

研 究

IV-2 16 QAM の装置化とその特性

須永 輝己^{*1} 三瓶 政一^{*2}

(1990年7月20日受理)

PERFORMANCE OF IMPLEMENTED 16 QAM MODEM
FOR LAND MOBILE COMMUNICATION SYSTEMS

By

Terumi SUNAGA and Seiichi SAMPEI

1. ま え が き

現在、陸上移動通信ではその需要が増大し、データ通信やファックスなど、サービスの多様化が望まれている。これらの需要の増大やサービスの多様化の要求を満たすためには、現状より伝送する情報量を増大させる必要がある。

従来、陸上移動通信では変調方式として GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)⁽¹⁾ が研究され、25 kHz の帯域で 16 kbit/s の情報伝送が可能となった。また、GMSK は定包絡線変調方式であるため、非線形増幅器が使用可能であり、増幅器に高い電力効率が求められる陸上移動通信に適した変調方式である。しかし、GMSK では、これ以上のスペクトルの集中化をはかり、帯域を広げずに伝送する情報量を増大させることは困難である。

高能率多値変調方式を用いると、帯域を広げずに伝送する情報量を増加させることが可能となり、周波数利用率が大幅に向上する。また、4 bit/symbol の伝送が可能な高能率多値変調方式を用いると、一様フェージングの影響のみ考慮し、選択性フェージングの影響についてはあまり考慮しなくてよい 16 ksymbol/s 程度の符号伝送速度で、64 kbit/s の高速伝送が実現可能となる。そこで、4 bit/symbol の情報伝送が可能な高能率多値変調方式として、16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) の陸上移動通信への適用を検討した。

ここで、陸上移動通信に 16 QAM を適用する場合、増幅器の電力効率とフェージングの補償が問題となる。増幅器の電力効率については、近年、 $\pi/4$ シフト QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 等の線形変調波を伝送する場合、リニアライザの使用によって、非線形増幅器が使用可能であることが示され⁽²⁾、今後さらに線形変調方式に適した高効率な増幅器の検討が進められるものと思われるので、今回の検討からは除外した。

一方、陸上移動伝搬路では、一様レイリーフェージングにより受信信号の包絡線が激しく変動するので、16 QAM のような包絡線にも情報を担わせる高能率多値変調方式を、陸上移動通信に適用する場合には、フェージングひずみの補償が必要となる。これについては、近年、TTIB (Transparent Tone In Band) 方式⁽³⁾ 等が研究されている。しかし、TTIB 方式では周波数変換など複雑なアナログ信号処理が必要となる。そこで筆者らは、さきに、ディジタル信号処理に適した方式として、フレームシンボル挿入型フェージングひずみ補償方式を提案した⁽⁴⁾。この方式では、送信側で、情報シンボルの中に定期的にフェージングひずみを測定するための既知のシンボル (フレームシンボル) を挿入し送信する。受信側では、受信信号系列からフレームシンボルを検出し、フレームシンボルにおけるフェージングひずみを測定し、それを基に情報シンボルのフェージングひずみを推定・補償する。本方式の特性を計算機シミュレーションで評価した結果、16 QAM が陸上移動通信に適用可能であることがわかった⁽⁴⁾。

今回、フェージングひずみ補償方式の装置化における

^{*1} 元研修生 (中央大学) 現(株)三菱電機

^{*2} 通信技術部 通信方式研究室

問題点を検討し、陸上移動通信に 16 QAM を適用するため、本方式を適用した 16 QAM 変復調器を DSP (Digital Signal Processor) を用いて試作し、室内実験を行った。ここで、装置化における問題点としては、フェージングひずみ補償方式で十分な演算精度を確保するための、AGC (Automatic Gain Controller) の時定数や A-D (Analog to Digital) コンバータの量子化精度がある。

室内実験によって、これらのパラメータについて最適化を行い、さらに、各パラメータの最適値を用いて BER 特性の評価を行った結果、理論値及び、計算機シミュレーションと同等の特性が得られ、陸上移動通信において、QAM 用の高精度のフェージングひずみ補償方式が、装置化の点で実現が可能となることを確認した。

2. 16 QAM 変復調装置の構成

2.1 全体構成

フェージングひずみ補償方式を適用した 16 QAM 変復調装置の構成を第 1 図に示す。ここで、図中の破線で囲まれた部分は、汎用デジタル信号処理装置 (富士通製 DSP : MB8764 を使用)⁽⁵⁾ を用いて実現した。また、本室内実験において、変復調器間は IF 帯 (70 MHz) で接続した。以下、各部の機能について説明する。

ベースバンド信号発生部 (Baseband Signal Gen.) では、送信データ系列に応じ、第 2 図に示す 16 QAM の空間信号ダイヤグラムの 16 個のシンボルの中から 1 個のシンボルを選択し、送信複素ベースバンド信号を生成する。ここで、本方式では絶対位相検波が可能なので⁽⁴⁾、信号点配置としてグレイ符号化配置を採用した。次に、フレームシンボル挿入部 (Frame Symbol Insertion) では、情報シンボル $N-1$ シンボル毎に 1 シンボル、フレームシンボルを挿入し、送信複素ベースバンド信号を生成する。ここでフレームシンボルとしては振幅が最大になるシンボル (第 2 図では $3+j3$ で示される点 A) を用いた。これは、フェージングひずみの測定時に十分な測定精度を得ると共に、後述のフレーム検出を容易にするためである。また、フレーム長 N としては、伝送速度 16 ksymbol/s において最大ドップラー周波数 $f_d = 80$ Hz まで補償するための最適値である $N=16$ を使用した⁽⁴⁾。

次に、D-A (Digital to Analog) コンバータでフレームシンボルが挿入された送信複素ベースバンド信号をアナログ信号に変換し、LPF (Low Pass filter) で帯域制限する。ここで、文献(4)の計算機シミュレーションではフィルタとしてロールオフフィルタを用いているが、今回は、受信時のサンプリングクロックのタイミン

グ誤差の影響を除くために、 $BT_s = 1.5$ のガウスフィルタを用いた (B はフィルタの 3 dB 帯域幅、 T_s は 1 シンボル長である)。LPF で帯域制限した信号を、直交変調器 (Complex Mod.) で IF 帯において変調した後、フェージングシミュレータ⁽⁶⁾ に入力する。

復調装置では、受信信号 (フェージングシミュレータの出力) を、 $BT_s = 1.5$ のガウスフィルタ (BPF : Band Pass Filter) で帯域制限し、AGC により受信信号レベルを適正に設定する。ここで、AGC は、フェージングによって受信信号の包絡線が急激に落ち込んだ場合に、後述する A-D コンバータのダイナミックレンジを確保し、フェージングひずみの推定部及び補償部において十分な演算精度を確保するために使用している。

次に、直交復調器で、受信信号を準同期検波し、複素ベースバンド信号に変換した後、A-D コンバータでサンプリングする。ただし本実験では、再生クロックのタイミングジッタの影響を除くため、サンプリングクロックのクロック再生 (Clock Regen.) は行わず、送信側からクロック信号を供給した。また、本装置では、検波部に準同期検波を採用したため、搬送周波数と局部発振周波数の間に周波数誤差 f_{off} が生じる。したがって、AFC (Automatic Frequency Contorolor) 等を用いて、周波数誤差 f_{off} を補償する必要がある。しかし、今回の実験では、 f_{off} を常に 5 Hz 以下になるように設定し、フェージングひずみ補償方式で f_{off} についても補償したため、AFC は使用していない。

ここで準同期検波後の複素ベースバンド信号 $u(t)$ を、

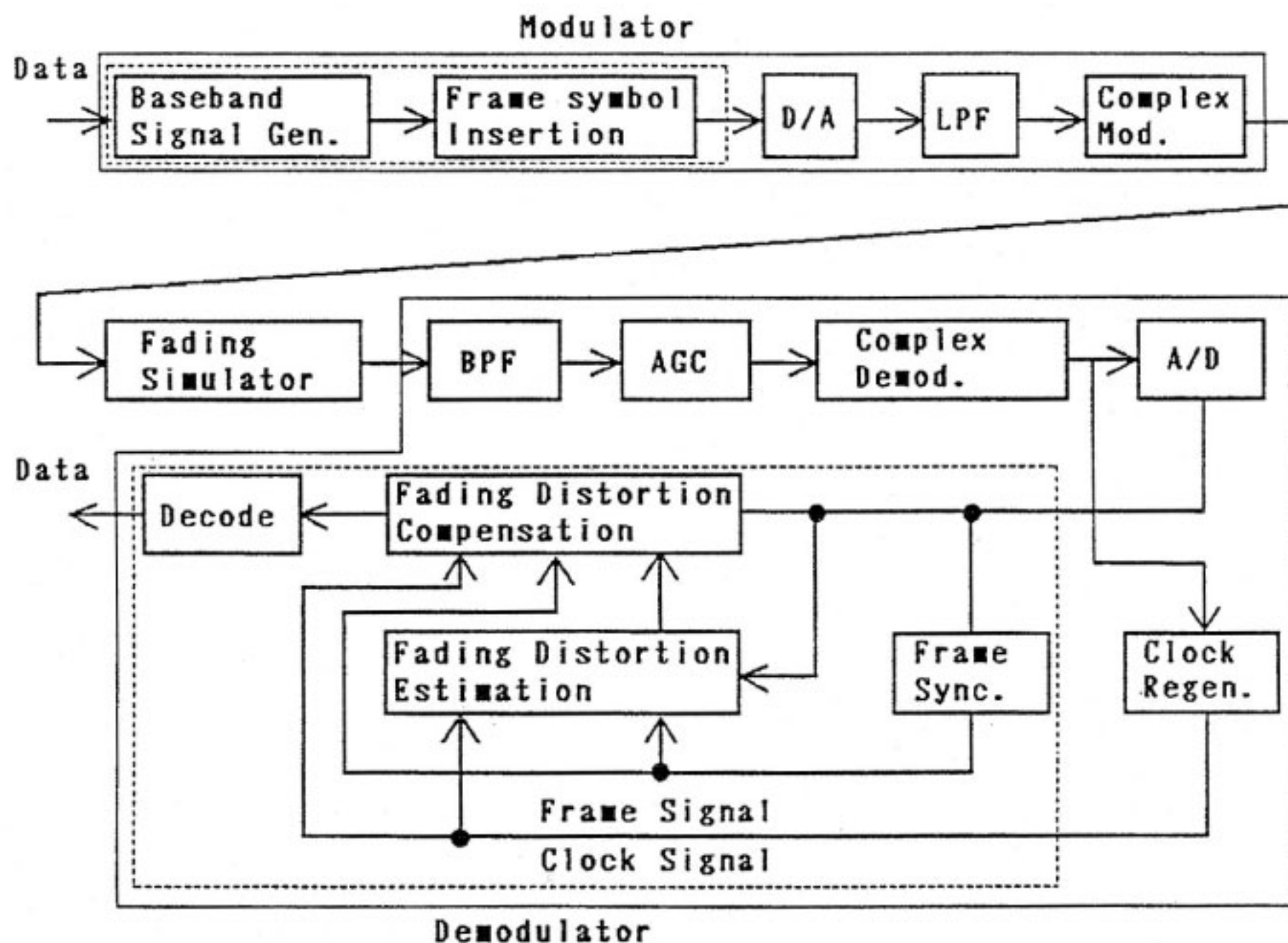
$$u(t) = u_I(t) + j \cdot u_Q(t) = c(t)z_1(t) + n(t) \quad \cdots(1)$$

とする。ただし、 $u_I(t)$ 、 $u_Q(t)$ は、それぞれ $u(t)$ の同相及び直交成分、 $z_1(t)$ は送受信フィルタで帯域制限された送信複素ベースバンド信号、 $n(t)$ は白色ガウス雑音であり、クロック同期は完全にとれているものとする。

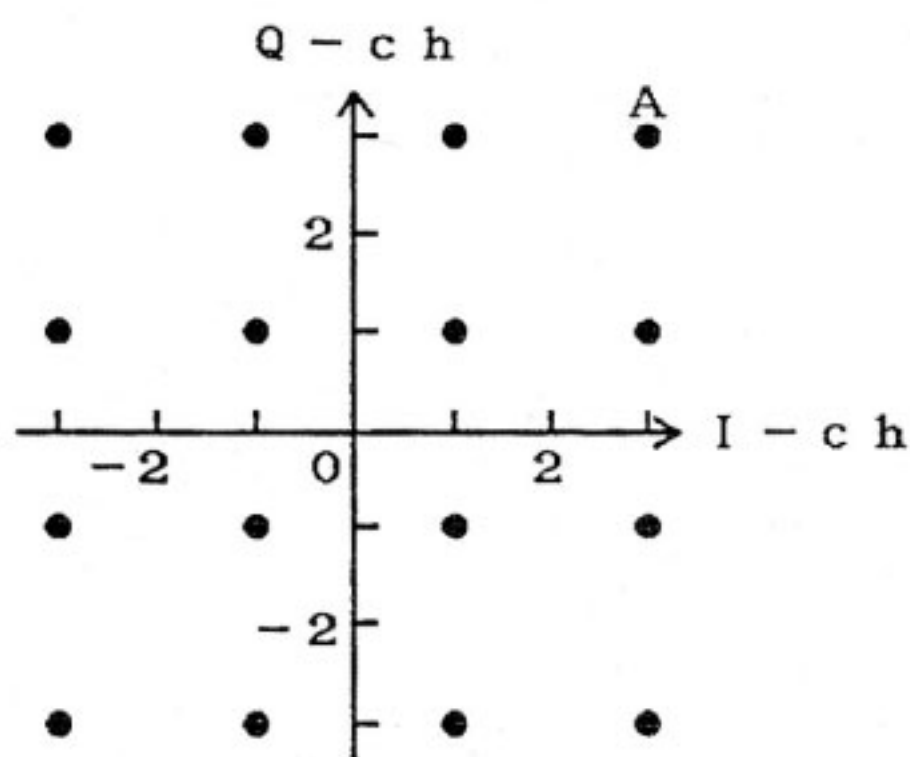
$$c(t) = c_I(t) + j \cdot c_Q(t) = r(t) \exp\{j\theta(t)\} \quad \cdots(2)$$

は、フェージングひずみであり、 f_{off} の影響を含んでいる。また、 $c_I(t)$ 、 $c_Q(t)$ は、それぞれ $c(t)$ の同相及び直交成分、 $r(t)$ 、 $\theta(t)$ は、それぞれ $c(t)$ の包絡線及び位相成分を表す。

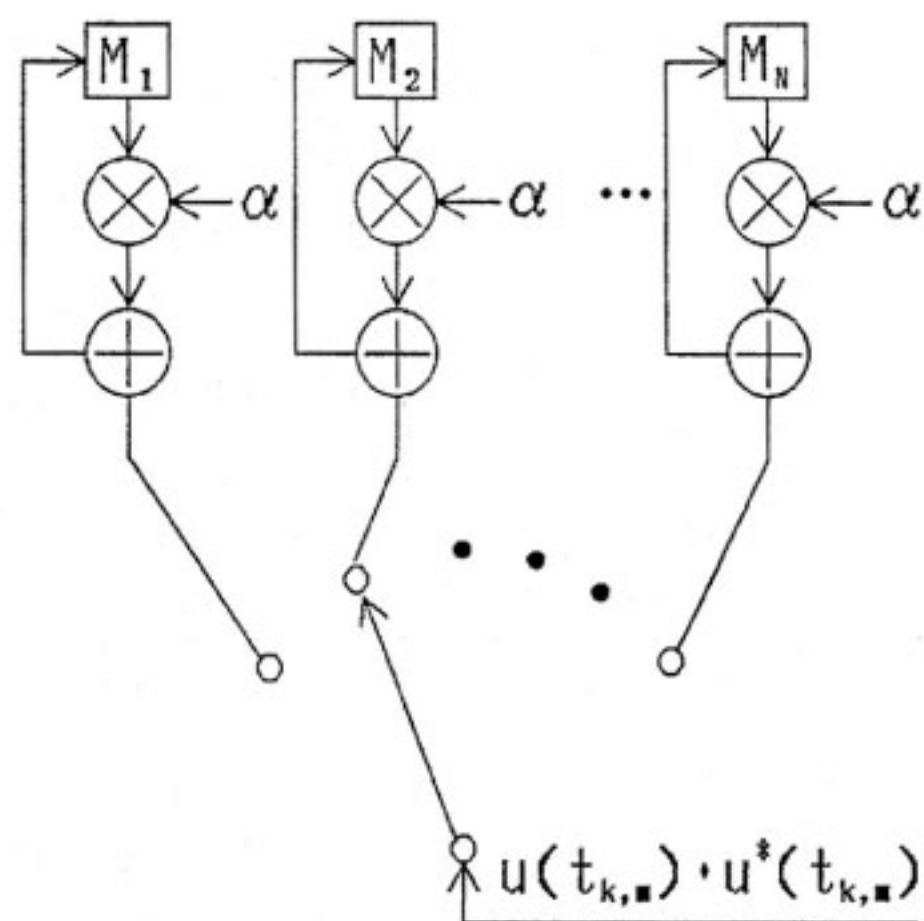
フレーム検出部 (Frame Sync.) では、A-D コンバータでサンプリングされた複素ベースバンド信号からフレームシンボルを検出する。このフレーム検出については次節で述べる。フェージングひずみ推定部 (Fading Distortion Estimation) では、検出されたフレームシンボルにおけるフェージングひずみを測定し、そのひずみの測定値を二次のガウスの内挿公式を用いて内挿することにより、各情報シンボルにおけるフェージングひずみを推定する。このひずみの推定値を基に、フェージングひず



第1図 16 QAM 変復調装置の構成



第2図 16 QAM の信号空間ダイヤグラム



第3図 フレーム検出方式

み補償部 (Fading Distortion Compensation) で、各情報シンボルの包絡線及び位相ひずみを補償し出力する。この時、 f_{off} の影響も位相ひずみの一部とみなし、同時に補償する。なお、フェージングひずみ推定部及び補償部の詳細については、2.3 で述べる。

2.2 フレーム検出

フレーム検出部では、第3図に示すフレーム長 N と等しい N 個のメモリを用いた同期加算方式⁽⁷⁾ を用いて、

以下に示すアルゴリズムでフレーム検出を行う。

クロックタイミングの周期を T_s とすると、フレームタイミングの周期 T_F は、以下のように表せる。

$$T_F = N \cdot T_s \quad \dots\dots(3)$$

このことから、 k フレームにおける m 番目のシンボルのタイミング $t_{k,m}$ は、

$$t_{k,m} = \{k + (m/N)\} T_F \quad (k = 1, 2, \dots, \\ m = 1, 2, \dots, N) \quad \dots\dots(4)$$

となる。また、各フレームで a 番目のシンボルのタイミングがフレームタイミングであるとすると、フレームタイミング $t_{k,a}$ は、

$$t_{k,a} = \{k + (a/N)\}T_F = k \cdot T_F + a \cdot T_s \quad \dots\dots(5)$$

となる。したがって、フレームタイミングの検出としては a の値を検出すればよいことがわかる。

受信複素ベースバンド信号は、A-D コンバータにより式(4)のタイミングでサンプリングされ、フレーム検出部に入力される。ここで、フレーム検出用の N 個のメモリを、それぞれ M_m と表す。ただし $m = 1, 2, \dots, N$ である。フレーム検出部では、各フレームで、各シンボルのタイミング $t = t_{k,m}$ のとき、メモリ M_m に、受信信号の包絡線の二乗 $u(t_{k,m}) \cdot u^*(t_{k,m})$ を順次加算していく。ただし、 A^* は A の複素共役を表す。しかし、今回使用した DSP は、固定小数点型であるため、加算を繰り返すと、演算結果にオーバーフローを生じる。そこで、忘却係数 α を使用し、式(6)で示される演算を行うことでオーバーフローを防止した。ただし、 $0 \leq \alpha \leq 1$ である。

$$M_m(t_{k,m}) = \alpha \cdot M_m(t_{k-1,m}) + u(t_{k,m}) \cdot u^*(t_{k,m}) \quad \dots\dots(6)$$

ここで、忘却係数 α は、フレームシンボル検出時に平均化するサンプル数を決定するパラメータであり、 α が大きいほど多くのサンプルで平均化することを意味する。例えば $\alpha = 0$ では、サンプリングされたシンボルのみを用いてフレームタイミングを検出することを表し、 $\alpha = 1$ では過去の全てのサンプルを用いてフレームタイミングを検出していることを示している。

ここで、フレームシンボルの値は $3+j3$ であり、最大振幅を与えるシンボルである。したがって、フェージングのない状態における、フレームシンボルの包絡線の二乗の期待値 $E[u(t_{k,a}) \cdot u^*(t_{k,a})]$ は、 $n(t_{k,a})$ を無視すると、

$$E[u(t_{k,a}) \cdot u^*(t_{k,a})] = (3+j3) \cdot (3-j3) = 18 \quad \dots\dots(7)$$

となる。したがって、フレームタイミングのメモリ M_a の内容(加算結果)は

$$M_a(t_{k,a}) = E[u(t_{k,a}) \cdot u^*(t_{k,a})] \cdot (1 + \alpha + \alpha^2 + \dots) = \frac{18}{1-\alpha} \quad \dots\dots(8)$$

となる。それに対し、情報シンボルでは、第2図の16個のシンボルを等確率にとるため、同様に $n(t_{k,m})$ の影響を無視して考えると、包絡線の二乗の期待値は、

$$E[u(t_{k,m}) \cdot u^*(t_{k,m})] = 10 \quad (m \neq a) \quad \dots\dots(9)$$

となる。したがって、情報シンボルにおける加算結果は、

$$M_m(t_{k,m}) = E[u(t_{k,m}) \cdot u^*(t_{k,m})] \cdot (1 + \alpha + \alpha^2 + \dots)$$

$$= \frac{10}{1-\alpha} \quad (m \neq a) \quad \dots\dots(10)$$

となる。よって、式(8)、(10)より、以下の示す関係が得られる。

$$M_a(t_{k,a}) > M_m(t_{k,m}) \quad (m \neq a) \quad \dots\dots(11)$$

フェージング条件下においても、忘却係数 α を十分に大きく設定し、フェージング変動が十分定常と見なせる区間で式(6)に示される加算を行えば、(11)の関係が得られる。したがって、式(6)に示される加算を行い、各メモリの内容を比較し、加算結果が最大となるメモリの受信信号のタイミング $m = a$ を検出すれば、フレームタイミングが検出される。

また、このフレーム検出方式は受信信号の包絡線情報のみを用いる方式であるため、位相同期が完全にとれていない場合でも有効であり、準同期検波に適した方式である。

2.3 フェージングひずみ推定および補償

フェージングひずみ推定部では、フレーム検出部で検出されたフレームシンボルから、情報シンボルにおけるフェージングひずみを推定する。この推定は以下のように行う。

フレームシンボル検出部で検出されたフレームタイミングの受信複素ベースバンド信号 $u(t_{k,a})$ は、

$$u(t_{k,a}) = c(t_{k,a})z_1(t_{k,a}) + n(t_{k,a}) \quad \dots\dots(12)$$

と表せる。ここで、 $z_1(t_{k,a})$ は、送受信フィルタで帯域制限された送信フレームシンボルであり、その値は $3+j3$ である。したがって、フレームシンボルにおけるフェージングひずみの測定値 $\hat{c}(t_{k,a})$ は、次式で示される。

$$\hat{c}(t_{k,a}) = u(t_{k,a}) / (3+j3) = c(t_{k,a}) + n(t_{k,a}) / (3+j3) \quad \dots\dots(13)$$

次に、このフレームシンボルにおけるひずみの測定値から、各情報シンボルにおけるフェージングひずみを推定する。ここで、時刻 $t = t_{k-1,a}, t_{k,a}, t_{k+1,a}$ のフレームシンボルにおけるフェージングひずみの測定値を、それぞれ $\hat{c}(t_{k-1,a}), \hat{c}(t_{k,a}), \hat{c}(t_{k+1,a})$ とすると、ある時刻 $t = t_{k,a+p} = [k + \{(a+p)/N\}] \cdot T_F$ におけるフェージングひずみの推定値 $\hat{c}(t_{k,a+p})$ は、二次のガウスの公式を用いた内挿法により次式で示される。

$$\hat{c}(t_{k,a+p}) = Q_{-1}\left(\frac{p}{N}\right)\hat{c}(t_{k-1,a}) + Q_0\left(\frac{p}{N}\right)\hat{c}(t_{k,a}) + Q_1\left(\frac{p}{N}\right)\hat{c}(t_{k+1,a}) \quad \dots\dots(14)$$

ただし、

$$Q_{-1}\left(\frac{p}{N}\right) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{p}{N}\right)^2 - \left(\frac{p}{N}\right) \right\} \quad \dots\dots(15a)$$

$$Q_0\left(\frac{p}{N}\right) = 1 - \left(\frac{p}{N}\right)^2 \quad \dots\dots(15b)$$

$$Q_1\left(\frac{p}{N}\right) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{p}{N}\right)^2 + \left(\frac{p}{N}\right) \right\} \quad \cdots \cdots (15c)$$

$$0 \leq p \leq N-1 \quad \cdots \cdots (15d)$$

である。

ここで時刻 $t_{k,a+p}$ におけるフェージングひずみの推定値 $\hat{c}(t_{k,a+p})$ は、式(16)の様に表せる。

$$\hat{c}(t_{k,a+p}) = \hat{r}(t_{k,a+p}) \exp\{j \cdot \hat{\theta}(t_{k,a+p})\} \quad \cdots \cdots (16)$$

ただし、 $\hat{r}(t_{k,a+p})$ 、 $\hat{\theta}(t_{k,a+p})$ はそれぞれフェージングによる包絡線ひずみ及び位相ひずみの推定値である。

フェージングひずみ補償部では、式(1)で示される受信複素ベースバンド信号 $u(t)$ に、包絡線ひずみの推定値の逆数 $1/\hat{r}(t)$ 及び、位相ひずみの推定値から求めた位相ひずみの補償値 $\exp\{-j \cdot \hat{\theta}(t)\}$ を乗積し、包絡線ひずみおよび位相ひずみを補償した複素ベースバンド信号

$$v(t) = z_1(t) + \{n(t)/\hat{r}(t)\} \cdot \exp\{-j \cdot \hat{\theta}(t)\} \quad \cdots \cdots (17)$$

を得る。しかし、実際の装置化においては、式(17)の計算は、DSP に適したアルゴリズムで計算を行う必要がある。

はじめに、位相ひずみの推定値 $\hat{\theta}(t)$ の演算アルゴリズムについて述べる。フェージングひずみ推定部で得られたフェージングひずみの推定値 $\hat{c}(t)$ の同相、直交成分から、直接 $\hat{\theta}(t)$ を求めることは、DSP の演算時間やメモリの関係から困難である。したがって、以下のような二分法を使用し、 $\hat{\theta}(t)$ を求める。

位相ひずみの推定値が、第4図(a)で示された $\overline{OA}$ であるとする。

- 1) $\overline{OA}$ の同相及び直交成分の絶対値をとる。その結果は第4図(b)では $\overline{OA_0}$ となる。
- 2) I-ch と Q-ch の大きさを比較し、I-ch が大きい場合には $+22.5^\circ$ 回転させ、Q-ch が大きい場合は、 -22.5° 信号点を回転させる。その結果第4図(c)では、 $\overline{OA_1}$ となる。
- 3) 2)で回転させた信号点についても同様に、I, Q-ch

の比較を行い、信号点を $+11.25^\circ$ または、 -11.25° 回転させる。その結果は第4図(c)では、 $\overline{OA_2}$ となる。

4) 同様な操作を、合計5回行う。

5) 以上の結果、信号点は、角度 45° に誤差約 $\pm 1.4^\circ$ 以内で収束する。

6) 2)から4)の各操作における回転方向と、 $\overline{OA}$ が存在する象限の情報から位相補償値 $\exp\{-j \cdot \hat{\theta}(t)\}$ が求められる。

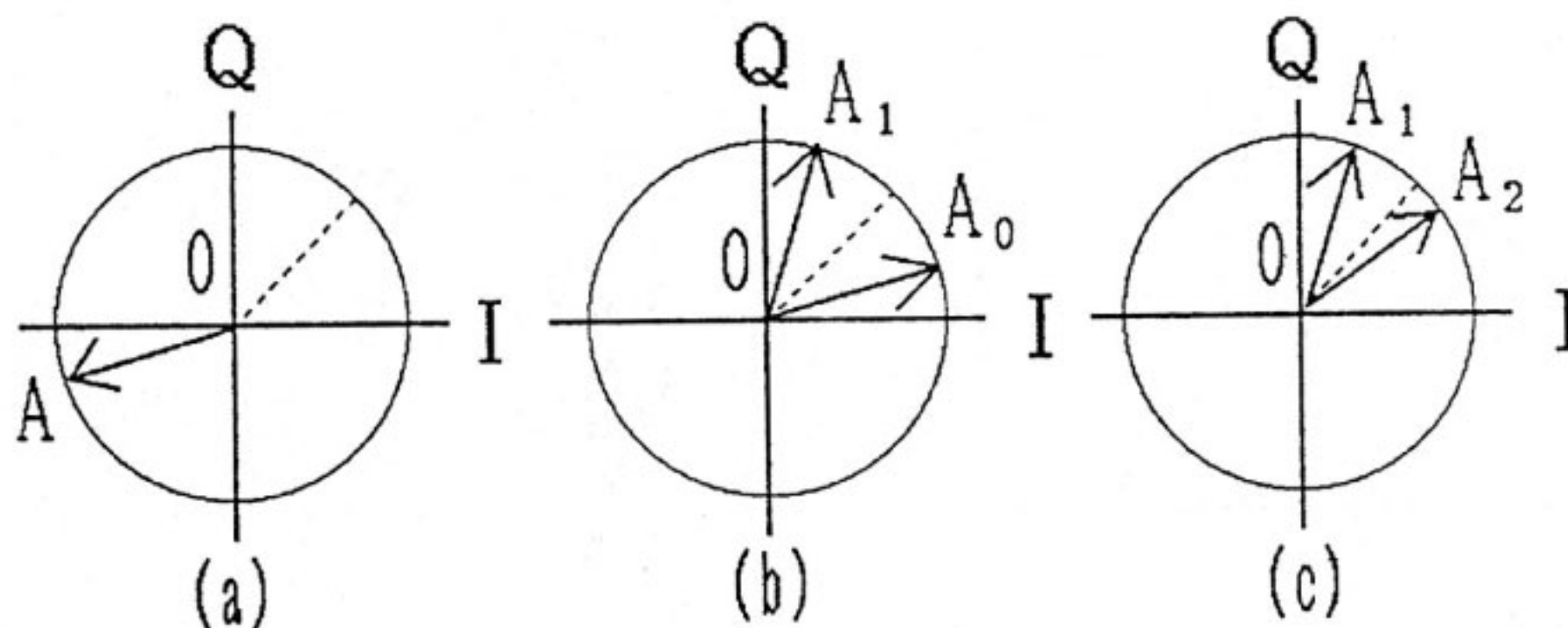
次に、逆数演算については、今回使用した DSP では、除算は演算時間が長く、演算結果にオーバーフローが生じる可能性が存在する。したがって、包絡線ひずみの補償は以下のように行う。

フェージングひずみがない状態の受信ベースバンド信号は、雑音の影響を無視すると $z_1(t)$ である。したがって、シンボルの判定しきい値 L は、第2図の空間信号ダイアグラムで、 $0, \pm 2, \pm j \cdot 2$ となる。それに対し、位相ひずみの補償後の受信ベースバンド信号は $r(t)z_1(t)$ である。したがって、シンボルの判定しきい値 $\hat{L}(t)$ を、

$$\hat{L}(t) = \hat{r}(t)L \quad \cdots \cdots (18)$$

とし、 $0, \pm 2 \cdot \hat{r}(t), \pm j \cdot 2 \cdot \hat{r}(t)$ において判定を行うと、逆数演算を行って、 $0, \pm 2, \pm j \cdot 2$ において判定した場合と等価となり、包絡線ひずみが補償される。

以上のアルゴリズムを使用した結果、フェージングひずみ補償方式を適用した受信部は1個の DSP で実現できた。また、受信部全体の処理時間としては1マシンサイクル 150 ns で340ステップ程度(約 $51 \mu s$)であり、リアルタイム動作が可能となった。この処理時間のうち、フレーム同期には約50ステップ(約 $7 \mu s$)、フェージングひずみの推定・補償には約180ステップ(約 $27 \mu s$)、判定・復号には約110ステップ(約 $17 \mu s$)を要する。



第4図 $\hat{\theta}(t)$ の計算方式

3. 変復調装置の特性

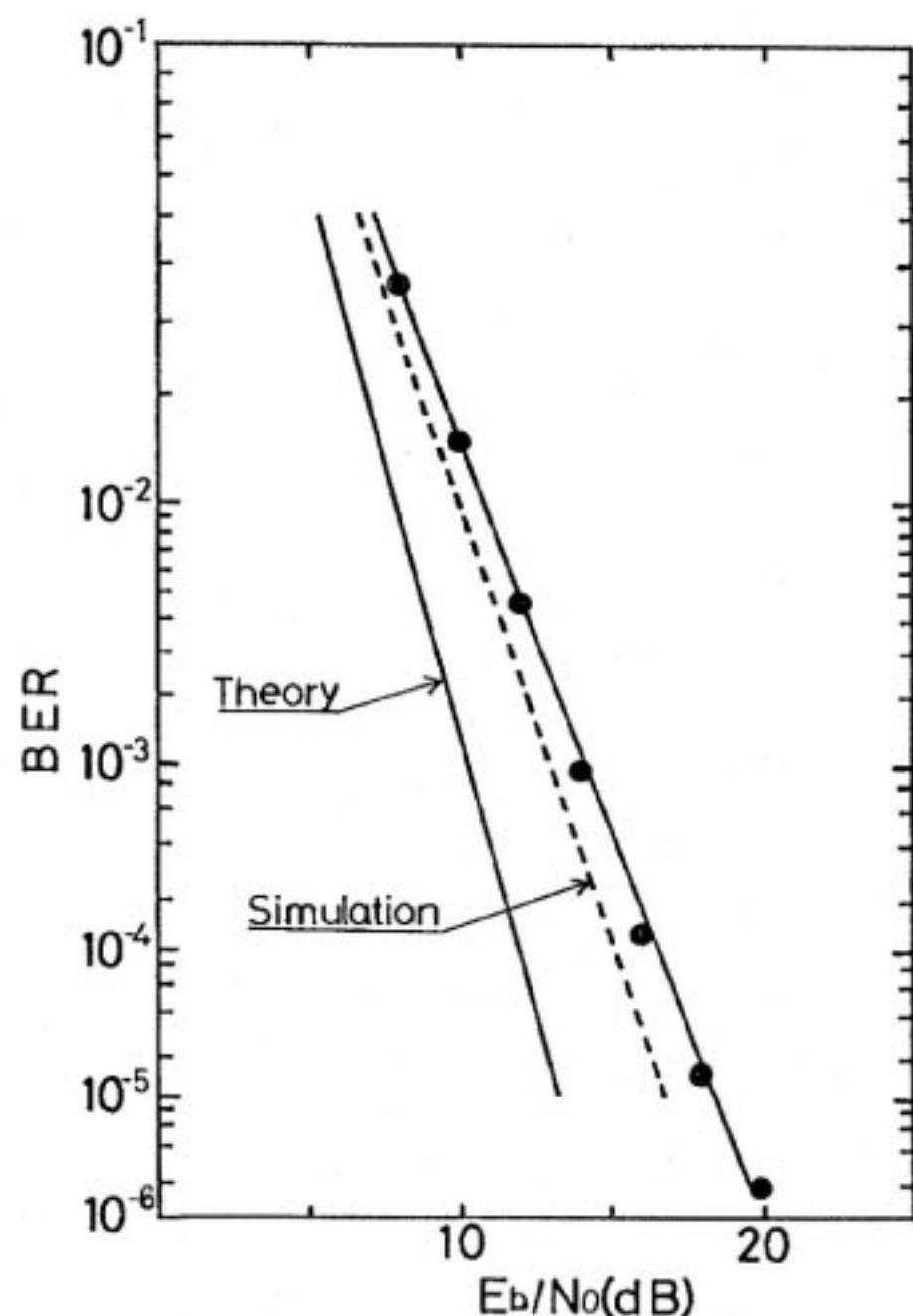
3.1 静特性

第5図にフェージングひずみ補償方式を適用した変復調器の静特性条件下における BER (Bit Error Rate) 特性を示す。ここで、信号点配置はグレイ符号化配置、シンボルレート 16 ksymbol/s, フレーム長 $N=16$, 情報伝送速度 60 kbit/s, フィルタは送受信とも $BT_s=1.5$ のガウスフィルタ, 内挿次数は二次, 忘却係数 α および AGC の時定数 τ は, 後述の実験結果から得られた最適値である $\alpha=0.95$ および, $\tau=10$ ms を使用し, A-D コンバータの量子化精度は 12-bit とした。また, 送信データは 9 段の PN 符号を用いた。図中の破線は, 文献(4)の計算機シミュレーション結果であり, 理論値は 16 QAM の理論限界値を示している。

第5図の静特性下の結果から, $10^{-3} < \text{BER} < 10^{-2}$ の範囲では理論値に対し約 3 dB の劣化が見られる。これは, 本フェージングひずみ補償方式特有の劣化約 2 dB⁽⁴⁾ と, フィルタによる劣化約 1 dB である。フィルタによる劣化は, 計算機シミュレーションでは帯域制限にロールオフフィルタを使用しているのに対し, 室内実験ではガウスフィルタを用いたためのフィルタの相違による劣化である。

3.2 忘却係数

今回, フレーム検出には同期加算方式を用いており,



第5図 静特性条件下の BER 特性

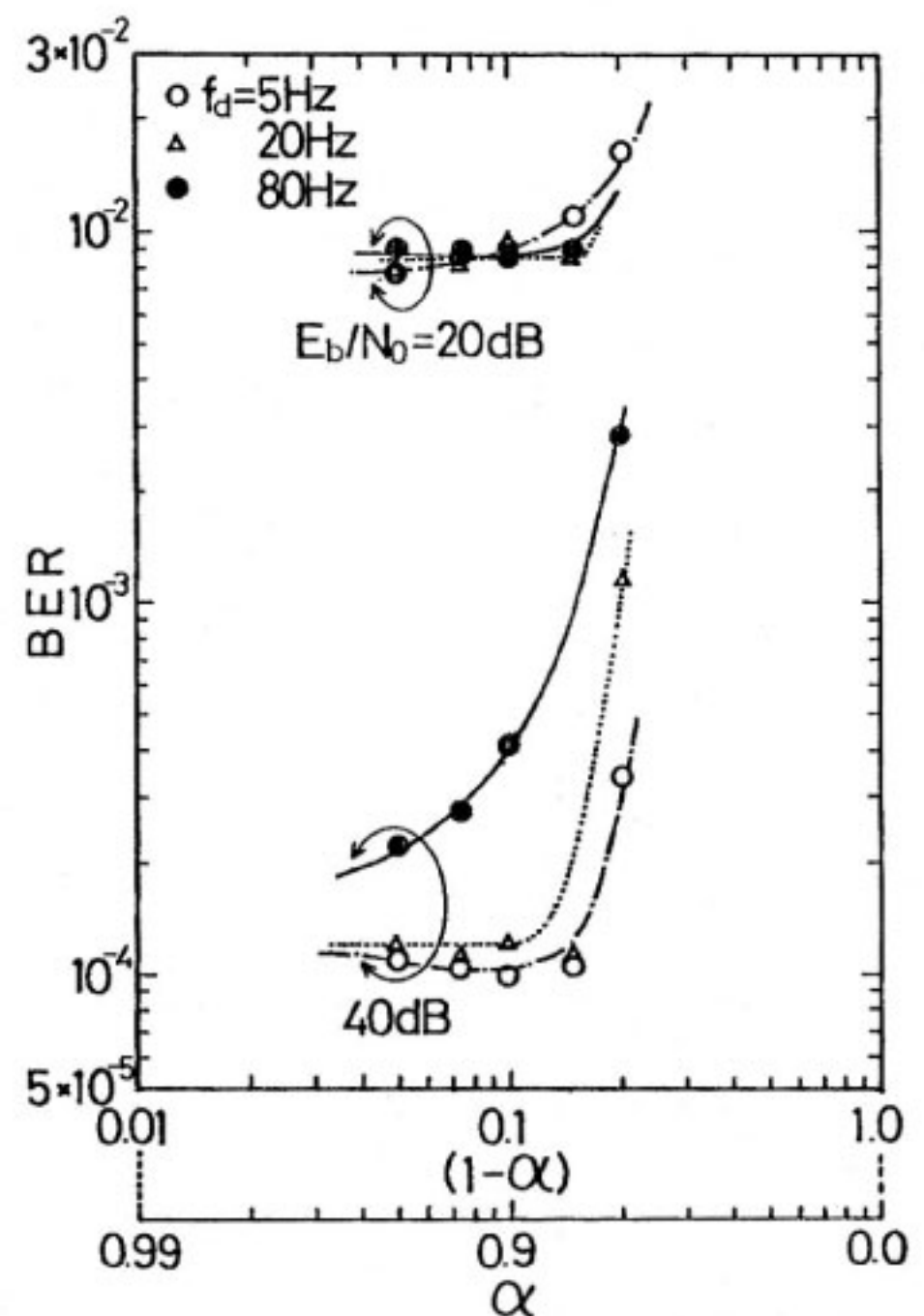
メモリのオーバーフローを防止するために忘却係数 α を使用している。しかし, 忘却係数 α を不適当な値に設定すると, 誤同期が発生し, BER 特性が劣化する。そこで, α を変化させて BER 特性を測定し, α の最適値を求めた。その結果を第6図に示す。ただし, フェージングの最大ドップラー周波数 $f_d=5, 20, 80$ Hz である。また今回使用した装置では, 忘却係数 α が 0.95 以上では, オーバーフローを生じる可能性があるため, 実験では α は 0.95 以下で行った。

第6図より, $\alpha < 0.9$ で BER 特性が大きく劣化していることがわかる。これは, フレーム検出時に, 平均化するサンプル数が少なく, 雑音等の影響を受けて誤同期が生じたためである。

また, $E_b/N_0=20$ dB では, BER 特性は最大ドップラー周波数 f_d に依存せず, $\alpha > 0.9$ で BER 特性が一定となっている。しかし, $E_b/N_0=40$ dB では, BER 特性は最大ドップラー周波数 f_d に依存し, $f_d=80$ Hz では, α が大きいほど特性が良好となっている。これらのことから, 忘却係数としては, $\alpha=0.95$ が最適と考えられる。そこで, 以下の室内実験では, $\alpha=0.95$ を用いた。

3.3 AGC 時定数 τ および A-D コンバータの量子化精度

変復調装置の特性を評価する場合, 計算機シミュレー



第6図 α をパラメータとした BER 特性

ションでは、フェージングひずみの推定及び、補償時に演算精度が十分確保できる。しかし、実際の装置化の場合、A-D コンバータの量子化精度によって演算時の有効桁数が制限される。また、フェージングによって包絡線が急激に落ち込んだ場合、演算精度が更に不足し、フェージングひずみ補償方式やフレーム同期が十分に動作しない可能性がある。この対策として本装置では、AGC によって急激な包絡線変動を抑圧し、A-D コンバータ後の演算精度を確保した。その場合、AGC の時定数 τ の設定が問題となる。そこで、 τ に対する BER 特性を測定し、時定数 τ の最適値を求めた。また今回、A-D コンバータの精度を 8, 10, 12-bit と変化させて実験を行い、量子化精度と BER の関係についても評価を行った。

はじめに、A-D コンバータの精度を 12bit とし、AGC の時定数 τ を変化させたときの BER 特性を第 7 図に示す。

$\tau > 10$ ms では、 τ が大きくなるほど BER 特性が劣化している。これは、フェージング変動に AGC が十分に追随できず、A-D コンバータ後の演算精度が十分確保できないためである。また、 $E_b/N_0 = 20$ dB の特性の方が、劣化が小さい。これは、雑音による劣化が、A-D コンバータによって有効桁数が制限されたため生じる劣化に比べて大きいためである。特に、 $\tau > 100$ ms では、 f_d が小さいほど特性が劣化している。これは f_d の小さいものほど包絡線の落ち込んでいる期間が長いから、包絡線が落ち込んだ場合に、演算の有効桁数が確保できないと共に、フレーム同期にも悪影響を与えるため

である。

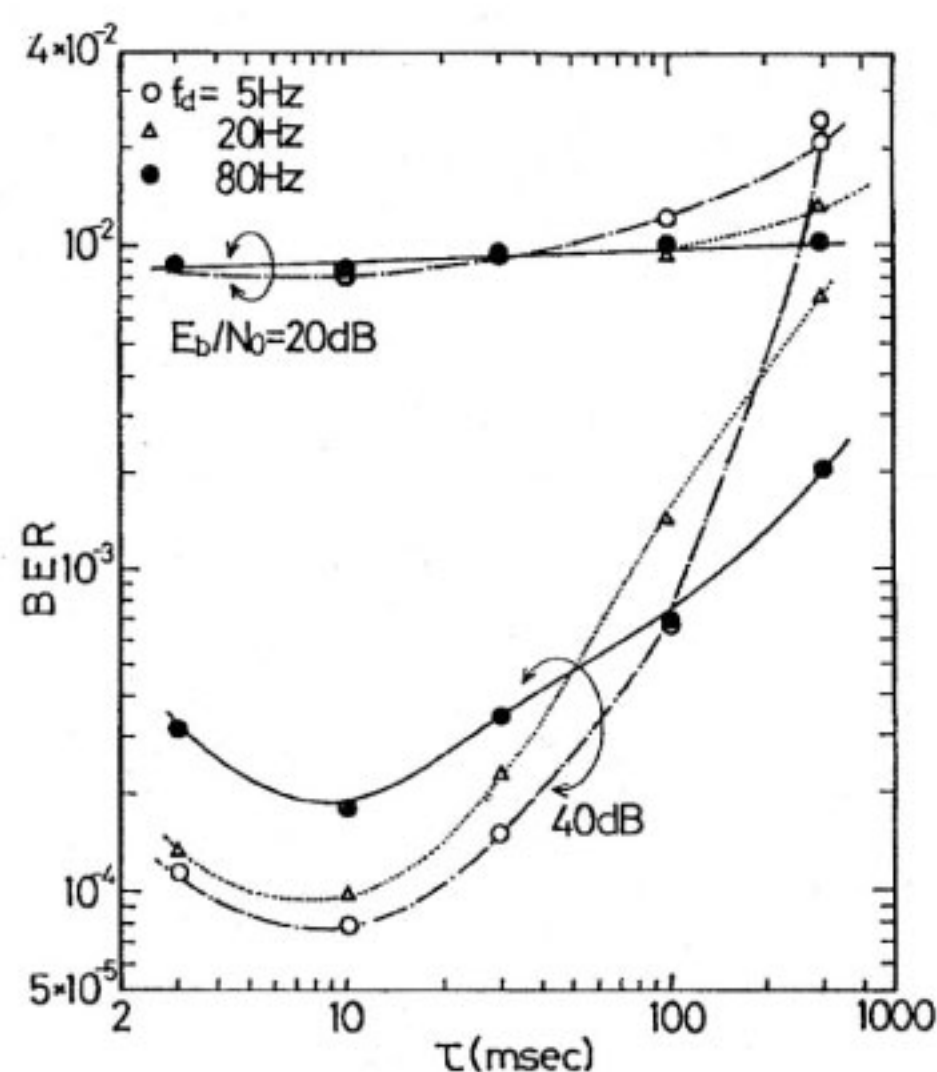
次に、 $\tau < 10$ ms では、 τ が小さくなるほど特性が劣化している。これは、AGC が変調による包絡線の変化まで抑圧し、ひずみを生じたための劣化である。これらのことから、AGC の時定数としては 10 ms が最適であることがわかる。なお、A-D コンバータの量子化精度を変えた場合の τ に対する BER 特性も第 7 図と同様な傾向となる。

次に、A-D コンバータの量子化精度を変化させた場合の BER 特性を第 8 図に示す。また、AGC の時定数 τ は、先の実験から求められた最適値である $\tau = 10$ ms とした。この特性で、 $f_d = 5$ Hz では AGC が有効に動作し、十分な演算精度が確保できているため、A-D コンバータの量子化精度による特性の差はほとんどない。

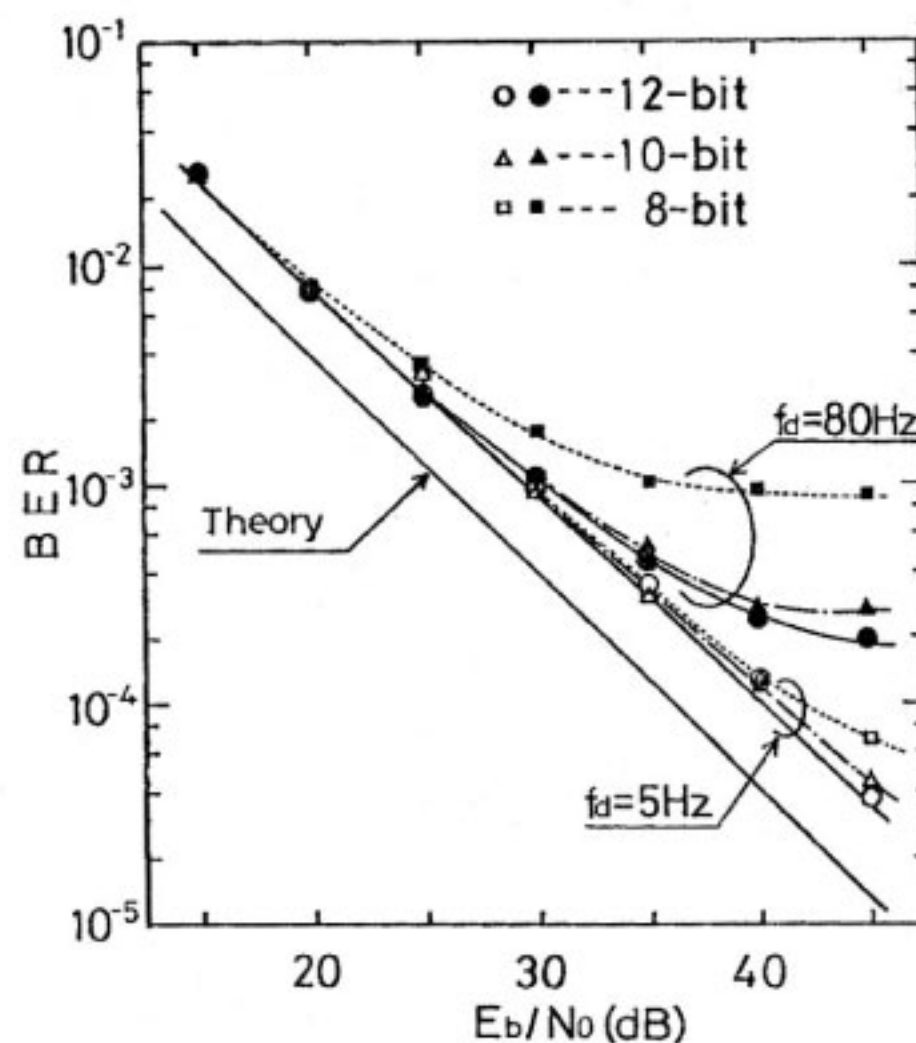
一方 $f_d = 80$ Hz の特性では、A-D コンバータの量子化精度 8-bit の場合特性が大きく劣化し、軽減困難誤りが発生している。これは AGC がフェージング変動に完全に追随することができず、A-D コンバータ後の信号の量子化精度を十分に確保できないためである。また現在、陸上移動通信では最大ドップラー周波数 f_d は 80 Hz 程度まで考慮すればよい。したがって、A-D コンバータの量子化精度としては 10-bit 以上あれば問題ないことがわかる。

3.4 周波数誤差 f_{off} の影響

本方式においては、その検波方式に準同期検波方式を採用した。この場合、準同期検波時に、搬送周波数と局部発振周波数の間に周波数誤差 f_{off} を生じる。この周波数誤差 f_{off} は AFC によって粗調整し、AFC で取



第 7 図 τ をパラメータとした BER 特性



第 8 図 A-D コンバータの量子化精度をパラメータとした BER 特性

り除けない f_{off} については、フェージングひずみ補償部でフェージングによる位相ひずみの一部と見なし補償している。16 QAM の陸上移動通信への適用に際しては、AFC の回路規模等も問題となるため、フェージングひずみ補償方式において、 f_{off} をどの程度補償できるか見積る必要がある。

第9図に $f_d = 80 \text{ Hz}$, $E_b/N_0 = 20, 30, 40 \text{ dB}$ の場合の f_{off} に対する BER 特性を示す。この特性は、 f_{off} の小さい領域では一定であるが、 f_{off} が大きくなるに従い、BER も増加している。この特性は計算機シミュレーションと同等である。このことから、 $\text{BER} = 10^{-3}$ を許容値とすると、フェージングひずみ補償方式においては、周波数誤差 $f_{off} = 90 \text{ Hz}$ まで補償できることになる。その結果、AFC は f_{off} を 90 Hz 以下にできるものが必要となることがわかる。

3.5 フェージング条件下での BER 特性

第10図に、フェージング条件下の BER 特性を示す。ただし、フレーム検出時の忘却係数 $\alpha = 0.95$, AGC の時定数 $\tau = 10 \text{ ms}$, A-D コンバータの量子化精度は 12-bit, 内挿次数は二次である。この特性から、 $E_b/N_0 < 35 \text{ dB}$ では、その特性の理論限界値からの劣化量は約 3 dB である。これは、静特性下の実験結果と一致する。また、BER 特性は最大ドップラー周波数に依存しない。また、この特性はシミュレーションに比べて約 1 dB の劣化であり、 $E_b/N_0 = 20 \text{ dB}$ で $\text{BER} = 8 \times 10^{-3}$ となる。なお、現在陸上移動通信で研究されている GMSK 周波数検波の場合、 $f_d = 40 \text{ Hz}$, $E_b/N_0 = 20 \text{ dB}$ で $\text{BER} =$

7×10^{-3} であり⁽⁸⁾、ほぼ同等の特性である。

また、軽減困難誤りは、DSP の演算精度や受信機アナログ部の調整精度等が原因であるが、 $f_d = 80 \text{ Hz}$ の場合の BER は 1×10^{-4} 程度で、GMSK⁽⁸⁾, QPSK⁽⁹⁾ など他の方式と比較して同等以上の特性であり、問題ない。

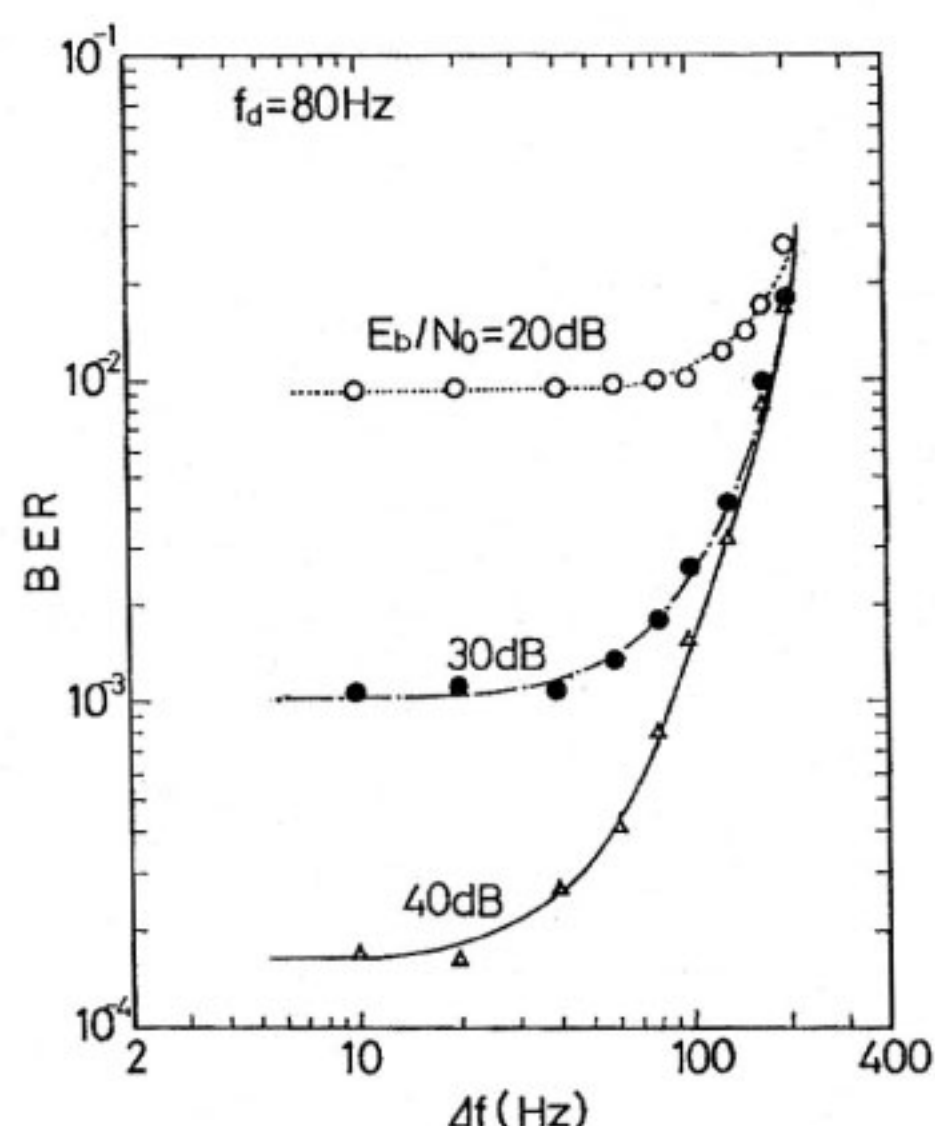
以上の結果より、フェージングひずみ補償方式を用いた 16 QAM では、GMSK にくらべて、同じ情報量を、同一の送信電力で、かつ約 1/4 の帯域で伝送することが可能であることがわかる。したがって、本方式を用いた 16 QAM は、従来研究されてきた GMSK より周波数の有効利用がはかれると言える。

3.6 フェージングひずみの推定に一次の内挿方式を用いた場合の BER 特性

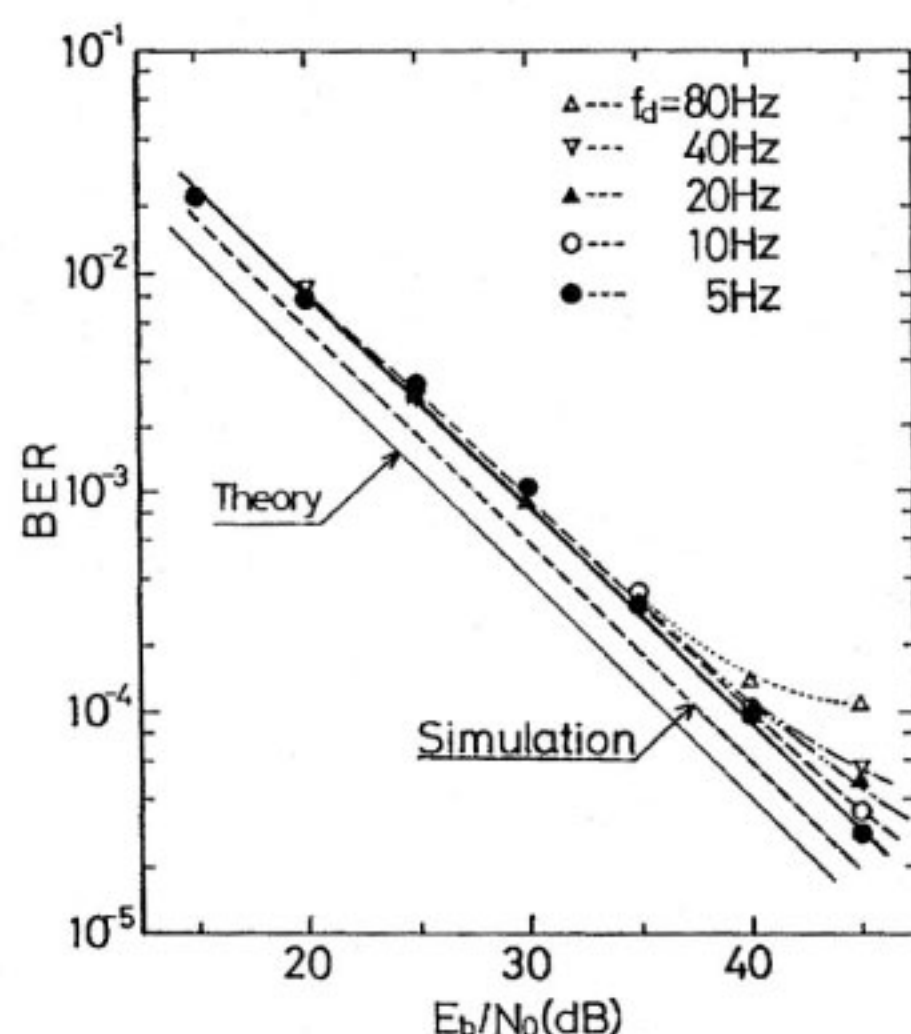
第11図にフェージングひずみ推定部に一次の内挿法を用いた場合のフェージング条件下の BER 特性を示す。ただし、忘却係数 $\alpha = 0.95$, AGC の時定数 $\tau = 10 \text{ ms}$, A-D コンバータの量子化精度は 12-bit である。ここで、内挿方式としては以下に示すものを用いた。

$$\hat{c}(t_{k,a+p}) = \frac{N-p}{N} \hat{c}(t_{k-1,a}) + \frac{p}{N} \hat{c}(t_{k,a}) \quad \dots\dots(19)$$

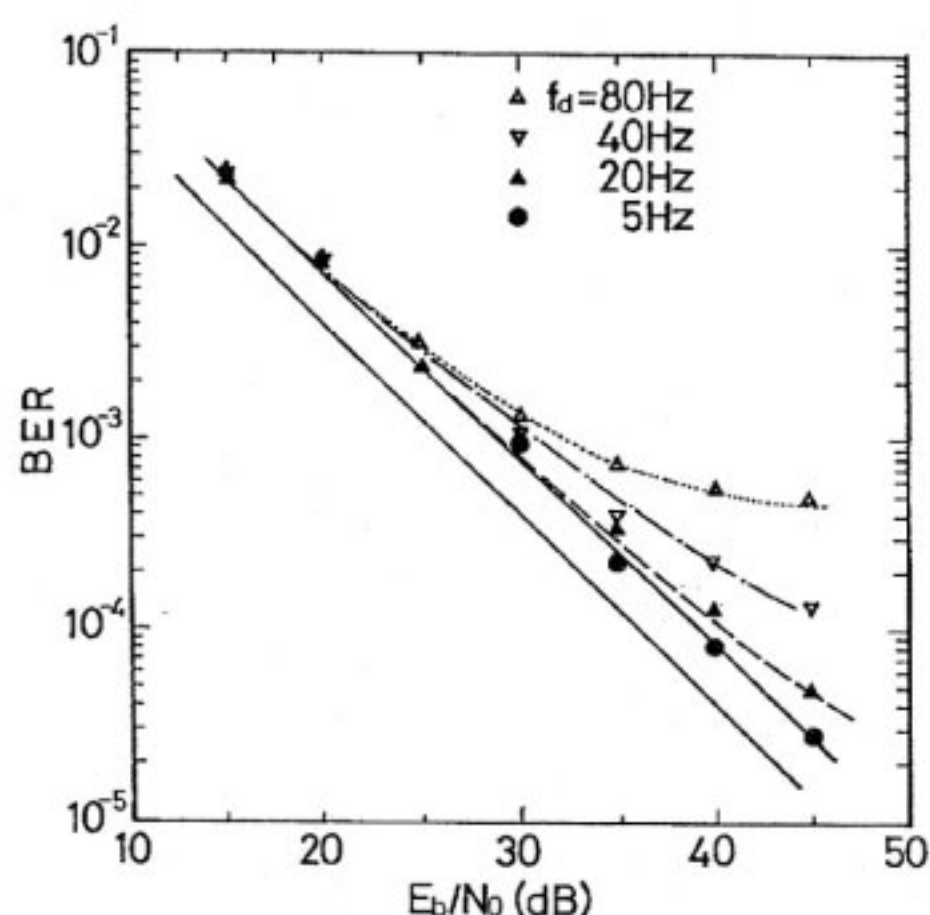
$E_b/N_0 < 30 \text{ dB}$ では、理論限界値からの劣化量は約 3 dB であり、二次の内挿法を用いた場合を同じ特性である。一方 $E_b/N_0 > 30 \text{ dB}$ では、 f_d が大きくなるに従い、大きな軽減困難誤りを生じ、その値は二次の内挿法を用いた場合に比べ大きい。一次の内挿方式を用いると、DSP における処理量を 10 ステップ程度削減することができるが、二次の内挿法の適用による特性改善量と



第9図 f_{off} に対する BER 特性



第10図 フェージング下の BER 特性
(内挿次数は二次)



第11図 フェージング下の BER 特性
(内挿次数は一次)

削減できる処理量を比較すると、二次の内挿方式の方がメリットが大きいと言える。

4. む す び

陸上移動通信用フェージングひずみ補償方式を適用した 16 QAM 変復調装置を開発し、室内実験によって装置化時に問題となるパラメータの最適化を行った。

その結果、AGC の時定数としては 10 ms が最適であり、また、 $f_d=80$ Hz を対象とすると、A-D コンバータの量子化精度は 10-bit 以上必要であることがわかった。また、準同期検波時の周波数誤差 f_{off} は約 90 Hz まで補償可能である。

更に、本方式の特性の評価を行った結果、フレーム長 $N=16$ の場合、 $f_d=80$ Hz までフェージングひずみを補償可能であり、その時の BER 特性の理論限界値からの劣化は約 3 dB であった。この特性は、計算機シミュレーションの結果と一致している。また、この特性は、陸上移動通信用に於いて従来研究されてきた変調方式である GMSK と同等の特性であり、本方式を適用した 16 QAM は、GMSK に比べて周波数の有効利用がはかれることがわかった。

また、フェージングひずみの推定に一次の内挿方式を用いた場合についても室内実験を行った結果より、よりフェージング変動の低速な場合では、一次の内挿方式でも良好な特性が得られることがわかった。

以上の結果より、フェージングひずみ補償方式を適用

した 16 QAM を装置化する場合に必要なパラメータの最適値が得られ、陸上移動通信用に於いて QAM を適用する上で最も問題となる、高精度のフェージングひずみ補償方式の装置化が可能であることを確認した。

今後、陸上移動通信用に 16 QAM を適用するに際しては、陸上移動通信用に適用可能なリニアライザや線形増幅器の開発及び、これらを組み合わせた場合等の検討が必要となる。なお、今回検討から除外したクロック再生回路を組み合わせた場合についても更に検討を行う必要がある。

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) Y. Akaiwa and Y. Nagata, "Highly efficient digital mobile communications with a linear modulation method", IEEE, J. Sel. Areas Commun., SAC-5, 5, pp.890-895, June, 1987.
- (3) P.M. Martin, A. Bateman, J.P. McGeehan, and J.D. Marvill, "The implementation of a 16-QAM mobile data system using TTIB-based fading correction techniques", Proc. 38th, IEEE Vehicular Technology Conference, pp.71-76, June, 1988.
- (4) 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, J72-B-II, 1, pp.7-15, 1989年1月.
- (5) 三瓶, 神尾, "分散処理形汎用デジタル信号処理装置の開発", 通信総研季, 33, 172, pp.187-195, 1988年9月.
- (6) Y. Kamio, S. Sampei, H. Sasaoka and M. Yokoyama, "A New Type Fading Simulator with DSP", Trans. IEICE, E-70, 4, pp.379-382, Apr. 1987.
- (7) 谷萩隆嗣, "デジタル信号処理の理論3 (推定・適応信号処理)", コロナ社, pp.124-125, 1986.
- (8) 大野, 小山, 安達, "バースト伝送に適した GMSK 周波数検波方式とその特性", 電子情報通信学会移動通信ワークショップ資料, pp.31-36, 1988年3月.
- (9) 齊藤, 鈴木, "デュアルモードキャリア再生を用いた移動通信用 QPSK 同期型復調器の特性", 信学技報, RCS88-7, pp.43-50, 1988年5月.