

文章编号:1001 - 893X(2004)05 - 0035 - 06

移动通信中无线信道特性的研究*

庄铭杰^{1,2}, 郭东辉²

(1. 集美大学 信息工程学院,福建 厦门 361021; 2. 厦门大学 技术物理研究所,福建 厦门 361005)

摘要:从等效低通信道的时变冲激响应的相关函数和功率密度谱函数出发,研究了一些描述广义平稳非相关散射(WSSUS)的无线信道特性的统计参数,并对无线移动衰落信道的特性进行分类。分析了3种常见的小尺度多径衰落信道的统计模型,给出了在平坦衰落信道中系统传输比特误码率的一般分析方法。最后,利用这些模型和方法,给出了一些常见数字调制信号的传输误码率的数值结果。结果表明:衰落对无线移动通信系统传输性能的影响是很大的,在实际中应设法消除它。

关键词:移动通信;无线信道;多径衰落;统计模型;广义平稳非相关散射

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A

Study on the Characteristic of Wireless Channels in Mobile Communications

ZHUANG Ming - jie^{1,2}, GUO Dong - hui²

(1. Information Technology College, Jimei University, Xiamen 361021, China;

2. Institute of Technical Physics, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: According to the correlative function and the power density function of time variation pulse response of the equivalent low - pass channel, this paper studies several statistical parameters that describe the wireless channels characteristic of wide sense stationary uncorrelated scatter (WSSUS), and classifies the characteristic of the mobile wireless channels. This paper follows to present three common statistics models of small - scale wireless fading channels, and the general analytical approach of the system transmission bit error rate (BER) in the flat fading channels. Applying the statistics models and the analytical approach, it gives the numerical results of the BER performance of several digital modulation signals. The results show that the fading affects largely the performance of wireless mobile communication system, and we should try to reduce the effect in practice.

Key words: Mobile communication; Wireless channel; Multi - path fading; Statistics model; WSSUS

一、引言

移动通信的实现是依靠无线信道来实现的,因此,无线信道环境的好坏将直接影响到通信质量的好坏。正在实施的3G通信和未来 Beyond 3G对信号的传输速率和传输误码率要求很高,为了提高信

号的传输速率以及频带的利用率和降低信号传输误码率,应尽量减少信道干扰、噪声、ISI(符号间干扰)以及衰落对传输信号的影响,以提高信道的容量。因此,对无线信道的研究是非常必要的。本文安排如下:第一部分介绍无线信道的传播机制和广义的衰落分类;第二部分讲解无线信道的冲激响应模型,在假设信道为广义平稳非相关散射(WSSUS)条件下

* 收稿日期:2003 - 11 - 20

基金项目:福建省教育厅科研项目资助(JA03128)

研究信道冲激响应的相关函数和功率谱,并给出描述无线信道特征的信道参数;第三部分是利用无线信道参数对无线信道进行详细的分析和分类;第四部分讲解一些常用的无线信道统计模型,并分析如何利用这些统计模型对典型数字调制信号传输的误码率进行研究的方法;最后是本文的总结。

二、无线信道电波传播

一个通过无线信道传播的信号往往会沿着一些不同的路径到达接收端,即信号传输具有多径特性。移动通信中的信道通常是一种时变信道,无线电信号通过移动信道时会受到各个方面的衰减损失,接收信号功率可表示为

$$P(d) = d^{-n} \cdot S(d) \cdot R(d)$$

式中 d 表示移动用户与基站的距离。

上式表示信道对无线电信号的影响可归纳为 3 类:自由空间的路径损失(也称传输损耗) d^{-n} :是移动台与基站之间距离的函数,描述的是大尺度区间(数百或数千米)内接收信号强度随发射到接收距离而变化的特性;阴影衰落 $S(d)$:又称大尺度衰落或慢衰落或长期衰落,它描述中等尺度区间(数百波长)内信号电平中值的慢变化特性,按对数正态分布,是由于传输环境中的地形起伏、建筑物和其它障碍物对电波的阻塞或遮蔽而引起的衰落;小尺度范围的多径衰落 $R(d)$:又称短期衰落,是由于移动用户附近的多径散射产生,它描述小尺度区间(数个或数十波长)内接收信号场强的瞬时值的快速变化特性。图 1 示出了某衰落信号的路径损失、慢衰落和快衰落^[1],图中的距离用对数表示。

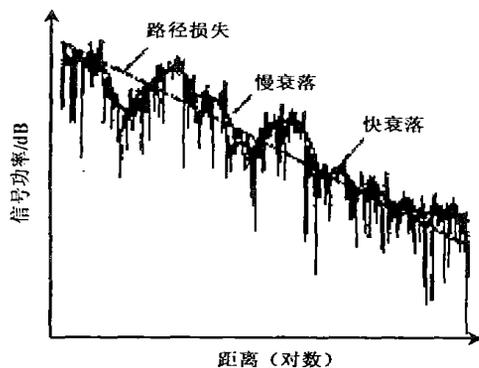


图 1 衰落信号的路径损失、慢衰落和快衰落的关系

多径传输将导致信号在时间、频率、空间的扩展,它们对通信的影响很大。本文重点研究多径衰

落下时间和频率的扩展以及它们的无线信道特性。

三、广义平稳非相关散射(WSSUS)的无线信道的信道参数

信号在多径媒质的信道上传输时会引入时延扩展和信道的时变性,时变导致多径特性随时间而变。若在时变多径信道上传输极短的脉冲(理想为冲激),接收信号将表现为一串串脉冲,且可看到接收脉冲串的各个脉冲大小和脉冲间相对延时的变化,以及脉冲数量的变化。下面从无线信道的等效低通信道的时变冲激响应 $c(\tau, t)$ 的相关函数和功率密度谱函数出发,给出 WSSUS 的无线信道的信道参数。离散多径分量和连续多径的等效低通信道的时变冲激响应可分别表示为^[2]

$$c(\tau, t) = \sum_n a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (1)$$

$$c(\tau, t) = c(\tau, t) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (2)$$

它们表示 $t - \tau$ 时刻施加的冲激在 t 时刻的信道响应。由于信道的相关函数和功率密度谱函数可定义多径衰落信道特征,等效低通冲激响应 $c(\tau, t)$ 可表征为以 t 为变量的复随机过程。设 $c(\tau, t)$ 是广义平稳(WSS),则它的自相关函数为

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2, t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1, t) c(\tau_2, t + \tau)] \quad (3)$$

在大多数无线传输媒质中,与路径延时 τ_1 相关联的信道衰减和相移和与路径延时 τ_2 相关联的信道衰减和相移是不相关的,称为非相关散射(US)。若信道为 US,式(3)可化为

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1, t) c(\tau_2, t + \tau)] \\ & = \phi_c(\tau_1, \tau_2) \delta(\tau_1 - \tau_2) \end{aligned} \quad (4)$$

1. 信道的时延扩展和相干带宽

式(4)中 $c(\tau, t)$ 给出的平均输出功率是延时和观测时间差 τ 的函数,令 $\tau=0$,则自相关函数 $\phi_c(\tau, 0) = \phi_c(\tau)$ 就是信道平均输出功率,它是延时的函数,故常把 $\phi_c(\tau)$ 叫做信道的多径强度分布或延时功率谱。实际中可通过发送很窄的脉冲(或者等效地发送某一宽带信号)并使接收信号与其延时信号的互相关来测量,图 2(b)示出了 $\phi_c(\tau)$ 随 τ 变化的关系,称 $\phi_c(\tau)$ 非零值的基本范围为信道多径扩展,记做 T_m 。

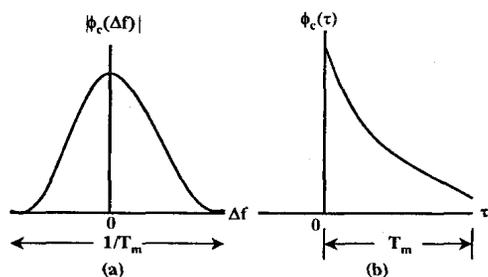


图 2 $c(f)$ 与 $c(t)$ 的关系

取 $c(f, t)$ 的傅里叶变换, 可得到时变转移函数 $C(f, t)$ 为

$$C(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(f', t) e^{-j2\pi f' t} df' \quad (5)$$

如果 $c(f, t)$ 建模是以 t 为变量的零均值复高斯随机过程, 那么 $C(f, t)$ 也具有相同的统计特性。设信道为 WSS, 定义 $C(f, t)$ 的自相关函数为

$$\phi_c(f_1, f_2, t) = \frac{1}{2} E[c^*(f_1, t) c(f_2, t + t)] \quad (6)$$

因为 $C(f, t)$ 是 $c(f, t)$ 的傅里叶变换, 很容易由傅氏变换找出 $\phi_c(f_1, f_2, t)$ 与 $c(f, t)$ 的关系, 将式(5)代入式(6)得

$$\begin{aligned} \phi_c(f_1, f_2, t) &= \frac{1}{2} E[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} c^*(f_1, t) c(f_2, t + t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)t} df_1 df_2] \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(f_1, f_2, t) e^{-j2\pi(f_1 - f_2)t} df_1 df_2 \\ &= \phi_c(f, t) \end{aligned} \quad (7)$$

式中 $f = f_2 - f_1$ 。可以看出 $\phi_c(f, t)$ 是多径强度分布的傅里叶变换。设信道为 US 意味着 $C(f, t)$ 的频域自相关函数仅是频率差 $f = f_2 - f_1$ 的函数, 因此把 $\phi_c(f, t)$ 叫做信道频率间隔、时间间隔的相关函数是恰当的。在式(7)中, 令 $t = 0$, 可得

$$\phi_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} c(f, t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (8)$$

$\phi_c(f)$ 是以频率为变量的自相关函数, 它提供了信道频率相干性的一种度量。图 2(a) 示出 $\phi_c(f)$ 随 f 的变化。作为 $\phi_c(f)$ 与 $\phi_c(t)$ 之间傅里叶变换关系的一个结果, 多径扩展的倒数是信道相干带宽的度量, 即 $(f)_c = 1/T_m$, $(f)_c$ 表示相干带宽。下面我们将看到 $(f)_c$ 和 T_m 是用来描述信道的频率选择性或频率非选择性。

2. 信道的多普勒扩展和相干时间

观察式(7) $c(f, t)$ 中的参数 t 测量时的信道时变情况, 信道的时变表现为多普勒展宽, 为了建立多普勒效应与信道时间变化的关系, 定义 $c(f, t)$ 对变量 t 的傅里叶变换为函数 $S_c(f, \lambda)$, 即

$$S_c(f, \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} c(f, t) e^{-j2\pi \lambda t} dt \quad (9)$$

令 f 为零, 并利用 $S_c(0, \lambda) = S_c(\lambda)$, 则上式变为

$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} c(t) e^{-j2\pi \lambda t} dt \quad (10)$$

函数 $S_c(\lambda)$ 是一个功率谱, 它给出信号强度与多普勒频率 λ 之间的关系, 因此, $S_c(\lambda)$ 叫做信道多普勒功率谱。

由式(10)可见, 如果信道是时不变的, 则 $c(t) = 1$, 且 $S_c(\lambda)$ 为 delta 函数 $\delta(\lambda)$ 。因此, 若信道中没有时间变化, 在纯单频传输中观测不到频谱展宽。同样地, 称 $S_c(\lambda)$ 非零值的基本范围叫做信道多普勒扩展 B_d 。由于 $S_c(\lambda)$ 通过傅里叶变换和 $c(t)$ 有关, 因此 B_d 的倒数为信道相干时间的度量, 即 $(t)_c = 1/B_d$, 式中 $(t)_c$ 表示相干时间。图 3 示出了 $c(t)$ 与 $S_c(\lambda)$ 之间的关系。下面我们将看到 $(t)_c$ 和 B_d 是用来描述信道的快慢衰落。

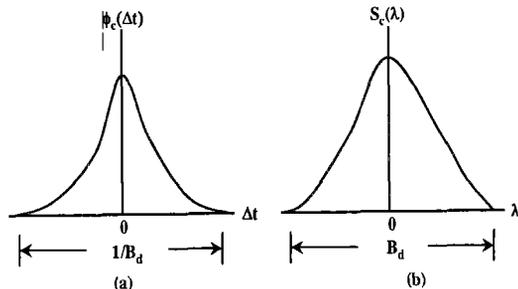


图 3 $c(t)$ 和 $S_c(\lambda)$ 的关系

四、多径无线衰落信道的分类

1. 多径时延扩展产生的衰落效应

(1) 平坦衰落

设 T_s 是信号带宽的倒数(即信号周期), B_s 是信号带宽, T_m 和 $(f)_c$ 分别是信道的时延扩展和相干带宽。若 $B_s < (f)_c$ 或 $T_s > T_m$, 即无线移动信道的带宽大于发送信号的带宽, 且在带宽范围内有恒定增益及线性相位, 则接收信号经历了平坦衰落过程, 这是一种最常见的衰落。在平坦衰落情况下, 信道

的多径结构使发送信号的频谱特性在接收机内仍能保持不变。不过,由于多径导致信道增益的起伏,使接收信号的强度会随时间变化。

在平坦衰落信道中,由于发送信号带宽的倒数远大于信道的多径时延扩展, $C(\tau, t)$ 可近似认为无附加时延(即 $\tau = 0$ 的单一函数);幅度变化的平坦衰落信道(不会影响传输信号的频谱特性)有时可看成是窄带信道,这是由于信号带宽比平坦衰落信道带宽窄得多的原因。典型的平坦衰落信道会引起深度衰落,因此在深度衰落期间需要增加 20 dB 或 30 dB 的发送功率,以获得较低的比特误码率,这一点与非衰落信道在系统操作方面是不同的。另外平坦衰落信道增益分布对设计无线链路非常重要,最常见的幅度分布是 Rayleigh 分布。

(2) 频率选择性衰落

若信道具有恒定增益和线性相位的带宽范围小于发送信号带宽,即 $B_s > (f)_c$ 和 $T_s < T_m$, 则该信道特性会导致接收信号产生选择性衰落。在这种情况下,信道冲激响应具有多径时延扩展,其值大于发送信号波形带宽的倒数。此时,接收信号中包含经历了衰减和时延的发送信号波形的多径波,导致接收信号失真。

频率选择性衰落是由信道中发送信号的时间色散(弥散)引起的,这样信道会引起了符号间干扰(ISI),因为发送信号 $S(f)$ 的带宽大于信道的相干带宽 $(f)_c$ 。从频域看,不同频率获得不同增益,接收信号的某些频率分量比其他分量获得了更大增益,就会产生频率选择,当多径时延接近或超过发送信号的周期时,就会产生频率选择性衰落。频率选择性衰落信道也称为宽带信道,因为信号 $S(t)$ 的带宽宽于信道冲激响应带宽。随着时间变化, $S(t)$ 频谱范围内的信道增益与相位也发生了变化,导致接收信号 $r(t)$ 发生时变失真。频率选择性衰落信道的建模要比平坦衰落信道的建模更困难,因为必须对每一个多径信号建模,且必须把信道视作一个线性滤波器。

2. 多普勒扩展引起衰落效应

(1) 快衰落

根据发送信号与信道变化快慢程度的比较,信道可分为快衰落信道和慢衰落信道。在快衰落信道中,信道冲激响应在符号周期内变化很快,信道的相干时间比发送信号的信号周期短。由于多普勒扩展引起频率色散(也称为时间选择性衰落),从而导致

信号失真。从频域看,信号失真随发送信号带宽的多普勒扩展的增加而加剧。因此,信号经历快衰落的条件是: $T_s \gg (t)_c$ 和 $B_s \ll B_d$ 。

当信道被认为是快衰落或慢衰落信道时,就不必指定它为平坦衰落或频率选择性衰落信道。快衰落仅与运动引起的信道变化率有关。对平坦衰落信道,可以将冲激响应简单近似为一个函数(无时延),故平坦衰落、快衰落信道就是函数变化率快于发送基带信号变化率的一种信道;而频率选择性、快衰落信道是任意多径分量的幅度、相位及时间变化率快于发送信号变化率的一种信道。实际上,快衰落仅发生在数据率非常低的情况下,即它可认为是低速率信道。

(2) 慢衰落

在慢衰落信道中,信道冲激响应变化率比发送的基带信号 $S(t)$ 变化率低得多,因此可假设在一个或若干个带宽倒数间隔内,信道均为静态信道。在频域中,这意味着信道的多普勒扩展比基带信号带宽小得多,所以信号经历慢衰落的条件是: $T_s \ll (t)_c$ 或 $B_s \gg B_d$ 。显然,移动台的速度(或信道路径中物体的速度)及基带信号发送速率,决定了信号是经历快衰落还是慢衰落。慢衰落信道可认为是一种慢速度和高数据速率的信道。

图 4 给出了不同多径参数与信号经历的衰落类型之间的关系总结。

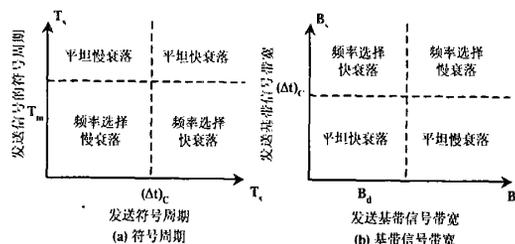


图 4 信号所经历的衰落类型,分别以符号周期和基带信号带宽为参数

五、多径无线衰落信道常见的统计模型和传输特性研究

1. 三种常见分布及它们之间的关系

(1) 若信道中传递到接收机信号的散射分量数目很大时,且每一路都是独立同分布(i. i. d)的高斯过程,没有存在一主要支路(即没有视距 LOS 支路),应用中心极限定理可得到信道冲激响应的高斯过程模型是零均值,任何时刻信道响应的包络是服

从瑞利 (Rayleigh) 概率密度函数 (PDF) 分布, 而相位在 $(0, 2\pi)$ 内是均匀分布, 即

$$p_r(r) = 2r e^{-r^2} \quad r \geq 0 \quad (11)$$

式中 $\sigma^2 = E(R^2) = 2\sigma^2$ 。可见瑞利分布可用单一参数 (或 σ^2) 表征, 它也可写成:

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \quad r \geq 0 \quad (12)$$

(2) 如果大量散射体中有一个是占主导分量 (即存在 LOS), 那么任何时刻信道响应的包络就服从莱斯 (Ricean) 分布, 其 PDF 为

$$p_r(r) = \frac{r}{2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2}\right) I_0\left(\frac{rA}{2}\right) \quad r \geq 0 \quad (13)$$

这里 $I_0(x)$ 是第一类零阶修正贝塞尔函数, 参数 A 是 LOS 分量的信号幅度; 定义 $K = A^2/2\sigma^2$ 为莱斯因子。莱斯分布是 A 和 σ^2 两参数分布的, 在等效 χ^2 分布中, A^2 叫做非中心参数, 该参数表示接收信号的非衰落信号分量 (有时称为镜像分量) 的功率。当 $A = 0$ 时, 莱斯分布就退化成瑞利分布。

(3) 信道响应包络的另一种统计模型就是 Nakagami - m 分布, 其 PDF 为

$$p_r(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{r}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{r^2}\right) \quad r \geq 0, m \geq 1/2 \quad (14)$$

的定义同上, $m = \sigma^2 / E[(r^2 - \sigma^2)^2]$, $m \geq 0.5$ 。当 $m = 1$ 时, 此分布退化为瑞利分布。另 Nakagami - m 分布和莱斯分布非常相似, 当 $m \gg 1$ 时, 它们之间可近似地相互转换:

$$m = (k + 1)^2 / (2k + 1)$$

或

$$k = \sqrt{m^2 - m} / (m - \sqrt{m^2 - m})$$

Nakagami - m 分布与瑞利分布比较: 瑞利分布可用单一参数来匹配衰落信道统计数据; 而 Nakagami - m 分布包含两个参数, 即 m 和二阶矩 $\sigma^2 = E(R^2)$ 。因此, 在对观测信号统计数据匹配时, Nakagami - m 分布更灵活、更精确, 它能用来对瑞利分布条件更苛刻的衰落信道进行建模, 瑞利分布是它的一种特例。

2. 在平衰落信道中的传输特性分析的一般方法

(1) 慢时变信道中的误码率的计算通式

慢时变信道在这里又称为频率非选择性慢衰落

或准静态衰落信道。假设信道的传输函数用增益 $g(t)$ 和相移 $\theta(t)$ 表示, 若信道变化比调制信号的变化速度慢, 则可认为在一个信号码元期间, $g(t)$ 和 $\theta(t)$ 是恒定的, 因此, 接收的信号可写为

$$r(t) = \int_0^{T_b} g(t) e^{-j\theta(t)} s(t) + n(t) \quad (15)$$

式中 $n(t)$ 是加性高斯噪声, T_b 是码元宽度。与 AWGN 信道相比, 接收信号多出了上式中括号部分, 若将此项并到 $s(t)$ 中, 就与 AWGN 信道一样。故调制信号在慢时变平衰落信道在 $[0, T_b]$ 期间的误码率表达式可写为

$$P_b(b) = Q(\sqrt{2E_D/N_0}) = Q(\sqrt{b}) \quad (16)$$

式中 E_D 是二进制信号之差的比特能量或星座的最短距离, N_0 是 AWGN 的功率谱密度, $b = 2E_D/N_0$ 是接收 SNR。由于上式仅考虑一个符号码宽时 (近似认为是瞬时) 误码率公式, 故可认为它是传输增益 $g(t)$ 的条件概率。对平衰落信道而言, 其误码率可以由上述条件误码率和衰落分布的 PDF 函数乘积的平均值来求得, 即

$$P_e = \int_0^\infty P_b(b) P(r_b) d b \quad (17)$$

$p(b)$ 可以是以上三种 PDF 之一。

(2) 典型的数字调制在平衰落信道中的传输比特误码率的数值结果

应用上面讨论的方法, 在 Rayleigh、Ricean 和 Nakagami 的平坦衰落信道中, 分别对 BPSK、DPSK 和 BFSK 这 3 种常见的数字调制信号的传输比特误码率 (BER) 进行研究, 图 5 和 6 是它们的数值结果。其中图 5 是 BPSK 在平衰落信道中分别对 Rayleigh 分布、Ricean 分布^[3]和 Nakagami 分布^[4]和 AWGN 信道进行传输的 BER 随 $SNR = E_b/N_0$ (dB) 的变化曲线, 其中所选的参数为: Ricean 因子 $K = 6$ dB, 信道增益因子的均值 $E(\sigma^2) = 1$, 而 Nakagami - m 分布的参数 m 分别为 5、10、20。图 6 是假设信道是平衰落的 Rayleigh 分布条件下, 一些典型的数字调制信号的 BER 随 $SNR = E_b/N_0$ (dB) 变化的曲线, 图中仿真所选的参数为: 信道增益因子的均值 $E(\sigma^2) = 0.5$ 。图 5、6 的 BER 的传输特性均与 AWGN 信道进行比较, 结果表明了有衰落的信道对传输信号的 BER 影响很大。

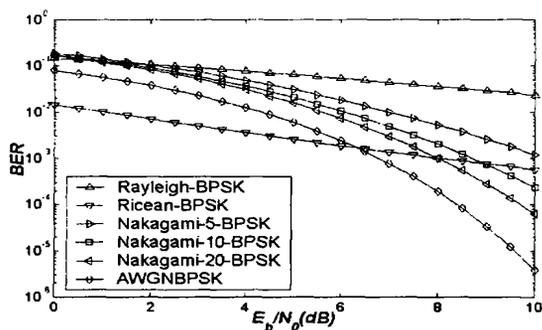


图 5 典型数字调制在平衰落瑞利信道中的比特误码特性曲线

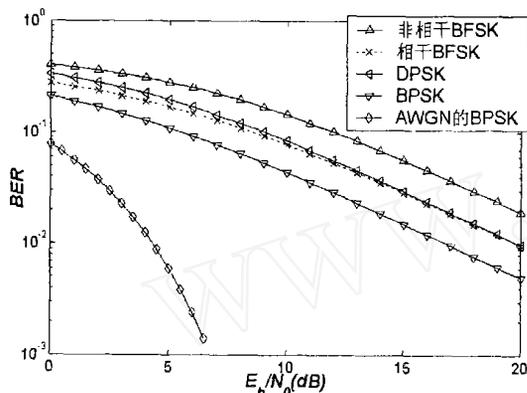


图 6 BPSK 在平衰落瑞利、莱斯和 Nakagami - m 信道中的比特误码特性曲线

六、结束语

无线信道在数字移动通信中起着关键的作用,它对未来 PCS 的实现是至关重要的。本文从等效低通无线信道的时变冲激响应 $c(t)$ 的相关函数和功率密度谱函数出发,研究 WSSUS 的无线信道的信道参数。在此基础上,针对移动无线信道中最复杂的小尺度多径衰落进行研究,利用统计信道参数对多径无线衰落信道进行分类。利用给出的信道类型和统计分布特性对一些典型的数字调制信号的传输误码率计算方法进行研究。对衰落信道不同特征

的认识和使用是本文的研究的目的,它是整个现代数字无线移动通信研究的基础。近年来,移动通信的发展很快,如空时组码 (STBC)、正交频分复用 (OFDM) 和多输入多输出天线系统 (MIMO) 等新技术的出现,结合这三种技术的无线信道将是未来研究的热点。另外,角度扩展或空间选择性衰落信道也是一个值得研究的内容。

参考文献

- [1] 张贤达,保铮著. 通信信号处理 [M]. 北京:国防工业出版社,2000.
- [2] J G Proakis. Digital Communications 4th [M]. USA: MC-Graw - Hill, Inc,2001.
- [3] M G Shayesteh, A Aghamohammadi. On the Error Probability of Linearly Modulated Signals on Frequency - Flat Ricean, Rayleigh, and AWGN Channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995,43(2,3,4).
- [4] C M Lo, W H Lam. Probability of Symbol Error for MPSK, MDPSK and Noncoherent MFSK with MRC and SC Space Diversity in Nakagami - m Fading Channel [A]. IEEE International Conference 2000 [C]. IEEE,2000.
- [5] J Heiskala, J Terry 著,杨晓春,等译. OFDM 无线局域网 [M]. 北京:电子工业出版社,2003.
- [6] T S Rappaport. Wireless Communications, Principles and Practice [M]. Prentice Hall, 1996.

作者简介:



庄铭杰 (1964 -),男,福建惠安人,1986 年毕业于复旦大学无线电电子学专业,现为厦门大学物理系博士研究生、集美大学信息工程学院副教授,主要研究方向为移动通信、信号处理、GPS;

郭东辉 (1967 -),男,福建莆田人,博士,教授,博士生导师,主要研究方向:计算机网络通讯、人工智能、集成电路设计。