

无线信道属于带通信道,信源产生的或经过信源、信道编码的基带信号不适宜直接在无线信道中传输。无线通信系统中广泛采用调制技术将处于低频段的基带信号调制到某一高频率的载波上,再通过天线辐射出去。由于移动通信中无线电波恶劣的传播环境影响,寻求具有良好的抗干扰、抗衰落能力和高频带利用率的调制技术,一直是研究的重要课题。

### 3.1 数字调制概述

#### 3.1.1 数字调制基本理论

广义的调制可以分为基带调制和带通调制(也称载波调制)。基带调制只改变信号的波形,不进行频谱搬移;带通调制则通过载波将信号的频谱搬移到目的频带。无论是基带调制还是带通调制,目的都是使信号的特性与信道的特性相匹配,能够更好地通过信道,从而得到更有效、更可靠的传输。无线通信系统中的调制属于带通调制。在大多数场合中,将调制仅作狭义的理解,即常将带通调制简称调制。

带通调制通常需要一个已知的周期性波形作载波,把基带数字信号调制到这个载波上,使载波的一个或多个参量(振幅、频率和相位)携带基带数字信号的信息,并且使已调信号的频谱位置适合在给定的带通信道中传输。

正弦波形是常用的载波,可表示为

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (3.1)$$

或

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta) \quad (3.2)$$

式中, $A$  为载波的振幅(V); $\omega_0$  为角频率(rad/s); $f_0$  为频率(Hz); $\theta$  为初始相位(rad)。

正弦载波一共有三个参量:振幅  $A$ 、频率  $f_0$  (或角频率  $\omega_0$ ) 和初始相位  $\theta$ 。这三个参量都可以独立地被调制,对应三种基本的数字调制制度:振幅调制、频率调制和相位调制。对于二进制基带数字信号,上述三种调制分别称为幅移键控(Amplitude Shift Keying, ASK)、频移键控(Frequency Shift Keying, FSK)和相移键控(Phase Shift Keying, PSK),它们的已调信号波形如图 3.1 所示。在这三种基本调制制度的基础上,为了得到更好更实用的调制效果,不断出现新的更复杂的调制制度。

根据已调信号频谱结构的特点,调制可以分为线性调制和非线性调制。线性调制的已调信号频谱结构和原基带信号的频谱结构基本相同,仅频谱位置在频率轴上发生了平移,如

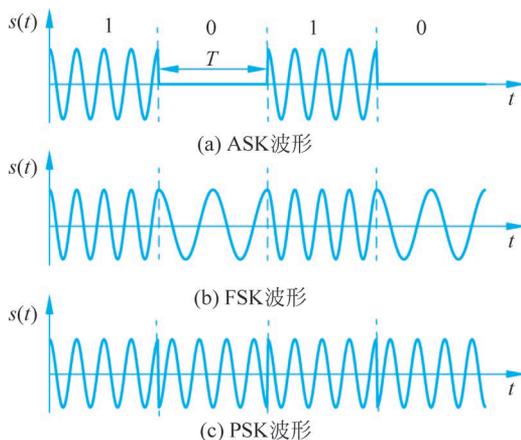


图 3.1 已调信号波形

2ASK；非线性调制的已调信号不仅发生了频谱搬移，而且频谱结构和原基带信号的频谱结构完全不同，会产生许多新的频率分量，如 2FSK。此外，根据已调信号包络是否恒定，调制还可以分为恒包络调制和非恒包络调制。从图 3.1 可以看出，2ASK 为非恒包络调制，2FSK 和 2PSK 为恒包络调制。

### 3.1.2 移动通信对数字调制的要求

在移动通信中，由于信号传播的条件恶劣和快衰落的影响，接收信号的幅度会发生急剧的变化。因此，在移动通信中必须采用一些抗干扰性能强、误码性能好、频谱利用率高的调制技术，尽可能地提高单位频带内传输数据的比特速率以适应移动通信的要求。数字调制方式应考虑如下因素：抗干扰性能、抗多径衰落能力、已调信号的带宽以及使用成本等。

具体而言，移动通信对数字调制技术的要求主要体现在以下六方面。

- (1) 抗干扰性能强，如采用恒包络角度调制方式以对抗严重的多径衰落影响。
- (2) 频谱利用率高，即要求单位带宽传送的信息速率高。
- (3) 频谱的旁瓣尽量小，避免对邻近信道的干扰。
- (4) 具有良好的误码性能。
- (5) 调制和解调的电路容易实现。
- (6) 能提供较高的传输速率，使用方便、成本低。

### 3.1.3 数字调制的性能指标

数字调制的性能常用它的功率效率  $\eta_P$  和带宽效率  $\eta_B$  来衡量。

功率效率描述了在给定功率情况下一种调制技术保持数字信号正确传送的能力。在数字通信系统中，提高信号的发送功率，可以提高系统的抗噪声性能。为得到可接受的误比特率，需要提供的信号功率数值，取决于使用的调制技术。调制技术的功率效率可表述成在接收机端特定的误码率下，每比特的信号能量  $E_b$  与噪声功率谱密度  $N_0$  之比：

$$\eta_P = \frac{E_b}{N_0} \quad (3.3)$$

带宽效率描述了调制方案在有限的带宽内容纳数据的能力,它反映了对分配带宽的有效利用。带宽效率定义为单位频带内的数据传输速率:

$$\eta_B = \frac{R_b}{B} \quad (3.4)$$

式中,  $R_b$  为数据传输速率;  $B$  为已调信号占用的带宽。提高带宽效率的常用方法有两种:第一种是采用多进制调制方式,在相同带宽的情况下提高数据传输速率;第二种是采用频谱旁瓣滚降迅速的调制方式,在信息传输速率不变的情况下,降低调制信号占用的带宽。

带宽效率有一个基本的上限,由香农定理决定:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3.5)$$

式中,  $C$  为信道容量;  $B$  为带宽;  $S/N$  为信噪比。定理的含义为:在一个任意小的错误概率下,最大的带宽效率受限于信道内的噪声。从而可推导出最大可能的  $\eta_{Bmax}$  为

$$\eta_{Bmax} = \frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3.6)$$

以 GSM 系统为例,当  $B = 200\text{kHz}$ ,  $\text{SNR} = 10\text{dB}$  时,理论上的信道最大速率为

$$C = 200 \log_2 (1 + 10) \approx 691.886(\text{kbps}) \quad (3.7)$$

最大带宽效率为

$$\eta_{Bmax} = \frac{C}{B} = \log_2 (1 + 10) \approx 3.46(\text{bps/Hz}) \quad (3.8)$$

GSM 系统的实际数据传输速率为  $270.833\text{kbps}$ ,只达到了  $10\text{dB}$  信噪比条件下信道容量理论值的  $40\%$ 。

### 3.1.4 常用的数字调制技术

20 世纪 80 年代中期以前,由于对线性高频功率放大器的研究尚未取得突破性的进展,所以第二代移动通信系统 GSM 采用非线性的连续相位调制(Continue Phase Modulation, CPM),如最小频移键控(Minimum Shift Keying, MSK)和高斯滤波最小频移键控(Gaussian Filtered Minimum Shift Keying, GMSK)等,从而避开了线性要求,可以使用高效率的 C 类放大器,同时,也降低了成本。但是 CPM 的技术实现较为复杂。1987 年,线性高频功率放大技术取得了实质性的进展,人们将注意力集中到技术实现较为简单的 PSK。

第三代移动通信系统所采用的调制解调方式与传输信道有关,但都属于 PSK 类型,主要有二相 PSK(Binary Phase-Shift Keying, BPSK)、四相 PSK(Quadrature Phase-Shift Keying, QPSK)、偏移四相 PSK(Offset Quadrature Phase-Shift Keying, OQPSK),平衡四相扩频调制(Balanced Quaternary phase shift keying Modulation, BQM)、复数四相扩频调制(Complex Quaternary phase shift keying Modulation, CQM)以及八相 PSK 等。

到了第四代移动通信系统,为了提高频谱利用率,除了 QPSK 调制外,还引入了正交振幅调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)。QAM 调制的信号由相互正交的两个载波的幅度变化表示。接收端完成相反过程,正交解调出两个相反码流,均衡器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。LTE 采用的调制方式包括 QPSK、16QAM 和 64QAM 调制。

5G 的调制方式包括  $\pi/2$ -BPSK、BPSK、QPSK、16QAM、64QAM 和 256QAM 等,以满足更多业务和场景的需求。

### 3.1.5 数字调制信号的矢量图表示

已调信号除了用波形图形象地表示外,还可以用矢量图表示。由欧拉公式:

$$e^{j\omega t} = \cos\omega t + j\sin\omega t \quad (3.9)$$

可以看出,余弦信号  $\cos\omega t$  是指数函数  $e^{j\omega t}$  的实部。所以,时常把此指数函数称为余弦信号的复数形式。在极坐标系中, $e^{j\omega t}$  可以用一个以角速度  $\omega$  逆时针旋转的单位矢量表示,如图 3.2 所示。当  $t=t_1$  时, $e^{j\omega t_1}$  的水平分量等于信号  $\cos\omega t_1$ ,垂直分量等于  $\sin\omega t_1$ ,是信号的正交分量。当  $t=t_0=0$  时刻,矢量位于水平位置,此时, $e^{j\omega t_0} = \cos\omega t_0 = 1$ 。所以,这种旋转矢量和信号波形是一一对应的。用这种旋转矢量完全可以代表信号波形。因此,矢量图和波形图在讨论调制和解调中都被广泛采用。

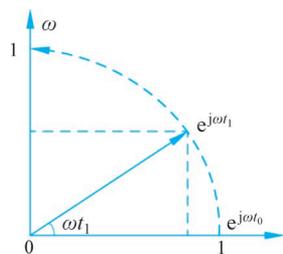


图 3.2  $e^{j\omega t}$  的矢量图表示

## 3.2 信号成形

三种基本的数字调制方式为 ASK、FSK 和 PSK,由于数字无线通信系统的衰落环境希望信号是恒包络的,而 ASK 信号的幅度有变化,并不适合在无线信道中传输。FSK 和 PSK 信号是恒包络的,但从图 3.1(b)、(c)中可以看出,从 1 到 0 变换时会发生陡峭的相位变化,这种变化意味着信号频谱上无限的带宽。因此,通常需要通过信号成形来保证已调信号的带宽在指定系统带宽的范围内。

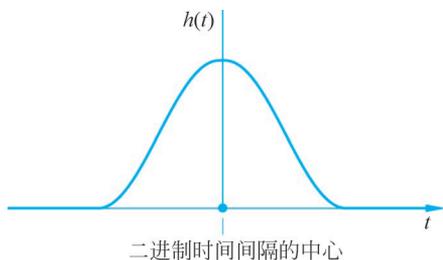


图 3.3 典型成形函数

成形函数用  $h(t)$  表示。一个数据传输速率为  $R$  bps 的基带二进制序列,每个二进制码元乘以  $h(t)$ 。码元 1 用  $h(t)$  函数表示,码元 0 用空白表示。为了限制信号的带宽,必须让调制信号保持平滑,尤其是从 1 到 0 转换时,显然成形函数  $h(t)$  必须有图 3.3 所表示的形式。函数在码元间隔  $1/R$  的中间取得最大值,然后在最大值的两边平缓地下降。此时,成形后的基带序列如图 3.4 所示。从傅

里叶分析可以得到,如果一个时间函数变窄,则在频域上其频带会相应地增加。而若函数在时域上加宽,则频域上带宽就会减小。脉冲的时域宽度和它的频带宽度彼此互为反相关关系。因此,如果  $h(t)$  宽度减小,则基带信号序列的带宽就会增加,而  $h(t)$  的宽度增加,则相应的带宽就会减小。然而,随着  $h(t)$  宽度的增加,脉冲开始扩展到邻近的码元。这就会引起符号间的干扰,也就是码间串扰,如图 3.4 所示。理想情况下,通过在脉冲的中心抽样来决定是 0 还是 1。但是,若符号间的干扰大到影响了二进制信号时间间隔中点的值,就存在把 1 错判成 0 或 0 错判成 1 的概率。当存在噪声干扰传输信号时,这种概率更大。这样就存在一个在符号间干扰和传输带宽之间的权衡和折中。

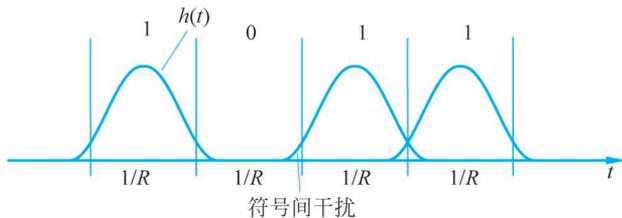


图 3.4 成形后的二进制序列

奈奎斯特(Nyquist)首先提出了一种方法,既能克服符号间干扰又能保持小的传输带宽。他发现只要把通信系统(包括发射机、信道和接收机)的整个响应设计成在接收端每个抽样时刻只对当前的符号有响应,而对其他符号的响应都等于零,这样符号间干扰的影响就能完全被抵消。升余弦滚降滤波器就是这样的一类特殊函数,它是移动通信系统中使用最普遍的脉冲成形滤波器。

升余弦滚降滤波器  $H(\omega)$  的传递函数为

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \omega_c - \omega_x \\ \frac{1}{2} \left( 1 - \sin \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_x} \right), & \omega_c - \omega_x \leq |\omega| \leq \omega_c + \omega_x \\ 0, & |\omega| > \omega_c + \omega_x \end{cases} \quad (3.10)$$

利用傅里叶逆变换,可得到该滤波器的冲激响应  $h(t)$ :

$$h(t) = \frac{\omega_c}{\pi} \frac{\sin \omega_c t}{\omega_c t} \frac{\cos \omega_x t}{1 - (2\omega_x t/\pi)^2} \quad (3.11)$$

升余弦滚降滤波器的频率响应如图 3.5 所示。由于滤波器的边沿缓慢下降,通常称为“滚降”,并将  $\omega_x/\omega_c$  称为滚降系数,用  $r$  表示,图 3.5 给出了不同  $r$  时的  $H(\omega)$  的曲线。升余弦滚降滤波器的冲激响应见图 3.6。观察图 3.6,冲激函数  $h(t)$  在  $t = k\pi/\omega_c$  ( $k = \pm 1, 2, 3, \dots$ ) 时刻等于 0。如果选择码元间隔  $T = 1/R = \pi/\omega_c = 1/2f_c$ ,就可以保证在对当前码元进行抽样判决的时刻其他码元都等于 0,从而实现二进制码序列的无码间串扰传输,如图 3.7 所示。在实际中,一些脉冲抖动总会出现,从而导致符号间的干扰。不过  $h(t)$  的尾部以  $1/t^3$  衰减,可以使符号间干扰降低到一个可以容忍的水平。

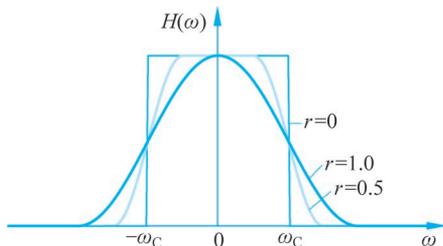


图 3.5 升余弦滚降滤波器的频率响应

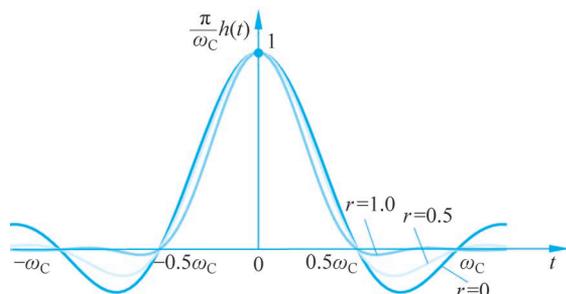
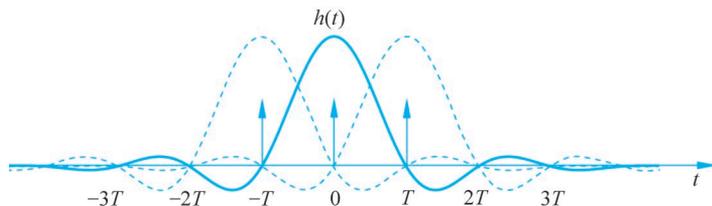


图 3.6 升余弦滚降滤波器的冲激响应

再来分析带宽,滤波器  $H(\omega)$  的带宽  $B$  可表示为

$$B = \frac{\omega_c + \omega_x}{2\pi} = f_c + f_x = (1+r)f_c = (1+r)R/2 \quad (3.12)$$

图 3.7 以时间间隔  $T$  进行传输的二进制码元序列

可以看出,成形信号带宽与滚降系数  $r$  有关, $r$  的取值范围为 $[0, 1]$ 。当  $r=0$  时,对应于理想低通特性,此时得到最小带宽  $B=f_c=R/2$ ,但是时域抖动带来的符号间干扰的可能性却增大了;随着  $r$  的增大,带宽也慢慢增大,当  $r=1$  时,得到最大带宽  $B=2f_c=R$ 。如果用可靠性和有效性来分析的话, $r$  越小,有效性越高,可靠性随之降低; $r$  越大,有效性越低,可靠性随之提升。通常需要在二者之间进行权衡处理。

对于 ASK 或 PSK 传输系统,已调信号的主瓣带宽  $B_{\text{已调}}$  等于基带信号的 2 倍,即

$$B_{\text{已调}} = 2B = (1+r)R \quad (3.13)$$

例如,设某系统的数据传输速率  $R=9.6\text{kbps}$ ,使用余弦滚降成形和 PSK 调制,若滚降系数  $r=0.5$ ,则传输带宽为  $14.4\text{kHz}$ ;若滚降系数  $r=1$ ,则传输带宽为  $19.2\text{kHz}$ 。如果数据传输速率增加,则传输带宽也随之线性增加。第二代蜂窝移动系统使用余弦滚降成形,滚降因子为  $r=0.35$ 。日本个人数字蜂窝系统也使用余弦滚降成形,滚降因子为  $r=0.5$ 。

### 3.3 线性调制技术

在线性调制中,传输信号  $s(t)$  的幅度随数字调制信号  $m(t)$  线性变化,可表示为

$$s(t) = \text{Re}[Am(t)\exp(j2\pi f_0 t)] = A[m_R(t)\cos(2\pi f_0 t) - m_I(t)\sin(2\pi f_0 t)] \quad (3.14)$$

式中, $A$  是载波振幅; $f_0$  是载波频率; $m(t)$  为已调信号的复包络。

线性调制通常没有恒定的包络。线性调制方案具有良好的频谱效率,适用于在有限频带内需容纳较多用户的无线通信系统。但是,线性调制在传输中必须使用功率效率低的线性放大器,否则会造成严重的邻道干扰。目前,移动通信系统中使用最普遍的线性调制技术有 QPSK、OQPSK 和  $\pi/4$ QPSK。

#### 3.3.1 二进制相移键控(2PSK)

##### 1. 2PSK 的基本原理

在 2PSK 中,通常用两个相差  $\pi$  的载波相位分别表示二进制码元 0 和 1,表示式为

$$s_{2\text{PSK}}(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (3.15)$$

式中,当发送 0 时, $\theta=0$ ;发送 1 时, $\theta=\pi$ 。式(3.15)可表示为

$$s_{2\text{PSK}}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_0 t), & \text{发送 0 时} \\ A \cos(\omega_0 t + \pi), & \text{发送 1 时} \end{cases} \quad (3.16)$$

或者

$$s_{2\text{PSK}}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_0 t), & \text{发送 0 时} \\ -A \cos(\omega_0 t), & \text{发送 1 时} \end{cases} \quad (3.17)$$

如果基带信号用双极性码表示,2PSK 信号可以表述为基带信号和正弦载波的乘积:

$$s_{2\text{PSK}}(t) = \left( \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT) \right) A \cos(\omega_0 t) \quad (3.18)$$

式中,  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT)$  为基带调制信号;  $A$  为载波幅度;  $a_n$  的统计特性为

$$a_n = \begin{cases} 1, & \text{概率为 } P \text{ 发送 } 0 \text{ 时} \\ -1, & \text{概率为 } 1 - P \text{ 发送 } 1 \text{ 时} \end{cases} \quad (3.19)$$

2PSK 信号的产生方法主要有两种:相乘法和相位选择法,见图 3.8。以二进制码元序列 1101 为例,典型的 2PSK 信号波形如图 3.9 所示。

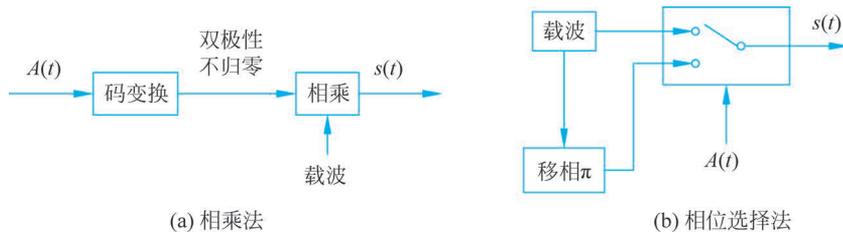


图 3.8 2PSK 信号的产生方式

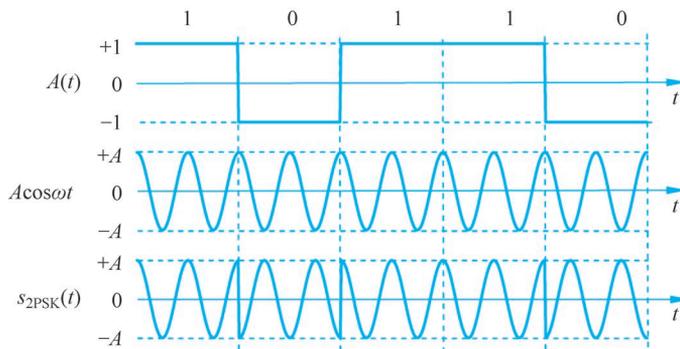


图 3.9 2PSK 信号波形

2PSK 信号的解调方法是相干接收法。由于 PSK 信号是利用相位传递信息,所以在接收端必须利用信号的相位信息来解调信号。图 3.10 给出了 2PSK 信号相干接收原理。

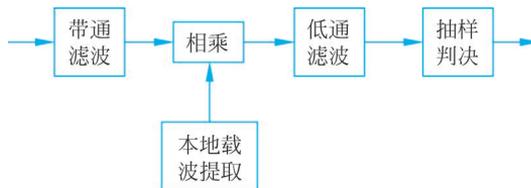


图 3.10 2PSK 信号相干接收原理

## 2. 2PSK 信号的功率谱密度

当基带波形为不归零码(Non-Return-to-Zero line code, NRZ)时,2PSK 信号的功率谱密度如图 3.11 所示。如果以功率谱密度的主瓣宽度作为信号带宽,2PSK 的带宽和带宽效率可表示为

$$B_{2\text{PSK}} = 2R_b \quad (3.20)$$

$$\eta_{2\text{PSK}} = \frac{R_b}{B_{2\text{PSK}}} = \frac{1}{2} \text{bps/Hz} \quad (3.21)$$

如果将其用在移动通信系统中,信号的带宽就显得过宽。而且,从图 3.11 中可以看出,2PSK 信号的功率谱密度有较大的旁瓣,旁瓣的总功率约占信号总功率的 10%,带外辐射严重。

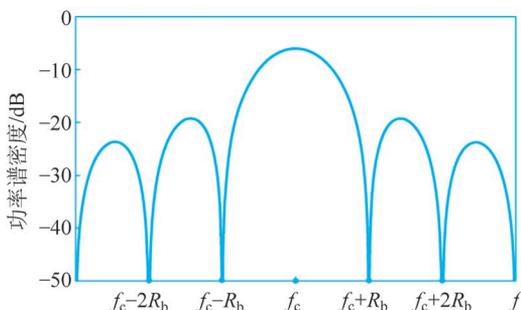


图 3.11 2PSK 信号功率谱密度(NRZ)

### 3.3.2 正交相移键控(QPSK)

#### 1. QPSK 的基本原理

为了提高带宽利用率,研究者们提出了多进制相移键控(Multiple Phase Shift Keying, MPSK)。\$M\$ 进制基带信号对应载波相位差为 \$2\pi/M\$ 的 \$M\$ 个相位值。QPSK 是四进制相移键控方法,常称正交相移键控。在 QPSK 中,将待发送比特序列的每两比特组合成一个四进制码元,即双比特码元。双比特码元的 4 种状态:00、01、10、11,可用载波的 4 个相位 \$\varphi\_k\$ (\$k=1,2,3,4\$) 表示。表 3.1 和图 3.12 给出了一种双比特码元与相位的对应关系及矢量图。

表 3.1 双比特码元与相位的对应关系

双极性表示		\$\varphi_k\$
\$a_k\$	\$b_k\$	
+1	+1	\$\pi/4\$
-1	+1	\$3\pi/4\$
-1	-1	\$5\pi/4\$
+1	-1	\$7\pi/4\$

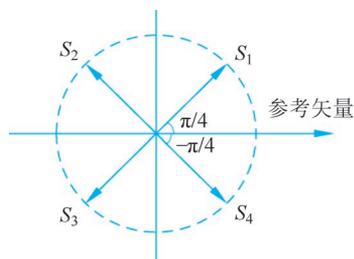


图 3.12 表 3.1 对应的矢量图

QPSK 信号可表示为

$$s_{\text{QPSK}}(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_k), \quad k=1,2,3,4, \quad kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \quad (3.22)$$

式中, \$A\$ 是信号的幅度; \$\omega\_0\$ 是载波频率。

将式(3.22)展开可得

$$\begin{aligned} s_{\text{QPSK}}(t) &= A \cos(\omega_0 t + \theta_k) = A \cos\theta_k \cos\omega_0 t - A \sin\theta_k \sin\omega_0 t \\ &= I_k \cos\omega_0 t - Q_k \sin\omega_0 t \end{aligned} \quad (3.23)$$

式中, \$I\_k = A \cos\theta\_k\$; \$Q\_k = A \sin\theta\_k\$。可以看出, QPSK 信号可以用正交调制方式产生。QPSK 正交调制的原理如图 3.13 所示。令输入的双比特码元 \$(a\_k, b\_k) = (I\_k, Q\_k)\$, 分别进入两个并联的支路——I 支路(同相支路)和 Q 支路(正交支路), 分别对一对正交载波进行

调制,然后相加即得到 QPSK 信号。QPSK 调制器的各点波形如图 3.14 所示。可以看出,当  $I_k, Q_k$  信号为方波时, QPSK 信号是一个恒包络信号。

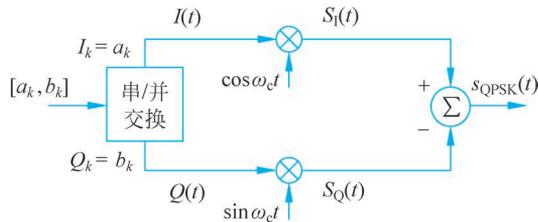


图 3.13 QPSK 正交调制原理

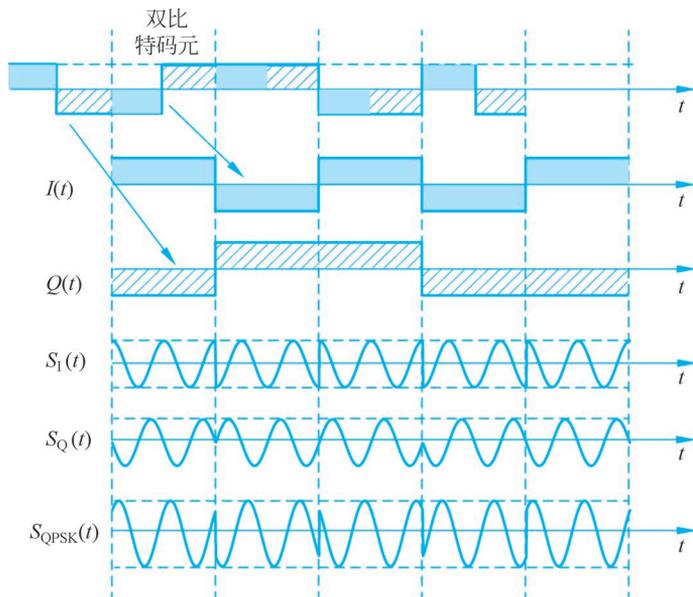


图 3.14 QPSK 调制器各点波形

## 2. QPSK 信号的功率谱密度和带宽

正交调制产生 QPSK 信号的方法实际上是把两个 2PSK 信号相加,因此它的功率谱密度曲线与图 3.11 类似。但是 2PSK 信号的码元宽度为一个二进制码元宽度  $T_b$ ,而 QPSK 信号的码元宽度为两个二进制码元宽度  $2T_b$ ,所以 QPSK 信号的主瓣带宽和带宽效率为

$$B_{\text{QPSK}} = 2R_s = R_b \quad (3.24)$$

$$\eta_{\text{QPSK}} = \frac{R_b}{B_{\text{QPSK}}} = 1 \text{ bps/Hz} \quad (3.25)$$

与 2PSK 信号相比, QPSK 信号的主瓣带宽减小了二分之一,带宽效率提高了一倍。但是,当基带信号的波形是方波时,已调信号功率谱的旁瓣仍然大,主瓣功率只占 90%,而 99% 的功率带宽约为  $5R_b$ 。

为了限制基带信号的带宽,减小已调信号的旁瓣,可以选择在调制器的两个支路加入如 3.2 节介绍的信号成形器,也即低通滤波器,其调制框架见图 3.15。图 3.5 所示的升余弦滚降滤波器就是 QPSK 中常用的信号成形器。

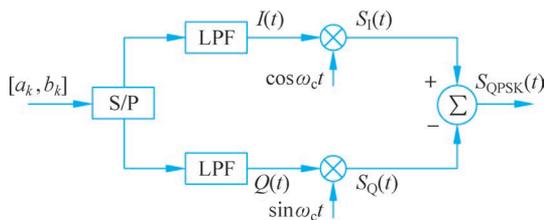


图 3.15 限带 QPSK 调制框架

采用余弦滚降滤波的 QPSK 信号的功率谱,在理想情况下信号的功率完全被限制在升余弦滚降滤波器的通带内,已调信号带宽  $B_{\text{QPSK}}$  为

$$B = \frac{1+r}{2}R_s \quad (3.26)$$

$$B_{\text{QPSK}} = 2B = (1+r)R_s = \frac{1+r}{2}R_b \quad (3.27)$$

式中,  $r$  为滤波器的滚降系数,  $0 < r \leq 1$ ;  $B$  为低通滤波后的信号带宽。图 3.16 给出了  $r=0.5$  时 QPSK 信号的功率谱密度曲线。

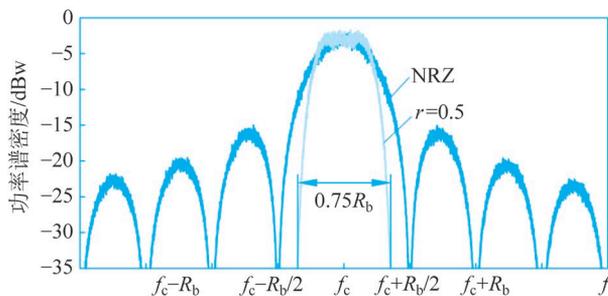


图 3.16 QPSK 信号的功率谱密度

由余弦滤波器形成的基带信号是连续的波形,它以有限的斜率通过零点,故各支路信号的包络有起伏,且最小值为零。因此, QPSK 信号的包络也不再恒定,如图 3.17 所示。

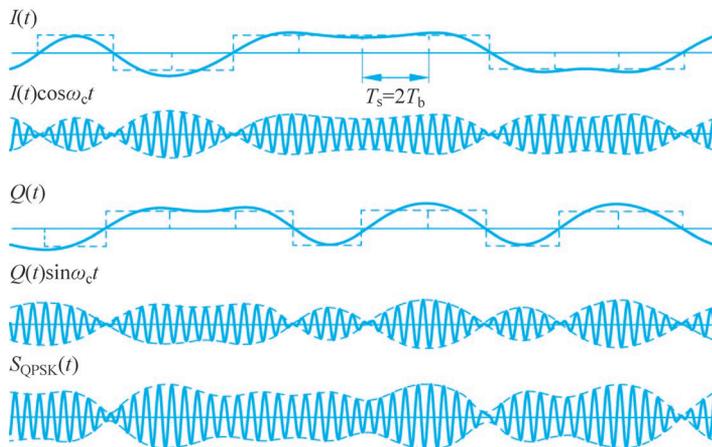


图 3.17 限带 QPSK 信号波形

### 3.3.3 偏移 QPSK

限带后的 QPSK 信号相位跳变情况与恒包络的 QPSK 信号一样,有  $0, \pm \frac{\pi}{2}$  和  $\pm \pi$ 。由于它的包络不再恒定,当发生  $\pi$  相移时会导致信号包络产生瞬时过零点。对这样的信号进行非线性放大时,会出现频谱扩展和旁瓣再生现象。为了避免这个问题,这类 QPSK 信号只能使用频率较低的线性放大器。

偏移 QPSK (Offset QPSK, OQPSK) 是针对这一问题的一种改进的 QPSK。OQPSK 的调制原理如图 3.18 所示,它把 QPSK 两个正交支路的码元在时间上错开  $T_s/2 = T_b$ , 这样,每经过时间  $T_b$ , 只有一个支路的符号发生变化,而另一个支路的符号保持不变,如图 3.19 所示。因此,两个支路的符号不会同时发生变化,从而使得相位的跳变被限制在  $0$  和  $\pm \pi/2$ , 不再出现  $\pi$  的跳变。图 3.20 给出了 QPSK 和 OQPSK 相位跳变的路径。

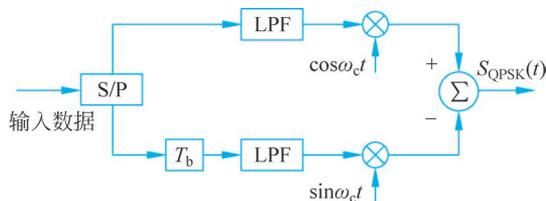


图 3.18 OQPSK 调制原理

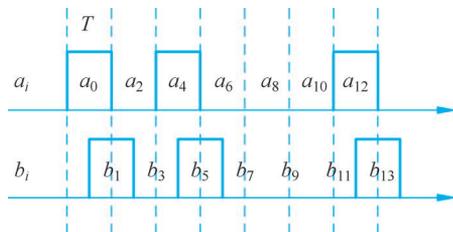


图 3.19 OQPSK 调制器中两支路时间交错的波形

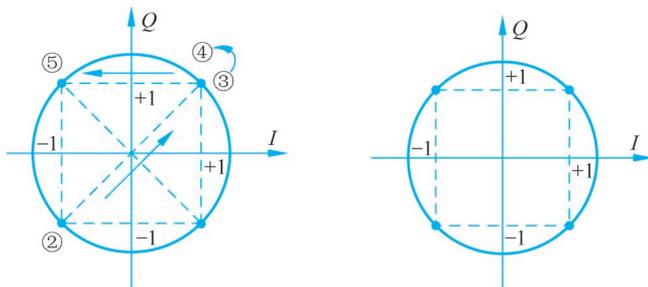


图 3.20 QPSK 和 OQPSK 相位跳变的路径

OQPSK 信号波形如图 3.21 所示,可以看出,它的包络变化幅度明显比 QPSK 信号小,且没有出现包络过零点的情况。如果使用非线性放大器,再生出的频谱旁瓣不再像波形成形的 QPSK 信号那么多,即 OQPSK 信号对功放的非线性不那么敏感。非线性功放可获得较高的功率效率,同时不会增大旁瓣功率。另外,OQPSK 信号仍可视作两路 BPSK 信号的叠加,它的功率谱密度和 QPSK 信号相同,所以二者具有相同的带宽效率。在 CDMA 系统中,移动台就使用这种调制方式向基站发送信号。

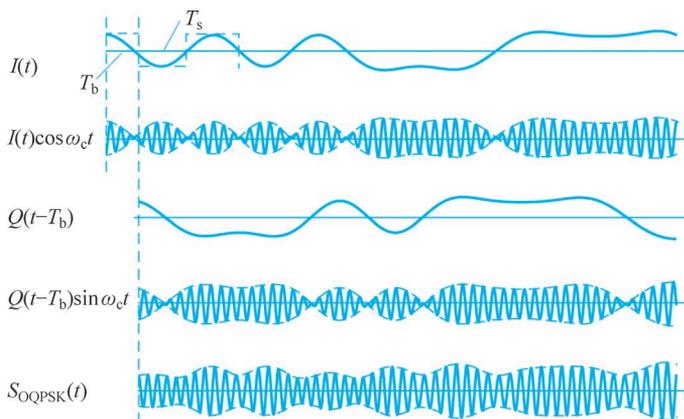


图 3.21 OQPSK 调制器各点波形

### 3.3.4 $\pi/4$ -QPSK

$\pi/4$ -QPSK 也是 QPSK 的一种改进,它是最大相位跳变介于 QPSK 和 OQPSK 之间的一种调制方案。QPSK 和 OQPSK 的最大相位跳变分别是  $\pi$  和  $\pi/2$ ,而  $\pi/4$ -QPSK 的最大相位跳变是  $3\pi/4$ 。因此,限带  $\pi/4$ -QPSK 信号的恒包络特性也介于 QPSK 和 OQPSK 之间。为了克服解调端载波恢复的相位模糊问题, $\pi/4$ -QPSK 通常采用差分编码,即  $\pi/4$ -DQPSK,从而可以采用非相干解调,简化接收机的设计。

#### 1. $\pi/4$ -DQPSK 的基本原理

$\pi/4$ -DQPSK 可以采用正交调制方式产生,其原理如图 3.22 所示。

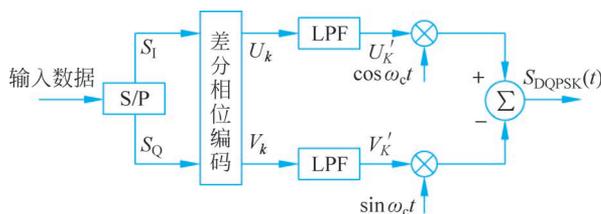


图 3.22  $\pi/4$ -DQPSK 调制原理

输入的二进制码元流经串/并变换后分成两路数据  $S_I$  和  $S_Q$ ,它们的符号速率等于串行数据的二分之一。这两路数据经过一个变换电路(差分相位编码器)在  $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$  期间变换成信号  $U_k$  和  $V_k$ ,为了限制已调信号的频带,通常先通过升余弦滚降滤波器进行信号成形,然后分别和一对正交载波相乘,最后将两路数据相加,即得到了  $\pi/4$ -DQPSK 信号。信号的相位跳变取决于相位差分编码。为了简化起见,先不考虑信号成形,设基带信号是 NRZ 信号,则

$$s_{\pi/4\text{-DQPSK}}(t) = U_k \cos \omega_0 t - V_k \sin \omega_0 t = \cos(\omega_0 t - \theta_k), kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \quad (3.28)$$

式中,  $U_k = \cos \theta_k$ ;  $V_k = \sin \theta_k$ ;  $\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta \theta_k$ ,为当前码元的相位,  $\theta_{k-1}$  为前一码元结束时的相位,  $\Delta \theta_k$  为当前码元的相位增量。所谓相位差分编码就是输入的双比特( $S_I - S_Q$ )的 4 个状态用 4 个  $\Delta \theta_k$  来表示。对应的相位逻辑如表 3.2 所示。

表 3.2 相位逻辑表

$S_I$	$S_Q$	$\Delta\theta$	$S_I$	$S_Q$	$\Delta\theta$
+1	+1	$\pi/4$	-1	-1	$-3\pi/4$
-1	+1	$3\pi/4$	+1	-1	$-\pi/4$

当前码元的相位  $\theta_k$  可以通过累加的方法求得。若已知  $S_I$  和  $S_Q$ , 设初始相位为 0, 根据表 3.2 可以得到每个码元相位的跳变值  $\Delta\theta$ , 再通过累加的方法得到  $\theta_k$ , 就可以求得  $U_k$  和  $V_k$  的值。表 3.3 给出了一个相位差分编码的例子。设二进制码元序列为“+1+1-1+1+1-1-1+1-1-1”, 初始相位  $\theta_0=0$ , 则

$$k=1: \text{码元“+1+1”}, \theta_1=\theta_0+\Delta\theta_1=\pi/4, U_1=\cos\theta_1=\sqrt{2}/2, V_1=\sin\theta_1=\sqrt{2}/2;$$

$$k=2: \text{码元“-1+1”}, \theta_2=\theta_1+\Delta\theta_2=\pi, U_2=-1, V_2=0;$$

$$k=3: \text{码元“+1-1”}, \theta_3=\theta_2+\Delta\theta_3=3\pi/4, U_3=-\sqrt{2}/2, V_3=\sqrt{2}/2$$

...

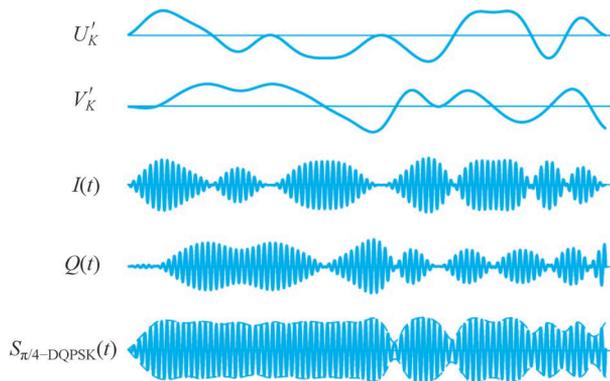
从上述例子可以看出,  $U_k$  和  $V_k$  有 5 种可能的取值:  $0, \pm 1, \pm\sqrt{2}/2$ , 且总满足

$$\sqrt{U_k^2+V_k^2}=\sqrt{\cos^2\theta_k+\sin^2\theta_k}=1, \quad kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \quad (3.29)$$

表 3.3 相位差分编码举例

$k$		0	1	2	3	4	5
数据 $S_I$	$S_Q$		+1+1	-1+1	+1-1	-1+1	-1-1
	$S_Q$		+1	+1	-1	+1	-1
S/P	$S_I$		+1	-1	+1	-1	-1
$\Delta\theta$			$\pi/4$	$3\pi/4$	$-\pi/4$	$3\pi/4$	$-3\pi/4$
$\theta_k=\theta_{k-1}+\Delta\theta_k$		0	$\pi/4$	$\pi$	$3\pi/4$	$3\pi/2$	$3\pi/4$
$U_k$		1	$\sqrt{2}/2$	-1	$-\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$
$V_k$		0	$\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$

如果不加成形滤波器,  $\pi/4$ -DQPSK 信号也具有恒包络特性。为了抑制旁瓣限制带宽加入成形滤波器以后,  $\pi/4$ -DQPSK 信号就不再具有恒包络特性了。图 3.23 给出了  $\pi/4$ -DQPSK 信号的波形。已调信号依然是两路 2PSK 信号的叠加, 因此它的功率谱和 QPSK 相同, 带宽利用率也相同。

图 3.23  $\pi/4$ -DQPSK 调制器各点波形

## 2. $\pi/4$ -DQPSK 的相位跳变

$\pi/4$ -DQPSK 的  $\Delta\theta$  有 4 个取值:  $\pm\pi/4$  和  $\pm3\pi/4$ , 因此相位  $\theta$  有 8 种可能的取值, 对应星座图上的 8 个点。这 8 个点实际是由两个彼此偏移  $\pi/4$  的 QPSK 星座图构成, 相位跳变总是在这两个星座图之间交替进行, 跳变路径如图 3.24 所示。可以看出, 所有的相位路径都不经过原点。这种特性使得信号的包络波动比 QPSK 小。

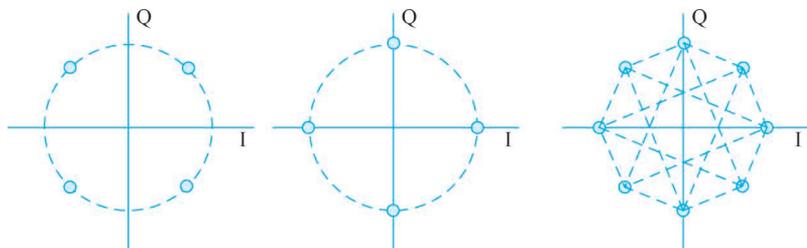


图 3.24  $\pi/4$ -DQPSK 的跳变路径

$\pi/4$ -DQPSK 具有频谱特性好、功率效率高、抗干扰能力强、实现简单等优点, 多年前已应用于美国数字蜂窝移动通信系统、日本的个人数字蜂窝系统及无绳电话、美国的个人接入通信系统和欧洲的数字集群通信系统。

## 3.4 恒包络调制技术

在数字相移键控体系中, 已调信号的相邻码元存在相位跳变, 这会使信号功率谱扩展, 旁瓣增大, 对邻道形成干扰。为了使信号功率谱尽可能集中于主瓣之内, 如果主瓣之外的功率衰减速度快, 那么信号的相位就不能突变。恒包络连续相位调制技术就是按照这种思想产生的。

恒包络调制具有多个优点, 如它可以使用功率效率较高的 C 类放大器而不会引起发送信号的频谱扩展; 具有极低的旁瓣功率, 带外辐射可达  $-60 \sim -70$  dB; 容易恢复用于相干解调的载波等。它存在一个问题, 即已调信号占用的带宽比线性调制占用的大, 而且实现相对复杂。对于带宽效率比功率效率更重要的通信系统, 恒包络调制未必是最佳调制方案。MSK 和 GMSK 是两种常用的恒包络连续相位调制技术。下面, 从相位连续的 FSK 引出恒包络调制技术。

### 3.4.1 相位连续的 FSK

#### 1. 2FSK 信号

设待发送的信号为双极性, 用  $a_k = \pm 1$  表示, 码元长度为  $T_b$ , 在一个码元时间内, 它们分别用两个频率的正弦载波表示, 如

$$\left. \begin{aligned} a_k = +1: & \quad s_{2\text{FSK}}(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ a_k = -1: & \quad s_{2\text{FSK}}(t) = A \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \end{aligned} \right\}, \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \quad (3.30)$$

式中,  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ,  $\omega_2 = 2\pi f_2$ 。定义载波角频率(虚载波)为

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad (3.31)$$

$\omega_1$  和  $\omega_2$  对  $\omega_c$  的角频偏为

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{|\omega_1 - \omega_2|}{2} \quad (3.32)$$

定义调制指数

$$h = |f_1 - f_2| T_b = 2f_d T_b = 2f_d / R_b \quad (3.33)$$

根据  $a_k, h, T_b$  可以重写一个码元内 2FSK 信号表达式:

$$\begin{aligned} S_{\text{FSK}}(t) &= \cos(\omega_c t + a_k \omega_d t + \varphi_k) = \cos\left(\omega_c t + a_k \cdot \frac{\pi h}{T_b} \cdot t + \varphi_k\right) \\ &= \cos(\omega_c t + \theta_k(t)) \end{aligned} \quad (3.34)$$

式中,  $\theta_k(t) = a_k(\pi h/T_b)t + \varphi_k$  ( $kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$ ), 称为附加相位, 它是时间  $t$  的线性函数, 斜率为  $a_k \pi h/T_b$ , 截距为  $\varphi_k$ , 附加相位特性如图 3.25 所示。

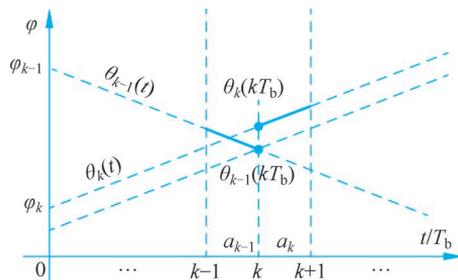


图 3.25 附加相位特性(注意斜率为  $\pm k$ )

## 2. 相位连续的 2FSK 信号

2FSK 信号有两种产生方式: 开关法和调频法, 前者得到的通常是相位不连续的 2FSK 信号, 而后者得到的是相位连续的 2FSK 信号(Continuous Phase FSK, CPFSK)。相位连续是指在码元持续时间和码元交替的时刻都不发生相位跳变, 如图 3.25 中, 码元  $a_{k-1}$  和  $a_k$  在  $kT_b$  时刻交替, 此时相位发生了跳变, 所以相位不连续。要使得相位连续, 则在  $kT_b$  时刻两个码元的相位必须相等, 即

$$\theta_{k-1}(kT_b) = \theta_k(kT_b) \quad (3.35)$$

$$a_k \frac{\pi h}{T_b} \cdot kT_b + \varphi_k = a_{k-1} \frac{\pi h}{T_b} \cdot kT_b + \varphi_{k-1} \quad (3.36)$$

这样就要求满足关系式:  $\varphi_k = (a_{k-1} - a_k)\pi h k + \varphi_{k-1}$ 。

此时的 2FSK 信号就是 CPFSK 信号, 波形如图 3.26(b) 所示。

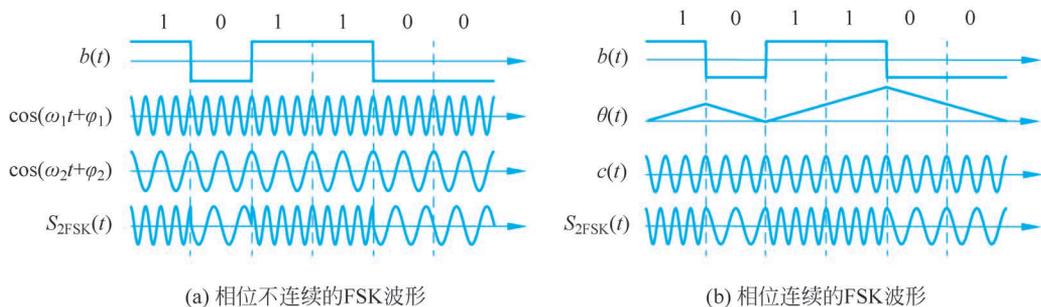


图 3.26 2FSK 信号的波形

2FSK 信号相位的连续和不连续使得它们的功率谱特性大不一样。图 3.27 给出了二者的对比。当调制指数  $h$  相同时,CPFSK 信号的带宽比普通 2FSK 信号的带宽小得多,也就意味着带宽效率更高;随着调制指数  $h$  的增大,CPFSK 信号和普通 2FSK 信号的带宽都在增大。为了得到更好的带宽效率,不宜选择太大的  $h$  值,但太小的  $h$  值又容易导致两个载频过于接近而不利检测。下一节将讨论  $h$  的取值问题。

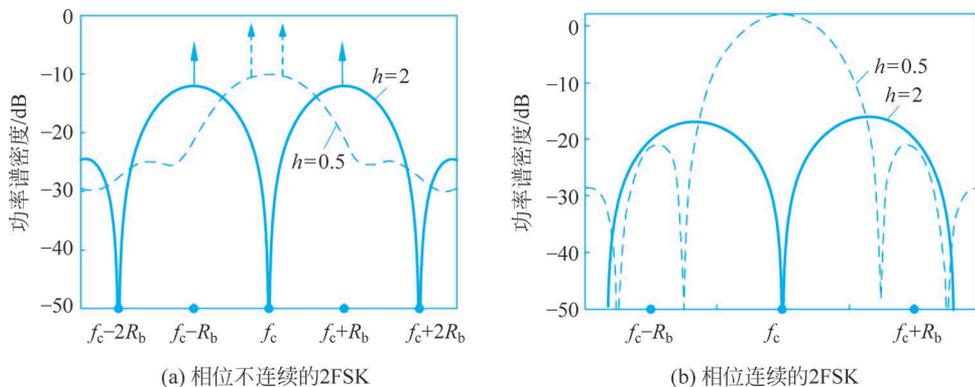


图 3.27 2FSK 信号的功率谱

### 3.4.2 最小频移键控(MSK)

最小频移键控(Minimum Shift Keying, MSK)是一种特殊的 CPFSK,它具有包络恒定、相位连续、占用带宽最小并且严格正交的特点。MSK 的“最小”就是指能以最小的调制指数获得正交信号。下面推导 MSK 的调制指数。

2FSK 信号的归一化互相关系数如下(令初相为零):

$$\rho = \frac{2}{T_b} \int_0^{T_b} \cos\omega_1 t \cos\omega_2 t dt = \frac{\sin(2\omega_c T_b)}{2\omega_c T_b} + \frac{\sin(2\omega_d T_b)}{2\omega_d T_b} \quad (3.37)$$

通常情况下,  $\omega_c T_b \gg 1$ , 而  $|\sin(2\omega_c T_b)| \leq 1$ , 因此忽略右边第一项,式(3.37)可表示为

$$\rho = \frac{\sin 2\omega_d T_b}{2\omega_d T_b} = \frac{\sin 2\pi(f_1 - f_2)T_b}{2\pi(f_1 - f_2)T_b} = \frac{\sin 2\pi h}{2\pi h} \quad (3.38)$$

图 3.28 给出了  $\rho-h$  的曲线图。当调制指数  $h = k/2(k=1,2,3,\dots)$  时,归一化互相关系数  $\rho=0$ ,即两路信号正交。当  $k=1$  时,调制指数最小值  $h=0.5$ ,此时,如果给定  $T_b$ ,则可以得到最小的频差  $|f_1 - f_2| = 1/2T_b$ ,从而使得 2FSK 信号具有最小的带宽。

接下来分析 MSK 的相位路径。将  $h=0.5$  代入 FSK 信号的表达式,可得 MSK 信号的表达式:

$$S_{\text{MSK}}(t) = \cos(\omega_c t + \theta_k(t)), kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \quad (3.39)$$

式中,  $\theta_k = a_k \pi / (2T_b) \cdot t + \varphi_k$ 。

可以看出,一个码元从开始时刻到结束时刻,相位变化量(增量)为

$$\Delta\theta_k = \theta_k((k+1)T_b) - \theta_k(kT_b) = a_k \cdot \frac{\pi}{2} \quad (3.40)$$

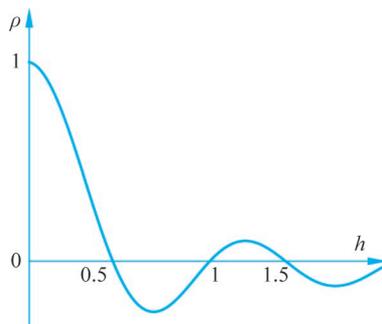


图 3.28 2FSK 信号的  $\rho-h$  曲线

由于  $a_k = \pm 1$ , 因此每经过时间  $T_b$ , 相位增加或减小  $\pi/2$ 。这样, 随着时间的推移, 附加相位的函数曲线是一条折线, 相位约束条件为

$$\varphi_k = (a_{k-1} - a_k) \frac{\pi}{2} \cdot k + \varphi_{k-1} \quad (3.41)$$

图 3.29 给出了附加相位的相位路径的一个实例。

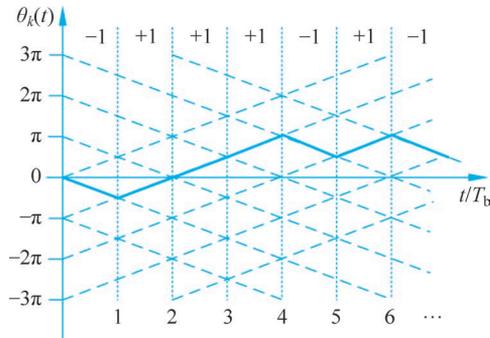


图 3.29 附加相位的相位路径

MSK 信号的功率谱密度表达式如下:

$$P_{\text{MSK}}(f) = \frac{16A^2 T_b}{\pi^2} \left( \frac{\cos[2\pi(f - f_c)T_b]}{1 - [4(f - f_c)T_b]^2} \right)^2 \quad (3.42)$$

式中,  $A$  为信号的幅度。MSK 信号的功率谱密度曲线如图 3.30 所示。实线为 MSK 信号的曲线, 虚线为 2FSK 信号的曲线, 可以看出, MSK 信号的带宽效率明显比 2FSK 信号的更高。但是, MSK 信号的旁瓣功率大, 90% 的功率带宽为  $2 \times 0.75R_b$ , 99% 的功率带宽为  $2 \times 1.2R_b$ 。在实际应用中, 这个带宽仍较高。例如, GSM 空中接口的传输速率为 270kbps, 则 99% 的带宽为 648kHz, 而 GSM 的信道带宽仅 200kHz, 不能满足需求。而且, 1% 的功率相当于  $-20\text{dB}$  的干扰, 而移动通信的邻道干扰要求为  $-60 \sim -70\text{dB}$ 。因此, 必须想办法降低旁瓣功率。

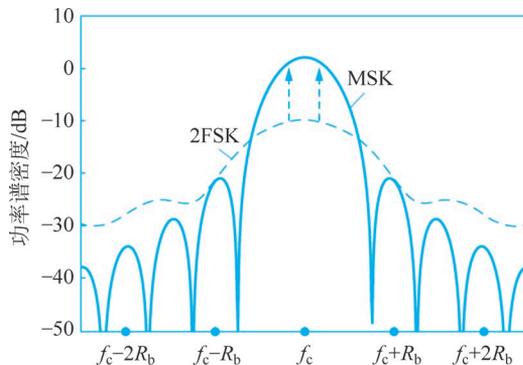


图 3.30 MSK 信号的功率谱密度曲线

### 3.4.3 高斯最小频移键控(GMSK)

#### 1. GMSK 信号的产生

MSK 信号虽然较普通的 2FSK 信号在频带效率上有所提升, 但旁瓣功率还是过大。而旁瓣功率主要来自相位路径的快速变化, 如图 3.29 中的相位转折点。如果相位曲线能变得

更加平滑,就能加快已调信号频谱的滚降,减小旁瓣。GMSK 就是这样的一种 MSK 演进版本。将基带信号通过高斯低通滤波器后,再进行 MSK 调制,即可得到 GMSK 信号。图 3.31 给出了一个简单的 GMSK 发射机原理。



图 3.31 GMSK 发射机原理

高斯滤波器的传输函数和冲激响应为

$$H(x) = e^{-(f/1.7B_b)^2} = e^{-(x/1.7x_b)^2} \quad (3.43)$$

$$h(\tau) = 3.01x_b e^{-(5.3x_b\tau)^2} \quad (3.44)$$

式中,参数  $x_b$  由滤波器的 3dB 带宽  $B_b$  和码元持续时间  $T_b$  确定,  $x_b = B_b T_b$ , 亦称归一化带宽。

GMSK 信号可表示为

$$\begin{aligned} s_{\text{GMSK}}(t) &= A \cos[\omega_c t + \theta(t)] \\ &= \cos\left[\omega_c t + \frac{\pi}{2T_b} \int_{-\infty}^t \left[ a_n g\left(\tau - nT_b - \frac{T_b}{2}\right) \right] d\tau \right] \end{aligned} \quad (3.45)$$

式中,  $g(t)$  为经过高斯滤波后的码元波形。高斯滤波器将占据一个码元周期  $T_b$  的全响应信号转换成了占据数个比特周期的部分响应信号,导致了码间串扰的产生。MSK 信号在一个码元周期内的相位增量固定为  $\pm\pi/2$ , 而 GMSK 信号的相位增量与输入序列有关,通过引入可控的码间串扰,消除了 MSK 码元转换时刻的相位转折点,平滑了相位路径。图 3.32 给出了 GMSK 和 MSK 信号的相位路径对比,可以看出, GMSK 信号的相位路径消除了 MSK 信号的相位变化拐角,变成了一条平滑的曲线。

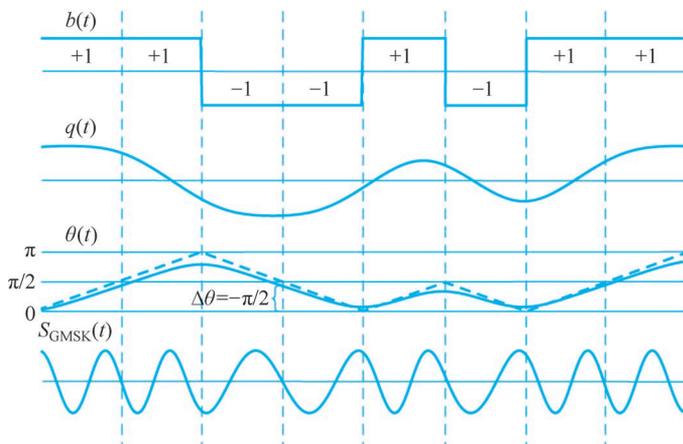


图 3.32 GMSK 信号波形

## 2. GMSK 信号的功率谱分析

图 3.33 给出了仿真得到的 GMSK 信号功率谱密度曲线,横坐标为归一化频率  $(f-f_c)T_b$ , 纵坐标为功率谱密度,参数  $x_b = B_b T_b$ 。由图可见, GMSK 信号的功率谱随  $x_b$  的减小衰减得很快。

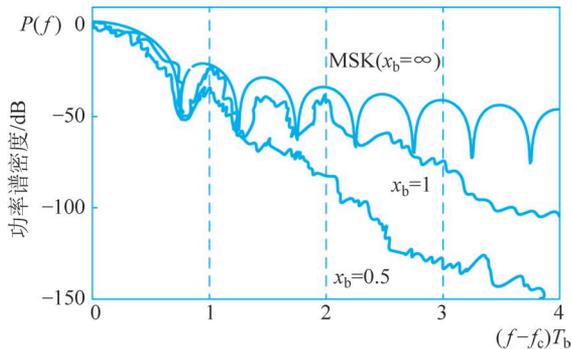


图 3.33 GMSK 信号功率谱密度曲线

表 3.4 给出了 GMSK 多个  $x_b$  的百分比功率带宽。同样可以看出,  $x_b$  越小, 带宽越窄。究其原因, 当  $x_b$  越小, 高斯滤波器的带宽越窄, 基带信号的高频分量衰减越快, 因此已调信号频谱也就更窄。但是, 随着  $x_b$  变小, 码元的时域波形越宽, 码间串扰会越大。因此, 以牺牲可靠性为代价, 提升 GMSK 信号带宽效率是可行的。在真实系统中, 需要对  $x_b$  进行折中处理。第二代移动通信系统 GSM 中就采用了  $x_b=0.3$  的 GMSK 信号。GSM 系统的信息传输速率为 270.833kbps, 信道带宽为 200kHz, 系统的带宽效率为

$$\eta_{\text{GMSK}} = \frac{R_b}{B} = \frac{270.833}{200} \approx 1.35 \text{ bps/Hz} \quad (3.46)$$

可以看出, GMSK 信号的带宽效率仍然不够高。

表 3.4 GMSK 多个  $x_b$  的百分比功率带宽

$x_b$	90%	99%	99.9%	99.99%
0.2	$0.52 R_b$	$0.79 R_b$	$0.99 R_b$	$1.22 R_b$
0.25	$0.57 R_b$	$0.86 R_b$	$1.09 R_b$	$1.37 R_b$
0.5	$0.69 R_b$	$1.04 R_b$	$1.33 R_b$	$2.08 R_b$
MSK	$0.76 R_b$	$1.20 R_b$	$2.76 R_b$	$6.00 R_b$

## 3.5 多进制调制技术

随着移动通信技术的飞速发展, 人们对数据传输速率的要求越来越高。时分双工 (Time Division Duplex, TDD) LTE 要在 20MHz 的带宽下实现 100Mbps 的下行峰值传输速率, 也就是说需要 5bps/Hz 的频带利用率。在这种情况下, 高阶调制就是一个解决方案。在阶数  $M \geq 8$  时为高阶调制。移动通信中常用的高阶调制方式包括 8PSK、16QAM、32QAM、64QAM 等。

### 3.5.1 M 进制相移键控 (MPSK)

3.3.2 节中介绍了 QPSK, 它有 4 个载波相位, 同样, 在 M 进制相移键控 MPSK 中, 载波相位有 M 种取值可能, 即

$$\theta_k = \frac{2(i-1)\pi}{M}, k = 1, 2, \dots, M$$

MPSK 信号可以表示为

$$s_{\text{MPSK}}(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_k), k = 1, 2, \dots, M, kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \quad (3.47)$$

式中,  $\theta_k$  为受调制的相位, 其值取决于基带码元;  $A$  为信号振幅。

式(3.47)可用正交形式表示为

$$s_{\text{MPSK}}(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_k) = A \cos\theta_k \cos\omega_0 t - A \sin\theta_k \sin\omega_0 t \quad (3.48)$$

$$k = 1, 2, \dots, M, kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$$

由于在 MPSK 信号中仅有两个基本信号  $\cos\omega_0 t$  和  $\sin\omega_0 t$ , 所以 MPSK 信号的星座图是二维的,  $M$  个信号点均匀分布在以原点为中心、以  $A$  为半径的圆周上。图 3.34 给出了  $M=8$  和  $M=16$  时的 MPSK 信号星座分布图。从图中信号的几何关系可以看出, 8PSK 信号之间的最小间距为  $2A \sin(\pi/M)$ 。当  $M$  越大时, MPSK 信号之间的最小间距就越小, 也就意味着误码率越大, 可靠性越低。

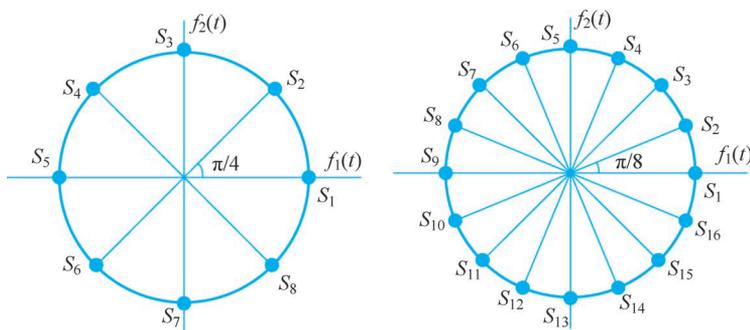


图 3.34 8PSK 和 16PSK 信号的星座分布图

从频带利用率看, 若信息传输速率为  $R_b$ , 码元速率为  $R_s = R_b / \log_2 M$ , 已调信号的主瓣带宽为  $2R_s = 2R_b / \log_2 M$ , 则带宽效率为

$$\eta_{\text{MPSK}} = \frac{R_b}{B_{2\text{PSK}}} = \frac{\log_2 M}{2} \text{ bps/Hz} \quad (3.49)$$

因此, 8PSK 信号的带宽效率为  $3/2$  bps/Hz, 16PSK 信号的带宽效率为  $2$  bps/Hz。随着  $M$  越来越大,  $\eta_{\text{MPSK}}$  也越来越大, 但这是以牺牲可靠性为代价的。

### 3.5.2 正交振幅调制(QAM)

MASK 单独使用振幅携带信息时, 星座图是一维的, MPSK 单独使用相位携带信息时, 星座图是圆形的, 它们都不能充分地利用信号平面。随着调制阶数的增加, 符号间的欧氏距离减小。如果能充分利用二维向量空间的平面, 在保持欧氏距离不变的情况下增加星座点数就可以增加频带利用率。这就引出了  $M$  维正交幅度调制 MQAM。

QAM 信号的振幅和相位作为两个独立的参量同时受到调制, 可以表示为

$$s_{\text{QAM}}(t) = A_k \cos(\omega_0 t + \theta_k), kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \quad (3.50)$$

式中,  $k$  为整数;  $A_k$  和  $\theta_k$  分别可以取多个离散值。

将式(3.50)展开, 表示为

$$s_{\text{QAM}}(t) = A_k \cos\theta_k \cos\omega_0 t - A_k \sin\theta_k \sin\omega_0 t$$

$$= I_k \cos\omega_0 t - Q_k \sin\omega_0 t \quad (3.51)$$

式中,  $I_k = A \cos \theta_k$ ,  $Q_k = A \sin \theta_k$ ,  $I_k$  和  $Q_k$  也是可以取多个离散值的变量, 则式(3.51)可以看作两个正交的振幅键控信号之和。

若  $\theta_k$  的值仅可以取  $0^\circ$  和  $90^\circ$ ,  $A_k$  的值仅可以取  $\pm A$ , 则此 QAM 信号就变成了 QPSK 信号。所以 QPSK 信号也可称为 4QAM 信号。图 3.35 给出了 4QAM、16QAM、64QAM 和 256QAM 信号的向量图。如图 3.35(b) 所示, 每一个黑点对应一组振幅  $A_k$  和相位  $\theta_k$ , 即码元的一种状态。

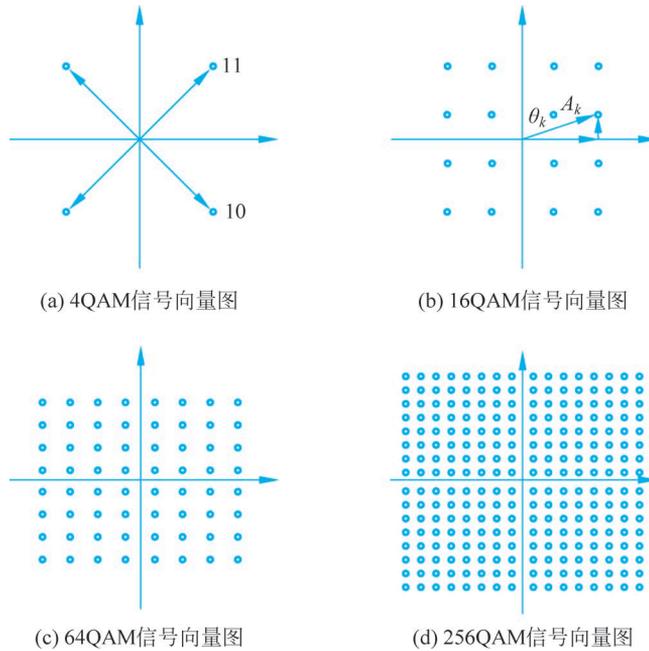


图 3.35 QAM 信号向量图

以 16QAM 为例分析 QAM 与 PSK 的误码率性能。图 3.36 按最大振幅相等画出了 16QAM 和 16PSK 信号的星座图。设最大振幅为  $A_m$ , 则 16PSK 信号的最小欧氏距离为

$$d_1 \approx A_m (\pi/8) = 0.393A_m \quad (3.52)$$

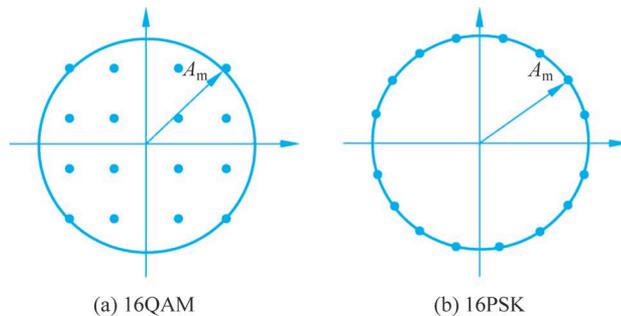


图 3.36 16QAM 和 16PSK 信号的星座图

16QAM 信号相邻点的距离为

$$d_2 = \frac{\sqrt{2}A_m}{3} = 0.471A_m \quad (3.53)$$

此距离直接代表噪声容限。因此,  $d_2$  和  $d_1$  的比值就代表这两种制式的噪声容限之比。由上两式计算,  $d_2$  超过  $d_1$  约 1.57dB。再考虑功率效率, 16PSK 信号的平均功率等于其最大功率。16QAM 信号在等概率情况下, 可以计算出最大功率与平均功率之比为 1.8, 即 2.55dB。故在平均功率相等的条件下, 16QAM 比 16PSK 信号的噪声容限大 4.12dB。

因此, 在实际应用中, 阶数  $M > 8$  的调制通常采用 QAM。

### 3.6 本章小结

本章深入探讨了数字信号在无线通信中的调制过程。首先概述了数字调制的基本概念; 然后详细讨论了线性调制技术, 包括 2PSK、QPSK 及其变体, 这些技术通过改变相位来传输信息; 接着, 探讨了恒包络调制技术, 如 FSK、MSK 和 GMSK, 它们在移动通信中具有重要应用; 最后, 本章还介绍了多进制调制技术, 如 MPSK 和 MQAM, 它们通过增加调制阶数, 提高了数据传输速率和频谱效率。通过本章的学习, 读者将对数字调制技术有更深入的理解, 并能够根据应用场景选择合适的调制方案。