

正交调制读书报告

NJUer

摘要：正交振幅调制 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)就是一种频谱利用率很高的调制方式，其中、大容量数字微波通信系统、有线电视网络高速数据传输、卫星通信系统等领域得到了广泛应用，本文探讨了正交振幅调制技术的相关原理，并从星座图的角度认识这种调制方式的实现和相关应用。

关键词：正交幅度调制 QAM、星座图

一、正交幅度调制

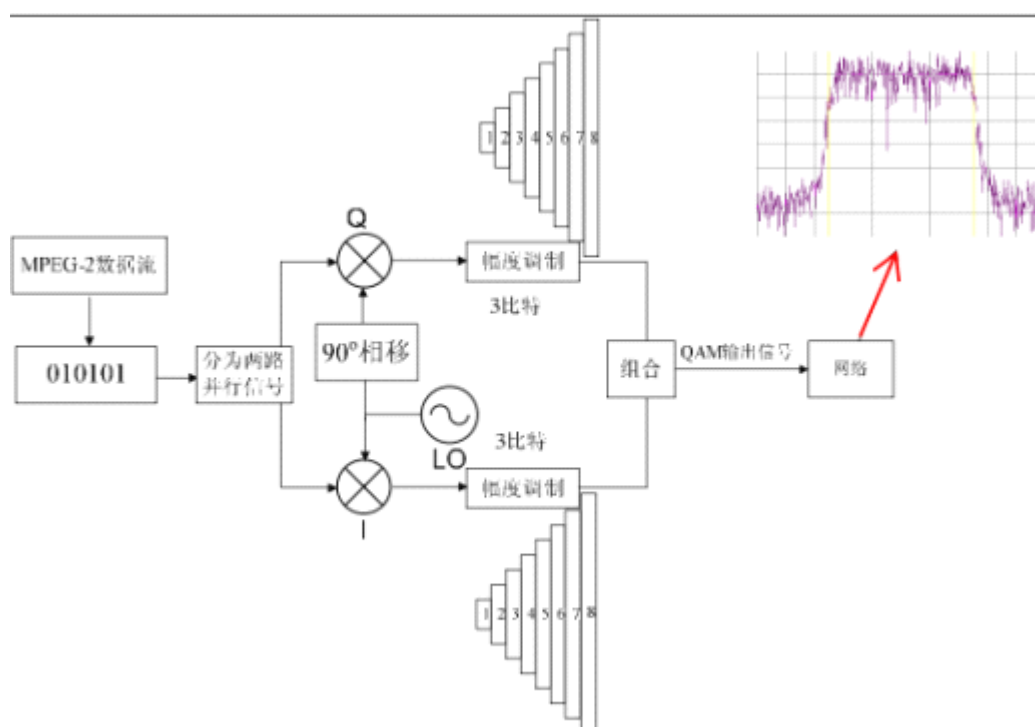
QAM 是一种振幅和相位联合调制，也即其已调信号的振幅和相位均随数字基带信号变化而变化。采用 M ($M>2$)进制的正交振幅调制，可记为 MQAM。 M 越大，频带利用率就越高。

在移动通信中，随着微蜂窝的出现，使得信道传输特性发生了很大变化。过去在传统蜂窝系统中不能应用的正交振幅调制也引起人们的重视。QAM 数字调制器作为 DVB 系统的前端设备，接收来自编码器、复用器、视频服务器等设备的 TS 流，进行 RS 编码、卷积编码和 QAM 数字调制，输出的射频信号可以直接在有线电视网上传送，同时也可根据需要进行中频输出。它以其灵活的配置和优越的性能指标，广泛的应用于数字有线电视传输领域和数字 MMDS 系统。

为改善数字调制的不足之处，如：频谱利用率低、抗多径抗衰弱能力差、功率谱衰减慢、带外辐射严重等，人们采取了如下的几种方式，如提高功率利用率以增强抗噪声性能；适应各种随参信道以增强抗多径抗衰落能力等。另外，在恒参信道中，正交振幅调制（QAM）方式具有高的频谱利用率，因此正交振幅调制（QAM）在卫星通信和有线电视网络高速数据传输等领域得到广泛应用。

二、QAM 调制的原理和星座图

2.1、数据经过信道编码之后，被映射到星座图上，图 1 就是 QAM 调制器的基本原理框图。



一个信号有三个特性随时间变化：幅度、相位或频率。然而，相位和频率仅仅是从不同的角度去观察或测量同一信号的变化。人们可以同时进行幅度和相位的调制，也可以分开进行调制，但是这既难于产生更难于检测。但是在特制的系统中信号可以分解为一组相对独立的分量：同相（I）和正交（Q）分量。这两个分量是正交的，且互不相干的。

图 1 中的 QAM 调制器中 I 和 Q 信号来自一个信号源，幅度和频率都相同，唯一不同的是 Q 信号的相位与 I 信号相差 90° 。具体关系如图 2 所示，当 I 的幅度为 1 的时候，Q 的幅度为 0，而当 I 的幅度为 0 的时候，Q 的幅度为 1，两个信号互不相干，相位相差 90° ，是正交的。

对于 MQAM 信号，一般的表达式为：

$$e_{MQAm}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t - nT_s) \cos(\omega_c t + \phi_n)$$

式中， A_n 是基带信号的振幅， $g(t - nT_s)$ 是宽度为 T_s 的第 n 个码元基带信号波形， ϕ_n 是第 n 个码元载波的相位。上式展开的正交表示形式为：

$$\begin{aligned} e_{MQAm}(t) &= \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t - nT_s) \cos \phi_n \right] \cos \omega_c t - \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t - nT_s) \sin \phi_n \right] \sin \omega_c t \\ &= \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t - \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} Y_n g(t - nT_s) \right] \sin \omega_c t \end{aligned}$$

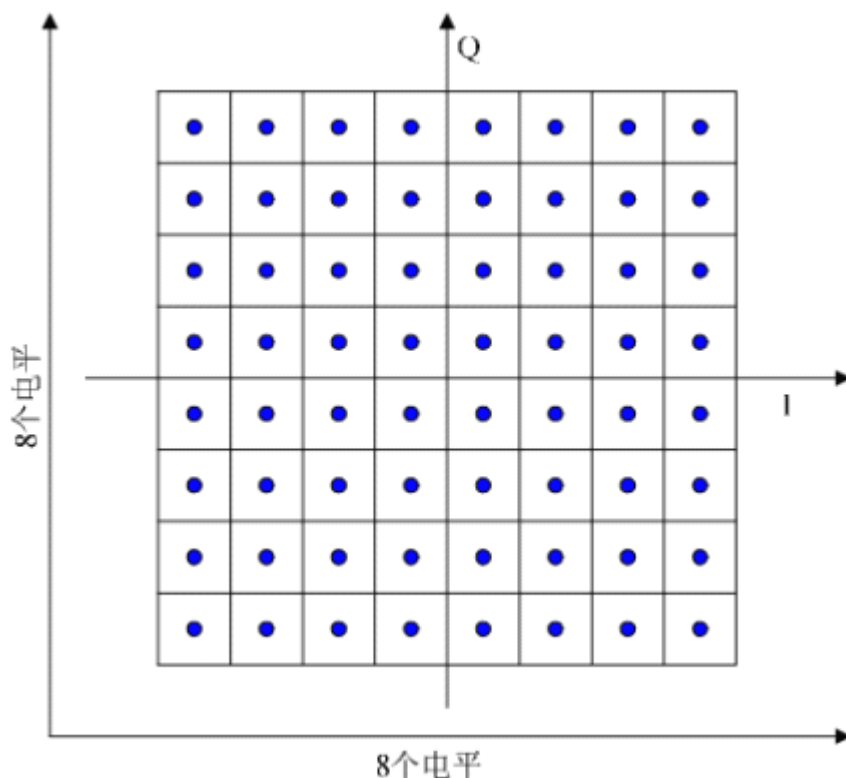
式中 $X_n = A_n \cos \phi_n$ ， $Y_n = A_n \sin \phi_n$ 是第 n 个码元振幅， $\sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n g(t - nT_s)$ 与

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} Y_n g(t - nT_s)$ 均为基带信号。因此从上式可以看出，QAM 调制是两个独立的数字基带

信号对两个相互正交的同频载波进行抑制载波双边带调制。

在 QAM 调制机制中，。相位 + 幅度状态定义了一个数字或数字的组合。QAM 的优点是具有更大的符号率，从而可获得更高的系统效率。通常由符号率确定占用带宽。因此每个符号的比特（基本信息单位）越多，效率就越高。对于给定的系统，所需要的符号数为 2^n ，这里 n 是每个符号的比特数。对于 16QAM， $n=4$ ，因此有 16 个符号，每个符号代表 4 bit：0000, 0001, 0010 等。对于 64QAM， $n=6$ ，因此有 64 个符号，每个符号代表 6 bit：000000, 000001, 000010 等。

经过信道编码的二进制的 MPEG-2 比特流进入 QAM 调制器，信号被分为两路，一路给 I，另一路给 Q，每一路一次给 3 比特的数据，这 3 比特的二进制数一共有 8 种不同的状态，分别对应 8 种不同的电平幅度，这样 I 有 8 个不同幅度的电平，Q 有 8 个不同幅度的电平，而且 I 和 Q 两路信号正交。这样任意一个 I 的幅度和任意一个 Q 的幅度组合都会在极坐标图上映射一个相应的星座点，这样每个星座点代表由 6 个比特的数据组成的一个映射，I 和 Q 一共有 8×8 共 64 种组合状态，各种可能出现过的数据状态组合最后映射到星座图上，得到如图 2 所显示的 64QAM 星座图。



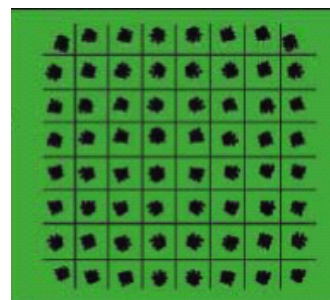
图二

2.2、星座图的应用

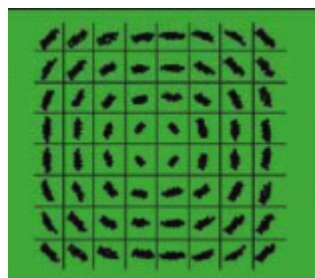
同基带数字传输的眼图相比较，星座图可以看成数字信号的一个“二维眼图”阵列，同时符号在图中所处的位置具有合理的限制或判决边界。代表各接收符号的点在图中越接近，信号质量就越高。由于屏幕上的图形对应着幅度和相位，阵列的形状可用来分析和确定系统或信道的许多缺陷和畸变，并帮助查找其原因。使用星座图可以轻松发现诸如幅度噪声、相位噪声、相位误差、调制误差比等调制问题。

(1) 增益压抑

增益压抑是在信号传送路径上因主动原件(放大器或信号处理器)过度驱动或不良的主动原件所导致的信号失真，结果在星座图上显示出四个角落被扭曲造成四边弯成如弓形的现象，而不是正常的四方形形状。



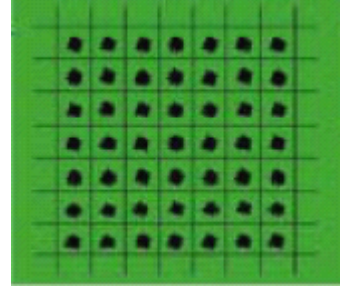
(2) 相位噪声



相位噪声是一段时间内振荡器的相位相对不稳定的情况，如果此振荡器是关于信号处理(例如本地振荡器) 这些相位不稳定会影响在信号上，在信号处理设备内的振荡器在设计上只会对所处理的信号增加非常微小的相位噪声，然而不良的调制器或处理器可能增加非常可观的相位噪声在信号上，结果在星座图上显示出绕着图形中央旋转的现象。

(3) 不连续的噪声干扰

在实际的网络系统中，QAM 信号会一直被噪声干扰。噪声导致所显示的符号落在星座图方框内正常位置的周围，所以在累积一段时间长度后统计一特定方框内所有符号的落点就会形成如云般的形状，每个符号表示噪声干扰些微的差异。如果有够多的噪声干扰星座图会显示一些符号以表示超过判断门坎形成“误码”。



三、QAM 误码率分析

通常情况下，我们采用矩形的 QAM 信号星座，这是因为容易产生 PAM 信号可直接加到两个正交载波相位上，此外它们还便于解调。

对于 $M = 2^k$ 下的矩形信号星座图 (k 为偶数)，QAM 信号星座图与正交载波信号上的两个 PAM 信号时等价的，着两个信号中的每一个上都有 $\sqrt{M} = 2^{k/2}$ 个信号点。因为相位正交分量上的信号能被相干判定方法进行分离，所以易于通过 PAM 的误码率确定 QAM 的误码率。M 进制 QAM 系统正确判定的概率是：

$$P_C = (1 - P_{\sqrt{M}})^2$$

上式中， $P_{\sqrt{M}}$ 是 \sqrt{M} 进制 PAM 系统的误码率，该 PAM 系统具有等价 QAM 系统的每一个正交信号的一半的平均功率。通过适当调整 M 进制 PA 系统的误码率，可得到：

$$P_{\sqrt{M}} = 2(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}) Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_{av}}{N_0}}\right)$$

上式中， $\frac{E_{av}}{N_0}$ 是每个符号的平均信噪比，这样一来，M 进制的 QAM 调制的误码率为：

$$P_M = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2$$

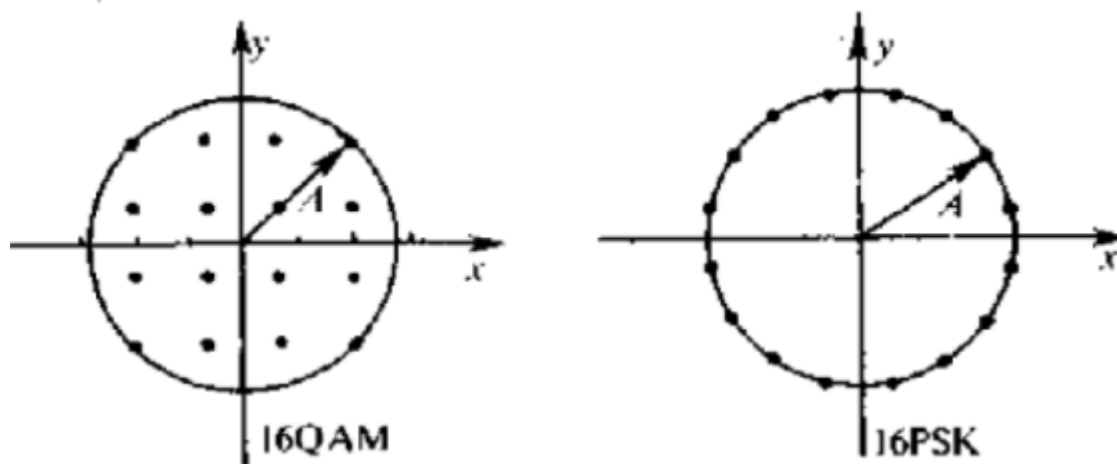
可以注意到，当 k 为偶数时，这个结果对 $M = 2^k$ 情形时精确的，而当 k 为奇数时，就不存在与之等价的 M 进制 PAM 系统。如果使用最佳距离量度进行判决的最佳判决器，可以求出任意 $k \geq 1$ 误码率的严格上限为：

$$P_M \leq 1 - [1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}}\right)]^2 \leq 4Q\left(\sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}}\right)$$

式中 $\frac{E_{av}}{N_0}$ 是每个比特的平均信噪比

四、QAM 与 MPSK 之比较

为了说明 QAM 调制相对于 MPSK (多进制相位键控) 来说，抗干扰能力更强，误码率更低，图 3 示出了 16PSK 和 16QAM 的星座图：



图三 16QAM 和 16PSK 的星座图

这两个星座图表示的信号最大功率相等，相邻信号点的距离 d_1 , d_2 分别为：

2DPSK:
$$d_1 \approx 2A \sin \frac{\pi}{16} = 0.39A$$

16QAM:
$$d_2 \approx \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{M}-1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{16}-1} = 0.47A$$

结果表明， $d_2 > d_1$ ，大约超过 1.64dB。合理地比较两星座图的最小空间距离应该是以平均功率相等为条件。由相关资料得知，在平均功率相等条件下，16QAM 的相邻信号距离超过 16PSK 约 4.19dB。星座图中，两个信号点距离越大，在噪声干扰使信号图模糊的情况下，要求分开两个可能信号点越容易办到。因此 16QAM 方式抗噪声干扰能力优于 16PSK。

参考文献：

- 1、《现代通信原理》 文元美 张树群 等编著 科学出版社
- 2、《数据通信原理》 陈启美 李勃等编著 南京大学出版社