

卫星移动通信中分集接收和纠错编码技术的研究

摘 要

本文主要研究利用分集接收技术和纠错编码技术对抗 CDMA 卫星移动通信信道衰落的问题,内容主要涉及 RAKE 接收机、多星分集、空间分集、纠错编码及它们的综合应用。

本文在第二章介绍了描述移动通信信道的几种常用的数学函数,并总结了四种目前被广泛应用的卫星移动通信信道模型。

本文在第三章首先介绍了分集技术的基本原理,包括分集技术的分类和分集合并技术。其次,分析了在二进制 PSK、相干 FSK、DPSK 和非相干 FSK 调制方式下,RAKE 接收机在 Rayleigh 衰落信道上的误码率性能。随后,讨论了多星分集的原理并基于一个三状态模型对其的性能作了定性分析。在此基础上,本文提出了一个综合应用 RAKE 接收机和多星分集技术的卫星接收机系统模型,针对 C. Loo 的郊区环境模型,推导出二进制正交 FSK 调制方式下,最大比合并 RAKE 接收机的系统平均误码率公式,并在不同阴影遮蔽参数条件下,对提出的公式进行了数值分析。结果表明,在卫星移动通信信道中,RAKE 接收机和多星分集技术结合可有效克服多径和阴影衰落。

本文在第四章首先介绍了空间分集和纠错编码的基本原理,在此基础上,建立了一个综合应用纠错编码和空间分集技术的计算机仿真模型,并详细说明了各个模块的仿真方法。最后,通过计算出模型对于采用不同纠错编码和分集路径数所得的接收误码率,讨论了空间分集和纠错编码两种抗衰落技术综合应用的效果,并分析了纠错编码的适用性。结果表明,选择适当的纠错编码,可进一步提高分集接收的抗衰落性能。

关键词: 卫星移动通信, RAKE 接收机, 多星分集、空间分集、纠错编码、CDMA

RESEARCH ON DIVERSITY RECEPTION AND ERROR CORRECTION CODING TECHNIQUES IN MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS

ABSTRACT

This paper mainly focuses its research on diversity reception and error correction coding techniques to combat fading in CDMA-based mobile satellite channels. The content refers to RAKE receiver, multisatellite diversity, space diversity, error correction coding and their integrated applications.

In the second chapter several frequently used mathematical functions are introduced which are used to describe mobile satellite channels and four widely applied mobile satellite channel models are also presented.

In the third chapter the fundamental theory of diversity techniques is introduced at first, including the classification of diversity techniques and diversity combining techniques. Secondly the bit error probability (BEP) performance of a RAKE receiver is analyzed in Rayleigh fading channels using binary PSK, coherent FSK, DPSK and noncoherent FSK modulation. Thirdly the fundamental theory of multisatellite diversity is introduced and its performance is analyzed qualitatively using a three-state channel model. On the basis of above mentioned, a satellite reception system model is presented which applies both RAKE reception and multisatellite diversity techniques. Based on C. Loo's rural channel model, the average bit error probability with a maximal ratio combining RAKE receiver is derived. Using the binary orthogonal FSK modulation, the bit error probability is evaluated for light, average and heavy shadowing. Numerical results show that the integrated application of RAKE reception and multisatellite diversity techniques can combat multipath and shadow fading effectively in mobile satellite communications.

In the fourth chapter the fundamental theory of space diversity and error correction coding is introduced at first. On the basis of it, a computer-simulated model of the integrated application of space diversity and error correction coding techniques is built up. The simulation method of each modular in this model is explained in details. At last, the BER of the received signals is calculated using different error correction codes and diversity path numbers. The effectiveness of the integrated application of these two anti-fading techniques is discussed and the applicability of the error correction codes is analyzed. Numerical results show that the fading-combating performance of diversity reception will be enhanced if proper error correction codes are selected to apply.

KEY WORDS: mobile satellite communications, RAKE receiver, multisatellite diversity, space diversity, error correction coding, CDMA

第一章 绪论

1.1 卫星移动通信系统

由于卫星制造技术、发射技术、微电子技术、数字压缩技术和电池容量等的提高,商用卫星的成本显著下降,卫星通信为大众接受已成为可能。随着因特网和多媒体通信的迅猛发展,高效传输大量的数字化信息和图像也已成为现实需求。据调查,21世纪初,世界上可能有80%的陆地,约40%的人口,不在地面移动蜂窝网的覆盖范围内,这就给卫星移动通信的发展提供了一个良好的机遇。



图 1-1 典型的卫星移动通信系统星座示意图

实现全球个人通信,即用户在任何时间、任何地点与任何人进行任何方式的通信,是未来通信追求的目标,而卫星移动通信是全球个人通信中不可缺少的组成部分。近年来,具有小时延、大数据传输率特点的低轨道(LEO)卫星移动通信系统更是各国竞相发展的热点,如图 1-1 所示,为一典型的低轨道卫星移动通信系统星座示意图,表 1-1 则列举了 5 个典型系统的卫星数和轨道高度。其中, Globestar 和 Iridium 目前均已投入使用,它们属于窄带系统,主要提供实时的语音服务; Teledesic、Celestri 和 Sky Bridge 正在建设中,属于宽带系统,除语音服务外,主要提供高速的多媒体信息传输服务。有关卫星移动通信系统的详细介绍,请参见文献[1]、[2]。

我国幅员辽阔,长途干线只靠铺设电缆、光纤,费用巨大,如果采用卫星移动通信就可以提供方便的服务,而且利用同一个系统,还可以实现全球定位和导航,对军事、民用领域均有重大意义。基于以上原因,本文把低轨道卫星移动通信作为研究领域,具有重要的现实意义。

表 1-1 典型的卫星移动通信系统

系统	卫星数	轨道高度(km)
Globalstar	48	1400
Iridium	66	780
Teledesic	288	700
Celestri	63+9	1400/35800
Sky Bridge	64	1457

1.2 卫星移动通信信道模型

低轨道卫星星座克服了传统卫星通信时延长、收发功率大等缺点,使卫星通信提供便携式手持机的实时通信成为可能,但是,它也随之带来了不少新的问题。其中,由于卫星仰角减小而引起的严重的多径效应和阴影效应尤其值得关注。和地面蜂窝通信系统有诸多相似之处却又不完全相同,低轨道卫星通信信道有其自身的特点,如在地面蜂窝系统中,几乎不可能有直视信号分量,信道模型多用 Rayleigh 或 Lognormal-Rayleigh 分布描述,但是在卫星移动通信中,由于卫星在离地面约 1000 公里的高度,很多情况下存在直视信号分量,故对信道的特征化描述不能照搬现有的地面通信系统信道模型。通过对实际系统大量实验数据的拟和,科学家们提出了多个卫星移动通信的信道模型。C. Loo 率先提出了一个综合考虑多径和阴影衰落的信道模型^[3],它由受阴影遮蔽的直视信号分量和 Rayleigh 分布的多径分量组成,被认为适合于郊区环境。Lutz 等人提出的双状态信道模型^[4]适用于城市环境,它由阴影状态和无阴影状态组成。随后,Corazza 提出了适合于各种环境的信道模型^[5],而 Glisic 则把上述窄带信道模型扩展为宽带模型^[6]。以上的信道模型为进一步深入地研究卫星移动通信系统打下了基础。基于 C. Loo 的信道模型,文献[7]讨论了在不同阴影参数条件下, BPSK 调制的误码率性能,在此基础上,文献[8]给出了采用最大比合并空间分集后的误码率性能表达式。基于 Lutz 的信道模型,文献[9]、[10]讨论了空间分集的误码率性能。此外,文献[11]提供了有关的误码率的简化算法。

1.3 CDMA 卫星移动通信抗衰落技术

在地面蜂窝移动通信系统中,CDMA 已被证明是一种高效的多址接入技术^{[12]-[15]},而把这种技术应用于卫星移动通信系统成为近期卫星移动通信研究领域的热点^{[16]-[17]},具体的研究方向包括功率控制^{[18]-[19]}、多用户信号检测^{[20]-[21]}、自适应干扰消除^{[22]-[23]}、分集技术等。本文基于 CDMA 卫星移动通信系统,重点研究利用分集技术及其和编码技术的综合应用,来对抗严重的信道衰落的问题。

研究表明,在卫星移动通信中 CDMA 系统不仅比 FDMA 系统拥有更大的系统容量^{[24]-[26]},而且可以有效地分离多径分量,实现 RAKE 分集接收,从而大大减轻多径衰落的影响。文献[27]讨论 QPSK、OQPSK、MSK、BPSK 调制方式下的多径分集接收;文献[28]是一个 RAKE 接收机的选择式合并方案;文献[29]在一个地面和卫星混合的广播系统中应用了 RAKE 分集接收技术;文献[30]讨论了 Nakagami 衰落信道上的 RAKE 接收机性能;文献[31]讨论了双重选择性衰落信道上的 RAKE 接收机性能;文献[32]讨论了基于 Glisic 宽带卫星移动通信信道上的 RAKE 接收机性能。

为对抗阴影效应,在地面 CDMA 蜂窝通信中,通常同时采用几种分集方案。文献[33]、[34]在地面移动通信中同时应用了“软切换”技术和 RAKE 接收机,文献[35]则综合应用了空间分集和 RAKE 接收机技术,均有效地提高了系统的容量。值得注意的是,“软切换”属于宏分集技术,即移动台同时接收多个基站的信号,从中选出信号强度较高的一路与之保持通信,这种技术对抗阴影效应效果明显。受其启发,在低轨道卫星移动通信系统中,由于地面接收机可同时从多个卫星上接收信号,故可以采用相类似的宏分集技术,即多星分集技术。文献[36]-[40]对多星分集进行了有关的研究工作。

在移动通信中,除分集技术外,纠错编码技术也是一种常用的抗衰落技术,这两种技术在使用中,既可单独使用,也可组合使用。文献[41]-[43]基于 Nakagami 衰落信道,讨论了综合应用 Trellis 编码和开关式合并空间分集技术的性能;文献[44]讨论了纠错编码、空间分集、功率控制、码率控制四种技术及其组合使用对抑制衰落的作用;文献[45]通过计算机模拟的方法研究了 BCH 纠错编码与二重空间分集技术综合应用的性能。

综上所述,在基于 CDMA 的低轨道卫星移动通信系统中,为有效的对抗多径和阴影衰落,可以采用 RAKE 接收机、多星分集、空间分集、纠错编码等技术,而且倘若将这些技术综合应用,可以获得更佳的效果。本文正是在总结目前有关研究成果的基础上,提出了自己的抗衰落系统模型并进行了相关的数值计算和分析。

1.4 本文的工作及其意义

本文第二章将介绍描述衰落的几种常用数学分布函数,并对几种广泛引用的卫星移动通信信道模型作了详细介绍。

本文第三章提出了一个综合应用 RAKE 接收机和多星分集技术的接收机系统模型,并针对 C. Loo 的郊区环境模型,推导出二进制正交 FSK 调制方式下,最大比合并 RAKE 接收机的系统平均误码率公式,并在不同阴影遮蔽参数条件下,对该公式进行了数值分析,所得结论定量表述了在卫星移动通信多径衰落信

道中 RAKE 接收机提高系统信噪比的程度。此外,本章还定性讨论了模型中多星分集技术的性能。

本文第四章建立了一个从信号产生、编码、调制、衰落、分集接收直至解调、解码的计算机仿真模型,通过计算机模拟,对信号分别采用若干种纠错编码技术,并使其通过一个幅度变化的瑞利衰落信道,使用不同路径数的空间分集技术接收,最终统计出各种方案的误码率,确定特定纠错编码的适用性,并得出空间分集和纠错编码两种抗衰落技术综合应用的效果。

现对本文研究工作的意义做如下归纳:

1. 鉴于目前国内对卫星移动通信的相关研究较薄弱,有关其信道模型的文献极少,本文第二章总结的几种常用的卫星移动通信信道模型可以作为其他学者对卫星移动通信技术进一步展开研究的基础。
2. 为便于理论计算,目前在卫星移动通信中对 RAKE 接收机的研究(参见 1.3 节)多选用了相对简单的等增益合并分集接收方案,而未采用性能最优的最大比合并分集接收方案,并且也没有考虑低轨道卫星移动通信中显著的阴影效应对 RAKE 分集接收的影响。本文第三章提出的系统模型和数值计算弥补了这些方面的遗憾。
3. 在目前分集技术和纠错编码技术综合应用的研究中(参见 1.3 节),未涉及在分集接收和纠错编码技术的两者关系和编码适用性方面的研究,而本文第四章建立的计算机仿真模型对此进行了深入研究,而且本模型采用了模块化设计,对不同模块重新编写后,有助于进行更广泛的研究工作。

第二章 低轨道卫星移动通信信道模型

卫星通信的电波跨越距离大，因此影响电波传播的因素很多。表 2-1 列出了有关的传播问题^[46]。

表 2-1 卫星通信系统中的传播问题

传播问题	物理原因	主要影响
衰减和天空噪声增加	大气气体、云、雨	大约 10GHz 以上频率
信号去极化	雨、冰结晶体	C 和 Ku 频段的双极化系统
折射和大气多径	大气气体	低仰角跟踪和通信
信号闪烁	对流层和电离层折射扰动	对流层：低仰角和 10GHz 以上频率 电离层：10GHz 一下频率
反射多径和阻塞	地球表面及表面上物体	卫星移动业务
传播延迟、变化	对流层和电离层	精确的定时、定位系统、TDMA 系统

低轨道卫星移动通信系统虽然很好地克服了同步卫星通信的传播延迟、传播损耗等问题，有利于即时的高速数据通信。然而，低轨道卫星星座也随之带来了不少新的问题，其中由于卫星仰角减小及卫星高速移动而引起的严重的多径和阴影衰落尤其值得关注。本章 2.1 节介绍了描述多径效应和阴影遮蔽的常用数学概率分布模型；2.2-2.5 节总结了几种目前被广泛引用的卫星移动通信信道模型，作为本文第三、第四章建模、理论推导和数值分析的基础。

2.1 多径效应和阴影遮蔽

与地面移动通信相类似，电波在低轨道卫星移动通信环境传播时，会遇到各种物体，经反射、散射、绕射到达接收天线时，已成为通过各个路径到达的合成波，即多径效应。设发射信号为：

$$s(t) = \text{Re}[s_i(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2-1)$$

则经多径传播后，接收信号为：

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_n \alpha_n(t)s(t - \tau_n(t)) \\ &= \text{Re}\left\{\left[\sum_n \alpha_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}s_i(t - \tau_n(t))\right]e^{j2\pi f_c t}\right\} \end{aligned} \quad (2-2)$$

其中, $\alpha_n(t)$ 为第 n 个路径上的衰减因子, $\tau_n(t)$ 为第 n 个路径上的衰减延迟。

由于各传播路径分量的幅度和相位各不相同, 因此合成信号起伏很大, 形成多径衰落。此外, 电波受建筑物、树木等阻挡被衰落, 称为阴影遮蔽。对于多径效应, 通常使用 Rice, Rayleigh, Nakagami 概率密度函数进行描述; 对于阴影遮蔽, 采用 Lognormal 概率密度函数进行描述。

2.1.1 Rice 分布

由建筑物、树木或其它反射物造成的反射波形成的多径信号, 与直视信号合成, 其信号包络 R 的分布即为 Rice 分布。 $R = \sqrt{Y} = \sqrt{X_1^2 + X_2^2}$, 其中 X_1 和 X_2 是统计独立的高斯随机变量, 它们具有均值 m_i ($i=1, 2$) 以及相同的方差 σ^2 。Rice 分布的概率密度函数为:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2-3)$$

其中, σ^2 的物理含义为平均多径功率, $s^2 = m_1^2 + m_2^2$, $I_0(\cdot)$ 是第一类零阶修正贝塞尔函数。

作为上式的推广, 令 $R = \sqrt{\sum_{i=1}^n X_i^2}$, 其中 X_i ($i=1, 2, \dots, n$) 是统计独立的高斯随机变量, 均值为 m_i ($i=1, 2, \dots, n$) 而相同的方差等于 σ^2 。则广义的 Rice 分布概率密度函数为:

$$p_R(r) = \frac{r^{n/2}}{\sigma^2 s^{(n-2)/2}} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_{n/2-1}\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2-4)$$

2.1.2 Rayleigh 分布

Rayleigh 分布可看成是 Rice 分布的特殊情况, 即当没有直视信号分量时, 接收信号全部由多径信号组成, 其信号包络 R 的分布即为 Rayleigh 分布。 $R = \sqrt{Y} = \sqrt{X_1^2 + X_2^2}$, 其中 X_1 和 X_2 是均值为零的统计独立高斯随机变量, 具有相同的方差 σ^2 。Rayleigh 分布的概率密度函数为:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2}, \quad r \geq 0 \quad (2-5)$$

作为上式的推广, 令 $R = \sqrt{\sum_{i=1}^n X_i^2}$, 其中 X_i ($i=1, 2, \dots, n$) 是均值为零的统计独立高斯随机变量, 具有相同的方差 σ^2 。则广义的 Rayleigh 分布概率密度函数为:

$$p_R(r) = \frac{r^{n-1}}{2^{(n-2)/2} \sigma^n \Gamma(\frac{n}{2})} e^{-r^2/2\sigma^2}, \quad r \geq 0 \quad (2-6)$$

2.1.3 Nakagami 分布

另一种描述多径衰落信道的常用分布是 Nakagami 分布，其概率密度函数为：

$$p_R(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega} \quad (2-7)$$

$$\text{其中, } \Omega = E(R^2), \quad m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - \Omega^2)]}, \quad m \geq \frac{1}{2}$$

当 $m=1$ 时，上式即为 Rayleigh 分布的概率密度函数；当 $\frac{1}{2} \leq m < 1$ 时，Nakagami 分布表征的信道衰落情况坏于 Rayleigh 衰落；当 $m > 1$ 时，Nakagami 分布表征的信道衰落情况好于 Rayleigh 衰落。

2.1.4 Lognormal 分布

卫星与地面站之间的直视信号被路边的树木或其它障碍物吸收或散射掉时，阴影遮蔽效应出现。Lognormal 分布的概率密度函数为：

$$p_R(r) = \frac{1}{r\sqrt{2\pi d_0}} e^{-(\ln r - \mu)^2/2d_0}, \quad r \geq 0 \quad (2-8)$$

其中， μ 和 d_0 分别是 $\ln r$ 的均值和方差。

基于不同的物理环境，在卫星移动通信中，将上述几种概率密度函数适当组合后，构成各种传播特性的概率分布模型。

2.2 郊区环境信道模型

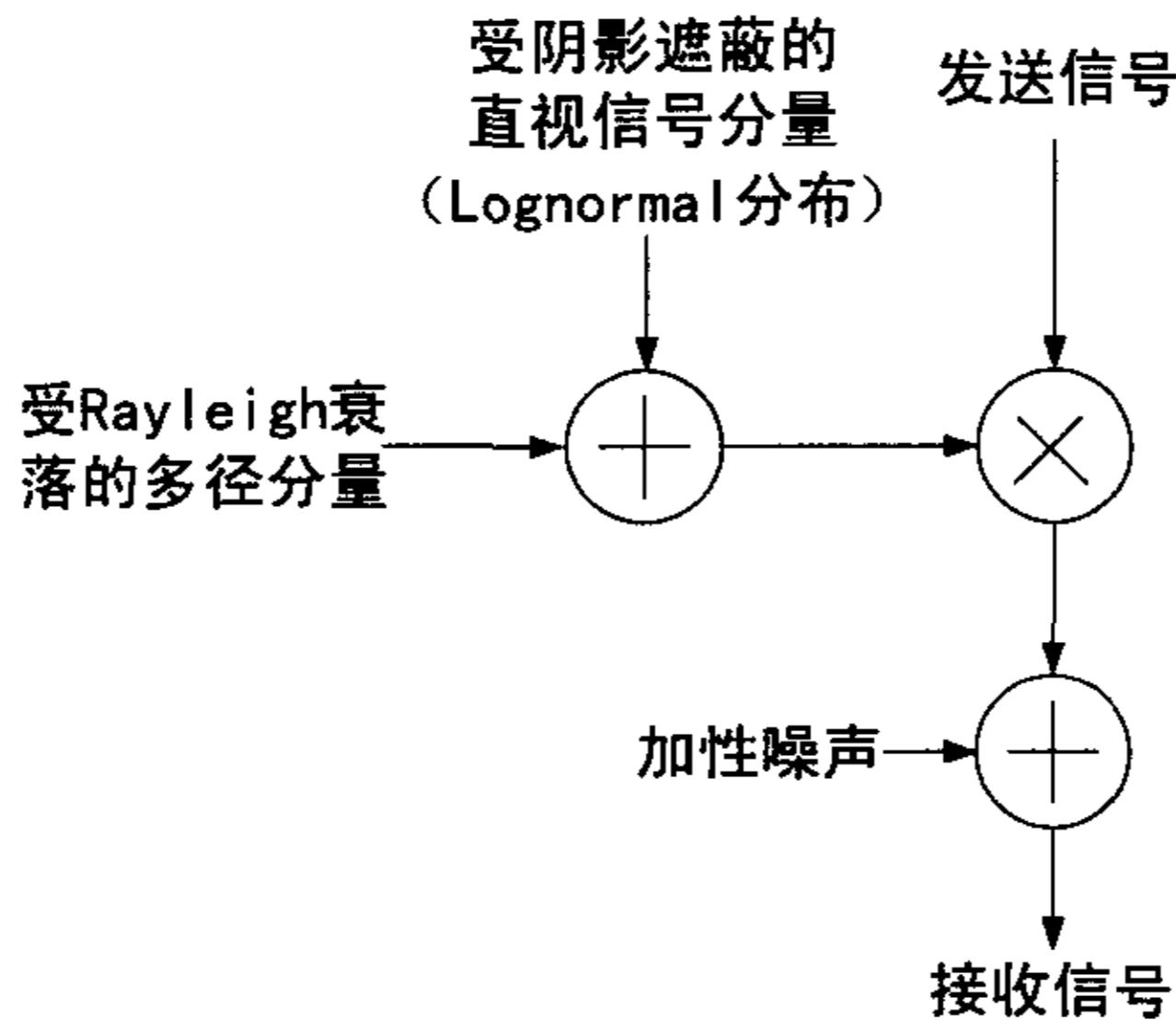


图 2-1 郊区环境信道模型示意图

C. Loo 提出了一种信道模型^[3],适用于郊区环境,即大部分时间存在直视信号分量。如图 2-1 所示,模型假定信号由受阴影遮蔽的直视信号分量(呈 Lognormal 分布)和漫射的多径信号分量(呈 Rayleigh 分布)组成。由于直视信号包络变化较慢,可以假定直视信号 z 暂时保持不变,那么给定直视信号 z 时,接收信号包络 r 的条件概率密度为 Rice 分布:

$$p_R(r|z) = \frac{r}{b_0} \cdot e^{-\frac{r^2+z^2}{2b_0}} \cdot I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) \quad (2-9)$$

而直视信号 z 的概率密度为 Lognormal 分布:

$$p_z(z) = \frac{1}{z\sqrt{2\pi d_0}} \cdot e^{-\frac{(\ln z - \mu_0)^2}{2d_0}} \quad (2-10)$$

根据全概率公式,接收信号 r 的概率密度函数为:

$$\begin{aligned} p_R(r) &= \int_0^\infty p_R(r|z) \cdot p_z(z) dz \\ &= \frac{r}{b_0\sqrt{2\pi d_0}} \cdot \int_0^\infty e^{-\frac{(\ln z - \mu_0)^2}{2d_0} - \frac{r^2+z^2}{2b_0}} \cdot \frac{I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right)}{z} dz \end{aligned} \quad (2-11)$$

式中, $I_0(\cdot)$ 是第一类零阶修正贝塞尔函数, b_0 是平均多径功率, μ_0 和 d_0 分别是 $\ln z$ 的均值和方差。

表 2-2 为不同阴影遮蔽条件下的信道参数取值^[7]。

表 2-2 郊区环境信道模型参数取值

	轻阴影	一般阴影	重阴影
b_0	0.158	0.126	0.0631
μ_0	0.155	-0.115	-3.91
$\sqrt{d_0}$	0.115	0.161	0.806

2.3 城市环境信道模型

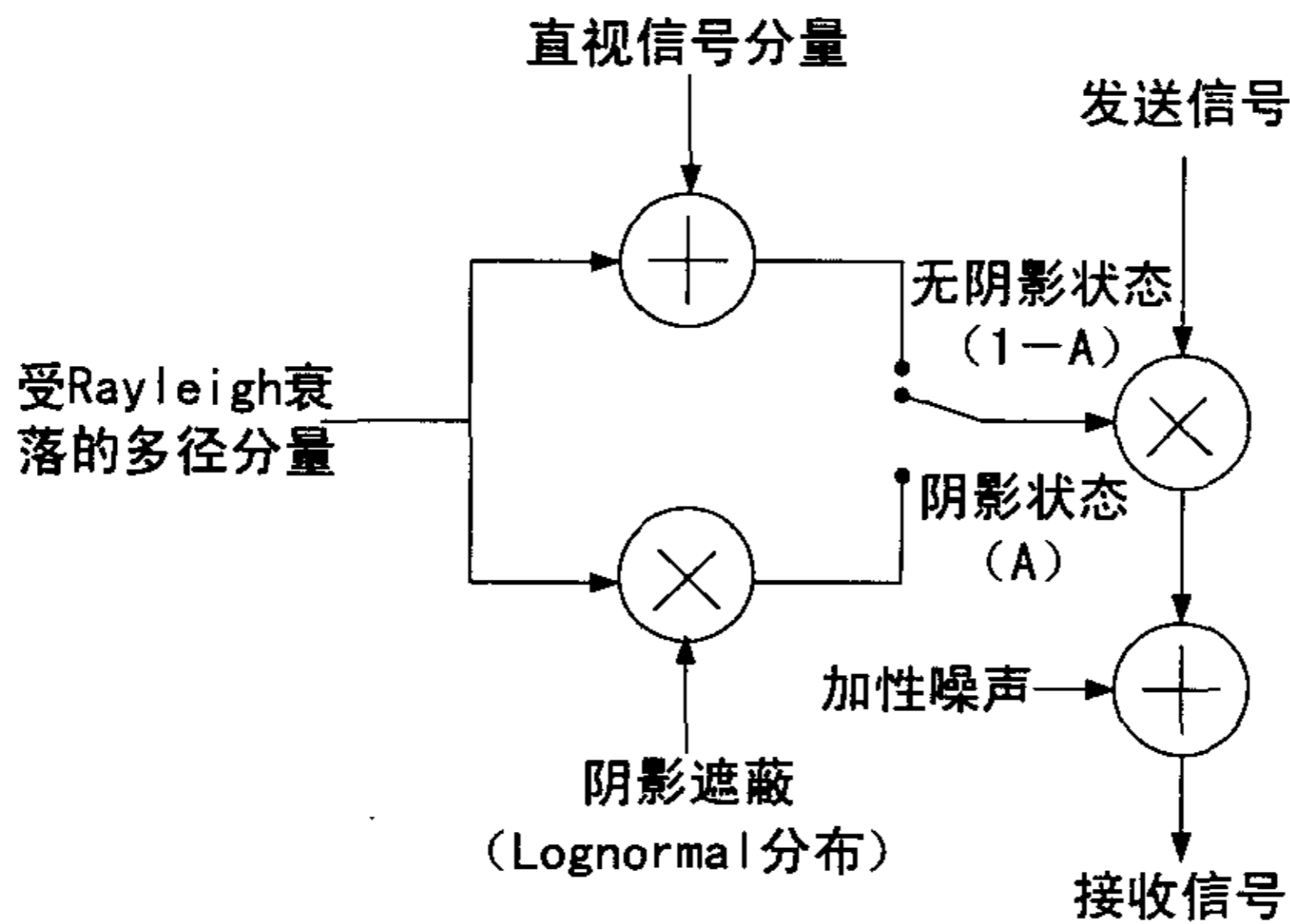


图 2-2 城市环境信道模型示意图

Lutz 等人提出了另一种信道模型^[4]，适用于城市环境。模型将传播链路分成两种状态讨论：无阴影状态和阴影状态。如图 2-2 所示，在无阴影状态下，信号由直射信号和 Rayleigh 分布的多径信号组成，包络呈 Rice 分布；在阴影状态下，直射信号被完全散射，多径信号呈 Lognormal-Rayleigh 分布。接收信号 r 的概率密度函数为

$$p_R(r) = (1-A) \cdot p_{R,Rice}(r) + A \cdot \int_0^\infty p_{R,Rayleigh}(r|r_0) \cdot p_{R_0,Lognormal}(r_0) dr_0 \quad (2-12)$$

式中，

$$p_{R,Rice}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), \quad (2-13)$$

$$p_{R,Rayleigh}(r|r_0) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-r^2/2\sigma^2}, \quad (2-14)$$

$$P_{R_0, \text{Lognormal}}(r_0) = \frac{1}{r_0 \sqrt{2\pi d_0}} e^{-(\ln r_0 - \mu)^2 / 2d_0} \quad (2-15)$$

A 为阴影遮蔽因子，定义如下：

$$A = \frac{D_b}{D_g + D_b} \quad (2-16)$$

D_b , D_g 分别代表阴影状态和无阴影状态的平均持续时间。城市环境下，A 的典型取值为 0.5~0.8，随卫星的仰角减小而增大。

2.4 Corazza 的信道模型

G. E. Corazza 和 F. Vatalaro 提出了将 Rice 过程和 Lognormal 过程综合考虑的另一种模型^[5]。这一模型中阴影不但作用于直视分量，也作用于多径分量，原理上，通过调整模型参数，此模型适用于各种环境（郊区和城市）。该模型在很宽仰角变化范围内与实测数据吻合，其模型参数用经验公式给出。

接收信号包络 r 可以看成是两个独立随机过程的乘积，即 $r=RS$ ， R 是 Rice 过程， S 是 Lognormal 过程，则 r 的概率密度函数为：

$$p_r(r) = \int_0^\infty \frac{1}{S} p_R\left(\frac{r}{S}\right) p_S(S) dS = \int_0^\infty p(r|S) p_S(S) dS \quad (2-17)$$

式中，

$$p(r|S) = \frac{r}{S^2 \sigma_R^2} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{r^2}{S^2 \sigma_R^2} + 2k \right)} \cdot I_0\left(\frac{r}{S \sigma_R} \sqrt{2k}\right), \quad (2-18)$$

$$p_S(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi h \sigma S}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\ln S - \mu}{h \sigma} \right)^2}. \quad (2-19)$$

其中， $\sigma_R^2 = 1/2(K+1)$ ， K 是 Rice 因子， $h = \ln 10 / 20$ ， μ 和 $h^2 \sigma^2$ 是 $\ln S$ 的均值和方差。

模型的参数 K ， μ ， σ 都是仰角的函数，经与实测数据的多次试验、修正，拟合出经验公式。公式允许在 $20^\circ < \alpha < 80^\circ$ 之间任意插值，反映了 α 角变化时， K ， μ ， σ 的变化。相应的经验公式系数见表 2-3。

$$\begin{aligned} k(\alpha) &= K_0 + K_1 \alpha + K_2 \alpha^2 \\ \mu(\alpha) &= \mu_0 + \mu_1 \alpha + \mu_2 \alpha^2 + \mu_3 \alpha^3 \\ \sigma(\alpha) &= \sigma_0 + \sigma_1 \alpha \end{aligned} \quad (2-20)$$

表 2-3 经验公式系数（郊区阴影环境）

K	μ	σ
$K_0 = 2.731$	$\mu_0 = -2.331$	$\sigma_0 = 4.5$
$K_1 = -1.074 \times 10^{-1}$	$\mu_1 = 1.142 \times 10^{-1}$	$\sigma_1 = -0.05$
$K_2 = 2.774 \times 10^{-3}$	$\mu_2 = -1.939 \times 10^{-3}$	

	$\mu_3 = 1.094 \times 10^{-5}$	
--	--------------------------------	--

2.5 宽带系统信道模型

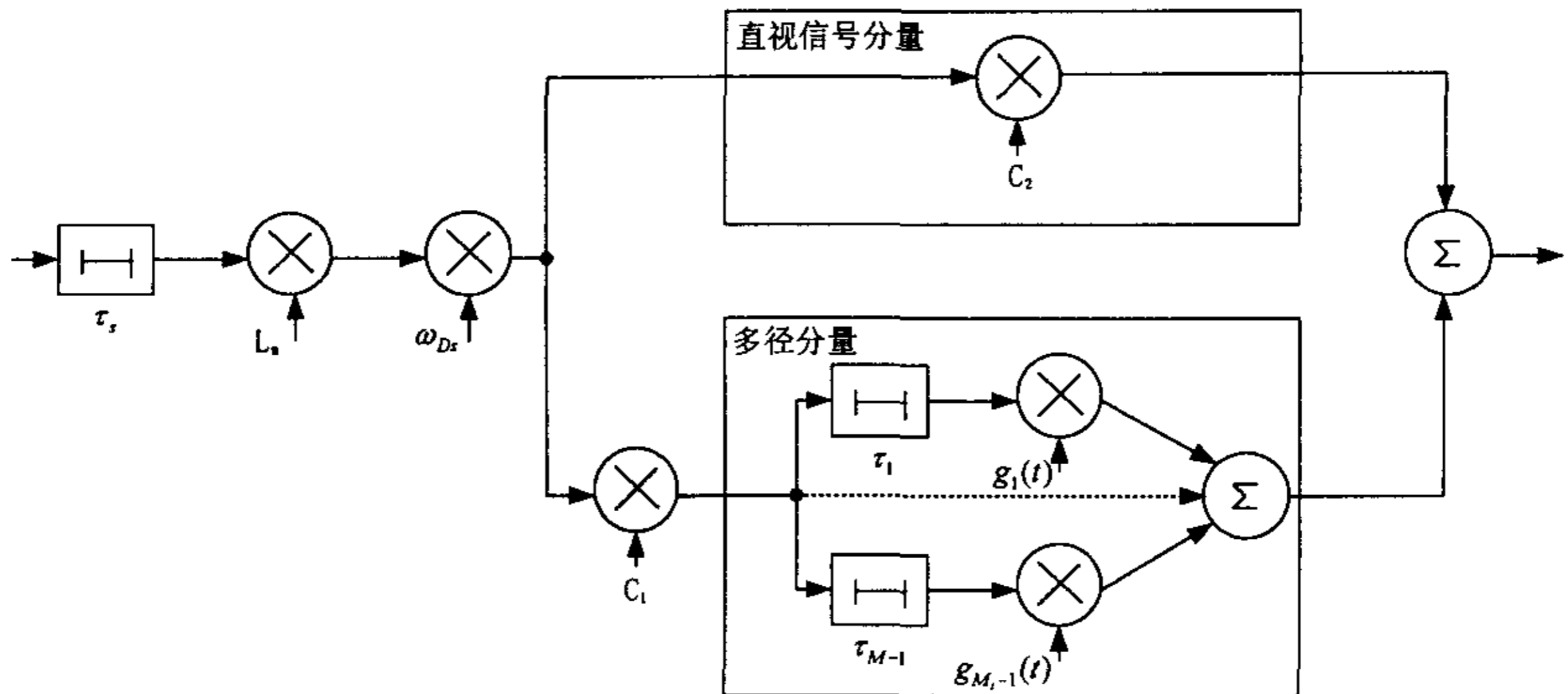


图 2-3 宽带信道模型示意图

Glisic 等人在上述模型的基础上提出了一个宽带卫星移动通信信道模型^[6]。如图 2-3 所示，模型由空间（卫星至地面）和地面两部分组成。空间部分由时间延迟 τ_s 、衰减 L_m 和多普勒频移 ω_{Ds} 定义。地面部分由现有的窄带模型，如 2.2、2.3 节介绍的信道模型和宽带抽头延迟线模型组合而成，即用抽头延迟线模型取代窄带模型中的 Rayleigh 分量，从而把窄带模型扩展成宽带模型。地面部分模型结构有 M_t 个抽头，包括一个直视信号分量抽头和 $(M_t - 1)$ 个多径分量抽头。图中， $g_i(t)$ 是互不相关的复高斯过程。通过变换参数 C_1 、 C_2 的值，模型可适用于各种环境，如设 C_1 为 $\sqrt{2\sigma_R^2}$ （ σ_R^2 为 Rayleigh 分布的方差）， C_2 为 Lognormal 函数变量，则该模型就成为 C. Loo 郊区环境模型的宽带扩展，而本文第三章的 RAKE 接收机正是基于这个卫星移动通信信道模型而展开讨论的。需要注意的是，本模型仅适用与卫星通信的下行链路。

第三章 RAKE 接收机的应用

本章在对分集接收技术全面研究的基础上,着重分析和计算了基于 CDMA 低轨道卫星移动通信衰落信道的 RAKE 接收机误码率性能,并把它同多星分集一起综合应用,以对抗信道中的多径和阴影衰落。章节结构如下:3.1 节介绍了分集技术的原理,包括几种常用的分集技术和分集合并方案及其比较;3.2 节对 RAKE 接收机的原理以及性能进行了详细的研究,给出了在二进制 PSK、相干检测 FSK、DPSK 和非相干检测 FSK 四种调制方式下, Rayleigh 衰落信道的 RAKE 接收机误码率计算公式和数值曲线;3.3 节介绍了多星分集技术,并定性地研究了其抗衰落的效果;3.4 节提出了一个综合应用了 RAKE 接收机和多星分集技术的接收机系统模型,并推导了其数学模型表达式;3.5 节是针对 3.4 节数学模型的数值计算和分析;3.6 节是本章小结。

3.1 分集技术原理

分集接收技术是为了克服各种衰落,提高系统性能而发展起来的移动通信中的一项重要技术,就是研究如何利用多径信号来改善系统的性能。分集技术利用多条路径传输相同信息的信号,通常情况下,这些路径上的信号具有近似相等的平均信号强度和相互独立衰落的特性,在接收端对这些信号进行适当的合并,就可以大大降低多径衰落的影响,从而改善系统传输的可靠性。

分集技术的基本思想简单解释如下:如果一条无线传播路径中的信号经历了深度衰落,而在另一条衰落特性独立的路径中可能仍包含着较强的信号,因此通过在多径传输的信号中选择强度较强的信号,可以使接收端的瞬时信噪比和平均信噪比都有所提高,并且通常可以提高 20dB 到 30dB^[47]。

分集技术是通过查找和利用自然界无线传播环境中独立的(或至少是高度不相关的)多径信号来实现的。在所有实际应用中,分集的各个方面的参数都是由接收机决定的,而发射机并不知晓分集的情况。

3.1.1 分集技术分类

根据分集的目的,分集技术可分为两类:宏分集和微分集。

3.1.1.1 宏分集

由于地形的变化,如丘陵和山坡,移动台接收不到中心位置地面信号,于是必须采用两个独立天线场地来发射或接收两个或多个不同信号,并组合这些信

号, 以降低慢衰落。如对于 CDMA 系统来说, 由于频率复用为 1 且采用快速功率控制, 所以要达到适当的系统性能, 使用宏分集 (即软切换) 是很关键的^[15]。因为, 如果移动台没有连接到衰落最低的基站上, 那么在相邻小区中就会产生不必要的干扰。宏分集不仅是对抗阴影遮蔽效应的有效手段, 其对于低延时业务保证低延时高质量来说十分重要。在本章 3.3 节中, 将详细介绍低轨道卫星通信中常用的一项宏分集技术—多星分集。

3.1.1.2 微分集

它是以抗快衰落为目的, 采用同一天线场地的分集技术。当移动台的移动距离只有几个波长时, 衰落的特性由幅度波动的深度和速度表征。这些衰落是由移动台附近物体的复杂的反射引起的, 如 Rayleigh 衰落分布、Rice 衰落分布等。为了防止发生深度衰落, 可以采用微分集技术来处理快速变化的信号。本文主要研究抗快衰落的微分集技术, 下面将简单介绍几种常用的分集技术^[48]。

3.1.1.2.1 时间分集

对于一个随机衰落的信号来说, 若对其振幅进行顺序取样, 那么在时间上间隔足够远 (大于相干时间) 的两个样点是互不相关的。这就给我们提供了实现分集的一种方法—时间分集, 即将给定的信号在时间上相隔一定的间隔重复传输 M 次, 只要时间间隔大于相干时间, 就可以得到 M 条独立的分集支路, 由于相干时间与移动台运动速度成反比, 因此当移动台处于静止状态时, 时间分集基本上是没有用处的。

RAKE 接收机 (参见 3.2 节) 是时间分集在宽带移动通信系统上应用的形式: 多路径信号可以看成是时间不同的信号回波, 可以经过同相处理后进行分集合成。

3.1.1.2.2 频率分集

将要传输的信息分别以不同的载频发射出去, 只要载频之间的间隔足够大 (大于相干带宽), 那么在接收端就可以得到衰落特性不相关的信号。如北美 CDMA 扩频移动信道带宽为 1.25MHz, 远远大于相干带宽, 所以 CDMA 系统本身就是频率分集。

频率分集的优点是, 与空间分集 (参见 4.1 节) 相比, 减少了天线的数目。但缺点是要占用更多的频率资源, 在发端需要多部发射机。

3.1.1.2.3 极化分集

在移动环境下,两个在同一地点极化方向相互正交的天线发出的信号呈现出互不相关衰落特性。利用这一特点,在发端同一地点分别装上垂直极化天线和水平极化天线,在收端同一位置也分别装上垂直极化天线和水平极化天线,就可以得到两路衰落特性不相关的信号。极化分集实际上是空间分集(参见 4.1 节)的特殊情况,其分集支路只有两路。这种方法的优点是结构比较紧凑,节省空间,缺点是由于发射功率要分配到两副天线上,信号功率将有 3dB 的损失。

3.1.1.2.4 角度分集

由于地形地貌和建筑物等环境的不同,到达接收端的不同路径的信号可能来自于不同的方向,在接收端,采用方向性天线,分别指向不同的信号到达方向,则每个方向性天线接收到的多径信号是不相关的。

此外,本文将在 3.2 和 4.1 节中重点讨论两种最常用的分集技术:RAKE 接收机和空间分集接收。

3.1.2 分集合并技术

在接收端取得 M 条相互独立的支路以后,可以通过合并技术来得到分集增益。对于具体的合并技术来说,通常有选择式合并、开关式合并、最大比合并和等增益合并四种方案^{[49]-[50]}。

3.1.2.1 选择式合并

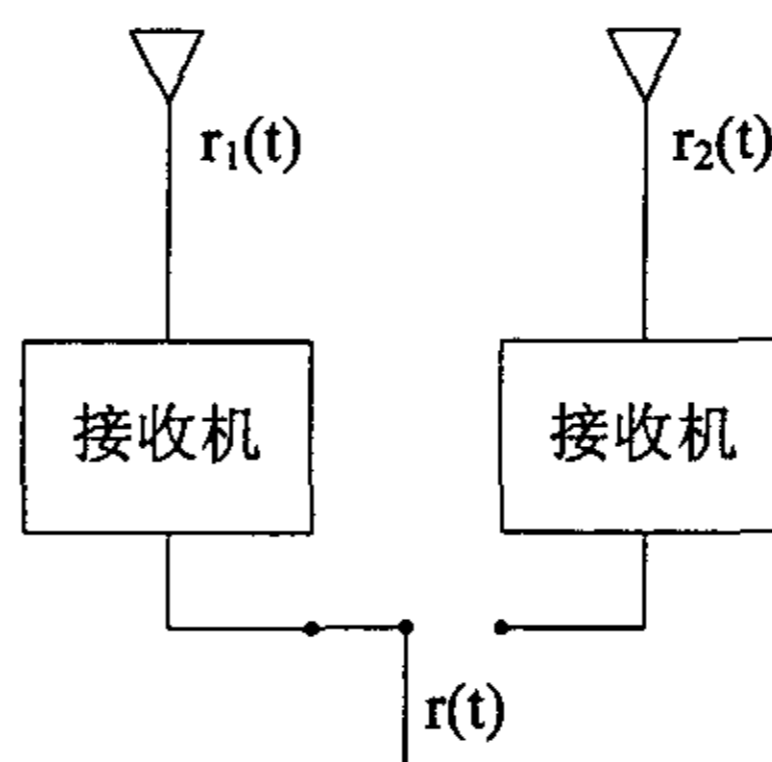


图 3-1 选择式合并

选择式分集合并是在各分集支路接收的信号中,选取信噪比最高的支路信号作为输出信号。对于双重分集,两支路信号的合并如图 3-1 所示。图中 $r_1(t)$ 和 $r_2(t)$ 是分集得到的两个 Rayleigh 衰落信号,而 $r(t)$ 为合并后得到的合成信号包络。显

然, $r(t)$ 等于或小于某电平 A 的概率要比 $r_1(t)$ 或 $r_2(t)$ 等于或小于 A 的概率小得多, 从而降低了信号衰落深度。

令 Γ 为每个支路的平均信噪比, 则选择式合并平均输出信噪比为:

$$\langle \gamma_s \rangle = \Gamma \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} \quad (3-1)$$

其合并增益为:

$$G_s = \frac{\langle \gamma_s \rangle}{\Gamma} = \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} \quad (3-2)$$

结果如图 3-5 所示。

根据分集重数 M , 选择式合并需要 M 个接收机, 选择开关存在瞬态和滞后效应, 未被选中的信号完全被遗弃了。

3.1.2.2 开关式合并

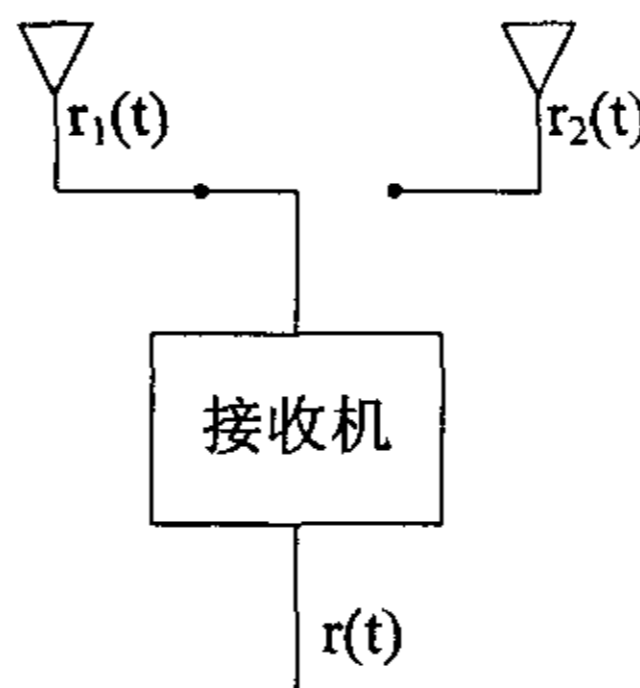


图 3-2 开关式合并

如图 3-2 所示, 在开关式分集合并方法中, 两支路信号的包络 $r_1(t)$ 和 $r_2(t)$ 与预定的门限开关电平 A 比较, 并采用“转换和保持”方法获得合并信号 $r(t)$, 即保持 $r_1(t)$ 或 $r_2(t)$ 直到包络降低到电平 A 以下时, 才转换到两个信号中较强信号上。因此, 这种合并方式也称为扫描式分集, 其特点是较简单, 便于实现, 但其性能低于选择式分集合并。

3.1.2.3 最大比合并

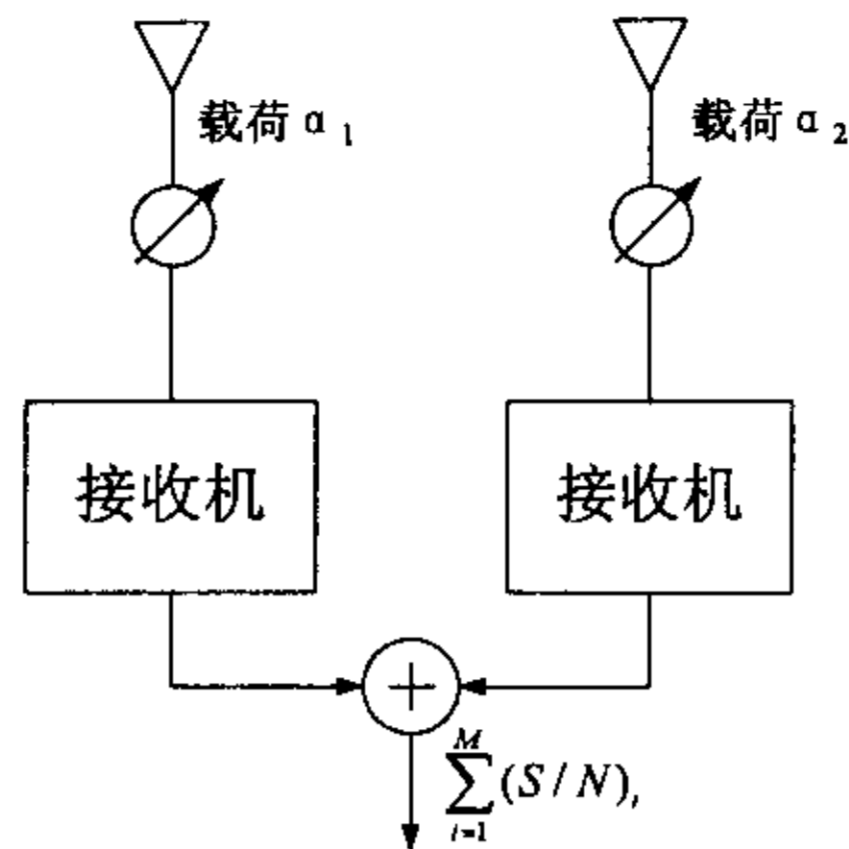


图 3-3 最大比合并

这种合并方法首先将各分集支路的接收信号加权，即控制各分集接收支路的增益，而增益的大小是与接收的信号强度成正比，也就是说输出具有平方律的特性，然后进行相加，所以这种方法也称平方律合并。如图 3-3 所示，合并后信号的包络为：

$$\gamma = \sum_{i=1}^M \alpha_i \gamma_i \quad (3-3)$$

式中 γ_i 为第 i 条支路的信号振幅， α_i 为第 i 条支路的增益系数。

设每个支路的噪声功率为 σ^2 ，则可以证明：当 $\alpha_i = \frac{\gamma_i}{\sigma^2}$ 时，合并后的信噪比达到最大。合并后的输出为：

$$\gamma = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^M \gamma_i^2 \quad (3-4)$$

从上式可以看出，合并后信号的振幅与各支路信噪比相联系，信噪比越大的支路对合并后的信号贡献越大。在具体实现时，需要实际测量出每个支路的信噪比，以便及时对增益系数进行调整。

最大比合并后的平均输出信噪比为：

$$\langle \gamma_M \rangle = M\Gamma \quad (3-5)$$

合并增益为

$$G_M = \frac{\langle \gamma_M \rangle}{\Gamma} = M \quad (3-6)$$

由上式可以看出 $\langle \gamma_M \rangle$ 与 M 成线性关系，结果如图 3-5 所示。

最大比分集合并是一种比较理想的合并方法，但是，其实现较为复杂，将在接收电路中付出昂贵的代价。

3.1.2.4 等增益合并

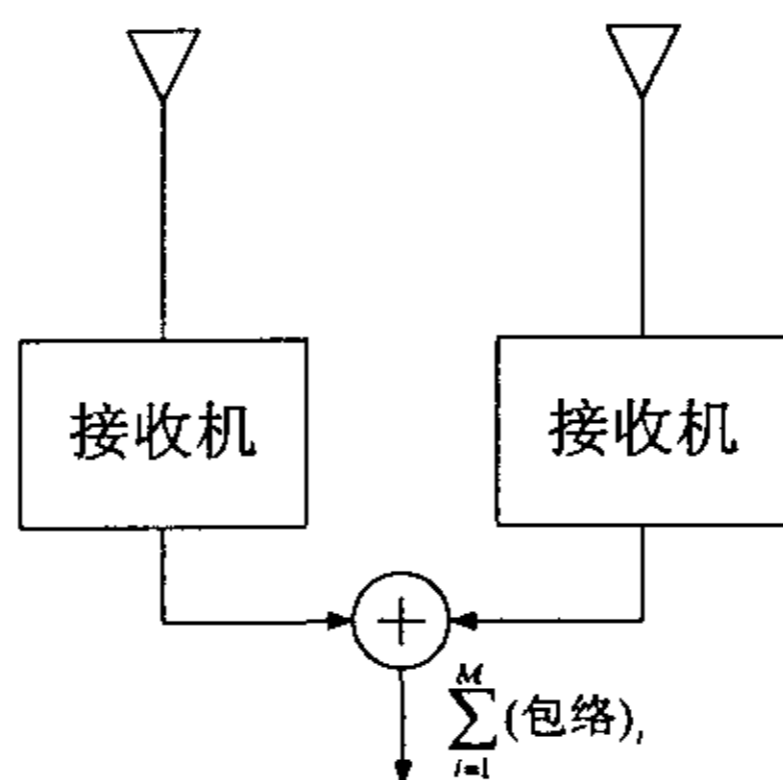


图 3-4 等增益合并

在最大比合并中，若各支路信号的加权系数均取 1，便成为等增益合并，也称线性合并。等增益合并后的平均输出信噪比为：

$$\langle \gamma_E \rangle = \Gamma \left[1 + (M - 1) \frac{\pi}{4} \right] \quad (3-7)$$

合并增益为

$$G_E = \frac{\langle \gamma_E \rangle}{\Gamma} = 1 + (M - 1) \frac{\pi}{4} \quad (3-8)$$

结果如图 3-5 所示，从图中可以看出，当 M 较大时，等增益合并仅比最大比合并差 1.05dB，但是，它易于实现，所以应用较多。

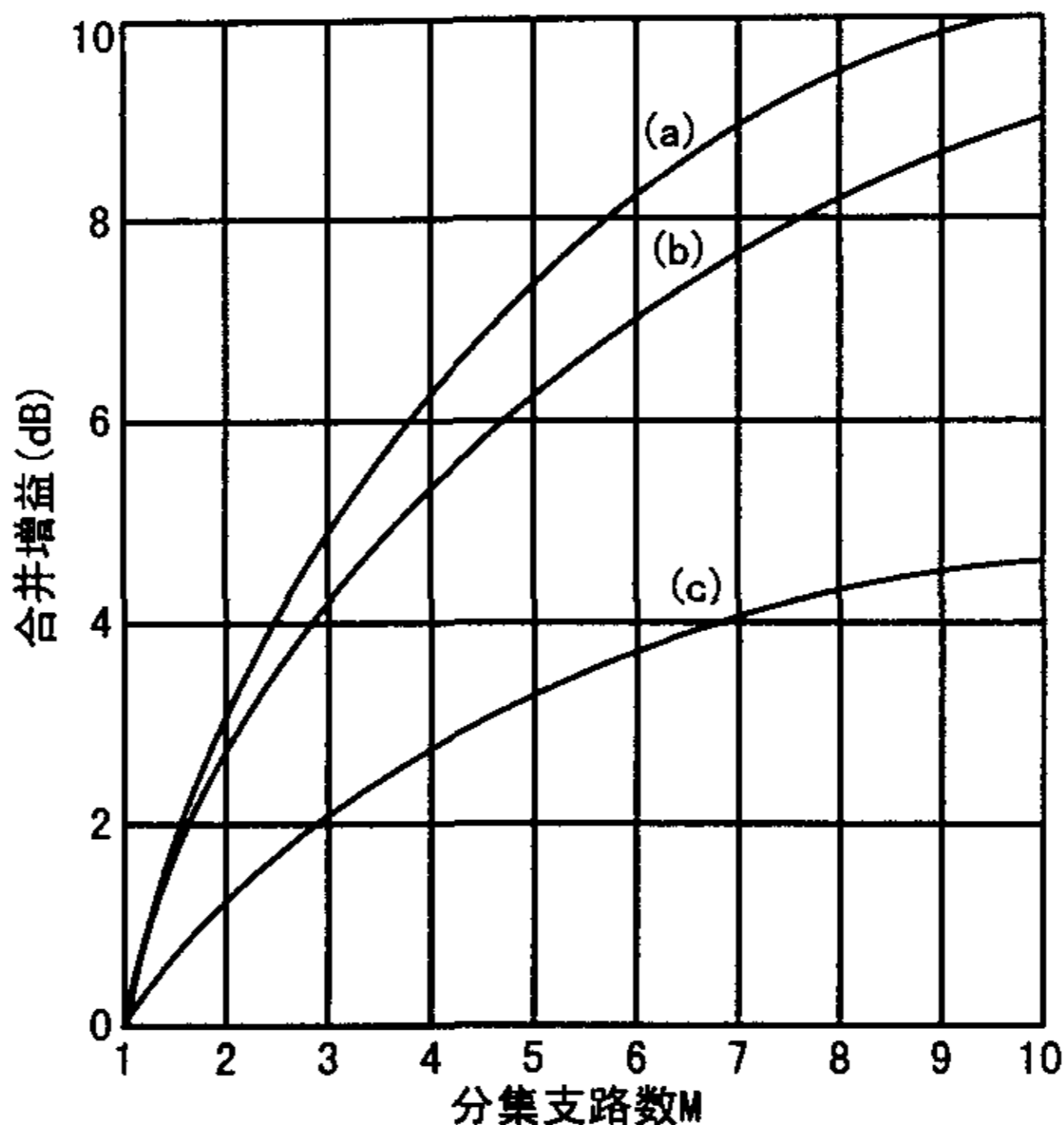
3.1.2.5 各种合并技术比较

表 3-1 所示为各种分集合并方式的平均输出信噪比和合并增益^[48]，图 3-5 画出了三种分集合并的合并增益随分集路径数的变化。

表 3-1 各种分集合并方式的平均输出信噪比和合并增益

	平均输出信噪比	合并增益
选择式合并	$\Gamma \sum_{k=1}^M \frac{1}{k}$	$\sum_{k=1}^M \frac{1}{k}$
开关式合并	-	小于选择式合并
最大比合并	$M\Gamma$	M
等增益合并	$\Gamma \left[1 + (M - 1) \frac{\pi}{4} \right]$	$1 + (M - 1) \frac{\pi}{4}$

(M 为分集路径数； Γ 为每一支路平均信噪比)



(a)最大比合并 (b)等增益合并 (c)选择式合并

图 3-5 几种分集合并方式的合并增益随分集路径数的变化

3.2 RAKE 接收机

3.2.1 RAKE 接收机原理

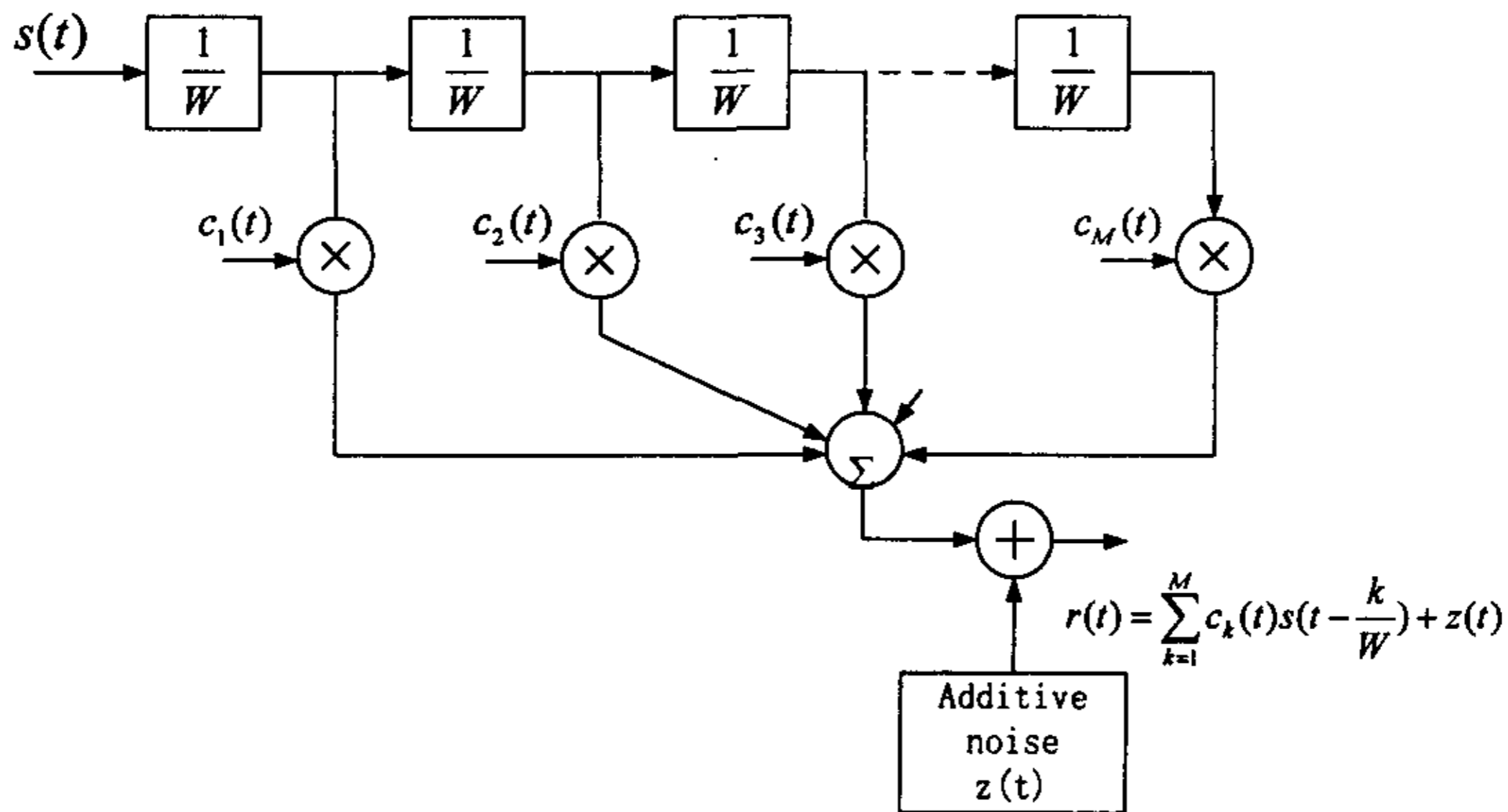


图 3-6 抽头延迟线模型

当 CDMA 扩频信号带宽 W 远大于信道的相干带宽 $(\Delta f)_c$ 时, 信道可以看作

是由许多频分多路的子信道组成。如图 3-6 所示, 这种信道可以用统计独立的时变抽头加权系数为 $\{c_n(t)\}$ 的抽头延迟线模型来模拟^[51], 其中时变抽头加权系数 $\{c_n(t)\}$ 是复值静态随机过程, 如需模拟 Rayleigh 衰落信道, 则幅度 $|c_n(t)| \equiv \alpha_n(t)$ 为 Rayleigh 分布, 相位 $\phi_n(t)$ 为正态分布。这个模型可为接收机提供 $M = \frac{W}{(\Delta f)_c}$ 个不相关衰落的多径分量, 这就是 RAKE 接收机的基本思想, 它最初由 Price 和 Green 提出。

RAKE 接收机在收端利用多个相关器来分离多径分量, 并对每一路相关器的输出采用分集合并技术, 从而实现最佳解调。如图 3-7 所示是一个利用 M 个相关器捕获 M 路信号强度最强的多径分量, 并采用最大比分集合并的 RAKE 接收机原理框图。其中, 相关器 1 与信号强度最强的多径分量 m_1 同步。多径分量 m_2 比 m_1 延时 τ_1 到达, 由相关器 2 解调, 依次类推。图中, M 个相关器的输出为 Z_1, Z_2, \dots, Z_M , 它们分别被因子 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ 加权。由于采用最大比分集合并, 加权因子由每个相关器输出的信噪比决定, 即信噪比越大的支路对合并后的信号贡献越大。由于各个多径分量统计独立, 如果有一路信号分量受到深度衰落, 其它分量并不会受到影响, 通过信号分集合并模块后, 受到严重衰落的信号在输出信号中所占的比重完全可以忽略不计。最后, 获得的输出信号为:

$$Z' = \sum_{m=1}^M \alpha_m Z_m \tag{3-9}$$

其中, 规一化 ($\sum_{m=1}^M \alpha_m = 1$) 后的加权因子 α_m 为:

$$\alpha_m = \frac{Z_m^2}{\sum_{m=1}^M Z_m^2} \tag{3-10}$$

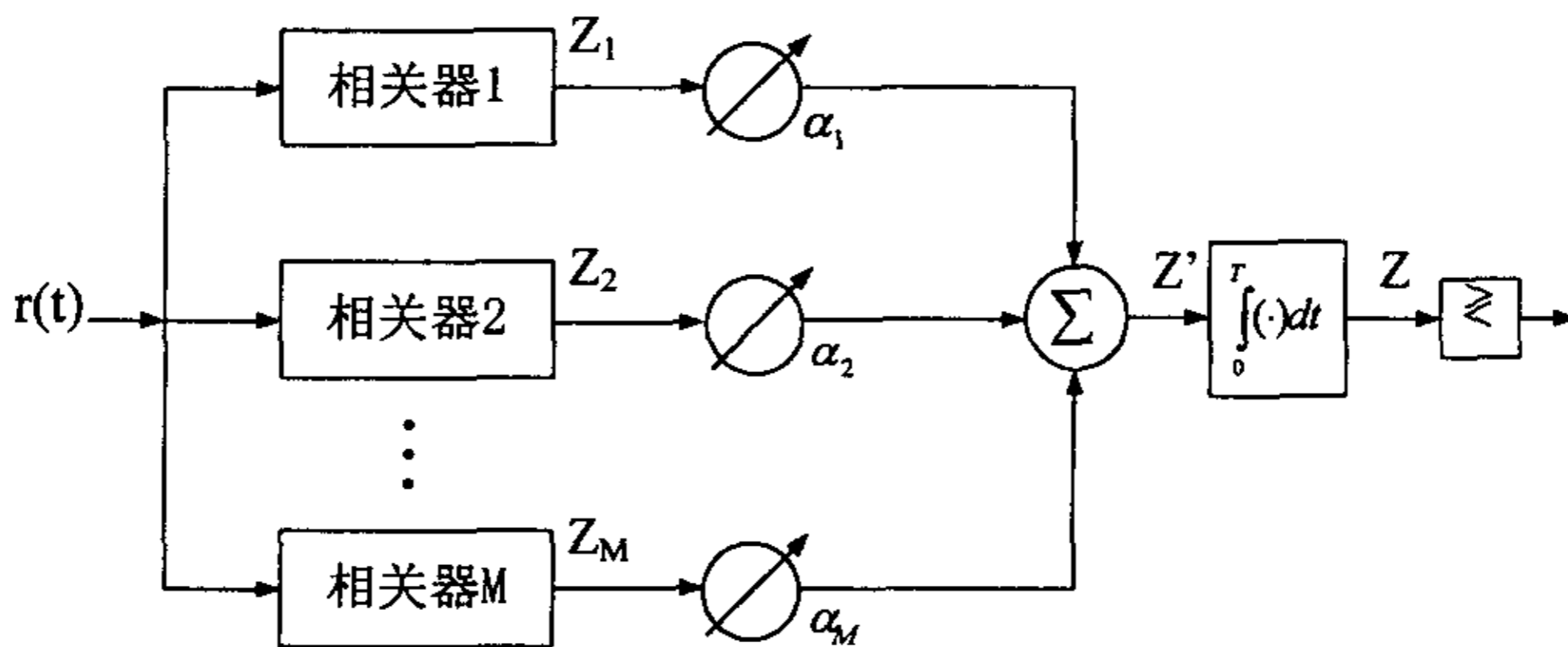


图 3-7 RAKE 接收机原理框图

3.2.2 RAKE 接收机性能

本节将讨论在 PSK、相干 FSK、DPSK 和非相干 FSK 四种调制方式下，二进制信号在 Rayleigh 衰落信道下的 RAKE 接收机误码率性能。

3.2.2.1 Rayleigh 衰落信道中传输二进制信号的性能

确定通信系统性能的一种可行的方法是估计判决变量，并由此确定差错概率。如果发射信号为 $u(t)$ ，在一个信号区间内等效低通接收信号为：

$$r(t) = \alpha e^{-j\phi} u(t) + z(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (3-11)$$

式中 $z(t)$ 是复白高斯噪声过程。

假设信道的衰落足够慢以致于可以从收到的不产生错误的信号中把相移 ϕ 估计出来。在这种情况下，可以得到对接收信号理想的相干检测。在传输二进制 PSK 时，可以使接收信号通过一个匹配滤波器进行处理；在传输二进制 FSK 时，则使其通过一对匹配滤波器进行处理。对于一个不变的衰落 α ，可以得到相干检测二进制 PSK 和 FSK 差错概率表示式为^[51]：

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_b}{2}(1-\rho_r)}\right) \quad (3-12)$$

式中 $\gamma_b = \frac{\alpha^2 \varepsilon_b}{N_0}$ ，称为接收信噪比，对 PSK 信号， $\rho_r = -1$ ；对 FSK 信号， $\rho_r = 0$ 。

当 α 为随机变量时，需要对 $P_2(\gamma_b)$ 在 γ_b 的概率密度函数上求平均，计算如下积分：

$$P_2 = \int_0^\infty P_2(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (3-13)$$

式中 $p(\gamma_b)$ 是 γ_b 的概率密度函数。

在 Rayleigh 衰落信道中， α 是 Rayleigh 分布，则 α^2 是一个二维 χ^2 分布，因此， γ_b 也是 χ^2 分布，其概率密度函数为：

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\gamma_b} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_b}, \quad \gamma_b \geq 0 \quad (3-14)$$

式中 $\bar{\gamma}_b = \frac{\varepsilon_b}{N_0} E(\alpha^2)$ ，称为平均信噪比，其中 $E(\alpha^2)$ 就是 α^2 的均值。

将式(3-14)代入式(3-13)中，并对式(3-12)给出的 $P_2(\gamma_b)$ 求积分，得到二进制 PSK 信号在 Rayleigh 衰落信道中传输的差错概率表示式：

$$P_2 = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1+\bar{\gamma}_b}} \right] \quad (3-15)$$

同理, 得到相干检测二进制 FSK 信号在 Rayleigh 衰落信道中传输的差错概率表示式:

$$P_2 = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma_b}{2 + \gamma_b}} \right] \quad (3-16)$$

当信道衰落足够快时, 利用若干个信道传输区对接收信号相位求平均的办法来估计稳定的参考相位成为不可能。由于 DPSK 只要求两个相邻信号传输间隔上相对稳定, 这时采用 DPSK 调制方式十分可靠。二进制 DPSK 非衰落信道的差错概率为:

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} e^{-\gamma_b} \quad (3-17)$$

将上式和式(3-14)代入式(3-13), 得到二进制 DPSK 信号在 Rayleigh 衰落信道中传输的差错概率表示式:

$$P_2 = \frac{1}{2(1 + \gamma_b)} \quad (3-18)$$

对于二进制正交 FSK 信号, 如果我们选择不需要对信道相移最出估计的非相干(平方律)检测时, 非衰落信道的差错概率为:

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} e^{-\gamma_b/2} \quad (3-19)$$

同理, 得到非相干检测二进制 FSK 信号在 Rayleigh 衰落信道中传输的差错概率表示式:

$$P_2 = \frac{1}{2 + \gamma_b} \quad (3-20)$$

在图 3-8 中说明的是式(3-15)、(3-16)、(3-18)、(3-20)的差错概率。当高信噪比 ($\gamma_b \gg 1$) 时, 以上各式的差错概率可简化为:

$$P_2 = \begin{cases} \frac{1}{4\gamma_b}, & \text{相干 PSK} \\ \frac{1}{2\gamma_b}, & \text{相干正交 FSK} \\ \frac{1}{2\gamma_b}, & \text{DPSK} \\ \frac{1}{\gamma_b}, & \text{非相干正交 FSK} \end{cases} \quad (3-21)$$

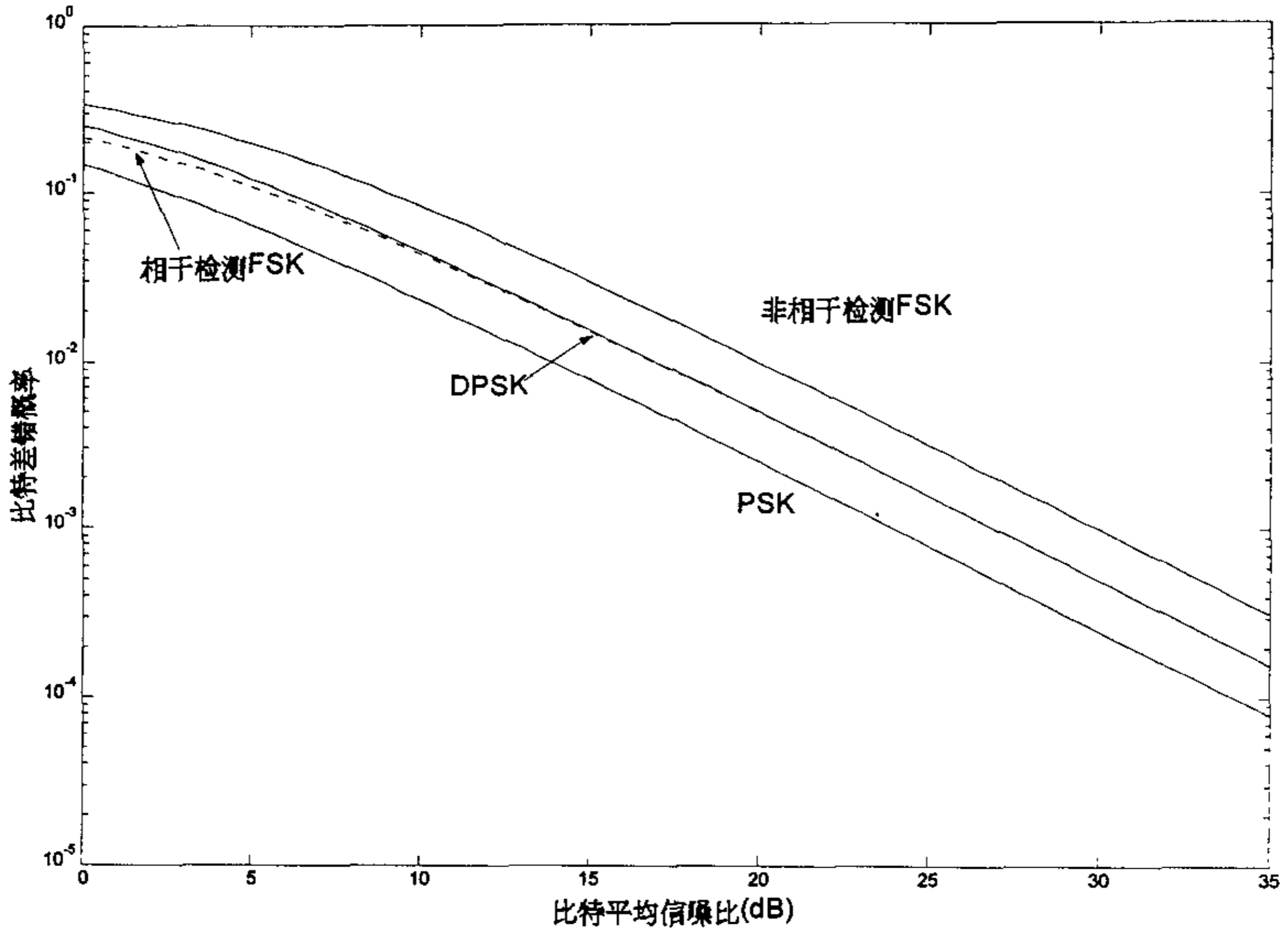


图 3-8 Rayleigh 衰落信道中传输二进制信号的性能

由图 3-8 可见，相干 PSK 的性能比 DPSK 和相干 FSK 好 3dB，而非相干 FSK 好 6dB。此外，差错概率随信噪比变化反比地减小。这意味着，为了在衰落信道上得到低的差错概率，发射机必须发送比较大的功率。但是，在许多情况下，发送大功率是不可行的，而利用分集技术改善衰落信道性能是一种十分常用的解决办法。下一节将讨论使用 RAKE 接收机后，误码率性能的改善。

3.2.2.2 RAKE 接收机误码率性能

我们首先推导 Rayleigh 衰落信道中，采用最大比合并方案的二进制相干 PSK 和 FSK 的 RAKE 接收机误码率性能^{[51]-[53]}。

由式(3-12)可知，非衰落信道二进制相干 PSK 和 FSK 的差错误码率为：

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_b}{2}(1-\rho_r)}\right) \quad (3-22)$$

式中， $\gamma_b = \frac{\mathcal{E}}{N_0} \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 = \sum_{k=1}^L \gamma_k$ ，即接收信噪比，其中，L 为分集重数， α_k 为第 k 个路径上的衰落因子 (k=1...L)。

每一个 $\{\gamma_k\}$ 都是二维 χ^2 分布，其概率密度函数为：

$$p(\gamma_k) = \frac{1}{\gamma_k} e^{-\gamma_k/\bar{\gamma}_k} \quad (3-23)$$

式中 $\bar{\gamma}_k = \frac{\varepsilon_b}{N_0} E(\alpha_k^2)$ 是第 k 个路径的平均信噪比, γ_b 为 L 个 $\{\gamma_k\}$ 之和, 可得 γ_b 的概率密度函数为^[51]:

$$p(\gamma_b) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} e^{-\gamma_b/\gamma_k}, \quad \gamma_b \geq 0 \quad (3-24)$$

$$\text{式中 } \pi_k = \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L \frac{\bar{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_k - \bar{\gamma}_i}$$

当把式(3-22)中的条件差错概率对式(3-24)中的概率密度函数求平均时, 可得 Rayleigh 衰落信道中, 采用最大比合并方案的二进制相干 PSK 和 FSK 的 RAKE 接收机误码差错表示式:

$$P_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \pi_k \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k(1-\rho_r)}{2+\bar{\gamma}_k(1-\rho_r)}} \right] \quad (3-25)$$

式中, 对 PSK 信号, $\rho_r = -1$; 对 FSK 信号, $\rho_r = 0$ 。当 $\gamma_k \gg 1$ 时, 这个差错概率可近似为:

$$P_2 = \binom{2L-1}{L} \prod_{k=1}^L \frac{1}{[2\bar{\gamma}_k(1-\rho_r)]} \quad (3-26)$$

若假设各多径衰落信道的衰落情况相同, 即对于所有 k , $E(\alpha_k^2)$ 都相同, 也就是 $\bar{\gamma}_k$ 都相同, 即 $\bar{\gamma}_k \equiv \bar{\gamma}_c$ ($k=1 \dots L$), 则上式可进一步简化为:

$$P_2 = \binom{2L-1}{L} \left(\frac{1}{[2\bar{\gamma}_c(1-\rho_r)]} \right)^L \quad (3-27)$$

同理, 我们也可以推导获得 DPSK 和非相干检测 FSK 的 RAKE 接收机误码率性能。

式(3-29)总结了 Rayleigh 衰落信道中, 采用最大比合并方案的二进制 PSK、相干 FSK、DPSK 和非相干 FSK 的 RAKE 接收机误码差错近似表示式, 这里假设对于所有 k , $E(\alpha_k^2)$ 都相同且 $\bar{\gamma}_c \gg 1$ 。图 3-9 为分集重数 $L=1$ (无分集)、2、4 时, 这四种调制方式下的 RAKE 接收机误码率性能近似曲线, 差错概率是每比特平均信噪比 $\bar{\gamma}_b$ 的函数, 而 $\bar{\gamma}_b$ 与每个子信道的平均信噪比 $\bar{\gamma}_c$ 的关系为:

$$\bar{\gamma}_b = L\bar{\gamma}_c \quad (3-28)$$

$$P_2 \approx \begin{cases} \binom{2L-1}{L} \left(\frac{1}{4\gamma_c}\right)^L, & \text{相干PSK} \\ \binom{2L-1}{L} \left(\frac{1}{2\gamma_c}\right)^L, & \text{相干正交FSK} \\ \binom{2L-1}{L} \left(\frac{1}{2\gamma_c}\right)^L, & \text{DPSK} \\ \binom{2L-1}{L} \left(\frac{1}{\gamma_c}\right)^L, & \text{非相干正交FSK} \end{cases} \quad (3-29)$$

由图 3-9 可见, RAKE 接收机大大克服了由衰落所引起的信噪比的严重下降并且增益随分集重数增加而增大。

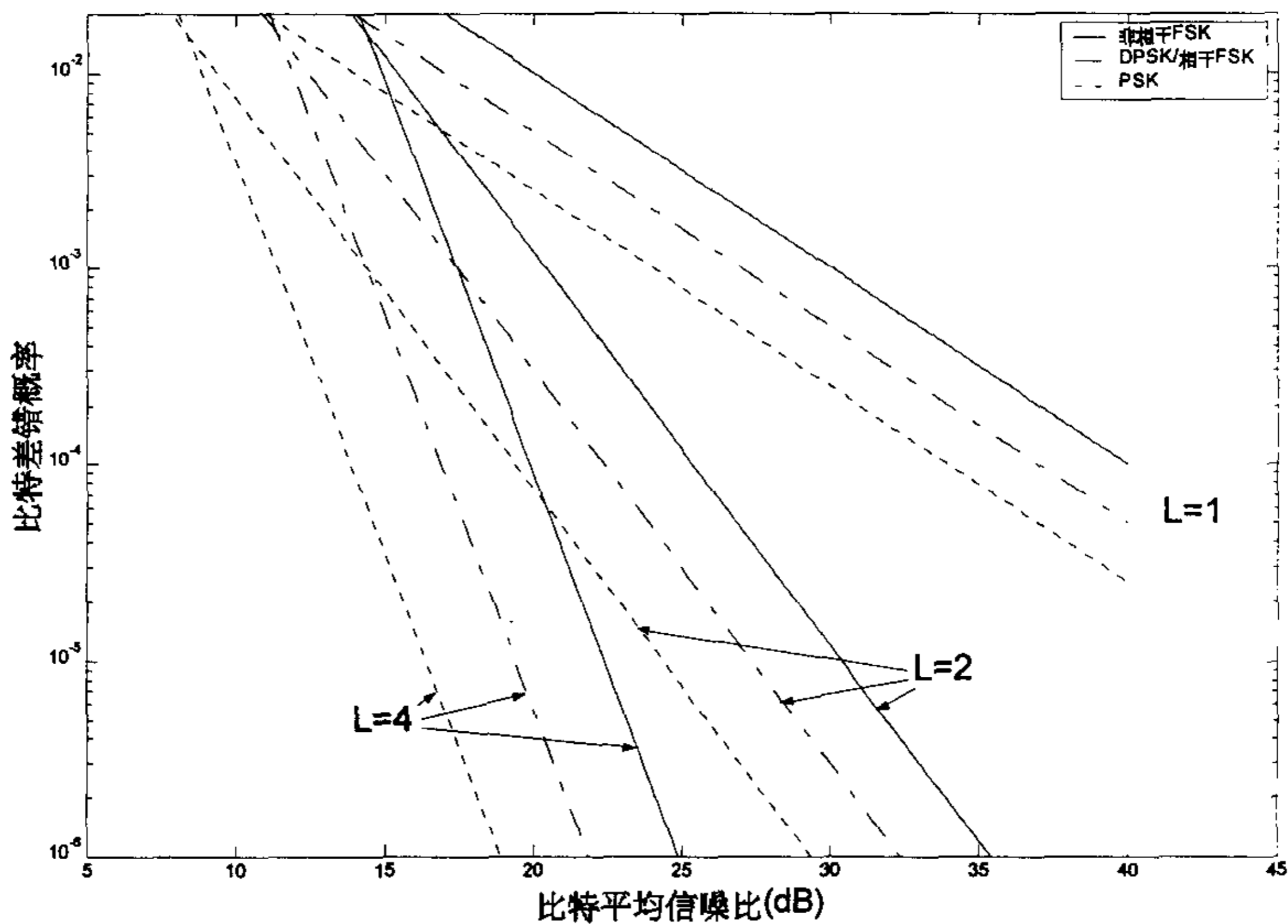


图 3-9 Rayleigh 衰落信道中各种二进制信号的 RAKE 接收机性能

3.3 多星分集

CDMA 低轨道卫星移动通信系统是功率受限系统, 发射功率受到严格限制, 这使得直视信号分量必须被充分利用, 为保证直视信号分量被地面移动终端接收, 采用多星分集技术是有效的解决方案。在卫星移动通信中, 每个卫星可以看作是地面移动通信中的基站, 多个卫星同时向某个通信区域发射相同信息的信号, 地面接收机从其可视的多个卫星同时接收信号并合并, 从而克服信道衰落的影响, 这就是多星分集技术的基本思想。若采用选择式分集合并方案, 即每次选择信号强度最强的那个卫星进行通信, 从某种意义上讲, 多星分集可以认为是地面 CDMA 蜂窝移动通信中“软切换”技术在空中的应用, 其属于宏分集范畴, 可有效地对抗阴影和多径衰落。

如图 3-10 所示, 在低轨道卫星移动通信系统中, 由于卫星本身绕轨道作高速运动, 通常情况下, 每个卫星与某个移动终端间的通信最多保持 10 分钟左右, 故切换技术十分重要。同时, 由于卫星离地面较近, 卫星通信的仰角很小, 信号随时会受到地面障碍物的遮蔽或阻挡, 衰落十分严重。在采用了多星分集后, 移动终端可利用 CDMA 移动通信中特有的“软切换”技术, 有效的保证其与通信位置最佳的卫星进行通信。

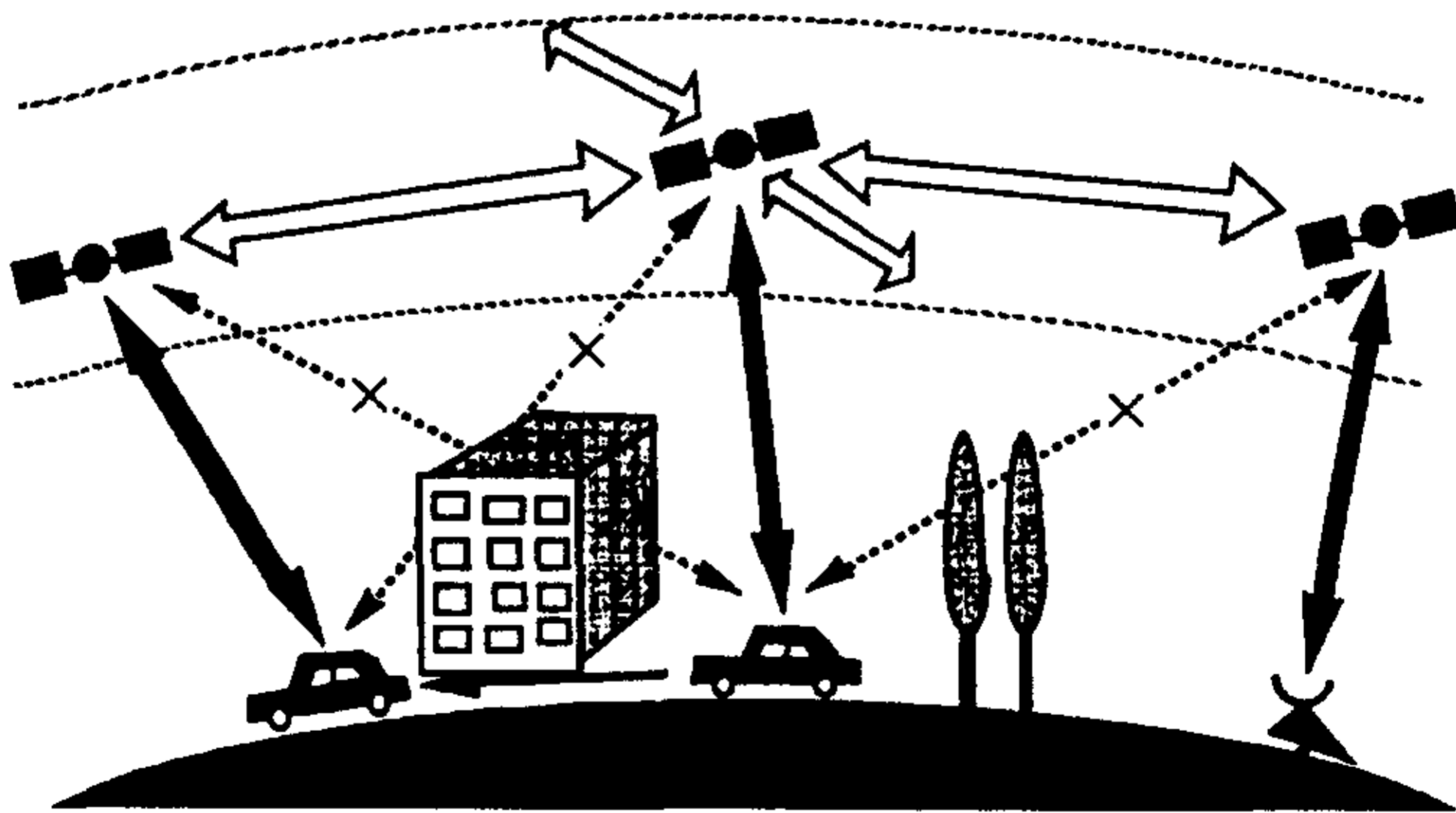


图 3-10 卫星移动通信多星分集示意图

本节将利用文献[38]给出的三状态卫星衰落信道模型对多星分集的性能作一定性分析。如图 3-11 所示, 定义卫星信道由 A、B、C 三个状态组成, 当信道处于 A 状态时, 通信质量最佳, 信号由直视信号分量 (a_1) 和 Rayleigh 多径分量 (b_1 和 b_2) 组成, 可用 Rice 概率密度函数描述; B 状态由受阴影遮蔽的直视信号分量 (a_2) 和 Rayleigh 多径分量 (b_1 和 b_2) 组成, 可用 C. Loo 的卫星信道模

型描述 (参见 2.2 节); C 状态通信质量最差, 直视信号分量被完全阻挡 (a_3), 只有 Rayleigh 多径分量 (b_1 和 b_2), 可用 Rayleigh 概率密度函数描述 (参见 2.1.2 小节), 具体的数学模型如式(3-30)所示。

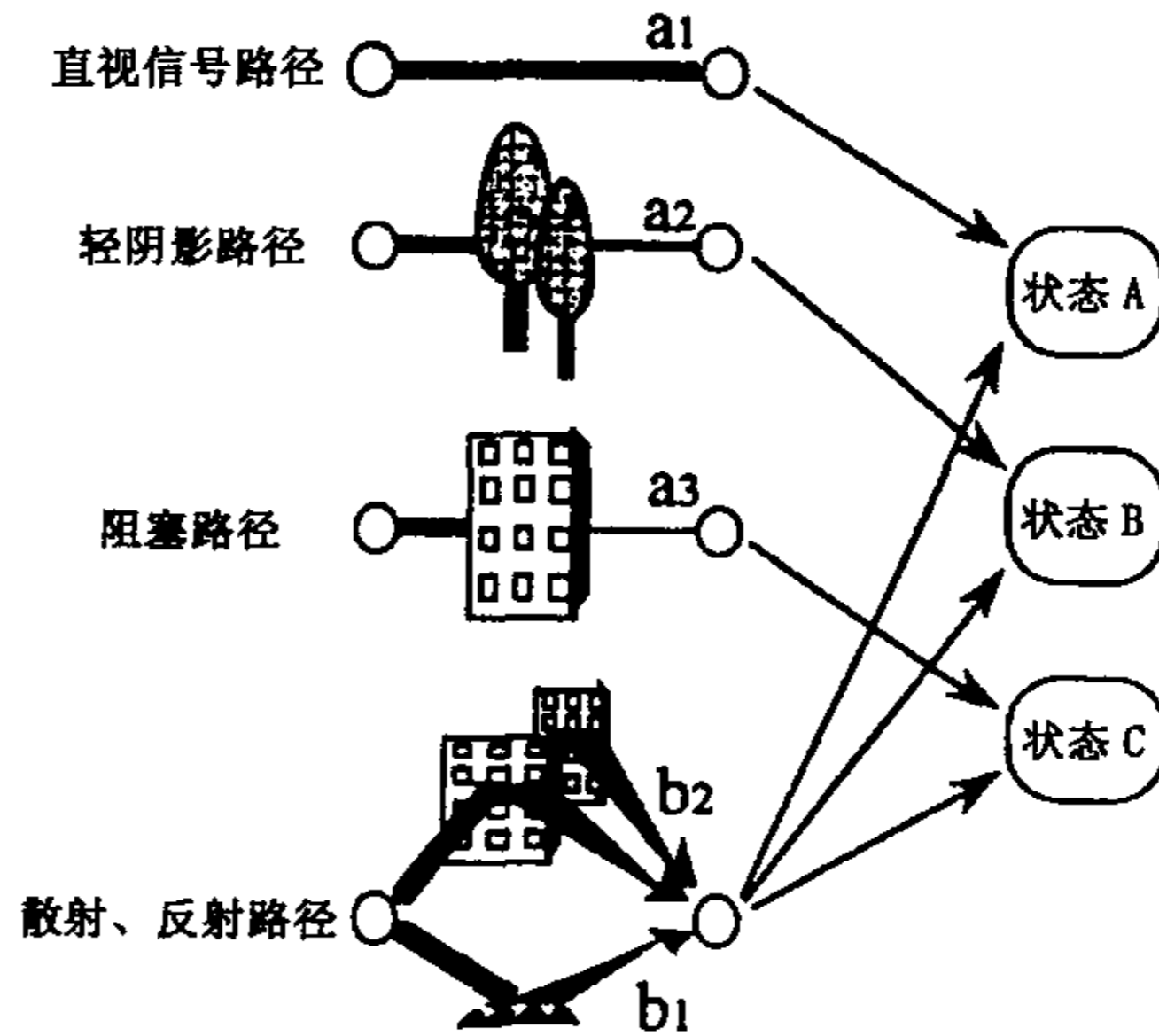


图 3-11 三状态卫星衰落信道示意图

$$p(x \geq x_0) = \int_{x_0}^{\infty} (p_A f_A + p_B f_B + p_C f_C) dx$$

$$f_A = \frac{2x}{P_{r,A}} e^{-\frac{1+x^2}{P_{r,A}}} I_0\left(\frac{2x}{P_{r,A}}\right)$$

$$f_B = \frac{6.930x}{\sigma P_{r,B}} \int_0^{\infty} \frac{1}{z} \times e^{-\frac{[20 \log(z) - m]^2}{2\sigma^2} - \frac{x^2+z^2}{P_{r,B}}} \times I_0\left(\frac{2xz}{P_{r,B}}\right) dz \quad (3-30)$$

$$f_C = \frac{2x}{P_{r,C}} e^{-\frac{x^2}{P_{r,C}}}$$

$$p_A + p_B + p_C = 1$$

如图 3-12 所示, 假设采用三颗卫星进行分集接收, 地面接收机随时选择最优的卫星信道通信, 三颗卫星通信信道衰落情况如图所示, 显然, 分集后的信道衰落情况要远远好于它们中任何一个。

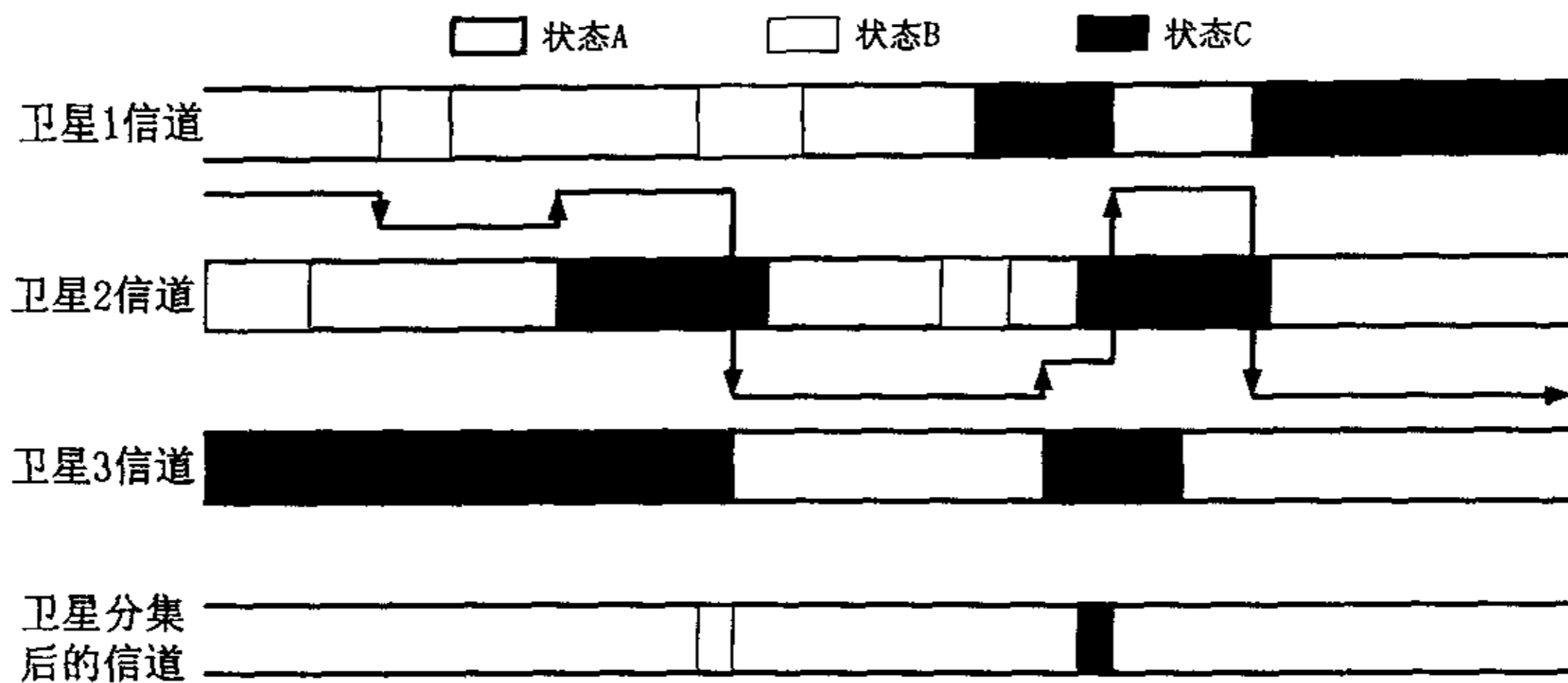


图 3-12 采用多星分集后的卫星通信信道

3.4 卫星分集接收机系统和建模

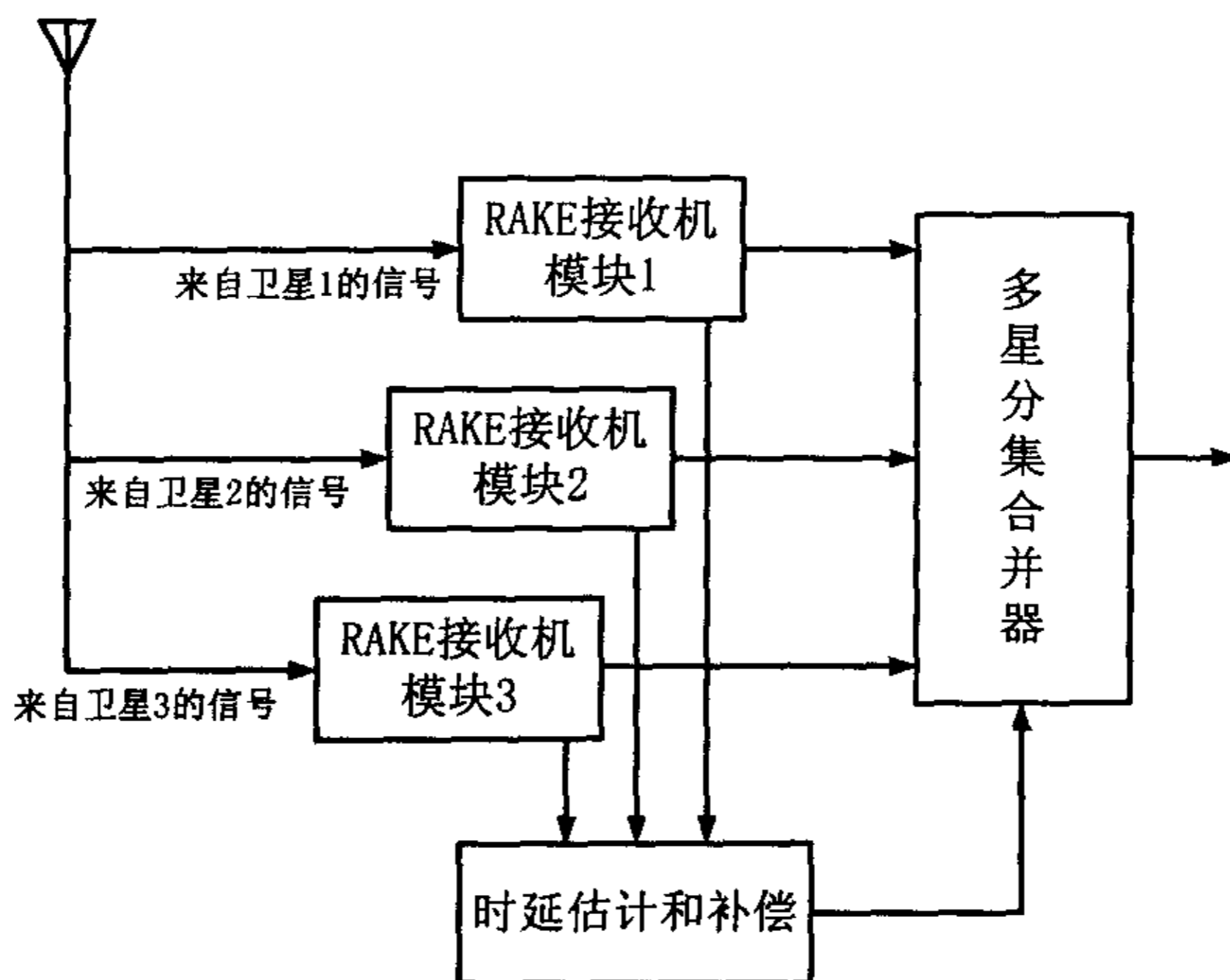


图 3-13 卫星分集接收机系统框图

如图 3-13 所示，本文针对 CDMA 低轨道卫星移动通信系统，提出一个综合了 RAKE 接收机和多星分集技术的接收机系统模型，以克服卫星移动信道中的多径衰落和阴影效应，有效提高通信质量和系统容量。该系统同时接收来自三颗卫星上发送的信号，每一路接收信号各自经过一个 RAKE 接收机模块，RAKE 接收机原理及模块框图请参见本章 3.2 节，其主要作用在于克服多径衰落。三路经 RAKE 接收机处理的信号经过时延估计和补偿模块，以消除来自不同卫星信号的时延差。最后，经多星分集合并器合并并判决输出。多星分集模块可大大消除阴影效应的影响。

图 3-14 为系统采用的卫星信道模型,它是利用本文 2.5 节介绍的宽带抽头延迟线模型对 2.2 节 C. Loo 的卫星信道窄带模型扩展后得到的,由于本系统同时接收来自三颗卫星的信号,故有三路信道。信道的原理请参见本文 2.2 和 2.5 节,数学模型请参见 2.2 节的式(2-11)。

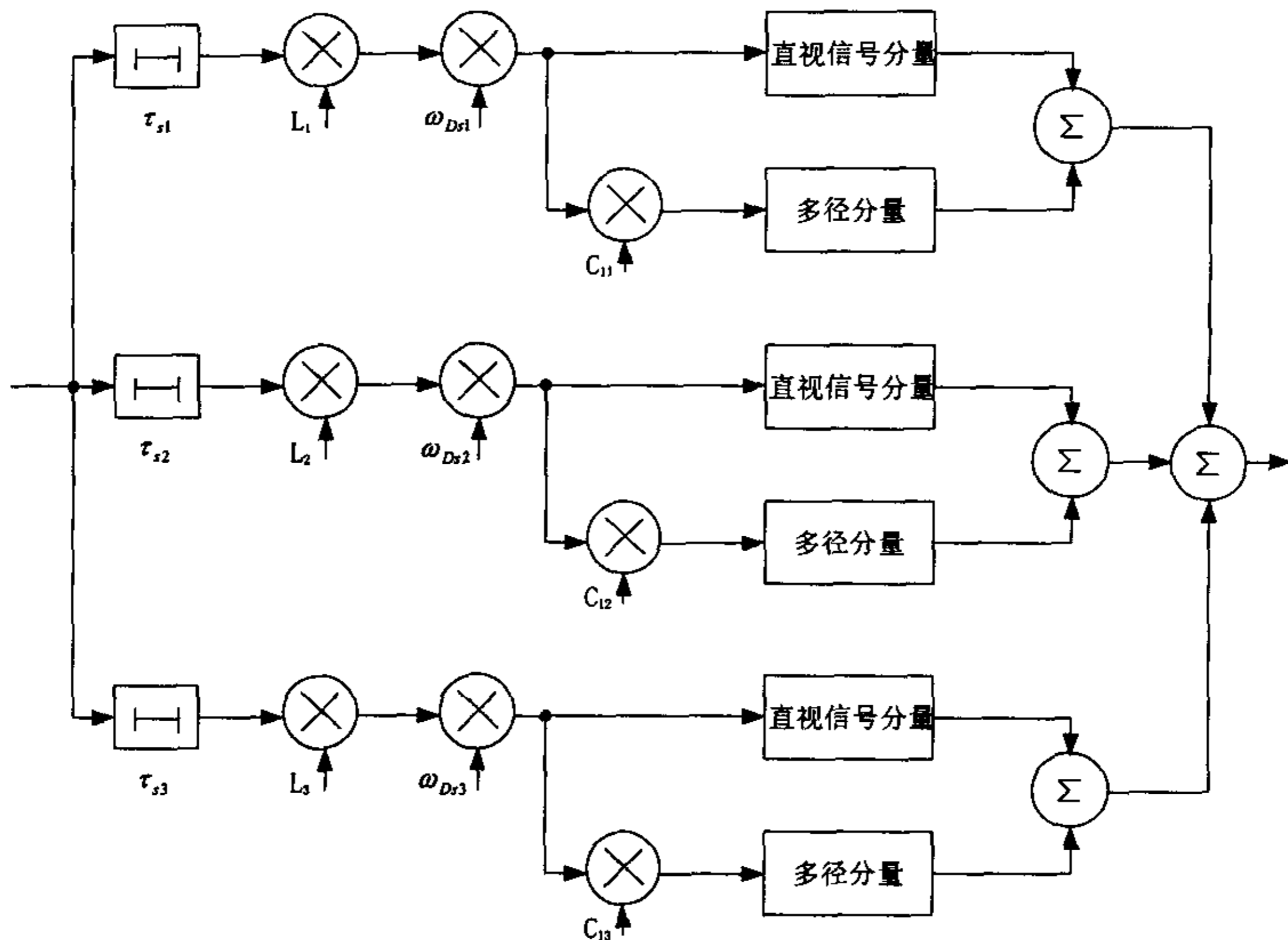


图 3-14 CDMA 低轨道卫星移动通信宽带信道模型

3.4.1 RAKE 接收机性能分析

本节将依据图 3-14 和式(2-11)给出的卫星移动通信信道模型,推导在二进制正交 FSK 调制方式下,最大比合并 RAKE 接收机的平均误码率公式^[54]。

由式(3-12)可知,在理想的加性白高斯噪声信道上,相干检测、二进制正交 FSK 调制的平均误码率公式为:

$$P_e = 0.5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha^2}{2} \cdot \frac{\epsilon_b}{N_0}} \right) \quad (3-31)$$

式中, α 为信道衰减幅度, $\frac{\epsilon_b}{N_0}$ 为每一个信息比特的信噪比, $\operatorname{erfc}(x)$ 为互补误差

函数, $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$ 。

在卫星移动通信的多径衰落信道上, α 为随机变量,故计算系统平均误码率须对式(3-32)给出的 P_e 在 α^2 的概率密度函数上求平均,公式如下:

$$P_e = 0.5 \int \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\alpha^2}{2} \cdot \frac{\varepsilon_b}{N_0}}\right) \cdot p(\alpha^2) d\alpha^2 \quad (3-32)$$

令 $a = \alpha^2$, 式(3-32)转化为:

$$P_e = 0.5 \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{a}{2} \cdot \frac{\varepsilon_b}{N_0}}\right) \cdot p(a) da \quad (3-33)$$

由于采用最大比合并分集接收方案, 故:

$$a = \sum_{i=1}^L \alpha_i^2 \quad (3-34)$$

式中, α_i 为 RAKE 接收机第 i 个路径分量上的衰减幅度, L 为分集重数。

这样, 计算系统平均误码率就转化为求概率密度函数 $p(a)$ 的问题, 而 a 的概率密度函数即为所有 α_i^2 概率密度函数的卷积。由 2.2 节可知, 第一条路径包含直视信号分量, α_1 的概率密度函数即为式 (2-11) 的 $p_r(r)$, 则 α_1^2 的概率密度函数为:

$$p_1(x) = p_r(\sqrt{x}) / 2\sqrt{x} \quad (3-35)$$

考虑到所有其它路径的 α_i ($i=2 \sim L$) 为瑞利分布, 则 α_i^2 为 χ^2 分布, 故 $\sum_{i=2}^L \alpha_i^2$ 的概率密度函数为:

$$\begin{aligned} p_2(x) &= \frac{1}{b_2} e^{-\frac{x}{2b_2}} * \frac{1}{b_3} e^{-\frac{x}{2b_3}} * \dots * \frac{1}{b_L} e^{-\frac{x}{2b_L}} \\ &= \sum_{i=2}^L \frac{(2b_i)^{L-3}}{\prod_{\substack{j=2 \\ j \neq i}}^L (2b_j)} \cdot e^{-\frac{x}{2b_i}} \end{aligned} \quad (3-36)$$

式中, * 代表卷积。故得 $a = \sum_{i=1}^L \alpha_i^2$ 的概率密度函数为:

$$\begin{aligned} p(a) &= p_1(x) * p_2(x) \\ &= \int_0^\infty p_1(x) \cdot p_2(x-a) dx \\ &= \int_0^\infty \frac{p_r(\sqrt{x})}{2\sqrt{x}} \cdot \sum_{i=2}^L \frac{(2b_i)^{L-3}}{\prod_{\substack{j=2 \\ j \neq i}}^L (2b_j)} \cdot e^{-\frac{(x-a)}{2b_i}} dx \end{aligned} \quad (3-37)$$

式(3-37)代入式(3-33)即得所求的系统平均误码率公式, 式中 b_i 为第 i 条路径上的平均功率, 由下式可估计其数值:

$$b_i = b_0 [1 - e^{-cT_c}] \cdot e^{-c(i-1)T_c} \quad i = 1, 2, \dots, L \quad (3-38)$$

式中, $1/c$ 为信道延迟扩散, T_c 为扩频系统切普间隔。

3.4.2 多星分集性能分析

本节对多星分集获得的增益作一简单的讨论。

假设一路卫星信道被深度衰落的概率为 P ， P 为卫星仰角 θ 和时间 t 的函数，可表示为 $P(\theta, t)$ ，那么在时刻 t ，多星分集系统所有卫星信道同时被深度衰落的概率为：

$$P_{Ms} = \prod_{m=1}^{Ms} P_m(\theta_m) \quad (3-39)$$

式中， $P_m(\theta_m)$ 表示在时刻 t ，第 m 路卫星信道在仰角为 θ_m 时被深度衰落的概率， Ms 为参与分集的卫星数，在本节提出的系统中 $Ms=3$ 。于是， $(1-P_{Ms})$ 就表示多星分集系统至少有一路信道可用的概率。对于一个已知星座的卫星移动通信系统而言，各卫星的位置是相互关联的，如果已知其中一个卫星的即时仰角，那么其它卫星的仰角可以推算出来。

因此，理论上多星分集的增益可由下式表示：

$$G_{ms} = \frac{1-P_{Ms}}{1-P_1} \quad (3-40)$$

式中， P_1 为没有卫星分集时，卫星信道被深度衰落的概率，而其取值在时刻 t ，随仰角不同而不同。由于 P 和 θ 成反比关系，若时刻 t 仰角 θ 较大， P_1 取值较小，增益 G_{ms} 也较小；反之，若时刻 t 仰角 θ 较小时， P_1 取值较大，增益 G_{ms} 也较大。

需要指出的是，以上对多星分集获得的增益的讨论，完全限于理论范畴，局限性很大。在实际情况下，卫星信道被深度衰落的概率 P 受很多因素影响，根本无法得到。

3.5 数值计算和分析

本节对 3.4 节中提出的系统模型进行了数值计算。由于 3.4.2 节提及的原因，对多星分集进行理论上的数值计算意义不大，故工作集中在对 RAKE 接收机性能的分析上，数值曲线在 Matlab 中编程实现，具体参数如下：CDMA 扩频系统基带数据传输率 $1/T_b=2400\text{bit/s}$ 、扩频码长 $N=4095$ 、切普间隔 $T_c=T_b/N=0.1\mu\text{s}$ 、多径信道延迟扩散 $1/c$ 取 $0.65\mu\text{s}$ ；不同阴影遮蔽条件下的信道参数取值参见 2.2 节表 2-2 的信道模型参数取值。图 3-15、3-16、3-17 分别绘出了轻阴影、一般阴影、重阴影条件下，二进制正交 FSK 调制、最大合并比 RAKE 接收机的误码率性能，结果分析如下：

- (1) 轻阴影条件下，在未使用分集接收 ($L=1$) 且误码率 $P_e=10^{-3}$ 时，卫星

移动通信多径衰落信道使系统信噪比与理想情况相比,降低了约 3.8dB。使用 4 重 ($L=4$) 和 8 重 ($L=8$) RAKE 接收机后,性能分别改善约 0.7dB 和 1.3dB。

- (2) 随着阴影效应的增强,接收机收到的直视信号能量减小,多径分量逐渐占据了主导地位,RAKE 接收机分集增益明显增加。在一般阴影条件且 $P_e = 10^{-3}$ 时,4 重和 8 重 RAKE 接收机分别改善系统性能约 1.3dB 和 2dB。
- (3) 重阴影条件下,由于直视信号几乎完全被遮蔽或散射,若不使用分集接收,有用信号被淹没在其它用户信号干扰中,系统误码率上升到不可接受的程度。值得注意的是,使用 RAKE 接收机后,虽然分集增益十分明显,如 8 重 RAKE 接收机使系统最小误码率由 5×10^{-2} 下降到 5×10^{-6} ,但却将付出相当高的信噪比作为代价,这意味着系统的容量将因此大大减小。可见,RAKE 接收机并不能有效地对抗严重阴影效应。
- (4) 针对 RAKE 接收机并不能有效地对抗严重阴影效应的弱点,系统增加了多星分集模块,通过 3.3 及 3.4.2 节的讨论,本章定性分析了多星分集的性能,研究表明,作为一种宏分集技术,多星分集可有效对抗阴影衰落。

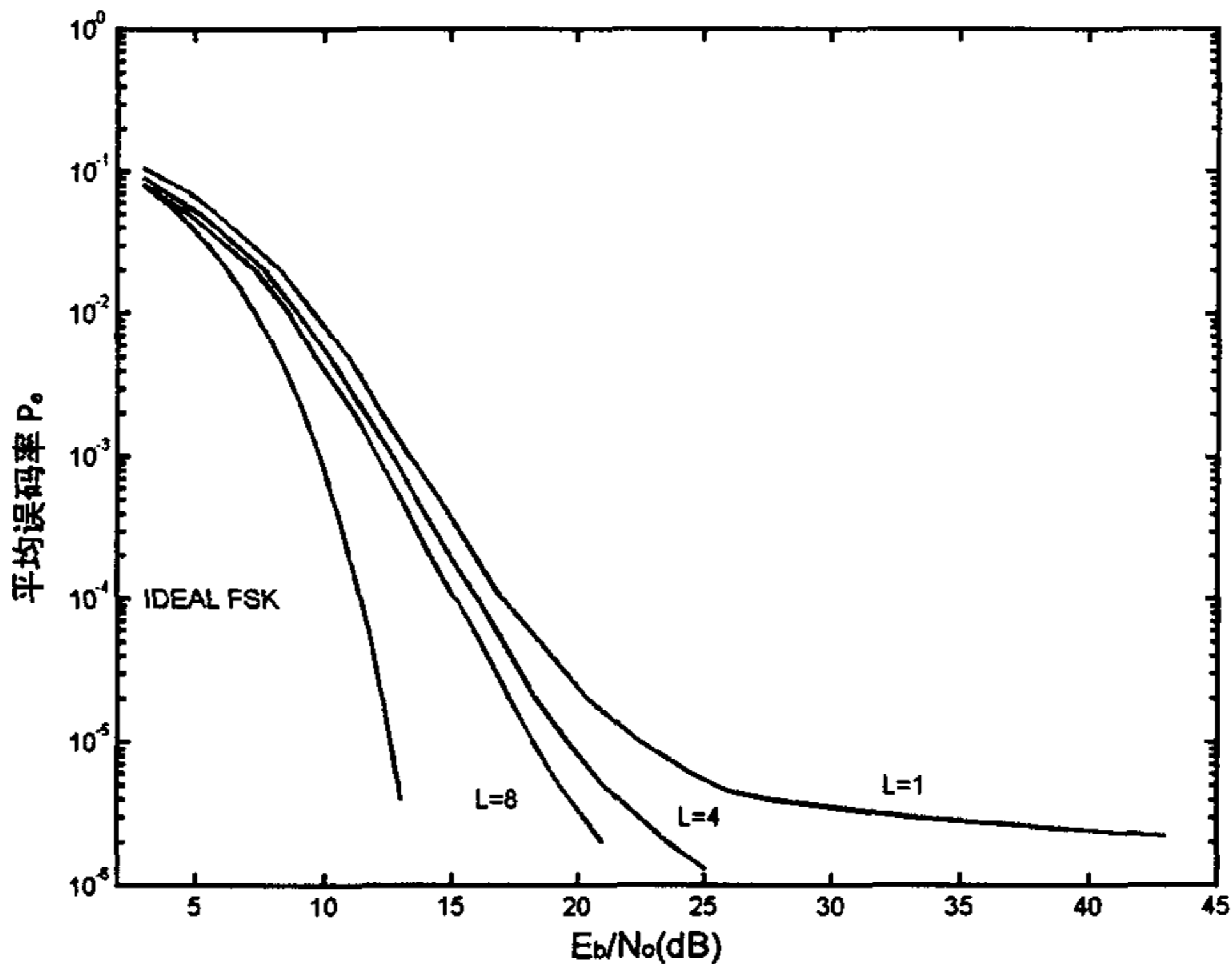


图 3-15 轻阴影条件下 RAKE 接收机误码率性能

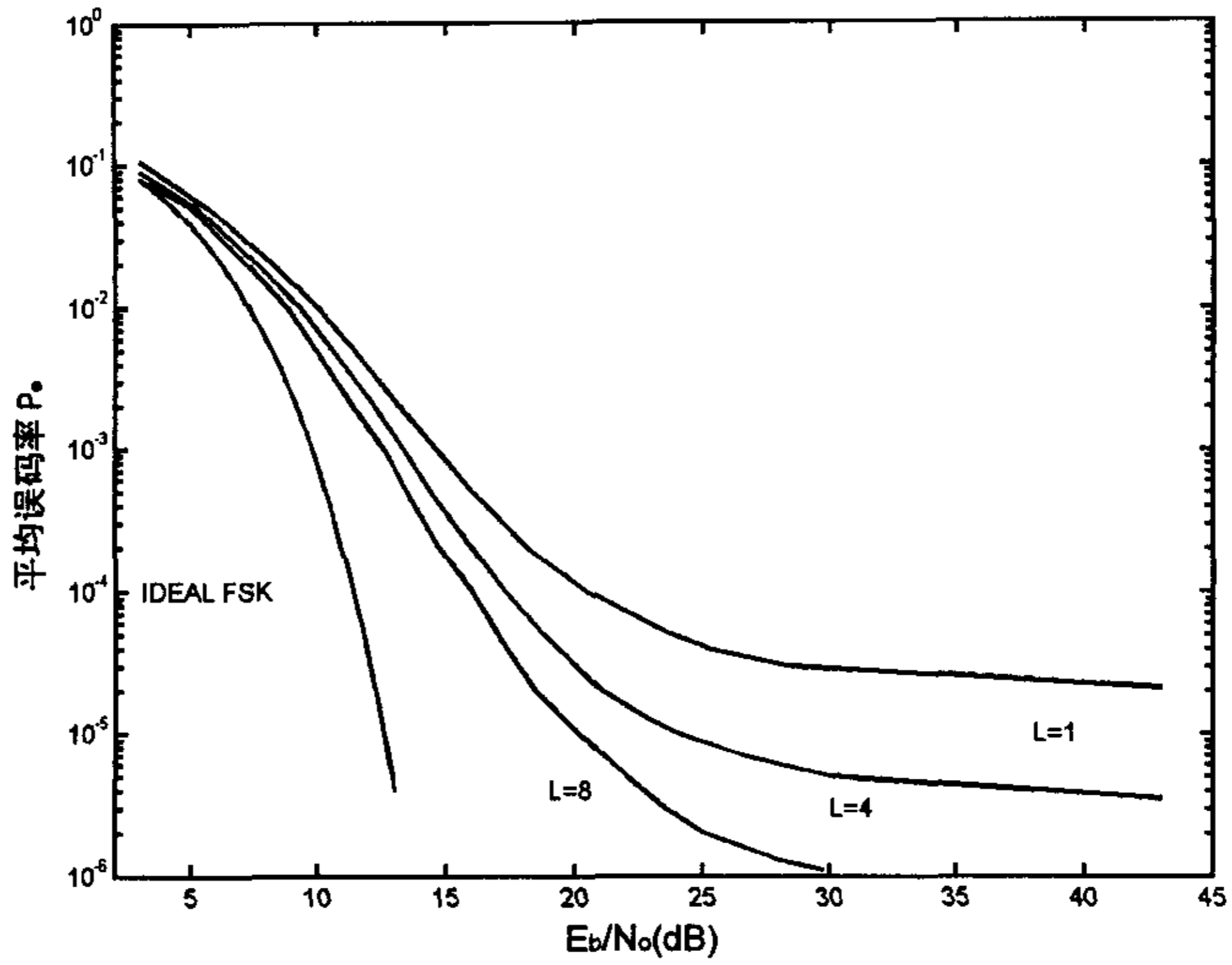


图 3-16 一般阴影条件下 RAKE 接收机误码率性能

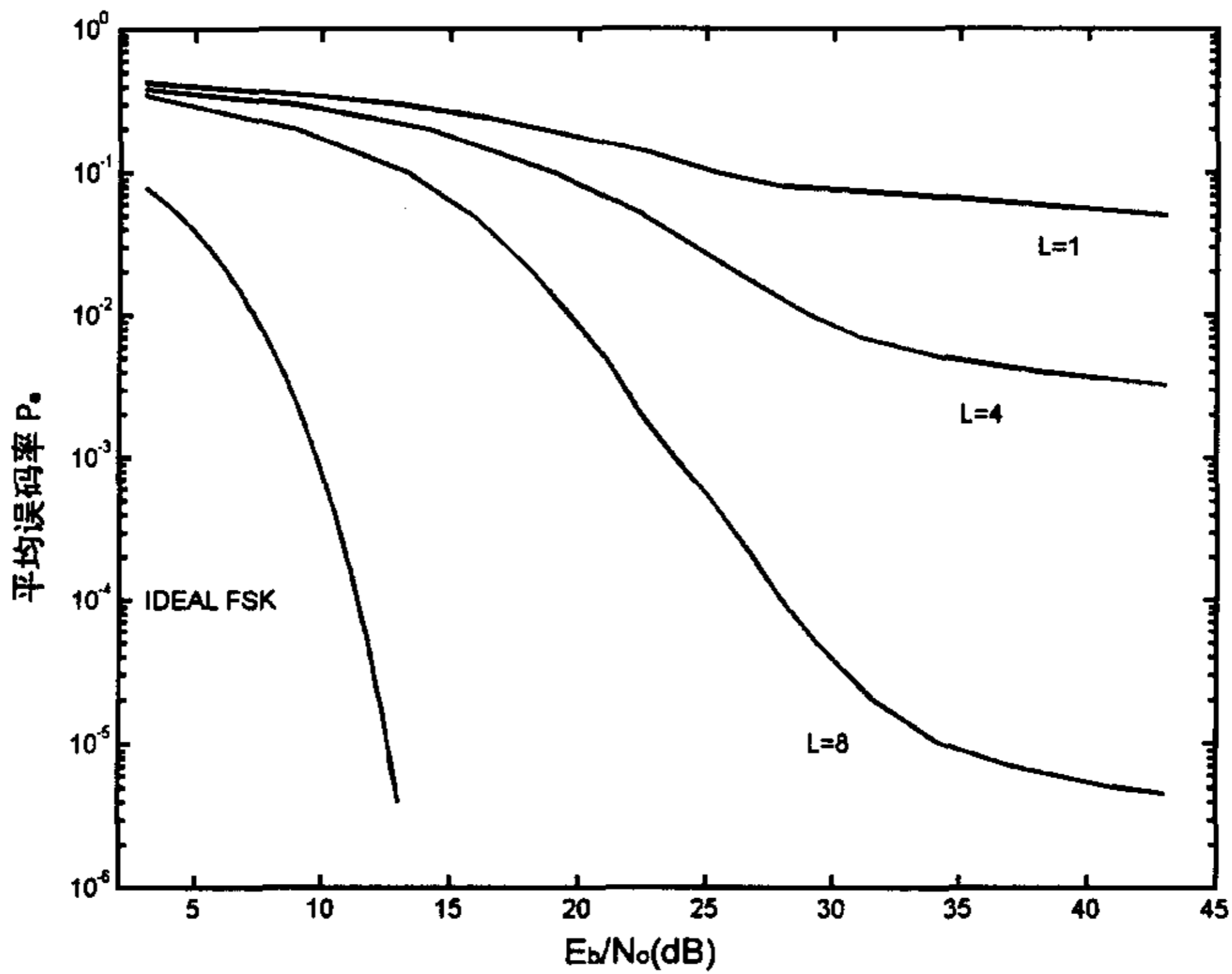


图 3-17 重阴影条件下 RAKE 接收机误码率性能

3.6 小结

分集接收技术是移动通信中一种对抗衰落最常用和最有效的方法之一,在对分集技术进行全面的讨论和分析后,本章提出了一个基于 CDMA 低轨道卫星移动通信的分集接收机模型,综合应用了 RAKE 接收机和多星分集技术,并分析了它们的性能,尤其在三种阴影条件下,对 RAKE 接收机的误码率性能进行了数值计算。研究表明,在卫星移动通信中,RAKE 接收机是对付多径衰落的一种行之有效的方法,随着接收机的接收路径重数增加,改善系统性能的效果也越明显,当然,这也将同时增加接收机的硬件复杂性。但是,RAKE 接收机却不能有效地对抗阴影衰落,在阴影衰落严重的情况下,可利用 CDMA 低轨道卫星移动通信的特点,同时采用多星分集,多星分集技术是一种克服阴影衰落的有效手段。

第四章 空间分集和纠错编码的综合应用

在有些文献中，编码技术被认为是一种“隐分集”技术，其本身具有抗信道衰落的作用。在建立了一套完整的计算机仿真模型的基础上，本章将研究纠错编码技术与空间分集技术综合应用对抗移动信道中多径衰落的效果。章节结构如下：4.1 和 4.2 节将分别介绍仿真模型中所使用的空间分集技术和纠错编码技术的原理，包括正反码、海明码、块交织技术等；4.3 节将建立一个计算机仿真的系统模型和介绍其各模块的实现方法；4.4 节对仿真的实验数据进行分析，统计出各种方案的误码率，确定特定纠错编码的适用性，并得出两种抗衰落技术综合应用的效果；4.5 节是本章小结。

4.1 空间分集

空间分集是利用多副接收天线来实现的。在发端采用一副天线发射，而在接收端采用多副天线接收。接收端天线之间的距离 $d > \lambda / 2$ (λ 为工作波长)，以保证接收天线输出信号的衰落特性是相互独立的，也就是说，当某一副接收天线的输出信号很低时，其他接收天线的输出不一定在这同一时刻也出现幅度低的现象，经相应的合并电路使输出较强的有用信号，从而克服了信道衰落的影响，改善了传输的可靠性。考虑到最大比合并的最优特性，本章计算机仿真模型选用的就是这种分集合并方式，原理框图如图 4-1 所示。

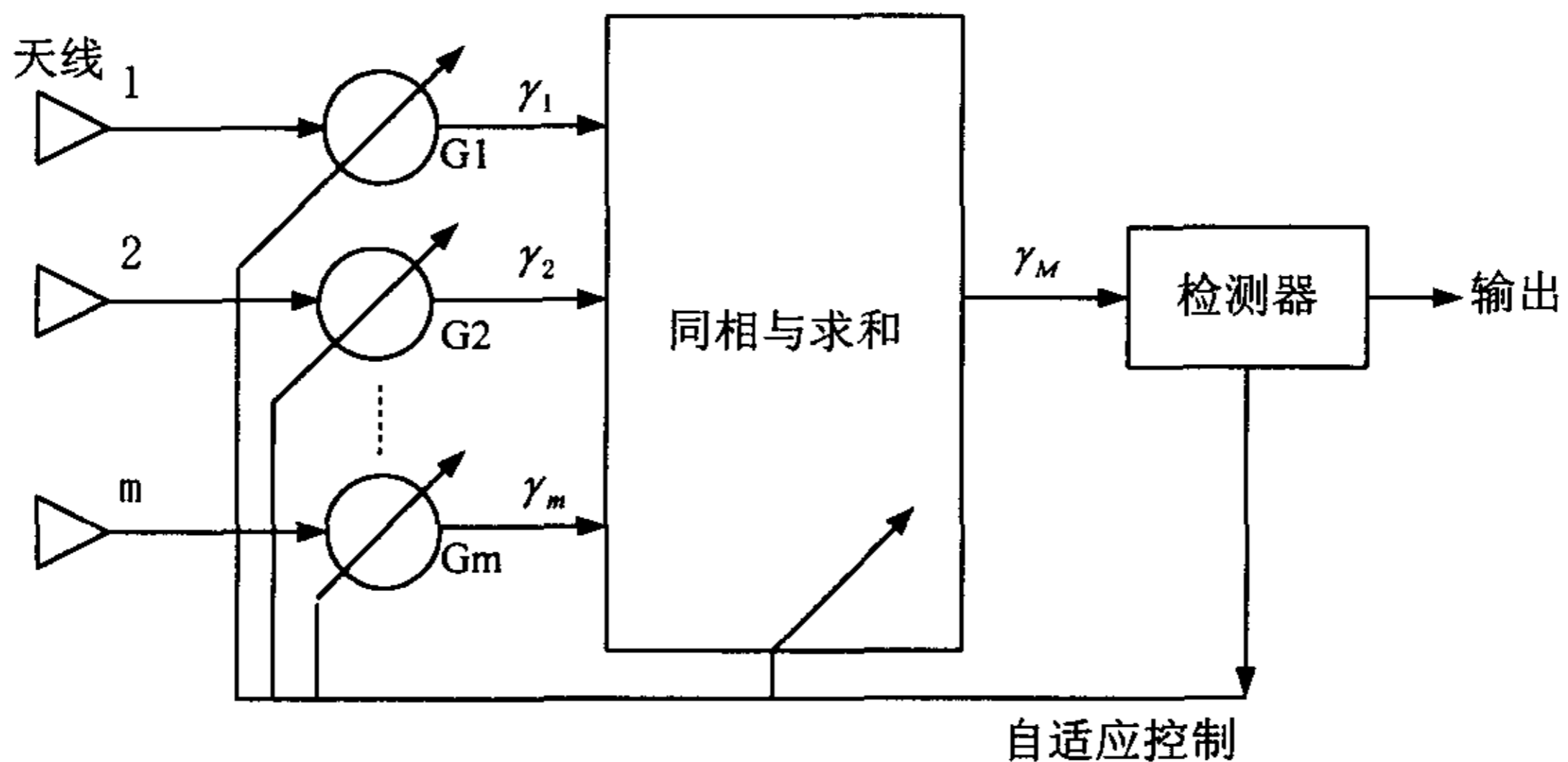


图 4-1 最大比合并空间分集原理框图

使用最大比分集合并技术的关键在于每一路信号各自权重的选取。权重的选取必须遵循两条原则。首先，各路信号的信噪比决定了权重的大小。信噪比大的这路信号应获得较大的权重。但实际应用中，即时信噪比是很难测量的，必须采取近似的变通方法来获得权重。另外，权重的分配应该是动态的，即应该按照每

一路信号现时的状况，不断地改变其权重，这样才能实现真正的“最大比”。考虑到以上两个要求，本章计算机仿真模型采用“幅值平方法”来实现最大比分集合并方案，即将每一路测得的信号电压平方后相加作为分集合并信号，操作框图如图 4-2 所示。

在幅值平方法中，各路信号的权重就是信号本身的电压值，这样的分配方案满足上述实现“最大比”的两点要求。首先，在所采集的各路信号空间位置相差不大时，各路噪声功率可近似视为相等，故信号的电压值与信噪比有单调函数关系，电压值大的信号分配到了大的权重，也即信噪比大的信号获得了较大权重。另外，这样的权重分配是根据即时的信号情况进行的，每一时刻，只要信号本身变化了，它所获得的权重也随之变化，符合动态要求。而从实际应用角度来讲，只要为每一路信号添置一个平方器，就可以完成权重的分配，非常的方便，因而这是一种经济可行的方案。在模拟最大比合并的程序中，我们也就可以简单地将各路信号平方后相加，从而完成合并工作。

需要说明的是，我们假设接收各路信号都已经由调相电路达到同相，因而在分集合并的仿真程序中不包括调相部分。

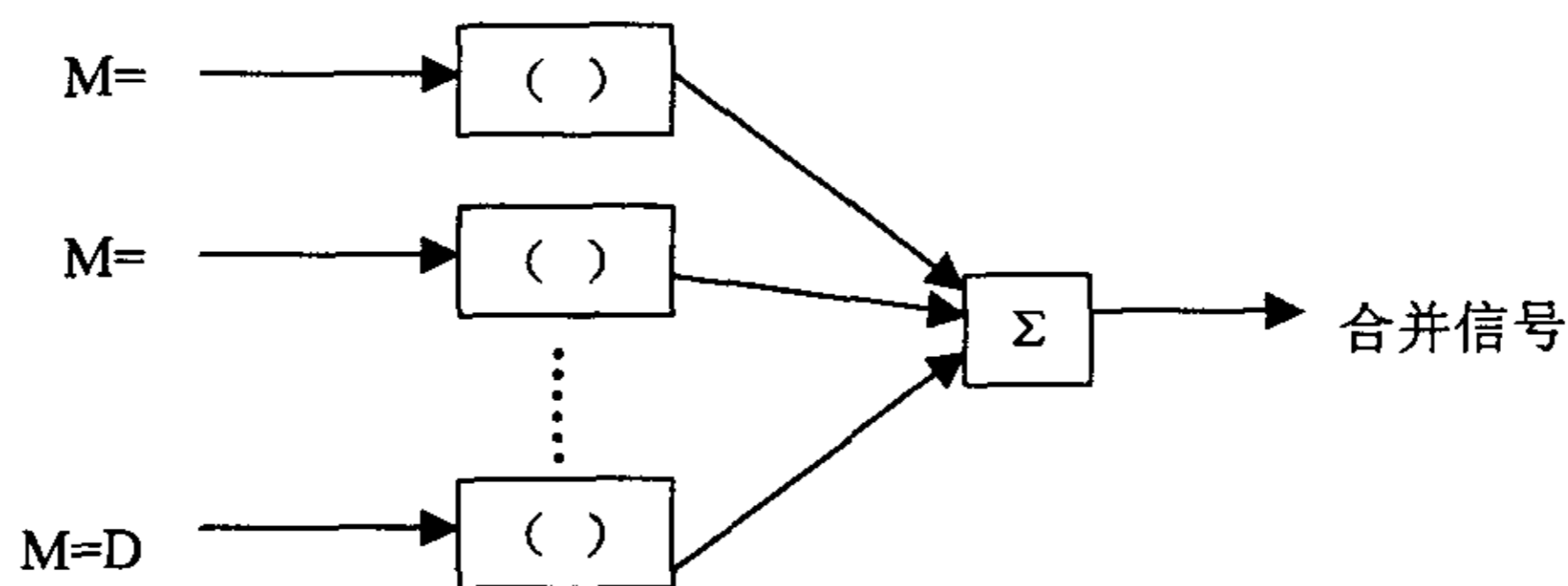


图 4-2 幅值平方法实现最大比分集操作框图

4.2 纠错编码原理

4.2.1 信道编码概述

信道编码是通过在发送信息时加入冗余的数据位来改善通信链路的性能。在发射机的基带部分，信道编码器把一段数字信息序列映射成另一段包含更多数字比特的码序列。然后，把已被编码的码序列进行调制以便在无线信道中传送。接收机可以用信道编码来检测或纠正由于在无线信道中传输而引入的一部分或全部的误码。由于解码是在接收机进行解调之后执行的，所以编码被看作一种后检测技术。由于编码而附加出来的数据比特会降低在信道中传输的原始数据速率，

也就是会扩展信道的传输带宽。

信道编码分为检错码和纠错码两种。顾名思义，检错码是可以检测出错误的编码，而纠错码是可以纠正错误的编码。检错码的功能弱于纠错码，因而它的编码效率普遍高于纠错码。一旦检测出错误，可以丢弃现有信息，同时向发端送出重传请求，再次传送该段信息。检错码加出错重传是在一般的通信过程中用得较多的方式，因为它经济实用，又有较高的编码效率。但是在某些长距离通信，比如卫星移动通信中，这种方法就不适用了。因此，在卫星移动通信中，一般采用纠错码，并适当地降低取样率，以弥补编码效率的下降。以下将介绍本章计算机仿真模型所使用的两种纠错码：正反码和海明码的编解码原理和规则^[55]。

4.2.2 正反码

正反码是一种简单的能够纠正差错的编码。其中冗余位的个数与信息位个数相同。冗余位与信息位或者完全相同或者完全相反，由信息位中“1”的个数来决定。本仿真模型中使用四位码编成正反码，规则如下：

信息位 $k=4$ ，冗余位 $r=k=4$ ，总共位数 $n=r+k=8$ ，称 $(8, 4)$ 正反码。当信息位中有奇数个“1”时，冗余位就是信息位的简单重复；当信息位中有偶数个“1”时，冗余位是信息位的反码。举例来说，若信息位是 1011，则单组码字为 10111011；若信息位是 1001，则单组码字为 10010110。

接收端校验方法为：先将接收码字中信息位和冗余位按位半加，得到一个 k 位的合成码组（对上述的 $(8, 4)$ 正反码来说，就是得到一个 4 位的合成码组）。若接收码字中的信息位中有奇数个“1”，则就取合成码组为校验码组；若接收码字中的信息位中有偶数个“1”，则取合成码组的反码作为校验码组。最后，根据校验码组查看表 4-1，就能判断是否有差错并纠正部分差错。

表 4-1 $(8, 4)$ 正反码校验码组对应差错情况

校验码组	差错情况
全“0”	无差错
4个“1”，1个“0”	信息位中有一位差错，其位置对应于校验码组中“0”的位置
4个“0”，1个“1”	冗余位中有一位差错，其位置对应于校验码组中“1”的位置
其它情况	差错在两位或两位以上

例如，发送码字为 10111011，传输中无差错，则合成码组为 $1011 \oplus 1011=0000$ ，由于接收码字的信息位中有 3 个“1”，故 0000 就是校验码组，查表 4-1 知无错。若传输中发生了一位差错，接收端收到 00111011，则合成码组为 $0011 \oplus 1011=1000$ ，由于接收码字的信息位中有 2 个“1”，故 1000 的反码 0111 是校验码组，查表 4-1 知信息位的第 1 位错，故可将接收到的 00111011 纠正为 10111011。

若传输中发生了两位错,接收端收到 00011011,则合成码组为 $0001 \oplus 1011=1010$,校验码组即为 1010,查表可判断出有两位或两位以上错。

可以看到,在正反码中,对于一个 8 位的码组,就纠错而言,并非每一个码型都可以有相应的纠错措施,所以对于纠错来说,正反码是不完备的,在两个及两个以上错误发生时,虽然知道有错,但只能要求重传。

正反码能够纠正一位错,并且检测出全部两位差错和大部分两位以上的差错。但它的编码效率较低,只有 50%,所以只能用于信息位较短的场合。至于它在分集接收过程中的适用性,在本章 4.4 节的分析中会有具体的说明。

4.2.3 海明码

海明码是由 R. Hamming 在 1950 年首次提出的,它也是一种能够纠正一位差错的编码,但当信息位足够长时,它的编码效率要比正反码高得多。

海明码的基本原理是在有效信息位后加上若干冗余位。同时,设置与冗余位位数相同的监督位,每个监督位都是由一个码组中某些位运算的结果。监督位的不同组合表示了整个码组中的错误情况,如指出哪一位错等。所以海明码的编码过程可以分为以下几个步骤:

1. 确定信息位长度和冗余位长度。
2. 设定监督位的每一个组合所代表的误码位置。
3. 得出每一个监督位的监督关系式。
4. 从监督关系式得出每一个冗余位的计算式。
5. 根据信息位和冗余位计算式进行编码。

相应的解码过程为:

1. 由上述监督关系式计算监督位。
2. 根据设定的“监督位—误码位置”表,可知误码位置。
3. 纠正误码,去掉冗余位。

以下先以 (7, 4) 海明码为例,具体给出其编码、解码过程以及相关表格和计算式。

4.2.3.1 (7, 4) 海明码

设信息位为 k 位,冗余位为 r 位,构成 $n=k+r$ 位码组。若希望用 r 个监督关系式产生的 r 个校正因子来区分无错和在码字中 n 个不同位置的一位错,则要求:

$$2^r \geq n+1 \quad (4-1)$$

当取 $k=4, r=3$ 时,显然满足上式,并且可以看到,监督位共有 $2^3=8$ 种组合,恰好表示无错和 $4+3=7$ 位中某位错的 8 种情况。我们称这种海明码为 (7, 4) 海

明码，相类似的还有 (15, 11) 海明码，(31, 26) 海明码等。

可以看到，海明码编码效率为 $k/(k+r)$ ，而当 r 线性增长时， k 随 $2r$ 指数递增，故码组长度增加时，海明码编码效率将远远超过正反码。表 4-2 所示为几种编码的编码效率：

表 4-2 几种纠错编码的编码效率

编码类型	编码效率	编码类型	编码效率
正反码	50%	(7, 4) 海明码	57%
(15, 11) 海明码	73%	(31, 26) 海明码	84%

设 7 位码从低位到高位分别为 $a_0a_1a_2a_3a_4a_5a_6$ ，其中 $a_0a_1a_2a_3$ 为信息位， $a_4a_5a_6$ 为冗余位。并设 $S_0S_1S_2$ 为从低到高的 3 位监督位。表 4-3 给出了 3 位监督位不同组合所代表的意义：

表 4-3 (7, 4) 海明码监督位不同情况对应的误码位

误码位	$S_0S_1S_2$	误码位	$S_0S_1S_2$
无	000	a_3	011
a_0	111	a_4	100
a_1	110	a_5	010
a_2	101	a_6	001

从而得出监督关系式：

$$\begin{aligned}
 S_0 &= a_0 \oplus a_1 \oplus a_2 \oplus a_4 \\
 S_1 &= a_0 \oplus a_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \\
 S_2 &= a_0 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_6
 \end{aligned}
 \tag{4-2}$$

编码时， $a_0a_1a_2a_3$ 由特定的传输信号决定，是随机的，而 $a_4a_5a_6$ 应取一定值使监督位 $S_0S_1S_2$ 全为零，从而得到冗余位计算式：

$$\begin{aligned}
 a_4 &= a_0 \oplus a_1 \oplus a_2 \\
 a_5 &= a_0 \oplus a_1 \oplus a_3 \\
 a_6 &= a_0 \oplus a_2 \oplus a_3
 \end{aligned}
 \tag{4-3}$$

表 4-4 列出了各种信息位所对应的冗余位。

表 4-4 (7, 4) 海明码各种信息位所对应的冗余位

信息位 $a_0a_1a_2a_3$	冗余位 $a_4a_5a_6$	信息位 $a_0a_1a_2a_3$	冗余位 $a_4a_5a_6$
0000	000	1000	111
0001	011	1001	100
0010	101	1010	010
0011	110	1011	001
0100	110	1100	001

0101	101	1101	010
0110	011	1110	100
0111	000	1111	111

当收到一个码组，首先按照监督关系式计算监督位，再查找表 4-3 知道是哪一位错，纠正即可。

比如发送码组为 0010101，传输时发生了一位差错，使收到码组为 0011101。根据监督关系式算得 $S_0S_1S_2=011$ ，查表 4-3 知 a_3 出错，故纠正为 0010101。

4.2.3.2 (15, 11) 海明码

鉴于本章仿真模型中还要用到 (15, 11) 海明码，本节将给出它的编码表、监督关系式和冗余位计算式。

表 4-5 (15, 11) 海明码编码表

误码位	$S_0S_1S_2S_3$	误码位	$S_0S_1S_2S_3$	误码位	$S_0S_1S_2S_3$	误码位	$S_0S_1S_2S_3$
无	0000	a_3	0111	a_7	1100	a_{11}	0001
a_0	0011	a_4	1001	a_8	1101	a_{12}	0010
a_1	0101	a_5	1010	a_9	1110	a_{13}	0100
a_2	0110	a_6	1011	a_{10}	1111	a_{14}	1000

监督关系式：

$$\begin{aligned}
 S_0 &= a_0 \oplus a_1 \oplus a_3 \oplus a_4 \oplus a_6 \oplus a_8 \oplus a_{10} \oplus a_{11} \\
 S_1 &= a_0 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{12} \\
 S_2 &= a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_7 \oplus a_8 \oplus a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{13} \\
 S_3 &= a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_8 \oplus a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{14}
 \end{aligned} \tag{4-4}$$

冗余位计算式：

$$\begin{aligned}
 a_{11} &= a_0 \oplus a_1 \oplus a_3 \oplus a_4 \oplus a_6 \oplus a_8 \oplus a_{10} \\
 a_{12} &= a_0 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_9 \oplus a_{10} \\
 a_{13} &= a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_7 \oplus a_8 \oplus a_9 \oplus a_{10} \\
 a_{14} &= a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_8 \oplus a_9 \oplus a_{10}
 \end{aligned} \tag{4-5}$$

4.2.4 块交织

上述的正反码和海明码都只能纠正一位错，若用在纠正传输中出现突发性差错时可以采用块交织的方法，将连续 P 个码组拍成一个矩阵，每行一个码组，而逐位发送的顺序是一列一列进行的。图 4-3 以 (7, 4) 海明码为例，是 P=8 的一个块交织过程，它的发送顺序为：011001100001...1110100011。

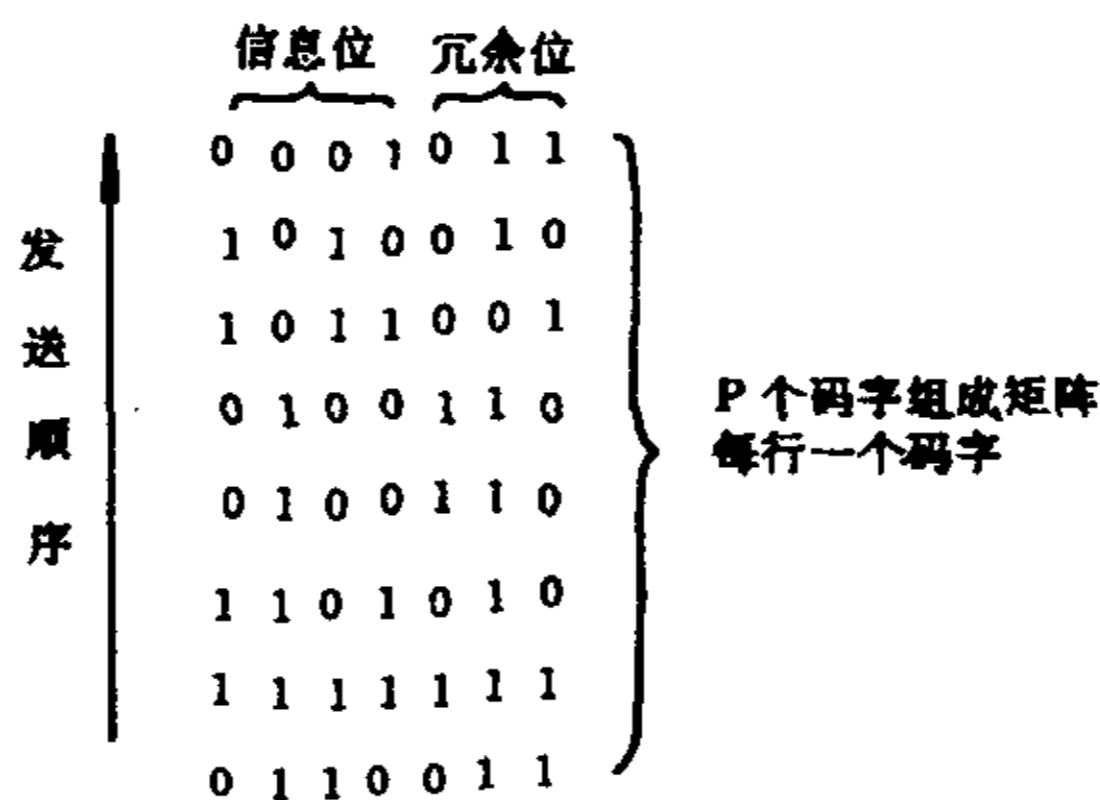


图 4-3 矩阵传输示意图

显然，如果发生突发长度 $\leq P$ 的突发错误，那么在 P 个码组中最多每个码组有一位有差错，正好可以纠正。所以，在突发错误较严重的场合，采用块交织技术传输信号可以大大降低误码率。

需要注意的是，虽然矩阵高度 P 越大，能够抑制的突发错误长度越大，但若矩阵过大，就会给收发端缓存设备带来压力，而且信号传输的实时性能也会下降，所以 P 的取值应该适中。

4.3 计算机仿真模型

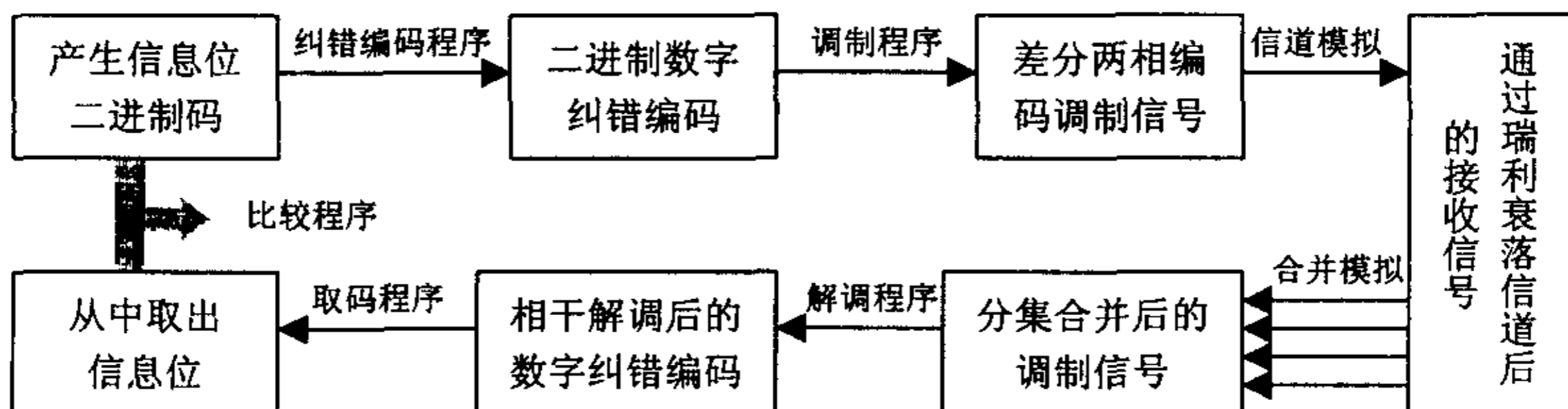


图 4-4 仿真模型整体框图

本仿真模型中各个部分的模拟程序都是用 C 语言编写实现，并由 MATLAB 绘出全部相关图象。图 4-4 所示为本仿真模型的整体框图^[56]。

本模型用到的主要参数如下：

1. 载波幅值 E ：即调制信号波形幅值，取单位值 1。
2. 1bit 对应载波周期数 M ：因为本模型采用差分两相编码调制信号传输，1 个 bit 对应一种相位的载波。实验中在 1 个 bit 内存在 1 个载波周期，即 $M=1$ ，也就是说载波频率等于数字脉冲频率。
3. 载波周期取样数 N ：由于在信道中采用的是模拟信号的数字传输，所以已调的差分两相编码调制信号必须经过取样，每周期的取样数定为

$N=10$ 。

4. RSEGMA: Rayleigh 随机变量参数 σ ，取 $\sigma = E = 1$ 。
5. sigma: AWGN 均方差，取 $3\sigma = E$ ，即 $\sigma = 0.333333$ 。
6. ON: 信息位单元长度，在 (8, 4) 正反码和 (7, 4) 海明码中为 4；在 (15, 11) 海明码中为 11。
7. SEQ: 编码后码组长度，在 (8, 4) 正反码中为 8 ($2 \times ON$)；在 (7, 4) 海明码中为 7；在 (15, 11) 海明码中为 15。
8. DN: 分集接收路径数，取 1 至 6。
9. BLOCK: 块交织时的矩阵高度，取 10。
10. SEGMENT: 码组总个数，取 1000。

参数定义段参见附录程序[1]: DEGREE.H。

进入系统模型的数字信号是利用 rand 函数，各依 0.5 概率产生 ($ON \times SEGMENT$) 长的“0”、“1”序列，结果存入文件 SEQOR.TXT。具体程序参见附录程序[2]: DEGREE01.CPP。

4.3.1 编码和解码模块

本模型为不同纠错编码编写了不同的仿真程序。编码时，它们从文件 SEQOR.TXT 中按 ON 长度依序读取信息位，编成码组后连续写入文件 SEQEC.TXT；解码时，它们从文件 SEQDM.TXT 中按 SEQ 长度依序读取信息位，解码（包括块交织缓存）后连续写入文件 SEQDC.TXT。

4.3.1.1 无纠错编码

编码时将文件 SEQOR.TXT 原封不动地复制到文件 SEQEC.TXT，参见附录程序[3-1]: DEGREEE0.CPP；解码时将文件 SEQDM.TXT 原封不动地复制到文件 SEQDC.TXT，参见附录程序[9-1]: DEGREED0.CPP。

4.3.1.2 (8, 4) 正反码

编码时，对于每组 ON 长度信息位，采用按位作模 2 和的方法求得信息位中的“1”为奇数个还是偶数个：设变量 sum 等于信息位各位和， $sum \bmod 2$ 等于 0 表示信息位中有偶数个“1”，否则为奇数个“1”。然后按照正反码编码规则确定编码码组后 ON 位与前 ON 位相同或相反。参见附录程序[3-2]: DEGREEE2.CPP。

解码时，每次从文件中读入 8 位 ($2 \times ON$) 数字，前后 4 位按位作模 2 和，再用上述模 2 加法判定合成码组中有奇数个还是偶数个“1”，从而确定校验码组。

接下去对照表 4-1，根据所得的校验码组进行纠错。但我们注意到，在表 4-1 所列的 4 种情况中，仅有第二种"4 个'1'，1 个'0'"是需要纠错处理的。其余像"全'0'"无差错，不需修改；"4 个'0'，1 个'1'"差错在冗余位，而冗余位最终是要去掉的，也可以不理睬；至于其它情况，正反码是无力纠错的，只能保持原样。纠错以后，只要将修改后的 8 位码组中的前 4 位输出即可。参见附录程序[9-2]：DEGREED2.CPP。

4.3.1.3 (7, 4) 海明码

编码时，对于每组 ON 长度信息位，根据冗余位计算式用模 2 加法计算冗余位，合成 SEQ 长的码组写入输出文件。参见附录程序[3-3]：DEGREEE1.CPP。

解码时，根据海明码既定的监督关系式，得到相应的解码程序。只要读入一个 SEQ 长的序列，根据监督关系式计算监督位，利用 switch-case 语句，对照表 4 确定错误位置并改正，然后去掉冗余位。注意程序中将 3 位监督位化为相应十进制数进行判断，这样使程序编写能够方便一些。具体程序参见附录程序[9-3]：DEGREED1.CPP。

4.3.1.4 块交织的正反码和海明码

对于编码，在原有无交织程序的基础上，增设 BLOCK 行，SEQ 列的块交织缓存矩阵 leaver，编码后先按行输出到缓存矩阵，矩阵存满后再按列写入输出文件。(8, 4) 正反码、(7, 4) 海明码和 (15, 11) 海明码的块交织仿真程序分别参见附录程序[3-4]：DEGREEE4.CPP；[3-5]：DEGREEE3.CPP；[3-6]：DEGREEE5.CPP。

对于解码，同样在原有无交织程序的基础上，增设 BLOCK 行，SEQ 列的块交织缓存矩阵 leaver，解码时先从文件中以 BLOCK 为单位读出序列，按列输出到缓存矩阵，矩阵存满后再逐行将每行前 ON 位数字写入输出文件。(8, 4) 正反码、(7, 4) 海明码和 (15, 11) 海明码的块交织仿真程序分别参见附录程序[9-4]：DEGREED4.CPP；[9-5]：DEGREED3.CPP；[9-6]：DEGREED5.CPP。

4.3.2 调制和解调模块

本实验采用差分两相编码调制。调制时，从文件 SEQEC.TXT 中读取数字编码，将调制后信号写入文件 SEQMD.TXT 中。

调制程序中用二维数组变量 s[0]和 s[1]分别存放 0、 π 相位的 1 周期载波；用变量 prior 记录前一 bit 对应的载波相位，prior=0 表示前一相位为 0，prior=1

表示前一相位为 π ；当信息位为“1”时，传输 $s[\text{prior}]$ ，当信息位为“0”时，传输 $s[1-\text{prior}]$ ，同时改变 prior 的值，这样就完成了调制工作。

由于计算机不可能产生绝对连续信号，故程序中采用模拟信号的数字传输。数组 s 中存放的不是连续函数值，而是其 N 位的取样。也就是说，文件 SEQEC.TXT 中每 1 个整型“0”或“1”都被替换成一组 N 个浮点数。图 4-5 所示为单个 bit 对应的传输波形 (π 相位)，程序参见附录程序[4]: DEGREE02.CPP。

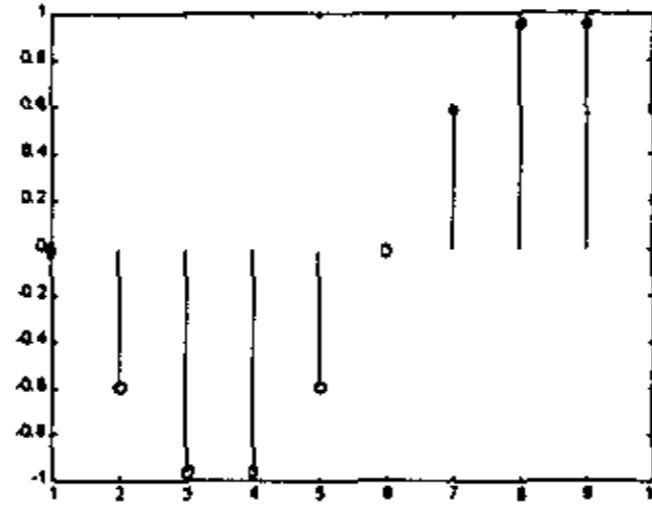


图 4-5 单个 bit 对应的传输波形 (π 相位)

解调时，根据差分两相编码调制的特性，两种相位的载波对应取样位正好成相反数，如果当前位为“1”，则当前位载波与前一位载波完全相同，倘若将取样位对应相乘，则全部结果都为非负值；如果当前位为“0”，则当前位载波与前一位载波恰好相反，倘若将取样位对应相乘，则全部结果都为非正值。所以，只要将当前载波周期与上一个载波周期的波形相乘，就可以根据运算后信号的包络判断当前位是“0”还是“1”。图 4-6 说明了这种解调方法的算法思路。

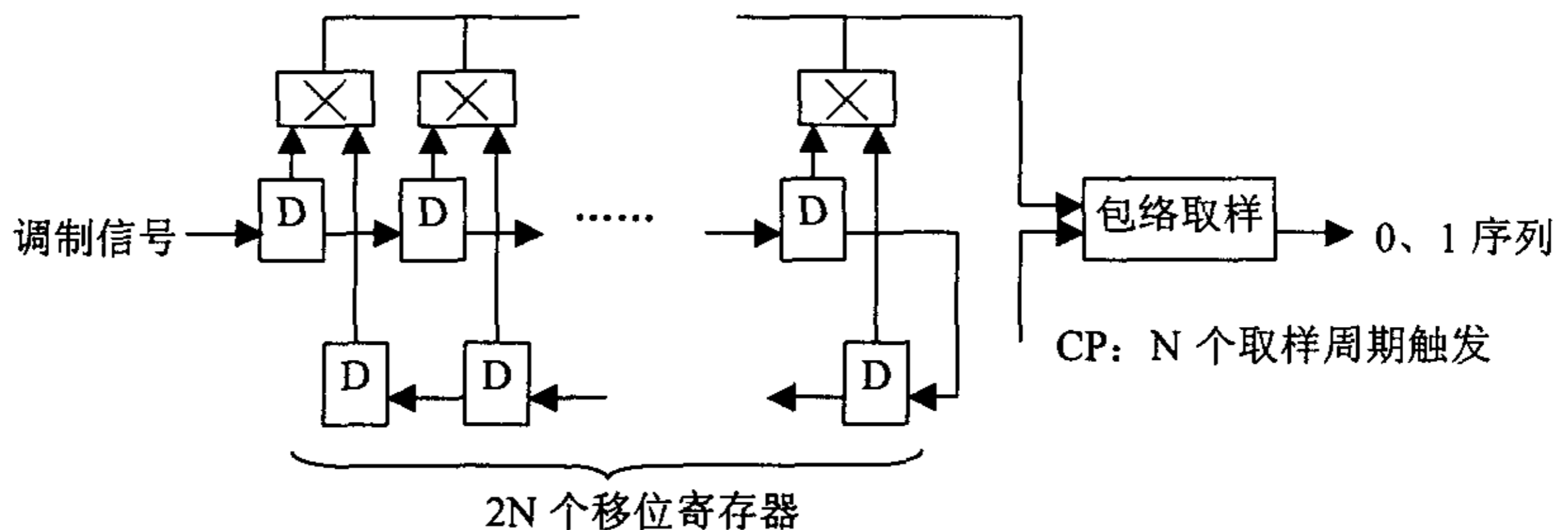


图 4-6 差分两项编码调制解调框图

图 4-7(a)、(b)、(c)描述了一串“0”、“1”序列经理想信道后的调制波形（来自于文件 SEQRC.TXT）和移位相乘后的波形（写入文件 SEQ2DM.TXT），程序参见附录程序[7]: DEGREE03.CPP。请注意，移位相乘后的信号包络恰好构成了与原“0”、“1”序列一致的矩形脉冲。

包络取样的方法是在文件 SEQ2DM.TXT 的一个载波周期 N 个取样点内取固定几点的平均值，如果平均值为正，则该周期判为信号“1”；如果平均值为负，则该周期判为信号“0”。判决结果写入文件 SEQDM.TXT。程序参考附录程序[8]:

DEGREE06.CPP。

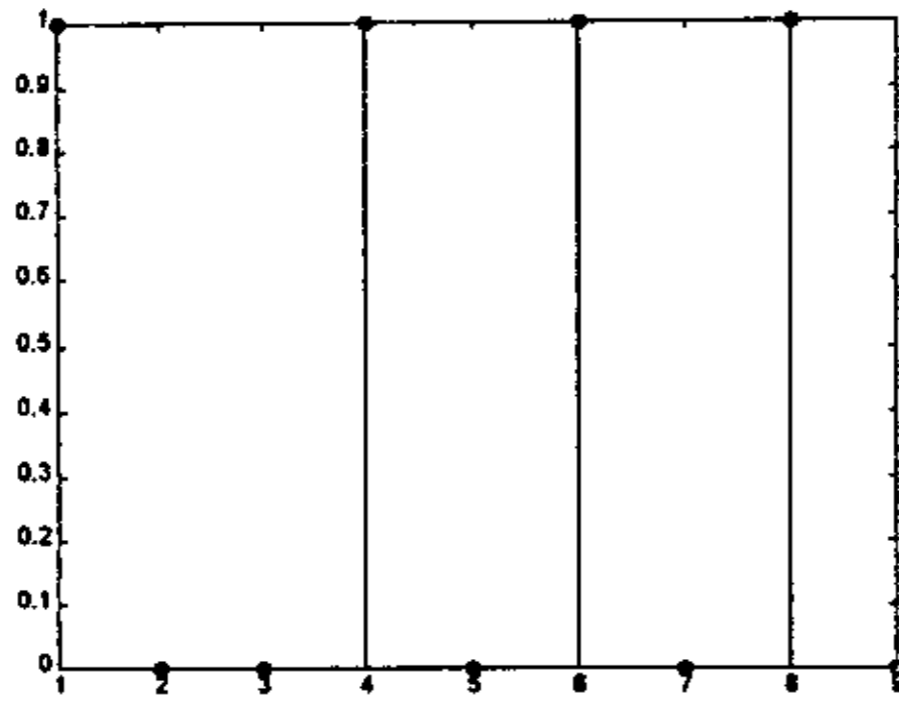


图 4-7(a) 原始信息的 0、1 序列

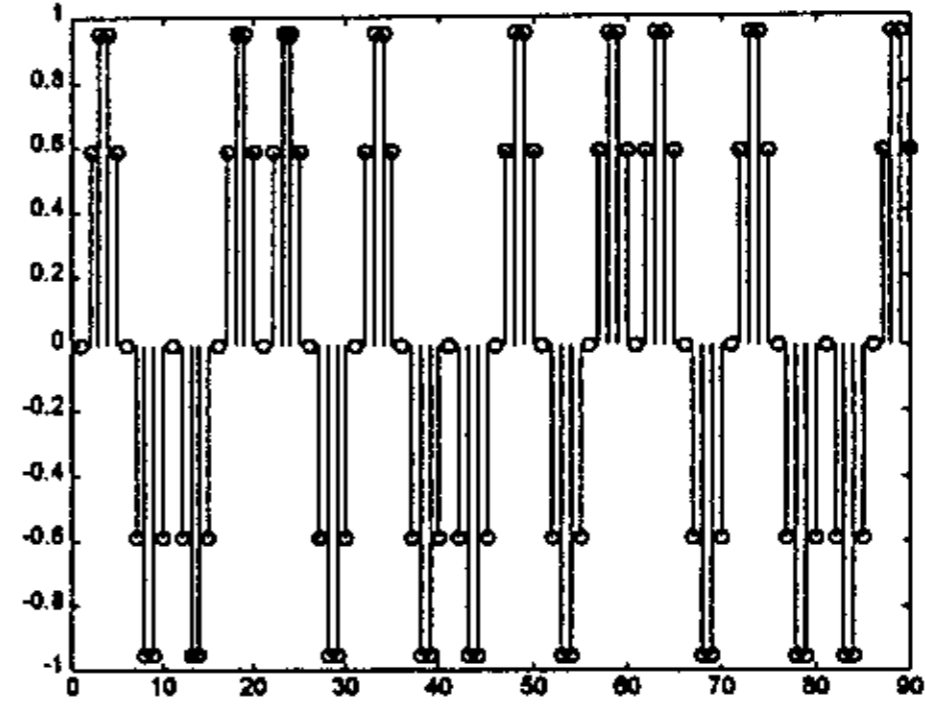


图 4-7(b) 经理想信道后的调制信号

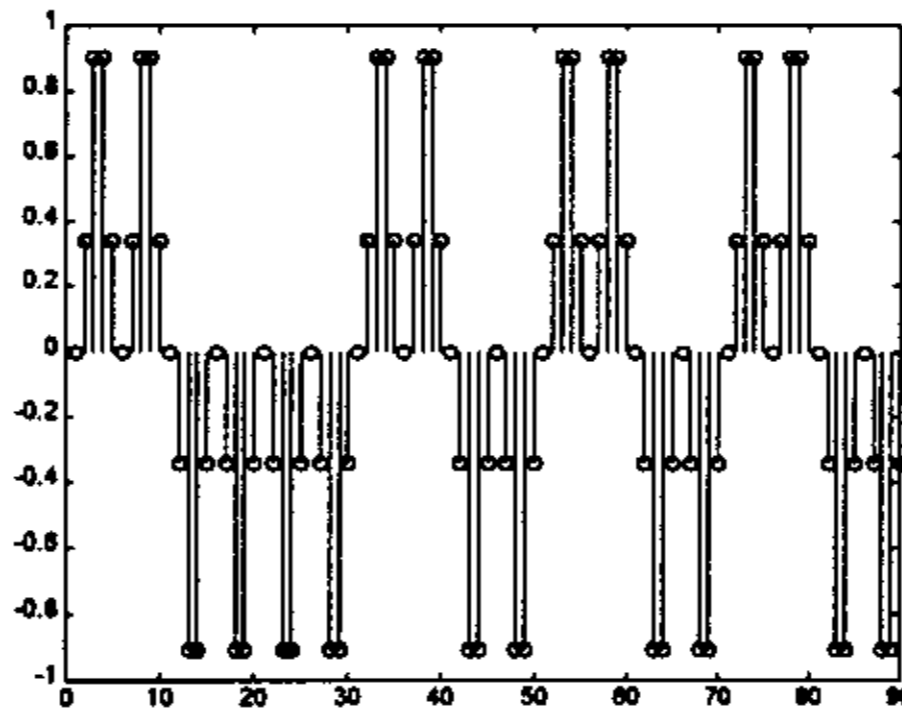


图 4-7(c) 移位相乘后所得的信号

4.3.3 Rayleigh 衰落信道仿真

已知两个正交的高斯正态分布信号之和的包络服从 Rayleigh 分布。设 X , Y 为两个相互独立的正态随机变量, 则

$$\sqrt{X^2 + Y^2} \quad (4-6)$$

即为 Rayleigh 分布随机变量。这是模拟 Rayleigh 衰落信道常用的方法, 在 Smith 提出的对 Clarke 平坦衰落模型的计算机仿真中就使用了这样的方案, 而这里将采用另一种产生 Rayleigh 分布随机变量的方法。

设 r 为 $(0, 1)$ 均匀分布的随机变量, 则

$$X = \sqrt{-2\sigma^2 \ln r} \quad (4-7)$$

即为以 σ 为参数的 Rayleigh 分布随机变量。

因为 r 为 $(0, 1)$ 均匀分布的随机变量, 故其概率密度函数为:

$$f(r) = 1 \quad (r \in [0,1]) \quad (4-8)$$

又可根据式(4-7)求出 r 关于 X 的函数

$$r = \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4-9)$$

根据复合概率密度函数公式可得:

$$f(X) = f(r) \left| \frac{dr}{dX} \right| = \left| \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right) \right| = \frac{X}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right) \quad (r \geq 0) \quad (4-10)$$

因此 X 的概率密度函数符合 Rayleigh 分布, 因而 X 为 Rayleigh 分布的随机变量。由于一般的计算机高级语言都仅有直接产生 $(0, 1)$ 均匀分布随机变量的函数 (如 C 语言中的 rand 函数), 使得用上述方法产生 Rayleigh 分布随机变量显得非常简便。

有了 Rayleigh 分布随机变量, 我们就可以方便地模拟幅度变化 Rayleigh 衰落信道。如图 4-8 所示, 已调信号幅度经由一 Rayleigh 分布随机变量作乘性干扰, 再加上一个高斯白噪声的加性干扰, 就可以得到单径 Rayleigh 衰落信号。需要说明的是, Rayleigh 分布的 σ 参数应该是过去信号的平均值, 在这里为了简单起见, 就取载波峰值作为 σ , 这在信号连续跌宕不太剧烈的情况下影响不大。

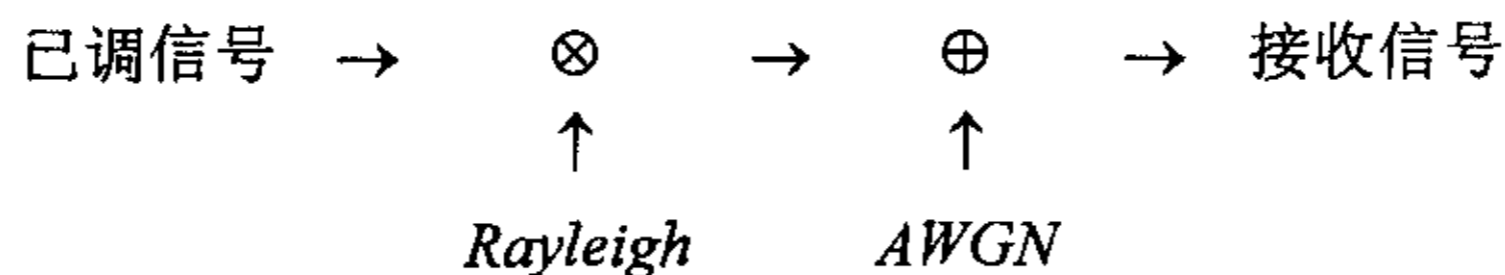
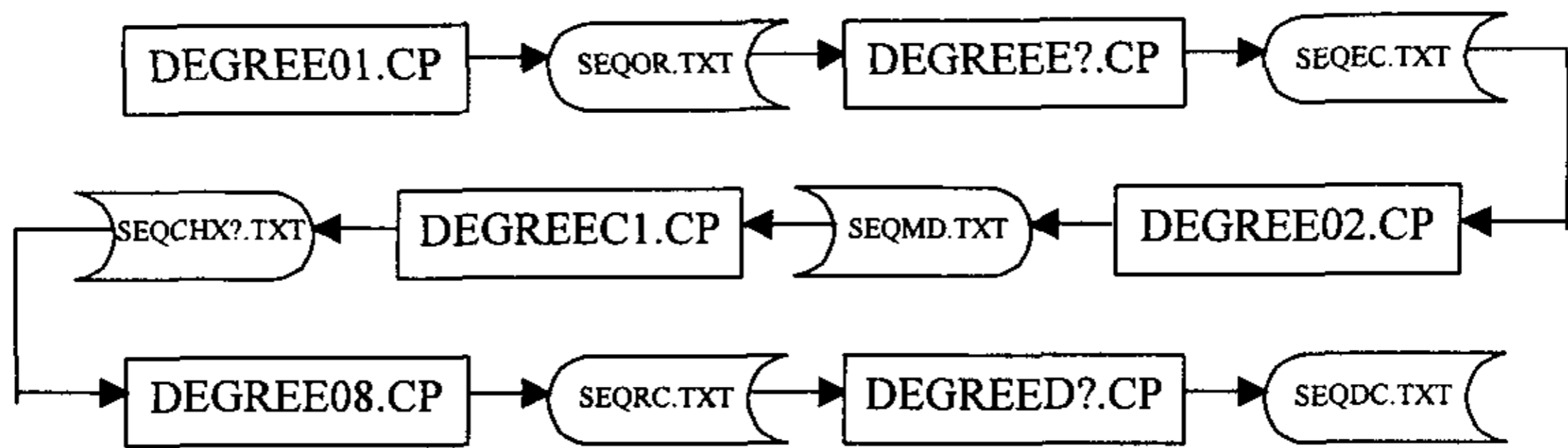


图 4-8 幅度变化 Rayleigh 衰落信道的模拟框图

按照图 4-8 所示的算法, 每从文件 SEQMD.TXT 中依序提取出一个浮点数, 即产生一个 Rayleigh 分布和一个正态分布的随机变量与其运算, 将所得结果存入文件 SEQCHX?.TXT 中。其中“?”表示数字 0-5。因为本实验分集路径数 $DN=1\dots 6$, 故根据 DN 的具体数值, 对于 SEQMD.TXT 中的一个浮点数, 必须产生多组随机变量与其运算, 产生多个相互独立的接收信号流, 存入多个 SEQCHX?.TXT 中。程序参见附录程序[5]: DEGREEC1.CPP。

进行分集接收时, 依照图 4-2 的算法, 从多个 SEQCHX?.TXT 文件的同一位置上取出一个浮点数, 将它们的平方和存入文件 SEQRC.TXT 中。程序参见附录程序[6]: DEGREE08.CPP。

至此, 整个信号产生、传输和接收及其编码、解码处理模型都已建立, 一旦确定了 4.3 节开始部分设定的所有参数以及编码方法后, 只要依序执行相应程序就可以模拟仿真一次信号的传递, 且信号经每一步处理的结果都存储在文件中, 通过阅读这些文件, 可以清楚地了解每一步处理之后信号的变化。最终附录程序 [10] 还提供了比较接收和发送信号, 从而计算误码率的程序 DEGREECK.CPP。图 4-8 给出了上述程序运行的次序和所有输入输出文件的位置。



(注：“?”表示数字 0-5)

图 4-8 实验程序与数据文件关系图

4.4 数值计算和分析

表 4-6 不同分集路径数下各种纠错编码的误码率

	DN=1	DN=2	DN=3	DN=4	DN=5	DN=6
无纠错编码	23.29	14.58	6.56	3.42	1.69	0.96
(8, 4) 正反码	25.395	17.31	8.25	3.81	1.98	1.025
块交织 (8, 4) 正反码	26.325	18.205	9.38	4.645	2.435	1.23
(7, 4) 海明码	25.345	15.175	5.785	2.385	1.205	0.69
块交织 (7, 4) 海明码	24.485	12.27	3.11	0.94	0.26	0.04
块交织 (15, 11) 海明码	26.5182	16.1891	5.7418	1.5363	0.5309	0.1655

(单位: ‰)

根据图 4-8 所示的顺序, 多次运行上述程序组合, 对于每种分集路径数和纠错编码情况都考察了 20000 至 110000 个 bit 的收发, 得到了表 4-6 所示的分集路径数 DN=1...6 时, 各种纠错编码下, 经 Rayleigh 衰落信道后, 接收信号的误码率, 而图 4-9 则是根据这些数据绘出的误码率曲线图, 结果分析如下:

(1) 空间分集接收技术对抗多径衰落效果明显

对于任何一种纠错编码, 包括无纠错编码, 随空间分集路径数的增加, 误码率都急剧地下降。其中, 正反码和无纠错编码分集路径数 DN=6 对 DN=1 都有 13-14dB 的下降, 下降幅度最大的块交织 (7, 4) 海明码在 DN=2 以后, 每增加一条分集路径就有 5-6dB 的误码率下降。可见空间分集技术对抗 Rayleigh 衰落, 效果明显。但必须注意到的是, 每增加一条分集路径, 就必须增加一套接收设备, 同时对分集合并处理的速度也提出了更高的要求, 如果对各路径的扫描速度低于信号传入速度, 则会发生信号丢失。可见, 分集重数的增加必然导致成本上升, 故分集路径数不宜过高, 通常能保证传输所要求的质量就可以了。

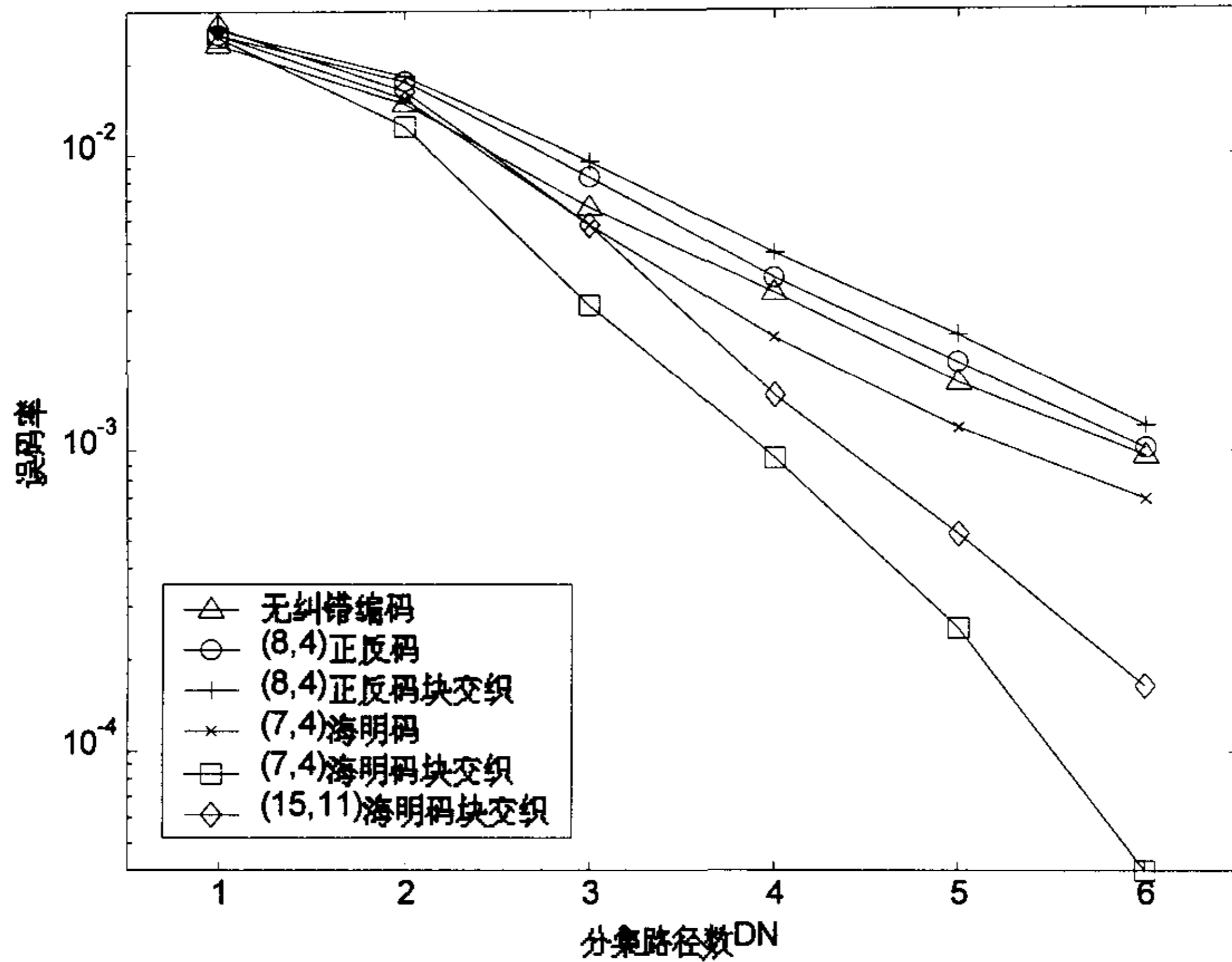


图 4-9 不同分集路径数下各种纠错编码的误码率曲线图

表 4-7 分集路径数对误码率的影响

	分集路径数DN=6相对于DN=1的误码率降低 (dB)
无纠错编码	13.85
(8, 4) 正反码	13.94
块交织 (8, 4) 正反码	13.30
(7, 4) 海明码	15.65
块交织 (7, 4) 海明码	27.87
块交织 (15, 11) 海明码	22.05

图 4-10 给出了块交织 (7, 4) 海明码分集路径数 DN=1 至 6 的接收未解调波形, 可以看到, 随着分集路径数增加, 接收波形的尖锐毛刺明显减少, 分集使信号的平稳度大大加强。

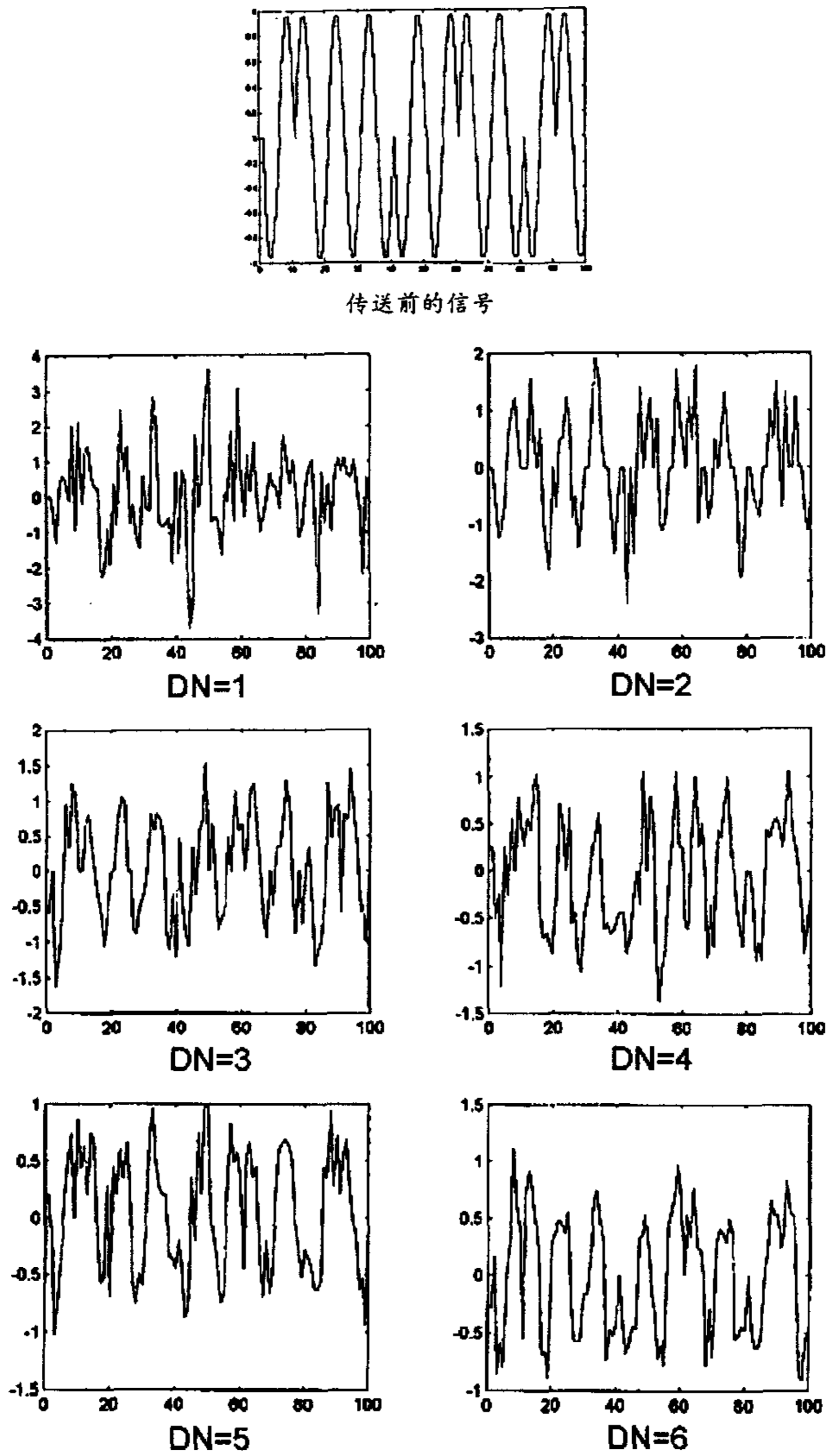


图 4-10 块交织(7, 4)海明码在分集路径数 DN=1 至 6 时的接收端未解调波形

(2) 选择适当的纠错编码可以有效对抗多径衰落

选择适当的纠错编码包含两层意义。

首先,并不是所有的纠错编码都能降低误码率。如表 4-6 所示,无论分集路径数为多少,正反码传输所造成的误码率非但不比无纠错编码低,反而要高出零点几个 dB。如表 4-2 所示,正反码的编码效率是最低的,但它却不能起到降低误码率的效果。这说明编码效率与纠错效果并没有直接关系,任何一种纠错编码都必须经过模拟系统的检验才能验证它是否具有预想的性能。

另外,不同纠错编码的纠错性能是不同的。比如(7,4)海明码和(15,11)海明码在一定分集路径数下都能很好地提高误码率性能,但(7,4)海明码的纠错效果要优于(15,11)海明码,这说明,在同类型纠错编码中,编码效率越低,纠错性能也越佳。然而,尽管(7,4)海明码的纠错效果非常显著,但在实际应用中,它的编码效率太低,所以通常还是较长码组的海明码应用较为广泛,而我们从图 4-9 中也可以看到,当分集路径数提高时,(7,4)海明码和(15,11)海明码的误码率还是比较接近的。

由此可见,虽然同样是纠错编码,正反码和海明码的效果却有本质的不同。从两种码的编码规可以发现,在超出纠错能力范围时,正反码的解码一概放弃纠错,于是正反码 50%的冗余度对于纠错而言,实际上有极大一部分被浪费了。相反,在超出纠错能力范围时,海明码对于接收到的任何一种组合的码组,都能计算出监督位,进而判断出误码位。虽然这种判断仅在一位错时才是 100%正确,对于 1 位以上的错误,这种“判断”有可能会出错,但尽管如此,海明码充分利用了冗余位,这是它比正反码优越的重要原因。

本仿真模型中用到的正反码和海明码都是只能纠 1 位错的纠错编码,它们的纠错能力相对是比较有限的。实际应用中还有许多可以纠正多位错误的纠错编码,比较典型的有 BCH 码,它是由海明码发展而来的。海明码利用 r 个校验位来纠正一个错,而 BCH 码利用 $2r$ 个校验位来纠正 2 个错,具体的编码、解码方法在参考文献[55]中有详细的介绍,另外参考文献[45]还给出了基于二重空间分集技术和 BCH 码的一种 Rayleigh 衰落信道仿真方法和一些实验数据。

(3) 选择适当的纠错编码,块交织技术可进一步提高其抗衰落性能

从表 4-6 中可以看出,海明码辅以块交织技术后,纠错性能得到了进一步提高。为了更加直观地说明这一点,我们在计算误码率的程序 DEGREECK.CPP 中加入了统计连续突发错误的程序段,表 4-8 提供了 $DN=1$ 至 3 时采用和不采用块交织技术的(7,4)海明码连续突发错误占总误码的百分比,对于 DN 更大的情况,由于总误码率已经很低,连续突发错误概率变得很不稳定,故不列在其中。但是,从表 4-6 中同样不难发现,当对正反码实施块交织技术后,误码率性能却进一步恶化了。因此,选择适当的纠错编码,块交织技术可进一步提高其抗衰落性能。

表 4-8 连续突发错误概率

	DN=1	DN=2	DN=3
(7, 4) 海明码	42.59	39.88	41.20
块交织 (7, 4) 海明码	36.98	33.12	25.86

(单位: %)

(4) 综合应用空间分集和纠错编码技术能够更有效地对抗信道衰落

纠错编码和空间分集技术都是移动信道中抗衰落的有效方法,若将两者综合应用,更能体现出强大的抗衰落作用。

首先,在 Rayleigh 衰落信道中,分集接收是对抗多径衰落的关键技术。从表 4-6 可以看到,在没有采取分集接收技术的时候,任何一种纠错编码降低误码率的作用有限。而一旦采用了分集接收,海明码的接收误码率立刻直线下降,比较无纠错编码,它的优越性得到了充分地显现。进一步深入的研究发现,由于仿真模型采用的是只能纠一位错的纠错编码,如果接收信号的误码率超过了纠错码的纠错能力,那么纠错编码的优越性就很难体现出来,甚至会产生反作用。而分集接收大大提高了信号的稳定度,经过分集接收信号的误码率性能为纠错编码发挥效用提供了保障,使其真正发挥了“纠错”作用。

其次,纠错编码,包括块交织技术,可以进一步提高分集接收的性能。无论从表 4-6 还是图 4-9 中我们都可以看到,虽然使用或不使用纠错编码,误码率都会随着分集路径数增加而降低,但是对于使用有效纠错编码的信道,误码率的下降速度却大大提高了。在本仿真模型中,对于无纠错编码信道,平均每增加一条分集路径,误码率下降 2—3dB,而对于块交织 (7, 4) 海明码,下降速度高达 5-6dB/分集路径,而块交织 (15, 11) 海明码约有 4.5dB/分集路径的下降率。误码率下降速度提高的原因是因为纠错编码在分集接收的基础上进一步提高了接收质量,使分集接收的效果更加显著。

由此可见,综合应用空间分集和纠错编码技术能够更有效地对抗信道衰落。

4.5 小结

本章从理论到实际,建立起一套从信号产生、编码、调制、衰落、分集接收直至解调、解码的程序组合,运用了各种纠错编码技术和不同路径数的分集接收,得到计算机模拟的信号误码率统计结果并作分析。需要说明的是,为了简单起见,本章的仿真模型作了较多的简化,包括选择了相对简单的纠错编码以及对一些实验参数的简单选取,而在实际应用中,影响信号传输效果的各项因素将远比本文实验复杂得多。

本仿真模型中所用的程序都是模块化的，共用输入输出文件，所以只要修改当中的某些模块就可以方便地完成其它一些方案的计算机模拟。比如要使用其它的纠错编码，只要编写新的编码、解码程序取代原先的 DEGREEE?.CPP 和 DEGREEED?.CPP (“?” 代表数字 0-5) 即可；如果要模拟其它类型的信道，如 Rice、Lognormal 衰落信道等，只需要改写信道模拟程序 DEGREEEC1.CPP；要采用其它分集接收技术，如等增益合并、选择式合并等，只需修改分集合并程序 DEGREE08.CPP；还可以改用 FSK、BPSK 等调制方法，只要替换掉原先的调制/解调程序。总之，这样一套程序模块为今后进一步研究提供了良好的软件基础。

结束语

在 21 世纪的今天, 移动通信已成为发展最快的通信技术之一, 卫星移动通信系统作为地面移动通信系统有效的补充, 必将占有一席之地。由于卫星移动通信本身兼具了卫星通信和移动通信的特点, 使其研究成为了一项既有趣又颇具挑战性的工作。

本文的研究工作从卫星移动通信系统的信道模型入手展开, 对目前被广泛引用的信道模型进行了总结, 并给出了它们建模的基本思路。事实上, 由于多采用中、低轨道星座, 卫星移动通信系统信道模型与地面移动通信系统已十分相似, 如它们的信道中都存在严重的多径和阴影衰落, 于是, 各种在地面系统中行之有效的抗衰落技术均有望在卫星通信中获得应用。本文的研究以此作为突破点, 首先对地面移动通信中有关的技术进行了研究: 在第三章“RAKE 接收机的应用”中, 首先介绍了分集技术的原理、分类及其合并技术, 随后讨论了 RAKE 接收机在 Rayleigh 衰落信道中的误码率性能, 给出了其近似的计算公式和误码率曲线; 在第四章“空间分集和纠错编码的综合应用”中, 介绍了空间分集和纠错编码技术原理, 包括块交织技术。这些技术是地面移动通信中最为常用和成熟的抗衰落技术, 其是否可以在卫星移动通信中取得同样的成功成为本文研究的重点。

受 CDMA 地面蜂窝通信中“软切换”和 RAKE 接收机技术结合的启发, 本文第三章提出了一个多星分集和 RAKE 接收机综合应用的卫星接收机系统模型, 并在不同阴影参数条件下采用二进制正交 FSK 调制, 对最大比合并 RAKE 接收机的性能进行了数值计算, 结果表明, 在卫星移动通信信道中, RAKE 接收机可有效的克服多径衰落, 但不能对抗严重的阴影效应, 而多星分集则可以有效的克服阴影效应, 故这两种技术的综合应用可以有效地降低系统的误码率。本文第四章进一步深入研究了分集技术同纠错编码技术联合使用对抗衰落的效果, 建立了从编解码、调制解调到空间分集的一整套计算机仿真模型, 并进行了数值计算。结果表明, 选择适当的纠错编码, 可以进一步增强分集技术抗衰落的性能。

本文建立的两个模型巧妙地利用了多种抗衰落技术的综合应用, 涉及了 RAKE 接收机、多星分集、空间分集、纠错编码等技术, 其实质上分别是宏分集和微分集技术的结合(第三章模型)和显分集和隐分集技术的结合(第四章模型)。在模型的提出、具体数学模型的建立以及仿真模拟程序的编写等方面, 本研究工作均有一定的创新之处, 可以作为目前相关研究成果的补充。

需要指出的是, 在本文系统模型中并没有包括多普勒频移补偿模块, 由于低轨道卫星绕地球作高速运动, 通信中存在较严重的多普勒效应, 完整的接收机应包括此模块。此外, 本文的实验数据也有待实际系统的检验。进一步的研究工作可以在此基础上继续深入。

参 考 文 献

- [1] W. W. Wu, E. Miller, W. L. Pritchard, R. Pickholtz, "Mobile Satellite Communications", Proceedings of the IEEE, Sep. 1994, vol.82, no.9: 1431-1448.
- [2] R. H. Chen, "Progress in global mobile satellite communication," International Network & Multimedia, Apr. 1999, vol.7: 8-13.
- [3] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link," IEEE Trans. Veh. Technol., Aug. 1985, vol. VT-34, no.3: 122-127.
- [4] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold et al., "The land mobile satellite communication channel—recordings, statistics, and channel model," IEEE Trans. Veh. Technol., May 1991, vol.40, no.2: 375-386.
- [5] G. E. Corazza, F. Vatalaro, "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems," IEEE Trans. Veh. Technol., Aug. 1994, vol.43, no.3: 738-742.
- [6] S. Glisic, J. Talvitie, T. Kumpumaki et al., "Design study for a CDMA-based LEO satellite network: downlink system level parameters", IEEE J. Select. Areas Commun., Dec. 1996, vol.14, no.9: 1796-1807.
- [7] R. D. J. van Nee, H. S. Misser, R. Prasad, "Direct-sequence spread spectrum in a shadowed Rician fading land mobile satellite channel," IEEE J. Select. Areas Commun., Feb. 1992, vol.10, no.2: 350-357.
- [8] Y. A. Chau, J. Sun, "Diversity with distributed decisions combining for direct-sequence CDMA in a shadowed Rician-fading land-mobile satellite channel", IEEE Trans. Veh. Technol. May 1996, vol.45, no.2: 237-247.
- [9] C. Tellambura, A. Mueller, V. Bhargava, "BEP and outage probability for land mobile satellite channel with maximal ratio combining", Electronics Letters, Apr. 1995, vol.31, no.8: 606-608.
- [10] C. Tellambura, A. Mueller, V. Bhargava, "Analysis of m-ary phase-shift keying with diversity reception for land-mobile satellite channels", IEEE Trans. Veh. Technol., Nov. 1997, vol.46, no.4: 910-922.
- [11] D. Liu, C. L. Despins, "A reduced-complexity formulation for DS-SSMA performance evaluation via the characteristic function method", IEEE GLOBECOM, 1995:182-186.
- [12] A. J. Viterbi, CDMA 扩频通信原理, 人民邮电出版社, 1997: 73-172.
- [13] 胡捍英, 邬江兴, 樊昌信, 高斯信道和多径衰落信道中码分多址系统的性能, 西安电子科技大学学报, 1998年2月, 第25卷第1期: 51-56.
- [14] 竺南直, 肖辉, 刘景波, 码分多址移动通信系统, 电子工业出版社, 1999: 3-25.
- [15] T. Ojanpera, R. Prasad, Wideband CDMA for third generation mobile communications, 人民邮电出版社, 2000: 105-198.

- [16] R. Gaudenzi, F. Giannetti, M. Luise, "Advances in satellite CDMA transmission for mobile and personal communications", Proceedings of the IEEE, Jan. 1996, vol.84: 18-39.
- [17] S. G. Glisic, R. Pickholtz, W. Wu, "Issues in CDMA applications for mobile LEO satellite communications", IEEE ISSSTA, 1996, vol.3: 913-919.
- [18] B. R. Vojcic, L. B. Milstein, R. L. Pickholtz, "Performance of DS-CDMA with imperfect power control operating over a low earth orbiting satellite link", IEEE J. Select. Areas Commun., May 1994, vol.12, no.4: 560-567.
- [19] A. M. Monk, L.B. Milstein, "Open loop power error in a land mobile satellite system", IEEE J. Select. Areas Commun., Feb. 1995, vol.13: 205-212.
- [20] R. Lupas, S. Verdu, "Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels", IEEE Trans. Inform. Theory, Jan. 1989: 123-136.
- [21] M. L. Honig, U. Madhow, S. Verdu, "Blind adaptive multiuser detection", IEEE Trans. Inform. Theory, Dec. 1995, vol.42: 944-960.
- [22] P. B. Rapajic, B. Vucetic, "Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems", IEEE J. Select. Areas Commun., May 1994, vol.12: 685-697.
- [23] U. Madhow, M. L. Honig, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA", IEEE Trans. Commun., Dec. 1994, vol.42: 3178-3188.
- [24] K. G. Johanssen, "Code division multiple access versus frequency division multiple access channel capacity in mobile satellite communication," IEEE Trans. Veh. Technol., Feb. 1990, vol.39: 17-26.
- [25] K. S. Gilhousen et al., "Increased capacity using CDMA for mobile satellite communications," IEEE J. Select. Areas Commun., May 1990, vol.8: 503-514.
- [26] 王庭武, 项海格, 移动卫星通信中 CDMA 和 TDMA 系统容量的研究, 通信学报, 1998 年 3 月, 第 19 卷第 3 期: 45-50.
- [27] J. S. Lehnert, M. B. Pursley, "Multipath diversity reception of spread-spectrum multiple-access communications", IEEE Trans. Commun., Nov. 1987, vol. Com-35, no.11: 1189-1198.
- [28] N. Kong, T. Eng, L. B. Milstein, "A selection combining scheme for Rake receivers", IEEE Conf. on Universal Personal Communications, 1995: 426-430.
- [29] R. Gaudenzi, F. Giannetti, "Analysis of an advanced satellite digital audio broadcasting system and complementary terrestrial gap-filler single frequency network", IEEE Trans. Veh. Technol., May 1994, vol.43, no.2: 194-210.
- [30] N. Beaulieu, A. Abu-Dayya, "Analysis of equal gain diversity on Nakagami fading channels," IEEE Trans. Commun., Feb. 1991, vol.39, no2: 225-234.
- [31] D. L. Nuneaker, M. B. Pursley, "Rake reception for a CDMA mobile communication system with multipath fading," IEEE ISSSTA, 1994, vol.1: 98-104.
- [32] W. Zhang, A. C. Kot, K. H. Li, "Performance analysis of a W-CDMA based land mobile communication system with diversity combining over fading channels,"

- IEEE Conf. on Veh. Technol., 1999, vol.1: 156-160.
- [33] U. Fawer, "A coherent spread-spectrum diversity-receiver with AFC for multipath fading channels", IEEE Trans. Commun., Feb./Mar./Apr. 1994, vol.42, no.2/3/4: 1300-1311.
- [34] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi, K. S. Gilhousen, E. Zehavi, "Soft handoff extends CDMA cell coverage and increases reverse link capacity", IEEE J. Select. Areas Commun., Oct. 1994, vol.12, no.8: 1281-1288.
- [35] H. Iwai, T. Shiokawa, Y. Karasawa, "An investigation of space-path hybrid diversity scheme for base station reception in CDMA mobile radio", IEEE J. Select. Areas Commun., Jun. 1994, vol.12, no.5: 962-969.
- [36] G. E. Corazza, R. Gaudenzi, "Probability of Error in the return link of a CDMA mobile satellite system", IEEE Conf. on Veh. Technol., 1996, vol.2: 1293-1297.
- [37] B. R. Vojcic, L. B. Milstein, R. L. Pickholtz, "Downlink DS-SS-SSMA performance over a mobile satellite channel", IEEE Trans. Veh. Technol., Aug. 1996, vol.45, no.3: 551-560.
- [38] Y. Karasawa, K. Kimura, K. Minamisono, "Analysis of availability improvement in LMSS by means of satellite diversity based on three-state propagation channel model", IEEE Trans. Veh. Technol., Nov. 1997, vol.46, no.4: 1047-1056.
- [39] R. Gaudenzi, F. Giannetti, "DS-SS-SSMA satellite diversity reception for personal satellite communication: satellite-to-mobile link performance analysis", IEEE Trans. Veh. Technol., May 1998, vol.47, no.2: 658-672.
- [40] M. Lim, E. Gunawan, D. V. Kishore, "Performance Study for a DS-SS-SSMA-based LEO satellite system-equatorial constellation", IEEE GLOBECOM, 1998, vol.3: 1362-1367.
- [41] G. Femenias, I. Furio, "Dual MRC diversity reception of TCM-MPSK signals over Nakagami fading channels", Electronics Letters, Sep. 1996, vol.32, no.19: 1752-1754.
- [42] G. Femenias, I. Furio, "Dual predetection SC diversity reception of TCM-MPSK signals over Nakagami fading channels", Electronics Letters, Nov. 1996, vol.32, no.24: 2201-2202.
- [43] G. Femenias, I. Furio, "Analysis of switched diversity TCM-MPSK systems on Nakagami fading channels", IEEE Trans. Veh. Technol., Feb. 1997, vol.46, no.1: 102-107.
- [44] S. W. Kim, "A comparison of fading mitigation techniques in frequency-nonselective Rayleigh-fading channels", Proc. MILCOM, 1999: 321~325
- [45] 袁东风, 姚旗, 王承祥, 空间分集接收技术在瑞利衰落信道中的性能研究与仿真, 通信技术, 1999, 105(2): 93~96
- [46] 张乃通, 张中兆, 李英涛, 卫星移动通信系统, 电子工业出版社, 1997: 17-35.
- [47] T. S. Rappaport, Wireless communications principles and practice, Prentice Hall

- Inc., 1996:325~344.
- [48]郭梯云, 杨家玮, 李建东, 数字移动通信, 人民邮电出版社, 1995: 290-369.
- [49]祁玉生, 邵世祥, 现代移动通信系统, 人民邮电出版社, 1999: 211-260.
- [50]龙德浩, 陈志清, 抗干扰理论与方法, 四川科学技术出版社, 1989: 396-426.
- [51]J. G. Proakis, Digital communications, Third Edition, McGraw-Hall Inc., 1995: 777~806.
- [52]A. Shah, A. M. Haimovich, "Performance analysis of optimum combining in wireless communications with Rayleigh fading and cochannel interference", IEEE Trans. Commun., Apr. 1998, vol.46, no.4: 473-479.
- [53]C. Pauw, D. Schilling, "Probability of error for m-ary PSK and DPSK on a Rayleigh fading channel", IEEE Trans. Commun., Jun. 1988, vol.36, no.6: 755-756.
- [54]周平, 赵姚同, 卫星移动通信 RAKE 接收机误码率性能分析, 无线电通信技术, 录用
- [55]归邵升, 纠错编码技术和应用, 上海交通大学出版社, 1988: 24-59.
- [56]周平, 王玮, 赵姚同, 编码和分集技术在瑞利信道中的综合应用, 通信技术, 录用.

附 录

程序[1]: DEGREE. H

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#define E 1
#define M 1
#define N 10
#define PI 3.1415926
#define segma 0.333333
#define RSEGMA 1
#define SEQ 7
#define DN 5
#define ON 4
#define SEGMENT 1000
#define BLOCK 10
```

程序[2] : DEGREE01. CPP

```
#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs;
fs=fopen("seqor.txt","w");
randomize();
for(int j=0;j<SEGMENT;j++)
for(int i=0;i<ON;i++)
{
if(i||j) fprintf(fs,"\n");
fprintf(fs,"%d",(rand()>32767/2)?1:0);
}
fclose(fs);
}
```

程序[3-1] : DEGREEE0. CPP

```
#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs,*fd;
int cur;
int temp;
fs=fopen("seqor.txt","r");
fd=fopen("seqec.txt","w");
temp=0;
while(!feof(fs))
{
if(temp) fprintf(fd,"\n");
fscanf(fs,"%d",&cur);
fprintf(fd,"%d",cur);
temp=1;
}
```

```
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}
```

程序[3-2] : DEGREEE2. CPP

```
#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs,*fd;
int origin[ON*2],temp=0,sum;
fs=fopen("seqor.txt","r");
fd=fopen("seqec.txt","w");
while(!feof(fs))
{
sum=0;
for(int i=0;i<ON;i++)
{
fscanf(fs,"%d",&origin[i]);
sum=sum+origin[i];
}
if(sum%2)
for(i=0;i<ON;i++)
origin[ON+i]=origin[i];
else
for(i=0;i<ON;i++)
origin[ON+i]=1-origin[i];
for(i=0;i<ON*2;i++)
{
if(i||temp) fprintf(fd,"\n");
fprintf(fd,"%d",origin[i]);
}
temp=1;
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}
```

程序[3-3] : DEGREEE1. CPP

```
#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs,*fd;
int origin[SEQ],temp=0;
fs=fopen("seqor.txt","r");
fd=fopen("seqec.txt","w");
while(!feof(fs))
{
for(int i=0;i<ON;i++)
fscanf(fs,"%d",&origin[i]);
}
```

```

origin[ON]=(origin[0]+origin[1]+origin[2])%
2;

origin[ON+1]=(origin[0]+origin[1]+origin[3])
%2;

origin[ON+2]=(origin[0]+origin[2]+origin[3])
%2;
    for(i=0;i<SEQ;i++)
    {
        if(i||temp) fprintf(fd,"\n");
        fprintf(fd,"%d",origin[i]);
    }
    temp=1;
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序 [3-4] : DEGREEE4. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
    FILE *fs,*fd;
    int
    origin[ON*2],leaver[BLOCK][ON*2],temp=0
    ,sum;
    fs=fopen("seqor.txt","r");
    fd=fopen("seqec.txt","w");
    while(!feof(fs))
    {
        for(int j=0;j<BLOCK;j++)
        {
            sum=0;
            for(int i=0;i<ON;i++)
            {
                fscanf(fs,"%d",&origin[i]);
                sum=sum+origin[i];
            }
            if(sum%2)
                for(i=0;i<ON;i++)
                    origin[ON+i]=origin[i];
            else
                for(i=0;i<ON;i++)
                    origin[ON+i]=1-origin[i];
            for(i=0;i<ON*2;i++)
                leaver[j][i]=origin[i];
        }
        for(int i=0;i<ON*2;i++)
            for(j=0;j<BLOCK;j++)
            {
                if(temp) fprintf(fd,"\n");
                fprintf(fd,"%d",leaver[j][i]);
                temp=1;
            }
    }
}

```

```

}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序 [3-5] : DEGREEE3. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
    FILE *fs,*fd;
    int
    origin[SEQ],leaver[BLOCK][SEQ],temp=0;
    fs=fopen("seqor.txt","r");
    fd=fopen("seqec.txt","w");
    while(!feof(fs))
    {
        for(int j=0;j<BLOCK;j++)
        {
            for(int i=0;i<ON;i++)
                fscanf(fs,"%d",&origin[i]);

            origin[ON]=(origin[0]+origin[1]+origin[2])%
            2;

            origin[ON+1]=(origin[0]+origin[1]+origin[3])
            %2;

            origin[ON+2]=(origin[0]+origin[2]+origin[3])
            %2;
            for(i=0;i<SEQ;i++)
                leaver[j][i]=origin[i];
        }
        for(int i=0;i<SEQ;i++)
            for(j=0;j<BLOCK;j++)
            {
                if(temp) fprintf(fd,"\n");
                fprintf(fd,"%d",leaver[j][i]);
                temp=1;
            }
    }
    fclose(fs);
    fclose(fd);
}

```

程序 [3-6] : DEGREEE5. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
    FILE *fs,*fd;
    int
    origin[SEQ],leaver[BLOCK][SEQ],temp=0;
    fs=fopen("seqor.txt","r");
    fd=fopen("seqec.txt","w");
    while(!feof(fs))

```

```

{
for(int j=0;j<BLOCK;j++)
{
for(int i=0;i<ON;i++)
fscanf(fs,"%d",&origin[i]);

origin[SEQ-1]=(origin[4]+origin[5]+origin[6]
+origin[7]+origin[8]+origin[9]+origin[10])%2
;

origin[SEQ-2]=(origin[1]+origin[2]+origin[3]
+origin[7]+origin[8]+origin[9]+origin[10])%2
;

origin[SEQ-3]=(origin[0]+origin[2]+origin[3]
+origin[5]+origin[6]+origin[9]+origin[10])%2
;

origin[SEQ-4]=(origin[0]+origin[1]+origin[3]
+origin[4]+origin[6]+origin[8]+origin[10])%2
;

for(i=0;i<SEQ;i++)
leaver[j][i]=origin[i];
}
for(int i=0;i<SEQ;i++)
for(j=0;j<BLOCK;j++)
{
if(temp) fprintf(fd,"\n");
fprintf(fd,"%d",leaver[j][i]);
temp=1;
}
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序 [4] : DEGREE02. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs,*fd;
float s[2][N];
int bit,prior,temp;
for(int i=0;i<N;i++)
{
s[0][i]=E*sin(2*PI*M/N*i);
s[1][i]=-s[0][i];
}
fs=fopen("seqec.txt","r");
fd=fopen("seqmd.txt","w");
prior=0;
temp=0;
while(!feof(fs))
{
fscanf(fs,"%d",&bit);
if(bit==0)

```

```

{
for(i=0;i<N;i++)
{
if((i==0)&&(temp!=0)) fprintf(fd,"\n");
fprintf(fd,"%f",s[1-prior][i]);
if(i!=N-1) fprintf(fd,"\n");
}
prior=1-prior;
}
else
for(i=0;i<N;i++)
{
if((i==0)&&(temp!=0)) fprintf(fd,"\n");
fprintf(fd,"%f",s[prior][i]);
if(i!=N-1) fprintf(fd,"\n");
}
temp=1;
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序 [5] : DEGREEC1. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs,*fd[DN];
char *filename;
float cur,r[3];
int temp;
randomize();
fs=fopen("seqmd.txt","r");
filename="Seqchxx.txt";
for(int i=0;i<DN;i++)
{
filename[6]='0'+i;
fd[i]=fopen(filename,"w");
}
temp=0;
while(!feof(fs))
{
fscanf(fs,"%f",&cur);
for(int i=0;i<DN;i++)
{
if(temp) fprintf(fd[i],"\n");
for(int j=0;j<3;j++)
{
r[j]=rand()/32767.0;
if(r[j]<0.000001) r[j]=0.000001;
}
fprintf(fd[i],"%f",sqrt(-2*RSEGMA*RSEGM
A*log(r[0]))*cur+sqrt(-2*segma*segma*log(r
[1]))*cos(2*PI*r[2]));
}
temp=1;
}

```

```

    }
    fclose(fs);
    for(i=0;i<DN;i++)
        fclose(fd[i]);
}

```

程序 [6] : DEGREE08. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
    FILE *fs[DN],*fd;
    float sum,cur;
    int temp,op;
    char *filename;
    filename="Seqchxx.txt";
    for(int i=0;i<DN;i++)
    {
        filename[6]='0'+i;
        fs[i]=fopen(filename,"r");
    }
    fd=fopen("seqrc.txt","w");
    temp=0;
    while(!feof(fs[0]))
    {
        if(temp) fprintf(fd,"\n");
        sum=0.0;
        for(int i=0;i<DN;i++)
        {
            fscanf(fs[i],"%f",&cur);
            op=(cur>0)?1:(-1);
            sum=sum+op*pow(cur,2);
        }
        op=(sum>0)?1:-1;
        fprintf(fd,"%f",op*sqrt(abs(sum))/DN);
        temp=1;
    }
    for(i=0;i<DN;i++)
        fclose(fs[i]);
    fclose(fd);
}

```

程序 [7] : DEGREE03. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
    FILE *fs,*fd;
    float prior[N],value[N];
    int temp=0;
    fs=fopen("seqrc.txt","r");
    fd=fopen("seq2dm.txt","w");
    for(int i=0;i<N;i++)
        prior[i]=E*sin(2*PI*M/N*i);
    while(!feof(fs))
    {

```

```

        for(i=0;i<N;i++)
        {
            if((i==0)&&(temp!=0)) fprintf(fd,"\n");
            fscanf(fs,"%f",&value[i]);
            fprintf(fd,"%f",prior[i]*value[i]);
            if(i!=N-1) fprintf(fd,"\n");
            prior[i]=value[i];
        }
        temp=1;
    }
    fclose(fs);
    fclose(fd);
}

```

程序 [8] : DEGREE06. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
    FILE *fs,*fd;
    fs=fopen("seq2dm.txt","r");
    fd=fopen("seqdm.txt","w");
    float value,sum;
    int temp=0;
    while(!feof(fs))
    {
        sum=0.0;
        for(int i=0;i<N;i++)
        {
            if((i==0)&&(temp!=0)) fprintf(fd,"\n");
            fscanf(fs,"%f",&value);
            if((i==N/3)||(i==2*N/3))
                sum=sum+value;
        }
        fprintf(fd,"%d",(sum/2.0>0)?1:0);
        temp=1;
    }
    fclose(fs);
    fclose(fd);
}

```

程序 [9-1] : DEGREE0. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
    FILE *fs,*fd;
    int cur;
    int temp;
    fs=fopen("seqdm.txt","r");
    fd=fopen("seqdc.txt","w");
    temp=0;
    while(!feof(fs))
    {
        if(temp) fprintf(fd,"\n");
        fscanf(fs,"%d",&cur);

```

```

    fprintf(fd,"%d",cur);
    temp=1;
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序[9-2] : DEGREED2. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs,*fd;
int
cur[ON*2],guard[ON],temp=0,sum,pos,one,zero;
fs=fopen("seqdm.txt","r");
fd=fopen("seqdc.txt","w");
while(!feof(fs))
{
sum=0;
for(int i=0;i<ON*2;i++)
{
fscanf(fs,"%d",&cur[i]);
if(i<ON) sum=sum+cur[i];
}
for(i=0;i<ON;i++)
{
guard[i]=(cur[i]+cur[ON+i])%2;
if(!(sum%2)) guard[i]=1-guard[i];
}
one=0;
zero=0;
for(i=0;i<ON;i++)
{
if(guard[i])
{
pos=i;
one++;
}
else
{
pos=i;
zero++;
}
}
if(zero==1) cur[pos]=1-cur[pos];
for(i=0;i<ON;i++)
{
if(i||temp) fprintf(fd,"\n");
fprintf(fd,"%d",cur[i]);
}
temp=1;
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序[9-3] : DEGREED1. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs,*fd;
int
cur[SEQ],guard[SEQ-ON],temp=0,guardvalue;
fs=fopen("seqdm.txt","r");
fd=fopen("seqdc.txt","w");
while(!feof(fs))
{
for(int i=0;i<SEQ;i++)
fscanf(fs,"%d",&cur[i]);
guard[0]=(cur[0]+cur[1]+cur[2]+cur[4])%2;
guard[1]=(cur[0]+cur[1]+cur[3]+cur[5])%2;
guard[2]=(cur[0]+cur[2]+cur[3]+cur[6])%2;

guardvalue=4*guard[0]+2*guard[1]+guard[2];
switch(guardvalue)
{
case 0:break;
case 1:cur[6]=1-cur[6];break;
case 2:cur[5]=1-cur[5];break;
case 4:cur[4]=1-cur[4];break;
case 3:cur[3]=1-cur[3];break;
case 5:cur[2]=1-cur[2];break;
case 6:cur[1]=1-cur[1];break;
case 7:cur[0]=1-cur[0];break;
}
for(i=0;i<ON;i++)
{
if(i||temp) fprintf(fd,"\n");
fprintf(fd,"%d",cur[i]);
}
temp=1;
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序[9-4] : DEGREED4. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
FILE *fs,*fd;
int
cur[ON*2],guard[ON],leaver[BLOCK][ON*2],temp=0,sum,pos,one,zero;
fs=fopen("seqdm.txt","r");
fd=fopen("seqdc.txt","w");
while(!feof(fs))
{

```



```

for(int i=0;i<ON*2;i++)
  for(int j=0;j<BLOCK;j++)
    fscanf(fs,"%d",&leaver[j][i]);
sum=0;
for(j=0;j<BLOCK;j++)
{
  for(int i=0;i<ON*2;i++)
  {
    cur[i]=leaver[j][i];
    if(i<ON) sum=sum+cur[i];
  }
  for(i=0;i<ON;i++)
  {
    guard[i]=(cur[i]+cur[ON+i])%2;
    if(!(sum%2)) guard[i]=1-guard[i];
  }
  one=0;
  zero=0;
  for(i=0;i<ON;i++)
  {
    if(guard[i])
    {
      pos=i;
      one++;
    }
    else
    {
      pos=i;
      zero++;
    }
  }
  if(zero==1) cur[pos]=1-cur[pos];
  for(i=0;i<ON;i++)
  {
    if(temp) fprintf(fd,"\n");
    fprintf(fd,"%d",cur[i]);
    temp=1;
  }
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序 [9-5] : DEGREED3. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
  FILE *fs,*fd;
  int
  cur[SEQ],guard[SEQ-ON],leaver[BLOCK][S
EQ],temp=0,guardvalue;
  fs=fopen("seqdm.txt","r");
  fd=fopen("seqdc.txt","w");
  while(!feof(fs))
  {

```

```

for(int i=0;i<SEQ;i++)
  for(int j=0;j<BLOCK;j++)
    fscanf(fs,"%d",&leaver[j][i]);
for(j=0;j<BLOCK;j++)
{
  for(int i=0;i<SEQ;i++)
    cur[i]=leaver[j][i];

  guard[0]=(cur[0]+cur[1]+cur[2]+cur[4])%2;
  guard[1]=(cur[0]+cur[1]+cur[3]+cur[5])%2;
  guard[2]=(cur[0]+cur[2]+cur[3]+cur[6])%2;

  guardvalue=4*guard[0]+2*guard[1]+guard[2];
  switch(guardvalue)
  {
    case 0:break;
    case 1:cur[6]=1-cur[6];break;
    case 2:cur[5]=1-cur[5];break;
    case 4:cur[4]=1-cur[4];break;
    case 3:cur[3]=1-cur[3];break;
    case 5:cur[2]=1-cur[2];break;
    case 6:cur[1]=1-cur[1];break;
    case 7:cur[0]=1-cur[0];break;
  }
  for(i=0;i<ON;i++)
  {
    if(temp) fprintf(fd,"\n");
    fprintf(fd,"%d",cur[i]);
    temp=1;
  }
}
fclose(fs);
fclose(fd);
}

```

程序 [9-6] : DEGREED5. CPP

```

#include <degree.h>
#define ONN 11
#define SEQQ 15

void main()
{
  FILE *fs,*fd;
  int
  cur[SEQQ],guard[SEQQ-ONN],leaver[BLOC
K][SEQQ],temp=0,guardvalue;
  fs=fopen("seqdm.txt","r");
  fd=fopen("seqdc.txt","w");
  while(!feof(fs))
  {
    for(int i=0;i<SEQQ;i++)
      for(int j=0;j<BLOCK;j++)
        fscanf(fs,"%d",&leaver[j][i]);
    for(j=0;j<BLOCK;j++)

```

```

    {
    for(int i=0;i<SEQQ;i++)
        cur[i]=leaver[j][i];

    guard[0]=(cur[4]+cur[5]+cur[6]+cur[7]+cur[8]
    ]+cur[9]+cur[10]+cur[14])%2;

    guard[1]=(cur[1]+cur[2]+cur[3]+cur[7]+cur[8]
    ]+cur[9]+cur[10]+cur[13])%2;

    guard[2]=(cur[0]+cur[2]+cur[3]+cur[5]+cur[6]
    ]+cur[9]+cur[10]+cur[12])%2;

    guard[3]=(cur[0]+cur[1]+cur[3]+cur[4]+cur[6]
    ]+cur[8]+cur[10]+cur[11])%2;

    guardvalue=8*guard[0]+4*guard[1]+2*guard[
    2]+guard[3];
    switch(guardvalue)
    {
    case 0:break;
    case 1:cur[11]=1-cur[11];break;
    case 2:cur[12]=1-cur[12];break;
    case 3:cur[0]=1-cur[0];break;
    case 4:cur[13]=1-cur[13];break;
    case 5:cur[1]=1-cur[1];break;
    case 6:cur[2]=1-cur[2];break;
    case 7:cur[3]=1-cur[3];break;
    case 8:cur[14]=1-cur[14];break;
    case 9:cur[4]=1-cur[4];break;
    case 10:cur[5]=1-cur[5];break;
    case 11:cur[6]=1-cur[6];break;
    case 12:cur[7]=1-cur[7];break;
    case 13:cur[8]=1-cur[8];break;
    case 14:cur[9]=1-cur[9];break;
    case 15:cur[10]=1-cur[10];break;
    }
    for(i=0;i<ONN;i++)
    {
    if(temp) fprintf(fd,"\n");
    fprintf(fd,"%d",cur[i]);
    temp=1;
    }
    }
    fclose(fs);
    fclose(fd);
}

```

```

fs1=fopen("seqor.txt","r");
fs2=fopen("seqdc.txt","r");
fd=fopen("seqck.txt","w");
while(!feof(fs1))
{
    fscanf(fs1,"%d",&cur1);
    fscanf(fs2,"%d",&cur2);
    if(cur1!=cur2)
    {
        err++;
        if(prior) cerr++;
        prior=1;
    }
    else
        prior=0;
    tot++;
}
fprintf(fd,"ERROR RATE:
%6.4f %",100*err/tot);
fprintf(fd,"\n\nCONTINUOUS ERROR
RATE: %6.4f
%",(err==0)?0.0000:(100*cerr/err));
clrscr();
printf("\nERROR RATE: %6.4f
%",100*err/tot);
printf("\n\nCONTINUOUS ERROR RATE:
%6.4f %",(err==0)?0.0000:(100*cerr/err));
fclose(fs1);
fclose(fs2);
fclose(fd);
}

```

程序 [10] : DEGREECK. CPP

```

#include <degree.h>

void main()
{
    FILE *fs1,*fs2,*fd;
    int cur1,cur2,prior=0;
    float err=0.0,tot=0.0,cerr=0.0;

```

致 谢

首先,我要衷心地感谢我的导师赵姚同教授,感谢他在这两年半来对我在学习和研究工作中的悉心指导。赵老师渊博的专业知识和对最新科研动态的前瞻能力,使我得以从他那里不断地汲取养分,并取得了一定的研究成果。赵老师踏实、严谨的治学态度和一丝不苟的工作精神也在潜移默化中影响着我,将使我终身受益。

这里我还要特别感谢卫星通信研究所的蔡国祥、张新明、张伟川、吴震华等老师,没有他们这几年的热情帮助,我不可能全身心地投入到学习和研究工作中去。

最后,我要感谢我的父母,感谢他们二十多年来对我在生活上的关怀和照料,更感谢他们培养了我坚持不懈的个性和乐观向上的生活态度,使我在人生的旅途中迈出了坚实的每一步。

感谢所有关心和帮助过我的人们!

攻读硕士学位期间发表的论文

1. 周平, 赵姚同, 卫星移动通信 RAKE 接收机误码率性能分析, 无线电通信技术, 录用
2. 周平, 王玮, 赵姚同, 编码和分集技术在瑞利信道中的综合应用, 通信技术, 录用