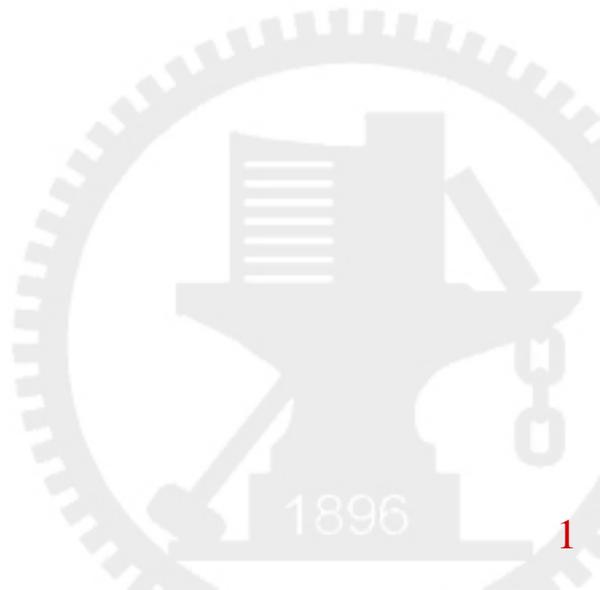


# 第三章 调制和解调

- 3.1 什么是调制和解调
- 3.2 模拟调制
- 3.3 数字调制的基本概念
- 3.4 二元数字调制
- 3.5 正交幅度调制
- 3.6 调制方式的功率有效性



# 3.1 什么是调制和解调

**调制**——把**基带信号**加载到正弦**载波**的过程，得到**已调信号**

**解调**——从调制信号中恢复出基带信号的过程

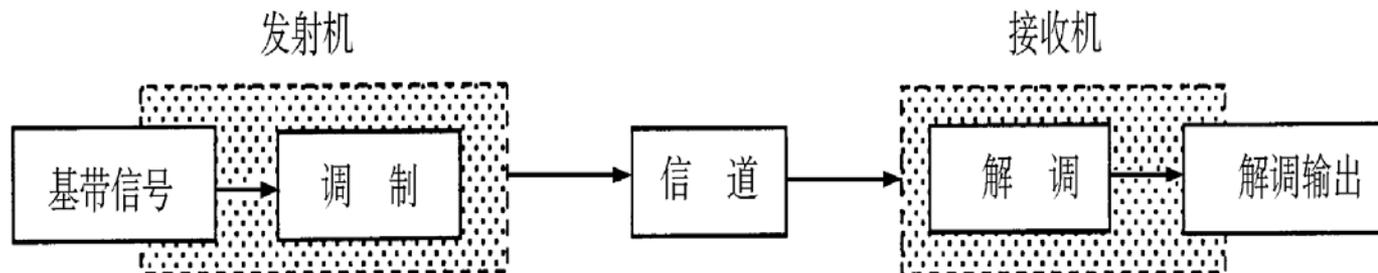
- **基带信号**

- 欲传输的信号，频谱集中在较低频率
- 可以是数字信号或模拟信号

- **载波**——高频正弦波、窄脉冲

- **已调信号**

- 携带了信息的**高频窄带**信号（或称通带信号）



# 3.1 什么是调制和解调

## 作用:

- 有效辐射
- 频分复用
- 减小干扰

## 分类:

- 模拟调制  
AM、DSB、SSB、FM、PM等
- 数字调制  
ASK、FSK、PSK、QPSK、QAM等

## 指标:

- 抗噪声能力
- 频带利用率
- 功率利用率

## 方法:

- 硬件电路
- 软件无线电

## 3.2 模拟调制

- **模拟调制**：基带信号为模拟信号（幅度值连续）

### 3.2.1 幅度调制与解调

普通调幅波（Amplitude Modulation, **AM**）信号

载波

$$v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$$

$$\omega_c \gg \Omega$$

基带信号

$$v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

已调波幅度

$$\begin{aligned} V_m(t) &= V_{cm} + k_a v_\Omega(t) = V_{cm} \left( 1 + \frac{k_a V_{\Omega m}}{V_{cm}} \cos \Omega t \right) \\ &= V_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \end{aligned}$$

已调波瞬时值

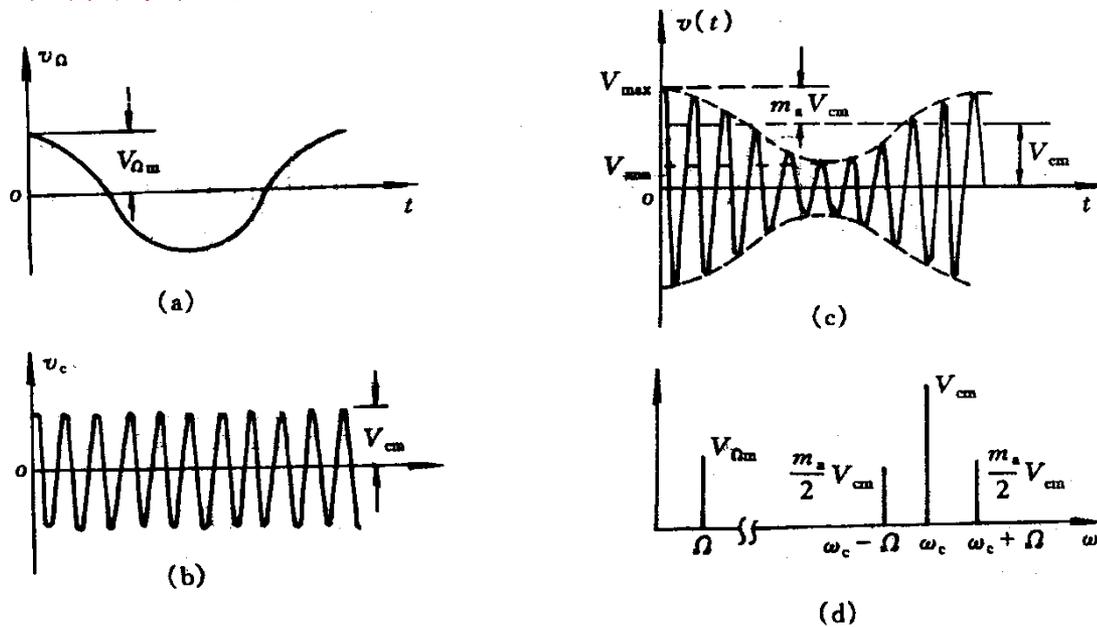
$$v_{AM}(t) = V_m(t) \cos \omega_c t = V_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

调幅指数

$$m_a = \frac{k_a V_{\Omega m}}{V_{cm}} \quad 0 < m_a < 1$$

# 标准幅度调制 (AM)

AM信号的波形和频谱如图



(a)调制信号; (b)载波; (c)调幅波 (d)频谱图

- 从AM信号的频谱可以看出, 其**信号带宽为 $2\Omega$**
- 信号功率为

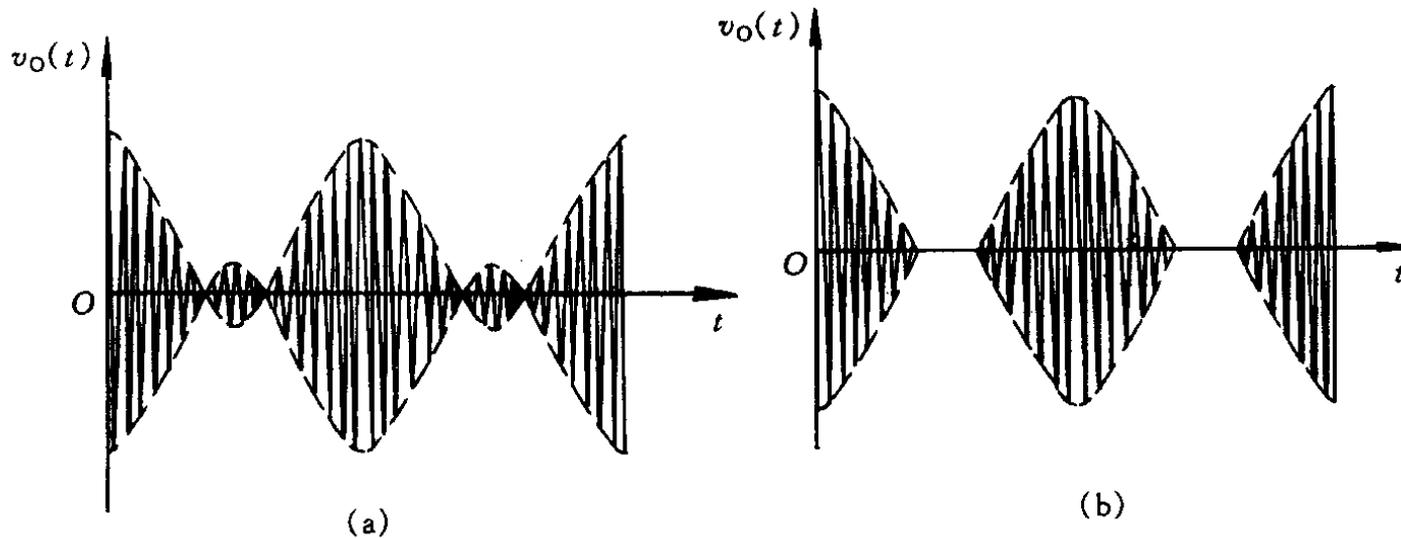
$$P_{AM} = \frac{V_{cm}^2}{2} + \frac{1}{4} m_a^2 V_{cm}^2 = P_c + P_{fB}$$

已调波形包络正比于基带信号; 频谱线性搬移

# 标准幅度调制 (AM)

当 $m_a > 1$ 时, 出现**过调制**现象: (a) 理论波形;

(b) 高电平调制实际电路波形



过调幅失真(a) (b)

# 标准幅度调制 (AM)

- **调制效率**：边带功率与总功率之比

$$\eta_{AM} = \frac{P_{fB}}{P_{AM}} = \frac{P_{fB}}{P_c + P_{fB}} = \frac{m_a^2}{2 + m_a^2}$$

- ✓ 当 $m_a=1$ 时， $v_{\Omega}(t)$ 为简谐波时，调制效率有最大值33%
- ✓ 实际通信系统（如AM广播）中， $m_a$ 取值远小于1，约为0.3，此时 $\eta_{AM} = 4.3\%$
- ✓ AM信号的调制效率是非常低的，大部分发射功率消耗在不携带信息的载波上了

## 3.2 模拟调制

- 抑制载波双边带调制 (Double-Sideband Suppressed-Carrier, DSB)

数学表达式:

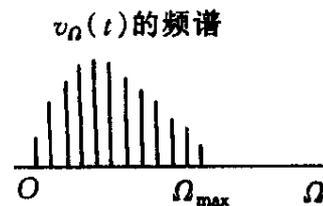
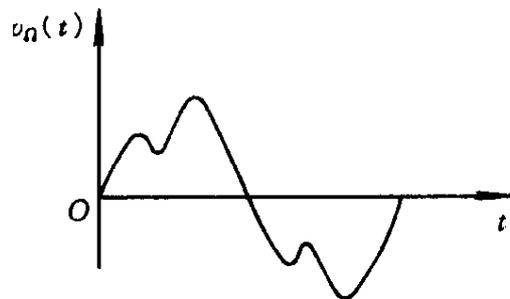
载波  $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$

基带信号  $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$

已调波 
$$v(t) = AV_{\Omega m} V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$
$$= \frac{1}{2} AV_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} AV_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

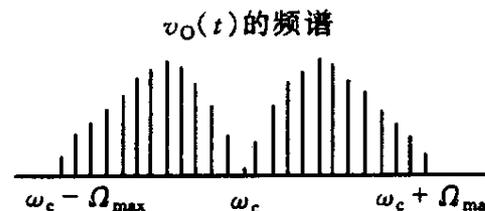
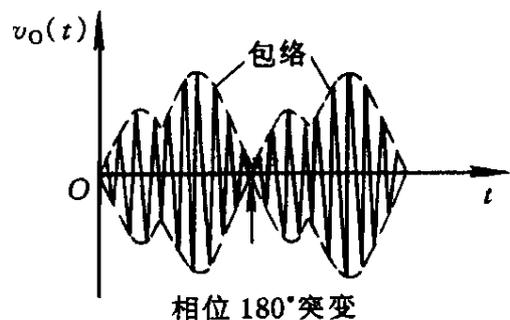
# 双边带调制 (DSB)

DSB信号（多音频调制）的波形和频谱如图：



已调波的信号带宽为 $2\Omega_{\max}$

单音频调制下的已调波信号功率为：



$$P_{\text{DSB}} = \frac{1}{4} A^2 V_{\Omega m}^2 V_{cm}^2$$

- ✓ 其中没有载波分量的功率，调制效率100%
- ✓ 频谱的上下两个边频部分是对称的，带宽和功率资源还没有充分利用

## 3.2 模拟调制

- 单边带调制 (Single-Sideband, SSB)

数学表达式:

载波  $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$

基带信号  $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$

$$v_{\text{DSB}}(t) = \frac{1}{2} A V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} A V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

已调波

$$v_{\text{USB}}(t) = \frac{1}{2} A V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

$$v_{\text{LSB}}(t) = \frac{1}{2} A V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

# 单边带调制 (SSB)

- 单音调制的SSB信号波形为一等幅正弦波。
- SSB信号的频谱为基带信号谱（带宽为 $\Omega_{\max}$ ）搬移到载波一侧的形式。上下两个边带频谱关于载波对称。信号带宽为 $\Omega_{\max}$ 。
- 单音调制的SSB信号的功率为：

$$P_{\text{USB}} = P_{\text{LSB}} = \frac{1}{8} A^2 V_{\Omega m}^2 V_{cm}^2$$

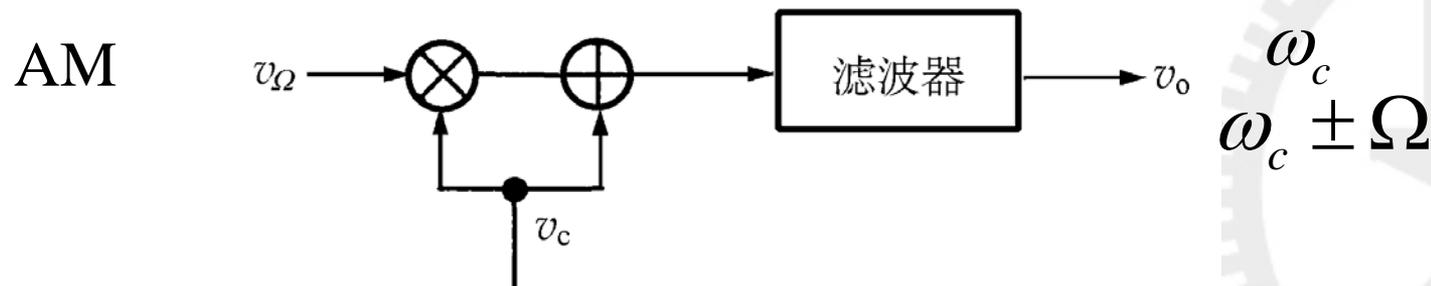
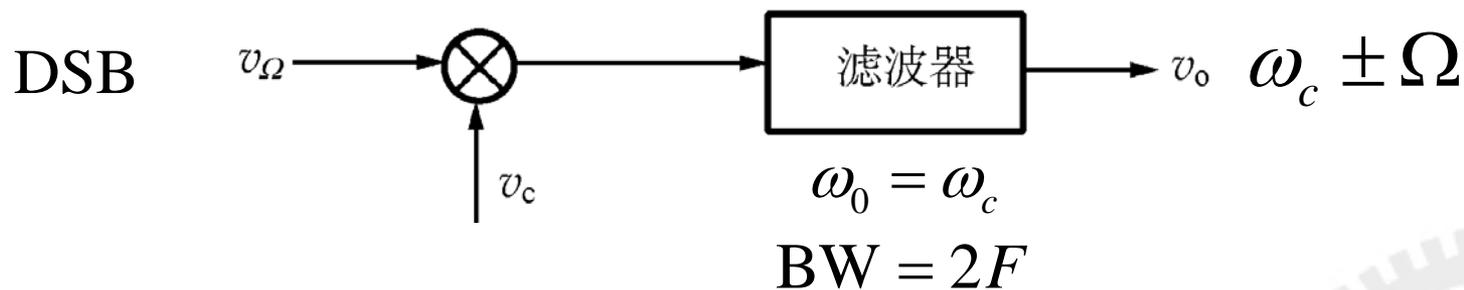
- 和DSB信号比较，带宽已充分利用

# 调幅信号的产生方法

## (1) AM 和 DSB

调幅实质——AM和DSB均是频谱搬移

- 频谱搬移的基本方法：
- ① 乘法器 + 滤波器
  - ② 非线性器件 + 滤波器



# 调幅信号的产生方法

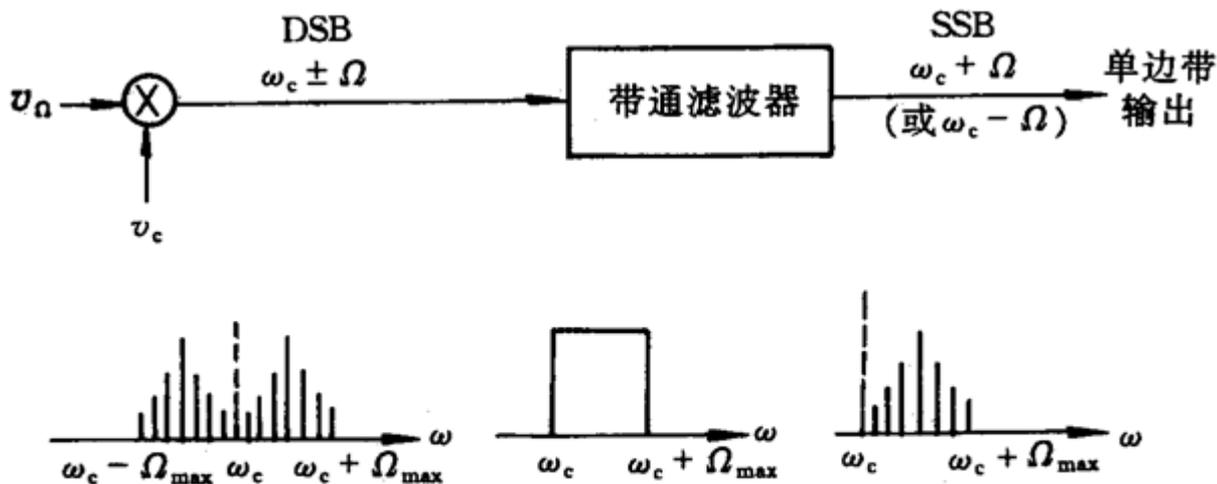
(2) SSB-SC信号产生 SSB信号可以用滤波法或移相法来产生

**滤波法:**

**优点:** 电路相对简单

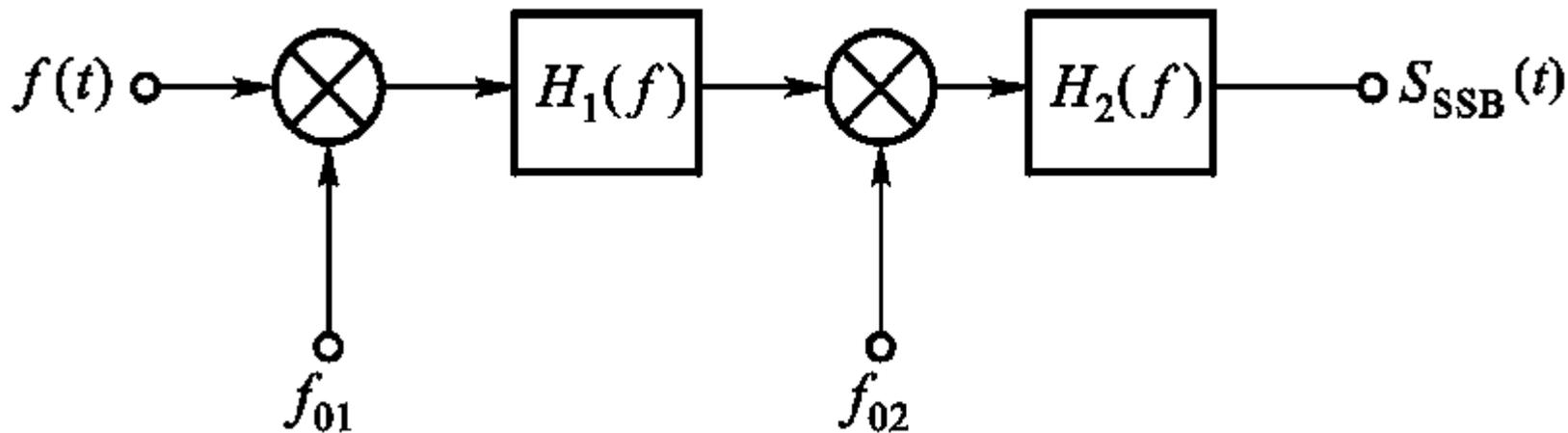
**缺点:** 滤波器要求（带外衰减大，过渡带窄）太高，实现难度大。

**对策:** 采用**二次变频**的方法，在较低的一次载波频率上进行调制滤波，然后再二次变频到所需的载波频率上。



滤波器法实现单边带调制

# SSB的多级变频实现



$$f_{01} : 100 \text{ kHz}, \quad f_{02} : 10 \text{ MHz}$$

二级变频产生单边带信号

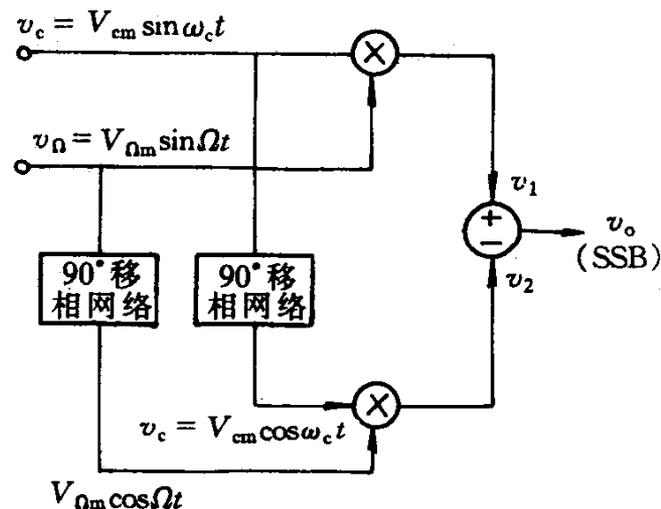
# 调幅信号的产生方法

## (2) SSB-SC信号产生

移相法:

优点: 不需要很好的滤波器

缺点: 宽带的 $90^\circ$ 移相器不好做



移相法实现单边带调制

$$v_1 = V_m \sin \Omega t \sin \omega_c t = \frac{1}{2} V_m [\cos(\omega_c - \Omega)t - \cos(\omega_c + \Omega)t]$$

$$v_2 = V_m \cos \Omega t \cos \omega_c t = \frac{1}{2} V_m [\cos(\omega_c - \Omega)t + \cos(\omega_c + \Omega)t]$$

$$v_{\text{USB}} = A(v_2 - v_1) = AV_m \cos(\omega_c + \Omega)t$$

$$v_{\text{LSB}} = A(v_2 + v_1) = AV_m \cos(\omega_c - \Omega)t$$

## 3.2 模拟调制

### ● 残留边带 (Vestigial sideband, VSB) 调幅

考虑到SSB信号的获得较难, 以及载波恢复的要求, 采用残留边带调幅方式传输含有直流分量的信号。这是使用得十分普遍的**广播电视信号**中视频信号的调制方式。

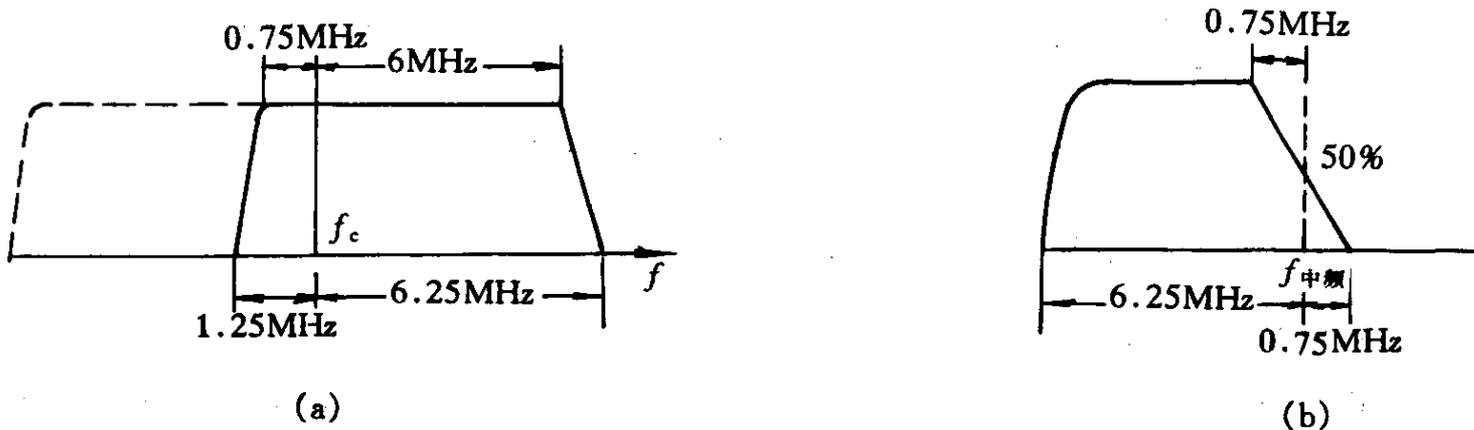
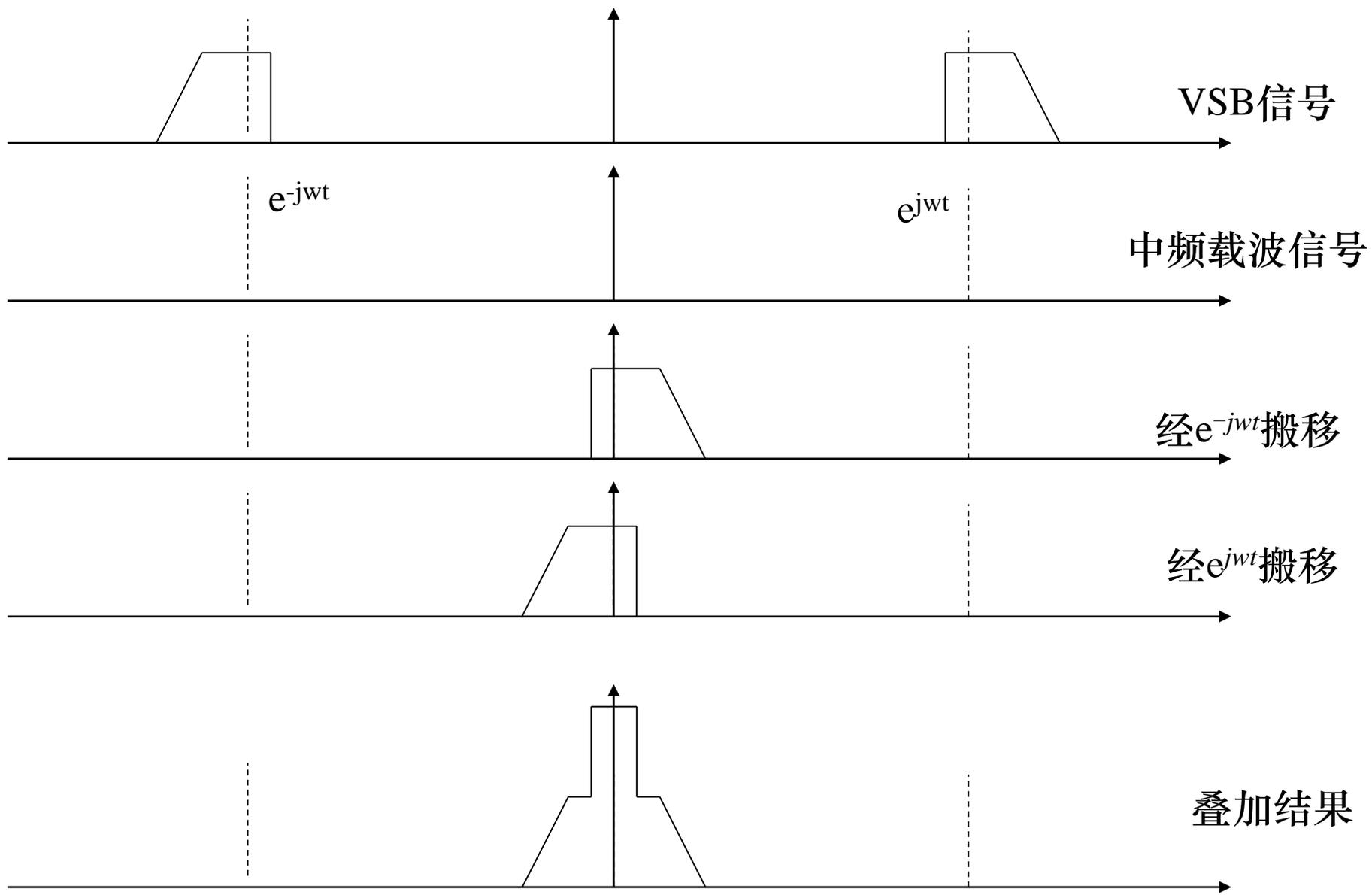
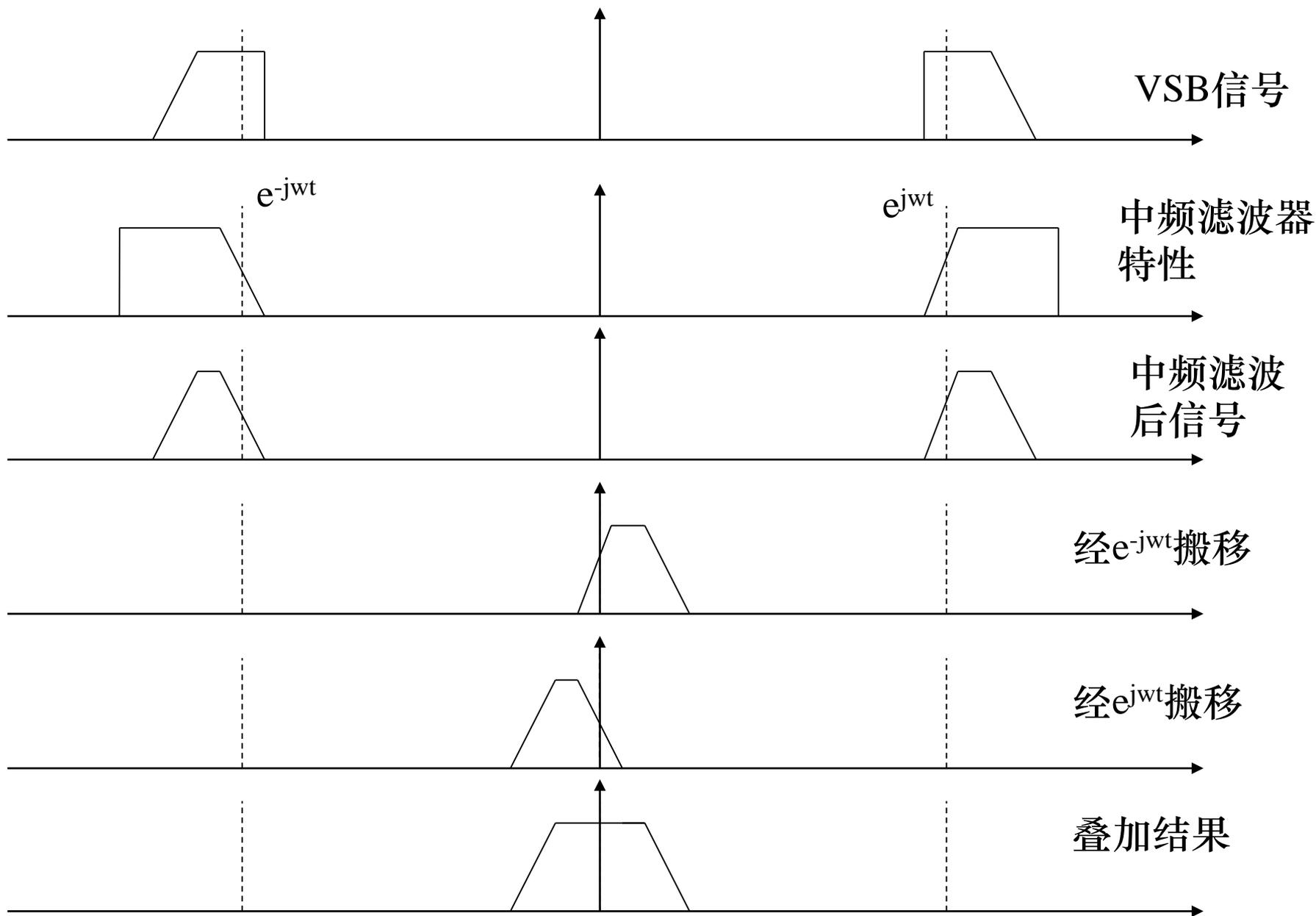


图 5-9 (a) 广播电视台系统发端滤波器特性;  
(b) 电视接收系统中频滤波器特性

VSB信号可以用滤波法获得





# 调幅信号的解调

解调实质——频谱搬移

## (1) 相干解调



采用一个相干信号（参考信号）与调制信号相乘

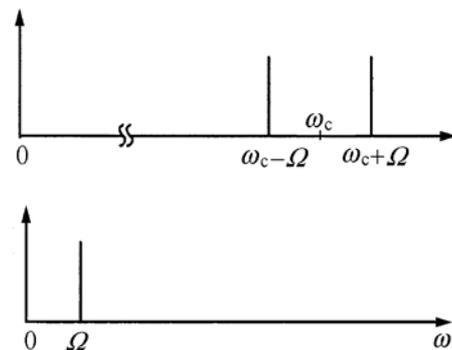
DSB信号  $v_{\text{DSB}}(t) = AV_m \cos \Omega t \cos \omega_c t$

参考信号  $v_r(t) = V_{rm} \cos \omega_r t$

与DSB载波同频同相  $\omega_r = \omega_c$

$$v(t) = v_{\text{DSB}}(t) \times v_r(t) = \frac{1}{2} AV_m V_{rm} [\cos \Omega t \underbrace{\cos 2\omega_c t}_{\text{高频}} + \cos \Omega t]$$

低通滤波后  $v_o(t) = \frac{1}{2} AV_m V_{rm} \cos \Omega t$



# 调幅信号的解调

相干解调的**关键点**：保证参考信号与DSB的载波**同频同相**

设：参考信号  $v_r(t) = V_{rm} \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\phi]$

频差      相差

用来解调双边带信号  $v_{DSB}(t) = AV_m \cos \Omega t \cos \omega_c t$

相乘，并通过**低通滤波器**后：

$$v_o(t) = \frac{1}{2} AV_m V_{rm} \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) \times \cos \Omega t$$

相干解调的**难点**：

同频同相的参考信号的获得

输出**音频**的幅度  
受到了**调制**

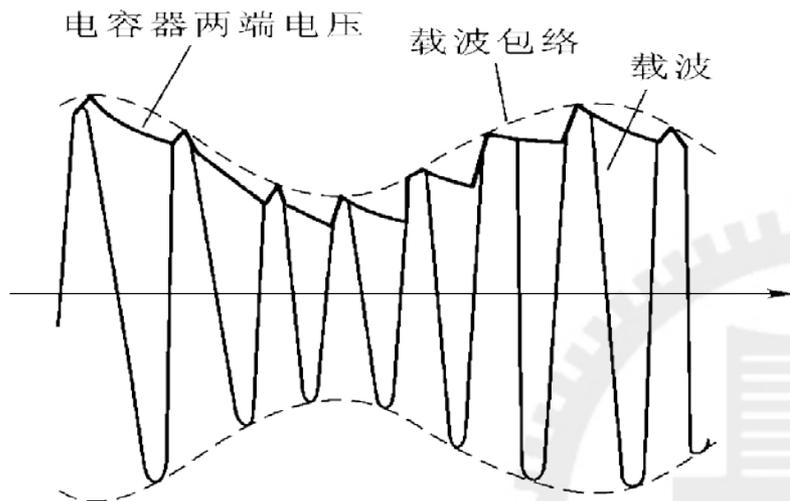
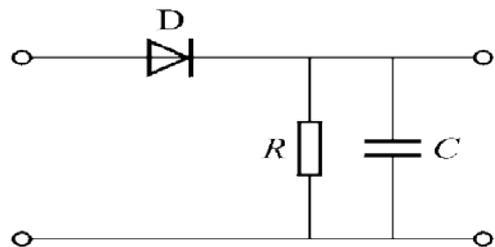
失真

# 调幅信号的解调

## (2) 包络检波 —— 提取已调信号的包络

**优点：** 电路简单、不需要相干信号——**非相干解调**

**适用条件：** 包络必须反映调制信号  
——只适用于**AM**普通调幅波



抗噪声的能力上，包络解调法不如相干解调法

# 幅度调制小结

- 幅度调制与解调在频域上都是一种**频谱的线性搬移**
  - 基本实现方法是**乘法器加滤波器**
- 解调分**相干解调**和**非相干解调**
  - DSB/SSB/VSB——较AM节省功率
  - SSB/VSB——较DSB节省频带——**频谱有效性好**
  - 但必须采用相干解调——难度大
- 幅度调制信号的**幅度是变化的**
  - 容易受到干扰，不能用高效率的非线性功率放大器放大
  - **功率有效性不好**

## 3.2.2 角度调制

- 对于一个正弦信号有以下概念：

$$v(t) = V_m \cos \varphi(t) \xrightarrow{\text{固定频率}} V_m \cos(\omega t + \varphi_0)$$

瞬时角频率和瞬时相位间具有以下关系：

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad \varphi(t) = \int_{-\infty}^t \omega(t) dt$$

- **角度调制**是用调制信号 $v_{\Omega}(t)$ 控制载波 $v_c(t)$ 的相角（频率或相位）部分变化，来达到把调制信号寄载到载波上进行传输的目标。
- 角度调制信号解调时**只对其频率或相位变化敏感**，对于信道中的加性干扰造成的接收信号幅度变化不敏感，因而**具有较强的抗干扰能力**。
- 根据被调制的参量不同，调角信号有调频(FM)和调相(PM)两种方式。由于频率和相位之间存在微分关系，因而这两种信号的基本特性是一样的。

## 3.2.2 角度调制

### ● 调频波的表示式

$$\omega(t) = \omega_c + K_f v_{\Omega}(t)$$

单音频调制下  $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，FM信号的频率为：

$$\omega(t) = \omega_c + K_f V_{\Omega m} \cos \Omega t = \omega_c + \Delta \omega_m \cos \Omega t$$

其中  $\omega_c$  为载波频率， $K_f$  为调频灵敏度， $\Delta \omega_m = K_f V_{\Omega m}$  为最大频偏

FM信号的表达式为：

$$\begin{aligned} v(t) &= V_m \cos \left[ \omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t v_{\Omega}(t) dt \right] = V_m \cos \left( \omega_c t + \frac{K_f V_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \right) \\ &= V_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t + \varphi_0) \end{aligned}$$

$$m_f = \frac{K_f V_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta \omega_m}{\Omega} \text{ 为调频指数}$$

## 3.2.2 角度调制

- 调相波的表示式

$$\varphi(t) = \omega_c t + K_p v_{\Omega}(t) + \varphi_0$$

单音频调制下  $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，PM信号的相位为：

$$\varphi(t) = \omega_c t + K_p V_{\Omega m} \cos \Omega t + \varphi_0 = \omega_c t + m_p \cos \Omega t + \varphi_0$$

其中  $\omega_c$  为载波频率， $K_p$  为调相灵敏度， $m_p = \Delta\varphi_m = K_p V_{\Omega m}$  为最大相偏

PM信号的表达式为：

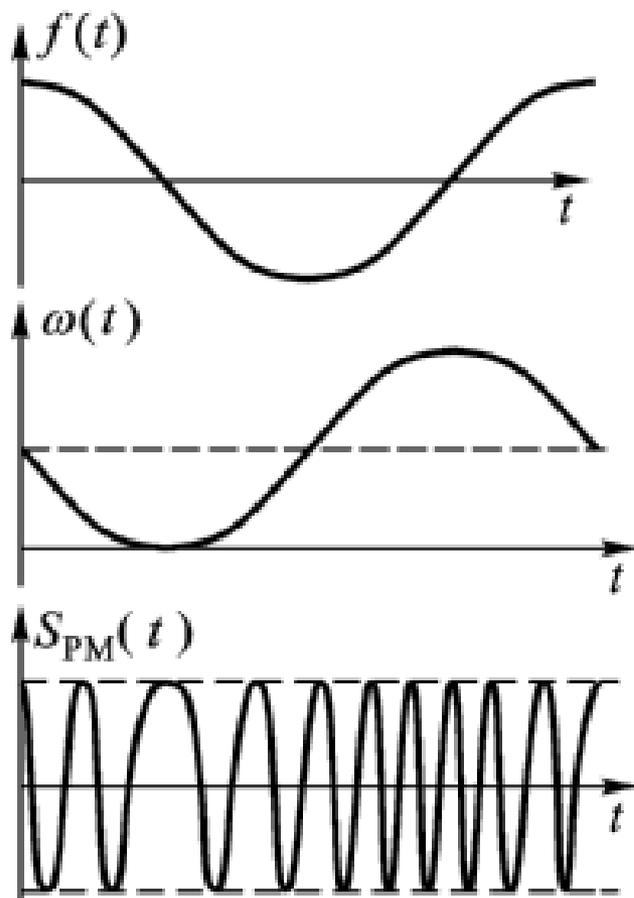
$$v(t) = V_m \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t + \varphi_0)$$

其瞬时角频率表达式为：

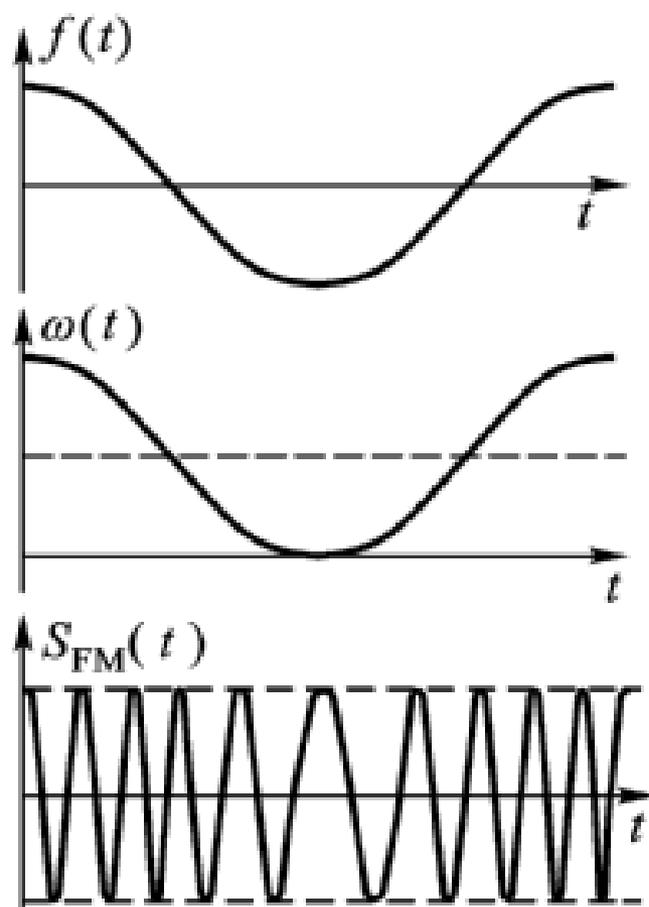
$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c - m_p \Omega \sin \Omega t = \omega_c - \Delta\omega_m \sin \Omega t$$

$\Delta\omega_m = m_p \Omega$  为最大频偏

## 3.2.2 角度调制



(a) 调相信号波形



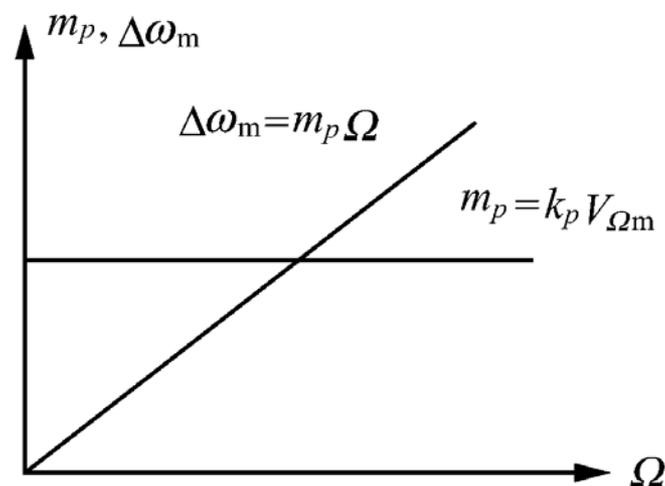
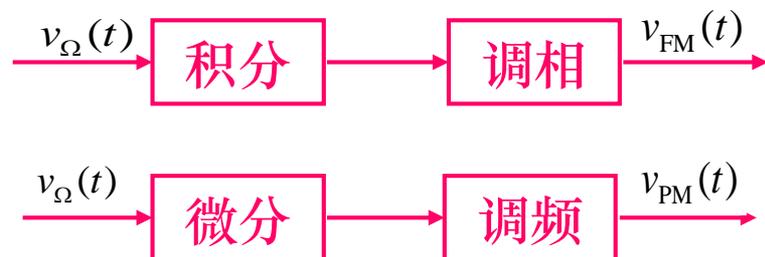
(b) 调频信号波形

## 3.2.2 角度调制

	调频	调相
定义	$\omega(t) = \omega_c + k_f v_{\Omega}(t)$	$\phi(t) = \omega_c t + k_p v_{\Omega}(t)$
频率偏移	$\Delta\omega(t) = k_f V_{\Omega m} \cos\Omega t$	$\Delta\omega(t) = k_p \frac{dv_{\Omega}(t)}{dt} = -k_p \Omega V_{\Omega m} \sin\Omega t$
最大频偏	$\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m}$	$\Delta\omega_m = k_p \Omega V_{\Omega m}$
相位偏移	$\Delta\varphi(t) = k_f \frac{V_{\Omega m}}{\Omega} \sin\Omega t$	$\Delta\varphi(t) = k_p V_{\Omega m} \cos\Omega t$
最大相移	$\Delta\varphi_m = k_f \frac{V_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$	$\Delta\varphi_m = k_p V_{\Omega m}$

# 调频波与调相波的比较

- 调频和调相可以互相实现
  - 必须已知 $v_{\Omega}$ 才能从 $v(t)$ 表达式中看出其为FM或PM信号
- 当调制信号幅度 $V_{\Omega m}$ 一定时， $m$ 和 $\Delta\omega_m$ 随调制信号频率 $\Omega$ 变化的情况不同
  - ✓ FM波： $m_f$ 随 $\Omega$ 上升反比下降， $\Delta\omega_m$ 为常数
  - ✓ PM波： $\Delta\omega_m$ 随 $\Omega$ 上升成正比上升， $m_p$ 为常数



(b) 调相波

# 角度调制信号的频谱

单音频调制的调频信号表达式为：

$$\begin{aligned}v_{\text{FM}}(t) &= V_m \cos(\omega_c t + m \sin \Omega t) \\ &= V_m [\cos(m \sin \Omega t) \cos \omega_c t - \sin(m \sin \Omega t) \sin \omega_c t]\end{aligned}$$

求解上式的傅里叶变换需要借助于贝塞尔函数的性质：

$$e^{jx \sin(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) e^{jn\theta}$$

$J_n(x)$  为以  $x$  为宗数的第一类  $n$  阶 Bessel 函数

$$J_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \left(\frac{x}{2}\right)^{n+2k}}{k! \Gamma(n+k+1)}$$

其中  $\Gamma$  函数可以由递推公式得出

$$\Gamma(1) = 1, \quad \Gamma(x+1) = x\Gamma(x)$$

FM 信号的复包络： $v_L(t) = V_m e^{jm \sin \Omega t}$

# 角度调制信号的频谱

$$\text{另有 } J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x)$$

$$\cos(m \sin \Omega t) = J_0(m) + 2J_2(m) \cos 2\Omega t + 2J_4(m) \cos 4\Omega t + \dots$$

$$\sin(m \sin \Omega t) = 2J_1(m) \sin \Omega t + 2J_3(m) \sin 3\Omega t + 2J_5(m) \sin 5\Omega t + \dots$$

$$v(t) = V_m [J_0(m) \cos \omega_c t - 2J_1(m) \sin \Omega t \sin \omega_c t + 2J_2(m) \cos 2\Omega t \cos \omega_c t - 2J_3(m) \sin 3\Omega t \sin \omega_c t + \dots]$$

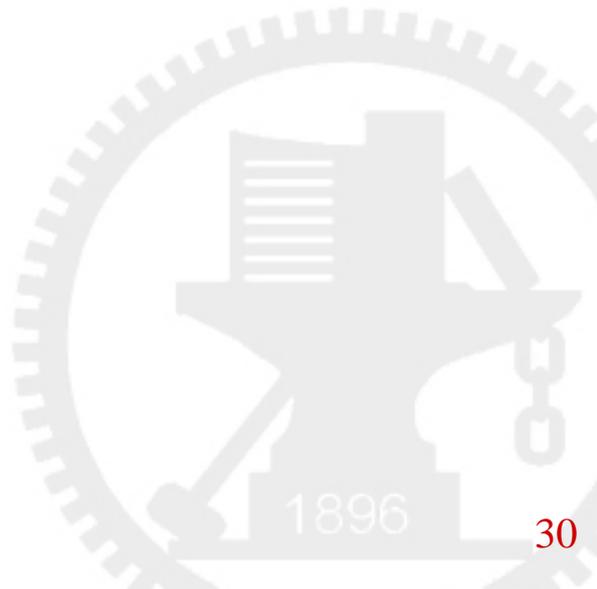
$$= V_m J_0(m) \cos \omega_c t$$

$$+ V_m J_1(m) [\cos(\omega_c + \Omega)t - \cos(\omega_c - \Omega)t]$$

$$+ V_m J_2(m) [\cos(\omega_c + 2\Omega)t + \cos(\omega_c - 2\Omega)t]$$

$$+ V_m J_3(m) [\cos(\omega_c + 3\Omega)t - \cos(\omega_c - 3\Omega)t]$$

$$+ \dots$$



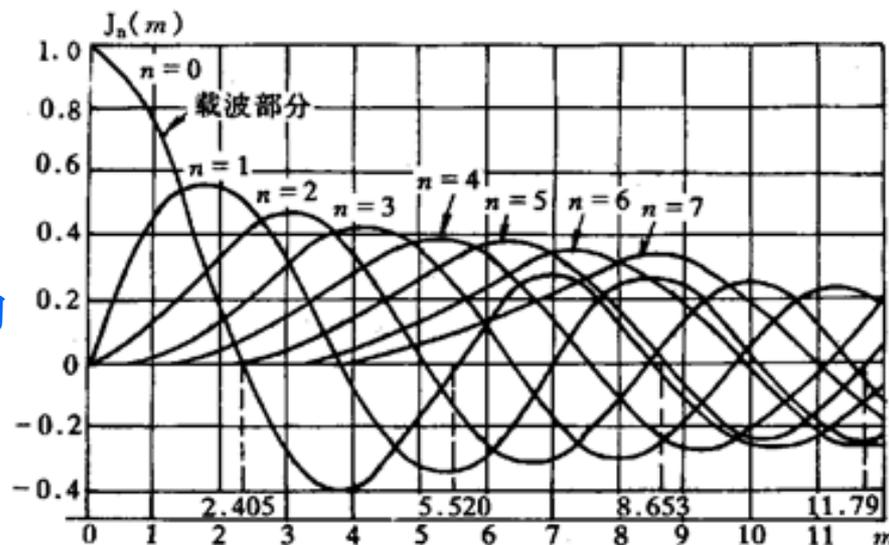
# 角度调制信号的频谱

- 调频波的频谱特点:

- ✓ 单音频调制后会出现无穷多个边频分量

$\omega_c \pm n\Omega$ , 幅度和相位与 $J_n(m)$ 有关

- ✓  $m$ 的变化会引起各个频率分量之间功率的重新分配, 但总功率维持不变



$$P_J = J_0^2(m) + 2[J_1^2(m) + J_2^2(m) + \cdots + J_n^2(m) + \cdots] = 1$$

- ✓ 当 $n > m+1$ 时,  $J_n(m)$ 的值恒小于0.1。主要能量集中在 $n \leq m+1$ 的分量内

- ✓ 某些特定 $m$ 值下载频或某些边频幅度为0, 可用来测量 $\Delta\omega_m$ 和 $m$

# 角度调制信号的带宽

- 角度调制信号的频谱宽度

- ✓ 窄带调频 ( $m < 1$ )

$m$ 很小时可近似认为:

$$\cos(m \sin \Omega t) \approx 1$$

$$\sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t$$

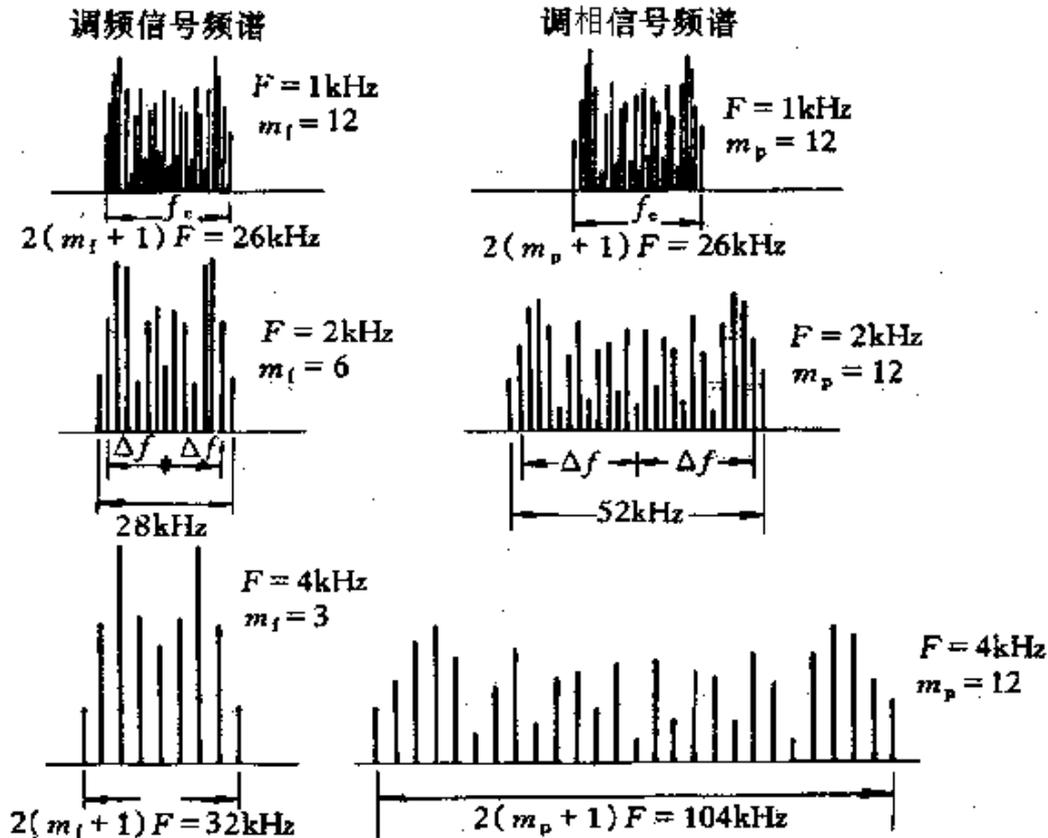
$$v(t) \approx V_m (\cos \omega_c t - m \sin \Omega t \sin \omega_c t)$$

$m < 1$ 时, FM信号的谱与AM信号的谱类似

- ✓ 宽带调频

$$BW = 2(m + 1)\Omega = 2(\Delta f_m + \Omega)$$

## 图中可看出FM信号和PM信号在不同的 $m$ 和 $\Omega$ 下的区别



调制频率不同时 FM 及 PM 信号的频谱

$$\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m} \text{ 不变}$$

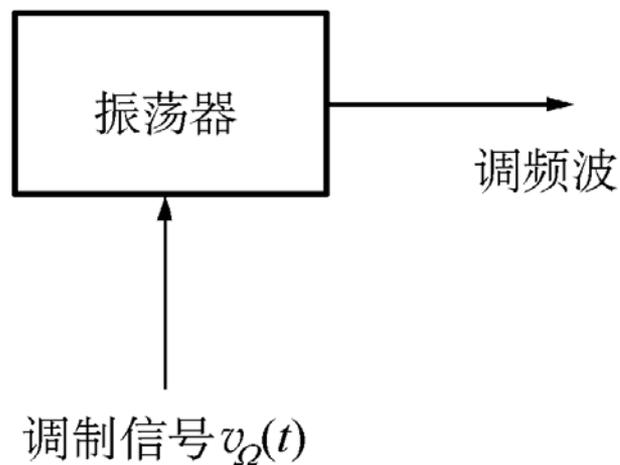
$$m_p = k_p V_{\Omega m} \text{ 不变}$$

# 调频波的产生与解调

产生调频波的基本方法 {  
直接调频  
间接调频

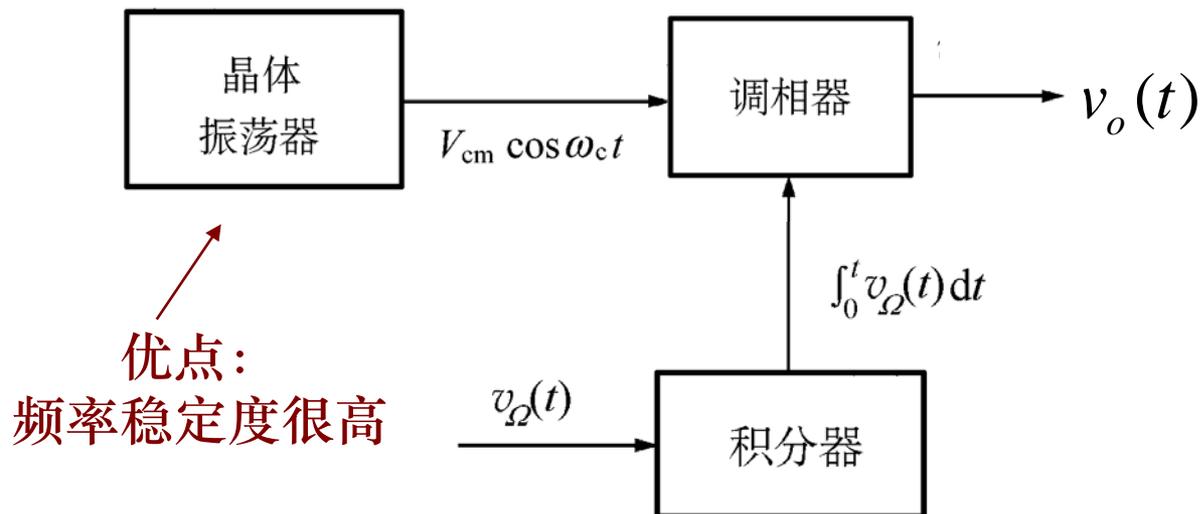
## ● 直接调频方案

用调制信号直接控制  
振荡器的频率



# 调频波的产生与解调

## ● 间接调频方案



# 调频波的产生与解调

- 调频波的解调——频率检波、鉴频

$$v_{\text{FM}}(t) = V_m \cos \left[ \omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t v_{\Omega}(t) dt \right]$$
$$\omega(t) = \omega_c t + K_f v_{\Omega}(t)$$

调频信号的**瞬时频偏**正比于调制信号幅度，因而鉴频器的输出电压与输入信号频偏成正比。

$$\frac{dv_{\text{FM}}(t)}{dt} = - \left[ \omega_c + K_f v_{\Omega}(t) \right] \sin \left[ \omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t v_{\Omega}(t) dt \right]$$

上式是一个调幅 - 调频信号，它经过包络检波器后即可获得基带信号 $v_{\Omega}(t)$ 。因此，理想的鉴频器可看成**微分器与包络检波器的级联**。

鉴频器前一般要加**限幅器**，去除寄生调幅

# 各种调制方法的比较

- 抗干扰性能：在输入信噪比相同的情况下

$$\frac{\left. \frac{S_o}{N_o} \right|_{\text{FM}}}{\left. \frac{S_o}{N_o} \right|_{\text{AM}}} = 3 \left( \frac{m_f}{m_a} \right)^2$$

- ✓ FM系统输出信噪比要大得多，以带宽增加为代价
- 频带宽度：角度调制信号带宽  $\gg$  调幅信号带宽
- FM信号带宽基本上不随 $\Omega$ 变化，PM信号带宽随 $\Omega$ 变化
- 设备较复杂



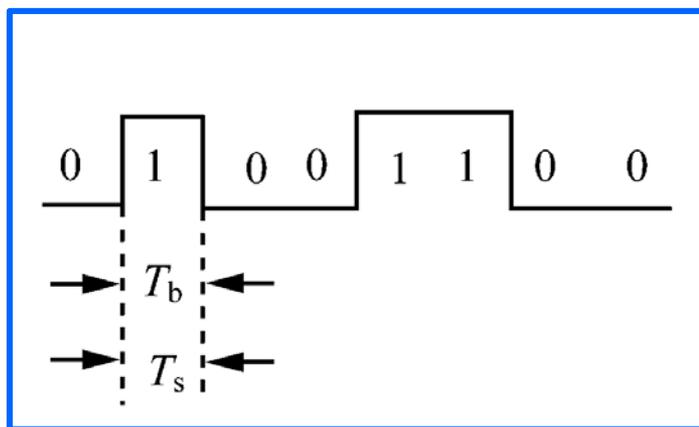
## 3.3 数字调制的基本概念

### ● 二元信号和多元信号

设 $p(t)$ 是宽度为 $T_b$ 的脉冲信号， $b_n$ 是信息符号，则串行的基带数字信号表达式为：

$$x_{\text{BB}}(t) = \sum b_n p(t - nT_b)$$

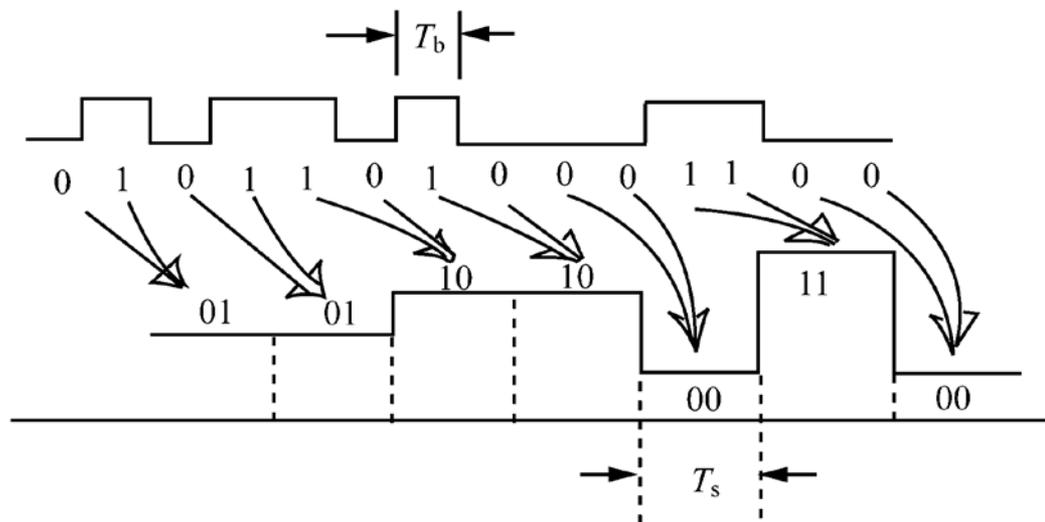
若 $b_n$ 取0、1二值，则称 $x_{\text{BB}}(t)$ 为二元信号



## 3.3 数字调制的基本概念

➤ 若 $b_n$ 取多个离散值，则称 $x_{BB}(t)$ 为多元信号

例：4元信号： $+0.5 \rightarrow 00$        $-0.5 \rightarrow 01$   
 $+1.5 \rightarrow 10$        $-1.5 \rightarrow 11$



➤ 同样比特率时4元信号带宽是2元的一半

# 3.3 数字调制的基本概念

$$v_c(t) = \underbrace{V_{cm}}_{\text{调幅}} \cos \left[ \underbrace{\omega_c t}_{\text{调频}} + \underbrace{\varphi(t)}_{\text{调相}} \right]$$

调幅

ASK

调频

FSK

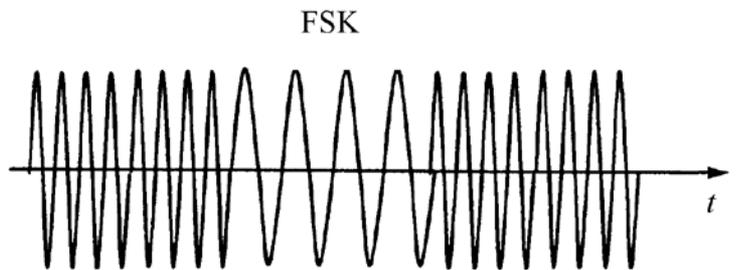
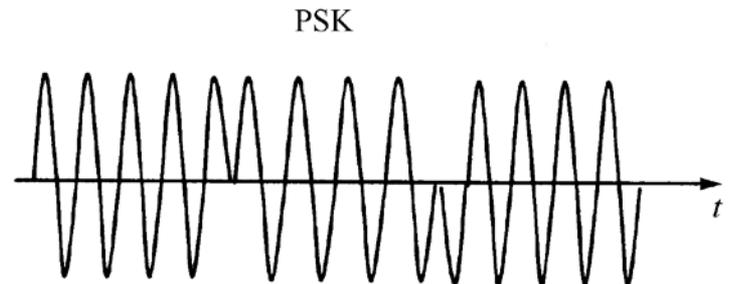
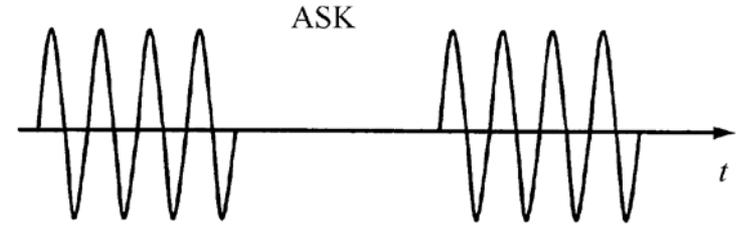
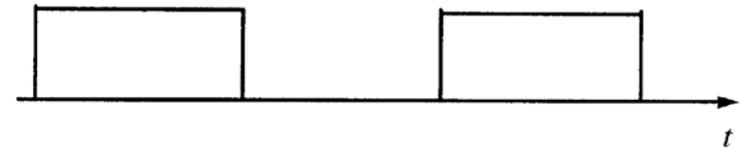
调相

PSK

$$x_{\text{ASK}}(t) = \alpha \cdot \cos \omega_c t$$

$$x_{\text{PSK}}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t & b_n = 0 \\ -A \cos \omega_c t & b_n = 1 \end{cases}$$

$$x_{\text{FSK}}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_1 t & b_n = 0 \\ A \cos \omega_2 t & b_n = 1 \end{cases}$$



## 3.3 数字调制的基本概念

- 可以用正交基函数 $\varphi_n(t)$ 来表示已调数字信号

$$x(t) = a_1\varphi_1(t) + a_2\varphi_2(t) + \cdots + a_N\varphi_N(t)$$

$N$ 称为基函数集的维数

其中 $\varphi_n(t)$ 满足正交条件：
$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \varphi_i(t)\varphi_j(t)dt = \begin{cases} a & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$$

ASK为一维调制：  
(二元一维或多元一维)

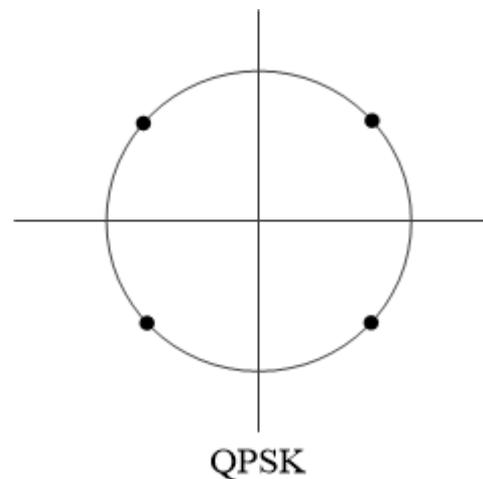
$$x_{\text{ASK}}(t) = \alpha \cdot \cos \omega_c t$$

FSK为二维调制：  
(二元二维)

$$x_{\text{FSK}}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_1 t & b_n = 0 \\ A \cos \omega_2 t & b_n = 1 \end{cases}$$

# 3.3 数字调制的基本概念

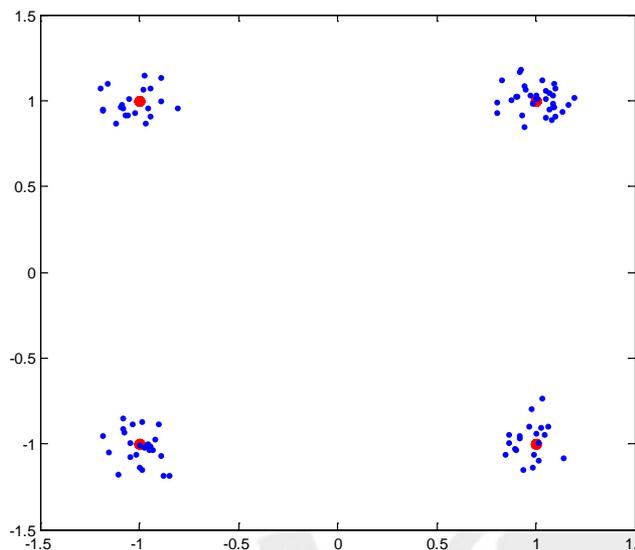
- **信号星座图**  $x(t) = a_1\varphi_1(t) + a_2\varphi_2(t)$
- ✓ 正交基函数 $\varphi_1(t)$ 、 $\varphi_2(t)$ 张成的平面中，信号点 $(a_1, a_2)$ 的所有可能取值的总和称为星座图。
- ✓ 一个符号持续期 $T_s$ 内 $(a_1, a_2)$ 只能为一种确定的数值，由此决定的点称为信号点。



例：QPSK信号

- |                       |                       |
|-----------------------|-----------------------|
| 00 $\rightarrow$ 45°  | 01 $\rightarrow$ 135° |
| 10 $\rightarrow$ 225° | 11 $\rightarrow$ 315° |

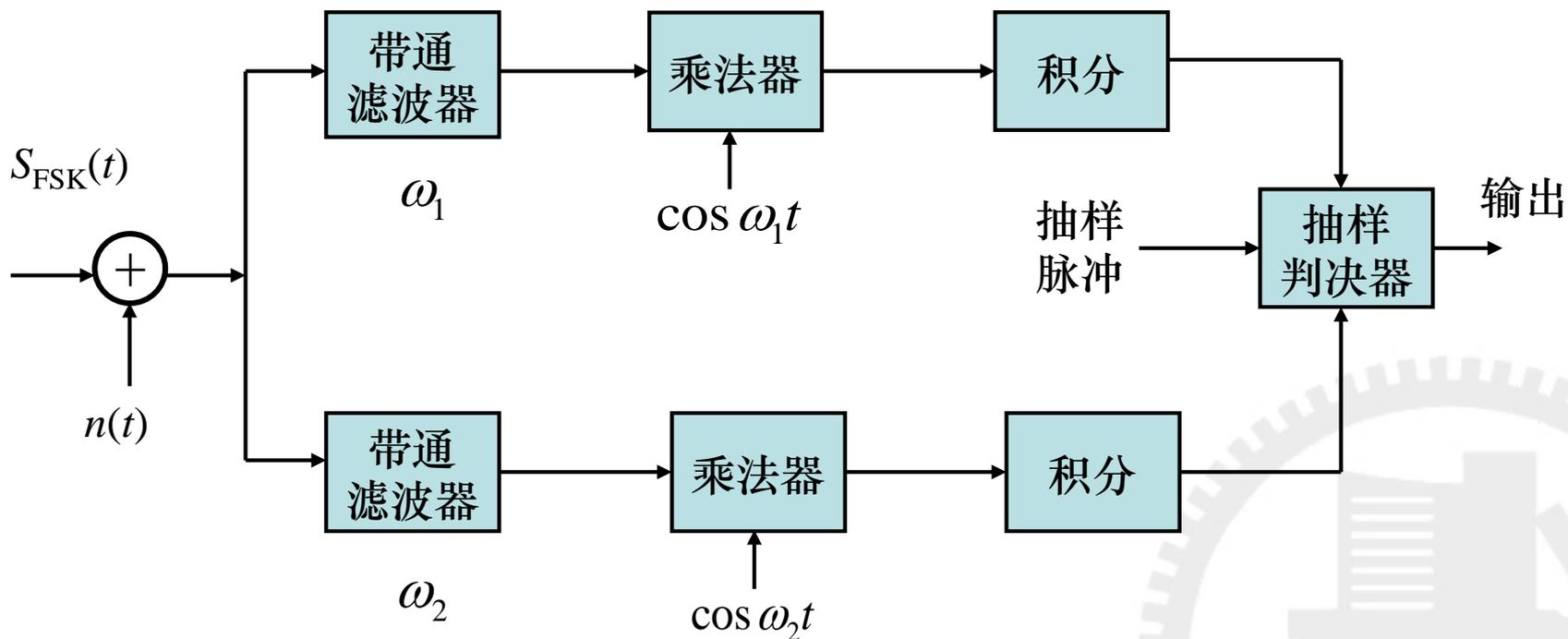
噪声会导致实际信号的信号点为分布在理想信号点周围的一系列点集。



## 3.3 数字调制的基本概念

### ● 检测与判决

从有噪信号中找出信号的原始信息称为**检测**。从检测得到的信息恢复数据称为**判决**。

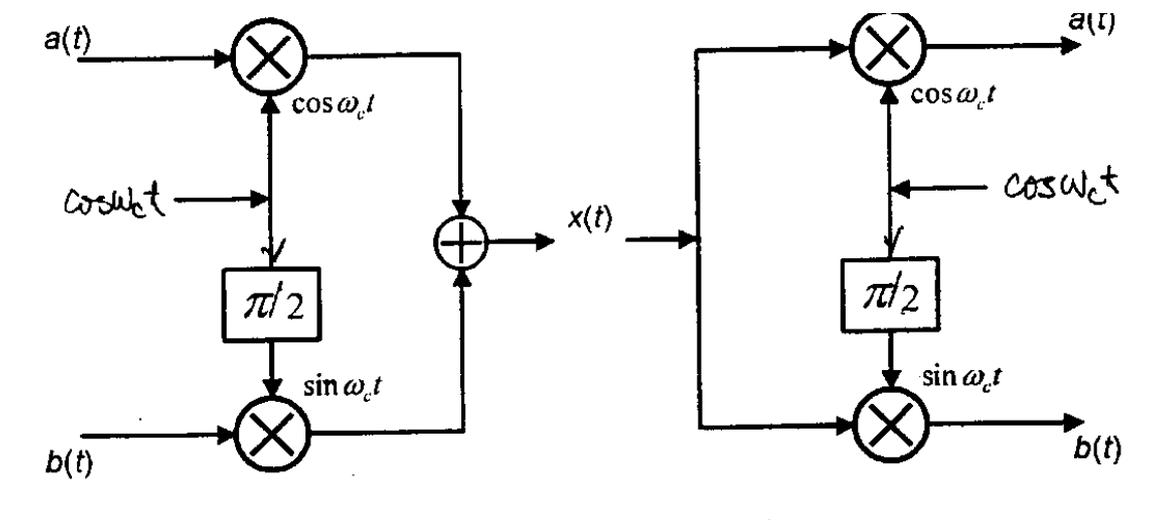


相关检测器（匹配滤波器）

## 3.5 正交幅度调制

### ● I、Q正交调幅

在一个**带宽**内传输两路相互独立的信号，其中 $\sin\omega_c t$ 项称为Q路信号， $\cos\omega_c t$ 项称为I路信号，在同频信道中携带着不同的信号同时进行传输。



$$x(t) = a(t) \cos \omega_c t + b(t) \sin \omega_c t$$

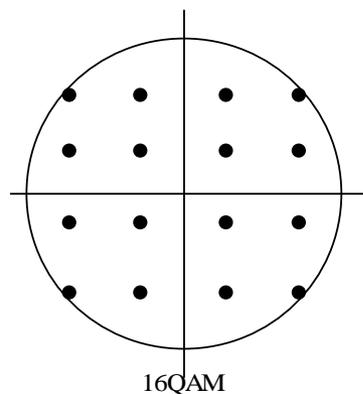
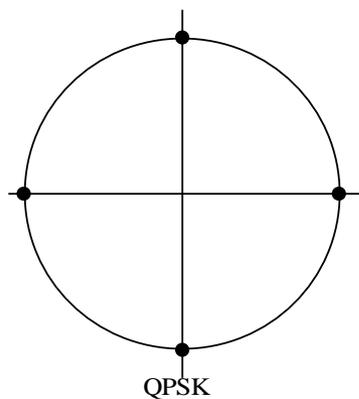
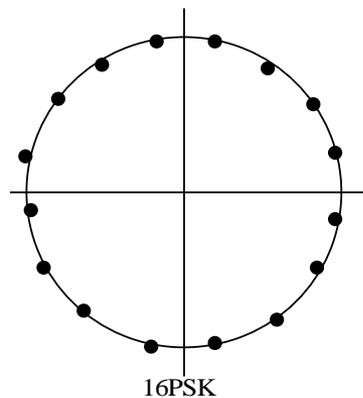
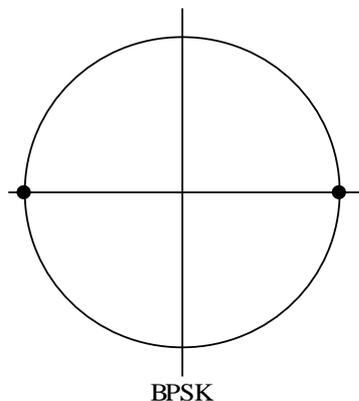
# 3.5 正交幅度调制 (QAM)

**QAM:** 星座图对应应在 $I$ 、 $Q$ 平面( $\cos\omega_c t$ 、 $\sin\omega_c t$ )上

解调时用相干法分别得到 $I$ 、 $Q$ 分量的幅度，再进行检测  
判决

$$16\text{PSK}: \delta_{\min} = 0.39$$

$$16\text{QAM}: \delta_{\min} = 0.47$$



## 3.6 调制方式的功率有效性

设已调波信号为：

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)]$$

- ✓ 若其幅度 $|A(t)|$ 不随时间变化， $A(t) = A_c$ 则称为**常包络信号**，如FM信号。
- ✓ 常包络信号的**峰均比**(PAPR, Peak-to-Average Power Ratio)为1，设备的功率利用率高。
- ✓ 经过3阶非线性系统后信号带宽不展宽（在 $\omega_c$ 附近信号带宽仍由 $x(t)$ 决定）

$$\begin{aligned} y(t) &= a_3 x^3(t) = a_3 A_c^3 \cos^3[\omega_c t + \phi(t)] \\ &= \frac{a_3 A_c^3}{4} \cos[3\omega_c t + 3\phi(t)] + \frac{3a_3 A_c^3}{4} \cos[\omega_c t + \phi(t)] \end{aligned}$$

## 3.6 调制方式的功率有效性

- ✓ 若其幅度 $|A(t)|$ 随时间变化, 则称为**变包络信号**
- ✓ 变包络信号的峰均比(PAPR) $>1$ , 设备的功率利用率低
- ✓ 变包络信号有**频谱再生**

$$x(t) = x_I(t) \cos \omega_c t + x_Q(t) \sin \omega_c t$$

经过3阶非线性系统

$$\begin{aligned} y(t) &= a_3 [x_I(t) \cos \omega_c t + x_Q(t) \sin \omega_c t]^3 \\ &= a_3 x_I^3(t) \frac{\cos 3\omega_c t + 3 \cos \omega_c t}{4} + a_3 x_Q^3(t) \frac{-\cos 3\omega_c t + 3 \cos \omega_c t}{4} + \dots \end{aligned}$$

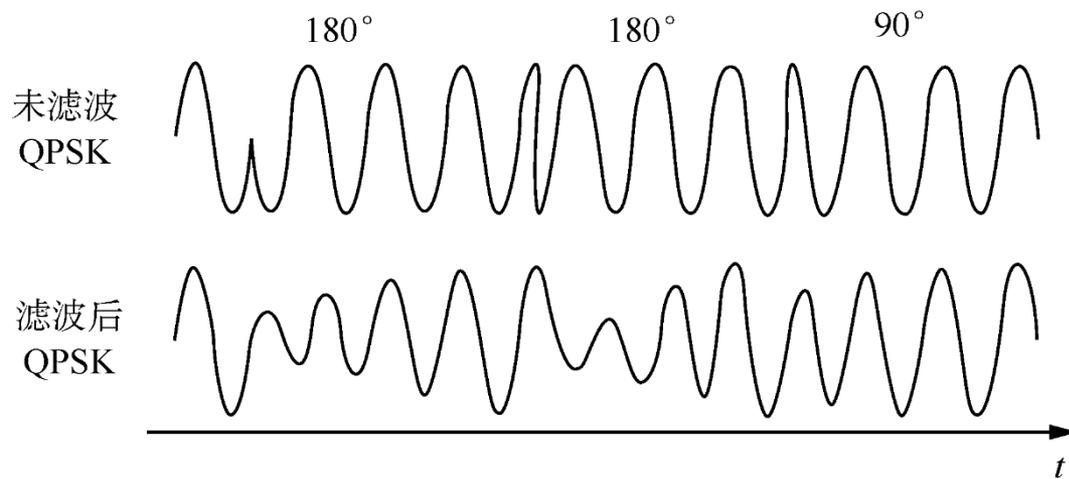
$x_I^3(t)$ 、 $x_Q^3(t)$ 的频谱会展宽, 且无法用滤波法恢复

**→ 变包络信号需要线性功放放大, 设备成本高**

## 3.6 调制方式的功率有效性

- 相位突变和连续相位调制

- 调相信号多是恒包络的，但是存在相位突变，如BPSK、QPSK
  - 波形的突变→宽带
- 调制后加滤波又会破坏恒包络特性



降低调相信号的相位突变——OQPSK、 $\frac{\pi}{4}$ QPSK  
连续相位调制——MSK、GMSK

# 本章要点

- **掌握**调幅信号的基本特性
  - AM、DSB信号的表达式、波形、频谱、带宽、信号功率
  - SSB信号的表达式、频谱、带宽、信号功率
  - AM、DSB、SSB信号的调制与解调方法原理方框图
  - SSB：滤波法、相移法
- **掌握**FM信号和PM信号的定义、表达式 ( $m$ 、 $\Delta\omega_m$ )、波形特征、频谱特征、带宽
- 了解基本调频方法
- 了解数字调制的概念和原理
- 了解二元调制和正交调制的概念
- 了解BPSK、BFSK、QPSK、QAM的基本概念

# 作业

---

- 3-1、3-2、3-3、3-5、3-6
- 3-11、3-12

