



通信电路原理

第六章 调制与解调

频率调制与解调



调制与解调

- 6.1 幅度调制
- 6.2 角度调制
 - 基本概念
 - 频率调制信号的性质
 - 实现频率调制的方法和电路
 - 技术指标
 - 上变频
 - 直接调频电路
 - 间接调频电路
 - 调频波的解调方法和电路
- 6.3 数字调制

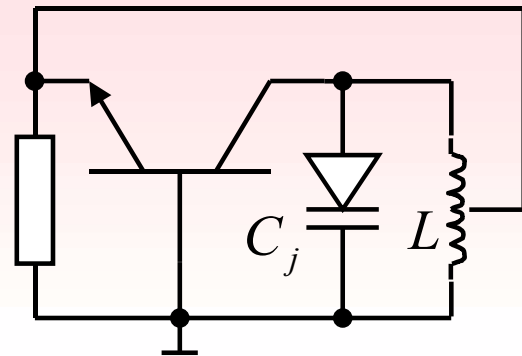
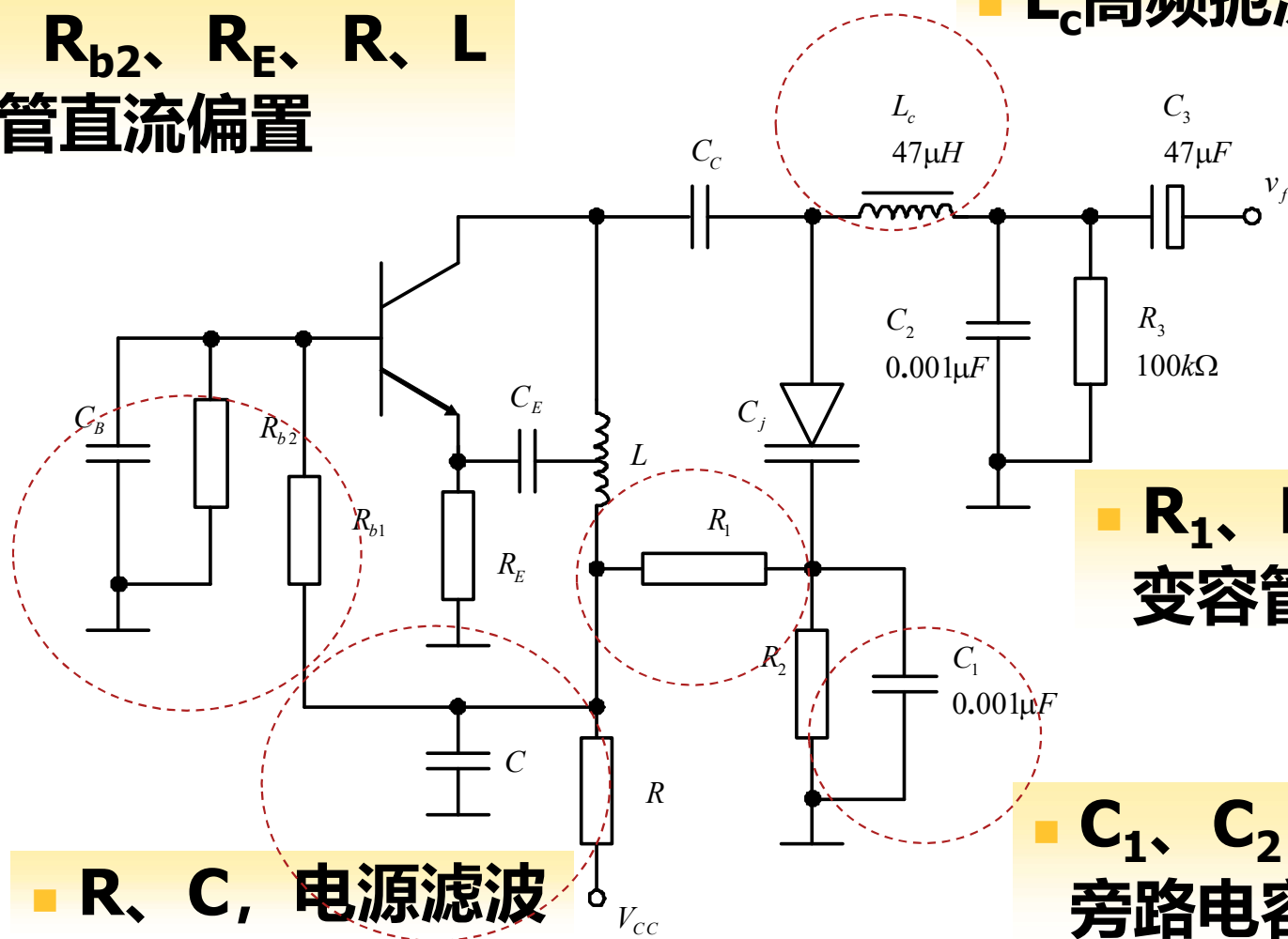
全接入例

■ R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_E 、 R 、 L
晶体管直流偏置

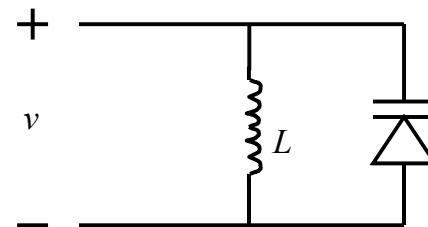
■ L_c 高频扼流圈

■ R_1 、 R_2 、 R_3
变容管直流偏置

■ C_1 、 C_2 、 C_B 、 C_E 、 C_C
旁路电容或隔直电容



变容二极管全接入特点



$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C'_0}{(1+m_c \cos \Omega t)^\gamma}}} = f_c (1+m_c \cos \Omega t)^{\frac{\gamma}{2}}$$

$$m_c = \frac{V_{\Omega m}}{V_B + \phi}$$

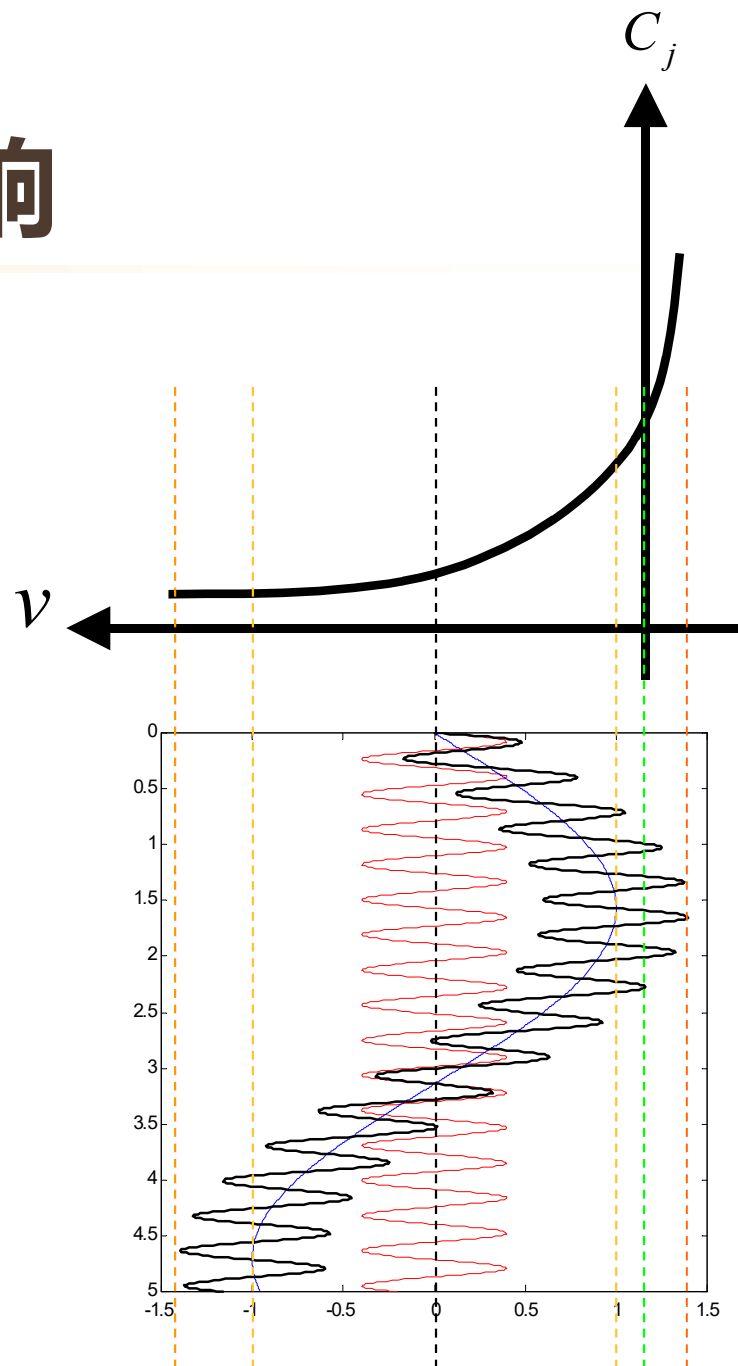
- 用变容管做为回路总电容，这种直接调频方法的频偏大，调制灵敏度高：优点
- 振荡器载频频率稳定度不高：缺点
 - 电源电压、温度变化引起变容二极管电容变化
 - 振荡回路的高频电压全部都作用在变容管上
 - 变容二极管的电容不仅受直流偏压和调制电压的控制，同时还受高频振荡电压的影响

- 为了提高压控振荡器的中心频率稳定度，应减小变容管上的高频电压振荡幅度

高频振荡电压的影响

变容管曲线的非线性使得电容变大了，变化量和高频振荡幅度有关，使得振荡器幅度的变化转化为频率的变化，频率稳定性变差

■ 变容管上电压过大，可能使得变容管部分导通，电阻下降，影响回路Q值



变容管部分接入

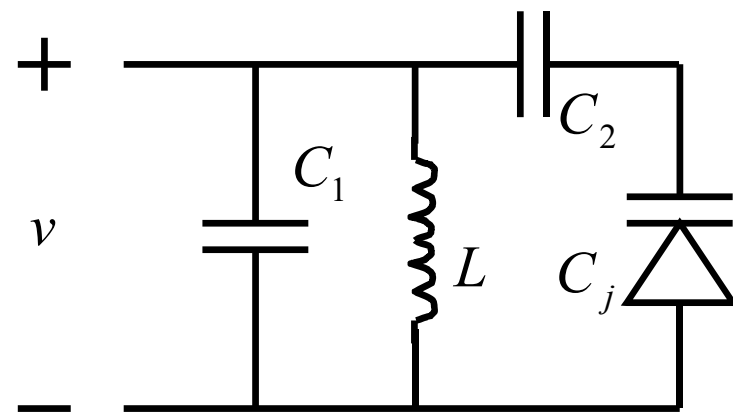
降低变容二极管影响力

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_2 C_j}{C_2 + C_j}$$

$$C_{\Sigma 0} = C_1 + C'_2 = C_1 + \frac{C_2 C'_0}{C_2 + C'_0}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma 0}}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma 0} \frac{C_{\Sigma}}{C_{\Sigma 0}}}} \approx f_c \left(1 + \frac{\gamma}{2} \frac{C'_2}{C'_0} \frac{C'_2}{C_{\Sigma 0}} m_c \cos \Omega t + \dots \right)$$

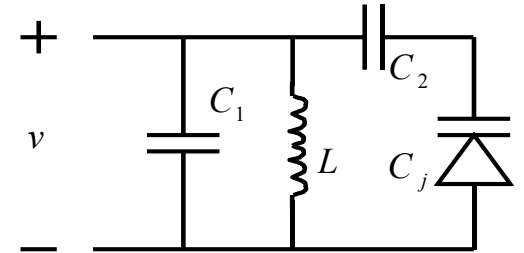


$$C_j = \frac{C'_0}{(1 + m_c \cos \Omega t)^\gamma}$$

$$f \approx f_c \left(1 + \frac{\gamma}{2} \frac{C'_2}{C'_0} \frac{C'_2}{C_{\Sigma 0}} m_c \cos \Omega t \right) = f_c \left(1 + \frac{\gamma}{2} \frac{1}{P} m_c \cos \Omega t \right)$$

部分接入提高了频率稳定度

- 假设变容管部分接入和全接入相比，最大频偏减小了P倍
 - 调制灵敏度降低了P倍
 - 载波频率稳定度提高了P倍
- 同时，由于变容二极管的部分接入，加到变容管上的高频电压只是回路振荡电压的一部分，减小了高频信号振幅变化对频率的影响，从而更进一步提高了载波频率稳定度



■ 音频调制信号通过 L_{c2} , L_{c3} 加到变容管上

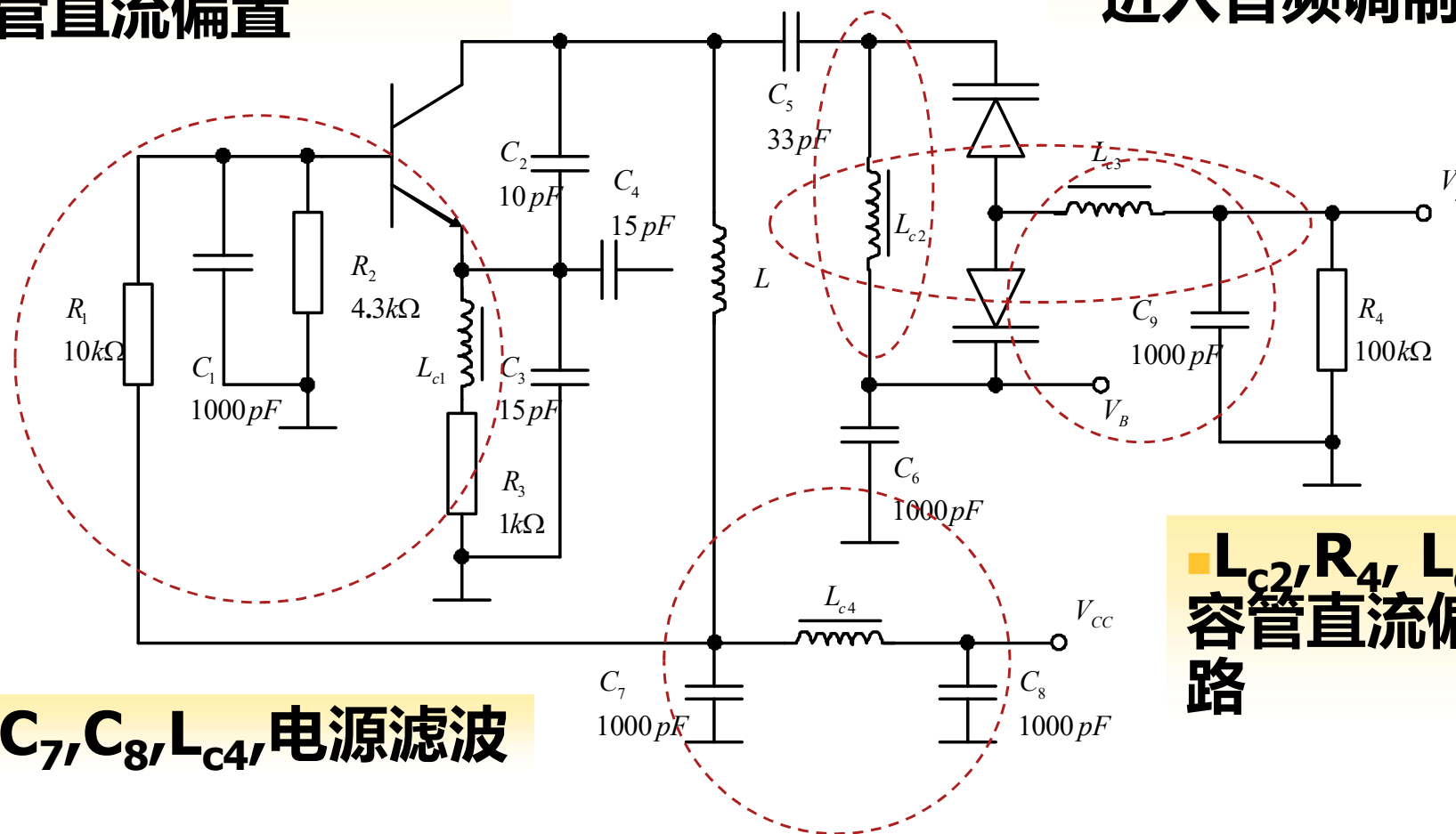
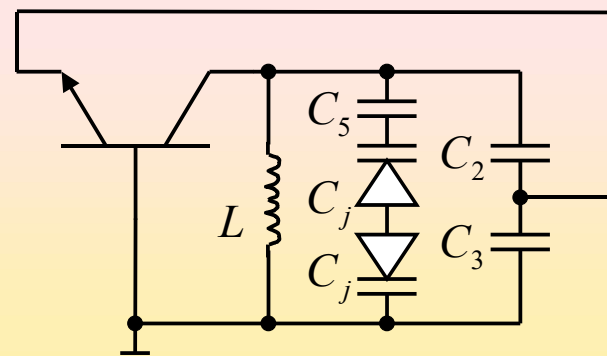
例

■ R_1 , R_2 , R_3 , L_{c1} , L_{c4} , L
晶体管直流偏置

■ L_{c3} , C_9 避免高频振荡
进入音频调制源

■ C_7 , C_8 , L_{c4} 电源滤波

■ L_{c2} , R_4 , L_{c3} 变容管直流偏置通路



双变容管背靠背连接

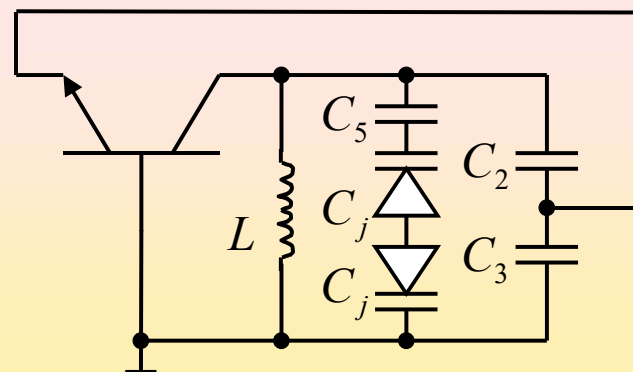
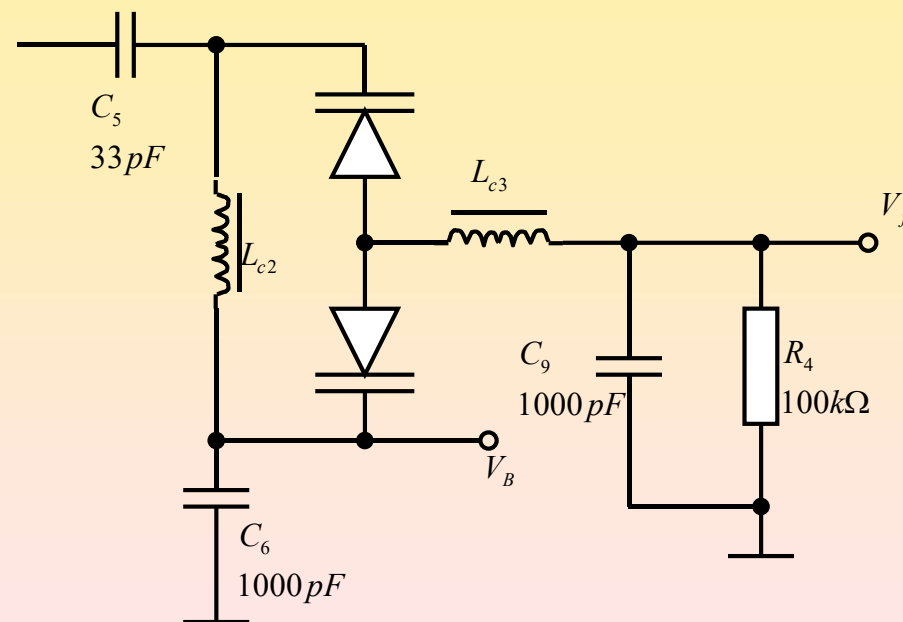
- 对直流偏置和调制信号而言，两变容管并联，其工作点和受调制状态相同

- 对高频振荡信号，两变容管串联

- 每个变容管上所承受的高频电压减半

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma 0}}}$$

$$C_{\Sigma 0} = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} + \frac{0.5C'_0 C_5}{0.5C'_0 + C_5}$$





直接调频发射机

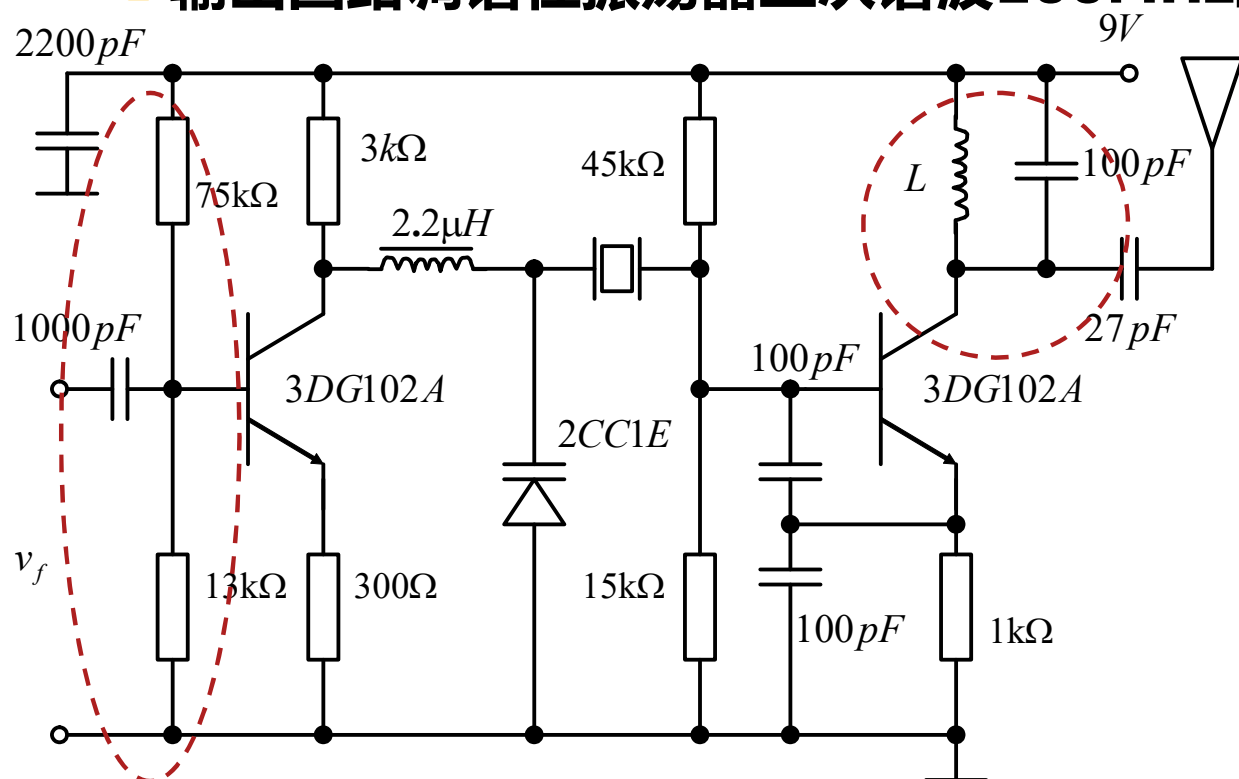
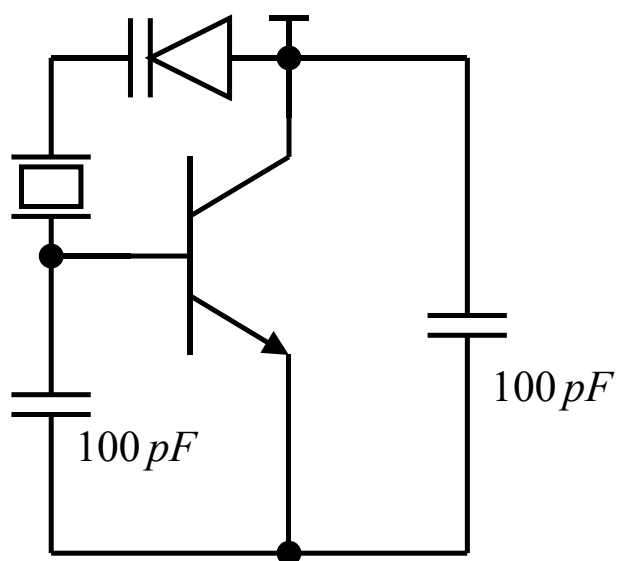
- **变容二极管直接调频电路简单，工作频率高，易于获得较大的频偏**
- **但是，直接调频的频率稳定度往往达不到要求，为了解决这个问题，可以采用如下措施**
 - **采用晶体振荡器**
 - **采用自动频率控制技术（AFC）**
 - **采用锁相环技术（PLL）**

- 晶体振荡器变容二极管直接调频的相对频偏很小

晶体振荡器变容二极管直接调频

■ 无线话筒发射机

- 输出回路调谐在振荡器三次谐波100MHz上

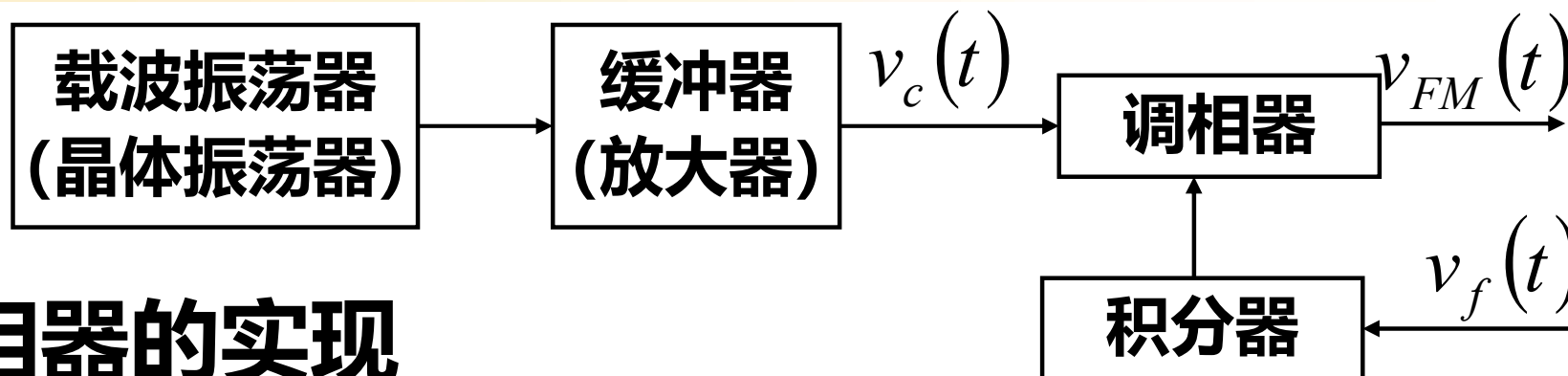


■ 预加重

可变移相法: $v_o(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + K_P v_f(t))$

可变时延法: $v_o(t) = V_{cm} \cos(\omega_c (t - k v_f(t))) = V_{cm} \cos(\omega_c t - k \omega_c v_f(t))$

6.2.3.4 间接调频



■ 调相器的实现

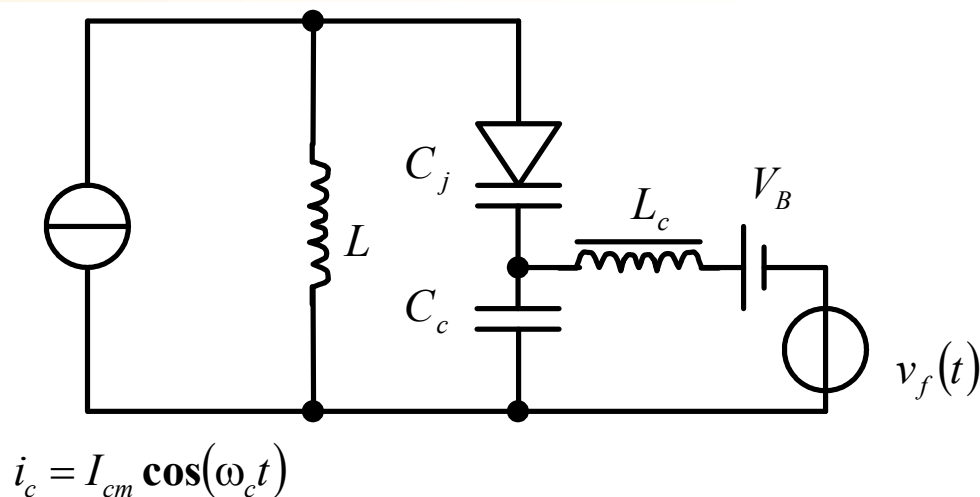
- 可变移相法: 载波 f_c 通过中心频率 f_0 受调制电压 v_f 控制的调谐回路, 因载波失谐($f_c \neq f_0$)而相位线性受控。: 调制系数小 ($\pi/6$ 以内)
- 可变时延法: 电路的时延受调制信号线性控制: 调制系数大
- 矢量合成法: 阿姆斯特朗法: 窄带调相可分为三个矢量相加: 调制系数小 ($\pi/12$ 以内)

$$m_P < \frac{\pi}{6}$$

变容二极管调相：失谐移相

$$f_0(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'_0 \frac{1}{(1+m_c \cos \Omega t)^\gamma}}}$$

$$\approx f_c \left(1 + \frac{\gamma}{2} m_c \cos \Omega t \right)$$



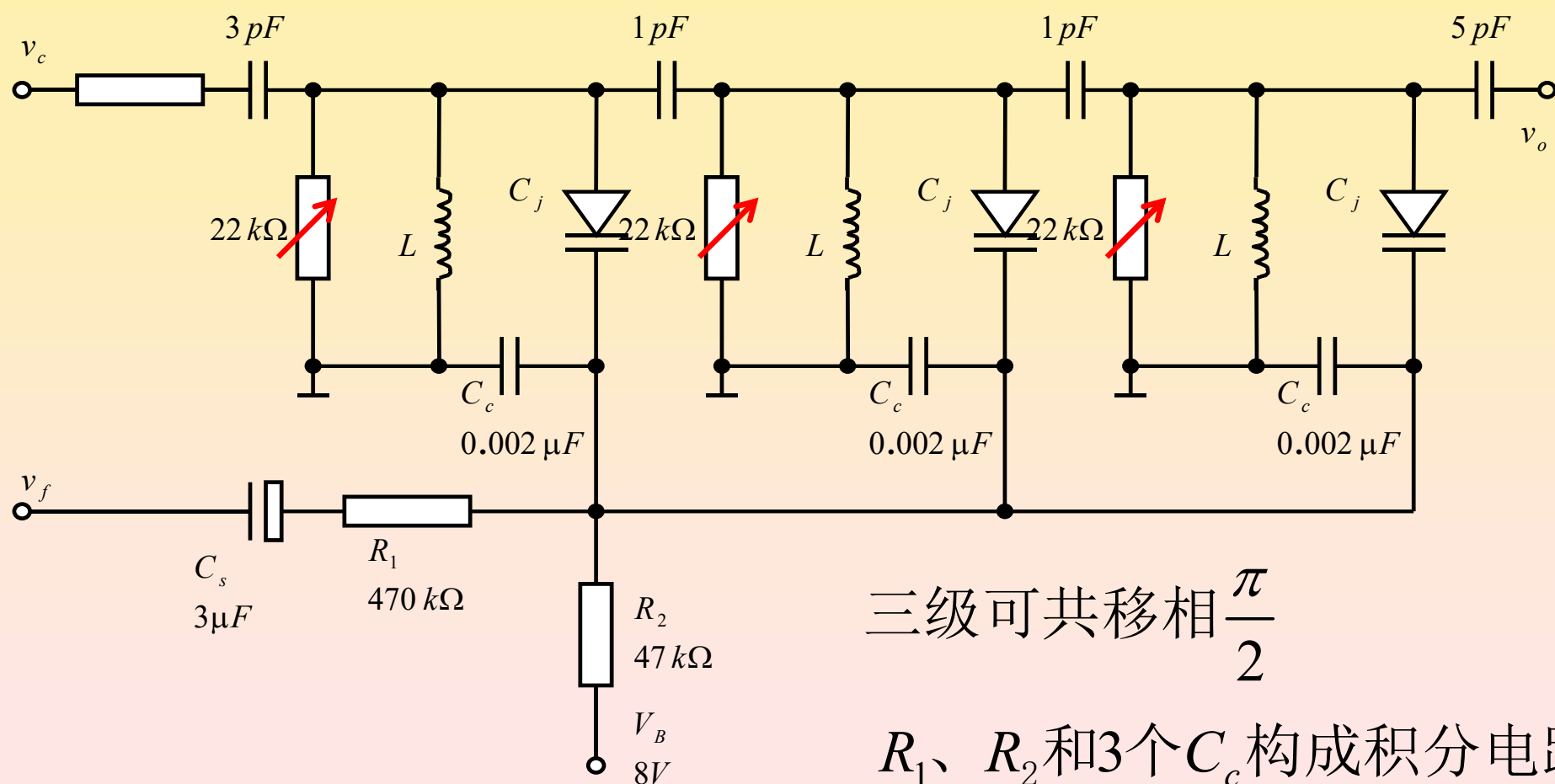
$$v_o(t) = i_c(t) \text{ 在 } Z_o \text{ 上建立的电压 } = I_{cm} |Z_o(j\omega_c)| \cos(\omega_c t + \varphi_{Z_o}(\omega_c))$$

$$\varphi_{Z_o}(\omega_c) = -\arctan Q \left(\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c} \right) \approx -Q \left(\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c} \right) = -Q \frac{(f_c - f_0)(f_c + f_0)}{f_0 f_c}$$

$$\approx 2Q \frac{f_0 - f_c}{f_c} = Q\gamma m_c \cos \Omega t = m_P \cos \Omega t$$

$$m_P = Q\gamma m_c = Q\gamma \frac{V_{\Omega m}}{V_B + \phi}$$

例：变容二极管间接调频





直接调频和间接调频

	直接调频	间接调频
中心频率稳定度	低	高
频偏	大	小

调制：调频波频偏和调制信号幅度成正比

解调：调频波频偏和解调信号幅度成正比

调频波需要大的频偏获得高的解调器解调性能

$$v_{in}(t) = \int_0^t v_f(\lambda) d\lambda \quad \phi^{Direct PM}(t) = \omega_c t + \theta_0 + p_1 v_{in}(t) + p_2 v_{in}^2(t) + \dots$$

$$v_{in}(t) = \int_0^t v_f(\lambda) d\lambda = \int_0^t V_{\Omega m} \cos \Omega \lambda d\lambda = \frac{V_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t$$

$$\Delta \omega^{Indirect FM} = p_1 V_{\Omega m}$$

6.2.3.5 频偏问题

$$\omega^{Direct FM}(t) = \omega_c (1 + \sigma_1 v_f(t) + \sigma_2 v_f^2(t) + \dots)$$

线性受控范围内: $\omega^{Direct FM}(t) \approx \omega_c + \sigma_1 \omega_c v_f(t) = \omega_c + \sigma_1 \omega_c V_{\Omega m} \cos \Omega t$

$$\Delta \omega^{Direct FM} = \sigma_1 \omega_c V_{\Omega m}$$

$$\Delta \omega^{Indirect FM} = p_1 V_{\Omega m}$$

- 直接调频受到调制特性非线性限制的是最大相对频偏 $\Delta \omega / \omega_c = \sigma_1 V_{\Omega m}$; 间接调频受到调制特性非线性限制的是最大绝对频偏 $\Delta \omega = p_1 V_{\Omega m}$
- 增大中心振荡频率 ω_c , 可以增大直接调频的绝对频偏 $\Delta \omega$, 但对间接调频的绝对频偏无济于事

$$v_{PM}(t) = \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t) \approx \cos(\omega_c t) - m_p \cos \Omega t \sin(\omega_c t)$$

如何扩展间接调频的频偏？

- 例：在一窄带调频中，晶体振荡器载波频率为200kHz，调制信号频率为100Hz。为了保证线性调频，矢量叠加调相器的调制指数 m_p 取0.144rad。如果发射机要求75kHz的频偏，如何实现载波为90MHz的调频广播？

$$m_F^{IndirectFM} = m_P^{DirectPM} = 0.144$$

$$\Delta f_m = m_F F = 0.144 \times 100 = 14.4Hz \quad ?$$

$$\text{倍频: } N = \frac{75k}{14.4} = 5208$$

$$f_t = 5208 \times 200k = \underline{1.04GHz}$$

一个解决方案

■ 倍频加变频

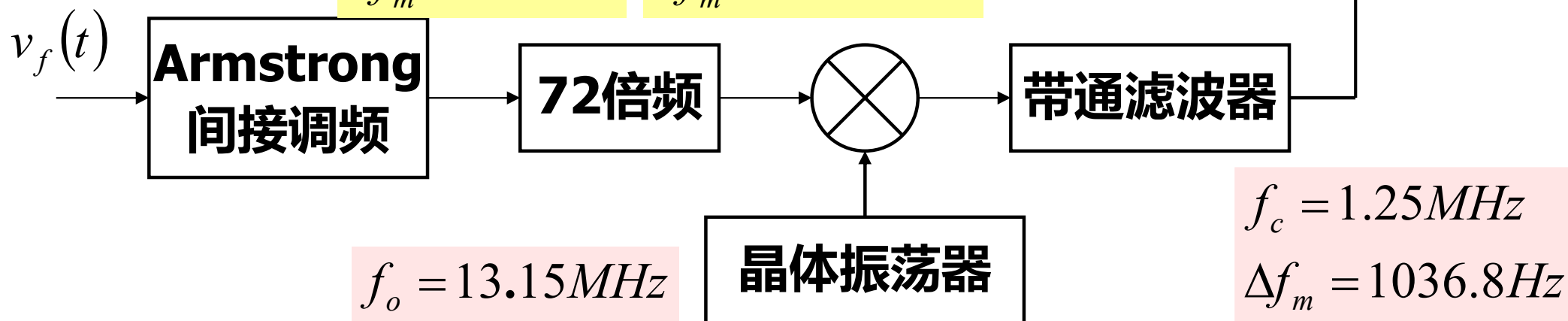
$$\sqrt{5208} \approx 72$$

$$f_c = 90MHz$$

$$\Delta f_m = 74.65kHz$$

$$f_c = 200kHz$$
$$\Delta f_m = 14.4Hz$$

$$f_c = 14.4MHz$$
$$\Delta f_m = 1036.8Hz$$



$$\Delta\omega^{Direct\ FM} = \sigma_1 \omega_c V_{\Omega m}$$

$$\Delta\omega^{Indirect\ FM} = p_1 V_{\Omega m}$$

扩展频偏的方法

- 最大频偏是频率调制器的主要性能指标，如果频偏达不到要求，如何扩展最大频偏就是设计频率调制器的关键问题
 - 对于直接调频电路，频偏一般比较大，无需特意扩展频偏
 - 对于间接调频电路，可以采用倍频的方法扩展频偏
 - 频偏扩展过程中，如果中心频率不是发射频率，则采用外差变频的方法，将调频波频谱在频率轴上平移到发射频率处，最终达到调频发射机中心频率和频偏的设计要求
 - 具体实现方案应考虑设计难度和设计成本等问题

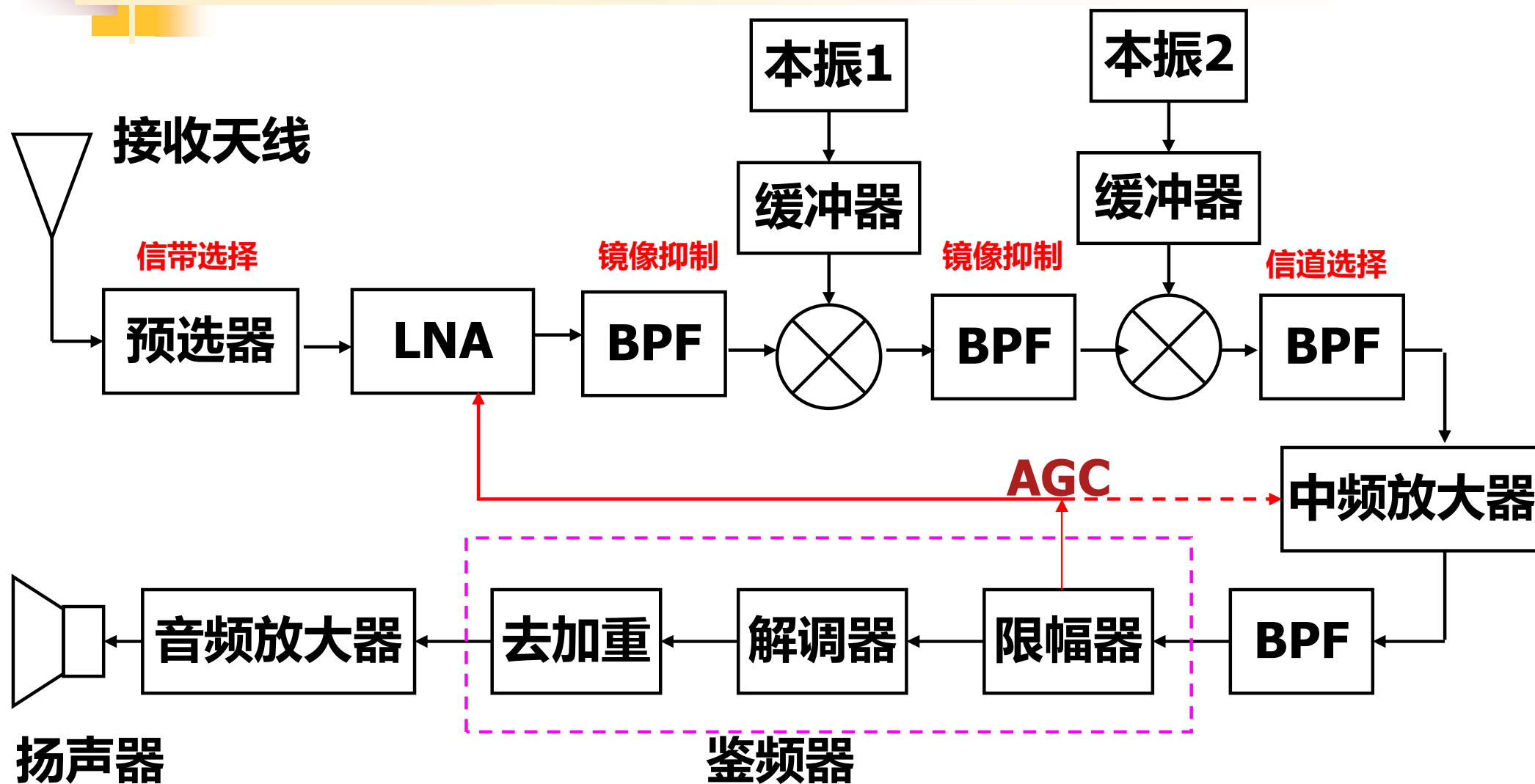


6.2.4 调频波的解调方法与电路

- **调频波中，调制信息包含在已调信号瞬时频率的变化中，所以，解调的任务就是把已调信号瞬时频率的变化变换为电压或电流的变化**
 - **对调频波的解调也称为鉴频，解调电路称为鉴频器**
 - **对调相波的解调被称为鉴相，解调电路称为鉴相器**

- FM接收机也可采用超外差式：二次变频（高中频：镜频，低中频：信道）
- AGC防止混频器饱和，但末级中频放大器却工作于饱和状态（限幅）
- 限幅器电路和去加重网络改善FM接收机频率检波器的信噪比

二次变频FM接收机方框图



- 与调幅相比，调频的最主要优点就是FM接收机能抑制噪声：大多数噪声都引起已调波的振幅变化，FM中，信息包含在变化的频率中，使用限幅器可将寄生调幅的影响消除掉，而AM的信息包含在变化的幅度中，寄生调幅难以消除

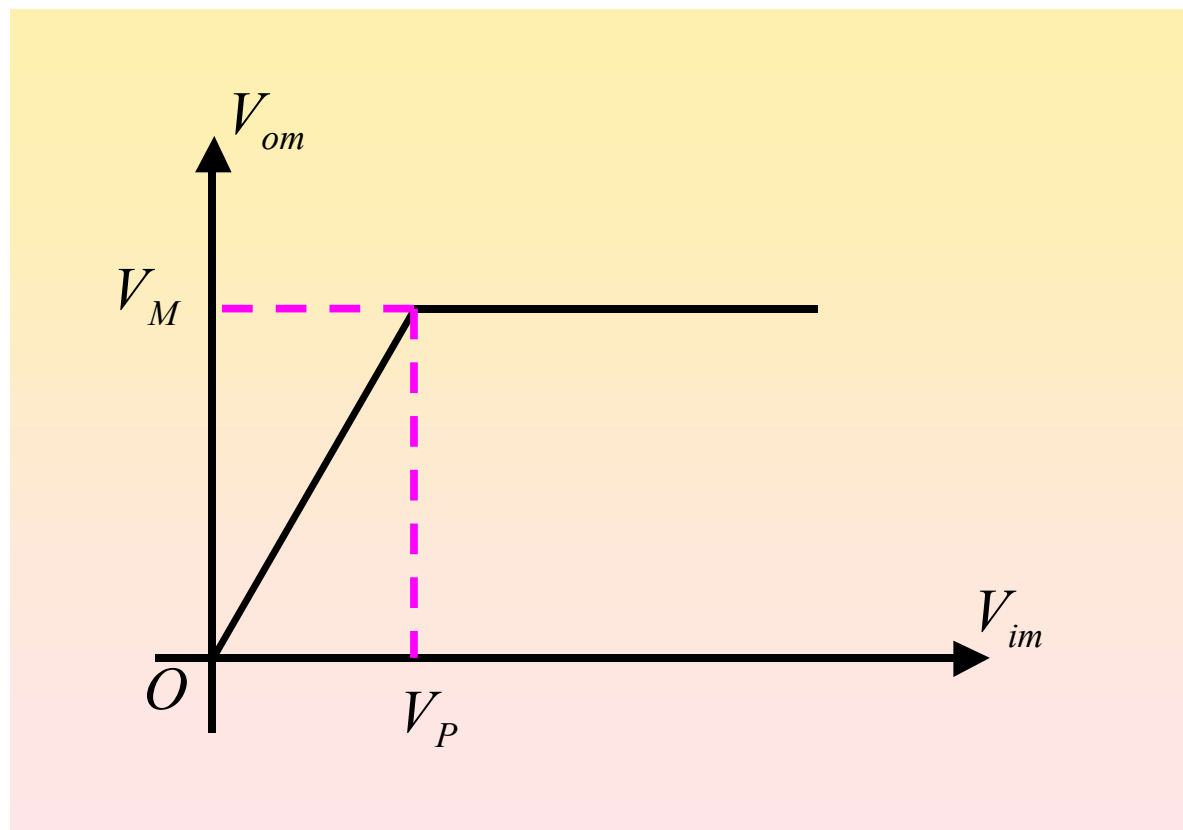
(1) 限幅鉴频

- 调频接收机中，天线接收到的调频信号有可能受到干扰信号的幅度调制和相位调制；即使接收到的是等幅调频波，通过鉴频器前面各级电路后，也会因电路频率特性不均匀而导致调频信号频谱结构的变化，从而造成调频信号的振幅发生变化
 - 调频波本应是等幅波，振幅发生了变化，称之为寄生调幅
 - 寄生调幅会反映到鉴频器的解调电压上，从而产生解调失真
 - 大多数的鉴频器都是既解调频率变化，又解调振幅变化
 - 因此，一般必须在鉴频前加一限幅器以消除寄生调幅，保证加到鉴频器上的调频电压是等幅的
 - 限幅与鉴频一般是连用的，统称为限幅鉴频

- 为了得到等幅的调频波，限幅器或后或内应有带通滤波器以滤除高次谐波分量

限幅器的限幅特性

- 限幅特性可以用输出和输入（正弦）电压振幅的关系表示
 - 限幅区内，输出电压越平坦越好
 - 门限电平应较小

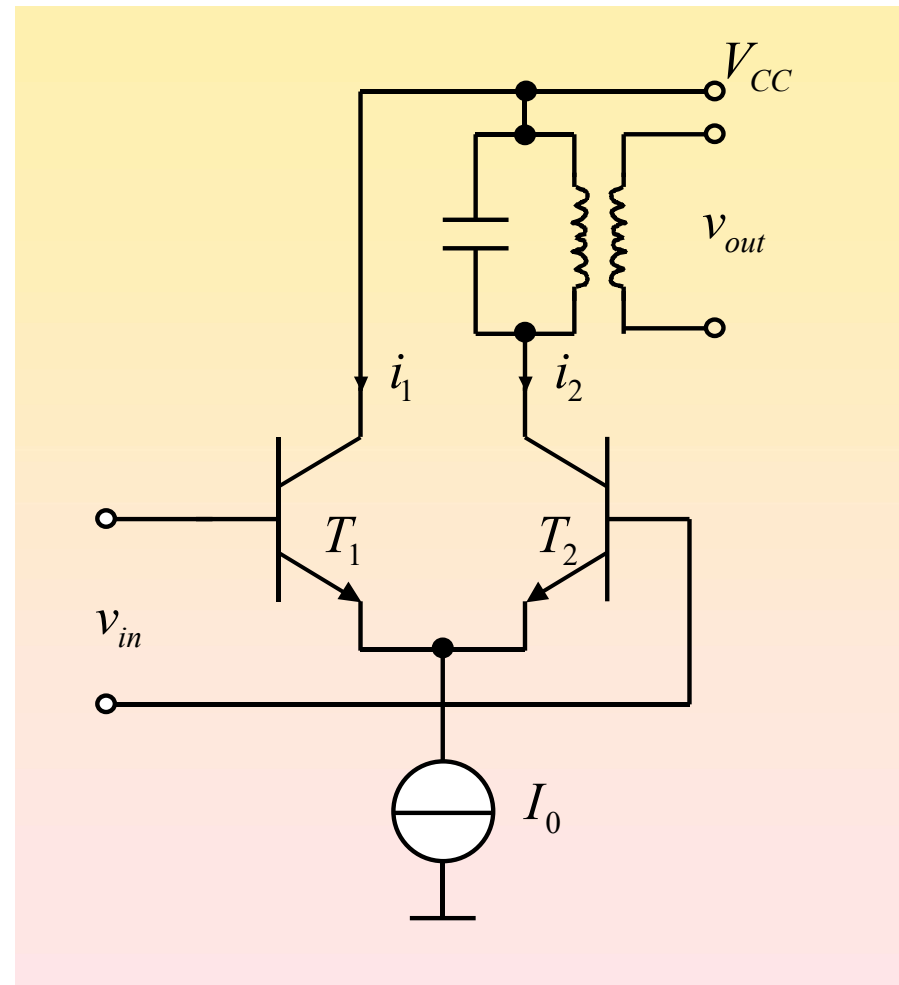


- 实际FM接收机中，常采用多级放大器级联构成中频限幅放大电路
这样既保证了高的中频增益，又降低了限幅门限电平

(pp401,图6.3.37)

差分放大器限幅

- 差分放大器限幅非线性较单管小，谐波少
- 门限电平小
- 易于集成

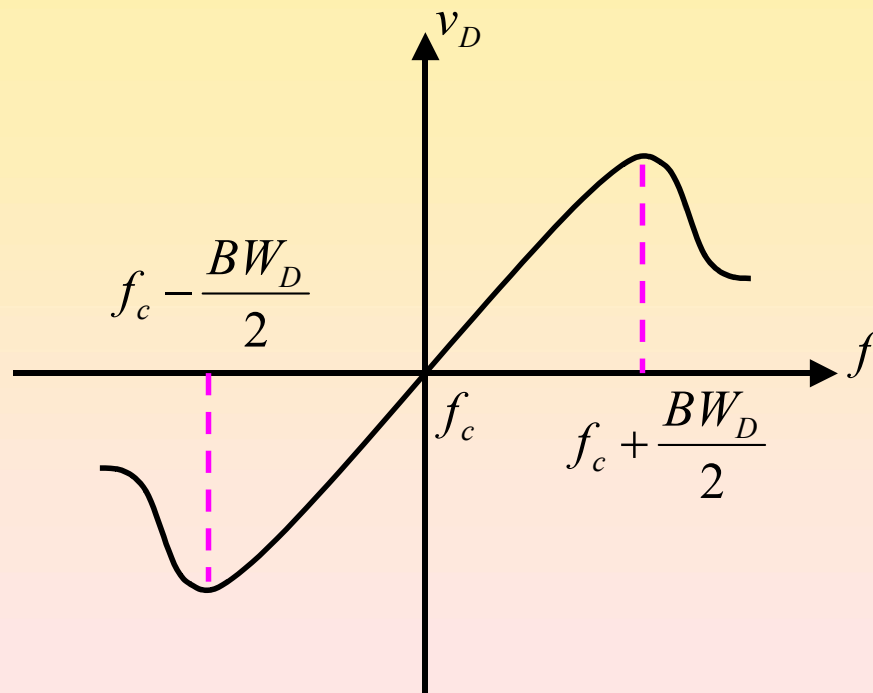


(2) 鉴频器性能指标

■ 鉴频特性

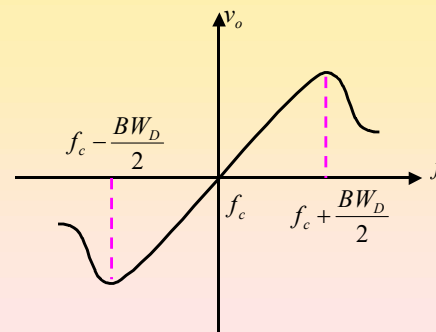
■ 输出电压 V_D 与输入信号频率 f 之间的关系

- 当调频波的频率偏离其中心频率时, 鉴频器输出电压随之改变, 实现了频率到电压的变换



- 为了不失真解调，鉴频特性在一定范围内必须呈现线性
- 这个范围称为线性范围： BW_D ：线性范围应大于调频信号最大频偏的2倍
- 鉴频灵敏度表示鉴频器将输入信号的频率变化转化为电压的能力

鉴频器性能指标



■ 线性范围

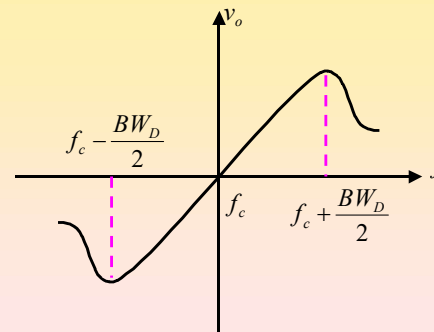
- 鉴频器不失真解调所允许的输入信号频率变化的最大范围，也称鉴频器的带宽

■ 鉴频灵敏度

- 在中心频率处，频率变化引起的电压增量

$$S_D = \left. \frac{\Delta V}{\Delta f} \right|_{f=f_c}$$

鉴频器性能指标



■ 非线性失真

- 由于鉴频特性不是理想直线而使解调信号产生的失真称为鉴频器的非线性失真

■ 中心频率

- 接收机中，鉴频器位于中频放大器之后，鉴频器的中心频率必须与中频一致

鉴频方法与原理

鉴频电路的工作原理可分为四类

■ 斜率鉴频

- 将等幅调频波的频率变化规律转移到幅度的变化上，成为调幅-调频波，然后用包络检波器检出幅度变化

■ 正交鉴频

- 将调频波的频率变化规律转换为附加相位变化，成为调相-调频波，然后用相位检波器检出它同原调频波的相位差
 - 正交鉴频是目前集成电路中用得最多的鉴频方法

■ 过零鉴频

- 利用调频波的过零信息实现频率解调：过零点越多，频率越高，过零点越少，频率越低（pp383，图6.3.15）
 - 线性鉴频范围大，易于集成

■ 锁相鉴频

- 利用锁相环实现频率解调
 - 性能优良，允许输入调频波有较低的信噪比

- 如果线性网络的传输函数和频率成正比关系，则可实现微分：斜率鉴频

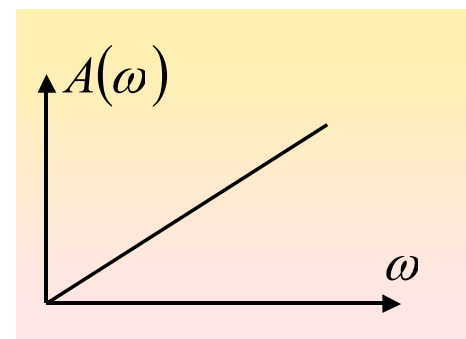
斜率鉴频原理和电路



- 为了实现调频波到调幅调频波的变换，可以采用对调频波进行时间微分的方法

$$v_{FM}(t) = V_{cm} \cos\left(\omega_c t + K_F \int_0^t v_f(\lambda) d\lambda + \theta_0\right)$$

$$\frac{dv_{FM}(t)}{dt} = V_{cm} (\omega_c + K_F v_f(t)) \cos\left(\omega_c t + K_F \int_0^t v_f(\lambda) d\lambda + \theta_0 + \frac{\pi}{2}\right)$$



理想微分： $H(j\omega) = j\omega A_0$

$$v(t) = R_c I_{cm} (\omega_c + K_F v_f(t - t_c) - \omega_1) \cos \left[\omega_c t + K_F \int_0^{t-t_c} v_f(\lambda) d\lambda + \theta_0 + \theta_c \right]$$

单失谐回路的微分特性

■ 微分

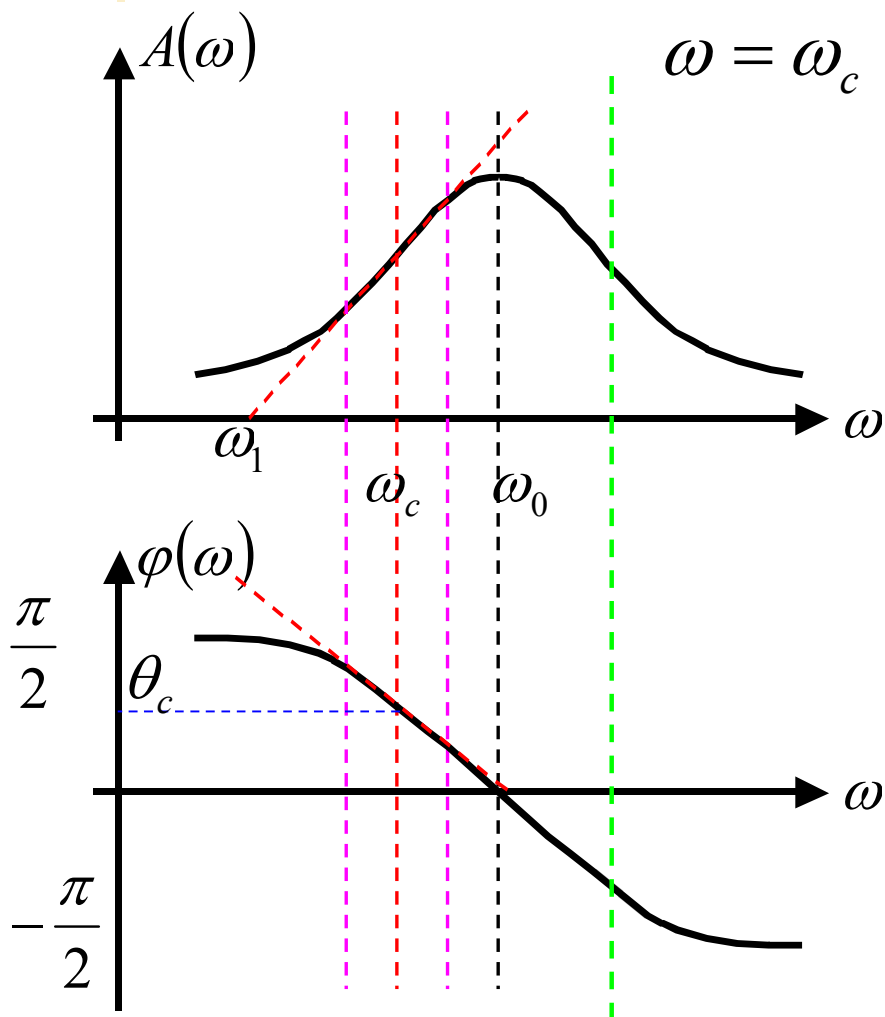
■ 延时

■ 相移

$$A(\omega) = R_c (\omega - \omega_1)$$

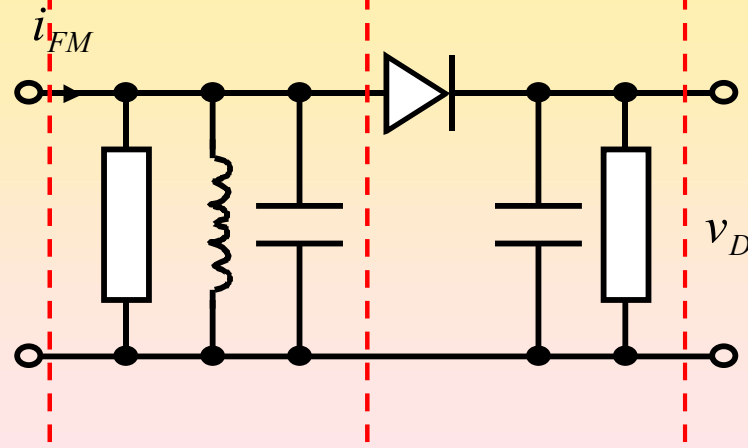
$$\varphi(\omega) = \theta_c + t_c (\omega_c - \omega)$$

$\omega = \omega_c$ 附近



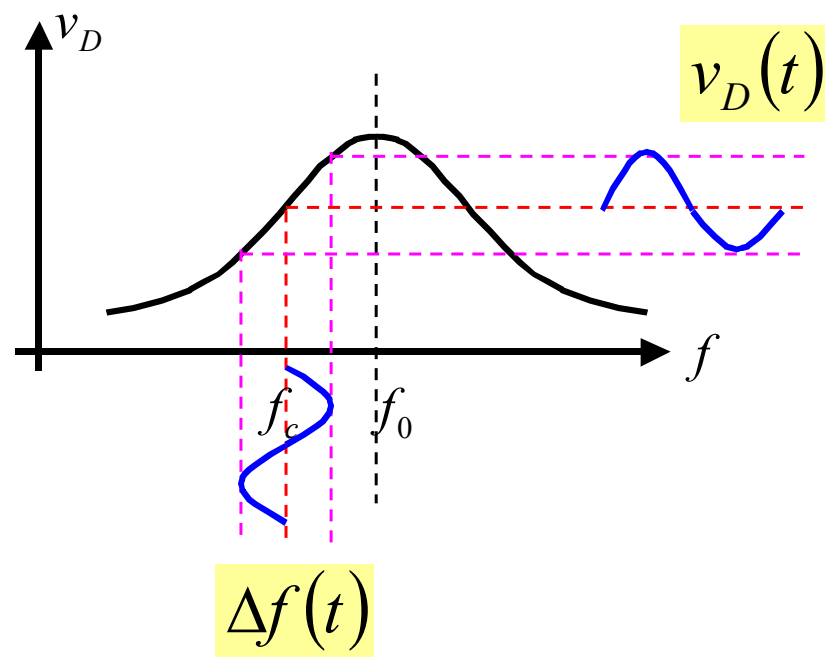
$$i_{FM}(t) = I_{cm} \cos \left(\omega_c t + K_F \int_0^t v_f(\lambda) d\lambda + \theta_0 \right)$$

微分变换 包络检波



鉴频特性

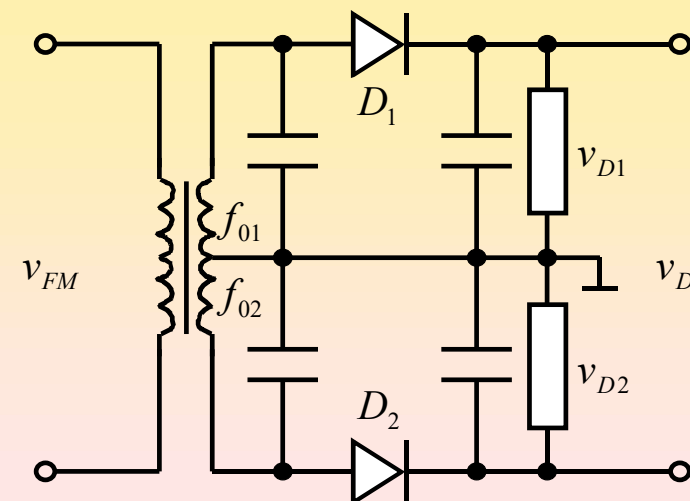
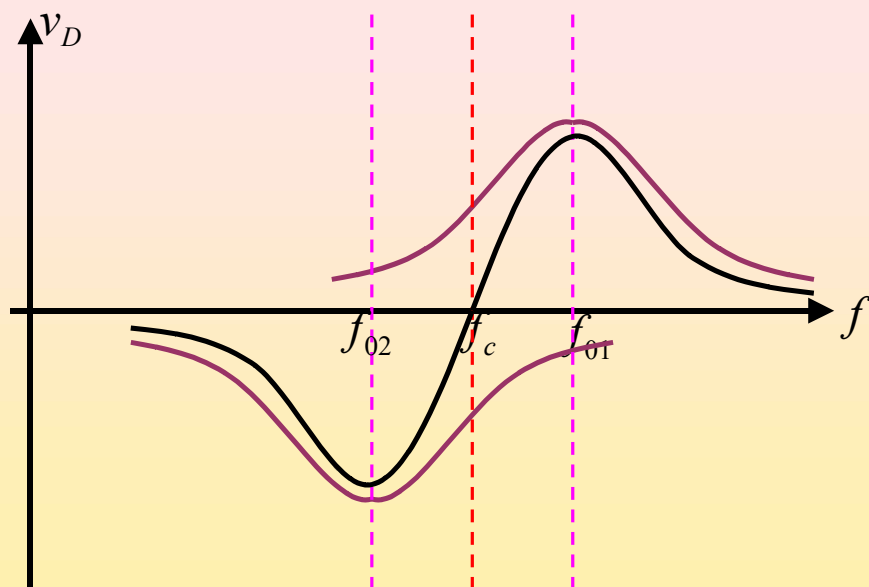
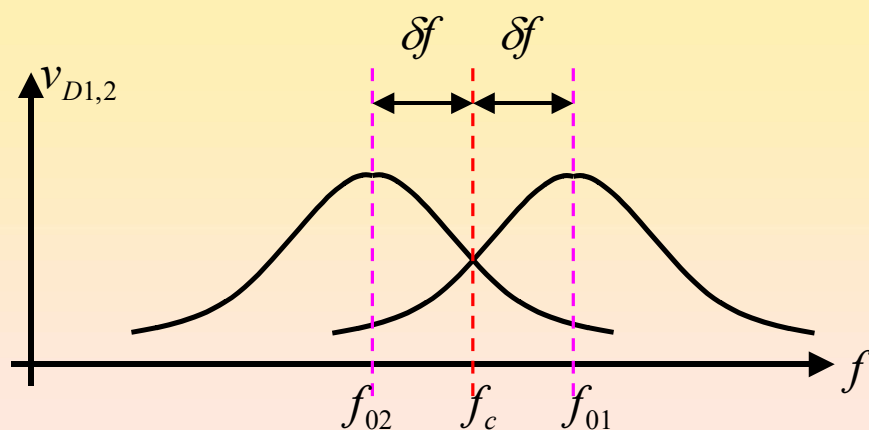
- 当调频波的频率变化相对于载频是很慢且很小时 ($\Omega \ll \omega_c$, $\Delta\omega \ll \omega_c$), 线性网络的输出响应就可以跟得上输入调频波瞬时频率的变化, 即单谐振回路因频率变化所需要的建立时间远小于频率的变化, 因而可以近似认为其幅频特性就是鉴频特性



- 单失谐回路鉴频器
线性范围有限

$$v_D = v_{D1} - v_{D2}$$

双失谐回路鉴频器



- 由于采用了平衡结构，上下两个失谐回路特性的非线性可以互相补偿，鉴频器输出非线性失真减少，线性鉴频范围扩大，鉴频灵敏度提高

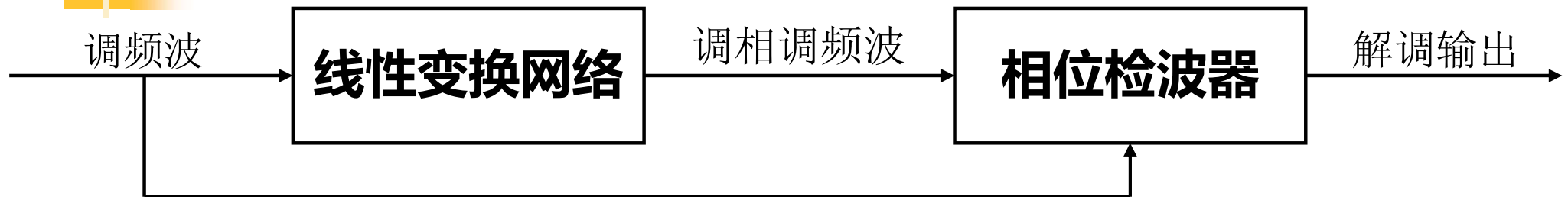
■ 问题

- 如果取 $f_{01} < f_c, f_{02} > f_c$ ，是否还可以鉴频？

$$\Omega\tau_0 < \frac{\pi}{12} : \Delta\theta = -m_F\Omega\tau_0 \cos\Omega t - \omega_c\tau_0 = -\Delta\omega\tau_0 \cos\Omega t - \omega_c\tau_0 = -\tau_0 K_F V_{\Omega m} \cos\Omega t - \omega_c\tau_0$$

■ 一般令附加相位 $\omega_c\tau_0 = \pm\pi/2$: 正交鉴频

正交鉴频原理和电路



- 为了实现调频波到调相调频波的变换，通常是将调频波延时某一时间，使得相位变化和瞬时频率变化成正比

$$v_{FM}(t - \tau_0) = \cos[\omega_c(t - \tau_0) + m_F \sin \Omega(t - \tau_0)]$$

$$v_{FM}(t - \tau_0) = \cos[\omega_c(t - \tau_0) + m_F(\sin \Omega t \cos \Omega \tau_0 - \cos \Omega t \sin \Omega \tau_0)]$$

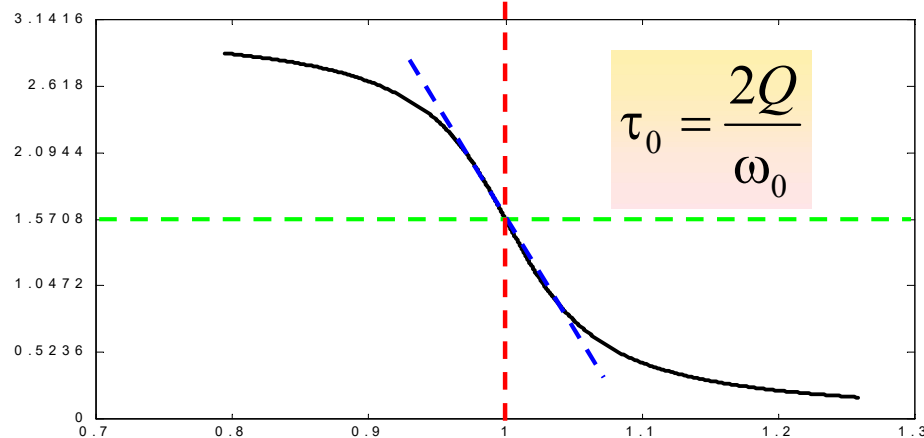
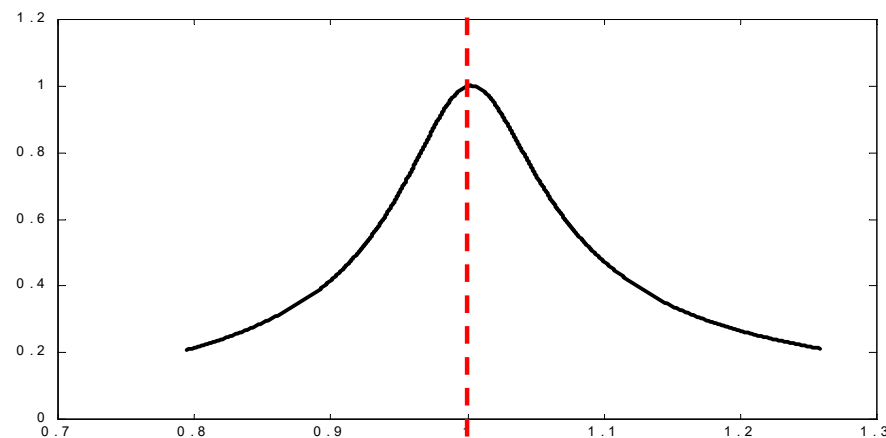
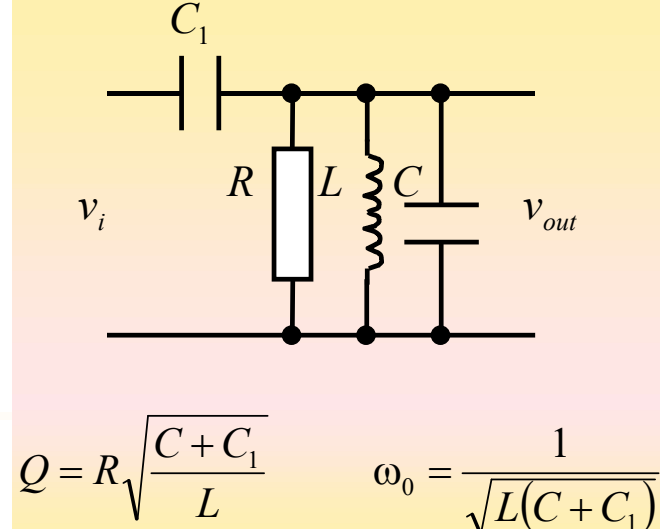
$$v_{FM}(t - \tau_0) \approx \cos(\omega_c t + m_F \sin \Omega t - m_F \Omega \tau_0 \cos \Omega t - \omega_c \tau_0)$$

延时电路

$$H(j\omega) = \frac{\dot{v}_o}{\dot{v}_i} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{j\omega C_1 R}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

$$A(\omega) = \frac{\omega C_1 R}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$$

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \frac{\pi}{2} - \arctan Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \\ &\approx \frac{\pi}{2} - 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} - \tau_0 (\omega - \omega_0) \end{aligned}$$

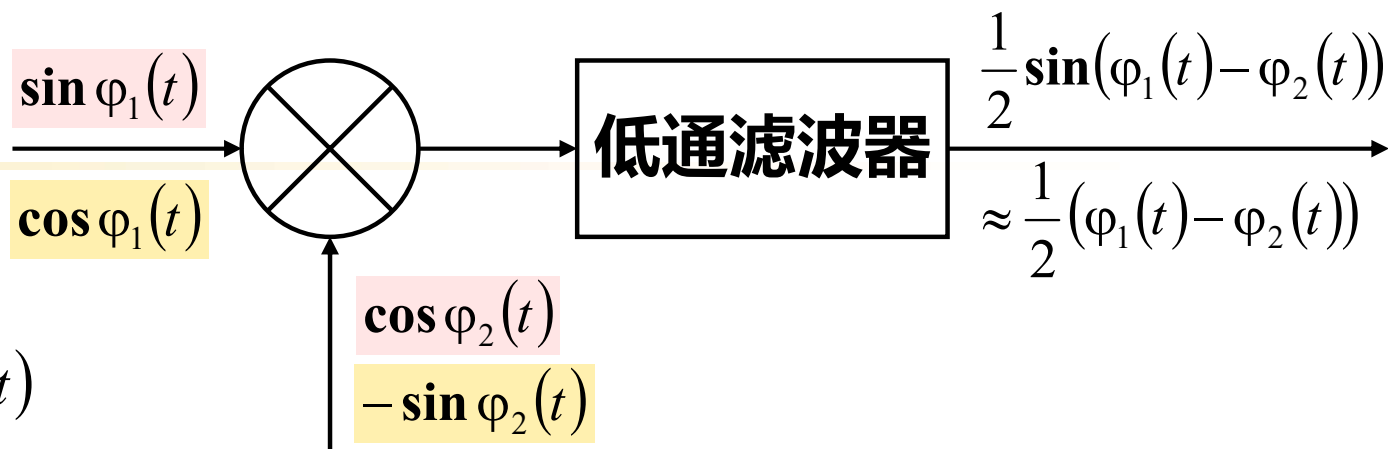


相乘型鉴相器

$$\Delta\theta \approx \frac{\pi}{2} - 2Q \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c} = \frac{\pi}{2} - \tau_0 \Delta\omega$$

对延时网络Q值的要求：

$$\tau_0 \Delta\omega < \frac{\pi}{6} \Rightarrow Q < \frac{\pi}{6} \frac{f_c}{2\Delta f_m}$$



$$v_{FM}(t) = \cos(\omega_c t + m_F \sin \Omega t)$$

$$v'_{PM-FM}(t) \approx \cos\left(\omega_c t + m_F \sin \Omega t + \frac{\pi}{2} - \tau_0 \Delta\omega(t)\right)$$

$$v'_{PM-FM}(t) \approx -\sin(\omega_c t + m_F \sin \Omega t - \tau_0 \Delta\omega \cos \Omega t)$$

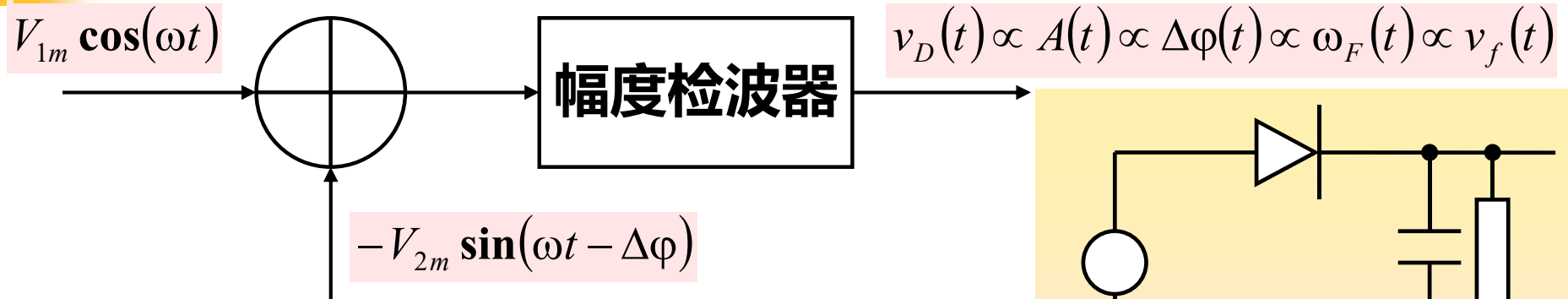
Pp392,图6.3.27

$$v_D(t) = \frac{1}{2} \Delta\varphi(t) = \frac{1}{2} \tau_0 \Delta\omega \cos \Omega t = \frac{1}{2} \tau_0 K_F V_{\Omega m} \cos \Omega t = \frac{1}{2} \tau_0 K_F v_f(t)$$

- 调频波通过延时网络变成调相-调频波，和原调频波相加后得到调幅-调相-调频波，用幅度检波器检出幅度变化，即可实现鉴频

要求 V_{1m} 和 V_{2m} 有较大的差别，对延时网络的Q值也有要求

相加型鉴相器



$$v^{\pm}(t) = V_{1m} \cos \omega t \mp V_{2m} \sin(\omega t - \Delta\phi)$$

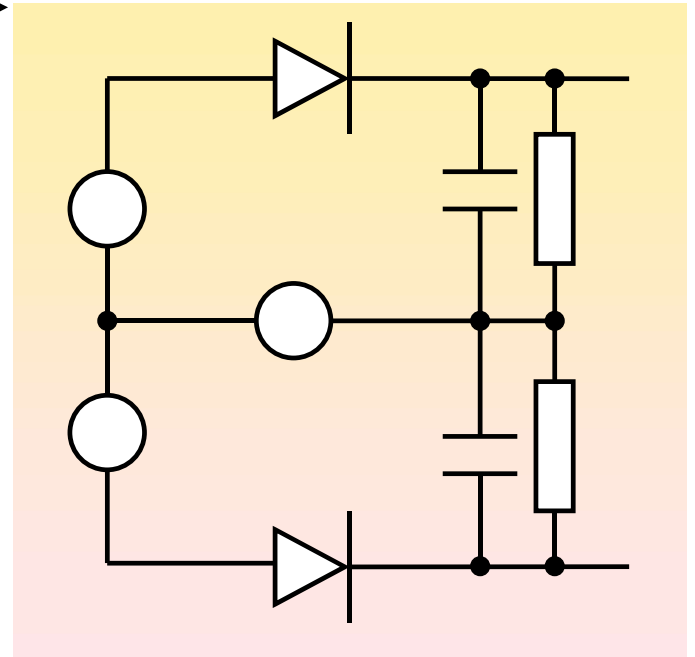
$$v^{\pm}(t) = V_{1m} \cos \omega t \mp V_{2m} \sin \omega t \cos \Delta\phi \pm V_{2m} \cos \omega t \sin \Delta\phi$$

$$v^{\pm}(t) = (V_{1m} \pm V_{2m} \sin \Delta\phi) \cos \omega t \mp V_{2m} \cos \Delta\phi \sin \omega t$$

$$v^{\pm}(t) = V_m^{\pm} \cos(\omega t + \theta^{\pm})$$

$$V_m^{\pm} = \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 \pm 2V_{1m}V_{2m} \sin \Delta\phi} = \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2} \sqrt{1 \pm \frac{2V_{1m}V_{2m}}{V_{1m}^2 + V_{2m}^2} \sin \Delta\phi} = V_{\Sigma m} \sqrt{1 \pm k \sin \Delta\phi}$$

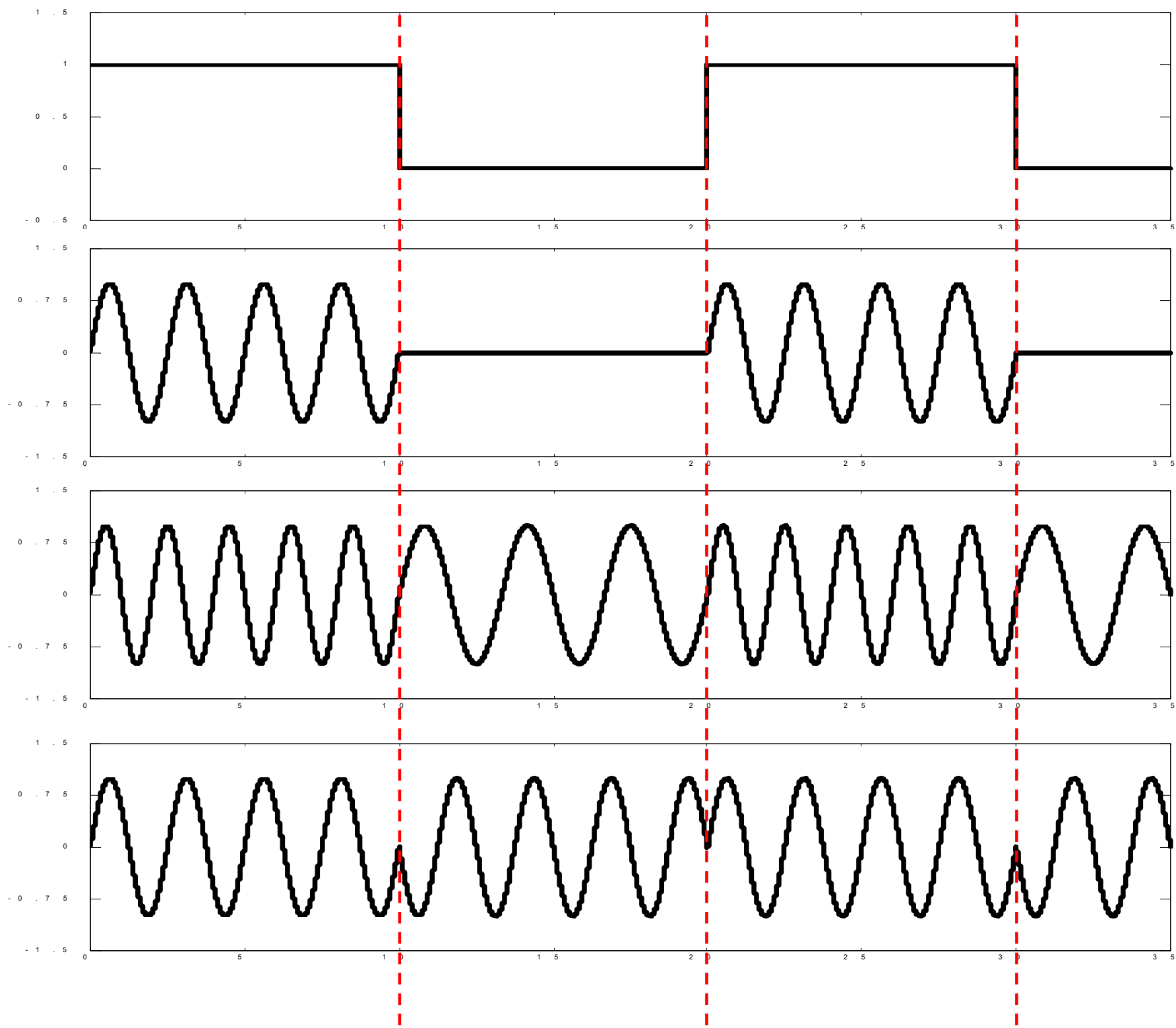
$$v_D = K_D (V_m^+ - V_m^-) = K_D V_{\Sigma m} \left(k \sin \Delta\phi + \frac{1}{8} k^3 \sin^3 \Delta\phi + \dots \right) \approx K_D V_{\Sigma m} k \sin \Delta\phi \approx K_D V_{\Sigma m} k \Delta\phi$$



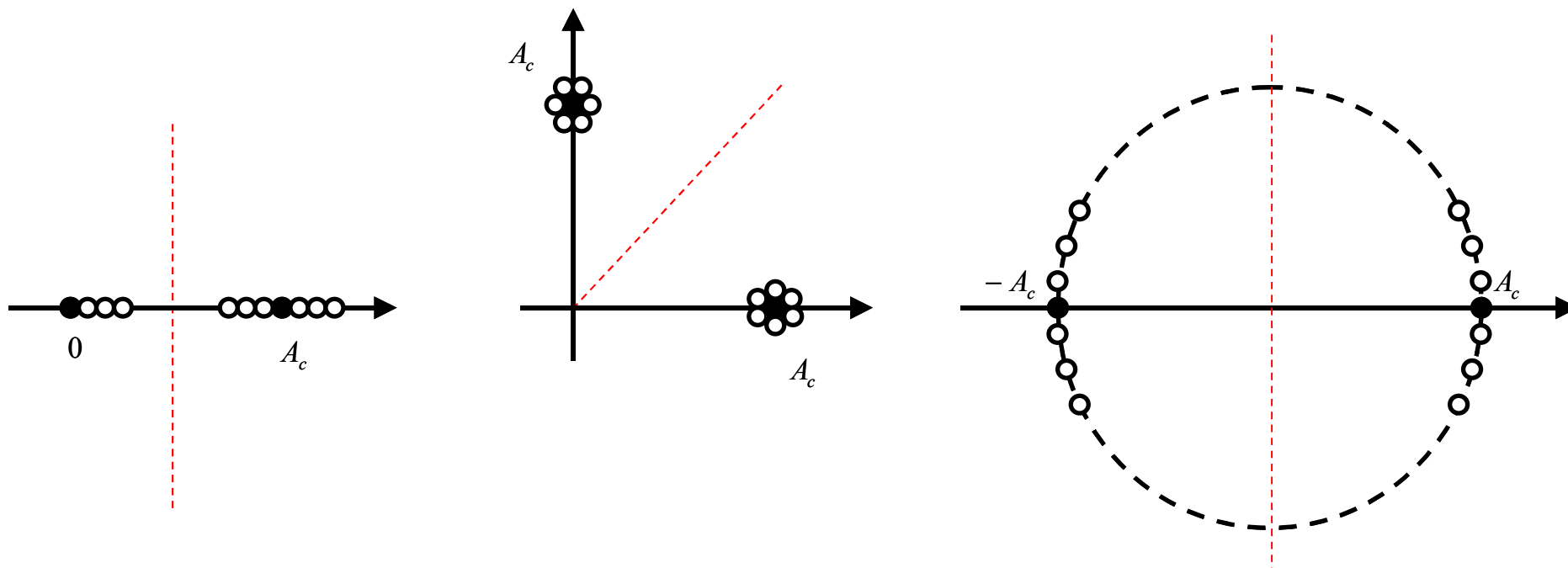


6.3 数字调制

- 数字调制，特别是正交幅度调制和相位调制，应用十分广泛，并且新技术不断出现
 - 这部分的内容将在后续课程《通信与网络》中做详尽的讨论，这里仅做一些基本的概念性的介绍
- 如果调制信号为数字基带信号，则称为是数字调制
 - 此时，载波被数字基带信号调制，即载波的参数随数字信号而变化
 - 数字调制中也有调幅、调频和调相，被分别称为移幅键控（ASK），移频键控（FSK）和移相键控（PSK）
 - 星座图



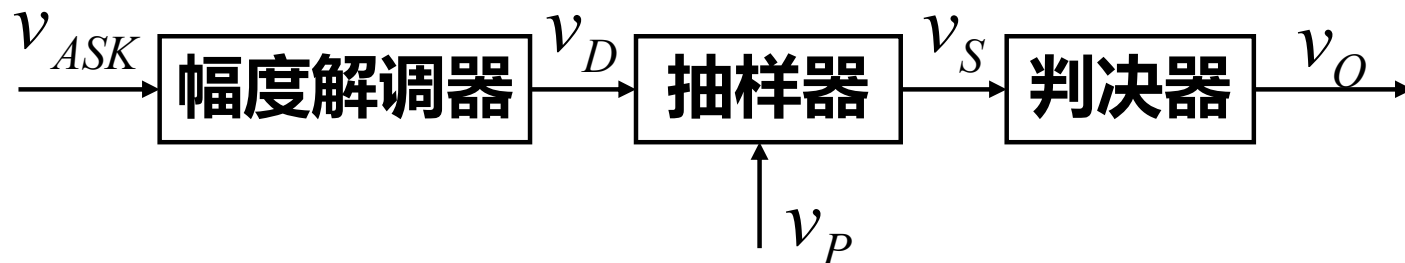
星座图



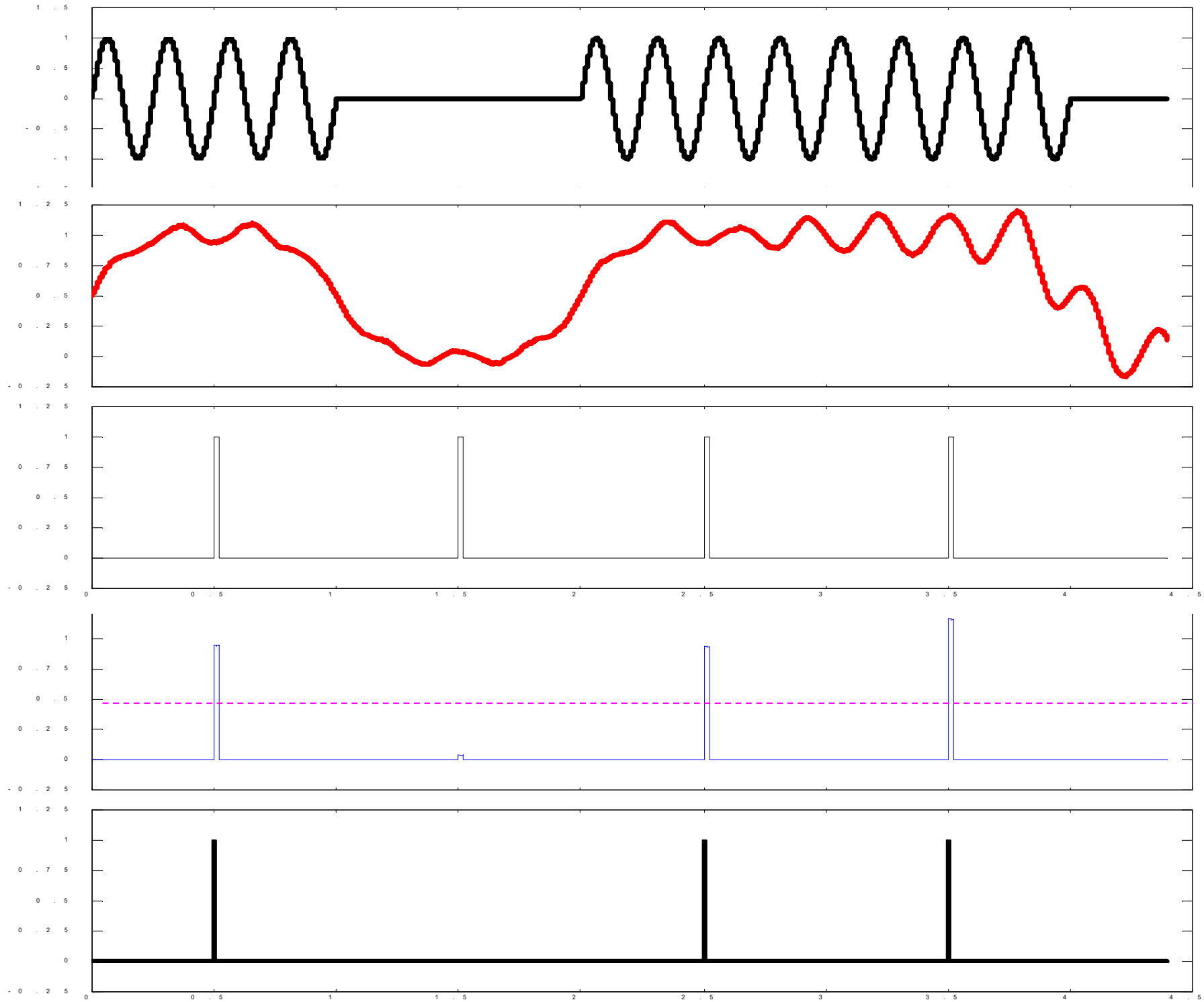
$$v_{ASK}(t) = \frac{A_c}{2} (1 + v_f(t)) \cos \omega_c t = \begin{cases} A_c \cos \omega_c t & v_f(t) = +1 \\ 0 & v_f(t) = -1 \end{cases}$$

ASK

- **ASK：当调制信号为逻辑1时，载波处于开状态，当调制信号为逻辑0时，载波处于关状态，因而二进制ASK也被称为开关键控（OOK）**
 - **ASK是一种低质量、低成本的数字无线电类型，很少用在高容量，高性能的通信系统中**
- **ASK的解调**



■ 数字调制抗干扰性能优越 数字可以再生



$$f(t) = f_c + v_f(t)\Delta f = \begin{cases} f_c + \Delta f & v_f(t) = +1 \\ f_c - \Delta f & v_f(t) = -1 \end{cases}$$

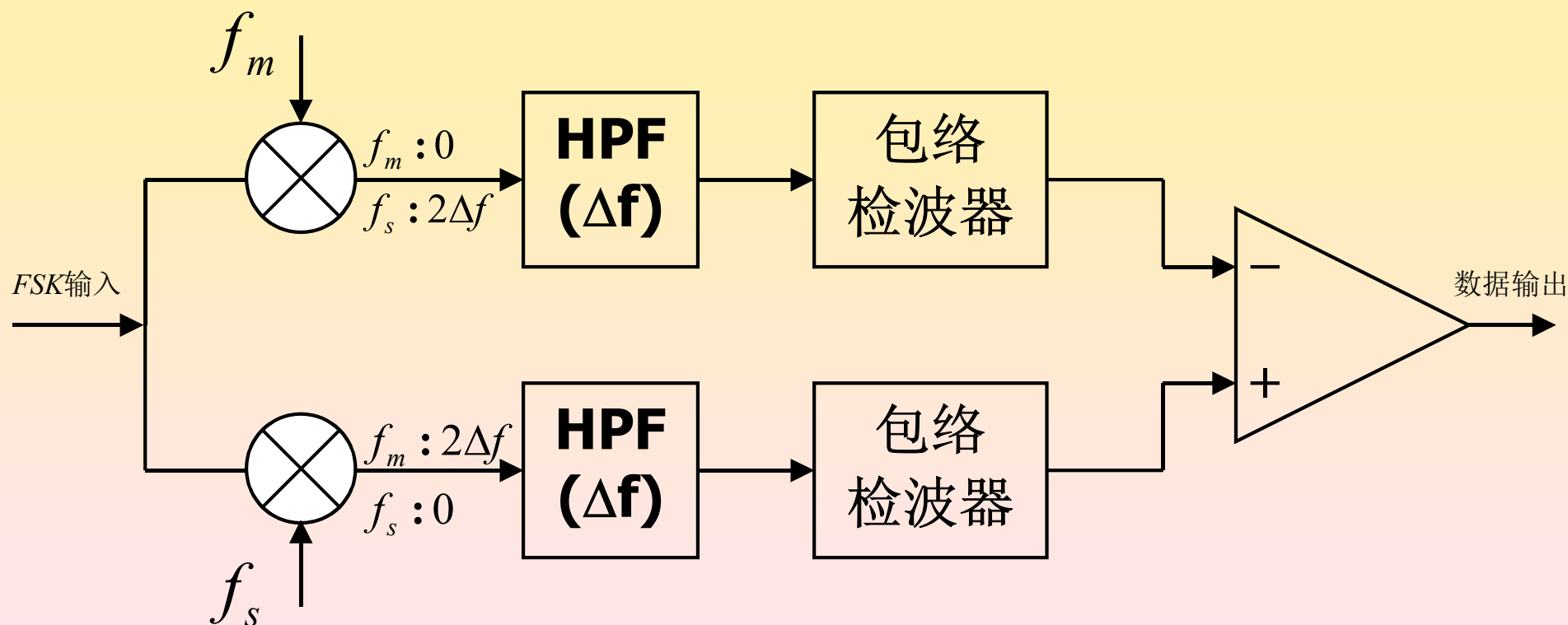


FSK

$$v_{FSK}(t) = \begin{cases} A_c \cos 2\pi(f_c + \Delta f)t & v_f(t) = +1 \\ A_c \cos 2\pi(f_c - \Delta f)t & v_f(t) = -1 \end{cases}$$

- **FSK的载波频率在两个频率之间变化**
 - 传号频率 $f_m = f_c + \Delta f$
 - 空号频率 $f_s = f_c - \Delta f$
- **FSK的带宽**
 - $BW = 2\Delta f + 2f_b$
 - f_b 二进制数字信号的比特率

FSK双滤波器解调



- 选择性与响应速度的矛盾：为了精确区分两个频率，带通滤波器的选择性应足够好，即Q值要高；为了使滤波器对输入信号有足够快的响应速度，需要足够大的带宽，即要求Q值低
- 解决：用高通滤波器代替带通滤波器，可以保证带宽和响应速度

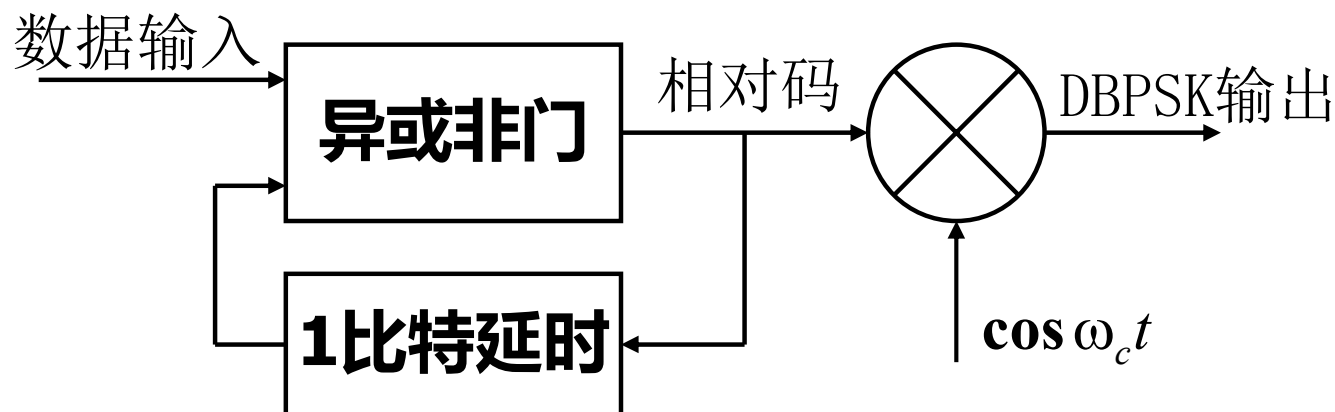
$$v_{BPSK} = A_c \cos\left(\omega_c t - v_f(t)\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) = \begin{cases} A_c \cos \omega_c t & v_f(t) = +1 \\ -A_c \cos \omega_c t & v_f(t) = -1 \end{cases} = v_f(t) A_c \cos \omega_c t$$

BPSK

- 采用BPSK，一个载波可以有两个输出相位，一个相位代表逻辑1，一个相位代表逻辑0；当输入数字信号改变状态，输出载波的相位改变180°
- BPSK相当于抑制载波调幅
 - 用相干解调方法解调
 - 需要载波恢复
 - 如果本地载波和载波差180°相位，则数字逻辑反相
 - 可以采用相对码来解决这个问题：解调后再码变换恢复

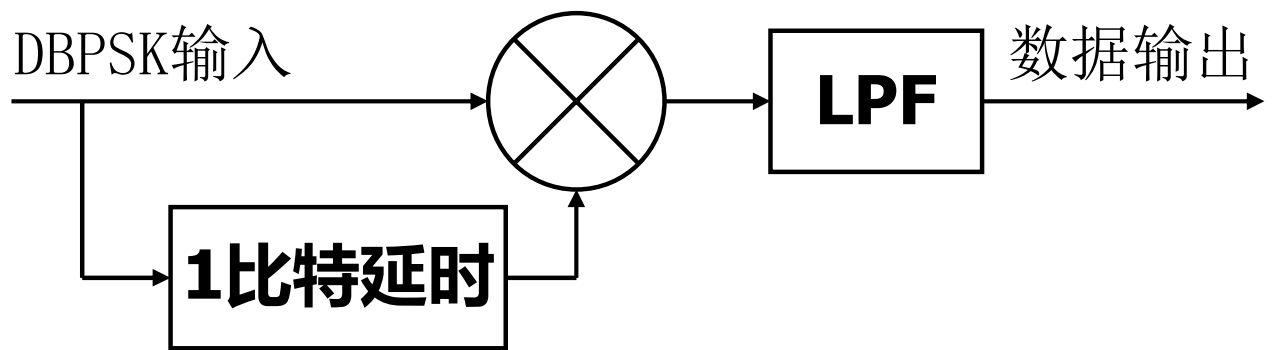
DBPSK

- 差分相移键控的二进制包含在两个连续的信号码元的相位差中，而非绝对相位调制



数据输入： 101110001101

相对码： (0) 011110100011



差动解调

数据输入:	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1
相对码 : (0)	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1
DBPSK输入: (π)	π	0	0	0	0	π	0	π	π	π	0	0
输入相位: (-)	-	+	+	+	+	-	+	-	-	-	+	+
相乘器输出相位:	+	-	+	+	+	-	-	-	+	+	-	+
数据恢复:	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1

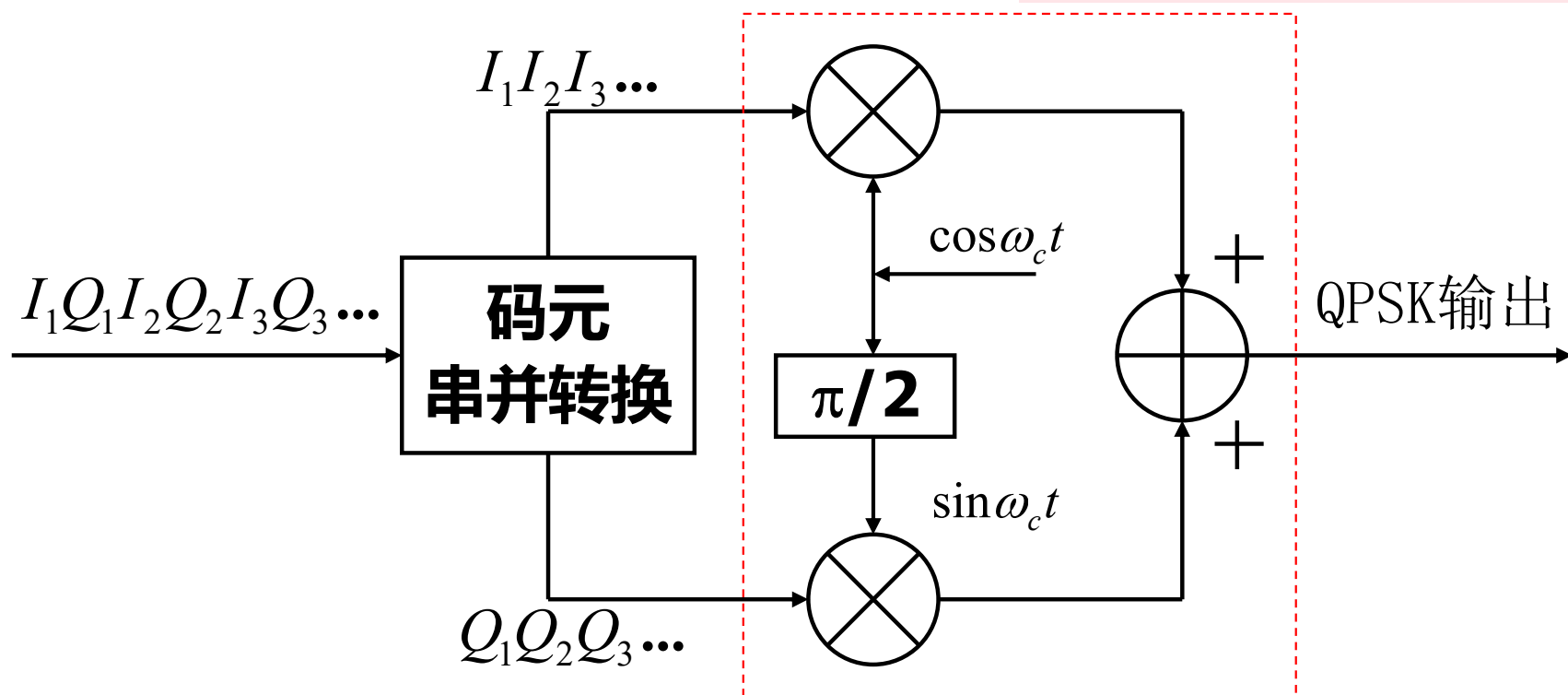
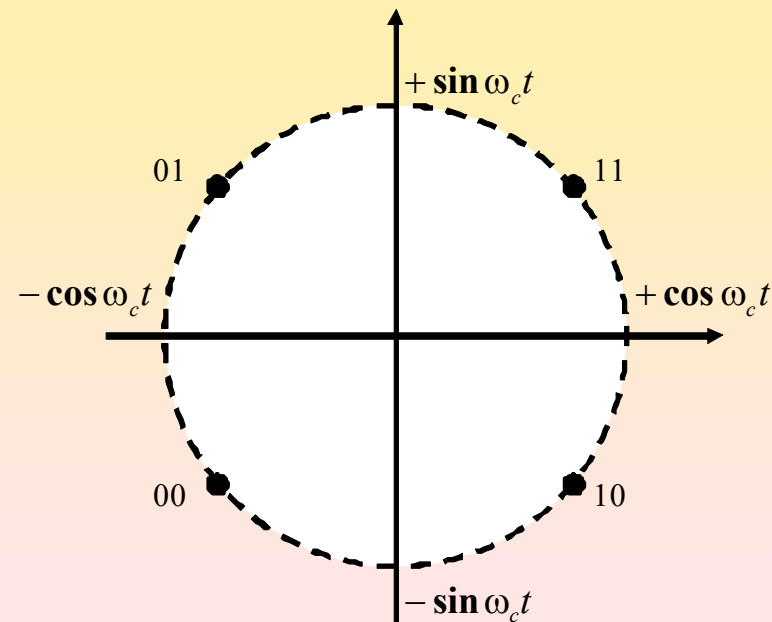
180度相位差问题

输入相位: (-)	+	-	-	-	-	+	-	+	+	+	-	-
相乘器输出相位:	-	-	+	+	+	-	-	-	+	+	-	+
数据恢复:	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1

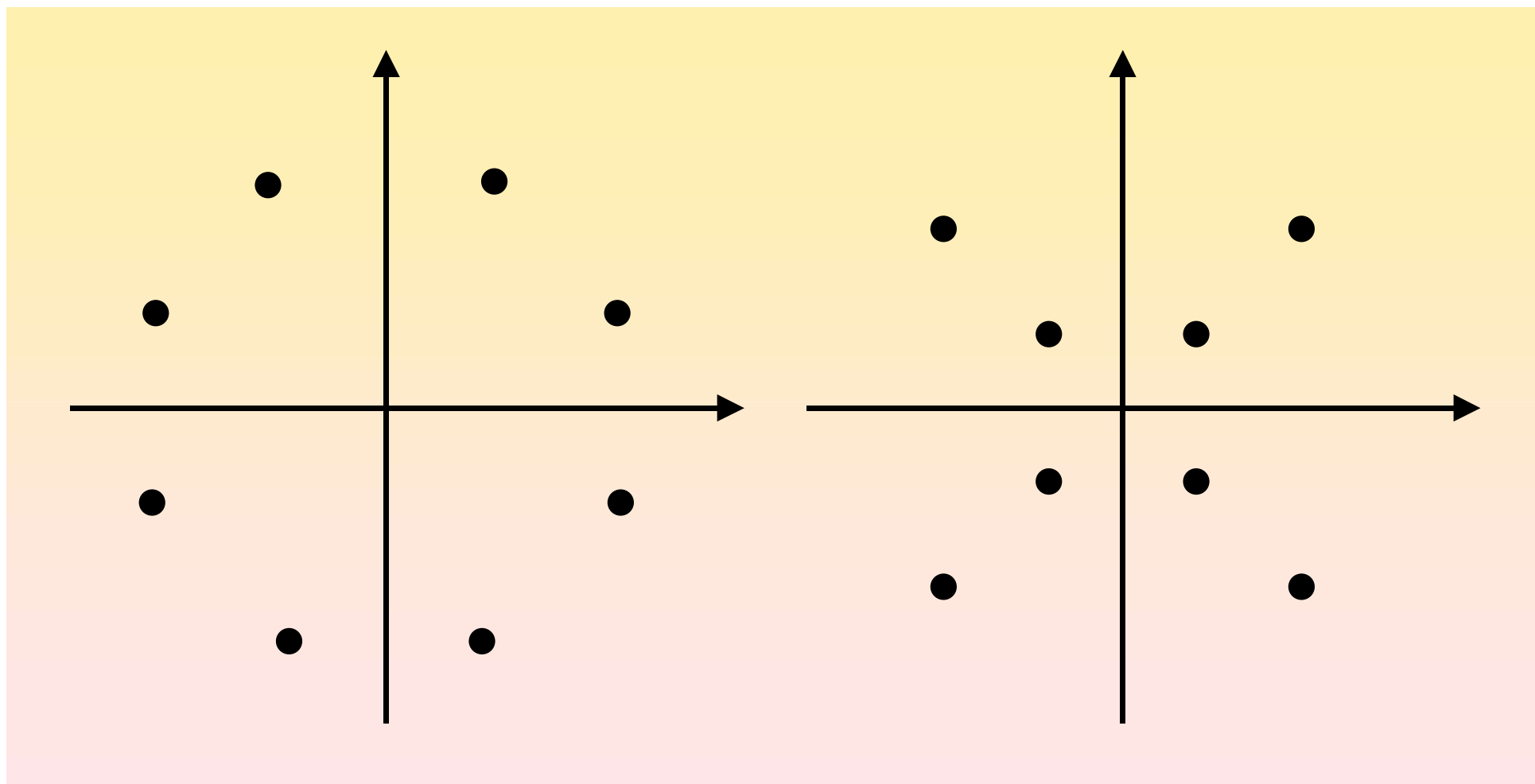
误码不会扩散

输入相位: (-)	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-	+	+
相乘器输出相位:	+	-	+	+	+	+	+	-	+	+	-	+
数据恢复:	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1

QPSK



8PSK和8QAM





小结 (1)

- **幅度调制**

- **调制信息包含在幅度的变化中**
- **标准调幅波的幅度包络和调制信号呈正比关系**
 - **非相干解调方法，如峰值包络检波，只能应用于标准幅度解调**
- **其余调幅方式只能用同步检波才能无失真地解调**

- **角度调制**

- **调制信息包含在角度的变化中**
 - **其幅度是恒定的，可以用高效的C类放大器放大**
 - **调幅信号则不能用非线性功率放大器放大**



小结 (2)

角度调制比幅度调制

- **抗干扰性能好**
 - 大多数噪声都会引起已调波的振幅变化 (AM噪声) ; 角度解调电路中, 采用限幅器能够去除大部分的AM噪声; 而AM接收机中, 这个噪声难以消除
- **带宽大**
 - 角度调制的边频多, 频谱分量丰富, 带宽大
 - 调角波的带宽理论上无穷大, 但有效带宽是有限的, 和调制指数有关 ($BW=2(m+1)F$)
 - 调制指数越大, 频率调制的抗干扰性就越好, 但占用有效带宽就越大
 - 调频波的抗干扰性能是以增加信道有效带宽为代价的
- **系统复杂**

小结 (3)

线性与非线性

- **幅度调制将调制信号的频谱在频率轴上搬移，不改变频谱结构，故称线性调制**
 - **线性调制及其解调可以采用线性时变电路实现，也可采用非线性电路实现**
- **角度调制中，调制信号的频谱结构发生了变化，故称非线性调制**
 - **非线性调制及其解调必然包含完成非线性过程的非线性电路**
- **调幅波的幅度和调制信号呈线性关系**
 - **但只有标准调幅波的幅度包络和调制信号呈正比关系**
- **调频波的瞬时频率和调制信号呈线性关系**
 - **频率调制器要求调制特性为线性（一定范围内）**
 - **频率解调器要求鉴频特性为线性（一定范围内）**
- **调相波的瞬时相位和调制信号呈线性关系**
- **调制器与解调器连接后，对调制信号应该是一个线性系统**



作业

- **6.19: 调频波频偏扩大5倍的方法**
 - 调制信号不变
- **6.24: 正交鉴频器: 乘法器输出端波形**
 - 选作: 仿真确认分析结果