

## 陸上移動通信における誤り訂正符号を用いた 適応変調方式

松岡 秀浩<sup>\*1</sup> 三瓶 政一<sup>\*2</sup> 森永 規彦<sup>\*2</sup>  
神尾 享秀<sup>\*3</sup>

(1996年7月16日受理)

### ADAPTIVE MODULATION SYSTEMS WITH ERROR CORRECTING CODE IN LAND MOBILE COMMUNICATIONS

By

Hidehiro MATSUOKA, Seiichi SAMPEI, Norihiko MORINAGA,  
and Yukiyoshi KAMIO

This paper proposes an adaptive modulation system with variable-rate error correcting code to achieve high quality and high bit rate transmission for personal multi-media communication systems. In the conventional adaptive modulation systems that control the modulation scheme and symbol rate (SM-AMS) according to the instantaneous channel characteristics (ICC), although it is effective to achieve high bit rate transmission with a transmission quality control range of  $10^{-4} \leq \text{BER} \leq 10^{-2}$  even in large delay spread environments, it is not sufficient to control transmission quality in the range of  $\text{BER} < 10^{-4}$ , because such control reduces the average bit rate so much with decreasing the required BER at this range. Thus, this paper proposes new adaptive modulation schemes that control the coding rate of the punctured code or the concatenated code in addition to the symbol rate and modulation level control. As a coding scheme, the proposed system employs a punctured convolutional code as an inner code and high coding rate Reed-Solomon (RS) code as an outer code. The performances of the proposed systems are evaluated by theoretical analysis and computer simulation. The results show that the proposed adaptive modulations are very effective to achieve high reliable and high bit rate transmission with lower transmission power than the conventional fixed rate modulation systems.

[キーワード] デジタル陸上移動通信, 適応変調方式, パンクチャド符号, 連接符号, TDMA/TDD.

Digital land mobile communication, Adaptive modulation, Punctured code, Concatenated code, TDMA/TDD.

### 1. はじめに

近年、デジタル陸上移動通信は、新しい主要通信メディアとしてその需要が急速に拡大してきており、携帯電話やPHS (personal handy-phone system) などの携帯情報端末の実用化に代表されるように、通信のパーソナル化が進みつつある。また今後、通信のパーソナル化は音声通信の領域にとどまらず、データ・画像情報を

\*1 関東芝 研究開発センター  
\*2 大阪大学 大学院工学研究科  
\*3 通信科学部 通信方式研究室

も統合的に扱えるマルチメディア通信に発展するものと予想される。

陸上移動通信においては、このようなマルチメディア通信に対する需要に対処する上で、限られた無線帯域内で、フェージングによる受信信号の歪みを補償した高速・高品質伝送方式の開発が重要な課題の一つとなっている。現在、欧州の GSM では変調方式に GMSK を用いて 200 kHz のキャリア間隔で 270.8 kbit/s、日本の PHS でも  $\pi/4$  シフト QPSK を用いて 300 kHz のキャリア間隔で高々 384 kbit/s 程度の伝送速度であるため<sup>(1)</sup>、周波数利用効率の向上や周波数選択性フェージングの影響軽減の点から、多値化による高速化が不可欠となってくる。さらに、音声・画像・データ等の異なるメディアを同時に伝送するケースも出てくるため、メディアに応じて伝送速度、伝送品質を柔軟に制御できるシステムが期待される。しかし、このような要求を満足するためには、従来の変調パラメータを固定とした変調方式では対応することが困難である。そこで様々な適応変調方式が提案され、検討が行われている<sup>(2)~(8)</sup>。特に文献(8)で提案されている可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式 (symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation system: SM-AMS) は、アクセス方式に TDMA/TDD (time division multiple access/time division duplex) を用いており、バースト毎に瞬時伝搬路特性 (instantaneous channel characteristics: ICC) を測定し、その値に応じて最適なシンボルレート、変調多値数を選択する方式である。この方式は、一定の伝送帯域内で、ビット誤り率 (bit error rate: BER) が  $10^{-4} \sim 10^{-2}$  の範囲において高速伝送を実現し、耐遅延波特性も優れているため極めて有効なシステムであるが、 $BER \leq 10^{-4}$  の高品質伝送を実現するには十分でない。

一般に各メディアでの所要伝送品質は、BER において音声で  $10^{-2}$ 、FAX で  $10^{-4}$ 、データで  $10^{-6}$  以下とされているため、マルチメディア通信では、 $10^{-4}$  以下のビット誤り率を確保する必要がある。SM-AMS を用いて高速伝送を維持しつつ、このような高品質化を実現するためには、次の二つの方法が考えられる。

一つは、従来の適応変調方式において、変調パラメータの切り替わるスレッシュホールドである基準 BER ( $BER_h$ ) を低く設定する方法である。しかし、これによって各変調方式を選択するのに必要な送信電力が高くなり、結果的に平均伝送速度が低下してしまうという欠点がある。

もう一つの方法は、適応変調方式に誤り制御方式を適用する方法である。誤り制御方式には、遅延がある程度

許容される状況下でのデータ伝送などにおける高信頼度伝送を実現する ARQ (automatic repeat request) も考えられるが、ここでは特に、リアルタイム性をもつ誤り訂正符号 (forward error correcting code: FEC) を適用する。一般に誤り訂正符号は、ランダム誤りの占める割合が大きい通信路、または伝送にかかる折り返し遅延時間が大きい衛星通信等においてその効力が発揮されるのに対し、陸上移動通信のような誤りがバースト的に発生する通信路には適さない。そこで、バースト誤り対策として、誤り分布を分散させるインタリーブ技術<sup>(9) (10)</sup>が検討され、比較的良好な伝送特性が確認されているが、送信および受信データの並び替えのために大きなバッファが必要となり、また特性改善のために数フレームにわたる遅延時間が生じ、誤り訂正符号のメリットを十分に生かすことができない。

これに対して、SM-AMS では誤り系列分布のバースト性が弱くなるため、1フレーム内でデータ系列の並べ換えを行うフレーム内インタリーブのみでも誤り訂正符号の適用効果は大きいことが期待できる<sup>(11)</sup>。しかし、適応変調と誤り訂正符号を単に直列に接続した場合、符号化率が固定されているため、誤りがさほど存在しない場合でも必要以上の訂正能力があるため、伝送効率が低下する。それに対して、誤り訂正符号の符号化率を適応変調のパラメータとして導入した場合、SM-AMS では、伝搬路状況が常にモニターされているため、その状況に応じて誤り訂正能力を変化させることによって、必要最小限の誤り訂正による保護をかけることができ、その結果伝送効率の向上が期待される。

ところで、パンクチャド符号<sup>(12) (13)</sup>は、簡単な手順で畳み込み符号の符号化率を自由に構成することができる符号である。そのため、この符号を用いると、誤り訂正能力を可変にするシステムを比較的簡易なハードウェアで実現することができる。そこで、このパンクチャド畳み込み符号を SM-AMS に導入することによって、高品質伝送を達成し、かつ伝送効率の高いシステムを構築することができると考えられる。

さて、この方式では、復号後のビット誤り率は非常に小さくなるため、さらに外符号として誤り訂正能力の小さい符号、すなわち高符号化率の符号を適用することによって、十分誤りを抑制することができると考えられる。つまり適応変調方式に接続符号を導入することによって、伝送効率をほとんど低下させることなく、エラーフリー伝送を実現することが期待できる。

本稿では、ディジタル陸上移動通信においてすでに提案されているシンボルレート・変調多値数可変適応変調方式を応用して、高速伝送を維持した高品質伝送方式と

して、誤り訂正符号を用いた適応変調方式を提案し、そのシステム構成および伝送特性について検討する。まずは、可変符号化率バンクチャド符号を用いた適応変調方式 (adaptive modulation system with punctured code: AMS-PC)<sup>(4)</sup>を提案し、シンボルレートと変調多値数に加えて、その符号化率も ICC に適応させることにより、周波数利用効率と伝送品質を共に向上させることが可能となることを示す。さらに、高伝送効率・エラーフリー伝送を目指して、AMS-PC に外符号として RS 符号を適用した、連接符号化適応変調方式 (adaptive modulation system with concatenated code: AMS-CC)<sup>(4)</sup>についても検討を行う。

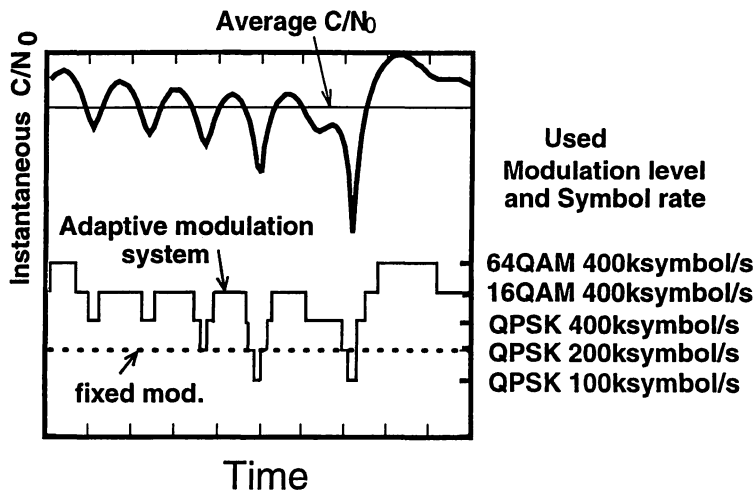
## 2. 適応変調方式 (SM-AMS)

陸上移動通信では、 $C/N_0$  (搬送波電力対雑音電力密度比) や遅延スプレッドなどの伝搬路特性がフェージングの影響で時々刻々と変化する。従来の回線設計では、変調方式や伝送レートは、伝搬路状況が劣悪な場合でも所要の伝送品質が保証されることを条件として設定されている。そのため、かなりの時間率で伝搬路状況が良好な場合には、電力損が生じる。適応変調システムは、この電力マージンを積極的に利用して、送信電力や帯域幅を増加させずに伝送速度を向上させる方式である。

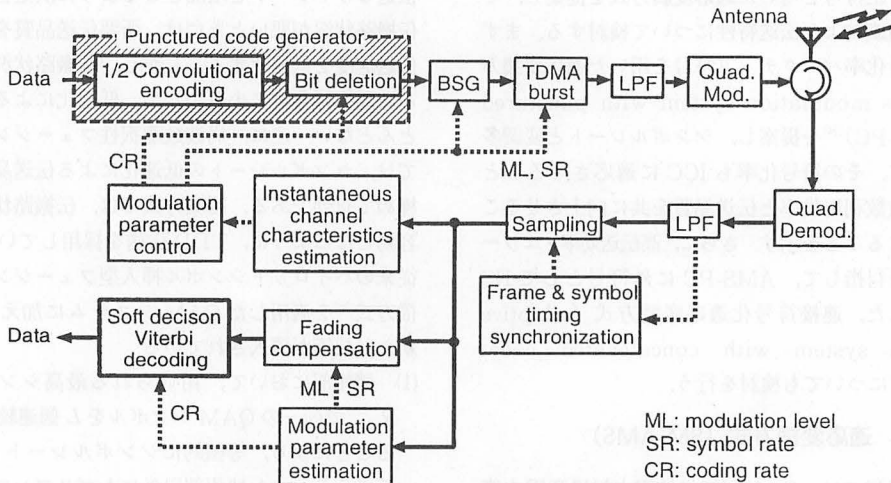
第1図に適応変調方式の原理図を示す。SM-AMS では、TDMA によるバーストモード伝送を行っており、送信電力を一定として、ICC の変動に応じて、送信機側が一時的にバースト毎にシンボルレート及び変調多値数を制御する。これらの変調パラメータは、伝搬路状況が良好なときには、ある一定の伝送品質 (例えば  $BER=10^{-4}$ ) を常に満足するという拘束条件のもとに、

伝送ビットレートを増加させるように決定される。また、伝搬路状況が悪いときには、所要伝送品質を保つために伝送速度を低速化する。しかし、伝搬路状況が劣悪である時間率は非常に小さいため、低速化による悪影響はほとんどない。逆に、周波数選択性フェージング下においては、シンボルレートの低速化による伝送品質の改善は極めて有効である。提案方式では、伝搬路状態の推定が容易となるように、TDD 伝送を採用している。また、従来のパイロットシンボル挿入型フェージングひずみ補償方式<sup>(6)</sup>を適用した QAM システムに加えて、以下の新たな技術が導入されている。

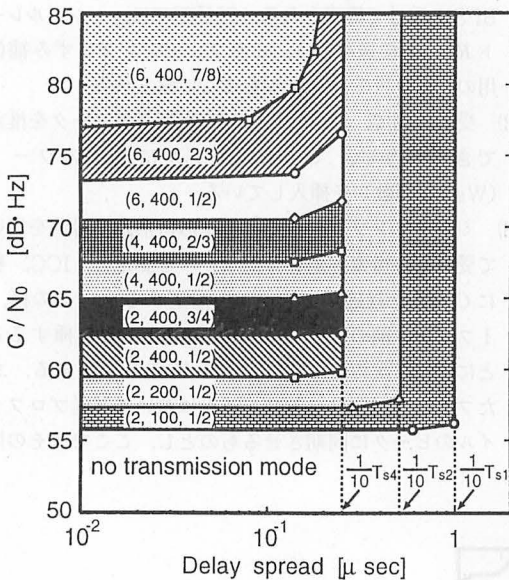
- (1) 情報部において、用いられる最高シンボルレート  $R_{max}$  で同一の QAM シンボルを  $L$  個連続して送信することにより、等価的にシンボルレート  $R_{max}/L$  を達成する。また情報部以外にもプリアンプル、ミッドアンプル、ポストアンプルといった冗長部が挿入されており、そのバーストの変調方式の最大振幅をもつ BPSK 信号で構成される。冗長部では、シンボルレート  $R_{max}$  で伝送を行う。またフェージングひずみ補償用のパイロットシンボルもここに含まれる。
- (2) 受信機側で、受信バーストの変調パラメータを推定できるように、ミッドアンプルに既知のワード (Walsh 関数) を挿入している。
- (3) ミッドアンプルに含まれる変形 M 系列信号<sup>(7)</sup>を用いて受信時の複素遅延プロファイルを測定し、ICC、特に  $C/N_0$  と遅延スプレッドを推定する<sup>(8)</sup>。その後、1 フレーム前の ICC 推定値も用いて 1 次外挿することにより、次の送信時における ICC を予測する。またフレーム同期は、各フレームにおいて遅延プロファイルのピークに同期させるものとし、ここではその同



第1図 適応変調の原理



第2図 AMS-PCのシステム構成



第3図 変調パラメータ決定チャート

第1表 SM-AMSおよびAMS-PCで用いられている変調パラメータ

	SM-AMS	AMS-PC
変調方式	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
シンボルレート	50k, 100k, 200k, 400 ksymbol/s	100k, 200k, 400 ksymbol/s
符号化率	—	1/2, 2/3, 3/4, 7/8
無伝送モード	なし	あり

### 3. パンクチャド符号を用いた適応変調方式 (AMS-PC)

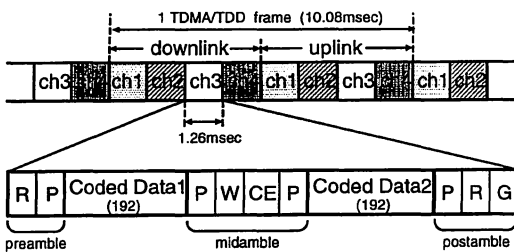
#### 3.1 システム構成

第2図に AMS-PC のシステム構成を示す。この方式では、前節で述べた SM-AMS に加えてさらに次のような特徴をもつ。

- (1) 提案方式では、シンボルレート・変調多値数に加えて符号化率も制御する。システムの動作としては、 $C/N_0$  および遅延スプレッドの予測値から選択された符号化率、変調方式およびシンボルレートを用いて、情報源ビット列をパンクチャド符号化した後、変調・送信する。また受信機では、多値 QAM 対応の軟判定ビット復号を行う。この復号法については 3.2 で詳述する。ここで畳み込み原符号は、符号化率 1/2、拘束長 7、生成多項式 133, 171 (8 進表示) のものを用い、ビット消去位置は文献<sup>(13)</sup>の最適パターンに従った。
- (2) 使用変調パラメータの諸元を第1表に示す。また比較として SM-AMS も示す。提案方式では、伝搬路状況が劣悪な場合、すなわち最も伝送速度が小さくなる変調パラメータの組み合わせを用いても基準 BER を満足しないような場合、疑似データを送信し、実際は

期は完全と仮定する。

- (4) ICC の予測値を用いて、あらかじめ作成されたチャートより最適な変調パラメータを決定する。このチャートは、各変調方式の静特性条件下における BER 特性から作成されており、これは 1 バースト内で ICC の変動がないという仮定に基づいている。また、耐多重波特性向上のために、シンボルタイミング検出として MAM (Maximum Amplitude Method) 法を用いている<sup>(19)</sup>。



R: Ramp Symbol 8symbols P: Pilot Sequence 8symbols  
 W: Modulation Parameter Estimation Word 16symbols  
 CE: Channel Estimation Word 48symbols  
 G: Guard Time 8symbols

第4図 AMS-PCの  $R_s = R_{smax}$  のときのフレーム構成

第2表 変調パラメータ推定用ワード (W) と変調パラメータの関係

symbol rate	変調方式	符号料率	変調パラメータ推定用ワード
400 k	64 QAM	7/8	6996
400 k	64 QAM	2/3	55AA
400 k	64 QAM	1/2	6969
400 k	16 QAM	2/3	5A5A
400 k	16 QAM	1/2	3CC3
400 k	QPSK	3/4	0F0F
400 k	QPSK	1/2	6666
200 k	QPSK	1/2	FF00
100 k	QPSK	1/2	FFFF
50 k	QPSK	1/2	5AA5
no-transmission			5555

その情報を用いない「無伝送モード」も付加している。

(3) 第3図に  $BER_{th} = 10^{-4}$  のときの変調パラメータ決定チャートを示す。変調パラメータの組み合わせ ( $N$ ,  $R_s$ ,  $r$ ) は、システムの複雑化を避けるため、第3図に示すとおり10通りに限定している。ここで、 $N$  は1シンボルあたりのビット数、 $R_s$  はシンボルレート ( $R_s$  ksymbol/s)、 $r$  は符号化率を表す。境界は各変調方式の静特性条件下のBER特性に基づいて得られており、また伝搬路の特性が2波モデルに固定できるという前提条件を守るため、(遅延スプレッド)

$$\leq \frac{1}{10} T_s \text{ の関係が常に保たれている}^{(20)}。ただし T_s$$

は使用シンボルレートの1シンボル時間であり、 $T_{s1}$ ,  $T_{s2}$ ,  $T_{s4}$  はそれぞれ100, 200, 400 ksymbol/s のときの1シンボル時間を表す。チャートの作成方法については付録に示す。

(4) 第4図にフレーム構成を示す。TDMA/TDDフレーム長は10.08 msecとし、4チャンネル多重されているため、1バースト時間は1.26 msecである。また、

最高シンボルレート  $R_s = 400$  ksymbol/s を用いたとき、そのバースト構成は、情報部が384シンボル、プリアンプ、ミッドアンプ、ポストアンプはそれぞれ16, 80, 24シンボルから成る。また、変調パラメータ推定用ワード (W) と変調パラメータの関係を第2表に示す。ただし、Wは16進表示であり、例えば5555は0101010101010101を示す。

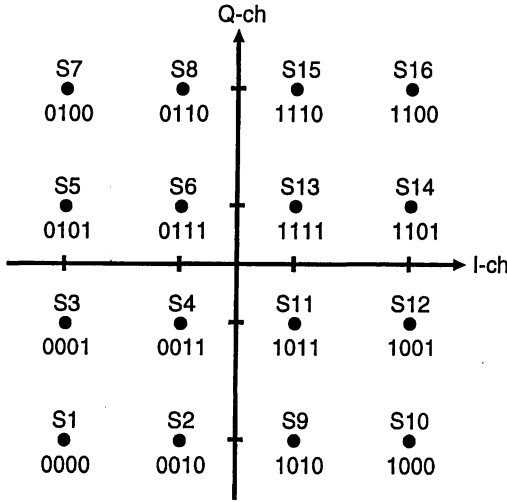
(5) 送受信機にあるLPF (low pass filter) は、通過帯域幅  $B = R_{smax} \text{ Hz}$  のルートナイキストフィルタである。そのロールオフ係数は、帯域拡大率と遅延スプレッドに対する耐性とのトレードオフから決定されるが、PDCやPHSなどの実際のシステムで用いられている  $\alpha = 0.5$  を採用した。

### 3.2 多値QAMの軟判定ビット復号法

バンクチャド符号は、簡易な可変符号化率畳み込み符号器/ビット復号器を実現するのに有効な手段である。符号化率  $(n-1)/n$  のバンクチャド符号は、符号化率1/2の畳み込み符号化ビット列の一部を周期的に消去することによって得られ、その最適なビット消去位置はすでに求められている<sup>(13)</sup>。復号過程では、送信側で消去されたビットの位置にダミービットを挿入する。ここで、ダミービットは実際には伝送されていないので、どのブランチメトリックも等しい値であると考えてさしつかえない。従って、ここでは、ダミービットのブランチメトリックはいずれのパスも0としてメトリック計算を行うことにより、元の1/2符号の復号と同様の手順で容易にビット復号が実行できる。ところが、提案方式で可変符号化率を実現するためには、多値QAMのビット復号が必要となる。さらに、畳み込み符号のメリットを最大限に利用するためには軟判定復号が望ましい。しかし多値QAMの軟判定ビット復号についてはほとんど検討がなされていない。 $M$ 値QAM ( $M = 2^m$ )では、1送信シンボルあたり  $m$  ビットの情報が含まれる。それに対して符号化率  $1/v$  の畳み込み符号器は入力情報1ビットにつき  $v$  ビットの符号語が出力される。ところで、軟判定復号を行うとき、ブランチメトリックは、受信ベースバンド信号と送信シンボルの候補とのユークリッド距離で決定される。そのため、1符号語に含まれるビット数とQAMシンボルに含まれるビット数が同じであれば、軟判定復号のためのブランチメトリックを求めることは容易である。しかし、そうでない場合、例えば符号化率が1/3の畳み込み符号列を16QAMで送信する場合、符号器出力は3ビットずつ生成、すなわちトレリス線図の1ブランチに3ビットの符号語が含まれるのに対して、16QAMでは1シンボル4ビット単位で送信される。そのため、受信ベースバンド信号のアナログ値

を用いてブランチメトリックを求めることは困難である。

さらにパンクチャード符号においては、受信データ系列にダミービットを挿入するため、ビット単位のメトリック計算が要求される。そこで、提案方式のようなパンクチャード符号を用いた多値 QAM による可変符号化率シ



第5図 16QAMのグレイ符号化信号点配置

第3表  $a_1$  に対する 16QAM シンボルの分類

$G_{10}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$
$G_{11}$	$S_9$	$S_{10}$	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{13}$	$S_{14}$	$S_{15}$	$S_{16}$

第4表  $a_2$  に対する 16QAM シンボルの分類

$G_{20}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_9$	$S_{10}$	$S_{11}$	$S_{12}$
$G_{21}$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$	$S_{13}$	$S_{14}$	$S_{15}$	$S_{16}$

第5表  $a_3$  に対する 16QAM シンボルの分類

$G_{30}$	$S_1$	$S_3$	$S_5$	$S_7$	$S_{10}$	$S_{12}$	$S_{14}$	$S_{16}$
$G_{31}$	$S_2$	$S_4$	$S_6$	$S_8$	$S_9$	$S_{11}$	$S_{13}$	$S_{15}$

第6表  $a_4$  に対する 16QAM シンボルの分類

$G_{40}$	$S_1$	$S_2$	$S_7$	$S_8$	$S_9$	$S_{10}$	$S_{15}$	$S_{16}$
$G_{41}$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{13}$	$S_{14}$

ステムでも対処できるように、QAM シンボルに依存しないブランチメトリック計算法を検討する。

例として 16 QAM の場合を考える。ただし対象とする通信路は加法的白色ガウス通信路とする。

第5図に 16 QAM のグレイ符号化信号点配置を示す。1 シンボル中のビット列を  $(a_1, a_2, a_3, a_4)$  とすると、 $a_1 = 0$  のとき、送信シンボルは  $S_1 \sim S_8$ 、 $a_1 = 1$  のとき、 $S_9 \sim S_{16}$ 、のいずれかである。また  $a_1 = 0$  となるシンボル群を  $G_{10}$ 、 $a_1 = 1$  となるシンボル群を  $G_{11}$  と定義し、その各要素を第3表に示す。同様にして、 $a_j (j = 2, 3, 4)$  に対するシンボル群を、 $G_{j0}$ 、 $G_{j1}$  と定義し、その各要素を第4表～第6表に示す。

時刻  $t = iT_s$  における送信データおよび受信信号をそれぞれ  $a_i = (a_{i1}, a_{i2}, a_{i3}, a_{i4})$ 、 $y_i$  とすると、最適な受信系列  $\{a_n\}$  は、次の条件付き確率を最大にする。

$$p(\{a_n\} | \{a_n\}) = \prod_{i=1}^N p(y_i | a_i) \quad \dots\dots(1)$$

ここで、白色ガウス通信路で比較的誤り率の小さいときは、

$$p(y_i | a_i) = \prod_{j=1}^4 p(y_i | a_{ij}) \quad \dots\dots(2)$$

と近似できる。 $p(y_i | a_{ij})$  は、 $i$  番目のシンボル中の  $j$  番目のビットが送信されたときの  $y_i$  の条件付き確率密度関数を表す。したがって、 $p(y_i | a_{ij} = 0)$  と  $p(y_i | a_{ij} = 1)$  を計算することによって、 $i$  番目のシンボル中の  $j$  番目のビットに対するブランチメトリックを得ることができる。

例えば、 $a_{i1} = 0$  のとき、送信シンボルは  $G_{10}$  中のいずれかであるので、 $p(y_i | a_{i1} = 0)$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} p(y_i | a_{i1} = 0) &= \frac{1}{8} \{p(y_i | S_1) + p(y_i | S_2) + p(y_i | S_3) + p(y_i | S_4) \\ &\quad + p(y_i | S_5) + p(y_i | S_6) + p(y_i | S_7) + p(y_i | S_8)\} \\ &= \frac{1}{8} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \sum_{k=1}^8 \exp \left[ -\frac{1}{2\sigma^2} \{(\text{Re}[y_i] - \text{Re}[S_k])^2 \right. \\ &\quad \left. + (\text{Im}[y_i] - \text{Im}[S_k])^2\} \right] \quad \dots\dots(3) \end{aligned}$$

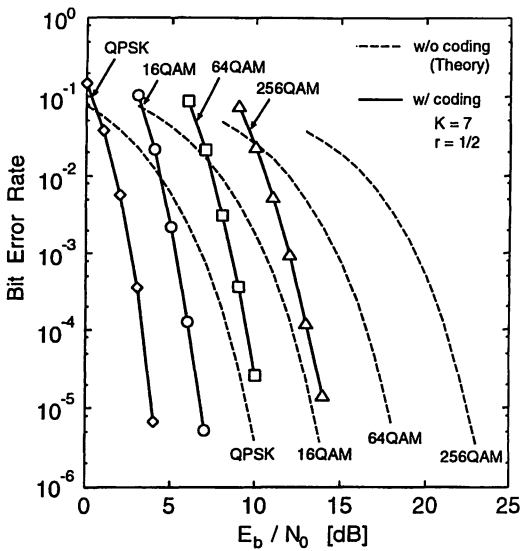
ただし  $\sigma^2$  は加法的ガウス雑音の分散を表し、 $\text{Re}[\cdot]$ 、 $\text{Im}[\cdot]$  はそれぞれ  $\cdot$  の実数部、虚数部を表す。

実際、尤度関数  $p(y_i | a_{i1} = 0)$  は、受信シンボルと最も可能性の高い候補シンボルとのユークリッド距離によって決まるので、対数尤度関数は次式で表される。

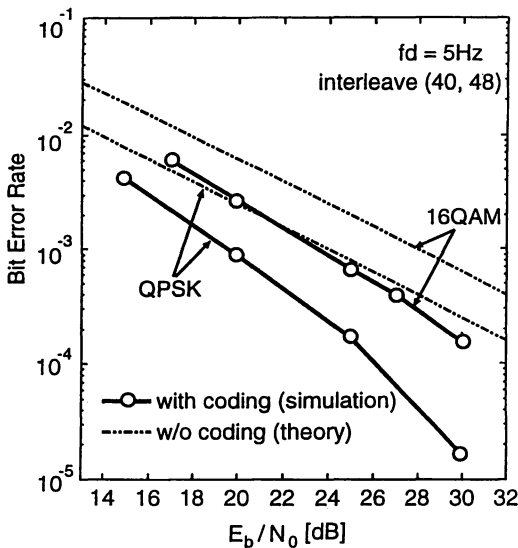
$$-\log \{p(y_i | a_{i1} = 0)\} = \min_{S_k \in G_{10}} \left[ (\text{Re}[y_i] - \text{Re}[S_k])^2 + (\text{Im}[y_i] - \text{Im}[S_k])^2 \right] \quad \dots\dots(4)$$

同様にして、

$$-\log \{p(y_i | a_{ij} = 0)\} = \min_{S_k \in G_{j0}} \left[ (\text{Re}[y_i] - \text{Re}[S_k])^2 \right]$$



第6図 軟判定ビタビ復号を用いた多値QAMのビット誤り率特性



第7図 軟判定ビタビ復号を用いたときのフェージング下における多値QAMのビット誤り率特性

$$+ (Im[y_i] - Im[S_k])^2 \dots (5)$$

$$- \log \{p(y_i | a_{ij} = 1)\} = \min_{S_k \in G_i} \left[ (Re[y_i] - Re[S_k])^2 + (Im[y_i] - Im[S_k])^2 \right] \dots (6)$$

ただし、(4)、(5)、(6)式において、定数  $\log(16\pi^2)$  はメトリック計算に影響を与えないので無視した。結局、

(5)、(6)式がそれぞれ  $a_{ij} = 0$ ,  $a_{ij} = 1$  のときのビットメトリックを表す。このビットメトリックを1ブランチ内で加算することによって、軟判定ビタビ復号におけるブランチメトリックが計算できる。またQPSK、64QAM、256QAMのときも同様にして求めることができる。ここで、1バースト内では、データの最後6ビットにはビタビアルゴリズム終端用の0が付加されており、この0が付加されたデータ系列が畳み込み符号化されている。また、復号はバースト内の最後のデータまでメトリック計算を行った後、パス履歴を遡ることによって行っている。

第6図に軟判定ビタビ復号を用いたときのQPSK、16QAM、64QAM、256QAMの静特性条件下におけるビット誤り率特性を示す。ただしシンボルレートは400ksymbol/s、符号化率は1/2、拘束長は7とした。

またフェージング下において畳み込み符号を用いる場合は、フェージングによる振幅および位相のひずみを補償してから、インタリーブを用いて通信路における誤り分布のバースト性を弱くして、準静特性条件下で復号を行う必要がある。第7図にフェージング下において軟判定ビタビ復号を用いたときのQPSK、16QAMのビット誤り率を示す。ただし符号化率は  $r=1/2$ 、拘束長は7、シンボルレートは400ksymbol/s、最大ドップラー周波数は  $f_d = 5\text{Hz}$  ( $f_d T_s = 1.25 \times 10^{-5}$ ) とした。インタリーブについては、事前にシミュレーションによって最適化を行い、5フレーム間でシンボルインタリーブを行う場合にQPSK、16QAMそれぞれ誤り率が最小となる  $(m, n) = (40, 48)$  を用いた。この図より、最適なインタリーブを用いることによって、フェージング下においても  $\text{BER} = 10^{-3}$  で3~4dBの符号化利得が得られることが確認できる。

### 3.3 伝送特性の理論解析

レイリーフェージング下における提案方式の伝送特性に関して、理論的に解析を行う。

瞬時  $C/N_0$  を  $x$ 、平均  $C/N_0$  を  $X$  とすると、レイリーフェージング下における  $x$  の確率密度関数  $p(x)$  は、

$$p(x) = \frac{1}{X} \exp\left(-\frac{x}{X}\right) \dots (7)$$

で与えられる。

また、瞬時  $C/N_0$  が  $x_i$  から  $x_{i+1}$  ( $x_i > x_{i+1}$ ) の間にある確率は、

$$P(x_i \leq x \leq x_{i+1}) = \int_{x_i}^{x_{i+1}} \frac{1}{X} \exp\left(-\frac{x}{X}\right) dx \dots (8)$$

である。

よってレイリーフェージング下における提案方式の平均伝送速度  $\bar{R}_b$  は以下のようになる。

第7表 変調方式の組合せと  $P_{bi}(x)$  近似式の係数

$i$	$r_i$	$N_i$	$R_{si}$ (ksymbol/s)	$\alpha_i$	$\beta_i$
2	1/2	2	100	120.58	2.34
3	1/2	2	200	118.15	2.22
4	1/2	2	400	141.25	2.53
5	3/4	2	400	152.15	2.59
6	1/2	4	400	159.00	2.57
7	2/3	4	400	130.55	2.07
8	1/2	6	400	145.41	2.20
9	2/3	6	400	155.12	2.26
10	7/8	6	400	230.39	3.12

$$\bar{R}_b = \sum_{i=1}^{10} r_i N_i R_{si} \int_{x_i}^{x_{i+1}} \frac{1}{X} \exp\left(-\frac{x}{X}\right) dx \quad \dots\dots(9)$$

ここで、 $X_i$ ,  $r_i$ ,  $N_i$ ,  $R_{si}$  はそれぞれ、 $i$  番目の変調パラメータに対する  $BER = BER_{th}$  のときの  $C/N_0$ , 符号化率, 1シンボルあたりのビット数, シンボルレートを表す。よってレイリーフェージング下における理論ビット誤り率  $P_{PC}$  は,

$$P_{PC} = \frac{\sum_{i=1}^{10} r_i N_i R_{si} \int_{x_i}^{x_{i+1}} \frac{1}{X} \exp\left(-\frac{x}{X}\right) P_{bi}(x) dx}{\sum_{i=1}^{10} r_i N_i R_{si} \int_{x_i}^{x_{i+1}} \frac{1}{X} \exp\left(-\frac{x}{X}\right) dx} \quad \dots\dots(10)$$

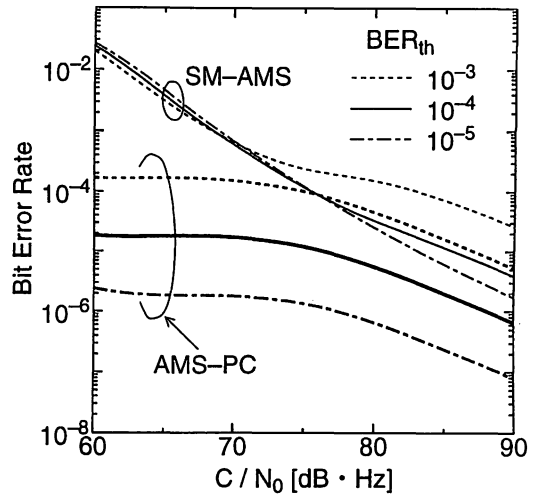
となる。ここで、 $P_{bi}(x)$  は  $i$  番目の変調パラメータに対する静特性条件下におけるビット誤り率特性であり、パイロットシンボル挿入型フェージングひずみ補償方式による劣化を含んでいる<sup>(16)</sup>。  $x_D$  を  $C/N_0$  の dB 値とすると、 $P_{bi}(x)$  の近似式は,

$$P_{bi}(x) = \exp(\alpha_i - \beta_i \cdot x_D) \quad \dots\dots(11)$$

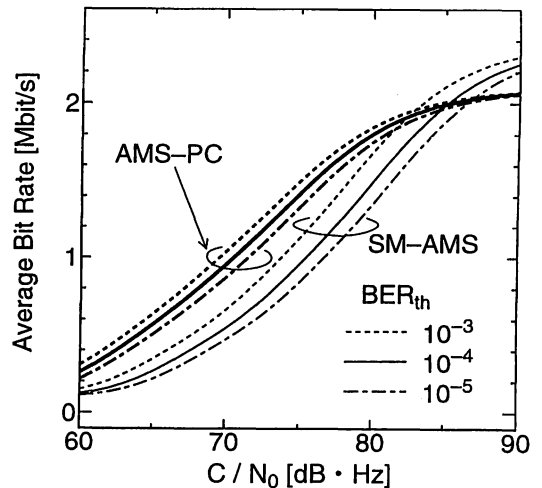
で与えられ、係数  $\alpha_i$ ,  $\beta_i$  は第7表に示すとおりである。ただし、 $i = 1$  は無伝送モードを表しており、 $P_{b1}(x) = 0$  である。

第8, 9図にそれぞれレイリーフェージング下での提案方式の理論ビット誤り率特性, 平均伝送速度特性を示す。これらの図では、SM-AMS の特性も示しており、 $BER_{th} = 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}$  とした。

適応変調方式では、 $BER_{th}$  を変化させることによって伝送品質を制御することができる。第8図を見ると、提案方式のビット誤り率はSM-AMSに比べて、 $BER_{th} = 10^{-3}$  のとき  $BER_{th} = 10^{-4}$  において7.9 dB,  $BER_{th} = 10^{-4}$  のとき  $BER_{th} = 10^{-5}$  において9.3 dB,  $BER_{th} = 10^{-5}$  のとき  $BER_{th} = 10^{-6}$  において14.9 dB 程度の大きな利得がある。この利得は、畳み込み符号化



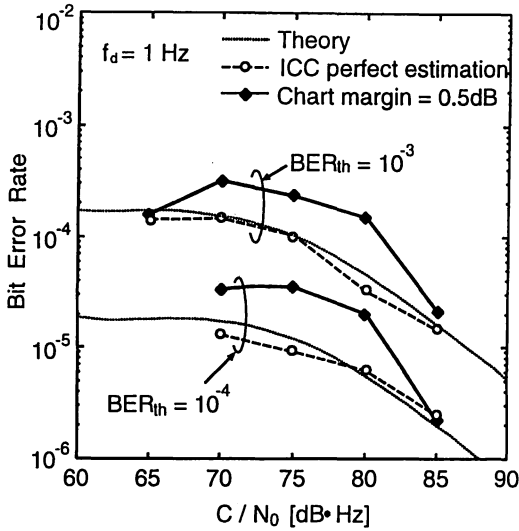
第8図 理論ビット誤り率特性



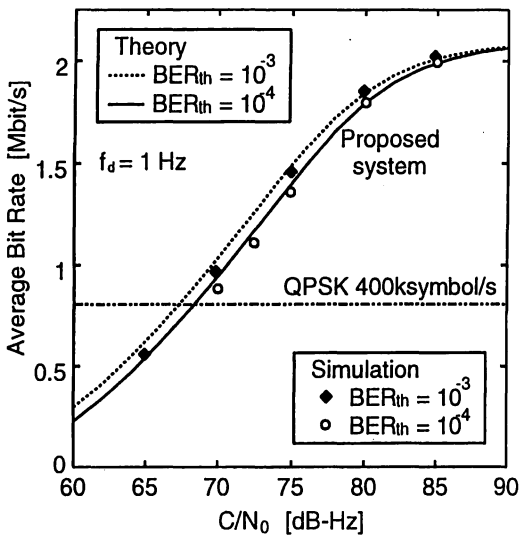
第9図 理論平均伝送速度特性

の影響によって得られるものであるが、 $BER_{th}$  を小さくするほど大きくなるのがわかる。

第9図では、 $C/N_0$  が 80 dB · Hz 以上の領域を除けば提案方式はSM-AMSより高速化が図られている。 $C/N_0 = 80 \sim 90$  dB · Hz 付近の伝送速度の劣化は、符号化によって一定時間内で伝送できる最大情報源ビット数が減少するためである(最大符号化率7/8)。しかし、実際のシステムを考慮する上で、重要な  $C/N_0$  の範囲は 70 ~ 80 dB · Hz (受信信号レベルで -100 ~ -90 dBm に相当)であるので、提案方式は送信電力や伝送帯域幅を増加させずに高品質・高速伝送を実現するのに有効であるといえる。また、 $BER_{th}$  を小さくすると伝送速度が低下するが、その低下率はわずかであるため、伝送品質の大きな改善を考慮すると、 $BER_{th}$  を低く設定す



第10図 ビット誤り率特性 (シミュレーション結果)

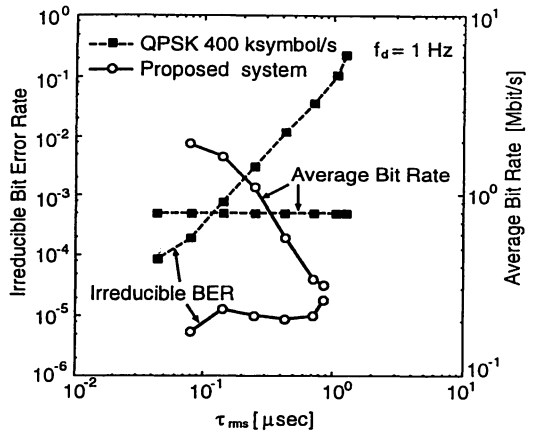


第11図 平均伝送速度特性 (シミュレーション結果)

る方が提案方式の効果が大いと考えられる。

3.4 計算機シミュレーション

本節では、レイリーフェージング下および周波数選択性フェージング下における伝送特性について計算機シミュレーションにより検討を行う。以下のシミュレーションでは、フレーム同期は完全に取れているものとし、また適用領域を端末の移動速度が十分遅い室内及び屋外マイクロセルラ環境とし、かつ ICC 推定器が伝搬路の速い変動に追従できないことによって生じる推定誤りを除外するため、最大ドップラー周波数  $f_d = 1$  Hz を用い

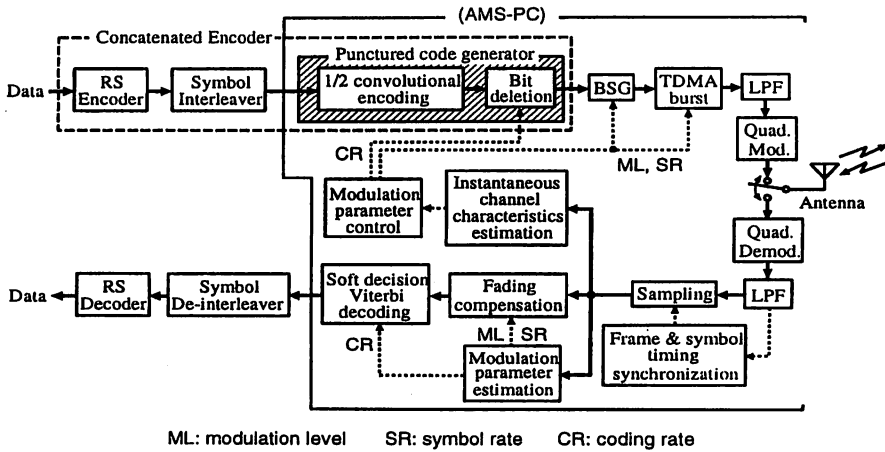


第12図 周波数選択性フェージング下の軽減困難ビット誤り率および平均伝送速度特性

る。ただし受信バーストの変調パラメータ推定誤りは含む。

第10, 11 図にレイリーフェージング下での提案方式のビット誤り率特性、平均伝送速度特性を示す。ただし  $BER_{th} = 10^{-3}, 10^{-4}$  とした。図より、ICC の推定が完全であるとき、シミュレーション値は理論値とほぼ一致することが確認できる。それに対して実際に ICC の推定を行ったときは、ICC 推定値に誤差が含まれるために変調パラメータの選択誤りが生じ、それによってビット誤り率特性が理論値より劣化する。その劣化は、SM-AMS ではほとんどないのに対して、符号化すると静特性条件下におけるビット誤り率が  $C/N_0$  の値に対して敏感になるため、提案方式では顕著に現れる。以下のシミュレーションでは、この劣化を抑えるために第3図に示す変調パラメータ決定チャートに  $C/N_0$  のマージン (=0.5 dB) を与えた。このマージン量はビット誤り率特性と伝送速度特性の改善度のトレードオフより決定した。第10 図では、 $C/N_0$  のマージンが与えられたにもかかわらずまだ特性の劣化が存在するが、すべての  $C/N_0$  の領域において  $BER \leq BER_{th}$  を満足しているのが確認できる。また第11 図では、理論値とシミュレーション値がよく一致しているのが確認できる。さらに提案方式において、400 ksymbol/s の QPSK 固定方式と同じ伝送速度の 800 kbit/s を達成するのに必要な  $C/N_0$  は、わずか 68 dB·Hz である。したがって、実際に提案方式は、レイリーフェージング下において高速・高品質伝送を実現することができることがわかる。

第12 図に周波数選択性フェージング下における提案方式と QPSK 固定方式 (400 ksymbol/s) の軽減困難ビット誤り率特性および平均伝送速度特性を示す。ただ



第13図 AMS-CCのシステム構成

し提案方式においては、 $BER_{th} = 10^{-4}$  とした。図より、例えば平均遅延スプレッド  $\tau_{rms} = 0.25 \mu\text{sec}$  のとき、QPSK では軽減困難  $BER = 3 \times 10^{-3}$ 、平均伝送速度 800 kbit/s であるのに対して、提案方式では軽減困難 BER を約  $10^{-5}$  にまで改善している上に、平均伝送速度は 1.1 Mbit/s と向上している。以上より、提案方式は、周波数選択性フェージング下においても耐多重波特性を改善するのにきわめて有効であることがわかる。

4. 接続符号化適応変調方式 (AMS-CC)

前節では、パンクチャド符号を用いた適応変調方式 (AMS-PC) が、高速伝送を維持しながら  $10^{-6} \leq BER \leq 10^{-4}$  の範囲の高品質伝送を実現できることを確認した。本章では、さらなる高品質伝送の実現を目的として、AMS-PC に外符号として RS 符号を適用した接続符号化適応変調方式 (AMS-CC) を提案し、その伝送特性を検討する。

4.1 提案システムの原理と構成

第13図に AMS-CC のシステム構成を示す。この方式では、内符号より内部のシステムは AMS-PC と同一の形態とみなすことができ、この部分において伝送品質が基準 BER ( $BER_{th}$ ) を下回り、なおかつ伝送ビットレートが最大となるような適応操作が行われる。受信機では、受信信号から遅延プロファイルを測定し、それより受信時の ICC として  $C/N_0$  と遅延スプレッドを得る。この ICC を用いて次の送信タイミングにおける ICC を予測し、その後、この予測値を基に、あらかじめ作成されたチャートより、最適な変調パラメータを決定して送信を行う。それと同時に、受信バーストの変調

パラメータを推定し、フェージング歪を補償した後、内符号、外符号の復号を順次行う。

内符号の復号は 3.2 で述べた多値 QAM 対応の軟判定ビット復号を行うが、一般にビット復号後の誤り分布はバースト誤りとなるため、外部符号器の直後および外部復号器の直前にはそれぞれインタリーブ、デインタリーブを挿入している。インタリーブ/デインタリーブは TDMA/TDD バースト毎に行うため、復調にかかる遅延時間は最小限に抑えられる。また、そのインタリーブサイズは内符号における変調パラメータによって決定される。

4.2 伝送特性解析

4.2.1 伝送特性の理論解析

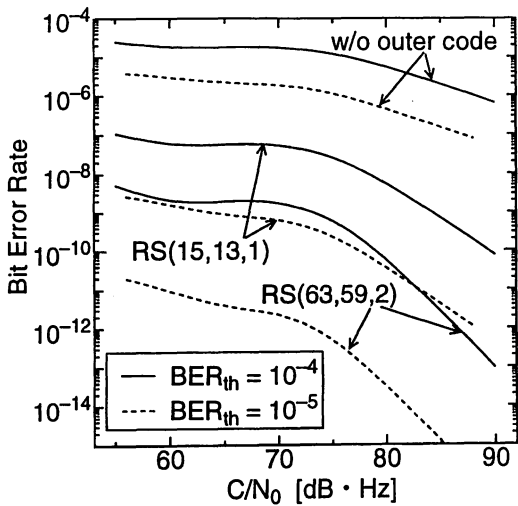
RS 外符号の符号長、情報バイト数、誤り訂正バイト数をそれぞれ、 $n, k, t$  とし、また瞬時  $C/N_0$  を  $x$ 、平均  $C/N_0$  を  $X$  とすると、提案方式の平均伝送速度  $\overline{R_{bcc}}$  およびビット誤り率の上限  $P_{cc}$  は、(9)式、(10)式を用いると次式で与えられる。

$$\overline{R_{bcc}} = \frac{k}{n} \overline{R_b} \quad \dots\dots(12)$$

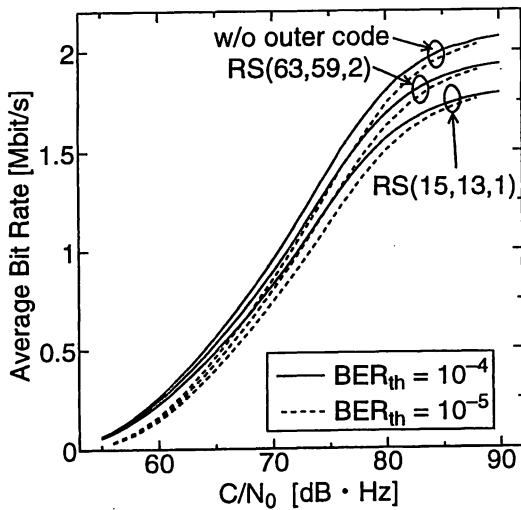
$$P_{cc} = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \sum_{j=t+1}^n \frac{j+t}{n} {}_n C_j (mP_{PC})^j (1 - mP_{PC})^{n-j} \quad \dots\dots(13)$$

ただし、 $m$  は RS 符号 1 バイトあたりのビット数を表す。

第14、15図にレイリーフェージング下における提案方式のビット誤り率特性と平均伝送速度特性を示す。ただし、内符号内部において、 $BER_{th} = 10^{-4}, 10^{-5}$  とし、バースト内に誤りが存在する場合、それらは完全にランダム化されているものとする。また、外符号としては、



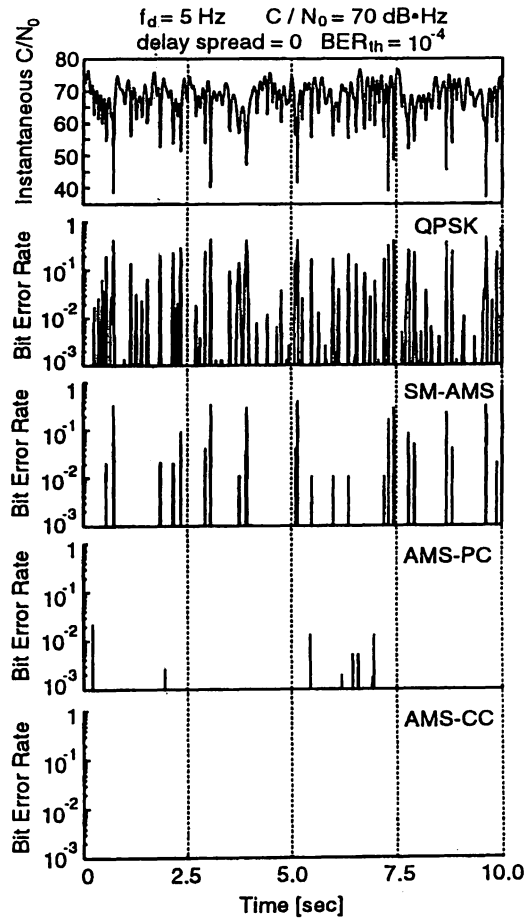
第14図 提案方式のビット誤り率特性



第15図 提案方式の平均伝送速度特性

AMS-PC によって BER が  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  に抑えられているので、外符号には比較的訂正能力の低いブロック符号でも誤り訂正効果が期待できること、及び1ブロックの符号が複数フレームに及ばないことなどを考慮し、 $(n, k, t) = (15, 13, 1)$ ,  $(63, 59, 2)$  の2種類のRS符号を用いた。

これらの図より、 $C/N_0$  が高い領域で平均伝送速度は多少低下するものの、ビット誤り率を約  $10^{-7}$  以下にまで大幅に改善できることがわかる。また、内符号における基準 BER ( $BER_{th}$ ) を  $10^{-4}$  から  $10^{-5}$  まで下げることによって、AMS-CC は伝送速度の低下はわずかであるのに対して、ビット誤り率特性は約2桁以上の改善



第16図 各適応変調方式の瞬時 BER 変動の比較

が確認できる。これより、 $BER_{th}$  を小さく設定する方が接続符号としての誤り訂正効果は大きいことがわかる。

#### 4.2.2 シミュレーション結果

本節では、レイリーフェージング下における伝送特性について計算機シミュレーションにより検討を行う。フレームタイミング同期は完全に取れているものと仮定し、また送受信LPFにはロールオフ率0.5のルートナイキストフィルタを用いており、その3dB帯域幅は  $R_{smax}$  に等しい。変調パラメータ決定チャートにおける  $C/N_0$  のマージンは0.5dBとした。

第16図にシミュレーション結果を示す。この図は、 $C/N_0$  瞬時と適応変調方式の瞬時 BER の時間変動を示しており、比較対象としてQPSK, SM-AMS, AMS-PCの結果も示す。シミュレーション条件としては、最大ドップラー周波数  $f_d = 5\text{Hz}$ , 1フレーム長  $T_F = 10.08\text{msec}$ , 平均  $C/N_0 = 70\text{dB} \cdot \text{Hz}$ , delay spread = 0, 各適応変調方式の  $BER_{th} = 10^{-4}$  とした。

また AMS-CC においては、外符号に  $(n, k, t) = (15, 13, 1)$  の RS 符号を用いた。またインタリーブはバースト毎に行い、バイト単位のインタリーブとした。インタリーブサイズは内符号変調パラメータによって第 8 表のように決定する。

シミュレーションでは簡単のために、AMS-PC のビタビ復号後の誤りパターンを作成して、その系列をブロックに分割し、ブロック内において  $t$  バイト以下の誤りが存在したときすべての誤りを訂正でき、それ以上の誤りが発生したときは次の規則に従うとした。

- まず、1 バイト誤りによって発生する誤りビット数を平均  $m/2$  ビットとする。ただし、 $m = \log_2(n+1)$  である。ここで、 $n$  バイト中  $j$  バイト ( $j > t$ ) の誤りが存在したとき、復号の際、誤訂正によって誤りビット数は  $(p + (m/2)t)$  に増加すると仮定した。ただし  $p$  は  $n$  バイト中の誤りビット数である。

例えば、 $(15, 11, 2)$  RS 符号を用いた場合、15 バイト中 1 ~ 2 バイト誤りがあるときには、誤り訂正効果により、15 バイト中 60 ビットすべてが正しく受信されたとする。しかし、15 バイト中 6 バイト 8 ビットの誤りがあるときには、誤訂正のために、結局、60 ビット中  $(8 + (4/2) \times 2) = 12$  ビットの誤りが発生したとして誤り率を計算した。

各変調方式の平均伝送特性は第 9 表のとおりである。各平均値は第 16 図に示される時間における平均であり、ビット誤り率は変調パラメータ推定誤りを含んでいる。

第 8 表 使用変調パラメータとシンボルインタリーブサイズの関係

内符号の変調パラメータ	Interleave size
QPSK 100ksymbol/s $r=1/2$	$(M, N) = (4, 6)$
200ksymbol/s $r=1/2$	(6, 8)
400ksymbol/s $r=1/2$	(8, 12)
400ksymbol/s $r=3/4$	(8, 18)
16QAM 400ksymbol/s $r=1/2$	(12, 16)
400ksymbol/s $r=2/3$	(16, 16)
64QAM 400ksymbol/s $r=1/2$	(18, 16)
400ksymbol/s $r=2/3$	(24, 16)
400ksymbol/s $r=7/8$	(28, 18)

この結果より、SM-AMS では、 $C/N_0$  が落ち込むときに最低シンボルレート (=50 ksymbol/s) を用いても基準 BER ( $BER_{th}$ ) を満足できずに誤りが多発しているのが確認できるが、このとき AMS-PC では、符号化率の低い変調方式もしくは無伝送モードを用いることによってこの誤りを軽減している。しかし、AMS-PC では、送信時における  $C/N_0$  の推定誤差によって最適変調パラメータの誤設定が生じ、誤り率特性が大きく劣化する<sup>(4)</sup>、特に  $C/N_0$  の推定値が変調パラメータの切り替わるしきい値付近になるときに誤りが生じている。AMS-CC では、その誤りも外符号によって訂正するため、伝送速度のわずかの低下でエラーフリー伝送が実現可能であることが確認できる。

### 5. まとめ

本稿では、TDMA/TDD で、瞬時の伝搬路状況に応じて最適なシンボルレート、変調多値数およびバンクチャド畳み込み符号の符号化率を設定して送信を行う適応変調方式 (AMS-PC) を提案し、フェージング下における伝送特性について理論的および計算機シミュレーションによって検討を行った。

その結果、以下のことが確認された。

- バンクチャド符号を用いることにより、比較的簡易な符号器・復号器で符号化利得の高い可変符号化率システムを構築することが可能である。
- レイリーフェージング下において、特に  $C/N_0$  が低い領域で、従来の適応変調方式 (SM-AMS) より高速化・高品質化を図ることができる。また、「無伝送モード」を用いることによって、あらゆる  $C/N_0$  に対して、 $BER \leq BER_{th}$  の範囲の高品質伝送を実現できる。
- 実際には、伝搬路状況推定誤差によって変調パラメータの選択誤りが起こるため誤り率特性が劣化するが、変調パラメータ決定チャートに 0.5 dB 程度のわずかな  $C/N_0$  マージンを与えることによって、伝送速度をほとんど下げることなくその劣化を補償することができる。
- 周波数選択性フェージング下において、例えば平均遅延スプレッド  $\tau_{rms} = 0.25 \mu\text{sec}$  のとき、従来の QPSK システムでは軽減困難  $BER = 3 \times 10^{-3}$ 、平均伝送速度 800 kbit/s であるのに対して、提案方式で

第 9 表 第 16 図における各変調方式の平均伝送特性

	QPSK	SM-AMS	AMS-PC	AMS-CC
平均ビット誤り率	$1.29 \times 10^{-2}$	$2.36 \times 10^{-3}$	$4.63 \times 10^{-5}$	$2.93 \times 10^{-7}$ 以下
平均伝送速度 [kbit/s]	800	121.766	908.265	787.163

は軽減困難 BER を約  $10^{-5}$  にまで改善している上に、平均伝送速度は 1.1 Mbit/s と向上しており、遅延波に対して強い耐性のある方式であることが確認できた。

・提案方式の有効性は、 $BER_m$  を低く設定するほど大きい。

また、さらに高伝送効率・エラーフリー伝送を目的として、AMS-PC に外符号として RS 符号を適用した、接続符号化適応変調方式 (AMS-CC) を提案し、その伝送特性について理論的検討および計算機シミュレーションによる検討を行った。

その結果、以下のことが確認された。

・  $BER_m = 10^{-4}$  としたとき、あらゆる  $C/N_0$  領域において、 $BER \leq 10^{-7}$  の高信頼度伝送を実現することができる。

・  $C/N_0$  が非常に低い領域において、SM-AMS より高速化が図れる。

なお本論文で適用した接続符号において、内符号と外符号の最適な組み合わせについては検討を行っていないが、今後、伝搬路状況に応じて変化する内符号パラメータに対し、外符号の符号化率も変化させることによる、高品質、高スループットのシステム構築について検討する必要がある。また、本論文では、端末の移動速度が遅い場合を対象としたが、今後端末の移動速度が速い場合についても検討する必要がある。

## 付 録

A 適応変調方式における変調パラメータ決定用チャートの作成方法

チャート作成の手順を以下に示す。

1. 各変調方式において、適当に選んだ平均  $C/N_0$  に対する静特性の平均 BER をプロットし、それらを滑らかに補間することにより BER 曲線を得る。このとき  $C/N_0$  の範囲は、 $10^{-5} \leq BER \leq 10^{-2}$  に対応する部分を選択する。
2. その BER 曲線から基準 BER を満たす  $C/N_0$  の値を読み取る。
3. 1~2 の操作を適当な Delay Spread の値に対して繰り返す。
4. 横軸に Delay Spread をとったときの基準 BER を満たす  $C/N_0$  をプロットし、それらを補間することによって得られた Delay Spread 対  $C/N_0$  の各曲線の近似式を求める。
5. この近似式から、変調パラメータ決定用サブルーチンが得られる。

## 参 考 文 献

- (1) J. E. Padgett, C. G. Gunther, T. Hattori, "Overview of Wireless Personal Communications," IEEE Communication Magazine, vol.33, no.1, January 1995.
- (2) H. -J. Lee, S. Komaki, N. Morinaga, "Theoretical Analysis of the Capacity Controlled Digital Mobile system in the Presence of Interference and Thermal Noise," IEICE Trans. Commun., vol.E75-B, No.6, pp.487-493, June 1992.
- (3) W. T. Webb, "QAM: The Modulation Scheme for Future Mobile Radio Communication?" Electronics & Communication Engineering Journal, pp.167-176, August 1992.
- (4) S. M. Alamouti, S. Kallel, "Adaptive Trellis-Coded Multiple-Phase-Shift Keying for Rayleigh Fading Channels," IEEE Trans. Commun., vol.COM-42, No.6, pp.2305-2314, June 1994.
- (5) S. Aikawa, H. Sato, T. Yoshida, "Performance Analysis of Variable-Rate FEC for Multimedia Radio Communication," IEICE Trans. Commun., vol.E77-B, No.9, pp.1104-1112, September 1994.
- (6) 大槻信也, 三瓶政一, 森永規彦, "変調多値数可変適応変調方式の伝送特性," 信学論 B-II, Vol.J78-B-II, No.6, pp.435-444, 1995年6月.
- (7) S. Sampei, S. Komaki, N. Morinaga, "Adaptive Modulation/TDMA Scheme for Large Capacity Personal Multi-Media Communication Systems," IEICE Trans. Commun., vol.E77-B, No.9, pp.1096-1103, September 1994.
- (8) T. Ue, S. Sampei, N. Morinaga, "Symbol Rate and Modulation Level Controlled Adaptive Modulation/TDMA/TDD for Personal Communication Systems," Proc. IEEE VTC '95, pp.306-310, July 1995.
- (9) 神尾享秀, 久保田文人, "インタリーブの評価," 信学論(A), Vol.J67-A, No.8, pp.843-844, 1984年8月.
- (10) 神尾享秀, 久保田文人, "デジタル陸上移動通信におけるインタリーブを組合わせた誤り訂正能力の改善," 信学論(B), Vol.J68-B, No.6, pp.761-762,

