

《通信原理》 第五十一讲

第9章 现代数字调制解调技术

第七章我们讨论了数字调制的三种基本方式：数字振幅调制、数字频率调制和数字相位调制，然而，这三种数字调制方式都存在不足之处，如频谱利用率低、抗多径抗衰落能力差、功率谱衰减慢带外辐射严重等。

为了改善这些不足，近几十年来人们不断地提出一些新的数字调制解调技术，以适应各种通信系统的要求。例如，在恒参信道中，**正交振幅调制(QAM)**和**正交频分复用(OFDM)**方式具有高的频谱利用率，正交振幅调制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。而正交频分复用在非对称数字环路 ADSL 和高清晰度电视 HDTV 的地面广播系统等得到成功应用。**高斯最小移频键控(GMSK)**和 $\pi/4$ **DQPSK** 具有较强的抗多径抗衰落性能，带外功率辐射小等特点，因而在移动通信领域得到应用。高斯最小移频键控用于泛欧数字蜂窝移动通信系统(GSM)， $\pi/4$ DQPSK 用于北美和日本的数字蜂窝移动通信系统。

下面分别对几种具有代表性的数字调制系统进行讨论。

§ 9.1 正交振幅调制(QAM)

随着通信业务需求的迅速增长，寻找频谱利用率高的数字调制方式已成为数字通信系统设计、研究的主要目标之一。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。在中、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广泛应用。在移动通信中，随着微蜂窝和微微蜂窝的出现，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，并进行了广泛深入的研究。

一、MQAM 调制原理

正交振幅调制是用两个独立的基带数字信号对两个相互正交的同频载波进行抑制载波的双边带调制，利用这种已调信号在同一带宽内频谱正交的性质来实

现两路并行的数字信息传输。

正交振幅调制信号的一般表示式为

$$s_{MQAM}(t) = \sum_n A_n g(t - nT_s) \cos(\omega_c t + \varphi_n) \quad (9.1-1)$$

式中， A_n 是基带信号幅度， $g(t - nT_s)$ 是宽度为 T_s 的单个基带信号波形。

$$s_{MQAM}(t) = [\sum_n A_n g(t - nT_s) \cos \varphi_n] \cos \omega_c t - [\sum_n A_n g(t - nT_s) \sin \varphi_n] \sin \omega_c t \quad (9.1-2)$$

令

$$X_n = A_n \cos \varphi_n$$

$$Y_n = A_n \sin \varphi_n$$

则式(9.1-2)变为

$$\begin{aligned} s_{MQAM}(t) &= [\sum_n X_n g(t - nT_s)] \cos \omega_c t - [\sum_n Y_n g(t - nT_s)] \sin \omega_c t \\ &= X(t) \cos \omega_c t - Y(t) \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (9.1-3)$$

QAM 中的振幅 X_n 和 Y_n 可以表示为

$$\begin{cases} X_n = c_n A \\ Y_n = d_n A \end{cases} \quad (9.1-4)$$

式中， A 是固定振幅， c_n 、 d_n 由输入数据确定。 c_n 、 d_n 决定了已调 QAM 信号在信号空间中的坐标点。

QAM 信号调制原理图如图 9-1 所示。图中，输入的二进制序列经过串/并变换器输出速率减半的两路并行序列，再分别经过 2 电平到 L 电平的变换，形成 L 电平的基带信号。为了抑制已调信号的带外辐射，该 L 电平的基带信号还要经过预调制低通滤波器，形成 $X(t)$ 和 $Y(t)$ ，再分别对同相载波和正交载波相乘。最后将两路信号相加即可得到 QAM 信号。

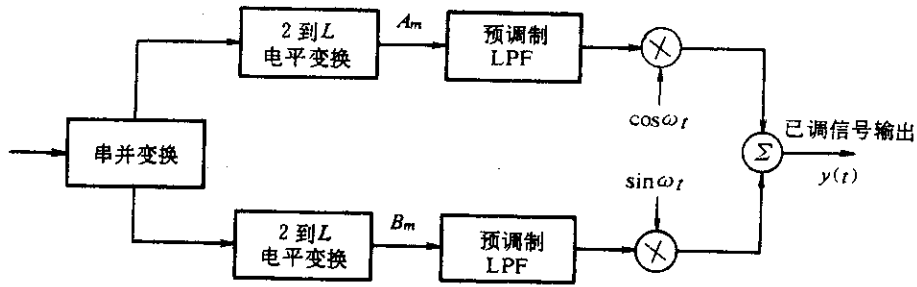


图 9-1 QAM 信号调制原理图

信号矢量端点的分布图称为星座图。通常，可以用星座图来描述 QAM 信号的信号空间分布状态。对于 $M = 16$ 的 16QAM 来说，有多种分布形式的信号星座图。两种具有代表意义的信号星座图如图 9-2 所示。在图 9-2(a)中，信号点的分布成方型，故称为方型 16QAM 星座，也称为标准型 16QAM。在图 9-2(b)中，信号点的分布成星型，故称为星型 16QAM 星座。

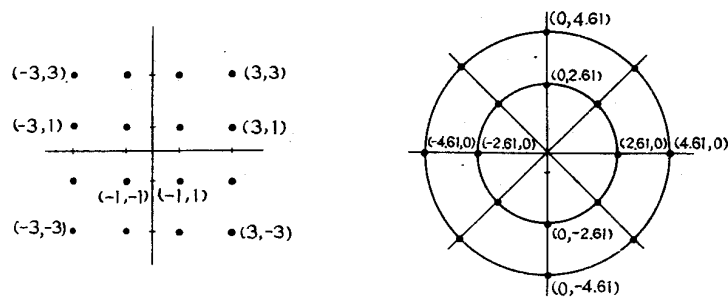


图 9-2 16QAM 的星座图

若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为

$$P_s = \frac{A^2}{M} \sum_{n=1}^M (c_n^2 + d_n^2) \quad (9.1-5)$$

对于方型 16QAM，信号平均功率为

$$P_s = \frac{A^2}{M} \sum_{n=1}^M (c_n^2 + d_n^2) = \frac{A^2}{16} (4 \times 2 + 8 \times 10 + 4 \times 8) = 10A^2$$

对于星型 16QAM，信号平均功率为

$$P_s = \frac{A^2}{M} \sum_{n=1}^M (c_n^2 + d_n^2) = \frac{A^2}{16} (8 \times 2.61^2 + 8 \times 4.61^2) = 14.03A^2$$

两者功率相差 1.4dB。另外，两者的星座结构也有重要的差别。一是星型 16QAM 只有两个振幅值，而方型 16QAM 有三种振幅值；二是星型 16QAM 只有 8 种相位值，而方型 16QAM 有 12 种相位值。这两点使得在衰落信道中，星型 16QAM 比方型 16QAM 更具有吸引力。

M=4、16、32、...、256 时 MQAM 信号的星座图如图 9-3 所示。其中，M=4、16、64、256 时星座图为矩形，而 M=32、128 时星座图为十字形。前者 M 为 2 的偶次方，即每个符号携带偶数个比特信息；后者 M 为 2 的奇次方，每个符号携带奇数个比特信息。

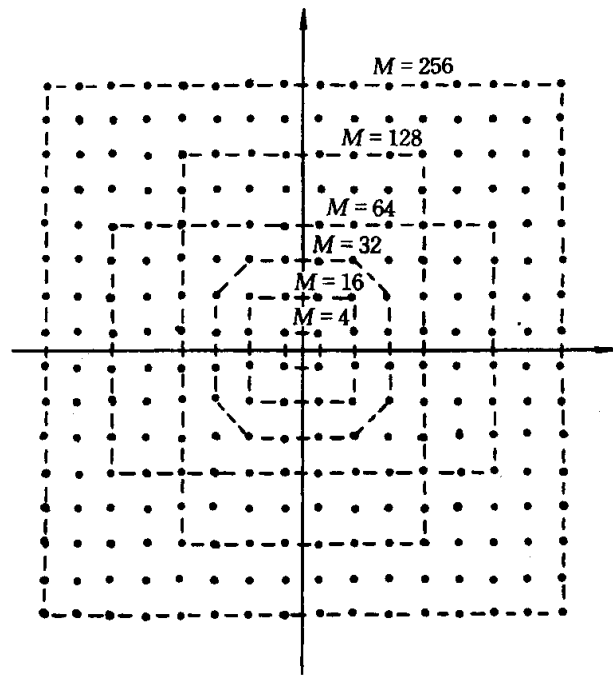


图 9-3 MQAM 信号的星座图

若已调信号的最大幅度为 1，则 MPSK 信号星座图上信号点间的最小距离为

$$d_{MPSK} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (9.1-6)$$

而 MQAM 信号矩形星座图上信号点间的最小距离为

$$d_{MQAM} = \frac{\sqrt{2}}{L-1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{M}-1} \quad (9.1-7)$$

式中， L 为星座图上信号点在水平轴和垂直轴上投影的电平数， $M = L^2$ 。

由式(9.1-6)和(9.1-7)可以看出，当 $M = 4$ 时， $d_{4PSK} = d_{4QAM}$ ，实际上，4PSK 和 4QAM 的星座图相同。当 $M = 16$ 时， $d_{16QAM} = 0.47$ ，而 $d_{16PSK} = 0.39$ ， $d_{16PSK} < d_{16QAM}$ 。这表明，16QAM 系统的抗干扰能力优于 16PSK。

《通信原理》 第五十二讲

一、MQAM 解调原理

MQAM 信号同样可以采用正交相干解调方法，其解调器原理图如图 9-4 所示。解调器输入信号与本地恢复的两个正交载波相乘后，经过低通滤波输出两路多电平基带信号 $X(t)$ 和 $Y(t)$ 。多电平判决器对多电平基带信号进行判决和检测，再经 L 电平到 2 电平转换和并/串变换器最终输出二进制数据。

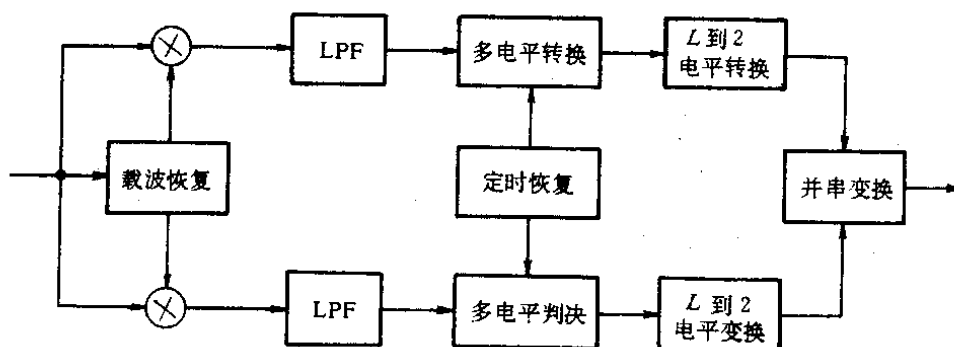


图 9-4 MQAM 信号相干解调原理图

二、MQAM 抗噪声性能

对与方型 QAM，可以看成是由两个相互正交且独立的多电平 ASK 信号叠加而成。因此，利用多电平信号误码率的分析方法，可得到 M 进制 QAM 的误码率为

$$P_e = \left(1 - \frac{1}{L}\right) \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \frac{E_b}{n_0}} \right] \quad (9.1-8)$$

式中， $M = L^2$ ， E_b 为每比特码元能量， n_0 为噪声单边功率谱密度。图 9-5 给出了 M 进制方型 QAM 的误码率曲线。

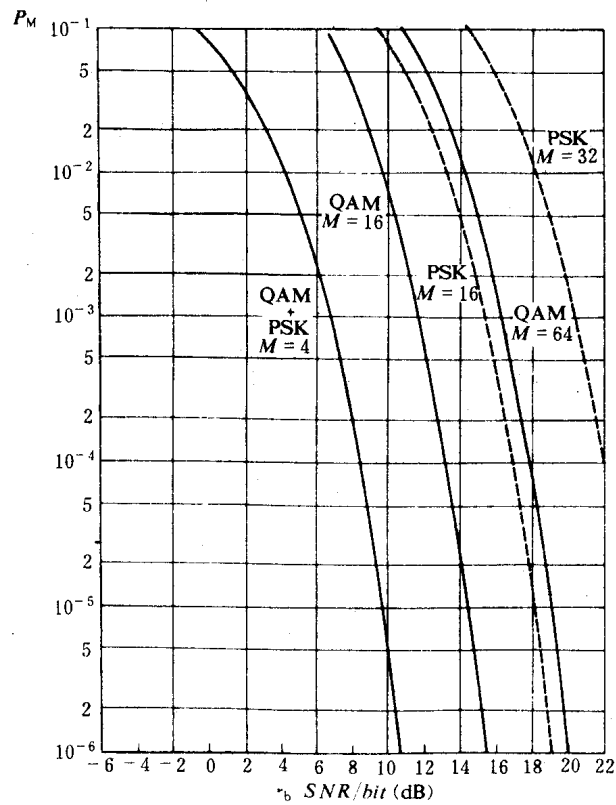


图 9-5 M 进制方型 QAM 的误码率曲线

§ 9.2 最小移频键控(MSK)

由于一般移频键控信号相位不连续、频偏较大等原因，使其频谱利用率较低。本节将讨论的 MSK(Minimum Frequency-shift-keying)是二进制连续相位 FSK 的一种特殊形式。MSK 称为最小移频键控，有时也称为快速移频键控(FFSK)。所谓“最小”是指这种调制方式能以最小的调制指数(0.5)获得正交信号；而“快速”是指在给定同样的频带内，MSK 能比 2PSK 传输更高的数据速率，且在带外的频谱分量要比 2PSK 衰减的快。

一、MSK 的基本原理

MSK 是恒定包络连续相位频率调制，其信号的表示式为

$$s_{MSK}(t) = \cos(\omega_c t + \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k) \quad (9.2-1)$$

$$kT_s \leq t \leq (k+1)T_s, \quad k = 0, 1, \dots$$

令

$$\theta_k(t) = \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k, \quad kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \quad (9.2-2)$$

则式(9.2-1)可表示为

$$s_{MSK}(t) = \cos[\omega_c t + \theta_k(t)] \quad (9.2-3)$$

式中, $\theta_k(t)$ 称为附加相位函数; ω_c 为载波角频率; T_s 为码元宽度; a_k 为输入第 k 个码元, 取值为 ± 1 ; φ_k 为第 k 个码元的相位常数, 在时间 $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$ 中保持不变, 其作用是保证在 $t = kT_s$ 时刻信号相位连续。

令

$$\phi_k(t) = \omega_c t + \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k \quad (9.2-4)$$

则

$$\frac{d\phi_k(t)}{dt} = \omega_c + \frac{\pi a_k}{2T_s} = \begin{cases} \omega_c + \frac{\pi}{2T_s}, & a_k = +1 \\ \omega_c - \frac{\pi}{2T_s}, & a_k = -1 \end{cases} \quad (9.2-5)$$

由式(9.2-5)可以看出 MSK 信号的两个频率分别为

$$f_1 = f_c - \frac{1}{4T_s} \quad (9.2-6)$$

$$f_2 = f_c + \frac{1}{4T_s} \quad (9.2-7)$$

中心频率 f_c 应选为

$$f_c = \frac{n}{4T_s} \quad n = 1, 2, \dots \quad (9.2-8)$$

式(9.2-8)表明, MSK 信号在每一码元周期内必须包含四分之一载波周期的整数倍。 f_c 还可以表示为

$$f_c = \left(N + \frac{m}{4} \right) \frac{1}{T_s} \quad (N \text{ 为正整数; } m = 0, 1, 2, 3) \quad (9.2-9)$$

相应地 MSK 信号的两个频率可表示为

$$f_1 = f_c - \frac{1}{4T_s} = \left(N + \frac{m-1}{4}\right) \frac{1}{T_s} \quad (9.2-10)$$

$$f_2 = f_c + \frac{1}{4T_s} = \left(N + \frac{m+1}{4}\right) \frac{1}{T_s} \quad (9.2-11)$$

由此可得频率间隔为

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1}{2T_s} \quad (9.2-12)$$

MSK 信号的调制指数为

$$h = \Delta f T_s = \frac{1}{2T_s} \times T_s = \frac{1}{2} = 0.5 \quad (9.2-13)$$

当取 $N=1, m=0$ 时, MSK 信号的时间波形如图 9-6 所示。

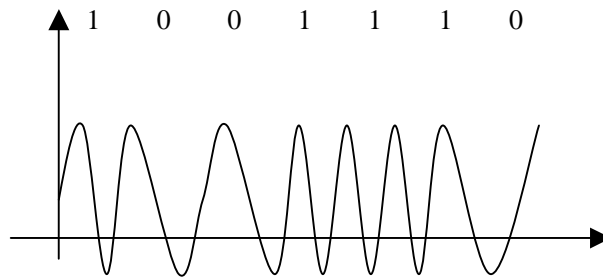


图 9-6 MSK 信号的时间波形

《通信原理》 第五十三讲

对第 k 个码元的相位常数 φ_k 的选择应保证 MSK 信号相位在码元转换时刻是连续的。根据这一要求，由式(9.2-2)可以得到相位约束条件为

$$\begin{aligned} \varphi_k &= \varphi_{k-1} + (a_{k-1} - a_k) \left[\frac{\pi}{2} (k-1) \right] \\ &= \begin{cases} \varphi_{k-1}, & \text{当 } a_k = a_{k-1} \text{ 时} \\ \varphi_{k-1} \pm (k-1)\pi, & \text{当 } a_k \neq a_{k-1} \text{ 时} \end{cases} \end{aligned} \quad (9.2-14)$$

式中，若取 φ_k 的初始参考值 $\varphi_0 = 0$ ，则

$$\varphi_k = 0 \text{ 或 } \pm \pi \text{ (模 } 2\pi) \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (9.2-15)$$

上式即反映了 MSK 信号前后码元区间的相位约束关系，表明 MSK 信号在第 k 个码元的相位常数不仅与当前码元的取值 a_k 有关，而且还与前一码元的取值 a_{k-1} 及相位常数 φ_{k-1} 有关。

由附加相位函数 $\theta_k(t)$ 的表示式(9.2-2)可以看出， $\theta_k(t)$ 是一直线方程，其斜率为 $\frac{\pi a_k}{2T_s}$ ，截距为 φ_k 。由于 a_k 的取值为 ± 1 ，故 $\frac{\pi a_k}{2T_s} t$ 是分段线性的相位函数。因此，MSK 的整个相位路径是由间隔为 T_s 的一系列直线段所连成的折线。在任一个码元期间 T_s ，若 $a_k = +1$ ，则 $\theta_k(t)$ 线性增加 $\frac{\pi}{2}$ ；若 $a_k = -1$ ，则 $\theta_k(t)$ 线性减小 $\frac{\pi}{2}$ 。对于给定的输入信号序列 $\{a_k\}$ ，相应的附加相位函数 $\theta_k(t)$ 的波形如图 9-7 所示。

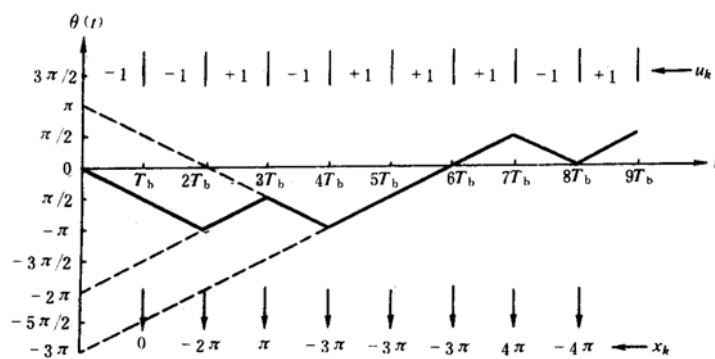


图 9-7 附加相位函数 $\theta_k(t)$ 的波形图

对于各种可能的输入信号序列， $\theta_k(t)$ 的所有可能路径如图 9-8 所示，它是一个从 -2π 到 $+2\pi$ 的网格图。

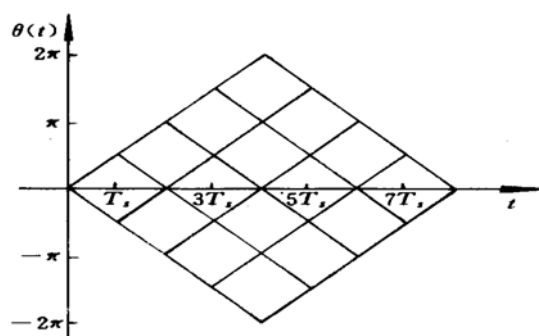


图 9-8 MSK 的相位网格图

对以上分析总结得出 MSK 信号具有以下特点：

- (1) MSK 信号是恒定包络信号；
- (2) 在码元转换时刻信号的相位是连续的，以载波相位为基准的信号相位在一个码元期间内线性地变化 $\pm \frac{\pi}{2}$ ；
- (3) 在一个码元期间内，信号应包括四分之一载波周期的整数倍，信号的频率偏移等于 $\frac{1}{4T_s}$ ，相应的调制指数 $h = 0.5$ 。

下面我们简要讨论一下 MSK 信号的功率谱。由式(9.2-1)定义的 MSK 信号，其单边功率谱密度可表示为

$$P_{MSK}(f) = \frac{8T_s}{\pi^2 [1 - 16(f - f_c)^2 T_s^2]^2} \cos^2 [2\pi(f - f_c)T_s] \quad (9.2-16)$$

根据式(9.2-16)画出 MSK 信号的功率谱如图 9-9 所示。为了便于比较，图中还画出了 2PSK 信号的功率谱。

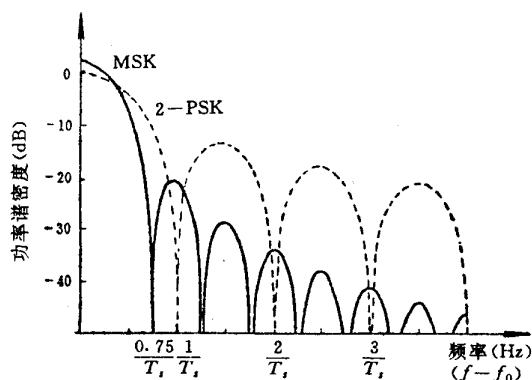


图 9-9 MSK 信号的归一化功率谱

由图 9-9 可以看出，与 2PSK 相比，MSK 信号的功率谱更加紧凑，其第一个零点出现在 $0.75/T_s$ 处，而 2PSK 的第一个零点出现在 $1/T_s$ 处。这表明，MSK 信号功率谱的主瓣所占的频带宽度比 2PSK 信号的窄；当 $(f - f_c) \rightarrow \infty$ 时，MSK 的功率谱以 $(f - f_c)^{-4}$ 的速率衰减，它要比 2PSK 的衰减速率快得多，因此对邻道的干扰也较小。

一、 MSK 调制解调原理

由 MSK 信号的一般表示式(9.2-3)可得

$$\begin{aligned} s_{MSK}(t) &= \cos[\omega_c t + \theta_k(t)] \\ &= \cos \theta_k(t) \cos \omega_c t - \sin \theta_k(t) \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (9.2-17)$$

因为

$$\theta_k(t) = \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k$$

代入式(9.2-17)可得

$$\begin{aligned}
 s_{MSK}(t) &= \cos \varphi_k \cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \cos \omega_c t - a_k \cos \varphi_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \sin \omega_c t \\
 &= I_k(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \cos \omega_c t - Q_k(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \sin \omega_c t \quad (9.2-18)
 \end{aligned}$$

上式即为 MSK 信号的正交表示形式。其同相分量为

$$x_I(t) = \cos \varphi_k \cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \cos \omega_c t \quad (9.2-19)$$

也称为 I 支路。其正交分量为

$$x_Q(t) = a_k \cos \varphi_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \sin \omega_c t \quad (9.2-20)$$

也称为 Q 支路。 $\cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right)$ 和 $\sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right)$ 称为加权函数。

由式(9.2-18)可以画出 MSK 信号调制器原理图如图 9-10 所示。图中，输入二进制数据序列经过差分编码和串/并变换后，I 支路信号经 $\cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right)$ 加权调制和同相载波 $\cos \omega_c t$ 相乘输出同相分量 $x_I(t)$ 。Q 支路信号先延迟 T_s ，经 $\sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right)$ 加权调制和正交载波 $\sin \omega_c t$ 相乘输出正交分量 $x_Q(t)$ 。 $x_I(t)$ 和 $x_Q(t)$ 相减就可得到已调 MSK 信号。

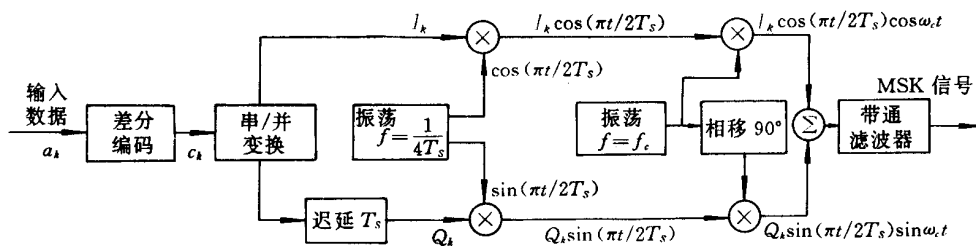


图 9-10 MSK 信号调制器原理图

MSK 信号属于数字频率调制信号，因此可以采用一般鉴频器方式进行解调，其原理图如图 9-11 所示。鉴频器解调方式结构简单，容易实现。

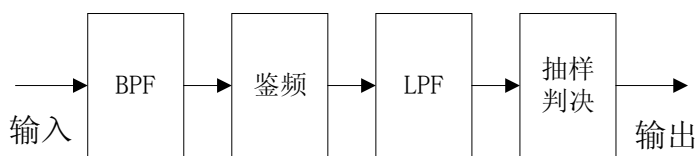


图 9-11 MSK 鉴频器解调原理图

由于 MSK 信号调制指数较小，采用一般鉴频器方式进行解调误码率性能不太好，因此在对误码率有较高要求时大多采用相干解调方式。图 9-12 是 MSK 信号相干解调器原理图，由相干载波提取和相干解调两部分组成。

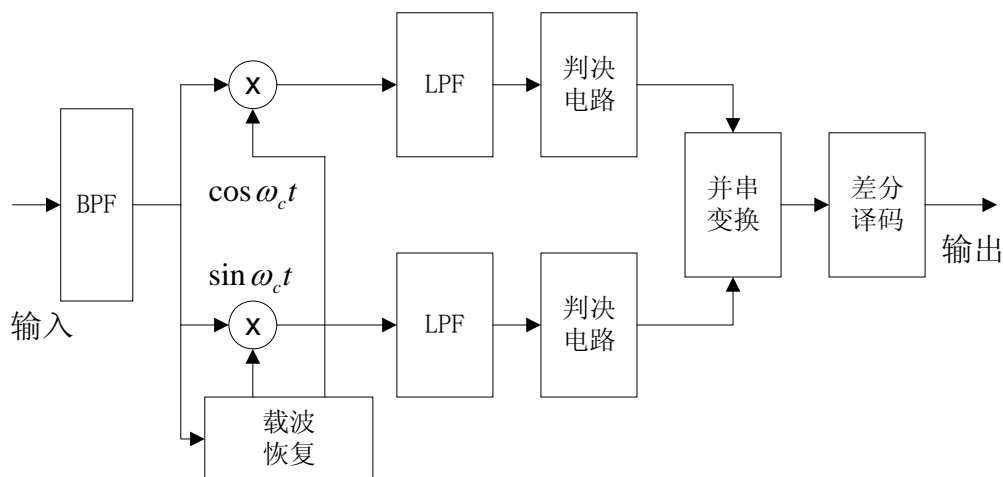


图 9-12 MSK 信号相干解调器原理图

接收到的 MSK 信号与提取的相干载波相乘输出为

$$\begin{aligned}
 & s_{MSK}(t) \times 2 \cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \cos \omega_c t \\
 &= \cos \varphi_k \cos^2\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) + \cos \varphi_k \cos^2\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \cos 2\omega_c t \\
 & - a_k \cos \varphi_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \sin 2\omega_c t \\
 & - s_{MSK}(t) \times 2 \sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \sin \omega_c t
 \end{aligned} \tag{9.2-21}$$

$$\begin{aligned}
&= a_k \cos \varphi_k \sin^2 \left(\frac{\pi t}{2T_s} \right) - \cos \varphi_k \sin \left(\frac{\pi t}{2T_s} \right) \cos \left(\frac{\pi t}{2T_s} \right) \sin 2\omega_c t \\
&- a_k \cos \varphi_k \sin^2 \left(\frac{\pi t}{2T_s} \right) \cos 2\omega_c t
\end{aligned} \tag{9.2-22}$$

经过低通滤波器后，**I 支路和 Q 支路的输出信号**分别为

$$I(t) = \cos \varphi_k \cos^2 \left(\frac{\pi t}{2T_s} \right) \tag{9.2-23}$$

$$Q(t) = a_k \cos \varphi_k \sin^2 \left(\frac{\pi t}{2T_s} \right) \tag{9.2-24}$$

在 $t = 2kT_s$ 对同相支路信号 $I(t)$ 进行抽样可得

$$I(2kT_s) = \cos \varphi_k \cos^2 \left(\frac{\pi t}{2T_s} \right)_{t=2kT_s} = \cos \varphi_k \tag{9.2-25}$$

在 $t = (2k + 1)T_s$ 对正交支路信号 $Q(t)$ 进行抽样可得

$$Q[(2k + 1)T_s] = a_k \cos \varphi_k \sin^2 \left(\frac{\pi t}{2T_s} \right)_{t=(2k+1)T_s} = a_k \cos \varphi_k \tag{9.2-26}$$

经过**交替门和差分译码**后就可以恢复出输入数据。

《通信原理》 第五十四讲

一、 MSK 的性能

设信道特性为恒参信道，噪声为加性高斯白噪声，MSK 解调器输入信号与噪声的合成波为

$$r(t) = \cos(\omega_c t + \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k) + n(t) \quad (9.2-27)$$

式中

$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

是均值为 0，方差为 σ^2 的窄带高斯噪声。

经过相乘、低通滤波和抽样后，在 $t = 2kT_s$ 时刻 I 支路的样值为

$$\tilde{I}(2kT_s) = a \cos \varphi_k + (-1)^k n_c \quad (9.2-28)$$

在 $t = (2k + 1)T_s$ 时刻 Q 支路的样值为

$$\tilde{Q}[(2k + 1)T_s] = aa_k \cos \varphi_k + (-1)^k n_s \quad (9.2-29)$$

式中 n_c 和 n_s 分别为 $n_c(t)$ 和 $n_s(t)$ 在取样时刻的样本值。在 I 支路和 Q 支路数据等概率的情况下，各支路的误码率为

$$\begin{aligned} P_s &= \int_{-\infty}^0 f(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^0 \exp\left\{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right\} dx \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \end{aligned} \quad (9.2-30)$$

式中， $r = \frac{a^2}{2\sigma^2}$ 为信噪比。

经过交替门输出和差分译码后，系统的总误比特率为

$$P_e = 2P_s(1 - P_s) \quad (9.2-31)$$

MSK 系统误比特率曲线如图 9-13 所示。

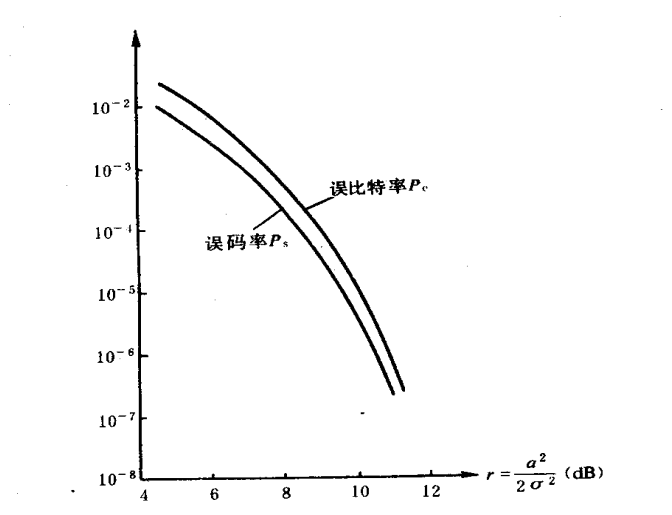


图 9-13 MSK 系统误比特率曲线

由以上分析可以看出，MSK 信号比 2PSK 有更高的频谱利用率，并且有更强的抗噪声性能，从而得到了广泛的应用。

§ 9.3 高斯最小移频键控(GMSK)

MSK 调制方式的突出优点是已调信号具有恒定包络，且功率谱在主瓣以外衰减较快。但是，在移动通信中，对信号带外辐射功率的限制十分严格，一般要求必须衰减 70dB 以上。从 MSK 信号的功率谱可以看出，MSK 信号仍不能满足这样的要求。高斯最小移频键控(GMSK)就是针对上述要求提出来的。GMSK 调制方式能满足移动通信环境下对邻道干扰的严格要求，它以其良好的性能而被泛欧数字蜂窝移动通信系统(GSM)所采用。

GMSK 的基本原理

为了压缩 MSK 信号的功率谱，可在 MSK 调制前加入预调制滤波器，对矩形波形进行滤波，得到一种新型的基带波形，使其本身和尽可能高阶的导数都连续，从而得到较好的频谱特性。GMSK(Gaussian Filtered Minimum Shift Keying)调制原理图如图 9-14 所示。

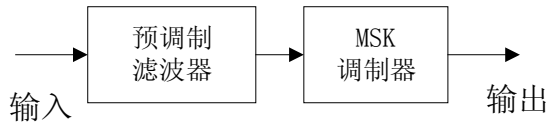


图 9-14 GMSK 调制原理图

为了有效地抑制 MSK 信号的带外功率辐射,预调制滤波器应具有以下特性:

- (1) 带宽窄并且具有陡峭的截止特性;
- (2) 脉冲响应的过冲较小;
- (3) 滤波器输出脉冲响应曲线下的面积对应于 $\pi/2$ 的相移。

其中条件(1)是为了抑制高频分量;条件(2)是为了防止过大的瞬时频偏;条件(3)是为了使调制指数为 0.5。

一种满足上述特性的预调制滤波器是高斯低通滤波器,其单位冲击响应为

$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left[-\left(\frac{\pi}{\alpha} t\right)^2\right] \quad (9.3-1)$$

传输函数为

$$H(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \quad (9.3-2)$$

式中 α 是与高斯滤波器的 3dB 带宽 B_b 有关的参数,它们之间的关系为

$$\alpha B_b = \sqrt{\frac{1}{2} \ln 2} \approx 0.5887 \quad (9.3-3)$$

如果输入为双极性不归零矩形脉冲序列 $s(t)$

$$s(t) = \sum_n a_n b(t - nT_b), \quad a_n = \pm 1 \quad (9.3-4)$$

式中

$$b(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_b}, & 0 \leq |t| \leq \frac{T_b}{2} \\ 0, & \text{其它 } t \end{cases} \quad (9.3-5)$$

其中 T_b 为码元间隔。高斯预调制滤波器的输出为

$$x(t) = s(t) * h(t) = \sum_n a_n g(t - nT_b) \quad (9.3-6)$$

式中 $g(t)$ 为高斯预调制滤波器的脉冲响应

$$g(t) = b(t) * h(t) = \frac{1}{T_b} \int_{T_b - \frac{T_b}{2}}^{T_b + \frac{T_b}{2}} h(\tau) d\tau$$

$$= \frac{1}{T_b} \int_{T_b - \frac{T_b}{2}}^{T_b + \frac{T_b}{2}} \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left[-\left(\frac{\pi\tau}{\alpha}\right)^2\right] d\tau \quad (9.3-7)$$

当 $B_b T_b$ 取不同值时, $g(t)$ 的波形如图 9-15 所示。

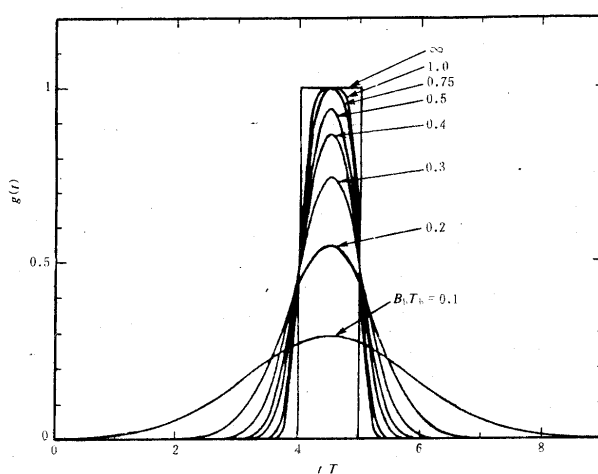


图 9-15 高斯滤波器的矩形脉冲响应

GMSK 信号的表达式为

$$s_{GMSK}(t) = \cos\left\{\omega_c t + \frac{\pi}{2T_b} \int_{-\infty}^t \left[\sum a_n g\left(\tau - nT_b - \frac{T_b}{2}\right)\right] d\tau\right\} \quad (9.3-8)$$

式中 a_n 为输入数据。

高斯滤波器的输出脉冲经 MSK 调制得到 GMSK 信号, 其相位路径由脉冲的形状决定。由于高斯滤波后的脉冲无陡峭沿, 也无拐点, 因此相位路径得到进一步平滑, 如图 9-16 所示。

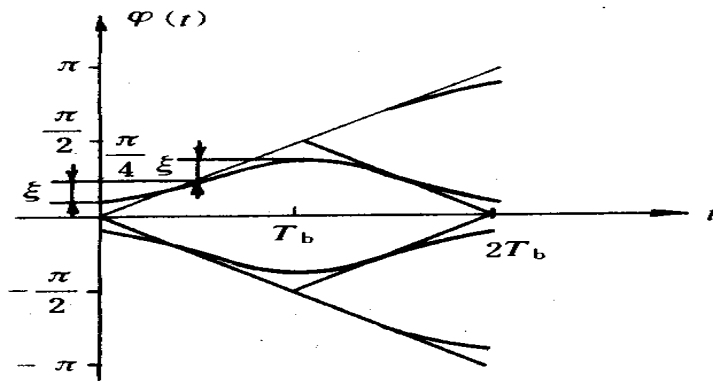


图 9-16 GMSK 信号的相位路径

图 9-17 是通过计算机模拟得到的 GMSK 信号的功率谱。图中，横坐标为归一化频差 $(f - f_c)T_b$ ，纵坐标为功率谱密度，参变量 $B_b T_b$ 为高斯低通滤波器的归一化 3dB 带宽 B_b 与码元长度 T_b 的乘积。 $B_b T_b = \infty$ 的曲线是 MSK 信号的功率谱密度。GMSK 信号的功率谱密度随 $B_b T_b$ 值的减小变得紧凑起来。

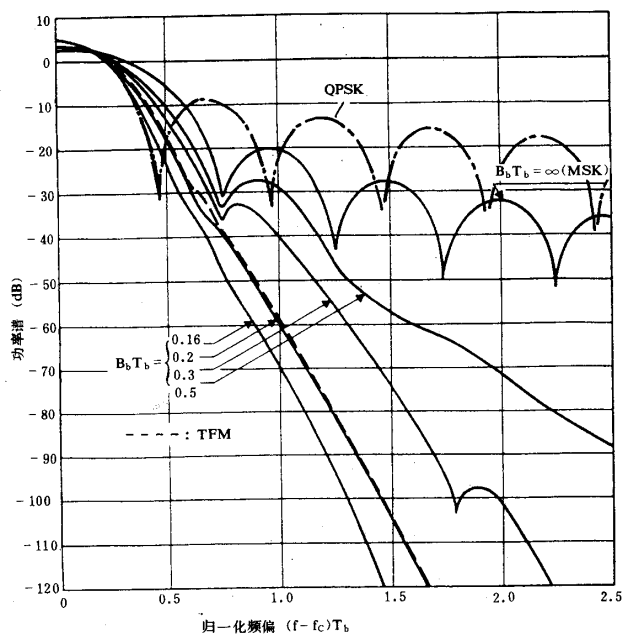


图 9-17 GMSK 信号的功率谱密度