

## 一、QAM 调制的基本概念、该例中调制和解调的具体实现方法

### 基本概念：

正交幅度调制（QAM, Quadrature Amplitude Modulation）是一种在两个正交载波上进行幅度调制的调制方式。这两个载波通常是相位差为 90 度（ $\pi/2$ ）的正弦波，因此被称作正交载波。这种调制方式因此而得名。

QAM 发射信号集可以用星座图方便地表示。星座图上每一个星座点对应发射信号集中的一个信号。设正交幅度调制的发射信号集大小为 N, 称之为 N-QAM。星座点经常采用水平和垂直方向等间距的正方网格配置。数字通信中数据常采用二进制表示，这种情况下星座点的个数一般是 2 的幂。常见的 QAM 形式有 16-QAM、64-QAM、256-QAM 等，星座点数越多，每个符号能传输的信息量就越大。但是，如果在星座图的平均能量保持不变的情况下增加星座点，会使星座点之间的距离变小，进而导致误码率上升。因此高阶星座图的可靠性比低阶要差。

M-QAM 信号可用如下表达式表示：

$$s_n(t) = A_{n,c}g(t) \cos(2\pi f_c t) - A_{n,s}g(t) \sin(2\pi f_c t), n = 1, 2, 3 \dots, M$$

其中  $g(t)$  为码元信号脉冲。

### 该例中调制具体实现方法：

本例中 16QAM 的星座图：（画图不太方便，此处用列表的方式呈现，左侧用 10 进制表示，右侧用二进制表示）

X \ Y	-3	-1	1	3
-3	2	6	14	10
-1	3	7	15	11
1	1	5	13	9
3	0	4	12	8

X \ Y	-3	-1	1	3
-3	0010	0110	1110	1010
-1	0011	0111	1111	1011
1	0001	0101	1101	1001
3	0000	0100	1100	1000

图 1

注意在调制时，为使发送功率为 1，需将上图中点进行能量归一化，即进行比例缩放，缩放比例为

$$\sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{M-1} E_{bi}}{M}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{15} (x_i^2 + y_i^2)}{16}} = \sqrt{\frac{18 + 18 + 2 + 2}{4}} = \sqrt{10}$$

在发送端，利用信号所对应的星座点的坐标值作为两路载波的赋值，经脉冲成形后与载波相乘后发送信号。譬如要发送符号“0010”，则找到其对应的点为（-3, -3），其能量归一化后为 $(-\frac{3}{\sqrt{10}}, -\frac{3}{\sqrt{10}})$ ，将其作为 I 路和 Q 路载波的幅值，与

载波相乘后发送

$$s(t) = -\frac{3}{\sqrt{10}}g(t)\cos(2\pi f_c t) + \frac{3}{\sqrt{10}}g(t)\sin(2\pi f_c t)$$

64QAM 的调制原理相同，其星座图为：

Y \ X	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7
7	000101	001101	011101	010101	111101	110101	100101	101101
5	000100	001100	011100	010100	111100	110100	100100	101100
3	000110	001110	011110	010110	111110	110110	100110	101110
1	000111	001111	011111	010111	111111	110111	100111	101111
-1	000010	001010	011010	010010	111010	110010	100010	101010
-3	000011	001011	011011	010011	111011	110011	100011	101011
-5	000001	001001	011001	010001	111001	110001	100001	101001
-7	000000	001000	011000	010000	111000	110000	100000	101000

图 2

该例中解调的具体实现方法：

在接收端，收到信号后按照最大似然法检测，即

$$\hat{i} = \underset{i}{\operatorname{argmax}} P(y|x_i \text{ sent})$$

在 AWGN 信道下

$$P(y|x_i \text{ sent}) = P(x + n|x_i \text{ sent}) = P(n|x_i \text{ sent})$$

因此

$$\hat{i} = \underset{i}{\operatorname{argmax}} P(y|x_i \text{ sent}) = \underset{i}{\operatorname{argmax}} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\|y - x_i\|^2}{2\sigma^2}\right)$$

可以看出，最大似然检测的解码规则为找到使 $\|y - x_i\|$ 最小的 $x_i$ ，在星座图上即表示为将收到的点解码为距离它最近的星座点所对应的符号。具体来说，由于采用了格雷码映射规则，因此首先分别取实部和虚部，判断其是否分别大于 0，由此可以确定该点所在象限，即确定了第 0 位和第二位，再在此象限内，用相似的方法，将门限电平由 0 改为  $2/\sqrt{10}$ ，判断其与哪一个点距离最近，由此法解码。

64QAM 的解码方法与之类似，先通过实部虚部与 0 比较判断所在象限并确定第 5 位和第 2 位，再依相似的方法逐渐缩小范围。

## 二、发送部分的整体框图

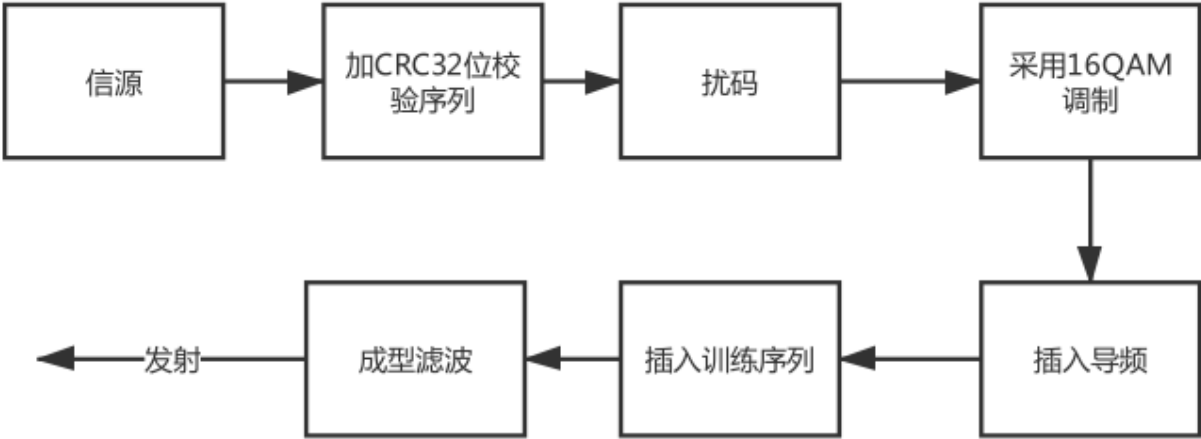


图 3

## 三、发送的数据帧结构

发送数据包含：训练序列、导频、信息位、CRC32 校验序列，其中，信息位和校验序列还需经过扰码器加扰。

信息位由一段长为 380 的字符串产生，将字符串转换为 ASCII 码后，信息位长  $380 \times 8 = 3040$  bits。

由这些信息位产生 CRC32 校验序列，其产生原理为在二元域上用这些信息位除以 CRC32 指定的多项式，取其 32 位余数作为校验序列，将 32 位余数放置到信息位后，其长为 32 bits。

然后对信息位和校验序列构成的序列进行加扰。加扰过程采用乘法（自同步）扰码器。加扰原理在报告最后叙述。

信息位、校验序列按照 64QAM 调制，得到序列长度为  $(3040 + 32) / 6 = 512$  symbols，然后插入导频。

导频序列为  $[1+j \ -1-j \ 1+j \ -1-j \ -1-j \ 1+j \ -1-j \ 1+j]$ ，共 8 symbols，将上段中的序列每 64 位插入一段导频，即总共插入 8 段导频，序列长度变为  $8 \times 8 + 512 = 576$  symbols。最后在序列前插入训练序列。

训练序列长 127 bits，是由 7 位移位寄存器产生的 m 序列,具体为：

1,1,1,1,1,1,0,1,0,1,0,1,0,0,1,1,0,0,1,1,1,0,1,1,1,0,1,0,0,1,0,1,1,0,0,0,1,1,0,1,1,1,

1,0,1,1,0,1,0,1,1,0,1,1,0,0,1,0,0,0,1,0,0,0,1,1,1,0,0,0,0,1,0,1,1,1,1,0,0,1,0,1,0,1,1,1,0,0,  
1,1,0,1,0,0,0,1,0,0,1,1,1,1,0,0,0,1,0,1,0,0,0,0,1,1,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0, 将训练序列  
按 BPSK 调制，并放入序列最前方，得到长为  $576+127=703$  symbols 的发送符号集。

#### 四、接收部分的整体框图

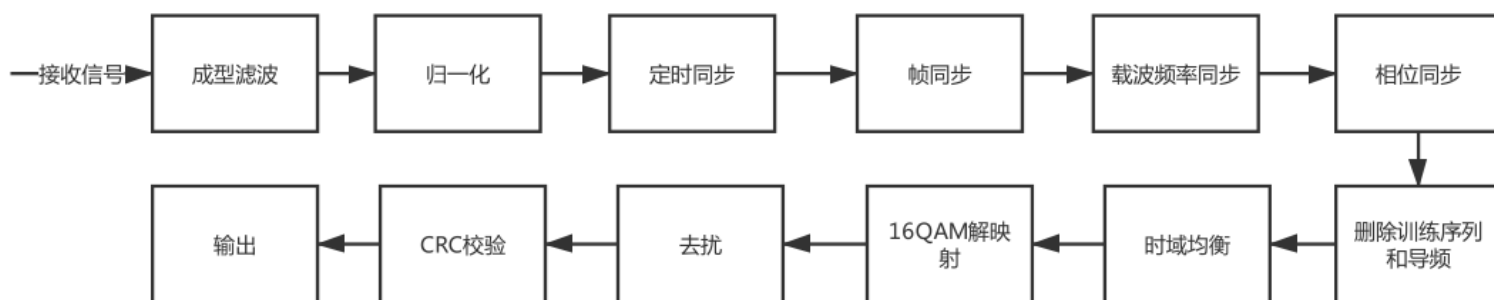


图 4

在接收端, 经定时同步和帧同步后, 收到的信号可以表示为  $x(n)e^{j(\Delta\omega nT + \theta)}$ , 其中  $x(n)$  为发送信号,  $\Delta\omega nT$  为由于频偏造成的误差,  $\theta$  为由于初相不同造成的偏差。因此需要经过三次载波同步和一次相位同步来消除该误差。

为了消除码间串扰，可再经过时域均衡后进行解码。解码过程在第一部分已经叙述，此处不再赘述。

因为发送端进行了加扰，因此在接收端进行解扰，解扰与加扰为逆过程，加扰采用了乘法（自同步）加扰，因此接收端采用加法（同步）加扰法进行解扰。原理将在报告最后进行叙述。

最后进行 CRC 校验，此例中，将所得数据的最后 32 位去掉后，在二元域除以 CRC32 的生成多项式，若得到的余数与收到数据的最后 32 位相同，则说明接收数据判决正确，否则说明产生误码。

### 五、接收时对帧的拆解步骤:

在接收端，在同步之后，首先将先收到的 127 位训练序列删除，得到长 512 的序列。然后按每  $64+8=72$  位得到数据帧，其中 64 位数据位，8 位导频序列，然后将导频序列删除。

## 六、关键结果图示及解释说明

## 6.1 发送端

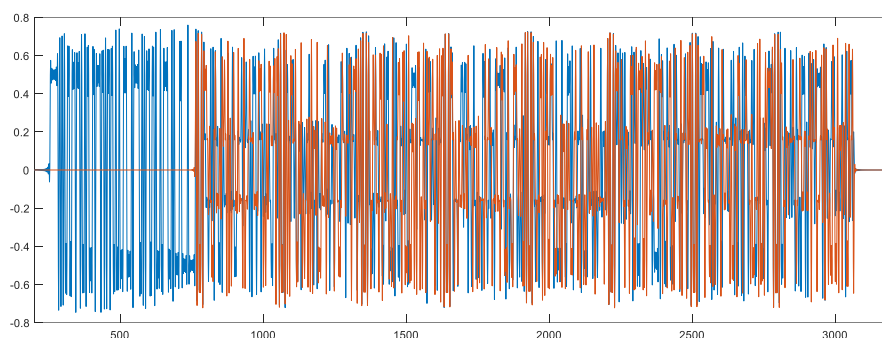


图 5

发送端发送波形图如图所示，在最开始仅有蓝色即 I 路有信号，这是由于训练序列发送的 0、1 码流采用了 BPSK 调制，且仅调制了同相分量。

## 6.2 接收端

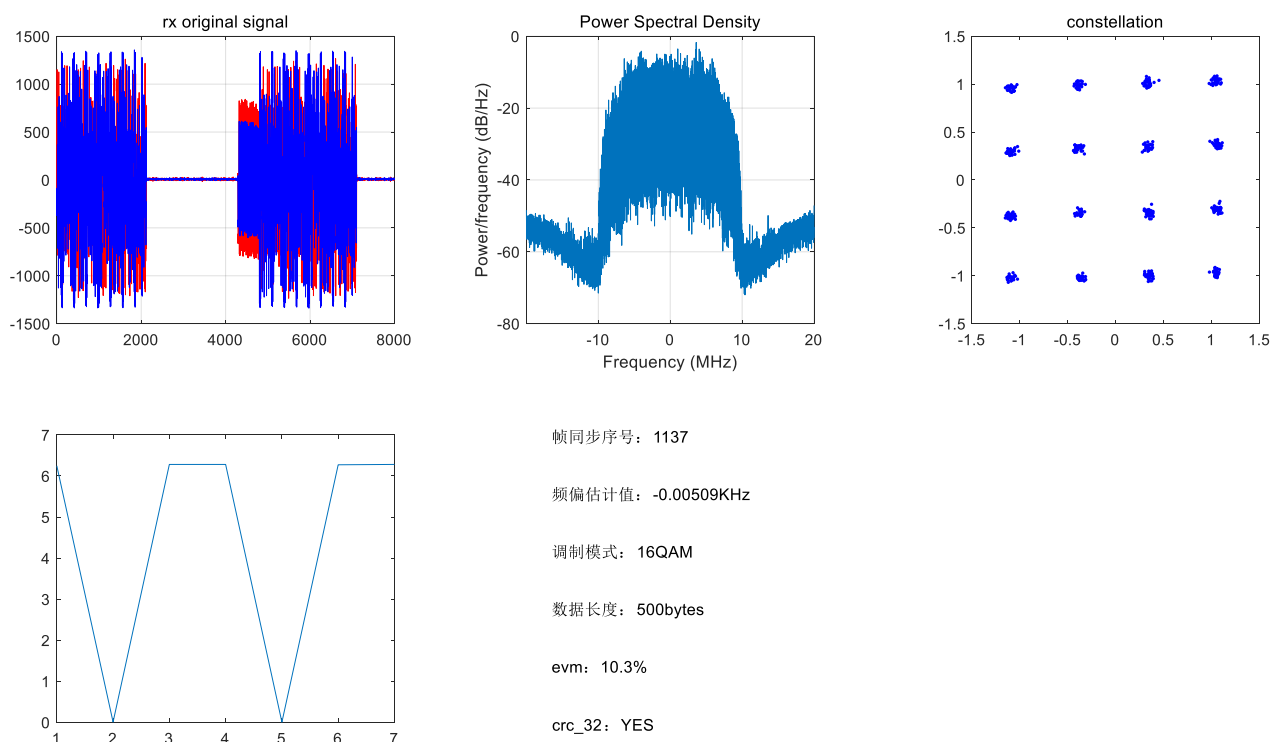


图 6

接收端收到的波形如图所示，第一幅图为收到的原始信号；第二幅图为信号的功率谱，可见其功率主要集中在-10MHz~10MHz 之间；第三幅图为接收信号星座图，可见清晰的 16QAM 的结构，说明信道条件很好，信噪比很高；第四幅图为每一帧的初始相位。

## 七、关键知识点

## 7.1 训练序列

训练序列采用移位寄存器生成，其结构如下图所示。

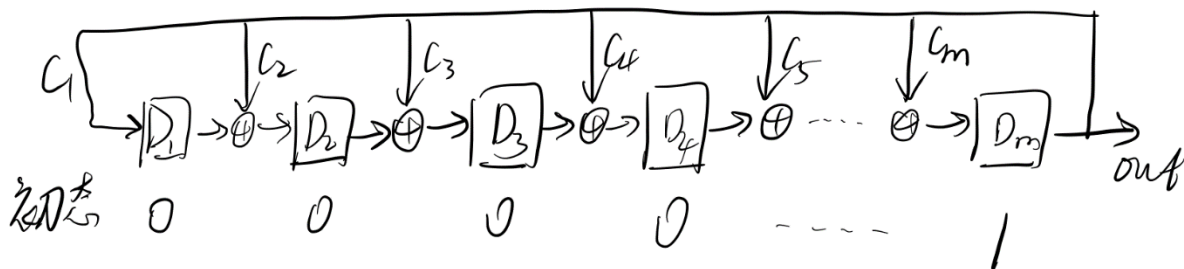


图 7

在本例中，反馈系数向量 $[c_1, c_2, \dots, c_m] = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 1]$  ( $m = 7$ )。

将其插入在发送数据的最前方，其在载波频率同步过程中发挥重要作用。

在接收端，假设发送为 $x(n)$ 而接受到的为 $x(n)e^{j(\Delta\omega t + \theta)}$ ，其中 $\Delta\omega$ 为发送载频与接收载频之差， $\theta$ 为由于发送端载频和接收端载频初相不同造成的误差。为消除 $e^{j(\Delta\omega t + \theta)}$ 因子造成的影响，需要计算频差 $\Delta\omega$ 和 $\theta$ 。计算 $\Delta\omega$ 时使用了训练序列，将训练序列错位后做比，即可得到 $\frac{e^{j(\Delta\omega nT + \theta)}}{e^{j(\Delta\omega(n+\Delta n)T + \theta)}} = e^{j\Delta\omega\Delta nT}$ ，其中 $\Delta n$ 为错位的码元数量， $T$ 为码元时间。由 $e^{j\Delta\omega\Delta nT}$ 的角度即可求得 $\Delta\omega$ 。为减小误差，该例中使用不同长度序列进行了三次频差估计。

## 7.2 加扰和解扰

通过加扰，一方面可以进行加密，即只有利用和加扰相同的生成多项式进行解扰才能正确恢复有用信息；另一方面可以使 0 码和 1 码等概出现，使之适合信道传输。该例中使用多项式 $g(z) = 1 + z^{-4} + z^{-7}$ 加扰和解扰，其具体结构如下图。

加扰的结构：

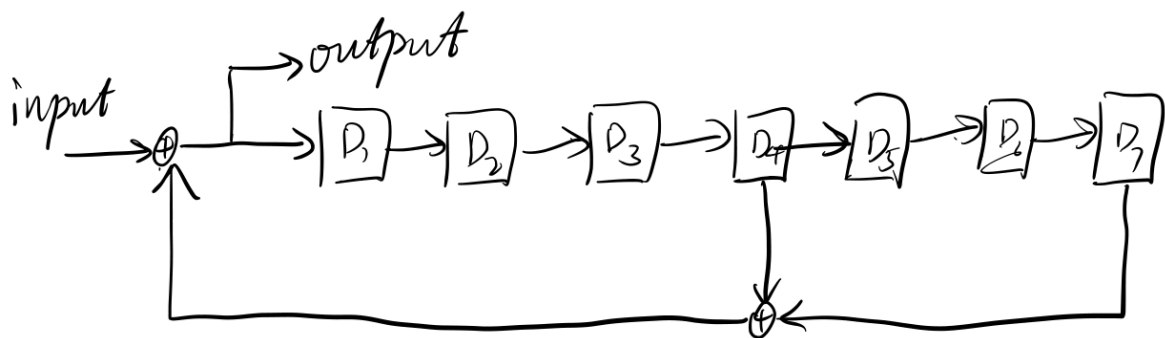


图 8

解扰的结构：

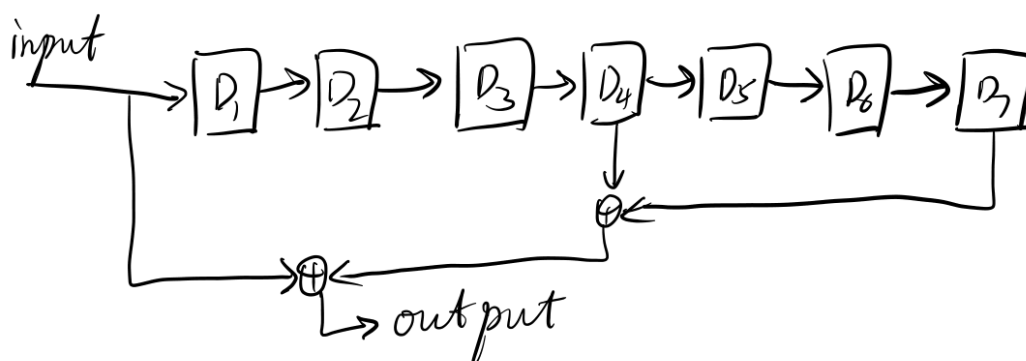


图 9

由图可见，加扰的原理是利用输出序列的前面第 4 位和第 7 位与当前位进行异或得到新的输出序列，加扰后的输出序列通过信道后成为接收端解码器的输入序列，因此再利用输入序列的前第 4 位和第 7 位与当前位异或，便得到原始消息序列。

### 7.3 CRC32 校验

CRC 为 Cyclic redundancy check 即循环冗余校验，32 的意思为校冗余位的长度为 32。其具体方法为：在有限域  $GF(2)$  内，用需要计算校验和的信息数据流除以 CRC32 预定的多项式系数。

在本例中，采用 0xEDB88320 对应的多项式，即

$$x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$$

本例中实现二进制除法求余的方式为：（翻转的部分没有看懂，因此略去不述）

假设 CRC32 校验式为  $g(x)$ ，将信息位前 32 位放入 32 位移位寄存器，如果寄存器的首位为 1，将寄存器右移 1 位（低位补充信息位的下一位），再与  $g(x)$  按位异或，否则仅将寄存器右移 1 位。重复移位、异或的过程，直到信息位全部移出寄存器。寄存器中的值即为余数，即 32 位校验码。该过程可用二进制除法的竖式表示理解，若寄存器首位为 1，则商 1 后与除数作差，若寄存器首位为 0，则商 0 后将被除数下一位拖下后再看能否被除数除开。寄存器移位的过程即竖式中将除数拖下的过程，异或的过程即余数与除数作差的过程。因此最后寄存器中将保留下余数。