



从时域角度来看,调制就是用基带信号去控制载波信号的某个或几个参数的变化,将信息荷载在其上形成已调信号传输,而解调是调制的反过程,通过具体的方法从已调信号的参数变化中将恢复原始的基带信号。从频域角度看,调制就是将基带信号的频谱搬移到信道通带或者其中某个频段上的过程,而解调是将信道中的频带信号恢复为基带信号的反过程。

这里所说的基带信号,是指信源(信息源)发出的没有经过调制(进行频谱搬移和变换)的原始电信号,其特点是频率较低,信号频谱从零频附近开始,具有低通形式,根据原始电信号的特征,基带信号可分为数字基带信号和模拟基带信号;相应地,信源也分为数字信源和模拟信源。与基带信号相反,调制信号是由原始信息变换而来的低频信号。

### 3.1 概述

信号的调制过程是一个电信号变换的物理过程,是按原始信号的特征去改变载频信号的某些特征值(如振幅、频率、相位等),导致载频信号的这个特征值发生有规律的变化,当然,这个规律是由基带信号本身的规律所决定的,由此,载频信号就携带了信息源的相关信息。

按照不同的分类方式,调制的种类也有多种。

(1) 按调制信号的形式不同,调制可分为模拟调制和数字调制。用模拟信号来进行调制称为模拟调制,用数字信号来进行调制称为数字调制。

(2) 按被调信号的种类不同,可分为脉冲调制、正弦波调制和强度调制。脉冲调制的载波是脉冲,正弦波调制的载波是正弦波,强度调制的载波是高频的光波。

移动通信对调制方式的指标需求包括:

(1) 频带利用率,表示为  $\eta = R_b/B$ ,其中,  $R_b$  为比特速率,  $B$  为无线信号的带宽,单位为  $\text{b/s} \cdot \text{Hz}$ 。

(2) 功率效率(在保持信息精确度的情况下所需的最小信号功率,或者说最小信噪比)。

(3) 已调信号恒包络。

(4) 易于解调。

(5) 带外辐射。要求已调信号的功率谱的副瓣要小,使超出带宽外的信号功率降低到规定值以下,一般为 $-70\sim-60\text{dB}$ 。

对于以上几点,具体采用何种调制方式,在移动通信系统设计中,要综合考虑各种因素的影响后决定。

## 3.2 数字频率调制

### 3.2.1 移频键控(FSK)调制

移频键控(Frequency-Shift Keying, FSK)也称为数字频率控制,是数字通信中使用较成熟的一种调制方式,基本原理是利用载波的频率变化来传递数字信息。在数字通信系统中,这种频率的变化不是连续而是离散的,移频键控广泛应用于低速数据传输设备中,它具有调制方法简单易于实现、可以异步传输、抗噪声和衰落性能较强等特点,在中低速数据传输中得到了广泛应用。

FSK 的数学表达式为

$$S(t) = \sum_n b_n g(t - nT_s) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \sum_n \overline{b_n} g(t - nT_s) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (3-1)$$

其中,当传 1 码时,对应输出频率  $f_1$ ; 当传 0 码时,对应输出频率  $f_2$ 。

2FSK 信号的带宽为

$$B = |f_2 - f_1| + 2f_s \quad (3-2)$$

2FSK 信号的调制波形如图 3-1 所示。

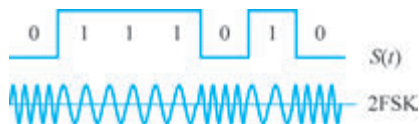


图 3-1 2FSK 信号的调制波形示意图

### 3.2.2 最小移频键控(MSK)调制

在 FSK 方式中,相邻码元的频率不变或者跳变一个固定值。在两个相邻的频率跳变的码元之间,其相位通常是不连续的,MSK(Minimum Shift Keying, 最小移频键控)的设计目标是对 FSK 信号作某种改进,使其相位始终保持连续不变,从而使得调制后的频谱主瓣窄、旁瓣衰落快,满足通信系统的信道宽度要求,节省频率资源。

相对于同相基带信号分量,MSK 将正交基带信号分量时延为符号间隔的一半,消除已调信号中  $180^\circ$  相位突变的现象,即具有如下特性:

- (1) 正交信号的最小频差;
- (2) 在相邻符号交界处相位保持连续;
- (3) 最小频差越小,频带利用率越高。

这使得 MSK 相位连续的表达式为

$$S(t) = A \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (3-3)$$

相对于未调载波  $\omega_c$ 、 $\omega_1$  和  $\omega_2$  的偏移为  $\pm\Delta\omega$ ，因此：

$$S(t) = A \cos[\omega_c t \pm \Delta\omega + \theta(0)] \quad (3-4)$$

其中， $\omega_1 = \omega_c + \Delta\omega$ ， $\omega_2 = \omega_c - \Delta\omega$ ， $\omega_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ ， $\Delta\omega = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2}$ 。初始相位角取决于过去码元调制的结果，其选择的依据是要防止相位的任何不连续性。

MSK 信号正交的条件是

$$2\Delta\omega T_s = n\pi, \quad n \text{ 为整数} \quad (3-5)$$

要使得频带利用率提高，频偏就要降低，当  $n=1$  时为最小，即调制指数表示为

$$2\Delta\omega T_s / \pi = \frac{1}{2} \quad (3-6)$$

其相位的变化曲线如图 3-2 所示。

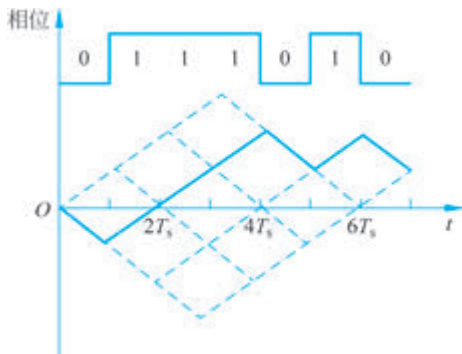


图 3-2 MSK 相位的变化曲线示意图

MSK 调制信号的特征包括：

(1) MSK 信号为恒包络已调波，功率谱特性好，更适于非线性信道传输，如短波衰落信道。

(2) 每比特码元间隔包含  $1/4$  载波周期的整数倍。

(3) 以信道载波相位为基准，在传输码元 1 或 0 的转换时刻，相位线性地增加或减少  $\pi/2$ ，MSK 的已调波相位变化为  $0$ 、 $\pm\pi/2$ ，与 QPSK 的  $0$ 、 $\pm\pi/2$  及  $\pi$  的相位变化比较，性能较优。

(4) 调制指数为  $0.5$ 。

(5) 码元转换时刻，信号的相位是连续的，即信号波形无突变。

(6) 能以最小的调制指数(即  $0.5$ )获得正交信号。

(7) 对于给定的频带，能具备更高的比特速率(相对于 PSK)。

### 3.2.3 高斯滤波的最小移频键控(GMSK)调制

为了进一步减小两个不同频率的载波在切换时的跳变能量,使得在相同的数据传输速率时,频道间距可以变得更紧密,在 MSK 调制的基础上,使数据流输入调制器前先通过一个高斯滤波器(预调制滤波器)进行预调制滤波,由于数字信号在调制前进行了高斯预调制滤波,调制信号在交越零点不但相位连续,而且平滑过渡,因此 GMSK 调制的信号频谱紧凑、误码特性好。

GMSK 信号的产生原理如图 3-3 所示。

需要注意的是:

- (1) 低通滤波器为高斯滤波器。
- (2) 输出直接对 VCO 模块调频,以保持已调波包络的恒定和相位的连续。
- (3) 使用锁相环模块对相位突变进行平滑,使得在码元转换点相位连续,没有尖角。

GMSK 调制的相位变化曲线如图 3-4 所示。



图 3-3 GMSK 信号的产生原理示意图

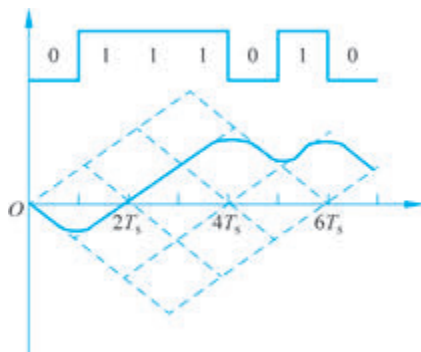


图 3-4 GMSK 调制的相位变化示意图

## 3.3 数字相位调制

### 3.3.1 二相相移键控(BPSK)调制

在数字相位调制中,载波的相位随调制信号的状态不同而改变,如果两个频率相同的载波同时开始振荡,这两个频率同时达到正最大值,或同时达到零值,或同时达到负最大值,此时它们就处于“同相”状态;如果一个达到正最大值时,另一个达到负最大值,则称为“反相”。把信号振荡一次(一周)作为  $360^\circ$ ,如果一个波比另一个波相差半个周期,两个波的相位差  $180^\circ$ ,也就是反相。当传输数字信号时,“1”码控制发  $0^\circ$  相位,“0”码控制发  $180^\circ$  相位。

BPSK 信号相干解调的过程是输入已调信号与本地载波信号进行极性比较的过程,因此可以采用极性比较法进行解调,由于 BPSK 信号实际上是以一个固定初相的未调载波为参考,因此,解调时必须要有与此同频同相的同步载波。如果同步载波的相位发生变化,如 0

相位变为  $\pi$  相位或  $\pi$  相位变为 0 相位,则恢复的数字信息就会发生 0 变 1 或 1 变 0,从而造成错误的恢复,这种因为本地参考载波倒相,而在接收端发生错误恢复的现象称为“倒  $\pi$ ”现象或“反向工作”现象。绝对移相的主要缺点是容易产生相位模糊,造成反向工作。这也是它在实际中应用较少的主要原因。

### 3.3.2 四相相移键控(QPSK)调制

对于输入的二进制数字序列先进行分组,将每两个比特编为一组,然后用 4 种不同的载波相位来表征,而这种编组通常是按格雷码排列的,QPSK 信号载波相位矢量关系如图 3-5 所示。

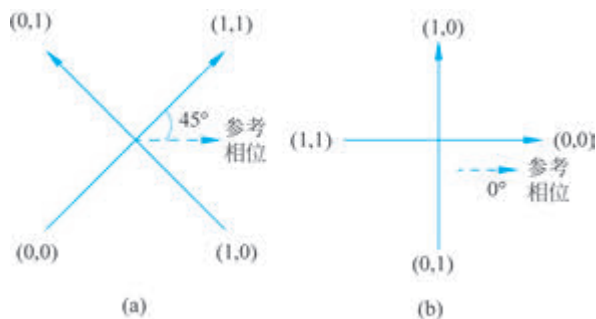


图 3-5 QPSK 信号载波相位矢量示意图

星座图中定义了一种调制技术的两个基本参数:

- (1) 信号分布。
- (2) 与调制数字比特之间的映射关系。

星座图中规定了星座点与传输比特间的对应关系,这种关系即为“映射”,一种调制技术的特性可由信号分布和映射完全定义,即可由星座图来完全定义。

四相相移调制是利用载波的 4 种不同相位差来表征输入的数字信息,即四进制移相键控。当  $M=4$  时,QPSK 调相技术规定了 4 种载波相位,分别为  $45^\circ$ 、 $135^\circ$ 、 $225^\circ$ 、 $315^\circ$ ,调制器输入的数据是二进制数字序列,为了能和四进制的载波相位配合起来,需要将二进制数据变换为四进制数据,也就是说,需要将二进制数字序列中每两个比特分成一组,共有 4 种组合,即 00、01、10、11,其中每一组称为双比特码元。每一个双比特码元都是由两位二进制信息比特组成的,它们分别代表 4 个四进制符号。

QPSK 中每次调制可传输 2 个信息比特,这些信息比特是通过载波的 4 种相位来传递的。解调器根据星座图及接收到的载波信号的相位来判断发送端发送的信息比特。QPSK 调制原理如图 3-6 所示。

首先将输入的串行二进制信息序列经串/并变换,变成  $m = \log_2 M$  个并行数据流,每一路的数据率是  $R/m$ , $R$  是串行输入码的数据率。I/Q 信号发生器将每一个  $m$  比特的字节转换成一一对数字,分成两路速率减半的序列,电平发生器分别产生双极性二电平信号  $I(t)$  和  $Q(t)$ ,然后对  $\cos x$  和  $\sin x$  进行调制,相加后即得到 QPSK 信号。

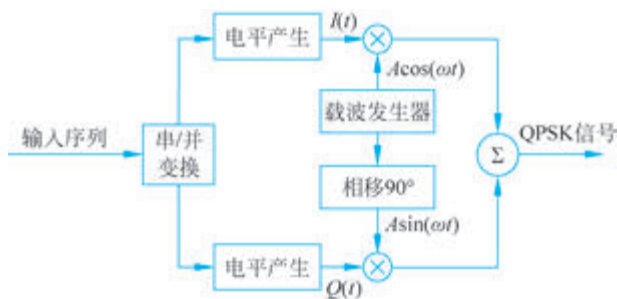


图 3-6 QPSK 调制原理结构框图

将 QPSK 看作两个正交 2PSK 信号的合成,因此可由两个 2PSK 信号相干解调器完成对 QPSK 信号的解调,其原理如图 3-7 所示。

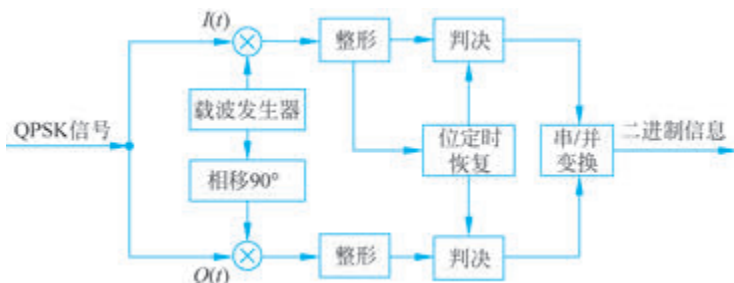


图 3-7 QPSK 解调原理结构框图

### 3.3.3 偏移四相相移键控(OQPSK)调制

采用 NRZ 直接进行调制所得的 QPSK 信号的幅度非常恒定,但缺点是它的信号频谱较宽,当 QPSK 进行波形成形时,它们将失去恒包络的性质,从而发生弧度为  $\pi$  的相移,这会导致信号的包络在瞬间通过零点,任何一种在过零点的非线性放大都会引起旁瓣再生和频谱扩展,必须使用效率较低的线性放大器放大 QPSK 信号,这将使放大器的效率受到限制,进而影响到终端的小型化。

为了克服 QPSK 对信道的线性度要求,交错 QPSK(OQPSK)或参差 QPSK 虽然在非线性环境下也会产生频谱扩展,但对此已不那么敏感,因此能支持更高效率的放大器。OQPSK 是 QPSK 的改进型,它与 QPSK 有同样的相位关系,也是将输入码流分成两路,然后进行正交调制。不同点在于它将同相和正交两支路的码流在时间上错开了半个码元周期,由于两支路码元半周期的偏移,每次只有一路可能发生极性翻转,不会发生两支路码元极性同时翻转的现象。因此,OQPSK 信号相位只能跳变  $0^\circ$ 、 $\pm 90^\circ$ ,不会出现  $180^\circ$  的相位跳变。

OQPSK 信号产生原理如图 3-8 所示。

OQPSK 信号的解调原理如图 3-9 所示。

OQPSK 信号可采用正交相干解调方式解调,与 QPSK 信号的解调相比,OQPSK 对 Q

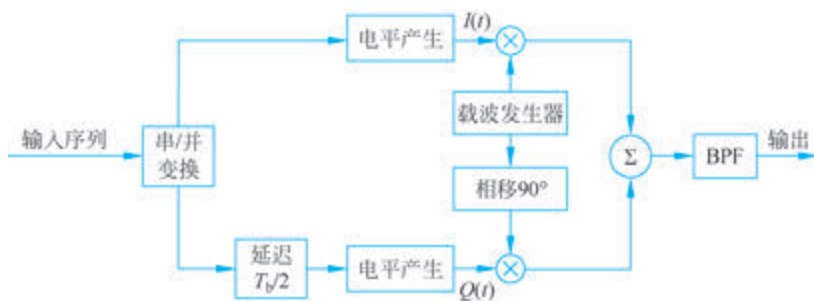


图 3-8 OQPSK 信号产生原理框图

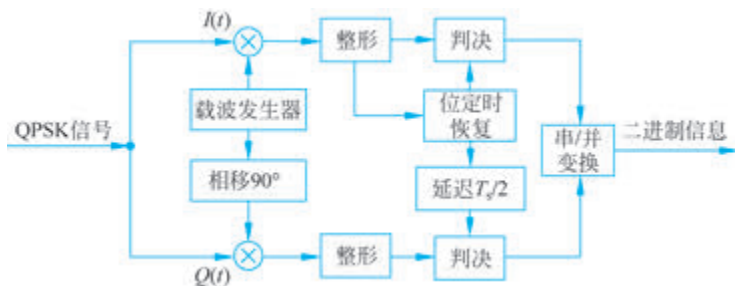


图 3-9 OQPSK 信号解调原理框图

支路信号采样判决时间比 I 支路延迟了  $T/2$ ，这是因为在调制时 Q 支路信号在时间上偏移了  $T/2$ ，所以采样判决时刻也应偏移  $T/2$ ，以保证对两支路交错采样。

OQPSK 调制技术的特点包括：

(1) 已调波的包络保持恒定或起伏很小，它与多进制调制是从不同的角度来考虑调制技术。

(2) 已调波的频谱特性与其相位路径有着密切关系。

(3) 恒包络调制技术的发展是围绕着进一步改善已调波的相位路径这一目标进行的。

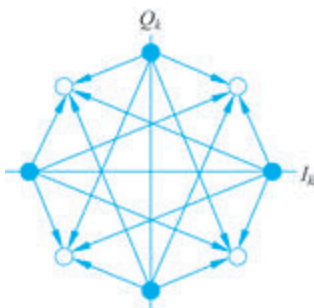
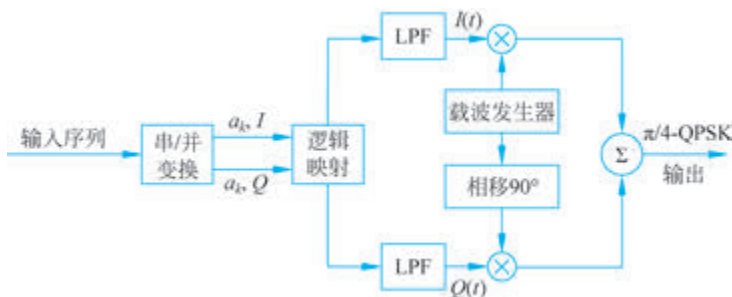
(4) BPF 的作用是形成 QPSK 信号频谱形状，保持包络恒定。

OQPSK 克服了 QPSK 的  $180^\circ$  的相位跳变，信号通过 BPF 后包络起伏小，性能得到了改善，但是，当码元转换时，相位变化不连续，存在  $90^\circ$  的相位跳变，因而高频滚降慢，频带仍然较宽。

### 3.3.4 $\pi/4$ 四相相移键控 ( $\pi/4$ -QPSK) 调制

为了改进 QPSK 调制信号的频谱特性，美国贝尔电话实验室于 1962 年首次在 QPSK 和 OQPSK 的基础上提出了  $\pi/4$ -QPSK 调制方法， $\pi/4$ -QPSK 已调信号在“●”组和“○”组信号间交替跳变，使两种方式的矢量图合二为一，并且使载波相位只能从一种模式向另一种模式跳变，其信号星座图如图 3-10 所示。

$\pi/4$ -QPSK 已调信号的相位突变仅限于  $+\pi/4$ 、 $-\pi/4$ 、 $+3\pi/4$  和  $-3\pi/4$ ，不会因  $180^\circ$  的相位突跳引起 100% 包络起伏，因此，比 QPSK 调制方式具有更好的频谱特性。 $\pi/4$ -QPSK 调制的系统原理框图如图 3-11 所示。


 图 3-10  $\pi/4$ -QPSK 信号星座图

 图 3-11  $\pi/4$ -QPSK 调制的系统原理框图

输入比特串经过串/并变换后,被分割成两组并行的数据串:Q分量与I分量,每组的码率等于输入比特率的一半,其中Q分量与I分量分别表示为

$$\begin{cases} I_k = Q_{k-1} \sin\Delta\theta_k + I_{k-1} \cos\Delta\theta_k & (3-7) \\ Q_k = I_{k-1} \sin\Delta\theta_k - Q_{k-1} \cos\Delta\theta_k & (3-8) \end{cases}$$

Q分量与I分量信息比特与相移间的映射关系如表3-1所示。

表 3-1 输入比特对应载波相移的映射关系

信息比特(I,Q)	相 移
(1,1)	$+\pi/4$
(0,1)	$+3\pi/4$
(0,0)	$-3\pi/4$
(1,0)	$-\pi/4$

Q分量与I分量信息串分别被两个相互正交的载波调制,产生 $\pi/4$ -QPSK波形可以表示为

$$S_{\pi/4\text{-QPSK}} = I(t)\cos(\omega t) - Q(t)\sin(\omega t) \quad (3-9)$$

矩形脉冲通过带限信道时,脉冲会在时间上扩展,每个符号的脉冲将扩展到相邻符号的码元内造成码间串扰,导致接收机在检测码元时误码率增大。LPF模块能够将输入的二进制电平转换为一定波形的信号,目的是降低码间串扰,提高频带利用率,改善信号的时频特性,可以提高接收端的信噪比和系统的抗干扰性。在信道干扰受控的系统中,当发送端采用

满足奈奎斯特准则的升余弦滚降滤波器时,接收端带通滤波器(BPF)可采用窄带最大平坦滤波器,使系统易于实现。

升余弦滚降滤波器的传递函数可表示为

$$H = \begin{cases} T_b, & 0 < f < f_b(1-\alpha)/2 \\ 0, & f_b(1+\alpha)/2 < f \\ T_b \cos^2 \frac{\pi}{2\alpha} T_b \left( f_b - \frac{1-\alpha}{2T_b} \right), & f_b(1-\alpha)/2 \leq f \leq f_b(1+\alpha)/2 \end{cases} \quad (3-10)$$

其中, $\alpha$ 为滚降因子,取值范围为 $0 \sim 1$ ,实际应用中一般取 $0.25 \sim 0.6$ 。

$\pi/4$ -QPSK信号的幅度范围介于QPSK和OQPSK信号幅度范围之间,适合差分解调(非相干检测),即利用与输入信号中所包含的被调制信号载波同频、同相的相干载波进行解调。差分检测可分为3类,分别是鉴频器检测、中频差分检测和基带差分检测。鉴频器检测方案实现较为简单,但由于系统采用四电平检测,经多径效应严重的信道后,信号被误检的概率大大增加,同时,对带通滤波器的要求较为严格,不便于实现。中频差分检测不需要接收机产生本地载波,易实现快速同步,但由于需要较多级移位寄存器以保证输入/输出信号的相似性,对数字电路芯片的要求较高,尤其在数据比特率较高的场合,同时延迟时钟需要很高的精度,实现较为困难。因此,解调采用基带差分检测方案。

### 3.4 正交幅度调制(QAM)

正交幅度调制是用两路独立的基带信号,对载波幅度和相位联合调制,利用这种已调信号的频谱在同一带宽内的正交性,实现两路并行的数字信息的传输。正交幅度调制方式通常有四进制QAM(4QAM)、十六进制QAM(16QAM)、六十四进制QAM(64QAM)等,对应的空间信号矢量端点分布图(星座图),分别有4个、16个、64个、……矢量端点。

在QAM中,数据信号由相互正交的两个载波的幅度变化表示,模拟信号的相位调制和数字信号的PSK(相移键控)可以被看作是幅度不变、仅有相位变化的特殊的正交幅度调制。因此,模拟信号相位调制和数字信号的PSK(相移键控)可以被看作QAM的特例,其本质是相位调制。

QAM是一种矢量调制,将输入比特个数先映射(一般采用格雷码)到一个复平面(星座)上,形成复数调制符号,然后对符号的 $I$ 分量和 $Q$ 分量(对应复平面的实部和虚部)采用幅度调制,分别对应调制在相互正交(时域正交)的两个载波(相互正交)上,这样与幅度调制(AM)相比,其频谱利用率将提高1倍。

QAM是幅度、相位联合调制的技术,它同时利用了载波的幅度和相位来传递信息比特,因此在最小距离相同的条件下,可实现更高的频带利用率,QAM最高可达到1024QAM(信号状态 $M=1024$ ),采样点数目越多,其传输效率越高,例如,具有1024个采样点的1024QAM信号,每个采样点表示一种矢量状态,1024QAM有1024个状态,每10位二进制数规定了1024种状态中的一种,1024QAM中规定了1024种载波和相位的组合,

1024QAM 的每个符号和周期传送 10b。

正交振幅调制信号的一般表示式为

$$S(t) = \sum_n A_n g(t - nT_s) \cos(\omega_c t + \theta_n) \quad (3-11)$$

多进制正交幅度调制的表示式为

$$S_{\text{MQAM}}(t) = A_m \cos(\omega_c t) - B_m \sin(\omega_c t) \quad (3-12)$$

其中,  $m=1, 2, \dots, M$ 。

QAM 调制器的原理是发送数据在比特/符号编码器(也就是串/并变换器)内被分成两路,各为原来两路信号的 1/2,然后分别与一对正交调制分量相乘,求和后输出。接收端完成相反的过程,正交解调出两个相反码流,并且补偿由信道引起的失真,判决器识别复数信号并映射回原来的二进制信号。QAM 信号的调制原理如图 3-12 所示。

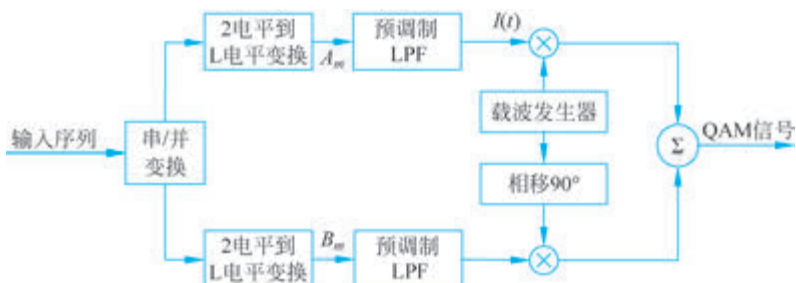


图 3-12 QAM 信号的调制原理框图

当对数据传输速率的要求比 8PSK 能提供的上限要高时,采用 QAM 的调制方式,因为 QAM 的星座点比 PSK 的星座点更分散,星座点之间的距离因此更大,所以能提供更好的传输性能,但与此同时也增加了 QAM 解调的复杂性。

矩形 QAM 的星座图呈矩形网格配置,因为矩形 QAM 信号之间的最小距离并不是相同能量下最大的,因此它的误码率性能没有达到最优,不过,考虑到矩形 QAM 等效于两个正交载波上的脉冲幅度调制(PAM)的叠加,因此矩形 QAM 的调制解调比较简单。与之相对的是环状的星座图,其中,对于样点值为 8 的 8QAM,环状的星座图可以使用最低的平均能量来达到最小的欧几里得度量,与 8QAM 相比,环状的 16QAM 是亚优化的,并且环状的 QAM 可非常好地显示出 QAM 与相移键控之间的关系。16QAM 信号矢量端点的星座图如图 3-13 所示。

假设信号点之间的最小距离为  $2A$ ,且所有信号点等概率出现,则平均发射信号功率可以表示为

$$P(s) = \frac{A^2}{M} \sum_{i=1}^M (c_i^2 + d_i^2) \quad (3-13)$$

具体来说,对于矩形 16QAM,信号平均功率为

$$P(s) = \frac{A^2}{M} \sum_{i=1}^M (c_i^2 + d_i^2) = \frac{A^2}{16} (4 \times 2 + 8 \times 10 + 4 \times 18) = 10A^2 \quad (3-14)$$

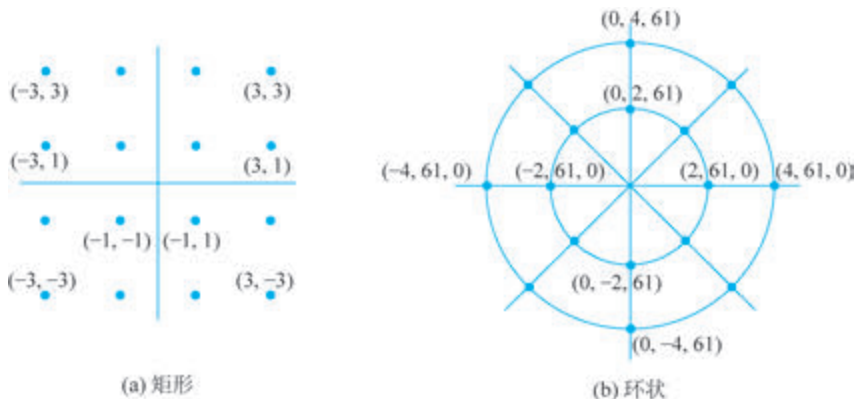
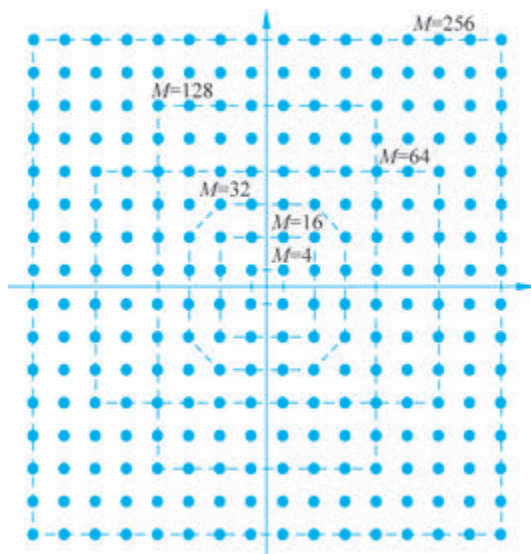


图 3-13 信号矢量端点星座图

对于环状 16QAM, 信号平均功率为

$$P(s) = \frac{A^2}{M} \sum_{i=1}^M (c_i^2 + d_i^2) = \frac{A^2}{16} (8 \times 2.61^2 + 8 \times 4.61^2) \approx 14A^2 \quad (3-15)$$

多进制 MQAM 信号的星座图如图 3-14 所示。

图 3-14 多进制正交振幅调制信号的星座图 ( $M=4, 16, 64, 256$ )

下面介绍不同形状的 MQAM 星座图的特点。

- (1) 16QAM 两者功率相差 1.4dB。
- (2) 结构上, 环状 16QAM 只有两个振幅值, 而矩形 16QAM 有 3 种振幅。
- (3) 环状 16QAM 有 8 种相位值, 而矩形 16QAM 有 12 种相位值。
- (4)  $M=4, 16, 64, 256$  时为矩形星座图, 而  $M=32, 128$  时星座图为十字形。

(5) 信号点间的最小距离为  $d_{\min} = \frac{\sqrt{2}}{L-1}$ 。

(6) 当  $M=4$  时, 4PSK 与 4QAM 星座图相同,  $d_{4\text{PSK}} = d_{4\text{QAM}}$ 。

(7) 当  $M=16$  时, 16QAM 系统的抗干扰能力优于 16PSK,  $d_{16\text{PSK}} = 0.39 < d_{16\text{QAM}} = 0.47$ 。

由于 QAM 的频带利用率的提高是以牺牲一定误码率为代价的, 因此选择多进制的 QAM 调制, 需要先预测信道质量, 电平数不一定越高越好。16QAM 和 64QAM 的误码性能仿真图形如图 3-15 所示。

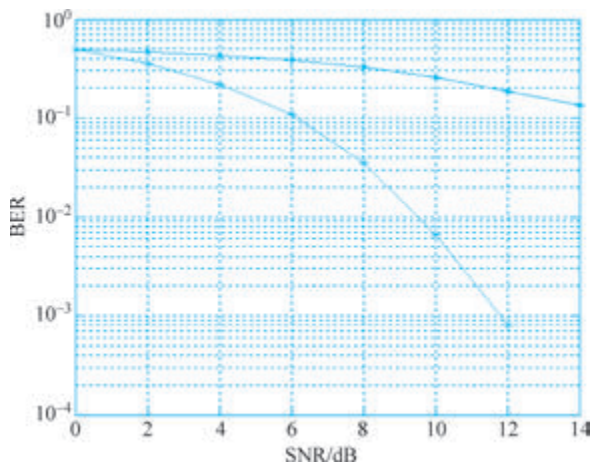


图 3-15 16QAM 与 64QAM 的误码性能比较(下方为 16QAM 曲线, 上方为 64QAM 曲线)

在理想的带通信道的情况下, MPSK 信号、QAM 信号以及相关 MFSK 信号的带宽和功率有效性如表 3-2 所示。

表 3-2 信号的带宽和功率有效性比较

$M$		2	4	8	16	32	64
MPSK	$\eta_B = R_b/B$	0.5	1	1.5	2	2.5	3
	$E_b/N_0$ (BER=10 <sup>-6</sup> )	10.5	10.5	14	18.5	23.4	28.5
MFSK	$\eta_B = R_b/B$	0.4	0.57	0.55	0.42	0.29	0.18
	$E_b/N_0$ (BER=10 <sup>-6</sup> )	13.5	10.8	9.3	8.2	7.5	6.9

### 3.5 多载波调制技术

单载波调制一般采用一个载波信号, 在数据传输速率不太高、多径干扰不是特别严重的情况下, 通过使用均衡算法可使系统正常工作, 但是对于宽带数据业务来说, 由于数据传输速率较高, 时延扩展造成数据符号间的相互重叠, 从而产生符号间干扰。

根据前面介绍的相干带宽的知识, 可以发现, 当信号的带宽超过和接近信道的相干带宽

时,信道仍然会造成频率选择性衰落。多载波调制(Multi-carrier Modulation)技术采用多个载波信号,将数据流分解为若干子数据流,从而使子数据流具有更低的传输速率,利用这些数据分别去调制若干载波。

所以,在多载波调制信道中,数据传输速率相对较低,码元周期加长,只要时延扩展与码元周期相比小于一定的数值,就不会造成码间干扰,因而多载波调制对于信道的时间弥散性不敏感。

### 3.5.1 多载波传输系统

多载波调制可以通过多种技术途径来实现,如多音实现(Multitone Realization)、正交频分复用(OFDM)、MC-CDMA 编码和编码 MCM(Coded MCM)。多载波传输系统主要包括编码映射模块、调制与相干解调模块以及串/并变换模块等,其原理如图 3-16 所示。

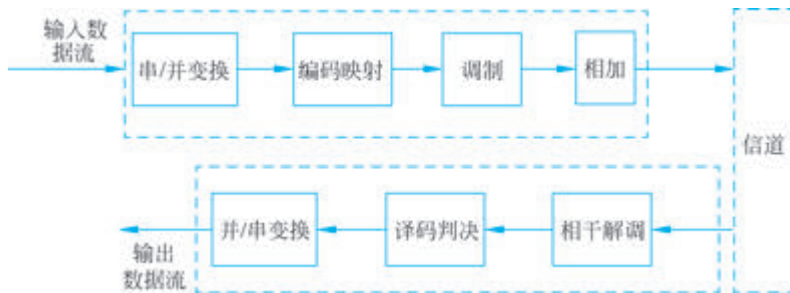


图 3-16 多载波传输系统原理框图

当输入的数据比特流通过串/并变换后,变为  $N$  个子比特流,用前面所述的线性调制方式将其第  $k$  个子比特流调制到第  $k$  个子载波上,带宽为  $B_N$ ,则叠加后的发送信号为

$$S_{\text{MCM}} = \sum_{i=0}^{N-1} S_i g(t) \cos(\omega_i t) \quad (3-16)$$

其中,  $g$  为波形成型后的脉冲,  $S_i$  为第  $i$  个子载波上的符号,并且子载波频率需要满足信道条件:

$$\omega_i = \omega_0 + iB_N \quad (i=0,1,\dots,N-1) \quad (3-17)$$

可以发现,每个子载波数据流占用一个子信道,其带宽为  $B_N$ ,总的数据传输速率通过计算可得

$$R = NR_N \quad (3-18)$$

相应地,总的带宽可以表示为

$$B = NB_N \quad (3-19)$$

MCM 在不改变原有系统信号带宽与数据传输速率的条件下,其子载波带宽远小于信道的相干带宽,所以产生误码的概率很小。MCM 传输系统的发射部分如图 3-17 所示。

MCM 传输系统的接收部分如图 3-18 所示。



图 3-17 多载波系统发射部分示意图

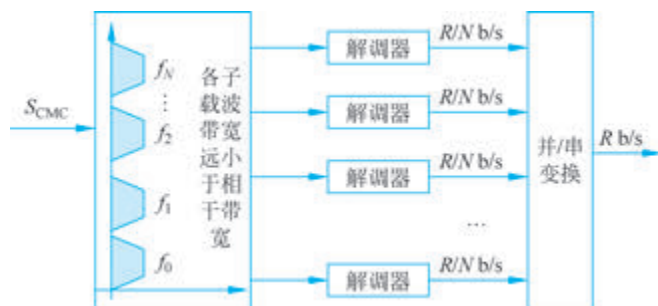


图 3-18 多载波系统接收部分示意图

### 3.5.2 正交频分复用(OFDM)调制

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)实际上是多载波调制的一种,它是多载波传输方案的实现方式之一,它的调制和解调是分别基于 IFFT 和 FFT 来实现的,是实现复杂度最低、应用最广的一种多载波传输方案。

OFDM 中的各个载波是相互正交的,每个载波在一个符号时间内有整数个载波周期,每个载波的频谱零点和相邻载波的零点重叠,这样便减小了载波间的干扰。由于载波间有部分重叠,所以它比传统的 FDMA 频带利用率更高。

在 OFDM 传播过程中,高速信息数据流通过串/并变换,被分配到速率相对较低的若干子信道中传输,每个子信道中的符号周期相对增加,这样可减少因无线信道多径时延扩展所产生的时间弥散性对系统造成的码间干扰。另外,由于引入保护间隔,因此在保护间隔大于最大多径时延扩展的情况下,可以最大限度地消除多径带来的符号间干扰。如果用循环前缀作为保护间隔,还可避免多径带来的信道间干扰。

在频分复用系统中,整个带宽分成了多个子频带,子频带之间不重叠,为了避免子频带间相互干扰,频带间通常加保护带宽,但这会使频谱利用率下降。为了克服这个缺点,OFDM 采用  $N$  个重叠的子频带,子频带间正交,因而,在信号接收端无须分离频谱就可将信号接收下来。

OFDM 系统结构框图如图 3-19 所示。

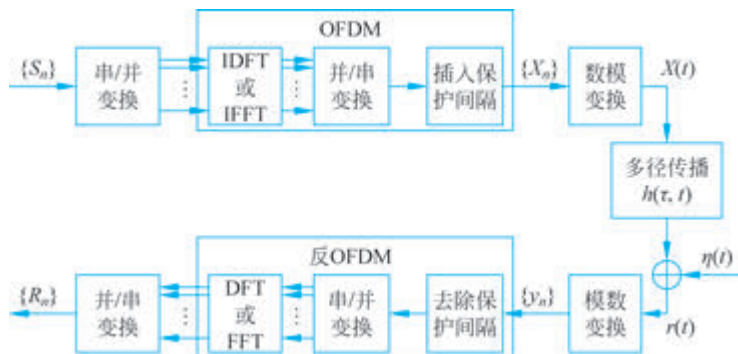


图 3-19 正交频分复用系统结构框图

OFDM 系统中的 3 个强相关的功能模块分别为：

(1) 串/并或并/串变换模块；(2) FFT、IFFT 模块；(3) 加 CP、去 CP 模块。在载波调制之前与并/串变换之后需要实现数模转换，也即将 DSP 芯片处理得到的数字化 OFDM 数据转换为模拟 OFDM 信号。

在 OFDM 系统中，将系统带宽  $B$  分为  $N$  个带宽为  $\Delta f$  的子信道，将  $N$  个串行码元变换为  $N$  个并行的码元（符号长度  $T_s$  是单载波系统的  $N$  倍），分别调制这  $N$  个子信道载波进行同步传输，子载波的间隔  $\Delta f = 1/T_s$ ，所有的子载波在  $T_s$  内是相互正交的。

OFDM 信号生成原理如图 3-20 所示。

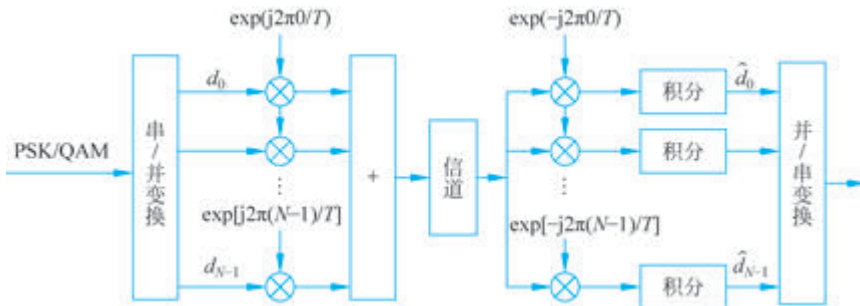


图 3-20 OFDM 信号生成原理示意图

承载了 PSK 或 QAM 调制信号的子载波叠加信号表示为

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp \left[ j2\pi \left( f_c + \frac{i}{T} \right) t \right] \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp \left( j2\pi \frac{i}{T} t + j2\pi f_c t \right), \quad 0 \leq t \leq T
 \end{aligned} \tag{3-20}$$

对于信号  $s(t)$ ，以  $T/N$  的速率进行采样，可以得到：

$$S_k = S \left( k \frac{T}{N} \right) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp \left( j \frac{2\pi k i}{N} \right), \quad 0 \leq k \leq N-1 \tag{3-21}$$

即可得到：

$$\{S_k\} = \text{IDFT}\{d_i\} \quad (3-22)$$

对数据进行 OFDM 调制和采样的过程,可以等效为离散傅里叶逆变换的运算。

在 OFDM 系统的发射端加入保护间隔,可以消除多径所造成的 ISI,其方法是在 OFDM 符号保护间隔内填入循环前缀,以保证在 FFT 周期内 OFDM 符号的时延副本内包含的波形周期个数也是整数,使得在解调过程中不会产生 ISI。

由于多径效应造成的子载波间干扰影响如图 3-21 所示。

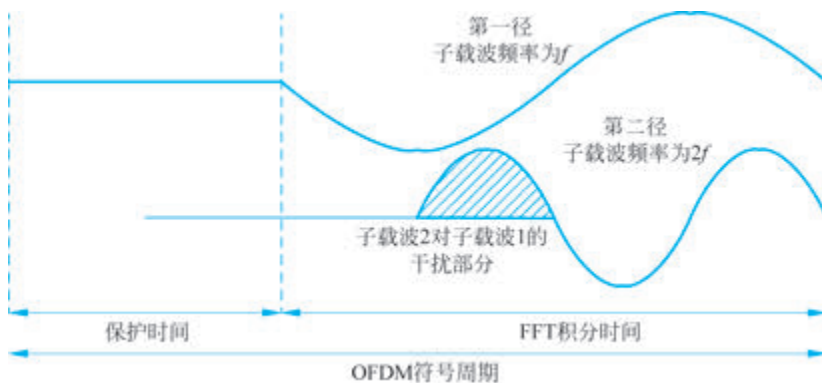


图 3-21 OFDM 子载波间干扰影响示意图

当 OFDM 接收机解调子载波 1 的信号时,会引入子载波 2 对它的干扰,反之亦然。这主要是由于在 FFT 积分时间内两个子载波的周期不再是整倍数,从而不能保证正交性。

循环前缀是将 OFDM 符号尾部的信号搬移到头部构成的,这样可以保证有时延的 OFDM 信号在 FFT 积分周期内总是具有整倍数周期,因此只要多径时延小于保护时间,就不会造成载波间干扰。

OFDM 符号的循环前缀结构如图 3-22 所示。

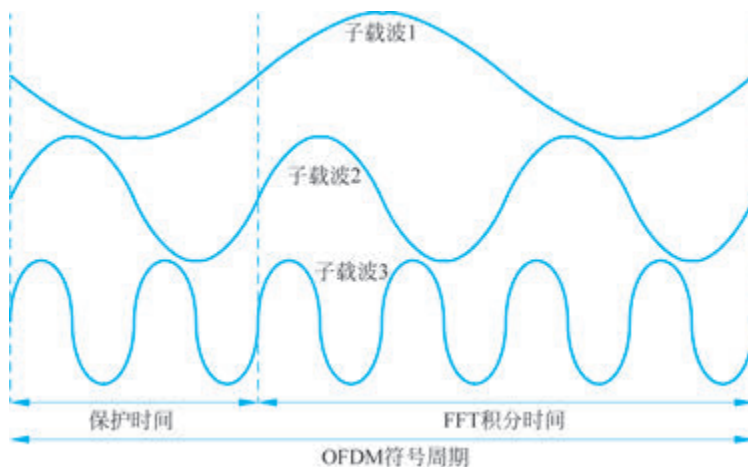


图 3-22 OFDM 符号的循环前缀结构示意图

对于三子载波两径信道,OFDM 符号的传输过程如图 3-23 所示。

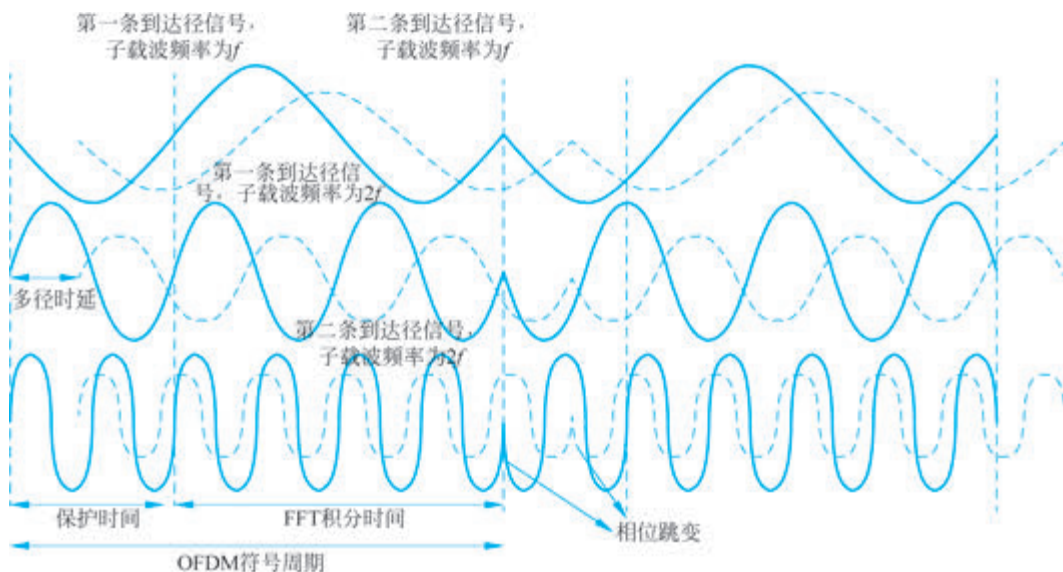


图 3-23 信道中 OFDM 符号的传输示意图

OFDM 的主要技术特点包括:

- (1) 可以有效地对抗信号波形之间的干扰,适用于多径环境和衰落信道中的高速数据传输。
- (2) 通过各子载波的联合编码,使其具有很强的抗衰落能力。
- (3) 各子信道的正交调制和解调可通过离散傅里叶逆变换(IDFT)和离散傅里叶变换(DFT)实现。
- (4) OFDM 较易与其他接入方式结合,构成 MC-CDMA 和 OFDM-TDMA。

### 3.6 调制技术在移动通信中的应用

正如前面所讨论的,移动通信环境复杂,对调制技术的要求相对有线而言更高,移动通信中对调制技术的要求主要考虑频带利用率和功率效率。随着移动通信技术的飞速发展,对速率的要求越来越高,与之相矛盾的是频率资源越来越紧张,因此采用高阶调制成为其必然的发展趋势。在理想带通信道的条件下,MFSK、MPSK、MQAM 的带宽和功率有效性如表 3-3 所示。

表 3-3 MFSK、MPSK、MQAM 的带宽和功率有效性

(a) MFSK 的带宽和功率有效性						
进制数 $M$	2	4	8	16	32	34
$\eta_B = R_b/B$	0.4	0.57	0.55	0.42	0.29	0.18
$E_b/N_0$ (BER= $10^{-6}$ )	13.5	10.80	9.30	8.20	7.50	6.90

续表

(b) MPSK 的带宽和功率有效性						
进制数 $M$	2	4	8	16	32	64
$\eta_B = R_b/B$	0.5	1	1.5	2	2.5	3
$E_b/N_0$ (BER = $10^{-6}$ )	10.5	10.5	14	18.5	23.4	28.5
(c) MQAM 的带宽和功率有效性						
进制数 $M$	4	16	64	256	1024	4096
$\eta_B = R_b/B$	1	2	3	4	5	6
$E_b/N_0$ (BER = $10^{-6}$ )	10.5	15	18.5	24	28	33.5

MFSK 随着  $M$  的增大, 频谱利用率逐渐减小, 但功率效率较好; MPSK 和 MQAM 在  $M=4$  时, 频谱利用率和功率效率相同, 而 4QAM 实现较 QPSK 复杂, 因此在  $M=4$  的时候, 一般选用 QPSK, 当  $M$  大于 4 时, 在频谱利用率相同的情况下, MQAM 的功率效率优于 MPSK, 因此在选用高阶调制时, 一般选用 MQAM。

GSM 时代, 由于语音业务速率较低, 因此选用了 GMSK 作为其调制方式, 以达到抗干扰能力强的目的, 但随着数据业务的发展, 对频谱利用率的要求越来越高, 因此 3G 普遍采用 QPSK 调制。4G LTE 系统以数据业务为主, 以传送速率作为主要目标, 因此 4G 根据不同的信道条件可选用 3 种调制方式, 分别是 QPSK、16QAM 和 64QAM。在小区边缘和信道质量差的时候, 选用频带利用率较低但抗干扰性能好的 QPSK 调制; 相反, 在信道质量好时候, 选用频带利用好但抗干扰能力较差的 64QAM 调制; 而在中间情况采用 16QAM 调制。

### 3.7 本章小结

本章介绍了移动通信系统的调制与解调技术, 4G 系统灵活地运用了不同进制的调制方式, 将调制性能与实际的信道环境相结合, 将调制技术的使用最优化。未来的 5G 系统有望在 4G 的基础上进一步提高进制数, 并采用新的强有力的抗衰落技术, 以达到更高的频谱利用率, 缓解频率资源紧张等问题。