

# 最大比宏分集下的 CDMA 系统反向容量分析

代 琳, 周世东, 姚 彦

(清华大学微波与数字通信国家重点实验室, 北京 100084)

**摘 要:** 本文综合考虑快衰落, 阴影衰落和路径衰减的影响, 建立了最大比宏分集下 CDMA 系统反向信道分析模型并推导出了中断率(outage probability)表达式. 数值结果表明, 采用宏分集后反向容量随参与宏分集基站数的增加而大大提高了, 而且移动台的反向性能和其位置有关, 在小区边界处性能最佳.

**关键词:** 最大比合并; 宏分集; 反向容量; CDMA

**中图分类号:** TN929 **文献标识码:** A **文章编号:** 03722112 (2003) 07102204

## Effect of MRC2Based Macrodiversity on CDMA Reverse2Link Capacity

DAI Lin, ZHOU Shi2dong, YAO Yan

( State Key Lab on Microwave & Digital Communicati ons, Tsinghua University, Beijing 100084, China )

**Abstract:** In this paper, we present a performance analysis based on an analytical model on CDMA reverse link with MRC (maximum ratio combining)2based macrodiversity and derive the exact outage probability expression. Both fast fading and log2normal shadowing fading are considered. The numerical results show that with MRC2based macrodiversity the reverse2link capacity can be in2creased greatly and the best performance can be achieved on the cell boundary.

**Key words:** MRC; macrodiversity; reverse2link capacity; CDMA

### 1 引言

宏分集可有效地克服大尺度衰落的影响. 在 CDMA 系统中, 移动台同时与两个或两个以上的基站联系可获得宏分集增益. 在已有的文献中, 宏分集往往被视作提高小区边界处信号质量的一种方式, 一般采用选择性宏分集, 即从一组接收信号中选择一个信号质量最好的. 选择性宏分集已被广泛应用于实际系统如 IS95 中, 通常被称为软切换.

很多文献研究了采用选择性宏分集后 CDMA 系统的反向性能<sup>[1,2]</sup>. 和硬切换相比, 软切换可大大改善信号质量, 提高反向容量. 但实际上, 选择性合并虽然易于实现, 但其性能却劣于最大比合并<sup>[3,4]</sup>. 在噪声受限的情况下, 最大比合并才是最佳合并方式. 因此有必要研究最大比合并的宏分集下的反向性能.

文献[5,6]研究了最大比宏分集对 CDMA 系统反向容量的影响. 其中 S. V. Hanly 在文[5]中理想地假设移动台发出的信号可被均匀分布于系统内的所有接收天线联合检测译码, 从而从数学上推导了最大比宏分集下的反向用户容量极限, 文献[6]一方面对文[5]的结论给出了更加简化的证明, 另一方面则建立仿真模型说明最大比宏分集下的反向用户容量优于选择性宏分集下的反向用户容量. 然而, 文献[5]仅仅给出

了反向用户容量的上界, 其理想假设与实际系统相差甚远, 并非实际意义上的反向容量, 文献[6]的分析则是基于三基站的仿真模型而非分析模型, 且未考虑快衰落的影响. 因此最大比宏分集下反向用户容量的分析模型仍是需要研究的问题.

本文提出了最大比宏分集下 CDMA 系统反向信道分析模型, 并推导出了中断率公式. 我们综合考虑了快衰落, 阴影衰落和路径衰减, 得到了阴影瑞利和阴影莱斯两种信道衰落模型下的反向用户容量, 并分析了参与宏分集基站数目, 移动台位置, 衰落参数等对于中断率的影响. 数值结果表明, 最大比宏分集下的反向用户容量是随参与宏分集的基站数目的增加而大大增加的. 在分析容量提高原因的基础上我们进一步发现, 与无宏分集系统不同的是, 此时移动台的性能是与其在小区内所处位置有关的, 越靠近边界则性能越好.

### 2 系统模型和公式推导

假设系统内共 L 个基站均采用单天线发送, K 个移动台在各小区内均匀分布. 任一移动台在任意位置均同时与邻近的  $H(H-1)$  个基站(称该 H 个基站为该移动台的宏分集基站组)保持联系. 基站采用匹配滤波器接收, 最大比合并. 考虑话音激活, 考虑快衰落(服从瑞利或莱斯分布), 阴影衰落(服从对数正态分布)和路径衰减, 不考虑背景噪声的影响, 同时假

设信道是非频率选择性的, 即不考虑多径的影响. 假设采用理想的功率控制, 使得各移动台发出的信号经过其对应宏分集基站组接收合并后的功率均相等, 为  $P_c$ .

则第 0 个用户对应的宏分集基站组的接收信号为

$$X(t) = \sum_{i=0}^{K-1} 7_i \sqrt{P} S_i(t) C_i + n(t) \quad (1)$$

其中:  $K$  表示总用户数;  $7_i$  表示第  $i$  个用户的话音激活变量, 服从均值为  $K$  的伯努利分布;  $P_i$  表示第  $i$  个用户的发送功率;  $C_i$  表示第  $i$  个用户到第 0 个用户对应的宏分集基站组的信道增益, 是一个  $H$  维矢量, 即  $C_i = (C_{i,0}, C_{i,1}, \dots, C_{i,H-1})^T$ ;  $S_i(t)$  表示经传输时延后第  $i$  个用户的扩频信息序列, 是一个  $H \times H$  维对角阵, 对角线上元素为  $s_{i,j}(t) = b_i \left[ \delta \left( t - \frac{S_{i,j}}{T} \right) \right] c_i(t - S_{i,j})$ ,  $j = 0, 1, \dots, H-1$ . 其中  $b_i(\#)$  表示第  $i$  个用户的发送符号,  $T$  为符号周期,  $c_i(\#)$  表示第  $i$  个用户的扩频码,  $S_{i,j}$  为用户  $i$  发出的信号到达基站  $j$  的传输时延;  $n(t)$  表示高斯白噪声.

需要说明的是,  $G = (C_{i,0}, C_{i,1}, \dots, C_{i,H-1})^T$ , 其中  $C_{i,j} = \sqrt{r_{i,j}} \# B_{i,j}$ ,  $j = 0, 1, \dots, H-1$ ,  $r_{i,j}$  为第  $i$  个用户到第 0 个用户对应的宏分集基站组中第  $j$  个基站的距离,  $A$  为路径衰减因子,  $B_{i,j}$  为复随机变量, 其幅度值表征了快衰落和阴影衰落的影响, 即  $|B_{i,j}|$  服从瑞利或莱斯分布, 且  $E\{|B_{i,j}|^2\}$  服从对数正态分布<sup>[9]</sup>.

解扩后的接收信号矢量为:

$$Y(1) = (Y_0(1), Y_1(1), \dots, Y_{H-1}(1)), \quad (2)$$

其中:  $Y_j(1) = \int_{t_1}^{t_2} c_0(t - S_{0,j}) X_j(t) dt = E_j(1) + \sum_{i=1}^{K-1} 7_i I_{ij}(1) + n_{Tj}(1)$ ,  $j = 0, 1, \dots, H-1$ ;  $t_{1j} = (1-1)T - S_{0,j}$ ;  $t_{2j} = 1T - S_{0,j}$ ;  
 $E_j(1) = \int_{t_1}^{t_2} \sqrt{P_0} b_0 \left[ \delta \left( t - \frac{S_{0,j}}{T} \right) \right] c_0(t - S_{0,j}) c_0(t - S_{0,j}) C_{0,j} dt$ ;  
 $I_{ij}(1) = \int_{t_1}^{t_2} \sqrt{P_i} b_i \left[ \delta \left( t - \frac{S_{i,j}}{T} \right) \right] c_i(t - S_{i,j}) c_0(t - S_{0,j}) C_{i,j} dt$ .

进行最大比合并后得到:

$$z(1) = C_0^H Y(1) = N \sqrt{P_0} b_0(1) C_0^H C_0 + \sum_{i=1}^{K-1} 7_i C_0^H I_i(1) + C_0^H n_T(1) = z_0(1) + z_1(1) + z_2(1) \quad (3)$$

其中  $N$  表示扩频比,  $I_i(1) = (I_{i0}(1), I_{i1}(1), \dots, I_{iH-1}(1))^T$ .

易知,  $\text{Var}(z_0(1)) = N^2 P_0 + C_0^H C_0 + 2$ ,  $\text{Var}(z_1(1)) = N \sum_{i=1}^{K-1} 7_i P_i + C_0^H C_i + 2$ , 式中  $+x+x = \sqrt{|x_0|^2 + |x_1|^2 + \dots + |x_{n-1}|^2}$ ,

其中  $x = (x_0, x_1, \dots, x_{n-1})^T$ ,  $n \setminus 1$ .

忽略热噪声, 得到用户 0 的每比特能干比为

$$\frac{E_b}{N_0 + I_0} \sim \frac{E_b}{I_0} = \frac{N^2 P_0 + C_0^H C_0 + 2}{N \sum_{i=1}^{K-1} 7_i P_i + C_0^H C_i + 2} \quad (4)$$

根据功放方案可知,

$$\frac{P_0}{P_i} = \frac{P_c / + C_0 + 2}{P_c / + C_i + 2} = \frac{C_i + 2}{C_0 + 2} \quad (5)$$

其中  $C_i$  表示第  $i$  个用户到其对应的宏分集基站组的信道增

益矢量.

将式(5)带入式(4)得

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{N^2 P_0 + C_0^H C_0 + 2}{N \sum_{i=1}^{K-1} 7_i P_i + C_0^H C_i + 2} = \frac{N}{\sum_{i=1}^{K-1} 7_i \frac{C_0^H C_i + 2}{C_0 + 2 + C_i + 2}} \quad (6)$$

设  $D$  为需要达到的  $E_b/I_0$  值, 则可知中断率为

$$P_{out} = P_r \left[ \frac{E_b}{I_0} < D \right] = P_r \left[ I > \frac{N}{D} \right]$$

其中  $I = \sum_{i=1}^{K-1} 7_i \frac{C_0^H C_i + 2}{C_0 + 2 + C_i + 2}$ .

我们知道, 对于干扰用户而言, 当其对应的宏分集基站组与用户 0 的宏分集基站组相同时造成的干扰最大, 这部分用户数目不大, 却直接决定着整个干扰值, 有必要将其与其他干扰用户分开来考虑. 设  $K_0$  为与第 0 个用户对应相同的宏分集基站组的用户数,  $S$  为这些用户分布的区域, 则当  $H$  分别为 2, 3, 4 时, 其对应的  $S$  如图 1 所示. 图中位于  $S_{H=4}$  中靠近 BS1 和 BS3 的颜色较深区域中的干扰用户与用户 0 对应的宏分集基站组并不完全相同, 但由于干扰用户到二者的信道增益矢量四维中只有一维不同, 且差别很小, 因而可以近似认为这些干扰用户和用户 0 对应的宏分集基站组相同.

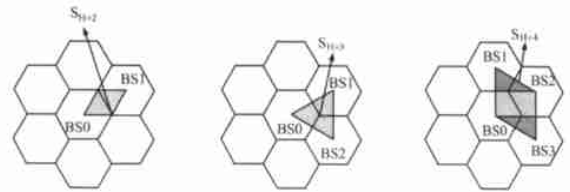


图 1 参与宏分集基站数分别为 2, 3, 4 时对应的  $S$

设  $S_p$  为每小区面积,  $K_p$  为每小区用户数. 则由图 1 易知, 当  $H = 2, 3, 4$  时, 对应的  $S$  面积分别为  $S_p/3, S_p/2, S_p$ . 因此可知对应的  $K_0$  分别为  $K_p/3, K_p/2, K_p$ . 同时  $K = LK_p$ , 其中  $L$  为总基站数.

将干扰  $I$  重新写成  $I = I_1 + I_2 = \sum_{i=1}^{K_0-1} B_i + \sum_{i=K_0}^{K-1} 7_i N_i$ , 其中  $B_i = 7_i \frac{C_0^H C_i + 2}{C_0 + 2 + C_i + 2}$ ,  $N_i = \frac{C_0^H C_i + 2}{C_0 + 2 + C_i + 2}$ . 可看出当  $H = 1$  时,  $I_1$  和  $I_2$  实际上即分别为小区内干扰和小区外干扰.

当总用户数  $K$  很大时,  $I_2$  可近似为一高斯变量, 其均值  $L_2 = (K - K_0) \# E(7_i N_i) = (K - K_0) K L_N$  方差为

$$R_2^2 = (K - K_0) \# \text{Var}(7_i N_i) = (K - K_0) [K(L_N^2 + R_N^2) - K^2 L_N^2]$$

其中  $L_N$  为变量  $N_i$  的均值,  $R_N^2$  为变量的  $N_i$  方差. 但对于  $I_1$  而言, 有时  $K_0$  并不是足够大可以将之近似为高斯分布, 尤其在  $H = 2$  时. 因此, 利用特征函数求出  $I_1$  的分布, 具体见附录.

最后, 若计算得到  $I_1$  的分布为  $P(I_1 = i) = p_i$ ,  $i = 0, 1, \dots, K_0 - 1$ , 则  $P_{out} = \sum_{i=0}^{K_0-1} p_i \# Q \left[ \frac{N/D - i - L_1}{R_2} \right]$ , 其中  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$ .

### 3 数值讨论

考虑采用三层模型,即共考虑  $L=37$  个小区.设扩频比  $N=127$ , 阴影衰落变量均值为 0, 标准差  $R_s=8\text{dB}$ , 距离衰减因子  $A=4$  或 3, 话音激活因子  $K=0.375$ . 如文献 [7] 所提到的, 当  $E_b/I_0 > 7\text{dB}$  时误码率  $\text{BER} < 10^{-3}$ , 满足性能要求, 因此假设  $R$  为 7dB.

图 2 和 3 分别给出了在阴影瑞利和阴影莱斯衰落环境下

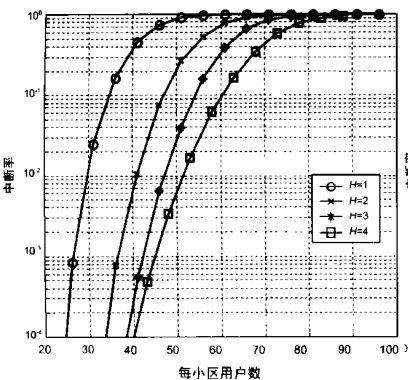


图 2 阴影瑞利衰落下 A 为 4 时反向容量随 H 的变化

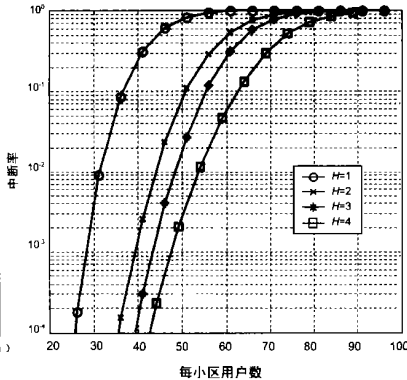


图 3 阴影莱斯衰落下 A 为 4, 莱斯因子为 4 时反向容量随 H 的变化

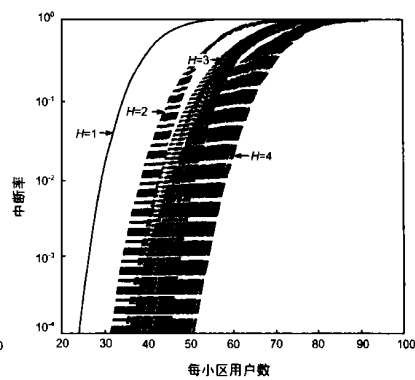


图 4 阴影瑞利衰落下反向容量曲线簇

我们知道,采用最大比宏分集后,由于各接收基站分布于各处,这时的信道增益不再是标量而是矢量,且其各维均是独立的,具有不同的幅度和相位值.因此,对于两个具有相同的宏分集基站组的移动台而言,理想功率控制只能保证其对应的接收信号的功率相等,具体的接收信号矢量仍是不同的.这会产生两方面的影响.首先,对于干扰用户而言,即使其与用户 0 的宏分集基站组相同,他们对应的接收信号矢量的各分量间仍然存在着幅度差和相位差,这便使得信号之间的相关性大大降低了,从而抑制了系统内的干扰.与此对比的是无宏分集情况,此时基站接收信号是标量,因此无法利用干扰用户与有用用户之间的相位差,同时理想功率控制也使得两者对应的接收信号之间不存在幅度差,因此性能远远差于最大比宏分集.从另一个角度来看,采用最大比宏分集后信号空间维数由一维增加至二维,等价于扩频码在时间和空间上的二维扩张,因此解扩增益提高了,系统干扰亦随之降低.其次,对于用户 0 而言,当其位置变化时,其对应的接收信号矢量也随之变化,从而导致接收信干比发生变化.因此采用最大比宏分集后接收性能与用户 0 在 S 内的位置有关,算得的中断率与每小区用户数的对应曲线应是一簇,上面所画出的曲线只是 S 内的平均性能曲线.图 4 给出了阴影瑞利衰落下中断率与每小区用户数的性能曲线簇.

为了研究中断率与移动台位置之间的关系,我们画出了当  $H=2$  时中断率随移动台在 S 内位置分布的变化曲线,如图 5 所示.从图中可看出,靠近基站处的中断率大于边界处.这也表明此时边界处的性能要优于靠近基站处.实际上我们知道,由于采用最大比合并方式,宏分集基站组中所有的基站的接收信号均被最优结合起来,越靠近某一基站,其他基站对

中断率和每小区用户数的对应曲线.从图中可看出,不论在何种衰落下采用最大比宏分集后都可大大提高反向容量.举例而言,在图 2 中对应于中断率为  $10^{-2}$ , 每小区用户数从无宏分集 ( $H=1$ ) 时的 30 上升为两基站宏分集 ( $H=2$ ) 时的 41, 增加了 37%. 若采用 3 基站或 4 基站宏分集,容量还可进一步提高.不过随着 H 的增加,对容量的改善也越来越小.这表明反向容量随 H 的增长是收敛的.

该移动台的接收性能的改善就越少,而在边界处可最充分的利用多基站接收的优势,因此边界处的性能最佳.  $H=3$  和 4 时得到的结论与上面一致,由于篇幅的关系在此不再列出.

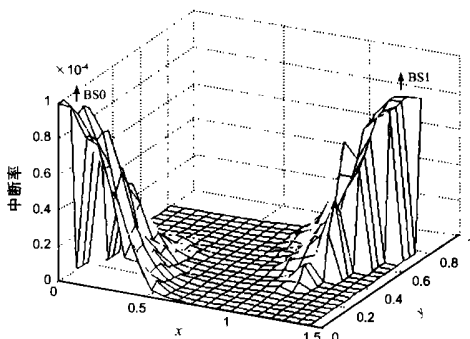
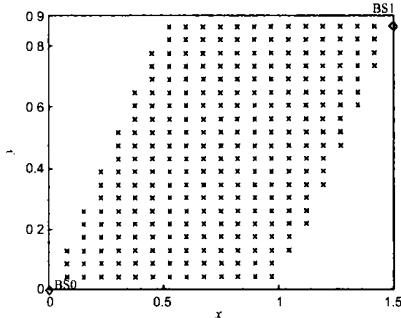


图 5  $H=2$ , 每小区用户数为 33 时中断率和移动台位置的对应关系

为了更加清楚的显示不同的衰落分布及其他因素变化对于容量的影响,在下面图中仅画出中断率的平均值曲线.

图 6 和图 7 讨论了衰落因子对于容量的影响.其中图 6 表明了阴影瑞利衰落下路径衰减因子 A 对用户容量的影

响. 由图可看出, 当 A 减小时, 曲线左移, 容量亦随之减小. 图 7 显示了莱斯因子对于容量的影响. 从图中可看出, 随着莱斯因子由 2 增加到 4, 容量亦有所增加.

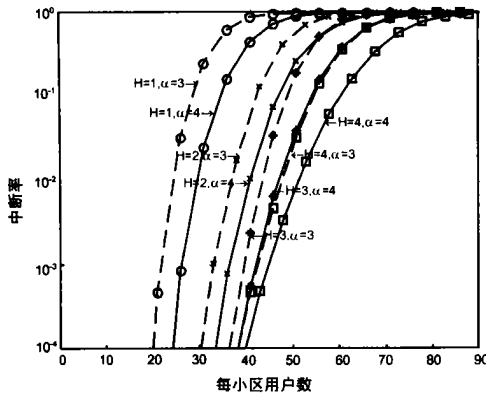


图 6 阴影瑞利衰落下路径衰减因子 A 对反向容量的影响

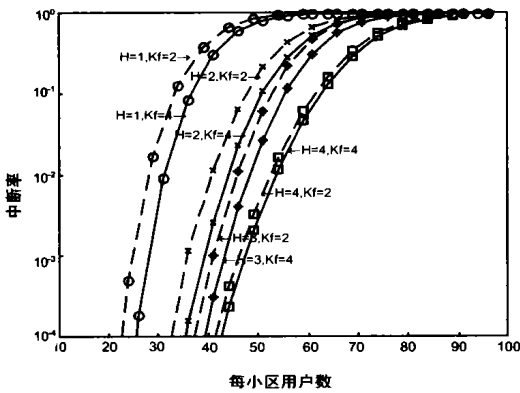


图 7 阴影莱斯衰落下莱斯因子 Kf 对反向容量的影响

需要说明的是, 尽管最大比宏分集的系统复杂度较高, 但仍是具有实现意义的. 我们可以利用信道测量的方法, 由各基站根据移动台发出的导频信号估计当前各信道的衰落系数, 并将信息集中至中央处理器 (可以是宏分集基站组中的某一个基站) 进行最大比合并. 和选择性宏分集相比, 复杂度并没有增加很多, 但其利用了更多的信道信息, 性能远远优于选择性宏分集<sup>[6]</sup>. 唯一的缺点在于其对于信道估计错误比较敏感, 但这可以通过增强测量精度等方法来克服.

#### 4 结论

本文建立 CDMA 反向信道分析模型研究了最大比宏分集带来的反向容量增益. 我们推导出了中断率表达式, 发现其不仅取决于参与宏分集的基站数目, 而且和移动台的位置有关. 分析和数值结果均表明, 不论在阴影瑞利还是阴影莱斯衰落

下, 随着参与宏分集基站数目的增加, 系统内干扰都被大大抑制了, 从而提高了反向用户容量. 究其原因即在于采用最大比宏分集后信号空间维数的增加带来了扩频码在时间和空间上的二维扩张, 因此解扩增益提高了, 干扰亦随之降低. 此外, 和无宏分集系统不同的是, 此时移动台的性能与其位置有关, 越靠近小区边界则性能越好, 因为在此处可以更加充分地利用多基站接收的优势.

#### 附录 用特征函数求 I<sub>1</sub> 的分布

已知独立同分布随机变量 B<sub>j</sub> 的概率分布为 p(B<sub>j</sub> = x<sub>j</sub>) = p<sub>j</sub>, j = 1,

2, ..., J, 求 I<sub>1</sub> = ∏<sub>j=1</sub><sup>K<sub>0</sub>-1</sup> B<sub>j</sub> 的概率分布.

解: B<sub>j</sub> 的特征函数为 S<sub>B<sub>j</sub></sub>(t) = ∫<sub>-∞</sub><sup>∞</sup> p<sub>j</sub> exp(itx<sub>j</sub>) dx<sub>j</sub>. 令 M = K<sub>0</sub> - 1, 则由

特征函数的性质可知, I<sub>1</sub> = ∏<sub>j=1</sub><sup>K<sub>0</sub>-1</sup> B<sub>j</sub> 的特征函数为 S<sub>I<sub>1</sub></sub>(t) = (∏<sub>j=1</sub><sup>J</sup> p<sub>j</sub> exp(itx<sub>j</sub>))<sup>M</sup>.

由多项式公式可知, (x<sub>1</sub> + x<sub>2</sub> + ... + x<sub>p</sub>)<sup>n</sup> = ∑<sub>n<sub>1</sub>+n<sub>2</sub>+...+n<sub>p</sub>=n</sub>  $\frac{n!}{n_1! n_2! \dots n_p!} x_1^{n_1} x_2^{n_2} \dots x_p^{n_p}$ , 其中 ∑ 是对所有非负整数 n<sub>1</sub>, n<sub>2</sub>, ..., n<sub>p</sub>, 满足 n<sub>1</sub> + n<sub>2</sub> + ... + n<sub>p</sub> = n 来求和. 所以

$$S_{I_1}(t) = \left( \prod_{j=1}^J p_j \exp(itx_j) \right)^M = \mathbb{E} \frac{M!}{M_1! M_2! \dots M_J!} (p_1^M p_2^M \dots p_J^M) \# \exp[it(M_1 x_1 + M_2 x_2 + \dots + M_J x_J)] = \sum_m p_m \exp(itx_m)$$

$$\text{其中 } p_m = \frac{M!}{M_1! M_2! \dots M_J!} (p_1^M p_2^M \dots p_J^M), \\ x_m = M_1 x_1 + M_2 x_2 + \dots + M_J x_J.$$

于是可求得概率分布为 P(I<sub>1</sub> = x<sub>m</sub>) = p<sub>m</sub>.

由此积分可进一步得到 P(I<sub>1</sub> = i), i = 0, 1, ..., K<sub>0</sub> - 1.

#### 作者简介:



代琳 1979 年 10 月生于湖北省武汉市, 1994 年考入华中科技大学少年班, 1998 年毕业于华中科技大学电子与信息工程系, 获学士学位, 同年保送至清华大学电子工程系直接攻读博士学位, 现已发表文章 9 篇, 其中 8 篇被 SCI 或 EI 收录, 目前的主要研究方向为: 无线及个人移动通信技术.

周世东 1969 年 10 月生于广东省阳江市, 1991 年和 1994 年于东南大学分别获学士和硕士学位, 1998 年于清华大学获博士学位, 现为清华大学电子系副教授, 主要研究领域为: 移动通信扩频技术, 编码与调制和通信系统仿真.

(下转第 1051 页)

$$(5) \quad x = x$$

$$(6) \quad x G x = \{(x_u, <) \mid u \in U\}$$

$$(7) \quad x_1 H (x_2 G x_3) = (x_1 H x_2) G (x_1 H x_3)$$

$$(8) \quad x_1 G (x_2 H x_3) = (x_1 G x_2) H (x_1 G x_3)$$

现证性质(7).

**证明** 设  $x_1 = \{(A_1, B_1) \mid u \in U\}$ ,

$x_2 = \{(A_2, B_2) \mid v \in V\}$ ,  $x_3 = \{(A_3, B_3) \mid w \in W\}$ ,

左边 =  $x_1 H (x_2 G x_3)$

$$= (A_1, B_1)_u H (A_2, B_2)_v G (A_3, B_3)_w$$

$$= (A_1, B_1)_u H (A_2 G A_3), x_{2v} G x_{3w} - (A_2 G A_3)_{uw}$$

$$= ((A_1 H (A_2 G A_3), x_{1u} G x_{2v} G x_{3w})$$

$$- (A_1 G (A_2 G A_3)))_{uww},$$

右边 =  $(x_1 H x_2) G (x_1 H x_3)$

$$= ((A_1 H A_2), x_{1u} G x_{2v}$$

$$- (A_1 H A_2))_{uw} G ((A_1 H A_3), x_{2v} G x_{3w} - (A_1 H A_3))_{wv}$$

$$= ((A_1 H A_2) G (A_1 H A_3), x_{1u} G x_{2v} G x_{3w}$$

$$- ((A_1 H A_2) G (A_1 H A_3)))_{uw}$$

$$= (A_1 H (A_2 G A_3), x_{1u} G x_{2v} G x_{3w} - (A_1 H (A_2 G A_3)))_{uww},$$

= 左边

证毕.

同理可证其他性质.

## 参考文献:

- [ 1 ] 杨韵华, 王亨. 灰色概念的度量及运算 [ J ]. 模糊数学, 1995, 3 (2): 19- 21.
- [ 2 ] 汪培庄. 模糊集合论及其应用 [ M ]. 上海: 上海科技出版社, 1983.
- [ 3 ] 邓聚龙. 灰理论基础 [ M ]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2002.
- [ 4 ] 金新政. 灰色信息及其运算研究 [ J ]. 电子学报, 2002, 30 (12): 1797- 1799.
- [ 5 ] 张四海. 基于免疫识别的免疫算法 [ J ]. 电子学报, 2002, 30 (12): 1840- 1844.
- [ 6 ] 金新政. 医院信息系统 [ M ]. 北京, 科学出版社, 2003.

## 作者简介:



**金新政** 男, 1957年3月出生于河南省遂平县, 1985年毕业于同济医科大学, 现任卫生信息化研究所主任, 副教授, 硕士生导师, 已在国内外发表学术论文 50 余篇, 主编教材和著作 11 部, 主要研究方向: 信息系统, 系统工程, 模式识别和软科学等.

(上接第 1025 页)

## 参考文献:

- [ 1 ] Viterbi A J, Viterbi A M, Gilhousen K S, Zehavi E. Soft handoff extends CDMA cell coverage and increase reverse link capacity [ J ]. IEEE Journal On Selected Areas In Communication, 1994, 12 ( 8 ): 1281 - 1288.
- [ 2 ] Wong D, Lim T J. Soft handoffs in CDMA mobile systems [ J ]. IEEE Personal Communications, 1997, 4(6): 6- 17.
- [ 3 ] Lee W C Y. Mobile Communications Engineering: Theory and Applications [ M ]. New York: McGraw-Hill, 1997. 347.
- [ 4 ] Sun J, Li K H. Diversity techniques for reverse link of cellular DS/CDMA [ A ]. Proc. of ICICS 97 [ C ]. Singapore: ICICS, 1997. 844- 848.
- [ 5 ] Hanly S V. Capacity and power control in spread spectrum macrodiversity radio networks [ J ]. IEEE Trans Commun, 1996, 44 ( 2 ): 247- 256.
- [ 6 ] Gorricho J - L, Rojas A, Paradells J. Power control at the combiner output to maximize the uplink capacity on a cellular spread spectrum system [ J ]. IEEE Communication Letters, 1998, 2(10): 273- 275.
- [ 7 ] Gilhousen K S, Jacobs I M, Padovani R, et al. On the capacity of a cellular CDMA system [ J ]. IEEE Trans Veh Technol, 1991, 40(2): 303- 312.
- [ 8 ] Hanly S V, Tse D N C. Resource pooling and effective bandwidths in CDMA networks with multiuser receivers and spatial diversity [ J ]. IEEE Trans Inform Theory, 2001, 47 ( 4 ): 1328- 1351.
- [ 9 ] Naguib A F, Paulraj A, Kailath T. Capacity improvement with base station antenna arrays in cellular CDMA [ J ]. IEEE Trans Veh. Technol, 1994, 43(3): 691- 698.
- [ 10 ] Liberti J C, Rappaport T S. Analytical results for capacity improvements in CDMA [ J ]. IEEE Trans Veh Technol, 1994, 43(3): 680- 690.
- [ 11 ] Chung Y M, Stuber G L. Outage probability for CDMA cellular system with adaptive antenna array [ A ]. Proc of VTC. 2000 [ C ]. Tokyo: VTC, 2000. 2014- 2146.
- [ 12 ] Hashem B, Sousa E S. On the capacity of cellular DS/CDMA systems under slow Rician/Rayleigh fading channels [ J ]. IEEE Trans Veh Technol, 2000, 49(5): 1752- 1759.