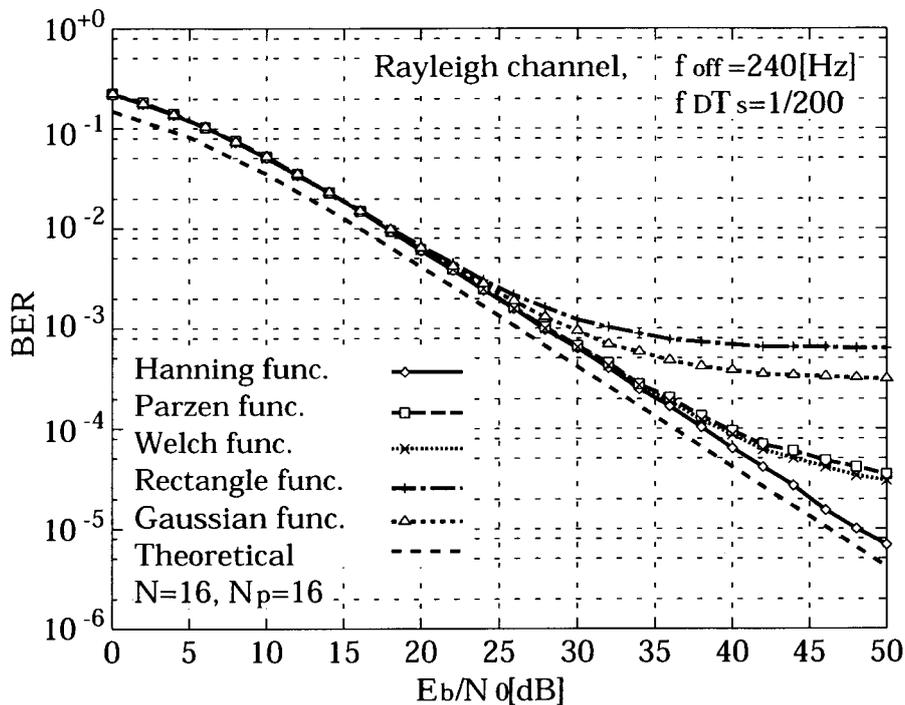


図 3.17: フェージングと周波数オフセットが発生する通信路におけるビット誤り率特性

よって明らかにしたが、訂正可能範囲は  $f_D$  に依存しその範囲内での補償精度はよいものの、フェージングが速いときには補償可能範囲が狭まってしまう。

そこで本節では高速移動通信や準同期検波が誤差を含む場合を想定し、パイロットシンボルを用いたフェージング及び周波数オフセット補償方式について検討する。この方法では図 3.6 の推定部のシステムを一部変更し、フェージングと周波数オフセットを同時に推定、補償する。また送信側のパイロットシンボルは前節までのフェージング補償方式のものと同一であり、追加のパイロットシンボルなどは用いずに、すなわち伝送レートを下げずに、精度よく推定、補償を行うことができる。受信側では周波数オフセットを算出するために、まず簡易な構成の周波数オフセット推定器を用い受信系列から大まかな周波数オフセットを計算する。その値を FFT を用いたフェージング推定部に入力することにより、フェージングと周波数オフセットを含む歪み系列を推定する。その結果速いフェージング及び大きい周波数オフセットを精度よく補償するシステムを実現することができる。さ

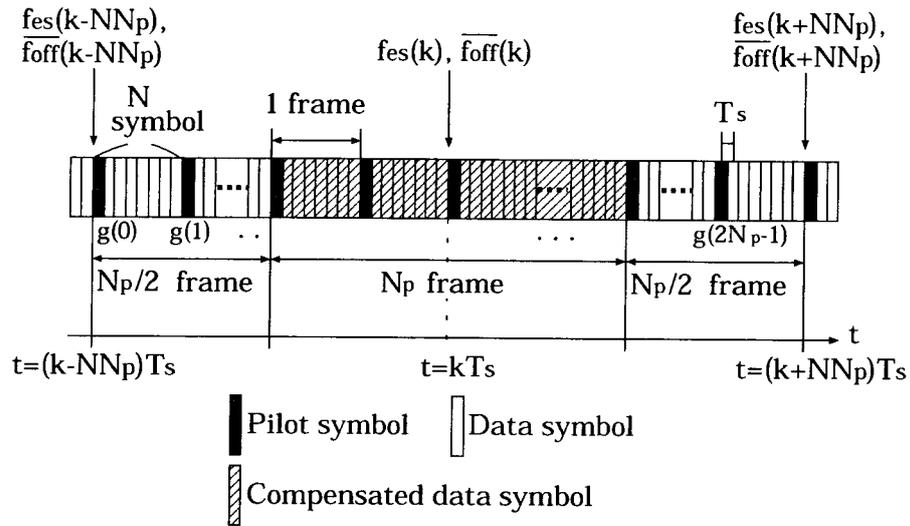


図 3.18: フレーム構成

らに本手法は変調方式に依存しないので、様々な伝送システムに適用可能であると考えられる。

周波数オフセットの推定についても過去に多くの研究がなされ優れた方式が数多く存在する<sup>12, 13, 14, 15, 16)</sup>が、本手法では大まかな値さえあればシステム全体では精度のよい補償が行えるため、簡単な原理の周波数オフセット推定器を用いる。本システムではこの推定器を受信器において開ループで用いるため、周波数オフセットが大きくなると受信信号スペクトルが受信側のLPFの肩まで移動し、大きな信号劣化を生じてしまう。そのため周波数オフセットの補償範囲はこのLPFによって制限されることになる。

以下ではまず提案方式について述べ、補償範囲について検討を行い、計算機シミュレーションによって伝送特性を評価する。

### 3.5.1 システムモデル

図 3.18 にフレーム構成を示す。パイロットシンボルの構成は図 3.7 と同じであり、 $f_{es}(\cdot)$  と  $\overline{f_{off}}(\cdot)$  は後述する周波数オフセット簡易推定のタイミングを表している。

図 3.19 に周波数オフセットを補償する構成のシステムブロック図を示す。送信側ではまず送信データがマッピングされる。そしてパイロットシンボルが挿入され、図 3.18 のようなフレームが構成された後フィルタリングされ、変調、送信さ

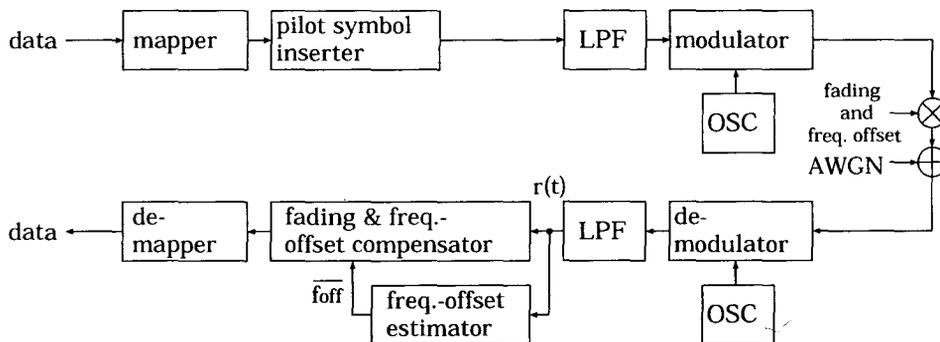


図 3.19: システムブロック図

れる。図中の OSC は基準信号発生器である。送受信側の LPF はルート配分されたコサインロールオフフィルタとする。伝搬路では、フェージング、移動局の移動により生じる周波数オフセット、ガウス雑音により歪みを受ける。なお受信器の準同期検波の際に生じる周波数オフセットもこの中に含まれるものとする。この周波数オフセットを含むフラットフェージングの歪みは、式 (2.17) の正規化電力スペクトルで表される。受信側では信号は復調後 LPF を通り、まず簡易周波数オフセット推定器により受信スペクトルから大まかな周波数オフセットが見積もられる。次に受信パイロットシンボル系列と推定周波数オフセット値から伝搬路歪みが推定され、除去される。そしてデマッピングにより判定され、復号が行われる。このように受信パイロットシンボルからフェージングと周波数オフセットを同時に推定、補償するため、比較的簡易なフレーム構成及びシステム構成で実現され得る。

### 3.5.2 簡易周波数推定器

図 3.19 のように本システムでは事前の周波数オフセット推定値を必要とする。周波数オフセット推定については精度の高い優れた方法が多数存在するが、本システムでは後述するフェージング推定補償部がある程度の範囲の周波数オフセットも同時に推定するため、簡易周波数オフセット推定器の精度はあまり高くなくてよい。そこで変調方式にほとんど依存しない、簡単な原理の方法を採用する。図 3.20 に受信信号の大まかな中心周波数を出力する推定器のブロック図を示す。図 3.18 に示すように、フェージング推定及び補償は  $N_p$  フレーム単位で行うので、

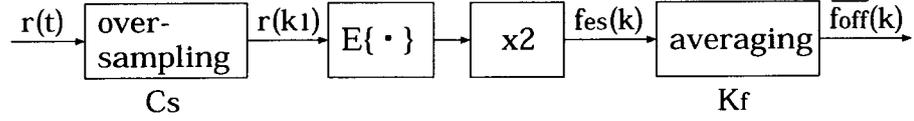


図 3.20: 簡易周波数オフセット推定器

周波数オフセット推定値も図のように  $N_p$  フレーム毎に計算する. まず推定範囲を広げるために, 受信信号  $r(t)$  に対し  $C_s$  倍のオーバーサンプリングを施し,  $r(k_1)$  を得る. ここで

$$t = k_1 T_s / C_s \quad (3.33)$$

である. そして得られた  $2NN_p C_s$  点の  $r(k_1)$  ( $C_s[k - NN_p] \leq k_1 \leq C_s[k + NN_p] - 1$ ) を用いて,  $f_{es}(k)$  を求める.  $r(k_1)$  に対し FFT を用いて

$$R(n) = \mathcal{F}[r(k_1)] \quad \text{for } n = 0, 1, \dots, 2C_s NN_p - 1 \quad (3.34)$$

のスペクトル系列を求める. この  $R(n)$  系列の中心値を持つ  $n$ , つまり  $R(n)$  を確率密度関数とみなした場合の  $n$  のメディアンを  $f_{es}(k)$  とする. よってメディアンを

$$E\{\mathbf{n}\} = \frac{\sum_{n=0}^{2C_s NN_p - 1} \frac{n - C_s}{2T_s NN_p} |R(n)|}{\sum_{n=0}^{2C_s NN_p - 1} |R(n)|} \quad (3.35)$$

としたとき,  $f_{es}(k)$  は

$$f_{es}(k) = 2E\{\mathbf{n}\} \quad (3.36)$$

となる.

図 3.21 に式 (3.36) の根拠を示す. 図中 LPF は簡単のため矩形つまりロールオフファクターが 0 である場合を示している. 図 3.19 のように受信 LPF の後段で周波数オフセット推定を行うため, 例えば受信  $R(n)$  が図 3.21(a) のようになった場合, それは図 (b) のように送受信器の LPF により両端が削られた結果のスペクトルである. すると実際の周波数オフセット  $f_{es}(k)$  は, 図 3.21 より

$$E\{\mathbf{n}\} = \frac{1}{2} [-1/(2T_s) + \{f_{es}(k) + 1/(2T_s)\}] \quad (3.37)$$

となり, これは式 (3.36) と等価である.  $f_{es}(k)$  の推定可能範囲も図 3.21(b) より得られ,

$$-1/T_s \leq f_{es}(k) \leq 1/T_s \quad (3.38)$$

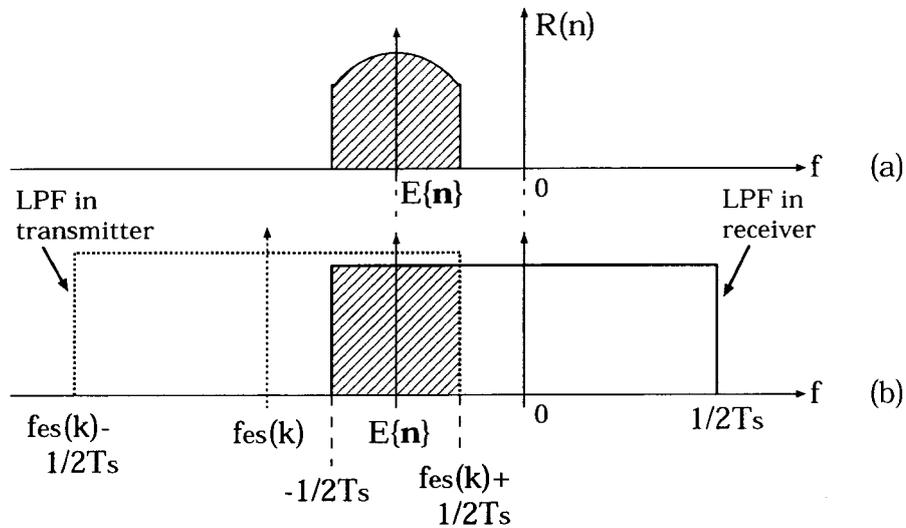


図 3.21:  $E\{n\}$  と  $f_{es}(k)$  の関係

となる。ただし当然ながら、 $r(k_1)$ に含まれる雑音の影響により  $f_{es}(k)$ には誤差が生じ、雑音電力が大きいと  $R(n)$ の雑音レベルが上がり  $|f_{es}(k)|$ が小さくなるため推定精度は下がる。さらに  $f_{es}(k)$ は雑音波形や信号波形によっても影響され値がふらつくため、過去の値を用い

$$\overline{f_{off}}(k) = \frac{1}{K_f} \sum_{i=-K_f+1}^0 f_{es}(k + iNN_p) \quad (3.39)$$

として平均化を行いこれを避ける。ここで  $K_f$ は平均化個数である。この  $\overline{f_{off}}(k)$ を推定オフセット周波数として用いる。また  $f_{es}(\cdot)$ と  $\overline{f_{off}}(\cdot)$ の計算タイミングは図 3.18に示されている。ただし  $\overline{f_{off}}(k)$ の初期推定時には過去の  $f_{es}(\cdot)$ 値が存在しないので、初期  $f_{es}(k)$ を全ての過去値として用いる。結果初期  $\overline{f_{off}}$ 推定値は

$$\overline{f_{off}}(k) = f_{es}(k) \quad (3.40)$$

となる。この方式は単に受信系列のスペクトルの中心を求めているだけなので、計算原理は簡単である。しかし推定精度はあまり高くなく、さらに式 (3.38)の計算帯域内に所望波以外の干渉波スペクトルが存在すると精度はさらに落ちると予想される。そのため以降では干渉波は帯域内に存在しないものと仮定する。しかし精度のトレードオフとして本方式は汎用性が高いといえる。つまり本方式は

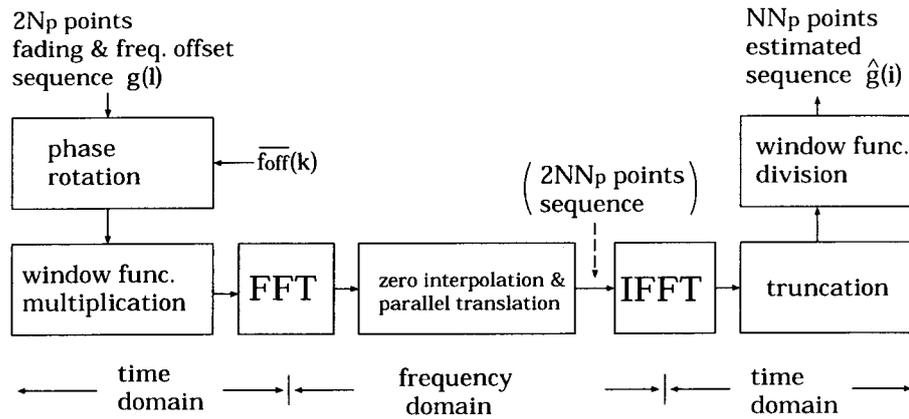


図 3.22: フェージング及び周波数オフセット推定部

変調方式に依存せず，また追加の参照キャリア信号やプリアンプルなども必要としないため，高伝送効率を実現できる．そして後に例で示すように，本システムではこの周波数オフセット推定器でも十分高い精度での補償を行うことができる．そのため本簡易周波数オフセット推定器を用いる．

また図 3.18では  $N_p$  フレーム毎に  $\overline{f_{\text{off}}}(k)$  を算出しているが，実際の周波数オフセットが準同期検波の基準周波数のずれなど固定的な場合は，初期推定 1 回のみで固定してもよい．

### 3.5.3 フェージング及び周波数オフセット推定部

図 3.22にフェージングと周波数オフセット推定部のブロック図を示す．本方式では FFT と IFFT を用い，図 3.18において述べたように， $2N_p$  点の受信パイロットシンボルから  $NN_p$  点の伝搬路歪みを推定する．しかし式 (3.7) で与えられるこの  $2N_p$  点は時間的に間隔のあいた系列のため，FFT を行った際の周波数範囲は

$$-1/(2NT_s) \leq f < 1/(2NT_s) \quad (3.41)$$

と狭くなり，この周波数範囲内のみの歪みしか推定できない．そこで式 (3.41) より大きい周波数オフセットを補償するために， $\overline{f_{\text{off}}}(k)$  を用い以下の位相回転操作により周波数オフセット成分を打ち消し， $g(l)$  のスペクトルを式 (3.41) 内にシフトする．

$$g_0(l) = g(l) \exp(-j2\pi\overline{f_{\text{off}}}(k)lT_s) \quad (3.42)$$

for  $l = 0, 1, \dots, 2N_p - 1$

次にハニング窓関数の乗算を行い，エリアス効果，つまり計算区間外へのスペクトルの漏洩を低減し，フェージングをより高い精度で推定する．得られた  $g_0(l)$  に以下のようにハニング窓関数  $w_l$  を掛ける．

$$g_1(l) = g_0(l)w_l \quad \text{for } l = 0, 1, \dots, 2N_p - 1 \quad (3.43)$$

$$w_l = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \left( \frac{\pi l}{N_p} \right) \right] \quad (3.44)$$

そして  $g_1(l)$  を式 (3.12) の FFT により周波数領域の値に変換する．ここで式 (3.12) は単なる離散フーリエ変換の式であるが，実際には計算時間縮小のため FFT を用いる．図 3.18 のフレーム構成をもつ  $g(l)$  に対しては， $f_D$  Hz をフェージングの最大ドップラー周波数とするとサンプリング定理より，式 (3.1) が成り立てば理論的には元のフェージング系列が完全に復元できることになる．この範囲内においては，式 (3.12) で得られたスペクトルには計算区間内におけるフェージング波形のすべての成分が含まれており， $n = N_p$  付近では  $G_1(n) = 0$  となる．そこで次のように 0 系列を挿入し， $2NN_p$  点系列を得る．

$$G_2(m) = \begin{cases} NG_1(m); & \text{for } 0 \leq m \leq N_p - 1 \\ 0; & \text{for } N_p \leq m \leq N_p(2N - 1) - 1 \\ NG_1(m - 2N_p\{N - 1\}); & \\ & \text{for } N_p(2N - 1) \leq m \leq 2N_pN - 1 \end{cases} \quad (3.45)$$

なお  $G_2(m)$  は

$$G_2(m + 2NN_p r) = G_2(m) \quad \text{for } r = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.46)$$

のような周期性を持つ系列とする．この周波数領域における 0 補間は，時間領域においてはパイロットシンボル間の補間に等しい．このように本方式は周波数領域の 0 挿入のみが必要であるので，時間領域におけるフェージング補間推定方式比べ簡単である．式 (3.42) においてスペクトルの中心周波数を  $\overline{f_{\text{off}}}(k)$  から 0 に移行したので， $G_2(m)$  に対しこれを元に戻す必要がある． $G_2(m)$  は周波数領域の系列であるので，操作は以下ようになる．

$$G_3(m) = G_2[m - 2NN_p \overline{f_{\text{off}}}(k) T_s] \quad (3.47)$$

この  $G_3(m)$  は周波数オフセットを含むフェージング推定系列であり、IFFT によりこの系列を変換することによって時系列を得る。

$$g_3(i) = \frac{1}{2NN_p} \sum_{m=0}^{2NN_p-1} G_3(m) \exp\left(\frac{j\pi mi}{NN_p}\right) \quad (3.48)$$

for  $i = 0, 1, \dots, 2NN_p - 1$

なお順変換と同様に (3.48) 式も単なる離散逆フーリエ変換であるが、実際の計算時には IFFT を用いる。そしてこの  $g_3(i)$  の内、中央の  $NN_p$  点 ( $NN_p/2 \leq i \leq 3NN_p/2 - 1$ ) のみを推定値として採用する。通常エリアス効果による劣化は計算区間の両端に顕著に表れるので、高い推定精度を保つために計算の冗長を伴うが両端点を切り捨てる。また式 (3.44) において乗算した窓関数の端点は 0 であるため、この切り捨ては窓関数の除算にも都合がよい。最後に補間前に乗算されていた窓関数の成分を取り除く。

$$\hat{g}(i) = \frac{g_3(i + NN_p - k)}{w'_{(i+NN_p-k)}} \quad (3.49)$$

for  $i = k - \frac{NN_p}{2}, k - \frac{NN_p}{2} + 1, \dots, k + \frac{NN_p}{2} - 1$

この  $\hat{g}(i)$  がフェージングと周波数オフセットの推定系列である。なお  $w'_x$  は式 (3.44) と点数のみ異なるハニング窓関数で、

$$w'_x = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos\left(\frac{\pi x}{NN_p}\right) \right] \quad (3.50)$$

for  $x = \frac{NN_p}{2}, \frac{NN_p}{2} + 1, \dots, \frac{3NN_p}{2} - 1$

である。

得られた  $\hat{g}(k)$  成分を

$$\hat{r}(k) = \frac{r(k)}{\hat{g}(k)} \quad (3.51)$$

のように受信成分から取り除くことにより、フェージングと周波数オフセットは同時に補償される。

### 3.5.4 推定範囲の検討

本小節ではフェージング及び周波数オフセットの推定可能範囲について検討する。既に見たように、レイリーや仲上・ライスフェージングのような周波数非選

択性フェージングは帯域制限過程であり、その帯域幅は  $2f_D$  となる。また周波数オフセットは、時間領域では位相回転、周波数領域ではスペクトルの平行移動となって現れる。このような歪みの補償可能な範囲を決める主要パラメータは、パイロットシンボル間隔  $N$  である。  $N$  が小さくなると、つまりパイロットシンボル間隔が狭くなると、当然ながら伝送効率は悪くなるが推定可能範囲が広がる。すでに示したようにフェージングの推定可能範囲は、  $N$  を用いて式 (3.1) のようになる。また真の周波数オフセットを  $f_{\text{off}}$  とすると、前節での  $f_{\text{off}}$  推定可能範囲は  $(f_D + |f_{\text{off}}|)T_s \leq 1/(2N)$  であった。本システムではこの範囲が LPF の肩まで拡張される。受信側 LPF による歪みを受けない  $f_{\text{off}}$  の推定可能範囲は

$$(f_D + |f_{\text{off}}|)T_s \leq (1 - \rho)/2 \quad (3.52)$$

となる。ここで  $\rho$  ( $0 \leq \rho \leq 1$ ) はロールオフ率である。また  $\overline{f_{\text{off}}}(k)$  の真値  $f_{\text{off}}$  からの誤差許容範囲は式 (3.41) より

$$|f_{\text{off}}(k) - \overline{f_{\text{off}}}(k)| \leq \frac{1}{2NT_s} - f_D \quad (3.53)$$

となり、  $f_{\text{es}}(k)$  の範囲は LPF の帯域特性から

$$|f_{\text{es}}(k)| \leq \begin{cases} (1 + \rho)/(2T_s) & C_s \geq 2 \\ 1/(2T_s) & C_s = 2 \end{cases} \quad (3.54)$$

となる。

しかし  $f_{\text{off}} \neq 0$  のときは、例え推定が完全であっても送受信側の LPF の中心周波数がずれることからナイキスト条件が崩れ、信号間干渉が生じる。このずれによる透過信号電力の減衰量は、受信 LPF 後

$$D_{f_{\text{off}}} = 10 \log(1 - 2|f_{\text{off}}|T_s) \quad (3.55)$$

となり、式 (3.52) の  $|f_{\text{off}}|$  の値のとき、

$$D = 10 \log(2f_D T_s + \rho) \quad (3.56)$$

となる。しかし実際は符号間干渉の影響により、さらなる伝送特性の劣化が予想される。

次に  $f_{\text{off}}$  の変化に対する追従範囲について検討する。周波数オフセットは、移動局の方向や速度、加速度の変化により変わるが、ここでは簡単のため  $f_{\text{off}}$  が

$$f_{\text{off}}(k) = f_0 + \alpha k/T_s \quad (3.57)$$

なる1次直線的な変化をする場合を考える。ただし式(3.57)において $f_0$ は初期周波数オフセット、 $\alpha$ は周波数変化率である。また簡易周波数推定器による推定は完全である、つまり

$$f_{\text{es}}(k) = f_{\text{off}}(k) \quad (3.58)$$

である場合を仮定した。すると式(3.39)、(3.57)より、 $\overline{f_{\text{off}}}(k)$ は

$$\overline{f_{\text{off}}}(k) = f_{\text{off}}(k) + \frac{\alpha NN_p(K_f - 1)}{2T_s} \quad (3.59)$$

となり、式(3.53)を用いると $|\alpha|$ が

$$|\alpha| \leq \frac{2}{NN_p(K_f - 1)} \left[ \frac{1}{2N} - f_D T_s \right] \quad (3.60)$$

と得られる。本方法では式(3.52)の範囲内において、 $f_{\text{off}}$ の瞬時変化に対し式(3.60)までの加速度変化を補償することができる。

また、周波数オフセット推定器の精度を比較するため、Cramer-Rao bound (CRB) を用いる。修正 CRB (MCRB)<sup>17)</sup> を用いると、本フレーム構成での限界式は

$$\text{MCRB} = \frac{3T_s}{2\pi^2(2NN_pT_s)^3} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (3.61)$$

となる。次小節においてこのMCRBと周波数オフセット推定器の推定精度について比較する。

### 3.5.5 固定周波数オフセット環境下における補償特性

本手法の特性を評価するため、図3.19の伝送システムについて計算機シミュレーションを行った。表3.1にシミュレーションの諸元を示す。変調方式はGray配置の無符号化16QAMで、フェージングは $K=0$ のレイリーフェージングとし、伝送速度(=  $1/T_s$ )は16 Ksymbol/sとした<sup>3, 5)</sup>。本方式のより広帯域なシステムへの適用としては、例えばOFDMのサブキャリアなどへはそのまま適用できる。なお以下の計算例では、クロック同期とシンボル同期は完全に保持されていることを仮定した。しかし実際のシステムにおいて同期を取るためには、ユニークワードなどのプリアンブル、ガードインターバルなどの挿入が必要になるかも知れない。BERの計算は、式(3.40)の初期 $\overline{f_{\text{off}}}(k)$ 推定誤差による劣化を取り込まないように、48フレーム目から開始した。表3.1の条件での等価的な計算開始遅延は

表 3.1: シミュレーション諸元

modulation	uncoded 16QAM
mapping	Gray
fading	flat Rayleigh ( $K = 0$ )
low-pass filter	square root raised cosine $\rho = 0.5$
transmission rate	16 Ksymbol/s
$N$	16
$N_p$	16
$C_s$	4
$K_f$	16

48 ms である。ここで  $E_b/N_0$  は、平均送信電力が一定且つ受信周波数オフセットが 0 としたときの伝送 1 ビットに対する平均電力対雑音比である。

まず周波数オフセットが固定すなわち式 (2.17) の  $f_{\text{off}}(t) = \text{const.}$  となる環境での特性を計算した。3.3 で述べた周波数オフセット推定器の精度を計るため、 $E_b/N_0$  に対する  $f_{\text{off}}$  の正規化誤差分散を MCRB と比較した。 $f_D$  と  $f_{\text{off}}$  をパラメータとした場合の計算結果を図 3.23 に示す。図中  $f_s$  は正規化周波数  $f_s = 1/T_s$  であり、 $f_D T_s = 1/200$  は比較的遅いフェージング、 $f_D T_s = 1/60$  は比較的速いフェージング環境といえる。図から明らかなように、本手法の周波数オフセット推定器は誤差の分散が大きく、MCRB に比べると精度が劣る。しかしいずれのパラメータにおいても分散が  $10^{-4}$  と  $10^{-5}$  の間にあり、 $E_b/N_0$  に対してはほとんど変化しない。すなわち、本推定器の精度は伝搬環境や信号電力にほとんど影響されないといえる。これは  $\overline{f_{\text{off}}}(k)$  が信号スペクトルの期待値を求めているだけであるからである。本推定器は追加の参照信号を用いないため基準キャリア信号成分を取り出すことができず、受信信号のスペクトルを用いた推定を行っている。そのため推定値は信号波形に依存し、結果として高  $E_b/N_0$  領域においても誤差分散が  $10^{-5}$  程度となり、この付近が本方式の精度の限界と考えられる。しかし推定精度自体はあまり高くないものの、低  $E_b/N_0$  領域でも劣化しないことは利点である。

次に図 3.23 と同じ条件での BER を計算した。 $f_D T_s = 1/200$  のときの結果が図

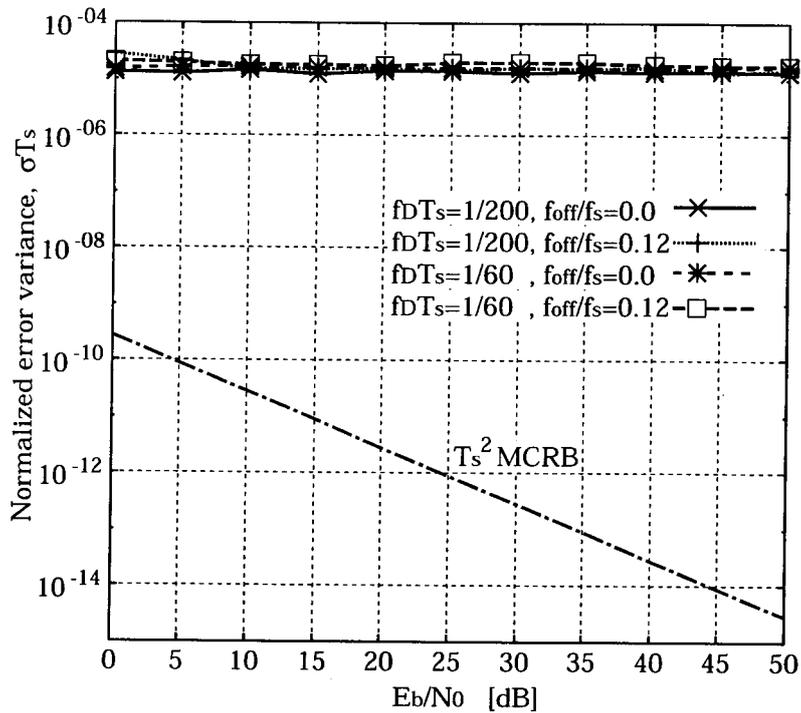


図 3.23: 周波数オフセット推定器の正規化誤差分散

3.24,  $1/60$  のときの結果が図 3.25 である。図中の 16QAM の理論曲線は, <sup>3, 11)</sup> により式 (3.19) (3.30) で与えられる。また既存方式は<sup>3)</sup> の 2 次ガウス関数を用いた補間法である。両図に示すように, 既存方式ではいずれのパラメータにおいても BER のエラーフロアが生じているが, 提案方式では  $f_{off} = 0$  のときはエラーフロアは発生せず高精度で補償が行われていることが分かる。理論曲線からの劣化は  $BER = 10^{-4}$  のとき約 2.4 dB である。これは 3.3 で述べたパイロットシンボル挿入と, パイロットシンボルに含まれる雑音による理論的劣化の 2.2 dB とほぼ等しい。よって本手法は図 3.23 に示す精度の周波数オフセット推定器を用いても, オフセットがあまり大きくないときは正確に歪みを補償できることが分かる。周波数オフセットが  $f_{off}/f_s = 0.12$  のときは, 既存方式では正確な補償は行えていない。しかし提案方式も推定精度は劣化し, 図 3.23 の推定器の誤差分散はほぼ同様であるにもかかわらず  $f_D/T_s = 1/60$  のとき  $10^{-3}$ ,  $f_D T_s = 1/200$  のとき  $10^{-4}$  にエラーフロアが生じている。これは式 (3.55) とこれに付随する信号間干渉により起こっていると考えられる。 $f_{off}/f_s = 0.12$  のときの信号電力劣化  $D_{f_{off}}$  は 1.19 dB とな

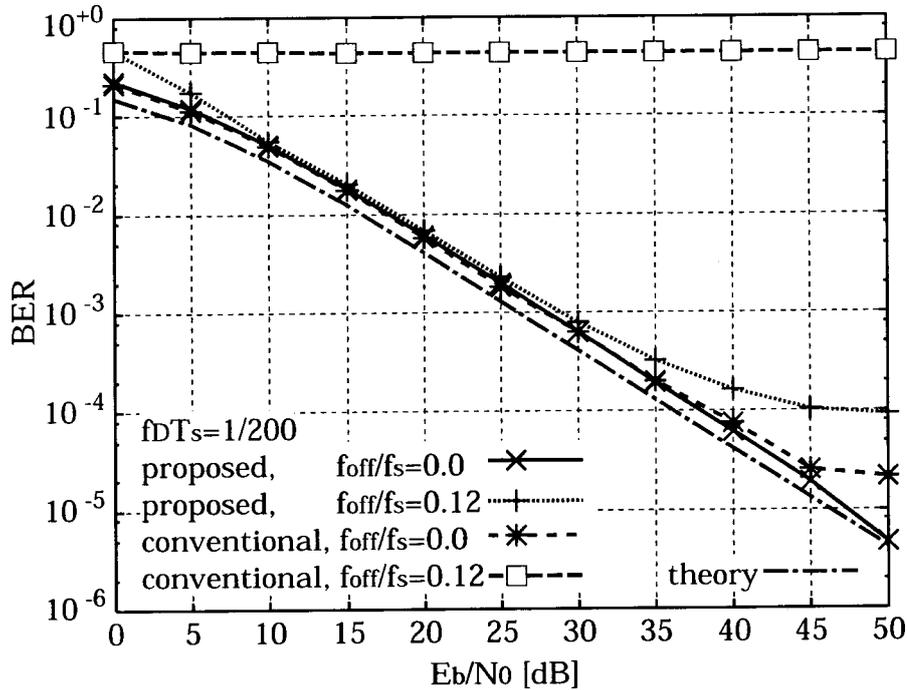


図 3.24:  $f_D = 1/200$ , パラメータ  $f_{\text{off}}$  による BER 特性の比較

る。また式 (3.53) での  $f_D/T_s = 1/60$  での周波数オフセット推定許容誤差は

$$|f_{\text{off}}(k) - \overline{f_{\text{off}}}(k)|/T_s \leq 0.0146 \quad (3.62)$$

であり、 $\overline{f_{\text{off}}}(k)$  がこの範囲を越えると BER の劣化が生じる。また  $f_D/T_s = 1/200$  のときは 0.0263 であり、許容範囲は速いフェージングのときのおよそ 2 倍となる。そのため遅いフェージングのときの方がエラーフロアが低くなる。

図 3.26 に  $E_b/N_0 = 40$  dB のときの正規化フェージングピッチに対する BER を示す。パラメータは正規化周波数オフセットである。フェージング補償に対する理論的限界は式 (3.1) より  $f_D T_s \leq 1/32$  となる。結果より既存方式と比べると提案方式はいずれの  $f_{\text{off}}/f_s$  パラメータにおいても高い補償精度を示しており、 $f_D T_s \leq 0.018$  の領域ではどちらの周波数オフセット環境においても高い補償精度を維持している。しかし  $f_{\text{off}}/f_s = 0.12$  の場合周波数オフセットがない場合に比べ徐々に特性が劣化している。これは  $f_D$  が增大するにつれて式 (3.53) における  $\overline{f_{\text{off}}}(k)$  の誤差許容範囲が狭くなるためである。このように特性は幾分周波数オフセットの大きさに依存するが、本手法は速いフェージングも補償でき、広範囲のフェージン

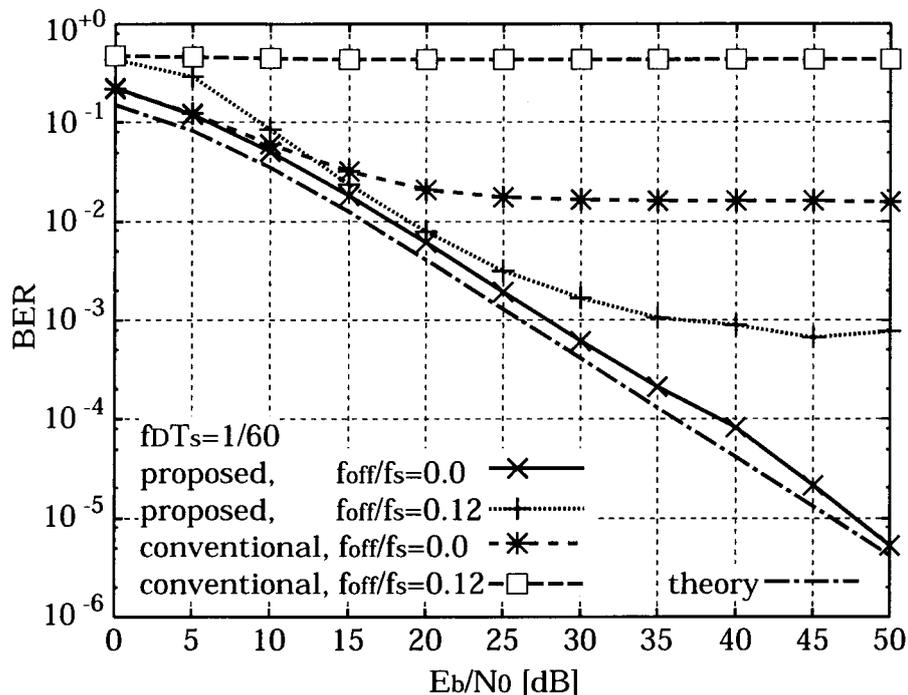


図 3.25:  $f_D = 1/60$ , パラメータ  $f_{off}$  による BER 特性の比較

グピッチに対応できているといえる。

図 3.27に  $E_b/N_0 = 40$  dB でフェージングピッチが  $f_d T_s = 1/200$  及び  $1/60$  のときの正規化周波数オフセットに対する BER を示す。なお本図のみ既存方式は 3.4.5を示している。図から分かるように提案手法は 3.4.5の方式に比べ、周波数オフセットの補償範囲が大きく拡張されている。 $f_D/T_s = 1/200$  の遅いフェージングのときは  $f_{off}/f_s \leq 0.07$  まではよい補償特性を表している。また  $f_D/T_s = 1/60$  の速いフェージングのときは徐々に補償特性は劣化しており、全体でもフェージングが遅い方が特性はよい。この理由は図 3.26における、速いフェージングと大きい周波数オフセットの環境時の劣化と同じである。フェージングピッチもしくは周波数オフセットのどちらかが小さい場合、補償特性はよりよくなる。式 (3.52) より得られるオフセットの補償可能範囲は、図 3.27に示したように  $f_D T_s = 1/60$  と  $1/200$  のときそれぞれ  $|f_{off}/f_s| \leq 0.2333, 0.245$  となる。計算結果も概ねこの境界に沿っている。

例えば表 3.1の 16 Ksymbol/s ( $= 1/T_s$ ) の伝送速度において高周波数帯 (RF)

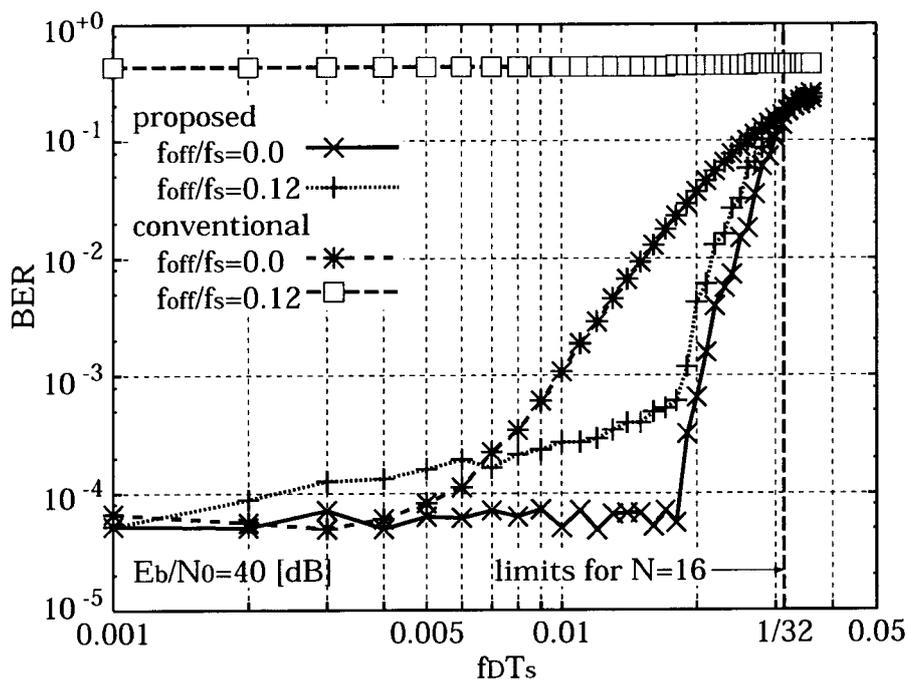


図 3.26:  $E_b/N_0 = 40$  dB のときの正規化フェーディングピッチ  $f_D T_s$  に対する BER 特性

が 10 GHz のシステムを考えた場合,  $f_{\text{off}}/f_s = 0.1$  となる移動局の移動速度は 172 km/h となり, 現在の移動通信システムに対して十分な補償範囲であることが分かる. 従って, 本手法は高速移動通信へ適用することも可能であると考えられる. さらに, 同じ移動速度に対しても用いる RF 周波数に比例して周波数オフセットの値は大きくなるため, 広域な補償範囲を持つ本手法はミリ波を用いた移動通信システムへも適していると考えられる.

### 3.5.6 変動周波数オフセット環境下における補償特性

次に式 (3.57) と次式のように  $f_{\text{off}}$  が変化する環境に対する本方式の特性を計算した.

$$f_{\text{off}}(k) = f_0 + \frac{\alpha}{T_s^2} \sin(w T_s k) \quad (3.63)$$

移動局が方向や速度, 加速度を変化させた場合, 周波数オフセットは変化する. これらの式はその最も簡単な例を模したものであり, 式 (3.57) は周波数オフセット

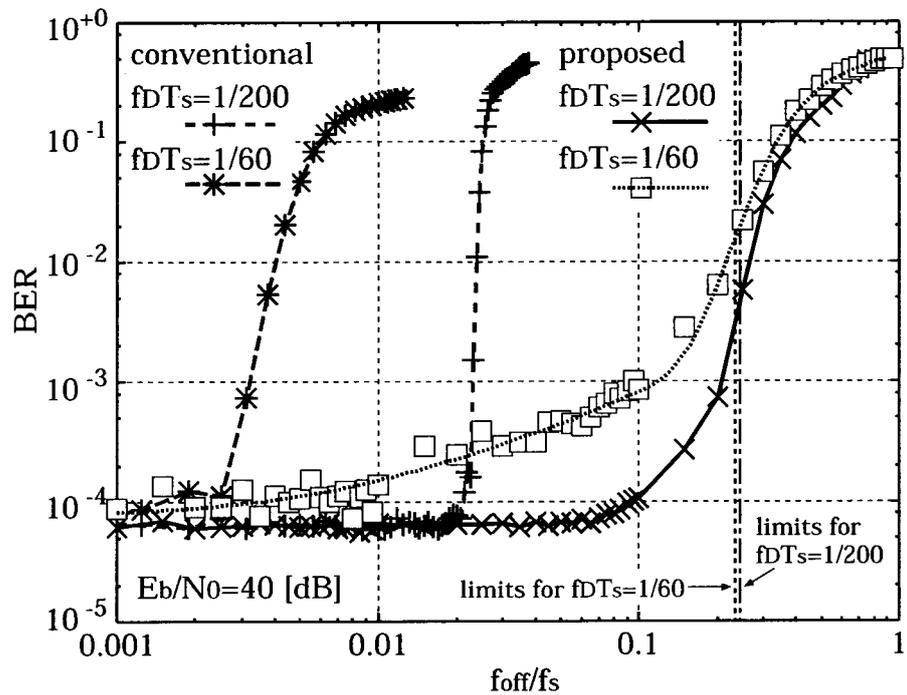


図 3.27:  $E_b/N_0 = 40$  dB のときの正規化周波数オフセット  $f_{\text{off}}/f_s$  に対する BER 特性

が線形に変化する例で，式 (3.63) は三角関数的に変化する例である．前者は  $f_{\text{off}}$  の加速度  $f_{\text{off}}'' = 0$ ，後者は  $\neq 0$  である．なお以下では式 (3.57) の  $\alpha = 1.25 \times 10^{-6}$ ，式 (3.63) の  $\alpha = 1.25 \times 10^{-5}$ ， $w = 0.1$  とし，周波数オフセットの変化に対する純粋な追従性能を評価することを目的とし LPF による劣化を除外するため  $|f_{\text{off}}(k)/f_s| \leq 0.05$  の部分のみの BER を計算した．

図 3.28 に変動周波数オフセット環境における  $E_b/N_0$  に対する推定器の正規化誤差分散を示す．図中 “linear” は式 (3.57) の線形変化，“sine” は式 (3.63) の三角関数変化の場合を示す．図 3.23 の結果と比べると，同じ  $10^{-4}$  の範囲内において特に sine 変化の場合に若干分散の増加が見られる．周波数変動する場合は， $K_f$  の平均化によって実際には追従の遅れが生じ，これによって推定誤差が増える．さらに図 3.23 ではガウス雑音の影響で低  $E_b/N_0$  領域で推定精度が劣化している様子が示されているが，これは  $E_b/N_0$  の増加にともない固定周波数オフセットの場合と同じく一定に収束している．従って変動周波数オフセットの場合も，精度はあま

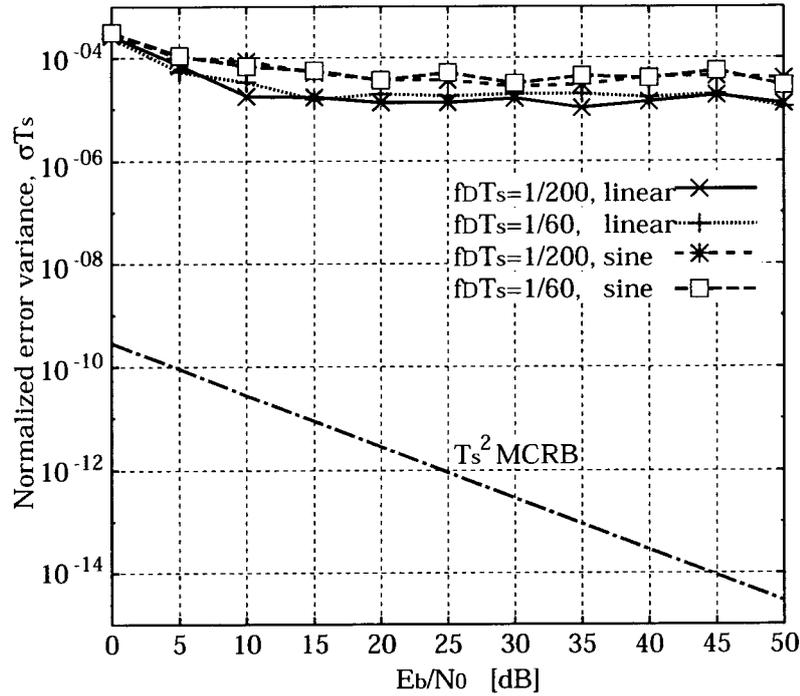


図 3.28: 変動周波数オフセット環境における推定器の正規化誤差分散

り高くないが推定器の出力は安定していることがわかる。

図 3.23 と同じ条件のときの BER 特性を図 3.29 に示す。図より大きな  $f_D T_s$ 、つまり速いフェージングのときにエラーフロアが生じていることがわかるが、これは図 3.24 と同じ理由である。一方、フェージングが緩やかなときはどちらの周波数オフセット変化においてもよい特性を示しており、本方式が周波数オフセット変化に対しても追従できるということを表している。周波数オフセットの変化率  $f'_{\text{off}}(t)$  は式 (3.57) の線形変化では  $1.25 \times 10^{-6}/T_s^2$ 、式 (3.63) の sine 変化では最大  $1.25 \times 10^{-6}/T_s^2$  となる。

次に同じ周波数オフセット変化において、 $E_b/N_0 = 40$  dB のときの正規化フェージングピッチ  $f_D T_s$  に対する BER を計算した。図 3.30 に示すように、図 3.26 の固定周波数オフセットのときと同じく理論的限界近くまで高い精度で補償が行えていることがわかる。

次に周波数オフセットの瞬時変化の大きさ  $|f'_{\text{off}}(t)|$  に対する特性を検討する。式

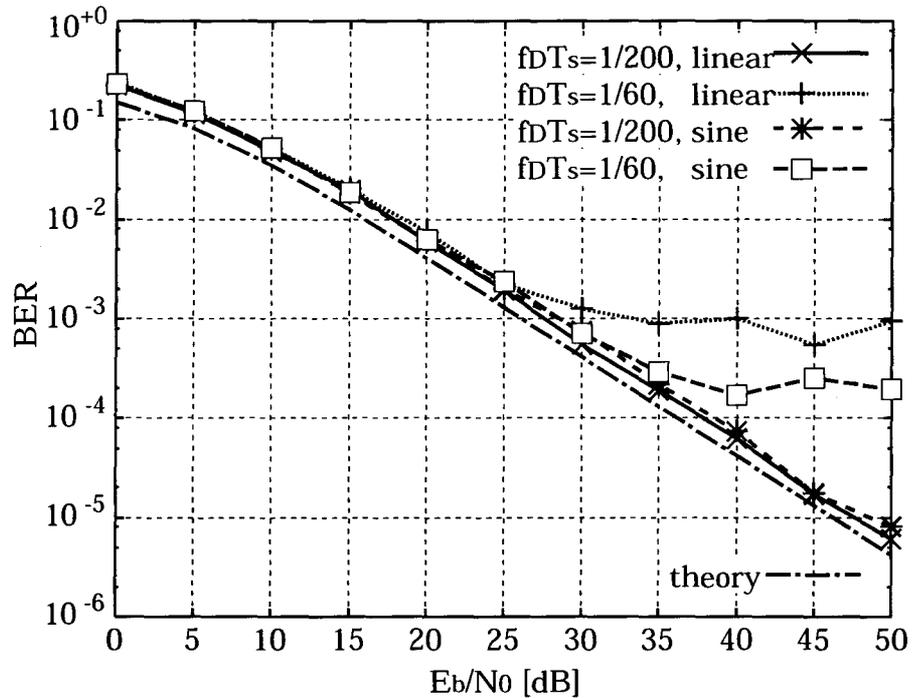


図 3.29: 変動周波数オフセットの場合の  $E_b/N_0$  対 BER 特性

(3.57), (3.63) に対する正規化された周波数オフセットの変化率は

$$\frac{f'_{\text{off}}(t)}{f_s^2} = \begin{cases} \alpha; & \text{for the linear function} \\ \alpha w (\text{max}); & \text{for the sine function.} \end{cases} \quad (3.64)$$

となる。式 (3.57) の線形変化時における  $|\alpha|$  の限界は式 (3.60) より,  $f_D T_s = 1/200$  と  $1/60$  のときそれぞれ  $|\alpha| \leq 1.37 \times 10^{-5}$ ,  $7.60 \times 10^{-6}$  となる。図 3.31 に  $E_b/N_0 = 40$  dB のときの正規化周波数オフセット変化率  $|f'_{\text{off}}(t)|/f_s^2$  に対する BER を示す。フェージングが緩やかなときは BER は低く抑えられているが、フェージングが速いときはどちらの周波数オフセット変化でも徐々に特性が悪くなっている。しかし  $|f'_{\text{off}}(t)|/f_s^2 = 1 \times 10^{-6}$  程度までは補償は良好と考えられる。この  $f'_{\text{off}}(t)/f_s^2 = 1.0 \times 10^{-6}$  のとき, 16 Ksymbol/s の伝送速度, RF 周波数 10 GHz のシステムでは速度変化が最大 27.5 km/h/s という状態に等しい。これは実際の移動局システムを十分許容する範囲である。

これらの結果から, 本方式は速いフェージングと大きい周波数オフセットを, さらにオフセットが変化する場合もよい特性で補償を行うことができるということ

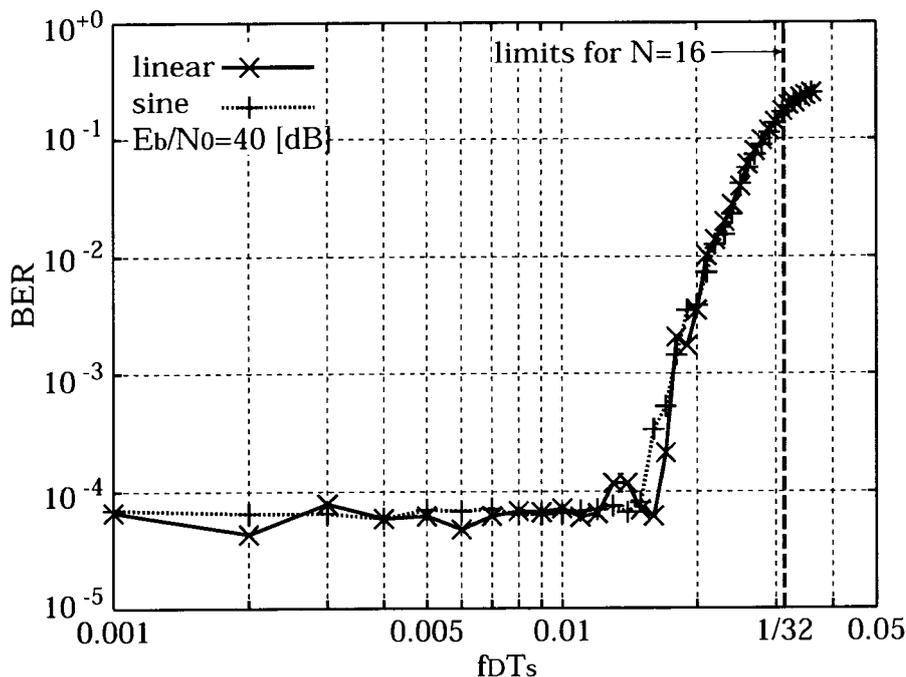


図 3.30: 変化する周波数オフセット環境における正規化フェージングピッチ  $f_D T_s$  対 BER 特性

が示された.

### 3.6 むすび

本章では FFT を用いた周波数非選択性フェージング補償法を提案し、デジタル変調方式の 16QAM に適用した。本方法は PSAM の一種であり、既存の方式との大きな違いは受信パイロットシンボル間の補間を時間領域でなく周波数領域で行うことである。FFT により周波数領域に変換された受信パイロットシンボルはより扱い易くなり、時間領域におけるパイロットシンボル間の補間が周波数領域のフェージングのスペクトルの外側への 0 補間によって実現される。補間を行う際の  $N_p$  の値を変化させることは、既存方式の補間関数の次数を変えることに等しい。時間領域で補間関数の次数を上げる操作は係数が複雑になることなどから難しいが、本方式では同じことが  $N_p$  の数を大きくし、FFT と IFFT の計算規模を大きくするだけでよく、容易に実現可能である。

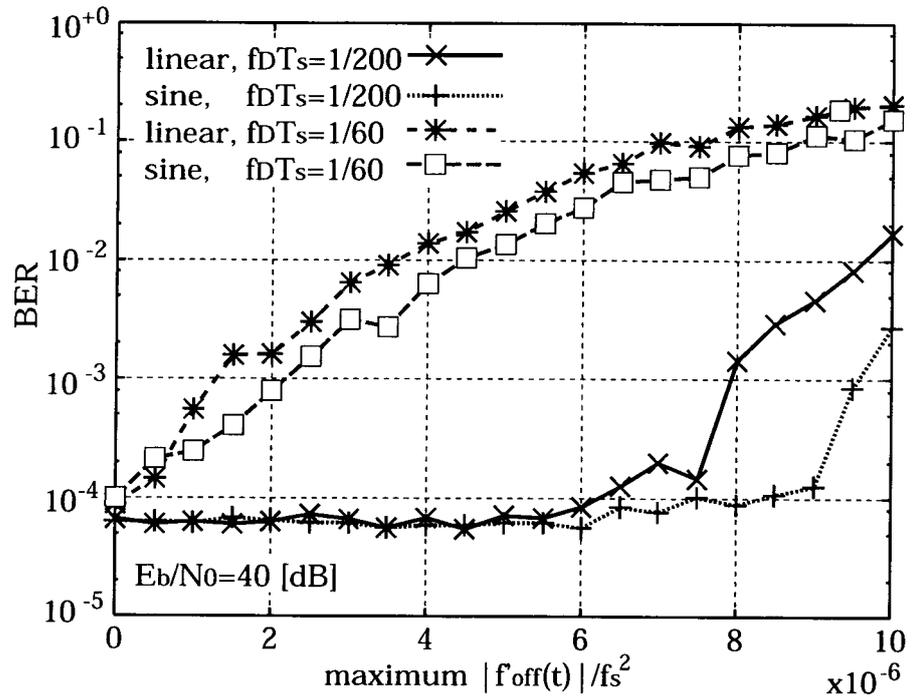


図 3.31: 正規化周波数オフセット変化率  $|f'_{\text{off}}|/f_s^2$  に対する開ループ方式の BER 特性

そして本方式の有効性を計算機シミュレーションによって確認した。本方式ではパイロットシンボル間隔がナイキスト間隔に近づくまで、フェージングを正確に推定できることが確かめられた。

さらに、移動通信のためのパイロットシンボルを用いたフェージング及び周波数オフセット同時推定、補償方式について述べた。FFTを用いた0挿入によるフェージング推定方法に、スペクトルの平行移動を加えることによって、周波数オフセットを含むフェージング系列の推定を行った。周波数オフセットの推定は、受信信号スペクトルの中心値を用いるという非常に簡単な方式を用いたため  $\overline{f_{\text{off}}}$  の精度はあまり高くなかったが、システム全体では高精度の補償を実現した。

またパイロットシンボルの周期とオーバーサンプリングから得られる、推定可能なフェージングと周波数オフセットの範囲を検討し、シミュレーション結果と比較した。その結果、本手法が理論限界にある程度近づくまでの速いフェージングと大きな周波数オフセットを補償できることが示された。本手法はフェージン

グと周波数オフセットが同時に起こるような移動通信環境への適用などが考えられる。

本章ではレイリーフェージングのみを対象としたが、本方式は周波数非選択性であれば補償可能であるため、仲上・ライスフェージング等のフェージングモデルにもそのまま適用できる。また同様に 16QAM での検討を行ったが、その他の変調方式にもほぼそのまま適用可能である。

## 参考文献

- 1) M. K. Simon and M.-S. Alouini, "A unified approach to the performance analysis of digital communication over generalized fading channel," *Proc. IEEE*, vol. 86, pp. 1860–1877, Sep. 1998.
- 2) J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686–693, Nov. 1991.
- 3) S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 137–147, May. 1993.
- 4) H.-B. Li, Y. Iwanami, and T. Ikeda, "Symbol error rate analysis for MPSK under Rician fading channels with fading compensation based on time correlation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, pp. 535–542, Aug. 1995.
- 5) D. Subasinghe-Dias and K. Feher, "A coded 16 QAM scheme for fast fading mobile radio channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 1906–1916, May 1995.
- 6) T. Sunaga and S. Sampei, "Performance of multi-level QAM with post-detection maximal ratio combining space diversity for digital land-mobile radio communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 294–301, Aug. 1993.
- 7) J. K. Cavers, "Pilot symbol assisted modulation and detection in fading and delay spread," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2206–2212, Jul. 1995.
- 8) E. O. Brigham, *The fast fourier transform*, Prentice-Hall, 1974. (日本語訳：宮川 洋, 今井 秀樹訳, "高速フーリエ変換", 科学技術出版社, 1979) .
- 9) W. C. Y. Lee, "Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, pp. 187–189, Aug. 1990.

- 10) P. M. Fortune, L. Hanzo and R. Steele, "On the computation of 16-QAM and 64-QAM performance in Rayleigh-fading channel," *IEICE Trans.*, vol. E75-B, pp. 466–475, Jun. 1992.
- 11) R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*. New York: Macademiann, 1985, pp. 207–212.
- 12) H. Kubo, K. Murakami, M. Miyake, and T. Fujino, "A multiple open-loop frequency estimation based on differential detection for MPSK," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E82-B, no.1, pp.136–144, Jan. 1999.
- 13) T. Wakutsu and M. Serizawa, "A carrier frequency offset and timing offset detection scheme for OFDM systems utilizing pilot sub-carriers," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E83-B, no.8, pp.1854–1863, Aug. 2000.
- 14) F. Giannetti, M. Luise, and R. Reggiannini, "Simple carrier frequency rate-of-change estimators," *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.9 ,pp.1310–1314, Sep. 1999.
- 15) H. K. Song, "Frequency offset estimation using the peak phase error detection for burst data transmission," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E82-B, no.4, pp.660–663, Apr. 1999.
- 16) M. Luise and R. Reggiannini, "Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol.43, no.2/3/4 ,pp.1169–1178, Feb./Mar./Apr. 1995.
- 17) A. N. D'Andrea, U. Mengali, and R. Reggiannini, "The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems," *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, no.2/3/4 ,pp.1391–1399, Feb./Mar./Apr. 1994.

## 第 4 章 16QAM を用いたブロック符号化変調方式

### 4.1 まえがき

本章では 16QAM を用いたブロック符号化変調方式 (BCM) にビタビ復号を適用したシステムを検討した。デジタル移動無線通信において、高い周波数利用効率と大きな誤り訂正能力を両立させる方法として 16QAM に BCM を用いることは有効である。

第 2 章でも述べたように 16QAM は帯域を広げることなく高速な伝送を実現する一つの有効な変調技術であり、固定通信を中心に沢山のシステムに適用されてきた。現在でも固定通信のみならず、移動通信への適用もさまざまに研究が行われている<sup>1, 2, 3, 4, 5, 6)</sup>。

また、高い周波数利用効率と大きな誤り訂正能力を両立させる技術として符号化変調方式<sup>7, 8, 9)</sup>がある。これはセット分割法などにより信号点割当を工夫し、適切な符号化を施すことによって等価的に各符号語間のユークリッド距離を増大させる伝送方式である。主な符号化変調方式としてはトレリス符号化変調方式 (TCM) と BCM がある。TCM ではトレリス線図を用いたビタビ復号を行うことによって最尤復号を実現しており、通信方式の研究、様々な通信路への適用に関する研究等が盛んに行われている。一方 BCM に対しても種々の研究が行われており<sup>10, 11, 12)</sup>、特に BCM においてもトレリス線図が構築可能な符号構成があることが知られている。その場合符号化はブロック単位で行われる。トレリスは必ずブロックの終端で収束するため、TCM でのテールビット等の考慮は不要であり、その分伝送効率の向上が計れる。さらに BCM は符号設計において TCM に比べ柔軟性があり、様々な符号化率の符号を容易に設計できることが多い。しかしながら、BCM では TCM のシフトレジスタ値を状態としたトレリス線図のような一般的な構築法が確立されておらず、そのため研究の発展も TCM ほど進んでいない。そこで本章では従来検討されてこなかった、16QAM を用いた BCM (16QAM-BCM) に最尤復号であるビタビ復号を適用したシステムを検討する。

ガウス雑音通信路でのビット誤り率特性の優劣はよく知られるように、符号の最小 2 乗ユークリッド距離 (MSED: Minimum squared Euclidean distance) により表現されるが、フェージング環境下での BER 特性は MSED だけでなく最小シンボル距離 (MSD: Minimum symbol distance), 最小積距離 (MPD: Minimum product distance) にも影響される<sup>13)</sup>。これらの距離特性を考慮していくつかの符号を構成する。その際伝送効率のよい 16QAM の特性を生かすため、比較的符号化率の高いものを検討する。符号化率の高い符号に限定することによってトレリス線図の構造を簡単にし、復号を容易にする。また伝搬路状況が頻繁に変わる移動通信に用いることを考慮し、まずフェージング伝搬路補償を行う第 3 章のパイロットシンボルを用いたフェージング補償方式を適用する。さらに検討する BCM の符号長を比較的短いものとし、インターリーブを併用する。これにより伝搬路状況の悪化から生じる一部のバースト誤りで、長い符号全体が劣化するという状態を防ぐことができる。

以下ではまず 16QAM-BCM の構成法を検討しビタビ復号法について述べる。そしてフェージング環境に適した符号構成の検討を行い、周波数非選択性フェージング通信路における BER 特性を計算機シミュレーションによって導き出し、有効性を明らかにする。さらにフェージングの時相関性を利用し、FFT によるフェージング補償方式の一部を符号化の過程に組み込むことによって、符号化率を下げることなく BER 特性を向上させる方法を提案する。

## 4.2 16QAM を用いた BCM のビタビ復号

図 4.1 は<sup>10)</sup> で提案された、多次元符号化変調方式に用いる符号である。これは符号長  $L = 4$  のブロック符号で、図のようにシンボルを並べ  $l_1 \sim l_3$  のそれぞれの行に対して別々に符号化を施す多レベル符号であり<sup>7)</sup>、 $l_1$  は (4, 1, 4) 重複符号、 $l_2$  は (4, 3, 2) パリティ符号、 $l_3$  は無符号で (4, 4, 1) 符号である。この符号は図 4.2 のようなセット分割法を用いることにより符号語間のユークリッド 2 乗距離を伸ばすことができる。これを符号 4.1 と呼び、伝送効率、距離特性を表 4.1 に示す。ただし符号 4.2~4.4 については後で記述する。また  $\Delta$  は図 4.2 中に示した、各シンボルの生成確率が等しいとして正規化された 16QAM の格子間隔で、(平均の信号電力) = 1 として計算すると  $\Delta = \sqrt{0.4}$  である。表 4.1 の各距離特性の算出は<sup>11), 14)</sup> の方法に基づく。16QAM を用いて多レベル符号化を  $m$  レベル ( $1 \leq m \leq 4$ ) まで

$$\begin{array}{cccc}
11 & \overbrace{a_1} & \overbrace{a_1} & \overbrace{a_1} & \overbrace{a_1} \\
12 & a_2 & a_3 & a_4 & c_1 \\
13 & \left( \begin{array}{c} a_5 \\ a_9 \end{array} \right. & \left( \begin{array}{c} a_6 \\ a_{10} \end{array} \right. & \left( \begin{array}{c} a_7 \\ a_{11} \end{array} \right. & \left. \begin{array}{c} a_8 \\ a_{12} \end{array} \right) \\
& & c_1 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 & & 
\end{array}$$

図 4.1: 符号長 4 のブロック符号 (符号 4.1)

表 4.1: 符号の特性

	code 4.1	code 4.2	code 4.3	code 4.4
伝送効率 (bit/symbol)	3.00	2.50	2.75	2.87
MSED/ $\Delta^2$	4.0	4.0	4.0	4.0
MSD	1	2	1	2
MPD	1.6	0.64	1.6	0.64

分割した場合, 符号全体の MSED  $d_E^2$  は

$$d_E^2 = \min\{d_{Hi} \cdot d_i^2; 1 \leq i \leq m\} \quad (4.1)$$

で表される. ただし  $d_{Hi}$ ,  $d_i^2$  はそれぞれ符号のレベル  $i$  における最小ハミング距離, 図 4.2 に示すようなセット分割時のレベル  $i$  のサブセットにおける最小 2 乗ユークリッド距離である. MSD, MPD については後述する. 符号 4.1 に対する復号に関して<sup>10)</sup> ではマルチステージ最尤推定を用いたが, ここでは 16QAM の BCM に対して従来行われなかったトレリス線図に基づくビタビ復号を考える. 符号 4.1 に対するトレリス線図は図 4.3 のように構成できる. 符号 4.1 は  $l_1$  が 2 状態の重複符号,  $l_2$  が 2 状態のパリティ符号であるため, 全体で 4 状態の比較的簡単なトレリスが構築される. ただし図中の  $A_0 \sim B_1$  は分岐が同じ信号点の集合で

$$A_0 = (0000, 0001, 0010, 0011), A_1 = (0100, 0101, 0110, 0111)$$

$$B_0 = (1000, 1001, 1010, 1011), B_1 = (1100, 1101, 1110, 1111)$$

である. したがって, 並行パスは 4 本存在することになる. 復号時はこのトレリス線図に沿って, まず受信信号の  $A_0 \sim B_1$  におけるそれぞれの最近点のメトリック,

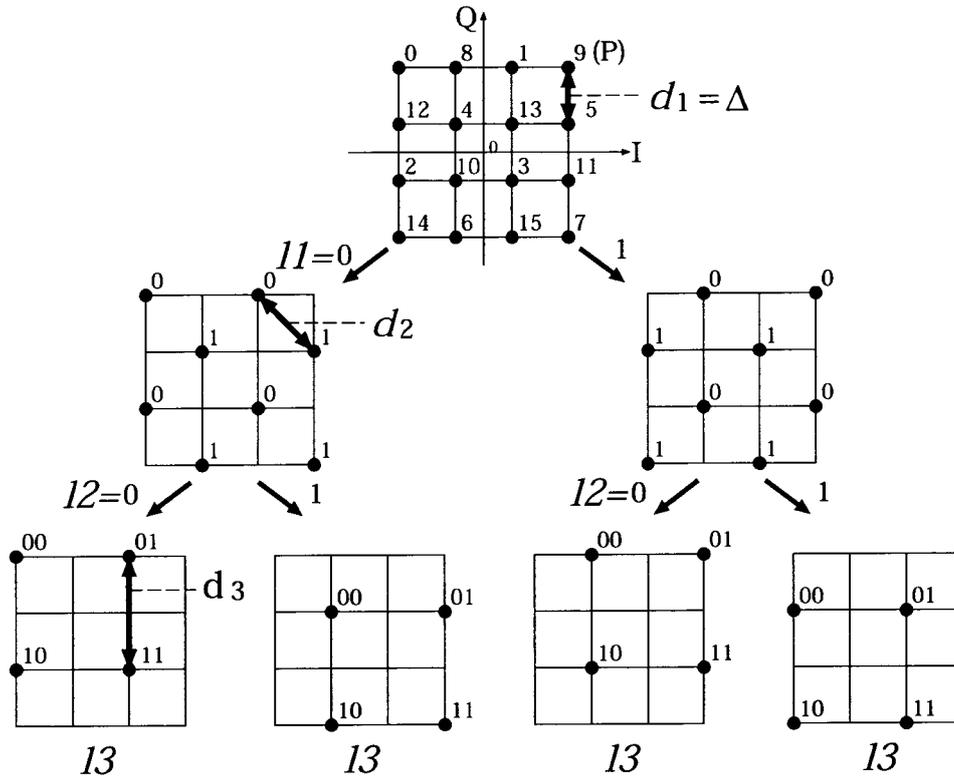


図 4.2: セット分割法による符号 4.1, 4.3 の 16QAM 信号点割当

つまり 2 乗ユークリッド距離を求める。そして 4 シンボルの受信信号に対して図の分岐規則にしたがってビタビアルゴリズムによりメトリック和を求め、最小値を与えるパスを復号結果とする。

符号 4.1 の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) 通信路における BER を計算機シミュレーションによって求め、結果を図 4.4 に示す。なお図中の既存 (conventional) 方式とは<sup>10)</sup> で提案された復号法である。ビタビ復号は同じ伝送効率 3 bit/symbol を持つ斜正方形格子状に信号点配置された無符号化 8QAM と比べると、BER =  $10^{-5}$  で約 2.8dB の符号化利得が得られた。このように最尤復号であるビタビ復号は、AWGN 下においては MSED 伸長の効果を最大限に生かし BER を改善させることができる。また計算時間比を比べると、既存方式 1.72 に対しビタビ復号は 1.00 となった<sup>15)</sup>。以上の結果から、ビタビ復号は良好な BER を実現する非常に効率的な復号法であることが分かる。

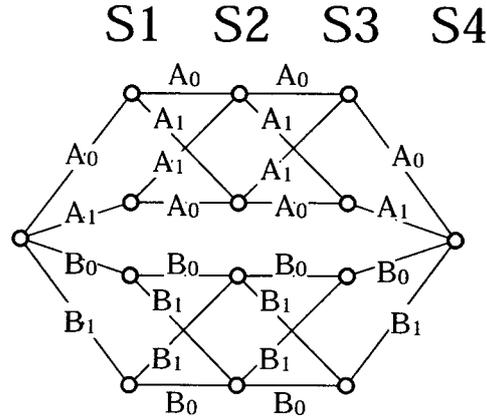


図 4.3: 符号 4.1 のトレリス線図

### 4.3 フェージング下での符号構成

本節では 16QAM を用いた BCM をフェージング通信路に当てはめる場合の符号構成について検討する. BCM の仲上・ライスフェージング通信路でのビット誤り率は, TCM と同じようにペア誤り率を用いて考えることができる. 平均のビット誤り率は復号法にも依るが, 上界式は伝搬路情報 (CSI: Channel state information) を復号に用いた場合

$$P_b \leq \sum_{(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) \in C} b(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) p(\mathbf{x}_1) P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{x}_2) \quad (4.2)$$

で与えられる<sup>13)</sup>. ただし  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$  は  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_L) \in C$  なる符号長  $L$  のブロック符号語,  $b(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$  は符号語  $\mathbf{x}_1$  が送信され受信側で  $\mathbf{x}_2$  と判定されたときの誤りビット数,  $p(\mathbf{x}_1)$  は  $\mathbf{x}_1$  の生成確率,  $P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{x}_2)$  は  $\mathbf{x}_1$  が送信されたとき  $\mathbf{x}_2$  と判定されるペア誤り確率,  $C$  はすべての符号語セットである. 信号対雑音電力比 (SNR) の十分大きな領域ではペア誤り確率は以下のように近似される<sup>16)</sup>.

$$P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{x}_2) \approx \frac{\{(4N_0/E_s)(1+K)e^{-K}\}^{\delta_H(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)}}{\Delta_p^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)} \quad (4.3)$$

ただし  $K$  は直接波電力と散乱波平均電力の比で表されるライス因子,  $E_s/N_0$  は平均シンボル電力対雑音電力密度比,  $\delta_H(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$  は符号語  $\mathbf{x}_1$  と  $\mathbf{x}_2$  の異なるシンボル

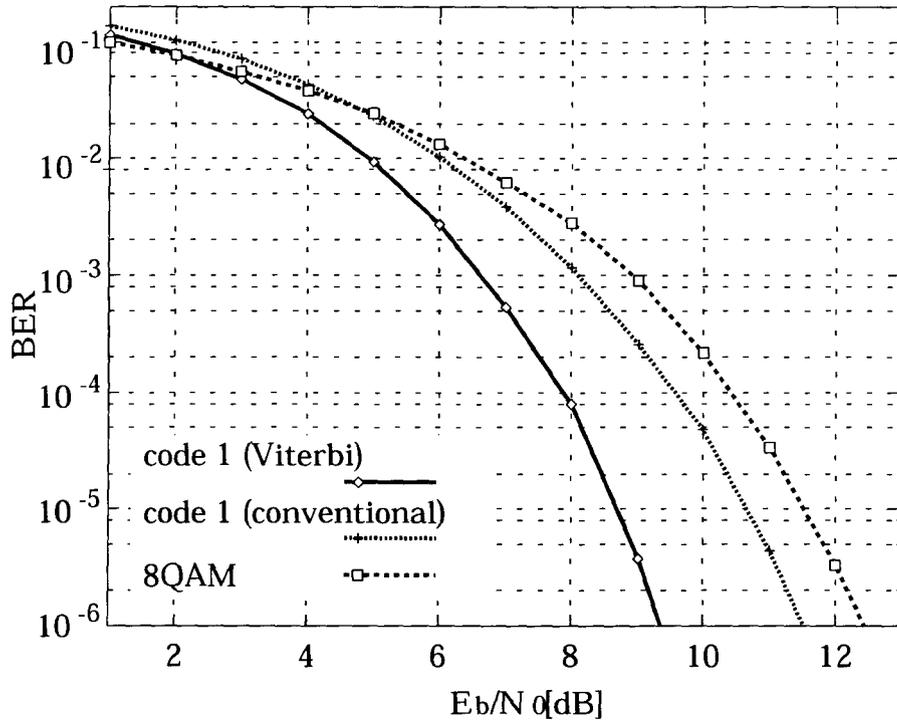


図 4.4: ブロック符号の AWGN 下での BER 特性

の数,  $\Delta_p^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$  は次式で表されるシンボル積距離である.

$$\Delta_p^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) = \prod_{k=1, x_{1k} \neq x_{2k}}^L |x_{1k} - x_{2k}|^2 \quad (4.4)$$

ここで  $|x_{1k} - x_{2k}|^2$  は符号語の  $k$  番目のシンボル  $x_{1k}$  と  $x_{2k}$  との 2 乗ユークリッド距離である. 式 (4.3) は  $K = 0$  とすることによりそのままレイリーフェージング通信路にも当てはまる. また MSD は  $\delta_H(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$  の最小値, MPD は  $\Delta_p^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$  の最小値である. 式 (4.2), (4.3) よりフェージング通信路においては MSD と MPD, SNR の大きいところでは特に MSD が平均ビット誤り率を定める主要なパラメータとなり, 符号設計上重要であることが分かる<sup>17)</sup>. 変調方式に 16QAM を用いる場合には信号面に KG 割当を用いた一括符号化が有利であるとの指摘がある<sup>9)</sup>が, 多レベル符号化の方が符号設計において伝送効率を柔軟に変更でき, さらにトレリス線図も構築しやすいことなどから今回は後者を選んだ. また, MSD  $\geq 3$  の場合はトレリスの状態数が急激に増大してしまうことから, パリティ検査ビット 1 つで構成できる MSD = 2 までに限った考察を行った. なお MSD  $\geq 3$  の場合は

	(	(	(	(
11	$a_1$	$a_1$	$a_1$	$a_1$
12	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$c_1$
13	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$c_2$
14	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$	$c_3$
	)	)	)	)
	$c_1 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$			
	$c_2 = a_5 \oplus a_6 \oplus a_7$			
	$c_3 = a_8 \oplus a_9 \oplus a_{10}$			

図 4.5: 符号長 4 のブロック符号 (符号 4.2)

一括符号化の方が有利であるとの記述がある<sup>14)</sup>。

まず、符号 4.1 を参考に符号長があまり長くない場合の考察を行う。図 4.5 のように符号長  $L = 4$  としたときの符号を考える。 $c_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) は各部分符号レベル  $l(i+1)$  におけるパリティ検査ビットである。この符号と符号 4.1 の違いは、すべてのレベルを符号化しているかそうでないかである。なお以下ではこの符号を符号 4.2 と呼ぶ。信号割当には図 4.6 のようなセット分割法を用いる。この符号の伝送効率、距離特性は先の表 4.1 に示す。また MSD  $\delta_H$  は

$$\delta_H = \min\{\delta_i; 1 \leq i \leq m\} \quad (4.5)$$

となる。ただしレベル  $i$  においてハミング距離が 0 でない異なる符号語を考えたとき、その符号語間の異なるシンボルの数の最小値を  $\delta_i$  とする。したがって  $m = 4$  のときは  $\delta_i = d_{Hi}$  となる。MPD  $\Delta_p^2$  は式 (4.5) を満たす最初のレベル  $i$  を  $k$  としたとき

$$\Delta_p^2 = [d_k^2]^{\delta_k} \quad (4.6)$$

で求められる。

符号 4.2 に対してビタビ復号を行う際のトレリス線図は図 4.7 のようになる。11 から 14 まですべてのレベルが個別に符号化されており、トレリスに並行パスは存在しないので、各枝に対応する信号点は一つである。そのため状態数は 16 になる。図中の表はトレリスの状態と信号点による分岐規則である。このトレリス線図を用いてビタビ復号を行うことにより、符号 4.2 に対する最尤復号が行える。

また比較のため、<sup>10)</sup> で提案された図 4.8 のフェージング通信路に対応した符号についても考察を行う。以下この符号を符号 4.3 と称する。セット分割法は図 4.2

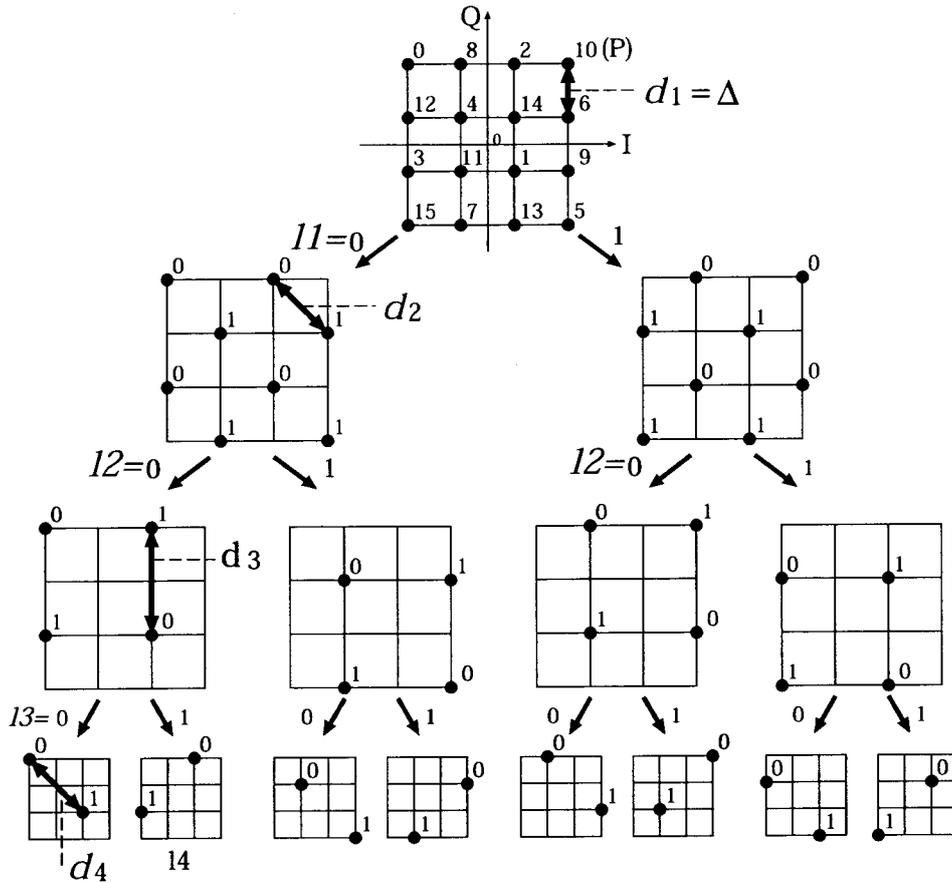


図 4.6: セット分割法による符号 4.2, 4.4 の 16QAM 信号点割当

と同じであり、トレリス線図は図 4.9 のようになる。符号 4.1 と同じように  $A_0 \sim B_3$  は分岐が同じ信号点の集合で

$$A_0 = (0000, 0011), A_1 = (0001, 0010), A_2 = (0100, 0111), A_3 = (0101, 0110)$$

$$B_0 = (1000, 1011), B_1 = (1001, 1010), B_2 = (1100, 1111), B_3 = (1101, 1110)$$

であり、並行パスは 2 本存在する。その代り状態数、分岐数が図 4.7 と比較して減少している。また符号特性は表 4.1 に示す。符号 4.2 と比べ MSED は同じで伝送効率は上がっているが、並行パスが存在するため MSD が 1 となる。よってレイリーフェージングに近い通信路では符号 4.2 の方が適しており、ガウス雑音に近い通信路ではほぼ同じ BER 特性を示すと考えられる。

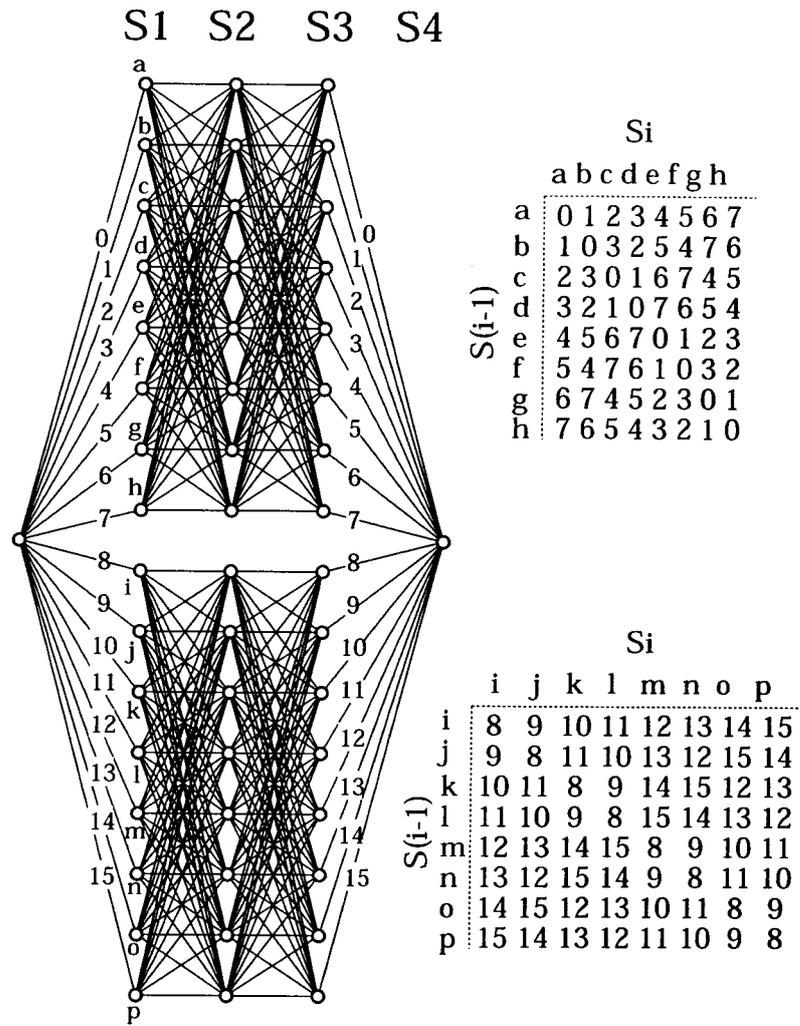


図 4.7: 符号 4.2 のトレリス線図

$$\begin{array}{cccc}
11 & \overbrace{a_1} & \overbrace{a_1} & \overbrace{a_1} & \overbrace{a_1} \\
12 & a_2 & a_3 & a_4 & c_1 \\
13 & \left( \begin{array}{c} a_5 \\ a_9 \end{array} \right) & \left( \begin{array}{c} a_6 \\ a_{10} \end{array} \right) & \left( \begin{array}{c} a_7 \\ a_{11} \end{array} \right) & \left( \begin{array}{c} a_8 \\ c_2 \end{array} \right) \\
c_1 = & a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 & & & \\
c_2 = & a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_8 & & & \\
& \oplus a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{11} & & & 
\end{array}$$

図 4.8: 符号長 4 のブロック符号 (符号 4.3)

次に図 4.10 のような符号長  $L = 15$  の符号を考察する。これを符号 4.4 と呼び、符号特性を表 4.1 に示す。セット分割法は図 4.6 と同じで、ビタビ復号を行う際のトレリス線図は図 4.7 のトレリスをシンボル数分伸ばした図 4.11 となる。この符号は距離特性は符号 4.2 と同じであるが、符号長を伸ばしたことにより伝送効率が向上する。以下ではこれらの符号の特性を検討する。

## 4.4 システムモデル

図 4.12 に計算機シミュレーションで用いる等価低域系モデルのブロック構成図を示す。送信データはまずブロックごとに分けられ、符号化される。そしてセット分割法によって割り当てられた 16QAM 信号に変換され、シンボルインターリーブが行われる。その後、受信側においてフェージングを推定するためのパイロットシンボルが挿入される。フェージングの推定方法は第 3 章の方法を用いた。伝送フレーム構成は図 3.7 とし、パイロットシンボル点には、信号点電力がもっとも大きい図 4.6 の P 点を用いた。2 つのローパスフィルタ (LPF) は、ルート配分をしたロールオフ率 0.5 のナイキストコサインロールオフフィルタである。伝送信号は、送信側の LPF を通ったあと非周波数選択性フェージング、ガウス雑音によってひずみを受ける。受信側ではパイロットシンボルを利用した準同期検波を行う。受信側 LPF を通ったサンプリング後の受信信号系列  $r(i)$  は式 (3.5) となり、フェージング補償後のシンボル  $\hat{z}(i)$  は式 (3.6) となる。

図 4.12 のビタビ復号に用いる CSI としては、式 (3.15) の推定フェージング  $\hat{c}(k)$  の振幅  $|\hat{c}(k)|$  を用い、トレリス線図のブランチを重み付けした。トレリスのメトリック計算時にブランチをフェージング推定値によって重み付けすると、誤り率



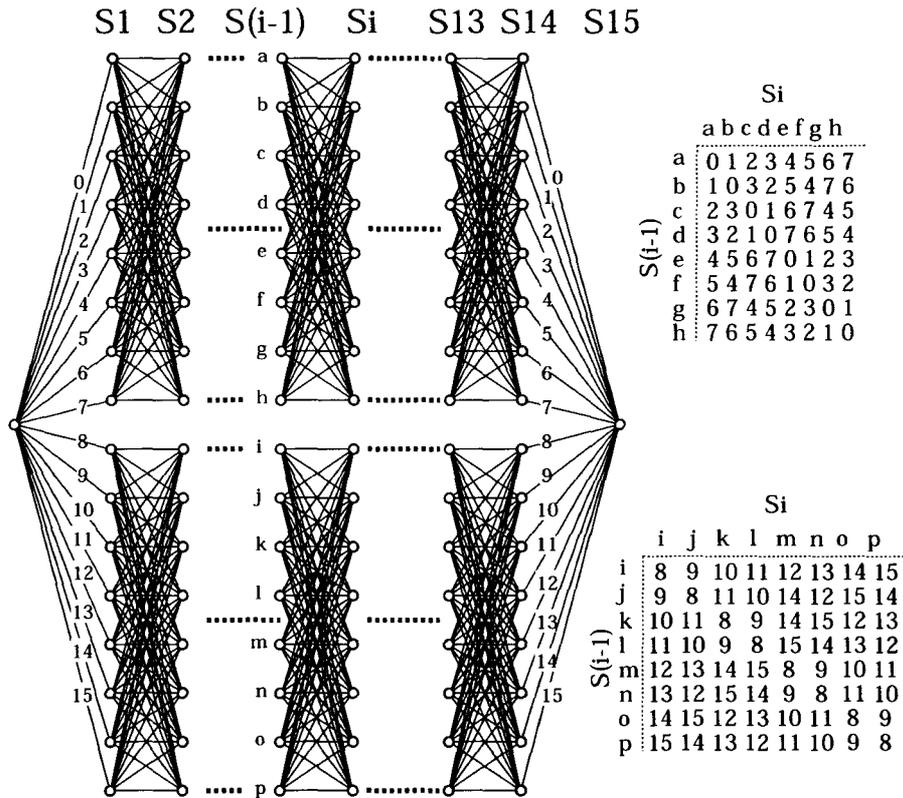


図 4.11: 符号 4.4 のトレリス線図

なおシステム全体の伝送効率は、パイロットシンボルを挿入するため表 4.1 の符号における伝送効率の  $(N - 1)/N$  倍となる。

## 4.5 伝送特性

4.4 のシステムを用い各 BCM の特性を計算機シミュレーションによって検討する。なお以下では簡単のためクロック同期，シンボル同期は完全に取れているものとする。シミュレーションの諸元を表 4.2 に示す。インターリーブ幅は符号長とし、深さはできるだけ伝送遅延が少なくなるように 16 と小さく設定した。

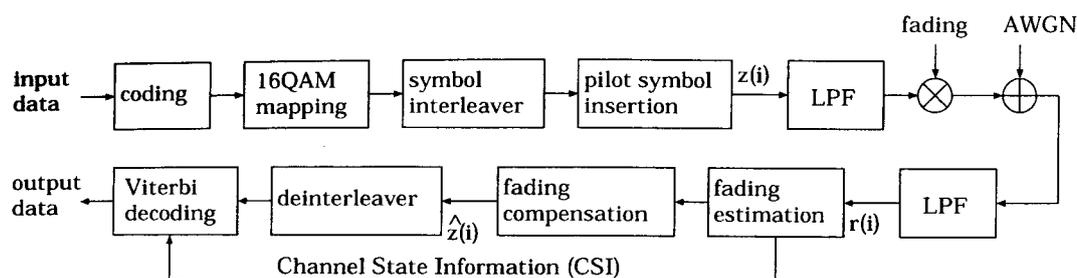


図 4.12: システム構成

表 4.2: シミュレーション諸元

modulation	16QAM
low-pass filter	root Nyquist cosine roll-off factor = 0.5
detection	quasi-coherent detection using pilot symbols
transmission rate	$v_s = 16$ ksymbol/sec
interleaving span	code symbol length
interleaving depth	16 symbols
$N$	16
$N_p$	16

#### 4.5.1 レイリーフェージング下における BER 特性

ここではレイリーフェージング通信路における特性を検討した。フェージングの速さは  $f_D T_s = 1/200 = 0.005$  の比較的緩やかなフェージングとした。また無符号化伝送系の BER との比較も行った。符号 4.2~4.4 の伝送効率は整数値を取らず、正確な無符号化系との比較ができないため、今回は図 4.12 のシステムモデルに当てはめた無符号化 QPSK, 8QAM との比較を行った。図 4.13 に計算結果を示す。どの符号も無符号化系に対して利得が得られているが、特に符号 4.2, 4.4 がよい特性を示している。これは MSD を伸ばした効果によるもので、符号 4.3 と比べると BER =  $10^{-4}$  で符号 4.2 には 5dB, 符号 4.4 には 3.5dB の利得が得られて

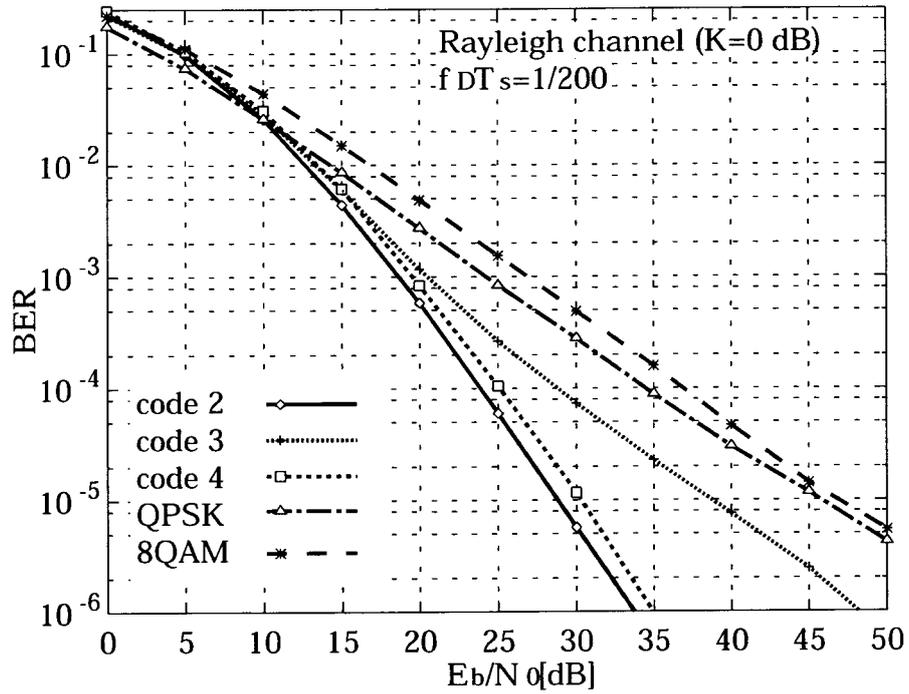


図 4.13: レイリーフェージング下での BER 特性 ( $f_D T_s = 1/200$ ,  $K = 0$  dB)

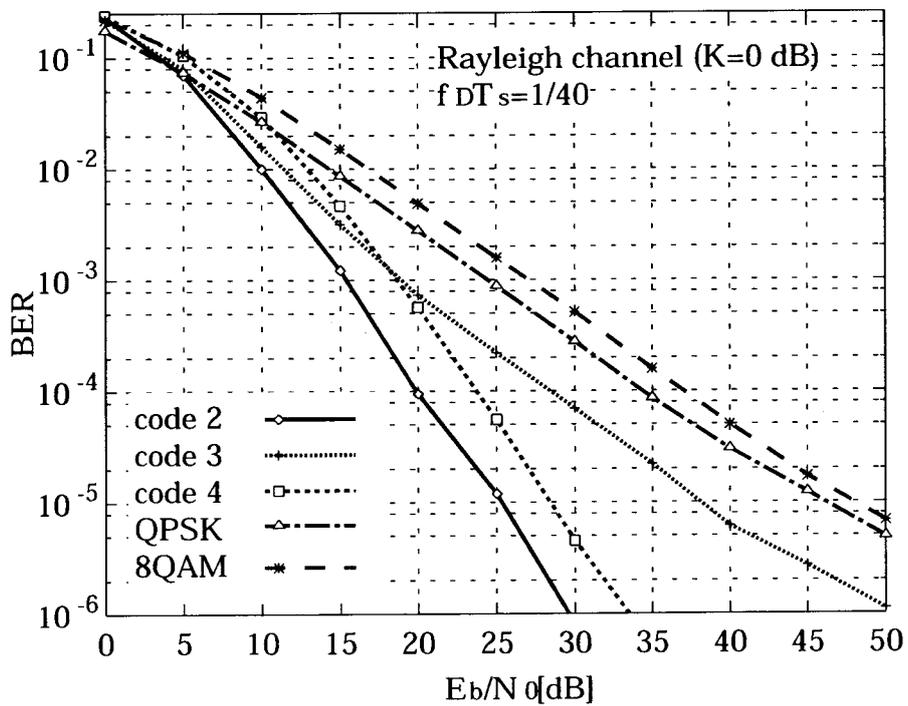


図 4.14: レイリーフェージング下での BER 特性 ( $f_D T_s = 1/40$ ,  $K = 0$  dB)

いる。符号 4.2 と 4.4 では符号長の短い符号 4.2 の方がおよそ 1.5dB 特性がよい。これは同じインターリーブサイズでは、その効果は符号長の短い方に有効に働くためである。すなわち  $L = 15$  の符号 4.4 では、インターリーブによってもなおバースト状の誤りが残る確率が増え BER の劣化に繋がる。次に数十 GHz の搬送波を用いる場合を想定し、 $f_D T_s = 1/40 = 0.025$  の比較的速いフェージングでの特性を検討した。図 4.14 に計算結果を示す。特性の傾向は緩やかなフェージングの場合と同じであるが、符号 4.3 に比べ符号 4.2 と 4.4 の利得が増えており、MSD 伸長の効果が速いフェージングに対してより有効であることを示している。符号 4.3 と 4.4 を比較すると  $E_b/N_0 < 18\text{dB}$  の領域では MPD の差により、符号 4.3 の方が特性がよくなっている。しかしそれ以上の領域では MSD の差の影響が増大し、符号 4.4 の特性が急速によくなっている。これは式 (4.3) のペア誤り確率近似式において、MSD は  $E_s/N_0$  に対する指数因子として作用しているのに対し、MPD は式全体に対する  $-1$  乗の因子であることから分かる。

#### 4.5.2 伸上・ライスフェージング下における BER 特性

次に  $K = 5\text{ dB}$  とした伸上・ライスフェージング下での特性を検討した。図 4.15、4.16 にそれぞれ  $f_D T_s = 1/200$ 、 $1/40$  のフェージング下での計算結果を示す。符号同士を比較するとレイリーフェージング下の結果と同じように、 $E_b/N_0$  の高い領域で符号 4.2 が符号 4.3 に対してどちらの場合も  $\text{BER} = 10^{-5}$  で 2.5 dB 程度利得を得ている。しかし符号 4.4 を符号 4.3 と比べると、 $\text{BER} = 10^{-5}$  において図 4.16 では 1 dB と利得は減り、図 4.15 ではほぼ同じ特性になっている。これは通信路がガウス雑音通信路に近づくにつれ、MSD を伸ばす効果が薄れ MSED による影響が大きくなるためである。そのため本章で提案した符号は、よりレイリーフェージングに近い通信路において有効性が高まると考えられる。

#### 4.5.3 既存方式との特性比較

ビタビ復号を用いた提案方式と既存方式<sup>10)</sup>との特性の比較を行った。図 4.17 にレイリーフェージング環境下、図 4.18 に伸上・ライスフェージング環境下の特性を示す。フェージングの速さはどちらも  $f_D T_s = 1/200$  とした。図から分かるようにいずれの場合も提案方式の特性が既存方式を上回った。これは提案方式が最尤復号であるのに対し、既存方式はそうではないためである。以上のように提案方

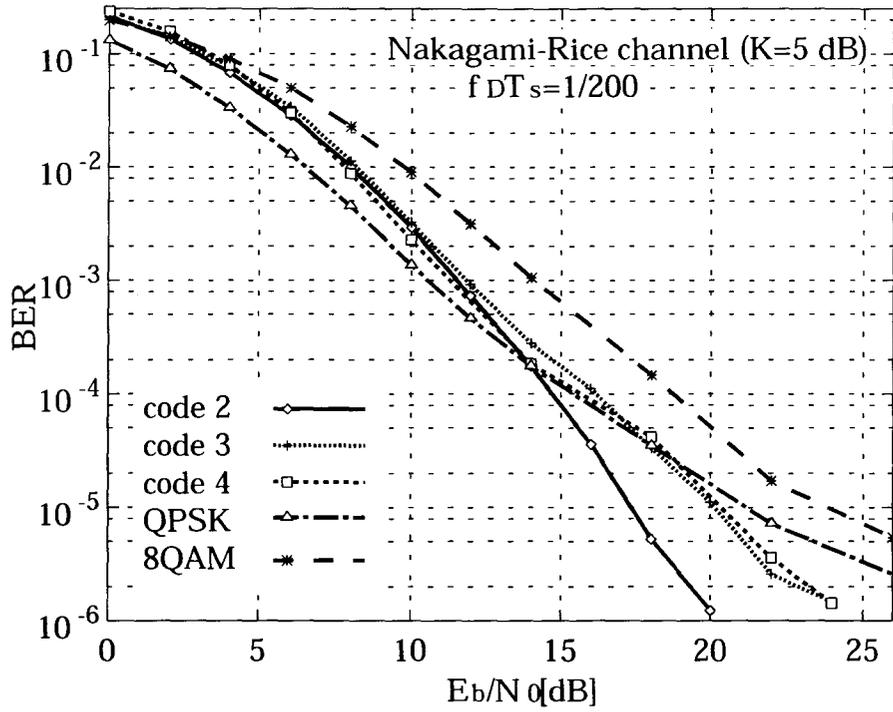


図 4.15: 仲上・ライスフェージング下での BER 特性 ( $f_D T_s = 1/200$ ,  $K = 5$  dB)

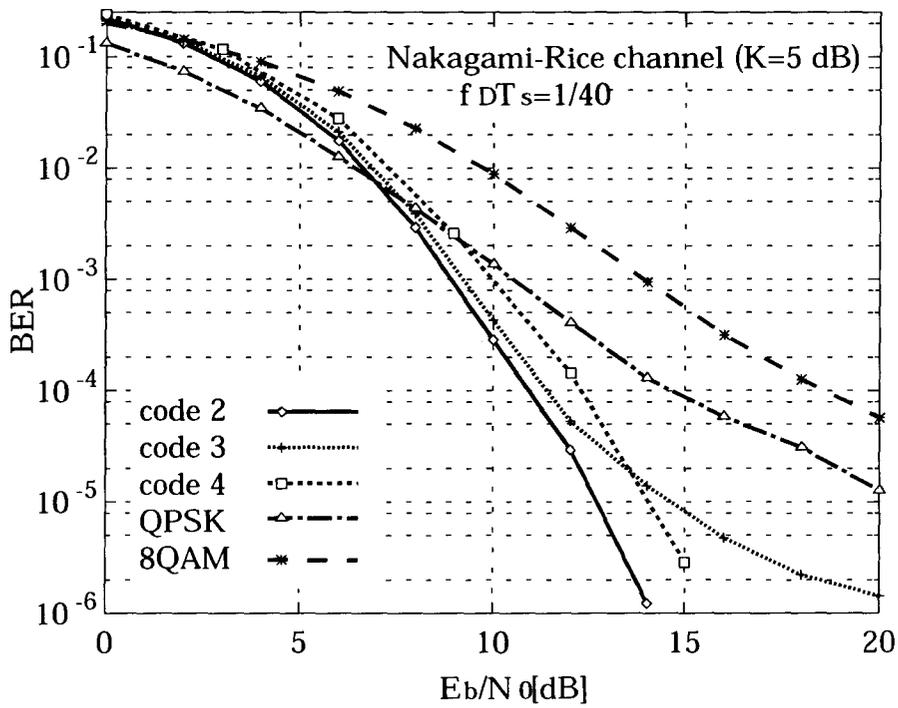


図 4.16: 仲上・ライスフェージング下での BER 特性 ( $f_D T_s = 1/40$ ,  $K = 5$  dB)

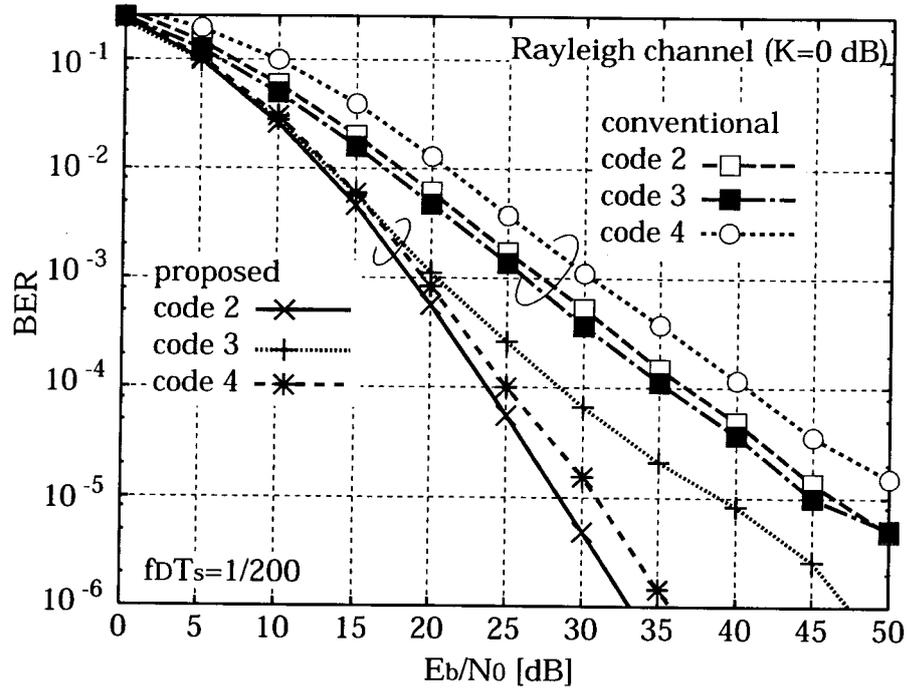


図 4.17: レイリーフェージング下での BER 特性 ( $f_D T_s = 1/200$ ,  $K = 0$  dB)

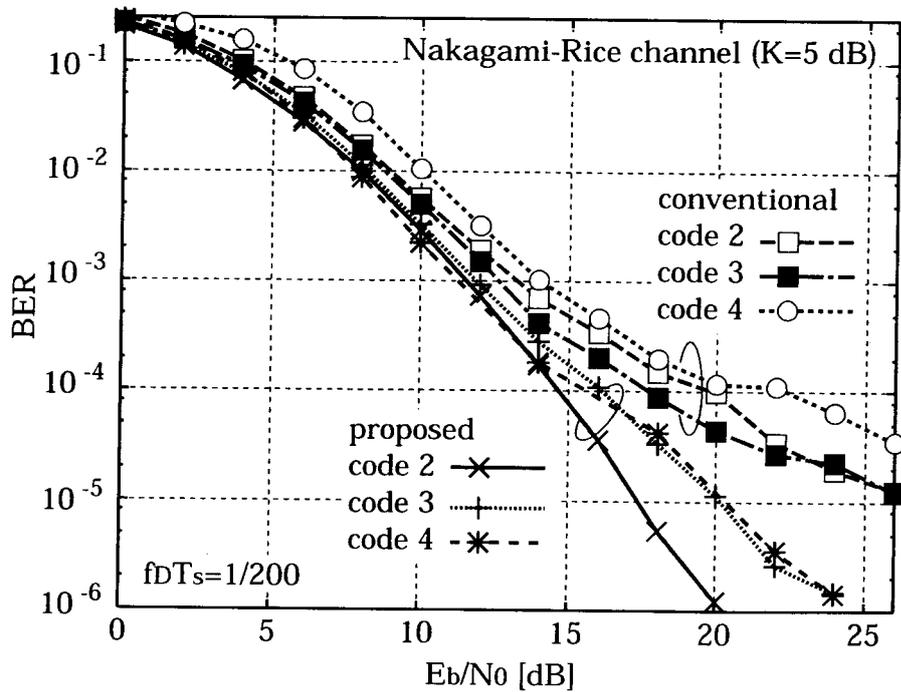


図 4.18: 仲上・ライスフェージング下での BER 特性 ( $f_D T_s = 1/200$ ,  $K = 5$  dB)

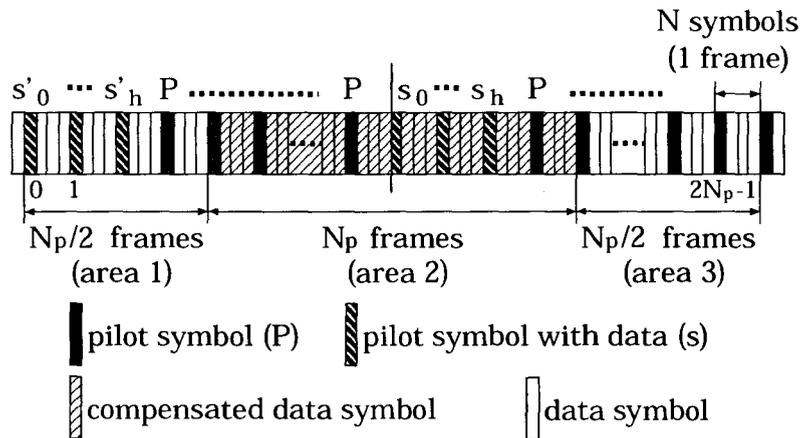


図 4.19: データを含むパイロットシンボルを用いた伝送フレーム構成

式の有効性が確かめられた。

## 4.6 符号化パイロットシンボルを用いた BCM

### 4.6.1 システム構成

式 (3.5) の  $c(k)$  で表される周波数非選択性フェージングは時相関を持つ帯域制限過程であるため、式 (3.1) の範囲内ではパイロットシンボルにより理論的には完全にフェージングを補償できる。またフェージングの補償精度は式 (4.7) の  $D_E^2$  の値に関係し、一部の受信パイロットシンボル点における推定フェージングの誤差が  $D_E^2$  の値に大きく影響する。これらの性質に注目することによって、推定誤差を増やすことなくパイロットシンボルに情報ビットを付加させることができる<sup>19)</sup>。つまりパイロットシンボルに付加された情報ビットを復号側が誤って推定すると、推定フェージングの精度が著しく落ち通常  $D_E^2$  の値が大きくなるため、ここからパイロットシンボルの復号の正誤を判定する。

図 4.19 に、FFT を用いたフェージング補償方式においてパイロットシンボルに情報ビットを付加したときのフレーム構成を示す。図中 P 点は図 3.7 と同じ付加情報ビット無しのパイロットシンボルである。そして  $s_h = (s_0, s_1, \dots, s_h)$  のパイロットシンボルには、図 4.6 の P 点ではなく情報ビットによりマッピングされた信号点を割り当てる。これらの符号化パイロットシンボルは領域 2 の中心から右側

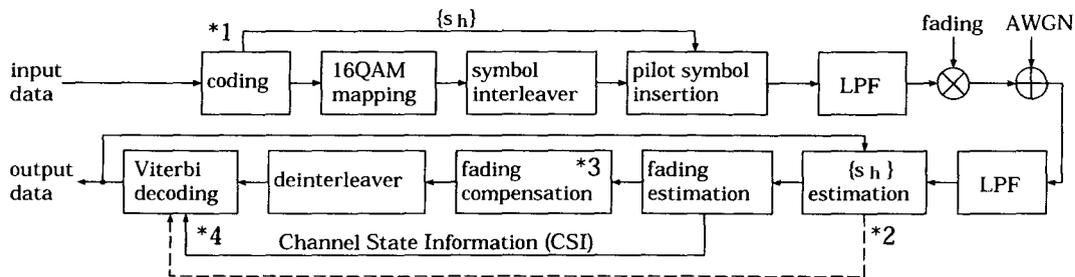


図 4.20: 符号化パイロットシンボルを含むシステム構成

に向かって割り当てられる。このときパイロットシンボルの信号点電力が小さいとフェージングの推定精度が悪くなるので、割り当てる信号点は P 点と同じ電力を持ち、付加情報ビットの種類に関わらず振幅の同じ信号 (MPSK 等) が適当である。準同期検波の際の  $s_h$  シンボルの絶対位相の取得は次のように行う。受信側では情報を付加しないパイロットシンボル P 点により同期を確立し基準位相を取得するので、 $s_h$  シンボルを受信したときこの基準位相と比較することによって  $s_h$  の絶対位相を取得する。

図 4.20 に伝送システムの構成図を示す。送信側では符号化の際に、伝送ビットをそのまま利用、もしくは何らかの演算を用いた後符号化パイロットシンボル列  $s_h$  を作成し (\*1)、送信する。受信側では受信系列に対し、初めに  $s_h$  を仮定し付加された情報ビットを得る (\*2)。そして、その  $s_h$  とその他のパイロットシンボルから得られたフェージング系列により全体のフェージングを推定、補償し (\*3)、ビタビ復号を行う (\*4)。その結果  $N_p$  フレーム内のブロック符号に対して式 (4.7) の  $D_E^2$  の和が得られるので、 $s_h$  の値を変え  $D_E^2$  の和を繰り返し計算し比較する。そして最小値を与えるものを  $s_h$  の復号結果とし、同時にブロック符号の復号結果も得る。以上のシステムを用いることにより伝送効率をさらに高めることができ、最大で  $N_p/2$  シンボルに情報ビットを付加することができる。  $N_p/2$  シンボルを越えると図 4.19 の領域 3 におけるパイロットシンボルに情報を載せ受信側で復号することになるが、この領域は次回の復号フレームであるためパイロットシンボルの復号誤りが、領域 2 の復号結果からのみ計算される  $D_E^2$  の値に反映されにくい。そのためパイロットシンボル上の情報ビットの推定精度が落ちてしまうのでフレームの構成上適当ではない。

$s_h$  の推定精度は伝送信号の SNR の他に、 $s_h$  の信号点割当ならびにシンボル数、

$$\left( \underbrace{CC_0 \ CC_1 \ CC_2 \ CC_3}_{S_0} \mid CC_4 \ \cdots \ \cdots \mid \underbrace{CC_{N_p-4} \ CC_{N_p-3} \ CC_{N_p-2} \ CC_{N_p-1}}_{S_{N_p/4-1}} \right)$$

図 4.21: パリティセット

BCM の符号構成が大きく関わってくると考えられる。また  $s_h$  のシンボル数、 $s_h$  の 1 シンボルに割り当てる情報ビット数が多いと、図 4.20 の繰り返し演算回数が増大する。さらに図 4.19 中の  $s'$  は前回の復号フレーム中の情報付パイロットシンボルであり、そのため  $s_h$  の推定に誤りが生じると次回の復号に誤りが伝搬してしまうことになる。この意味からもパイロットシンボルに当てはめる情報ビット数は少ない方がよい。

#### 4.6.2 符号 4.4 を用いた計算例

そこで、あまり多くない情報ビット数で BER 特性を向上させる方法として、今回は符号 4.4 を用い、パイロットシンボルに  $l_2$  の MSD を伸ばすような検査ビットを挿入する以下のような伝送システムを提案する。 $N = 16$  のとき図 4.19 の、一度にフェージングが補償される中央の  $N_p$  フレーム内にブロック符号 4.4 は  $N_p$  個まとめて伝送されるので、それらを  $C_0 \sim C_{N_p-1}$  とする。 $C_i$  に対し図 4.10 における  $l_2$  の中央までのパリティ

$$c_{C_i} = a_2 \oplus a_3 \oplus \cdots \oplus a_8 \quad (0 \leq i \leq N_p - 1) \quad (4.8)$$

を算出し、 $s_h$  を  $0 \leq h \leq N_p/4 - 1$  として図 4.21 のようなパリティビットの組から  $s_h$  シンボル列を作成する。 $s_h$  の信号点割当は NB (Natural binary) 割当の 16PSK とし、信号電力は図 4.6 の P 点と同じとする。これにより受信側で  $s_h$  を推定すれば  $c_{C_i}$  が得られ、このパリティビットを利用するとトレリス線図が一部変更され、S6~S8 のみ図 4.22 のようにすることができる。なお各枝の出力、それ以外のトレリスは図 4.11 と同じである。このトレリス線図を用いてビタビ復号を行えば、 $c_{C_i}$  によって S7 においてトレリスの取り得る状態数が半分になっているため S7 において正解パスを選択する確率が高まり、レイリーフェージング下でインターリーブによっても解消されなかったバースト誤りの影響を軽減させることができると考えられる。このように提案方式は  $l_2$  に対しさらに符号化を行うことに

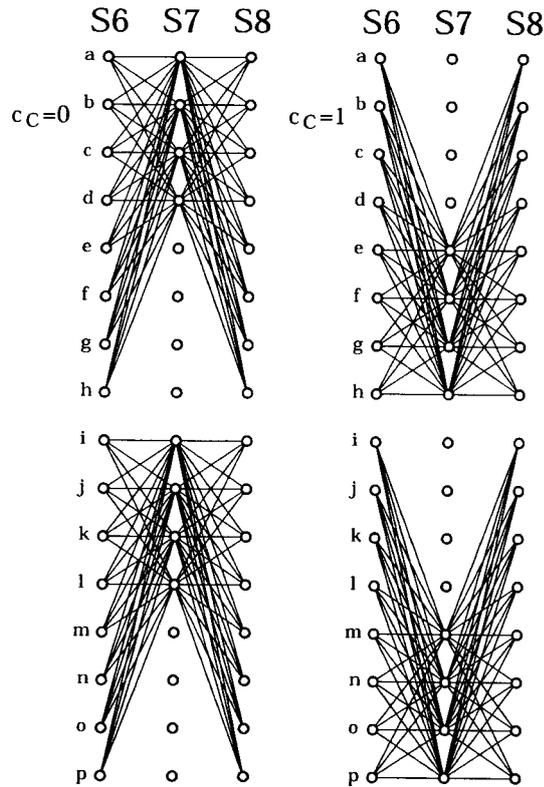


図 4.22: 符号 4.4 のトレリス線図 (S6~S8)

なり, BER 特性を向上させる効果がある.

この方法の BER 特性を計算機シミュレーションによって検討した.  $s_h$  の推定には今回は全探索を用いた. 図 4.23 に  $f_D T_s = 1/40$  の比較的速いレイリーフェージング下での特性を示す. 提案方式は図 4.12 のシステムと比べ BER =  $10^{-4}$  においておよそ 2dB の利得が得られた. このように提案方法はフェージング通信路において, 符号自体には直接変更を加えず, そのため伝送効率も劣化させることなく BER 特性を向上させることができる.

## 4.7 むすび

変調方式に 16QAM を用いた BCM にビタビ復号法を適用し, 最尤復号を行うシステムの検討を行った. そして, いくつかのブロック符号を用いて様々な通信路での BER 特性を計算機シミュレーションによって評価した. その結果符号 4.1 に

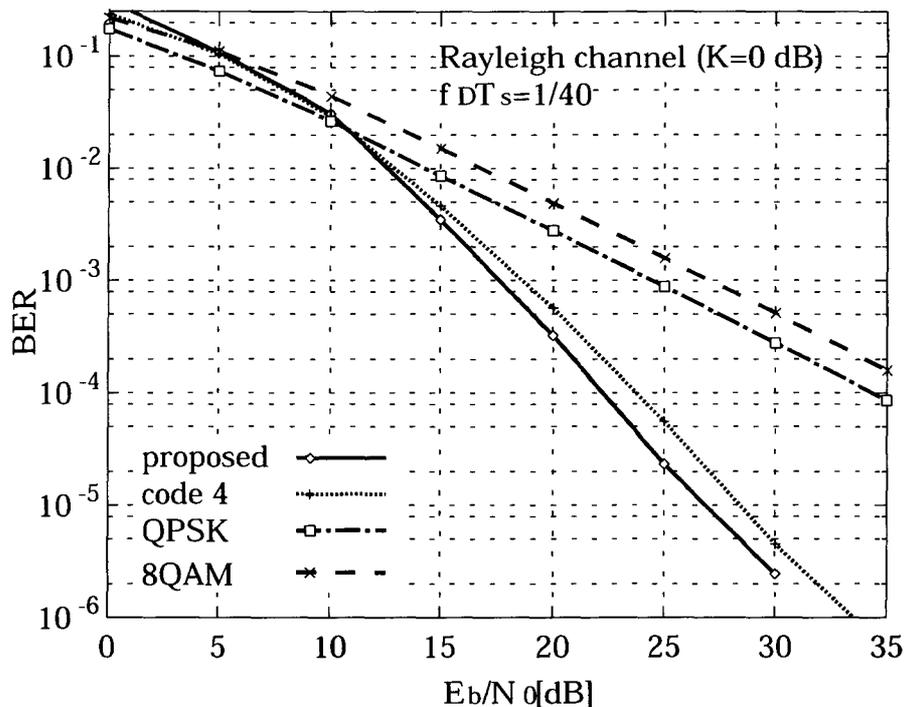


図 4.23: レイリーフェージング下での BER 特性 ( $K = 0\text{dB}$ )

対してビタビ復号を適用した場合、AWGN 通信路においては 3dB の符号化利得が得られ、また既存の復号方式と比較しても高速で良好な結果を得た。またフェージング通信路においてはフェージング補償を精度よく行えば、16QAM の特長である高い伝送効率を保ちつつ良好な BER 特性が得られることが分かり、16QAM でも MSD が BER 特性の重要な要素であることが示された。今回検討した符号は MSD が 2 までであったが、レイリーフェージング通信路において特に BER が改善された。

さらに、フェージング通信路において伝搬路補償用に挿入されるパイロットシンボルの一部を符号化することによって、より伝送効率を高める方法を提案した。そして今回は符号 4.4 を用い、このパイロットシンボルに付加される情報を伝送系列の検査ビットとして BER 特性をさらに向上させる方法を示し、2dB の改善効果を得た。本方法は符号の種類に関係なく適用可能であるので、汎用性を持つと考えられる。

## 参考文献

- 1) G. D. Forney, Jr., R. G. Gallager, G. R. Lang, F. M. Longstaff, and S. U. Qureshi, "Efficient modulation for band-limited channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-2, no. 9, pp. 632–647, Sep. 1984.
- 2) S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 137–147, May. 1993.
- 3) J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686–693, Nov. 1991.
- 4) P. M. Fortune, L. Hanzo and R. Steele, "On the computation of 16-QAM and 64-QAM performance in Rayleigh-fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E75-B, pp. 466–475, Jun. 1992.
- 5) D. Subasinghe-Dias and K. Feher, "A coded 16 QAM scheme for fast fading mobile radio channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 1906–1916, May 1995.
- 6) T. Sunaga and S. Sampei, "Performance of multi-level QAM with post-detection maximal ratio combining space diversity for digital land-mobile radio communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 294–301, Aug. 1993.
- 7) H. Imai and S. Hirakawa, "A new multilevel coding method using error-correcting codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-23, no. 3, pp. 371–377, May. 1977.
- 8) G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, no. 1, pp. 55–67, Jan. 1982.
- 9) 笠原正雄, "符号化変調方式 [I], [II], [III], " *信学誌*, 72, no. 1, 2, 3, pp. 97–106, 217–226, 306–316, 1989.

- 10) 加藤英二, 笹岡秀一, “陸上移動通信における多次元符号化変調方式の検討,” 信学論 (B-II), vol. J74-B-II, no. 4, pp. 123–130, Apr. 1991.
- 11) 李還幫, 若菜弘充, 井家上哲史, “2-symbols/branch 多重ブロック符号化変調方式,” 信学論 (B-II), vol. J80-B-II, no. 8, pp. 631–640, Aug. 1997.
- 12) 岡田実, 原晋介, 森永規彦, “フェージング下におけるブロック符号化変調の一信号設計法,” 信学論 (B-II), vol. J77-B-II, no. 6, pp. 277–287, Jun. 1994.
- 13) D. Divsalar and M. K. Simon, “The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criteria,” IEEE Trans. Commun., vol. 36, pp. 1004–1012, Sep. 1988.
- 14) J. Wu and S. Lin, “Multilevel trellis MPSK modulation codes for the Rayleigh fading channel,” IEEE Trans. Commun., vol. 41, pp. 1311–1318, Sep. 1993.
- 15) 岡本英二, 李還幫, 井家上哲史, “多次元符号化変調方式へのビタビ復号の適用,” 1996 信学総大, B-459, pp. 459.
- 16) C. Schlegel and D. J. Costello, Jr., “Bandwidth efficient coding for fading channels: Code construction and performance analysis,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-7, no. 9, pp. 1356–1368, Dec. 1989.
- 17) J. Du and B. Vucetic, “New 16-QAM trellis codes for fading channels,” Electron. Lett., vol. 27, no. 12, pp. 1009–1010, Jun. 1991.
- 18) 李還幫, 岩波保則, 池田哲夫, “フェージング時間相関推定補償を用いた多次元ブロック符号化変調方式,” 信学論 (A), vol. J76-A, no. 6, pp. 860–868, Jun. 1993.
- 19) 村上豊, 折橋雅之, 松岡剛史, 佐川守一, “多値 QAM におけるパイロットシンボルの検討,” 1998 信学総大, B-5-69, pp. 433.

# 第 5 章 一方向でマルチモード伝送を実現する ブロック符号化変調方式

## 5.1 まえがき

本章では BCM を用いて簡易な方法で実現でき、単一の符号、一方向通信のみでマルチモード伝送を実現する方式について検討する。

近年のマルチメディア通信の広がり、通信のますますの高速化、大容量化により、より効率的な通信方式の必要性が高まっている。マルチメディア通信においては、通常アプリケーションの要求する回線品質、回線速度には差がある。そのためこれらを一括して伝送する場合、別チャンネルを用いるなど別経路、別システムとすることが多いが、別システムによる伝送はシステム効率が悪いいため、同一チャンネルを用いたさまざまな技術が研究開発されている。これらの技術の 1 つに適応伝送方式<sup>1, 2, 3)</sup>がある。これは送受信器や通信路の状況に応じて伝送方式のいくつかの要素を柔軟に変更し、結果的に効率のよい通信を実現する技術である。適応伝送には送受信器が相互に状態をやり取りして要素を可変とする双方向適応伝送方式と、相互の状態交換をせずに要素を可変にする一方向適応伝送方式がある。双方向適応伝送方式は送受間で相手の状態が把握できるため柔軟に方式を変更することができる。送受信器の状態だけでなく通信路状況に応じて伝送速度や変調方式を可変にすることができる。しかしこの方式はデータの伝送以外に状態の交換を定期的に行う必要があるため、装置や方式が複雑になりがちである。一方、一方向適応伝送方式は、送信側の状態によってのみ要素を可変として適応的な伝送を行う方式である。相互の状態交換がないため通信路状況などへの適応化が原理的にできないものの、送信側の通信トラフィック量の変化や、蓄積データの量、QoS (Quality of service) などにより、品質や速度を柔軟に変化させることが可能であり、一方向のサービス、例えば放送サービスなどに適用することが可能である。また構造は双方向に比べ簡単であるため、一方向適応伝送方式も有効な技術であるといえる。

しかし従来の一方向適応伝送の方法には、装置化や伝送特性の点で解決すべき

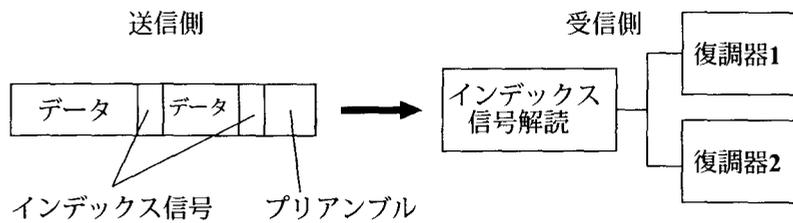


図 5.1: 従来の適応伝送技術

課題が存在した。例えば、図 5.1 に従来の一方向適応伝送の方法を示す。これはデータ部分の変調方式や符号化方式を適宜変更することにより適応的な伝送を行うものであるが、そのさいプリアンブルにデータ部の方式などの情報を付加する必要がある、この情報が誤って復号されるとデータ部の受信が正常でも正しい復号が行えなくなる。またそれを避けるためにプリアンブルに符号化を施すと、プリアンブル長が長くなり伝送効率が落ちる。また受信側では複数の変調器を用意し、プリアンブルを解釈し復調器を切替え受信データを復調する機構が必要であるため、構造が複雑になる。

図 5.2 に信号点配置によって一方向で適応的に変調方式を変える従来の方法を示す。この場合 16QAM と QPSK 信号点を同時に用い、送信シンボルを 16QAM 点か QPSK 点かに選択することによってビット数の異なる系列の伝送が実現でき、さらにプリアンブルの挿入も必要ない。しかしこの方式では隣接信号点とのユークリッド距離が  $d_1 \ll d_2$  となるので、2 ビット伝送の場合のビット誤り率が QPSK に比べ大幅に劣化してしまい、実用的でなくなる。

そこで本章では多レベルブロック符号化変調方式<sup>4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11)</sup>を用い、伝送モードという送信側による可変な状態を導入し、それによって速度だけでなく様々な状態の伝送を一方向で適応的に可変にする方式を提案する。送信側の多レベルブロック符号化変調方式を構成する S/P (serial to parallel) 変換の段数、符号構成や変調方式、セット分割法を伝送モードにより可変にすることで、伝送信号のビット数や品質などを変更する。受信側では送信側の全ての状態に対応したトレリス線図に基づくビタビ復号<sup>12, 13)</sup>を行うことにより、最尤推定を行い伝送データを復号する。これにより一方向で適応的に状態を可変にし、しかも符号化利得を得る伝送方式を実現する。また提案した BCM の距離特性を検討し、受信側で異なるモードへ誤る確率を低減させるために必要な距離特性を明らかにする。そ

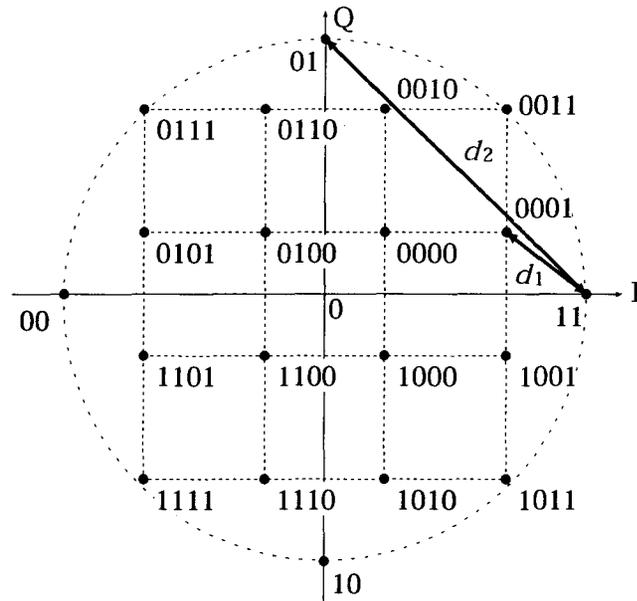


図 5.2: 信号点増加による適応伝送技術

して計算機シミュレーションにより、不均一／均一誤り保護符号 (unequal/equal error protection: UEP/EEP), 16QAM 信号点のみを用いて伝送速度を可変にする符号, そしてガウス雑音とフェージング雑音環境下へのハイブリッド符号について例を示す.

## 5.2 符号の構成と動作原理

図5.2の例で見たように一方向マルチモード伝送を行う場合, そのままではモード間のユークリッド距離が縮小してしまうためBERが悪くなっていた. そのためマルチモード伝送系列を符号化し, ユークリッド距離の拡大を計ることは有効な操作である. また, マルチモード伝送はしばしばモード番号を表すようなモードインデックスがデータと共に伝送されるが, 今までこれらは独立に符号化, 復号されていた. この場合モードインデックスとデータは相互接続がないため, モードインデックスを含んだ最尤復号はほとんど実現できず, モードインデックスの正しい復号のためにその符号化率を下げる必要があったため, 伝送効率の向上に限界があった.

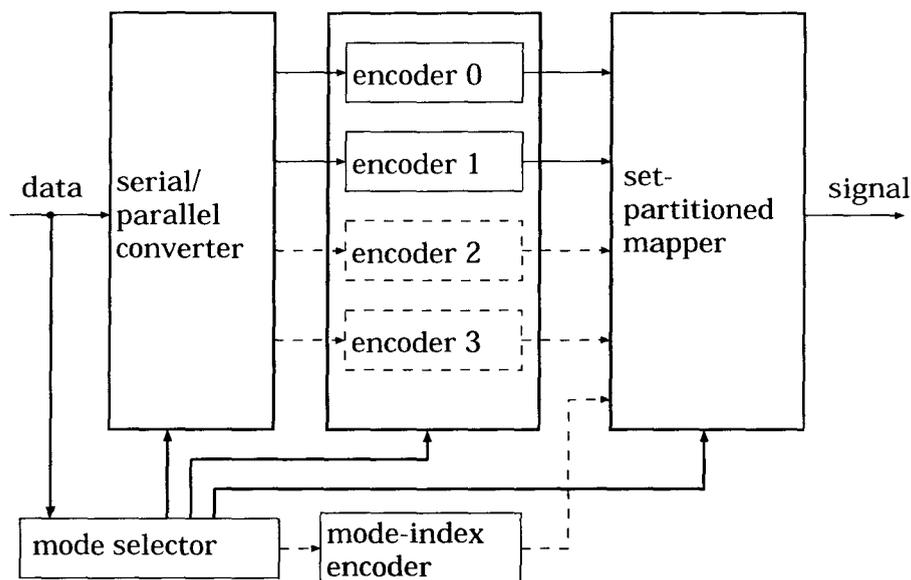


図 5.3: マルチモード符号化器

そこで本章では、伝送効率の劣化をできるだけ抑えたマルチモード伝送を実現するために BCM を適用し、符号化利得を得ることによって隣接符号語間距離を伸ばした一方向ハイブリッド伝送方式を提案する。多レベル符号化変調方式の構成要素を伝送モードにより変更することによってハイブリッド化を実現し、ブロック符号化変調方式とビタビ復号を組み合わせることにより大きな符号化利得を得、良好な伝送品質を両立する。

図 5.3 にマルチモード符号化器を示す。図は多レベル符号化器の一種であり、符号化利得は各レベルの符号器とセット分割法による信号点割り当てにより得られる。送信系列生成のためには、まず送信データの内容、データ量、要求伝送品質などから伝送モードを決定する。そのモードにより図中の S/P 変換後の符号レベル数、各符号器、変調方式や信号点割当法を変化させる。それに従ってデータを符号化し送信信号を得る。モードによって図中の構成要素を一部のみ変更させることも、全て変更させることも可能である。また送信モードのインデックス符号を生成し、送信系列に挿入することも可能である。これにより異なるモード間のハミング距離が伸長し、BER 特性が改善される。図 5.4 にビタビ復号器とそのトレリス線図を示す。受信側ではトレリス線図を用いたビタビ復号を行う。これにより全ての送信系列のモードとビットの生成確率が等しい場合は最尤復号となる。ト

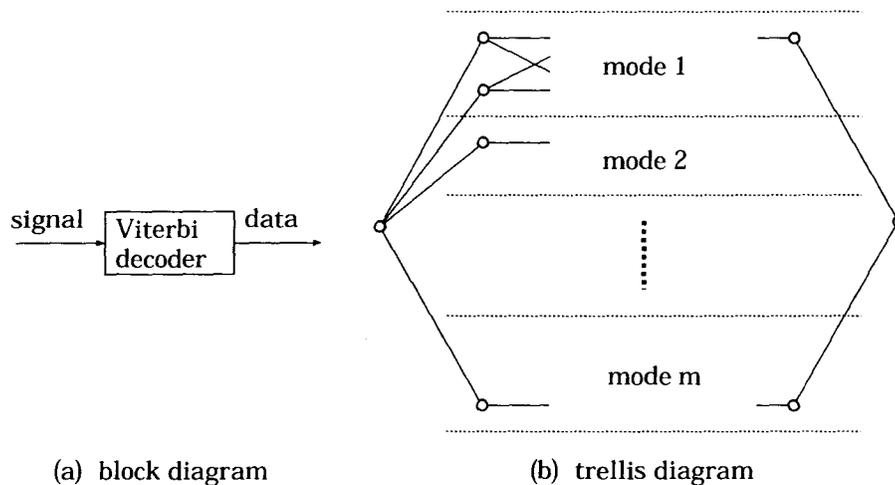


図 5.4: マルチモードビタビ復号器

トレリスの状態数は多レベル符号の深さと各レベル符号により決まる。また符号語に送信モードのインデックス符号が含まれている場合、トレリス線図は図 5.4 (b) のようにインデックス符号語によって分けられたサブトレリス領域に分けることができる。このサブトレリス領域は符号語の構成により、分割、結合や他領域への枝を持つ。もしモードインデックス符号がない場合は、トレリスの構成は通常が多レベル符号化変調方式のものと等しくなる。なお本方式のビタビ復号法は、変調方式や信号点割当て法が送信側と同じ複数のモードになる他は既存の方式と同じである。

本方式では 1 つのトレリス線図を描くことによりビタビアルゴリズムを採用でき、復号複雑度を発散させずに最尤推定復号を行うことができる。マルチモード BCM のモード数を  $m$ 、各モードの情報ビット数を  $k_m$  としたとき、全探索を行う最尤復号では復号複雑度は  $O(\sum_m 2^{k_m})$  となるが、図 5.4 (b) のトレリス線図において、並列パスを別々に数えた場合の枝数を  $E$  とするとその復号複雑度は  $O(E)$  となる<sup>14)</sup>。普通の単一モード符号と同じように、一般的に上記マルチモードのビタビアルゴリズム複雑度も全探索のものより小さい。このように本方式はトレリス線図を描けば、ビタビアルゴリズムの計算量削減の効果をそのまま得ることができる。

以上のシステムにより一方向マルチモード適応伝送が実現される。本方式は既存の多レベルブロック符号化変調方式とビタビ復号の構成とほぼ同じであるため、

実現が容易であると考えられる。

### 5.3 符号の距離特性

既に述べたように符号化変調方式における符号の特性は、しばしば符号語間の最小2乗ユークリッド距離 (MSED), 最小シンボル距離 (MSD), 最小積距離 (MPD) により評価される<sup>4, 15, 16)</sup>。これらは符号のBER特性に影響を与え, MSEDは主にガウス雑音通信路, MSD, MPDはそれぞれ非周波数選択性フェージング通信路での特性の評価パラメータとなり, これらの距離を伸ばすほど特性はよくなる。そこで本節では提案方式の距離特性について検討する。

符号長  $L$  の多レベルブロック符号を  $C_0$  とする。  $2^l$  点を用いた信号面  $Q$  にセット分割法により  $C_0$  を割り当てる場合, 符号  $C_0$  の1シンボルは  $l$  ビットから構成される。多レベル符号のレベル数を  $n$  とすると,  $n \leq l$  となり,

$$C_0 = C_{01}C_{02}\cdots C_{0n} \quad (5.1)$$

となる。ただし  $C_{0i}$  はレベル  $i$  の部分符号である。符号  $C_0$  の符号語を  $\mathbf{v}$ ,  $v^j$  を符号語の  $j$  ( $1 \leq j \leq L$ ) 番目の成分とすると,

$$\mathbf{v} = (v^1, v^2, \dots, v^L) \quad (5.2)$$

となる。また部分符号  $i$  ( $1 \leq i \leq n$ ) の  $j$  ( $1 \leq j \leq L$ ) 番目の成分を  $v^{j(i)}$  と表すと,  $v^j$  と部分符号  $i$  の符号語  $\mathbf{v}^{(i)}$  は

$$v^j = v^{j(1)}v^{j(2)}\cdots v^{j(n)} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{v}^{(i)} = (v^{1(i)}, v^{2(i)}, \dots, v^{L(i)}) \quad (5.4)$$

で表され,  $C_0$  は

$$C_0 = \{\mathbf{v}^{(1)}\mathbf{v}^{(2)}\cdots\mathbf{v}^{(n)} \quad : \quad 1 \leq i \leq n\} \quad (5.5)$$

となる<sup>6, 17)</sup>。

ここでマルチモードブロック符号に対し記号を導入する。符号の持つモードの種類を  $m$  としたとき表 5.1 のようにパラメータを導入する。そしてまず本符号の MSED を導出する。受信側で復号誤りが生じる場合, 同じモードの符号語でビットが誤る場合と異なるモードの符号語に誤る場合がある。そこで同モード符号語

表 5.1: マルチモード符号のパラメータ

	mode 1	...	mode $k$	...	mode $m$
code level	$n_1$		$n_k$		$n_m$
multi-level code	$C_1 = C_{11}C_{12}$ $\cdots C_{1n_1}$		$C_k = C_{k1}C_{k2}$ $\cdots C_{kn_k}$		$C_m = C_{m1}C_{m2}$ $\cdots C_{mn_m}$
modulation method	$M_1(\mathbf{u})$		$M_k(\mathbf{u})$		$M_m(\mathbf{u})$
set-partitioning	$SP_1$		$SP_k$		$SP_m$
codeword	$\mathbf{u}_1$		$\mathbf{u}_k$		$\mathbf{u}_m$
codeword of level $i$	$\mathbf{u}_1^{(i)}$		$\mathbf{u}_k^{(i)}$		$\mathbf{u}_m^{(i)}$
codeword of $j$ -th symbol	$u_1^j$		$u_k^j$		$u_m^j$

間の最小 2 乗ユークリッド距離を  $d_I^2$ , 異モード符号語間のそれを  $d_D^2$  とする. すると  $d_I^2$  を伸ばすことにより同モード内他符号語への誤り確率を減らすことができる. これは既存の多レベル符号化変調方式と同様に, 各レベル符号  $C_{k1} \sim C_{kn_k}$  のハミング距離とセット分割法  $SP_k$  の構成により最小 2 乗ユークリッド距離を伸ばせばよい.  $d_I^2$  は表 5.1 の記号を用いると

$$d_I^2 = \min_{(\mathbf{u}_k, \mathbf{v}_k) \in C_k, 1 \leq k \leq m} \left[ \sum_{j=1}^L |M_k(u_k^j) - M_k(v_k^j)|^2 \right] \quad (5.6)$$

となる. ただし  $M_k(u_k^j)$  は符号語  $\mathbf{u}_k$  の  $j$  番目成分  $u_k^j$  の信号ベクトルである. 同様に  $d_D^2$  を伸ばすことによって他のモード符号語への誤り確率を減らすことができる.  $d_D^2$  は

$$d_D^2 = \min_{\mathbf{u}_h \in C_h, \mathbf{v}_k \in C_k} \left[ \sum_{j=1}^L |M_h(u_h^j) - M_k(v_k^j)|^2 \right] \quad (5.7)$$

となる. ただし  $1 \leq (h, k) \leq m, h \neq k$  である. 後ほど計算例で示すように, 受信語が異モード符号語へ誤ると誤りビット数が大幅に増えることが多いので, この  $d_D^2$  は大きくする必要があり. モードインデックス符号が符号語のレベル  $i$  に含まれている場合,  $C_{1i} \sim C_{mi}$  は全てモードインデックス符号を含み  $d_D^2$  は必ずそのモードインデックス符号語間の最小 2 乗ユークリッド距離以上になる. そこでレベル符号  $i$  の最小 2 乗ユークリッド距離を伸ばすようにモードインデックス符号

とセット分割法を設計する。モードインデックス符号が含まれていない場合は式 (5.7) を伸ばすようにレベル符号全体とセット分割法を設計するが、符号長  $L$  が大きい場合はその探査は面倒であるのでモードインデックス符号を用いた方が便利である。

式 (5.6), (5.7) より MSED  $d_e^2$  は

$$d_e^2 = \min[d_I^2, d_D^2] \quad (5.8)$$

となり、これを伸ばすほどガウス雑音環境下での特性が向上する。

MSD  $\delta$ , MPD  $\Delta_p^2$  は値が大きいほどそれぞれ SNR の大きな領域と小さな領域でのフェージング環境下における BER 特性を向上させる。これらも MSED と同様に同モード符号語間と異モード符号語間の値に分けて考えることができる。MSD の同モード語間の値を  $\delta_I$ , 異モード語間の値を  $\delta_D$  とする。なお MSD は隣接符号語における異なるシンボルの数の最小値であるため、符号語のビット列  $u^j (1 \leq j \leq L)$  が同じでも変調方式やセット分割法  $M_k(u^j)$  が異なれば異なるシンボルとなる。 $\delta_I$  は

$$\delta_I = \min_{(\mathbf{u}_k, \mathbf{v}_k) \in C_k, 1 \leq k \leq m} [\delta(\mathbf{u}_k, \mathbf{v}_k) : \mathbf{u}_k \neq \mathbf{v}_k] \quad (5.9)$$

$$= \min_{\mathbf{u}_k \in C_k, 1 \leq k \leq m} [\delta_H(\mathbf{u}_k^{(i)}) : 1 \leq i \leq n_k], \quad (5.10)$$

となる。ただし  $\delta(\mathbf{u}_k, \mathbf{v}_k)$  は符号語  $\mathbf{u}_k$  と  $\mathbf{v}_k$  の異なるシンボルの数、 $\delta_H(\mathbf{u}_k^{(i)})$  はレベル  $i$  符号の最小ハミング距離である。同様に

$$\delta_D = \min_{\mathbf{u}_h \in C_h, \mathbf{v}_k \in C_k} [\delta(\mathbf{u}_h, \mathbf{v}_k)] \quad (5.11)$$

となる。ただし  $1 \leq (h, k) \leq m, h \neq k$  である。符号語がモードインデックス符号を含む場合は、 $n_{\text{index}}$  をインデックス符号のレベルとすると、

$$\delta_D \geq \min_{\mathbf{u}_h \in C_h, \mathbf{v}_k \in C_k} [\delta_H(\mathbf{u}_h^{(n_{\text{index}})}, \mathbf{v}_k^{(n_{\text{index}})})] \quad (5.12)$$

となり、モードインデックス符号の最小ハミング距離を伸ばすことにより大きくできるため、異モード間 MSD は同モード間 MSD よりも大きく設定することが容易である。結局 MSD は

$$d_e^2 = \min[\delta_I, \delta_D] \quad (5.13)$$

となる。

同モード，異モードのMPDをそれぞれ $\Delta_{PI}^2$ ， $\Delta_{PD}^2$ とすると

$$\Delta_{PI}^2 = \min_{(\mathbf{u}_k, \mathbf{v}_k) \in C_k, 1 \leq k \leq m} \left[ \prod_{j=1, u_k^j \neq v_k^j}^L |M_k(u_k^j) - M_k(v_k^j)|^2 \right] \quad (5.14)$$

$$\Delta_{PD}^2 = \min_{\mathbf{u}_h \in C_h, \mathbf{v}_k \in C_k} \left[ \prod_{j=1, u_h^j \neq v_k^j}^L |M_h(u_h^j) - M_k(v_k^j)|^2 \right] \\ (1 \leq (h, k) \leq m, h \neq k) \quad (5.15)$$

$$\Delta_P^2 = \min[\Delta_{PI}^2, \Delta_{PD}^2] \quad (5.16)$$

となる。

式(5.8)，(5.13)，及び(5.16)は同モード符号語間距離と異モード符号語間距離のどちらかのみが大きくても，全体の特性は向上しないことを示している。したがって，モードインデックス符号は適切な強さのものを用いるべきである。もし $L$ が大ききモード数 $m$ が小さければ， $n_{\text{index}}$ レベル全体をモードインデックス符号にするととても強い符号になり，異モード符号語間距離は大きくなる。しかし符号全体のレートは下がり，また異モード間距離だけが大きくなるため符号全体のBERは改善されない。よってこの場合 $n_{\text{index}}$ レベルの一部，例えば前半のみ，をモードインデックス符号とし，残りは情報伝送に用いることが望ましい。逆にもし $L$ が小さく $m$ が大きいときは， $l$ レベルの複数を $n_{\text{index}}$ レベルとし，その全体をモードインデックス符号とすればよい。

## 5.4 ビット誤り率上界式の導出

4.3で示したように，SNRのよい領域での平均のBER上界式はペア誤り確率を用いて式(4.2)のようになる。しかしここで $b(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ は $\mathbf{x}_1$ と $\mathbf{x}_2$ のハミング距離であるが，マルチモード伝送における $b(\cdot)$ は同モード間，異モード間に分けて考える必要がある。同モード間では符号語間のビット数が異なることはないので，ハミング距離は一意に定まる。同様に同ビット数を有する異モード語間のハミング距離も一意に定まる。しかし異モード異ビット数語間の場合， $\mathbf{x}_1$ と $\mathbf{x}_2$ の間に過不足ビットが生じる。本検討ではこのような場合，それら全てを誤りビットとして数える。そのためBERは送信ビット数に対する受信側でのこれらの誤りビッ

ト数として再定義され、1を超える場合が存在する。したがってマルチモード伝送を設計するとき、異モード間のビット数はあまり異なる方がBER特性がよくなることが分かる。しかし伝送ビット数を可変にすることは大きなメリットであるので、その場合はモードインデックス符号のハミング距離を伸ばして構築することが望ましい。

結局、式 (4.2) を分解することによって  $P_b$  は

$$P_b \leq \sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^m \left[ \sum_{\mathbf{x}_1 \in C_i} \sum_{\mathbf{x}_2 \in C_j} b(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) p(\mathbf{x}_1) P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{x}_2) \right] \quad (5.17)$$

と表される。この式 (5.17) を分解すると同モード間、異モード間に対する上界式はそれぞれ

$$P_b \leq P_{bI} + P_{bD}, \quad (5.18)$$

$$P_{bI} = \sum_{i=0}^m \left[ \sum_{\mathbf{x}_1 \in C_i} \sum_{\mathbf{x}_2 \in C_i} b(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) p(\mathbf{x}_1) P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{x}_2) \right], \quad (5.19)$$

$$P_{bD} = \sum_{i=0}^m \sum_{j=0, i \neq j}^m \left[ \sum_{\mathbf{x}_1 \in C_i} \sum_{\mathbf{x}_2 \in C_j} b(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) p(\mathbf{x}_1) P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{x}_2) \right]. \quad (5.20)$$

となる。ここで  $P_{bI}$  は同モード間誤り率の上界、 $P_{bD}$  異モード間誤り率の上界である。

## 5.5 符号構成例

本節では提案方式に基づき、3つの特徴的な構成例を示す。具体的には、不均一／均一誤り保護符号 (UEP/EEP)、16QAM 信号点のみを用いて伝送速度を可変にする符号、そしてガウス雑音とフェージング雑音環境下へのハイブリッド符号である。

### 5.5.1 UEP と EEP のハイブリッド符号

初めに、2種類のモードを持ちあるレベルだけ強く保護するモードと均一に保護するモードをもつ符号を示す。図 5.5 に符号長  $L$  の多レベル符号を示す。以降符号 5.1 と称する。この符号は 2 モードを持つ 4 レベルの多レベル符号である。11

$$\begin{array}{cccc}
& \overbrace{s_1} & \overbrace{s_2} & & \overbrace{s_{(L-1)}} & \overbrace{s_L} \\
11 & c_1 & c_1 & & c_1 & c_1 \\
12 & a_1 & a_2 & \cdots & a_{L-1} & c_2 \\
13 & a_L & a_{L+1} & & a_{2L-2} & a_{2L-1} \\
14 & \overbrace{a_{2L}} & \overbrace{a_{2L+1}} & & \overbrace{a_{3L-2}} & \overbrace{a_{3L-1}}
\end{array}$$

$$c_1 = 0 \text{ (mode 1), } 1 \text{ (mode 2)}$$

$$c_2 = a_1 \oplus a_2 \oplus \cdots \oplus a_{L-1}$$

図 5.5: 不均一誤り保護と均一誤り保護の 2 モード符号 (符号 5.1)

は全 0 か 1 の重複符号を用いたモードインデックス符号であり、ハミング距離は  $L$  である。12 には  $(L, L-1, 2)$  のパリティ検査符号を用い、13 と 14 はそれぞれ  $(L, L, 1)$  の無符号化である。この符号を、均一誤りと 12 を強く保護する不均一誤り特性をもつマルチモード伝送するためのセット分割法を図 5.6 に示す。変調方式には 16QAM を用いる。11 はモードインデックス符号なので、最初の分岐はモードに対応する。これにより 12 以降ではセット分割法がモード 1 用の  $SP_1$  とモード 2 用の  $SP_2$  に分かれる。  $SP_1$  は分岐レベルに比例して信号点間ユークリッド距離を 2 倍に伸ばす通常のセット分割法で、  $SP_2$  は 12 の平均信号点間距離を伸ばすように配置されたセット分割法である。これによりモード 2 を伝送すれば不均一誤りが実現される。ただしトレードオフとして 13 と 14 の同モードユークリッド 2 乗距離  $d_i^2$  が、  $SP_1$  に比べ  $1/\sqrt{2}$  となる。なお一般に多レベル符号を構成する際、上位のレベルでは対応するセット分割の隣接信号点距離が短いため、符号化率を低くすることによりそのレベルのユークリッド 2 乗距離を伸ばす。そのため最上位レベルつまり 11 をモードインデックス符号にした場合、符号語全体での符号化率の低下を最も抑えることができる。よってモードインデックス符号を挿入する場合は、本例のように最上位レベル 11 に配置することが望ましい。さらに図 5.6 の例のように 11 にモードインデックス符号が割り当てられた場合、12 以降のセット分割法をモード毎に自由に設定できるため、その意味でもモードインデックス符号は最上位レベルへの配置が望ましい。

表 5.2 に符号の距離特性を示す。  $\Delta$  は図 5.6 に示す 16QAM の格子間距離である。12 の同モード間平均 MSED は符号の生成確率が等しいとした場合の平均であり、

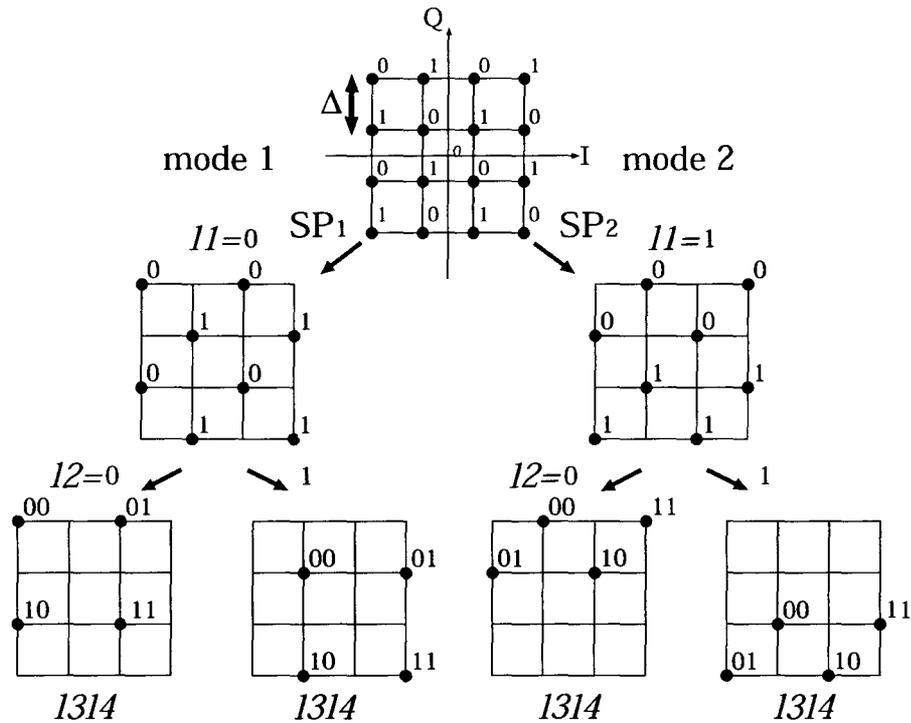


図 5.6: ハイブリッドなセット分割法

モード 2 の値がモード 1 の 1.5 倍になっている。ここからモード 2 の  $I_2$  伝送特性が改善されることが分かる。また表 5.2 の  $d_D^2$  は  $L$  に依存しているので、復号モード誤りは  $L$  に反比例することが予想できる。

復号には図 5.7 のトレリス線図を用いたビタビ復号を用いる。図中出力ラベル  $A_1 - A_4$  は同一の分岐規則を持つ以下の信号点集合である。

$$\begin{aligned}
 A_1 &= (0000, 0001, 0010, 0011), A_2 = (0100, 0101, 0110, 0111) \\
 A_3 &= (1000, 1001, 1010, 1011), A_4 = (1100, 1101, 1110, 1111) \quad (5.21)
 \end{aligned}$$

これらはそれぞれ 4 点の集合であり、したがって各枝には 4 本の並行パスが存在する。まず受信信号から  $A_1 - A_4$  それぞれについて、4 点の中の最小メトリックを計算する。これにより信号点集合  $A_1 - A_4$  中の信号点が各 1 点ずつ定まる。それらに対し図 5.7 のトレリス線図に基づいて、ビタビアルゴリズムにより  $s_1$  から  $s_L$  までメトリックの和を求め、最小パスを選択し復号する。

このトレリス線図はモード 1, 2 全ての状態を持つため、マルチモードの復号は

表 5.2: 符号 5.1 の距離特性

	mode 1	mode 2
code level	4	
$l1$ code	mode-index code	
$l2$ code	$(L, L - 1, 2)$	
$l3$ and $l4$ code	$(L, L, 1)$	
modulation	16QAM	
signal partition	$SP_1$	$SP_2$
trans. rate (bit/sym)	$(3L - 1)/L$	
$d_D^2$	$L\Delta^2$	
$d_I^2$ of $l2$	$4\Delta^2$	$4\Delta^2$
$\overline{d_I^2}$ of $l2$	$4\Delta^2$	$6\Delta^2$
$d_I^2$ of $l3$ and $l4$	$4\Delta^2$	$2\Delta^2$

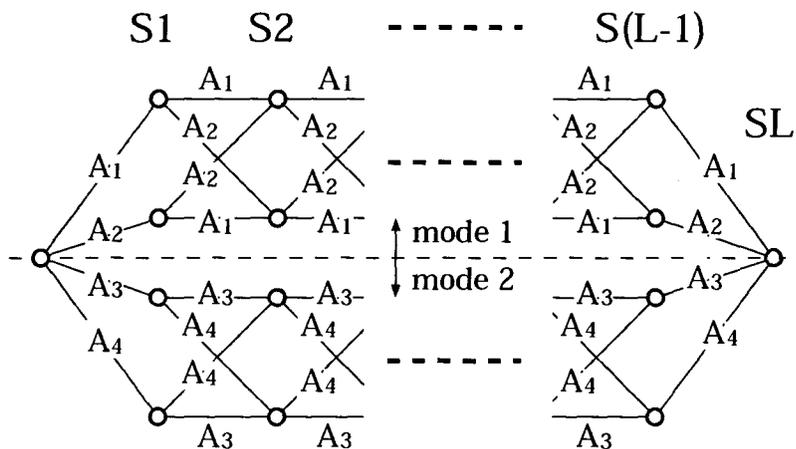


図 5.7: 符号 5.1 のトレリス線図

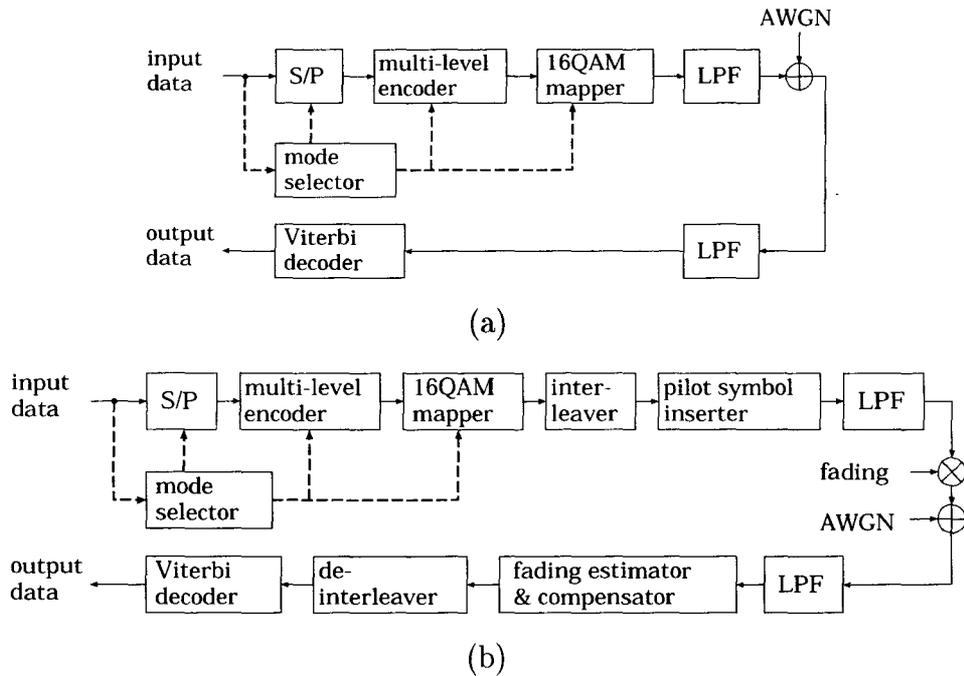


図 5.8: (a) AWGN 環境, (b) フェージング環境の等価低域系システムブロック図

このビタビ復号を行うだけでよい。このように本手法は簡易なマルチモードの復号が可能である。さらに伝送モードは各符号語毎に変更することができる。

図 5.8(a) に示す構成を用い、本符号の特性を調べた。なお以下ではクロック同期とフレーム同期は完全であることを仮定する。

図 5.9 に  $L = 6$ 、モード 2 の生成確率  $p = 0.5$  のときの計算結果を示す。誤り率上界は式 (5.18) – (5.20) より求めた。図ではまだあまり近くはないが、BER 曲線が上界式に漸近的に近付いていく様子が分かる。伝送効率は  $L = 6$  のとき 17/6 bit/symbol であり、同様な伝送効率である 3 bit/symbol の無符号化 8QAM の特性とほぼ同じ結果となっている。このことから符号 5.1 は BER の劣化を伴わずにマルチモード伝送を実現していることが示された。

次に両モードにおける 12 の BER を計算した。  $L = 16$ 、  $p = 0.5$  のときの結果を図 5.10 に示す。モード 2 は 12 を保護する UEP 符号であることから、モード 2 の BER 特性がよくなっていることが分かる。これより本符号は UEP と EEP を混在伝送しているということが示された。

図 5.11 に符号長  $L$  に対する BER 特性を示す。  $d_D^2$  が  $L$  に依存しているので、当

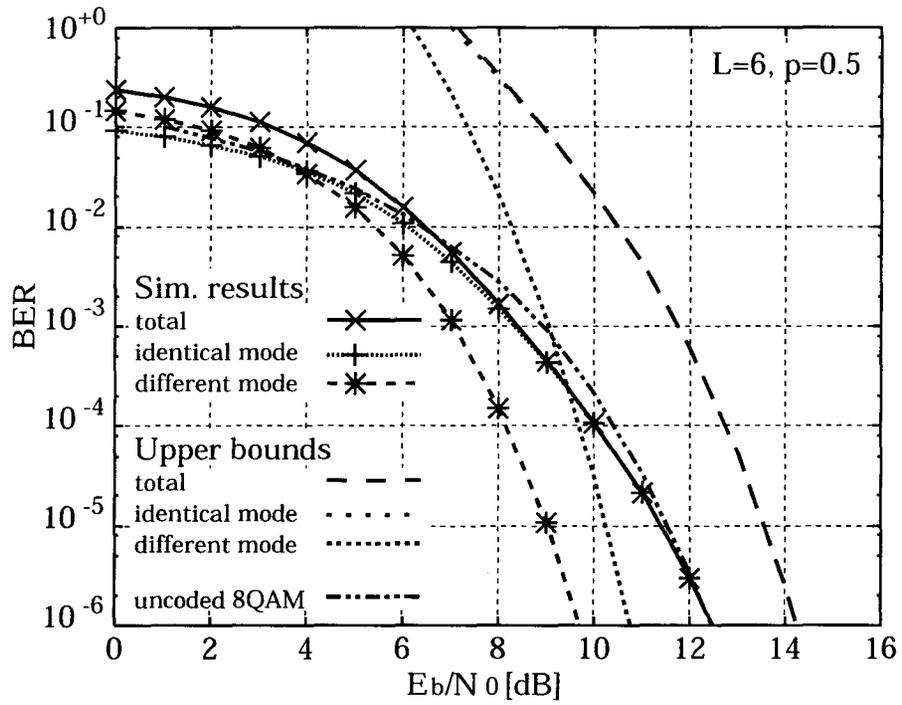


図 5.9:  $L = 6$  のときの UEP/EEP ハイブリッド符号の誤り率上界と BER 特性

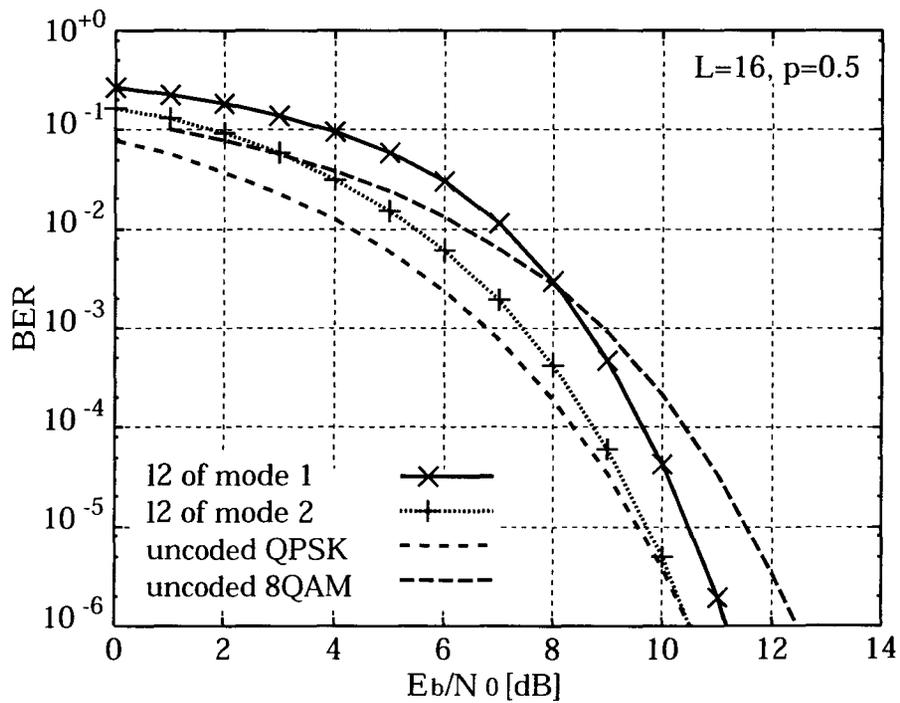


図 5.10:  $L = 16$  のときの  $l_2$  の BER 特性

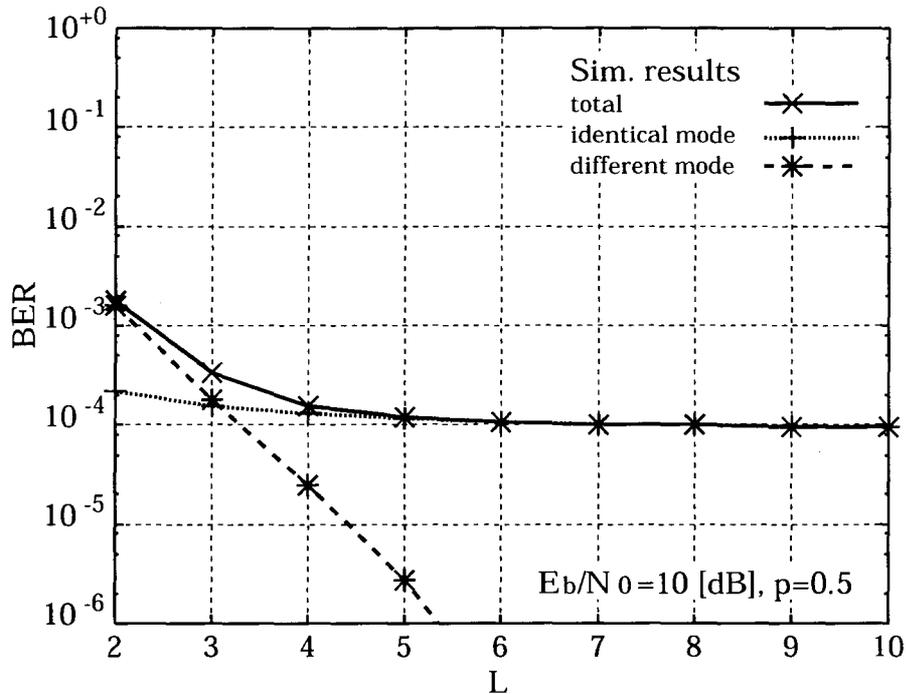


図 5.11:  $L$  に対する同モード間, 異モード間 BER 特性

然ながら異モード間 BER は  $L$  の増加に伴い改善されている。したがって  $d_B^2$  を伸ばすこと、特にモードインデックス符号のハミング距離を伸ばすことは、モード誤りを低減させるのに有効である。しかし表 5.2 に示すように  $d_B^2$  は一定であるため、同モード間 BER は  $L$  に関わらずほぼ一定である。このようにシミュレーション結果は前節までに述べた符号語間距離と上界式の結果と合致していることが分かる。

図 5.9 に示す BER 特性では、 $E_b/N_0$  が大きくなるにつれて異モード間 BER は低くなるものの全体の BER が同モード間 BER に支配されている。これはモードインデックス符号が相対的に強過ぎることを意味する。前節で述べたようにこの場合  $l$  のモードインデックス符号を短くし、そこに伝送情報データを挿入することが有効かも知れない。それに対応してトレリス線図の枝数と状態数は増加することが予想されるが、伝送効率もまた増加する。

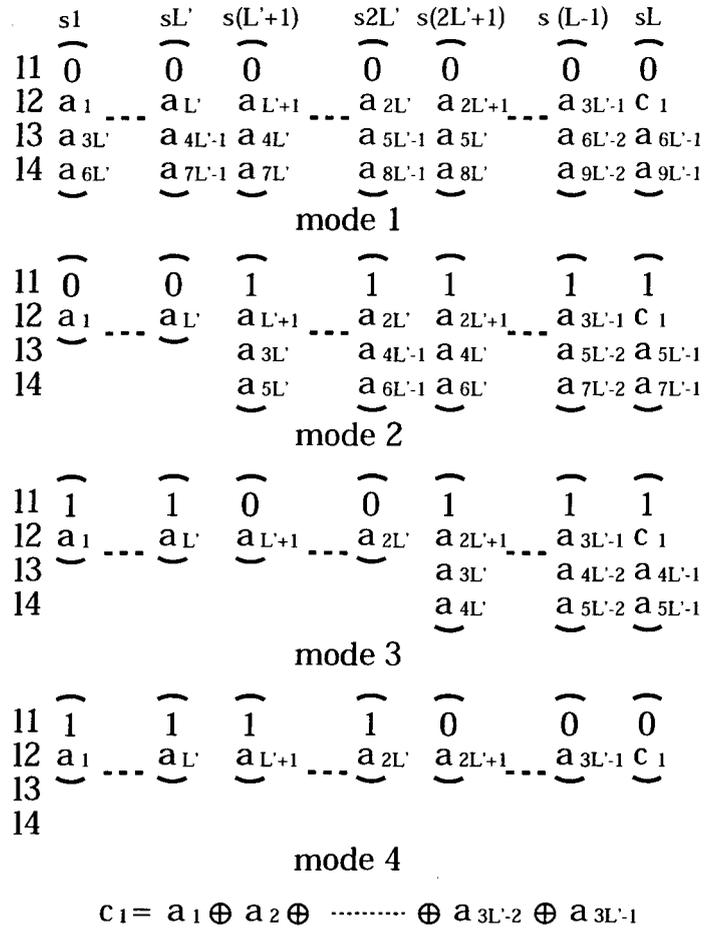


図 5.12: 4 モードを持つ伝送速度可変符号 (符号 5.2)

### 5.5.2 伝送速度可変符号

次に一方向で伝送速度を可変にするハイブリッドな符号を検討する。図 5.12 に符号長  $L (= 3L')$  で 4 つの伝送速度を持つ 4 モードの BCM を示す。符号の諸元を表 5.3 に示す。以降これを符号 5.2 とする。符号 5.2 の主な特徴は、多レベル符号の深さと変調方式を変更することにより 4 種類の異なる伝送速度を実現している点である。各レベルの符号は、11 が  $2L/3$  のハミング距離を持つ重複パリティ検査符号のインデックス符号であり、12 が  $(L, L-1, 2)$  のパリティ符号である。13, 14 は無符号化系列であり、モードによってビット数が異なる。モード  $k$  ( $1 \leq k \leq 4$ ) に対して、 $2L(4-k)/3$  ビットを  $sL$  から配置する。この 13, 14 のビット数の違い

表 5.3: 符号 5.2 の各モードの諸元

	mode 1	mode 2	mode 3	mode 4
code level	4	4	4	2
$l1$ code	mode-index code			
$l2$ code	$(L, L - 1, 2)$			
$l3$ and $l4$ code	$(L, L, 1)$	$(\frac{2L}{3}, \frac{2L}{3}, 1)$	$(\frac{L}{3}, \frac{L}{3}, 1)$	—
modulation	16QAM	QPSK and 16QAM	QPSK	QPSK
signal partition	$SP_1$			
trans. rate (bit/sym)	$\frac{3L-1}{L}$	$\frac{7L/3-1}{L}$	$\frac{5L/3-1}{L}$	$\frac{L-1}{L}$
$d_D^2$	$2L\Delta^2/3$			
$d_I^2$	$4\Delta^2$	$4\Delta^2$	$4\Delta^2$	$18\Delta^2$

により，表のような 4 種類の伝送速度が得られる．

図 5.13 に符号 5.2 で用いられる 16QAM の重複信号点割当を示す．図のように 16QAM 信号点と QPSK 信号点を重ね，全体としては 16QAM 信号面のみを用いて変調を行うことができる．これにより変調器の構成は 16QAM のみを用意すればよいため，システムの簡素化という意味で都合がよい．この重複信号点間においてもセット分割法とモードインデックス符号によって，等価的なユークリッド距離を保つことができる．図 5.14 に符号 5.2 のセット分割法を示す． $l2$  において同じ分割セットの中に重複信号点，つまり 16QAM と QPSK の同一信号点配置が存在しているが，ビタビ復号時にモードインデックス符号が復号され伝送モードが決定されるのと同時に変調方式も決定され，これら重複信号点は区別することができる．したがって受信側においてモードインデックス符号を正しく復号することは，全体の復号において非常に重要である．

図 5.15 にビタビ復号に用いるトレリス線図を示す．枝の結合や分離が存在するため，図 5.7 の符号 5.1 のように明確にモード毎のサブトレリスには別れていないが，各レベル符号の構造は比較的簡単であるため，トレリスの構造もそれほど複雑ではない．図中 00-11 は QPSK シンボルに対応する 2 ビット出力であり， $A_1 - A_4$  は式 (5.21) と同じ並行パスを 4 本持つ 16QAM シンボルに対応する 4 ビット出力である．

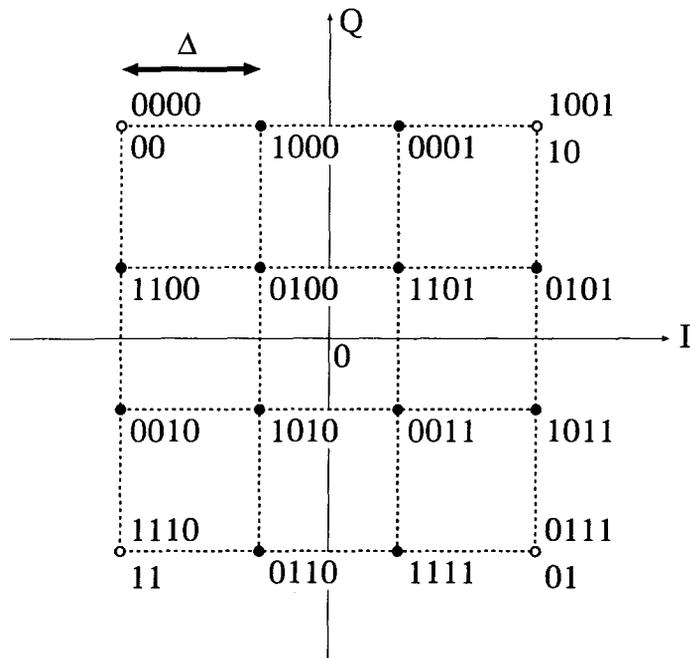


図 5.13: セット分割された 16QAM の重複信号点割当

以下では図 5.8(a) のシステムを用いて、AWGN 環境における伝送特性を計算機シミュレーションにより求めた。なお符号 5.2 では復号モード誤りが発生した場合、送信語に対して復号語に過不足ビットが生じ、13, 14 においてビット数にずれが生じる。しかし考察を簡単にするため、モード誤りが生じた場合誤りビットとしては算出するものの、次の伝送フレームに対してはこのずれは伝搬しないものとする。

図 5.16 に  $L = 6$  のときの平均  $E_b/N_0$  に対する BER と誤り率上界を示す。モード 1 から 4 の生成確率はそれぞれ 0.8, 0.1, 0.05, 0.05 である。誤り率上界に対して 3 つの BER 曲線が漸近的に近付いているのがわかる。次にモード別の伝送特性を比較するため、 $L = 15$  のときの送信モード別の BER を計算した。結果を図 5.17 に示す。図中のモード 1 から 4 は送信側での生成モードを示し、BER は送信モードのビットに対する同モード内及び異モード間の復号誤りビットとして計算される。BER が  $10^{-5}$  のとき、モード 1 は同様の伝送速度をもつ 3 bit/symbol の無符号化 8QAM に対して 0.56 dB の利得を得ている。同様にモード 2, 3 はモード 1 に対してそれぞれ 0.22 dB, 0.67 dB, モード 4 は 1 bit/symbol の無符号化 BPSK

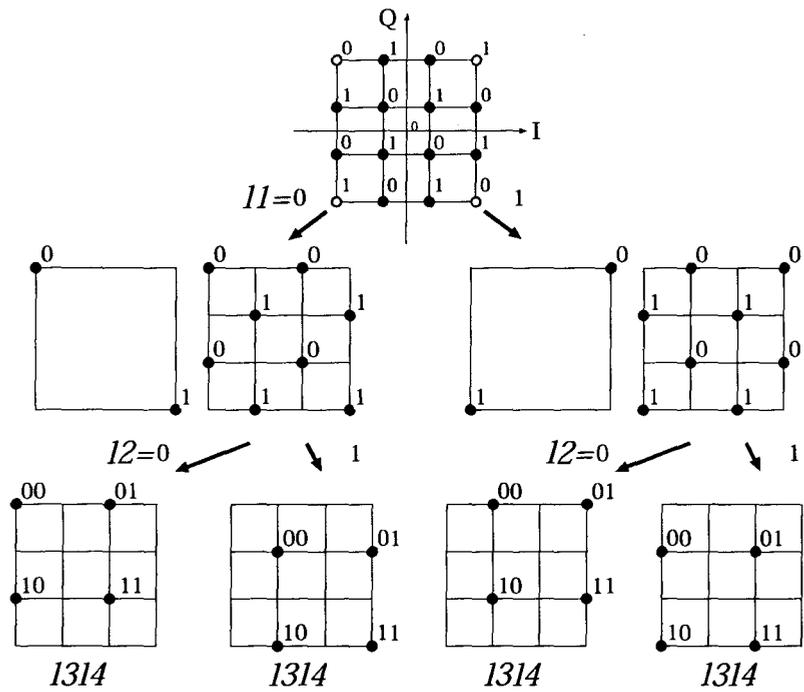


図 5.14: 符号 5.2 のセット分割法

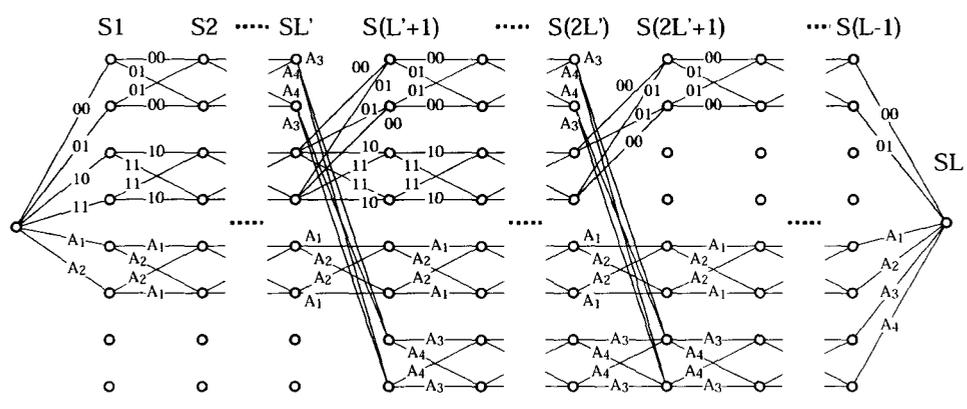


図 5.15: 符号 5.2 のトレリス線図

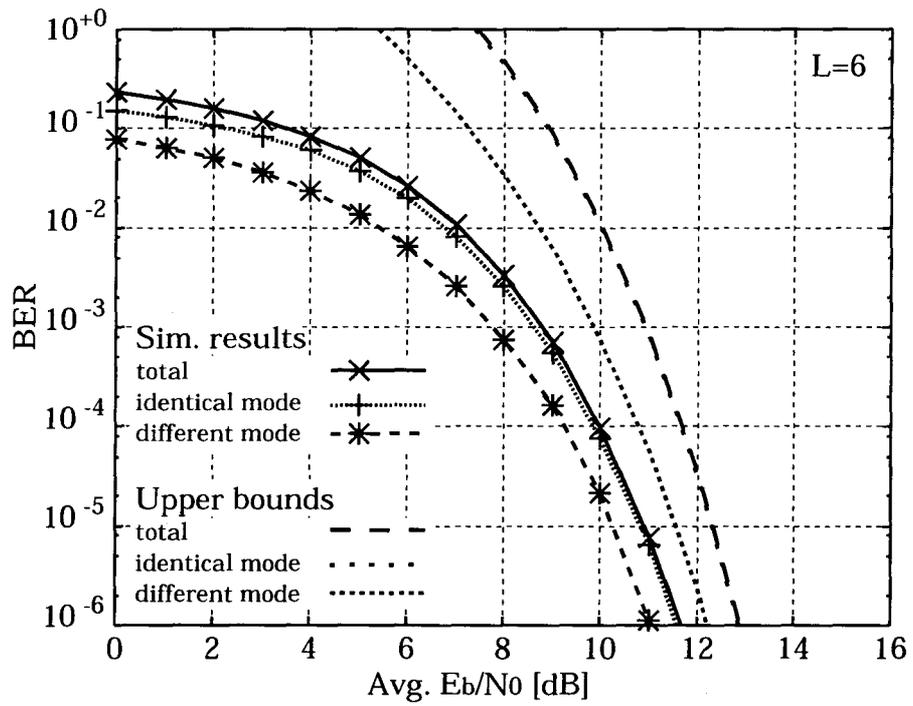


図 5.16:  $L = 6$  のときの伝送速度可変符号の誤り率上界と BER 特性

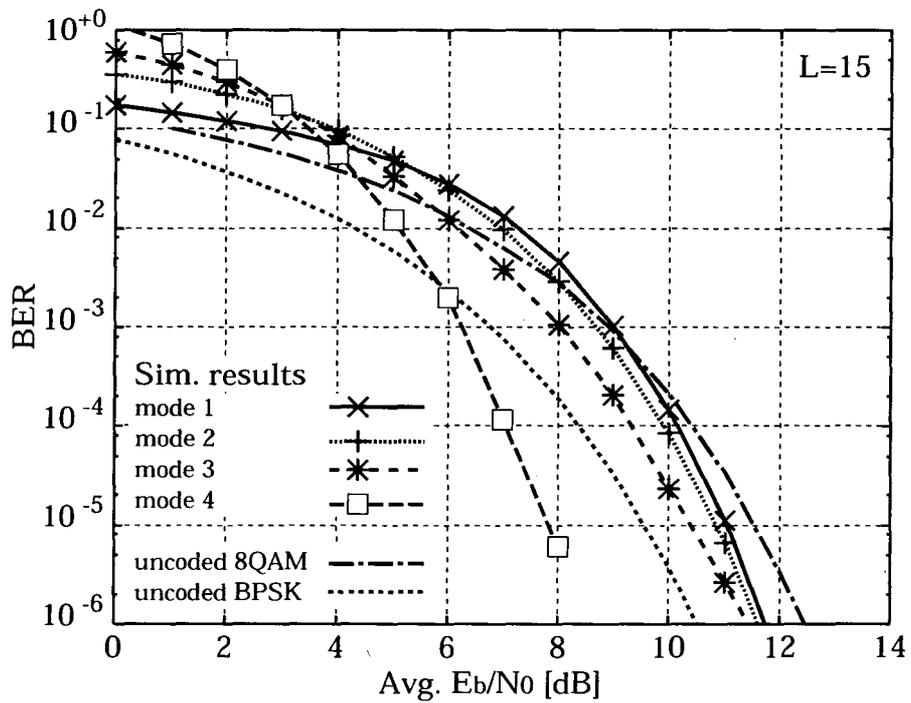


図 5.17:  $L = 15$  のときの, 符号 5.2 の送信モード毎の BER 特性

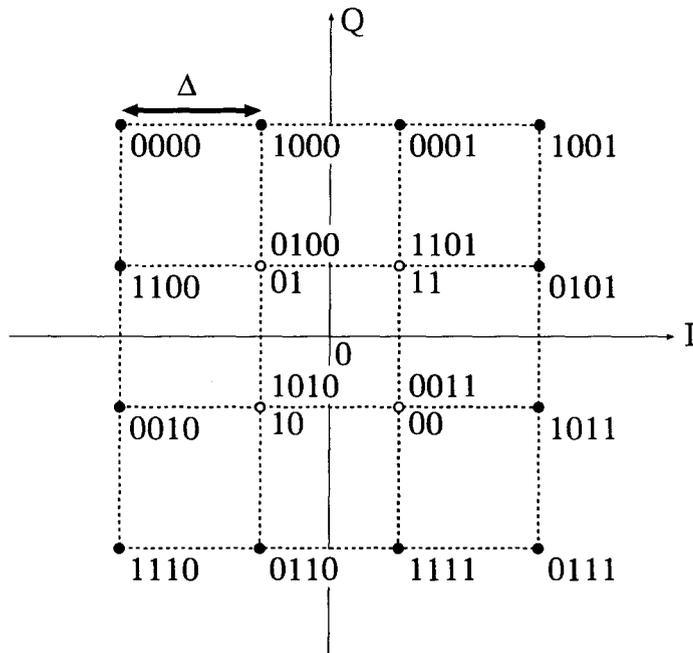


図 5.18: 重複信号点を変更したセット分割 16QAM

に対して 1.78 dB の利得を得ている。つまり送信側でモード 4 を選べば同じ信号電力で BER が改善されるため、送信側において伝送速度を落してもよい場合は、モード 4 を用いることにより適応的に電力効率のよい伝送を実現することができる。しかもこの適応伝送は送信側で各フレーム毎にモードを選択するだけでよいので実行が簡単である。

本例ではモード 1 の生成確率が高い、つまり 16QAM シンボルの確率が高い場合を計算したが、モード 4 や 3 の生成確率が高い場合は同じ SNR でも伝送速度が下がるため  $E_b/N_0$  が上がり BER は劣化する。そこでこの場合は 16QAM と QPSK の振幅比を入れ換え図 5.18 のような信号点配置を用いると、平均  $E_b/N_0$  が下がり有効である。またより複雑な変復調器を用いることができる場合は、20QAM の信号を用いて信号点配置を設計できると考えられる。

符号 5.2 の例で示したように、提案方式の BCM ではさまざまな組合せの適応伝送速度符号を設計できる。

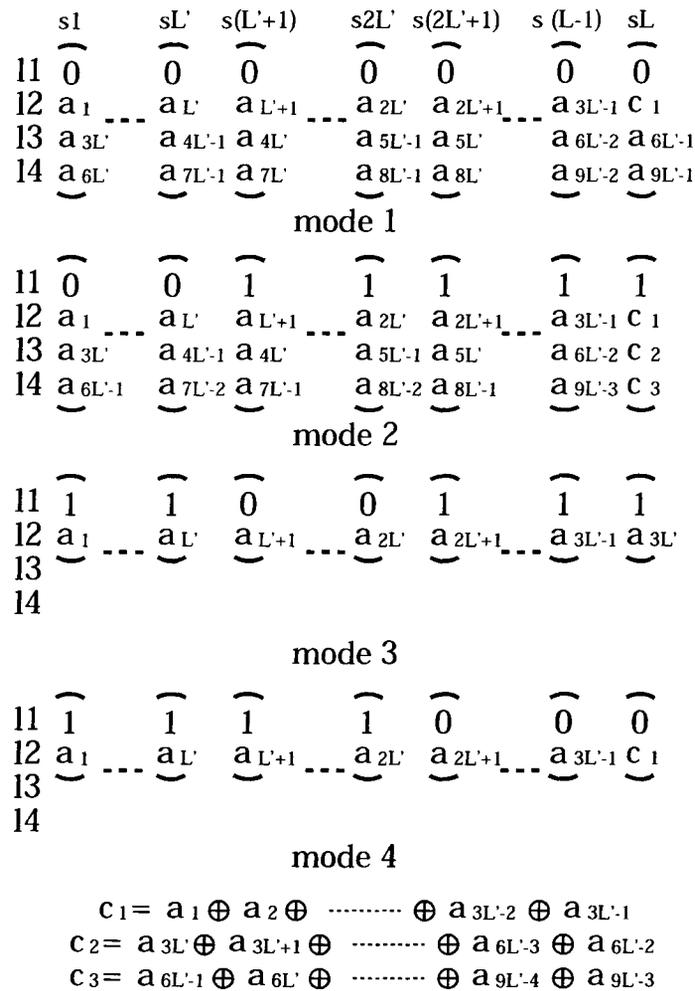


図 5.19: 4 モードの異なる伝送環境に対応したハイブリッド符号 (符号 5.3)

### 5.5.3 AWGN とフェージング環境下伝送のためのハイブリッド符号

本小節ではモードによって伝送速度を可変とし、さらにガウス雑音、フェージング環境に対応した符号を示す。以下では符号 5.3 とする。図 5.19 に符号長  $L = 3L'$  のブロック符号を示す。これは 4 種類の伝送モードを持つブロック符号であり、同一の  $L$  シンボルを用いたフレームで伝送するビット数と符号の距離特性を変えることができる。符号の特性を表 5.4 に示す。この符号は符号 5.2 と同じく多レベル符号の深さを変えることにより伝送速度可変を実現し、各モードの  $d_T^2$  と  $\delta_T$  を調

表 5.4: 符号 5.3 の距離特性

	mode 1	mode 2	mode 3	mode 4
code level	4	4	2	2
$l1$ code	mode-index code			
$l2$ code	$(L, L-1, 2)$		$(L, L, 1)$	$(L, L-1, 2)$
$l3$ and $l4$ code	$(L, L, 1)$	$(L, L-1, 2)$	—	—
modulation	16QAM		QPSK	
signal partition	$SP_1$	$SP_2$	$SP_1$	$SP_2$
trans. rate (bit/sym)	$\frac{3L-1}{L}$	$\frac{3L-3}{L}$	1	$\frac{L-1}{L}$
$d_D^2$	$2L\Delta^2/3$			
$d_I^2$	$4\Delta^2$	$4\Delta^2$	$9\Delta^2$	$18\Delta^2$
$\delta_D$	$2L/3$			
$\delta_I$	1	2	1	2
$\Delta_{PD}^2$	$(2L\Delta^2/3)^{2L/3}$			
$\Delta_{PI}^2$	$4\Delta^2$	$16\Delta^4$	$9\Delta^2$	$324\Delta^4$

整することにより AWGN とフェージング環境に両方に対応させる。  $l1$  は符号 5.2 と同じくハミング距離が  $2L/3$  の重複パリティ符号を用いたモードインデックス符号であり、  $l2$  はモード 1, 2, 4 では  $(L, L-1, 2)$  単一パリティ検査符号、モード 3 では  $(L, L, 1)$  の無符号化である。  $l3, l4$  はモード 1, 2 の場合のみ伝送し、モード 1 では  $(L, L, 1)$  無符号化、モード 2 では  $(L, L-1, 2)$  単一パリティ検査符号である。この  $l3, l4$  の違いによりモード 1, 2 と 3, 4 で大きく異なった伝送速度が得られる。モード 3, 4 はモード 1, 2 に比べ伝送速度は低い、2 倍以上のユークリッド 2 乗距離  $d_I^2$  が得られており、  $d_D^2$  が充分大きいときは AWGN 環境下での伝送特性が改善される。フェージング環境下における BER 特性は MSD  $\delta$  によって支配されるが、式 (5.13) より、  $\delta_D$  は  $L$  を伸ばすことによって容易に伸長できるので、フェージング環境での BER 特性は  $\delta_I$  に依存することになる。よって  $\delta_I$  が 2 であるモード 2, 4 は 1 であるモード 1, 3 に比べて BER が改善されると予想される。

図 5.20 にモード 2, 4 のための信号点配置  $SP_2$  を示す。表 5.4 におけるモード 1,

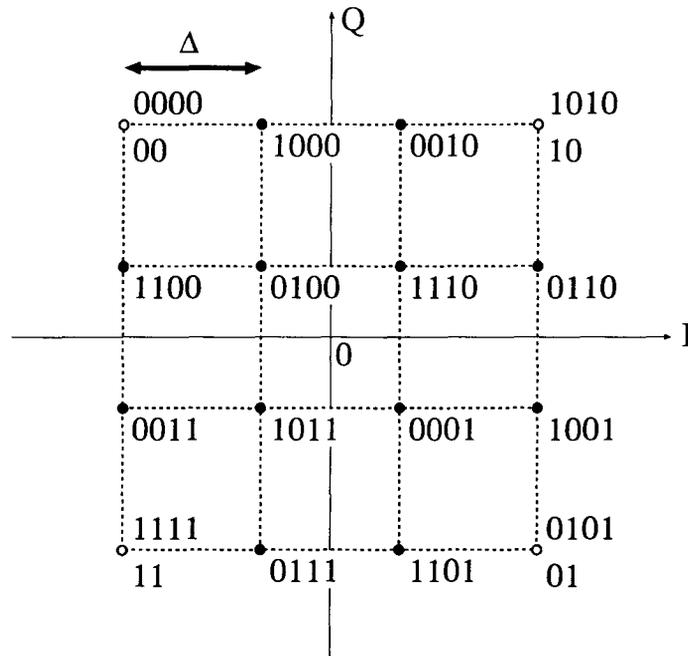


図 5.20: 符号 5.3 のモード 2, 4 のための重複信号点を持つセット分割 16QAM 信号点配置

3 のための配置  $SP_1$  は符号 5.2 の図 5.13 と同じである。これら 2 つの信号点配置は符号構成に合わせ 13 と 14 の位置のみが異なるセット分割である。また符号 5.3 のトレリス線図を図 5.21 に示す。図中の  $A_1, A_2$  は式 (5.21) と同じで、 $b_1 = (00, 01)$ ,  $b_2 = (10, 11)$  である。11 の部分符号が符号 5.2 と同じであるため、基本的なトレリスの構造は図 5.15 と似ている。

以下では計算機シミュレーションにより特性を評価した。まず図 5.8(a) のシステムにおいて AWGN 環境下の伝送特性を誤り率上界と比較した。モード 1 から 4 の生成確率はそれぞれ 0.45, 0.45, 0.05, 0.05 とした。図 5.22 に  $L = 6$  のときの誤り率上界と BER 特性を示す。図ではまだあまり近くないが、BER 特性が漸近的に上界に近付いている様子がわかる。以上図 5.9, 5.16, 5.22 において示したように、式 (5.18) - (5.20) によって導出される誤り率上界はシミュレーションによる BER 特性に合致していることが示された。

図 5.23 に  $L = 15$  のときの、各送信モードに対する BER 特性を示す。大まかに分けると BER 特性はモード 1, 2 とモード 3, 4 にまとめられる。BER が  $10^{-4}$  の

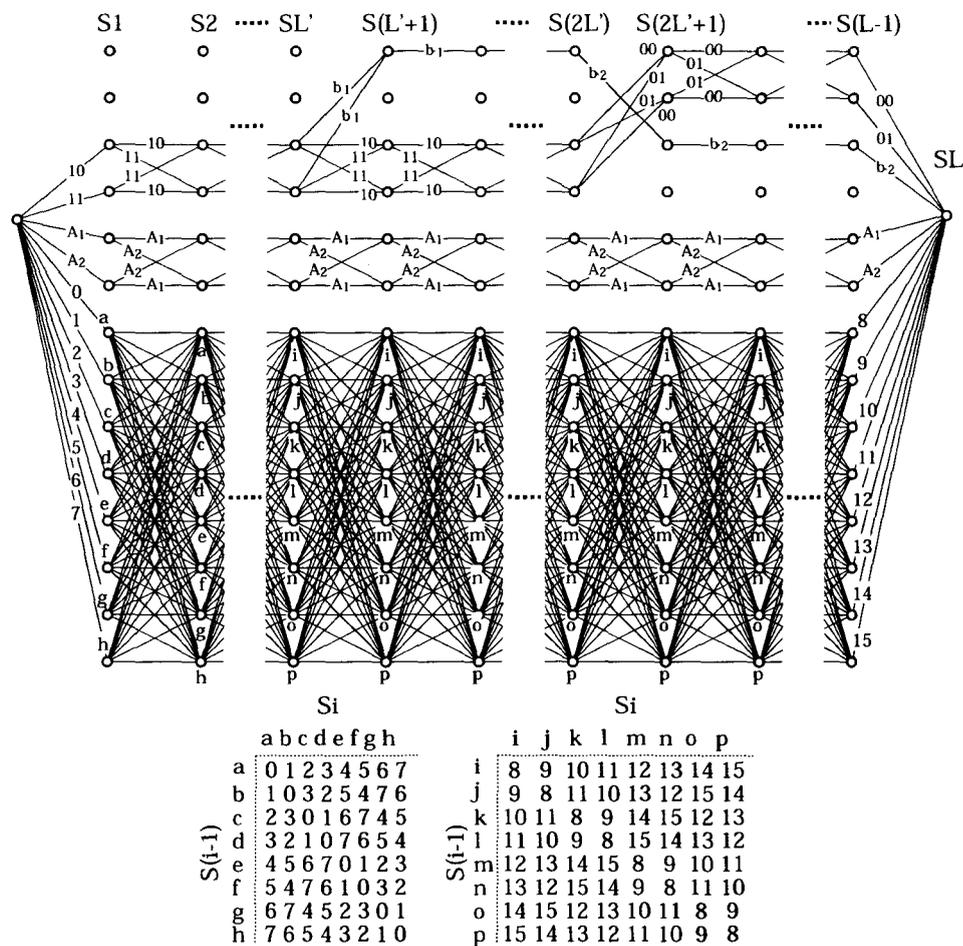


図 5.21: 符号 5.3 のトレリス線図

ときモード 4 は無符号化 BPSK に対し 0.78 dB の利得があり、モード 1, 2 は無符号化 8QAM に対しそれぞれ 0.33, 0.78 dB の利得を得た。この特性の違いは表 5.4 に示されているように  $d_i^2$  と  $d_p^2$  の違いから発生する。  $L = 15$  のときそれぞれの最小 2 乗ユークリッド距離 (MSED)  $d^2$  は、モード 1, 2 では式 (5.8) の  $d_i^2$  から得られる  $4\Delta^2$  であり、モード 3 は  $d_i^2$  から  $9\Delta^2$ 、モード 4 は  $d_p^2$  から  $10\Delta^2$  となる。このようにモード 1, 2 とモード 3, 4 で大きく値が異なるため、BER 特性もそれにしたがって 2 つに分かれている。また図 5.23 においてモード 4 の BER がモード 3 に比べ MSED の値に反し若干悪くなっているが、これはモード 4 の伝送レート 14/15 がモード 3 の 1 に比べ低いことで、等価的に約 0.3 dB の劣化となる。

図 5.23 では、AWGN 環境下においては伝送速度は低いもののモード 3, 4 の

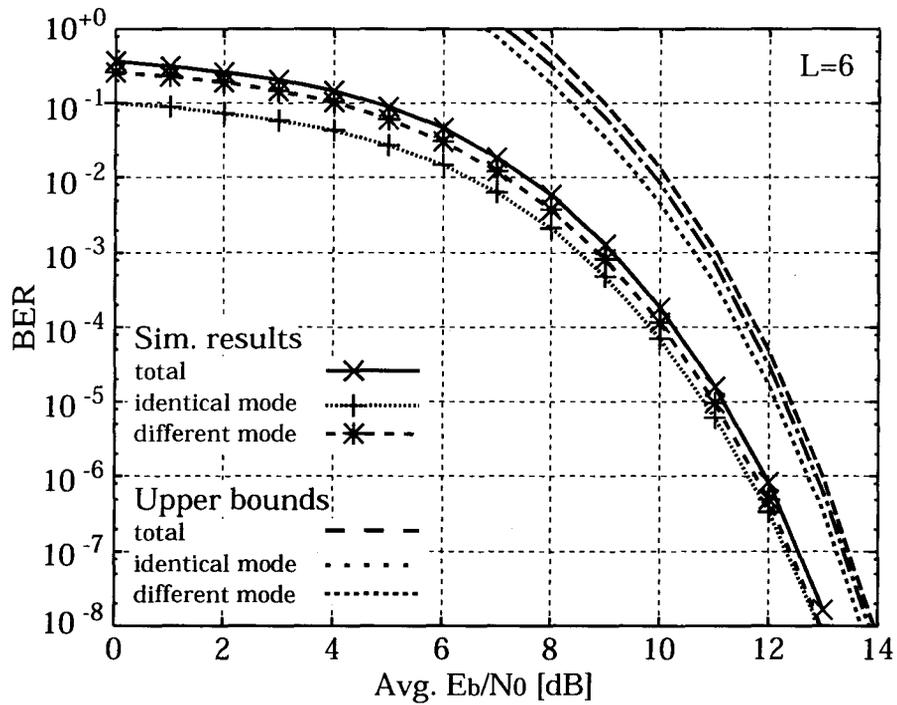


図 5.22:  $L = 6$  のときの伝送速度可変 AWGN, フェージング環境ハイブリッド伝送符号の誤り率上界と BER 特性

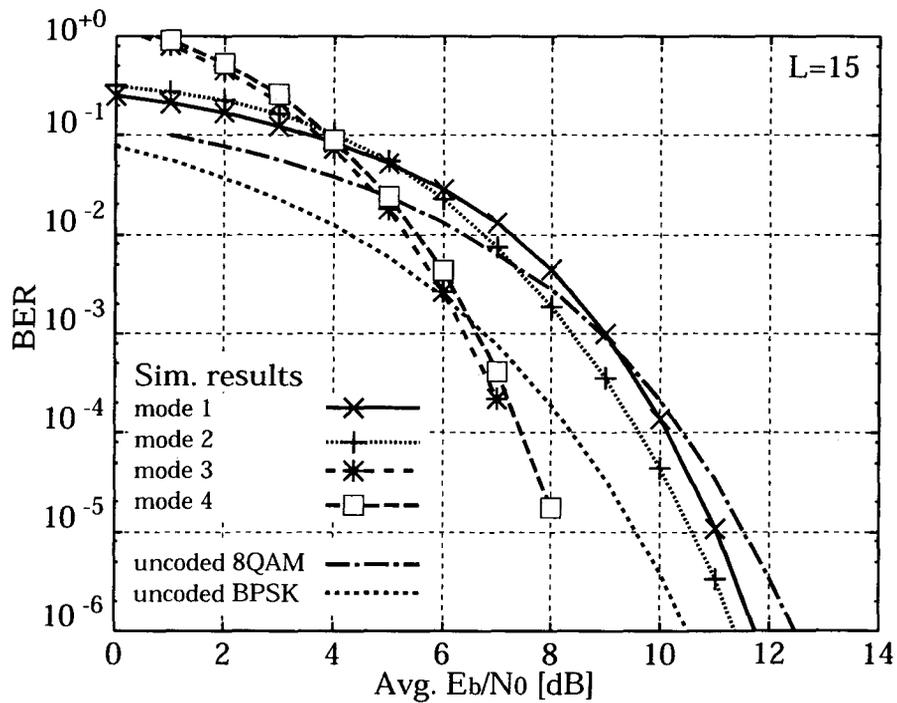


図 5.23:  $L = 15$  のときの符号 5.3 の各伝送モードに対する BER 特性

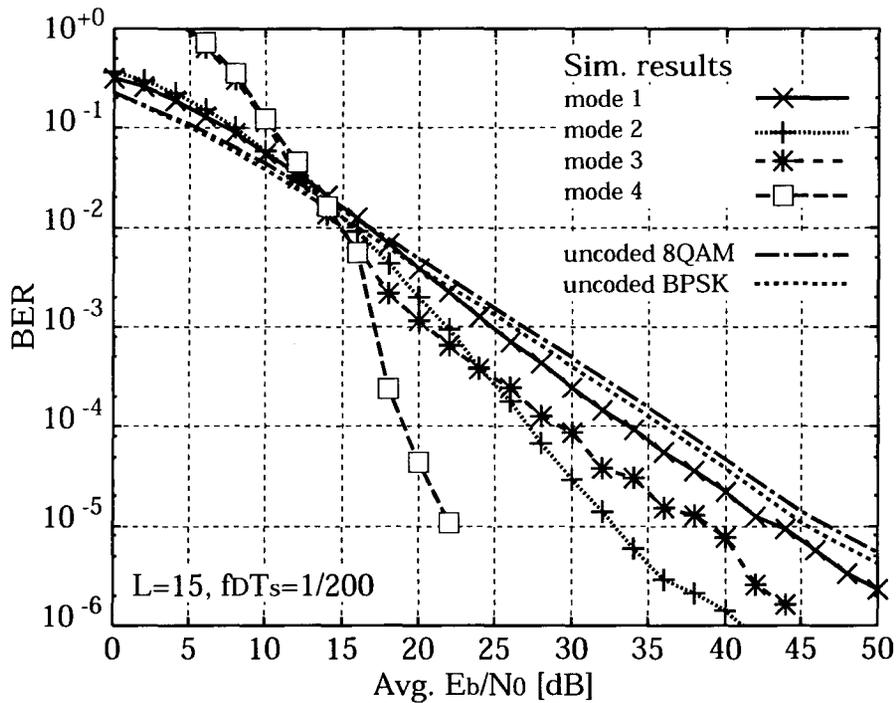


図 5.24:  $f_D T_s = 1/200$  のレイリーフェージング環境下における  $L = 15$  の符号 5.3 の BER 特性

BER 特性がモード 1, 2 に比べ同じ  $E_b/N_0$  ではよいことを示している。したがって符号 5.3 でも伝送速度と BER という点において、適切にモードを選択することにより適応伝送を行うことができる。また符号 5.2 と同じく、もしモード 3, 4 の生成確率が大きい場合は、図 5.18 のように重複信号点の配置を変更することが効果的である。

次に図 5.8(b) のシステムを用いてフェージング環境下での BER 特性を計算した。フェージングの推定と補償には第 3 章の FFT を用いた PSAM を適用し、ブロックインターリーブの大きさは  $L \times 15$  とした。図 5.24 に  $f_D T_s = 1/200$  の比較的緩やかなレイリーフェージング環境下の  $E_b/N_0$  に対する BER 特性を示す。モード 4 の伝送特性が非常に改善されており、BER が  $10^{-4}$  のときに同様の伝送速度の無符号化 BPSK に対して 16.6 dB の利得が得られている。またモード 2 の無符号化 8QAM に比べ 9.6 dB の利得が得られている。これらは上で述べたように、モード 2 と 4 の MSD  $\delta$  が 2 であるからである。モード 1 と 3 の  $\delta$  は 1 であるた

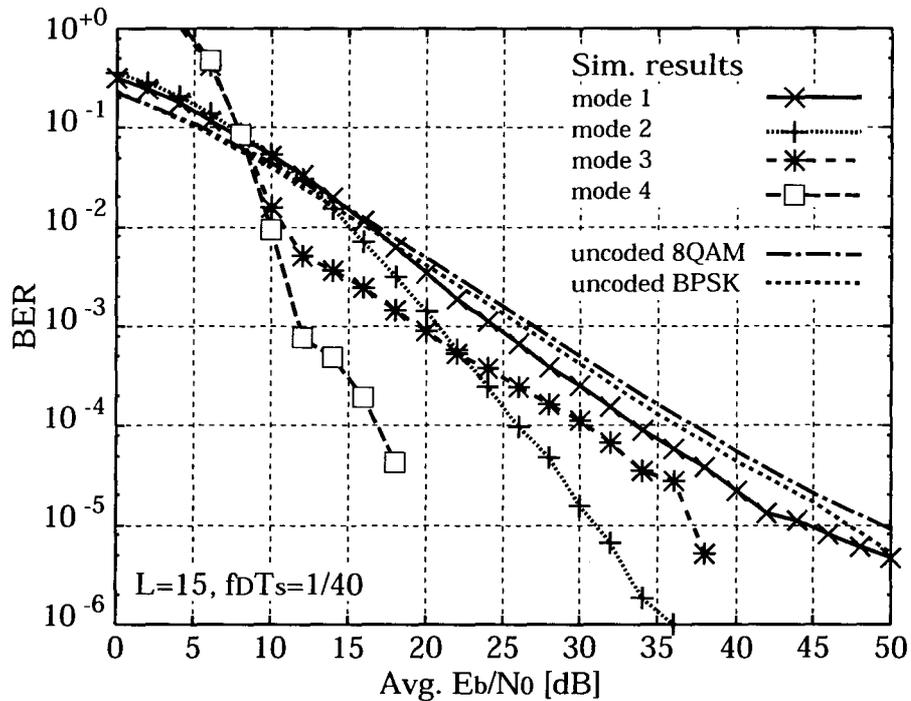


図 5.25:  $f_D T_s = 1/40$  のレイリーフェージング環境下における  $L = 15$  の符号 5.3 の BER 特性

め、BERの減少は $E_b/N_0$ に対して緩やかであることが示されている。図5.25には $f_D T_s = 1/40$ の比較的速いレイリーフェージング環境下の $E_b/N_0$ に対するBER特性を示す。FFTを用いたPSAMでは速いフェージングも精度よく補償するため、モード4はこの場合でも非常によい特性を示している。図5.23, 5.24, 5.25より、符号5.3の各々のモードの伝送特性は距離特性が異なるため雑音環境にしたがって変化するということが示された。よって符号5.3はAWGN環境とフェージング環境両方が起こり得る伝搬路への適用が効果的である。例えば移動通信における上り回線への適用などが考えられる。この場合、移動局が停止しているときは効率のよい伝送を行うためにモード1, 3を用い、移動しているときはフェージング変動に対応するためモード2, 4を用いて適応的な伝送が実現できる。また同時に伝送速度もモード1, 2と3, 4により大きく変えることができる。さらに本方式は符号長毎にモードを切替えられるため通信環境の変化に素早く追従でき、効率的な伝送が行える。

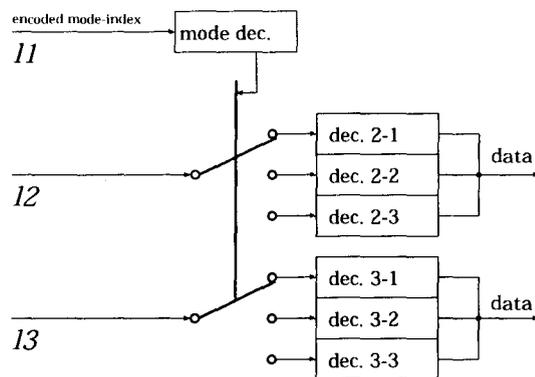


図 5.26: 本手法のための多段復号器

なお、上記ではビタビ復号を想定したが、本手法は多レベルブロック符号化変調方式であるため、ビタビ復号の他に多段復号法などを用いることもできる。図 5.26に多段復号器の構成を示す。まずモードインデックス符号を復号、解読しモードを決定する。それにしたがってその他のレベルの復号法を決定し、復号を行う。この場合は最尤復号ではないが、復調器構成が容易である

#### 5.5.4 既存方式との特性比較

ここでは例示した3つの符号に対し既存方式としてプリアンプルを用いて構成された同等の符号との特性の比較を行う。シンボル長  $L$  のフレームを用いてマルチモード符号を構成し、プリアンプルはフレームの先頭に配置する。受信側ではまずプリアンプルを解読しモードを決定した後、データの復号を行う。通信路は AWGN 通信路を仮定し、データ部分の復号には<sup>18)</sup>のマルチステージ復号方式を用いる。

図 5.27に UEP/EEP 符号を示す。これを符号 5.1a とする。プリアンプル長は  $L/4$  シンボルで、BPSK 信号点割当を用いるデータ部には 16QAM を用い、モード1のときは図のように  $3L/4$  シンボル中の  $(3L-1)$  ビットのパリティビット、モード2のときはデータ部前半  $L/4$  シンボル中の  $(L-1)$  ビットのパリティビットを図の位置に挿入する。これによりデータ部前半のビット誤り率特性がモードによって変わり、UEP/EEP 伝送が実現される。伝送速度は符号 5.1 と同じく  $(3L-1)/L$  bit/sym である。 $L = 16$ 、モード2の生成確率を 0.5 としたときの BER の比較を図 5.28に示す。既存方式は提案方式に比べ異モード誤り率の特性はよいものの、

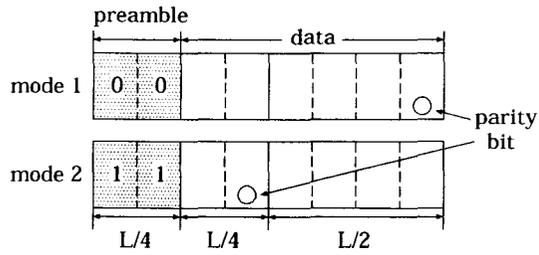


図 5.27: プリアンブル方式による UEP/EEP 符号

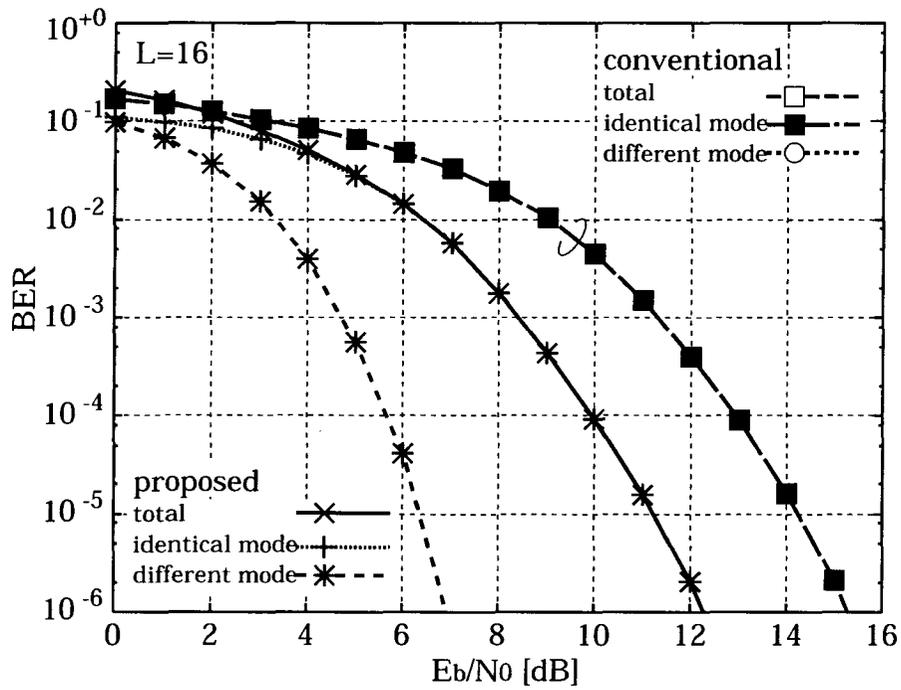


図 5.28:  $L = 16$  のときの UEP/EEP 符号の BER 特性

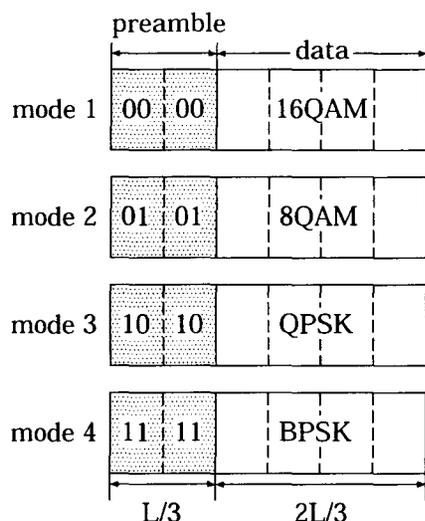


図 5.29: プリアンブル方式による伝送速度可変符号

全体の BER は  $10^{-5}$  の誤り率で 3 dB ほど特性が劣っている. ここから符号 5.1 がモードインデックスを符号語に組み込み, ビタビ復号を行うことによって伝送特性のよいマルチモード伝送を実現しているということがわかる.

図 5.29 に 4 モードの伝送速度可変符号 (符号 5.2a) を示す. プリアンブル長は  $L/3$  シンボルで QPSK 信号点割当を用い, 図に示すようにインデックスシンボルを割り当てる.  $2L/3$  シンボルのデータ部はモードにしたがって変調方式を 16QAM, 8QAM, QPSK, BPSK に変更し, 伝送速度可変を実現する. 各モードの伝送速度はモード 1 から 4 までそれぞれ  $8/3, 2, 4/3, 2/3$  bit/sym である.  $L = 6$ , モード 1 から 4 の生成確率をそれぞれ 0.8, 0.1, 0.05, 0.05 としたときの BER 特性を図 5.30 に示す. このときの伝送速度はどのモードも符号 5.2 の方がやや速い. 図の結果より, 符号 5.2a は異モード誤りが符号 5.2 に比べよいものの, 全体の BER は伝送速度が低いにも関わらず悪く,  $10^{-5}$  の誤り率でおおよそ 4.9 dB 劣化している. 従って符号 5.2 が有効であるということが確かめられた.

同様に符号 5.3 に対するプリアンブル方式の符号を考える. 図 5.31 に伝送速度可変かつ MSD の異なる 4 モードの符号 5.3a を示す. プリアンブル部は符号 5.2a と同じであり, データ部の変調方式はモード 1, 2 が 16QAM, モード 3, 4 が BPSK とした. そしてモード 2, 4 では符号 5.3 のように列方向のパリティビットを末尾のシンボルに挿入する. パリティビットの数は変調方式に対応し, モード 2, 4 で

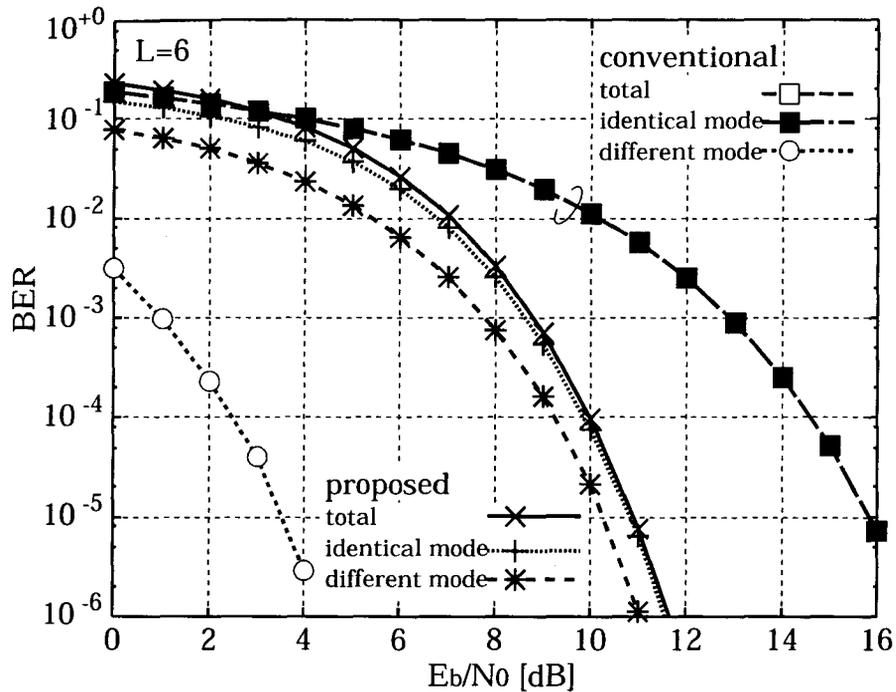


図 5.30:  $L = 6$  のときの伝送速度可変符号の BER 特性

それぞれ4, 1ビットとなる。各モードのMSDは符号5.3と同じくモード1, 3が1, モード2, 4が2であり、伝送速度はモード1から4でそれぞれ $8/3$ ,  $(8/3 - 4/L)$ ,  $2/3$ ,  $(2/3 - 1/L)$  bit/symである。次の計算例の $L = 6$ ではいずれも符号5.3の方がやや伝送速度は速い。図5.32には $L = 6$ でモード1から4の生成確率をそれぞれ0.45, 0.45, 0.05, 0.05としたときのBER特性を示す。上記2例と同様に異モード間特性はよいものの全体のBERでは提案方式に比べ大きく劣化することが示されている。

以上3例により、提案方式はほぼ同様の伝送速度においてプリアンブル方式よりもよい伝送特性を得ることができるということがわかった。これはインデックス符号を符号毎に組み込むこと、またそれに対応したトレリス線図を用いビタビ復号を行うことによって実現されている。

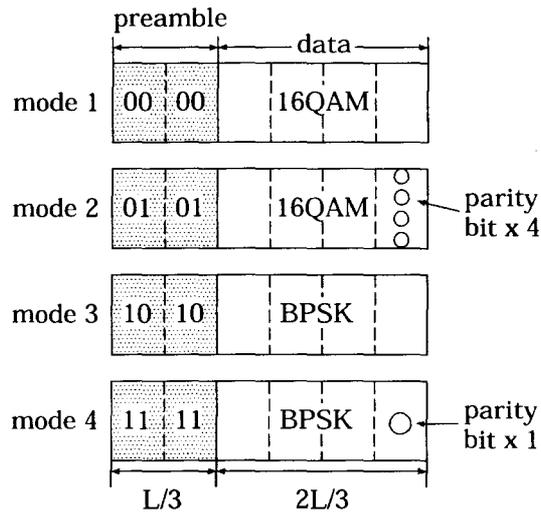


図 5.31: プリアンブル方式による伝送速度可変 AWGN, フェージング環境ハイブリッド伝送符号

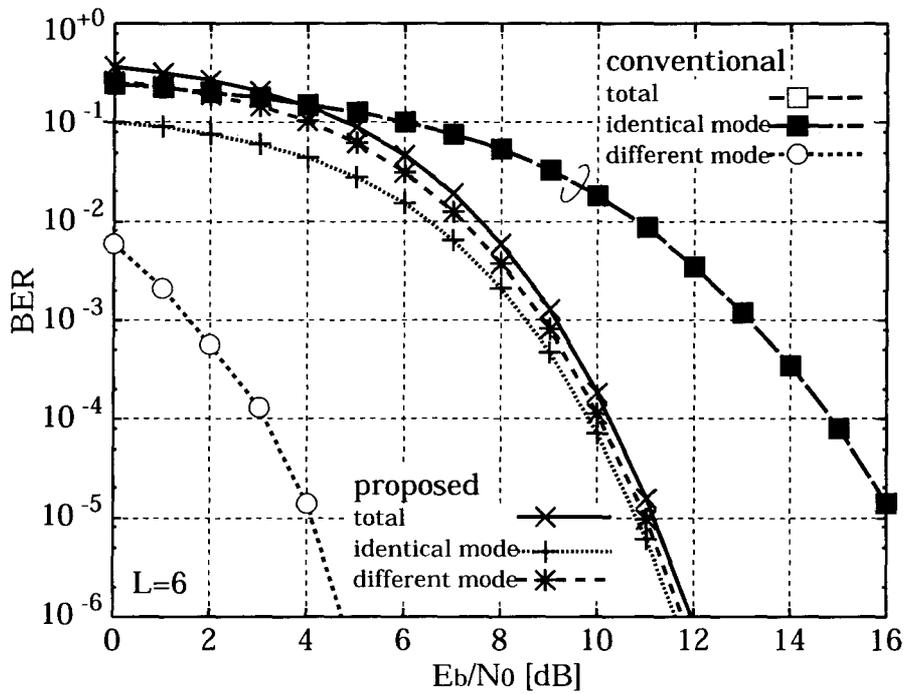


図 5.32:  $L = 6$  のときの伝送速度可変 AWGN, フェージング環境ハイブリッド伝送符号の BER 特性

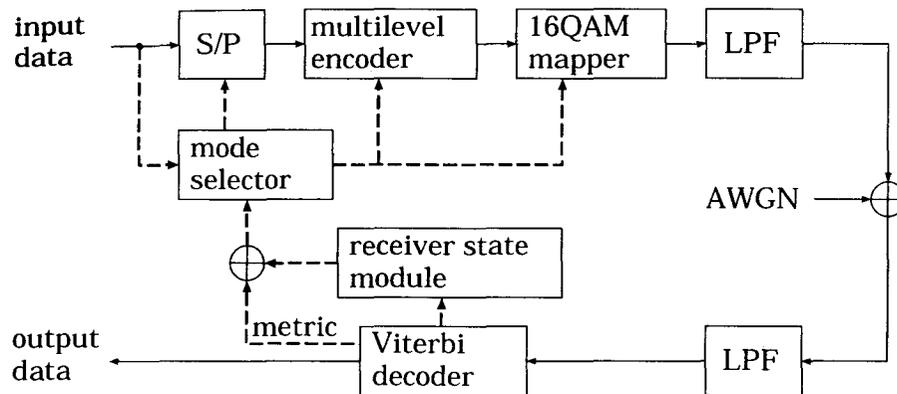


図 5.33: フィードバックループを用いた双方向マルチモード伝送システム

## 5.6 双方向マルチモード伝送への拡張

本小節では提案方式の双方向適応化について簡単に述べる。双方向適応化により受信器の状態、通信路状態に応じて伝送モードを変更することができ、これによってさらに効率のよい伝送が可能なる。双方向適応化のためには逆方向のリンクが必要である。その実現方法はいくつもあるが本考察では簡単な場合を考える。本方式を双方向化するには、逆方向リンクに符号化器、復号器を設置し逆方向復号器の復号結果や状態を用いて順方向の適応化を計るか、図 5.33に示すように何らかの方法でフィードバックを設け、受信側のビタビ復号器の生き残りパスメトリックをモード選択器に返し、メトリックの値を送信器のモード選択の1パラメータとして用いる方法がある。すなわち、メトリックが小さいときは通信品質がよい確率が高いので、符号化器において伝送速度を速めたり信号多値数の多い変調方式を選ぶようにする。図 5.33の受信状態器は受信側の状態を表す制御器で、受信側で送信モードを制御したいときに信号を付加することが考えられる。最も簡単にはメトリックの値を増減させることで送信モードを制御する。

本方式の双方向化は機構が若干複雑になるものの、状態変更をさらに柔軟に行うことができる。

## 5.7 むすび

本章では効率的なマルチメディア通信の実現を目指した、一方向マルチモード BCM の提案を行い、その概要と構築方法について述べた。多レベル BCM は比較的高い符号化率と大きな符号化利得を両立させることのできる方式である。本手法ではこれを用いマルチモード伝送のために符号化器の構成要素をモードによって変更することで、さまざま形態の多レベルブロック符号系列を得た。受信側では全てのモードに対応した状態を持つトレリス線図を用意し、それに沿ってビタビ復号を行うことによって最尤復号を可能とした。このシステムにより、一方向マルチモード伝送と良好な伝送特性を両立させた。

またモード誤り率を低減させるためにモードインデックス符号を最上位のレベルに挿入することを検討し、その効果を距離特性から評価した。そしてモードインデックス符号のハミング距離を伸ばすことにより、異モードへの最小ユークリッド 2 乗距離と最小シンボル距離を伸ばし、AWGN やフェージング環境下での特性を改善させた。また符号の MSED, MSD, MPD を導出しそれらを同モード間、異モード間に分けることによって、符号のマルチモード伝送特性を設計できることを明らかにした。さらに符号化変調方式の上界式を本符号に適用し、これも同モード間、異モード間に分けて考えられることを示した。

そして3つの例によって本方式の有効性を明らかにした。まず 16QAM を用い、モードによって特定のレベルを強く保護する UEP/EEP 符号を示した。次にモードによって伝送するビット数の異なる伝送速度可変符号を示し、特性の比較を行った。そして AWGN とフェージング環境に対応できるような伝送速度可変のハイブリッド符号を検討した。このように提案方法はモードによる符号化器の構成によりさまざま伝送形態を構成でき、それによってさまざまなモードを作成することができる。本検討では符号長は一定であったが、例えばモードにより符号長を可変とする符号なども考えられる。またビタビ復号を用いない場合でも、多段復号法やターボ復号<sup>19, 20)</sup>の適用も可能であると考えられる。

最後に双方向適用化への拡張についても概略を説明した。このように本手法は汎用性を兼ね備えているため、さまざまなシステムに適応できると考えられる。

## 参考文献

- 1) S. Alamouti and S. Kallel, "Adaptive trellis-coded multiple-phase-shift keying for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2305–2314, Jun. 1994.
- 2) A. Goldsmith and S. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1218–1230, Oct. 1997.
- 3) D. L. Goeckel, "Adaptive coding for time-varying channel using outdated fading estimates," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 6, pp. 844–855, Jun. 1999.
- 4) G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, no. 1, pp. 55–67, Jan. 1982.
- 5) H. Imai and S. Hirakawa, "A new multilevel coding method using error-correcting codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-23, no. 3, pp. 371–377, May. 1977.
- 6) T. Kasami, T. Takata, T. Fujiwara, and S. Lin, "On multilevel block modulation codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-37, no. 4, pp. 965–975, Jul. 1991.
- 7) N. Seshadri and C.-E. W. Sundberg, "Multilevel trellis coded modulations for the Rayleigh fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 1300–1310, Sep. 1993.
- 8) J. Wu and S. Lin, "Multilevel trellis MPSK modulation codes for the Rayleigh fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 1311–1318, Sep. 1993.
- 9) U. Wachsmann, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Multilevel codes: theoretical concepts and practical design rules," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-45, no. 5, pp. 1361–1391, Jul. 1999.
- 10) R. H. Morelos-Zaragoza, M. P. C. Fossorier, S. Lin, and H. Imai, "Multilevel coded modulation for unequal error protection and multistage decoding – Part

- I: symmetric constellations,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 204–213, Feb. 2000.
- 11) M. Isaka, M. P. C. Fossorier, R. H. Morelos-Zaragoza, S. Lin, and H. Imai, “Multilevel coded modulation for unequal error protection and multistage decoding – Part II: asymmetric constellations,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 774–786, May 2000.
  - 12) A. J. Viterbi, “Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-13, pp. 260–269, Apr. 1967.
  - 13) G. D. Forney, Jr., “The Viterbi algorithm,” *Proc. IEEE.*, vol. 61, no. 3, pp. 268–278, Mar. 1973.
  - 14) R. J. McEliece, “On the BCJR trellis for linear block codes,” *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. 42, pp. 1072–1092, Jul. 1996.
  - 15) D. Divsalar and M. K. Simon, “The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criteria,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 1004–1012, Sep. 1988.
  - 16) J. Du and B. Vucetic, “New 16-QAM trellis codes for fading channels,” *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 12, pp. 1009–1010, Jun. 1991.
  - 17) T. Takata, S. Ujita, T. Kasami, and S. Lin, “Multistage decoding of multilevel block M-PSK modulation codes and its performance analysis,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-39, no. 4, pp. 1204–1218, Jul. 1993.
  - 18) 加藤英二, 笹岡秀一, “陸上移動通信における多次元符号化変調方式の検討,” *信学論 (B-II)*, vol. J74-B-II, no. 4, pp. 123–130, Apr. 1991.
  - 19) C. Berrou and A. Glavieux, “Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1261–1271, Oct. 1996.
  - 20) U. Wachsmann and J. Huber, “Power and bandwidth efficient digital communication using turbo codes in multilevel codes,” *Euro. Trans. Telecomm.*, vol. 6, pp. 557–567, Sep. 1995.

## 第 6 章 パルス干渉雑音下での直交ウェーブレット変換を用いた適応的伝送方式

### 6.1 まえがき

携帯電話の爆発的普及を見るまでもなく、ワイヤレス通信システムは私たちの生活に深く浸透してきた。近年ではモバイル通信の主役が音声からデータ通信へと移行しつつあり、データ通信の中心的システムである無線 LAN, Bluetooth<sup>1)</sup>などに注目が集まっている。これらが広く利用されている背景には、現在の無線 LAN の主流な方式である IEEE802.11b<sup>2)</sup> や Bluetooth が 2.4GHz 帯の ISM バンドを用い、無線局免許不要のシステムであることが挙げられる。これにより共通部品を用いた装置の低コスト化、無線局免許取得の手間を省いたシステムの展開が比較的容易に行えるようになり、普及が加速している。

しかし ISM バンドはワイヤレス通信だけでなくその他にも電子レンジなどさまざまな用途に用いられているため、本質的に電波干渉の発生するバンドともいえる。そのため ISM バンドを用いたシステムを構築する場合干渉の低減、除去は必須の技術となり、実際無線 LAN, Bluetooth では干渉に強いスペクトル拡散方式を採用している<sup>3)</sup>。このように干渉雑音環境における通信方式は重要な技術の 1 つである。

一方、近年デジタル通信の一手法として直交ウェーブレット<sup>4, 5)</sup>を用いた変調方式である WPM (Wavelet packet modulation) という方式が提案されている<sup>6, 7, 8)</sup>。これは直交ウェーブレット変換が時間一周波数分解能を持つことを利用した分割多重通信方式であり、周波数だけでなく、時間も分割することができるという優れた特長がある。直交ウェーブレットを用いた WPM ではこの原理により、通信路にパルス状やトーン状の雑音、すなわち時間領域、周波数領域におけるインパルス的な重畳雑音が加わった場合でも、その影響を最小限に抑えることができる。また時間一周波数分解能を持つという性質を利用した多重通信方式<sup>9, 10)</sup> やアクセス方式<sup>11)</sup>、その他の通信方式<sup>12)</sup>なども盛んに研究されている。これらは主にウェーブレット変換の直交性を多重アクセスに利用したものである。しか

し WPM の干渉雑音環境下における通信については、WPM の領域分割法についての検討<sup>8)</sup> やパルス雑音による特性の検討<sup>9)</sup> があるものの、干渉を受けた信号の推定による復号法の検討は十分なされておらず、また WPM への符号化変調方式の適用も十分検討されてきたとはいえない。

ところで、ISM バンドにおけるシステム構築などを検討した場合に、この WPM を適用することを考え WPM を用いた適応的な伝送方法を確立することは、上記 WPM の特徴を考慮すると有効なアプローチであると考えられる。そこで本章では直交ウェーブレット変調方式を用いてパルス状、トーン状の雑音環境下においても適応的に復調を行い、より効率的に伝送を行う方法について検討する。具体的にはまず伝送シンボルの一部が雑音により消失、もしくは著しい干渉を受けた場合に従来のようにこれを単なる劣化とするのではなく、ウェーブレット変調の特長を生かしこれを可能な範囲で推定する方法を検討する。次に別の方法として、ブロック符号化変調方式 (BCM) を WPM に適用し、伝送特性がよくしかもパルス状、トーン状の雑音の影響を受信側のみで切り分けることのできる方式を検討する。これらは干渉雑音環境下において適応的に伝送を行う方法、特に適応復調方式として利用することができる。またこれらの方法を組み合わせることにより干渉雑音下でも良好な伝送特性を得ることを示す。

なお適応的な復調の際には、パルス状、トーン状の雑音を識別する必要があり、そのためには干渉検出技術を適用する必要がある。干渉雑音の電力が大きい場合は受信系列の振幅を観測することにより検出が可能であると考えられるが、正確な検出を行うには方式の詳細な検討が必要である。しかし本章では被干渉系列の適応的復調、復号に主眼を置くため、干渉の位置取得は完全であると仮定する。

以下ではまず 6.2 において WPM の原理と特長について簡単に述べ、6.3 でパルス状の雑音環境下における繰り返し計算を用いる推定復号法、6.4 で符号化変調方式の適用について検討し、その有効性を計算機シミュレーションによって評価する。

## 6.2 WPM (Wavelet packet modulation)

<sup>6)</sup> で提案された WPM は、ある空間がトゥ・スケール関係を満たす関数によって構成される 2 つの部分空間に分解できることを利用したものである。そしてそのトゥ・スケール関係を満たす関数としてマザーウェーブレットとスケーリング関

数を用い、分割された部分空間ベクトルに伝送信号を割り当てる。WPM ではその部分空間の分割の仕方を工夫することによってパルス状、トーン状の雑音の影響を抑えることができるというものである。

今ウェーブレットのミラーフィルタを  $h(k)$ ,  $g(k) = (-1)^k h(-k)$  ( $k$  は整数) としたとき、トゥ・スケール関数  $p_n(x)$  は

$$\begin{aligned} p_{2n}(x) &= \sqrt{2} \sum_{k \in \mathbb{Z}} h(k) p_n(2x - k) \\ p_{2n+1}(x) &= \sqrt{2} \sum_{k \in \mathbb{Z}} g(k) p_n(2x - k) \end{aligned} \quad (6.1)$$

なる関係で表される。ここで  $p_0(x)$  はスケーリング関数  $\phi(x)$ ,  $p_1(x)$  はマザーウェーブレット  $\psi(x)$  である。この  $p_n(x)$  を用いると、通信に用いる伝送信号波形  $f(t)$  を

$$f(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{(l,n) \in \rho} a_i^n(i) \sqrt{2^l} p_n(2^l t - i) \quad (6.2)$$

として表すことができる。ここで  $t$  は時間,  $i$  はシンボル番号,  $(l, n) \in \rho$  は部分空間の分割の仕方を表したものであり,  $l$  はサブバンドの階数,  $n$  は部分空間番号を示している。そして伝送に用いる部分空間における  $a_i^n(i)$  には信号点を, さらに分解する部分空間における  $a_i^n(i)$  は以下のように, 分解した部分空間の  $a_i^n(i)$  より導出される。

$$\begin{aligned} a_i^{2n}(i) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} h(k - 2i) a_{i+1}^n(k) \\ a_i^{2n+1}(i) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} g(k - 2i) a_{i+1}^n(k) \end{aligned} \quad (6.3)$$

こうして合成された  $f(t)$  を伝送波形に用いる方式が WPM である。

図 6.1 に <sup>6)</sup> で示された WPM の利点を示す。横軸  $t$  は時間, 縦軸  $f$  は周波数であり, それぞれの方式の伝送フレームにおける時間, 周波数の使用の形式が示されている。矢印のようにパルス状, トーン状の雑音加わり伝送フレームが劣化しているとする。図中 (a) の QAM 伝送方式においてはパルスの雑音に対しての影響は時間軸上に該当するシンボルのみであり小さいものの, トーン的な雑音加わるとすべての伝送シンボルが劣化してしまう。同様に (b) の OFDM 伝送方式ではトーン的な雑音に対しての影響は周波数軸上に該当するシンボルのみであるが, パルスの雑音にはすべての伝送シンボルが影響されて劣化する。(c) の STFT (short-time Fourier transform) を用いたマルチキャリア伝送方式では図の

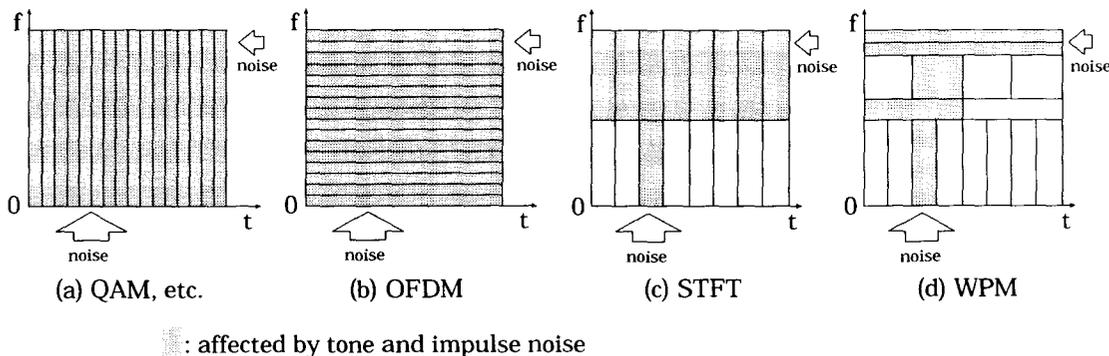


図 6.1: パルス状, トーン状の雑音の影響

ような雑音に対しても劣化を受けない領域を保つことができるものの, その数はあまり多くない. しかし (d) の WPM ではシンボルの時間一周波数配置  $(l, n) \in \rho$  を適切に行うことによって図のようなパルス状, トーン状の雑音環境下においても, 全く劣化しないシンボルを多く保つことができる. これが WPM の利点である.

### 6.2.1 MSM (Multi-scale modulation)

WPM は時間一周波数領域の配置を柔軟に変更できるが, その配置  $(l, n) \in \rho$  を一般化して検討を続けると考察が複雑になるので, 以降では WPM の 1 つの形である MSM (Multi-scale modulation) を用いて考察を行う. もちろん MSM による考察も WPM の特長を損なうことはなく, 必要であれば  $(l, n) \in \rho$  の検討を行い時間一周波数の再配置を行う作業を加えればよい.

図 6.2 に MSM の伝送フレームを示す. このように MSM では時間一周波数分解能が階段状に変化する配置をとる. この場合伝送データはデータ数 2 の冪乗でフレーム化する必要があり, その数を  $N_w = 2^n$  ( $n$  は正整数) とすると, サブバンドは  $-1$  から  $-n$  のレベルまで分解することができる. 送信  $f_0(t)$  は

$$\begin{aligned}
 f_0(t) &= \sum_k^{N_w-1} c_k^{(0)} \phi(t-k) \\
 &= \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} \left[ \sqrt{2^j} d_k^{(j)} \psi(2^j t - k) \right] \\
 &\quad + \sqrt{2^n} c_0^{-n} \phi(2^{-n} t)
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

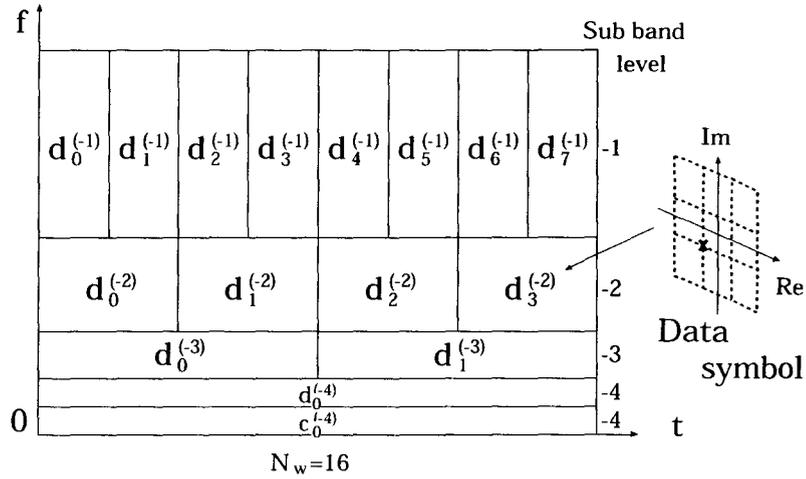


図 6.2: MSM 伝送フレーム

となるが、離散ウェーブレットのトゥ・スケール数列を  $\{p_k\}$ ,  $\{q_k\}$  とすると、再構成アルゴリズムが

$$c_k^{(j)} = (1/\sqrt{2}) \sum_l [p_{k-2l} c_l^{(j-1)} + q_{k-2l} d_l^{(j-1)}] \quad (6.5)$$

なる関係で再帰的に与えられているので、この  $\{d_k^{(j)}\}$ ,  $c_0^{(-n)}$  に伝送したい信号面を割り当て、再構成アルゴリズムにより合成波  $\{c_k^{(0)}\}$  を作成することができる。なおトゥ・スケール数列は Haar 関数の場合

$$p_0 = p_1 = q_0 = -q_1 = 1 \quad (6.6)$$

となる<sup>13)</sup>。それ以外の  $p$ ,  $q$  はすべて 0 であり、式 (6.5) は適当なところで終了する。 $c_k^{(0)}$  は  $N_w$  シンボル得られることになるため、この方式では  $N_w$  のサブバンド信号点を  $N_w$  シンボルによって送信することになる。

合成信号の信号電力はスケーリング関数の直交性を用いると式 (6.4) から

$$\begin{aligned} \|f_0(t)\|^2 &= \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 \\ &= \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} |d_k^{(j)}|^2 + |c_0^{(-n)}|^2 \end{aligned} \quad (6.7)$$

となりサブバンドの信号と送信信号との間の関係が得られる。

受信信号は離散ウェーブレットの分解数列を  $\{\gamma_k\}$ ,  $\{\eta_k\}$  とすると分解アルゴリズム

$$c_k^{(j-1)} = (1/\sqrt{2}) \sum_l \gamma_{2k-l} c_l^{(j)} \quad (6.8)$$

$$d_k^{(j-1)} = (1/\sqrt{2}) \sum_l \eta_{2k-l} c_l^{(j)} \quad (6.9)$$

より得られるので、受信波形の  $c_k^{(0)}$  から順次サブバンドの信号を計算し復号する。なお分解数列は Haar 関数の場合

$$\gamma_{-1} = \gamma_0 = -\eta_{-1} = \eta_0 = 1 \quad (6.10)$$

となる。それ以外の  $\gamma$ ,  $\eta$  はすべて 0 である。

### 6.3 WPM における消失シンボル推定復号法

本節では伝送シンボルがパルス状の雑音により消失した場合の、変調方式による推定復号法を検討した。周波数分割多重変調に用いることのできる簡単な原理の推定法を WPM に適用すると、ウェーブレットの時分割多重の性質により推定時の計算量を少なくすることができる。

#### 6.3.1 原理

伝送シンボル  $c_k^{(0)}$  の各々 1 シンボルは、すべてのサブバンドレベルのいくつかのシンボルより構成される。今、

$$c_{ik}^{(0)} = \delta_{k,m}, \quad (0 \leq k, m \leq N_w - 1) \quad (6.11)$$

なるインパルスのウェーブレット分解を考える。図 6.3 に  $N_w = 16$ ,  $m = 0$  で、マザーウェーブレットに Haar 関数を用いた場合の MSM フレーム分解の様子を示す。図のように Haar 関数の場合は、各サブバンド系列  $\{d_{ik}^{(j)}\}$ ,  $c_{i0}^{(-n)}$  の中の 1 シンボルずつ、合計 5 シンボルが 0 以外の成分を持つがそれ以外は 0 である。この性質を利用することにより、伝送シンボルが 1 シンボル受信側で消失した場合でも、その位置が分かっているならば、ある程度の特性の劣化を伴うが、復号を行うことができる。なおこの場合のシンボル消失とは、受信したシンボルの振幅、位相がパルス状の雑音による干渉など何らかの理由で判定し難い状態を指し、これを無理に

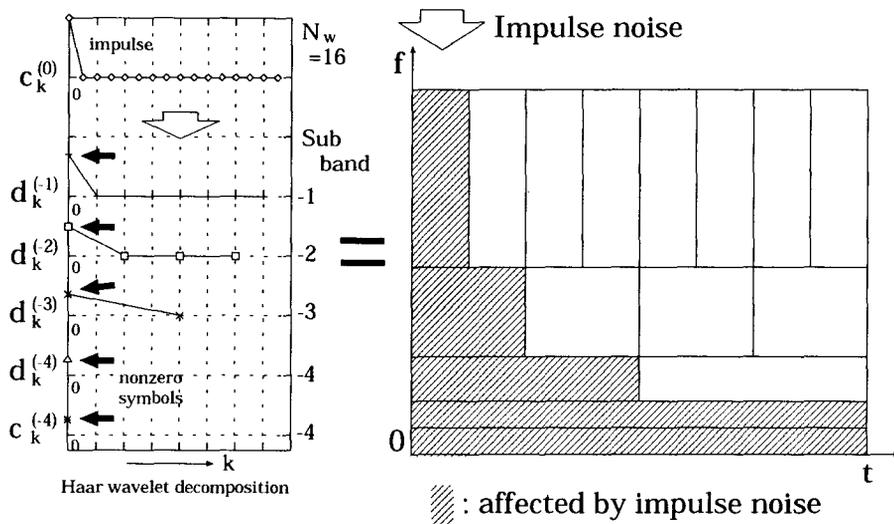


図 6.3: インパルスの Haar 関数によるウェーブレット分解

判定せず，今回はその位置を 0 の受信として扱うことにする．実際の受信信号からパルス状，トーン状の干渉雑音を識別するには干渉検出技術を用いる必要があり，簡単には以下のように考えられる．干渉電力が比較的大きい場合，パルスが周期的に現れたりトーンのスペクトルの位置が固定であれば，複数の受信フレームを観測することによって振幅の大きい信号として干渉雑音成分が現れるため検出が可能となる．干渉識別についてはさらなる検討が必要であるが本章では被干渉系列の復調，復号の検討を主にするため，干渉の位置検出は完全であると仮定する．

離散ウェーブレット合成，分解による伝送シンボル  $c_k^{(0)}$  と，データシンボル  $\{d_k^{(j)}\}$ ， $c_0^{(-n)}$  の関係は式 (6.4) のようになるが，ここで伝送シンボルの  $k = m$  の位置のシンボルが消失したとする．すなわち受信系列が

$$c_k^{(0)} = \begin{cases} 0 & k = m \\ c_k^{(0)} & k \neq m \end{cases} \quad (6.12)$$

となる場合である．この消失を含む受信系列  $c_k^{(0)}$  をウェーブレット分解した系列

を  $\{d_k^{(j)}\}$ ,  $c_0^{(-n)}$  とする. このとき, 複素ベクトル  $r$  を用いて

$$\begin{cases} c_{rk}^{(0)} &= c_k^{(0)} + r c_{ik}^{(0)} \\ d_{rk}^{(j)} &= d_k^{(j)} + r d_{ik}^{(j)} \\ c_{r0}^{(-n)} &= c_0^{(-n)} + r c_{i0}^{(-n)} \end{cases} \quad (6.13)$$

を考える. ただし  $c_{ik}^{(0)}$  は  $c_{ik}^{(0)} = \delta(k - m)$  のインパルスであり,  $\{d_{ik}^{(j)}\}$ ,  $c_{i0}^{(-n)}$  はそのウェーブレット分解成分である. すると離散ウェーブレットの線形性より, 無雑音下ではある一つの  $r$  に対して次式が成り立つ.

$$\begin{cases} c_{rk}^{(0)} &= c_k^{(0)} \\ d_{rk}^{(j)} &= d_k^{(j)} \\ c_{r0}^{(-n)} &= c_0^{(-n)} \end{cases} \quad (6.14)$$

つまり,  $r$  を最適に選べば,  $c_k^{(0)}$  から元のデータシンボル  $\{d_k^{(j)}\}$ ,  $c_0^{(-n)}$  を求めることができるわけである. しかし受信信号には雑音が含まれているので, シンボル消失によって影響を受けるデータシンボルに対し繰り返し計算を行い  $r$  を求める. 今, 影響を受けるデータシンボルの位置を  $k_m$  とすると,  $r$  により推定シンボル  $\{d_{k_m}^{(j)} + r d_{ik_m}^{(j)}\}$ ,  $c_0^{(-n)} + r c_{i0}^{(-n)}$  が得られる.  $p$  を変調方式の信号点ベクトルとし,  $\{p_{dk_m}^{(j)}\}$ ,  $p_{c_0}^{(-n)}$  を各推定シンボル系列に対する隣接信号点ベクトルとする. このとき  $\{d_{k_m}^{(j)} + r d_{ik_m}^{(j)}\}$ ,  $c_0^{(-n)} + r c_{i0}^{(-n)}$  と  $p$  とのユークリッド距離の2乗をそれぞれ  $l^2[p_{dk_m}^{(j)}, d_{k_m}^{(j)} + r d_{ik_m}^{(j)}, r]$ ,  $l^2[p_{c_0}^{(-n)}, c_0^{(-n)} + r c_{i0}^{(-n)}, r]$  とし,

$$l_{\min}^2 = \min_{p, r} \left( \left\{ \sum_{k_m} \sum_{j=-n}^{-1} l^2[p_{dk_m}^{(j)}, d_{k_m}^{(j)} + r d_{ik_m}^{(j)}, r] \right\} + l^2[p_{c_0}^{(-n)}, c_0^{(-n)} + r c_{i0}^{(-n)}, r] \right) \quad (6.15)$$

を与える  $r$  を求める. この  $r$  を用いた式 (6.13) のシンボルによる  $p$  の復号結果が推定復号法になる. このとき式 (6.15) は受信系列を用いベクトル  $r$  をパラメータとした最小値問題となるが,  $l^2[p, x, r]$  が複素平面上において微分不連続点を持つ非線形関数なので, 最小値を解析的に求めるのは容易ではない. これを数値解法的に探査する方法<sup>14)</sup>も考えられるが, 今回は走査的に解を探査した. 具体的には次のようなアルゴリズムを用いた.

1.  $c_0^{(-n)} + r c_{i0}^{(-n)}$  を基準に用い  $r$  を走査的に変化させる.

2. シンボル列  $\{d_{k_m}^{(j)} + rd_{ik_m}^{(j)}\}$ ,  $c_0^{(-n)} + rc_{i_0}^{(-n)}$  を計算.
3.  $\{d_{k_m}^{(j)} + rd_{ik_m}^{(j)}\}$ ,  $c_0^{(-n)} + rc_{i_0}^{(-n)}$  の各シンボルに対する隣接信号点  $\{p_{dk_m}^{(j)}\}$ ,  $p_{c_0}^{(-n)}$  を導出.
4. 式 (6.15) 右辺の和を計算. これが走査中最小なら  $\{p_{dk_m}^{(j)}\}$ ,  $p_{c_0}^{(-n)}$  を  $\{p_{\min}\}$  とする.
5.  $r$  の走査終了なら 6. へ, そうでなければ 1. へ.
6.  $\{p_{\min}\}$  を用い復号を行い終了.

このように伝送シンボル系列が時間一周波数領域に分散していることを利用して, 符号化を行わなくても変調方式自体で時系列の消失を補うことができる.

本節では MSM フレームの場合の考察を行ったが, WPM に一般化する場合, サブバンドレベル数  $n$  および各サブバンドにおけるシンボル数  $k$  の値を WPM フレームに沿って設定することにより式 (6.12) ~ (6.15) をそのまま用いることができる.

また本方法は 2 シンボル以上の消失でも, 同様に推定による復号を行うことが可能であるが, 誤差による劣化が大きくなることや, 基準となるレベル  $-n$  の信号点への走査の組合せが指数関数的に増えていくため, 計算量が大きくなってしまふということが生じる.

16QAM を用いた走査法の例を次小節で述べる.

### 6.3.2 計算機シミュレーション

提案方法を用いて図 6.4 の等価低域系 AWGN 環境下システムでの計算機シミュレーションを行った. 図中の LPF は 0.5 のルートロールオフフィルタである. 信号点配置には KG 割り当ての 16QAM を用いた. ただし簡単のため必ず MSM フレームを用い  $m = 0$  ( $k_m = 0$ ) の位置で 1 シンボル消失するものとし, 受信側での同期並びに消失位置の検知は完全であると仮定した.

式 (6.15) の探査は以下のように行った. 16QAM の I, Q 平面を複素平面とし 16QAM 格子間隔を  $\Delta$  としたとき,  $(-2\Delta, -2\Delta) \leq r \leq (2\Delta, 2\Delta)$  の間を  $\Delta/2$  の間隔で走査し式 (6.15) の極小値を求める. その点から再び  $(-2\Delta/2^1, -2\Delta/2^1) \leq r \leq (2\Delta/2^1, 2\Delta/2^1)$  の間を  $\Delta/2^2$  の間隔で走査する. この  $(-2\Delta/2^i, -2\Delta/2^i) \leq$

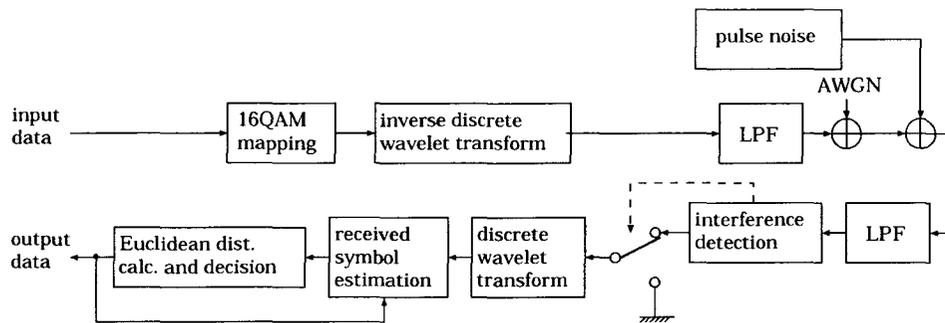


図 6.4: パルスの消失が起こる通信路のシステム構成

$r \leq (2\Delta/2^i, 2\Delta/2^i)$  間の  $\Delta/2^{i+1}$  間隔による探査を繰り返し行い、極小値を絞り込む。これを  $i = 5$  まで行った。なお  $p$  は 16QAM の信号点ベクトルとなる。この方法では探査が局所的最小値に閉じ込められる可能性があるが、実行の容易性を重視し適用した。

図 6.5 に  $N_w = 16$  とした場合の計算結果を示す。推定を行った場合は、消失がない場合に比べ BER (bit error rate) が  $10^{-5}$  のときおよそ 5.5dB の劣化があるものの、推定を行わないときのようなエラーフロアは発生せず、ある程度の  $E_b/N_0$  が得られる領域では効果的に機能することが分かる。このように一つの時系列伝送シンボルがマザーウェーブレットにより時間-周波数領域に分散されており、なおかつすべてのデータシンボルには影響しないという性質を利用して、一つの伝送シンボルが消失した場合の推定による効果的な復号が行えることを示した。

次に信号対パルス状雑音電力比 ( $C/I$ ) に対する BER 特性を計算した。  $E_b/N_0 = 18$  dB としたときの結果を図 6.6 に示す。推定を行わない場合  $C/I > 0$  dB の領域においても急速に BER が劣化しているのに対して、推定を行う場合は  $C/I$  に関わらずよい特性が得られている。従ってある程度パルス雑音電力が大きいときは、受信信号の振幅比を観測することによって雑音の位置を検出できると考えられるので、その位置を消失として取り扱うことにより BER 特性の改善を計ることができる。

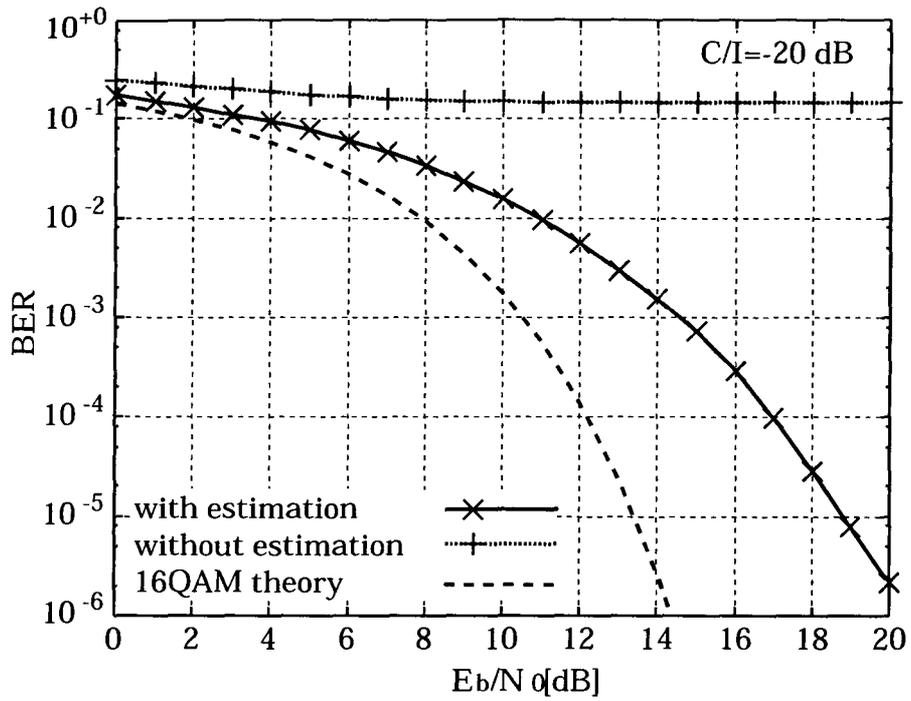


図 6.5: パルスの消失が起こる環境下におけるビット誤り率特性

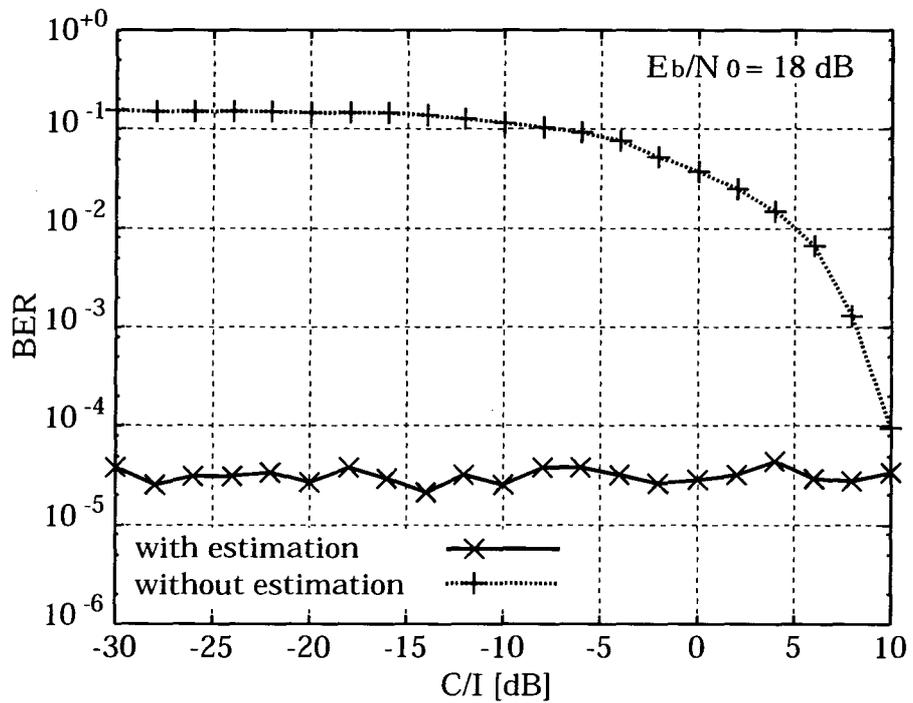


図 6.6: パルスの消失が起こる環境下における  $C/I$  対ビット誤り率特性

## 6.4 WPM を用いた階層的符号化変調方式

本節では WPM にブロック符号化変調方式を適用する方法を検討した。前節までの WPM は無符号化系列を対象としていたが、より効率的な伝送のために WPM に符号化を行うことは有効である。符号化の方法にはさまざまなものが考えられるが、WPM に適用する場合にはパルス状、トーン状の雑音の影響を切り分けることが可能であるという WPM の特長を生かした符号化を行う必要があると思われる。

一方 BCM は大きな符号化利得と高い伝送効率を両立させる方法である。BCM の符号化利得を上げるためには、符号長を伸ばし符号語間距離特性を伸ばすことが必要である。しかし AWGN 通信路を対象とした符号設計において符号長を伸ばしたとき、符号構成と符号配置によってはパルス状、トーン状の雑音加わる環境下において 1 つの雑音が符号に与える影響が広範囲に広がってしまい、符号全体の劣化が大きくなってしまう場合がある。またこれを避けるために符号設計をパルス状、トーン状雑音に適応させた場合、符号長を伸ばすと復号が複雑になってしまうと考えられる。

そこでこの問題を解決するために、BCM を WPM フレームに階層的に割り当てる方法を検討した。多レベル符号化変調方式とビタビ復号を適用することにより、本符号は AWGN 通信路において大きな符号化利得を得、しかも WPM フレームに合わせて符号を階層的に割り当てることによってパルス状、トーン状雑音環境下においても影響を受信側のみで切り分け、非干渉部分の符号化利得を保持する。このように本符号は AWGN 環境およびパルス状、トーン状雑音環境両方に対応することが可能である。ただし以下では簡単のため、WPM の領域分割法は図 6.7 の MSM のように  $1/2$  に分割される階層状のものに限定し符号を構成した。階層の位置つまり図 6.7 での領域  $S1 \sim S5$  の周波数配置は任意であるが、以下では簡単のため階層状 WPM として MSM フレームを用いて考察を行った。

### 6.4.1 符号化

WPM は伝送にフレーム構造をとるため、畳み込み符号よりブロック符号を適用する方がフレームの構成が容易である。図 6.7 に用いる MSM フレームを示す。フレームの長さは  $N_w = 16$  とし、信号点配置には 16QAM を用いた。サブバンドのレベルは  $S1 \sim S5$  の 5 段階となる。階層的なブロック符号は通常のブロック符

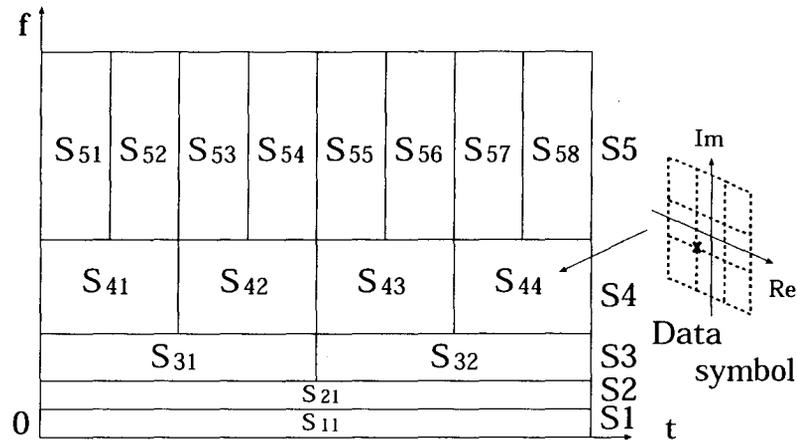


図 6.7: 符号化に用いる MSM フレーム構造

	S1	S2	S3	S4	S5
11	$\widehat{a}_1$	$\widehat{a}_1$	$\widehat{a}_1$	$\widehat{a}_1$	$\widehat{a}_1$
12	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$c$
13	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
14	$\widehat{a}_{11}$	$\widehat{a}_{12}$	$\widehat{a}_{13}$	$\widehat{a}_{14}$	$\widehat{a}_{15}$

$$c = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 \oplus a_5$$

図 6.8: 符号長 5 のブロック符号 (符号 6.0)

号より作成する。図 6.8 に基となる符号長 5 の多レベルブロック符号を示す。以降これを符号 6.0 と称する。図中の  $c$  は 12 のパリティビットであり、信号点配置にはセット分割法を用いた。符号の特性を表 6.1 に示す。この符号は無符号化 16QAM に対して 3 dB の符号化利得を持つ。

この符号を図 6.7 の 16 シンボルの MSM フレームに合わせるために拡張し、符号長を 16 に伸ばす。このときサブバンドの階層的構造を失わないように当てはめるため、図 6.9 のような  $S1$  を頂点とする階層的構造を持つ符号になる。この符号を符号 6.1 とする。 $c_1 \sim c_4$  は  $S1 \sim S5$  におけるそれぞれの 12 のパリティ検査ビッ



表 6.1: 符号の特性

	code 6.0	code 6.1
code length	5	16
rate (bit/symbol)	3	41/16
MSED/ $\Delta^2$	4.0	4.0

トであり,

$$\begin{aligned}
 c_1 &= a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 \oplus a_6 \\
 c_2 &= a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 \oplus a_7 \\
 c_3 &= a_2 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_8 \\
 c_4 &= a_2 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_9
 \end{aligned}
 \tag{6.16}$$

となる. また符号の特性は表6.1のようになる. この符号は図6.8の構成を,  $S_{11}S_{21}S_{31}S_{41}S_{51}$ ,  $S_{11}S_{21}S_{31}S_{41}S_{52}$ ,  $\dots$ ,  $S_{11}S_{21}S_{32}S_{44}S_{58}$  と適用したものであり, 符号長 5 の構成をとりながら, 全体の符号長を長くし伝送フレームに合わせたものといえる. 符号化の際  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  は 8 回,  $S_3$  は 4 回ずつと,  $S_5$  以外は複数回符号語に表れる.

なおこのような符号構成を一般の WPM に用いる場合, サブバンドの階層数  $n$  を基になるブロック符号長  $S_1 \sim S_n$  とし, 各サブバンドのシンボル数に合わせて符号の拡張を行い  $S_{jk}$  の  $k$  の個数を決定する. ただしこれら  $n, k$  の値により符号の構成, さらには符号特性も変わると考えられる. 今回は基礎的なものとして MSM フレームに符号 6.1 の組合せでの考察を行った.

### 6.4.2 復号法

本符号はセット分割法を用いたブロック符号なので, トレリス線図を用いたビタビ最尤復号法を行うことができる. 図 6.10 にトレリス線図を示す. 図中の  $A_0 \sim B_1$  は分岐が同じ信号点の集合で

$$\begin{aligned}
 A_0 &= (0000, 0001, 0010, 0011), A_1 = (0100, 0101, 0110, 0111) \\
 B_0 &= (1000, 1001, 1010, 1011), B_1 = (1100, 1101, 1110, 1111)
 \end{aligned}
 \tag{6.17}$$

である. これらの集合の中の最近点が出力シンボルとなる. ステートの分岐規則については  $S_1$  までは図 6.10 に示した通りであり,  $S_2 \sim S_4$  については表 6.2 ~ 表

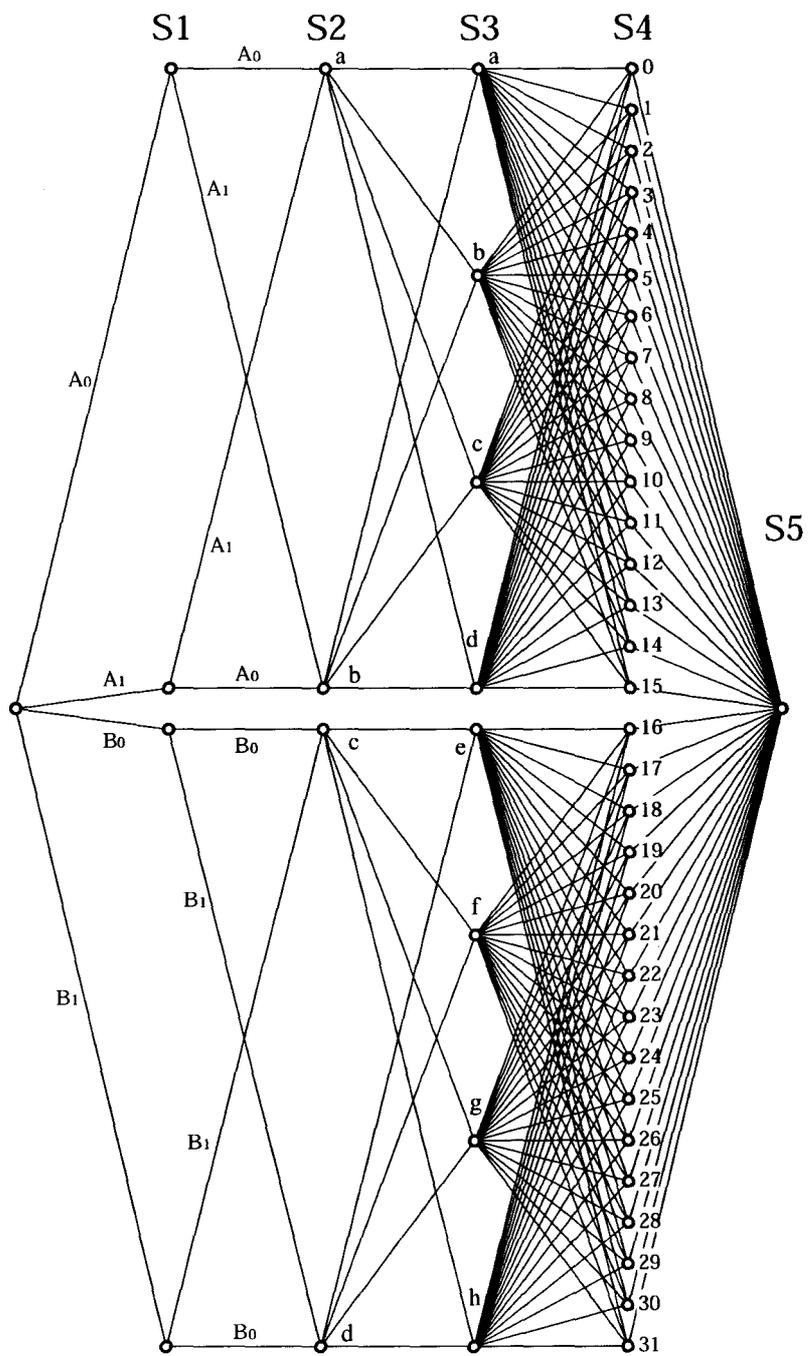


図 6.10: 符号 6.1 のトレリス線図

表 6.2: S2 の分岐規則と出力シンボル

		S3 (S <sub>31</sub> , S <sub>32</sub> )			
S2		a	b	c	d
a		(A <sub>0</sub> , A <sub>0</sub> )	(A <sub>0</sub> , A <sub>1</sub> )	(A <sub>1</sub> , A <sub>0</sub> )	(A <sub>1</sub> , A <sub>1</sub> )
b		(A <sub>1</sub> , A <sub>1</sub> )	(A <sub>1</sub> , A <sub>0</sub> )	(A <sub>0</sub> , A <sub>1</sub> )	(A <sub>0</sub> , A <sub>0</sub> )
		S3 (S <sub>31</sub> , S <sub>32</sub> )			
S2		e	f	g	h
c		(B <sub>0</sub> , B <sub>0</sub> )	(B <sub>0</sub> , B <sub>1</sub> )	(B <sub>1</sub> , B <sub>0</sub> )	(B <sub>1</sub> , B <sub>1</sub> )
d		(B <sub>1</sub> , B <sub>1</sub> )	(B <sub>1</sub> , B <sub>0</sub> )	(B <sub>0</sub> , B <sub>1</sub> )	(B <sub>0</sub> , B <sub>0</sub> )

6.4に示す。表中の信号点集合は出力シンボルを表す。

最尤復号を行う場合 S1 から S5 へ向けてメトリックの計算を行うが、図 6.9の符号は階層的構造を持つため状態の数は S の階層に対して指数関数的に増大し、S1, S2 で 4 ステート、S3 は 8 ステート、S4 が 32 ステートになる。しかし、パリティ検査ビットを用いたブロック符号であるため S5 で収束する。並行パスは無符号化部分 l3, l4 に対して生じ、各ブランチとも 4 本ずつ存在する。受信系列に対してトレリス線図上においてメトリック和の最小値

$$D_E^2 = \min_p \left( \left\{ \sum_{k_m=0}^{2^{(n+j)}-1} \sum_{j=-n}^{-1} l^2[p_{dk_m}^{(j)}, d_{k_m}^{(j)}] \right\} + l^2[p_{c_0}^{(-n)}, c_0^{(-n)}] \right) \quad (6.18)$$

を持つパスを復号結果とする。ただし  $l^2[\cdot]$  は  $p$  と受信点のユークリッド距離の 2 乗である。

また符号 6.1 は別のトレリス線図によっても復号を行うことができる。図 6.11 に符号長を 5 として分割した場合のトレリス線図を示す。これは符号 6.0 に対する最尤復号時のトレリス線図である。図中 A<sub>0</sub>~B<sub>1</sub> は式 (6.17) である。これは符号を図 6.8 のように分割し、その符号に対応するトレリス線図からビタビ復号を行うものであり、8 回復号を行うことによって 1 フレームの全体を復号できる。この場合状態の数が S1~S4 とも 4 つなので計算が簡素化されるが、S1~S4 に対しては重複して復号動作を行うことになる。その結果同一のシンボルに対して復号結果が異なる場合が生じる。この場合多数決決定をすることなどが考えられるが、今回は簡単のため最後に復号された結果を用いた。また拘束長が短くなるこ

表 6.3:  $S3$  の分岐規則と出力シンボル

		$S4 (S_{41}, S_{42}, S_{43}, S_{44})$			
$S3$	0	1	2	3	
a	$(A_0, A_0, A_0, A_0)$	$(A_0, A_0, A_0, A_1)$	$(A_0, A_0, A_1, A_0)$	$(A_0, A_0, A_1, A_1)$	
b	$(A_0, A_0, A_1, A_1)$	$(A_0, A_0, A_1, A_0)$	$(A_0, A_0, A_0, A_1)$	$(A_0, A_0, A_0, A_0)$	
c	$(A_1, A_1, A_0, A_0)$	$(A_1, A_1, A_0, A_1)$	$(A_1, A_1, A_1, A_0)$	$(A_1, A_1, A_1, A_1)$	
d	$(A_1, A_1, A_1, A_1)$	$(A_1, A_1, A_1, A_0)$	$(A_1, A_1, A_0, A_1)$	$(A_1, A_1, A_0, A_0)$	
		$S4 (S_{41}, S_{42}, S_{43}, S_{44})$			
$S3$	4	5	6	7	
a	$(A_0, A_1, A_0, A_0)$	$(A_0, A_1, A_0, A_1)$	$(A_0, A_1, A_1, A_0)$	$(A_0, A_1, A_1, A_1)$	
b	$(A_0, A_1, A_1, A_1)$	$(A_0, A_1, A_1, A_0)$	$(A_0, A_1, A_0, A_1)$	$(A_0, A_1, A_0, A_0)$	
c	$(A_1, A_0, A_0, A_0)$	$(A_1, A_0, A_0, A_1)$	$(A_1, A_0, A_1, A_0)$	$(A_1, A_0, A_1, A_1)$	
d	$(A_1, A_0, A_1, A_1)$	$(A_1, A_0, A_1, A_0)$	$(A_1, A_0, A_0, A_1)$	$(A_1, A_0, A_0, A_0)$	
		$S4 (S_{41}, S_{42}, S_{43}, S_{44})$			
$S3$	8	9	10	11	
a	$(A_1, A_0, A_0, A_0)$	$(A_1, A_0, A_0, A_1)$	$(A_1, A_0, A_1, A_0)$	$(A_1, A_0, A_1, A_1)$	
b	$(A_1, A_0, A_1, A_1)$	$(A_1, A_0, A_1, A_0)$	$(A_1, A_0, A_0, A_1)$	$(A_1, A_0, A_0, A_0)$	
c	$(A_0, A_1, A_0, A_0)$	$(A_0, A_1, A_0, A_1)$	$(A_0, A_1, A_1, A_0)$	$(A_0, A_1, A_1, A_1)$	
d	$(A_0, A_1, A_1, A_1)$	$(A_0, A_1, A_1, A_0)$	$(A_0, A_1, A_0, A_1)$	$(A_0, A_1, A_0, A_0)$	
		$S4 (S_{41}, S_{42}, S_{43}, S_{44})$			
$S3$	12	13	14	15	
a	$(A_1, A_1, A_0, A_0)$	$(A_1, A_1, A_0, A_1)$	$(A_1, A_1, A_1, A_0)$	$(A_1, A_1, A_1, A_1)$	
b	$(A_1, A_1, A_1, A_1)$	$(A_1, A_1, A_1, A_0)$	$(A_1, A_1, A_0, A_1)$	$(A_1, A_1, A_0, A_0)$	
c	$(A_0, A_0, A_0, A_0)$	$(A_0, A_0, A_0, A_1)$	$(A_0, A_0, A_1, A_0)$	$(A_0, A_0, A_1, A_1)$	
d	$(A_0, A_0, A_1, A_1)$	$(A_0, A_0, A_1, A_0)$	$(A_0, A_0, A_0, A_1)$	$(A_0, A_0, A_0, A_0)$	

表 6.3:  $S_3$  の分岐規則と出力シンボル (続き)

$S_4 (S_{41}, S_{42}, S_{43}, S_{44})$				
$S_3$	16	17	18	19
e	$(B_0, B_0, B_0, B_0)$	$(B_0, B_0, B_0, B_1)$	$(B_0, B_0, B_1, B_0)$	$(B_0, B_0, B_1, B_1)$
f	$(B_0, B_0, B_1, B_1)$	$(B_0, B_0, B_1, B_0)$	$(B_0, B_0, B_0, B_1)$	$(B_0, B_0, B_0, B_0)$
g	$(B_1, B_1, B_0, B_0)$	$(B_1, B_1, B_0, B_1)$	$(B_1, B_1, B_1, B_0)$	$(B_1, B_1, B_1, B_1)$
h	$(B_1, B_1, B_1, B_1)$	$(B_1, B_1, B_1, B_0)$	$(B_1, B_1, B_0, B_1)$	$(B_1, B_1, B_0, B_0)$
$S_4 (S_{41}, S_{42}, S_{43}, S_{44})$				
$S_3$	20	21	22	23
e	$(B_0, B_1, B_0, B_0)$	$(B_0, B_1, B_0, B_1)$	$(B_0, B_1, B_1, B_0)$	$(B_0, B_1, B_1, B_1)$
f	$(B_0, B_1, B_1, B_1)$	$(B_0, B_1, B_1, B_0)$	$(B_0, B_1, B_0, B_1)$	$(B_0, B_1, B_0, B_0)$
g	$(B_1, B_0, B_0, B_0)$	$(B_1, B_0, B_0, B_1)$	$(B_1, B_0, B_1, B_0)$	$(B_1, B_0, B_1, B_1)$
h	$(B_1, B_0, B_1, B_1)$	$(B_1, B_0, B_1, B_0)$	$(B_1, B_0, B_0, B_1)$	$(B_1, B_0, B_0, B_0)$
$S_4 (S_{41}, S_{42}, S_{43}, S_{44})$				
$S_3$	24	25	26	27
e	$(B_1, B_0, B_0, B_0)$	$(B_1, B_0, B_0, B_1)$	$(B_1, B_0, B_1, B_0)$	$(B_1, B_0, B_1, B_1)$
f	$(B_1, B_0, B_1, B_1)$	$(B_1, B_0, B_1, B_0)$	$(B_1, B_0, B_0, B_1)$	$(B_1, B_0, B_0, B_0)$
g	$(B_0, B_1, B_0, B_0)$	$(B_0, B_1, B_0, B_1)$	$(B_0, B_1, B_1, B_0)$	$(B_0, B_1, B_1, B_1)$
h	$(B_0, B_1, B_1, B_1)$	$(B_0, B_1, B_1, B_0)$	$(B_0, B_1, B_0, B_1)$	$(B_0, B_1, B_0, B_0)$
$S_4 (S_{41}, S_{42}, S_{43}, S_{44})$				
$S_3$	28	29	30	31
e	$(B_1, B_1, B_0, B_0)$	$(B_1, B_1, B_0, B_1)$	$(B_1, B_1, B_1, B_0)$	$(B_1, B_1, B_1, B_1)$
f	$(B_1, B_1, B_1, B_1)$	$(B_1, B_1, B_1, B_0)$	$(B_1, B_1, B_0, B_1)$	$(B_1, B_1, B_0, B_0)$
g	$(B_0, B_0, B_0, B_0)$	$(B_0, B_0, B_0, B_1)$	$(B_0, B_0, B_1, B_0)$	$(B_0, B_0, B_1, B_1)$
h	$(B_0, B_0, B_1, B_1)$	$(B_0, B_0, B_1, B_0)$	$(B_0, B_0, B_0, B_1)$	$(B_0, B_0, B_0, B_0)$

表 6.4:  $S_4$  の分岐規則と出力シンボル

$S_4$	$S_5 (S_{51}, S_{52}, S_{53}, S_{54}, S_{55}, S_{56}, S_{57}, S_{58})$
0	$(A_0, A_0, A_0, A_0, A_0, A_0, A_0, A_0)$
1	$(A_0, A_0, A_0, A_0, A_0, A_0, A_1, A_1)$
2	$(A_0, A_0, A_0, A_0, A_1, A_1, A_0, A_0)$
3	$(A_0, A_0, A_0, A_0, A_1, A_1, A_1, A_1)$
4	$(A_0, A_0, A_1, A_1, A_0, A_0, A_0, A_0)$
5	$(A_0, A_0, A_1, A_1, A_0, A_0, A_1, A_1)$
6	$(A_0, A_0, A_1, A_1, A_1, A_1, A_0, A_0)$
7	$(A_0, A_0, A_1, A_1, A_1, A_1, A_1, A_1)$
8	$(A_1, A_1, A_0, A_0, A_0, A_0, A_0, A_0)$
9	$(A_1, A_1, A_0, A_0, A_0, A_0, A_1, A_1)$
10	$(A_1, A_1, A_0, A_0, A_1, A_1, A_0, A_0)$
11	$(A_1, A_1, A_0, A_0, A_1, A_1, A_1, A_1)$
12	$(A_1, A_1, A_1, A_1, A_0, A_0, A_0, A_0)$
13	$(A_1, A_1, A_1, A_1, A_0, A_0, A_1, A_1)$
14	$(A_1, A_1, A_1, A_1, A_1, A_1, A_0, A_0)$
15	$(A_1, A_1, A_1, A_1, A_1, A_1, A_1, A_1)$
16	$(B_0, B_0, B_0, B_0, B_0, B_0, B_0, B_0)$
17	$(B_0, B_0, B_0, B_0, B_0, B_0, B_1, B_1)$
18	$(B_0, B_0, B_0, B_0, B_1, B_1, B_0, B_0)$
19	$(B_0, B_0, B_0, B_0, B_1, B_1, B_1, B_1)$
20	$(B_0, B_0, B_1, B_1, B_0, B_0, B_0, B_0)$
21	$(B_0, B_0, B_1, B_1, B_0, B_0, B_1, B_1)$
22	$(B_0, B_0, B_1, B_1, B_1, B_1, B_0, B_0)$
23	$(B_0, B_0, B_1, B_1, B_1, B_1, B_1, B_1)$
24	$(B_1, B_1, B_0, B_0, B_0, B_0, B_0, B_0)$
25	$(B_1, B_1, B_0, B_0, B_0, B_0, B_1, B_1)$
26	$(B_1, B_1, B_0, B_0, B_1, B_1, B_0, B_0)$
27	$(B_1, B_1, B_0, B_0, B_1, B_1, B_1, B_1)$
28	$(B_1, B_1, B_1, B_1, B_0, B_0, B_0, B_0)$
29	$(B_1, B_1, B_1, B_1, B_0, B_0, B_1, B_1)$
30	$(B_1, B_1, B_1, B_1, B_1, B_1, B_0, B_0)$
31	$(B_1, B_1, B_1, B_1, B_1, B_1, B_1, B_1)$

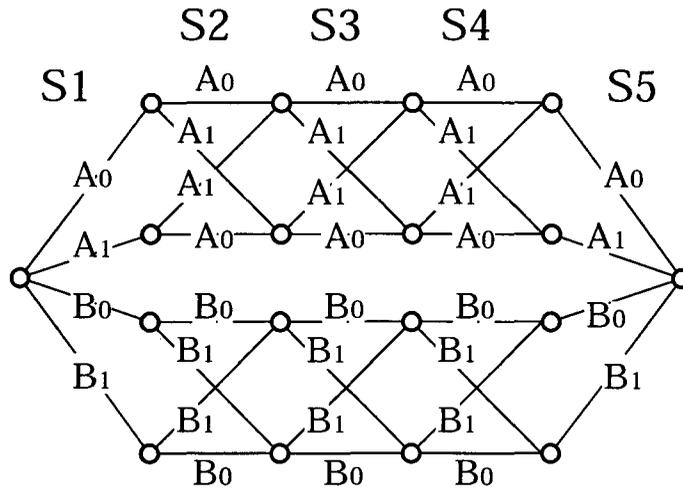


図 6.11: 符号 6.1 の符号長を 5 とした場合のトレリス線図

表 6.5: シミュレーション諸元

modulation	16QAM
low-pass filter	root Nyquist cosine roll-off factor = 0.5
channel model	AWGN/tone and impulse noise
mother wavelet	Haar function in time domain

とから、ビタビ復号ではあるものの符号 6.1 に対しては最尤復号ではなく、BER 特性は多少劣化することになる。

### 6.4.3 AWGN 環境下での符号特性

符号 6.1 の特性を計算機シミュレーションによって検討した。図 6.12 にシステム構成を、表 6.5 にシミュレーション諸元を示す。MSM に用いたマザーウェーブレットは時間領域での Haar 関数とし、また簡単のために伝送時のフレーム同期は取れていることを仮定した。

まず AWGN 環境下における特性を計算した。図 6.12 においてパルス状、トーン状の雑音が存在しない場合の BER 特性を図 6.13 に示す。比較として符号長を 5

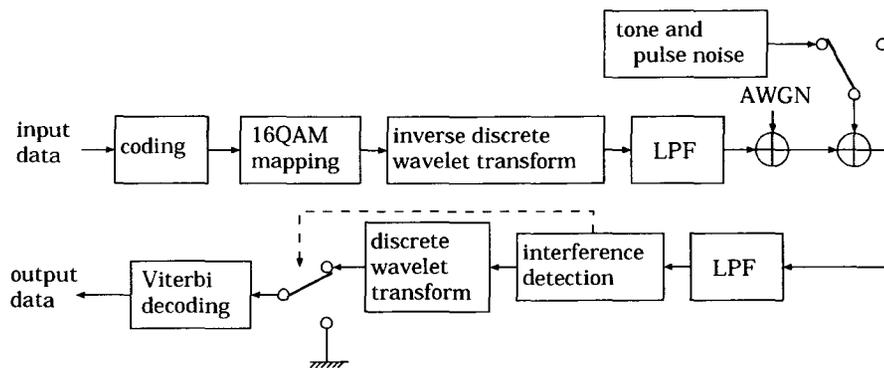


図 6.12: システム構成図

として扱った図 6.11 のトレリス線図によるビタビ復号による BER も示した (図中 10dim と表示). 最尤復号を行った符号 6.1 の特性は, 伝送効率が本符号より低い 2bit/symbol の QPSK に対して BER =  $10^{-5}$  でほぼ同じであり, 符号化利得が得られていることが分かる. またほぼ同符号化率の (64, 39, 10) 拡大 BCH 符号を MSM フレームに当てはめ, 限界距離復号を施した場合の特性も計算した. 信号割り当ては KG 割当の 16QAM とし, 1 符号語を 16 シンボルの MSM フレームに適用した. 図より BER =  $10^{-5}$  では符号 6.1 の方が BCH 符号に対しおよそ 0.8dB 特性がよく, ビタビ復号を行う符号 6.1 の有効性が確かめられた. このように符号長をウェーブレットの伝送フレームまで長くした効果が得られている. また図 6.11 のトレリス線図による復号は状態数の減少により最尤復号よりも 0.8 dB ほど劣化しているが, 状態数は最尤復号の 32 に対し 1/8 の 4 であるため, 計算量を削減したい場合などはこちらの復号法も有効であるといえる.

#### 6.4.4 パルス状干渉雑音環境下での消失シンボル推定を用いた場合の復号

本 BCM に対し, 6.3 の消失シンボル推定法を適用することによってパルス状の干渉雑音環境下においても符号化利得を保ち, 良好な伝送特性を得ることができる. 推定のアルゴリズム, シミュレーション条件は 6.3 と等しく, ユークリッド距離の算出はトレリス線図に沿ったパスにおける式 (6.15) を繰り返し計算する.

図 6.14 に計算結果を示す. 図 6.5 と同様受信シンボルの消失により推定を行わない場合は BER のエラーフロアが生じているが, 推定により特性が改善される程

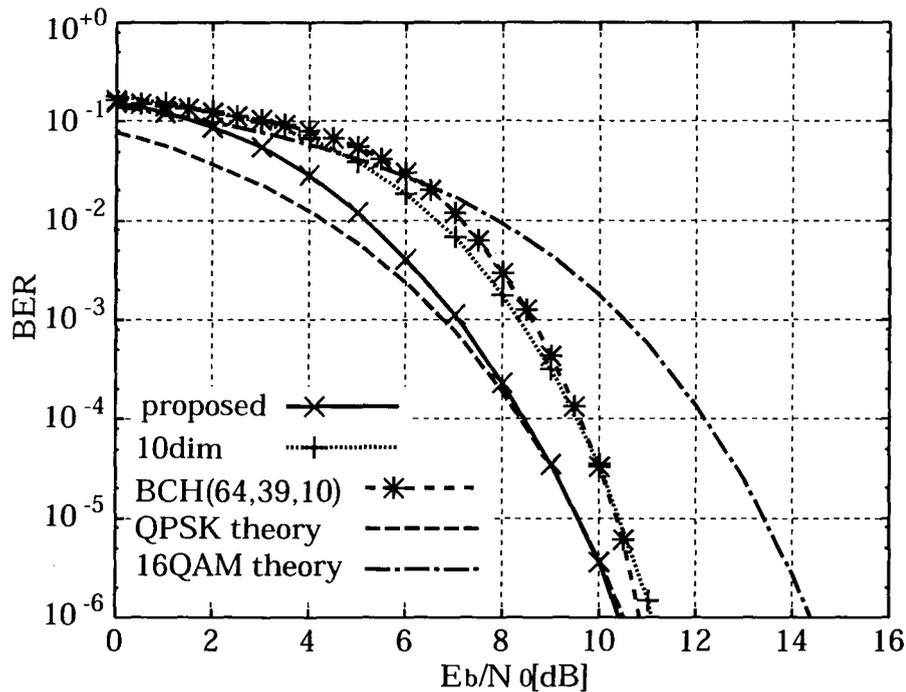


図 6.13: AWGN 環境下の BER

度の符号化利得が得られていることがわかる。また (64, 39, 10) BCH 符号の結果と比較しても提案符号による結果はかなり良好である。このように提案した符号化系列に推定復号法を適用することも有効であることが示された。

#### 6.4.5 トーン状、パルス状の干渉雑音環境下での特性

次にガウス雑音にパルス状、トーン状の雑音を加わった環境下での特性を調べた。図 6.15 のような雑音を加わった場合、図のように  $S_1, S_2$  および  $S_3 \sim S_5$  の半分が影響を受ける。そこで受信側ではこれらの雑音の位置検出が完全であると仮定すると、この位置の伝送信号が全て失われたと見なし、受信信号ベクトルを 0 とする。このときの影響の小さい列 ( $S_{11}, S_{21}, \dots, S_{51}$ ) の BER を最尤復号により計算した。結果が図 6.16 である。図から分かるように比較のために計算した BCH 符号ではパルス状、トーン状雑音の影響のないシンボルにおける BER にもエラーフロアが生じている。しかし提案符号では、信号が雑音により失われた  $S_{11}$  と  $S_{21}$  において正常に復号できていないものの、 $S_{31}, S_{41}, S_{51}$  の雑音の影響のないシン

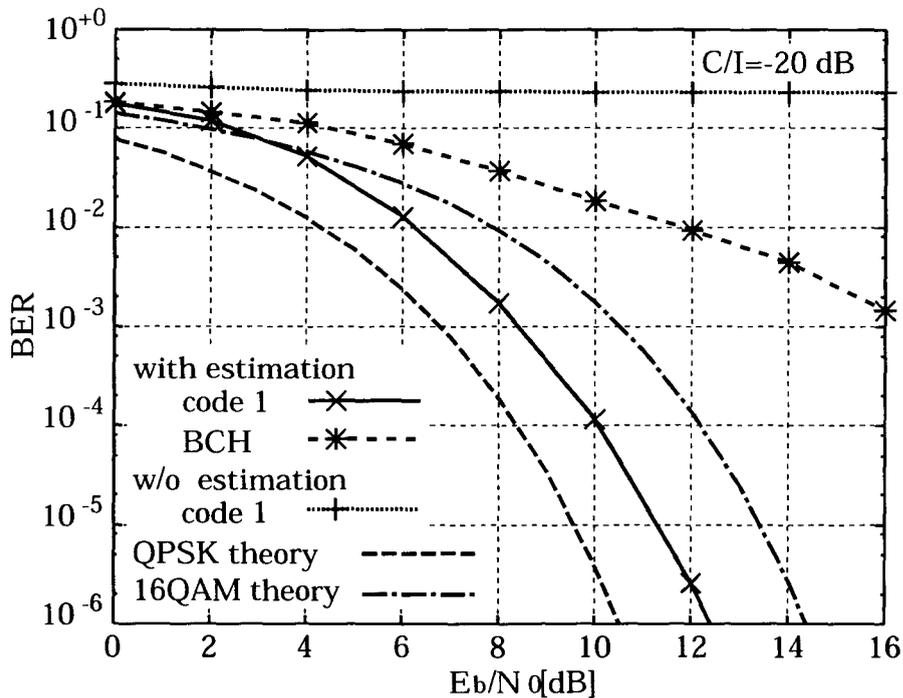


図 6.14: パルスの消失が起こる環境下における符号 6.1 のビット誤り率特性

ボルは、シンボルの位置が枝葉に行くに従い特性がよくなっている。これは符号が階層構造をとっており、符号化過程において  $S_3$  の 1 シンボルは 4 回、 $S_4$  は 2 回、 $S_5$  は 1 回表れるため、符号全体における 1 シンボルの影響度が  $S_3$  は  $S_5$  の 4 倍であるためである。つまり同じ雑音の影響が  $S_3$  には  $S_5$  の 4 倍影響するということである。 $S_{11}$  と  $S_{21}$  は階層上直接影響するシンボルであるため、これらの劣化分が  $S_{31}$ 、 $S_{41}$ 、 $S_{51}$  の特性の差として表れている。しかしそれでも無符号化 16QAM よりはよい特性を保っており、同じ符号の中で半分以上のシンボルが雑音により失われていても、ノイズの影響を受けないシンボルの BER 特性はあまり劣化しないことが分かった。また  $E_b/N_0 = 9$  dB としたときの  $C/I$  に対する  $S_{51}$  の BER 特性を図 6.17 に示す。図のようにパルス状、トーン状雑音を受けたシンボルを消失として扱った場合、 $C/I$  によらず雑音を受けないシンボルは良好な特性を保てることが示されている。

このように本手法は WPM の特長によりパルス状、トーン状雑音の影響を最小限に抑え、BCM によって伝送特性を向上させるものである。これにより符号全体

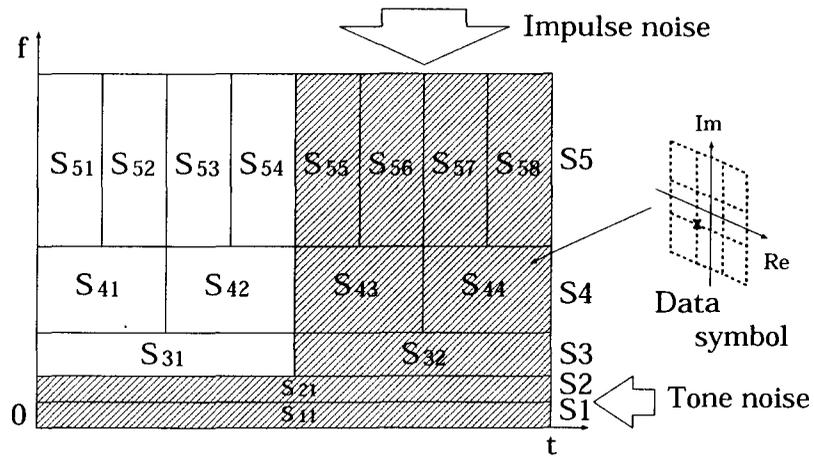


図 6.15: パルス状, トーン状の雑音環境下での MSM の伝送フレーム

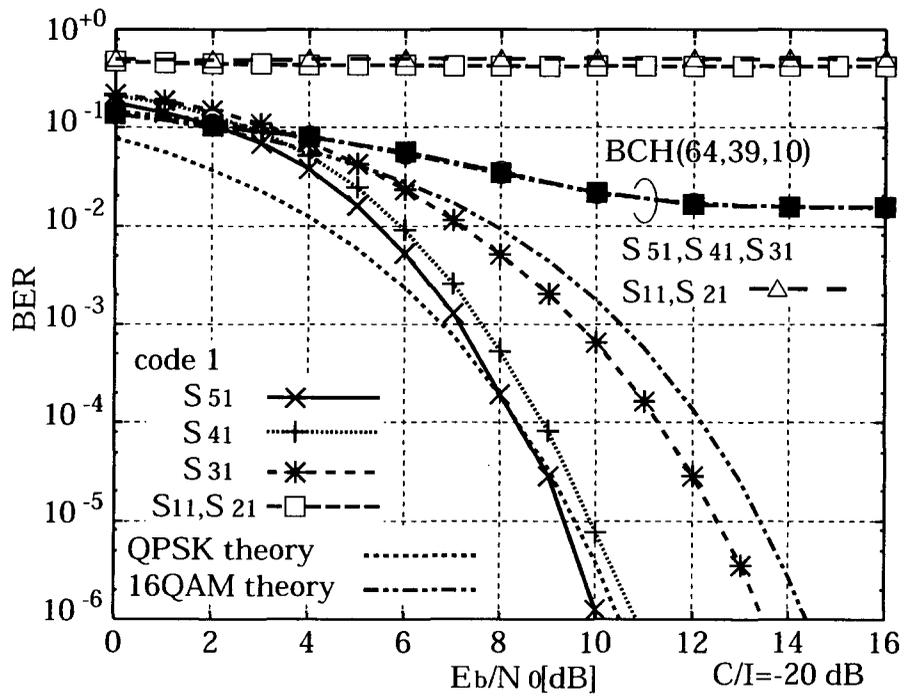


図 6.16: パルス, トーン雑音環境下の BER

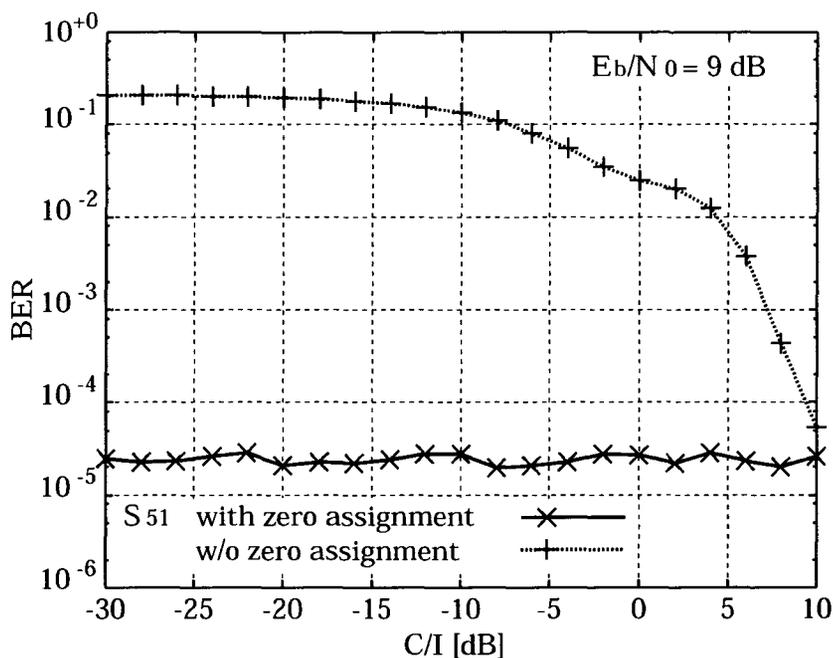


図 6.17: パルス, トーン雑音環境下の  $C/I$  に対する BER

の BER 特性をよくしつつ, 通常の長符号では実現できないパルス状, トーン状雑音の伝送シンボルへの影響の切り分けを行うことができた.

図 6.15ではパルス状, トーン状雑音が MSM フレーム構造に比較的合致する場合を仮定したが, 任意の位置のパルス, トーン雑音に対するフレームの構成ならびに符号化法は今後の課題である. なお干渉雑音の位置に対するフレームの配置法は文献 8) 第 5 章に詳しい.

## 6.5 むすび

近年提案された WPM を用い, その特性を生かした効率的な適応伝送方法について検討した. WPM の最大の特長は時間一周波数分解能をもつ多重方式という点であり, これを利用することにより時間軸上, 周波数軸上に偏在するパルスのような干渉雑音の影響を最小限に抑えることができる. 本章ではこの性質を利用して, まずパルス状干渉雑音などにより受信系列の一部が消失した場合の効果的な復号法について検討した. WPM の時系列 1 シンボルが, 複数でしかもすべて

ではないサブバンドシンボルにより構成されていることから、消失により影響を受けるシンボルの信号面上の走査的探索により消失部分の推定を行った。これによりシンボル消失による劣化をある程度改善し、通常生じるエラーフロアを解消した。

次に WPM に対し、WPM のフレーム構造に沿った BCM を適用した。ブロック符号の構造を WPM フレームに即して階層型にすることによって、符号長の伸長による BER の改善と、パルス状、トーン状の雑音による劣化の切り分けを両立させた。シミュレーション結果からフレーム中の半分以上のシンボルが干渉雑音により失われた場合でも WPM によって切り分けられた領域は符号化の効果を保ち、よい特性を維持していた。このようにウェーブレット変調方式は ISM バンドのような干渉雑音環境下での通信に用いることによって、その特長を発揮する方式であると考えられる。

より一般的なパルス状、トーン状の干渉雑音に対する WPM の適用、符号化の検討などが今後の課題であると考えられる。

## 参考文献

- 1) The official Bluetooth website, <http://www.bluetooth.com>
- 2) IEEE P802.11, The working group for wireless LANs, <http://www.ieee802.org/11>
- 3) 守倉正博, 松井英明, “IEEE802.11 準拠無線 LAN の動向,” 信学論 (B), vol. J84-B, no. 11, pp. 1918–1927, Nov. 2001.
- 4) C. K. Chui 著, 桜井, 新井共訳 “ウェーブレット入門”, 東京電機大学出版局, 1993
- 5) 吉川 昭 “時間一周波数解析の展望 [IV]-ウェーブレットとその分類-”, 信学誌, Vol. 79, No. 8, pp. 820-830, 1996.
- 6) A. R. Lindsey, “Multi-dimensional signaling via wavelet packets,” 1995 SPIE conference, No. 2491-29.
- 7) A. R. Lindsey, “Wavelet packet modulation for orthogonally multiplexed communication,” IEEE Trans. Sig. Proc., Vol. 45, No. 5, pp. 1336–1339, May 1997.
- 8) A. R. Lindsey, “Generalized orthogonally multiplexed communication via wavelet packet bases,” Ph. D. Dissertation, Ohio University, June 1995.
- 9) K. M. Wong, J. Wu, T. N. Davidson, and Q. Jin, “Wavelet packet division multiplexing and wavelet packet design under timing error effects,” IEEE Trans. Sig. Proc., Vol. 45, No. 12, pp. 2877–2890, Dec. 1997.
- 10) F. Daneshgaran and M. Mondin, “Coherent frequency-hopped CDMA and orthogonal frequency division multiplexing with wavelets,” IEE Electro. Letters, Vol. 31, No. 6, pp. 428–429, Mar. 1995.
- 11) R. E. Learned, H. Krim, B. Claus, A. S. Willsky, and W. C. Karl, “Wavelet-packet-based multiple access communication ,” 1994 SPIE conference, No. 2303-20.

- 12) G. W. Wornell and A. V. Oppenheim, "Wavelet-based representations for a class of self-similar signals with application to fractal modulation," IEEE Trans. IT, Vol. 38, pp. 785-800, Mar. 1992.
- 13) 榑原 進 "ウェーブレットビギナーズガイド", 東京電機大学出版局, 1995.
- 14) 岡本英二, 李還幫, 田中正人, 若菜弘充, "パイロットシンボルを用いたフェージング補償方式のビット誤り率特性改善に関する検討, " 信学技報, RCS98-243, pp. 57-62, Feb. 1999.

## 第 7 章 結論

無線通信は空間上の電波を媒体とすることから通信回線の設置，確保が容易であり，電波の放射性からサービスの広域化も容易に実現できるため通信局の移動に対する許容度が高い．そのため古くから固定無線通信として広く普及し，近年の通信技術の進歩，サービスの多様化ならびに需要の高まりから移動無線通信も急速に普及した．しかし無線周波数は有限の資源であるため，無線通信システムの普及に伴い用いる周波数が逼迫してきていることは深刻な状況として広く認識されている．

本論文ではこのような状況の緩和のための通信技術の高度化，通信の高効率化を目指した通信方式の検討を行った．特に BER の改善による電力効率の向上という観点を基準に，いくつかの無線通信環境における雑音などの特徴を把握し，それに沿った変調方式，伝搬路補償方式，ブロック符号化変調方式を検討しその有効性を確認した．これらの技術は従来からさまざまな検討がされており，既に実用化されている優れた技術も多数存在する．しかしながら移動無線通信環境に振幅位相変調を用いることは，伝搬路状況の頻繁な変化と通常それに伴う通信品質の劣化が深刻となることから，多くの問題点を残していたといえる．これに対して本論文では振幅位相変調を用いた通信方式を，移動環境を含むさまざまな通信環境に適用するために段階的な検討を行った．

第 2 章ではまず，デジタル無線伝送システムについて簡単にまとめた．デジタル伝送の骨子となるデジタル変復調方式について述べ，その特性を示した．また典型的な伝搬路の確率モデルを示し，その発生，式による表現，さらに通信システムの対策技術について述べた．そして代表的な符号化手法と符号化変調方式について述べ，本論文の第 4 章以降で提案した手法がどの分類における既存手法の高度化を計ったものであるかを明確にした．

第 3 章では移動無線通信において発生するフェージングを補償する方法について論じた．無線通信の変調方式に 16QAM のような振幅位相変調を用いることは伝送効率の向上という点で有効であるが，移動通信環境において発生するフェージングを補償する際に，位相ひずみだけでなく振幅ひずみも補償しなければならないため，より正確な推定を行う必要があった．しかし既存の推定方法では，フ

フェージングのピッチが速くなった時の推定精度が著しく落ちるため、高速移動や高い周波数を用いた通信などへの適用ができなかった。

一方レイリーフェージングのような周波数非選択性フェージングは帯域制限過程であり、この性質に注目して新しい推定方法を提案した。送信系列に挿入されたパイロットシンボルから得られた通信路のフェージング系列をFFTを用い一旦周波数領域の値にし、そのスペクトルの端点が0になることを利用して0挿入による補間を実現した。このように本方法では補間操作が大幅に簡素化されより多くの基準点を用いて推定が行えるため、サンプリング定理の理論的限界近くまでの速いフェージングも正確に推定することができた。これにより従来の方法で現れていた速いフェージング環境下でのBERのエラーフロアを解消し、よりよい品質での通信を可能とした。

本章ではさらにフェージングに周波数オフセットを含む場合の補償方式について検討し、位相回転とスペクトルの平行移動操作を加えるのみで周波数オフセットの補償可能範囲を大幅に広げる方法を示した。フェージングと周波数オフセットは同じパイロットシンボルから同時に推定、補償することができ、新たな基準信号の挿入による伝送効率の低下を引き起こさずに特性の改善を見た。

本章の方式は変調方式に16QAMを用いて検討を行ったが、任意の振幅位相変調にそのまま適用することが可能である。

次の第4章と第5章では、第3章で検討したフェージング補償方式を用いフェージング環境下でのBCM伝送について検討した。

第4章では従来行われなかった16QAMを用いたBCMにビタビ復号を適用し最尤復号を行うシステムについて検討し、いくつかの符号を提案し特性を評価した。従来トレリス線図を用いたビタビ復号はTCMへの適用がほとんどであり、BCMへの適用は一般化された構築方法がないためあまり考慮されなかった。そこで本章ではトレリスが構築できるような16QAM-BCMを取り上げ、BCMの特徴である柔軟な符号構成の変更が可能であるという利点を生かし、さまざまな距離特性を持つ多レベル符号を構成した。ただしその中でも符号化率があまり低くなく高伝送効率を維持し、符号長もあまり長くなく、比較的簡易なトレリス線図が構築できる符号に限定し検討を行った。そしてAWGN環境下やフェージング環境下での通信に適した符号のBER特性を計算機シミュレーションにより評価した。その結果符号構造は簡単な多レベル符号でありトレリス線図の構造もあまり複雑でないものであっても、AWGN環境下ではMSED、フェージング環境下ではMSDの

大きな符号の特性は良好なものが得られた。これにより 16QAM-BCM にビタビ復号を適用するシステムの有効性が示された。

さらに第 3 章で検討されたフェージング補償方式を BCM に適用する際に、パイロットシンボルを符号化し BCM の一部とする方法を検討した。これにより伝送効率を落さずに BER を改善することができ、さらなる通信品質の改善を実現した。

第 5 章では、ブロック符号化変調方式の一種で符号化利得とマルチモード伝送を両立させる一方向マルチモード BCM を提案した。マルチモード通信では、モードによって伝送系列の属性が変更されて適応的な伝送が実現されるが、そのままでは高利得や高伝送効率の方式は構成できなかった。そこで提案方式では各々のモードがマルチレベル BCM によって構成され、それぞれのモードは他のモードと異なるレベル数、セット分割法、伝送速度、符号化法などを持つ符号を検討した。本方式では異なるモードは異なる信号点配置、つまり変調方式を持つ場合もある。しかし全てのモードにおいて符号長は同一であり、フレームの同期などは既存のブロック符号と同様に行え、かつモードは各ブロック符号語毎に変更することができる。復号にはビタビアルゴリズムを用いた最尤復号を行い、このとき 1 つのトレリス線図によって全モードの復号ができることを示した。そして符号の距離特性を同モード間と異モード間に分けることによって符号の設計と特性評価が有効に行えることを示し、誤り率上界についても同モード間、異モード間に分けて検討を加えた。さらに例として特徴的なマルチモード伝送を 3 つ示した。すなわち、UEP / EEP のハイブリッド符号、伝送速度可変符号、ガウス雑音、フェージング環境に対するハイブリッド符号である。これらの符号についてそれぞれ距離特性、伝送特性などを計算機シミュレーションにより調べ、提案手法の有効性を確かめた。また本章では主に一方向の伝送システムについてのみ検討を行い、双方向化については簡単にまとめた。

本章で提案した手法は多レベルマルチモード BCM 伝送システムの基本的な概念の一種であるため、例示した 3 つの符号以外にもさまざまな構成が可能である。したがって本手法の拡張、応用は比較的容易であると考えられる。

第 6 章では近年提案された WPM を用い、その特長を生かした復号技術、符号化変調方式について検討した。はじめに WPM の原理と特長について述べた。WPM は時間一周波数分解能を持つ多重通信方式であり、パルス状、トーン状の干渉雑音が存在する場合の通信方式として有効なものであった。ところがウェーブレッ

ト通信方式が比較的最近に注目された手法であることもあり、まだ WPM を含むウェーブレット変調方式というものは変調方式の提案、研究はあるものの、多重化、符号化などのシステム化へ向けた技術の研究はあまりなされていないのが現状であった。そこで本章では WPM を用い、ISM バンドのような干渉雑音環境下におけるより効率のよい通信のための技術を検討した。

まず WPM の時間-周波数分解能の性質を生かした消失シンボルの推定復号方法について検討した。本方法はパルス状干渉雑音の存在する通信路への適用により、干渉雑音によって生じた劣化による BER のエラーフロアを解消し、ある程度の精度で復号を行うことができた。

次に WPM の一種である MSM に適した階層的なブロック符号を用いた符号化変調方式を提案した。階層構造のブロック符号と WPM という組合せにより、符号長の伸長と、干渉雑音による劣化を伝送系列の一部に局在させ切り分けるといふ一見相反する事象を両立させた。そして計算機シミュレーションにより本方式の特性を評価した。AWGN 環境下における BER は MSED の伸長により大きな符号化利得を得ており、さらにパルス状、トーン状の干渉雑音環境下においては同一符号内の半分以上のシンボルが消失しても、残りの部分は符号化利得の効果を保ちよい BER 特性を示した。このように WPM に階層構造の BCM を適用することは特徴的な干渉雑音環境下において非常に有効な方法であると考えられる。

以上のように本論文では、より高効率な無線通信方式の実現を目指して主に電力効率向上のための BER 特性の改善を軸とし、新しい技術も含めいくつかの通信技術の検討を行った。本研究は将来のより高速な無線通信方式、シームレス化などの適応的な新しい無線通信方式へ向けて貢献できるものと考えられる。

## 謝 辞

本論文をまとめる過程において、終始ご懇切なる御指導、御教示を賜りました京都大学大学院情報学研究科教授吉田進先生に、心から深謝致します。

本論文の審査にあたって、数々の貴重な御指導、御助言をいただきました京都大学大学院情報学研究科教授佐藤亨先生、同教授森広芳照先生、同助教授川合誠先生に謹んで深謝の意を表します。

さらに、本論文をまとめるにあたり種々のご配慮と御助言、励ましをいただきました京都大学大学院工学研究科教授奥村浩士先生に心より御礼を申し上げます。

また本研究にあたり御討論、御助言をいただきました京都大学大学院工学研究科助教授久門尚史先生、明治大学理工学部助教授井家上哲史先生、名古屋工業大学電気情報工学科教授岩波保則先生、九州東海大学大学院工学研究科教授猪股英行先生に深く感謝致します。

本論文は、独立行政法人通信総合研究所において、衛星通信システムならびに地上無線通信システムの研究開発の一環として行った変調方式、符号化変調方式の研究について取りまとめたものであり、多くの方々に御指導、御協力をいただきました。本論文をまとめる機会を与えて下さるとともに、御指導、御鞭撻をいただいた通信総合研究所飯田尚志理事長、鈴木良昭無線通信部門長、関東学院大学工学部教授井原俊夫先生（前横須賀無線通信研究センター長）、若菜弘充横須賀無線通信研究センター長、小川博世研究主管、黒田正博グループリーダーに深謝の意を表します。

また、本研究の過程において、当初より活発な御指導、御討論をいただきました通信総合研究所鹿島宇宙通信研究センター李還幫主任研究員に厚く御礼を申し上げます。また本研究を遂行する過程において、地上無線通信システムの研究開発を進める際に御指導、御協力をいただきました通信総合研究所横須賀無線通信研究センター、衛星通信の研究開発を通して御指導、御鞭撻をいただいた鹿島宇宙通信研究センターの関係各位に深く感謝致します。

本研究は以上の多くの方々による御指導、御協力のもとに初めて達成されたものであり、ここに謹んで感謝の意を表します。

最後に、本論文執筆にあたって多大な御協力と励ましをいただいた猪股待子様、そして両親に感謝致します。

## 関連発表文献一覧

(●筆頭, ●共著)

### ■符号化変調方式

#### 研究論文

- E. Okamoto, H.-B. Li, and T. Ikegami, "Rayleigh fading compensation for 16QAM using FFT," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 48, pp. 1626-1633, Sep. 1999.
- 岡本英二, 李還幫, 田中正人, 若菜弘充, "フェージング下における 16QAM を用いたブロック符号化変調方式の一検討," 信学論 (B), vol. J83-B, no. 3, pp. 276-288, Mar. 2000.
- 岡本英二, 李還幫, 若菜弘充, 田中正人, 小川博世, "直交ウェーブレット変調を用いたパルス状雑音下での伝送方法に関する一検討," 信学論 (B), vol. J84-B, no. 7, pp. 1163-1175, Jul. 2001.
- E. Okamoto, H.-B. Li, and T. Ikegami, "A pilot-symbol-assisted fading and frequency-offset compensation method using FFT," IEICE Trans. Fundamentals, vol. 85, no. 7, pp. 1656-1664, Jul. 2002.
- E. Okamoto and H. Ogawa, "A block-coded modulation method for one-way multi-mode data transmission," IEEE Trans. Commun., vol. 50, Dec. 2002.

#### 学術誌掲載記事

- E. Okamoto, H.-B. Li, H. Wakana, M. Tanaka, and H. Ogawa, "Method for transmission under pulse-wise noise environments using wavelet packet modulation," Electronics and Communications in Japan, Part 1, vol. 85, no. 11, pp. 20-33, Nov. 2002.

#### 国際会議発表

- E. Okamoto, H.-B. Li and T. Ikegami, “Rayleigh fading compensation for QAM by using FFT,” in Proc. International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC’96), Taipei, ROC, Oct. 1996, pp. 1079–1082.
- E. Okamoto, H.-B. Li and T. Ikegami, “A pilot symbol assisted compensation scheme of fading and frequency offset for 16QAM,” in Proc. IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC’98), Florence, Italy, Oct. 1998, pp. 921–924.
- E. Okamoto, H.-B. Li, M. Tanaka, and H. Wakana, “Improving bit error rate performance using pilot symbol assisted modulation,” in Proc. International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC’99), Osaka, Japan, Sep. 1999, pp. 415–419.
- E. Okamoto, H.-B. Li, M. Tanaka, and H. Wakana, “A class-coded modulation method using orthogonal wavelets,” in Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC’99), New Orleans, LA, Sep. 1999, pp. 1158–1161.
- E. Okamoto and H. Ogawa, “A block coded modulation method for variable-rate data transmission,” in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC’2000 Fall), Boston, MA, Sep. 2000, pp. 451–458.
- E. Okamoto and H. Ogawa, “One-way multi-mode transmission using block-coded modulation for mobile communications,” in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC’2001 Fall), Atlantic City, NJ, Oct. 2001, pp. 136–140.
- E. Okamoto, H.-B. Li and T. Ikegami, “A pilot-symbol-assisted method of fading and frequency-offset compensation using frequency-domain estimation,” International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISIT-ITA2002), Xi’an, PRC, Oct. 2002.

口頭発表

- 岡本英二, 李還幫, 井家上哲史, “多次元符号化変調方式へのビタビ復号の適用,” 1996 電子情報通信学会総合大会, B-459, 1996 年 3 月.
- 岡本英二, 李還幫, 井家上哲史, “FFT を利用した 16QAM のフェージング補償方式,” 信学技報, RCS96-26, pp. 7-12, Jun. 1996.
- 岡本英二, 李還幫, 井家上哲史, “周波数領域補間フェージング補償方式を用いた多次元符号化変調方式の一検討,” 1996 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-438, 1996 年 9 月.
- 岡本英二, 李還幫, 井家上哲史, “周波数領域補間フェージング補償方式を用いた多次元符号化変調方式の一検討,” 情報理論とその応用シンポジウム (Sita96), pp. 45-48, Dec. 1996.
- 岡本英二, 李還幫, 井家上哲史, “パイロットシンボルを用いた 16QAM の周波数オフセット補償方式に関する一検討,” 1997 電子情報通信学会総合大会, B-5-176, 1997 年 3 月.
- 岡本英二, 李還幫, 田中正人, “直交ウェーブレットを用いたマルチキャリア変調方式の一検討,” 信学技報, RCS97-82, pp. 9-14, Sep. 1997.
- 岡本英二, 李還幫, 田中正人, 若菜弘充, “直交ウェーブレット変調における消失シンボル推定復号法の検討,” 1998 電子情報通信学会総合大会, B-5-63, 1998 年 3 月.
- 岡本英二, 李還幫, 田中正人, 若菜弘充, “直交ウェーブレット変調における符号化法の一検討,” 1998 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-92, 1998 年 9 月.
- 岡本英二, 李還幫, 田中正人, 若菜弘充, “パイロットシンボルを用いたフェージング補償方式のビット誤り率特性改善に関する検討,” 信学技報, RCS98-243, pp. 57-62, Feb. 1999.
- 岡本英二, 李還幫, 田中正人, 若菜弘充, “符号化パイロットシンボルを用いたブロック符号化変調方式の一検討,” 1999 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-123, 1999 年 9 月.

- 岡本英二, 小川博世, “加入者系無線アクセスシステム用伝送速度可変符号化変調方式の一検討,” 信学技報, RCS99-234, pp. 121-128, Feb. 2000.
- 岡本英二, 小川博世, “単一種類の符号で伝送速度を可変にする符号化変調方式の検討,” 2000 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-33, 2000 年 10 月.
- 岡本英二, 小川博世, “マルチモードブロック符号化変調方式の距離特性についての検討,” 信学技法, SST2000-117, pp. 41-48, Mar. 2001.
- 岡本英二, 小川博世, “移動通信用一方向適応符号化変調方式の一検討,” 2001 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, SB-3-2, 2001 年 9 月.
- 岡本英二, 李還幫, 井家上哲史, “パイロットシンボルを用いたフェージング及び周波数オフセット補償方式の検討,” 信学技法, RCS2001-221, pp. 135-142, Jan. 2002.
- 岡本英二, “カオス方程式を用いた符号化変調方式の一検討,” 信学技法, RCS2001-307, pp. 159-1164, Mar. 2002.
- 岡本英二, 李還幫, 井家上哲史, “AFC 方式を用いたフェージング及び周波数オフセット補償法の特性検討,” 信学技法, RCS, Apr. 2002.
- 岡本英二, “ウェーブレット変調を用いたマルチモード伝送に関する一検討,” 信学技法, SST2002-43, pp. 49-54, Oct. 2002.

#### 特許

- 岡本英二, “直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法,” 特許第 2967193 号, 平 10 年.
- 岡本英二, “データ伝送システム,” 特許第 3074533 号, 平 11 年.
- 岡本英二, “伝送速度の可変な符号化変調復調方法,” 特許願第 2000-192809 号, 平 12 年 (出願中).
- 岡本英二, “マルチモードブロック符号化変調復調方法,” 特許願第 2001-271964 号, 平 13 年 (出願中).

- 岡本 英二, “フェージング歪みあるいは周波数オフセットの補償伝送方法,” 特許願第 2002-001829 号, 平 14 年 (出願中) .
- 岡本 英二, “Multi-mode block-coded modulation/demodulation method,” , 平 14 年 (米国出願中) .

#### 受賞

- 岡本 英二, “直交ウェーブレット変調における消失シンボル推定復号法の検討 (総合 B-5-63), 直交ウェーブレット変調における符号化法の一検討 (ソ大 B-5-92), ” 平 10 年度電子情報通信学会学術奨励賞.

#### ■衛星通信

##### 研究論文

- 山本伸一, 岡本英二, 吉村直子, 井家上哲史, 若菜弘充, “技術試験衛星 VI 型を用いた高仰角陸上移動伝搬特性の測定,” 信学論 (B-II), vol. J81-B-II, no. 5, pp. 381-390, May. 1998.
- 斉藤春夫, 三浦周, 小原徳昭, 岡本英二, 山本伸一, 森川栄久, 小園晋一, 若菜弘充, “COMETS 搭載移動体衛星通信用機器 (MCE) の軌道上性能,” 信学論 (B), vol. J84-B, no. 4, pp. 731-740, Apr. 2001.

##### 国際会議発表

- T. Takahashi, H.-B. Li, S. Yamamoto, S. Arakaki, E. Okamoto, T. Ikegami, and H. Wakana, “S-band/O-band satellite communications experiments using ETS-VI,” in Proc. 20th International Symposium on Space Technology and Science, pp. 78-82, May. 1996.
- S. Yamamoto, E. Okamoto, and T. Ikegami, “Land mobile satellite propagation measurements at S-band with non-geostationary ETS-VI satellite,” in Proc. International Vehicular Technology Conference (VTC'97), pp. 31-35, May. 1997.
- S. Yamamoto, E. Okamoto, A. Aboudebra, and T. Ikegami, “Propagation measurements for land mobile satellite communications at S-band with non-GEO ETS-VI satellite,” in Proc. International Mobile Satellite Conference (IMSC'97), pp. 177-182, Jun. 1997.

- E. Morikawa, H.-B. Li, S. Kozono, E. Okamoto, M. Takahashi, and H. Wakana, “Ka-band and millimeter-wave advanced mobile satellite communications experiments using COMETS satellite,” in Proc. 17th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, pp. 421–430, Feb. 1998.
- H. Saito, E. Morikawa, S. Yamamoto, N. Obara, and E. Okamoto, “Characteristics of advanced mobile satellite communications mission of COMETS,” in Proc. 21st International Symposium on Space Technology and Science, pp. 1387–1392, 98-h-06, May. 1998.
- H.-B. Li, E. Okamoto, S. Yamamoto, N. Obara, M. Takana, and H. Wakana, “Mobile Satellite Communication Experiments Using Different Modems On The Ka-Band,” in Proc. IEEE International Symposium on Wireless Communications (ISWC1999), pp. 11–12, Jun. 1999.

#### 口頭発表

- 鈴木健治, 高橋卓, 岡本英二, 井家上哲史, “ETS-VI 通信実験を行うための周回衛星 AFC システム,” 信学技法, 衛星通信研究会, Feb. 1996.
- 山本伸一, 岡本英二, 鈴木健治, 新垣吉也, 井家上哲史, “ETS-V および VI を用いた高仰角地域における陸上移動衛星伝搬特性測定,” 1996 電子情報通信学会総合大会, 1996 年 3 月.
- 山本伸一, 岡本英二, 井家上哲史, “ETS-VI を用いた高仰角陸上移動伝搬特性測定,” 1997 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 1996 年 9 月.
- 井家上哲史, 森川栄久, 高橋卓, 李還幫, 岡本英二, 大内智晴, “COMETS 衛星によるパーソナル CDMA 衛星通信実験,” 情報理論とその応用シンポジウム (Sita96), Dec. 1996.
- 山本伸一, 岡本英二, 井家上哲史, A. Aboudebra, “周回衛星 (ETS-VI) を用いた陸上移動伝搬特性測定,” 信学技法, 衛星通信研究会, Jan. 1997.
- 山本伸一, 岡本英二, 井家上哲史, “都市部における ETS-VI を用いた陸上移動伝搬特性測定,” 1997 電子情報通信学会総合大会, 1997 年 3 月.

- 小園晋一, 森川栄久, 山本伸一, 岡本英二, 井家上哲史, 大内智晴,  
“COMETS 高度移動体衛星通信実験(1) —Ka 帯/ミリ波帯主局—,” 1997 電  
子情報通信学会総合大会, 1997 年 3 月.
- 田中正人, 木村和宏, 川瀬誠一郎, 高橋卓, 小原徳昭, 岡本英二, “8 の字衛  
星による移動体衛星通信システム,” 信学技法, 衛星通信研究会, Jul. 1998.
- 田中正人, 木村和宏, 川瀬誠一郎, 高橋卓, 小原徳昭, 岡本英二, “8 の字衛  
星による移動体衛星通信システム,” 1998 電子情報通信学会ソサイエティ大  
会, 1998 年 10 月.
- 齊藤春夫, 山本伸一, 李還幫, 小園晋一, 小原徳昭, 三浦周, 岡本英二, 若  
菜弘充, “Ka バンド, ミリ波を用いた高度移動体衛星通信実験,” COMETS  
実験シンポジウム, 1999 年 3 月.
- 岡本英二, 山本伸一, 大川貢, 齊藤春夫, 小園晋一, 田中正人, 若菜弘充,  
“COMETS の周回衛星化に対する地球局の対策,” 1999 電子情報通信学会総  
合大会, 1999 年 3 月.
- 齊藤春夫, 三浦周, 岡本英二, 小原徳昭, 山本伸一, 小園晋一, 若菜弘充,  
“COMETS 搭載中継器の軌道上性能評価実験,” 1999 電子情報通信学会総合  
大会, 1999 年 3 月.

#### ■加入者系無線アクセスシステム

##### 国際会議発表

- E. Okamoto, Y. Shoji, K. Hamaguchi, and H. Ogawa, “A 622 Mbps Point  
to Point Fixed Wireless Access System Using a Millimeter-wave Band,” in  
Proc. 2001 Topical Symposium on Millimeter Waves (TSMMW2001), Yokosu-  
ka, Japan, pp. 215–218, Mar. 2001.
- E. Okamoto, Y. Shoji, H. Tsuji, H. Ogawa, M. Yoshikawa, Y. Serizawa,  
S. Asami, Y. Ikeda, Y. Suzuki, K. Tsukamoto, and S. Komaki, “Develop-  
ment of Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Systems: (1) Overview  
of Development,” in Proc. 2002 Topical Symposium on Millimeter Waves  
(TSMMW2002), Yokosuka, Japan, pp. 195–198, Mar. 2002.

- T. Kawakami, Y. Suzuki, E. Okamoto, and H. Ogawa, “Development of Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Systems: (2) Path Control Method Using VLAN,” in Proc. 2002 Topical Symposium on Millimeter Waves (TSMMW2002), Yokosuka, Japan, pp. 199–202, Mar. 2002.
- M. Yoshikawa, O. Sasaki, A. Akeyama, N. Takahashi, E. Okamoto, and H. Ogawa, “Development of Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Systems: (3) A study on Radio Propagation Characteristics due to Rain,” in Proc. 2002 Topical Symposium on Millimeter Waves (TSMMW2002), Yokosuka, Japan, pp. 203–206, Mar. 2002.
- K. Araki, K. Asano, M. Aoki, E. Okamoto, and H. Ogawa, “Development of Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Systems: (4) An Investigation of Transmission Link Simulation,” in Proc. 2002 Topical Symposium on Millimeter Waves (TSMMW2002), Yokosuka, Japan, pp. 207–210, Mar. 2002.
- N. Harada, J. Sangiamwong, K. Tsukamoto, S. Komaki, E. Okamoto, and H. Ogawa, “Packet Routing Method based on Traffic and Link Quality for Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Systems,” in Proc. 2002 Topical Symposium on Millimeter Waves (TSMMW2002), Yokosuka, Japan, pp. 215–218, Mar. 2002.
- J. Sangiamwong, N. Harada, K. Tsukamoto, S. Komaki, E. Okamoto, and H. Ogawa, “Non-Regenerative Route Diversity Effect under Rainfall Environment in Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Systems,” in Proc. 2002 Topical Symposium on Millimeter Waves (TSMMW2002), Yokosuka, Japan, pp. 219–222, Mar. 2002.

#### 口頭発表

- 岡本英二, 荘司洋三, 浜口清, 小川博世, “Add/Drop型加入者系無線アクセスシステムの一検討,” 2000 電子情報通信学会総合大会, B-5-277, 2000年3月.
- 荘司洋三, 岡本英二, 浜口清, 小川博世, “FWAのための光サンプリング多重化方式を用いた光SCMA Radio-on-Fiberリンクに関する一検討,” 2000 電子情報通信学会総合大会, 2000年3月.

- 荘司洋三, 岡本英二, 浜口清, 小川博世, “Proposal of wireless add/drop ring networks combined with radio-on-fiber links for broadband fixed wireless access,” Japan-Korea Joint Workshop on Microwave Photonics (JKJWS), Feb. 2000.
- 岡本英二, 荘司洋三, 浜口清, 小川博世, “P-P 方式 622Mbps ミリ波加入者系無線アクセスシステムの検討,” 2001 年電子情報通信学会総合大会, B-5-232, 2001 年 3 月.
- 岡本英二, 荘司洋三, 浜口清, 小川博世, “P-P 方式ミリ波広帯域 FWA システムの開発,” 信学技法, MW2001-28, pp. 23-28, Jun. 2001.
- 荘司洋三, 岡本英二, 小川博世, “Experimental Demonstration of 622 Mbps Radio over Fiber Link for Broadband Fixed Wireless Access System,” Japan-Korea Joint Workshop on Microwave & Millimeter-Wave Photonics (JKJWS), Jan. 2002.
- 岡本英二, 小川博世, “衛星通信を用いた加入者系無線アクセスシステムについての一検討,” 信学技法, SAT2001-152, pp. 61-66, Feb. 2002.
- 岡本英二, 荘司洋三, 辻宏之, 小川博世, 吉川誠, 芹澤善積, 浅見重幸, 池田幸雄, 鈴木良宏, 塚本勝俊, 小牧省三, “広帯域ミリ波無線アクセスシステムの開発—(1) 研究開発の概要—,” 2002 年電子情報通信学会総合大会, B-5-324, 2002 年 3 月.
- 川上哲也, 鈴木良宏, 岡本英二, 小川博世, “広帯域ミリ波無線アクセスシステムの開発—(2) VLAN を用いた経路制御方式—,” 2002 年電子情報通信学会総合大会, B-5-325, 2002 年 3 月.
- 高橋直人, 吉川誠, 佐々木収, 明山哲, 岡本英二, 小川博世, “広帯域ミリ波無線アクセスシステムの開発 —(3) 降雨時伝搬特性の検討—,” 2002 年電子情報通信学会総合大会, B-5-326, 2002 年 3 月.
- 荒木浩二郎, 浅野賢一, 青木真由美, 岡本英二, 小川博世, “広帯域ミリ波無線アクセスシステムの開発—(4) 伝送路シミュレーションの一検討—,” 2002 年電子情報通信学会総合大会, B-5-327, 2002 年 3 月.

- 原田直明, ジャトゥロン サギヤムウオン, 塚本勝俊, 小牧省三, 岡本英二, 小川博世, "広帯域ミリ波無線アクセスシステムにおけるトラヒック分布を考慮した無線ルーティングに関する検討," 2002年電子情報通信学会総合大会, B-5-330, 2002年3月.
- J. Sangiamwong, 原田直明, 塚本勝俊, 小牧省三, 岡本英二, 小川博世, "Quality Analysis of Non-Regenerative Route under Rainfall Environment in Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Systems," 2002年電子情報通信学会総合大会, B-5-331, 2002年3月.
- 牛木大介, 岡本英二, 高梨謙一郎, 小川博世, "P-P方式622Mbpsミリ波加入者系無線アクセスシステムの伝搬測定," 2002年電子情報通信学会総合大会, B-5-321, 2002年3月.
- 高梨謙一郎, 岡本英二, 牛木大介, 小川博世, "P-P方式622Mbpsミリ波加入者系無線アクセスシステムに対する降雨の影響," 2002年電子情報通信学会総合大会, B-5-322, 2002年3月.
- 荘司洋三, 岡本英二, 小川博世, "ミリ波帯広帯域FWAシステムのための622Mbpsアナログ光ファイバリンクに関する一検討," 2002年電子情報通信学会総合大会, C-14-11, 2002年3月.

## ■非線形電気回路

### 研究論文

- 市川哲, 岡本英二, "ラプラス変換対の数値処理に関する一検討," 信学論(A), vol. J77-A, no. 8, pp. 1192-1195, Aug. 1994.
- 市川哲, 岡本英二, 奥村浩士, "分布集中定数系混在モデルによる多導体高速信号伝送路の過渡解析," 信学論(A), vol. J80-A, no. 1, pp. 83-90, Jan. 1997.

### 国際会議発表

- S. Ichikawa and E. Okamoto, "Transient analysis of interconnect of multi-conductor distributed line network," in Proc. International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA'95), pp. 579-582, Nov. 1995.

## 口頭発表

- 市川哲, 岡本英二, 奥村浩士, “分布集中定数系混在モデルによる高速信号伝送路の過渡解析,” 信学技法, 環境電磁工学研究会, Oct. 1995.
- 市川哲, 岡本英二, 三宅宏和, “高速信号伝送線路の過渡解析についての考察,” 信学技法, 回路とシステム研究会, Jun. 1997.

## 卒業論文等

- 岡本英二, “ラプラス変換対の数値処理に関する研究,” 京都大学工学部電気工学第二学科卒業論文, Feb. 1993.
- 岡本英二, “分布集中定数系混在モデルによる高速信号伝送路の過渡解析,” 京都大学大学院工学研究科電気工学専攻修士論文, Feb. 1995.