

《通信原理》

(19 IQ调制 QPSK MSK)

蔡志岗

光学与光学工程系

中山大学理工学院

lasers@netease.com

13316105077

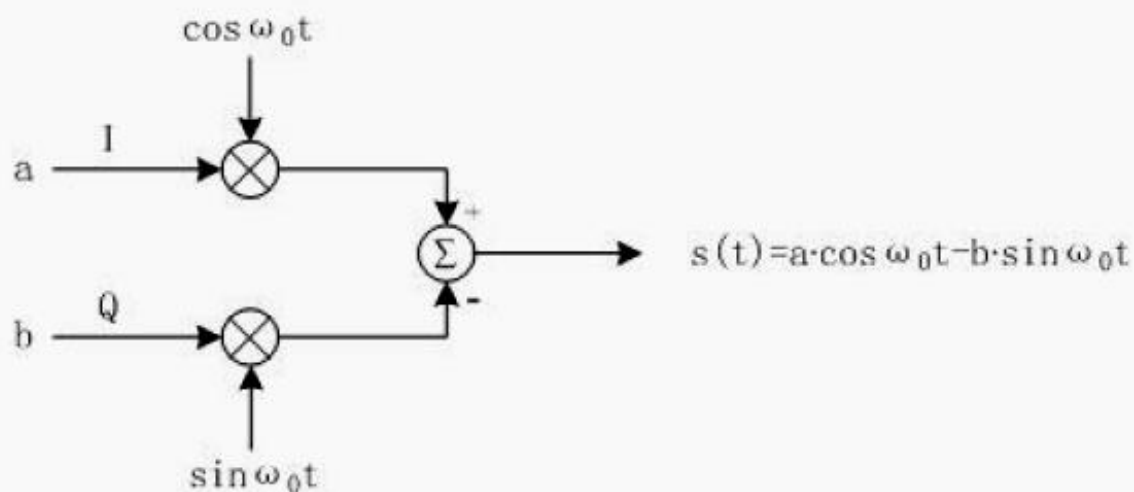
光信息实验室：84110909

中大光信息

什么叫IQ信号？

我们先来看看什么是IQ信号。↵

IQ信号与IQ调制有关，IQ调制也叫正交调制，其调制原理如下：↵

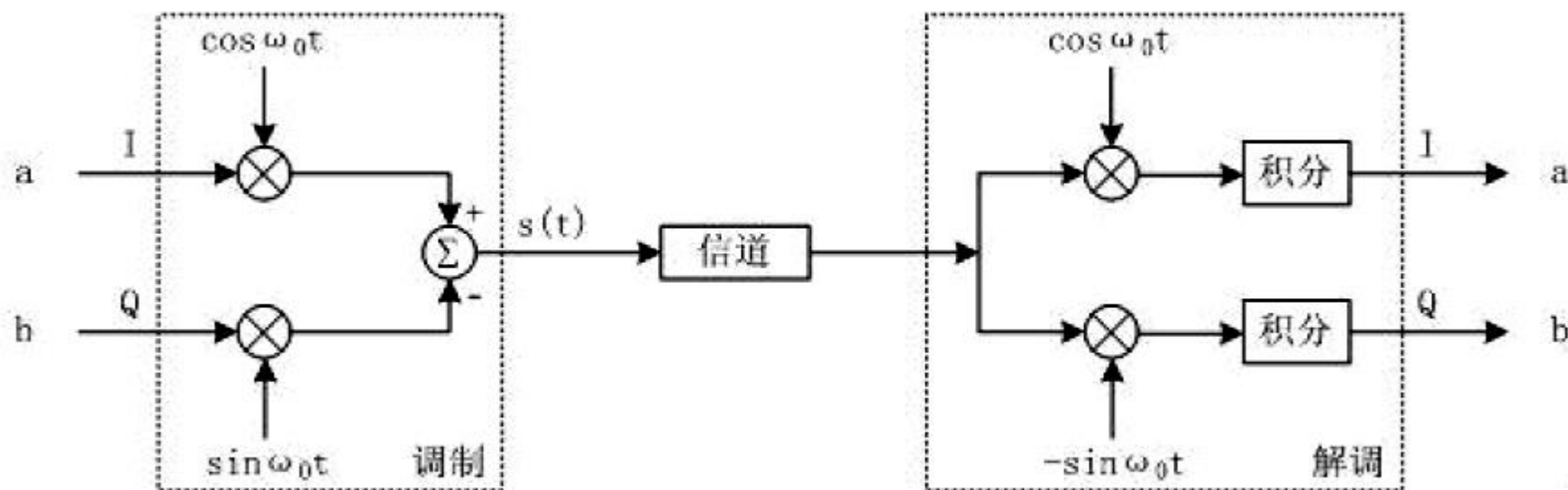


IQ信号

↵
I路和Q路分别输入两个数据a、b，I路信号与 $\cos \omega_0 t$ 相乘，Q路信号与 $\sin \omega_0 t$ 相乘，之后再叠加（通常Q路在叠加时会乘以-1），输出信号为： $s(t) = a \cos \omega_0 t - b \sin \omega_0 t$ 。这个过程我们称之为IQ调制，也叫正交调制。↵

IQ解调原理

IQ解调原理如下图所示：



接收端收到 $s(t)$ 后，分为两路：

IQ解调（续）

一路乘以 $\cos \omega_0 t$ 再积分，就可以得到a： +

$$\begin{aligned}& \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos \omega_0 t dt \\&= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (a \cos \omega_0 t - b \sin \omega_0 t) \cos \omega_0 t dt \\&= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (a \cos^2 \omega_0 t - b \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t) dt + \\&= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a}{2} (1 + \cos 2\omega_0 t) - \frac{b}{2} \sin 2\omega_0 t \right] dt \\&= \frac{2}{T} \cdot \frac{a}{2} \cdot T = a\end{aligned}$$

另一路乘以 $-\sin \omega_0 t$ 再积分，就可以得到b： +

$$\begin{aligned}& \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) (-\sin \omega_0 t) dt \\&= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (-a \cos \omega_0 t + b \sin \omega_0 t) \sin \omega_0 t dt \\&= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (-a \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t + b \sin^2 \omega_0 t) dt + \\&= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a}{2} (-\sin 2\omega_0 t) + \frac{b}{2} (1 - \cos 2\omega_0 t) \right] dt \\&= \frac{2}{T} \cdot \frac{b}{2} \cdot T = b\end{aligned}$$

其中T是 $T_0=2\pi/\omega_0$ 的整数倍即可。 +

Introduction to I and Q

$$A \cos(2\pi f_c t + \phi) = A \cos(\phi) \cos(2\pi f_c t) - A \sin(\phi) \sin(2\pi f_c t)$$

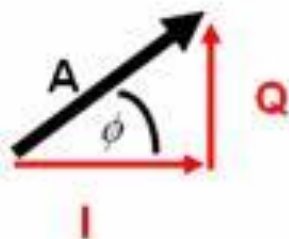
$$I = A \cos(\phi) \qquad Q = A \sin(\phi)$$

$$\rightarrow A \cos(2\pi f_c t + \phi) = I \cos(2\pi f_c t) - Q \sin(2\pi f_c t)$$

I and Q capture Amplitude and Phase information

I分量、Q分量

$$A\cos(2\pi f_c t + \phi) = A\cos(2\pi f_c t)\cos(\phi) - A\sin(2\pi f_c t)\sin(\phi)$$



$$I = A\cos(\phi)$$

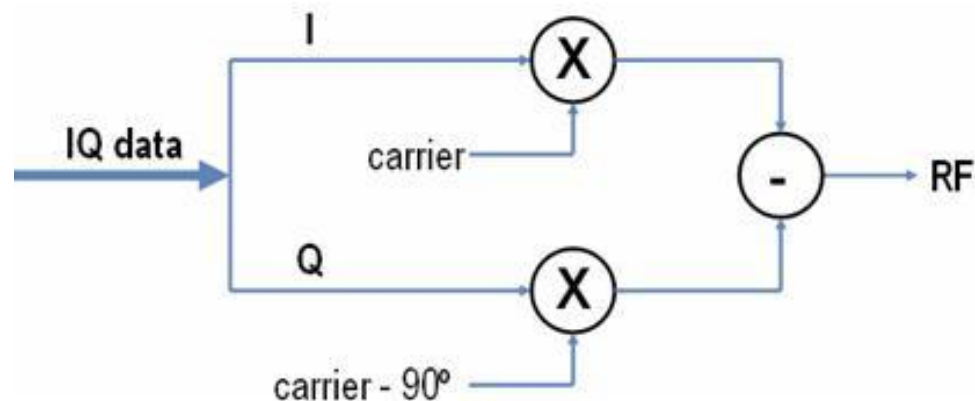
$$Q = A\sin(\phi)$$

$$A\cos(2\pi f_c t + \phi) = I\cos(2\pi f_c t) - Q\sin(2\pi f_c t)$$

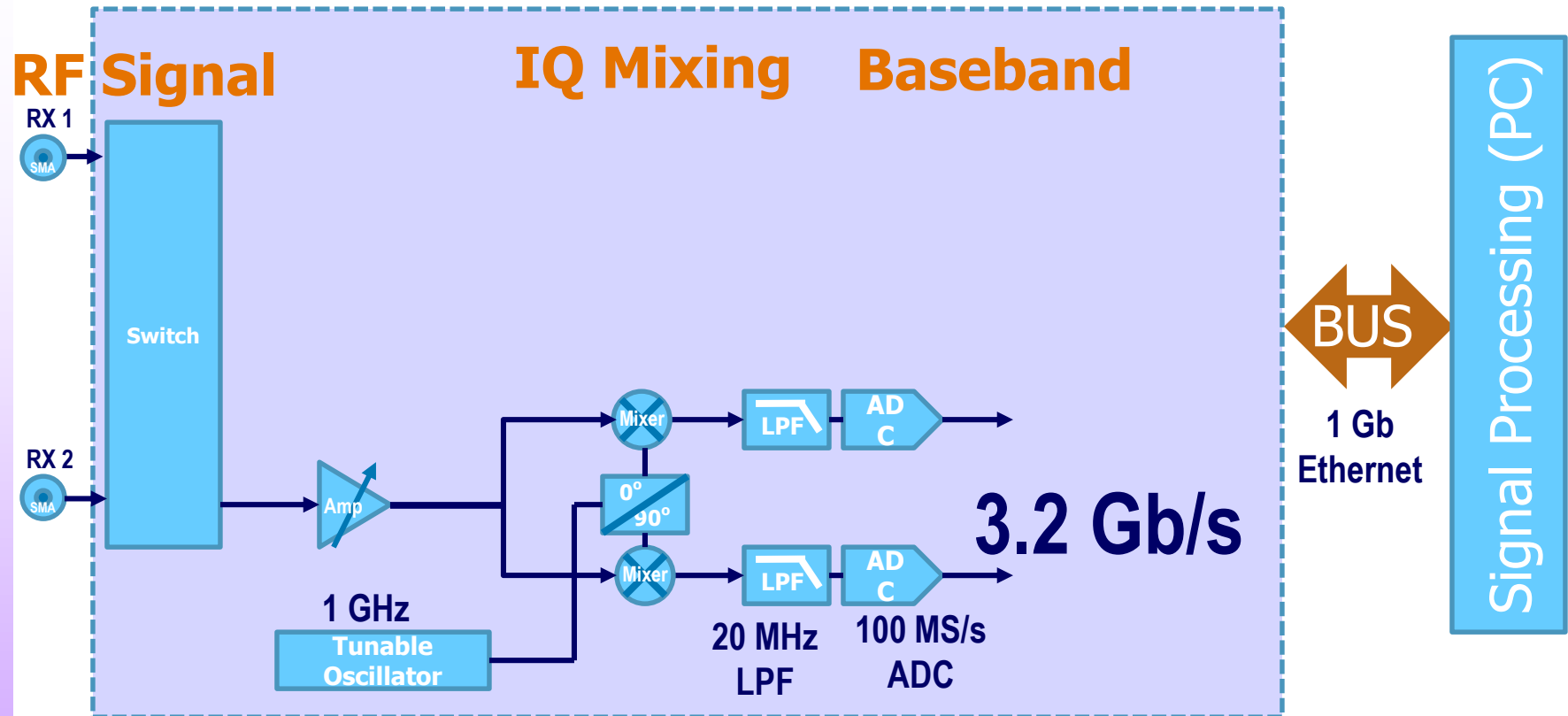
I = Amplitude of the "In-Phase Carrier"

Q = Amplitude of the "Quadrature Phase Carrier"

因而 I 和 Q 可以用來代表任意信号中強度和相位的任意改变。



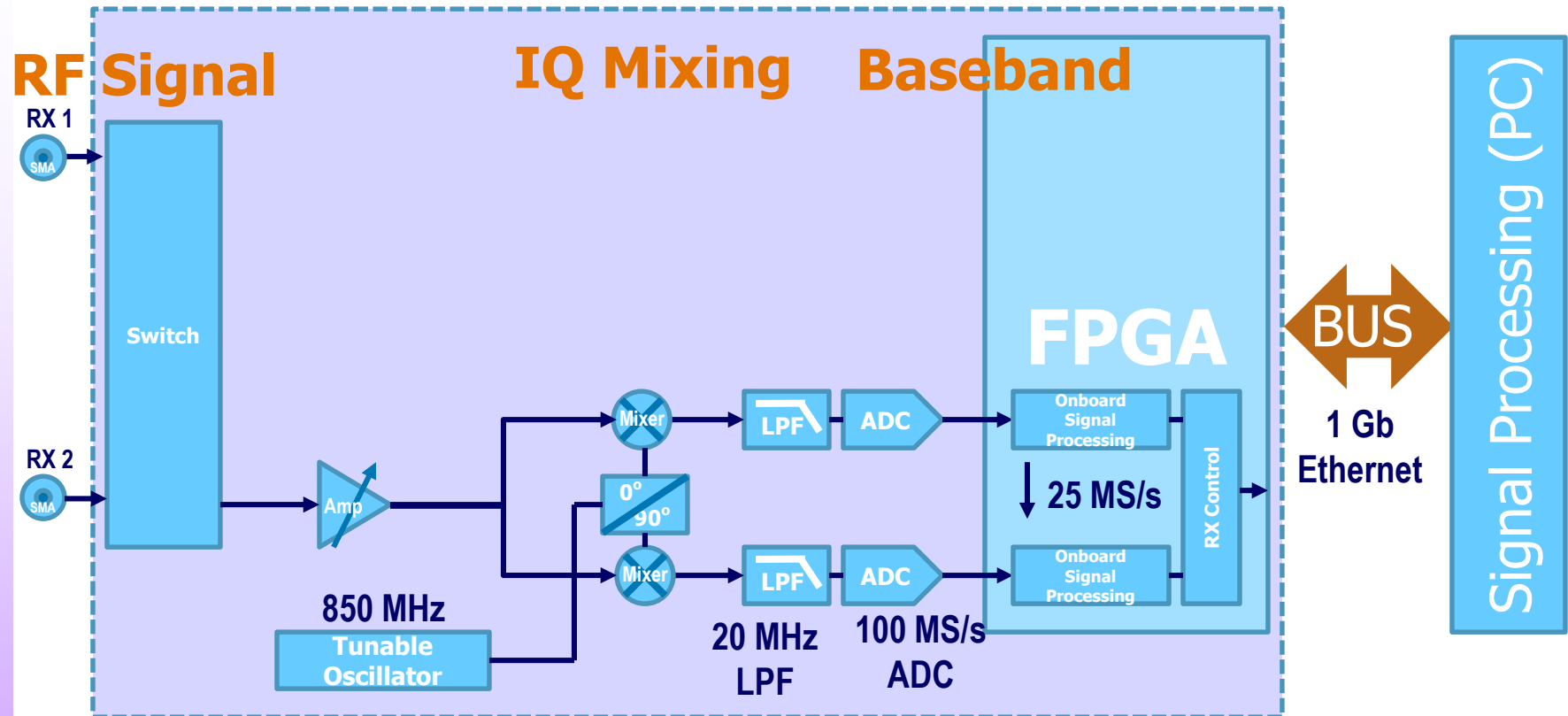
NI USRP – Under the Hood



Data Rate Calculation: $100 \text{ Million Samples/sec} \times 16 \text{ bits/Sample} \times 2 = 3.2 \text{ Gigibits/second}$

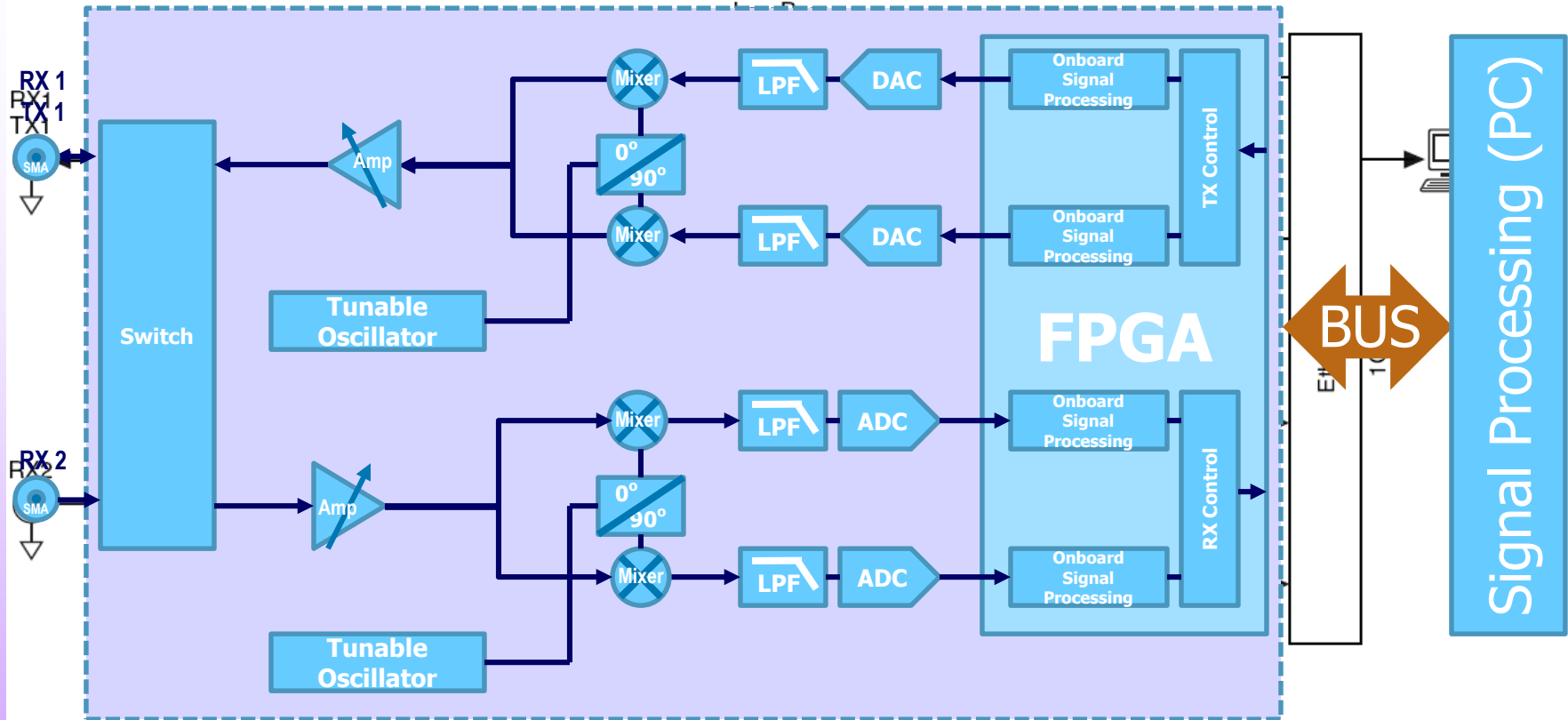
BUS = 1 Gigibit Ethernet...

NI USRP – Under the Hood



BUS = 1 Gb Ethernet ... downsampling is needed to ~ 25 MS/s or less.

NI USRP – Under the Hood



NI USRP-2920 System Diagram

第七章 现代数字调制技术

7.1 引言

7.2 改进型四相相移键控 (QPSK)

7.3 恒包络连续相位频移键控 (CPM)

7.4 正交幅度调制 (QAM)

7.5 正交频分复用多载波调制

7.1 引言

在第6章中已经讨论了几种基本数字调制技术的调制和解调原理。

随着数字通信的迅速发展，各种数字调制方式也在不断地改进和发展，现代通信系统中出现了**很多性能良好的**数字调制技术。

本章我们主要介绍目前实际通信系统中常使用的几种现代数字调制技术。首先介绍几种**恒包络调制**，包括偏移四相相移键控（**OQPSK**）、 $\pi/4$ 四相相移键控（ **$\pi/4$ -QPSK**）、最小频移键控（**MSK**）和高斯型最小频移键控（**GMSK**）；

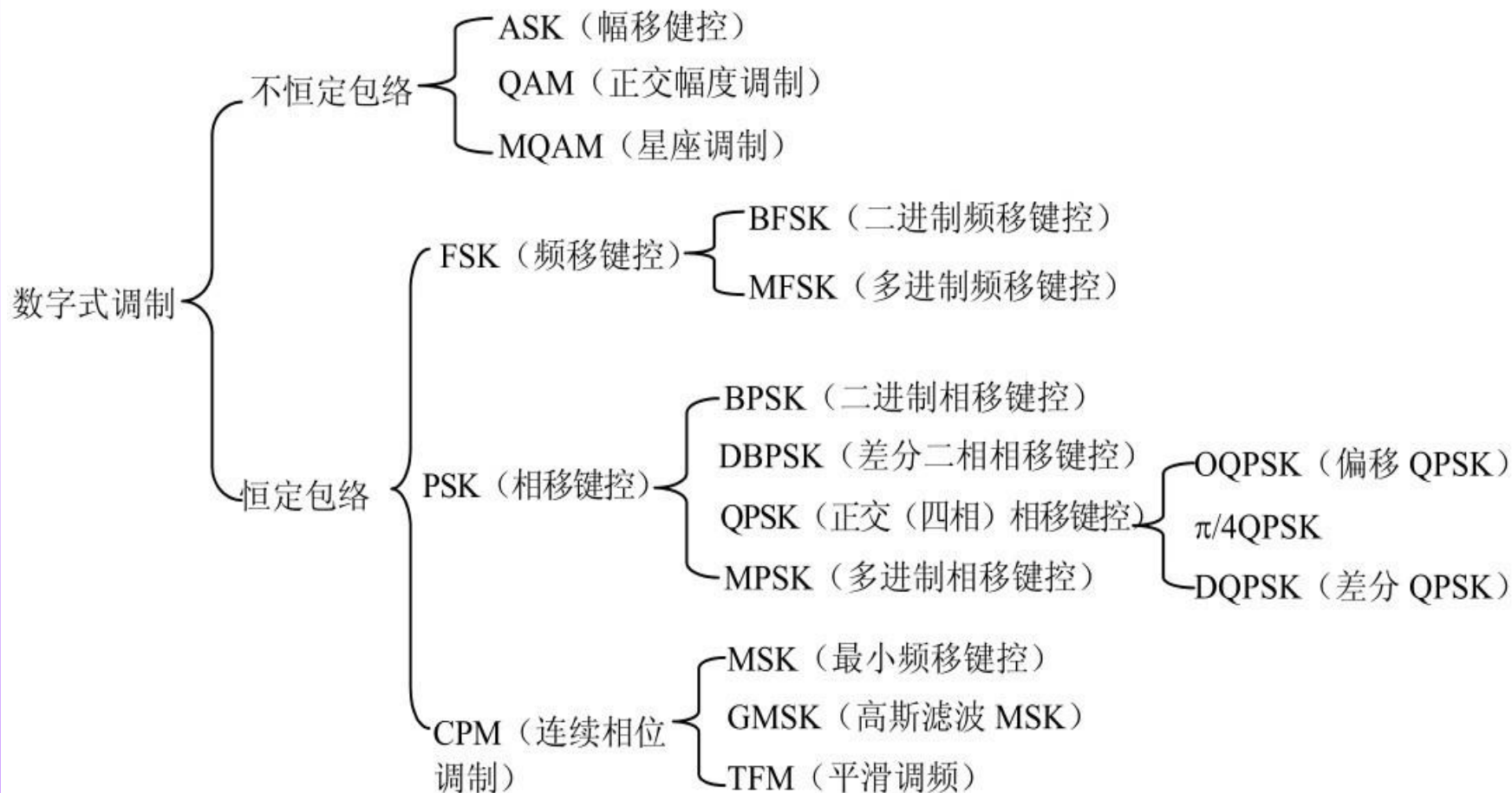
CPM

然后介绍正交幅度调制（**QAM**），它是一种**不恒定包络调制**。

APK

在介绍了这几种单载波调制后，再引入
多载波调制，着重介绍其中的正交频分复
用（**OFDM**）。

数字式调制



7.2.1 偏移四相相移键控 (OQPSK)

在数字调制中，假设QPSK信号的每个码元的包络为矩形方波，则高频信号也具有恒包络特性，但这时已调信号的**频谱将为无穷大**，而实际上信道带宽总是有限的，为了对QPSK信号的**带宽**进行限制，先将基带双极性矩形不归零脉冲序列先经过基带成形滤波器进行限带，然后再进行QPSK调制。

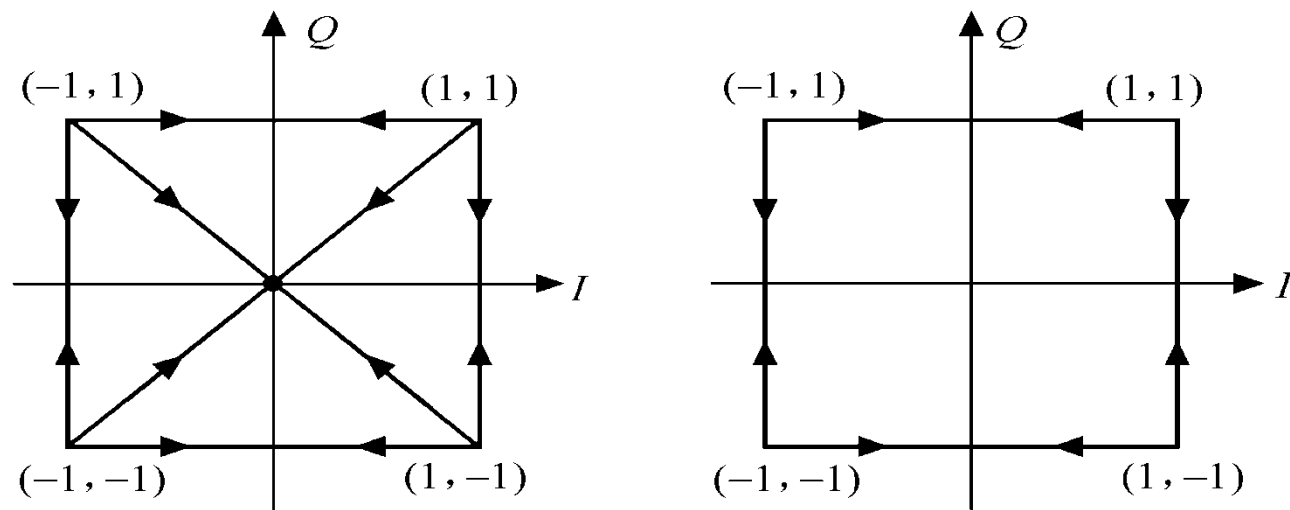
问题是：通过带限处理后的QPSK信号将不再是恒包络了。而且当码组00→11或01→10时，会产生180°的载波相位跳变，这种相位跳变会引起带限处理后的QPSK信号包络起伏，甚至出现包络为0 的现象。

这种现象必须避免，这是因为当通过非线性器件后，包络起伏很大的限带QPSK信号的功率谱旁瓣增生，导致频谱扩散，增加对相邻信道的干扰。为了消除的相位跳变，在QPSK的基础上提出了**OQPSK**。

QPSK信号是利用**正交调制**方法产生的，其原理是先对输入数据作串/并变换，即将二进制数据每两比特分成一组，得到四种组合： $(1, 1)$ 、 $(-1, 1)$ 、 $(-1, -1)$ 和 $(1, -1)$ ，每组的前一比特为同相分量，后一比特为正交分量。然后利用同相分量和正交分量分别对两个正交的载波进行2PSK调制，最后将调制结果叠加，得到**QPSK信号**。

可知QPSK信号的相位有四种可能的取值，QPSK相位关系如图（a）所示。随着输入数据的不同，QPSK信号的相位会在这四种相位上跳变，如图（a）中的箭头所示。

当发生对角过渡，即产生的相移时，经过带通滤波器之后所形成的包络起伏必然达到最大。



(a) QPSK信号的相位关系
(b) OQPSK信号的相位关系

图7-1 QPSK和OQPSK信号的相位关系

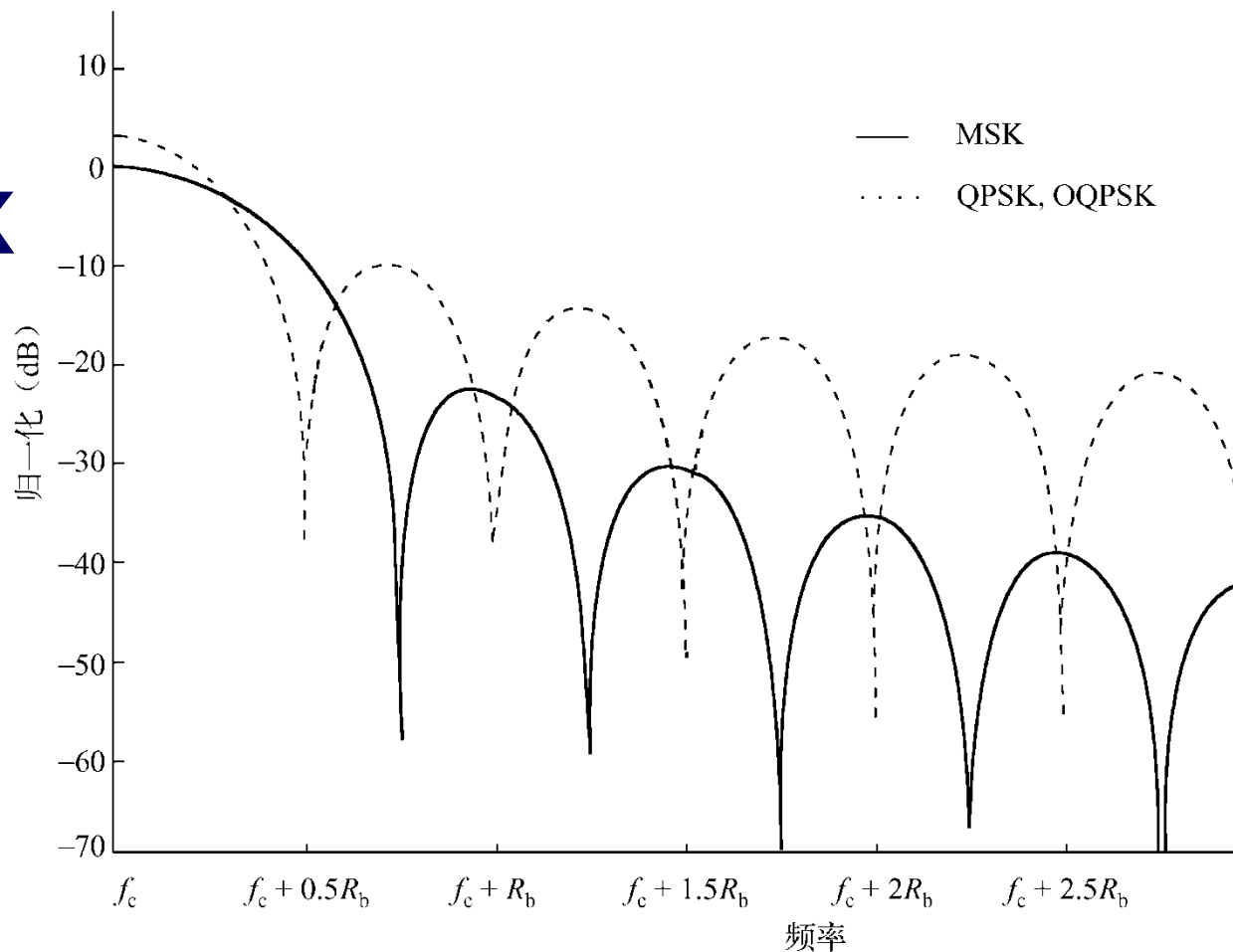
OQPSK的改进

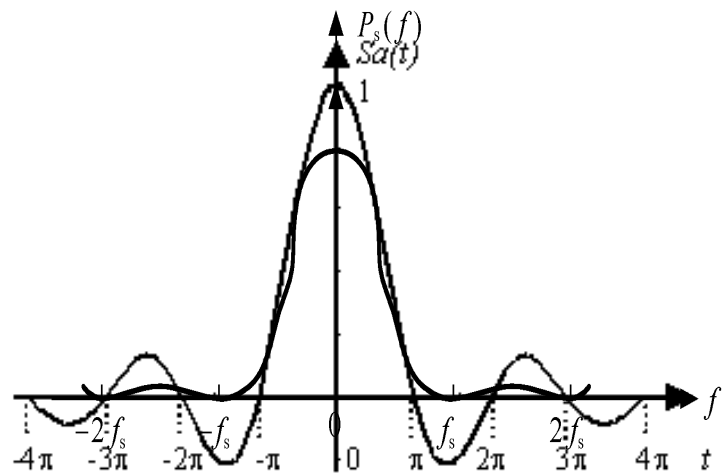
为了减小包络起伏，这里做一改进，在对QPSK做正交调制时，将正交分量 $Q(t)$ 的基带信号相对于同向分量 $I(t)$ 的基带信号延迟半个码元间隔 ($T_s/2$ - 一个比特间隔)。这种方法称为偏移四相相移键控 (Offset QPSK)。

经带通滤波器后，OQPSK信号中包络的最大值与最小值之比约为 $\sqrt{2}$ ，不再出现比值无限大的现象。

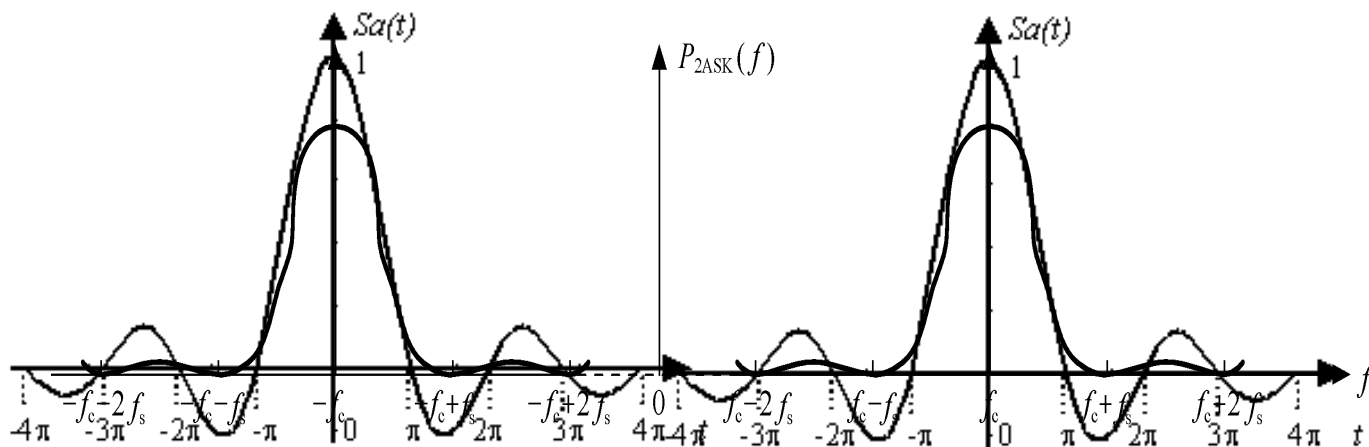
也就是说，滤波后的QPSK信号和OQPSK信号有本质区别。

QPSK信号、OQPSK信号、MSK信号的功率谱密度相比较





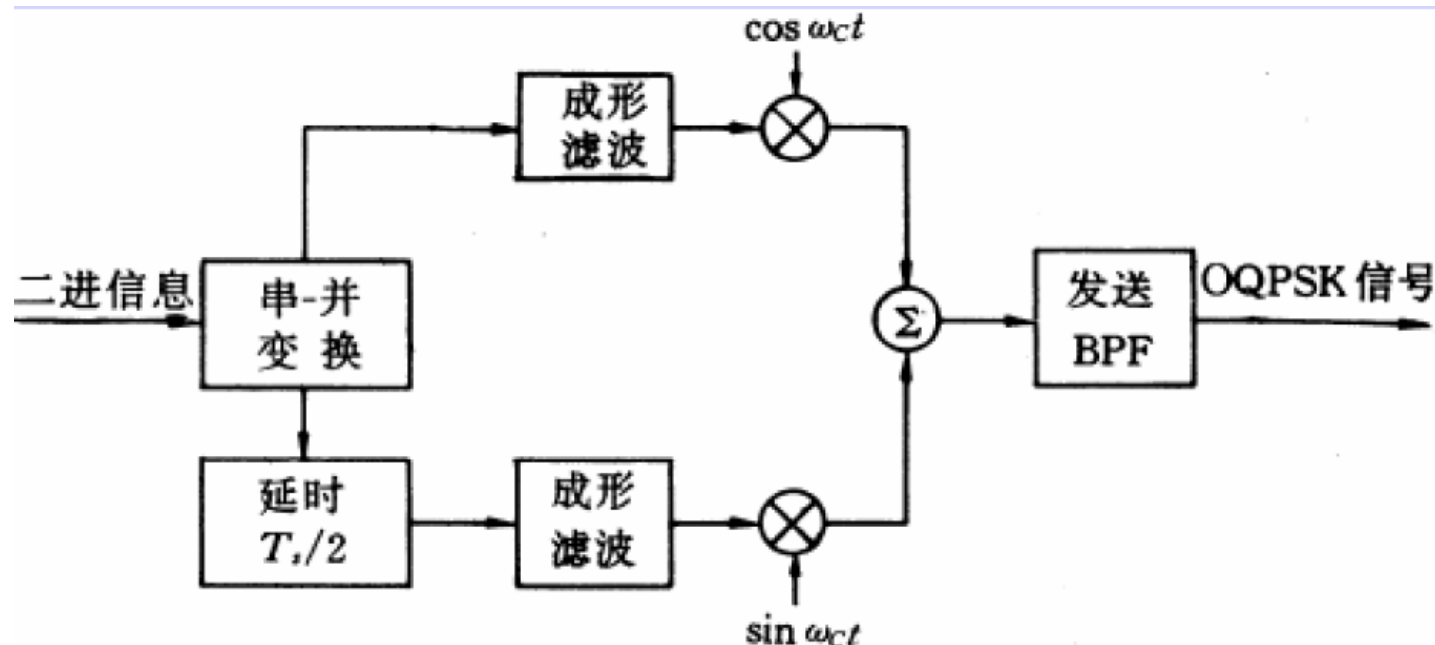
(a) 调制信号的功率谱

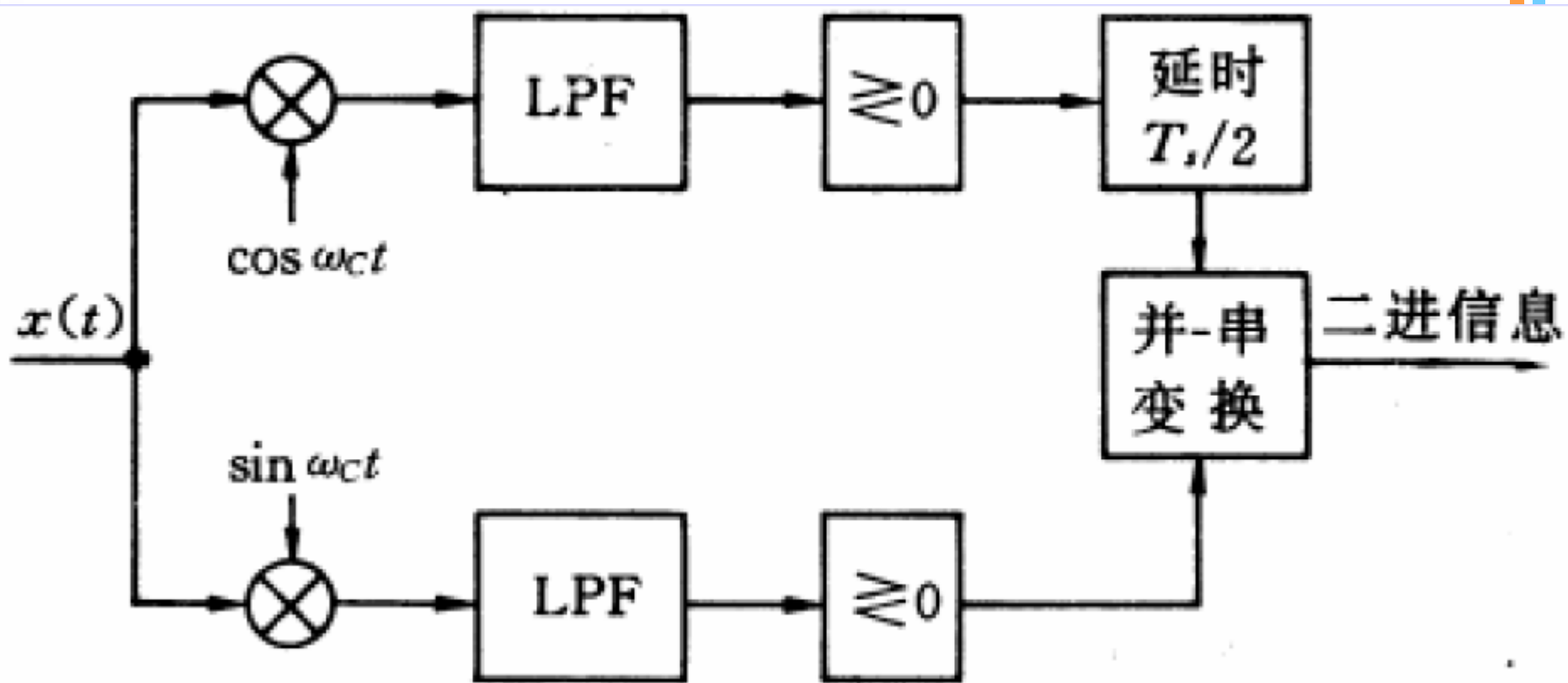


(b) 已调信号的功率谱

2PSK信号的功率谱

由于OQPSK信号也可以看作是由同相支路和正交支路的2PSK信号的叠加，所以OQPSK信号的功率谱与QPSK信号的功率谱形状相同。

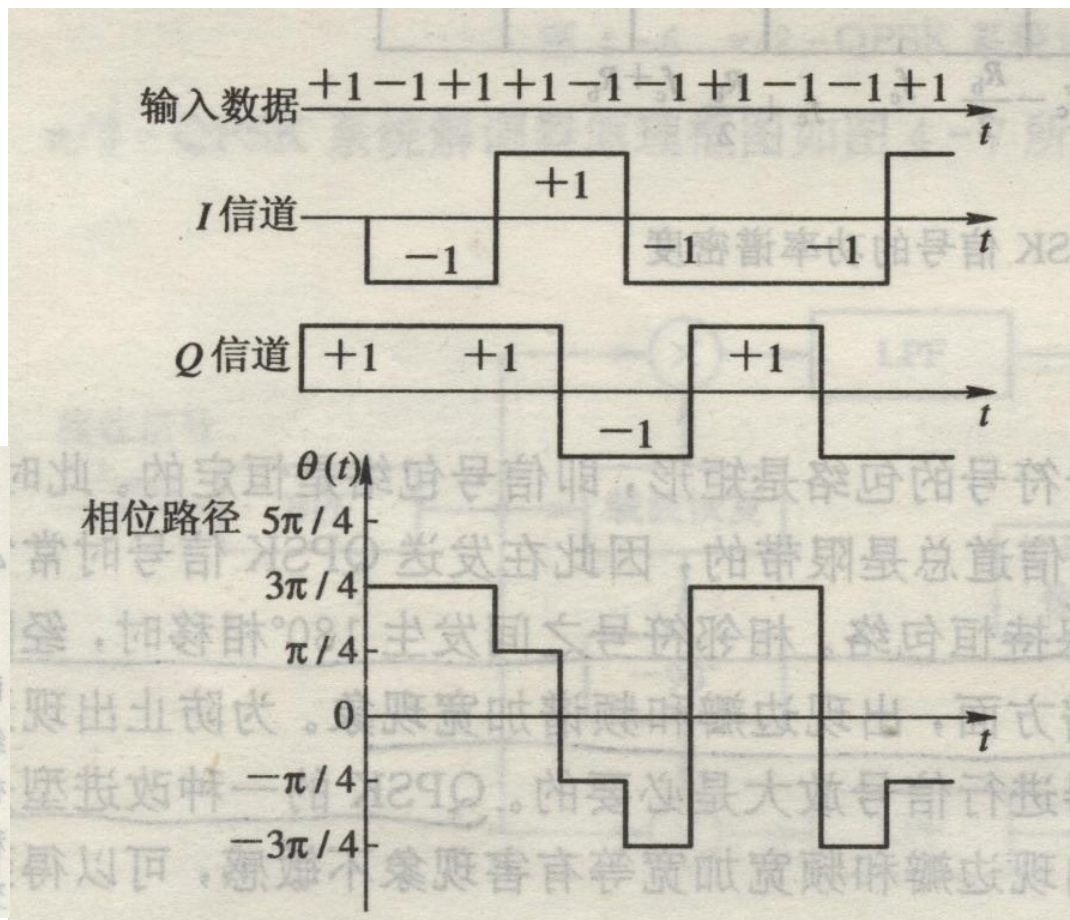
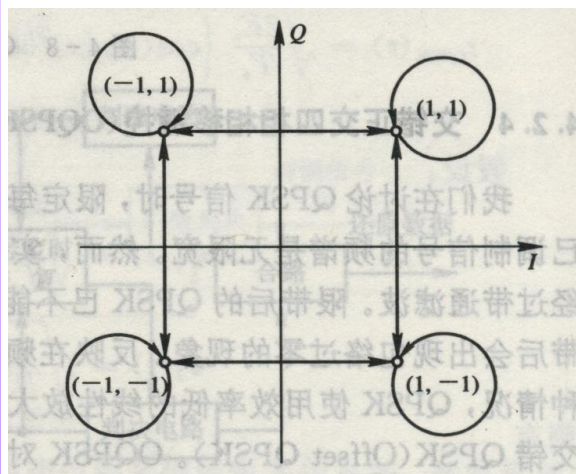




OQPSK信号相干解调器

I信道和Q信道的两个数据流，每次只有其中一个可能发生极性转换。输出的OQPSK信号的相位只有 $\pm \pi/2$ 跳变，而没有 π 的相位跳变，同时经滤波及限幅后的功率谱旁瓣较小，这是OQPSK信号在实际信道中的频谱特性优于QPSK信号的主要原因。

p221 例



中大光信息

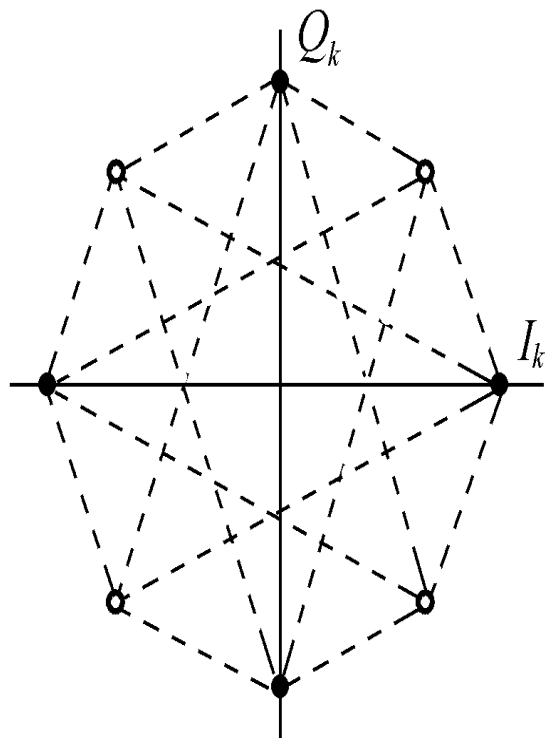
OQPSK, I, Q信道波形及相位路径图

如果采用相干解调方式，理论上OQPSK信号的误码性能与相干解调的QPSK相同。但是，频带受限的OQPSK信号包络起伏比频带受限的QPSK信号小，经限幅放大后频谱展宽的少，所以**OQPSK的性能优于QPSK**。在实际中，OQPSK比QPSK应用更广泛。

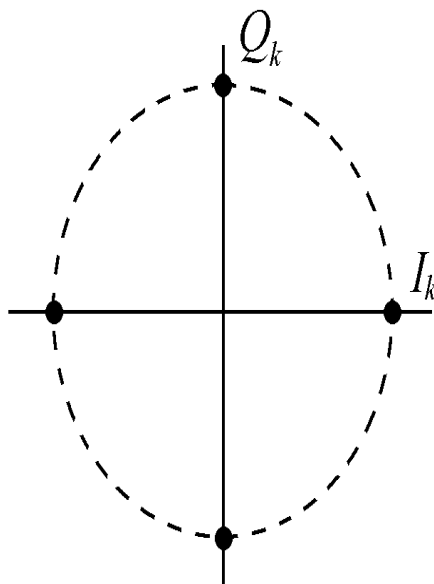
7.2.2 $\pi/4$ 四相相移键控

与OQPSK只有四个相位点不同， $\pi/4$ -QPSK信号已调信号的相位被均匀地分配为相距 $\pi/4$ 的八个相位点，如图（a）所示。

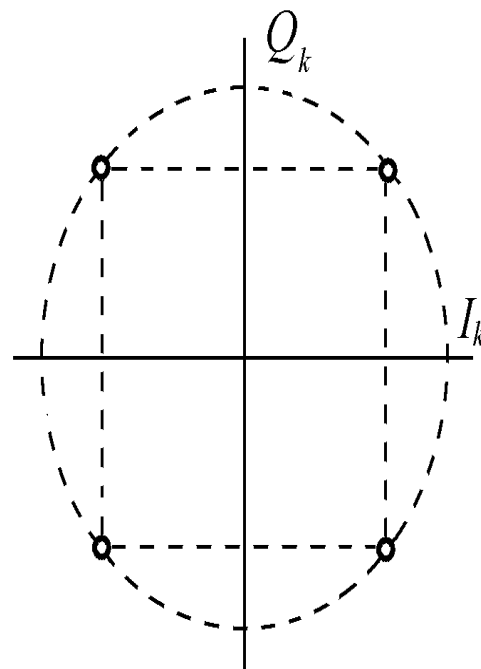
八个相位点被分为两组，分别用“●”和“○”表示，如图（b）和（c）所示。如果能够使已调信号的相位在两组之间交替跳变，则相位跳变值就只能是 $\pm 45^\circ$ 和 $\pm 135^\circ$ ，从而避免了QPSK信号相位 180° 突变的现象。



(a) 星座图



(b) 星座图之一



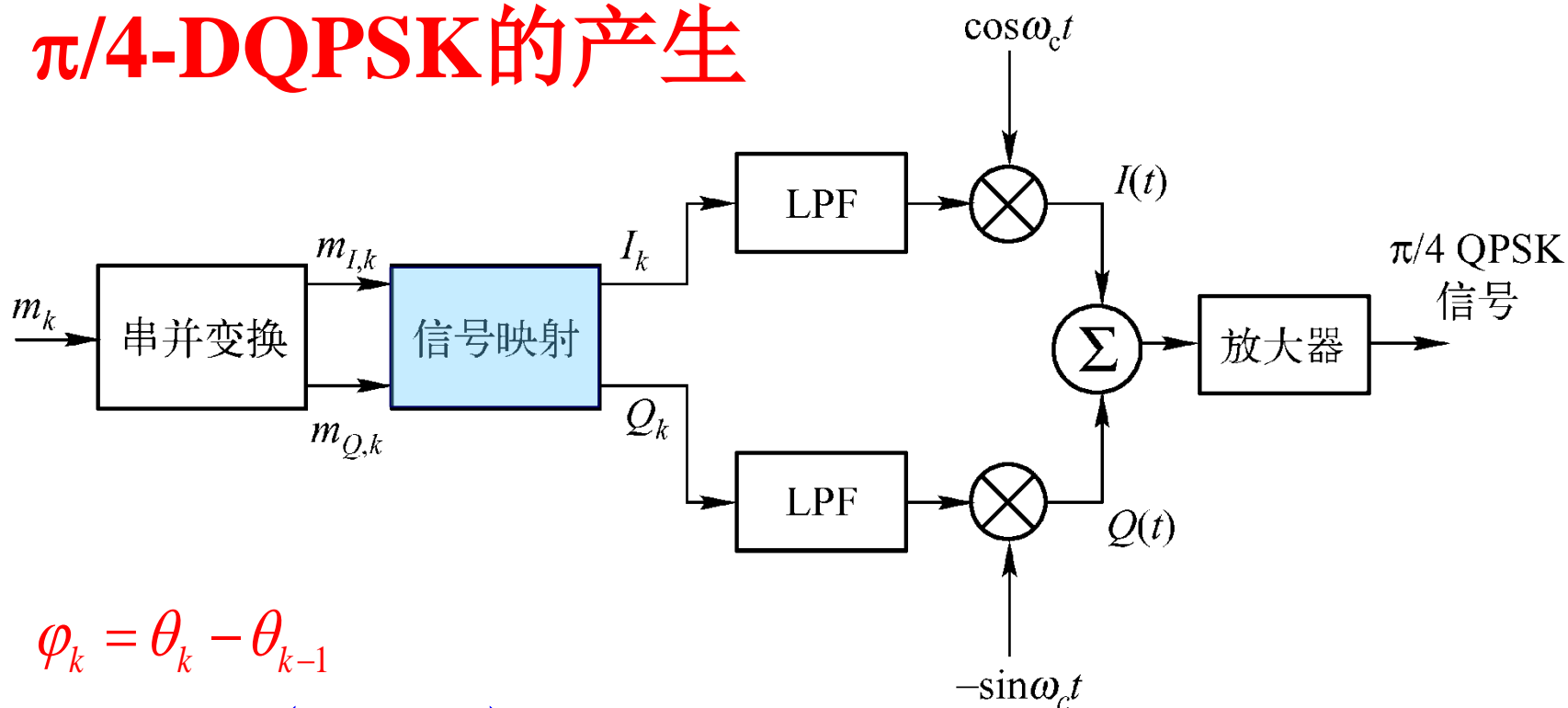
(c) 星座图之二

图7-4 $\pi/4$ -QPSK信号的星座图

而且相邻码元间至少有 $\pi/2$ 的相位变化，从而使接收机容易 进行时钟恢复和同步。由于最大相移 比QPSK的最大相移小，所以称为**移位QPSK**，简称为 $\pi/4$ -QPSK。

如果采用**相干解调**， $\pi/4$ -QPSK信号的抗噪声性能和QPSK信号的相同。但是，带限后的 $\pi/4$ -QPSK信号保持**恒包络**的性能比带限后的QPSK好，但不如OQPSK，这是因为三者最大相位变化OQPSK最小， $\pi/4$ -QPSK其次，QPSK最大。

$\pi/4$ -DQPSK的产生



$$\varphi_k = \theta_k - \theta_{k-1}$$

$$\text{or} \quad \theta_k = (\theta_k - \theta_{k-1}) + \theta_{k-1} = \varphi_k + \theta_{k-1}$$

$$\begin{aligned} I_k &= \cos \theta_k = I_{k-1} \cos \varphi_k - Q_{k-1} \sin \varphi_k \\ Q_k &= \sin \theta_k = I_{k-1} \sin \varphi_k + Q_{k-1} \cos \varphi_k \end{aligned}$$

相移与输入码元有关

相移与输入码元有关，表中给出输入不同比特对时的载波相移

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

同相和正交比特流 I_k 和 Q_k 被两个相互正交的载波分别调制，产生如下所示 $\pi/4$ QPSK 波形

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

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} I_k p(t - kT_s - T_s/2) = \sum_{k=0}^{N-1} \cos \theta_k p(t - kT_s - T_s/2)$$

$$Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} Q_k p(t - kT_s - T_s/2) = \sum_{k=0}^{N-1} \sin \theta_k p(t - kT_s - T_s/2)$$

脉冲成形

为了减少频带占用， 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。

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。

$\pi/4$ QPSK信号内的信息完全包含在载波两个相邻码元之间的相位差内中。

解调 $\pi/4$ DQPSK信号经常使用差分检测技术。

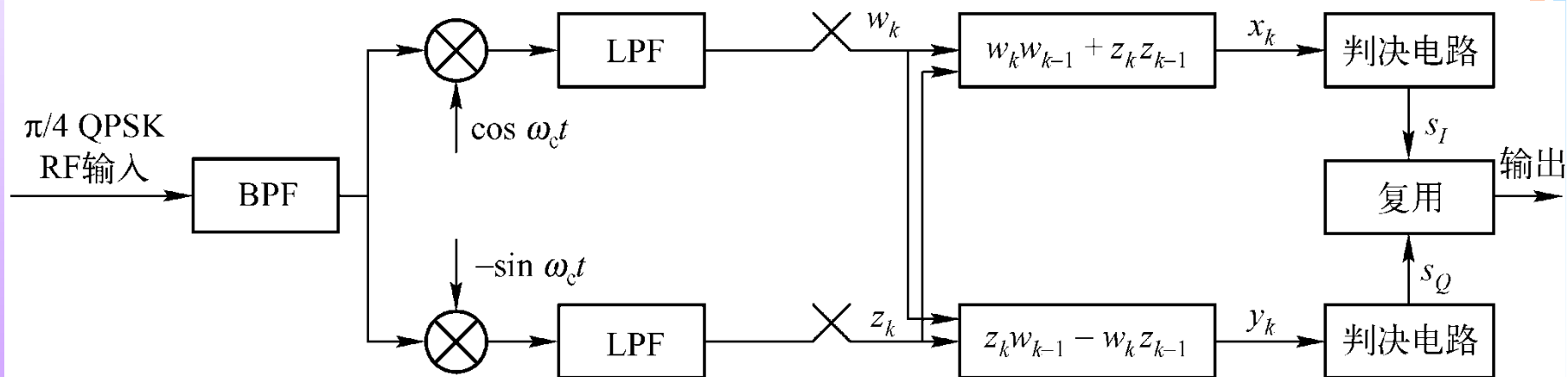
在AWGN信道中，差分检测 $\pi/4$ DQPSK的BER性能比QPSK低3dB，而相干解调的 $\pi/4$ QPSK与QPSK有同样的误码性能。

各种不同种类的检测技术用于 $\pi/4$ QPSK信号的解调。包括基带差分检测、IF差分检测和FM鉴频器检测。

- 基带和IF差分检测器先求出相差的余弦和正弦函数，再由此判断相应的相差。
- 而FM鉴频器用非相干方式直接检测相差。
- 三种接收机结构有非常近似的误比特率性能。

基带差分检测

基带差分检测器的框图



输入的 $\pi/4$ QPSK信号通过两个本地振荡器信号进行正交调制，两个本地振荡器信号具有和发射端的未调制载波相同的频率，但相位不一定相同。

差分解码器的输出可表示为

$$x_k = \cos(\phi_k - \gamma) \cos(\phi_{k-1} - \gamma) + \sin(\phi_k - \gamma) \sin(\phi_{k-1} - \gamma) = \cos(\phi_k - \phi_{k-1})$$

$$y_k = \sin(\phi_k - \gamma) \cos(\phi_{k-1} - \gamma) - \cos(\phi_k - \gamma) \sin(\phi_{k-1} - \gamma) = \sin(\phi_k - \phi_{k-1})$$

最后通过判决电路计算

$$s_I = \begin{cases} 1 & x_k > 0 \\ 0 & x_k < 0 \end{cases} \quad s_Q = \begin{cases} 1 & y_k > 0 \\ 0 & y_k < 0 \end{cases}$$

需要保证接收机本地振荡器频率和发射机载波频率一致，并且不漂移。

载波频率的任何漂移都将引起输出相位的漂移，导致**BER**性能的恶化。

需要指出的是， $\pi/4$ -DQPSK的优势还在于它可以采用差分检测，这是因为 $\pi/4$ -DQPSK信号内的信息完全包含在载波的两个相邻码元之间的相位差中。差分检测是一种非相干解调，这大大简化了接收机的设计。而且，通过研究还发现，在存在多径和衰落时， $\pi/4$ -DQPSK的性能优于OQPSK， ^{$\pi/4$}

所以， $\pi / 4$ -DQPSK日益得到重视，现在北美和日本的数字蜂窝移动通信系统中已采用 $\pi / 4$ -DQPSK调制方式，还有欧洲的中继无线TETRA标准、欧洲数字广播DAB系统也采用 $\pi / 4$ -DQPSK。

$\pi/4$ -QPSK特点

$\pi/4$ -QPSK调制是OQPSK和QPSK在实际最大相位变化进行折衷。在 $\pi/4$ -QPSK中，最大相位变化限制在 ± 135 度，而QPSK是 ± 180 度，OQPSK是 ± 90 度。因此带限 $\pi/4$ -QPSK信号比带限QPSK有更好的恒包络性质，但是对包络变化方面比OQPSK要敏感。

$\pi/4$ -QPSK可以用相干或非相干方法进行解调。非相干检测将大大简化接收机的设计。

在采用差分编码后， $\pi/4$ -QPSK可成为 $\pi/4$ -DQPSK。

在多径扩展和衰落的情况下， $\pi/4$ -QPSK比OQPSK的性能更好。

$\pi/4$ -QPSK信号的性能

通常， $\pi/4$ -QPSK 采用差分编码，以便在恢复载波中存在的相位模糊时，实现差分检测或相干解调。

$\pi/4$ -QPSK信号具有频谱特性好，功率效率高，抗干扰能力强等特点。

可以在25KHz带宽内传输32 Kb/s数字信息，从而有效地提高频谱利用率，增大了系统容量。

对于大功率系统，易进入非线性，从而破坏了线性调制的特征，因而在数字移动通信中，特别是小功率系统中得到了应用。

小复习

IQ调制； IQ信号

恒包络； 带限

QPSK

OQPSK

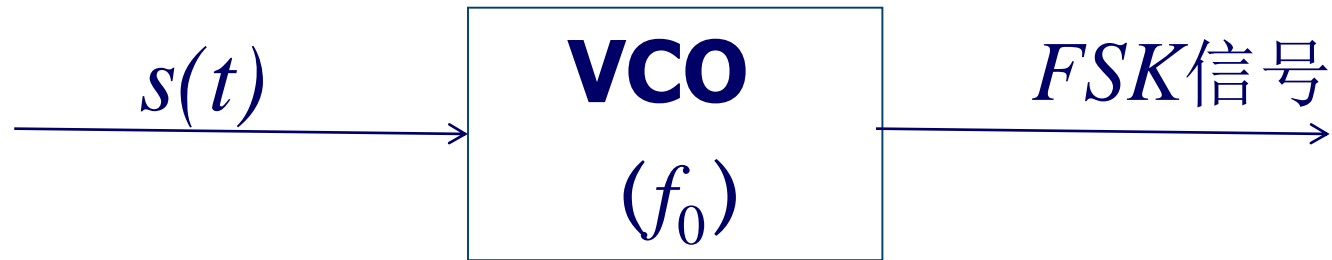
$\pi/4$ -QPSK ($\pi/4$ -DQPSK)

7.3 恒包络连续相位频移键控

OQPSK和 $\pi/4$ -QPSK虽然避免了QPSK信号相位突变180度的现象，改善了包络起伏，但是并没有从根本上解决**包络起伏问题**。究其原因，包络起伏是由相位的非连续变化引起的。

因此，我们自然会想到使用**相位连续变化**的调制方式，这种方式称为**连续相位调制（CPM）**。

7.3.1 连续相位2FSK



$$s_{FSK}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau \right] = A \cos [\omega_c t + \theta(t)]$$

$s(t)$ 是双极性非归零矩形波形；

由于相位 $\theta(t)$ 是 $s(t)$ 的积分，所以，相位 $\theta(t)$ 是连续变化的。

$$\begin{aligned} \theta(t) &= K_f \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau = K_f \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(\tau - nT_s) d\tau \\ &= K_f \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \int_{-\infty}^t g(\tau - nT_s) d\tau \end{aligned}$$

7.3.2 正交2FSK信号（最小频率间隔）

假设2FSK信号码元的表示式为

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) & \text{当发送“1”时} \\ A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) & \text{当发送“0”时} \end{cases}$$

现在，为了满足正交条件，要求

$$\int_0^{T_s} s_1(t)s_2(t)dt = \int_0^{T_s} [\cos(\omega_1 t + \varphi_1) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)]dt = 0$$

即要求

$$\frac{1}{2} \int_0^{T_s} \{\cos[(\omega_1 + \omega_0)t + \varphi_1 + \varphi_0] + \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_1 - \varphi_0]\}dt = 0$$

上式积分结果为

$$\frac{\sin[(\omega_1 + \omega_0)T_s + \varphi_1 + \varphi_0]}{\omega_1 + \omega_0} + \frac{\sin[(\omega_1 - \omega_0)T_s + \varphi_1 - \varphi_0]}{\omega_1 - \omega_0} - \frac{\sin(\varphi_1 + \varphi_0)}{\omega_1 + \omega_0} - \frac{\sin(\varphi_1 - \varphi_0)}{\omega_1 - \omega_0} = 0$$

$$\frac{\sin[(\omega_1 + \omega_0)T_s + \varphi_1 + \varphi_0]}{\omega_1 + \omega_0} + \frac{\sin[(\omega_1 - \omega_0)T_s + \varphi_1 - \varphi_0]}{\omega_1 - \omega_0} - \frac{\sin(\varphi_1 + \varphi_0)}{\omega_1 + \omega_0} - \frac{\sin(\varphi_1 - \varphi_0)}{\omega_1 - \omega_0} = 0$$

假设 $\omega_1 + \omega_0 \gg 1$ ，上式左端第1和3项近似等于零，则它可以化简为

$$\cos(\varphi_1 - \varphi_0) \sin(\omega_1 - \omega_0)T_s + \sin(\varphi_1 - \varphi_0)[\cos(\omega_1 - \omega_0)T_s - 1] = 0$$

由于 φ_1 和 φ_0 是任意常数，故必须同时有

$$\sin(\omega_1 - \omega_0)T_s = 0 \quad \cos(\omega_1 - \omega_0)T_s = 1$$

上式才等于零。

为了同时满足这两个要求，应当令 $(\omega_1 - \omega_0)T_s = 2m\pi$
即要求

$$f_1 - f_0 = m / T_s$$

所以，当取 $m = 1$ 时是最小频率间隔。故最小频率间隔等于 $1 / T_s$ 。

采用非相干检波法接收

对于**相干接收**，则要求初始相位是确定的，在接收端是预知的，这时可以令 $\varphi_1 - \varphi_0 = 0$ 。于是，下式

$$\cos(\varphi_1 - \varphi_0) \sin(\omega_1 - \omega_0) T_s + \sin(\varphi_1 - \varphi_0) [\cos(\omega_1 - \omega_0) T_s - 1] = 0$$

可以化简为

$$\sin(\omega_1 - \omega_0) T_s = 0$$

因此，仅要求满足

$$f_1 - f_0 = \frac{n}{2T_s}$$

所以，对于相干接收，保证正交的**2FSK**信号的最小频率间隔等于 $1 / 2T_s$ 。

7.3.3 最小频移键控 (MSK)

MSK是一种特殊的2FSK信号，它是二进制**连续相位**频移键控 (CPFSK) 的一种特殊情况。

在6.2.2节中讨论的2FSK信号通常是由两个独立的振荡源产生的，在频率转换处相位不连续，因此，会造成功率谱产生**很大的旁瓣分量**，若通过带限系统后，会产生信号包络的起伏变化，这种起伏是我们所不需要的。

MSK

为了克服以上缺点，对于2FSK信号作了改进，引入**MSK调制方式**。

MSK称为**最小移频键控**（ **Minimum Shift Keying** ），有时也称为**快速移频键控** (FFSK)

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的数据传输速率更高，且在带外的频谱分量要比2PSK衰减的快。

MSK信号具有如下特点：

- (1) MSK信号的**包络**是**恒定**不变的；
- (2) MSK是调制指数为0.5的正交信号，频率偏移等于 $(\pm 1/4T_s)$ Hz；
- (3) MSK波形**相位**在码元转换时刻是**连续的**；
- (4) MSK附加相位在一个码元持续时间内线性地变化 $\pm \frac{\pi}{2}$ 等；

1 MSK信号的正交性

MSK信号可以表示为

$$S_{MSK}(t) = \cos\left(\omega_c t + \theta_k(t)\right)$$

$\theta(t) = K_f \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \int_{-\infty}^t g(\tau - nT_s) d\tau$

$$= \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k\right) \quad kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$$

式中， ω_c 表示载频； $\pi a_k / 2T_s$ 表示相对载频的频偏； φ_k 表示第k个码元的起始相位； $a_k = \pm 1$ 是数字基带信号

$\theta_k(t)$ 称为附加相位函数，它是除载波相位之外的附加相位：

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

瞬时频率：

$$\omega_k(t) = \omega_c + \frac{\pi a_k}{2T_s}$$

$$f_k(t) = f_c + \frac{a_k}{4T_s}$$

当 $a_k = +1$ 时, 信号的频率为

$$f_2 = f_c + \frac{1}{4T_s}$$

当 $a_k = -1$ 时, 信号的频率为

$$f_1 = f_c - \frac{1}{4T_s}$$

所以

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1}{2T_s}$$

即最小频差 Δf 等于码元传输速率的一半。对应的调制指数为

$$\beta = \Delta f T_s = \Delta f / f_s = \frac{1}{2}$$

2 MSK信号的相位连续性

根据相位 $\theta_k(t)$ 连续条件，要求在 $t = kT_s$ 时满足 $\theta_{k-1}(kT_s) = \theta_k(kT_s)$

$$a_{k-1} \frac{\pi k T_s}{2T_s} + \varphi_{k-1} = a_k \frac{\pi k T_s}{2T_s} + \varphi_k$$

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

上式可见，MSK信号在第 k 个码元的起始相位不仅与当前的 a_k 有关，还与前面的 a_{k-1} 和 φ_{k-1} 有关。

为简便起见，设第一个码元的起始相位为0，则

$$\varphi_k = 0 \quad \text{或} \quad \pm\pi$$

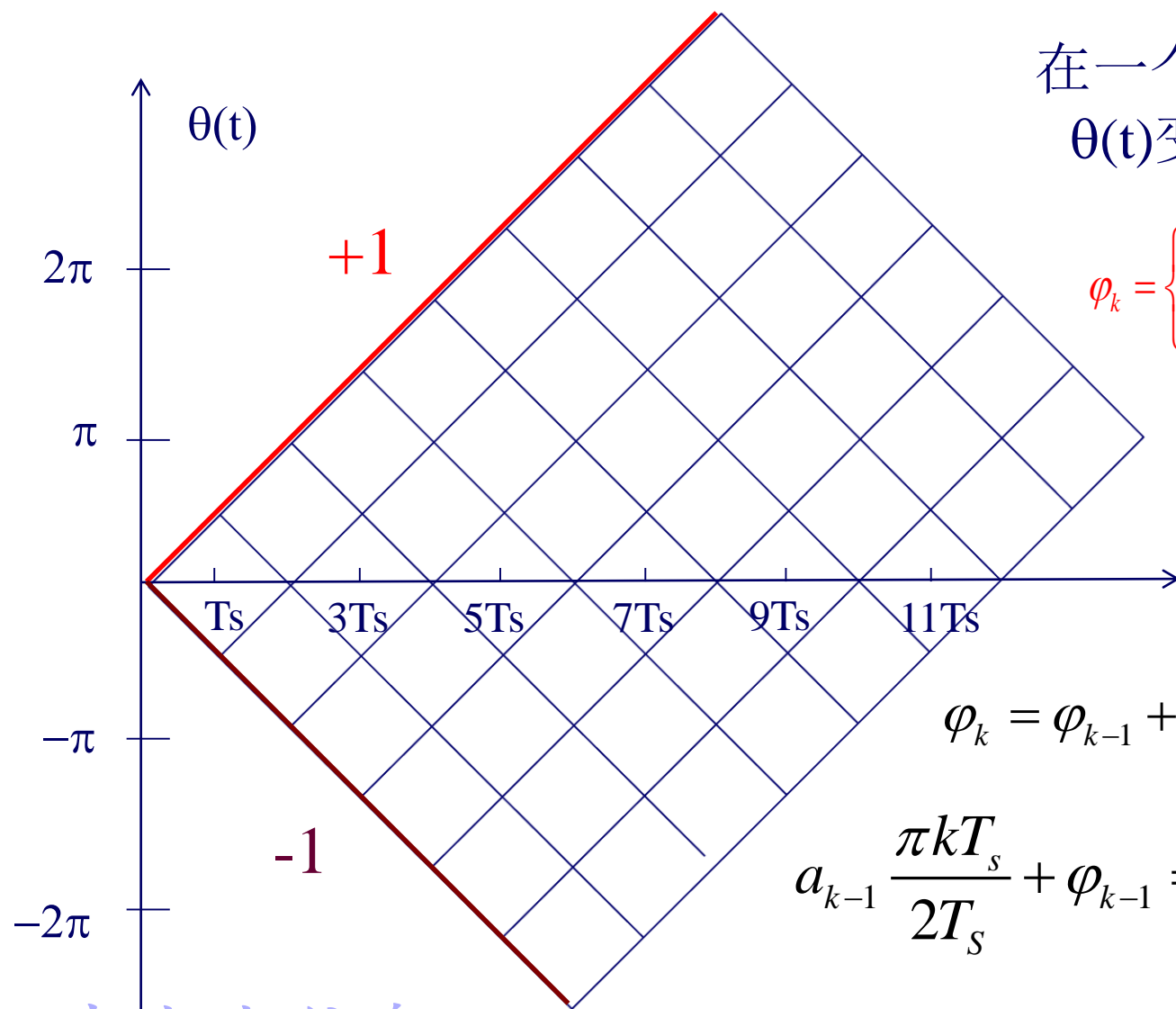
p226 MSK相位网格图

MSK相位网格图

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

在一个 T_s 周期内，
 $\theta(t)$ 变化 $a_k \pi/2$

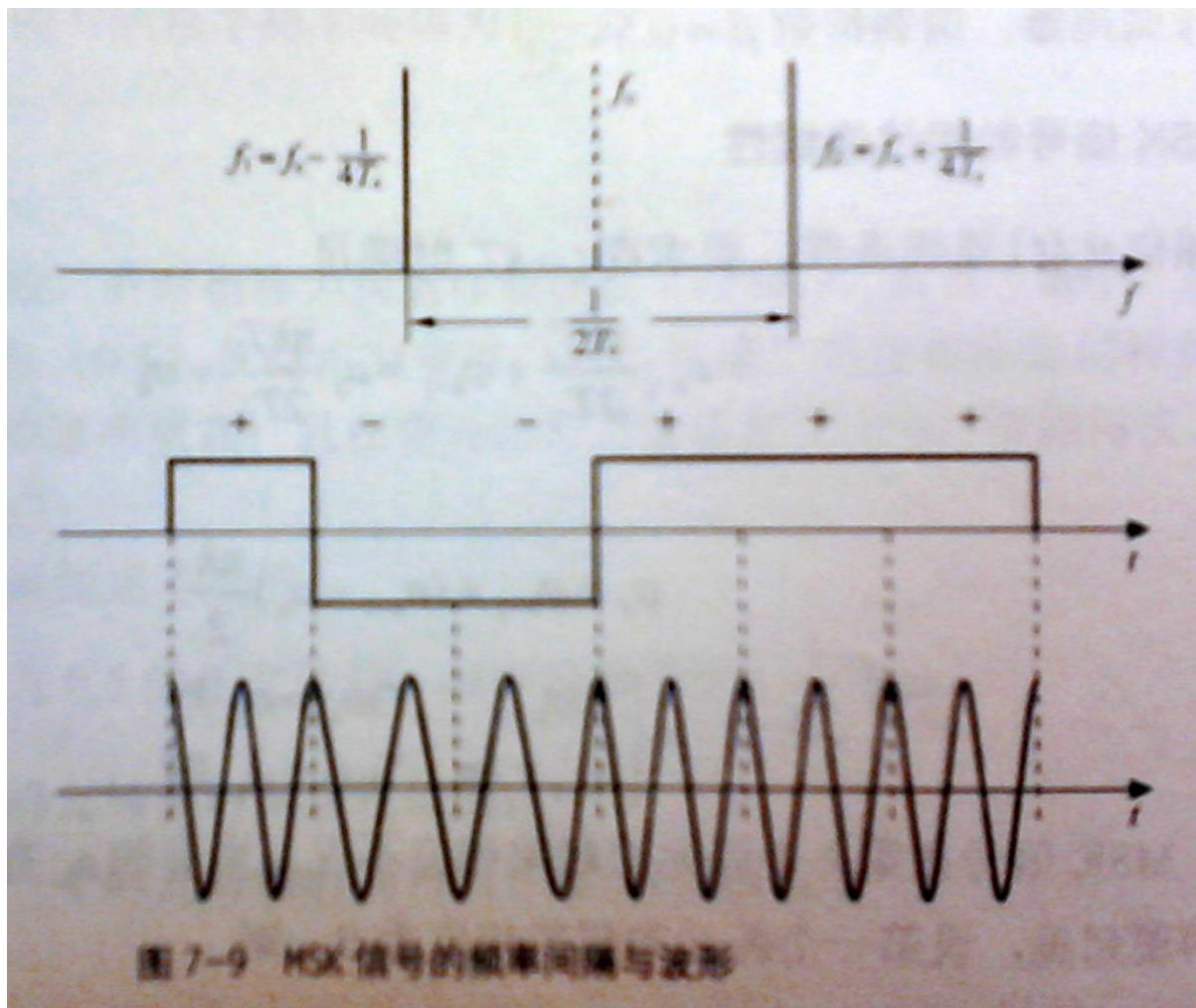
$$\varphi_k = \begin{cases} \varphi_{k-1}, & a_k = a_{k-1} \\ \varphi_{k-1} \pm k\pi, & a_k \neq a_{k-1} \end{cases}$$



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

$$a_{k-1} \frac{\pi k T_s}{2T_s} + \varphi_{k-1} = a_k \frac{\pi k T_s}{2T_s} + \varphi_k$$

MSK的波形



3 MSK信号的产生与解调


$$\begin{aligned} S_{MSK}(t) &= \cos \theta_k(t) \cos \omega_c t - \sin \theta_k(t) \sin \omega_c t \\ &= \cos\left(\frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k\right) \cos \omega_c t - \sin\left(\frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k\right) \sin \omega_c t \\ &= \left(\cos \frac{\pi a_k}{2T_s} t \cos \varphi_k - \sin \frac{\pi a_k}{2T_s} t \sin \varphi_k\right) \cos \omega_c t - \\ &\quad \left(\sin \frac{\pi a_k}{2T_s} t \cos \varphi_k + \cos \frac{\pi a_k}{2T_s} t \sin \varphi_k\right) \sin \omega_c t \end{aligned}$$

考虑到 $a_k = \pm 1$, $\varphi_k = 0$ 或 π , 最后
可以得到

$$\begin{aligned} S_{MSK}(t) &= \cos \varphi_k \cos \frac{\pi t}{2T_s} \cos \omega_c t - a_k \cos \varphi_k \sin \frac{\pi t}{2T_s} \sin \omega_c t \\ &= b_I \cos \frac{\pi t}{2T_s} \cos \omega_c t - b_Q \sin \frac{\pi t}{2T_s} \sin \omega_c t \end{aligned}$$

上式中, $b_I = \cos \varphi_k$ 为同相分量;

$b_Q = -a_k \cos \varphi_k$ 为正交分量。

可以证明:  a_k 与 $b_k = (b_I, b_Q)$ 是差分关系,
在 $2T_s$ 期间。

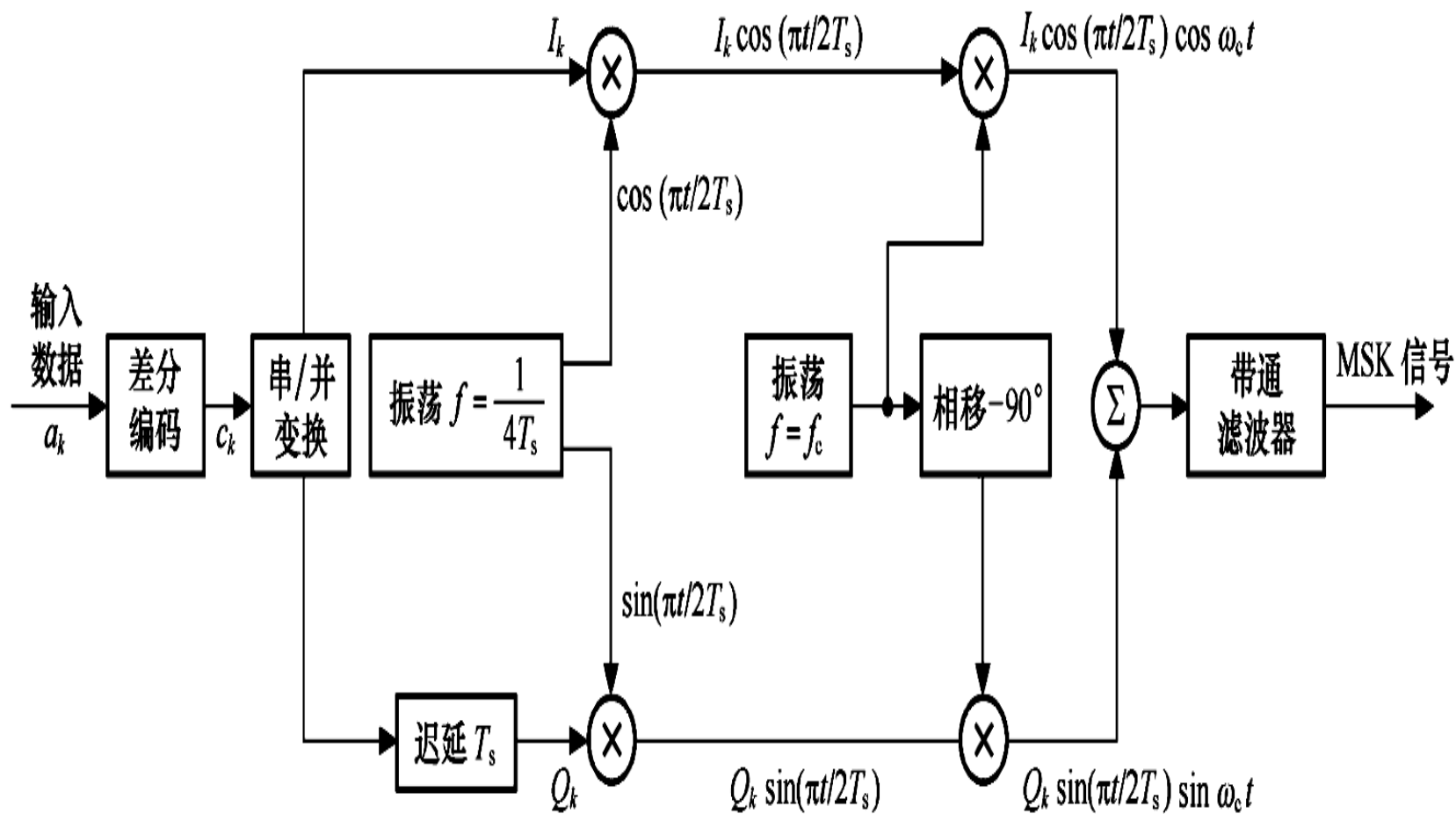


图 MSK信号的产生方框图

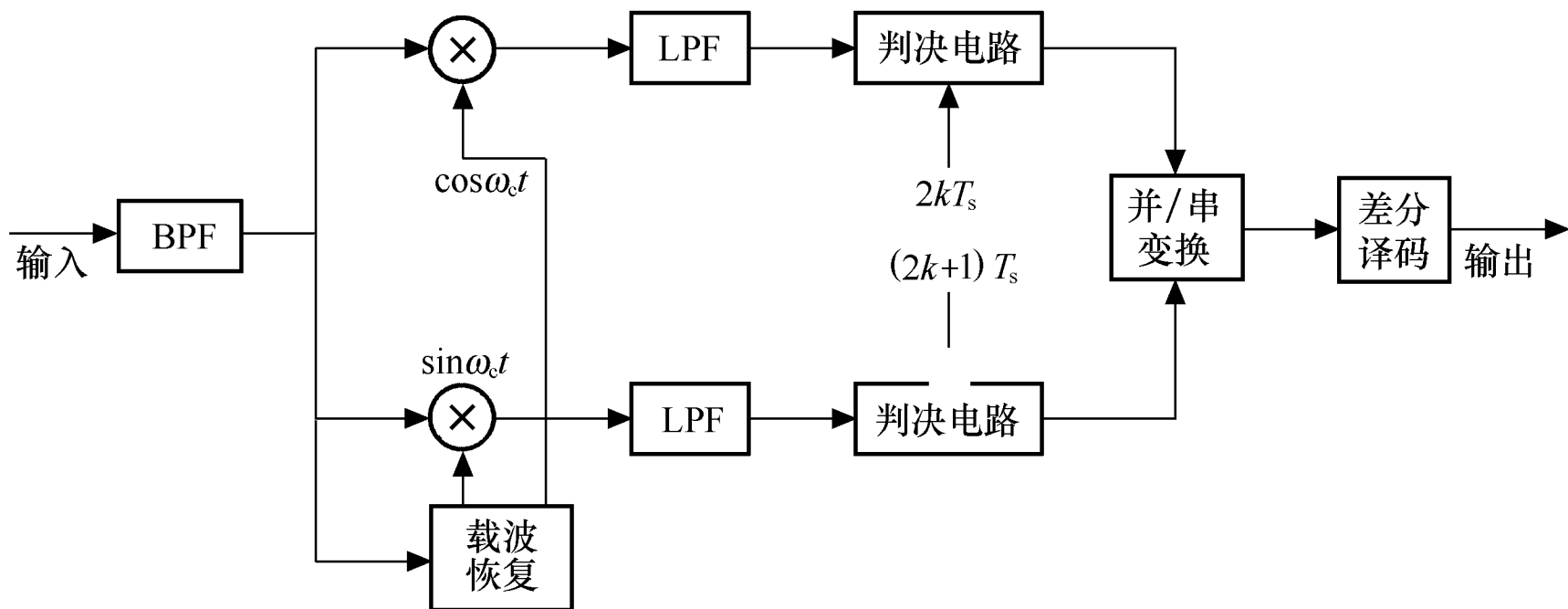


图 MSK解调器原理框图

4 MSK信号的频谱特性

通过推导，MSK信号的归一化功率谱密度 $P_s(f)$ 的表达式如下：

$$P_s(f) = \frac{16T_s}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2\pi(f - f_c)T_s}{1 - 16(f - f_c)^2 T_s^2} \right]^2$$

上式中， f_c 为载频， T_s 为码元宽度。

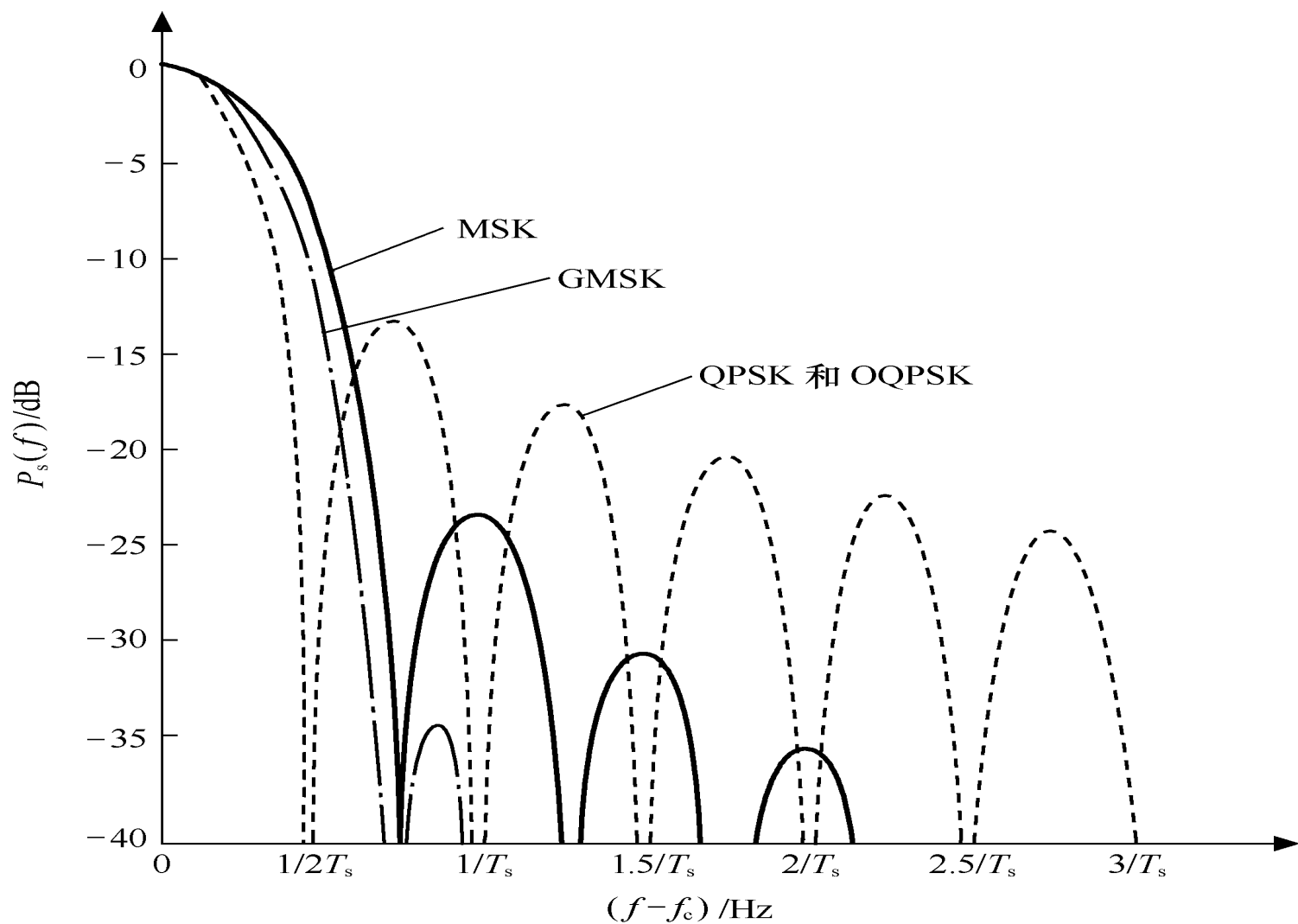


图 MSK、GMSK和OQPSK等信号的功率谱密度

中大光信息

按照上式画出的功率谱曲线如图所示（用实线示出）。应当注意，图中横坐标是以载频为中心画的，即横坐标代表频率 $(f - f_c)$ ； T_s 表示二进制码元间隔。

图中还给出了其它几种调制信号的功率谱密度曲线作比较。由图可见，与QPSK和OQPSK信号相比，MSK信号的功率谱更为集中，即其旁瓣下降得更快。故它对相邻频道得干扰较小。

7.3.4 高斯最小频移键控 (GMSK)

MSK信号虽然具有频谱特性和误码性能较好的特点，然而，在一些通信场合，例如在移动通信中，**MSK所占带宽仍较宽**。此外，其频谱的带外衰减仍不够快，以至于在**25kHz信道间隔**内传输16kb_{it}/s的数字信号时，将会产生邻道干扰。

为此，人们设法对MSK的调制方式进行改进：在频率调制之前用一个**低通滤波器**对基带信号进行预滤波，它通过滤出高频分量，给出比较紧凑的功率谱，从而提高**频谱利用率**。

为了获得窄带输出信号的频谱，**预滤波器**必须满足以下条件：

- (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) 保证输出脉冲的面积不变，以保证 $\pi/2$ 的相移。

要满足这些特性，选择高斯型滤波器是合适的。此高斯型滤波器的传输函数为

$$H(f) = \exp \left[- \left(\frac{\ln 2}{2} \right) \cdot \left(\frac{f}{B} \right)^2 \right]$$

式中，B为高斯滤波器的3dB带宽。

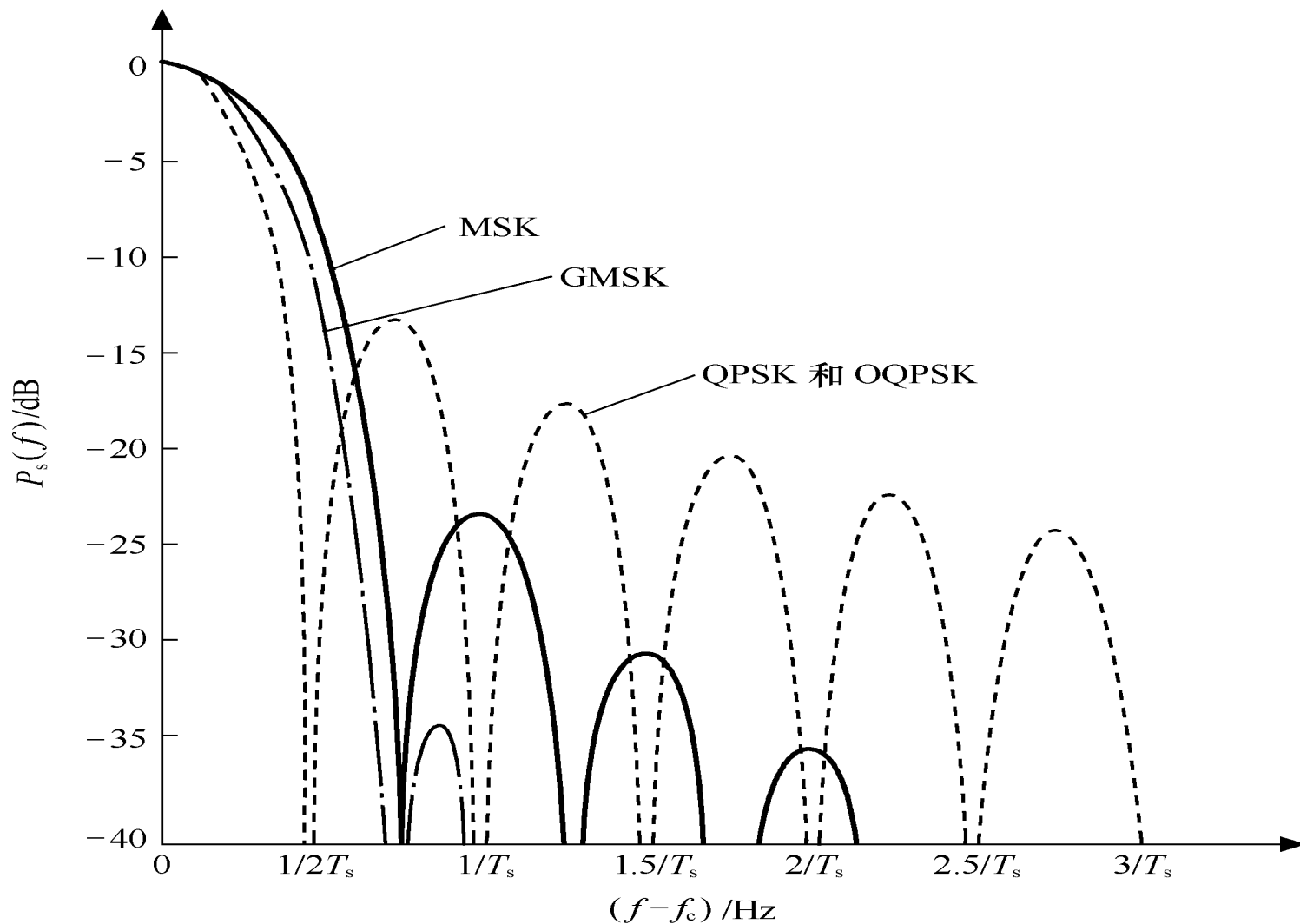
滤波器的冲激响应为

$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right)$$

式中, $\alpha = \sqrt{\ln 2 / 2} / B$ 。由于 $h(t)$ 为高斯型特性, 故称为**高斯型滤波器**。

调制前先利用高斯滤波器将基带信号成形为高斯型脉冲，再进行MSK调制，这样的调制方式称为高斯最小频移键控，缩写为GMSK。习惯上使用 BT_s 来定义GMSK，式中，B为3dB带宽， T_s 为码元间隔。

GMSK信号的功率谱见图7-12所示。



由图7-12可见，GMSK具有功率谱集中的优点。需要指明的是，GMSK信号频谱特性的改善是通过恶化误比特率性能换来的，**预滤波器的带宽越窄，输出功率谱就越紧凑，但误比特率性能变得越差。**

所以，从谱利用率和误码率综合考虑应该折衷选择。研究表明， $BT_s = 0.25$ 对于无线蜂窝系统是一个很好的选择。

小复习

MSK

I.CPM

II.包络起伏

III.相位网格图

GMSK

a.频带利用率

b.预滤波器

c. BT_s