

DIANXIN WANGMA ZIYUAN GUANLI BANFA
YU YINGYONG JISHU SHISHI SHOUC

主编 由 鹏

电信网码资源
管理办法与应用技术
实施手册

金版电子出版公司

电信网码号资源管理办法 与应用技术实施手册

主编：游鹏

第三卷

金版电子出版公司

第1章 移动通信的调制技术

1.1 调制技术的基本概念

1.1.1 调制技术

调制就是对信号源的编码信息进行处理,使其变为适合于信道传输形式的过程。一般来说,信号源的编码信息(信源)含有直流分量和频率较低的频率分量,称为基带信号。基带信号往往不能作为传输信号,因此必须把基带信号转变为一个相对基带频率而言频率非常高的带通信号以适合于信道传输。这个带通信号叫做已调信号,而基带信号叫做调制信号。调制是通过改变高频载波的幅度、相位或者频率,使其随着基带信号的变化而变化来实现的;而解调则是将基带信号从载波中提取出来以便预定的接收者(信宿)处理和理解的过程。

在移动通信环境中,移动台的移动使电波传播条件恶化,特别是快衰落的影响使接收场强急剧变化。在选择调制方式时,必须考虑采取抗干扰能力强的调制方式,能适用于快衰落信道,占有较小的带宽以提高频谱利用率,并且带外辐射要小,以减小对邻近波道的干扰。

本章讲述了应用于移动通信系统中的不同的调制技术。其中包括了用于第一代移动通信系统的模拟调制方案和用于现今及未来移动通信系统中的数字调制方案、扩频调制方案。

1.1.2 调幅与调频

早期 VHF 频段的移动通信电台大都采用调幅方式,调幅是使高频载波信号的振幅随调制信号的瞬时变化而变化,其所占带宽为: $B_{AM} = 2f_m$ (其中 f_m 为音频的上限频率)。由于信道快衰落会使模拟调幅产生附加调幅而造成失真,目前已很少采用。调频是使高频载波信号的瞬时频率随调制信号的变化而变化,其所占带宽为: $B_{FM} = 2(\beta_{FM} + 1)f_m$ (其中, β_{FM} 为调制指数)。调频制在抗干扰和抗衰落性能方面优于调幅制,对非线性信道有较好的适应性,世界上几乎所有的模拟蜂窝系统都使用频率调制。就目前技术而言,模拟调频系统的指标已使信道间隔缩窄到 25kHz (也有 30kHz 的),有些国家已经缩窄到 12.5kHz。但是调频制存在着固有的缺点,即需要占用较宽的信道带宽,同时存在门限效应。由于调频制存在的门限效应,当信噪比低于门限时,其性能就要变坏。而在这种低信噪比的工作环境下,调幅制和单边带 (SSB) 调制的通信质量却要比调频好。单边带调幅系统只传送一个边带 (上边带或下边带),所以只占用普通调幅系统一半的带宽。所以,在噪声很大的环境下,单边带调制显示了一定的优越性,而且单边带所占信道带宽 (约 4kHz) 远小于调频制的信道带宽,这对提高频率资源

的利用率大有好处。因此,近来在民用小型电台中,有的采用单边带调制技术。但是,采用单边带调制技术也有技术上的难点,例如,对频率稳定度的要求非常高,通常在 10^{-7} 数量级;另外,为避免相邻信道干扰,要求滤波器的特性非常陡峭。尽管如此,单边带调制技术对移动通信还是非常有用的。随着数字信号处理、大规模集成电路和新的单边带调制解调技术的进步,单边带在移动通信中的应用还是很有前途的。

1.2 数字调制技术

1.2.1 概述

现代移动通信系统都使用数字调制技术。由于数字通信具有建网灵活,容易采用数字差错控制技术和数字加密,便于集成化,并能够进入 ISDN,所以通信系统都在由模拟方式向数字方式过渡。而移动通信作为整个网络的一部分,其发展趋向也必然是由模拟方式向数字方式过渡。近十年来,数字移动通信新系统的开发研制取得了巨大进展,要求既传输数字化的信令,又传输数字化的信息,因此系统中必须采用数字调制技术。然而一般的数字调制技术,如幅度键控(ASK)、移相键控(PSK)和移频键控(FSK)因传输效率低而无法满足移动通信的要求,为此,需要专门研究一些抗干扰性能强、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,以适用于移动通信

的要求。目前已在数字蜂窝移动通信系统中得到广泛应用的有： $\pi/4$ 正交相移键控($\pi/4$ QPSK)、正交调幅(QAM)和最小移频键控(MSK)、高斯最小移频键控(GMSK)等方式。

1.2.2 窄带数字调制技术

1. 对移动通信数字调制和解调器的要求

对移动通信数字调制和解调器的要求如下：

- 在瑞利衰落条件下,误码率要尽可能低。
- 发射频谱窄,带外辐射,邻道功率与载波功率之比小于 -70dB 。
- 同频复用的距离小。
- 高效率解调(如非相干解调),以降低移动台功耗,进一步缩小体积和成本。
- 能提供较高的传输速率。

·易于集成。

2. 分类

(1) 线性调制方式

线性调制方式主要有各种进制的 PSK 和 QAM 等。这一类调制方式的频带利用率一般都大于 $1 \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 而且随着调制电平数的增加而增加。线性调制方式又可分为频谱高效和功率高效两种,理论上可以得到大于 $2 \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 频带

利用率的调制方式为频谱高效, 8PSK、16QAM、256QAM 等。频谱高效调制方式是通过增加电平数来获得较高的频带利用率的, 因此为得到同样的误码率, 就需要较高的信噪比。在移动通信系统中, 由于存在着严重的衰落现象和采用非线性同步检测, 故所需要的信噪比较高。况且系统所能提供的能量又受到限制, 所以频谱高效调制方式目前还不能用于移动通信系统中。功率高效调制为欲获得 10^{-3} 误码率仅需 14dB 信噪比的调制方式, 如 BPSK 和 QPSK 等。功率高效调制方式可达到的最高频带利用率为 $2 \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。

在功率高效调制方式中, QPSK 的频谱利用率是 BPSK 的两倍, 而且如采用同步检测, 其功率利用率与 BPSK 相同, 采用差分检测也仅有 2.3dB 的损失。QPSK 所具有的二电平特性增加了这种调制方法的抗多径衰落、时延扩展和同波道干扰的能力, 所以, QPSK 被认为是最适用于移动通信系统的线性调制方式。QPSK 主要包括原型 QPSK、交错 QPSK(OQPSK) 和 $\pi/4$ QPSK 等几种调制方式。

(2) 恒定包络调制方式

恒定包络调制方式主要有 MSK、TFM(平滑调频)、GMSK 等。其主要特点是这种已调信号具有包络幅度不变的特性, 其发射功率放大器可以在非线性状态而不引起严重的频谱扩散; 此外, 这一类调制方式可用于非同步检测。这种调制方式的缺点是频带利用率较低, 一般不超过 $1 \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。

3. 应用

(1) $\pi/4$ 相移 QPSK 方式

在线性调制方式中, $\pi/4$ 相移 QPSK 方式有如下特点:

①相位迁移时不通过原点,因此,信号包络线的变动受功率放大器非线性影响比较小。

②不但适用于相干解调,而且也适用于对脉冲接收信号也很容易实现的延迟解调和频率解调。

③这种调制方式与 TDMA 方式有良好的配合,北美和日本的新一代数字移动通信系统均采用了这种调制方式。

(2) GMSK 调制

在恒包络调制方式中, GMSK 调制解调器结构比较简单,在目前的移动通信中得到广泛应用。欧洲电信联盟(CEPT)所确定的泛欧数字蜂窝移动通信系统(GSM)中就采用 GMSK 这种调制方式。该方式的优点是,解调方案有多种可供选择,如相干解调、延迟解调。频率解调等。GMSK 是用高斯低通滤波器对基带二电平波形整形的一种 MSK 调制器。利用这种滤波器的带宽与信号速度之比 $B_b T_b$, 可以变换成相应调制信号频率的占有带宽。若 $B_b T_b$ 取值小时,则由于符号间干扰量增加而使误码特性变坏。在 $B_b T_b = 0.2$ 时,可得到和 TFM 相同的频谱特性;在 $B_b T_b = 0.25$ 时,误码率(BER: Bit Error Rate)特性比 MSK 差 0.7dB(BER = 10^{-2} 时,为相干解调),此时的频率利用率为 $1.2 \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。

下面重点讨论 $\pi/4$ QPSK 和 GMSK 调制方式。

1.2.3 线性调制方式

1. 数字调相的基本概念

在介绍 $\pi/4$ QPSK 之前,先简单介绍一下 PSK(相移键控)调制、QPSK(四相相移键控)调制和 OQPSK(交错四相相移键控)调制的基本概念。

(1) PSK 调制

以基带数据信号控制载波的相位,称为数字调相,又称相移键控,简称为 PSK。

若输入比特流为 $\{\alpha_n\}$, $\alpha_n = \pm 1$, $n = -\infty \sim +\infty$, 则 PSK 的信号为

$$s(t) = \begin{cases} A\cos\omega_c t & \alpha_n = +1 \\ -A\cos\omega_c t & \alpha_n = -1 \end{cases} \quad nT_b \leq t < (n+1)T_b \quad (1.1)$$

式中, T_b 为脉冲宽度。式(1.1)还可写成

$$S(t) = a_n A \cos\omega_c t = A \cos\left(\omega_c t + \frac{1 - a_n}{2} \pi\right) \quad nT_b \leq t < (n+1)T_b \quad (1.2)$$

式(1.2)表明:当输入为“+1”时,对应的信号附加相位为“0”;当输入为“-1”时,对应的信号附加相位为“ π ”。

设 $g(t)$ 是宽度为 T_b 的矩形脉冲,其频谱为 $G(f)$,则 PSK 信号的功率谱为(假设“+1”和“-1”等概率出现)

$$P_s(f) = \frac{1}{4}f_b[|G(f-f_c)|^2 + |G(f+f_c)|^2] \quad (1.3)$$

式中, $f_b = \frac{1}{T_b}$ 为信号比特速率。

PSK 采用的相干解调和差分相干解调原理框图,如图 1.1 和 1.2 所示。

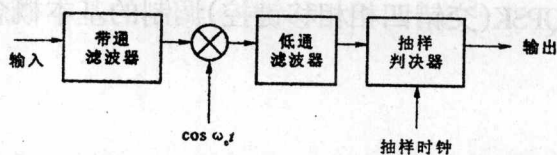


图 1.1 PSK 信号相干解调原理框图

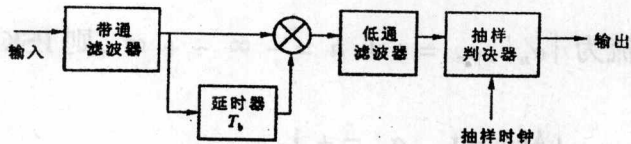


图 1.2 PSK 信号差分相干解调原理框图

假设输入噪声为窄带高斯噪声(均值为 0, 方差为 σ_n^2), 在输入序列“+1”和

“-1”等概率出现的条件下, 相干解调后的误码比特率为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{r} \quad (1.4)$$

式中, $r = a^2 / 2\sigma_n^2$, a 为接收信号的幅度。

在相同条件下, 差分相干解调的误码比特率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r} \quad (1.5)$$

(2) QPSK 调制和 OQPSK 调制

QPSK 和 OQPSK 的产生原理图,如图 1.3 和 1.4 所示。

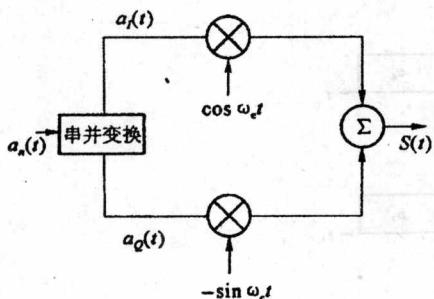


图 1.3 QPSK 信号的产生

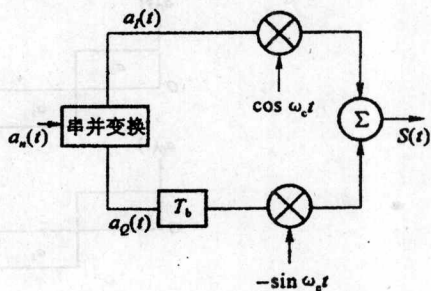


图 1.4 OQPSK 信号的产生

假定输入二进制序列为 $\{a_n\}$, $a_n = +1$ 或 -1 , 以 $1/T_b$ 速率进入调制器的输入端, 通过串并变换分成正交两路, 即 $a_I(t)$ 、 $a_Q(t)$, 则经 QPSK 调制的信号表示为

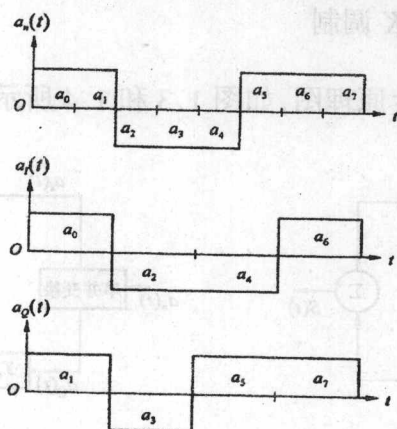
$$S(t) = a_I(t)\cos\omega_c t - a_Q(t)\sin\omega_c t = A\cos[\cos\omega_c t + \theta(t)] \quad (1.6)$$

式中, $A = \sqrt{(a_I^2 + a_Q^2)}$; $\theta(t) = \arctan a_Q(t)/a_I(t)$ 。

图 1.5 表示了 $a_I(t)$ 、 $a_Q(t)$ 的分组情况。

在 $kT_s \leq t < (k+1)T_s$ ($T_s = 2T_b$) 的区间内, QPSK 产生器的输出为

$$S(t) = \begin{cases} A\cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{4}\right) & a_n a_{n-1} = +1 + 1 \\ A\cos\left(\omega_c t + \frac{3\pi}{4}\right) & a_n a_{n-1} = +1 - 1 \\ A\cos\left(\omega_c t - \frac{\pi}{4}\right) & a_n a_{n-1} = -1 + 1 \\ A\cos\left(\omega_c t - \frac{3\pi}{4}\right) & a_n a_{n-1} = -1 - 1 \end{cases}$$

图 1.5 $a_n(t)$ 与 $a_1(t)$ 、 $a_0(t)$ 的波形示意图

$$= A \cos(\omega_c t + \theta_k) \quad (1.7)$$

式中, $n=2k+1$; $\theta_k = \pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3\pi}{4}$, 相位的星座图如图 1.6 所示。

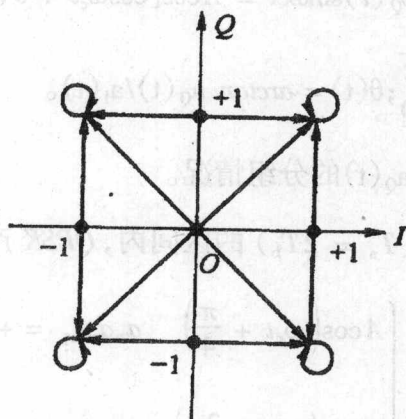


图 1.6 QPSK 的星座图和相位转移图

在 QPSK 的码元速率(T_s)与 PSK 信号的比特速率相等的情况下, QPSK 信号是两个 PSK 信号的和,所以它具有与 PSK 信号相同的频谱特征和误码率性能。然而,由于 QPSK 的码元速率是 PSK 比特速率的一半,所以在相同信道带宽

时,与 PSK 相比 QPSK 可以传输 2 倍速率的信息。

OQPSK 调制与 QPSK 调制类似,只是在正交支路引入了一个比特(半个码元)的延时,这使得两个支路的数据不会同时发生变化,因而不可能像 QPSK 那样产生 $\pm \pi$ 的相位跳变,而仅能产生 $\pm \frac{\pi}{2}$ 的相位跳变。OQPSK 的交错数据流及星座图如图 1.7 和 1.8 所示。

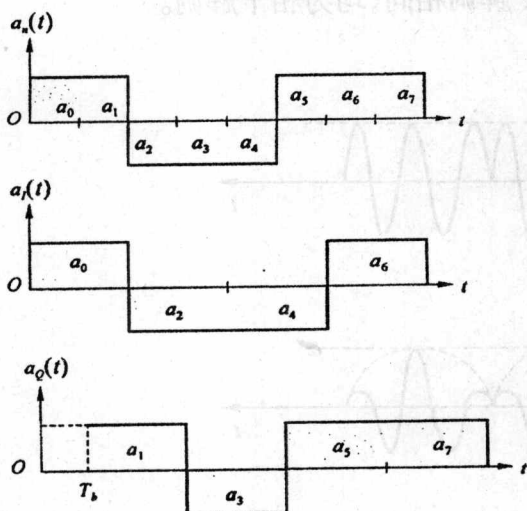


图 1.7 OQPSK 的交错数据流

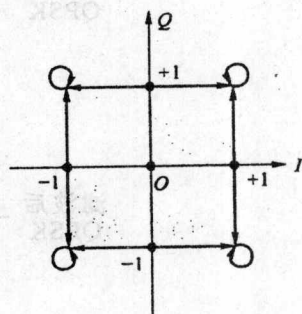


图 1.8 OQPSK 的星座图和相位转移图

因此, OQPSK 频谱旁瓣要低于 QPSK 信号的旁瓣。解释如下:

在 QPSK 中, $a_i(t)$ 和 $a_q(t)$ 比特流的排列一致, 所以载波相位只能在 $2T_b$ 时刻变化一次。在任何 $2T_b$ 间隙中载波相位是图 1.6 中 4 个相位的任何一个, 它取决于 $a_i(t)$ 和 $a_q(t)$ 。在下一个 $2T_b$ 间隙, 如果 2 个比特流都没有改变信息, 则载波相位不变。如果 $a_i(t)$ 和 $a_q(t)$ 中一个改变信息, 载波相位变化 90° 。如果

$a_I(t)$ 和 $a_Q(t)$ 都改变信息, 载波相位变化 180° , 此时经带限后造成的包络起伏最大, 如图 1.9 所示。将正交两路信号偏移 $T_b = T_s/2$ 的结果是消除了已调信号中突然相移 180° 的现象, 每隔 $T_s/2$ 信号相位只可能发生 $\pm 90^\circ$ 的变化。因而星座图中信号点只能沿正方形四边移动, 如图 1.8 所示。滤波后的 OQPSK 信号中的包络的最大值与最小值之比约为 $\sqrt{2}$, 不可能出现图 1.9 中比值为无限大的情形。QPSK 和 OQPSK 解调与 PSK 解调相同, 均为相干解调。

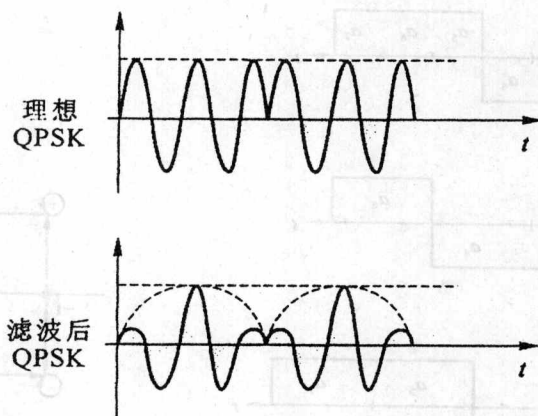


图 1.9 QPSK 信号限带前后的波形

2. $\pi/4$ QPSK

$\pi/4$ 相移 QPSK 调制是一种相移键控技术, 从最大相位跳变来看, 它是 OQPSK 和 QPSK 的折衷, 可以相干解调, 也可以非相干解调。 $\pi/4$ QPSK 的最大相位变化是 $\pm 135^\circ$, 而 QPSK 是 180° , OQPSK 是 90° 。因此, 带限 $\pi/4$ QPSK 信号比带限 QPSK 有更好的恒包络性质, 但是对包络的变化比 OQPSK 更敏感。 $\pi/4$ QPSK 最吸引人的特性是它能够非相干解调, 这使接收机设计大大简化。还有,

在多径扩展和衰落的情况下, $\pi/4$ QPSK 比 OQPSK 的性能更好。通常, $\pi/4$ QPSK 采用差分编码, 以便在恢复载波中存在相位模糊时, 实现差分检测或相干解调。

在 $\pi/4$ QPSK 调制解调器中, 已调信号的信号点从相互偏移 $\pi/4$ 的两个 QPSK 星座中选取。图 1.10 给出了两个星座和一个合并的星座, 图 1.10(c) 中两个信号点之间的连线表示可能的相位跳变。在两个星座间切换, 对每个连续比特保证其符号间至少有一个 $\pi/4$ 整倍数的相位变化, 这使接收机能进行时钟恢复和同步。

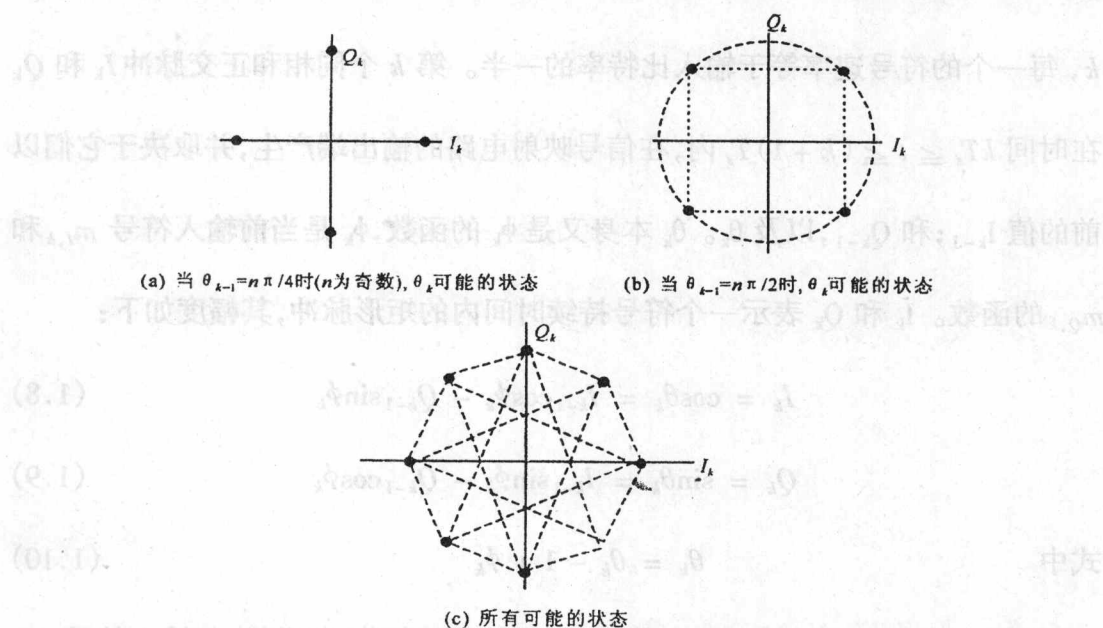


图 1.10 $\pi/4$ QPSK 信号的星座图

3. $\pi/4$ QPSK 调制原理

图 1.11 给出了一个一般的 $\pi/4$ QPSK 发射机的框图。

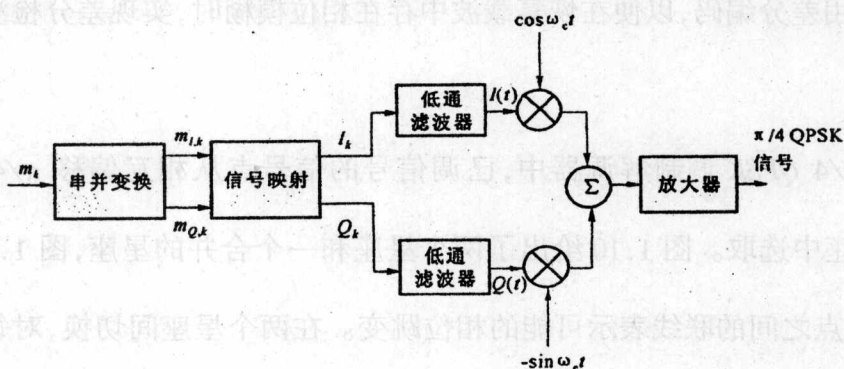


图 1.11 一般 $\pi/4$ QPSK 信号的发射机

输入的比特流通过一个串并(S/P)转换器被分为两个并行数据流 $m_{I,k}$ 和 $m_{Q,k}$, k , 每一个的符号速率等于输入比特率的一半。第 k 个同相和正交脉冲 I_k 和 Q_k 在时间 $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$ 内, 在信号映射电路的输出端产生, 并取决于它们以前的值 I_{k-1} 和 Q_{k-1} , 以及 θ_k 。 θ_k 本身又是 ϕ_k 的函数, ϕ_k 是当前输入符号 $m_{I,k}$ 和 $m_{Q,k}$ 的函数。 I_k 和 Q_k 表示一个符号持续时间内的矩形脉冲, 其幅度如下:

$$I_k = \cos\theta_k = I_{k-1}\cos\phi_k - Q_{k-1}\sin\phi_k \quad (1.8)$$

$$Q_k = \sin\theta_k = I_{k-1}\sin\phi_k - Q_{k-1}\cos\phi_k \quad (1.9)$$

$$\text{式中} \quad \theta_k = \theta_{k-1} + \phi_k \quad (1.10)$$

其中, θ_k 和 θ_{k-1} 是第 k 个和第 $k-1$ 个符号的相位。相移 ϕ_k 与输入符号 $m_{I,k}$, k 和 $m_{Q,k}$ 有关, 如表 4.1 所示。

表 1.1 不同输入比特对时的载波相移

信号比特 $m_{I,k} \ m_{Q,k}$	相移 ϕ_k	信号比特 $m_{I,k} \ m_{Q,k}$	相移 ϕ_k
11	$\pi/4$	00	$-3\pi/4$
01	$3\pi/4$	10	$-\pi/4$

如同在 QPSK 调制解调器中那样,同相和正交比特流 I_k 和 Q_k 接着被两个相互正交的载波分别调制,产生如式(1.11)所示的 $\pi/4$ QPSK 波形:

$$S_{\pi/4} \text{ QPSK} = I(t)\cos\omega_c t - Q(t)\sin\omega_c t \quad (1.11)$$

式中

$$I(t) = \sum_{k=1}^{N-1} I_k P\left(t - kT_s - \frac{T_s}{2}\right) = \sum_{k=1}^{N-1} \cos\theta_k P\left(t - kT_s - \frac{T_s}{2}\right) \quad (1.12)$$

$$Q(t) = \sum_{k=1}^{N-1} Q_k P\left(t - kT_s - \frac{T_s}{2}\right) = \sum_{k=1}^{N-1} \sin\theta_k P\left(t - kT_s - \frac{T_s}{2}\right) \quad (1.13)$$

为了减小频带占用, I_k 和 Q_k 通常在调制前通过升余弦滚降脉冲成形滤波器。式(1.12)和(1.13)中,函数 $p(t)$ 对应于脉冲波形, T_s 为符号周期。脉冲成形还能减轻频谱再生的问题,这在完全饱和、非线性放大的系统中十分重要。需要注意的是: I_k 、 Q_k 和波形 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 的峰值幅度为以下五种可能值的一个,

即 0 、 $+1$ 、 -1 、 $+\frac{1}{\sqrt{2}}$ 、 $-\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。

例 1.1 假设 $\theta_0 = 0^\circ$ 。比特流 001011 用 $\pi/4$ QPSK 发送。比特从左到右送入发射机。确定在发送期间相位 θ_k 和 I_k 、 Q_k 的值。

解 由题知 $\theta_0 = 0^\circ$ 。