

第九章 调制和解调电路

(Circuits for Modulation and Demodulation)

9.1 二极管调制器

9.2 数字调制与解调电路

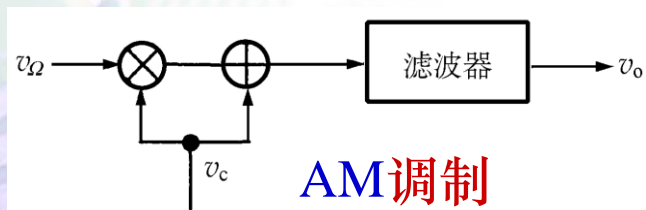
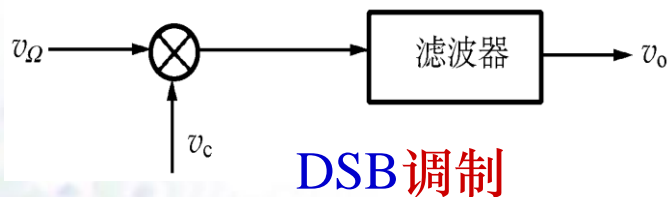
9.3 包络检波器与同步检波器

9.4 调频电路

9.5 鉴频电路

本章主要内容

频谱线性搬移调制解调电路



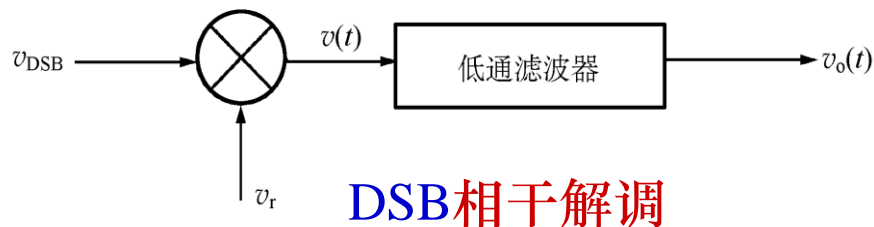
频谱非线性搬移调制解调电路

核心电路——乘法器

载波提取（用于相干解调）

正交载波形成（用于正交调制）

非相干解调——包络检波



调频、调相电路

鉴频电路

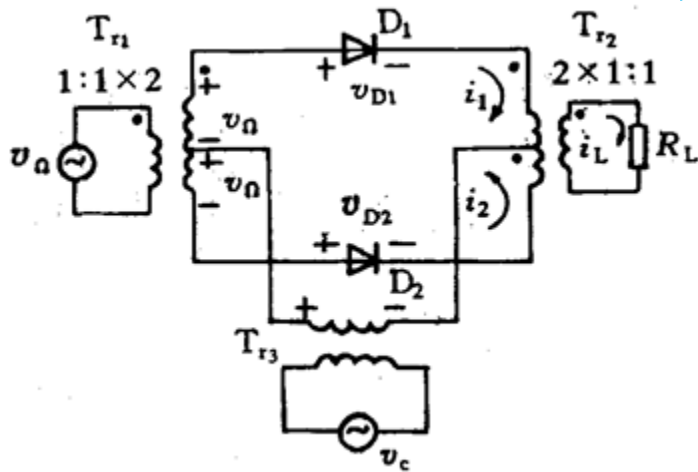
9.1 二极管调制器

调制与解调的核心电路——乘法器

- 吉尔伯特 (Gilbert) 乘法电路
- 二极管双平衡混频器

1. 二极管单平衡调制器

结构同P238作业题6-14(a)



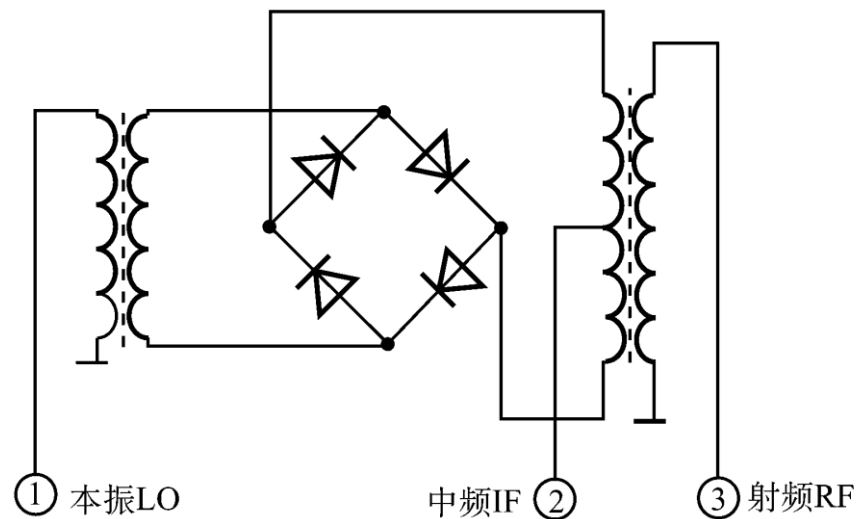
不考虑中频负载时:

$$v_{D1} = v_c + v_{\Omega} \quad , \quad i_{D1} = \bar{g}_D (v_c + v_{\Omega}) S_1(\omega_c t)$$
$$v_{D2} = v_c - v_{\Omega} \quad , \quad i_{D2} = \bar{g}_D (v_c - v_{\Omega}) S_1(\omega_c t)$$
$$i_L = i_{D1} - i_{D2} = 2\bar{g}_D v_{\Omega} S_1(\omega_c t)$$

组合频率分量为: $n\omega_c \pm \Omega$, $n = 0, 1, 3, 5, \dots$

9.1 二极管调制器

2. 二极管双平衡调制器



保证性能指标的关键

- ① **平衡**——二极管、变压器性能一致
- ② **频率响应**——变压器的频率响应要宽
- ③ **二极管开关特性**要求理想，响应速度快

9.1 二极管调制器

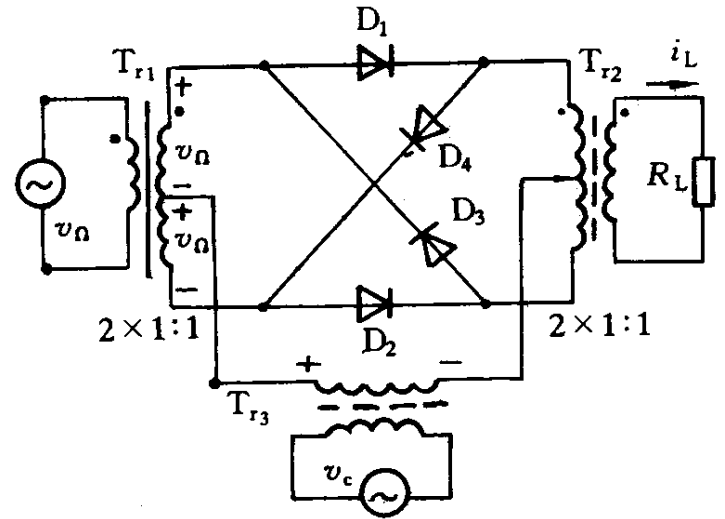
2. 二极管双平衡调制器

$$v_{D1} = v_c + v_\Omega, \quad i_{D1} = g_D(v_c + v_\Omega)s(\omega_c t)$$

$$v_{D2} = v_c - v_\Omega, \quad i_{D2} = g_D(v_c - v_\Omega)s(\omega_c t)$$

$$v_{D3} = -v_c - v_\Omega, \quad i_{D3} = g_D(-v_c - v_\Omega)s(\omega_c t - \pi)$$

$$v_{D4} = -v_c + v_\Omega, \quad i_{D4} = g_D(-v_c + v_\Omega)s(\omega_c t - \pi)$$



$$\begin{aligned} i_L &= i_{D1} - i_{D2} + i_{D3} - i_{D4} = 2g_D v_\Omega S_1(\omega_c t) - 2g_D v_\Omega S_1(\omega_c t - \pi) \\ &= 2g_D v_\Omega S_2(\omega_c t) = 2g_D V_{\Omega m} \cos \Omega t \left[\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right] \end{aligned}$$

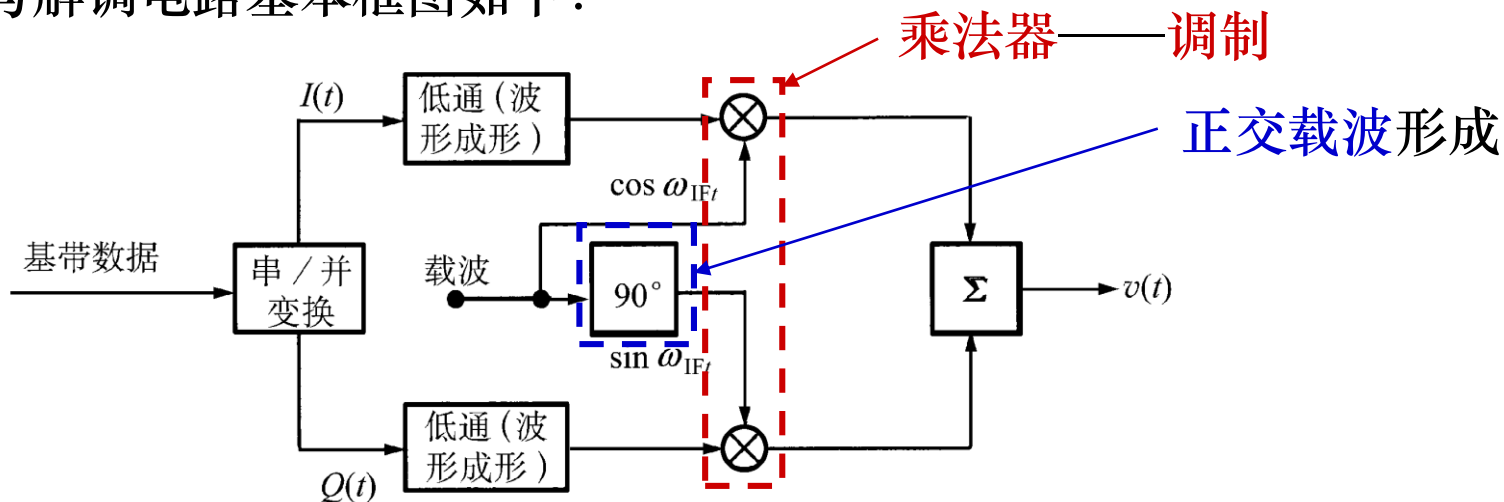
组合频率分量为： $n\omega_c \pm \Omega$ ， $n = 1, 3, 5, \dots$

和单平衡调制器相比，有用频率分量幅度加倍，且无 Ω 频率分量。

9.2 数字调制与解调电路

数字调制与解调电路基本框图如下：

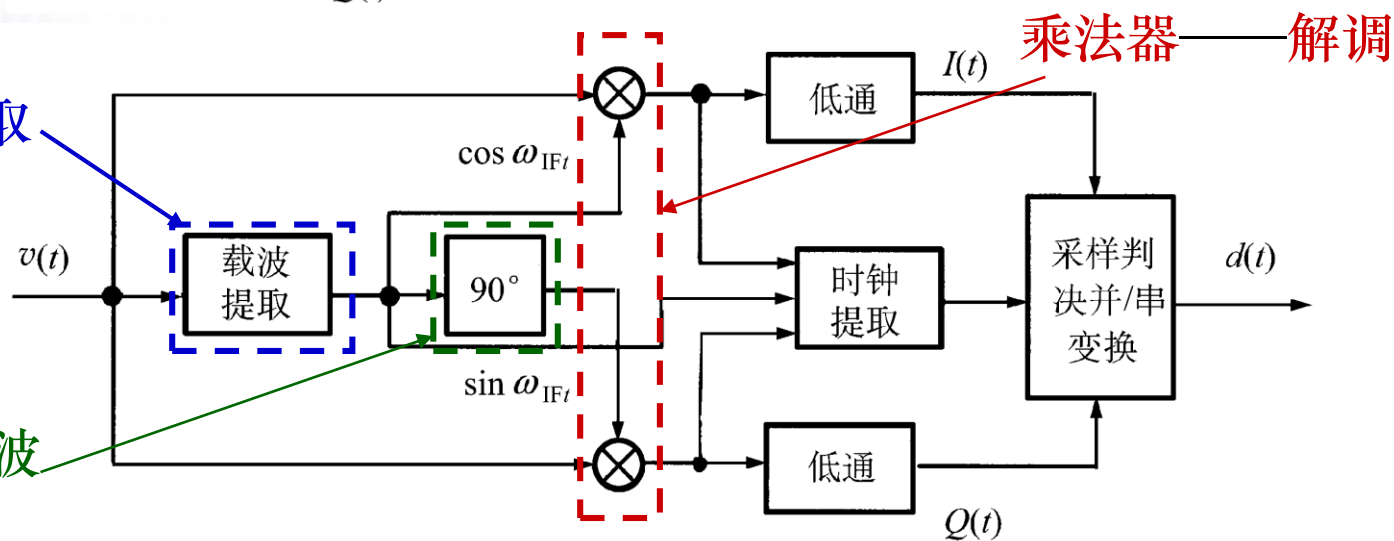
QPSK调制



QPSK解调

载波提取

正交载波形成



9.2 数字调制与解调电路

● 载波提取

载波提取（载波跟踪）

—— 相干解调的关键技术

1. 平方环

对于 m 相调制的 PSK 信号，每一时刻的载波相位为

$$i2\pi/m, \quad i = 0 \sim m - 1$$

对其进行 m 次乘方后，对应任意 i 值的相位均变为 0 ($i2\pi$)。

$$s_i(t) = S_m e^{j(\omega_c t + i \frac{2\pi}{m})}$$

$$s_i^n(t) = S_m^n e^{j(n\omega_c t + i \frac{n2\pi}{m})}$$

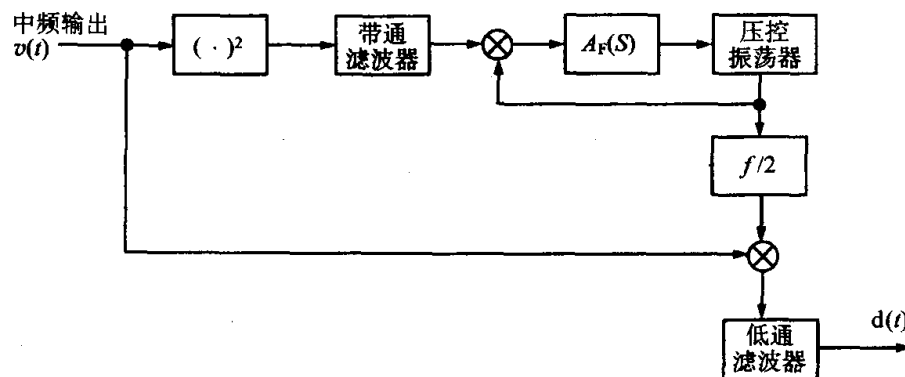


图 9.2.2 BPSK 信号的解调

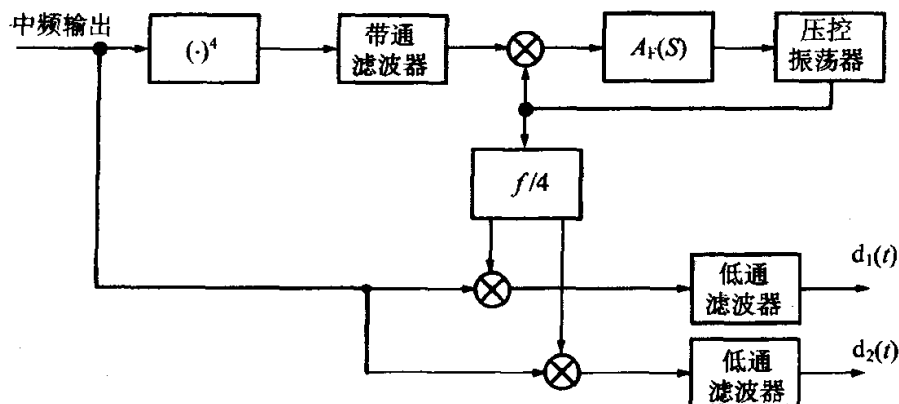
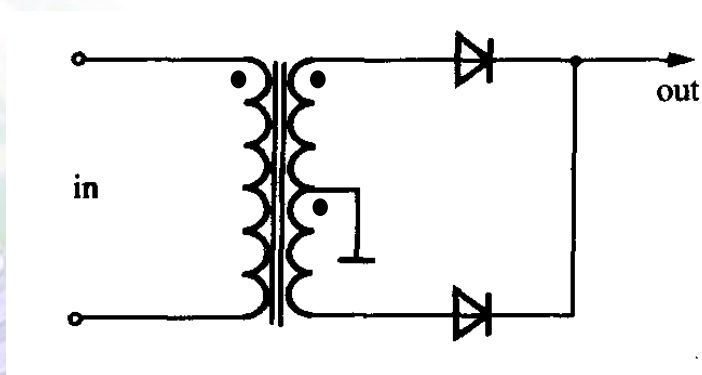


图 9.2.3 QPSK 信号解调的 4 次方环方框图

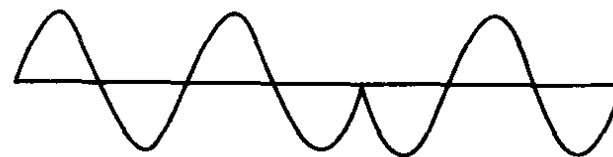
9.2 数字调制与解调电路

利用检波器代替平方运算，可得：

$$v_o(t) = \cos \omega_c t \times S_2(\omega_c t)$$



BPSK信号



全波整流



9.2 数字调制与解调电路

2. Costas环

利用相乘运算代替平方环中的平方运算来解调BPSK信号，得到的误差控制电压 v_6 与 $a(t)$ 无关

以 v_6 作为鉴相器输出，得到的环路方程与基本PLL相同

该系统在提取载波的同时，进行了解调

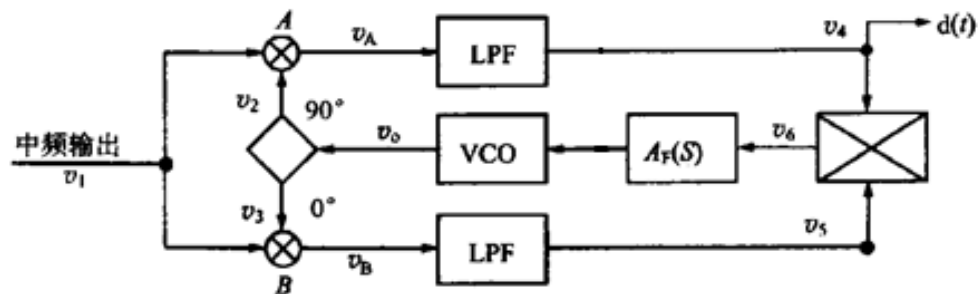


图 9.2.5 考斯塔斯环的最基本的结构

$$v_1(t) = a(t) \cos(\omega_c t + \varphi_1) \quad , \quad a(t) = \pm 1 \quad , \quad \omega_r = \omega_c$$

$$v_2(t) = V_{om} \cos(\omega_c t + \varphi_2) \quad , \quad v_3(t) = V_{om} \sin(\omega_c t + \varphi_2)$$

$$v_4 = \frac{1}{2} a(t) V_{om} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$v_5 = \frac{1}{2} a(t) V_{om} \sin(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$v_6 = v_4 \times v_5 = \frac{1}{8} V_{om}^2 \times a^2(t) \sin 2(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$= \frac{1}{8} V_{om}^2 a^2(t) \sin 2\varphi_e = \frac{1}{8} V_{om}^2 \sin 2\varphi_e \approx \frac{1}{4} V_{om}^2 \varphi_e$$

9.2 数字调制与解调电路

● 正交信号形成

1. 移相法

$$\dot{V}_{out1} = \frac{1/j\omega C}{R + (1/j\omega C)} \dot{V}_{in} = \frac{1}{1 + j\omega CR} \dot{V}_{in}$$

$$\dot{V}_{out2} = \frac{R}{R + (1/j\omega C)} \dot{V}_{in} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} \dot{V}_{in}$$

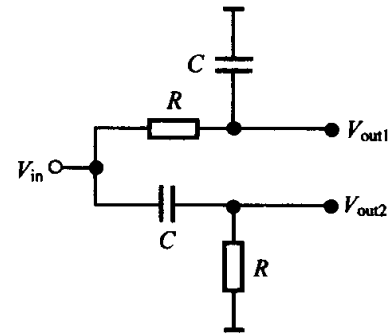
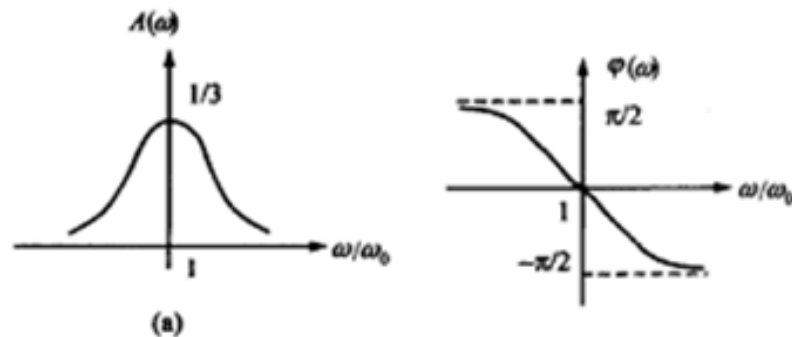
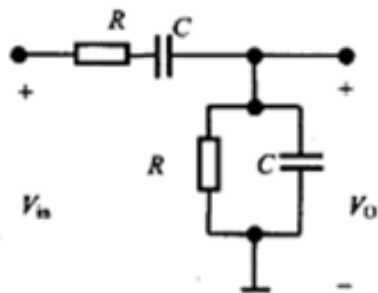


图 9.3.1 RC-CR 相移网络

9.2 数字调制与解调电路



$$A(j\omega) = \frac{V_o}{V_{in}} = j \frac{\omega / \omega_0}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j3 \frac{\omega}{\omega_0}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

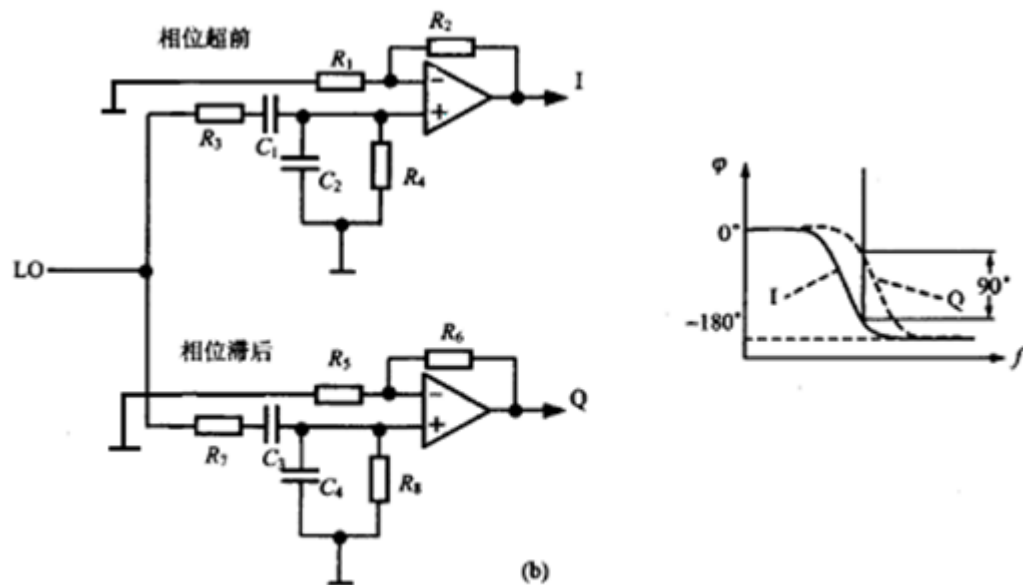
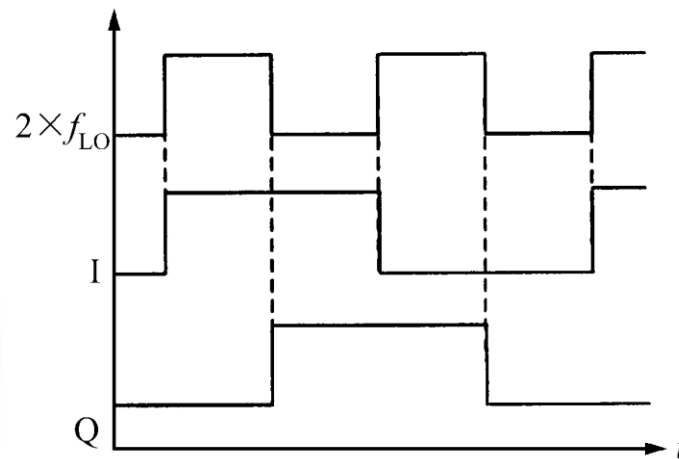
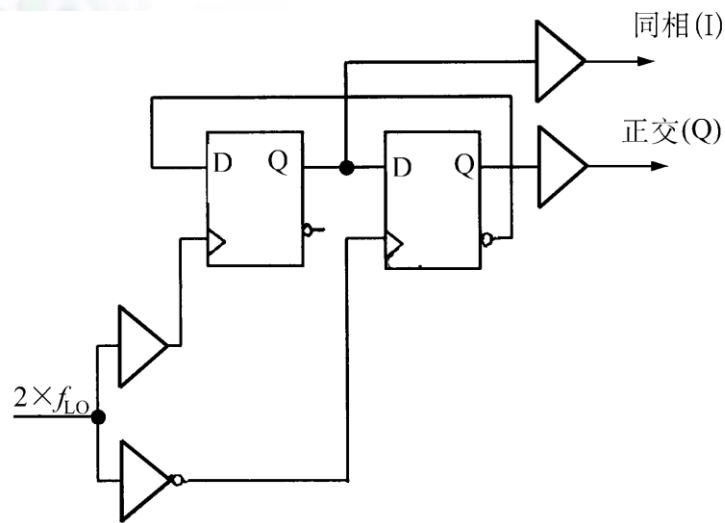
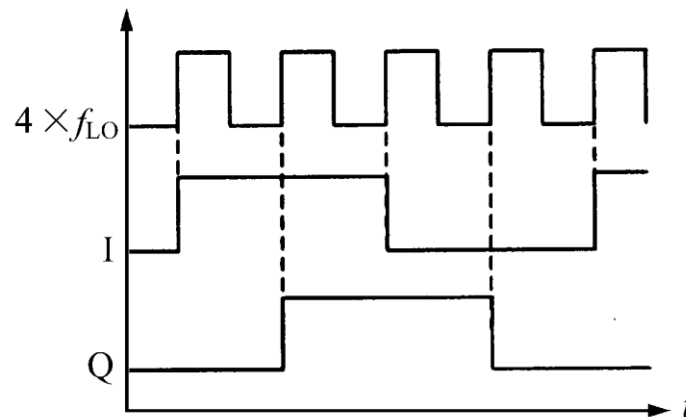
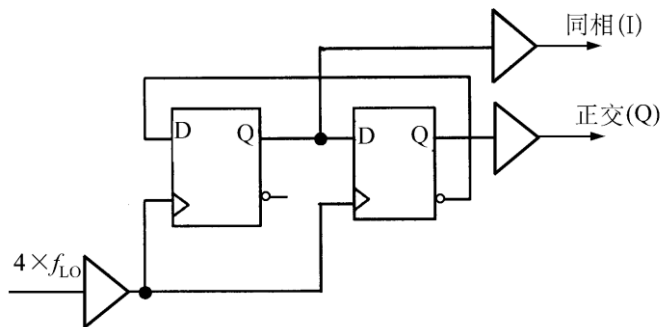


图 9.3.2 RC 串并联移相网络

9.2 数字调制与解调电路

2. 数字分频法



9.3 包络检波器与同步检波器

- 从调幅信号中解调出调制信号的过程称为检波。检波的过程与调制刚好相反，是把调制信号的谱再搬移回零频附近。
- 调幅信号解调的方法可以分为两大类：相干解调和非相干解调。
- **相干解调**是用与发端载波完全同频同相的本地载波去和接收到的信号相乘，以实现频谱搬移；**非相干解调**则是利用所接收到的信号中的载波分量和边频分量共同作用到非线性器件上所形成的合频和差频效果，实现频谱的向下搬移作用。
- 相干解调适用于所有的调幅信号；非相干解调则只能用于AM信号。

9.3 包络检波器与同步检波器

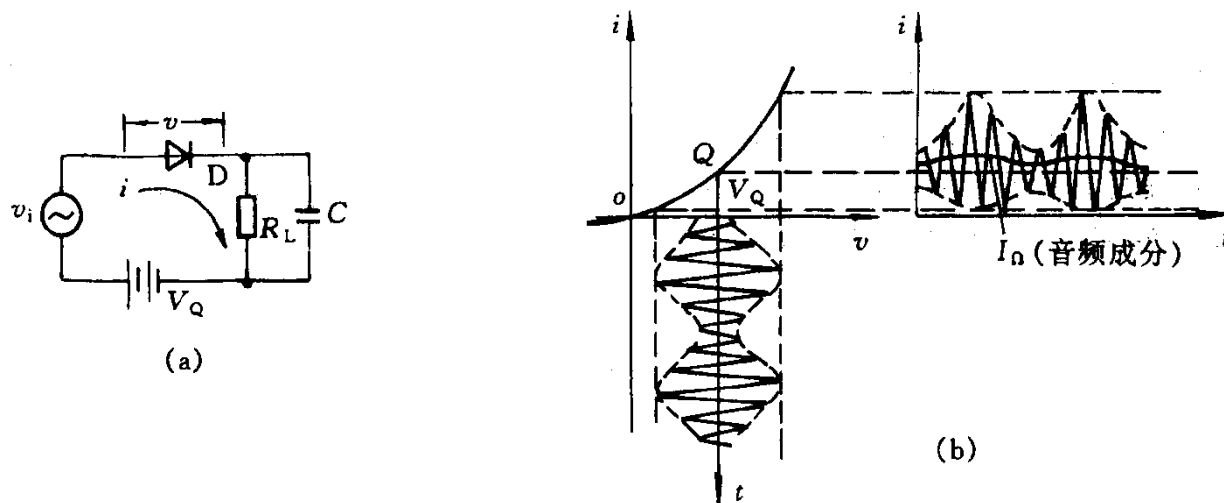
对检波器的要求通常有：

- **检波效率：** $K_d = \frac{V_o}{V_i} \approx \frac{V_{\Omega m}}{m_a V_{Im}}$ 无源检波器 K_d 小于1，越大越好。
- **检波失真：** 用解调输出中的高次谐波分量之和与基波分量的比值表示。其值越小越好。
- **检波器输入电阻：** 检波器输入端的中频电压与中频电流之比。值越大越好。

9.3 包络检波器与同步检波器

● 小信号二极管平方律检波器

加到二极管上的电压 v_i 小于0.2V时，电路工作在平方律检波特性方式下：



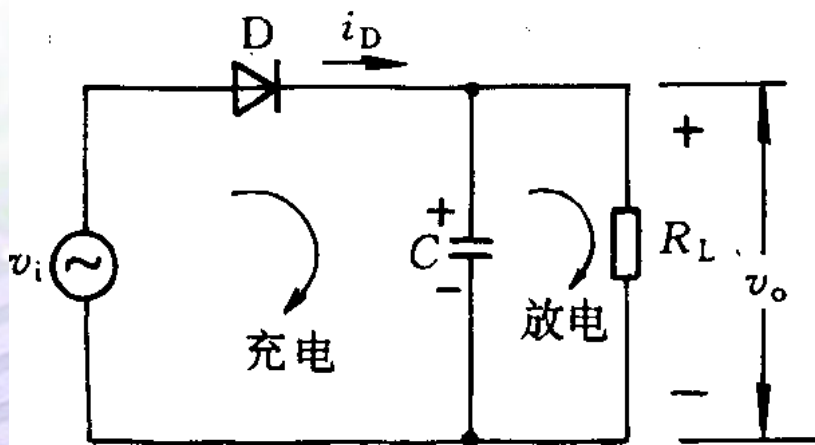
(a) 检波电路图；(b) 小信号检波，电压电流波形

在仅考虑二极管的伏安特性幂级数展开式中的二次以下项作用时，其输出的直流分量和低频基波分量的大小均与输入中频信号的幅度的平方成正比。→ 有失真；可用于检测中频信号的功率。

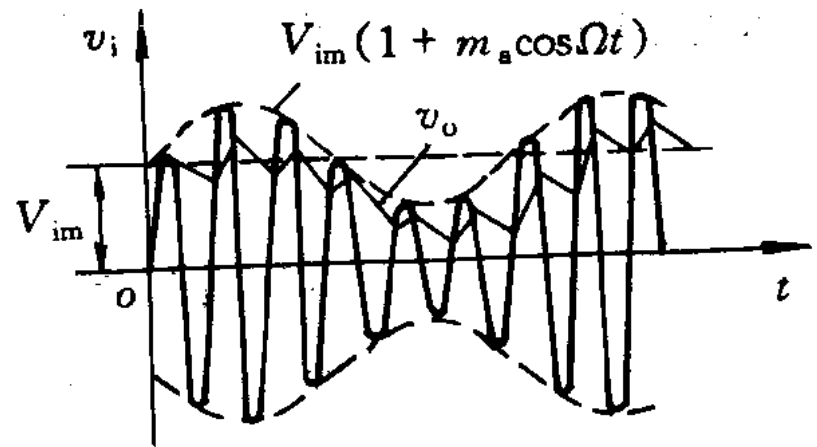
9.3.1 包络检波器

● 大信号二极管峰值包络检波

由于二极管的单向导电性，载波一周期内电容C上充电速度远远大于放电速度，电容电压维持在载波电压峰值附近，并随载波电压幅度缓慢变化。



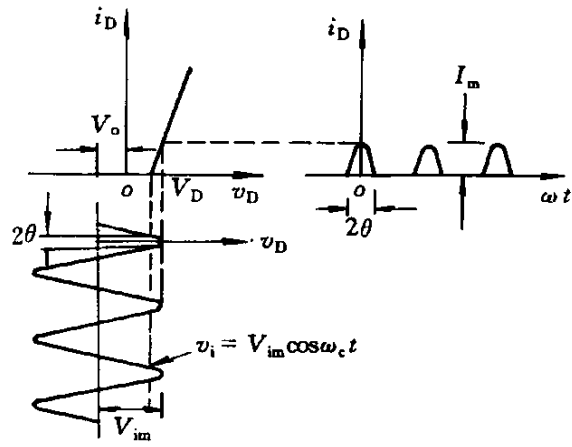
(a)



(b)

峰值包络检波器及其波形图

9.3.1 包络检波器



峰值包络检波的定量分析

把二极管用两段折线特性逼近，并考虑到 V_o 对二极管构成负偏压，输入为单音频信号时，可以得到：

$$v_D = v_i - V_o = V_{im} \cos \omega_c t - V_o$$

$$i = \begin{cases} 0 & v_D \leq V_D ; \quad i = 0 \\ g_D (v_D - V_D) & v_D > V_D ; \quad i = g_D (V_{im} \cos \omega_c t - V_o - V_D) \end{cases}$$

$$i = 0 \Rightarrow \cos \theta = \frac{V_o + V_D}{V_{im}} \approx \frac{V_o}{V_{im}} \quad \text{or} \quad V_o = V_{im} \cos \theta$$

9.3.1 包络检波器

$$I_m = g_D (V_{im} - V_o - V_D) = g_D V_{im} (1 - \cos \theta)$$

$$I_0 = \alpha_0 I_m = \frac{I_m (\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\pi (1 - \cos \theta)} = \frac{g_D V_{im}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

余弦电流脉
冲分解系数

$$V_o = V_{im} \cos \theta - V_D \approx V_{im} \cos \theta = I_0 R_L$$

$$\Rightarrow \frac{\tan \theta - \theta}{\pi} = \frac{1}{g_D R_L} \quad \because \tan \theta \approx \theta + \frac{\theta^3}{3}$$

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{g_D R_L}}$$

由以上分析可得，其性能指标为：

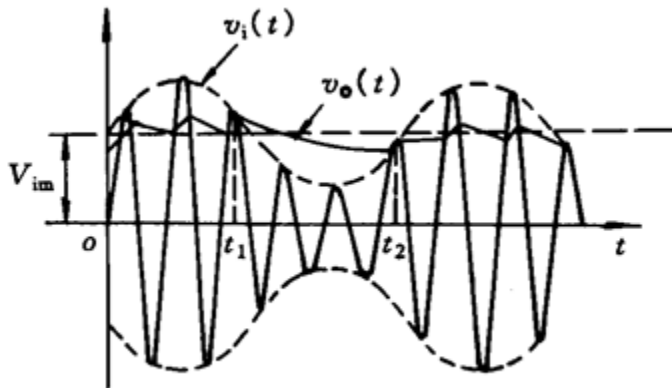
检波系数： $K_d = \frac{V_o}{V_{im}} \approx \cos \theta$

输入电阻： $\frac{1}{2} \frac{V_{im}^2}{R_i} = \frac{V_o^2}{R_L} \Rightarrow R_i = \frac{1}{2} \frac{V_{im}^2}{V_o^2} R_L = \frac{1}{2K_d^2} R_L \approx \frac{1}{2} R_L$

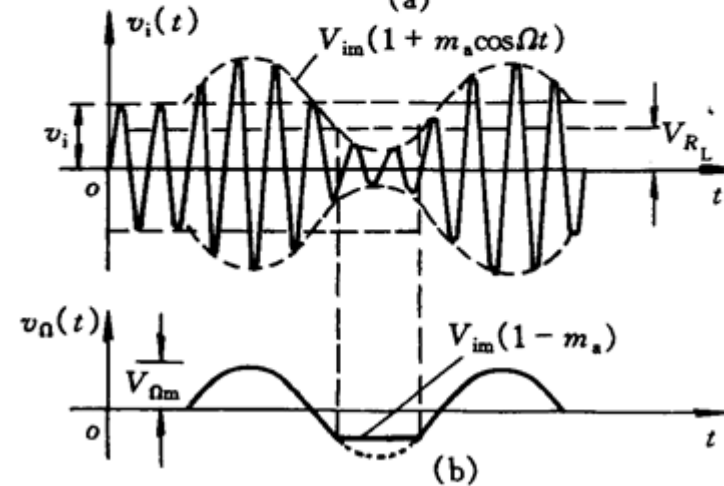
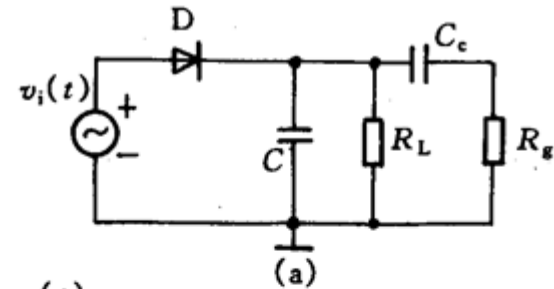
9.3.1 包络检波器

● 检波失真

检波器因参数设置不合理，可能产生两种失真：**对角切割失真**和**底边切割失真**。



对角切割失真
(惰性失真)



底边切割失真
(负峰切割失真)

9.3.1 包络检波器

- 对角切割失真： $R_L C$ 太大，放电速率跟不上包络变化速率所致。

不失真条件：最低放电速率大于包络变化速率

$$\left| \frac{\partial v_o}{\partial t} \right|_{t=t_1} \geq \left| \frac{\partial V_m}{\partial t} \right|_{t=t_1}$$

$$V_m = V_{im} (1 + m_a \cos \Omega t) \quad \rightarrow \quad \left. \frac{\partial V_m}{\partial t} \right|_{t=t_1} = -m_a V_{im} \Omega \sin \Omega t_1$$

$$v_o \Big|_{t=t_1} = V_{im} (1 + m_a \cos \Omega t_1) e^{-\frac{t-t_1}{R_L C}} \quad \rightarrow \quad \left. \frac{\partial v_o}{\partial t} \right|_{t=t_1} = -\frac{V_{im} (1 + m_a \cos \Omega t_1)}{R_L C}$$

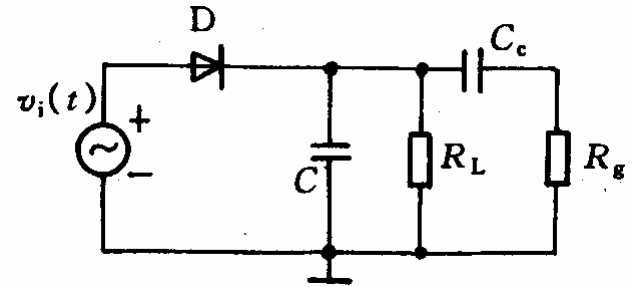
$$\rightarrow \quad \Omega C R_L \left| \frac{m_a \sin \Omega t_1}{1 + m_a \cos \Omega t_1} \right| \leq 1 \quad \text{该式对 } t_1 \text{ 求导, 可得}$$

$$\cos \Omega t_1 = -m_a \text{ 时有最大值} \Rightarrow R_L C \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{\Omega m_a} \quad \text{不失真}$$

9.3.1 包络检波器

■ 底边切割失真

输入为 Ω 频率的调幅信号时，输出端对 Ω 频率分量的交直流负载阻抗不同， C_c 上的直流压降导致二极管负端有一个不变的直流电压，输入小于该电压时二极管将不导通。



不失真要求：

$$\frac{I_{\sim}}{I_{=}} = \frac{V_{cm}/R_{\sim}}{m_a V_{cm}/R_{=}} < 1$$

→ $m_a < \frac{R_g}{R_L + R_g}$

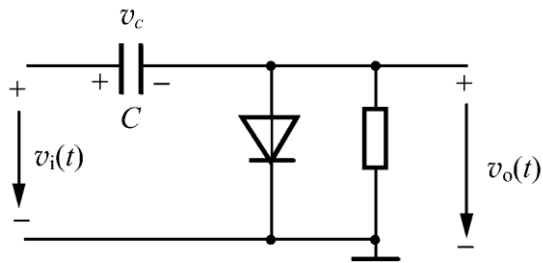
频率响应要求：考虑上下限频率的影响，要求

$$\Omega_{\max} \ll \frac{1}{R_L C} \quad , \quad \Omega_{\min} \gg \frac{1}{R_g C_c}$$

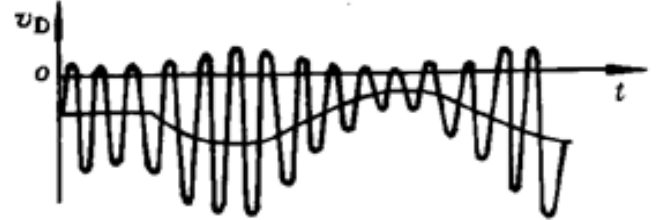
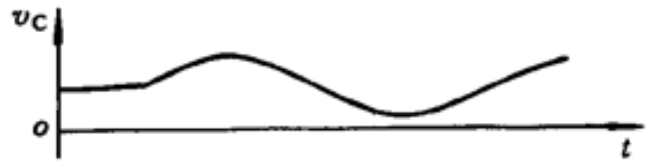
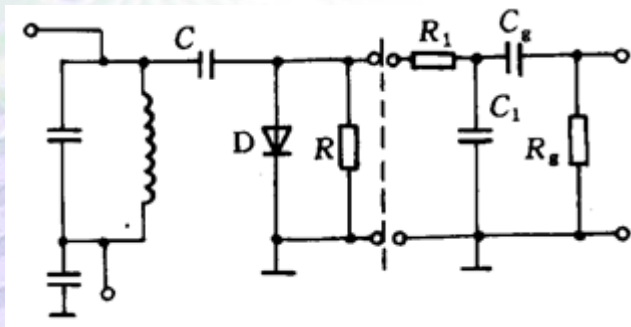
9.3.1 包络检波器

3. 二极管并联检波器

当高频信号源处于直流高电位时，应当用并联检波器。



$$v_o = v_d = v_i(t) - v_c$$



9.3.2 同步检波

- 同步检波是在接收端采用与发送端载波完全同频同相的参考信号与接收到的信号相乘，再经过选频滤波来实现的。
- 采用模拟乘法器可以构成乘积型同步检波器。
- 利用非线性器件的频率变换作用可以构成叠加型同步检波器。

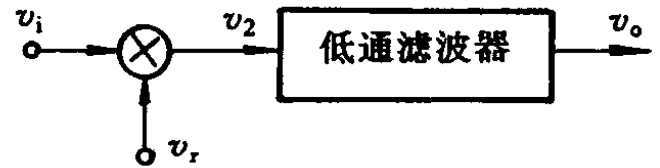
✓ 乘积型同步检波原理

设输入的DSB信号和参考信号分别为：

$$v_i = V_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$v_r = V_{rm} \cos [(\omega_c + \Delta\omega)t + \varphi]$$

乘法器输出为：



9.3.2 同步检波

$$\begin{aligned}v_2 &= K v_i v_r = K V_{im} V_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \times \cos [(\omega_c + \Delta \omega)t + \varphi] \\&= \frac{1}{2} K V_{im} V_{rm} \cos \Omega t \{ \cos(\Delta \omega t + \varphi) + \cos[(2\omega_c + \Delta \omega)t + \varphi] \}\end{aligned}$$

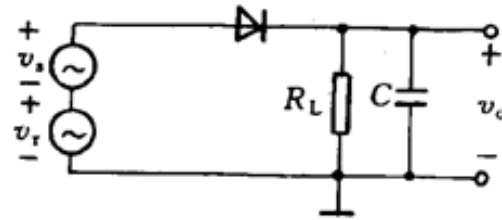
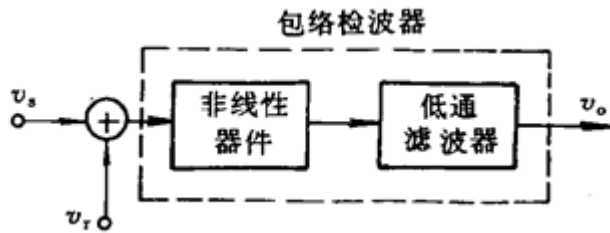
经滤波器后得到：

$$v_o = \frac{1}{2} K V_{im} V_{rm} \cos \Omega t \cos(\Delta \omega t + \varphi)$$

- 若要从输出中得到调制信号 $\cos \Omega t$ ，就必须要求 $\Delta \omega = 0$ ， $\varphi = 0$
- 参考信号必须与发端载波同频同相
- 若接收信号为单边带信号，也可以得出完全相同的结论。

9.3.2 同步检波

✓ 叠加型同步检波器



叠加型同步检波器是在参考信号与输入信号相加，所得到的和向量的幅度与调制信号近似成正比关系的基础上，利用包络检波器检出其幅度信息来实现解调的。

对于DSB信号有：

$$v = v_s + v_r = V_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t + V_{rm} \cos \omega_c t = V_{rm} \left(1 + \frac{V_{sm}}{V_{rm}} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t$$

当 $V_{rm} > V_{sm}$ 时， v 为一普通调幅波，可以用包络检波器正确解调。

9.3.2 同步检波

对于SSB信号，可得到叠加形成的合成向量为：

$$v_s = V_{sm} \cos(\omega_c + \Omega)t = V_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t - V_{sm} \sin \Omega t \sin \omega_c t$$

$$v_r = V_{rm} \cos \omega_c t$$

$$v = v_s + v_r = (V_{sm} \cos \Omega t + V_{rm}) \cos \omega_c t - V_{sm} \sin \Omega t \sin \omega_c t = V_m(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

$$V_m(t) = \sqrt{(V_{rm} + V_{sm} \cos \Omega t)^2 + (V_{sm} \sin \Omega t)^2}$$

$$= V_{rm} \sqrt{1 + \left(\frac{V_{sm}}{V_{rm}}\right)^2 + 2 \frac{V_{sm}}{V_{rm}} \cos \Omega t}$$

$$\tan \varphi = \frac{-V_{sm} \sin \Omega t}{V_{rm} + V_{sm} \cos \Omega t}$$

$\frac{V_{sm}}{V_{rm}} \ll 1$ 时忽略其中的 $\left(\frac{V_{sm}}{V_{rm}}\right)^2$ 项，并利用 $\sqrt{1 \pm x} \xrightarrow{x \ll 1} 1 \pm \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8}$ 有：

9.3.2 同步检波

$$V_m(t) = V_{rm} \left[1 + \frac{V_{sm}}{V_{rm}} \cos \Omega t - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{sm}}{V_{rm}} \right)^2 \cos^2 \Omega t \right]$$

结论：当 $V_{sm}/V_{rm} \ll 1$ 时，其幅度表达式与普通调幅波相同，可以用包络检波器进行解调。

9.4 调频电路

调频电路的基本技术要求:

(1) 调制灵敏度

$$S_{\text{FM}} = \left. \frac{\Delta f}{\Delta v_{\Omega}} \right|_{v_{\Omega}=0} \quad (\text{Hz/V})$$

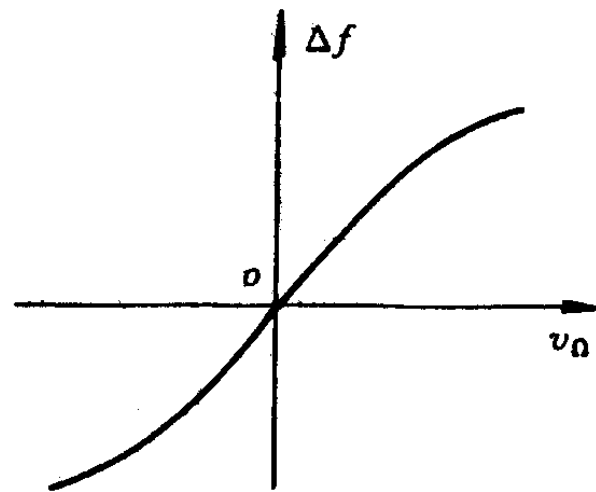
(2) 调制特性线性度

(3) 载波频率稳定度

(4) 最大频偏 Δf_m

小频偏调频: $\Delta f_m / f_c < 1\%$ 广播电视用

大频偏调频: $\Delta f_m / f_c > 1\%$ 卫星通信用



调制特性曲线

9.4 调频电路

调频方法：

(1) 直接调频

- ✓ 振荡电路，谐振的某个电抗元件受调制电压控制
- ✓ 变容二极管调频；电抗管调频；张弛振荡器调频
- ✓ 频偏大，中心频率不稳定

(2) 间接调频

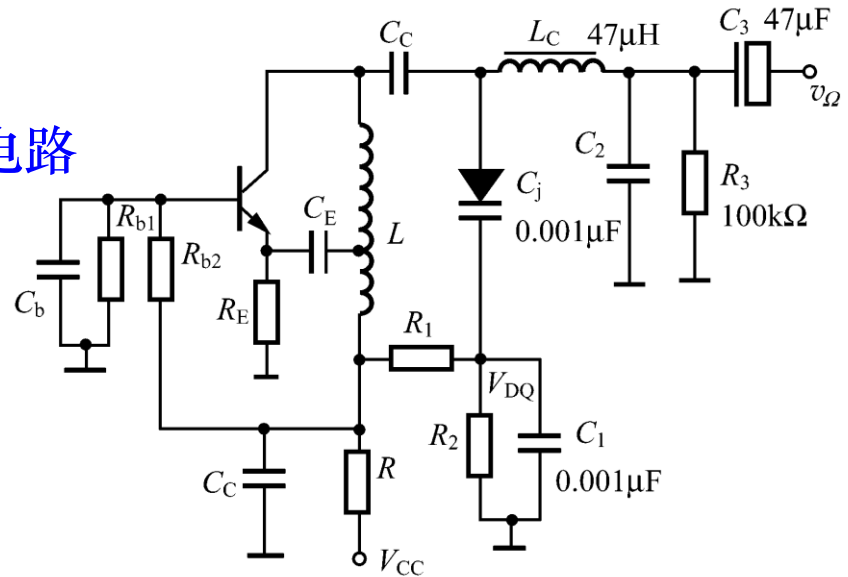
- ✓ 调制信号积分后以调相的方式实现调频
- ✓ 变容二极管调相；可变时延法调相
- ✓ 频偏小，中心频率稳定

9.4.1 直接调频电路

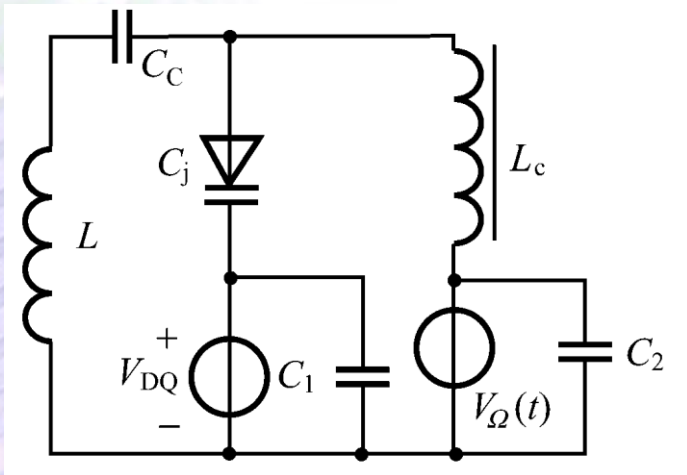
1. 变容二极管直接调频电路

➤ 大频偏变容二极管直接调频电路

电路分析：变容二极管
作为回路总电容

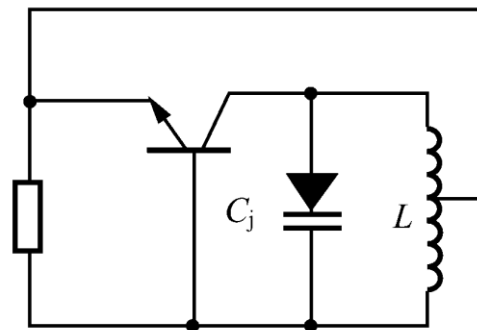


变容管回路：



$$v_D = -(V_{DQ} + v_{\Omega})$$

振荡器交流通路图：



$$\omega_{OSC} = \frac{1}{\sqrt{LC_j}}$$

9.4.1 直接调频电路

变容二极管受控特性:

调制信号: $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$

二极管电压: $v_D = -(V_{DQ} + v_{\Omega}) = -(V_{DQ} + V_{\Omega m} \cos \Omega t)$

变容管电容:

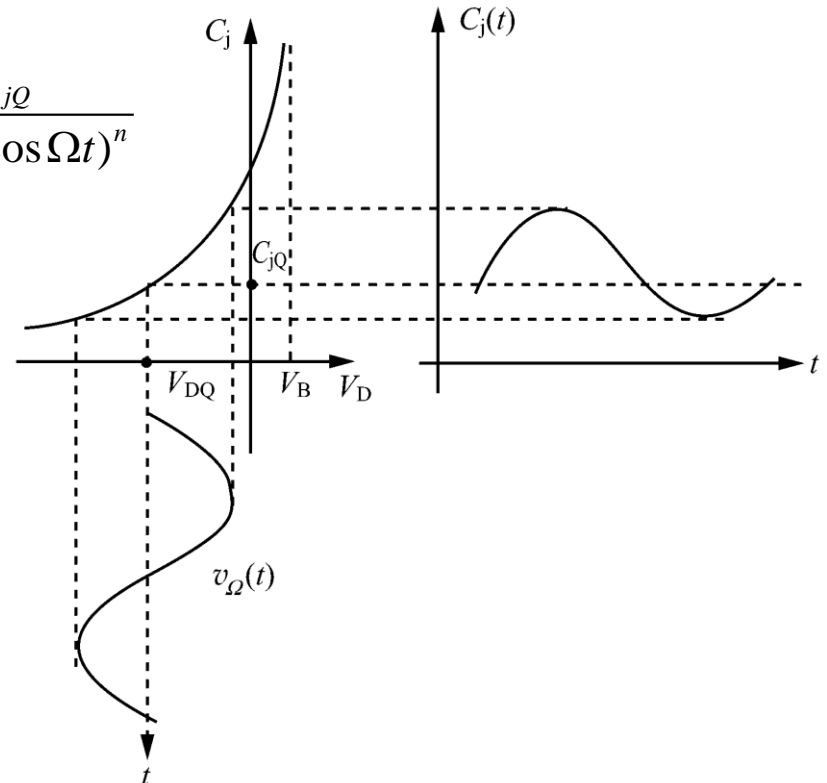
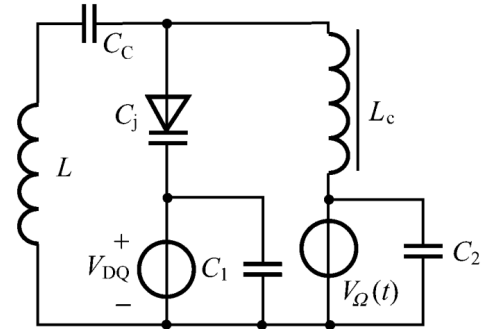
$$C_j = \frac{C_{jo}}{\left(1 - \frac{V_D}{V_B}\right)^n} = \frac{C_{jo}}{\left(1 + \frac{V_{DQ} + V_{\Omega m} \cos \Omega t}{V_B}\right)^n} = \frac{C_{jQ}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}$$

$$C_{jQ} = \frac{C_{jo}}{\left(1 + \frac{V_{DQ}}{V_B}\right)^n}$$

静态结电容

$$m = \frac{V_{\Omega m}}{V_B + V_{DQ}}$$

电容调制度 (小于1)



9.4.1 直接调频电路

设 $\omega_{\text{OSC}} = \omega_0$ ，则在 v_{Ω} 作用下的瞬时角频率为：

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_{jQ}}{(1+m \cos \Omega t)^n}}} = \omega_c (1+m \cos \Omega t)^{\frac{n}{2}}$$

此式称为调制特性方程，其中静态 ($v_{\Omega} = 0$) 振荡频率为：

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}}$$

讨论：

(1) 若选用 $n = 2$ 的超突变结变容管，则可实现不失真的线性调频

$$\omega(t) = \omega_c + m\omega_c \cos \Omega t$$

$$\Delta\omega_m = m\omega_c$$

9.4.1 直接调频电路

(2) 若选用 $n \neq 2$ 的变容管，导致：非线性失真、中心频率偏移。

若 m 比较小，忽略调制特性方程的幂级数展开式中的3次方及其以上各项，可得：

$$\begin{aligned}\omega(t) &\approx \omega_c \left(1 + \frac{n}{2} m \cos \Omega t + \frac{n}{2} \frac{\left(\frac{n}{2} - 1\right)}{2!} m^2 \cos^2 \Omega t \right) \\ &= \omega_c \left[1 + \frac{1}{8} n \left(\frac{n}{2} - 1\right) m^2 + \frac{n}{2} m \cos \Omega t + \frac{1}{8} n \left(\frac{n}{2} - 1\right) m^2 \cos 2\Omega t \right]\end{aligned}$$

最大频偏：

$$\Delta\omega_m \approx \frac{n}{2} m \omega_c$$

调制灵敏度：

$$S_{\text{FM}} = \frac{\Delta f_m}{V_{\Omega m}} = \frac{n}{2} \frac{m f_c}{V_{\Omega m}} = \frac{f_c}{V_{DQ} + V_B} \frac{n}{2}$$

调制失真：

$$\Delta\omega_{2m} \approx \frac{1}{8} n \left(\frac{n}{2} - 1\right) m^2 \omega_c \quad \Rightarrow \quad K_{f2} = \frac{|\Delta\omega_{2m}|}{|\Delta\omega_m|} \approx \left| \frac{m}{4} \left(\frac{n}{2} - 1\right) \right|$$

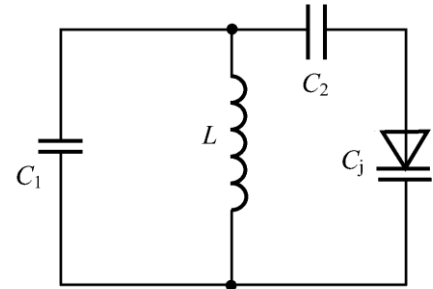
载波偏移：

$$\Delta\omega_c \approx \frac{1}{8} n \left(\frac{n}{2} - 1\right) m^2 \omega_c \quad \Rightarrow \quad \frac{\Delta\omega_c}{\omega_c} \approx \frac{1}{8} n \left(\frac{n}{2} - 1\right) m^2$$

9.4.1 直接调频电路

▶ 小频偏变容二极管直接调频电路

对于要求载波频率稳定度很高的应用场合，一般采用变容二极管部分接入的电路形式。



$$C = C_1 + \frac{C_2 C_j}{C_2 + C_j} = C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2(1 + m \cos \Omega t)^n + C_{jQ}}$$

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{L \left[C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2(1 + m \cos \Omega t)^n + C_{jQ}} \right]}}$$

将上式展开为幂级数，只考虑二次方以下的项，则有：

$$\omega(t) = \omega_c (1 + A_1 m \cos \Omega t + A_2 m^2 \cos^2 \Omega t)$$

$$= \omega_c + \frac{A_2}{2} m^2 \omega_c + A_1 m \omega_c \cos \Omega t + \frac{A_2}{2} m^2 \omega_c \cos 2\Omega t$$

9.4.1 直接调频电路

从中可得：

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L \left(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 + C_{jQ}} \right)}}, \quad A_1 = \frac{n}{2p}, \quad A_2 = \frac{3n^2}{8p^2} + \frac{1}{4} \frac{n(n-1)}{p} - \frac{1}{2} \frac{n^2}{p(1+p_1)}$$

$$p = (1+p_1)(1+p_2+p_1p_2), \quad p_1 = \frac{C_{jQ}}{C_2}, \quad p_2 = \frac{C_1}{C_{jQ}}$$

最大频偏：
$$\Delta\omega_m = A_1 m \omega_c = \frac{n}{2p} m \omega_c$$

载波偏移：
$$\Delta\omega_c = \frac{A_2 m^2}{2} \omega_c$$

调制失真系数：
$$K_{f2} = \frac{\Delta\omega_{2m}}{\Delta\omega_m} = \frac{A_2}{2A_1} m$$

9.4.1 直接调频电路

讨论:

- (1) 部分接入减小了 Δf_c 的值, 减小了 K_{f2} 的值, 但也减小了 $\Delta\omega_m$ 。
- (2) 要得到线性调频, 必须要使用 $n > 2$ 的晶体管。
- (3) C_j 变化范围一定时, C_1 主要影响高频区的频率覆盖; C_2 主要影响低频区的频率覆盖 \rightarrow 适当选取 C_1, C_2 , 在所需的频率范围内可得到较好的调制特性。

9.4.1 直接调频电路

➤ 思考题

1. 直接调频电路的最大频偏和哪些因素有关？
2. 调频电路的中心频率对调制效果有什么影响？

9.4.2 间接调频电路

- ✓ 间接调频是通过调相的方法来实现调频。
- ✓ 有三种实现调相的方法：矢量合成法、可变相移法和可变时延法。

● 矢量合成法

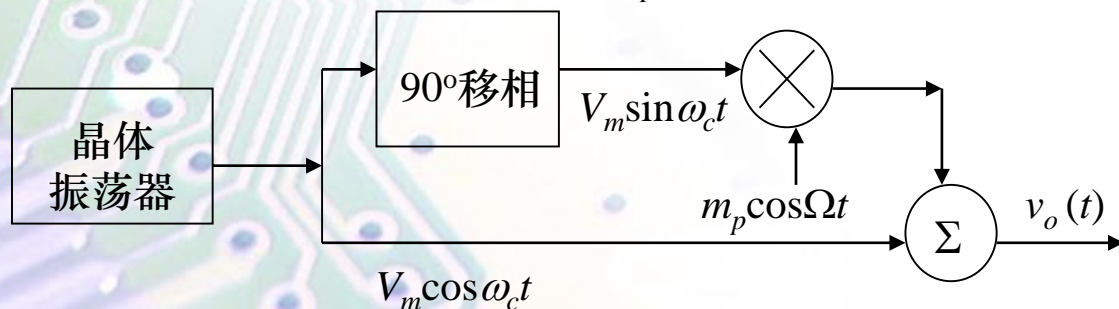
对于单音调制的调相信号，有：

$$\begin{aligned}v_o(t) &= V_m \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t) \\ &= V_m \cos \omega_c t \cos(m_p \cos \Omega t) - V_m \sin \omega_c t \sin(m_p \cos \Omega t)\end{aligned}$$

考虑到 $m_p < \pi/12$ 时，窄带调相有：

$$\cos(m_p \cos \Omega t) \approx 1, \quad \sin(m_p \cos \Omega t) \approx m_p \cos \Omega t$$

可得：
$$v_o(t) \approx V_m \cos \omega_c t - V_m m_p \cos \Omega t \sin \omega_c t$$



9.4.2 间接调频电路

● 可变相移法

用变容二极管实现对回路谐振频率进行控制，从而实现对输入信号相位的控制。

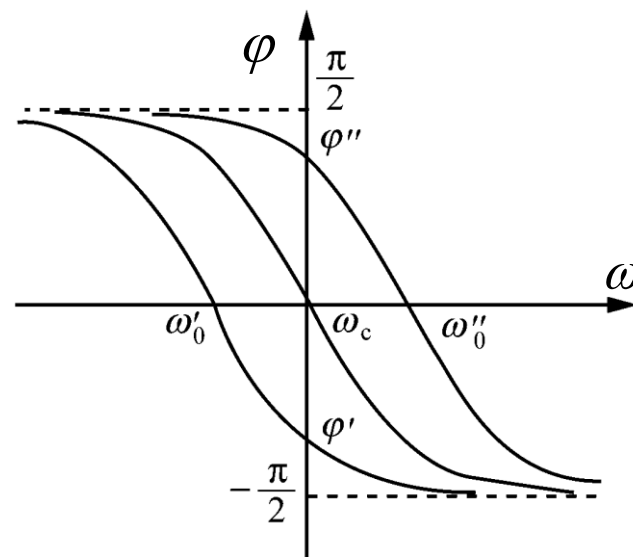
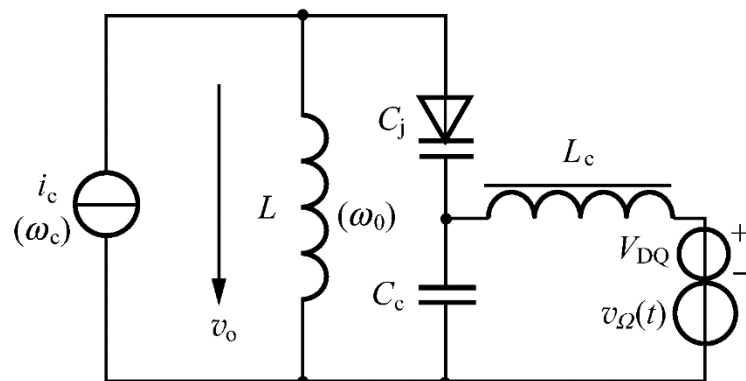
$$i_c(t) = I_{cm} \cos \omega_c t$$

$$\dot{V}_o = \dot{I}_c Z(j\omega_c) = \dot{I}_c |Z(\omega_c)| \angle \varphi_Z(\omega_c)$$

$$Z(j\omega_c) = \frac{R_e}{1 + jQ_e \left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_0} \right)} \approx \frac{R_e}{1 + j2Q_e \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_c} \right)}$$

$$\varphi_Z(j\omega_c) = -\arctan Q_e \frac{2\Delta\omega}{\omega_c} \approx -Q_e \frac{2\Delta\omega}{\omega_c}$$

✓ 关键看谐振回路对载频 ω_c 的相移



9.4.2 间接调频电路

对于变容管全部接入回路的调频电路，其回路的中心频率为：

$$\omega_0 = \omega_c + \frac{n}{2} m \omega_c \cos \Omega t$$

相移为：

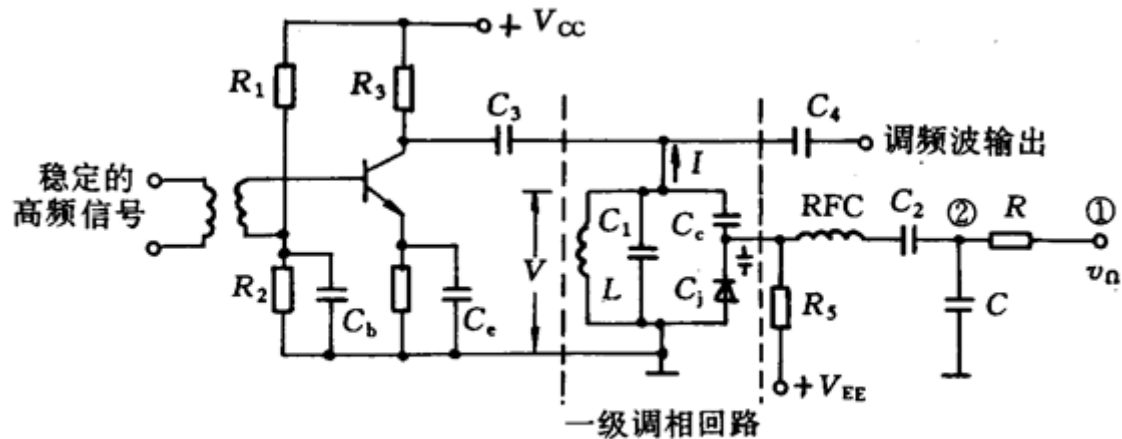
$$\begin{aligned} \varphi_Z(\omega_c) &\approx 2Q_e \frac{\frac{n}{2} m \omega_c \cos \Omega t}{\omega_c} \\ &= Q_e n m \cos \Omega t = m_p \cos \Omega t \end{aligned}$$

讨论：

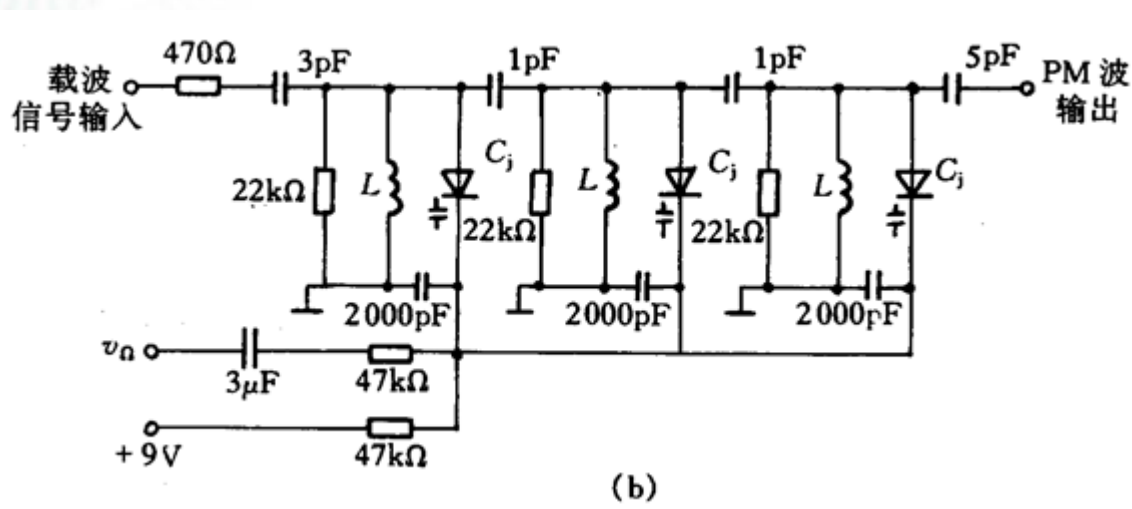
- ① 会产生寄生调幅
- ② $\varphi_Z(\omega_c) < \pi/6 \rightarrow$ 最大相偏 m_p 受限
- ③ 多级级联扩大相偏

9.4.2 间接调频电路

图 (a) 为单级调相电路，(b) 为三级调相电路。



(a)



(b)

9.4.2 间接调频电路

● 扩展线性频偏的方法

(1) 直接调频相对频偏 $\Delta\omega_m/\omega_c$ 受限；间接调频最大相移 m_p 受限

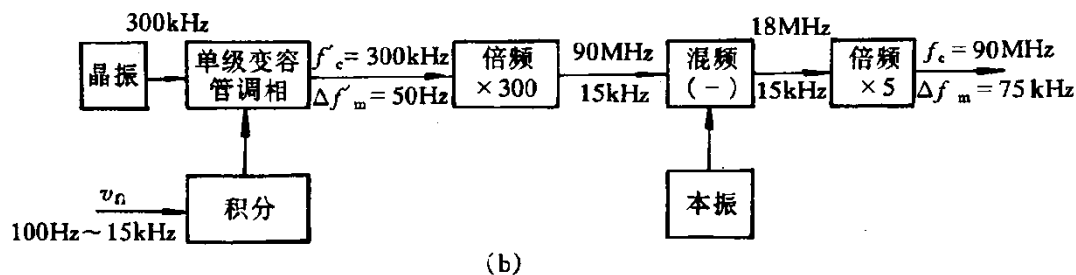
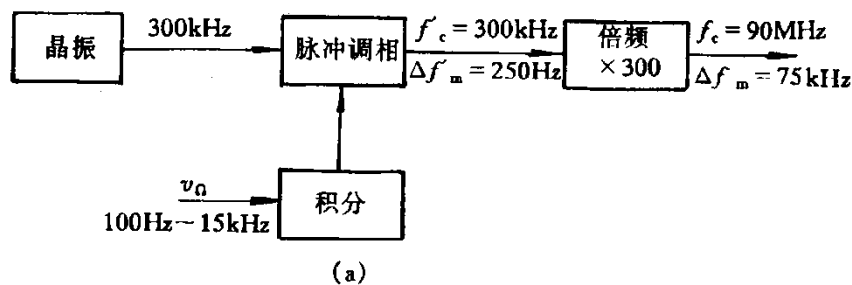
(2) 混频改变相对频偏，倍频改变绝对频偏。

- ✓ 直接调频先在较高频率下调频，再混频到较低的频率下；
- ✓ 间接调频先在较低的频率下调相，再倍频到高频下。

(3) 间接调频的最大 m_p 在调制信号 v_Ω 的最低频率分量下得到。
(积分导致 Ω 出现在分母上)

$$m_p \propto \frac{KV_{\Omega m}}{\Omega}$$

→ 计算时以最低调制频率为准。



调频广播发射机的组成方框图

例题

例9-1：一调频发射机，本振频率为100kHz，采用矢量合成法调相电路，要求产生载波频率为100MHz，最大频偏为75kHz的调频波，请画出其实现框图。（基带信号频率范围100~15000Hz）

解：在最低调制频率100Hz下不失真 $\rightarrow m_p = \pi/12$ ，有最大频偏：

$$\Delta f_m = F_{\min} \times m_{p\max} = 100 \times \frac{\pi}{12} = 26.2 \text{ (Hz)}$$

由此求出所需的倍频次数 $N = 75 \times 10^3 / 26 = 2884.6$

一般倍频器是2、3、4倍较多，故首选4倍频器级联实现，所需倍频次数为： $4^6 = 4096$ ， $4^5 = 1024$ 。故需5级4倍频器。

又由于 $1024 \times 2 = 2048 < 2884$ ， $1024 \times 3 = 3072 > 2884$ ，故应再级联一级3倍频器，求出调相器处最大频偏为：

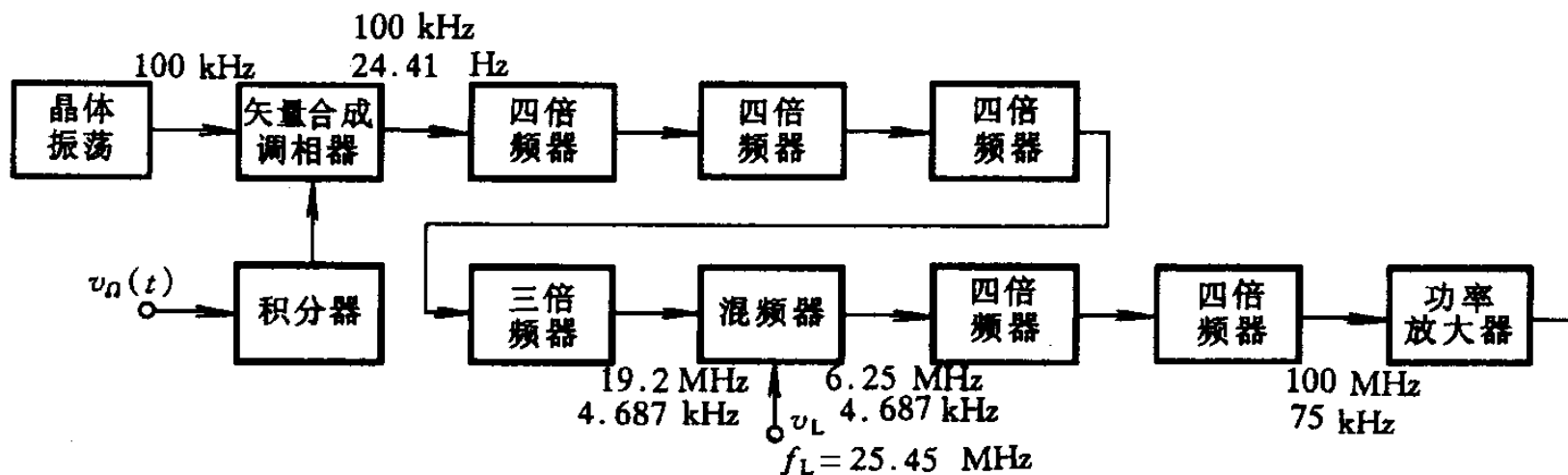
$$\frac{75000}{3072} = 24.4 \text{ (Hz)}$$

载波则被倍到307.2MHz，再和207.2MHz本振混频，可得到： $f_c = 100$ MHz， $\Delta f_m = 75$ kHz的调频波。

例题

实际中混频一般在较低的频率处便于实现，故在三级4倍频器，一级三倍频器后混频。 $f_{01}=19.2\text{ MHz}$ 混到 $f_{01}=100\text{MHz}/16=6.25\text{MHz}$ ，然后再两次4倍频即可。

可以用如图方案实现所需的发射机：



调频广播发射机的组成方框

9.4.2 间接调频电路

● 限幅器

为了减小干扰在接收信号上造成的寄生调幅影响，在鉴频之前先要对信号进行限幅。常用的限幅电路有：

- (1) 二极管限幅器：二极管导通后额外的电压降到限幅电阻上。
- (2) 三极管限幅器：工作到饱和、截止区。
- (3) 差分对管限幅器：恒流源限制电流不能大幅度改变，双曲正切型转移特性。

9.4.2 间接调频电路

► 思考题

- (1) 同样采用变容二极管控制回路工作频率，为什么间接调频法的载波频率稳定度比直接调频要好很多？
- (2) 变容二极管调频电路和调相电路的输出频偏，与调制信号的频率之间存在哪些关系？

9.5 鉴频电路

✓ 鉴频器是用来完成调频信号解调任务的装置。

● 鉴频器的指标

鉴频灵敏度：
$$S_D = \left. \frac{\Delta v_o}{\Delta f} \right|_{f=f_0} \quad (\text{V/Hz})$$

峰—峰带宽： B_{pp} 表示鉴频器的最大工作范围。

非线性失真：解调输出中高次谐波与基波的比值。

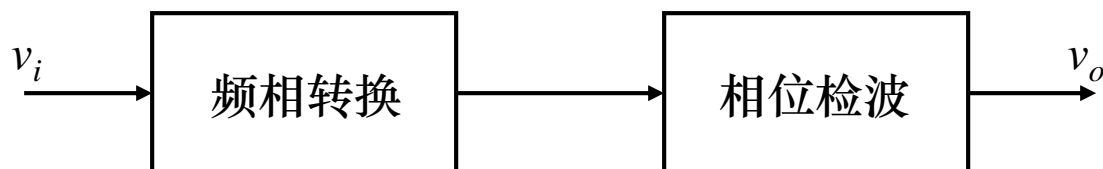
● 常用的鉴频方法

(1) 斜率鉴频器 (Slope Detector)

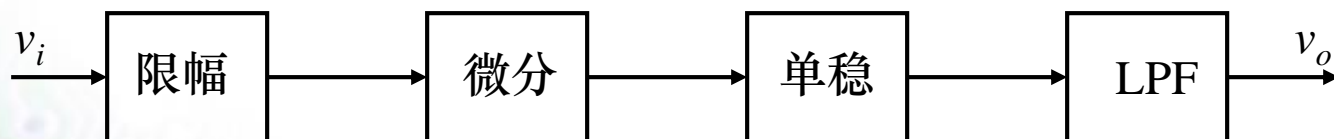


9.5 鉴频电路

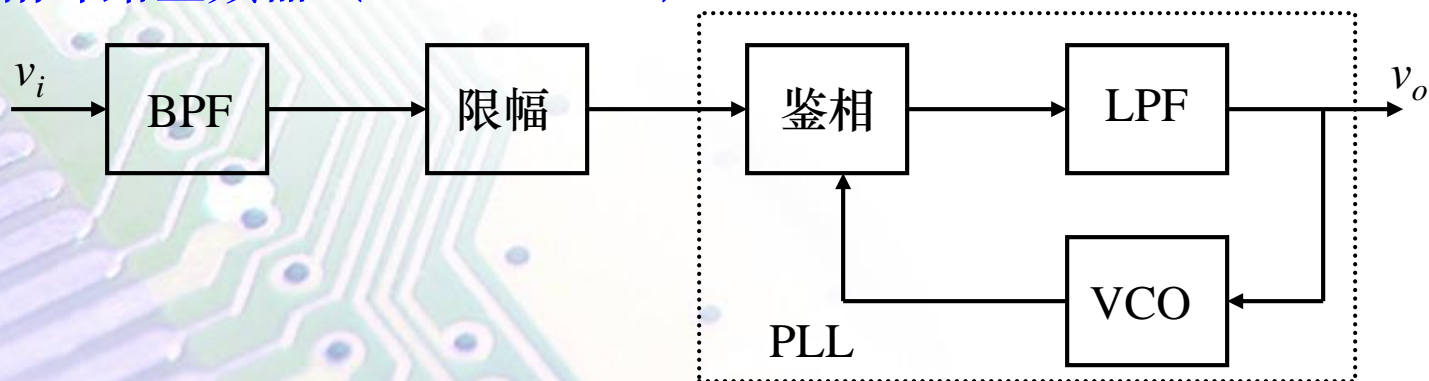
(2) 正交鉴频 (相位鉴频器 Phase Discriminator type Detector)



(3) 脉冲计数鉴频器 (Pulse-Counter Detector)



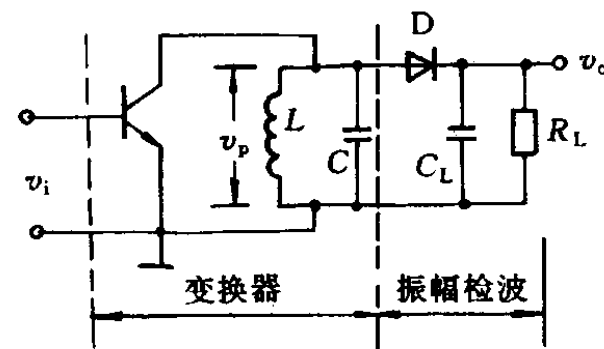
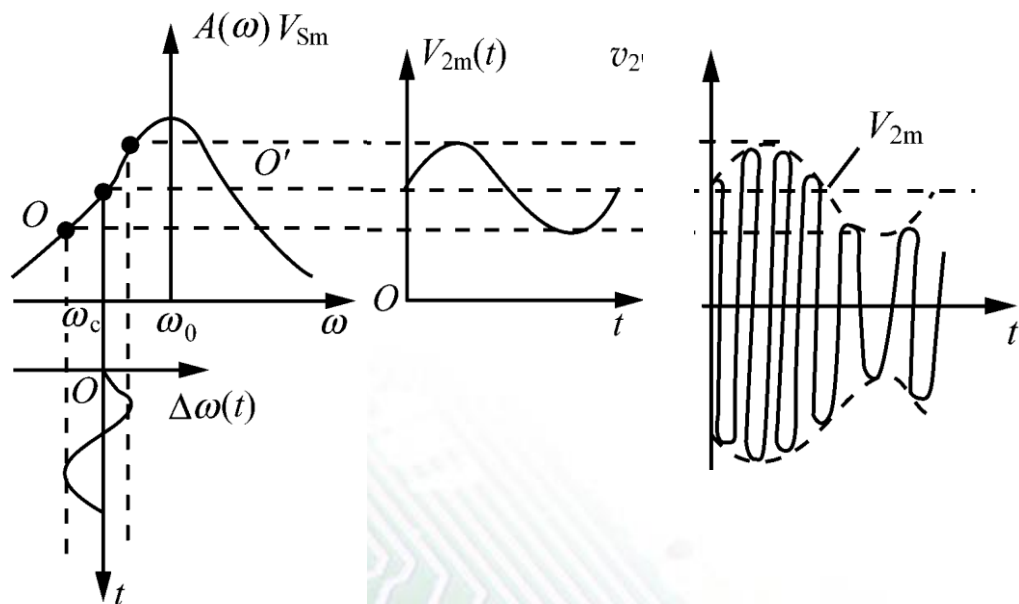
(4) 锁相环路鉴频器 (PLL Detector)



9.5 鉴频电路

● 斜率鉴频器

利用调谐回路的幅频特性的倾斜部分来完成频—幅转换功能。



单回路斜率鉴频器

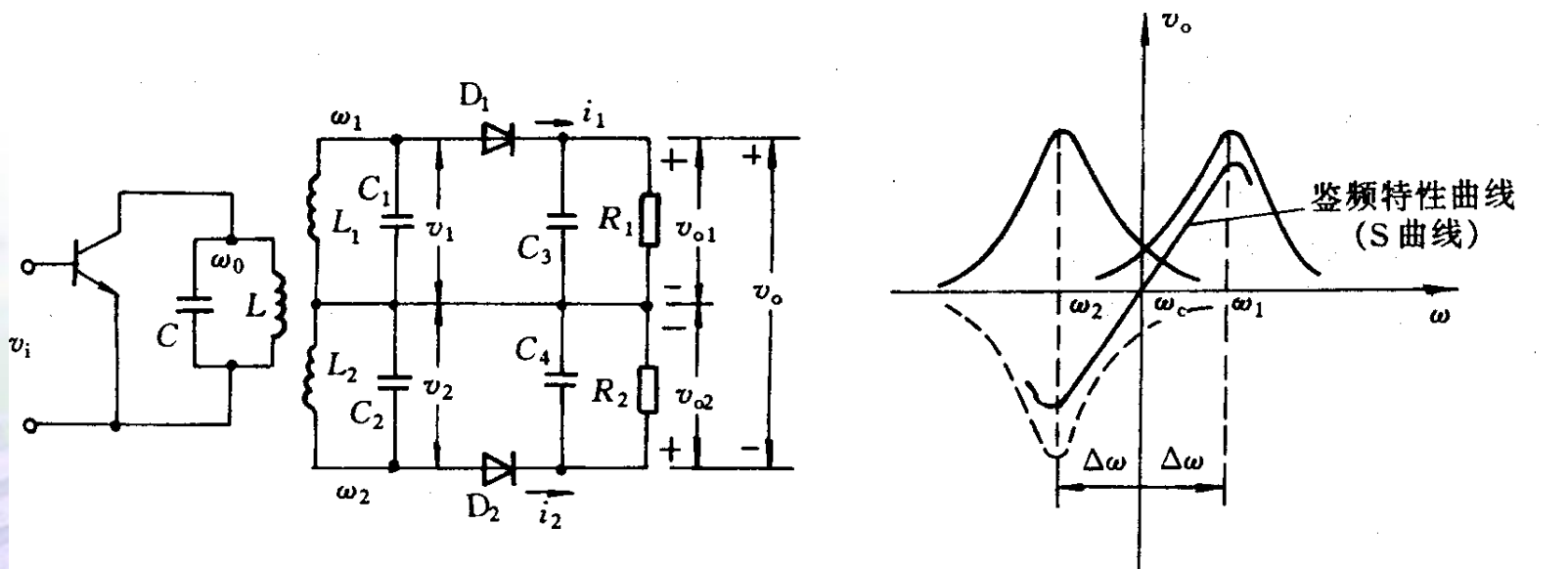
(1) 单回路斜率鉴频器

电路简单，鉴频范围小，非线性失真大。

9.5 鉴频电路

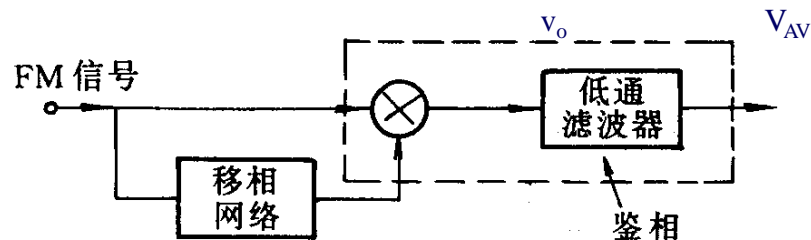
(2) 平衡斜率鉴频器

鉴频范围较宽，失真较小；电路较复杂，难调整。



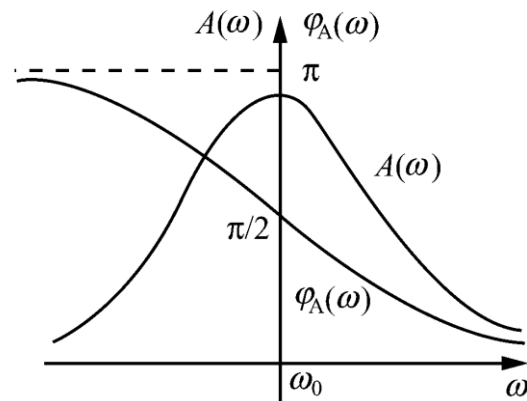
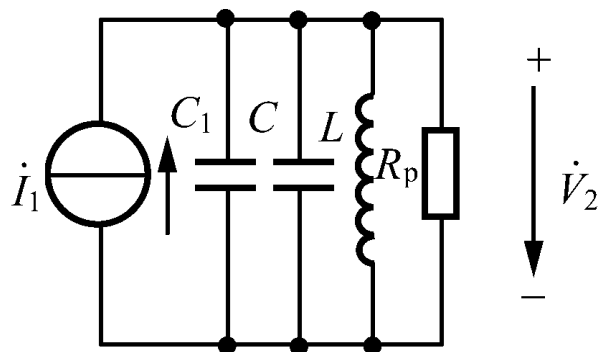
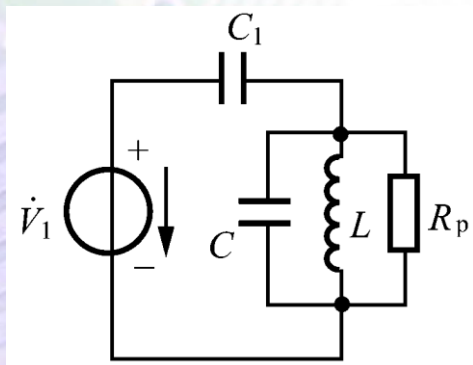
9.5 鉴频电路

● 正交鉴频器



正交鉴频器的组成

频相转换电路如图。其中 C_1 很小， V_1 经过 C_1 得到的电流 I_1 移相 $\pi/2$



9.5 鉴频电路

$v_1(t) = V_{1m} \cos(\omega_c t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t)$; 单音频 Ω 调制的已调波

$v_2(t) = V_{2m} \cos(\omega_c t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t + \frac{\pi}{2} + k\Delta\omega_m \cos \Omega t)$; 经过移相器频相转换
 $= -V_{2m} \sin(\omega_c t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t + k\Delta\omega_m \cos \Omega t)$

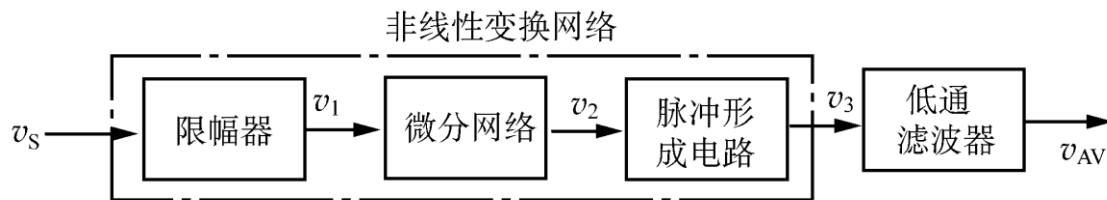
$$v_o = v_1 \times v_2 = -\frac{V_{1m} V_{2m}}{2} [\sin(k\Delta\omega_m \cos \Omega t) + \sin(2\omega_c t + \frac{2\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t + k\Delta\omega_m \cos \Omega t)]$$

$$v_{AV} = -V_{AVm} \sin(k\Delta\omega_m \cos \Omega t) = -V_{AVm} \sin[k\Delta\omega(t)]$$

具有正弦型的鉴频特性。

9.5 鉴频电路

● 脉冲计数式鉴频器



调频波频率 $f(t) = f_c + \Delta f(t)$

周期—— $T(t) = \frac{1}{f(t)}$

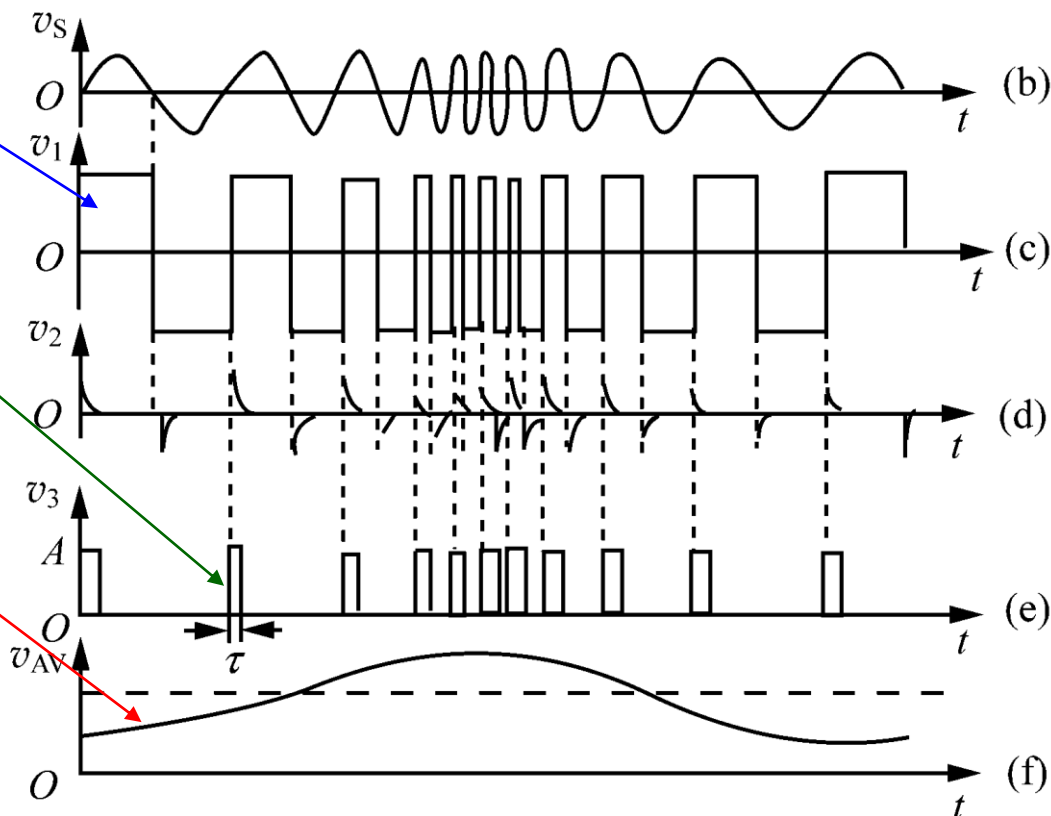
脉冲序列
幅度为A, 宽度为 τ

在一周内的平均分量为

$$v_{AV} = A \frac{\tau}{T(t)} = A \tau [f_c + \Delta f(t)]$$

对最高频率的限制:

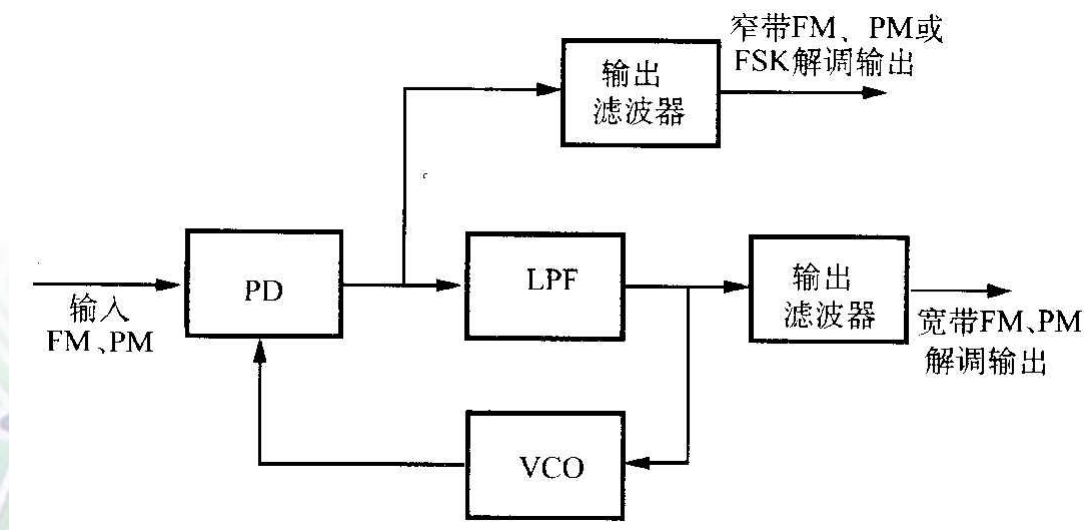
$$\tau < T_{\min} = \frac{1}{f_c + \Delta f_m} = \frac{1}{f_{\max}}$$



9.5 鉴频电路

● 锁相鉴频器

若PLL的环路滤波器带宽足够宽，大于调频信号最大频偏的2倍，则环路为**调制跟踪型**。VCO输出频率跟踪锁定输入信号频率，VCO的控制电压与输入调频信号的频率变化成正比，引出即可得到鉴频输出。



本章要点

- 掌握二极管调制电路（平衡和双平衡）的电路结构和分析方法
- 掌握二极管峰值包络检波器的电路原理及性能分析
- 了解同步检波器的工作原理
- 掌握直接调频电路：变容二极管特性，电路结构及性能分析
- 了解斜率鉴频器的工作原理和电路
- 掌握载波提取电路和正交信号形成电路的原理
- 了解两种检波失真的原因和不失真条件
- 了解间接调频方法及分析结论
- 了解扩展线性频偏的方法（倍频、混频）

作业

➤ 9-5、9-9、9-15、9-16、9-17、9-22、9-23

余弦电流脉冲分解系数

将 i_c 展开为傅里叶级数:

$$i_c = I_{c0} + I_{c1} \cos \omega t + I_{c2} \cos 2\omega t + \cdots + I_{cn} \cos n\omega t + \cdots$$

$$I_{c0} = \frac{I_m}{\pi} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

$$I_{c1} = \frac{I_m}{\pi} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

\vdots

$$I_{cn} = \frac{2I_m}{\pi} \frac{\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}$$

