



第9章 波形发生电路 和集成运放的非线性应用

6学时

波形发生电路和集成运放的非线性应用

作业

- 习题 9-4、9-5、9-6、9-9、9-19、9-22

重点和难点

重点

正弦波振荡电路的组成及振荡条件的判断;
桥式RC正弦波振荡电路的组成和工作原理;
LC正弦波振荡电路的组成和工作原理;
比较器电压传输特性的分析方法。

难点

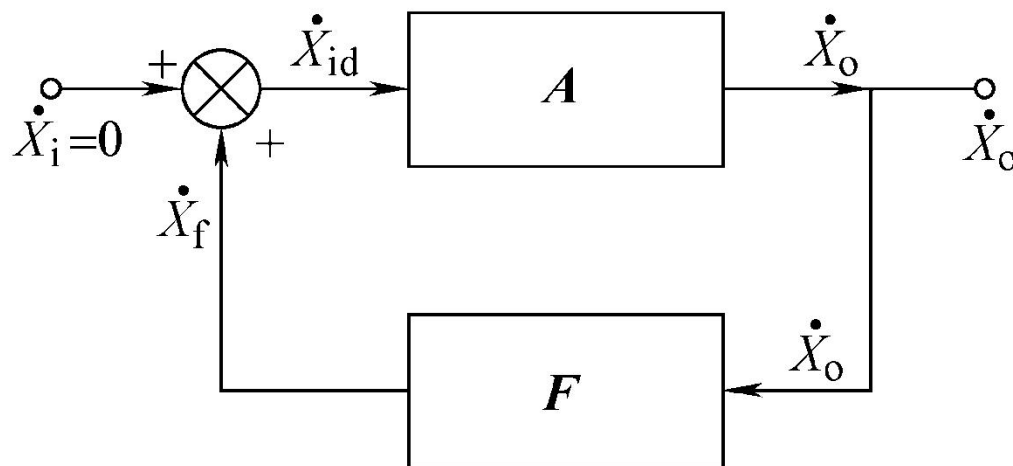
本章所讲述的电路具有一定的综合性, 既含有集成运放工作在线性区的积分运算电路, 又含有集成运放工作在非线性区的滞回比较器, 因而给学习带来一定的困难。

9.1 正弦波振荡电路

自激振荡是指：即使放大电路的输入端不加信号，它的输出端也会出现某一频率和幅度的波形。在这个频率点上，负反馈电路已经转变为正反馈电路。

负反馈放大电路的自激振荡是要消除的，而正弦波发生电路就是利用这种自激振荡的现象来产生正弦信号。因此，人为引入了正反馈。

正弦波发生电路的框图



在正弦波发生电路中，人为地接成正反馈。

1. 正弦波发生电路的自激条件

$AF=1$ 是正弦波发生电路中能维持等幅自激振荡的平衡条件。

因为， A 、 F 是复数，所以式包含幅值条件和相位条件，即

$$\begin{cases} AF = 1 \\ \phi_A + \phi_F = 2n\pi \quad (n \text{ 为整数}) \end{cases}$$

幅值条件

相位条件

要建立振荡（起振），电路须满足正反馈条件，即 $\varphi_{AF} = \varphi_A + \varphi_F = 2n\pi$ ，同时使反馈信号 x_f 大于净输入信号 x_{id} 。

只有这样，才能使电路中自激振荡和输出信号由小到大建立起来。

起振的幅值条件： $AF > 1$

2.正弦波发生电路的组成部分

一般由以下基本部分组成：

- 1.宽频带放大电路；
- 2.引入正反馈的反馈网络；
- 3.选频网络；
- 4.稳幅环节。

正弦波发生电路的输出波形应是单一频率的正弦波，要求电路只在所需的频率上满足起振和维持振荡的条件。

选频网络可设置在放大电路或正反馈网络中。
通常正反馈网络和选频网络合二为一。

电路满足起振条件后，输出信号将逐渐增大。当幅值增大到一定程度后，放大电路中的晶体管进入饱和或者截止区，输出波形将产生失真。

故电路中还必须要有稳幅环节，其作用是在振荡建立后，使幅值条件从 $AF > 1$ 自动演变为 $AF = 1$ ，使输出波形基本不失真。

3.正弦波发生电路的分析方法

(1) 分析电路的组成

是否包含放大、反馈、选频和稳幅基本环节。

(2) 分析放大电路能否正常工作

是否有合适的静态工作点；

动态信号是否能够输入、输出和放大。

(3) 检查电路能否满足自激条件

检查相位平衡条件和幅值平衡条件；

关键是检查相位平衡条件。

(4) 估算振荡频率 f_0 (ω_0)

取决于选频网络参数。

正弦波发生电路类型分为：

RC正弦波发生电路

振荡频率较低，一般在1MHz以下；

LC正弦波发生电路

振荡频率都在1MHz以上；

石英晶体正弦波发生电路

可等效为LC正弦波发生电路，其振荡频率十分稳定。

RC正弦波发生电路

RC正弦波发生电路可分为：

RC串、并联电路式（桥式）

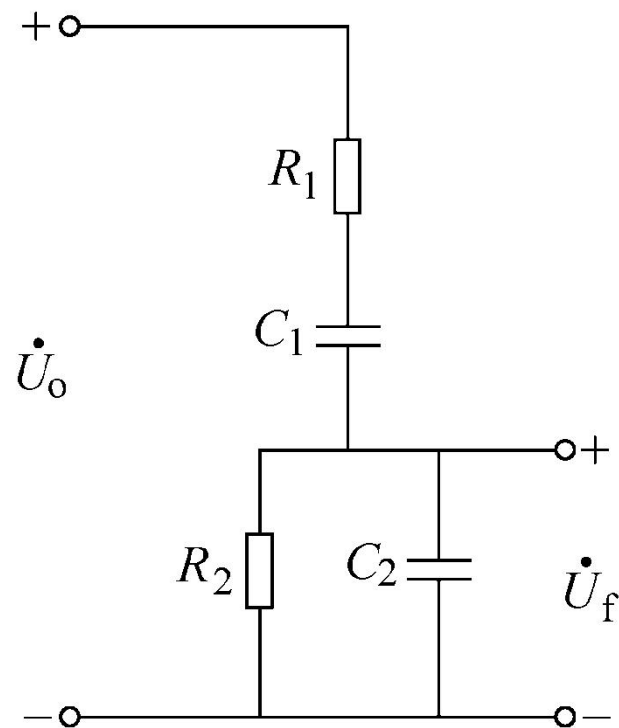
移相式

双T电路式

最常用的是RC串、并联电路式

RC串、并联电路的选频特性

电路由 R_1 和 C_1 的串联以及
 R_2 和 C_2 的并联组合串联而成；
 它在RC正弦波发生电路中
 既是反馈网络又是选频网络。



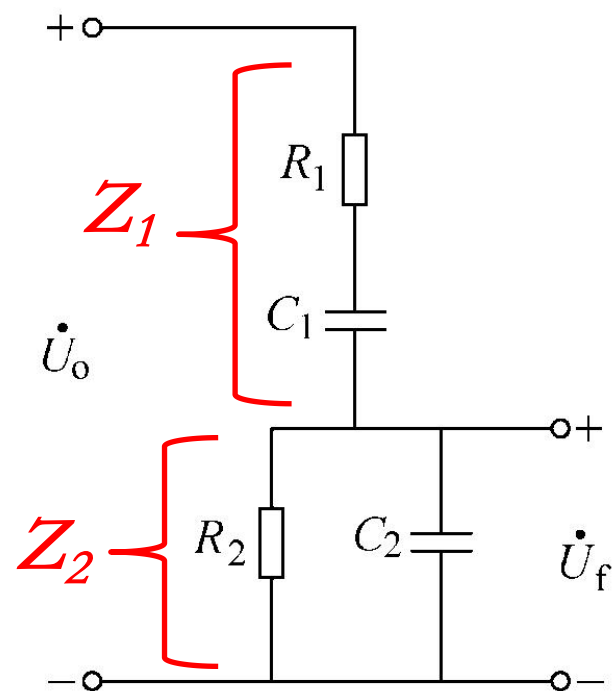
$$\mathbf{Z}_1 = R_1 + 1 / j\omega C_1$$

$$\mathbf{Z}_2 = R_2 // 1 / j\omega C_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

$$F = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}{R_1 + 1 / j\omega C_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}$$

$$= \frac{1}{(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}) + j(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})}$$

$$F = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$



通常取

$$R_1 = R_2, \quad C_1 = C_2$$

电路的特征角频率： $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

$$F = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

幅频特性为：

$$F = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

$\omega = \omega_0$
幅值最大为1/3

相频特性为：

$$\varphi_F = -\arctg \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{3}$$

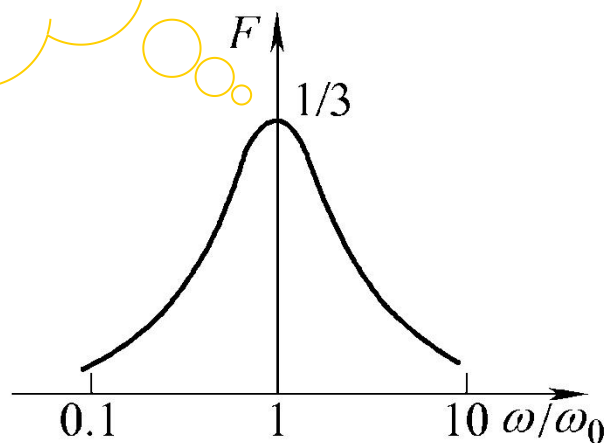
$\omega = \omega_0$
 $\varphi_F = 0$

在特征（谐振）频率点上RC串并联网络呈电阻性。

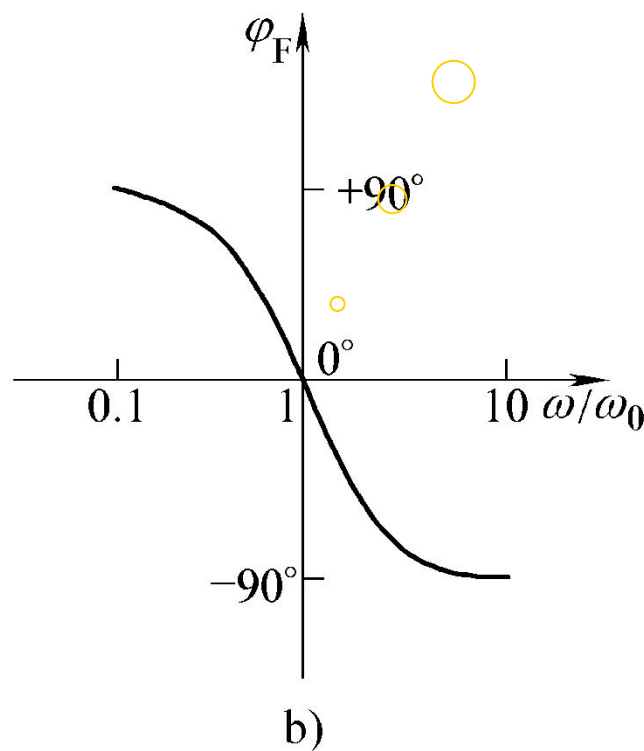
RC串并联网络的频率特性

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

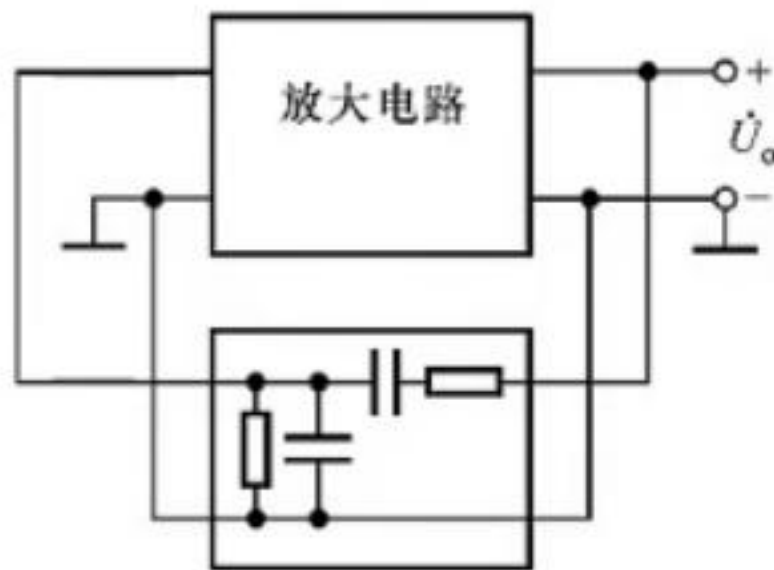
F幅值最大，
为1/3



$$\omega = \omega_0 \text{ 时, } \varphi_F = 0^\circ$$



- 放大电路可以是
- 1、共射放大电路？
 - 2、共集放大电路？
 - 3、共基放大电路？
 - 4、两级共射放大电路？



三种晶体管基本放大电路的比较

	共射	共集	共基
信号输入端	b	b	e
信号输出端	c	e	c
电压增益	大	≤ 1	大
电流增益	大	大	≤ 1
如输出电压相位	相反	相同	相同
输入电阻	适中	最大	小
输出电阻	较大	最小	较大
用途	低频电压放大电路	输入级 输出级	宽频带放大电路

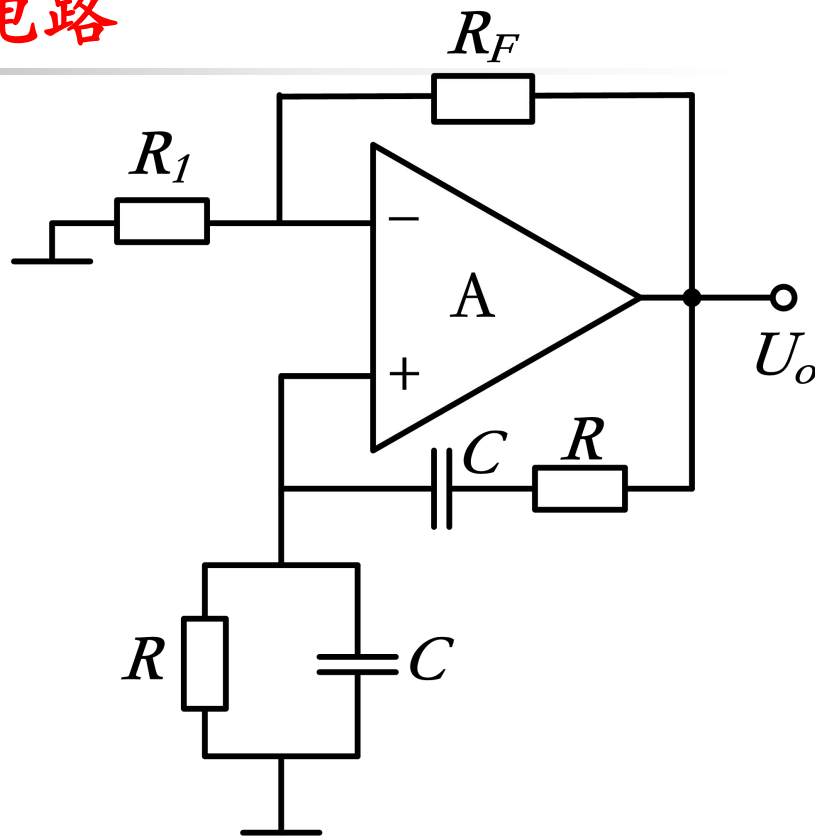
2. RC桥式正弦波发生电路

(1) 电路组成

由RC串、并联网络和同相比比例运算电路构成。

R_f 和 R_1 为集成运放引入负反馈，该反馈网络没有选频作用。

RC串、并联电路为集成运放引入了另一个反馈（正反馈），它既是选频网络又是反馈网络。

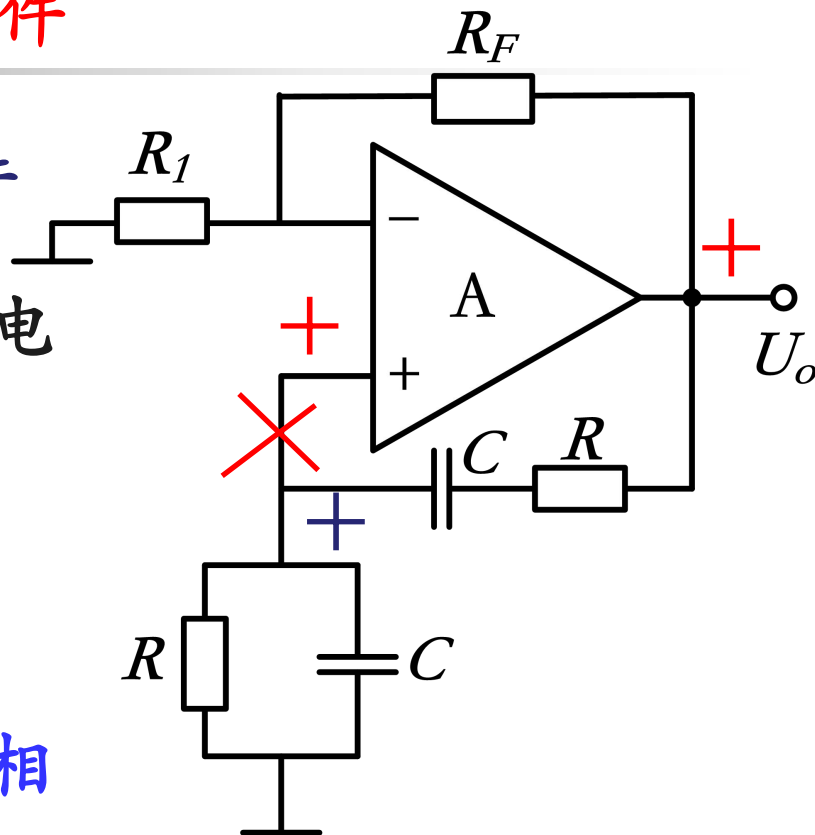


(2) 振荡条件和起振条件

产生振荡的相位平衡条件

利用瞬时极性法判断电路是否引入了正反馈。

电路满足产生振荡的相位平衡条件。



产生振荡的起振条件和幅值平衡条件

同相比例电路电压增益为： $A_u = 1 + \frac{R_F}{R_1}$

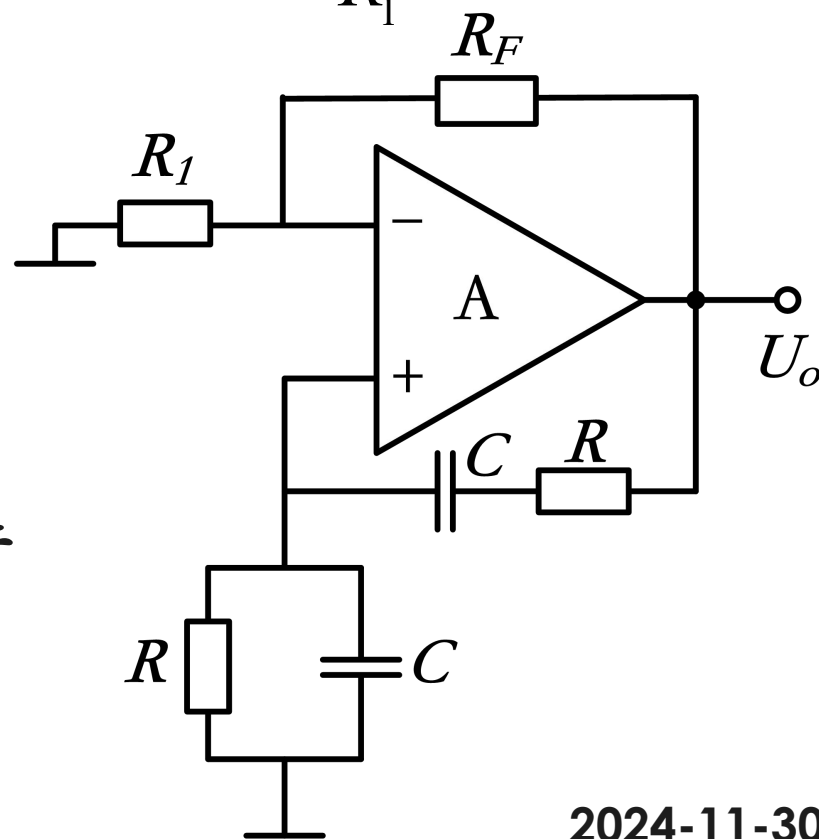
已知当 $\omega = \omega_0$ 时， $F = \frac{1}{3}$

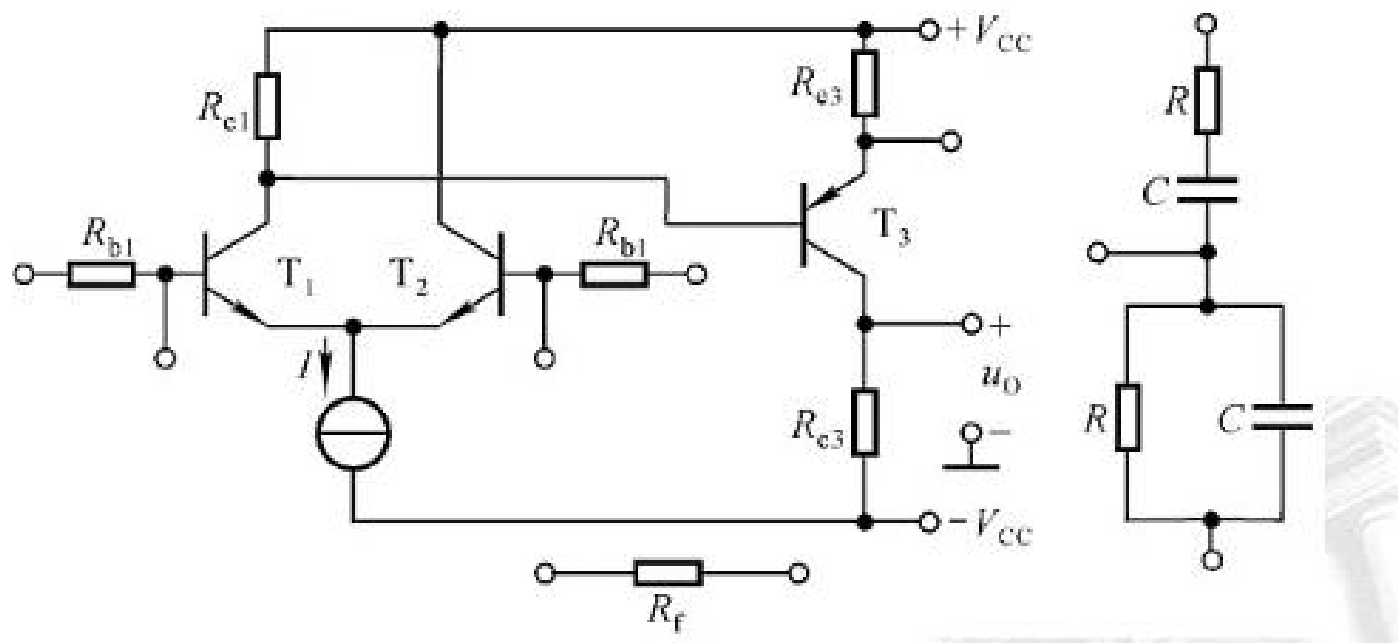
起振条件 $AF > 1$ ，即

$$R_F > 2R_1$$

维持振荡的幅值平衡条件

$$R_F = 2R_1$$





(3) 振荡的稳幅和稳频

振荡幅值的稳定

对于实际的正弦波发生电路，电源电压、温度、湿度等外界因素的变化将导致晶体管和电路元件参数发生改变，从而破坏维持振荡的幅值平衡条件 $AF=1$ 。

为了稳定输出电压的幅值，可以在放大电路的负反馈回路中采用非线性元件来自动调整反馈的强弱。如温控电阻。

振荡频率的稳定

在实用电路中往往要求正弦波发生电路的振荡频率有一定的稳定度。

正弦波发生电路振荡频率稳定的条件是相频特性曲线 $\varphi_F(\omega)$ 在 ω_0 附近的斜率小于零。

即

$$\left. \frac{d\varphi_F}{d\omega} \right|_{\omega_0} < 0$$

(4) 振荡频率 f_0 (ω_0) 的计算

RC桥式正弦波发生电路中，同相放大电路的输出电阻很小，可视为零；输入阻抗很大，可忽略其对RC串、并联网络的影响。

所以电路的振荡频率就是RC串、并联网络的特征（谐振）频率：

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

RC正弦波发生电路通常只能用作低频和中频正弦波发生电路（1Hz~1MHz）。

3. RC移相式正弦波发生电路

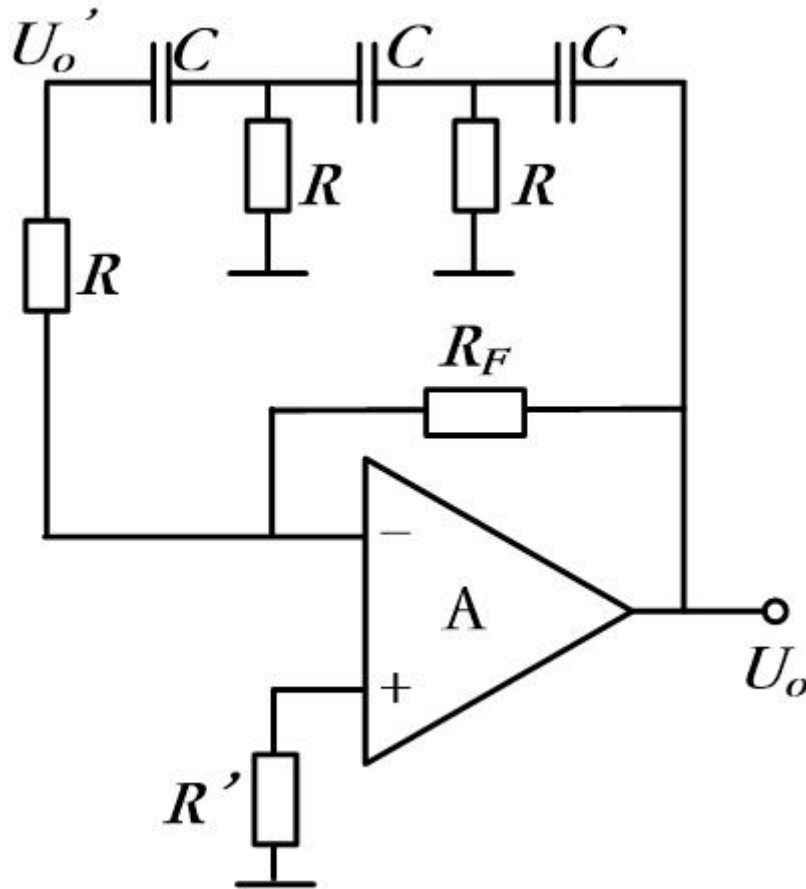
(1) 电路组成和振荡条件的实现

放大电路是反相输入的带电压并联负反馈的运放电路。

$$\varphi_A = -180^\circ$$

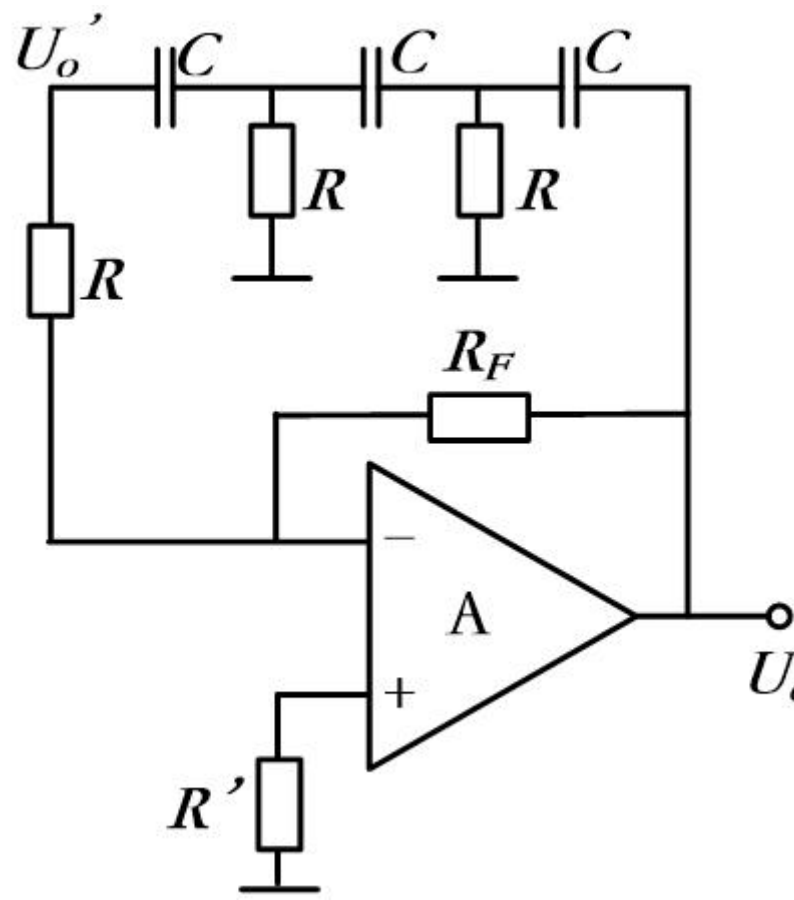
若要满足相位平衡条件，反馈网络还必须在某一特定的频率点上再移相 180° ，使

$$\varphi_A + \varphi_F = 0^\circ$$



一节RC移相网络可以移相 $0^\circ \sim 90^\circ$ ，需要满足产生振荡的相位平衡条件，必须有三节或者三节以上的移相电路。

只需要调整 R_F ，
就可以产生正弦波振荡。



(2) 振荡频率的定量计算

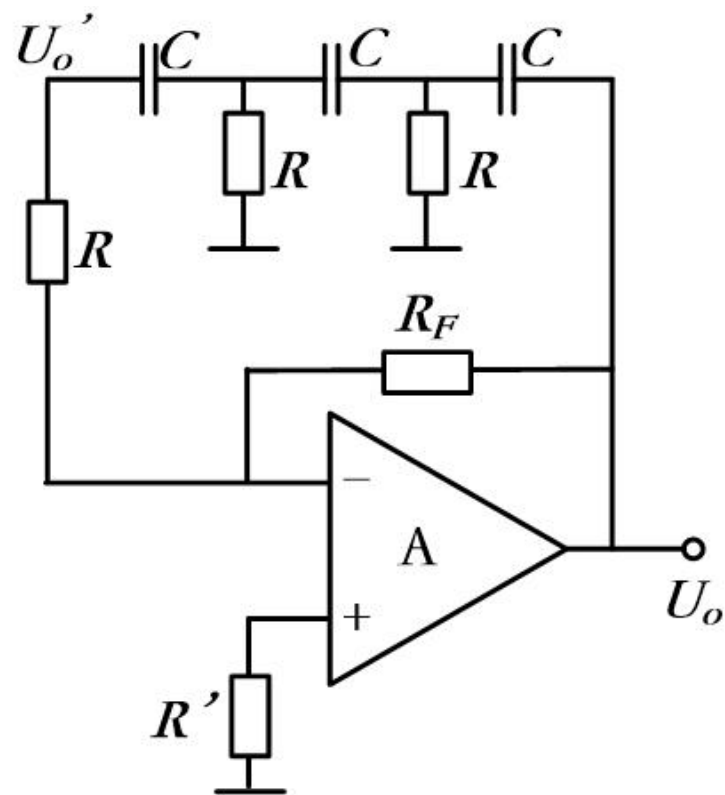
$$\frac{U_o'}{U_o} = \frac{1}{1 - 5\left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2 - j\left[\frac{6}{\omega RC} - \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^3\right]}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

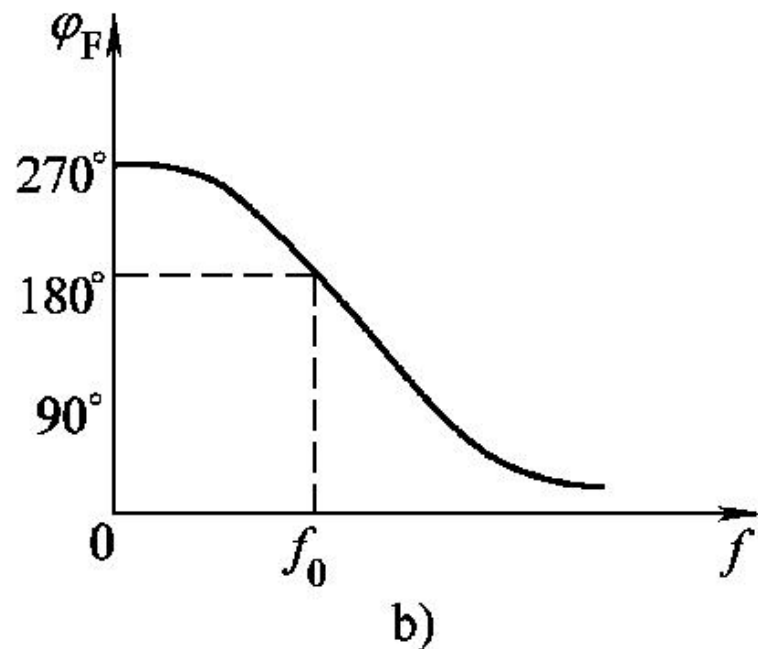
振荡时，反馈系数 $F = \frac{1}{1 - 5\left(\frac{1}{\omega_0 RC}\right)^2} = -\frac{1}{29}$

为达到幅值平衡，应有

$$A = \frac{R_F}{R} = 29$$



$$\varphi_F = \arctg \frac{\frac{6}{\omega RC} - \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^3}{1 - 5\left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}$$



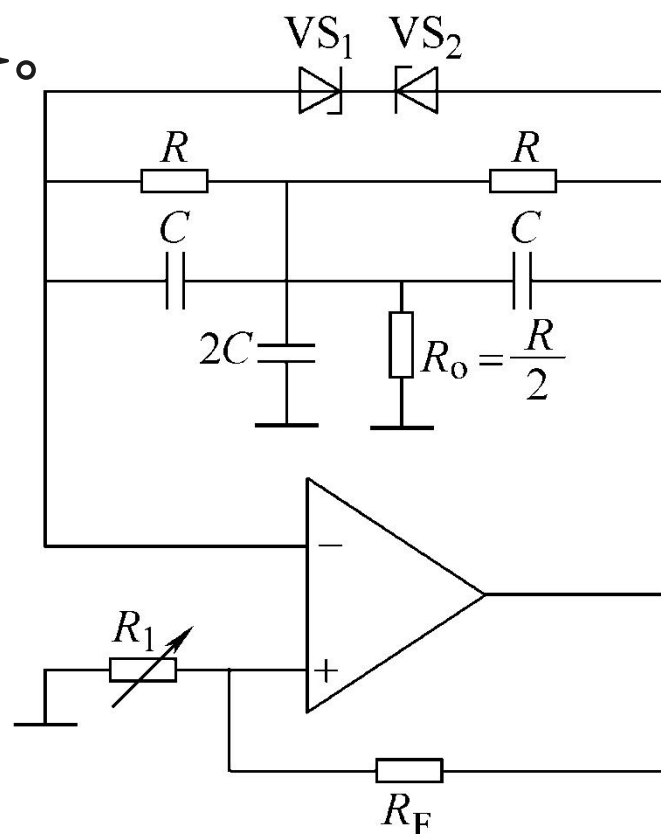
RC移相式正弦波发生电路一般用于振荡频率固定且稳定性要求不高的场合，其频率范围为几Hz~几十kHz。

4. 双T选频网络正弦波发生电路

R_F 和 R_1 为集成运放引入正反馈，双T网络引入负反馈，同时又是选频网络。

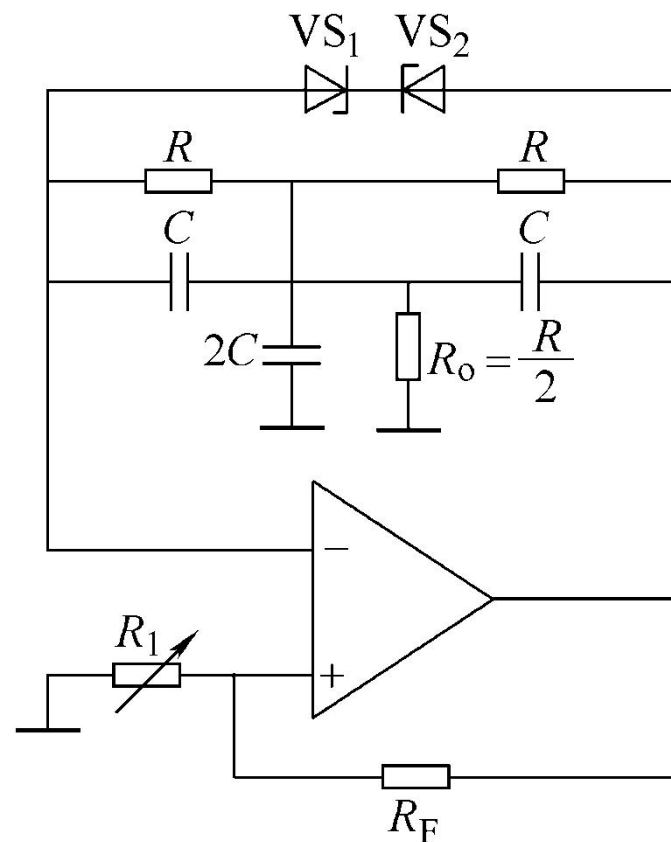
双T网络特征频率为：

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



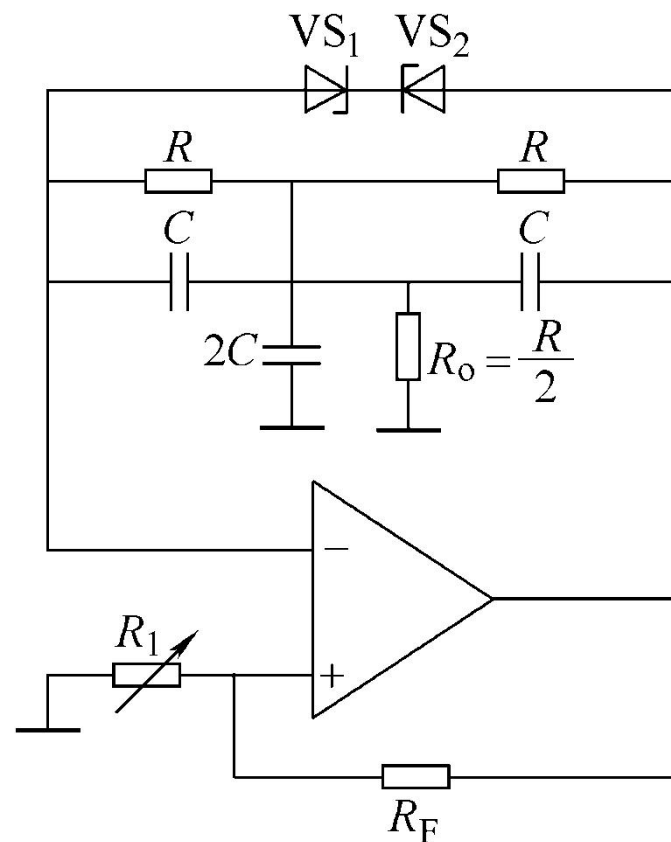
调整 R_1 可以改变正反馈量，使之既满足起振要求，又不因正反馈过强而使波形严重失真。

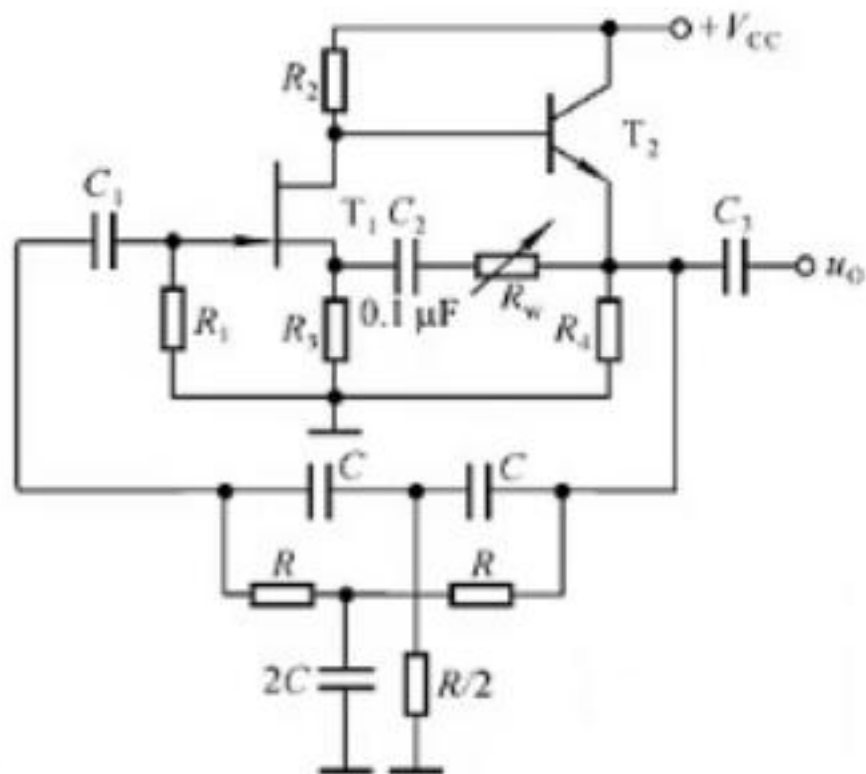
稳压管 VS_1 和 VS_2 用来稳定输出幅值。通常选其稳定电压约为输出不失真正弦波峰一峰值的1.5倍。



双T网络比RC串、并联网络具有更好的选频特性。

其缺点是频率调节困难，通常适用于需要产生固定频率的场合。





LC正弦波发生电路

LC正弦波发生电路通常用于产生高频($>1\text{MHz}$)正弦信号。

LC正弦波发生电路和RC正弦波发生电路相比，构成方法类似，其选频网络采用**可调谐的LC回路**。

LC回路工作在谐振频率时电路能提供较大的增益，而其余频率的信号被大大衰减。

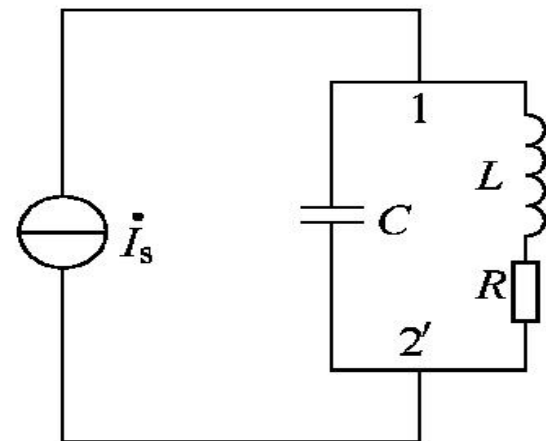
通用型集成运放的频带较窄，高速型集成运放成本高，故LC正弦波发生电路一般采用分立元件组成。

由LC并联谐振回路构成的正弦波发生电路分为变压器耦合式和LC三点式两大类。

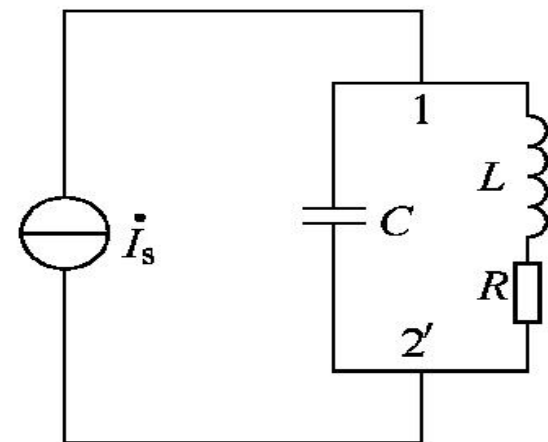
1. LC谐振回路的选频特性

LC正弦波发生电路中的选频

网络大多采用LC并联谐振回路。



d)



d)

信号频率低时容抗大，呈感性，信号频率高时感抗大，呈容性，只有在谐振频率点上网络呈纯阻性，且阻抗无穷大。谐振时电场能和磁场能相互转换。

2. 变压器耦合式LC正弦波发生电路

根据LC回路的端点接到三极管电极的不同方式，变压器耦合LC正弦波发生电路可分为三种类型：

集电极调谐

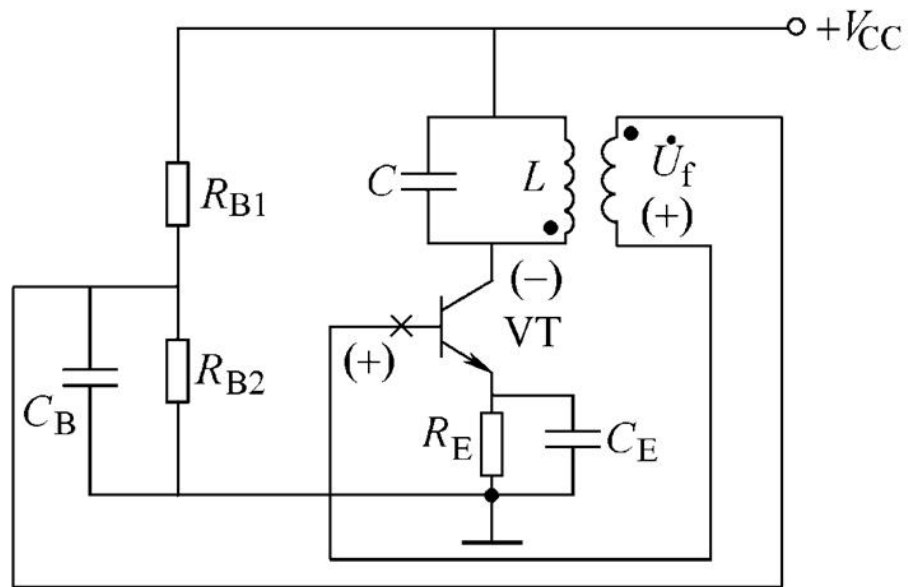
发射极调谐

基极调谐

共射集电极调谐变压器耦合LC正弦波发生电路

电路包含：共射放大、反馈网络、LC选频网络和稳幅环节（利用三极管的非线性实现）。

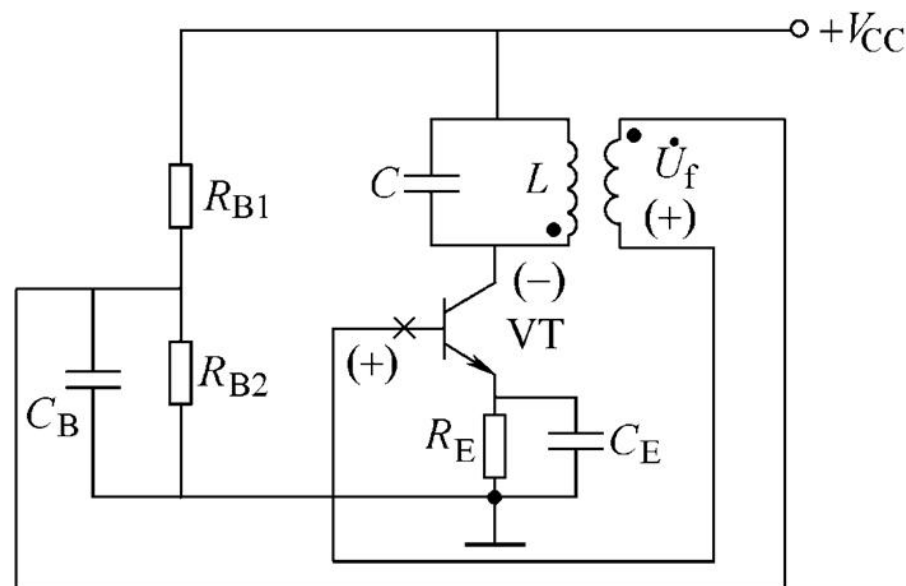
放大电路是典型的工作点稳定电路，交流信号能够输入、输出和放大。



C_B 和 C_E 为基极和发射极旁路电容，比LC谐振回路的C值大很多。

用瞬时极性法判断电路相位平衡条件

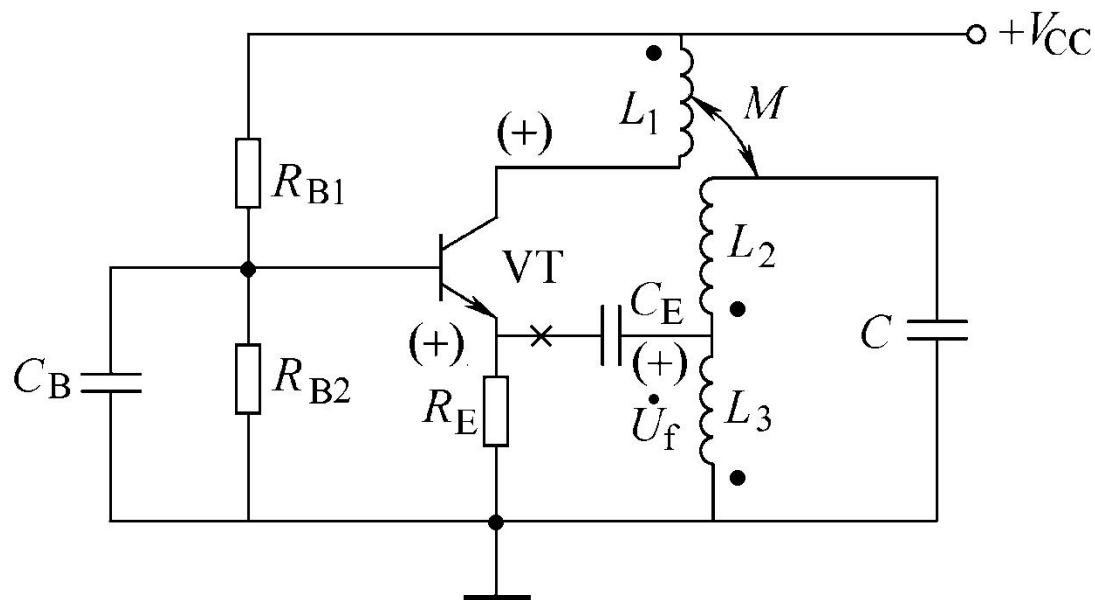
断开反馈输入点（基极画×处），加入一个瞬时极性为(+)的信号，由此可得反馈接到基极点的极性也为(+)，满足相位平衡条件。



只要合理选择变压器原、副边线圈的匝数和其他电路参数，幅值平衡条件就很容易得到满足。

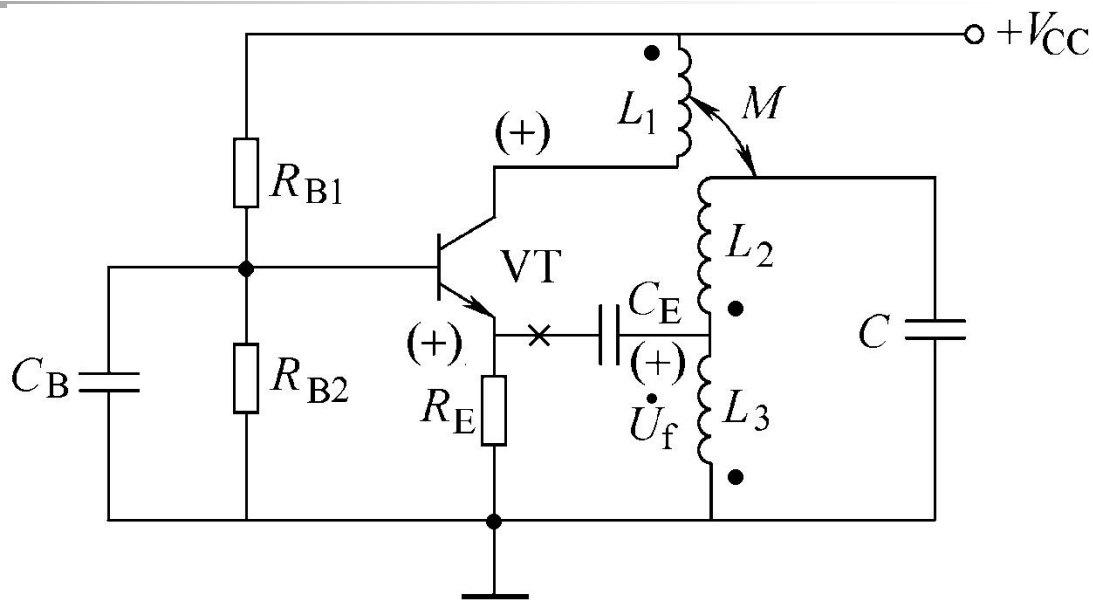
共基发射极调谐变压器耦合 LC 正弦波发生电路

交流基极接地，
集电极与发射极
同相位。通过互
感耦合，反馈信
号接发射极。 C_B 、
 C_E 为耦合电容。



用瞬时极性法判断电路相位平衡条件

断开反馈输入点
(射极画 \times 处)，
加入瞬时极性为 $(+)$ 的信号，集电极瞬
时极性也为 $(+)$ 。

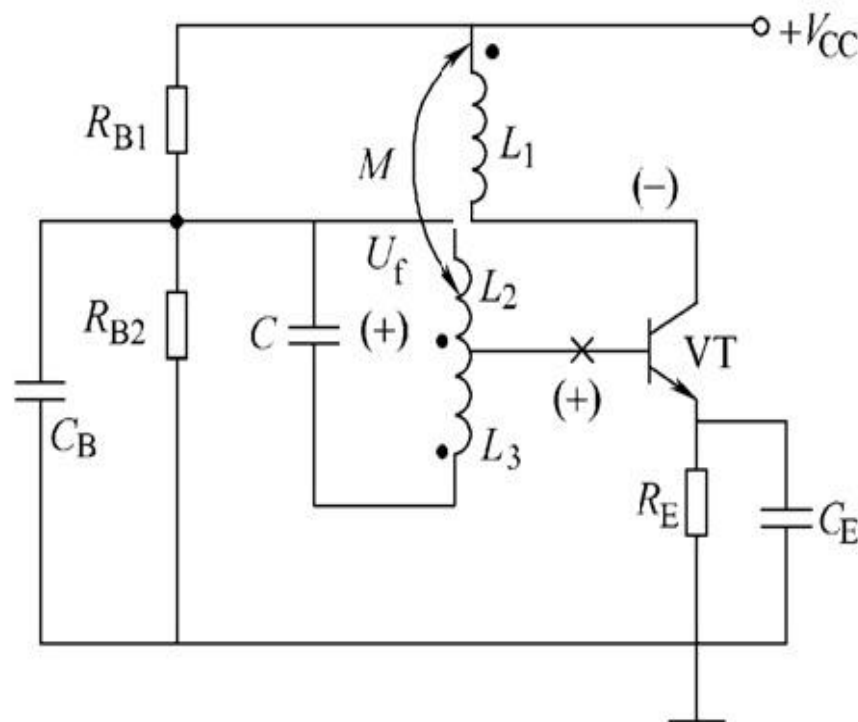


通过同名端和互感， L_3 上 U_f 的
接射极点的瞬时极性也为 $(+)$ 。

满足产生振荡的相位平衡条件。

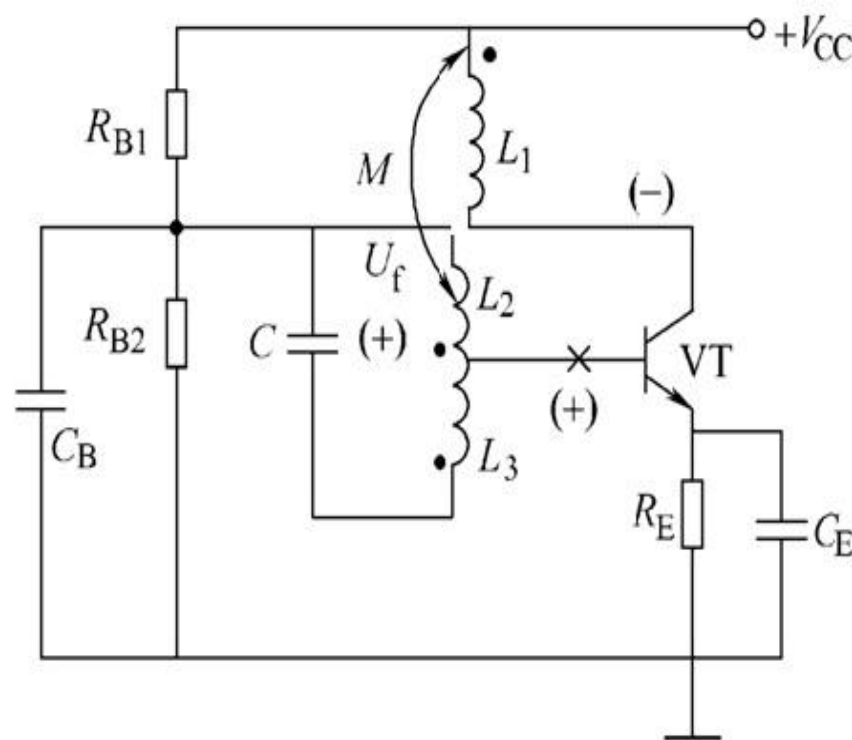
共射基极调谐变压器耦合 LC 正弦波发生电路

交流射极接地，
集电极与基极反相。
通过互感耦合，反
馈信号接基极。 C_B 、
 C_E 为耦合电容。



用瞬时极性法判断电路相位平衡条件

断开反馈输入点
(基极画×处), 加入瞬时极性为(+)的信号, 通过反相放大及同名端和互感 L , U_f 接基极点的瞬时极性也为(+)



满足产生振荡的相位平衡条件。

各种变压器耦合LC正弦波发生电路的比较与应用

共基放大电路的截止频率高于共射放大电路，共基组态振荡频率较高且比较稳定。

变压器耦合式正弦波发生电路应用广泛，但频率稳定度都不够高。

互感线圈的分布电容限制了频率，一般只适合产生频率不太高的中、短波的正弦振荡。

LC三点式正弦波发生电路

将并联LC回路中的电容C或者电感L一分为二（或设置中间抽头），LC回路就有三个端点。把这三个端点分别与三极管的三个极（或者集成运放的两个输入端和一个输出端）相连，就形成了LC三点式正弦波发生电路。

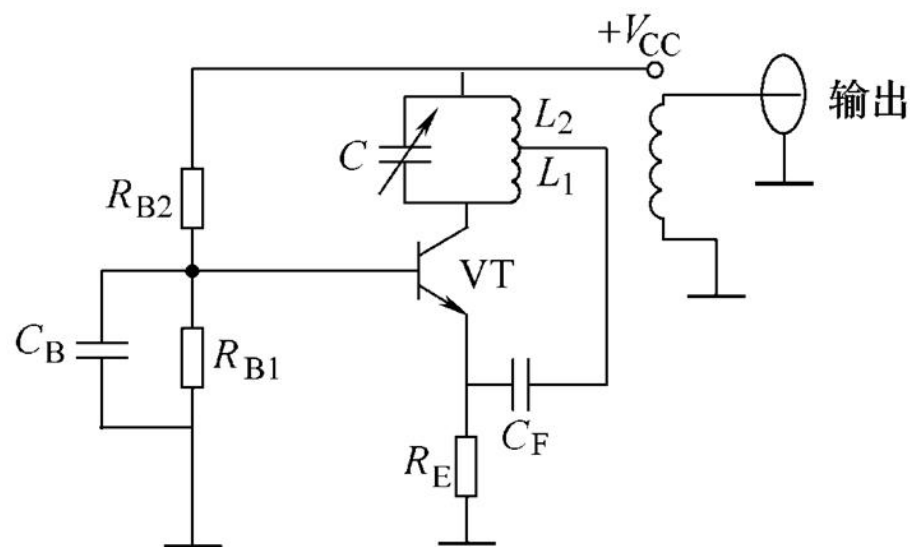
这种电路又可以分为 **电感三点式** 和 **电容三点式** 两类。

电感三点式LC正弦波发生电路

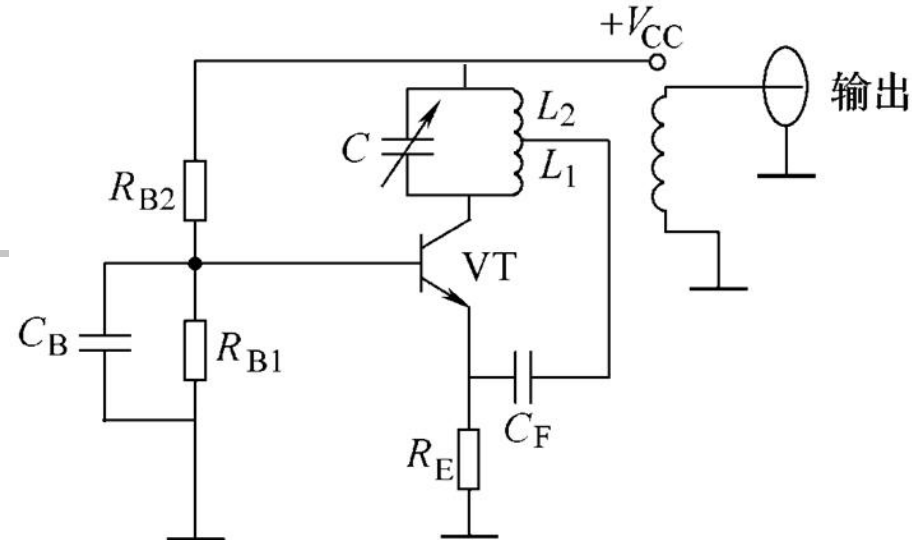
电感三点式LC正弦波发生电路也叫哈脱莱（Hartley）振荡电路。

采用了集电极调谐型LC并联回路，可变电容器用于调节LC振荡频率。

放大电路为共基接法。该电路包括了正弦波发生电路的各个基本环节，放大电路能正常工作。



用瞬时极性法，可以判断电路满足产生正弦振荡的相位平衡条件。



适当选择电感 L_1 、 L_2 的比值，能满足起振的幅值条件。

振荡频率近似为：

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C}}$$

$$L' = L_1 + L_2 + 2L$$

由于可以采取可变电容，其振荡频率可在较宽的范围内调节，在需要经常改变频率的场合中得到广泛应用。

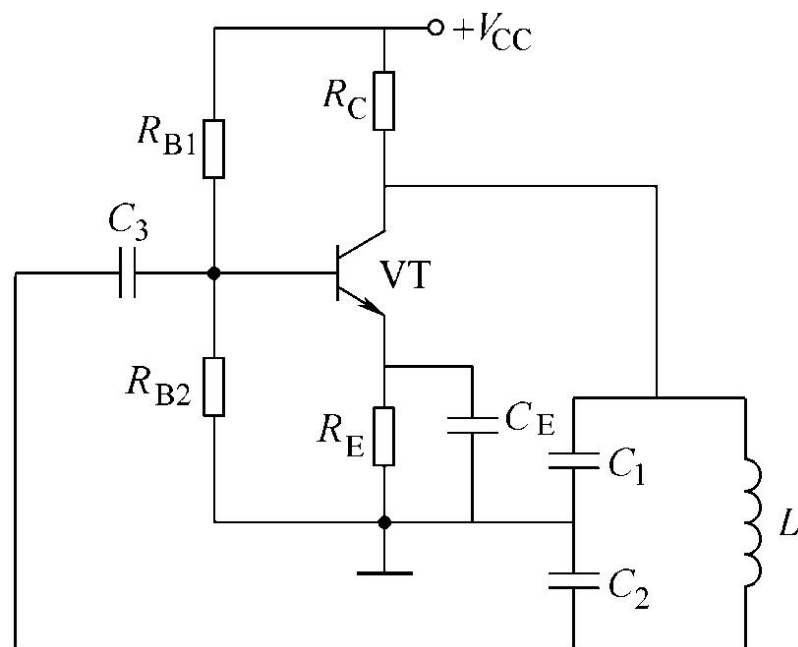
由于它的反馈电压取自电感，它对高次谐波电抗大，故输出波形中所含高次谐波大，波形较差。

电容三点式LC正弦波发生电路

电容三点式LC正弦波
发生电路也叫考尔比兹
(Collpitts) 振荡电路。

由瞬时极性法分析，
电路满足相位平衡条件。

选择合适的 C_1 、 C_2 的比值，电路能满足起振
的幅值条件



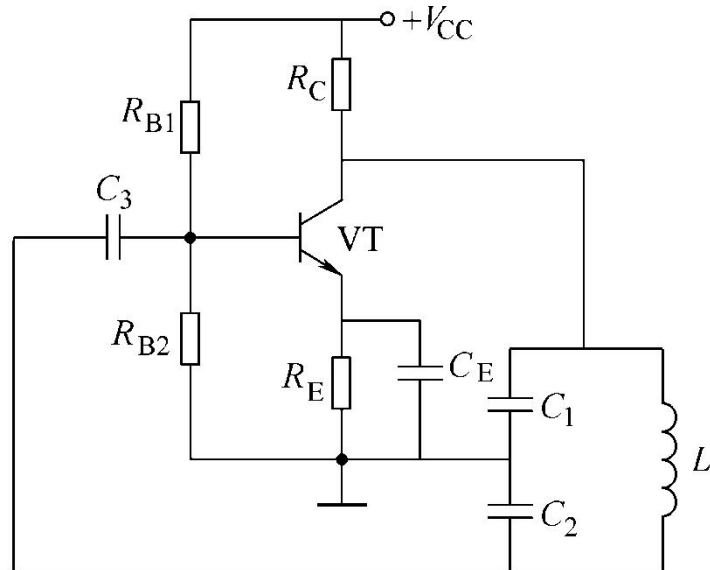
振荡频率近似为：

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

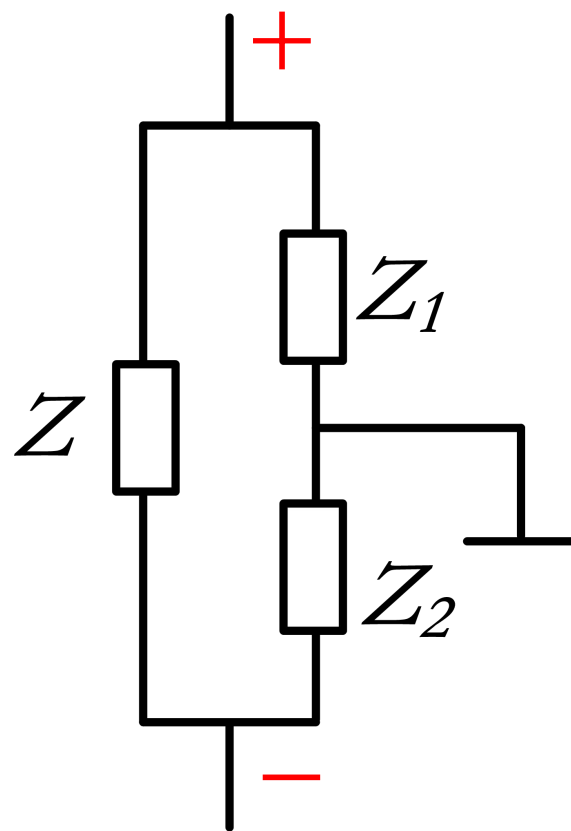
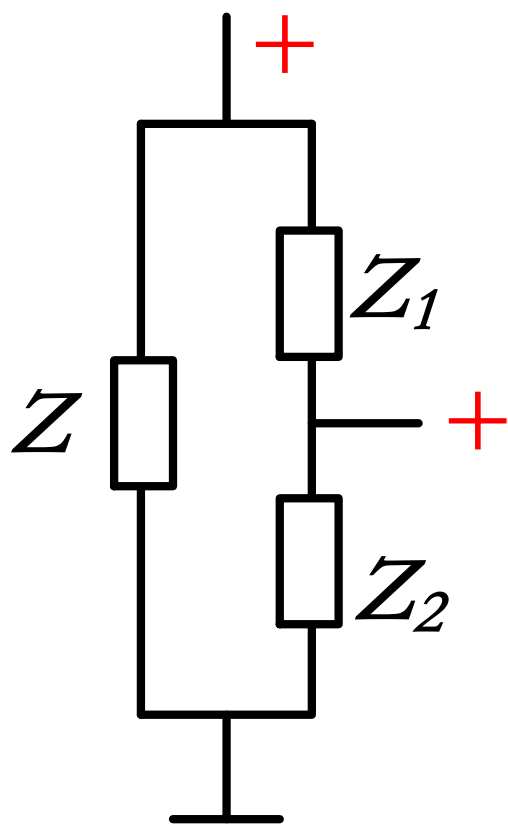
$$C' = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

反馈电压取自电容，高次谐波分量小，输出波形较好。

电容的容量可以选得很小，振荡频率高（可高达100MHz）。



组成LC三点式正弦波发生电路的规律



例 电路如图所示，分析电路能否起振。

放大电路

✓

选频网络

✓

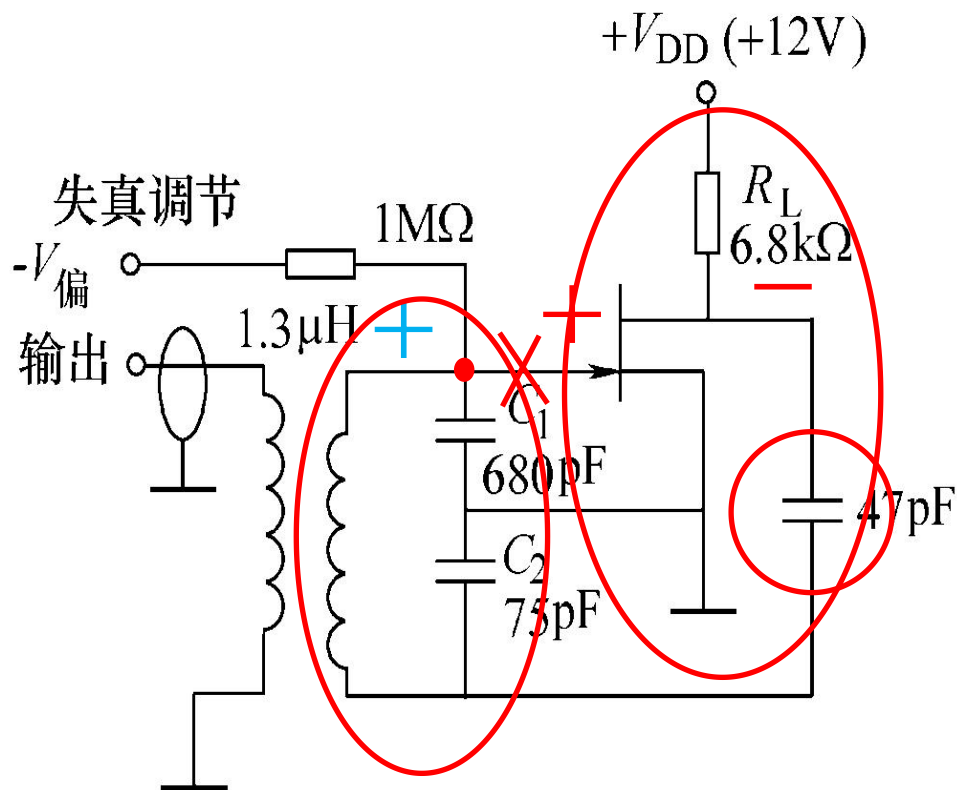
正反馈

✓

限幅环节

✓

可以起振

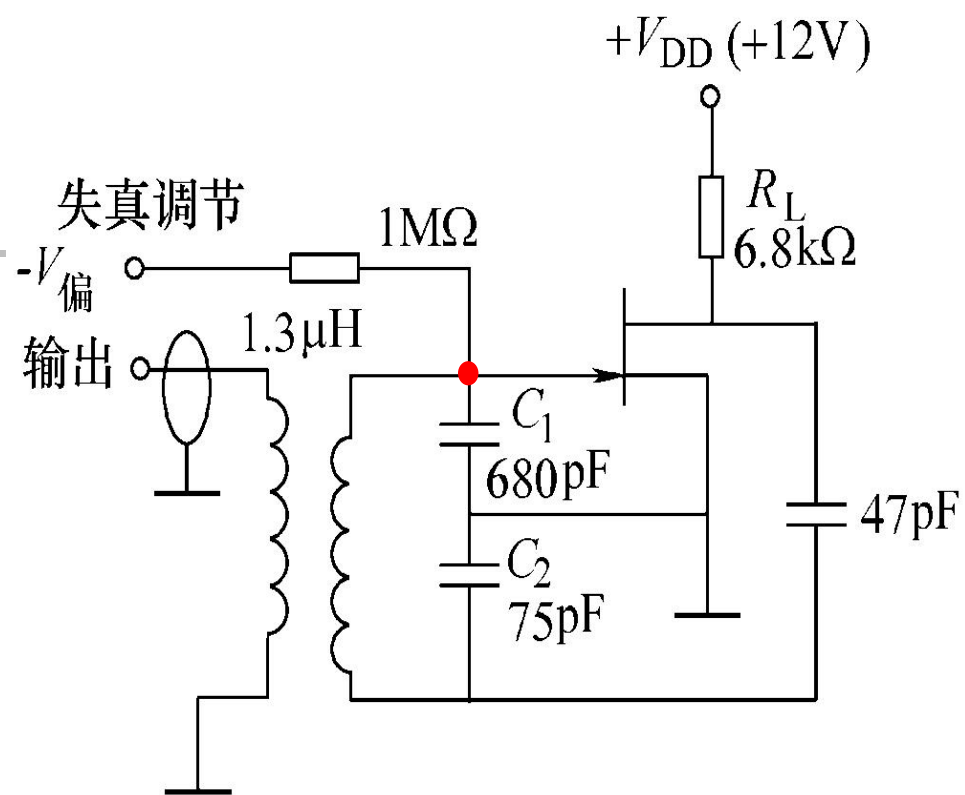


振荡频率：

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

$$= \frac{1}{2\pi\sqrt{1.3 \times 10^{-6} \times \frac{680 \times 75}{680 + 75} \times 10^{-12}}} \text{ Hz}$$

$$\approx 17 \text{ MHz}$$



石英晶体振荡电路

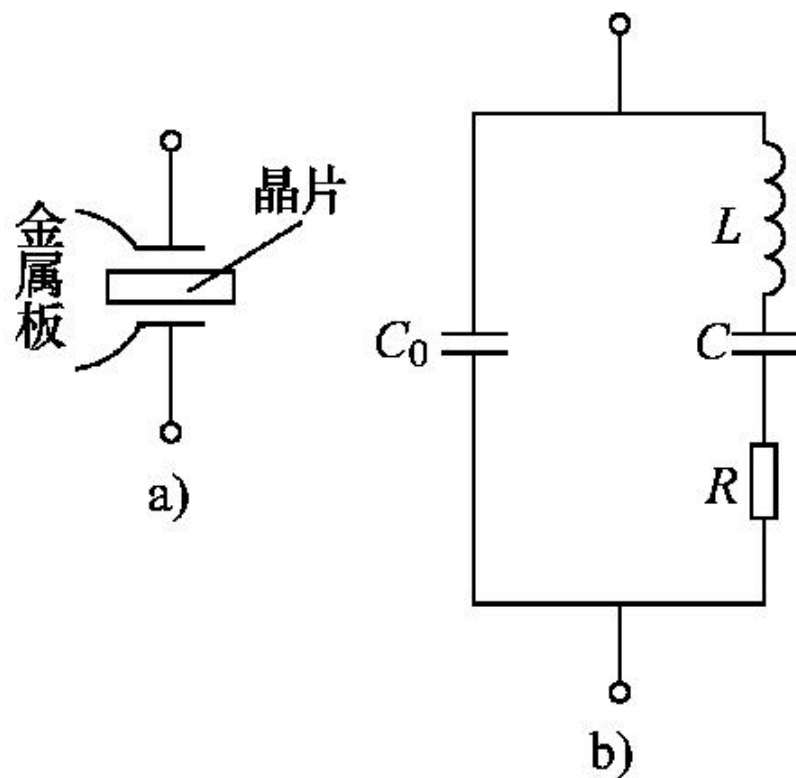
石英晶体振荡电路具有很高的频率稳定度，适用于频率稳定性要求高的场合。

其频率稳定度高于 10^{-5} 数量级。

1. 石英谐振器的电特性

石英谐振器是利用石英晶体的压电效应而制成的谐振器件。

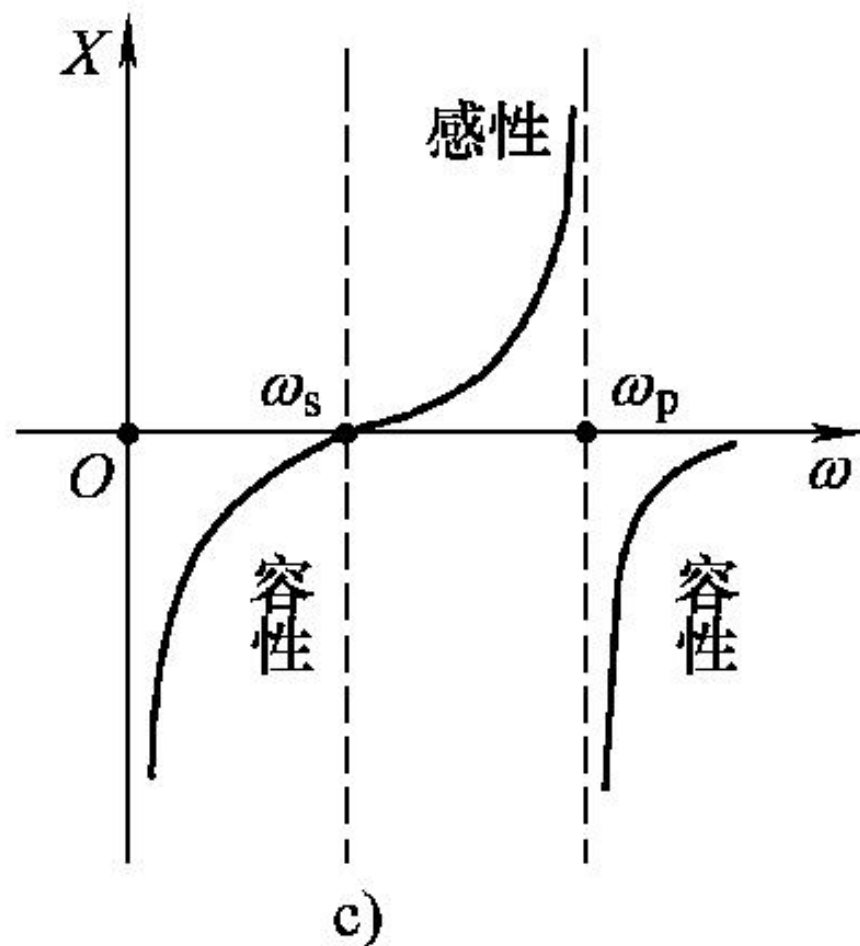
C_0 为静态电容， L 模拟晶片惯性， C 模拟晶片弹性， R 为摩擦损耗。



当忽略 R 时，回路的等效电抗为：

$$X = \frac{-\frac{1}{\omega C_0}(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{-\frac{1}{\omega C_0} + (\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

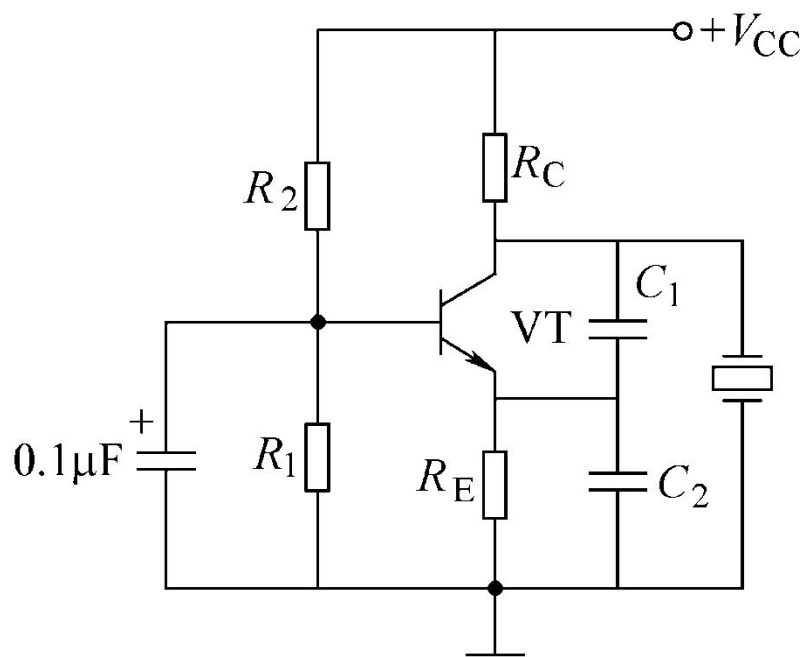
$$= \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega(C_0 + C - \omega^2 LC_0 C)}$$



2. 晶体振荡电路

(1) 并联型晶体振荡电路

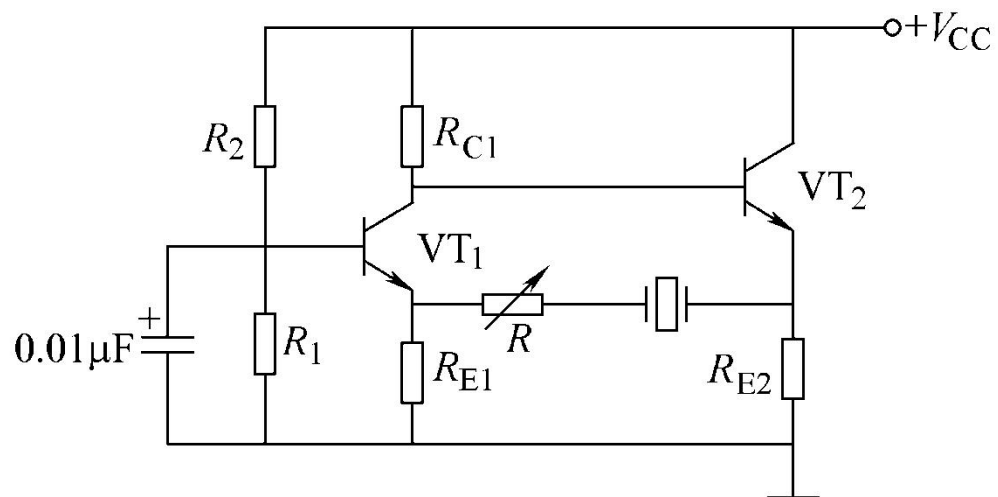
石英晶体工作在 ω_s 和 ω_p 之间， X 呈感性的频段内，它和两个外接电容 C_1 和 C_2 构成了电容三点式正弦波发生电路。



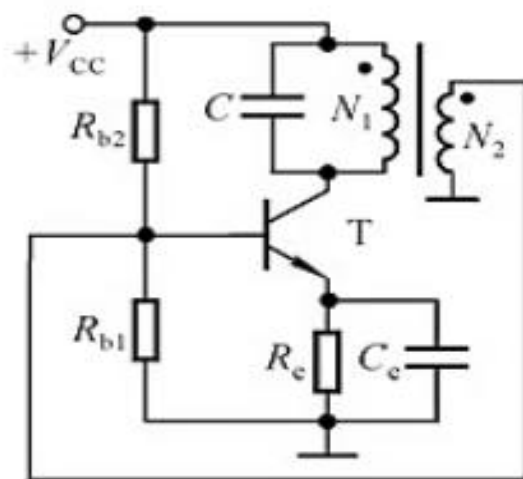
(2) 串联型晶体振荡电路

石英晶体工作在 ω_s 处，是串联谐振，相当于纯电阻。

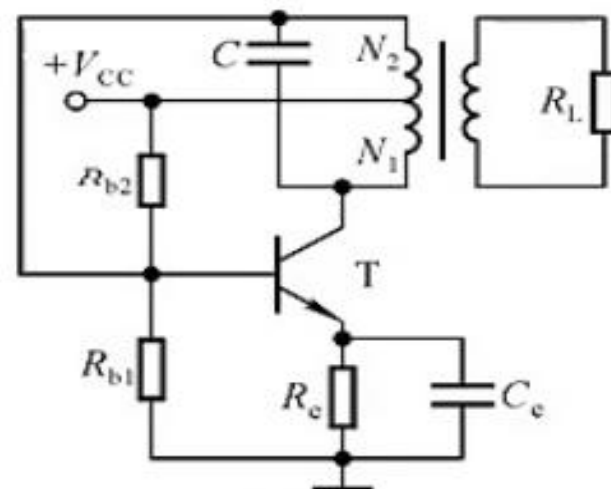
它接在电路的反馈网络中，构成正反馈，满足产生振荡的相位平衡条件。



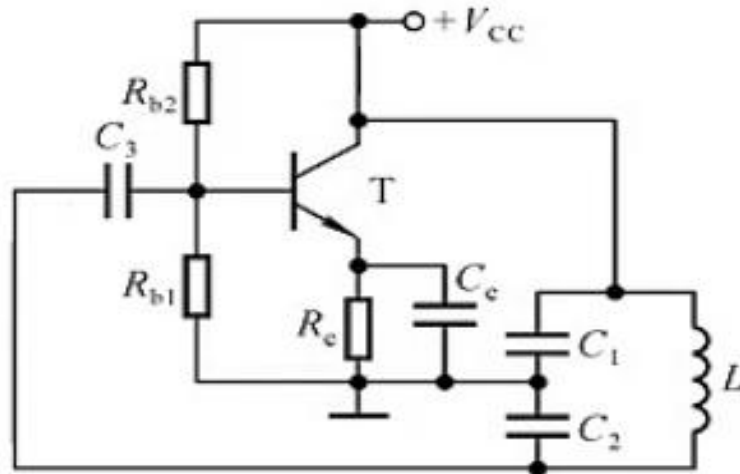
反馈网络也是选频网络。
调节电阻 R 可使电路满足幅值平衡条件。



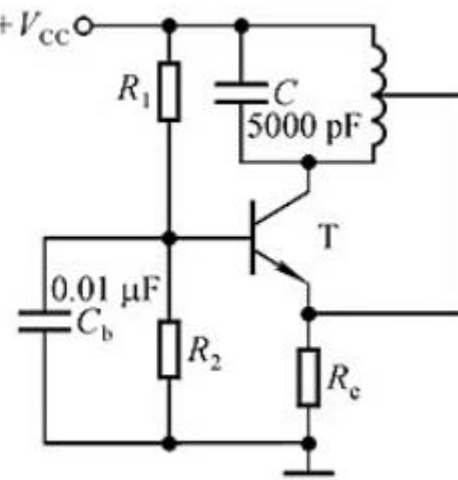
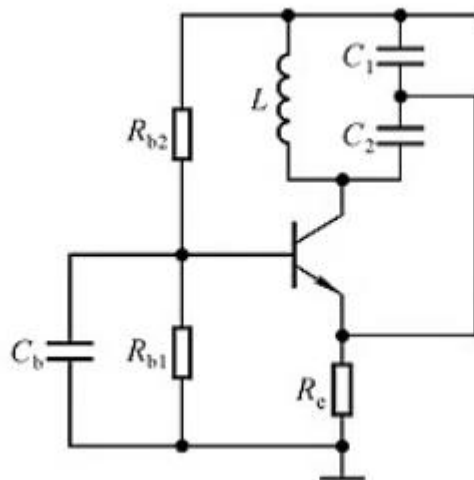
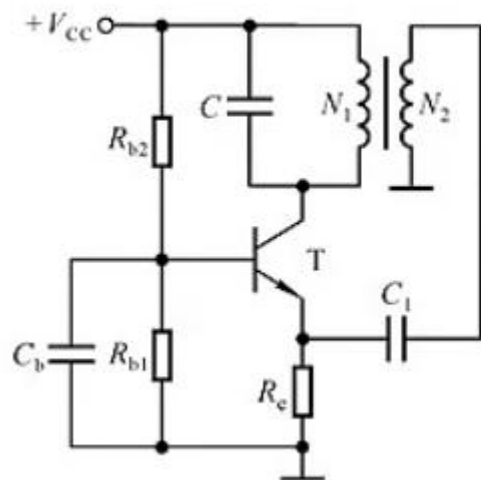
(a)



(b)

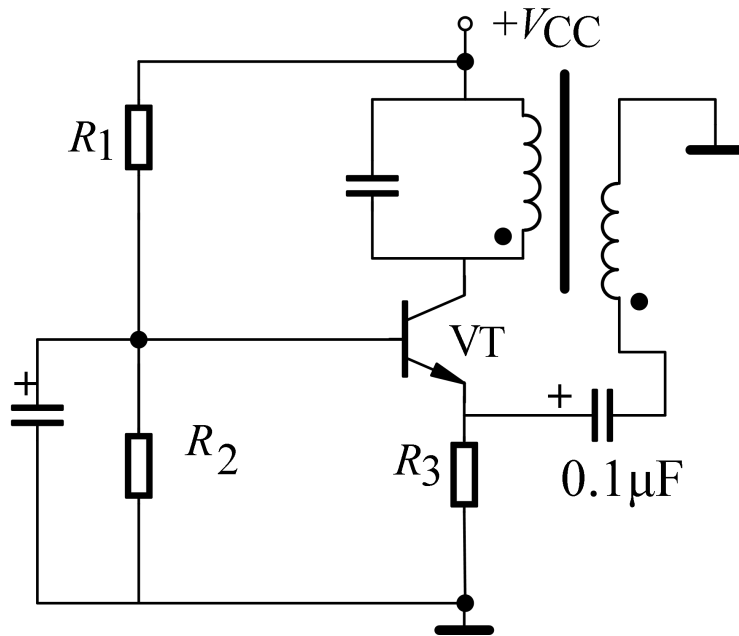
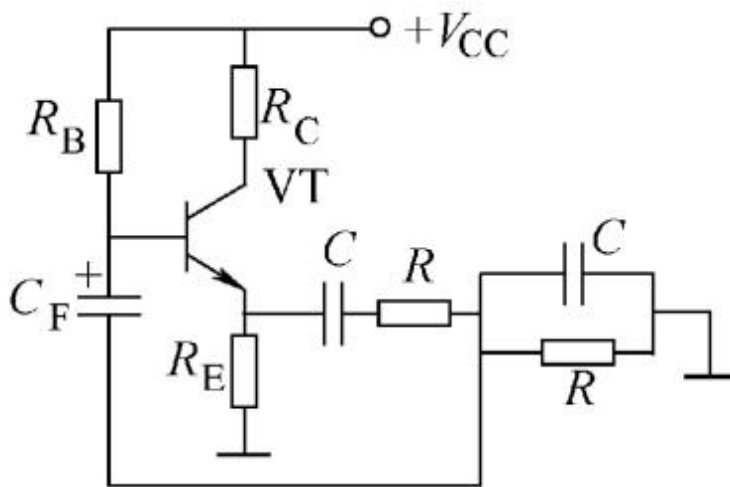
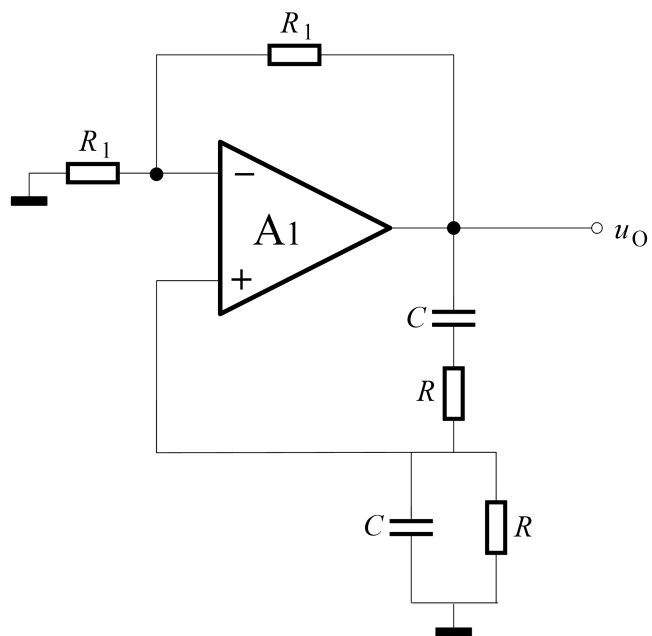


(c)



注意事项：

- 1、放大电路**必须能够正常工作**，放大电路的基本接法；
- 2、断开反馈，在断开出加 **$f=f_0$** 的输入电压；
- 3、找出在哪个原件上获得**反馈电压**，是否能取代输入电压。



9.2 电压比较电路

电压比较电路的功能是比较两个电压（如输入电压 u_I 和参考电压 u_R ）的大小，并用输出的高、低电平表示比较结果。

电压比较电路在测量、控制以及波形发生等许多方面有着广泛的应用。

它的种类很多，如单门限比较电路，滞回比较电路以及窗口比较电路等等。

单门限电压比较电路

U_R 为参考电压。

令 $U_R = 0$,

运放处于开环状态

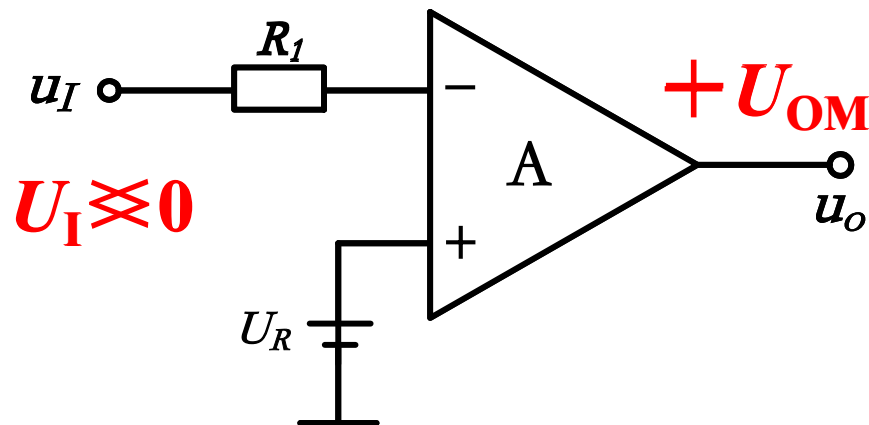
当输入 u_I 小于 0 时,

输出电压将达到正的最大值 $+U_{OM}$;

当输入 u_I 大于 0 时,

输出电压将达到负的最大值 $-U_{OM}$ 。

$+U_{OM}$ 和 $-U_{OM}$ 分别为集成运放饱和时的正负向输出电压值。



阈值电压（门限电压）：

输出电压发生跳变的输入电压，用 U_{TH} 表示

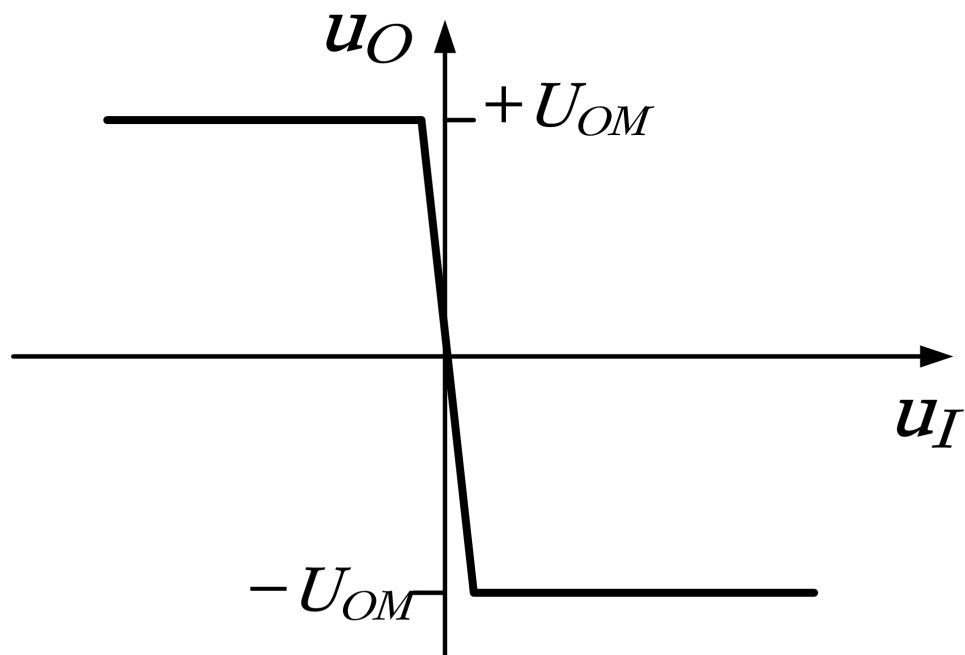
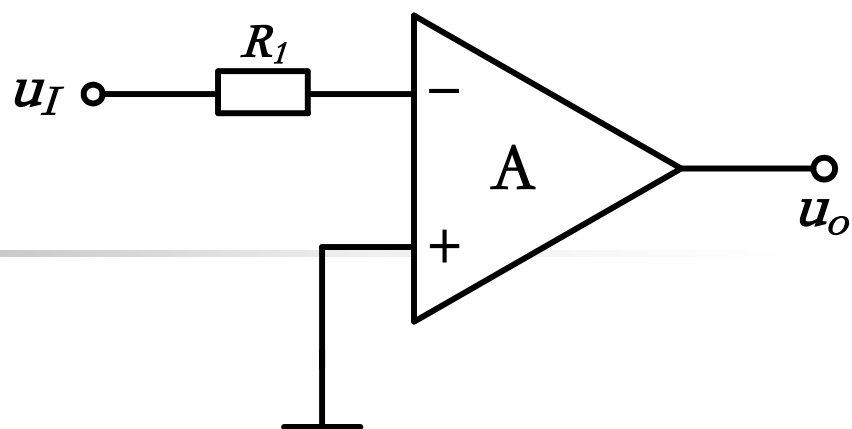
U_{TH} 的计算：

$U_+ = U_-$ 为临界条件，此时的输入即为 U_{TH}

$$U_{TH}=0$$

过零比较电路

传输特性



如果 $U_R \neq 0$

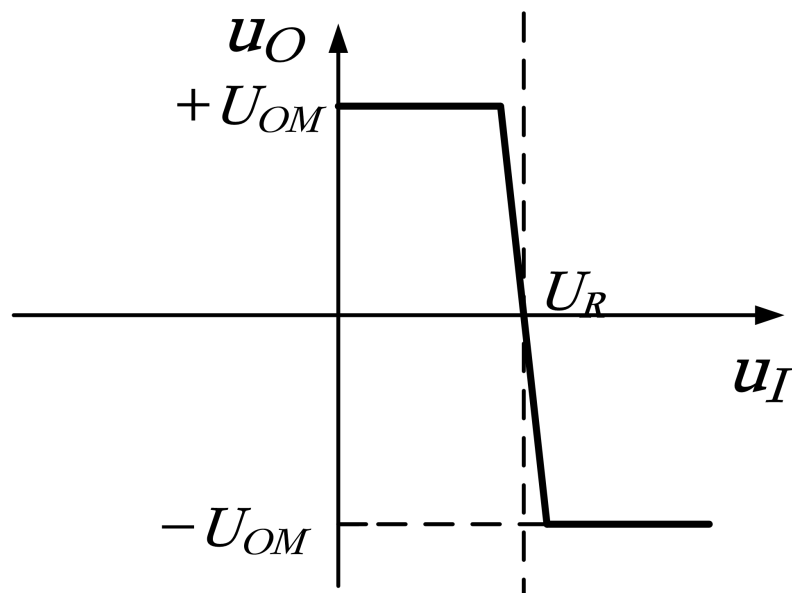
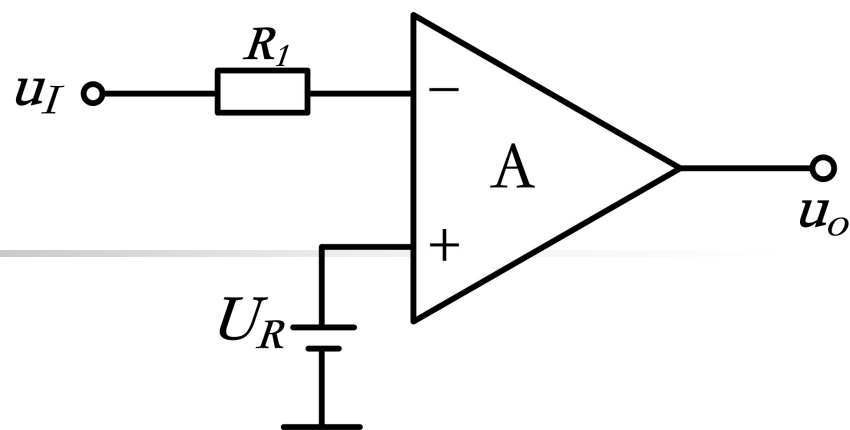
当 $u_I < U_R$ 时,

输出电压将达到正的最大值 $+U_{OM}$;

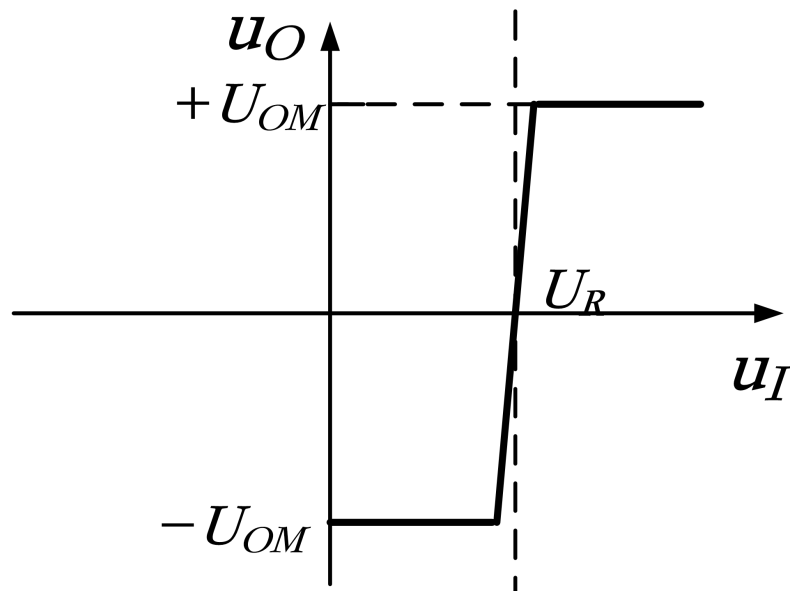
当 $u_I > U_R$ 时,

输出电压将达到负的最大值 $-U_{OM}$

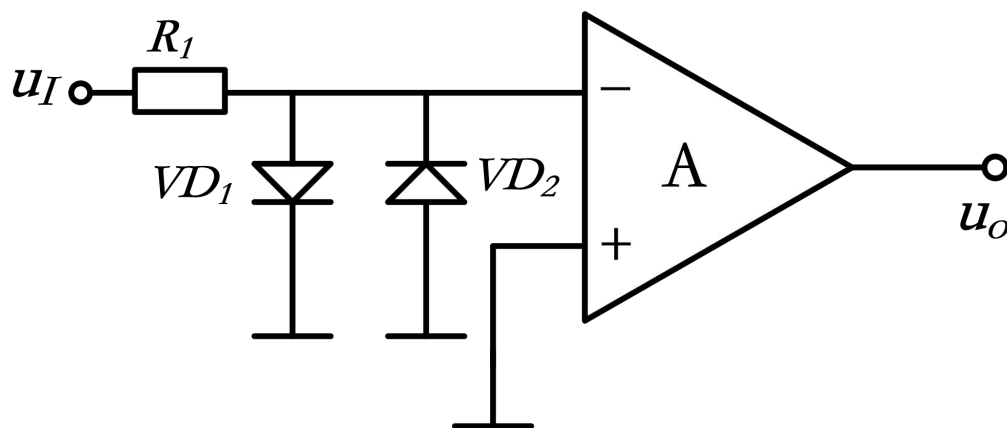
$$U_{TH} = U_R$$



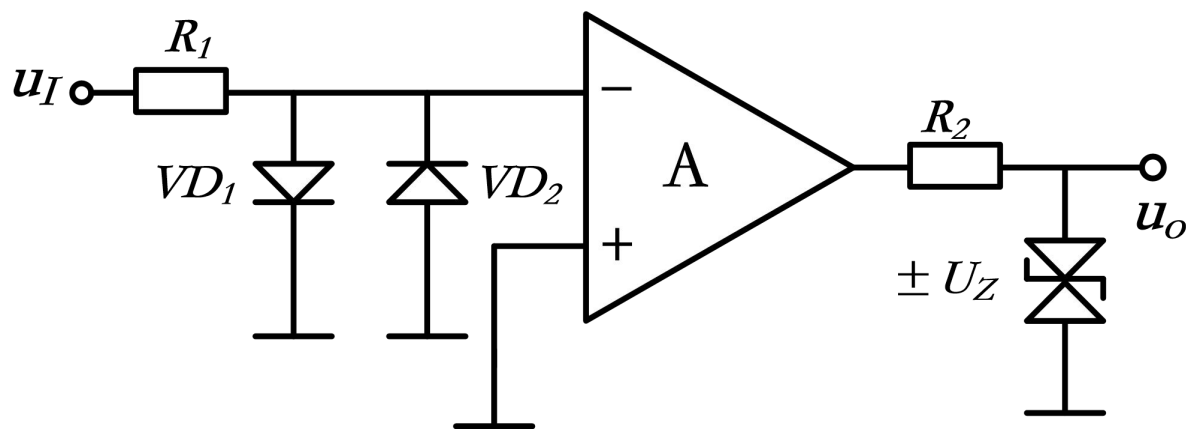
单门限电压比较电路也可采用同相输入接法，即把输入电压接到集成运放的同相输入端。这样就获得了输出电压跳变方向相反的电压传输特性。

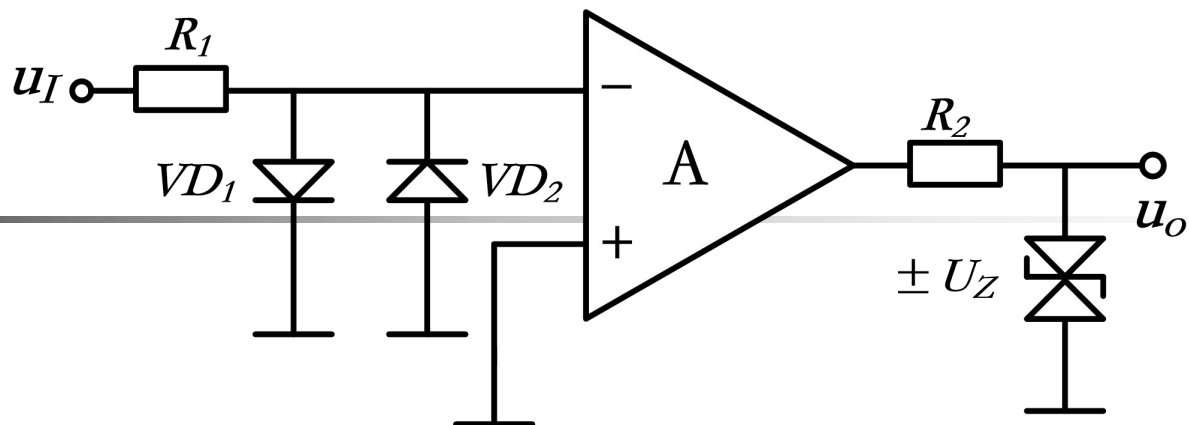


在实际的比较电路中，为了防止输入电压过大，损坏集成运放输入级的晶体管，常在运放输入端接入二极管限幅电路，双向限制运放的输入电压，如图所示。



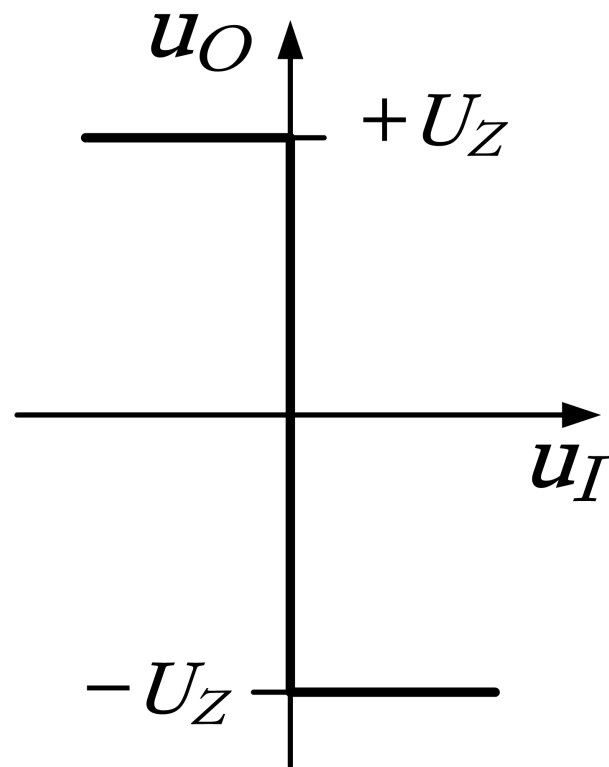
为了满足负载的需要，常在集成运放的输出端加稳压管限幅电路，从而获得合适的 u_{OH} 和 u_{OL} 。



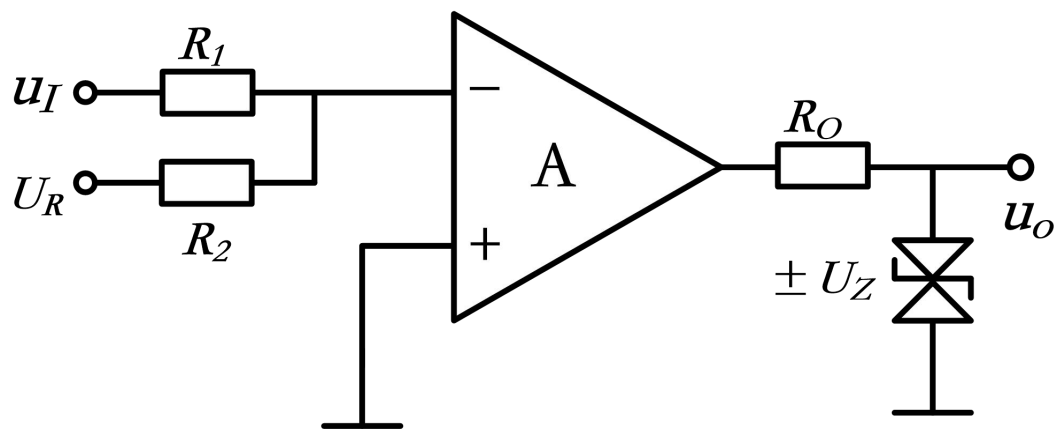


电路的传输特性如图所示

u_o 值等于稳压管的稳压值 $\pm U_Z$ 。由图可见，在理想的情况下，输出电压跳变是在瞬间完成的。



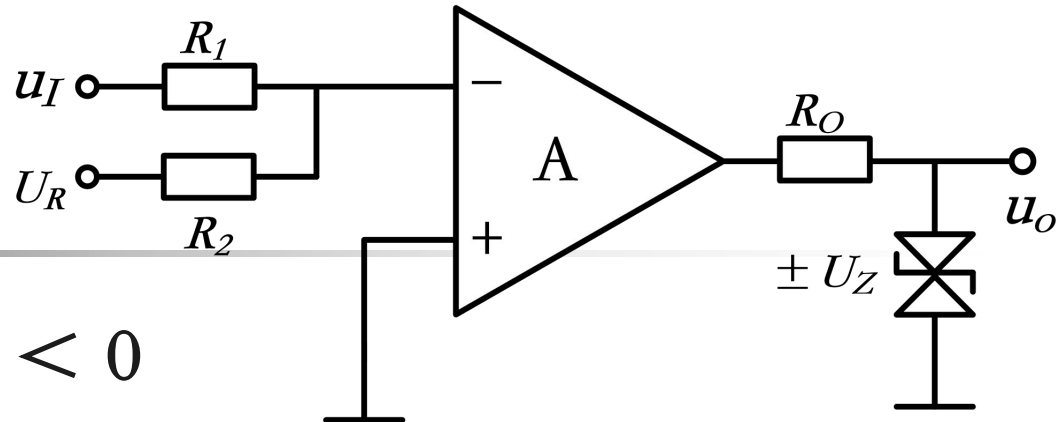
例 电路如图所示，设稳压管 V_S 的稳压值为 $\pm 6V$ 。求阈值电压，并画出电路的电压传输特性。



解：

跳变的条件是 $U_+ = U_-$ ，有 $\frac{u_R}{R_2} + \frac{u_I}{R_1} = 0$

可得 $u_I = -\frac{R_1}{R_2} U_R = U_{TH}$



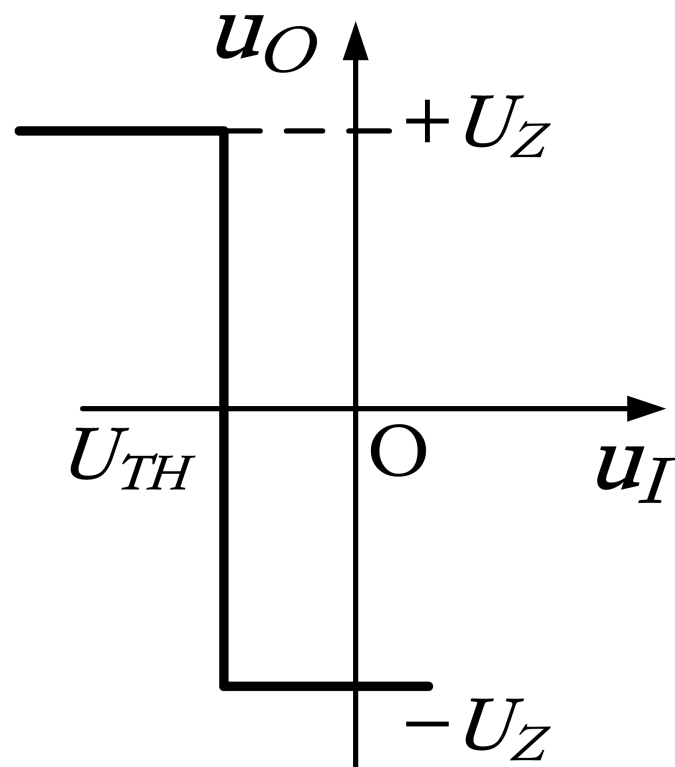
当 $u_I < U_{TH}$ 时, $u_- < 0$

u_O 为高电平 $+U_Z$;

当 $u_I > U_{TH}$ 时, $u_- > 0$

u_O 为低电平 $-U_Z$;

传输特性如图



电压比较电路的特点

1. 集成运放工作在开环或正反馈状态

前面几个例子中的集成运放都工作在开环状态。

为了提高比较电路的灵敏度和响应速度，在集成运放中有时还引入正反馈，如滞回比较电路中的集成运放就是工作在正反馈状态。

2. 电压比较电路的输入与输出之间是非线性关系

由于集成运放工作在开环或正反馈状态，只要两个输入端之间有很小的差值电压，输出电压就将达到正的最大值或者负的最大值。

集成运放的输出与输入呈现非线性关系。

电压比较电路相当于一个受输入信号 u_I 控制的开关。输入信号可以是模拟信号，但输出 u_O 只有两种可能：高电平 U_{OH} 和低电平 U_{OL} 。

当输入信号通过阈值 U_{TH} 时，输出电压从一个电平跳变到另一个电平。

可以通过电压传输特性，即输入电压 u_I 和输出电压 u_O 的函数关系来描述电压比较电路。为了正确画出电压传输特性，必须求出三个要素：

- 1、输出电压的高电平值 u_{OH} 和低电平值 u_{OL}
- 2、阈值电压 U_{TH} ，它根据临界条件 $u_+ = u_-$ 求出；
- 3、当 u_I 变化且经过 u_{TH} 时， u_O 跳变的方向，即是从 u_{OH} 跳变为 u_{OL} ，还是从 u_{OL} 跳变为 u_{OH} 。

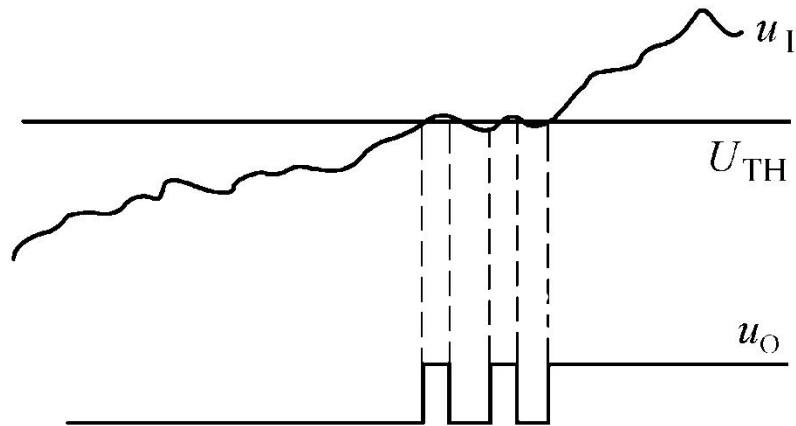
滞回比较电路

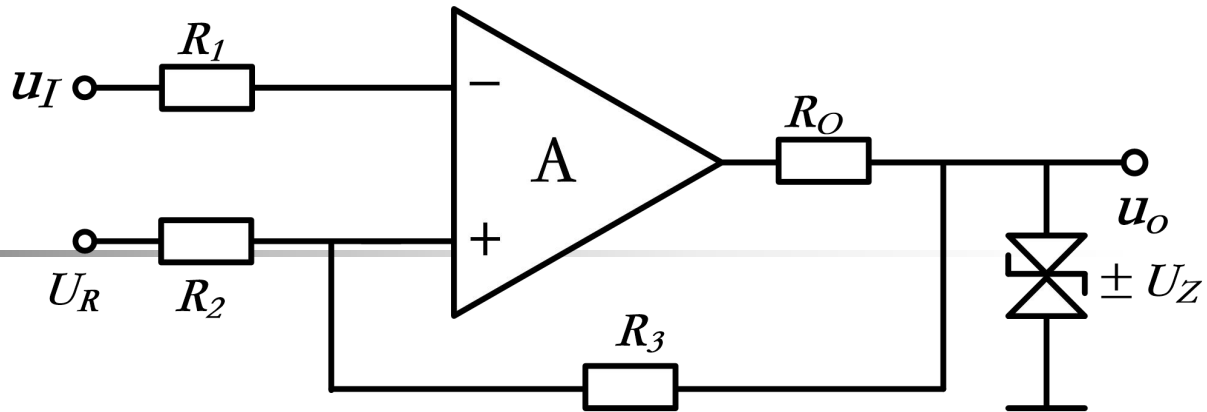
单门限电压比较电路

有两个缺点：

- 1、如果输入变化非常缓慢，输出的变化也可能相当慢；
- 2、如果输入中带有噪声，当输入经过阈值时，输出可能发生多次跳变。

这两个缺点都可以通过采用“**正反馈**”得到弥补。



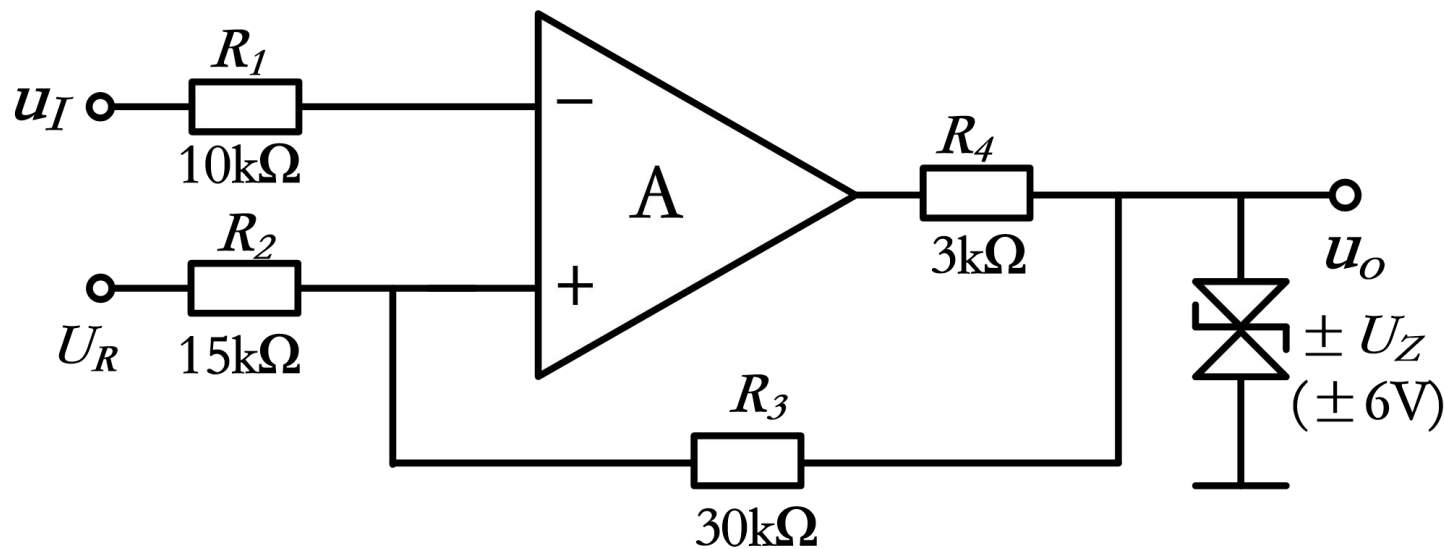


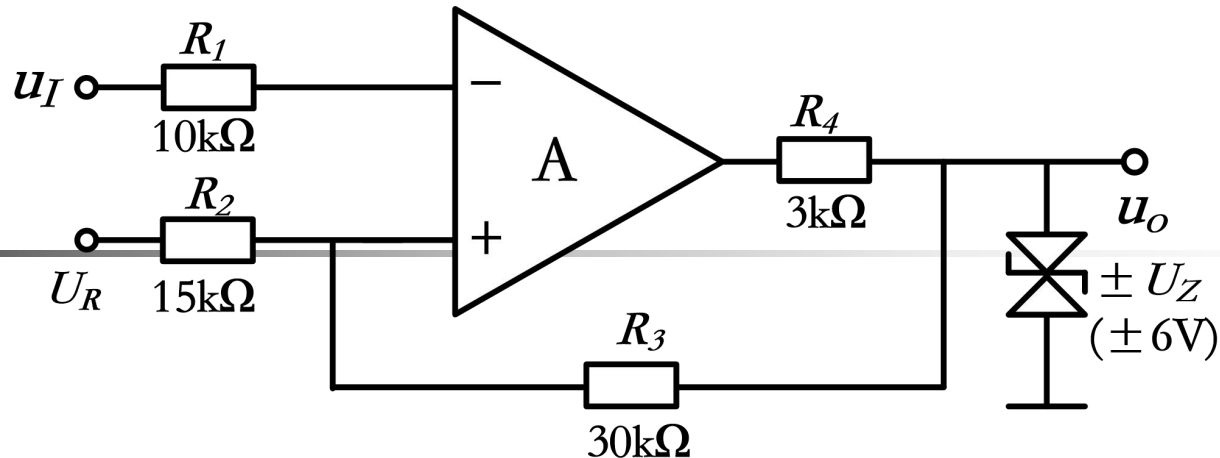
由于采用了正反馈，比较电路具有了两个阈值，分别取决于输出所处的状态。

另外，不管输入波形的变化速率如何，正反馈能保证输出的迅速跳变。

由于这种电路的输出既与当前的输入电压有关，又与输入的历史状态有关，所以叫做“滞回比较电路”，又叫做“施密特触发器”。

电路如图所示。在集成运放中，通过 R_3 引入了正反馈。 u_I 为输入信号， U_R 为参考电压，集成运放输出电压为 $u_O = \pm U_Z$ 。





求阈值:

$$u_- = u_I \quad u_+ = \frac{R_3 U_R + R_2 u_O}{R_2 + R_3} \quad u_O = \pm U_Z$$

临界条件 $u_- \approx u_+$

$$U_{TH} = \frac{R_3 U_R \pm R_2 U_Z}{R_2 + R_3}$$

在滞回电压比较电路中，出现了两个阈值。

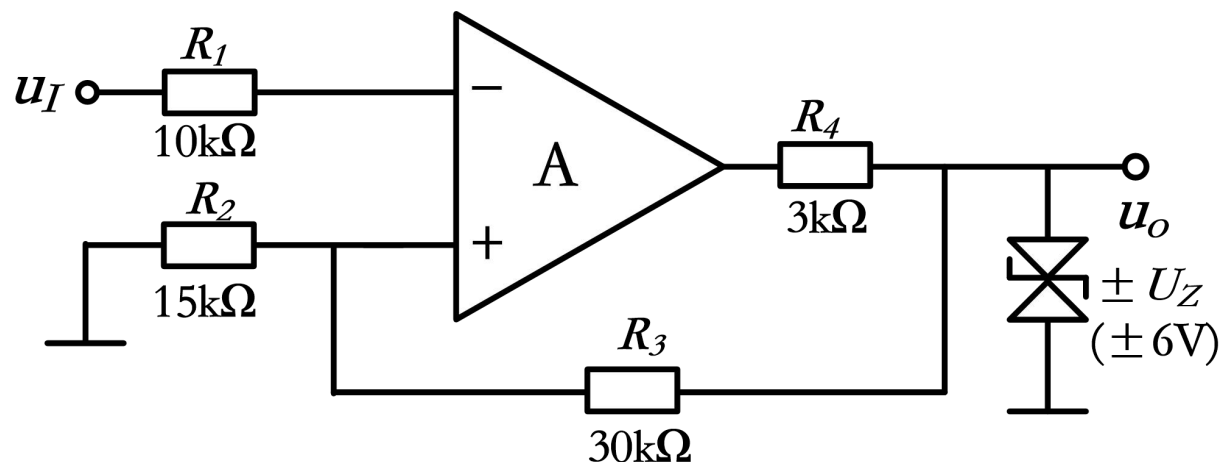
分析输出和输入之间的关系

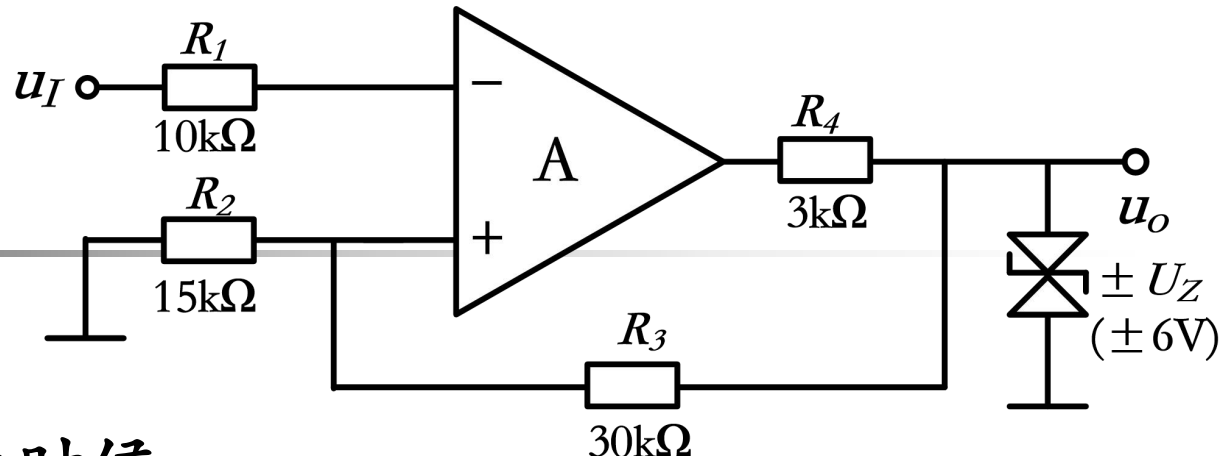
设 $U_R = 0V$,

$U_Z = \pm 6V$

可得

$U_{TH1} = 2V$, $U_{TH2} = -2V$





当 u_I 足够小的时候,

$$u_O = +U_Z = +6V \quad u_+ = U_{TH1} = 2V$$

当输入 u_I 逐渐增大并达到 U_{TH1} 时, u_O 发生跳变;

当 u_I 足够大的时候,

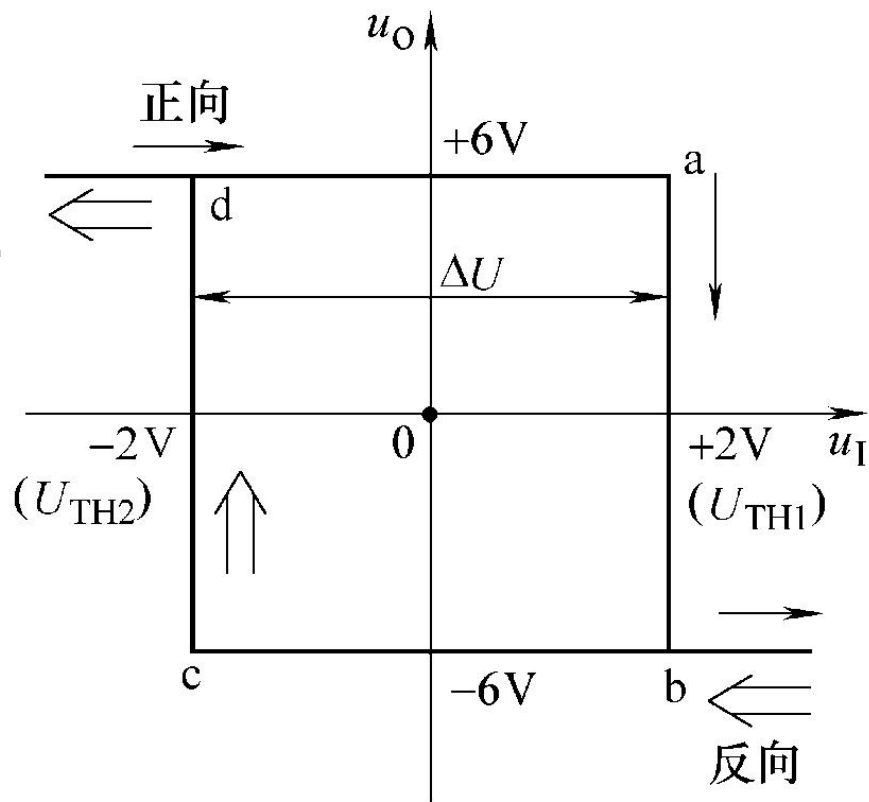
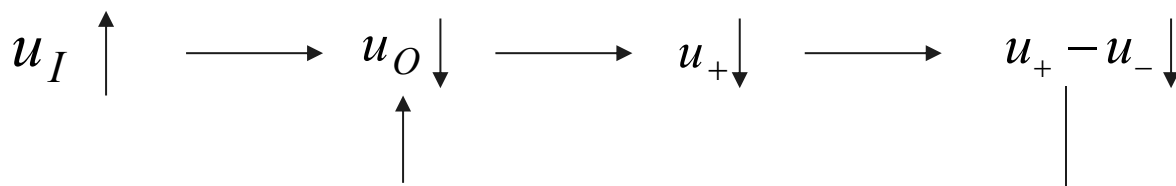
$$u_O = -U_Z = -6V \quad u_+ = U_{TH2} = -2V$$

当输入 u_I 逐渐减小并达到 U_{TH2} 时, u_O 发生跳变。

电压传输特性

由于电路引入了**正反馈**，加快了输出电压的跳变过程。

正反馈过程：

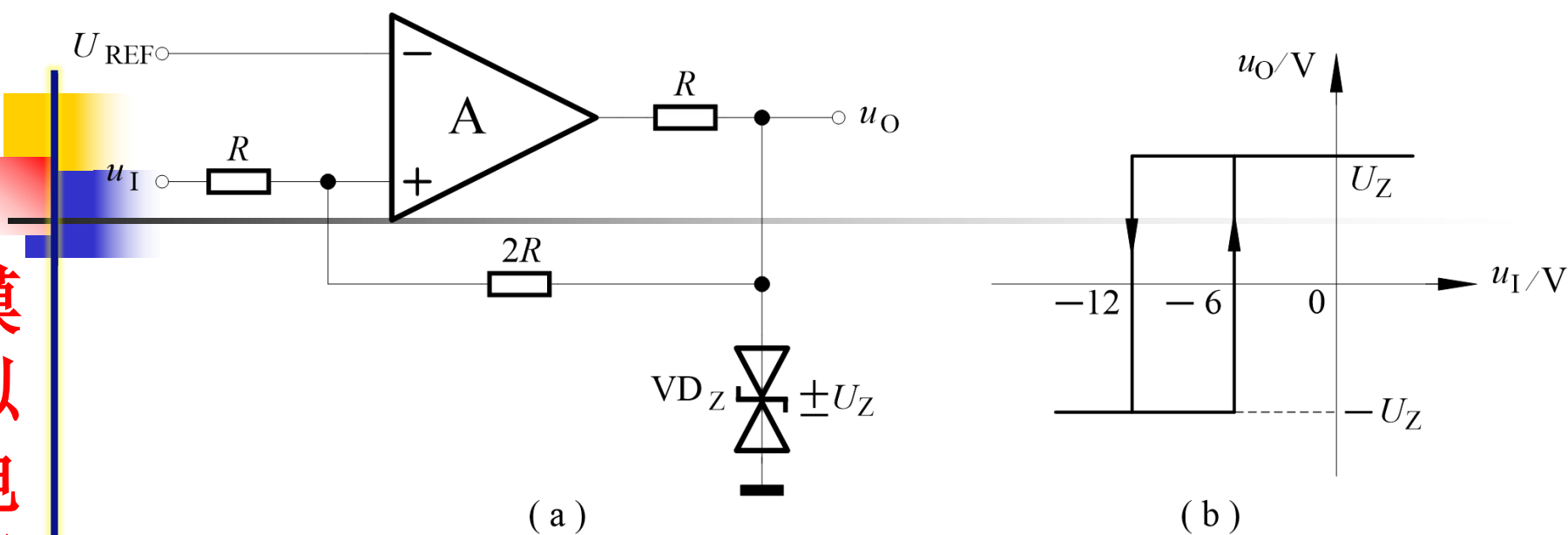


滞回比较电路的应用

滞回比较电路有两个阈值电压，其差值 $\Delta U = U_{TH1} - U_{TH2}$ 叫做“回差电压”或“迟滞电压”

和单门限电压比较电路相比，滞回比较电路有较强的抗干扰能力，不易产生误跳变。

因此，滞回比较电路可应用的环境干扰比较大的场合和波形整形。但由于存在迟滞电压，滞回比较电路的工作精度比较差。



所示电路中，已知 A 为理想运算放大器；该电路的电压传输特性如图（b）所示。

试求解稳压管的稳压值及基准电压。

集成电压比较器

由于电压比较电路可将模拟信号转换成高低电平信号，因此，电压比较电路可用为模拟电路和数字电路的接口电路。

上述的电压比较电路输出电压在最大正负输出电压之间跳变，如果要把它和数字电路相连，还必须要有附加电路。为了可以直接驱动数字电路，生产了专用的集成电压比较器。

集成电压比较器的输出级大多为集电极开路（OC）方式和发射极开路（OE）方式，其频率特性也与集成运放有明显不同。

电压比较器的频带较宽，没有也无需相位补偿。

按一个集成器件中所含比较器的数目，分为单电压、双电压、四电压比较器；

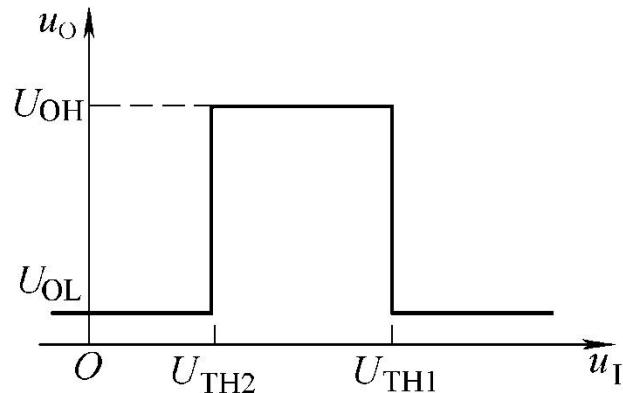
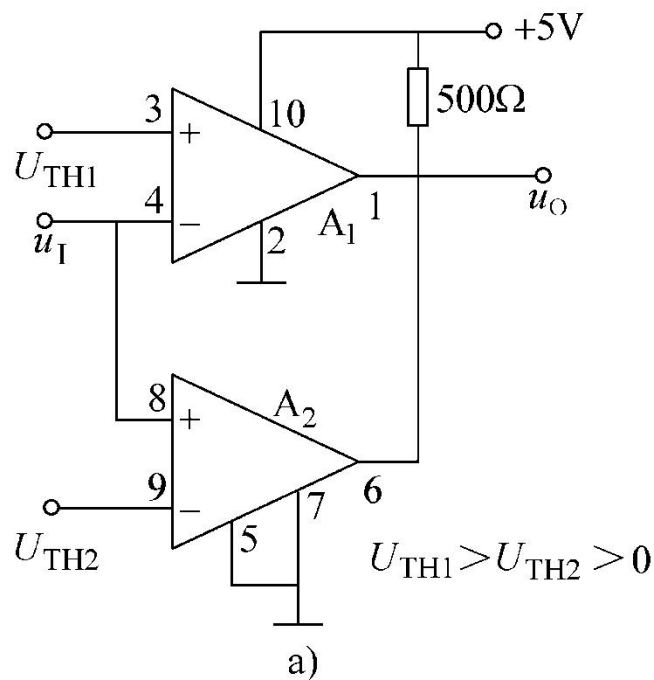
按信号传输速度，可分高速、中速比较器；

按性能指标，可分为精密比较器和高精度比较器等。

集成电压比较器的响应速度一般比集成运放快，但是它的输入级的偏置电流比运放大，输入失调电压也比集成运放大（一般都超过 1mV ）而它的差模电压增益和共模抑制比却不太高。

因此，在响应速度要求低，精度要求高的场合，应选用精密集成运放构成电压比较器。

集电极开路的双电压比较器LM119。两个输出端并联构成了“窗口比较电路”。



9.3 非正弦波发生电路

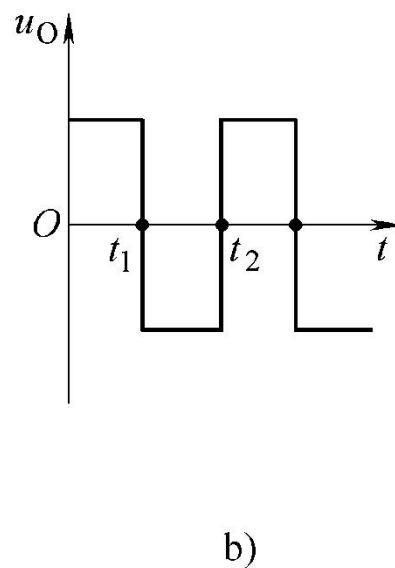
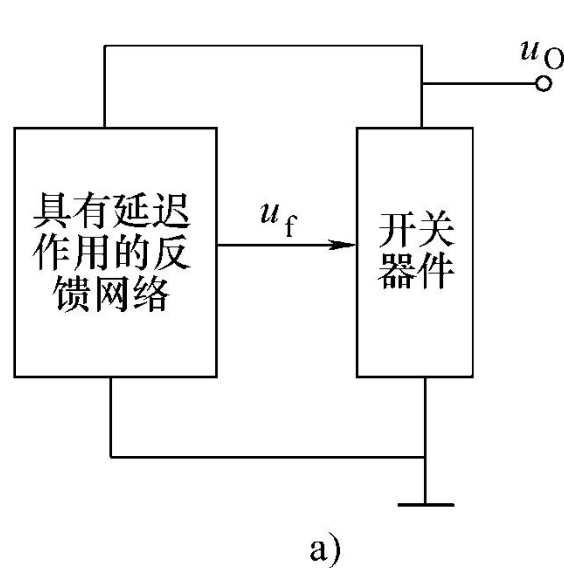
除了正弦波外，常用的还有矩形波、三角波、锯齿波、尖顶波和阶梯波等非正弦波。

非正弦波发生电路的基本组成环节是：电压比较电路、反馈环节和延迟环节，其中**比较电路**是关键环节。

矩形波、三角波和锯齿波三种非正弦波发生电路的组成、工作原理、波形分析和主要参数。

矩形波发生电路是基础。有了它，加上积分环节，就可组成三角波或锯齿波发生电路。

电压比较电路的输出只有高低两种电平。如果在电压比较电路的基础上加上延迟和反馈环节，保证在一定的延迟时间后，比较电路的输出就会发生周期性跳变，从而产生振荡。



矩形波发生电路

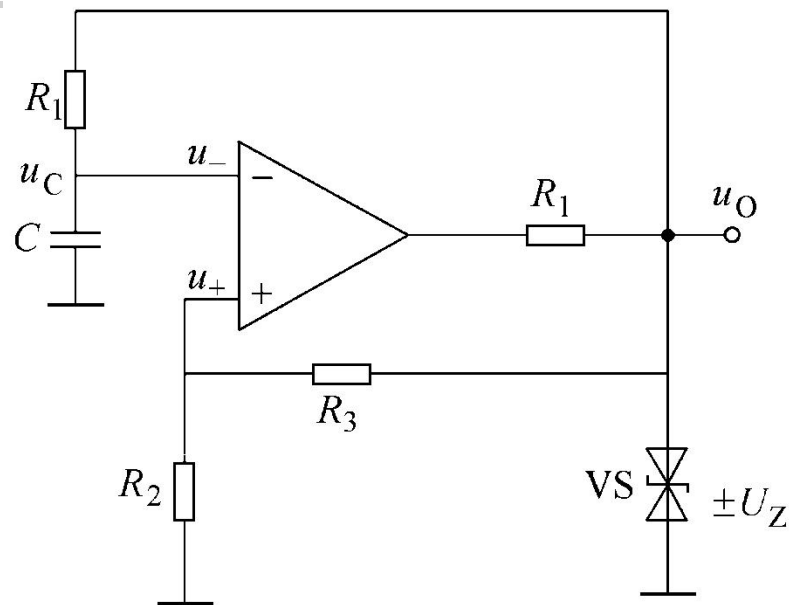
矩形波有两种：一种是输出处于高电平的时间和低电平的时间相等，叫做“**方波**”；一种是输出处于高电平和低电平的时间不等，叫做“**矩形波**”。

后者通常用“**占空比**”来描述，占空比是指在一个时钟周期内输出处于高电平的时间与周期之比。可以看出，方波的占空比为50%。

1. 方波发生电路的组成和工作原理

由滞回电压比较电路和RC电路组成。

R_1 和 C 组成“有延迟的反馈网络”，电容 C 两端的电压 u_C 就是反馈电压；稳压管构成输出限幅电路； R_1 为集成运放的限流电阻。



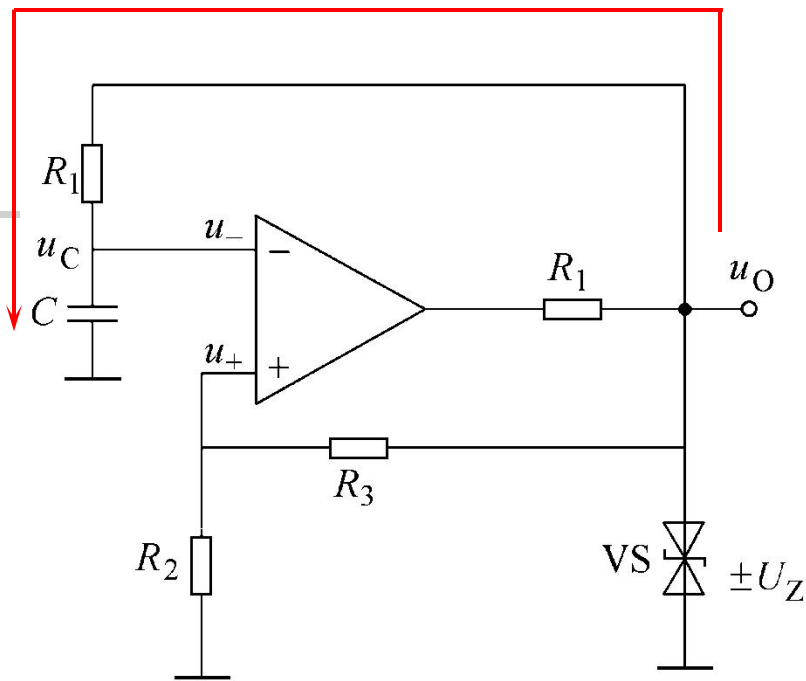
设 $t=0$ 时,

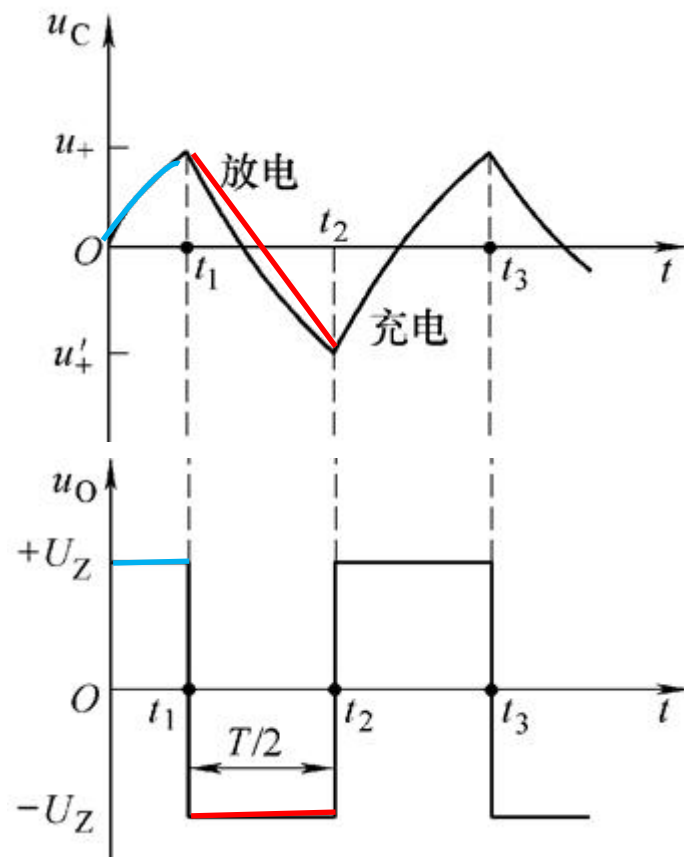
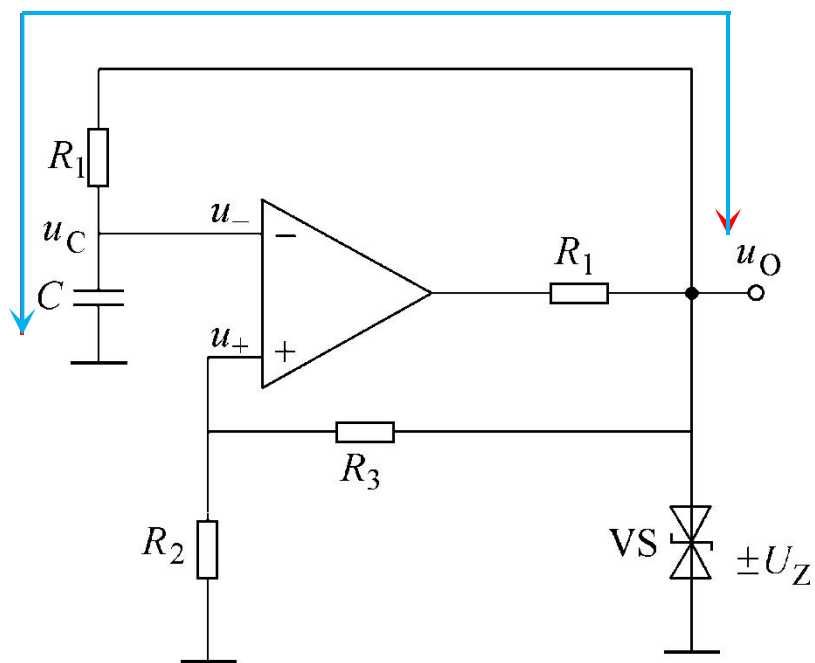
输出电压为 $u_O = +U_Z$,

$u_C=0$, 则 $u_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3}(+U_Z)$

u_O 通过 R_1 向电容 C 充电, 一旦 u_- 上升到略大于 u_+ 时, 输出电压 u_O 迅速地由 $+U_Z$ 跳变到 $-U_Z$ 。集成运放同相端电压也随之变为:

$$u'_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3}(-U_Z)$$





电容 C 通过电阻 R_1 放电，电容两端电压逐渐下降。当 u_- 下降到略小于 u_+ 时，内部正反馈又产生作用，输出电压迅速地由 $-U_Z$ 跳变到 $+U_Z$ 。如此周而复始，在输出端将产生周期信号。

由于电路中电容正向充电和反向放电的时间常数均为 R_1C ，而且充放电的电压幅值也相等，所以输出为方波信号，而电容两端电压的波形则近似为三角波。输出电压和电容电压的波形如图所示。

2. 方波周期的确定

方波周期可以由电容充放

器的工作原理得到。电容两端电压的变化规律

为：

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

选取图 t_1 为起点，有：

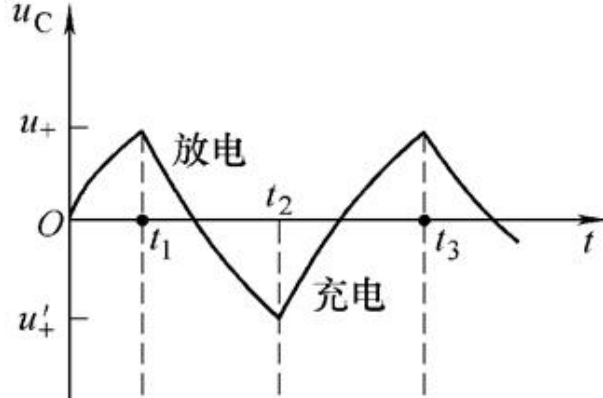
$$U_C(0) = \frac{R_2}{R_2 + R_3}(+U_Z)$$

$$U_C(\infty) = -U_Z \quad \tau = R_1 C$$

$$T = 2R_1 C \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_3}\right)$$

$$u_C = -U_Z + \left[\frac{R_2}{R_2 + R_3}U_Z - (-U_Z)\right]e^{-\frac{t}{R_1 C}}$$

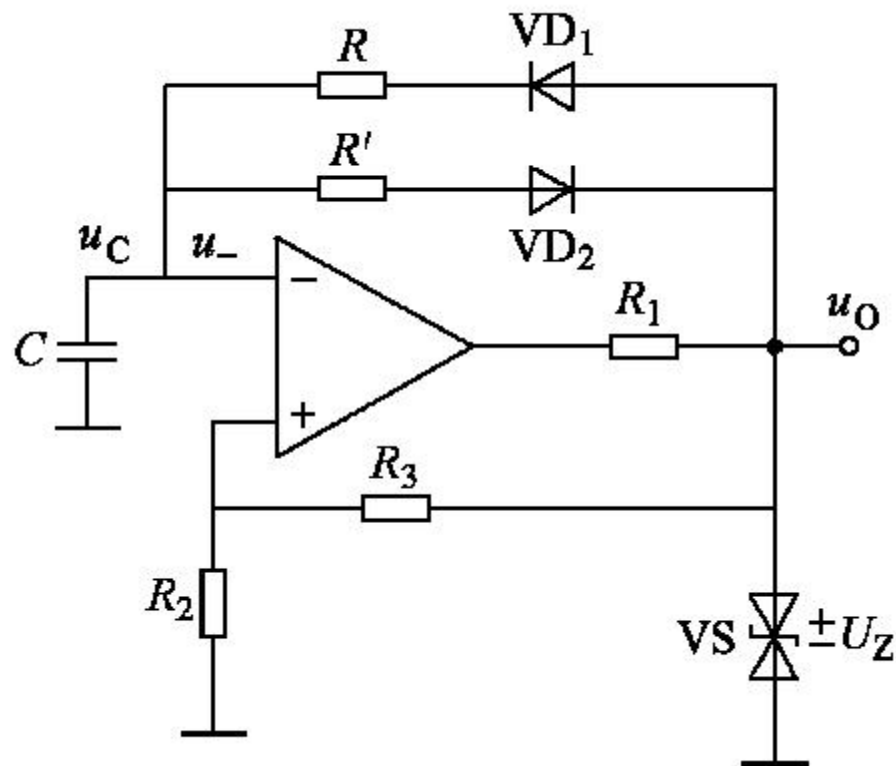
$$u_C = -\frac{R_2}{R_2 + R_3}(+U_Z)$$



2. 矩形波发生电路

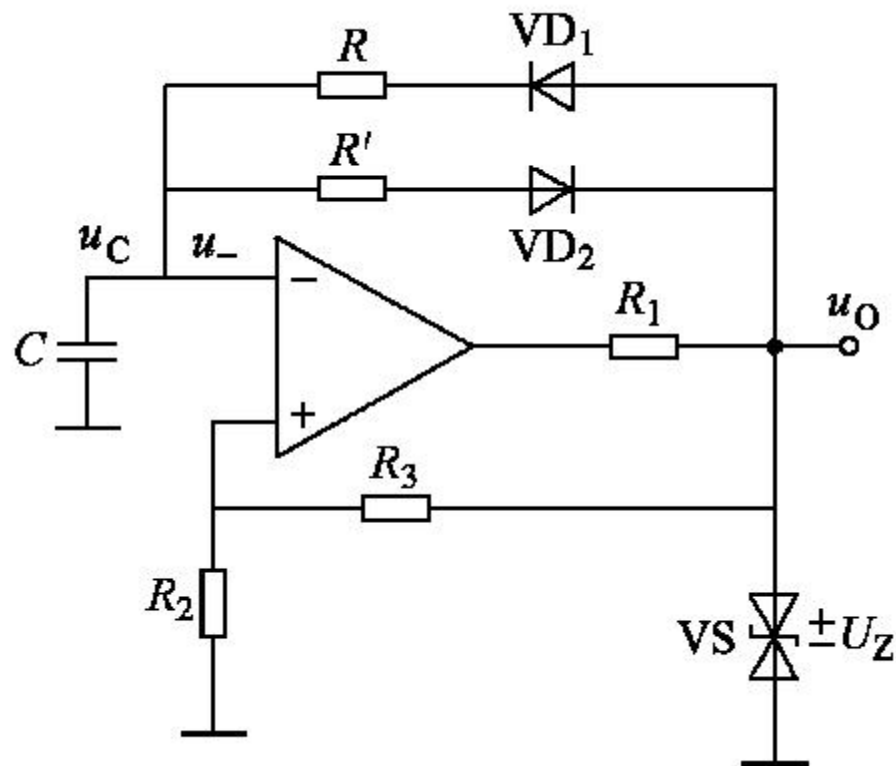
电容充、放电回路不同。

矩形波发生电路的充电回路为VD1、R和C，放电回路为VD2、R'和C，工作原理与方波发生电路完全相似。



如果忽略二极管 VD1 和 VD2 的导通管压降，则电容充电时间常数为 RC ，放电时间常数为 $R' C$ 。

输出电压处于高电平（即电容充电）的时间为：
$$T_1 = RC \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_3}\right)$$

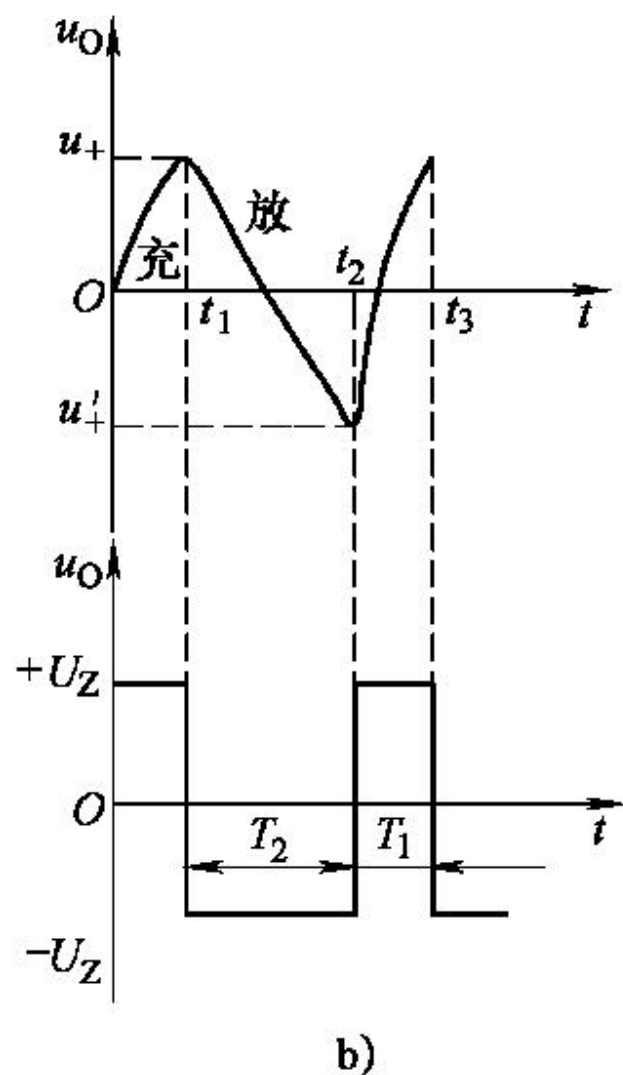


$$T_2 = R' C \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_3}\right)$$

如果 $RC < R' C$ ，则 $T_1 < T_2$ ，此时输出电压和电容两端电压的波形如图所示。

可知，输出波形的周期 $T = T_1 + T_2$ ，占空比为

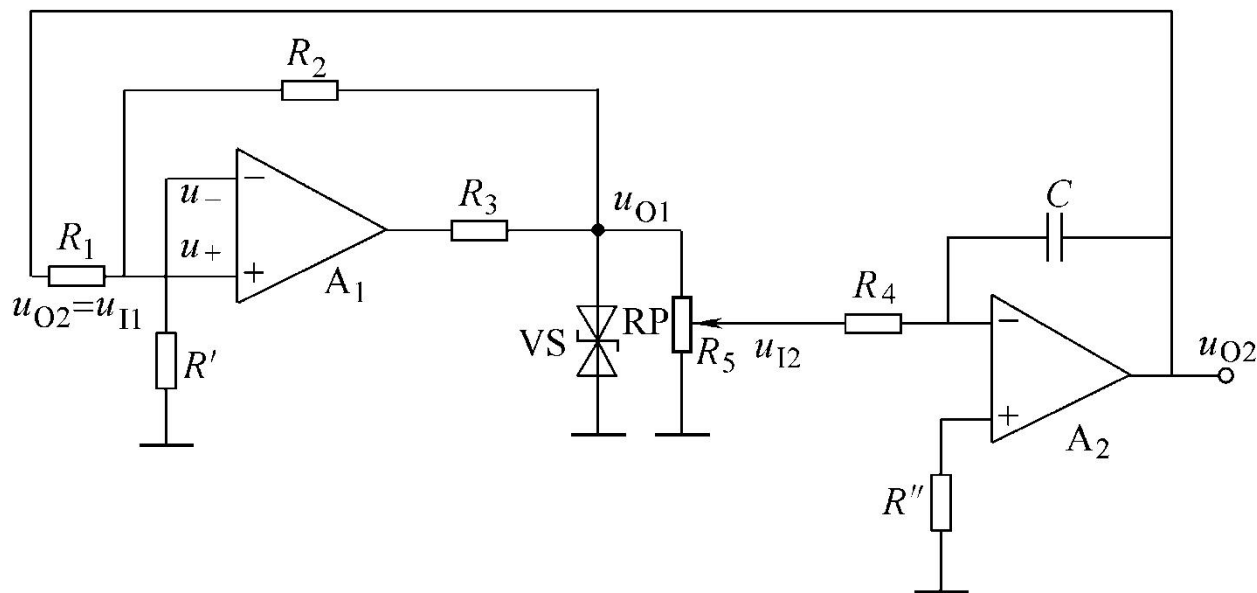
$$D = \frac{T_1}{T} = \frac{R}{R + R'} = \frac{1}{1 + \frac{R'}{R}}$$

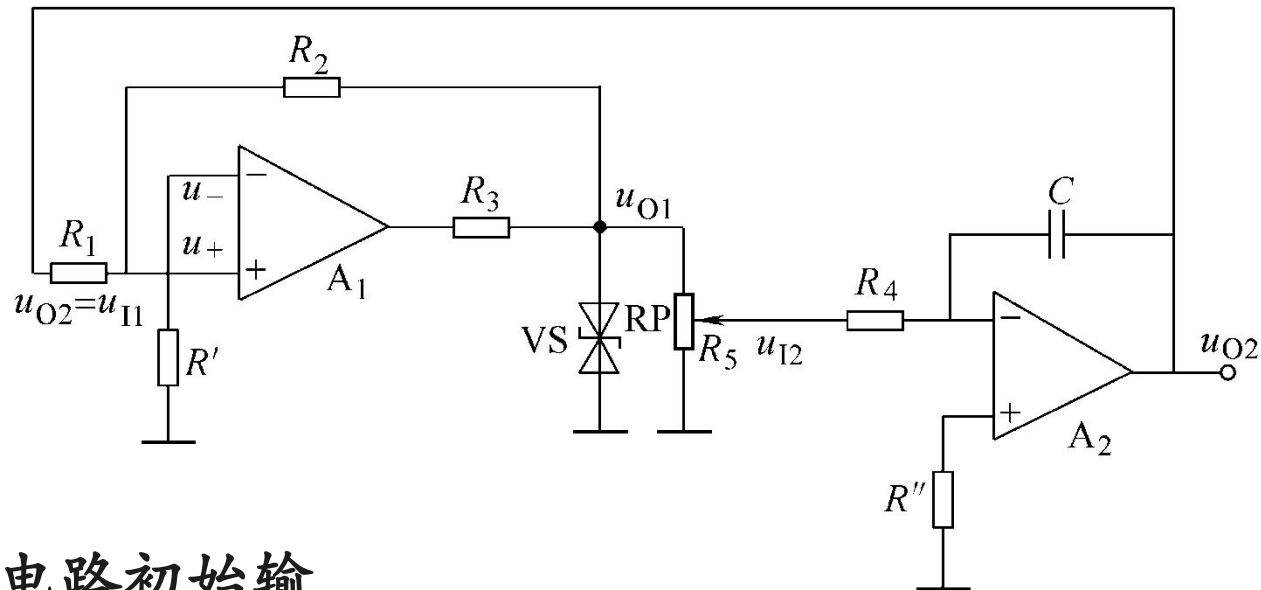


三角波发生电路

1. 电路组成和工作原理

三角波发生电路如图所示。集成运放 A_1 为同相输入的滞回电压比较电路，集成运放 A_2 为积分电路。



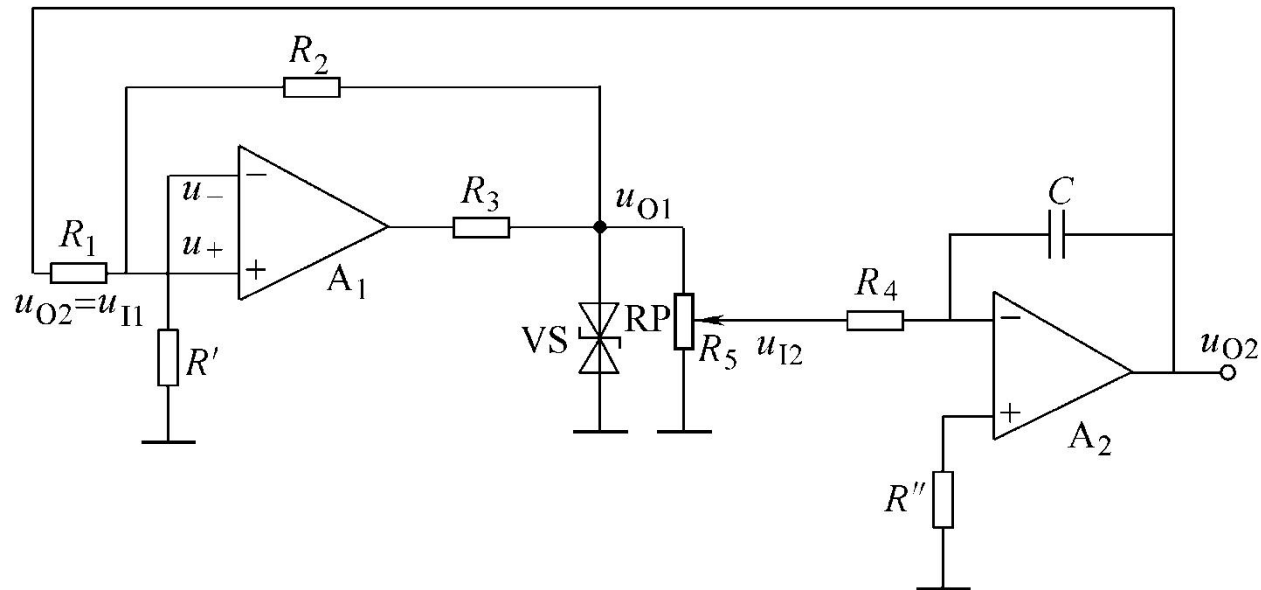


假定电压比较电路初始输出电压 u_{o1} 为 U_Z ，经RP分压后向电容充电， u_{o2} 线性下降，从而使得同相端电压 u_+ 也下降

当使 u_+ 略小于 $u_- (=0)$ 时， u_{o1} 从 $+U_Z$ 跳变到 $-U_Z$ 。 u_+ 随之变为 u_+' ：

$$u_+ = \frac{U_Z R_1}{R_1 + R_2} + \frac{u_{O2} R_2}{R_1 + R_2}$$

$$u_+' = \frac{-U_Z R_1}{R_1 + R_2} + \frac{u_{O2} R_2}{R_1 + R_2}$$



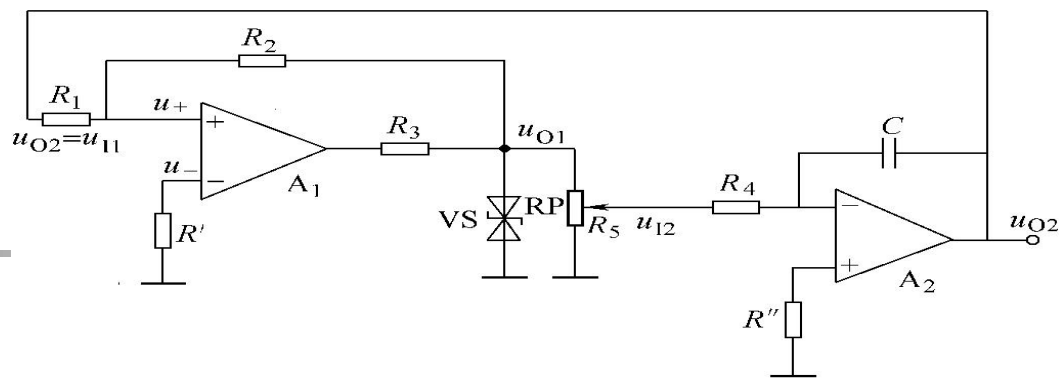
u_{O1} 经 RP 使电容放电, u_{O2} 线性上升, 从而使同相端电压 u_+ 也上升。当使 u_+ 略大于 u_- 时, u_{O1} 从 $-U_Z$ 跳到 $+U_Z$ 。

$$u_+ = \frac{U_Z R_1}{R_1 + R_2} + \frac{u_{O2} R_2}{R_1 + R_2}$$

$$u_+' = \frac{-U_Z R_1}{R_1 + R_2} + \frac{u_{O2} R_2}{R_1 + R_2}$$

$$u_{O2} = U_{TH} = \pm \frac{R_1}{R_2} U_Z$$

2. 周期的确定

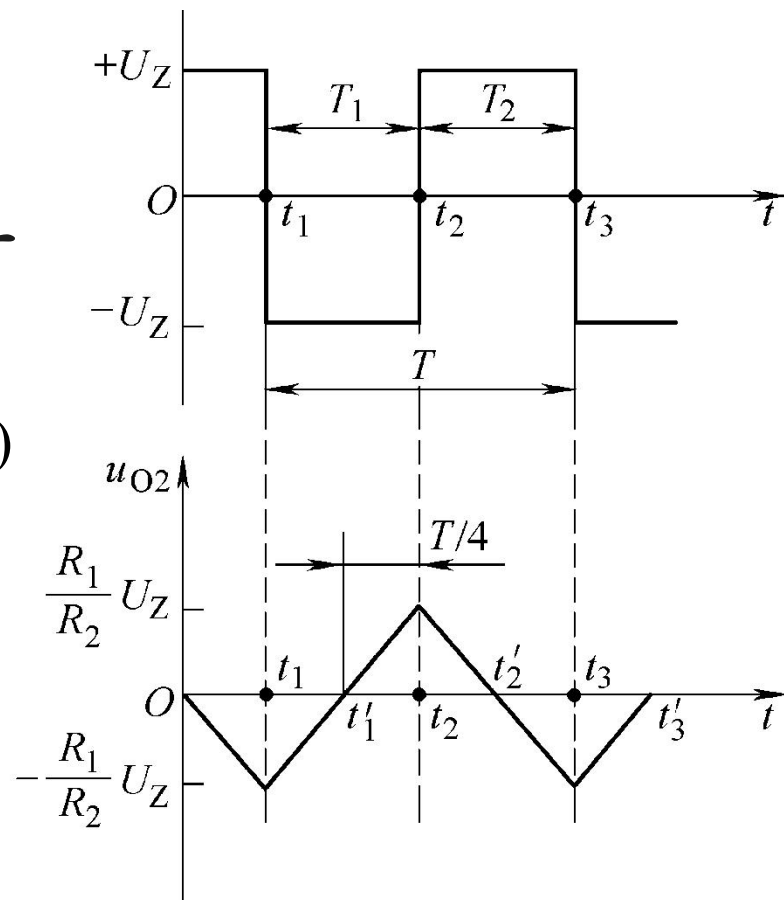


当 $t = t_1'$ 时, $u_{O1} = -U_Z$, 而
 $u_{I2} = u_{O1} \times (R_5 \parallel R_4) / RP = -nU_Z$ 。有

$$u_{O2}(t_2) = -\frac{1}{R_4 C} u_{I2}(t_2 - t_1') + u_{O2}(t_1')$$

$$\frac{R_1}{R_2} U_Z = -\frac{1}{R_4 C} (-nU_Z) \left(\frac{T}{4}\right)$$

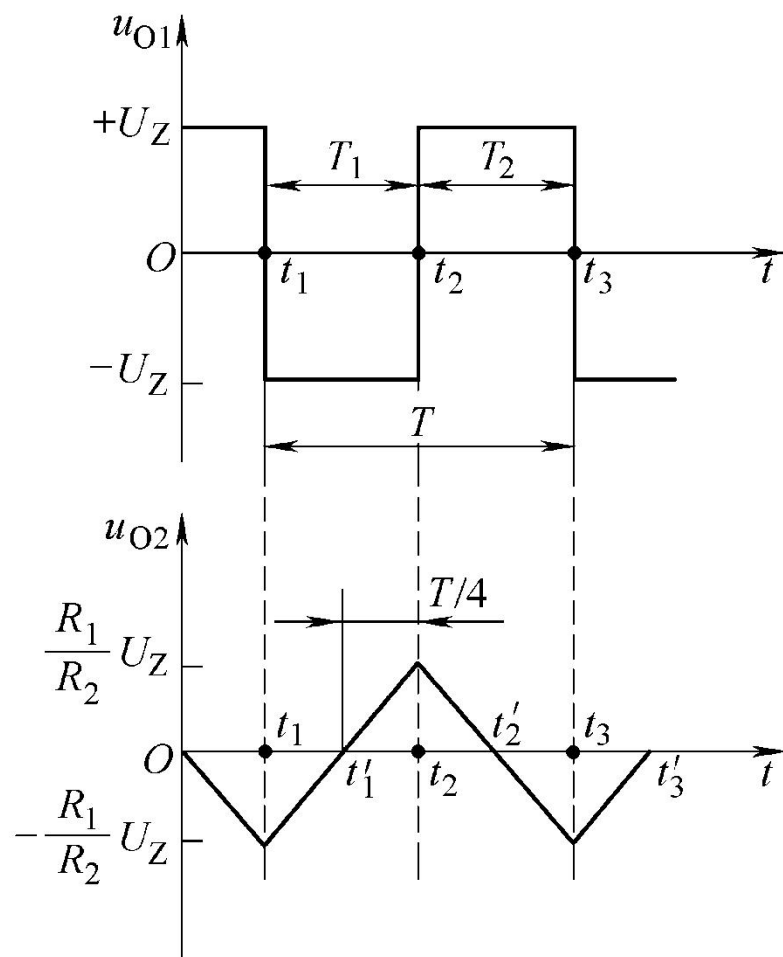
周期 $T = \frac{4R_4 C}{n} \frac{R_1}{R_2}$



电容的充放电时间常数相同，幅值变化相同，因而 u_{O1} 为方波， u_{O2} 的波形为三角波。

周期
$$T = \frac{4R_4C}{n} \frac{R_1}{R_2}$$

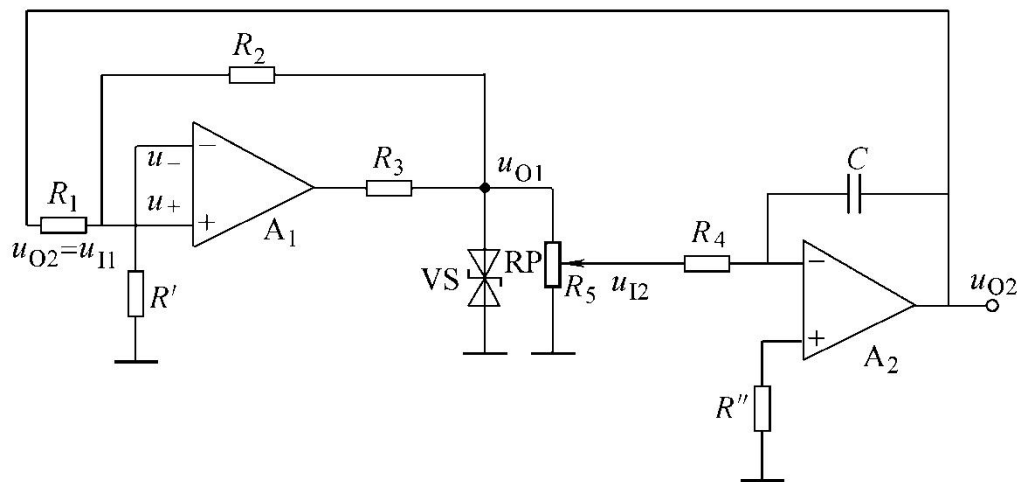
$$T = T_1 + T_2 \quad T_1 = T_2 \quad T_1 = \frac{2R_4C}{n} \frac{R_1}{R_2}$$



$$T = \frac{4R_4 C}{n} \frac{R_1}{R_2}$$

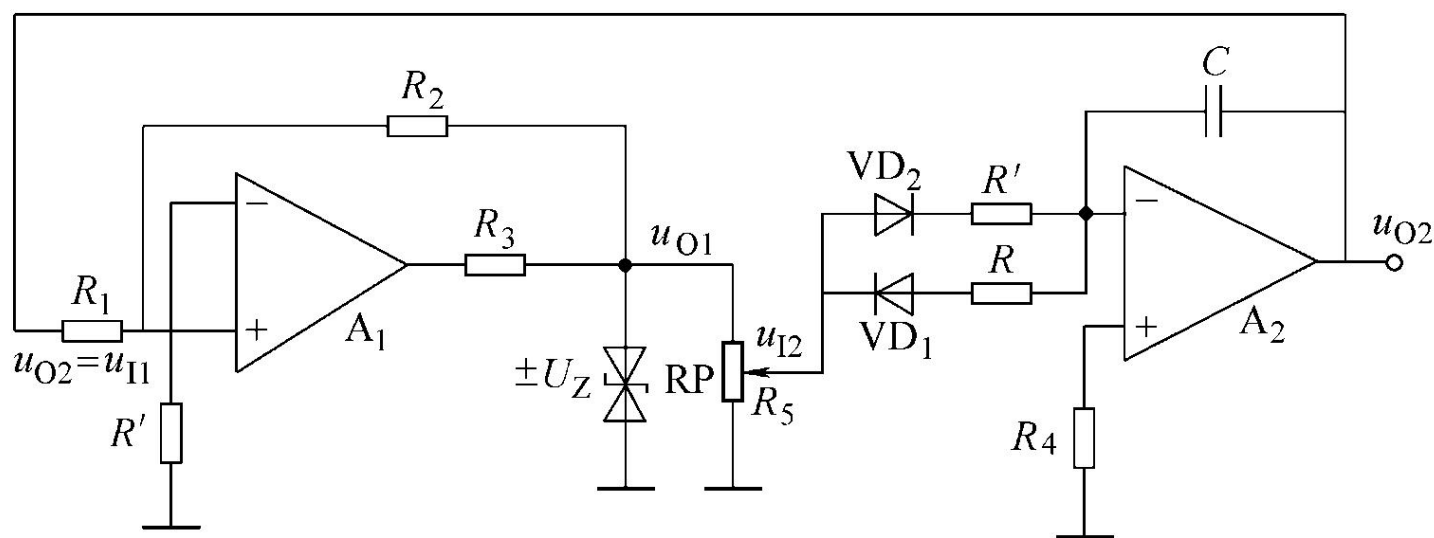
$$u_{O2} = U_{TH} = \pm \frac{R_1}{R_2} U_Z$$

上式说明，改变 n 、 R_4 、 C 和 R_1/R_2 的值，可以改变三角波的周期或频率，改变 R_1/R_2 的值还会影响三角波的幅值。



锯齿波发生电路

如果电容 C 的充、放电时间常数不相等，则可使积分电路的输出为锯齿波，滞回比较电路的输出为矩形波。

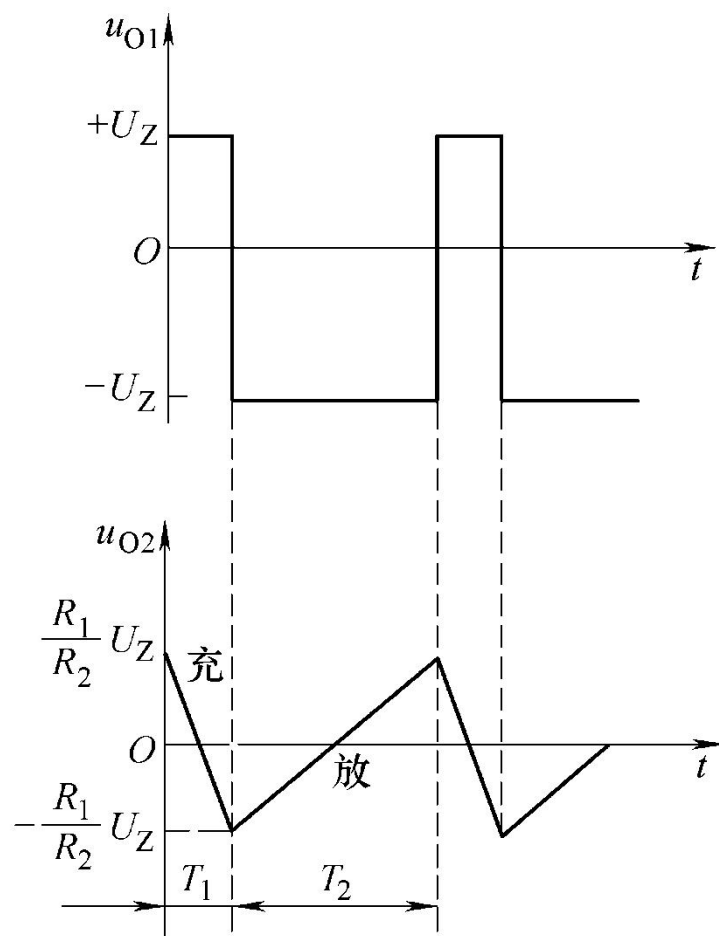


锯齿波发生电路

$$T_1 = \frac{2R'C}{n} \frac{R_1}{R_2} \quad T_2 = \frac{2RC}{n} \frac{R_1}{R_2}$$

$$T = T_1 + T_2 = \frac{2R_1}{nR_2} (R' + R)C$$

$$D = \frac{T_1}{T} = \frac{1}{1 + \frac{R}{R'}}$$



基本要求

1. RC桥式、变压器耦合、电感三点式、电容三点式正弦波振荡电路的组成及振荡条件的判断。
(判断放大电路能否正常放大。利用瞬时极性法判断电路是否满足相位平衡条件。)
2. 单限比较器、滞回比较器的工作原理；阈值电压的计算；画电压传输特性；已知输入波形，画输出波形。
3. 矩形波、三角波发生电路的工作原理及输出波形的定性分析、定量计算。