

**例 6-1** 已知载波电压为  $u_c = U_c \cos \omega_c t$ , 调制信号如图 6-16 所示,  $f_c \gg 1/T_\Omega$ 。分别画出  $m=0.5$  及  $m=1$  两种情况下的 AM 波形以及 DSB 波形。

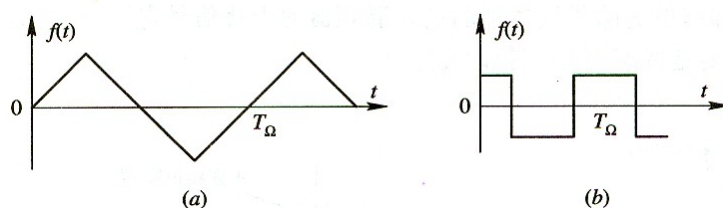


图 P6-1 调制信号波形

**题意分析：**AM 信号是其振幅随调制信号变化的一种振幅调制信号，确切地讲，其振幅与调制信号  $u_\Omega$  成线性关系。调幅信号的表达式为  $u_{AM}(t) = U_c[1 + mf(t)] \cos \omega_c t$ ，式中  $f(t)$  为调制信号的归一化信号，即  $|f(t)|_{\max} = 1$ 。由 AM 信号的表达式可以看出，调幅信号的振幅，是在原载波振幅的基础上，将  $f(t)$  信号乘以  $mU_c$  后，叠加到载波振幅  $U_c$  之上，再与  $\cos \omega_c t$  相乘后，就可得到 AM 信号的波形。对双边带信号，直接将调制信号  $u_\Omega$  与载波  $u_c$  相乘，就可得到 DSB 信号的波形。应注意的是，DSB 信号在调制信号  $u_\Omega$  的过零点处，载波相位有  $180^\circ$  的突跳。

**解：**图 P6-2 为 AM 波在  $m=0.5$  和  $m=1$  的波形和 DSB 信号的波形。

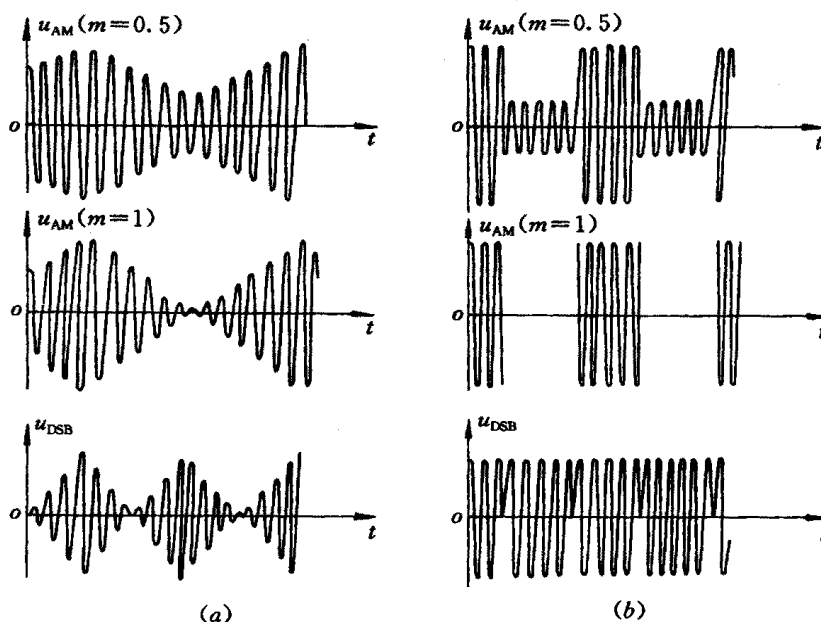


图 P6-2 波形图

**讨论：**对 AM 信号，当  $m=0.5$  时，其振幅可以看成是将调制信号叠加到载波振幅  $U_c$  上，其振幅的最大值（对应调制信号的最大值）为  $U_c(1+0.5)$ ，最小值（对应调制信号的最

小值) 为  $U_c (1-0.5)$  , 包络的峰一峰值为  $U_c$ 。当  $m=1$  时, 其振幅可以看成是将调制信号叠加到载波振幅  $U_c$  上, 其最大值与最小值分别为  $2U_c$  和  $0$ , 峰一峰值为  $2U_c$ 。由此可见,  $m$  越大, 振幅的起伏变化越大, 有用的边带功率越大, 功率的利用率越高。对 DSB 信号, 是在 AM 信号的基础上将载波抑制而得到的, 反映在波形上, 是将包络中的  $U_c$  分量去掉, 将  $u_\Omega$  与  $u_c$  直接相乘就可得到 DSB 信号。应注意的是, DSB 信号的包络与调制信号的绝对值成正比, 在调制信号的过零点载波要反相。特别要指出的是, DSB 信号是在 AM 信号的基础上将载波抑制后得到的, 但不可用滤波的方法将载波分量滤出, 而是采用如平衡电路等方法将载波分量抵消, 从而得到 DSB 信号的。在画波形时, 包络不能用实线, 只能用虚线, 因为它只是反映了包络的变化趋势, 而不是信号的瞬时值。

**例 6 - 2** 在图 P6 - 3 所示的各电路中, 调制信号  $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$ , 载波电压  $u_c = U_c \cos \omega_c t$ , 且  $\omega_c \gg \Omega$ , 二极管  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  的伏安特性相同, 均为从原点出发, 斜率为  $g_D$  的直线。(1) 试问哪些电路能实现双边带调制? (2) 在能够实现双边带调制的电路中, 试分析其输出电流的频率分量。

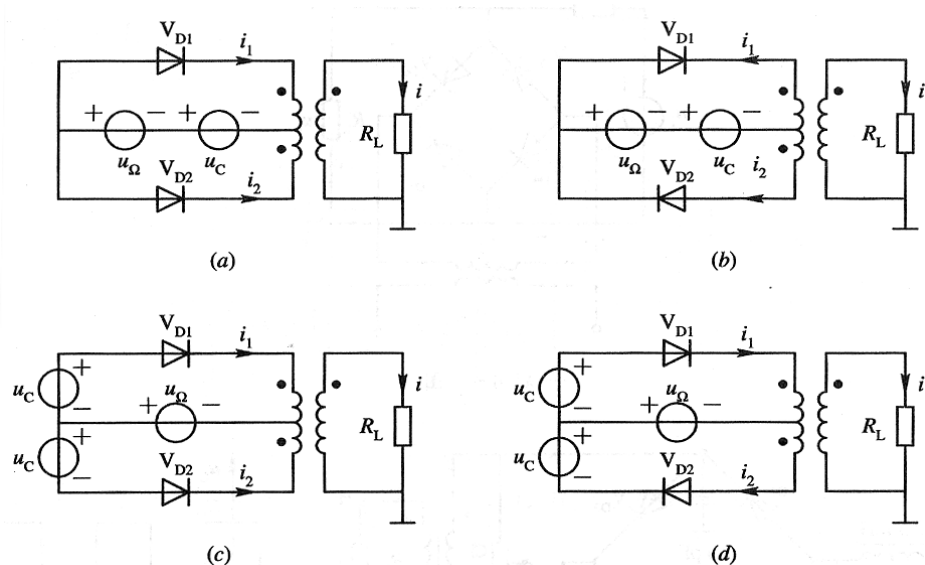


图 P6 - 3

**题意分析:** 从图中可以看出, 这四个电路为二极管电路的交流等效电路, 和第五章中介绍的二极管平衡调制器的结构相似, 与之不同的是信号的输入位置 and 二极管的连结方式。其分析思路可以按照二极管平衡调制器的分析方法进行分析。分析思路如下: ① 标定二极管两端的电压和流过它的电流的正方向, 一般可按实际方向标定 (当然也可以不按实际方向标, 但分析时难度较前者大, 易出错); ② 求出加在二极管两端的电压  $u_D$ ; ③ 求出流过二极管的电流  $i_D = g(t)u_D$ , 此时时变电导  $g(t)$  有两种情况, 若  $u_c$  正向加到二极管两端, 二极管在  $u_c$

的正半周导通,  $g(t)=g_D K(\omega_c t)$ ; 若  $u_c$  反向加到二极管两端,  $g(t)=g_D K(\omega_c t-\pi)$ ; ④根据同名端判断各二极管电流对总的输出电流  $i$  的贡献, 流入同名端为正, 流出同名端为负; ⑤分析  $i$  中的频率分量, 若有  $f_c \pm F$  分量, 无  $f_c$  分量, 则可产生 DSB 信号 (滤波后); 若有  $f_c \pm F$  和  $f_c$  分量, 不能产生 DSB, 只能产生 AM 信号。

解: (a)  $u_{D1}=u_{D2}=u_c+u_\Omega$ ,  $u_c$  正向加到两个二极管上, 故  $g_1(t)=g_2(t)=g_D K(\omega_c t)$ ,

$i=i_1-i_2=g_D K(\omega_c t)u_{D1}-g_D K(\omega_c t)u_{D2}=0$ , 因此, (a) 所示电路没有输出, 不能完成双边带调制。

(b)  $u_D=u_c+u_\Omega$ ,  $u_{D2}=-u_c-u_\Omega$ ,  $u_\Omega=-u_{D1}$ ,  $u_c$  正向加到  $V_{D1}$ , 反向加到  $V_{D2}$ , 故  $g_1(t)=g_D K(\omega_c t)$ ,  $g_2(t)=g_D K(\omega_c t-\pi)$ ,  $i_1$  与  $i_2$  流向一致, 在输出变压器中产生的磁通相加, 输出电流  $i$  为

$$\begin{aligned} i &= i_1 + i_2 = g_D K(\omega_c t)u_{D1} + g_D K(\omega_c t - \pi)u_{D2} \\ &= g_D K(\omega_c t)u_{D1} - g_D K(\omega_c t - \pi)u_{D1} \\ &= g_D [K(\omega_c t) - K(\omega_c t - \pi)]u_{D1} \\ &= g_D K'(\omega_c t)(u_c + u_\Omega) \\ &= g_D \left( \frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_c t - \cdots \right) (U_c \cos \omega_c t + U_\Omega \cos \Omega t) \end{aligned}$$

将上式展开可见,  $i$  中的频率分量包括直流、 $2nf_c$ 、 $(2n-1)f_c \pm F$ ,  $n=1, 2, 3, \dots$ , 其频谱如图 P6-4 (a) 所示。由此可见, 图 P6-3 (b) 所示电路经滤波后可得到双边带信号。

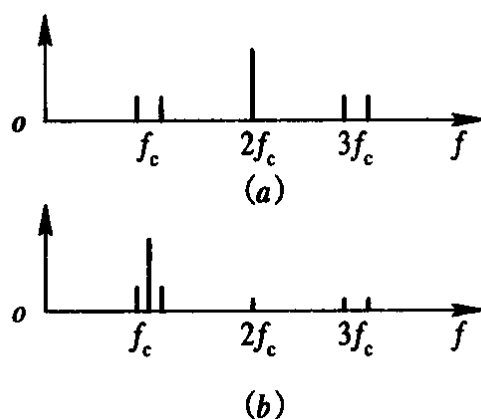


图 P6-4 频谱图

(c)  $u_{D1}=u_c+u_\Omega$ ,  $u_{D2}=-u_c+u_\Omega$ ,  $u_c$  正向加到  $V_{D1}$ , 反向加到  $V_{D2}$ , 故  $g_1(t)=g_D k(\omega_c t)$ ,  $g_2(t)=g_D k(\omega_c t-\pi)$ ,  $i_1$  与  $i_2$  流动方向相反, 有

$$\begin{aligned}
i &= i_1 - i_2 = g_D K(\omega_c t) u_{D1} - g_D K(\omega_c t - \pi) u_{D2} \\
&= g_D K(\omega_c t) (u_c + u_\Omega) - g_D K(\omega_c t - \pi) (-u_c + u_\Omega) \\
&= g_D [K(\omega_c t) + K(\omega_c t - \pi)] u_c + g_D [K(\omega_c t) - K(\omega_c t - \pi)] u_\Omega \\
&= g_D u_c + g_D K'(\omega_c t) u_\Omega \\
&= g_D U_c \cos \omega_c t + g_D \left( \frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right) U_\Omega \cos \Omega t
\end{aligned}$$

由式 (5-30) 可以看出,  $i$  中的频率分量有  $f_c, (2n-1)f_c \pm F, n=1, 2, 3, \dots$ , 其频谱如图 6-4(b) 所示。由此可见, 图 P6-3(c) 所示电路可以完成 AM 调制, 不能得到 DSB 信号。

(d)  $u_{D1}=u_c+u_\Omega$ ,  $u_{D2}=u_c-u_\Omega$ ,  $u_c$  正向加到两个二极管上, 故  $g_1(t)=g_D k(\omega_c t)=g_2(t)$ ,  $i_1$  与  $i_2$  流动方向相同, 有

$$\begin{aligned}
i &= i_1 + i_2 = g_D K(\omega_c t) u_{D1} + g_D K(\omega_c t) u_{D2} \\
&= g_D K(\omega_c t) (u_{D1} + u_{D2}) \\
&= 2g_D K(\omega_c t) u_c \\
&= 2g_D \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right) U_c \cos \omega_c t
\end{aligned}$$

由上式可以看出, 图 P6-3 (d) 所示电路的输出电流  $i$  中只有  $f_c$  和  $2nf_c, n=1, 2, 3, \dots$  分量, 不存在  $f_c \pm F$  分量, 故不能完成调制功能。

**讨论:** 二极管平衡调制器可以产生双边带信号, 但产生双边带信号时两个输入信号  $u_c$  与  $u_\Omega$  所加位置是确定的, 如第五章二极管平衡电路所示。若将  $u_c$  与  $u_\Omega$  的位置互换, 如图 6-18 (c) 所示, 则将不能得到双边带信号, 产生的是 AM 波。若将两个二极管中的一个反接, 如图 6-18 (d) 所示, 得到的只是输入信号中的一个 ( $u_c$  或  $u_\Omega$ ) 的频率的谐波分量。另外, 对二极管环形调制器, 无论将  $u_c$  和  $u_\Omega$  加到何位置, 均可产生双边带信号, 也就是说, 二极管环形调制器产生双边带信号与信号所加位置无关。

**例 6-3** 调制电路如图 P6-4。载波电压控制二极管的通断。试分析其工作原理并画出输出电压波形; 说明  $R$  的作用。

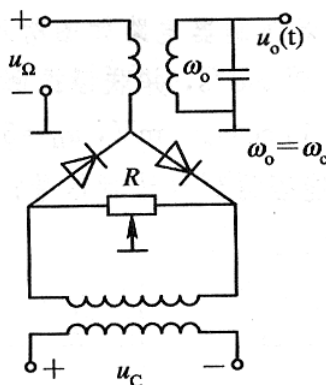


图 P6-4

**题意分析：**这是一种二极管调制电路,与第五章介绍的二极管平衡调制器的电路形式是不同的。从图中可以看出,载波电压  $u_c$  正向地加到两个（串联）的二极管上,控制二极管的导通。这里两个二极管和电阻  $R$  构成一个电桥,由此可知,调节电阻  $R$  的抽头,可以使电桥平衡。当二极管导通时 ( $u_c > 0$ ) ,两个二极管均呈现一导通电阻  $R_D$ ,电桥平衡时,两个二极管的中间连接点为地电位,则  $u_\Omega$  有效地加到变压器的初级回路中就有电流流动;当二极管截止时 ( $u_c < 0$ ) ,两个二极管开路,变压器的输入端不能形成回路,没有电流流动,故输出端没有输出。由此可以看出,图 6-20 的电路可以等效为图 P6-5 (a) 所示的电路。可以认为在变压器的输入端接了一个由载波电压  $u_c$  控制的时变开关。将  $u_c > 0$  和  $u_c < 0$  的两种情况合并考虑,就可得到变压器次级回路的电压,经滤波器（并联谐振回路）滤波后就得到输出电压,从而画出输出电压的波形。

**解：**当  $u_c > 0$  时,两个二极管导通,呈现一导通电阻  $R_D$ ,若由两个二极管和电阻  $R$  组成的电桥平衡,则变压器的下端为地电位,变压器的初级有电流流动,在变压器的次级就有电压  $u'_0$ ,设变压器的匝数比为 1:1,则有

$$u'_0 = u_\Omega \quad (u_c > 0)$$

当  $u_c < 0$  时,两二极管截止,变压器初级的下端开路,没有电流流动,则有

$$u'_0 = 0 \quad (u_c < 0)$$

将  $u_c > 0$  和  $u_c < 0$  两种情况一并考虑,可用一开关函数  $K(\omega_c t)$  将两种情况综合,有

$$u'_0 = K(\omega_c t) u_\Omega$$

若  $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$ , 则有

$$u'_0 = \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_c t - \dots \right) U_\Omega \cos \Omega t$$

经滤波器（并联谐振回路,中心频率  $\omega_0 = \omega_c$ ）滤波后,输出电压  $u_0$  为

$$u_0 = \frac{2}{\pi} U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

上式表明,该电路完成了 DSB 调制。图 P6-5 (b) 为输出电压的波形图。

图 P6-4 中  $R$  的作用是与两个二极管构成桥式电路,改变中间抽头可调节桥路的平衡。

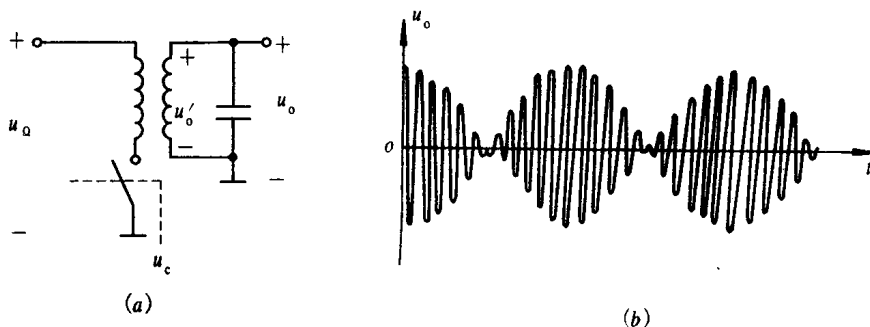


图 P6-5 (a)等效电路; (b)输出波形图

**讨论：**本题的分析方法与第五章介绍的二极管平衡电路的分析方法有所不同，但实质是相同的，都是用载波电压控制二极管的导通和截止，使电路工作于受载波控制的两种状态，但最终的结果是相同的，完成双边带信号的调制。本题也可按二极管电路的一般分析方法进行分析，即先求  $u_D$ ，通过  $u_D$  求  $i_D$ ，再求输出电流，经滤波器滤波得到输出电压。读者不妨自己推导一下。

**例 6-4** 差分对调制器电路如图 P6-6 所示。

(1) 若  $\omega_c = 10^7 \text{ rad/s}$ ，并联谐振回路对  $\omega_c$  谐振，谐振电阻  $R_L = 5 \text{ K}\Omega$ ， $E_e = E_c = 10 \text{ V}$ ， $R_E = 5 \text{ K}\Omega$ ， $u_c = 156 \cos \omega_c t (\text{mV})$ ， $u_\Omega = 5.63 \cos 10^4 t (\text{V})$ 。试求  $u_o(t)$ 。

(2) 此电路能否得到双边带信号，为什么？

**题意分析：**这是一单差分对调制电路，单端输出方式。两个输入信号  $u_c$  和  $u_\Omega$  分别从非线性通道和线性通道加入调制电路。由于加在非线性通道的载波振幅  $U_c = 156 \text{ mV}$ ，不满足

$U_c < 26 \text{ mV}$  的条件，不能把  $\tanh\left(\frac{u_c}{2V_T}\right)$  近似，因而只能按非线性的方法分析。由于输出是

从第二管子的集电极输出，则输出电压  $u_o(t) = E_c - i'_{c2} R_L$ 。特别要注意的是，这里的  $i'_{c2}$  并不等于  $i_{c2}$ ，而是  $i_{c2}$  中能够通过滤波器的那些频率分量，因为在第二管的集电极上接的是一并联谐振回路，它对  $\omega_c$  呈现一谐振阻抗  $R_L$ 。

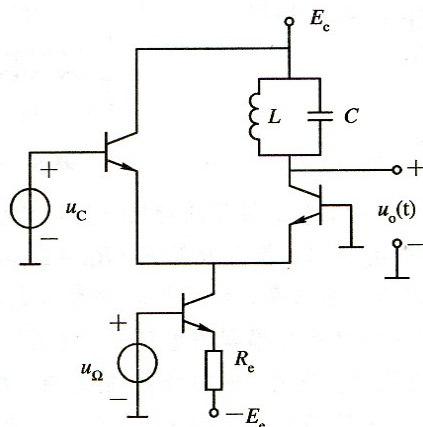


图 P6-6 差分对调制电路

解：(1)先求出差分对尾管的集电极电流  $i_{c3}$ 。由于  $\alpha \approx 1$ ，故  $i_{c3} \approx i_{E3}$ 。

$$\begin{aligned} i_{c3} &\approx i_{E3} = (u_\Omega - V_{bc3} + E_e) / R_E \\ &\approx (E_e + u_\Omega) / R_E = \frac{E_e}{R_E} (1 + \frac{u_\Omega}{E_e}) \\ &= 2(1 + 0.563 \cos 10^4 t) \quad (mA) \end{aligned}$$

由前分析可知，第二管的集电极电流（滤波前） $i_{c2}$  为

$$\begin{aligned} i_{c2} &= \frac{I_o(t)}{2} [1 - \tanh(\frac{u_c}{2V_T})] \\ &= \frac{i_{c3}}{2} [1 - \tanh(\frac{156}{2 \times 26} \cos \omega_c t)] \\ &= (1 + 0.563 \cos 10^4 t) [1 - \beta_1(6) \cos \omega_c t + \beta_2(6) \cos 3\omega_c t - \dots] \\ &= (1 + 0.563 \cos 10^4 t) [1 - 1.2 \cos \omega_c t + 0.28 \cos 3\omega_c t - \dots] \end{aligned}$$

$i_{c2}$  中能够通过滤波器的分量  $i'_{c2}$  为

$$i'_{c2} = -1.2(1 + 0.563 \cos 10^4 t) \cos \omega_c t$$

则输出电压  $u_o(t)$  为

$$u_o(t) = E_c - i'_{c2} R_L = 10 + 6(1 + 0.563 \cos 10^4 t) \cos \omega_c t \quad (V)$$

由此可以看出，该电路只能得到 AM 信号。

(2)此电路不能得到 DSB 信号。单差分对电路要得到 DSB 信号的条件是：①  $u_\Omega$  加在非线性通道，且  $U_\Omega$  较小 ( $U_\Omega < 26\text{mV}$ )， $u_c$  加在线性通道；②双端输出。

**讨论：**单差分对电路产生 DSB 信号与信号所加位置有关且必须双端输出，否则只能产生 AM 信号。单端输出不能抑制共模干扰，但有共同的地，而双端差动输出没有共同的地，但可抑制共模干扰，两种输出方式各有利弊。

**例 6 - 5** 二极管平衡调制器如图 P6 - 7 所示。已知：  
 $u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos 2\pi \times 10^3 t (\text{V})$ ,  $u_c = U_c \cos 2\pi \times 10^6 t (\text{V})$ ,  $U_c \gg U_{\Omega}$ , 且  $U_c > 0.5 \text{V}$ 。

(1) 输出  $u_o(t) = ?$

(2) 若  $u_{\Omega}$  与  $u_c$  位置对调,  $u_o(t) = ?$

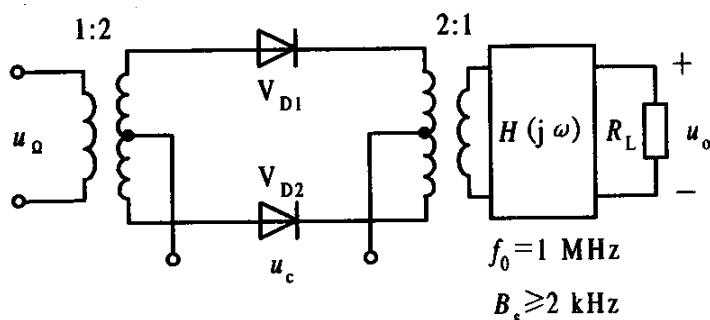


图 P6 - 7 二极管平衡调制器

(3) 若将此电路产生 SSB 信号, 电路应如何变化?

题意分析: 图 P6 - 7 所示的电路是与第五章介绍的电路是完全相同的, 由此可知, 第(1)问得到的应是 DSB 信号。第(2)问是将调制信号与载波位置互换, 由例 6 - 2 可知, 将产生 AM 信号。要用图中的二极管平衡调制器产生 SSB 信号, 可以通过改变输出回路的滤波器参数来获得。由前已知, 产生 SSB 信号有两种方式, 滤波法和抵消法。滤波法是在 DSB 信号的基础上滤出一个边带得到 SSB 信号。

**解:** (1) 由前面的分析已知, 二极管平衡调制器的输出变压器次级的电流  $i$  为

$$\begin{aligned} i &= 2g_D K(\omega_c t) u_{\Omega} \\ &= 2g_D \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \cdots \right) U_{\Omega} \cos \Omega t \end{aligned}$$

经滤波后, 输出电压  $u_o(t)$  为

$$u_o(t) = i' R_L = \frac{4}{\pi} g_D U_{\Omega} R_L \cos 2\pi \times 10^3 t \cos 2\pi \times 10^6 t \quad (\text{V})$$

得到 DSB 信号。

(2) 当  $u_{\Omega}$  与  $u_c$  位置对换后, 由例 6 - 2 (c) 可知,

$$\begin{aligned} i &= g_D u_c + g_D K'(\omega_c t) u_{\Omega} \\ &= g_D U_c \cos \omega_c t + g_D \left( \frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \cdots \right) U_{\Omega} \cos \Omega t \end{aligned}$$

经滤波后, 输出电压  $u_o(t)$  为



$$u_o(t) = i'R_L = g_D R_L U_c \cos \omega_c t + g_D R_L \frac{4}{\pi} U_\Omega \cos \omega_c t \\ = U_o (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

式中,  $U_o = g_D R_L U_c$ ,  $m = 4U_\Omega / \pi U_c$ 。得到 AM 信号。

(3)通过滤波法产生 SSB 信号, 应先获得 DSB 信号, 再用滤波器滤除一个边带, 保留一个边带, 就可获得 SSB 信号。因此,  $u_\Omega$  与  $u_c$  的位置如图 P6-7 所示, 改变的应是滤波器的参数, 若用带通滤波器, 则图 P6-7 中滤波器应是这样设计: 要获得上边带, 则滤波器的中心频率为  $f_c + F/2$ , 带宽为  $F$ ; 要获得下边带, 滤波器的中心频率为  $f_c - F/2$ , 带宽为  $F$ 。这里  $f_c$  和  $F$  分别为载波频率和调制信号的 (最高) 频率。本题中, 上边带,  $f_0 = 10^6 + 10^3/2$ ,  $B = 10^3$ ; 下边带,  $f_0 = 10^6 - 10^3/2$ ,  $B = 10^3$ 。

**讨论:** 本题中(1)、(2)两问可按一般的方法求得, 主要说明二极管平衡调制器产生何种已调信号与  $u_c$  和  $u_\Omega$  所加位置有关。第(3)问表明该电路可以完成 SSB 信号产生, 它是在 DSB 信号的基础上, 通过滤波, 选出所需的某一个边带。在设计滤波器时, 只让  $i$  中的某一个边带通过, 而将另一个边带和其它不需要的频率分量滤掉。由此可以推广到其它的调制电路中, 只要能产生 DSB 信号, 改变滤波器参数, 就可获得 SSB 信号。

**例 6-6** 图 P6-8 为斩波放大器模型, 试画出 A、B、C、D 各点的电压波形。

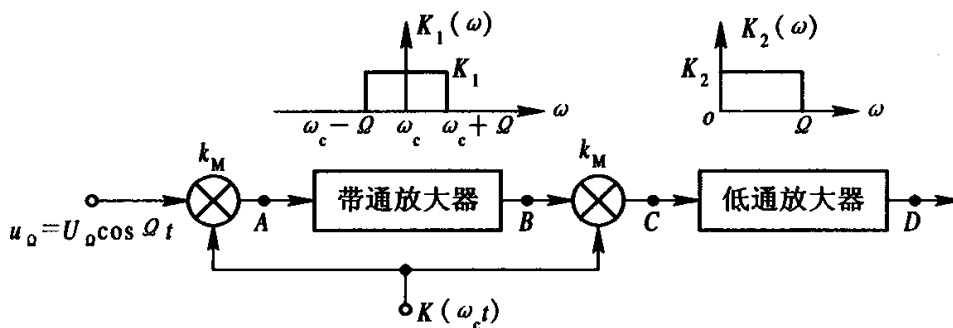


图 P6-8

**题意分析:** 斩波电路是用开关函数  $K(\omega_c t)$  对调制信号  $u_\Omega$  斩波, 当  $K(\omega_c t) = 1$  时, 斩波电路的输出为调制信号  $u_\Omega$ ; 当  $K(\omega_c t) = 0$  时, 电路的输出为 0; 将  $K(\omega_c t)$  与  $u_\Omega$  相乘, 其作用与二极管平衡调制器相同。因此, A 点的波形为  $K(\omega_c t) u_\Omega$ , 与二极管平衡调制器输出电流 (未滤波) 是相同的。经带通放大器滤波放大, 由滤波器特性可知, 只有  $\omega_c - \Omega \sim \omega_c + \Omega$  的频率分量能够通过滤波器, 因此, B 点应是一 DSB 信号。放大器的输出 DSB 信号再与  $K(\omega_c t)$  相乘, 其过程可以认为是同步检波, 通过低通滤波器后, D 点应是恢复出来的调制信号。由此可见, 图 P6-8 所示的斩波放大器电路, 可以认为是一调制—解调电路。

**解:** 首先求出各点的电压表达式, 有

$$u_A = k_M K(\omega_c t) u_\Omega$$

$$= k_M U_\Omega \cos \Omega t \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right)$$

$u_A$  中包含有  $F$ 、 $(2n-1)f_c \pm F, n=1,2,\dots$ , 分量, 能通过滤波器的分量只有  $f_c \pm F$ , 故

$$u_B = K_1 k_M \frac{2}{\pi} U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$u_C = k_M u_B K(\omega_c t)$$

$$= \frac{2}{\pi} K_1 k_M^2 U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_c t \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right)$$

$u_C$  中包含  $f_c \pm F$ ,  $2nf_c \pm F, n=0,1,2,\dots$ , 低通滤波器的截止频为  $F$ , 故只有  $0 \sim F$  的频率能通过滤波器, 故

$$u_D = \frac{2}{\pi^2} K_1 K_2 k_M^2 \cos \Omega t = U_D \cos \Omega t$$

$u_A$ 、 $u_B$ 、 $u_C$  和  $u_D$  的波形如图 P6-9 所示。

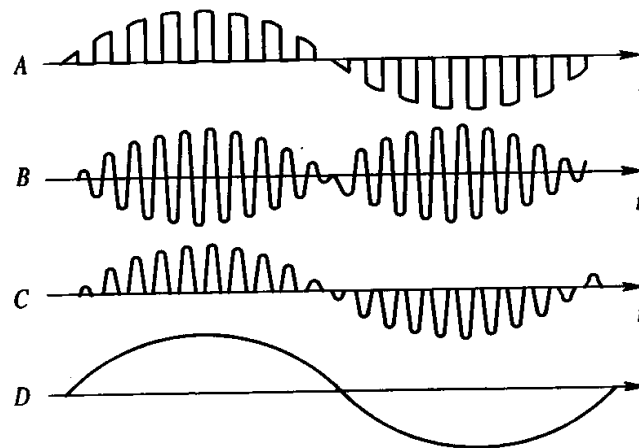


图 P6-9 各点波形

**讨论：** 本题可以认为是一简单的通信系统, 包含调制与解调两大部分。调制是用调制信号  $u_\Omega$  去调制单向开关函数  $K(\omega_c t)$ , 即用开关函数  $K(\omega_c t)$  作为载波。由  $K(\omega_c t)$  的傅里叶级数可以看出, 它包含有载波频率  $\omega_c$  及其谐波分量, 通过滤波器滤波就可以得到 DSB 信号。由此可见, 调制时, 载波可以用正弦波, 也可用其它的周期性信号, 如方波、三角波、锯齿波等, 通过滤波后, 就可得到 DSB 信号, 完成调制功能。

**例 6-7** 检波电路如图 P6-10 所示。 $u_s = U_s(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t$ ,  $U_s > 0.5V$ 。根据图示极性, 画出 RC 两端、 $C_g$  两端、 $R_g$  两端、二极管两端的电压波形。

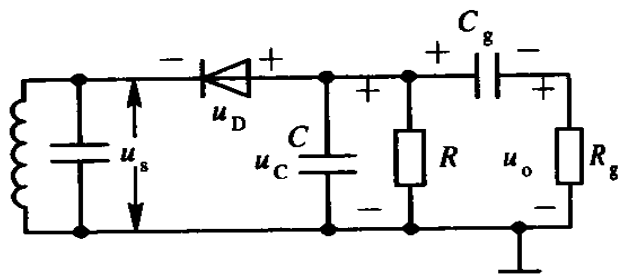


图 P6-10 二极管峰值包络检波器

**题意分析：**这是一个二极管峰值包络检波器，二极管两端的电压为  $u_D = u_C - u_s$ 。 $u_s$  为调幅信号，二极管在  $u_s$  的负半周导通，因此检测的应是输入调幅信号  $u_s$  下包络，即  $u_C$  应与输入信号  $u_s$  的下包络成正比（与检波系数  $K_d$  有关）。 $C_g$  的作用是隔直， $u_C$  的直流分量全部降在  $C_g$  上，而交流部分作用在  $R_g$  上。二极管上的电压  $u_D = u_C - u_s$ ，可以认为是将  $u_s$  反向后移到  $u_C$  之上，可以理解为将  $-u_s$  的横坐标变为  $u_C$ 。

**解：**各点的波形图如图 P6-10 所示。

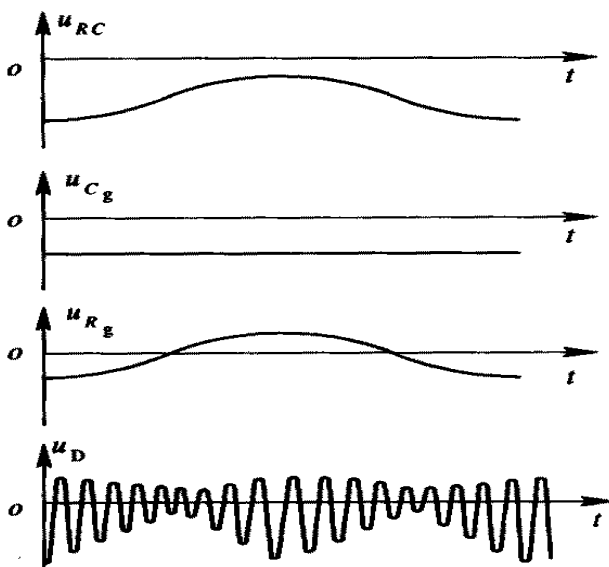


图 P6-10 二极管检波器各点波形图

**例 6-8** 在图 P6-11 的检波电路中，输入信号回路为并联谐振电路，其谐振频率  $f_0 = 10^6 \text{ Hz}$ ，回路本身谐振电阻  $R_0 = 20 \text{ k}\Omega$ ， $R = 10 \text{ k}\Omega$ ， $R_g = 100 \text{ k}\Omega$ ， $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$ ， $C_g = 10 \mu\text{F}$ ， $r_D = 100 \Omega$ 。

- (1) 若  $i_s = 0.5 \cos 2\pi \times 10^6 t$  (mA)，求检波器输出电压  $u_o(t)$  的表示式；
- (2) 若  $i_s = 0.5 (1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t$  (mA)，求  $u_o(t)$  表示式。

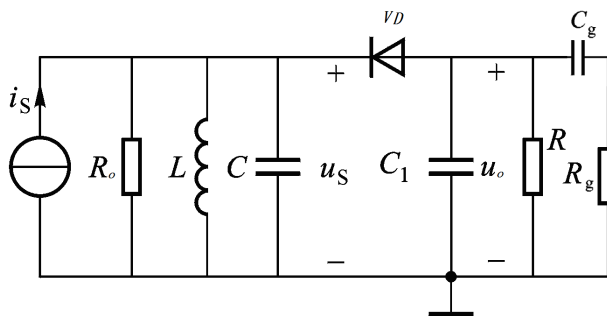


图 P6-11

**题意分析：** 本题考查检波效率和输入电阻的概念。由于给定的是输入电流源，必须计算出检波器的输入电压，此时需要知道检波器的输入电阻；计算输出电压时，首先要算出检波效率，利用检波效率乘以输入电压地包络即可以求出输出电压值。需要注意的是，检波器中二极管的方向决定了取输入信号的上包络还是下包络。

解：检波器的输入电阻  $R_i$  为

$$R_i = \frac{R}{2} = 5k\Omega$$

二极管电流导通角为

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{g_D R}} = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{10 \times 10^3 / 100}} = 0.455$$

检波器的检波效率为

$$K_d = \cos \theta \approx 0.9$$

(1)  $i_s = 0.5 \cos 2\pi \times 10^6 t$  (mA) 时

$$u_s = i_s (R_i // R_o) = (5 // 10) \times 0.5 \cos 2\pi \times 10^6 t = 2 \cos 2\pi \times 10^6 t \text{ V}$$

$$\text{则 } u_o(t) = -2 \times 0.9 = -1.8 \text{ V}$$

(2)  $i_s = 0.5 (1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t$  (mA) 时

$$u_s = i_s (R_i // R_o) = (5 // 10) \times 0.5 (1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t$$

$$= 2 (1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t \text{ (mA) V}$$

$$\text{则 } u_o(t) = -2 (1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \times 0.9 = -1.8 (1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \text{ V}$$

**讨论：** 该题中没有用负载电阻  $R_g$ ，这是因为实际电路中  $R_g \gg R_o$ 。即使考虑了  $R_g$ ，结果区别不大。

**例 6-9** 二极管包络检波器如图 P6-12 所示，已知调制信号为话音信号，载波为 10MHz，最大调幅指数  $m_{\max}=0.8$ ，要求电路不产生惰性失真和底部切割失真，试确定 C 和  $R_L$  的大小。

**题意分析：**根据惰性失真的条件可以确定 C 的最大值，但在讨论二极管峰值包络检波器时知道，为了保证选择性、通频带以及输出高频纹波，要求  $\omega CR \gg 1$ ，据此可以确定电容 C 的最小值；根据底部切割失真的条件可以确定对负载电阻的要求。

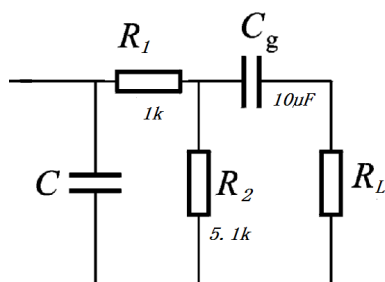


图 P6 - 12

解：为了避免惰性失真，应有

$$C \geq \sqrt{1 - m_{\max}^2} / (\Omega_{\max} m_{\max} R)$$

对于话音信号，一般取  $F_{\max}=3400\text{Hz}$ ，代入上式，有

$$C_{\max} \geq \frac{\sqrt{1 - 0.8^2}}{2 \times 3.14 \times 3400 \times 0.8 \times (1 + 5.1) \times 10^3} = 5760 \text{ pF}$$

由于  $\omega CR \gg 1$ ，此时取  $\omega CR = 10$ ，则

$$C_{\min} = \frac{10}{\omega R} = \frac{10}{2 \times 3.14 \times 10^6 \times 6.1 \times 10^3} = 26 \text{ pF}$$

因此电容 C 的取值范围为 26~5760pF。

为了避免底部切割失真，应有

$$m_{\max} = 0.8 \leq \frac{R_-}{R_+} = \frac{R_1 + R_2 // R_L}{R_1 + R_2} = \frac{1 + 5.1 // R_L}{6.1}$$

解得  $R_L \geq 16.2 \text{ k}\Omega$

讨论：根据不产生惰性失真和底部切割失真的条件，很容易确定 C 和  $R_L$  的大小，但是

确定出的  $C$  是满足最大值的条件，还需要根据检波器的要求，确定  $C$  的最小值。