

# 第7章

## 振幅调制、解调与混频电路

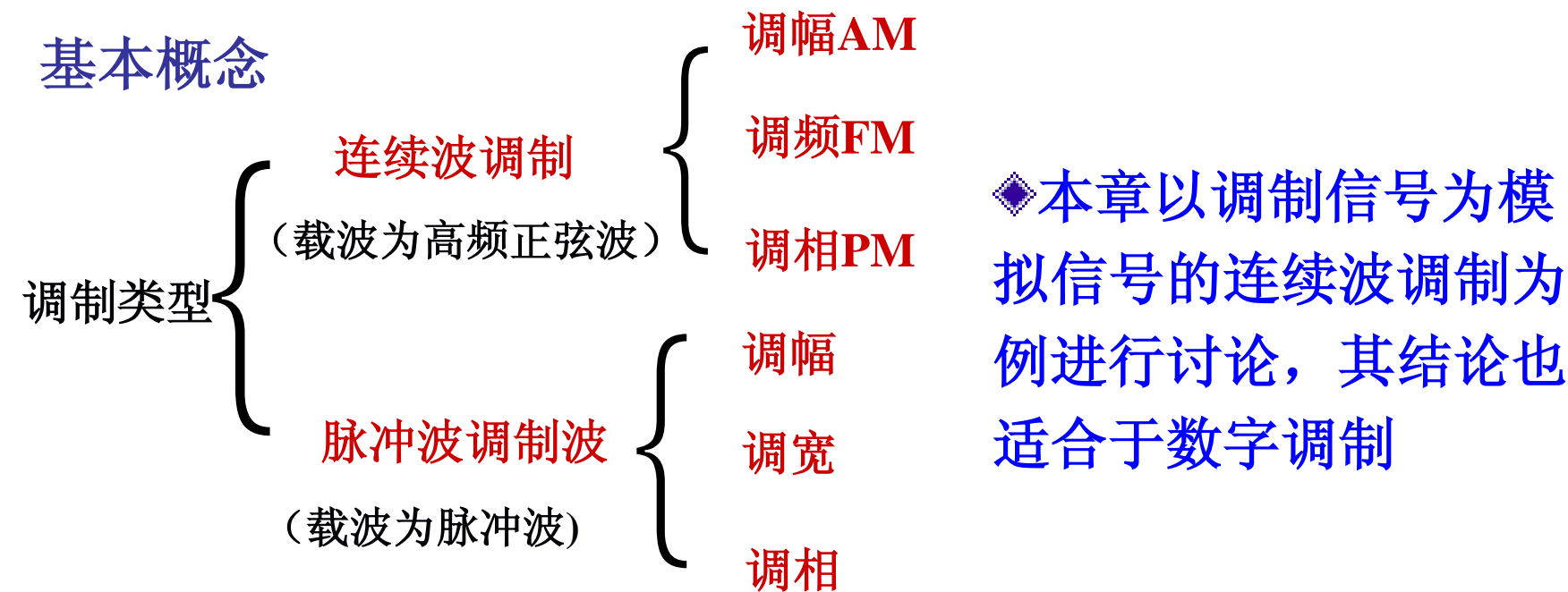
金伟正

[jwz@whu.edu.cn](mailto:jwz@whu.edu.cn)



# 第7章 振幅调制、解调与混频电路

## 概 述



## ★ 调制与解调的方式

- 用调制的信号  $U_{\Omega}$  控制高频信号某个物理量（幅度、频率、相位）实现频率变换的过程称为调制；解调是调制的逆过程。

## ● 方式

▲ 调幅 用  $v_\Omega$  控制高频振荡幅度  $\xrightarrow{\text{对应解调}}$  检波

$$\text{瞬时振幅 } V_m(t) = V_{cm} + k_a v_\Omega(t) \propto v_\Omega(t)$$

▲ 调频 用  $v_\Omega$  控制高频频率  $\xrightarrow{\text{对应解调}}$  鉴频

$$\text{瞬时频率 } \omega(t) = \omega_c + k_f v_\Omega(t) \propto v_\Omega(t)$$

▲ 调相 用  $v_\Omega$  控制高频相位  $\xrightarrow{\text{对应解调}}$  鉴相

$$\text{瞬时相位 } \varphi(t) = \omega_c t + k_p v_\Omega(t) \propto v_\Omega(t)$$

★ 振幅调制与检波的本质

是实现频谱线性搬移，可以用相乘器实现之。

★ 调幅与检波的实现方法



# ★ 频谱搬移电路的组成模型

## ● 振幅调制的定义和分类

**1.定义：**凡是能实现将调制信号频谱搬移到载波一侧或两侧的过程，称为振幅调制。

**2.分类：**

按波形分类

普通调幅波(或称标准调幅波) (**AM**)

双边带调制波 (**DSB**)

单边带调制波 (**SSB**)

残留边带调幅 (**VSB**)





电路形式分类

高电平调制

集电极调幅

集-集调幅  
集-基调幅

基极(或发射极)调幅

低电平调制

二极管调制器

平衡调制器

环形调制器

环形组件调制器

单差分对管调制器

晶体管调制器

双差分对管调制器

三差分对管调制器  
(线性可变跨导)

集成模拟调制器

重点讨论：  
低电平调制电路



# ● 普通调幅信号及其电路组成模型

## ▲ 组成模型

载波:  $v_C(t)$

调制信号:  $v_\Omega(t)$

$$\text{A M: } v_O(t) = (V_{mo} + k_a v_\Omega(t)) \cos \omega_C t$$

$$V_{mo} = k V_{cm}$$

$k$ 、 $k_a$ 是取决与调幅电路的比例常数



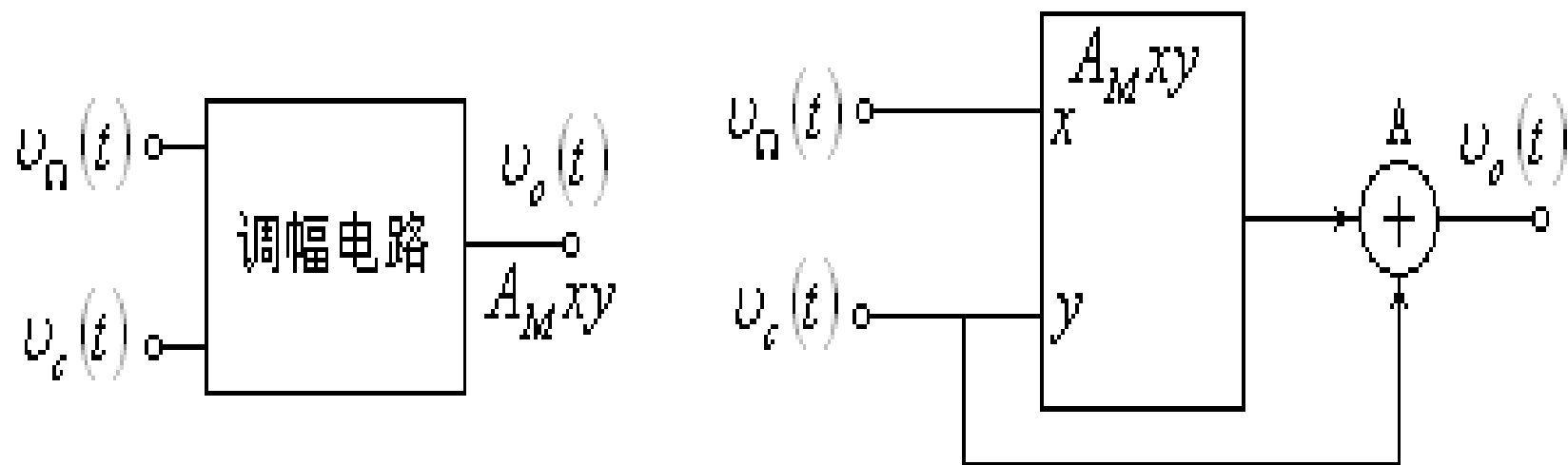


图 7-1-1 调幅电路的组成模型



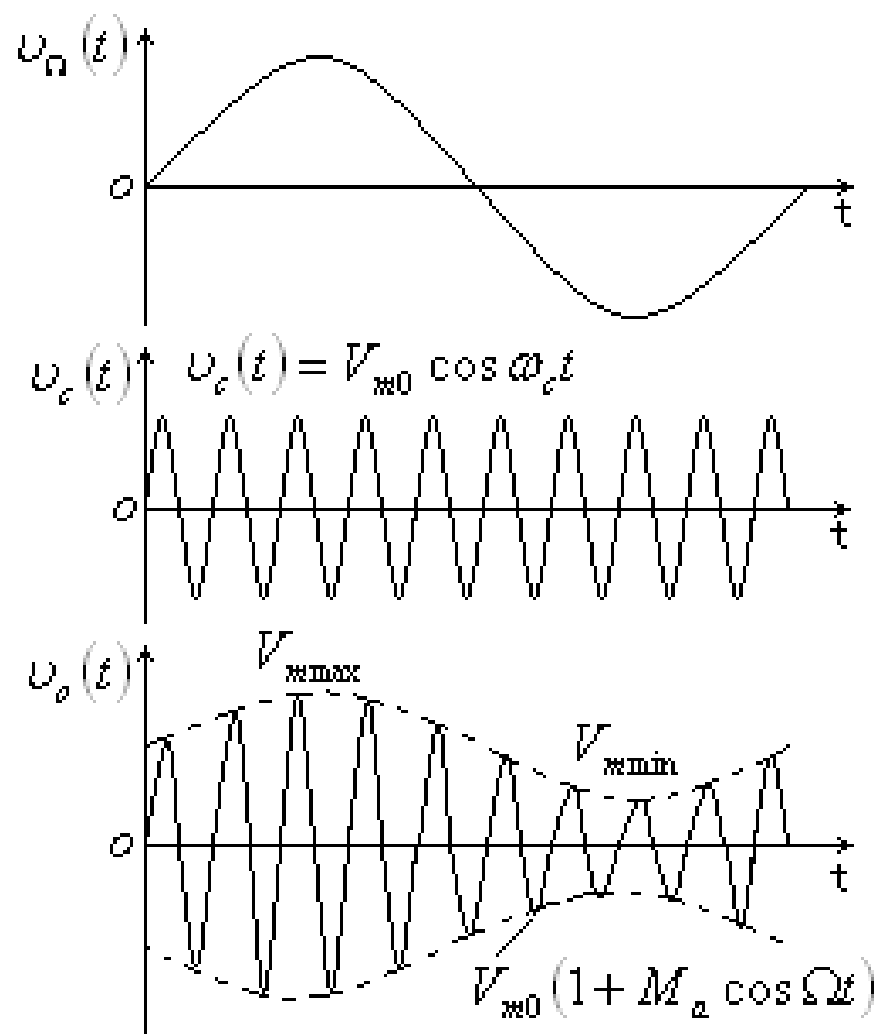


图 7-1-2 调幅信号的波形



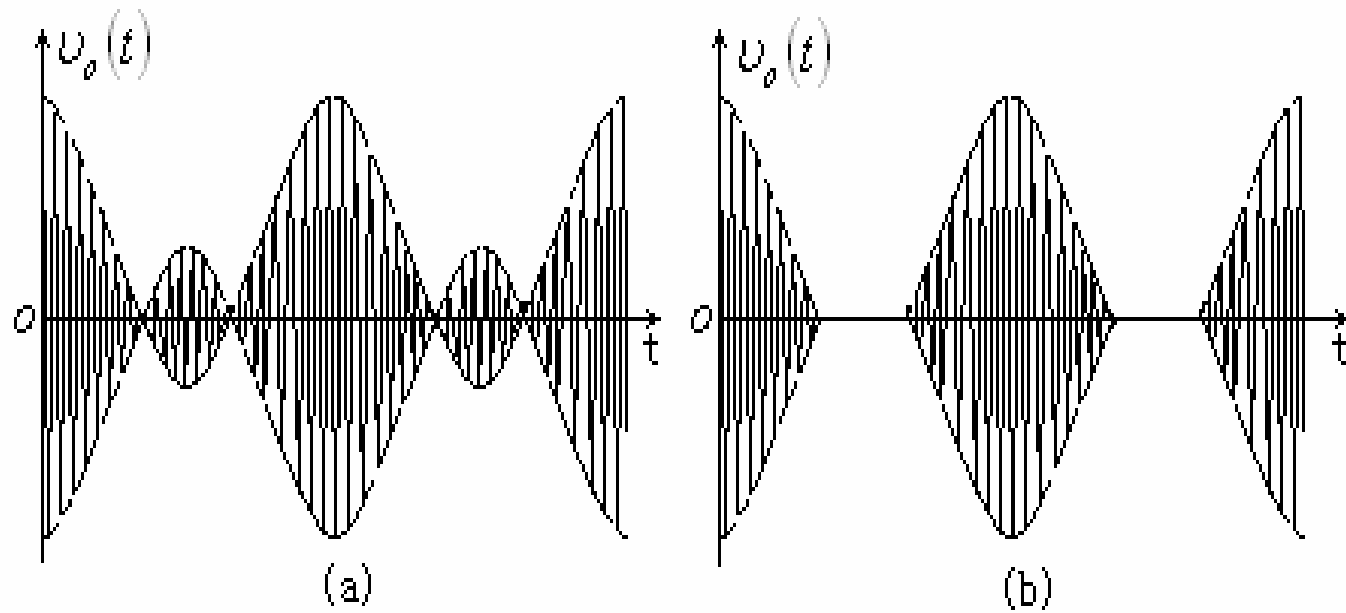


图7-1-3 过调幅失真

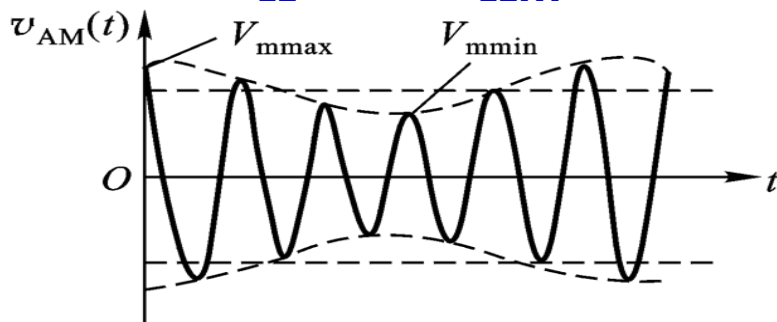
(a) 乘法器调制器中出现的失真；(b) 分立器件调制器中出现的失真



## ▲ 单音调制

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

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



点击演示

实现AM波的关键是在调制之前必须在调制信号上叠加一个直流电压

$$V_o = (V_{mo} + k_a V_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$V_o = V_{mo}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad \text{调制度(或称调幅度)}$$

$$M_a = \frac{k_a V_{\Omega m}}{V_{mo}} = \frac{k_a V_{\Omega m}}{k V_{cm}} = \frac{V_{m \max} - V_{m \min}}{V_{m \max} + V_{m \min}} * 100\% \leq 1$$

## ▲ 频谱表示

电压  
振幅

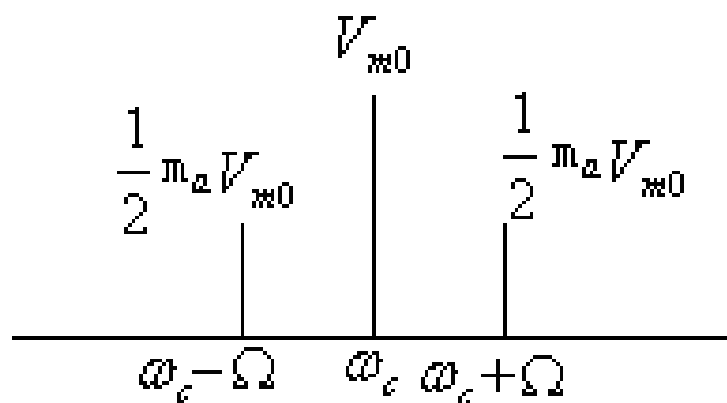
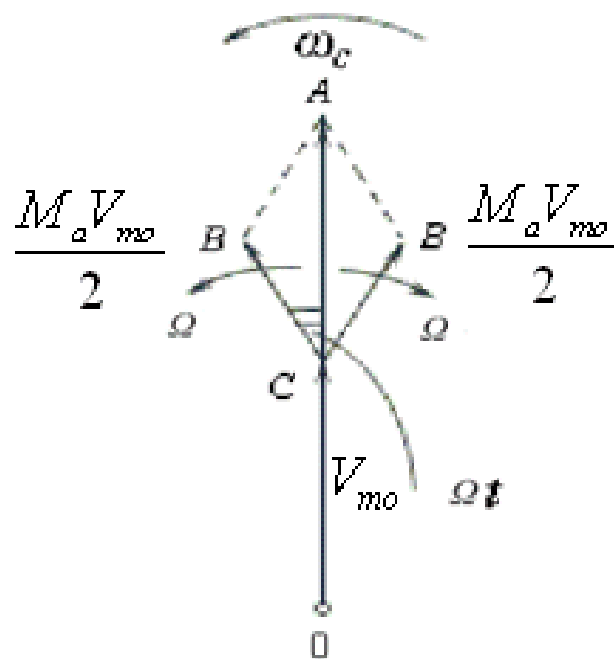


图 7-1-4 单音调制时调幅信号的频谱

## ▲ 矢量表示



$$v_{AM} = V_{m0} \cos \omega_c t + \frac{M_a V_{m0}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{M_a V_{m0}}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

## ▲ 复杂音调制

$$v_o = [V_{mo} + k_a V_{\Omega}(t)] \cos \omega_c t \quad \text{输出}$$

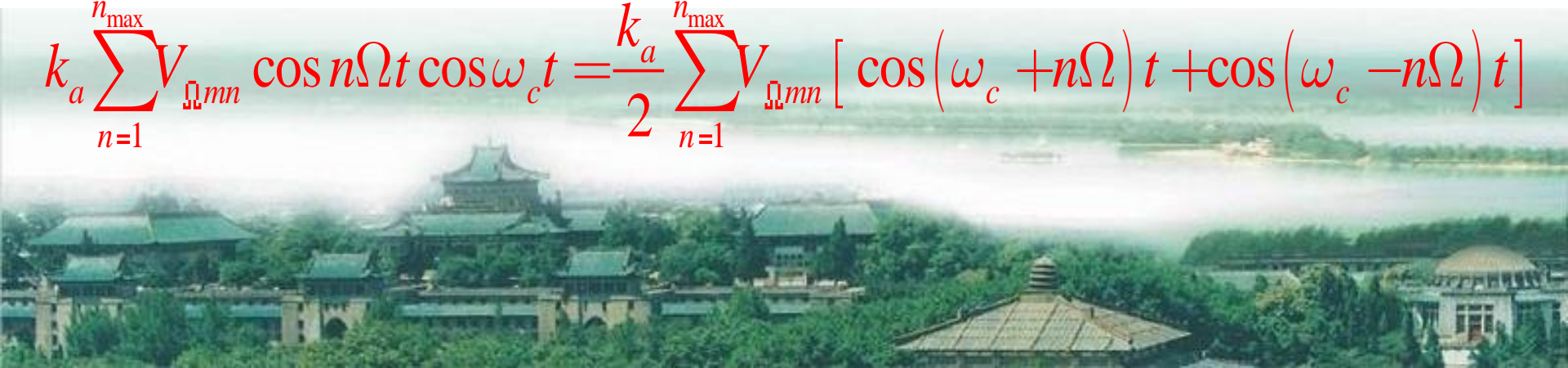
$$V_{\Omega}(t) = \sum_{n=1}^{n_{\max}} V_{\Omega mn} \cos n\Omega t \quad \text{付里叶变换}$$

$$n_{\max} = \Omega_{\max} / \Omega = F_{\max} / F$$

$$\Omega_{\max} = 2\pi F_{\max} \quad \text{最高角频率}$$

$$BW_{AM} = 2F_{\max} \quad \text{带 宽}$$

$$k_a \sum_{n=1}^{n_{\max}} V_{\Omega mn} \cos n\Omega t \cos \omega_c t = \frac{k_a}{2} \sum_{n=1}^{n_{\max}} V_{\Omega mn} [\cos(\omega_c + n\Omega)t + \cos(\omega_c - n\Omega)t]$$





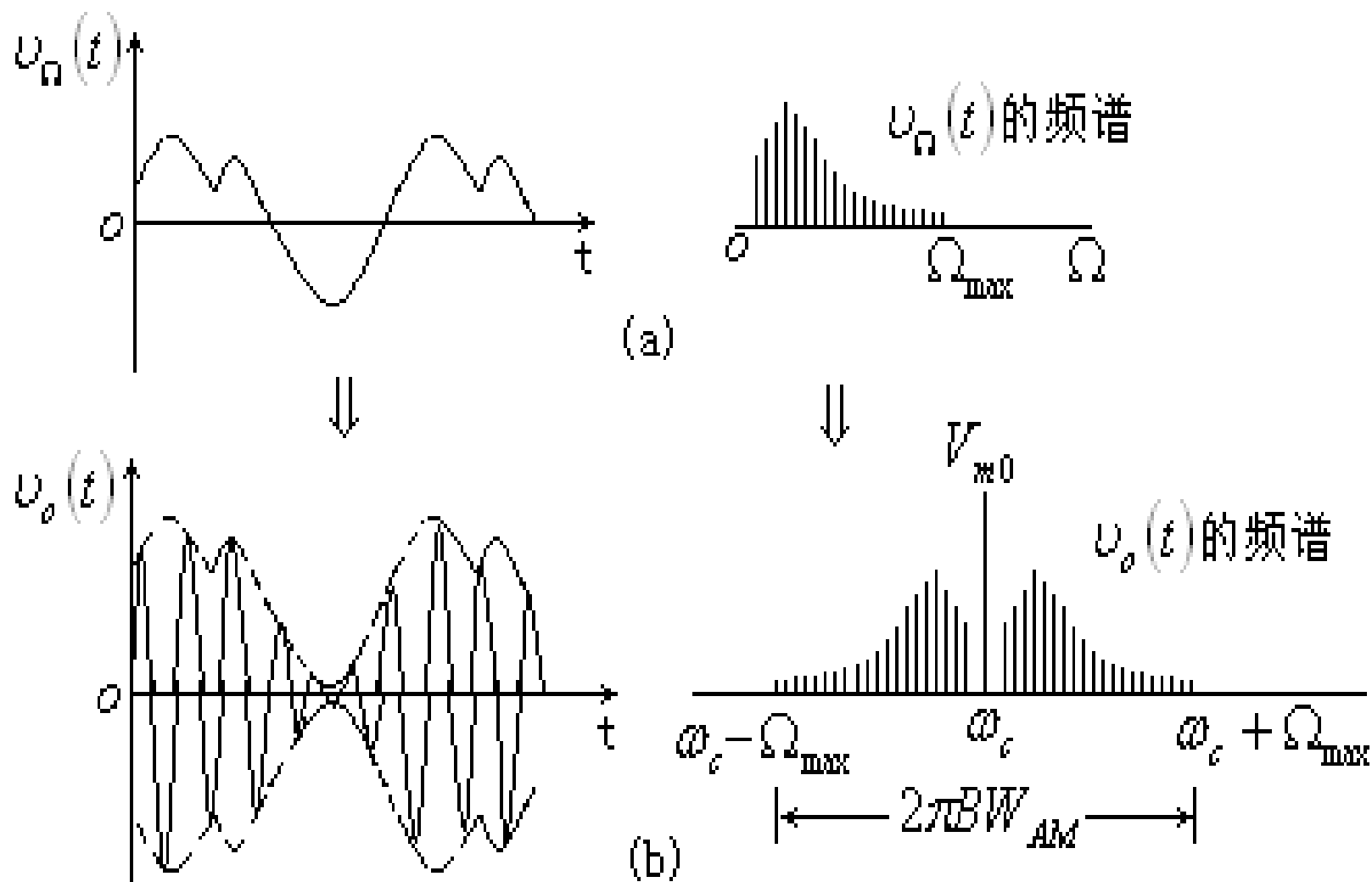


图 7-1-5 复杂信号调制时的调幅波波形和频谱

(a) 调制信号; (b) 普通调幅信号



## ▲ 能量关系

$P_{av}$  为音频信号一个周期内在负载  $R_L$  上的平均功率

$$P_L = \frac{V_{mo}^2 (1 + M_a \cos \Omega t)^2}{2R_L} \quad (\text{高频一周期的平均功率})$$

$$P_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_L d\Omega t = P_o \left(1 + \frac{M_a^2}{2}\right) \quad (\text{调制信号一周期的平均功率})$$

其中：  $P_0 = \frac{V_{mo}^2}{2R_L}$  称为载波功率，  $P_{SB} = \frac{M_a^2}{2} P_0$  称为上下边带总功率；

**能量传送：** 从**AM**波传送与**SSB**波传送相比，单边带传送不仅节约了能量，并且压缩了占据频带

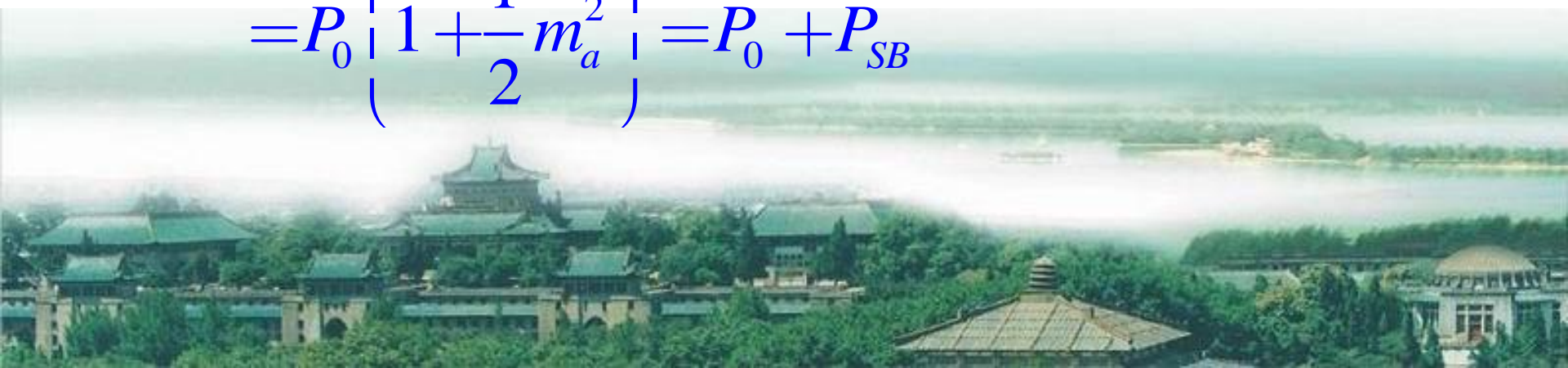


## 推 导 以 $R_L=1$ 为例

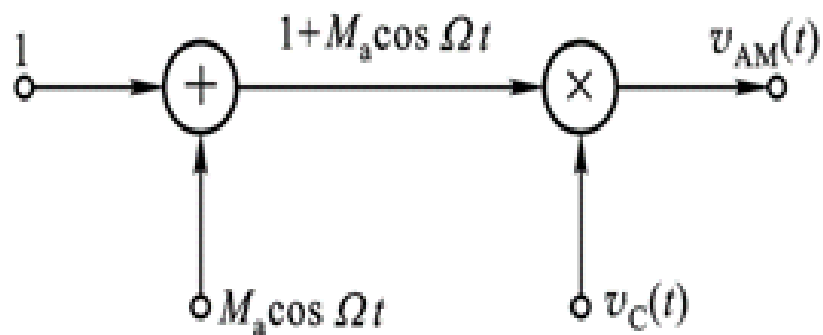
$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_{m0}^2 (1 + m_a \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_c t d\omega_c t \\ &= \frac{1}{2} V_{m0}^2 (1 + m_a \cos \Omega t)^2 = P_0 (1 + m_a \cos \Omega t)^2 \end{aligned}$$

$$P_0 = V_{m0}^2 / 2$$

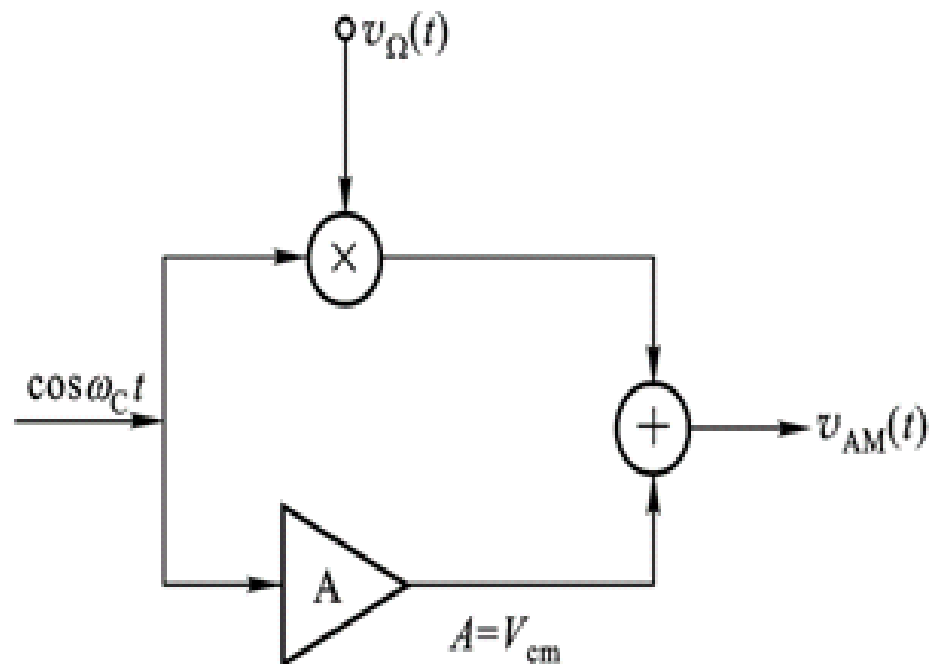
$$\begin{aligned} P_{av} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P(t) d\Omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_0 (1 + m_a \cos \Omega t)^2 d\Omega t \\ &= P_0 \left( 1 + \frac{1}{2} m_a^2 \right) = P_0 + P_{SB} \end{aligned}$$



## ▲ 实现方法



(a)



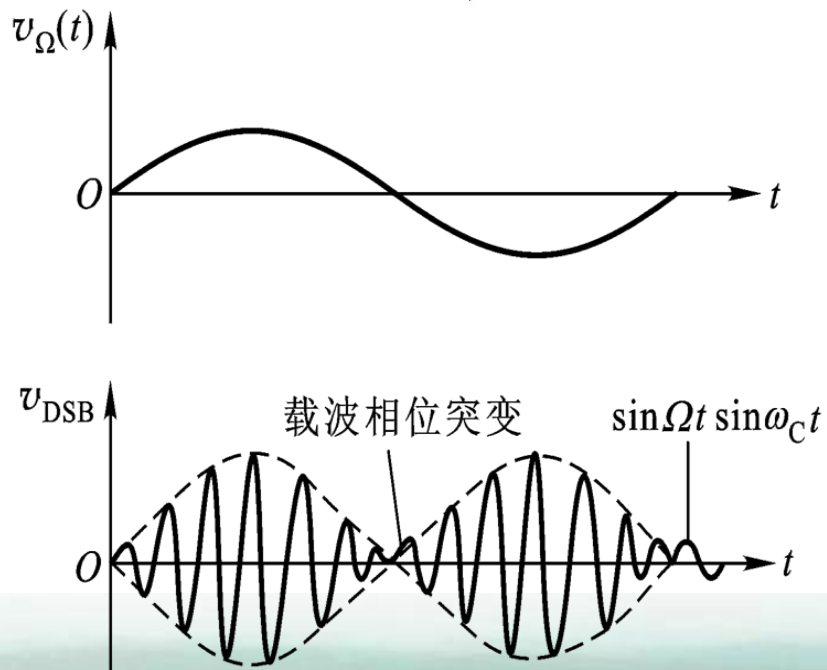
(b)



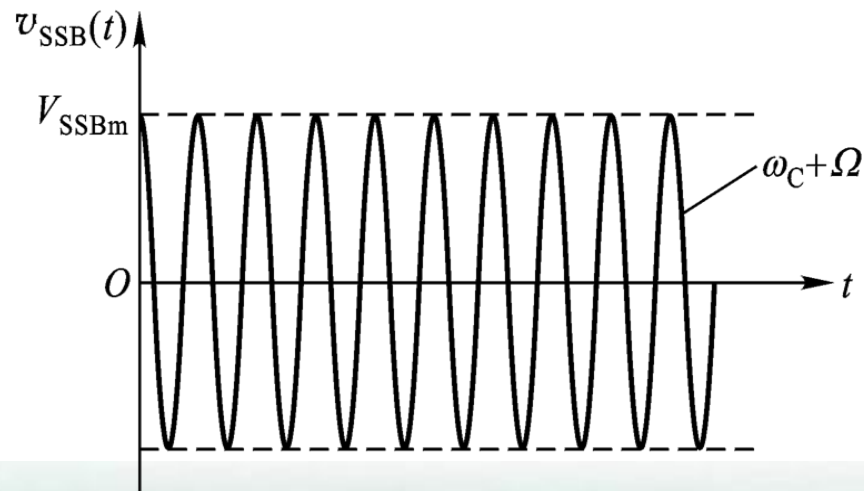
# ▲ DSB, SSB的基本特性

## 波形

### ● 双边带



### ● 单边带



SSB波的波形

## ▲ 数学表达式

$$DSB : \quad V_o = k_a V_{\Omega}(t) \cos \omega_c t$$

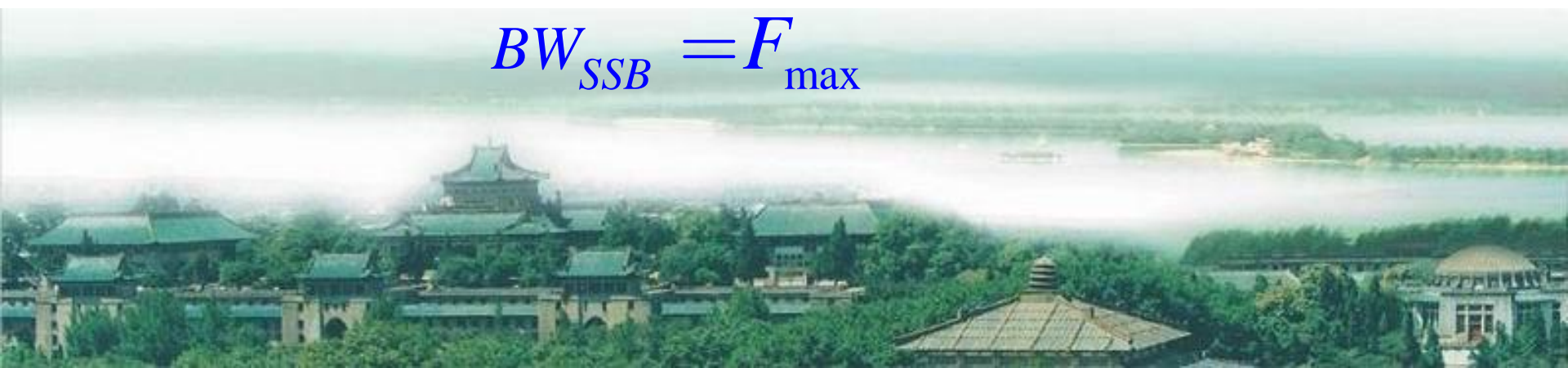
$$k_a = A_m V_{cm}$$

$$BW_{DSB} = 2F_{\max}$$

$$SSB : \quad V_o(t) = A_m V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

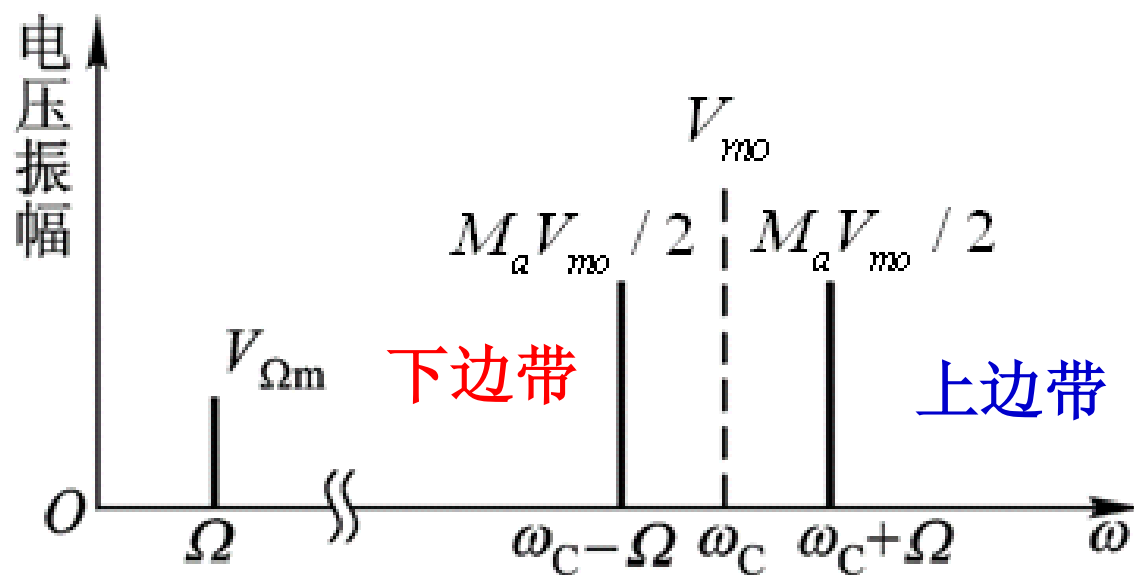
$$V_o(t) = A_m V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

$$BW_{SSB} = F_{\max}$$

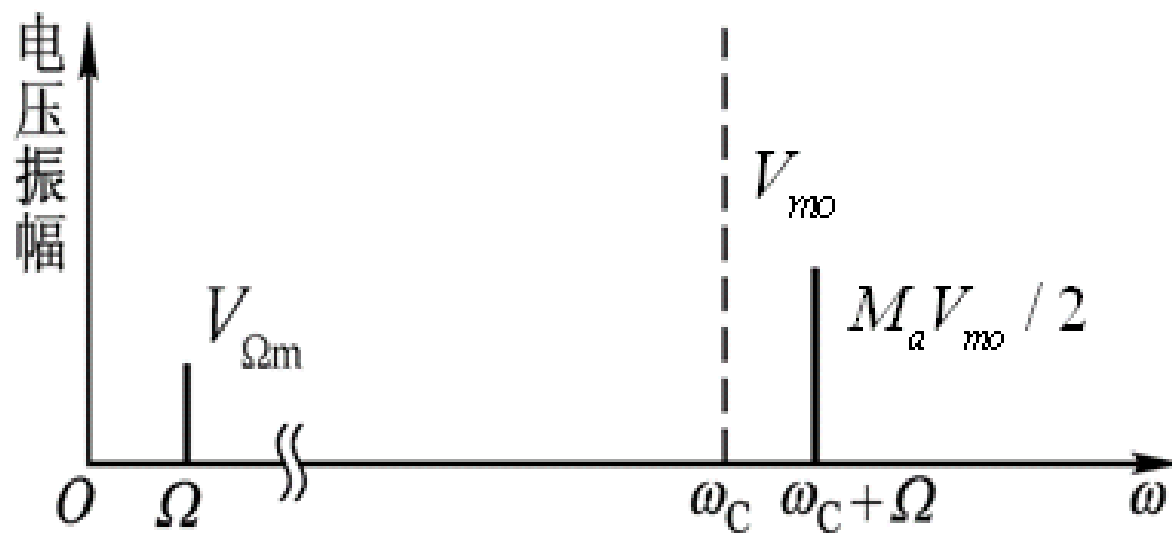


▲ 频谱

● 双边带



● 单边带



## ▲ 能量关系

$$P_{DSB} = \frac{M_a^2}{2} P_o;$$

$$P_o = \frac{V_{mo}^2}{2R_L}$$

$$P_{SSB} = \frac{1}{2} P_{DSB} = \frac{M_a^2}{4} P_o$$





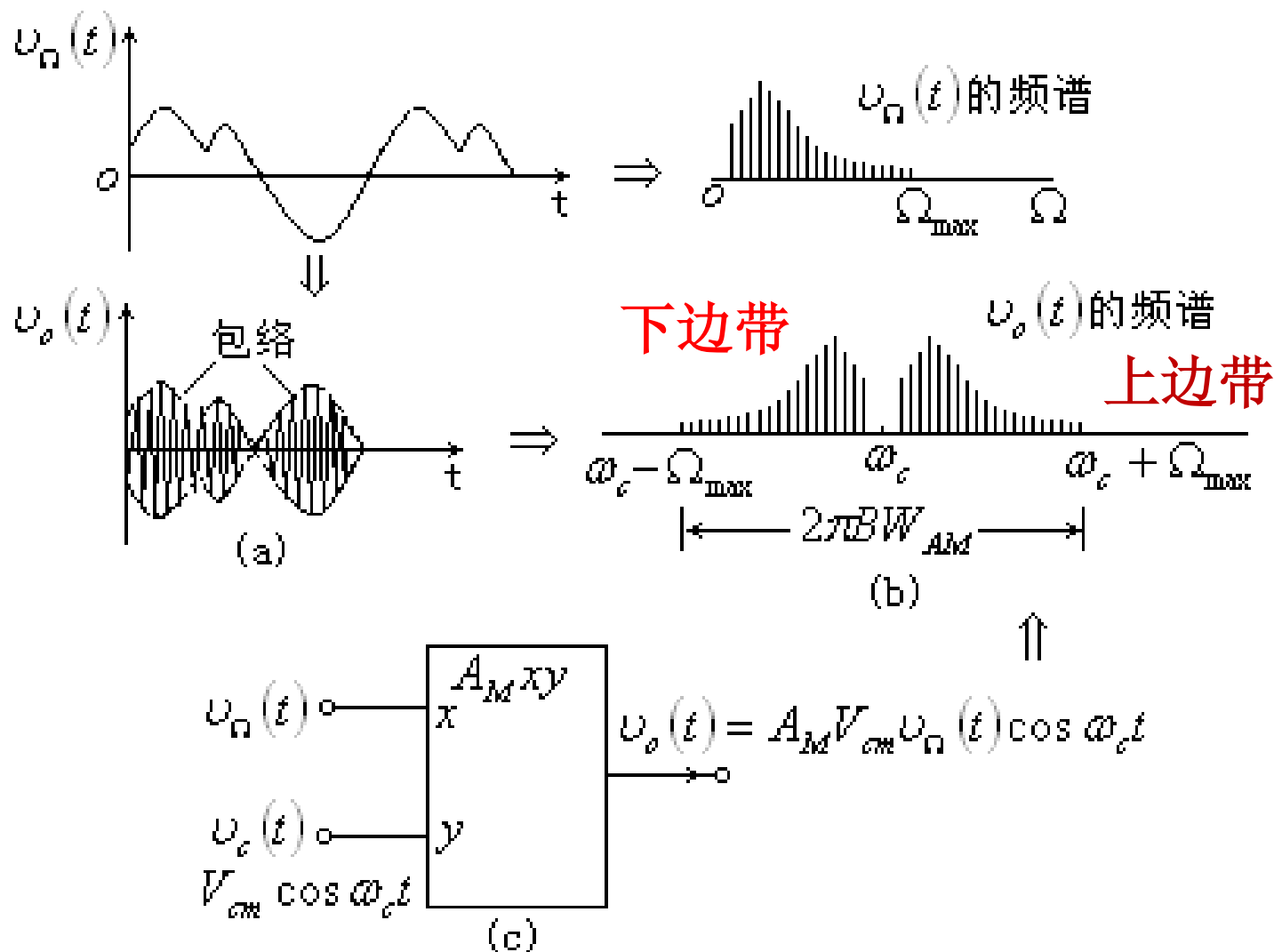
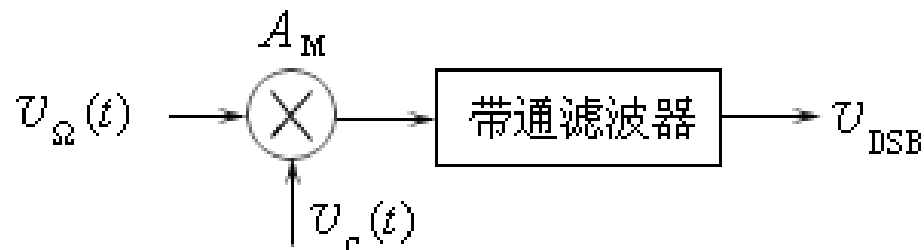


图 7-1-6 双边带调制信号的波形、频谱及电路的组成模型  
(a) 波形；(b) 频谱；(c) 组成模型

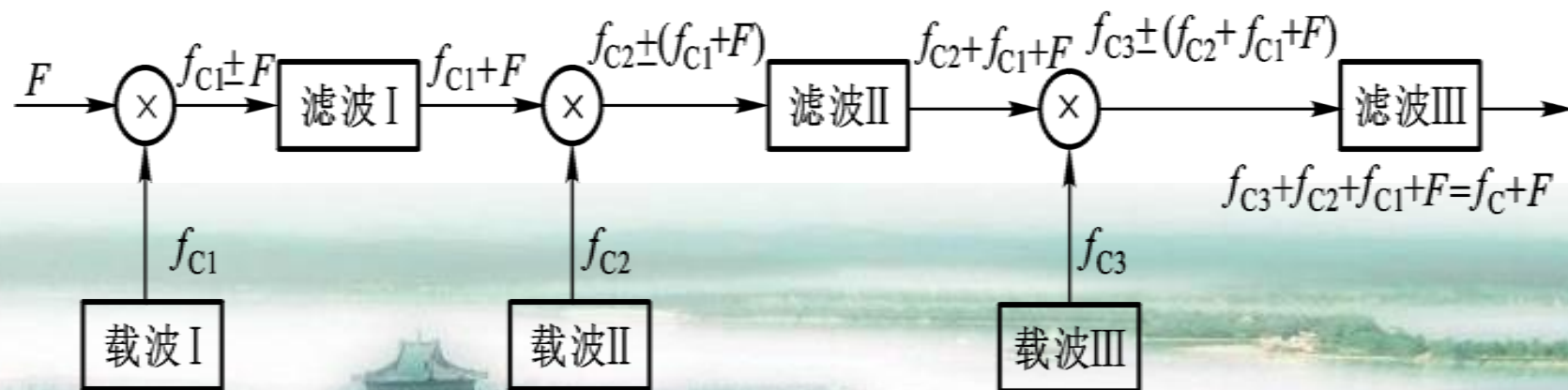


## ▲ 双边带调制实现方法



## ▲ 单边带调制实现方法

### ● 滤波法



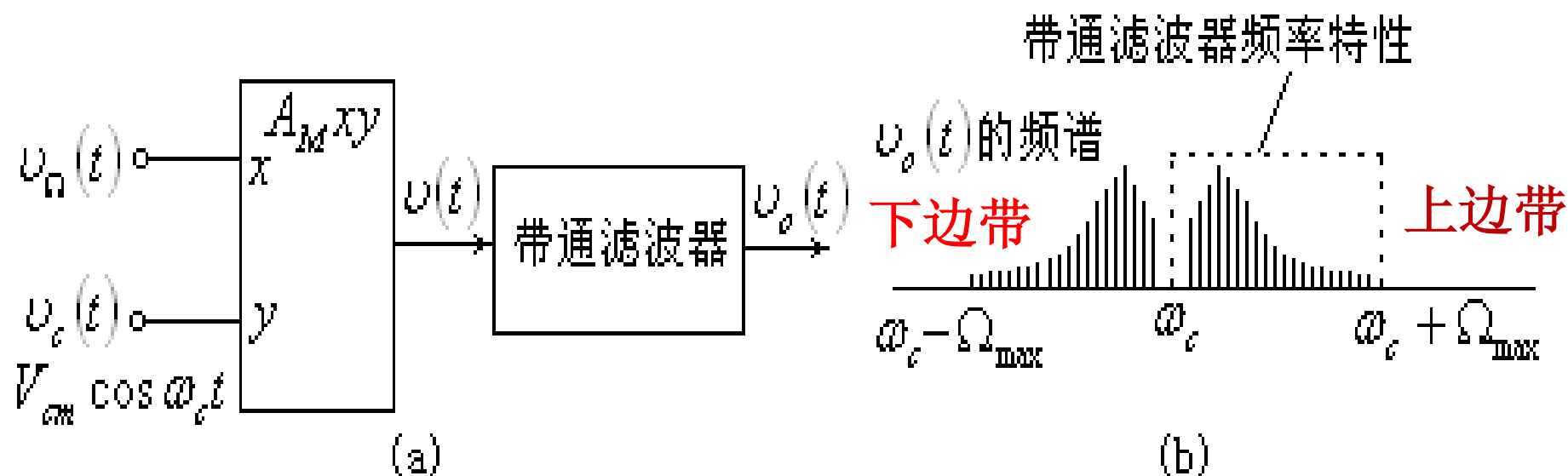


图 7-1-7 采用滤波法的单边带调制电路组成模型

(a) 电路组成模型      (b)  $U_o(t)$  的频谱



## ● 移相法

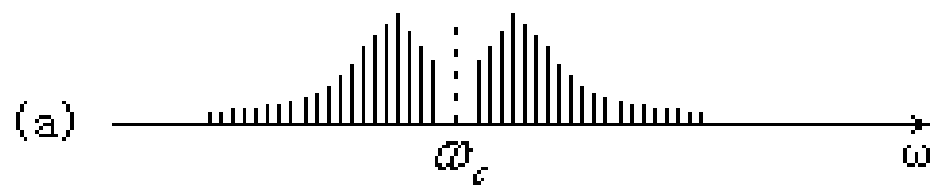
$$\begin{aligned}v_{o1}(t) &= A_M V_{\Omega m} V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\&= \frac{1}{2} A_M V_{\Omega m} V_{cm} [\cos(\omega_c - \Omega)t + \cos(\omega_c + \Omega)t]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}v_{o2}(t) &= A_M V_{\Omega m} V_{cm} \cos\left(\Omega t - \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\omega_c t - \frac{\pi}{2}\right) \\&= A_M V_{\Omega m} V_{cm} \sin \Omega t \sin \omega_c t \\&= \frac{1}{2} A_M V_{\Omega m} V_{cm} [\cos(\omega_c - \Omega)t - \cos(\omega_c + \Omega)t]\end{aligned}$$

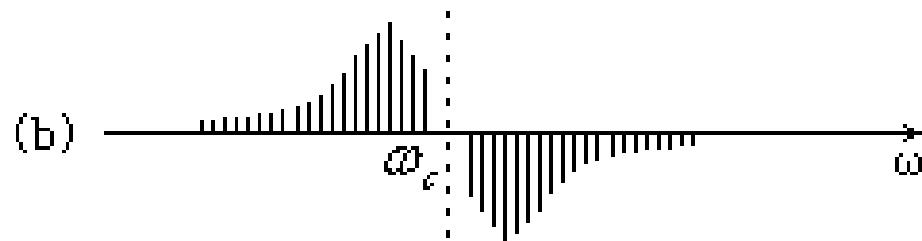
$$v_o(t) = \begin{cases} v_{o1}(t) - v_{o2}(t) = A_M V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t & \text{上边带} \\ v_{o1}(t) + v_{o2}(t) = A_M V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t & \end{cases}$$



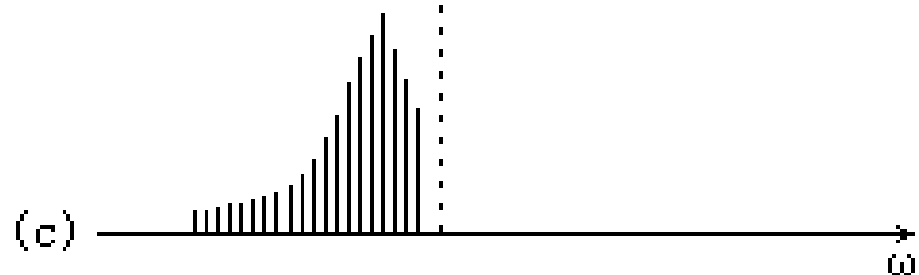
(a)  $A_M V_{em} U_n(t) \cos \omega_c t$  的频谱



(b)  $A_M V_{em} \hat{U}_n(t) \sin \omega_c$  的频谱



(c)  $A_M V_{em} U_n(t) \cos \omega_c t + A_M V_{em} \hat{U}_n(t) \sin \omega_c t$  的频谱



(d)  $A_M V_{em} U_n(t) \cos \omega_c t - A_M V_{em} \hat{U}_n(t) \sin \omega_c t$  的频谱

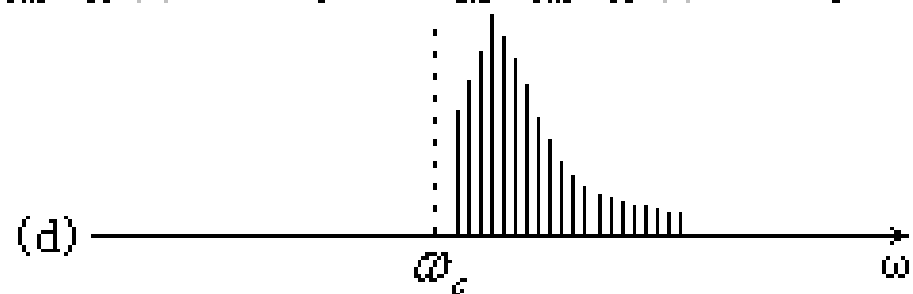
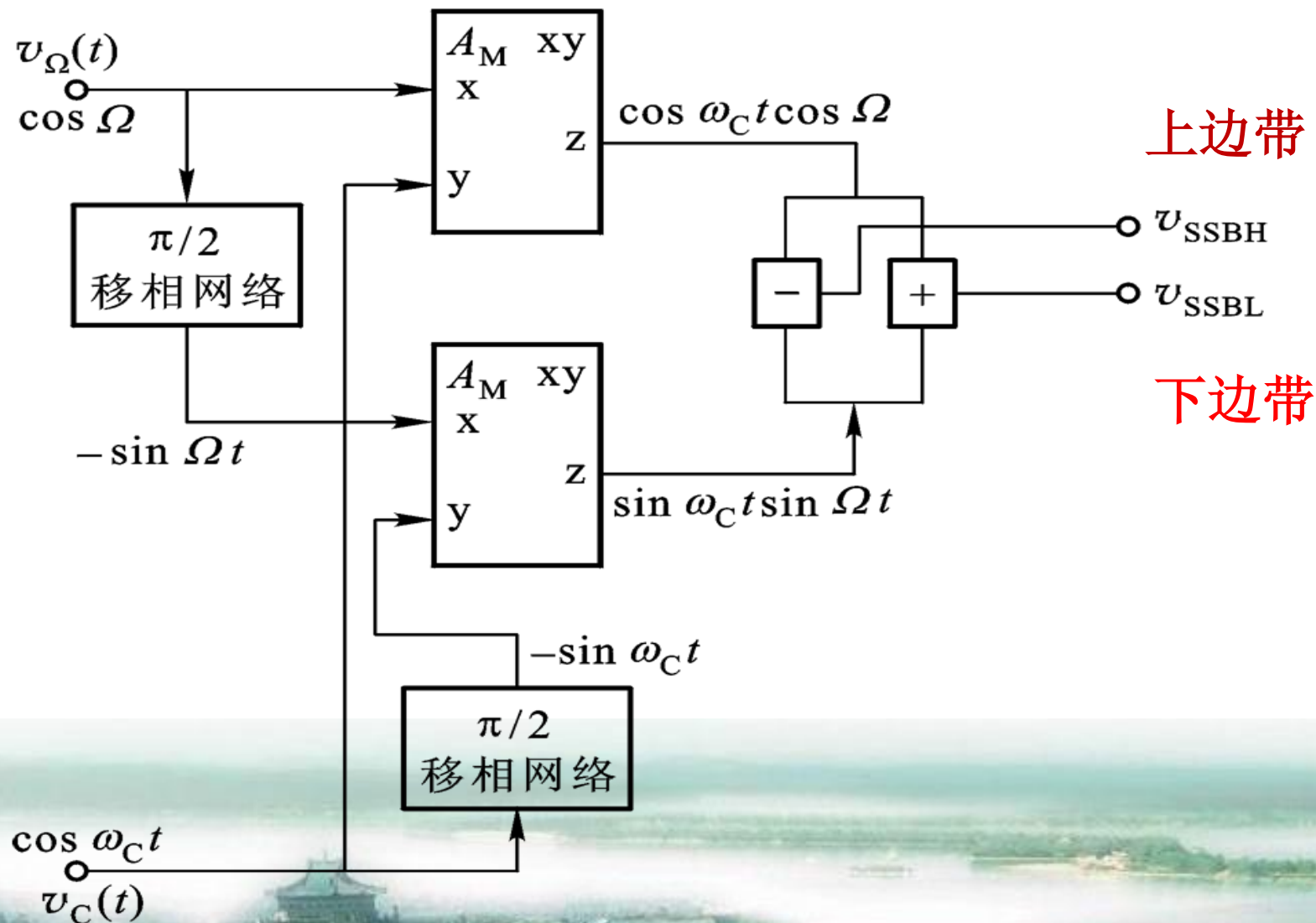
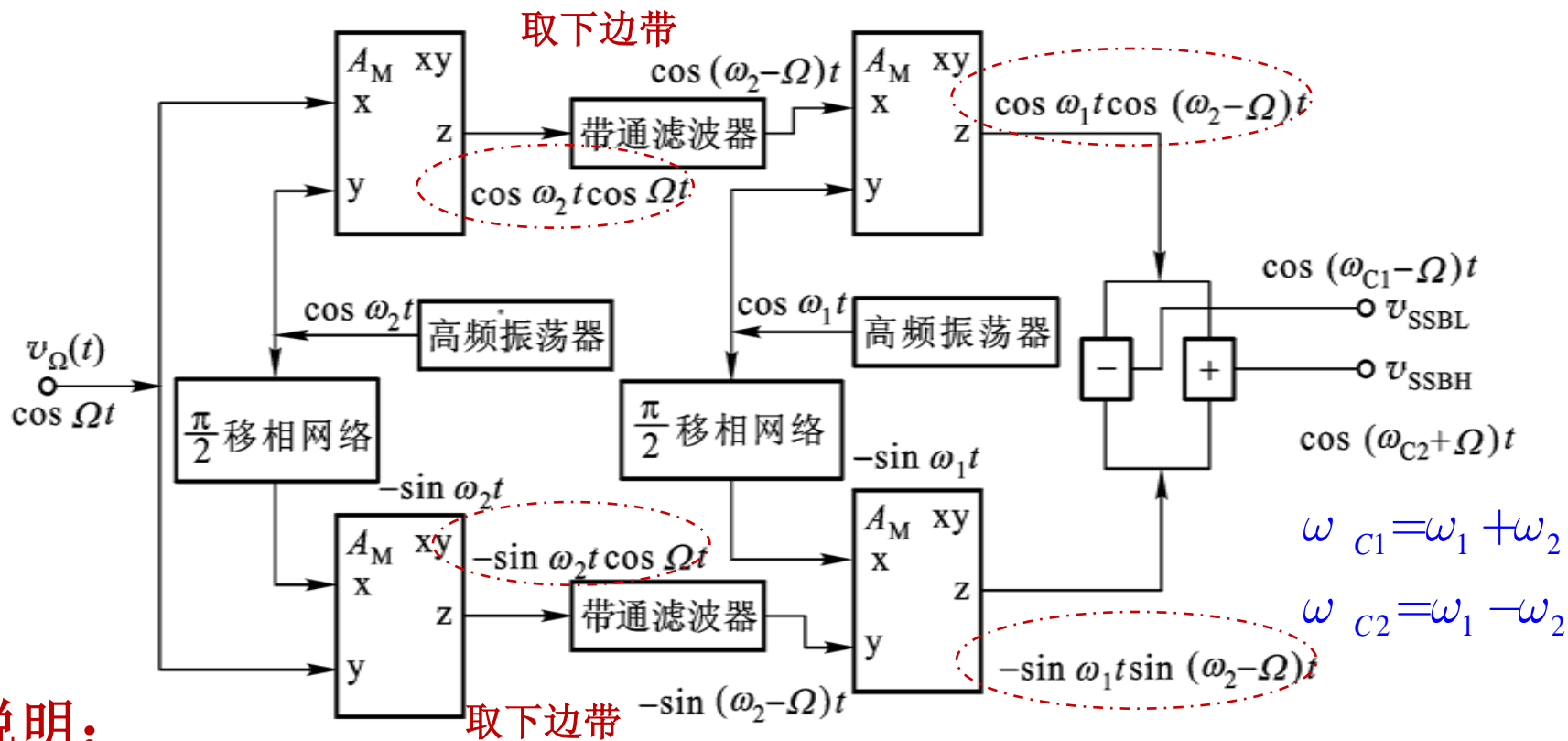


图 7-1-9 相移法组成模型中各点信号的频谱

## ● 移相法



# 修正移相滤波法



## ○残留边带调幅(Vestigial Sideband Modulation)

- 单边带调幅具有节省频带与发射功率两大优点，因而受到重视，可以说是最好的调幅制式。
- 单边带的调制与解调都比较复杂，而且不适于传送带有直流分量的信号。为此，在单边带调幅与双边带调幅之间，找到了一种折中的方式，即残留边带调幅，简写为**VSBM**。



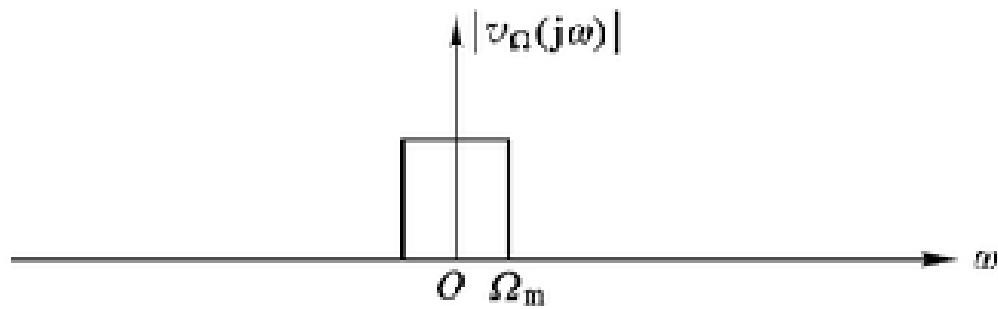
## ○残留边带调幅(Vestigial Sideband Modulation)

- 所谓残留边带调幅与单边带调幅的不同之处是：  
它传送被抑制边带的一部分，同时又将被传送边带也抑制掉一部分。
- 了保证信号无失真的传输，传送边带中被抑制部分和抑制边带中的被传送部分应满足互补对称关系。这一点从物理意义上容易理解。因为解调时，与载波频率成对称的各频率分量正好叠加，从而恢复为原来的调制信号，不会产生失真。

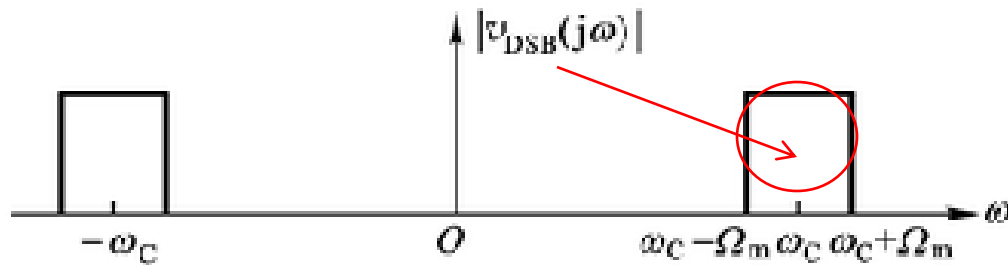




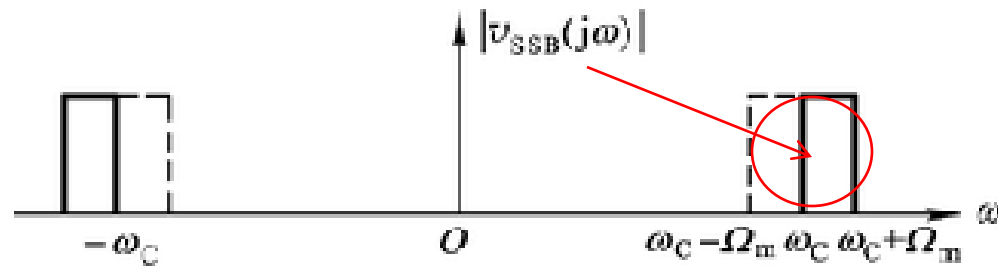
## 基带频谱



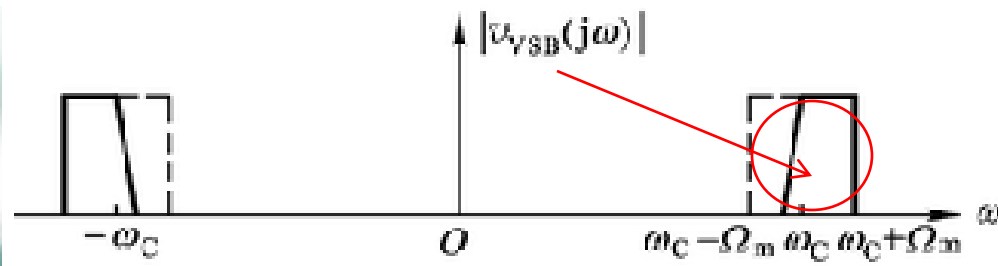
把载波拟制掉的**DSB**:  
拟制载波的双边带调制

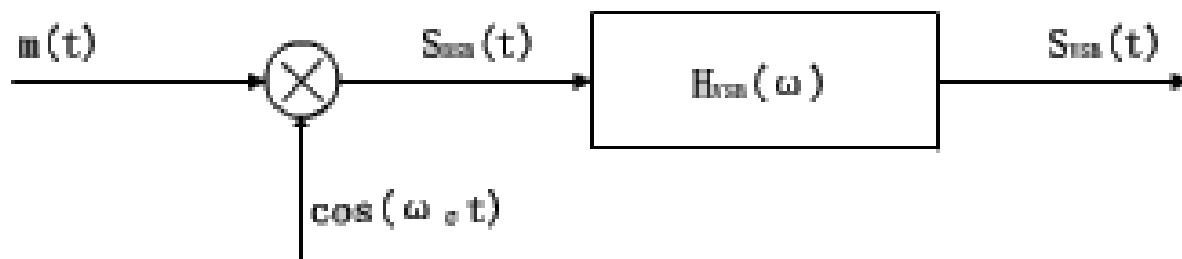


## 单边带调制SSB



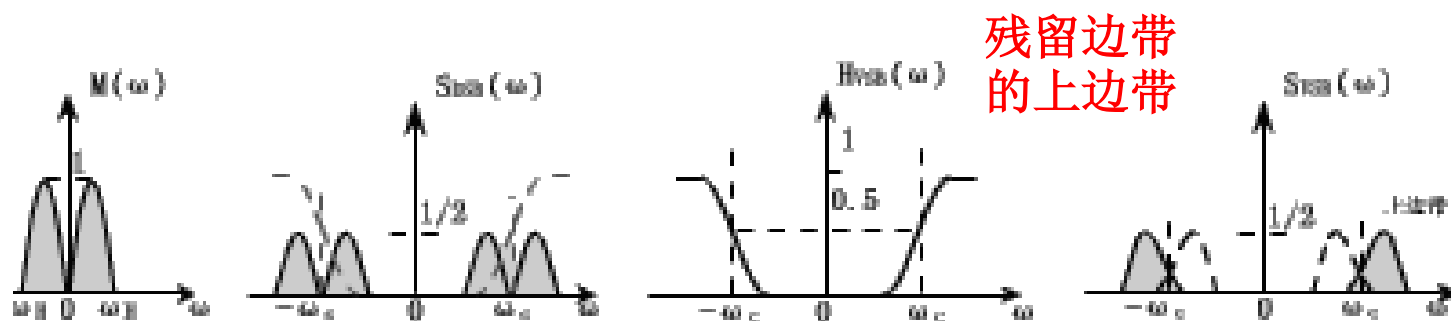
一部分为**DSB**(频率高的部分)调制，一部分为**SSB**(频率低的部分)调整的**VSB**:  
残留边带调制



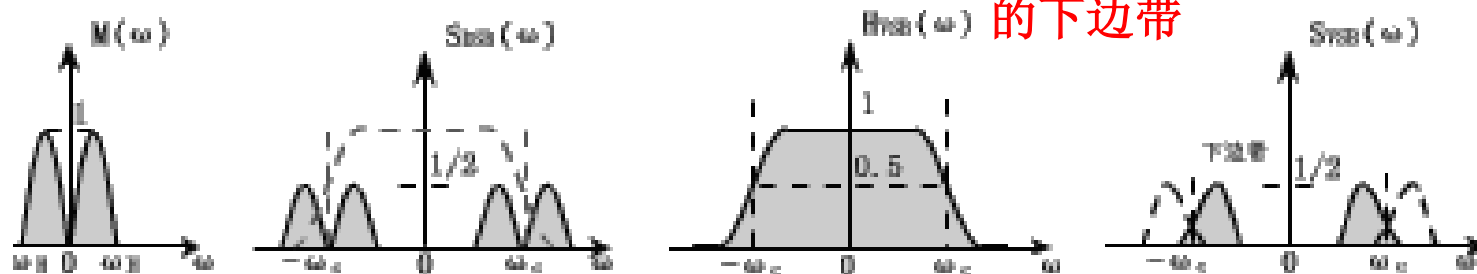
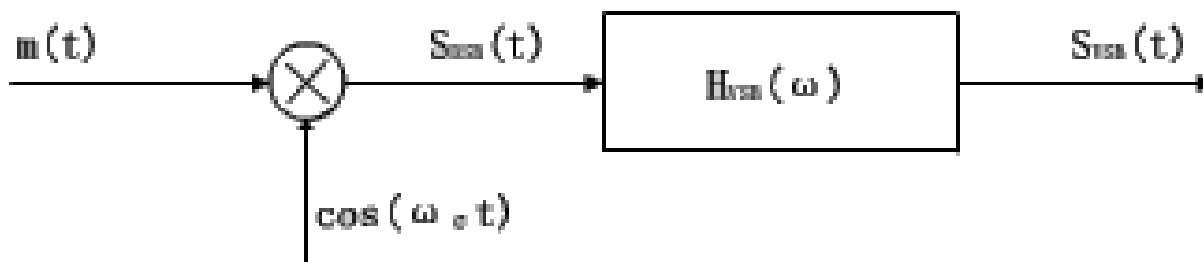


VSB图解

**VSB**



残留边带的  
上边带



残留边带的  
下边带



- 图中的为残留边带滤波器，其特性应按残留边带调制的要求来进行设计。为了保证相干解调时无失真地得到调制信号，残留边带滤波器的传输函数必须满足：

$$H_{vsb}(\omega + \omega_c) + H_{vsb}(\omega - \omega_c) = \text{常数}$$

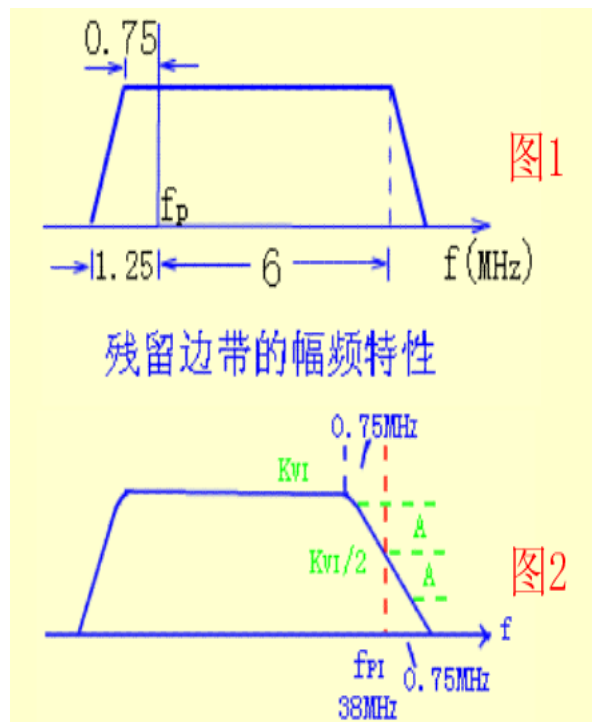
- 它的几何含义是，残留边带滤波器的传输函数在载频附近必须具有互补对称性，它可以看作是对截止频率为的理想滤波器的进行“平滑”的结果，习惯上，称这种“平滑”为“滚降”。显然，由于“滚降”，滤波器截止频率特性的“陡度”变缓，实现难度降低，但滤波器的带宽变宽。
- 残留边带信号显然也不能简单地采用包络检波，而必须采用相干解调。由于**VSB**基本性能接近**SSB**，而**VSB**调制中的边带滤波器比**SSB**中的边带滤波器容易实现，所以**VSB**调制在广播电视、通信等系统中得到广泛应用。



为减少带宽又使解调方式简单，电视图像信号采用残留边带调幅方式，我国采用的残留边带调幅的幅频特性如左图所示。即0~0.75MHz的图像信号采用双边带传送，（0.75~6）MHz的图像信号采用单边带传送。

图像信号传输系统包括发和收两部分，为了无失真地还原图像信号，接收机中频特性采用了具有图2所示的幅频特性曲线，将幅频特性写成下列表示式：

$$\begin{cases} K(f) = \frac{1}{2} K_{VI} & f = f_{PI} \\ K(f) = \frac{1}{2} K_{VI} + AK_{VI} & f_{PI} - 0.75MHz \leq f \leq f_{PI} + 0.75MHz \\ K(f) = K_{VI} & f_{PI} - 6MHz \leq f \leq f_{PI} - 0.75MHz \end{cases}$$



上式中 $K_{VI}$ 为总增益， $A=(1/2) \sim (-1/2)$



# ★振幅解调和混频电路的组成模型

## ●从振幅调制信号中不失真地检出调制信号

### ○同步检波(相干检波)

$V_r$ 必须与 $V_c$ 同频同相。否则解调后波形会失真:

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

$V_s(t) = k_a V_{\Omega}(t) \cos \omega_c t$  得

$V_o(t) = (A_M/2) V_m k_a V_{\Omega}(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)$

20Hz的偏差声音亦不自然; 200Hz就听不懂了

### ○包络检波(非相干检波)





# 总 结

电路类型	输入信号	参考信号	滤波器
振幅调制电路	调制信号 $V_{\Omega}(t)$	载波信号 $V_{cm}\cos\omega_c t$	带 通
振幅检波电路	振幅调制信号 $V_s(t)$	同步信号 $V_{rm}\cos\omega_c t$	低 通
混频电路	已调信号 $V_s(t)$	本地信号 $V_{Lm}\cos\omega_L t$	带 通



## ●混 频

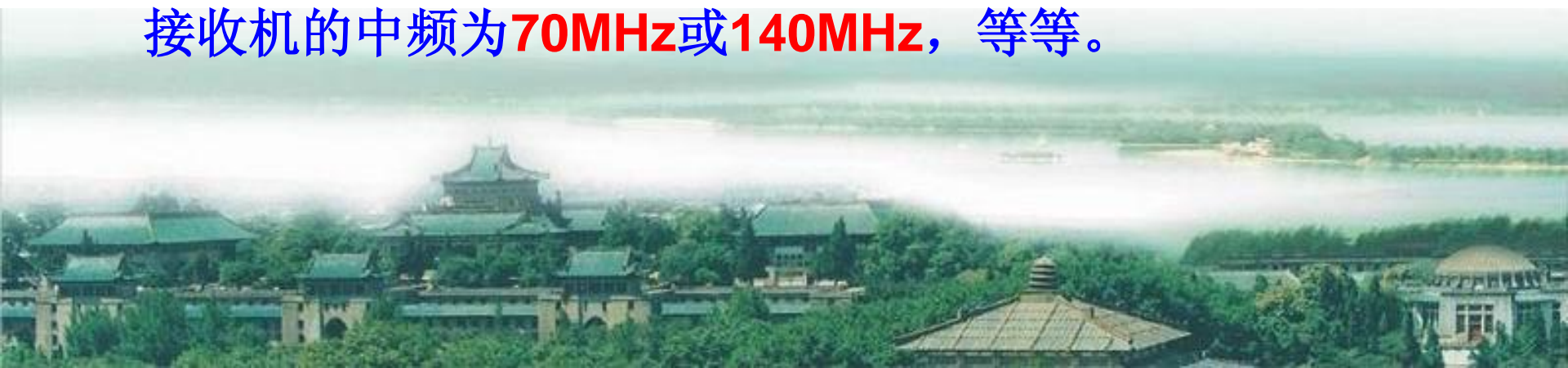
$$\bigcirc f_I = f_C + f_L$$

$$f_I = f_C - f_L \quad (f_C > f_L)$$

$$f_I = f_L - f_C \quad (f_L > f_C)$$

- 带通滤波器的频带宽度应该大于或等于输入信号的频带宽度。常用的中频数值为：

**465 (455)、500kHz**；**1、1.5、4.3、5、10.7、21.4、30、70、140MHz**等。如调幅收音机的中频为**465 (455) kHz**；调频收音机的中频为**10.7MHz**；微波接收机、卫星接收机的中频为**70MHz**或**140MHz**，等等。



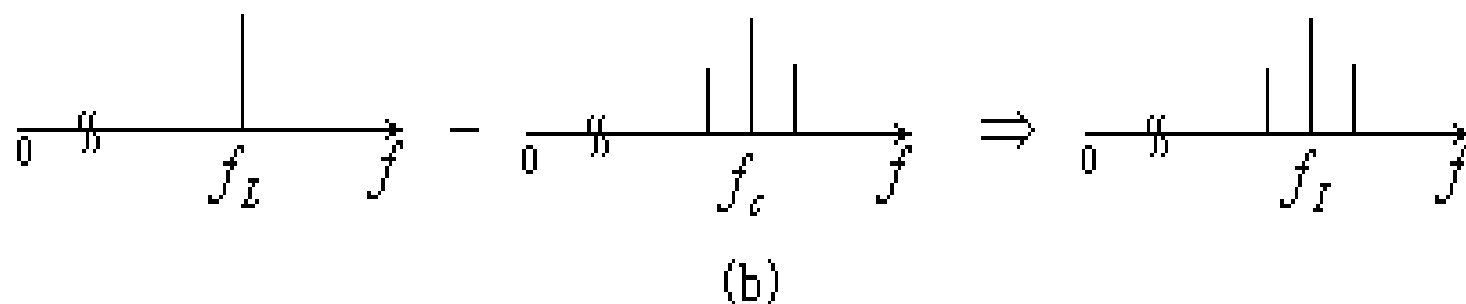
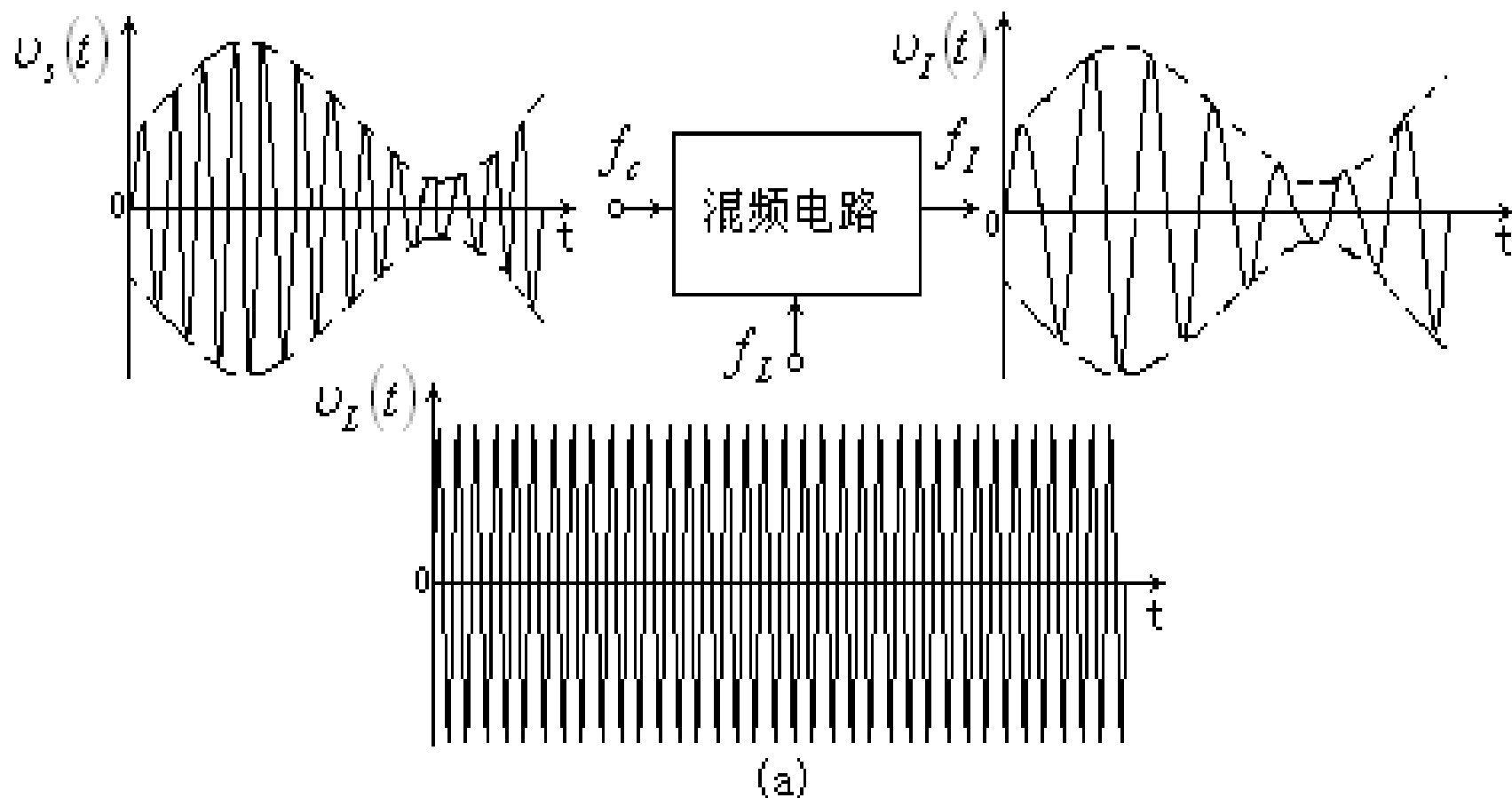


图7-2-1 混频过程的方框图

(a) 混频波形的示意图；(b) 三信号相应的频谱图

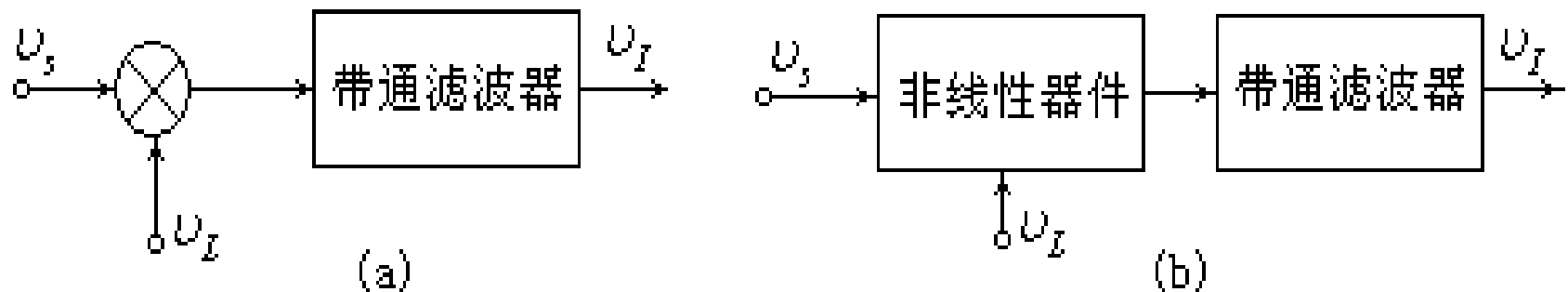


图7-2-2 混频器的组成方框图

(a) 用乘法器表示的框图；(b) 用非线性器件表示的框图

$$v_s = V_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \quad v_L = V_{Lm} \cos \omega_L t$$

$$\begin{aligned} v_s v_L &= V_{sm} V_{Lm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos \omega_L t \\ &= \frac{1}{2} V_{sm} V_{Lm} \cos \Omega t [\cos(\omega_L + \omega_c) t + \cos(\omega_L - \omega_c) t] \end{aligned}$$

$$v_I = V_{Im} \cos \Omega t \cos \omega_I t$$

$$\omega_I = \omega_L - \omega_c; [\omega_L + \omega_c]$$

## ★ 混频器

- 高质量的通信机使用：二极管混频和由双差分对平衡调制器构成的混频器。
- 一般接收机使用三极管混频器

## 主要指标

- 混频增益

中频输出电平或功率

$$A_c = 20\lg \frac{V_i}{V_s} \text{ 或 } G_c = 10\lg \frac{P_i}{P_s}$$

- 噪声系数

$$NF = 10\lg \frac{(P_s / P_n)_i}{(P_i / P_n)_o}$$





## ● 1dB压缩电平

当输入信号功率较小时，混频增益为定值，输出中频功率随输入信号功率线性地增大，以后由于非线性，输出中频功率的增大将趋于缓慢，直到比线性增长低于 **1dB** 时所对应的输出中频功率电平称为 **1dB压缩电平**，用  $P_{I1dB}$  表示，如图7-2-3所示。图中， $P_s$  和  $P_i$  的大小均用 dBm 表示，即高于 1mW 的分贝数。（如：0dBm=1mW，3dBm=2mW，10dBm=10mW，20dBm=100mW...）。

$P_{I1dB}$  所对应的输入信号功率是混频器动态范围的上限电平。而动态范围的下限电平则是由噪声系数确定的最小输入信号功率。

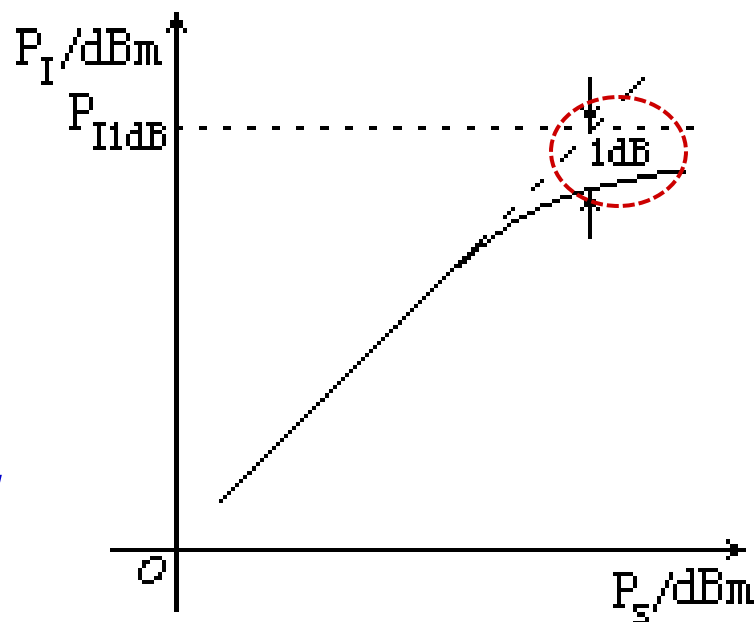


图 7-2-3 1dB压缩电平

## ● 混频失真

在接收机中，加在混频器输入端的除有用输入信号外，还往往同时存在着多个干扰信号。由于非线性，混频器件输出电流中将包含众多组合频率分量，其中，除了有用输入信号产生的中频分量外，还可能有某些组合频率分量的频率十分靠近中频，输出中频滤波器无法将它们滤除。

这些寄生分量叠加在有用中频信号上，引起失真，通常将这种失真统称为混频失真，它将严重影响通信质量。



## ● 隔离度

理论上，混频器各端口之间是隔离的，任一端口上的功率不会窜通到其它端口，实际上，由于各种原因，总有极少量功率在各端口之间窜通，隔离度就是用来评价这种窜通大小的一个性能指标，**定义为本端口功率与其窜通到另一端口的功率之比，用分贝数表示。**

在接收机中，本振端口功率向输入信号端口的窜通危害最大。一般情况下，为保证混频性能，加在本振端口的本振功率比较大，当它窜通到输入信号端口时，就会通过输入信号回路加到天线上，产生本振功率的反向辐射，严重干扰邻近接收机。



## ★ 三极管混频电路

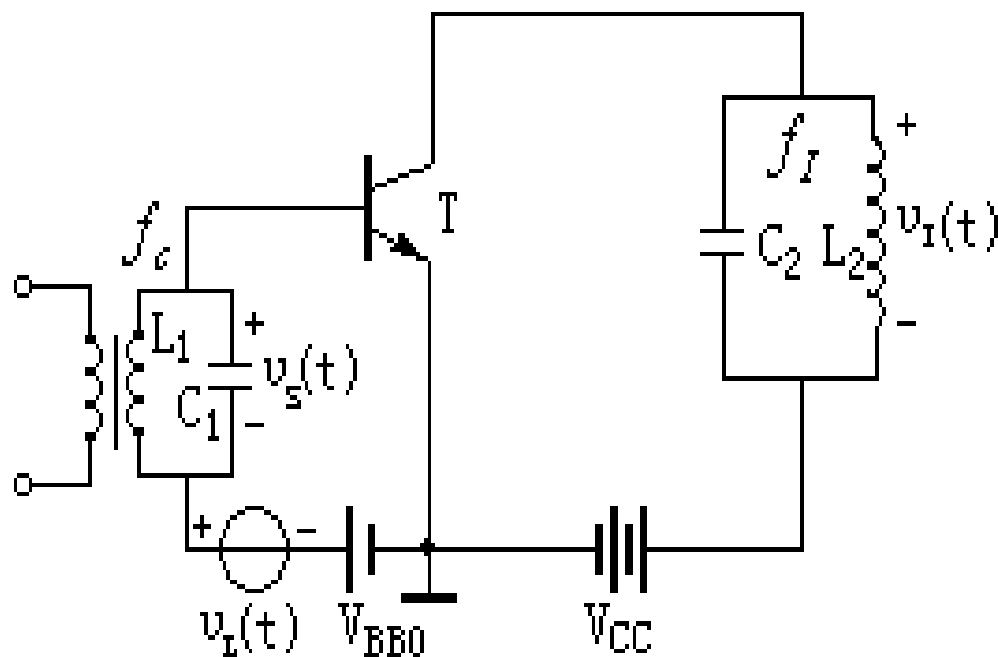


图7-2-4 三极管混频器的原理电路

三极管混频器的原理图 基极调制



$$v_L = V_{Lm} \cos \omega_L t$$

L: locate osc

加在发射结上的电压  $v_{BE} = V_{BB0} + v_L + v_s$ 。若将  $V_{BB0} + v_L$  作为三极管的等效基极偏置电压，用  $v_{BB}(t)$  表示，**称之为时变基极偏压**，则当输入信号电压  $v_s = V_{sm} \cos \omega_c t$  很小，满足线性时变条件时，三极管集电极电流

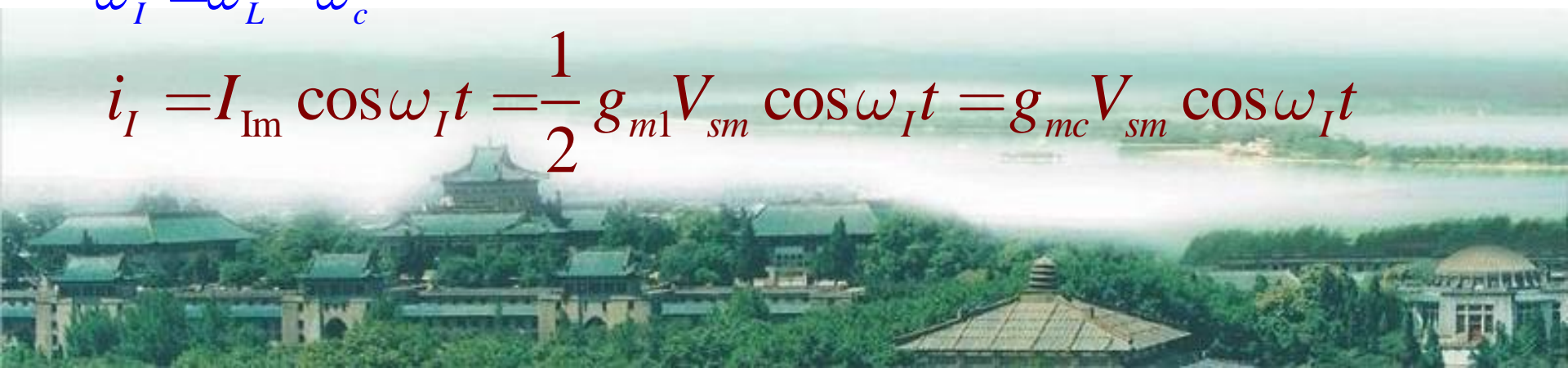
$$i_C \approx f(v_{BE}) \approx I_{C0}(v_L) + g_m(v_L)v_s$$

$$= I_{C0}(t) + (g_0 + g_{m1} \cos \omega_L t + g_{m2} \cos 2\omega_L t + \cdots)v_s$$

$$g_{m1} \cos \omega_L t \cdot V_{sm} \cos \omega_c t = \frac{1}{2} g_{m1} V_{sm} [\cos(\omega_L - \omega_c)t + \cos(\omega_L + \omega_c)t]$$

$$\omega_I = \omega_L - \omega_c$$

$$i_I = I_{Im} \cos \omega_I t = \frac{1}{2} g_{m1} V_{sm} \cos \omega_I t = g_{mc} V_{sm} \cos \omega_I t$$





$$g_{mc} = \frac{I_{Im}}{V_{sm}} = \frac{1}{2} g_{m1}$$

称为**混频跨导**，定义为输出中频电流幅值 $I_{Im}$ 对输入信号电压幅值 $V_{sm}$ 之比，其值等于基波分量幅度 $g_{m1}$ 的一半。

若设中频回路的谐振电阻为 $R_p$ ，则所需的中频输出电压：  
 $u_i = -i_i R_p$ ，相应的混频增益为：

$$A_C = \frac{V_{Im}}{V_{sm}} = -g_{mc} R_p$$



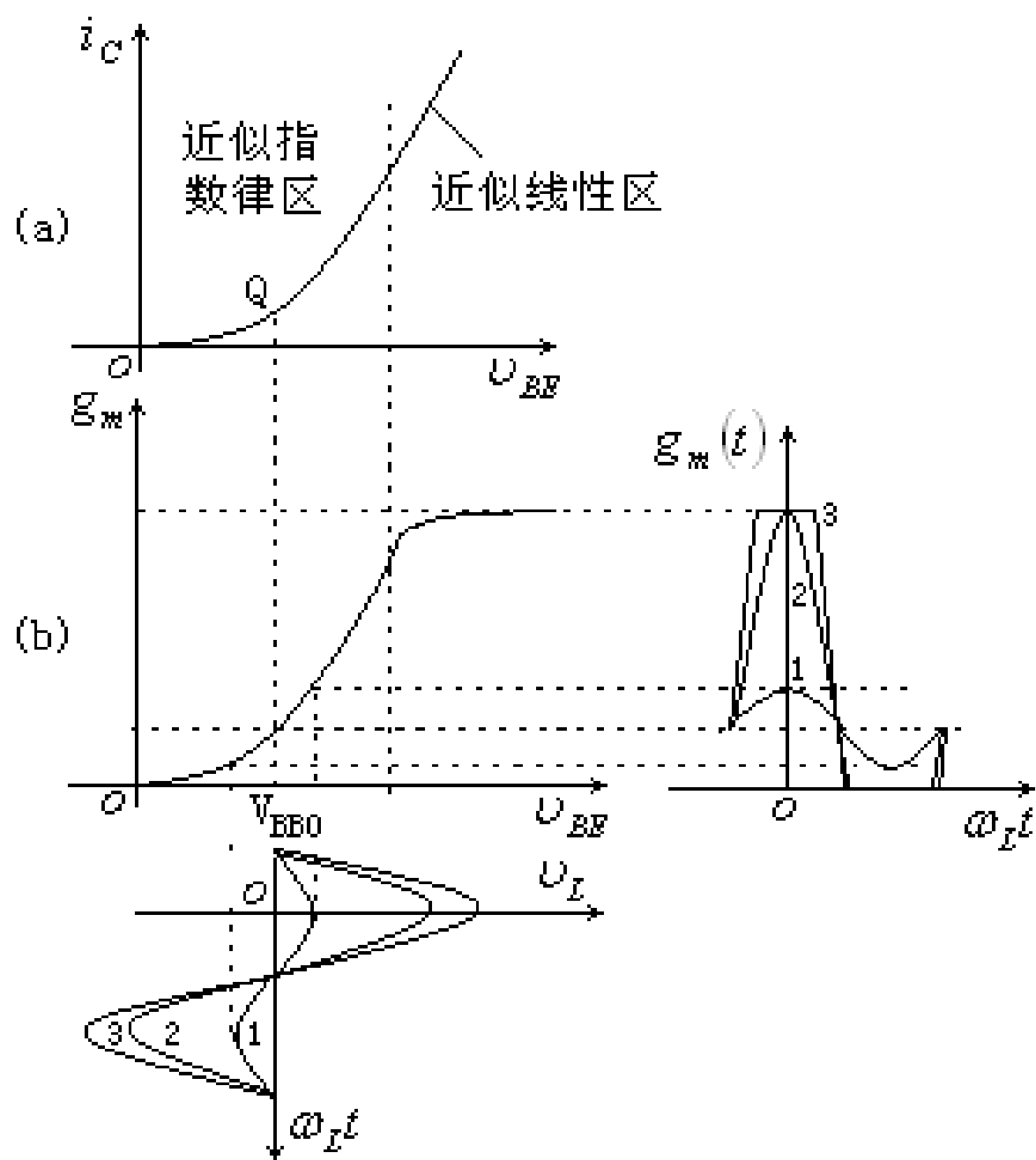


图 7-2-5  $g_m(t)$  的图解分析

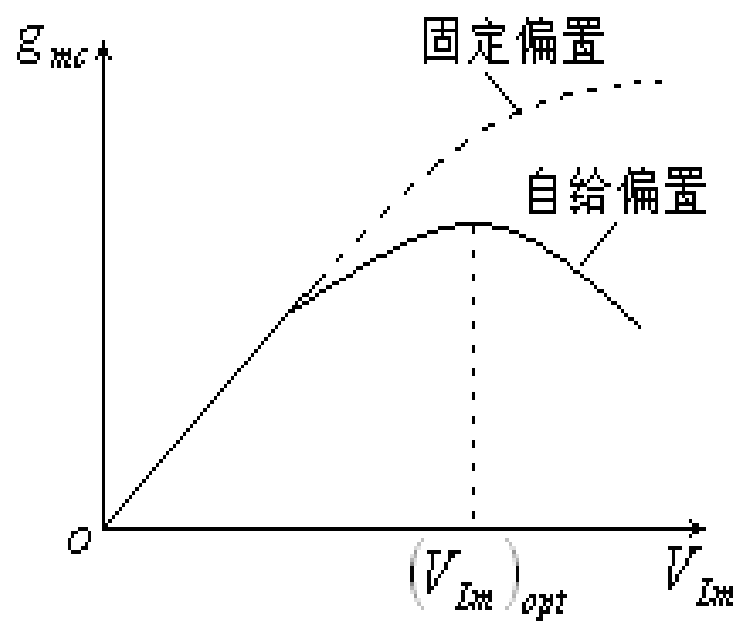


图7-2-6  $G_{mc}$ 随 $V_{Lm}$ 变化的特性



(1)图7-2-7 (a) 是基极串馈式电路，信号电压与本振电压 直接串联加在基极，是同极注入方式。

(2)图7-2-7 (b) 是基极并馈方式的同极注入。基极同极注入时， $u_s$ 与 $u_L$ 及两回路耦合较紧，调谐信号回路对本振频率 有影响；当 $u_s$ 较大时， 要受 $u_s$ 的影响（频率牵引效应）。此外，当前级是天线回路时，本振信号会产生反向辐射。在并馈电路中可适当选择耦合电容 $C_L$ 值以减小上述影响。

(3)图7-2-7 (c) 是本振射极注入，对本振信号 $u_L$ 来说，晶体管共基组态，输入电阻小，要求本振注入功率较大。

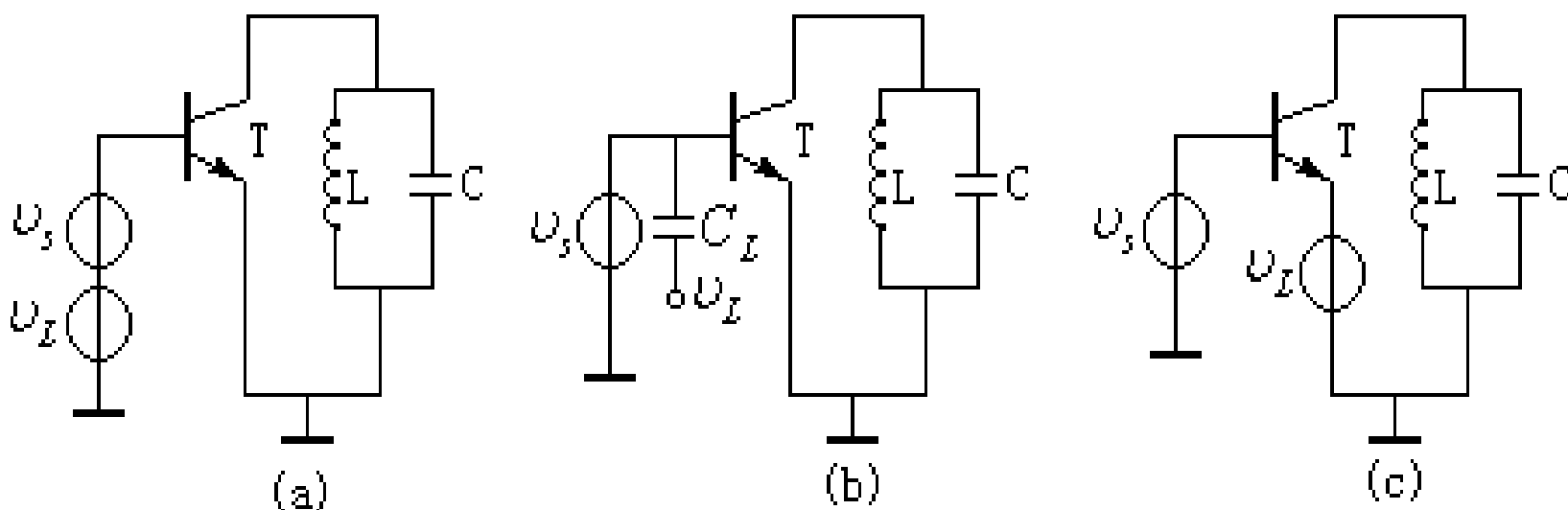


图7-2-7 混频器输入信号与本振信号的注入方式

(a) 串馈从基极注入；(b) 并馈从基极注入；(c) 分别从基极和射极注入

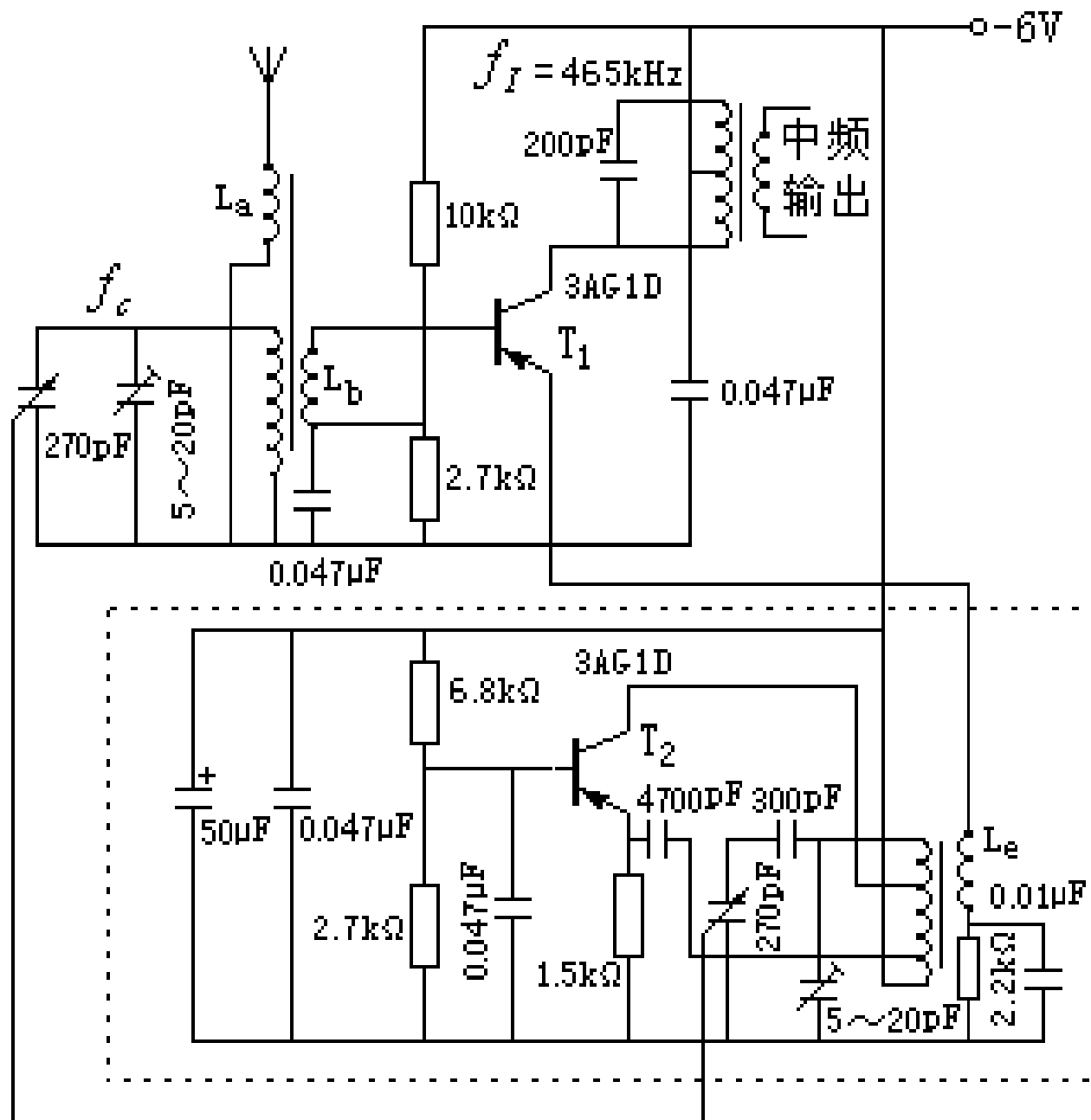


图 7-2-8 晶体三极管混频电路



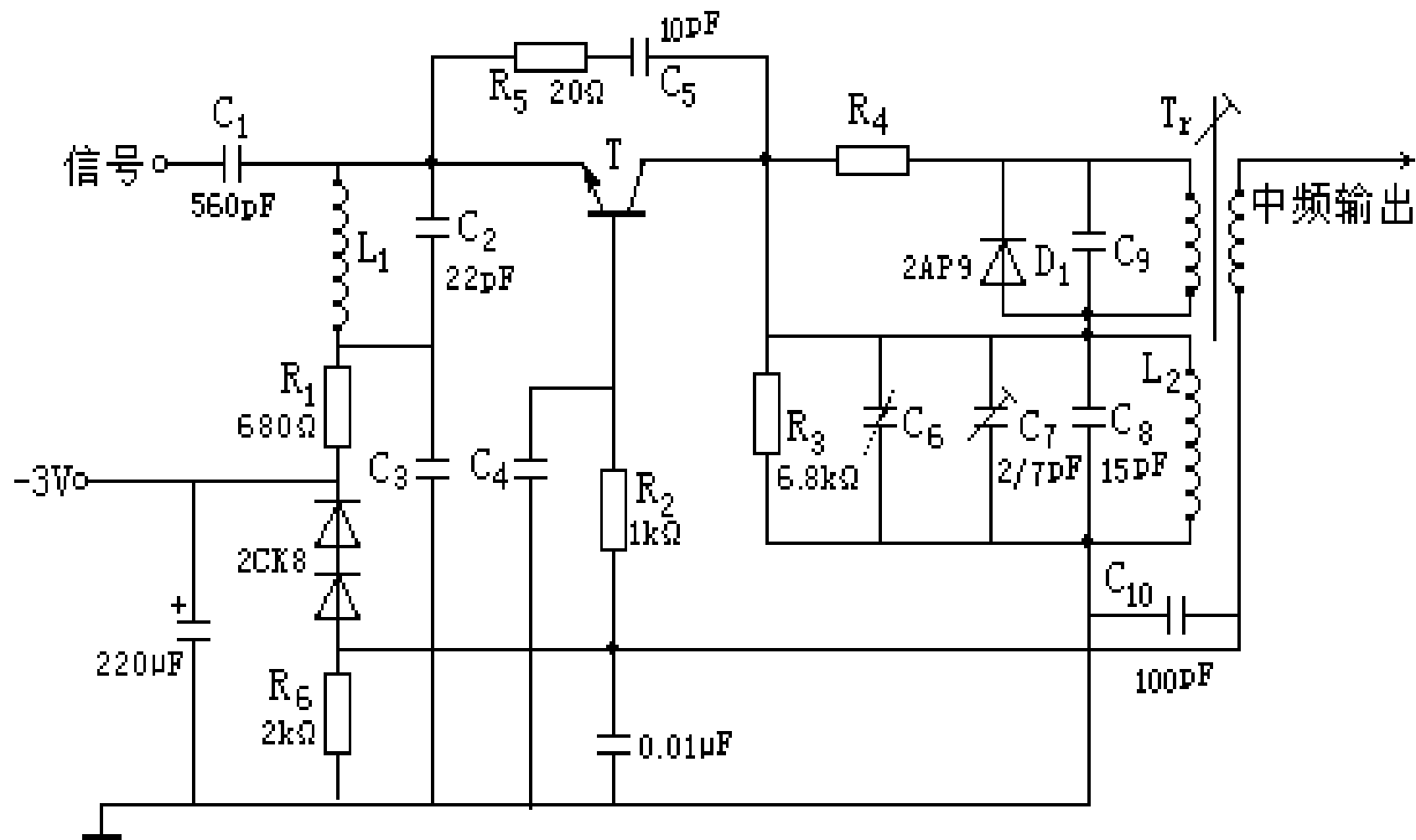


图 7-2-9 FM收音机混频电路



★二极管平衡混频器  
●电路组成

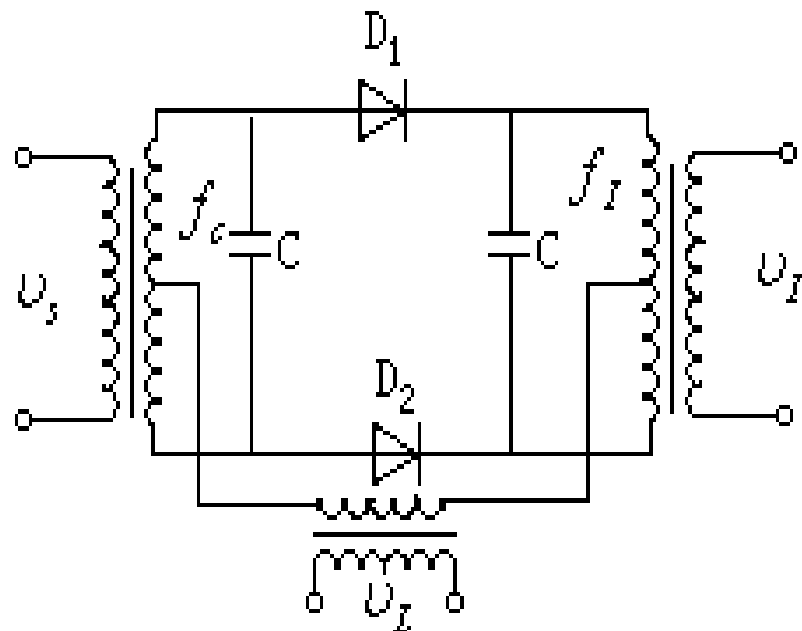


图 7-2-10 二极管平衡混频器原理电路

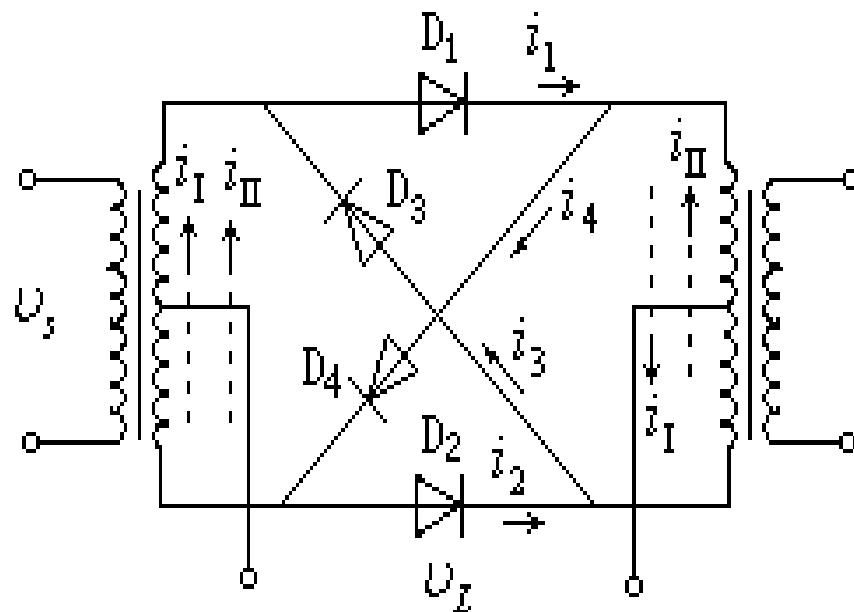


图 7-2-11 环形混频器的原理电路



图7-2-10是二极管平衡混频器的原理电路,可得其输出电流*i*为:

$$i = 2g_D K_1(\omega_L t) v_s$$

$$= 2g_D \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_L t - \frac{2}{3\pi} \cos \omega_L t \cdots \right) V_{sm} \cos \omega_c t$$

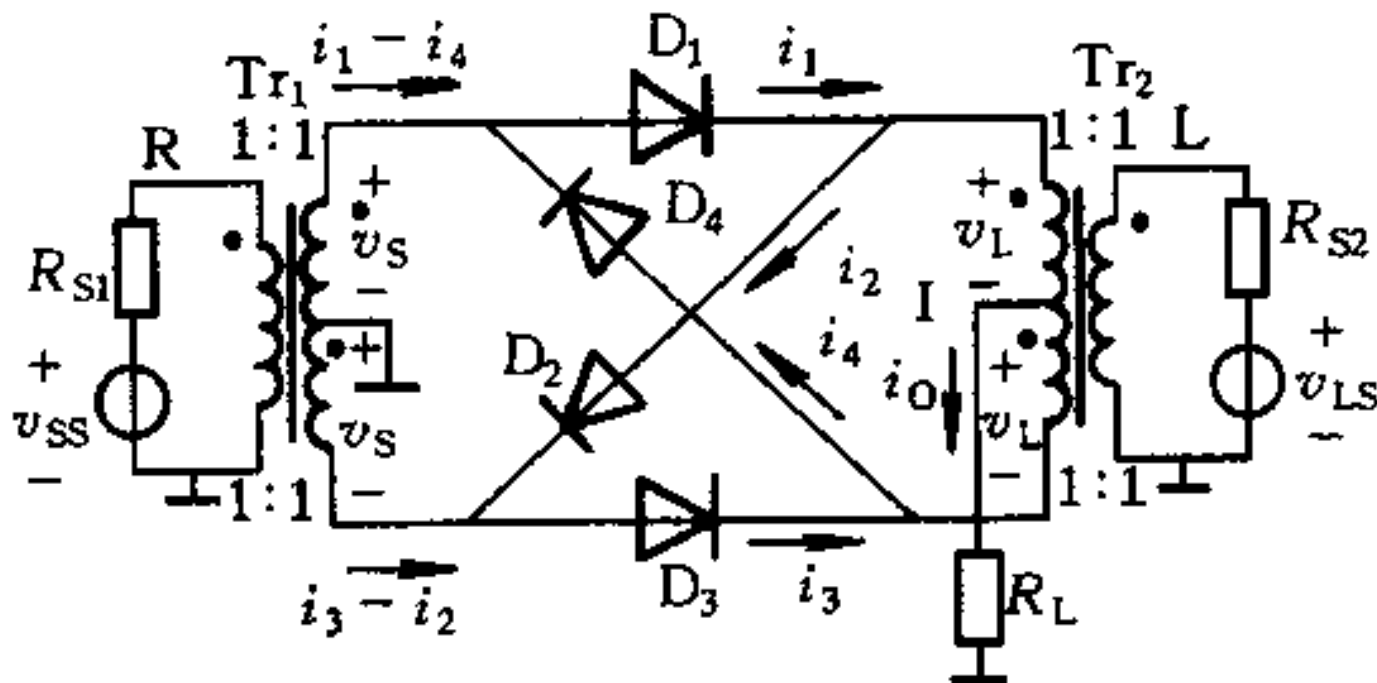
$$v_I = R_L i_I = \frac{2}{\pi} R_L g_D V_{sm} \cos(\omega_L - \omega_c) t$$

$$= V_{Im} \cos \omega_I t$$

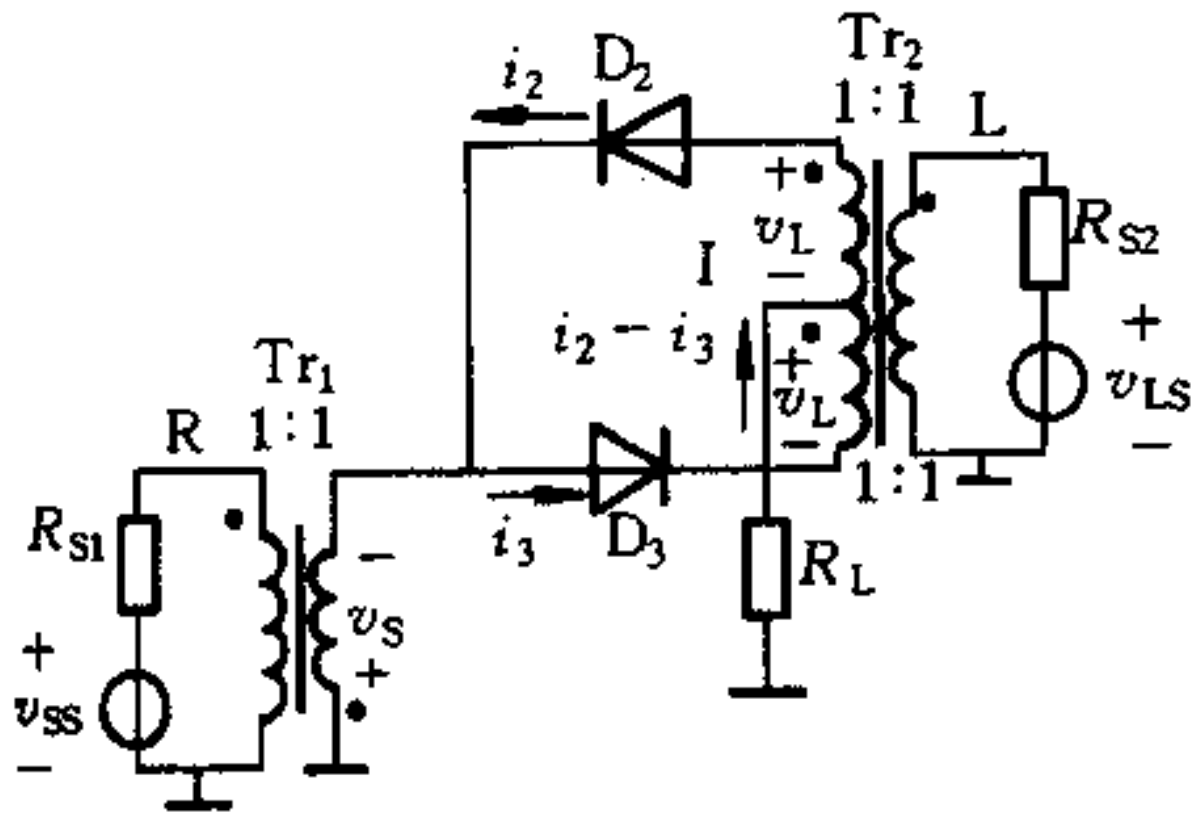


## ★二极管双平衡混频器(环形混频器, 分析过程参考)

### ●电路组成



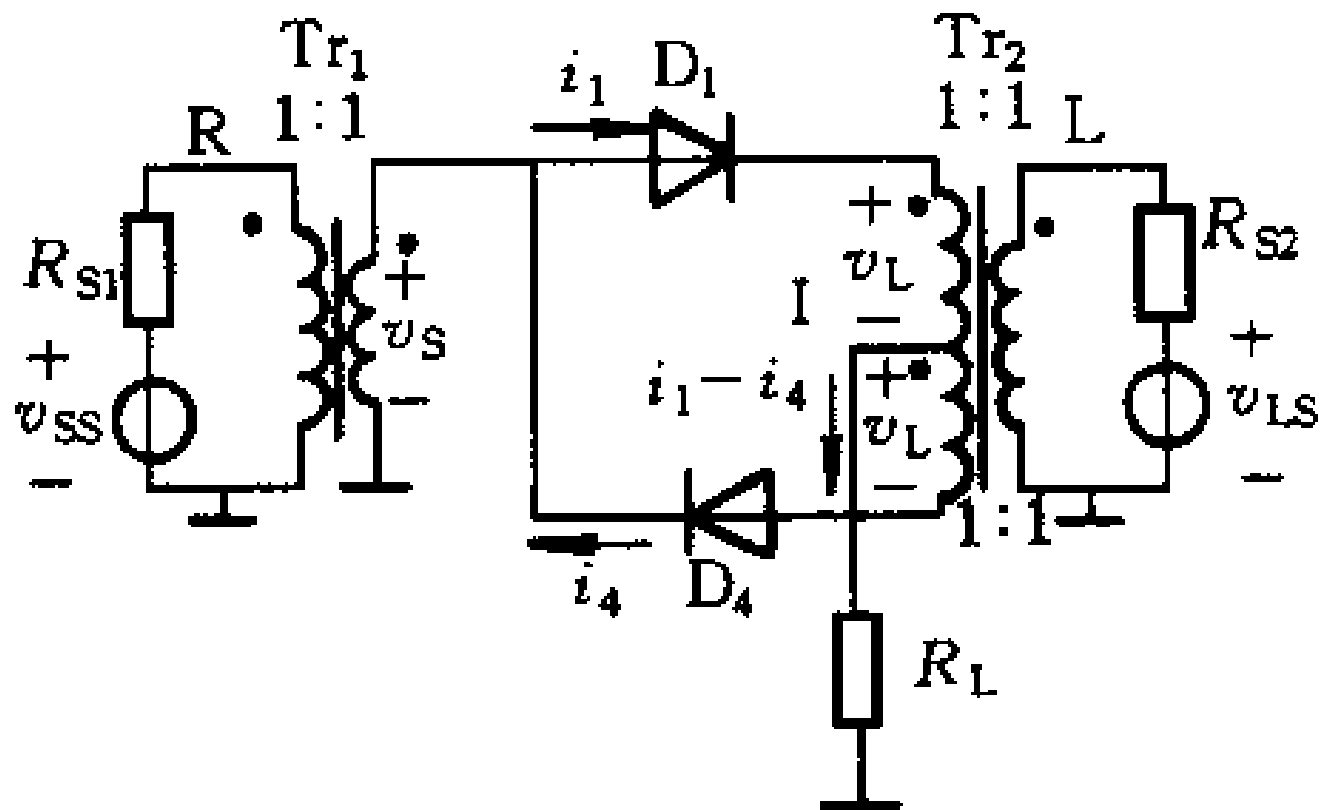
二极管双平衡混频器电路组成



$V_{LS}$ 正半周拆分



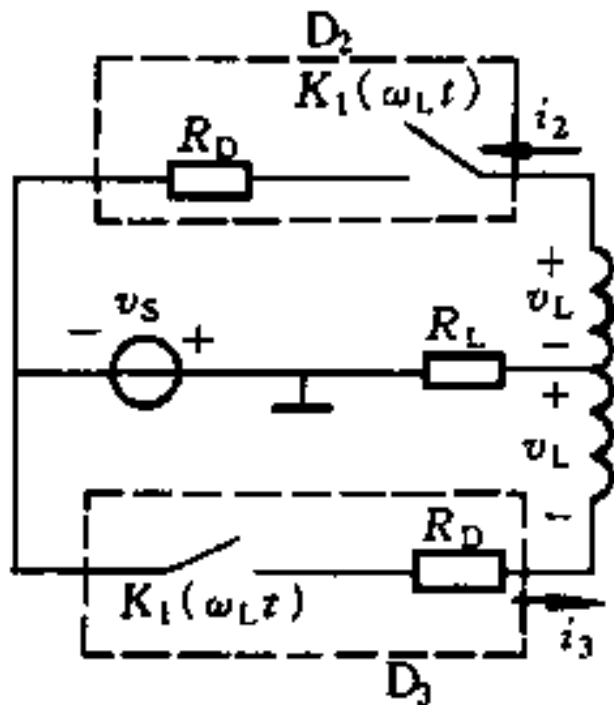




$V_{LS}$ 负半周拆分



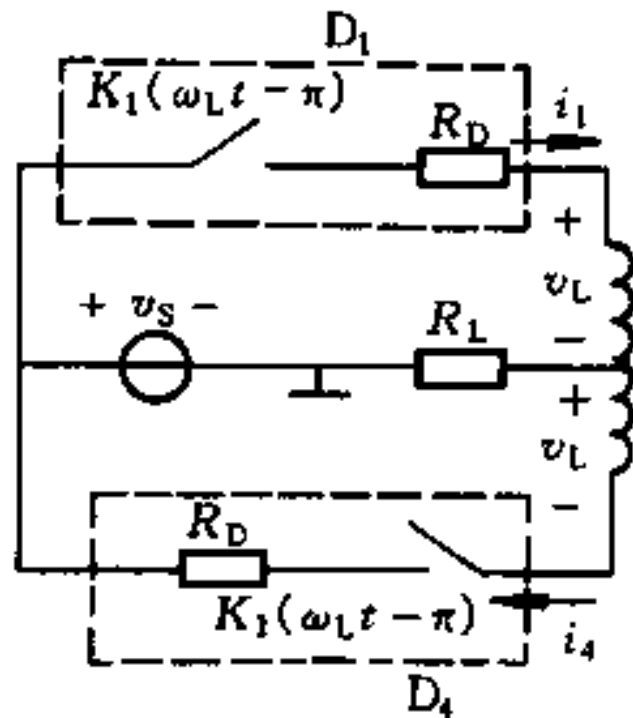
## $V_{LS}$ 正半周拆分



(a)

**D2, D3构成的  
单平衡混频器**

## $V_{LS}$ 负半周拆分



(b)

**D1, D4构成的  
单平衡混频器**

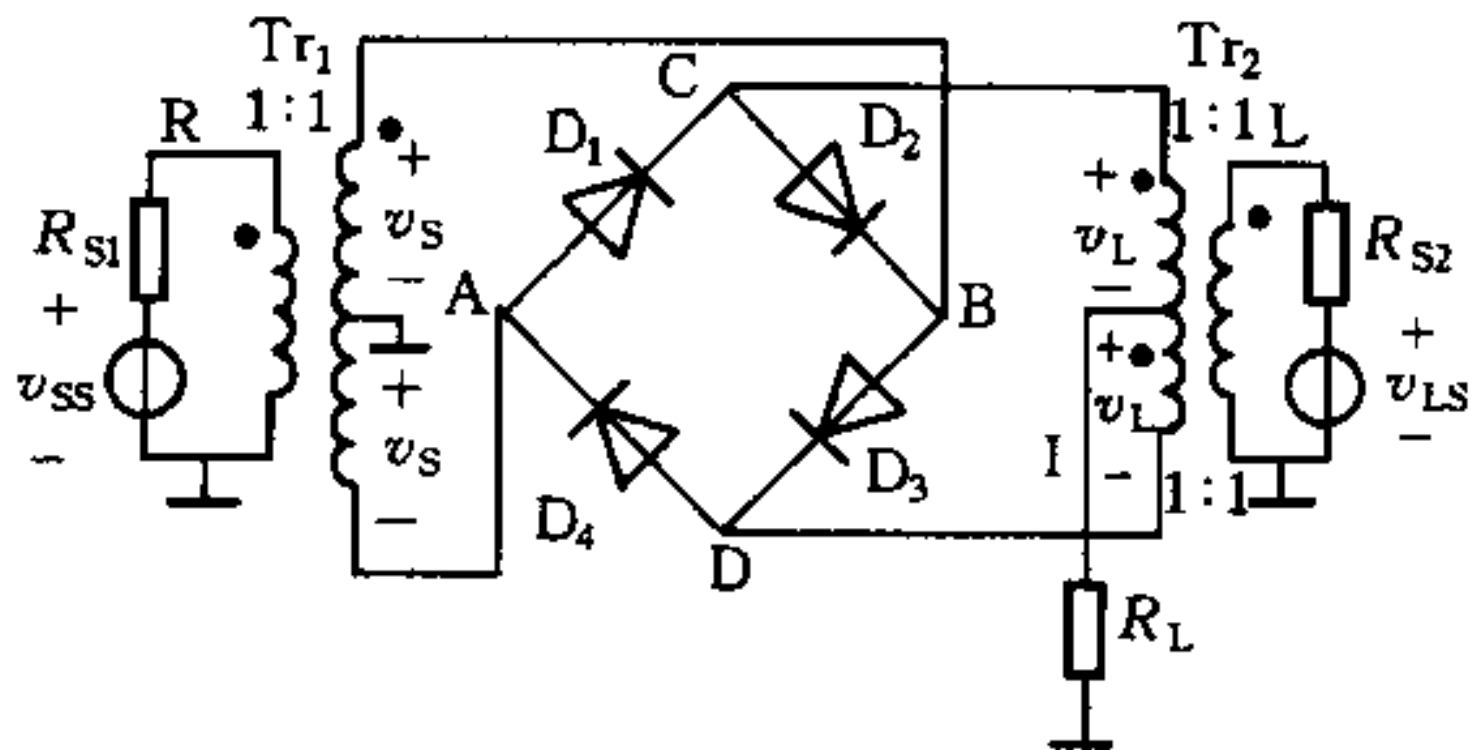
图7-2-11为二极管环形混频器，其输出电流*i*为

$$i = 2g_D K_2 (\omega_L t) v_s$$

$$= 2g_D \left( \frac{4}{\pi} \cos \omega_L t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_L t + \cdots \right) V_{sm} \cos \omega_c t$$

$$v_I = \frac{4}{\pi} g_D R_L V_{sm} \cos (\omega_L - \omega_c) t = V_{Im} \cos \omega_I t$$





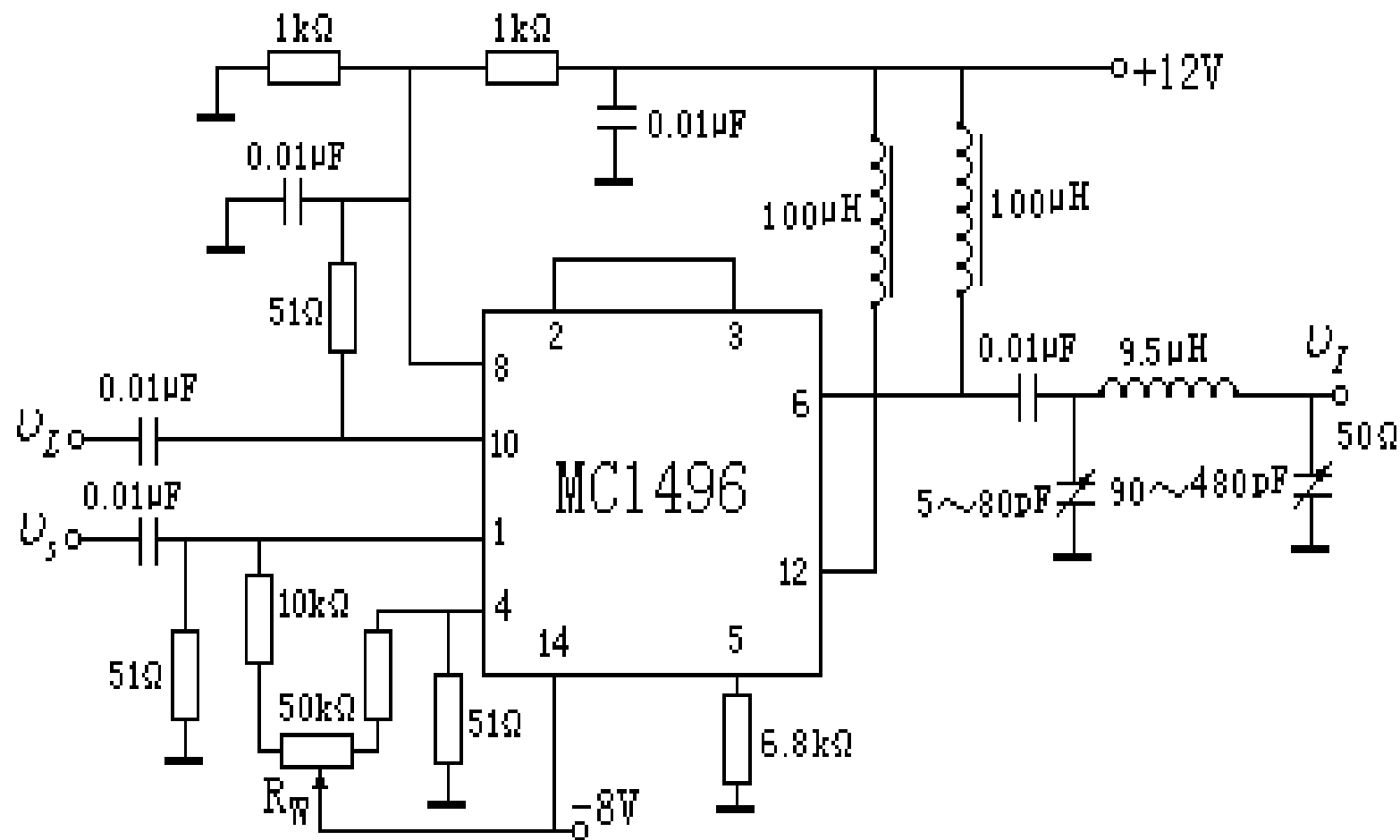


图 7-2-12 MC1496混频器实例

## 集成电路混频器

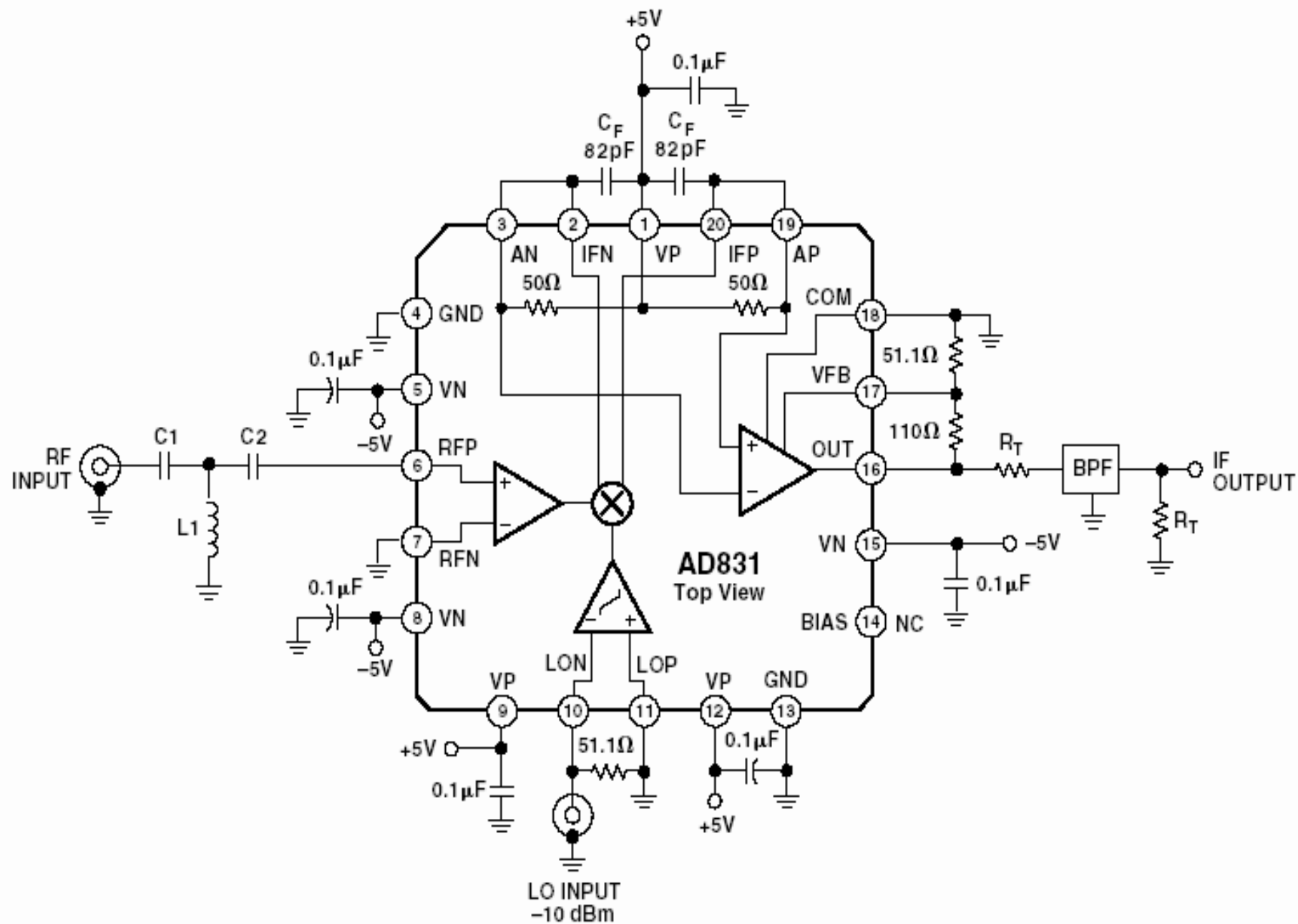


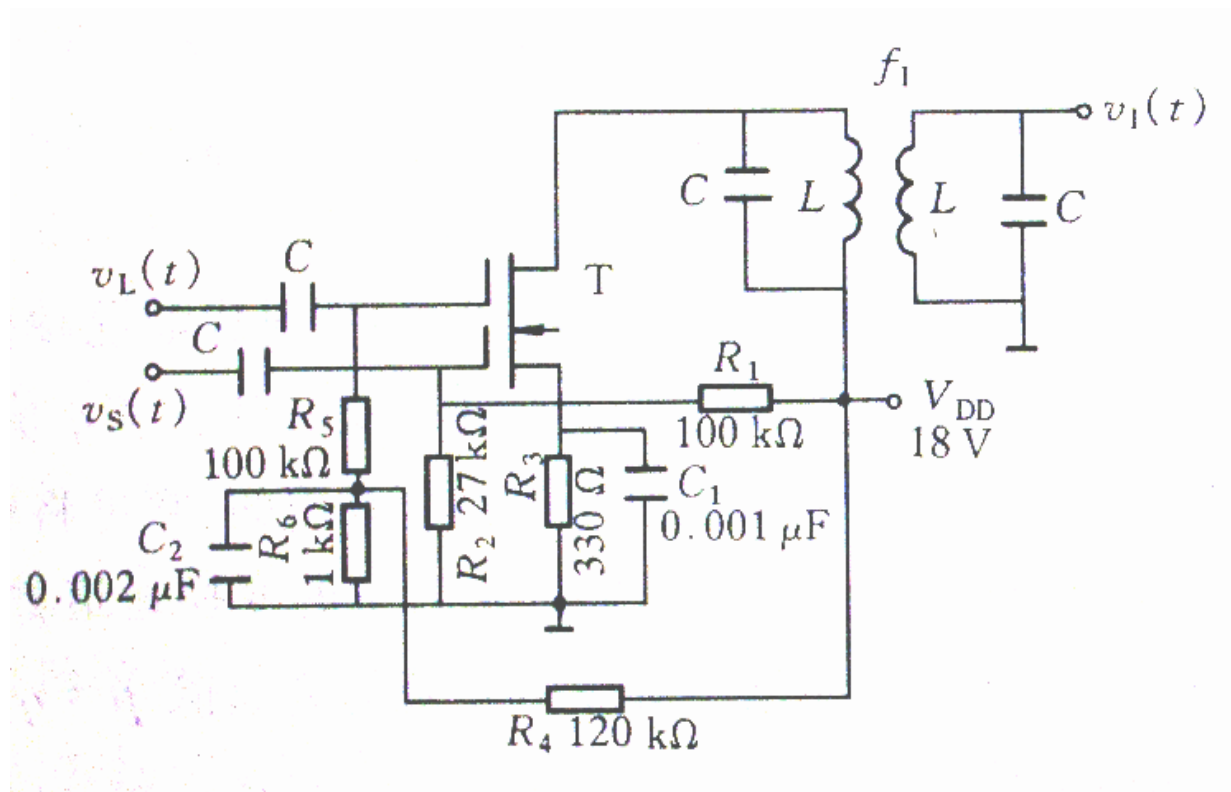
$$\begin{aligned} i &= K v_s v_L = K V_{sm} V_{Lm} \cos \omega_c t \cos \omega_L t \\ &= \frac{1}{2} K V_{sm} V_{Lm} \left[ \cos (\omega_L + \omega_c) t + \cos (\omega_L - \omega_c) t \right] \end{aligned}$$

总的来说，模拟乘法器混频具有以下优点：

- 混频输出电流频率较为纯净，可大大减少接收机中的寄生通道干扰。
- 对本振电压的幅度限制不很严格，一般说来，其大小只影响变频增益而不会引起信号失真。







双栅MOS混频电路



★ 混频失真  $f_c \approx \frac{p \pm 1}{q - p} f_I$  (有用信号)

● 干扰哨声 →

● 寄生通道干扰 →  $f_n = \frac{p}{q} f_L \pm \frac{f_I}{q} = \frac{p}{q} f_c + \frac{p \pm 1}{q} f_I$  (噪声)

(1) 中频干扰(Intermedia Frequency)

(2) 镜象频率干扰(Image Frequency)

● 中频方案: 低中频方案, 高中频方案

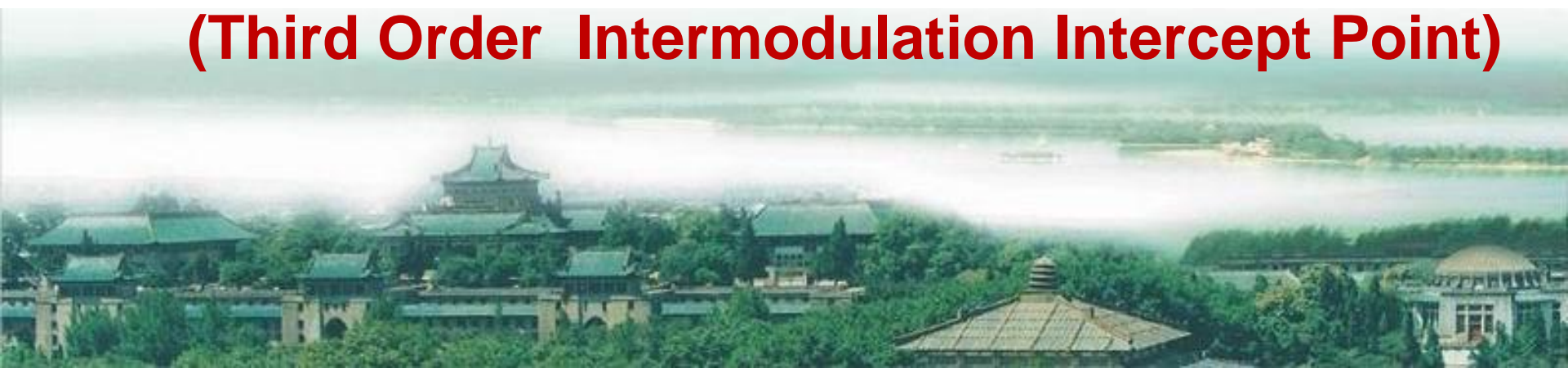
● 二次混频方案

● 交调干扰(Cross\_Modulation Distortion)

● 互调干扰(Inter\_modulation Distortion)

● 三阶互调失真截点

(Third Order Intermodulation Intercept Point)





# 1. 干扰哨声和寄生通道干扰

## (1) 干扰哨声

当混频器输入端作用着频率为  $f_c$  的有用信号时，一般情况下，混频器件输出电流中将出现由下列频率通式表示的众多组合频率分量：

$$f_{p, q} = |\pm pf_L \pm qf_c|$$

$$f_L - f_c = f_I \quad \text{有用的}$$

$$|\pm pf_L \pm qf_c| = f_I \pm F \quad \text{无用的}$$

式中， $F$ 为可听的音频频率，则在混频器中，输入信号除了通过 $p=q=1$ 的有用通道变换为中频信号以外，还可通过 $p$ 和 $q$ 满足上式的那些通道变换为接近于中频的寄生信号。它们都将顺利地通过中频放大器。这样，收听者就会在听到有用信号声音的同时还听到由检波器检出的差拍信号（频率为 $F$ ）所形成的哨叫声，故称这种干扰为混频器的**干扰哨声**。





$$qf_c - pf_L = f_I \pm F \quad \text{其中} \quad f_L - f_c = f_I$$

$$pf_L - qf_c = f_I \pm F$$

$$pf_L + qf_c = f_I \pm F \quad \text{无效的}$$

$$-pf_L - qf_c = f_I \pm F \quad \text{无效的}$$

将前两式合并，便可得到产生干扰哨声的输入有用信号频率为：

$$f_c = \frac{p \pm 1}{q - p} f_I \pm \frac{F}{q - p} \quad \text{一般 } f_I \gg F \quad f_c \approx \frac{p \pm 1}{q - p} f_I$$

(7-2-16)



上式表明，若 $p$ 和 $q$ 取不同的正整数，则会产生干扰哨声的输入有用信号频率有无限多个，并且其值均接近于 $f_i$ 的整数倍或分数倍。实际上，任何一部接收机的接收频段是有限的，例如，中波段广播收音机，它的接收频段为（535~1605）kHz。因此，其中只有落在接收频段内的才会产生干扰哨声。再则，由于组合频率分量电流的振幅总是随着 $(p+q)$ 的增加而迅速减小，因而，其中只有对应于 $p$ 和 $q$ 为较小值的输入有用信号才会产生明显的干扰哨声，而对于 $p$ 和 $q$ 为较大值产生的干扰哨声一般可忽略。由此可见，只要将产生最强干扰哨声的信号频率移到接收频段以外，就可大大减小干扰哨声的有害影响。例如，由式（7-2-16）可知，对应于 $p=0$ ， $q=1$ 的干扰哨声最强，相应的输入信号频率接近于中频，即 $f_c \approx f_i$ 。因此，为了避免这个最强的干扰哨声，接收机的中频总是选在接收频段以外。例如，上述中波段广播收音机，规定为465kHz。



## (2) 寄生通道干扰

若加到混频器输入端的频率为 $f_n$ 的干扰信号，则混频器件输出电流中将出现由下列频率通式表示的众多组合频率分量。

$$f_{p, q} = |\pm pf_L \pm qf_n|$$

$$|\pm pf_L \pm qf_n| = f_I$$

$$f_L - f_c = f_I \quad \text{有用的只有一下二式:}$$

$$pf_L - qf_n = f_I \quad qf_n - pf_L = f_I$$



将它们合并，就得到能形成寄生通道干扰的输入干扰信号频率为：

$$f_n = \frac{p}{q} f_L \pm \frac{f_I}{q} = \frac{p}{q} f_c + \frac{p \pm 1}{q} f_I \quad (7-2-18)$$

上式表明， $f_n$  对称地分布在  $pf_L/q$  的左右，并且与  $pf_L/q$  的间隔均为  $f_I/q$ 。当  $f_L$  一定，即接收机调谐于给定信号频率  $f_c$  时，混频器就能为频率满足上式的干扰信号提供寄生通道，将它变换为中频。理论上，能够形成寄生通道干扰的  $f_n$  有无限多个。实际上，只有对应于  $p$  和  $q$  值较小的干扰信号才会形成较强的寄生通道干扰。而对应于  $p$  和  $q$  较大的寄生通道干扰一般可忽略不计。

可以求得两个形成最强寄生通道干扰的频率。一个是对应于  $p=0$ ， $q=1$  的寄生通道，相应的，故称为**中频干扰**。对于这种干扰信号，混频器实际上起到了中频放大器的作用，具有比有用信号更强的传输能力。另一个是对应于  $p=1$ ， $q=1$  的寄生通道，相应的  $f_n$  用  $f_K$  表示，其值为

$$f_K = f_L + f_I = f_c + 2f_I$$



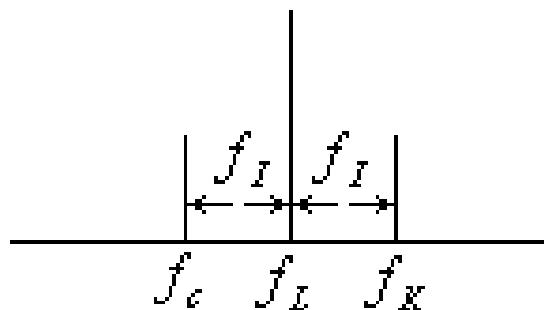


图7-2-13 镜像频率干扰示意图

如果将  $f_L$  想象为一面镜像，则  $f_K$  就是  $f_c$  的镜像，如图7-2-13所示，故称为**镜像频率干扰或对象频率干扰**。对于这种干扰信号，它所通过的寄生通道具有与有用通道相同的 $p$ 和 $q$ 值（ $p=q=1$ ），因而具有与有用通道相同的变换能力。

可见，如果上述两种干扰信号能够加到混频器的输入端，混频器就能有效地将它们变换为中频。因而，要对抗这两种干扰信号，就必须在混频器前将它们抑制掉。鉴于它们的危害性，接收机的性能指标中一般都要列出对它们抑制的要求。



$$f_c = \frac{q}{p} f_n - \frac{p \pm 1}{p} f_I$$

当  $f_n$  一定时，接收机能够在哪些  $f_c$  上收听到该干扰信号的声音。例如，当混频器输入端作用  $f_n = 1000\text{kHz}$  的干扰信号时，由上式求得接收机能构在 **1070kHz** ( $p=1, q=2$ ) 和 **767.5kHz** ( $p=2, q=2$ ) 等频率刻度上收听到这个干扰信号的声音。



### (3) 小结

通过上述讨论可知：

**干扰哨声**是由频率满足式 (7-2-16) 的输入有用信号产生的。而**寄生通道干扰**则是由频率满足式 (7-2-18) 的输入干扰信号产生的，它们都是混频器中特有的干扰现象。

要消除干扰哨声，就必须将产生较强干扰哨声的信号频率移到接收频段以外，其中接近于中频的信号所产生的干扰哨声最强，因而，首先必须将中频移到接收频段以外。

要克服寄生通道干扰的影响，就必须加大寄生通道干扰信号与有用输入信号之间的频率间隔，以便混频器前滤波器将寄生通道干扰信号滤除，不让它们加到混频器输入端。

**中频干扰是最强的寄生通道干扰**，为了消除它，与干扰哨声一样，中频应选在接收频段以外，且远离接收频段。



镜像频率干扰是另一个强寄生通道干扰，鉴于它与有用信号之间的频率间隔为中频的二倍，可以采用两种措施来消除它：一是高中频方案，另一是二次混频结构。现分述如下：

中频有两种选择方案，一是将中频选在低于接收频段的范围内，称为**低中频方案**，这是通常采用的一种方案。在这种方案中，由于中频低，中频放大器容易实现高增益和高选择性，

另一种是将中频选在高于接收频段的范围内，称为**高中频方案**。例如，在短波通信接收机中，接收频段为（2~30）MHz，中频选在70MHz附近。显然，采用这种方案时，中频很高，镜像频率干扰的频率远高于有用信号频率，混频前的滤波电路容易将它滤除。



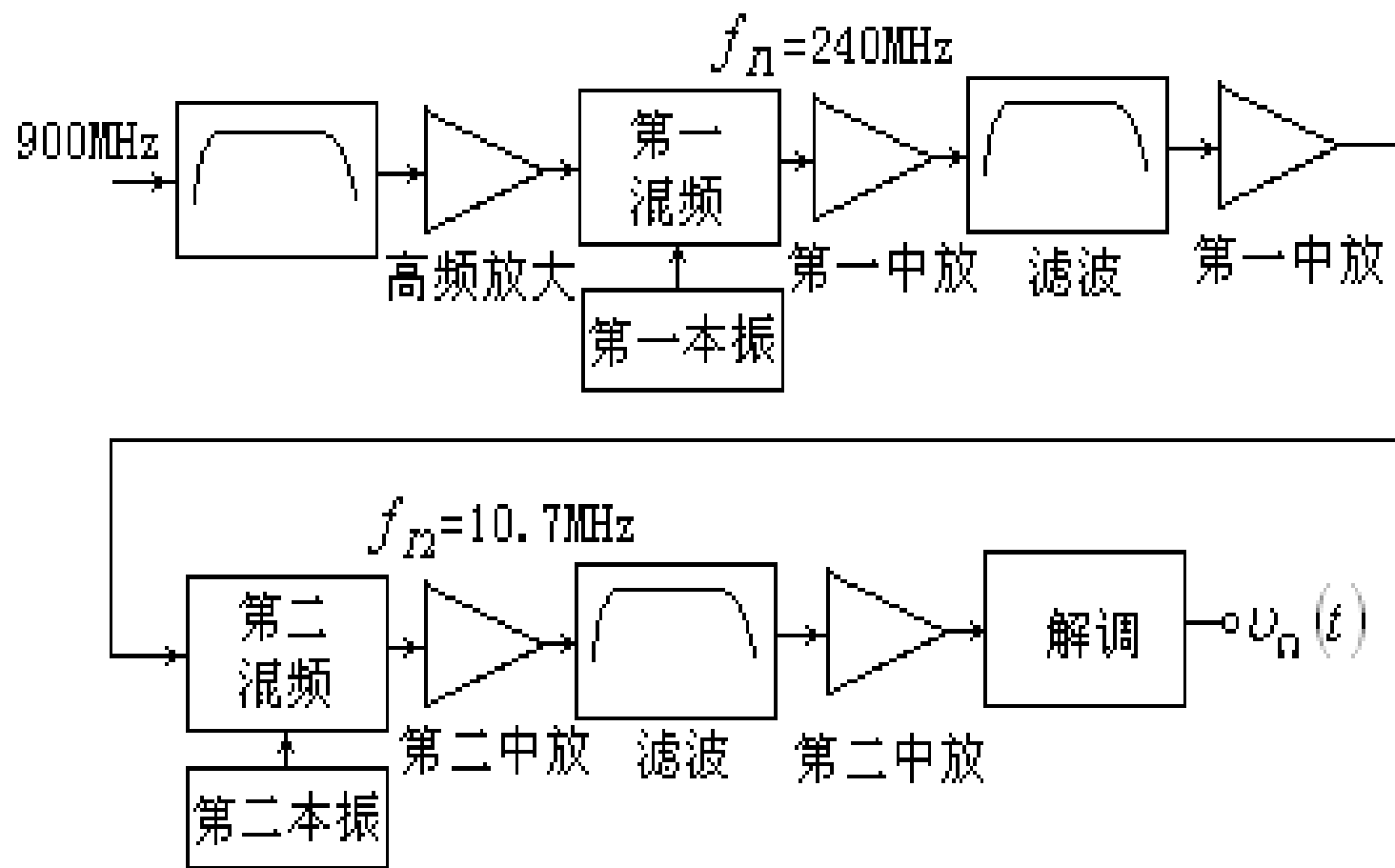


图 7-2-14 二次混频接收机组成方框图





## 2. 交调失真和互调失真

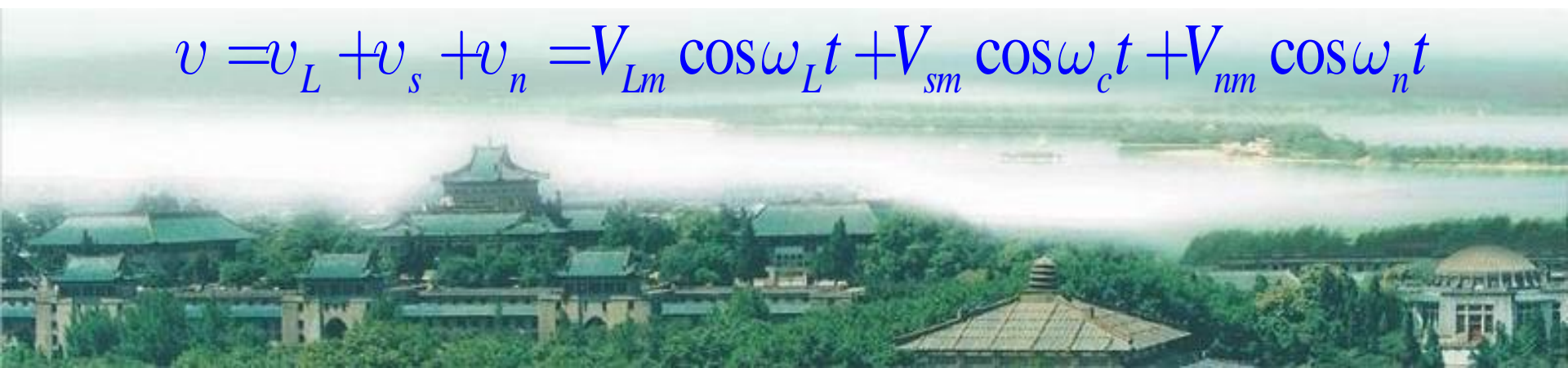
交调失真和互调失真不仅会在混频器中产生，也会在中频放大器中产生。下面将以混频器为例讨论它们的表现形式及其成因。

### (1) 交调失真

当混频器输入端同时作用着有用信号 $u_s$ 和干扰信号 $u_n$ 时，混频器除了对某些特定频率的干扰形成寄生通道干扰外，还会对任意频率的干扰信号产生交叉调制失真。若设混频器件在静态工作点上展开的伏安特性为：

$$i = f(v) = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + a_4 v^4 + \dots$$

$$v = v_L + v_s + v_n = V_{Lm} \cos \omega_L t + V_{sm} \cos \omega_c t + V_{nm} \cos \omega_n t$$





$u$ 的二次方项（展开式中  $2a_1u_Lu_s$ ）、四次方项（展开式中的  $4a_4v_L^3v_s + 4a_4v_Lv_s^3 + 12a_4v_Lv_sv_n^2$ ）及更高偶次方项均会产生中频电流分量，其中  $12a_4v_Lv_sv_n^2$  产生的中频电流分量振幅为  $3a_4V_{Lm}V_{sm}V_{nm}^2$ ，其值与  $V_{nm}$  有关。这就表明，该电流分量振幅中含有干扰信号的包络变化。换句话说，这种失真是将干扰信号的包络交叉地转移到输出中频信号上去的一种非线性失真，故将它称为**交叉调制失真**，简称**交调失真**。

交调失真这种现象就是当接收机调谐在有用信号的频率上时，干扰电台的调制信号听得清楚；而当接收机对有用信号频率失谐时，干扰电台调制信号的可听度减弱，并随着有用信号的消失而完全消失。换句话说，就好像干扰电台的调制信号转移到了有用信号的载波上。



## (2) 互调失真

当混频器输入端同时作用着两个干扰信号 $u_{n1}$ 和 $u_{n2}$ 时，混频器还可能产生互相调制失真。令

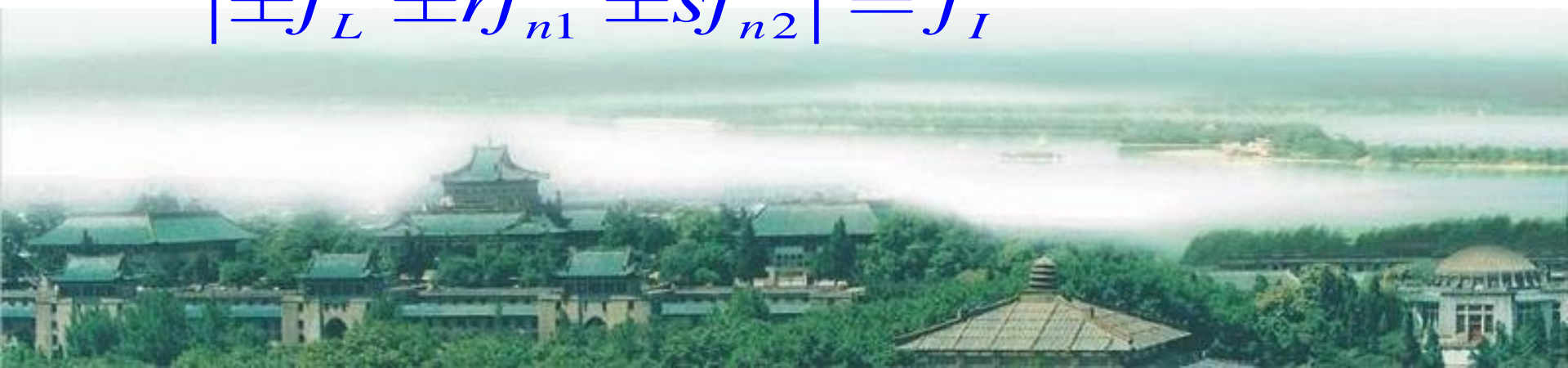
$$\begin{aligned} v &= v_L + v_s + v_{n1} + v_{n2} \\ &= V_{Lm} \cos \omega_L t + V_{sm} \cos \omega_c t + V_{n1m} \cos \omega_{n1} t + V_{n2m} \cos \omega_{n2} t \end{aligned}$$

则 $i$ 中将包含频率由下列通式表示的组合频率分量

$$f_{p,q,r,s} = |\pm p f_L \pm q f_c \pm r f_{n1} \pm s f_{n2}|$$

其中，除了  $f_L - f_c = f_I$  ( $p = q = 1, r = s = 0$ ) 的有用中频分量外，还可能在某些特定的 $r$ 和 $s$ 值上存在着

$$|\pm f_L \pm r f_{n1} \pm s f_{n2}| = f_I$$



的寄生中频分量，引起混频器输出中频信号失真。通常将这种失真称为**互相调制失真**，简称**互调失真**。显然， $V_{n1m}$ 和 $V_{n2m}$ 一定时， $r$ 和 $s$ 值越小，相应产生的寄生中频电流分量振幅就越大，因而，互调失真也就越严重。其中，若 $f_{n1}$ 、 $f_{n2}$ 两个干扰信号的频率、十分靠近有用信号频率，则在 $r$ 和 $s$ 为小值时（ $r=1$ ， $s=2$ 或 $r=2$ ， $s=1$ ）的组合频率分量的频率有可能趋近于 $f_I$ ，即：

$$f_L - (2f_{n1} - f_{n2}) \approx f_I \quad \text{or} \quad f_L - (2f_{n2} - f_{n1}) \approx f_I$$

$$2f_{n1} - f_{n2} \approx f_c \quad \text{or} \quad 2f_{n2} - f_{n1} \approx f_c$$

因而这种互调失真最严重。由于 $r+s=3$ ，故将这种失真称为三阶互调失真，它是由 $u$ 四次方项中的 $12a_4v_Lv_{n1}^2v_{n2}$ 或 $12a_4v_Lv_{n1}v_{n2}^2$ 产生的。当 $V_{n1m}=V_{n2m}=V_{nm}$ 时，它们的幅度均为：

$$\frac{3}{2}a_4V_{Lm}V_{nm}^3$$



### (3) 三阶互调失真截点

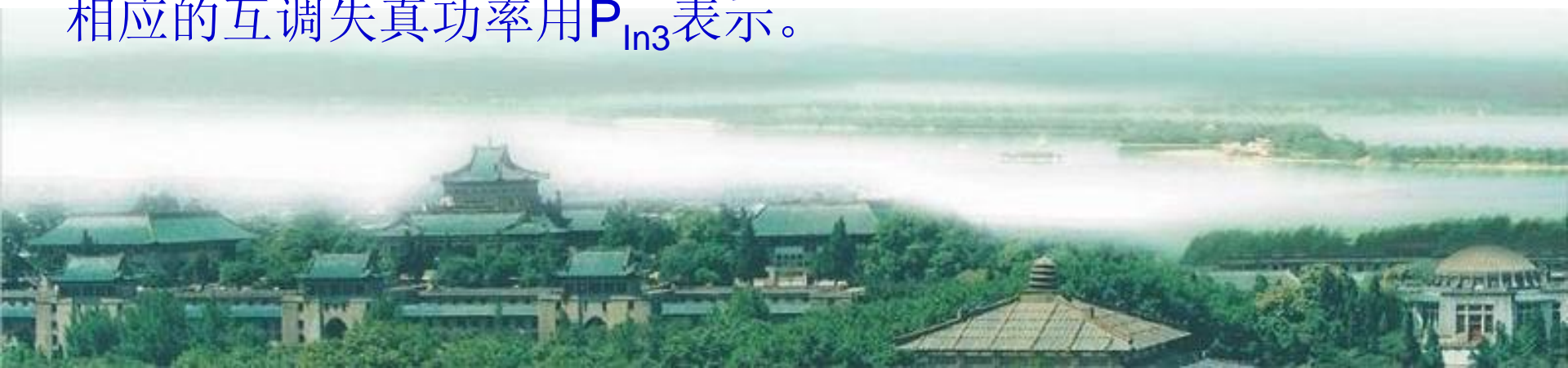
在接收机中，天线上感生众多干扰信号，它们的强度往往远大于有用信号强度，而产生三阶互调失真的干扰信号频率又都十分靠近有用信号频率，混频前滤波器不能有效地予以滤除，它们几乎全部加到混频器输入端，产生三阶互调失真。这样，收听者收听到的有用信号必将处在强干扰背景下，严重影响收听质量，因此，与交调失真和其它非线性失真比较，三阶互调失真的危害最严重，往往将允许的最大三阶互调失真作为混频器（或高频放大器）的重要性能指标，且将它对应的最大输入干扰强度作为动态范围的上限。



鉴于由有用输入信号产生的中频电流分量幅度为 $a_2 V_{Lm} V_{sm} / 2$ （由伏安特性二次方项产生的），它与 $V_{sm}$ 成正比，而三阶互调失真分量的幅度与输入干扰信号幅度 $V_{nm}$ 的三次方成正比。

如果用分贝数表示，则输出中频功率分贝数与输入信号功率分贝数呈线性关系（ $P_s$ 增加10dB，相应的 $P_i$ 也增加10dB），直到1dB压缩点，以后就逐步趋于平坦。

而输出三阶互调失真功率分贝数 $P_{in}$ 与输入干扰功率分贝数 $P_n$ 成三倍的关系（ $P_n$ 增加10dB，相应的 $P_{in}$ 增加30dB），或者说，它的斜率为前一特性斜率的三倍，如图7-2-15所示，图中，横坐标为输入功率分贝数（信号功率或干扰功率）。通常将中频功率的延长线与三阶互调失真功率线的交点称为三阶互调截点，相应的互调失真功率用 $P_{in3}$ 表示。





输出功率/dBm  $P_I, P_{In}$

$$f_{p,q,r,s} = |\pm pf_L \pm qf_c \pm rf_{n1} \pm sf_{n2}|$$

$$|\pm f_L \pm rf_{n1} \pm sf_{n2}| = f_I$$

由于  $r+s=3$ , 故将这种失真称为三阶互调失真。通常将中频功率的延长线与三阶互调失真功率线的交点称为三阶互调截点, 相应的互调失真功率用  $P_{In3}$  表示

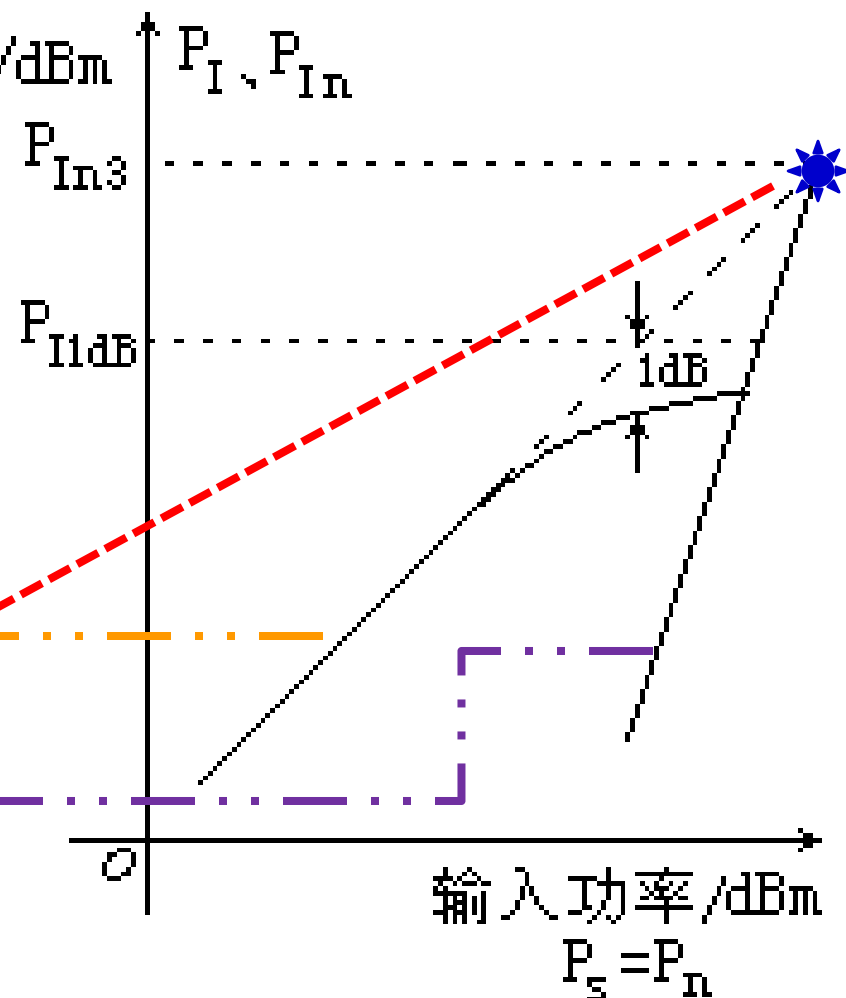


图 7-2-15  $P_{I1dB}$  和  $P_{In3}$  的含义

解：已知 $P_{I1dB}$ ，因而 $P_{In3} = P_{I1dB} + (10 \sim 15) \text{ dBm} = (20 \sim 25) \text{ dBm}$ ，现取 $P_{In3} = 25 \text{ dBm}$ ，则对应的输入干扰功率为 $15 \text{ dBm}$ ，如图7-2-16所示。当 $P_n = -20 \text{ dBm}$ ，即自 $15 \text{ dBm}$ 下降 $35 \text{ dBm}$ 时，相应的 $P_{In}$ 自 $P_{In3}$ 下降 $105 \text{ dBm}$ ，即为 $-80 \text{ dBm}$ 。

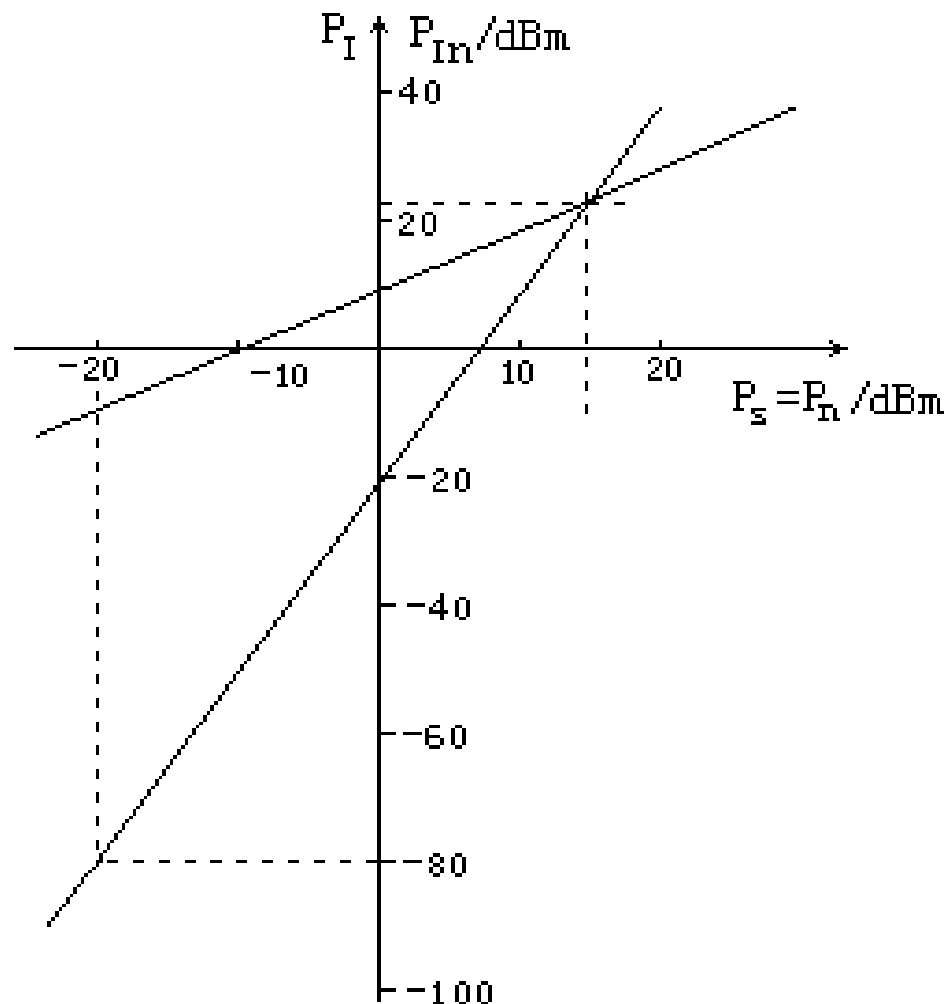


图 7-2-16 例题特性

# 振幅调制电路

## ★高电平调幅电路(High Level AM Circuit)

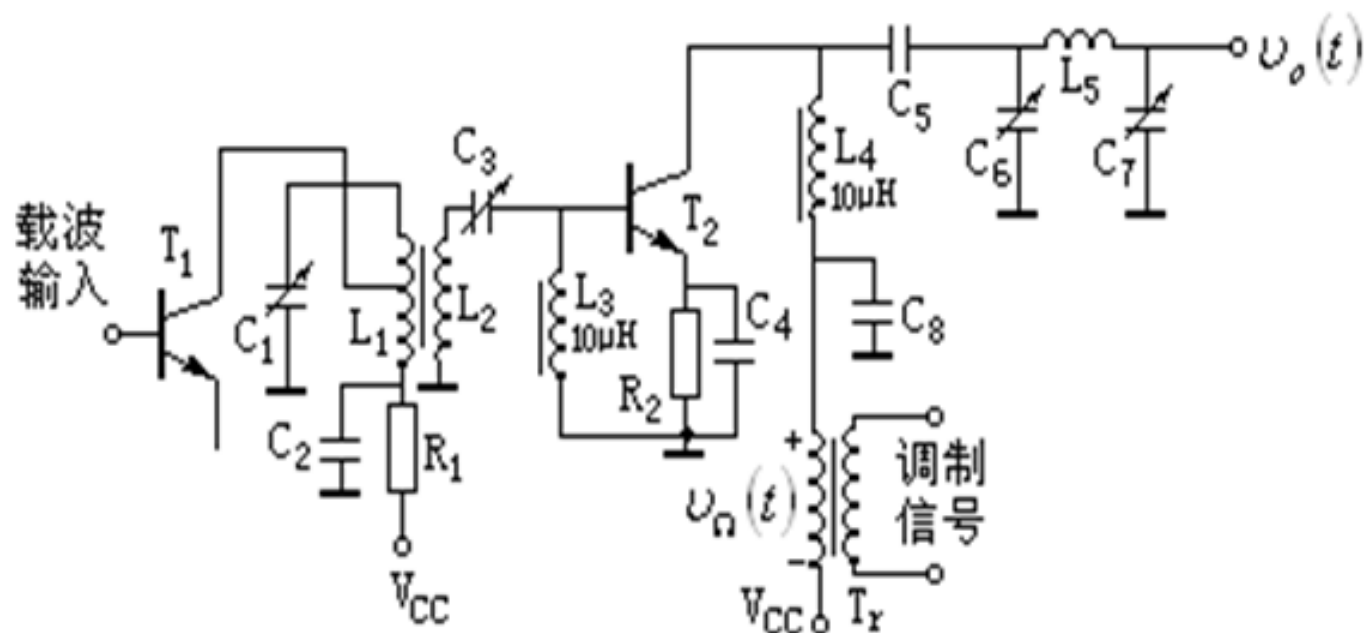
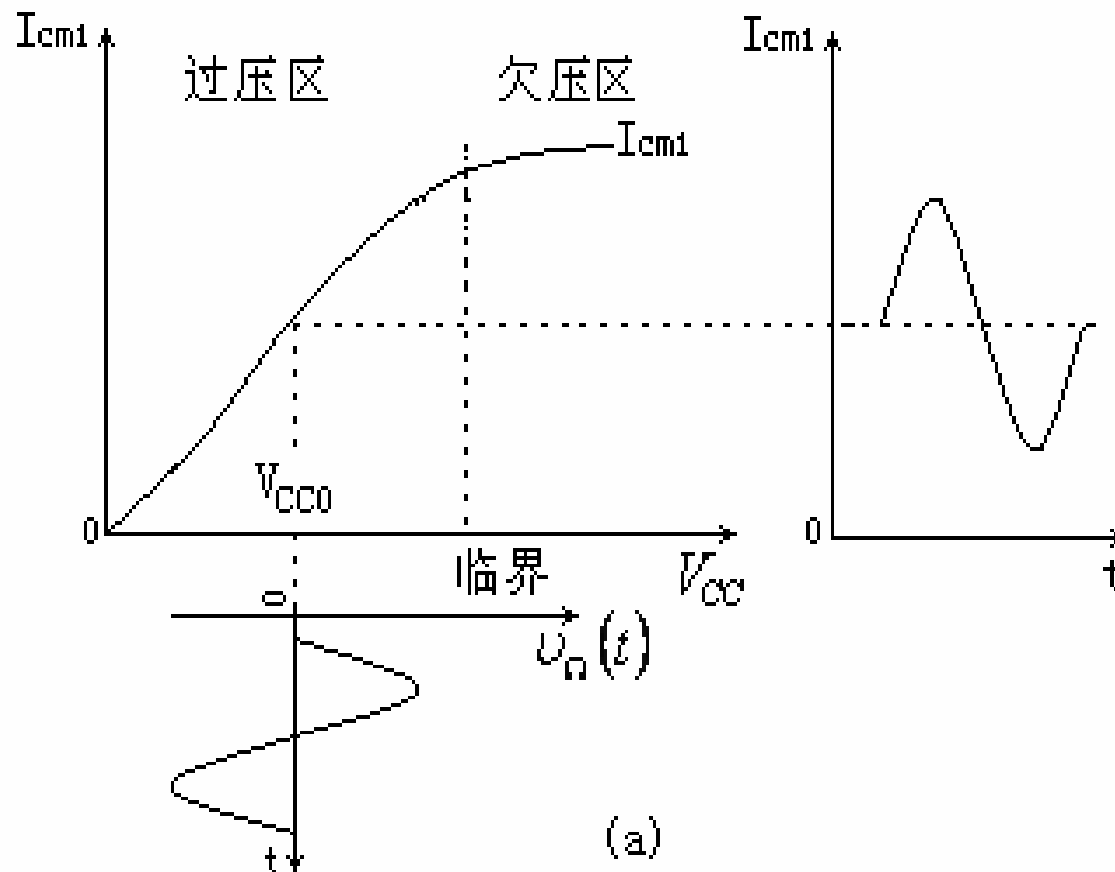


图 7-1-10 集电极调幅电路



$$V_{CC}(t) = V_{CC0} + v_{\Omega}(t) = V_{CC0} + V_{\Omega m} \cos \Omega t$$



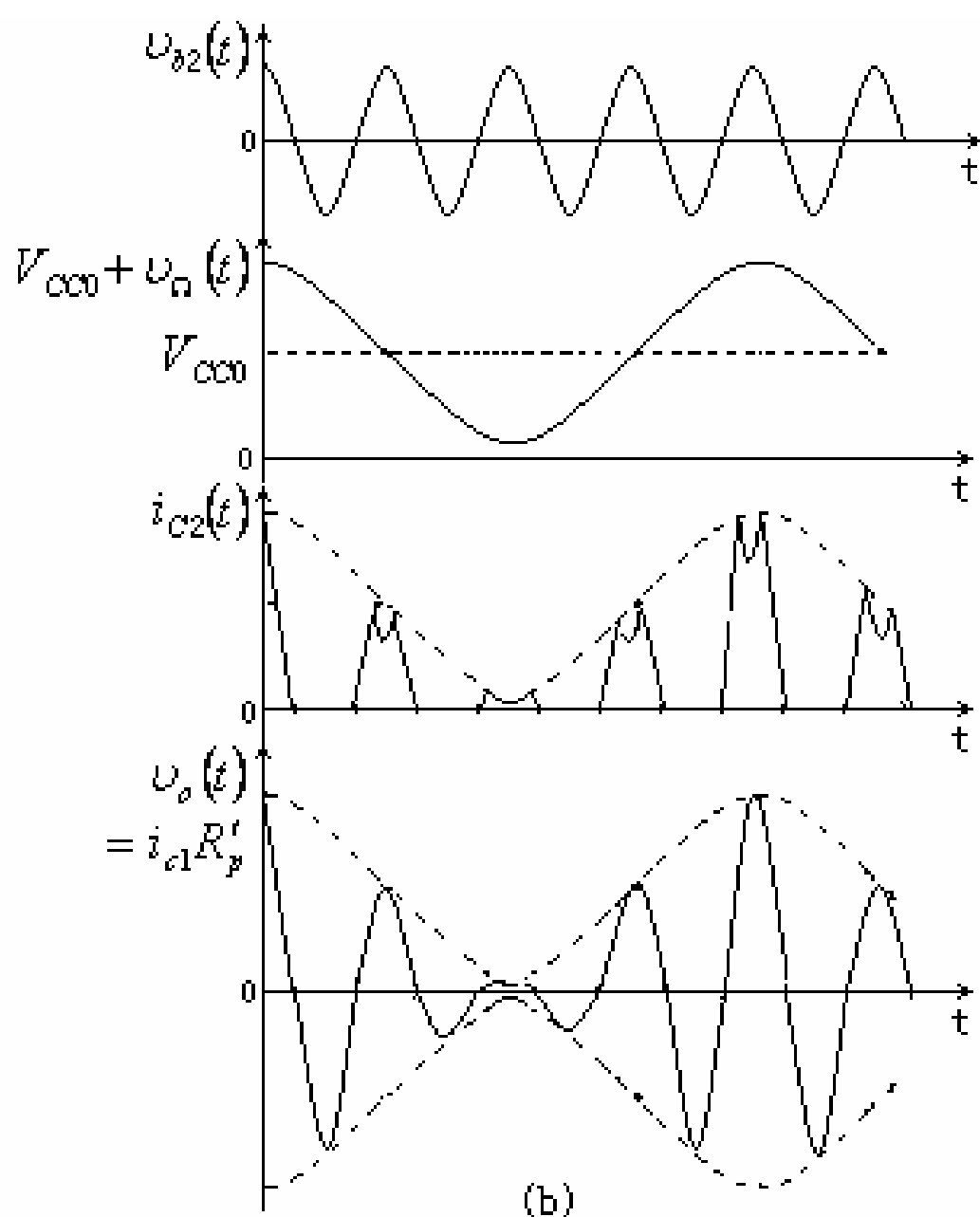


图 7-1-11 集电极的调制特性曲线和波形

(a) 集电极的静态调制特性；(b) 调制级各对应点的波形图



$$V_{BB}(t) = V_{BB0} + v_{\Omega}(t) = V_{BB0} + V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

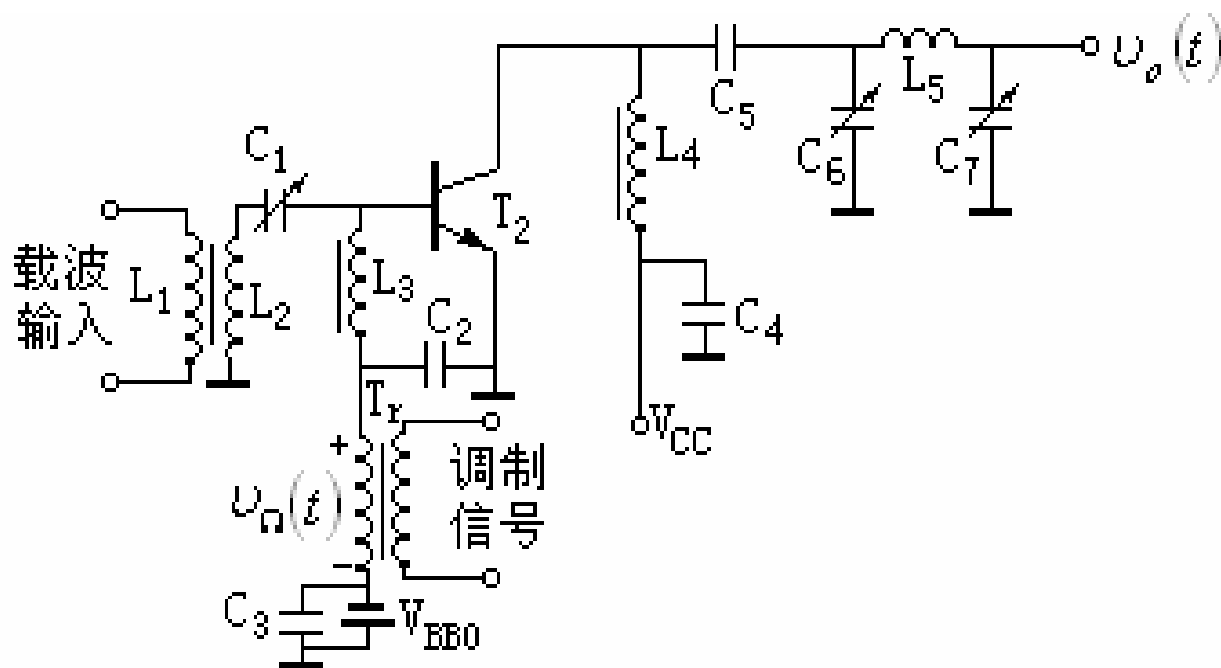


图 7-1-12 基极调幅电路



## ★低电平调幅电路(Low Level AM Circuit)

(1)二极管电路。用单二极管电路和平衡二极管电路作为调制电路，都可以完成AM信号的产生，图 7-1-13 (a) 为单二极管调制电路。当 $V_{cm} \gg V_{\Omega m}$ 时：

$$i_D = \frac{g_D}{\pi} V_{cm} + \frac{g_D}{2} V_{\Omega m} \cos \Omega t + \frac{g_D}{2} V_{cm} \cos \omega_c t \\ + \frac{g_D}{\pi} V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t + \frac{g_D}{\pi} V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \dots$$

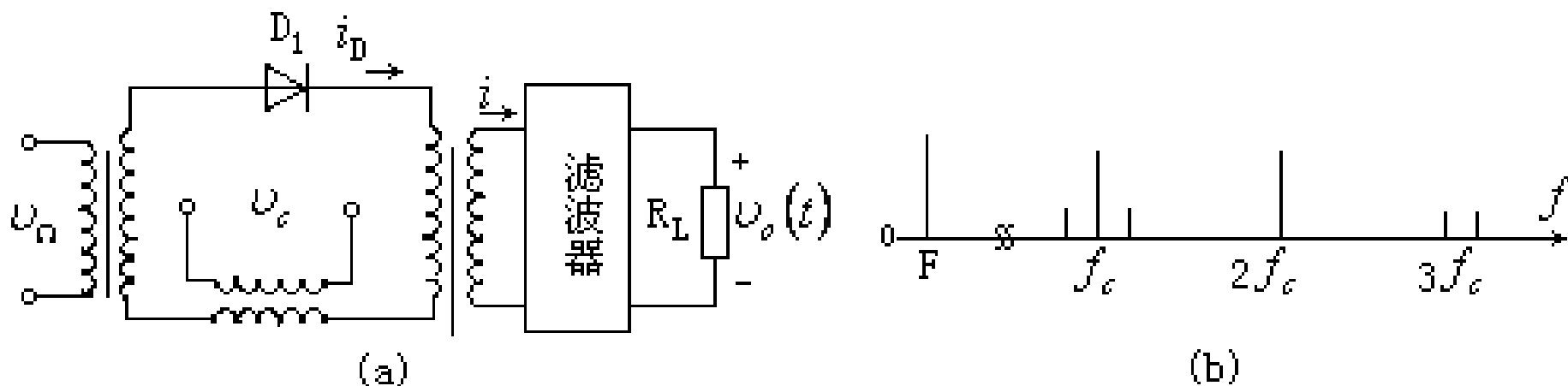


图 7-1-13 单二极管调制电路及频谱

(a) 单二极管调制电路；(b) 相应的频谱图

(2) 利用模拟乘法器产生普通调幅波。模拟乘法器是以差分放大器为核心构成的。

$$i = \left( I_0 + \frac{v_2}{R_e} \right) th \left( \frac{v_1}{2V_T} \right)$$

$$i = \left( I_0 + \frac{V_{\Omega m}}{R_e} \cos \Omega t \right) th \left( \frac{V_{cm}}{2V_T} \cos \omega_c t \right) =$$

$$I_0 (1 + m \cos \Omega t) [ \beta_1(x) \cos \omega_c t + \beta_3(x) \cos 3\omega_c t + \beta_5(x) \cos 5\omega_c t + \cdots ]$$

$$m = I_{\Omega m} / I_0 ; I_{\Omega m} = V_{\Omega m} / R_e ; x = V_{cm} / V_T$$

$$v_o = I_0 R_L \beta_1(x) (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

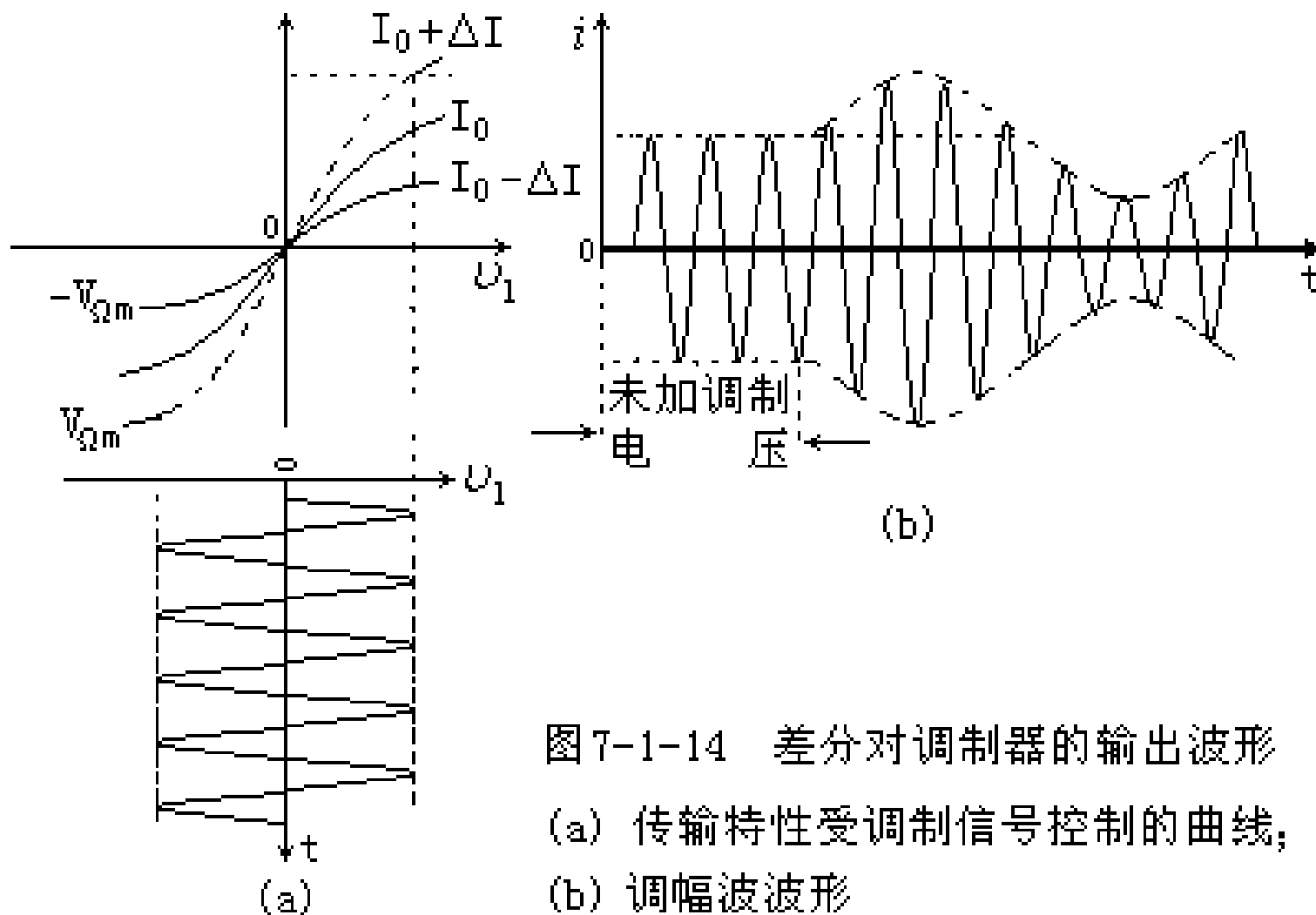
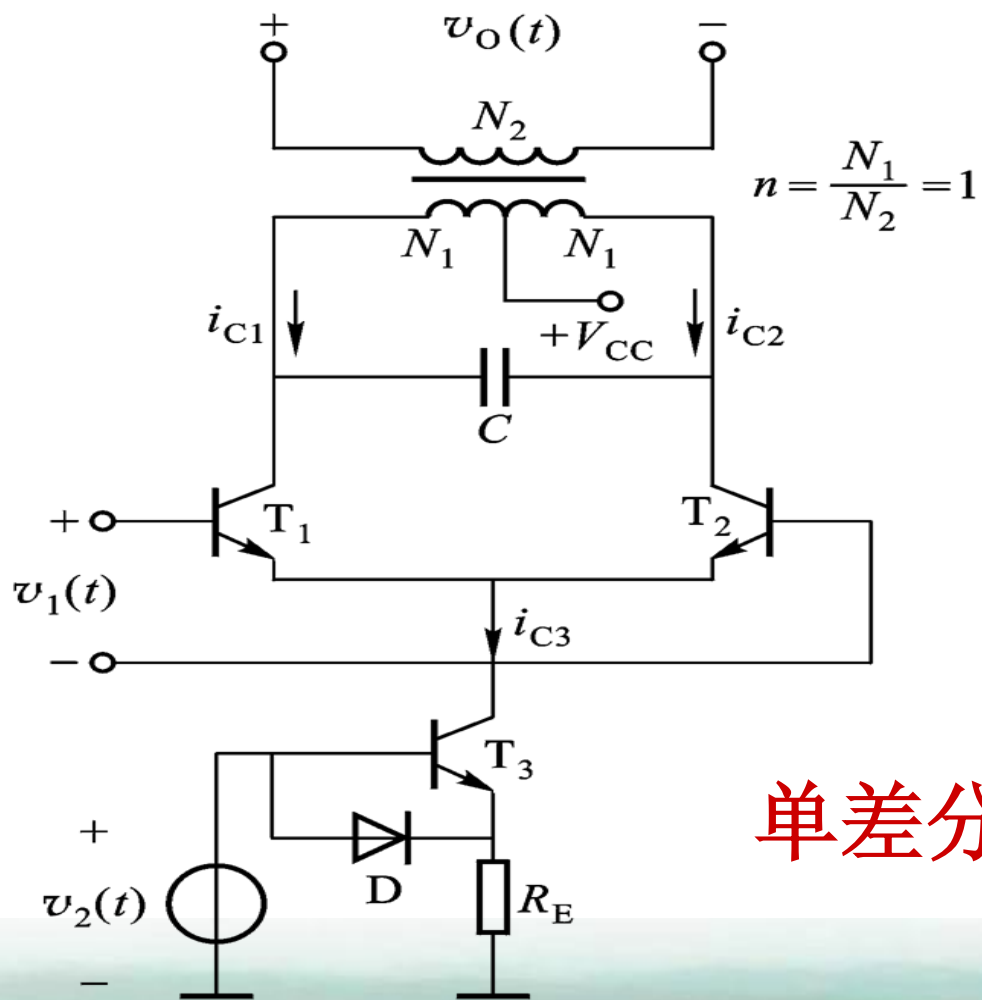


图7-1-14 差分对调制器的输出波形  
 (a) 传输特性受调制信号控制的曲线;  
 (b) 调幅波波形





$$v_1 = v_C = V_{cm} \cos \omega_C t$$

$$v_2 = v_{\Omega} = V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

$$i = i_{c1} - i_{c2} = \frac{v_{\Omega}}{R_E} \operatorname{th} \frac{q v_C}{2kT}$$

## 单差分对DSB调制器



点击演示



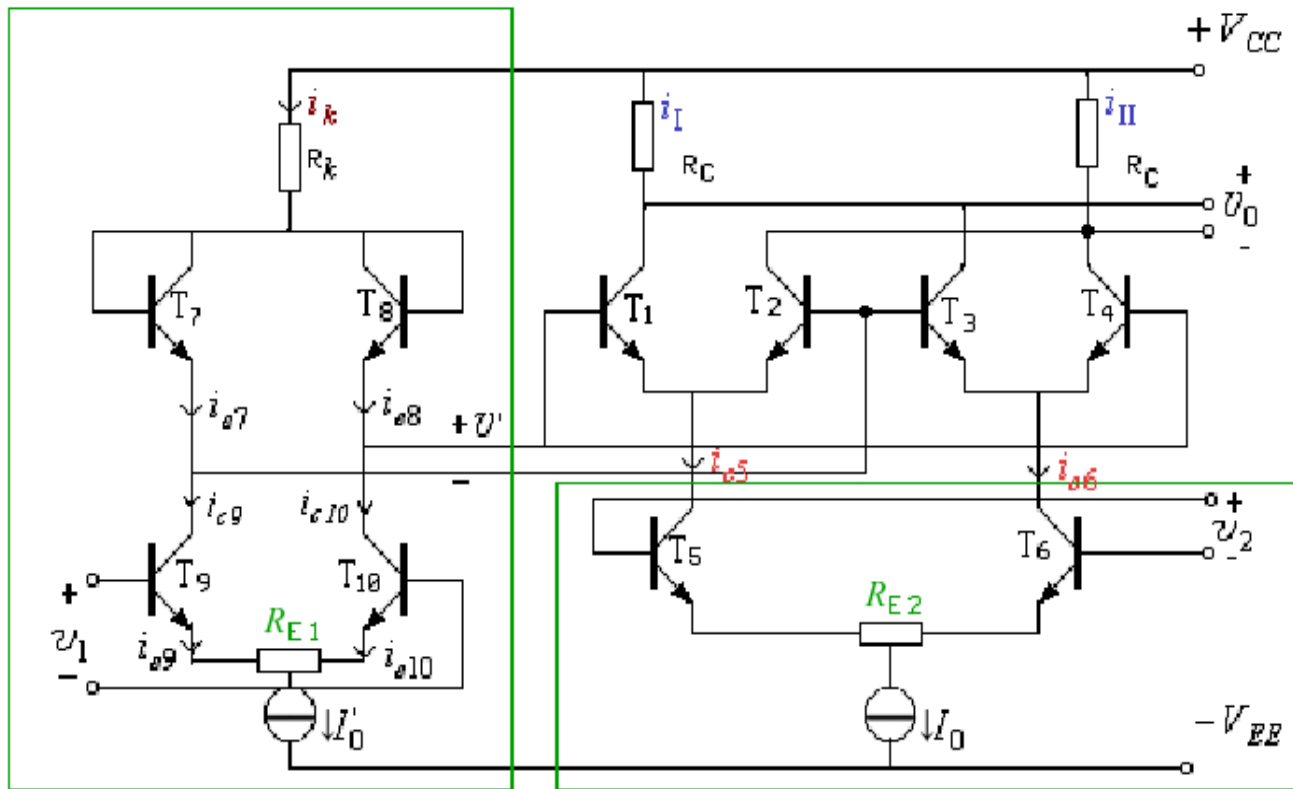
- ◇当  $V_{cm} < 26\text{mV}$ ,  $i \propto v_{\Omega} v_C$ , 实现理想DSB波
- ◇当  $26\text{m} < V_{cm} < 260\text{mV}$ ,  $i$  频谱含有  $\omega_C \pm \Omega, 3\omega_C \pm \Omega \dots$   
经  $LC$  带通滤波中心频率为  $\omega_C$   
 $BW = 2\Omega$  实现不失真DSB波。
- ◇  $V_{cm} \geq 260\text{mV}$ ,  $\text{th} \frac{qv_C}{2kT} \approx K_2(\omega_c t)$ , 同样实现不失真的DSB波





$$i = i_{\text{I}} - i_{\text{II}} = I_0 \text{th} \frac{qV_{\text{C}}}{2kT} \text{th} \frac{qV_{\text{B}}}{2kT}$$

## 双差分对DSB调制器



$$v_1 = v_C = V_{cm} \cos \omega_c t$$

$$v_2 = v_\Omega = V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

$$v_{DSB} = A_M v_C v_\Omega = \frac{4R_C}{I_0' R_{E1} R_{E2}} v_C v_\Omega$$

三差分对DSB调制器

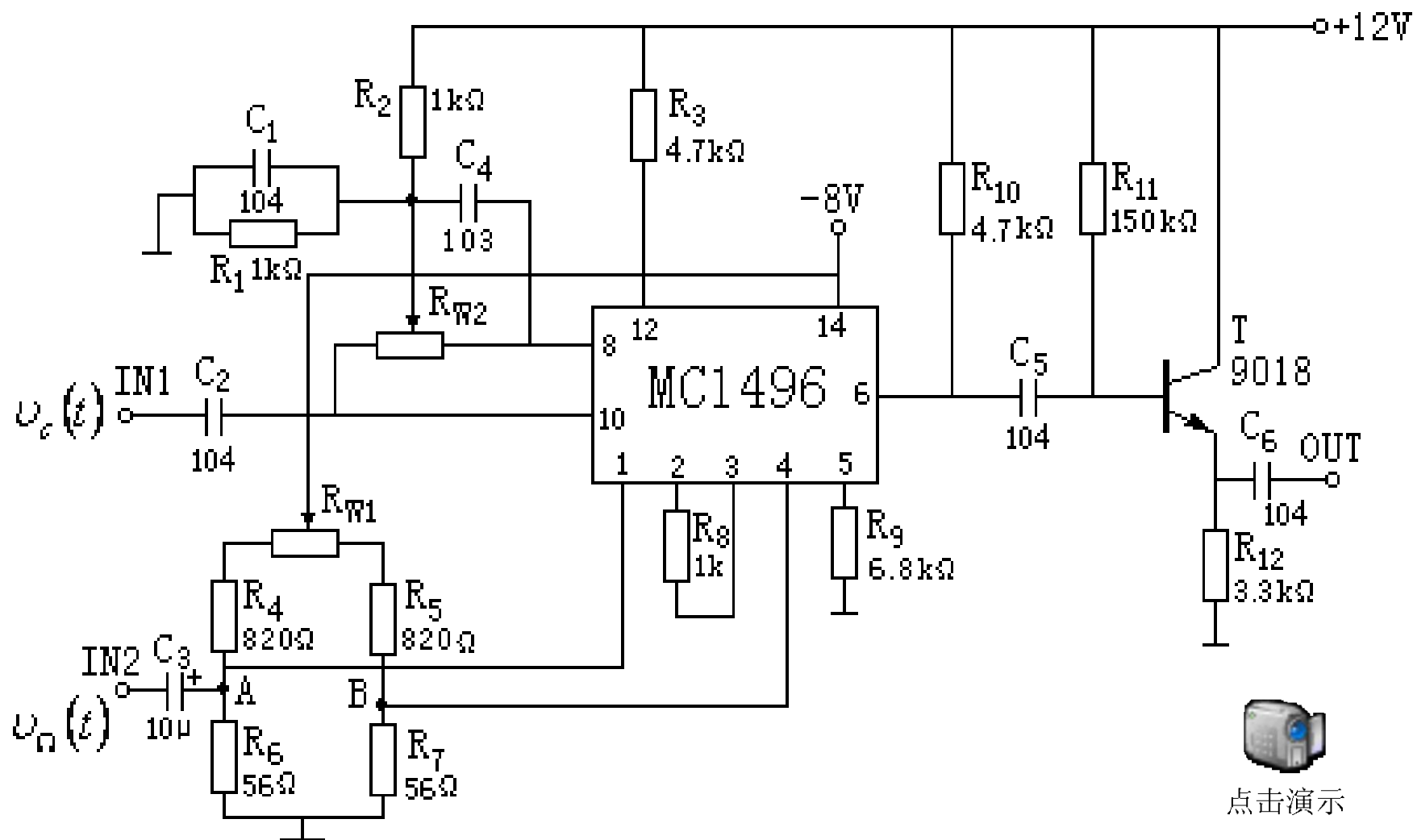
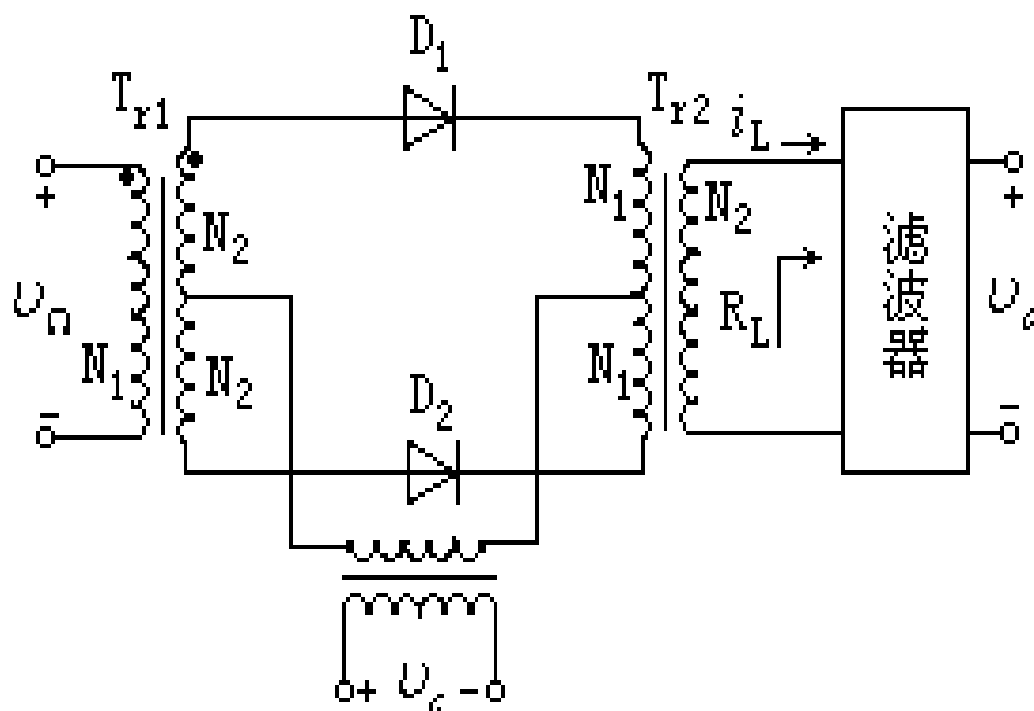


图 7-1-15 利用模拟乘法器产生 AM 信号

# ★ DSB调制器

## 1.二极管DSB调制器

### ①二极管平衡DSB调制器



$$V_{cm} > V_{D(on)}$$

$$V_{cm} > V_{\Omega m}$$



点击演示

图 7-1-16 二极管平衡调制电路



$$\begin{aligned}
i_L &= 2g_D K_1(\omega_c t) v_{\Omega} = \\
&g_D V_{\Omega} \cos \Omega t + \frac{2}{\pi} g_D V_{\Omega} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{2}{\pi} g_D V_{\Omega} \cos(\omega_c - \Omega)t \\
&\quad - \frac{2}{3\pi} g_D V_{\Omega} \cos(3\omega_c + \Omega)t + \frac{2}{3\pi} g_D V_{\Omega} \cos(3\omega_c - \Omega)t + \dots \\
v_o(t) &= R_L \frac{2}{\pi} g_D V_{\Omega m} \cos(\omega_c + \Omega)t + R_L \frac{2}{\pi} g_D V_{\Omega m} \cos(\omega_c - \Omega)t \\
&= 4V_{\Omega m} \frac{R_L g_D}{\pi} \cos \Omega t \cos \omega_c t
\end{aligned}$$



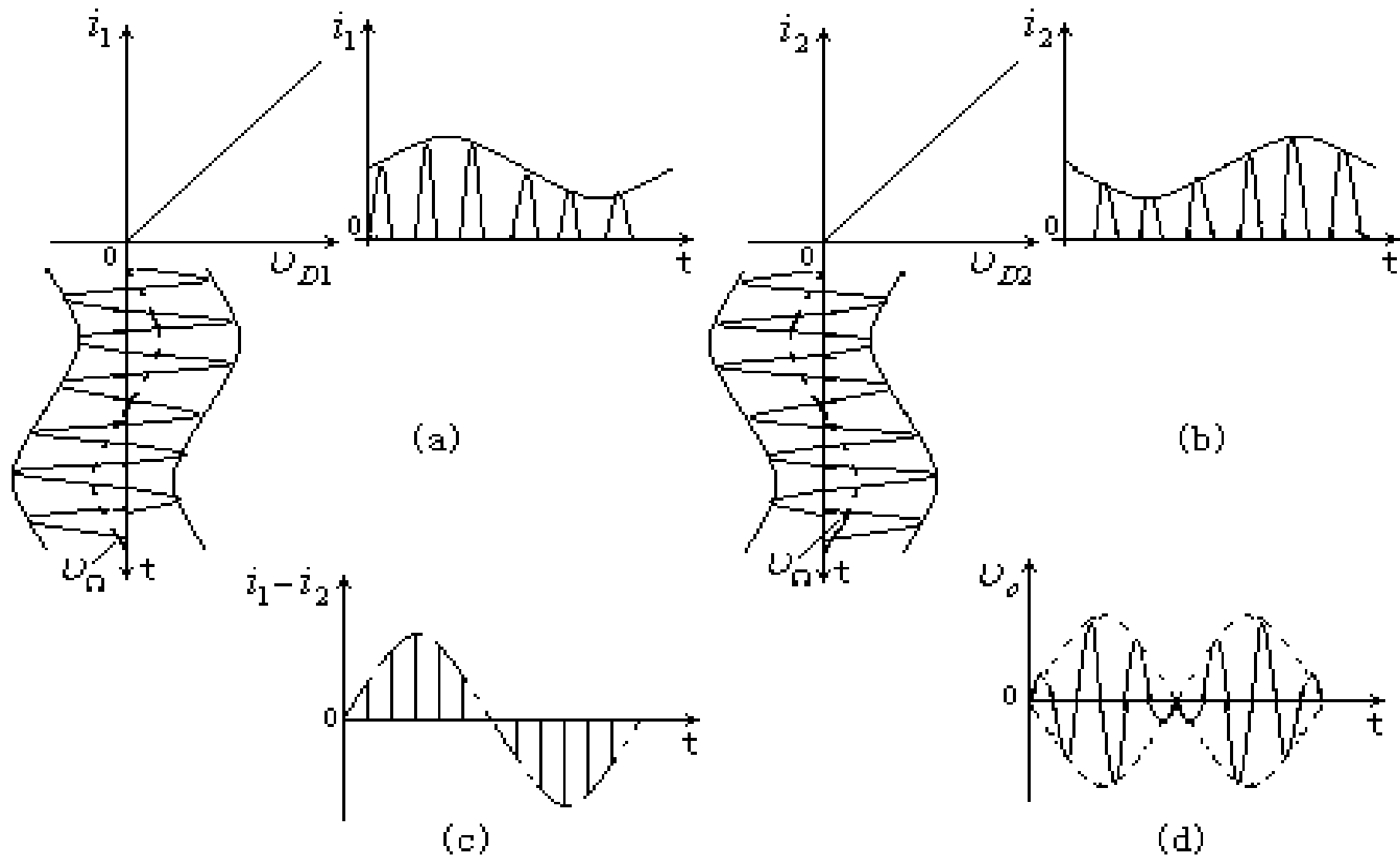


图 7-1-17 二极管平衡调制器波形

(a) 通过  $D_1$  的电流波形; (b) 通过  $D_2$  的电流波形;  
 (c)  $i_1 - i_2$  的电流波形; (d) 输出的调制波形

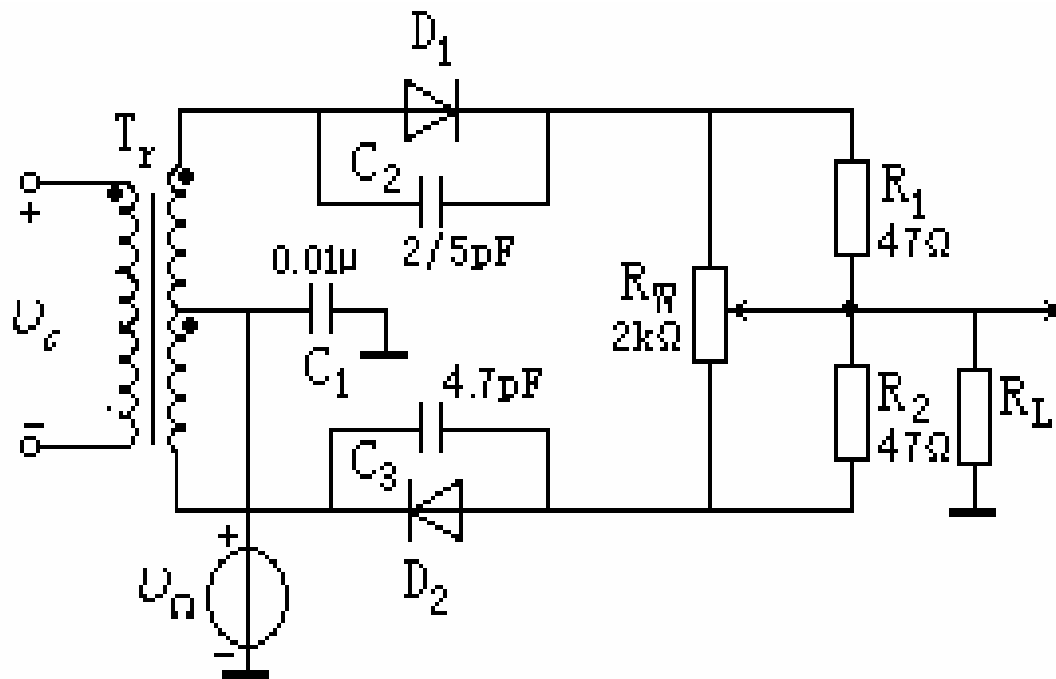


图 7-1-18 平衡调制器的一种实际线路

\*对平衡调制器的主要要求是调制线性好，载漏小（输出端的残留载波电压要小，一般应比有用边带信号低20dB以上），同时希望调制效率高及阻抗匹配等。

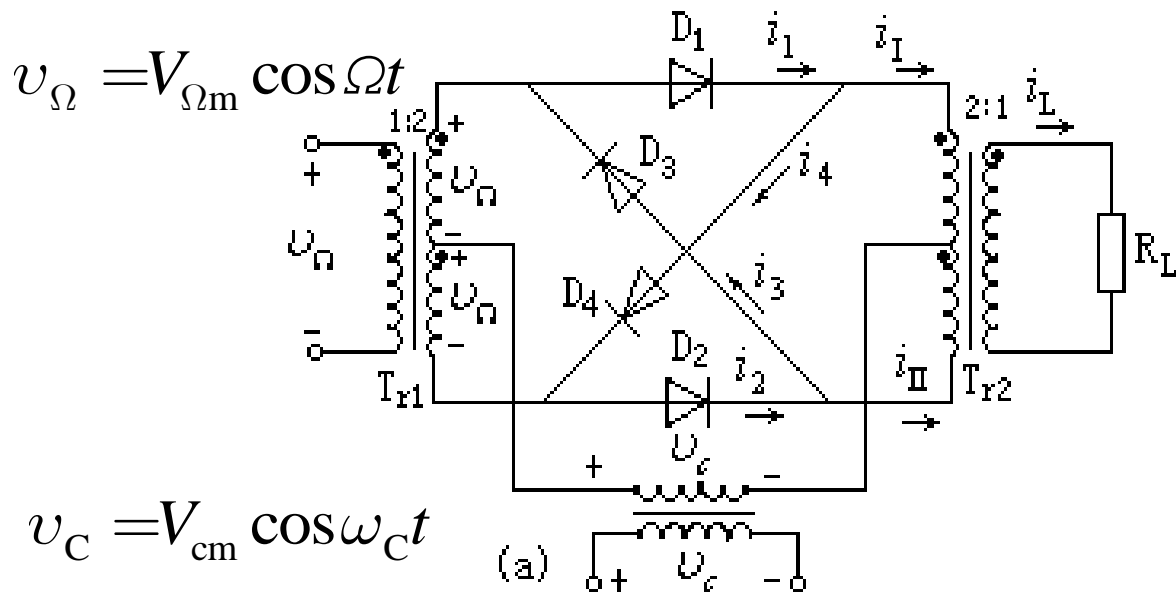
$$i = i_{D1} - i_{D2} = \frac{2(v_{\Omega} + V_0)}{R_D + 2R_L} K_1(\omega_c t)$$

若*i*经*LC*带通滤波器中心频率为 $\omega_c$ ,  $BW = 2\Omega$

$$i_{AM} \approx \frac{2V_0}{\pi R_L} \cos \omega_c t + \frac{\sqrt{2}V_{\Omega m} \cos \omega_c t \cos \Omega t}{\pi R_L}$$

$$v_0 = i_{AM} R_L = v_{AM}$$

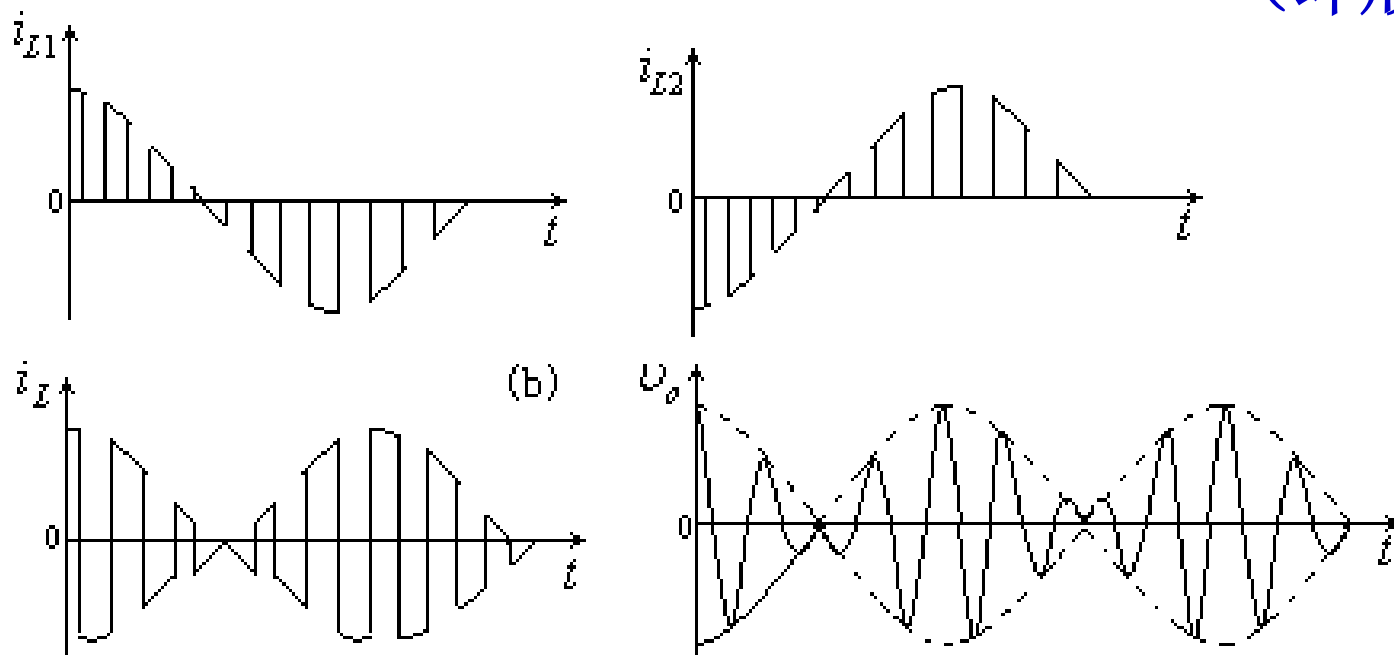




$$V_{cm} > V_{D(on)}$$

$$V_{cm} > V_{\Omega m}$$

采用双平衡调制器  
(环形调制器)



点击演示

图7-1-19 双平衡调制器电路及波形

(a) 双平衡调制器电路; (b) 调制器中相应的电流电压波形





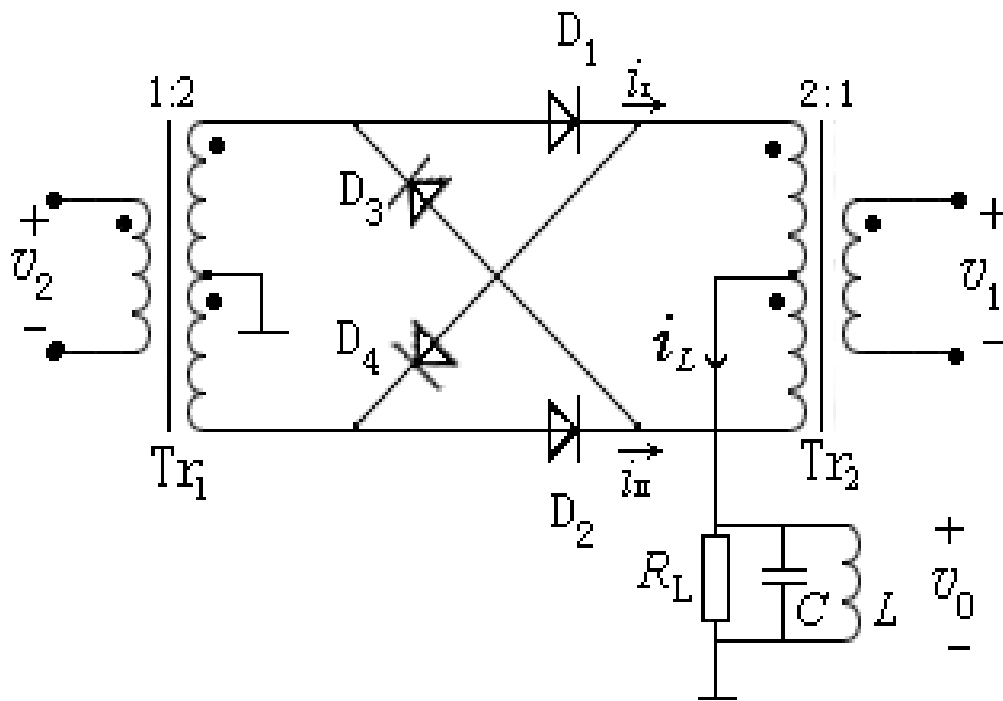
$$i_L = 2g_D K_2(\omega_c t) v_{\Omega} = 2g_D \left[ \frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right] V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

$$v_o = \frac{8}{\pi} R_L g_D V_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$i = i_I - i_{II} = \frac{2v_{\Omega}(t)}{R_D + 2R_L} K_2(\omega_c t)$$

$$v_{\text{DSB}} = i_{\text{DSB}} \cdot R_L \approx \frac{2\sqrt{2}v_{\Omega}(t)}{\pi} \cos \omega_c t$$





## 环形组件DSB调制器

$$v_2 = v_\Omega = V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

$$v_1 = v_C = V_{cm} \cos \omega_C t$$

$$V_{cm} > V_{D(on)} \quad V_{cm} > V_{\Omega m}$$

$$i_L = \frac{-2v_\Omega}{R_D + 2R_L} K_2(\omega_C t)$$

经LC带通滤波器，中心频率为  $\omega_C$ ， $BW_{3dB} = 2\Omega$

$$v_o = \frac{2\sqrt{2}v_\Omega}{\pi} \cos \omega_C t$$

平衡调制器的一种等效电路是桥式调制器，同样也可以用两个桥路构成的电路等效一个环形调制器，如图所示

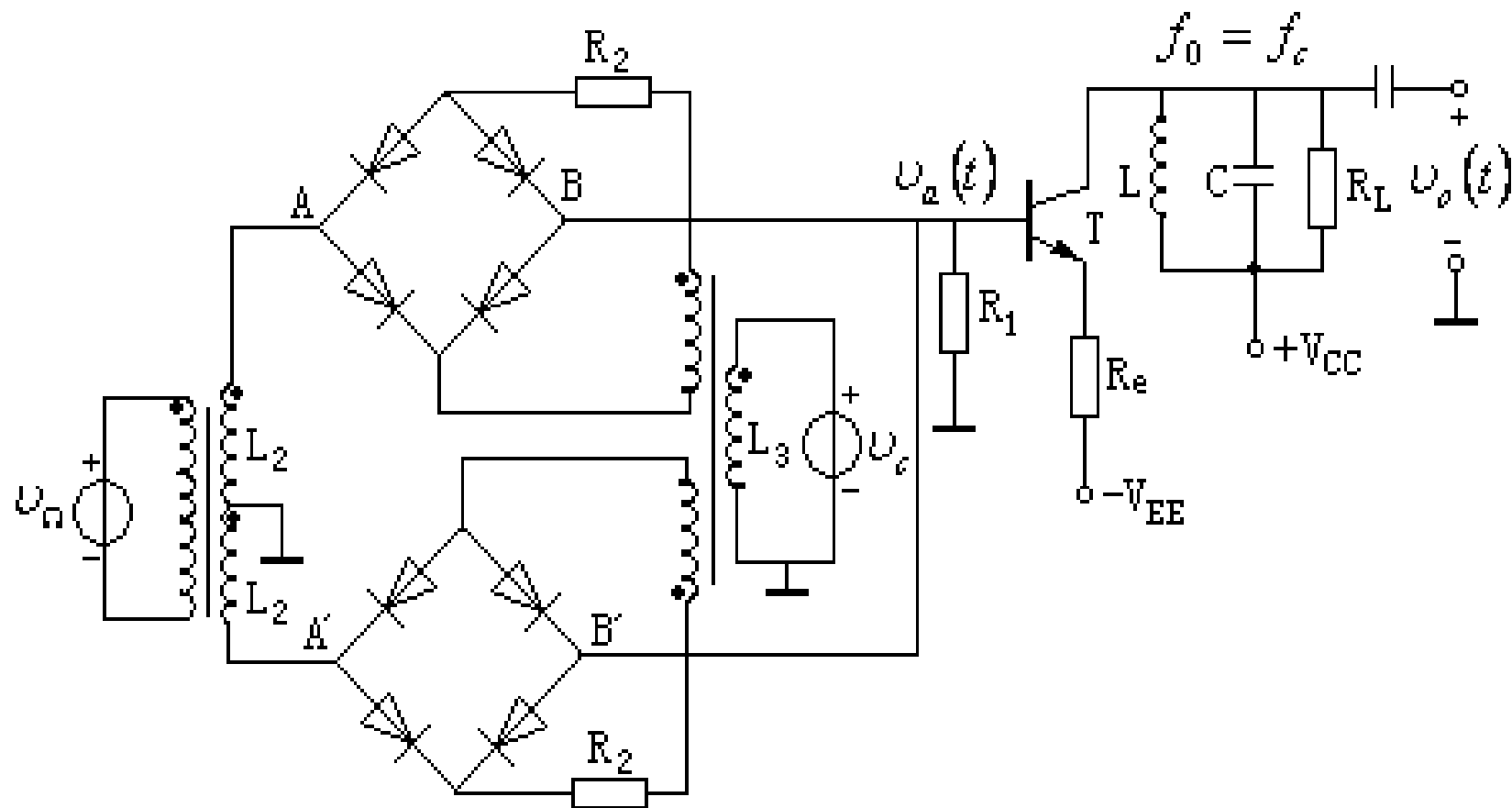


图 7-1-20 双桥构成的环形调制器



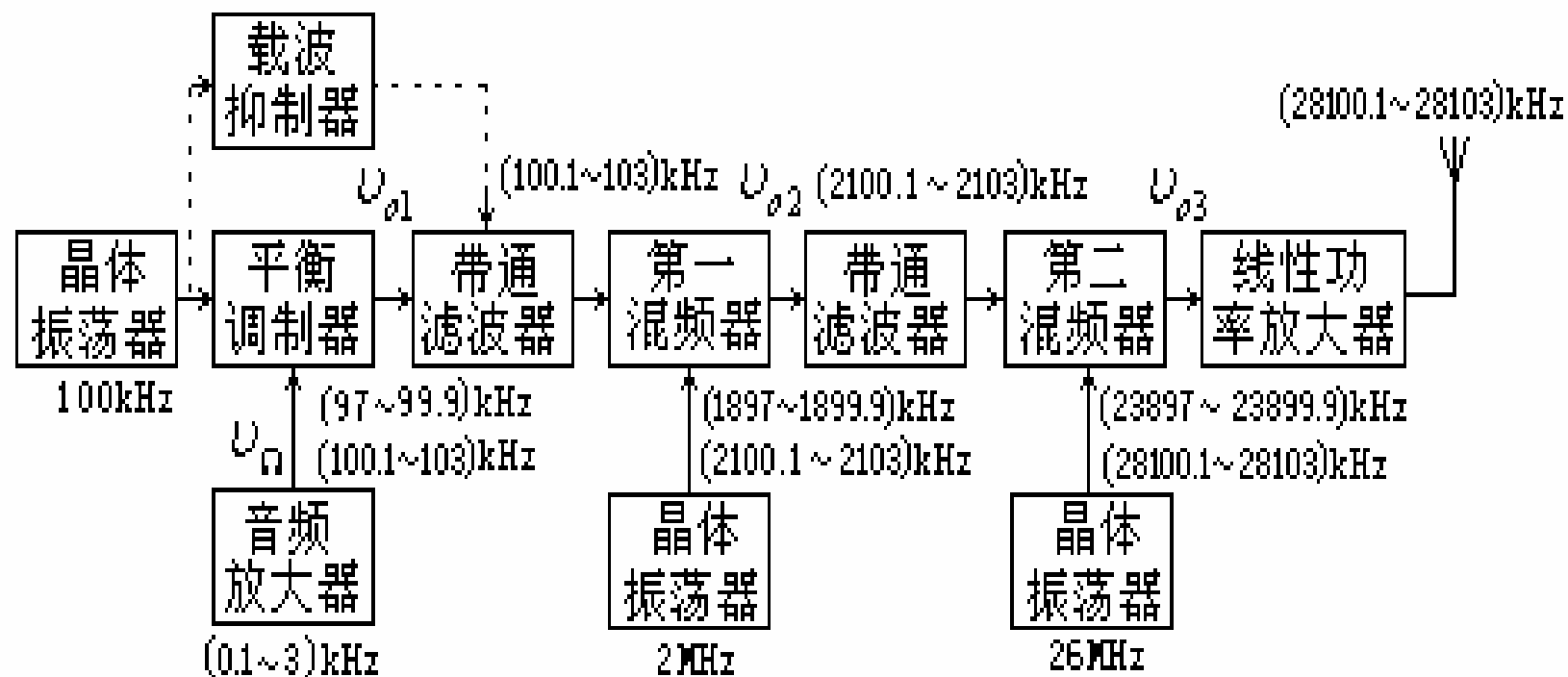
$$v_a(t) = \frac{R_1}{R_1 + r_d} v_{\Omega m} K_2(\omega_c t) \cos \Omega t$$

$$i_c = a i_e \approx i_e = v_a(t) / R_e$$

$$v_o(t) = -\frac{4}{\pi} \frac{R_L}{R_e} \frac{R_1}{R_1 + r_d} V_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$



# ★低电平调制电路-单边带发射机



(a)





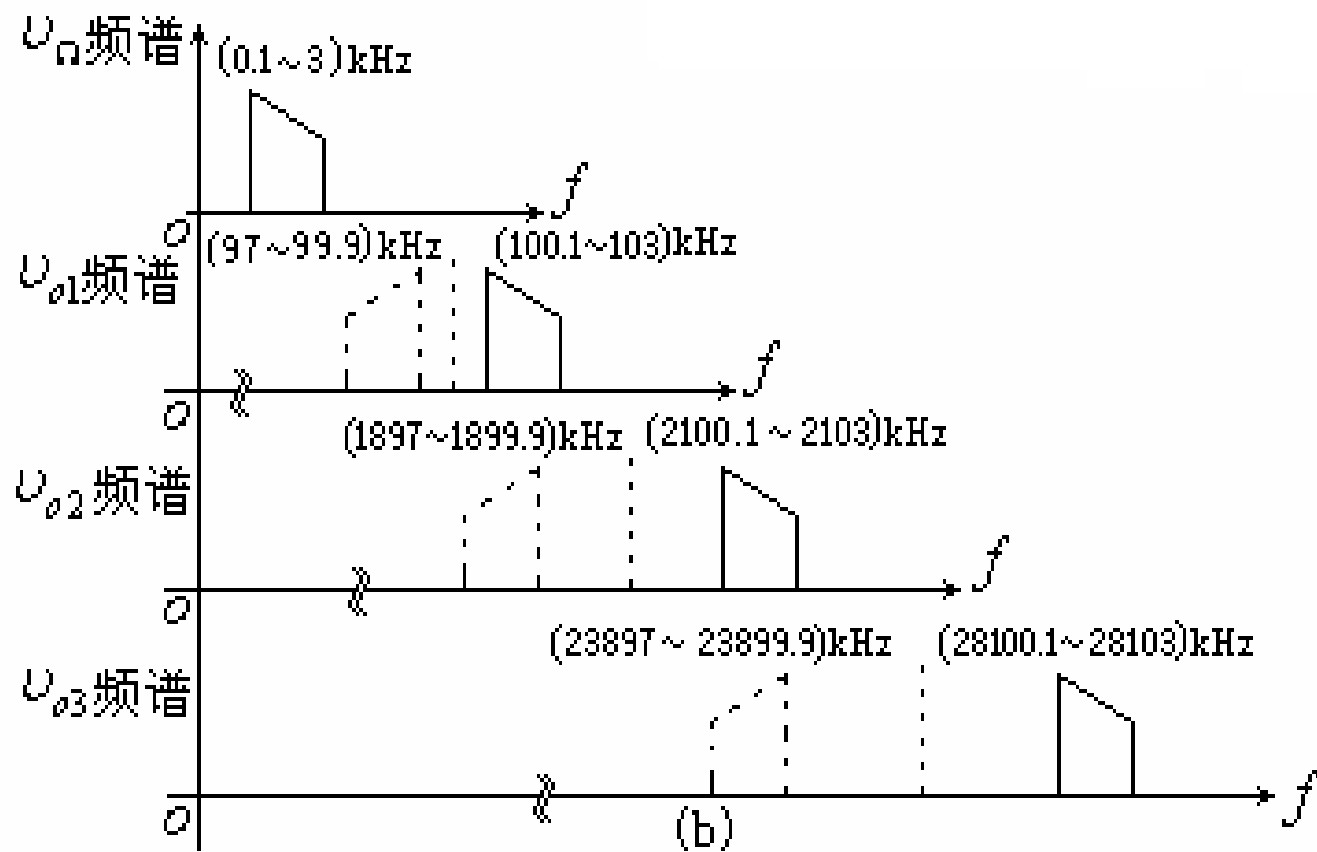


图 7-1-21 采用滤波法的单边带发射机组成方框图

(a) 组成方框图; (b) 相应的频谱图



# 检波器

- **检波：** 是从已调幅波中还原出原调制信号的过程。  
它是振幅调制的逆过程。

- **功能：** 实现频谱线性搬移

- **分类检波器**
  - 包络检波
    - 串联型
    - 并联型
  - 同步检波
    - 乘积型
    - 叠加型

一、二极管串联型峰值包络检波

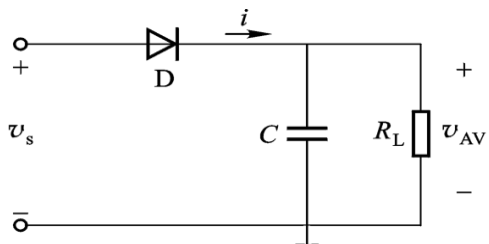
二、同步检波器



# 一、二极管串联型峰值包络检波

## 1. 电路与特点

### ● 电路:



$$v_s(t) = V_{m0}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$v_{AV} = \bar{V}_{AV} + v_{av}$$

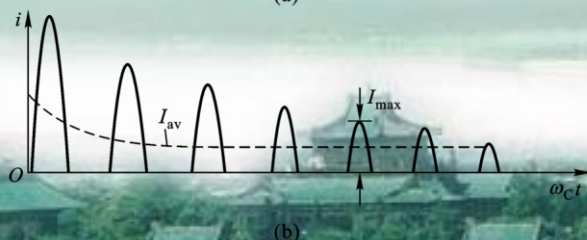
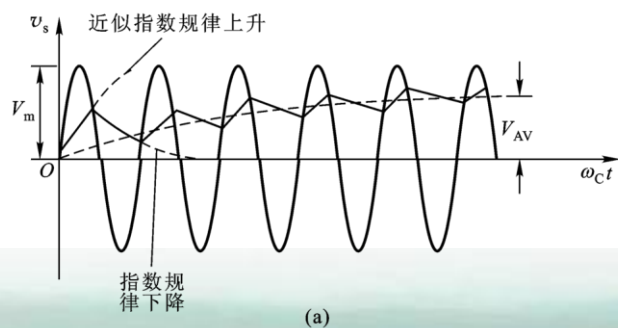
$$v_{AV} = V_{AV} + V_{\Omega m} \cos \Omega t$$

### ● 特点:

▲  $v_s, D, C_L R_L$  三者  
串联关系

▲ 具有平均电压负反馈效应

## 2. 物理过程:



i  $v_0$  为高频脉动电压, 其平均值为输出的平均电压为  $V_{AV}$

ii 若  $R_L C_L$  值愈大, 则  $v_0$  脉动愈小,  $V_{AV}$  愈大

iii  $i_D$  的导通角  $\varphi$  很小, 所以工作在输入信号的峰值附近

### 3. 检波特性

- 求基本方程

$$I_{av} = i_{max} \alpha_0(\varphi) = \frac{V_{sm} g_D (\sin \varphi - \varphi \cos \varphi)}{\pi}$$

$$I_{1m} = i_{max} \alpha_1(\varphi) = \frac{V_{sm} g_D (\varphi - \sin \varphi \cos \varphi)}{\pi}$$

- 检波特性( $v_{av} \propto V_{sm}$ )

$$\frac{v_{av}}{V_{sm}} = \frac{g_D R_L (\sin \varphi - \varphi \cos \varphi)}{\pi} = A(\text{常数})$$

- 求  $\varphi = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{g_D R_L}}$  ( $g_D R_L > 50$ )

- 检波性能

- ◆ 检波效率:  $\eta_d = \frac{v_{av}}{V_{sm}} = \cos \varphi \approx 1$

$$V_{AV} = \eta_d V_{m0}$$

$$V_{\Omega m} = \eta_d m_a V_{m0}$$

- ◆ 等效输入电阻:  $R_i = \frac{V_{sm}}{I_{1m}} \approx \frac{R_L}{2}$  (并联型包络检波:  $R_i = \frac{R_L}{3}$ )

$$v_s(t) = V_m \cos \omega_c t$$

$$P_i = V_m^2 / 2R_i \quad P_i = P_L \quad R_i \approx \frac{1}{2} R_L$$

$$P_L = V_{AV}^2 / R_L$$

若输入为调幅信号，则当 $1/\Omega C \gg R_L$ 时，可用同样推导方法得到上式所示结果。

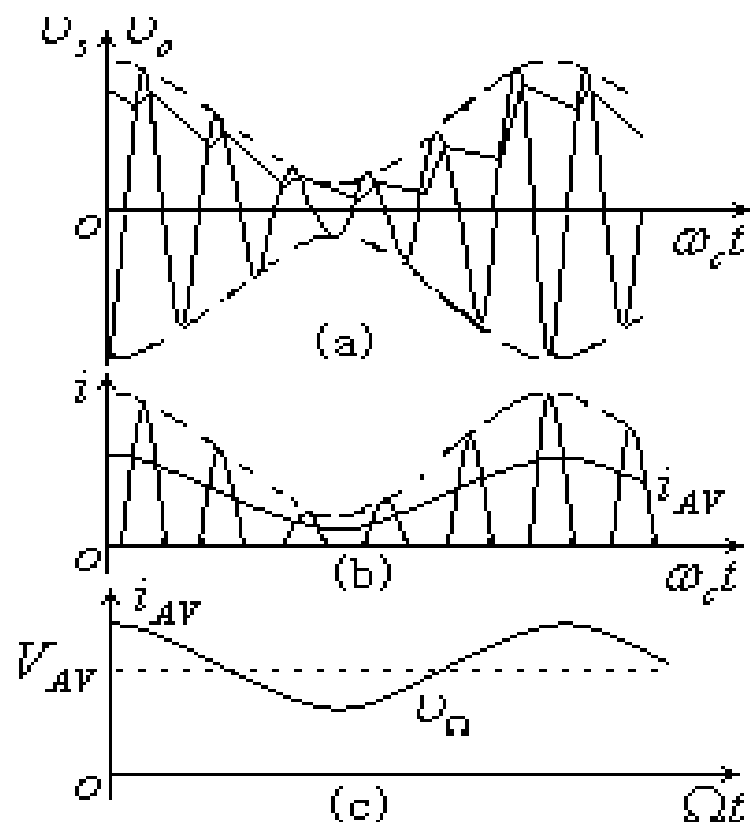


图 7-3-4 检波电路波形

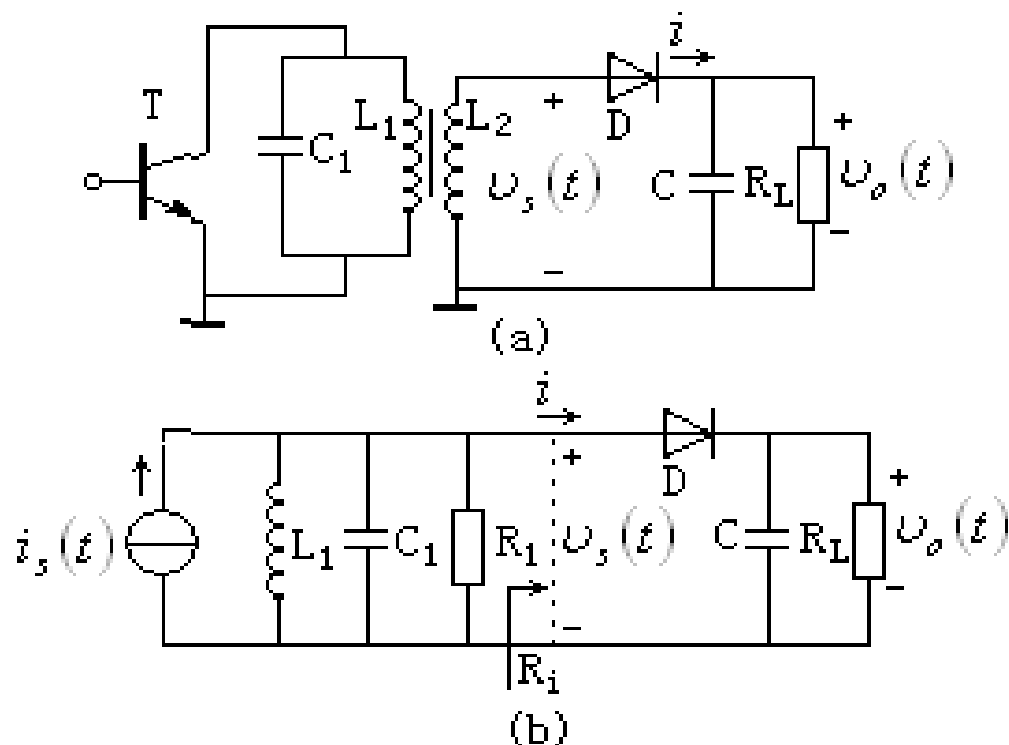


图 7-3-5 中频放大器和检波器级联

(a) 原理电路; (b) 等效电路



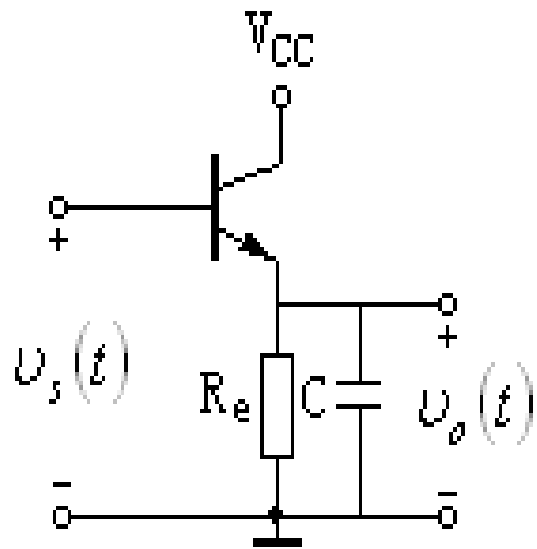


图 7-3-6 三极管射极包络检波电路

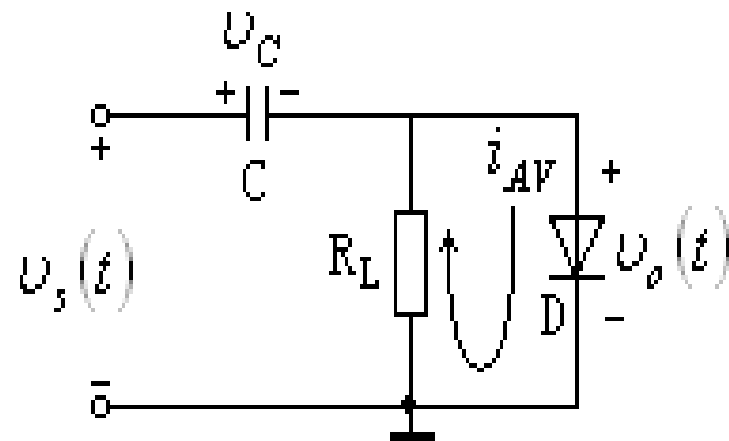


图 7-3-7 并联型二极管包络检波电路

$$\frac{V_m^2}{2R_i} \approx \frac{V_m^2}{2R_L} + \frac{V_{AV}^2}{R_L} \quad \text{当 } V_{AV} \approx V_m \text{ 时} \quad R_i \approx \frac{1}{3} R_L$$

大信号检波和小信号检波



必须指出，在上面讨论中，假设二极管伏安特性用原点转折的两段折线逼近。正如前面指出的，只有当输入电压足够大，轮流工作在二极管的导通区和截止区时，这个假设才能成立。因此，将二极管包络检波的这种工作状态称为**大信号检波**。在实际电路中，一般均外加正向偏置电压（或电流），克服 $V_D(\text{on})$ 的影响。在这种情况下，工程上，可认为输入高频电压振幅大于500mV以上就能保证二极管检波器工作在大信号检波状态。



反之，如果输入高频电压振幅 $V_m$ 足够小（在几~十几mV范围内），二极管伏安特性采用幂级数逼近，即

$$i = a_0 + a_1 v_D + a_2 v_D^2 + \cdots$$

这时，二极管在整个高频周期内导通，检波器从输入信号源获得的高频功率大部分消耗在 $r_d$ 上，仅有小部分转换为输出平均功率。

$$v_D \approx v_s(t) = V_m \cos \omega_c t$$

其中的二次方项（高次方项忽略）产生所需的平均分量 $I_{AV}$ ，其值为：

$$a_2 V_m^2 / 2$$



## 平方律检波

显然，当输入为调幅波时，输出平均电压 $U_{AV}$ 就不能正确地反映输入调幅波的包络变化，从而产生非线性失真。同时，既然检波器获得的高频功率大部分消耗在 $r_d$ 上，因而可近似认为

$$\frac{V_m^2}{2R_i} \approx \frac{V_m^2}{2r_d}$$

即 $R_i \approx r_d$ 。显然，其值小于大信号检波时的数值。

鉴于上述小信号检波的缺点，在接收机中，总是先将输入信号放大到足够的强度后再进行检波，以保证工作在大信号检波状态。但是在有效值电压表等测量仪器中，利用小信号检波的平方律特性，可以方便地测出被测信号的有效值电压。因而，在这类测量仪器中，小信号检波获得广泛的应用。

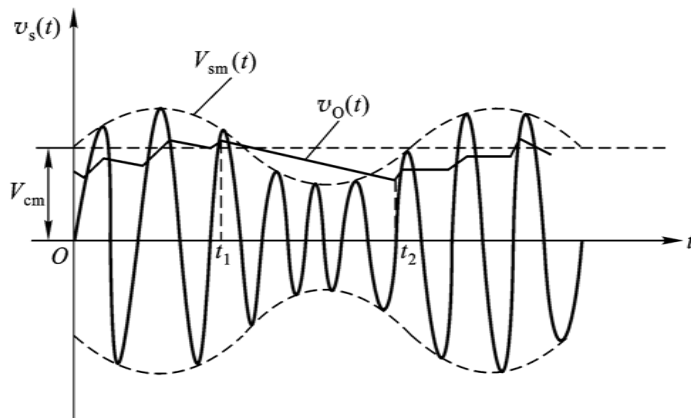




## ◆ 非线性失真

### A. 惰性失真 (或称对角失真)

#### • 现象



点击演示

- **原因:**  $R_L C_L$  太大, 说明放电速度跟不上包络下降的速度所致

- **克服条件:**  $R_L C_L \leq \frac{\sqrt{1-M_a^2}}{M_a \Omega}$  (单音)  $R_L C_L \leq \frac{\sqrt{1-M_{a\max}^2}}{M_{a\max} \Omega_{\max}}$  (多音)



则包络的最小值 $V_{m0}(1-m_a)$ 应大于大信号检波时所需的电压值。当二极管的导通电压 $V_{D(on)}$ 由外加偏置电压予以克服时，该电压值应在500mV以上。因而，保证大信号检波的条件为

$$V_{m0}(1-m_a) \geq 500mV$$

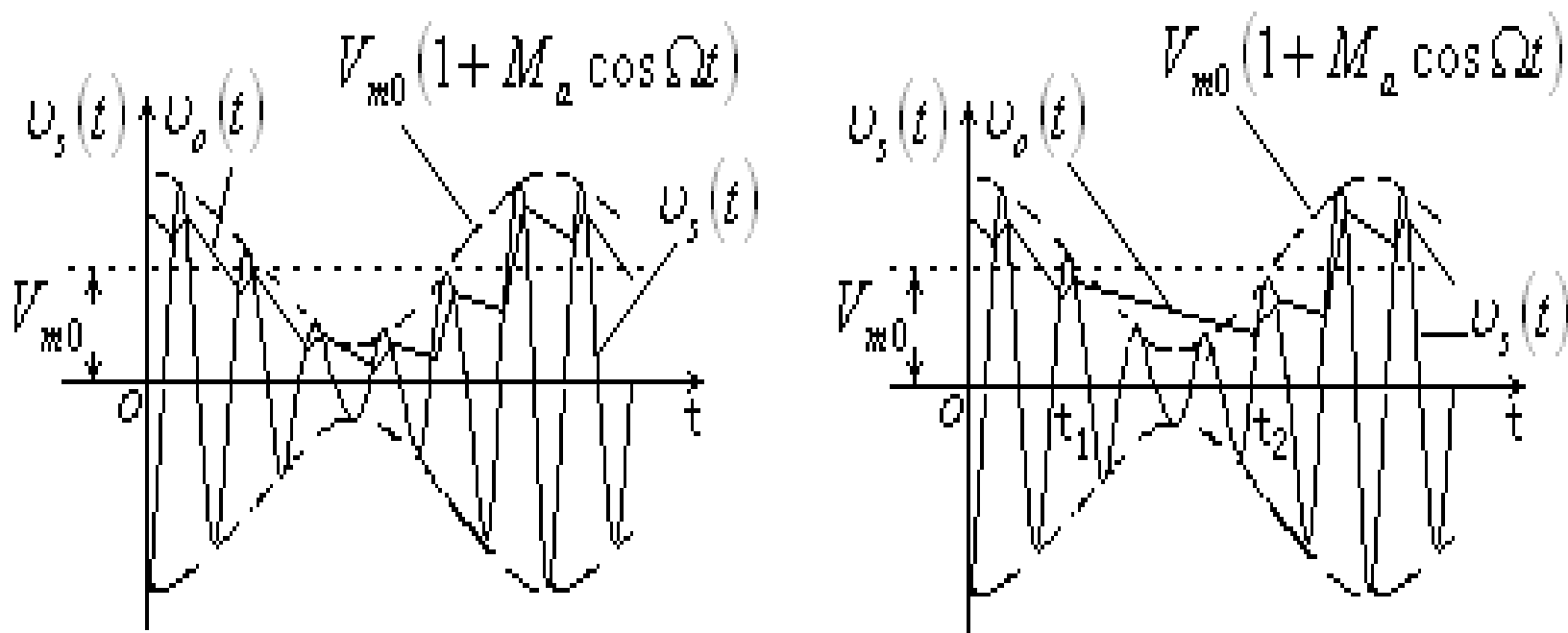


图7-3-8 惰性失真

(a) 不产生惰性失真, (b) 产生惰性失真

了避免产生惰性失真，必须在任何一个高频周期内，C通过R<sub>L</sub>的放电速度大于或等于包络的下降速度，即

$$\left| \frac{\partial v_o}{\partial t} \right|_{t=t_1} \geq \left| \frac{\partial V_m}{\partial t} \right|_{t=t_1} \quad V_m = V_{m0} (1 + m_a \cos \Omega t)$$

$$v_o = V_{o1} e^{-\frac{t-t_1}{R_L C}}$$

$$\left. \frac{\partial V_m}{\partial t} \right|_{t=t_1} = -m_a V_{m0} \Omega \sin \Omega t_1$$

$$\left. \frac{\partial v_o}{\partial t} \right|_{t=t_1} = -V_{o1} \frac{1}{R_L C} e^{-\frac{t-t_1}{R_L C}} \bigg|_{t=t_1} = -\frac{V_{m0} (1 + m_a \cos \Omega t_1)}{R_L C}$$

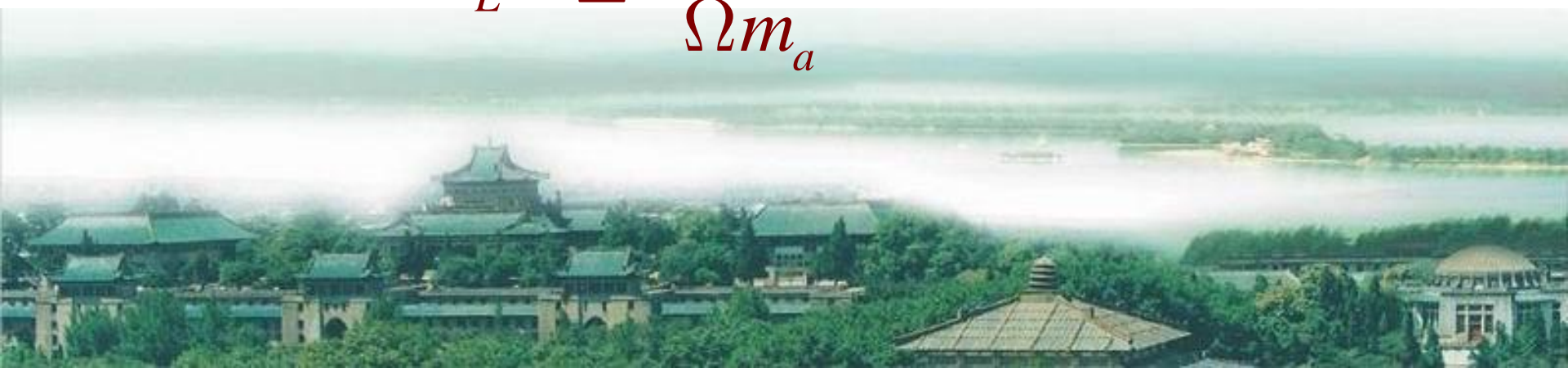
$$A = \left| \frac{\partial V_m}{\partial t} \right|_{t=t_1} / \left| \frac{\partial v_o}{\partial t} \right|_{t=t_1} = \Omega C R_L \left| \frac{m_a \sin \Omega t_1}{1 + M_a \cos \Omega t_1} \right| \leq 1$$

实际上，不同的 $t_1$ 值、 $u_o$ 和 $V_m$ 的下降速度不同。因此，避免产生惰性失真的充要条件是A值小于或等于1。为此，取A对 $t_1$ 的导数，并令它等于零，求得A呈最大值的时刻所满足的条件为

$$\cos \Omega t_1 = -m_a,$$

即可求得单音调制时不产生惰性失真的充要条件为：

$$R_L C \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{\Omega m_a}$$



## B 负峰切割失真（削波失真）

- **现象**
- **原因：**检波器与下一级级联时，必须加入隔直耦合电容引起的。

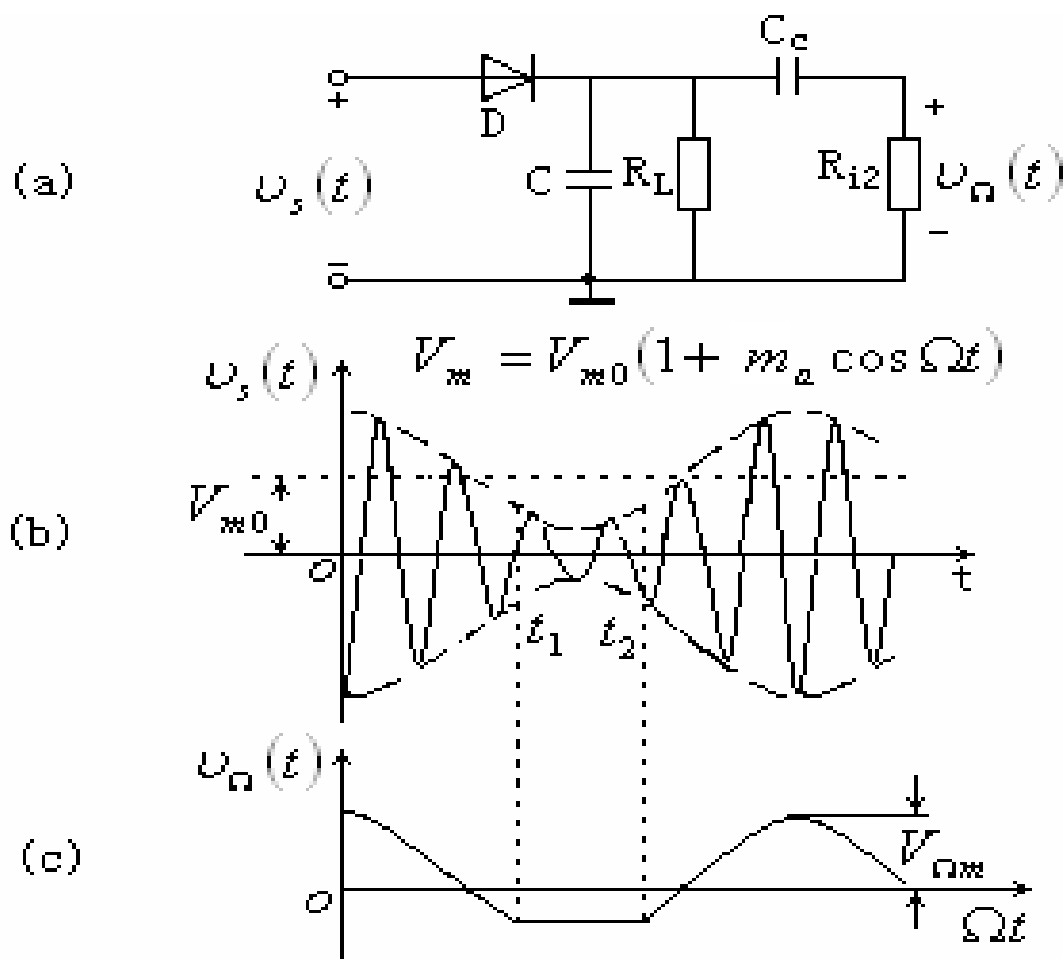


图 7-3-9 负峰的切割失真

(a) 检波器接有负载  $R_{i2}$ , (b) 输入的调幅波; (c) 负峰切割失真的波形

$$Z_L(j\Omega) \approx R_L // R_{i2}, \quad Z_L(0) = R_L$$

$$v_s(t) = V_{m0}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

输出平均电压应为  $u_{AV} = V_{AV} + V_{\Omega m} \cos \Omega t$ 。因而，相应的输出平均电流为  $i_{AV} = I_{AV} + I_{\Omega m} \cos \Omega t$ 。其中

$$I_{AV} = \frac{V_{AV}}{Z_L(0)} = \frac{V_{AV}}{R_L}, \quad I_{\Omega m} = \frac{V_{\Omega m}}{Z_L(j\Omega)} = \frac{V_{\Omega m}}{R_L // R_{i2}}$$

$$\frac{V_{\Omega m}}{Z_L(\Omega)} \leq \frac{V_{AV}}{Z_L(0)} \rightarrow m_a \leq \frac{Z_L(\Omega)}{Z_L(0)} = \frac{R_{i2}}{R_L + R_{i2}}$$

交直流负载电阻越接近，不产生负峰切割失真所允许的  $m_a$  值就越接近于1。反之， $m_a$  一定时，交直流负载电阻值的差别就受到不产生负峰切割失真的限制。

[设计考虑.pdf](#)



- 克服条件:  $M_a \leq \frac{R_\Omega}{R_L}$

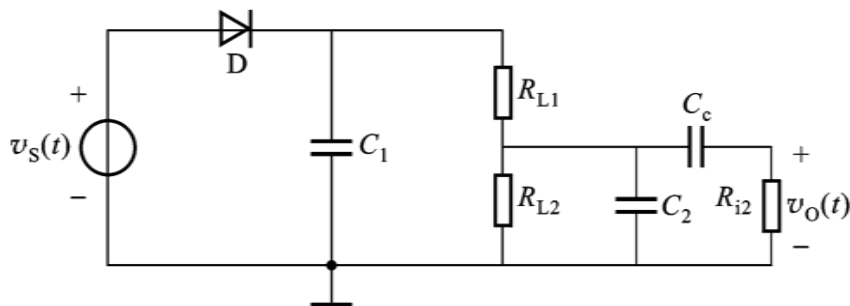


点击演示

$R_\Omega = R_L // R_{i2}$  称为检波器的音频交流负载,  
 $R_L$  为直流负载

克服措施:

- 若  $R_g$  大:  $R_L = R_{L1} + R_{L2}$ ,  
 $R_{L1} \approx (0.1 \sim 0.2) R_{L2}$



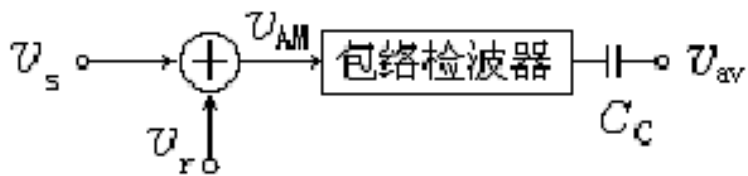
若  $R_g$  小: 采用射随器完成阻抗匹配.

## 二、同步检波器

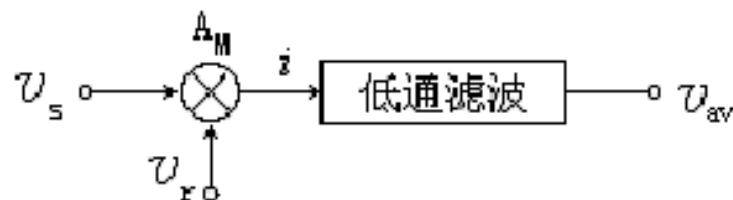
### 1.作用与类型

- **作用:**主要解调DSB,SSB波,也可调解AM波.
- **类型**

叠加型



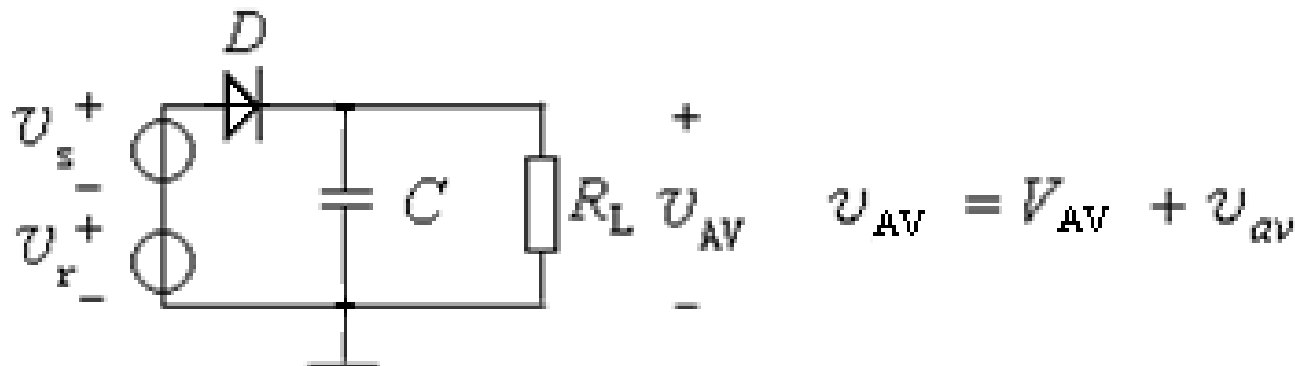
乘积型



参考信号  $v_r = V_{rm} \cos \omega_c t$  与原载波严格同步(严格同频同相)

## 2.电路与工作原理

- 叠加型



- 乘积型

i 二极管同步检波

a) 二极管平衡同步检波



$$v_s(t) = V_{m0} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

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

$$v(t) = v_r(t) + v_s(t) = V_{rm} \left( 1 + \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t$$

由上式可见，在满足  $V_{rm} > V_{m0}$  的条件下， $m_a = V_{m0}/V_{rm} < 1$ ，合成信号为不失真调幅信号，因而包络检波器便可检出所需的调制信号。



$$v_s(t) = V_{m0} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

$$\begin{aligned} v(t) &= v_r(t) + v_s(t) = V_{rm} \cos \omega_c t + V_{m0} \cos(\omega_c + \Omega)t \\ &= (V_{rm} + V_{m0} \cos \Omega t) \cos \omega_c t - V_{m0} \sin \Omega t \sin \omega_c t \\ &= V_m \cos(\omega_c t + \varphi) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_m &= \sqrt{(V_{rm} + V_{m0} \cos \Omega t)^2 + (V_{m0} \sin \Omega t)^2} \\ \varphi &= -\operatorname{arctg} \frac{V_{m0} \sin \Omega t}{V_{rm} + V_{m0} \cos \Omega t} \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \} \\ \vdots \\ \} \end{array} \right\}$$





$$V_m = V_{rm} \sqrt{1 + \left( \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \right)^2 + 2 \left( \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \right) \cos \Omega t}$$

若  $V_{rm} \gg V_{m0}$ ，上式中的  $\left( \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \right)^2$  可忽略，则

$$\begin{aligned} V_m &\approx V_{rm} \left[ 1 + 2 \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \cos \Omega t \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= V_{rm} \left[ 1 + \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \cos \Omega t - \frac{1}{2} \left( \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \right)^2 \cos^2 \Omega t + \dots \right] \end{aligned}$$

进一步忽略上式中三次方及其以上各次方项，经三角函数变换，上式可简写成



$$V_m \approx V_{rm} \left[ 1 - \frac{1}{4} \left( \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \right)^2 + \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \cos \Omega t - \frac{1}{4} \left( \frac{V_{m0}}{V_{rm}} \right)^2 \cos 2\Omega t \right]$$

将其中角频率为 $\Omega$ 和 $2\Omega$ 分量的振幅之比定义为二次谐波失真系数，用  $k_{f2}$  表示，其值为：

$$k_{f2} = \frac{V_{2\Omega m}}{V_{\Omega m}} = \frac{1}{4} \frac{V_{m0}}{V_{rm}}$$

例如，若要求  $k_{f2} < 2.5\%$ ，则 $V_{rm}$ 应比 $V_{m0}$ 大10倍以上。

通过上述分析可见，当采用包络检波构成的同步检波电路来解调单边带调制信号时，为使限制在允许值范围内，必须要求 $V_{rm}$ 有足够大的数值。

实际上，为了进一步抵消众多的失真频率分量，可采用7-3-13所示平衡式的同步检波电路。可以证明，它的输出解调电压中抵消了 $2\Omega$ 及其以上各偶次谐波失真分量。



通过上述分析可见，当采用包络检波构成的同步检波电路来解调单边带调制信号时，为使限制在允许值范围内，必须要求 $V_{rm}$ 有足够大的数值。

实际上，为了进一步抵消众多的失真频率分量，可采用7-3-13所示平衡式的同步检波电路。可以证明，它的输出解调电压中抵消了 $2\Omega$ 及其以上各偶次谐波失真分量。

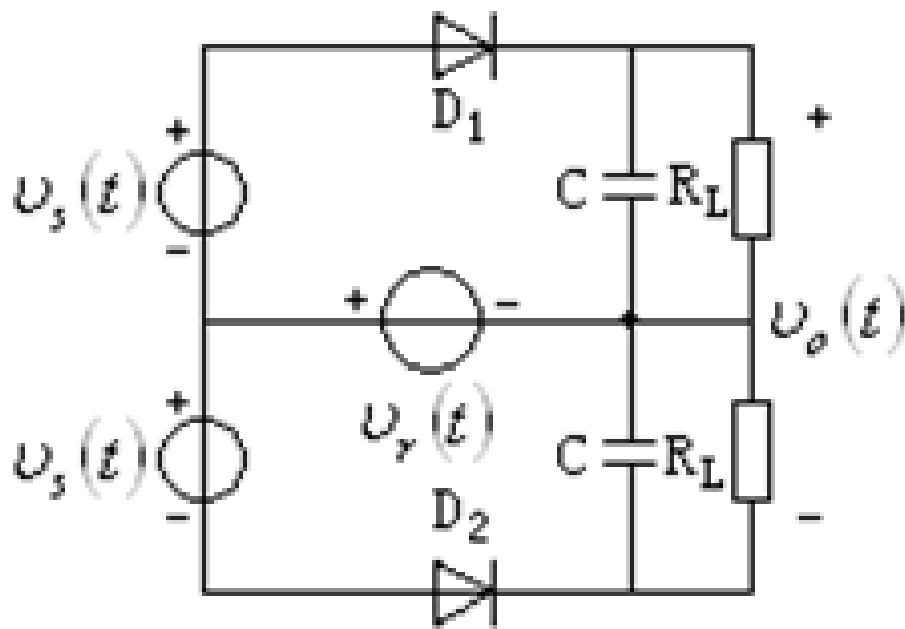


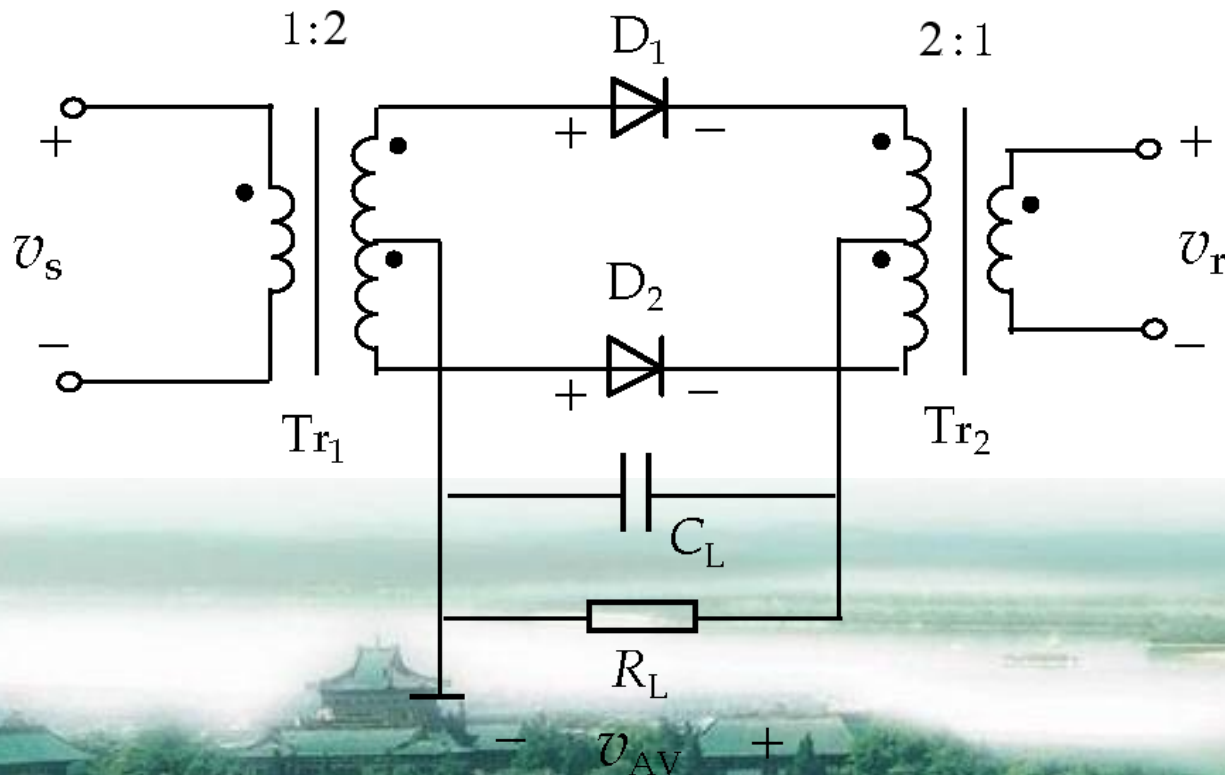
图 7-3-13 平衡同步检波器

## 乘积型

### i 二极管同步检波

#### a) 二极管平衡同步检波

电路一.  $v_r = V_{rm} \sin \omega_C t$   $V_{rm} \gg V_{sm}$   $V_{rm} \gg V_{D(on)}$



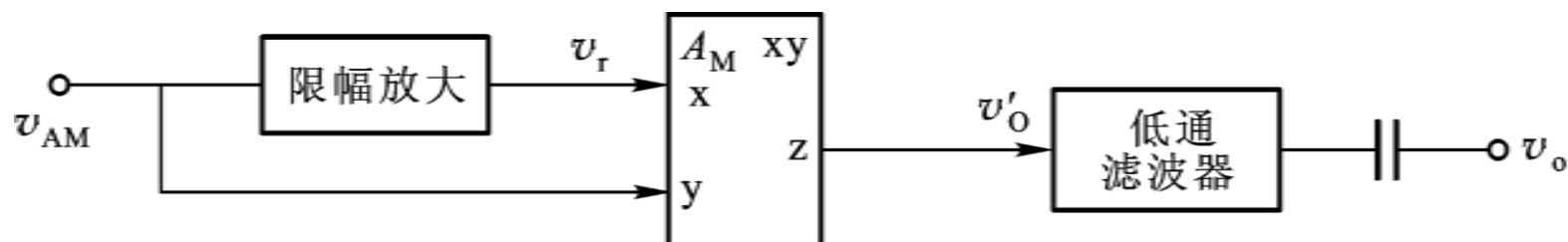
点击演示

# XFC1596组成的同步检波器





- 框图



- 特点：**检波性能好，检波效率高，具有检波增益；提高了前置放大器（对  $\omega_c$ ）工作稳定性。





# Homework:

7-1、7-2、7-3、7-4、7-16、7-22、7-23



完

