

移动无线信道的模拟与应用[†]

原进红 匡镜明

(北京理工大学电子工程系, 北京 100081)

摘 要 介绍一种利用计算机模拟移动无线通信中信道传输特性的方法。该方法主要对瑞利(Rayleigh)和莱斯(Rice)分布的非频率选择性衰落信道进行模拟。运用这种方法,研究了相移键控的调制信号(BPSK, QPSK 和 8PSK)在不同莱斯衰落因子信道中的传输特性,分析了莱斯衰落因子和最大多普勒频移 f_d 对衰落裕度(fade margin)和误码限度(error floor)的影响。对衰落信号的包络和相位以及二进制序列误码率的统计结果表明:模拟特性与理论分析较好地吻合。

关键词 移动通信; 衰落信道/莱斯衰落; 瑞利衰落; 衰落裕度; 误码限度

分类号 TN929.5

研究衰落信道中的电波传播特性对车载移动通信系统、数字蜂窝系统和卫星移动通信系统是非常重要的。本文介绍了一种非频率选择性的瑞利和莱斯衰落信道模拟器,对衰落器的性能进行了统计分析,运用这种衰落模拟器,测试了莱斯衰落因子 K 分别为 10 dB 和 15 dB 时, BPSK, QPSK 和 8PSK 的调制信号在衰落信道中的传输特性。

1. 移动信道的电波传播特性

移动通信中,移动台的运动、多径反射、地形起伏和时延散布使电波的传播特性非常复杂,主要表现为:多径衰落、阴影效应和多普勒频移。多径衰落可以看成是由于多径反射使接收到的信号 $E(t)$ 其包络和相位随机地变化^[1],表示为

$$E(t) = \sum s_i(t) = \text{Re} \left[\sum S_i(t) \exp(j\theta_i(t)) \exp(j\omega_c t) \right] \quad (1)$$

其中 $s_i(t)$ 表示接收到的第 i 个反射信号; $S_i(t) \exp(j\theta_i(t))$ 为其复包络表示。由于接收到的信号幅度 $S_i(t)$ 变化相对于相位 $\theta_i(t)$ 变化非常缓慢,因此可以把 $S_i(t)$ 视为是不变的,即

$$S_i(t) = S_i$$
$$E(t) = x(t) \cos(\omega_c t) - y(t) \sin(\omega_c t) = R(t) \cos(\omega_c t + \varphi) \quad (2)$$

其中

收稿日期: 1993-11-18

[†] 国家自然科学基金资助项目

$$\begin{cases} x(t) = \sum S_i \cos(\theta_i(t)); & y(t) = \sum S_i \sin(\theta_i(t)); \\ R(t) = (x^2(t) + y^2(t))^{1/2}; & \varphi = \tan^{-1}(y(t)/x(t)) \end{cases} \quad (3)$$

$x(t)$, $y(t)$ 分别为接收信号的同相和正交分量; $R(t)$ 为接收信号包络; φ 为接收信号的相位. $x(t)$, $y(t)$ 为独立同分布的随机变量, 根据中心极限定理可知: 当 N 足够大时, $x(t)$, $y(t)$ 为窄带独立同分布的高斯随机过程, 其均值为零, 方差为 σ^2 . 包络 $R(t)$ 服从瑞利分布, 相位 φ 服从均匀分布, 即

$$P_R(r) = r/\sigma^2 \exp(-r^2/2\sigma^2) \quad r \geq 0 \quad (4)$$

对于传输一个非调制的载波, 它的包络是一个常数, 接收信号的功率谱密度是在原点的冲激函数. 但当有多径衰落时, 移动台接收信号的功率谱密度相对于原点向两边展宽, 其典型的功率谱表达式为

$$S(f) = \begin{cases} \sigma^2/\pi(f_d^2 - f^2)^{1/2} & |f| \leq f_d \\ 0 & |f| > f_d \end{cases} \quad (5)$$

$$f_d = v_b/\lambda = f_c v_b/c \quad (6)$$

如图 1 所示, σ^2 为接收信号的平均功率, f_d 为多谱勒频移, f_c 为载波频率, v_b 为移动台的最大运动速度, c 为光速.

瑞利衰落相对于时间而言, 其传输波形的各个频谱分量衰落的程度相同, 故亦称时间选择性衰落. 在多径传播中, 由于多径信号的相对延时随时间的变化, 使频谱中不同频率分量受到不同的衰落, 产生频率选择性衰落. 对于窄带随机过程而言, 频率选择性衰落影响较小, 因而可以忽略.

对于陆地移动通信, 接收到的信号 $E(t)$ 包括三部分^[2, 3]: 直射信号 LOS (line-of-sight) $E_0(t)$, 反射信号 (specular) $E_1(t)$ 和散射信号 (diffuse) $E_2(t)$, 即

$$E(t) = E_0(t) + E_1(t) + E_2(t) \quad (7)$$

其中

$$\begin{cases} E_0(t) = A \cos[(\omega_c + \omega_d)t] \\ E_1(t) = B \cos[(\omega_c + \omega_d)t + \varphi_0] \\ \omega_d = 2\pi f_d \end{cases} \quad (8)$$

统计分析可知, 直射信号和反射信号是相干信号, 散射信号是由多径传播产生的非相干信号, 它的包络服从于瑞利分布, 与散射部分的信号相比, 地面反射部分的信号很弱, 通常可以忽略不计. 由于散射信号包络成瑞利分布, 合成接收信号的包络 r 服从于莱斯分布, 概率密度函数为

$$P(r) = 2r(1+K) \exp[-r^2(1+K) - K] I_0(2r[K(1+K)]^{1/2}) \quad (9)$$

其中 $I_0(\cdot)$ 是零阶修正贝塞尔函数, K 是莱斯衰落因子, 它定义为直射信号和反射信号平均功率与散射信号平均功率之比. 若令

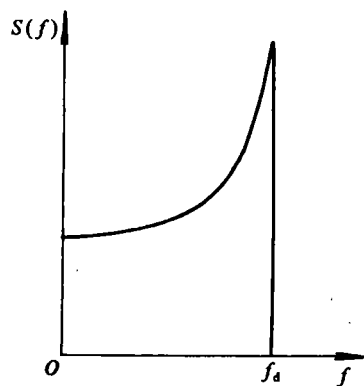


图 1 衰落信号的理想功率谱

$$\begin{cases} \mu_c = A \cos \omega_d t + B \cos (\omega_d t + \varphi_0) \\ \mu_s = A \sin \omega_d t + B \sin (\omega_d t + \varphi_0) \end{cases}$$

(10)

则

$$K = \frac{\mu_c^2 + \mu_s^2}{2\sigma^2} = \frac{A^2 + B^2 + 2AB \cos \varphi_0}{2\sigma^2}$$

(11)

相位 θ 的分布为

$$P(\theta) = \exp(-K) / 2\pi + 1/2(K/\pi)^{1/2} \cos \theta \exp(-K \sin^2 \theta) [1 + \operatorname{erf}(K^{1/2} \cos \theta)]$$

(12)

其中 $\operatorname{erf}(x)$ 是误差函数，其表达式为

$$\operatorname{erf}(x) = (2/\pi^{1/2}) \int_x^{+\infty} \exp(-t^2) dt$$

(13)

2 衰落信道的模拟

根据公式 (2) 和 (3)，瑞利衰落信道模拟器的方框图如图 2 所示^[4, 5]。两路相互独立的高斯噪声源经过整形滤波，对射频信号 (用复基带信号表示) 进行同相支路和正交支路的平衡调制，相加后得到瑞利衰落信号。伪随机噪声产生的方法很多，这里采用线性同余法对三组均匀随机数列进行组合，计算表明其重复周期达 10^{12} ，这对模拟已经足够了。一对相互独立均匀分布的随机数经过变换为一对高斯分布的噪声。与模拟高斯噪声不同，瑞利衰落信号和莱斯衰落信号本身具有相关性，它们是对随机过程的模拟，而不是对随机变量的模拟。因此，不仅要考虑其概率密度函数，还要考虑其谱密度函数。由于高斯噪声应具有表达式 (5) 中的功率谱密度，因此整形滤波器的频率响应 $|H(f)|^2$ 应具有图 1 中的形状。根据 J. R. Ball 给出的滤波器归一化转移函数 $H(S)$ ，采用频率取样法设计出 FIR 数字滤波器去逼近式 (5)。考虑到改善滤波器的频率响应，模拟器中的整形滤波是用 45 阶的 FIR 数字滤波器实现的，频率响应曲线如图 3 所示，其阻带衰减达 40 dB，过渡带斜率为每倍频程 60 dB。通过改变 FIR 数字滤波器的带宽 B 实现多普勒频移 f_d 的变化，定义 $B \cdot T$ 为归一化衰落带宽， T 为调制符号周期。当 $B \cdot T$ 较小时，误码率较低，但信道的突发误差较多，表现为衰落信道的记忆性较强。为了减轻运算负担，取每个符号的抽样个数为 4。

$$H(S) = \frac{1}{(0.897 S^2 + 0.31 S + 1)(1.543 S^2 + 0.84 S + 1)(1.944 S + 1)}$$

(14)

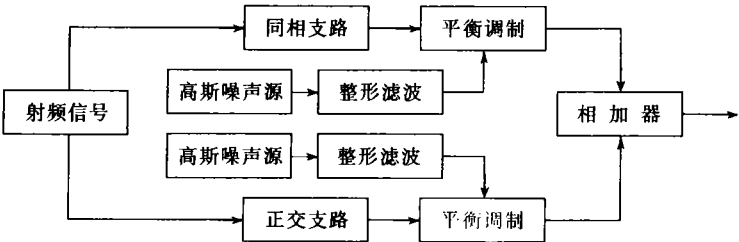


图 2 瑞利衰落模拟器方框图

图 4 是莱斯衰落信道模拟器的方框图。它包括上下两条分支，上面分支由瑞利衰落模拟器产生散射信号，下面分支为直射信号，通过调节两条支路中的衰减器，使莱斯衰落因子发生变化。直射信号与散射信号叠加后，加上白高斯噪声得到莱斯衰落信号。

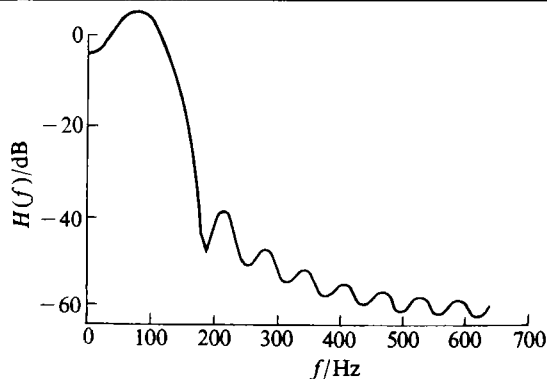


图 3 FIR 滤波器的频率响应

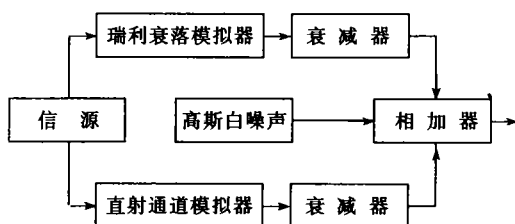


图 4 莱斯衰落模拟器方框图

衰落信道模拟器的结果如图 5~8 所示. 在这里, 运用蒙特-卡罗 (Monte-Carlo) 方法, 并进行多次统计比较, 使得出的结果有较高的可靠性. 首先, 给出一个抽样数, 统计概率分布; 然后, 增加抽样数进行统计, 比较两次的统计结果, 若相差在 10% 之内, 结束统计; 否则, 再增加抽样数, 直到其结果相差在 10% 之内, 图 5 为衰落信号的一段包络波

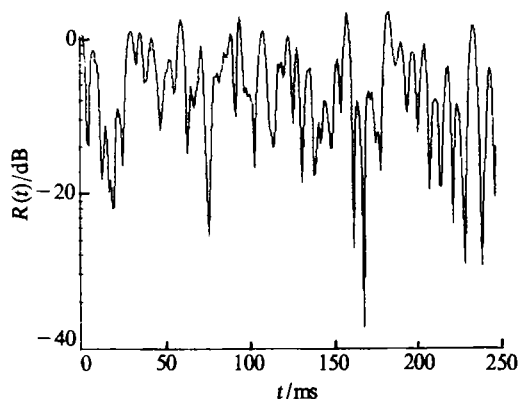


图 5 衰落信号包络

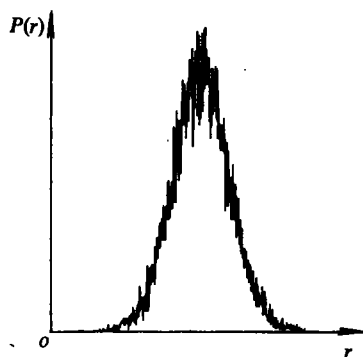


图 6 单路高斯噪声概率分布

形, 图 6 是单路高斯噪声序列的概率分布统计, 抽样点数为 10^7 , 图中可见, 它服从于正态分布. 图 7 是衰落信号包络概率分布统计, 它趋向于瑞利分布. 图 8 是两路正交噪声源的相位极图, 它表明衰落信号的相位服从均匀分布. 模拟的结果与理论统计特性基本一致.

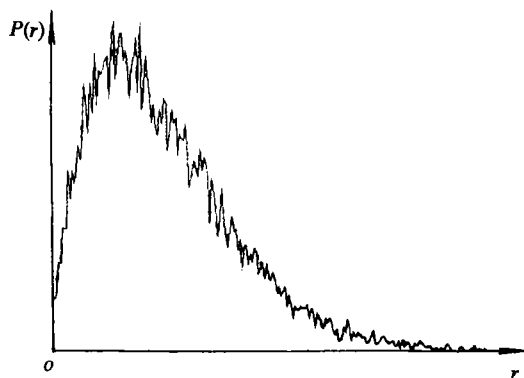


图 7 瑞利衰落信号包络概率分布

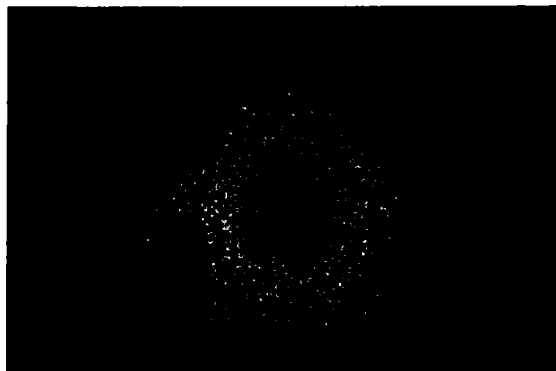


图 8 两路正交噪声源的相位极图

3 模拟器的应用及实验结果分析

在数字通信系统中, 比特误码率 BER 的大小直接反映数字信息传输质量的好坏. 因此, 根据比特误码率 BER 相对于比特能量与噪声功率密度比 E_b/N_0 的变化, 可以对数字通信系统进行性能分析和优化设计.

模拟中, 为了测试模拟器的性能, 把 BPSK, QPSK 和 8PSK 调制信号输入到衰落信道模拟器上, 接收端解调后得到输出的二进制序列, 并与输入端比较, 计算比特误码率 BER, 绘出误码率曲线图, 进行性能分析. 由于数字移动通信系统大多工作于 VHF 频段, 若对实际的发射信号进行软件模拟, 其数据量非常巨大, 无法直接模拟. 在这里, 作者用等效的复基带信号代表高频调制信号进行传输模拟^[6].

由于 MPSK 调制信号的谱零点带宽为符号传输速率的两倍, 若取抽样速率为两倍的谱零点带宽, 则每个符号的抽样个数是 4.

测试的结果表示在图9中, 调制信号采用 BPSK 二进制相移键控, 莱斯衰落因子 K 取为 15 dB, 符号传输速率为 2400 b/s, 最大多普勒频移为 200 Hz. 实线表示理论特性, 其误码率为 P_e :

$$P_e = 1/2 [1 - 1/(1 + N_0/E_b)^{1/2}] \quad (15)$$

虚线表示实际的统计特性. 由图中可见, 实验结果与理论分析基本一致. 图 10 是采用 QPSK 调制信号的模拟结果, 莱斯衰落因子 K 等于 15 dB. 对于 8PSK 调制信号, 取莱斯衰落因子 K 分别为 10 dB 和 15 dB, 其测试结果在图 11 中表示. 结果表明: 在衰落信道中, 由于信号的幅度起伏, 为了在接收端得到相同的比特误码率 BER, 必须增加信号比特能量与噪声功率密度比 E_b/N_0 , 与加性白高斯噪声信道 AWGN 相比, 所增加的部分称为衰落裕度 (Fading Margin). 在莱斯衰落信道中, 衰落裕度主要决定于莱斯衰落因子 K . 由图 11 中可见, 为了得到 10^{-3} 的比特误码率, 当 K 为 15 dB 时, 衰落裕度等于 2.5 dB. 当 K 为 10 dB

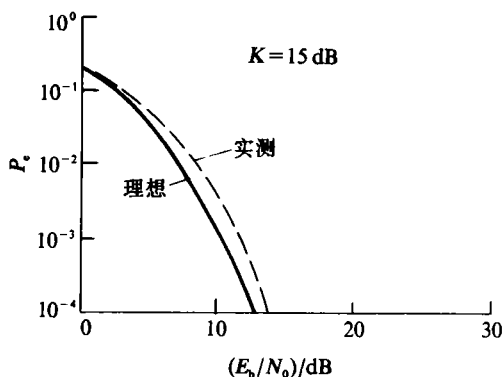


图9 BPSK 信号的误码率特性

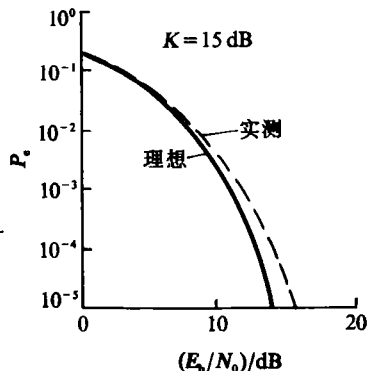


图 10 QPSK 信号的误码率特性

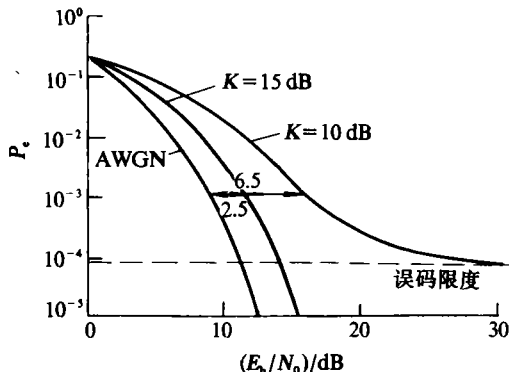


图 11 8PSK 信号的误码率特性

时, 衰落裕度等于 6.5 dB, 这是由于 K 较小时多径反射信号引起的幅度起伏较大, 必须相应地增加接收端的信噪比. 从图 11 中还可以看出: 当 K 为 10 dB 时, 出现最小误码限度 (error floor), 这是由于衰落比较严重, 当误码率降低到某一个值时, 再增加信号功率, 误码率基本保持不变. 误码限度与信道中的最大多普勒频移有关, 信号衰落速度越快, 误码限度越高. 而当 K 较大时, 如图 11 中 $K=15$ dB 时, 直射信号较强, 多普勒频移引起的误码限度现象基本消失.

参 考 文 献

- 1 Clarke R H. A statistical theory of mobile-radio reception. BSTJ, 1968, 47(6): 957 ~ 1000
- 2 Davarian F. Channel simulation to facilitate mobile-satellite communications research. IEEE Transactions on Communication, 1987, COM-35(1): 47 ~ 56
- 3 Davarian F, Sumida J. Channel simulator tests digital mobile radios. Microwaves & RF, 1984, 23(8): 115 ~ 118
- 4 Lutz E, Ploechinger E. Generating rice processes with given spectral properties. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1985, VT-34(4): 178 ~ 181
- 5 Caples E, Massad K E, Minor T R. A UHF channel simulator for digital mobile radio. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1980, VT-29(2): 281 ~ 289
- 6 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理. 北京: 清华大学出版社, 1992
- 7 叶家骥, 胡思益. 移动无线信道实时瑞利衰落模拟器. 通信学报, 1991, 12(1): 37 ~ 42

A Simulation for Mobile Radio Channels and Its Applications[†]

Yuan Jinhong Kuang Jingming

(Department of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081)

Abstract A method for computer simulation of the channel propagation characteristics in mobile radio setups is described. It mainly simulates the Rayleigh-distributed and Rice-distributed non-frequency-selective fading channel. With this method are studied the channel propagation characteristics of BPSK, QPSK and 8PSK modulated signals in the channel having different Rice fading factor K . Fading margin and error floor affected by the Rice fading factor K and the maximum Doppler frequency shift f_d are analyzed. According to the statistics of envelope and phase distributions of the fading signals and error rate of the binary sequence, close agreement is shown between the simulation and theoretical analysis.

Key words mobile communication; fading channels/Rayleigh fading; Rice fading; fading margin; error floor

[†] The project supported by the National Natural Science Foundation of China