

文章编号:1000-582X(2003)07-0037-05

移动卫星通信的信道模型和传输特性分析

邱晶, 余平, 杨士中

(重庆大学通信工程学院, 重庆 400044)

摘要:研究了移动卫星信道的统计特性,给出了非频率选择性信道条件下描述移动卫星信道的有遮蔽莱斯衰落模型,用实验和修正的方法给出了模型参数。在此模型基础上分析了相干 PSK 调制方式下窄带系统和宽带扩频系统的误码性能,计算了数值曲线。结果表明移动卫星信道中存在的多径和阴影现象使系统的误码性能恶化,而采用宽带扩频调制则可极大改善系统的性能。此外,推导了相干 PSK 方式下由于接收信号相位的抖动所引起的不可消减的误码率下限。

关键词:移动卫星信道;衰落信道模型;扩频

中图分类号:TN921.23

文献标识码:A

随着卫星通信的发展,静止轨道卫星 GEO(Geostationary Earth Orbit)通信系统时延长、衰减大以及轨道资源紧张等缺点日益突出,而小卫星组成的中、低轨移动卫星(MEO、LEO Medium Earth Orbit、Low Earth Orbit)通信系统则具有很多独特的优点^[1-2]:LEO的轨道高度仅为 GEO 的 1/20~1/80,所以其路径损耗通常比 GEO 低数十分贝,所发射功率是 GEO 的 1/200~1/2 000,传播时延仅为 GEO 的 1/75,这非常有利于实现手持终端小型化以及满足实时通信要求,因此小卫星系统将成为实现个人通信以及完成信息高速公路的最有前途的通信手段之一。但是,由于卫星以及用户的不断移动,使发射电波在到达接收机的过程中不可避免地要受到树木、建筑物或其他障碍物的反射、折射(引起多径衰落)以及吸收或阻挡(阴影效应)等,这将严重影响接收性能^[3-4]。因此,这种阴影效应和多径现象是卫星移动通信信道的特点,是卫星移动通信系统中必须考虑的重要因素。

通常,根据阴影效应作用的范围,可将信道概率模型分两类:部分阴影模型和全阴影模型。C. Loo 提出的部分阴影模型^[5]认为:接收信号由直视(LOS Line of Sight)分量与多径分量之和组成,阴影只作用于 LOS 分量,它服从对数正态分布;多径分量是 Rayleigh 分布的。G. E. Corazza 和 F. Varalaro 建立的全阴影模型^[6]认为:阴影不但作用于 LOS 分量,也作用于多径分量;

接收信号包络可以看成是两个独立随机过程之积 $r = RS$, R 是莱斯过程, S 为对数正态过程。这两种模型都认为接收信号中 LOS 信号占主要分量,且 LOS 信号都受到阴影的影响。其不同之处在于是否认为阴影作用于多径信号。考虑到卫星通信主要依靠 LOS 信号工作而多径分量不占主导地位,笔者采用部分阴影模型对信道进行建模。

LOS 分量传播的两种极限情况是^[3]:在电波传输方向上没有障碍物或电波完全被阻挡,分别对应于开阔地和城市环境。介于两者之间的情况则对应于乡村郊区环境,即 LOS 信号受到树木的部分阻挡,这是小卫星系统最典型的信道环境。

1 信道模型

接收信号可表示为:

$$r(t) = z(t) + d(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, $z(t)$ 为直视分量, $d(t)$ 为反射分量, $n(t)$ 为高斯噪声。那么,接收信号包络的概率密度函数为^[5,7-8]:

$$p_r(r) = \frac{r}{b_0 \sqrt{2\pi d_0}} \int_0^{\infty} \frac{1}{z} \exp\left(-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0} - \frac{r^2 + z^2}{2b_0}\right) I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) dz \quad (2)$$

其中, r 为信号包络, b_0 为平均多径功率, μ 、 d_0 分别为

• 收稿日期:2003-03-01

基金项目:教育部重点项目资助(2000-6187)

作者简介:邱晶(1978-),女,辽宁省沈阳市人,重庆大学硕士研究生,主要从事移动卫星通信信道模型、扩频通信及数字信号处理方向研究。

$\ln z$ 的均值和方差 ($d_0 = h^2 \sigma^2, h = \frac{1}{20} \ln 10$), I_0 为零阶修正贝塞尔函数。

在非静止轨道卫星系统中, 由于卫星的运动, 使得地面上任何地点的卫星仰角都在连续不断地变化, 相应地, 信道模型的参数 b_0, σ, μ 都是变化仰角的函数。文献[9] 根据大量测量数据和曲线拟合, 给出了模型参数 b_0, σ 和 μ 随卫星仰角 α 变化的拟合关系式:

$$\sigma(\alpha) = \sigma_0 + \sigma_1 \alpha \quad (3a)$$

$$b_0(\alpha) = b_{00} + b_{01} \alpha + b_{02} \alpha^2 + b_{03} \alpha^3 \quad (3b)$$

$$\mu(\alpha) = \mu_0 + \mu_1 \alpha + \mu_2 \alpha^2 + \mu_3 \alpha^3 \quad (3c)$$

接收信号相位的概率密度函数可近似为:

$$p(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\phi}} \exp\left(-\frac{(\phi - m_\phi)^2}{2\sigma_\phi^2}\right) \quad (4)$$

其中, m_ϕ, σ_ϕ^2 分别是信号相位的均值和方差。

表1 拟合公式系数

σ	b_0	μ
$\sigma_0 = 4.5$	$b_{00} = -0.195\ 724\ 894\ 364\ 78$	$\mu_0 = -2.623\ 811\ 143\ 740\ 20$
$\sigma_1 = -0.05$	$b_{01} = 0.020\ 099\ 565\ 886\ 98$	$\mu_1 = 0.115\ 442\ 859\ 560\ 09$
	$b_{02} = -0.000\ 417\ 271\ 040\ 21$	$\mu_2 = -0.001\ 847\ 720\ 395\ 64$
	$b_{03} = 0.000\ 002\ 512\ 692\ 16$	$\mu_3 = 0.000\ 0 - 09\ 640\ 281\ 25$

2 窄带 BPSK 系统的误码性能分析

需要说明的是, 上述采用拟合公式的模型是针对窄带系统而言的。窄带系统中, 信号带宽小于信道的相关带宽, 因此衰落是非选择性的。当接收信号受到阴影和多径衰落时, 瞬时包络产生起伏。相干 BPSK 的误码率为^[10]:

$$P_e = \int_0^\infty P(e|r) p_r(r) dr \quad (5)$$

式中, $P(e|r)$ 为接收信号包络为 r 时的条件误码率:

$$P(e|r) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{r}{\sqrt{2N}}\right) \quad (6)$$

其中, 误差互补函数 $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2} du$, N 为热噪声功率。将式(2)、(6)代入式(5)中:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi d_0}} \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left(-\frac{(\ln z - u)^2}{2d_0} - \frac{(r^2 + z^2)}{2b_0}\right) \cdot \frac{r}{b_0} \operatorname{erfc}\left(\frac{r}{\sqrt{2N}}\right) I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) dz dr \quad (7)$$

对于相干 BPSK 信号, 还必须考虑衰落和阴影引起的相位抖动对误码率的影响。相位误差引起的误码率其表达式如下^[11-12]:

$$P_e = \int_{-\infty}^\infty P_e(e|\phi) p(\phi) d\phi \quad (8)$$

其中, $P_e(e|\phi)$ 为接收信号相位为 ϕ 时的条件误码率:

$$P_e(e|\phi) = \operatorname{erfc}\left(\frac{r}{\sqrt{2N}} \cos\phi\right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{r}{\sqrt{2N}} \cos\phi\right) \quad (9)$$

将(9)式代入(8)式, 经简化可得:

$$P_e \geq \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^\infty \frac{(-1)^n}{(2n+1)} \exp\left(-\frac{(2n+1)^2 \sigma_m^2}{2}\right) \quad (10)$$

可见, 由相位误差引起的误码率与信噪比 $r^2/2N$ 无关, 因此, 式(10)代表了由衰落和阴影引起的相位抖动所导致的不可消减的误码率, 即不能通过提高信噪比来补偿, 这是误码率的下限。

3 扩频方式下系统的性能分析

在 DSSS(Direct Spread - Spread Spectrum) 宽带系统中, 若 chip 宽度小于信道延迟扩展, 则多径功率将由接收端的相关运算而减弱^[13-16]。乡村环境中的平均多径功率延迟分布是指数形式^[3,17]:

$$P(\tau) = cb_0 \exp(-c\tau) \quad (11)$$

其中, τ 是多径时延, $1/c$ 是延迟扩展, 典型值为 0.65 μs 。 T_c 表示 chip 宽度, $T_c = \frac{1}{c}$ 。那么, 相关后的平均多径功率 b_{m0} 可以估计为延迟时间 $(m-1)T_c$ 到 mT_c 之间的功率 (m 为路径数):

$$b_{m0} = \int_{(m-1)T_c}^{mT_c} P(\tau) d\tau = b_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{T_c}{T_c}\right)\right] \exp\left[-\frac{(m-1)T_c}{T_c}\right] \quad (12)$$

将式(2)中的 b_0 用 b_{m0} 代替, 就得到扩频调制下的宽带信道中接收信号包络的概率密度函数。

采用 DS/BPSK 扩频调制方式, 选用码长为 N 的 Gold 码, 用户数为 K , 路径数为 M , 用户 $k(k=1, 2, \dots, K)$ 的数据比特流为 $d_k(t)$, 扩频码为 $c_k(t)$, 各用户信号幅度均为 A , 则接收信号可表示为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M A a_{mk} d_k(t - \tau_{mk}) \cdot c_k(t - \tau_{mk}) \cos(\omega_0 t + \theta_{mk}) + n(t) \quad (13)$$

其中, a_{mk} 为衰减因子, τ_{mk} 是延迟时间, θ_{mk} 是载波相位, $n(t)$ 为双边功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$ 的高斯白噪声。

假设接收机的本地载波、相位与 PN 码同步, 经相

当解调后,所跟踪的用户 i 的第 j 条路径的输出判决变量为:

$$V_{ij} = A a_{ij} T_d d_i + \sum_{k=1}^K I_k + \eta_i \quad (14)$$

其中, T_d 是数据比特宽度, I_k 是多址用户和多径的互相关干扰项, η_i 是零均值高斯随机变量, 方差为 $N_0 T_d$ 。根据文献[18]和[19], 当 M, K 都很大时, 多址干扰信号可以近似看成是高斯分布, 其均值为零, 方差 σ_i^2 可近似为:

$$\sigma_i^2 = \frac{2KA^2 T_d^2}{3N} [b_0 + \exp(2\mu + 2d_0)/2] \quad (15)$$

总的噪声干扰功率为:

$$\sigma^2 = \sigma_i^2 + N_0 T_d \quad (16)$$

当接收信号被阴影和多径信号干扰时, DS 扩频系统的误码特性为:

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}\left(\frac{r}{\sqrt{2\sigma^2}}\right) p_{\text{rds}}(r) dr \quad (17)$$

式中, $p_{\text{rds}}(r)$ 为扩频调制接收信号包络的概率密度函数:

$$p_{\text{rds}}(r) = \frac{r}{b_{10} \sqrt{2\pi d_0}} \int_0^{\infty} \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{r^2 + z^2}{2b_{10}} - \frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0}\right] I_0\left(\frac{rz}{b_{10}}\right) dz \quad (18)$$

其中, $b_{10} = \int_0^{\infty} P(r) dr = b_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{T_c}{T_s}\right)\right]$ 为 $m = 1$ 时的平均多径功率。

4 数值计算结果

根据式(7)和式(10), 采用表 2 列出的信道模型参数, 可得窄带相干 BPSK 信号的误码特性数值计算结果如图 1、图 2 所示。

表 2 信道模型参数典型值

信道模型参数	轻阴影	重阴影
b_0	0.158	0.063 1
μ	1.122	0.019 9
d_0	1.259	5.01
σ_m	0.36	0.52

由图 1 可见, 在误码率为 1.0×10^{-3} 时, 两种阴影条件下信噪比的恶化情况分别为(与理想 BPSK 调制比较): 轻阴影恶化量约为 12 dB, 重阴影恶化量为 17 dB。可见多径阴影的存在使系统的误码性能急剧下降, 是制约卫星通信性能的主要因素, 而且, 衰落和阴影越严重, 误码率越高。

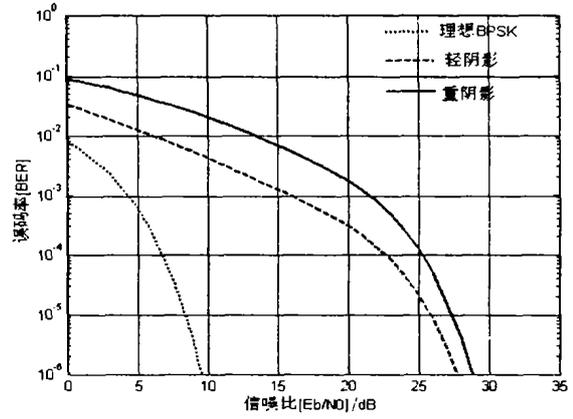


图 1 不同阴影条件下的误码率

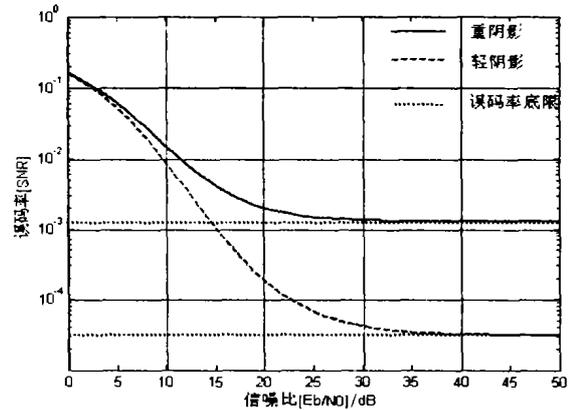


图 2 相位抖动引起的误码率

图 2 则清楚地表明了: 由于衰落和阴影引起的相位抖动的影响, 误码率不会随着信噪比的升高而无限下降, 而是逐渐趋近于一个常数(因阴影条件严重程度而不同), 即误码率的下限。

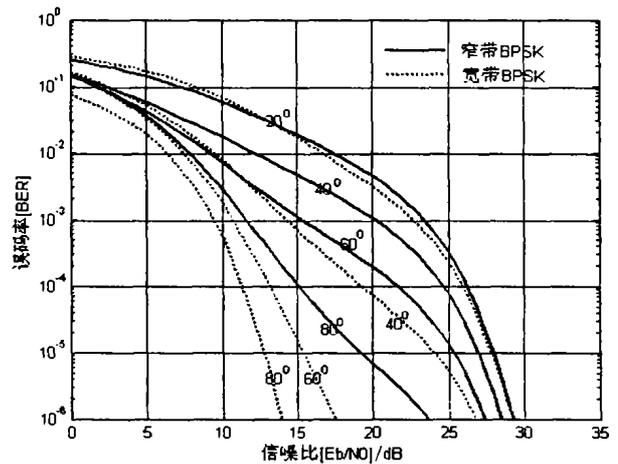


图 3 窄带与扩频 BPSK 在不同仰角下的误码率比较

在图 3 中, 对不同仰角情况下窄带和宽带扩频调制的性能进行了比较。仿真使用的参数为: $K = 1$, GOLD 码长 N 为 4 096, 延迟扩展与 chip 宽度之比为

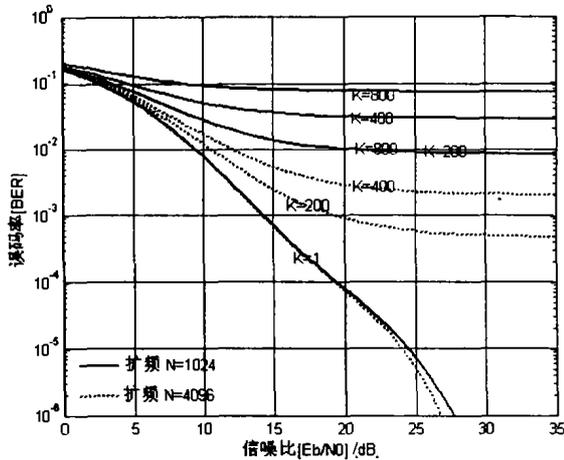


图4 不同多址用户数和扩频码长时的误码率

$T_s/T_c = 6.5$ 。图3表明信噪比的恶化随仰角的降低而加重。在仰角较高时,扩频技术的应用可有效地降低多径引起的衰落,体现了扩频对多径信号的抑制作用;但在低仰角时,采用扩频并没能改善误码性能,原因在于:卫星移动通信主要靠LOS信号工作。在低仰角时,LOS分量受阴影的遮挡比较严重,而扩频调制接收端跟踪的是LOS信号,抑制的是多径信号,所以此时接收到的信号功率很小,信道近似为瑞利分布,误码性能与窄带情况相比不会有提高。而高仰角时,LOS信号只受轻阴影的影响,扩频使杂散功率干扰减小,从而提高了误码性能;仰角越高,改善程度越明显。

图4是在仰角固定(40°)情况下,不同用户数、不同码长对扩频性能的影响。延迟扩展与chip宽度之比仍取 $T_s/T_c = 6.5$ 。由图4可以看出,当 $K > 1$ 时,随着用户数 K 的增加,由于干扰噪声项正比于用户数 K ,导致系统的误码率增加,但各条曲线都有一个误码率下限,它是由于多址干扰产生的,不能通过增大发射信号功率而无限减小,但可通过增加扩频码长或减小多址用户数来降低这个误码率的下限。图中有2条重合的误码曲线,分别对应于码长 $N = 1024$ 、用户数 $K = 200$ 和 $N = 4096$ 、用户数 $K = 800$,就说明了在相同信噪比条件下,由于码长增加为原来的4倍导致多址互相关功率和多径功率的减少,用户数可增加为原来的4倍,而误码率基本相同。

图5中,用户数取 $K = 400$,码长取 $N = 4096$ 。在信道的延迟时间扩展时间 T_s 不变时,将扩频码的chip速率提高1倍,即 T_c 减小1半,从而提高了多径分辨能力,减小了多径干扰的功率从而降低了系统的误码率。仰角越高,改善越明显,原因如前所述。

用户数目的增加或chip速率不变时码长的减少都会导致系统性能的下降,有两种方法可以提高系统

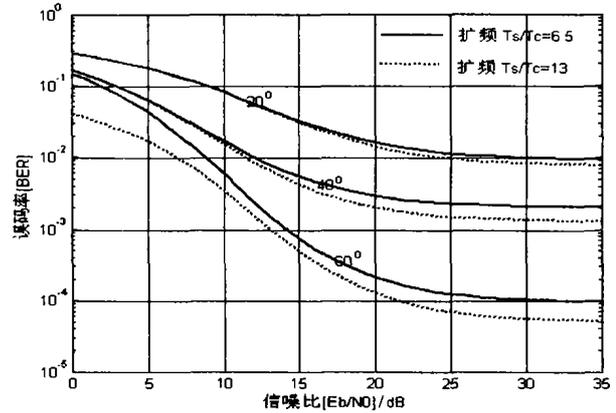


图5 不同仰角、不同 T_s/T_c 下的误码率

的性能。1) 提高chip速率(即增大一个数据比特时间内的扩频码长),其物理实现要求更大的带宽和高速器件;2) 采用分集接收并增加分集的阶数,相应地要求工作在相同条件下的硬件数目增加^[20-21]。总之,这两种方法的实现,需要在系统的带宽限制和硬件复杂度之间折衷考虑。

5 结束语

采用了阴影莱斯信道模型对卫星移动信道进行建模,并在此基础上推导了BPSK调制方式下,窄带系统和宽带扩频系统的误码性能,并对不同条件下的仿真结果进行了分析,其结论对于非静止轨道卫星移动通信系统的设计具有一定的理论指导意义。仿真中使用的参数都是采用经典文献数据,而这些数据都是以国外的测量结果为依据。要得到适合我国典型环境的具体信道模型,必须针对我国的环境做具体测量。

参考文献:

- [1] 吕海寰,蔡剑铭,陈九治. 卫星通信系统[M]. 北京:人民邮电出版社,1999.
- [2] 陈芳允. 卫星测控手册[M]. 北京:科学出版社,1993.
- [3] THEODORE S, RAPPAPORT. Wireless Communication Principles and Practice[M]. 北京:电子工业出版社,1999.
- [4] JOHN G, PROAKIS. Digital Communications[M]. 北京:电子工业出版社,2001.
- [5] LOO C. A Statistical model for a land mobile satellite link[J]. IEEE Trans. on VT,1985,VT-34(3):122-127.
- [6] LOO C. Measurements and models of a land mobile satellite and their application to MSK signals[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,1987,VT-36(3):114-121.
- [7] 段凤增. 信号检测理论[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2002.
- [8] 陆大. 随机过程及其应用[M]. 北京:清华大学出版

- 社,1986.
- [9] 李英涛. 卫星移动通信信道模型和误码率特性分析[J]. 通信学报,1996,(17):23-30.
- [10] GIOVANNI E C, FRANCESCO V. A statistical model for land mobile satellite channels and its application to non-geostationary orbit system[J]. IEEE Trans. On Communication,1994,43(3):738-742.
- [11] 曹志刚,钱亚生. 现代通信原理[M]. 北京:清华大学出版社,1999.
- [12] CHOO LOO. Digital transmission through a land mobile satellite channel [J]. IEEE Trans on Communication, 1994,41(3):386-389.
- [13] PURSLEY M B. Performance Evaluation for Phase - Coded Spread - Spectrum Multiple - Access Communication - Part 1: System Analysis [J]. IEEE Trans on Communication, 1977, COM - 25(8):772-779.
- [14] 霍姆斯 J K. 相干扩展频谱系统[M]. 北京:国防工业出版社,1991.
- [15] 沈允春. 扩谱技术[M]. 北京:国防工业出版社,1995.
- [16] 查光明,熊贤祚. 扩频通信[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1997.
- [17] MARVIN K, SIMONE, JIM K. Omura, Roberta A. Scholtz, Barry K. Levitt. Spread Spectrum Communications Handbook[M]. 北京:人民邮电出版社,2002.
- [18] RICHARD. J VAN NEE, RAMIEE PRASAD. Spread - Spectrum Path Diversity in a Shadowed Rician Fading Land - Mobile Satellite Channel [J]. IEEE Transaction on Vehicle Technology,1993,42(2):131-136.
- [19] RICHARD J VAN, HOWARD S M. Direct - sequence spread spectrum in a shadowed Rician fading land mobile satellite channel [J]. IEEE J on selected Areas In Communications,1992,10(2):350-357.
- [20] 王金龙,沈良,任国春,等. 无线通信系统的 DSP 实现 [M]. 北京:人民邮电出版社,2002.
- [21] JOHN B, GREO, Lawrence E. Larson. CDMA Mobile Radio Design [M]. 北京:人民邮电出版社,2002.

A Statistical Model for Mobile Satellite Channel and Digital Transmission Analysis

QIU Jing, YU Ping, YANG Shi-zhong

(College of Communications Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The paper deals with the statistical characterization of mobile satellite channel, and introduces a statistical channel model - the Shadowing Rician Fading model for frequency nonselective land mobile satellite channel. The parameters contained in the model are given by means of trial and error. Based on the model, the BER (Bit Error Ratio) performance is analyzed for narrow - band modulation and wide - band spread - spectrum modulation of coherent PSK (Phase Shift Keying) signals. The results show that the multipath and fading phenomenon in the channels worsens the system bit error performance, while the use of wide band spread spectrum modulation can improve it efficiently. In addition, an analytical expression is derived for the irreducible probability of bit error of coherent PSK signals due to phase variations caused by fading and shadowing. At last, the numerical results are obtained and discussed.

Key words: mobile satellite channel; fading channel model; spread - spectrum

(编辑 吕赛英)