



6.3 振幅调制电路

调制的方法有两种，如图6.3.1所示。

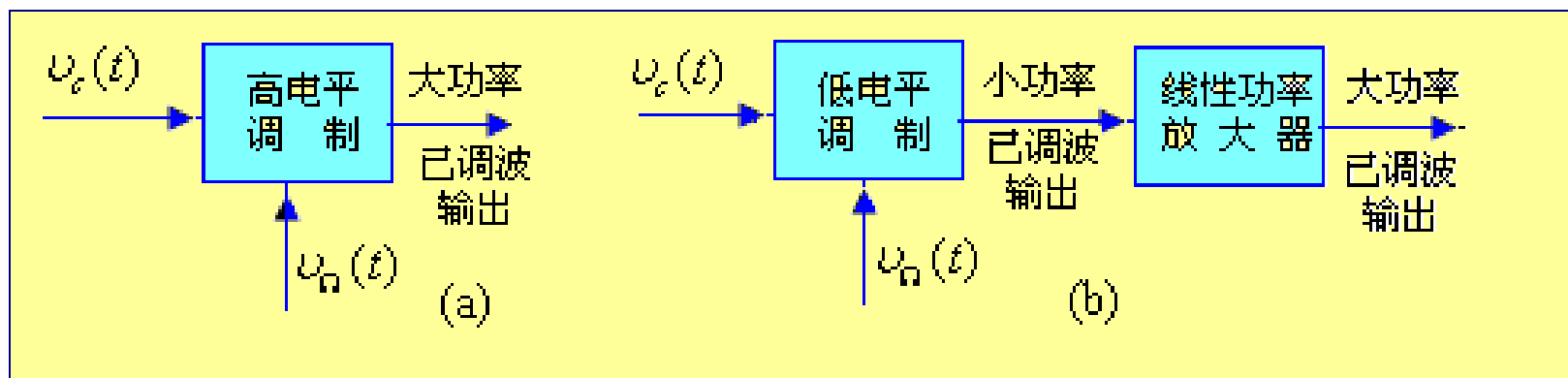


图6.3.1 振幅调制方法
(a) 高电平调制 (b) 低电平调制



6.3.1 低电平调制器

低电平调制是将调制信号 $v_{\Omega}(t)$ 与载波信号 $v_c(t)$ 通过时域内的相乘器实现的。

一、模拟乘法器调幅电路

模拟乘法器是低电平调幅电路的常用器件，它不仅可以实现普通调幅，也可以实现双边带调幅与单边带调幅。

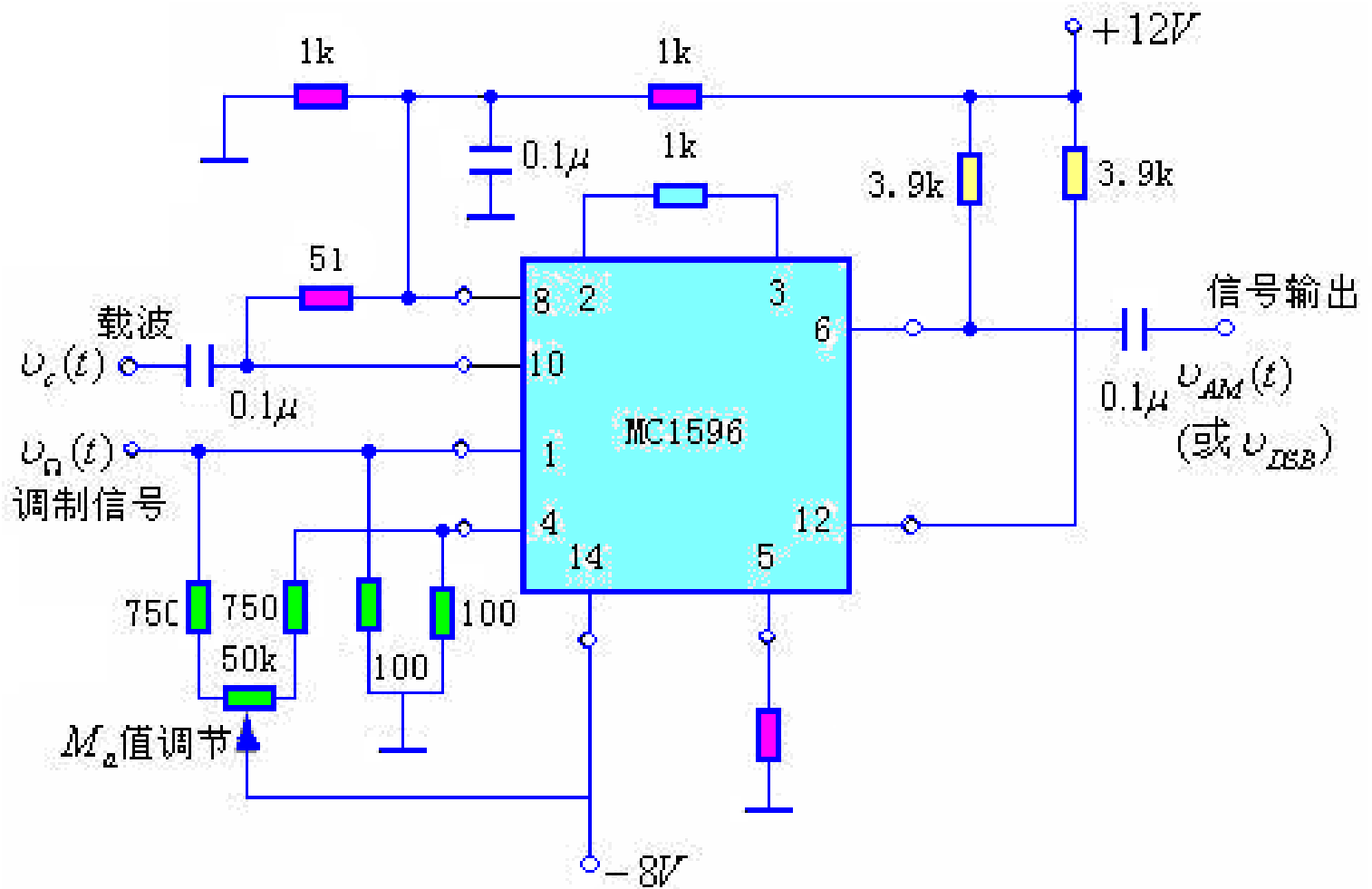


图6.3.2 MC1596组成的普通调幅或双边带调幅电路



二、大动态范围平衡调制器AD630

1、组成原理

图6.3.3是AD630的组成方框图。

当开关S接到端1时， A_1 与 A_3 级联，并通过反馈电阻 R_f 接成反相放大器，增益为：

$$A_{vf1} = -R_f / R_1$$

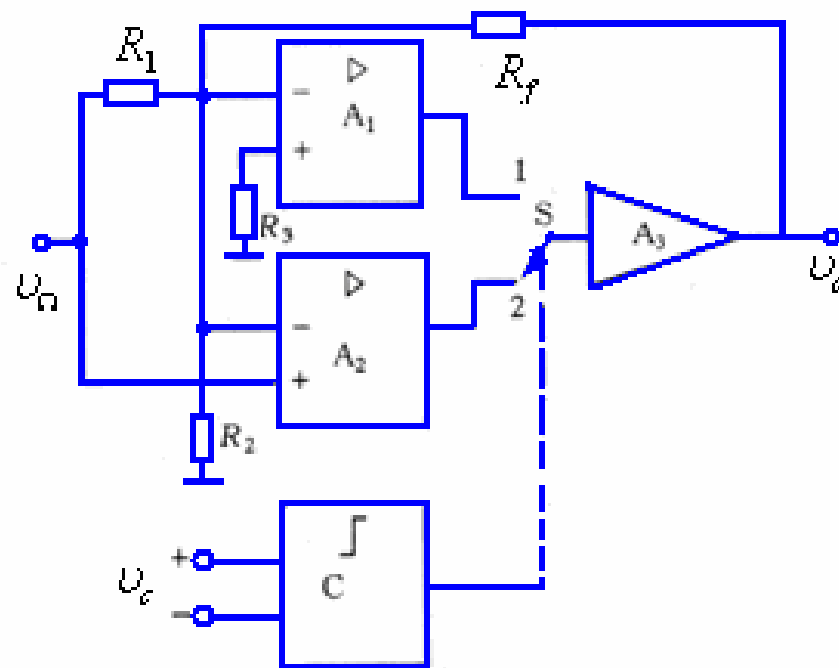


图6.3.3 AD630的组成方框图



当开关S接到
端2时。A2与
A3级联，并通
过反馈电阻 R_f 接
成同相放大器，
增益为：

$$A_{vf2} = 1 + R_f / R_2$$

为了使两个放大
器的增益相等，必须满足下列关系式：

$$\frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_2} \quad \text{或} \quad R_1 = R_f // R_2$$

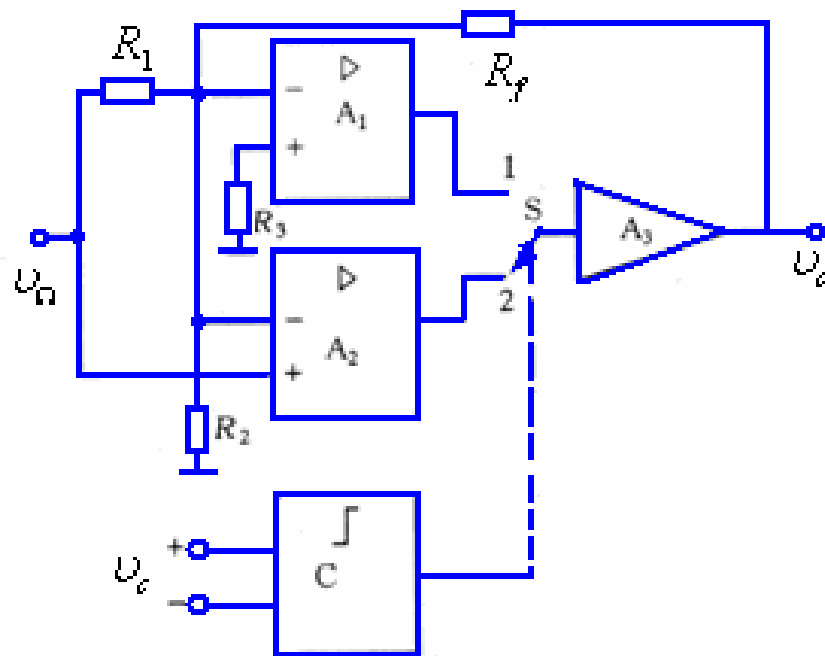


图6.3.3 AD630的组成方框图



开关S受电压比较器C的输出电平的控制，而输出电平则由载波输入电压 v_c 控制，假设 $v_c = V_{cm} \cos \omega_c t$ ，

正半周时S接到端2；负半周时S接到1端，

因而合成输出电压 v_o 可以表示为：

$$v_o = \frac{R_f}{R_1} v_\Omega K_2(\omega_c t) \quad (6.3.2)$$

构成工作在开关状态的平衡调制器，产生DSB信号。



2、内部简化电路和主要特性

图6.3.4是AD630的内部简化电路。

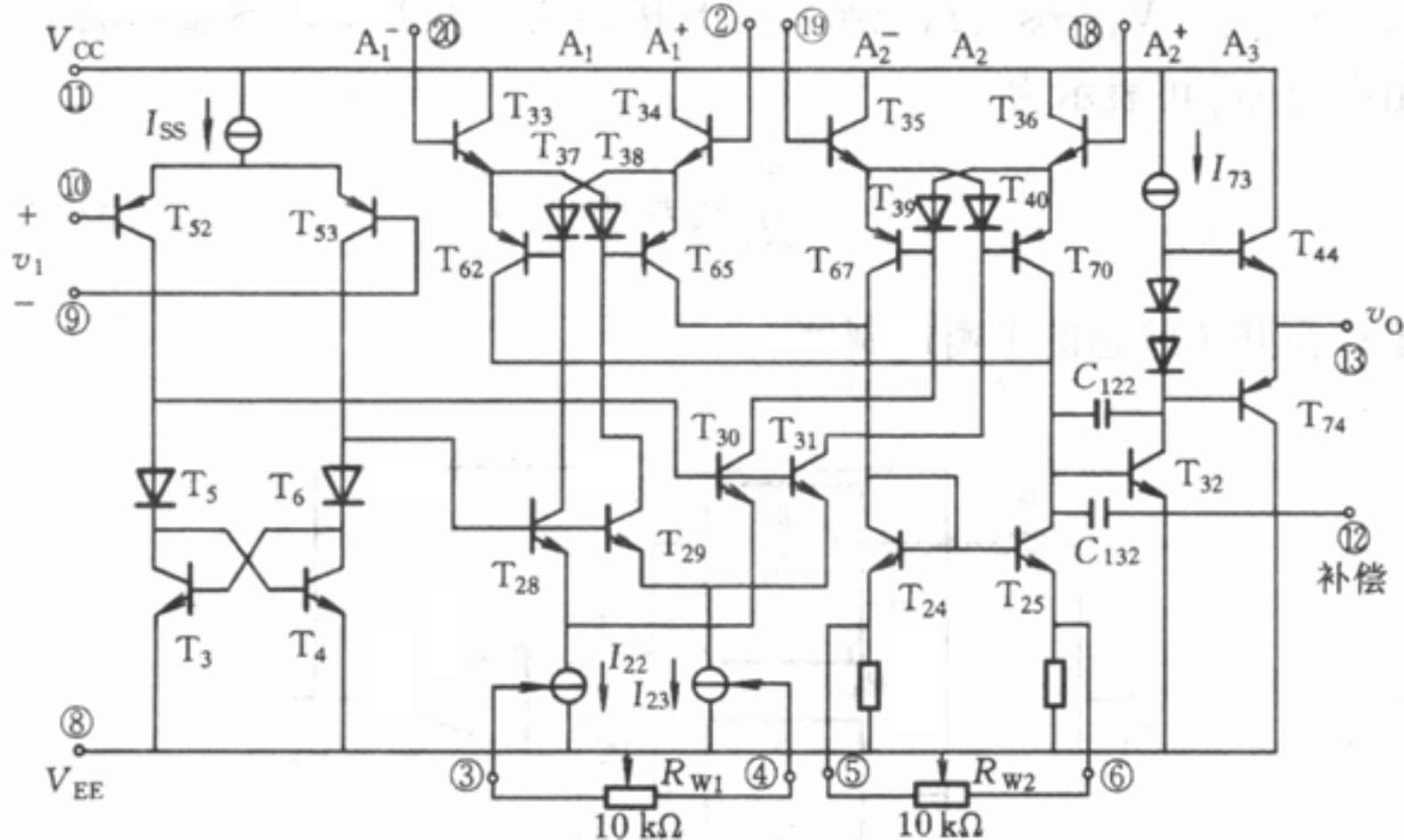
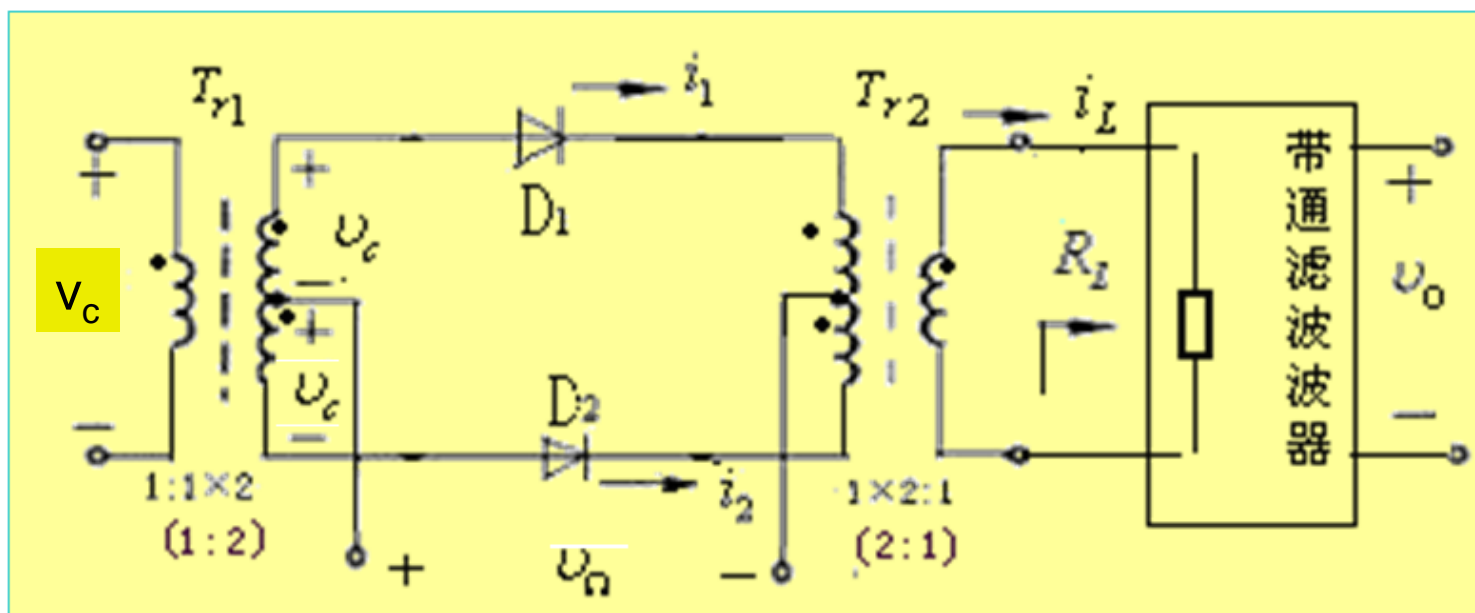


图6.3.4 AD630的内部简化电路



三、二极管调制电路

1、二极管平衡调制器



二极管平衡调制器

注：该图相比课本P181图6.3.5，把调制信号和载波信号换了一下位置。



三、二极管调制电路

1、二极管平衡调制器

利用P166 图6.2.4 所示电路, 令 $v_1 = v_c = V_{cm} \cos \omega_c t$

$v_2 = v_\Omega = V_{\Omega m} \cos \Omega t$, 且 $V_{cm} \gg V_{\Omega m}$, V_{cm} 足够大, 则二

极管工作在受 v_c 控制的开关状态, 即可构成二极管调幅电路。若设带通滤波器的谐振等效阻抗为 R_L

可以证明流过负载 R_L 的电流 i_L 为

$$i_L = \frac{1}{R_D + 2R_L} v_c + \frac{1}{R_D + 2R_L} v_\Omega k_2(\omega_c t)$$

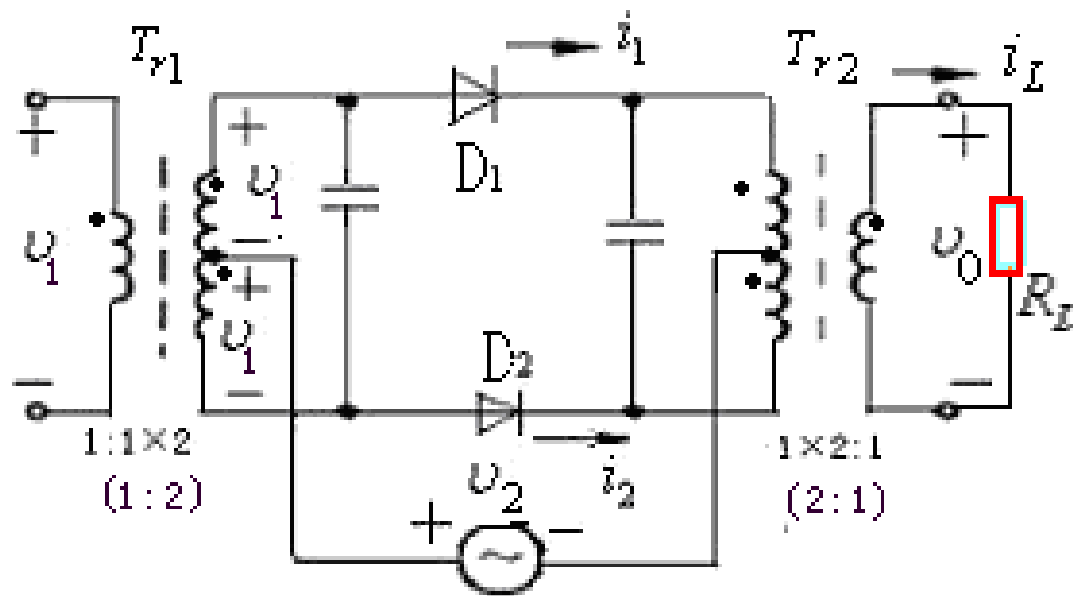


图6.2.4 双二极管平衡开关电路

课本P166，双二极管平衡开关电路的示例。



其中 R_D 为二极管的导通内阻, $k_2(\omega_c t)$ 是以 ω_c 为角频率的双向开关函数, 将其傅立叶级数展开式代入上式可得

$$i_L = \frac{1}{R_D + 2R_L} V_{cm} \cos \omega_c t + \frac{2}{R_D + 2R_L} V_{\Omega m} \cos \Omega t \left(\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right)$$

i_L 中包含的频谱分量为 ω_c 和 $(2n-1)\omega_c \pm \Omega$ ($n = 0, 1, 2, 3 \dots$)



若输出滤波器的中心频率为 f_c 带宽为 $2F$,
则输出电压为

$$v_o(t) = \frac{R_L}{R_D + 2R_L} V_{cm} \cos \omega_c t \\ + \frac{4}{\pi} \frac{R_L}{R_D + 2R_L} V_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

此时电路将实现普通调幅 (AM) 功能。

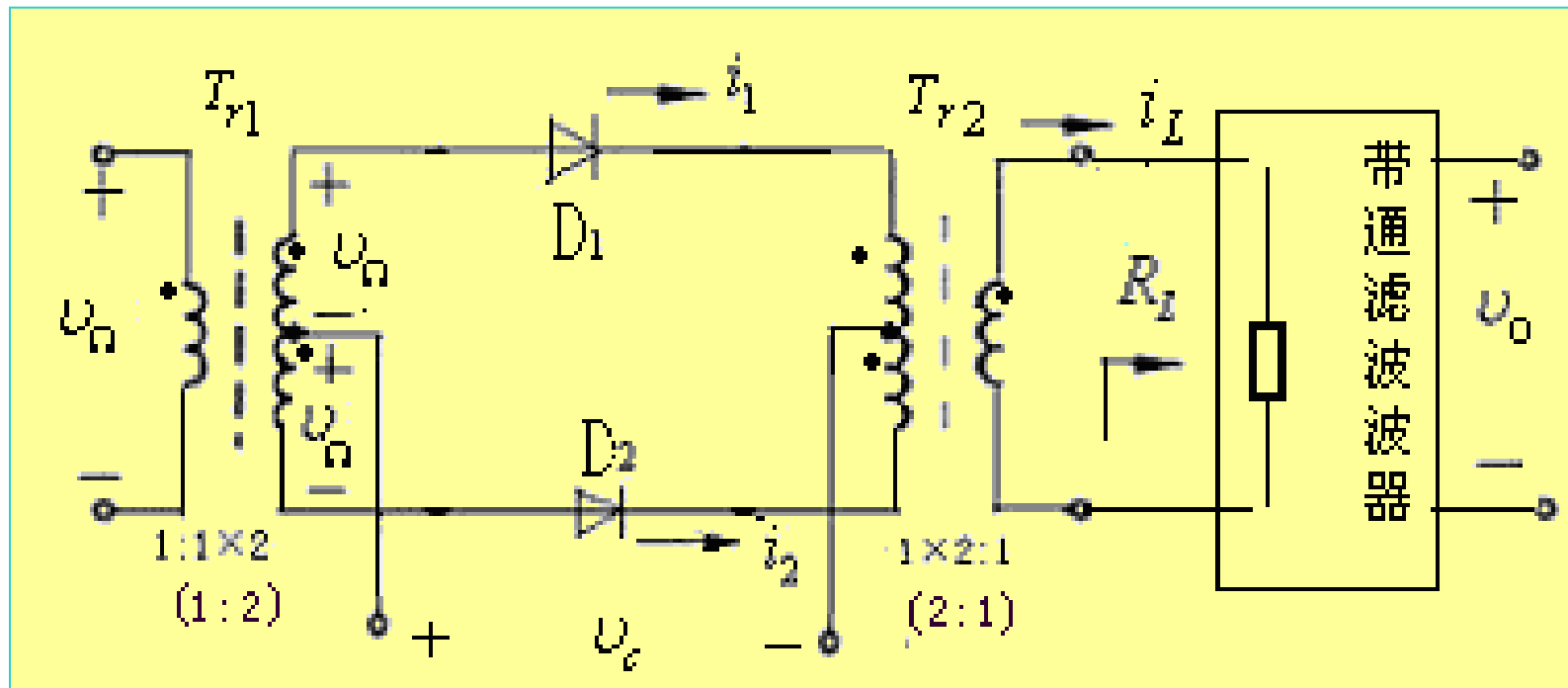


图6.3.5 二极管平衡调制器

如果把 v_{Ω} 和 v_c 的位置换一下（如图6.3.5）会怎么样呢？



需要说明的是，二极管平衡调制器中，调制电压和载波信号的输入位置与所要完成的频谱搬移功能有密切的关系。

利用图6.2.4所示电路，若令 $v_1 = v_\Omega = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，
 $v_2 = v_c = V_{cm} \cos \omega_c t$ ，且 $V_{cm} \ll V_{\Omega m}$ ， V_{cm} 足够大，则二极管工作在受 v_c 控制的开关状态，即可构成二极管平衡调制电路，如图6.3.5所示。若设带通滤波器的谐振等效阻抗为 R_L 。



可以证明流过负载的电流 i_L 为

$$i_L = i_1 - i_2 = \frac{2}{R_D + 2R_L} v_\Omega(t) k_1(\omega_c t) \quad (6.3.3)$$

将 $k_1(\omega_c t)$ 的傅立叶级数展开式代入式 (6.3.3) 可得

$$i_L = \frac{2}{R_D + 2R_L} V_{\Omega m} \cos \Omega t \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \cdots \right) \quad (6.3.4)$$

i_L 中包含的频谱分量为 Ω 和 $(2n-1)\omega_c \pm \Omega$ ($n = 0, 1, 2, 3 \cdots$)



若输出滤波器的中心频率为 f_c ，带宽为 $2F$ ，则输出电压为

$$v_o(t) = \frac{4}{\pi} \frac{R_L}{R_D + 2R_L} V_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t \quad (6.3.5)$$

当 $R_L \ll R_D$ 时，有

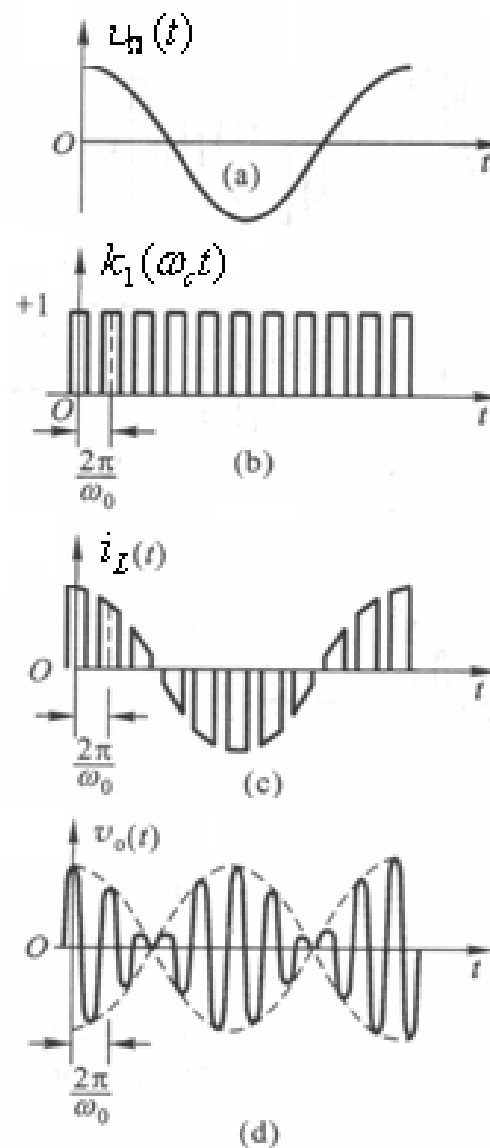
$$v_o(t) \approx \frac{2}{\pi} V_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t \quad (6.3.6)$$

输出电压是双边带调幅（DSB）信号。



图6.3.5二极管 平衡调制器的工作 波形如图 6.3.6所示。

图6.3.6 二极管平衡调制器的工作波形





2、二极管环形调制器

为了进一步减少组合频率分量，提高调制效率，可采用第二节中介绍的图6.2.6 (a) 所示的二极管环形电路。令

$$v_1(t) = v_c(t) \quad 、 \quad v_2(t) = v_\Omega(t)$$

代入式 (6.2.19) 中得到输出电流 i_L 为

$$i_L = \frac{2v_\Omega}{R_D + 2R_L} k_2(\omega_c t) \quad (6.3.7)$$

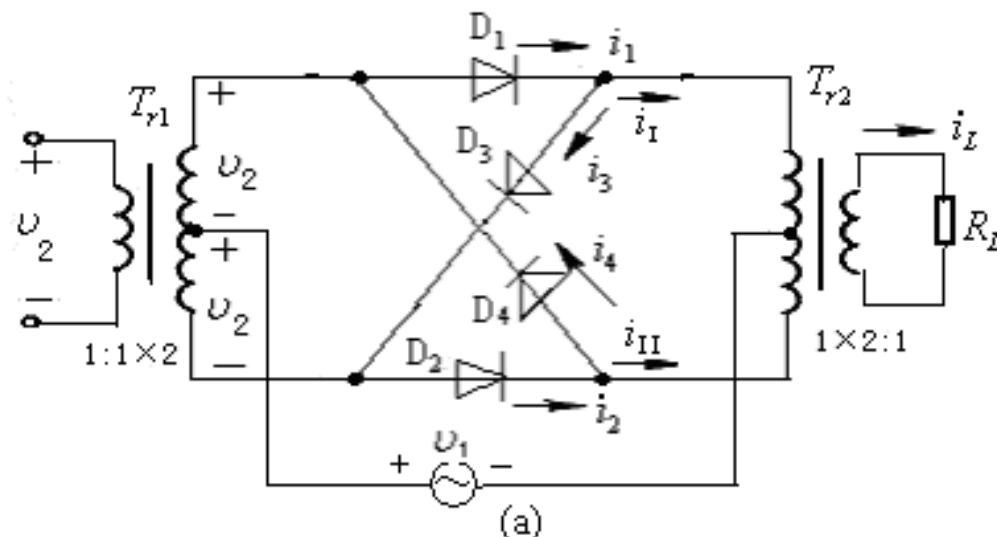


图6.2.6二极管环形电路



显然, i_L 中的频率分量为 $(2n-1)\omega_c \pm \Omega$, 利用中心频率为 f_c , 带宽为 $2F$ 的带通滤波器滤波后, 输出信号为

$$v_o(t) = \frac{2R_L}{R_D + 2R_L} \frac{4}{\pi} V_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t \quad (6.3.8)$$

当 $R_L \ll R_D$ 时, 输出电压可以进一步简化为

$$v_o(t) \approx \frac{4}{\pi} V_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t \quad (6.3.9)$$

很显然, 式 (6.3.9) 的振幅比式 (6.3.6) 高一倍, 输出的信号电压是双边带调幅信号。图6.2.7的工作波形请自行分析。



6.3.2 高电平调制器 (High level AM Circuit)

高电平调幅:

在调幅发射机 (如广播发射机) 中, 一般采用高电平调制电路。

根据调制信号控制的电极不同, 调制方法主要有:

集电极调制——用调制信号控制集电极电源电压, 以实现调幅;

基极调制——用调制信号控制基极电源电压, 以实现调幅。



高电平调幅器广泛采用高效率的丙类谐振功率放大器。

放大器工作在
丙类状态；集电极
电流 i_c 为周期性的
余弦脉冲。

利用选频回
路的选频作用，
输出信号电压 $v_c(t)$

将仍与输入信号电压 $v_b(t)$ 成正比。

若 $v_b(t) = V_{bm} \cos \omega \cdot t$ 则 $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega \cdot t$

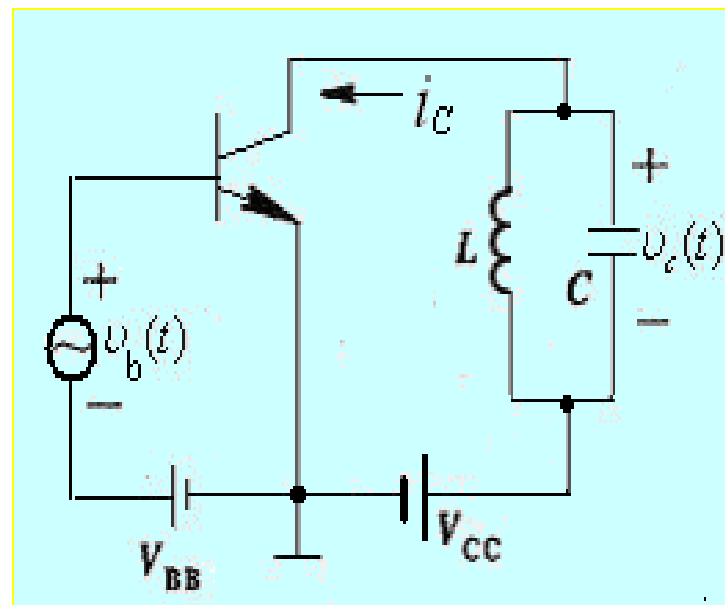


图4.2.1(c) 谐振功率放大器电路



一、谐振功率放大器的调制特性

(1) 集电极调制特性

集电极输出电压
的振幅 V_{cm}

跟随电源电压 V_{CC}

变化的特性。

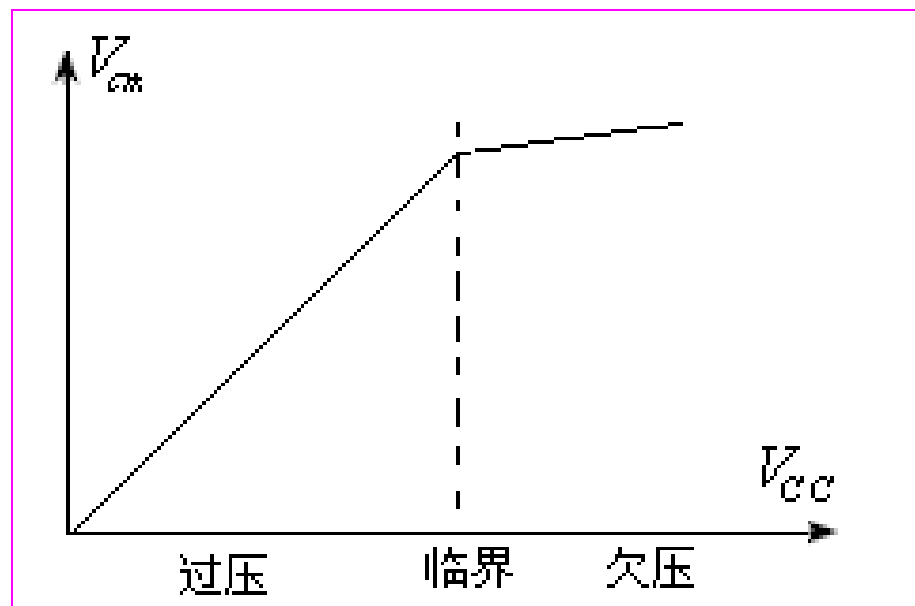


图4.2.13 集电极调制特性



(2) 基极调制特性

集电极输出

电压的振幅 V_{cm}

跟随电源电压 V_{BB}

变化的特性。

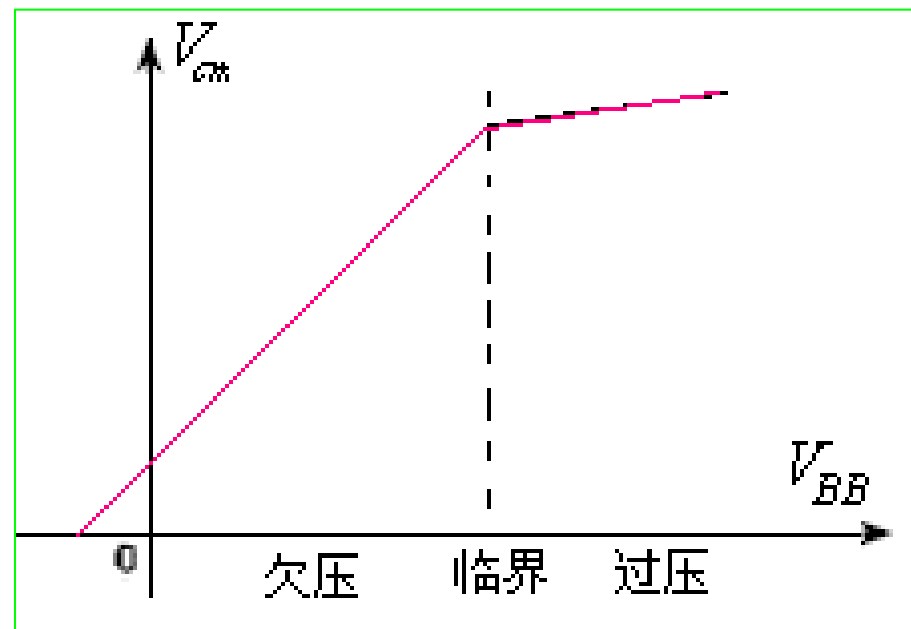


图4.2.14 基极调制特性



二、集电极调幅

用调制信号来改变高频功率放大器的集电极直流电源电压，而输出高频正弦波的 V_{cm} 随集电极直流电源电压变化而变化，从而得到调幅波输出。

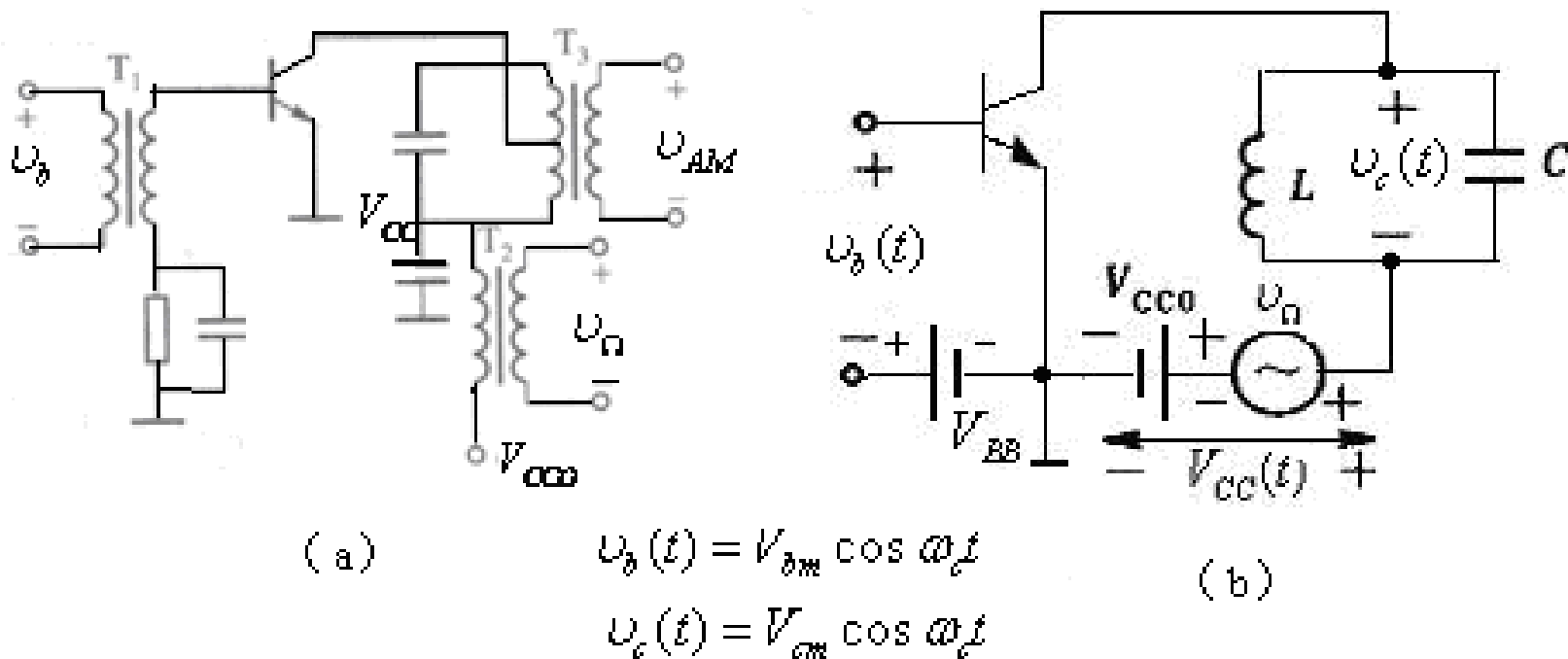


图6.3.7 集电极调幅电路
(a) 实际调幅电路 (b) 原理电路



若设

$$v_b(t) = V_{bm} \cos \omega_c \cdot t$$

$$v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega \cdot t$$

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

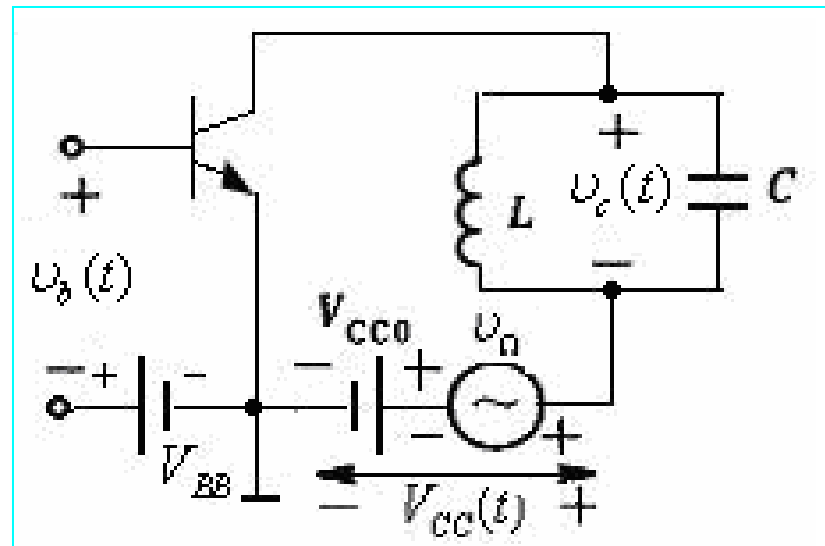


图6.3.7 (b) 集电极调幅电路

$V_{CC}(t)$ 为集电极有效电源电压

集电极输出电压为：

$$v_c(t) = V_{cm0} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

显然，为了实现不失真的调制，电路应工作在过压状态。

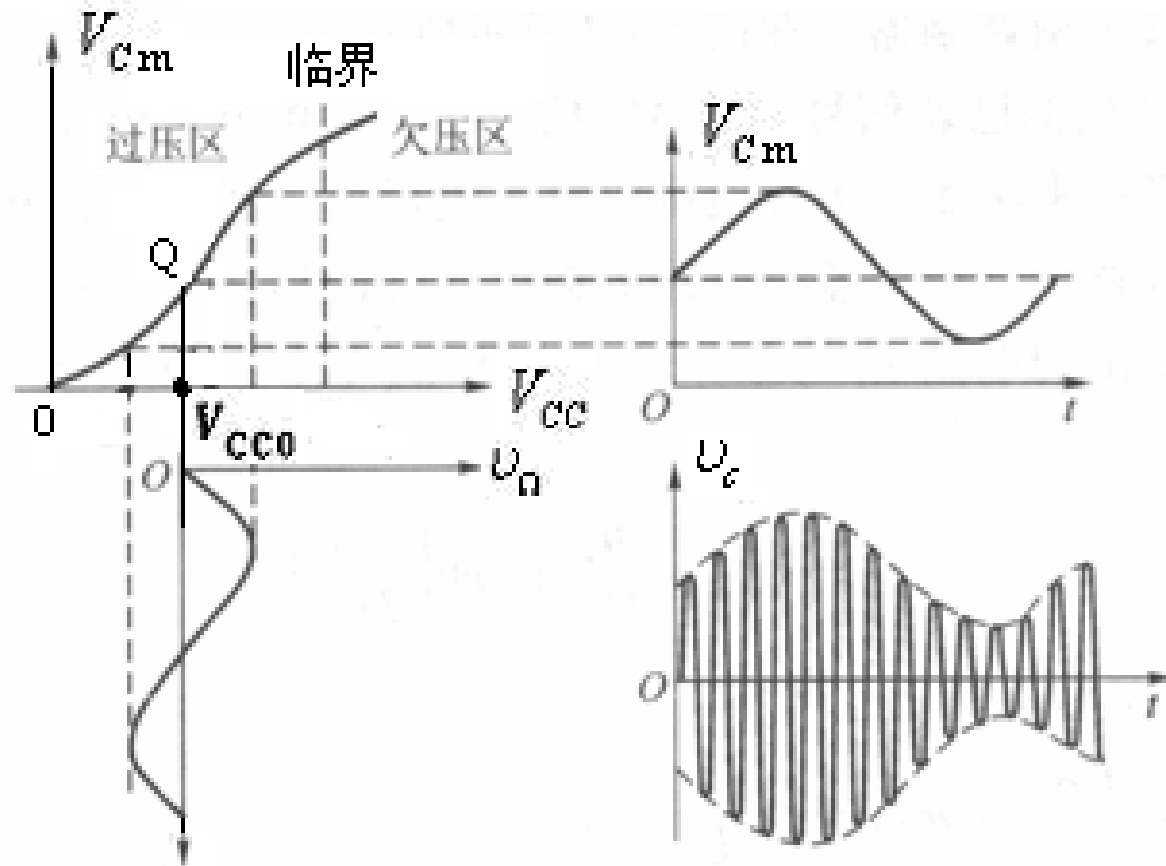


图6.3.8 集电极调幅工作波形

V_{CC0} 的大小选择应该在过电压区的中点。



三、基极调幅电路

用调制信号来改变高频功率放大器的基极偏压，以实现调幅。

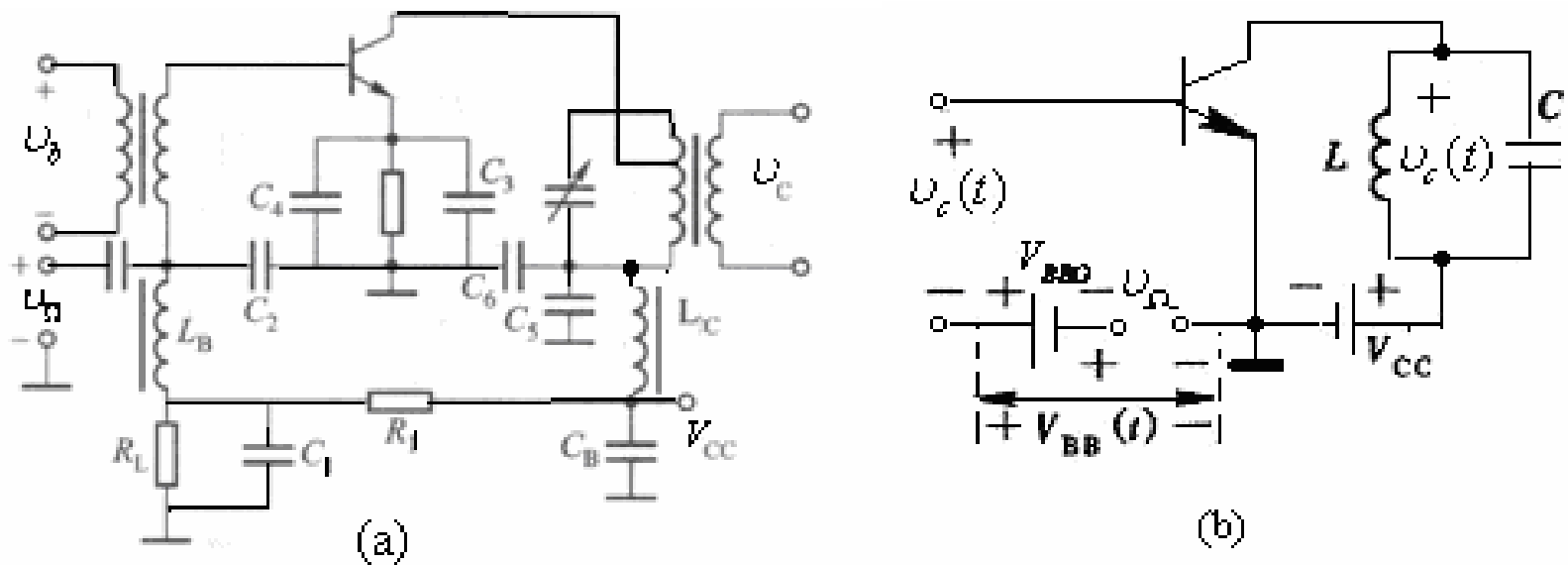


图6.3.9 基极调幅电路
(a) 实际电路 (b) 等效原理电路



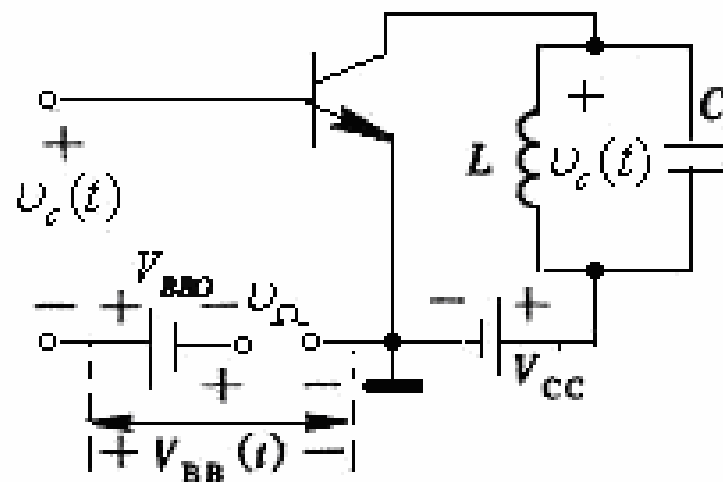
若设

$$v_b(t) = V_{bm} \cos \omega_c \cdot t$$

$$v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega \cdot t$$

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

$V_{BB}(t)$ 为基极有效电源电压



(b)

集电极输出电压为：

$$v_c(t) = V_{cmo} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

显然，为了实现不失真的调制，电路应工作在欠压状态。

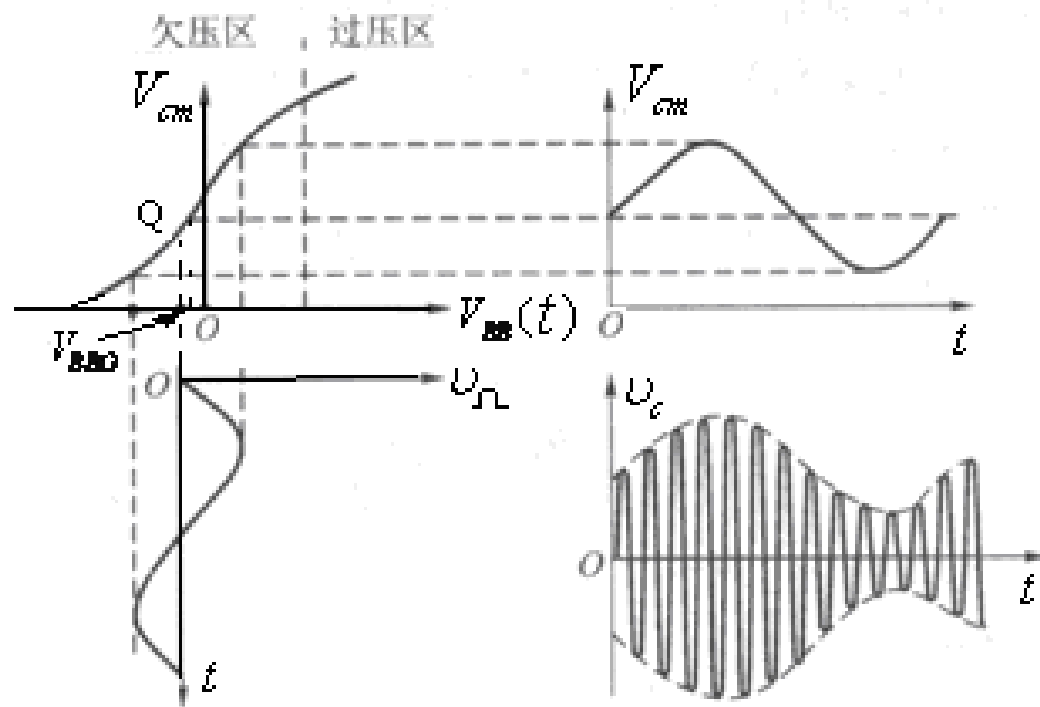


图6.3.10 基极调幅工作波形

V_{BB0} 的大小选择应该在欠电压区的中点。

需要说明的是：高电平调幅电路可以产生且只能产生普通AM调幅波。



3、电路实例：

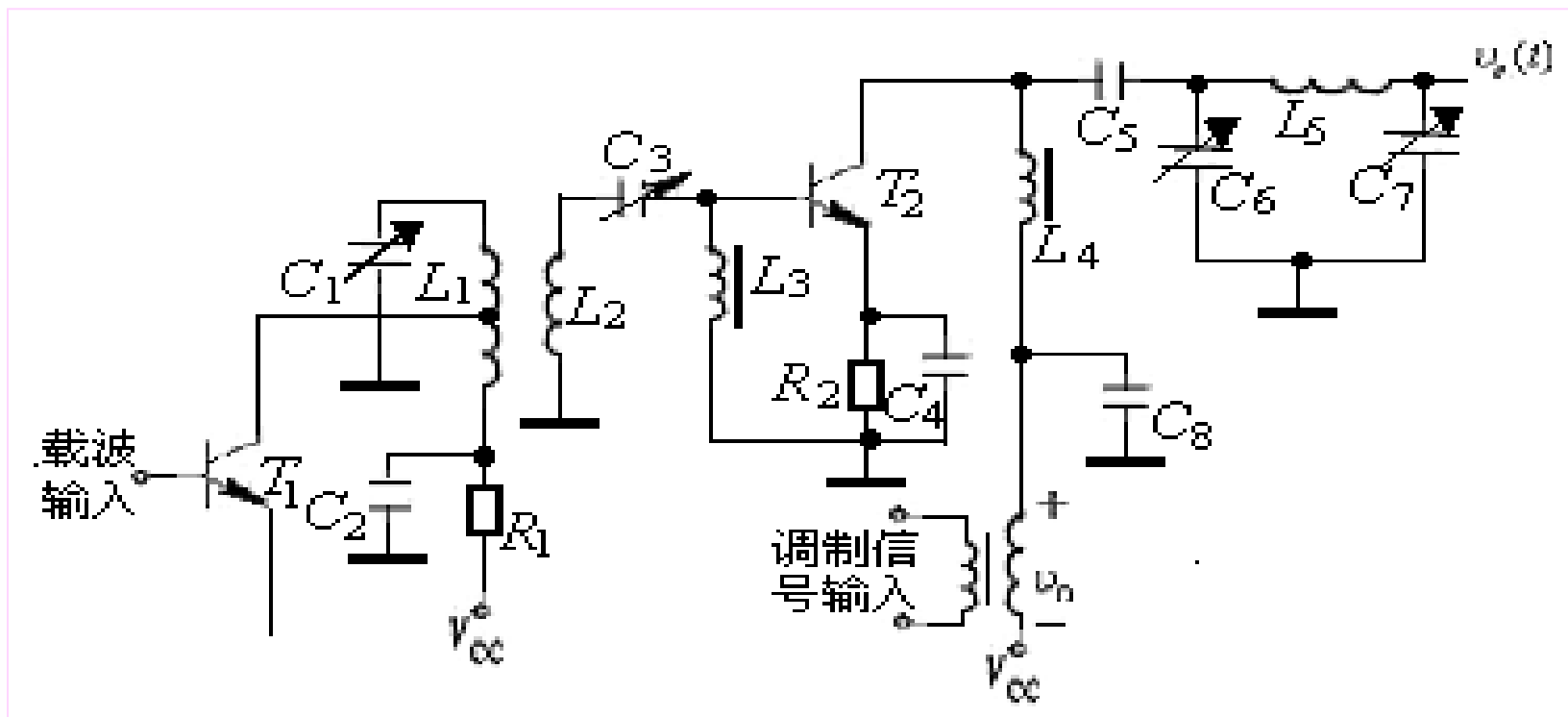


图 集电极调幅电路实例



3、电路实例：

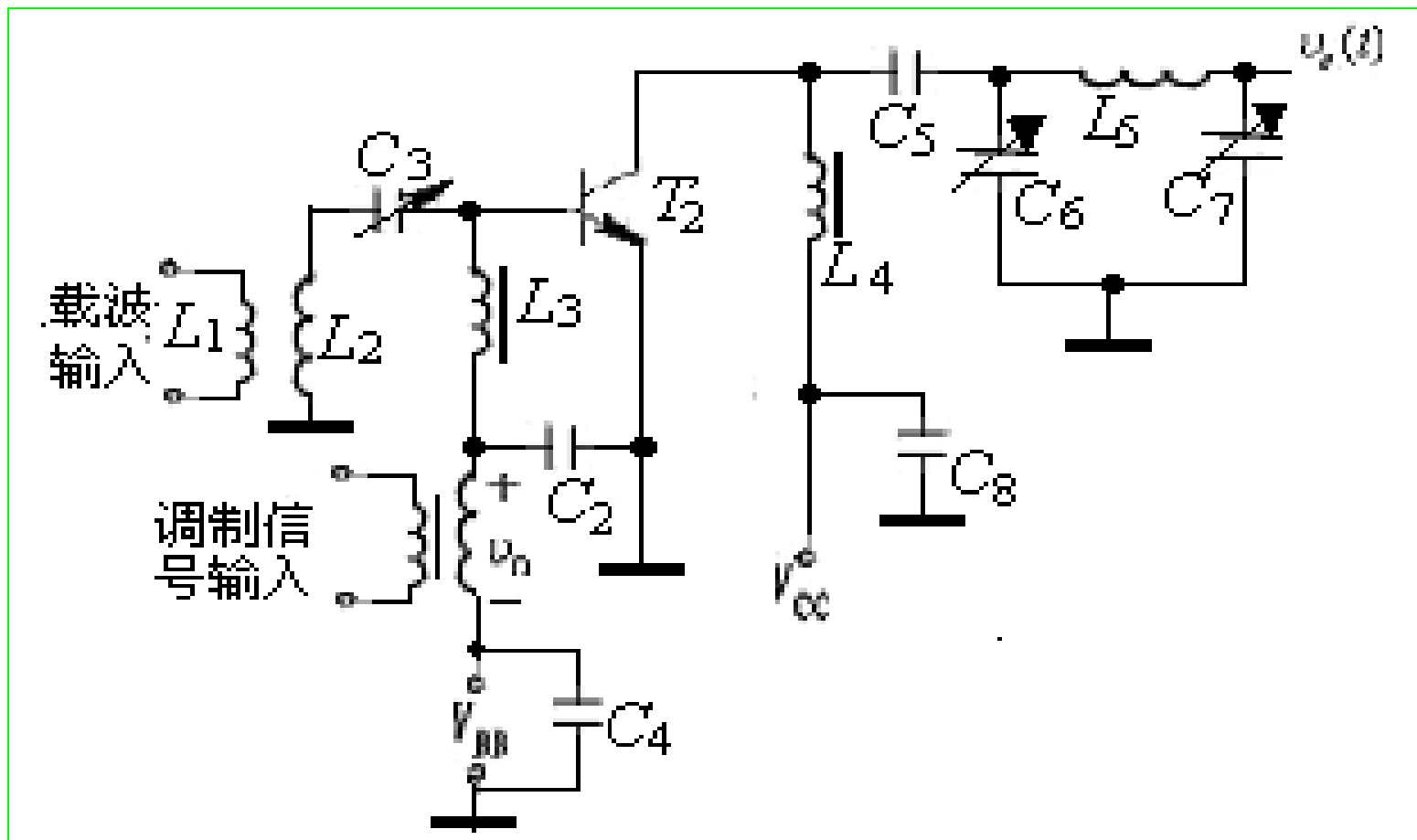
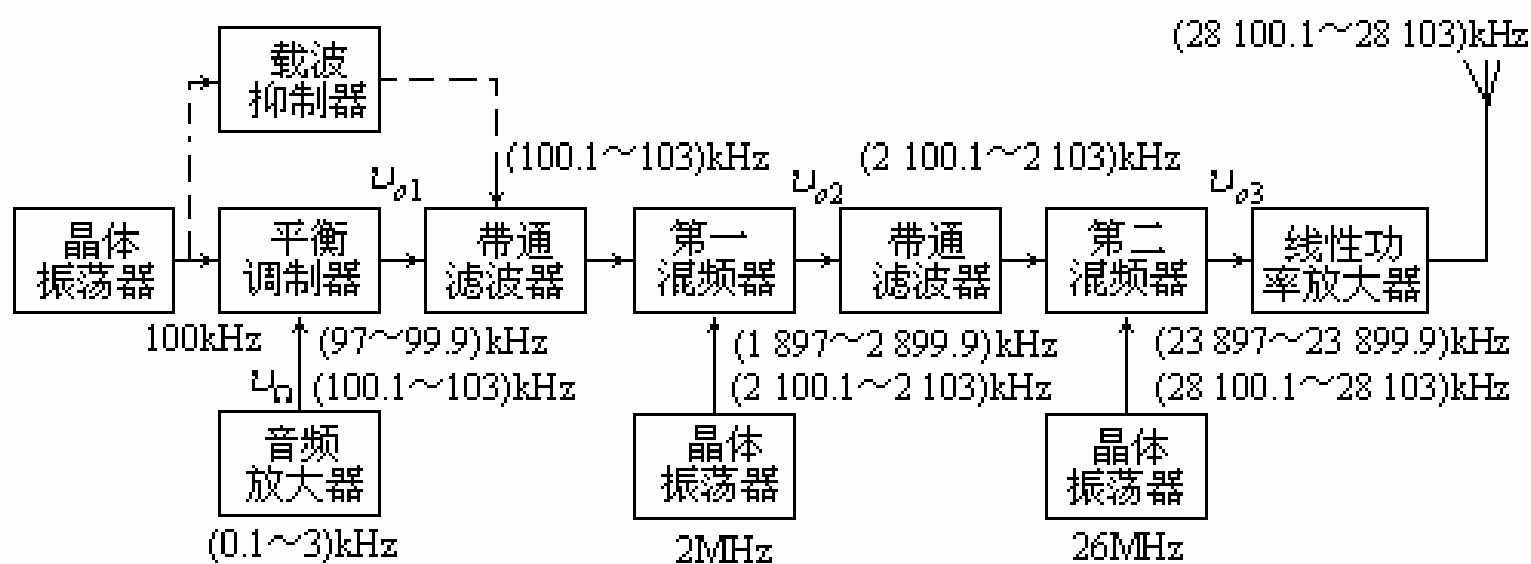


图 基极调幅电路实例

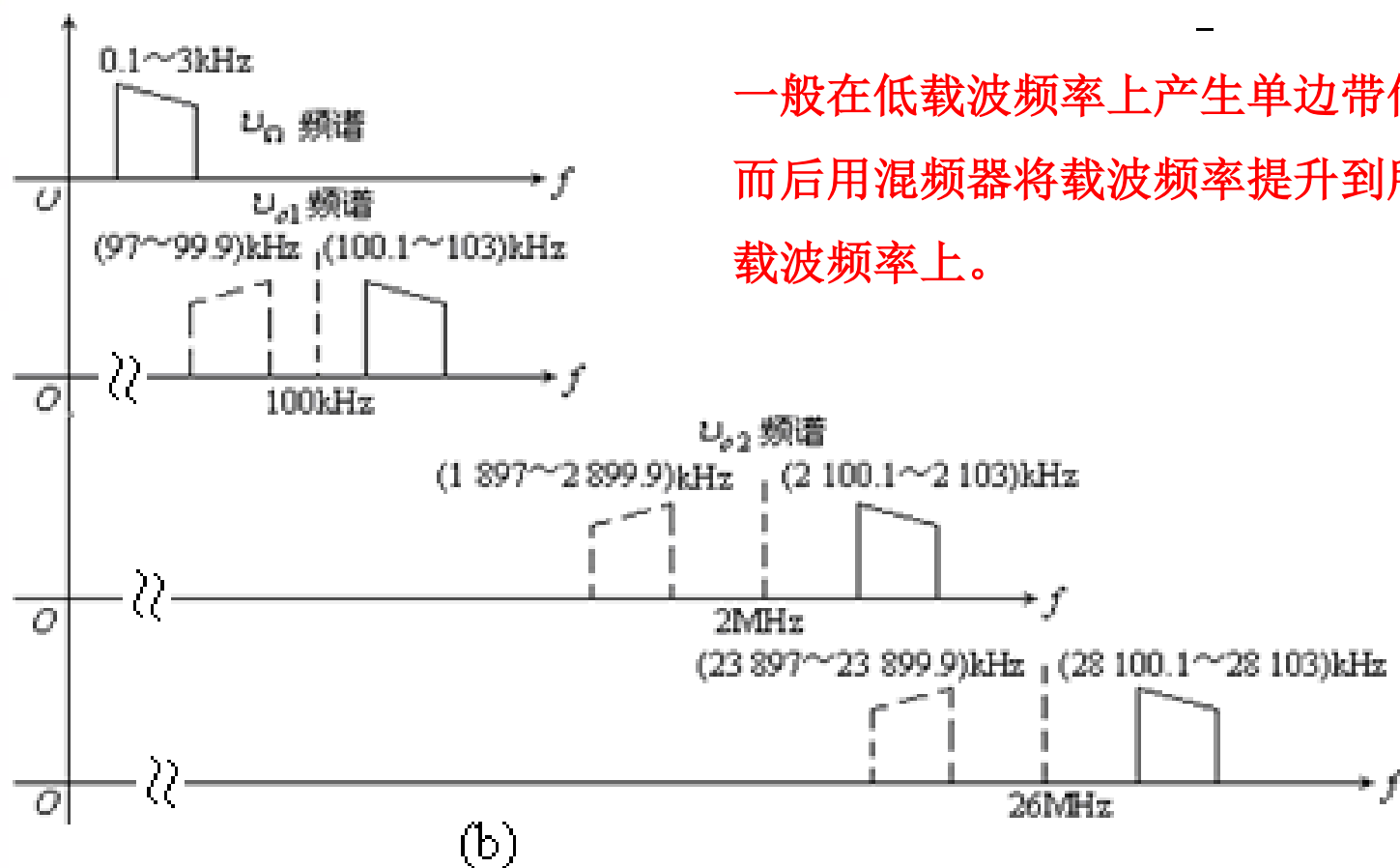


6.3.3 采用滤波法的单边带发射机

图6.3.11 (a) 所示方框图为采用滤波法构成单边带发射机。若设调制信号的频谱分量自100Hz到3000Hz, 则相应各点的频谱如图6.3.11 (b) 所示。



(a)



一般在低载波频率上产生单边带信号，
而后用混频器将载波频率提升到所需的
载波频率上。

图6.3.11 采用滤波法的单边带发射机方框图及其各点信号的频谱图



作业: P.223

6.32 6.33 6.34

预习: 6.4