



6.2 乘法器电路

6.2.1 非线性器件的特性及相乘作用

一、非线性器件相乘作用的一般分析

一个非线性器件，如二极管电路、三极管电路，若加到器件输入端的电压为 v ，流过器件的电流为 i ，则伏安特性为

$$i = f(v) \quad (6.2.1)$$

其中 $v = V_Q + v_1 + v_2$ ， V_Q 为静态工作点电压

设 $v_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$ $v_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$



将伏安特性采用幂级数逼近，即将 $i = f(v)$ 在 $v = V_Q$ 处展开为泰勒级数

$$i = f(v) = a_0 + a_1 v' + a_2 v'^2 + a_3 v'^3 + \cdots + a_n v'^n \quad (6.2.2)$$

式中 $v' = v_1 + v_2$ ， $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ 可以由下列通式表示

$$a_n = \frac{1}{n!} \left. \frac{d^n f(v)}{dv^n} \right|_{v=V_Q} = \frac{f^n(V_Q)}{n!} \quad (6.2.3)$$

由于 $v'^n = (v_1 + v_2)^n = \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} v_1^{n-m} v_2^m$



故式 (6.2.2) 可以改写为

$$i = f(v) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} a_n v_1^{n-m} v_2^m \quad (6.2.4)$$

由式 (6.2.4) 知, 当 $m=1$, $n=2$ 时, $i = 2a_2 v_1 v_2$, 实现了

v_1 和 v_2 的相乘运算, 可以起到频谱搬移的作用。

若将 v_1 和 v_2 的表达式带入到式 (6.2.4) 中, 利用三角函数变换, 不难看出, 电流 i 中包含的频率分量为

$$f_{p,q} = |\pm p f_1 \pm q f_2| \quad (6.2.5)$$

式中, p 和 q 是包含零在内的正整数。



因此，为了实现理想的相乘运算可以采取如下措施：

(1) 从器件的特性考虑。必须尽量减少无用的高阶相乘项及其产生的组合频率分量。为此，应选择合适的静态工作点使器件工作在特性接近平方律的区域，或者选用具有平方律特性的非线性器件（如场效应管）等。

(2) 从电路考虑。可以用多个非线性器件组成平衡电路，用以抵消一部分无用的频率分量；或采用补偿或负反馈技术实现理想的相乘运算。



(3) 从输入信号的大、小考虑。采用大信号使器件工作在开关状态或工作在线性时变状态，以获得优良的频谱搬移特性。

二、线性时变状态

若 v_2 是小信号， v_1 是大信号，将式 (6.2.4) 改写为 v_2 的幂级数，即将式 (6.2.1)

$$i = f(v) = f(V_Q + v_1 + v_2)$$

在 $V_Q + v_1$ 上对 v_2 展开为泰勒级数式，得到



$$i = f(v) = f(V_Q + v_1 + v_2)$$

$$= f(V_Q + v_1) + f'(V_Q + v_1)v_2 + \frac{1}{2!}f''(V_Q + v_1)v_2^2 + \cdots$$

(6.2.6)

式中, $f(V_Q + v_1) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n v_1^n$ 为函数 $i = f(v)$ 在 $v = V_Q + v_1$

处的函数值;

$$f'(V_Q + v_1) = \sum_{n=1}^{\infty} n a_n v_1^{n-1}$$
 为函数 $i = f(v)$ 在 $v = V_Q + v_1$

处的一阶导数值;

$$f''(V_Q + v_1) = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{n!}{(n-2)!} a_n v_1^{n-2}$$
 为函数 $i = f(v)$ 在 $v = V_Q + v_1$

处的二阶导数值;



当 v_2 足够小时，可以忽略二次方以上的各高次方项，
则上式可简化为

$$i = f(V_Q + v_1 + v_2) \approx f(V_Q + v_1) + f'(V_Q + v_1)v_2 \quad (6.2.7)$$

式中 $I_0(v_1) = f(V_Q + v_1)$ 是 $v_2 = 0$ 时的电流，称为时变静态（ $v_2 = 0$ 时的工作状态）电流，与 v_2 无关，是 v_1 的非线性函数。

式（6.2.7）可以改写为

$$i \approx I_0(v_1) + g(v_1)v_2 \quad (6.2.8)$$



上式表明，电流 i 与 v_2 之间的关系是线性的，类似于线性器件，但系数是时变的，所以将这种器件的工作状态称为线性时变状态。

如当 $v_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$ 时，则 $g(v_1)$ 的傅立叶展开式为

$$\begin{aligned} g(v_1) &= g(V_{1m} \cos \omega_1 t) \\ &= g_0 + g_{1m} \cos \omega_1 t + g_{2m} \cos 2\omega_1 t + \cdots \quad (6.2.9) \end{aligned}$$



其中
$$g_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(\nu_1) d\omega_1 t \quad (6.2.10) \quad (a)$$

$$g_{nm} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(\nu_1) \cos n\omega_1 t d\omega_1 t \quad (n \geq 1)$$

(6.2.10) (b)

当 $\nu_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$ 时，电流 i 中包含的组合频率分量的通式为 $|\pm p f_1 \pm f_2|$ 。其中的有用频率分量为 $|\pm f_1 \pm f_2|$

由 $g_{1m} \cos \omega_1 t \cdot \nu_2$ 项获得。



6.2.2 二极管电路

一、单二极管电路

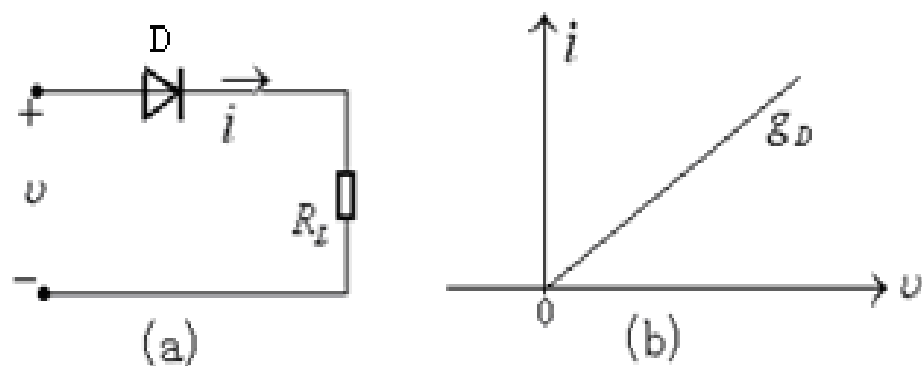


图6.2.1 二极管电路
(a) 原理电路 (b) 伏安特性

单二极管电路如图6.2.1 (a) 所示，二极管的伏安特性如图6.2.1(b)所示。

设 $U = U_1 + U_2$ 当 $U_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$ 、 $U_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$ 时，



若 $V_{1m} \gg V_{2m}$, V_{1m} 足够大, 二极管将在 u_1 的控制下轮流工作在导通区和截止区。

当 $u_1 \geq 0$ 时, 二极管导通, 流过二极管的电流为

$$i = \frac{u}{R_D + R_L} = \frac{u_1 + u_2}{R_D + R_L}$$

当 $u_1 < 0$ 时, 二极管截止, 则流过二极管的电流为

$$i = 0$$

故在 u_1 的整个周期内, 流过二极管的电流可以表示为

$$i = \begin{cases} \frac{u_1 + u_2}{R_D + R_L}, & \text{当 } u_1 \geq 0 \text{ 时} \\ 0 & , \text{当 } u_1 < 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (6.2.11)$$



引入高度为1的单向周期性方波（称为单向开关函数）

$k_1(\omega_1 t)$ 如图6.2.2 (c) 所示。

$$k_1(\omega_1 t) = \begin{cases} 1, & \text{当 } v_1 \geq 0 \text{ 时} \\ 0, & \text{当 } v_1 < 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (6.2.12)$$

于是，电流 i 可表示为

$$\begin{aligned} i &= \frac{v_1 + v_2}{R_D + R_L} k_1(\omega_1 t) \\ &= \frac{1}{R_D + R_L} v_1 k_1(\omega_1 t) + \frac{1}{R_D + R_L} k_1(\omega_1 t) v_2 \\ &= I_0(t) + g(t) v_2 \end{aligned} \quad (6.2.13)$$

其中 $I_0(t)$ 、 $g(t)$ 的波形如图6.2.2 (a)、(b)所示。

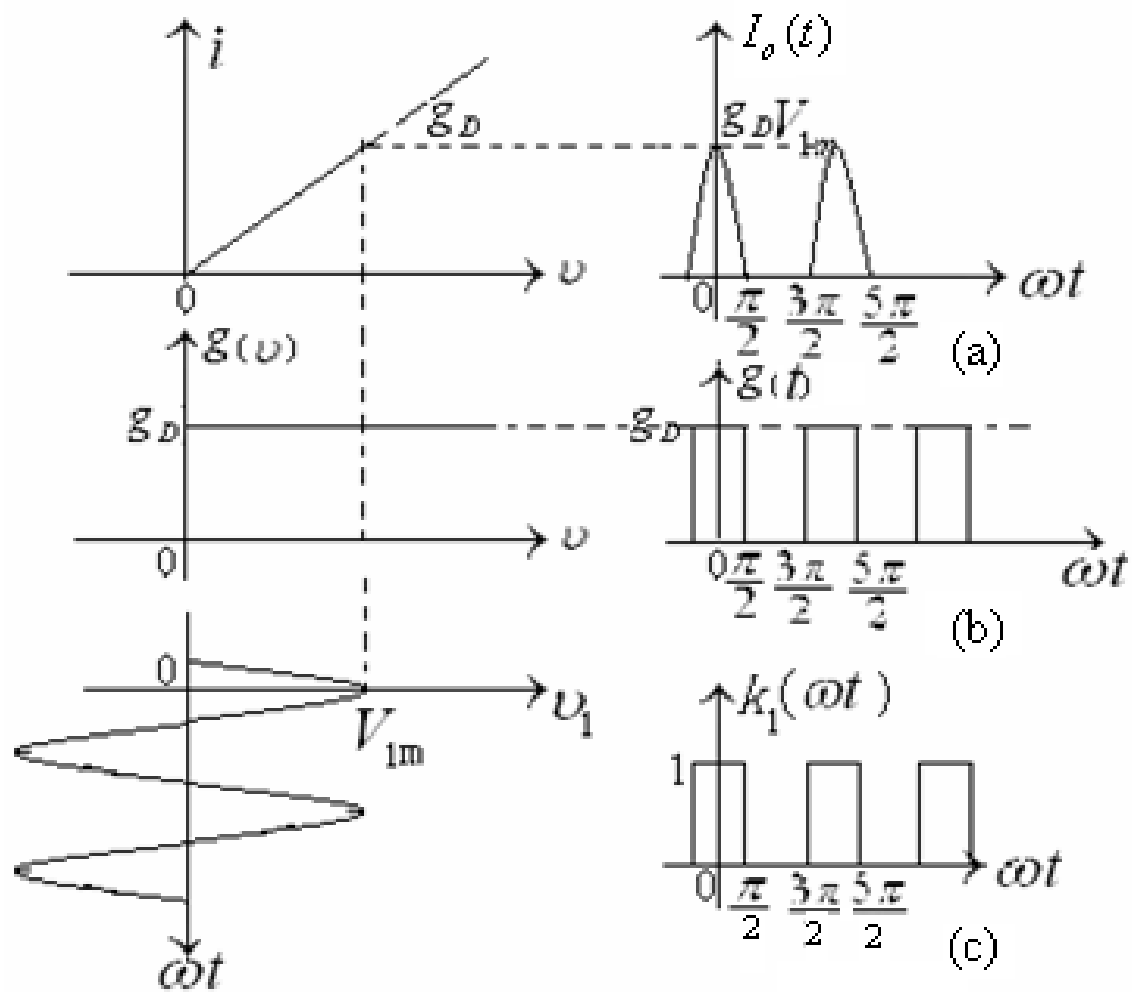


图6.2.2 单二极管电路的图解分析



因此，可将二极管等效为受 $v_1(t)$ 控制的开关，按角频率 ω_1 作周期性的启闭，闭合时的导通电阻为 R_D 如图6.2.3所示。

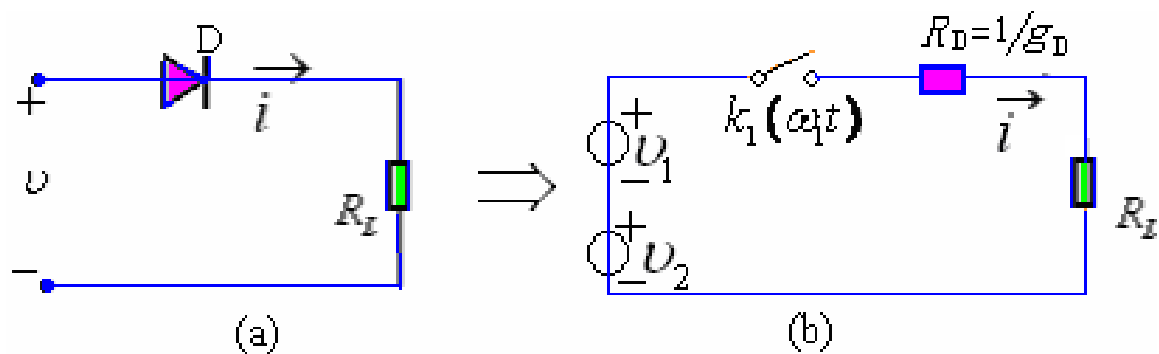


图6.2.3 二极管开关等效电路



单向开关函数 $k_1(\omega_1 t)$ 的傅立叶级数展开式为

$$\begin{aligned} k_1(\omega_1 t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_1 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_1 t + \dots \\ &= \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{2}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega_1 t \end{aligned} \quad (6.2.14)$$

代入式 (6.2.13) 中, 可得电流 i 中包含的频率分量为

$2n\omega_1$ 、 $(2n-1)\omega_1 \pm \omega_2$ 、 ω_1 、 ω_2 , 其中有用成分为

$$i_{\text{有用}} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{R_D + R_L} v_2 \cos \omega_1 t \quad (6.2.15)$$

电路可以实现频谱搬移的功能。



二、双二极管平衡开关电路

图6.2.4 (a) 所示中。若二极管 D_1 , D_2 的伏安特性均可用自原点转折的两段折线逼近, 且导通区折线的斜率均为 $g_D = 1/R_D$ 。

T_{r1} 和 T_{r2} 为带有中心抽头的宽频带变压器

(如传输线变压器), 其初、次级绕组的匝数比分别为1: 2和2: 1。相应的等效电路如图6.2.4 (b) 所示。

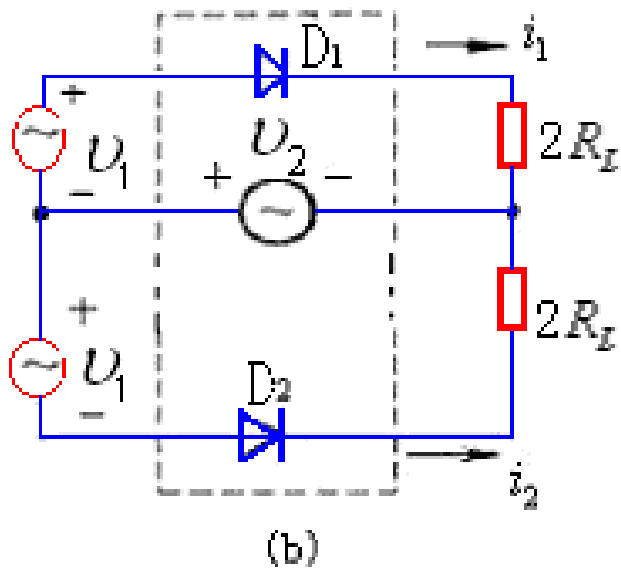
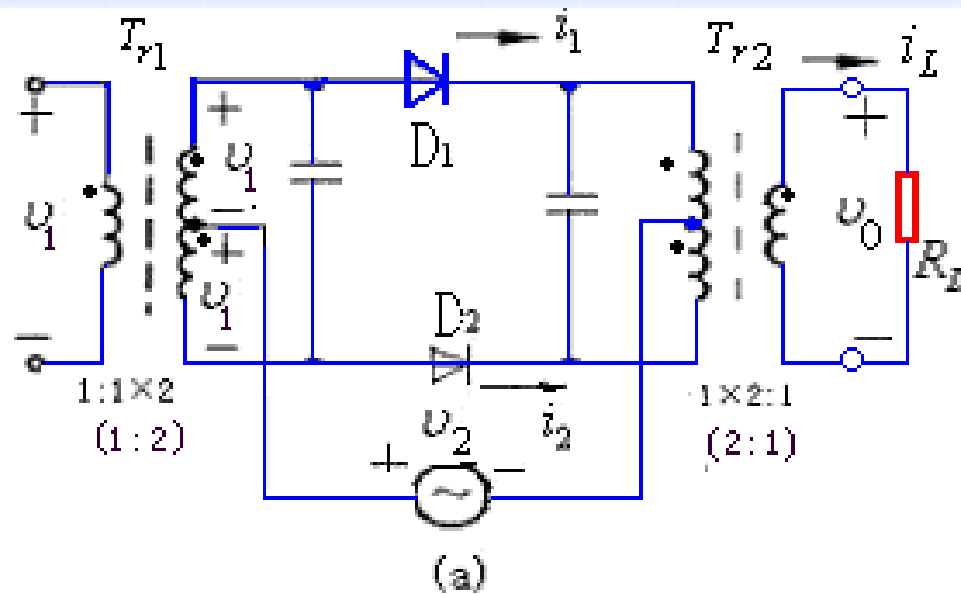


图6.2.4双二极管平衡开关电路



当 $v_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$ 、 $v_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$ 时, 若 $V_{1m} \gg V_{2m}$, V_{1m}

足够大, 二极管将在 v_1 的控制下轮流工作在导通区和截止区。

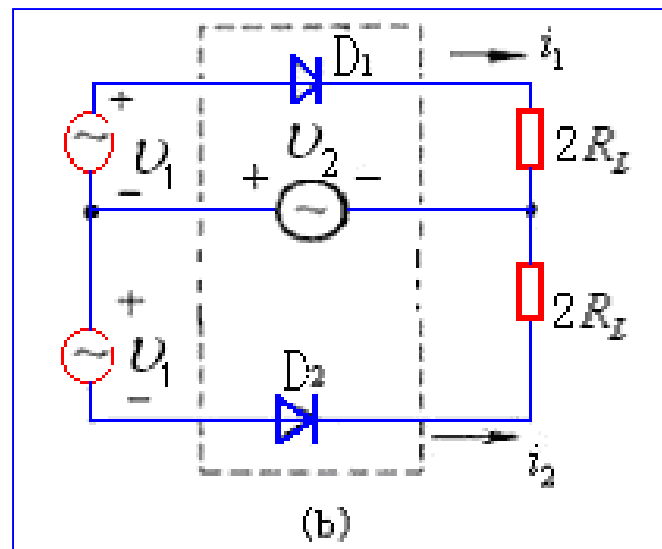
当 $v_1 \geq 0$ 时, 二极管 D_1 导通,

D_2 截止, 流过二极管 D_1 的电流为

$$i_1 = \frac{1}{R_D + 2R_L} v = \frac{1}{R_D + 2R_L} (v_1 + v_2)$$

流过二极管 D_2 的电流为 $i_2 = 0$

流过负载的总电流为 $i_L = i_1 - i_2 = \frac{1}{R_D + 2R_L} (v_1 + v_2)$





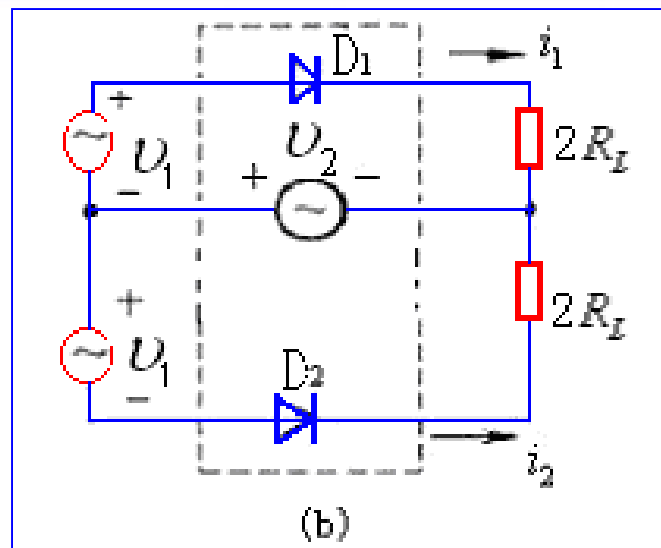
当 $v_1 < 0$ 时，二极管 D_1 截止，
 D_2 导通，则流过二极管 D_1
的电流为 $i_1 = 0$

流过二极管 D_2 的电流为

$$i_2 = \frac{1}{R_D + 2R_L} (-v_1 + v_2)$$

流过负载的总电流为

$$i_L = i_1 - i_2 = \frac{1}{R_D + 2R_L} (v_1 - v_2)$$





在 v_1 的整个周期内，流过负载的总电流可以表示为

$$i_L = \begin{cases} \frac{1}{R_D + 2R_L} (v_1 + v_2), & \text{当 } v_1 \geq 0 \text{ 时} \\ \frac{1}{R_D + 2R_L} (v_1 - v_2), & \text{当 } v_1 < 0 \text{ 时} \end{cases}$$

利用单向开关函数 $k_1(\omega_1 t)$ ，可以将上式表示为

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{R_D + 2R_L} (v_1 + v_2) k_1(\omega_1 t) + \frac{1}{R_D + 2R_L} (v_1 - v_2) k_1(\omega_1 t - \pi) \\ &= \frac{1}{R_D + 2R_L} v_1 + \frac{1}{R_D + 2R_L} v_2 k_2(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (6.2.16)$$



式中, $k_2(\omega_1 t)$ 称为双向开关函数 (高度为1的双向周期性方波), 如图 6.2.5所示。

双向开关函数的傅立叶展开式为:

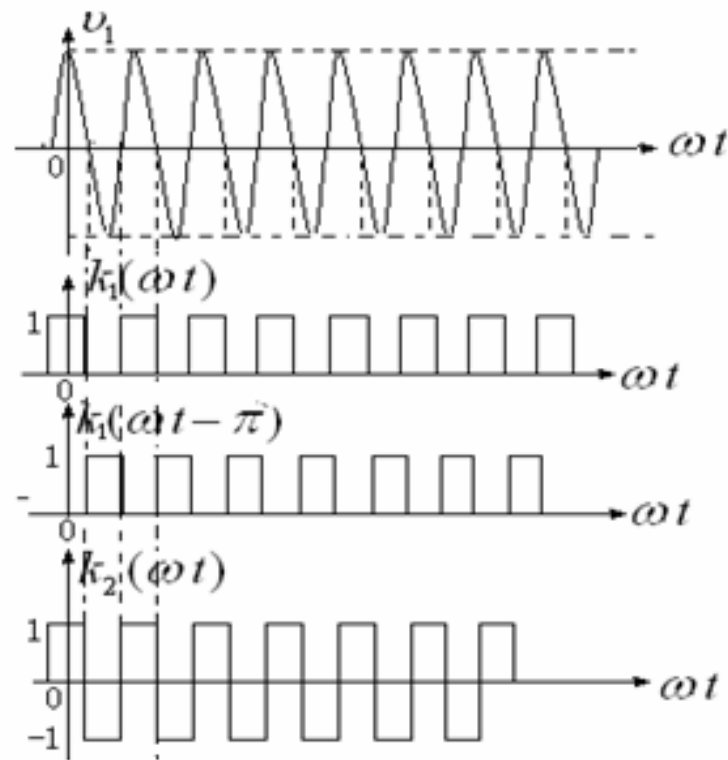


图6.2.5 开关函数 $k_1(\omega_1 t)$ 与 $k_2(\omega_1 t)$ 的关系

$$k_2(\omega_1 t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega_1 t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_1 t + \dots$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{4}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega_1 t \quad (6.2.17)$$



$$i_L = \frac{1}{R_D + 2R_L} v_1 + \frac{1}{R_D + 2R_L} v_2 k_2(\omega_1 t)$$

将式 (6.2.17) 代入 (6.2.16) 式中可知, 电流 i_L 中包含的频率分量为 ω_1 , $(2n-1)\omega_1 \pm \omega_2$, 且输出电流的幅度是单二极管电路输出电流幅度的两倍。

$$i_{\text{有用}} = \frac{1}{R_D + 2R_L} \frac{4}{\pi} v_2 \cos(\omega_1 t) \quad (6.2.18)$$

显然电路也可以实现频谱搬移的功能。



三、二极管环形电路

二极管环形电路如图6.2.6 (a) 所示。

当 $u_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$ $u_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$ 时, 若 $V_{1m} \gg V_{2m}$,

V_{1m} 足够大, 二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 将在 u_1 的控制下轮流

工作在导通和截止区域。

在理想情况下,
它们互不影响,
二极管环形电路
是由两个平衡电
路组成。

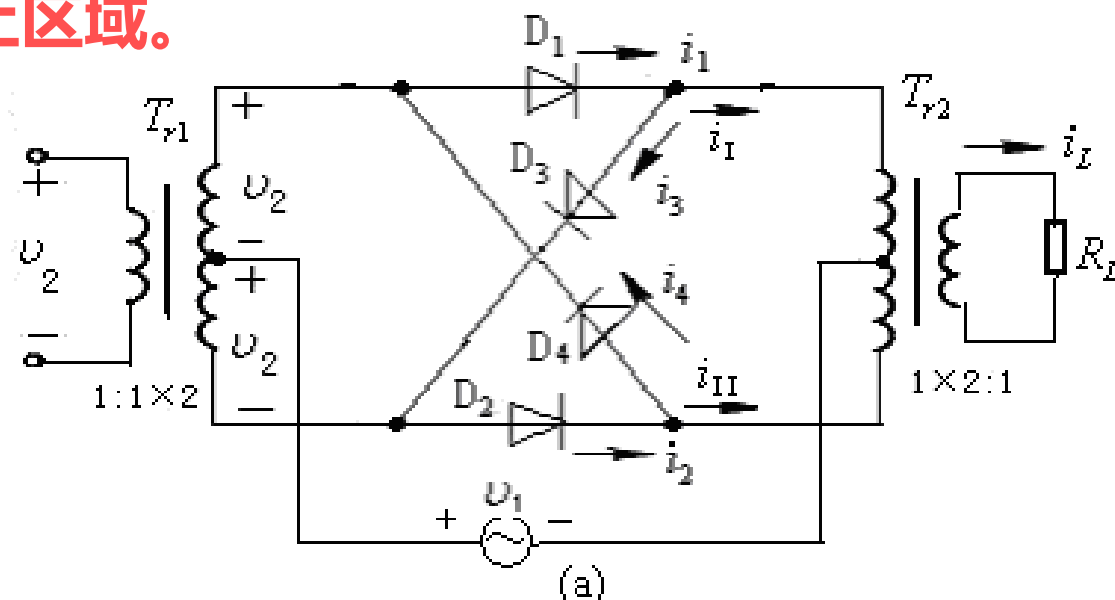


图6.2.6 二极管环形电路



当 u_1 为正半周时， D_1 、 D_2 导通， D_3 、 D_4 截止，等效电

路如图6.2.6 (b)

所示； D_1 、 D_2 组成一个平衡电路。

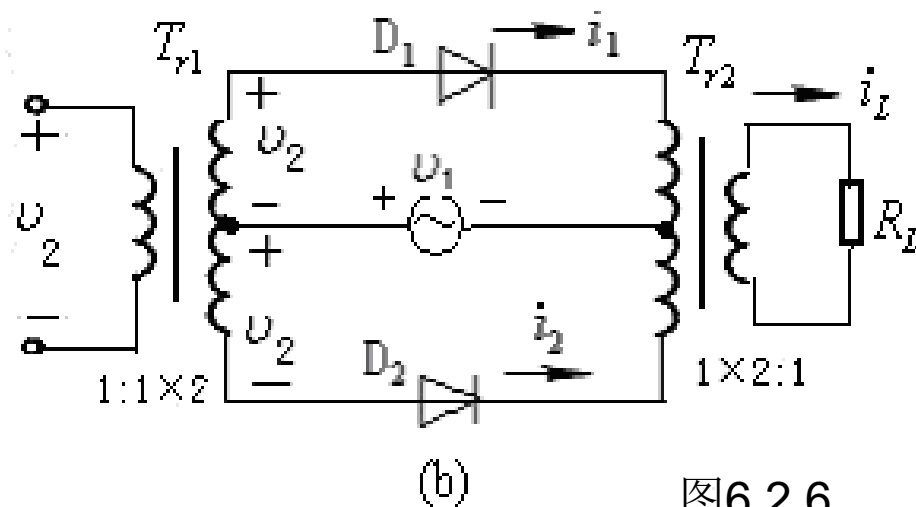
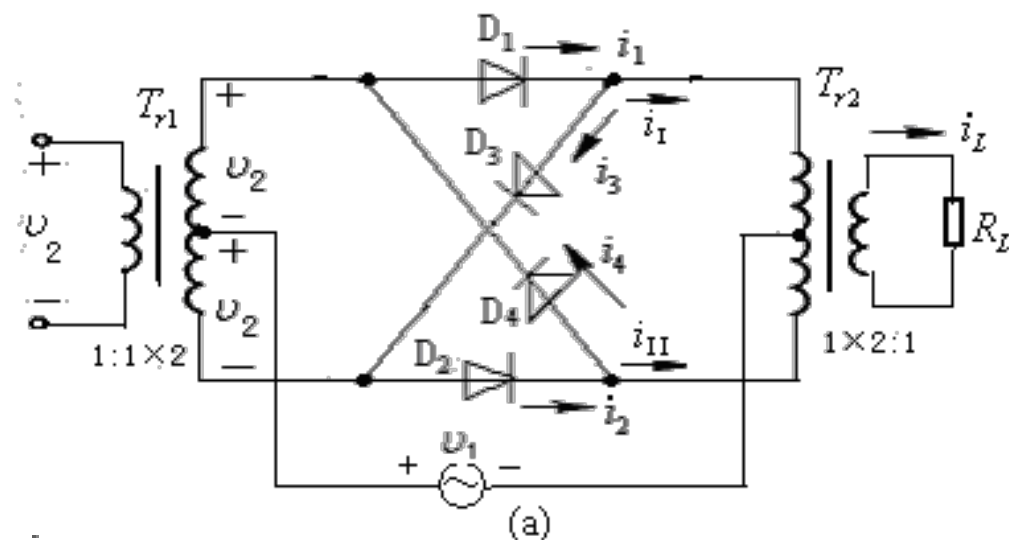


图6.2.6 二极管环形电路



当 u_1 为负半周时, D_1 、 D_2 截止, D_3 、 D_4 导通, 等

效电路如图

6.2.6 (c) 所示;

D_3 、 D_4 组成一个平衡电路。

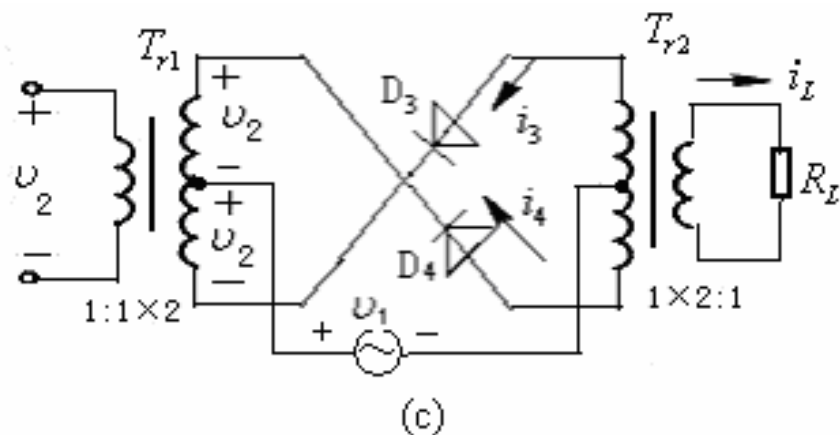
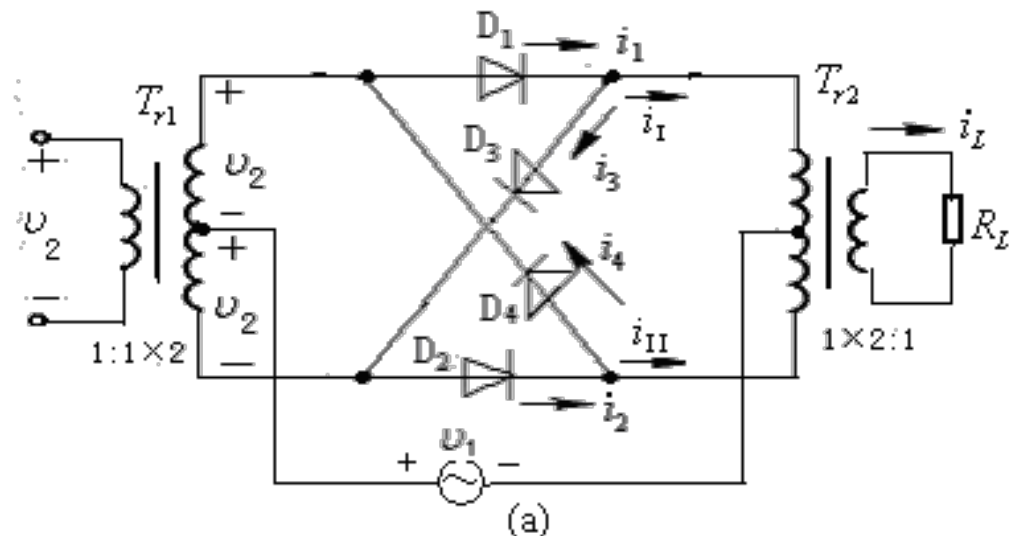


图6.2.6 二极管环形电路



因此，二极管环形电路又称为二极管双平衡电路。可以证明，流过负载的电流可以表示为

$$i_L = \frac{2v_2}{R_D + 2R_L} k_2(\omega_1 t) \quad (6.2.19)$$

显然， i_L 中包含的频率分量为 $(2n-1)\omega_1 \pm \omega_2$,
($n = 0, 1, 2, \dots$) 若 ω_1 较高，则 $3\omega_1 \pm \omega_2$ 、 $5\omega_1 \pm \omega_2$, ...,
等组合频率分量很容易滤除，故环形电路的性能更接近理想相乘器，这是频谱线性搬移电路要解决的核心问题。

$$i_{\text{有用}} = \frac{2}{R_D + 2R_L} \frac{4}{\pi} v_2 \cos(\omega_1 t) \quad (6.2.20)$$



6.2.3、三极管电路及差分对电路

一、晶体三极管电路

晶体三极管电路如图6.2.7所示，若忽略输出电压 v_{CE} 的反作用，晶体三极管的转移特性为

$$i_C = f(v_{BE}, v_{CE}) \approx f(v_{BE})$$

式中 $v_{BE} = V_Q + v_1 + v_2 = V_{BB}(t) + v_2$

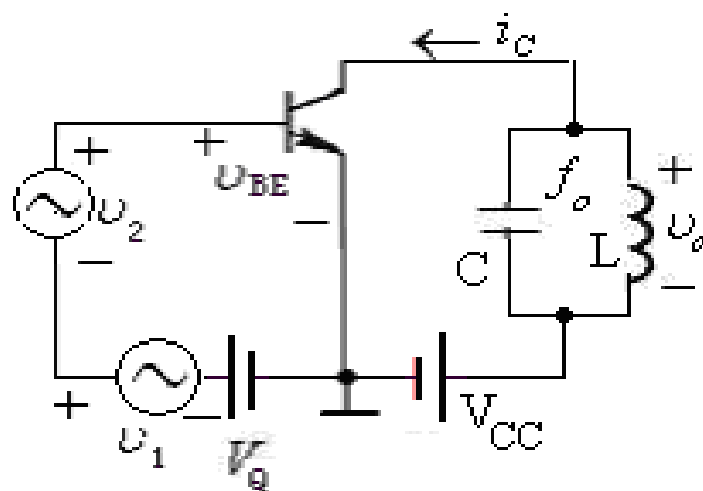


图6.2.7 晶体三极管电路



设图中参考信号 $v_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$, 输入信号

$v_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$, 且 $V_{1m} \gg V_{2m}$ 、 V_{1m} 足够大、 V_{2m} 很小。

此时转移特性可以表示为

$$i_C = f(v_{BE}) = f(V_Q + v_1 + v_2) = f(V_{BB}(t) + v_2) \quad (6.2.21)$$

利用式 (6.2.7) 、 (6.2.8) 可得

(在 $V_Q + v_1$ 上对 v_2 展开为泰勒级数式, 得到)

$$i_C \approx I_C(t) + g(t)v_2 \quad (6.2.22)$$



式中, $I_C(t) = f[V_{BB}(t)]$ 为时变工作点处的电流, 随 v_1 周期性的变化。

$$g(t) = f'[V_{BB}(t)] = \left. \frac{di}{dv_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BB}(t)}$$

为晶体管的时变跨导, 也随 v_1 周期性的变化。

它们的傅立叶级数展开式分别为

$$I_C(t) = I_0 + I_{1m} \cos \omega_1 t + I_{2m} \cos 2\omega_1 t + \cdots \quad (6.2.23)$$

$$g(t) = g_0 + g_{1m} \cos \omega_1 t + g_{2m} \cos 2\omega_1 t + \cdots \quad (6.2.24)$$



$$i_C \approx I_C(t) + g(t)v_2$$

电流 i_C 中包含的频率分量为 $n\omega_1$ 和 $n\omega_1 \pm \omega_2$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)

用滤波器选出所需频率分量，就可以完成频谱线性搬移功能。同时，完成频谱搬移功能的有用项是

$$i_{C\text{有用}} = g_{1m} v_2 \cos \omega_1 t \quad (6.2.25)$$

即 $g(t)$ 中的基波分量与 v_2 的相乘项。

显然，频谱搬移效率或灵敏度与基波分量振幅 g_{1m} 有关。



二、场效应管电路

结型场效应管电路如图6.2.9所示，图（a）为实用电路，（b）为原理电路。

场效应管的转移特性可以近似表示为

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2$$

式中 $V_{GS(off)}$ 为结型场效应管的夹断电压。

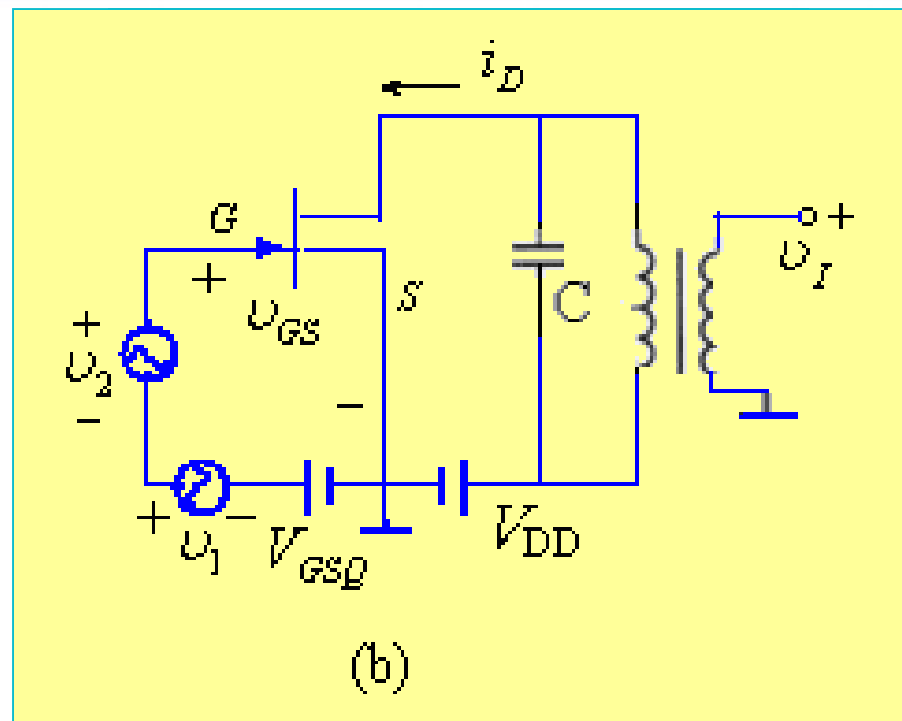


图6.2.9 结型场效应管电路

（b）原理电路

（6.2.26）



由图 (b) 知,

$$v_{GS} = V_{GSQ} + v_1 + v_2$$

其中:

V_{GSQ} 为静态工作点电压,

$$v_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$$

为参考信号,

$$v_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$$

为输入信号。

显然, i_D 中包含的频率分量只有 $\omega_1, 2\omega_1, \omega_1 \pm \omega_2, \omega_2, 2\omega_2$

比晶体三极管频谱搬移电路的频率分量少的多。

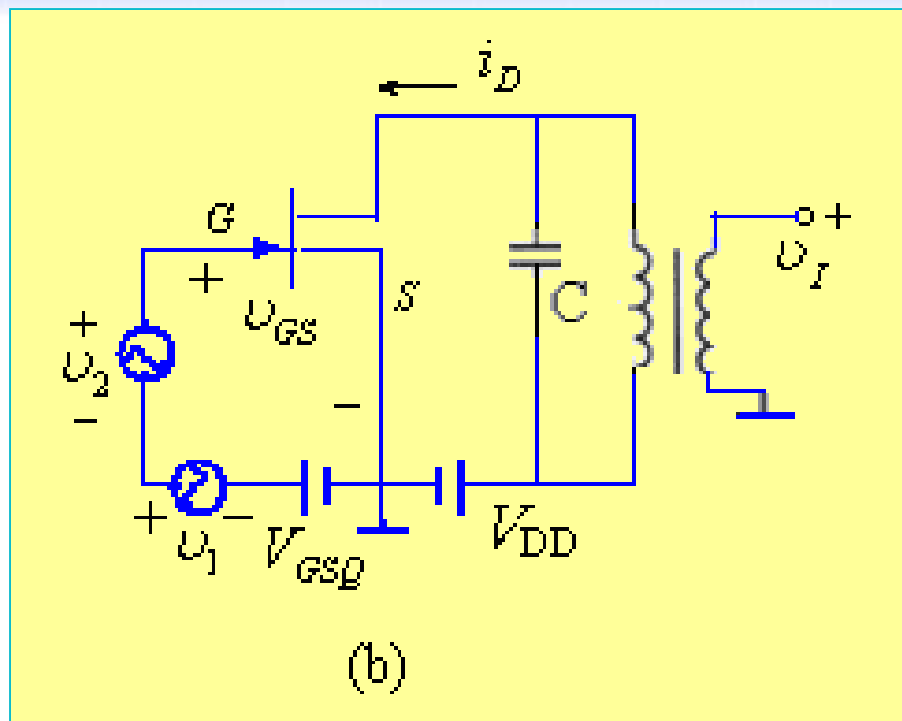


图6.2.9 结型场效应管电路

(b) 原理电路



三、差分对电路

差分对频谱搬移电路如图6.2.11所示。

图 (a) 中, T_3 管的集电极电流 i_3 作为差分对管 T_1 、 T_2 的电流源, 且 $v_2 = v_{BE3} + i_3 R_e - V_{EE}$

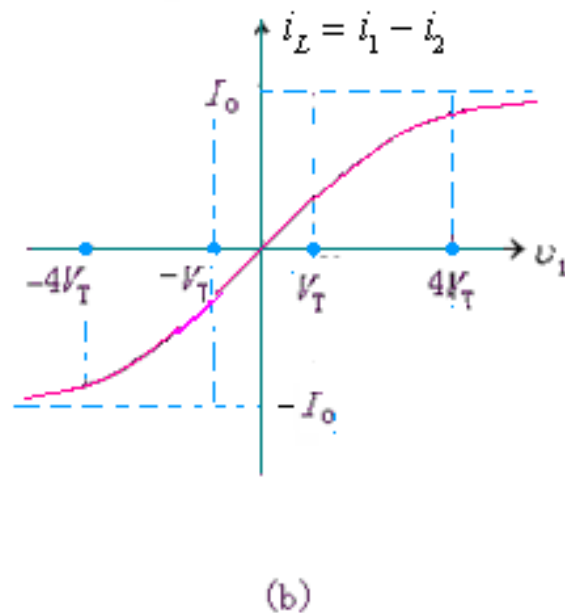
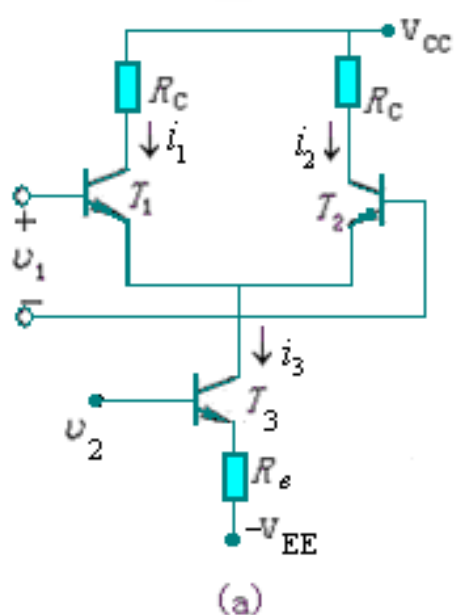


图6.2.11 差分对频谱搬移电路及其电流传输特性



若忽略 T_3 管的发射结电压 U_{BE3} ，可以得到

$$i_3 = \frac{U_2}{R_e} + \frac{V_{EE}}{R_e} = A + BU_2 \quad (6.2.31)$$

其中 $A = \frac{V_{EE}}{R_e}$ 为 T_3 管的静态工作点电流， $B = \frac{1}{R_e}$

差分对电路的差模输出电流为

$$i_L = i_1 - i_2 = i_3 \operatorname{th}\left(\frac{U_1}{2V_T}\right) = \left(\frac{V_{EE}}{R_e} + \frac{U_2}{R_e}\right) \operatorname{th}\left(\frac{U_1}{2V_T}\right) \quad (6.2.32)$$

显然，差分对电路的差模输出电流 i_L 与 U_1 的关系为非线性的双曲正切函数 $\left[\operatorname{th}\left(\frac{U_1}{2V_T}\right)\right]$ 关系，曲线如图6.2.11(b)所示。



由双曲正切函数的特性知：

(1) 当 $\frac{V_{1m}}{V_T} < 1$ 时，即输入电压 u_1 较小时， $th(\frac{u_1}{2V_T}) \approx \frac{u_1}{2V_T}$

电路工作在线性放大区，如图4.2.12中输出曲线1所示，此时

$$i_L = i_3 th(\frac{u_1}{2V_T}) \approx (\frac{V_{EE}}{R_e} + \frac{u_2}{R_e}) \frac{u_1}{2V_T} \quad (6.2.33)$$

输出电流中包含的频率分量为 ω_1 、 $\omega_1 \pm \omega_2$ ，电路能够完成频谱搬移功能。

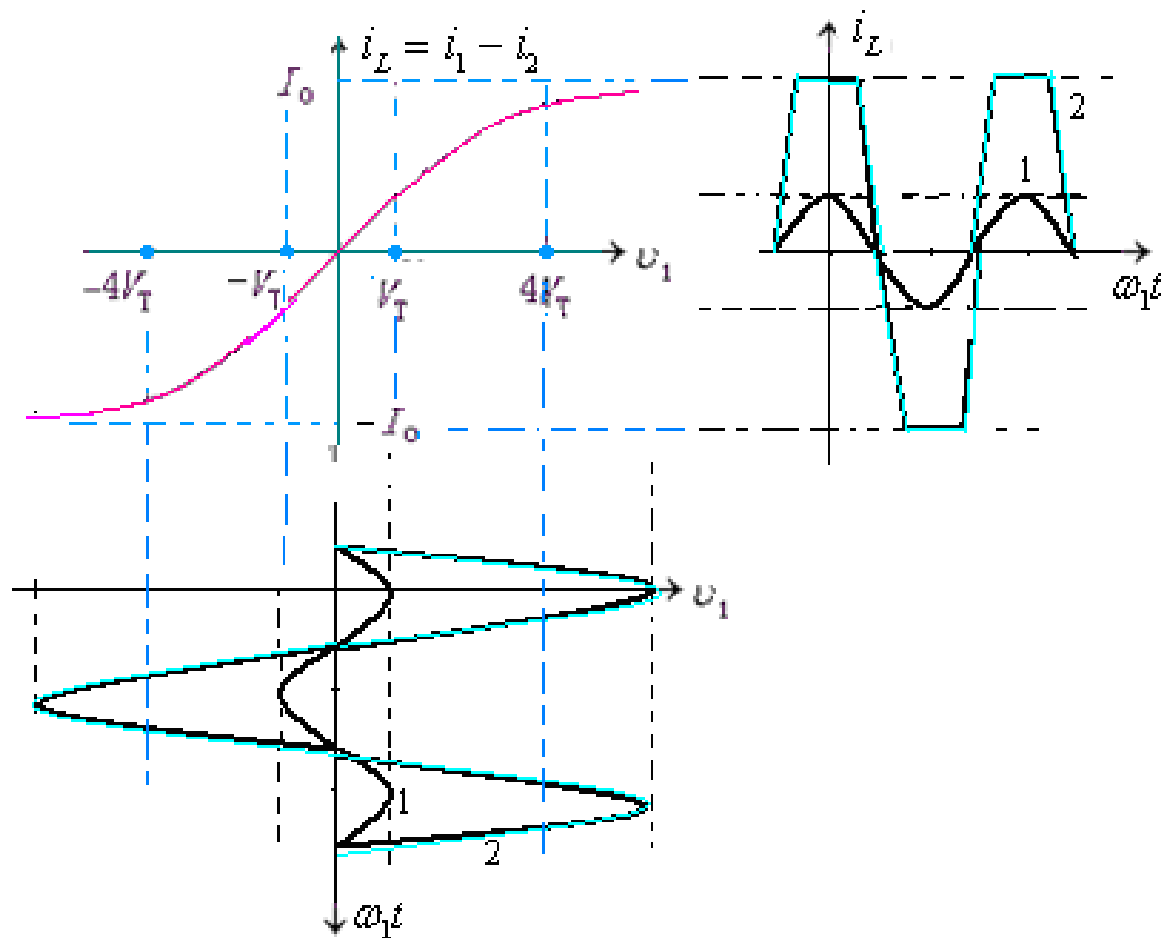


图6.2.12 差分对电路的图解分析



(2) 若输入信号 u_1 很大, 一般应满足 $\frac{V_{1m}}{V_T} > 4$ 的条件, 双曲正切函数可以近似为双向开关函数, 如图6.2.12中输出曲线2所示, 即

$$\text{th}\left(\frac{u_1}{2V_T}\right) \approx k_2(\omega_1 t)$$

差模输出电流为

$$i_L = i_3 \text{th}\left(\frac{u_1}{2V_T}\right) \approx \left(\frac{V_{EE}}{R_e} + \frac{u_2}{R_e}\right) k_2(\omega_1 t) \quad (6.2.34)$$

电路工作在开关状态, 输出电流中包含的频率分量为

$(2n-1)\omega_1$ 、 $(2n-1)\omega_1 \pm \omega_2$ 能够实现频谱搬移功能。



(3) 若输入电压 v_1 的大小介于上述 (1)、(2) 两

种情况之间, 当 $v_1(t) = V_{1m} \cos \omega_1 t$, $x_1 = \frac{V_{1m}}{V_T}$

则双曲正切函数的傅立叶级数展开为

$$th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) = th\left(\frac{x_1}{2} \cos \omega_1 t\right) = \sum_{n=1}^{\infty} 2\beta_{2n-1}(x_1) \cos(2n-1)\omega_1 t$$

于是得到输出电流为

$$i_L = i_3 th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) = \left(\frac{V_{EE}}{R_e} + \frac{v_2}{R_e}\right) \sum_{n=1}^{\infty} 2\beta_{2n-1}(x_1) \cos(2n-1)\omega_1 t \quad (6.2.35)$$

电路工作在线性时变状态, 输出电流中包含的频率分量为 $(2n-1)\omega_1$ 、 $(2n-1)\omega_1 \pm \omega_2$, 同样能够实现频谱搬移功能。



6.2.4 集成模拟乘法器

一、双差分对相乘器电路（吉尔伯特乘法器单元）

由图6.2.14知，差分
对T1、T2的差模输出
电流为

$$i_1 - i_2 = i_5 \tanh\left(\frac{v_1}{2V_T}\right)$$

差分对T₃、T₄的差模
输出电流为

$$i_4 - i_3 = i_6 \tanh\left(\frac{v_1}{2V_T}\right)$$

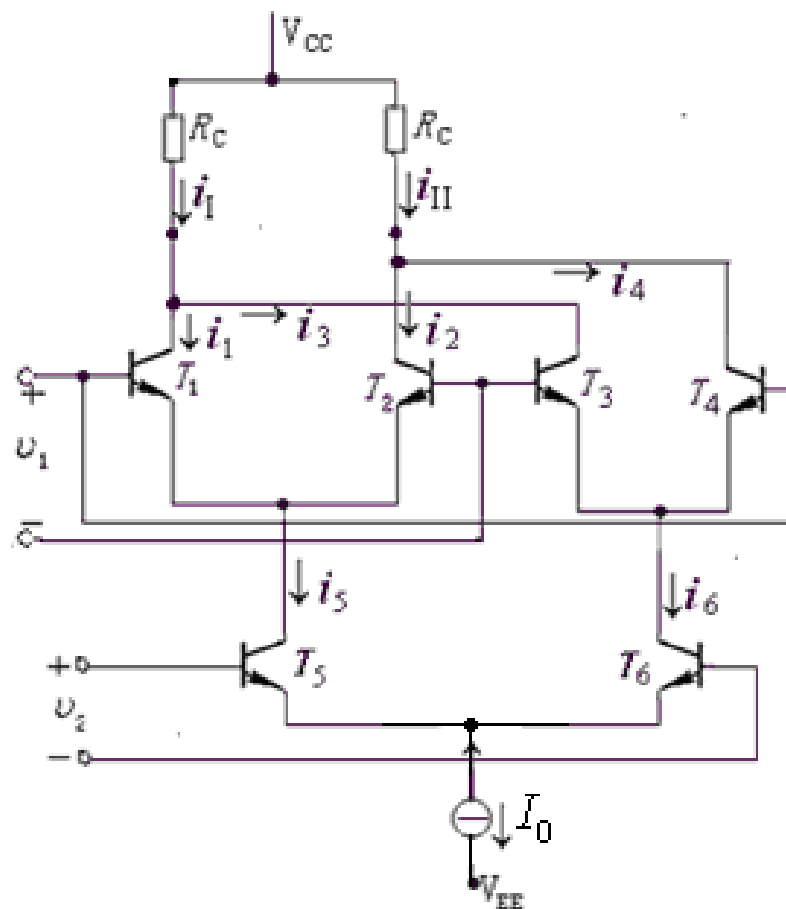


图6.2.14 吉尔伯特乘法器单元 39



故双差分对模拟相乘器的差
值输出电流为

$$\begin{aligned} i &= (i_1 - i_2) - (i_4 - i_3) \\ &= (i_5 - i_6)th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \end{aligned}$$

其中，晶体管T5和T6差分
对管的差模输出电流值为

$$i_5 - i_6 = I_0 th\left(\frac{v_2}{2V_T}\right)$$

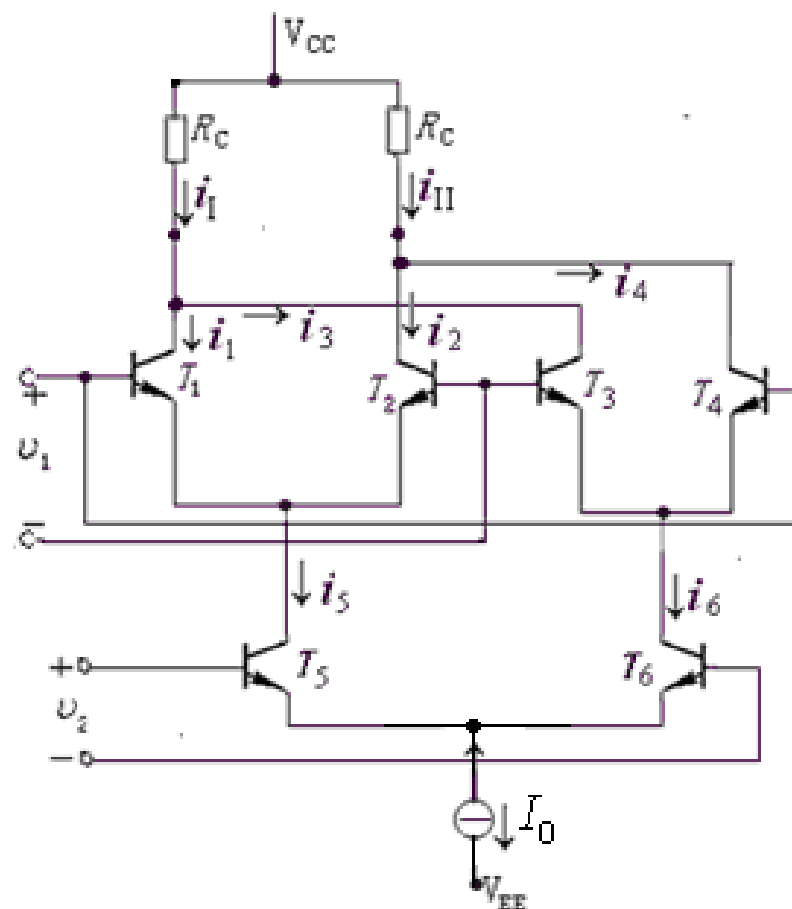


图6.2.14 吉尔伯特乘法器单元



因而双差分对相乘器电路的输出电流为

$$i = (i_5 - i_6)th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) = I_0th\left(\frac{v_2}{2V_T}\right)th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \quad (6.2.37)$$

显然，该电路不能实现两个电压 v_1 、 v_2 的相乘运算，仅提供了两个非线性函数（双曲正切）相乘的特征。但由双曲正切函数的特性知：

(1) 当 $|v_1| \leq 26\text{mV}$ ， $|v_2| \leq 26\text{mV}$ 时，式 (6.2.37) 可以

近似为

$$i = I_0th\left(\frac{v_2}{2V_T}\right)th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \approx I_0 \frac{v_1 v_2}{4V_T^2} \quad (6.2.38)$$

实现了两个电压 v_1 、 v_2 的相乘运算。



(2) 当 $|v_2| \leq 26\text{mV}$, v_1 为任意值时, 式 (6.2.37) 可以近似为

$$i = I_0 \text{th}\left(\frac{v_2}{2V_T}\right) \text{th}\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \approx \frac{I_0}{2V_T} \text{th}\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) v_2 \quad (6.2.39)$$

实现了线性时变工作状态。

(3) 当 $|v_2| \leq 26\text{mV}$, $|v_1| \geq 260\text{mV}$ 时, $\text{th}\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \approx k_2(\omega_1 t)$ 输出电流可表示为

$$i = I_0 \text{th}\left(\frac{v_2}{2V_T}\right) \text{th}\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \approx \frac{I_0}{2V_T} v_2 k_2(\omega_1 t) \quad (6.2.40)$$

实现了开关工作。



二、MC1496/1596 集成模拟相乘器

根据双差分对模拟相乘器基本原理制成的单片集成模拟相乘器 MC1496/1596 的内部电路如图 6.2.15 (a) 所示，引脚排列如图 (b)所示，电路内部结构与图 6.2.14 基本类似。

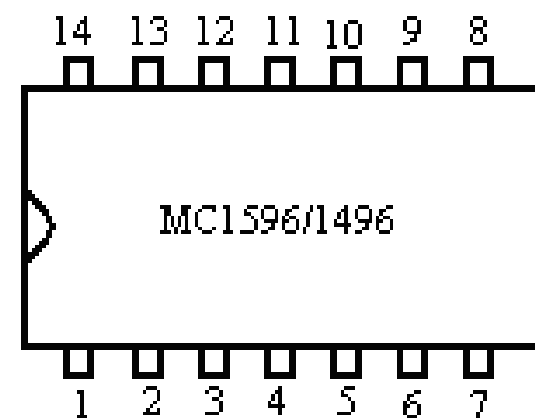
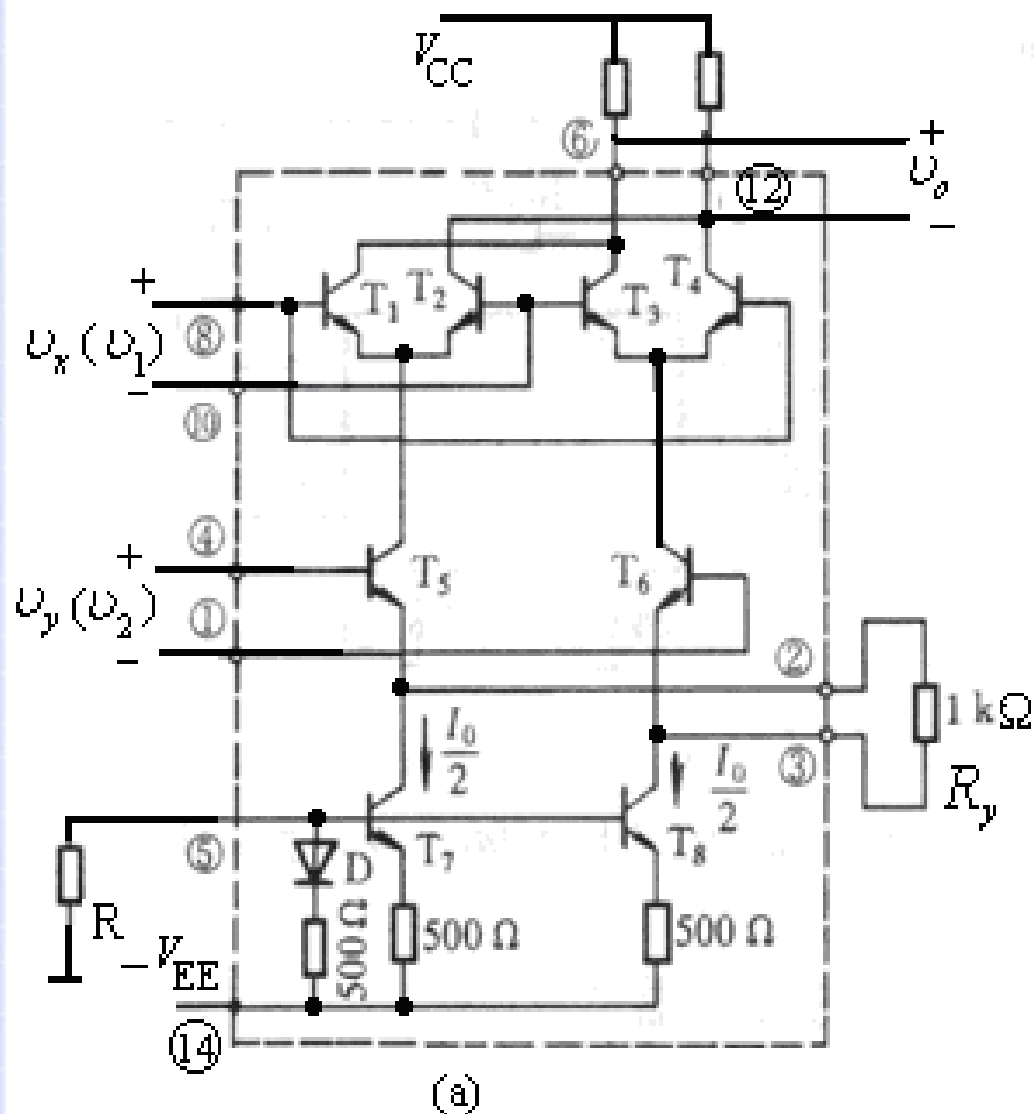


图6.2.15 单片集成模拟相乘器 MC1496/1596 的内部电路及其引脚排列 44



R_y 的作用是扩大输入电压 v_2 的动态范围，其基本原理

如下：

电路满足深度负反馈的条件，于是

$$v_2 = v_{BE5} + i_e R_y - v_{BE6}$$

其中 $v_{BE5} - v_{BE6} = V_T \ln i_5 / i_6$

且 $V_T \ln i_5 / i_6 \ll i_e R_y$

所以，上式可以简化为 $v_2 \approx i_e R_y$

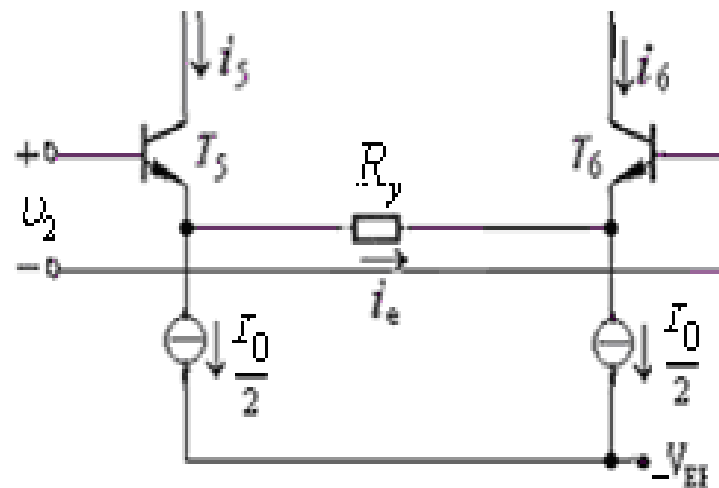


图6.2.16 v_2 动态范围的扩展



所以
$$i_5 - i_6 = 2i_e \approx \frac{2v_2}{R_y}$$

双差分对模拟相乘器的差值输出电流为

$$i = (i_5 - i_6)th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \approx \frac{2v_2}{R_y}th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \quad (6.2.41)$$

此时 v_2 允许的最大动态范围为 (求证过程忽略)

$$-\left(\frac{1}{4}I_0R_y + V_T\right) \leq v_2 \leq \left(\frac{1}{4}I_0R_y + V_T\right) \quad (6.2.42)$$



三、MC1595 集成模拟相乘器

作为通用的模拟相乘器，还需将 v_1 的动态范围进行扩展。

MC1595（或BG314）就是在MC1496的基础上增加了 v_1 动态范围扩展电路，使之成为具有四象限相乘功能的通用集成器件，如图6.2.17所示。图（a）为MC1595的内部电路，（b）为相应的外接电路。

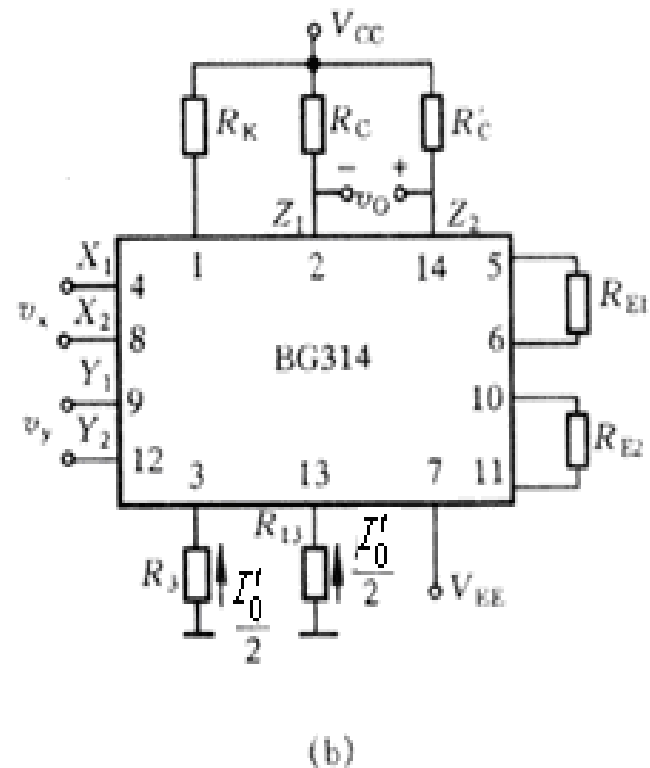
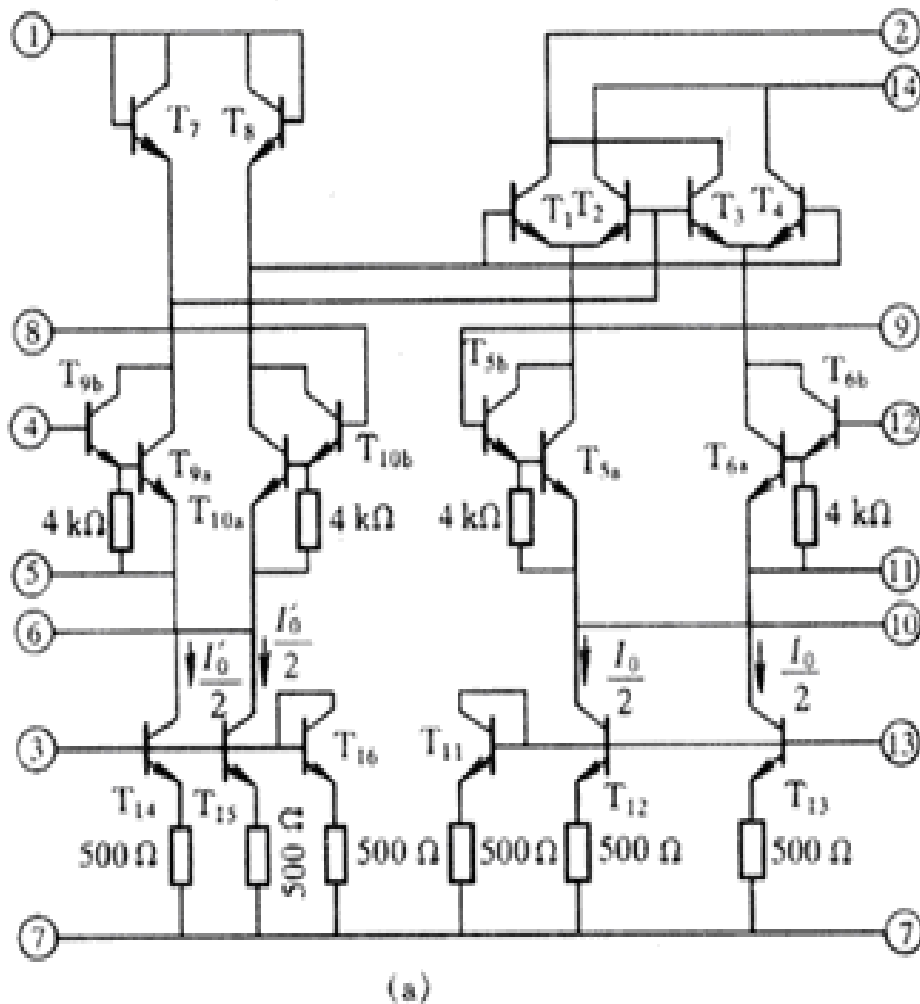


图6.2.17 集成模拟乘法器MC1595(BG314)的内部电路及相应的外接电路



v_1 动态范围的扩展原理。为分析方便，将 $T_7 \sim T_{10}$ 管组成的补偿电路简化为图4.2.18所示的形式。

由图知：

R_x 为深度负反馈电阻，所以

$$i_9 - i_{10} \approx \frac{2v_1}{R_x}$$

v_1 的动态范围为

$$-\left(\frac{1}{4}I_0R_x + V_T\right) \leq v_1 \leq \left(\frac{1}{4}I_0R_x + V_T\right)$$

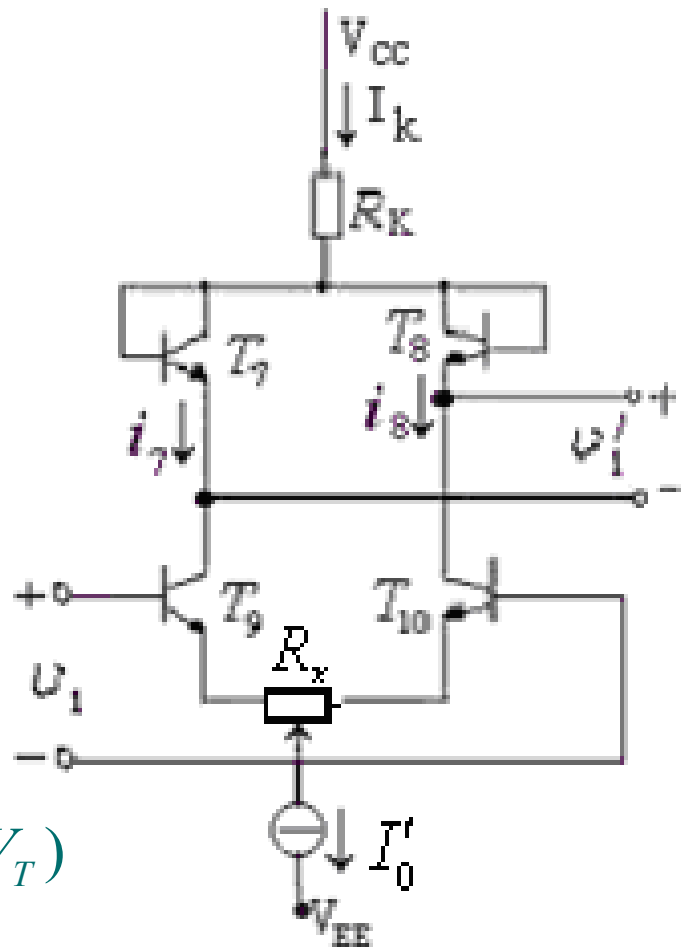


图6.2.18 v_1 动态范围的扩展



当三极管 $T_7 \sim T_{10}$ 的
 β 值足够大时,

$$i_7 \approx i_9, i_8 \approx i_{10}, I_k \approx I'_0$$

又由于

$$v_{BE7} - v'_1 - v_{BE8} = 0$$

所以:

$$v_{BE7} - v_{BE8} = v'_1$$

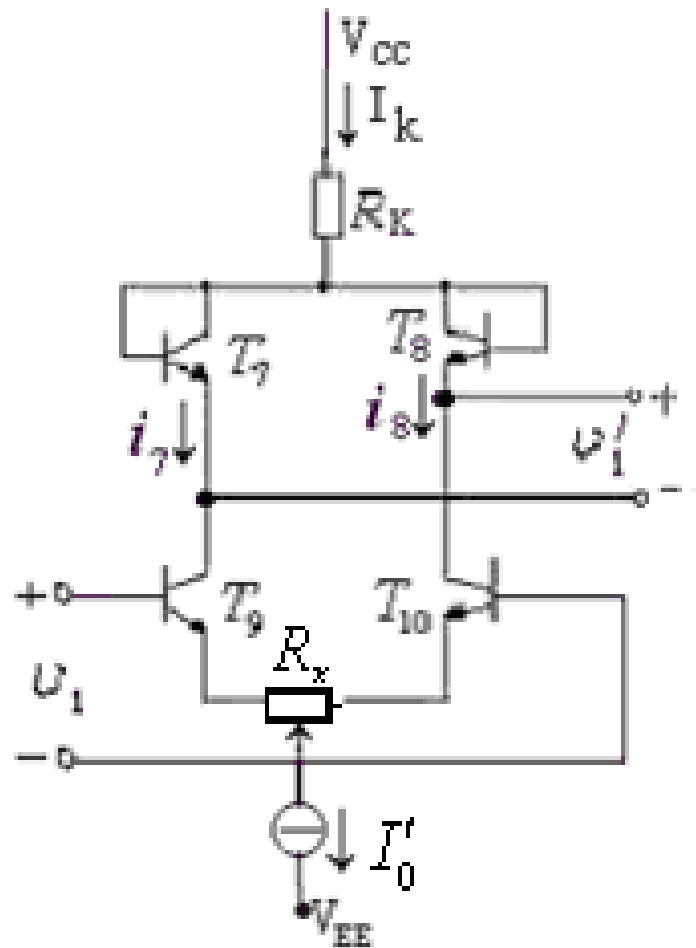


图6.2.18 v_1 动态范围的扩展



而 $i_7 - i_8 = i_9 - i_{10} = I_k \operatorname{th}\left(\frac{v_{BE7} - v_{BE8}}{2V_T}\right) = I'_0 \operatorname{th}\left(\frac{v'_1}{2V_T}\right)$

于是得到

$$v'_1 = 2V_T \operatorname{arcth} \frac{i_9 - i_{10}}{I'_0} = 2V_T \operatorname{arcth} \frac{2v_1}{I'_0 R_x}$$

v'_1 即为图6.2.15中的输入电压 v_1

将上式代入式 (6.2.41) 中得到

$$i = \frac{4v_1 v_2}{I'_0 R_x R_y} = A_M v_1 v_2 \quad (6.2.44)$$

式中 $A_M = \frac{4}{I'_0 R_x R_y}$ 为乘法器的乘法系数。



作业

6.8 6.9 6.12 6.14 6.23

预习：6.3