

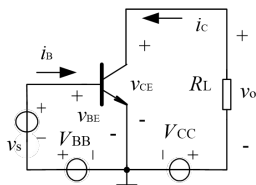
模电中

4 放大器基础

由一个三极管与相应库组成的基本组态放大电路

4-1 放大器的基本概念

放大的原理和实质



小信号： I_{BQ} , V_{BQ} 变化幅度足够小，可以看作在工作点处呈线性

$$P_D = P_L + P_C$$

放大对象：微弱、变化的信号，又称交流小信号

放大的实质：由直流能转为交流能

功能分类：电压增益、电流增益、跨阻增益、跨导增益

放大器的性能指标

输入电阻：若放大器之前为另一级放大器，则该输入电阻为前一级的负载

输出电阻： $R_o = v/i$

开路电压： $v_{ot} = -R_o i_{on}$ ，短路电流： i_{on}

小信号放大器电路一般模型： $v_{ot} = -i_{on} \cdot R_o$ ， V_{ot} 为移除负载的输出电压， i_{on} 为负载短路的输出电流

对输入、输出电阻的要求：尽量使输入、输出不变

- 输入电压时， $R_i \gg R_s$
- 输入电流时， $R_i \ll R_s$
- 输出电压时， $R_o \ll R_L$
- 输出电流时， $R_o \gg R_L$

增益

- 电压增益 $A_v = \frac{v_o}{v_i}$
- 电流增益 $A_i = \frac{i_o}{i_i}$
- 互导增益 $A_g = \frac{i_o}{v_i}$
- 互阻增益 $A_r = \frac{v_o}{i_i}$
- 增益转换 $A_v = -\frac{i_o R_L}{i_i R_i} = -\frac{A_i R_L}{R_i}$

。。。。。。 > 不可用增益间互相推导

负载开路时 $A_v = A_{vt} \frac{R_L}{R_o + R_L} = \frac{v_{ot} R_L}{v_i (R_o + R_L)}$

负载短路时 $A_i = A_{in} \frac{R_o}{R_o + R_L} = \frac{i_{on} R_o}{i_i (R_o + R_L)}$

源增益： $A_{vs} = A_v \frac{R_i}{R_s + R_i}$ ， $A_{is} = A_i \frac{R_s}{R_s + R_i}$

频率响应

具有电抗元件的放大器的增益是频率的复函数：

- $A(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi_A(\omega)}$
- $A(j\omega)|_{dB} = 20\lg A(\omega)$

失真

线性失真：频率失真

- 幅度失真
- 相位失真

线性失真：瞬变失真：由于电抗元件电压电流无法突变而引起的失真

非线性失真：由半导体的伏安特性非线性引起，产生了新的频率分量

4-2 基本放大器

分类：

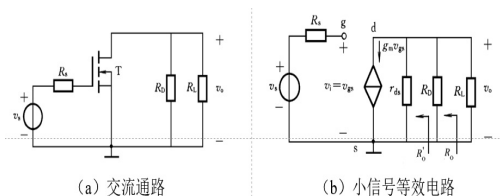
- **双极型：**共发射极、共集电极、共基极
- **场效应：**共源极、共漏极、共栅极

R'_o ：不考虑 R_D

共源放大器

- 输入电阻： $R_i \rightarrow \infty$
- 输出电阻： $R'_o = r_{ds}, R_o = r_{ds} // R_D$

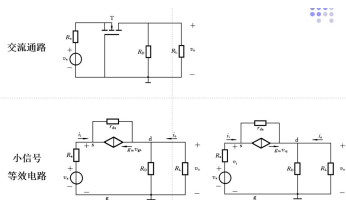
- 电压增益: $A_v = -g_m(R_o // R_L)$



1. 静态工作点: 直流通路, 电容断路。用于求跨导
2. 电路性能: 交流通路, 电容短路, 直流电压接地。用于求输入、输出电阻和增益

共栅放大器

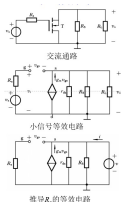
- 输入电阻: $R_i = \frac{r_{ds} + R'_L}{1 + g_m r_{ds}} = \frac{1}{g_m}$
- 输出电阻: $R_o = R'_D // R_D$
- 电流增益: $A_i = \frac{R_D}{R_D + R_L}$
- 电压增益: $A_v = (1 + g_m r_{ds}) \frac{R'_L}{r_{ds} + R'_L}$



共漏放大器

- 输入电阻: $R_i \rightarrow \infty$

- 输出电阻: $R_o = r_{ds} // R_S // \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$
- 电压增益: $A_v = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'} \approx 1$



小结

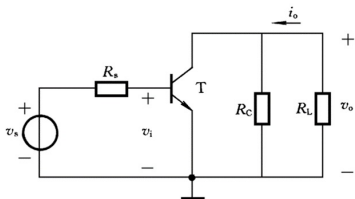
性能	共源	共栅	共
R_i	∞	$\frac{1}{g_m}$	∞
R'_o	r_{ds}	$r_{ds} + R_S + g_m R_S r_{ds}$	$r_{ds} // \frac{1}{g_m}$
R_o	$R'_o // R_D \approx R_D$	$R'_o // R_D \approx R_D$	$\frac{R'_o}{1 + g_m R'}$
A_v	$-g_m (r_{ds} // R_D // R_L)$	$g_m (r_{ds} // R_D // R_L)$	$\frac{g_m R'}{1 + g_m R'}$

共射放大器

基本共射放大器

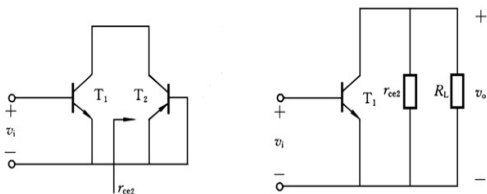
- 输入电阻: $R_i = r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$

- 输出电阻: $R'_o = r_{ce}, R_o = r_{ce} // R_C$
- 电流增益: $A_i = \beta \frac{R_o}{R_o + R_L} = g_m r_{b'e} \frac{R_o}{R_o + R_L}$
- 电压增益: $A_v = -g_m R'_L$



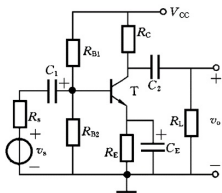
有源负载放大器

- 电压增益: $A_v = -g_m \frac{r_{ce}}{2} = -\frac{|V_A|}{2V_T}$



发射极接电阻的共射放大器

- 输入电阻: $R_i = r_{bb'} + r_{b'e} + R_E \frac{(1+\beta)r_{ce} + R'_L}{r_{ce} + R'_L + R_E}$
- 输出电阻: $R'_o = (1 + \frac{\beta R_E}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e} + R_E}) r_{ce} + \frac{R_S + r_{bb'} + r_{b'e}}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e} + R_E} R_E, R_o = R'_o // R_C$
- 电流增益: $A_i = \beta \frac{R_C}{R_C + R_L}$
- 电压增益: $A_v = -\frac{\beta R'_L}{r_{bb'} + r_{b'e} + (1+\beta)R_E} \approx -\frac{R'_L}{R_E}$



共基放大区

- 输入电阻: $R_i = \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{1 + \beta}$
- 输出电阻: $R'_o = R_S // r_{be} + [1 + g_m(R_S // r_{be})], R_o = R_C // r_{ce} (1 + \frac{\beta R_S}{R_S + r_{be}} \approx R_C)$
- 电流增益: $A_i = -\alpha \frac{R_C}{R_C + R_L}$
- 电压增益: $A_v = \frac{\beta R_L}{r_{bb'} + r_{b'e}} \approx g_m R'_L$

共集放大区

- 输入电阻: $R_i = r_{bb'} + r_{b'e} + (1 + \beta)R'_E$
- 输出电阻: $R'_o = \frac{r_{bb'} + r_{b'e} + R_S}{1 + \beta}, R_o = R'_o // R_E \approx R'_o$
- 电流增益: $A_i = -(1 + \beta) \frac{R_E}{R_E + R_L}$
- 电压增益: $A_v = \frac{(1 + \beta)R'_E}{r_{bb'} + r_{b'e} + (1 + \beta)R'_E}$

小结

性能	共射	共基	共集
R_i	$r_{bb'} + r_{b'e}$	$\frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{1 + \beta}$	$r_{bb'} + r_{b'e} + (1 + \beta)R'_E$
		$r_{ce}(1 + \beta)$	$R_C // r_{ce} (1 + \frac{\beta R_S}{R_S + r_{be}})$

R'_o	r_{ce}	$\left(\frac{\beta R_S}{R_S + r_{be}} \right)$	$R'_o = \frac{r_{bb'} + r_{b'e} + R_S}{1 + \beta}$
A_{in}	β	$-\alpha$	$-(1 + \beta)$
A_v	$-g_m R'_L$	$g_m R'_L$	$\frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \approx 1$

集成MOS放大器

只有源极不与衬底相连时要考虑衬底效应，即源漏间的 g_{mb}

$$\eta_1 = \frac{g_{mb1}}{g_{m1}}$$

E/E和E/D MOS放大器：只用N型

1. E/E:

- $R_o = r_{ds1} // R_d, R_d = \frac{1}{g_{ds2} + g_{m2} + g_{mb2}}$
- $A_v = -g_m R_o$

2. E/D:

- $R_d = \frac{1}{g_{ds2} + g_{mb2}}$
- $A_v = -g_m R_o$

CMOS放大器

1. 电流源负载CMOS放大器

1. NMOS做放大管，PMOS接成电流源作负载管
2. 信号加在PMOS栅极，NMOS栅极接偏置电压作负载管

2. 推挽CMOS放大器

- 将电流源负载放大器中的NMOS与PMOS栅极相接作输入端

共栅放大器

- $R_i = \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{1 + \beta}$
- $A_i = -\alpha \frac{R_C}{R_C + R_L}$
- $A_v = \frac{\beta R_L}{r_{bb'} + r_{b'e}}$

共漏放大器

- $A_v = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1} + 1/r_{ds1} + 1/r_{ds2}}$

组合放大器

共集-共射放大器

$$R_i = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2}$$

共集-共基放大器

$$R_i = r_{be1} + \frac{1 + \beta_1}{1 + \beta_2} r_{be2}$$

$$A_v = \frac{\beta R_L}{2r_{be}}$$

达林顿连接

- 同一种导电类型的BJT构成复合管时，前一只BJT的发射极接至后一只BJT的基极，以实现两次电流放大作用；等效为同一类型的BJT
- 不同导电类型的BJT构成复合管时，前一只的集电极接至后一只的基极，以实现两次电流放大作用；等效为与第一只BJT相同类型的BJT
- 要求：
 - 两个BJT的电流方向必须统一，内部电机的电流流向不能冲突

- 第二只BJT的发射极必须单独引出，作为相同导电类型等效BJT的发射极，或不同导电类型等效BJT的集电极

复合管电参数

- 电流放大系数： $\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2 \approx \beta_1\beta_2$
- 输入电阻：
 - 相同类型： $r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2}$
 - 不同类型： $r_{be} = r_{be1}$

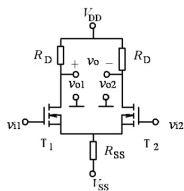
复合管的改进

为提高复合管的热稳定性，一般在第二只管的基极与发射极间连接一个穿透电流泄发电阻

4-3 差分放大器

由于电路中往往噪声一致，故用差分放大器来消除噪声

4-3-1 电路结构



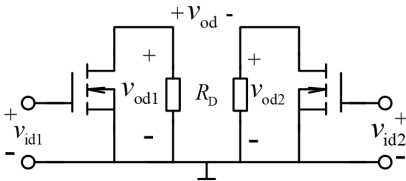
4-3-2 性能特点

共模信号 $v_c = (v_1 + v_2)/2$: 两信号和的一半，即均值

差模信号 $v_d = v_1 - v_2$: 两信号差

$$v_1 = v_c + v_d/2, v_2 = v_c - v_d/2$$

差模等效电路



电路两边对称，所以在差模输入电压作用下，两管产生等值反向的增量电流，当它们共同流入 R_{SS} 时，两管增量电流相消，流经 R_{SS} 的电流不变，因而对差模信号而言， R_{SS} 可视为短路。

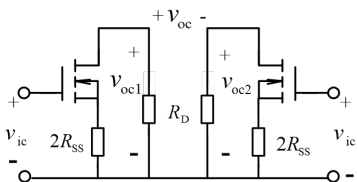
性能指标定义

- 双端增益 $A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}}$: 双端差模输出电压对差模输入电压的比值
- 单端输出时差模电压增益 $A_{vdi} = \pm \frac{1}{2} A_{vd}$: 单端差模输出电压对差模输入电压的比值
- 差模输入电阻 $R_{id} = \frac{v_{id}}{i_{id}}$
- 差模输出电阻: 单端输出时，为放大器任一输出端到地的输出电阻，而双端输出电阻则是以两端向放大器看过去的输出电阻，即为两放大器输出电阻之和。（将输入电压短路）
- 共模增益 $A_{vc} = \frac{-g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}}$
- 共模抑制比: $K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd}}{2A_{vc}} \right| = \left| \frac{A_{vdi}}{2A_{vci}} \right|$

指标计算

- $v_{odi} = -g_{mi} R_D v_{idi}$

共模等效电路



电路两边对称，所以在共模输入电压作用下，两管产生等值同向的增量电流，当它们共同流入 R_{SS} 时，流经 R_{SS} 的电流翻倍，因而对差模信号而言，相当于接入 $2R_{SS}$ 。

输入共模信号时输出 v_{oc} 始终为零，所以双端共模增益为零

性能指标定义

- 共模输出电阻：单端输出电阻是任一输出端到地的输出电阻

指标计算

- $v_{odi} = -g_{mi} R_D v_{idi}$

双极型差分放大器

- $A_{vd} = \frac{\beta R_C}{r_{b1} + r_{b'e}} \approx -g_m R_C$
- $A_{vc} = -\frac{\beta R_C}{r_{b1} + r_{b'e} + (1 + \beta) 2R_{EE}} \approx -\frac{R_C}{2R_{EE}}$

4-3-3 电路两边不对称对性能的影响

双端输出时的共模抑制比

此时两输出电压不相等，故输出电压包含差模分量

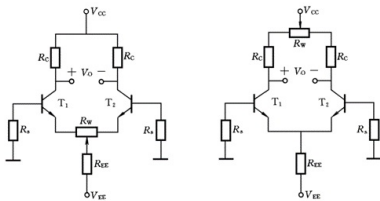
$$v_o = A_{v(d-d)}v_{id} + A_{v(c-d)}v_{ic}$$

$K_{CMR} = \left| \frac{A_{v(d-d)}}{A_{v(c-d)}} \right|$ ， $A_{v(d-d)}$ 是差模输入电压转换为差模输出电压的增益， $A_{v(c-d)}$ 是共模输入电压转换为差模输出电压的增益

失调及其温漂：

- 输入失调电压： $V_{IO} = \frac{V_O}{A_{vd}}$
- 输入失调电流： $I_{IO} = |I_{BQ1} - I_{BQ2}|$
- 输入基极电流： $I_B = (I_{BQ1} + I_{BQ2})/2$

失调模型和调零电路



失调电压电流的温漂

调零电路无法消除温漂

4-3-4 差模传输特性

双极性差放的差模传输特性

用理想电流源代替 R_{EE}

$$i_{c1} - i_{c2} = I_{EE} \frac{v_{ID}}{2V_T}$$

$$v_{ID} = 0 \text{ 时, } i_{C1} = i_{C2} = I_{CQ} = I_{EE}/2$$

$|v_{ID}| \leq 26mV$ 时, 差模传输特性曲线近似为直线。 $|v_{ID}| > 4V_T = 104mV$ 时, 差放进入限幅区, 其中一管导通, 一管截止, 但要限制 v_{ID} 。

MOS差放的差模传输特性

$$i_{D1} - i_{D2} = I_{SS} \left(\frac{v_{ID}}{V_{GSQ} - V_{GS(th)}} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{v_{ID}}{V_{GSQ} - V_{GS(th)}} \right)^2}$$

v_{ID} 很小时, 差模传输特性斜率为常数 $g_m = \frac{i_{D1} - i_{D2}}{v_{ID}}$

4-4 电流源电路及其应用

4-4-1 镜像电流源

双极性晶体管镜像电流源

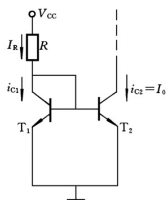
基本镜像电流源电路

T1接成二极管, T2接成电流源

$$i_{C2} = I_O = (I_{S2}/I_{S1})i_{C1} = (S_{E2}/S_{E1})i_{C1}$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R}$$

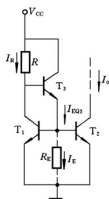
$$I_O = \frac{I_R}{1+2/\beta}$$



减小 β 影响的镜像电流源电路

$$I_O = \frac{I_R}{1 + \frac{1}{\beta(1+\beta)}}$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(on)}}{R}$$



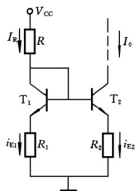
比例式镜像电流源

$$I_O \approx I_R R_1 / R_2$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R + R_1}$$

$$R_O = \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e} + R_E}\right) r_{ce} + \frac{(R_S + r_{bb'} + r_{b'e}) R_E}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e} + R_E}$$

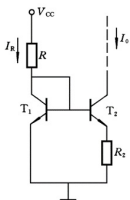
$$R_S = R // \left(\frac{r_{be1}}{1 + \beta_1}\right)$$



微电流源

$$I_R \approx I_{E1} \approx I_{S1} e^{V_{BE1}/V_T}$$

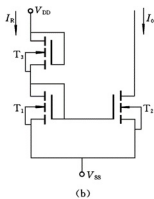
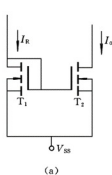
$$I_O = I_{C2} \approx I_{E2} \approx I_{S2} e^{V_{BE2}/V_T}$$



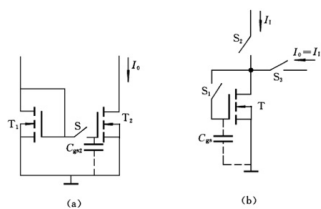
MOS镜像电流源电路

基本镜像电流源电路

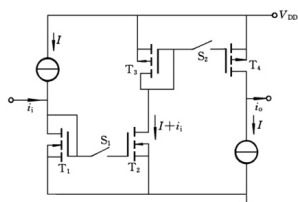
$$I_O = i_{D2} = \frac{(W/l)_2}{(W/l)_1} I_R$$



动态电流镜

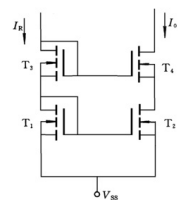


开关电流电路

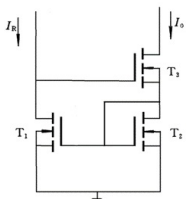


4-4-2 其它改进型电流源电路

级联型电流源电路



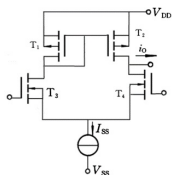
威尔逊电流镜



4-4-3 电流源的应用

有源负载差分放大器

$$I_{SS} = 2I_R$$



差模电压作用

$$i_o = g_m v_{id}$$

$$v_{od} = i_o R'_L = g_m v_{id} (r_{ds2} // r_{ds4})$$

$$A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m(r_{ds2} // r_{ds4})$$

4-5 多级放大器

4-5-1 多级放大器的基本问题

换能器的接入：

- 将换能器的输出有效地输入放大器
- 不影响放大器的静态工作点

级间连接：

1. 隔直流连接：电容耦合
2. 直接连接

4-5-2 多级放大器的性能指标计算

划分为多个常见电路模型

4-6 放大器的频率响应

4-6-1 复频域分析方法

传递函数法

常用复频率 s 进行分析，求出放大电路的电压增益、电流增益、输入阻抗和输出阻抗等关于 s 的方程

$$\text{系统传递函数 } A(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}$$

$$A(s) = A_0 \frac{(s-z_1)(s-z_2)\dots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)}, A_0 = \frac{b_m}{a_n} \text{ 称为标尺因子, } z \text{ 为零}$$

点， p 为极点

一个独立电抗元件对应一对极零点

频率特性： A ；频率响应： $Y=AX$

考虑上下限截止频率时零点往往不及极点，可以忽略

主极点：

- **低频主极点：** 比其它极点值都大4倍以上
- **高频主极点：** 比其它极点值都小4倍以上，又称**主极点**

波特图：

- **幅频特性：** 以中频段为基准，低频段+20dB/dec，高频段-20dB/dec
- **相频特性：** 第一个极点相移 $\pm 45^\circ$ ，第二个极点相移 $\pm 135^\circ$ ，以此类推

时间常数分析法

时间常数 τ ： 电路中每一个结点所对应的电容及与之并联的电阻的乘积

开路时间常数法： 适用于-3dB高频带宽，计算每一个开路时间常数 $\tau_{oi} = R_{oi}C_i$

- 画出等效电路
- 逐个求解从各电容两端看的等效电阻
- 求解时将电路中其它起高频带宽限制作用的电容进行**开路**处理，并将独立信号源设为无效

- 求解每个电容的开路时间常数及对应的**上限截止频率** f_{Hi}
- 写出高频段电压放大倍数的传递函数 $A_u(s) = A_{uM} \prod \frac{1}{1+jf/f_{Hi}}$

短路时间常数分析法适用于-3dB低频带宽，计算每一个开路时间常数 $\tau_{oi} = R_{oi}C_i$

- 画出等效电路
- 逐个求解从各电容两端看的等效电阻
- 求解时将电路中其它起高频带宽限制作用的电容进行**短路**处理，并将独立信号源设为无效
- 求解每个电容的开路时间常数及对应的**下限截止频率** f_{Li}
- 写出低频段电压放大倍数的传递函数 $A_u(s) = A_{uM} \prod \frac{1}{1+jf/f_{Li}}$

放大电路总的传递函数： $A_u(s) = A_{uM} \cdot \prod \frac{1}{1+jf/f_{Hi}} \cdot \prod \frac{1}{1+jf/f_{Li}}$

4-9 放大电路的频率特性

典型频率特性曲线

- A_{usM} 中频放大倍数
- f_L : 下限截止频率
- f_H : 上限截止频率
- Δf : 通频带 (BW)

常用波特图分析。特点：

- 折线化
- 对数分度

- 乘法变加法

频率失真

分类：

- 幅频失真
- 相频失真
- 组合失真

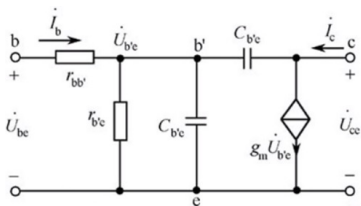
产生原因：

- 电抗性元件
- β

三极管的高频参数

混合 π 型高频小信号模型

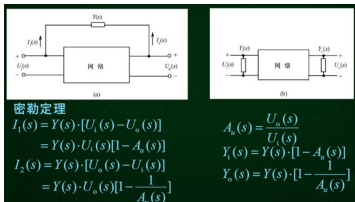
等效模型



参数计算

- $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$

单向化



电流放大系数 β 的频率响应

- 共射截止频率 $f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})}$
- 特征频率 $f_T \approx \beta_0 f_\beta$

理想运放的技术指标

开环差模增益: $A_{od} = \infty$

差模输入电阻: $r_{id} = \infty$

输出电阻: $r_o = 0$

共模抑制比: $K_{CMR} = \infty$

一般在原理性分析时, 运算放大器都可视作理想的。

在线性区工作时:

- 虚短: $u_o = A_{od}(u_+ - u_-)$, 线性工作区域下可以把输入端看作等电位
- 虚断: 输入电阻趋近无穷, $i_+ = i_- = 0$, 线性状态下可把两输入端看作开路。

在非线性区工作时:

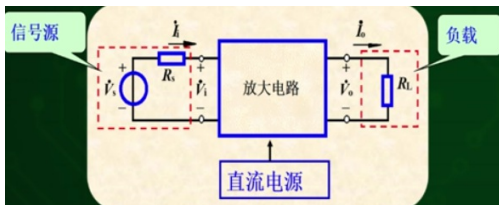
- $u_+ > u_-$ 时, $u_o = +U_{OPP}$
- $u_+ < u_-$ 时, $u_o = -U_{OPP}$
- 虚短不存在, 虚断仍存在。

放大电路的模型

是一个双端口网络

对输入端, 可等效为输入电阻

对输出端, 可等效为受控电压源或受控电流源



电压放大模型:

- A_{vo} : 负载开路时的电压增益
- R_i : 输入电阻
- R_o : 输出电阻
- $V_o = A_{vo} v_i \frac{R_L}{R_o + R_L}$
- $A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_o + R_L}$
- 主要由负载影响增益
- 输出电阻越小越好

电流放大模型:

- A_{is} : 负载短路时的电流增益

- $i_o = A_{is} i_i \frac{R_o}{R_o + R_L}$
- $A_i = \frac{i_o}{i_i} = A_{is} \frac{R_o}{R_o + R_L}$
- 主要由负载影响增益
- 输入电阻越小越好

主要技术指标

放大倍数：

- 电压放大倍数 $\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$
- 源电压放大倍数 $\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}$
- 电流放大倍数 $\dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$
- 源电流放大倍数 $\dot{A}_{is} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_s}$
- 功率放大倍数 $A_P = \frac{P_o}{P_i}$
- 输入电阻 R_i
- 输出电阻 R_o ：负载开路时在输出端加电压源
- 通频带BW：放大倍数不小于中频电压放大倍数 A_0 的 $1/\sqrt{2}$ 时对应的频率范围

4-2 放大电路的分析方法

分析要求

放大电路建立正确的静态，是保证动态工作的前提

放大电路的分析主要指直流特性与交流特性的分析，须区分静态与动态，直流通路与交流通路

- **静态**： $-\mu_i = 0$ ，又称直流工作状态
- **动态**： $-\mu_i \neq 0$ ，又称交流工作状态

- **直流通路**：直流量传递的途径，耦合电容开路
- **交流通路**：交流量传递的途径，直流电源和耦合电容短路

静态分析

分析对象：静态工作点 Q ： I_{BQ}, I_{CQ}, U_{CEQ} 以及
 U_{GSQ}, I_{DQ}, U_{DSQ}

分析路径：直流通路

分析方法：

- **计算法**：画出放大电路的直流通路，以两个固定电位间的通路为着眼点，根据KVL、KCL列方程
- **图解分析法**：
 - 双极型：在输入特性曲线上画出静态工作点，得到 I_{BQ}, U_{BEQ} ，在输出特性曲线上画出静态工作点，得到 I_{CQ}, U_{CEQ}
 - 场效应管：在转移特性曲线上画出静态工作点，得到 I_{DQ}, U_{GSQ} ，在输出特性曲线上画出静态工作点，得到 I_{CQ}, U_{CEQ}

动态分析

分析对象： A_u, R_i, R_o

分析路径：交流通路

分析方法：

- **图解分析法**：
 - 画出交流通路

- 列出输出回路交流方程
- 在输出特性曲线中画出负载线：过Q且斜率为 $-\frac{1}{R'_L}$ 的直线
- 微变等效电路法：微变使得近似线性
 1. 画出交流通路
 2. 将三极管用等效模型代替
 3. 整理出放大电路的等效电路
 4. 基于KCL、KVL列方程

结论：

- 交流负载线与直流负载线交于Q
- 直流负载线反映静态时电压电流变化关系，用于确定Q
- 交流负载线反映动态时电压电流变化关系，是交流输入下Q的运动轨迹
- 交流负载电阻 R'_L ： $\frac{1}{R'_L} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_c}$ ，故交流负载线更陡

4-3 共射放大电路

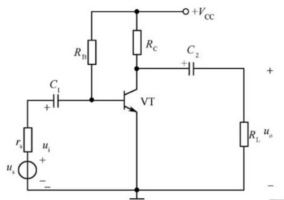
共发射极组态放大电路的组成

三极管VT：放大作用

负载电阻 R_C, R_L ：将变化的电流转化为电压输出

偏置电路 V_{CC}, R_B, R_C ：提供直流偏置

耦合电容 C_1, C_2 ：隔直流，通交流



放大电路的构成原则：

- 与放大管种类匹配的电源极性
- 合理设置静态工作点Q
- 外加输入信号加在发射结上
- 将交流量转换成电压，输出端须接负载电阻 R_C

静态分析

直流负载线的确定方法：

1. $u_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$
2. 在输出特性曲线上确定两点 $V_{CC}, V_{CC}/R_C$
3. $u_{BE} = V_{CC} - i_B R_b$
4. 在输入特性曲线上作出输入负载线，两线交点即为Q

动态分析

交流负载线的确定方法：

1. 通过输出特性曲线上的Q点作一条斜率为 $-1/R'_L$ 直线
2. 两个特殊点 $(0, \frac{V_{CE}}{R'_L} + I_C), (V_{CE} + I_C R'_L, 0)$

饱和和失真：放大电路工作到三极管的饱和区引起的非线性失真

- NPN管：输出电压表现为底部失真

截止失真：放大电路工作到三极管的截止区引起的非线性失真

- NPN管：输出电压表现为顶部失真

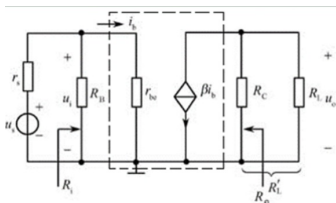
放大电路的最大不失真输出幅度：工作点Q要设置在输出特性曲线放大区的中间部位

$$\text{电压放大倍数: } \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

$$\text{输入电阻: } R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_B // r_{be} \approx r_{be}$$

$$\text{输出电阻: } R_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} \Big|_{R_L=\infty, \dot{U}_S=0} = R_C$$

$$\text{源电压放大倍数: } \dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_S} = \dot{A}_u \frac{R_i}{R_i + r_s}$$

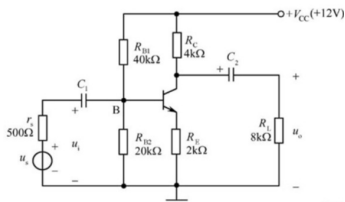


4-4 放大电路的稳定偏置

Q点对电路性能的影响： u_{BE} , β , I_{CEO} 均为温度的函数

分压式偏置电路

须有 $I_{RB1} \gg I_{BQ}$, $U_B \gg U_{BEQ}$



直流分析：

- $U_B = V_{CC} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$
- $I_{BQ} = I_{CQ} / \beta$
- $I_{CQ} = I_{EQ} = (U_B - U_{BEQ}) / R_E$
- $U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E)$

交流分析：

- 电压放大倍数： $\dot{A}_u = - \frac{\beta \cdot R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_E}$
- 输入电阻： $[r_{be} + (1 + \beta) R_E] // R'_B$
- 输出电阻：忽略 r_{ce} 的影响： $R_o \approx R_C$

4-5 共基及共集电极放大电路

共基组态基本放大电路

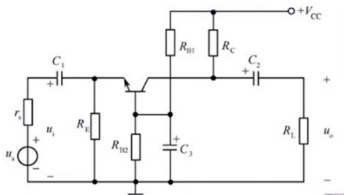
直流分析：与共射放大电路一致

交流分析

- 电压放大倍数： $\dot{A}_u = u_o / u_i = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$
- 输入电阻： $R_i = R_E // R'_i \approx \frac{r_{be}}{1 + \beta}$
- 输出电阻： $R_o \approx R_C$

特点：

- 同相放大器
- 输入电阻比共射电路小
- 输出电阻与共射电路相同



共集电极放大电路

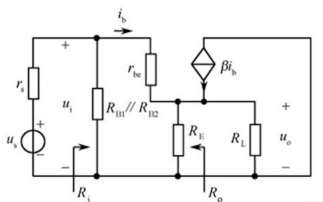
电压放大倍数：
$$\dot{A}_u = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} \approx 1$$

输入电阻：
$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i$$

输出电阻：
$$R_o = R_E // \frac{r_{be} + r'_s}{1+\beta}$$

特点：

1. 射极输出器=电压跟随器
2. 输入电阻高
3. 输出电阻低



4-7 场效应管放大电路

组态：

- 共源：相当于共射极
- 共栅：相当于共基极
- 共漏：相当于共集电极

共源组态放大电路

静态分析：

1. 计算法：

- $U_{GS} = U_G - U_S = -I_D R_S$
- $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2$
- $U_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$

2. 图解法

交流分析：

- 电压放大倍数 $\dot{A}_u = -g_m R'_L$, $R'_L = R_D // R_L$, $g_m = -\frac{2}{U_{GS(off)}} \sqrt{I_{DQ} I_{DSS}}$
- 输入电阻 $R_i = R_g$
- 输出电阻 $R_o = R_d$

共漏组态放大电路

静态分析：

- $U_G = \frac{R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}} V_{DD}$
- $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2$
- $U_{GS} = U_G - I_D R_S$

交流分析：

- 电压放大倍数 $\dot{A}_u = \frac{G_m R'_L}{1+g_m R'_L}$, $R'_L = R_S // R_L$
- 输入电阻 $R_i = R_{G3} + (R_{G1} // R_{G2})$
- 输出电阻 $R_o = R_S // r_{ds} // \frac{1}{g_m} \approx R_S // \frac{1}{g_m}$

动态性能比较表

	CE / CB / CC	CS / CG / CD
\dot{A}_u	CE: $\dot{A}_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ CB: $\dot{A}_u = +\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ CC: $\dot{A}_u = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R'_L}$	CS: $\dot{A}_u = -g_m R'_L$ CG: $\dot{A}_u = +g_m R'_L$ CD: $\dot{A}_u = \frac{g_m R'_L}{1+g_m R'_L}$
R_i	CE: $R_i // r_{be}$ CB: $R_i // [r_{be} / (1+\beta)]$ CC: $R_i // [r_{be} + (1+\beta)R'_L]$	CS: $R_{G1} // R_{G2}$ CG: $R'_i / (1/g_m)$ CD: $R_{G3} + (R_{G1} // R_{G2})$
R_o	CE: R_c CB: R_c CC: $R_e // \frac{r_{be} + R_b // R_s}{1+\beta}$	CS: R_D CG: R_D CD: $R_S // (1/g_m)$

1 运算放大器的线性应用

1-1 理想运放的特性

共模信号：两信号和的一半，即均值

差模信号：两信号差的一半

运放具有放大差模、抑制共模的特点

理想运放的技术指标

开环差模增益： $A_{od} = \infty$

差模输入电阻： $r_{id} = \infty$

输出电阻： $r_o = 0$

共模抑制比： $K_{CMR} = \infty$

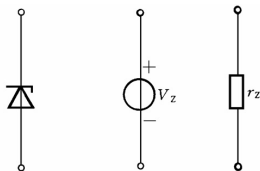
一般在原理性分析时，运算放大器都可视作理想的。

在线性区工作时：

- **虚短**： $u_o = A_{od}(u_+ - u_-)$ ，线性工作区域下可以把输入端看作等电位
- **虚断**：输入电阻趋近无穷， $i_+ = i_- = 0$ ，线性状态下可把两输入端看作开路。

在非线性区工作时：

- $u_+ > u_-$ 时， $u_o = +U_{OPP}$
- $u_+ < u_-$ 时， $u_o = -U_{OPP}$
- **虚短**不存在，**虚断**仍存在。



符号 大信号模型 小信号模型

1-2 比例运算电路

反相比例运算电路

深度负反馈

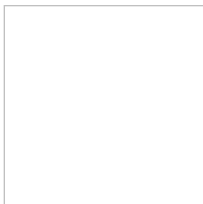
平衡电阻 R' 在运放足够理想时无效，在实际中有效， $\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F}$

$$\frac{u_I - u_-}{R_1} = \frac{u_- - u_o}{R_F} \Rightarrow u_o = -\frac{R_F}{R_1} u_I$$

当 $R_F = R_1$ 时， $u_o = -u_I$ ，是为倒相器

虚地：同相、反相端电位都为0

- **优点：**由于共模信号为0，计算精度高；
- **缺点：**反相端电阻即为 R_I ，输入电阻过小



同相比例运算电路

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)u_I$$

当 $R_F = 0$, $R_1 = \infty$ 时, $u_o = u_I$, 是为电压跟随器

- **优点:** 输入电阻无穷大 (由此可完全获得信号)
- **缺点:** 不虚地

进行阻抗变换, 起电压隔离的作用



1-3 加法和减法电路

反相加法器

$$u_o = -\left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3}\right)R_F$$

优点:

- 要改变权值, 只要改动对应支路
- **虚地**, 共模小



同相加法器

$$u_o = (1 + \frac{R_F}{R_1})u_+$$

$$u_+ = (\frac{u_1}{R'_1} + \frac{u_2}{R'_2} + \frac{u_3}{R'_3})R_P, \text{ 其中 } R_P = R'_1、R'_2、R'_3、R' \text{ 并联}$$

缺点：

- 结果复杂
- 调试不便
- 不**虚地**



加法器实现的减法器

$$u_o = \frac{R_f}{R_2}u_{i2} - \frac{R_f}{R_1}u_{i1}$$



差动减法器

$$u_{o1} = -\frac{R_f}{R_1} u_{i1}$$

$$u_{o2} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{R'}{R'+R_2} u_{i2}$$

$$\text{当 } \frac{R_f}{R_1} = \frac{R'}{R_2} \text{ 时, } u_o = \frac{R_f}{R_1} (u_{i2} - u_{i1})$$

缺点:

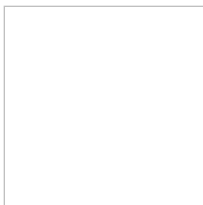
- 不**虚地**
- 共模大
- 要选**共模抑制比**大的运放



1-4 积分、微分、指数、对数电路

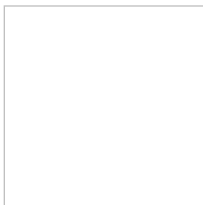
积分运算电路

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int u_i dt$$



微分运算电路

$$u_o = -RC \frac{du_i}{dt}$$



对数运算电路

$$u_o = U_T \ln \frac{u_i}{R I_S}, \text{ 其中 } i_D \approx I_S e^{\frac{u_D}{U_T}}$$

通常用三极管解成二极管，以增大工作区域



指数运算电路

$$u_o = -RI_S e^{\frac{U_D}{U_T}}$$



1-5 运放运算电路的应用

数据放大器

特点：

- 高共模抑制比
- 高输入阻抗
- 高放大倍数

$$u_o = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (u_{S2} - u_{S1})$$

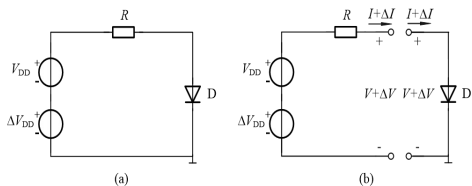
R_1 作用：调节增益



电流-电压变换器

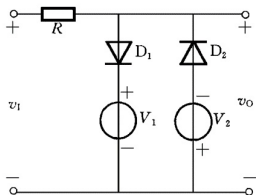
$$u_o = -i_S R_f$$

负载电阻不变时可视为电流放大电路

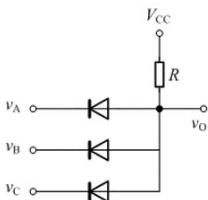


电压-电流变换器

1. 负载不接地 $i_o = \frac{u_S}{R}$



2. 负载接地 $i_o = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{u_s}{R_3 + (\frac{R_3 - R_2}{R_4 - R_1})R_L}$ ，其中须避免分母为 0。



1-6 一阶有源滤波器

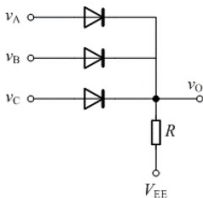
有源滤波器可以放大信号，负载要求低

滤波器的技术指标：

- 通带增益 A_{uf}
- 通带截止频率 f_0

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

传递函数： $A(s) = \frac{A_{uf}}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$ ，其中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

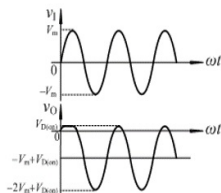
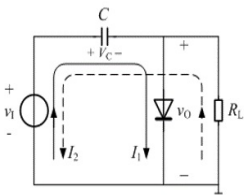


一阶低通

1-7 二阶有源滤波器

二阶低通有源滤波器

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$



二阶压控型低通有源滤波器

$$\text{传递函数: } A_u(s) = \frac{A_{uf}}{1 + (3 - A_{uf})sCR + (sCR)^2}$$

$$\text{频率响应: } \dot{A}_u = \frac{A_{uf}}{1 - (\frac{f}{f_0})^2 + j(3 - A_{uf})\frac{f}{f_0}}$$



二阶压控型高通有源滤波器

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$



二阶带通有源滤波器



二阶带阻有源滤波器

并联一阶低通和一阶高通

2 运算放大器的非线性运用

2-1 电压比较器

参考电压 V_T : 使输出电压跳变时的输入电压, 又称阈值/门限电压, 输入电压小于参考电压时输出正的最大电压, 反之则输出负的最大电压

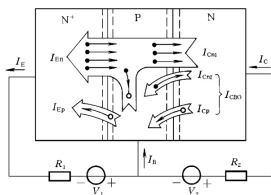
特性: 非线性开关特性

普通的开环运放就能构成比较器：e.g.将一个输入端接地，即形成简单的过零电压比较器

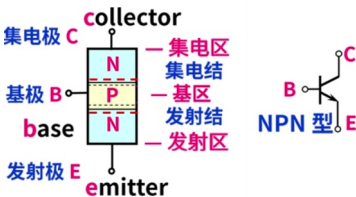
对于开环或正反馈运放：

- +端电位高，正饱和
- -端电位高，负饱和

基本比较器电路



V_{DZ} ：稳压管，用于限幅



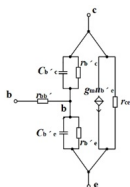
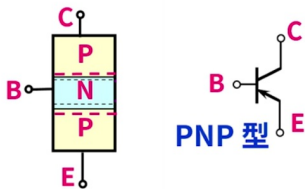
- 输出电压在 $[-U_Z, U_Z]$ 之外时，稳压管被击穿，运放在线性区域工作
- 输出电压在 $[-U_Z, U_Z]$ 之内时，稳压管不被击穿，运放在开环区域工作

2-2 集成电压比较器和窗口比较器

集成电压比较器往往能和运放互换：

- 运放作比较器时响应较慢
- 比较器作运放时由于不强调线性，信号较大时易失真

集成电压比较器LM311



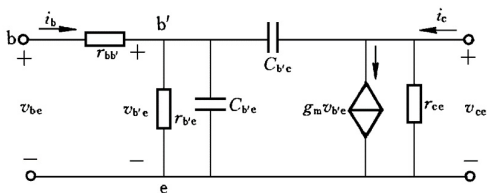
(a) 三极管的物理模型

窗口比较器

输入电压在 (U_L, U_H) 内时输出低电平，其它情况输出高电平

$$U_L = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{CC} - 2U_D)$$

两半导体用于隔离，以免输出电流过大或输出状态不确定



2-3 555定时器

由窗口比较器、RS触发器和三极管组成

输入			输出	
\bar{R}	TH	TR	VT	Q
0	X	X	导通	0
1	$< \frac{2}{3}V_{CC}$	$< \frac{1}{3}V_{CC}$	截止	1
1	$> \frac{2}{3}V_{CC}$	$> \frac{1}{3}V_{CC}$	导通	0
1	$< \frac{2}{3}V_{CC}$	$> \frac{1}{3}V_{CC}$	不变	不变



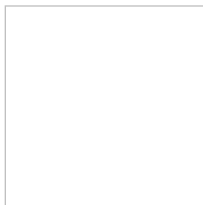
2-4 施密特触发器

特点：阈值电压有两个，即有回差

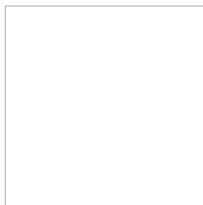
用比较器构成

$u_o = U_Z$ 时：

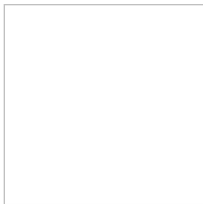
- 上限阈值： $U_{T+} = \frac{R_1}{R_1+R_2} U_Z$
- 下限阈值： $U_{T-} = -\frac{R_1}{R_1+R_2} U_Z$



反相输入



同相输入



2-5 单稳态触发器

应用：控制、延时、整形



2-6 矩形波振荡电路

用电压比较器构成：

1. 构成要点：
 - 比较器能实现翻转
 - 周期控制（RC控制电路）
2. 工作原理：
 - 非稳态电路
3. 参数：
 - 周期： $T = 2R_T C_T \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$
 - 占空比：50%

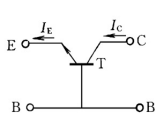


占空比可调的矩形波振荡电路

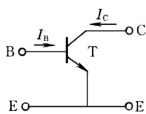


单电源矩形波振荡电路

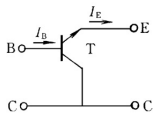
$$\begin{cases} u_o = V_{CC} \text{时}, U_+ = \frac{2}{3} V_{CC} \\ u_o = 0 \text{时}, U_- = \frac{1}{3} V_{CC} \end{cases}$$



共基



共发

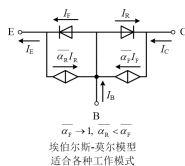


共集

555构成的振荡电路

占空比不是50%

$$t_1 = \frac{2}{3}(R_1 + R_2)C, \quad t_2 = \frac{2}{3}R_2C, \quad T = t_1 + t_2$$



2-7 三角波振荡电路

由比较器和积分器组成

参数分析：

- 幅度： $2U_Z \frac{R_1}{R_2}$
- 周期： $\frac{4R_1R_4C}{R_2}$

