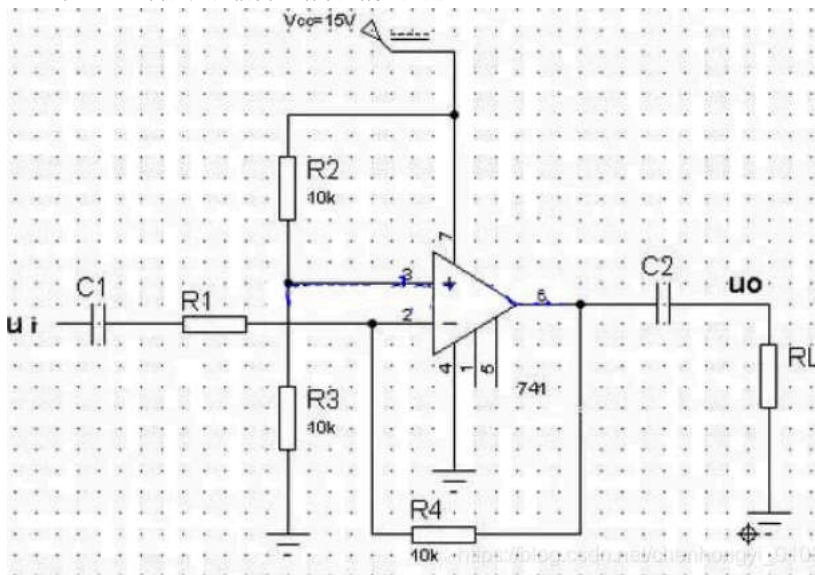


最简单的设置偏置的方法就是，在原来应该接地的地方接上 $V_{cc}/2$ 的电压（如用直接连接电源或用两个等值电阻分 V_{cc} 的压等方式），将输入端电位抬 $V_{cc}/2$ ，注意电容在交流耦合电路中的隔离应用。



电压比较器

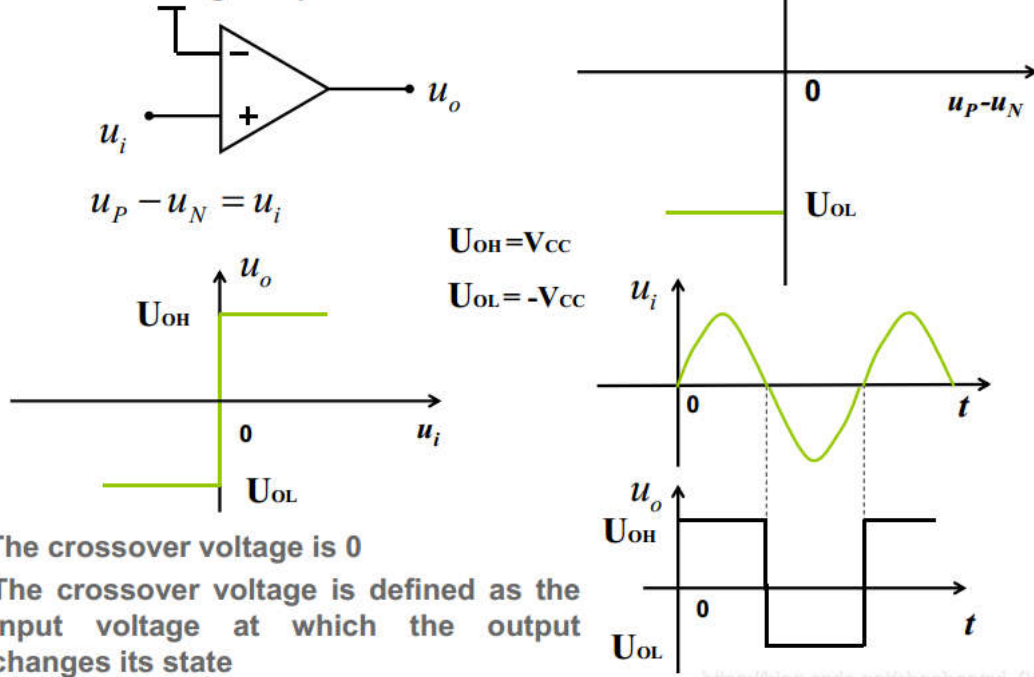
比较器的输入电压是连续的模拟信号，输出电压表示比较的结果，只有高电平 U_{OH} 和低电平 U_{OL} 两种情况，阈值电压 U_T 指使输出电压产生跃变的输入电

单限比较器

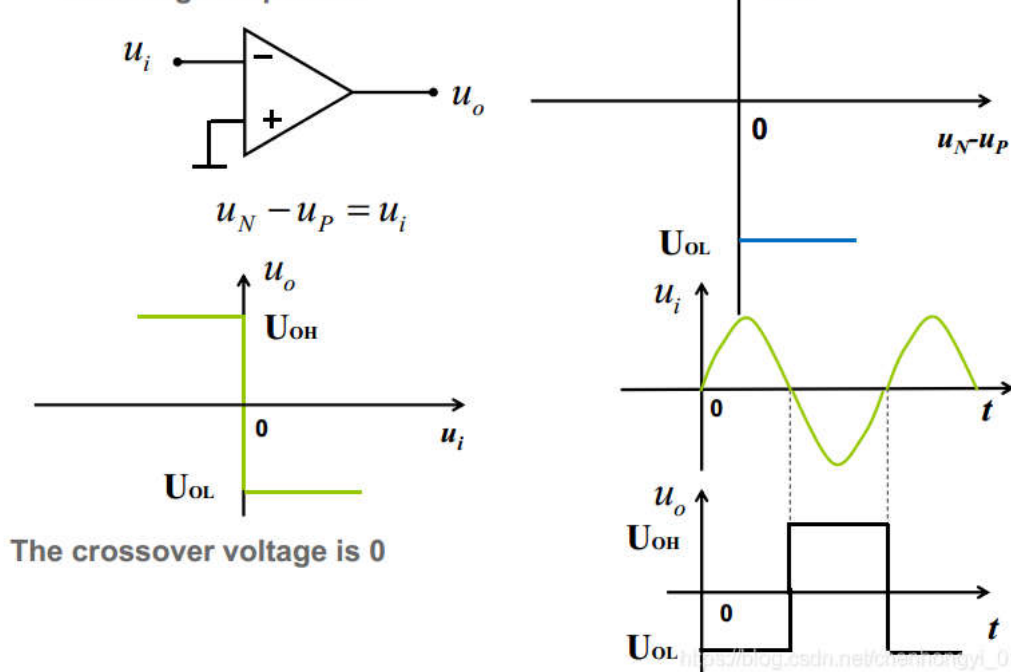
过零比较器

单限比较器只有1个阈值电压，输入电压从低到高或从高到低的变化过程中，输出电压只能跃变1次。提到单门限电压，我们很自然地会联想起集成运当集成运放工作在非线性区时，不满足“虚短”条件，输出电压只能为 $+V_{cc}$ 或 $-V_{cc}$ ，且集成运放的线性区非常狭窄，这是天然比较器。

Noninverting comparator


https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

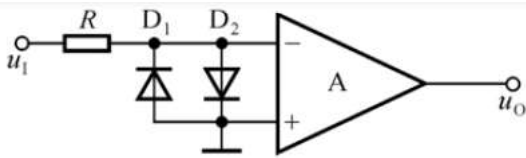
inverting comparator


https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

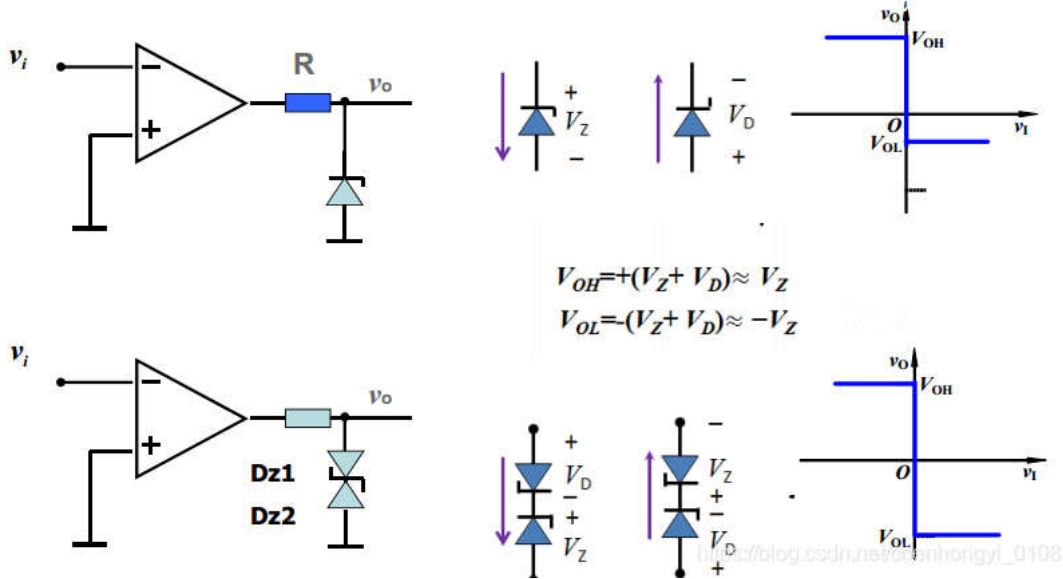
最简单的比较器即过零比较器如上面两张图图所示，直接比较输入电压与地的高低。当输入电压在正相输入端时，跃变方向与输入电压变化方向一致；当输入电压在反相输入端时，跃变方向与输入电压变化方向相反。这也是生成方波的一种方式。

我们很自然地会想到，将过零比较器的地进行偏置，就可以得到阈值电压为任意值的单限比较器；将过零比较器的输出电压用二极管限幅，就可以改变 U_{OL} 。

改进：限制幅度和设置偏置

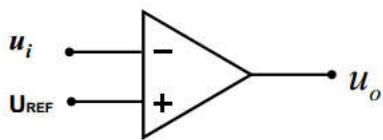


我们也可以利用齐纳二极管将输出电压大小限制在导通电压+击穿电压以改变 U_{OL} 和 U_{OH} 的值，下图中任意情况下均有一个二极管正向导通，另一个二穿。输出电阻R是为了限流，防止稳压管从电击穿变为热击穿。

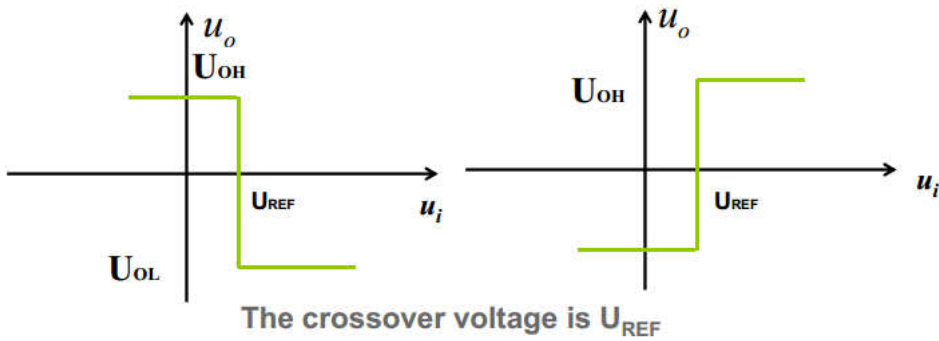
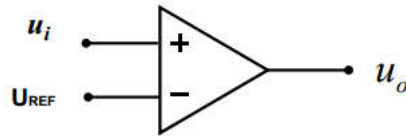


我们还可以通过设置偏置来挪动阈值电压点。

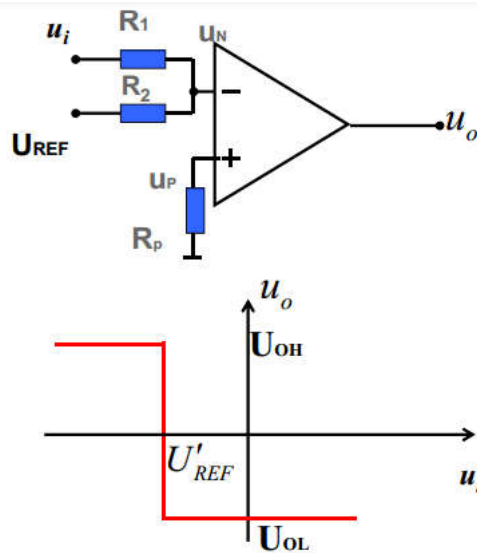
inverting comparator



Noninverting comparator



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108



$$u_N = \frac{R_2 u_i + R_1 U_{REF}}{R_1 + R_2}$$

$$u_P = 0$$

We use

$$u_d = u_N - u_P = 0$$

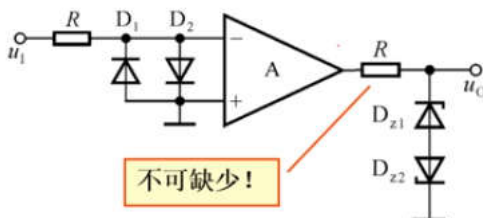
to find the crossover voltage

$$u_i = U'_{REF} = -\frac{R_1}{R_2} U_{REF}$$

The crossover voltage is U'_{REF}

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

我们还可以综合利用以上特点。

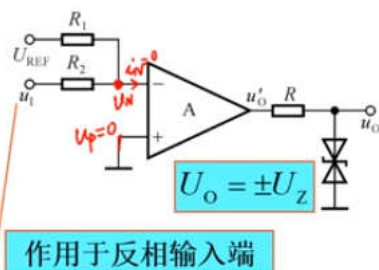


不可缺少!

$$U_{OH} = +U_{Z1} + U_{D2}$$

$$U_{OL} = -(U_{Z2} + U_{D1})$$

https://blog.csdn.net/chanhongyi_0108



作用于反相输入端

$$u_N = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_i$$

$$u_N = u_P = 0, \text{ 得}$$

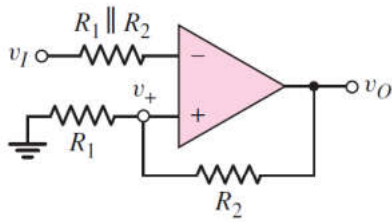
$$U_T = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{REF}$$

https://blog.csdn.net/chanhongyi_0108

滞回比较器

又名迟滞比较器、施密特触发器，有2个阈值电压，具有滞回特性。输入电压的变化方向不同时，阈值电压也不同，但输入电压单一方向变化时，输出变1次。

Basic Inverting Schmitt Trigger



(a)

$$v_+ = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_O$$

$$v_- = v_I$$

We use $v_+ = v_-$ to get the crossover voltage

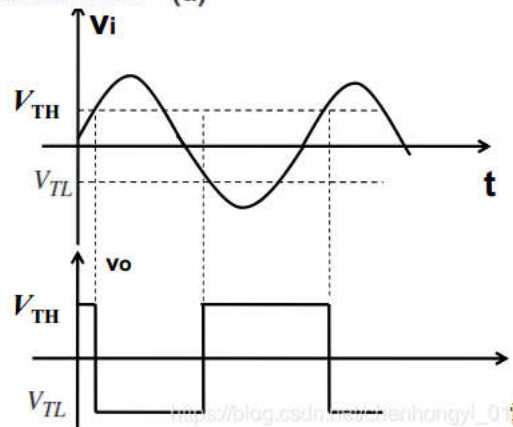
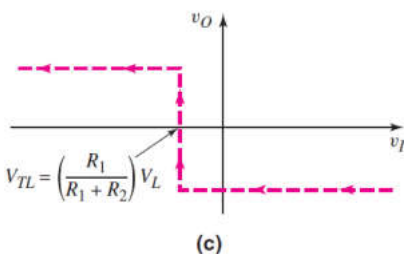
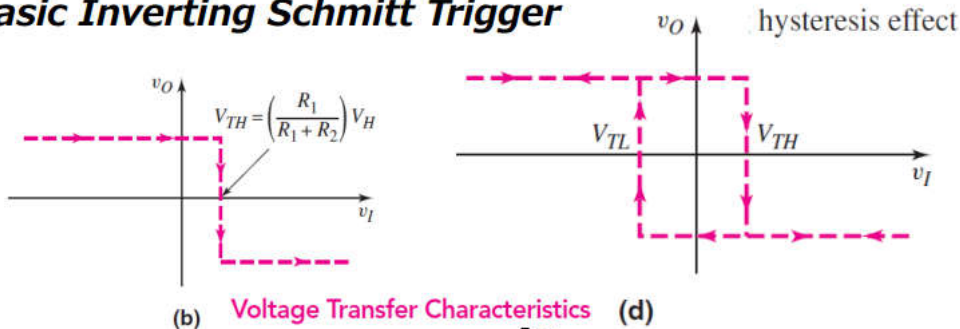
Since v_O has two states, we get two crossover voltages

$$V_{TH} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_H$$

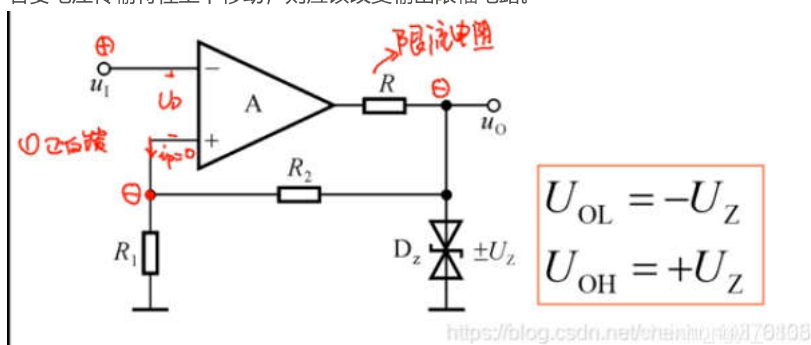
$$V_{TL} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_L$$

Schmitt trigger eliminates the chatter effects.

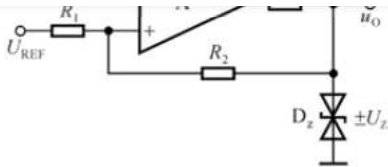
Basic Inverting Schmitt Trigger



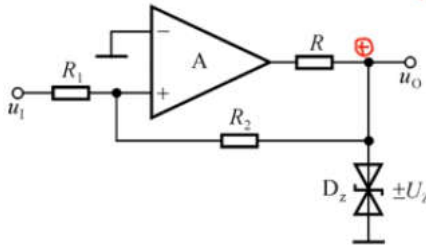
若要电压传输特性上下移动，则应该改变输出限幅电路。



若要电压传输特性曲线左右移动，应该设置偏置改变阈值电流。

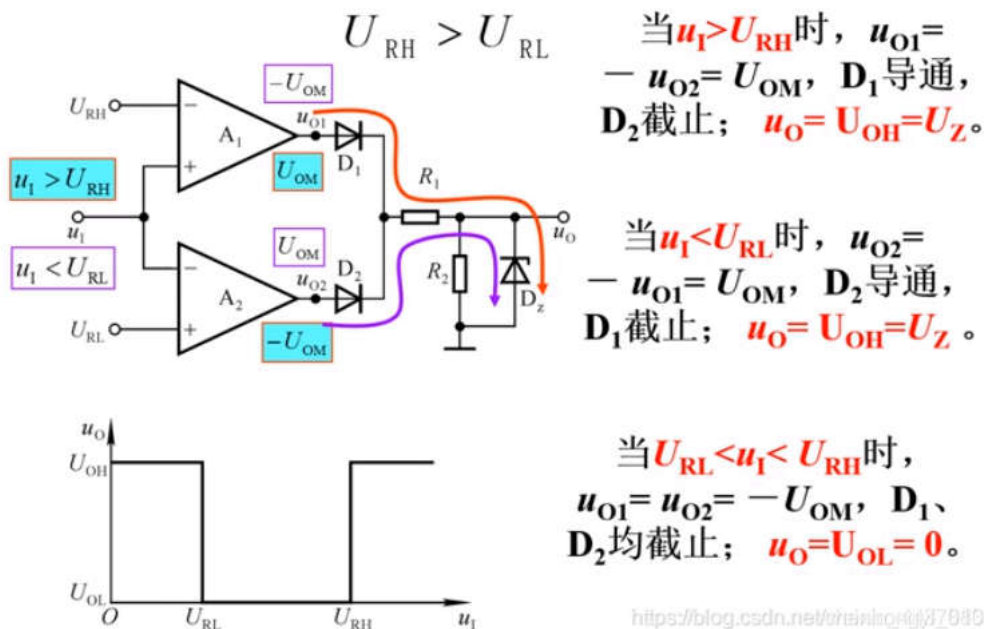


若要改变输入电压过阈值电压时输出电压的跃变方向，则应该改变输入端的相位。



窗口比较器

有2个阈值电压，输入电压单一方向变化时，输出电压跃变2次。



波形发生与变换

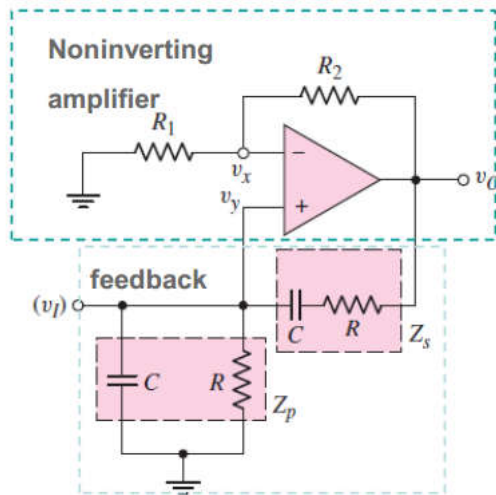
正弦波

正弦波是信号发生中最基础的波形，通常通过RC振荡电路和LC振荡电路来生成。

正弦波自激振荡电路通常由几部分组成：

- ① 放大电路：用A表示，将信号放大。
 - ② 选频网络：用β表示，β是一个与频率f有关的函数，选频网络选择特定频率的振荡并将其放大。
 - ③ 正反馈：使输出幅值持续增大直到达到平衡。
 - ④ 稳幅环节：使输出幅值不会无限增大，往往通过三极管、场效应管等非线性元件的特性和供电电源的限制实现。
- 整个电路的功能，简而言之就是选择某一频率的波形，并将其放大至平衡状态。因此，A和F需要满足一定的条件：
- ① 稳定前 $|A\beta| > 1$ ，稳定后 $|A\beta| = 1$ ，即放大电路和选频网络的放大倍数乘积的绝对值应先大于1，而后等于1。
 - ② A和β的相位相加为 2π 的整数倍，否则无法生成正弦波。

RC正弦振荡电路



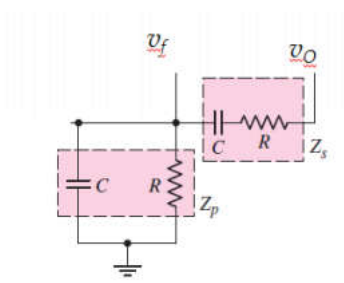
Since noninverting amplifier introduce 0 phase shift, the frequency selective feedback network must introduce 0 phase shift to create positive feedback condition

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

RC正弦振荡电路，又名文氏桥电路，是最常用的正弦波发生电路。上框中是一个由集成运放构成的同相放大器，下框为RC选频网络。

$$\beta(j\omega) = \frac{X_f(j\omega)}{X_o(j\omega)} = \frac{R // \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R // \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$



$$\text{If } \omega_o = \frac{1}{RC}$$

$$\text{then } \beta(j\omega) = \frac{1}{3}$$

According to magnitude condition

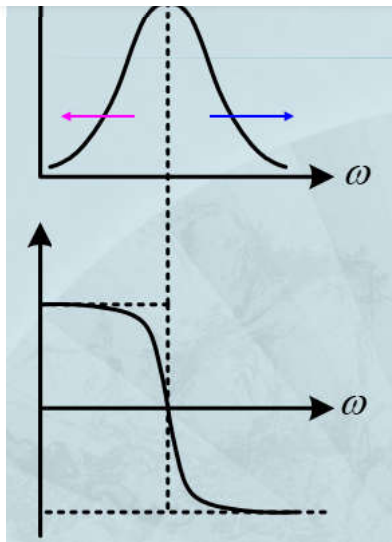
$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$$

Oscillation frequency

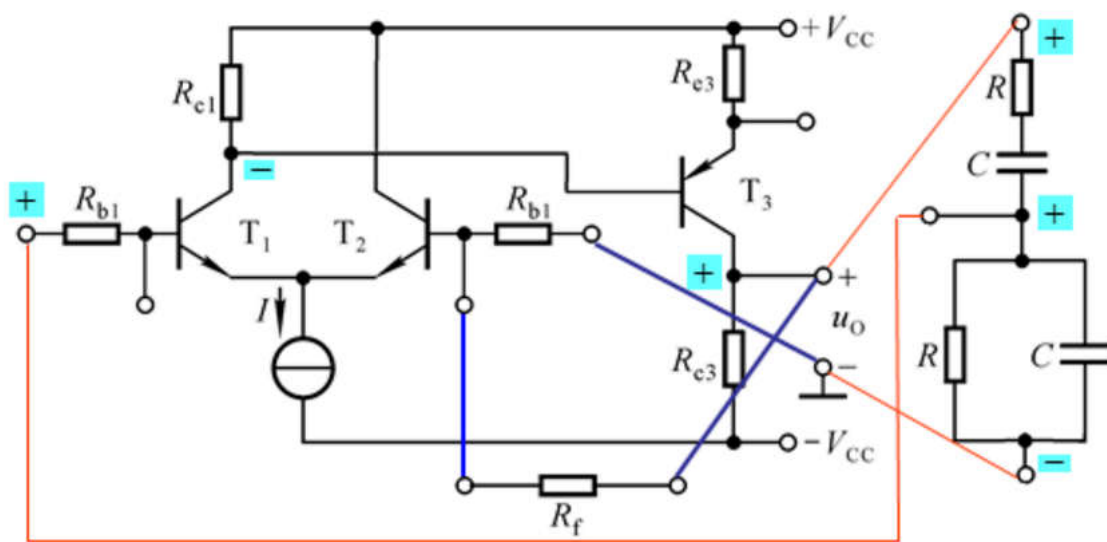
$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

利用电容的阻抗为 $1/j\omega C$ ，可以算出 β 的表达式，是一个如下图所示的曲线。因为正相比例放大电路无相位偏移，因此要使放大电路和选频网络的相位则选频网络的相位必须是0，即频率为 $f_0 = 1/2\pi RC$ ，此时选频网络的放大幅度在最大值，为 $1/3$ 。幅值稳定时，放大电路的放大倍数则应为3。

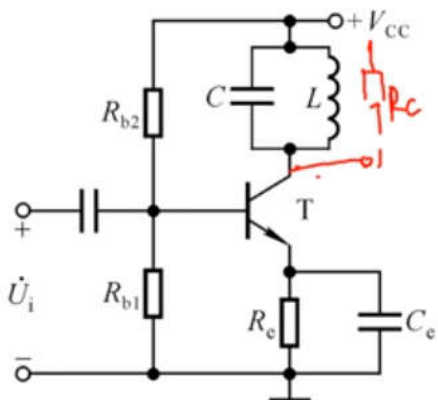


如果使用共射放大电路，则输入输出反相，不符合相位条件；如果使用共集放大电路，则放大倍数小于1，不符合幅值条件；如果使用共基放大电路，合相位和幅值条件，但输入电阻小，输出电阻大，影响 f_0 。我们希望输入电阻趋于无穷大，输出电阻趋于0，这样输出电压能尽量保持稳定，减小后级影响。因此，我们常选用集成运放构成的同相比例电路作为放大部分。当然，也可以用其它合适的电路替代同相比例电路，如下图所示。



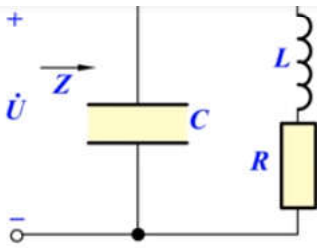
<https://blog.csdn.net/chenhongq13768888>

LC正弦振荡电路



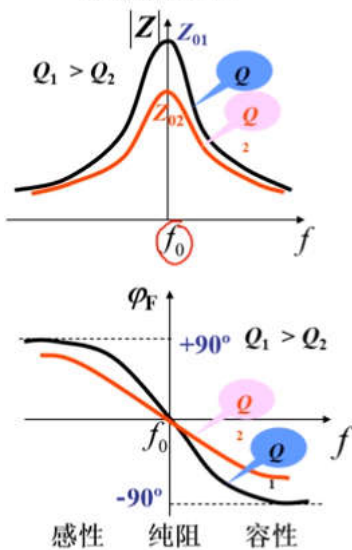
<https://blog.csdn.net/chenhongq13768888>

这个电路我们同样非常熟悉，右上角为LC振荡电路，起到选频作用，其余部分为三极管共射放大器。



$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{\frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j\left[\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2}\right]}$$

相频特性:



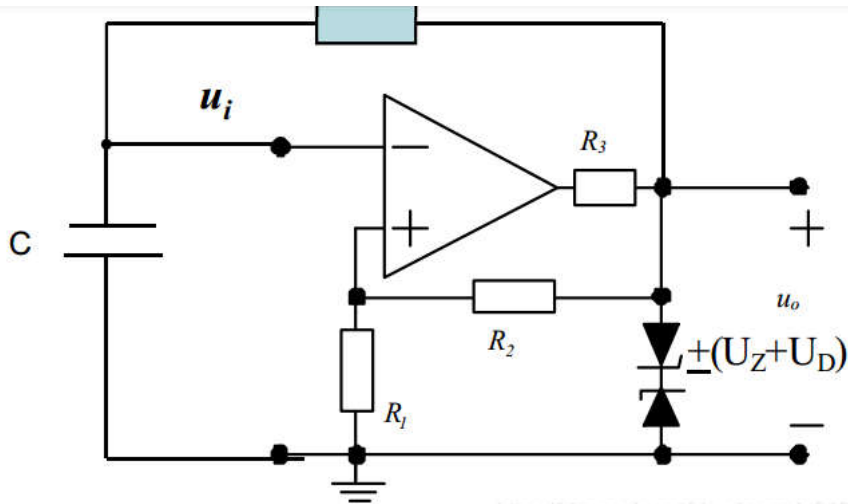
并联电路的阻抗和幅频特性、相幅特性曲线如上图所示，易得当虚数项为0时，才能满足自己振荡电路的相位条件，且此时选频网络的放大倍数幅值最大，可求出选频网络的工作频率和品质因素。

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \approx \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

方波

方波也是较为基础的波形，可以积分得到三角波，微分得到尖顶波，加到计数器得到阶梯波。方波的获得方式有很多种：如果我们有一个正弦波，可用积分器获得方波；如果有一个三角波，可以通过微分运算获得方波；如果有555等芯片，也可以直接产生方波；如果有单片机，可以用单片机生成方波（在模电的考虑范围之内了）。



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

这个方波生成器由RC串联振荡电路和滞回比较器组成。滞回比较器只有 $\pm U_Z$ 2个状态，当 u_N 上升直至大于 U_{OH} （即此时 u_P 的电压）时， u_O 跃变为 $-U_Z$ ；至小于 U_{OL} （即此时 u_P 的电压）时， u_O 跃变为 $+U_Z$ 。

Operation theory

Assume $t=0$

$$u_O = +U_Z$$

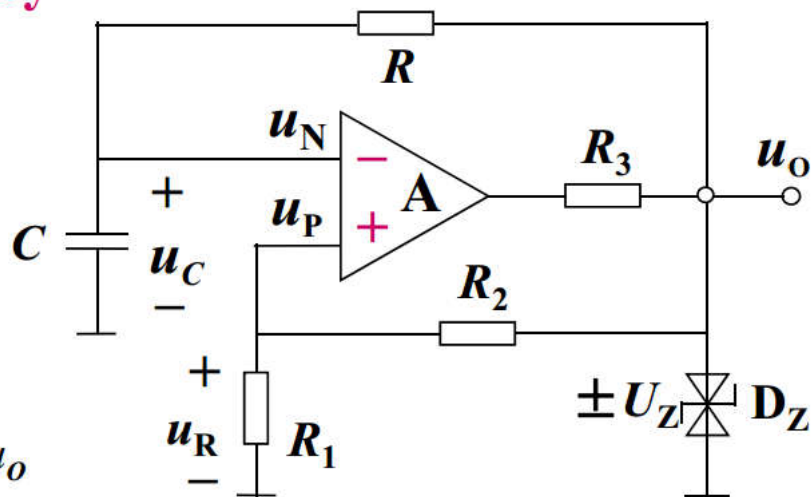
$$u_C(0) = 0$$

$$u_R = u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_O$$

$$= \frac{R_1}{R_1 + R_2} (+U_Z)$$

$$= +BU_Z$$

$$(B = \frac{R_1}{R_1 + R_2})$$



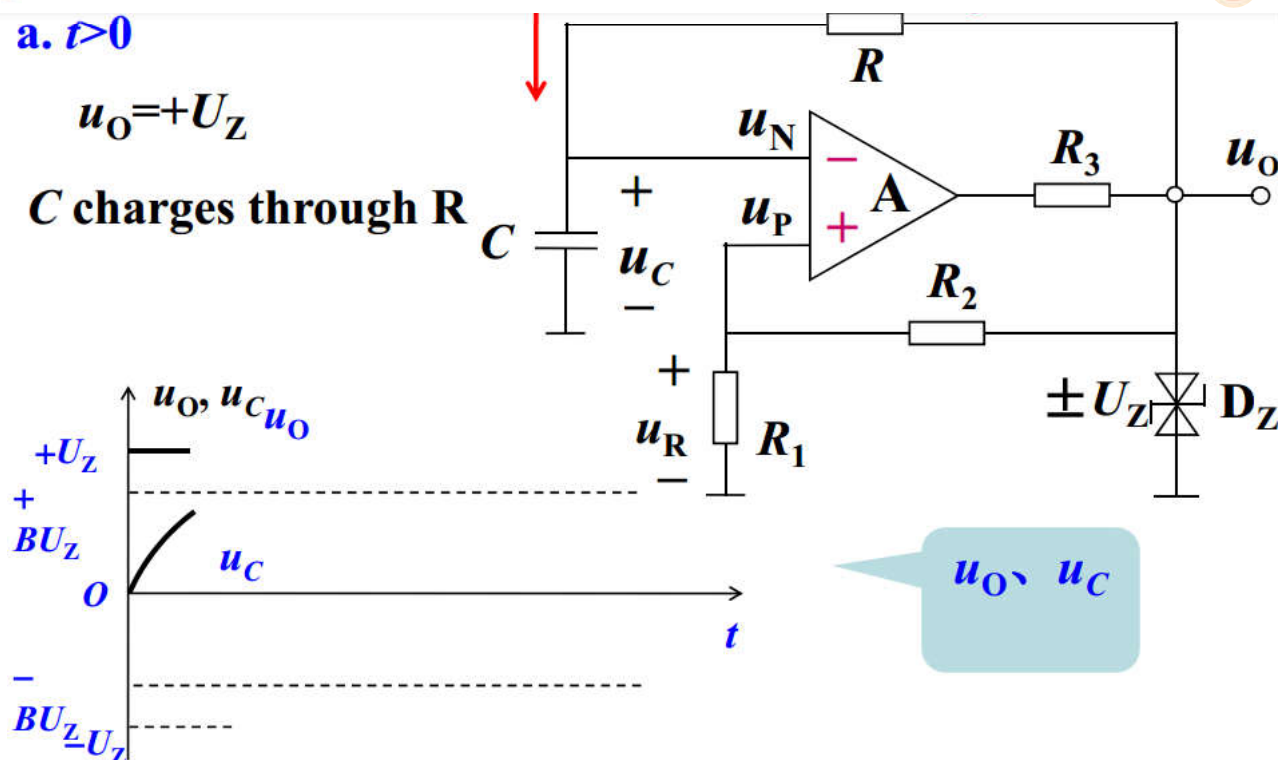
https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

假设0时刻 u_O 为 $+U_Z$ ，电容上的电压 u_C 为0，则电容充电 u_C 上升，此时输出电压保持为 $+U_Z$ 。

a. $t > 0$

$$u_O = +U_Z$$

C charges through R

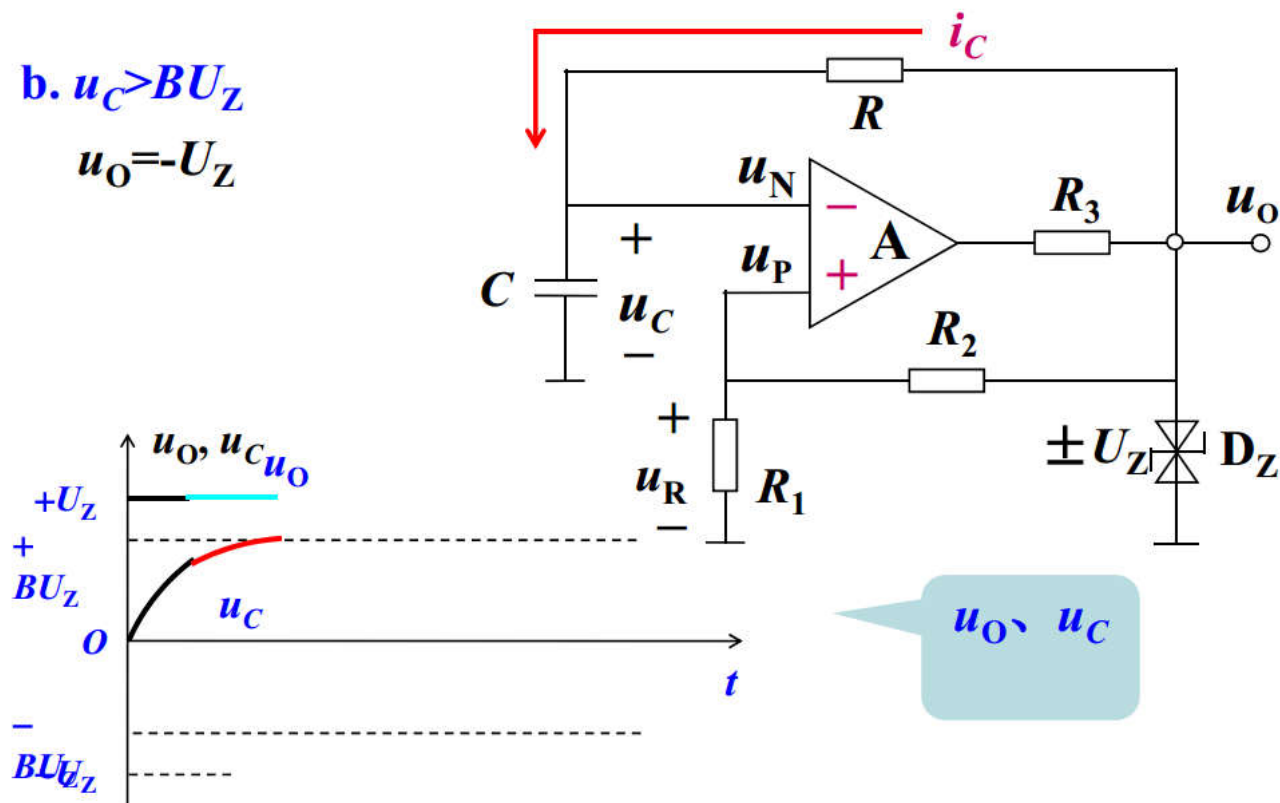


https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

电容电压持续上升，直到 u_C 达到 u_P 时， u_O 跃变为 $-U_Z$ 。

b. $u_C > BU_Z$

$$u_O = -U_Z$$

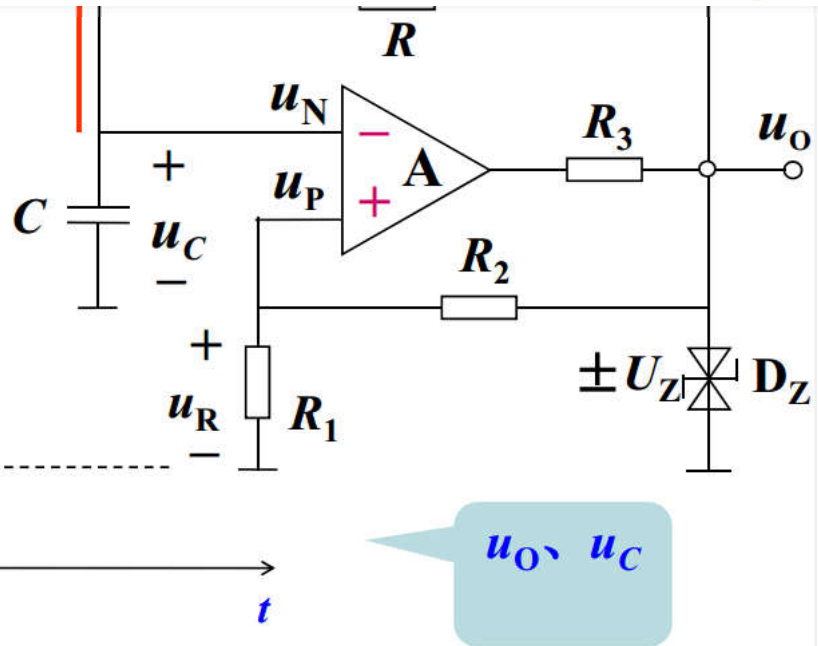


https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

u_O 跃变为 $-U_Z$ 后，电容电压高于输出电压，电容先放电再被反向充电， u_C 持续降低，在此过程中 u_O 保持为 $-U_Z$ 。

c. $u_O = -U_Z$

$u_R = -BU_Z$
C discharges

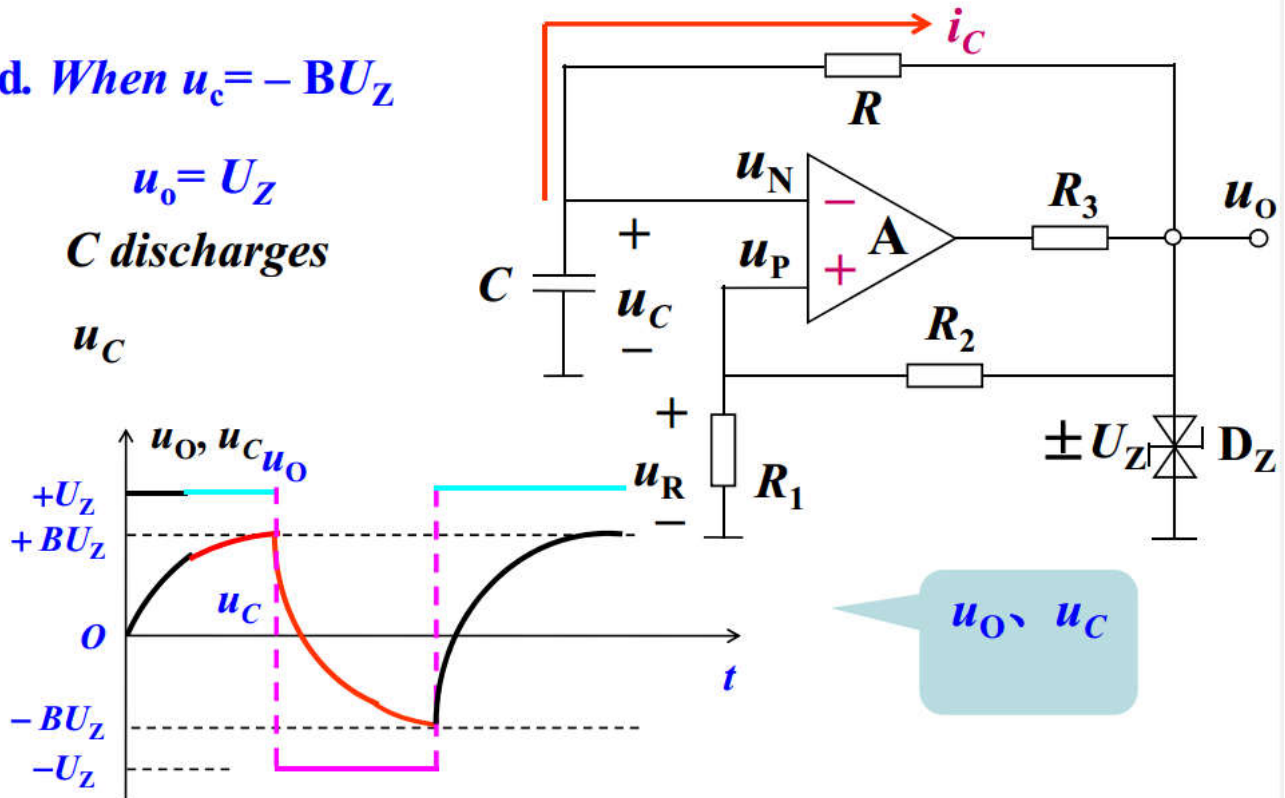


https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

当 u_C 下降至与此时的 u_P 相同时, u_O 跃变为 $+U_Z$ 。此过程不断循环, 电容反复充放电, u_O 反复在 $\pm U_Z$ 间跃变, 输出方波。

d. When $u_C = -BU_Z$

$u_O = U_Z$
C discharges



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

$$u(t) = u_{final} + [u_{initial} - u_{final}] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$u_c(t) = u_c(\infty) + [u_c(0) - u_c(\infty)] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\tau = RC$$

Set $t_2=0$, then

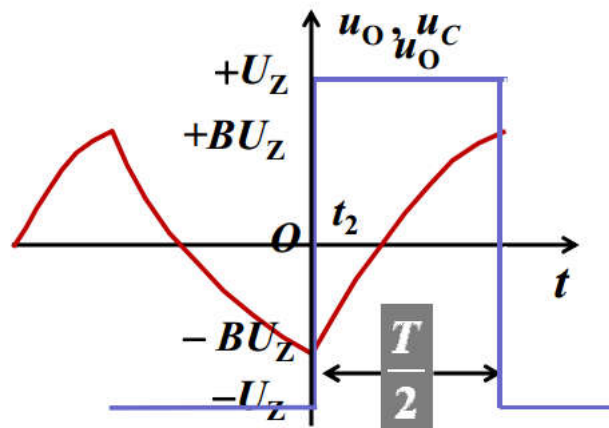
$$u_c(0) = -BU_z \quad u_c(\infty) = U_z$$

$$t=T/2 \quad u_c\left(\frac{T}{2}\right) = BU_z$$

$$BU_z = U_z + [-BU_z - U_z] e^{-\frac{T/2}{RC}}$$

the period of oscillation

$$T = 2RC \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2})$$



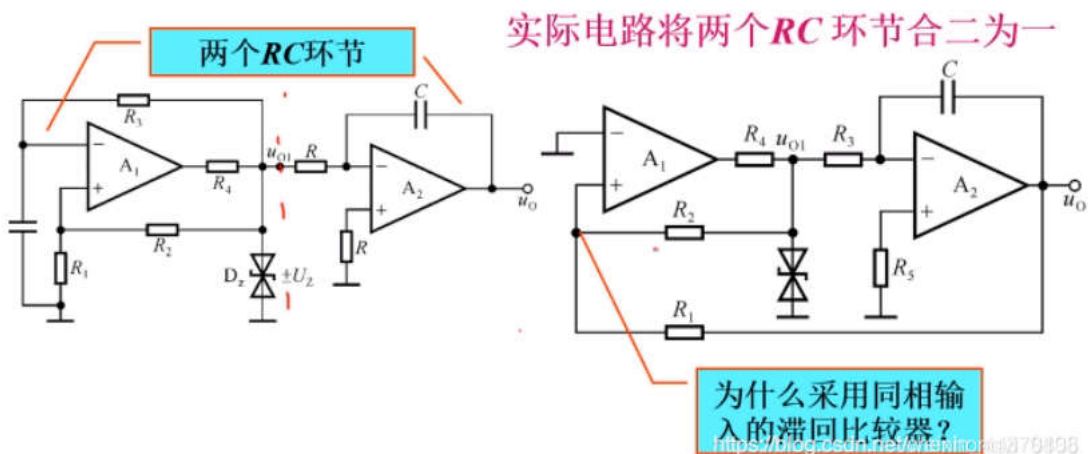
frequency

$$f = \frac{1}{2RC \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2})}$$

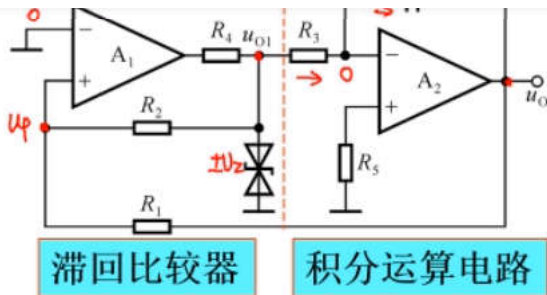
https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

三角波

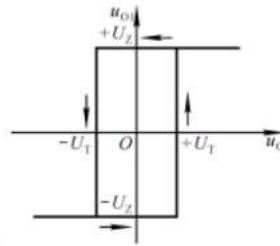
三角波通常由方波经积分电路运算得到，下面两张图中左边为方波发生器（滞回比较器），右图为积分电路。



在原来的反相输入的滞回比较器中，当 u_{O1} 为 $+U_z$ 时， u_{N1} 是一个正向充电的过程，电位增大，反向积分输出则是降低的（自激振荡电路需要反馈）， u_z 把输出接到 u_{N1} ，两者将产生矛盾，所以改为同相输入。



$$u_O = -\frac{R_3 C}{R_5} \frac{d u_{O1}}{dt} + u_{O1} \left(\frac{R_3}{R_5} + 1 \right)$$



求滞回比较器的电压传输特性：三要素

U_{OH} 、 U_{OL} ， U_T ， u_i 过 U_T 时曲线的跃变方向。

$$u_{P1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{O1} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_O \stackrel{=0}{\Rightarrow} u_O = -\frac{R_1}{R_2} u_{O1}$$

令 $u_{P1} = u_{N1} = 0$ ，将 $u_{O1} = \pm U_Z$ 代入，求出 $\Rightarrow \pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_2} \cdot U_Z$

Handwritten notes: $\frac{1}{2} u_{O1} = +U_Z \Rightarrow U_{T1} = -\frac{R_1}{R_2} U_Z$
 $\frac{1}{2} u_{O1} = -U_Z \Rightarrow U_{T2} = \frac{R_1}{R_2} U_Z$

上图的三角波发生电路振荡原理为：合闸通电时，通常C上电压为0，设 u_{O1} 上升，则 u_{P1} 上升，因此 u_{O1} 继续上升，直至 $u_{O1} = U_Z$ （第一暂态）；积分电路， u_O 下降，一旦 u_O 过 $-U_T$ ， u_{O1} 从 $+U_Z$ 跃变到 $-U_Z$ （第二暂态）。积分电路正向积分， u_O 上升，一旦 u_O 过 $+U_T$ ， u_{O1} 从 $-U_Z$ 跃变为 $+U_Z$ ，返回第一暂态。过程，产生周期性变化，即振荡。

锯齿波

尖顶波

阶梯波

场效应管放大电路

场效应管工作原理

场效应管FET有3个端口，分别为栅极、源极和漏极。场效应管的本质就是在 v_{GS} 超过阈值电压 v_{TN} 时，能够通过 v_{GS} 和 v_{DS} 来控制通过源极和漏极的电流。场效应管分为加强型和耗尽型，每种类型又分n沟道和p沟道，但是工作原理非常类似。

场效应管有3种工作状态，分别为未饱和区、饱和区和截止区。MOSFET必须工作在饱和区，输出信号只能加载在栅极和源极上，输出信号只能接在漏极，因为栅极没有电流，不能传输信号。下图是n沟道加强型FET的工作区。

	Channel & Bias	i_D & v_{DS}
Non-Saturation Region	<p>Channel exists at S: $v_{GS} > V_{TN}$</p> <p>Channel exists at D: $v_{GD} > V_{TN}$</p> <p>Non-Saturation Region</p> <p>or $v_{DS} < v_{GS} - V_{TN}$</p> <p>or $v_{DS} < v_{DS(sat)}$</p> <p>where</p> <p>$v_{DS(sat)} = v_{GS} - V_{TN}$</p>	<p>i_D controlled by v_{GS} and v_{DS}</p> <p>$i_D = K_n[2(v_{GS} - V_{TN})v_{DS} - v_{DS}^2]$</p> <p>$v_{DS}$ is small $v_{DS} < v_{DS(sat)}$</p>
Saturation Region	<p>Channel exists at S: $v_{GS} > V_{TN}$</p> <p>no Channel at D: $v_{GD} < V_{TN}$</p> <p>or $v_{DS} > v_{DS(sat)}$</p> <p>Saturation region</p>	<p>Ideally i_D controlled by v_{GS}</p> <p>$i_D = K_n(v_{GS} - V_{TN})^2$</p> <p>$v_{DS} > v_{DS(sat)}$</p>
Cutoff Region	no Channel at S: $v_{GS} < V_{TN}$	$i_D = 0$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

下图是p沟道加强型FET的工作区。p沟道与n沟道的主要区别在于电压方向相反，GS变为SG，DS变为SD，大于变为小于，加号变为减号（或者理解道的公式，但阈值电压为负值）。

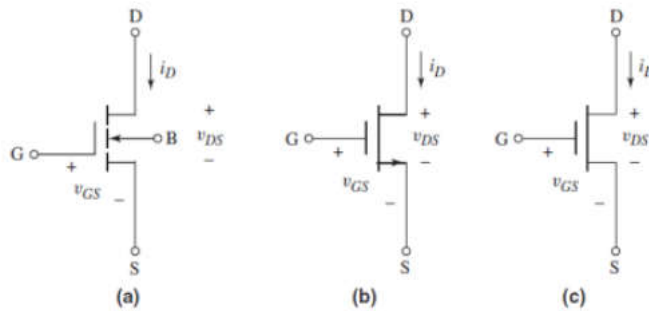
	Channel & Bias	i_D & v_{SD}
Non-Saturation Region	<p>Channel exists at S: $v_{SG} < V_{TP}$</p> <p>Channel exists at D: $v_{GD} < V_{TP}$</p> <p>Non-Saturation Region</p> <p>where $v_{SD(sat)} = v_{SG} + V_{TP}$</p>	<p>i_D controlled by v_{SG} and v_{SD}</p> <p>$i_D = K_p[2(v_{SG} + V_{TP})v_{SD} - v_{SD}^2]$</p> <p>$v_{SD}$ is small $v_{SD} < v_{SD(sat)}$</p>
Saturation Region	<p>Channel exists at S: $v_{SG} < V_{TP}$</p> <p>no Channel at D: $v_{GD} > V_{TP}$</p> <p>or $v_{SD} > v_{SD(sat)}$</p> <p>Saturation region</p>	<p>Ideally i_D controlled by v_{SG}</p> <p>$i_D = K_p(v_{SG} + V_{TP})^2$</p> <p>Channel exists at D: $v_{GD} < V_{TP}$</p> <p>or $v_{SD} < v_{SD(sat)}$</p> <p>where $v_{SD(sat)} = v_{SG} + V_{TP}$</p>
Cutoff Region	no Channel at S: $v_{SG} > V_{TP}$	$i_D = 0$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

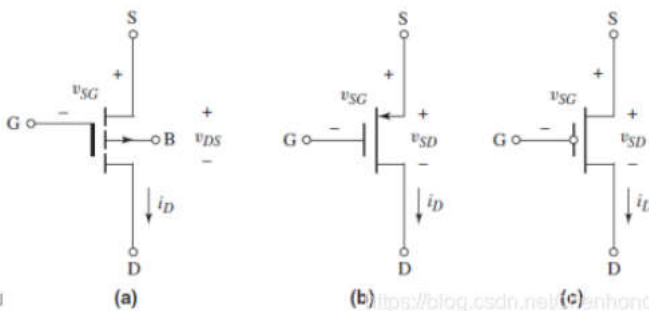
n沟道箭头从源极流出，p沟道从源极流入。部分常用符号如下图所示。

MOS

NMOS



PMOS



耗尽型FET的公式与加强型一致，但阈值电压的方向相反。下图是加强型和耗尽型的n沟道和p沟道的工作区电流计算。

Table 3.1 Summary of the MOSFET current-voltage relationships

NMOS

Nonsaturation region ($v_{DS} < v_{DS}(\text{sat})$)

$$i_D = K_n[2(v_{GS} - V_{TN})v_{DS} - v_{DS}^2]$$

Saturation region ($v_{DS} > v_{DS}(\text{sat})$)

$$i_D = K_n(v_{GS} - V_{TN})^2$$

Transition point

$$v_{DS}(\text{sat}) = v_{GS} - V_{TN}$$

Enhancement mode

$$V_{TN} > 0$$

Depletion mode

$$V_{TN} < 0$$

PMOS

Nonsaturation region ($v_{SD} < v_{SD}(\text{sat})$)

$$i_D = K_p[2(v_{SG} + V_{TP})v_{SD} - v_{SD}^2]$$

Saturation region ($v_{SD} > v_{SD}(\text{sat})$)

$$i_D = K_p(v_{SG} + V_{TP})^2$$

Transition point

$$v_{SD}(\text{sat}) = v_{SG} + V_{TP}$$

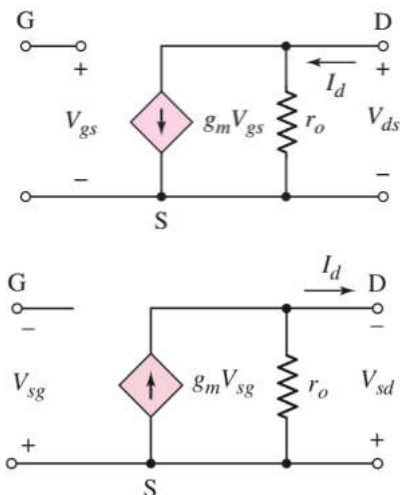
Enhancement mode

$$V_{TP} < 0$$

Depletion mode

$$V_{TP} > 0$$

计算时先直流分析求出静态工作点，再进行交流分析，最后再计算交流电压增益和输入输出电阻。交流小信号分析时，应视电容为通路，电源为短路；等效电路如下图所示。注意，计算输入输出电阻时，输入电阻不包括电源内阻，输出电阻不包括负载电阻。



$$\text{or } g_m = 2\sqrt{K_n I_{DQ}}$$

$$i_d = g_m v_{gs}$$

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{V_{GSQ}}$$

$$= \frac{1}{\lambda K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2} \approx \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = \frac{V_A}{I_{DQ}}$$

共源、共栅、共漏放大电路的电压增益、电流增益、输入电阻、输出电阻具有不同的特性，我们需要根据需要的特性来合理选择放大电路类型。

Table 4.2 Characteristics of the three MOSFET amplifier configurations

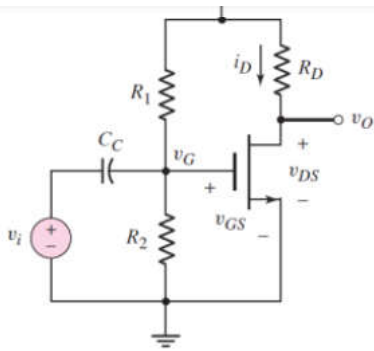
Configuration	Voltage gain	Current gain	Input resistance	Output resistance
Common source	$-A_v > 1$	—	R_{TH}	Moderate to high
Source follower	$A_v \cong 1 (<1)$	—	R_{TH}	Low 带负载能力强
Common gate	$A_v > 1$	$A_i \cong 1$	Low	Moderate to high

直流分析时，一般需遵守以下规则。

Table 6.2 Transformation of elements in dc and small-signal analysis

Element	I-V relationship	DC model	AC model
Resistor	$I_R = \frac{V}{R}$	R	R
Capacitor	$I_C = sCV$	Open 	C
Inductor	$I_L = \frac{V}{sL}$	Short 	L
Diode	$I_D = I_S(e^{v_D/V_T} - 1)$	$+V_\gamma - r_f$	$r_d = V_T/I_D$
Independent voltage source	$V_S = \text{constant}$	$+V_S -$ 	Short
Independent current source	$I_S = \text{constant}$	I_S 	Open

共源放大电路



$$V_{GS} = V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

KVL1: the **drain current** is:

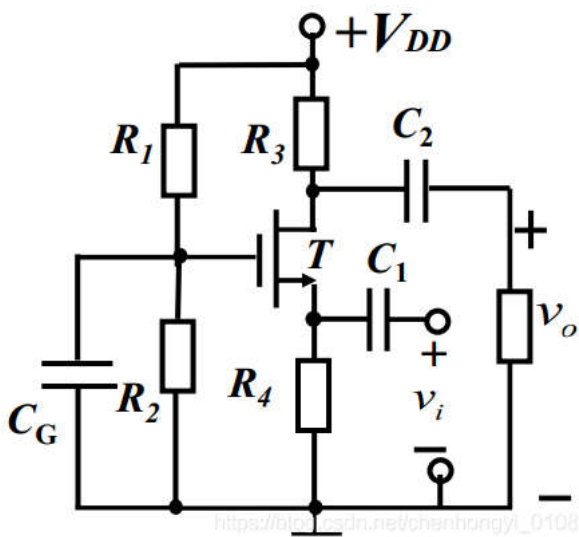
$$I_D = K_n (V_{GS} - V_{TN})^2$$

KVL2: the **drain-to-source voltage** is:

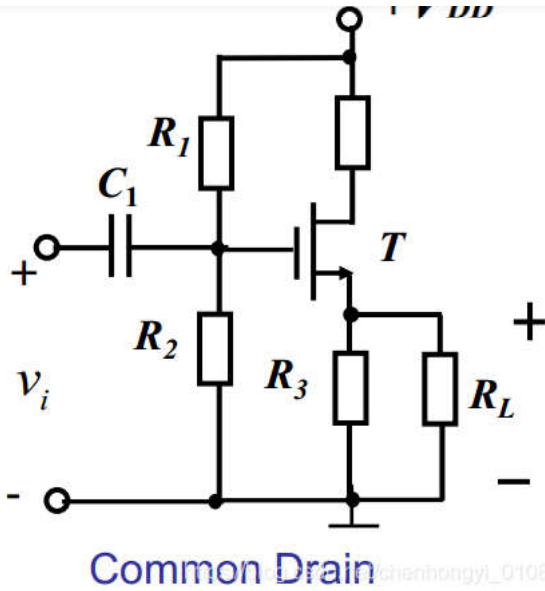
$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$

Check if $V_{DS} > V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_{TN}$,

共栅放大电路



共漏放大电路



场效应管电路应用

FET放大电路有很多用途，比如反相器、NOR逻辑门、电流源和多级放大电路。

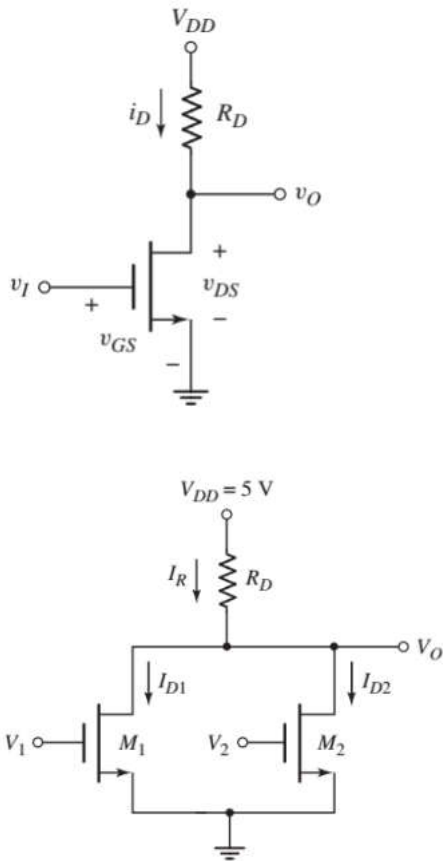


Figure 3.46 A two-input NMOS NOR logic gate

Table 3.2 NMOS NOR logic circuit response

$V_1(\text{V})$	$V_2(\text{V})$	$V_O(\text{V})$
0	0	High
5	0	Low
0	5	Low
5	5	Low

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

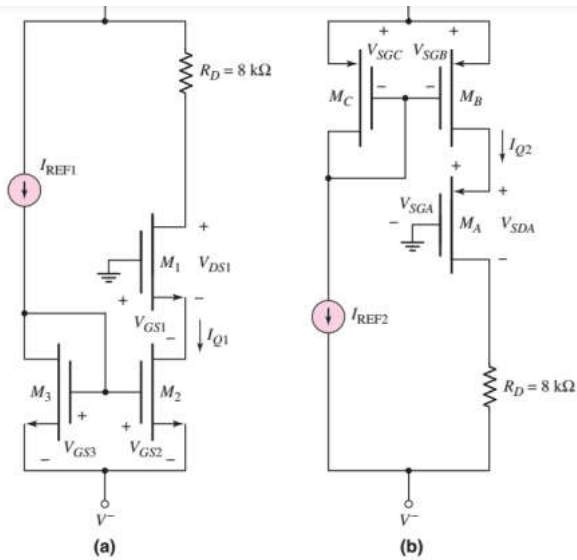
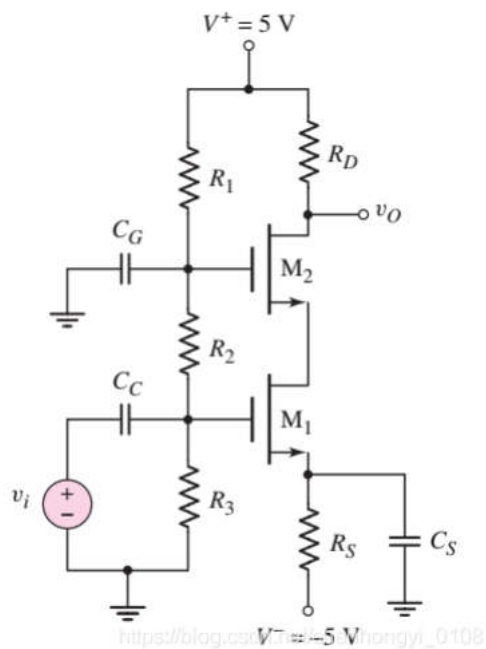
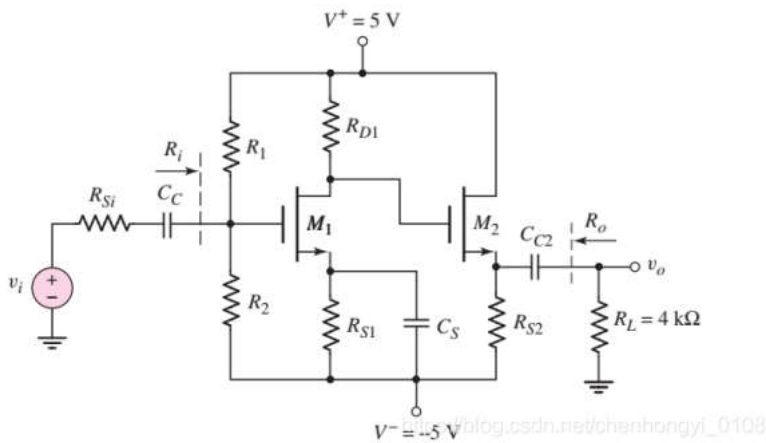


Figure 3.49 (a) NMOS current mirror and (b) PMOS current mirror



三极管放大电路

如果说场效应管通过电压控制电流，三极管则通过电流来控制电流。三极管BJT也有3个端口，分别为基极、集电极和发射极。三极管的实质是以基极变化量来控制集电极电流较大的变化量。三极管也有3种工作状态，分别为放大区、饱和区和截止区。三极管通常工作在放大区。正常工作时，基极和发射极间的电压为 $V_{BE(on)}$ ， V_{CE} 通常由电路其它部分计算得出。

relationships in the active region

nnp

$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{v_{BE}/V_T} \\ i_E &= \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T} \\ i_B &= \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{BE}/V_T} \end{aligned}$$

npn

$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{v_{EB}/V_T} \\ i_E &= \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{EB}/V_T} \\ i_B &= \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{EB}/V_T} \end{aligned}$$

For both transistors

$$\begin{aligned} i_E &= i_C + i_B & i_C &= \beta i_B \\ i_E &= (1 + \beta) i_B & i_C &= \alpha i_E = \left(\frac{\beta}{1 + \beta} \right) i_E \\ \alpha &= \frac{\beta}{1 + \beta} & \beta &= \frac{\alpha}{1 - \alpha} \end{aligned}$$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_{v_{BE} = \text{const}} \approx \frac{V_A}{I_{CQ}} \quad \text{Output resistance}$$

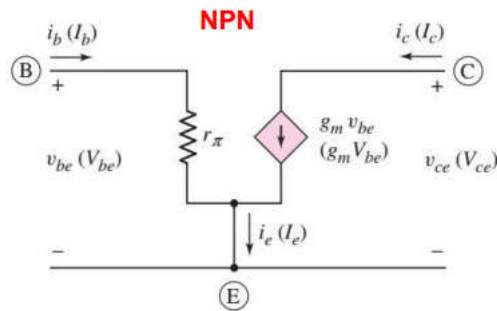
BJT放大电路的交流小信号模型 及其计算如下图所示。

Hybrid- π Equivalent Circuit

$$v_{be} = i_b r_\pi$$

$$\frac{v_{be}}{i_b} = r_\pi = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

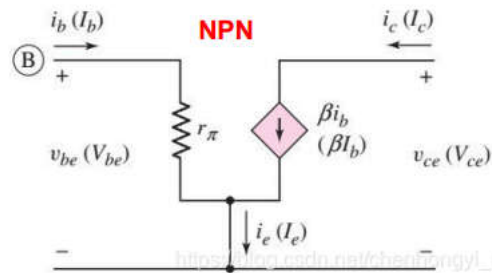
$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad i_c = g_m v_{be}$$



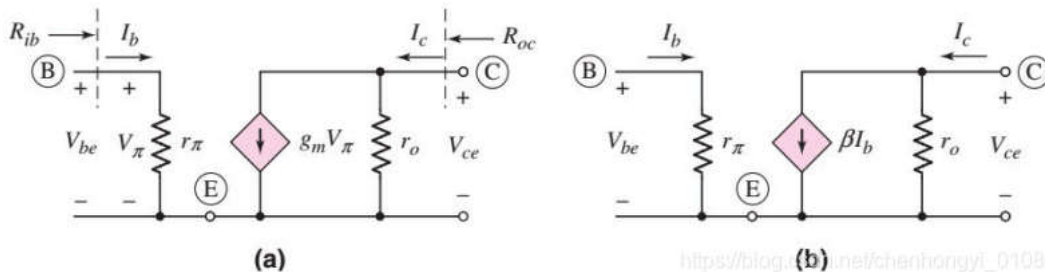
Alternative Form of Equivalent Circuit

$$i_c = \beta i_b$$

$$r_\pi g_m = \left(\frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \right) \cdot \left(\frac{I_{CQ}}{V_T} \right) = \beta$$



考虑到输出电阻 r_o 时，等效电路如下图所示。



示例分析如下。

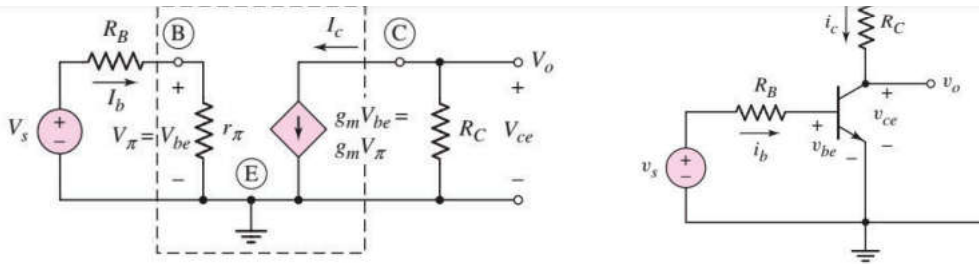


Figure 6.11 The small-signal equivalent circuit of the common-emitter circuit shown in Figure 6.3. The small-signal hybrid- π model of the npn bipolar transistor is shown within the dotted lines.

$$V_o = V_{ce} = -(g_m V_\pi) R_C$$

$$V_\pi = \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} \right) \cdot V_s$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = -(g_m R_C) \cdot \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} \right)$$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

三极管放大器可以用来放大电压或者电流。

Table 6.3 Four equivalent two-port networks

Type	Equivalent circuit	Gain property
Voltage amplifier		Output voltage proportional to input voltage
Current amplifier		Output current proportional to input current
Transconductance amplifier		Output current proportional to input voltage
Transresistance amplifier		Output voltage proportional to input current

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

共基、共集、共射放大电路的电压增益、电流增益、输入电阻、输出电阻具有不同的特性，我们需要根据需要的特性来合理选择放大电路类型。

	Common Emitter	Common Base	Common Collector
Voltage Gain	large	large	Less than 1
Current gain	large	Less than 1	large
Input resistance	Moderate	Small	large
Output resistance	Moderate	Large	Small

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

6.7 Common Base Amplifier

1.DC Analysis

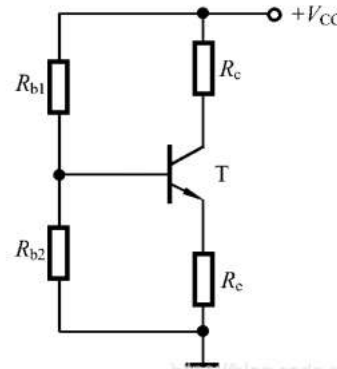
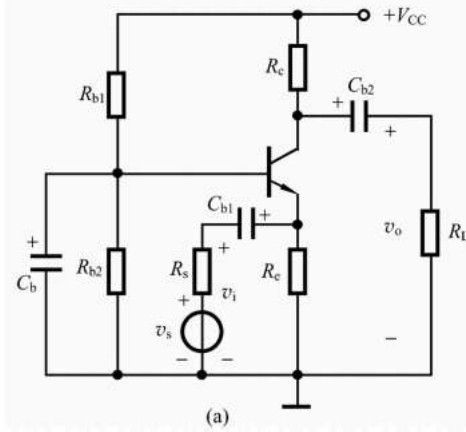
From the DC circuit, we have

$$V_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}$$

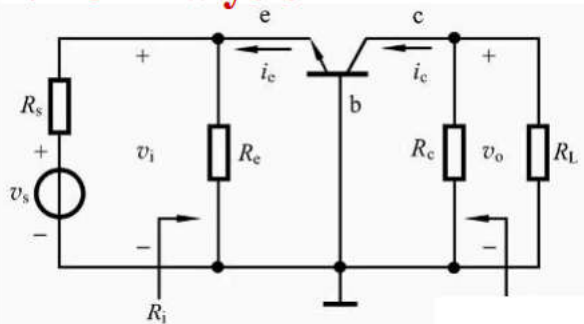
$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e \\ \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e)$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$

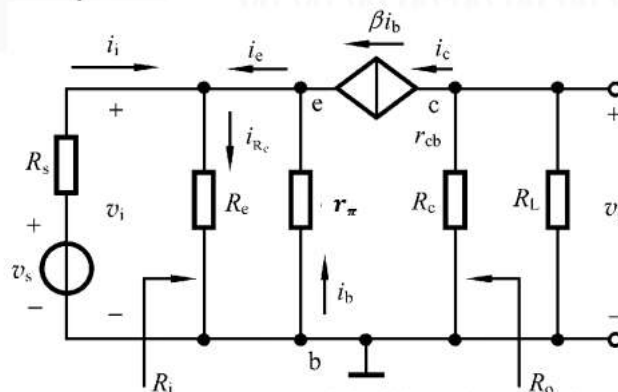


2.AC Analysis



AC Circuit

Small signal equivalent circuit



2.AC Analysis

① Voltage gain

$$v_i = -i_b r_\pi$$

$$v_o = -\beta i_b R'_L$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\beta R'_L}{r_\pi}$$

$$R'_L = R_c \parallel R_L$$

② Input Resistance

$$R'_i = \frac{v_i}{-i_e} = \frac{-i_b r_\pi}{-(1+\beta)i_b} = \frac{r_\pi}{1+\beta}$$

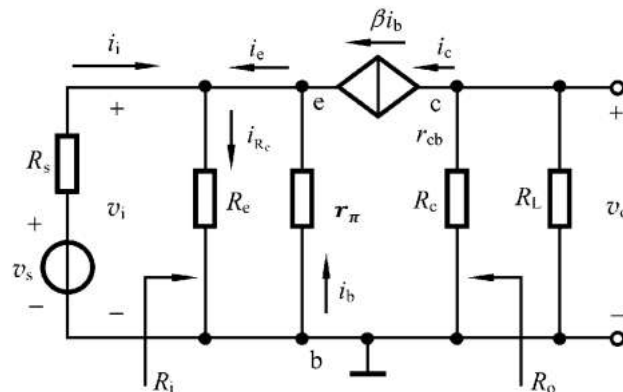
$$R_i = R_e \parallel \frac{r_\pi}{1+\beta} \approx \frac{r_\pi}{1+\beta}$$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

2.AC Analysis

③ Output Resistance

$$R_o \approx R_c$$

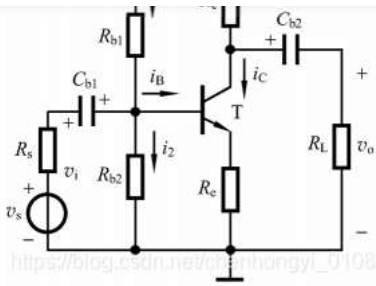


Common base is a non-inverting amplifier.

It provides large voltage gain.

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

共射放大电路



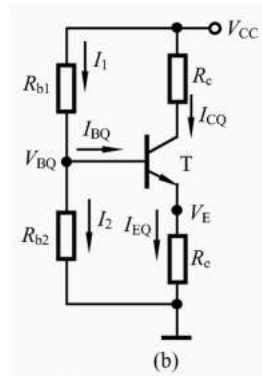
1. DC Analysis

$$V_B \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_B - V_{BEQ}}{R_e}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e)$$

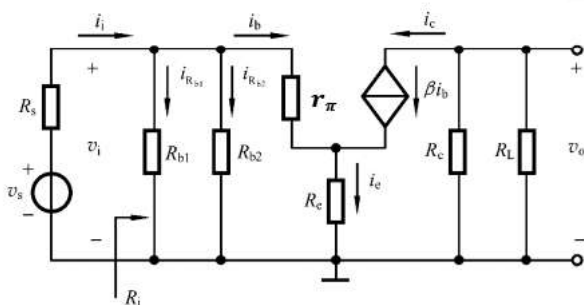
$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$



2. AC Analysis

① Voltage Gain

Small signal equivalent circuit

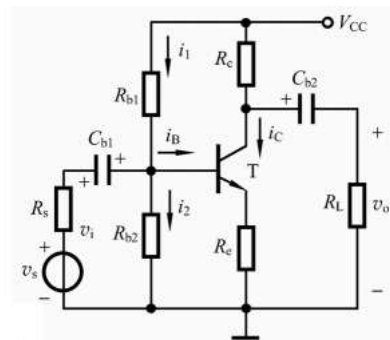


$$v_o = -i_c(R_c \parallel R_L)$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$v_i = i_b r_\pi + (1 + \beta) i_b R_e$$

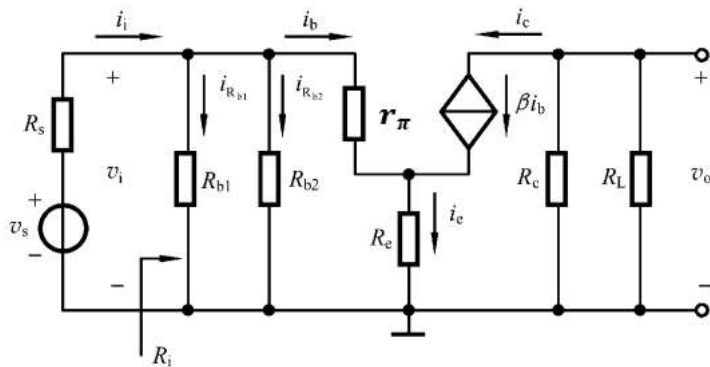
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_\pi + (1 + \beta)R_e}$$



2. Voltage Gain

$$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel (r_\pi + (1 + \beta)R_e)$$

Small signal equivalent circuit



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

2. AC Analysis

③ Output resistance

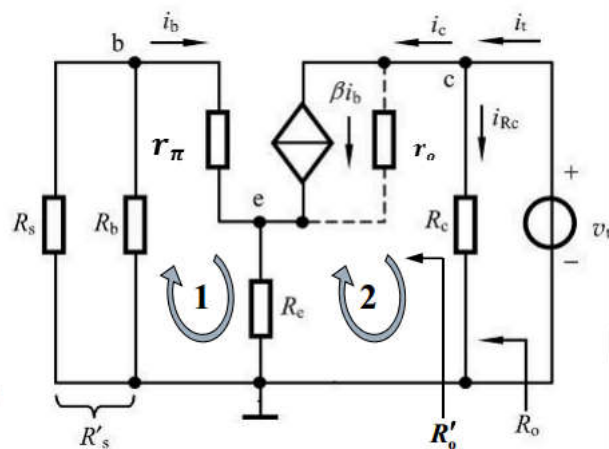
If r_o is not neglected

For Loop1, and Loop2, we write the KVL equations as follows

$$\begin{cases} i_b (r_\pi + R'_s) + (i_b + i_c)R_e = 0 & (1) \\ v_t - (i_c - \beta i_b) r_o - (i_c + i_b)R_e = 0 & (2) \end{cases}$$

then
$$R'_o = \frac{v_t}{i_c} = r_o \left(1 + \frac{\beta \cdot R_e}{r_\pi + R'_s + R_e} \right)$$

where $R'_s = R_s \parallel R_{b1} \parallel R_{b2}$



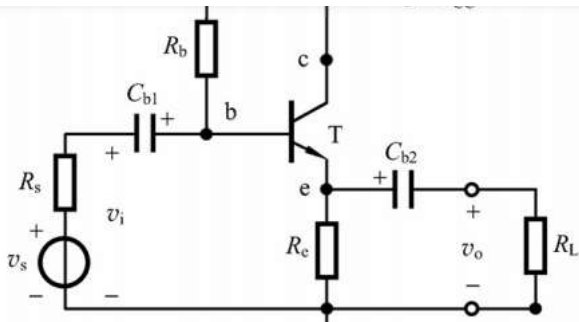
$$R_o = R_c \parallel R'_o$$

if $R'_o \gg R_c$ 时,

$$R_o \approx R_c$$

Generally $R'_o > r_o \gg R_c$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

6.6 Common Collector

CC amplifier shown in Fig.1

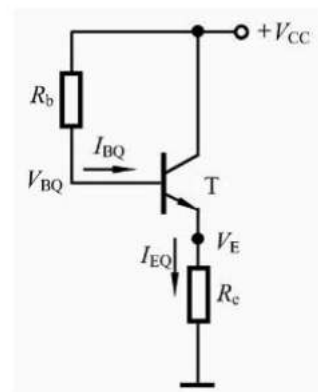
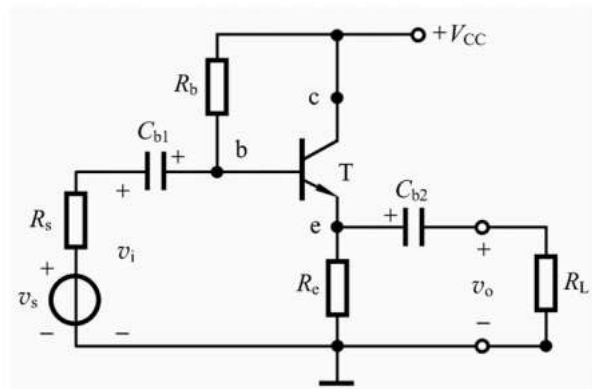
CC amplifier also called as
Emitter follower

1.DC Analysis

Since
$$\begin{cases} V_{CC} = I_{BQ} R_b + V_{BEQ} + I_{EQ} R_e \\ I_{EQ} = (1 + \beta) I_{BQ} \end{cases}$$

then
$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta) R_e} \quad I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ} R_e \approx V_{CC} - I_{CQ} R_e$$

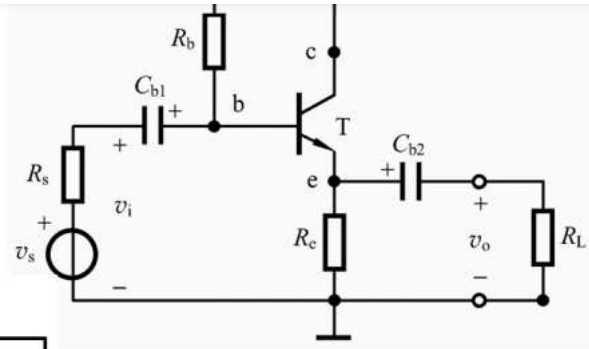
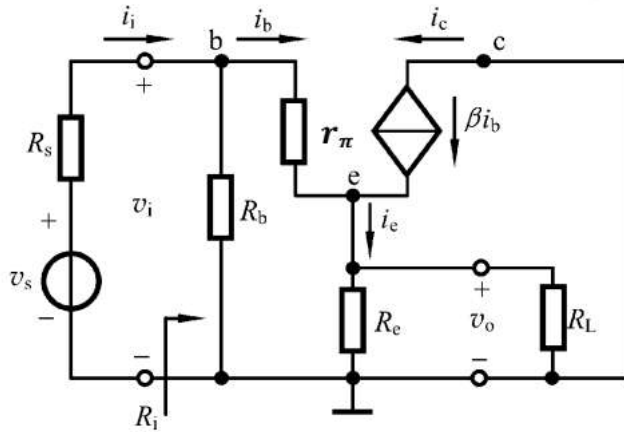


DC Circuit

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

2.AC Analysis

① Small signal equivalent circuit



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

2.AC Analysis

② Voltage gain

the output:

$$v_i = i_b r_\pi + (i_b + \beta i_b) R'_L$$

where $R'_L = R_e \parallel R_L$

the output: $v_o = (i_b + \beta \cdot i_b) R'_L = i_b (1 + \beta) R'_L$

Voltage Gain

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_b (1 + \beta) R'_L}{i_b [r_\pi + (1 + \beta) R'_L]} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_\pi + (1 + \beta) R'_L} \approx \frac{\beta \cdot R'_L}{r_\pi + \beta \cdot R'_L} < 1$$

Generally $\beta \cdot R'_L \gg r_\pi$, A_v is close to 1 but less than 1

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

2.AC Analysis

③ Input Resistance

$$R_i = \frac{v_i}{i_i}$$

From the circuit, we know

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_b \parallel R'_i$$

$$\begin{cases} R'_i = \frac{v_i}{i_b} = \frac{i_b[r_\pi + (1 + \beta)R'_L]}{i_b} = r_\pi + (1 + \beta)R'_L \\ R'_L = R_e \parallel R_L \end{cases}$$

then $R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_b \parallel [r_\pi + (1 + \beta)R'_L]$

Since $\beta \gg 1$, $\beta \cdot R'_L \gg r_\pi$ 时, $R_i \approx R_b \parallel \beta \cdot R'_L$ Large Input resistance

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

2.AC Analysis

④ Output resistance

From the circuit

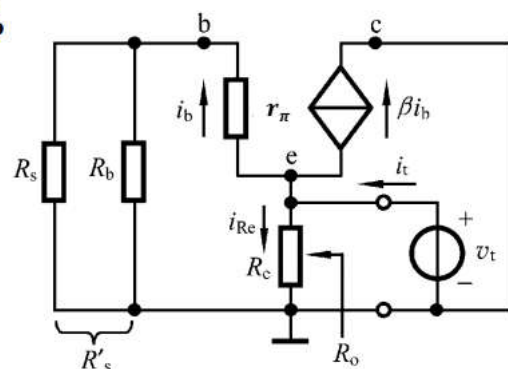
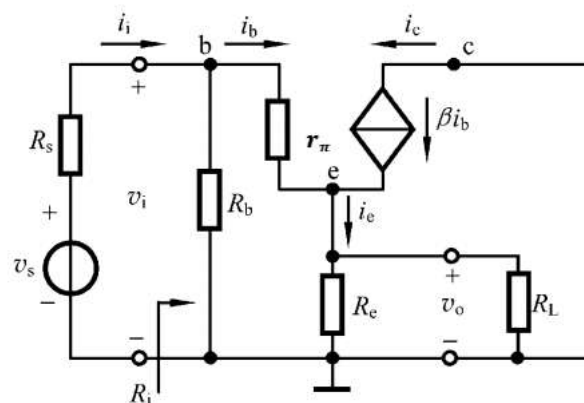
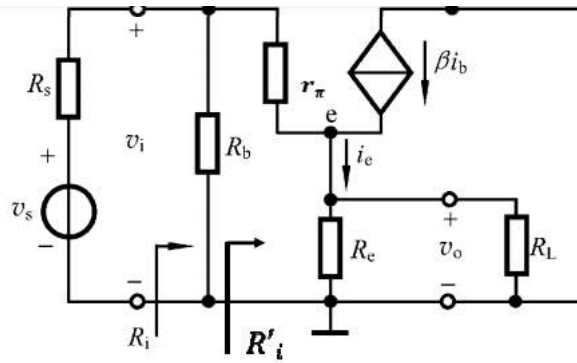
$$\begin{cases} i_t = i_b + \beta i_b + i_{R_e} \\ v_t = i_b (r_\pi + R'_s) \\ v_t = i_{R_e} R_e \end{cases} \text{ where } R'_s = R_s \parallel R_b$$

then $R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_e \parallel \frac{R'_s + r_\pi}{1 + \beta}$

when $R_e \gg \frac{R'_s + r_\pi}{1 + \beta}$, $\beta \gg 1$,

$$R_o \approx \frac{R'_s + r_\pi}{\beta}$$

Small output resistance



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

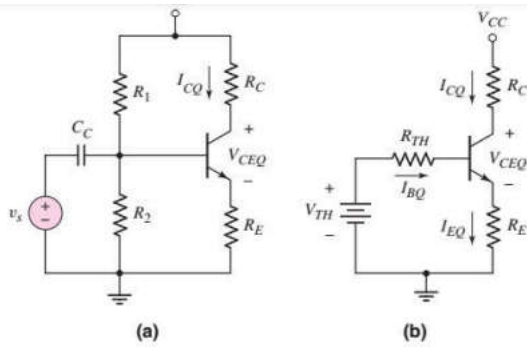


Figure 5.54 (a) A common-emitter circuit with an emitter resistor and voltage divider bias circuit in the base; (b) the dc circuit with a Thevenin equivalent base circuit

Thevenin equivalent:

$$V_{TH} = [R_2/(R_1 + R_2)]V_{CC}$$

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2$$

$$V_{TH} = I_{BQ}R_{TH} + V_{BE(on)} + I_{EQ}R_E$$

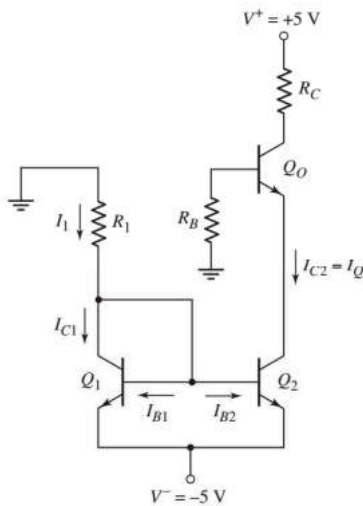
$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ}$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{TH} - V_{BE(on)}}{R_{TH} + (1 + \beta)R_E}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \frac{\beta(V_{TH} - V_{BE(on)})}{R_{TH} + (1 + \beta)R_E}$$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

它还可以用作电流源和多级放大电路。



$$I_1 = \frac{-(V^- + V_{BE(on)})}{R_1}$$

$$I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}$$

When Q1 and Q2 are Identical:

$$I_1 = I_{C1} + 2I_{B2}$$

$$I_{C2} = I_Q = \frac{I_1}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)}$$

Figure 5.60 Transistor Q_O biased with a constant current source. The transistors Q_1 and Q_2 form a current mirror.

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

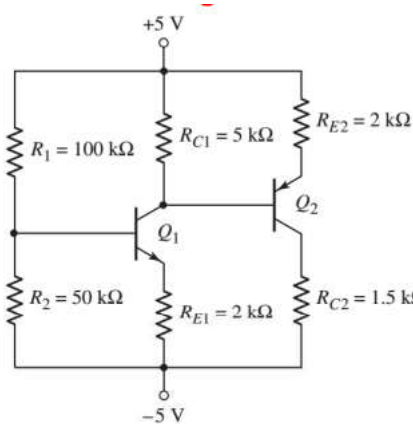
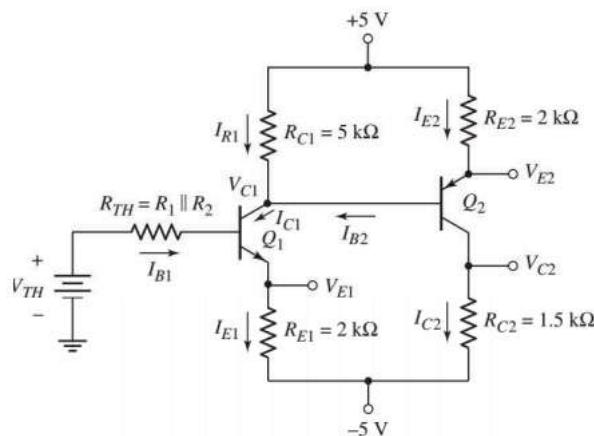


Figure 5.61 A multistage transistor circuit



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

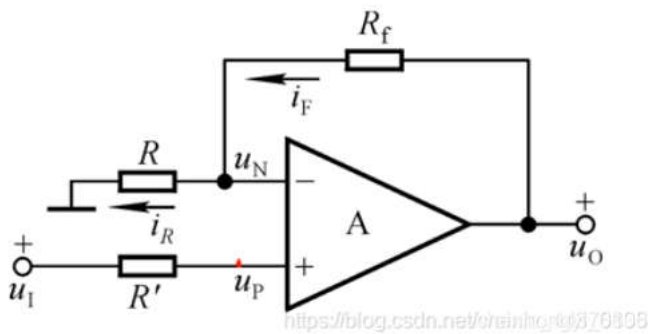
运算电路

除放大与反向电路可以通过三极管和场效应管实现以外，运算电路大部分是通过集成运放实现的。集成运放具有以下几个主要的参数特点。

- ①在线性工作区内，输出电压 $u_o = A_{od}(u_P - u_N)$ ， A_{od} 为增益， u_P 与 u_N 分别为正向输入端与反向输入端的输出电压。
- ②理想运放的增益和输入电压均为无穷大，即具有“虚断”的特点，正向与反向输入端应视为无电流流入。

同相比例

运放实现同相比例



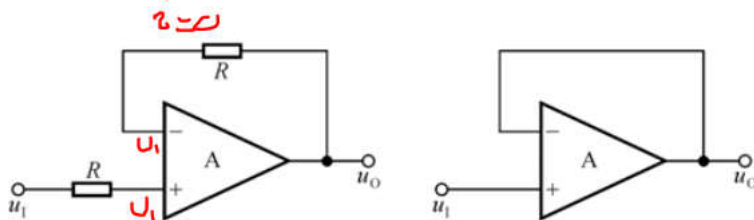
$$u_N = u_P = u_I$$

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot u_N$$

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot u_I$$

电压跟随器

电压跟随器可以算是同相比例运算电路中的一个特例，注意左图为实际电路，右图为考虑“虚断”时的等效电路，电阻的存在是为了保护电路。



$$u_O = u_N = u_P = u_I$$

<https://blog.csdn.net/orainngggg876808>

三极管实现同相比例

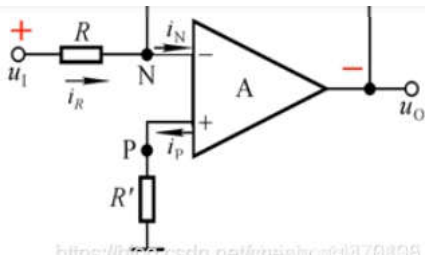
见三极管部分。

场效应管实现同相比例

见场效应管部分。

反相比例

运放实现反相比例



$$i_N = i_P = 0,$$

$$u_N = u_P = 0 \text{ —— 虚“地”}$$

$$i_R = i_F$$

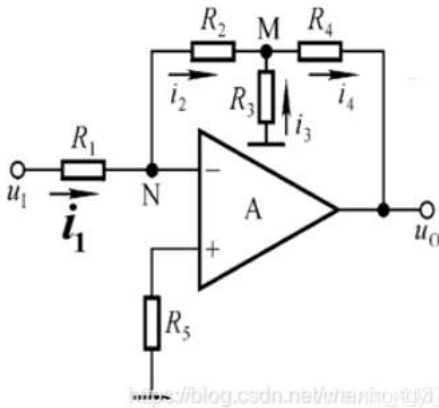
$$\Rightarrow \frac{u_I}{R} = \frac{0 - u_O}{R_f}$$

$$u_O = -\frac{R_f}{R} \cdot u_I$$

$$A_{uf} = -\frac{R_f}{R}$$

T形反馈网络改进

如果输入电阻和放大系数都比较大，则需要的 R_f 很大，会造成较大的噪声，此时可用T形反馈网络来改进。



$$\text{结点N: } i_2 = i_1 \quad \frac{0 - u_M}{R_2} = \frac{u_I}{R_1}$$

$$\Rightarrow u_M = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_I$$

$$\text{结点M: } i_2 + i_3 = i_4 \quad i_2 = -\frac{u_M}{R_2}$$

$$\Rightarrow u_O = u_M - (i_2 + i_3)R_4 \quad i_3 = -\frac{u_M}{R_3}$$

$$u_O = -\frac{R_2 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2 // R_4}{R_3}\right) \cdot u_I$$

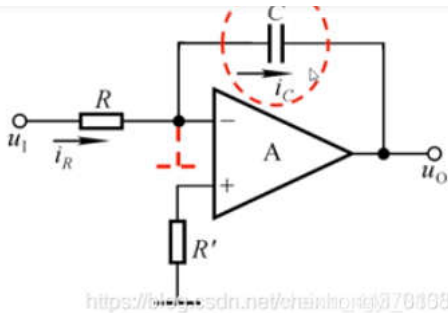
三极管实现反相比例

见三极管部分。

场效应管实现反相比例

见场效应管部分。

积分



<https://blog.csdn.net/chenhngqj/370808>

$$i_C = i_R \quad C \frac{d(0 - u_o)}{dt} = \frac{u_i}{R}$$

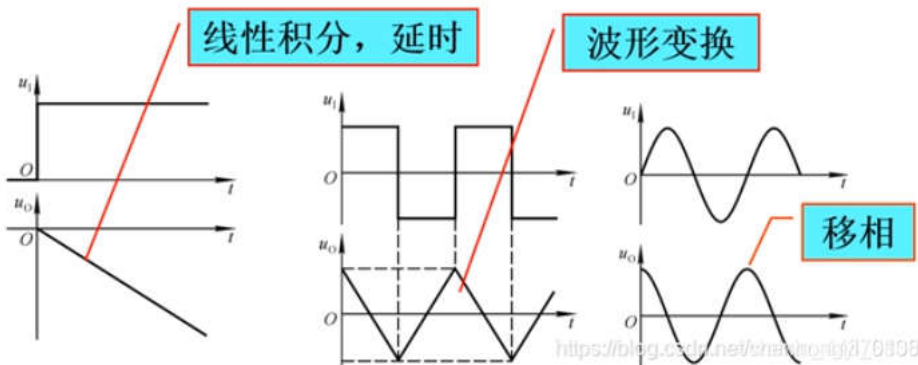
$$u_o = -u_C = -\frac{1}{C} \int \frac{u_i}{R} dt$$

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

<https://blog.csdn.net/chenhngqj/370808>

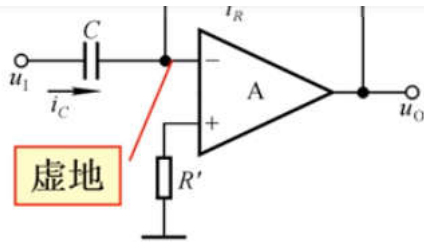
$$u_o = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_i dt + u_o(t_1)$$

注意本电路中积分是反向的，且输出电压除与输入电压的持续变化有关外，还与初始输出电压有关。



积分电路最常用的场合即为波形变换电路，对方波积分可得到三角波，对正弦波积分可得到相位平移的正弦波。左图中的延时功能是通过积分电路与实现的。

微分



<https://blog.csdn.net/chenhqq1370408>

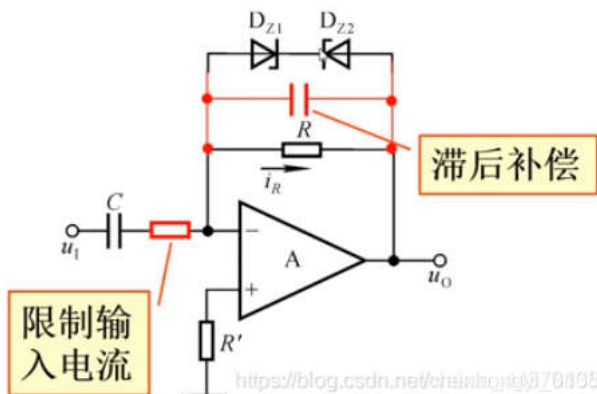
$$i_R = i_C = C \frac{du_I}{dt}$$

$$u_O = -i_R R = -RC \frac{du_I}{dt}$$

<https://blog.csdn.net/chenhqq1370408>

与积分电路相比，微分电路将电阻与电容的位置互换了，实际也就是调换了输入电压和输出电压在等式中的地位。

微分电路改进



<https://blog.csdn.net/chenhqq1370408>

为了克服集成运放的阻塞现象（运放由于某种原因进入非线性区而不能自动恢复的现象）和自激振荡，使用电路应采取措施：加入一个电阻限制通过流，用米勒补偿减小自激振荡；为避免输入幅度无限制增大，加入两个稳压管，使得输出电压为正负（击穿电压+导通电压）。

PID调节器

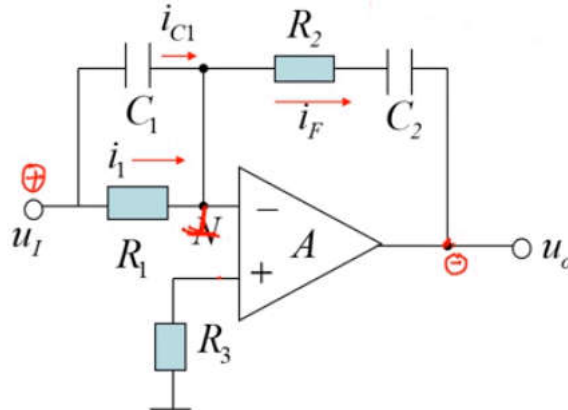
例：0.1.3 在自动控制系统中，常采用如图所示的PID调节器，试分析输出电压与输入电压的运算关系式。

解：根据“虚短”和“虚断”的特点，可知：

$$u_P = u_N = 0$$

节点N: $i_F = i_{C1} + i_1$

$$i_F = C_1 \frac{du_I}{dt} + \frac{u_I}{R_1}$$

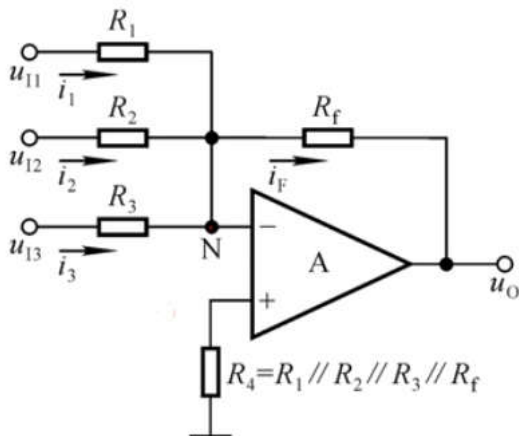


$$\begin{aligned} u_o &= -R_2 i_F - \frac{1}{C_2} \int i_F dt = -R_2 C_1 \frac{du_I}{dt} - \frac{R_2}{R_1} u_I - \frac{1}{C_2} \int (C_1 \frac{du_I}{dt} + \frac{u_I}{R_1}) dt \\ &= -(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}) u_I - R_2 C_1 \frac{du_I}{dt} - \frac{1}{R_1 C_2} \int u_I dt \end{aligned}$$

<https://blog.csdn.net/chenhongq6876868>

加法

反相求和



<https://blog.csdn.net/chenhongq6876868>

$$u_N = u_P = 0 \text{ (虚地)}$$

$$i_F = i_1 + i_2 + i_3$$

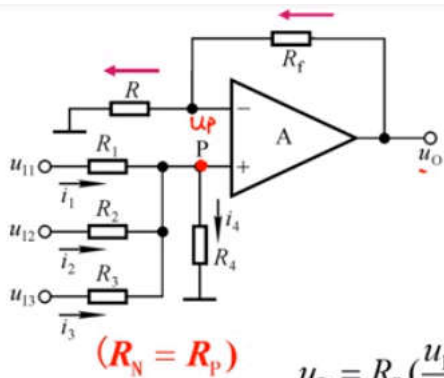
$$\frac{0 - u_o}{R_f} = \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3}$$

$$u_o = -R_f \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$$

$$= -\frac{R_f}{R_1} u_{I1} - \frac{R_f}{R_2} u_{I2} - \frac{R_f}{R_3} u_{I3}$$

<https://blog.csdn.net/chenhongq6876868>

反相求和电路可看做是反相比例电路的变体，其中输入电压部分替换为并联的3个输入电压与电阻，可实现多路输入信号按不同比例求和



$$\text{结点P: } i_1 + i_2 + i_3 = i_4$$

$$\frac{u_{I1} - u_P}{R_1} + \frac{u_{I2} - u_P}{R_2} + \frac{u_{I3} - u_P}{R_3} = \frac{u_P}{R_4}$$

$$\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) u_P$$

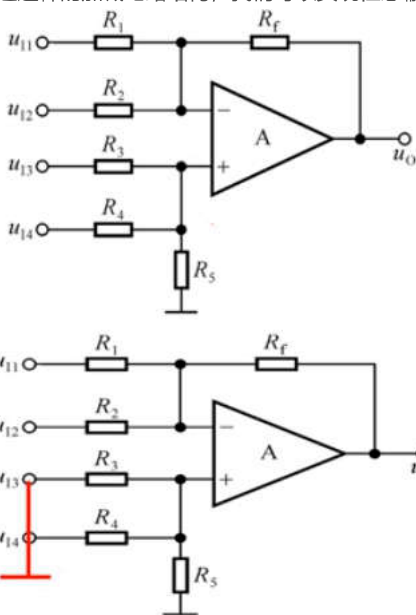
$$u_P = R_P \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right) \quad (R_P = R_1 // R_2 // R_3 // R_4)$$

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R} \right) \cdot u_N = \frac{R + R_f}{R} \cdot \frac{R_f}{R_f} \cdot R_P \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right) \quad (R_N = R // R_f)$$

同理，同相求和电路可看做同相比比例电路的变体。

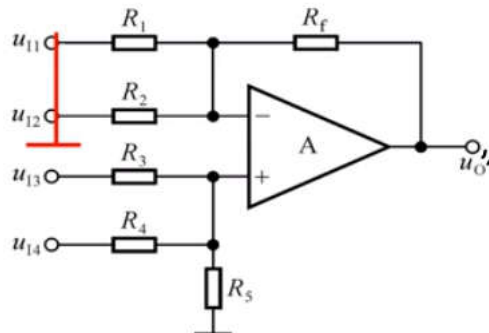
减法

反相求和电路的反相输入端输入 u_{Ii} ，正相输入端接地，为输入电压乘上了负系数；同相求和电路的正相输入端输入 u_{Ii} ，反相输入端接地，为输入电压乘数。如果能够以某种方式结合两种电路，就可以实现减法。而我们都知叠加原理可用于计算此类电路，因此，可以根据叠加原理反向推理出减法电路。通过这样的加减电路结构，我们可以实现任意输入电压的任意系数的线性组合。



反相求和运算电路

$$\text{设 } R_1 // R_2 // R_f = R_3 // R_4 // R_5$$



同相求和运算电路

$$u_o' = -R_f \cdot \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} \right)$$

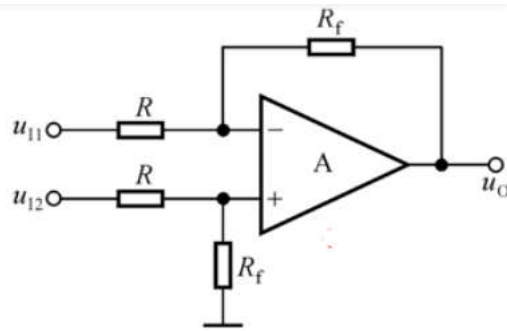
$$u_o'' = R_f \cdot \left(\frac{u_{I3}}{R_3} + \frac{u_{I4}}{R_4} \right)$$

$$\begin{aligned} u_O &= u_o' + u_o'' \\ &= R_f \cdot \left(\frac{u_{I3}}{R_3} + \frac{u_{I4}}{R_4} - \frac{u_{I1}}{R_1} - \frac{u_{I2}}{R_2} \right) \end{aligned}$$

差分放大电路

$$u_O = \frac{R_f}{R} \cdot (u_{I2} - u_{I1})$$

实现了差分
放大电路



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

对数

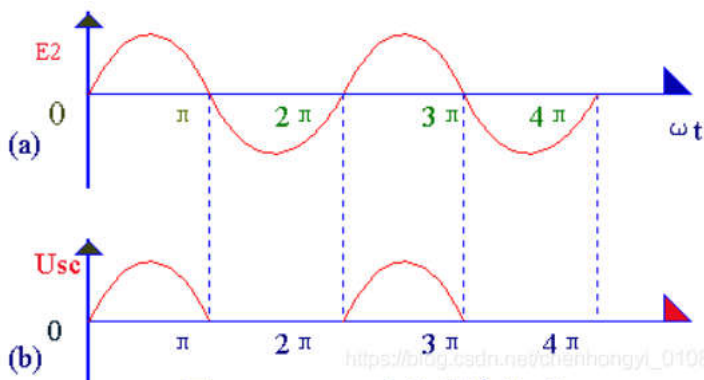
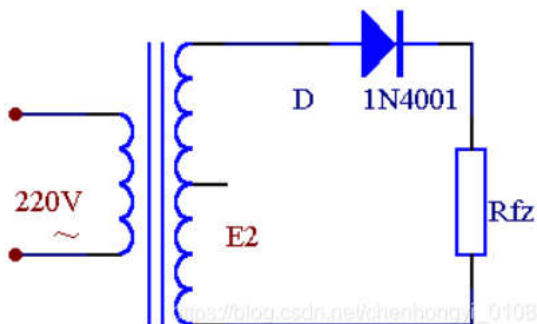
乘法

除法

整流电路

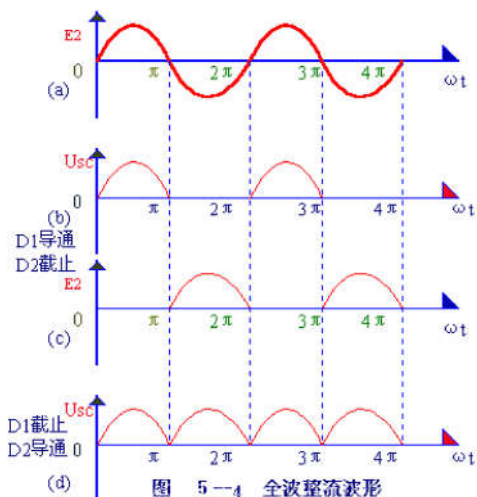
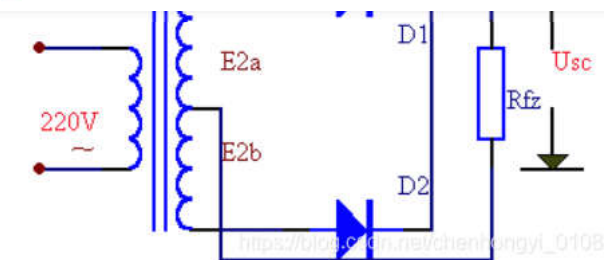
半波整流电路

半波整流电路很容易想到，也非常好理解，利用二极管的单向导通性实现。输出电压的最大值即等于输入电压E2的最大值（忽略二极管上压降的情况）



全波整流电路

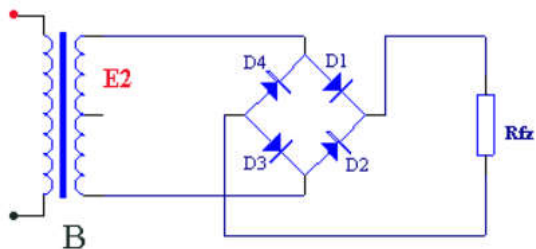
我们很自然地会想到，如果能够合理组合2个半波整流电路，就可以实现全波整流，事实上也确实可行的，但在全波整流时，输出电压的峰值为输入电压的一半。图中电压上高下低时，D1导通，D2截止，输出电压为E2a；电压上低下高时，D1截止，D2导通，输出电压为-E2b（E2b为负数）。



桥式整流电路

桥式整流电路可视为对全波整流电路的改良版本：

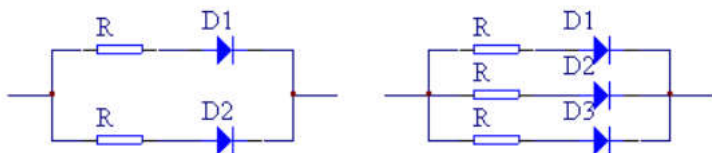
- ① 全波整流电路需要变压器/电源有一个使两端对称的次级中心抽头，这给制作上带来很多麻烦，通过桥式整流电路可以去掉这个抽头。
- ② 全波整流时，截止的二极管需要承受次级电压（有效接入）的两倍压降，而桥式整流只需要承受有效接入的电压。



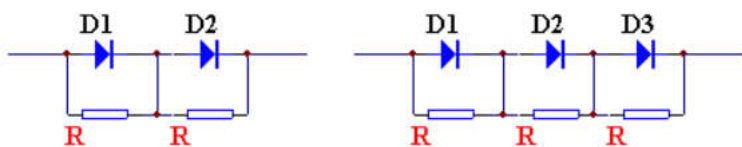
当E2在正半周时（上正下负），D1和D3导通，D2和D4截止，R上的电压等于E2（忽略二极管上的压降）；当E2在负半周时，D2和D4导通，D1和D3截止，R上的电压等于-E2（R上的电压依然是上正下负）。

二极管的串并联

选择二极管作为整流元件，需要注意其各项参数，根据不同的整流方式和负载大小选型。在高电压或者高电流的情况下，可以考虑将二极管串联或并用。



并联分流，适用于电流过大的情况。理想情况下， n 只二极管各分担总电流的 n 分之一。但实际运用时，由于二极管特性不完全一致，无法均分通过的使有点二极管负担过重烧毁。因此，我们需要在每个二极管上串联一只阻值相同的小电阻，使通过各并联二极管的电流接近一致。这样的电阻往往只~几十欧，电流越大， R 应选得越小。



串联分压，适用于电压过大的情况。理想情况下， n 只二极管各分担总电压的 n 分之一。但实际运用时，由于二极管的反向电阻不完全一

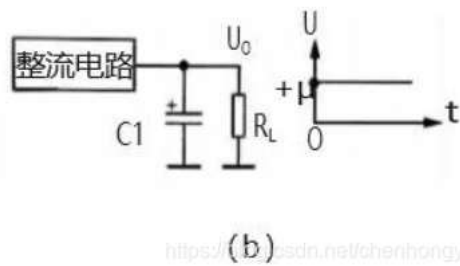
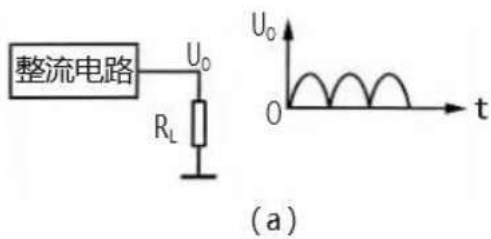
T型单运放全波整流

△型单运放全波整流

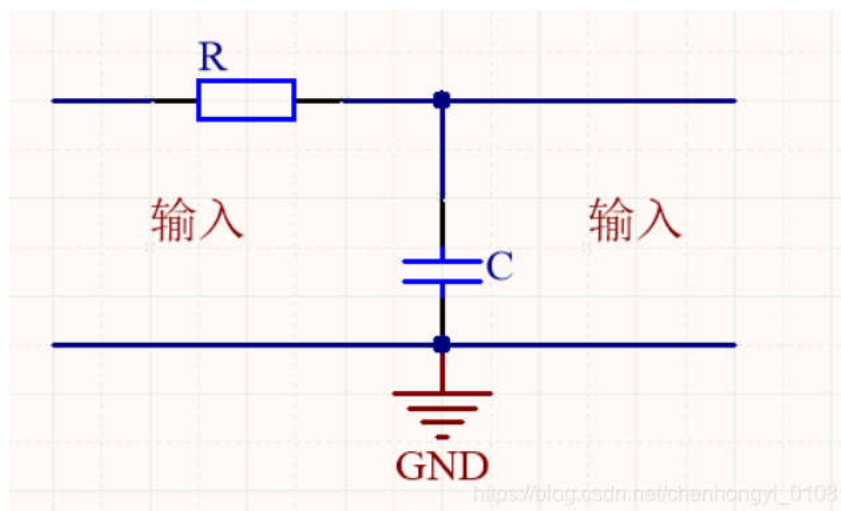
滤波电路

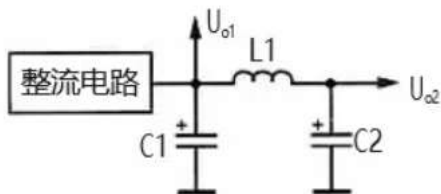
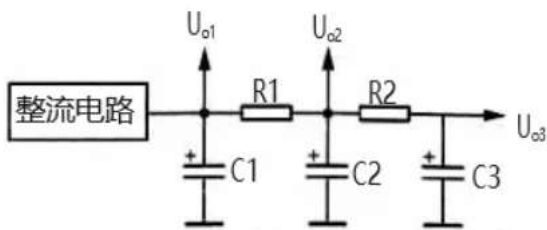
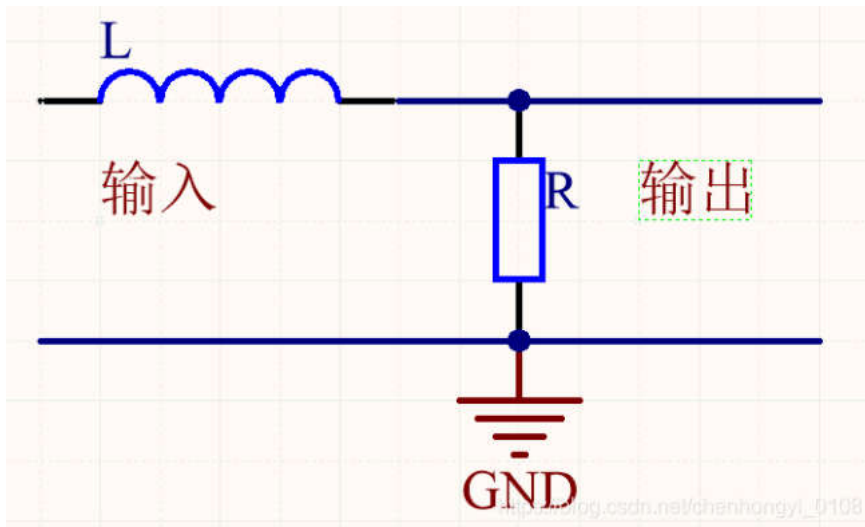
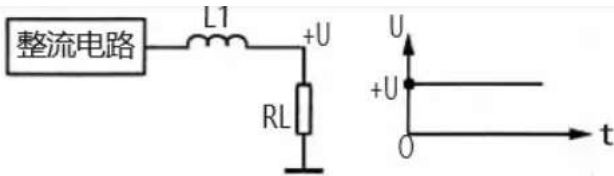
无源滤波电路

无源低通滤波电路



https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108



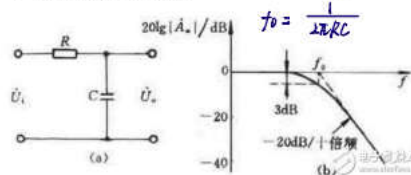


滤波器

① 无源低通(不推荐)

$$A = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

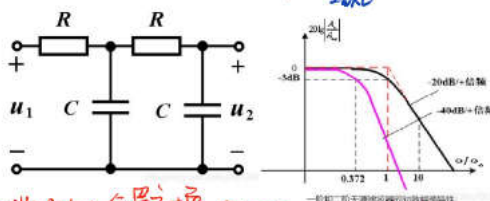
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$



② 二阶无源低通

$$A = \frac{A_{up}}{1 - (f/f_0)^2 + j2(f/f_0)}$$

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{2}RC}$$



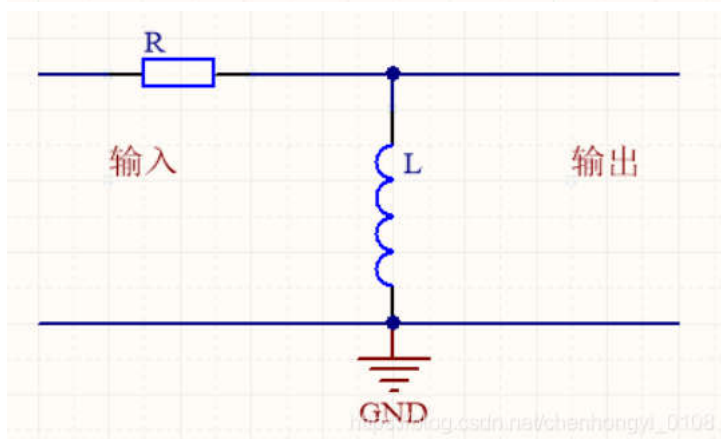
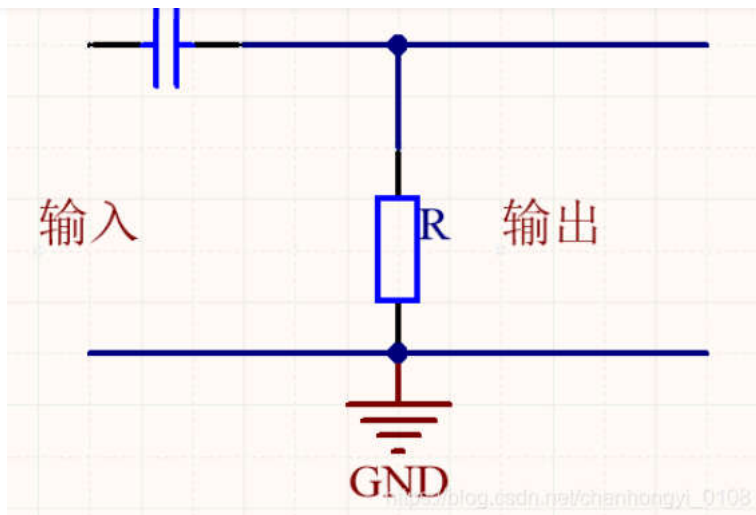
③ 有源低通

(较宽的过带, 过渡带会较宽)

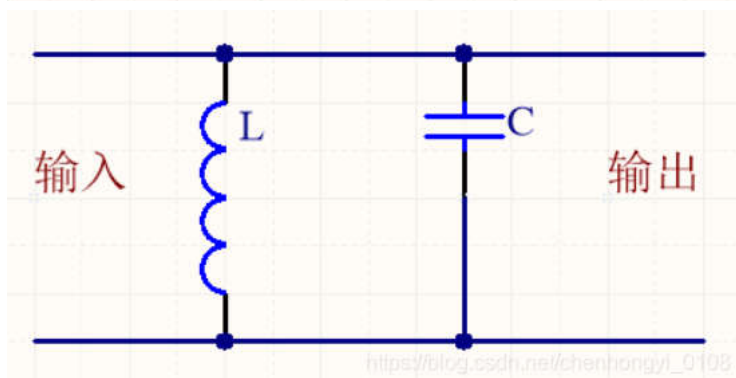
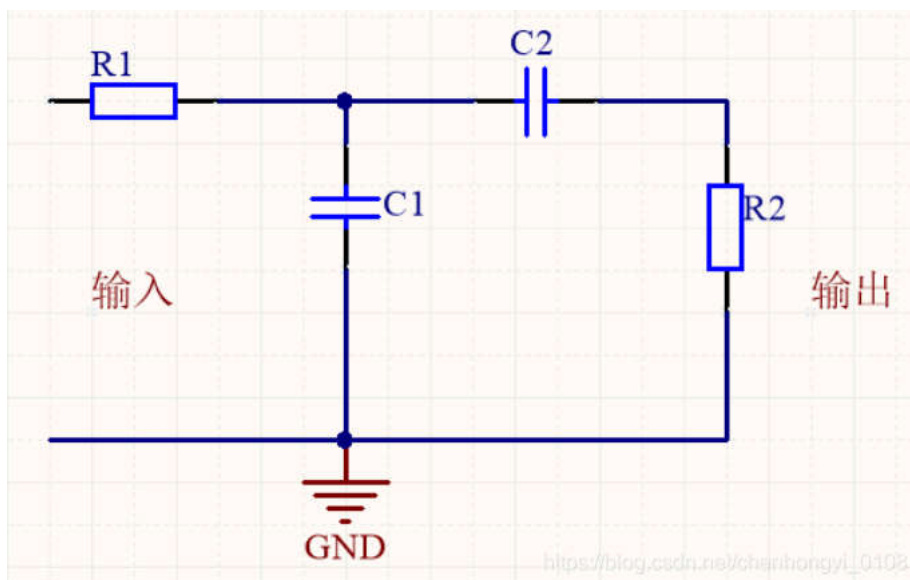
高通低通将R与C位置互换 与理解为分压时变换

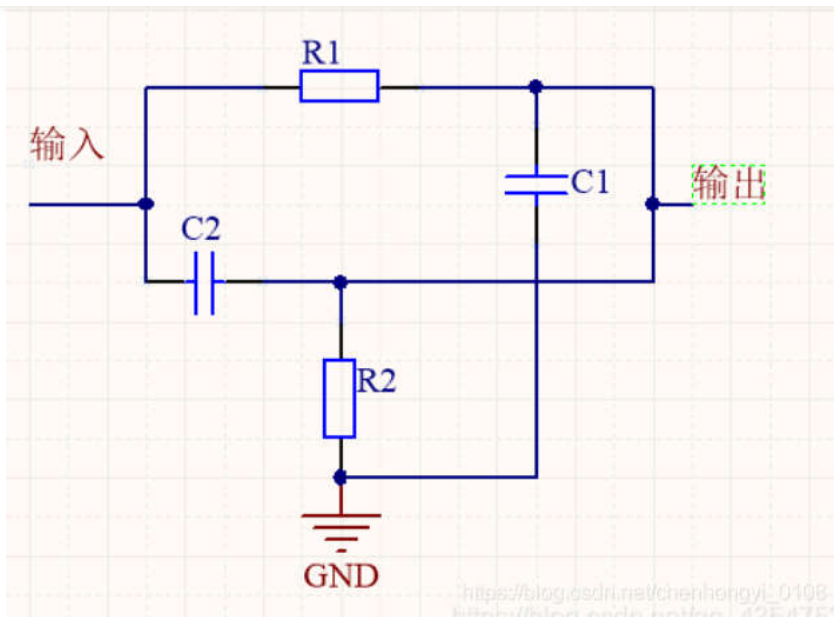
$$U_c = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot U_i = \frac{U_i}{1 + j\omega RC}$$

无源高通滤波电路



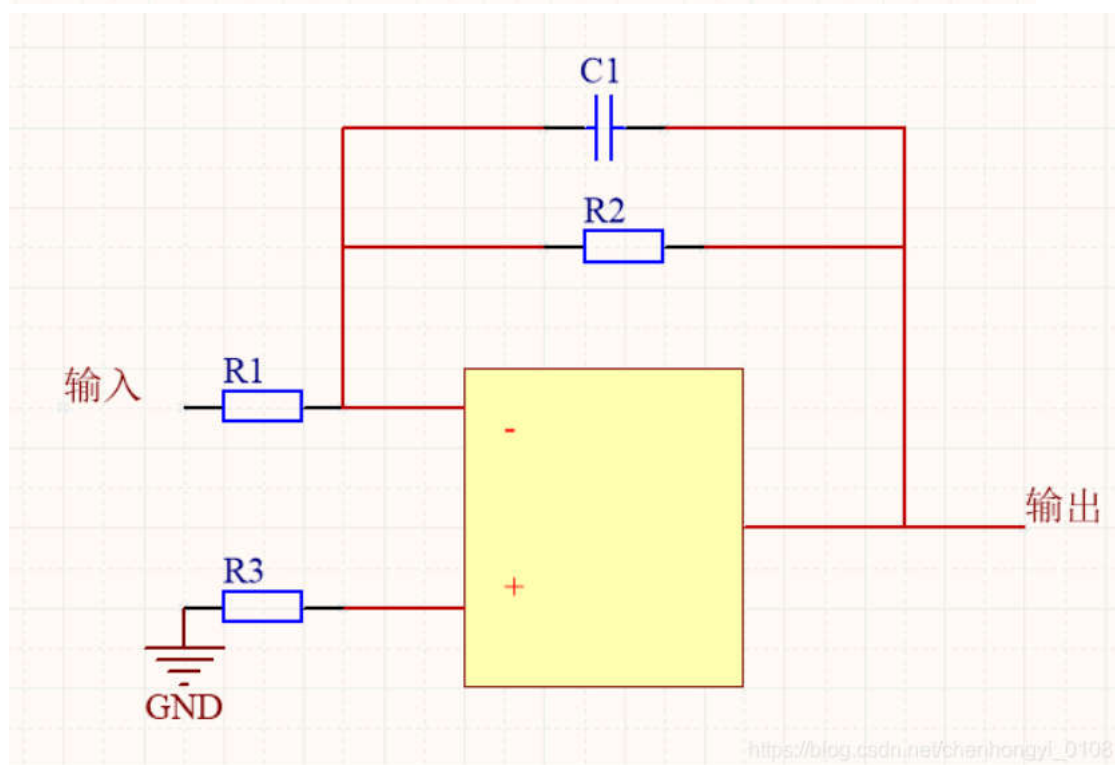
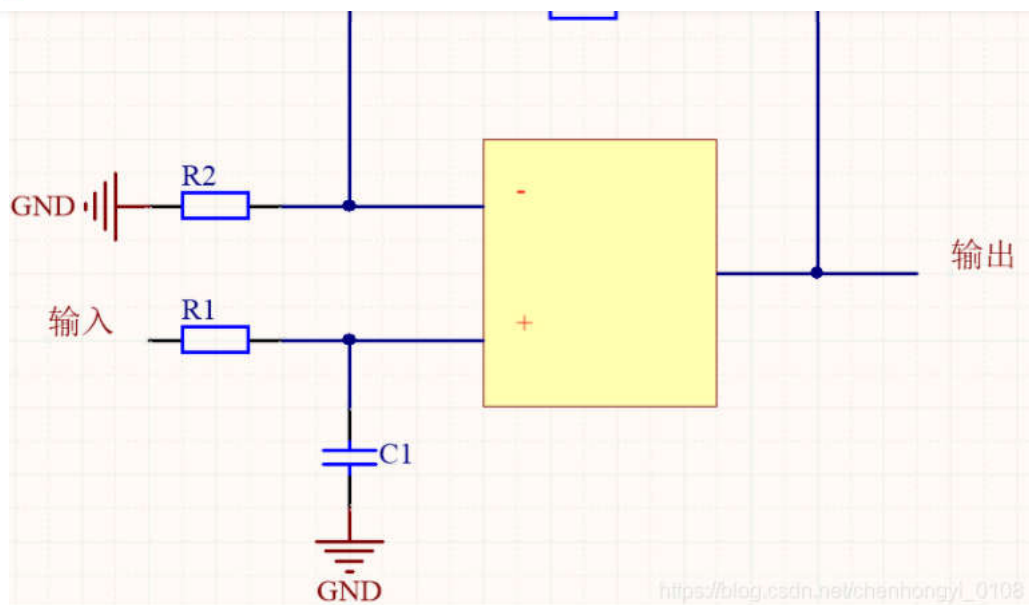
无源带通滤波电路





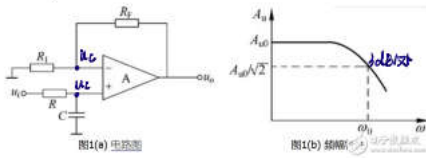
有源滤波电路

有源低通滤波电路



(较宽的过频带, 过频带会窄)

一所有源 (不推荐)



$$u_c = \frac{j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot u_i = \frac{u_i}{1 + j\omega RC}$$

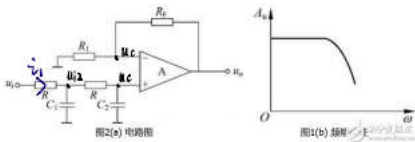
$$u_o = (1 + \frac{R_f}{R_1}) u_c$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1 + \frac{R_f}{R_1})}{(1 + j\omega RC)} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_u = (1 + \frac{R_f}{R_1}) \left(\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \right) = (1 + \frac{R_f}{R_1}) \left(\frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}} \right)$$

https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

为改善效果, 让信号衰减更快 \Rightarrow 二所有源



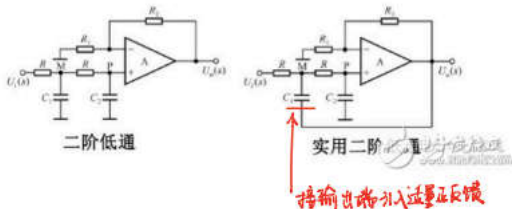
$$u_c = u_{i2} \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{R + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{u_{i2}}{1 + j\omega RC_2}$$

$$u_{i2} = u_{i1} \left(\frac{\frac{1}{j\omega C_1} // R}{R + (\frac{1}{j\omega C_1} // R + \frac{1}{j\omega C_2})} \right) \quad u_o = (1 + \frac{R_f}{R_1}) u_c$$

$$R + (\frac{1}{j\omega C_1} // R + \frac{1}{j\omega C_2})$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = (1 + \frac{R_f}{R_1}) \frac{1}{1 + j\omega RC} \left(\frac{\frac{1}{sC_1} // R + \frac{1}{sC_2}}{R + (\frac{1}{sC_1} // R + \frac{1}{sC_2})} \right) \quad \text{若 } C_1 = C_2 = C \quad A_u = (1 + \frac{R_f}{R_1}) \frac{1}{1 + j\omega RC + (sRC)^2}$$

$$= A_{up} \frac{1}{1 - (\frac{j}{f_0})^2 + j\frac{2}{f_0}(\frac{f}{f_0})} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$



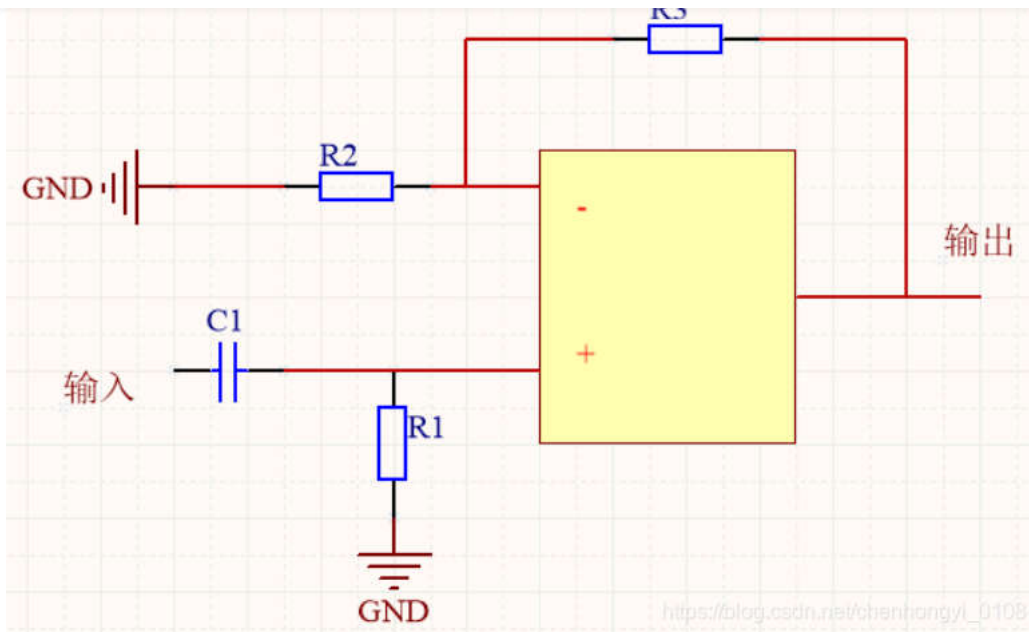
二阶低通

实用二阶

接输出端引入适量正反馈

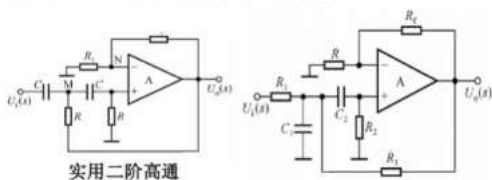
https://blog.csdn.net/chenhongyi_0108

有源高通滤波电路



①有源高通

高通滤波电路与低通滤波电路具有对偶性，把低通电路中R和C互换即可得到高通滤波电路。



将高通和低通电路适当组合即可得到带通滤波器。

有源带通滤波电路

有源带阻滤波电路

倍频分频

基本运算放大器电路 电赛必备

基本运算放大器电路 电赛模电必备 运算放大器组成的电路五花八门，令人眼花缭乱，是模拟电路中学习重点。在分析它的工作原理时倘没有抓住核心，往往令人头大。

3 条评论



油泼辣子lala 热评 请问有pdf版本吗

...偏置电压的选择有说道_单电源供电的反相比例运算放大器

【问题】：反相比例放大电路，运放输出电压增益固定，调节输入电阻值无效；【原因】：运放单电源供电，反相放大 无法输出负压；【解决方案】：同相端加偏置电压，偏置电压的

硬件工程师面试题五百例_运放偏置电压资源

9. **滤波器** - 滤波器根据不同的频率响应可分为低通、高通、带通和带阻滤波器。 - **有源滤波器**使用有源元件(如运算放大器)构建,具有更好的频率选择性。 - **无源滤

电赛常用模块

做电赛的朋友们欢迎加入，电赛赛前必备程序模块，硬件模块

优秀学习笔记分享：正弦信号放大抬升，有计算有验证，更有一颗爱学习的认真劲儿！

《运放秘籍》系列视频原创者、畅销书《硬件设

此抬压电路可以抬压4.7V，但是放大倍数不变，与第一种情况相同，是由于交流分析时，运放放大的是R2与R10之间的分压，导致没有放大两倍，如果调整R7=30k，会得

运放电路:同相放大还是反相放大?资源

1.一般反相/同相放大电路中都会有一个平衡电阻,这个平衡电阻的作用是什么呢?2.同相比例运算放大器,在反馈电阻上并一个电容的作用是什么??3.运算放大器同相放大电

集成运算放大器的简要介绍

集成运算放大器(Integrated Operational Amplifier)简称集成运放,是由多级直接耦合放大电路组成的高增益模拟集成电路。集成运算放大器通常由输入级、中间级(电压放大

电子设计大赛常用的电路模块 (必备)



Che

电赛校赛-二相逆变电源设计（单片机部分-C52仿真测频+串口发送机与串口接收机）

vuko_coding 2

本文主要介绍C52符合题目测量指标的测量方案

运算放大器原理与应用

2.同相比例运算放大器,在反馈电阻上并一个电容的作用是什么?? (1)反馈电阻并电容形成一个高通滤波器,局部高频放大特别厉害。(2)防止自激。 3.运算放大器同相放大

实现软件GPS的软硬件设计讨论_频差软件方案

类似MAX2741的低中频输出设计,希望借助宿主处理器的能力实现BPSK解调、而不是增加硬件电路解调;把图5中的PRN码片的本地采样变成对经过PRN码调制生成的本地

电赛公开课整理（二），电路基础，截图+模电知识【17000字】【个人注释】【转载】

本不

电赛公开课整理（二），电路基础，截图+模电知识【17000字】【个人注释】【转载】

电赛公开课整理（一），电路基础，截图+模电知识【16000字】【个人注释】【转载】

本不

电赛公开课整理（一），电路基础，截图+模电知识【16000字】【个人注释】【转载】

基于电阻平衡条件的同相求和运算电路设计 (2011年)

资源浏览查阅99次。从运放输入端电阻平衡条件出发,分析了一些文献给出的一般形式同相求和运算电路的运算关系式及各输入信号比例系数之和与平衡电阻、反馈电阻的

电压跟随器电路图与比例放大器电路图区别_tl084电压跟随器电路图...

在电子工程领域,电压跟随器是一种广泛应用的基本电路,它通过特定设计确保输出电压与输入电压高度一致,同时提供较强的电流驱动能力。特别是在需要稳定电源输出和精

2022电赛校赛

qq_44044341的

题目：程控风力摆（C题） 【基础架构】：一长约 60cm~70cm 的细管（刚性管）上端用合页固定在支架上，下方悬挂一组直流风机，构成一风力摆。风力摆上安装一向

电赛：电赛代码与电路设计.zip

因此，电赛源码和电路设计的整理、归档和报告撰写也是参赛过程中不可忽视的重要环节。电赛是一次全方位的锻炼机会，它不仅考验了学生的专业知识和实践能力，还

...运算和处理电路(含电压比较器)_差分比例运算电路

1.反相比例运算电路 上图中平衡电阻,作用是使输入差分电路的外部电路对称性好。 ①为深度电压并联负反馈,。 ②输入电阻()较小,输出电阻。 ③出现“虚地”,输入端的共

为电赛四轴整理的资料（STM32和K60）-电路方案

要不然也可以考虑其他型号的，比如STM32和K60这些常用的芯片。在参赛之前做过STM32相关的四轴。下面免费分享STM32和K60相关资料。 STM32电赛资料 ASCII字

电赛必备模块

AD采集常用代码，可以通过复制该代码，改相应参数，实现AD转换

大纲-全国大学生电子设计竞赛（电赛）历年试题 + 满分作品解析 + 源码电路图 + 参赛经验大全.txt 最新发布

内容概要：本文档为全国大学生电子设计竞赛（含TI杯、飞思卡尔杯等子赛事）提供了系统的资源整理，涵盖2010年至2024年的试题、官方解答、优秀设计报告、电路原

2024年电赛公开课整理（二），电路基础，截图+模电知识，2024年最新终于彻底把握了

2401_85013955的

在小功率至中等功率的电源电路中，电力MOSFET作为开关元件性能最为突出。本节将介绍电力MOSFET的工作原理、主要性能参数指标，以及驱动方法。

电赛电机

接下来，我需要整理相关的资料分类。可能包括基础知识，比如电机的工作原理，常见类型如直流电机、步进电机、无刷直流电机等。然后是控制技术，比如PWM调速、

电子设计竞赛(5)-整流电路

张巧龙的

点击上方“大鱼机器人”，选择“置顶/星标公众号”干货福利，第一时间送达！整流电路在电源中算是简单的了，但是最核心的就是提高效率，同步整流可以了解一下。在本节

记录第一次电赛——校赛

红叶落水的

红叶何时落水 题目很简单 1、基础要求 1) 波形产生模块可以输出 4KHz -6KHz,峰峰值 5V 的方波。频率可以 通过按键直接调整及步进调整，步进小于等于 10Hz，频率误

电赛校赛经验-程控风力摆

qq_52608074的

大家好哇！我是小光，嵌入式爱好者，一个想要成为系统架构师的大二学生。最近参加了电赛的校赛和七校联赛，这次对校赛做一个简单的总结。请坚持看完，

全国大学生电子设计竞赛综合测评——常用电路Multisim仿真——仪器仪表使用 热门推荐

DengFengLai123的

一、函数信号发生器 Function generator 这个仪器很多同学用错，错误点在于负极的连接。如下图所示，XF2的GND连接COM端，XF3的GND连接在“-”，区别在于XF3的

电子设计大赛-显示电路

嵌入式

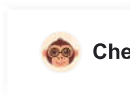
文末免费下载资料 LED显示器接口电路 LED显示原理 LED（Light Emitting Diode发光二极管）显示器是由发光二极管构成的最为常用的显示器件。数字LED显示器

关于我们 招贤纳士 商务合作 寻求报道 400-660-0108 kefu@csdn.net 在线客服 工作时间 8:30-22:00

公安备案号11010502030143 京ICP备19004658号 京网文〔2020〕1039-165号 经营性网站备案信息 北京互联网违法和不良信息举报中心

家长监护 网络110报警服务 中国互联网举报中心 Chrome商店下载 账号管理规范 版权与免责声明 版权申诉 出版许可证 营业执照

©1999-2025北京创新乐知网络技术有限公司



Che