

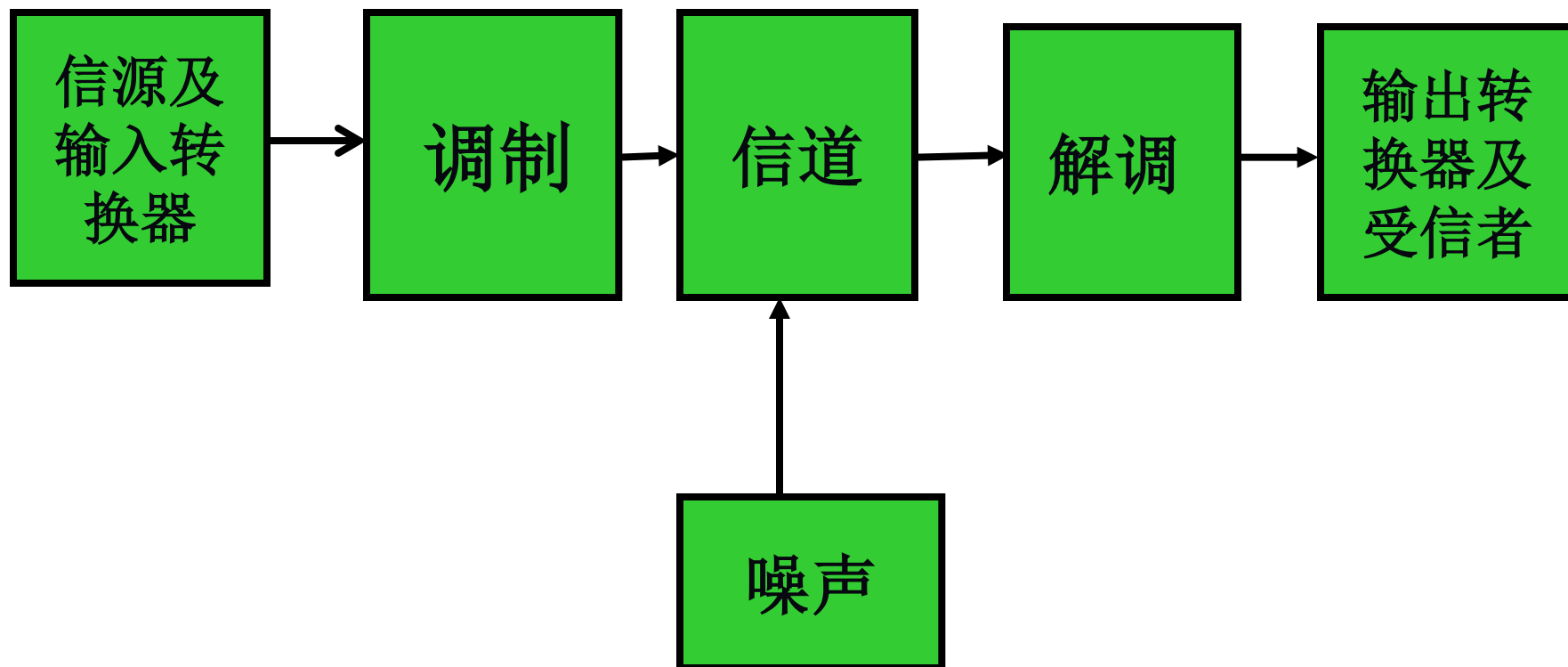
第4章 调制与解调

本章内容

- 调制与解调的基本概念
- 调幅与解调
- 调频与调相

调制解调电路

调制解调器在通信系统中的位置



通信中需要调制的原因

- 基带信号是携带信息的低频信号，要想从天线上以电磁能量形成辐射传送是很困难的
- 通常传送各种信息的基带信号几乎是占有相同的频带，若要同时发射必然会相互干扰，无法接收

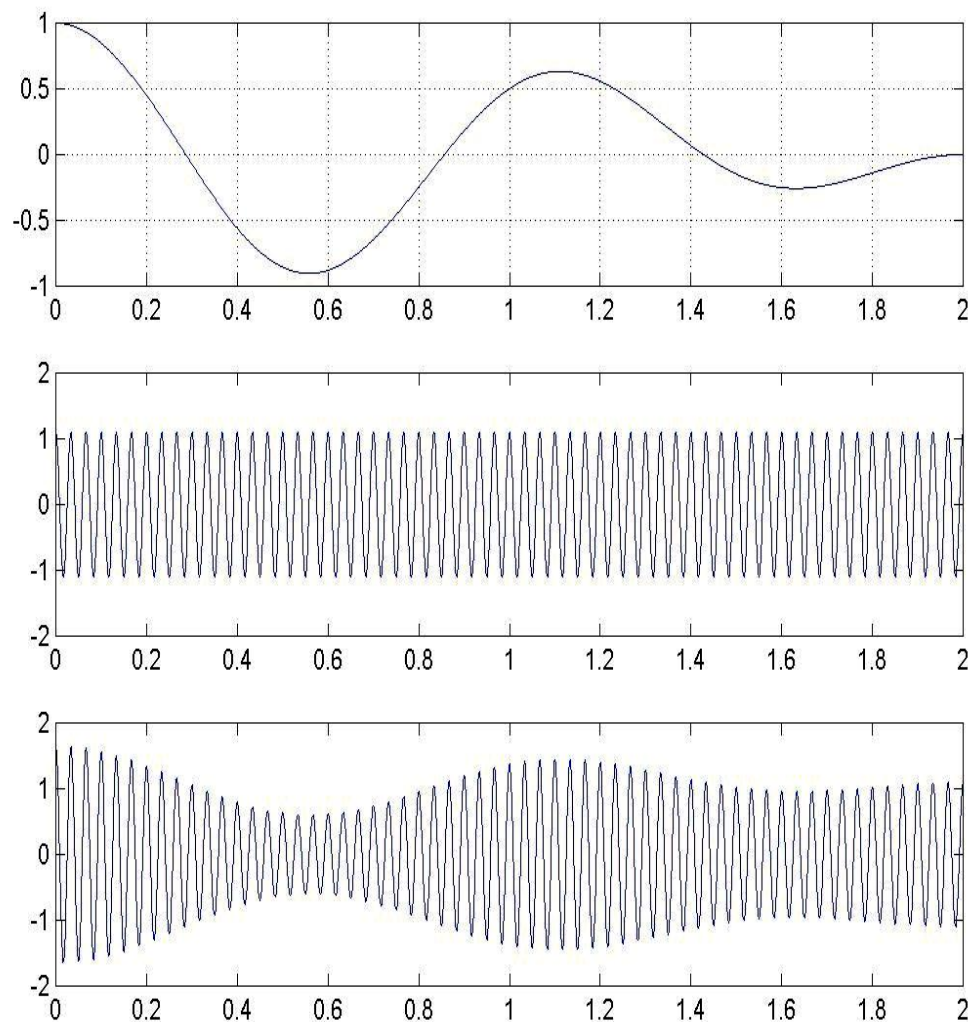
调制的基本概念

- 在通信中，将所需传送的基带信号调制到可以从天线上以电磁能量辐射传送的高频振荡来实现信号的传播。这种可以辐射的高频振荡波称之为射频信号，因为它可以受基带信号的调制，因此又称之为**载波**。
- 载波在调制器中被基带信号调制后，转换成具有一定带宽的已调波，需要具有一定带宽的频道（信道）来传送。
- 载波信号是一个电压或电流的时变正弦信号，可以表示为： $u(t) = U_m \sin(\omega t + \theta)$

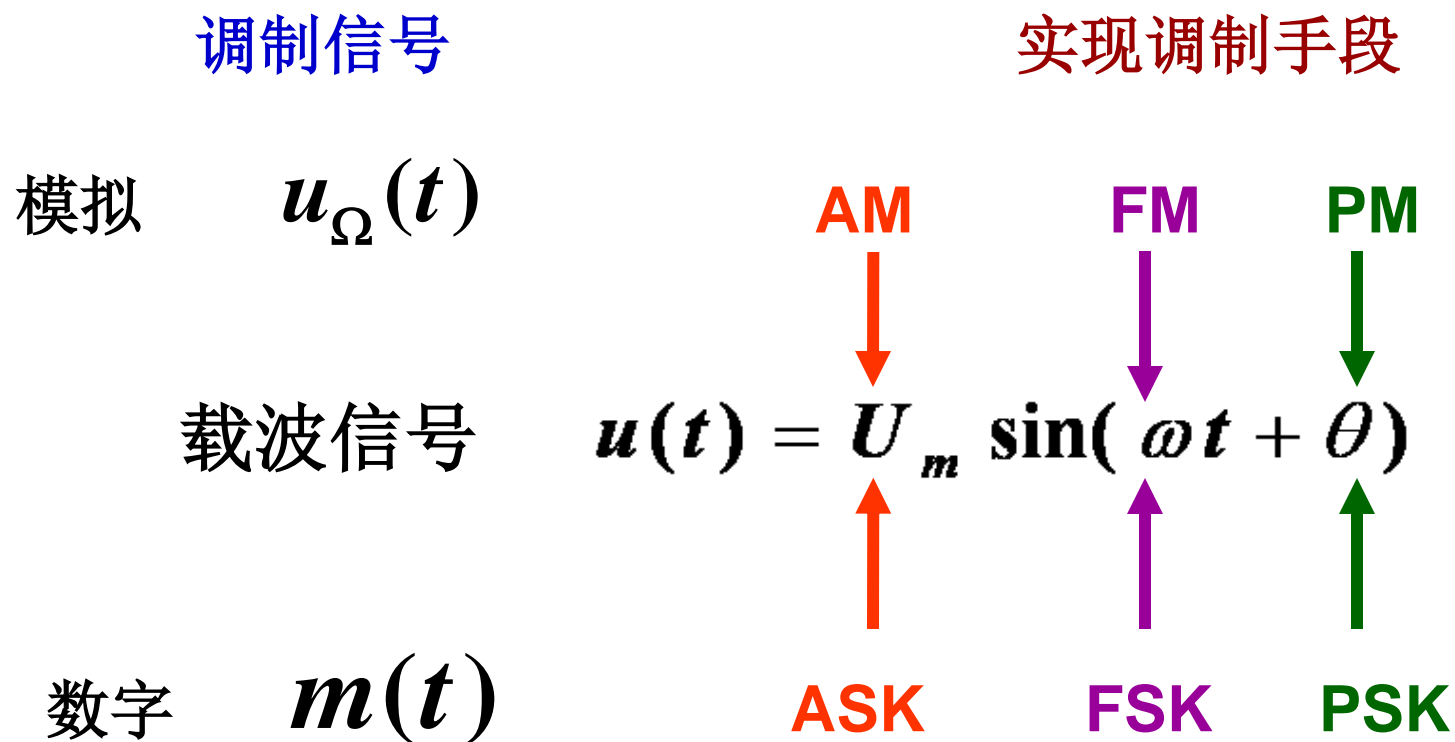
- 调制的必要性
可实现有效地发射，可实现有选择地接收。

◆ 调制的概念：
按调制（基带）信号的变化规律去改变载波某些参数的过程。

◆ 调制信号
◆ 载波信号
◆ 已调信号



调制的基本概念



解调技术

- 解调是将已调波变换为携带信息的基带信号，它是调制的逆过程
- 对应调制也应该有AM解调(包络检波和同步检波)、FM解调(鉴频)、PM解调(鉴相)以及各种数字解调等

本章内容

- ✓ 调制与解调的基本概念
- ✓ 调幅技术与解调
- ✓ 调频技术与调相技术

振幅调制电路

(1) 标准调幅波信号的数学表示式

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

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

AM波在单音调制时表达式

$$\begin{aligned}v_{AM}(t) &= V_m(t) \cos \omega_c t \\&= (V_{cm} + K_A V_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\&= V_{cm} (1 + m_A \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\&= V_{cm} \cos \omega_c t + m_A V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t\end{aligned}$$

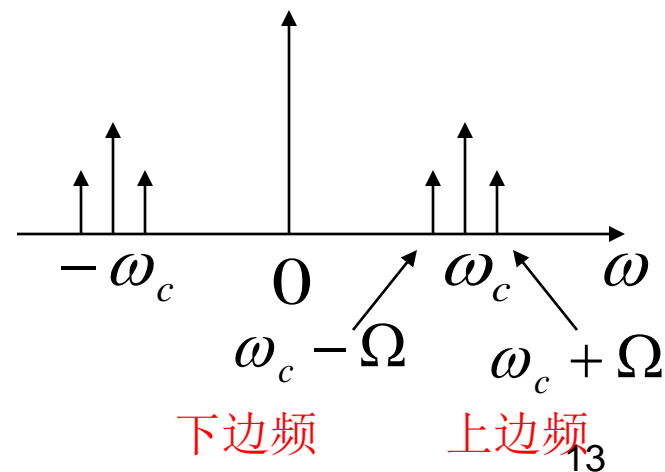
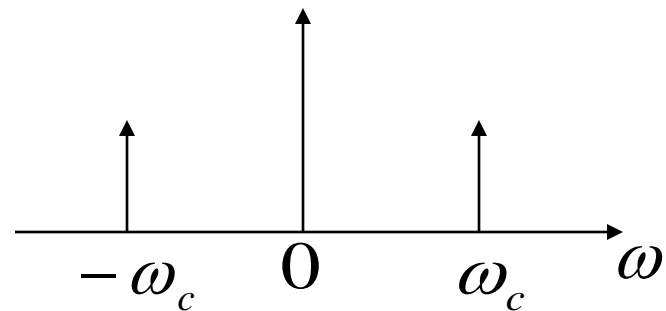
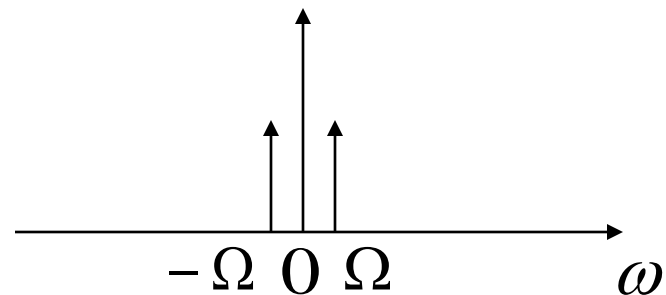
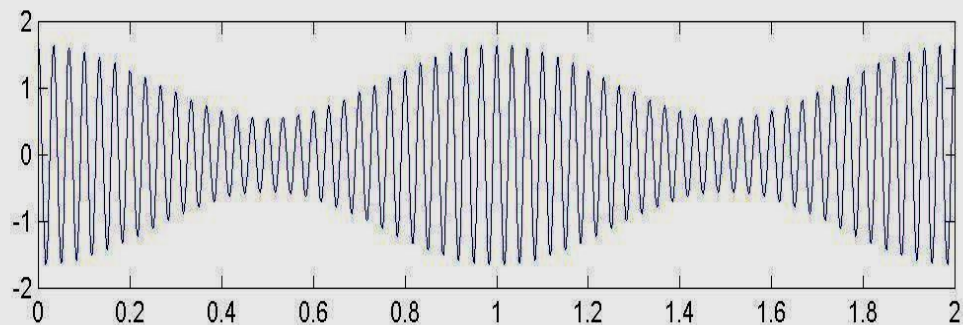
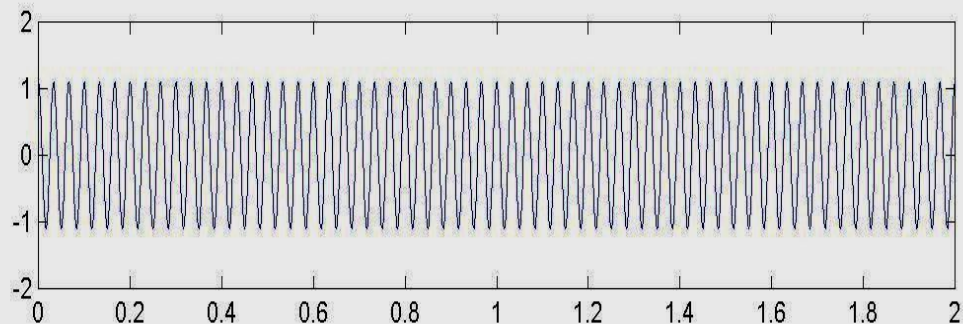
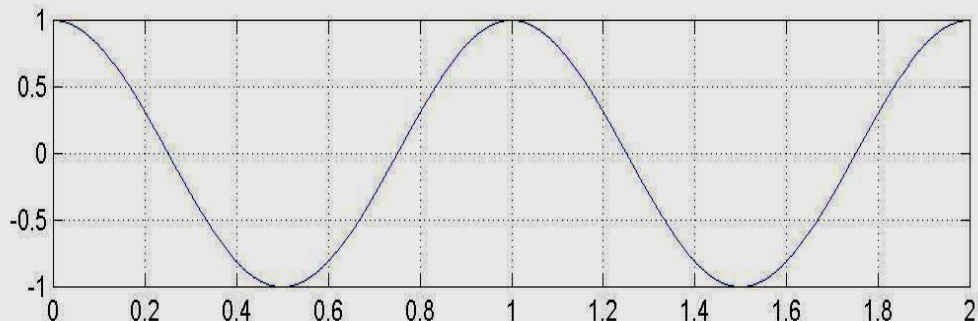
$$m_A = \frac{K_A V_{\Omega m}}{V_{cm}}$$

称为调幅指数，在标准幅度调制中，
为保证不出现过调制，要求 $m_A \leq 1$

AM波在单音调制时表达式

$$\begin{aligned} v_{AM}(t) = & V_{cm} \cos \omega_c t \\ & + \frac{1}{2} m_A V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega) t \\ & + \frac{1}{2} m_A V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega) t \end{aligned}$$

单音调制时域 (频域) 图



振幅调制

非余弦周期信号调制AM波

$$v_{\Omega}(t) = \sum_{n=1}^{n_{\max}} V_{\Omega mn} \cos n\Omega t$$

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_{cm} \cos \omega_c t + \sum_{n=1}^{n_{\max}} M_{an} V_{cm} \cos n\Omega t \cos \omega_c t \\ &= V_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{n_{\max}} M_{an} V_{cm} \cos(\omega_c + n\Omega)t \\ &\quad + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{n_{\max}} M_{an} V_{cm} \cos(\omega_c - n\Omega)t \end{aligned}$$

振幅调制

结论

- AM波的振幅按调制信号规律变化，输出频谱中含有载频和上、下边带，称为普通调幅
- 占据带宽 $BW_{AM} = 2F_{\max} = \frac{2\Omega_{\max}}{2\pi}$
- 实质是频谱搬移，为线性调制

三、AM波的功率分布

载频一周期内，在单位电阻上的平均功率为：

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{V_0^2(t)}{R_L} d(\omega_c t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_0^2(t) d(\omega_c t) \\ &= P_0 (1 + M_a \cos \Omega t)^2 \end{aligned}$$

式中 P_0 为： $P_0 = \frac{1}{2} V_{cm}^2$ ——— $R_L = 1\Omega$ 时的载波平均功率关系。

振幅调制

◆ $P(t)$ 是 Ωt 的函数：AM波在载频一个周期内的平均功率是按调制信号规律变化的。

$$\Omega t = 0, P_{\max} = P_0 (1 + M_a)^2$$

$$\Omega t = \pi, P_{\min} = P_0 (1 - M_a)^2$$

◆ 在调制信号角频率一周期内的平均功率

$$P_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P(t) d(\Omega t) = P_0 \left(1 + \frac{1}{2} M_a^2\right) = P_0 + P_{SB}$$

$$P_{SB} = \frac{1}{2} M_a^2 P_0 \quad \text{—— 上下边频产生（信息）功率}$$

振幅调制

- ✓ 在载频一周期内的平均功率是随调制信号规律而变化的，但在调制信号一周期内的平均功率 P_{av} 则是恒值
- ✓ P_{SB} 在输出功率中所占比例与调幅指数 M_a 有关
- ✓ P_{SB} 为携带信息的有效功率，而载波功率 P_o 是无用功率，从能量角度考虑，只需传输 P_{SB} 即可，于是出现DSB和SSB

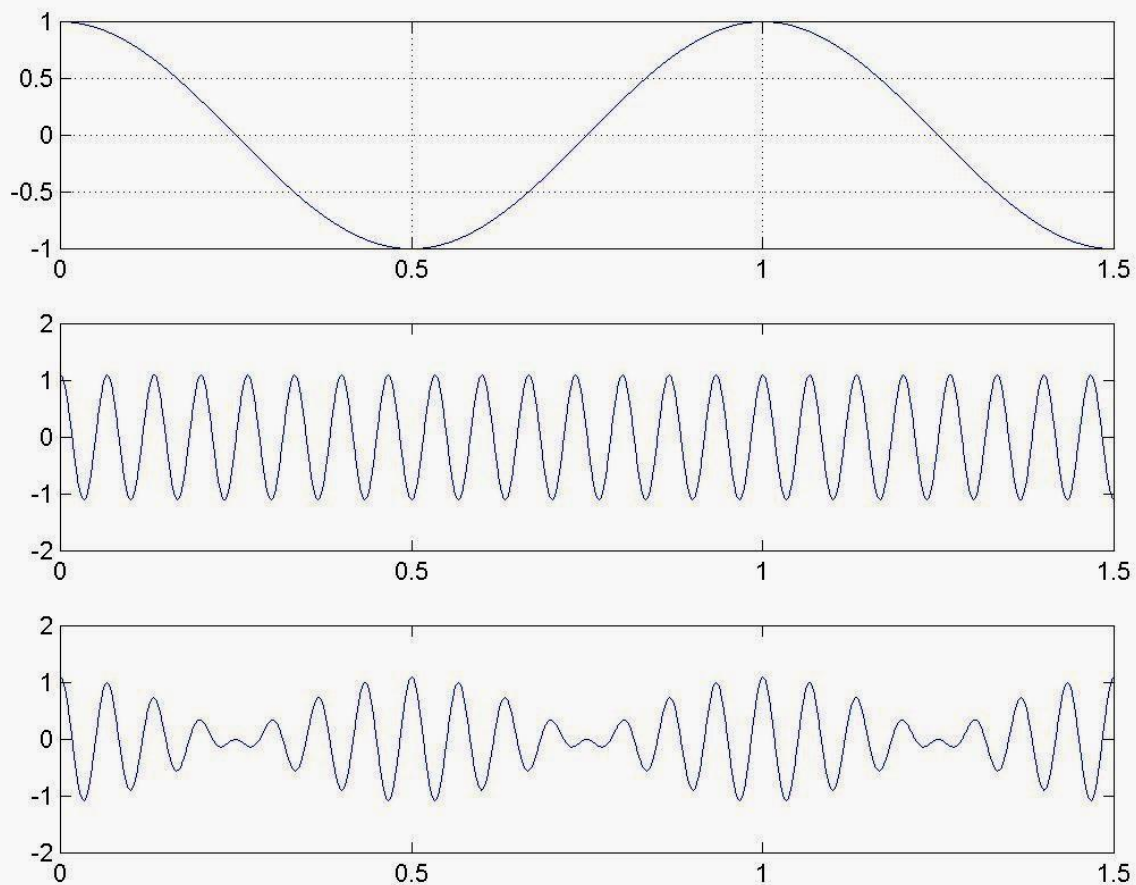
双边带信号

- 在调制过程中,将载波抑制就形成了抑制载波双边带信号,简称**双边带信号**。它可用载波与调制信号相乘得到,其表示式为

在单一正弦信号 $u_{\Omega}=U_{\Omega}\cos\Omega t$ 调制时,

$$\begin{aligned}U_o(t) &= A_M U_{\Omega}(t) U_{Cm} \cos \omega_c t \\&= k_a U_{\Omega m} \cos \Omega t \bullet \cos \omega_c t \\&= \frac{1}{2} M_a U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t]\end{aligned}$$

双边带信号



单边带信号

- 单边带(SSB)信号是由DSB信号经边带滤波器滤除一个边带或在调制过程中,直接将一个边带抵消而成。单频调制时,

$$u_{\text{DSB}}(t) = k \cos(\Omega t \pm \omega t)。$$

当取上边带时 $u_{\text{SSB}}(t) = U \cos(\omega_c + \Omega)t$

取下边带时 $u_{\text{SSB}}(t) = U \cos(\omega_c - \Omega)t$

单边带信号

- 单频调制单边带调幅信号是一个角频率为 $\omega_c + \Omega$ 的单频正弦波信号, 但是, 一般的单边带调幅信号波形却比较复杂。
- 单边带调幅信号的包络已不能反映调制信号的变化。
- 单边带调幅信号的带宽与调制信号带宽相同, 是普通调幅和双边带调幅信号带宽的一半,
$$B_{SSB} = 1/2 B_{AM} = F_{\max}$$

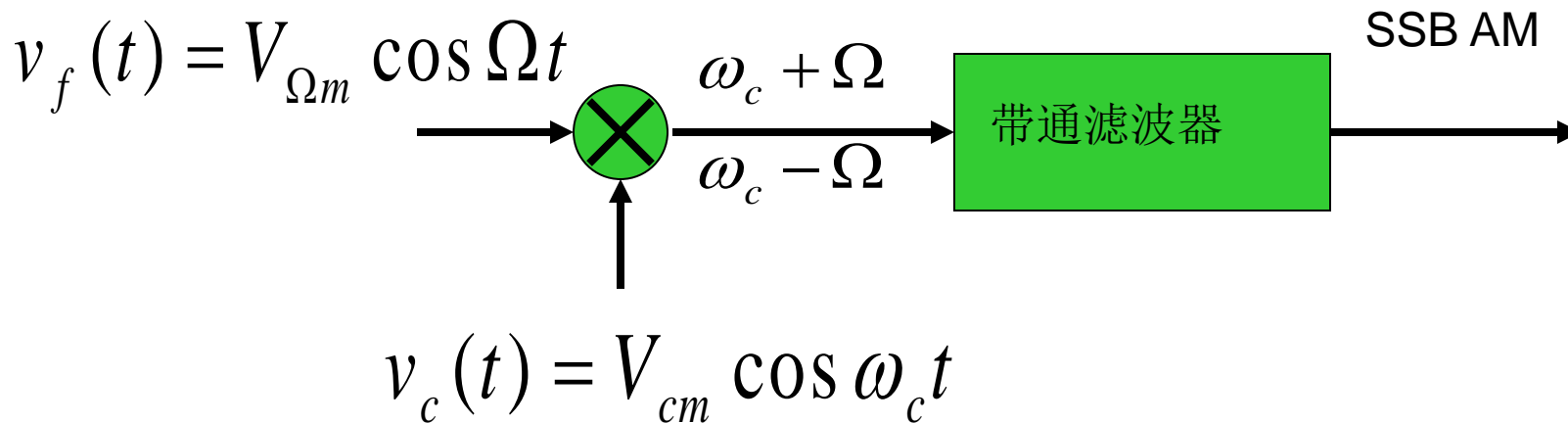
SSB调幅的模型和电路

- SSB已调波的特点
 - ◆ SSB大大节省能量。
 - ◆ SSB增加可容纳频道数。
 - ◆ SSB不含载频，边带内频率衰落失真小。
 - ◆ 解调时要求接收端能产生或恢复载频。

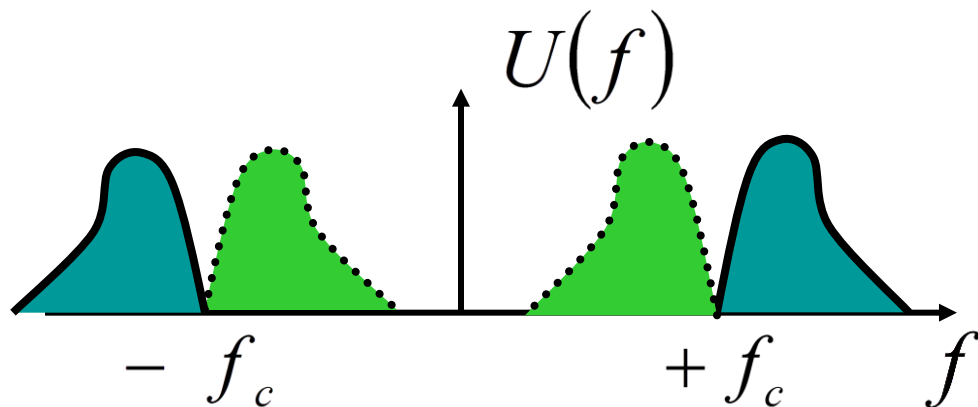
SSB调幅的模型和电路

- SSB调幅电路模型

一、相乘滤波法

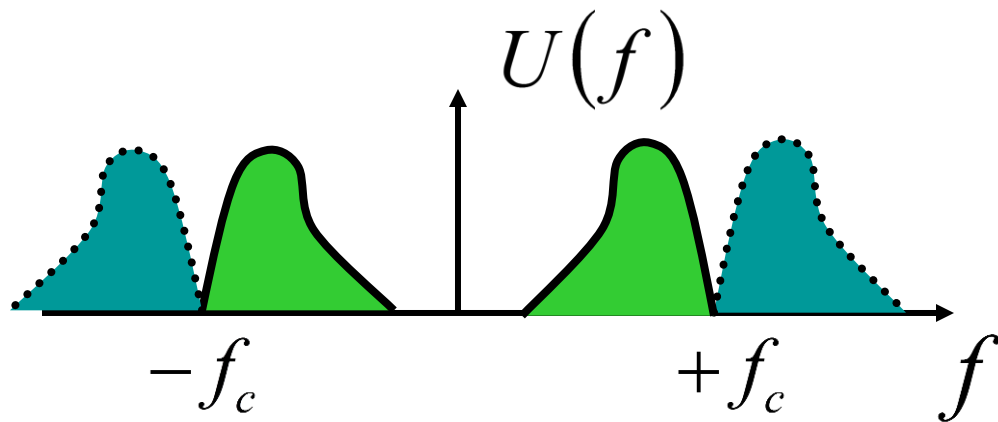


SSB调幅的模型和电路图



$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f| \geq f_c \\ 0 & |f| < f_c \end{cases}$$

(保留上边带)



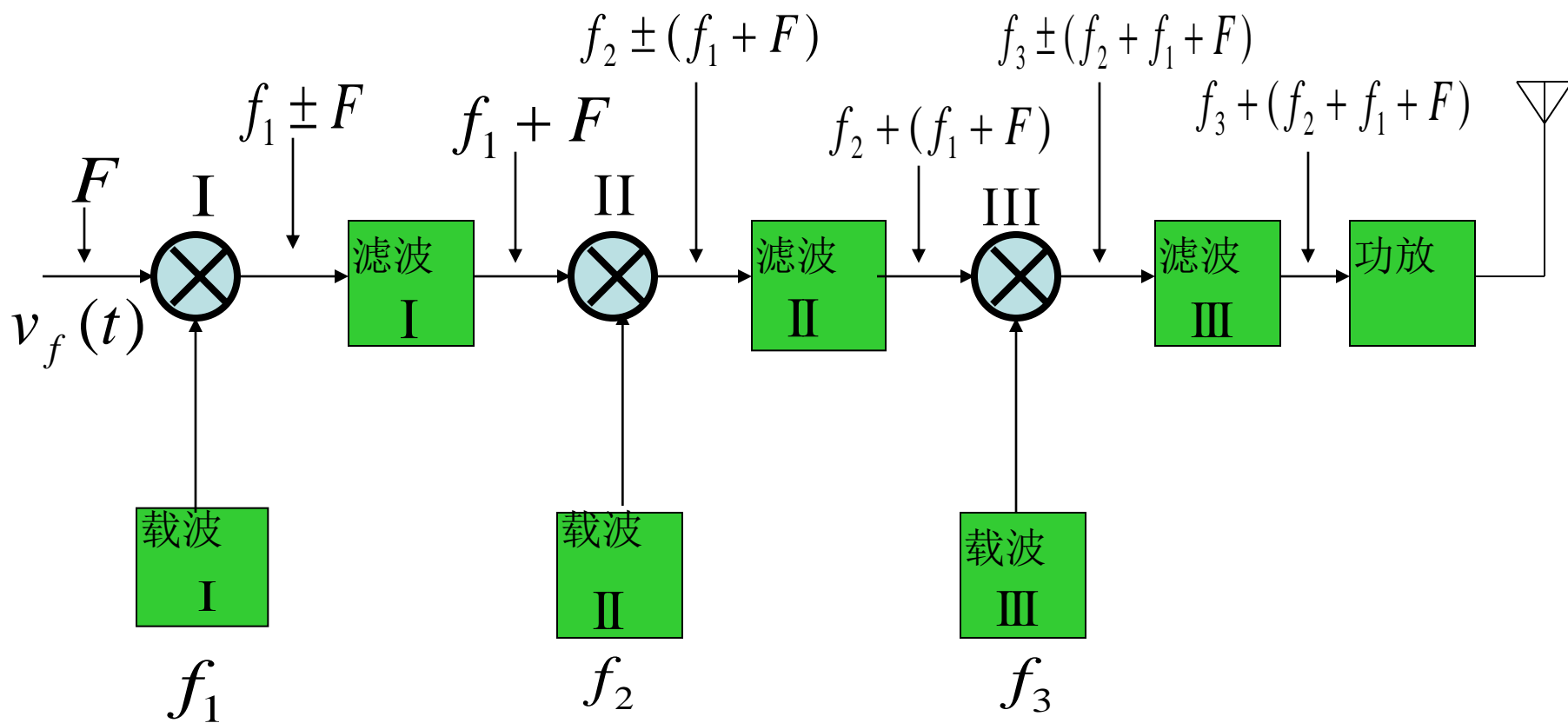
$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq f_c \\ 0 & |f| > f_c \end{cases}$$

(保留下边带)

SSB调幅的模型和电路

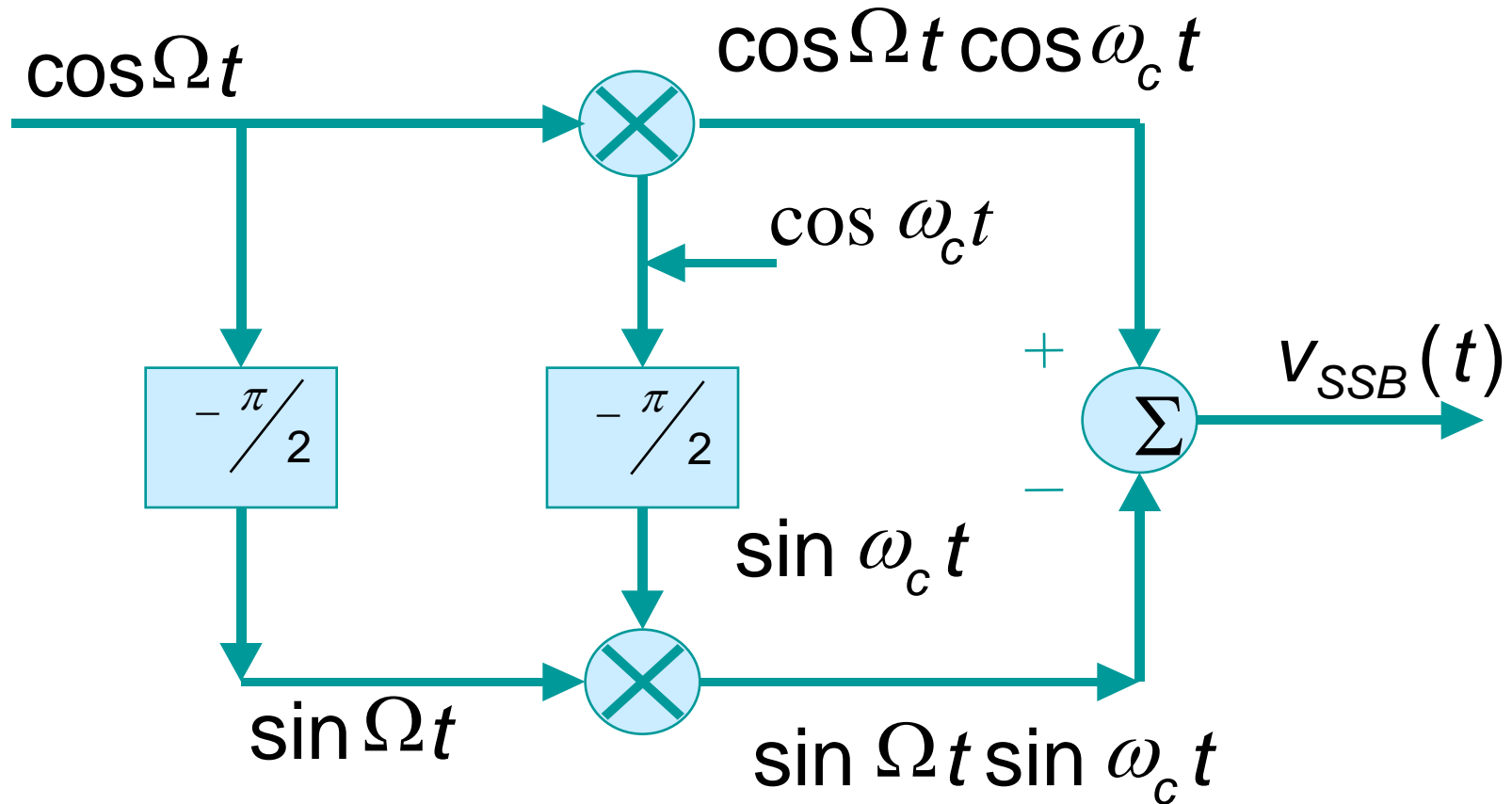
- ✓ 这种方法是根据单边带调幅信号的频谱特点, 先产生双边带调幅信号, 再利用带通滤波器取出其中一个边带信号
- ✓ 对于频谱范围为 $\Omega_{\min} \sim \Omega_{\max}$ 的一般调制信号, 如 Ω_{\min} 很小, 则上、下两个边带相隔很近, 用滤波器完全取出一个边带而滤除另一个边带是很困难的。

◆ 多次相乘滤波法



$$f_1 = 100 \text{ KHZ}$$

- 移相合成法 — 正交调制 (Quadrature Modulation)



$$\begin{aligned} & \cos \Omega t \cos \omega_c t \pm \sin \Omega t \sin \omega_c t \\ &= \cos(\Omega \pm \omega_c)t \end{aligned}$$

由此式分别得
到上下边带

移相合成法 — 正交调制 (Quadrature Modulation)

- 只要用两个 90° 相移器分别将调制信号和载波信号相移 90° , 成为 $\sin\Omega t$ 和 $\sin\omega_c t$, 然后进行相乘和相加减, 就可以实现单边带调幅
- 对单频信号进行 90° 相移比较简单, 但是对于一个包含许多频率分量的一般调制信号进行 90° 相移, 要保证其中每个频率分量都准确相移 90° 是很困难的。

移相滤波法

- 滤波法的缺点在于滤波器的设计困难。若调制信号频率范围为 $F_{\min} \sim F_{\max}$, 则上下边带间隔为 $2F_{\min}$ 。如果要求滤波器取出一个边带而滤除另一个边带, 则过渡带宽度就是 $2F_{\min}$ 。
- 当滤波器的过渡带宽度固定, 则工作频率越高, 要求衰减特性越陡峭, 实现越困难。
- 相移法的困难在于宽带 90° 相移器的设计

移相滤波法

- 结合两种方法的优缺点而提出的相移滤波法是一种比较可行的方法
- 移相滤波法的关键在于将载频 ω_c 分成 ω_1 和 ω_2 两部分, 其中 ω_1 是略高于 Ω_{\max} 的低频, ω_2 是高频, 即 $\omega_c = \omega_1 + \omega_2$

移相滤波法

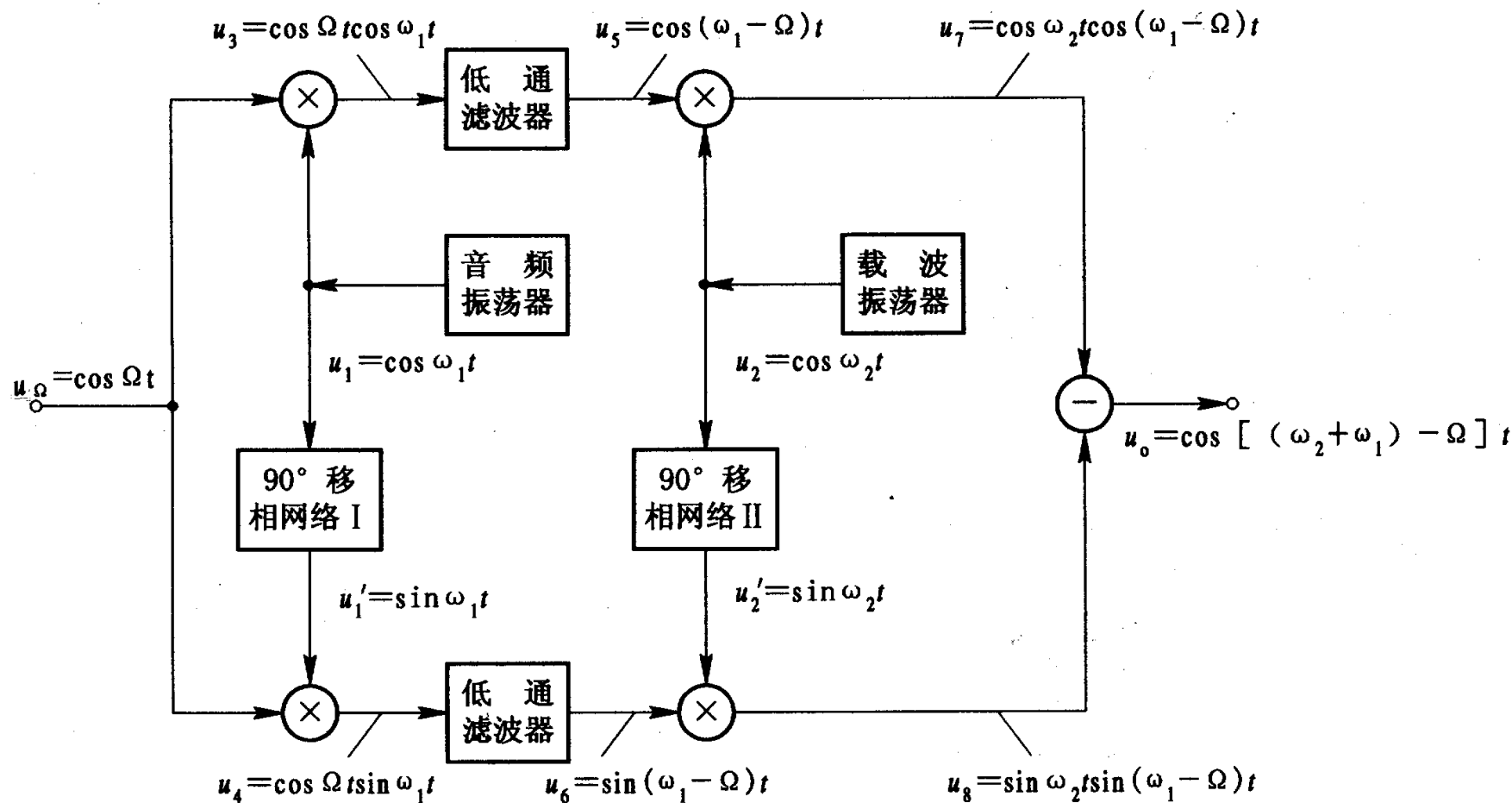
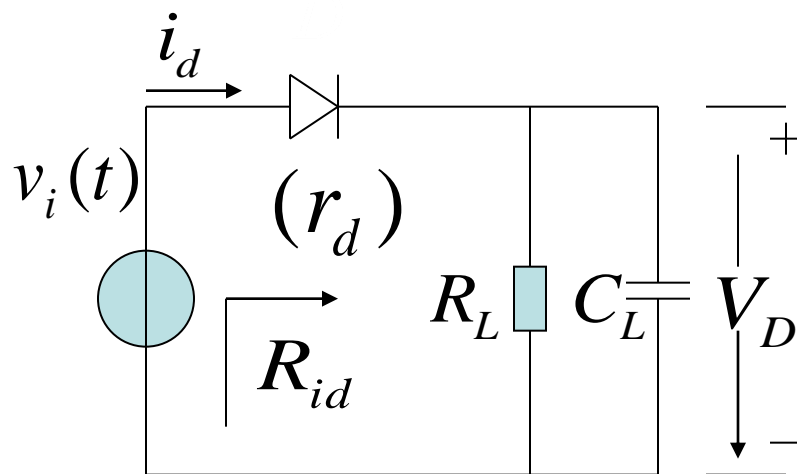


图 6.2.10 相移滤波法原理

解调技术

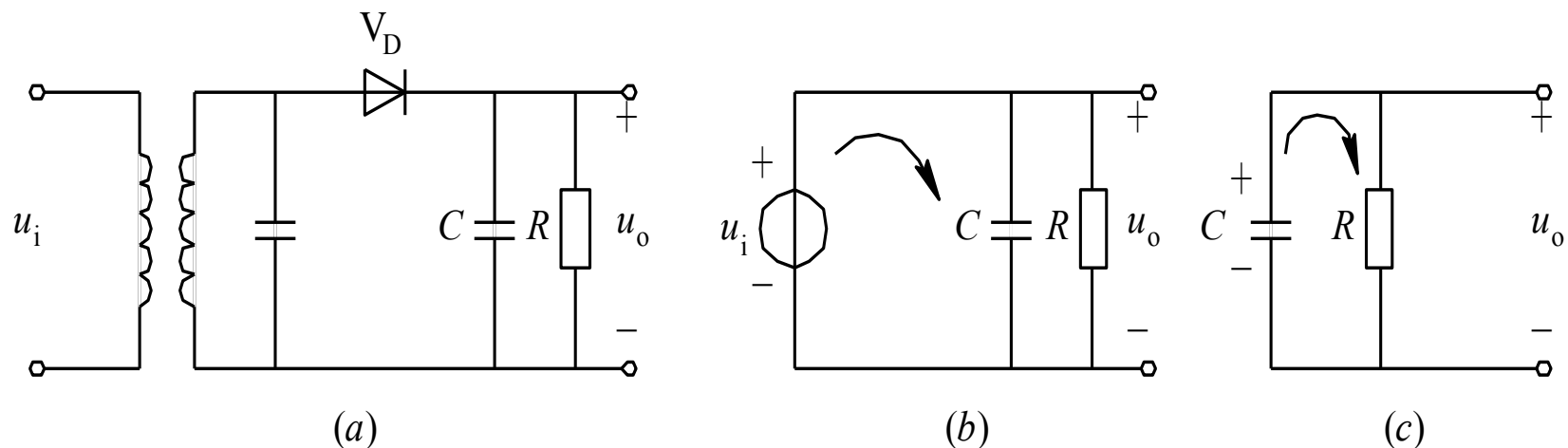
——包络检波电路(大信号峰值包络解调器)

- 包络检波：是指从普通调幅波(AM波)中还原出原调制信号的过程。因为AM波的振幅包络变化反映了调制信号的变化规律，所以这种还原相当于把AM波的包络捡出来，故称为包络检波



解调技术

——包络检波电路(大信号峰值包络解调器)



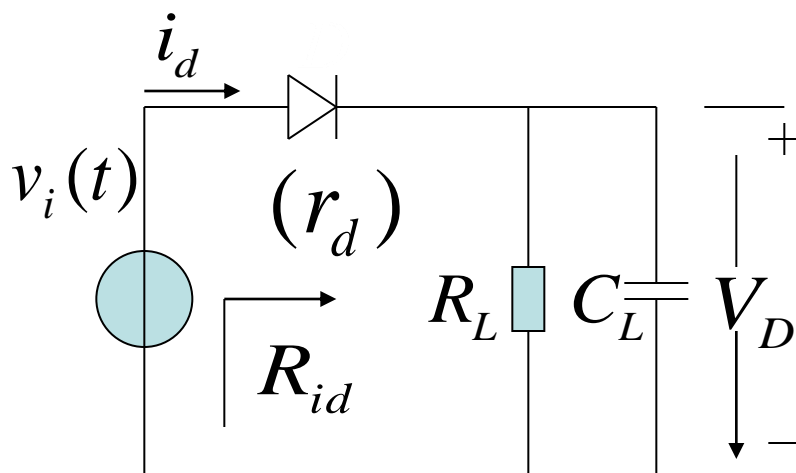
(a)原理电路 (b)二极管导通 (c)二极管截止

解调技术

——包络检波电路(大信号峰值包络解调器)

■ 当 $V_i(t)$ 大于 V_D 时, 二极管导通, 导通电阻为 r_d , 此时输入信号 $V_i(t)$ 通过二极管向电容 C 充电, 充电时间常数为 $\tau = r_d C$ 。

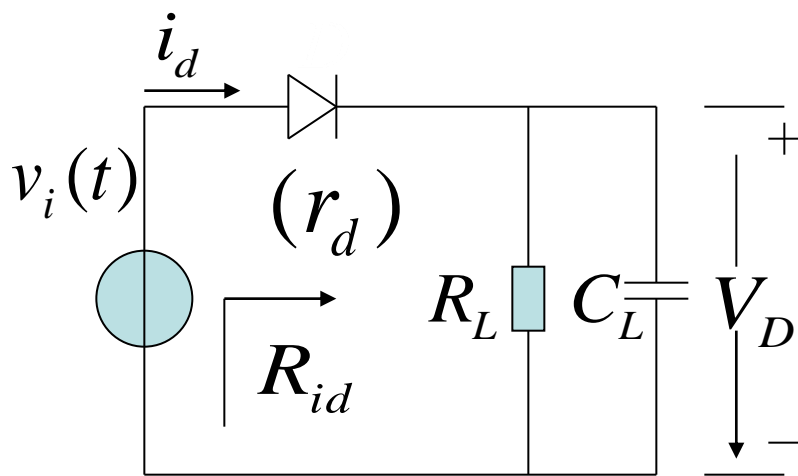
■ 由于 r_d 很小, 即充电时间常数很小, 电容器上的电压 V_D 很快到达 $V_i(t)$ 的顶峰。



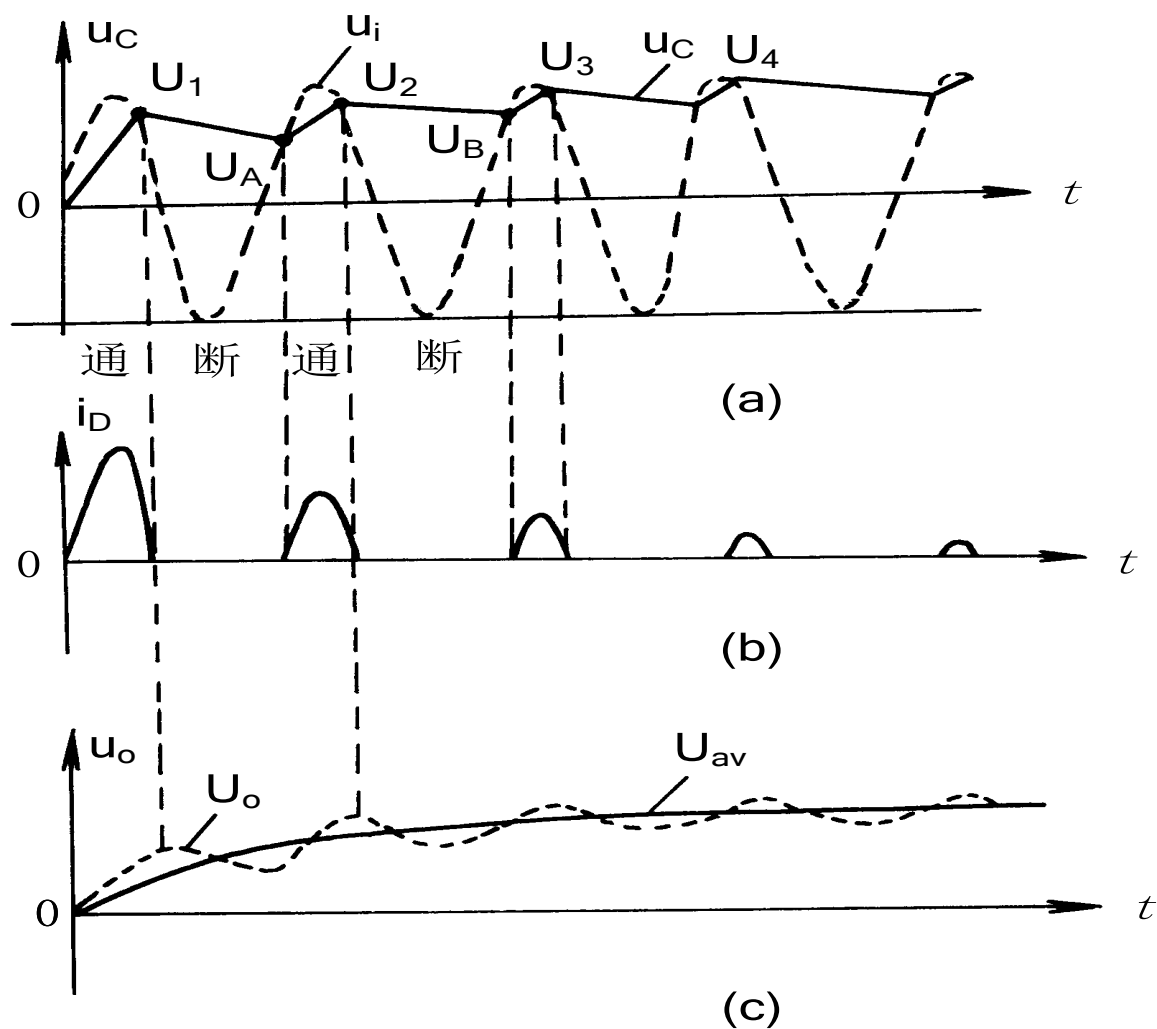
解调技术

——包络检波电路(大信号峰值包络解调器)

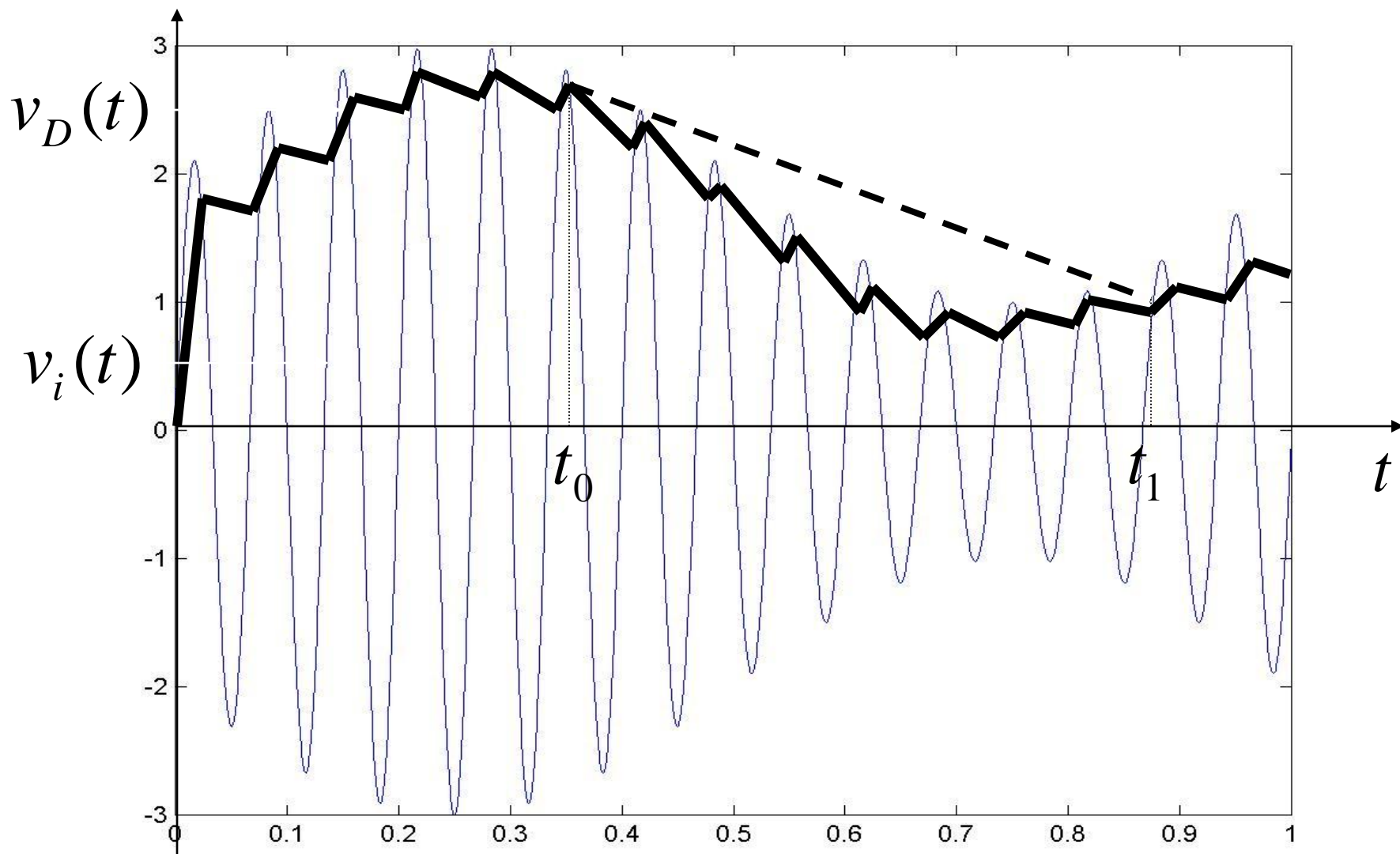
- ✓ 当 $V_i(t) < V_D$ 时, 二极管截止, 电容 C 上电压通过电阻 R_L 放电, 放电时间常数 $\tau = R_L C$, 实际电路中 $R_L \gg R_D$, 即放电时间常数远大于充电时间常数。
- ✓ 当电容器 C 上的电荷还远没释放完时, 在输入信号的下一个正半周期的某一时刻 ($V_i > V_D$), 又开始给电容器充电。



加入等幅波时检波器的工作过程



电路的工作过程： $R_L C_L$ 电路充放电。



解调技术

——包络检波电路(大信号峰值包络解调器)

- ✓ 在高频信号的每一周期电容器充放电一次
- ✓ 放电时间常数 $\tau_{\text{放}} \gg \tau_{\text{充}}$ ，即充电快，放电慢；但充电时间长，放电时间短。当充放电电荷相等，达到动态平衡时，电容器上的电压趋近于输入信号峰值，故称为峰值包络检波器
- ✓ 二极管只在输入信号峰值尖顶上有短暂的导通，大部分时间截止，二极管电流呈现重复频率为 ω_C 的尖顶脉冲。

解调技术

——包络检波电路(大信号峰值包络解调器)

- ✓ 从这个过程可以得出下列几点:
- ✓ 检波过程就是信号源通过二极管给电容充电、电容对电阻 R 放电的交替重复过程。
- ✓ 检波二极管通常选正向电阻小($500\ \Omega$ 以下)、反向电阻大($500\text{k}\Omega$ 以上)、结电容小的点接触型锗二极管, 注意最高工作频率应满足要求

解调技术

——包络检波电路(大信号峰值包络解调器)

✓ RC时间常数应同时满足以下两个条件:

✓ 电容C对载频信号应近似短路, 故应有

, 通常取 $\frac{1}{\omega_c C} \ll R, \quad RC \gg \frac{1}{\omega_c} \quad RC \geq \frac{5 \sim 10}{\omega_c}$

✓ ② 为避免惰性失真, 应有 $RC \leq \frac{\sqrt{1 - M_a^2}}{M_a \Omega_{\max}}$

通常 $M_a \geq 0.8, \therefore \Omega_{\max} RC \leq 1.5$

解调技术

——包络检波电路性能指标

- ✓ 传输系数 K_d
- ✓ K_d 或称为检波系数、检波效率,是用来描述检波器对输入已调信号的解调能力或效率的一个物理量。
- ✓ 若输入载波电压包络振幅为 $m_A U_{im}$,输出直流电压为 U_o ,则 K_d 定义为

$$K_d = \frac{V_0}{m_A V_{im}} = \cos \theta$$

解调技术

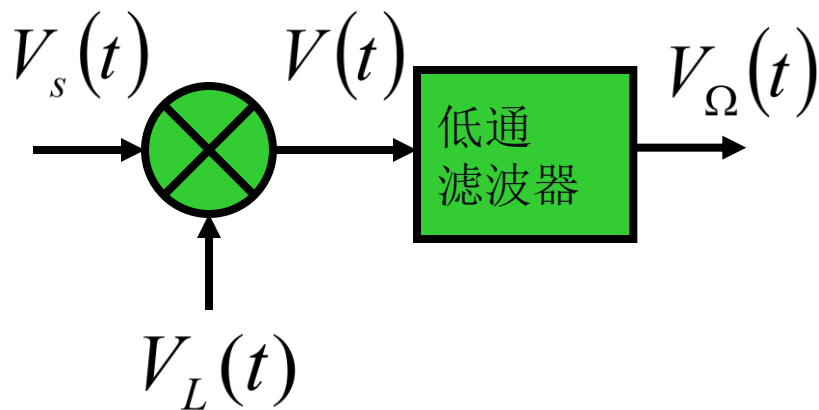
——包络检波电路性能指标

- 检波器的输入阻抗包括输入电阻 R_i 及输入电容 C_i
- 输入电阻是输入载波电压的振幅 U_m 与检波器电流的基频分量振幅 I_1 之比值,即

$$R_i \approx \frac{U_m}{I_1}$$

解调技术——同步检波电路

- ✓ SSB 信号包络不反映原调制信号规律，不能用包络检波解调
- ✓ **同步检波概念 (相干解调)** : 相乘滤波法解调SSB信号时，要求接收机能够产生与原载频信号**同频同相**的本振信号，因此称为同步解调，即同步检波。



解调技术——同步检波电路

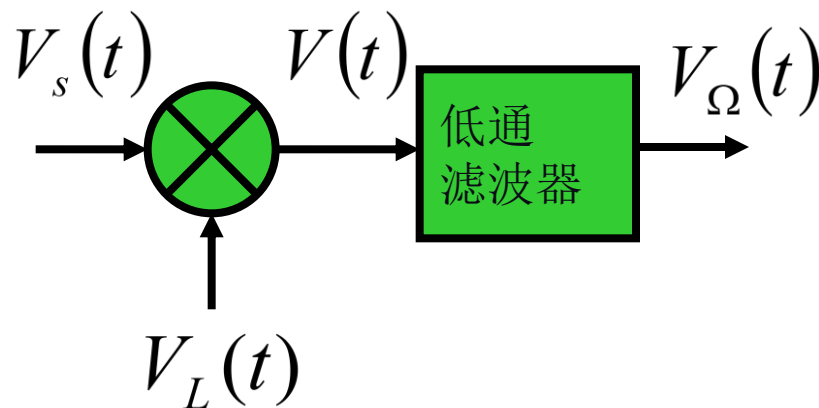
- SSB信号为单音调制:

$$V_s(t) = V_{sm} \cos[(\omega_c + \Omega)t + \theta_s]$$

同步检波时要求:

$$V_L(t) = V_{Lm} \cos(\omega_L t + \theta_L)$$

恢复或产生的载频为: $\omega_L = \omega_C, \theta_L = \theta_S$



◆ 同频检波输出为：

$$\begin{aligned} V(t) &= A_M V_s(t) \cdot V_L(t) \\ &= \frac{1}{2} A_M V_{sm} V_{Lm} \{ \cos \Omega t + \cos [(2\omega_c t + \Omega)t + 2\theta_s] \} \end{aligned}$$

◆ 由低通滤波器后得解调输出：

$$V_{\Omega}(t) = \frac{1}{2} A_M A_F V_{sm} V_{Lm} \cos \Omega t = V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

特点

- ✓ SSB解调仍是一种频谱搬移。
- ✓ 解调模型仍是相乘电路+低通滤波器。
- ✓ SSB解调时，接收载频必须与发射载频同频同相，否则会失真。

- $\omega_L \neq \omega_C, \theta_L \neq \theta_S$ 时, SSB 解调失真与解决办法:

◆ 不同步时解调相乘输出为:

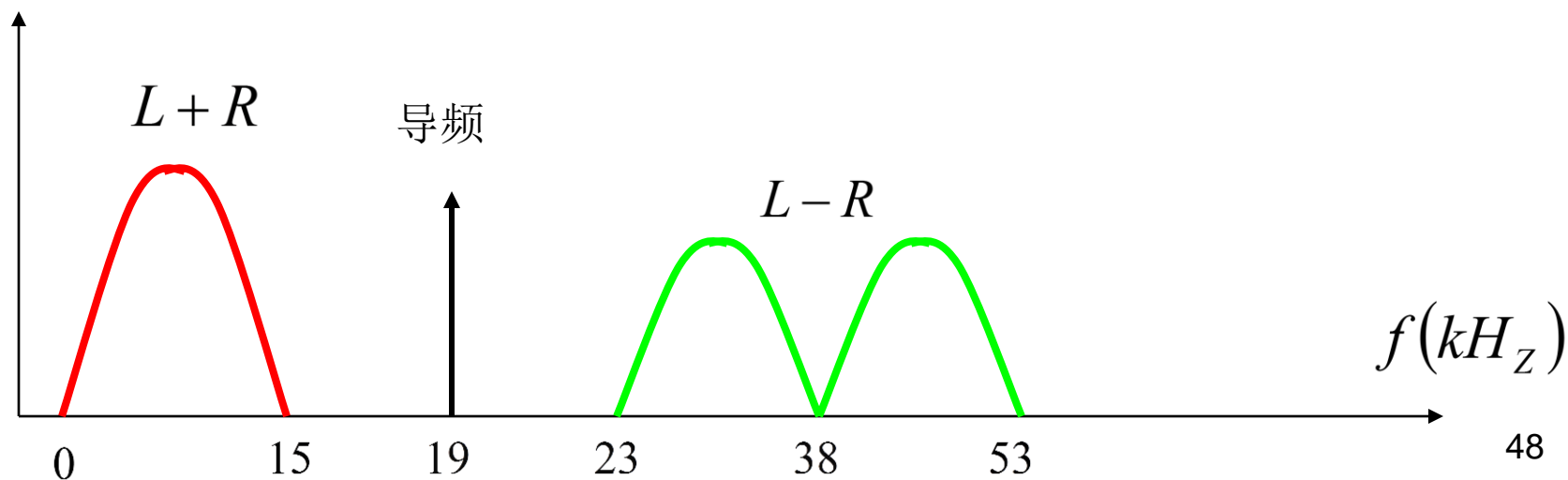
$$V(t) = \frac{1}{2} A_M V_{sm} V_{Lm} \{ \cos[(\omega_c - \omega_L + \Omega)t + \theta_s - \theta_L] \\ + \cos[(\omega_c + \omega_L + \Omega)t + \theta_s + \theta_L] \}$$

◆ 低通滤波器输出为:

$$\begin{aligned} V_{\Omega}(t) &= V_{\Omega m} \cos[(\omega_c - \omega_L + \Omega)t + \theta_s - \theta_L] \\ &= V_{\Omega m} \cos[(\Delta\omega + \Omega)t + \Delta\theta] \\ &= V_{\Omega m} \cos\Delta\theta \cdot \cos(\Delta\omega + \Omega)t - V_{\Omega m} \sin\Delta\theta \cdot \sin(\Delta\omega + \Omega)t \\ &\approx V_{\Omega m} \cos\Delta\theta \cdot \cos(\Delta\omega + \Omega)t \end{aligned}$$

• 解调失真与解决办法

- ◆ 发射SSB导频（与载频同频或分频）信号，接收用 PLL 锁定载频，电路复杂。
- ◆ 采用频率合成技术。



本章内容

- ✓ 调制与解调的基本概念
- ✓ 调幅技术与解调
- ✓ 调频技术与调相技术

角度调制电路

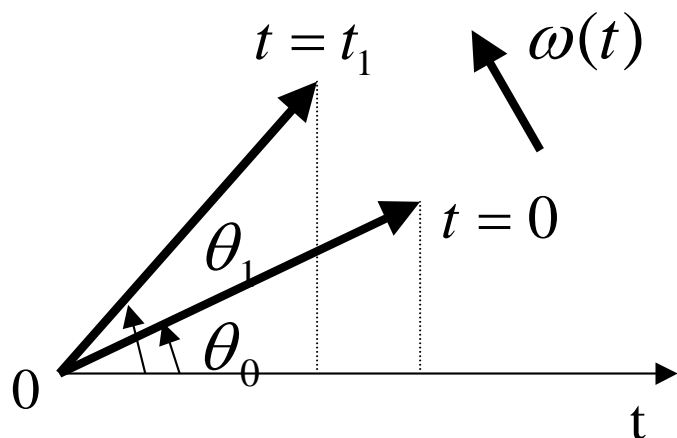
- ✓ 频率调制和相位调制合称为角度调制(简称调角)。
因为相位是频率的积分, 故频率的变化必将引起相位的变化, 反之亦然, 所以调频信号与调相信号在时域特性、频谱宽度、调制与解调的原理和实现方法等方面都有密切的联系。
- ✓ 角度调制与解调属于非线性频率变换, 比属于线性频率变换的振幅调制与解调在原理和电路实现上都要困难一些。由于角度调制信号在抗干扰方面比振幅调制信号要好得多, 所以虽然要占用更多的带宽, 但仍得到了广泛的应用。

角度调制电路

瞬时频率和瞬时相位

一个余弦信号可以表示为： $v_c(t) = V_{cm} \cos \phi(t)$

其中， $\phi(t) = \omega_c t + \theta_0$ 称为该余弦信号的**全相角**。（角频率是常数）可以用旋转矢量在横轴上的投影表示。



■ **瞬时角频率** $\omega(t)$ ：称在某一时刻的角频率为该时刻的瞬时角频率。

■ **瞬时相位** $\phi(t)$ ：称在某一时刻的全相角为该时刻的瞬时相位。

■ $t = 0$ 时的初始相位为 θ_0

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$$v_c(t) = V_{cm} \cos\left[\int \omega(t) dt + \theta_0\right]$$

✓ 在频率调制时，余弦信号的瞬时角频率与调制信号成线性关系变化，而初始相位不变。

✓ FM：用基带调制信号改变载波角频率
载波瞬时角频率为： $\omega(t) = \omega_c + k_f v_{\Omega}(t)$

✓ 已调瞬时相角：

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt + \theta_0$$

✓ FM已调波表达式：

$$v_{FM}(t) = V_{om} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt + \theta_0]$$

FM波和PM波

✓ PM波：用基带调制信号改变载波相角

$$\theta(t) = \omega_c t + k_p v_{\Omega}(t) + \theta_0$$

✓ PM已调波表达式

$$v_{PM}(t) = V_{om} \cos[\omega_c t + k_p v_{\Omega}(t) + \theta_0]$$

FM波和PM波

✓对于单音调制: $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$

✓FM已调波表达式

$$v_{FM}(t) = V_{om} \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t + \theta_0)$$

✓PM已调波表达式

$$v_{PM}(t) = V_{om} \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t + \theta_0)$$

$$M_f = \frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta \omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F} \text{ 调频指数} \quad M_p = k_p V_{\Omega m} \text{ 调相指数}$$

FM波和PM波

| 名称 | 调频波 | 调相波 |
|------|--|--|
| 幅度 | 恒定 | 恒定 |
| 定义 | $\omega(t) = \omega_c + k_f v_\Omega(t)$ | $\theta(t) = \omega_c t + k_p v_\Omega(t) + \theta_0$ |
| 频率偏移 | $\Delta\omega(t) = k_f V_{\Omega m} \cos \Omega t$ | $\Delta\omega(t) = k_p dv_\Omega(t)/dt = -k_p \Omega V_{\Omega m} \sin \Omega t$ |
| 最大频偏 | $\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m}$ | $\Delta\omega_m = k_p \Omega V_{\Omega m}$ |
| 平均功率 | $P_{av} = U_{om}^2/2$ | $P_{av} = U_{om}^2/2$ |

最大调制角频偏

FM

PM

$$\Delta \omega_m = k_f V_{\Omega m}$$
$$\Delta \omega_m = k_p V_{\Omega m} \Omega = M_p \Omega$$

- 调角波的有效带宽
- ◆ 调角波的有效带宽 BW_{CR} 可用FM波各频谱分量平均值的98%所占据的频谱宽度来估算

$$BW_{CR} = 2(M_f + 1)F = 2(\Delta f_m + F)$$

宽带调频: $\Delta f_m \gg F, M_f \gg 1, BW_{CR} \approx 2\Delta f_m$

窄带调频:

$$\Delta f_m \ll F, M_f \ll 1, BW_{CR} \approx 2F$$

调频原理

- ✓ 实现频率调制的方式一般有两种：一是直接调频，二是间接调频。
- ✓ 直接调频
- ✓ 根据调频信号的瞬时频率随调制信号成线性变化这一基本特性，可以将调制信号作为压控振荡器的控制电压，使其产生的振荡频率随调制信号规律而变化，压控振荡器的中心频率即为载波频率。显然，这是实现调频的最直接方法，故称为直接调频。

调频原理----间接调频

- ✓ 若先对调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 进行积分, 得到
$$u_1(t) = \int_0^t u_{\Omega}(t) dt$$
- ✓ 将 $u_1(t)$ 作为调制信号对载频信号进行调相
- ✓
$$u(t) = U_{cm} \cos [\omega_c t + k_p u_1(t)]$$
$$= U_{cm} \cos [\omega_c t + k_p \int_0^t u_{\Omega}(t) dt]$$
- ✓ 调制信号积分后调相, 是实现调频的另外一种方式, 称为间接调频。或者说, 间接调频是借用调相的方式来实现调频

调频原理----间接调频

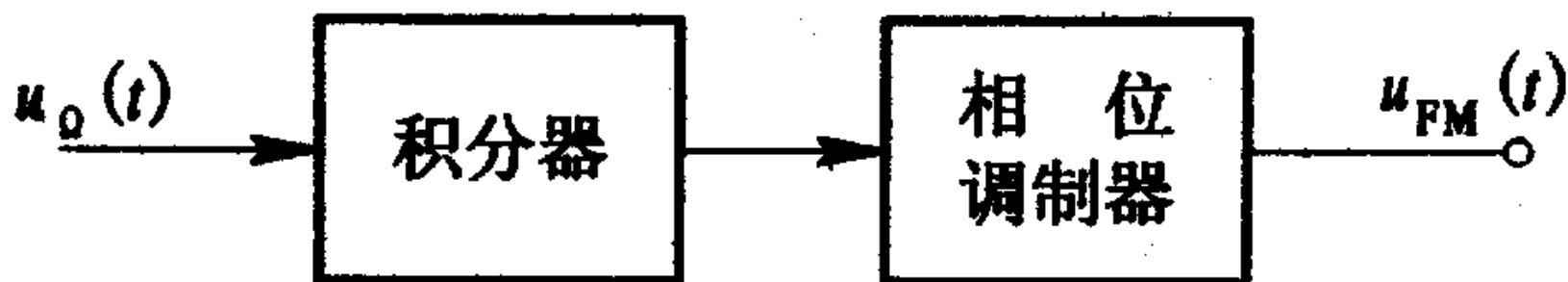


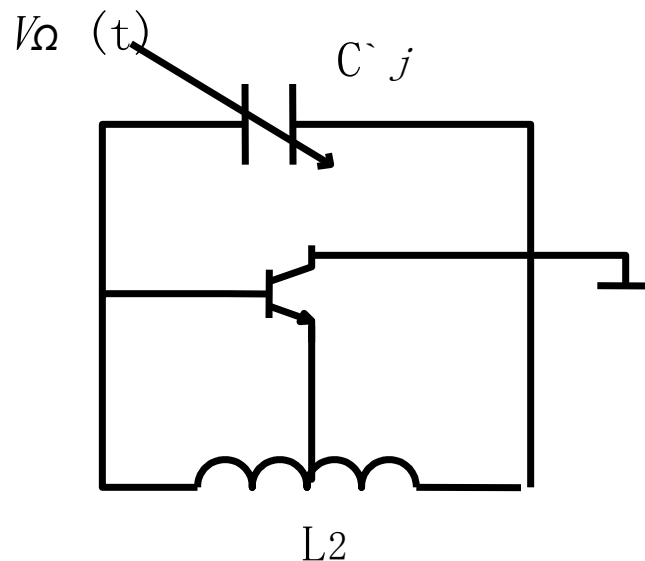
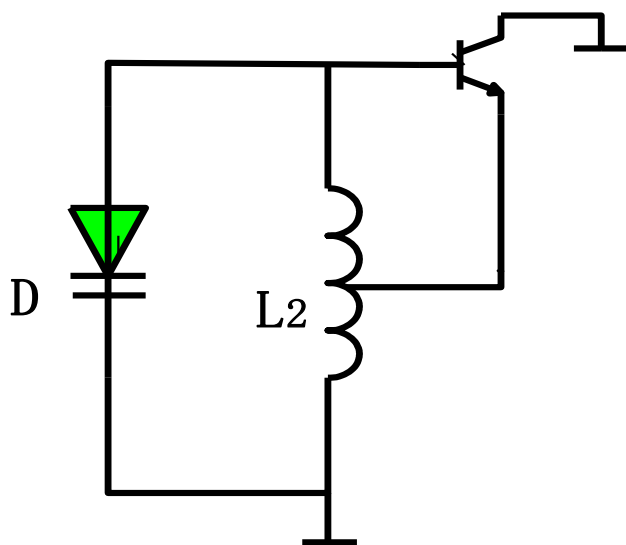
图 7.2.3 间接调频原理图

直接调频电路

◆ 直接调频：用调制信号直接调变载频振荡器频率。

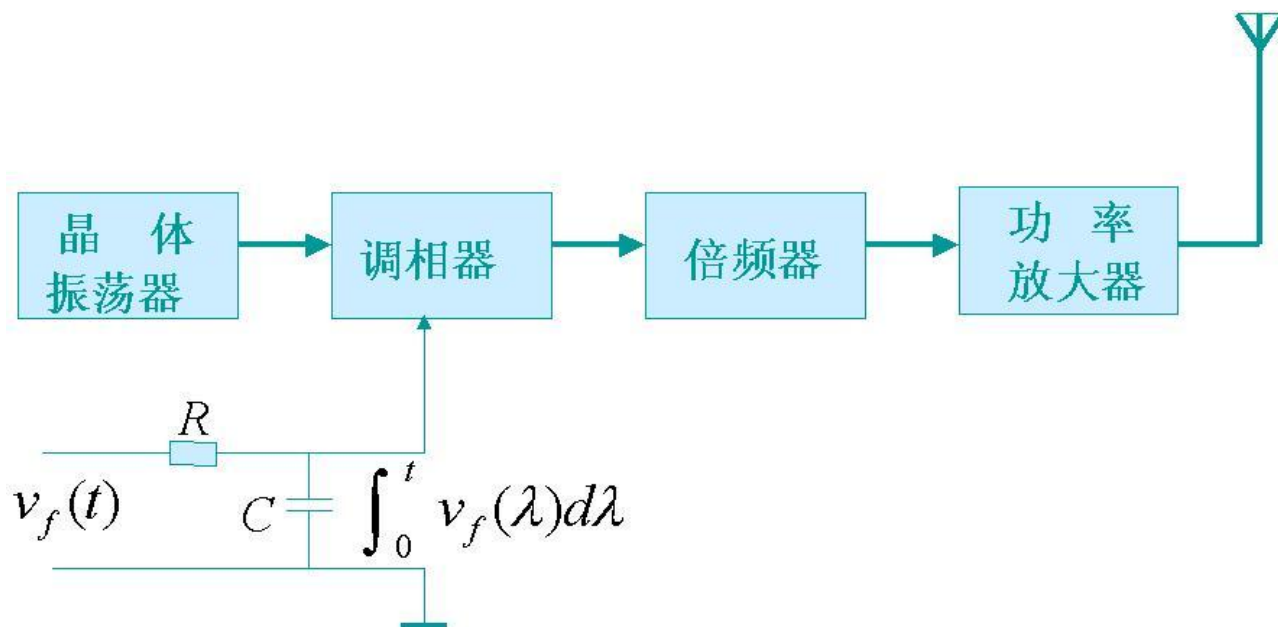
直接调频电路：变容管直接调频电路

• 电路原理图



间接调频电路

先将调制信号进行积分处理，再进行调相而得到调频波，其方框如图所示。



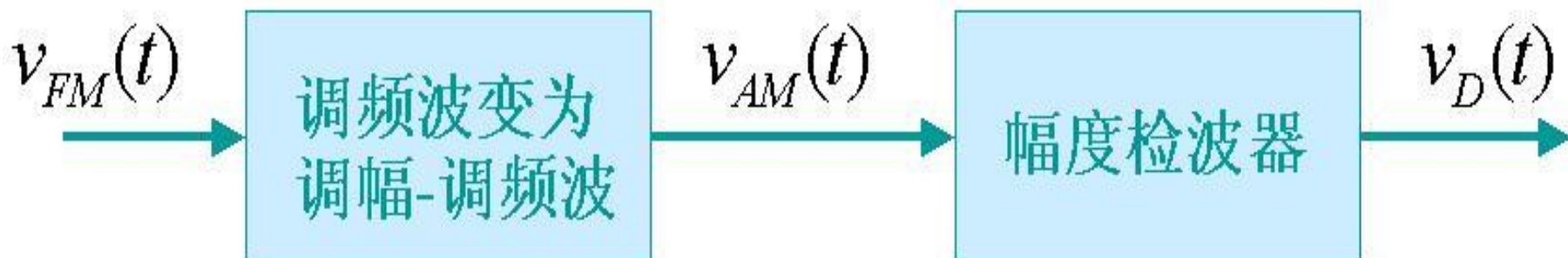
FM波的解调

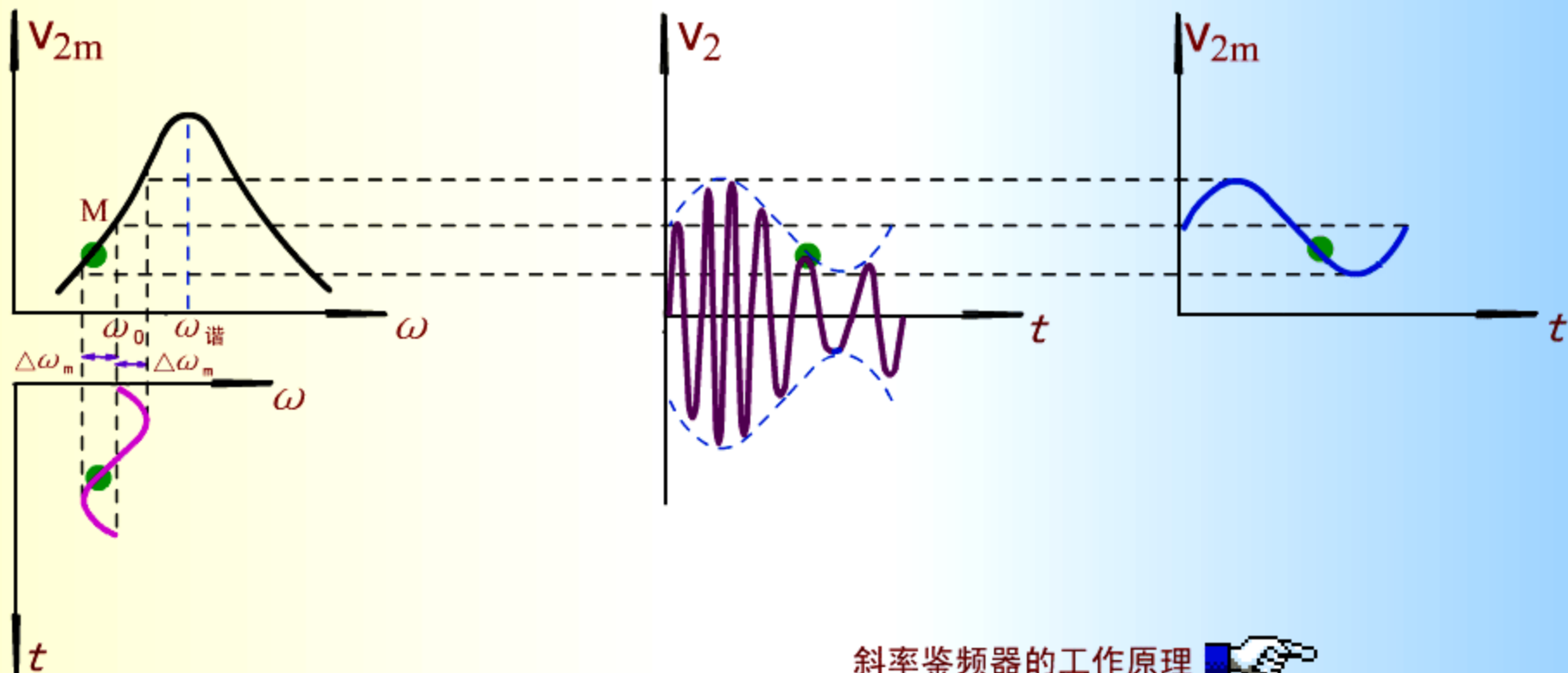
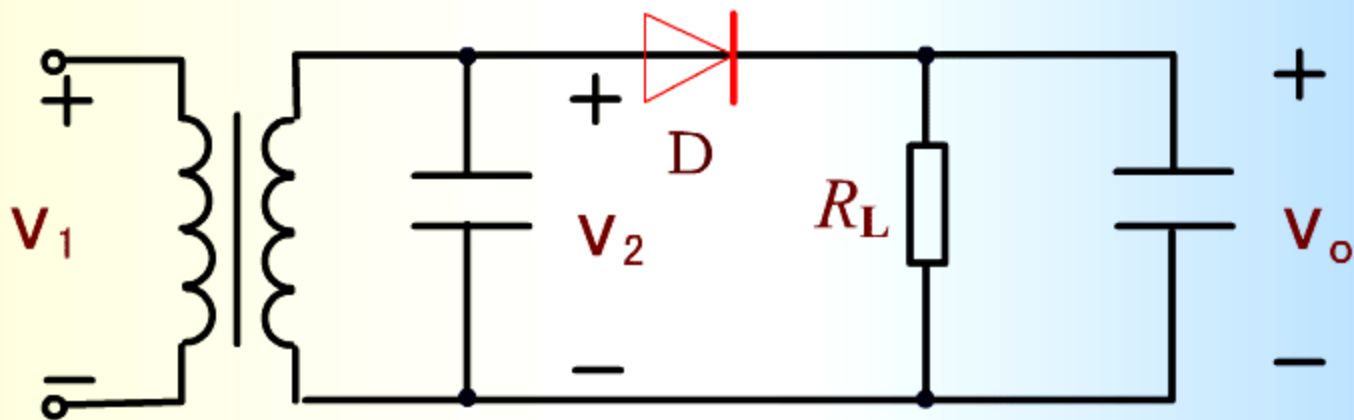
- ✓ 从FM信号中恢复出原基带调制信号的技术称FM波的解调，也称为频率检波技术，简称鉴频，而对PM波的解调称为鉴相。
- ✓ 鉴频器的输出解调电压信号幅度应与输入FM波的瞬时频率成正比，因此鉴频器实际上是一个频率—电压幅度转换电路
- ✓ 鉴频方法：斜率鉴频，移相乘积鉴频，脉冲计数鉴频

FM波的解调——斜率鉴频技术

斜率鉴频技术是先将FM波通过线性频率振幅转换网络，使输出FM波的振幅按照瞬时频率的规律变化，而后通过包络检波器检出反映振幅变化的解调信号

频率幅度转换网络常常采用LC并联谐振回路，利用LC并联谐振网络幅频特性曲线的斜坡来实现频率和幅度的转换





斜率鉴频器的工作原理 