

研 究

IV-1 多値 QAM におけるフェージングひずみ補償方式

三 瓶 政 一*

(1990年7月20日受理)

IV-1 RAYLEIGH FADING COMPENSATION METHOD FOR MULTI-LEVEL QAM FOR LAND MOBILE COMMUNICATIONS

By

Seiichi SAMPEI

1. は じ め に

陸上移動通信においては、近年の精力的な研究開発により、GMSK⁽¹⁾ (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying) に代表される狭帯域定包絡線変調方式を用いると、25 kHz のチャンネル間隔で、アナログ FM とほぼ同質の音声伝送が実現できるようになった。また、伝搬特性の解明⁽²⁾、ダイバーシチ⁽³⁾や誤り制御技術⁽⁴⁾等の伝送品質改善技術も多く検討され、ファクシミリ、データ等の伝送品質がかなり向上した。その結果、デジタル陸上移動通信は、自動車特有の広域移動性と各種端末のコードレス化の融合により、「いつでも、どこからでも」通信システムへのアクセスを可能とする、利便性の高い手段へと変わりつつある。

その中でも、特に、電話、ファクシミリ、パーソナルコンピュータ等を含むオフィス空間の一部を移動体に移す「移動体オフィス」の実現、及び、その際に、移動体から ISDN 網へアクセスする「移動体 ISDN」の実現に大きな期待が集まっている。

このような利便性の高いシステムを構成する場合、ファクシミリ、パーソナルコンピュータなどの伝送速度が、ISDN インタフェースを考慮して 64 kbit/s へ統合されつつあること、ISDN 網において、2B+D (2つの情報チャンネルと1つのデータチャンネルを複合伝送する機能)のユーザインタフェースである I インタフェースの伝送速度が 192 kbit/s であること等を考慮すると、将来の陸上移動通信においては、1 ユーザ当たり、64 k~200

kbit/s 程度の高速伝送機能が必要となる。ただし、チャンネル数の確保も重要課題である陸上移動通信においては、利便性の向上と共に、周波数利用率の向上をはかりつつ、上記のような高速伝送を実現する必要がある。

従来、地上マイクロ波通信で多く検討されてきた、多値 QAM (直交振幅変調: Quadrature Amplitude Modulation)^{(5)~(7)} に代表される高能率変調方式は、帯域を拡大せず、多値化によって伝送速度の高速化を図る方式であるので、そのような要求に非常に合致した技術である。しかし多値 QAM は、フェージング変動に弱く、その補償が困難と考えられていたため、これまでほとんど検討されなかった。

そこで、本論文においては、陸上移動通信に多値 QAM を導入する際の最大の課題である、フェージングひずみ補償方式として、パイロットシンボル挿入形フェージングひずみ補償方式を提案する。また、提案方式を用いた場合の誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性、同一チャンネル干渉特性、及び、大ゾーン方式や小ゾーン方式に提案方式を用いた多値 QAM を適用した場合の周波数利用率について述べる。

更に、多値 QAM を用いる場合、伝送帯域が 50 kHz 以下の狭帯域伝送路で 64 k~200 kbit/s の高速伝送が実現できるので、GMSK 等を用いた場合と比べて周波数選択性フェージングの影響を軽減することができる。そこで、本検討においては、周波数選択性フェージングの影響はないものとし、一様フェージング (レイリーフェージング) 対策のみを考えることとする。

* 通信技術部 通信方式研究室

2. 多値 QAM を陸上移動通信へ適用する場合の問題点

多値 QAM を陸上移動通信へ適用する場合、解決すべきいくつかの問題点がある。

まず、移動局では送信電力が限られているため、電力効率の高い送信増幅器を用いる必要がある。この対策としては、最近、非線形増幅器とリニアライザを組み合わせた方式⁽⁸⁾等が検討され、解決の目途がたちつつある。そこで、今回の検討では、この問題は除外する。

一方、受信機においては、

- ① 再生搬送波の位相ジッタの抑圧
 - ② フェージングによる振幅・位相ひずみの補償
- という課題がある。

従来、GMSK や QPSK においては、搬送波の位相ジッタの抑圧とフェージングによる位相ひずみの補償は、搬送波再生回路によって、また、フェージングによる振幅ひずみの補償は AGC (Automatic Gain Controller) によって行ってきた⁽⁵⁾。

この方法を、そのまま多値 QAM に適用する場合、まず搬送波再生回路においては、再生搬送波の位相ジッタを 2~3 (deg) に抑えつつ、フェージングによる位相変動を精度良く推定する必要がある⁽⁵⁾。ここで伝送速度が 16 ksymbol/s の場合を想定すると、まず前者の要求を満たすためには、搬送波再生回路の等価雑音帯域幅 (B_L) を数 10 Hz 程度に設定する必要がある。それに対して、後者の要求を満たすためには、 $B_L > 1$ kHz が必要条件となる⁽⁹⁾。したがって、この両者の要求を同時に満足することはできない。

また、AGC によりフェージングの振幅ひずみを補償する場合、補償を十分行うためには、AGC の時定数 (τ) を 1 msec 以下に設定する必要がある。しかし、伝送速度が 16 ksymbol/s の場合、 $\tau \leq 10$ msec とすると、変調による振幅変動まで補償してしまう⁽¹⁰⁾。

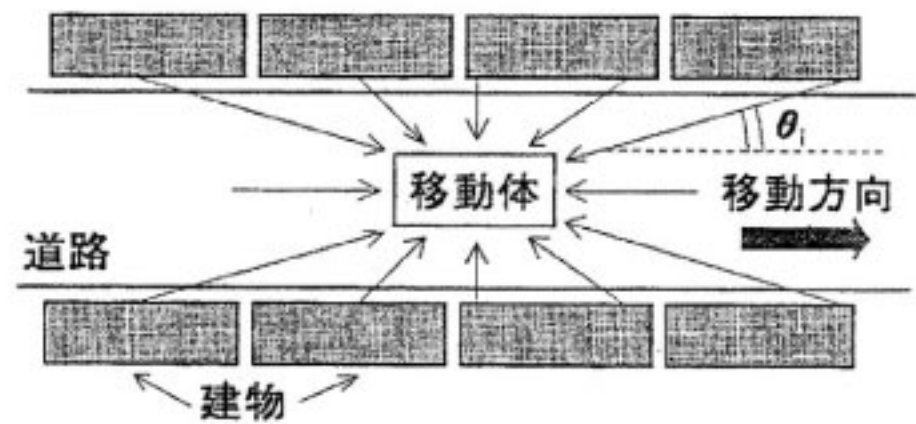
したがって、多値 QAM を陸上移動通信へ適用する場合、従来用いられてきた受信機構成をそのまま適用することは不可能であると言える。

そこで、次章において説明する、新しい原理のフェージング補償方式及び送受信機構成を提案する。

3. フェージングひずみ補償方式の原理と構成

3.1 フェージングひずみ補償の原理

陸上移動通信においては、移動局のアンテナ高が 1~3 m と非常に低いため、通常は、移動局から基地局が見えない、見通し外通信となる。したがって、移動局では、第 1 図に示すように、あらゆる経路を通過した電波が受



(注) 各波のドップラー周波数: $f_d \cos \theta_i$

第 1 図 陸上移動通信伝搬路モデル

信される。この時、各波の到来角を θ_i とすると、各到来波は、 $f = f_d \cos \theta_i$ (f_d は、最大ドップラー周波数であり、移動体の前方から到来する波のドップラー周波数に相当する) のドップラーシフトを受ける。

移動体における受信信号は、このようにドップラー周波数の違う波の合成波となる。したがって、受信信号 $s_R(t)$ は、通常、(1)式のパワースペクトル $S(f)$ を持つ狭帯域複素ランダム信号 $c(t)$ が、送信信号 $s_T(t)$ に乗積されたものでモデル化される⁽¹¹⁾

$$S(f) = \frac{b_0}{\pi f_d \sqrt{1 - (f / f_d)^2}} \quad \cdots (1a)$$

$$-f_d \leq f \leq f_d \quad \cdots (1b)$$

ただし、 b_0 は平均受信電力である。

したがって、受信信号 $s_R(t)$ は、

$$s_R(t) = c(t)s_T(t) \quad \cdots (2)$$

となる。

一方、 $c(t)$ は複素数なので、 $c(t)$ を

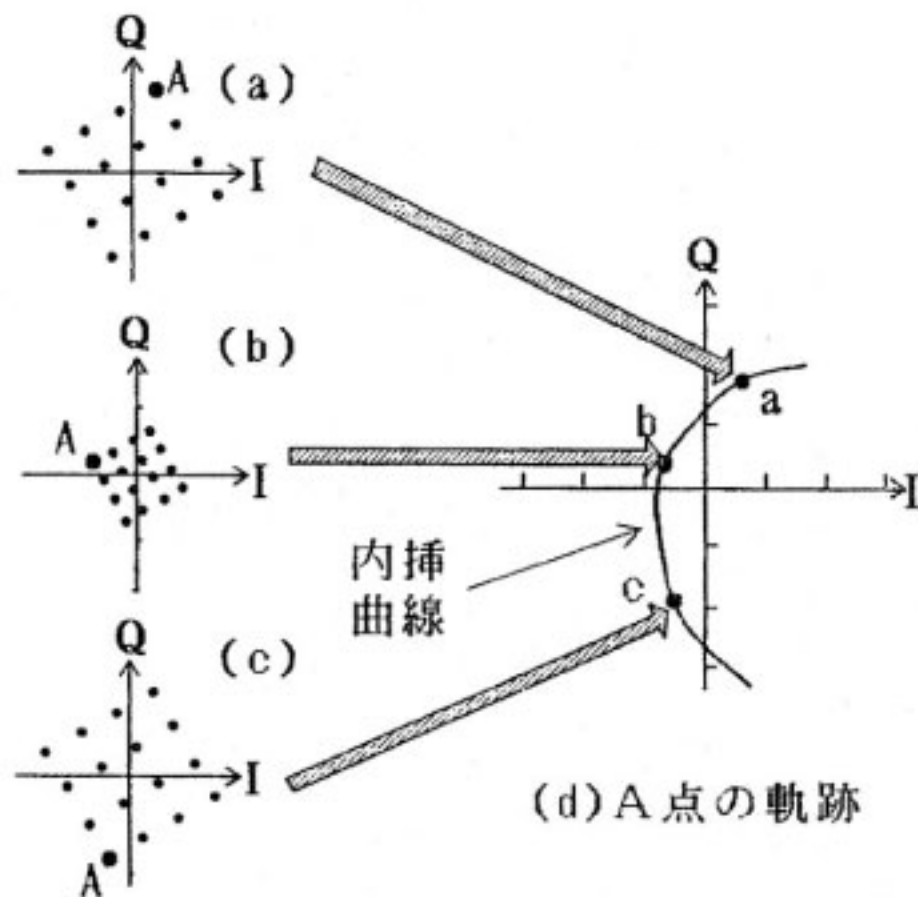
$$c(t) = c_I(t) + j \cdot c_Q(t) \quad \cdots (3a)$$

$$= r(t) \exp(j\theta(t)) \quad \cdots (3b)$$

と極座標系に変換して考えると、フェージングは、「受信波の振幅 $r(t)$ 及び位相 $\theta(t)$ が時間と共に変動する現象である」と考えることもできる。この場合、 $r(t)$ の確率密度関数が、多くの場合レイリー分布に従うため、このようなフェージングをレイリーフェージングと呼ぶ。

レイリーフェージング下で QAM 波を伝送すると、第 2 図(a)~(c)に示されるように、フェージングの振幅及び位相変動によって、信号空間ダイアグラムの、大きさ及び傾きが変化する。ただし全体の形は保存される。したがって、受信時に、信号空間ダイアグラムのある 1 点 (例えば第 2 図の A 点) が常にどこにあるか推定できれば、各点の相対位置関係から、送信シンボルが推定でき、データを復号することが可能となる。

そこで、送信時に、第 3 図のフレーム構成に従って、周期的にパイロットシンボル (第 2 図の A 点) を送信する。これにより、受信機では、パイロットシンボル受信タイミングにおける A 点の位置を検出することがで



第2図 レイリーフェージング下における QAM の信号空間ダイアグラムの変化

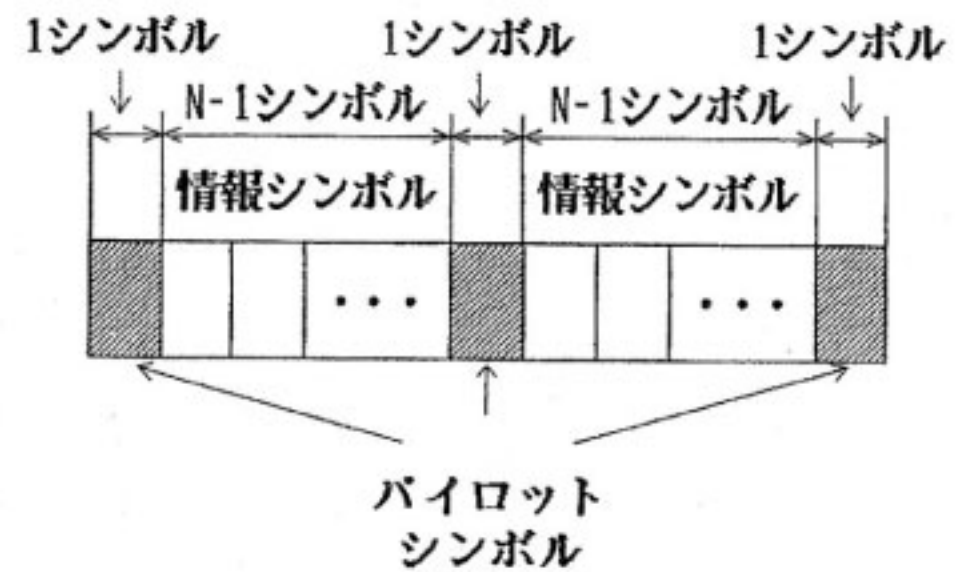
きる。例えば、第2図(a)~(c)の場合、A点の位置は、第2図(d)の a~c となる。

一方、フェージング変動は、(1)式に示されるように、帯域制限されたガウス過程なので、A点の軌跡は滑らかに変動すると考えられる。したがって、第3図(d)のように、A点の軌跡を滑らかに内挿すれば、パイロットシンボル以外のシンボル（情報シンボル）におけるA点の位置の推定が可能となり、データが復号できる。

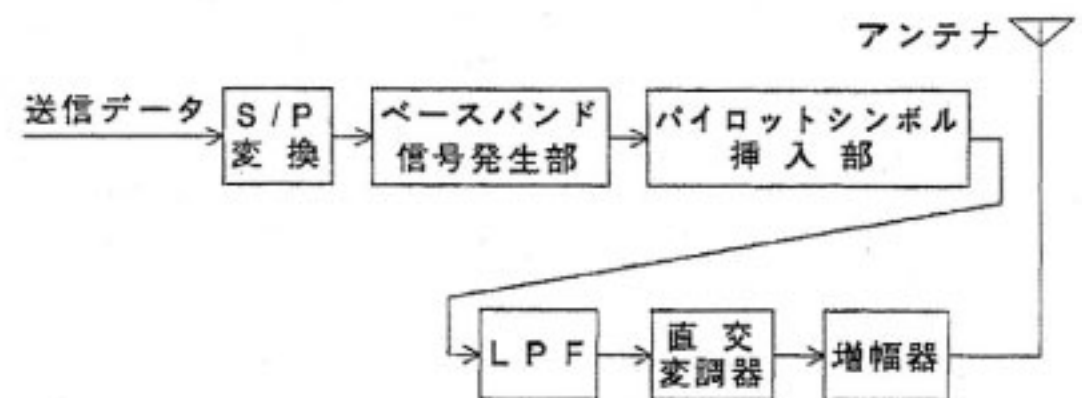
3.2 送受信機構成⁽⁷⁾

第4図に、QAM 送信機構成を、また、第5図に、16 QAM, 64 QAM, 256 QAM の信号空間ダイアグラムを示す。

まず、S/P (Serial to Parallel) 変換器によって、送信データを $\log_2 M$ ビット (M は選択できる信号点の数であり、例えば 16 QAM の場合16である) のパラ



第3図 QAM のフレーム構成

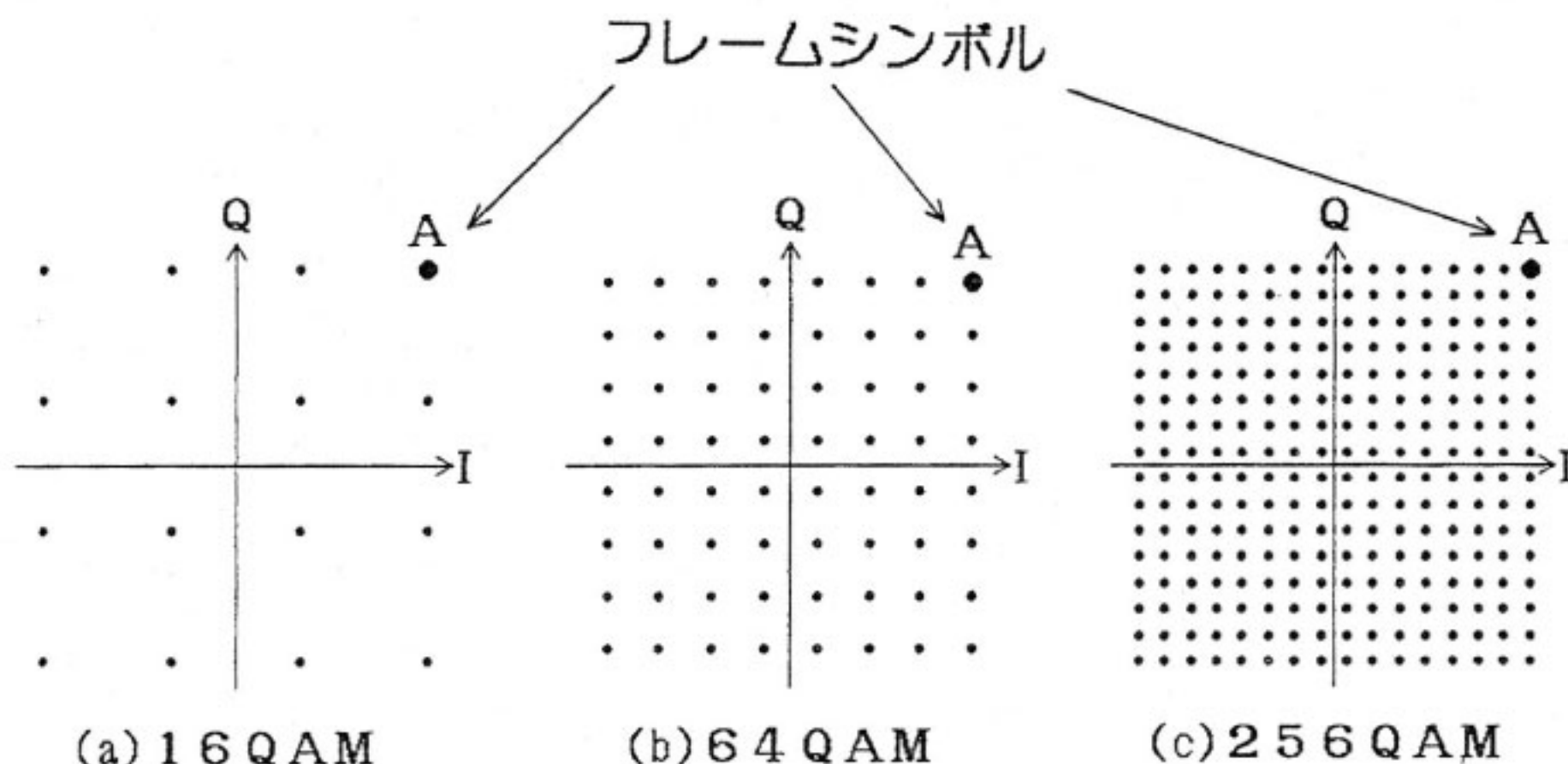


第4図 QAM 送信機構成図

レルデータに変換する。このビット数は、1つのシンボルで伝送できるビット数に相当する。またその情報を基に、ベースバンド信号発生部において、第5図(a)~(c)に示される信号点から該当シンボルを選択し、ベースバンド信号とする。

パイロットシンボル挿入部では、第4図のフレーム構成に従い、情報シンボル $N-1$ 個ごとに1個 (N はフレーム長)、フェージングひずみ測定用に、既知のパイロットシンボル a_F を挿入する。ここでは、 a_F としては、第5図(a)~(c)のA点を用いることにする。したがって、 a_F の値としては、

$$a_F = \begin{cases} 3+j\cdot3 & (16\text{QAM}) \\ 7+j\cdot7 & (64\text{QAM}) \\ 15+j\cdot15 & (256\text{QAM}) \end{cases} \quad \dots\dots(4)$$



第5図 多値 QAM の信号空間ダイアグラム

ージングひずみの推定値を, それぞれ $\hat{c}(k-1)$, $\hat{c}(k)$, $\hat{c}(k+1)$ とする時, ある時刻, $t = kT_F + (m/N)T_F$ におけるフェージング変動 $\hat{c}(k+m/N)$ は,

$$\begin{aligned}\hat{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) &= \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 - \frac{m}{N}\right\}\hat{c}(k-1) \\ &\quad + \left\{1 - \left(\frac{m}{N}\right)^2\right\}\hat{c}(k) \\ &\quad + \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 + \frac{m}{N}\right\}\hat{c}(k+1) \\ &= Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(k-1) + Q_0\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(k) \\ &\quad + Q_1\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(k+1) \quad \cdots(12a)\end{aligned}$$

と, 推定できる. ただし,

$$Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 - \frac{m}{N}\right\} \quad \cdots(12b)$$

$$Q_0\left(\frac{m}{N}\right) = 1 - \left(\frac{m}{N}\right)^2 \quad \cdots(12c)$$

$$Q_1\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 + \frac{m}{N}\right\} \quad \cdots(12d)$$

である. 以上の処理は, 第7図のフェージングひずみ推定部で行う.

一方, 第7図のフェージングひずみ補償部において,

$$\begin{aligned}\hat{z}\left(k+\frac{m}{N}\right) &= u\left(k+\frac{m}{N}\right) / \hat{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) \\ &= \left\{c\left(k+\frac{m}{N}\right) / \hat{c}\left(k+\frac{m}{N}\right)\right\} z_1\left(k+\frac{m}{N}\right) \\ &\quad + n\left(k+\frac{m}{N}\right) / \hat{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) \quad \cdots(13)\end{aligned}$$

を計算することにより, フェージングひずみが補償された複素ベースバンド信号 $\hat{z}(k+m/N)$ を得ることができる.

また, $\hat{z}(k+m/N)$ を判定することにより, データが再生できる. なお (12a) 式で,

$$Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) = 0 \quad \cdots(14a)$$

$$Q_0\left(\frac{m}{N}\right) = 1 - \frac{m}{N} \quad \cdots(14b)$$

$$Q_1\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{m}{N} \quad \cdots(14c)$$

とすると, 1次の内挿となり, フレームシンボル間を直線で推定したことになる. また,

$$Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) = Q_1\left(\frac{m}{N}\right) = 0 \quad \cdots(15a)$$

$$Q_0\left(\frac{m}{N}\right) = 1 \quad \cdots(15b)$$

とすると0次の内挿となり, フレームシンボルの値を1フレームの間保持し, 各シンボルにおけるフェージングひずみの推定値とすることに相当する.

本方式を適用すると, 既知のパイロットシンボルを用いてフェージングひずみを推定しているので, 絶対位相検波が可能となり, 従来位相の不確定性を除去するために行われていた差動符号化が不要となる. そこで, 多値QAMの符号構成法として, 最短距離で隣接するシンボ

ル間はすべて1ビットしか異ならないように各シンボルにビットを割り当てる, グレイ符号化⁽¹³⁾, 検波方式として絶対位相検波を採用することとする.

4. 静特性条件下の伝送特性

4.1 誤り率特性の理論値

静特性条件下における, グレイ符号化16QAMの絶対位相検波時のBER ($P_{b, \text{non}}(\gamma_0)$) は, (16)式のようになる⁽¹⁴⁾. ただし γ_0 は E_b/N_0 (1ビット当たりの信号電力対雑音電力密度比) である.

$$\begin{aligned}P_{b, \text{non}}(\gamma_0) &= \frac{3}{8} \operatorname{erfc}(\sqrt{0.4\gamma_0}) \\ &\quad - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{0.4\gamma_0}) \quad \cdots(16)\end{aligned}$$

ここで, 本方式を採用する場合の劣化要因としては,

- 1) パイロットシンボル挿入により, 情報シンボルに割り当てられるエネルギーが減少するための劣化 (D_1).
- 2) 内挿方式の推定精度が不十分のための劣化 (D_2).
- 3) $\hat{c}(k+m/N)$ に雑音が含まれることによる劣化 (D_3).

がある. この中で, 1)及び3)は, 静特性条件下とフェージング条件下で同じ劣化量となる. また2)は, フェージング変動速度 (最大ドップラー周波数) とフレーム周期の関係で決まり, フレーム周期を最適化すれば十分小さくできる. そこで, ここでは, 1)と3)について, 静特性条件下 ($c(t) = 1$) において検討する.

まず, 1)の劣化は, 1フレーム内に1個冗長シンボルが含まれることより発生するので, 以下ようになる.

$$D_1 = 10 \log(N/(N-1))(\text{dB}) \quad \cdots(17)$$

一方, 3)の劣化は以下のように計算できる.

$c(t) = 1$, (11), (12b)~(12d) 式を (12a) 式に代入すると,

$$\begin{aligned}\hat{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) &= Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(k-1) + Q_0\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(k) \\ &\quad + Q_1\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(k+1) \\ &= 1 + \frac{1}{a_F} Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)n(k-1) \\ &\quad + \frac{1}{a_F} Q_0\left(\frac{m}{N}\right)n(k) + \frac{1}{a_F} Q_1\left(\frac{m}{N}\right)n(k+1) \\ &= 1 + n_1\left(k+\frac{m}{N}\right) \quad \cdots(18)\end{aligned}$$

ただし,

$$\begin{aligned}n_1\left(k+\frac{m}{N}\right) &= \frac{1}{a_F} Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)n(k-1) \\ &\quad + \frac{1}{a_F} Q_0\left(\frac{m}{N}\right)n(k) + \frac{1}{a_F} Q_1\left(\frac{m}{N}\right)n(k+1) \quad \cdots(19)\end{aligned}$$

となる. $n(k-1)$, $n(k)$, $n(k+1)$ は, 平均0, 分散 σ^2 で, 互いに無相関なガウス雑音であるので, $n_1(t)$ は,

平均 0, 分散が

$$\sigma_1^2 = \sum_{m=1}^{N-1} \left[1 + \frac{3}{2} \left\{ \left(\frac{m}{N} \right)^4 - \left(\frac{m}{N} \right)^2 \right\} \right] \cdot \frac{\sigma^2}{|a_F|^2 (N-1)} \quad \dots\dots(20)$$

のガウス雑音と見なせる.

一方, $1 \gg |n(k+m/N)|$ を考慮し, かつ, (18)式及び $c(k+m/N) = 1$ を(13)式に代入すると,

$$\begin{aligned} \hat{z}\left(k + \frac{m}{N}\right) &= u\left(k + \frac{m}{N}\right) / \hat{c}\left(k + \frac{m}{N}\right) \\ &= \left\{ z_1\left(k + \frac{m}{N}\right) + n\left(k + \frac{m}{N}\right) \right\} / \left\{ 1 + n_1\left(k + \frac{m}{N}\right) \right\} \\ &\approx z_1\left(k + \frac{m}{N}\right) + \left\{ n\left(k + \frac{m}{N}\right) - z_1\left(k + \frac{m}{N}\right) n_1\left(k + \frac{m}{N}\right) \right\} \\ &= z_1\left(k + \frac{m}{N}\right) + n_2\left(k + \frac{m}{N}\right) \quad \dots\dots(21) \end{aligned}$$

$$n_2\left(k + \frac{m}{N}\right) = n\left(k + \frac{m}{N}\right) - z_1\left(k + \frac{m}{N}\right) n_1\left(k + \frac{m}{N}\right) \quad \dots\dots(22)$$

となる. ここで $n_2(k+m/N)$ は, 平均 0, 分散

$$\sigma_2^2 = \sigma^2 + \sigma_z^2 \sigma_1^2 \quad \dots\dots(23)$$

のガウス雑音である. また σ_z^2 は $z_1(t)$ の平均電力である.

以上より, 3)による劣化は,

$$D_3 = 10 \log(1 + \sigma_z^2 \sigma_1^2 / \sigma^2) \text{ (dB)} \quad \dots\dots(24)$$

となる.

4.2 計算機シミュレーションの結果

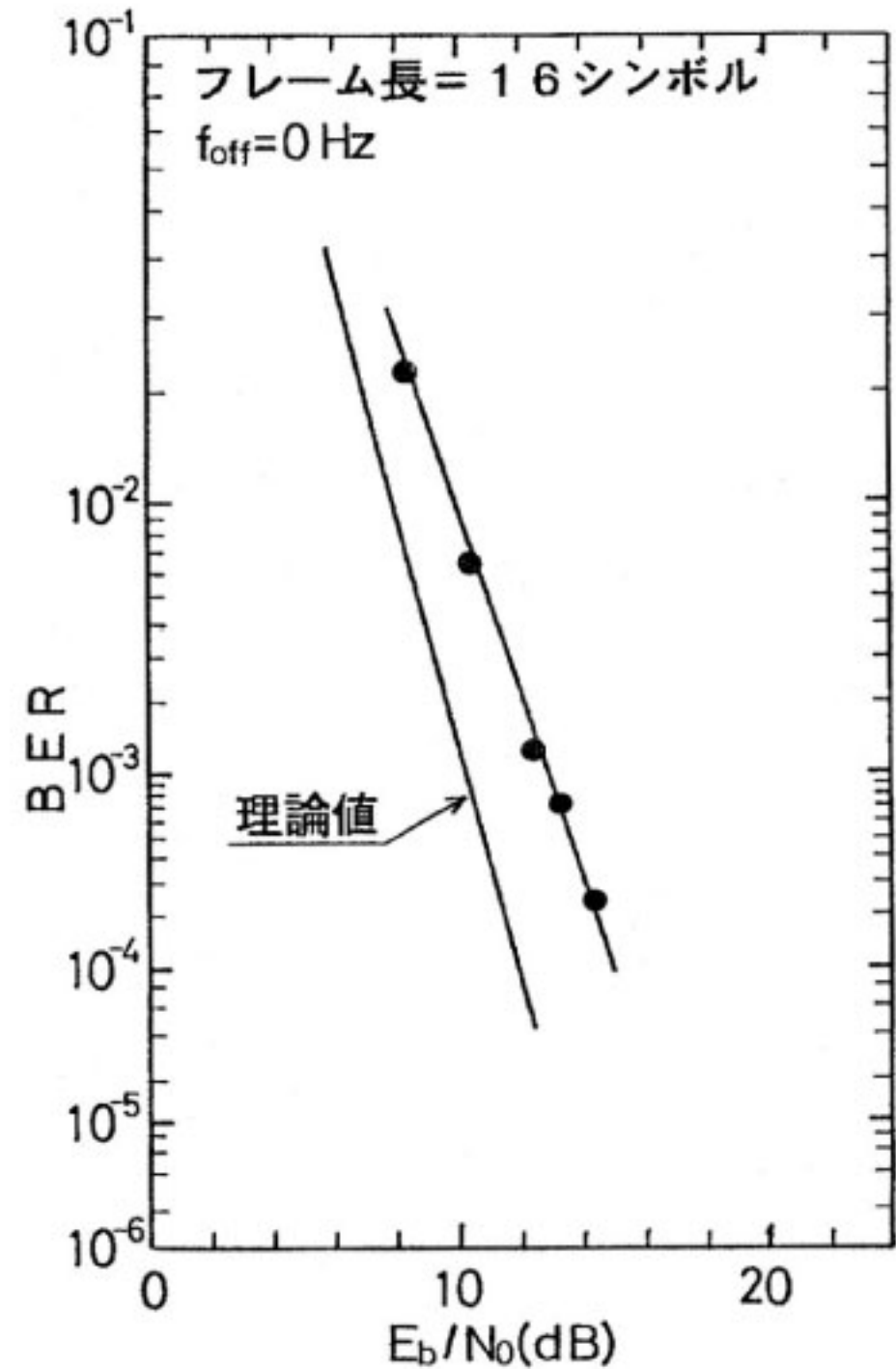
本方式の特性を確認するため, 計算機シミュレーションを行った. 信号点はグレイ符号化した配置, シンボルレートは 16 ksymbols/s, 送受信 LPF はロールオフフィルタ (ロールオフ率 $\sqrt{50}$ %), フレーム長 N 及び内挿次数は, 後述するフェージング条件下の最適値である, $N = 16$, 及び内挿次数を 2 次とした. なお受信 BPF は, 希望の信号がひずまない程度に十分広いと仮定し, 計算機シミュレーションでは BPF はないものとした.

第 9 図に, 静特性条件下における BER 特性のシミュレーション結果を示す. また理論値は, (16)式を用いて計算したものである.

第 9 図より, $10^{-3} < \text{BER} < 10^{-2}$ の範囲において, 理論値から 2~2.5 dB 劣化している.

一方, 本方式特有の劣化は, 4.1 で述べた 3 種類がある. $N = 16$ の場合, これらによる劣化は, (17)(24)式より, $D_1 = 0.28$ dB, $D_3 = 1.58$ dB であるので, 本方式の静特性条件下における劣化 D_m は,

$$D_m = D_1 + D_3 = 1.86 \text{ dB} \quad \dots\dots(25)$$



第 9 図 静特性下における 16 QAM の誤り率特性

となる. この劣化量はシミュレーション結果とはほぼ一致している.

5. フェージング下における 16 QAM の伝送特性

フェージング下における, 提案方式の内挿精度に依存する劣化 (D_2) は, フレーム周期 N 及び内挿次数に依存する. また, N の最適値は, f_d に依存する. そこでここでは, 900 MHz 帯の伝送を考え, $f_d \leq 80$ Hz を仮定する.

以上の条件の基に, まず, 最適な内挿次数及び N を検討する. また, 得られた最適値において, f_d をパラメータとした場合の 16 QAM の BER 特性を検討する. なお, これらの検討においては, AFC で f_{off} は完全に 0 になると仮定する. 次に, f_{off} の許容範囲, 及び提案方式の初期引き込み特性について検討する.

5.1 内挿次数

$c(t)$ は帯域制限過程であり, 非常に緩やかな変動であること, 内挿次数が大きいと処理が複雑になることなどを考慮し, 今回は, 内挿次数を 2 次以下とした. そこでまず, 内挿関数の次数を変えたときの BER 特性について検討する.

第 1 表に, $N = 16$, $f_d = 80$ Hz, $f_{off} = 0$ Hz にお

第1表 内挿次数に対する誤り率特性

次数 \ E_b/N_0	20 dB	30 dB	40 dB
0	5.3×10^{-2}	4.9×10^{-2}	4.8×10^{-2}
1	5.0×10^{-3}	5.2×10^{-4}	1.5×10^{-4}
2	5.2×10^{-3}	5.4×10^{-4}	4.9×10^{-5}

いて、内挿次数と E_b/N_0 をパラメータとした場合の、BER を示す。

第1表より、まず、 $E_b/N_0 = 20, 30$ dB の場合は、0 次の場合に比べて、1 次と 2 次の特性が大きく向上していることがわかる。これは、フェージング変動が非常に滑らかであり、その変動を直線あるいは 2 次関数で内挿すると非常に高精度に推定できるためである。また、 E_b/N_0 が小さい場合は、包絡線レベルが雑音レベル以下となるため、1 次と 2 次の差はほとんどない。

一方、 $E_b/N_0 = 40$ dB の場合は、2 次の特性が最も良くなっている。 E_b/N_0 が大きくなり、 $c(t)$ によるひずみと雑音によるひずみが分離されるようになると、2 次関数の方が滑らかなランダム変動を精度良く近似できるため、2 次の特性がよくなると考えられる。

以上総合すると、内挿次数としては 2 次がよいと考えられるので、以下では、内挿次数は 2 次とする。

5.2 フレーム周期

第10図に、 $f_d = 80$ Hz 及び $f_{off} = 0$ Hz において E_b/N_0 をパラメータとした場合の、フレーム長に対する BER 特性を示す。第10図より、以下のことがわかる。

どの E_b/N_0 においても、 $N < 16$ の範囲内では、 N が短くなるにつれて BER が大きくなっている。これは、 N が短くなるにつれてパイロットシンボルの挿入割合が増し、情報シンボルに割り当てられる電力が減少するためである。

一方、 $N > 16$ の範囲では、 N が大きくなるにつれて BER が増加している。これは、 N が大きくなるにつれて $c(t)$ のサンプリング間隔が粗くなり、 $c(t)$ の推定精度が悪くなるためである。以上より、伝送速度が 16 ksymbol/s の場合、 $N = 16$ が最適と考えられる。これは、 $f_d \leq 80$ Hz においては、 $c(t)$ を 1 kHz でサンプリングし、2 次関数で内挿すれば $c(t)$ を高精度に推定できることを意味する。また、伝送速度を変える場合には、フレーム周期が 1 msec となるように設定すると良い。

5.3 最大ドップラー周波数の影響

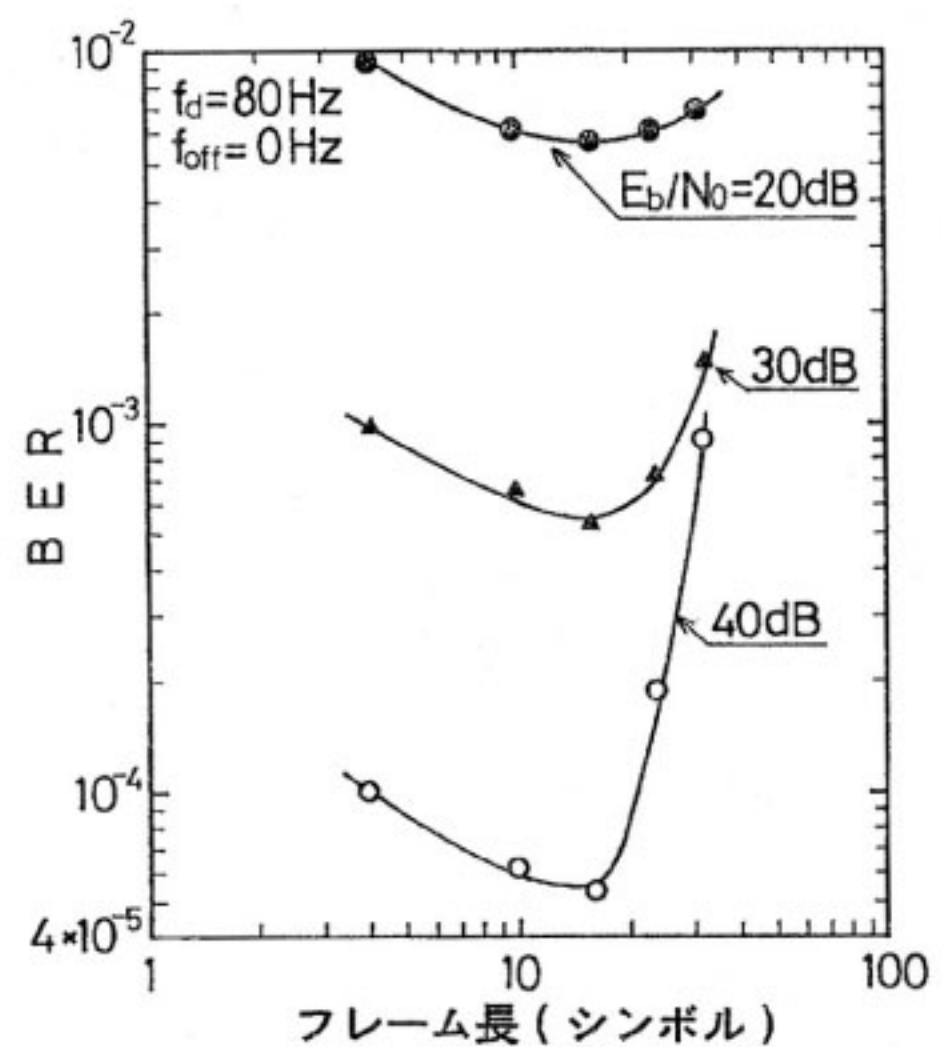
$N = 16$ 、内挿次数を 2 次及び $f_{off} = 0$ Hz とした場合の BER 特性のシミュレーション結果を第11図に示す。

また、レイリーフェージング下の GMSK の同期検波⁽¹⁵⁾ 及びグレイ符号化 16 QAM 絶対位相検波時の BER (P_{bRay}) 特性の理論値を、同図に示す。ただし、 P_{bRay} は、次式のようになる。

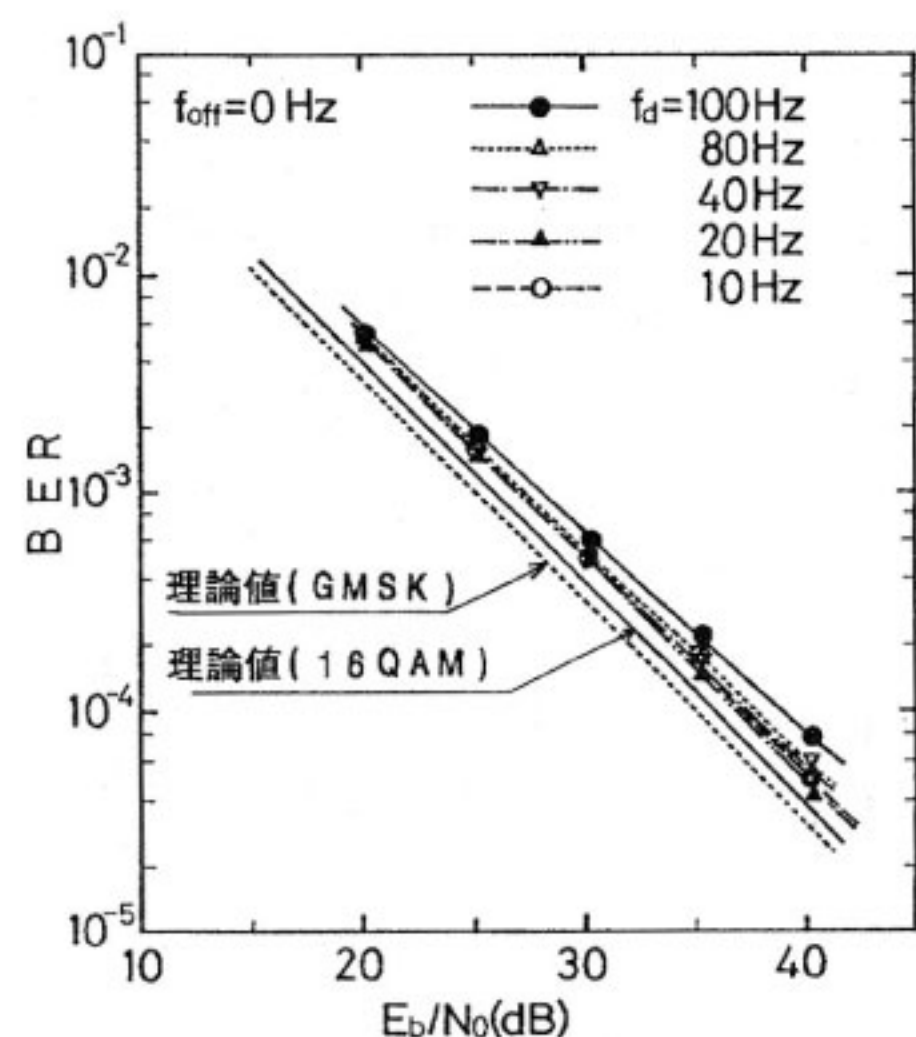
$$P_{bRay}(\gamma_0) = \int_0^\infty (1/\gamma_0) \exp(-\gamma/\gamma_0) P_{bnon}(\gamma) d\gamma \quad \dots\dots(26)$$

GMSK 同期検波とグレイ符号化 16 QAM 絶対位相検波の理論値の差は、約 1 dB であり、ほとんど同じ特性となっていることが分かる。これは、本方式においてグレイ符号化絶対位相検波を適用した結果、BER 特性が大きく改善されているためである。

一方、シミュレーション結果から以下のことが分かる。



第10図 フレーム長に対する誤り率特性



第11図 フェージング下における16 QAM の誤り率特性

$f_d \leq 80$ Hz の範囲では、 f_d によらず、理論値からの劣化は、約 2 dB である。この劣化量は、静特性条件下の劣化とはほぼ等しい。一方、 $f_d = 100$ Hz では、 $f_d \leq 80$ Hz と比べて、1~2 dB 劣化している。以上から、 $f_{off} = 0$ Hz、 $f_d \leq 80$ Hz においては、内挿方式の推定精度は十分であるが、 $f_d = 100$ Hz となると、内挿方式の推定精度に依存する劣化 D_2 が増加するため、BER が大きくなることが分かる。

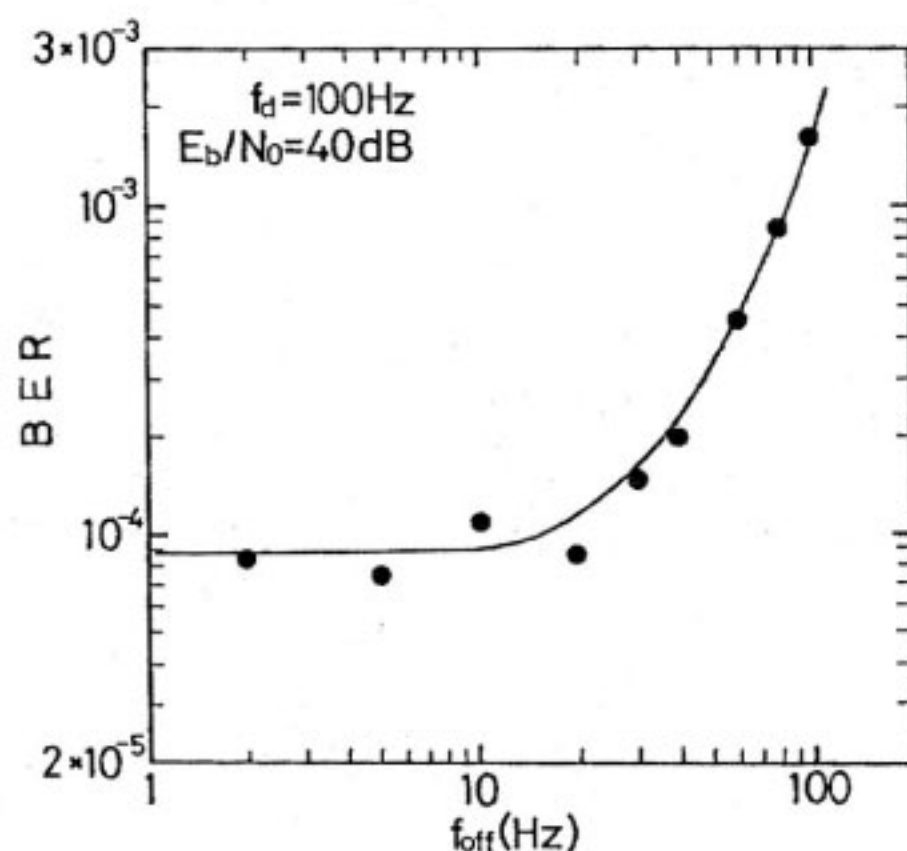
現在陸上移動通信が実用化されている周波数帯を考えると、 $f_d < 100$ Hz を考慮すれば十分であり、また、その範囲では軽減困難な誤りは発生していないことから、本方式を適用した 16 QAM は陸上移動通信で非常に有効であることが分かる。

5.4 オフセット周波数の影響

以上の検討では、 $f_{off} = 0$ Hz を仮定してきた。本方式では AFC により、受信波の中心周波数を調整することにより、 f_{off} を 0 Hz に近づけている。しかし、 f_{off} を完全に 0 Hz にすることはできないので、 f_{off} をどこまで許容できるかを見積る必要がある。

第12図に、 $N=16$ 、 $f_d=100$ Hz、及び $E_b/N_0=40$ dB の場合の、 f_{off} に対する BER 特性を示す。第12図より、 f_{off} が 20 Hz 以上になると f_{off} が大きくなるに従って、BER が増加することが分かる。これは、フェージングひずみ補償部で $c(t)$ と f_{off} によるひずみを同時に補償する場合、フェージングひずみ補償部では、 $c(t)$ が f_{off} で変調された $c(t)$ より広い帯域の信号を補償する必要があるためである。

ここで、音声伝送の場合、 $BER=10^{-3}$ で十分良好な品質が得られる codec が開発されていることや、データ伝送の場合、1 ブランチの BER が 10^{-3} であれば、ダイバーシチ、誤り制御などの、他の技術との併用により高品質伝送が可能となることなどを考慮し、 f_{off} の



第12図 オフセット周波数に対する誤り率

許容値を、 $f_d=100$ Hz において $BER=10^{-3}$ を与える f_{off} とした。

第12図より、 $BER=10^{-3}$ を与える f_{off} は約 90 Hz であることから、 f_{off} の許容値は 90 Hz であり、AFC で、 f_{off} を 90 Hz 以下に制御すれば良いことがわかる。

5.5 本方式を適用した復調器の初期引込み特性

以上では、連続信号受信時において、本方式の特性を議論してきた。しかし、パケット伝送などのバースト的なデータ伝送においては、復調器の初期引込み特性が問題となる。

本方式を適用した場合の復調器の初期引込み特性は、以下の特性で決定される。

- 1) タイミング再生回路の初期引込み特性
- 2) フレーム同期の初期引込み特性
- 3) フェージングひずみ推定・補償部の初期引込み特性

この中で、1) 2) に関しては、フレーム構成を適当に設定し、パケット伝送や TDMA (Time Division Multiple Access) などにおいて従来から採用されている技術を用いると、効率の良い初期引込み特性が得られると考えられる。そこでここでは、3) についてのみの検討する。なお本方式では、1) 2) の初期引込みが完了した後、3) の初期引込みが開始されることが前提である。

本方式は、2.2 で述べたように、 $t = (k+m/N)T_F$ において $\hat{c}(k-1)$ 、 $\hat{c}(k)$ 、 $\hat{c}(k+1)$ から $\hat{c}(k+(m/N))$ を推定し、フェージングひずみが補償された受信ベースバンド信号 $\hat{c}(k+(m/N))$ を出力する方式である。

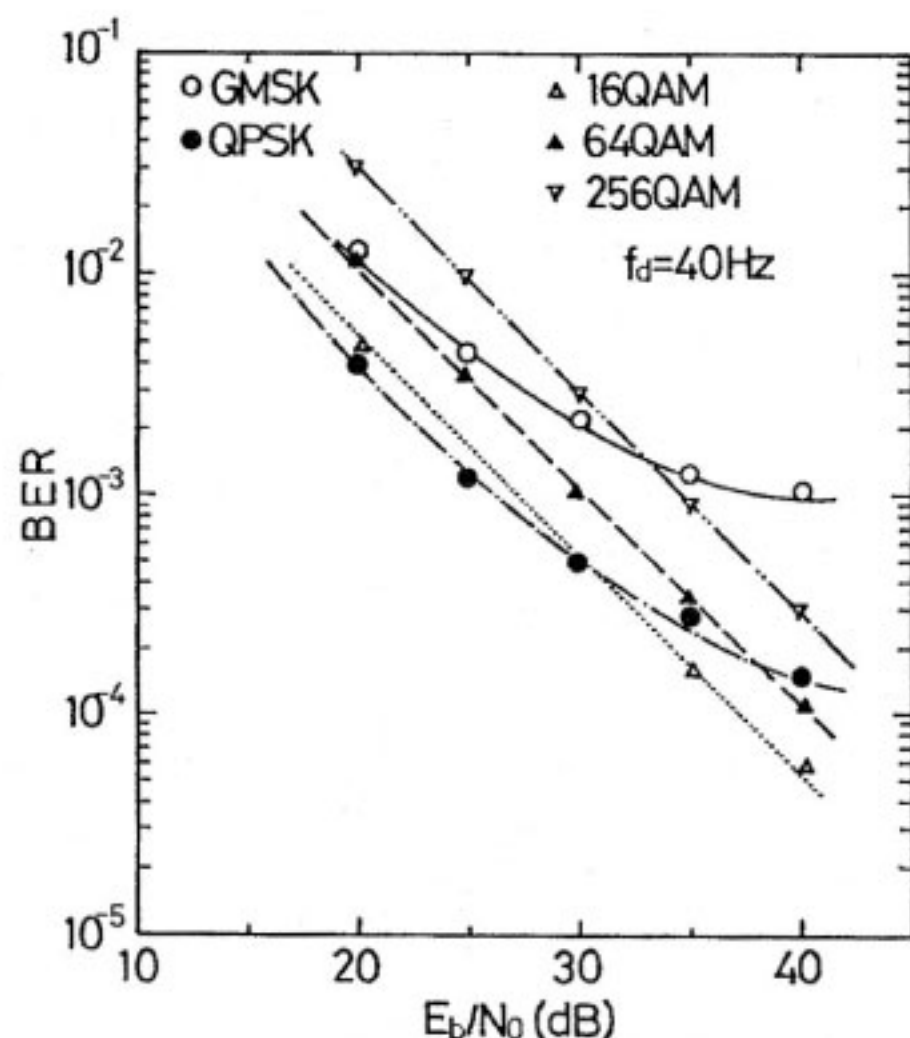
まず $k=0$ においては、 $\hat{c}(k-1)$ は、受信データが入力されていないので、不定値となっている。したがって $k=0$ においては、本方式は誤動作状態となっている。一方、 $k=1$ においては、 $\hat{c}(k-1)$ 、 $\hat{c}(k)$ 、 $\hat{c}(k+1)$ 全てに受信信号が入力され、フェージングひずみの推定が可能となる。従って本方式は正常動作となり、前節までで述べた諸性能が得られる状態となる。またこの瞬間に、初期引込みが完了したことになる。すなわち、3) の初期引込みに要する時間は、 T_F (sec) となる。これは、 $N=16$ 、伝送速度 16 ksymbol/sec の場合、1 msec に相当する。この時間は、同期検波時の位相同期回路の初期引込み時間と同程度で、十分短い時間と考えられる。したがって、本方式の初期引込み特性は、十分良好と考えられる。

6. 64 QAM, 256 QAM の伝送特性

ここでは、本フェージングひずみ補償方式を 64 QAM 及び 256 QAM⁽¹⁶⁾ に適用した場合の伝送特性を、現在実績がある GMSK 及び QPSK と比較検討する。ここで、16 QAM の検討においては $f_d=80$ Hz を中心に行っ

てきた。しかし、これまで GMSK や QPSK の特性として論文などに報告されている特性は $f_d=40$ Hz のものが多いため、ここでも、 $f_d=40$ Hz において各変調方式の伝送特性を比較検討する。

第13図に、本フェージングひずみ補償方式を 64 QAM, 256 QAM へ適用した場合のレイリーフェージング下における BER 特性を示す。ただし、特性は計算機シミュレーション結果である。また、比較のため、GMSK 同期検波の室内実験結果、及び、QPSK 同期検波のシミュレーション結果を、同時に示してある。ここで、GMSK の受信フィルタは、3 dB 帯域幅が 16 kHz の水晶フィルタである。また、QPSK, 16 QAM, 64 QAM, 及び 256 QAM の送受信フィルタはロールオフフィルタ（ロールオフ率 $\sqrt{50}$ %）である。



第13図 フェージング下における各変調方式の誤り率特性

GMSK 同期検波の室内実験結果は、他の論文などで報告されている特性とほぼ同じであり、妥当な特性であると考えられる。QPSK 同期検波は、文献(17)の方式を用いており、従来の QPSK 同期検波方式より特性が改善されている。

64 QAM, 256 QAM の場合、フェージング下の BER の理論値は、(26)式において、 $p_{bnon}(\gamma_0)$ を、次式に変更すれば求められる。

$$P_{bnon}(\gamma)_0 = \frac{7}{24} \operatorname{erfc}(\sqrt{(1/7)\gamma_0}) - \frac{49}{384} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{(1/7)\gamma_0}) \quad (64 \text{ QAM の場合}) \cdots (27a)$$

$$P_{bnon}(\gamma_0) = \frac{15}{64} \operatorname{erfc}(\sqrt{(4/85)\gamma_0}) - \frac{225}{2048} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{(4/85)\gamma_0})$$

(256 QAM の場合) $\cdots (27b)$

第13図には、図面が複雑になることを避けるため、理論値の記載を省略するが、各 QAM 変調方式とも、理論値からの劣化は約 2 dB である。これは、4.1 で述べた本方式固有の劣化である。

第13図より、256 QAM 以外の変調方式の BER 特性は、GMSK より良いことがわかる。

これは、

- 1) QPSK 及び QAM 用フェージングひずみ補償方式の補償能力が高い。
 - 2) QAM では、グレイ符号化絶対位相検波が可能となり、BER 特性が大きく改善された。
- 等が原因である。

以上より、レイリーフェージング下で同一情報量を伝送する場合、QPSK, 16 QAM, 64 QAM を用いると、GMSK より少ない送信電力で、かつ狭い帯域で同等以上の品質の伝送が可能であることがわかる。

7. 干渉特性と周波数利用率⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾

7.1 周波数利用率の定義

陸上移動通信における総合周波数利用率 (η_T) は、

- 1) 空間的周波数利用率 (η_s)
- 2) 周波数軸上の周波数利用率 (η_f)
- 3) 時間軸上の利用率 (η_t)

の積で決定される。ここで η_t は、変調方式には依存しない。したがって、高能率変調方式の導入にあたっては、 η_s 及び η_f を検討すれば良い。

陸上移動通信システムには、大きく分けると、MCA (Multi Channel access)⁽²⁰⁾ や沿岸無線電話⁽²¹⁾ に代表される大ゾーン方式と、自動車電話に代表される小ゾーン方式⁽²²⁾ がある。

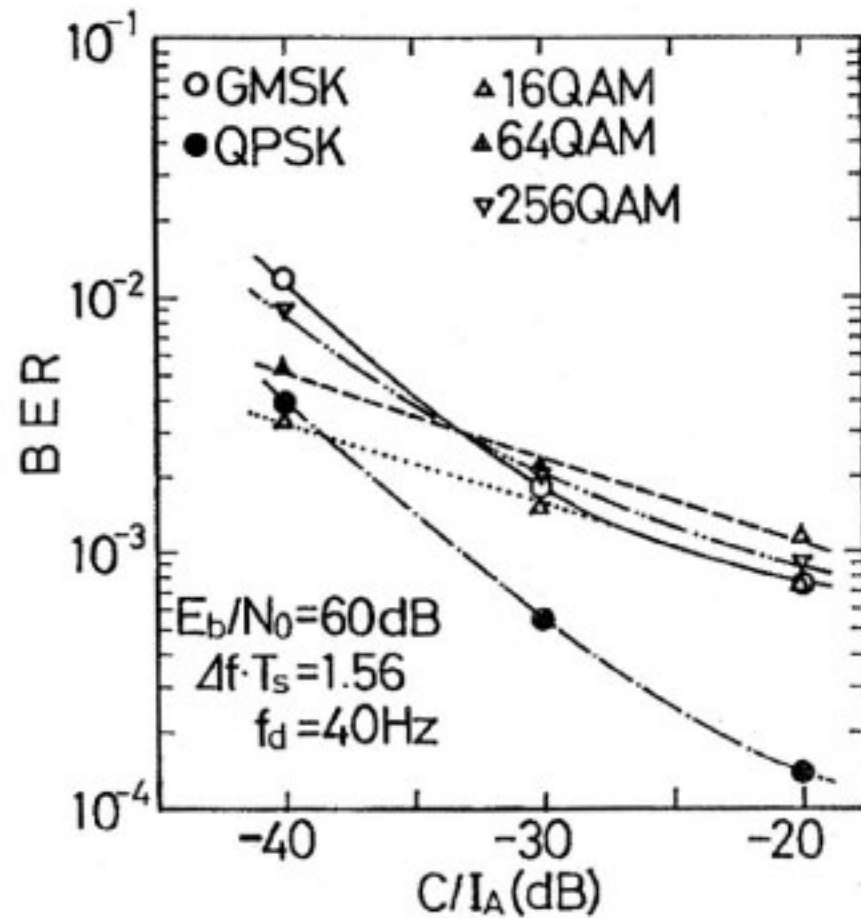
大ゾーン方式の場合は、空間的周波数利用率は一定なので、 η_T は、 η_f に比例する。その場合、 η_f は、隣接チャネル干渉をどこまで許容するかで決定される。

一方、小ゾーン方式の場合、 η_T は、 η_f と η_s の積に比例する。その場合、 η_f は、隣接チャネル干渉特性、 η_s は、同一チャネル干渉特性をどこまで許容するかで決定される。

そこで、ここでは、計算機シミュレーションによって各変調方式における隣接及び同一チャネル干渉特性を検討し、大ゾーン及び小ゾーン方式における周波数利用率を比較する。ただし、比較する伝搬路条件としては、レイリーフェージング、及び、減衰定数 $\alpha=3.5$ ⁽²³⁾ の距離特性のみ考慮するものとする。

7.2 隣接チャネル干渉特性⁽²⁴⁾

第14図に、チャネル間隔 $\Delta f=1.56/T_s$, $E_b/N_0=$

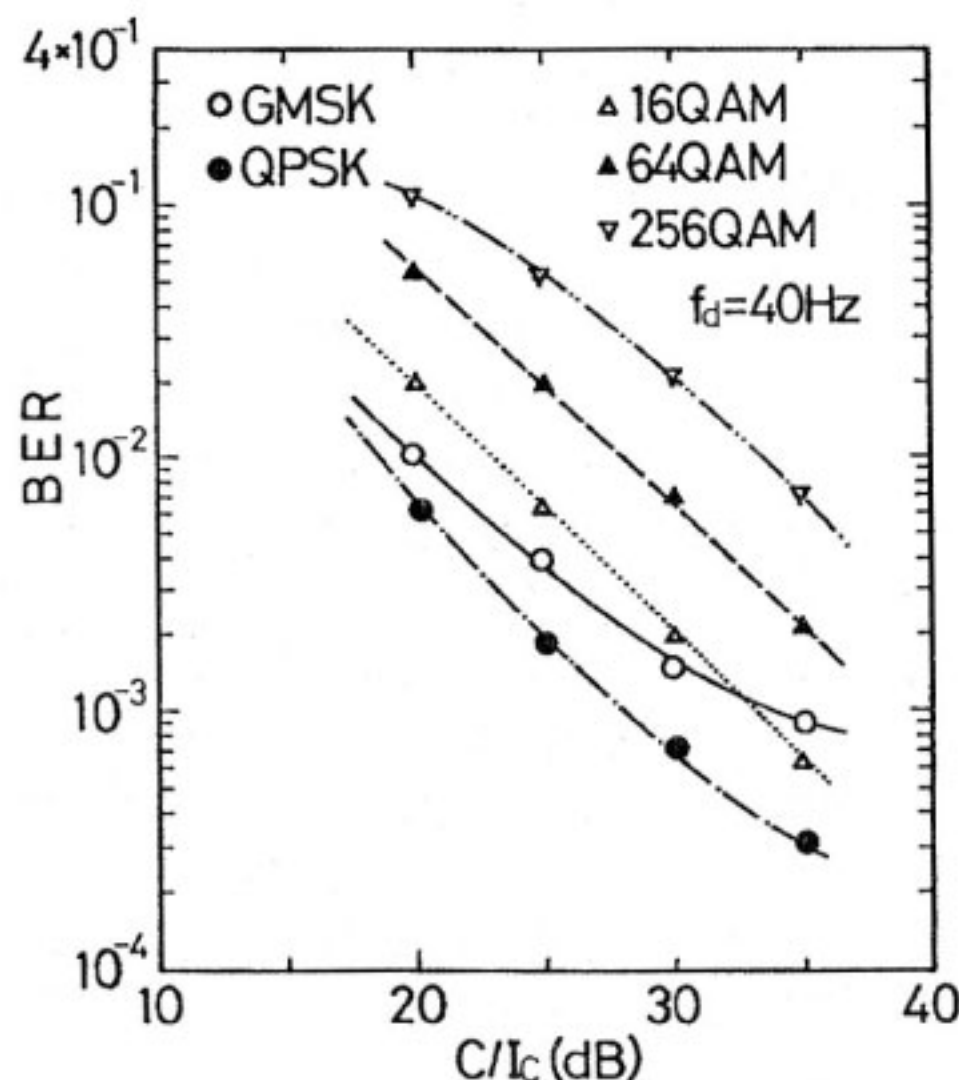
第14図 C/I_A に対する各変調方式の誤り率特性

60 dB, $f_d = 40$ Hz の場合の C/I_A (信号電力対隣接チャネル干渉波電力比) に対する BER 特性を示す。

チャネル間隔は, C/I_A をどこまで許容するかで決定される。陸上移動通信では, $C/I_A = -40$ dB 程度で通信可能であることが必要である。そこで, $C/I_A = -40$ dB における各変調方式の EER 特性を比較すると, QPSK, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM の特性は GMSK より良く, かつ $BER < 10^{-2}$ であることがわかる。したがって, これらの変調方式を用いた場合, どの場合もチャネル間隔は, $\Delta f = 1.56/T_s$ で良く, 多値化するほど η_f は高くなることがわかる。

7.3 同一チャネル干渉特性⁽²⁴⁾

第15図に, $f_d = 40$ Hz, $E_b/N_0 = 60$ dB の場合の C/I_c

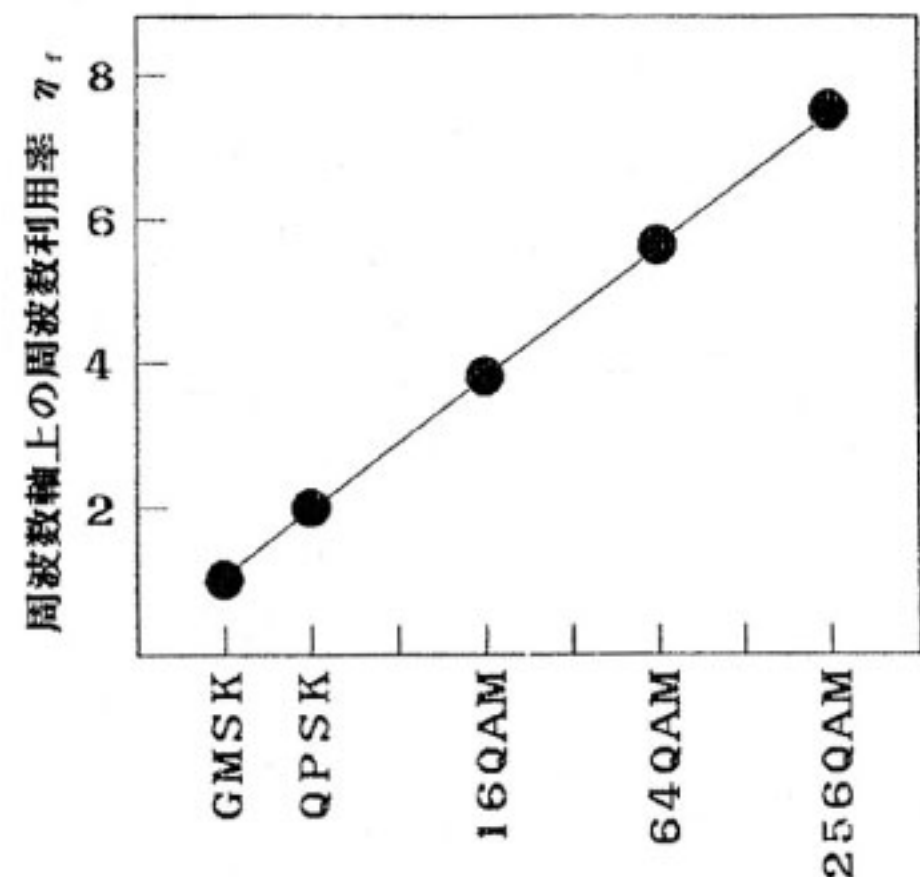
第15図 C/I_c に対する各変調方式の誤り率特性

(信号電力対同一チャネル干渉波電力比) に対する BER 特性を示す。QPSK は, GMSK より特性が良い。これは, QPSK の同期検波特性が大きく改善されているためである。一方, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM は, GMSK より特性が劣っており, かつ, この順に特性が劣化している。これは, 多値数が増すにつれて, 信号間距離が減少し, 同一チャネル干渉に弱くなるからである。

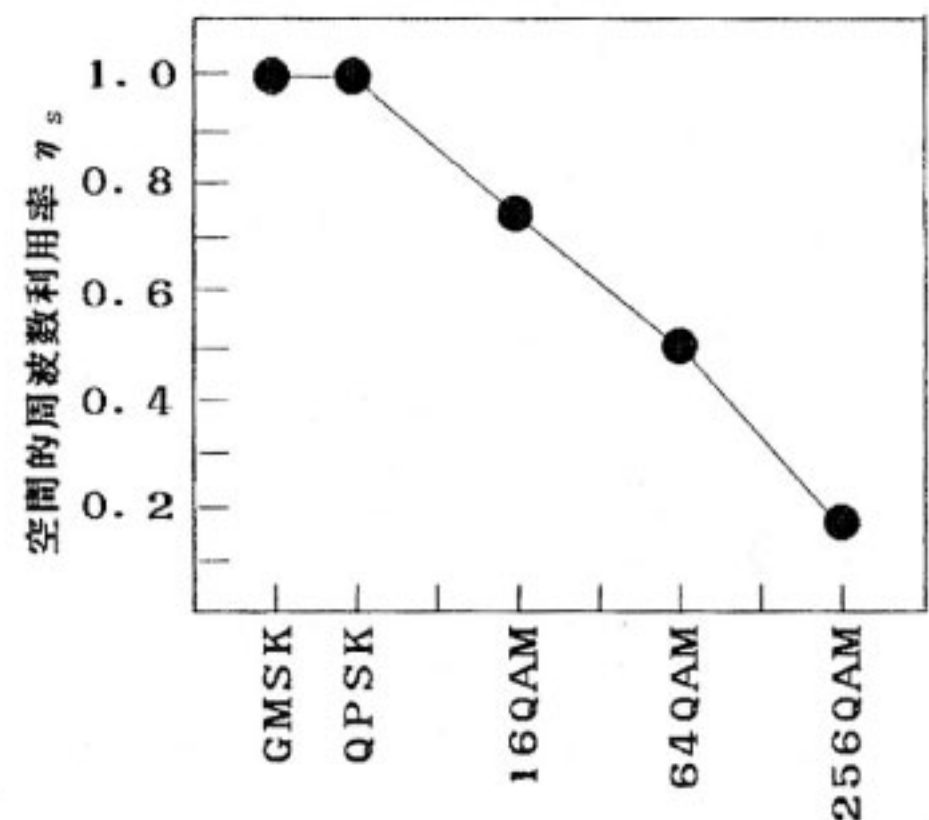
7.4 各変調方式の周波数利用率⁽²⁴⁾

第16図は, 第14図にを基に, GMSK 同期検波を基準とした場合の各変調方式の η_f を計算したものである。QAM の場合, パイロットシンボルが $1/16$ の割合で挿入されているため, その分だけ η_f が小さくなっているが, η_f は, ほぼ多値数に比例していることがわかる。

一方, 第17図は, 第15図を基に, GMSK 同期検波を



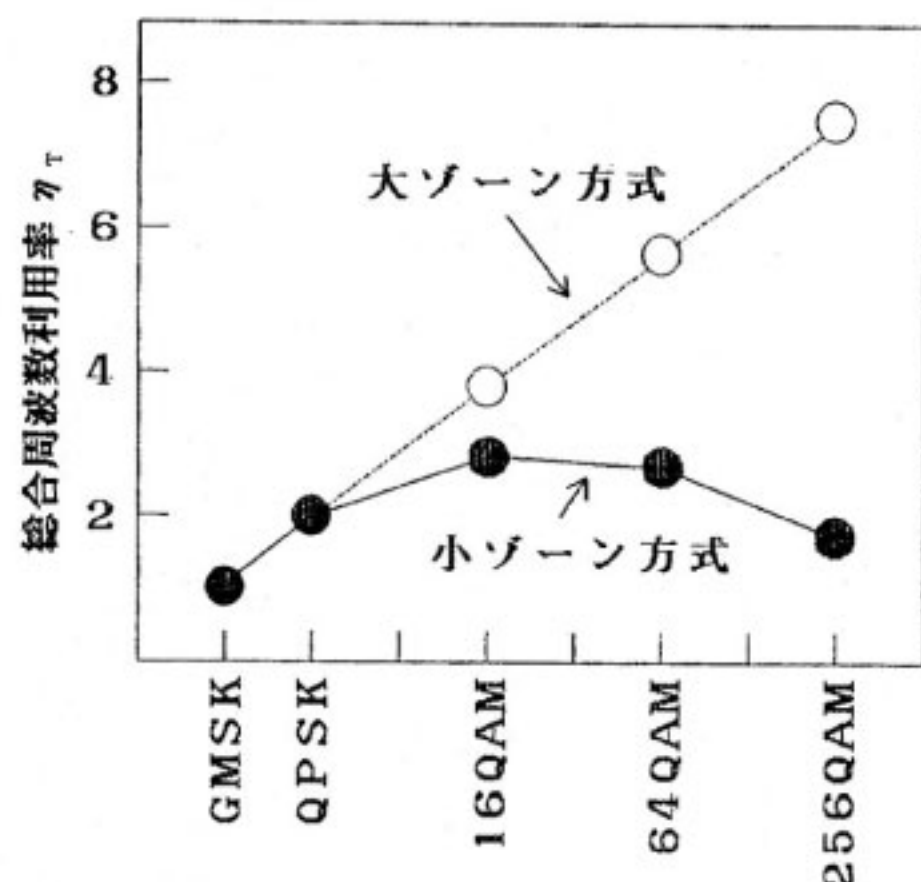
第16図 GMSK 同期検波を基準とした場合の各変調方式の周波数軸上の周波数利用率



第17図 GMSK 同期検波を基準とした場合の各変調方式の空間的周波数利用率

基準とした場合の各変調方式の η_s を計算したものである。第17図より、16 QAM 以上に多値化すると同一チャネル干渉に弱くなるため、 η_s が劣化するのわかる。

第18図に、以上を総合し、大ゾーン方式及び小ゾーン方式における総合周波数利用率 η_T を計算したものを示す。



第18図 GMSK 同期検波を基準とした場合の各変調方式の総合周波数利用率

大ゾーン方式においては、 η_T は、多値数が増すに従って向上することがわかる。ただし、多値化に伴ってハードウェアの精度も高いものが要求されること、256 QAM の誤り率特性は、第13図からわかるように、他の変調方式と比較して非常に悪いこと等を考慮すると、大ゾーン方式においては 16 QAM あるいは 64 QAM が有効であると考えられる。このことにより、MCA など高速のデータ伝送サービスが実現できる、あるいは、構内無線で、チャネル間隔 50 kHz で 64 QAM を用いることにより ISDN の I インタフェースが実現できるなど、幅広い応用が期待できる。

一方、小ゾーン方式においては、多値化に伴う η_f の向上と η_s の低下のトレードオフにより、16 QAM の η_T が最大(2.8)となる。16 QAM の η_T の最大値は、4.0 であるので、若干劣化しているが、QPSK と比較しても周波数利用率は 1.4 倍であり、周波数利用率が大きく向上していることがわかる。

また、以上より、デジタル自動車電話などの小ゾーン方式においては、16 QAM が、最も適した変調方式であると言える。

8. む す び

デジタル陸上移動通信において、64 k~200 kbit/s

の高速伝送を 25 k~50 kHz の帯域で実現するため、多値 QAM の陸上移動通信への適用を検討した。

多値 QAM を、陸上移動通信に適用するための最大の鍵はフェージングひずみ補償方式であることから、定期的に挿入された既知のパイロットシンボルからフェージングひずみを測定し、その時系列を内挿することによって、フェージングひずみを推定・補償する、フェージングひずみ補償方式を提案した。また、提案方式を用いた場合の諸特性、伝送特性の向上方法、更に、提案方式の装置化を検討した。

これらの検討から、提案方式を適用した多値 QAM は、陸上移動通信に適用可能であると共に、周波数利用率を大きく向上させることが可能であり、陸上移動通信における伝送速度の高速化に非常に有効であることが分かった。

謝 辞

本検討にあたり、御支援頂いた中津井総合研究官、笹岡通信方式研究室長、神尾技官、大鐘技官、及び研修生として 16 QAM を共同で開発して頂いた須永氏に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) K. Murota and K. Hirade, "GMSK Modulation for Mobile Radio Telephony", IEEE Trans. Commun., COM-29, pp.1044-1050, July, 1981.
- (2) 大鐘, 三瓶, 神尾, 笹岡, 水野, "市街地および郊外地における陸上移動多重伝搬路の諸特性", 信学論 (BII), J72-B-II, 2, pp.63-71, 1989年2月.
- (3) 宮垣, 森永, 滑川, "陸上移動通信における多値 DPSK 誤り率特性", 信学論(B), J62-B, 6, pp.581-588, 1980年1月.
- (4) 神尾, 久保田, "ディジタル陸上移動通信におけるインタリーブを組み合わせた誤り訂正符号の能力比較", 信学論 (B), J68-B, 6, pp.761-762, 1985年6月.
- (5) 堀川, 齊藤, "選択制御形 16 QAM 用搬送波再生回路", 信学論 (B), J63-B, 7, pp.692-699, 1980年7月.
- (6) P.M. Martin, A. Bateman, J.P. McGeehan and J.D. Marvill, "The implementation of a 16QAM mobile data system using TTIB based fading correction techniques", 38th IEEE Veh. Tech. Conf., pp.71-76, June 1988.
- (7) 三瓶政一, "陸上移動通信用 16 QAM のフェージングひずみ補償方式", 信学論 (BII), J72-BII, 1,

- (8) 永田, 古谷, “移動通信用アダプティブプレディストーターにおける遅延制御”, 1989年信学春季全大, B-811, 1989年3月.
- (9) 花沢, 平出, “移動通信における PSK 波伝送実験”, 信学技報, CS74-98, 1974年10月.
- (10) 須永, 三瓶, “陸上移動通信用 16 QAM 変復調装置の開発とその特性”, 信学技報, RCS88-62, 1989年1月.
- (11) W.C. Jakes, “Microwave Mobile Communications”, John Wiley & Sons, chapter 1, 1974.
- (12) 笹岡秀一, “ディジタル信号処理用マイクロプロセッサによるディジタルフィルタの製作”, 電波研季, 33, 168, pp.183-189, 1987年9月.
- (13) 桑原守二 監修, “ディジタルマイクロ波通信”, 企画センター, pp.122-132, 1984年.
- (14) R.E. Ziemer and R.L. Peterson, “Digital Communications and Spread Spectrum Systems”, Macadematic Publishing Company, pp.207-212, 1985.
- (15) 室田, 平出, “ディジタル移動通信用 GMSK 変調方式”, 通研実報, 32, 6, pp.1281-1293, 1983年6月.
- (16) 齊藤, 松江, 中村, 相河, “4. 5. 6 G-400M 方式用 256 QAM 変復調装置”, 通研実報, 37, 9, pp.483-

- (17) 三瓶政一, “線形自乗推定法を用いた陸上移動通信
用 QPSK 同期検波方式”, 信学論 (BII), **J72-BII**,
4, pp.125-132, 1989年4月.
- (18) Y. Nagata and Y. Akaiwa, “Analysis for
Spectrum Efficiency in Single Cell Trunked
System and Cellular Mobile Radio”, IEEE
Trans. Veh. Technol., **VT-35**, 3, pp.100-113,
Augst 1987.
- (19) 奥村, 進士, 監修, “移動通信の基礎”, 電子情報
通信学会, pp.24-59, 1984年.
- (20) 石田義博, “MCA (マルチチャネルアクセス) シ
ステム”, 信学誌, **66**, 10, pp.1020-1022, 1983年10
月.
- (21) 田中, 山尾, 長津, “船舶通信における無線チャネ
ル配置”, 昭63信学春季全大, B-729, 1988年3月.
- (22) 古谷, 金井, 並木, “大容量移動通信システムへの
アプローチ”, 昭63信学春季全大, SB-6-9, 1988年3
月.
- (23) 奥村, 進士 監修, “移動通信の基礎”, 電子情報
通信学会, PP.218-233, 1984年.
- (24) 三瓶政一, “陸上移動通信用高能率変調方式の所要
送信電力と周波数利用率の検討”, 1989年信学春季全
大, B-843, 1989年3月.

