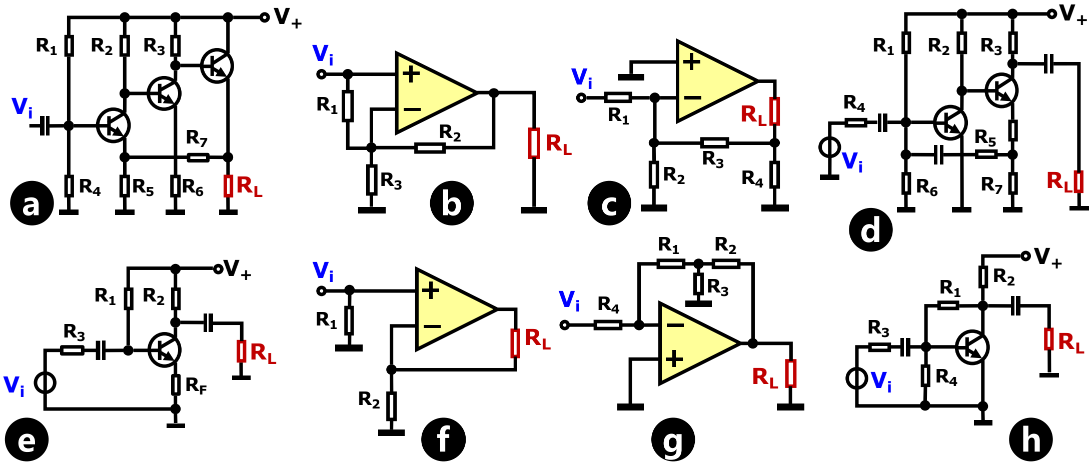
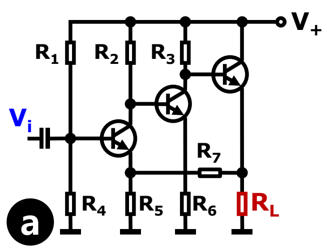
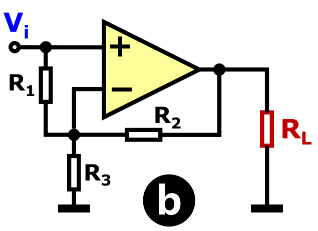
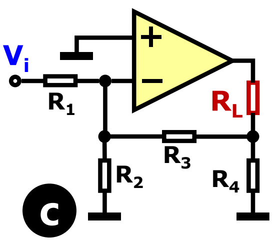
20–1 对于下面各个反馈电路：

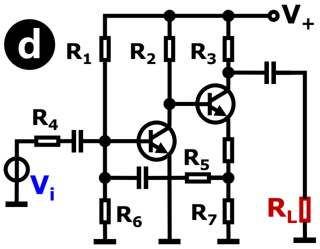
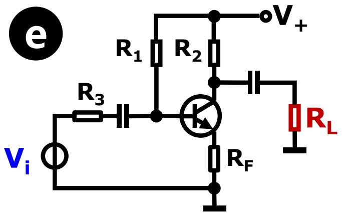
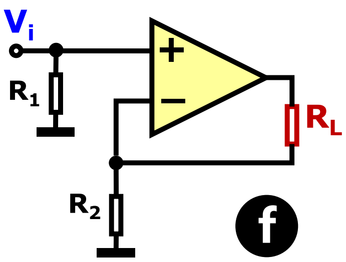
① 请分析反馈组态（以R_L为负载）；

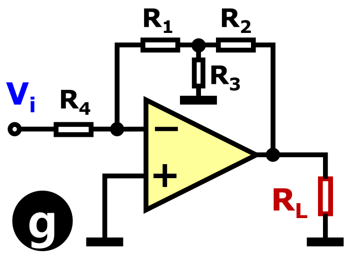
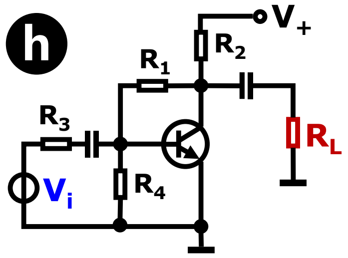
② 若深度负反馈成立，计算 A_{VF} 或 A_{rF}, R_{iF}, R_{oF}



参考：

	a) 反馈组态：电压串联 ● 深度负反馈 ➔ $V_{be1}\approx 0$ ➔ $V_{R5}\approx V_i$ 以及 $V_{ie1}\approx 0$ ➔ $V_{RL}\frac{R_5}{R_5+R_7}\cong V_{R5}\cong V_i$ ➔ $A_{VF}\approx\frac{R_5+R_7}{R_5}$ ● BJT1 基极输入电流为 0 ➔ $R_{iF}\approx R_1//R_4$ ● 因输出电压增益与 R_L 无关 ➔ $R_{oF}\approx 0$
	b) 反馈组态：经 R_2 引入电压串联负反馈 ● 单看 R_1 的深度负反馈，则： $A_{VF}\approx\frac{R_1+R_2}{R_1}$ ； $R_{iF}\approx\infty$ ； $R_{oF}\approx 0$ ● 【R_1 是挖坑的干扰项。它引入了正反馈（电压并联），但它远弱于深度负反馈的部分，不会产生显著作用——因为虚短，R_1 两端无显著压降，故电流近似为零——类似于自举电路中输入端电阻的情况，以及电荷放大器中分布电容不能充电的情况】
	c）反馈组态：电流并联 【由于虚地，R_2 上并无电流】 ● $V_{R4}=-I_{R1}R_3=-\frac{R_3}{R_1}V_i$ ➔ 由下向上的 $I_{R_4}=\frac{0-V_{R4}}{R_4}=\frac{R_3}{R_4R_1}V_i$ ➔ 由下向上的 $I_{R_L}=I_{R3}+I_{R4}=\frac{1}{R_1}V_i\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)$ ● $A_{VF}=-\frac{R_L}{R_1}\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)$ 参考极性上正下负 ● $R_{iF}\approx R_1$ ← R_1右端为虚地 ● $R_{oF}\approx\infty$ ← 输出电流与 R_L 无关的理想电流源

 	d) R_5 引入的反馈组态：电流并联 ● 深度负反馈条件下，前级 BJT 基极电流约为 0； ➔ 考虑到其 r_{be} 有限，因此其基极动态电压约为 0 ➔ 流经 R4 的电流约为：$I_i = I_{R4} = \frac{V_i}{R_4}$ ➔ $I_{R_5} = I_i$ ➔ $V_{R_7} = -I_{R_5} R_5 = -\frac{R_5}{R_4} V_i$ ➔ 从下向上的 $I_{R_7} = \frac{0-V_6}{R_6} = \frac{R_5}{R_7 R_4} V_i$ ➔ 后级 BJT：$I_c \approx I_e = -I_{R_5} - I_{R_7}$ $= -\frac{1}{R_4} V_\mathrm{i}\left(1 + \frac{R_5}{R_7}\right)$ ➔ $V_{R_L} = -I_c (R_3//R_L)$ ➔ $A_F = \frac{R_3//R_L}{R_4}\left(1 + \frac{R_5}{R_7}\right)$ ● $R_{iF} \approx R_4$ 🡐 深度负反馈使 BJT1 基极近似动态地 ● $R_{oF} \approx R_3$ 🡐 深度负反馈使 BJT2 集电极向内电阻更趋于无穷大
 	e) R_F 引入的反馈组态：电流串联 ● 深度负反馈 ➔ 动态信号 $V_{BE}\approx 0$ ➔ $I_B \approx 0$ ➔ 基极动态电压为 $V_B \approx \frac{R_1}{R_3+R_1} V_i \approx V_{R_F}$ ➔ $I_{R_F} \approx \frac{R_1}{R_F(R_3+R_1)} V_i = I_\mathrm{E} \approx I_\mathrm{C}$ ➔ ➔ $A_F = -\frac{R_1 (R_2//R_L)}{R_F (R_3+R_1)}$ ● $R_{iF} \approx R_3 + R_1$ 🡐 深度负反馈使 BJT 基极电流约为零（组态为串联负反馈，其实是使得晶体管基极向内电阻近似为无穷大） ● $R_{oF} \approx R_2$ 🡐 深度负反馈使 BJT 集电极向内电阻更趋于无穷大
 	f）R_L 引入的反馈组态：电流串联 ● 虚短 ➔$V_{R_2} \approx V_i$ ➔$I_{R_F} \approx I_{R_2} = \frac{1}{R_2} V_i$ ➔ $A_{VF} \approx \frac{R_L}{R_2}$（参考极性上正下负） ● $R_{iF} \approx R_1$ 🡐 深度负反馈使运放等效电阻变得更大，使输入端近似更像只有 R_1 一样 ● $R_{oF} \approx \infty$ 🡐 深度负反馈使 R_L 获得与阻值无关的电流，趋于理想电流源

<table>
<tr>
<td>
</td>
<td>g) 反馈组态：电压并联
● 虚短 ➔ $I_{R_4} \approx \frac{1}{R_4}V_i \approx I_{R_1}$ ➔ $V_{R3} \approx -\frac{R_1}{R_4}V_\mathrm{i}$
➔ $I_{R_2} = I_{R1} + I_{R3} = \frac{1}{R_4}V_\mathrm{i}\left(1+\frac{R_1}{R_3}\right)$
➔ $V_{RL} \approx V_{R3} + V_{R2} = -\frac{R_1}{R_4}V_\mathrm{i} - \frac{R_2}{R_4}\left(1+\frac{R_1}{R_3}\right)V_\mathrm{i}$
➔ $A_\mathrm{VF} = -\frac{R_1}{R_4} - \frac{R_2}{R_4}\left(1+\frac{R_1}{R_3}\right)$
● $R_{iF} \approx R_4$ ← 反相输入端近似动态地
● $R_{oF} \approx 0$ ← A_{VF} 与 R_L 无关，近似理想电压源</td>
</tr>
<tr>
<td>
</td>
<td>h）反馈组态：电压并联
● 深度负反馈条件下，动态信号：$I_B \approx 0$
➔ r_{be} 有限，故 $V_{be} \approx 0$ （基极近似动态地）
➔ R_4 两端几乎没有动态电压差，也没有动态电流
➔ $I_{R3} \approx \frac{1}{R_3}V_\mathrm{i} \approx I_{R1}$ （从左向右）
➔ $V_\mathrm{RL} = -I_{R1}R_1 = -\frac{R_1}{R_3}V_\mathrm{i}$ ➔ $A_\mathrm{VF} \approx -\frac{R_1}{R_3}$
● $R_{iF} \approx R_3$ ← 基极近似动态地
● $R_{oF} \approx 0$ ← A_{VF} 与 R_L 无关，近似理想电压源
【注：实际这个电路的增益并不是很高，所以题设中所说的“深度负反馈成立”是会带来较大误差的】</td>
</tr>
</table>

【注：单级电路中，根据深度负反馈的题设直接得到 $I_B \approx 0$ 之后，到底有哪些变量可以推演中近似为零（V_{be}、I_C 之类），其实并不是那么严谨的——这种尴尬主要是因为注 1 里所说的“相对勉强的题设”所带来的。多级电路的级间反馈，相对就不必这么“勉强”】

21.1 反馈电路计算

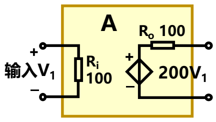
某放大器的中频增益会随环境变化而呈现 ±5% 的误差（即：A的变化范围是[190, 210]）。请问：

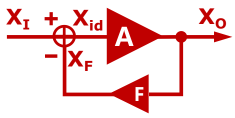
a) 若如右图般引入 F=-1/5 的正反馈，则闭环增益 A_F 的变化范围是?

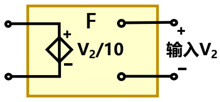
b) 若如右上图般引入 F=1/5 的负反馈，则闭环增益 A_F 的变化范围是?

c) 请画出二者构成 电压串联负反馈放大器后的总图。并计算闭环后，反馈放大器的 A_F、R_{iF} 和 R_{oF} 各是多少?

d) 在 c) 的基础上，如果原放大器是一阶低通的（f_H = 1kHz），则反馈闭环后，放大器的截止频率是多少?







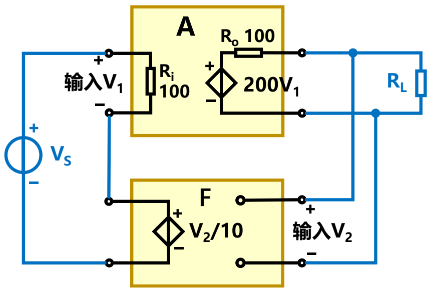
参考：

a) 当开环增益 A 约为 200 时，如果正反馈 F= -1/5，显然此时 1+AF < 0，
这属于发散的正反馈。
因此，这种情况下，闭环电路“并~不~是~放~大~器~”
于是题目里要计算的 A_F 其实是没有意义的。
【这部分是作业里挖的一个小坑】

b) 把 F=1/5，以及 A_{min}=190 和 A_{max}=210 分别代入反馈基本方程：$A_F = \frac{A}{1+AF} = \frac{1}{A^{-1}+F}$

则可以得到 $A_{F,\,min}\approx 4.87$ 和 $A_{F,\,max} = 4.88$，
考虑到反馈基本方程是 A 的严格单调递增函数，故 A_F 的范围为：[4.87, 4.88]

c) 【原本设计题目时，想说明的是将右侧上图和下图（F=1/10）来合成电压串联负反馈放大器。但题目文字中说得有些含混，导致有的同学使用了 F=1/5 来计算。很抱歉】
对于这个上面的情况，合成电路如右图：
由于是理想反馈，故：



$A_F = \frac{A}{1+AF}$ ➔ $A_F \in [9.50, 9.54]$

$R_{iF} = (1+AF)R_i$ ➔ $R_{iF} \in [2.0k\Omega, 2.2k\Omega]$

$R_{oF} = \frac{R_o}{1+AF}$ ➔ $R_{oF} \in [4.55\Omega, 5\Omega]$

d) 根据 $f_{HF} = (1+AF)f_H$ ➔ $f_{HF} \in [20kHz, 22kHz]$

21.2 频率补偿

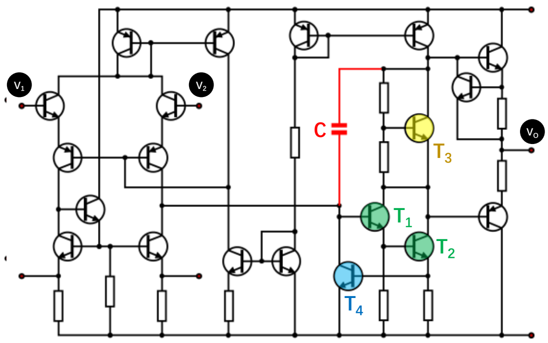
BJT构成的运放如下图所示。其中所有BJT的 $C_{B'E} = C_{B'C} = 10pF$

在引入 C= 1uF 进行主极点补偿之前，整个电路的开环增益是 10^4，而 $f_H = 1MHz$。

a) 请问加入 C 之后，运放的 f_H 变为多少呢？

b) 利用补偿 C 后的运放，实现一个$A_{总}=10$ 的同相放大器，请画出电路图。

c) 对于 b 中的电路，请计算该电路的 R_i, R_o, f_H?



参考：

【首先需要说明，在 C 附近的几个 BJT 中：

○ T1、T2 构成达林顿电路，配合上方的镜像电流源，构成电路的高增益放大级；

○ T3 是后级推挽电路的 V_{BE} 增强电路，用于消除交越失真的；

○ T4 是保护电路，当其基极下侧的小电阻没有大直流通过时，T4 不会导通。】

a） 按题设，引入 C 来做主极点补偿，这意味着在“带宽增益积基本恒定”的条件下，T1 和 T2 构成的高增益放大级，是形成放大器主极点的位置。其中，T1 的 $C_{B'C}$ 受密勒效应最为显著，是制约瓶颈的主要因素。

在补偿前 f_H=1MHz，而因为 C 与 $C_{B'C}$ 接近于并联（其实此处忽略了 r_b 的影响，以及 T3 的 V_{BE} 增强电路各节点之间的小电阻），所以形成主极点的电容从 10pF 变为 1uF，增加了 5 个数量级 ➔ 按时间常数估算，这将导致 f_H 下降五个数量级 ➔ 补偿后 f_H 降为 10Hz 左右。

【需要说明，其实在复合管中，第二级（图中 T2）的 $C_{B'C}$ 其实也不能完全忽略，有不小的影响。但具体分析起来，将使这道题变得很繁琐。这是出题不慎之处，请原谅】

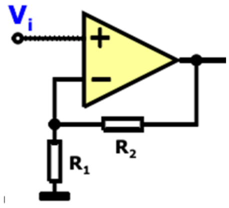
b） 标出两个输入端为 V_1 和 V_2，则不难判断：

V1 为同相输入端，V2 为反相输入端。

由此，题目需要的同相放大器的结构如右图：

为实现增益为 10，只需取 $R_2 = 9R_1$ 即可。

【当然，设计题，并没有唯一的标准答案】



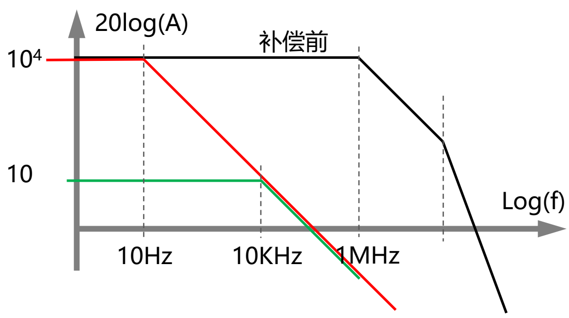
c） 对于 b)中构造的电压串联反馈，

$A_{VF} = A/(1+AF)$，代入 $A=10^4$ 和 $A_{VF} \approx 10$

➔ $D = 1+AF \approx 10^3$

➔ 闭环后 $f_{HF} = f_H \cdot D = 10Hz \cdot 10^3 \approx 10KHz$

另外，$R_{iF} \approx \infty$，$R_{oF} \approx 0$，这个易于看出。



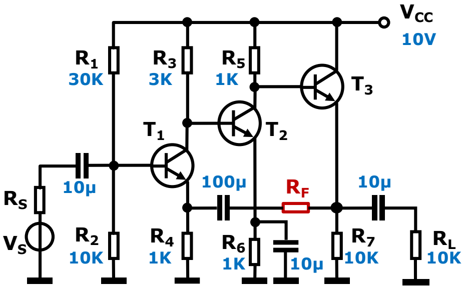
【注：题设中开环增益 10^4，而补偿电容使得 f_H 下降五个数量级，补得太过头了——这样几乎必然使得第二极点远远低于横轴，真实电路中是不会这么做的。】

22.3 电路仿真

在电路仿真软件（JLCEDA）中构造右图所示的电路。

a) 确认各BJT（均为2N2222）工作于放大状态；

b) 请通过仿真测量，使用不同 R_F 时，电路的性能指标，填入下表：



R_F	A_F	R_i	R_o	f_H
∞				
100K				
10K				
1K				

并尝试与理论值相比较。

参考：【此题目中未给出 R_S 的数值，这是不妥的。下面按 $R_S = 0$ 来仿真。如果采用了别的 R_S，结果会有所不同——A_F 偏小一些、f_H 偏小一些】。注意事项：

- 仿真时可以使用交流分析（注意设置源的 AC 幅度为 1，AC 相位为 0）；
- 仿真点数可以取得多一些
- 仿真得到的 A_F 增益是 dB，需要用 10^(A_F/20) 转换为倍数；
- 测量 R_i 时，可以分别测量 $R_S = 0$ 和不等于零（譬如 2kΩ）的两个 A_F 值（记为 A_{F1} 和 A_{F2}），则可以根据 $A_{F2} = A_{F1} \cdot R_i/(R_S+R_i)$ ，即：求解出 R_i
- 测量 R_o 时，可以分别测量 R_L 两个有限值（譬如 10kΩ 和 50Ω）的两个 A_F 值（记为 A_{F1} 和 A_{F3}），则可以根据 $A_{F3} \approx A_{F1} \cdot R_L/(R_O+R_L)$ 求解出 R_o

a）仿真时，通过测量各 BJT 的三端电压，可以确认各 BJT 都处于放大状态。

b）测量结果如下：

R_F	A_{F1} (dB)	A_{F1}	A_{F2}(dB)	A_{F2}	R_i(Ω)	A_{F3}(dB)	A_{F3}	R_o(Ω)	f_H (Hz)
∞	42.1	127	40.0	100	7.41 k	35.9	62.4	51.8	186 k
100K	35.04	56.5	32.95	44.4	7.34 k	31.77	38.8	22.8	421 k
10K	20.17	10.2	18.10	8.04	7.44 k	19.53	9.47	3.85	2.62 M
1K	5.95	1.98	3.89	1.56	7.43 k	5.88	1.97	0.25	44.4 M

其中，绿色格子为最后所需要的结果（颜色较深的九个格子，将在下面做对比使用）。

对于后三行而言，可以有：

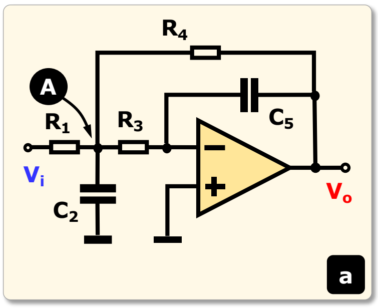
- 用 $A_F = A / D$ 来估算反馈深度 D
- 由于到受反馈影响的 R_i 是 T1 的基极向内电阻，根据上表第一行可估算该电阻约为：$R_{i2} \approx 617k\Omega$，则在电压串联负反馈的条件下有：$R_{i2F} \approx R_{i2} \cdot D$，$R_{oF} \approx R_o / D$
- $f_{HF} \approx f_H \cdot D$

R_F	A_{F1}	D	R_{i2F} (Ω)	R_{iF} (Ω)	R_{oF} (Ω)	f_{HF} (Hz)
100K	56.5	2.25	1.39M	7.46	23	418 k
10K	10.2	12.45	7.68M	7.49	4.16	2.32 M
1K	1.98	64.14	39.6M	7.50	0.81	11.93 M

蓝底色的格子中的数据跟前表中的数据基本可以比拟，除了最后一项（44.4M vs 11.93M）。说明使用反馈深度是可以进行一些粗估计算的。

25-1 有源滤波器

• 请推导下面各电路的频率响应：V_o / V_i



a) 在 A 节点列写 KCL（注意运放反相输入端为虚地）：

$(V_i-V_A)/R_1 = V_A/Z_2 + (V_A-V_o)/R_4 + V_A/R_3$

$V_A / R_3 = - V_o / Z_5$

其中：$Z_2=1/j\omega C_2$　　$Z_5 = 1/j\omega C_5$

整理得

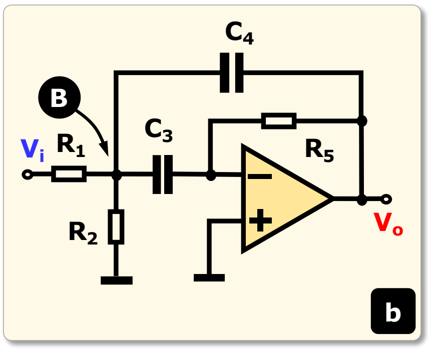
$$H(\omega) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2 R_4 Z_5}{R_1 R_3 R_4 + (R_1 R_3 + R_3 R_4 + R_1 R_4) Z_2 + R_1 Z_2 Z_5}$$

$$= -\frac{R_4}{-\omega^2 R_1 R_3 R_4 C_2 C_5 + j\omega(R_1 R_3 + R_3 R_4 + R_1 R_4) C_5 + R_1}$$

显然，当 ω → 0 时，趋于常数 $-R_4/R_1$，构成反相放大器（R_3 就像不存在一样）；

当 ω → ∞ 时，是两阶无穷小。

综上，构成二阶低通滤波器。



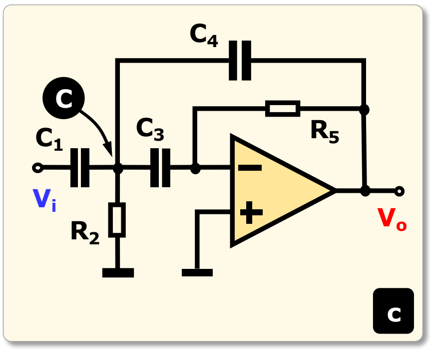
b) 计算方法和前面 a 中一样，因此做简单替换后即可得到结论：

$$H(\omega) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2 Z_4 R_5}{R_1 Z_3 Z_4 + (R_1 Z_3 + Z_3 Z_4 + R_1 Z_4) R_2 + R_1 R_2 R_5}$$

$$= -\frac{j\omega C_3 R_2 R_5}{-\omega^2 R_1 R_2 R_5 C_3 C_4 + j\omega(C_3 + C_4) R_1 R_2 + R_1 + R_2}$$

显然，当 ω → 0 和 ω → ∞ 时，上面式子均趋于 0，

因此实际构成了一个带通滤波器



c) 方法和前面 a 中一样，只是得到的结论是：

$$H(\omega) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2 Z_4 R_5}{Z_1 Z_3 Z_4 + (Z_1 Z_3 + Z_3 Z_4 + Z_1 Z_4) R_2 + Z_1 R_2 R_5}$$

$$= \frac{\omega^2 C_1 C_3 R_2 R_5}{-\omega^2 R_2 R_5 C_3 C_4 + j\omega(C_1 + C_3 + C_4) R_2 + 1}$$

显然，当 ω → 0 时，该式子是两阶无穷小

当 ω → ∞ 时，上面式子趋于 $-C_1/C_4$ （具有固定增益）

因此该电路实际构成了一个高通滤波器

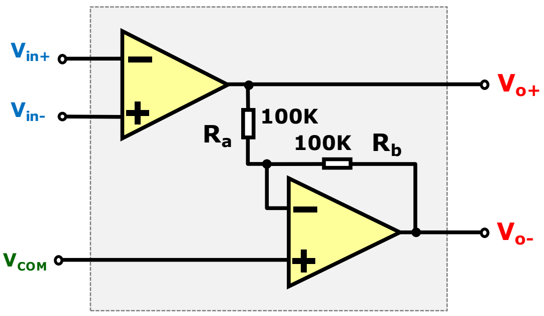
【有的同学直接使用五个 Z 器件来进行计算，最后再在某些元件代入电容，这样确实更方便易行。】

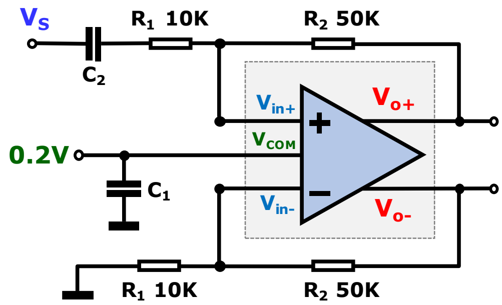
25-2 全差分放大器

全差分放大电器，是指输入和输出都采用双线的差模传输的放大器。其一种简化电路可以用下面左图来等效。当其加上（对称的）反馈后，构成下面右图。

试计算，当输入信号为单端信号 V_S = 3+0.1sinωt 时，电路的输出 V_{o+} 和 V_{o-}。

假设电容为足够大。提示：分为直流和交流两部分计算。





参考：此电路所有运放都工作于线性区，因此单路可以采用叠加原理进行分析。

- 先计算直流部分：

  $I_{R2} = I_{R1} = 0$ ➔ $V_{o+} = V_{in+} = V_{in-}$

  $R_a = R_b$，且二者相连处节点电压≈$V_{COM} = 0.2$ ➔ $(V_{o+} + V_{o-})/2 = V_{COM} = 0.2$

  此外，按最下侧电路的分压：$V_{o-} \cdot R_1/(R_1+R_2) \approx V_{in-}$

  将上面这几个式子联立求解，可得：$V_{o+} = 2/35$；$V_{o-} = 12/35$

- 计算交流部分：

  $V_{COM} = 0$ ➔ $(V_{o+} + V_{o-})/2 = V_{COM} = 0$

  $V_{o-} \cdot R_1/(R_1+R_2) \approx V_{in-}$

  注意到 V_S 中只有交流部分 0.1sin(ωt)可以通过电路，此外，

  按最上侧电路的叠加：$V_{o+} \cdot R_1/(R_1+R_2) + 0.1\sin(\omega t) \cdot R_2/(R_1+R_2) = V_{in+} = V_{in-}$

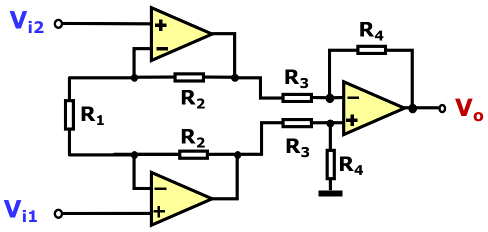
  联立求解可得：$V_{o+} = -0.25\sin(\omega t)$；$V_{o-} = 0.25\sin(\omega t)$

综上，$V_{o+} = -0.25\sin(\omega t) + 2/35$；　$V_{o-} = 0.25\sin(\omega t) + 12/35$

【注意，有的同学不区分交直流而直接把 V_S 代入电路求解，会得到不一样的结果。这是因为电容 C_2 上的电压其实并不是正好 3V——按上面的计算可以知道，$V_{C2} = 3 - 2/35$ V】

25-3 仪表放大器

- **运放输出可写为：$V_o = A_{VC}V_{ic} + A_{VD}V_{id}$**
  - 其中：$A_{VD} = 10^5$，$A_{VC} = 1$。
- **请算出下面电路的 V_o 是多少？已知：**
  - $R_1=200\Omega$；$R_2=10K$; $R_3=20\Omega$；$R_4=10K$
  - $V_{i1} = 4V + \sin(\omega t)$ mV；　$V_{i2} = 4V - \sin(\omega t)$ mV



参考：

【对于此题，有的同学在分析过程中，直接忽略了共模部分。因为共模输出量确实很小，所以答案也还是在前面声明过得“±5%”的范围内，这是出题的时候没考虑到的。另外，在计算的过程中，因为不同的取舍方式，也常常有不同的微小差异】

由于电路全部工作在线性区，因此可以采用叠加原理进行分析：共模部分和差模部分。其中，

- 对于前一级的两个运放而言：

  差模部分：$V_{i1d} = \sin(\omega t)$ ；$V_{i2d} = -\sin(\omega t)$ mV，

  此时 R_1 的中点相当于动态地，因此可以很容易计算得到：

  $V_{o1d} = \sin(\omega t) \cdot (1+2R_2/R_1)$ mV；$V_{o2d} = -\sin(\omega t) \cdot (1+2R_2/R_1)$ mV

  共模部分：利用虚短可知：$V_{i1c} = 4V + \sin(\omega t)$ mV；$V_{i2c} = 4V - \sin(\omega t)$ mV

  $V_{o1c} = A_{VC} \cdot [4000+\sin(\omega t)]$ mV；$V_{o2c} = A_{VC} \cdot [4000- \sin(\omega t)]$ mV

  故：$\begin{cases} V_{o1} = 4000 + 102\sin(\omega t)\ mV \\ V_{o2} = 4000 - 102\sin(\omega t)\ mV \end{cases}$

- 将这一结果代入后一级的运放：

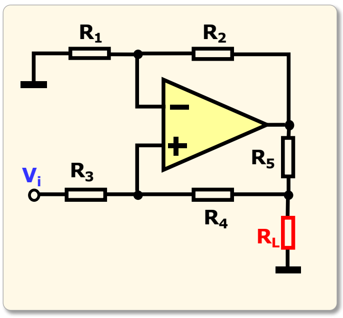
  差模部分：这是一个正常的减法电路，$V_{o3d} = (V_{o1}-V_{o2}) \cdot R_4/R_3 = 102\ \sin(\omega t)$ V

  共模部分：$V_{ic3} = \frac{R_4}{R_3+R_4}V_{o1}$，因此 $V_{oc3} \approx A_{VC}\frac{R_4}{R_3+R_4}V_{o1} \approx 4 + 0.102\sin(\omega t)\ V$

  故综合起来，输出结果为：$V_{o3} \approx 4 + 102.102\sin(\omega t)\ \ V$

【当然，这个数值看起来太不正常了，这是出题的时候电阻的量级给错了】

25-4　Howland 电流源



- **此电路将电压源 V_i 转换为流经 R_L 的电流。**
- **请推算：**
  - 各电阻间应满足什么条件，才能使得整个电路相对于 R_L 的输出电阻接近 ∞。
  - 注意，R_L 需能够获得正比于 V_i 的电流。

【思路一（舍弃）】：凑约束方程

- 假设运放输出电压为 V_o ➔ 运放反相输入端电压 V_- ➔ 运放同相输入端电压 V_+
  ➔ R_3 上的电流 ➔ R_4 上的电流 ➔ R_4 右端（R_L 上端）的电压 V_{RL}
  ➔ 由此同时得到流经 R_L 和 流经 R_5 的电流 ➔ 它们和流经 R_4 的电流满足 KCL
  ➔ 由此可得 V_o 的表达式 ➔ 代入后计算出 V_{RL} 表达式
  ➔ 按题意（恒流源输出电阻无穷大），令上述表达式正比于 R_L 即可得最终约束关系
- 上述过程思路比较直接，但使用符号运算的步骤太长，导致推演时式子比较繁

【思路二】：凑约束方程

- 假设 R_L 上端电压为 V_{RL} ➔ 运放同相输入端电压 V_+ ➔ 运放反相输入端电压 V_-
  ➔ 运放输出端电压 V_o ➔ 流经 R_5 的电流 ➔ 它和流经 R_4、流经 R_L 的电流满足 KCL
  ➔ 由此可得 V_{RL} 的表达式
  ➔ 按题意（恒流源输出电阻无穷大），令上述表达式正比于 R_L 即可得最终约束关系
- 这个过程其实和思路一相仿，但步骤和繁复程度缩短不少，如下：
- $V_- \cong V_+ = \frac{R_4}{R_3+R_4}V_i + \frac{R_3}{R_3+R_4}V_{RL}$ ➔ $V_o \cong \frac{R_1+R_2}{R_1}\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}V_i + \frac{R_3}{R_3+R_4}V_{RL}\right)$

  ➔ 代入 $I_{R4}+I_{R5}=I_{RL}$ 可得：$\frac{V_i-V_{RL}}{R_3+R_4} + \frac{1}{R_5}\left[\frac{R_1+R_2}{R_1}\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}V_i + \frac{R_3}{R_3+R_4}V_{RL}\right) - V_{RL}\right] = \frac{V_{RL}}{R_L}$

  ➔ 移项化简：$\left(\frac{1}{R_3+R_4} + \frac{1}{R_5}\frac{R_1+R_2}{R_1}\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)V_i = \left(\frac{1}{R_3+R_4} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_5} - \frac{1}{R_5}\frac{R_1+R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_3+R_4}\right)V_{RL}$

  ➔ 显然，为使得 $V_{RL} \propto R_L$，需使得右侧括号中除 $\frac{1}{R_L}$ 项之外相互抵消，

  即可得：$\frac{1}{R_3+R_4} + \frac{1}{R_5} - \frac{1}{R_5}\frac{R_1+R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_3+R_4} = 0$，　　最终化简为：$R_1(R_4+R_5)=R_2R_3$

【思路三】直接按电流源特征，写出电路 R_o 表达式为无穷大的方程即可

- 计算面向 R_L 的输出电阻时，源 V_i 置零（这一操作省不少麻烦！），把 R_L 改为电压源 V_X，则令 $R_o \approx \infty$ 相当于：施加 V_x 后，对电路产生的电流 $I_x \approx 0$
- 此时，$V_- \cong V_+ = \frac{R_3}{R_3+R_4}V_X$ ➔ $V_o \cong \frac{R_1+R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_3+R_4}V_X$

  为使得 $I_x \approx 0$，只需 $I_{R4} \approx I_{R5}$，即：$\frac{V_X}{R_3+R_4} \cong \frac{1}{R_5}\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_3+R_4}V_X - V_X\right)$

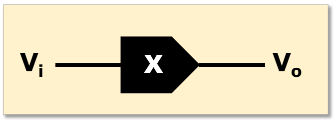
  对此式子化简，即可得到：$R_1(R_4+R_5)=R_2R_3$

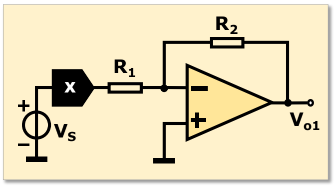
27-1 运算电路

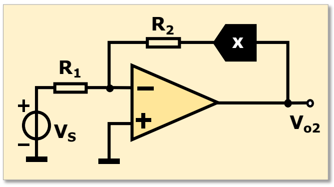
若某电路模块，具有图 a 所示的转移特性 V_o = F(V_i)，且已知输入电阻为 R_{xi}，输出电阻为 R_{xo}。

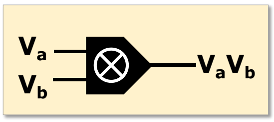
A）若将它构造成 图b 和 图c 的运算电路，请计算电路的输出 V_{o1} 和 V_{o2} 。

B）请利用图 d 中的理想四象限乘法电路（R_i=∞，R_o=0）构造一个开方电路。









参考：【抱歉原题图上忘了标 a、b、c、d，虽然理解起来不会有大问题】

A） 图 b：

由于直流负反馈的存在，运放工作在线性区 ➔ 虚短（虚地）成立，V- ≈ 0

➔ 因为不需要和信号源内阻分压，X 的输入端电压为 $V_i = V_S$，

➔ X 的输出端为 $V_o = F(V_S)$ 的受控电压源，串联 R_{XO} 和 R_1 之后，连接到虚地。

➔ 从左至右流经 R_1 的电流为：$F(V_S) / (R_{XO}+R_1)$

➔ 这一电流也将流经 R_2，产生左正右负的压降：$R_2 \bullet F(V_S) / (R_{XO}+R_1)$

➔ 电路输出电压为：$V_{o1} = - R_2 \bullet F(V_S) / (R_{XO}+R_1)$

图 c：【此处需要额外假设直流负反馈存在，题目中并未交代】

则运放工作在线性区，➔ 虚短（虚地）成立，V- ≈ 0

➔ 从左至右流经 R_1 的电流为：V_S / R_1

➔ 因为虚断，这个电流也正是从左向右流过 R_2（流进 X 输出端）的电流

➔ 也就是说：$F(V_{o2}) / (R_{XO}+R_2) = - V_S / R_1$

➔【此处需要额外假设函数 F(•) 具有逆函数】$V_{o2} = F^{-1}\left(-\frac{R_{XO}+R_2}{R_1}V_S\right)$

【值得注意的是，模块 X 的接法，是输入端在右，这是因为反馈网络的传输方向是从输出端传导到输入端的。而我们平时采用虚短、虚断和深度负反馈的方法，都是“逆着反馈通道的方向来计算的”】

B）这是一个设计题，可以有多种不同的可行方案，

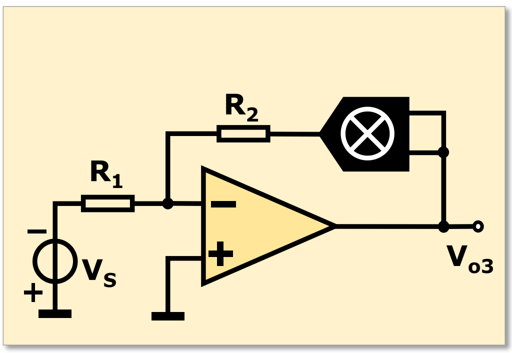
其中相对简洁的做法如右图（注意源的极性）：

类似上面图 C 的计算，有：

➔ 经 R_1 和 R_2 至 X 输出端的电流为：$-V_S / R_1$

➔ 也就是说：$V^2_o / R_2 = V_S / R_1$

➔ 这就是一个典型的（可调比例的）开方运算



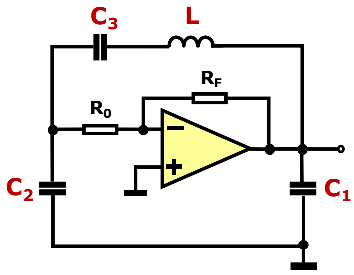
27-2　电容三点式振荡器

已知 C_1 = 20nF，C_2 = 10nF
C_3 = 100pF，L = 10nH。

a) 若电路能在高Q条件下输出正弦波，请估算正弦波的频率

b) 为了能起振，请估算电阻 R_F 和 R_0 需满足什么条件？

c) 已知运放是绝对稳定的，则构造此电路对其主极点 f_H 有何要求？



参考：

a)　高 Q 条件，意味着纯 LC 回路为谐振回路，是确定振荡器的选频网络。
由图可知，回路 L – C1– C2– C3 是振荡器的选频网络，其谐振频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{总}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\frac{1}{C_2}\right)^{-1}}} \cong 159\ MHz$$

b)　高 Q 谐振时，LC 回路中的电流为主要电流（其它支流的电流可以近似忽略），

此时，LC 回路中的反馈电压比 $F=-\frac{V_{C2}}{V_{C1}}=-\frac{C_1}{C_2}$，

而运放与 R_0 和 R_F 构成的放大器的增益为 $A_0=-\frac{R_F}{R_0}$

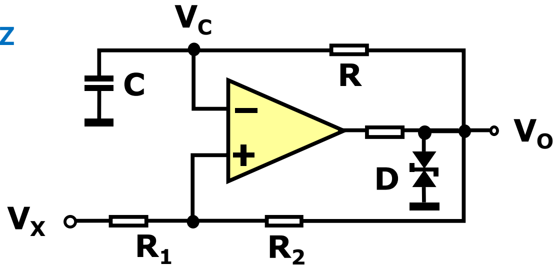
因此，为了能够起振，需要：$A_0F>1$，即：$\frac{R_F}{R_0}\frac{C_1}{C_2}>1$

【值得注意的是，这里三点式 LC 回路引入的反馈组态乍一看像是电压并联型（因为反馈到了 R_0 的左端）。但这里其实是既可以看成电压并联型反馈，也可以看成电压串联型反馈的，因为信号发生电路中并没有真正的信号源
—— 如果假设（实质为零的）信号源是连接在 R_0 左端和地线之间，则上述反馈为电压并联型；
—— 如果假设（实质为零的）信号源是连接在 R_0 左端和 C_2 上端之间，或直接假设信号源接在运放同相端的，则上述反馈为电压串联型。】

c)　【此处需要额外假设已知运放的开环增益是某个数值 A_{VD}，题目中并未交代】
在三点式 LC 振荡电路中，高 Q 回路提供选频特性，而放大器承担宽带放大作用。
为了完全由 LC 回路确定振荡频率，放大器（运放与 R_0 和 R_F 构成的放大器）在振荡频率处不应该提供任何相移。
而引入 F 约为 $R_0/(R_0+R_F)$ 的电压反馈（譬如假想信号源接在同相输入端）时，放大器的带宽从 f_H 增为 $f_{FH} \approx f_H \cdot D = f_H \cdot (1+AF) = f_H \cdot [1+A_{VD}R_0/(R_0+R_F)]$；
按上述推断，需要 $f_{FH} \approx f_H \cdot [1+A_{VD}R_0/(R_0+R_F)] >> f_0$
【电路工程中，一般超过 10 倍可以大致认为是“远大于”】

27-3 方波发生电路的周期

双向稳压器 D 的击穿电压为 $\pm V_Z$
此电路还有一个输入电压端 V_X。
请推导完成该电路输出波形的周期 T 与 V_X 之间的关系。



参考：

这个电路与课上讲解的方波发生器的唯一不同，是引入了 V_X 输入端，这将影响滞回比较器的两个判决门限。
由于在 D 击穿之后，V_o 端的电压只能是 $\pm V_Z$，
所以在运放的同相输入端，电压只有两种情形，即：$V_{th1,2} = \frac{R_2V_X \pm R_1V_o}{R_1+R_2}$

由此：

- 在 C 正向充电时，初值是$\frac{R_2V_X-R_1V_Z}{R_1+R_2}$，末值是 V_Z，跳变条件是达到 $\frac{R_2V_X+R_1V_Z}{R_1+R_2}$

  故所需时间是：$T_1 = RC \cdot ln\frac{V_Z-\frac{R_2V_X-R_1V_Z}{R_1+R_2}}{V_Z-\frac{R_2V_X+R_1V_Z}{R_1+R_2}} = RC \cdot ln\frac{(2R_1+R_2)V_Z-R_2V_X}{R_2V_Z-R_2V_X}$

- 同理，在 C 反向充电时，初值是$\frac{R_2V_X+R_1V_Z}{R_1+R_2}$，末值是 $-V_Z$，跳变条件是达到 $\frac{R_2V_X-R_1V_Z}{R_1+R_2}$

  故所需时间是：$T_2 = RC \cdot ln\frac{-V_Z-\frac{R_2V_X+R_1V_Z}{R_1+R_2}}{-V_Z-\frac{R_2V_X-R_1V_Z}{R_1+R_2}} = RC \cdot ln\frac{(2R_1+R_2)V_Z+R_2V_X}{R_2V_Z+R_2V_X}$

- 综上，总周期是

$$T = T_1 + T_2 = RC \cdot ln\frac{(2R_1+R_2)V_Z - R_2V_X}{R_2V_Z - R_2V_X} + RC \cdot ln\frac{(2R_1+R_2)V_Z + R_2V_X}{R_2V_Z + R_2V_X}$$
$$= RC \cdot \{ln[(2R_1+R_2)^2V_Z^2 - R_2^2V_X^2] - lnR_2^2 - ln(V_Z^2 - V_X^2)\}$$

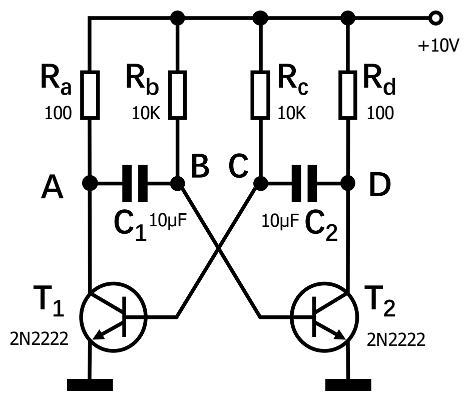
【简单验证：令 V_X=0，则上式退化为讲义中的结果】

27-4 BJT 多谐振荡器

请使用仿真软件，对右图进行仿真。

1）绘制一个周期内四个节点： A、B、C、D 的波形示意图

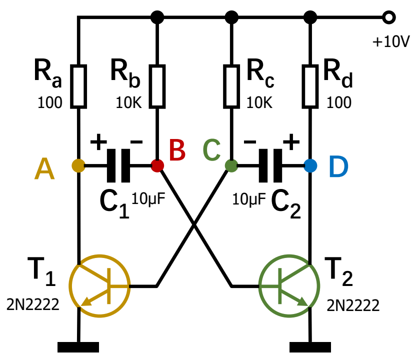
2）简要阐述电路的工作过程

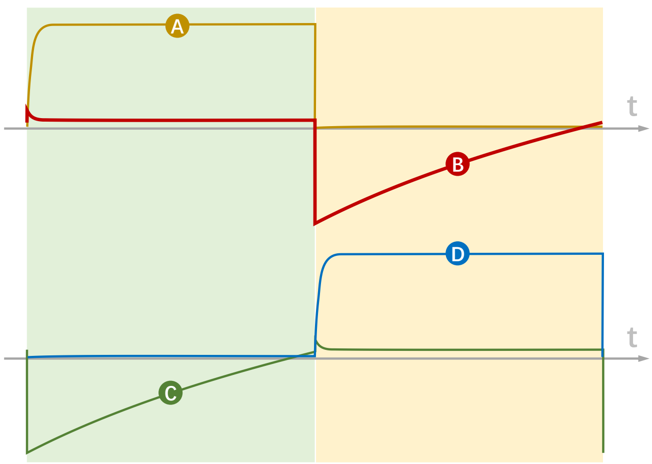


参考：

【!!! 直接去尝试理解一个未曾见过的比较复杂的电路（非线性、含动态元件，相互反馈），其实是很不容易的事情。考试时不可能会让大家直接去面对这样的电路】

1）波形如下面右图：





2）参考上面波形图，电路的工作过程大致如下：

- 两个电容交替充电和放电，两个晶体管也分别工作在截止区和饱和区；
- 在前半周期（上面波形图中绿色背景部分）：

  1）T2 晶体管饱和导通，因为其基极（节点 B）电压超过 0.7V，
  集电极（节点 D）电压极小（比较接近于零）；

  2）此时电容 C1 基本不充放电（看图中黄线和红线差距基本不变）；

  3）电容 C2 正在稳步放电（图中蓝线和绿线之间的差异越来越小），
  放电回路是：电源 → R_C → C2 → 饱和的 T2 的 V_{CE} →地线 。

  4）随着充电，C 节点电压越来越高，直至使 T1 基极导通；

  5）在 T1 变得导通瞬间，两个 BJT 均可以工作在放大状态 → 形成正反馈

  6）正反馈导致电路状态一下子发生翻转：T2 截止，T1 饱和导通；

  7）在 T2 截止前，会对 C1 快速充电（注意 Ra << Rb），
  充电回路是：电源→ R_a → C1 → 饱和的 T1 的发射结 →地线。

  8）另外半周期如法炮制。