

# 数字图象 m-QAM 传输的研究

黄元 陆庆天

(暨南大学电子工程系, 广州 510632)

**摘要** 介绍了适用于高速数字 HDTV 传输的 m-QAM 方式, 给出了 64QAM 格雷码的编、解码逻辑及格雷码星座。分析了 m-QAM 特性并对其传输性能进行了计算机模拟。

**关键词** 数字图象传输, 多电平正交调幅, 格雷码, 功率谱密度, 误码率

## 1 综述

同播数字高清晰度电视(HDTV)必将成为 21 世纪的地面电视传输体制。无论对地面广播或光缆传送, 在信源编码方案标准化后, 信道编码方式的研究便成为信息高速优质传输的重要内容。在现有较好的方案中, 多电平正交调幅(m-QAM)是一种频带利用率高的调制方式。美国 GI 公司和麻省理工学院提出的 DIGICIPHER 方案, 欧共体计划实施的数字高清晰度电视有线传输网络及日本正在规划的信息高速公路数字图象传输都采用 m-QAM 方案<sup>[1~4]</sup>。

本文研究了 m-QAM 技术, 给出频带利用率为 6bits/s · Hz 的高效 8 电平 64QAM 格雷码编、解码逻辑关系及其星座图。分析了 m-QAM 特性及理想误码率, 并对实际信道传输性能进行了计算机模拟。

## 2 多电平 m-QAM 调制技术

### 2.1 编码调制

设同相和正交支路的基带数字信号分别是  $x(t)$  和  $y(t)$ , 则 QAM 信号为:

$$S_{QAM} = x(t)\cos\omega_c t + y(t)\sin\omega_c t \quad (1)$$

其中,

$$x(t) = \sum_k x_k g(t - kT_b)$$

$$y(t) = \sum_k y_k g(t - kT_b)$$

$T_b$  为码元间隔,  $x_k$  和  $y_k$  为同相和正交支路的多电平码元, 一般取幅度间隔相等的双极性码, 如  $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(m-1)$ 。

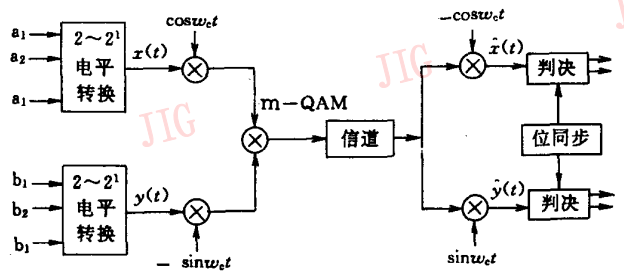


图 1 m-QAM 调制

Fig. 1 m-QAM Modulation

图 1 示出了 m-QAM 调制方案原理方框图。图中 a、b 是两组相互独立的二进制信息, 经  $2 \sim 2^l$  ( $l = \log_2 m$ ) 电平转换得到  $m$  电平的  $x(t)$  和  $y(t)$  信号。电平转换常采用自然码逻辑编码和格雷码逻辑编码, 从编码逻辑看, 自然码编码简单, 但高位误码所造成的电平误差大; 而格雷码相邻码的码距为 1, 出现误码时不会造成误码扩散。而从译码逻辑看, 自然码的译码比格雷码译码要复杂得多, 且  $m$  越大, 模 2 加运算越多, 器件相应变得复杂, 出现误码的可能性就越大。故为达到大容量数字信息的高质量传输, 实际上已多采用抗误码性能好的格雷码编码方式。

图 2 是按格雷码方式编码的 8 电平 64QAM 星座图, 图中示出了经计算的 64 种状态的格雷码, 其

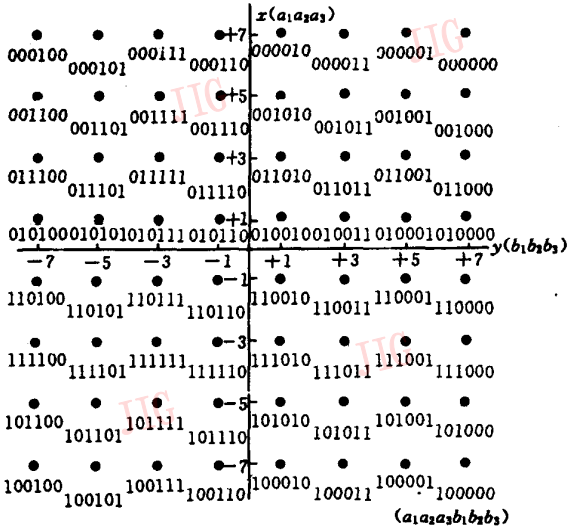
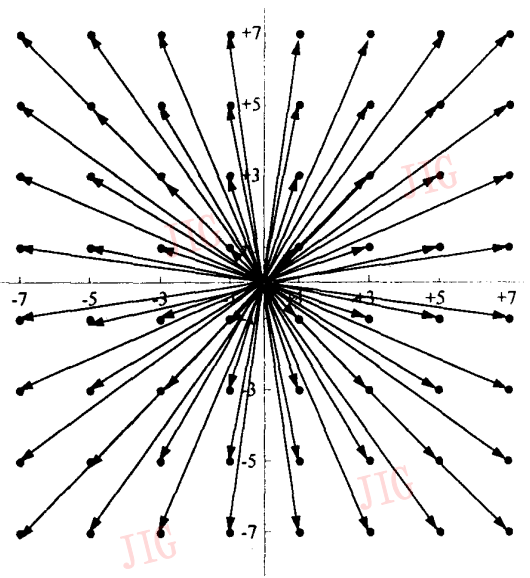


图 2 64QAM 星座格雷码编码逻辑图

Fig. 2 Coded logic of gray-code for 64QAM constellation



(a)64QAM 星座矢量图

(a)Vector diagram for 64QAM constellation

编码关系如表 1。

表 1  
Table 1

0	1	2	3	4	5	6	7
000	001	011	010	110	111	101	100

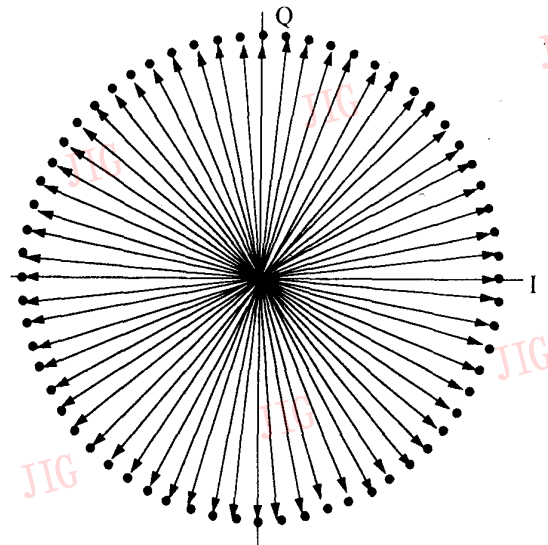
图 3 是 64QAM 和 64PSK 的相位矢量图,图 3 (a)中 64QAM 邻近信号的最小间距为 2。设信号等概率分布,则在星座图第一象限求得的信号平均功率与用整个星座图求得的平均功率是相等的,其结果如下:

$$P_{\text{平均}} = \{ (1^2 + 1^2) + (3^2 + 3^2) + (5^2 + 5^2) + (7^2 + 7^2) + 2[(1^2 + 3^2) + (1^2 + 5^2) + (1^2 + 7^2) + (3^2 + 5^2) + (3^2 + 7^2) + (5^2 + 7^2)] \} / 16 = 42$$

即方均根幅值为 6.48。而频带利用率相同的 64PSK,若其方均根幅值也为 6.48,则其相邻相矢终点的最小间距为:

$$d_{64\text{PSK-min}} = 2 \times 6.48 \times \sin(2\pi/64/2) = 0.636$$

同样可计算出,当 16QAM 的相邻信号最小间距为 2 时,16PSK 相邻相矢终点的最小间距为 1.23。由于噪声幅度达到信号间最小距离的一半时就会在接收时引起误判,所以在调制电平数  $m$  相同的情况下,QAM 的抗误码性能比 PSK 好,而且随  $m$  提高这一特性更为明显,故在高速数字图象传输中多用 QAM 调制技术而不采用 PSK。



(b)64PSK 矢量图

(b)Vector diagram for 64PSK

图 3 64QAM 和 64PSK 相位矢量图比较

Fig. 3 A comparison of 64QAM phase vector diagram and 64PSK phase vector diagram

## 2.2 解调解码

对 QAM 同步解调输出的  $\hat{x}(t), \hat{y}(t)$  信号进行判决,一般取判决电平  $L$  为信号电平间隔的中间值,即  $L=0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm (m-2)$ ,判决输出结果如下:

$$\hat{x}_k(L) = \begin{cases} 0, x_k > L \\ 1, x_k < L \end{cases} \quad \hat{y}_k(L) = \begin{cases} 0, y_k > L \\ 1, y_k < L \end{cases} \quad (2)$$

格雷码的判决解码输出与码元逻辑关系。相应的判决逻辑如式(3)和式(4)所示,符号 $\oplus$ 为模 2 加。

表 2、表 3 分别表示由式(2)推导的 8 电平自然码与

表 2 8 电平自然码判决结果与码元逻辑关系

Table 2 Decision results for 8-level natural code and code logic relation

$x_k$	$a_{1k}$	$a_{2k}$	$a_{3k}$	$\hat{x}_k(0)$	$\hat{x}_k(+2)$	$\hat{x}_k(-2)$	$\hat{x}_k(+4)$	$\hat{x}_k(-4)$	$\hat{x}_k(+6)$	$\hat{x}_k(-6)$
+7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
+5	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0
+3	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
+1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
-1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	0
-3	1	0	1	1	1	1	1	0	1	0
-5	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0
-7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

由表 2 得出 8 电平自然码逻辑关系为:

$$\begin{cases} \hat{a}_{1k} = \hat{x}_k(0) \\ \hat{a}_{2k} = \hat{x}_k(0) \oplus \hat{x}_k(+4) \oplus \hat{x}_k(-4) \\ \hat{a}_{3k} = \hat{x}_k(0) \oplus \hat{x}_k(+2) \oplus \hat{x}_k(-2) \oplus \hat{x}_k(+4) \oplus \hat{x}_k(-4) \oplus \hat{x}_k(+6) \oplus \hat{x}_k(-6) \end{cases} \quad (3)$$

表 3 8 电平格雷码判决结果与码元逻辑关系

Table 3 Decision results for 8-level gray-code and code logic relation

$x_k$	$a_{1k}$	$a_{2k}$	$a_{3k}$	$\hat{x}_k(0)$	$\hat{x}_k(+2)$	$\hat{x}_k(-2)$	$\hat{x}_k(+4)$	$\hat{x}_k(-4)$	$\hat{x}_k(+6)$	$\hat{x}_k(-6)$
+7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
+5	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0
+3	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0
+1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0
-1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	0
-3	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0
-5	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0
-7	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1

由表 3 得出 8 电平格雷码逻辑关系为:

$$\begin{cases} \hat{a}_{1k} = \hat{x}_k(0) \\ \hat{a}_{2k} = \hat{x}_k(+4) \oplus \hat{x}_k(-4) \\ \hat{a}_{3k} = \hat{x}_k(+2) \oplus \hat{x}_k(-2) \oplus \hat{x}_k(+6) \oplus \hat{x}_k(-6) \end{cases} \quad (4)$$

### 3 m-QAM 传输系统的计算机模拟

对 m-QAM 信号分析及传输系统的计算机模拟采用 C++ 程序设计。

#### 3.1 m-QAM 功率谱密度

设同相与正交基带码为独立、等概、平稳的随机矩形脉冲序列,则 2 电平 4QAM、4 电平 16QAM 及 8 电平 64QAM 的功率谱密度分别为表 4 中各式表示<sup>[5]</sup>。

计算机显示的相应功率谱密度曲线如图 4 所示。显然,每赫兹频带的信息利用率随调制电平数  $m$  的增加而提高。以 1GHz 频带为例,采用 4QAM 调

表 4  
Table 4

4QAM	16QAM	64QAM
$S_s(f) = \frac{A^2 T_s}{2} \left[ \frac{\sin \pi (f - f_0) T_s}{\pi (f - f_0) T_s} \right]^2$	$S_s(f) = \frac{5}{9} P_{sm} T_s \left[ \frac{\sin \pi (f - f_0) T_s}{\pi (f - f_0) T_s} \right]^2$	$S_s(f) = \frac{3}{7} P_{sm} T_s \left[ \frac{\sin \pi (f - f_0) T_s}{\pi (f - f_0) T_s} \right]^2$

式中,  $T_s$ —矩形脉冲宽度;  $f_0$ —脉冲载波频率;  $A$ —最大脉冲码元电平;  $P_{sm} = A^2/2$ —幅度最大码元的平均功率。

调制的信息比特率为 2Gbits/s, 这与根据第一 Nyquist 准则确定的 2 电平二进制频带利用率 2bits/s · Hz 一致。而采用 64QAM 方式则可传送 6G bits/s 信息, 信息码率为 4QAM 的 3 倍, 也就是说, 16QAM 与 64QAM 的频带利用率分别为 4bits/s · Hz 与 6bits/s · Hz<sup>[1]</sup>。因而, 这种高效调制方式很适用于大容量数字图象传输系统。

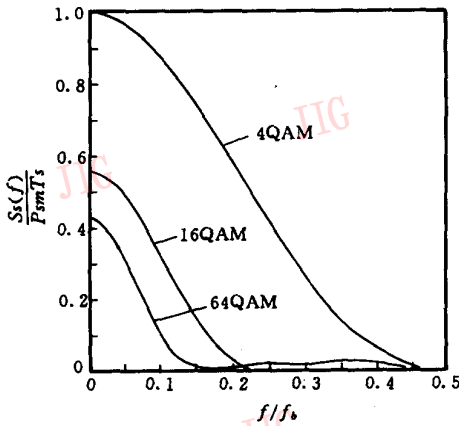


图 4 m-QAM 系统功率谱密度

Fig. 4 Power spectrum density of m-QAM system

以美国大联盟数字 HDTV 信号为例, 包括前向纠错监督码在内的数码率为 21.35Mbits/s。当要求在 6MHz 频带的信道内传输时, 若采用双边带调制, 则必须采用至少 4bits/s · Hz 的调制方式, 因而多电平 QAM 满足上述要求。

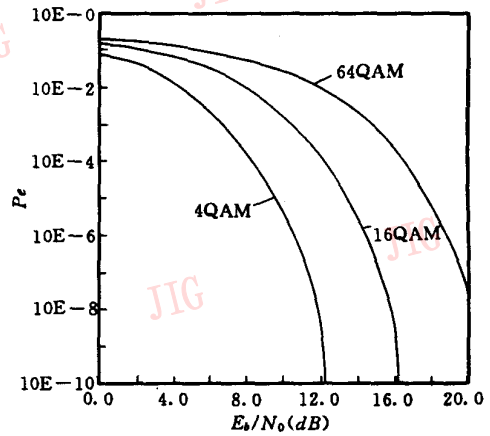


图 5 m-QAM 系统误码率

Fig. 5 Error code rate of m-QAM system

### 3.2 m-QAM 传输系统的最佳理论误码率

设传输系统为加性高斯白噪声不限带理想信道, 其响应满足共轭匹配条件并且无码间串扰, 信息码元在所有可能的取值上等概率分布, 正交相干解调输出的基带信号满足格雷电平逻辑, 在严格按判决和检测关系还原成二进制码后, 其系统误码率可按表 5 各式计算<sup>[2]</sup>。

由此计算得到的相应误码率曲线如图 5 所示。可见, 随着调制电平值  $m$  的增加, 频带利用率提高, 与之相应的系统抗误码性能下降, 也就是说提高频带利用率是以牺牲传输质量为代价的。

表 5  
Table 5

4QAM	16QAM	64QAM
$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{E_b/N_0}$	$P_e = \frac{3}{8} \text{erfc} \sqrt{\frac{2}{9} \cdot E_{bm}/N_0} = \frac{3}{8} \text{erfc} \sqrt{\frac{2}{5} \cdot E_b/N_0}$	$P_e = \frac{7}{24} \text{erfc} \sqrt{\frac{3}{49} \cdot E_{bm}/N_0} = \frac{7}{24} \text{erfc} \sqrt{\frac{1}{7} \cdot E_b/N_0}$
	$P_{sm}/P_s = 9/5 = 2.5\text{dB}$	$P_{sm}/P_s = 49/21 = 3.7\text{dB}$

$E_{bm}/N_0$ —最大电平码元归一化比特信噪比,  $E_b/N_0$ —全部码元归一化比特信噪比,  $P_s$ —全部码元周期内的平均功率

### 3.3 实际信道中 m-QAM 调制系统的抗误码性能

实际信道 m-QAM 系统误码率研究的仿真模型如图 6 所示,在图中的 A、B、C、D 点进行眼图测试。该误码率计算结果由 PN 随机序列发生器产生的脉冲序列与经传输接收到的并/串转换输出的脉冲进行误码检测比较得到。

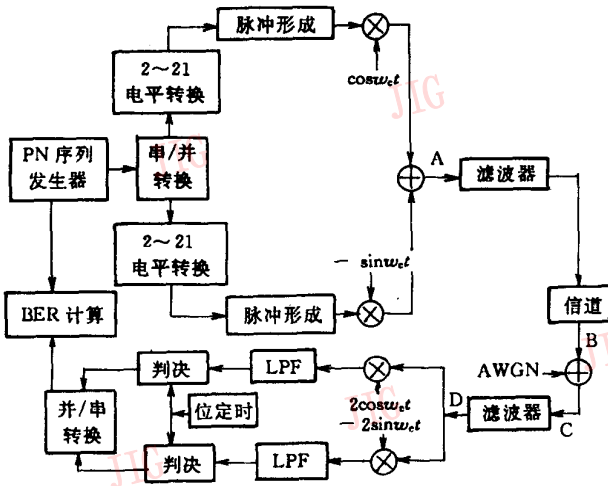


图 6 仿真系统框图

Fig. 6 Block diagram of the simulation system

实际信道中 m-QAM 调制系统的抗误码性能<sup>[6]</sup>的研究包括以下几种情况。

#### 3.3.1 宽带限信道中的系统误码率

当系统带限频率远高于载波频率,并在信道中馈入均值为 0 的模拟高斯白噪声后,所得的误码率曲线与最佳理论误码率曲线非常接近,如图 7 所示。故由宽带限造成的码间干扰很小,不会产生传输损伤。图 8 示出了 m-QAM 系统 A 点的眼图。

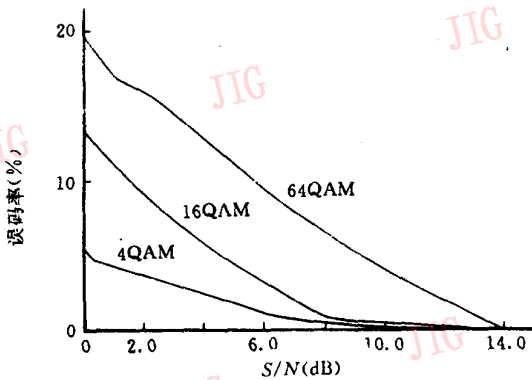
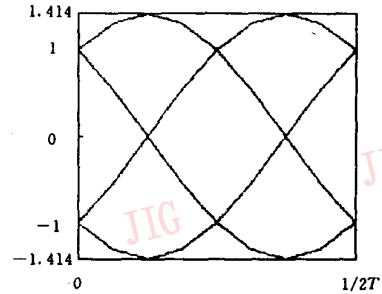
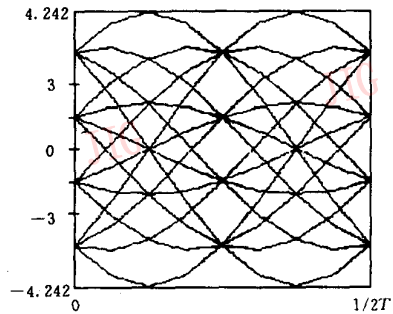


图 7 宽频带信道中 m-QAM 系统误码率

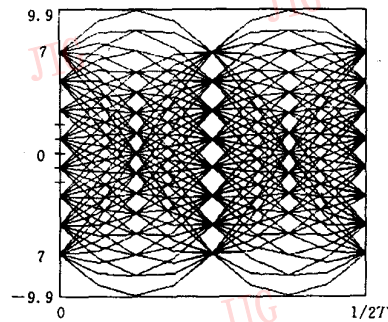
Fig. 7 Error code rate of m-QAM system in the broad-band channel



(a) 4QAM



(b) 16QAM



(c) 64QAM

图 8 m-QAM 系统调制后的眼图

Fig. 8 Eye patterns of modulated m-QAM system

#### 3.3.2 软限幅信道中的系统误码率

由于传输系统非线性所造成的软限幅特性,将由于限幅程度不同而不同程度地降低系统的抗误码性能,并且调制电平  $m$  越大影响就越大。

图 9 是几种 QAM 调制方式经过信道限幅输出最大值为 3.5 个单位后得到的误码率曲线。由于 4QAM 的最大值为 1.4 个单位,工作在不饱和状态,不受限幅影响,因此其误码率曲线与图 7 中的曲线是一致的。16QAM 部分限幅,因而在接收端造成误码,误码率曲线有所提升。对于码元最大值为 7 的 64QAM 调制方式,因为其最大输出为 9.9 个单位,

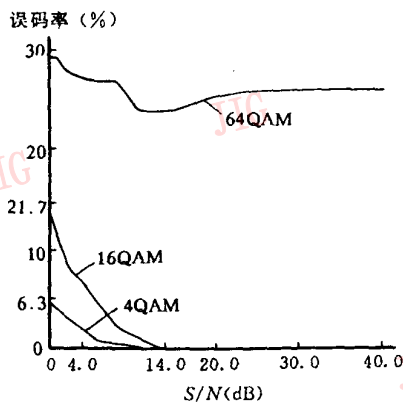


图9 限幅后 m-QAM 系统误码率  
Fig. 9 Error code rate of limiting m-QAM system

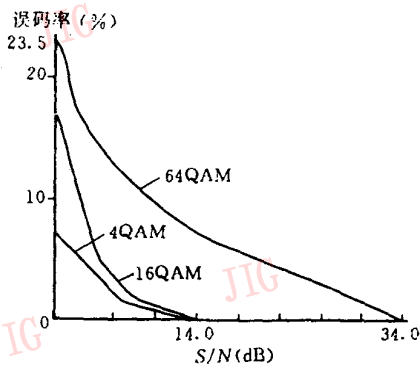


图10 有附加相移的 m-QAM 系统误码率  
Fig. 10 Error code rate of m-QAM system with added phase shift

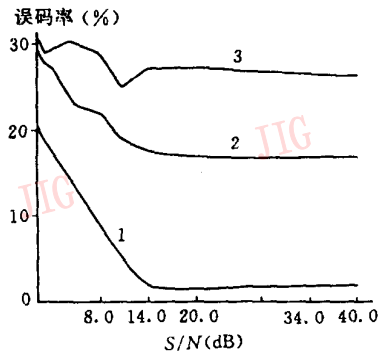
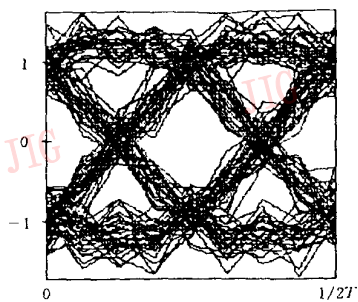
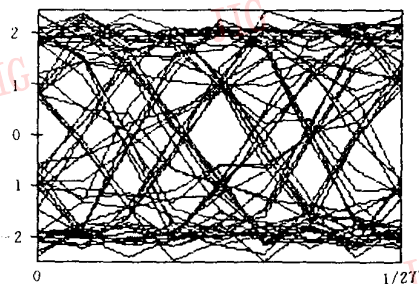


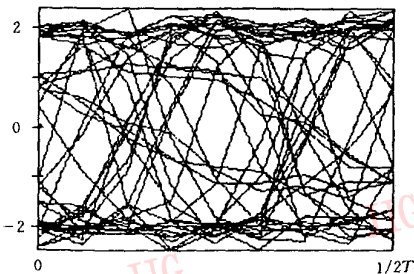
图11 径信道 64QAM 系统误码率  
Fig. 11 Error code rate of 64 QAM system with two path channel



(a) 4QAM



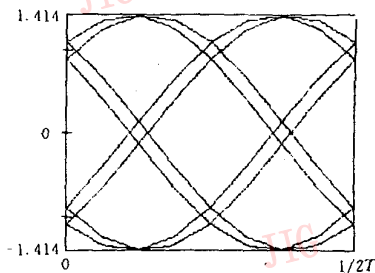
(b) 16QAM



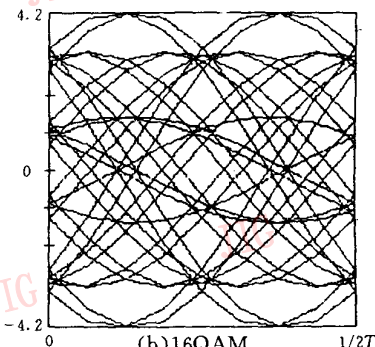
(c) 64QAM

图12 m-QAM 系统限幅后的眼图

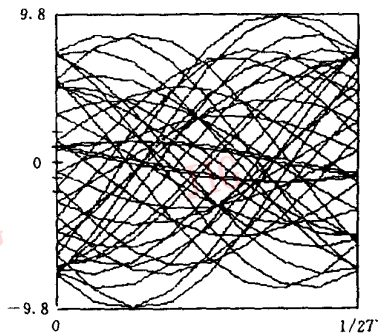
Fig. 12 Eye patterns of limiting m-QAM system



(a) 4QAM



(b) 16QAM



(c) 64QAM

图13 有附加相移的 m-QAM 系统眼图

Fig. 13 Eye patterns of m-QAM system with added phase shift

当信噪比小于 14dB 时,其误码率有所增加,并随信噪比的继续提高呈下降趋势;但当信噪比超过 14dB 时,大部分信号幅度受限,误码率又开始回升,并随信噪比的提高表现为无法降低的“误码率平台”。

### 3.3.3 载波附加相移对系统误码率的影响

载波附加相移包括由于接收端载波恢复的相位误差及传输造成的载波相位误差。附加相移的存在将使系统的误码率增加。当附加相移为  $\pi/16$  时,m-QAM 系统误码率曲线如图 10 所示。

### 3.3.4 二径信道中系统的误码率

为了模拟多径反射对传输特性的影响,令原数据流与经延迟后的数据流相加,研究其通过系统后传输质量的变化。图 11 表示以下三种情况下系统传输误码率:1~1/8 个码元宽度时延,宽带限,无限幅;2~1 个码元宽度时延,宽带限,无限幅;3~1/8 个码元宽度时延,窄带限,限幅最大输出 3.5 个单位。可以看出多径时延与码元宽度越接近越容易出现误码,也就是说系统的抗回波干扰能力越差,造成较严重的图象“鬼影”(ghost)。一般说来,高码率的信息数据流其码元宽度是很窄的,因而特别容易受到多径反射的影响。

图 12 分别显示 4QAM,16QAM,64QAM 限幅后在 C 点的眼图(测试时加入了方差为 0.2 的模拟噪声)。附加相移为  $\pi/32$  时 m-QAM 系统在 A 点的眼图如图 13 所示。



黄元,毕业于天津大学,现为暨南大学电子工程系教授,中国电子学会高级会员。主要研究图象处理与传输、光纤通信。

## Study for m-QAM Digital Image Transmission

Huang Yuan, Lu Qingtian

(Jinan University, Guangzhou 510632)

**Abstract** This paper describes a m-QAM method suitable for high speed digital HDTV transmission. Both Gray-code logic of coding/decoding and constellation for 64QAM are given. The characteristics of m-QAM are analyzed and the computer simulation for studying the transmission properties has been carried out.

**Keywords** Digital image transmission, Multi-level quadrature amplitude modulation, Gray-code, Power spectrum density, Error code rate

## 4 结 论

多电平 m-QAM 是实现地面数字图象传输的理想调制方案之一,它具有频带利用率高、信号能量集中以及随电平数  $m$  增加以上优点更加突出的特点。对实际 m-QAM 信道进行的计算机仿真,说明了当系统存在非线性软限幅特性、载波附加相移及考虑了多径反射的情况下,系统抗误码性能将受到的影响。分析表明,64QAM 兼有 6bits/s · Hz 的高效频带利用率和良好的系统抗误码性能。它与格状编码方案相结合,对白噪声可改善信噪比 3dB 以上,因而可进一步减少传输误码率,适用于地面数字 HDTV 传输。

## 参 考 文 献

- 1 Kerpez K J. A Comparison of QAM and VSB for Hybrid Fiber/Coax Digital Transmission. IEEE Transactions on Broadcasting, 1995, 41(1)
- 2 Bernard Caron. Video Channels Characterization for Advanced Television. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1989, 35(3).
- 3 Kageyama S et al. Waveform Equalization for EDTV Systems using QAM. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1991, 37(4).
- 4 冯重熙等. 现代数字通信技术. 北京:人民邮电出版社,1987.
- 5 姚庆栋等. 数字 HDTV 地面广播传输方法. 广播与电视技术, 22(7):35~46.
- 6 陆庆天. 高清晰度电视技术研究及全数字多电平正交调幅技术的仿真[硕士论文]. 广州:暨南大学,1996.