



# 软件无线电中的信号 处理算法

主讲人：杨明磊

[mlyang@xidian.edu.cn](mailto:mlyang@xidian.edu.cn)

西安电子科技大学

雷达信号处理国防科技重点实验室

# 本章主要内容

- 基于正交调制的调制算法
- 基于正交调制的解调算法
- 通信调制样式的自动识别



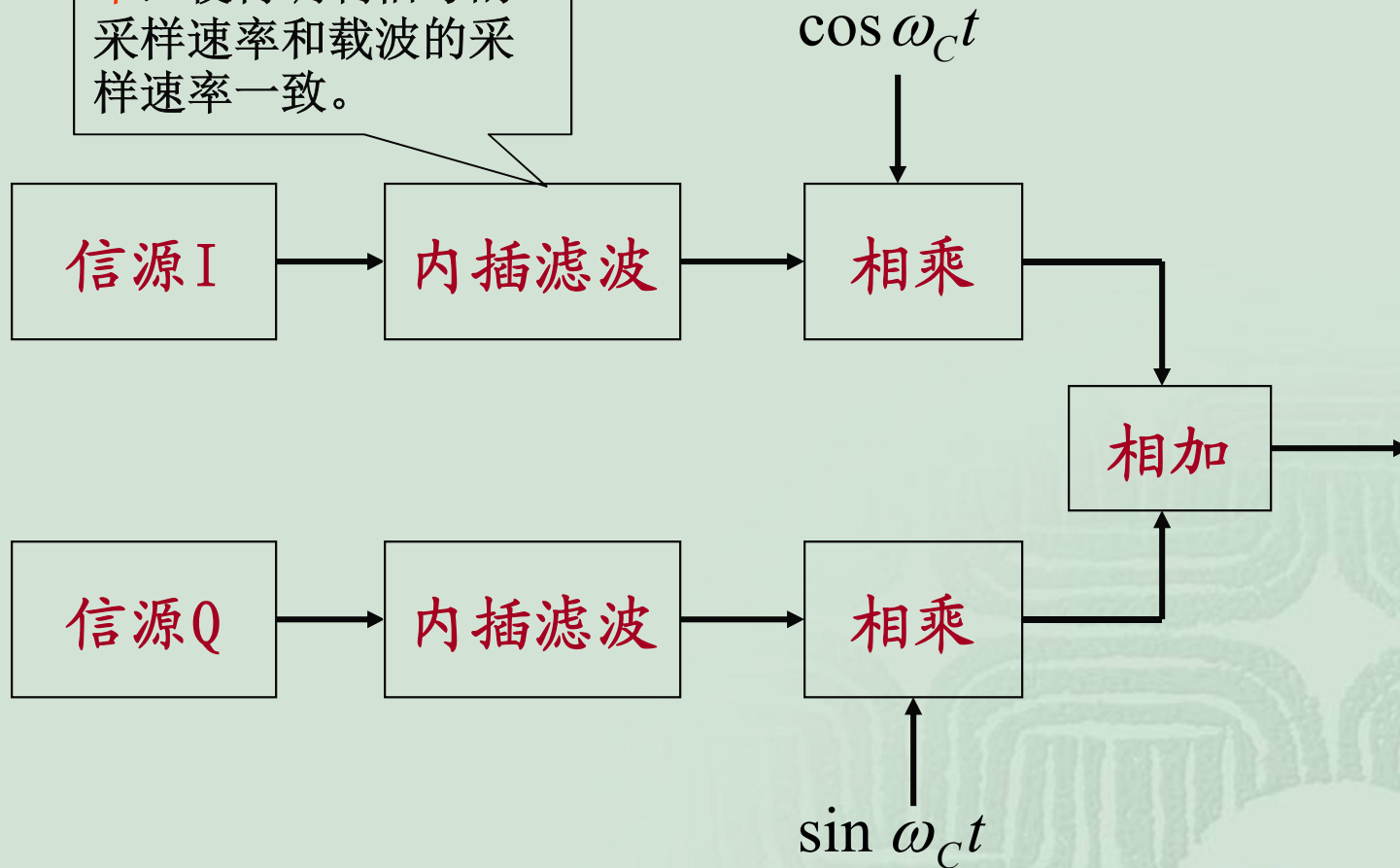
## § 5.1 软件无线电中的调制算法

### 5.1.1 信号调制通用模型

- ✓ 在当代通信中，通信信号的种类繁多，如果按照常规的方法，产生一种信号就要一种硬件电路，那么，要使一个通信机产生多种信号，其电路就会极其复杂，体积、重量都会很大。
- ✓ 软件无线电中，各种调制信号是以一个**通用的数字信号处理平台**为支撑，利用各种软件来产生的。
- ✓ 具有相当大的**灵活性和开放性**



提高数据源的采样速率，使得调制信号的采样速率和载波的采样速率一致。



正交调制的实现框图



从理论上来说，各种信号都可以用正交调制的方法来实现，其表达式：

$$s(t) = I(t) \cos(\omega_c t) + Q(t) \sin(\omega_c t)$$

调制信号的信息都应该包括在I(t)和Q(t)内。另外，由于各种调制信号都在数字域实现的，因此，在数字域上实现时要对上式进行数字化。

$$s(n) = I(n) \cos\left(\frac{n\omega_c}{\omega_s}\right) + Q(n) \sin\left(\frac{n\omega_c}{\omega_s}\right)$$





$$s(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

- **A(t): 幅度**

- 模拟: AM、DSB、SSB
- 数字
  - 二进制: 2ASK
  - M进制: MASK
  - 正交振幅: QAM

- **$\omega_c$ : 频率**

- 模拟: FM
- 数字
  - 二进制: 2FSK
  - M进制: MFSK
  - 最小移频键控: MSK、GMSK

- **$\varphi(t)$ : 相位, 数字调制**

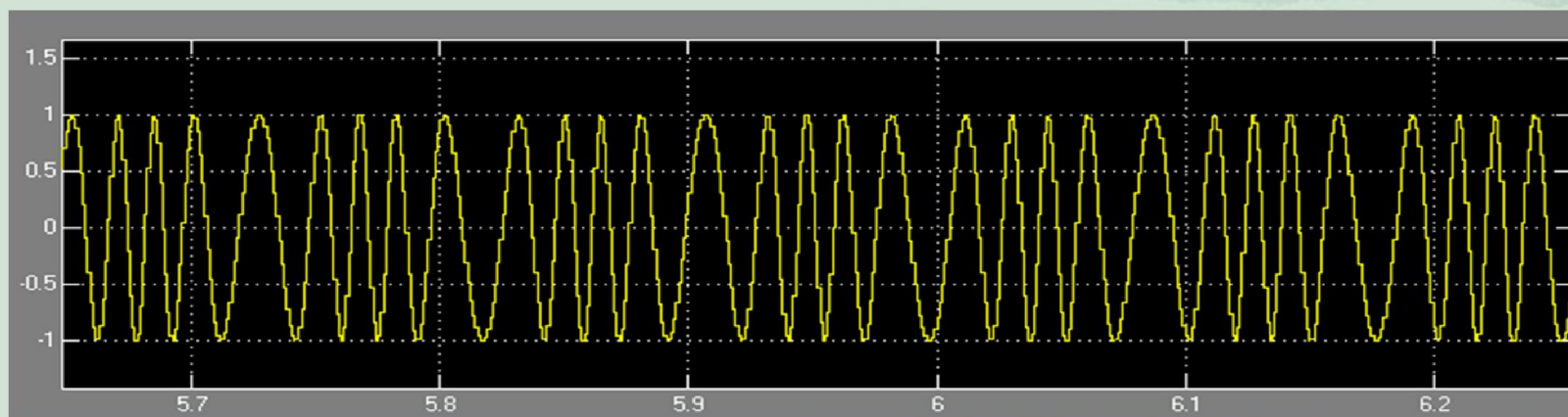
- 二进制: 2PSK
- 四进制: QPSK

## 5.1.2 模拟信号调制算法

### 1.调频 (FM)

调频就是载波频率随调制信号成线性/非线性变化的一种调制方式。

$$s(t) = A[\cos(\omega_c t + k_f \int_0^t v_\Omega(t) dt)]$$



令：  $\phi = k_f \int_0^t \nu_{\Omega}(t) dt$

将s(t)的表达式展开，带入u(t)化简，可得：

$$s(t) = A \cos(\omega_c t) \cos \phi - A \sin(\omega_c t) \sin \phi$$

可以看出：

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

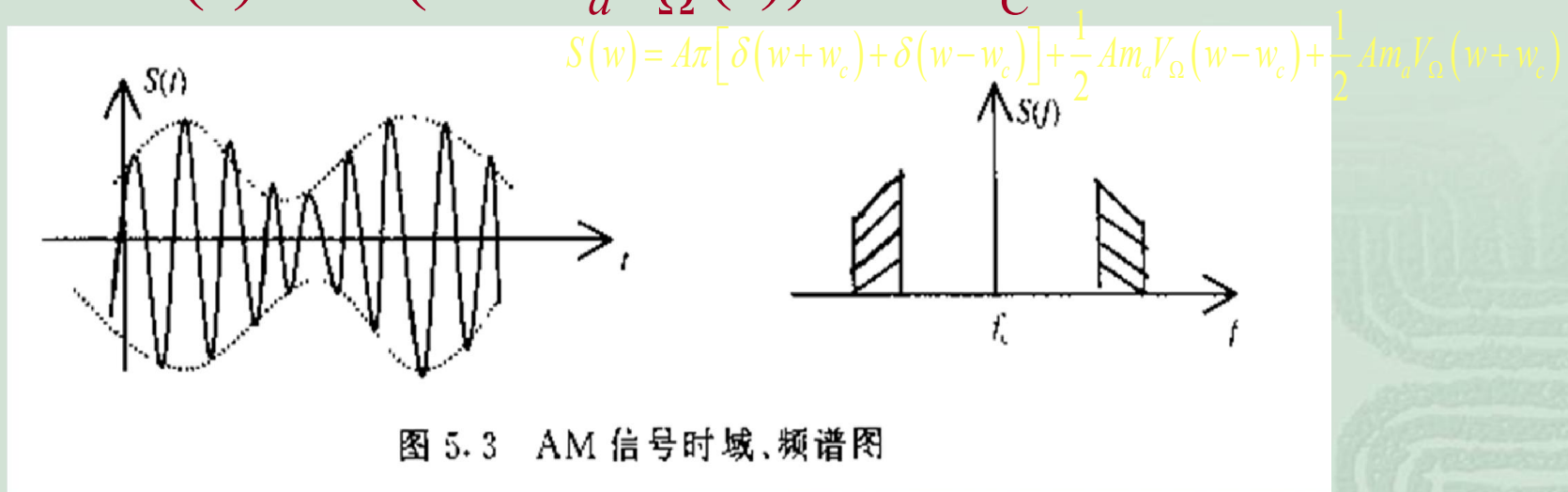
$$Q(t) = \sin \phi$$





## 2、调幅 (AM)

调幅就是使载波的振幅随调制信号的变化规律而变化。 $s(t) = A(1 + m_a v_{\Omega}(t)) \cos \omega_c t$



从信号表达式中，我们很容易得出：

$$I(t) = A(1 + m_a v_{\Omega}(t))$$

$$Q(t) = 0$$



### 3、双边带信号 (DSB)

双边带信号是由载波同调制信号直接相乘得到的，只有上、下边带分量，无载波分量。

$$s(t) = A v_{\Omega}(t) \cos \omega_c t$$

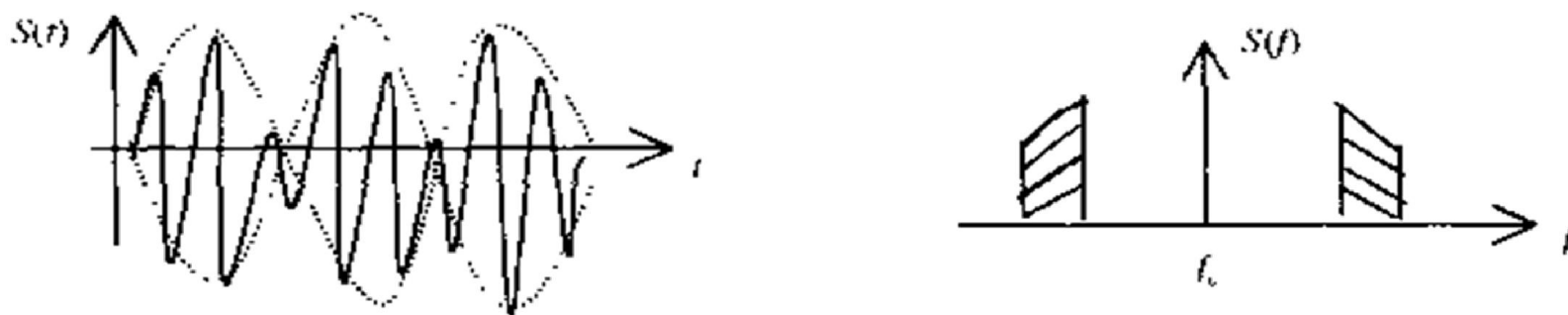


图 5.4 双边带信号的时域、频谱图

要实现正交信号只需令：

$$I(t) = A v_{\Omega}(t); \quad Q(t) = 0$$



## 4、单边带信号 (SSB)

SSB是滤除双边带信号的一个边带而得到的。

LSSB表达式:

$$s(t) = v_{\Omega}(t) \cos(\omega_c t) + \hat{v}_{\Omega}(t) \sin(\omega_c t)$$

USSB表达式:

$$s(t) = v_{\Omega}(t) \cos(\omega_c t) - \hat{v}_{\Omega}(t) \sin(\omega_c t)$$

其中,  $\hat{v}_{\Omega}(t)$  代表Hilbert变换。

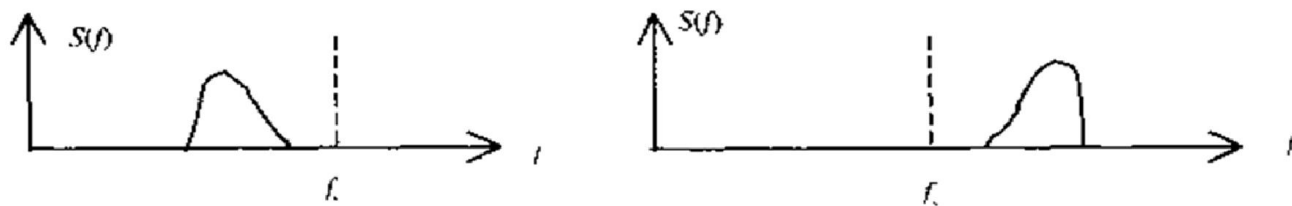
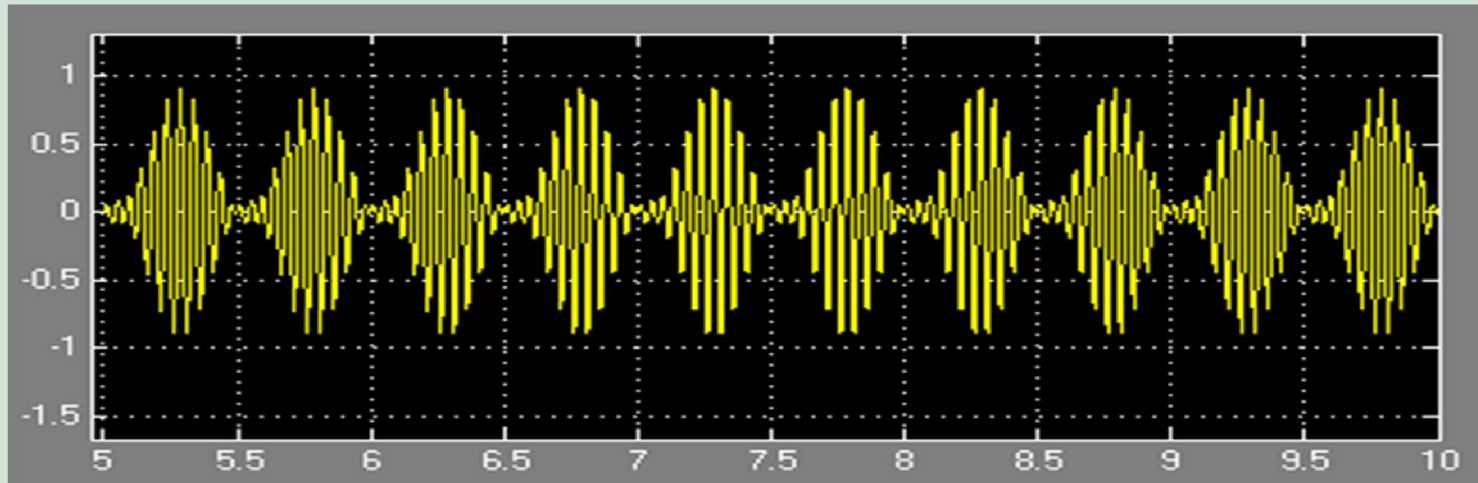


图 5.5 上、下边带信号的频谱图



对LSSB:  $I(t) = v_{\Omega}(t);$

$$\overset{\wedge}{Q(t)} = v_{\Omega}(t);$$

对USB:  $I(t) = v_{\Omega}(t);$

$$\overset{\wedge}{Q(t)} = -v_{\Omega}(t);$$



如果发射机仍然发射两个边带，但是和双边带不同，两个边带中含有两种不同的信息，这种调制方式叫独立边带（ISB）。它的数学表达式为

$$S(t) = [\nu_U(t) + \nu_L(t)] \cos(\omega_c t) + [\hat{\nu}_U(t) + \hat{\nu}_L(t)] \sin(\omega_c t) \quad (5.27)$$

式中， $\nu_U(t)$ ， $\nu_L(t)$ 分别为上，下边信号  $\hat{\nu}_U(t)$ ， $\hat{\nu}_L(t)$ 分别是上，下边带信号的Hilbert变换。要实现正交调制，只需使：

$$I(t) = \nu_U(t) + \nu_L(t) \quad (5.28)$$

$$Q(t) = \nu_U(t) - \nu_L(t) \quad (5.29)$$

独立边带信号的频谱图如图5.6所示。

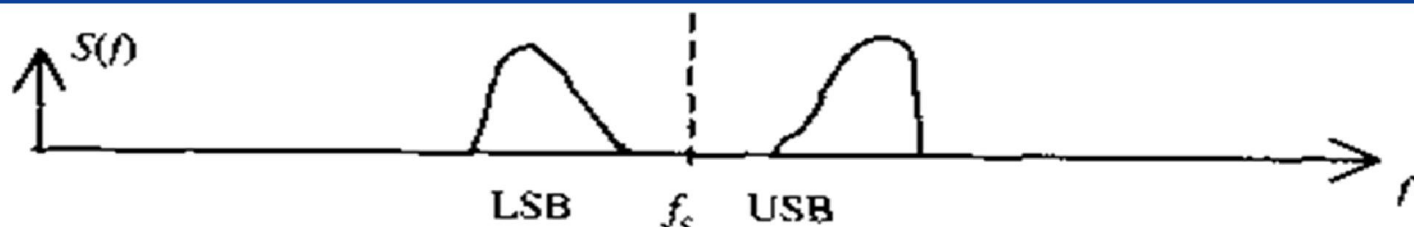


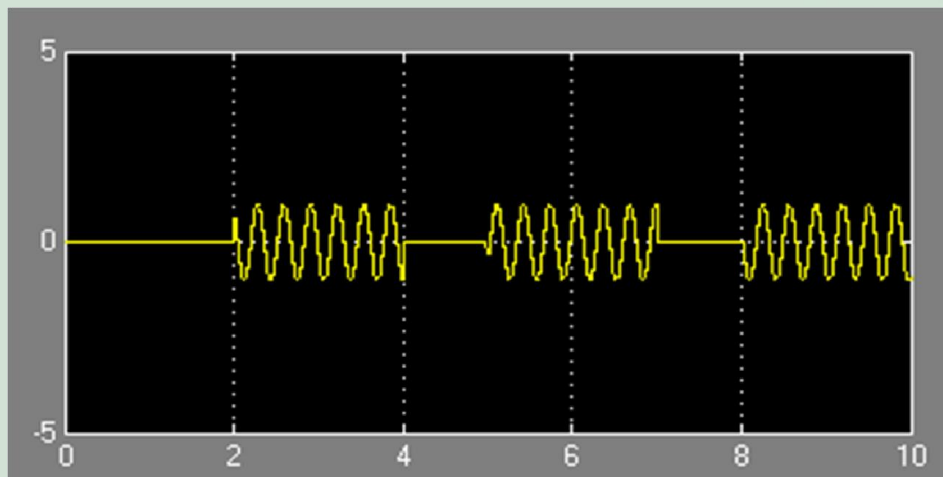
图 5.6 独立边带信号频谱

## 5.1.3 数字信号调制算法

### 1、振幅键控信号（2ASK）

一个二进制的振幅键控信号可以表示为一个单极性脉冲和一个正弦信号相乘。

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_c t)$$





其中， $m(t)$ 为单极性脉冲，可以表示为：

$$m(t) = \sum_n a_n g(t - nT)$$

( $g(t)$ 是持续时间为 $T$ 的矩形脉冲，

$a_n$ 是信号源给出的二进制符号)

要实现正交调制，只要令：

$$I(t) = m(t)$$

$$Q(t) = 0$$



2ASK的时域和频域如图5.7所示。

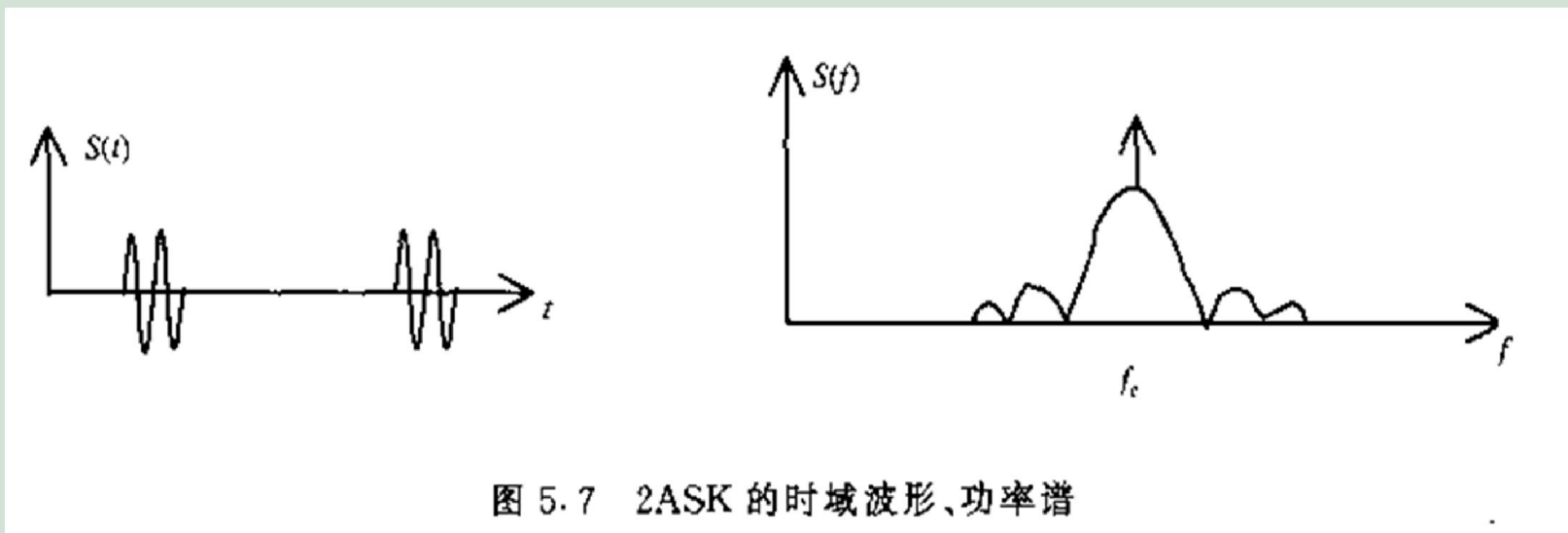


图 5.7 2ASK 的时域波形、功率谱

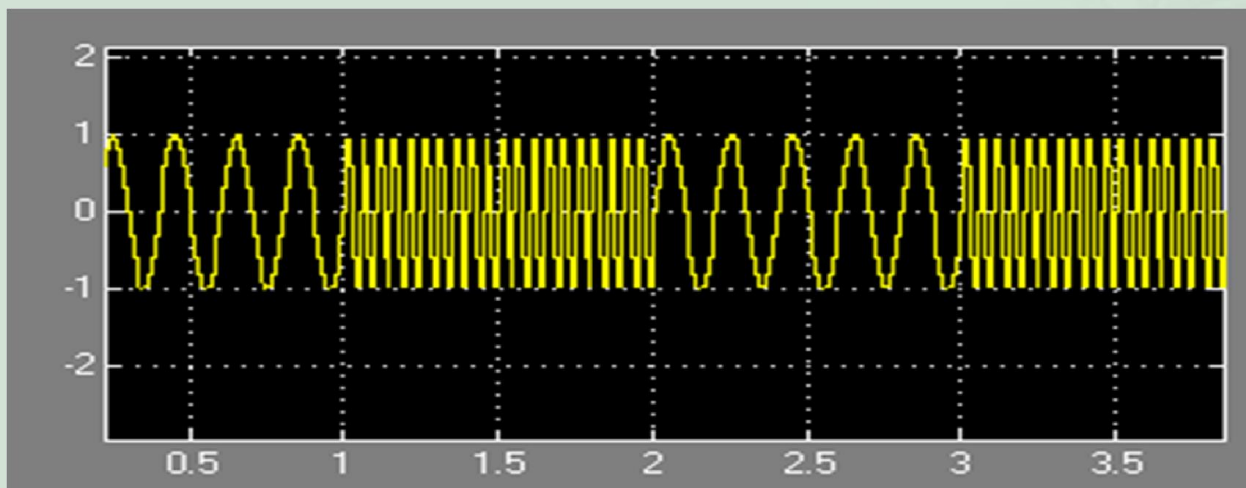
2ASK的功率谱由连续谱和离散谱两部分组成，其中连续谱取决于 $g(t)$ 经线性调制后的双边带谱，而离散谱则由载波分量确定。2ASK信号的带宽是基带脉冲波形带宽的2倍。

$$P(f) = \frac{T}{16} \left| \frac{\sin(f+f_c)T}{\pi(f+f_c)T} \right|^2 + \frac{T}{16} \left| \frac{\sin(f-f_c)T}{\pi(f-f_c)T} \right|^2 + \frac{1}{16} [\delta(f+f_c) + \delta(f-f_c)]$$

## 2、二进制频移键控信号（2FSK）

2FSK是符号0对应载波频率为 $\omega_1$ ，符号1对应载波频率为 $\omega_2$ 的以调波形。

$$f(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos(\omega_1 t) + \sum_n \bar{a}_n g(t - nT) \cos(\omega_2 t)$$



( $\bar{a}_n$  是  $a_n$  的反码)

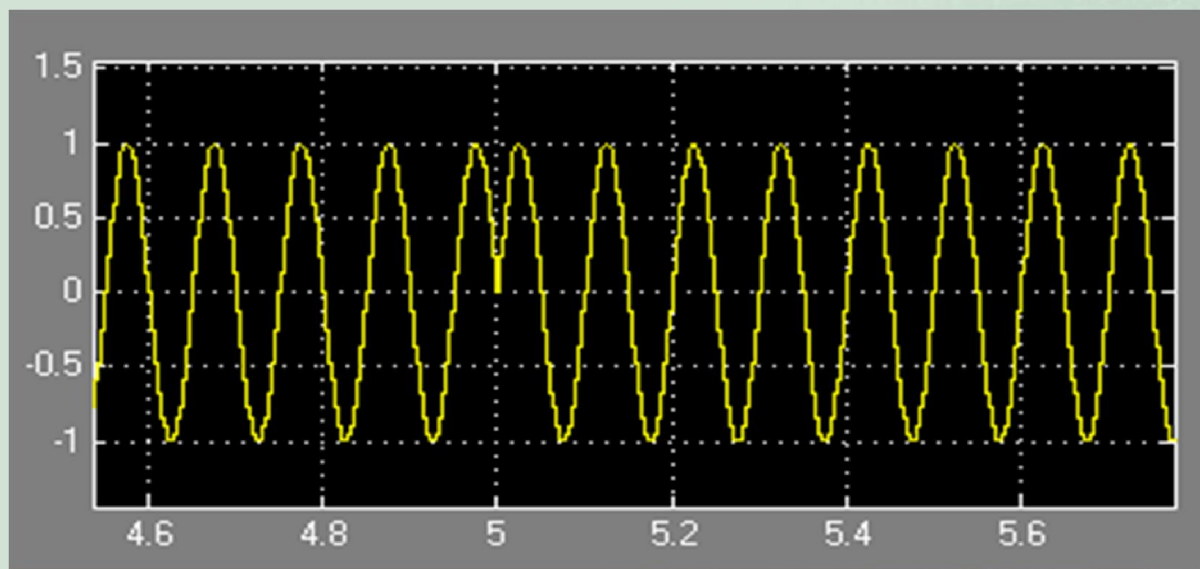
$$I(t) = 0; \quad Q(t) = m(t)$$

### 3、二进制相移键控信号（2PSK）

2PSK方式是键控的载波相位按基带脉冲序列的规律而改变的数字调制方式。

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos(\omega_c t)$$

( $a_n$ 取值为 $\pm 1$ ；发0时取1，发1时取-1)



4、

数字信息：

0 0 1 1 1 0 0 1 0 1

2PSK 相位：

0 0  $\pi$   $\pi$   $\pi$  0 0  $\pi$  0  $\pi$

2DPSK 相位：0(参考)

0 0  $\pi$  0  $\pi$   $\pi$   $\pi$  0 0  $\pi$

5、M进制数字频率调制 (MFSK)：MFSK 是FSK的直接推广！

$$s(t) = \sum_n g(t - nT) \cos(\omega_c t + \Delta\omega_m t)$$

式中， $\Delta\omega_m$  ( $m = 0, 1, \dots, M-1$ ) 是与 $a_n$ 相对应的载波角频率偏移



## 6、M进制数字振幅调制 (MASK)

MASK与ASK在调制方式上无本质的区别。

$$f(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos(\omega_c t)$$

$a_n$ 为信源给出的M进制电平。

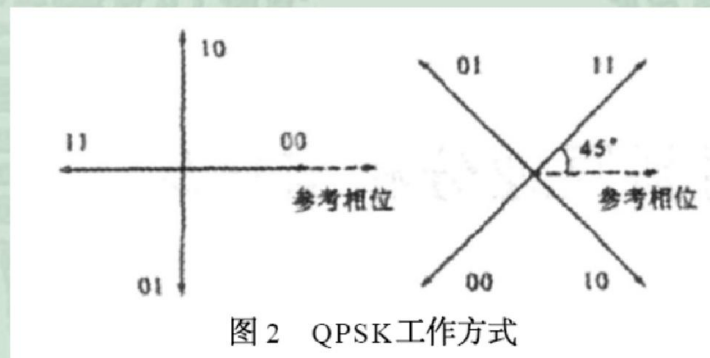
## 7、四进制数字相位调制 (QPSK)

$$s(t) = \sum_n g(t - nT) \cos(\omega_c t + \varphi_n)$$

$\varphi(n)$  是受信息控制的相位参数，它有四种可能的取值。对QPSK而言：

$$I(t) = \sum_n g(t - nT) \cos(\varphi_n)$$

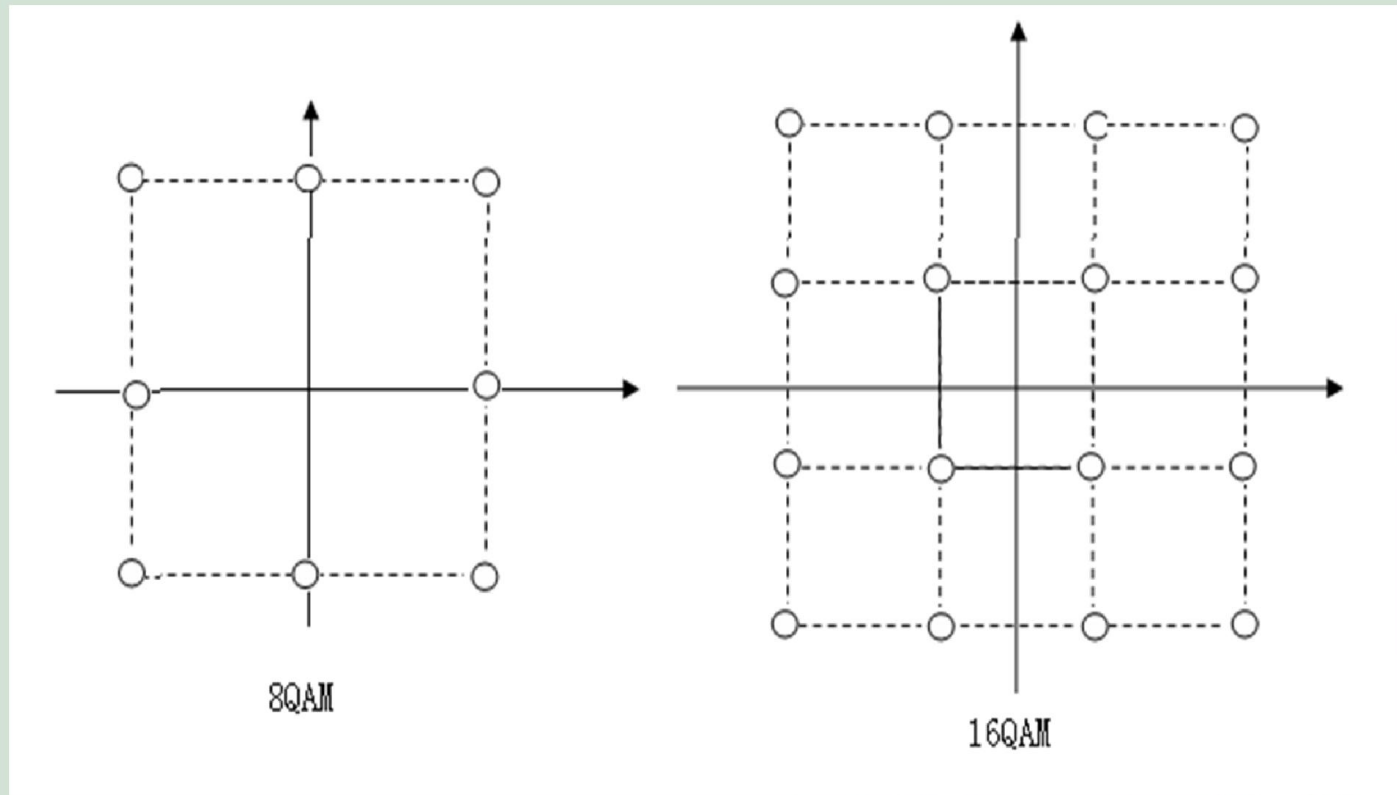
$$Q(t) = -\sum_n g(t - nT) \sin(\varphi_n)$$





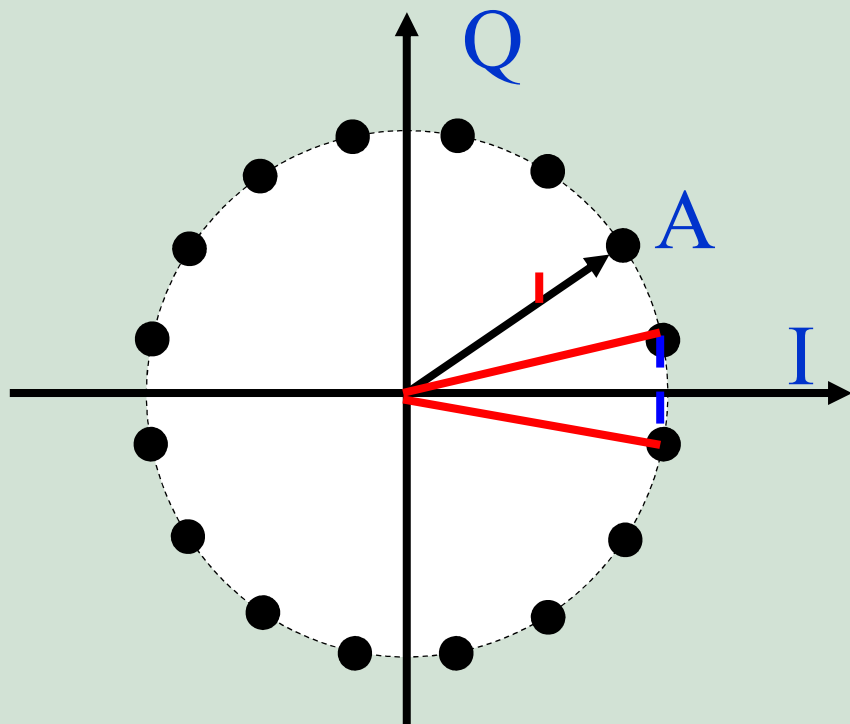
## 8、正交振幅调制（QAM）

QAM是一种多进制混合调幅调相的调制方式。通常用星座图可以直观的表达出来。

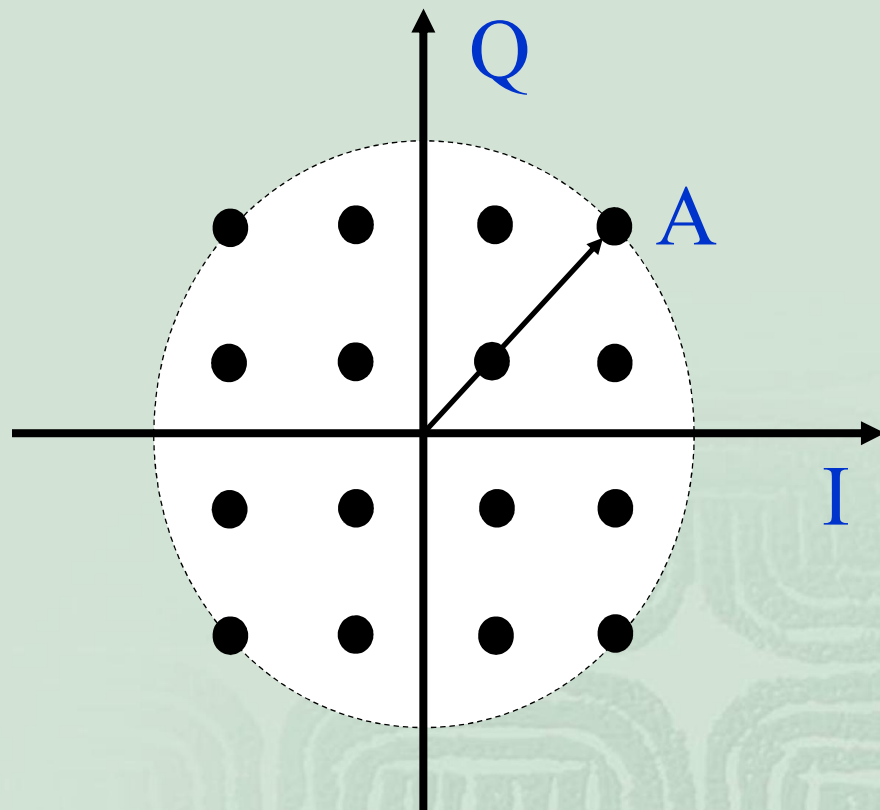


- **8QAM:** 8个点的相位各不相同，而振幅只有两种。
- 每两个相邻的信号，相位差 $45^\circ$ ，而且振幅也有差别；
- 振幅相同的信号，相位相差 $90^\circ$ 。
- **16QAM:**
- 12种相位，3种振幅

## QAM与PSK信号比较



- **16PSK:**
- 幅度相同
- 只是相邻的信号相位差 $22.5^\circ$



- **16QAM:**
- 12种相位，3种振幅；
- 抗误码能力远大于16PSK信号

QAM信号的数学表达式为:

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos(\omega_c t) - \sum_n b_n g(t - nT) \sin(\omega_c t)$$

只要令:  $I(t) = \sum_n a_n g(t - nT)$

$$Q(t) = \sum_n b_n g(t - nT)$$

就可以实现QAM信号了。



## 9. 最小移频键控 (MSK) 信号

MSK 信号是相位连续的移频键控的一种特例。其主要特点是包络恒定，带外辐射小，实现较简单，可用于移动通信中的数字传输。其数学表达式为：

$$S(t) = \sum_n \cos \left( \omega_c t + a_n \frac{\pi}{2T} t + \varphi_n \right) \quad (5.52)$$

式中， $T$ 为码元宽度， $a_n$ 为+1，-1， $\varphi_n$ 是第 $n$ 个码元的初始相位，并且有

$$\varphi_n = \begin{cases} \varphi_{n-1}, & a_n = a_{n-1} \text{ 时} \\ \varphi_n \pm n\pi, & a_n \neq a_{n-1} \text{ 时} \end{cases} \quad (5.53)$$

实际上，当输入符号为+1时，发送的角频率为：

$$\omega_c + \frac{\pi}{2T}$$

当输入符号为-1时，发送的角频率为：

$$\omega_c - \frac{\pi}{2T}$$

所以，输入符号为+1，-1时，发送的频率分别为  $f_c + \frac{1}{4T}$ ， $f_c - \frac{1}{4T}$ 。根据调制指数的定义：

$$h = \frac{\text{2倍的调制频偏}}{\text{数据速率}} \quad (5.54)$$

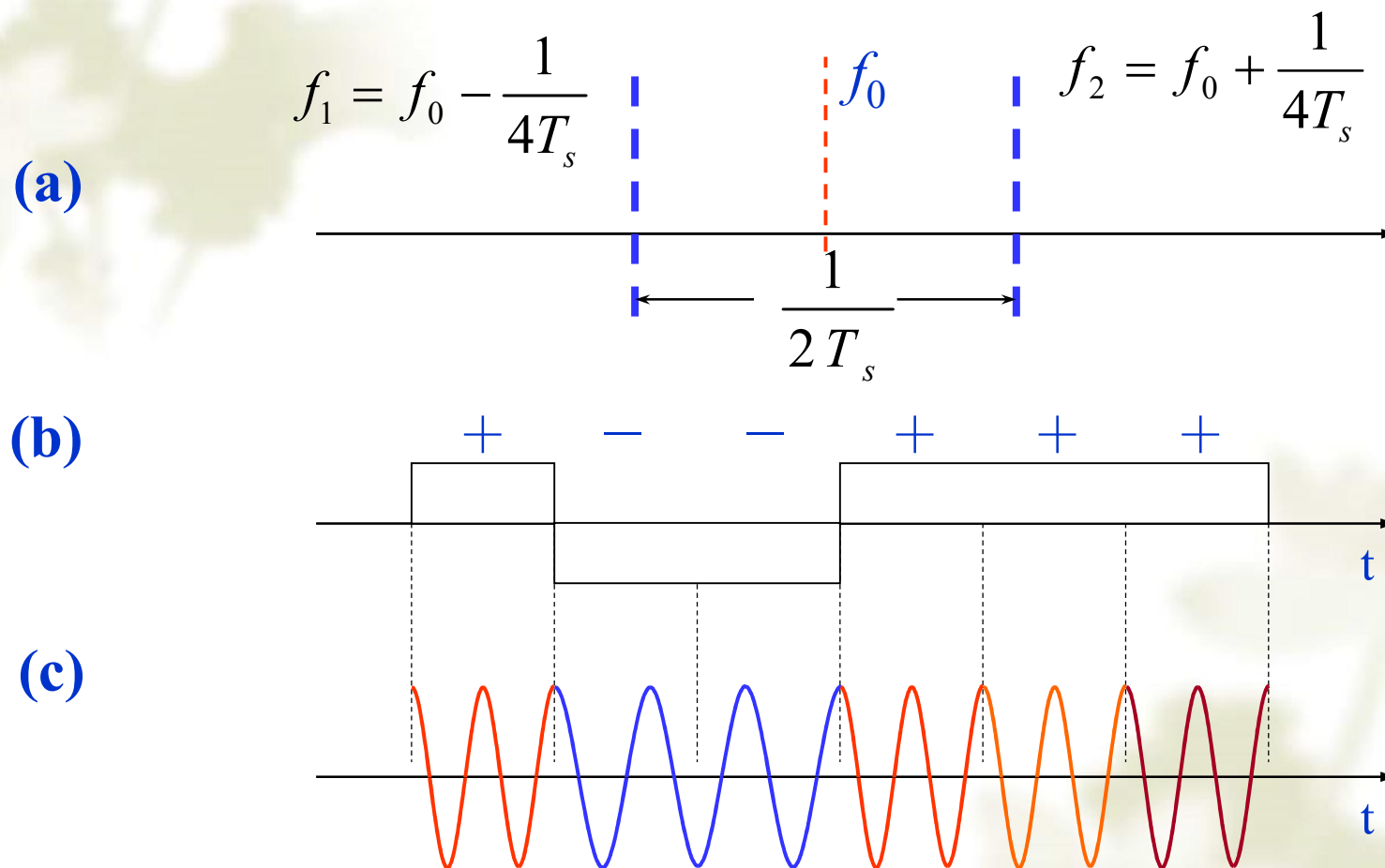
对于MSK就是：

$$h = \frac{2\left(\frac{1}{4T}\right)}{1/T} = 0.5 \quad (5.55)$$

时的一种特殊情况。上式也可以写为

$$h = \frac{\left(\omega_c + \frac{\pi}{2T}\right) - \left(\omega_c - \frac{\pi}{2T}\right)}{\frac{\pi}{2T}} = 0.5 \quad (5.56)$$

# ◆MSK的波形



## MSK信号的频率间隔与波形



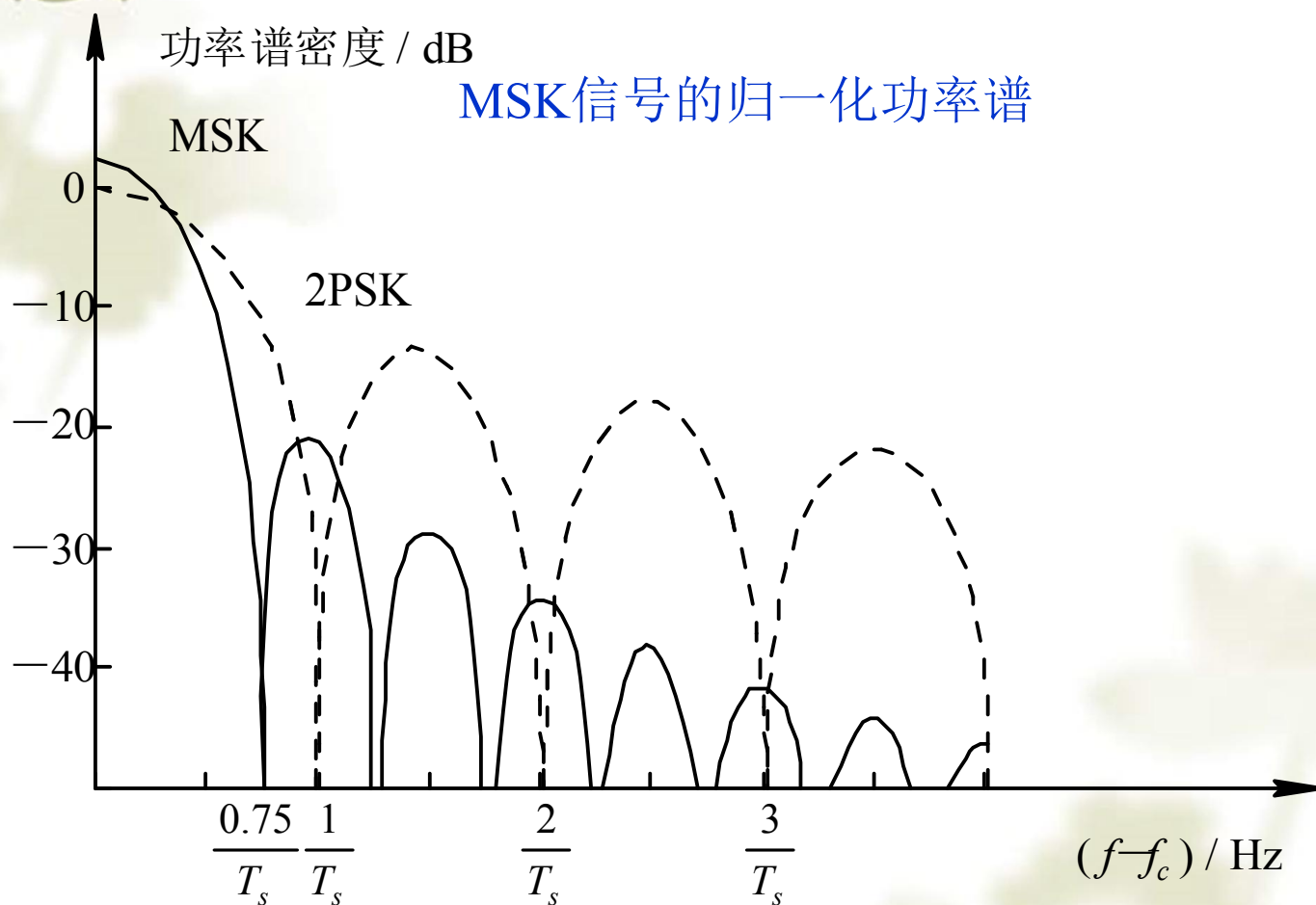
进一步：

$$\left[ \left( \omega_c + \frac{\pi}{2T} \right) - \left( \omega_c - \frac{\pi}{2T} \right) \right] = \frac{\pi}{T} \quad (5.57)$$

这表明，这两个频率在一个码元T时间末，刚好相差  $\pi$  。它们是相差半个周期的正弦波，产生的相差最大，同时码元在交替点保持相位连续。只要把数据进行适当的编码，同样可以利用调频的方法实现MSK信号的调制。

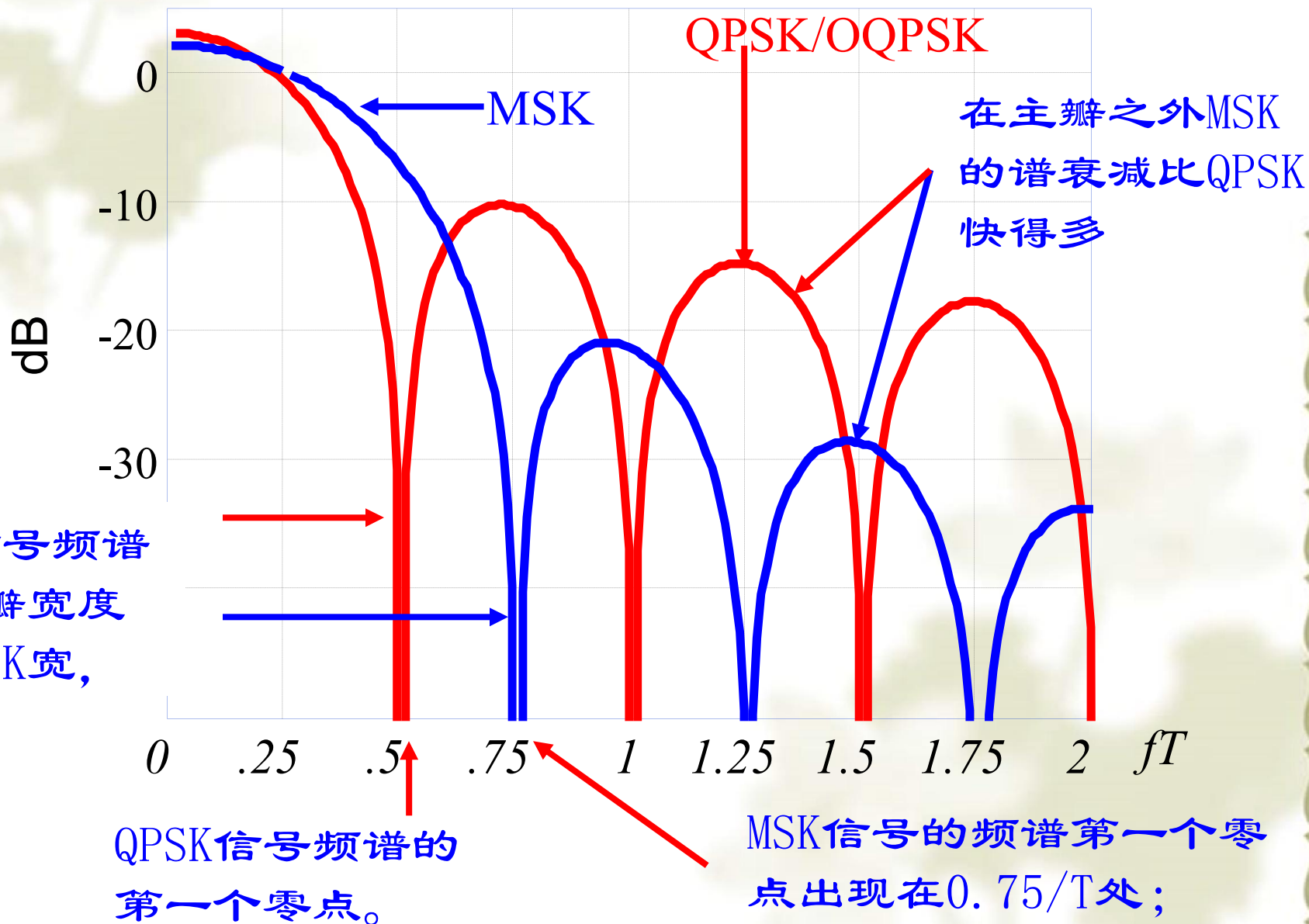
MSK的单边功率谱表示为：

$$P(f) = \frac{8T}{\pi^2 [1 - 16(f - f_c)^2 T^2]} \cos^2 [2\pi(f - f_c)T] \quad (5.58)$$

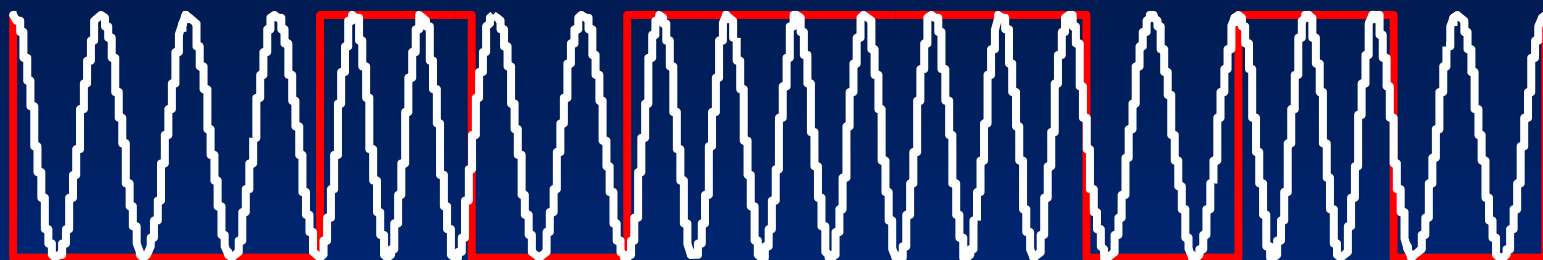


- 与**2PSK**信号相比，**MSK**信号的主瓣较窄，它的第一个零点出现在 **$0.75/T$** 处，且它的旁瓣要比**2PSK**信号低**20dB**左右。

## QPSK与MSK频谱比较



## • 总结



- (1) 已调信号包络恒定；
- (2) 在码元转换时刻信号的相位连续，附加相位在一个码元期间线性地变化 $\pm\pi/2$ ；
- (3) 是调频信号，频偏严格地等于 $\pm 1/4T$ ，相应调频指数  $h = 0.5$  为允许的最小值，所以称为最小移频键控 (MSK)。
- (4) 在一个码元期间 $T_s$ 内，信号应是四分之一载波周期的整数倍

## 10、GMSK信号

GMSK调制就是把输入数据经过高斯低通滤波器进行预调制滤波后，再进行MSK调制信号的数字调制方式。

这种信号具有恒复包络，功率谱集中，频谱较窄等特点。



## § 5.2 软件无线电解调算法

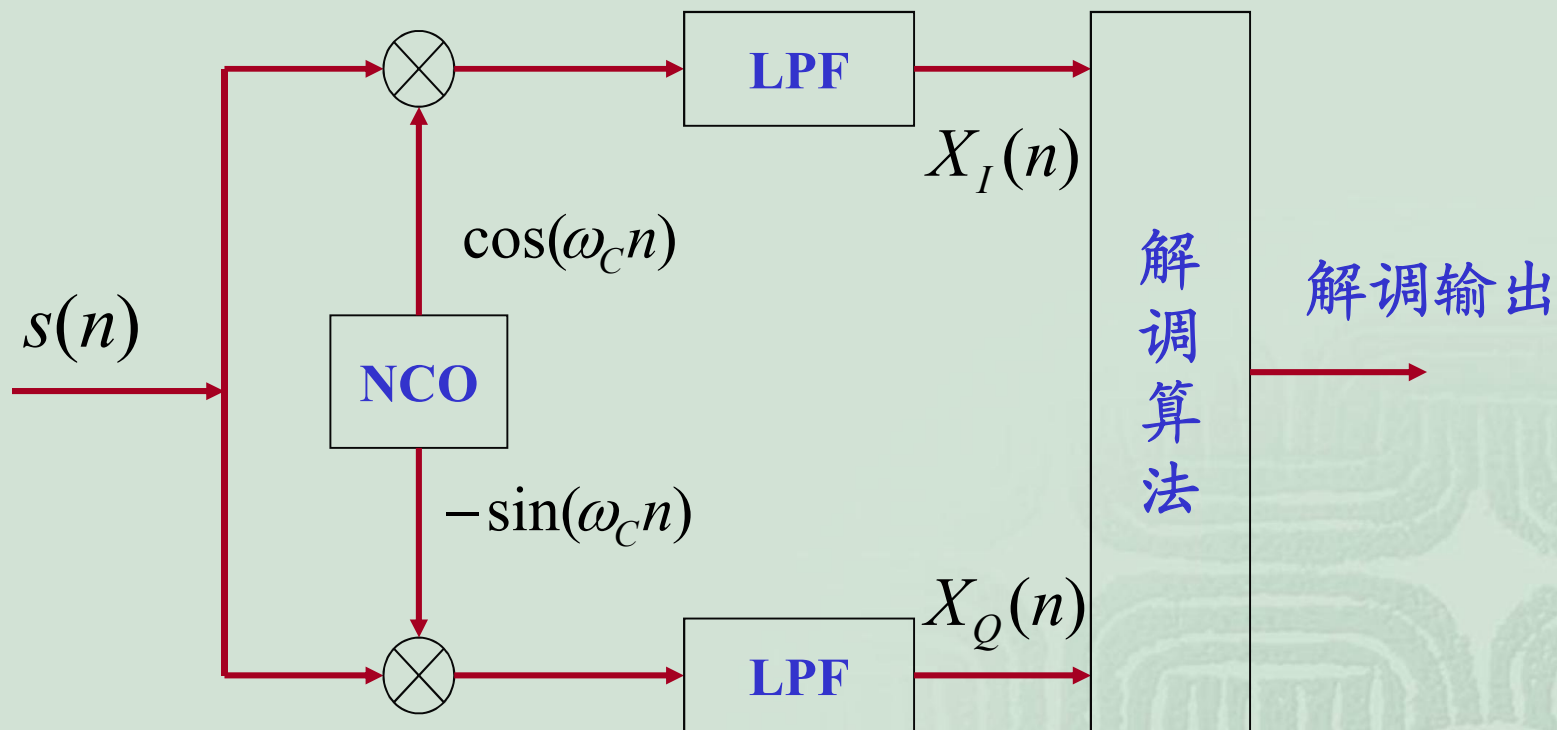
### 5.2.1 信号解调通用模型

软件无线电几乎所有的功能都靠软件来实现，解调也不例外。从理论上说，正交解调法可以对所有的样式进行解调，所以，在软件无线电中，选取了**数字正交解调法**。

根据以上思想，我们可以构建一个通用模型，通过加载不同的软件来实现对所有信号的解调。







数字正交解调的通用模型



尽管调制的样式多种多样，但实质上不外乎用调制信号去控制载波的某一个或者几个参数。因此，一般的已调信号都可以表示成：

$$s(n) = A(n) \cos[\omega_c n + \phi(n)]$$

的形式。

通过对上式的分解，我们可以得到：

$$\begin{aligned} s(n) = & A(n) \cos(\omega_c n) \cos[\phi(n)] \\ & - A(n) \sin(\omega_c n) \sin[\phi(n)] \end{aligned}$$

令：

$$X_I(n) = A(n) \cos[\phi(n)]$$

$$X_Q(n) = A(n) \sin[\phi(n)]$$



则  $s(n)$  可以表示成:

$$s(n) = X_I(n) \cos[\phi(n)] - X_Q(n) \sin[\phi(n)]$$

显然,  $X_I(n)$  为同相分量,  $X_Q(n)$  为正交分量。

因此, 解调的关键是求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$ , 因为信号信息都包含在里面了。

∞ 载频同步

∞ 载波相位同步

∞ 码流频率同步

∞ I/Q提取基带信号



知道了  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$ ，我们可以对各式各样的信号进行解调。总的说来，信号的调制方式包含在一下三大类中：

调幅（AM）调制

调相（PM）调制

调频（FM）调制

针对信号的调制方式，我们可以这样来解调：



## 1. AM类

$$A(n) = \sqrt{[X_I(n)]^2 + [X_Q(n)]^2}$$

## 2. PM类

$$\phi(n) = \arctg\left[\frac{X_Q(n)}{X_I(n)}\right]$$

注意不同区间的取值范围

## 3. FM类

$$f(n) = \arctg\left[\frac{X_Q(n)}{X_I(n)}\right] - \arctg\left[\frac{X_Q(n-1)}{X_I(n-1)}\right]$$



在调相类与调频类的解调中，对  $\phi(n)$  的计算时要进行除法与反正切运算，这对非专用的数字处理器来说是比较复杂的。因此，我们不得不寻求其他的方法来解决这个问题。

$$\begin{aligned} f(n) &= \phi'(n) \\ &= \frac{X_I(n)X'_Q(n) - X'_I(n)X_Q(n)}{X_I^2(n) + X_Q^2(n)} \\ &\approx X_I(n)X'_Q(n) - X'_I(n)X_Q(n) \\ &= X_I(n)[X_Q(n) - X_Q(n-1)] - X_Q(n)[X_I(n) - X_I(n-1)] \\ &= X_I(n-1)X_Q(n) - X_Q(n-1)X_I(n) \end{aligned}$$





## 5.2.2 模拟信号解调算法

### 1. AM解调

解调方法:

$$S(n) = A(n) \cos(\omega_c n + \phi_0)$$

(1) 根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

$$X_I(n) = A(n) \cos(\phi_0)$$

$$X_Q(n) = A(n) \sin(\phi_0)$$

(2) 按照调幅类解调方法求出  $A(n)$

$$\sqrt{X_I^2(n) + X_Q^2(n)} = A(n)$$



3) 在AM调制中,  $A(n) = A_0 + m(n)$  ( $m(n)$ 为调制信号) 所以, 只需减去一个常数, 就能得到调制信号  $m(n)$

由于一些原因, 本地载波和信号载波并不能够严格地同频同相, 但是, 因为正弦和余弦的平方和恒等于1, 所以, 这种“失配”并不影响我们的解调。



- 这种方法，具有较强的抗载频失配能力，即本地载波与信号载波之间允许一定的频率偏差。当由于传输信道或其他一些原因而造成本地载波与信号的载波之间存在频差和相差时，同相分量和正交分量可表示为：

$$X_I(n) = A(n) \cos[\Delta\omega(n)n + \Delta\phi(n)]$$

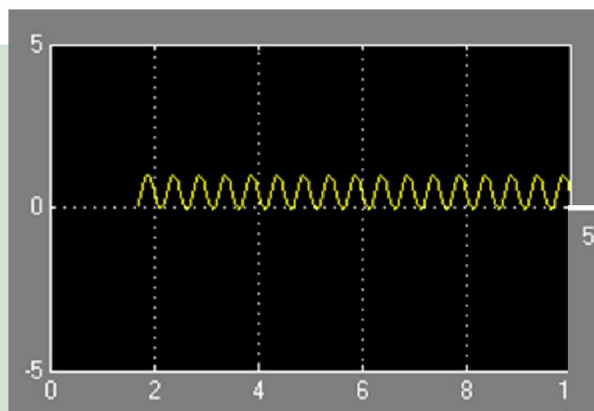
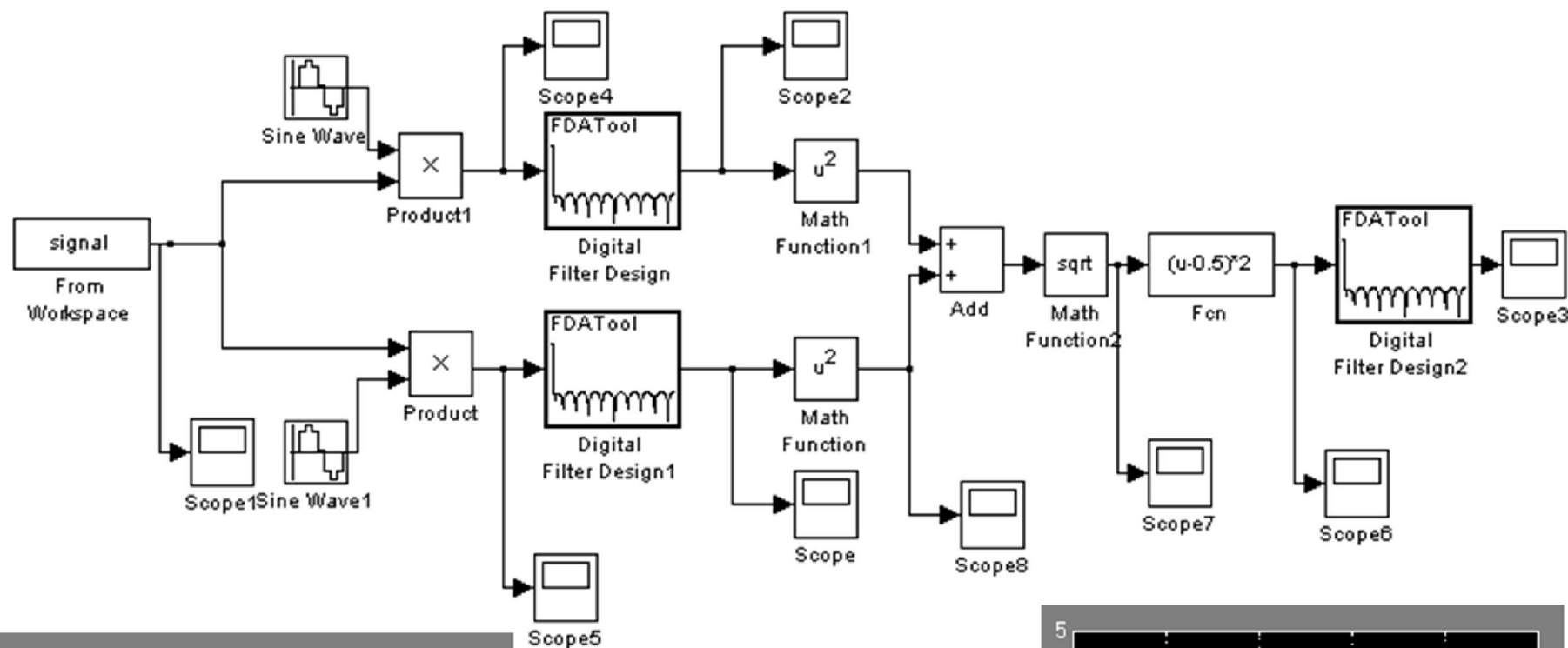
$$X_Q(n) = A(n) \sin[\Delta\omega(n)n + \Delta\phi(n)]$$

- 式中： $\Delta\omega = \omega_c - \omega_{L0}$ ； $\Delta\phi = \phi_0 - \phi_{L0}$ ； $\Delta\omega(n), \Delta\phi(n)$  表示差频和差相可以是常量也可以是随机变量。 $\omega_{L0}$ 为本地载波的角频率； $\phi_{L0}$ 为本地载波的初始相位。

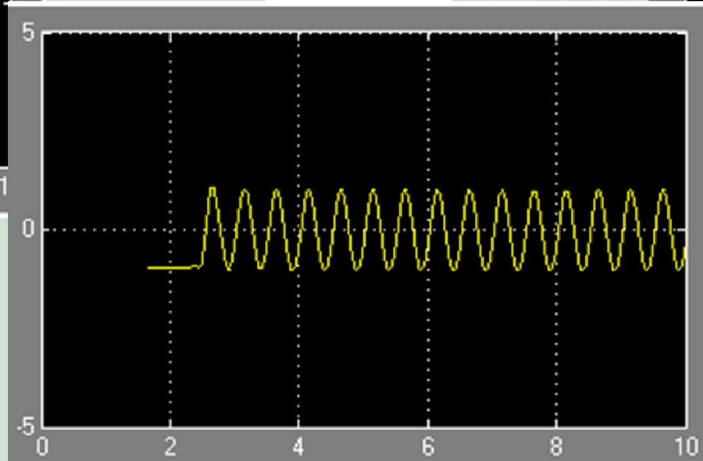
- 对同相与正交分量平方之和开方：

$$\sqrt{X_I^2(n) + X_Q^2(n)} = A_0 + m(n) \quad (5-71)$$

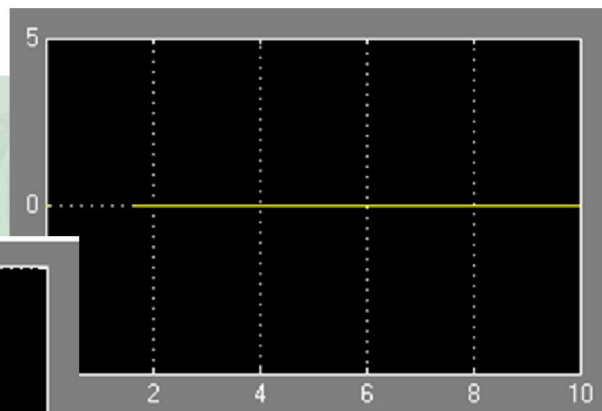
- 所以，**AM**信号用正交解调算法解调时，不要求载频严格的同频同相。从以上分析过程中可知，理论上失配可以任意大，但由于失配时，同相和正交分量相当于调制在以失配频率为载频的载波上，失配严重时，信号会超出数字信道而发生失真。当然，这种现象一般是不会发生的，因为，即使是对未知载波频率的信号进行接收解调时，载频估计频率差不会超过**50Hz**。



同相分量



解调输出



正交分量

## 2. DSB解调（调幅类） $S(n) = m(n)\cos(\omega_c n)$

（1）根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

$$X_I(n) = m(n)$$

$$X_Q(n) = 0$$

（2）按照调幅类解调方法求出  $A(n)$

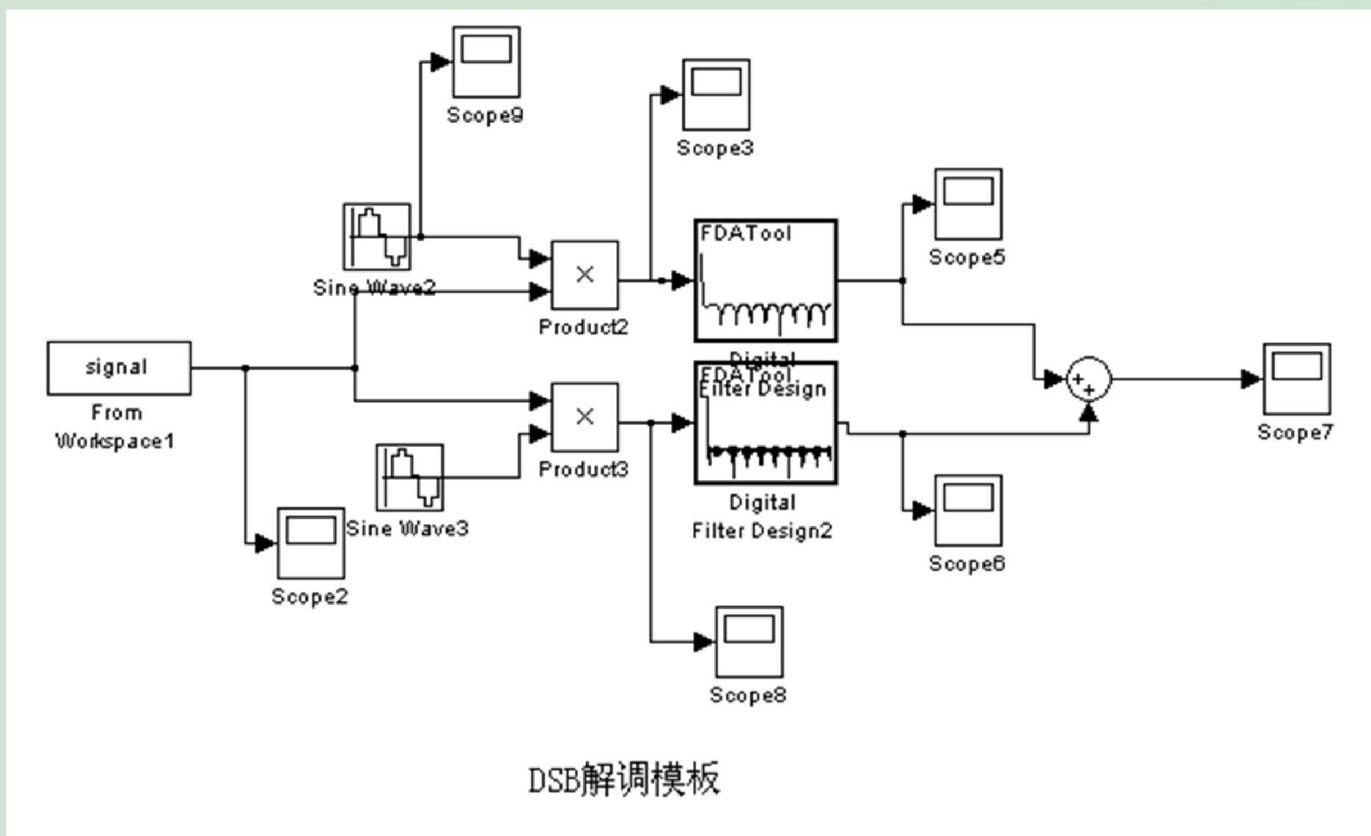
$$\sqrt{X_I^2(n) + X_Q^2(n)} = A(n)$$

（3）在DSB调制中， $A(n)$ 就是调制信号  $m(n)$





- **DSB信号解调时要求本地载频与信号载频同相，**  
此时，同相分量的输出就是解调信号。就不必再  
进行上述第二步的运算。同频同相本地载波的提  
取，可以利用数字科斯塔斯环获得。



### 3. SSB解调（调幅类）

方法1：通用解调模型

1) 根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

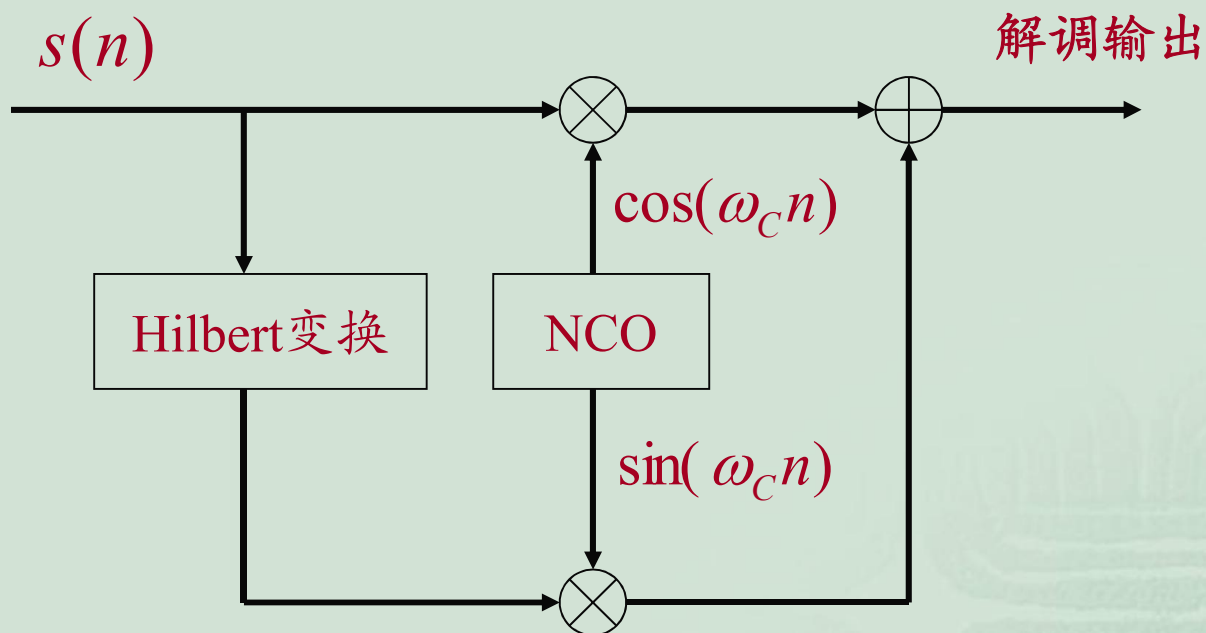
$$X_I(n) = m(n)$$

$$X_Q(n) = \pm \hat{m}(n)$$

2) 由SSB表达式可知， $X_I(n)$ 就是调制信号 $m(n)$



## ■ SSB解调方法二:



- 该方法主要利用了Hilbert变换的性质，即：

$$H[m(n) \cos(\omega_c n)] = m(n) \sin(\omega_c n)$$

$$H[m(n) \sin(\omega_c n)] = m(n) \cos(\omega_c n)$$



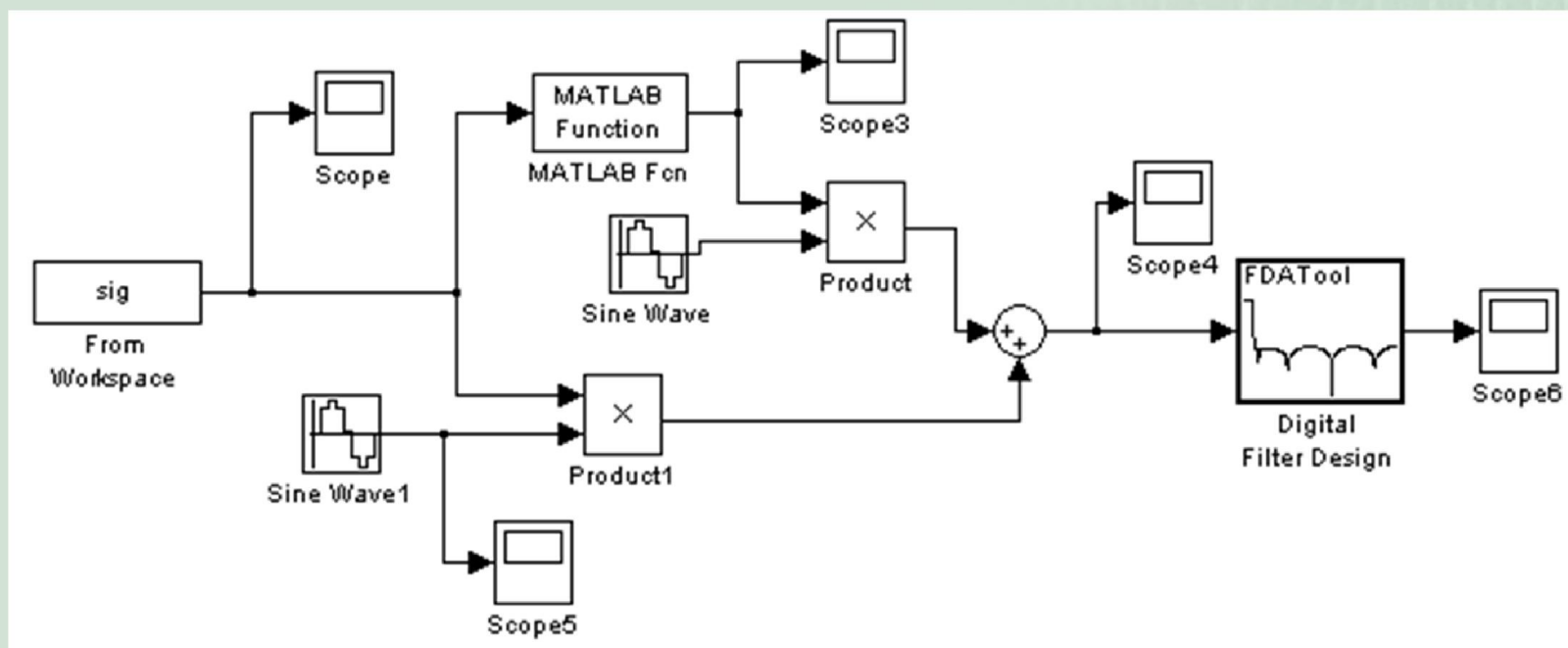
- 按照上图的运算过程有：

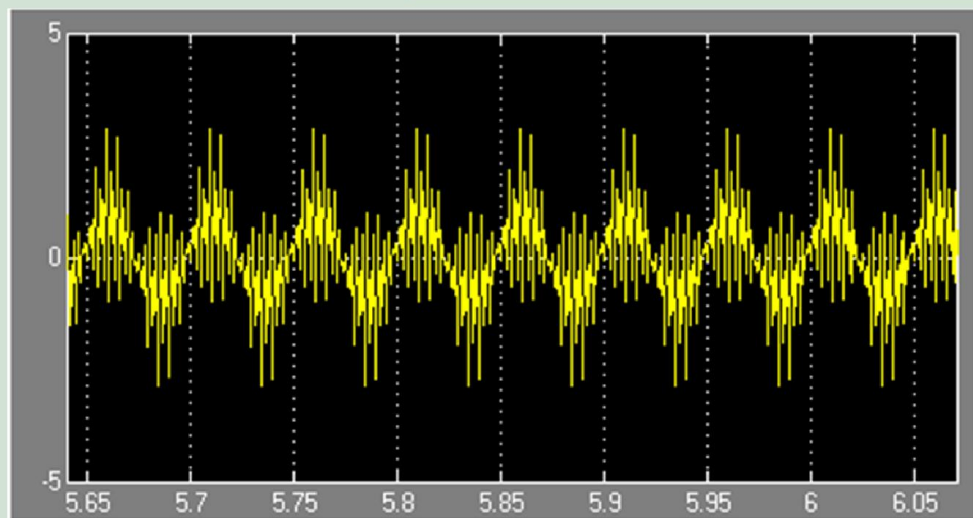
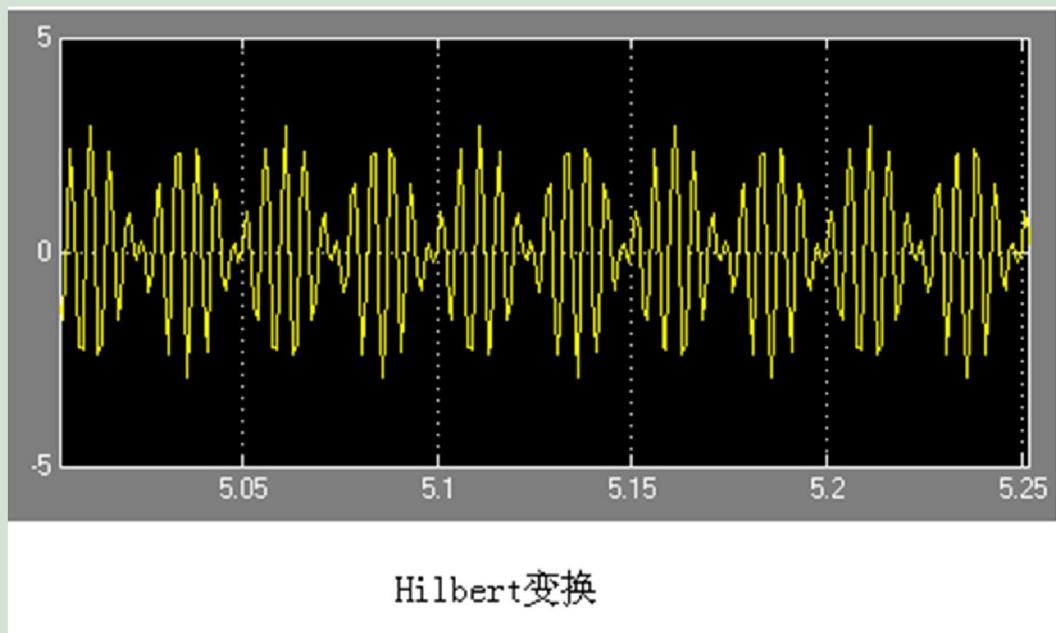
$$s(n)\cos(\omega_c n) + \hat{s}(n)\sin(\omega_c n)$$

$$= m(n)\cos^2(\omega_c n) + m(n)\sin^2(\omega_c n)$$

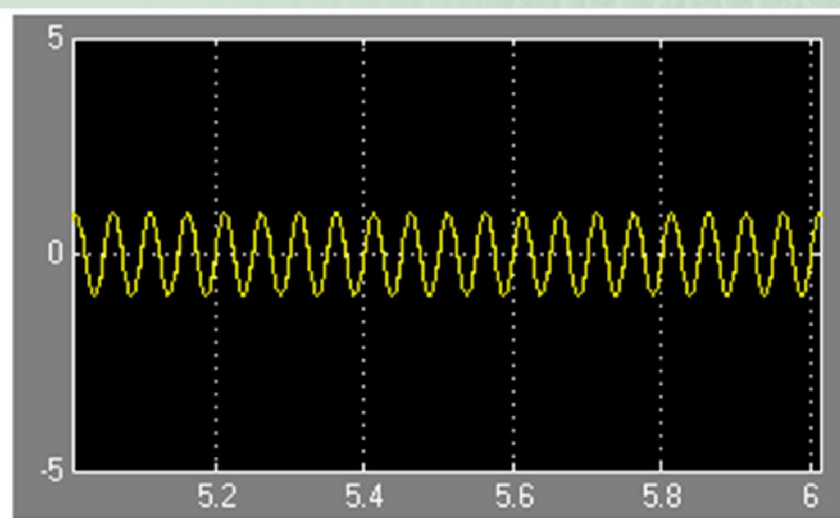
$$= m(n)$$

所以，经上述运算就可以解调出调制信号





滤波前



滤波输出

## 4. FM解调

(1) 根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

$$\text{同相分量: } X_I(n) = A_0 \cos(k \sum m(n) + \phi_0)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = A_0 \sin(k \sum m(n) + \phi_0)$$

(2) 按照调频类解调方法求出  $f(n)$

$$\phi(n) = \arctg \left[ \frac{X_Q}{X_I} \right] = k \sum m(n) + \phi_0$$

$$f(n) = \phi(n) - \phi(n-1) = km(n)$$



3) 可以看出，在FM中， $f(n)$ 就是调制信号 $m(n)$ 乘上一个系数。同AM信号一样，FM信号用正交解调方法解调时，有较强的抗载频失配能力。当本地载频与信号载频存在频差和相差时，同相分量和正交分量可以表示为：

$$X_I(n) = A_0 \cos(k \sum m(n) + \Delta\phi + \Delta\omega n)$$

$$X_Q(n) = A_0 \sin(k \sum m(n) + \Delta\phi + \Delta\omega n)$$



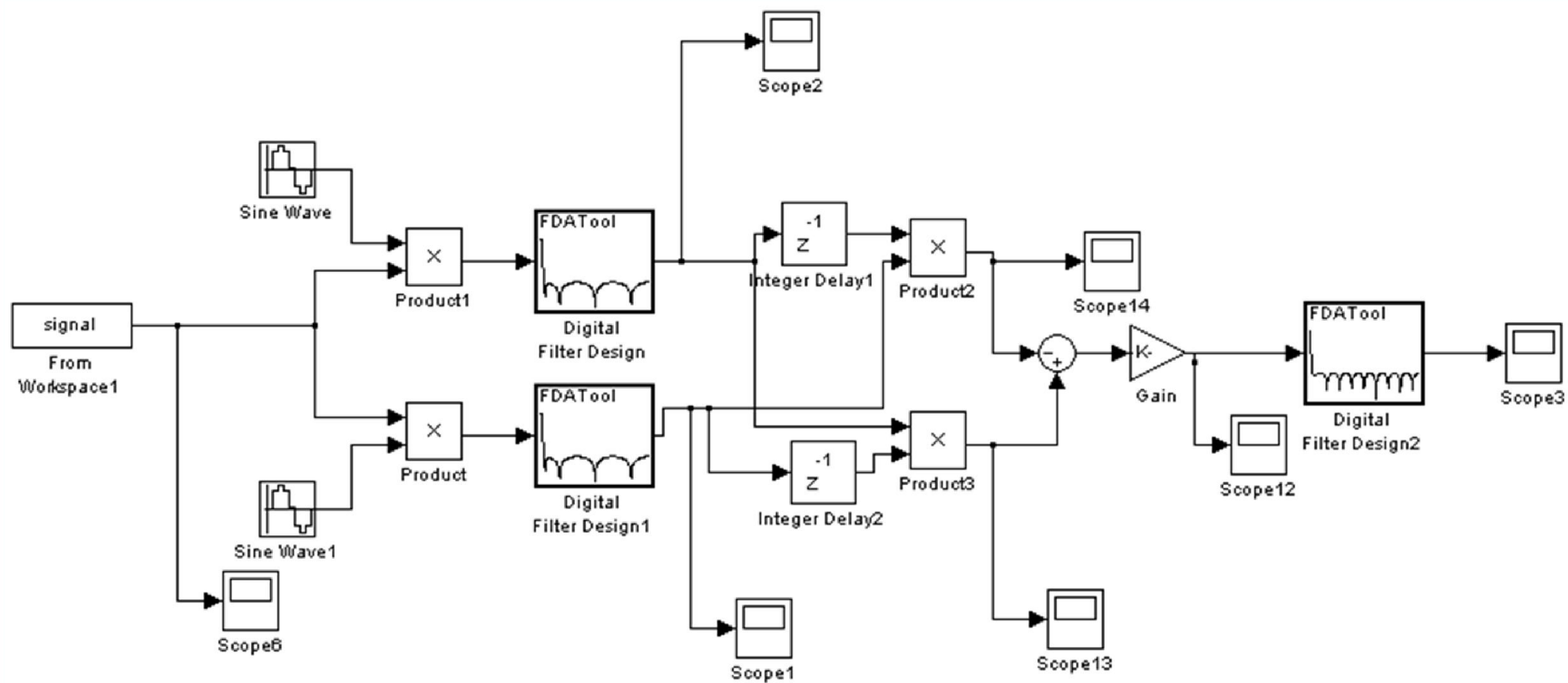


同样对正交与同相分量之比值进行反切及差分运算，就可以得到：

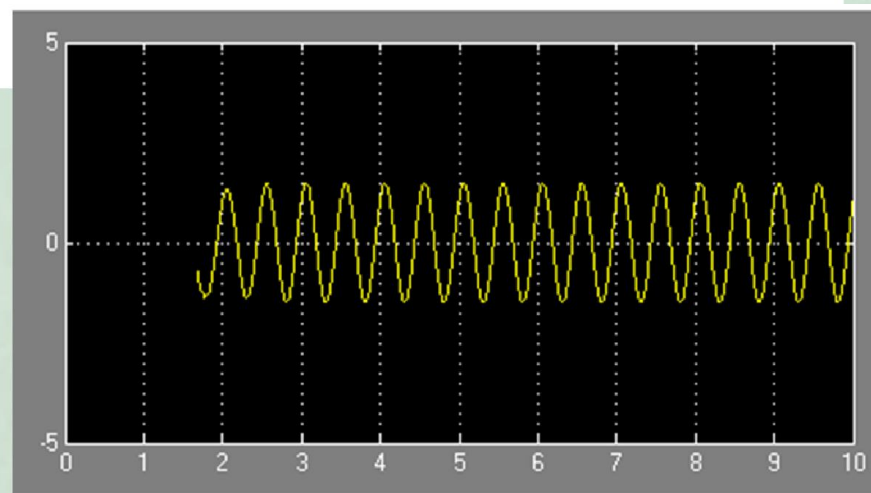
$$\begin{aligned}\phi(n) &= \arctg \left[ \frac{X_Q(n)}{X_I(n)} \right] - \arctg \left[ \frac{X_Q(n-1)}{X_I(n-1)} \right] \\ &= [k \sum m(n) + \Delta\phi + \Delta\omega n] \\ &\quad - [k \sum m(n-1) + \Delta\phi + \Delta\omega(n-1)] \\ &= km(n) + \Delta\omega\end{aligned}$$

由此可见，当载波失配和差相是常量时，解调输出只不过增加了一个直流分量  $\Delta\omega$ ，减去该分量，就可以得到解调信号。





FM解调模板



解调输出

## 5.2.3 数字调制信号的算法

### 1. ASK解调

(1) 根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \cos(\phi_0)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \sin(\phi_0)$$

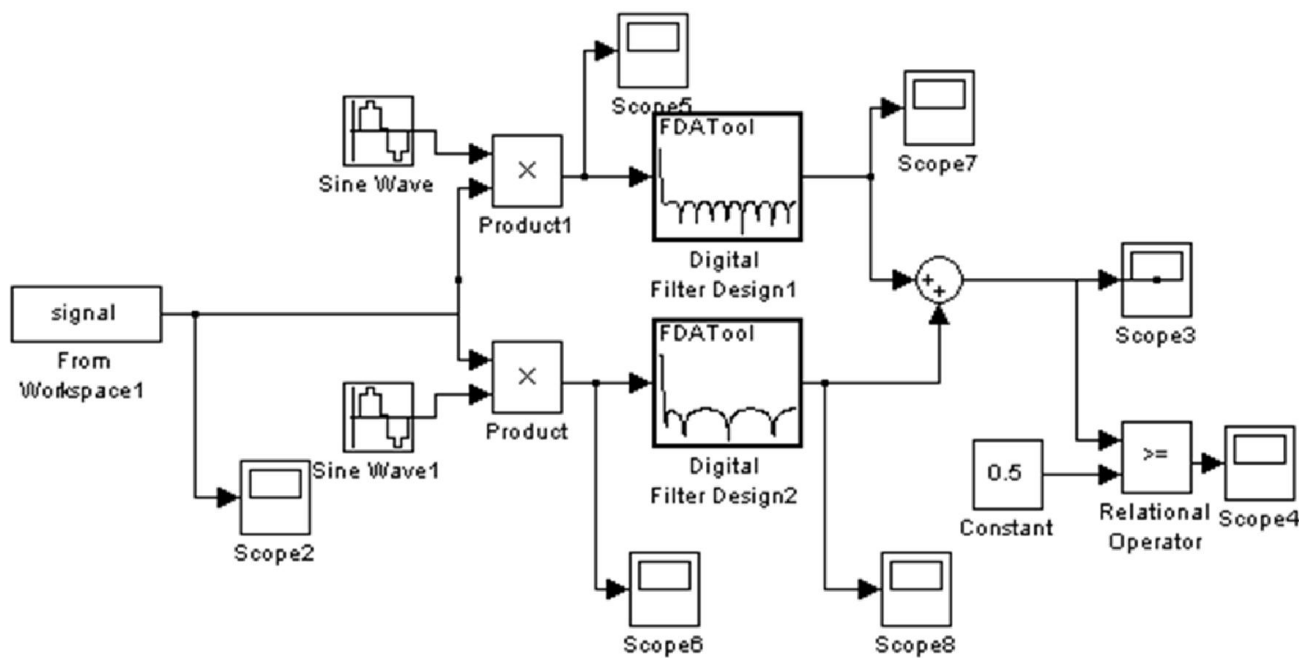
(2) 按照调幅类解调方法求出  $A(n)$

$$A(n) = \sqrt{X_I^2(n) + X_Q^2(n)} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m)$$

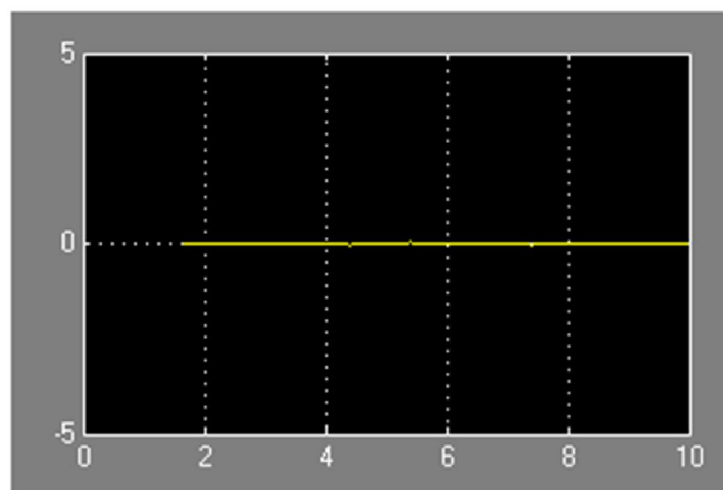


(3) 对于ASK信号,只需要**抽样判决**,就可以得到调制码元  $a_m$  。

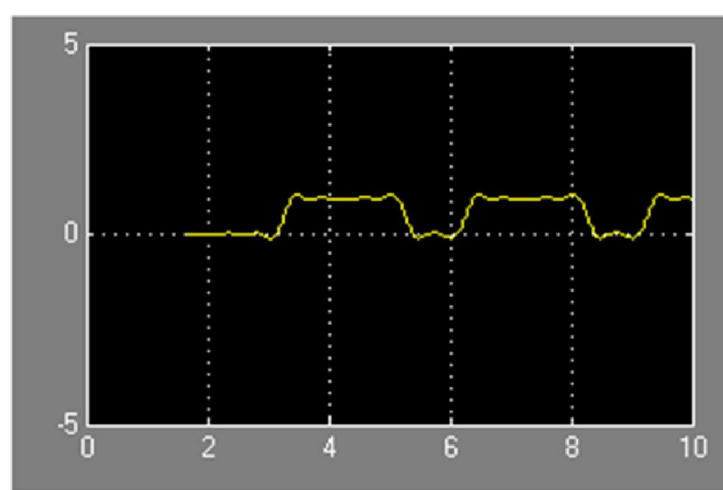
ASK信号的正交解调性能和AM一样,具有较强的抗载频失配能力。(MASK信号的解调方法与ASK一样,只是需要进行**多电平门限判决**)



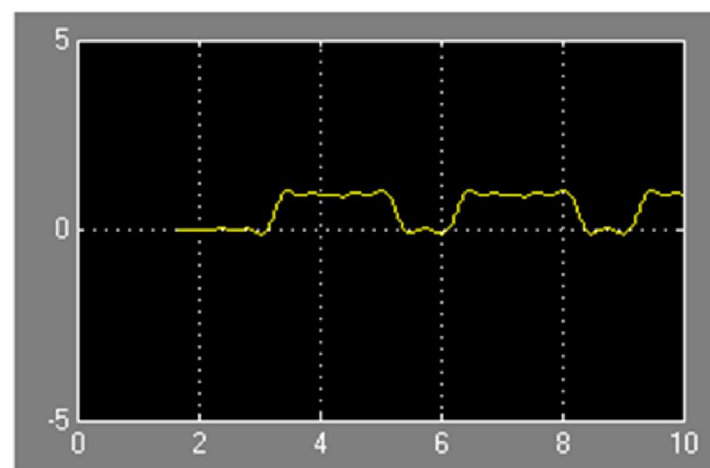
OOK解调模板



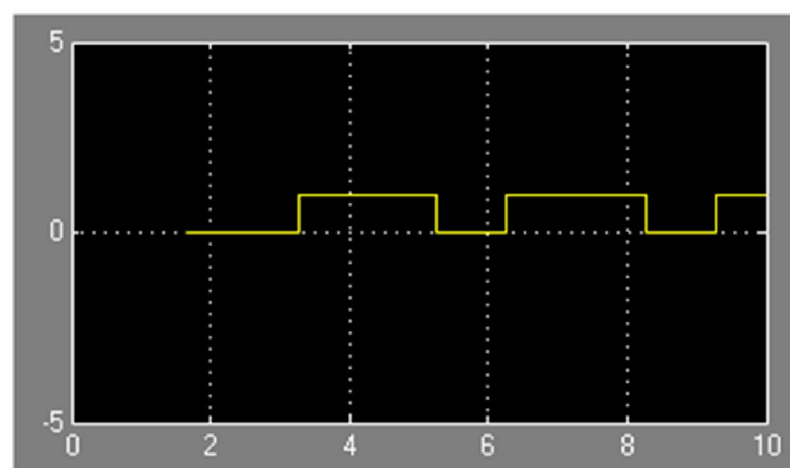
同相分量



正交分量



解调波形



判决输出

## 2. FSK解调

(1) 根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos(a_m \Delta \omega n)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \sin(a_m \Delta \omega n)$$

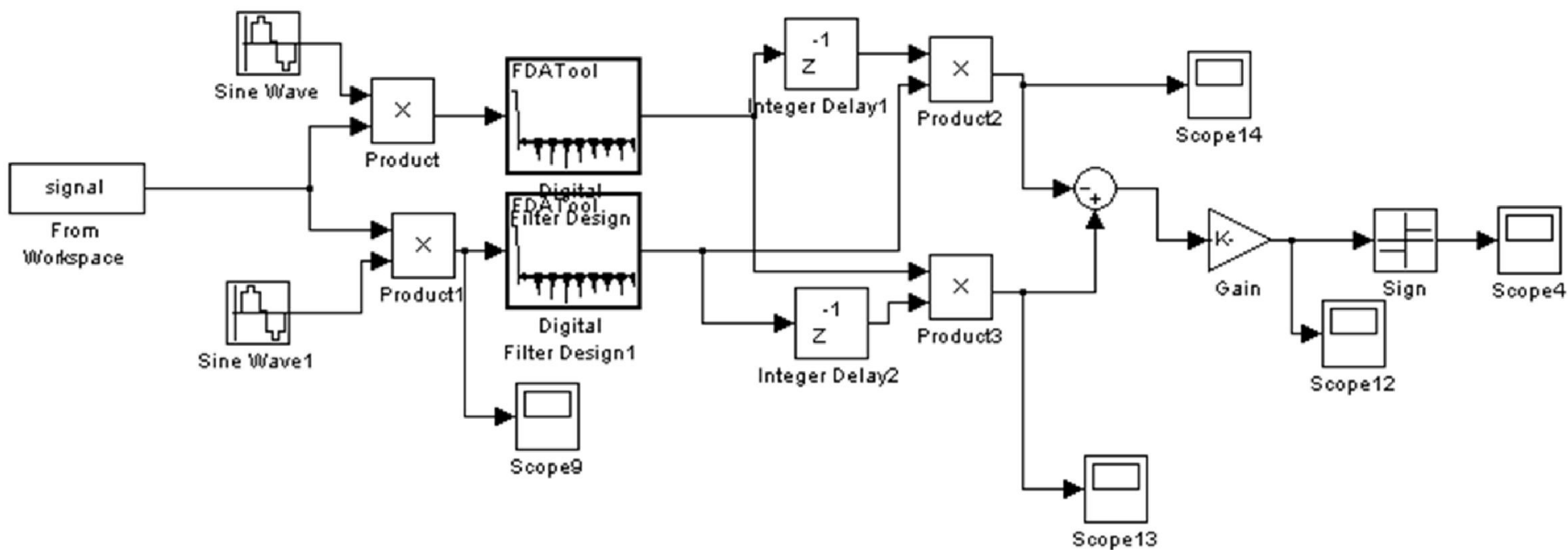
(2) 按照调频类解调方法求出  $f(n)$

$$\begin{aligned} f(n) &= \arctg\left[\frac{X_Q(n)}{X_I(n)}\right] - \arctg\left[\frac{X_Q(n-1)}{X_I(n-1)}\right] \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} g(n-m) a_m \Delta \omega \end{aligned}$$



(3) 对FSK信号，在计算出瞬时频率 $f(n)$ 后，对 $f(n)$ 经抽样门限判决，即可得到调制信号 $a_m$ 。

( MFSK信号的解调方法与FSK一样,只是需要进行多电平门限判决 )



FSK解调模板



### 3. MSK解调

(1) 根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos\left(\frac{\pi}{2T} a_m n + X_m\right)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \sin\left(\frac{\pi}{2T} a_m n + X_m\right)$$

(2) 按照调频类解调方法求出  $f(n)$

$$f(n) = \arctg\left[\frac{X_Q(n)}{X_I(n)}\right] - \arctg\left[\frac{X_Q(n-1)}{X_I(n-1)}\right]$$

$$f(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left( \frac{\pi}{2T} a_m + X'_m \right)$$

(3) 抽样判决, 恢复码元



## ■ GMSK解调

GMSK信号与MSK信号相比，仅对输入数据多加了一个预调制滤波器。因此，可按MSK信号那样解调后，再经一个滤波器：

$$H(\omega) = 1/G(\omega)$$

( $G(\omega)$ 为预调制滤波器频率响应)，即可求得码元。

## ■ 正弦频移键控信号（SFSK）解调

信号表达式：

$$S(n) = A_0 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \cos \left\{ \omega_c n + a_m \left[ \frac{\pi}{2T} n - \frac{1}{4} \sin \left( \frac{2\pi}{T} n \right) \right] \right\}$$

SFSK信号解调方法同MSK,对信号进行正交分解后,按照式(5-85)计算瞬时频率。在计算出瞬时频率 $f(n)$ 后,对 $f(n)$ 抽样判决,即可恢复出码元。

## 4. PSK解调

(1) 根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos(\phi_m)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \sin(\phi_m)$$

(2) 按照调相类解调方法求出

$$\phi(n) = \arctg\left[\frac{X_Q(n)}{X_I(n)}\right] = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [g(n-m)\phi_m]$$



(3) 对PSK信号，计算出瞬时相位 $\phi(n)$ 后，对 $\phi(n)$ 进行抽样判决，即可得到调制信号 $\phi_m$ 。

【注意】在解调时，需要本地载波与信号载波严格的同频同相，才能计算出 $\phi(n)$ ，同频同相可由数字科斯塔斯环获得。

(MPSK信号的解调方法与PSK类似)



## 5. QPSK信号解调

方法一:

将QPSK可以看成两个BPSK信号的组合。

$$S(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \cos(\omega_c n) + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m g(n-m) \sin(\omega_c n)$$

(1) 根据通用模型求出 $X_I(n)$ 与  $X_Q(n)$

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m g(n-m)$$



(2) 分别对 $X_I(n)$ 与 $X_Q(n)$ 进行抽样判决, 即可恢复出并行数据。

(3) 并串转换, 得到调制信号

(OQPSK信号的解调与QPSK类似)



# QPSK信号解调

## ■ 方法二:

QPSK的一般表达式为:

$$S(n) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g(t-nT) \cos(\omega_c n + \varphi_n)$$

(1) 正交分解可得:

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g(t-nT) \cos(\varphi_n)$$

$$Q(t) = - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g(t-nT) \sin(\varphi_n)$$





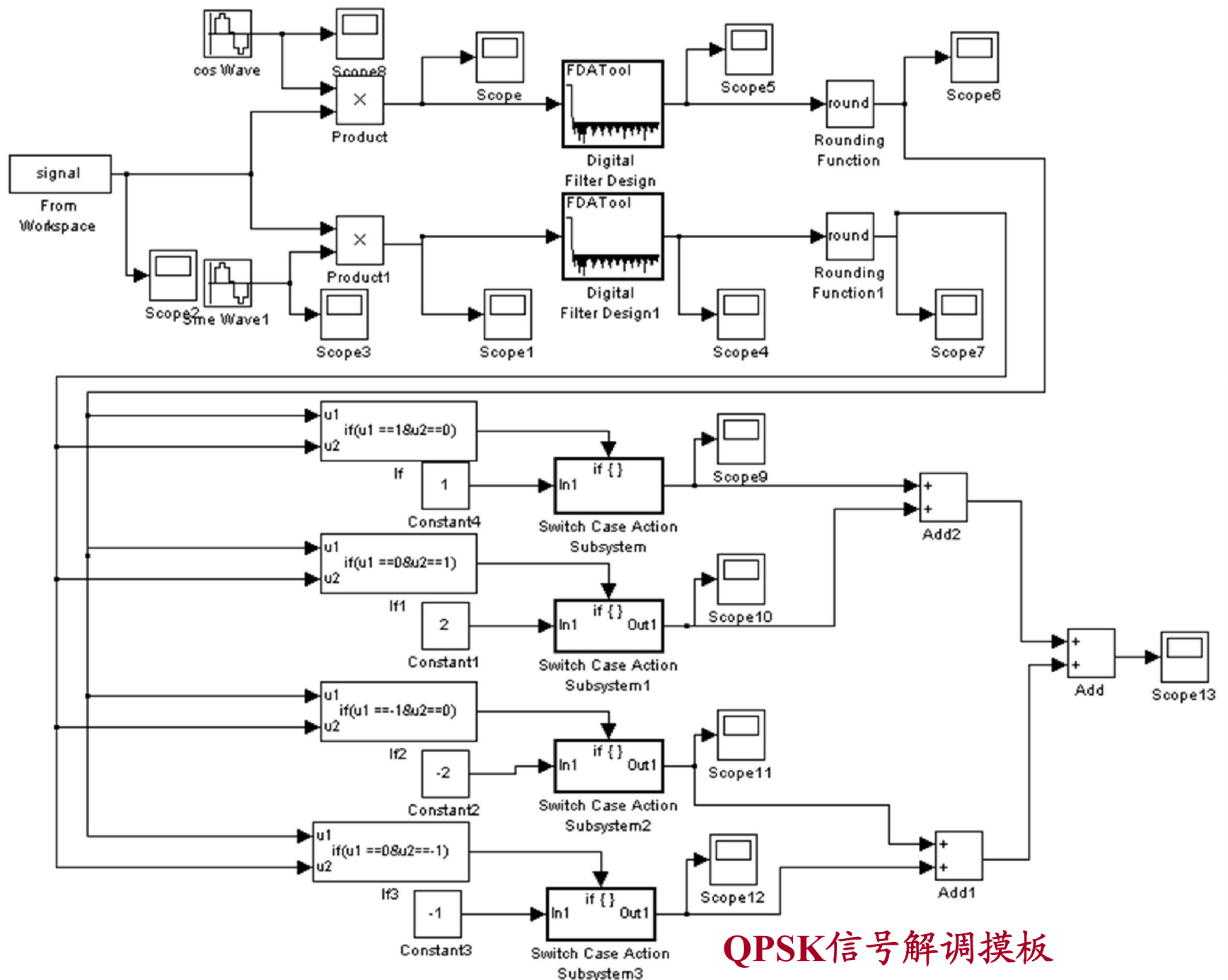
(2) 计算出  $\varphi_n$ ，并算出  $\Delta\varphi$  的值

$$\Delta\varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1}$$

(3) 根据  $\Delta\varphi$  的值查表

$\Delta\varphi$	$0^\circ$	$90^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$
编码	00	01	10	11





**QPSK信号解调模板**

## 6. 正交振幅调制 (QAM) 解调

(1) 根据通用模型求出  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m g(n-m)$$

(2) 分别对  $X_I(n)$  与  $X_Q(n)$  进行抽样判决, 即可恢复出并行数据。

(3) 并串转换, 得到调制信号



- 以上利用正交解调方法，实现了对**AM、DSB、LSB、USB、FM、ASK、PSK、MASK、MFSK、MPSK、MSK、GMSK、QAM、CW**等通信信号的解调。在软件无线电具体实现各种解调算法时，可用各自的**解调子程序**实现，然后，用**标准的参数接口**进行调用，以尽量符合软件无线电的软件结构形式。

