



通信电路原理

第四章 非线性电路

功放与乘法器

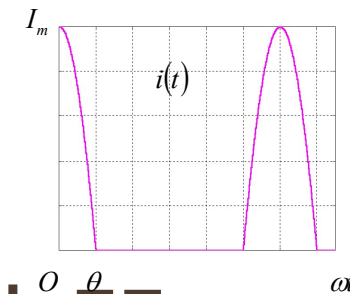


非线性电路

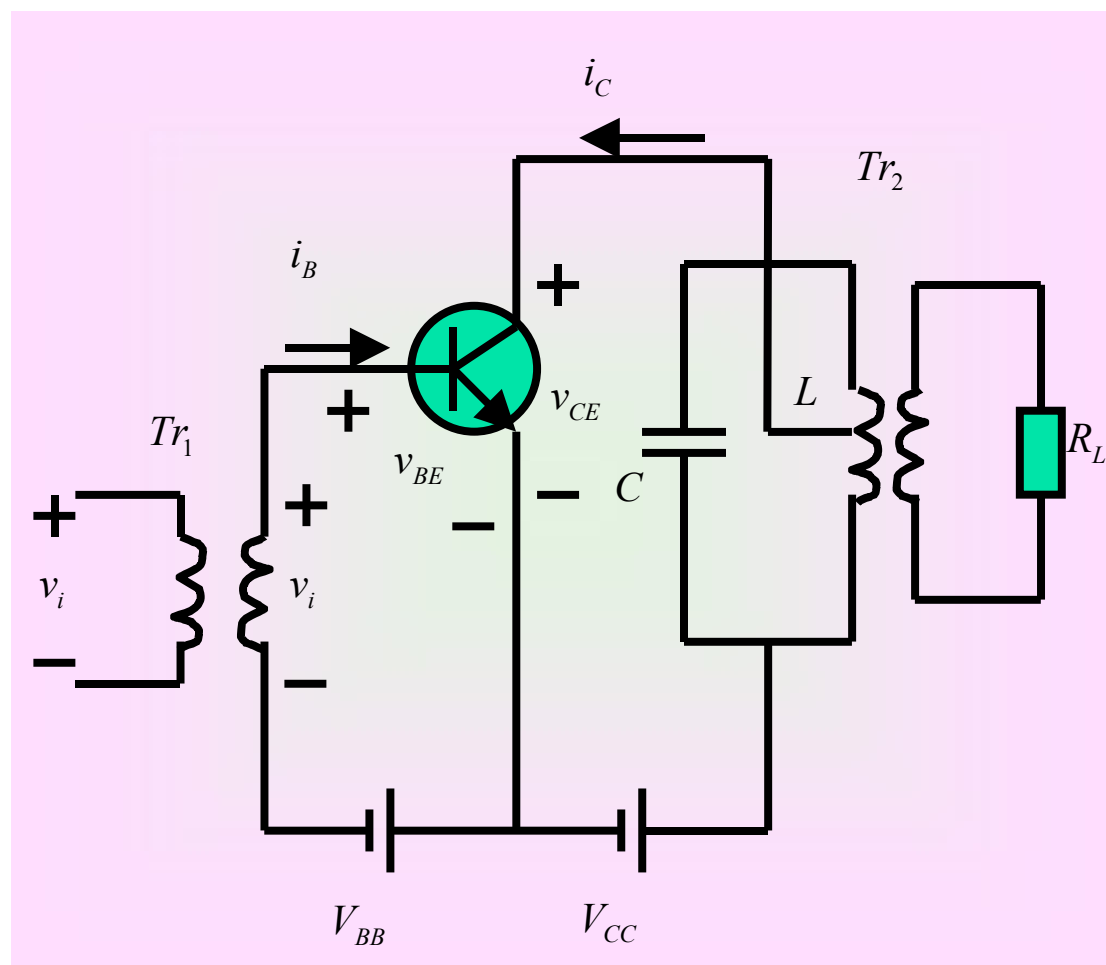
- 4.1 非线性电路的基本概念
- 4.2 非线性元件
- 4.3 非线性电路的分析方法
- 4.4 功率放大器
- 4.5 模拟相乘器
- 4.6 变频器

4.4 功率放大器

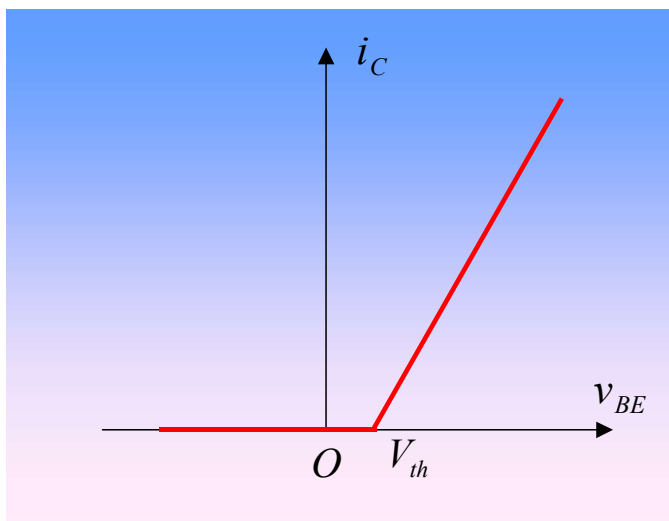
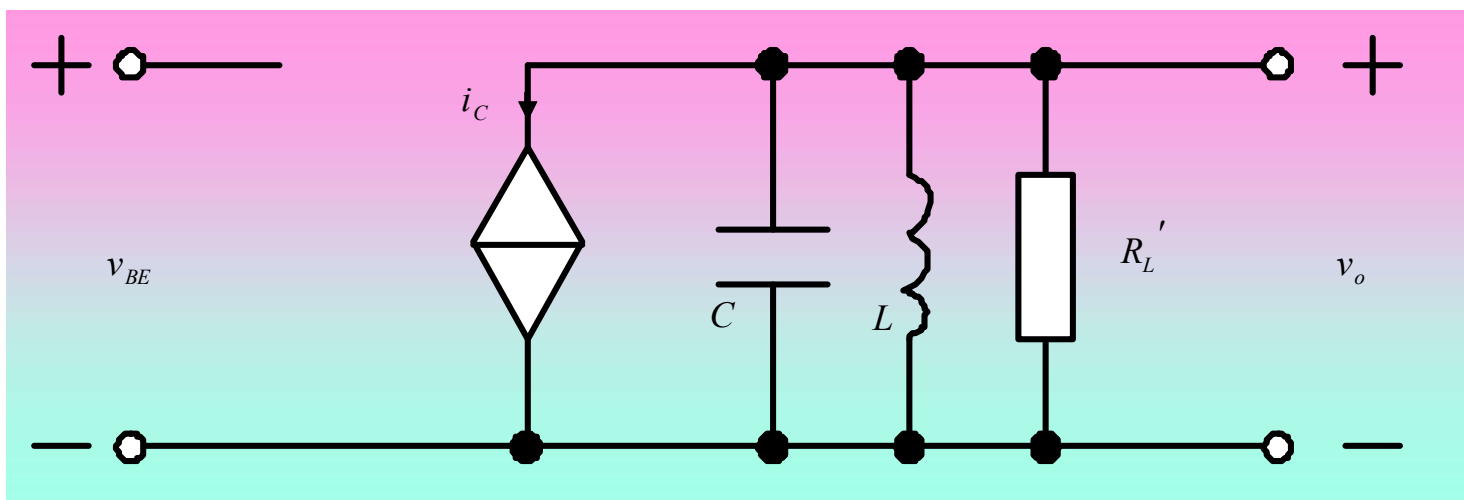
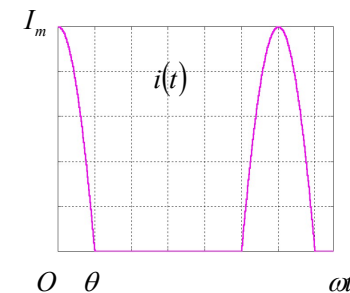
4.4.1 用折线法分析C类功率放大器



- 采用负偏置
 - 减小无用功耗
- 采用变压器耦合
 - 阻抗匹配
 - 单端转悬浮
 - 直流隔离
- 采用电感部分接入
 - 减小晶体管输出阻抗对谐振回路的影响



等效电路分析



$$i_C(t) = I_{C0} + I_{C1}\cos\omega t + I_{C2}\cos 2\omega t + \dots$$

$$v_o(t) = (I_{C1}\cos\omega t)R'_L = V_{om}\cos\omega t$$

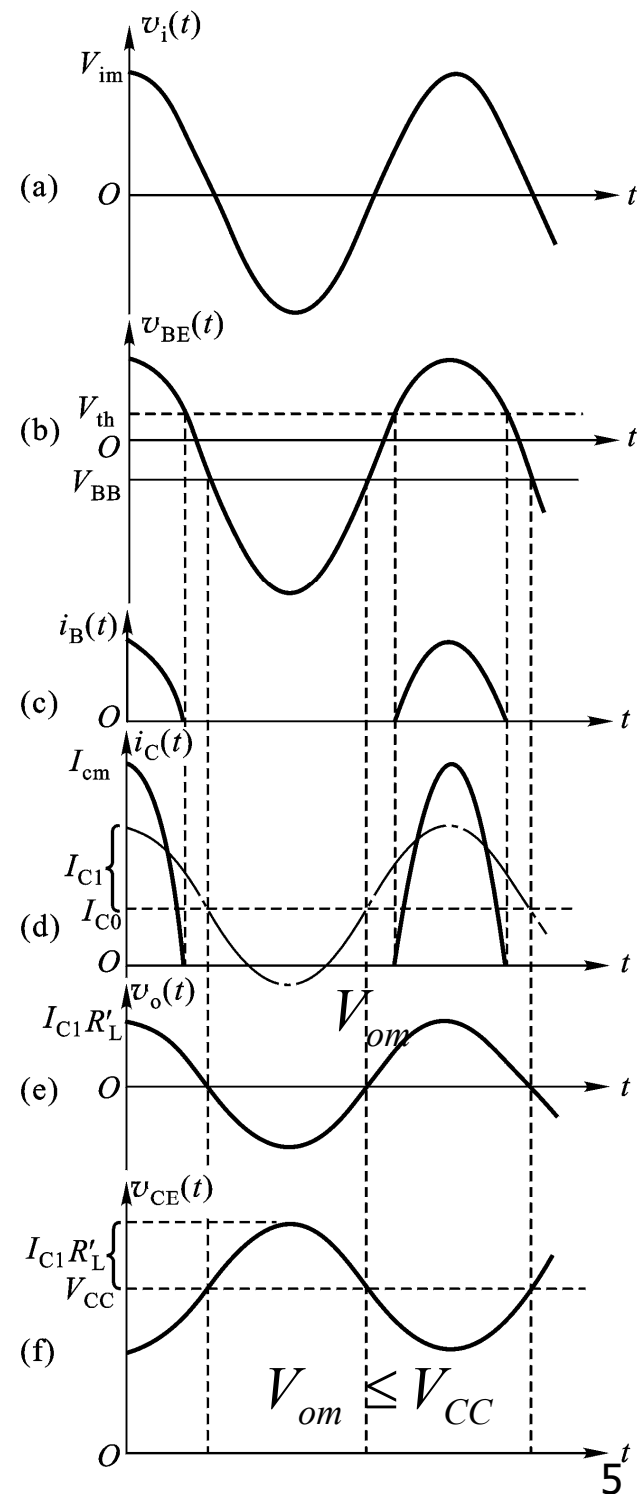
$$= I_m \frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} R'_L \cos\omega t$$

$$\text{其中, } \theta = \arccos(V_{th} - V_{BB})/V_{im}$$

集电极电压和电流

- C类功率放大器激励电压是余弦电压，但基极电流和集电极电流只是余弦信号的一部分，称为尖顶余弦（电流）脉冲，而输出电压又是与激励电压同频的余弦电压
 - 这是C类功率放大器（谐振功率放大器）不同于A类线性功率放大器的特点，即集电极电压波形与集电极电流波形不同

晶体管集电极直流电压为 V_{CC}



C类放大器的效率

- C类功率放大器的静态工作点选择在集电极电流为零的位置，消除了静态功耗，提高了效率
- C类功率放大器合理地应用了晶体管转移特性的非线性，提高了转换效率

- 效率

- 输出信号功率

- 电源提供功率

$$\eta = \frac{P_o}{P_s}$$

$$P_o = \frac{1}{2} I_{C1} V_{om}$$

$$P_s = I_{C0} V_{CC}$$

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{I_{C1}}{I_{C0}} \frac{V_{om}}{V_{CC}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \rho$$

其中， $\rho = \frac{V_{om}}{V_{CC}} \leq 1$ 为电压利用系数

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{I_{C1}}{I_{C0}} \frac{V_{om}}{V_{CC}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \rho = \frac{1}{2} g_1(\theta) \rho$$

提高C类功率放大器的效率

■ 提高电压利用系数

$$\rho = \frac{V_{om}}{V_{CC}} \leq 1 \quad V_{om} = I_{C1} R_L'$$



最佳阻抗
阻抗匹配的目标
令 $\rho = 1$

■ 选择合适的导通角

$$g_1(\theta) = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)}$$



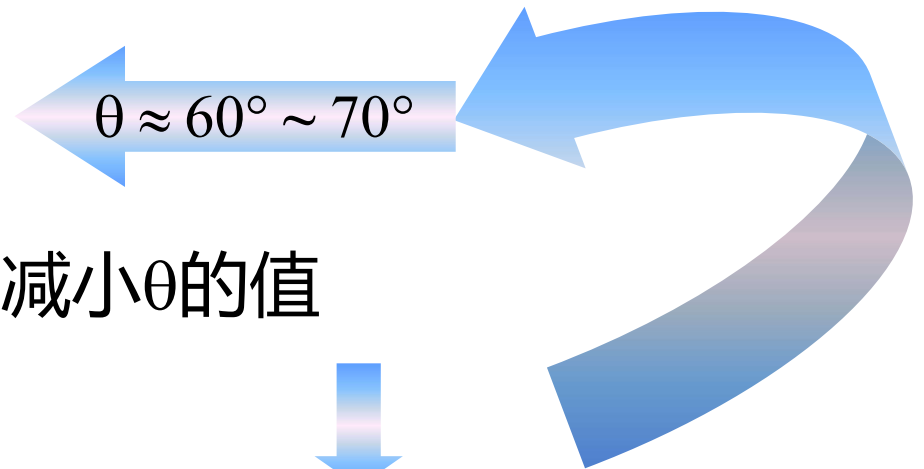
减小 θ 的值



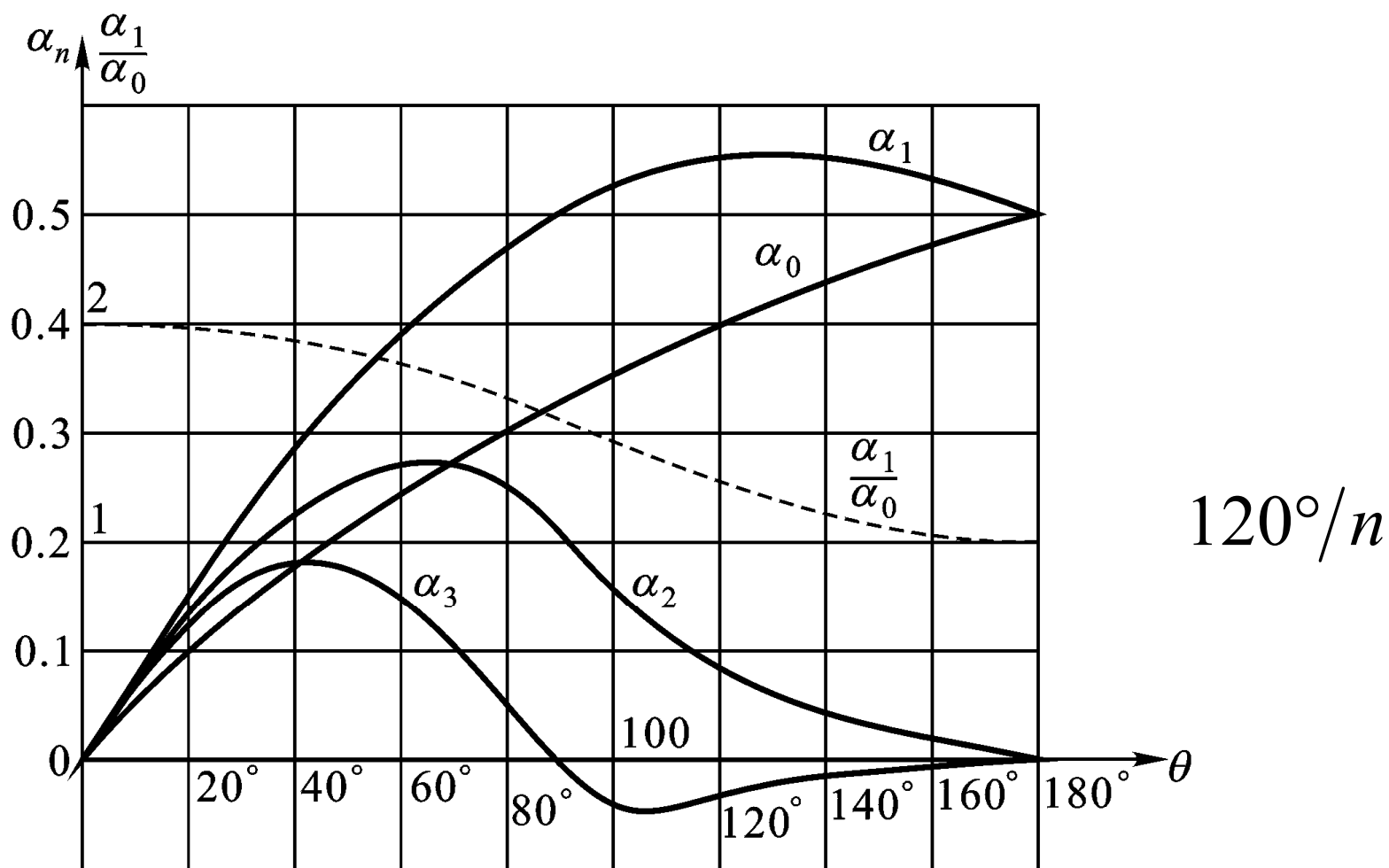
$$I_m = g V_{im} (1 - \cos\theta)$$



增大对前级 V_{im} 的要求
可能击穿放大管



谐波分解系数与效率



用C类放大器作倍频器

- 电路结构和C类放大器类似，只是选频回路的谐振频率为输入频率的倍频
- 对一个n次倍频器，为使倍频器有效地工作，总是要使集电极电流中含有的n次谐波分量足够大，这就要按下式确定导通角

$$120^\circ/n$$

- C类倍频器的功耗大，倍频次数一般限于2次或3次

$$\alpha_1(120^\circ) = 0.536$$

$$\alpha_2(60^\circ) = 0.276 = 0.515\alpha_1(120^\circ) \approx \alpha_1(120^\circ)/2$$

$$\alpha_3(40^\circ) = 0.185 = 0.344\alpha_1(120^\circ) \approx \alpha_1(120^\circ)/3$$

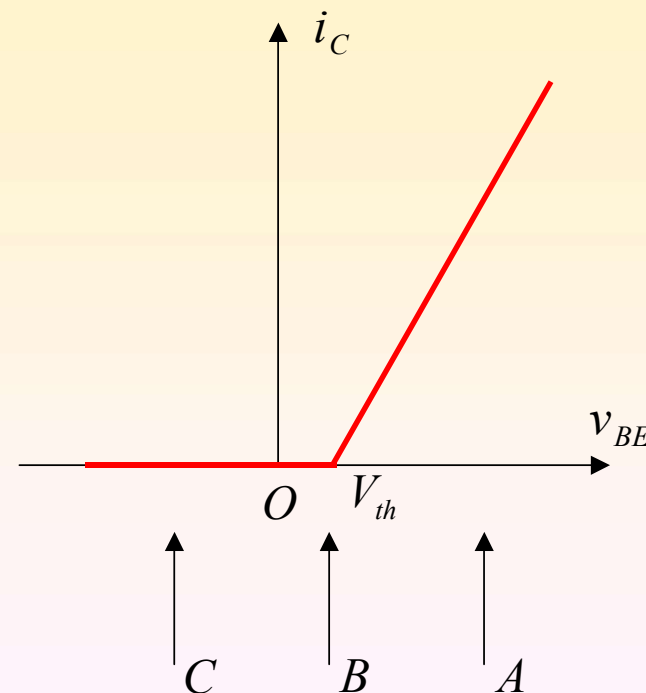


4.4.2 功率放大器

- 功率放大器设计考虑的是如何将发射机的射频功率有效地传递到负载上的问题
 - 输出匹配问题
 - A、B、C类功放，最大功率输出匹配：最佳负载
 - 使得电压利用系数为1的负载为最佳负载
 - D、E、F类功放，也有最佳负载问题
 - 功率放大器设计，需要考虑最佳负载设计
 - 直流功率转化为交变功率的效率问题
 - A、B、C、D、E、F类功率放大器的设计均围绕着如何提高效率问题展开

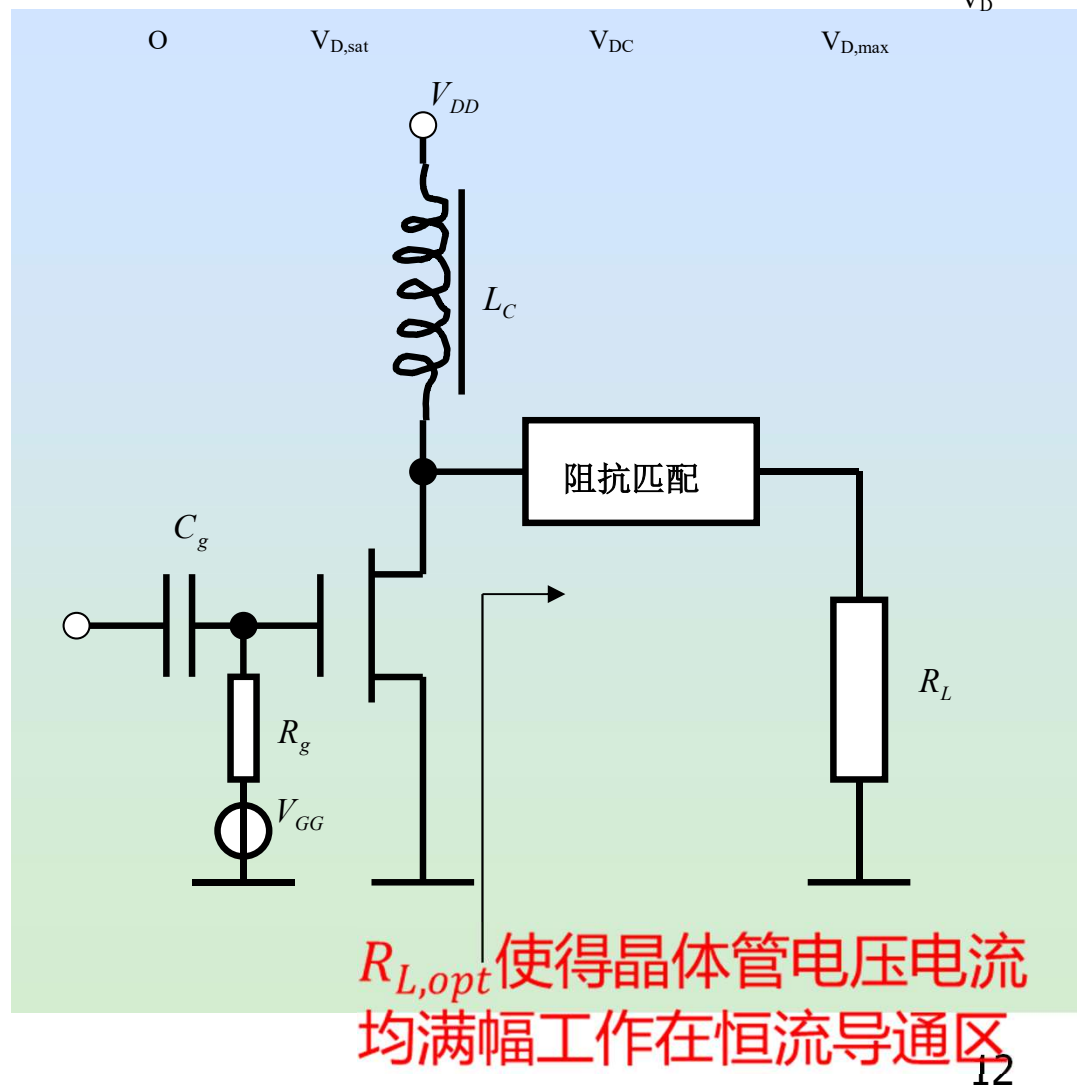
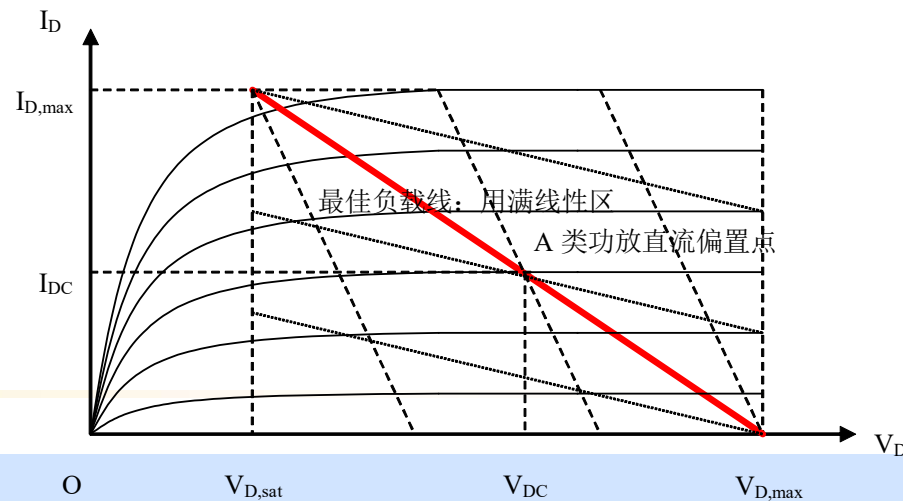
功率放大器分类

- 按晶体管导通情况分类
 - A类: $\theta = 180^\circ$
 - B类: $\theta = 90^\circ$
 - C类: $\theta < 90^\circ$
- 按晶体管等效电路分类
 - A、B、C类: 输入为正弦波, 晶体管被等效为一个受控电流源
 - D、E、F类: 输入为矩形波, 晶体管被等效为受输入信号控制的开关, 其导通角 θ 近似为 90°
- 按线性非线性分类
 - A、B类: 线性放大器
 - C、D、E、F类: 非线性放大器



A类放大器

- A类放大器的最大效率为50%
 - A类功放以低效率为代价提供较高的线性度
- 为了保证良好的线性度，应远离非线性区，即减小输出信号功率，考虑各种非理想因素，实际效率在30-40%左右

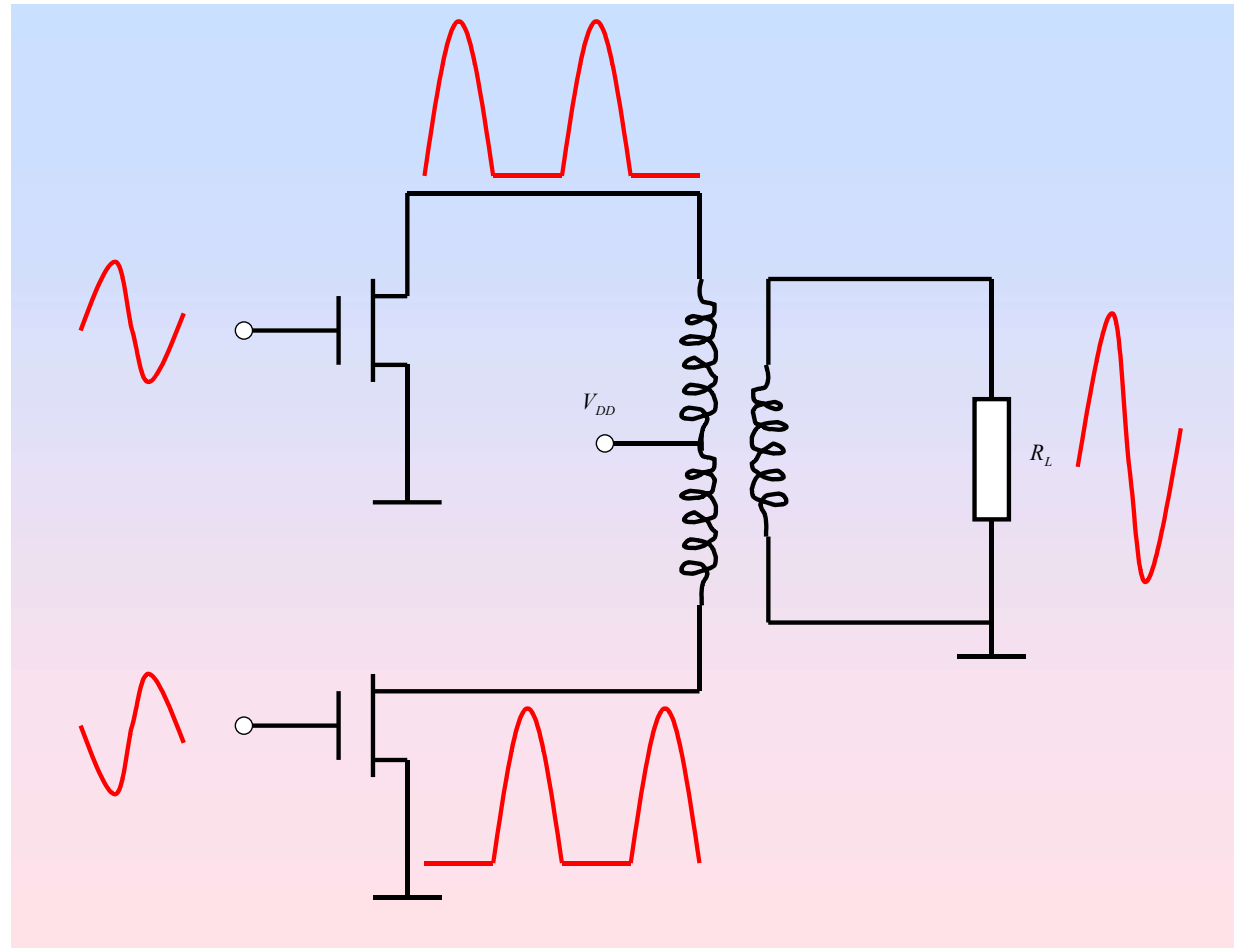


B类放大器设计中，我们接受了通过产生失真以换取效率的明显改善，这一交换的实现是通过减小一个周期中晶体管导通电流的时间而完成的，那么，进一步减小导通角是否就可以进一步提高效率呢？

B类放大器

$$\eta = \frac{\pi}{4} \approx 79\% \quad \text{实际60\%左右}$$

- 图示为两个N沟道场效应管B类放大器
 - 导通半周内，输出为半个正弦波
- 推挽形式：两个半波在负载上合成一个完整的正弦波
 - pp145, 图3.5.4为BJT推挽形式

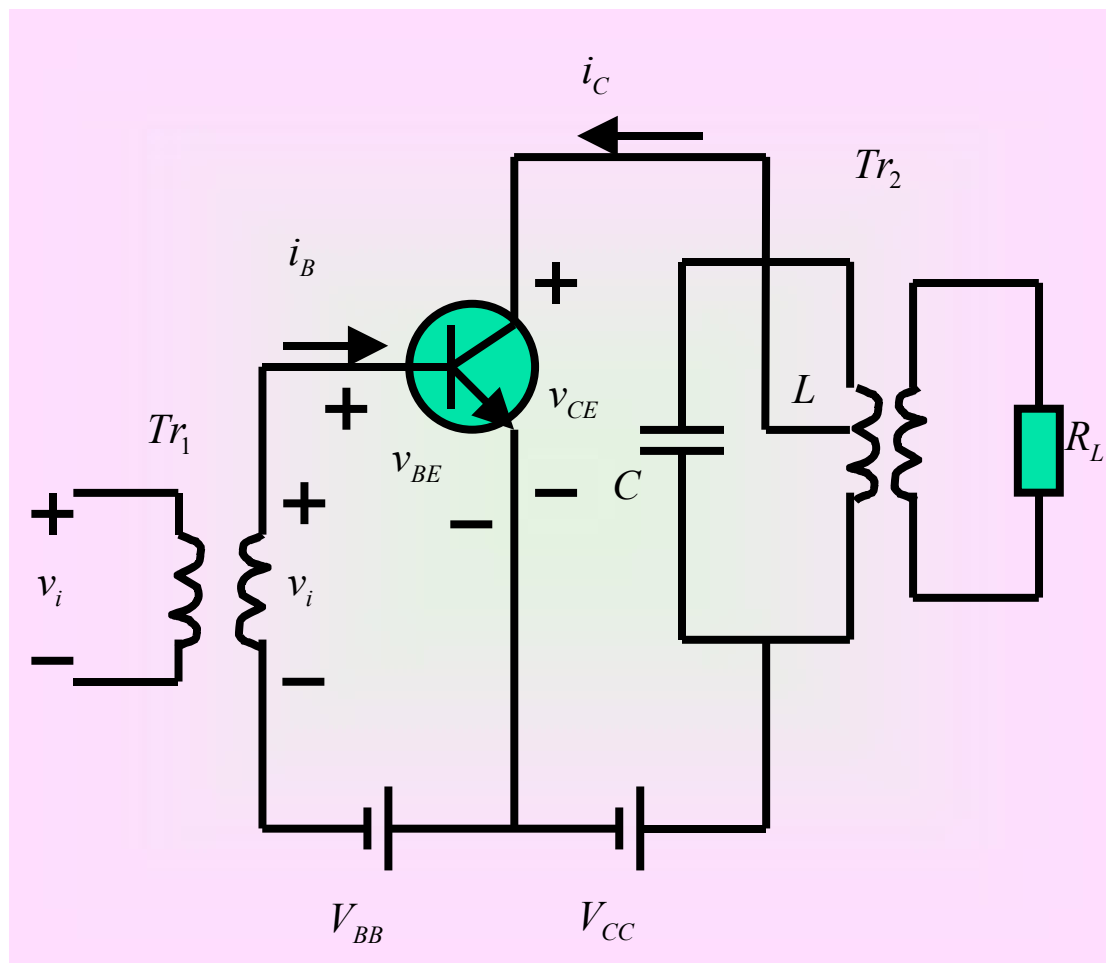


C类放大器

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{I_{C1}}{I_{C0}} \frac{V_{om}}{V_{CC}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \rho$$

- 选取最佳负载, 令电压利用系数 ρ 等于1
- 为了兼顾输出功率、放大效率、晶体管容忍电压, 一般取 θ 约为 $60^\circ - 70^\circ$

$$\eta(\theta = 60^\circ) \approx 90\%$$



高效率放大器

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{I_{C1}}{I_{C0}} \frac{V_{om}}{V_{CC}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \rho$$

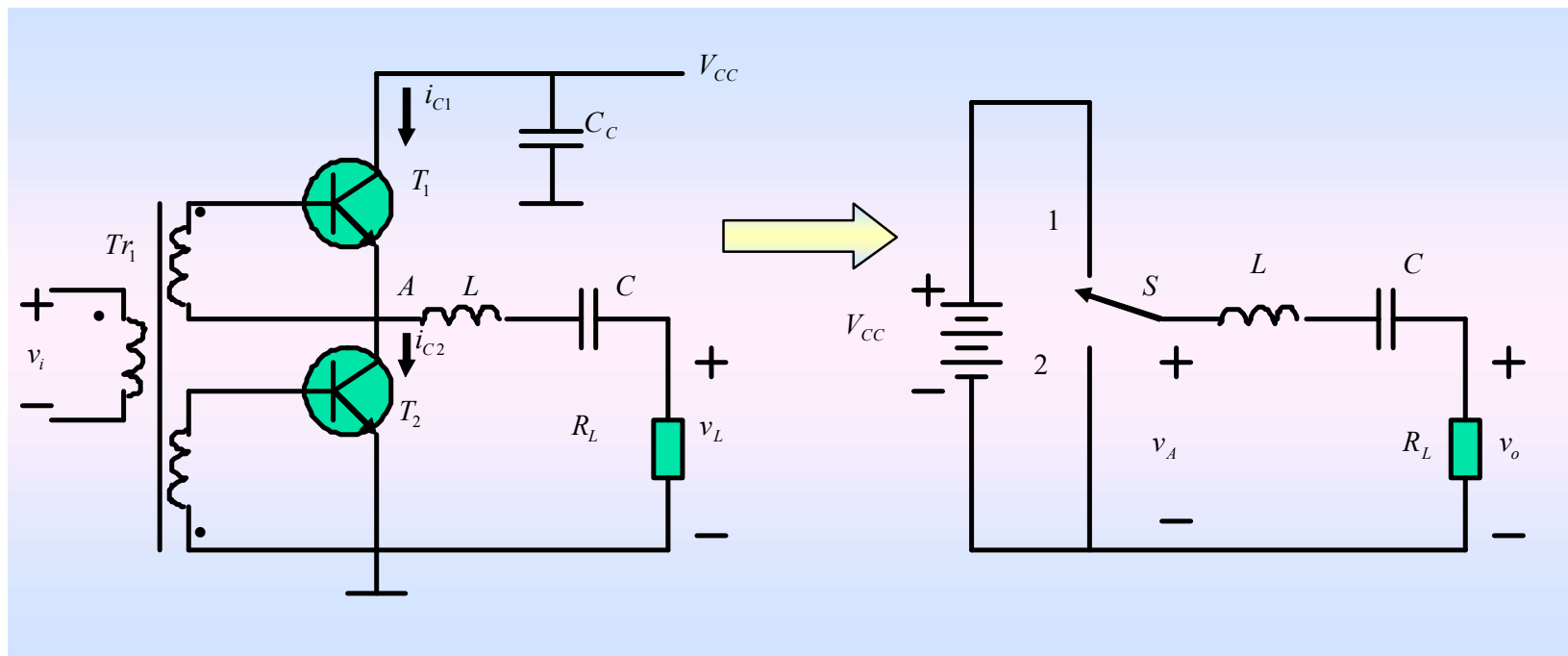
- A类、B类、C类是以减小导通角的方式来提高效率，这其实也是通过减小管耗的方式来提高效率的

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{P_s - P_c}{P_s} = 1 - \frac{P_c}{P_s} \quad P_c = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c v_{ce} d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_c v_{ce} d\omega t$$

- B类、C类功放是通过使电流和电压同时不为零所占周期的比例减小来减小晶体管（能量转换器）的功耗。进一步地，如果能够做到让 $i_c v_{ce}$ 始终为零，则效率可达到100%，这就是D类、E类和F类高效放大器的基本工作原理
 - 此时，放大器被等效为受输入矩形波控制的开关
 - 开关导通时有电流流过，管子处于饱和导通状态，导通电阻很小，从而管子上的压降很小
 - 开关断开时，电流截止，管子压降很大

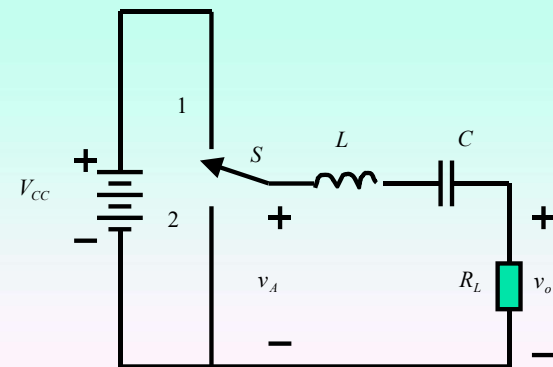
D类放大器

- 在输入信号作用下，两管轮流导通
 - 晶体管处于开关状态：导通时为饱和压降 V_{CES}
 - 驱动LC串联谐振回路

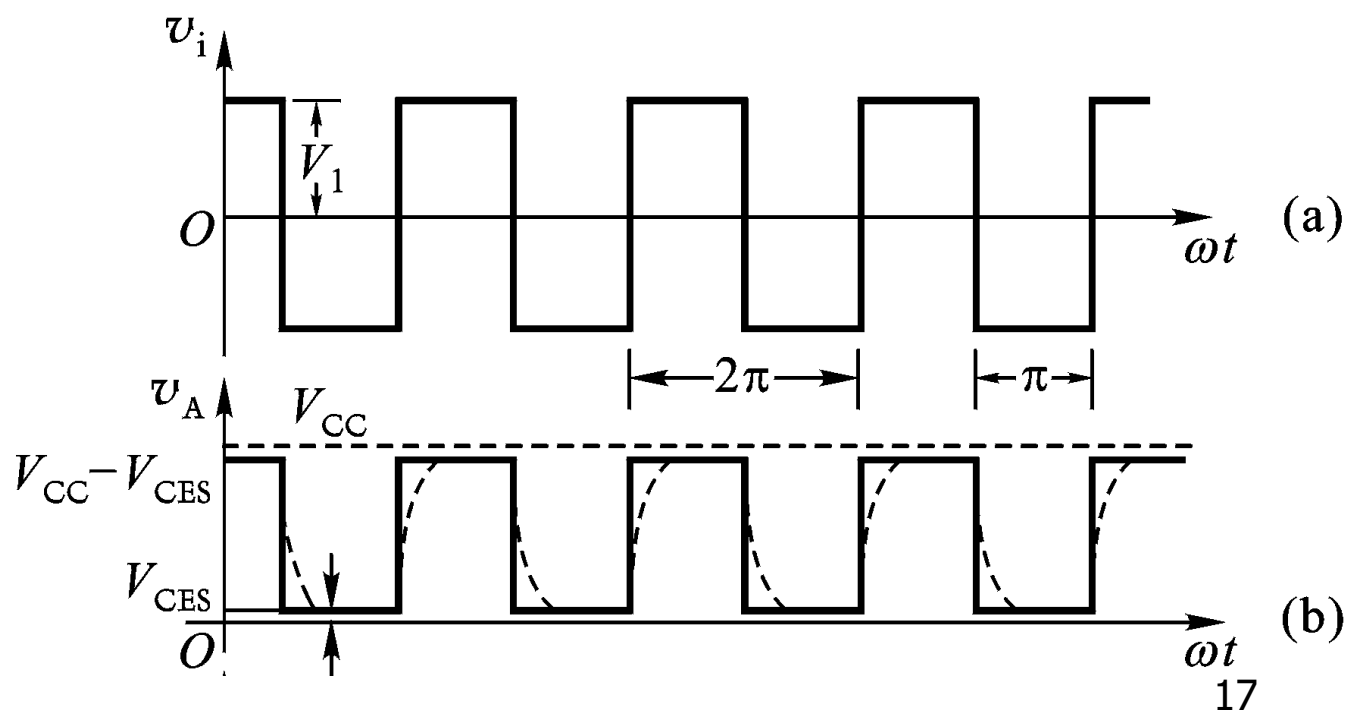


LC谐振于输入信号频率

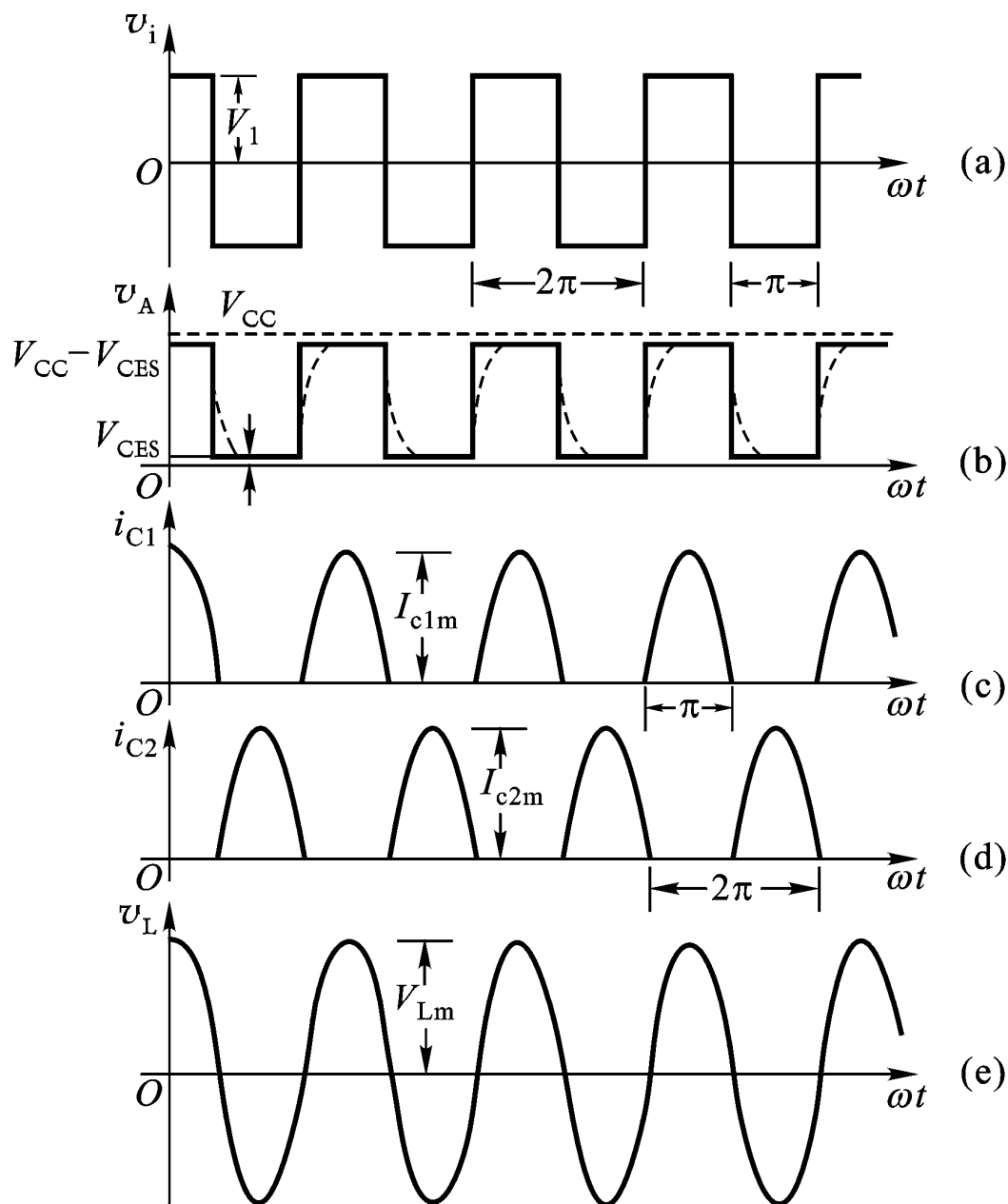
D类放大器波形



- 激励信号的正半周，T1饱和，T2截止，相当于开关置于1的位置，于是电源电压 V_{CC} 通过开关S向L、C、 R_L 组成的串联谐振回路充电，并使A点的电压提高到 $V_{CC}-V_{CES}$
- 激励信号的负半周，T1截止，T2饱和，相当于开关置于2的位置，于是储存在LC中的能量通过开关S（即T2）放电，此时A点的电压下降到 V_{CES}



D类放大器效率



$$v_A(t) = V_{CES} + (V_{CC} - 2V_{CES})S_1(\omega t)$$

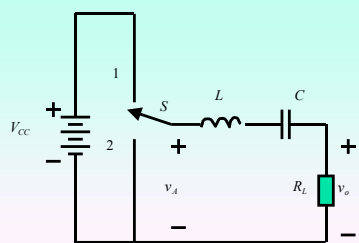
$$v_{A1}(t) = \frac{2}{\pi}(V_{CC} - 2V_{CES})\cos\omega t$$

晶体管电流为90度导通尖顶余弦脉冲电流

$$I_m = \frac{2}{\pi R_L}(V_{CC} - 2V_{CES})$$

$$I_0 = \alpha_0(90^\circ)I_m = \frac{I_m}{\pi}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{v_{A1m}^2}{R_L}}{I_0 V_{CC}} = \frac{V_{CC} - 2V_{CES}}{V_{CC}} \rightarrow 100\%$$

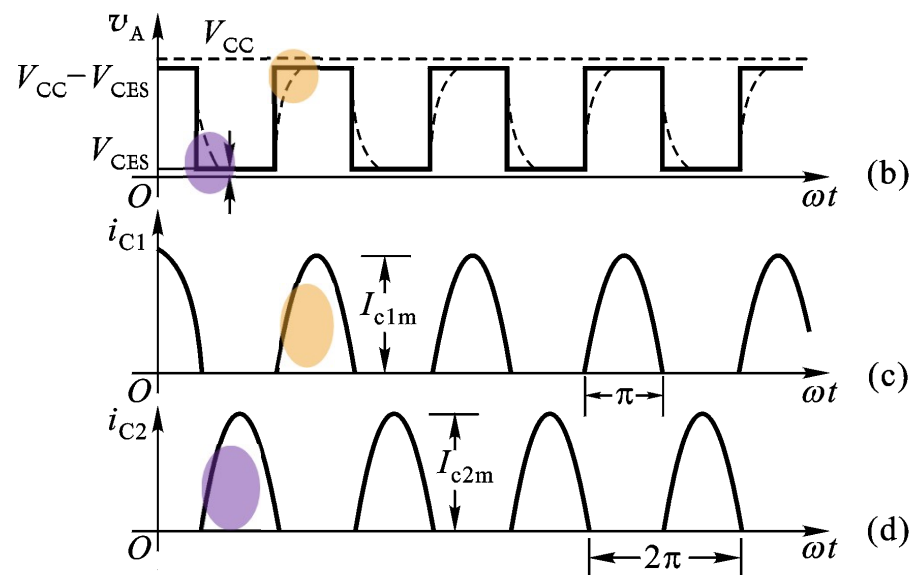


$$\eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{\frac{1}{2} v_{A1m}^2}{I_0 V_{CC}} = \frac{V_{CC} - 2V_{CES}}{V_{CC}}$$

开关转换速度

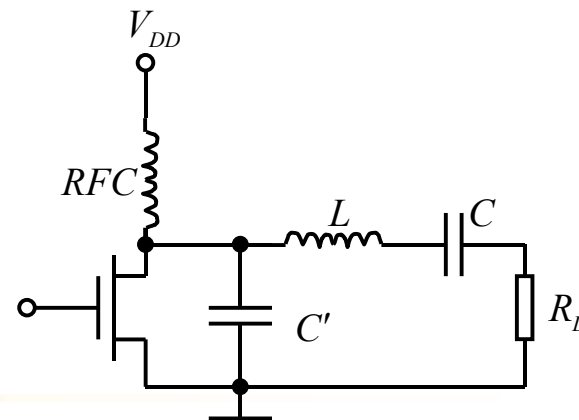
■ 实际问题是没有理想开关

- 非零的饱和电压会产生静态功耗
- 晶体管寄生电容的充放电导致有限的开关速度，这意味着开关的V-I积在过渡期间并不为0



■ 为了克服有限开关速度对效率的影响，可以为开关类功放设计一个特殊的输出回路，保证只有在集电极电压达到最小值时，集电极才有电流流通，是E类功率放大器设计的初始考虑

E类放大器



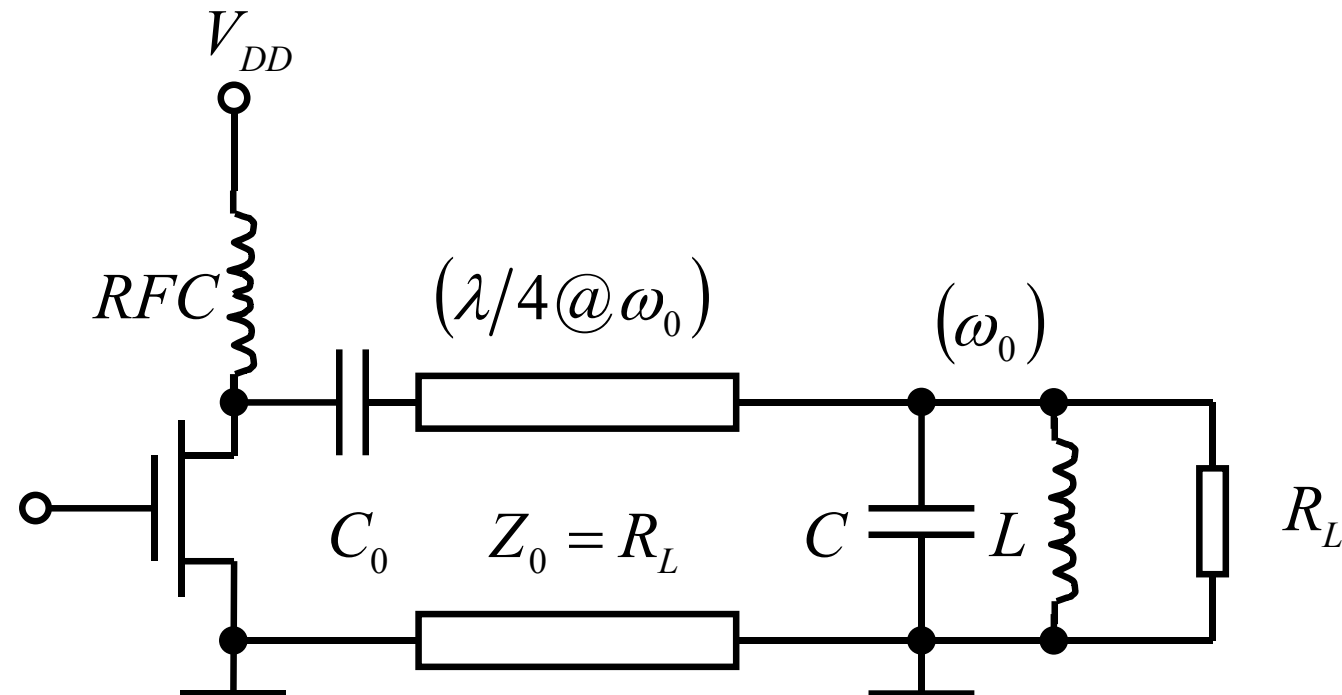
- 晶体管D类功率放大器由两个晶体管组成，而E类功率放大器则是单管工作于开关状态。它的特点是选取适当的高阶电抗网络提供足够的自由度，以使它的瞬态响应最佳
- 只有当器件的电压降为零后，开关才能导通。这样，即使开关转换时间相当的大，但可以避免在开关转换瞬间的器件功耗，从而克服了D类功率放大器的缺点
 - E类功放的主要优点是设计容易，根据公式给出网络参数即可
 - 当由L和C组成的输出调谐回路设计达到设计要求，E类功率放大器可以获得很高的效率

$$\lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4, \dots: Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

$$2\lambda/4, 4\lambda/4, 6\lambda/4, \dots: Z_{in} = Z_L$$

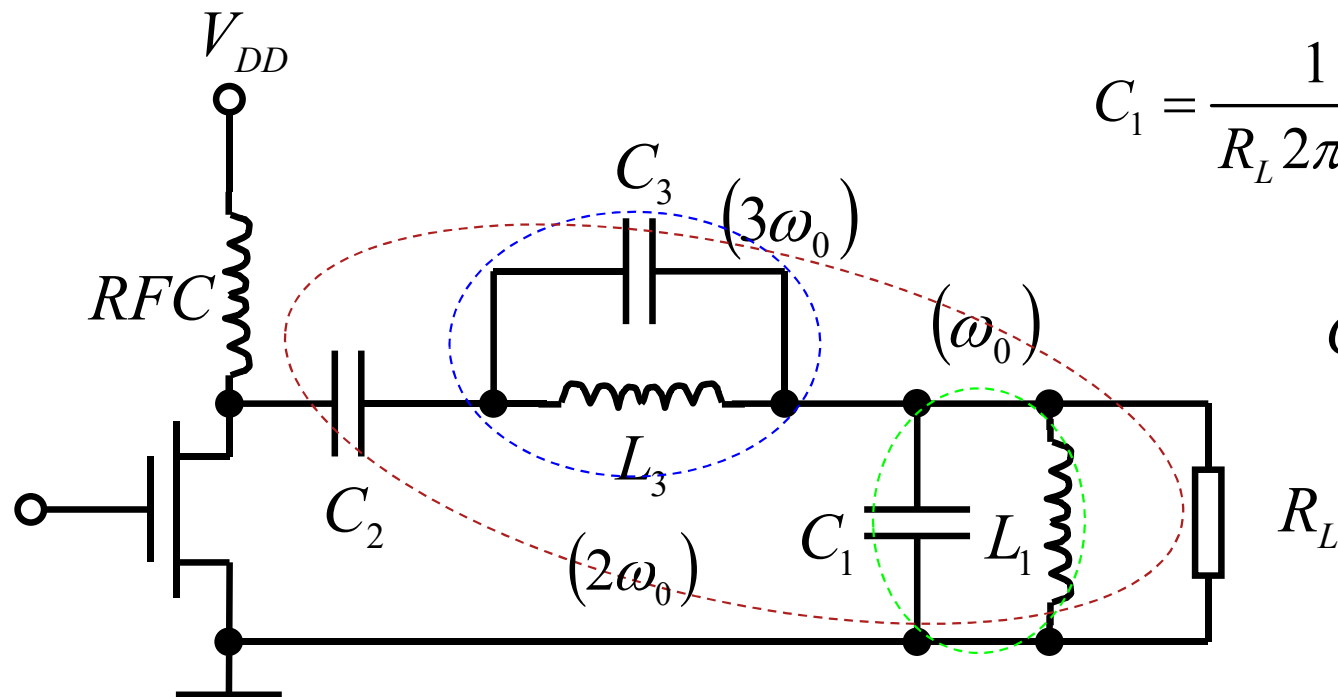
F类放大器

- E类放大器提出了用电抗负载网络对开关电压波形进行整形的概念，以提高放大器的效率，这个概念在F类放大器中得以发扬光大



F类放大器变型

- 四分之一波长传输线阻抗变换器，其尺寸在较低频率下可能较大，可以用LC网络模拟其功能
 - 对偶次谐波短路，对奇次谐波开路



$$C_1 = \frac{1}{R_L 2\pi Bw} \quad L_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_1}$$

$$C_3 = \frac{81}{160} C_1 \quad L_3 = \frac{160}{729} L_1$$

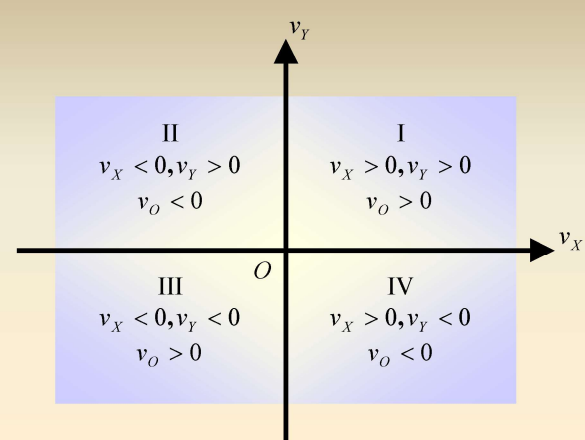
$$C_2 = 8C_3$$



功率放大器的选择和应用

- 线性放大器中的非线性问题
 - 线性放大器力图使产生的输出是输入的精确复制
 - 线性放大器中的非线性有诸多危害
 - (频域) 产生新的频率分量, 干扰有用信号, 改变信号频谱, 展宽频带;
 - (时域) 放大器增益和输入幅度有关, 使输出信号的包络发生变化, 引起波形失真; 非线性电抗部件可将幅度变化转移到相位变化中, 干扰已调波的相位
- 选择功放种类是和应用相关的
 - A类和B类用于线性放大, 可以有宽带要求 (宽带功率放大器见第三章, 用传输线实现宽带变压功能)
 - C类功放的负载是谐振网络, 适用于固定频率或窄带等幅信号的放大
 - D、E和F类放大器输出信号幅度与输入信号幅度没有线性关系, 不能放大非恒定包络的已调制信号

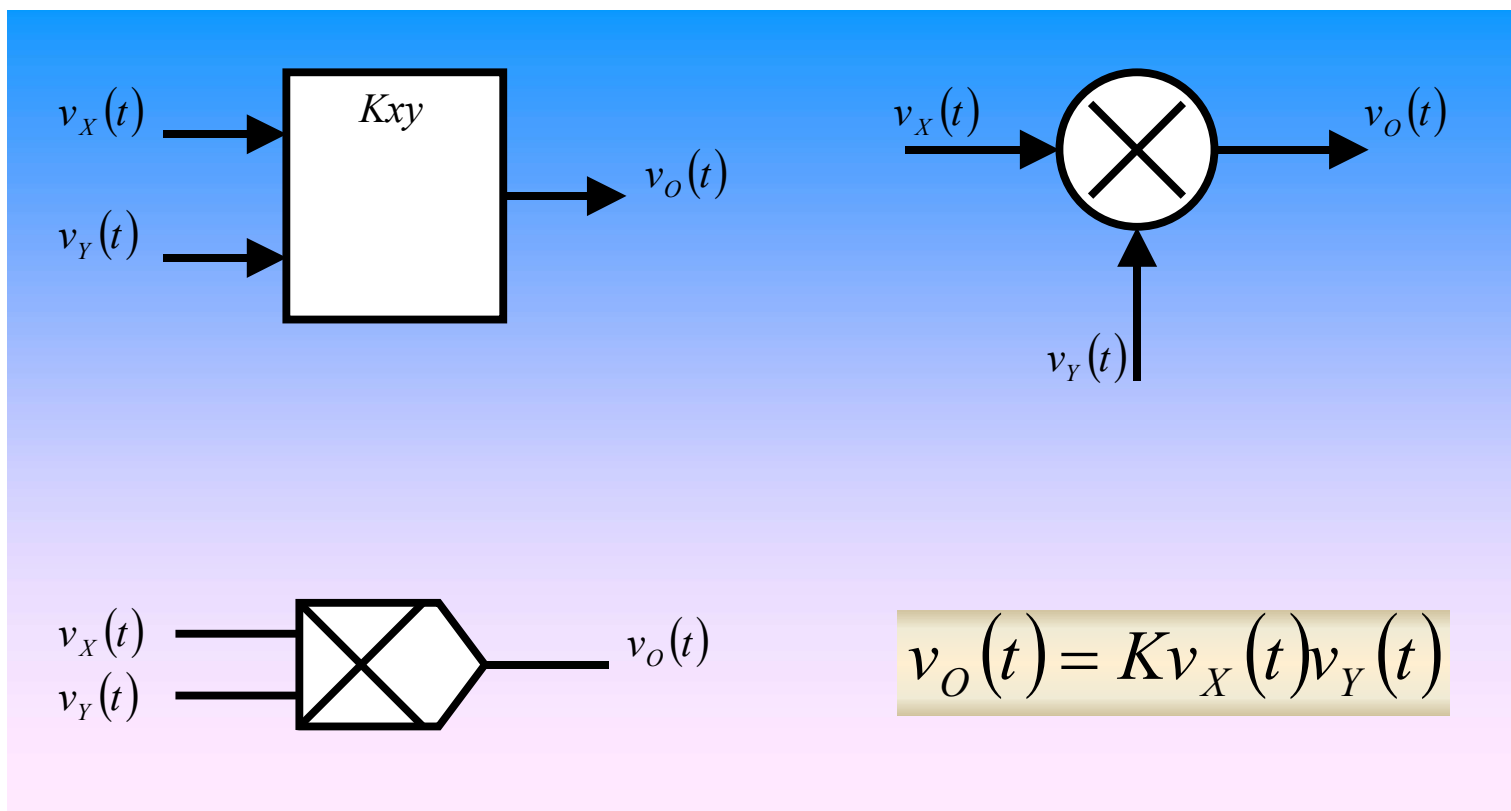
- 四相限工作器件
- 对两个输入信号的波形、幅度、极性、和频率不受限制



4.5 模拟相乘器

4.5.1 模拟相乘器的基本概念

- 模拟相乘器是完成两个模拟信号瞬时值相乘功能的电路或器件



$$v_O(t) = Kv_X(t)v_Y(t) = \frac{1}{2}KV_{Xm}V_{Ym}[\cos(\omega_X + \omega_Y)t + \cos(\omega_X - \omega_Y)t]$$

线性、非线性与时变参量

- 可以用非线性来实现模拟相乘：非线性？

$$(v_X + v_Y)^2 = v_X^2 + v_Y^2 + 2v_Xv_Y$$

- 理想模拟相乘器是线性时变电路
 - 如果视其中一个输入为控制信号，模拟相乘器则为一个线性时变参量器件

$$v_O(t) = (K \cdot v_Y(t)) \cdot v_X(t)$$

- 如果其中一个输入为直流，则可视为线性放大器
 - 理想模拟相乘器可视为可控增益放大器

$$v_O(t) = (KV_Y) \cdot v_X(t)$$

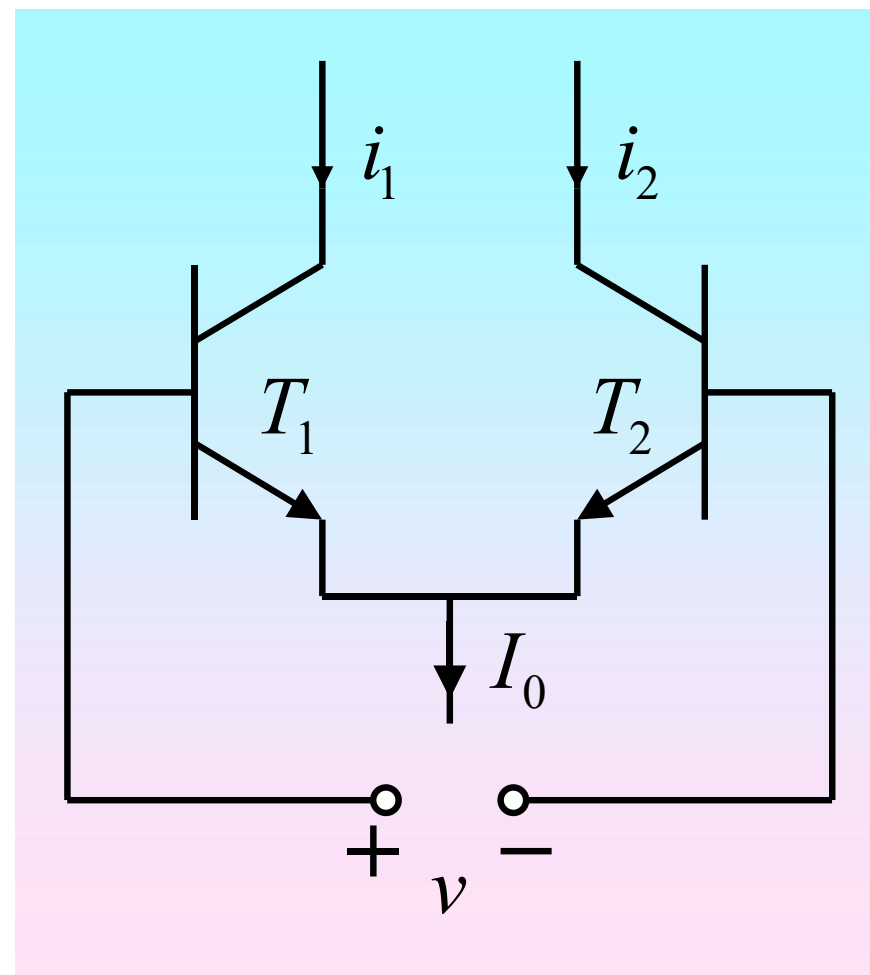
4.5.2 差分对模拟相乘器电路

■ 差分对电流关系

$$i_d = i_1 - i_2 = I_0 \tanh \frac{v}{2v_T}$$

$$\approx I_0 \frac{v}{2v_T} = \frac{0.5I_0}{v_T} v = g_m v$$

$$v_T = \frac{kT}{q} (\approx 26mV)$$



单差分对相乘电路

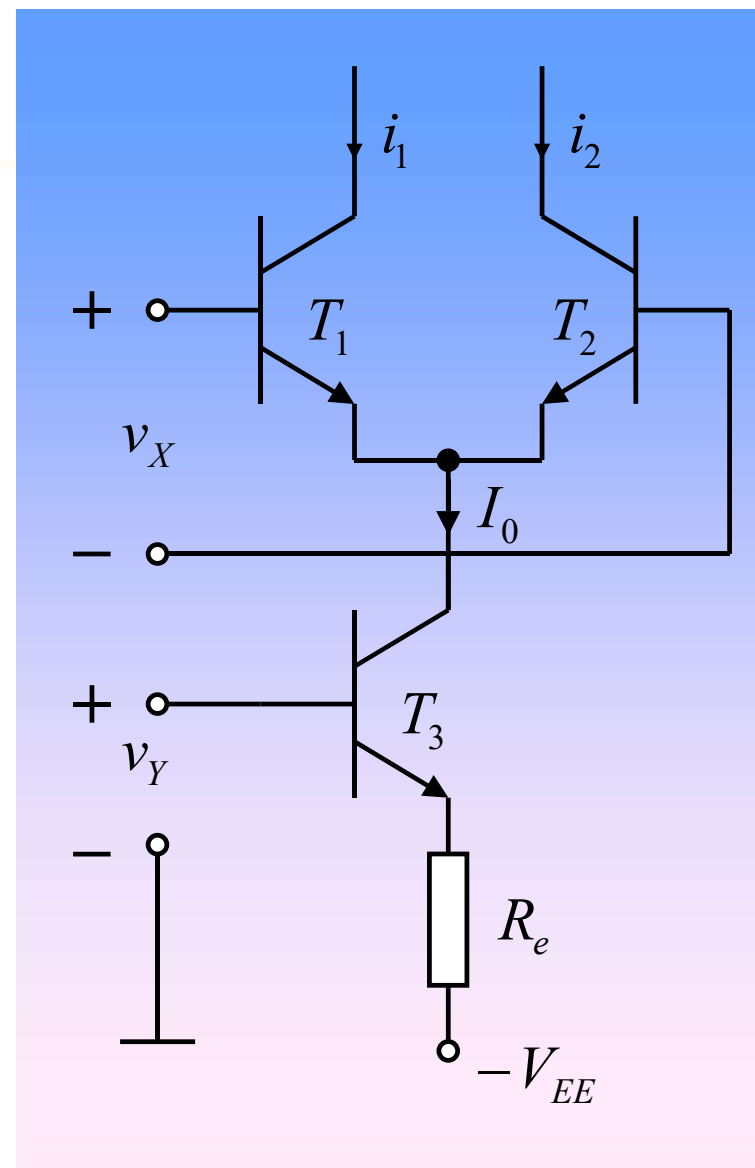
$$I_0 \approx \frac{v_Y - v_{be3} - (-V_{EE})}{R_e}$$

$$= \frac{V_{EE} - v_{be3}}{R_e} + \frac{1}{R_e} v_Y$$

$$= A + Bv_Y$$

$$i_d = i_1 - i_2 = I_0 \tanh \frac{v_X}{2v_T}$$

$$= (A + Bv_Y) \tanh \frac{v_X}{2v_T}$$



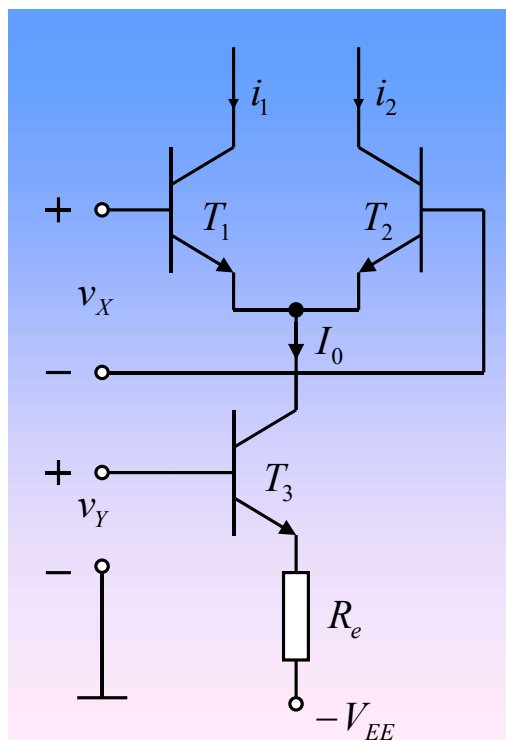
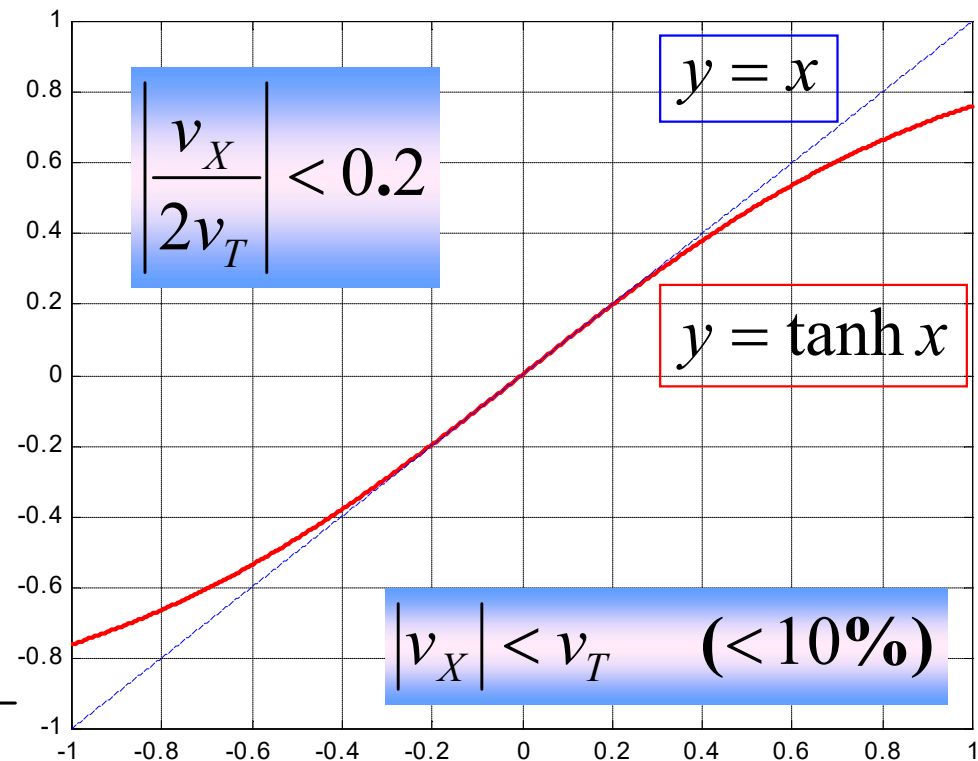
$$i_d = (A + Bv_Y) \tanh \frac{v_X}{2v_T}$$

小信号输入

$$\left| \frac{v_X}{2v_T} \right| \ll 1$$

$$\tanh \frac{v_X}{2v_T} \approx \frac{v_X}{2v_T}$$

$$i_d = (A + Bv_Y) \tanh \frac{v_X}{2v_T} \approx \frac{A}{2v_T} v_X + \frac{B}{2v_T} v_X v_Y$$



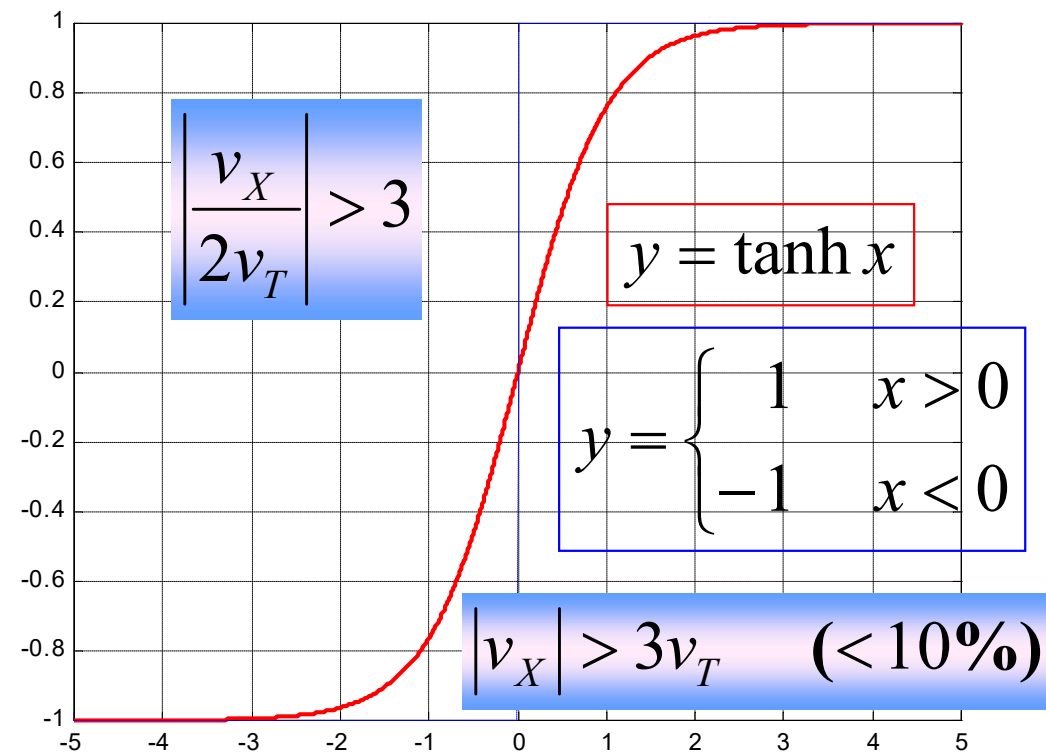
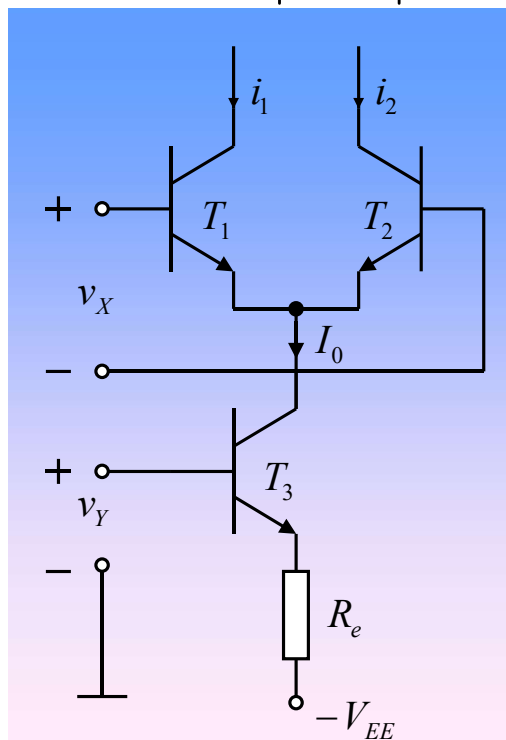
- 当输入为小信号时，输出中出现了相乘项
 - 同时，也存在着非相乘的放大项

$$i_d = (A + Bv_Y) \tanh \frac{v_X}{2v_T}$$

大信号输入

$$\left| \frac{v_{Xm}}{2v_T} \right| \gg 1$$

$$\tanh \frac{v_{Xm}}{2v_T} \approx \pm 1$$



$$i_d = (A + Bv_Y) \tanh \frac{V_{Xm} \cos \omega_X t}{2v_T} = (A + Bv_Y) S_2(\omega_X t)$$

$$S_2(\omega_X t) = 2S_1(\omega_X t) - 1 = \frac{4}{\pi} \cos \omega_X t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_X t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_X t - \dots$$

- 当输入为大信号时，双曲正切转移特性被余弦信号激励后，输出为双向开关信号
 - 有相乘项，同时也有很多组合频率分量



双差分对相乘器：Gilbert乘法单元

- 单差分对相乘器中包含非相乘项 $(A + Bv_Y)$ ，而且当输入信号 v_X 幅度比较大时，会出现 ω_X 的谐波分量与 ω_Y 的组合频率分量
- 利用双差分对，将单差分对中出现的非相乘项消除，以获得理想的相乘器功能
 - 对该电路进一步的改进，可以扩展两个输入信号的线性输入范围
 - 吉尔伯特（Gilbert）乘法器单元电路，是大多数集成模拟相乘器的核心电路

T_7, T_8 是恒流源偏置电路: $i_{C7} = i_{C8} = I_0$

T_5, T_6 差分对: $i_{C5} - i_{C6} = I_0 \tanh \frac{v_Y}{2v_T}$

T_1, T_2 差分对: $i_{C1} - i_{C2} = i_{C5} \tanh \frac{v_X}{2v_T}$

$$I_{C1} = i_{C1} + i_{C3}$$

$$I_{C2} = i_{C2} + i_{C4}$$

$$V_{C1} = V_{CC} - I_{C1} R_{C1}$$

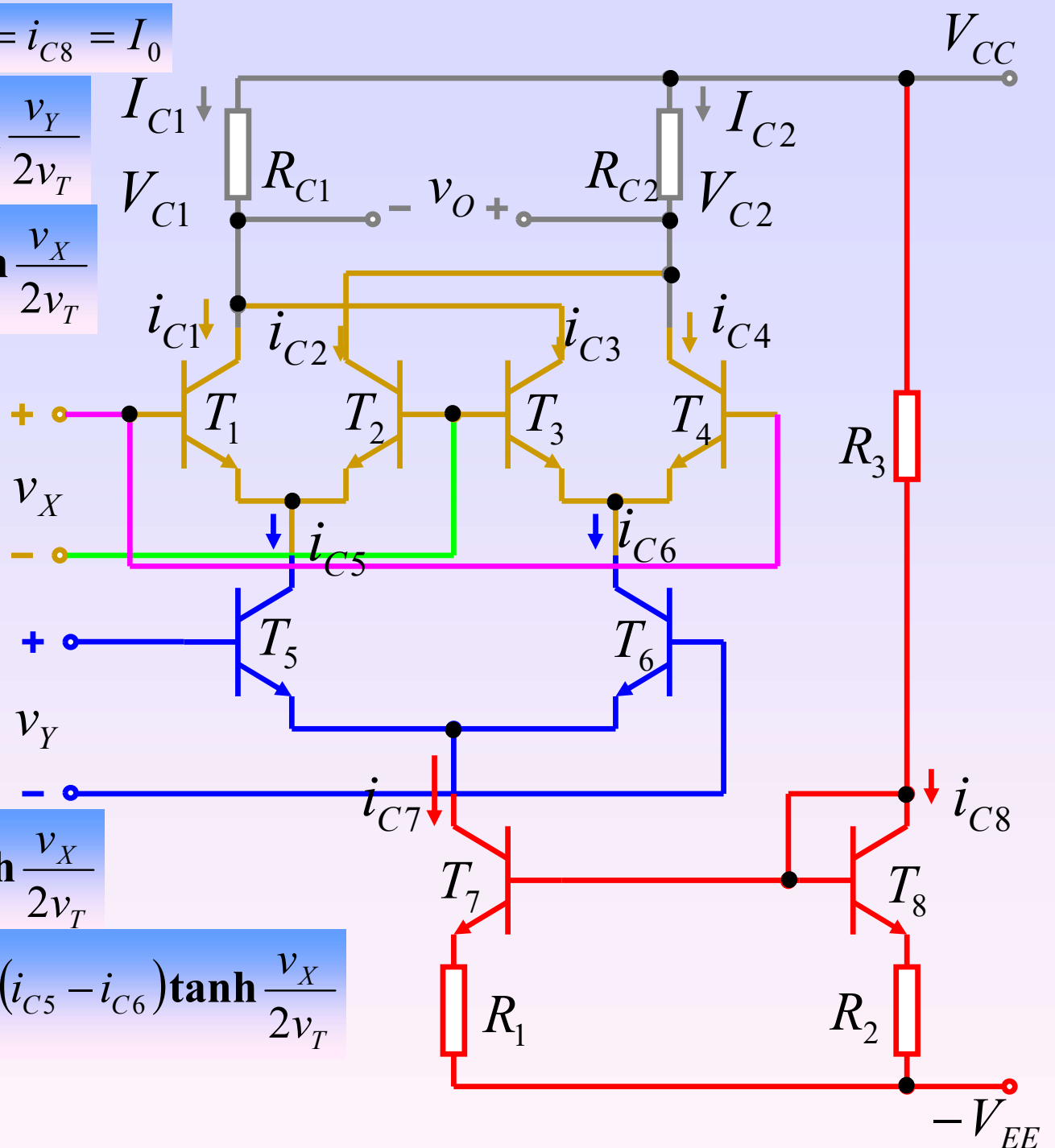
$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_{C2}$$

$$v_O = V_{C2} - V_{C1} = (I_{C1} - I_{C2}) R_C$$

T_3, T_4 差分对: $i_{C4} - i_{C3} = i_{C6} \tanh \frac{v_X}{2v_T}$

$$v_O = R_C (i_{C1} - i_{C2} + i_{C3} - i_{C4}) = R_C (i_{C5} - i_{C6}) \tanh \frac{v_X}{2v_T}$$

$$v_O = R_C I_0 \tanh \frac{v_X}{2v_T} \tanh \frac{v_Y}{2v_T}$$



$$v_O = R_C I_0 \tanh \frac{v_X}{2v_T} \tanh \frac{v_Y}{2v_T}$$

两个输入均为小信号

- 实现了两个输入电压的线性相乘
 - 输出电压中仅含有和频和差频分量

$$v_O = \frac{R_C I_0}{4v_T^2} v_X v_Y = K v_X v_Y$$

- 线性范围太小

$$|v_X|, |v_Y| < v_T (26mV)$$

- 增益系数和温度T有关 $K = \frac{R_C I_0}{4v_T^2} = R_C I_0 \left(\frac{q}{2kT} \right)^2$

$$v_O = R_C I_0 \tanh \frac{v_X}{2v_T} \tanh \frac{v_Y}{2v_T}$$

一个大信号，一个小信号

- 大信号使得晶体管工作于开关状态

$$v_O(t) = \frac{R_C I_0}{2v_T} v_Y(t) S_2(\omega_X t)$$

- 作为混频器，其输出电压大小与大信号的幅度无关，与小信号成正比

$$v_O(t) = \frac{R_C I_0}{2v_T} v_Y(t) \frac{4}{\pi} \cos \omega_X t = \frac{2R_C I_0}{\pi v_T} v_{Ym} \cos \omega_X t \cos \omega_Y t$$

- 小信号的线性范围很小 $v_{Ym} < v_T = 26mV$

$$v_O = R_C I_0 \tanh \frac{v_X}{2v_T} \tanh \frac{v_Y}{2v_T}$$

两个输入均为大信号

- 两个输入的差分对管均处于开关状态

$$v_O(t) = R_C I_0 S_2(\omega_X t) S_2(\omega_Y t)$$

- 输出电压与两个输入信号的幅度均无关，输出电压中含有 ω_X 和 ω_Y 的各奇次谐波组合频率分量 $(2m-1)\omega_X \pm (2n-1)\omega_Y$
 - $\omega_X \pm \omega_Y$ 为希望得到的 v_X 和 v_Y 相乘的频率分量



通用型相乘器

- Gilbert相乘器作为通用相乘器有如下缺点
 - 信号线性输入范围小
 - 电路的温度稳定性差
- 为了克服上述缺点，需要在电路上采取线性化措施
 - 线性电压-电流变换：源极负反馈线性化措施
 - 反双曲正切函数变换：逆函数预失真线性化措施

用电阻负反馈实现 线性电压-电流变换

$$\Delta i_{56} = i_{C5} - i_{C6} \approx \frac{v_Y}{R_e}$$

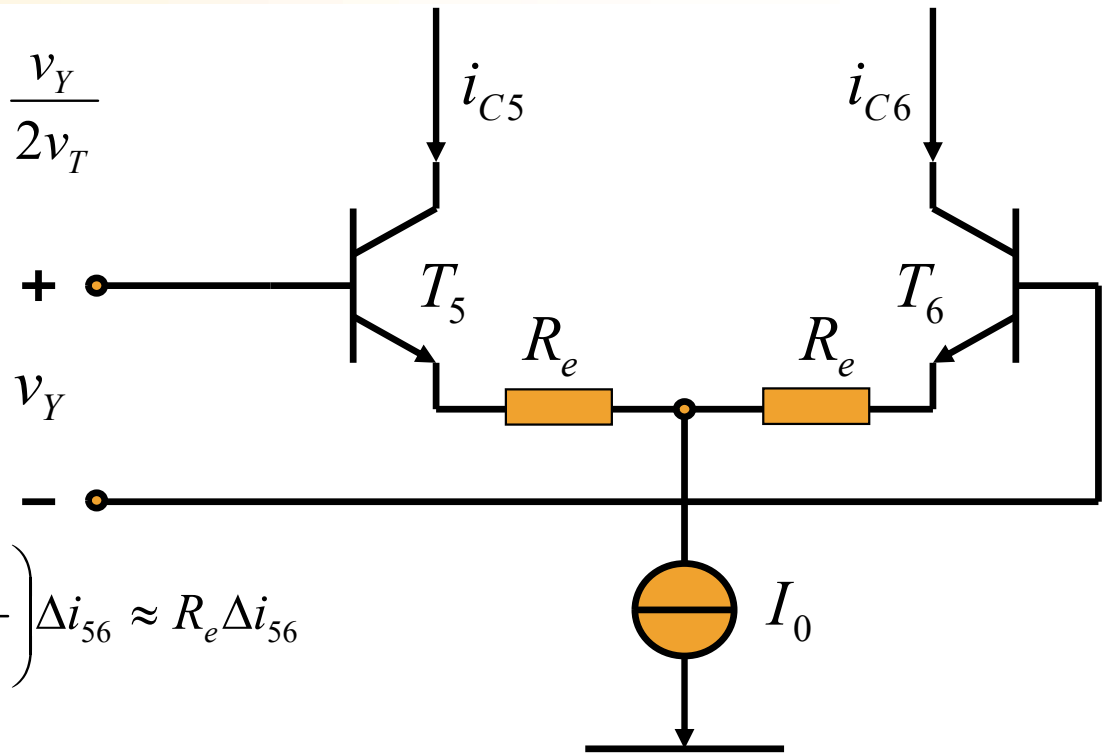
T_5, T_6 差分对: $\Delta i_{56} = i_{C5} - i_{C6} = I_0 \tanh \frac{v_Y}{2v_T}$

$$v_{be5} - v_{be6} = v_Y = 2v_T \operatorname{arctanh} \frac{\Delta i_{56}}{I_0}$$



$$\begin{aligned} v_Y &= (v_{be5} + i_{C5}R_e) - (v_{be6} + i_{C6}R_e) \\ &= (v_{be5} - v_{be6}) + (i_{C5} - i_{C6})R_e \end{aligned}$$

$$= 2v_T \operatorname{arctanh} \frac{\Delta i_{56}}{I_0} + R_e \Delta i_{56} \approx \left(\frac{2v_T + R_e I_0}{I_0} \right) \Delta i_{56} \approx R_e \Delta i_{56}$$



当 $R_e I_0 = 10v_T$ 时, v_Y 与 Δi_{56} 呈现线性关系的输入电压范围大约为 $\pm 10v_T$

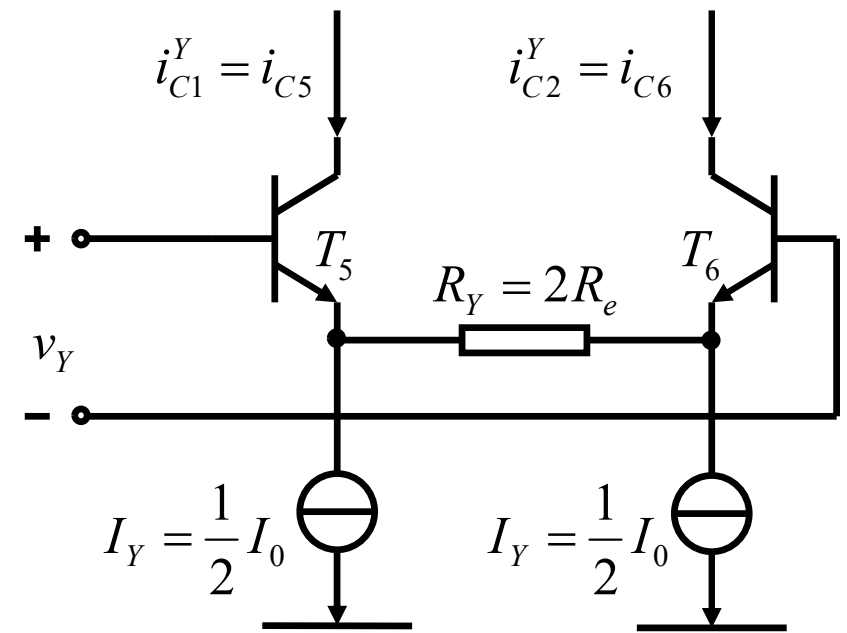
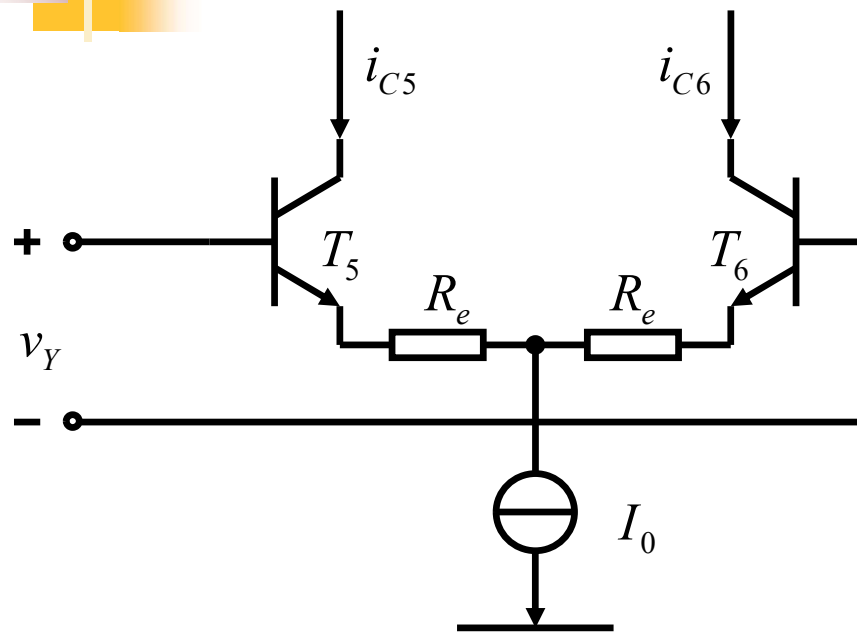
当 $R_e I_0 = 20v_T$ 时, v_Y 与 Δi_{56} 呈现线性关系的输入电压范围大约为 $\pm 20v_T$

$$\Delta i_{56} = i_{C5} - i_{C6} \approx \frac{v_Y}{R_e}$$



$$\Delta i^P = i_{C1}^P - i_{C2}^P = \frac{2v_P}{R_P}$$

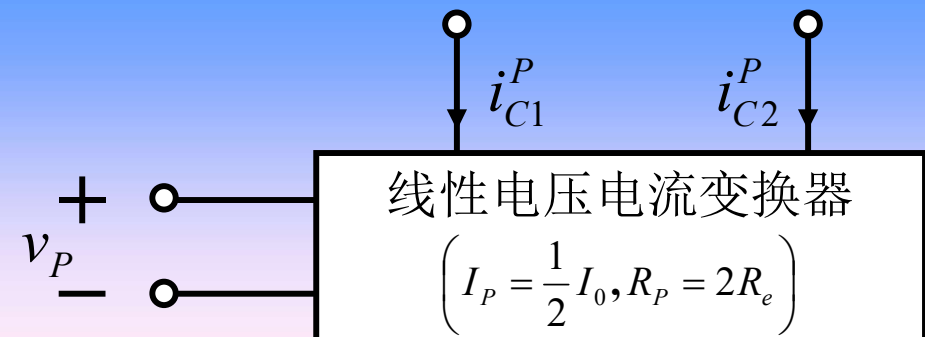
电阻负反馈的等价形式



$$i_{C1}^P + i_{C2}^P = I_0 = 2I_P$$

$$i_{C1}^P - i_{C2}^P \approx \frac{v_P}{R_e} = \frac{2v_P}{R_P}$$

$$i_{C1}^P \approx I_P + \frac{v_P}{R_P} \quad i_{C2}^P \approx I_P - \frac{v_P}{R_P}$$



反双曲正切 函数变换

$$\tanh \frac{v_P'}{2v_T} \approx \frac{v_P}{I_P R_P}$$

$$i_{D1} \approx I_S e^{\frac{v_{D1}}{v_T}} \quad i_{D2} \approx I_S e^{\frac{v_{D2}}{v_T}}$$

$$v_{D1} \approx v_T \ln \frac{i_{D1}}{I_S} \quad v_{D2} \approx v_T \ln \frac{i_{D2}}{I_S}$$

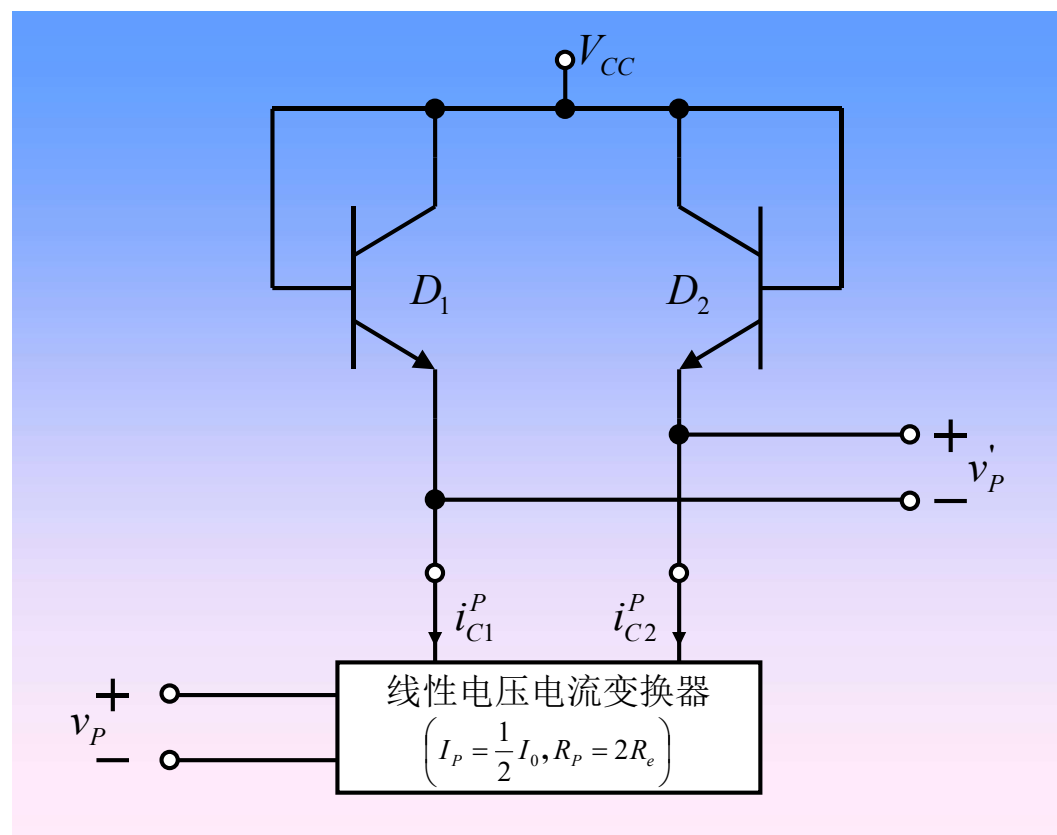
$$v_P' = v_{D1} - v_{D2} \approx v_T \ln \frac{i_{D1}}{i_{D2}}$$

$$\operatorname{arctanh} x = \frac{1}{2} \ln \frac{1+x}{1-x}$$

$$v_P' \approx v_T \ln \frac{I_P + \frac{v_P}{R_P}}{I_P - \frac{v_P}{R_P}} = v_T \ln \frac{1 + \frac{v_P}{I_P R_P}}{1 - \frac{v_P}{I_P R_P}}$$

$$= 2v_T \operatorname{arctanh} \frac{v_P}{I_P R_P}$$

$$i_{C1}^P \approx I_P + \frac{v_P}{R_P} \quad i_{C2}^P \approx I_P - \frac{v_P}{R_P}$$



通用四相限模拟相乘器 BG314

$$v_o = R_C I_0 \tanh \frac{v_X}{2v_T} \tanh \frac{v_Y}{2v_T}$$

$$v_o = R_C \tanh \frac{v_X}{2v_T} \left(I_0 \tanh \frac{v_Y}{2v_T} \right)$$

$$v_o = R_C \tanh \frac{v_X}{2v_T} (\Delta i^Y)$$

$$v_o = R_C \left(\tanh \frac{v'_X}{2v_T} \right) \left(\frac{2v_Y}{R_Y} \right)$$

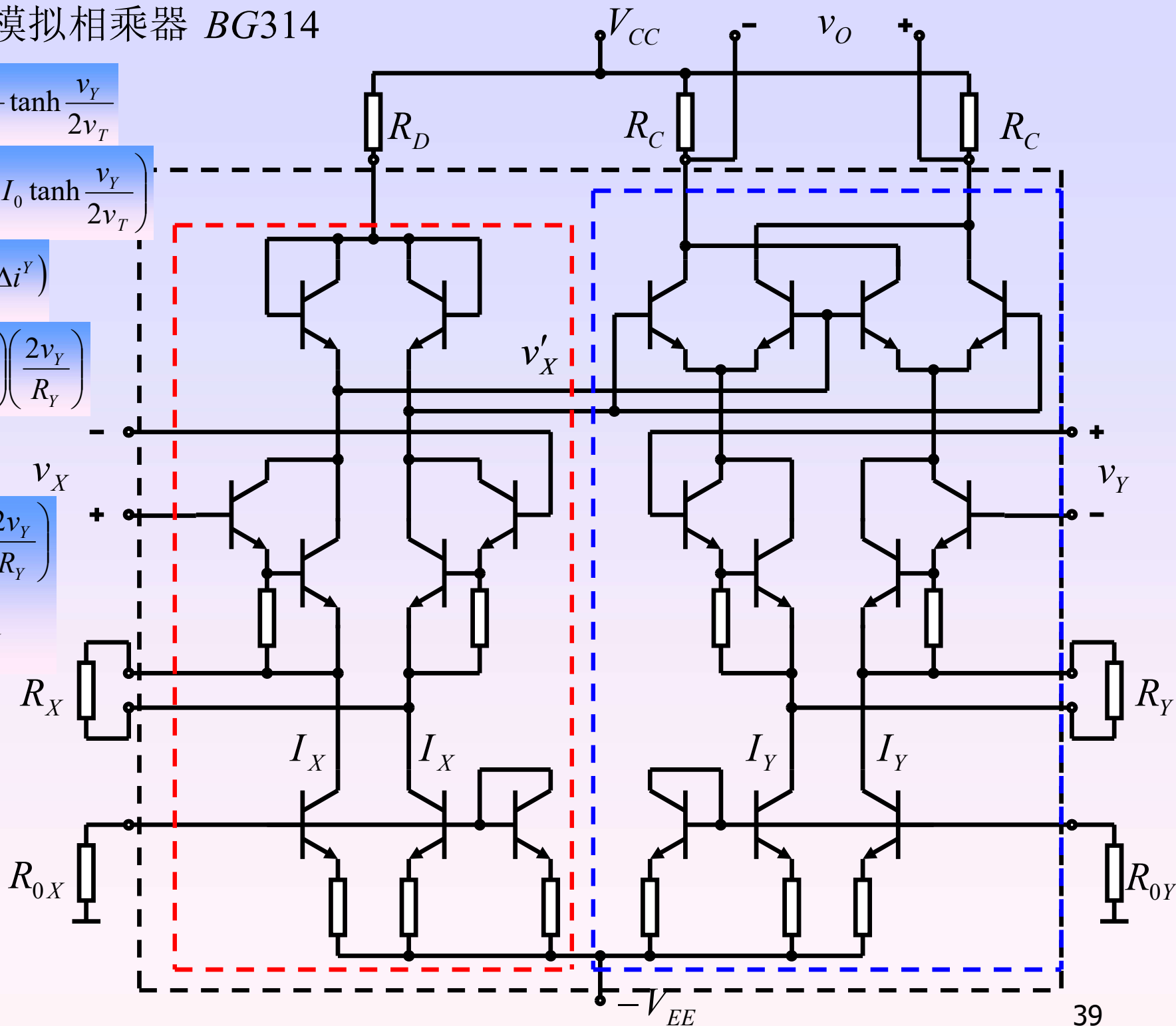
$$v_o = R_C \left(\frac{v_X}{R_X I_X} \right) \left(\frac{2v_Y}{R_Y} \right)$$

$$= \frac{2R_C}{I_X R_X R_Y} v_X v_Y$$

$$v_o = K v_X v_Y$$

$$K = \frac{2R_C}{I_X R_X R_Y}$$

$$I_X = \frac{V_{EE} - 0.7}{R_{0X} + 500}$$



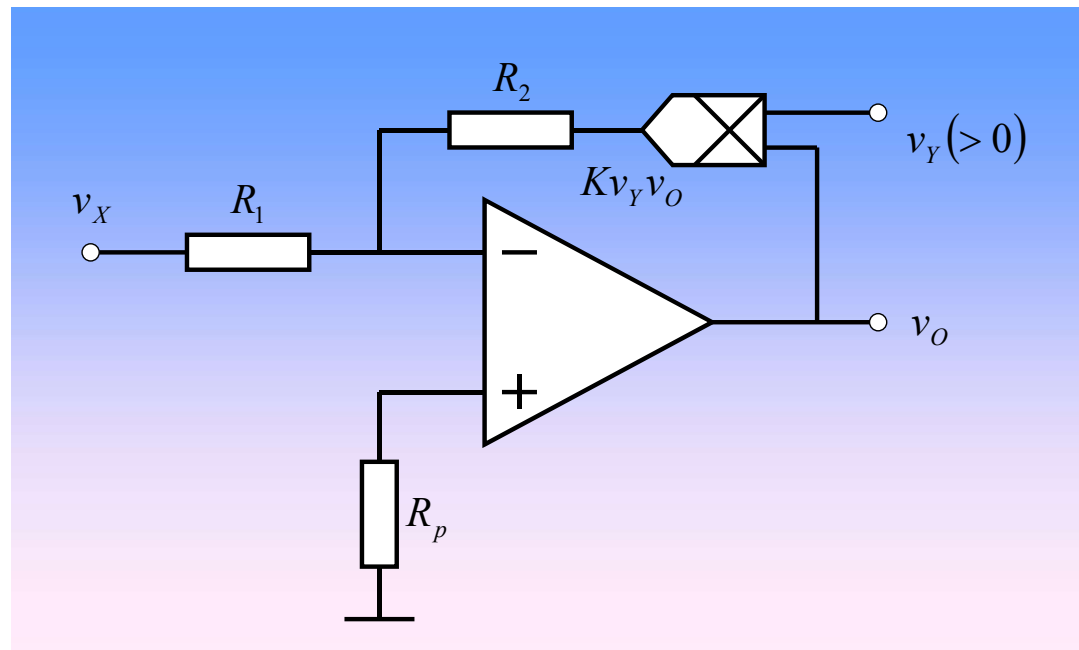
$$v_o(t) = Kv_X(t)v_Y(t) = \frac{1}{2}KV_{Xm}V_{Ym}[\cos(\omega_X + \omega_Y)t + \cos(\omega_X - \omega_Y)t]$$

4.5.3 模拟相乘器的功能

- 相乘产生和频和差频
 - 混频、调制、解调、倍频
- 还可实现乘、除、平方、开方等运算功能

$$\frac{v_X}{R_1} = -\frac{Kv_Yv_O}{R_2}$$

$$v_O = -\frac{R_2}{KR_1} \frac{v_X}{v_Y}$$



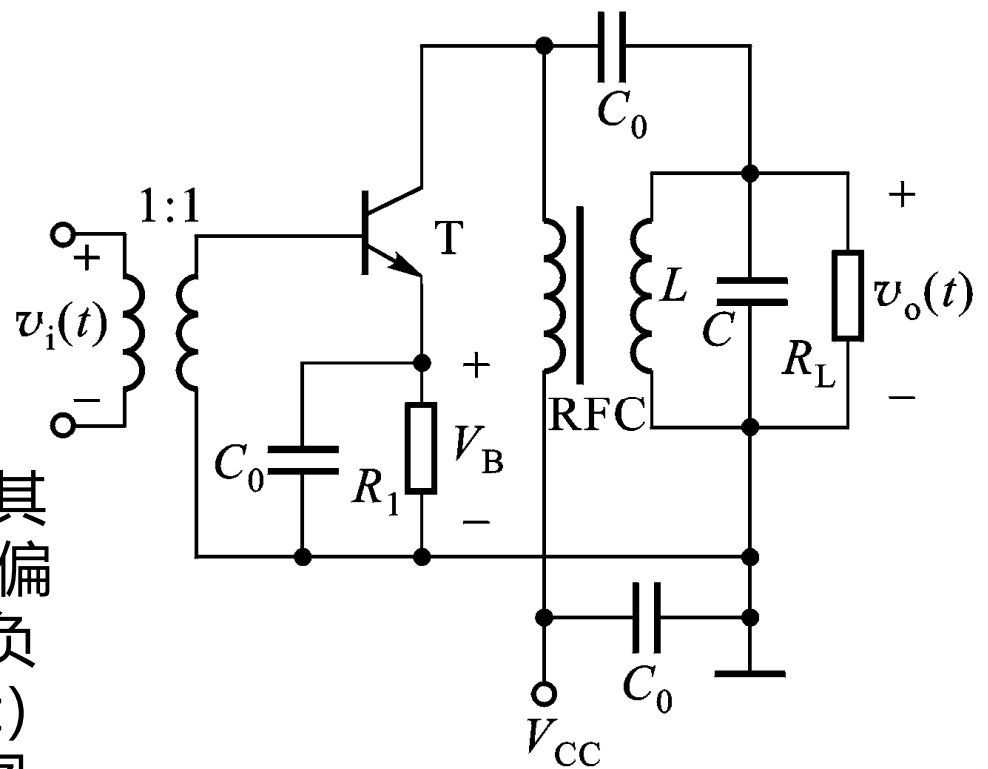
$$v_O = K v_X v_Y$$

模拟相乘器在通信系统中的应用

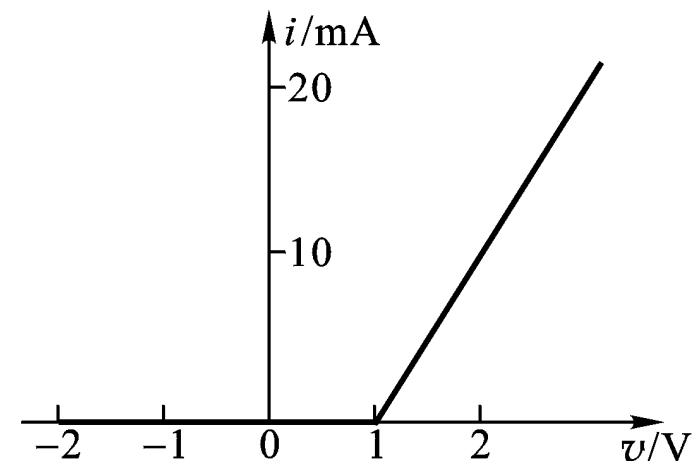
- 广泛应用于通信电路系统，实现调幅，检波和混频功能
 - 两个余弦信号相乘，可以得到和频和差频
- 相乘器也可用环行二极管对称结构、MOSFET对称结构完成

作业1

C类功放



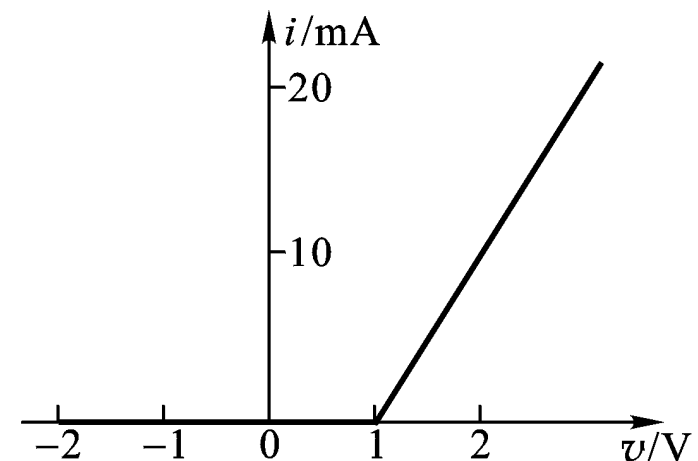
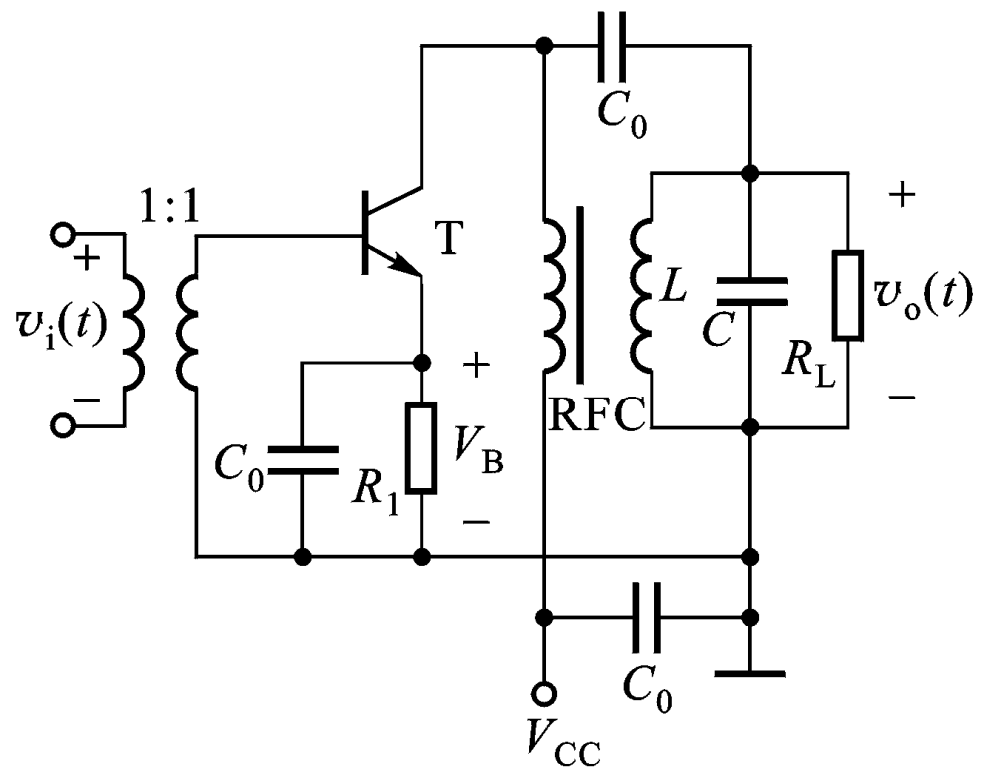
- 题图所示为谐振功率放大器电路图，其中，电容 C_0 为旁路电容， R_1 为产生自偏压的电阻，RFC为高频扼流圈， R_L 为负载电阻，LC回路谐振于输入信号 $v_i(t)$ 的频率 f_c 。如果晶体管的转移特性如图所示，输入信号 $v_i(t) = V_{im} \cos 2\pi f_c t$ 。已知晶体管集电极电流余弦脉冲的峰值为20mA，导通角 60° 。试计算自偏压 V_B 的值，电阻 R_1 的值，输入电压的幅度 V_{im} 和输出电压 $v_o(t)$ 中频率分量为 f_c 分量的幅度。假设 $R_L = 1k\Omega$



作业2

三倍频

- 同一电路图，但是LC回路被调谐在 $3f_c$ 频点，如果输入信号的幅度 $V_{im} = 5V$ ，试计算使得输出电压中在三次谐波分量最大时的 R_1 取值及对应的三次谐波分量的振幅 ($R_L = 1k\Omega$)



CAD作业

■ 4 - 34

