

CEC

# 振幅调制与解调 III

## Amplitude Modulation & Demodulation III

2025年5月29日

學而不厭 誨人不倦



# Chapter 7 振幅调制与解调

---

- ➡ §7.1 概述
- ➡ §7.2 调幅波的性质
- ➡ §7.3 平方律调幅
- ➡ §7.4 斩波调幅
- ➡ §7.5 模拟乘法器调幅
- ➡ §7.6 单边带信号的产生
- ➡ §7.7 残留边带调幅
- ➡ §7.8 高电平调幅
- ➡ **§7.9 包络检波**
- ➡ §7.10 同步检波
- ➡ §7.11 单边带信号的接收

# 回顾

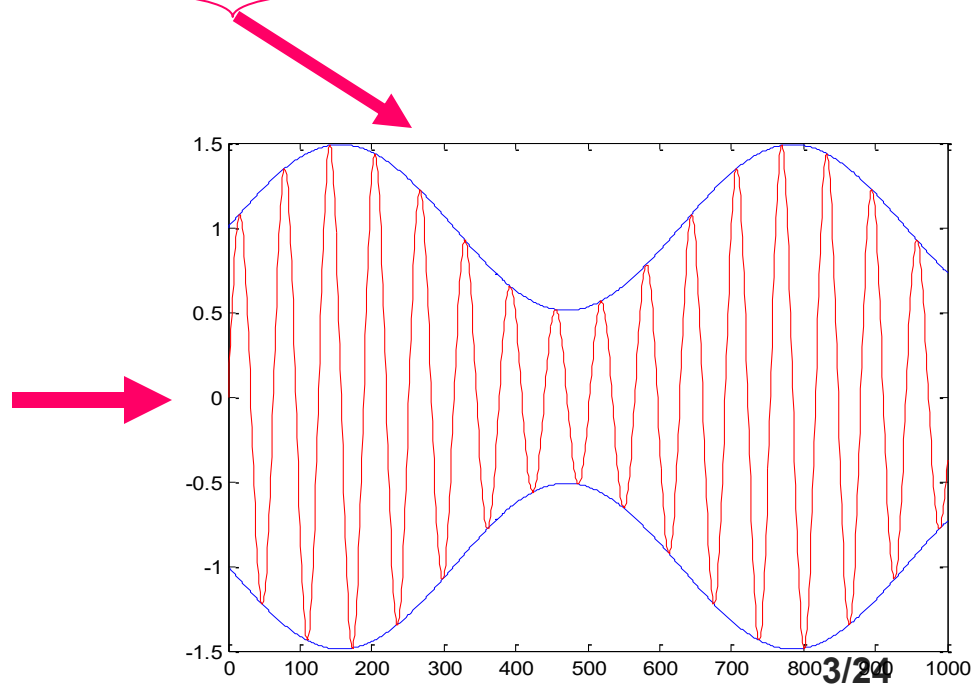
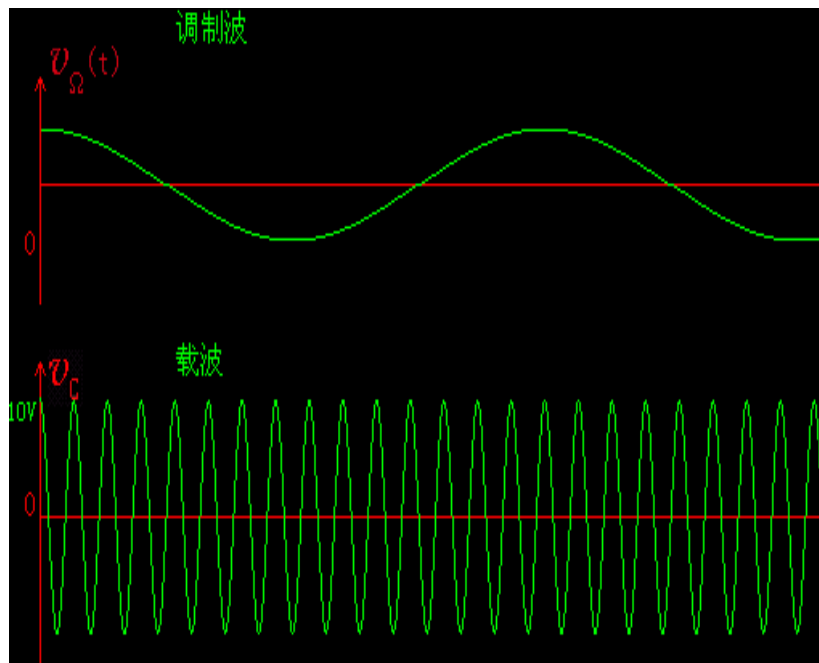
## ➤ 振幅调制 Amplitude Modulation

定义:

用调制信号去控制载波信号振幅, 使载波信号瞬时幅度随调制信号作线性变化的过程

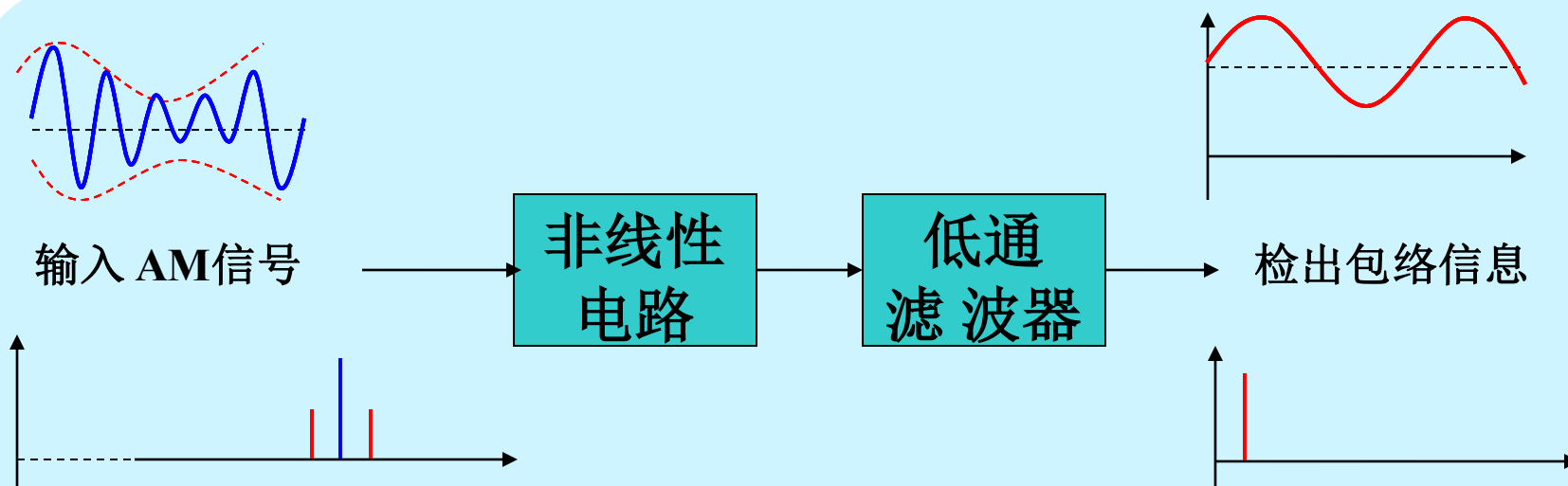
调制方程:

$$v_{AM} = V_0 (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$



## 7.9 包络检波

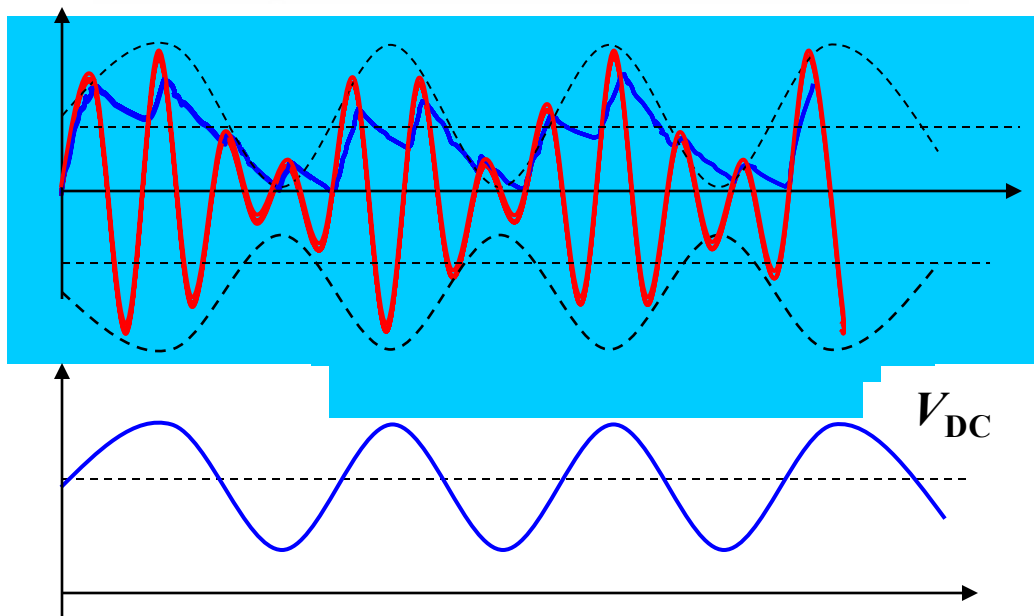
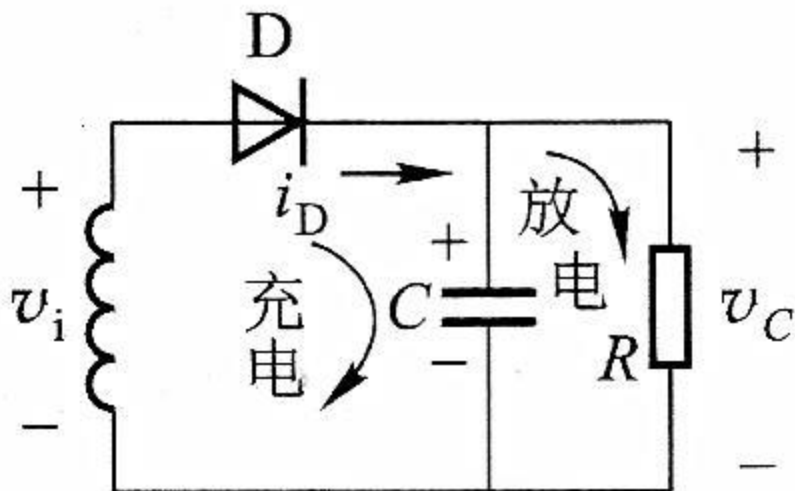
### ➤ 1. 工作原理



从已调波中检出包络信息，只适用于普通调幅波AM信号

## 7.9 包络检波

### ➤ 1. 工作原理



## 7.9 包络检波

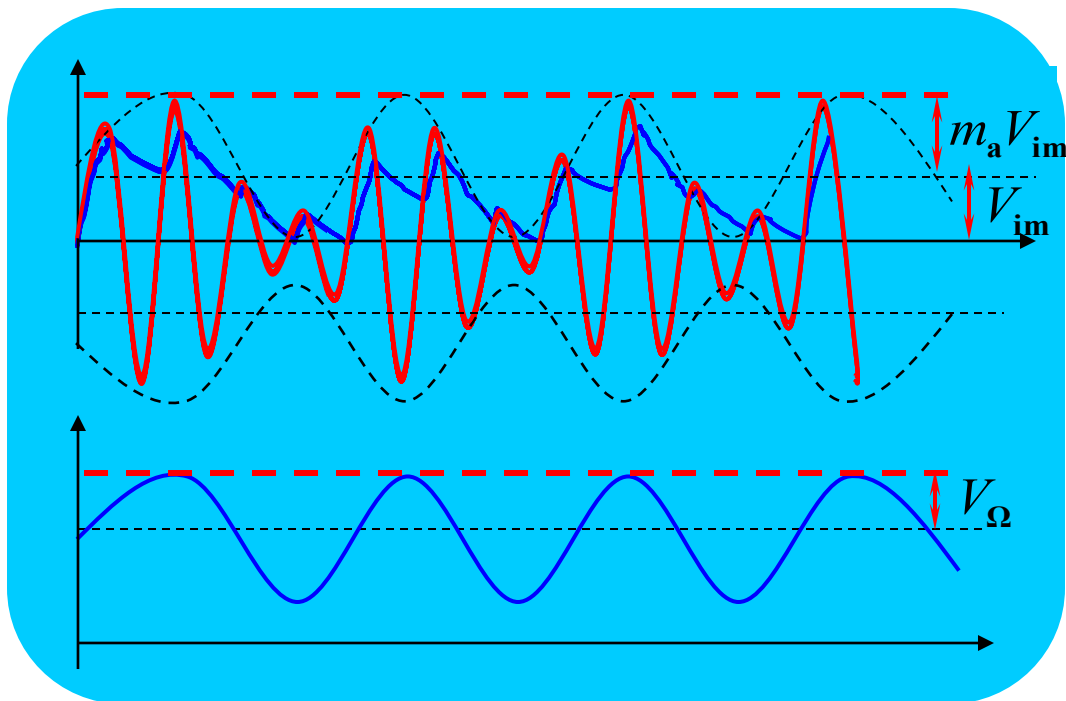
### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 1) 电压传输系数(检波效率)

定义:

$$K_d = \frac{\text{输出低频交流电压振幅}}{\text{输入已调波包络振幅}}$$

$$= \frac{V_{\Omega}}{m_a V_{im}}$$

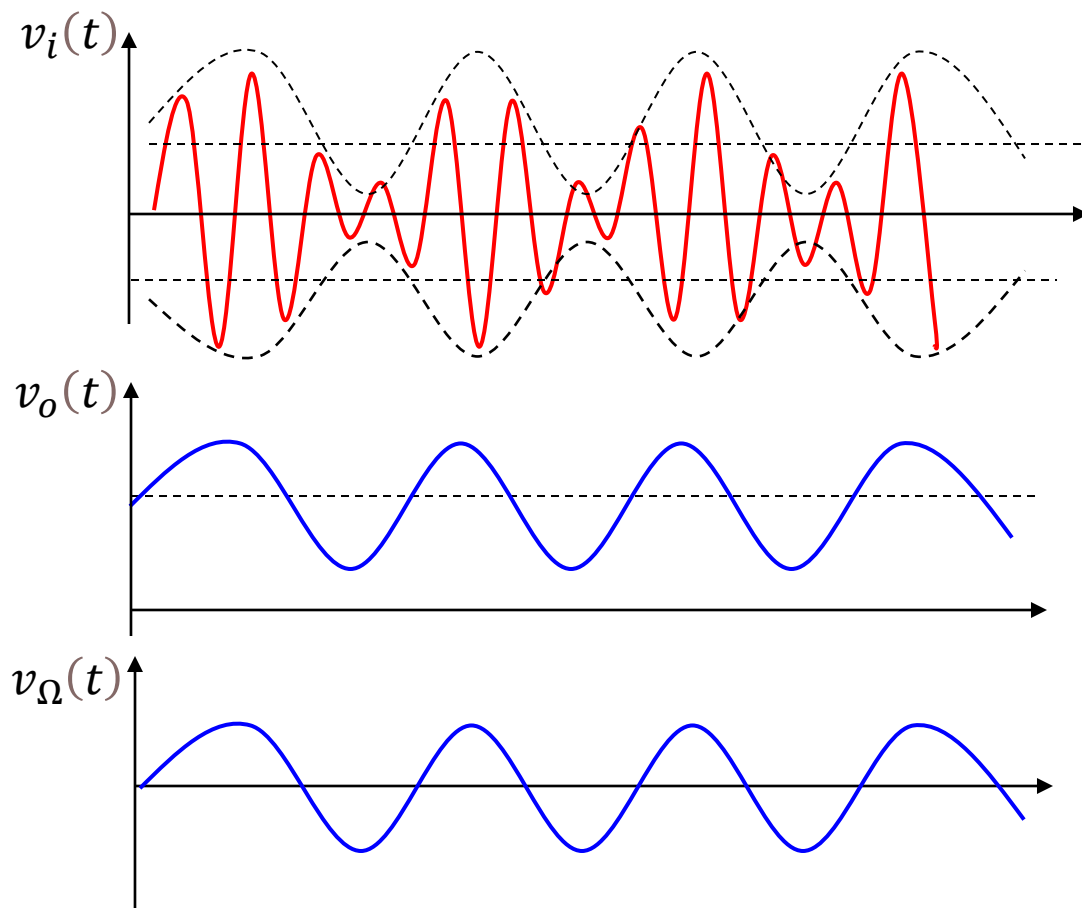
$V_{im}$  为调幅波的载波幅度



## 7.9 包络检波

### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 1) 电压传输系数(检波效率)

定义:



## 7.9 包络检波

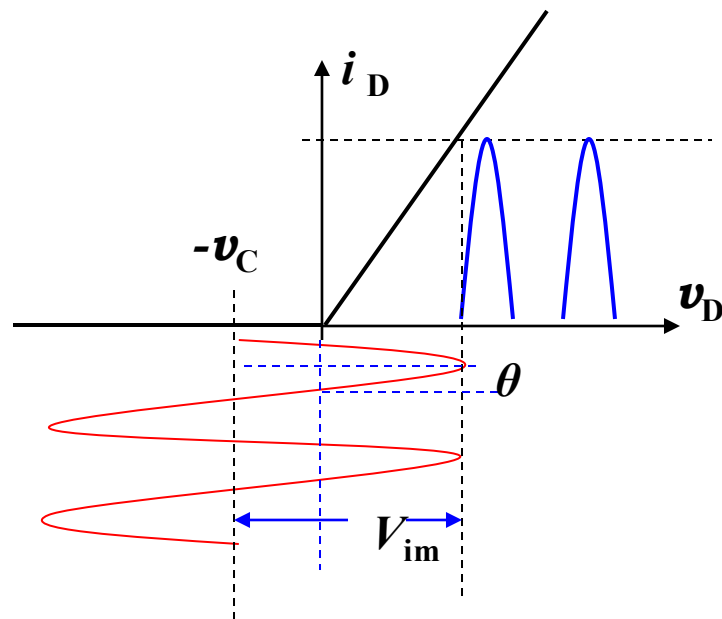
### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 1) 电压传输系数(检波效率)

用分析高频功放的折线近似分析法可以证明

$$K_d = \cos \theta$$

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi R_d}{R}}$$

其中,  $\theta$  是二极管电流通角,  $R$  为检波器负载电阻,  $R_d$  为检波器二极管内阻。



通常  $R \gg R_d$ ,  $\therefore \theta \rightarrow 0$ ,  $\cos \theta \rightarrow 1$ , 即检波效率  $K_d \rightarrow 1$ , 输出电压大小接近包络幅值, 这是包络检波的主要优点。



## 7.9 包络检波

### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 2) 等效输入电阻

考虑到包络检波电路一般作为谐振回路的负载，它势必影响中频放大回路选频特性（Q 值），下面分析其等效电阻

$$R_{id} = \frac{V_{im}}{I_{im}}$$

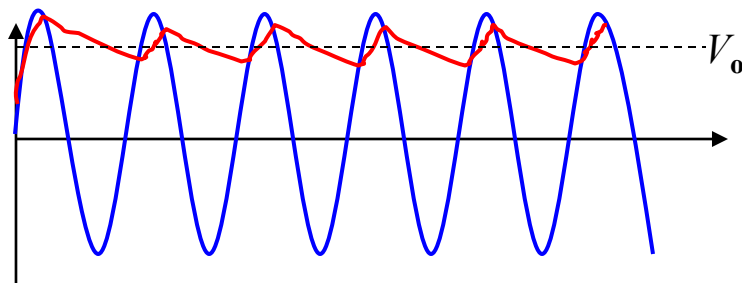
其中， $V_{im}$  是输入高频电压振幅， $I_{im}$  是输入高频电流振幅。

## 7.9 包络检波

### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 2) 等效输入电阻

如果忽略二极管导通电阻上的损耗功率, 则由能量守恒的原则, 输入到检波器的高频功率, 应全部转换为输出端负载电阻上消耗的功率 (注意为直流)

$$\text{即有 } \frac{V_{\text{im}}^2}{2R_i} = \frac{V_0^2}{R_L}, \text{ 而 } V_{\text{im}} \approx V_0 \therefore R_i \approx \frac{1}{2} R_L$$



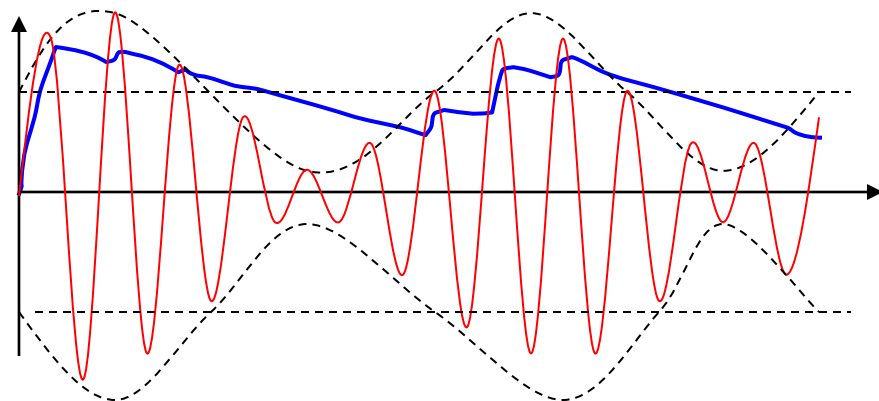
## 7.9 包络检波

### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 3) 失真

产生的失真主要有: ①惰性失真; ②负峰切割失真; ③非线性失真; ④频率失真。

#### ①惰性失真(对角线切割失真)

如果检波电路的时间常数  $RC$  太大, 当调幅波包络朝较低值变化时, 电容上的电荷来不及释放以跟踪其变化, 所造成的失真称作**惰性失真**。



## 7.9 包络检波

### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 3) 失真

#### ① 惰性失真(对角线切割失真)

如图所示, 在某一点, 如果电容两端电压的放电速度小于包络的下降速度, 就可能发生惰性失真。

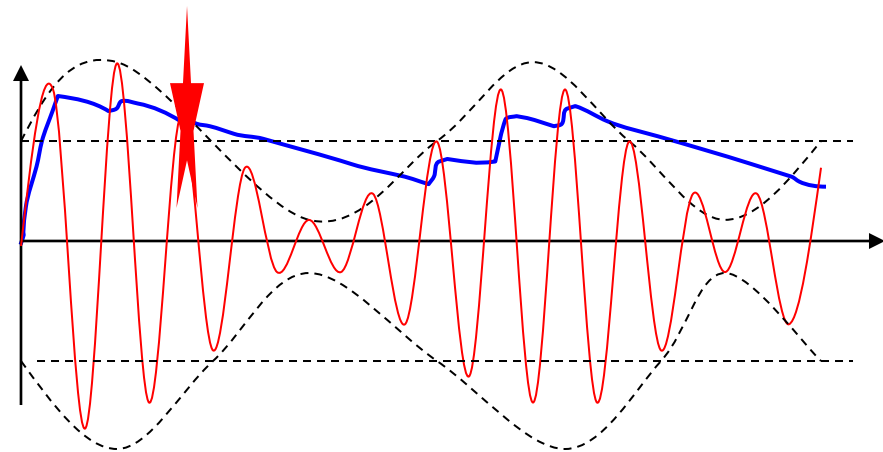
$$v_o(t) = V_{om}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

调幅波包络

$$V(t) = V_{om}(1 + m_a \cos \Omega t)$$

包络变化率

$$\frac{dV(t)}{dt} = -V_{om} m_a \Omega \sin \Omega t$$



电容放电  $i_C = -C \frac{dv_C(t)}{dt}$

$$v_C(t) = i_C R$$

## 7.9 包络检波

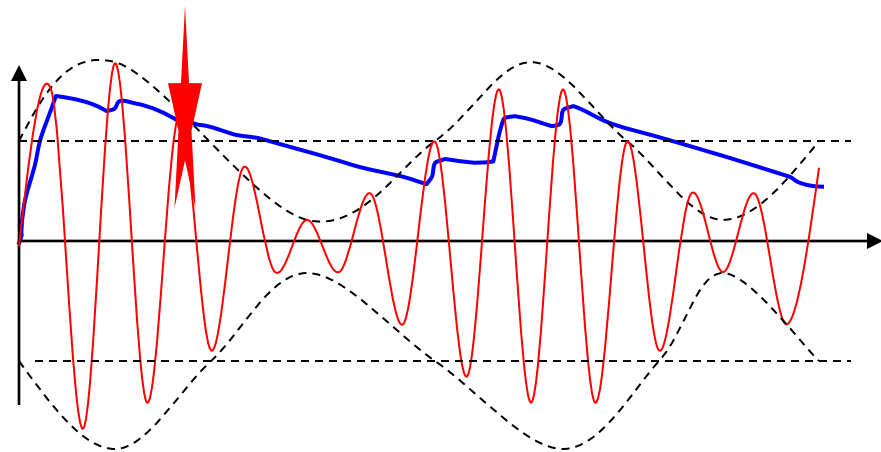
### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 3) 失真

#### ① 惰性失真(对角线切割失真)

放电速率  $\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{i_C}{C} = -\frac{v_C(t)}{RC}$

假定此时  $v_C(t) = V_{om}(1 + m_a \cos \Omega t)$

为避免失真  $\left| \frac{dv_C(t)}{dt} \right| \geq \left| \frac{dV(t)}{dt} \right|$



令:  $A = \frac{\left| \frac{dV(t)}{dt} \right|}{\left| \frac{dv_C(t)}{dt} \right|}$  则:  $A_{\max} \leq 1$

$$1 - m_a \sqrt{1 + (RC\Omega)^2} \geq 0$$

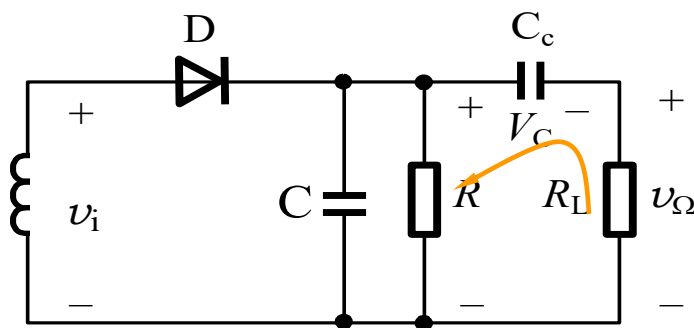
考虑  $\Omega = \Omega_{\min} \sim \Omega_{\max}$   $1 - m_a \sqrt{1 + (RC\Omega_{\max})^2} \geq 0$   $RC\Omega_{\max} \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a}$

## 7.9 包络检波

### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 3) 失真

#### ② 负峰切割失真(底边切割失真)

隔直电容 $C_c$ 数值很大, 可认为它对调制频率 $\Omega$ 交流短路, 电路达到稳态时, 其两端电压 $V_C \approx V_{im}$ 。



考虑了耦合电容 $C_c$ 和低放输入电阻 $R_L$ 后的检波电路

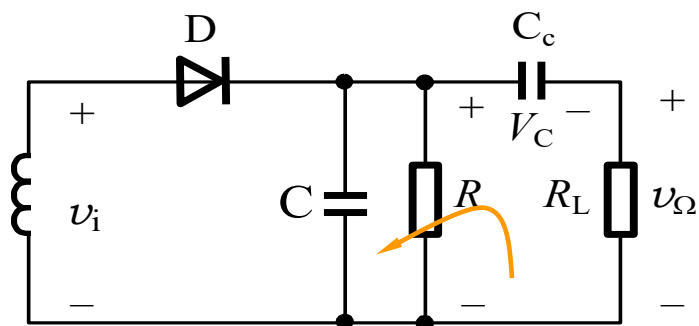
失真最可能在包络的负半周发生。假定二极管截止,  $C_c$ 将通过 $R$ 和 $R_L$ 缓慢放电, 相对于高频载波一个周期内, 其电压 $V_C \approx V_{im}$ 将在 $R$ 和 $R_L$ 上分压。直流负载电阻 $R$ 上的电压为

$$V_R = \frac{R}{R + R_L} V_{im}$$

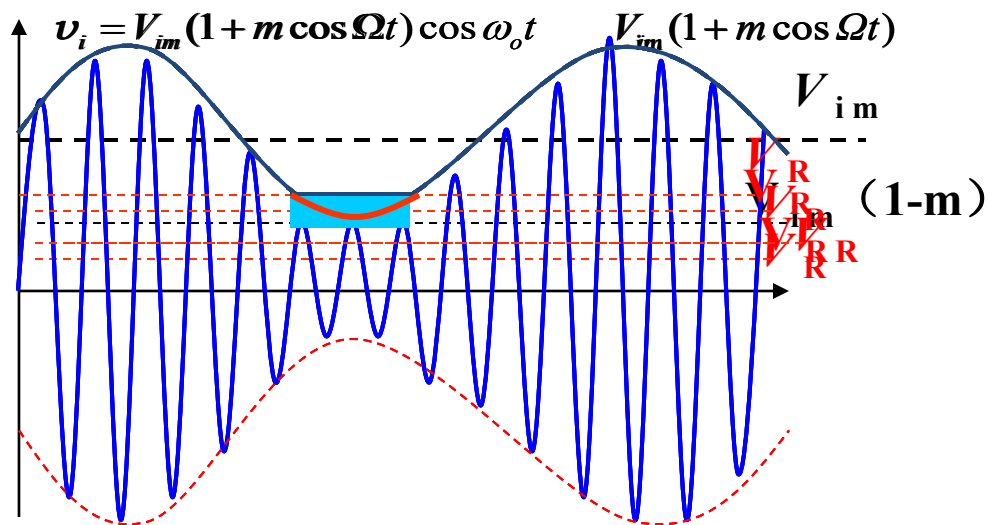
## 7.9 包络检波

### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 3) 失真

#### ② 负峰切割失真(底边切割失真)



考虑了耦合电容 $C_c$ 和低放  
输入电阻 $R_L$ 后的检波电路



要避免二极管截止发生，包络幅度瞬时值必须满足

$$V_{im}(1 + m_a \cos \Omega t) \geq V_R$$

$$V_{im}(1 - m_a) \geq V_R$$

$$m_a \leq \frac{R_L}{R + R_L} = \frac{R // R_L}{R}$$

交、直流负载电阻越悬殊， $m_a$ 越大，越容易发生该失真。

## 7.9 包络检波

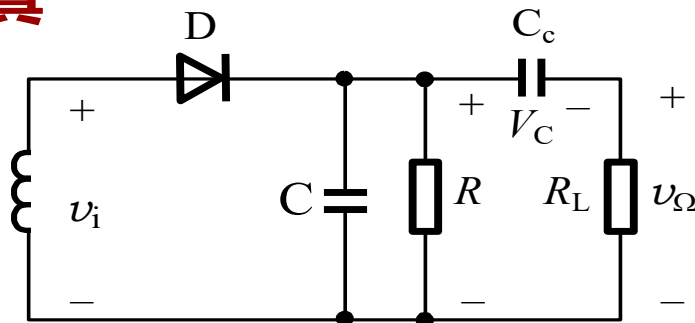
### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 3) 失真

#### ③ 非线性失真

这种失真是由检波二极管伏安特性曲线的非线性所引起的。

#### 实现原理:

非线性  $\rightarrow i_D \uparrow \rightarrow v_\Omega \uparrow$ ,  $v_i$  不变  
 $i_D \downarrow \leftarrow v_D \downarrow \leftarrow v_i$



考虑了耦合电容  $C_c$  和低放输入电阻  $R_L$  后的检波电路

如果负载电阻  $R$  选得足够大, 则检波管非线性特性影响越小, 它所引起的非线性失真即可以忽略。



## 7.9 包络检波

### ➤ 2. 包络检波器的质量指标: 3) 失真

#### ④ 频率失真

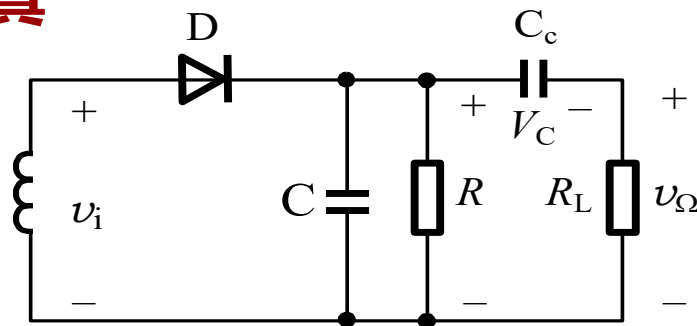
所谓频率失真（线性失真）是指由阻抗随频率变化的线性电抗元件电容、电感引起的失真。

如左图所示，检波器中存在检波电容 $C$ 和隔直电容 $C_c$ 两个电容。检波电容 $C$ 用于跟踪调幅波包络变化，隔直电容 $C_c$ 用于去除载波分量对应的直流输出。

对调制频率 $\Omega = \Omega_{\min} \sim \Omega_{\max}$ ，要求检波电容 $C$ 对高频载波短路但不能对低频调制波旁路，隔直电容 $C_c$ 对低频调制波短路。

$$\frac{1}{\Omega_{\max} C} \gg R$$

$$\frac{1}{\Omega_{\min} C_d} \ll R_L$$



考虑了耦合电容 $C_c$ 和低放输入电阻 $R_L$ 后的检波电路



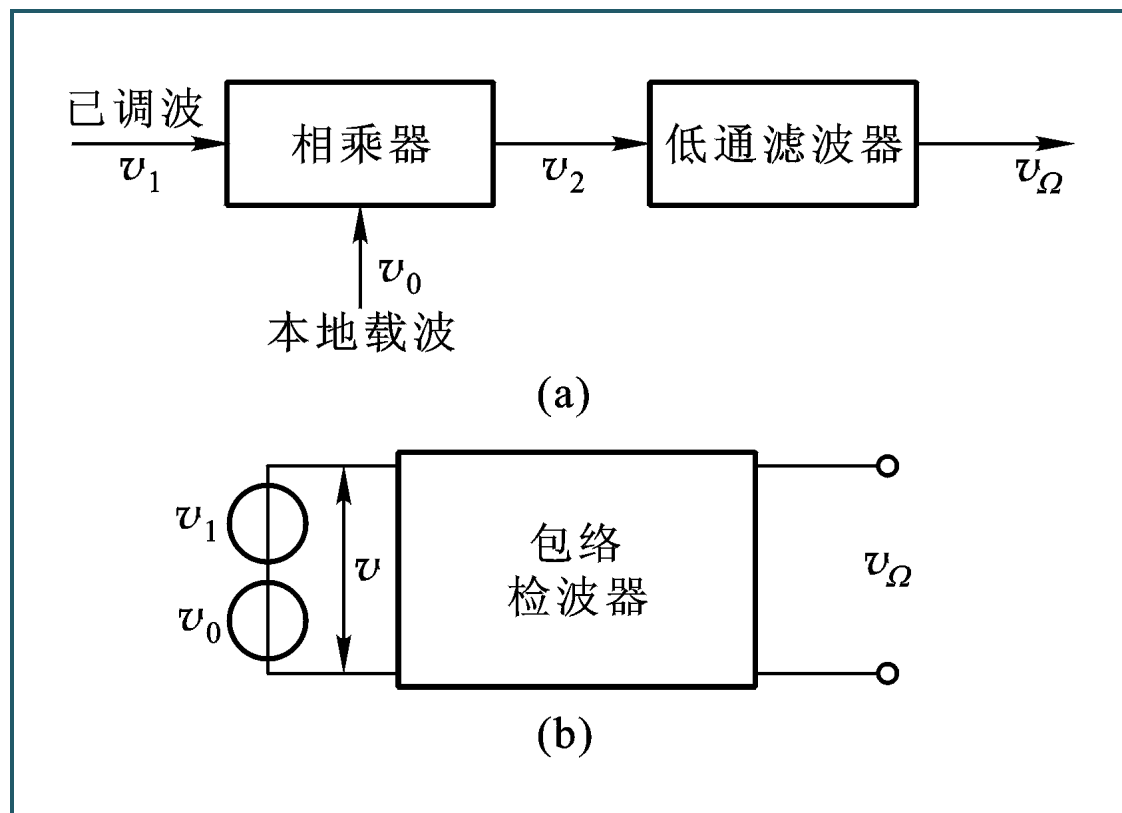
# Chapter 7 振幅调制与解调

- ➡ §7.1 概述
- ➡ §7.2 调幅波的性质
- ➡ §7.3 平方律调幅
- ➡ §7.4 斩波调幅
- ➡ §7.5 模拟乘法器调幅
- ➡ §7.6 单边带信号的产生
- ➡ §7.7 残留边带调幅
- ➡ §7.8 高电平调幅
- ➡ §7.9 包络检波
- ➡ **§7.10 同步检波**
- ➡ §7.11 单边带信号的接收

## 7.10 同步检波

### ➤ 1. 工作原理

**同步检波（也称相干解调）**用于对载波被抑止的**双边带或单边带信号**进行解调。它的特点是必须外加一个本地振荡,其**频率和相位**都与被抑止的载波相同。同步检波的名称即由此而来。

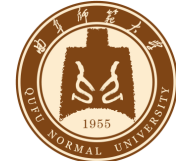


乘积型

叠加型  
叠加后再包络检波

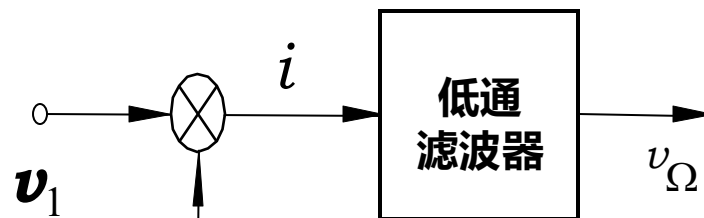
图 7.10.1 同步检波器方框图

## 7.10 同步检波



### ➤ 1. 乘积检波器工作原理

载波信号相位对检波结果的影响



$$v_1(t) = V_{1m} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_1 t \quad \text{DSB}$$

$$v_o(t) = V_{0m} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad \text{本地载波}$$

乘积检波器

$$v_1(t) \cdot v_o(t) = (V_{1m} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_1 t) \cdot V_{0m} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

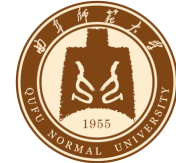
$$= V_{1m} V_{0m} \cos \Omega t [\cos \omega_1 t \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)]$$

$$= V_{1m} V_{0m} \cos \Omega t \cdot \frac{1}{2} [\cos(2\omega_1 t + \varphi) + \cos \varphi]$$

滤除  $2\omega_1$  项，得：

$$v_{\Omega}(t) = \frac{1}{2} V_{1m} V_{0m} \cos \varphi \cdot \cos \Omega t$$

## 7.10 同步检波



### ➤ 1. 乘积检波器工作原理

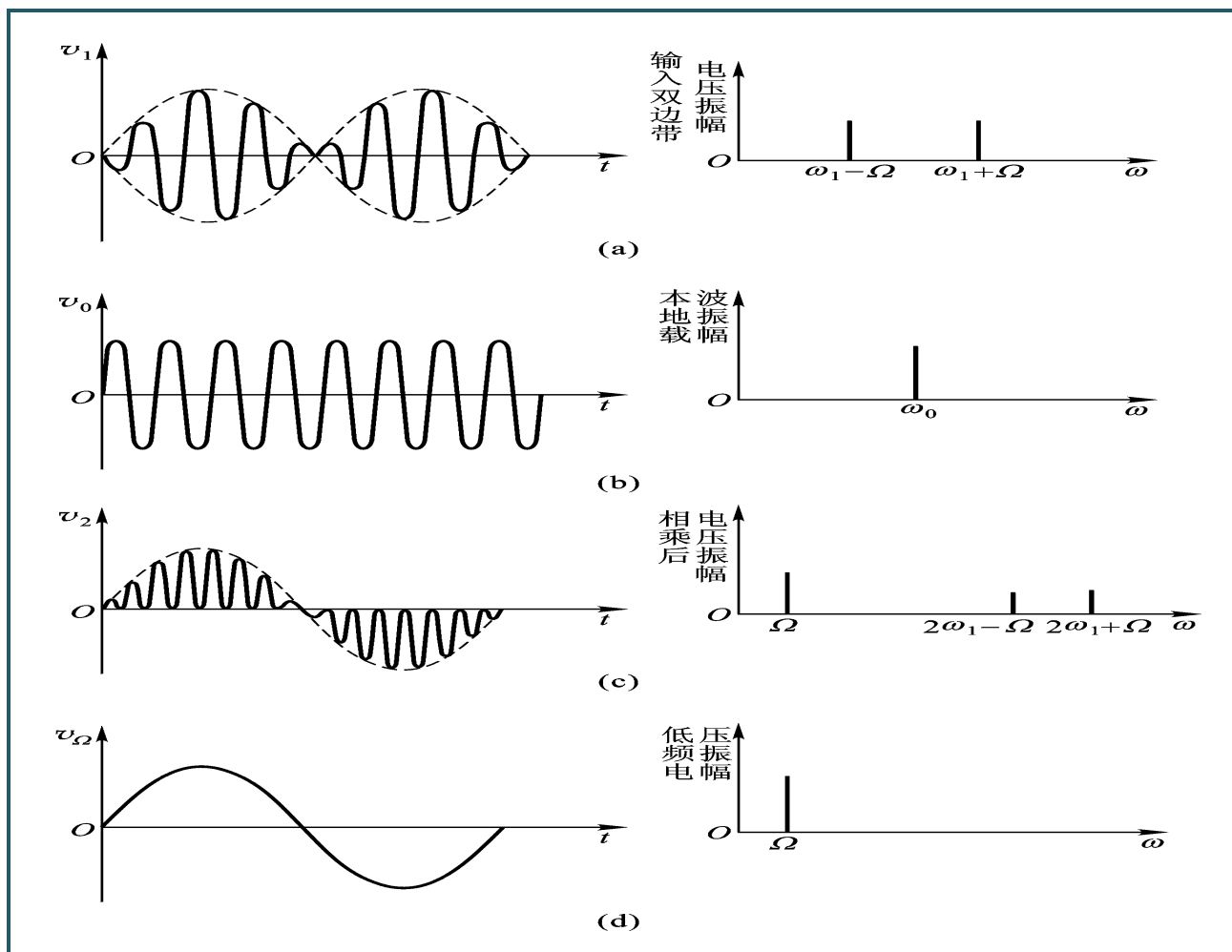


图 7.10.2 输入双边带信号时乘积检波器的有关波形和频谱

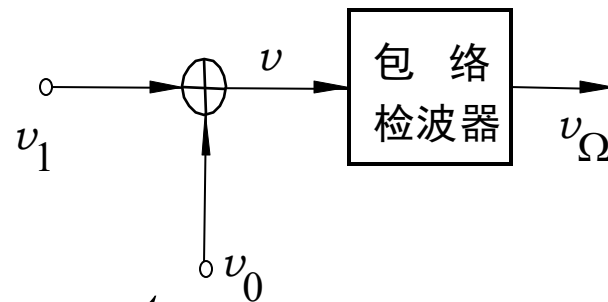


## 7.10 同步检波

### ➤ 2. 叠加型同步检波器工作原理

$$v_1(t) = V_{1m} \cos(\omega_0 + \Omega)t \quad \text{SSB}$$

$$v_0(t) = V_{0m} \cos \omega_0 t \quad \text{本地载波}$$



$$\begin{aligned} v_1(t) + v_0(t) &= V_{1m} \cos(\omega_0 + \Omega)t + V_{0m} \cos \omega_0 t \\ &= V_{1m} \cos \omega_0 t \cdot \cos \Omega t - V_{1m} \sin \omega_0 t \cdot \sin \Omega t + V_{0m} \cos \omega_0 t \\ &= \cos \omega_0 t (V_{1m} \cos \omega_0 t + V_{0m}) - \sin \omega_0 t (V_{1m} \sin \Omega t) \\ &= V_m \left[ \cos \omega_0 t \cdot \frac{(V_{1m} \cos \omega_0 t + V_{0m})}{V_m \cos \theta} - \sin \omega_0 t \cdot \frac{(V_{1m} \sin \Omega t)}{V_m \sin \theta} \right] \\ &= V_m \cos(\omega_0 t + \theta) \end{aligned}$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{-V_{1m} \sin \Omega t}{V_{0m} + V_{1m} \cos \Omega t}\right)$$

$$V_m = \sqrt{(V_{0m} + V_{1m} \cos \Omega t)^2 + (V_{1m} \sin \Omega t)^2}$$

- 可见：合成信号的包络 $V_m$ 和相角都受调制信号 $\Omega$ 控制。
- 但 $V_m$ 与 $\Omega$ 不是线性关系。

## 7.10 同步检波

### ➤ 2. 叠加型同步检波器工作原理

$$V_m = \sqrt{(V_{0m} + V_{1m} \cos \Omega t)^2 + (V_{1m} \sin \Omega t)^2}$$

$$= V_{0m} \sqrt{1 + 2 \frac{V_{1m}}{V_{0m}} \cos \Omega t + \left(\frac{V_{1m}}{V_{0m}}\right)^2}$$

$$\approx V_{0m} \sqrt{1 + 2 \frac{V_{1m}}{V_{0m}} \cos \Omega t}$$

为减小非线性失真

要求:  $V_{0m} \gg V_{1m}$

由泰勒级数  
在  $x=0$  处展开

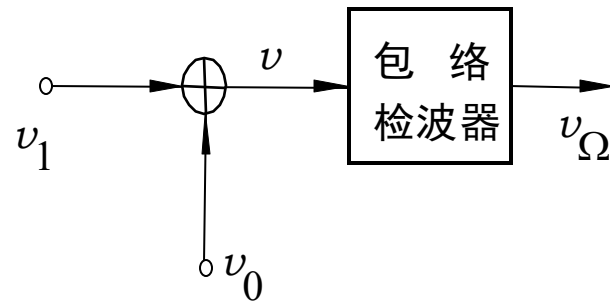
$$(1+x)^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2$$

$$\approx V_{0m} \left[ 1 + \frac{V_{1m}}{V_{0m}} \cos \Omega t - \frac{1}{4} \left(\frac{V_{1m}}{V_{0m}}\right)^2 - \frac{1}{4} \left(\frac{V_{1m}}{V_{0m}}\right)^2 \cos 2\Omega t \right]$$

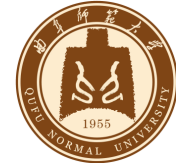
要求  $k_{f2} = \frac{1}{4} \frac{V_{1m}}{V_{0m}} < 2.5\%$ , 则  $V_{0m}$  应比  $V_{1m}$  大10倍, 可忽略平方项, 得:

$$V_m \approx V_{0m} \left[ 1 + \frac{V_{1m}}{V_{0m}} \cos \Omega t \right]$$

$V_m$  与  $\cos \Omega t$   
近似线性关系

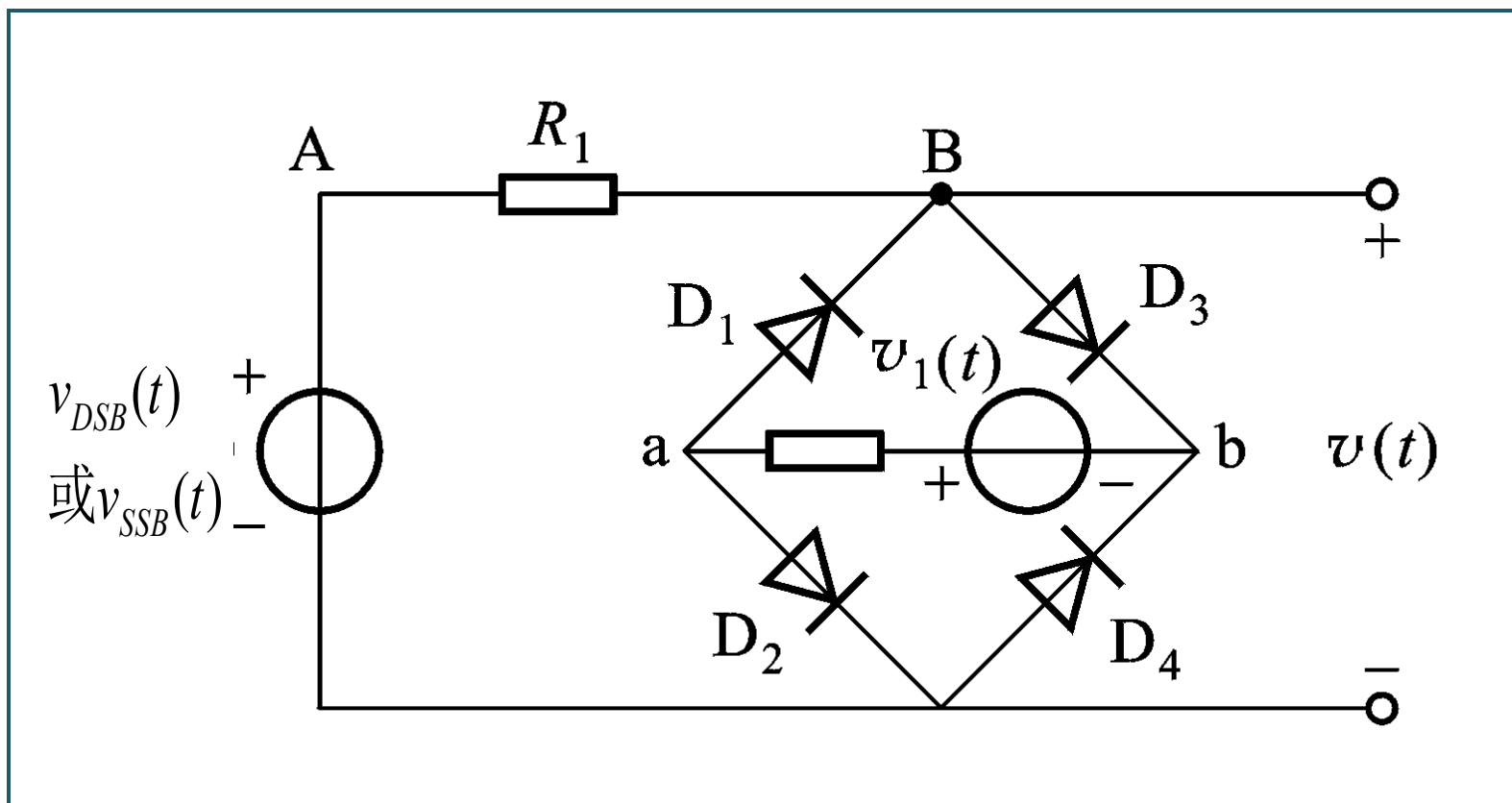


## 7.10 同步检波



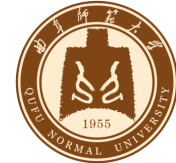
### ➤ 3. 同步检波电路

斩波调幅电路中的音频信号改为双边带或单边带信号即可实现同步检波



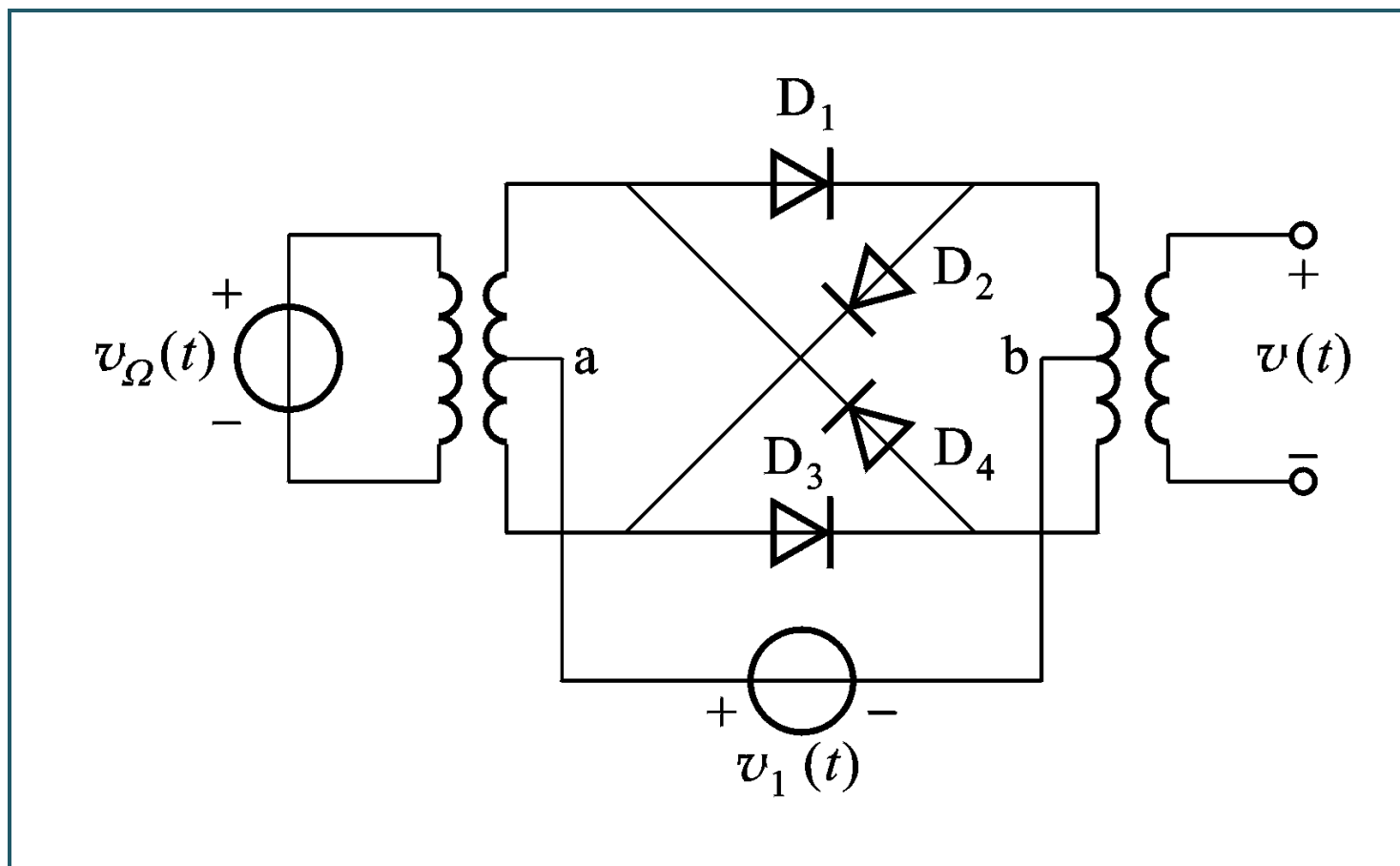


## 7.10 同步检波



### ➤ 3. 同步检波电路

斩波调幅电路中的音频信号改为双边带或单边带信号即可实现同步检波





## 本章小结

1. 掌握**调制解调的含义**：常见调制方式AM FM PM。
2. 掌握**调幅波的性质**：调制过程数学描述、信号频谱、功率关系。  
理解各种调幅波特性，调制系数、表达式、波形、给定信号会画频谱，求解功率。
3. 掌握**幅度调制常见方式**：  
平方律：单二极管、双二极管平衡调制（优点）；斩波调幅；**乘法器调幅**原理；高电平调幅（次要）；单边带信号产生方法。
4. 幅度解调：**二极管峰值包络检波**、相干检波。  
解调方式针对信号不同，解调原理不同。  
包络检波特点，**两种失真及其原因**；  
不同调幅波信号进行**同步检波**的基本原理、框图、数学分析。



*Thank You !*

Q & A