

研 究

IV-3 16 QAM ダイバーシチ受信特性

須永 輝己^{*1} 三瓶 政一^{*2}

(1990年7月20日受理)

IV-3 PERFORMANCE OF 16 QAM DIVERSITY RECEIVER
FOR LAND MOBILE COMMUNICATIONS

By

Terumi SUNAGA and Seiichi SAMPEI

1. ま え が き

現在、陸上移動通信では、その需要の急激な増大やニーズの多様化により周波数が逼迫しているため、いっそうの周波数利用率の向上が求められている。同時に、公衆回線等の ISDN (Integrated Services Digital Network) 化に伴い、陸上移動通信においても、ISDN の B チャンネルの伝送速度である 64 kbit/s 程度の高速のデータ伝送が望まれている。

しかし、従来、陸上移動通信で研究されてきた GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)⁽¹⁾⁽²⁾ を用いての高速伝送の実現は、周波数有効利用の点から現実的ではない。

高能率多値変調方式を陸上移動通信に適用すると、占有帯域を広げずに高速の情報伝送が可能となり、周波数利用率の向上による高速伝送の実現が可能となる。また、4 bit/symbol の情報伝送が可能な 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) を用いると、選択性フェージングの影響を余り受けず、一様フェージングのみ問題となる 16 ksymbol/s の符号伝送速度で、64 kbit/s の情報伝送が実現できる。

そこでさきに、16 QAM の陸上移動通信への適用を検討し、その一様フェージング対策技術として、フェージングひずみ補償方式を提案し、計算機シミュレーション及び室内実験によって、フェージングひずみ補償方式特性を評価した⁽³⁾⁽⁴⁾。その結果、フェージング下におけ

る、提案方式を用いた場合の BER (Bit Error Rate) 特性は、最大ドップラー周波数 f_d が 80 Hz 程度まで、理論値からの劣化が 2 dB 以内であり、良好な特性が得られた。また、この特性は、既存の方式である GMSK と同等の特性であり、音声伝送を行うには十分な伝送品質である。

しかし、今後 16 QAM を用いて高品質のデータ伝送を実現するためには、周波数利用率をあまり低下させずに伝送品質を改善する必要がある。この問題を解決する手段として、符号化多値変調⁽⁵⁾ やダイバーシチ⁽⁶⁾ が有効であることが知られている。符号化多値変調は、伝送品質の改善に有効な手段の一つであるが、BER 特性が悪い領域では、符号化利得はあまり期待できない。それに対し、空間ダイバーシチは、陸上移動通信で問題となる BER 特性の悪い領域でも、大きなダイバーシチ利得が得られ、容易に実現可能な方式である。そこで今回、陸上移動通信における 16 QAM への空間ダイバーシチの適用について検討した。

空間ダイバーシチを 16 QAM に適用する場合、そのブランチ合成法としては、最もダイバーシチ利得の大きい最大比合成法が望ましい。しかし、最大比合成法は以下に述べる点が問題となり、陸上移動通信では実現が困難と考えられていた。

- (1) 合成時に各ブランチの信号を同相に合成するため、位相の同相化回路が必要となる。また、 f_d が大きくなったときの位相同相化回路の精度に問題がある。
- (2) 合成時に、受信信号に応じた重み付けを行う必要がある。

^{*1} 元研修生 (中央大学), 現 ㈱三菱電機

^{*2} 通信技術部 通信方式研究室

(3) 上記位相の同相化及び重み付けを行うため、検波前に合成を行う必要があり、回路構成が著しく複雑となる。

しかし、さきに提案したフェージングひずみ補償方式では、定期的に送信されるフレーム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、各ブランチにフェージングひずみ推定機能を持たせ、その情報を基に位相の同相化や受信信号の重み付けを行うと、ベースバンド帯で最大比合成法が実現可能となる。

そこで今回、検波後のベースバンド帯におけるデジタル信号処理により、容易に実現可能となる最大比合成ダイバーシチ方式を検討した。

提案方式の特性を、計算機シミュレーションによって評価した結果、ダイバーシチ利得は、 $BER=1 \times 10^{-2}$ において理論値どおりの約 7.5 dB が得られた。また、同一チャネル干渉特性についても、従来研究されてきた選択合成ダイバーシチを適用した GMSK より良い特性が得られ、小ゾーン方式に 16 QAM を適用する場合の周波数利用率は、GMSK の約 4.0 倍に向上した。さらに、隣接チャネル干渉特性の評価の結果、提案方式において、25 kHz のチャネル間隔で 64 kbit/s の情報伝送が可能であることがわかった。

2. 提案方式の構成

2.1 送受信機構成

第 1 図に計算機シミュレーションで用いた送受信機の構成を示す。今回は 2 ブランチの場合について計算機シミュレーションを行った。

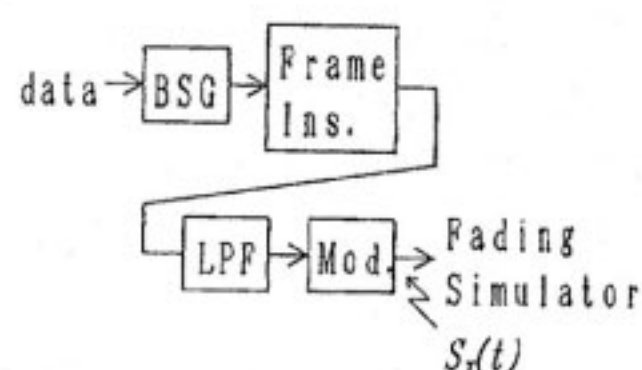
第 1 図(a)の送信機において、ベースバンド信号発生部 (BSG : Baseband signal Generator) では、第 2 図に示す 16 QAM の空間信号ダイアグラムの 16 個のシンボルの中から、4 ビットのデータ系列に応じて 1 個のシンボルを選択し、送信複素ベースバンド信号を生成する。ここで、提案方式では絶対位相検波が可能なので、信号点配置としてグレイ符号化配置を採用した。

次に、フレームシンボル挿入部 (Frame Ins.) では、第 3 図のフレーム構成に従って、情報シンボル $N-1$ シンボル毎に 1 シンボル、既知のシンボル (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。次に、LPF (Low Pass Filter) で、フレームシンボルが挿入された複素ベースバンド信号を帯域制限し、直交変調することにより、送信信号 $s_T(t)$ を得る。ここで、

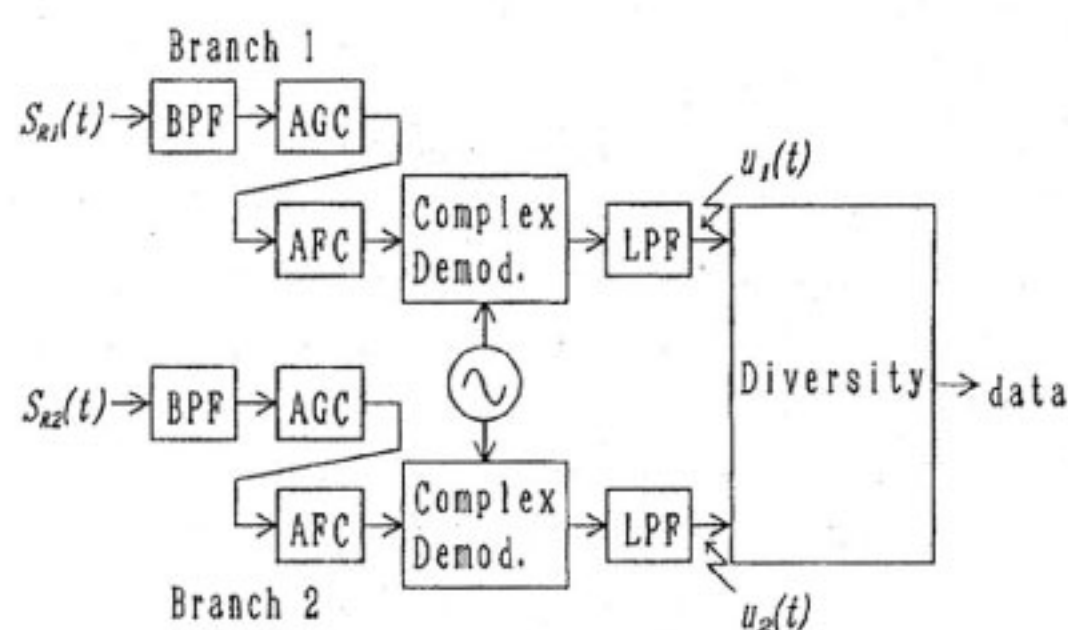
$$s_T(t) = \text{Re}[z(t) \cdot \exp\{j2\pi f_c t\}] \quad \dots\dots(1)$$

である。ただし、 f_c は搬送周波数、 $z(t)$ は送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、 $\text{Re}[\cdot]$ は $[\cdot]$ の実数部を表す。

この送信信号 $s_T(t)$ は、伝送路において一様フェージングを受ける。その結果、ブランチ i における受信信号 $s_{Ri}(t)$ は次式で示される。ただしブランチ数は L とする。

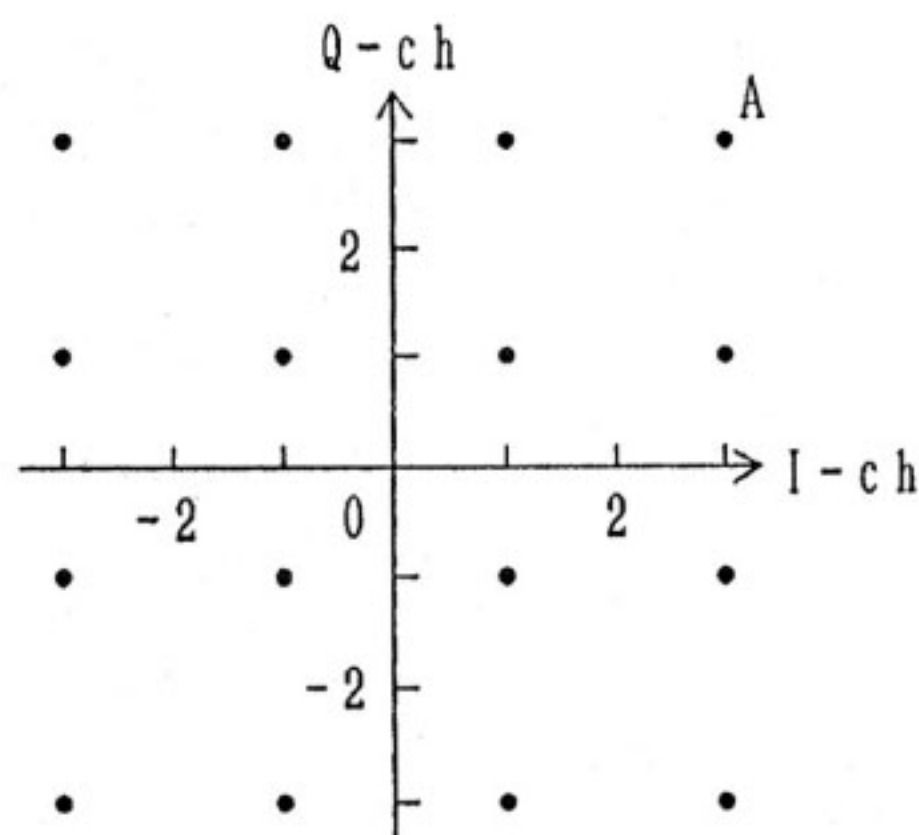


(a) Transmitter



(b) Receiver

第 1 図 送受信機の構成



第 2 図 16 QAM の信号空間ダイアグラム

$$\begin{aligned}
 s_{Ri}(t) &= \text{Re}[c_i(t)s_T(t) + n_i(t) \cdot \exp\{j2\pi f_c t\}] \\
 &= \text{Re}[r_i(t)z(t) \cdot \exp\{j\theta_i(t)\} \\
 &\quad + n_i(t)] \cdot \exp\{j2\pi f_c t\} \quad (1 \leq i \leq L)
 \end{aligned}
 \quad \dots\dots(2)$$

ここで、 $c_i(t)$ はフェージングひずみを表し、 $c_i(t)$ のブランチ間の相関は 0 とする。 $r_i(t)$ 、 $\theta_i(t)$ は、 $c_i(t)$ の包絡線及び位相成分、 $n_i(t)$ はベースバンド帯における白色ガウス雑音を表す。

第1図(b)のダイバーシチ受信機では、各ブランチ毎に、BPF (Band Pass Filter) において、希望信号がひずまない程度に受信信号 $s_{Ri}(t)$ を帯域制限し、AGC (Automatic Gain Controllor) による受信信号レベルの適切化、AFC (Automatic Frequency Controllor) によるオフセット周波数の粗調整の後、準同期検波し、次式で与えられる受信複素ベースバンド信号を得る。

$$u_i(t) = c_i(t)z_1(t) + n_i(t) \quad \dots\dots(3)$$

ここで $z_1(t)$ 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である。

次に、検波後のベースバンド信号を、LPF によって帯域制限し、帯域外の雑音や隣接チャネル干渉を抑圧した後、ダイバーシチ部 (Diversity) においてダイバーシチ合成及び復号し、送信データを出力する。

2.2 ダイバーシチ部の構成

ダイバーシチ部の構成を第4図に示す。ブランチ i のダイバーシチ部では、はじめに、受信複素ベースバンド信号 $u_i(t)$ をフレーム検出部 (Frame Sync.) に入力し、フレームシンボルを検出する。

ここで、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。

$$T_F = N \cdot T_s \quad \dots\dots(4)$$

このことから、各シンボルのタイミング $t_{k,m}$ を、

$$\begin{aligned}
 t_{k,m} &= \{k + (m/N)\}T_F \quad (k = 1, 2, \dots, \\
 &\quad m = 1, 2, \dots, N) \quad \dots\dots(5)
 \end{aligned}$$

とする。ここで、上式は、 k 番目のフレームの m 番目のシンボルのタイミングを表している。また、フレームシンボルのタイミングを $t_{k,a}$ とする。フレームタイミングは同期加算を用いれば再生できる⁽⁷⁾。今回は、クロックタイミング及びフレームタイミングは既知とする。

次に、フェージングひずみ推定部 (Fading Estimation) では、はじめにフレーム検出部で検出したフレームシンボルのタイミング $t_{k,a}$ を用いて、受信複素ベースバンド信号からフレームシンボル $u_i(t_{k,a})$ におけるフェージングひずみ $\hat{c}_i(t_{k,a})$ を測定する。ここで、フレームシンボルは最大振幅を与えるシンボルであり、

$$z_1(t_{k,a}) = 3 + j3 \quad \dots\dots(6)$$

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 $\hat{c}_i(t_{k,a})$ は、次式で求められる。

$$\begin{aligned}
 \hat{c}_i(t_{k,a}) &= u_i(t_{k,a}) / z_1(t_{k,a}) \\
 &= c_i(t_{k,a}) + n_i(t_{k,a}) / (3 + j3) \quad \dots\dots(7)
 \end{aligned}$$

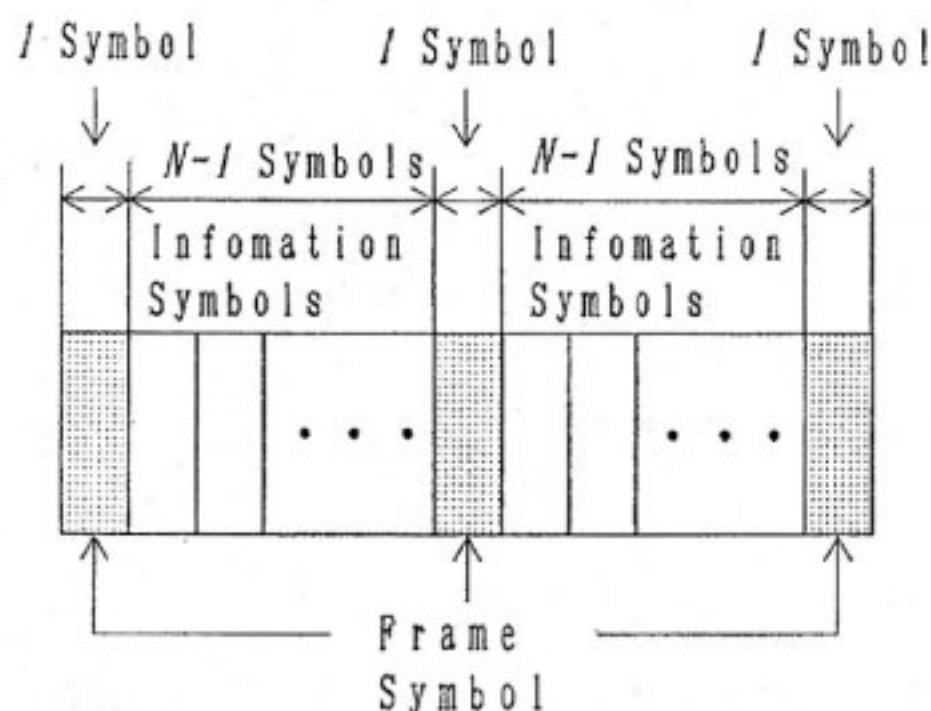
次に、時刻 $t = t_{k,a+p}$ の情報シンボルのフェージングひずみ $\hat{c}_i(t_{k,a+p})$ を、時刻 $t = t_{k-1,a}$ 、 $t_{k,a}$ 、 $t_{k+1,a}$ のフレームシンボルのひずみの測定値 $\hat{c}_i(t_{k-1,a})$ 、 $\hat{c}_i(t_{k,a})$ 、 $\hat{c}_i(t_{k+1,a})$ を用いて、式 (8)~(9d) に示す二次のガウスの公式を用いた内挿法により推定する。

$$\begin{aligned}
 \hat{c}_i(t_{k,a+p}) &= Q_{-1}\left(\frac{p}{N}\right)\hat{c}_i(t_{k-1,a}) \\
 &\quad + Q_0\left(\frac{p}{N}\right)\hat{c}_i(t_{k,a}) + Q_1\left(\frac{p}{N}\right)\hat{c}_i(t_{k+1,a})
 \end{aligned}
 \quad \dots\dots(8)$$

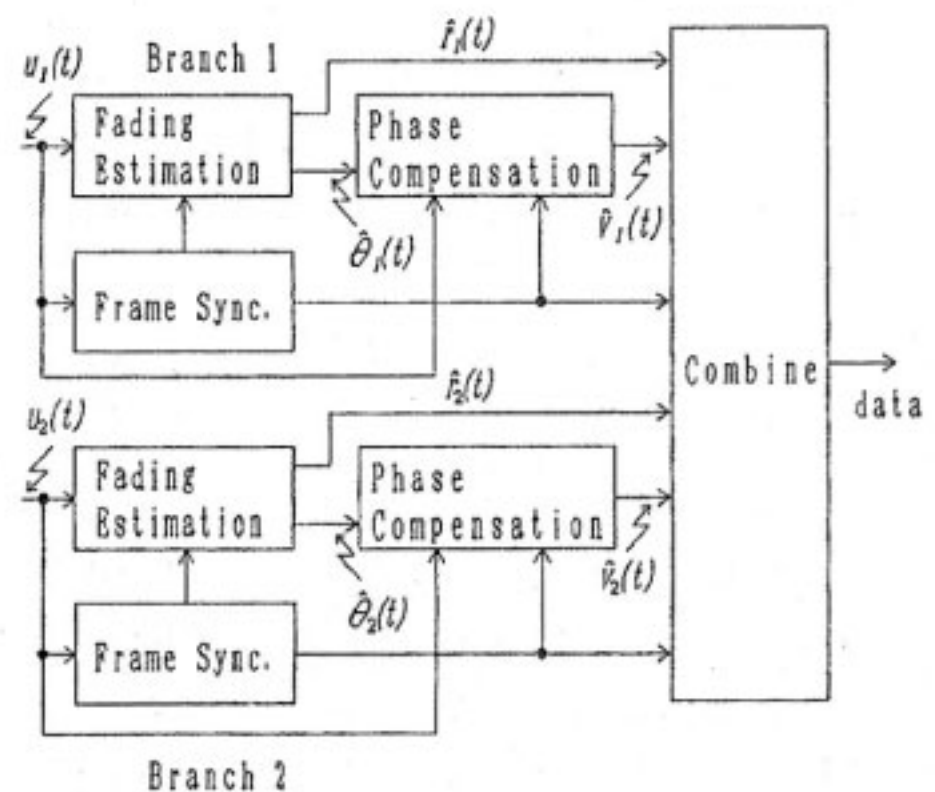
ただし、

$$Q_{-1}\left(\frac{p}{N}\right) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{p}{N}\right)^2 - \frac{p}{N} \right\} \quad \dots\dots(9a)$$

$$Q_0\left(\frac{p}{N}\right) = 1 - \left(\frac{p}{N}\right)^2 \quad \dots\dots(9b)$$



第3図 フレーム構成



第4図 ダイバーシチ部の構成

$$Q_1\left(\frac{p}{N}\right) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{p}{N} \right)^2 + \frac{p}{N} \right\} \quad \dots\dots(9c)$$

$$1 \leq p \leq N-1 \quad \dots\dots(9d)$$

一方、ブランチ i における情報シンボルにおけるフェージングひずみの推定値 $\hat{c}_i(t_{k,a+p})$ は、フェージングによる包絡線ひずみの推定値 $\hat{r}(t_{k,a+p})$ と、位相ひずみの推定値 $\hat{\theta}_i(t_{k,a+p})$ を用いて、

$$\hat{c}_i(t_{k,a+p}) = \hat{r}_i(t_{k,a+p}) \exp\{j \cdot \hat{\theta}_i(t_{k,a+p})\} \quad \dots\dots(10)$$

と表せる。そこで、各ブランチにおける位相ひずみ補償部 (Phase Compensation) では、フェージングひずみ推定部で得られた位相ひずみの推定値 $\hat{\theta}_i(t_{k,a+p})$ を用いて、次式に示すように位相ひずみを補償する。

$$\begin{aligned} \hat{v}_i(t_{k,a+p}) &= u_i(t_{k,a+p}) \cdot \exp\{-j \cdot \hat{\theta}_i(t_{k,a+p})\} \\ &= \hat{r}_i(t_{k,a+p}) z_i(t_{k,a+p}) \\ &\quad + n_i(t_{k,a+p}) \cdot \exp\{-j \cdot \hat{\theta}_i(t_{k,a+p})\} \end{aligned} \quad \dots\dots(11)$$

この動作は、各ブランチにおける位相ひずみを補償していると同時に、ブランチ間の位相を同相化している。その結果、合成部 (Combine) では、各ブランチの信号を同相に合成することが可能となる。

一方、合成部 (Combine) では、位相ひずみが補償された信号、 $\hat{v}_i(t_{k,a+p})$ を、次式に示すように重み付けして合成することによって、送信複素ベースバンド信号の推定値

$$\hat{z}_1(t_{k,a+p}) = \sum_{i=1}^L \alpha_i(t_{k,a+p}) \cdot \hat{v}_i(t_{k,a+p}) \quad \dots\dots(12)$$

を得る。ただし、 $\alpha_i(t_{k,a+p})$ は各ブランチの合成係数である。その後、信号を復号し出力する。

ここで、最大比合成法は、合成後の信号の SNR (Signal to Noise Ratio) が最大となるように受信信号に重み付けを行う方式であり、この重み付けは、各ブランチの包絡線レベルに比例したものが用いられる。したがって、その合成係数 $\alpha_i(t_{k,a+p})$ は、

$$\alpha_i(t_{k,a+p}) \propto \hat{r}_i(t_{k,a+p}) \quad \dots\dots(13)$$

となる。また、 $\hat{r}_i(t_{k,a+p})$ を用い、合成係数 $\alpha_i(t_{k,a+p})$ として、次式に示すものを用いると、最大比合成と同時に、フェージングによる包絡線ひずみの補償も可能となる。

$$\alpha_i(t_{k,a+p}) = \frac{\hat{r}(t_{k,a+p})}{\sum_{i=1}^L \hat{r}_i(t_{k,a+p})^2} \quad \dots\dots(14)$$

すなわち、提案方式は、最大比合成ダイバーシチとフェージングによる包絡線・位相ひずみを同時に補償する方式である。また、本方式における、これらダイバーシチ合成に関する動作は、全てベースバンド帯の信号処理によって行う。

レイリーフェージング条件下における、2 ブランチの最大比合成ダイバーシチ出力の瞬時 E_b/N_0 の確率密度関数 $p(\gamma)$ は、 γ , γ_0 を、瞬時 E_b/N_0 (1 ビット当たりのエネルギー対雑音電力密度比)、及び平均 E_b/N_0 とすると、

$$p(\gamma) = \frac{\gamma}{\gamma_0^2} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \quad \dots\dots(15)$$

となる。したがって、2 ブランチの最大比合成法の BER 特性の理論式 $P(\gamma_0)$ は、

$$\begin{aligned} P(\gamma_0) &= \int_0^\infty p(\gamma) \cdot a \cdot \operatorname{erfc} \sqrt{b\gamma} d\gamma \\ &= a \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1+(1/b\gamma_0)}} \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2(b\gamma_0+1)} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+(1/b\gamma_0)}} \right\} \quad \dots\dots(16) \end{aligned}$$

となる。ただし、 $a=3/8$, $b=2/5$ である。上式より、最大比合成法のダイバーシチ利得は、 $\text{BER}=1 \times 10^{-2}$ で約 7.5 dB である。

なお、提案方式では、式(11)の係数 $\alpha_i(t_{k,a+p})$ の変更のみで、選択合成法や、等利得合成法が実現可能となる。その場合の係数 $\alpha_i(t_{k,a+p})$ を以下に示す。

選択合成法は、受信波の包絡線レベルが最大のブランチの信号を受信する方式である。したがって、包絡線レベルが最大のブランチを M とすると、ブランチ M の合成係数は、包絡線ひずみの推定値 $\hat{r}_M(t_{k,a+p})$ を用いると、

$$\alpha_M(t_{k,a+p}) = 1/\hat{r}_M(t_{k,a+p}) \quad \dots\dots(17)$$

と表せ、それ以外のブランチの係数は、

$$\alpha_{i \neq M}(t_{k,a+p}) = 0 \quad \dots\dots(18)$$

である。ここで、包絡線レベルが最大のブランチの係数 $\alpha_M(t_{k,a+p})$ を 1 ではなく、 $1/\hat{r}_M(t_{k,a+p})$ としたのは、ブランチ M における包絡線ひずみを、合成時に補償するためである。

また、等利得合成法は、位相の同相化を行った後、合成時に等しい重み付けを行い合成する方式である。したがって、係数としては

$$\alpha_1(t_{k,a+p}) = \alpha_2(t_{k,a+p}) = \dots = \alpha_L(t_{k,a+p}) \quad \dots\dots(19)$$

となるが、包絡線ひずみの補償を同時に行うため、合成係数としては、包絡線ひずみの推定値 $\hat{r}_i(t_{k,a+p})$ を用い、以下に示すものとなる。

$$\begin{aligned} \alpha_1(t_{k,a+p}) &= \alpha_2(t_{k,a+p}) = \dots = \alpha_L(t_{k,a+p}) \\ &= \frac{1}{\sum_{i=1}^L \hat{r}_i(t_{k,a+p})} \quad \dots\dots(20) \end{aligned}$$

上記の係数を用いると、選択合成法、等利得合成法、最大比合成法が、ほぼ同程度の処理量で実現可能となる。

3. シミュレーション結果

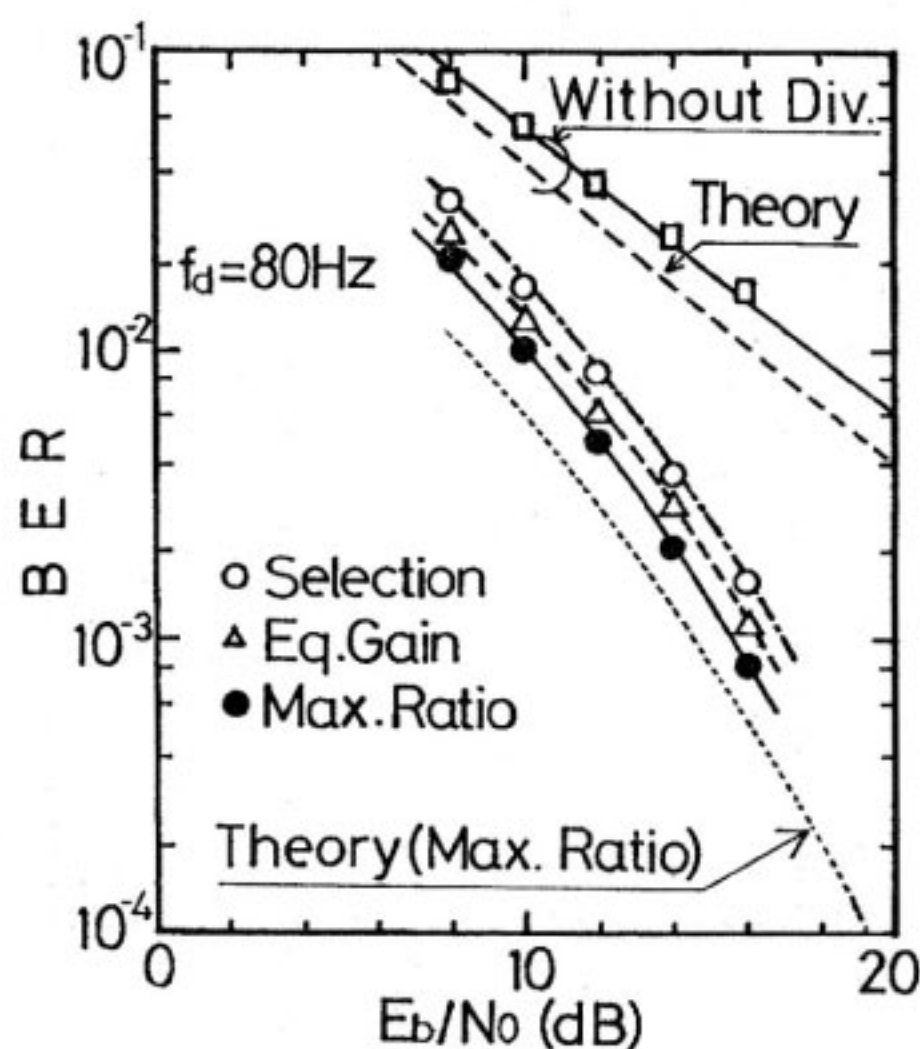
3.1 BER 特性

第5図に、2 ブランチのダイバーシチの最大ドップラー周波数 $f_d = 80$ Hz における BER 特性を示す。ただし、送受信フィルタとしては、ロールオフ率 $\sqrt{50\%}$ のロールオフフィルタを使用し、シンボルレートは 16 ksymbol/s, フレーム長 $N=16$ symbols, 情報伝送速度は 60 kbit/s とする。また、ブランチ合成法としては、最大比合成法のほかに、選択合成法と等利得合成法についても示した。

ダイバーシチを適用しない場合の BER 特性は、本方式と同様にフレームシンボルを用いたフェージングひずみ補償方式を適用した 16 QAM の特性⁽⁴⁾であり、16 QAM の理論限界値から約 2 dB の劣化が存在する。この劣化は、

- ① フレームシンボルの挿入により、情報シンボルに割り当てられるエネルギーが減少することによる劣化
 - ② 内挿方式の推定精度の不足による劣化
 - ③ $\hat{c}_i(t_{k,a})$ に雑音が含まれることによる劣化
- である。

次に、最大比合成ダイバーシチの特性については、理論限界値からの劣化は約 2 dB である。この劣化も上記①～③の理由による。また、ダイバーシチを適用しない場合に比べ、 $\text{BER}=1 \times 10^{-2}$ では最大比合成法の場合、約 7.5 dB の利得が得られている。また、選択合成法、等利得合成法ではそれぞれ、約 6 dB, 約 7 dB のダイバーシチ利得が得られた。これらの結果は、各合成法を用いた場合のダイバーシチ利得の理論値と一致する。上



第5図 フェージング下の BER 特性

記の結果より、提案したダイバーシチ方式によりほぼ理論値どおりの利得が得られることがわかる。

次に、第6図に最大比合成法の最大ドップラー周波数 f_d に対する BER 特性を示す。この特性より、 $f_d \leq 160$ Hz では BER はほぼ一定となっている。また、 $f_d > 160$ Hz では、 f_d の増加にともない BER 特性が劣化している。これは、フェージング変動に、フェージングによる位相ひずみの推定が十分に追従できず、ダイバーシチ合成部において、各ブランチの信号を完全に同相に合成できないための劣化である。

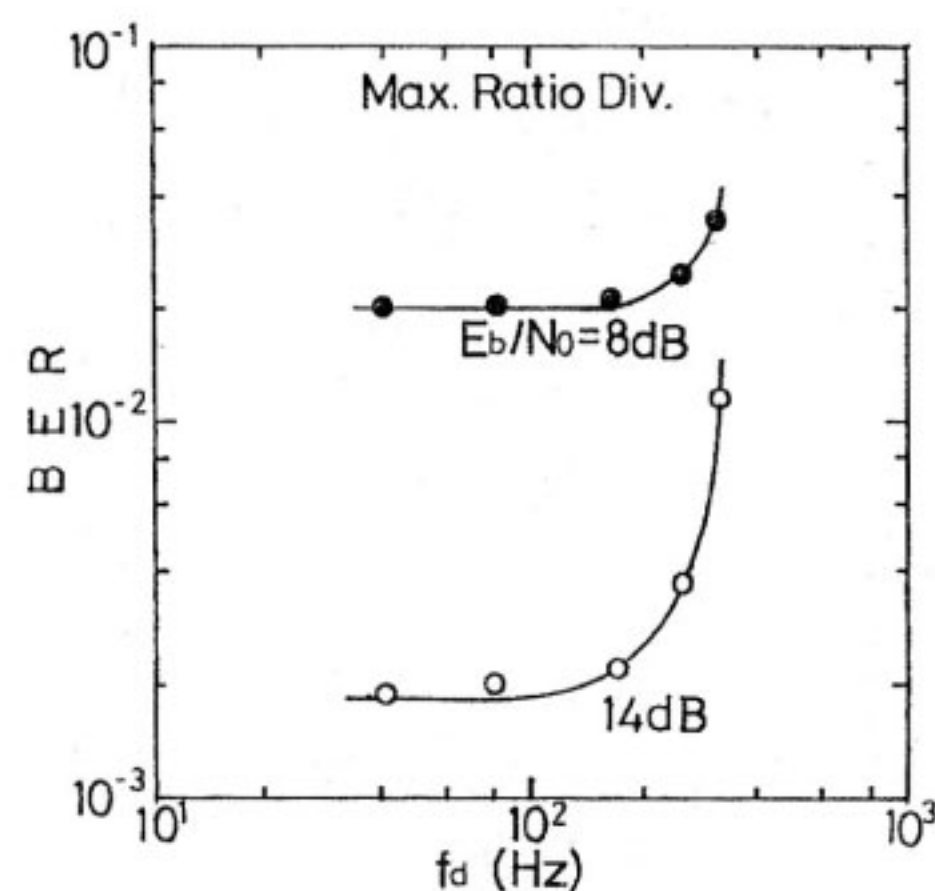
これらの結果より、提案方式では、 $f_d=160$ Hz まで、フェージング変動に、十分追従できることがわかる。ここで、 $f_d=160$ Hz は、1.5 GHz 帯で 100 km/h 程度の移動速度に相当する。このことから、提案方式は、現在陸上移動通信において使用されている 800 MHz のみではなく、今後使用が予定される 1.5 GHz 帯における移動通信にも十分適応できることがわかる。

3.2 同一チャネル干渉特性

同一チャネル干渉特性は、小ゾーンセルラーシステムにおける周波数利用率を決定するパラメータである。

16 QAM では既存の変調方式である GMSK に比べ、1 シンボル当たり 4 倍の情報を伝送することが可能であり、周波数軸上の周波数利用率は向上する。しかし、16 QAM は GMSK に比べて信号間距離が狭いため、同一チャネル干渉特性が劣る。その結果、小ゾーン方式では必要とする繰り返しゾーン数が増加し、空間的な周波数利用率は低下する。これら周波数軸上の周波数利用率と空間的な周波数利用率から総合的な周波数利用率が決定される。

空間ダイバーシチは、同一チャネル干渉特性を向上させ、信号間距離の減少に伴う空間的な周波数利用率の低下を防止する有効な手段の一つである。

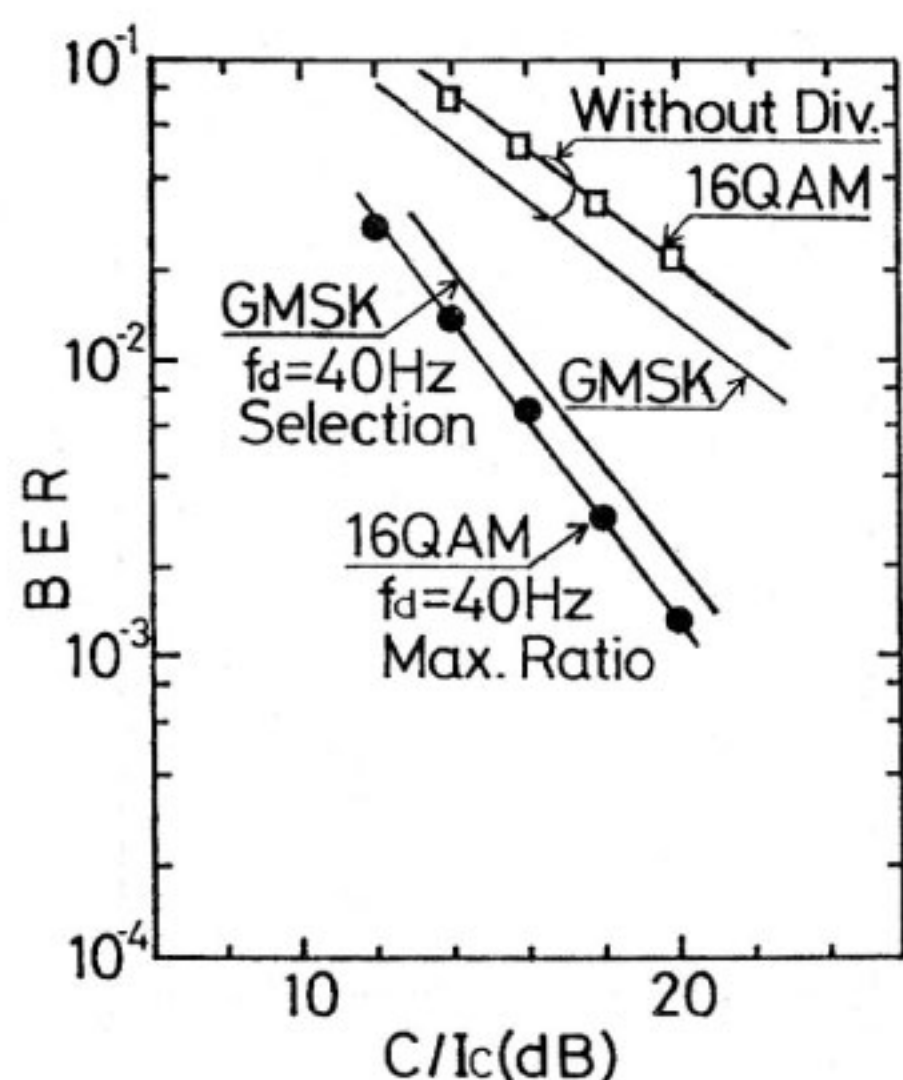


第6図 f_d に対する BER 特性

第7図に最大比合成法を用いた場合の $E_b/N_0=60$ dB, $f_d=40$ Hz の場合の C/I_c (信号電力対同一チャネル干渉電力比) に対する BER 特性を示す。ただし、フェージングとしては、一様フェージングのみを考慮し、長周期変動については考慮していない。また、ゾーン構成としては、六角形ゾーンとし、伝搬損失は無線局間の距離の3.5乗に比例するものとする⁽⁸⁾。ここで図中の GMSK は、 $f_d=40$ Hz において選択合成型ダイバーシチを適用した GMSK 2-bit DFE 周波数検波の特性である⁽⁹⁾。

ダイバーシチを適用しない場合の 16 QAM の同一チャネル干渉特性は、GMSK に比べ約 2 dB 劣化しているため、必要とする繰り返しゾーン数が増加し、空間的周波数利用率が劣化する。その結果、小ゾーン方式においてダイバーシチを適用しない場合の 16 QAM の総合的な周波数利用率は、GMSK の約2.8倍である⁽⁴⁾。

一方、ダイバーシチを適用すると、16 QAM の方が約 1 dB 特性が良くなっている。これは、GMSK ではブランチ合成法として選択合成法を用いているのに対して、16 QAMでは、選択合成法より約 1.5 dB 利得の大きい最大比合成法が適用できること、GMSK のダイバーシチ利得が多少劣化している等のためである。また、16 QAM と GMSK の所要 C/I_c から繰り返しゾーン数を求めると、16 QAM の繰り返しゾーン数は GMSK と等しくなる。したがって、16 QAM の空間的周波数利用率は、GMSK と等しくなる。その結果、チャンネル間隔を 25 kHz とすると、総合的な周波数利用率は GMSK の約3.8倍となる。なお、本来 GMSK の4倍となるべき 16 QAM の総合的な周波数利用率が GMSK の約3.8



第7図 同一チャネル干渉特性

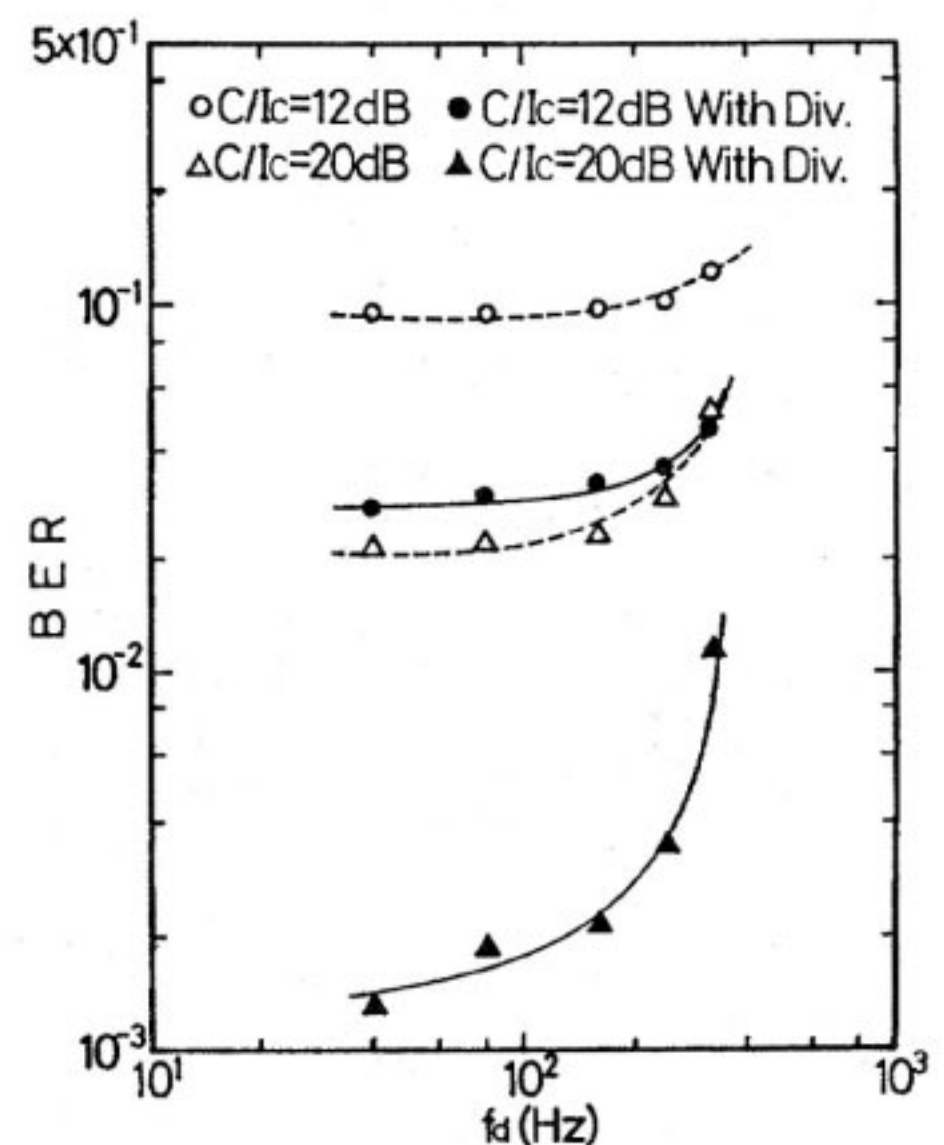
倍となった原因は、情報伝送に関係のないフレームシンボルの挿入により、情報シンボルに割り当てられる電力が減少するためである。

第8図に、最大ドップラー周波数 f_d に対する同一チャネル干渉特性を示す。この特性については、第7図に示した f_d に対する BER 特性と同様に、 $f_d \leq 160$ Hz ではほぼ一定の特性が得られている。このことから、同一チャネル干渉特性の点からも、提案方式は、1.5 GHz 帯における移動通信に適応可能であることがわかる。

3.3 隣接チャネル干渉特性

提案方式においてはダイバーシチ合成のために、情報伝送に関与しないフレームシンボルを挿入し送信している。その結果、符号伝送速度 16 ksymbol/s で情報伝送速度は 60 kbit/s となった。しかし、ISDN 端末等の情報伝送速度は 64 kbit/s である。したがって、ISDN 端末をサポートするためには、64 kbit/s の情報伝送に対してフレームシンボルを付加したもの（シンボル伝送速度は 17.1 ksymbol/s）をチャンネル間隔 25 kHz で伝送することが望ましい。そこで、隣接チャネル干渉特性を測定し、64 kbit/s の情報伝送について評価を行った。

第9図にチャンネル間隔 Δf をパラメータとした隣接チャネル干渉特性を示す。ただし、 $E_b/N_0=60$ dB, $f_d=40$ Hz, 信号電力対隣接チャネル干渉電力比 $C/I_A = -40, -30, -20$ dB とし、送受信フィルタには、ロールオフ率 $\sqrt{50\%}$ のロールオフフィルタを用いた。また、16 ksymbol/s 伝送において $\Delta f=23.4375$ kHz とすると、17.1 ksymbol/s の伝送を 25 kHz のチャンネル間隔



第8図 f_d に対する同一チャネル干渉特性

で行ったのと等価になる。

ダイバーシチを適用しない場合には、 $\Delta f < 25$ Hz で特性が劣化している。これに対して、最大比合成ダイバーシチを適用した場合には、 $\Delta f > 23$ kHz では誤り率はほぼ一定となる。したがって、ダイバーシチを適用すると、チャンネル間隔 23.4375 kHz で 16 ksymbol/s の伝送が可能となる。このことから、提案方式を適用すると、チャンネル間隔 25 kHz で 64 kbit/s の情報伝送が可能であることがわかる。また、この場合、小ゾーン方式における周波数利用率は GMSK の 4 倍となる。

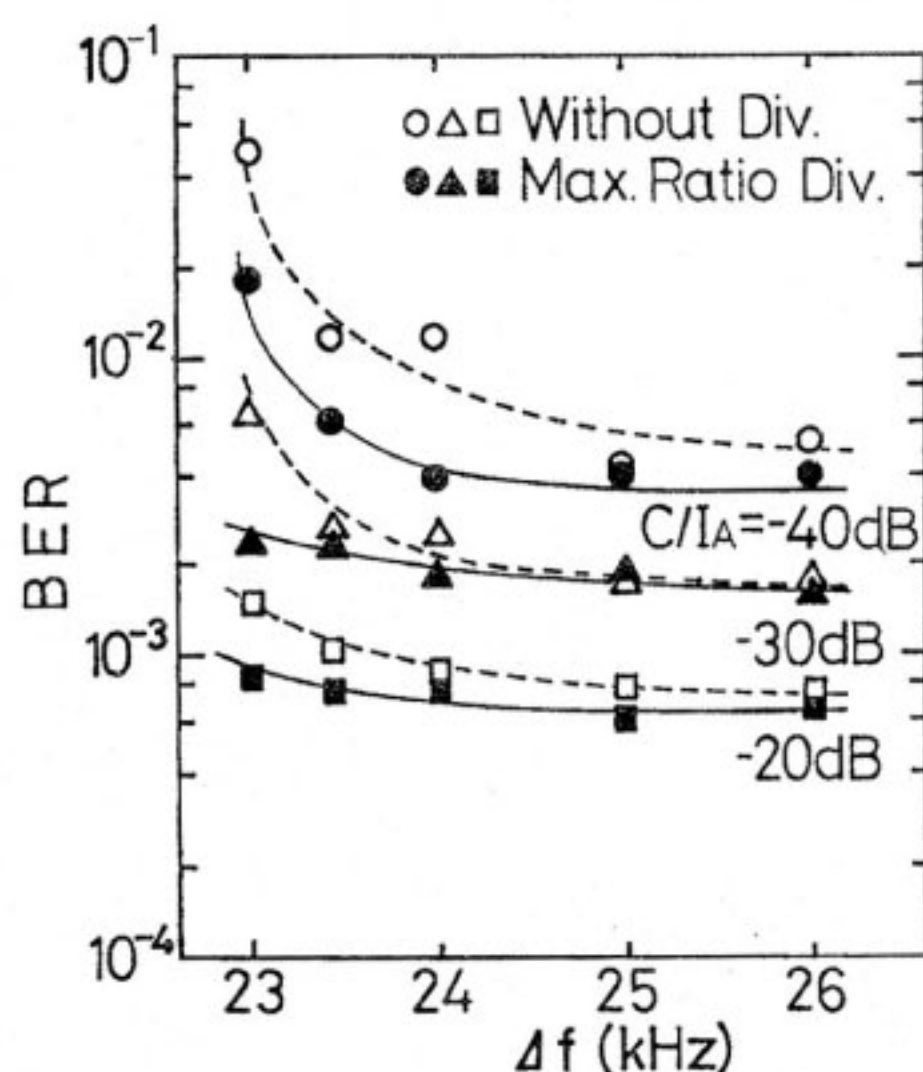
3.4 64 QAM 及び 256 QAM の特性

これまでの、変調方式として 16 QAM について述べてきたが、さらに多値化を進めた場合の特性についても検討を行った。第10図は、64 QAM 及び 256 QAM にダイバーシチ方式を適用した場合の特性である。フレームシンボルとしては、16 QAM と同様に最大振幅を与えるシンボルを用いた。また、フレーム長 $N=16$ であり、情報伝送速度は、64 QAM で 90 kbit/s、256 QAM では 120 kbit/s である。

この図から、64 QAM 及び 256 QAM の特性は、16 QAM に比べそれぞれ、約 3 dB、6 dB の劣化であり、ダイバーシチ利得は、64 QAM 及び 256 QAM においても 16 QAM とほぼ同じであることがわかる。

4. む す び

陸上移動通信に 16 QAM を適用するため、検波後最大比合成ダイバーシチを提案し、計算機シミュレーションでその特性を評価した。



第9図 隣接チャネル干渉特性

その結果、ブランチ合成法としては、従来、陸上移動通信において実現が困難であった最大比合成法が容易にベールバンド帯におけるデジタル信号処理で実現可能となった。また、ダイバーシチ利得については、ほぼ理論値どおりの約 7.5 dB が、 $BER=1 \times 10^{-2}$ で得られた。

また、フレーム長 $N=16$ の場合、最大ドップラー周波数 $f_d=160$ Hz までフェージングひずみの補償が可能である。したがって、本方式は、現行の 800 MHz 帯より最大ドップラー周波数が大きくなる 1.5 GHz 帯においても、理論値どおりのダイバーシチ利得が得られた。

同一チャネル干渉特性は、選択合成ダイバーシチを適用した GMSK と同等の特性が得られ、総合的周波数利用率としては、ダイバーシチを用いない場合、GMSK の約 2.8 倍であったものが 4.0 倍に向上した。

また、隣接チャネル干渉特性の評価の結果、提案方式においては、25 kHz のチャンネル間隔で 64 kbit/s の情報伝送が可能であることがわかった。

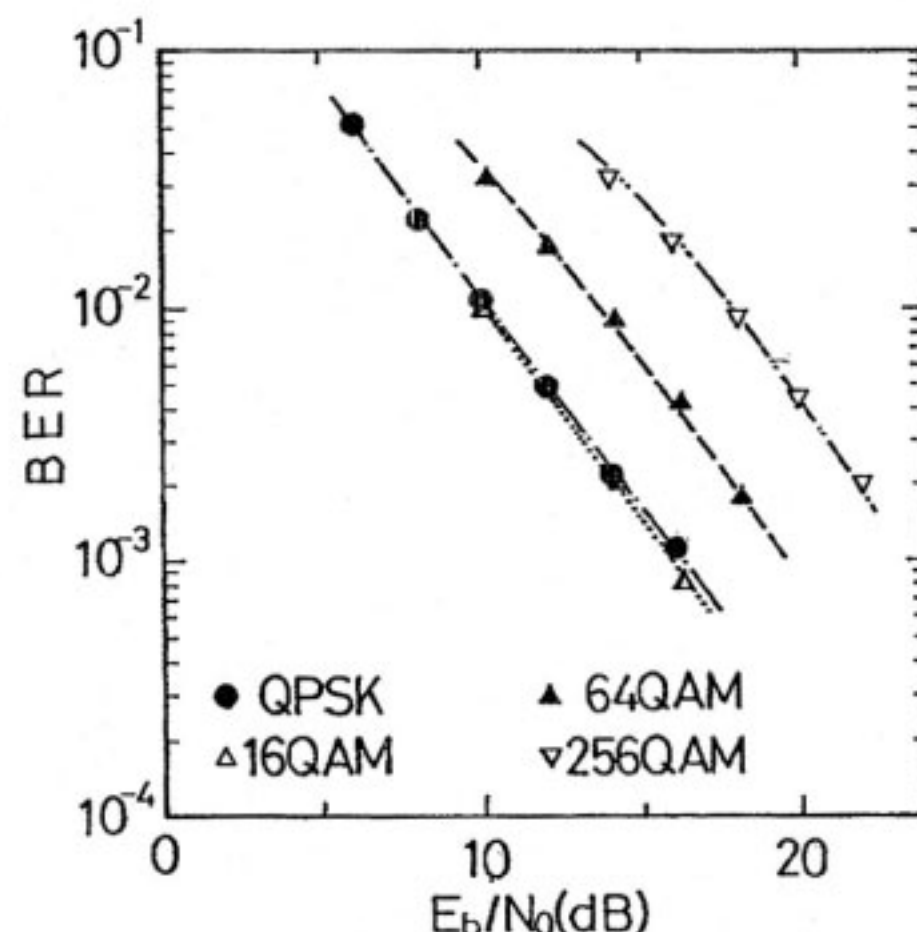
さらに、64 QAM 及び、256 QAM に提案方式を適用した場合もほぼ理論値どおりのダイバーシチ利得が得られた。

以上の結果より、16 QAM への検波後最大比合成ダイバーシチ方式の適用は、その特性の改善に有効な方式であることがわかった。

今後、さらに検討を進め、室内及び野外実験等により伝搬特性及び、装置化時に問題となるパラメータ等についても検討する必要がある。

参 考 文 献

- (1) K. Murota and K. Hirade, "GMSK Modulation for Mobil Radio Telephony", IEEE



第10図 64 QAM, 256 QAM の BER 特性

