

# OOKFSK 方式の耐マルチパス特性

李 勅\*・小西 憲一\*\*・宮垣 嘉也\*\*

\*岡山理科大学大学院工学研究科博士課程システム科学専攻

\*\*岡山理科大学工学部電子工学科

(1991年 9月30日 受理)

## 1. まえがき

デジタル移動無線において、高速伝送に最大の障害となるマルチパス起因の符号間干渉への対抗策の一つに、耐マルチパス変復調方式<sup>(1),(2)</sup>がある。以前、3周波交代FSK方式(以下、3交代FSK)を提示し、そのマルチパス通信路におけるビット誤り率(BER)特性を報告した<sup>(3),(4)</sup>。その3交代FSKは、交代用信号として第3の周波数 $f_2$ を導入するものであったが(図1)、それは帯域幅の拡張や2周波 $f_0$ 、 $f_1$ との新たな干渉をもたらす欠点があり、とくに実用領域である $h < 2$ では、良い特性を示さなかった。そこで、本論文ではそれを改善するためにOOKFSK(on-off keyed FSK)を提案し、その特性を報告する。

論文では、まずOOKFSK方式(以下、OOKFSK)の原理と方式の構成を提示し、その伝送誤り率特性を理論的に解析・評価し、3交代FSKの計算の結果と比較し、最後にこの方式の問題点と今後の課題について述べている。

## 2. OOKFSK 方式

従来の2周波FSKに対して、3交代FSKでは、図1(a)のように $f_0$ 、 $f_1$ 、 $f_2$ の3周波を

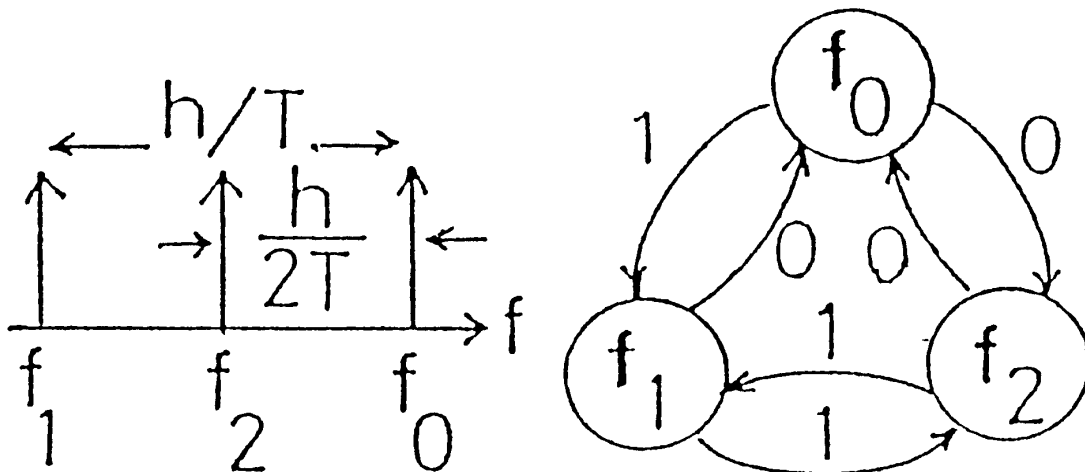


図1 (a) 3交代FSKの周波の配置 (b) 3交代FSKの遷移図

用い、かつ、図 1 (b) のような遷移によって 2 進情報と周波数の対応づけを行っている。OOKFSK は、図 2 (a) のように従来通り 2 周波を用い、 $f_2$  の代わりに off 状態を用いるものである (図 2 (b))。その結果、OOKFSK 方式のスペクトルは、2 周波の間の距離に従って、お互いの干渉も小さくなっている (図 3 と図 4 を参照、まん中の  $f_2$  という信号が off になっていると、自分自身のエネルギーがゼロだから、 $f_0$  と  $f_1$  への干渉もなくなる)。復調は、判定帰還情報に導かれた 2 周波 FSK 検波及び可変スレショルド OOK 検波を交互に行う。

### 3. 解析の対象にした OOKFSK システム

検波方式として、先行判定結果に基づいて (Decision Oriented)、2 つのフィルタの出力による 2 周波 FSK 判定か、または、一つを除外してもう一つのフィルタ出力による on-off 判定を行うものとする。送信側の状態遷移は、先行送出周波数を状態とする単純マルコフ過程となる。

具体的には、3 つの信号波は

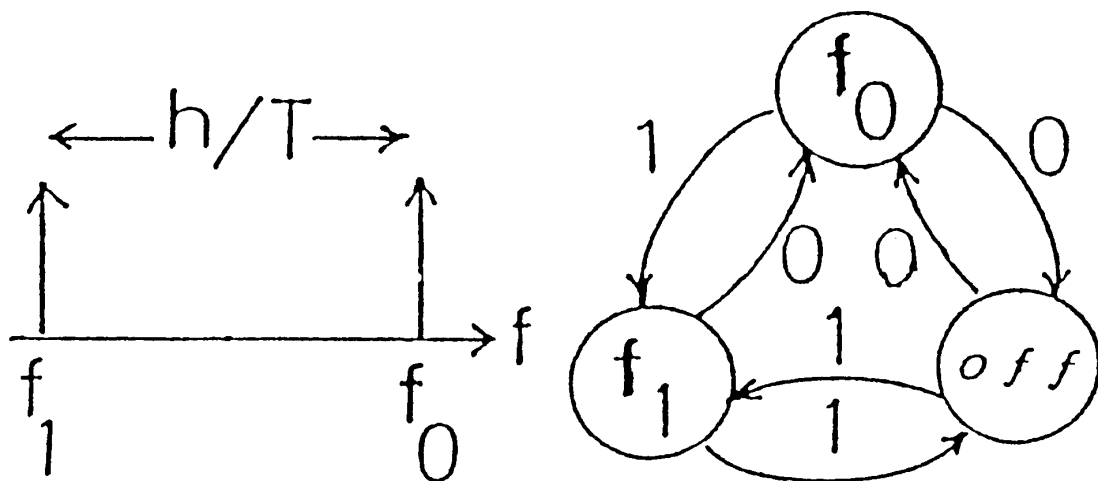


図 2 (a) OOKFSK の周波の配置 (b) OOKFSK の遷移図

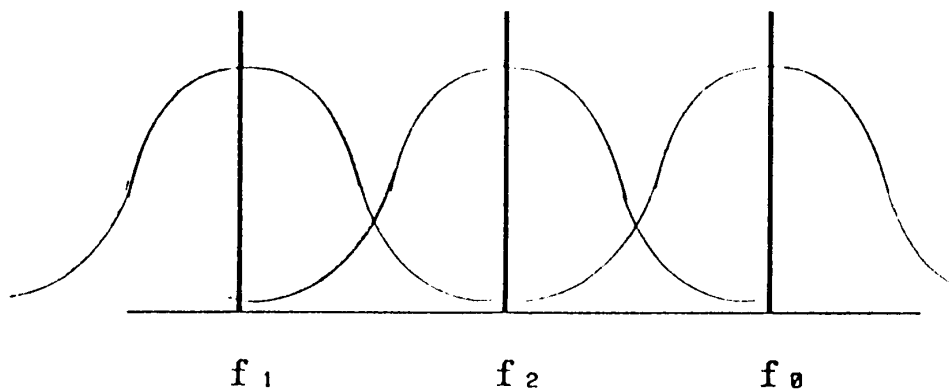


図 3 3 交代 FSK 方式のスペクトル

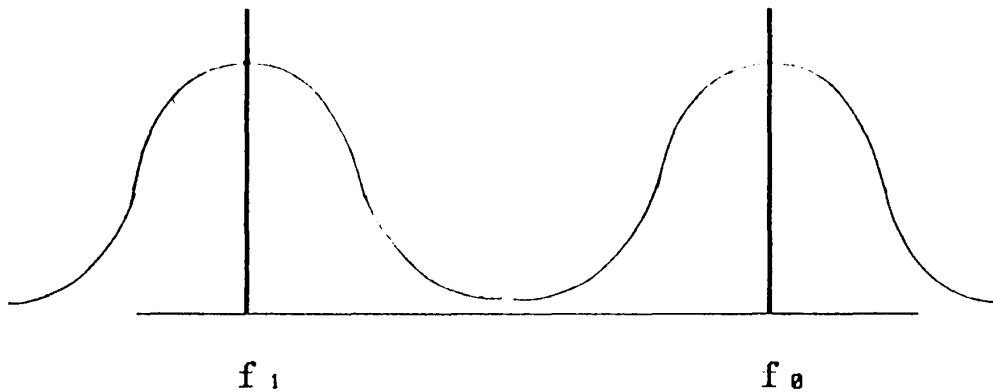


図4 OOKFSK 方式のスペクトル

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \exp[j(2\pi f_i t + \phi_i)] \quad i=0,1 \quad (1)$$

$$s_2(t) = \text{off}$$

で与えられ（但し、 $T$  はビットの時間長で、 $E$  は信号のエネルギーである、off は信号のエネルギーがゼロである。）、更に、 $f_i = f_c + \Delta f_i$ と置くと（ $f_c$ は搬送波周波数）、改めてベースバンド信号として

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \exp[j(2\pi \Delta f_i t + \phi_i)] \quad i=0,1 \quad (2)$$

$$s_2(t) = 0$$

と書ける。ここで、以下の計算では次のように仮定する。

$$\Delta f_0 = h/2T \quad (3)$$

$$\Delta f_1 = -h/2T$$

従って、この場合、変調信号は

$$m(t) = \frac{h}{2T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i W(t-iT) \quad (4)$$

と表され、被変調波は、 $A = \sqrt{2E/T}$ として

$$C(t) = A|b_i| \exp[j2\pi(f_c t + \int_{-\infty}^t m(t') dt')] \quad (5)$$

で与えられる。

ここで、 $W(t)$  は図5のような単位窓関数であり、 $b_i$ は1, 0, -1のどれかをとる3値系列である。

さて、上述の信号を非同期検波するときの構成は図6のようにになる。局発  $f_L$  は周波数通

減のためのもので、論議の本質と関係ない。選択性フェージング及び雑音のない場合について、図中の各  $u_i$  を求めると、時刻  $t = kT$  で以下ようになる。

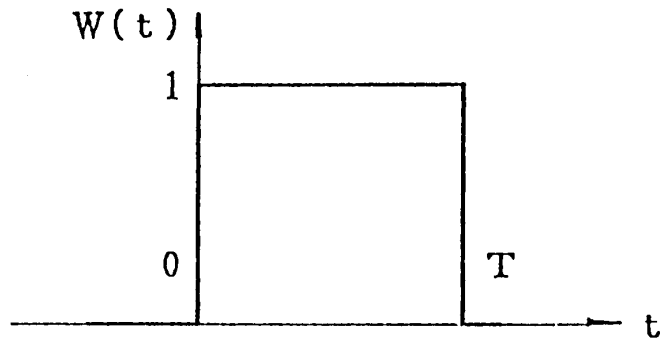


図5 単位窓関数

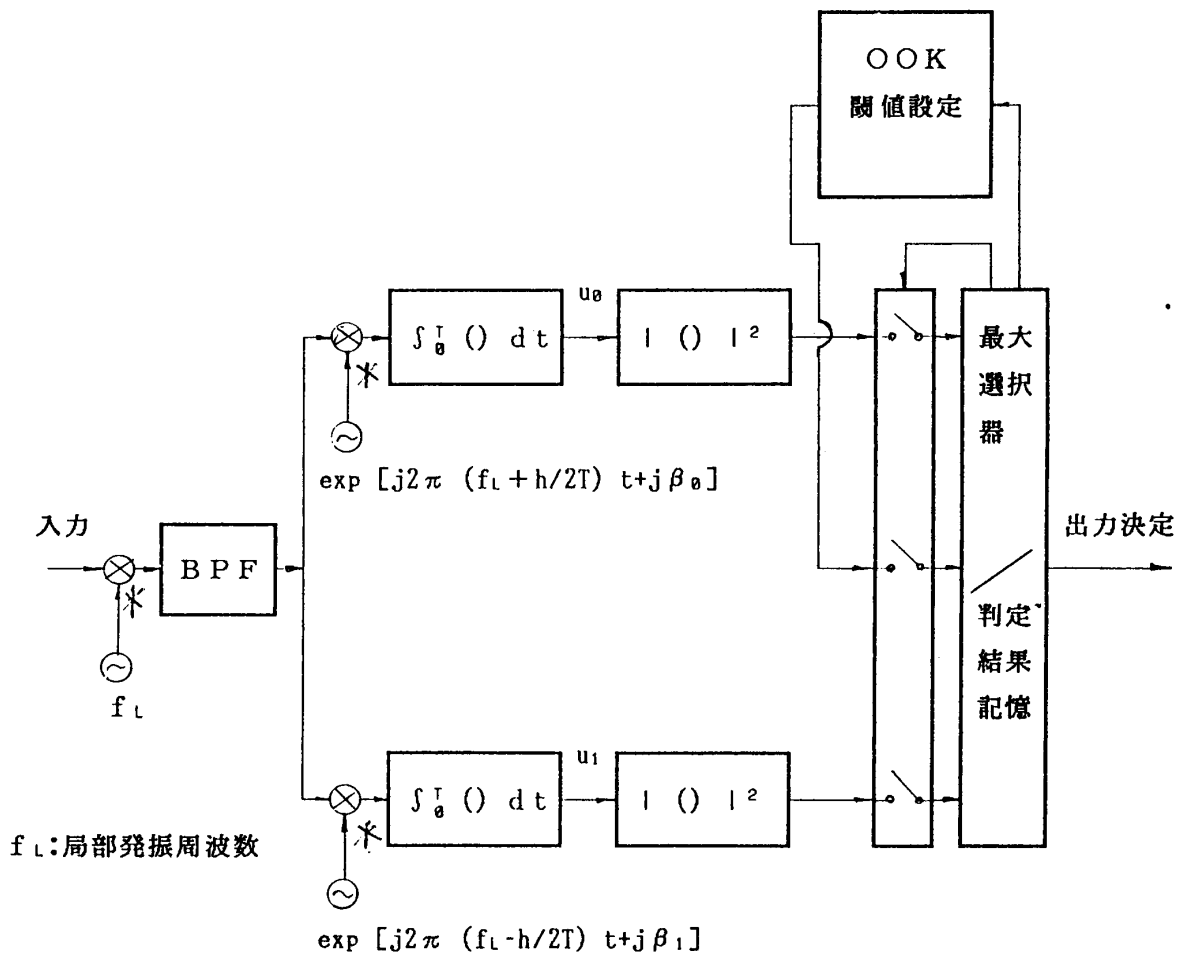


図6 OOKFSK 方式の非同期検波回路の構成

$$\begin{aligned}
 u_0 &= \int_{(k-1)T}^{kT} A|b_i| \exp [j2\pi(f_L t + f_{-1} m(t') dt') - j\alpha] \\
 &\quad \cdot \exp [-j2\pi(f_L + h/2T)t - j\beta_0] dt \\
 &= A|b_i| \exp [-j(\alpha + \beta_0)] \int_{(k-1)T}^{kT} \exp [j2\pi f_{-1} m_0(t') dt'] dt
 \end{aligned} \tag{6}$$

但し,

$$m_0(t) = \frac{h}{2T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} (b_i - 1) W(t - iT) \tag{7}$$

である, 同様に

$$\begin{aligned}
 u_1 &= A|b_i| \exp [-j(\alpha + \beta_1)] \int_{(k-1)T}^{kT} \exp [j2\pi f_{+1} m_1(t') dt'] dt \\
 m_1(t) &= \frac{h}{2T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} (b_i + 1) W(t - iT)
 \end{aligned} \tag{8}$$

となる。但し, off 状態と, 指定された 1 周波の on 状態とを判別するために, 可変スレシ

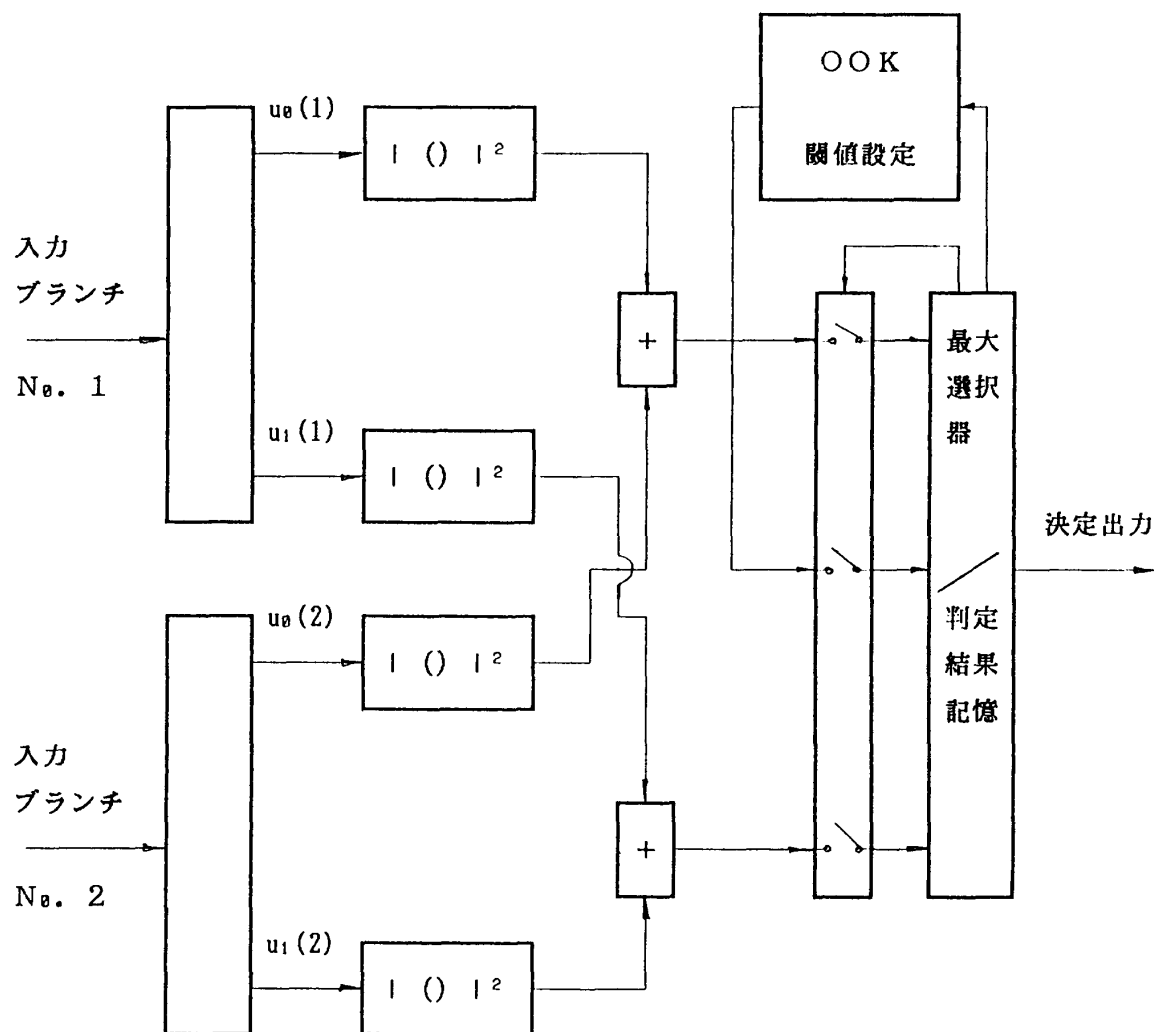


図7 OOKFSK 方式のダイバーシチ受信ブロック図

ヨルド値を振幅の2乗値で1/4（振幅値で1/2）に設定している。

ダイバーシチ受信の場合については、図7のようなブロック図で示すようになる（2ブランチの場合を示している）。

#### 4. OOKFSK 方式の BER 特性の評価

##### 4.1 誤り率の解析

対称性（図2(b)）から、0を送信した時の誤り率を求めればよい。可能な先行干渉パターンは表1に示す2通りであり、送信された周波数の可能性は表2のようになる、全部で4通りの信号パターンがある。干渉及び検波過程の同じものがあり（表2の右辺★印）、その重複を排すると、計算の対称となるものは表2左辺番号に示す3通りとなり、従って、計算されるべきD関数<sup>(5)</sup>の数は6個となる。それらに基づいて3つの誤り率 $P_1$ （I-A）、 $P_2$ （I-B）、 $P_3$ （II-B）を計算すると（具体的計算式は付録A～C参照）、総合の誤り率は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 P_e &= 1/2(P_0 + P_1) = P_0 \\
 &= 1/4(P_{00} + P_{10} + P_{01} + P_{11}) \\
 &= 1/4(P_1 + P_2 + P_1 + P_3) \\
 &= 1/4(2P_1 + P_2 + P_3)
 \end{aligned} \tag{9}$$

表1 0を送信された時の可能な先行系列

パターン	先行ビット	現ビット
	(-T, 0)	(0, T)
I	0	0
II	1	0

表2 0を送信された時の可能な干渉系列パターン

	パターン	先行状態	現状態	対抗状態	
1	I-A	off	$f_0$	$f_1$	★
2	I-B	$f_0$	off	$f_1$ -on	
	II-A	off	$f_0$	$f_1$	★
3	II-B	$f_1$	$f_0$	$f_0$ -off	

##### 4.2 計算の数値例

計算の実例として、遅延分布  $P(\tau)$  が図8と図9のような場合をとりあげる。

- ①  $P(\tau)$  がダブルスパイク型（2波モデル）
- ②  $P(\tau)$  が指数分布型（連続遅延モデル）

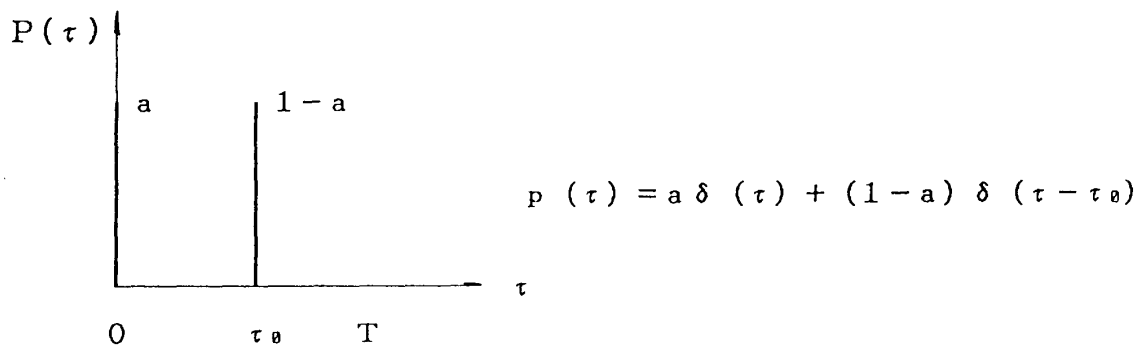


図8 ダブルスパイク遅延分布

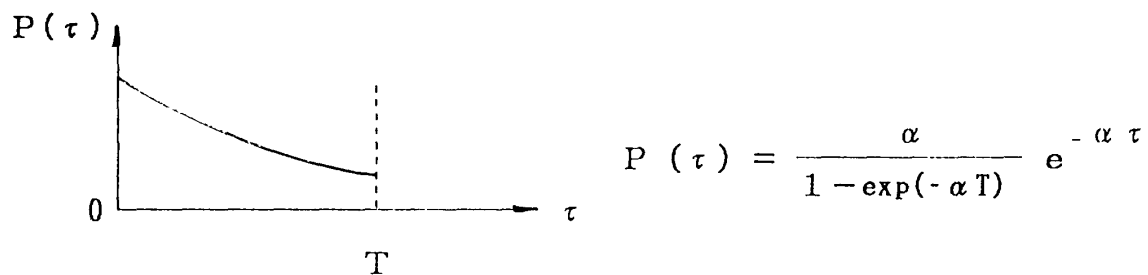


図9 指数型の連続遅延分布

図10—図13でダイバーシチなしの場合を示す。その中で、図10, 11, 12が2波、図13が連続の遅延プロフィールの場合である。タイミングは固定（シンボル終端）としている。比較のために、3交代FSKの特性を破線で記入している。これらの結果から、 $h \leq 1$ ではOOKFSKは最悪遅延時（ $\tau_0/T > 0.5$ 以上）の特性が改善されていることがわかる。

図14—図17には、2重ダイバーシチ受信の場合を示す。図14, 15, 16が2波、図17が連続の遅延プロフィールの場合である。これらの結果から、実用的な $h \leq 1$ で最悪遅延時の特性が改善されており（ $< 10^{-1}$ ）、OOKFSKは3交代FSKより優れた方式であることが分かる。

## 5. む す び

耐マルチパス変調方式としてのOOKFSK方式を提案し、そのビット誤り率特性を理論的に求めた。その結果、OOKFSK方式の特性は、 $h \leq 1$ の時に、改善がある。 $h \geq 2$ となると、FSKによる誤り（ $P_1$ ）は減少するが、OOK判定による誤り（ $P_2 + P_3$ ）が全体の誤り率の下の限界となり、3交代FSKよりかえって悪くなる（図12と図16）。

今後の課題として、実用化のために、 $h < 2$ における特性を更に改善出来る方式を考案するとともに、判定帰還による誤り伝搬の防止が必要である。

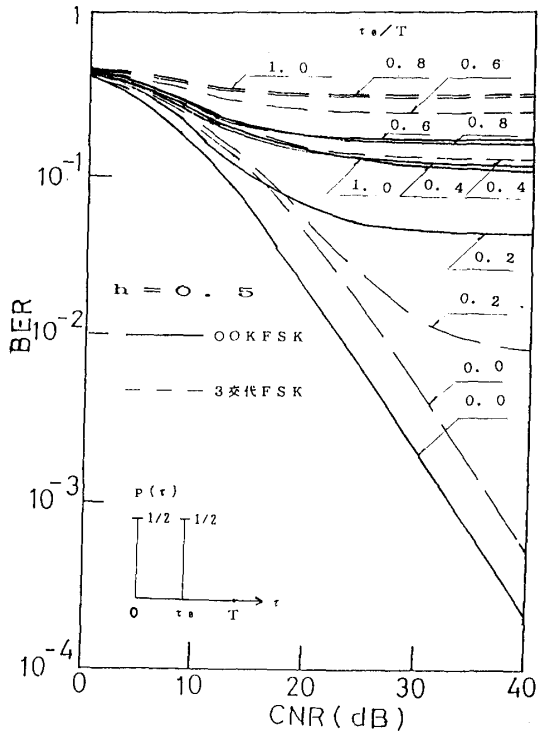


図10 2波の場合 ( $h = 0.5$ )

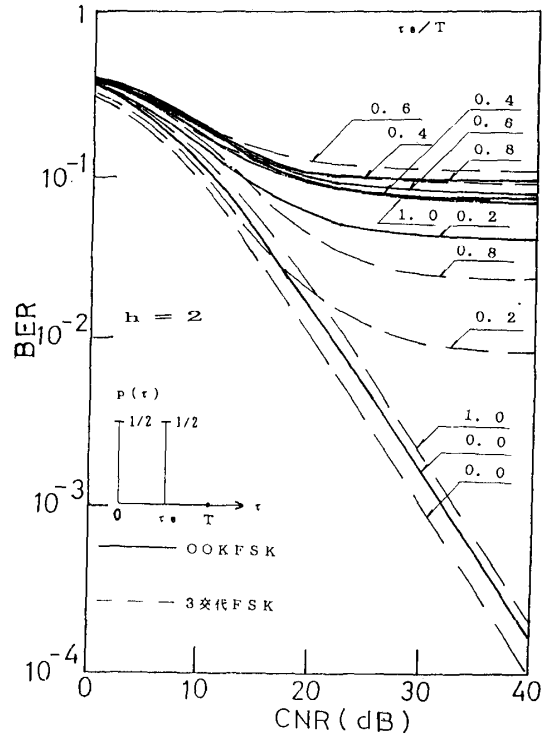


図12 2波の場合 ( $h = 2$ )

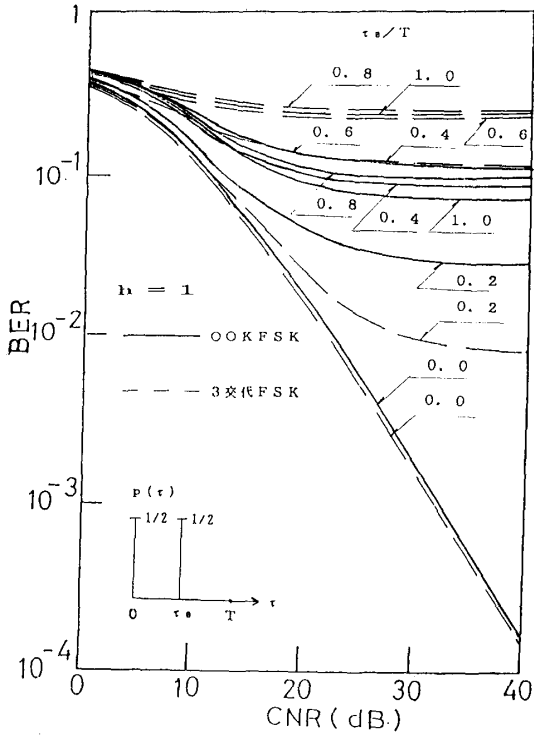


図11 2波の場合 ( $h = 1$ )

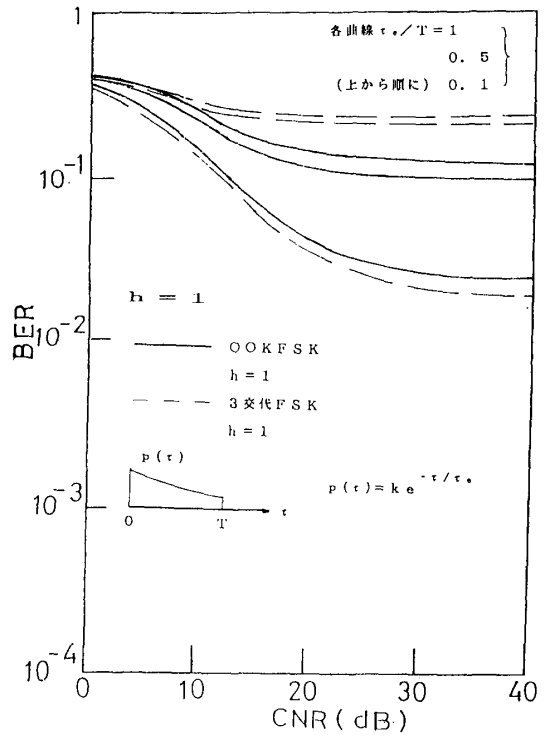


図13 連続分布の場合



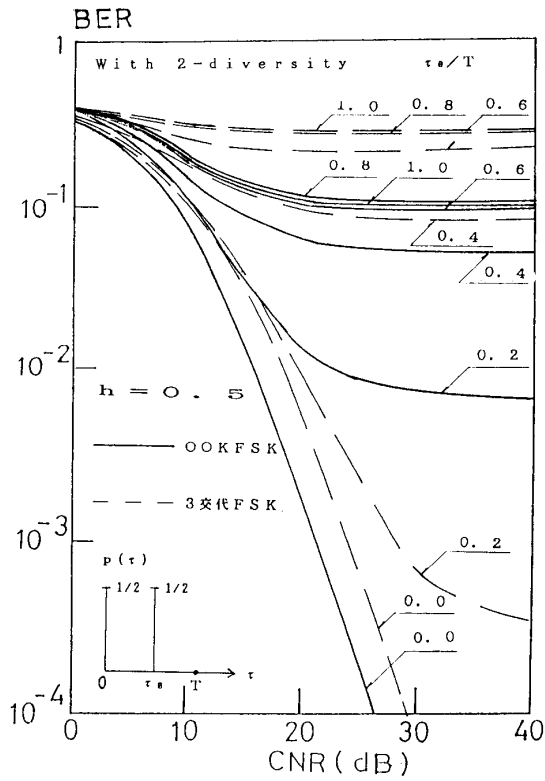


図14 2波の場合 ( $h = 0.5$ )

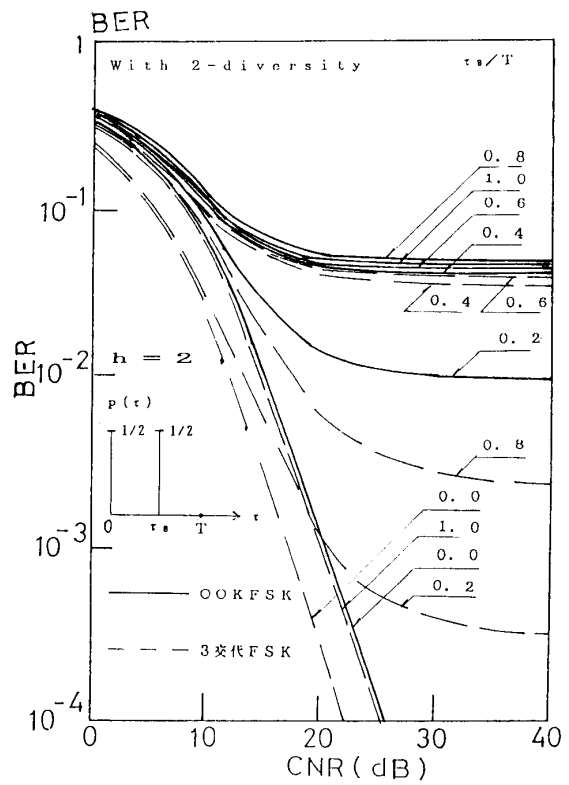


図16 2波の場合 ( $h = 2$ )

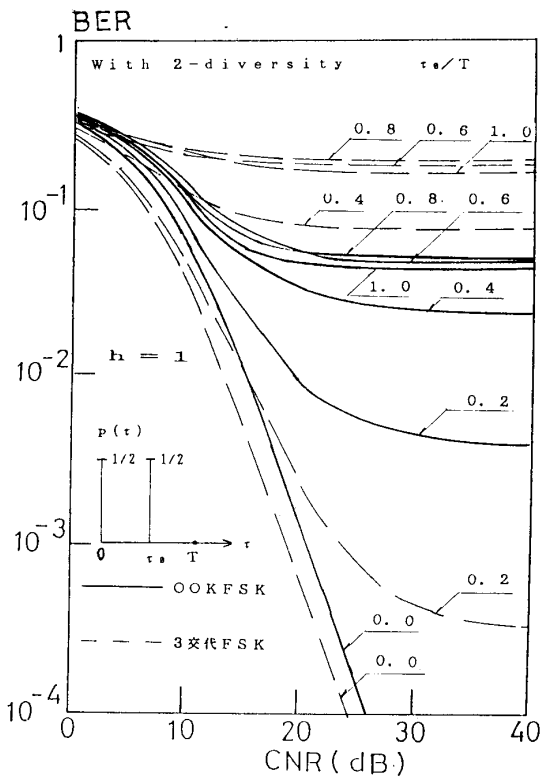


図15 2波の場合 ( $h = 1$ )

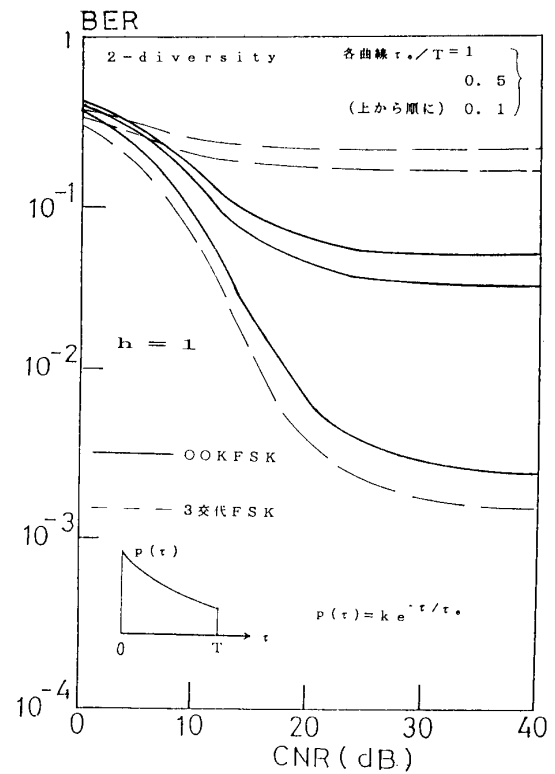


図17 連続分布の場合

## 参考文献

- 1) 吉田, 池上: 多重波フェージングに強い変調方式, SAT 86-22 (1986-09)
- 2) 高井: 耐多重波変調方式の一提案, SAT 86-23 (1986-09)
- 3) 李, 小西, 宮垣: 3周波 FSK 方式の耐マルチパス特性, 平2 電関学関西支連大, S7-4
- 4) 李, 小西, 宮垣: 3周波 FSK 方式の耐マルチパス特性, 岡山理科大学紀要, 第26号, A, pp. 239-258 (1991-03)
- 5) P. A. BELLO and B. D. Nelin: "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)

## Antimultipath Performance of On-Off Keyed FSK Signaling

Qing LI\*, Ken-ichi KONISHI\*\*, and Yoshiya MIYAGAKI\*\*

*\*Graduate School, Okayama University of Science*

*1-1 Ridaicho, Okayama 700 Japan*

*\*\*Faculty of Engineering, Okayama University of Science*

(Received September 30, 1991)

Previously, the authors proposed three-frequency commutation FSK signaling to improve performance of high-speed digital mobile radio system in severe multipath fading environment. However, this strategy expanded excess bandwidth and caused extra interferences. It exhibited poor performance particularly in the practical modulation index region.

In this paper, we propose the new commutation signaling strategy named On-Off Keyed FSK (OOKFSK) and theoretically analyze the BER performance of this signaling method. This method transmits no signal instead of transmitting the third-frequency signal in the three-frequency commutation FSK. The numerical results show that the OOKFSK signaling outperforms the three-frequency commutation FSK signaling for practical low modulation indices.

## 付録A:

## D関数の計算 (相関関数):

(1).  $P_1$ を計算するためのD関数

$$\begin{aligned}
 & \overline{Df_{f_0}^{\text{off}}(\tau)} \quad \text{と} \quad \overline{Df_{f_1}^{\text{off}}(\tau)} \\
 \overline{Df_{f_0}^{\text{off}}(\tau)} &= \int_{-\tau}^0 0 * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\pi h/T*(t+\tau)} dt \\
 &+ \int_0^{T-\tau} \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T*t} * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\pi h/T*(t+\tau)} dt \\
 &= 2E e^{j\pi h\tau} (1-X) \quad (1) \\
 & \quad \quad \quad [ \text{Put } X = \frac{\tau}{T} ]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \overline{Df_{f_1}^{\text{off}}(\tau)} = \int_{-\tau}^0 0 * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T*(t+\tau)} dt \\
 &+ \int_0^{T-\tau} \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T*t} * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T*(t+\tau)} dt \\
 &= 2E e^{-j\pi h\tau} \left( j \frac{1}{2\pi h} (e^{-j2\pi h(1-X)} - 1) \right) \quad (2)
 \end{aligned}$$

(2).  $P_2$ を計算するためのD関数

$$\begin{aligned}
 & \overline{Df_{f_0}^{f_1}(\tau)} \quad \text{と} \quad \overline{Df_{f_0}^{f_0}(0)} \\
 \overline{Df_{f_0}^{f_1}(\tau)} &= \int_{-\tau}^0 \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\pi h/T*t} * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\pi h/T*(t+\tau)} dt \\
 &+ \int_0^{T-\tau} \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T*t} * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\pi h/T*(t+\tau)} dt \\
 &= 2E e^{j\pi h\tau} \left( -j \frac{1}{2\pi h} (1 - e^{-j2\pi h\tau}) + 1 - X \right) \quad (3)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{Df_{f_0}^{f_0}(0)} &= \int_0^T \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T*t} * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\pi h/T*(t)} dt \\
 &= 2E \quad (4)
 \end{aligned}$$

(3).  $P_3$ を計算するためのD関数

$$\begin{aligned}
 & \overline{Df_1^{f_1}}(0) \quad \text{と} \quad \overline{Df_1^{f_0 \text{ off}}}(t) \\
 \overline{Df_1^{f_1}}(0) &= \int_0^T \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\pi h/T * t} * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T * (t)} dt \\
 \boxed{f_1} &= 2E \\
 \boxed{f_1} & \qquad \qquad \qquad (5)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \overline{Df_1^{f_0 \text{ off}}}(t) = \int_{-\tau}^0 \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T * t} * \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T * (t+\tau)} dt \\
 & \quad + \int_0^{T-\tau} \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{-j\pi h/T * (t+\tau)} dt \\
 \boxed{f_0 \text{ off}} & \quad \boxed{f_1} \\
 & = 2E \left\{ \frac{1}{\pi h} \sin(\pi h x) \right\} \qquad \qquad \qquad (6)
 \end{aligned}$$

以上で、必要なすべてのD関数が求められた。以下、更に、これらを整理する（実部、虚部に分離したり、同じものを等置する）。

付録B:

m（モーメント関数）値に付随するEr<sub>s</sub>及びその他の整理について:

(1). P<sub>1</sub>を計算するためのm関数

$$\begin{aligned}
 & \overline{mf_0 f_0}, \quad \overline{mf_1 f_1}, \quad \overline{mf_0 f_1} \\
 \overline{E f_0 f_0} &= \int_0^T \left| \frac{2E}{T} e^{j\pi h/T * t} \right|^2 dt = 2E \\
 \overline{E f_1 f_1} &= \int_0^T \left| \frac{2E}{T} e^{-j\pi h/T * t} \right|^2 dt = 2E \\
 \overline{E f_0 f_1} &= \int_0^T \frac{2E}{T} e^{j\pi h/T * t} * \frac{2E}{T} e^{j\pi h/T * t} dt \\
 &= \frac{2E}{T} \int_0^T e^{j2\pi h/T * t} dt \\
 &= \frac{2E}{T} \left[ \frac{1}{j2\pi h/T} e^{j2\pi h/T * t} \right]_0^T \\
 &= 2E \left[ -j \frac{1}{2\pi h} (e^{j2\pi h} - 1) \right] \\
 &= 2E \left( \frac{\sin 2\pi h}{2\pi h} + j \frac{1 - \cos 2\pi h}{2\pi h} \right)
 \end{aligned}$$

(2).  $P_2$ を計算するための  $m$

$$\begin{array}{l} \frac{f_1 f_0}{m f_0 f_0}, \quad \frac{f_0}{m f_0}, \quad mx \\ \hline E f_0 f_0 = \int_0^T \left| \frac{2E}{T} \right|^2 dt = 2E \\ E f_0 = 0 \\ E x = 0 \end{array}$$

(3).  $P_3$ を計算するための  $m$

$$\begin{array}{l} \frac{f_1}{m f_1}, \quad \frac{f_0 \text{ off}}{m f_1 f_1}, \quad mx \\ \hline E f_1 = 0 \\ E f_1 f_1 = 2E \\ E x = 0 \end{array}$$

以上より、 $E_{rs}$ の組の種類は、 $E_{\theta 1}$ が異なる3組である。

付録C:

諸量の正規化:

$m$ より $\gamma$ を求める式は $m$ について同次式なので、 $m$ を共通の値で正規化しておいても値は変わらない。即ち、

- ・  $D$ 関数はすべて $2E$ で正規化する、 $D(\tau) \rightarrow \widetilde{D}(\tau)$
- ・  $P(\tau)$ は $2\sigma^2$ で正規化する、 $P(\tau) \rightarrow \widetilde{P}(\tau)$
- ・  $E_{rs}$ は $2E'$ で正規化する、 $E_{rs} \rightarrow \widetilde{E}_{rs}$
- ・  $m$ は $8N_0E$ で正規化する、 $m_{rs} \rightarrow \widetilde{m}_{rs}$

とすると、

$$\begin{aligned} \widetilde{m}_{rs} &= \frac{m_{rs}}{8N_0E} = \frac{1}{8N_0E} \int_{-\infty}^{\infty} 2\sigma^2 \widetilde{P}(\tau) * 2E \widetilde{D}_r(\tau) * 2E \widetilde{D}_s^*(\tau) d\tau \\ &\quad + \frac{1}{8N_0E} 4N_0 * 2E * \widetilde{E}_{rs} \\ &= \frac{\sigma^2 E}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) \widetilde{D}_r(\tau) \widetilde{D}_s^*(\tau) d\tau + \widetilde{E}_{rs} \\ &= \rho \int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) \widetilde{D}_r(\tau) \widetilde{D}_s^*(\tau) d\tau + \widetilde{E}_{rs} \end{aligned}$$

となる。