

# 采用分集接收的 MQAM 在 Rician 信道上的性能分析

陈云飞, 罗汉文, 宋文涛  
(上海交通大学电子工程系, 上海 200030)

**摘要:** MQAM 是一种频谱利用率较高的调制方式,但是在多径环境下其性能的恶化限制了它在无线通信中的应用. 本文结合 Rician 衰落特性,提出了采用最大比合并和选择式合并以有效改善 MQAM 系统性能的方法. 这种方法在实际中有着广泛的应用前景.

**关键词:** 正交幅度调制 (QAM); 最大比合并; 选择式合并; Rician 信道

**中图分类号:** TN929.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2001) 01-0036-02

## Performance Analysis of MQAM Using Diversity Reception in Rician Fading

CHEN Yun-fei, LUO Han-wen, SONG Wen-tao  
(Dept. of Electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

**Abstract:** MQAM (Quadrature Amplitude Modulation) has a high frequency efficiency, but its quality will degrade largely under the multi-path environments, thus limits its application in wireless communications. This paper proposes a way to improve the performance of MQAM in Rician fading, using maximum ratio and selective combining. It is expected that the method will gain wider use in reality.

**Key words:** QAM; maximum ratio combining; selective combining; rician fading

### 1 引言

正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 技术具有较高的频谱利用率. Prokis<sup>[1]</sup> 讨论了高斯白噪声信道中 MQAM 信号的误符号率. T. Sunga 等<sup>[2]</sup> 分析了 Rayleigh 衰落信道中, 采用两重最大比合并时其误码率性能. Kim 等人<sup>[3]</sup> 进一步给出了 Rayleigh 信道中采用  $L$  重最大比合并时的误码率性能. J. Lu 等<sup>[4]</sup> 在总结其他人工作的基础上, 研究了在 Rayleigh 信道中, 采用最大比合并和选择式合并时其误码率性能. 可以看出, 已有的对采用分集接收的 MQAM 信号在衰落信道中的性能分析, 主要集中在 Rayleigh 信道上, 而有关 Rician 衰落时的详细研究还未进行. 实际上, 在某些场合, 如工厂厂房、办公楼等室内环境下, 直射波分量不可忽略, Rician 假设比 Rayleigh 假设更接近信道的实际情况, 因而也更有用. 针对这一情况, 本文对 Rician 信道中, 采用 MQAM 调制, 最大比合并、选择式合并分集接收时系统的误符号率性能进行了研究.

### 2 系统模型

采用的 MQAM 接收机模型与文 [4] 中的相同. 接收端等效低通信号  $r_{ik}$  为  $r_{ik} = C_{ik}A_i e^{j\theta_i} + n_{ik}$  (1) 式中:  $i = 1, 2, \dots, N$  表示 QAM 信号的第  $i$  个符号间隔;  $k = 1, 2, \dots, L$  表示第  $k$  个支路;  $C_{ik} = |c_{ik}| e^{j\theta_{ik}}$ ,  $|c_{ik}|$  为幅度衰落因子,  $\theta_{ik}$  为相位衰落因子;  $A_i$ ,  $\theta_i$  分别为发射的 MQAM 信号的幅度和相位, 由其星座图决定;  $n_{ik}$  为加性高斯白噪声, 单边功率谱密

度为  $N_0$ .

采用逐符号检测, 设信道为慢衰落, 考虑单个符号间隔的情况, 式 (1) 中去掉下标  $i$ , 得  $r_k = C_k A e^{j\theta} + n_k$ .  $C_k = |c_k| e^{j\theta_k}$ ,  $|c_k|$  为 Rician 分布,  $\theta_k$  为  $[0, 2\pi]$  上均匀分布. 若  $|c_k|$ ,  $\theta_k$  已知, 系统的平均误符号率可由下式计算:

$$P_e = \int_0^\infty P(\gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (2)$$

式中:  $P(\gamma)$  为给定信噪比  $\gamma$  下 MQAM 信号的误符号率;  $p(\gamma)$  为信噪比  $\gamma$  的分布. 设信号每比特的平均能量为  $E_b = E_{s, av} / \log_2 M$ .  $M$  为 QAM 信号的重数,  $E_{s, av} = A^2 T_s / 2$  是对所有星座点求平均所得的符号能量,  $T_s$  为符号间隔.

### 3 两种合并方式下信噪比 $\gamma$ 的分布

#### 3.1 最大比合并

对于 MRC (Maximum Ratio Combining), 合并表达式  $r = \sum_{k=1}^L \frac{E_b}{N_0} \frac{r_k}{|r_k|} |r_k| = \sum_{k=1}^L |r_k|$  为总信噪比,  $|r_k| = E_b |c_k| / N_0$  为每个支路的信噪比. 可求得  $|r_k|$  分布密度函数  $p(|r_k|) = \frac{1}{2} \frac{1}{|r_k|} e^{-\left(\frac{|r_k|^2 + s_k^2}{2}\right) / \frac{2}{k} I_0\left(\frac{\sqrt{|r_k|^2 s_k^2}}{k}\right)}$ , 特征函数  $\phi_k(jv) = \frac{1}{1 - j^2 v^2 \frac{2}{k}} \exp\left(\frac{jv s_k^2}{1 - j^2 v^2 \frac{2}{k}}\right)$ .  $s_k$ ,  $|c_k|$  为等效的直射分量幅度和衰落分量均方

差.若  $L$  径衰落信号独立,由  $k$  的特征函数,得到 的特征函数为各  $k$  特征函数的乘积:

$$(jv) = \prod_{k=1}^L \frac{1}{1 - j2v^2/k} \cdot e^{-\sum_{k=1}^L (jv^2/k^2)/(1 - j2v^2/k)} \quad (3)$$

对式(3)求反变换,即可得 的分布函数.当各支路  $2_k$  相等时,令  $2_k = 2$ ,则上式可简化为  $(jv) = (1/(1 - j2v^2))^L \cdot e^{(jv^2 \sum_{k=1}^L s_k^2/(1 - j2v^2))}$ .可见, 相当于  $2L$  维非中心  $2$  分布

$$p(\cdot) = \frac{1}{2} \left(\frac{\cdot}{s^2}\right)^{(L-1)/2} e^{-\left(\cdot + s^2/2\right)} I_{L-1}\left(\sqrt{\frac{\cdot}{s^2}}\right) \quad (4)$$

式中,  $s^2 = \sum_{k=1}^L s_k^2$ ,  $I_{L-1}(\cdot)$  为第一类  $L-1$  阶修正贝塞尔函数.

### 3.2 选择式合并 Selective Combining(SC)

对于 SC,合并表达式  $= (E_b/N_0) \max\{2_k\} = \max\{k\}$ ,  $k = 1, 2, \dots, L$ .  $k$  的分布密度函数,特征函数与 MRC 时相同.

$k$  的累积分布函数<sup>[1]</sup>为  $F(k) = 1 - Q_1(s_k/\sqrt{k}, \sqrt{k}/k)$ ,  $Q_1(a, b)$  为广义  $Q$  函数,  $Q_1(a, b) = e^{-\left(a^2 + b^2\right)/2} \int_0^{\infty} (a/b)^2 I_1(ab), b > a > 0$ .

若  $L$  个衰落信号互相独立,总信噪比 的累积分布函数为  $F(\cdot) = \prod_{k=1}^L F(k)$ ,分布密度函数  $p(\cdot)$  等于  $p(\cdot) = dF(\cdot)/d\cdot$ . 设各支路  $2_k$  相等,令  $2_k = 2$ .各支路直射分量  $s_k^2$  也相等,为  $s^2$ .可以得到  $F(\cdot) = [1 - Q_1\left(\frac{s}{\sqrt{\cdot}}, \sqrt{\cdot}\right)]^L$ ,所以

$$p(\cdot) = L \cdot \frac{1}{2} e^{-\left(\cdot + s^2/2\right)} I_0\left(\sqrt{\frac{\cdot}{s^2}}\right) [1 - Q_1\left(\frac{s}{\sqrt{\cdot}}, \sqrt{\cdot}\right)]^{L-1} \quad (5)$$

### 4 误符号率(SER)性能

对于 MQAM 信号,给定的 下,它的条件 SER 为<sup>[1]</sup>

$$P(\cdot) = \frac{a}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\cdot}/b\right) - \frac{a^2}{16} \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\cdot}/b\right) \quad (6)$$

式中:  $a = 4(1 - 1/\sqrt{M})$ ;  $b = 2(M - 1)/(3\log_2 M)$ ,  $M$  为 QAM 的重数;  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  为误差互补函数.

#### 4.1 最大比合并的误符号率

MRC(Maximum Ratio Combining)时的平均误符号率可由式(2)计算.把式(4)、(6)代入(2)中,得  $P_e = C_1 - C_2$  (7)

其中  $C_1 = a \cdot e^{-s^2/2} \cdot \left(\frac{1 - \mu_c}{2}\right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(1/k!)}{\left(\sqrt{1 - \mu_c} / \sqrt{2}\right)^{2k}} \sum_{i=0}^{L+k-1} \frac{C_{L+k-1+i}^L \left((1 + \mu_c)/2\right)^i}{(1/2i - 1)}$   
 $C_2 = (a^2/16) - (a^2/4) \cdot e^{-s^2/2} \sum_{k=0}^{L-1} (1/k!) \cdot (s^2/2)^k \cdot \sum_{i=0}^{L+k-1} (1/2i - 1) (b/2)^{i+1} {}_2F_1\left(\frac{1}{2} + i, 1 + i, \frac{3}{2} + i, (b + 2^2/2^2)\right) J, \mu_c = \sqrt{2^2/b + 2^2}, C_{L+k-1+i}^L = ((L + k - 1 + i)! / i! (L + k - 1)!)$ ,  ${}_2F_1(\cdot, \cdot, \cdot) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{((\cdot + n)/(\cdot)) (\cdot + n)/(\cdot) (\cdot)/(\cdot + n)}{(n!)} (x^n/n!)$  为超几何函数.取典型值  $s^2/2 = 5(7\text{dB})$ ,MRC 时不同  $L, M$  的平均误符号率  $P_e$  如图 1 所示.

可以看出,采用分集时,Rician 信道上 M-QAM 系统的性能有很大改善.在采用分集情况下,多径数  $L$  越大,系统性能越好,且不同重数的 QAM 信号之间的性能差异也越大.

#### 4.2 选择式合并

对于 SC,把式(5)、(6)代入式(2)中,同样可得

$$P_e = (a^2/16) - (a/2) + C_1 - C_2 \quad (8)$$

$$\text{其中: } C_1 = \frac{a}{2\sqrt{\cdot}} \sum_{k=0}^L \binom{L}{k} [1 - e^{-\left(\cdot + s^2\right)/2} \sum_{i=0}^k \left(\frac{\sqrt{\cdot}}{s}\right)^i I_i\left(\frac{\sqrt{\cdot}}{s}\right)]^k e^{-\cdot/b} \cdot (1/\sqrt{b}) \quad d$$

$$C_2 = \frac{a^2}{8\sqrt{\cdot}} \sum_{k=0}^L \binom{L}{k} [1 - e^{-\cdot + s^2/2} \sum_{i=0}^k \left(\frac{\sqrt{\cdot}}{s}\right)^i I_i\left(\frac{\sqrt{\cdot}}{s}\right)]^k e^{-\cdot/b} (1/\sqrt{\cdot \cdot b}) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\cdot}/b\right) \quad d$$

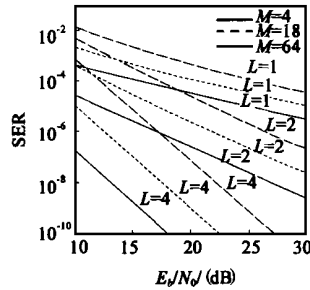


图 1 采用 MRC,不同  $L, M$  时 M-QAM 系统的误符号率

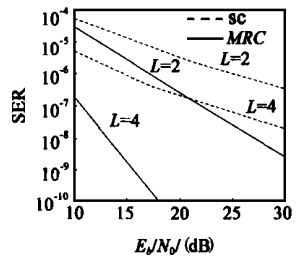


图 2  $M=4$  时 MRC 和 SC 的误符号率性能比较

取典型值  $s^2/2 = 5(7\text{dB})$ .  $M=4$  时,MRC 和 SC 两者的性能比较如图 2 所示.可见,同样是采用分集接收,在其他条件相同的情况下,MRC 时的性能要好于 SC,并且信噪比越大,MRC 比 SC 改善得越多.

### 5 结论

以上研究了 Rician 衰落信道中 MQAM 信号,采用 MRC 和 SC 两种分集合并方式时系统的误符号率性能.从数值计算的结果可以得出,在 Rician 信道中采用分集后,MQAM 系统的性能有了明显的改善.同时,在应用分集接收的情况下,采用 MRC 合并的性能要好于采用 SC 的,并且  $L$  越大,这种优势也越明显.这些与实际结果都是相符的.

#### 参考文献:

- [1] J. G. Proakis. 数字通信(第三版) [M]. 北京:电子工业出版社, 1998.
- [2] T. Sunaga, S. Sanpei. IEEE Trans. Veh. Tech., Aug. 1993, 42:294 - 301.
- [3] C. J. Kim et al. BER analysis of QAM with MRC space diversity in Rayleigh fading channel [A]. Proc. PIMRC 95 [C], Toronto, Canada, Sept. 1995:482 - 485.
- [4] J. Lu et al. IEEE Trans. Comm. Feb. 1998, 46(2):179 - 181.

#### 作者简介:



陈云飞 上海交通大学电子工程系硕士研究生,主要研究方向为移动通信和信号处理.