

高速デジタル無線誤り率特性に対する マルチパス遅延分布関数の影響

小 西 憲 一, 宮 垣 嘉 也

岡山理科大学 電子理学科

(昭和59年9月27日 受理)

1. まえがき

マイクロ波固定回線や移動通信回線では, マルチパス伝搬のためにフェージングを受ける. 特に, 陸上移動通信では, 基地局と移動局間の見通しがほとんど得られないので, 移動局が走行中は常時厳しいフェージングを受けることになる. マルチパス伝搬路では, 伝搬路の相関帯域幅が信号帯域幅より小さくなると, 受信信号波形に歪を生じ, そのような伝搬路は周波数選択性フェージングチャネルと呼ばれる. 相関帯域幅と伝搬遅延時間の拡がりとの関係は, 互いにほぼその逆数程度になるので, このような選択性フェージングチャネルで高速デジタル伝送(相関帯域幅と比べて同程度あるいはそれより速い伝送速度)を行うと, 波形歪による符号間干渉のため誤り率特性が著しく劣化し, その結果, デジタル伝送速度に制限を与えることになる.

2 値の非同期 FSK 及び DPSK の誤り率特性に対する周波数選択性フェージングの影響については, Belloら⁽¹⁾により解析されている. しかし, そこではフェージングの周波数相関関数をガウス関数型に仮定しているため, マルチパス遅延時間分散の密度関数もガウス関数型となる. 従って, 符号列の注目ビットの前後1ビットずつのみが符号間干渉に寄与するとして解析を行っており, 現実のフェージング発生時のマイクロ波回線, 及び移動通信回線のような厳しい状態とは異なっている.

本論文では, マイクロ波固定回線, 及び移動通信回線に対する選択性フェージングの周波数相関関数を, Bello らのガウス関数型と異なり, 各々指数関数型, コーシー型と仮定している.^{(2), (3)} これらの周波数相関関数について, 符号間干渉が多数ビットに及ぶ場合に, 2 値位相連続 FSK (CPFSK) の非同期 bit-by-bit 検波した場合の誤り率を計算し, これら関数型の違いによる誤り率特性への影響について検討している. 誤り率の計算は Bello らの解析に基づいているが, 符号間干渉が多数ビットにわたるため, 計算機による処理をし易くするよう工夫がなされている.⁽²⁾

2. 解析モデル

図1に解析の対象にした受信系のモデルを示す. すなわち, ビット時間長 T (sec) の

CPFSK 信号を整合ろ波器を用いた非同期検波器で bit-by-bit 検波する。ただし、受信機入力では、両側電力スペクトル密度 N_0 (W/Hz) の白色ガウス雑音相加するとする。さらに、検波後ダイバーシチ合成を行う。

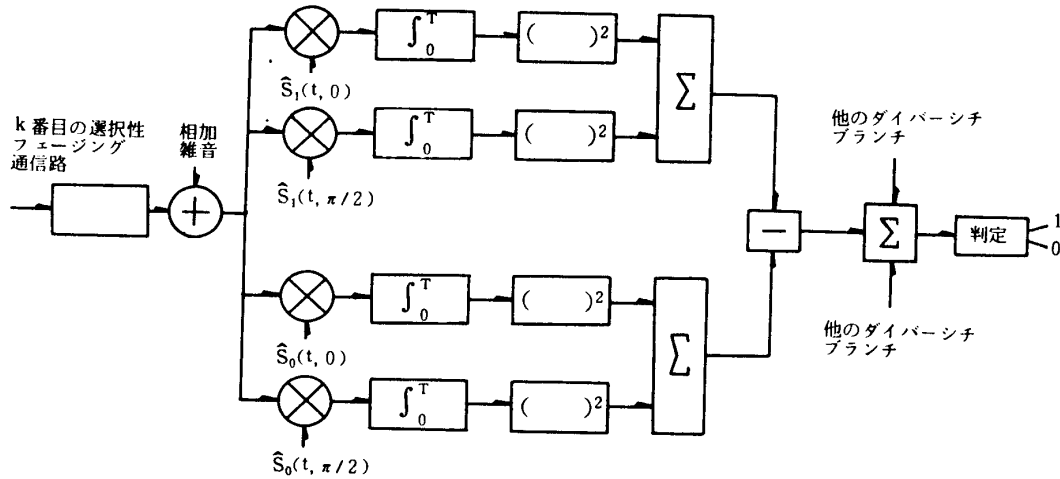


図1. 整合ろ波検波受信系 (k 番目のダイバーシチ枝)

解析においては、次のような仮定をおいている。

- 1) 伝搬路はレイリーフェージングチャネルであるが、周波数選択性フェージングチャネルである。
- 2) 伝搬路（等価低域系）の周波数相関関数は、マイクロ波固定回線については（フェージングの発生時）

$$R(\nu) = 2\sigma^2 \exp\left(-\frac{2|\nu|}{B_c}\right) \quad (1)$$

とし、移動通信については（移動局の走行中常時）

$$R(\nu) = \frac{2\sigma^2}{1 + 4(e-1)(\nu/B_c)^2} \quad (2)$$

であると仮定する。但し、 σ^2 は振幅1の単一正弦波をこれらのチャネルを通して送信したとき、受信される信号の平均電力、 B_c は $1/e$ -相関帯域幅で、 $R(\nu)$ が $R(0) = 2\sigma^2$ の $1/e$ になるときの周波数間隔であると定義する。

- 3) 選択性フェージングチャネルでの伝搬遅延時間の分布を表す伝搬遅延時間パワ密度スペクトル (delay power density spectrum) $p(\tau)$ は、 $R(\nu)$ のフーリエ変換

$$p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\nu) e^{-j2\pi\nu\tau} d\nu \quad (3)$$

で与えられる。従って、マイクロ波回線では、(1)式のフーリエ変換より

$$p(\tau) = \frac{2\sigma^2 B_c}{1 + (\pi B_c \tau)^2} \quad (4)$$

となり、移動通信では

$$p(\tau) = \frac{\sigma^2 \pi B_c}{\sqrt{e-1}} \exp\left(-\frac{\pi B_c |\tau|}{\sqrt{e-1}}\right) \quad (5)$$

となる。図 2 (a), (b) に各々の遅延時間分布 $p(\tau)$ を図示する。

- 4) 遅延時間分散による符号間干渉を注目ビットの前後何ビットを考慮せねばならないかは、相関帯域幅とビット時間長 T との積 $B_c T$ (この逆数は、 B_c で正規化した正規化伝送速度) によって決まる。本論文では、ある $B_c T$ の値に対し、 $|\tau| < iT$ 内に $p(\tau)$ が τ 軸と囲む面積の 99.5% が入るとき、注目ビットの前後 i ビットずつの符号間干渉を考慮せねばならないとする。図 2 (a), (b) に、99.5% の τ の範囲が示されている。

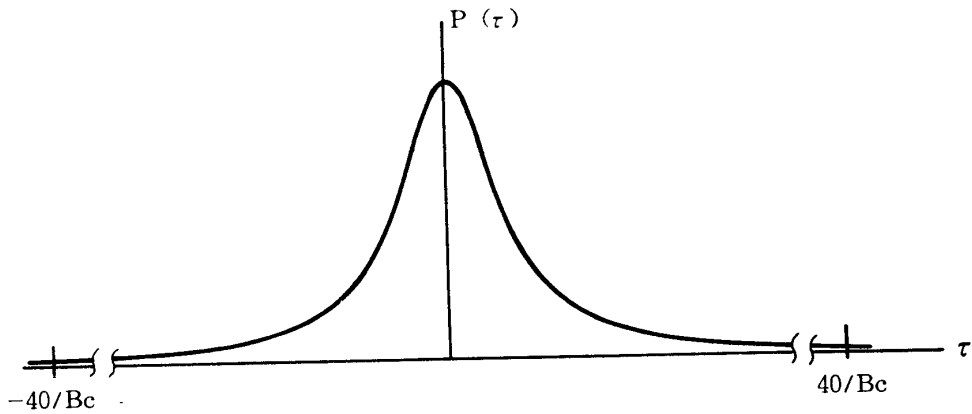


図 2. (a) マイクロ波回線に対する遅延時間パワ密度スペクトル $p(\tau) = \frac{2\sigma^2 B_c}{1 + (\pi B_c \tau)^2}$

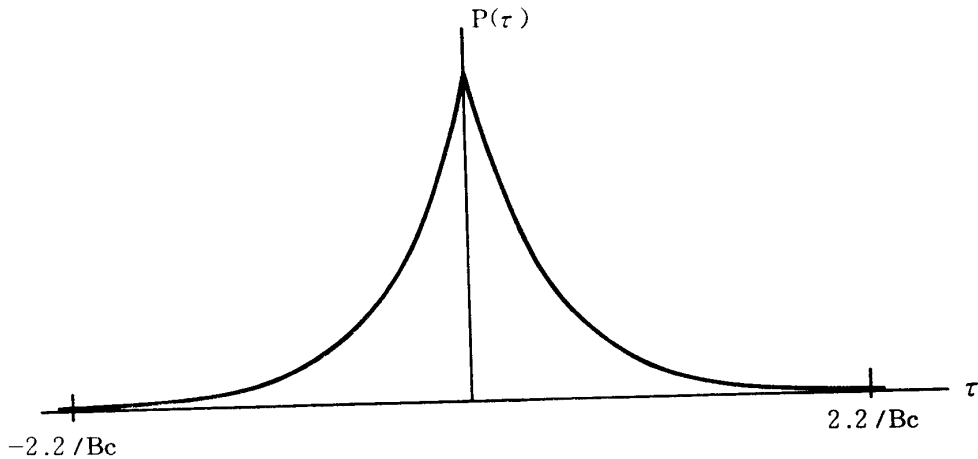


図 2. (b) 移動通信に対する遅延時間パワ密度スペクトル $p(\tau) = \frac{\sigma^2 \pi B_c}{\sqrt{e-1}} \exp\left(-\frac{\pi B_c |\tau|}{\sqrt{e-1}}\right)$

3. 周波数選択性フェージング下での CPFSK 信号の誤り率の計算

2. で述べた解析モデルのもとで、遅延時間分散に起因する多数ビットの符号間干渉がある場合の CPFSK 信号の誤り率を計算する。2 値の FSK の場合、選択性フェージングを受けても、対称性 (マークをスペースに誤る確率と、スペースをマークに誤る確率とが等しい) があるので、平均誤り率はマーク、スペースいずれか一方について考えればよい。解析では、図 1 に示したように整合る波検波器の後段で検波後ダイバーシチ合成を行う。2 値の CPFSK 信号の非同期検波に対する最適なダイバーシチ合成器は 2 乗則合成器であ

り、その場合に、マークをスペースと誤る誤り率は Pierce により

$$P_{e1} = \frac{1}{(2+\gamma)^L} \sum_{n=0}^{L-1} \left(\frac{1+\gamma}{2+\gamma} \right)^n \frac{(L-1+n)!}{n!(L-1)!} \quad (6)$$

で与えられている。(4) ここで、 L はダイバーシチの枝の数であり、 γ はダイバーシチ枝の平均 CN 比であるが、本論文の解析では、白色ガウス雑音以外に、マルチパス遅延による符号間干渉があるので、これは、その符号間干渉の影響をも反映した各枝の実効的な CN 比で、次式のように書かれる。

$$\gamma = \frac{2(m_{11} - m_{00})}{\sqrt{(m_{11} - m_{00})^2 + 4(m_{11}m_{00} - |m_{10}|^2) - (m_{11} - m_{00})}} \quad (7)$$

但し、この式中の m_{rs} は

$$m_{rs} = \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) D_r(\tau) D_s^*(\tau) d\tau + 4N_0 E_{rs} \quad (8)$$

である。ここで、 r, s は 0 または 1 をとり、 $*$ は複素共役を意味する。また N_0 は相加白色ガウス雑音の両側電力スペクトル密度で、 $D_r(\tau)$ 、 E_{rs} は各々

$$D_r(\tau) = \int_{-\tau}^{T-\tau} s^*(t) s_r(t+\tau) dt \quad (9)$$

$$E_{rs} = \int_0^T s_r(t) s_s^*(t) dt \quad (10)$$

である。但し、 $s(t)$ は受信信号の複素包絡線であり、 $s_r(t)$ または $s_s(t)$ は送信信号の複素包絡線であって、マーク、スペースに対して各々

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j(h\pi t/T + \psi_M)} \quad (11)$$

$$s_0(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{+j(h\pi t/T + \psi_S)} \quad (12)$$

と書かれる。式(11)、(12)において、 E は信号エネルギーであり、 h は変調指数で $h=2\Delta f_d T$ (搬送波周波数 f_0 に対し $f_0 \pm \Delta f_d$ と FSK する) である。また、 ψ_M, ψ_S は、マーク、スペース信号に対する任意位相であるが、ここでは CPFSK であるから $\psi_M + \psi_S = 0$ である。

注目ビットの前後 i ビットずつの符号間干渉を受ける場合、 2^{2i} 個の可能なすべての干渉パターンについて、(6)式の P_{e1} を計算せねばならない。すなわち、ひとつの CN 比について 2^{2i} 個の γ (従って m_{rs}) を計算する必要がある。マイクロ波回線の $p(\tau)$ に対しては $1/B_c T = 0.125$ 、移動通信の $p(\tau)$ に対しては $1/B_c T = 2$ のとき、 $|\tau| < 5T$ 内に $p(\tau)$ の囲む面積の 99.5% が入るので、ここでは、 $1/B_c T < 0.125$ (マイクロ波回線)、 $1/B_c T < 2$ (移動通信) であるとして、前後 5 ビット ($i=5$) ずつの符号間干渉を考慮して計算しているので、 $2^{10} = 1024$ 個の P_{e1} をひとつの CN 比について計算せねばならない。多数の数式を記述する繁雑さを避けるため、計算機でうまく処理できるように、以下のような工夫をしている。すなわち、(9)式を

$$\begin{aligned} \tilde{D}_r^{pq}(\tau) &= \int_{-\tau}^{(k+1)T} s_p^*(t) s_r(t+\tau) dt + \int_{(k+1)T}^{-\tau+T} s_q^*(t) s_r(t+\tau) dt \\ k &= -i, \dots, -1, 0, 1, \dots, (i-1) \\ p, q, r &: 0 \text{ または } 1 \end{aligned} \quad (13)$$

と書き, この $\tilde{D}_r^{pq}(\tau)$ 関数により, まず

$$\tilde{m}_{rs}^{pq} = \int_{-(k+1)T}^{-kT} p(\tau) \tilde{D}_r^{pq}(\tau) [\tilde{D}_s^{pq}(\tau)]^* d\tau \quad (14)$$

を求める. これは区間 $-(k+1)T < \tau < -kT$ における m_{rs} の値である. これによって, 符号間干渉のひとつのパターンについて, \tilde{m}_{rs}^{pq} の和の形で m_{rs} を計算する. すなわち, 注目ビットをマークとしたとき, このマークビットに符号間干渉を与えるビットパターン列

$$\begin{aligned} b_{-5} b_{-4} b_{-3} b_{-2} b_{-1} 1 b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 \quad (i=5) \\ (b_{-5}, \dots, b_5 \text{ は } 0 \text{ または } 1 \text{ をとる}) \end{aligned}$$

に対する m_{rs} は

$$\begin{aligned} m_{rs}^{b_{-5}b_{-4}b_{-3}b_{-2}b_{-1}1b_1b_2b_3b_4b_5} &= {}_{-5}\tilde{m}_{rs}^{b_{-5}b_{-4}} + {}_{-4}\tilde{m}_{rs}^{b_{-4}b_{-3}} + {}_{-3}\tilde{m}_{rs}^{b_{-3}b_{-2}} + {}_{-2}\tilde{m}_{rs}^{b_{-2}b_{-1}} \\ &\quad + {}_{-1}\tilde{m}_{rs}^{b_{-1}1} + {}_0\tilde{m}_{rs}^{1b_1} + {}_1\tilde{m}_{rs}^{b_1b_2} + {}_2\tilde{m}_{rs}^{b_2b_3} \\ &\quad + {}_3\tilde{m}_{rs}^{b_3b_4} + {}_4\tilde{m}_{rs}^{b_4b_5} + 4N_oE_{rs} \end{aligned} \quad (15)$$

のように計算される.

(15)式をすべての干渉パターンについて計算をくり返し, 2^{2i} 個の P_{e1} が得られる.

前後 i ビットずつの符号間干渉を受けたときの平均誤り率は,

$$P_e = \frac{1}{2^{2i}} \sum_{2^{2i}} P_{e1} \quad (2^{2i} \text{ 個のすべての可能な符号列について})$$

より計算される.

4. 計算結果

図3から図6に, マイクロ波固定回線での前後5ビット干渉時の誤り率を B_cT をパラメータとして示す. これらは $h=1$ の場合の計算例で図3はダイバーシチなしの場合を示し, 以下図6までは各々, 2重ダイバーシチ, 3重ダイバーシチ, 4重ダイバーシチの場合である.

図7から図10には, 移動通信回線での前後5ビット干渉時の誤り率を示す. マイクロ波の場合同様, $h=1$ で, 各々の図はダイバーシチなし, 2重, 3重, 4重の場合である.

図3から図6には, 各々, 符号間干渉のない場合の理論限界が破線により示されている. 遅延時間分散による符号間干渉を受けた場合の誤り率と対比すれば, その劣化の大なることがわかる. 特に, マイクロ波回線では, B_cT が100程度, 従って伝送速度 $1/T$ が $1/e$ -相

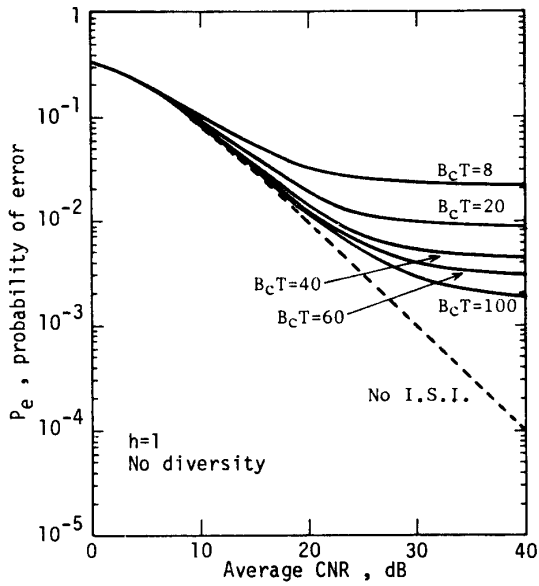


図3. 誤り率特性——ダイバーシチなし
(マイクロ波回線)

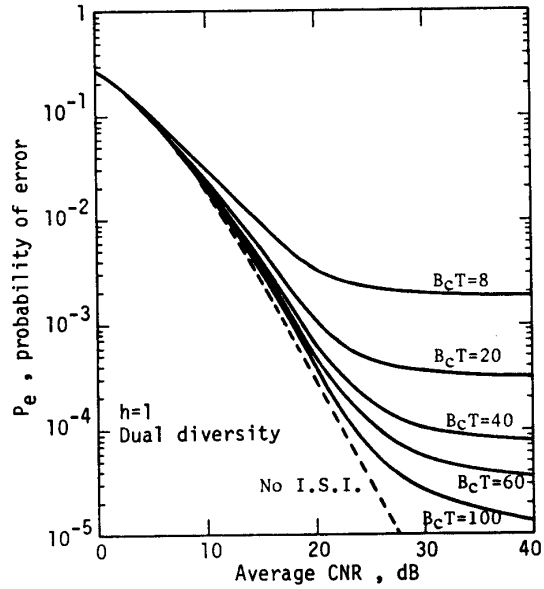


図4. 誤り率特性——2重ダイバーシチ
(マイクロ波回線)

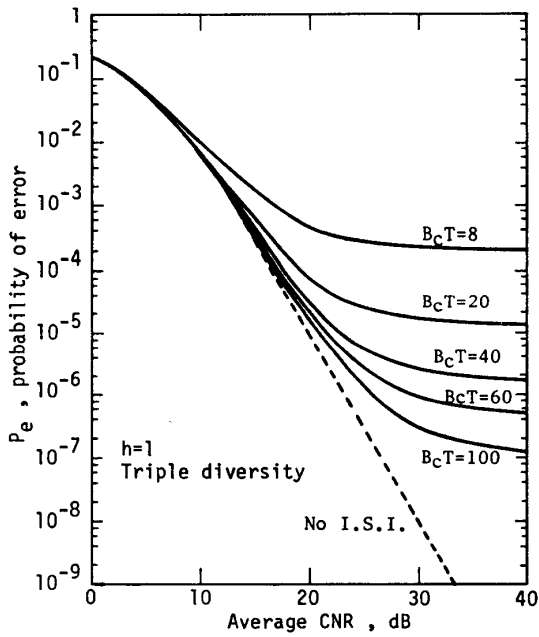


図5. 誤り率特性——3重ダイバーシチ
(マイクロ波回線)

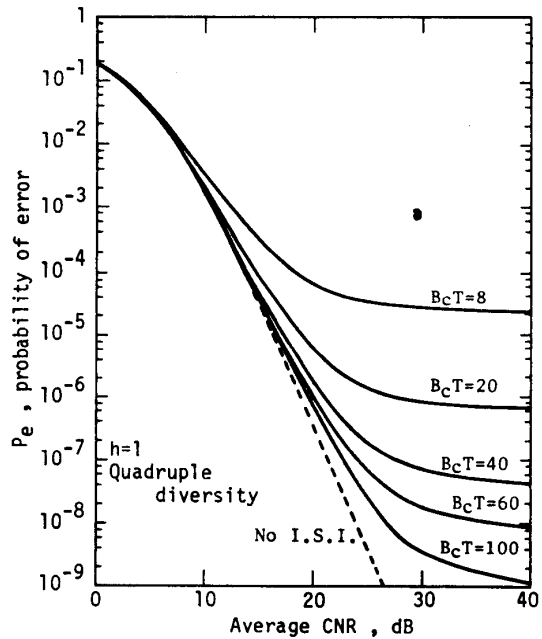


図6. 誤り率特性——4重ダイバーシチ
(マイクロ波回線)

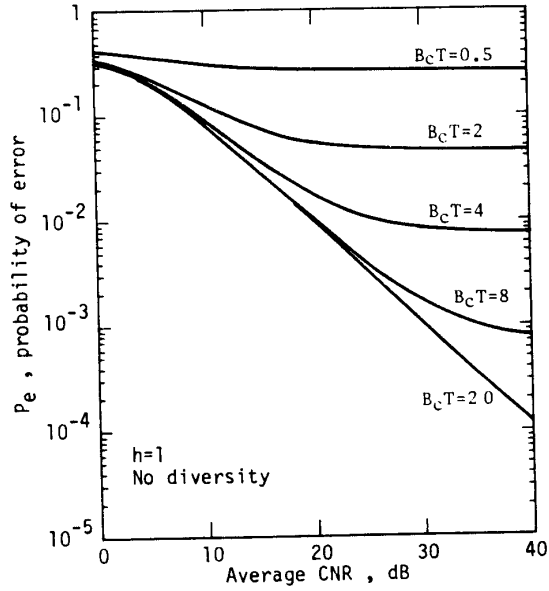


図7. 誤り率特性——ダイバーシチなし (移動通信)

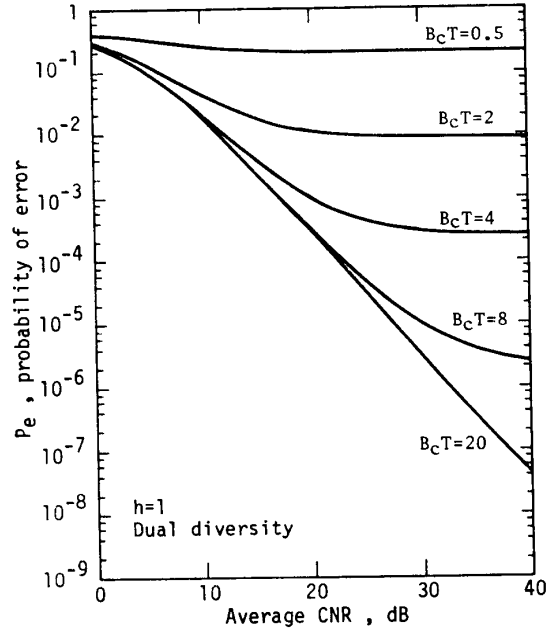


図8. 誤り率特性——2重ダイバーシチ (移動通信)

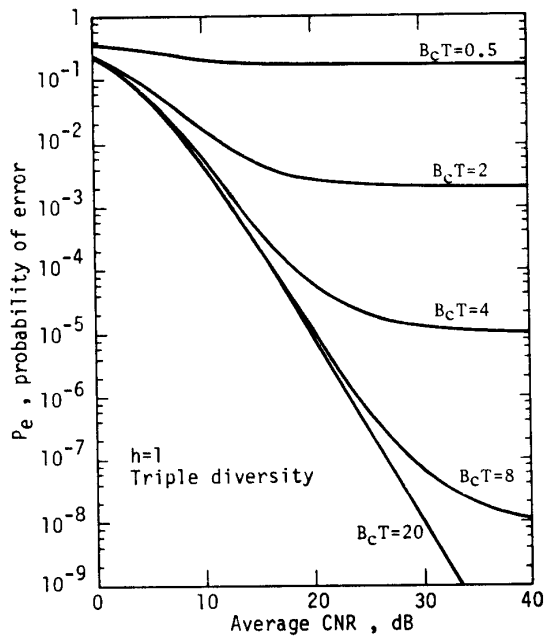


図9. 誤り率特性——3重ダイバーシチ (移動通信)

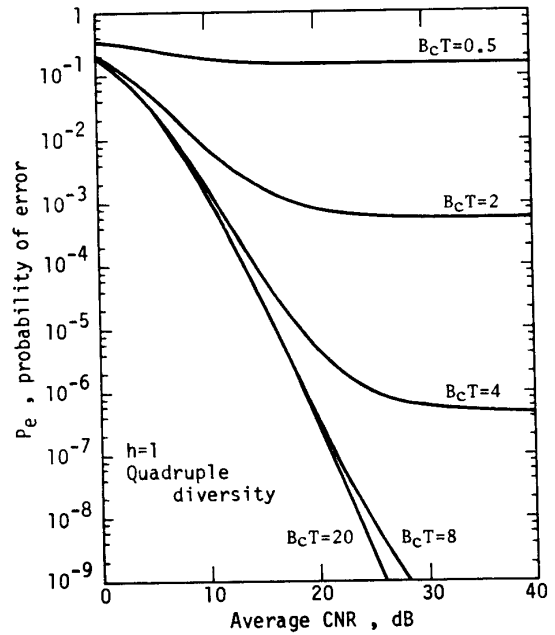


図10. 誤り率特性——4重ダイバーシチ (移動通信)

関帯域幅 B_c の $1/100$ 程度でも誤り率の劣化が著しく大きい。一方、移動通信では、正規化伝送速度が 0.05 以下程度になると、符号間干渉なしの理論限界からの劣化は無視できる程度になる。

図11, 図12には、ある一定の誤り率に対する CN 比の劣化量が示されている。図11は、ダイバーシチなし及び2重ダイバーシチの場合に、 $P_e = 10^{-2}$ に対する CN 比の劣化量を正規化伝送速度 $1/B_c T$ に対して示している。マイクロ波回線（コーシー型 $p(\tau)$ ）の場合と、移動通信（指数関数型 $p(\tau)$ ）の場合とで際立った差があり、マイクロ波回線での劣化が著しく大である。すなわち、コーシー型 $p(\tau)$ は指数関数型 $p(\tau)$ に比し、 τ の大きい、つまりより遠くからの符号間干渉も影響が残り、デジタル信号伝送速度を大きく制限する厳しい遅延時間分散のモデルであることがわかる。ダイバーシチ合成を行うことの改善効果はある。図12は、Bello らのガウス関数型 $p(\tau)$ の場合の結果と比較するために、 $L=4$ （4重ダイバーシチ）の場合に、 $P_e = 10^{-5}$ に対する CN 比の劣化量を $1/B_c T$ に対して示している。

これらの結果より、マイクロ波回線、及び、移動通信に対する $p(\tau)$ の違いによる誤り率への影響の違いは非常に大きく、特に、コーシー型 $p(\tau)$ のマイクロ波回線での CN 比劣化は、指数関数型 $p(\tau)$ 、ガウス型 $p(\tau)$ の場合と比して著しく大きいことがわかる。

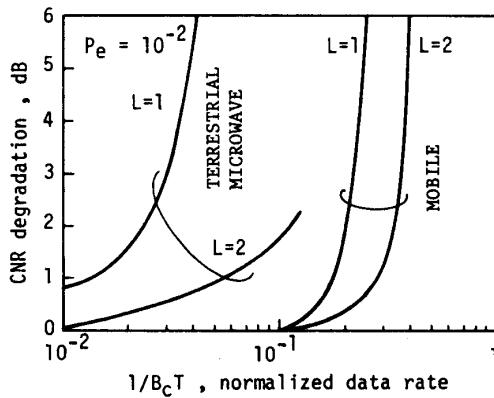


図11. 正規化伝送速度対 CN 比劣化量
($P_e = 10^{-2}$)

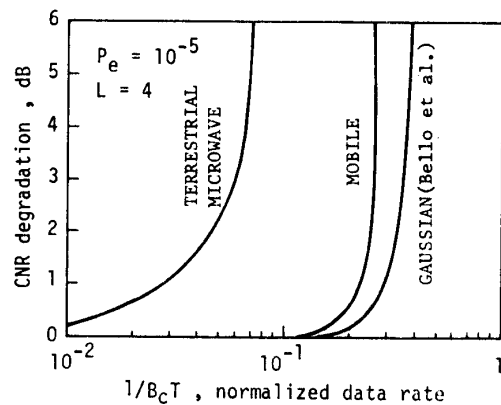


図12. 正規化伝送速度対 CN 比劣化量
($P_e = 10^{-5}$)

5. むすび

マイクロ波固定回線、移動通信回線における遅延時間分散の分布関数型を各々、コーシー型、指数関数型と仮定して、2値 CPFSK-整合ろ波検波、検波後ダイバーシチ合成の場合の誤り率を理論的に計算し、一例を図示した。遅延分布関数型の違いによる誤り率特性への影響の違いは大きく、選択性フェージング発生時コーシー型 $p(\tau)$ としたマイクロ波回線は、指数関数型 $p(\tau)$ の移動通信、及び、ガウス関数型 $p(\tau)$ の場合と比較して、CN 比劣化が最も大きいことが明らかとなった。

文 献

- (1) Bello, P. A. and Nelin, B. D.: "The effect of frequency selective fading on the error probabilities of incoherent and differentially coherent matched filter receivers", IEEE Trans. Commun. Syst., CS-11, pp. 170-186 (June 1963).
- (2) 小西, 宮垣, 森永, 滑川: "非同期 FSK 信号誤り率特性に対する選択性フェージングの影響", 信学技報, CS 79-239 (1980-02).
- (3) Jakes Jr., W. C. (ed.): "Microwave Mobile Communications", Wiley, N. Y., 1974.
- (4) Pierce, J. N.: "Theoretical diversity improvement in frequency-shift keying", Proc. IRE, vol. 46, pp. 903-910 (May 1958)

The Effect of Delay Power Spectrum on the Error-Rate Performance for High-Speed Digital Radio System

Ken-ichi KONISHI and Yoshiya MIYAGAKI

*Department of Electronic Science, Okayama University of Science
Ridai-cho 1-1 Okayama 700, Japan*

(Received September 27, 1984)

Abstract

It is important to investigate the effect of intersymbol interference due to time delay spread on the error-rate performance for a high-speed digital radio system over fading multipath channels. In this paper, we theoretically evaluate the probability of error for a continuous phase binary FSK with matched filter detection using postdetection diversity combining under conditions of Cauchy-distributed delay power spectrum for terrestrial microwave channels and exponential-distributed delay power spectrum for land mobile radio channels. Furthermore, the effect of above different types of time delay spread on the error-rate performance is studied.