

部分响应连续相位调制信号在卫星移动信道中的 误比特率性能分析¹

杨龙祥 Myoungjin Kim 汪海燕

(南京邮电学院通信工程系 南京 210003)

摘 要 该文给出了组合卫星移动信道中采用差分相位检测 (DPD) 和最大比组合 (MRC) 的部分响应连续相位调制 (PRCPM) 信号的误比特率计算公式, 并给出了有关数值计算结果。

关键词 卫星移动通信, 部分响应连续相位调制, 误比特率, 卫星移动信道

中图分类号 TN927.2, TN929.5

1 引 言

部分响应连续相位调制 (PRCPM) 是一类恒包络相位调制, 具有很高的带宽和功率利用率, 因此近年来在地面移动通信系统和卫星移动通信系统中受到广泛重视和研究^[1-5]。由于卫星移动信道 (SMC) 中存在多径衰落和阴影衰落、多普勒频移和相位不稳定性, 因此非相干检测, 如差分相位检测 (DPD) 比相干检测更为合适。各种 PRCPM 检测方案, 特别是采用 DPD 的 GMSK 在高斯信道 (GC)、陆地移动信道 (LMC) 和 SMC 中的检测性能已有广泛的研究^[1-5]。研究表明, SMC 中的各种 DPD 检测方案, 当莱斯因子 K 较小时, 要达到要求的误比特率 (BEP), 则要求非常大的每比特能量信噪比, 解决此问题的一种方法是采用分集接收。文献 [3] 研究表明, 在 SMC 中采用检测后, 最大比组合 (MRC) 可以获得最小的 BEP。文献 [1-5] 对 LMC 和 SMC 中采用 DPD 和 MRC 的检测性能进行了分析, 但这些分析都假定 LMC 或 SMC 为莱斯信道, 即地面移动终端收到的信号由恒定的直射信号 (LOS 信号)、瑞利分布的多径信号和高斯噪声组成。实际 LMC 和 SMC 中地面移动终端收到的直射信号是非恒定的, 文献 [4] 的实测数据表明, 在 SMC 中地面终端收到的 LOS 信号是起伏的, 文中基于实测数据建立了一种 SMC 组合信道模型。文献 [4] 同时研究了 DPSK 在组合卫星移动信道中的 BEP, 研究表明组合信道中的 BEP 与莱斯信道中的 BEP 有着相当大的差别, 因此在分析设计移动卫星通信系统时, 必须分析检测方案在实际组合 SMC 中的检测性能, 只有这样才能保证所设计的卫星移动系统的误比特率达到设计指标。

本文首次分析了采用 DPD 和 MRC 的 PRCPM 信号在实际 SMC 中的性能, 推导了 BEP 计算公式, 并给出了数值计算结果。本文的分析和结论对于卫星移动系统的分析和设计具有一定的参考意义。

2 部分响应连续相位调制信号

单位幅度的二元 PRCPM 信号的复包络为

$$s(t, \alpha) = e^{j\phi(t, \alpha)} \quad (1)$$

其中 $\{\alpha_i = \pm 1\}$ 为发射码元。

$$\phi(t, \alpha) = \pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_i \beta(t - iT) \quad (2)$$

¹ 2000-12-27 收到, 2001-07-04 定稿

信息产业部中青年科学基金部 98 中 03 和韩国高等教育财团 (KFAS) 资助

为已调信号的相位, h 为调制指数, T 为码元持续时间, 码元序列为 $\alpha = \{\cdots \alpha_{i-1}, \alpha_i, \alpha_{i+1} \cdots\}$, 并假定为独立序列。相位脉冲为

$$\beta(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau, \quad \beta(\infty) = 1 \quad (3)$$

其中 $g(t)$ 为非负的归一化频率脉冲, 持续时间大于 T 。例如对于 GMSK, $g(t)$ 为宽度为 T 的矩形脉冲通过 3dB 带宽为 B_g 的高斯滤波器所产生的响应

$$g(t) = [Q(-cB_g t) - Q(-cB_g(t - T))]/T \quad (4)$$

其中 $c=7.546$

$$Q(x) = (2\pi)^{-0.5} \int_x^{\infty} \exp(-0.5y^2) dy \quad (5)$$

3 阴影移动卫星信道中的接收信号

假定接收机滤波器对信号无失真, 则阴影 SMC 中不采用分集接收时接收机的滤波器输出为

$$\begin{aligned} r(t, \alpha) &= \sqrt{2S_0(t)} e^{j\phi_s(t, \alpha)} + \sqrt{P_d} e^{j\phi_d(t, \alpha)} \xi(t) + n(t) = A_r(t, \alpha) e^{j\phi_r(t, \alpha)} \\ \phi_s(t, \alpha) &= \begin{cases} \phi(t, \alpha) + 2\pi f_D t, & \text{无 DFTL} \\ \phi(t, \alpha), & \text{有 DFTL} \end{cases} \\ \phi(t, \alpha) &= \begin{cases} \phi(t - \tau, \alpha), & \text{无 DFTL} \\ \phi(t - \tau, \alpha) - 2\pi f_D t, & \text{有 DFTL} \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

其中 DFTL 表示多普勒频率跟踪环路, $S_0(t)$ 为阴影作用下 LOS 分量的短期平均功率, S_0 为对数正态分布, 其概率密度函数为

$$f(S_0) = \frac{10}{S_0 \sqrt{2\pi\sigma} \ln 10} \exp\left[-\frac{(10 \log S_0 - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (7)$$

其中 μ 为 $10 \log S_0$ 的均值, σ^2 为 $10 \log S_0$ 的方差, P_d 为多径信号的平均功率, τ 为 LOS 信号和多径信号间的时延差, f_D 为多普勒频移, $\xi(t)$ 为零均值归一化的复高斯过程, $\gamma_\xi(T)$ 为 $\xi(t)$ 的自相关函数。当采用全向天线时为

$$\gamma_\xi(T) = J_0(2\pi f_{Dm} T) \quad (8)$$

其中 $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶贝塞尔函数, f_{Dm} 为最大多普勒频移。

$n(t)$ 为零均值高斯噪声, 功率为 P_n , 其自相关函数为

$$\left. \begin{aligned} R_n(T) &= P_n \gamma_n(T) = N_0 B_n \gamma_n(T) \\ \gamma_n(T) &= \left[\int_{-\infty}^{\infty} |H_R(f)|^2 e^{j2\pi f T} df \right] / B_n \\ B_n &= \int_{-\infty}^{\infty} |H_R(f)|^2 df \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

其中 B_n 为接收机的噪声带宽, $H_R(f)$ 为滤波器的传递函数, N_0 为滤波器输入端的功率谱密度。假定 $s(t, \alpha)$, $\xi(t)$ 和 $n(t)$ 为独立的随机过程。

文献 [4] 中把不存在阴影时 LOS 信号的功率归一化为 1, 该文表 2 中给出了不同环境和不同卫星仰角下 (7) 式中的 μ 和 σ^2 值. 为了能直接使用文献 [4] 中的实测数据进行计算, 本文也假定不存在阴影时 LOS 信号的功率为 1.

不考虑 LOS 信号的阴影衰落时, SMC 可用莱斯因子和信噪比来描述, 莱斯因子定义为

$$K = P_s/P_d = 1/P_d \quad (10)$$

信噪比定义为

$$\text{SNR} = (P_s + P_d)/P_n = (1 + P_d)/P_n \quad (11)$$

SNR 与每比特能量信噪比之间的关系为

$$\text{SNR} = E/(N_0 B_n T) \quad (12)$$

4 差分相位检测

采用 N 比特 DPD(N -DPD) 时, 第 k 个发送码元由下述积信号的相位来检测

$$z = r(kT + T, \alpha)r^*(kT + T - NT, \alpha) = A_z e^{j\phi_z} = z_I + jz_Q \quad (13)$$

其中

$$\phi_z = \phi_r(kT + T, \alpha) - \phi_r(kT + T - NT, \alpha) \quad (14)$$

当不存在阴影衰落、多径衰落、噪声和多谱勒频移时

$$\phi_z = \Phi(NT, \alpha) = \phi(kT + T, \alpha) - \phi(kT + T - NT, \alpha) = \pi h \sum_{-\infty}^{\infty} \alpha_{k-i} P_i \quad (15)$$

其中

$$P_i = \int_{iT+T-NT}^{iT+T} g(t)dt \quad (16)$$

对于 1-DPD, 由文献 [4] 可得 BEP 为

$$P(e) = P(XY^* + X^*Y < 0 | \alpha_k = 1) \quad (17)$$

其中

$$X = r(kT + T, \alpha), \quad Y = jr(kT, \alpha) \quad (18)$$

对于 2-DPD, 由文献 [4] 可得 BEP 为

$$P(e) = 0.5[P(XY^* + X^*Y < 0 | \alpha_k = \alpha_{k+1} = 1) + P(XY^* + X^*Y < 0 | \alpha_K = -\alpha_{k+1} = 1)] \quad (19)$$

5 最大比组合

接收机采用 L 重 MRC, $l = 1, 2, \dots, L$, 各个接收机滤波器的输出信号与 (6) 式相同, 只需加下标 l . 假定 $\xi_l(t)$ 和 $n_l(t)$ 是独立的, 他们的自相关函数分别与 (8) 式和 (9) 式相同. 记

$$D = \sum_{l=1}^L X_l Y_l^* + X_l^* Y_l \quad (20)$$

$$X_l = r_l(kT + T, \alpha), \quad Y_l = \eta r_l(kT + T - NT, \alpha) \quad (21)$$

$$\eta = \begin{cases} j, & 1\text{-DPD}, \quad \alpha_k = 1 \\ 1, & 2\text{-DPD}, \quad \alpha_k = -\alpha_{k+1} = 1 \\ -1, & 2\text{-DPD}, \quad \alpha_k = \alpha_{k+1} = 1 \end{cases} \quad (22)$$

则对于 1-DPD 和 2-DPD, BEP 公式与 (17) 和 (19) 式相同, 只需要把公式中的 $XY^* + X^*Y$ 用 D 取代.

由于 PRCPM 中存在码间干扰 (ISI), 因此必须对各种可能的码序列组合下所求得 BEP 求平均. 1-DPD 和 2-DPD 分别有 16 种和 32 种可能的组合:

$$\alpha = \begin{cases} (\alpha_{k-2}, \alpha_{k-1}, 1, \alpha_{k+1}, \alpha_{k+2}), & 1\text{-DPD} \\ (\alpha_{k-2}, \alpha_{k-1}, 1, 1, \alpha_{k+2}, \alpha_{k+3}), & 2\text{-DPD} \\ (\alpha_{k-2}, \alpha_{k-1}, 1, -1, \alpha_{k+2}, \alpha_{k+3}), & 2\text{-DPD} \end{cases} \quad (23)$$

因此平均 BEP 分别为

$$P(e) = \begin{cases} \frac{1}{16} \sum_{n=1}^{16} P(D(n) < 0 | \alpha_k = 1) \\ \frac{1}{32} \sum_{n=1}^{16} P(D(n) < 0 | \alpha_k = \alpha_{k+1} = 1) + P(D(n) < 0 | \alpha_k = -\alpha_{k+1} = 1) \end{cases} \quad (24)$$

其中

$$D(n) = \sum_{l=1}^L X_l(n) Y_l^*(n) + X_l^*(n) Y_l(n) \quad (25)$$

$X_l(n)$ 和 $Y_l(n)$ 分别为当 $n = 1, 2, \dots, 16$ 时相应的 X_l 和 Y_l .

6 阴影 SMC 中 PRCPM 的 BEP 分析

假定对于 L 重分集信号, $P_{dl} = P_d$, $\tau_l = \tau$, 和 $f_{Dl} = f_D$, 则 (24) 式为文献 [6] 中公式 (B-21) 的特殊情形 (当 $A = B = 0$, $C = 1$ 时). 因此对于每一种 $\alpha = \alpha(m)$, ($m = 1, \dots, M$), 当 $L > 1$ 时可得 BEP 计算公式为

$$\begin{aligned} P_{\text{sh}}(m) = & Q(a, b) - I_0(ab) e^{-0.5(a^2+b^2)} + \frac{I_0(ab) e^{-0.5(a^2+b^2)}}{(1 + v_2/v_1)^{2L-1}} \sum_{l=0}^{L-1} \begin{bmatrix} 2L-1 \\ l \end{bmatrix} \left[\frac{v_2}{v_1} \right]^l \\ & + \frac{e^{-0.5(a^2+b^2)}}{(1 + v_2/v_1)^{2L-1}} \sum_{n=0}^{L-1} I_n(ab) \times \left\{ \sum_{l=0}^{L-1-n} \begin{bmatrix} 2L-1 \\ l \end{bmatrix} \right. \\ & \times \left. \left[\left[\frac{b}{a} \right]^n \left[\frac{v_2}{v_1} \right]^l - \left[\frac{a}{b} \right]^n \left[\frac{v_2}{v_1} \right]^{2L-1-l} \right] \right\} \end{aligned} \quad (26)$$

当 $L = 1$ 时可得 BEP 计算公式为

$$P(D < 0) = Q(a, b) - \frac{v_2/v_1}{1 + v_2/v_1} I_0(ab) e^{-0.5(a^2+b^2)} \quad (27)$$

其中 $I_n(x)$ 为第一类 n 阶修正贝塞尔函数。

$$Q(a, b) = \begin{cases} e^{-0.5(a^2+b^2)} \sum_{n=0}^{\infty} (a/b)^n I_n(ab), & a < b \\ 1 - e^{-0.5(a^2+b^2)} \sum_{n=1}^{\infty} (b/a)^n I_n(ab), & b < a \end{cases} \quad (28)$$

上式中

$$a = \frac{[v_1^2 v_2 (\alpha_1 v_2 - \alpha_2)]^{0.5}}{v_1 + v_2}, \quad b = \frac{[v_2^2 v_1 (\alpha_1 v_1 + \alpha_2)]^{0.5}}{v_1 + v_2} \quad (29)$$

其中

$$v_1 = \frac{(\mu_{XX}\mu_{YY} - \mu_{XY}^2)^{0.5} - \mu_{XYI}}{\mu_{XX}\mu_{YY} - |\mu_{XY}|^2} \quad (30)$$

$$v_2 = \frac{(\mu_{XX}\mu_{YY} - \mu_{XY}^2)^{0.5} + \mu_{XYI}}{\mu_{XX}\mu_{YY} - |\mu_{XY}|^2} \quad (31)$$

对于阴影作用下的 SMC, 可推得各量分别为

$$\mu_{XX} = \mu_{YY} = \frac{(K\bar{P}_s - 0.5\bar{A}_s^2 K + 1)\text{SNR}}{K + 1} + 1 \quad (32)$$

$$\mu_{XY} = \eta^* \left[(\bar{P}_s - 0.5\bar{A}_s^2) \frac{K \cdot \text{SNR}}{K + 1} e^{j\Phi_s(NT, \alpha)} + \frac{\text{SNR}}{K + 1} e^{j\Phi_d(NT, \alpha)} \gamma_\xi(nt) + \gamma_n(NT) \right] \quad (33)$$

$$\alpha_1 = \frac{2L\bar{A}_s^2 K \cdot \text{SNR}}{K + 1} \left\{ 1 + \frac{\text{SNR}}{K + 1} [1 - \gamma_\xi(NT) \cos(\Phi_s(NT, \alpha) - \Phi_d(NT, \alpha))] - \gamma_n(NT) \cos \Phi_s(NT, \alpha) \right\} \quad (34)$$

$$\alpha_2 = \frac{2KLS\text{SNR} \cdot \bar{A}_s^2}{K + 1} \text{Re}(\eta^* e^{j\Phi_s(NT, \alpha)}) \quad (35)$$

其中

$$\Phi_s(NT, \alpha) = \begin{cases} \Phi(NT, \alpha) + 2\pi f_D NT, & \text{无 DFTL} \\ \Phi(NT, \alpha), & \text{有 DFTL} \end{cases} \quad (36)$$

$$\Phi_d(NT, \alpha) = \begin{cases} \Phi(NT, \alpha, \tau), & \text{无 DFTL} \\ \Phi(NT, \alpha, \tau) - 2\pi f_D NT, & \text{有 DFTL} \end{cases} \quad (37)$$

$$\Phi(NT, \alpha, \tau) = \pi h \sum_i \alpha_{k-i} \int_{T+T-NT-\tau}^{T+T-\tau} g(t) dt \quad (38)$$

$$\bar{A}_s = \int_0^\infty \left\{ \sqrt{2S_0} \frac{10}{S_0 \sqrt{2\pi\sigma \ln 10}} \exp \left[-\frac{(10 \log S_0 - \mu)^2}{2\sigma^2} \right] \right\} dS_0 \quad (39)$$

$$\bar{P}_s = \int_0^\infty \left\{ \frac{10}{\sqrt{2\pi\sigma \ln 10}} \exp \left[-\frac{(10 \log S_0 - \mu)^2}{2\sigma^2} \right] \right\} dS_0 \quad (40)$$

至此, (26) 和 (27) 式中的各个变量都已求出, 可以用上述公式计算阴影 SMC 信道中采用 DPD 和 MRC 检测的 PRCPM 信号的检测性能。

7 组合 SMC 中 PRCPM 的 BEP 分析

无阴影作用 SMC 中的接收信号为

$$r(t, \alpha) = \sqrt{2P_s}e^{j\phi_s(t, \alpha)} + \sqrt{P_d}e^{j\phi_d(t, \alpha)}\xi(t) + n(t) = A_r(t, \alpha)e^{j\phi_r(t, \alpha)} \quad (41)$$

其中 P_s 为莱斯 SMC 中 LOS 信号的平均功率, 其它各量的含义与阴影 SMC 中的相同。对于每一种 $\alpha = \alpha(m), (m = 1, \dots, M)$, 记莱斯信道中采用 DPD 和 MRC 的 PRCPM 信号的误比特率为 P_{unsha} , 则 P_{unsha} 与 (26), (27) 式相同^[3], 而

$$\mu_{XX} = \mu_{YY} = \frac{\text{SNR}}{K+1} + 1 \quad (42)$$

$$\mu_{XY} = \eta^* \left[\frac{\text{SNR}}{K+1} e^{j\Phi_d(NT, \alpha)} \gamma_\xi(nT) + \gamma_n(NT) \right] \quad (43)$$

$$\alpha_1 = \frac{4LK \cdot \text{SNR}}{K+1} \left\{ \frac{\text{SNR}}{K+1} [1 - \gamma_\xi(NT) \cos(\Phi_s(NT, \alpha) - \Phi_d(NT, \alpha))] + 1 - \gamma_n(NT) \cos \Phi_s(NT, \alpha) \right\} \quad (44)$$

$$\alpha_2 = \frac{4KL \cdot \text{SNR}}{K+1} \text{Re}(\eta^* e^{j\Phi_s(NT, \alpha)}) \quad (45)$$

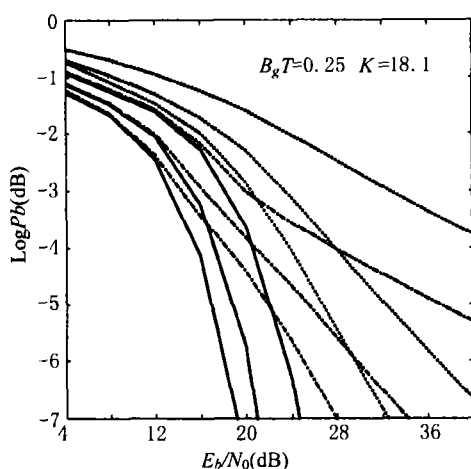
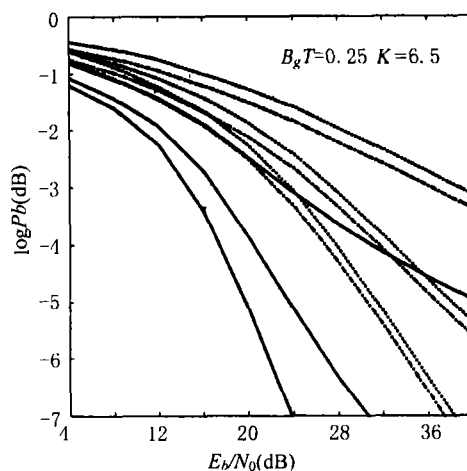
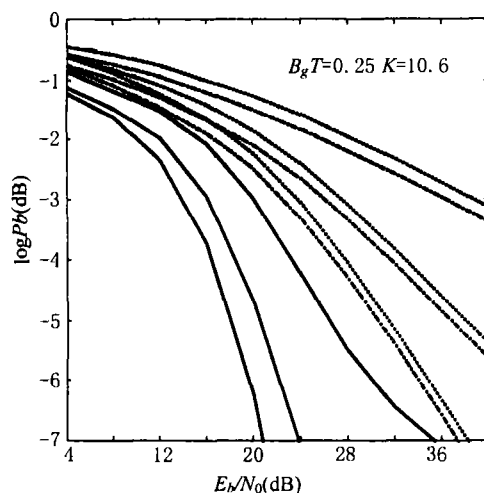
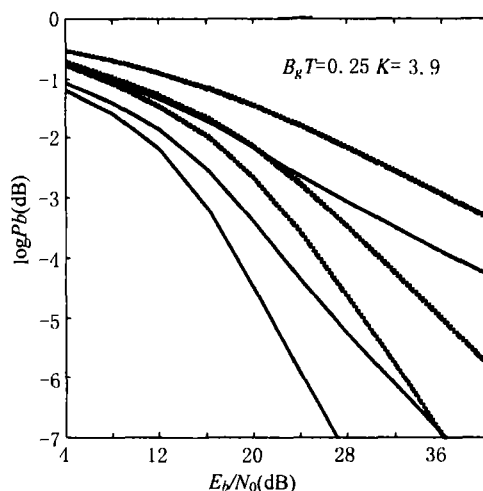
其它的变量与阴影信道中的相同。

定义阴影出现的时间概率为 A ^[4], 则莱斯信道出现的时间概率为 A , 因此采用 DPD 和 MRC 的 PRCPM 信号在组合 SMC 的误比特率为

$$P_e = \frac{A}{M} \sum_{m=1}^M P_{\text{sh}}(m) + \frac{1-A}{M} \sum_{m=1}^M P_{\text{unsha}}(m) \quad (46)$$

8 数值计算结果与结论

利用文献 [4] 中的实测数据, 我们进行了大量的数值计算来分析比较采用 DPD 和 MRC 的 PRCPM 信号在组合 SMC 和莱斯 SMC 中误比特率性能差别。图 1 到图 4 给出了部分典型数值计算结果。图中实线表示组合信道下的 BEP, 虚线代表莱斯信道中的 BEP, 点划线代表阴影信道下的 BEP。图 1 为 $A=0.03$, $K=18.1\text{dB}$, $\mu = -7.9\text{dB}$, $\sigma=4.8\text{dB}$ (卫星仰角为 21° , 移动台在高速公路上) 时高斯预滤波的最小频移键控 GMSK 信号的 BEP; 图 2 为 $A=0.56$, $K=6.5\text{dB}$, $\mu = -15.6\text{dB}$, $\sigma=3.8\text{dB}$ (卫星仰角为 43° , 移动台在市区) 的 GMSK 信号的 BEP; 图 3 为 $A=0.24$, $K=10.2\text{dB}$, $\mu = -8.9\text{dB}$, $\sigma=5.1\text{dB}$ (卫星仰角为 13° , 移动台在高速公路) 时 GMSK 信号的 BEP; 图 4 为 $A=0.89$, $K=3.9\text{dB}$, $\mu=11.5\text{dB}$, $\sigma=2.0\text{dB}$ (卫星仰角为 13° 、市区) 时 GMSK 信号的 BEP。由上述数字计算结果可以看出, 组合信道中 PRCPM 信号的 BEP 与莱斯信道中的 BEP 有着较大的差别, 特别是当移动台在市区时性能有着相当大的差别。莱斯信道和组合信道两种信道模型下的 BEP 差别与阴影时间概率、莱斯因子和阴影正态分布的均值和方差有关。在设计移动卫星通信系统时必须分析组合信道中采用 DPD 和 MRC 的 PRCPM 的检测性能, 否则按照莱斯信道模型所设计出的链路预算不能保证系统要求的 BEP。

图 1 $A=0.03$ 时 GMSK 的 BEP图 2 $A=0.56$ 时 GMSK 的 BEP图 3 $A=0.24$ 时 GMSK 的 BEP图 4 $A=0.89$ 时 GMSK 的 BEP

本文首次给出了组合卫星移动信道中采用差分相位检测和最大比组合接收的部分相应连续相位调制信号的误比特率计算公式。大量的数值计算表明：组合 SMC 下的误比特率比莱斯信道模型下的误比特率要大得多。而由于移动卫星系统中 LOS 信号会受到阴影影响，特别是当移动终端位于市区时，大多数时间 LOS 信号受到阴影作用，因此设计和分析移动卫星通信系统时必须分析组合信道下检测方案的检测性能。本文给出的 BEP 计算公式可用于移动卫星系统的分析和设计。

参 考 文 献

- [1] I. Korn, Error probability of digital modulation in satellite mobile, land mobile and Gaussian channels with narrowband receiver filter, IEEE Trans. Comm., 1992, 40(2), 697-707.
- [2] S. E. Elnoubi, Probability of error analysis of partial response phase modulation with two-bit differential detection and offset receiver diversity in fast Rayleigh fading channels, IEEE Trans. Comm., 1990, 38(3), 782-786.

- [3] I. Korn, Binary PRCPM with differential phase detection and maximal ratio combining diversity in fading channels, *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1998, 47(3), 936–946.
- [4] Erich Lutz, Daniel Cygan, *et al.*, The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model, *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1991, 40(2), 375–386.
- [5] Matthias Patzold, Yingchun Li, Frank Laue, A study of a land mobile satellite channel model with asymmetrical doppler power spectrum and lognormally distributed line-of-sight component, *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1998, 47(1), 297–310.
- [6] J. G. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 1989, Appendix B, 882–886.

THE BIT ERROR PROBABILITY ANALYSIS OF PARTIAL-RESPONSE CONTINUOUS-PHASE MODULATION IN COMPOSITE SATELLITE MOBILE CHANNEL

Yang Longxiang Myoungjin Kim Wang Haiyan

(Dept. of Comm., Nanjing Univ. of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract A Bit Error Probability(BEP) computation formula for binary Partial-Response Continuous-Phase Modulation(PRCPM) with Differential Phase Detection(DPD) and Maximum Ratio Combining(MRC) in composite satellite mobile channel is presented in this paper, and numerical results are also given.

Key words Satellite mobile communication, Partial response continuous phase modulation, Bit error probability, Satellite mobile channel

杨龙祥: 男, 1966 年生, 博士, 副教授, 江苏省高校中青年骨干教师, 在 *Chinese Science Bulletin* 等学术刊物上发表论文四十多篇.

Myoungjin Kim: The Dept. of Information and Communications Engineering, Hankuk University of Foreign Studies, Seoul, South Korea.

汪海燕: 女, 1977 年生, 硕士生, 研究方向为现代无线通信.