

例 6 - 10 图 P6 - 13 为一平衡同步检波器电路， $u_s = U_s \cos(\omega_c + \Omega)t$ ， $u_r = U_r \cos \omega_c t$ ， $U_r \gg U_s$ 。求输出电压表达式，并证明二次谐波的失真系数为零。

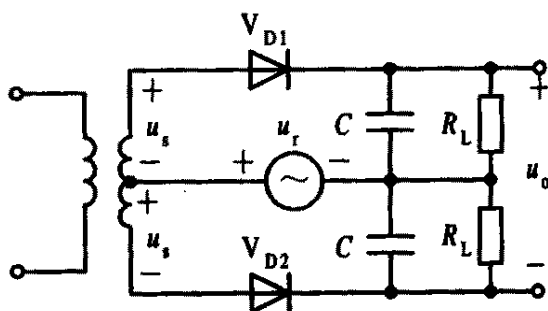


图 P6 - 13 二极管平衡同步检波器

题意分析：这是一个用二极管平衡电路构成的同步检波器，由于振幅调制、解调（同步检波）和混频都是频谱的线性搬移，故电路的基本形式是相同的，不同的是输入、输出回路和滤波器参数的不同。由题意可知，输入信号为一单边带信号，恢复载波 u_r 与载波频率同频同相，且有 $U_r \gg U_s$ 。由题图可以看出，是将输入信号 u_s 与恢复载波 u_r 叠加后，送到由二极管和 C 与 R_L 组成的包络检波器中进行检波，故 u_r 与 u_s 的叠加应近似为一 AM 信号，且其包络应与调制信号成线性关系。电路采用平衡电路，可以抵消掉一些不必要的频率分量。本题的关键是 u_r 与 u_s 的合成。

解：对于上支路，加在包络检波器的电压 $u_{D1} = u_r + u_s$ ，则

$$\begin{aligned} u_{D1} &= u_r + u_s = U_r \cos \omega_c t + U_s \cos(\omega_c + \Omega)t \\ &= U_r \cos \omega_c t + U_s \cos \Omega t \cos \omega_c t - U_s \sin \Omega t \sin \omega_c t \\ &= (U_r + U_s \cos \Omega t) \cos \omega_c t - U_s \sin \Omega t \sin \omega_c t \\ &= U_{m1}(t) \cos[\omega_c t + \varphi_1(t)] \end{aligned}$$

上式中， $U_{m1}(t)$ 和 $\varphi_1(t)$ 分别为合成信号 u_{D1} 的振幅和附加相位，其值分别为

$$\begin{aligned} U_{m1}(t) &= \sqrt{(U_r + U_s \cos \Omega t)^2 + (U_s \sin \Omega t)^2} \\ \varphi_1(t) &= \tan^{-1} \frac{-U_s \sin \Omega t}{U_r + U_s \cos \Omega t} \end{aligned}$$

由于是包络检波器，只对振幅有关，由此有

$$\begin{aligned}
U_{m1}(t) &= \sqrt{(U_r + U_s \cos \Omega t)^2 + (U_s \sin \Omega t)^2} \\
&= \sqrt{U_r^2 + 2U_r U_s \cos \Omega t + U_s^2 \cos^2 \Omega t + U_s^2 \sin^2 \Omega t} \\
&= \sqrt{U_r^2 + U_s^2 + 2U_r U_s \cos \Omega t} \\
&= U_r \sqrt{1 + (U_s / U_r)^2 + 2(U_s / U_r) \cos \Omega t}
\end{aligned}$$

由于 $U_r \gg U_s$ ，故上式可近似为

$$\begin{aligned}
U_{m1}(t) &\approx U_r \sqrt{1 + 2(U_s / U_r) \cos \Omega t} \\
&\approx U_r (1 + \frac{U_s}{U_r} \cos \Omega t)
\end{aligned}$$

上式用到了近似公式 $\sqrt{1+x} \approx 1+x/2$ ， $x \ll 1$ 时。上式表明，合成信号的振幅与调制信号 $\cos \Omega t$ 成线性关系。

对下支路， $U_{D2}=U_r-U_s$ ，按上面的分析思路，可得

$$U_{m2}(t) \approx U_r (1 - \frac{U_s}{U_r} \cos \Omega t)$$

输出电压 $u_0=u_{o1}-u_{o2}$ ， u_{o1} 和 u_{o2} 为上、下支路包络检波器的输出，有

$$\begin{aligned}
u_o &= u_{o1} - u_{o2} = k_{d1} U_{m1}(t) - k_{d2} U_{m2}(t) \\
&= k_d [U_{m1}(t) - U_{m2}(t)] \\
&= 2k_d U_s \cos \Omega t
\end{aligned}$$

下面证明二次谐波的失真系数为零。对 $U_{m1}(t)$ 和 $U_{m2}(t)$ ，利用展开式

$$\sqrt{1 \pm x} = 1 \pm \frac{1}{2}x + \frac{1}{8}x^2 \pm \frac{1}{16}x^3 + \dots$$

可得

$$\begin{aligned}
U_{m1}(t) &= U_r [1 + \frac{U_s}{U_r} \cos \Omega t + \frac{1}{4}(\frac{U_s}{U_r})^2 \cos^2 \Omega t + \frac{1}{8}(\frac{U_s}{U_r})^2 \cos^3 \Omega t + \dots] \\
U_{m2}(t) &= U_r [1 - \frac{U_s}{U_r} \cos \Omega t + \frac{1}{4}(\frac{U_s}{U_r})^2 \cos^2 \Omega t - \frac{1}{8}(\frac{U_s}{U_r})^2 \cos^3 \Omega t + \dots] \\
u_0 &= k_d [U_{m1}(t) - U_{m2}(t)] \\
&= 2k_d U_s \cos \Omega t + \frac{1}{4} k_d U_r (\frac{U_s}{U_r})^3 \cos^3 \Omega t + \dots
\end{aligned}$$

由上式可以看出，输出 u_0 中有调制信号分量 $2K_d U_s \cos \Omega t$ 和调制信号频率 F 的奇次谐波项，没有偶次谐波项，而二次谐波的失真系数定义为二次谐波的振幅（ $U_{\Omega 2}$ ）与基波分量（ $U_{\Omega 1}$ ）的振幅之比，即

$$k_{f2} = \frac{U_{\Omega 2}}{U_{\Omega 1}}$$

因 $U_{\Omega 2} = 0$ ，故 $K_{f2} = 0$ 。

讨论：这是 SSB 信号的同步检波，采用的是叠加电路。在叠加型电路中，要求恢复载波 u_r 与 SSB 信号载波同频同相，且 $U_r \gg U_s$ ，这样 u_r 与 u_s 相加后，其包络才可以近似与调制信号成线性关系。由 u_r 与 u_s 合成的信号实际上并不是一个严格意义上的 AM 信号，除了包络有一定的失真（F 的谐波，与 $U_r \gg U_s$ 有关， $U_r \gg U_s$ 的条件越满足，失真越小），其频率或相位也随调制信号变化，实际上是一 AM—PF—FM 信号。由于是用包络检波器进行检波，包络检波器对相位或频率的小变化时不敏感，只对包络反映，因而可以将包络检测出来。采用平衡电路，可以抵消掉一些调制信号的谐波分量（如偶次谐波分量），改善解调性能。

例 6-11 设一非线性器件的静态伏安特性如图 P6-14 所示，其中斜率为 a ，设本振电压的振幅 $U_L = E_0$ 。求当本振电压在下列四种情况下的变频跨导 g_c ：

- (1) 偏压为 E_0 ；
- (2) 偏压为 $E_0/2$ ；
- (3) 偏压为零；
- (4) 偏压为 $-E_0/2$ ；

题意分析：变频跨导与本振信号 u_L 的振幅 U_L 和偏置电压 E_0 有关，而变频跨导表征了混频器的频率变换能力，本题在 U_L 不变的情况下，要求在不同的偏置电压下求出对应的变频跨导。变频跨导 g_c 是时变跨导 $g_m(t)$ 中基波分量的一半，即 $g_c = g_{m1}/2$ ，因此需先求出 $g_m(t)$ ，再由此求出 g_c 。偏置不同， $g_m(t)$ 不同，因而 g_c 也不同。

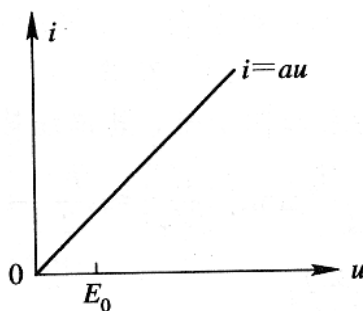


图 P6-14 伏安特性

解：由图 P6-14 的非线性器件的静态伏安特性，可以得到时变跨导 $g_m(t)$ 与时变偏置 $E_b(t) = E_0 + u_L$ 关系，如图 P6-15(a) 所示，因为

$$g_m(t) = \left. \frac{di}{du} \right|_{u=E_b(t)} = \begin{cases} a, & E(t) \geq 0 \\ 0, & E(t) < 0 \end{cases}$$

1 直流偏压为 E_0 是时，即 $E_b = E_0$ ，可得 $g_m(t)$ 与 $E_b(t)$ 的关系，如图 P6-15(b) 所示，

由图中可以看出, $g_m(t)=a$, 为一常数, $g_{m1}=0$, 故

$$g_c = 0$$

- 2 压为 $E_0/2$ 时, $g_m(t)$ 与 $E_b(t)$ 的关系如图 P6-15(c) 所示, $g_m(t)$ 在一个周期 (ω_L) 中导通角为 $-2\pi/3 \sim 2\pi/3$, 因此

$$\begin{aligned} g_{m1} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g_m(t) \cos \omega_L t d\omega_L t \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi/3}^{2\pi/3} a \cos \omega_L t d\omega_L t \\ &= \frac{a}{\pi} \sin \omega_L t \Big|_0^{2\pi/3} \\ &= \frac{a}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned}$$

- 3 压为 0 时, $g_m(t)$ 与 $E_b(t)$ 的关系如图 P6-15(d) 所示, $g_m(t)$ 在一个周期 (ω_L) 中导通角为 $-\pi/2 \sim \pi/2$, 因此

$$\begin{aligned} g_{m1}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g_m(t) \cos \omega_L t d\omega_L t \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} a \cos \omega_L t d\omega_L t \\ &= \frac{a}{\pi} \sin \omega_L t \Big|_0^{\pi} = \frac{a}{\pi} \end{aligned}$$

- (4) 偏压为 $-E_0/2$ 时, $g_m(t)$ 与 $E_b(t)$ 的关系如图 P6-15(e) 所示, $g_m(t)$ 在一个周期 (ω_L) 中导通角为 $-\pi/3 \sim \pi/3$, 因此

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g_m(t) \cos \omega_L t d\omega_L t \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3} a \cos \omega_L t d\omega_L t \\ &= \frac{a}{\pi} \sin \omega_L t \Big|_0^{\pi/3} \\ &= \frac{a}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned}$$

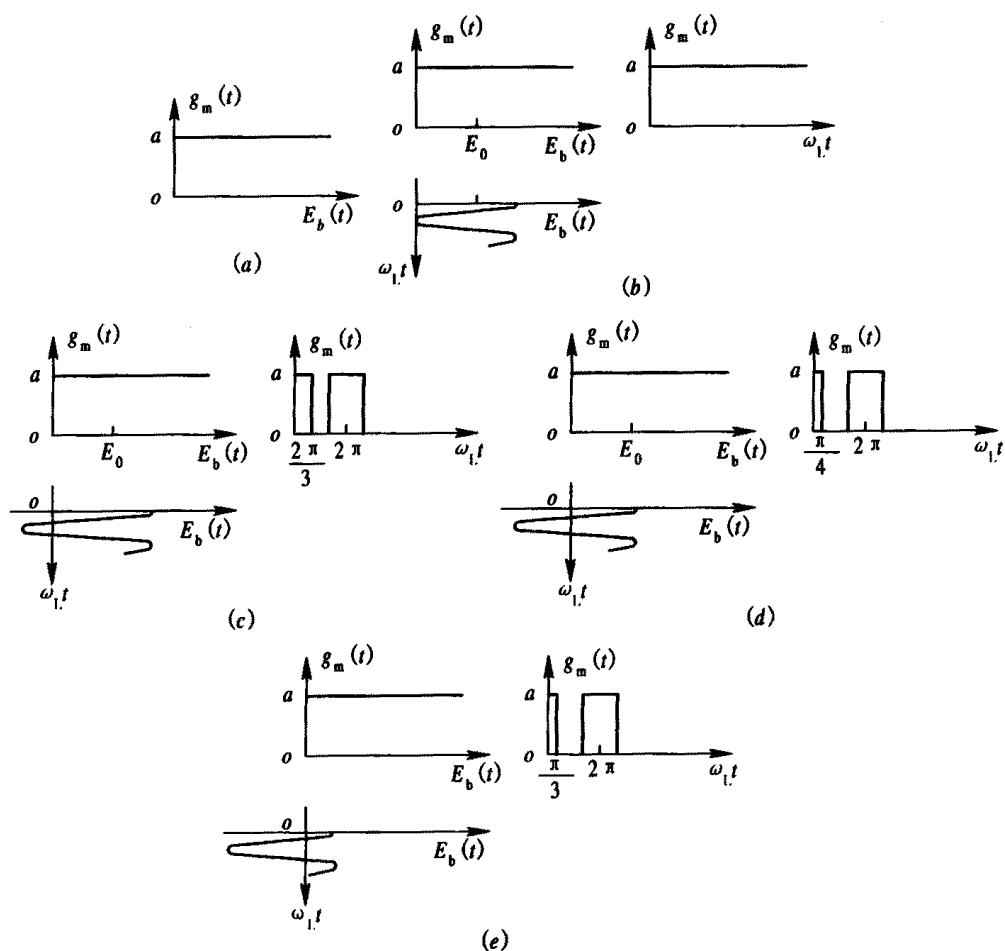


图 6-15 $g_m(t)$ 波形图

讨论：由上面的分析可以看出，在 U_L 不变的条件下，改变直流偏置电压，其变频跨导也随之变化。本例中，当偏压为 0 时，变频跨导最大， $g_m(t)$ 的波形是占空比为 1:1 的周期性方波，其基波分量的振幅最大。而在其它情况下， $g_m(t)$ 波形不是 1:1 的周期性方波，其基波分量较 1:1 的周期性方波要小，因而变频跨导也小。对偏置电压为 $E_0/2$ 和 $-E_0/2$ ，这两者的 $g_m(t)$ 波形不同，但基波分量是相同的，因而变频跨导也是相同的。在分析类似的问题时，最好辅以图形，解题时就不易出错，也可通过图形来理解或解释所得出的结论。

例 6-12 某混频器的变频跨导为 g_c ，本振电压 $u_L = U_L \cos \omega_L t$ ， $U_L \gg U_s$ ，输出电路的中心频率 $f_0 = f_i = f_L - f_s$ ，带宽大于等于信号带宽，负载为 R_L ，在下列输入信号时求输出电压 $u_o(t)$ ：

- (1) $u_s = U_s [1 + mf(t)] \cos \omega_s t$;
- (2) $u_s = U_s f(t) \cos \omega_s t$;
- (3) $u_s = U_s \cos(\omega_s + \Omega)t$;
- (4) $u_s = U_s \cos[\omega_s t + K_f \int_0^t f(\tau) d\tau]$.

题意分析：这是一混频器的题目，给定输入信号，已知变频跨导 g_c 和输出滤波器参数，求输出信号的表达式。由于给定 $U_L \gg U_s$ ，一般情况下可认为电路为线性时变电路，则其伏安特性为 $i = g_m(t)u_s$ ，只有 i 中的 $(f_L - f_s)$ 分量可以通过滤波器，找出 i 中的中频电流 i_I ，则输出电压 $u_o = i_I R_L$ 。从题中可以看出，输入信号实际上是 AM、DSB、SSB 和 FM 信号，但无论是何种输入信号，混频的作用只是把输入信号搬移到 $f_I = f_L - f_s$ 位置上，搬移过程中频谱的结构不发生变化。

解：(1) 由 $i = g_m(t)u_s$ ，由于已知 $g_c = g_m / 2$ ，故有

$$\begin{aligned} i &= (g_{m0} + g_{m1} \cos \omega_L t + g_{m2} \cos 2\omega_L t + \dots) u_s \\ &= g_{m0} u_s + g_{m1} \cos \omega_L t \cdot u_s + g_{m2} \cos 2\omega_L t \cdot u_s + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_I &= g_{m1} \cos \omega_L t \cdot u_s = g_{m1} \cos \omega_L t \cdot U_s [1 + mf(t)] \cos \omega_s t \\ &= \frac{1}{2} g_{m1} U_s [1 + mf(t)] [\cos(\omega_L - \omega_s)t + \cos(\omega_L + \omega_s)t] \end{aligned}$$

在上式中，只有第二项中有 $(f_L - f_s)$ 分量，分析第二项，有

经滤波后，可得

输出电压 $u_o(t)$ 为

$$u_o(t) = i_I R_L = g_c R_L U_s [1 + mf(t)] \cos \omega_I t = U_o [1 + mf(t)] \cos \omega_I t$$

$$\begin{aligned} i_I &= \frac{1}{2} g_{m1} U_s [1 + mf(t)] \cos(\omega_L - \omega_s)t \\ &= g_c U_s [1 + mf(t)] \cos \omega_I t \end{aligned}$$

类似的分析，可得：

$$(2) \quad u_o(t) = g_c R_L U_s f(t) \cos \omega_I t = U_o f(t) \cos \omega_I t$$

$$(3) \quad u_o(t) = g_c R_L U_s \cos(\omega_I + \Omega)t = U_o \cos(\omega_I + \Omega)t$$

$$(4) \quad u_o(t) = g_c R_L U_s \cos[\omega_I t + K_f \int_0^t f(\tau) d\tau] = U_o \cos[\omega_I t + K_f \int_0^t f(\tau) d\tau]$$

讨论：将混器输入与输出相比较，可以看出，只是将信号的载频由发送载频 f_s 变换为中频频率 $f_I = f_L - f_s$ ，其它不变，当然其振幅由 U_s 变化为 $U_o = g_c R_L U_s$ ，这与放大器的结果相似。

从此题我们可以得出结论, 由于混频器的功能是将输入信号从载频 f_s 搬移到中频 f_i , 因此, 混频前后信号的变化只在其载波频率上, 其幅度根据具体情况作适当的变化即可。

例 6-13 图 P6-16(a) 为场效应管混频器, 其转移特性为 $i_D = I_{DSS}(1 - u_{GS}/V_P)^2$, 曲线如图(b)中所示。

(1) 当 $u_L = \cos\omega_L(V)$, $E_{GS} = -1(V)$ 时, 画出 $g_m(t) \sim u_{GS}$ 曲线及时变跨导 $g_m(t)$ 的波形, 求出变频跨导 g_c ;

(2) 条件同上, 若输入电压 $u_s = 10\cos(\omega_c t + \Omega t)(mV)$ 求 $u_o(t)$ 的表达式。

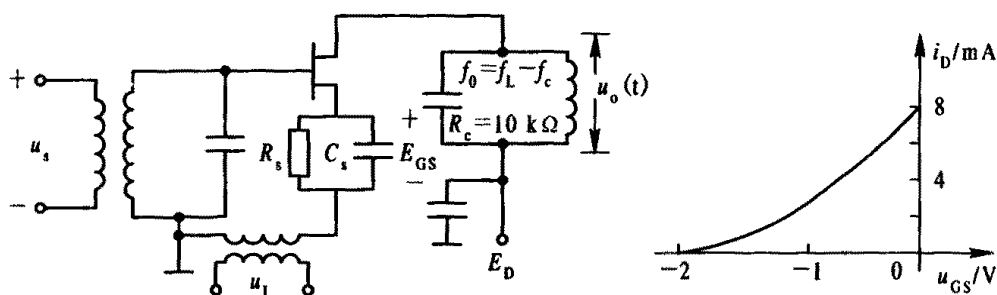


图 P6-16 场效应管混频器

题意分析: 场效应管混频器相对于晶体三极管混频器有许多优点, 其组合频率少是其中之一。由于场效应管是一个平方律器件, 因此其组合频率分量的阶数最多为二阶。场效应管混频电路的时变跨导 $g_m(t)$ 是对其转移特性的微分, 故 $g_m(t)$ 与 u_{GS} 的关系是一阶函数 (在一定的范围内)。有了 $g_m(t)$ 与 u_{GS} 的关系曲线后, 就可以根据此特性, 通过时变偏置电压 $E_{GS}(t) = E_{GS} + u_L$ 画出 $g_m(t)$ 的波形来, 从而可以求出其变频跨导 g_c 。由 g_c , 我们可以求出对应于输入信号 u_s 的输出中频电压 $u_i(t)$ 。

解: (1) 由于

$$g_m(t) = \left. \frac{di_D}{du_{GS}} \right|_{u_{GS}=E_{GS}(t)}$$

即 $g_m(t)$ 是对 i_D 的微分在时变偏置电压 $E_{GS}(t) = E_{GS} + u_L$ 的值, 故对图 P6-16 (b) 中场效应管转移特性进行微分, 可得图 P6-17 所示的 $g_m(t)$ 与 u_{GS} 的关系曲线。由图可看出, 在 $(V_P \sim 0)$ 的范围内, $g_m(t)$ 与 u_{GS} 成线性关系。由于 $E_{GS} = -1(V)$, $U_L = 1(V)$, 故由 $E_{GS}(t) = E_{GS} + u_L$, 可以得到 $g_m(t)$ 的波形。由此可得

$$g_m(t) = g_{mQ} + g_{m1} \cos\omega_L t$$

式中 $g_{mQ} = 4(ms)$ 为静态工作点 $[E_{GS} = -1(V)]$ 时的跨导, $g_{m1} = 4(ms)$ 为 $g_m(t)$ 的基波分量的振幅,

因此变频跨导 g_c 为

$$g_c = g_{m1} / 2 = 2 \quad (\text{ms})$$

(2) 由于 $g_c = 2(\text{ms})$, $R_L = 10(\text{K}\Omega)$, 则输出电压 $u_o(t)$ 为

$$\begin{aligned} u_o(t) &= g_c R_L U_s \cos(\omega_I + \Omega)t \\ &= 2 \times 10 \times 10 \cos(\omega_I + \Omega)t = 0.2 \cos(\omega_I + \Omega)t \quad (V) \end{aligned}$$

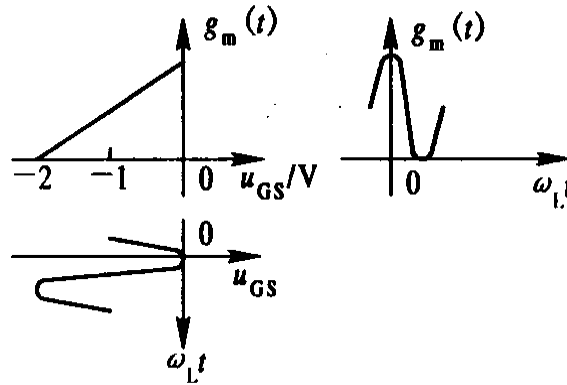


图 P6-17 $g_m(t)$ 与 u_{GS} 曲线及 $g_m(t)$ 波形图

讨论：对场效应管电路的分析，与三极管电路的分析方法是相同的，相对来讲要更简单一些，因为场效应管是平方律器件。分析的关键是求出混频电路的变频跨导。若电路工作在线性时变状态，即 $U_L \gg U_s$ ，可以通过器件的转移特性求出时变跨导 $g_m(t)$ ，再求出变频跨导 g_c 。对场效应管器件而言，既可以用前述方法进行分析，也可以将直流偏压 E_{GS} 、本振电压 u_L 和输入电压 u_s 直接代入，展开后求出所需的频率分量，从而得到输出电压 $u_o(t)$ 。本题中，由于 $E_{GS} = V_P/2$, $U_L = |V_P|/2$, 故得到的变频跨导 g_c 最大，因而输出最大。当 E_{GS} 和 U_L 不满足上述条件时，得到的 g_c 将减小。若 u_L 的变化范围超出了线性范围 ($V_P \sim 0$)，则 $g_m(t)$ 的波形就不是一个完整的余弦波，而是周期性的余弦脉冲，其分析就类似于例 6.9 的分析。

例 6-14 二极管桥式电路如图 P6-18 所示，二极管处于理想开关状态， u_2 为大信号，且 $U_2 \gg U_1$ 。

(1) 求 T_2 次级电压 u_o 的表达式 (设 $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$, $u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$)；

(2) 说明该电路可以完成什么功能，对应的输入 u_1 、 u_2 加什么信号，滤波器 $H(j\omega)$ 应为什么滤波器，其中心频率和带宽为何？

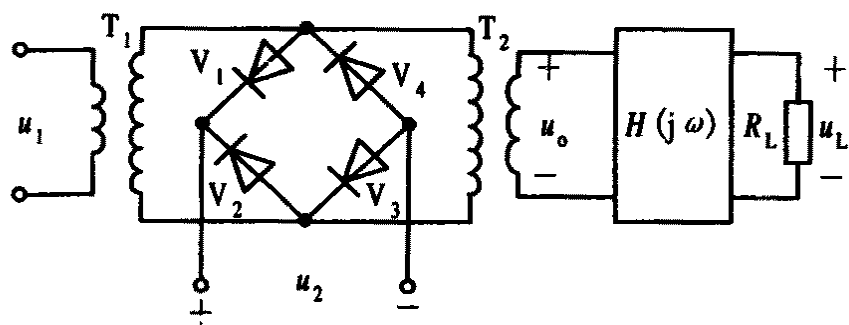


图 P6 - 18 二极管桥式电路

题意分析：对二极管电路的分析有两种方式，一是用电流来分析，即对流过每一二极管的电流对输出电流的贡献（正向流动还是反向流动），得到输出电流，再看输出电流中有何频率分量，用滤波器取出所需分量，就可完成所需完成的功能。在分析流过二极管电流时，要看加到二极管上的控制电压是正向还是反向，来决定时变电导中的开关函数。二是把二极管看作是理想开关，当控制电压为正时，二极管导通，导通电阻为零，二极管相当于一短路线；当控制电压为负时，二极管截止，相当于开路。通过导通和截止，分析输出电流或电压的变化，得到输出信号，分析其频率分量，用滤波器选出所需分量，就可完成某种需要完成的功能。本题为一桥式电路，且二极管处于理想开关状态，故可用第二种方法进行分析。对第二问能完成何种功能，需从第一问的结论入手。要完成什么功能，就应有相应的输入信号和滤波器。

解：(1)当 $u_2 > 0$ 时，四只二极管截止，相当于开关打开， u_1 通过 T_1 和 T_2 ，在 T_2 的次级产生电压 u_0 ，若设 T_1 与 T_2 的匝数比均为 1:1，则

$$u_0 = u_1$$

当 $u_2 < 0$ 时，四只二极管导通，由于二极管导通时 $R_D = 0$ ，故四只二极管相当于短路，输入 u_1 不能到达 T_2 的次级，则

$$u_0 = 0$$

将两种情况合并，有

$$u_0 = K(\omega_2 t) u_1$$

(2)由(1)所得的结果可知,该结果与二极管平衡电路的结果相似，因此，题中桥式电路可完成频谱的线性搬移，即可以完成振幅调制、解调及混频功能。相应的输入信号和滤波器及参数如下表所示。

功能	U_1	U_2	$H(j\omega)$	f_0	B	备 注
DSB 调制	U_Ω	U_c	带通	f_c	$2F$	
SSB 调制	U_Ω	U_c	带通	$f_c \pm F/2$	F	+: 上边带, -: 下边带
解调	U_s	U_r	低通		F	U_s 可为 AM、DSB、SSB
混频	U_s	U_L	带通	f_i	B_s	U_s 可为 AM、DSB、SSB 等

讨论：本题中的二极管桥式电路是一个频谱的线性搬移电路，因此可以完成振幅调制、解调及混频功能。这三种功能都是频谱的线性搬移，只不过搬移的位置是不同的。振幅调制是将调制信号由低频搬移到载频上去，解调（同步检波）是将高频信号搬移到低频，将调制信号恢复出来，而混频是将高频信号的频谱在频域上移动一个位置，因而输入和输出信号不同，相应的滤波器及其参数也不同。完成不同功能时的控制电压是不同的，调制时是载波电压 U_c ，解调时用恢复载波 U_r ，混频时则要用本振 U_L 。本题中二极管作为理想开关，导通电阻 $R_D=0$ 。若 $R_D \neq 0$ 时，也可得到类似的结果，同样可以完成频谱的线性搬移，即完成振幅调制、解调及混频功能。

例 6-15 二极管平衡电路如图 P6-19 所示，现有以下几种可能的输入信号：

$$\begin{aligned}
 u_1 &= U_\Omega \cos \Omega t ; \\
 u_2 &= U_c \cos \omega_c t ; \\
 u_3 &= U_m (1 + m_1 \cos \Omega_1 t) \cos \omega_c t ; \\
 u_4 &= U_4 \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t) ; \\
 u_5 &= U_r \cos \omega_r t, (\omega_r = \omega_c) ; \\
 u_6 &= U_L \cos \omega_L t ; \\
 u_7 &= U_7 \cos \Omega_1 t \cdot \cos \omega_c t ;
 \end{aligned}$$

问：该电路能否得到下列输出信号？若能，此时电路中 $U_1=?$ $U_{II}=?$ $H(j\omega)$ 应为什么滤波器，中心频率 f_0 、带宽 B 为何？（不需要推导计算，直接给出结论）

- (1) $u_{o1} = U(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t;$
- (2) $u_{o2} = U \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t;$
- (3) $u_{o3} = U \cos(\omega_c + \Omega)t;$

- (4) $u_{o4} = U \cos \Omega_1 t$;
 (5) $u_{o5} = U \cos(\omega_I t + m_f \sin \Omega t)$;
 (6) $u_{o6} = U(1 + m \cos \Omega_1 t) \cos \omega_I t$;
 (7) $u_{o7} = U \cos \Omega_1 t \cdot \cos \omega_I t$;

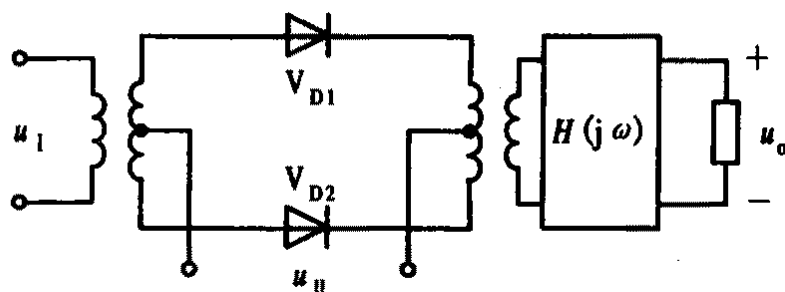


图 P6-19 二极管平衡电路

题意分析：本题类似于例 6.12，用二极管平衡电路完成频谱的线性搬移。由题中可以看出，有七个可能的输入信号，七个输出信号。输入信号中有调制信号 (u_1)、已调信号 (u_3 、 u_4 、 u_7) 载波 (u_2)、恢复载波 (u_5) 和本振 (u_6)。从输入信号来看，可能完成的功能应有调制、解调与混频（因为有 u_c 、 u_r 和 u_L ）。由输出信号看，可能完成的功能也是调制、解调和混频。由于图示电路均可以完成这些功能，因此可根据输出信号，分析完成的何种功能，再从可能的输入信号中找出正确的输入信号，并分析滤波器 $H(j\omega)$ 为何种滤波器，中心频率和带宽。由于对二极管平衡电路的分析已有结果，可以直接利用结果，不必再进行推导。这样的分析一定要概念清楚。

解：(1) u_{o1} 是一 AM 信号，载波为 ω_c ，调制信号为 $\cos \Omega t$ ，可以判定这是完成 AM 调制，输入信号应为 u_Ω 和 u_c 。因为是 AM 调制， $u_I = u_\Omega$ ， $u_{II} = u_c$ 。滤波器为带通滤波器，中心频率 $f_0 = f_c$ ，带宽 $B \geq 2F (F = \Omega / 2\pi)$ ；

(2) u_{o2} 为一双边带信号，故完成 DSB 调制功能。则有： $u_I = u_\Omega = u_1$ ， $u_{II} = u_c = u_2$ ， $H(j\omega)$ 为带通滤波器， $f_0 = f_c$ ， $B \geq 2F$ ；

(3) u_{o3} 为单边带信号（上边带），故完成 SSB 调制功能。则有： $u_I = u_\Omega = u_1$ ， $u_{II} = u_c = u_2$ ， $H(j\omega)$ 为带通滤波器， $f_0 = f_c + F/2$ ， $B = F$ ；

(4) u_{o4} 为一调制信号，从电路完成的功能看，应是从已调信号中解调出来的调制信号，在输入信号中有 DSB 信号 u_7 ，故完成 DSB 信号的同步检波功能。则有： $u_I = u_7$ ， $u_{II} = u_r = u_5$ ， $H(j\omega)$ 应为低通滤波器， $B \geq F$ ；

(5) u_{o5} 是一调频信号，与输入信号 u_4 相似，不同的是载频，故应是对 u_4 信号的混频。则有： $u_I = u_4$ ， $u_{II} = u_L = u_6$ ， $H(j\omega)$ 为带通滤波器， $f_0 = f_i = f_L - f_c$ ， $B \geq 2(m_f + 1)F$ ，这里 $2(m_f + 1)F$ 是调

频信号 (u_4) 的带宽;

(6) u_{06} 是一个调幅信号, 与 u_3 相似, 不同的是其载频, 故应是对 u_3 的混频。则有:
 $u_i = u_3, u_{ii} = u_L = u_6, H(j\omega)$ 为带通滤波器, $f_0 = f_i = f_L - f_c, B \geq 2F$;

(7) u_{07} 是一 DSB 信号, 与 u_7 相似, 不同的是其载频, 故应是对 u_7 的混频。则有
 $u_i = u_7, u_{ii} = u_L = u_6, H(j\omega)$ 为带通滤波器, $f_0 = f_i = f_L - f_c, B \geq 2F$ 。

讨论: 本题与例 6.12 类似, 用频谱的线性搬移电路完成振幅调制、解调及混频功能。电路的形式是相同的, 不同的是输入、输出信号及回路, 以及滤波器的不同。对振幅调制、解调及混频的共同点——频谱的线性搬移认识以后, 就可以较好运用频谱线性搬移电路来完成所需要完成的频谱线性搬移功能。例 6.12 和例 6.13 是对二极管桥式电路和二极管平衡电路用于振幅调制、解调及混频进行了分析, 得出了相似的结论。对如差分对等频谱线性搬移电路用于完成振幅调制、解调及混频的分析, 也可按此进行。