

第四章 信号的调制传输

- 基带信号频率较低，不宜在一般信道中直接传输
- 发送端调制，接收端反调制(解调)
- 调制：用基带信号去改变载波的某些参数
- 已讨论脉冲调制：PAM、PCM
- 本章讨论正弦波调制

§ 1.1 数字信号的调制

- 数字信号调制的两种类型：
 - 模拟调制法实现数字信号的调制：将数字基带信号视为模拟信号的特殊情况
 - 用数字信号离散取值特点来键控载波(键控法)：一般用数字电路实现

49

1

- 三种基本键控调制方式：
 - 振幅键控(ASK)：正弦波幅度传递数字基带信号
 - 频移键控(FSK)：正弦波频率传递数字基带信号
 - 相移键控(PSK)：正弦波相位传递数字基带信号
- 数字双向通信中，将调制器和解调器装在一起，称为调制解调器(MODEM)

一、振幅键控

- 正弦载波的幅度随数字基带信号而变化
- 最简单的形式：载波在二进制调制信号1和0的控制下通或断，也称为通-断键控(OOK)

1、定义：设数字基带信号为 $s(t)$ ，则ASK信号为

$$s_{ASK}(t) = A s(t) \cos \omega_c t$$

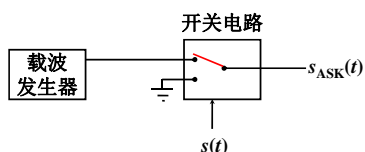
49

2

2、两种调制方法：



数字基带信号与正弦载波直接相乘

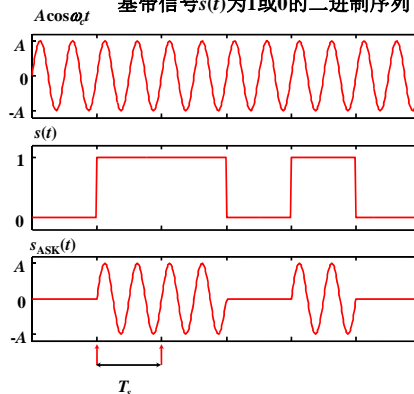


数字基带信号控制开关选择正弦载波的通、断

49

3

基带信号 $s(t)$ 为1或0的二进制序列



49

4

- 一般情况，基带信号 $s(t)$ 可为一定波形形状的二进制序列：

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s), \quad a_n = 0 \text{ or } 1$$

其中 $g(t)$ 为一定形状的波形，且 $g(t) = 0, t \notin [0, T_s]$

- 此时的ASK信号为：

$$s_{ASK}(t) = A s(t) \cos \omega_c t = A \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t$$

3、ASK信号的频谱和带宽

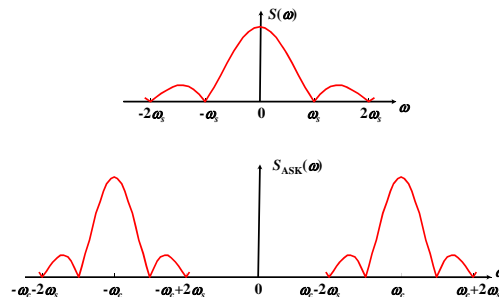
- 设基带信号的功率谱为 $S(\omega)$ ，则ASK信号的频谱为：

$$s_{ASK}(t) = A s(t) \cos \omega_c t$$

$$\Rightarrow S_{ASK}(\omega) = \frac{A}{2} [S(\omega + \omega_c) + S(\omega - \omega_c)]$$

49

5



ASK信号频谱宽度为基带信号的两倍
若基带信号频谱宽度无穷大，则ASK信号的频谱宽度也无穷大

49

6

- 若基带信号 $s(t)$ 为正弦滚降信号，其带宽 B 为：

$$B = \frac{1}{2T_s}(1+r)$$
 其中 r 为滚降因子
- 下图以 $r=1$ 为例

49 7

- ASK信号的频谱形状与基带信号一致，只是移到载波频率 ω_c 的中心附近，此时其带宽为：

$$B_{ASK} = 2B = \frac{1}{T_s}(1+r)$$

49 8

4、两种解调方法：

- 相干解调

- 经过BPF后的信号为： $s_R(t) = u(t) \cos \omega_c t$
其中 $u(t)$ 为1码的包络，一般与数字基带信号 $s(t)$ 不同
- 乘以本地载波信号：

$$s_g(t) = u(t) \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t = \frac{1}{2}[u(t) + u(t) \cos 2\omega_c t]$$
- 经过LPF后的信号为： $s_o(t) = u(t)$

49 9

相干解调的缺点：接收端需产生频率、相位与发送端载波完全一致的高频信号，设备相对复杂

49 10

- 非相干解调：包络检波法

- 经过BPF后的信号为： $s_R(t) = u(t) \cos \omega_c t$
- 经过包络检波器后的信号为 $u(t)$ ，包含二进制信息

最简单的包络检波器：

时间常数 RC 比载波周期 $T_c = 1/f_c$ 大得多 \rightarrow 输出保持在包络值上
 RC 比码元持续时间 T_s 小得多 \rightarrow 保证信号1、0间的变化

49 11

- ASK出现最早，最简单，但抗噪声能力较差

49 12

二、频移键控

1、定义：

发送1时载波频率为 ω_1 ，发送0时载波频率为 ω_2

- FSK信号可表示为：

$$s_{FSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \theta_1) & \text{发送1} \\ A \cos(\omega_2 t + \theta_2) & \text{发送0} \end{cases}$$

其中 θ_1 和 θ_2 分别为发送1和0时的载波的初相位

- 常令： $\omega_1 = \omega_c - \Delta\omega$ $\omega_2 = \omega_c + \Delta\omega$
- $\Delta\omega$ 称为**频偏**： $2\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$
- 不失一般性，令 $\theta_1 = \theta_2 = 0$ ，则FSK信号为：

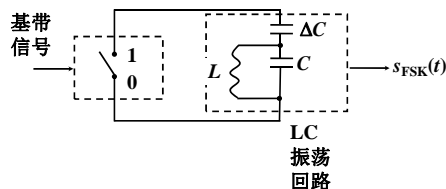
49

13

$$s_{FSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_c - \Delta\omega)t & \text{发送1} \\ A \cos(\omega_c + \Delta\omega)t & \text{发送0} \end{cases}$$

2、两种调制方法：

- 直接调频法 → 连续相位的FSK信号



49

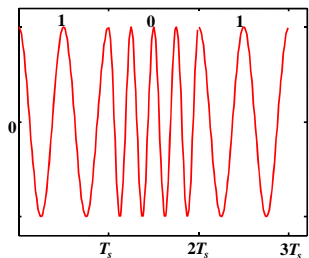
14

- 发送0时，开关不通，LC振荡回路的电容为 C ，则其振荡频率为：

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

- 发送1时，开关接通，LC振荡回路的电容为 C 与 ΔC 的并联，则其振荡频率为：

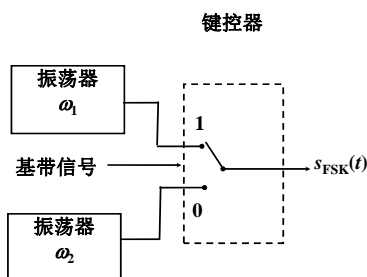
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L(C + \Delta C)}}$$



49

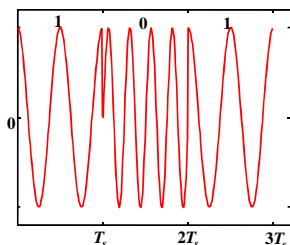
15

- 两个独立的振荡器 + 键控电路 → 相位不连续的FSK信号



49

16



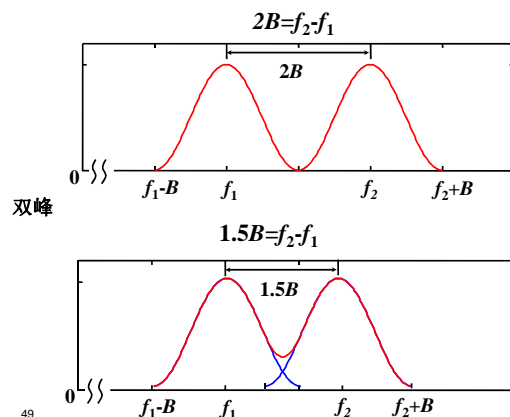
3、FSK信号的频谱和带宽

- 二进制FSK信号可视为两个ASK信号的叠加 → 频谱带宽为基带带宽的2倍和 $f_2 - f_1$ 之和

$$B_{FSK} = 2B + (f_2 - f_1)$$

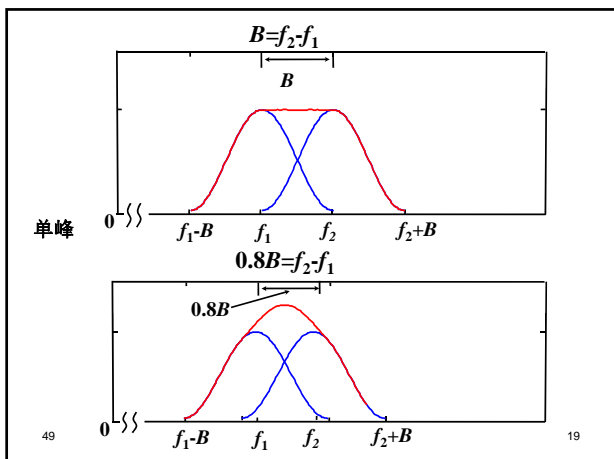
49

17



49

18



- 定义调频指数 m_f : $m_f = \frac{2\Delta\omega}{\omega_s}$
 其中 $2\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = 2\pi(f_2 - f_1)$
 $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$ T_s 为二进制码元的时间宽度
- 若基带信号 $s(t)$ 为正弦滚降信号, 其带宽 B 为:

$$B = \frac{1}{2T_s}(1+r)$$
 FSK信号的带宽为:

$$B_{FSK} = 2B + (f_2 - f_1) = \frac{1}{T_s}(1+r) + (f_2 - f_1)$$

$$\Rightarrow 2\pi B_{FSK} = \frac{2\pi}{T_s}(1+r) + (\omega_2 - \omega_1) = \omega_s(1+r) + 2\Delta\omega$$

- 若为升余弦滚降, $r=1$, 有:

$$2\pi B_{FSK} = 2\omega_s + 2\Delta\omega$$

4、两种解调方法:

- 相干解调

- 当发送1时, $s_{FSK}(t) = A \cos \omega_1 t$
 - 经过上面一路, 其输出与ASK相干检测类似, 得到:

$$s_{o1}(t) = u(t)$$
 - 经过下面一路, 乘法器的输出为:

$$s'_{o2}(t) = u(t) \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t$$

$$= \frac{1}{2} u(t) [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$$
 若低通截止频率足够低, 则经过LPF的输出为:

$$s_{o2}(t) \approx 0$$

$$\therefore s_{o1}(t) > s_{o2}(t)$$

- 当发送0时, $s_{FSK}(t) = A \cos \omega_2 t$
 - 经过下面一路, 其输出与ASK相干检测类似, 得到:

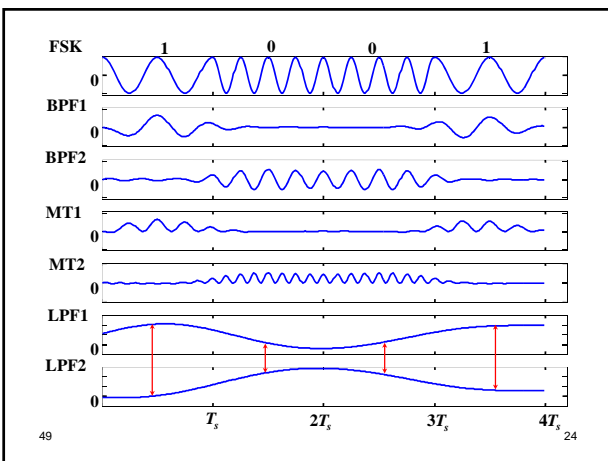
$$s_{o2}(t) = u(t)$$
 - 经过上面一路, 乘法器的输出为:

$$s'_{o1}(t) = u(t) \cos \omega_2 t \cos \omega_1 t$$

$$= \frac{1}{2} u(t) [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$$
 同样若低通截止频率足够低, 则经过LPF的输出为:

$$s_{o1}(t) \approx 0$$

$$\therefore s_{o1}(t) < s_{o2}(t)$$

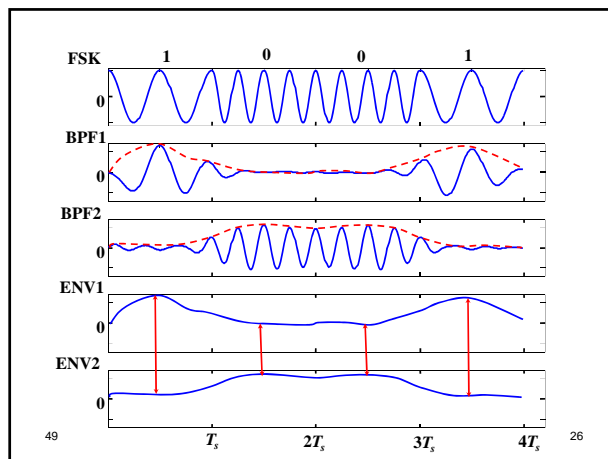


• 非相干解调

- 当发送1时，上面一路BPF的输出为： $u(t) \cos \omega_1 t$
下面一路BPF的输出很小
- 当发送0时，下面一路BPF的输出为： $u(t) \cos \omega_2 t$
上面一路BPF的输出很小

→ 包络检波后，可比较两路信号的大小检测发送信息

49 25



- 两种解调，抽样判决均是判定哪路输出大，不像ASK那样需设定判决门限 → 不受信道衰落或变化影响
- 非相干解调设备简单，在FSK中较多应用
- 国际电报电话咨询委员会(CCITT)推荐在不大于1200 bit/s的数据率时，在电话信道中使用FSK方式传输

$f_1=1300 \text{ Hz} \quad f_2=2100 \text{ Hz}$

若取 $r=0.25$ ：

$$B_{FSK} = 2B + (f_2 - f_1) = \frac{1}{T_s} (1+r) + (f_2 - f_1)$$

$$= \frac{1}{1/1200} (1+0.25) + (2100 - 1300) = 2300 \text{ Hz}$$

电话信道：600~3000 Hz(带宽：2400 Hz)

49 27

三、移相键控

1、定义：
发送1时载波相位为0，发送0时载波相位为 π

• PSK信号可表示为：

$$s_{PSK}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{发送1} \\ A \cos(\omega_c t + \pi) = -A \cos \omega_c t & \text{发送0} \end{cases}$$

其中 ω_c 为载波频率

- 一般，载波频率 f_c 可为数字信号传输速率($1/T_s$)的整数倍
- 若 $f_c=3/T_s$

49 28

2、两种调制方法：

• 直接调制法：环形调制器，用双极性数字基带信号来控制

- 发1时，A点电平高于B点，输出信号与载波振荡器同相
- 发0时，A点电平低于B点，输出信号与载波振荡器反相

49 29

• 相位选择法：
用数字基带信号来控制选择两个相位相差 π 的载波振荡器

- 发1时， $s(t)$ 控制键控器，使输出信号与载波振荡器同相
- 发0时， $s(t)$ 控制键控器，使输出信号与载波振荡器反相

49 30

- 以载波不同相位来直接表示数字信息的相位键控法通常称为**绝对相移**方式
- 解调时需产生一个相位绝对正确的本地载波作为基准，技术复杂
- **倒π现象**：实际上参考基准相位有可能随机跳动 → 以后的接收均错误
- 一般不采用PSK方式，而采用**相对相移**方式(DPSK)

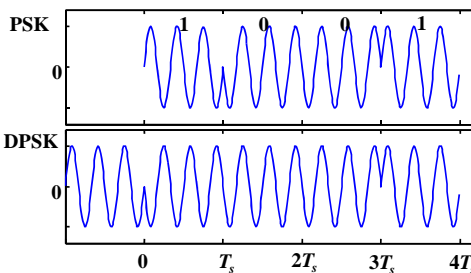
3、DPSK的定义：

- DPSK利用载波的相位变化来传递数字信息
- 设相对相位偏移为 $\Delta\phi$ ，定义：本码元初始相位与前一码元初始相位之差
- DPSK信号有： $\Delta\phi = \begin{cases} \pi & \text{发送1} \\ 0 & \text{发送0} \end{cases}$

• 例： 数字信号 00110100
 DPSK信号相位 000 π 00 π π

49

31



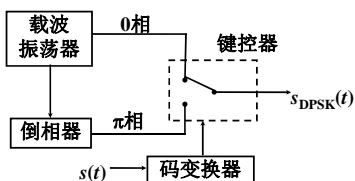
4、DPSK的调制

- DPSK的调制与PSK类似，只是需增加码变换器将数字基带信号变换为控制相位的信息

49

32

- 以**相位选择法**为例：



5、PSK信号的带宽

- PSK信号可视为一个双极性信号调制的ASK信号 → PSK信号的带宽和ASK信号相同
- 若基带信号的带宽为B，则PSK信号的带宽为2B

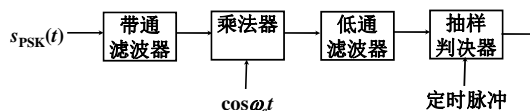
if $B = \frac{1}{2T_s}(1+r)$ then $B_{PSK} = \frac{1}{T_s}(1+r)$

49

33

6、PSK信号的解调

- PSK信号的解调只能用**相干解调**，需要频率和相位十分准确的参考信号



- 设接收端BPF收到的信号为： $x(t) = A \cos(\omega_c t + \phi)$
- 经过乘法器后的信号为：

$$x(t) \cos \omega_c t = A \cos(\omega_c t + \phi) \cos \omega_c t = \frac{A}{2} \cos \phi + \frac{A}{2} \cos(2\omega_c t + \phi)$$

49

34

- 经过LPF后的信号为：

$$r(t) = \frac{A}{2} \cos \phi = \begin{cases} \frac{A}{2} & \phi = 0 \\ -\frac{A}{2} & \phi = \pi \end{cases}$$

- 抽样判决时，以零电平为门限电平：抽样值>0，判决为1；抽样值<0，判决为0

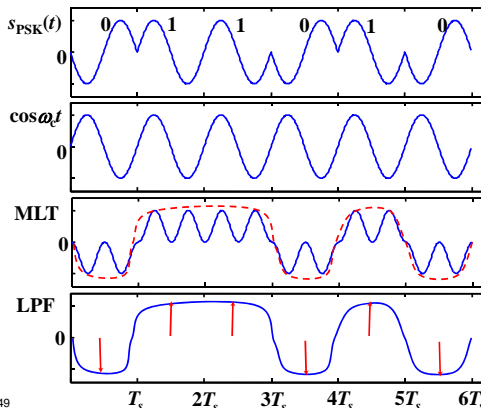
- 若本地载波的频率和相位不十分准确：

$$A \cos(\omega_c t + \phi) \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\phi] = \frac{A}{2} \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi - \phi) + \frac{A}{2} \cos[(2\omega_c + \Delta\omega)t + (\phi + \Delta\phi)]$$

$$\xrightarrow{\text{LPF}} \frac{A}{2} \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi - \phi) = \begin{cases} > 0(?) & \phi = 0 \\ < 0(?) & \phi = \pi \end{cases}$$

49

35

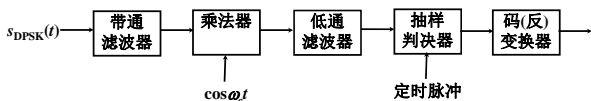


49

36

7、DPSK信号的两种解调方法

• 相干解调



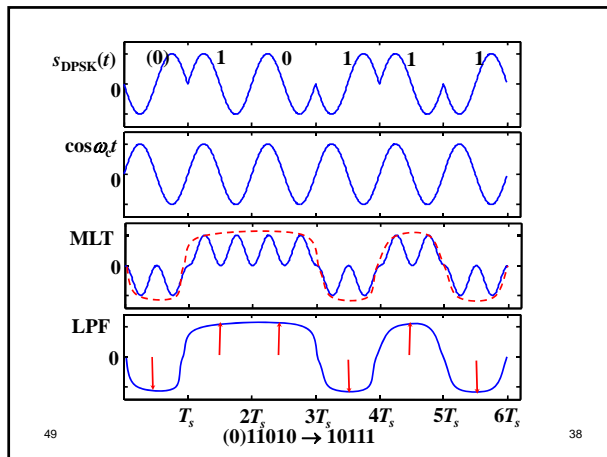
◆ DPSK的相干解调与PSK信号的相干解调基本相同，只是最后需将抽样判决器的输出从相对码序列→绝对码序列

抽样判决器输出: (0)0010110 → 码变换:0011101

◆ DPSK的相干解调同样需要本地的载波有十分准确的频率和相位

49

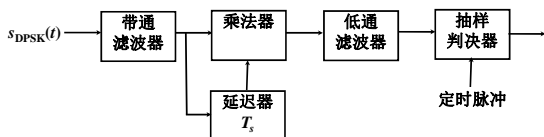
37



49

38

• 差分相干解调：直接比较前后码元的相位差



◆ 不需要专门的相干载波，用BPF输出延迟一个码元时间代替相干解调的本地载波

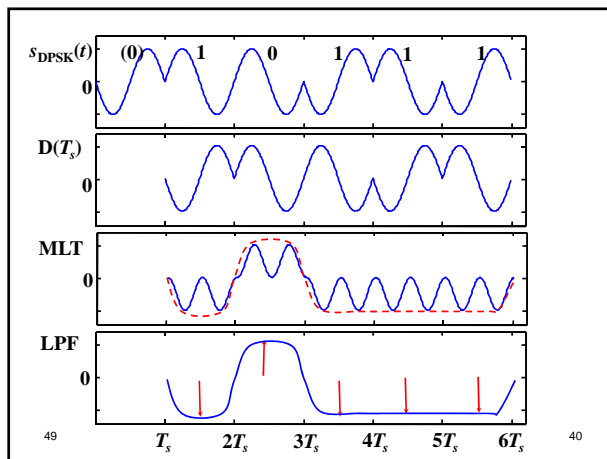
◆ 不需要码变换器，解调器过程直接完成码元的变换

◆ 抽样判决时，仍以零电平为门限电平，但是：抽样值>0，判决为0；抽样值<0，判决为1

• 差分相干解调是一种实用的DPSK解调方式

49

39



49

40

四、多进制数字信号的调制

• 为在有限信道带宽内传输尽可能多的信息，在噪声允许下可使用多进制数字信号传输

• 多进制数字信号传输：振幅、频率和相位不再只有2个状态，可取多种状态

1、多进制振幅键控(MASK)

• M进制振幅键控信号中，载波的振幅有M种取值，每个码元间隔T_s内发送一种振幅的载波信号

• 多电平信号常采用格雷码编码(相邻电平所表示的二进制组间只有一个bit不同)

49

41

◆ 4电平格雷码：00 01 11 10

◆ 8电平格雷码：000 001 011 010 110 111 101 100

• MASK信号的功率谱与ASK时类似，它相当于M电平的基带信号对载波进行调幅 → 带宽为M电平基带信号的M倍

• MASK每个码元间隔T_s传送log₂M 比特信息，信息速率为2ASK的log₂M倍

2、多进制相移键控(MPSK)

• MPSK中，载波的相位有M种取值

◆ 4PSK：载波的相位有四种情况

$$0 \frac{\pi}{2} \frac{3\pi}{2} \quad \text{或} \quad \frac{\pi}{4} \frac{3\pi}{4} \frac{5\pi}{4} \frac{7\pi}{4} \leftarrow \text{经常采用}$$

49

42

◆ 8PSK: 载波的相位有八种情况

$$0 \frac{\pi}{4} \frac{3\pi}{4} \frac{5\pi}{4} \frac{7\pi}{4} \quad \text{或} \quad \frac{\pi}{8} \frac{3\pi}{8} \frac{5\pi}{8} \frac{7\pi}{8} \frac{9\pi}{8} \frac{11\pi}{8} \frac{13\pi}{8} \frac{15\pi}{8}$$

• MPSK信号可用**矢量图**来描述:

49 43

• 采用自然码:

• 采用格雷码:

• 采用自然码:

• 采用格雷码:

解调时相邻的相位最容易错判, 采用格雷码后相邻码组只有1 bit信息出错(误码率相同时, 误比特率比自然码低)

49 44

• 解调时, 本地基准参考信号的相位跳变可能导致“倒π”现象
→ MPSK实际采用的是MDPSK(前后码元的相对相位)

• MPSK每个码元间隔 T_s 传送 $\log_2 M$ 比特信息, 信息速率为2PSK的 $\log_2 M$ 倍

• M 越大, 对接收波形的要求越高: 信道噪声小; 接收端需良好的自适应均衡器

• $M=2, 4, 8$

• 国际电报电话咨询委员会(CCITT)推荐在2400 bit/s的数据率时, 在电话信道中使用4DPSK方式传输

$$f_c = 1800 \text{ Hz}$$

$$T_s = 1/(2400/2) = 1/1200, \text{ 若取 } r=1:$$

$$B_{4DPSK} = 2B = \frac{1}{T_s}(1+r) = \frac{1}{1/1200}(1+1) = 2400 \text{ Hz}$$

49 45

4DPSK频谱范围:
 $1800 - (2400/2) \sim 1800 + (2400/2) = 600 \sim 3000 \text{ Hz}$

电话信道: 600~3000 Hz(带宽: 2400 Hz)

• 国际电报电话咨询委员会(CCITT)推荐在4800 bit/s的数据率时, 在电话信道中使用8DPSK方式传输

$$f_c = 1800 \text{ Hz}$$

$$T_s = 1/(4800/3) = 1/1600, \text{ 若取 } r=0.5:$$

$$B_{8DPSK} = 2B = \frac{1}{T_s}(1+r) = \frac{1}{1/1600}(1+0.5) = 2400 \text{ Hz}$$

8DPSK频谱范围:
 $1800 - (2400/2) \sim 1800 + (2400/2) = 600 \sim 3000 \text{ Hz}$

49 46

3、多进制频移键控(MFSK)

- MFSK中, 载波的频率有 M 种取值
- MFSK每个码元间隔 T_s 传送 $\log_2 M$ 比特信息, 信息速率为2FSK的 $\log_2 M$ 倍
- 通常将载波频率取为(正交MFSK):

$$f_i = \frac{n}{2T_s} \quad n \text{ 为正整数}$$

4、振幅和相位复合的多进制调制

- 通常将矢量图中信号矢量的端点分布图称为**星座图**
- MASK时, 矢量端点在一条轴上分布; MPSK时, 矢量端点在一个圆上分布
- 随着 M 增大, 这些矢量端点间的最小距离随之减小
- 将矢量端点重新合理分布, 则可以在不减小最小距离的情况下增加信号矢量的端点数目 → 振幅和相位复合的调制方式

49 47

• 16PSK和16ASK的星座图为:

• 若采用振幅和相位复合的16个信号点的调制, 下列星座图均是可能的:

正交振幅调制 8DPSK-AM

49 48

- 国际电报电话咨询委员会(CCITT)推荐在9600 bit/s的数据率时, 在电话信道中使用16APK方式传输

$$f_c=1650 \text{ Hz}$$

$T_s=1/(9600/4)=1/2400$, 若取 $r=0.1$:

$$B_{8DPSK} = 2B = \frac{1}{T_s}(1+r) = \frac{1}{1/2400}(1+0.1) = 2640 \text{ Hz}$$

16APK频谱范围:

$$1650-(2640/2)\sim 1650+(2640/2)=330\sim 2970 \text{ Hz}$$

普通电话信道: 600~3000 Hz(带宽: 2400 Hz)

需申请专用电话信道