

商分编码 QAM 的性能分析

吴茗蔚¹, 吴晓岚²

(1. 浙江科技学院 信息与电子工程学院, 杭州 310023; 2. 浙江大学 外国语言文化与国际交流学院, 杭州 310027)

摘要: 商分编码 QAM 由于无需信道估计和均衡, 因此降低了在瑞利衰落信道解调的复杂性。于是在分析一种星形商分编码 QAM 的基础上, 将其在平坦瑞利衰落信道上的误码率公式推广到更多元的星座图, 并对星座图进行了优化。发现数值计算结果和仿真结果的一致, 从而证明了误码率公式的适用性。通过对此结果的比较表明, 商分编码 QAM 在瑞利衰落信道的误码率比 DAPSK 低。

关键词: 商分编码; 正交幅度调制; 瑞利衰落信道; 误码率

中图分类号: TN761.92

文献标识码: A

文章编号: 1671-8798(2006)03-0185-04

Performance Analysis of Quotient Coded QAM

WU Ming-wei¹, WU Xiao-lan²

(1. School of Information and Electronic Engineering, Zhejiang University of Science and Technology, Hangzhou 310023, China; 2. School of International Studies, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Due to no channel estimation required for rayleigh fading channel, quotient coded QAM has lower receiver complexity. A star-QAM with quotient coding is analyzed and its symbol error rate in flat rayleigh fading channel is generalized to larger constellations. Theoretical formula is justified by agreement of numerical and simulation results. Quotient coded QAM has lower SER than that of DAPSK. The constellation is also optimized.

Key words: quotient coded; QAM; rayleigh fading channel; symbol error rate

在移动通信中, 日益增长的无线多媒体业务要求更高的传输速率。在无线频率资源紧张的环境下, QAM(正交幅度调制)由于有较高的频带利用率而得到较为广泛的应用。但 QAM 在衰落信道中并不能保证良好的性能, 因此对 QAM 信号进行相干检测时, 必须以高效的信道估计和均衡方法补偿信道衰落造成的信号衰减和相移^[1,2]。QAM 星座图越复杂, 对信道估计的要求就越高, 速度则越慢。而

信道估计的差错将会严重影响其误码率性能^[3]。

Shensa, M. J.^[4] 提出一种类似差分编码的商分编码, 通过将前后接收到的信号相除来抵消信道衰落, 而无需任何信道估计和均衡来补偿衰落。虽然接收机也需将带通信号转换成基带信号进行商分解码, 但无需解决相干解调的相位模糊以及衰落引起的相移。文献[4]只给出了一种商分编码 QAM 在瑞利衰落信道的仿真结果。由于发送信号幅度的

无限种可能性,误码率理论分析相当繁琐。

本文分析一种星形星座图的商分编码 QAM^[5],由于可计算发射信号幅度的概率分布,因而可推导出瑞利衰落信道中的误码率。这种商分编码 QAM 的星座图较为复杂,文献[5]中只分析了某一特定星座图。本文推导了更多元星座图的商分编码 QAM 在瑞利衰落信道的理论误码率公式,比较了仿真结果,并对星座图进行了优化。

1 系统模型

图 1 为商分编码 QAM 的等效基带系统模型。发射信号 $q(k)$ 由下式可得:

$$q(k) = \begin{cases} s(k)q(k-1), & |q(k-1)s(k)| \leq Q_{\max} \\ q(k-1)/s^*(k), & |q(k-1)s(k)| > Q_{\max} \end{cases}$$

式中 Q_{\max} 为发射信号幅度的上限,用以防止发射信号幅度趋向无穷大。

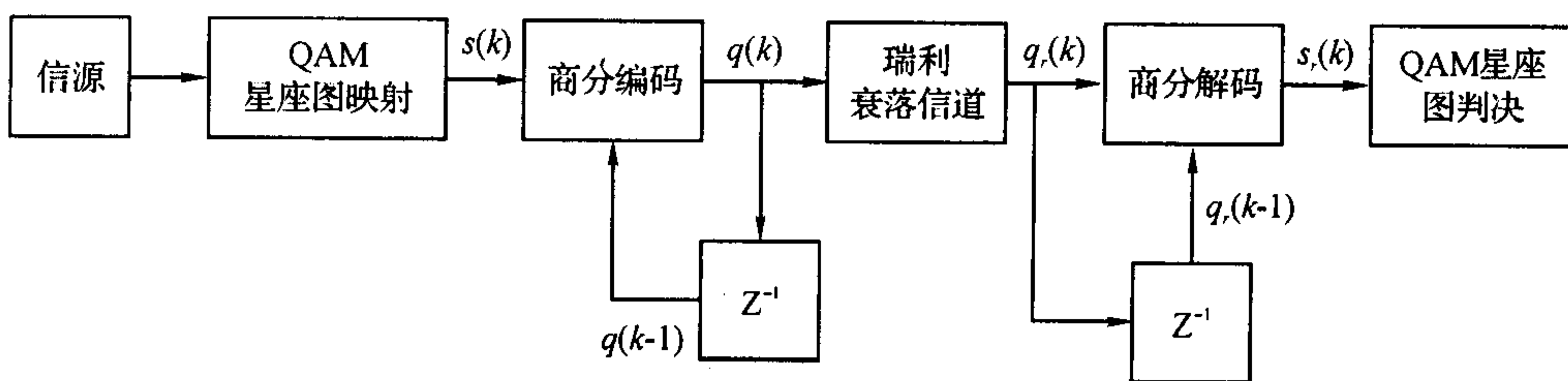


图 1 等效基带系统模型

以图 2 为例, $s(k)$ 的幅度取值为 S_1, S_2, \dots, S_4 , 即星座图有 4 个幅度环。若 S_1, S_2, \dots, S_4 为等差数列,则 $q(k)$ 的幅度取值有无穷可能,使得此系统的误码率计算非常困难^[4]。设 S_1, S_2, \dots, S_4 为等比数列, $S_i = r^{i-1}$ ($i = 1, \dots, 4$)。若 Q_{\max} 取值在 r^k 与 r^{k+1}

之间,发射信号有 $M = 6$ 个幅度环,幅度值为 $Q_i = r^{k+i-6}$ ($i = 1, 2, \dots, 6$),如图 3 所示。 Q_{\max} 的取值不改变幅度环的个数,只会使整个星座图按幅度比缩放,因此,不会影响误码率性能。

图 4 中马可夫链的各状态转移概率 Q_m 列于表 1 中。

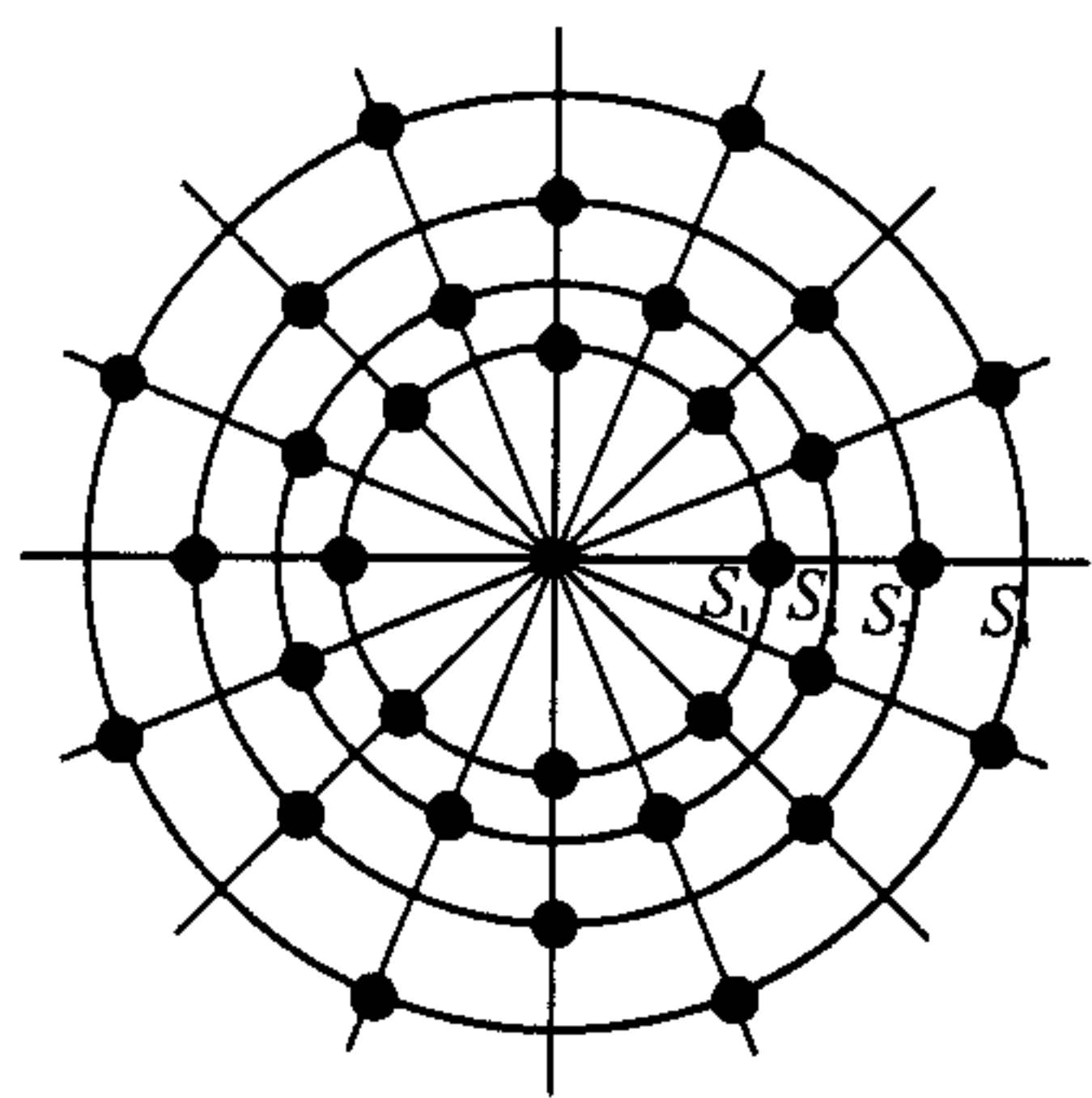


图 2 商分编码前的星座图

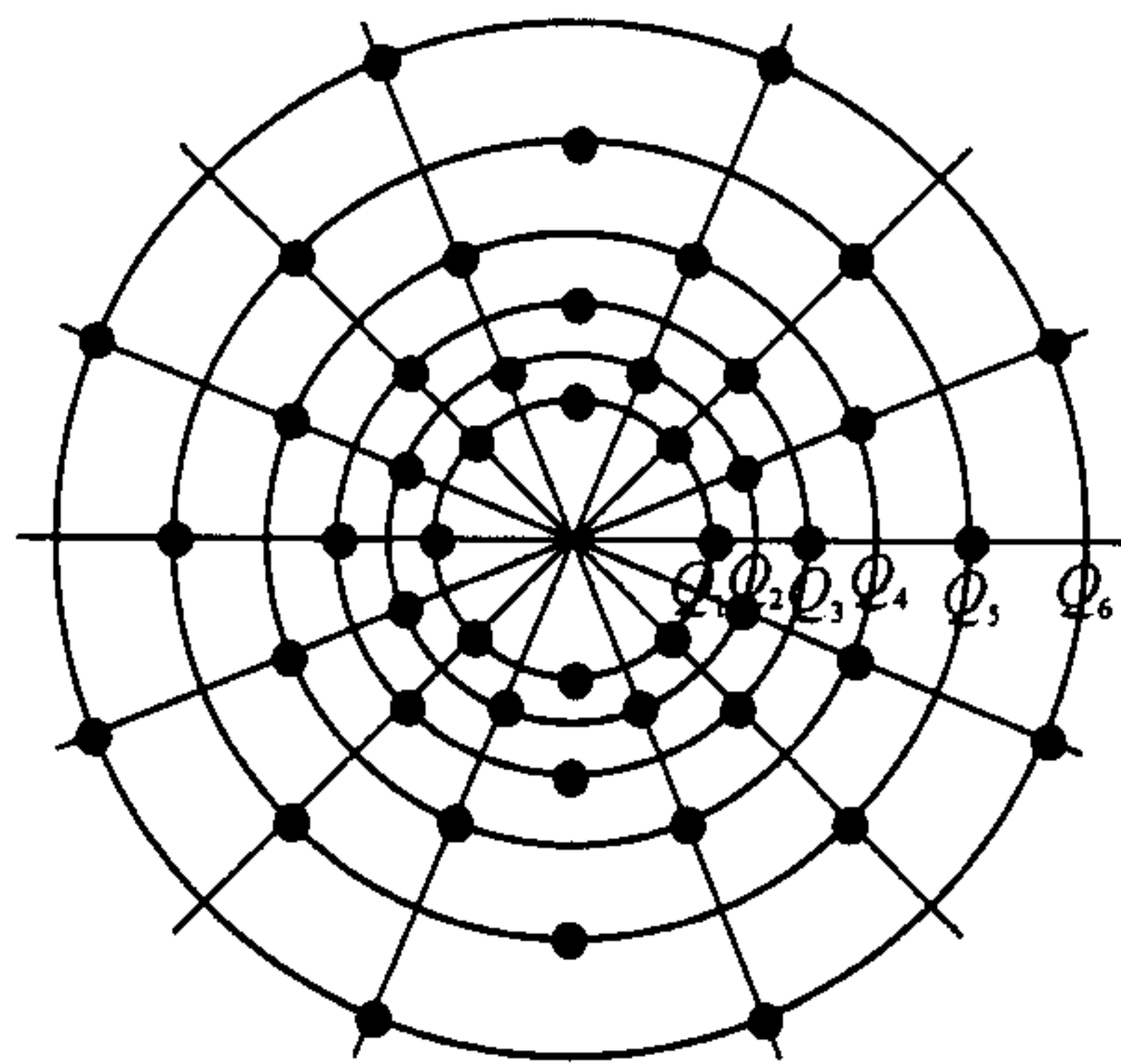


图 3 发射信号的星座图

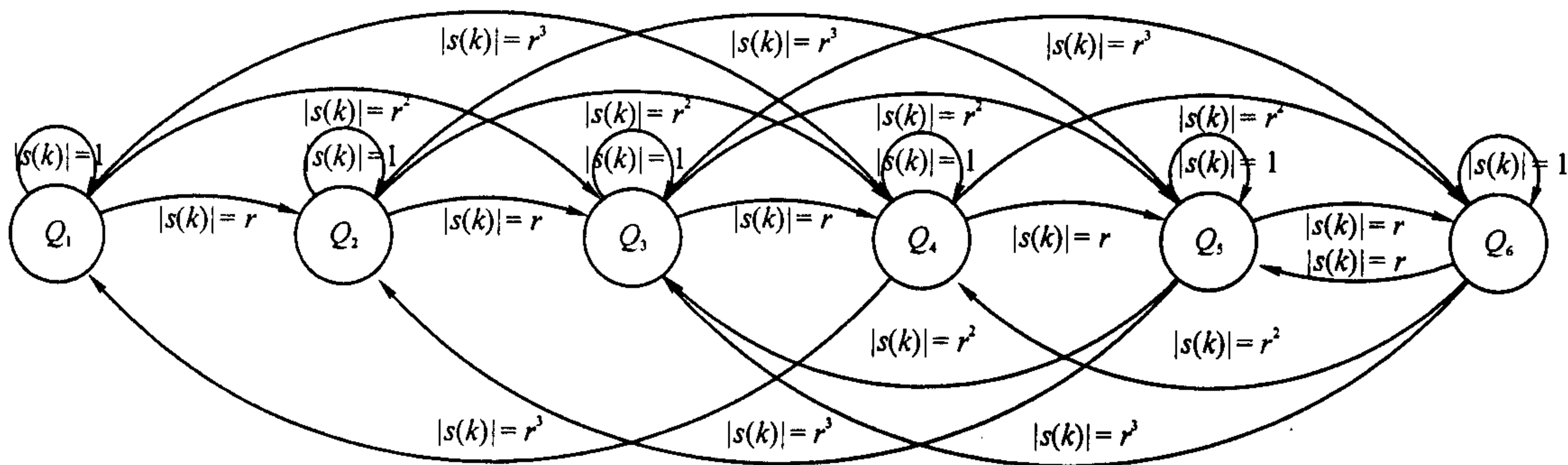


图 4 发射信号幅度的状态转移图

表1 $N=4$ 发射信号幅度的状态转移概率

下一状态 n	当前状态 m					
	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6
Q_1	1/4	0	0	1/4	0	0
Q_2	1/4	1/4	0	0	1/4	0
Q_3	1/4	1/4	1/4	0	1/4	1/4
Q_4	1/4	1/4	1/4	1/4	0	1/4
Q_5	0	1/4	1/4	1/4	1/4	1/4
Q_6	0	0	1/4	1/4	1/4	1/4

此方法可以推广到商分编码前有 N 个幅度环的星座图,相应的发射信号则有 $M=2N-2$ 个幅度环,幅度值为 $Q_i = r^{i+1-M}$ ($i=1,2,\dots,M$)。求得 $N=2,4,8$ 的稳态状态概率分布列于表2中。

表2 发射信号幅度的稳态状态概率分布

发射信号幅度	$N=2$	$N=4$	$N=8$
Q_1	1/2	3/47	0.012 514
Q_2	1/2	14/141	0.015 834
Q_3		19/94	0.031 792
Q_4		9/47	0.037 293
Q_5		11/47	0.056 85
Q_6		59/282	0.066 376
Q_7			0.089 776
Q_8			0.087 596
Q_9			0.098 322
Q_{10}			0.095 877
Q_{11}			0.105 03
Q_{12}			0.099 607
Q_{13}			0.105 71
Q_{14}			0.097 418

在接收端,接收信号经过商分解码

$$s_r(k) = \begin{cases} q_r(k)/q_r(k-1), & |q_r(k)/q_r(k-1)| \geq \eta \\ q_r^*(k-1)/q_r^*(k), & |q_r(k)/q_r(k-1)| < \eta \end{cases}$$

2 商分编码 QAM 在瑞利衰落信道的误码率

本文研究慢衰落瑞利信道,即码元速率远大于信道衰落速率的情况。在两个码元之间信道几乎保持不变,即 $\alpha(k) \approx \alpha(k-1)$ 。商分解码后 $\alpha(k)$ 和 $\alpha(k-1)$ 抵消,即去除衰落信道对信号幅度以及相位的影响,因此,理论上接收机无需任何信道估计来进行衰落补偿。在无噪声情况下信道衰落能完全去除,则 $s_r(k)$ 星座图即图2。在有噪声且无法完全去除信道衰落影响的情况下, $s_r(k)$ 偏离原 $s(k)$ 的星座点。因此,判决区域应定义在 $s(k)$ 的星座图上。在本文的分析中,使用与相干 32QAM 判决区域相同的判决区域来判决商分 QAM。

设 $|s(k)| = S_i = r^{-1}$, $|q(k-1)| = Q_m$, $|q(k)| = Q_n$,解码后的噪声为:

$$\begin{aligned} n_N(k) &= n_{NI}(k) + jn_{NQ}(k) \\ &= \frac{S_i}{\alpha} \left(\frac{n_1(k)}{Q_n} - \frac{n_1(k-1)}{Q_m} \right) + \\ &\quad j \frac{S_i}{\alpha} \left(\frac{n_Q(k)}{Q_n} - \frac{n_Q(k-1)}{Q_m} \right) \end{aligned}$$

其中高斯随机变量 n_{NI} 和 n_{NQ} 的方差为

$$\sigma_{NI}^2 = \sigma_{NQ}^2 = \sigma_N^2 = \frac{S_i^2}{|\alpha|^2} \left[\frac{1}{Q_m^2} + \frac{1}{Q_n^2} \right] \frac{N_0}{2}$$

由于噪声方差不再是常数,因此,同样的判决区域不再是最佳判决区域。

在慢衰落信道的平均误码率简化为^[5]:

$$P_e = \frac{1}{\pi} \sum_{(Q_m, Q_n)} P(Q_N | Q_M) P(Q_N) \left\{ \eta_k + k \left[\tan^{-1} \left(\frac{\tan \psi_k}{k} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\tan(\psi_k + \eta_k)}{k} \right) \right] \right\}$$

其中 $k = \sqrt{\frac{p}{p+1}}$, $p = \frac{2\sigma_d^2 x_k^2 \sin^2 \psi_k}{S_i^2 [1/Q_m^2 + 1/Q_n^2] N_0}$ 。共有 $M \times N$ 种情况。Craig 方法^[6] 所需的角度和边长列在表3中,其中

$$\begin{aligned} \psi &= \sin^{-1} \left[\sin(\pi/8) / \sqrt{1+r^2-2r\cos(\pi/8)} \right], \\ R &= (1+r^2-2r\cos(\pi/8)) / 2\sin(\pi/8). \end{aligned}$$

表3 判决区域的角度和边长

判决区域幅度	k	x_k	η_k	ψ_k
S_1	1	1	$7\pi/8 - 2\psi$	$\pi/8$
	2	R	$\pi/2$	ψ
	3	$(r^2-1)/2$	$2\psi - 3\pi/8$	$\pi/2$
S_2	1	R	$\pi/2$	ψ
	2	rR	$7\pi/8 - 2\psi$	ψ
	3	$r(r^2-1)/2$	$2\psi - 3\pi/8$	$\pi/2$
...
S_n	1	$r^{n-3}(r^2-1)/2$	$2\psi - 3\pi/8$	$\pi/2$
	2	$r^{n-3}R$	$7\pi/8 - 2\psi$	ψ
	3	$r^{n-2}R$	$7\pi/8 - 2\psi$	ψ
	4	$r^{n-1}(r^2-1)/2$	$2\psi - 3\pi/8$	$\pi/2$
...
S_{N-1}	1	$r^{N-4}(r^2-1)/2$	$2\psi - 3\pi/8$	$\pi/2$
	2	$r^{N-4}R$	$7\pi/8 - 2\psi$	ψ
	3	$r^{N-3}R$	$\pi/2$	$\pi/8 + \psi$
S_N	1	$r^{N-3}(r^2-1)/2$	$2\psi - 3\pi/8$	$\pi/2$
	2	$r^{N-3}R$	$\pi/2$	$\pi/8 + \psi$
	3	$r^{N-1} \sin(\pi/8) / \sin(2\psi - 3\pi/8)$	$3\pi/4 - 2\psi$	$\pi/4 + 2\psi$

表3数据适用于幅度比 $1 < r < 1.50$ 的情况。当 $r > 1.50$ 时,判决区域的形状改变。然而在幅度比较大的情况下,星座点分布较之小幅度比时更不均匀,平均误码率会更高。因此,幅度比优化时无需考虑更大的幅度比。

3 32QAM、32 商分 QAM 的数值计算和仿真

图5比较了商分QAM取编码前幅度环数 $N=4$ 、幅度比 $r=1.3$ 的误码率数值计算结果,以及32商分QAM和32DAPSK在归一化多普勒频移为0.000 049和0.001 9瑞利衰落信道的MATLAB仿真结果。

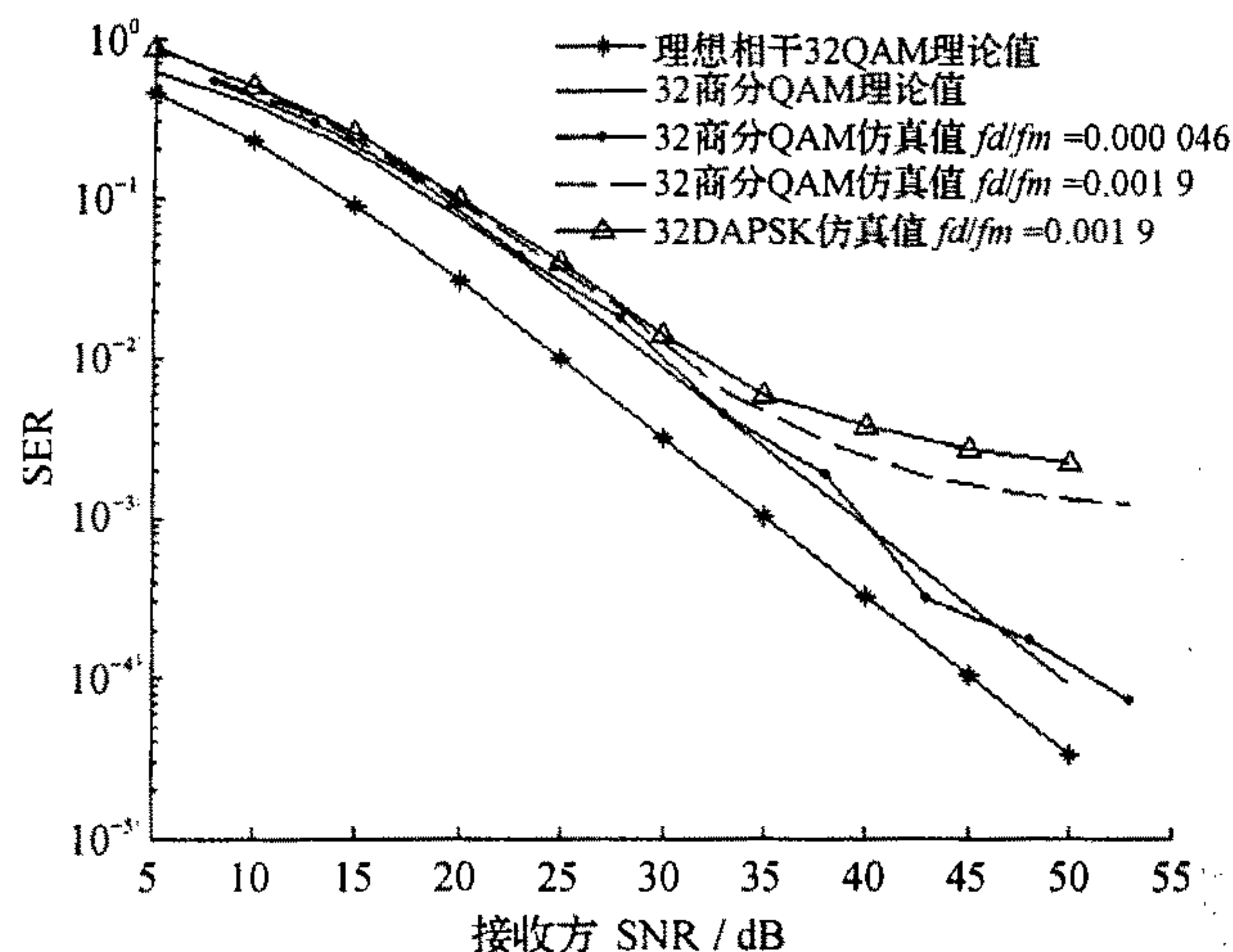


图5 理论与仿真误码率

商分QAM误码率的理论数值计算结果和仿真结果在低信噪比时一致,而仿真结果中高信噪比出现了差错平台。多普勒频移越大,差错平台越大。这是由于在推导理论公式时假设理想相干解调能消除多普勒频移的影响,所以此差错平台没有在理论公式中体现。

理想相干32QAM的性能比32商分编码QAM好,然而理想相干QAM需要精确的信道估计,接收机复杂度较高。具有对称性星座图的QAM在相干解调时提取载波会存在相位模糊,而且信道估计的差错对误码率造成的严重影响^[3]还未在分析和仿真中考虑进去。商分编码QAM则完全无需信道估计,无需相干解调,不存在相位模糊问题,因而大大降低了接收机的复杂度,提高了解调速度。

DAPSK同样无需信道估计,它与商分QAM的不同之处在于将幅度和相位分别进行差分编码。在相同多普勒频移下,商分QAM误码率比DAPSK低,在30 dB相差约1 dB,差距随信噪比增大。

图6系比较不同幅度比的商分QAM,从中可以看出 $r=1.3$ 的情况最佳。 $r>1.3$ 的情况下,幅度比越大性能越差。此结果与之前的定性分析一致。同样的原因使得幅度环数大的星座图误码率高。

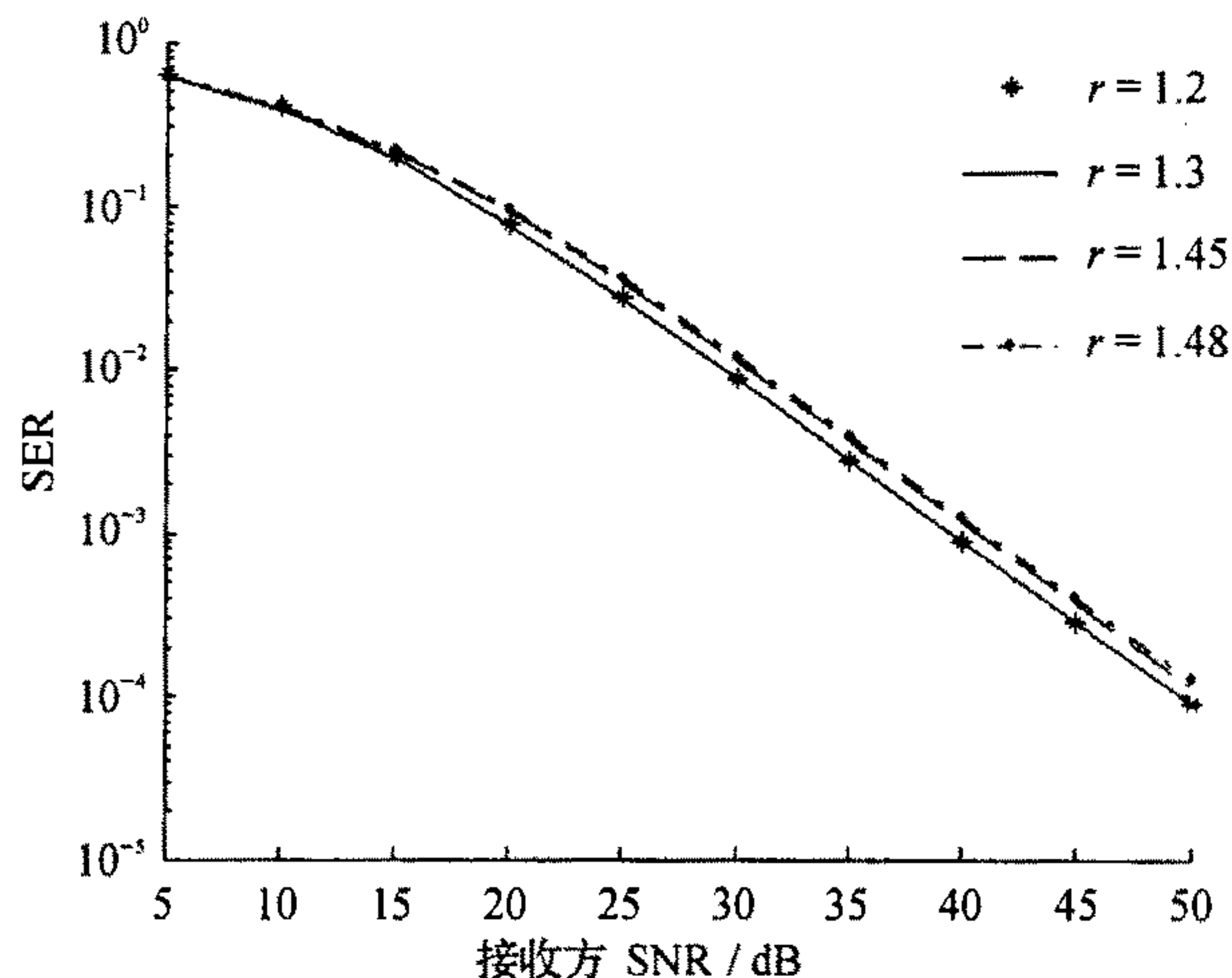


图6 幅度比 r 的影响

4 结 语

本文分析了一类星形商分编码QAM在平坦瑞利衰落信道上的误码率,得到一致的仿真结果,并对其幅度比进行了优化。将商分QAM与理想信道估计的QAM以及DAPSK进行比较,由于QAM在衰落信道需要精确的信道估计,故接收机复杂度较高,商分QAM的误码率虽然不如理想信道估计的QAM,但由于完全无需信道估计,因而大大降低了接收机的复杂度,提高了解调速度,而且误码率比同样无需信道估计的DAPSK低,因此在无线通信具有应用前景。

参考文献:

- [1] RAPPAPORT T S. Wireless communications: Principles and Practice[M]. 2nd ed. Prentice Hall, 2002.
- [2] PROAKIS. Digital Communications[M]. 4th ed. New York: McGraw Hill, 2000.
- [3] TANG X, ALOUINI M S, GOLDSMITH A J. Effect of channel estimation error on M-QAM BER performance in Rayleigh fading[J]. IEEE Trans on Comms, 1999, 47(12): 1856-1864.
- [4] SHENSA M J. Quotient coding for fading channels [J]. IEEE Trans. On Vehicular Technol, 1998, 47(2): 499-505.
- [5] CHEW Y H, WU M W, TJHUNG T T. SER performance estimation of coherently demodulated QQAM over Rayleigh fading channel[C]//Globecom'01 Conference Record. San Antonio: IEEE publisher, 2001: 3348-3352.
- [6] CRAIG J W. A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations [C]//MILCOM'91 Conference Record. McLean: IEEE publisher, 1991: 571-575.