



模拟电子技术

课时：64学时

教师：结 硕



教材及参考书

♥ 教材

《模拟电子技术基础》

童诗白主编 高等教育出版社

♥ 参考书

《模拟电子技术基础简明教程》

杨素行主编 高等教育出版社



课程性质：专业必修课

服务对象：电子信息工程专业
通信工程专业

课程特点：内容丰富
技术更新快
紧密联系实际
应用非常广泛



主要教学内容

模拟电子技术

电子元器件

二极管

三极管

集成电路...

电子电路及其应用

放大

滤波

电源...



一、电子技术的发展

➤ 电子管时代

电压控制器件

电真空技术

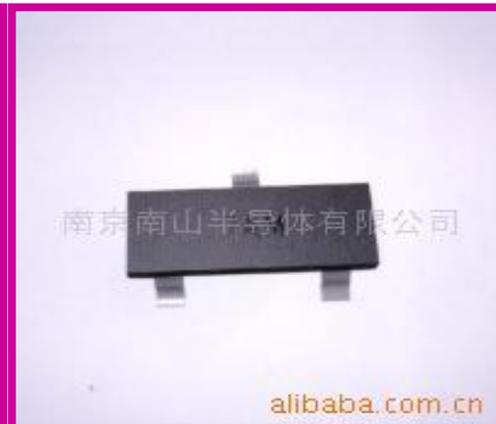
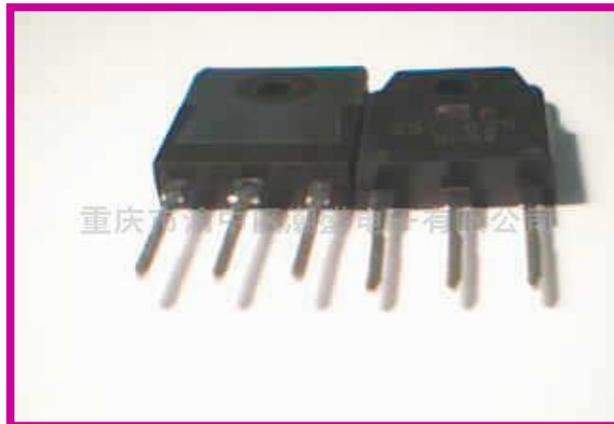
1906年，福雷斯特等发明了电子管；电子管体积大、重量重、耗电大、寿命短。目前在一些大功率发射装置中使用。





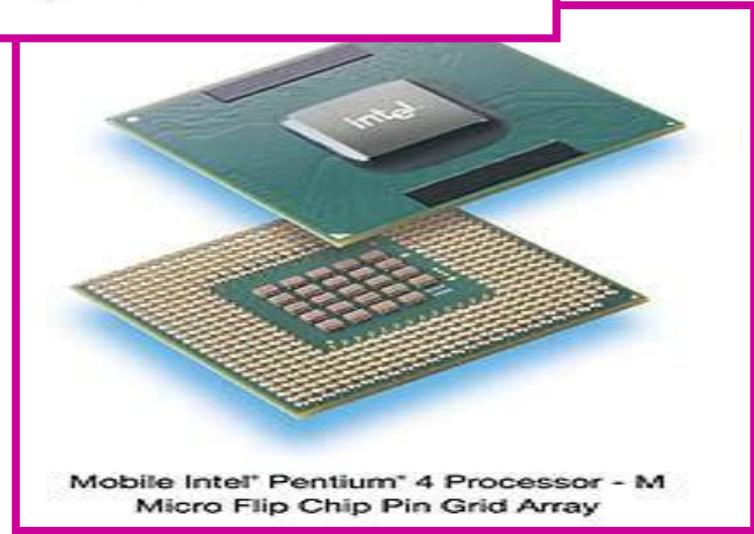
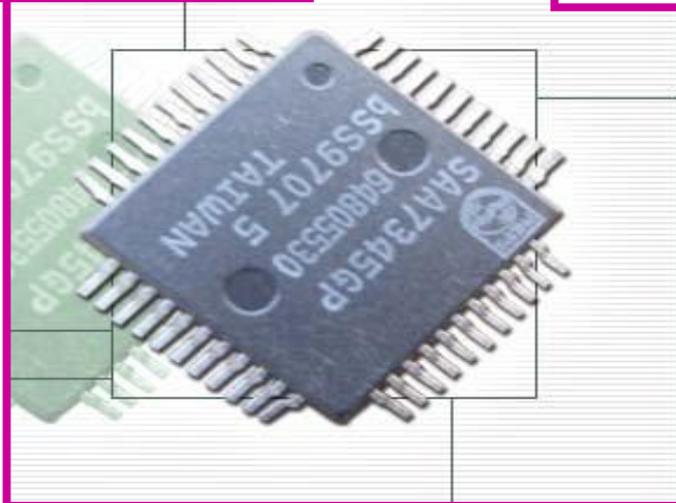
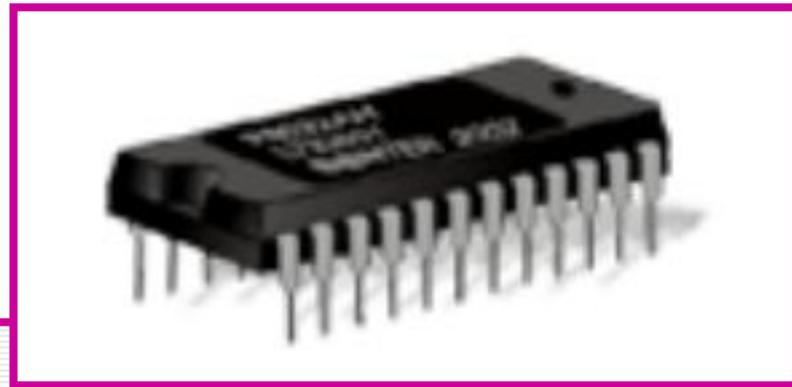
➤ 晶体管时代

电流控制器件
半导体技术器件
半导体二极管、三极管





➤ 半导体集成电路





半导体管→小规模、中规模、大规模集成电路

- **1947年** 贝尔实验室制成第一只晶体管
- **1958年** 集成电路
- **1969年** 大规模集成电路
- **1975年** 超大规模集成电路

第一片集成电路只有**4个晶体管**，而1997年一片集成电路中有**40亿个晶体管**。有科学家预测，集成度还将按**10倍/6年**的速度增长，目前基本达到饱和状态。



集成度:每一芯片所包含的门个数

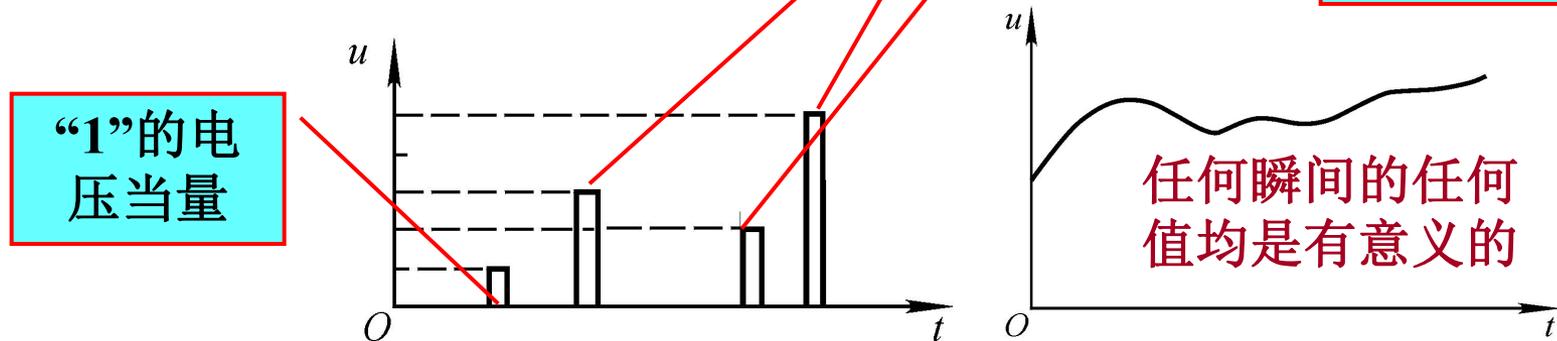
分类	门的个数	典型集成电路
小规模	最多12个	逻辑门、触发器
中规模	12~99	计数器、加法器
大规模	100~9999	小型存储器、门阵列
超大规模	10,000~99,999	大型存储器、微处理器
甚大规模	10 ⁶ 以上	可编程逻辑器件、多功能专用集成电路



二、模拟信号和模拟电路

1. 模拟信号

➤ 数字信号：离散性



➤ 模拟信号：连续性。大多数物理量为模拟信号。

2. 模拟电路

是对模拟信号进行处理的电路。最基本的处理是对信号的放大，有功能和性能各异的放大电路，其它模拟电路多以放大电路为基础。



三、如何学习这门课程

1. 掌握基本概念、基本电路和基本分析方法

- **基本概念**：概念是不变的，应用是灵活的，“万变不离其宗”。
- **基本电路**：构成的原则是不变的，具体电路是多种多样的。
- **基本分析方法**：不同类型的电路有不同的性能指标和描述方法，因而有不同的分析方法。

2. 学会辩证、全面地分析电子电路中的问题

- 根据需求，最适用的电路才是最好的电路。
- 要研究利弊关系，通常“有一利必有一弊”。

3. 注意电路中常用定理在电子电路中的应用



四、课程目的

本课程通过对常用电子元器件、模拟电路及其系统的分析和设计的学习，使学生获得模拟电子技术方面的基础知识、基础理论和基本技能，为深入学习电子技术及其在专业中的应用打下基础。

1. 掌握基本概念、基本电路、基本方法和基本实验技能。
2. 具有能够继续深入学习和接受电子技术新发展的能力，以及将所学知识用于本专业的能力。



第一章 常用半导体器件

- 半导体基础知识
- 半导体二极管
- 双极型三极管
- 场效应三极管



本章讨论的问题

- 为什么半导体器件制作电子器件？
- 为什么PN结具有单向导电性？
- 为什么半导体器件的参数会受到温度的影响？



本章重点和难点

- 重点：**
1. 二极管的特性
 2. 三极管的工作状态
 3. 三极管、MOS管开关特性

难点： 三极管的电流放大原理





1.1 半导体基础知识

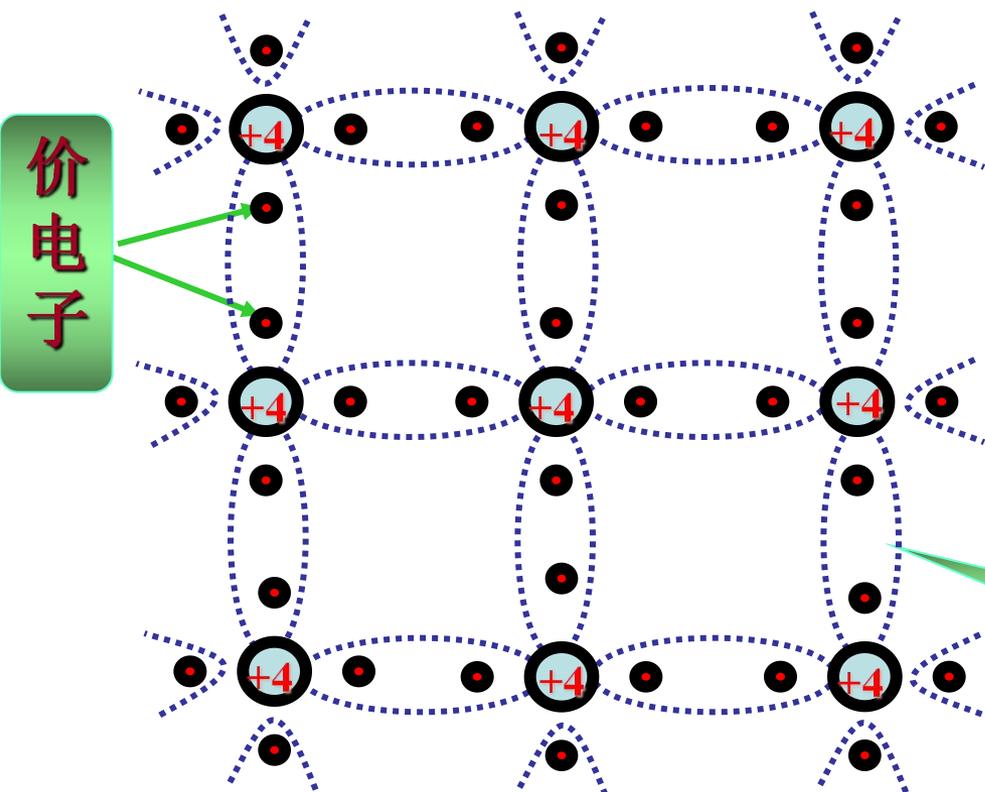
- 本征半导体
- 杂质半导体



一、本征半导体

1. 半导体

将导电能力介于导体和绝缘体之间的一大类物质统称为半导体。



大多数半导体器件所用主要材料是**硅**和**锗**

在硅(或锗)的晶体中，
原子在空间排列成规则的晶格。

共价键

晶体中的价电子与共价键



2. 本征半导体

纯净的、不含杂质的半导体称为本征半导体。

在本征半导体中，由于晶体中共价键的结合力很强，在热力学温度零度（即 $T=0\text{ K}$ ）时，价电子的能量不足以挣脱共价键的束缚，晶体中不存在能够导电的载流子，半导体不能导电，如同绝缘体一样。



● 本征半导体中的载流子

如果温度升高，

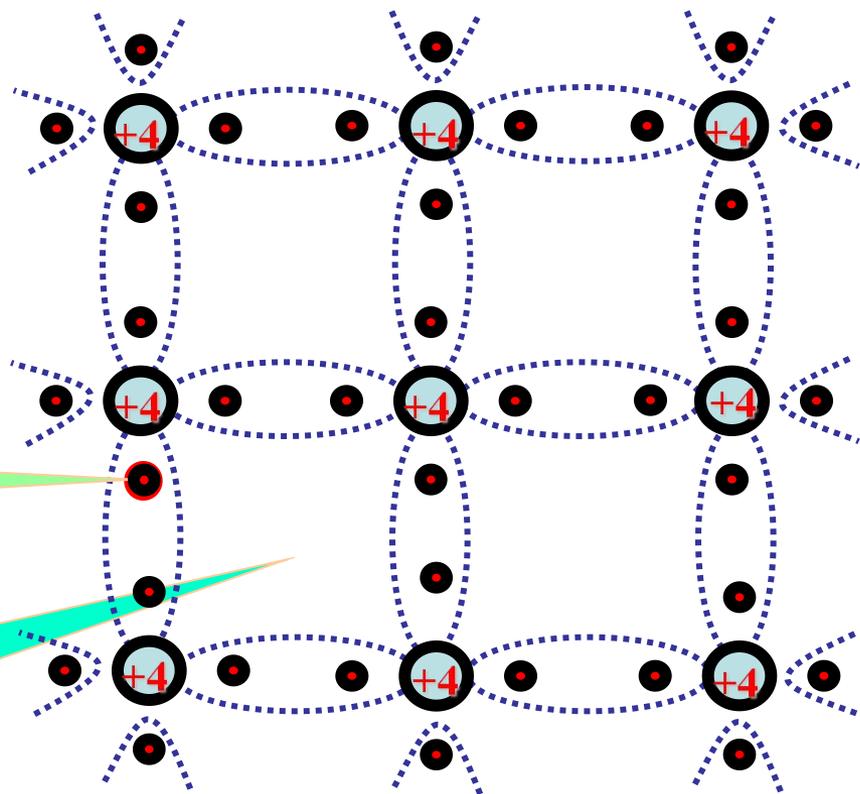
少数价电子将挣脱共价键束缚成为自由电子。

在原来的共价键位置
留下一个空位，

称之为空穴。

带正电的空穴

带负电的自由电子





半导体中存在**两种**载流子：

带负电的**自由电子**和带正电的**空穴**。

在本征半导体中，

两种载流子总是成对出现

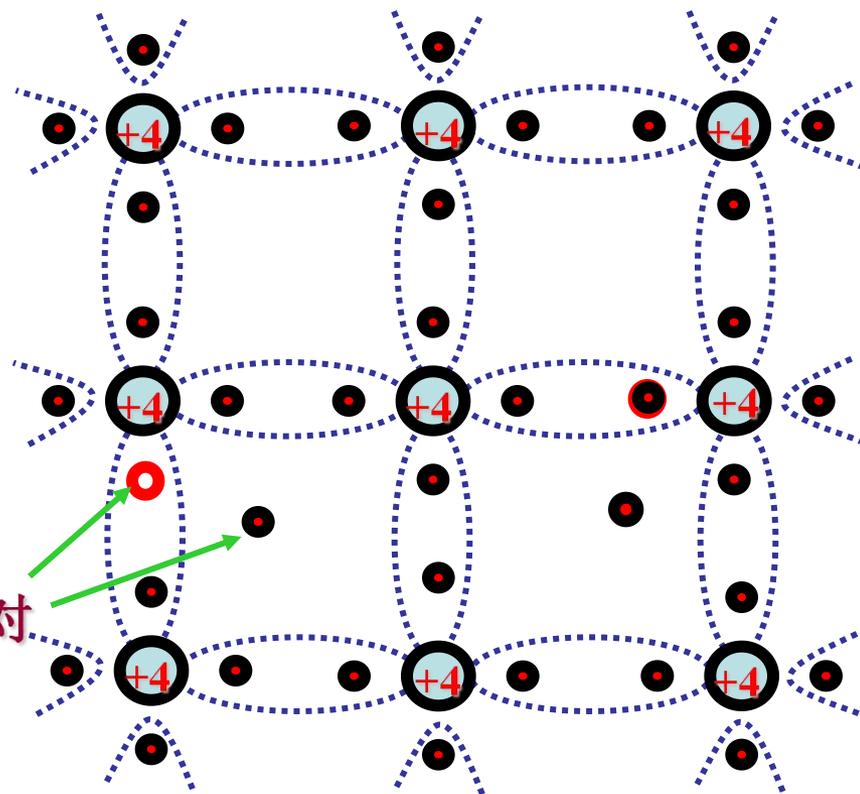
称为 **电子 - 空穴对**

两种载流子浓度相等

电子 - 空穴对

空穴吸引相邻的电子来填补

在一定温度下**电子 - 空穴对**的
产生和复合达到动态平衡。



二、杂质半导体

在本征半导体中掺入某种特定的杂质，就成为杂质半导体。

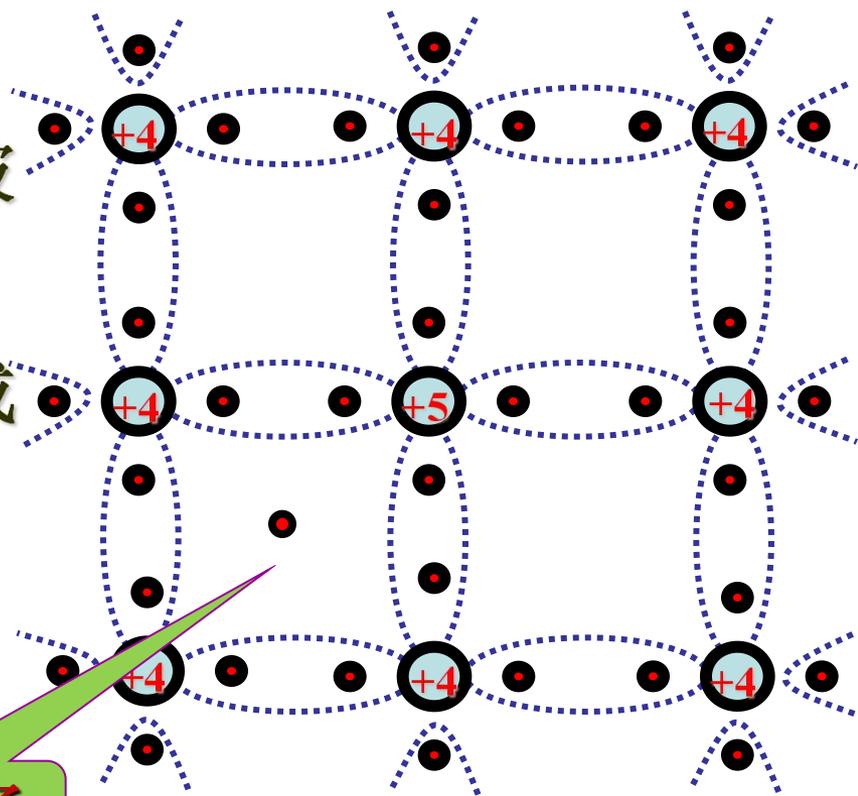
1. N型（或电子型）半导体

在4价的硅或锗中掺入少量的5价杂质元素，

则原来晶格中的某些硅原子将被杂质原子代替。

杂质原子与周围四个硅原子组成共价键时多余一个电子。

这个电子只受自身原子核吸引，在室温下可成为自由电子。



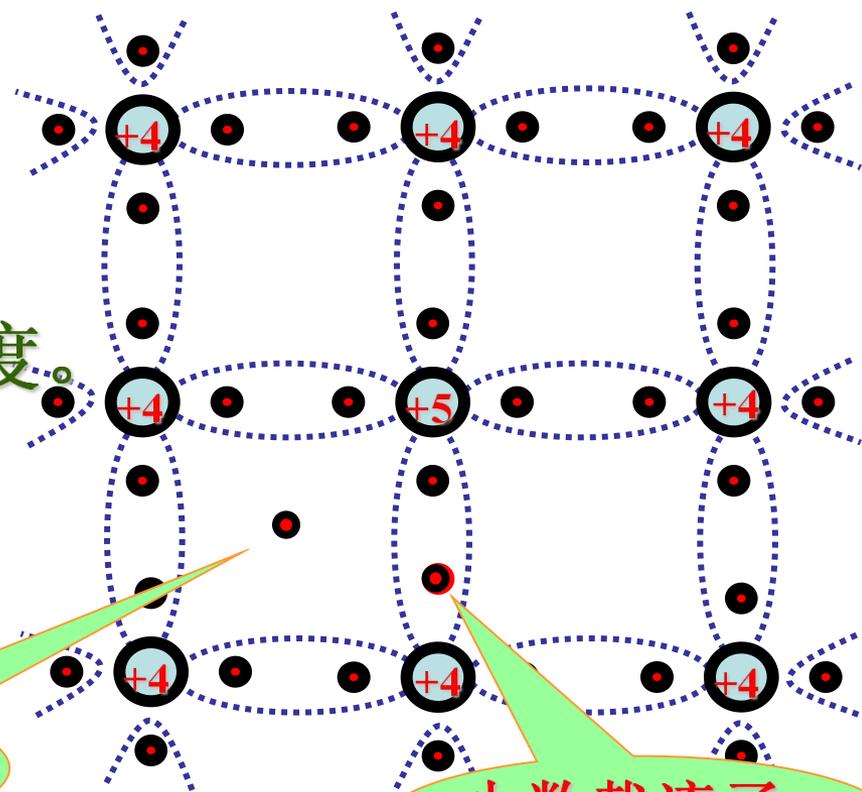
自由电子



失去自由电子的杂质原子固定在晶格上不能移动，
并带有正电荷，称为**正离子**。

在这种杂质半导体中，
电子的浓度大大高于空穴的浓度。

因主要依靠电子导电，
故称为电子型半导体。



多数载流子

少数载流子

5价的杂质原子可以提供电子，所以称为施主原子。



2. P型半导体

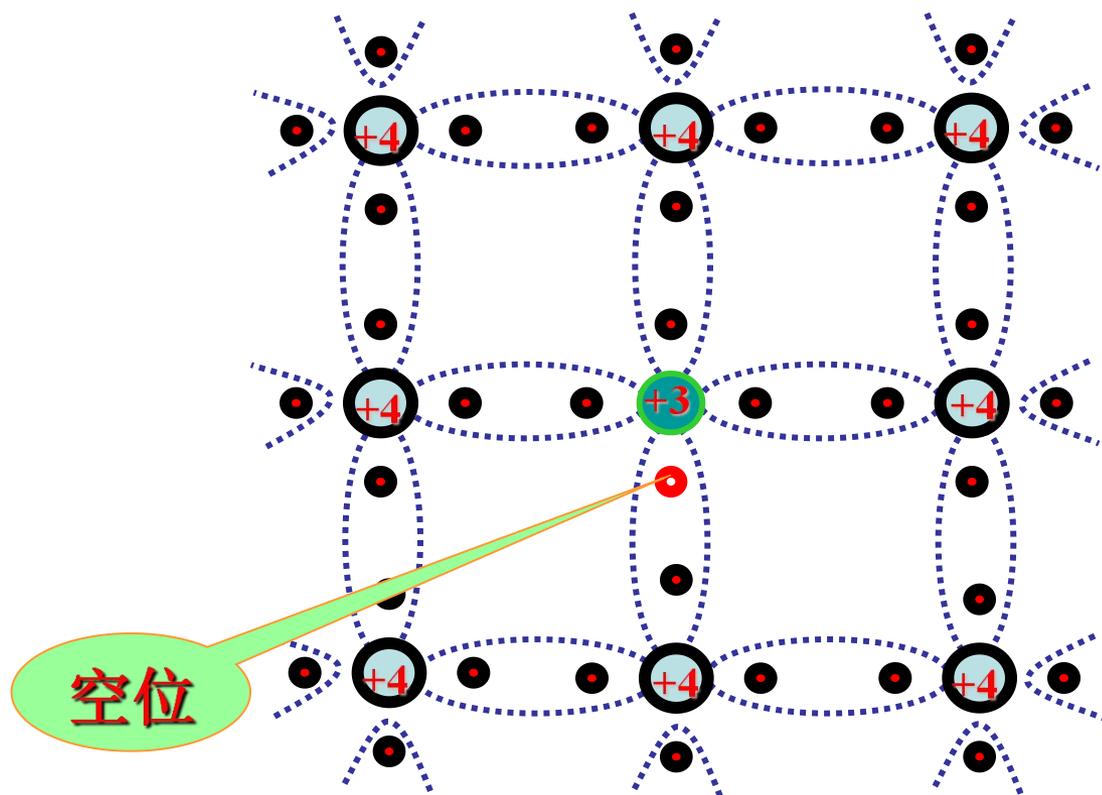
在硅或锗晶体中掺入少量的**3价杂质元素**,

当它与周围的硅原子组成共价键时,

将缺少一个价电子,

产生了一个**空位**。

空位为电**中性**。





硅原子外层电子由于热运动填补此空位时，

杂质原子成为**负离子**，

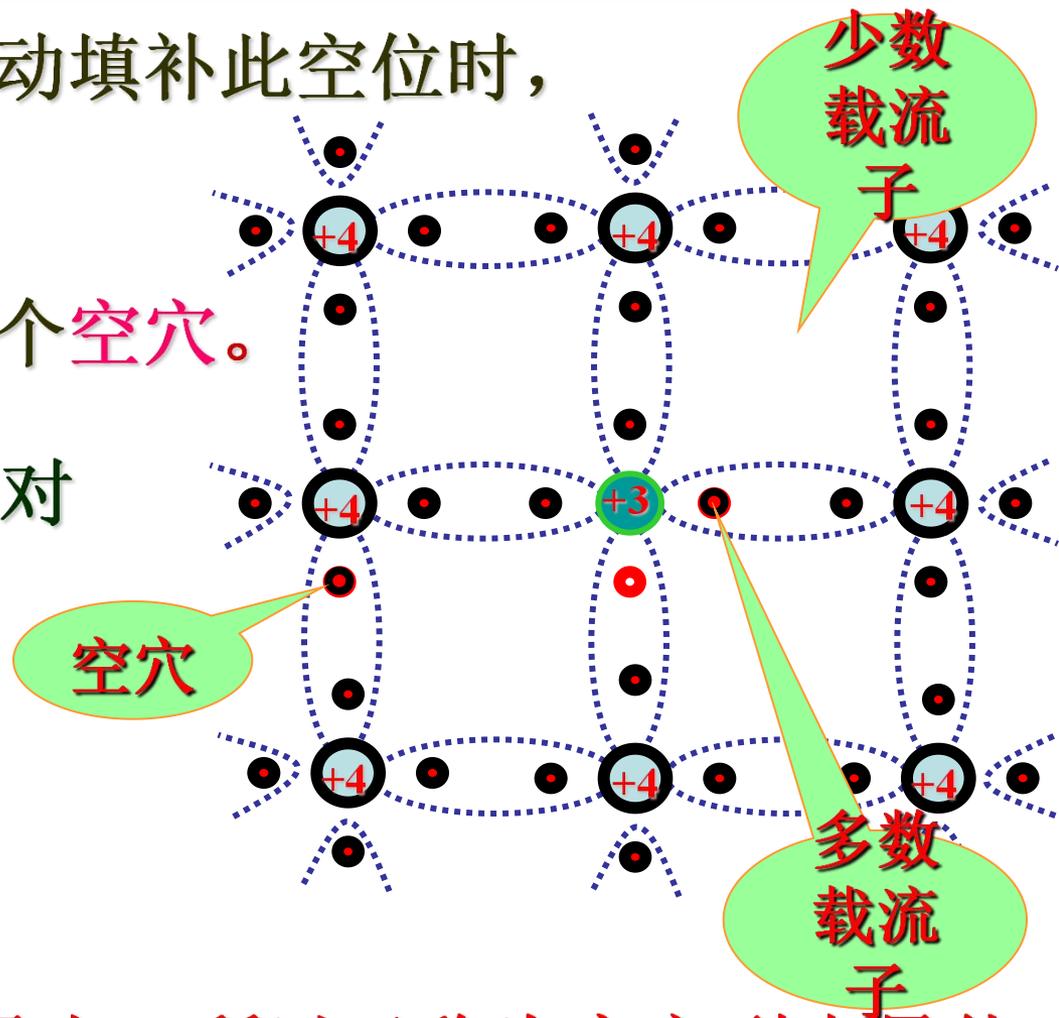
硅原子的共价键中产生一个**空穴**。

在室温下仍有**电子 - 空穴对**的产生和复合。

在这种杂质半导体中，**空穴的浓度远高于自由电子的浓度**。

P型半导体主要依靠空穴导电，所以又称为空穴型半导体。

3价的杂质原子产生多余的空穴，起着接受电子的作用，所以称为受主原子。





总 结

- 1、N型半导体中电子是多子，其中大部分是掺杂提供的电子，本征半导体中受激产生的电子只占少数。N型半导体中空穴是少子，少子的迁移也能形成电流，由于数量的关系，起导电作用的主要是多子。近似认为多子与杂质浓度相等。
- 2、P型半导体中空穴是多子，电子是少子。
N型半导体中电子是多子，空穴是少子。



1.2 半导体二极管

- PN结单向导电性
- 二极管的伏安特性
- 稳压二极管

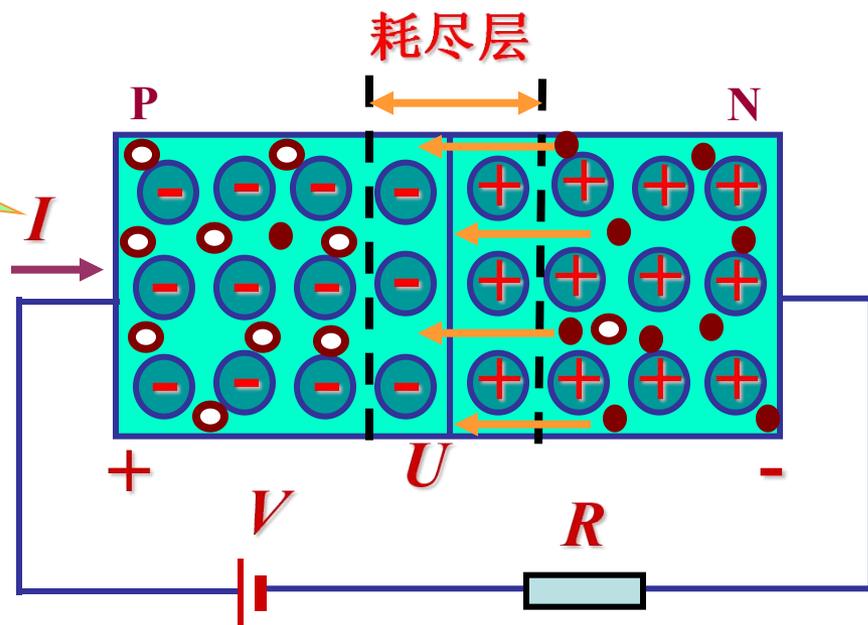


一、PN结单向导电性

☺ 加正向电压

正向电流

称为正向接法或正向偏置
(简称正偏)

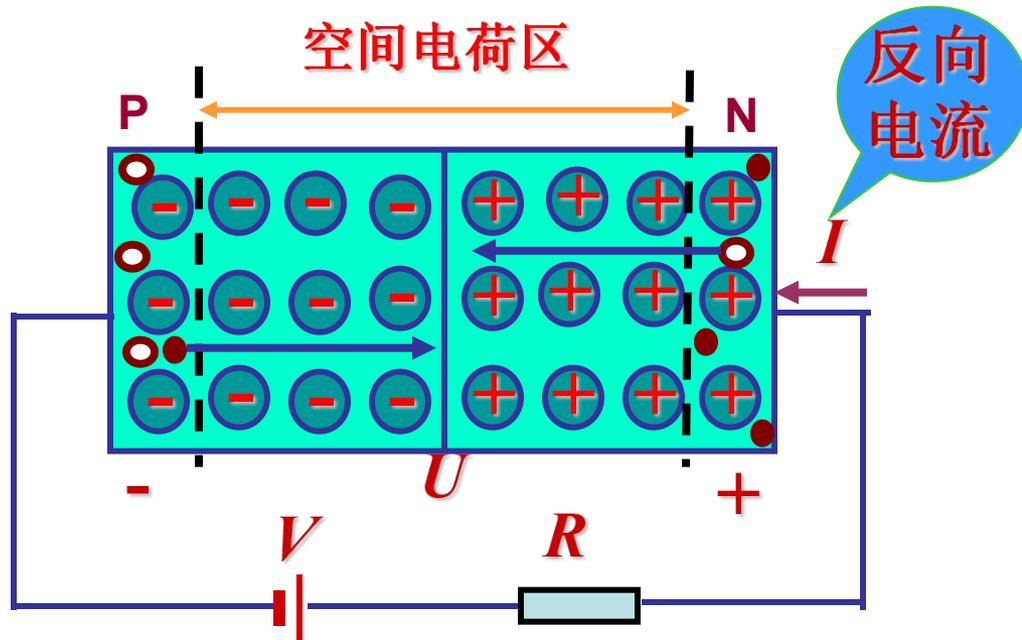


PN结处于正向导通(on)状态，正向等效电阻较小。



☺ 加反向电压

称为反向接法或反向偏置
(简称反偏)



PN结处于截止(cut-off)状态，反向电流非常小。

结论：PN结具有单向导电性：正向导通，反向截止。

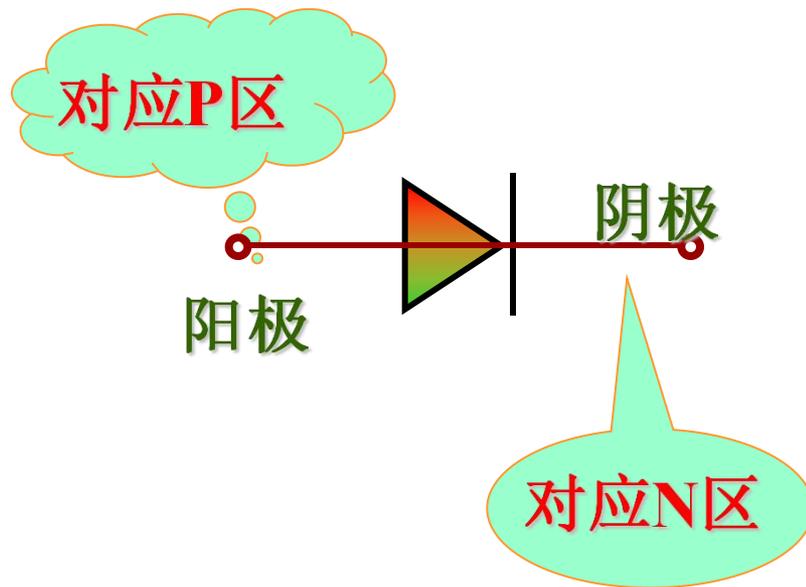


二、二极管的伏安特性

阳极从P区引出，阴极从N区引出。

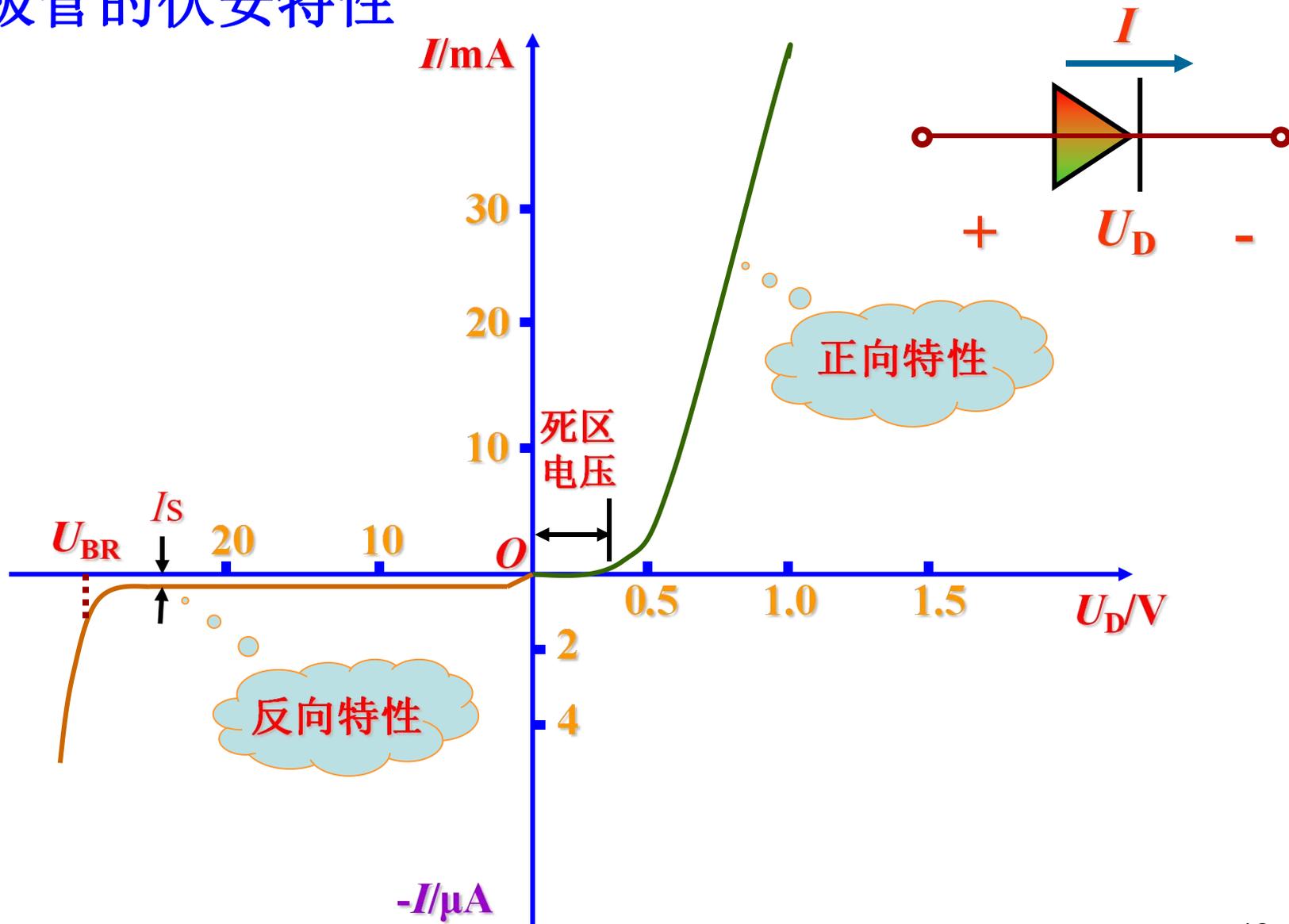
1. 二极管的类型

从材料分：硅二极管和锗二极管。



二极管的符号

2. 二极管的伏安特性





♥ 正向特性

死区电压:

硅二极管为**0.5 V**左右

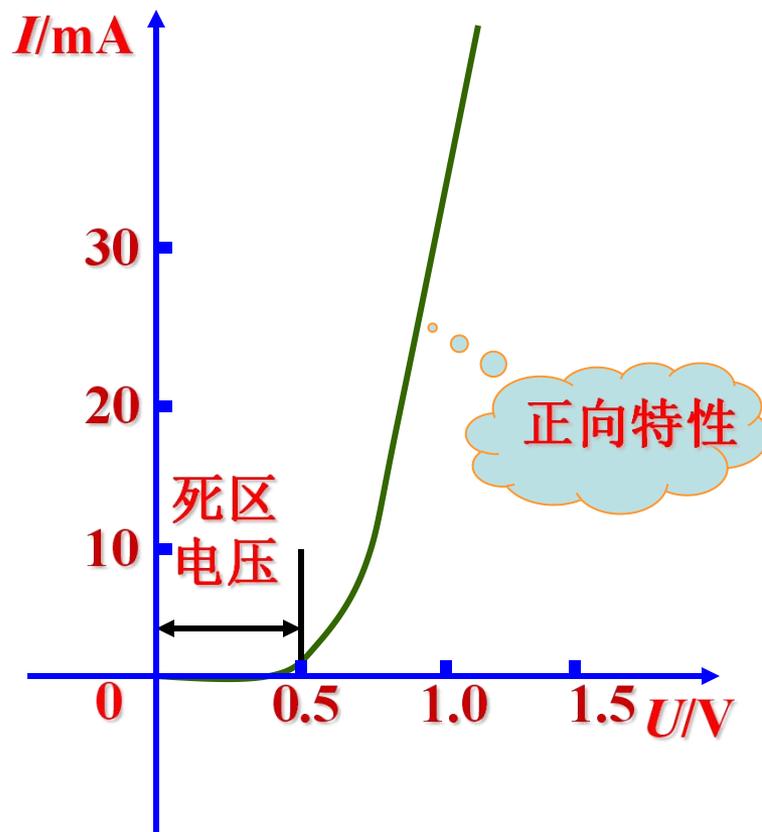
锗二极管为**0.1 V**左右

当正向电压超过死区电压后，
二极管导通，
电流与电压关系近似指数关系。

导通压降:

硅二极管为**0.7 V**左右

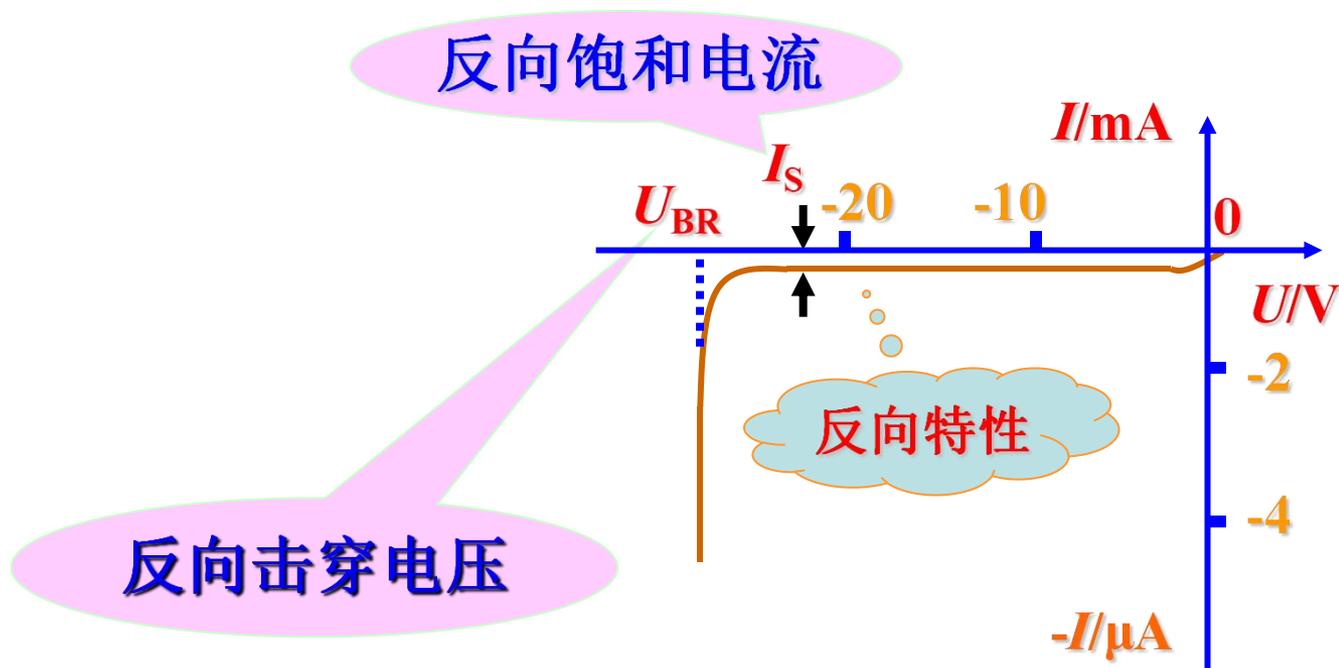
锗二极管为**0.3 V**左右



二极管正向特性曲线

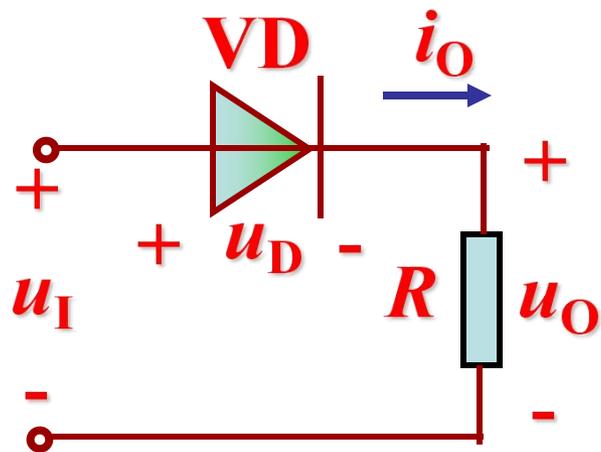
♥ 反向特性

反偏时，反向电流值很小，反向电阻很大，
反向电压超过 U_{BR} 则被击穿。



结论：二极管具有单向导电性，正向导通，反向截止。

[例1] 已知 $u_I = U_m \sin \omega t$ ，画出 u_O 和 u_D 的波形

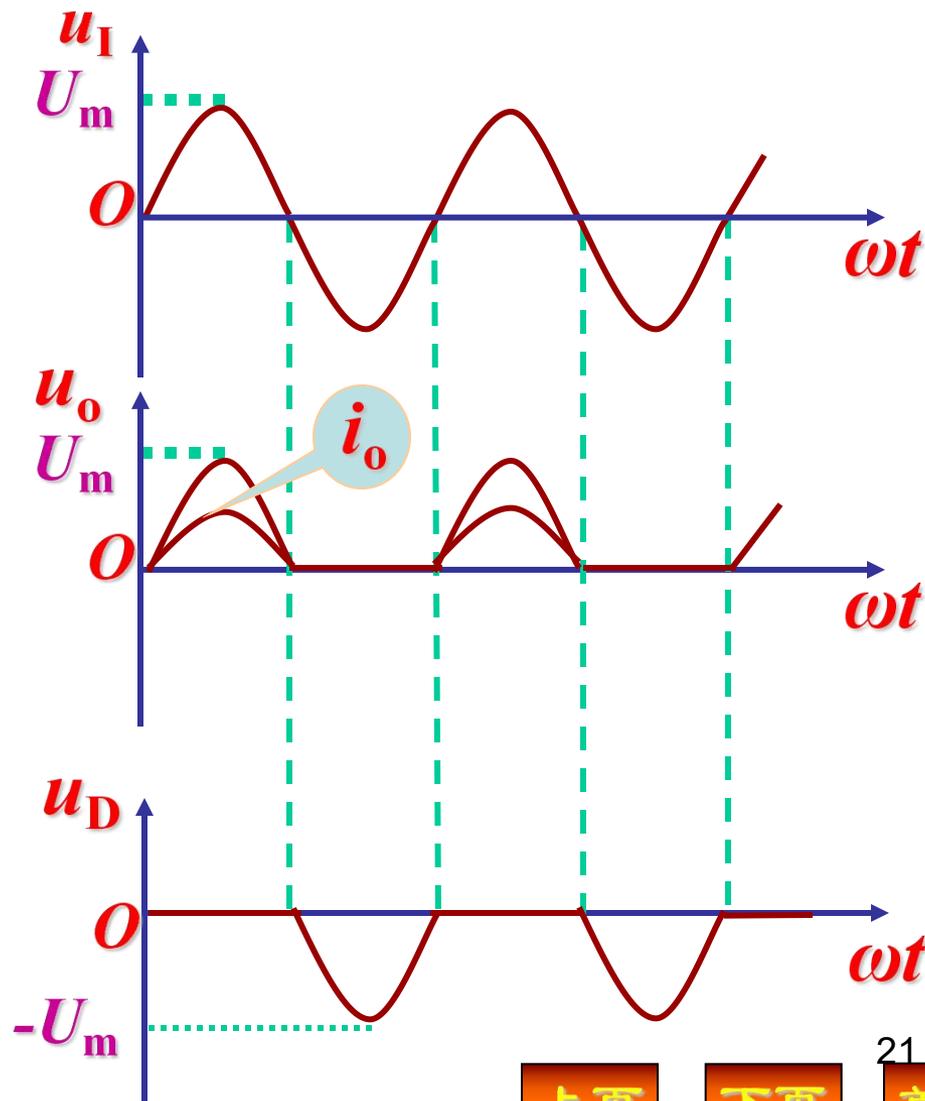


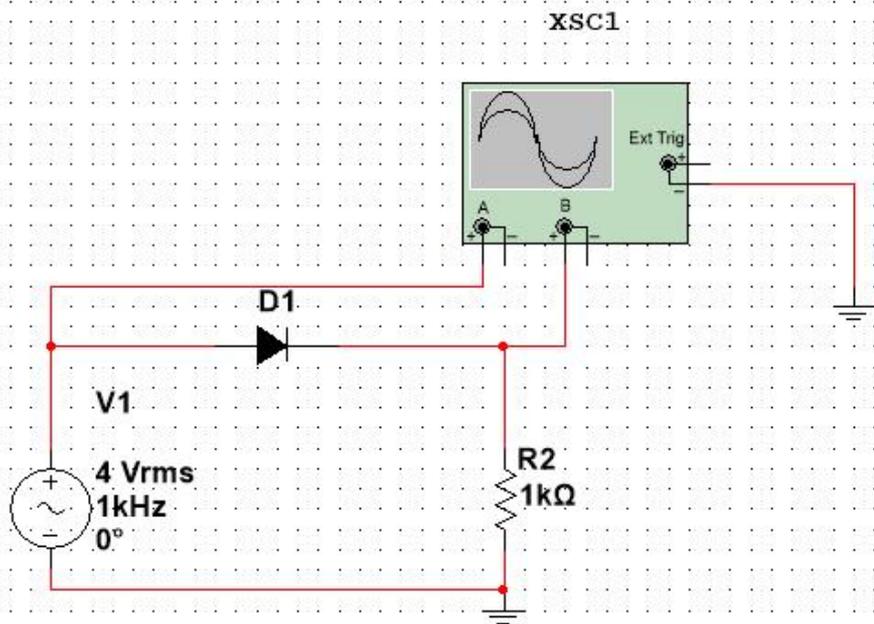
$u_I > 0$ 时二极管导通，

$$u_O = u_I \quad u_D = 0$$

$u_I < 0$ 时二极管截止，

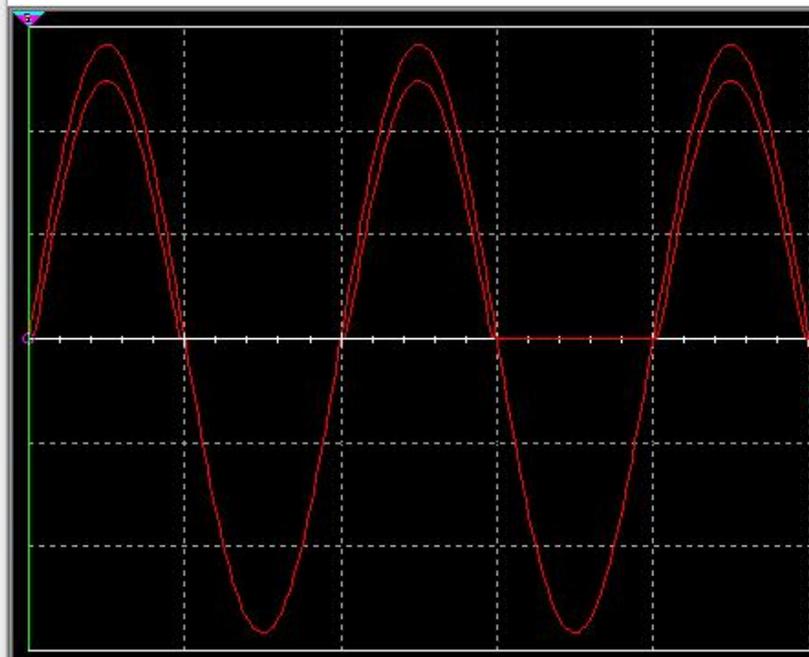
$$u_D = u_I \quad u_O = 0$$

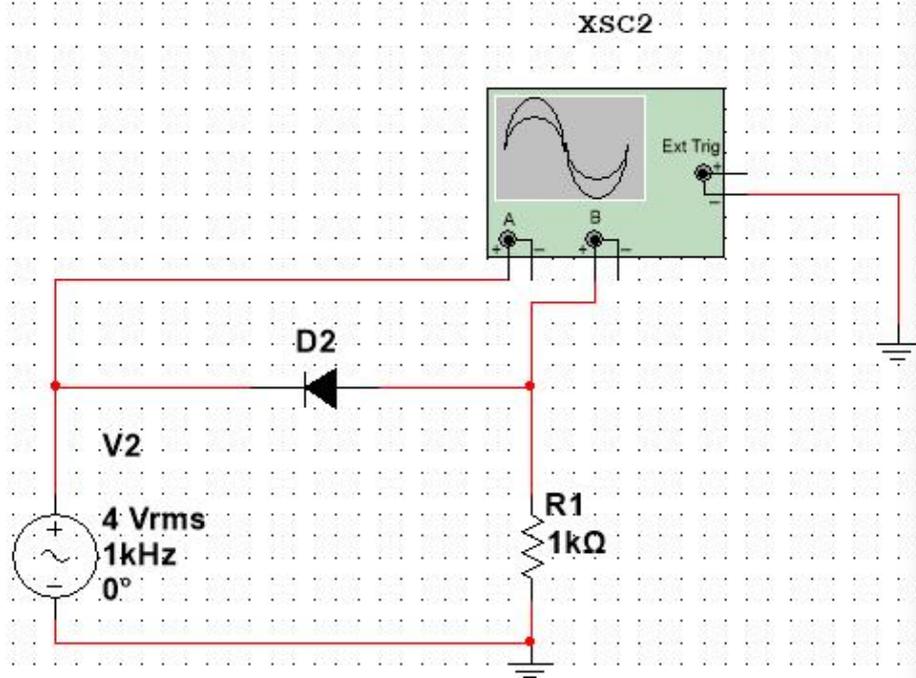




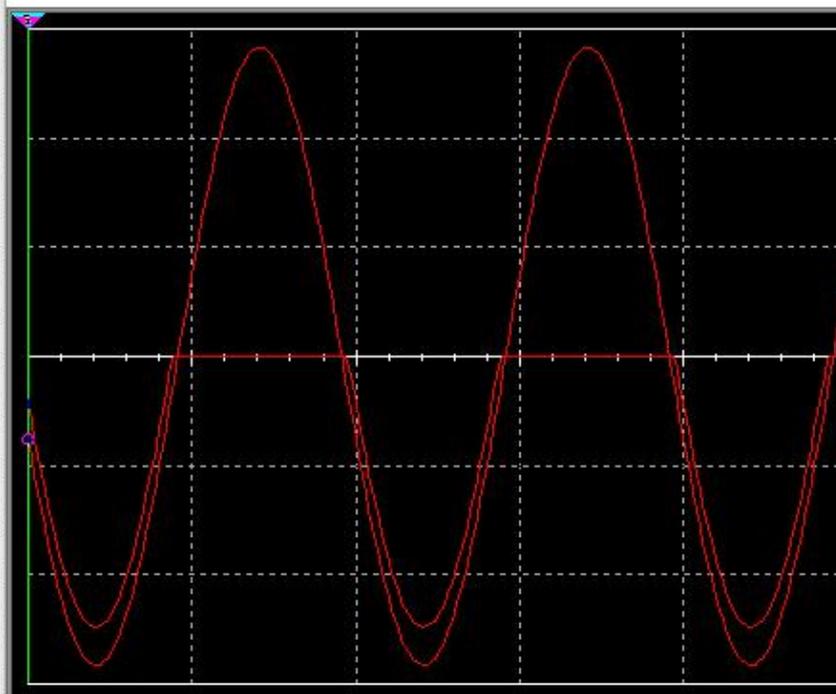
二极管正偏

示波器-XSC1





示波器-XSC2



	时间	通道_A	通道_B
T1	22.543 ms	-1.503 V	-852.016 mV
T2	22.543 ms	-1.503 V	-852.016 mV
T2-T1	0.000 s	0.000 V	0.000 V

时基

标度: 500 us/Div

X轴位移(格): 0

Y/T 添加 B/A A/B

通道 A

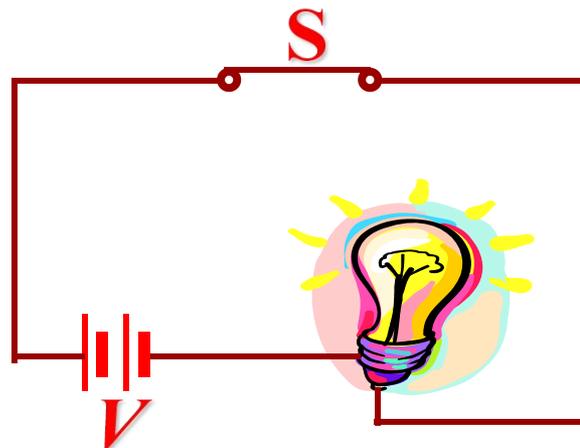
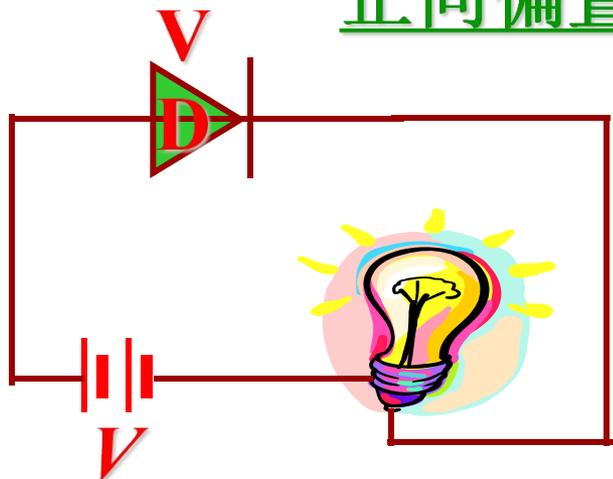
刻度: 2 V/Div

Y轴位移(格): 0

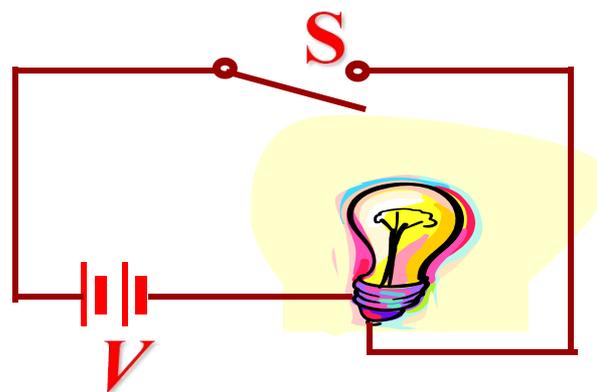
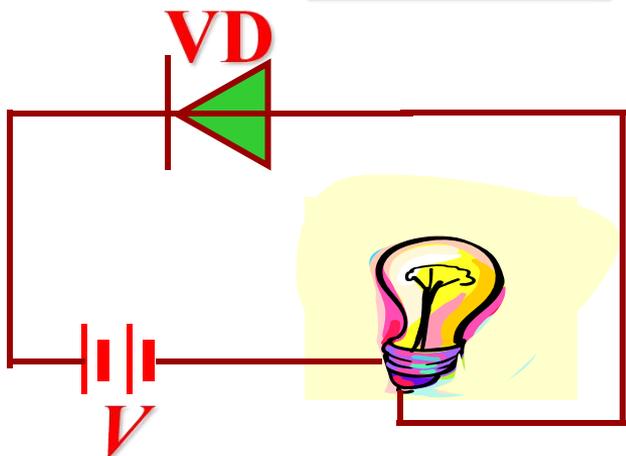
交流 0 直流

[例2] 二极管可用作开关

正向偏置，相当于开关闭合。

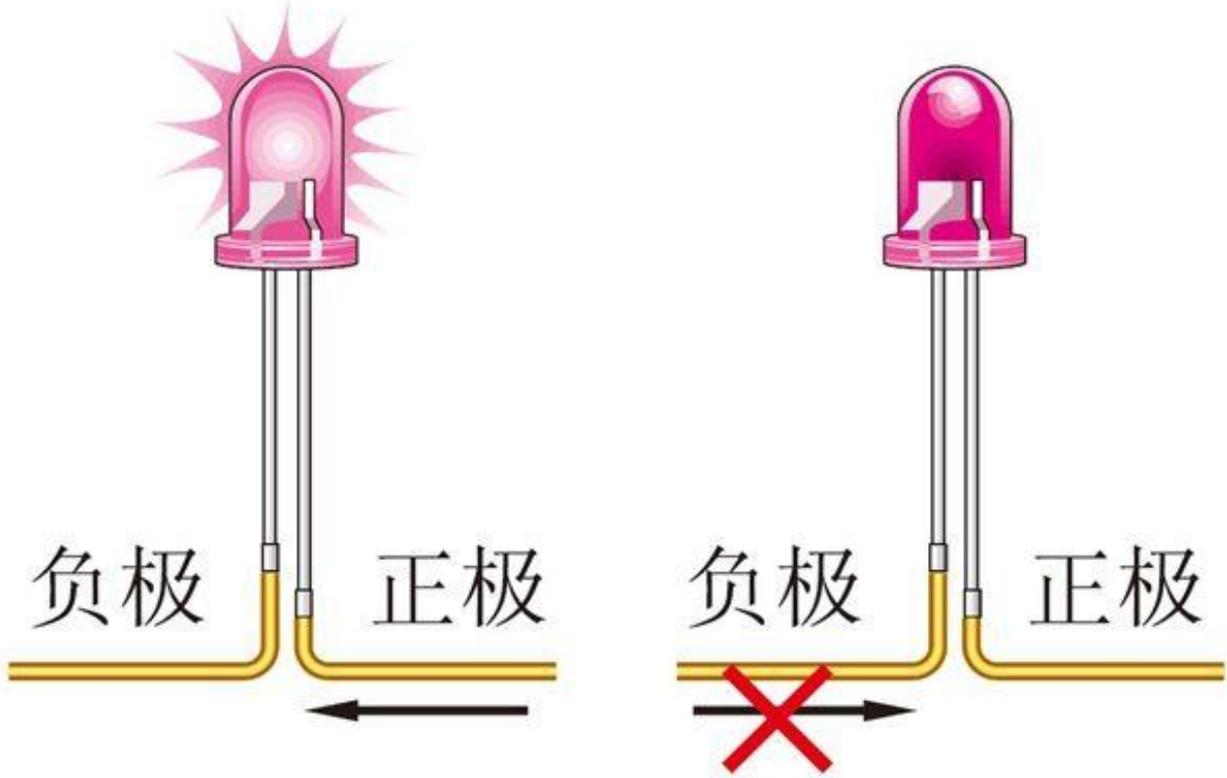


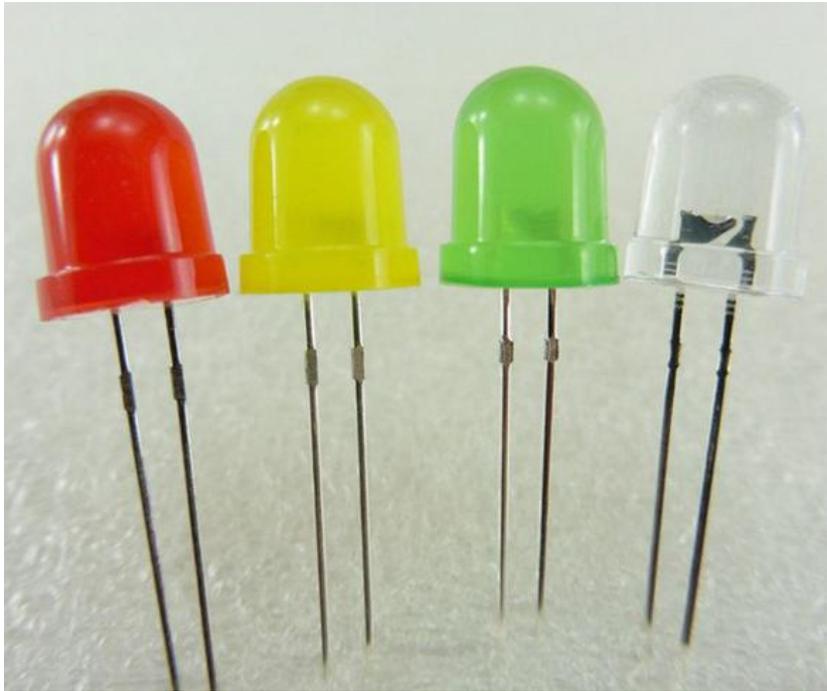
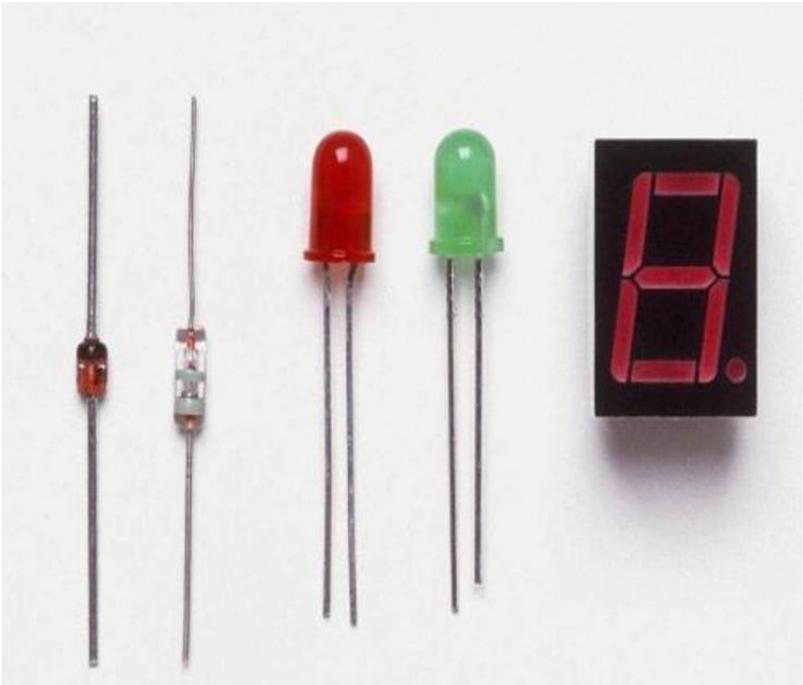
反向偏置，相当于开关断开。





半导体二极管图片







课堂练习

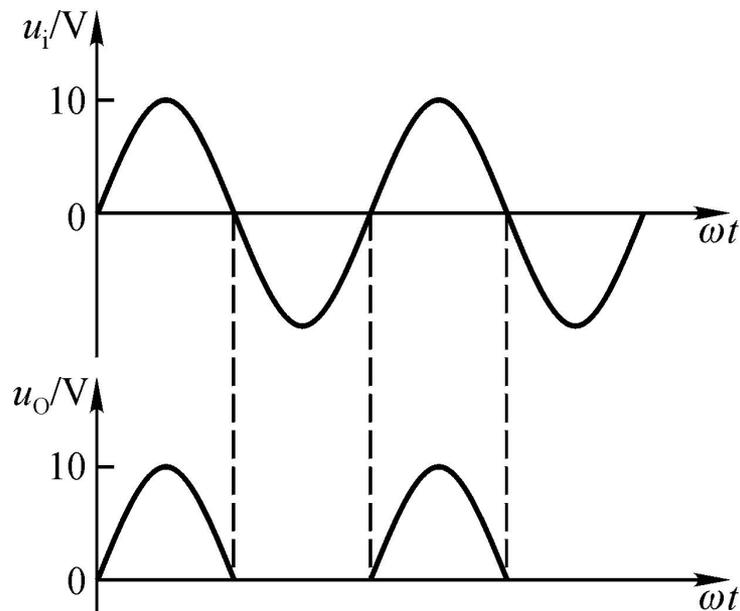
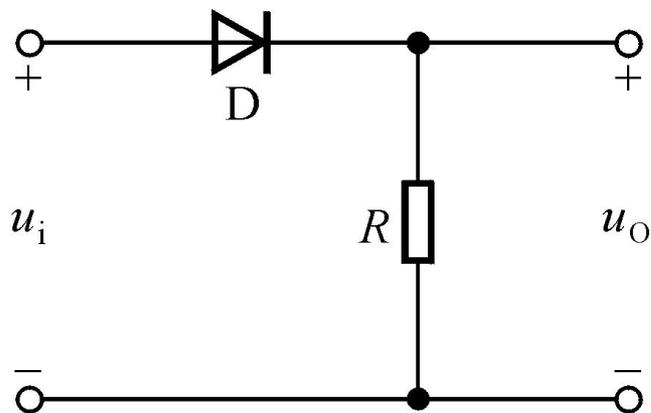
1. 能否将1.5V的干电池以正向接法接到二极管两端？为什么？

答：不能。因为二极管的正向电流与其端电压成指数关系，当端电压为1.5V时，管子会因电流过大而烧坏。



课堂练习

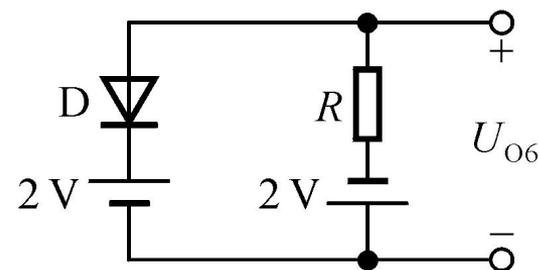
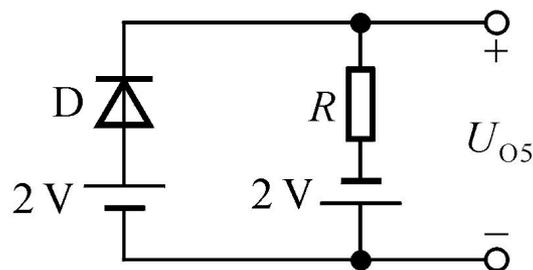
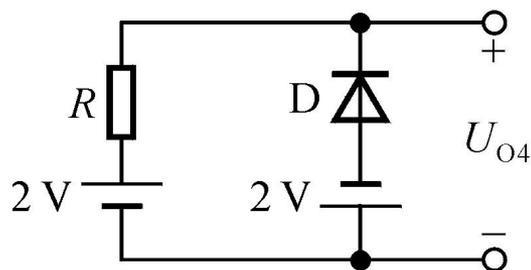
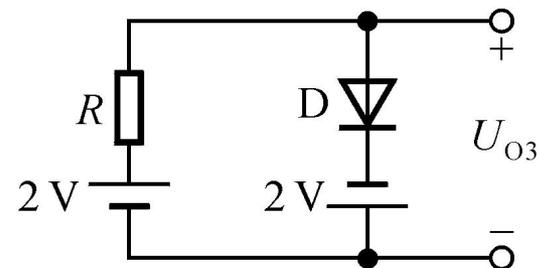
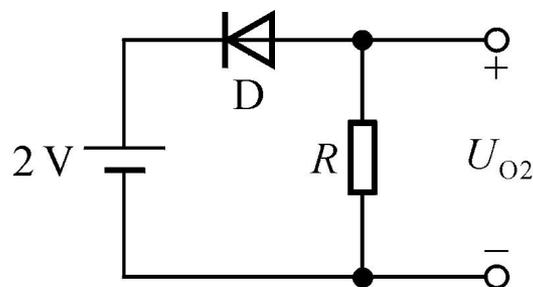
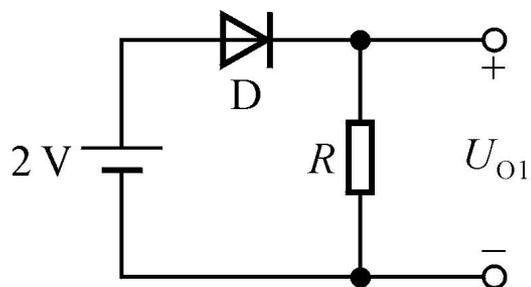
2.习题 P53 (1.2)：已知 $u_i=10\sin\omega t(\text{v})$ ，试画出 u_i 与 u_o 的波形。设二极管正向导通电压可忽略不计。





课堂练习

3.自测题 P52 (1.3) : 写出下图所示各电路的输出电压值, 设二极管导通电压 $U_D=0.7V$ 。



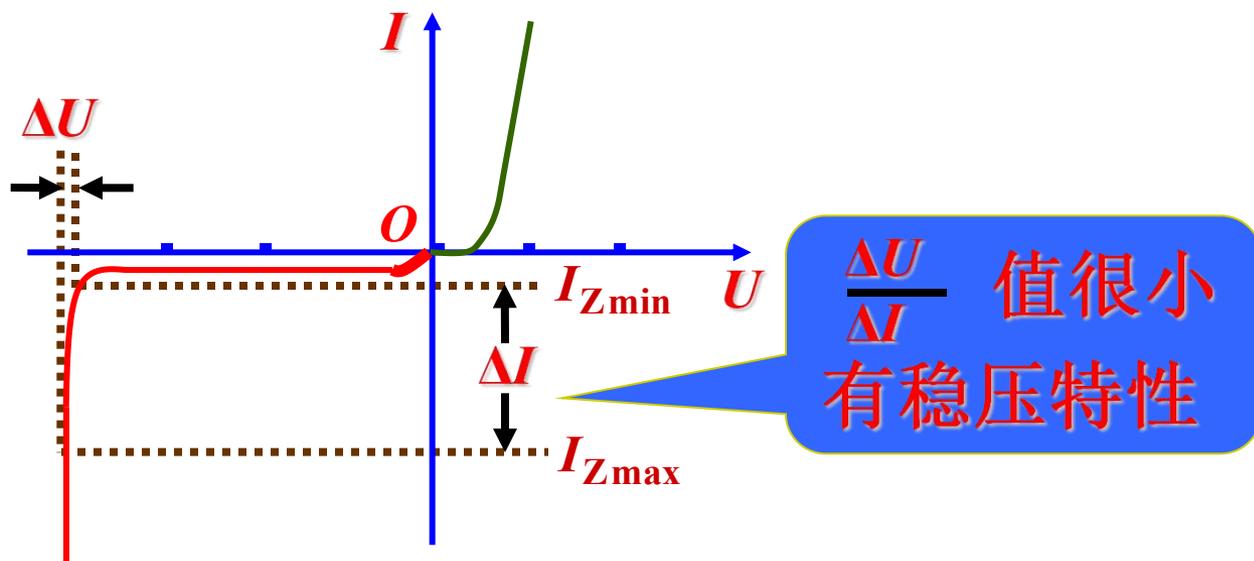
答案: $U_{O1} \approx 1.3V$, $U_{O2} = 0$, $U_{O3} \approx -1.3V$, $U_{O4} \approx 2V$, $U_{O5} \approx 1.3V$, $U_{O6} \approx -2V$ 。

三、稳压管

稳压管是一种面接触型二极管，与二极管不同之处：

- 1.采用特殊工艺，击穿状态不致损坏；
- 2.击穿是可逆的。

符号及特性曲线如下图所示：

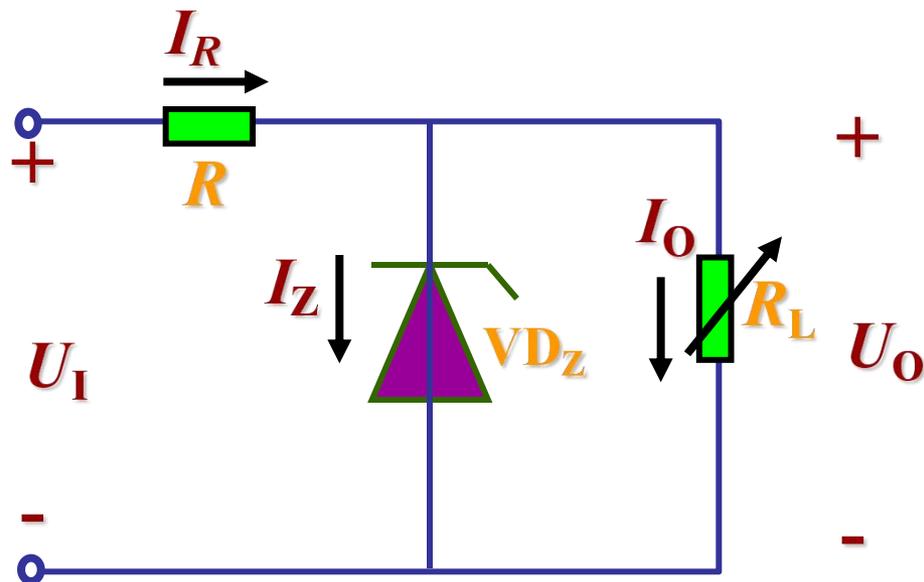


稳压管的伏安特性和符号



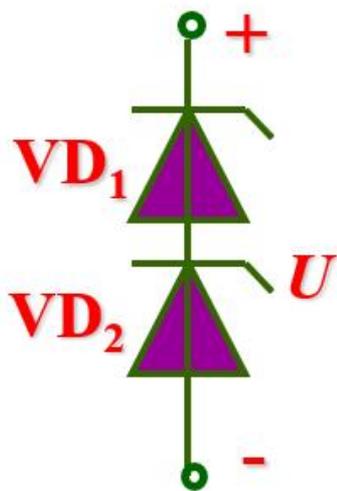
使用稳压管组成稳压电路时的注意事项：

1. 稳压管必须工作在**反向击穿区**。
2. 稳压管应与负载 R_L **并联**。
3. 必须限制流过稳压管的电流 I_Z (与R串联)。

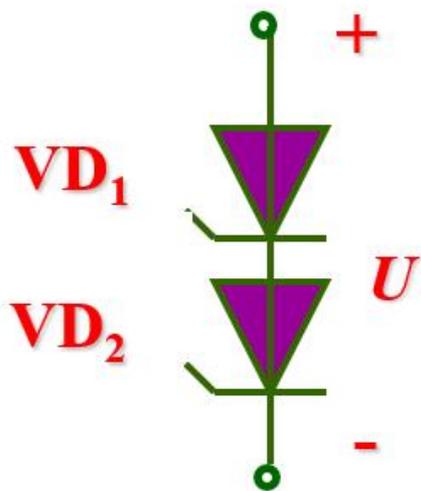


稳压管电路

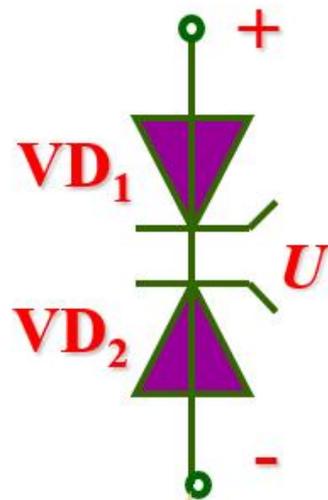
[例3] 有两个稳压管 VD_1 和 VD_2 ，它们的稳压值为 $U_{Z1} = 6\text{ V}$ ， $U_{Z2} = 8\text{ V}$ ，正向导通压降均为 $U_D = 0.6\text{ V}$ ，将它们串联可得到几种稳压值？



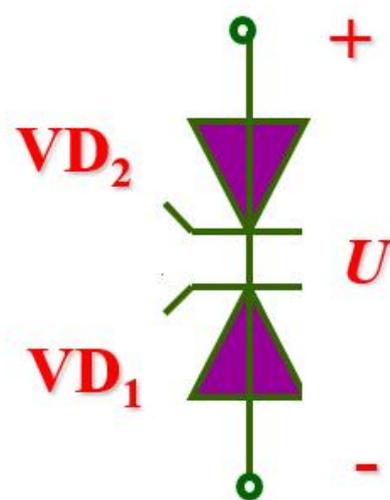
$$U = U_{Z1} + U_{Z2} \\ = 14\text{ V}$$



$$U = U_D + U_D \\ = 1.2\text{ V}$$



$$U = U_D + U_{Z2} \\ = 8.6\text{ V}$$

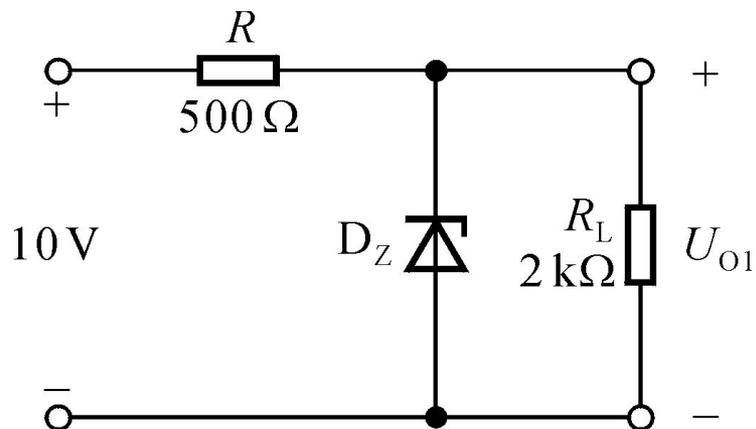


$$U = U_{Z1} + U_D \\ = 6.6\text{ V}$$

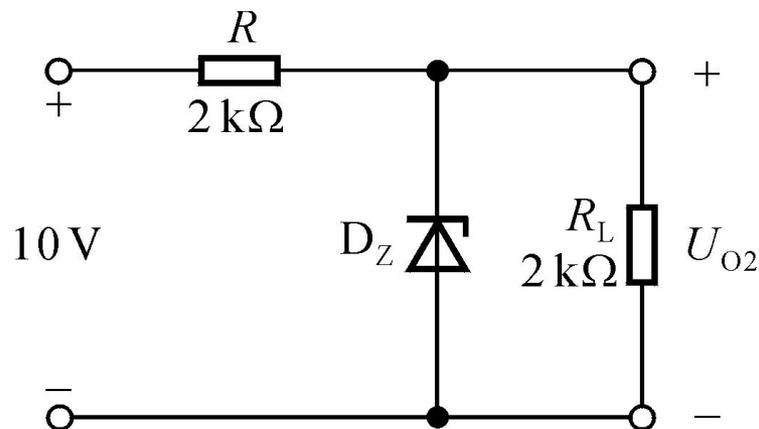


课堂练习

1. 已知稳压管的稳压值 $U_Z = 6V$ ，稳定电流的最小值 $I_{Zmin} = 5mA$ 。求下图所示电路中 U_{O1} 和 U_{O2} 各为多少伏。



(a)



(b)

答案: $U_{O1} = 6V$, $U_{O2} = 5V$ 。

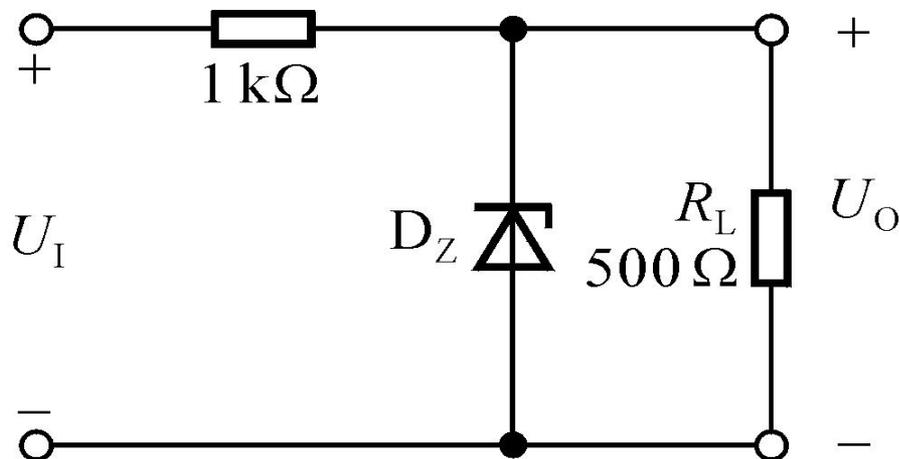


课堂练习

2.习题 P54 (1.6)：已知图P1.9所示电路中稳压管的稳定电压

$U_Z = 6V$ ，最小稳定电流 $I_{Zmin} = 5mA$ ，最大稳定电流 $I_{Zmax} = 25mA$ 。

- (1) 分别计算 U_I 为 $10V$ 、 $15V$ 、 $35V$ 三种情况下输出电压 U_O 的值；
- (2) 若 $U_I = 35V$ 时负载开路，则会出现什么现象？为什么？





课堂练习

解: (1) 当 $U_I=10V$ 时, 若 $U_O=U_Z=6V$, 则稳压管的电流为 $4mA$, 小于其最小稳定电流, 所以**稳压管未击穿**。故

$$U_O = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot U_I \approx 3.33V$$

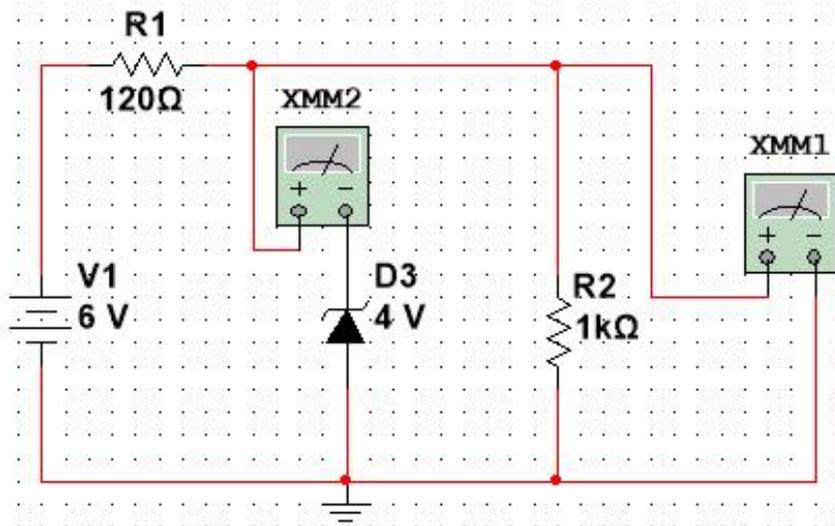
同理, 当 $U_I=15V$ 时, 稳压管未击穿, $U_O=5V$ 。

当 $U_I=35V$ 时, 稳压管中的电流大于最小稳定电流 I_{Zmin} , 所以

$$U_O = U_Z = 6V$$

$$(2) I_{D_z} = (U_I - U_Z)/R = 29mA > I_{ZM} = 25mA$$

稳压管将**因功耗过大而损坏**。



万用表-XMM2

12.751 mA

A V Ω dB

~ -

+ 设置... -

万用表-XMM1

3.991 V

A V Ω dB

~ -

+ 设置... -



1.3 双极型三极管

- 三极管的结构
- 三极管的电流放大作用
- 三极管的特性曲线



双极结型三极管又
称为：

半导体三极管

晶体管 (**transistor**)

双极型三极管或简称三极管

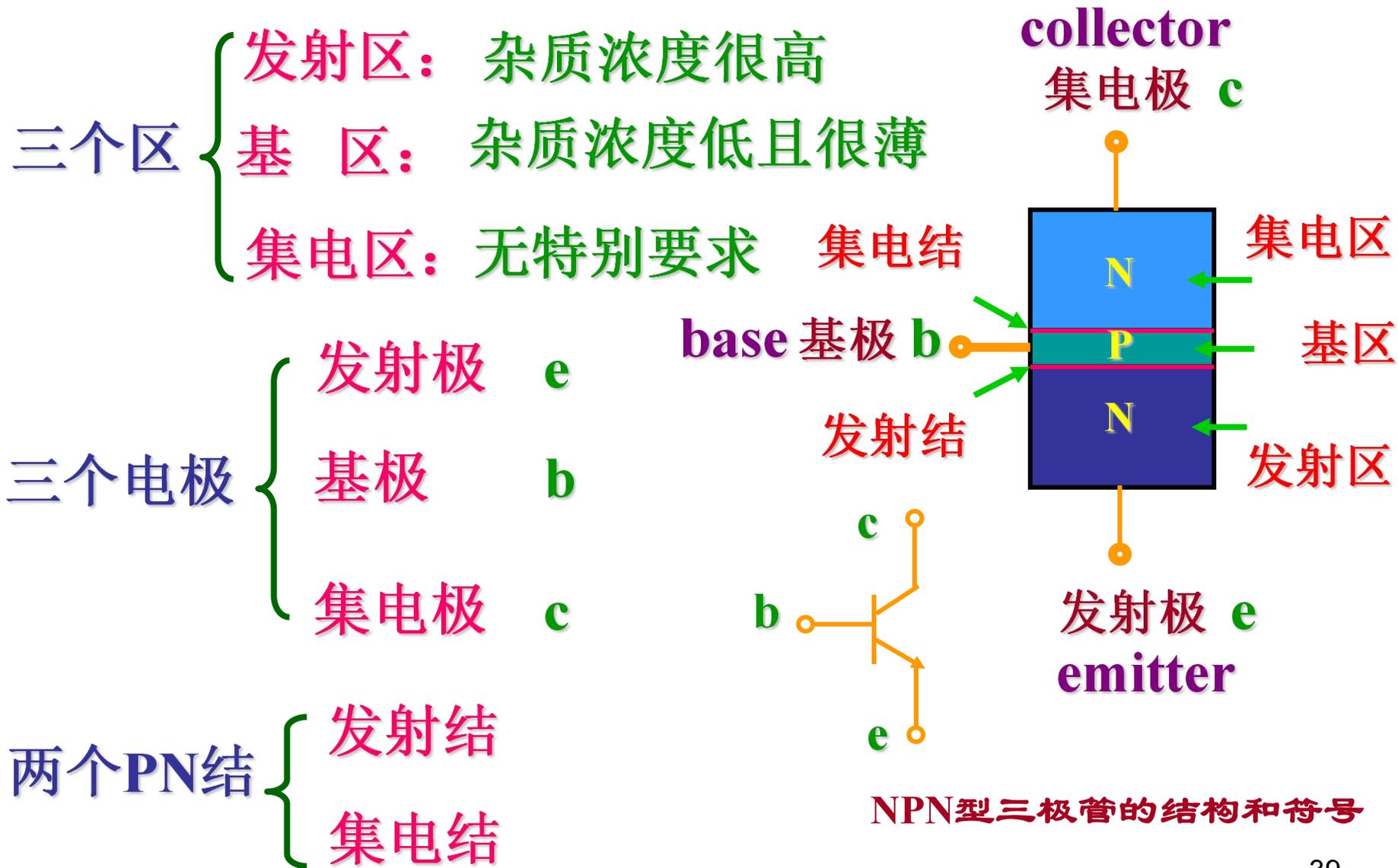
它们通常是组成各种电子电路的**核心器件**。

制作材料：**硅或锗**

分类：
 { **NPN型**
 { **PNP型**

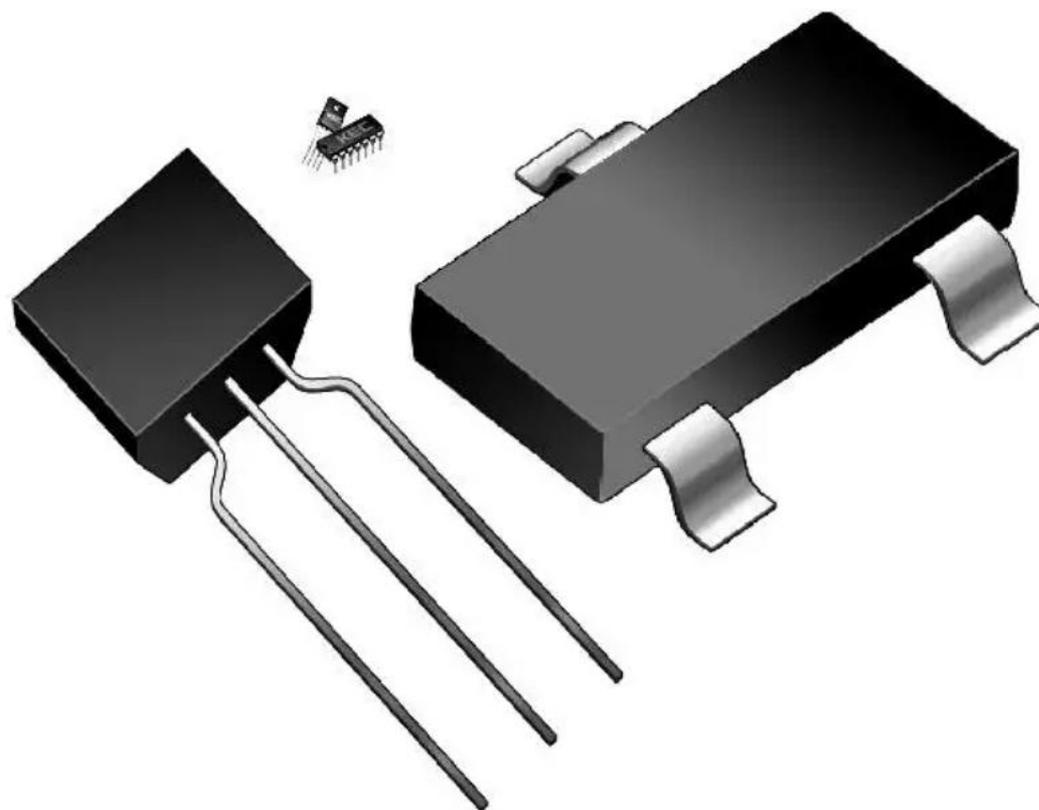


一、三极管的结构



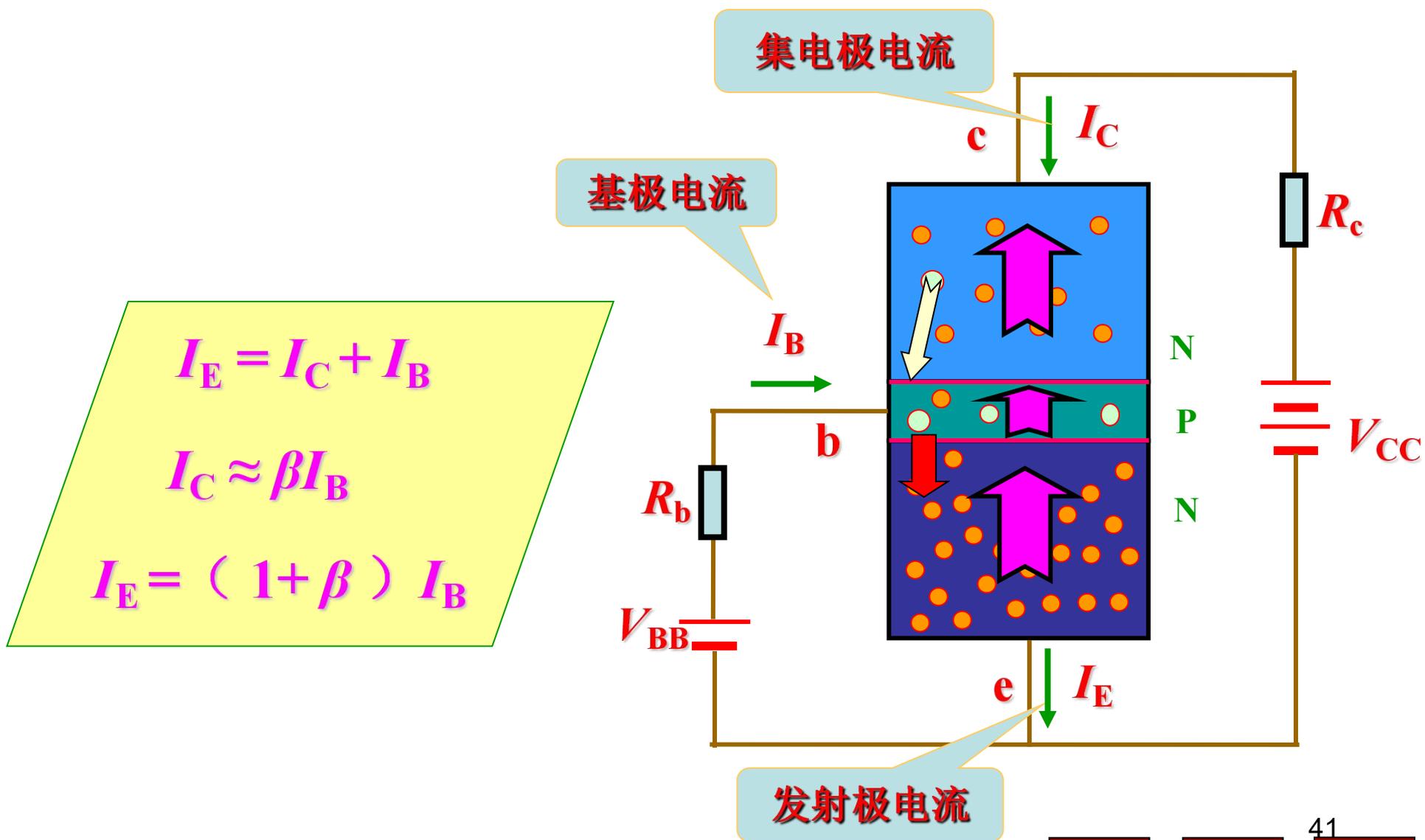


三极管的实物图





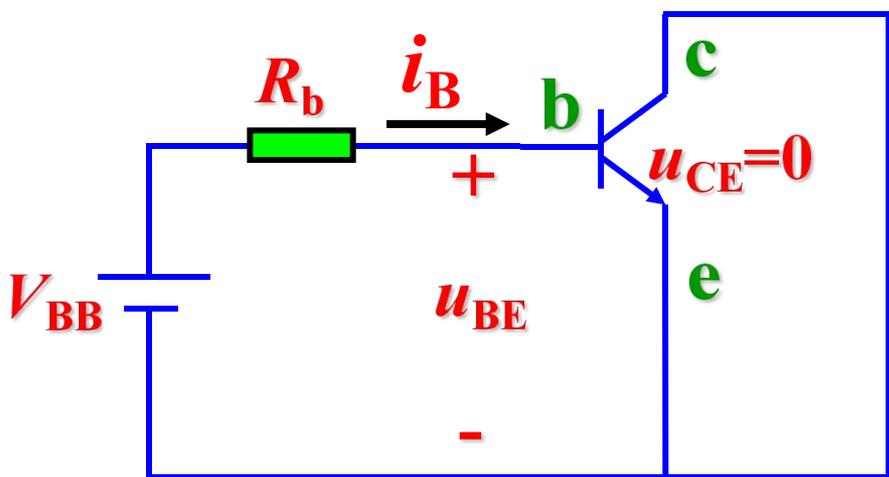
二、三极管的电流放大作用



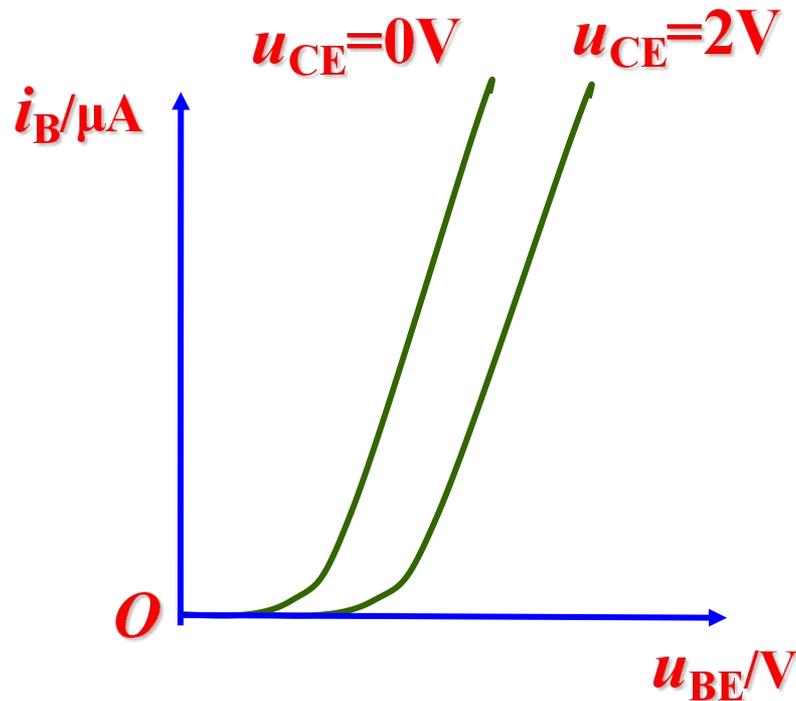
三、三极管的特性曲线

1. 输入特性

$$i_B = f(u_{BE})$$

 $u_{CE} = \text{常数}$


三极管的输入回路



三极管的输入特性

当 u_{CE} 大于某一数值后，各条输入特性十分密集，通常用 $u_{CE} > 1$ 时的一条输入特性来代表。

2. 输出特性

$$i_C = f(u_{CE}) \Big|_{i_B = \text{常数}}$$

1. 截止区:

$i_B \leq 0$ 的区域, $i_C \approx 0$,
发射结和集电结都反偏。

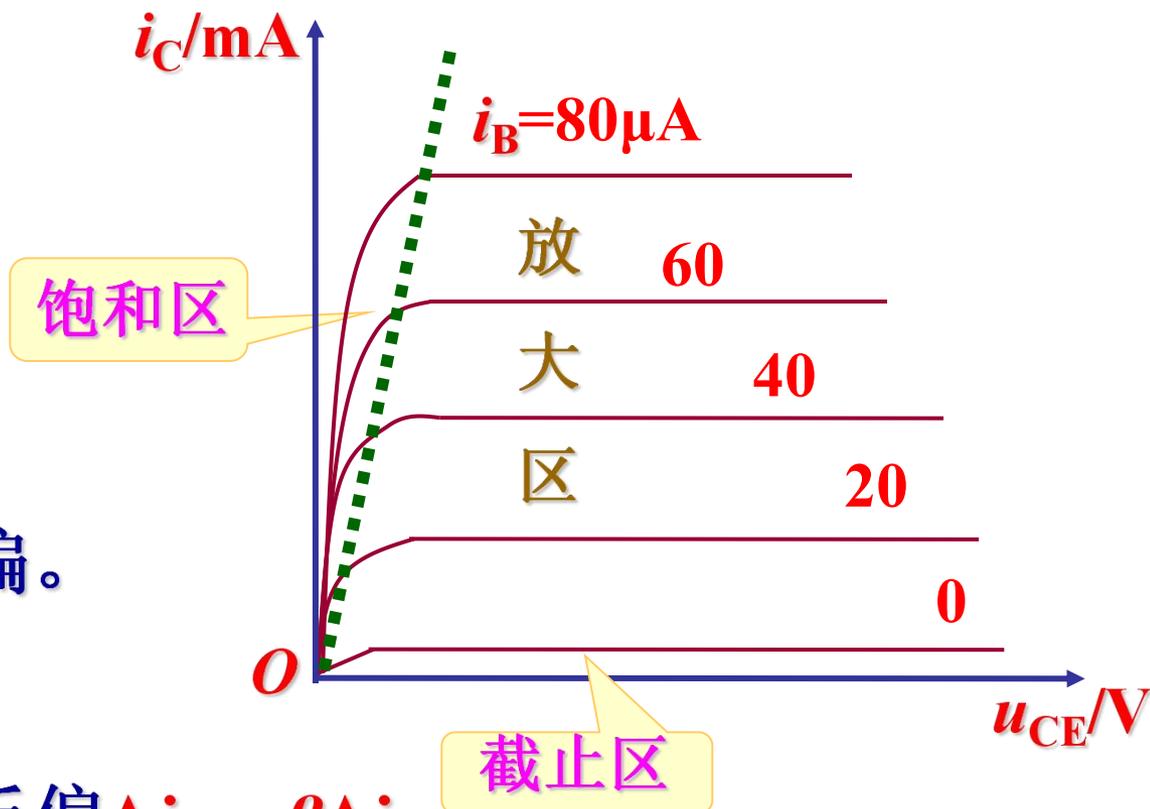
2. 放大区:

发射结正偏, 集电结反偏 $\Delta i_C = \beta \Delta i_B$

3. 饱和区:

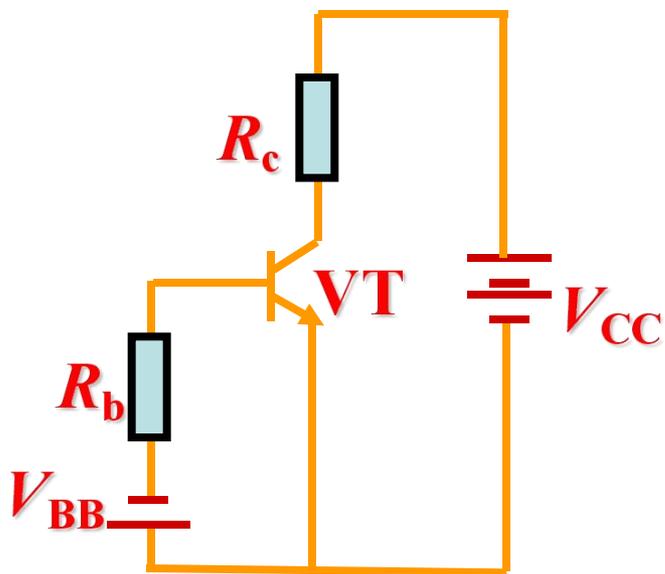
发射结和集电结都正偏, u_{CE} 较小, i_C 基本不随 i_B 而变化。

当 $u_{CE} = u_{BE}$ 时, 为临界饱和; 当 $u_{CE} < u_{BE}$ 时过饱和。

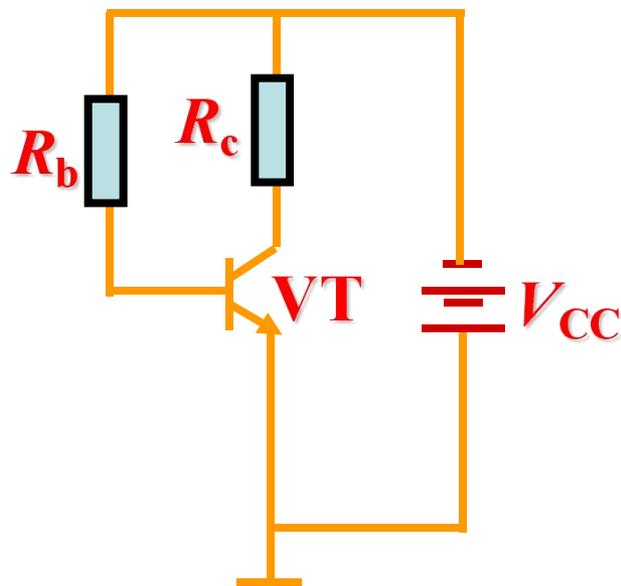




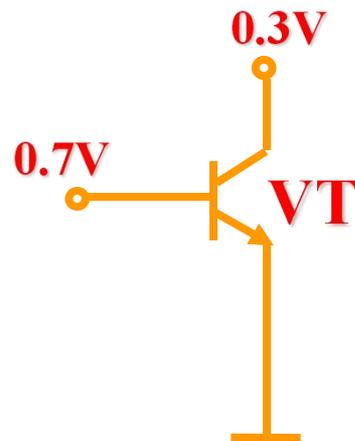
[例1] 判断图示各电路中三极管的工作状态。



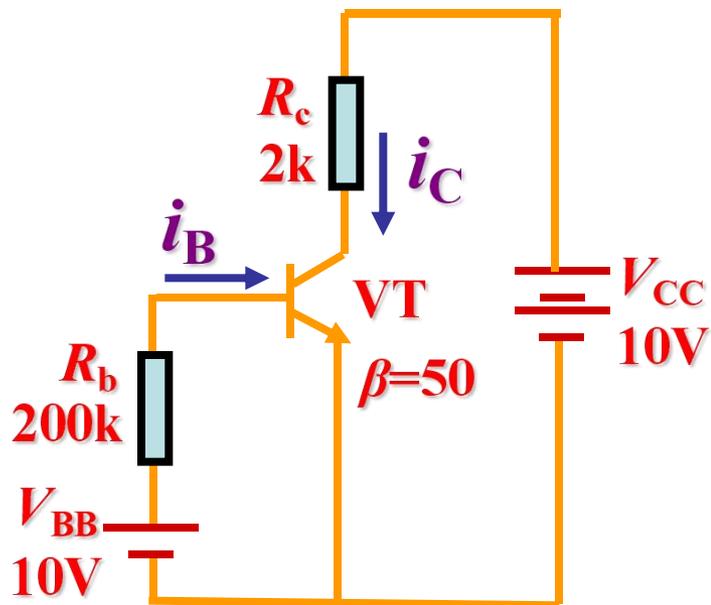
发射结反向偏置，
集电结反向偏置，
三极管工作在截止区，
可调换 V_{BB} 极性。



发射结反向偏置，
三极管工作在截止区，
可调换 V_{CC} 极性，
或将VT更换为PNP型。



两PN结均
正偏，三极
管工作在
饱和区。



$$\text{则 } I_{CS} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_c} = 4.85 \text{ mA}$$

$$\beta i_B < I_{CS}$$

假设不成立，

三极管工作在放大区。

$$V_{BB} = i_B R_b + u_{BE}$$

$$i_B = 46.5 \mu\text{A}$$

$$\beta i_B = 2.3 \text{ mA}$$

假设三极管饱和，

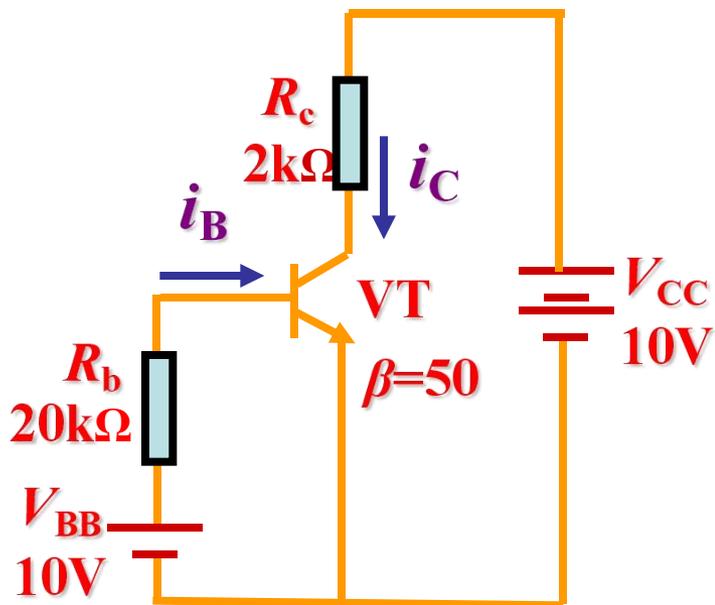
$$U_{CES} = 0.3 \text{ V}$$

$$\text{或者 } i_C = \beta i_B = 2.3 \text{ mA}$$

$$u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c = 5.4 \text{ V}$$

发射结正偏集电结反偏，

三极管工作在放大区。



$$\text{则 } I_{CS} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_c} = 4.85 \text{ mA}$$

$$\beta i_B > I_{CS}$$

假设成立，

三极管工作在饱和区。

$$V_{BB} = i_B R_b + u_{BE}$$

$$i_B = 465 \mu\text{A}$$

$$\beta i_B = 23 \text{ mA}$$

假设三极管饱和，

$$U_{CES} = 0.3 \text{ V}$$

$$\text{或者 } i_C = \beta i_B = 23 \text{ mA}$$

$$u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c = -36 \text{ V}$$

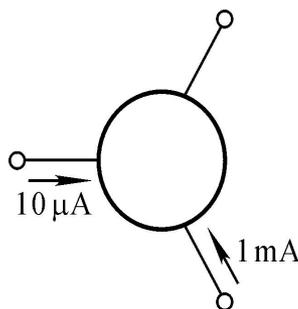
发射结正偏集电结正偏，

三极管工作在饱和区。

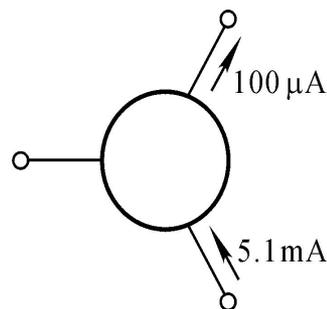


课堂练习

1.习题 P54 (1.8)：现测得放大电路中这两只管子两个电极的电流如下图所示。分别求另一电极的电流，标出其实际方向，并在圆圈中画出管子。

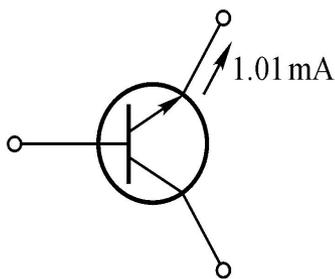


(a)

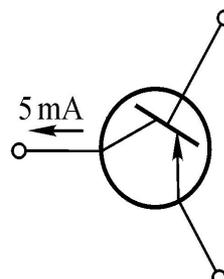


(b)

答案：



(a)

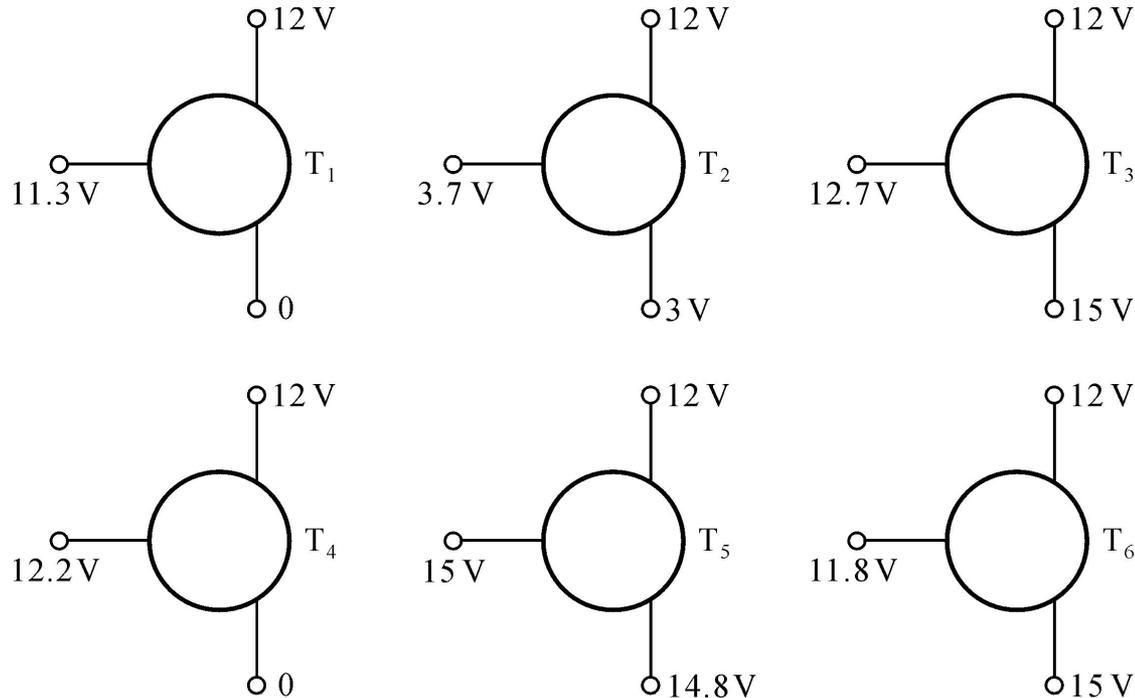


(b)



课堂练习

2.习题 P54 (1.9)：测得放大电路中六只晶体管的直流电位如下图所示。在圆圈中画出管子，并分别说明它们是**硅管**还是**锗管**。





课堂练习

答案:

晶体管三个极分别为上、中、下管脚，答案如解下表所示。

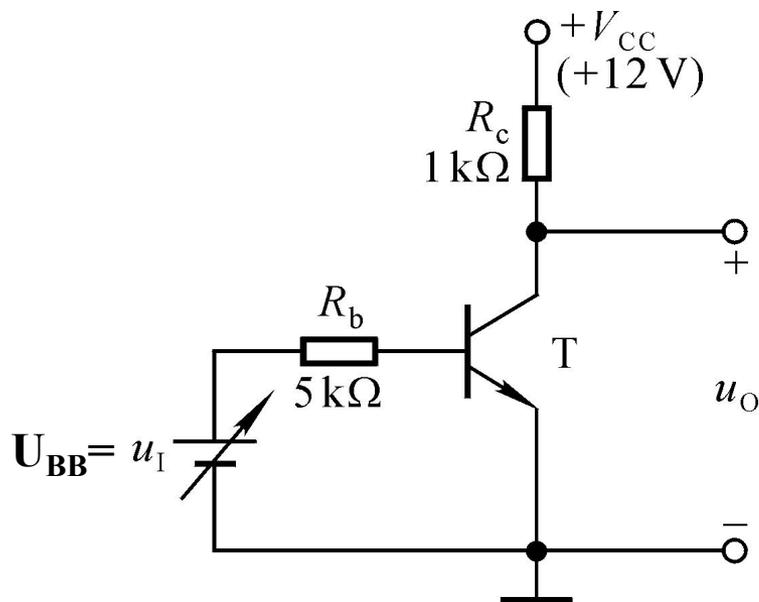
管号	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆
上	e	c	e	b	c	b
中	b	b	b	e	e	e
下	c	e	c	c	b	c
管型	PNP	NPN	NPN	PNP	PNP	NPN
材料	Si	Si	Si	Ge	Ge	Ge



课堂练习

3.习题 P55 (1.10) 电路如下图所示，晶体管导通时 $U_{BE}=0.7V$ ， $\beta=50$ 。

试分析 U_{BB} 为0V、1V、3V三种情况下T的工作状态及输出电压 u_O 的值。



- 答案：**
- (1) 截止状态； $U_O=12V$
 - (2) 放大状态； $U_O=9V$
 - (3) 饱和状态。 $U_O=0.3V$



(1) 当 $U_{BB}=0$ 时, T处于截止状态,
 $U_O=12V$ 。

(2) 当 $U_{BB}=1V$ 时, 因为

$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_b} = 60 \mu A$$

$$I_{BS} = \frac{U_{CC} - U_{CES}}{\beta R_c} \approx 240 \mu A$$

$I_B < I_{BS}$ T工作在放大状态。

$$I_C = \beta I_B = 3mA$$

$$U_O = U_{CC} - I_C R_c = 9V$$

(3) 当 $U_{BB}=3V$ 时, 因为

$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_b} = 460 \mu A$$

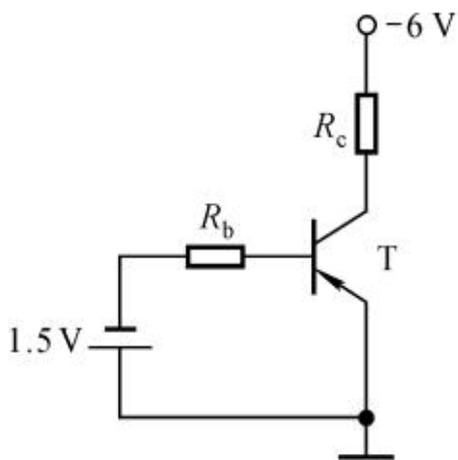
$I_B > I_{BS}$ T工作在饱和状态。

$$U_O = U_{CES} \approx 0.3V$$

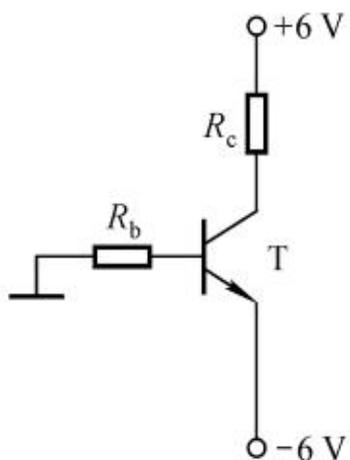


课堂练习

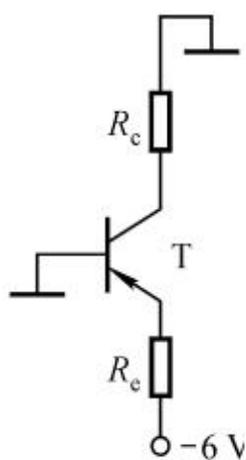
4.习题 P55 (1.12) 分别判断下图所示各电路中晶体管**是否**有可能工作在**放大状态**。



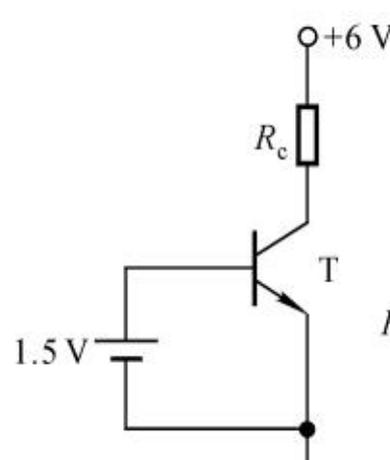
(a)



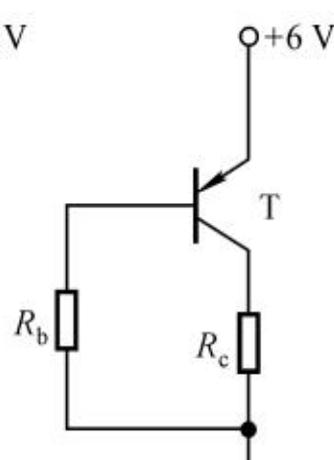
(b)



(c)



(d)



(e)

答案： (a) 可能； (b) 可能； (c) 不能；
 (d) 不能，T的发射结会因电流过大而损坏；
 (e) 可能。

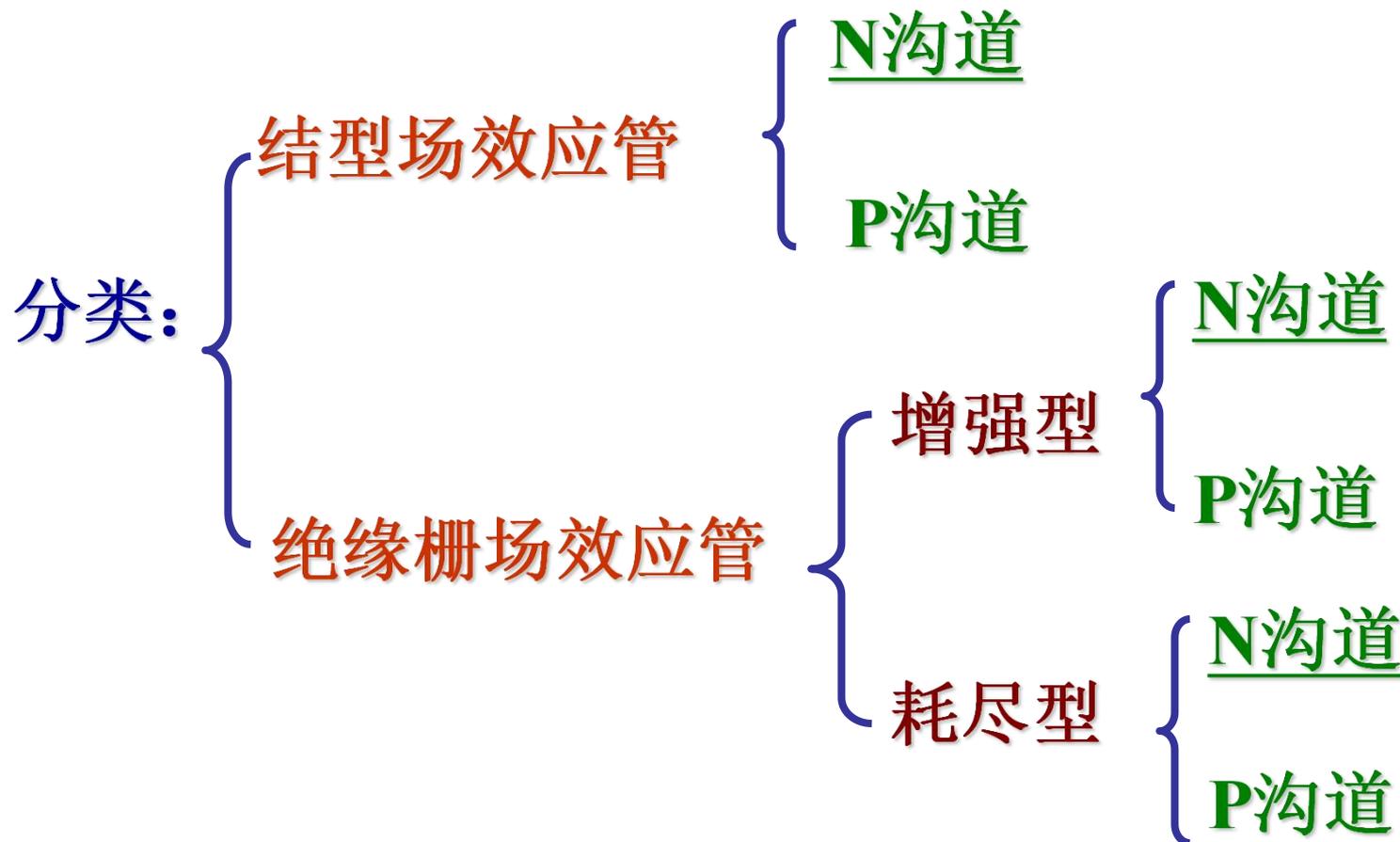


1.4 场效应三极管

- 结型场效应管
- 绝缘栅场效应管
- 场效应管的主要参数



场效应三极管中参与导电的**只有一种极性的载流子**
(多数载流子)，故称为**单极型三极管**。



一、绝缘栅场效应管

1. N沟道增强型MOS场效应管

(1) 结构

P衬底杂质浓度较低，

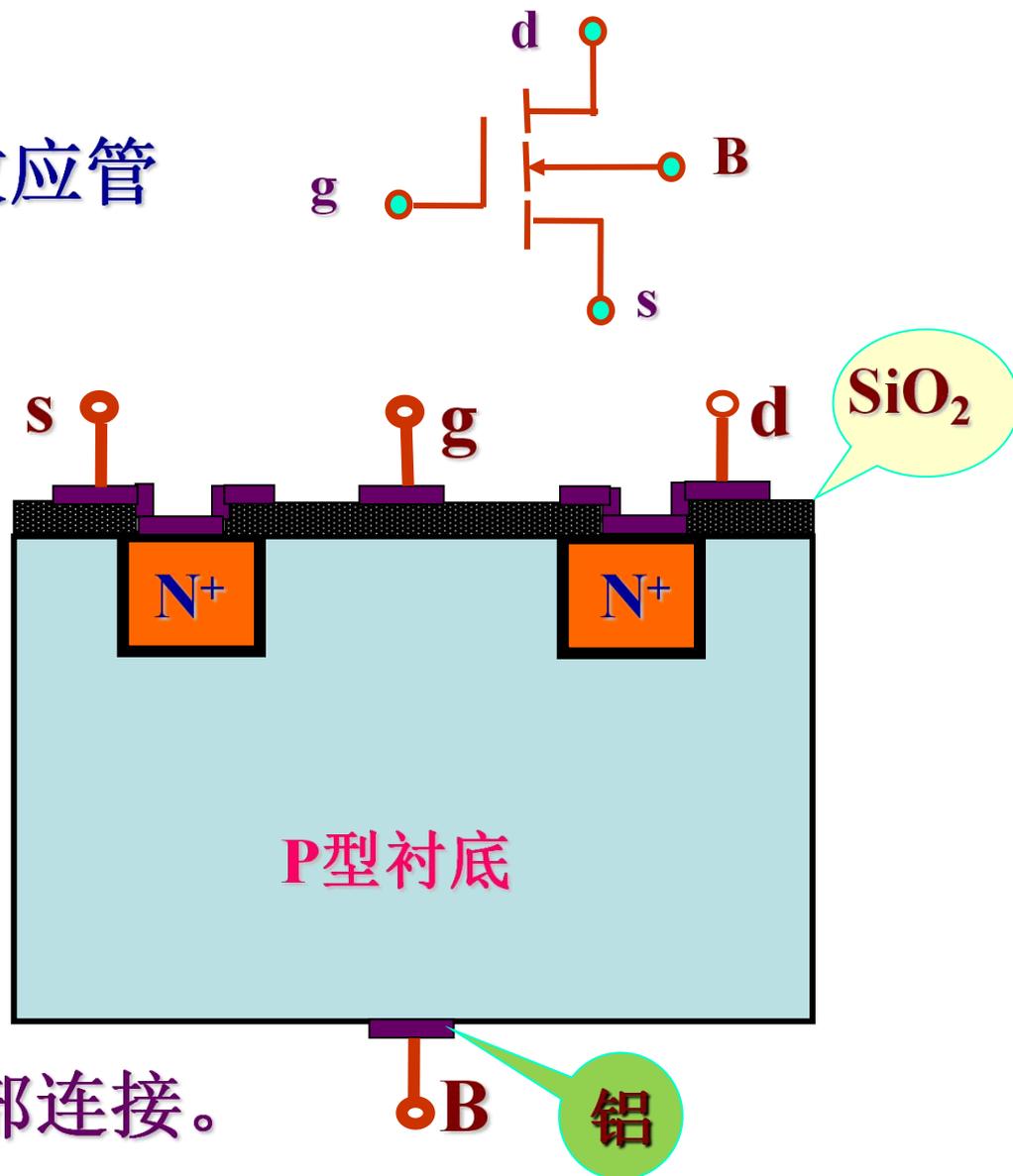
引出电极用**B**表示。

N⁺两个区杂质浓度很高，

分别引出**源极**和**漏极**。

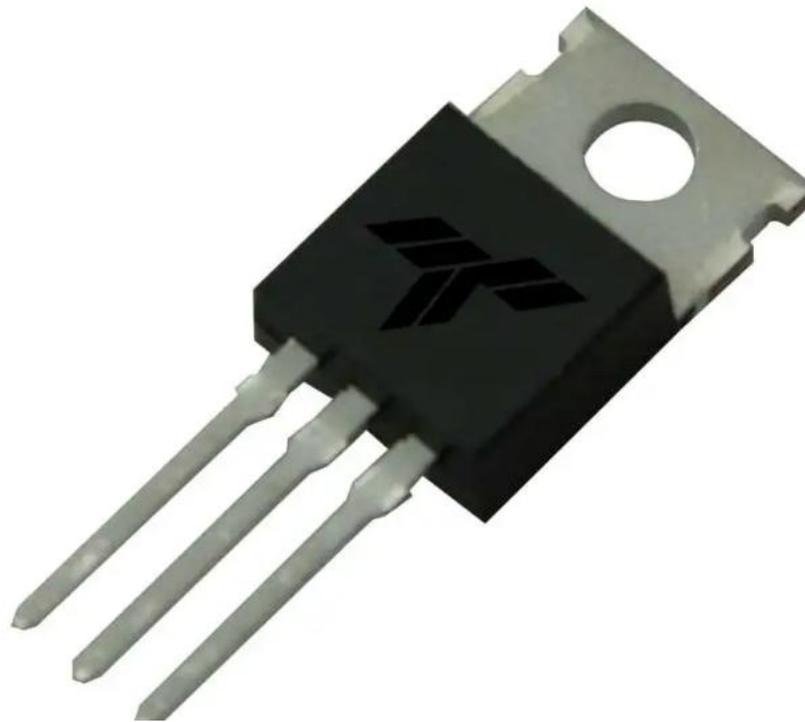
栅极与其他电极是绝缘的，

通常**衬底**与**源极**在管子内部连接。





场效应管的实物图





(2) 工作原理

导电沟道的形成

假设 $u_{DS} = 0$ ，同时 $u_{GS} > 0$

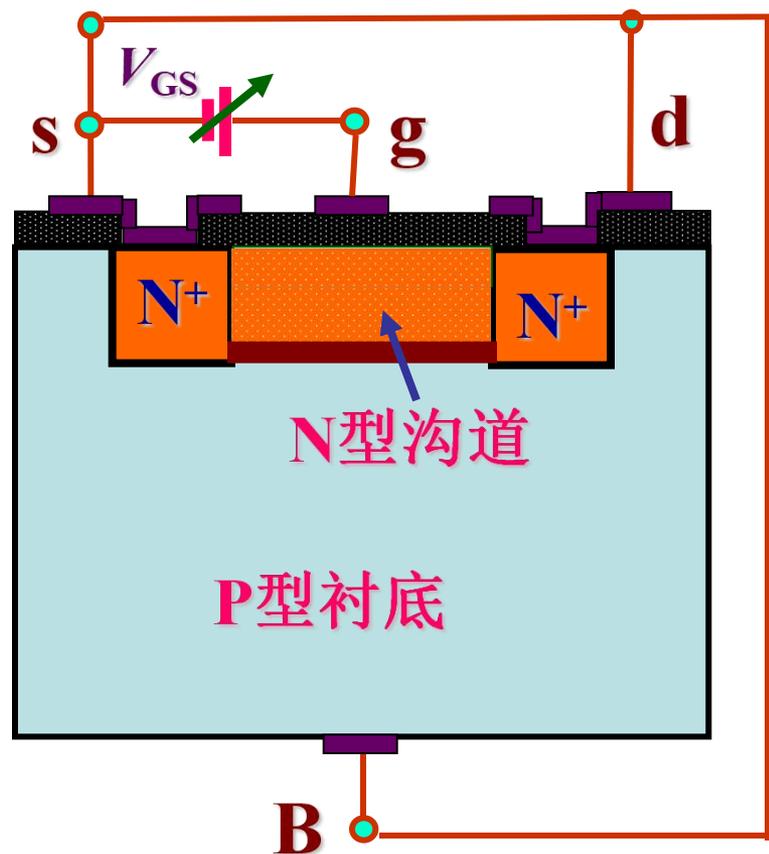
靠近二氧化硅的一侧产生耗尽层，
若增大 u_{GS} ，则耗尽层变宽。

当 u_{GS} 增大到一定值时，
形成一个N型导电沟道。

又称之为反型层

开启电压，用 $u_{GS(th)}$ 表示

导电沟道随 u_{GS} 增大而增宽。



$u_{GS} > U_{GS(th)}$ 时
形成导电沟道



u_{DS} 对导电沟道的影响

u_{GS} 为某一个大于 $U_{GS(th)}$ 的固定值，在漏极和源极之间加正电压，且

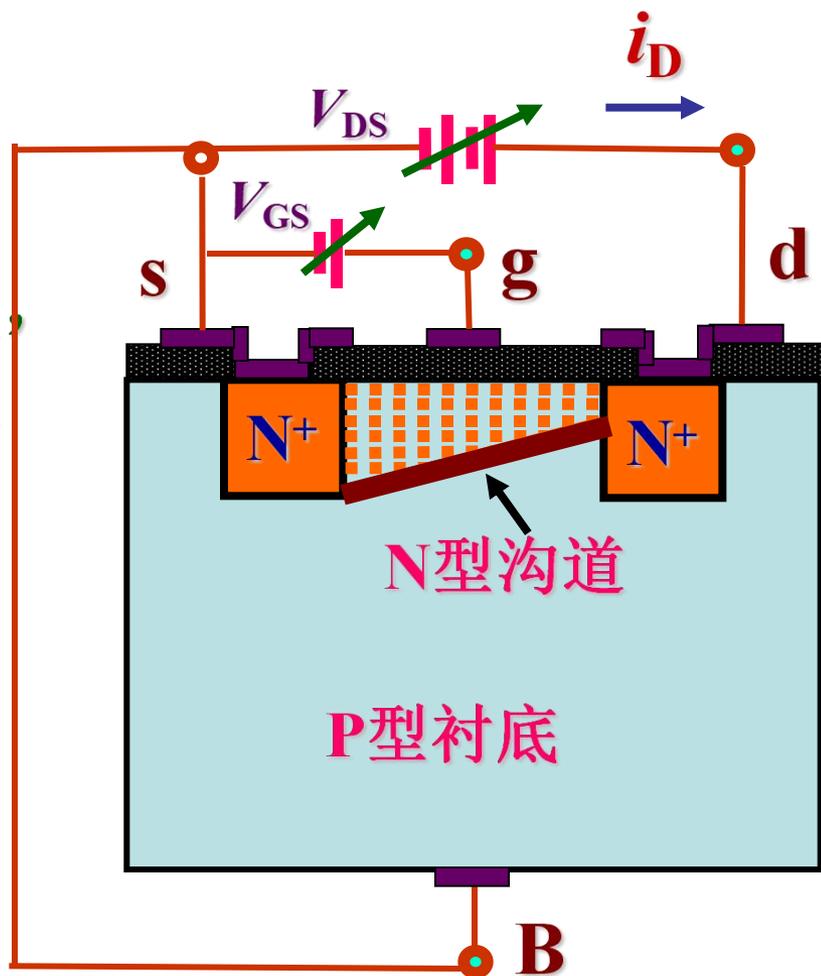
$$u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} > U_{GS(th)}$$

则有电流 i_D 产生（反型层阻值基本保持不变）。

使导电沟道发生变化。

当 u_{DS} 增大到 $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} = U_{GS(th)}$ 时，

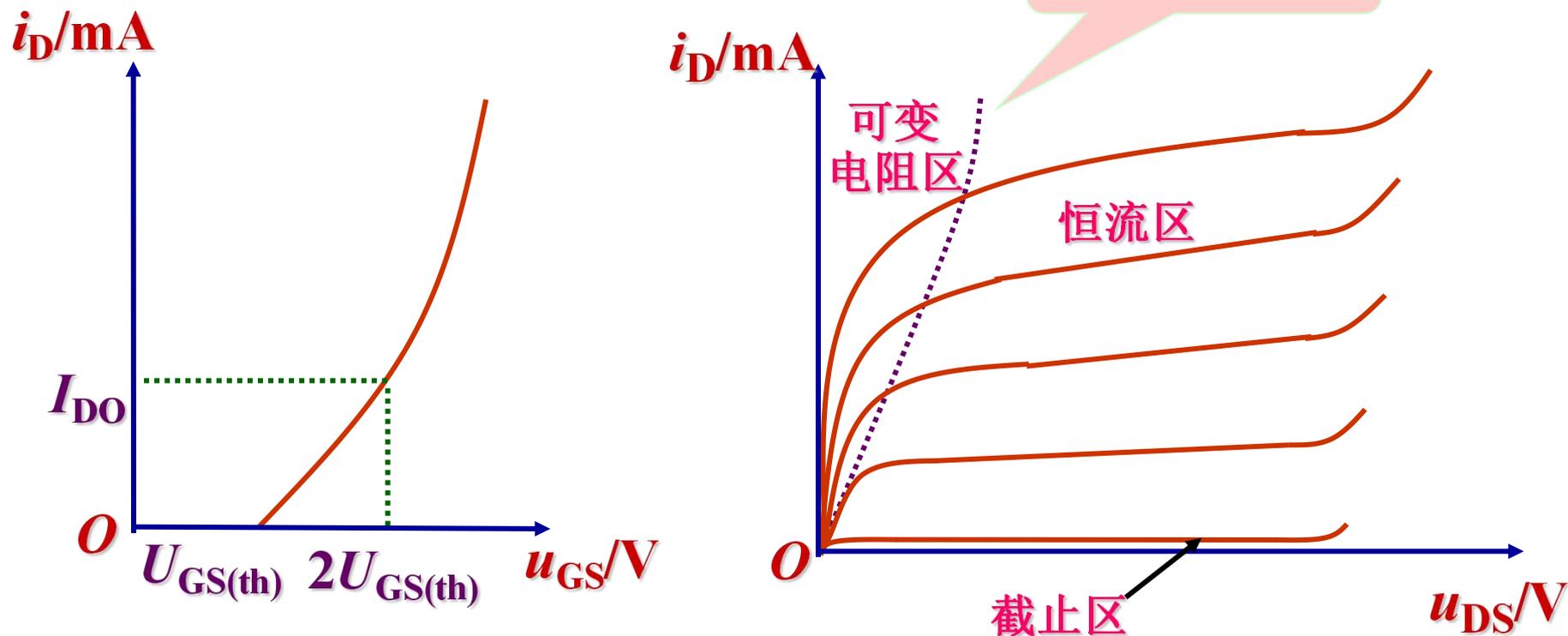
沟道被预夹断， i_D 饱和。



u_{DS} 对导电沟道的影响



(3) 特性曲线



工作在恒流区， U_{DS} 足够大

转移特性曲线可近似用以下公式表示：

$$\text{当 } u_{GS} \geq U_{GS(th)} \text{ 时 } \quad i_D = I_{DO} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} \right)^2$$



2. N沟道耗尽型MOS场效应管

预先在二氧化硅中掺入大量的正离子，

使 $u_{GS} = 0$ 时，

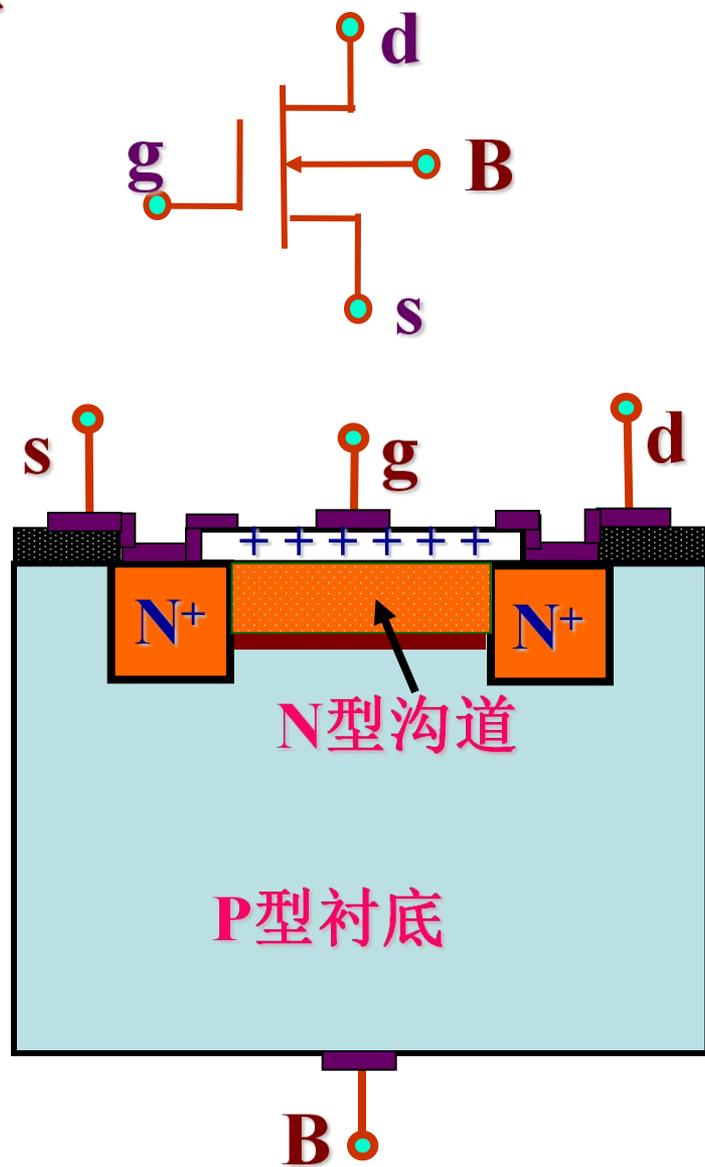
产生N型导电沟道。

当 $u_{GS} < 0$ 时，沟道变窄，
达到某一负值时被夹断，

$i_D \approx 0$ ，称为夹断电压。

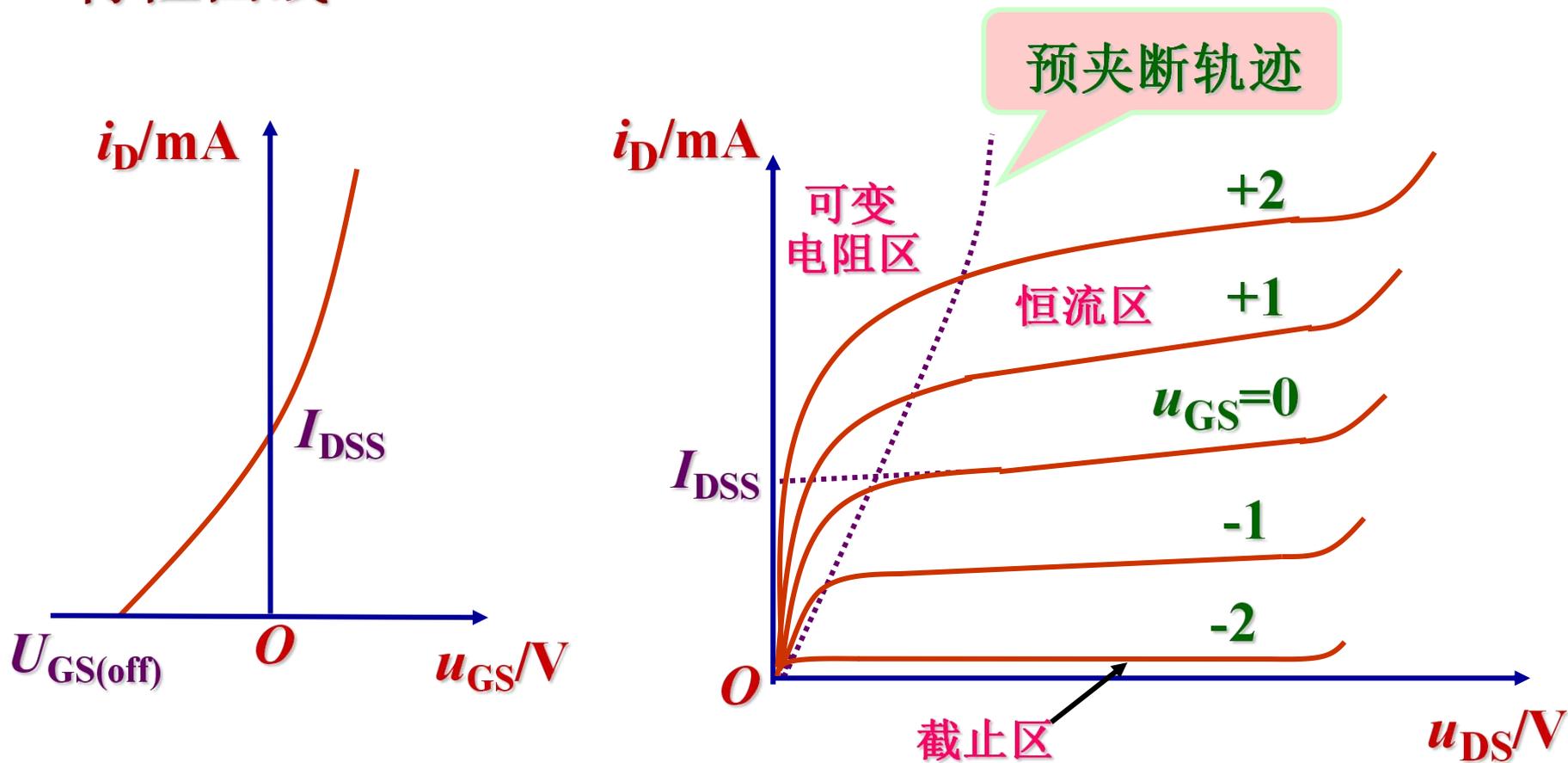
$u_{GS} > 0$ 时，沟道变宽，

i_D 增大。





特性曲线

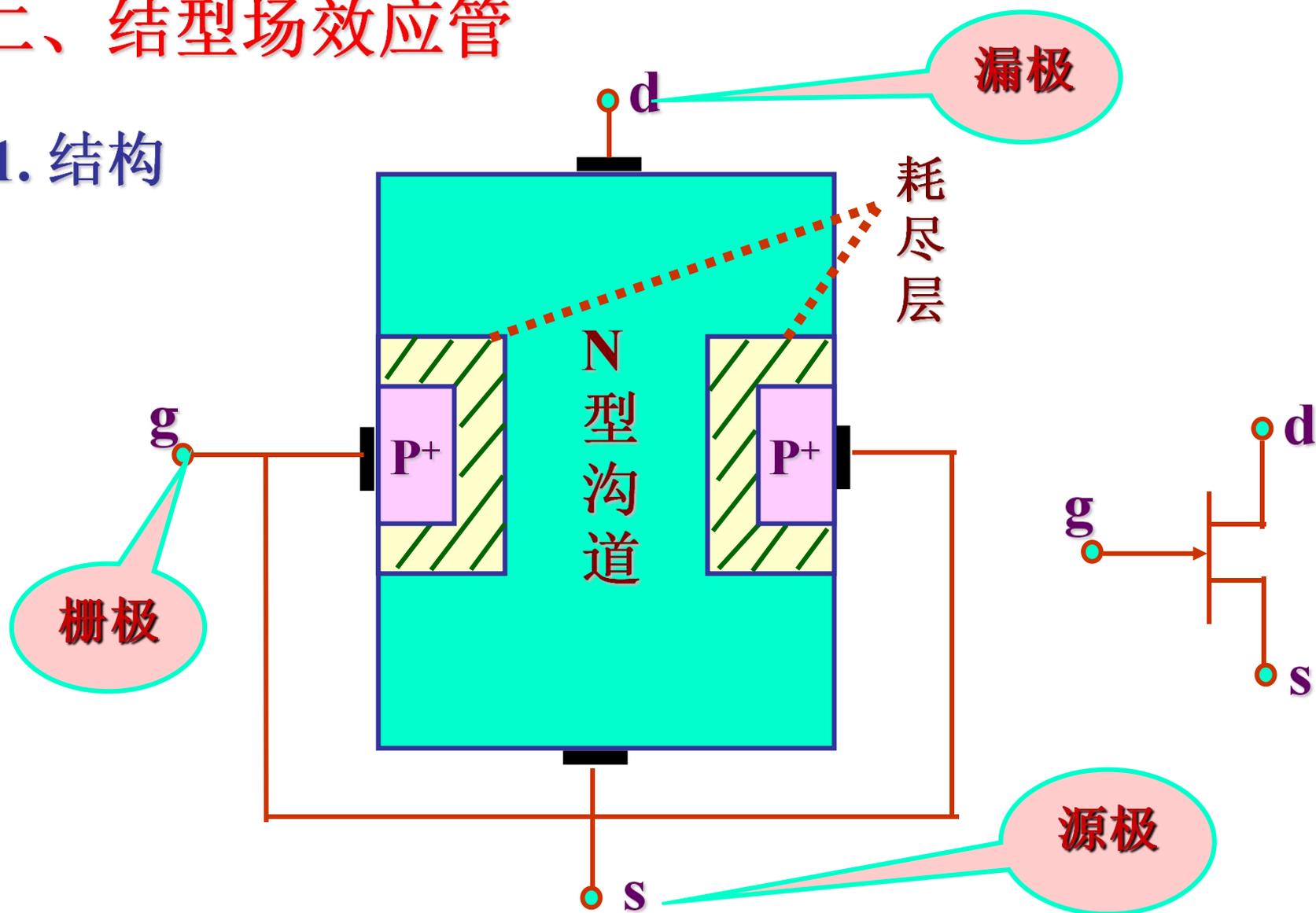


增强型: $u_{GS} = 0$ 时无导电沟道。

耗尽型: $u_{GS} = 0$ 时有导电沟道。

二、结型场效应管

1. 结构

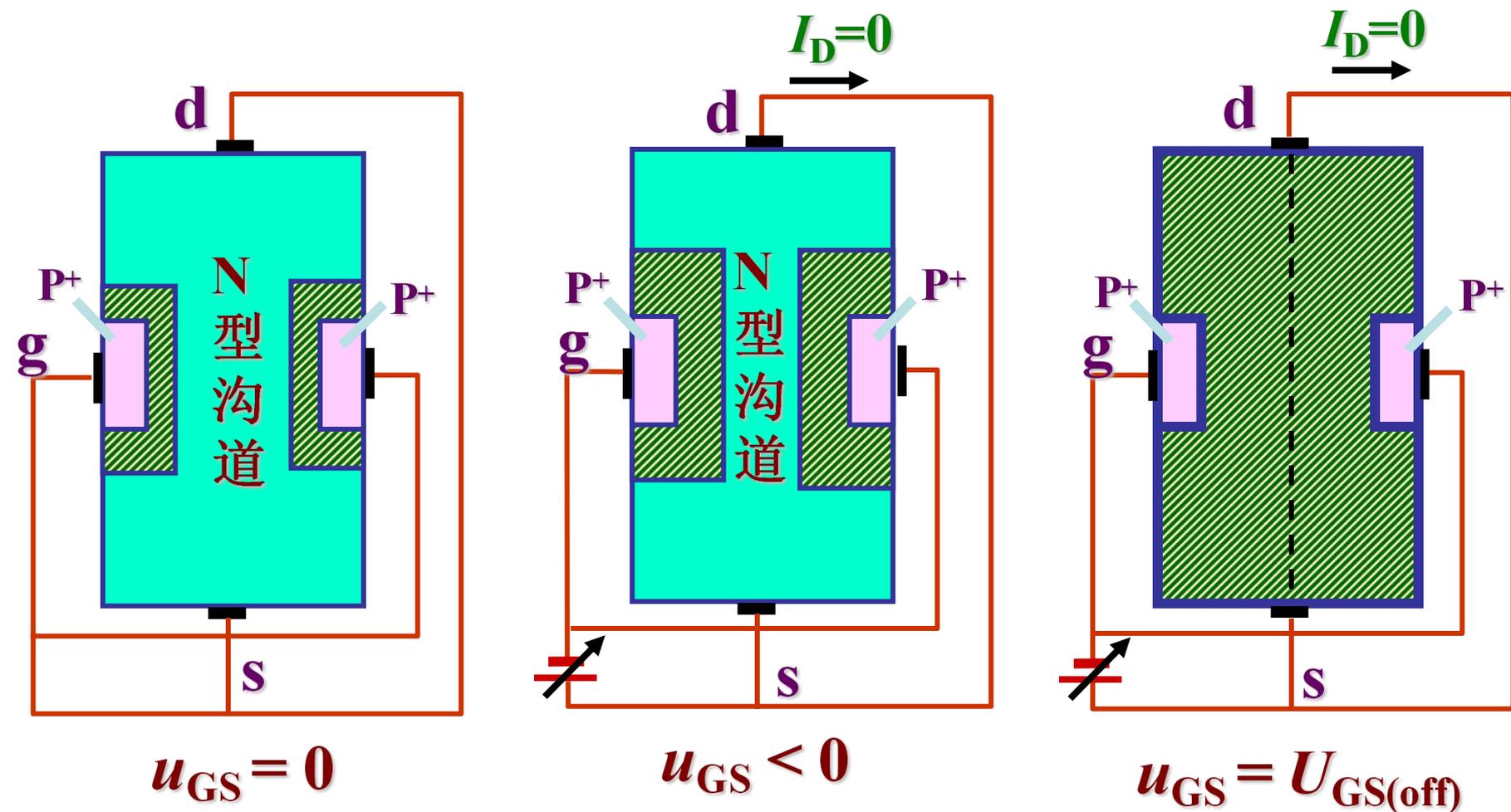


N沟道结型场效应管的结构和符号



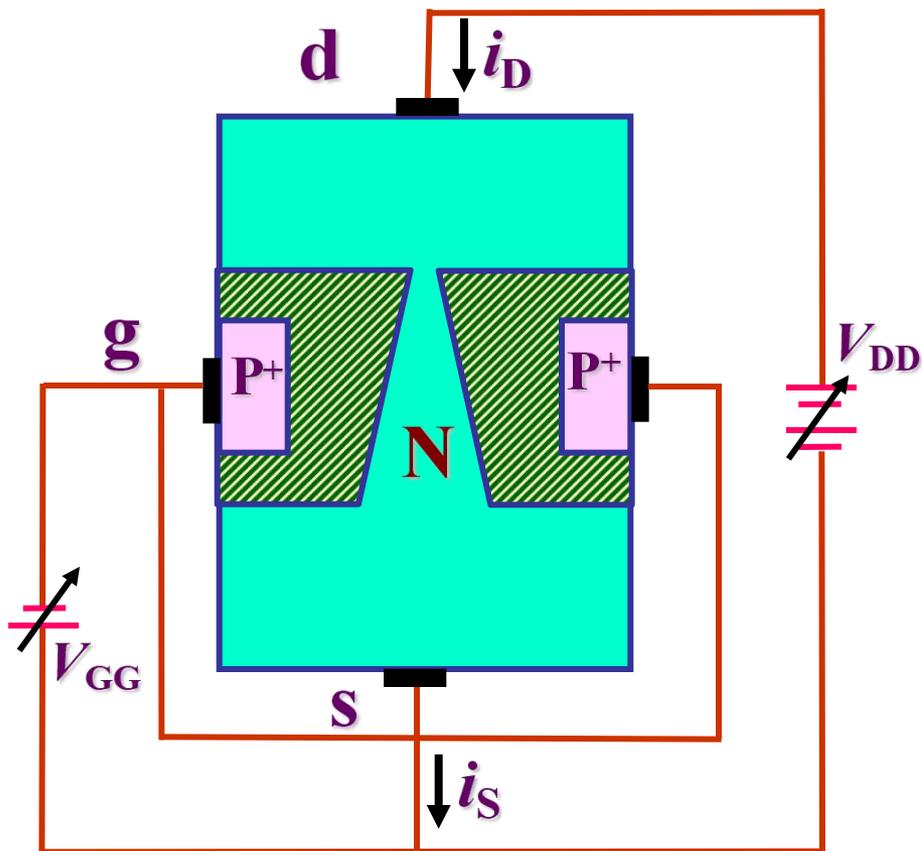
2. 工作原理

(1) 当 $u_{DS} = 0$ 时， u_{GS} 对耗尽层和导电沟道的影响。



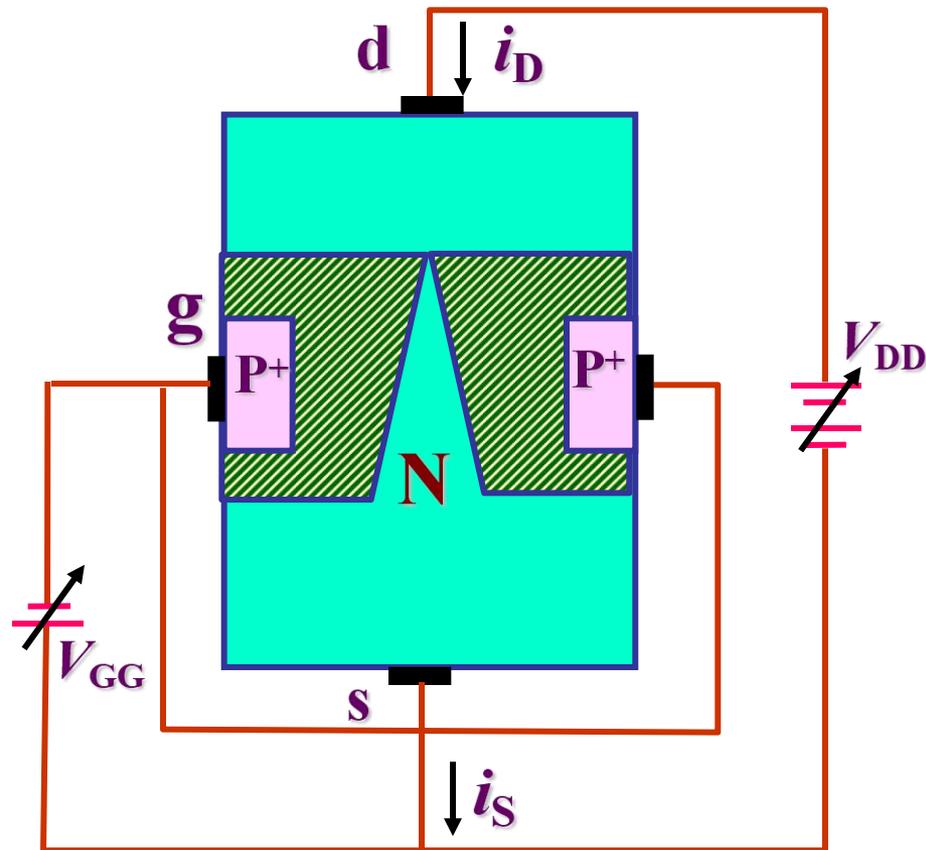
(2) $U_{GS(off)} < u_{GS} < 0$ 不变, u_{DS} 对 i_D 的影响

$$u_{GD} > U_{GS(off)}$$



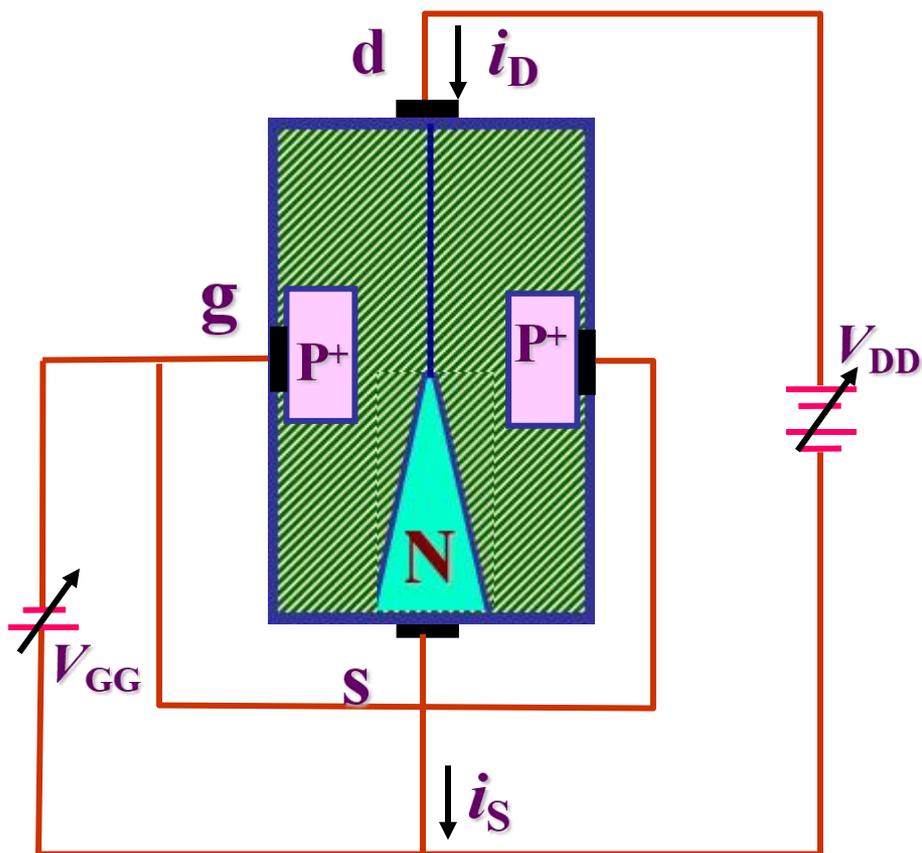
沟道变窄, V_{DD} 增大, i_D 增大。

$$u_{GD} = U_{GS(off)}$$



导电沟道预夹断。

$$u_{GD} < U_{GS(off)}$$



结型场效应管工作在
恒流曲的外部条件为：

$$u_{GS} > U_{GS(off)}$$

$$u_{GD} < U_{GS(off)}$$

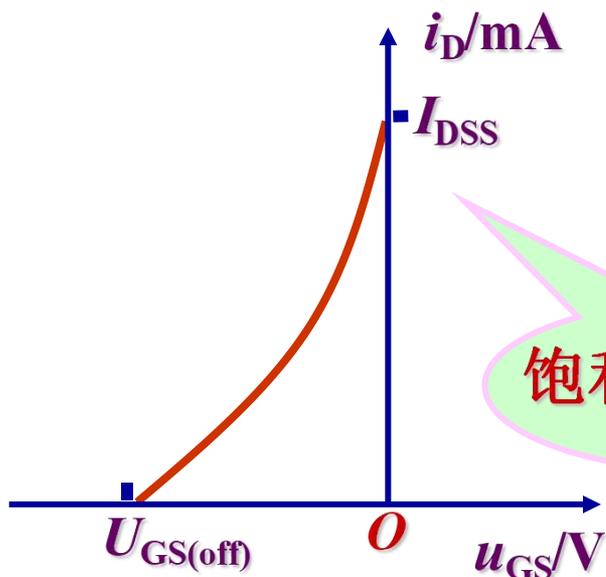
导电沟道缝隙越来越长。



3. 特性曲线

(1) 转移特性

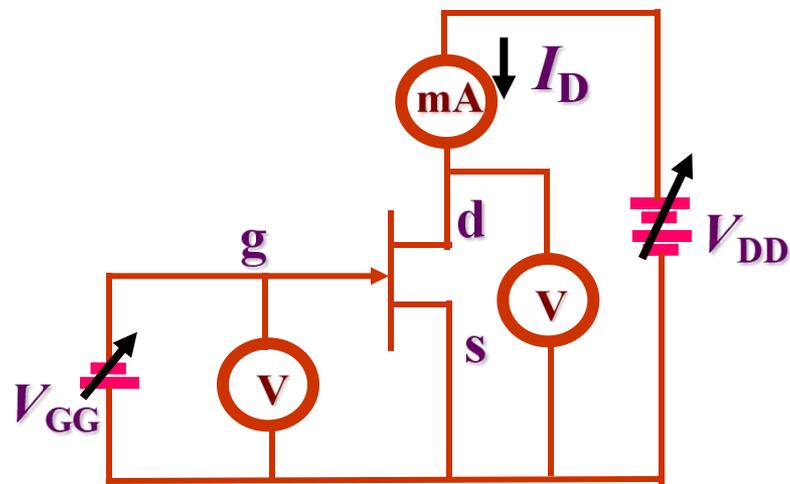
$$i_D = f(u_{GS}) \quad | \quad u_{DS} = \text{常数}$$



饱和漏极电流

N沟道结型场效应管转移特性

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \quad (\text{当 } U_P \leq U_{GS} \leq 0 \text{ 时})$$



场效应管特性曲线测试电路

栅源间加反向电压 $u_{GS} < 0$

利用场效应管输入电阻高的优点。



(2) 漏极特性

$$i_D = f(u_{DS}) \quad | u_{GS} = \text{常数}$$

可变电阻区：

i_D 与 u_{DS} 基本上呈线性关系，
但不同的 u_{GS} 其斜率不同。

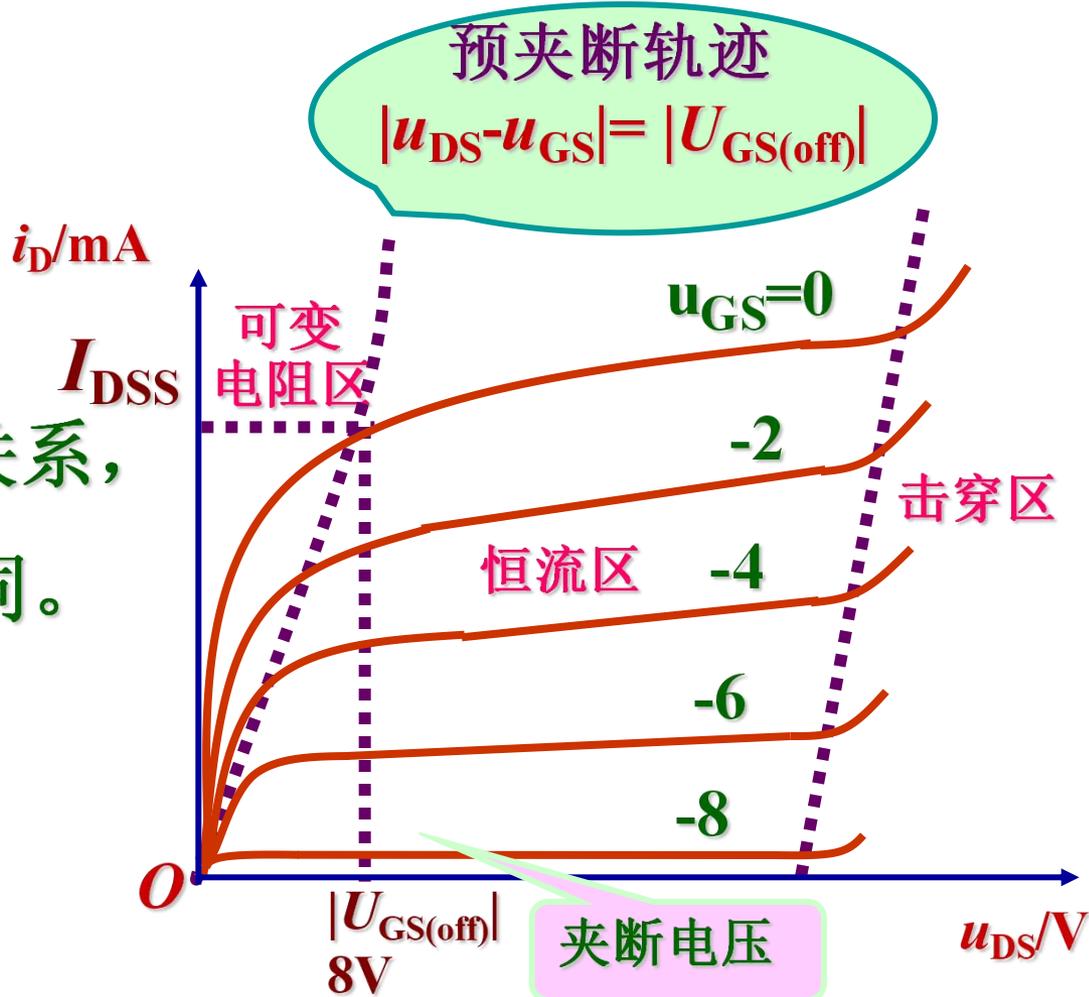
恒流区：又称饱和区，

i_D 几乎与 u_{DS} 无关，

i_D 的值受 u_{GS} 控制。

击穿区：

反向偏置的PN结被击穿， i_D 电流突然增大。



N沟道结型场效应管的漏极特性



三、场效应管的主要参数

1. 直流参数

(1) 饱和漏极电流 I_{DSS}

是耗尽型场效应管的一个重要参数。

它的定义是当栅源之间的电压 u_{GS} 等于零，

而漏源之间的电压 u_{DS} 大于夹断电压时对应的漏极电流。

(2) 夹断电压 $U_{GS(off)}$

是耗尽型场效应管的一个重要参数。

其定义是当 u_{DS} 一定时，

使 i_D 减小到某一个微小电流时所需的 u_{GS} 值。



(3) 开启电压 $U_{GS(th)}$

$U_{GS(th)}$ 是增强型场效应管的一个重要参数。

其定义是当 u_{DS} 一定时，

使漏极电流达到某一数值时所需加的 u_{GS} 值。

(4) 直流输入电阻 R_{GS}

栅源之间所加电压与产生的栅极电流之比。

结型场效应管的 R_{GS} 一般在 $10^7\Omega$ 以上，

绝缘栅场效应管的 R_{GS} 更高，一般大于 $10^9\Omega$ 。



2. 交流参数

(1) 低频跨导 g_m

用以描述栅源之间的电压 u_{GS} 对漏极电流 i_D 的控制作用。

$$g_m = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \right|_{u_{DS}=\text{常数}}$$

(2) 极间电容

场效应管三个电极之间的等效电容，

包括 C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} 。

极间电容愈小，管子的高频性能愈好。一般为几个皮法。



3. 极限参数

(1) 漏极最大允许耗散功率 P_{DM}

漏极耗散功率等于漏极电流与漏源之间电压的乘积，

即 $p_D = i_D u_{DS}$ 。

(2) 漏源击穿电压 $U_{(BR)DS}$

在场效应管的漏极特性曲线上，当漏极电流 i_D 急剧上升产生雪崩击穿时的 u_{DS} 。

(3) 栅源击穿电压 $U_{(BR)GS}$



第一章 作业

1.自测题 P52 三、 U_{05} U_{06}

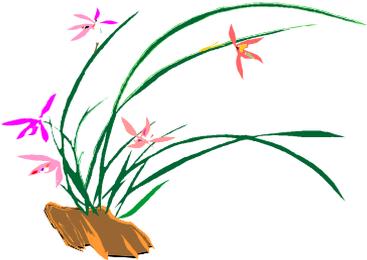
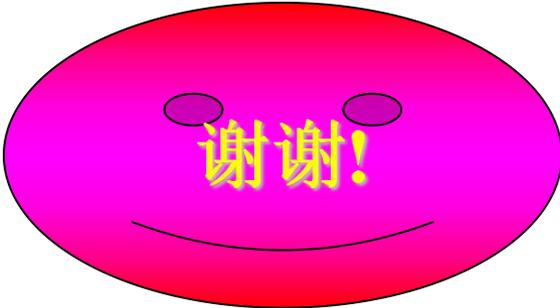
2.习题 P54 1.6. $U=35V$ 的输出电压值。

3.习题 P54 1.9. T_5 、 T_6



本章小结

- 半导体二极管
- 稳压二极管
- 晶体管、场效应管





第二章 基本放大电路

- 放大的概念
- 基本共射极放大电路的工作原理
- 放大电路的分析方法
- 放大电路的静态工作点的稳定



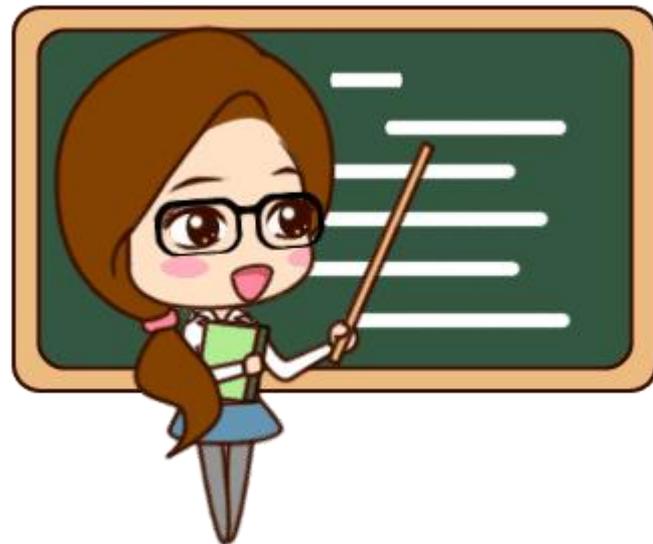
本章讨论的问题

- 什么是放大？
- 如何评价放大电路的性能？有哪些主要指标？
- 如何判断电路是否有放大功能？
如何分析放大电路？



本章重点和难点

- 重点：**
1. 放大电路的性能指标
 2. 放大电路的基本组成
 3. 共射极放大电路的分析



难点： 共射极放大电路的动态分析



2.1 放大的概念

- 放大的概念
- 放大电路的主要技术指标



一、放大的概念

放大的本质：是实现能量的控制。

放大作用：是小能量对大能量的控制作用。

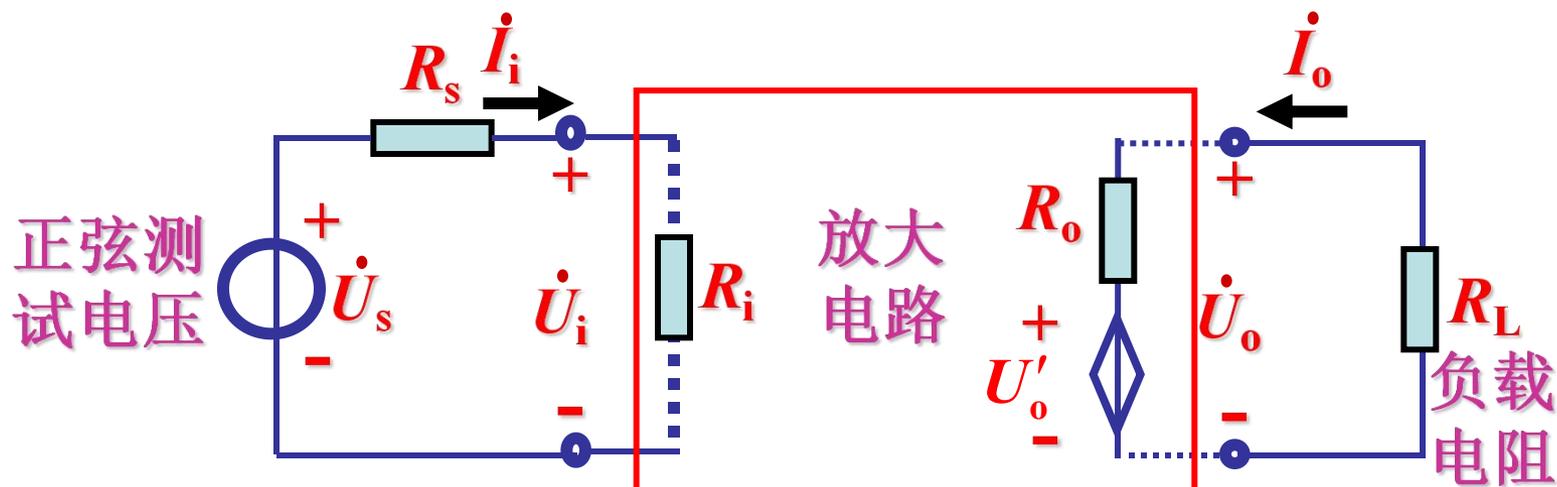
放大的对象：是变化量。

放大电路的核心元件：是双极型三极管和场效应管。



二、放大电路的主要技术指标

1. 放大倍数(增益)



放大电路技术指标测试示意图

(1). 电压放大倍数 $\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$

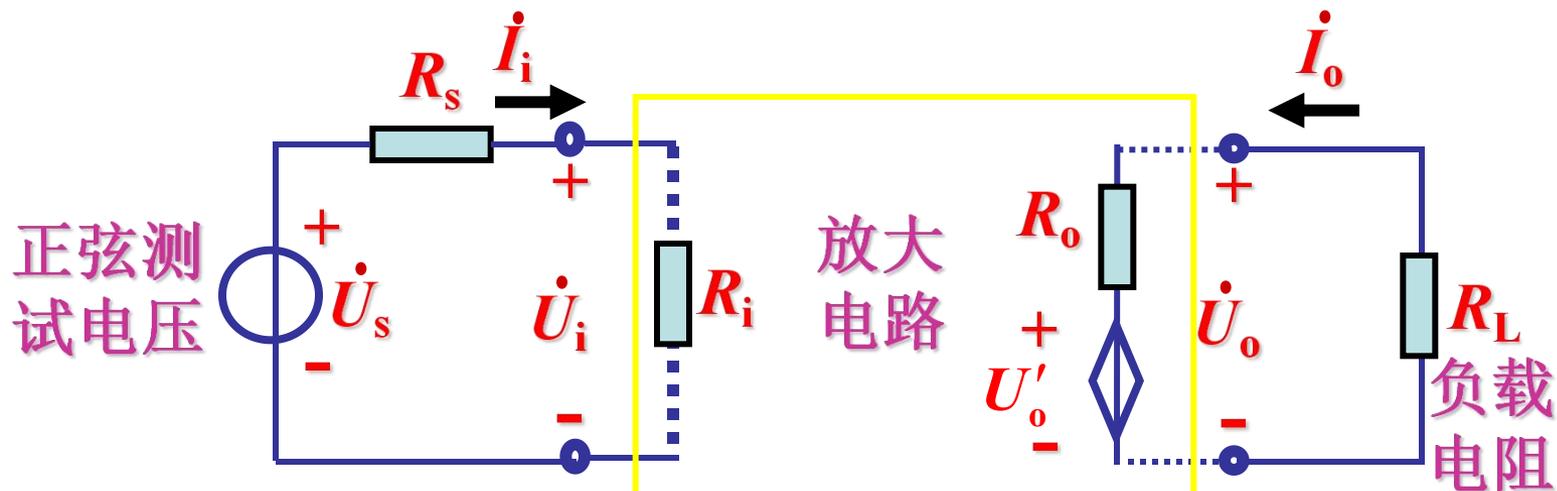
适用条件:

(2). 电流放大倍数 $\dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$

\dot{U}_o 没有明显失真



2. 最大输出幅度

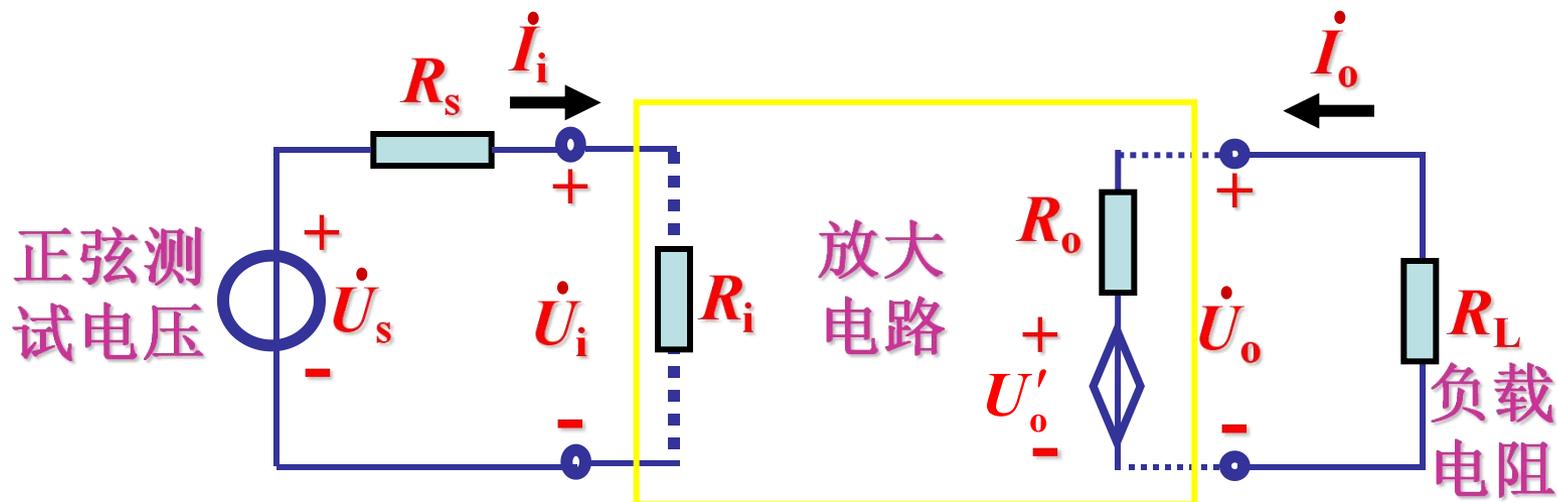


放大电路技术指标测试示意图

无明显失真的最大输出电压(或电流),
一般指电压的有效值,以 U_{om} (或 I_{om}) 表示。



3. 输入电阻

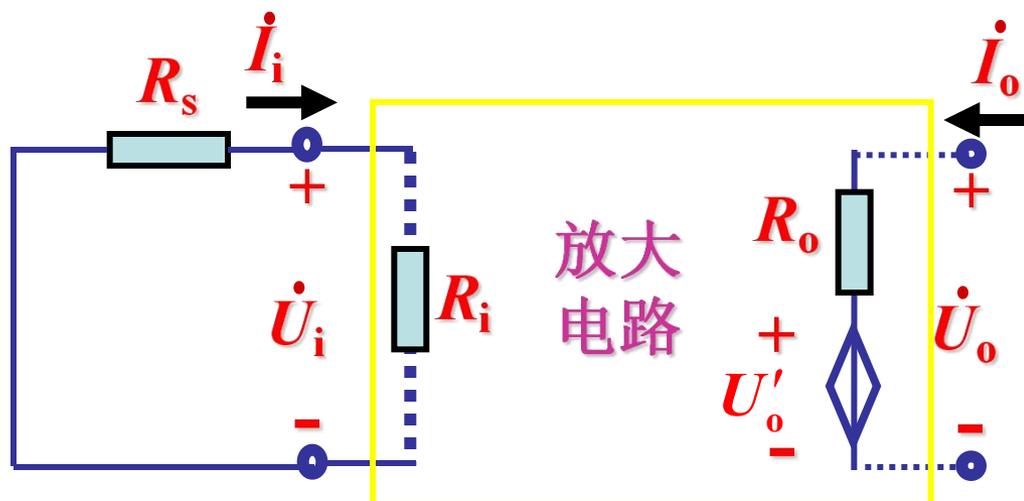


放大电路技术指标测试示意图

中频段 $R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i}$ 通常希望 R_i 愈大愈好



4. 输出电阻



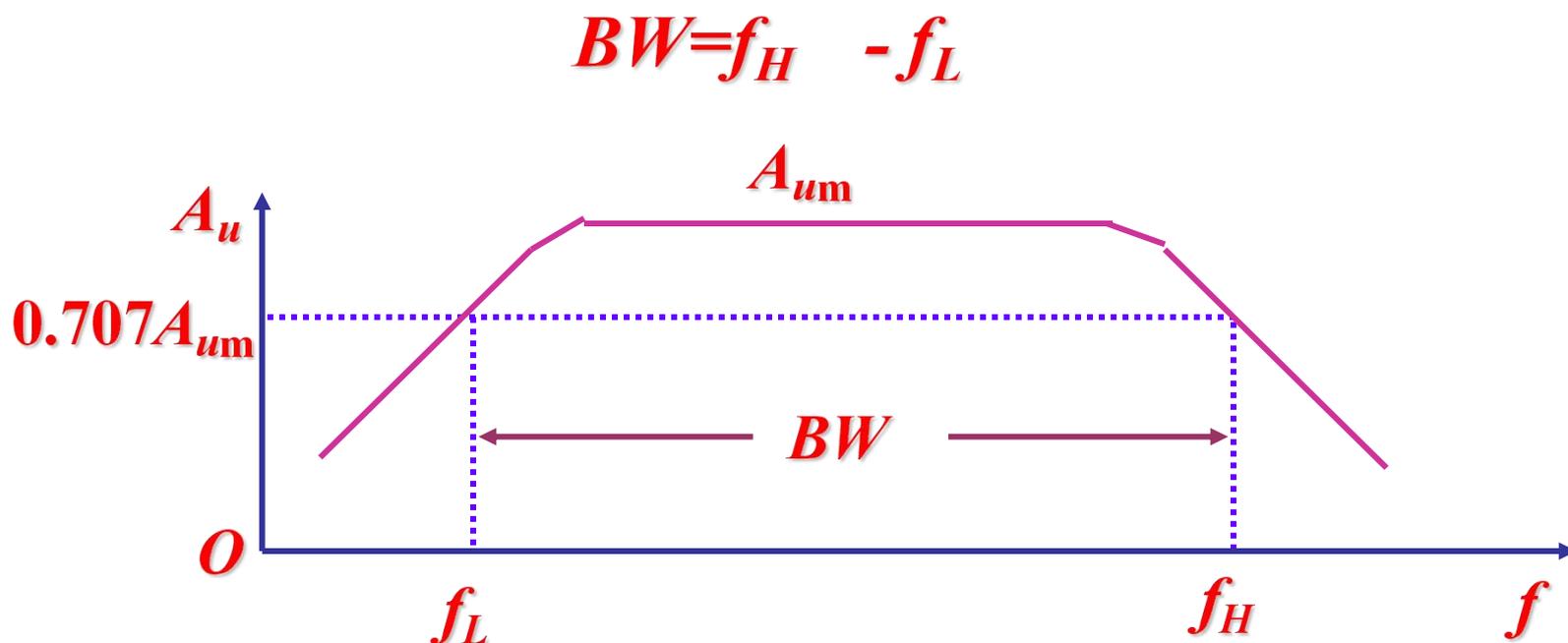
放大电路技术指标测试示意图

中频段
$$R_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} \left| \begin{array}{l} \dot{U}_s = 0 \\ R_L = \infty \end{array} \right.$$
 通常希望 R_o 愈小愈好。



5. 通频带

放大倍数在高频和低频段分别下降至中频放大倍数的**0.707**倍时所包括的频率范围,用 **BW** 表示。
如图所示。



放大电路的通频带



6. 最大输出功率与效率

输出功率:无明显失真时的最大输出功率,用 P_{om} 表示。

效率: $\eta = \frac{P_{om}}{P_V}$ P_V 为直流电源消耗的功率。

除以上几个主要技术指标外,针对不同场合,
还可能提出其他一些指标,
如电源容量, 抗干扰能力等。



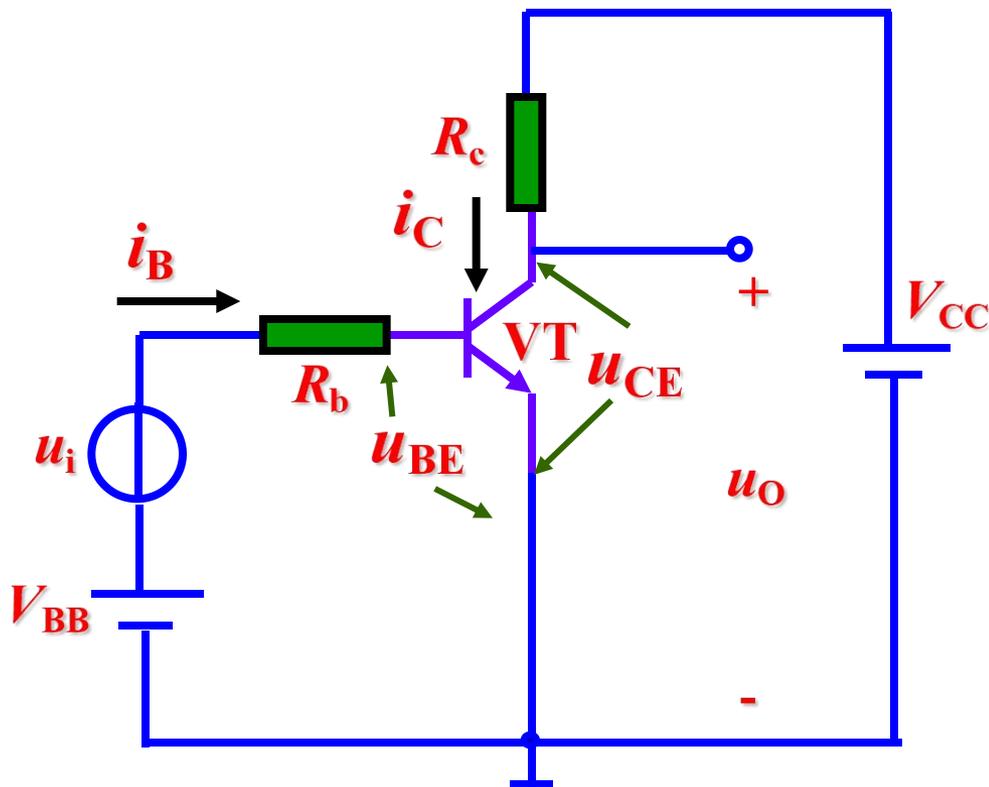
2.2 基本共射极放大电路工作原理

- 单管共发射极放大电路的组成
- 单管共发射极放大电路的工作原理



一、单管共射放大电路组成

VT是放大电路的核心，
 V_{CC} 提供输出信号能量，
 R_c 将 i_C 的变化量转化为
 u_{CE} 的变化量，



原理电路

R_b 和 V_{BB} 提供发射结偏置电压 U_{BE} 和静态基极电流 I_B 。



二、单管共射放大电路的工作原理

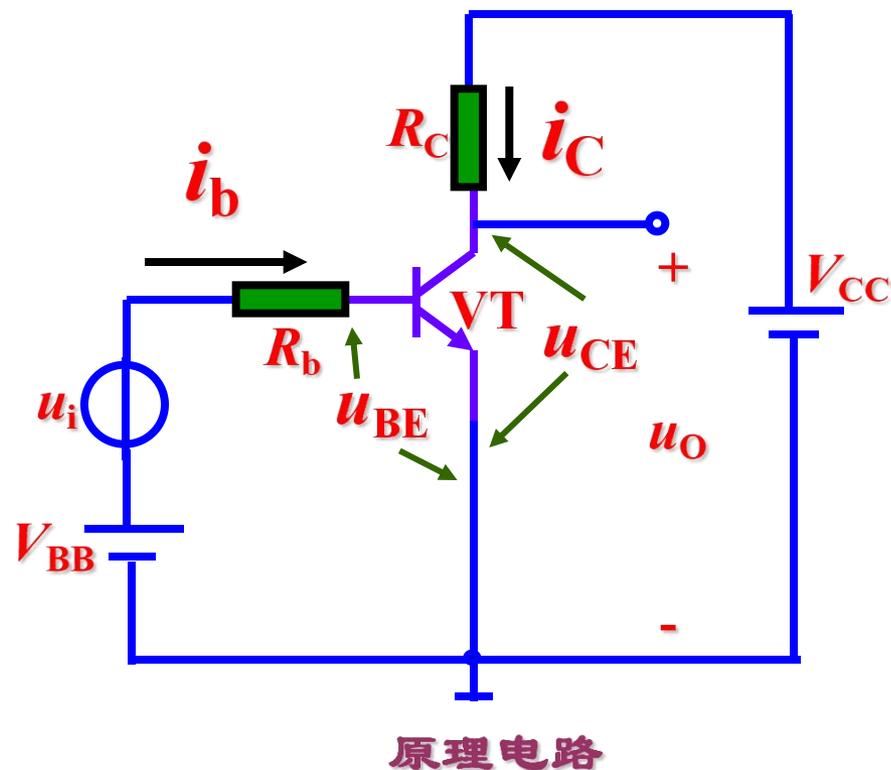
定性分析:

在输入端加一 Δu_i

将依次产生 Δu_{BE} 、
 Δi_B 、 Δi_C 、 Δu_{CE} 和
 Δu_o

适当选择参数,

Δu_o 可比 Δu_i 大得多, 从而实现放大作用。





★ 放大电路组成原则：

1. 三极管必须工作在放大区。
2. Δu_i 能够传送到三极管的基极回路,产生相应的 Δi_B 。
3. Δi_C 能够转化为 Δu_{CE} ,并传送到放大电路的输出端。

原理电路缺点：

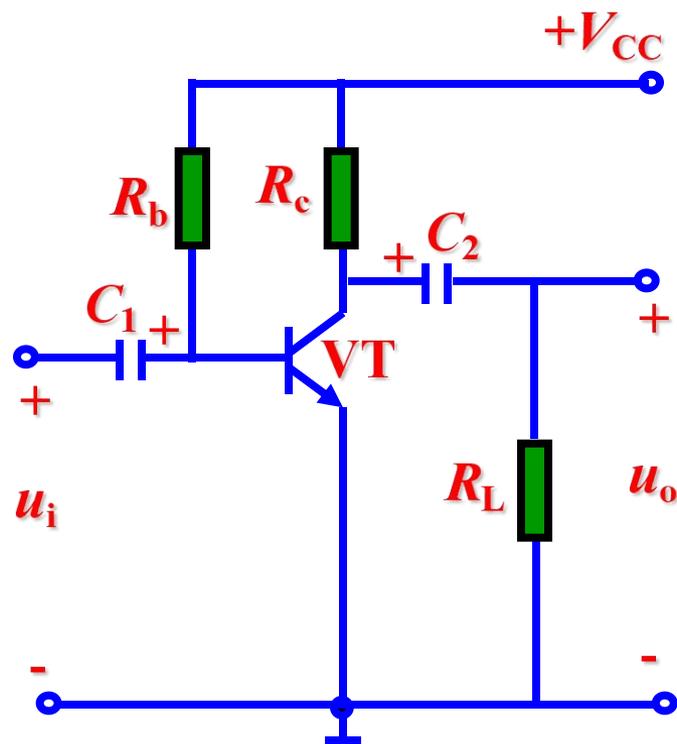
1. 需要两路直流电源,既不方便也不经济。
2. 输入、输出电压不共地。



★ 单管共射放大电路的改进电路

C_1 、 C_2 是隔直或耦合电容，
 R_L 是放大电路的负载电阻，
省去了基极直流电源 V_{BB} 。

克服了原理电路的缺点，
比较实用。

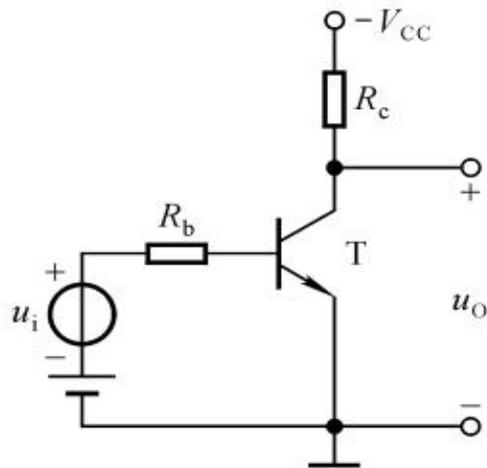


单管共射放大电路

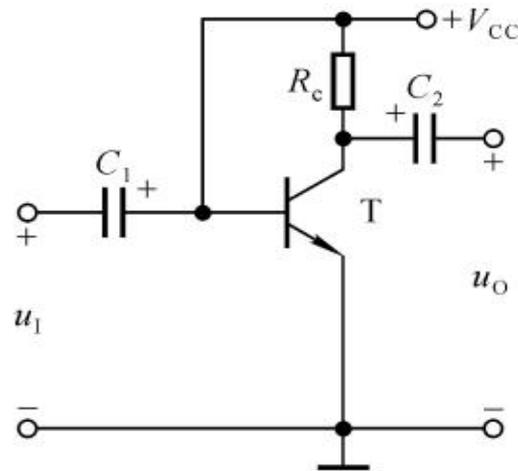


课堂练习

习题 P116 (2.1)：分别改正下列各电路中的**错误**，使它们有可能**放大**正弦波信号。要求保留电路原来的共射接法。



(a)



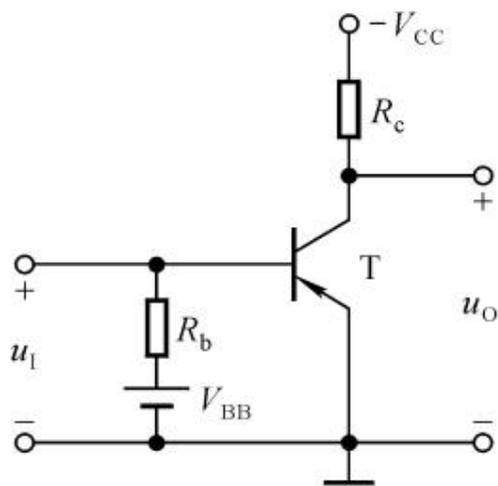
(b)

解答： (a) 将 $-V_{CC}$ 改为 $+V_{CC}$ 。

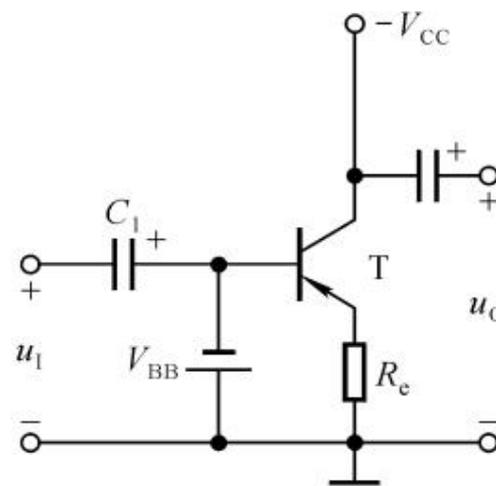
(b) 在 $+V_{CC}$ 与基极之间加 R_b 。



课堂练习



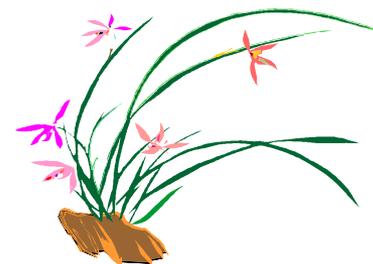
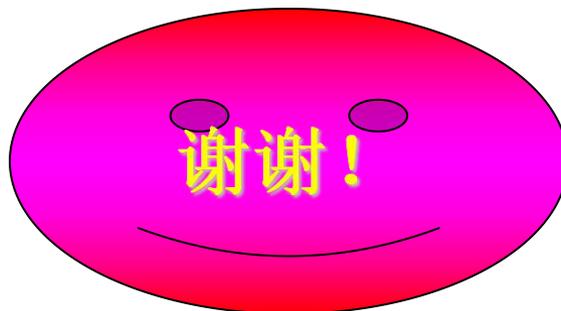
(c)



(d)

解答: (c) 将 V_{BB} 反接, 且在 u_i 输入端串联一个电容。

(d) 在 V_{BB} 支路加 R_b , 在 $-V_{CC}$ 与集电极之间加 R_c 。





第二章 基本放大电路

- 放大的概念
- 基本共射极放大电路的工作原理
- 放大电路的分析方法
- 放大电路的静态工作点的稳定



2.3 放大电路的基本分析方法

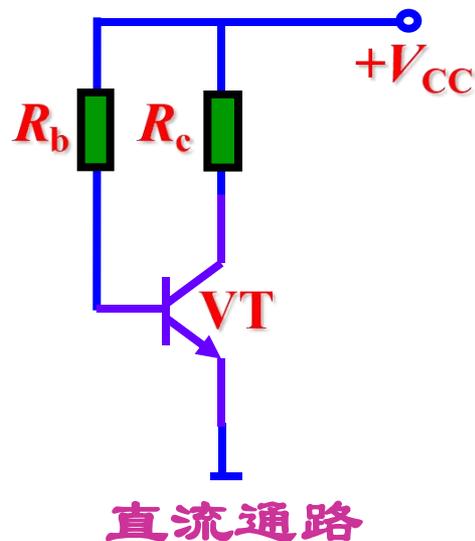
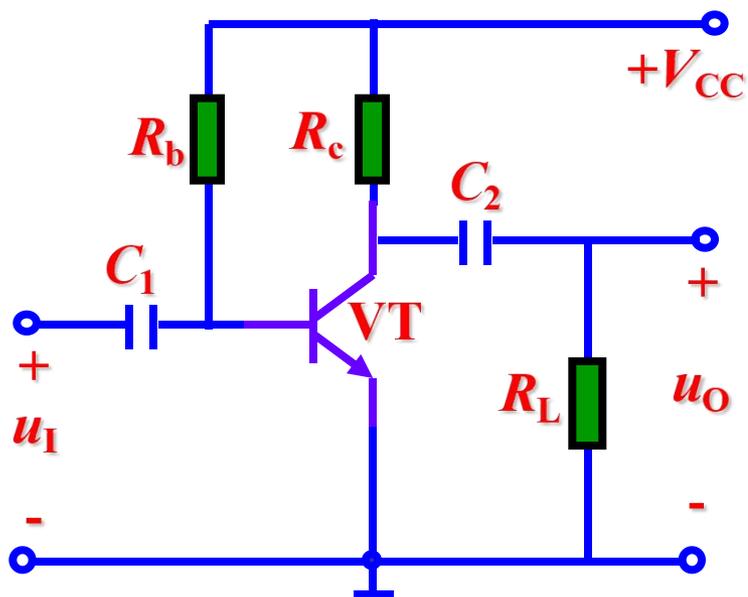
- 直流通路与交流通路
- 静态工作点的近似估算
- 微变等效电路法



一、直流通路与交流通路

1. 直流通路

用于放大电路的静态分析。

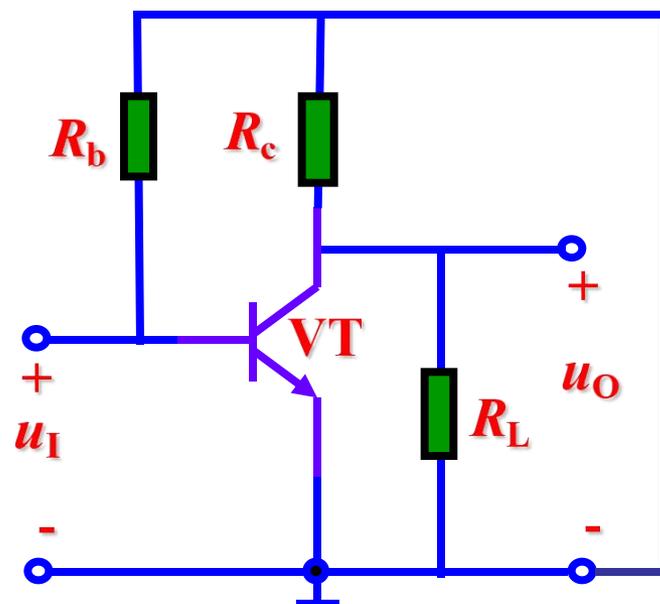
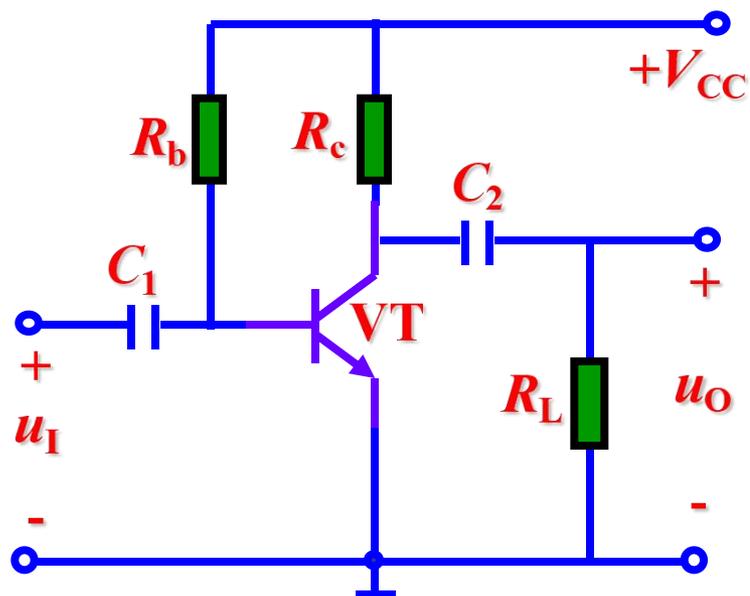


在直流通路中:

电容相当于开路
电感相当于短路



2. 交流通路 用于放大电路的动态分析。



交流通路

在交流通路中:

大电容和理想电压源相当于短路
电感和理想电流源相当于开路



二、静态工作点的近似估算

静态分析(估算静态工作点)讨论对象是直流成分。

静态工作点: 外加输入信号为零时,

三极管的 I_{BQ} , I_{CQ} , U_{BEQ} , U_{CEQ}

在输入输出特性曲线上对应一个点 Q 点。

U_{BEQ} 可近似认为:

硅管 $U_{BEQ} = (0.6 \sim 0.8) \text{ V}$

锗管 $U_{BEQ} = (0.1 \sim 0.3) \text{ V}$



一、估算方法

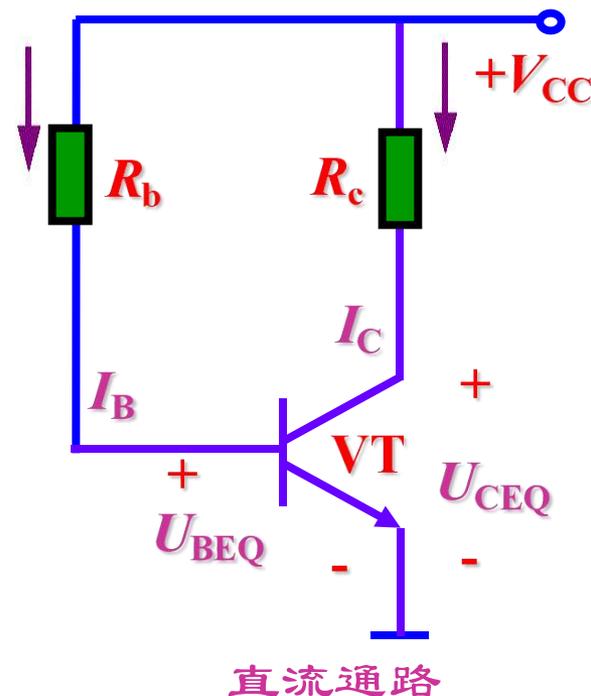
由图中的直流通路,

可求得单管放大电路的静态工作点的值为:

$$I_{BQ} R_b + U_{BEQ} = V_{CC}$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b}$$

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ}$$



$$I_{CQ} R_c + U_{CEQ} = V_{CC}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c$$



[例1] 设单管共射放大电路中,

$$V_{CC}=12\text{V}, R_c=3\text{ k}\Omega,$$

$$R_b=280\text{ k}\Omega, \beta=50,$$

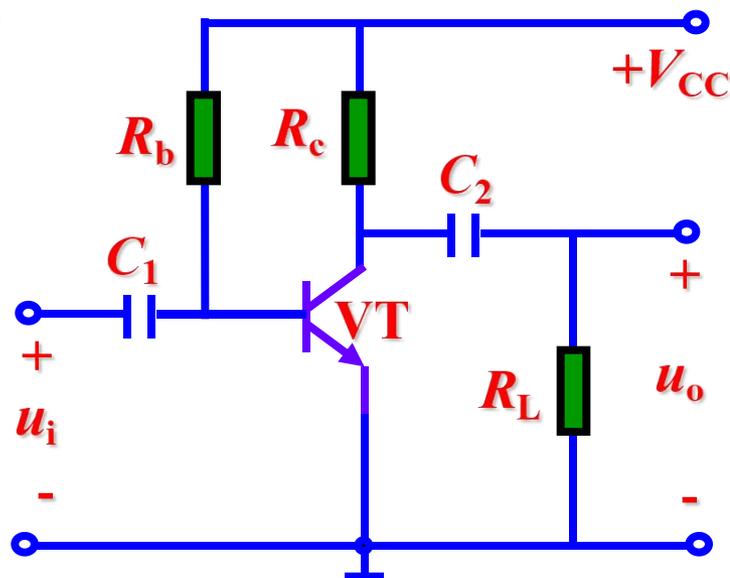
试估算静态工作点。

解: 设 $U_{BEQ}=0.7\text{V}$, 则

$$I_{BQ} = \frac{V_{cc} - U_{BEQ}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{280} \text{mA} = 0.04 \text{mA} = 40 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ} = 50 \times 0.04 \text{mA} = 2 \text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{cc} - I_{CQ} R_c = (12 - 2 \times 3) \text{V} = 6 \text{V}$$

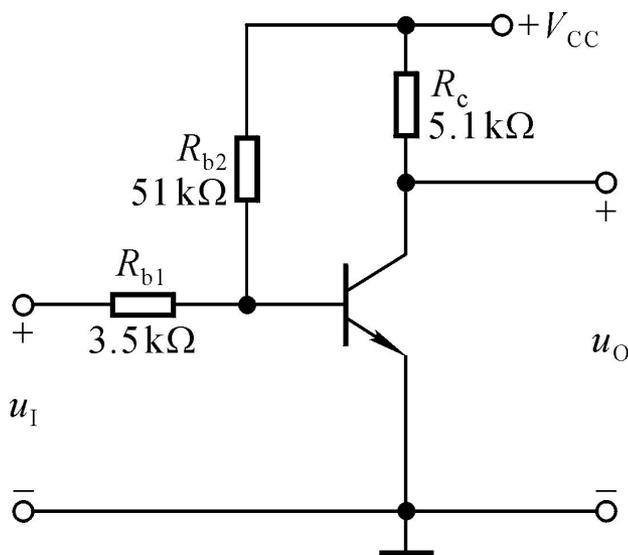




课堂练习

2.习题 P118 (2.6)：电路如图所示，已知晶体管 $\beta=50$ ，在下列情况下，用直流电压表测晶体管的集电极电位应分别为多少？设 $V_{CC}=12V$ ，晶体管饱和管压降 $U_{CES}=0.5V$ （设 $U_{BE}=0.7V$ ）。

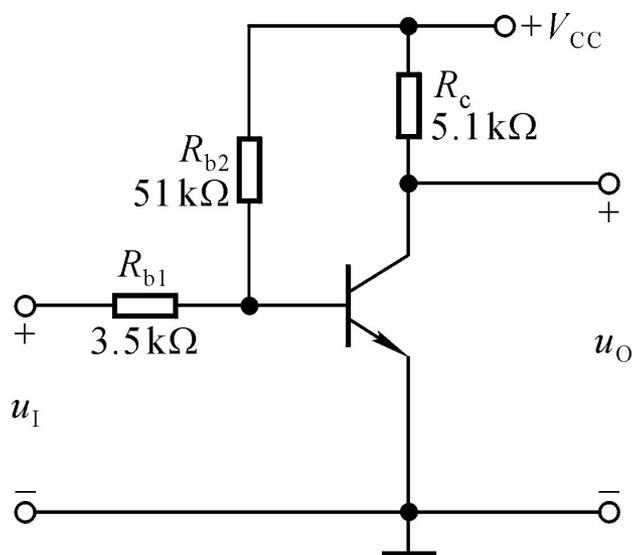
- (1) 正常情况 (2) R_{b1} 短路 (3) R_{b1} 开路
(4) R_{b2} 开路 (5) R_C 短路





课堂练习

- (1) 正常情况 (2) R_{b1} 短路 (3) R_{b1} 开路
 (4) R_{b2} 开路 (5) R_C 短路



$$I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_{b2}} - \frac{U_{BE}}{R_{b1}} \approx 0.022\text{mA}$$

$$U_C = V_{CC} - I_C R_C \approx 6.4\text{V}$$

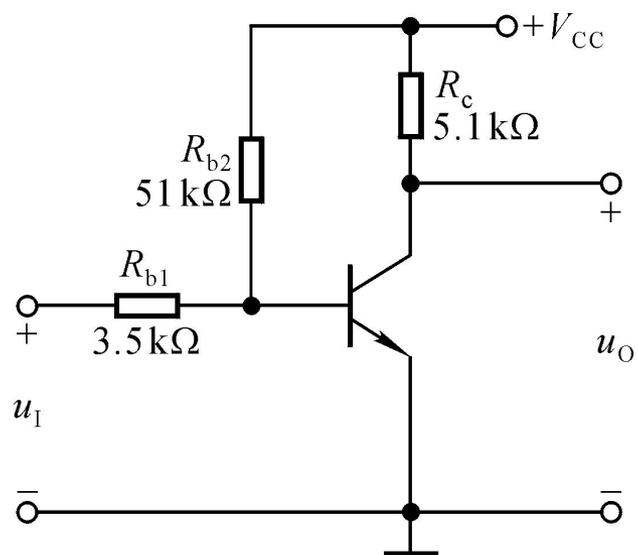
解答: (1) 基极静态电流



课堂练习

(1) 正常情况 (2) R_{b1} 短路 (3) R_{b1} 开路

(4) R_{b2} 开路 (5) R_C 短路

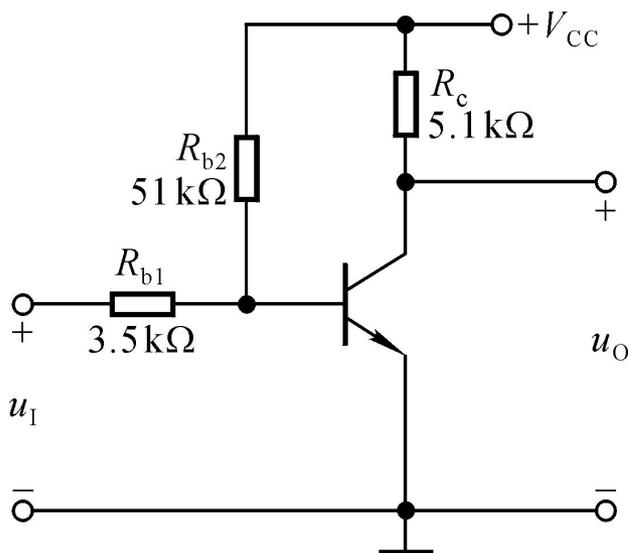


解答: (2) 由于 $U_{BE} = 0V$, T截止, $U_C = 12V$ 。



课堂练习

- (1) 正常情况 (2) R_{b1} 短路 (3) R_{b1} 开路
 (4) R_{b2} 开路 (5) R_C 短路



解答: (3) 临界饱和基极电流

$$I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\beta R_C} \approx 0.045\text{mA}$$

实际基极电流

$$I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_{b2}} \approx 0.22\text{mA}$$

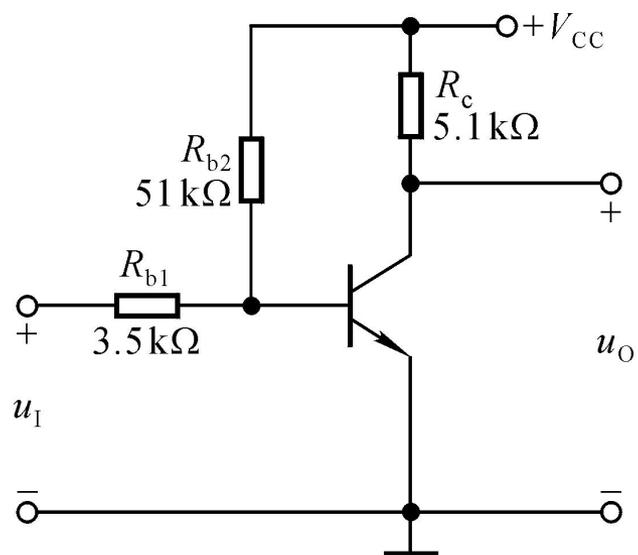
由于 $I_B > I_{BS}$, 故T饱和, $U_C = U_{CES} = 0.5\text{V}$ 。



课堂练习

(1) 正常情况 (2) R_{b1} 短路 (3) R_{b1} 开路

(4) R_{b2} 开路 (5) R_C 短路

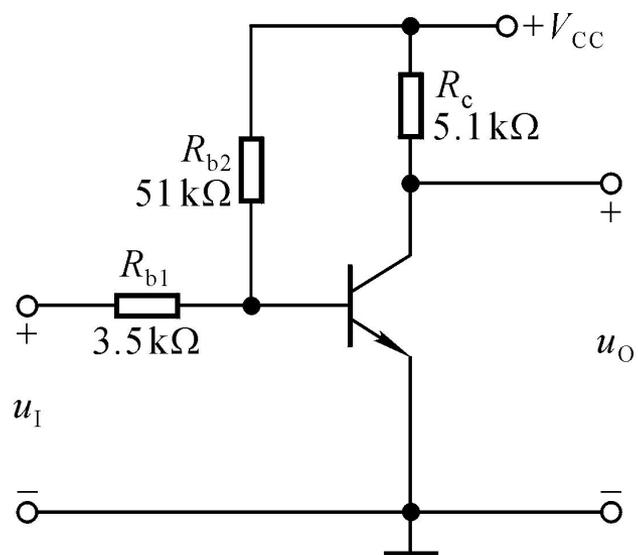


解答: (4) T截止, $U_C = 12V$ 。



课堂练习

- (1) 正常情况 (2) R_{b1} 短路 (3) R_{b1} 开路
(4) R_{b2} 开路 (5) R_C 短路



解答: (5) 由于集电极直接接直流电源, $U_C = V_{CC} = 12V$



二、图解法

(一) 图解法的过程

图解法既可分析静态,也可分析动态。

过程一般是先静态后动态。

1. 图解分析静态

任务:用作图法确定静态工作点,求出 I_{BQ} , I_{CQ} 和 U_{CEQ} 。

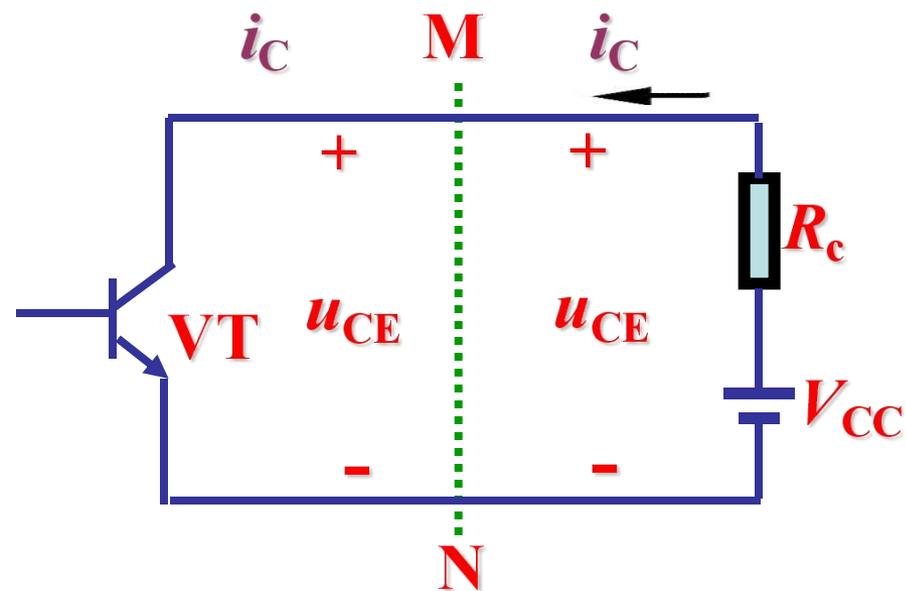
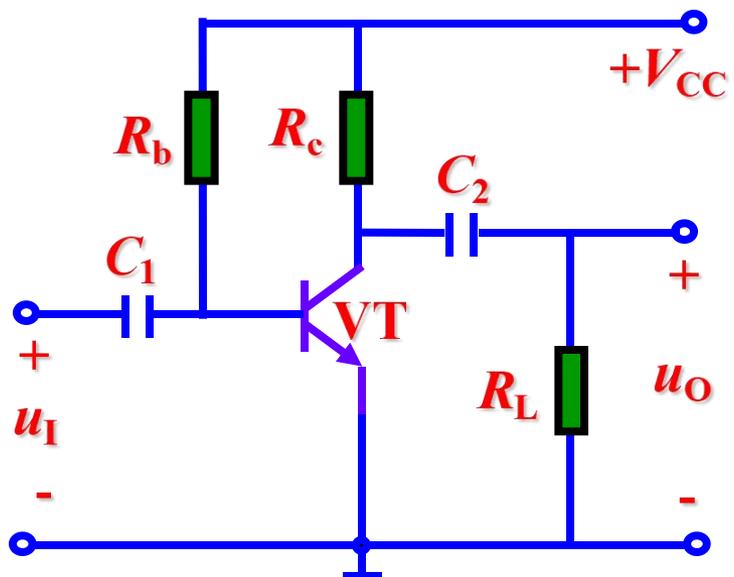
由于输入特性不易准确测得,

一般用近似估算法求 I_{BQ} 和 U_{BEQ} 。

下面主要讨论输出回路的图解法。

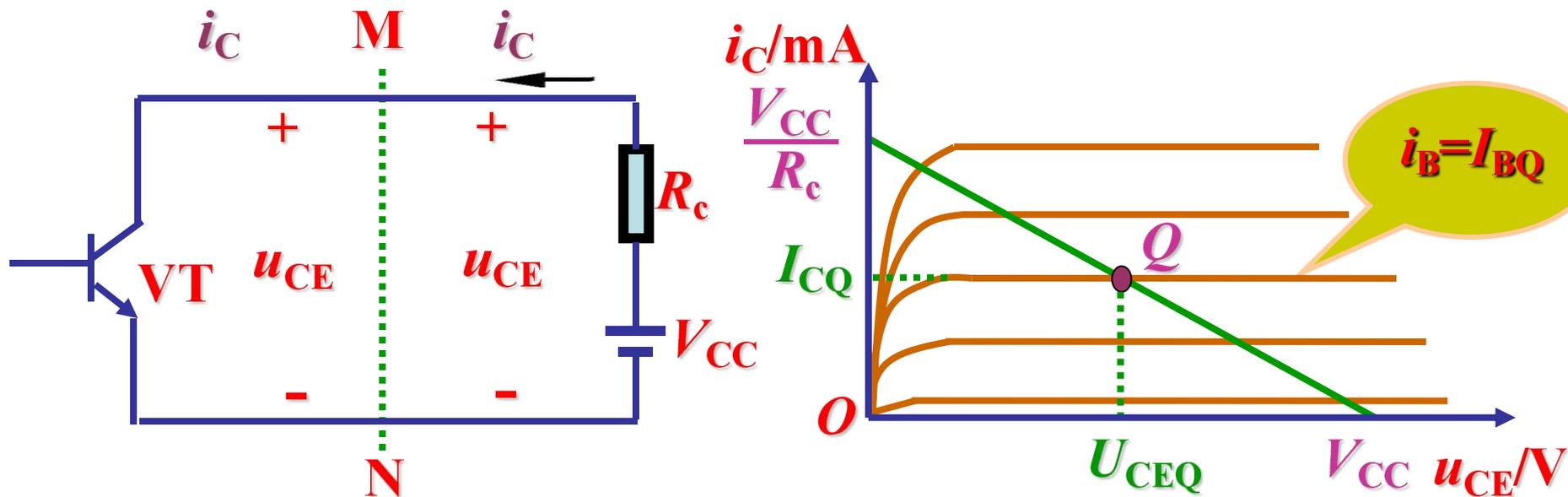


输出回路的等效电路





直流负载线和静态工作点的求法

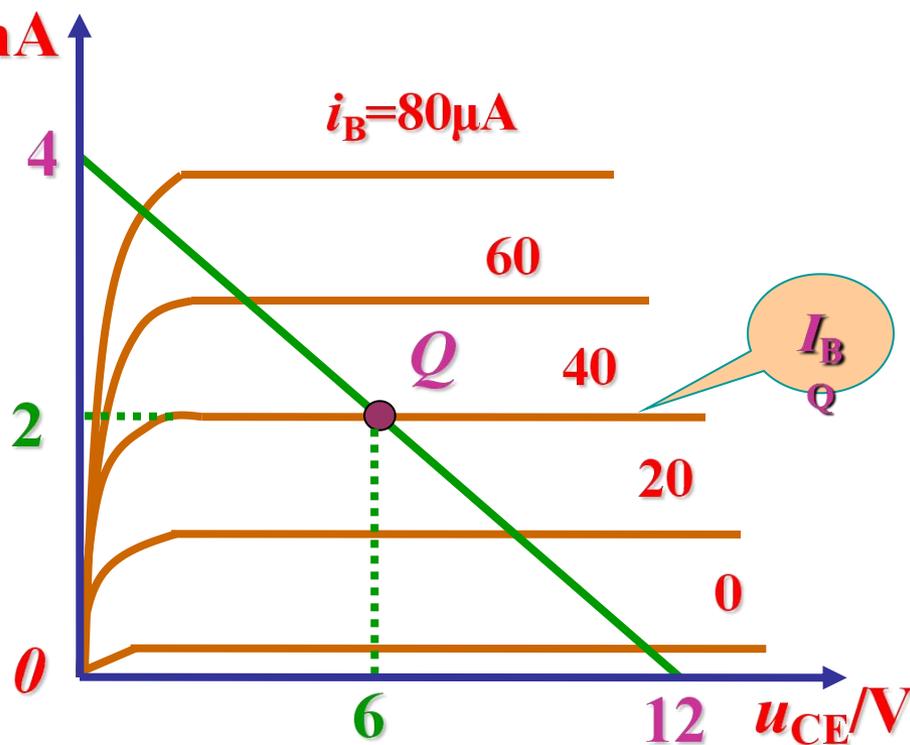
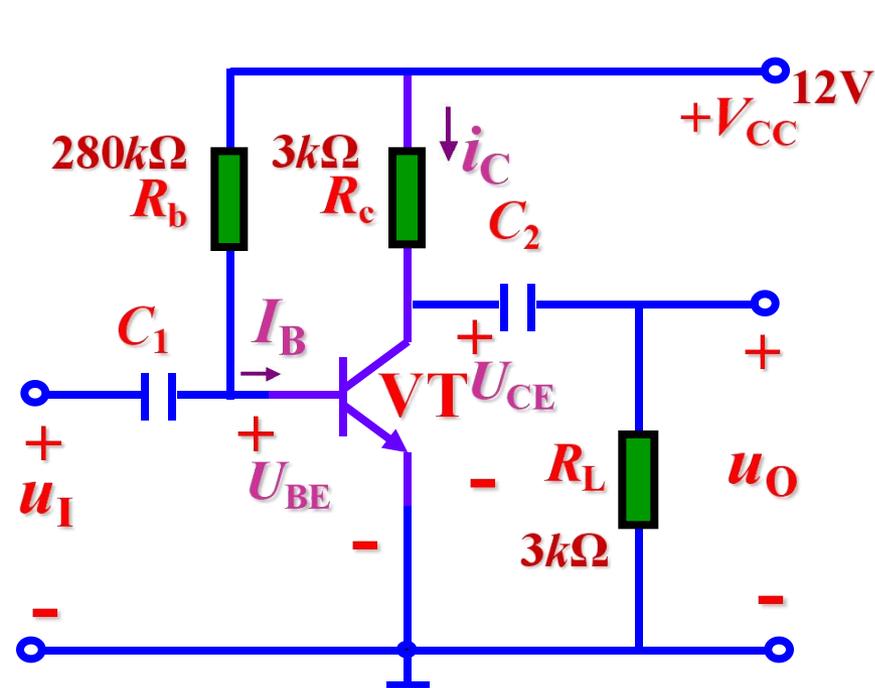


根据输出回路方程 $u_{CE} = V_{CC} - i_c R_c$ 作直流负载线，
与横坐标交点为 V_{CC} ，与纵坐标交点为 V_{CC}/R_c ，
斜率为 $-1/R_c$ ，是静态工作点的移动轨迹。

直流负载线与特性曲线 $i_B = I_{BQ}$ 的交点即 Q 点，如图示。



[例2] 试用图解法确定下图所示电路的静态工作点。



解：首先估算 I_{BQ}

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} = 40\mu\text{A}$$

输出回路方程

$$u_{CE} = 12 - 3i_C$$

$$I_{BQ} = 40\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = 2\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = 6\text{V}$$

上页

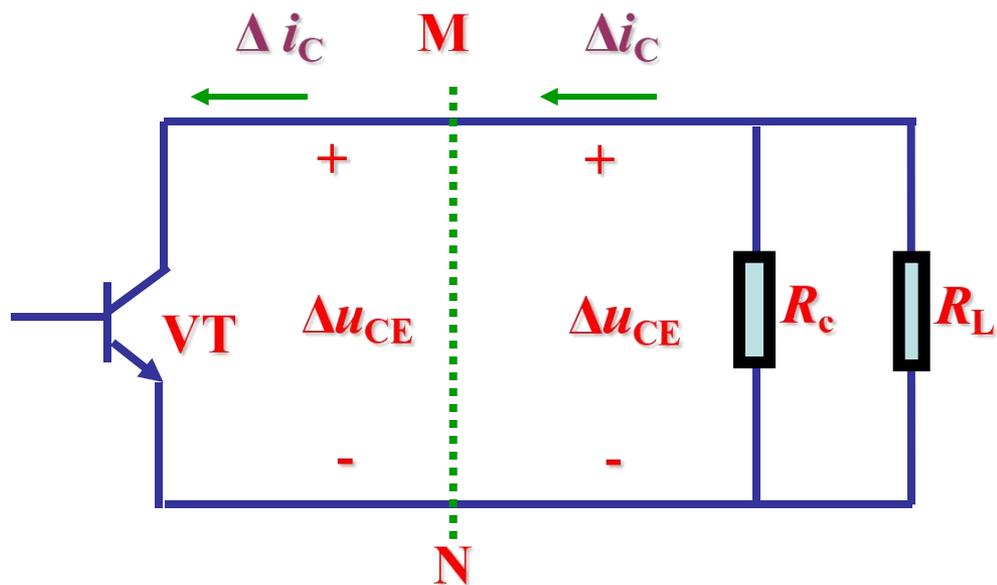
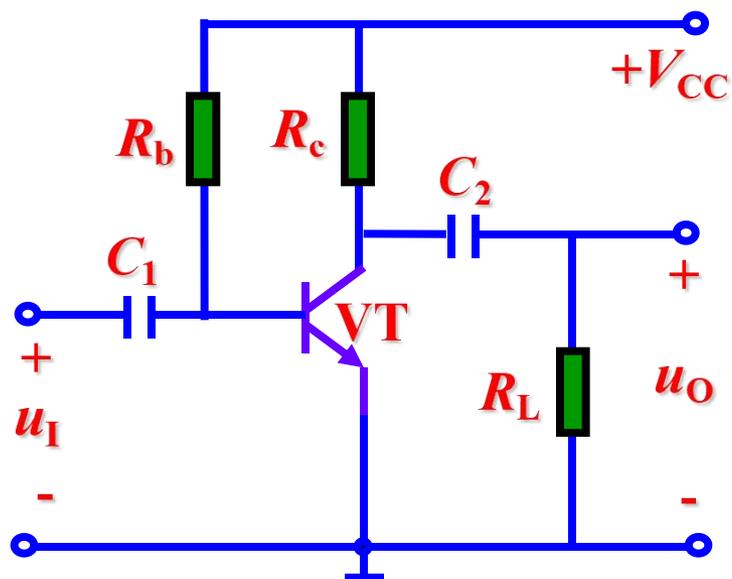
下页

首页

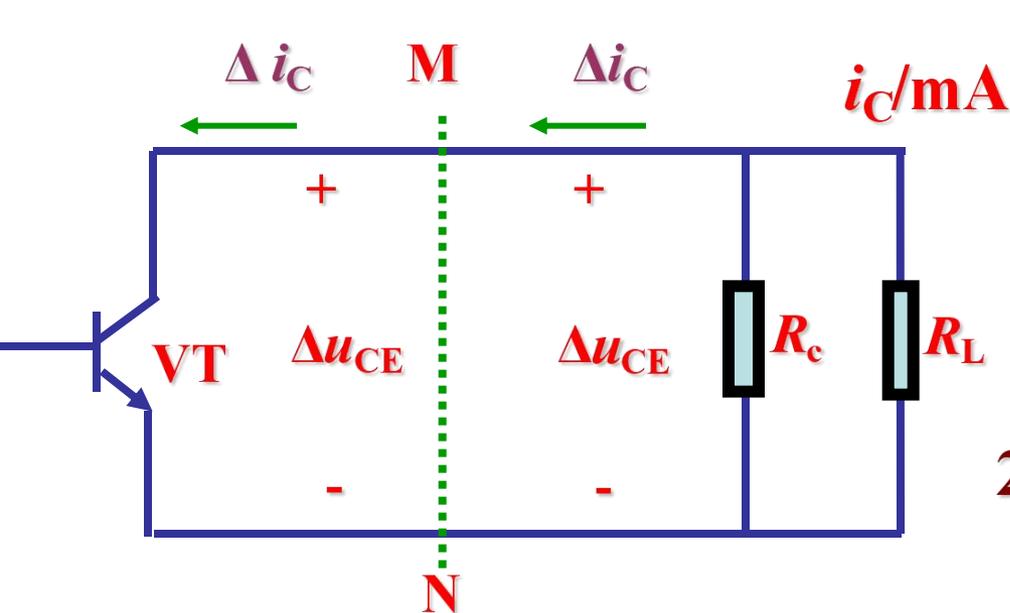


2. 图解分析动态

动态分析(估算动态技术指标)讨论对象是交流成分。

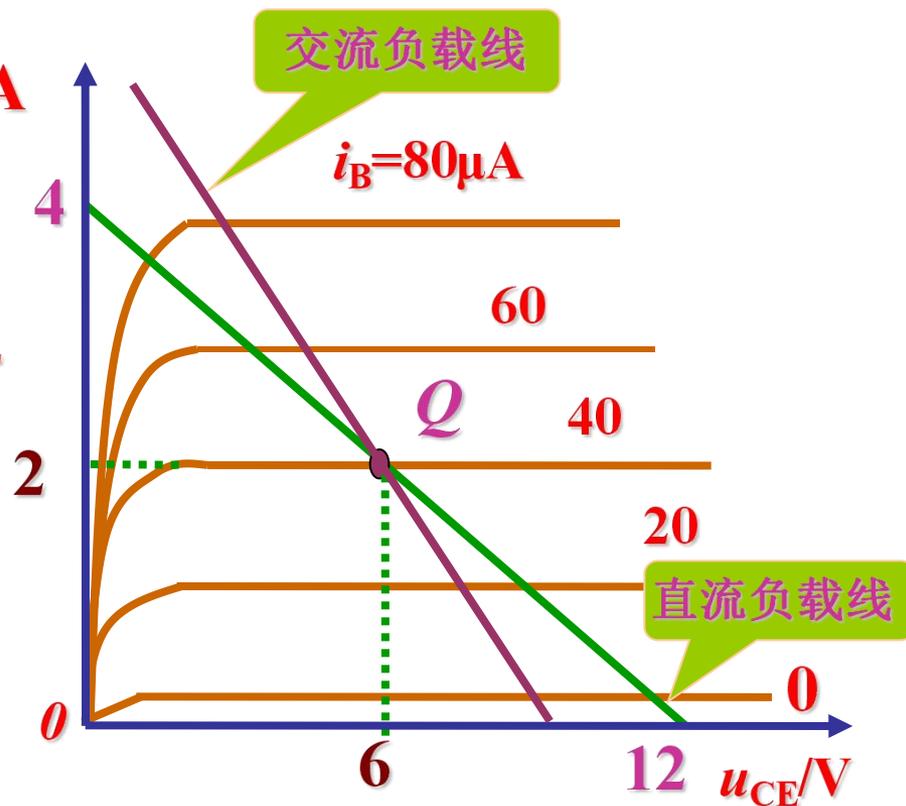


交流通路的输出回路



交流通路的输出回路

$$\Delta u_{CE} = -\Delta i_C (R_C // R_L)$$



交流负载线：描述放大电路的动态工作情况。

画法：过静态工作点 Q ，

作一条斜率为 $-1/(R_C // R_L)$ 的直线。



用图解法求放大电路的放大倍数

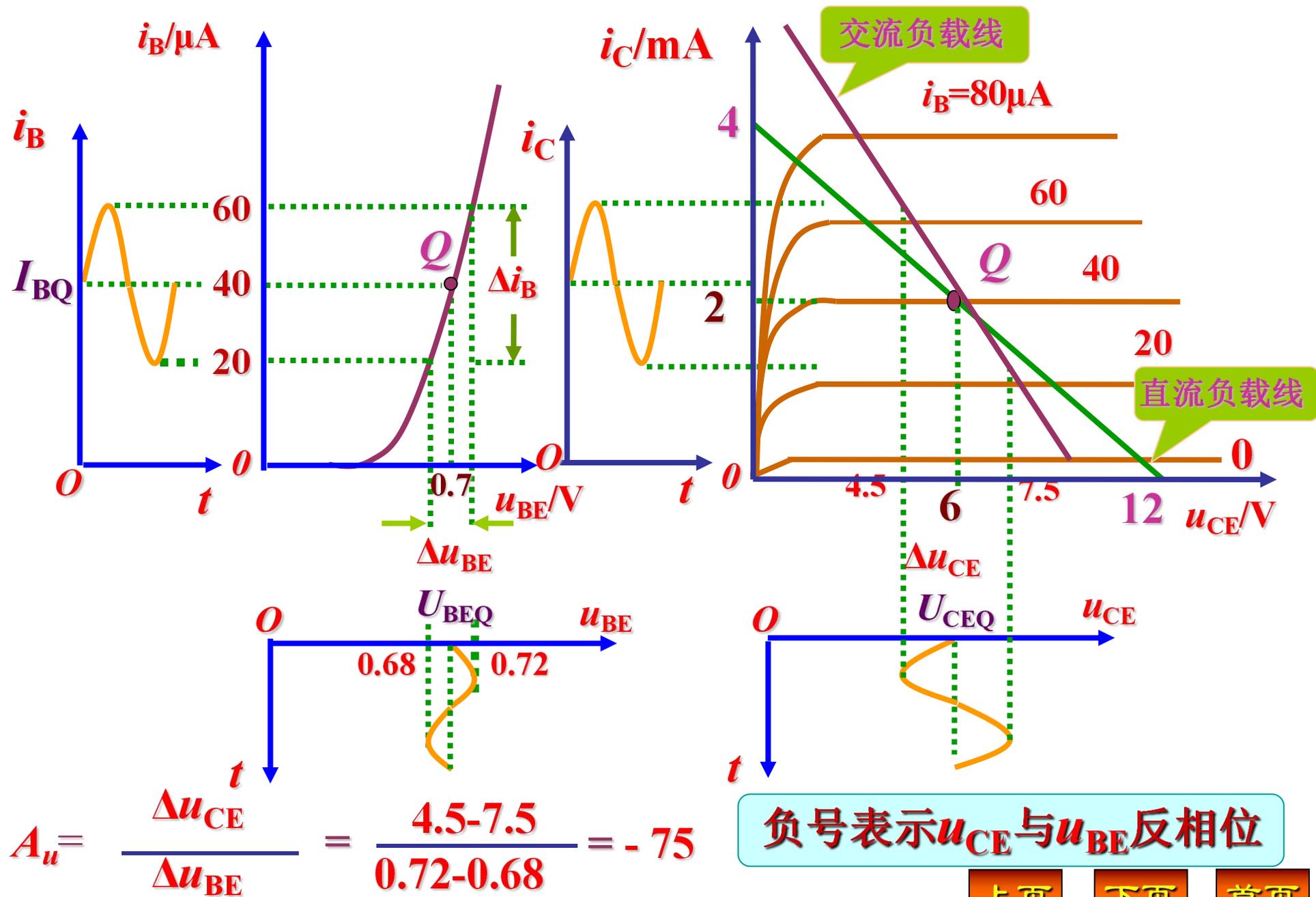
假设 I_{BQ} 附近有一个变化量 Δi_B ,

在输入特性上找到相应的 Δu_{BE} ,

在输出特性的交流负载线上找到相应的 Δi_C 和 Δu_{CE} 。

则电压放大倍数：
$$A_u = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta u_{BE}}$$

电流放大倍数：
$$A_i = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$$



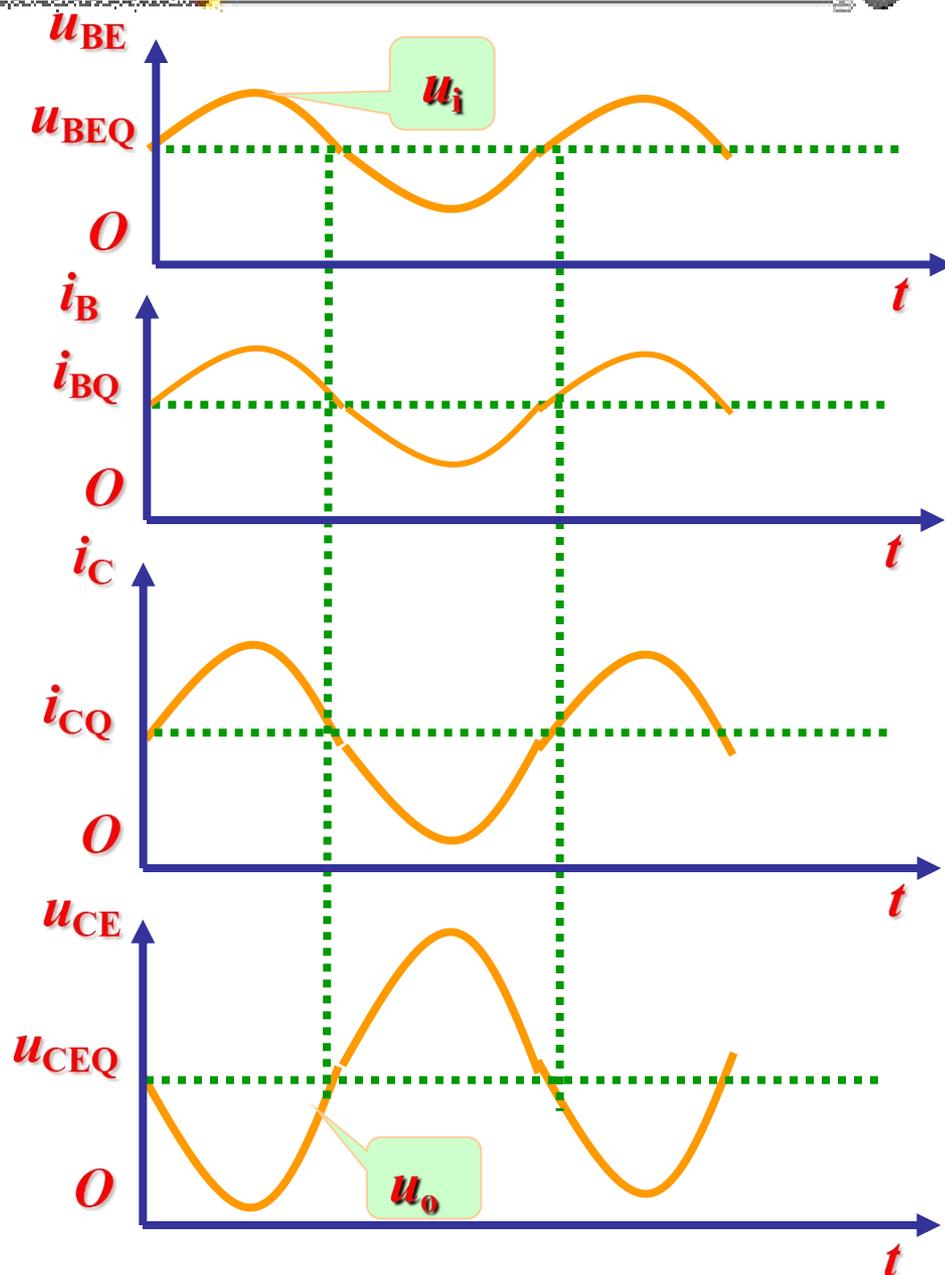


结论:

由右图可知:

单管共射放大电路中,

- 1.交、直流并存
- 2.有电压放大作用
- 3.有倒相作用





3. 图解法的步骤

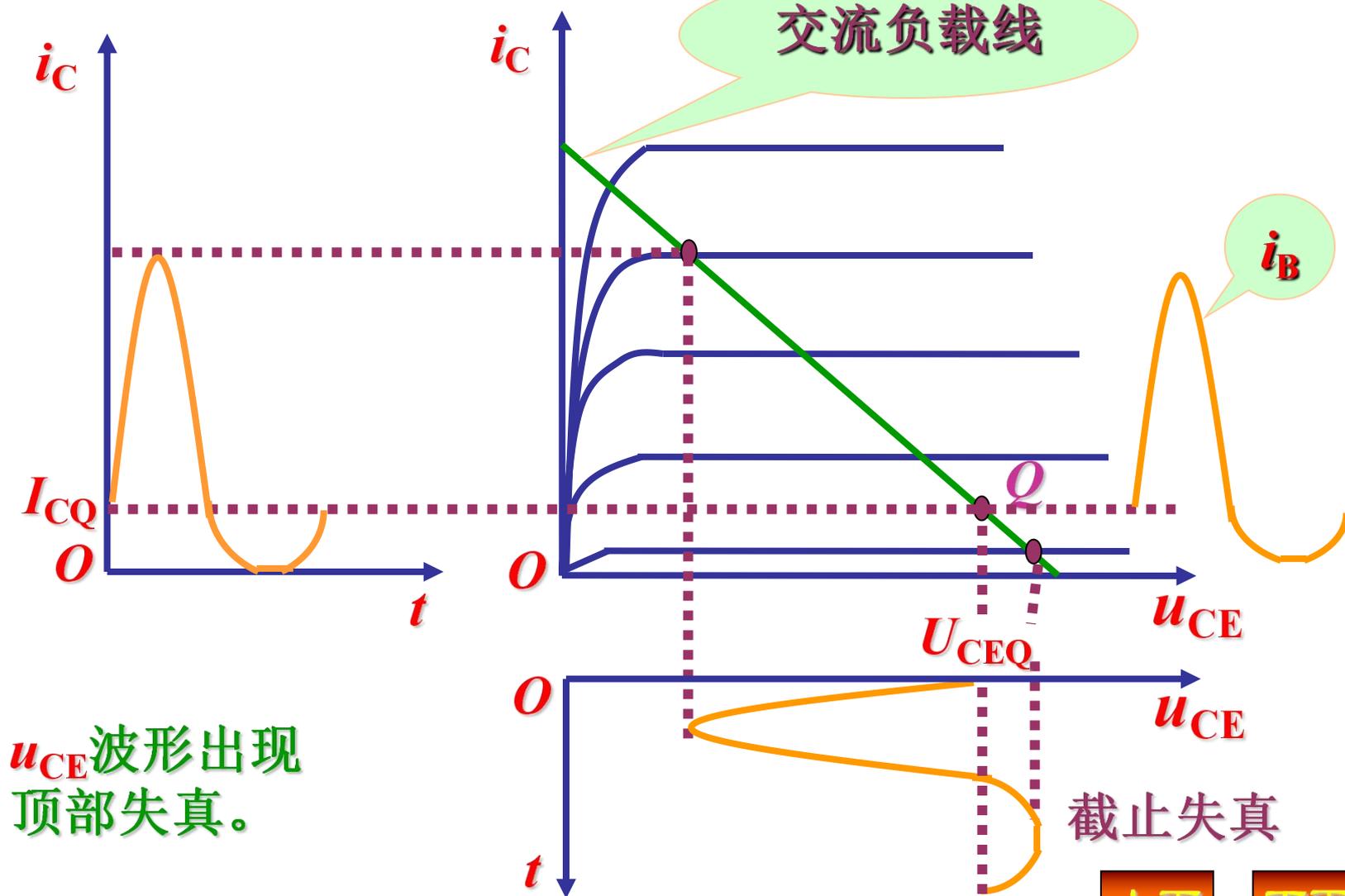
- (一) 画输出回路的直流负载线
- (二) 估算 I_{BQ} ，确定 Q 点，得到 I_{CQ} 和 U_{CEQ}
- (三) 画交流负载线
- (四) 求电压放大倍数



三、Q点对输出波形的影响

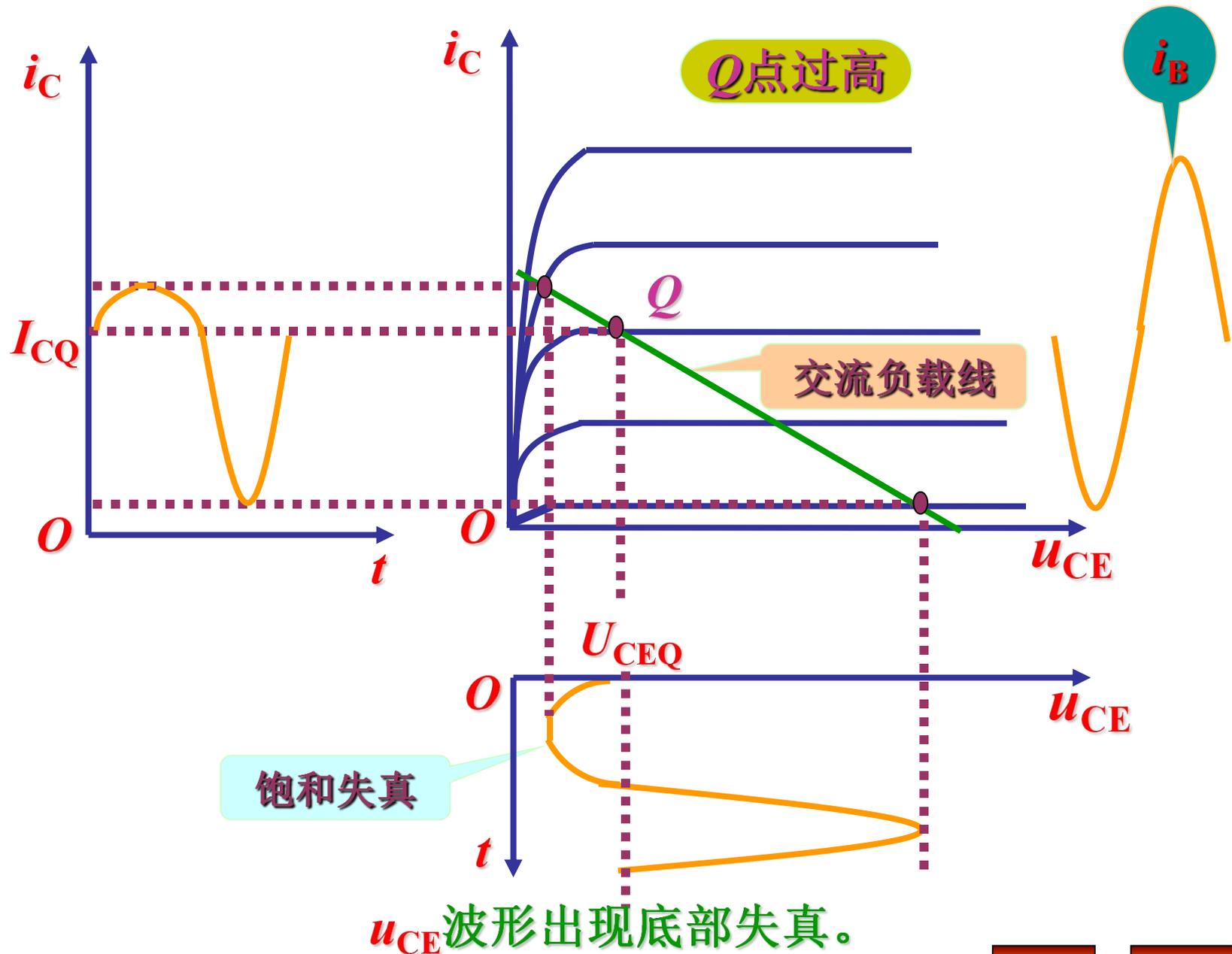
Q点过低

1. 分析非线性失真



u_{CE} 波形出现
顶部失真。

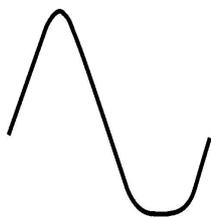
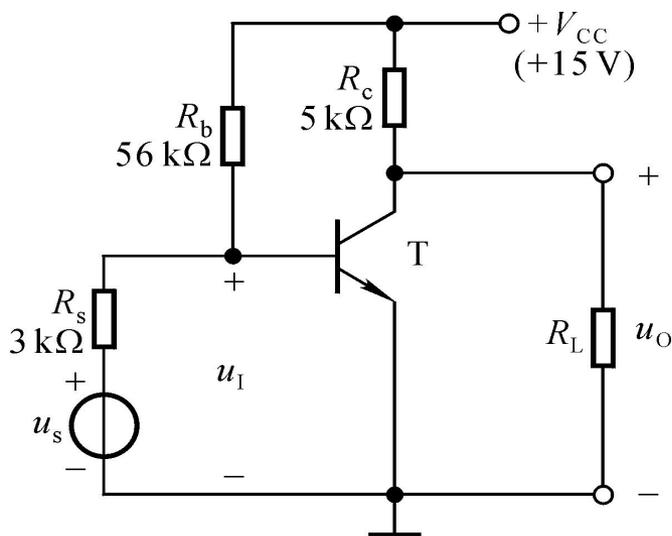
截止失真



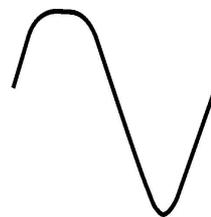


课堂练习

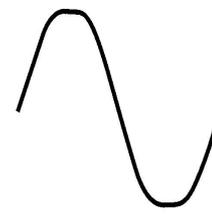
1. 如下图电路中，由于电路参数不同，在信号源电压为正弦波时，测得输出波形（a）、（b）、（c）所示，试说明电路分别产生了什么失真，如何消除？



(a)



(b)



(c)



- 答：**
- (a) 饱和失真，增大 R_b ，减小 R_c 。
 - (b) 截止失真，减小 R_b 。
 - (c) 同时出现饱和失真和截止失真，应增大 V_{CC} 。



三、微变等效电路法

适用条件：微小交流工作信号，
三极管工作在线性区。

解决问题：处理三极管的非线性问题。

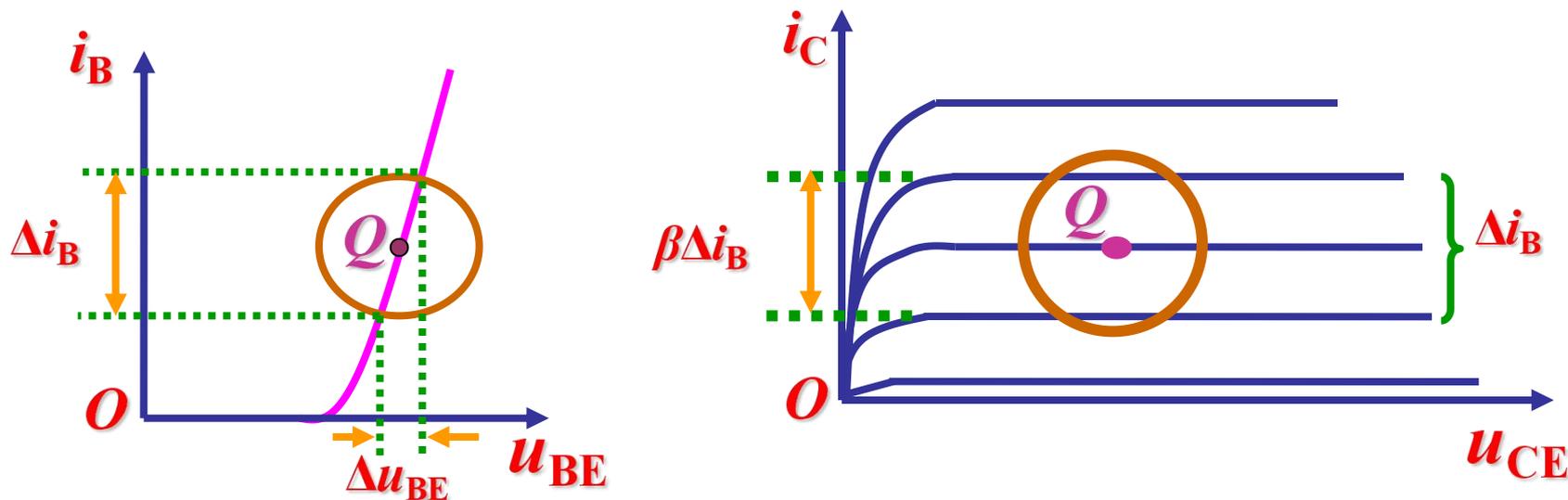
等效：从线性电路的三个引出端看进去，
其电压、电流的变化关系和原来的三极管一样。



(一) 简化的h参数微变等效电路

1. 三极管的等效电路

以共射接法三极管为例



三极管特性曲线的局部线性化

输入端可等效为一个电阻。

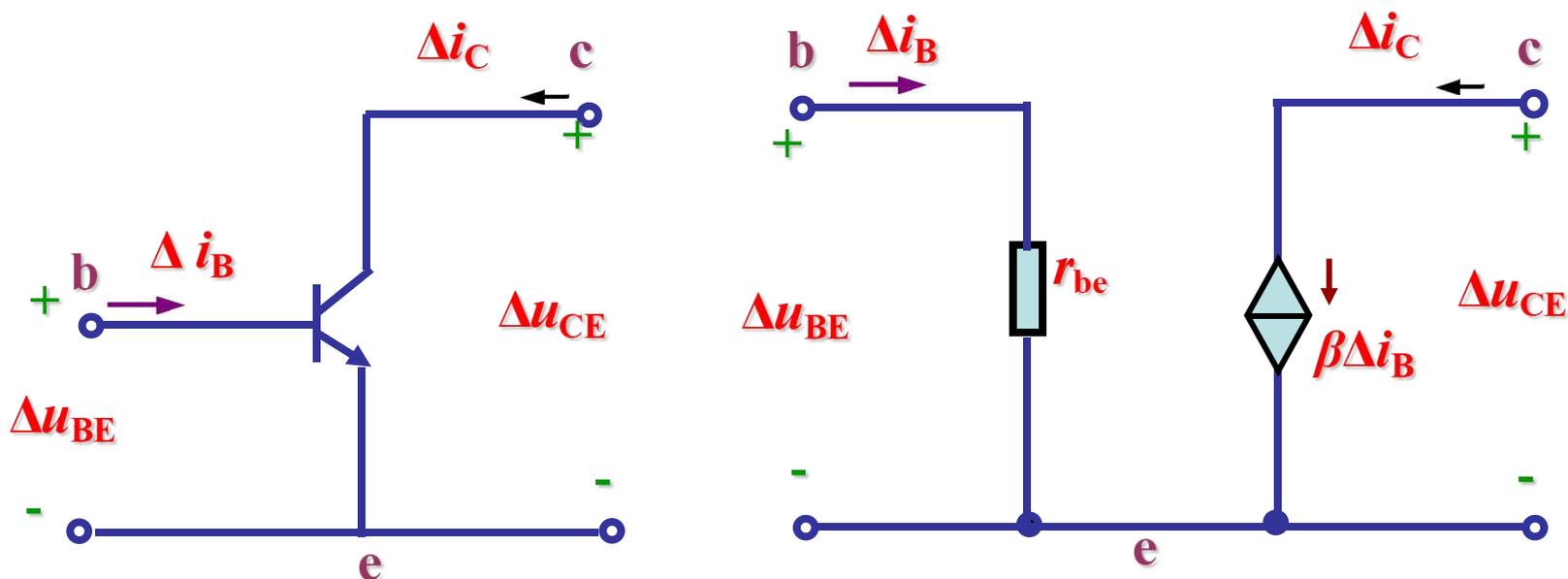
$$r_{be} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B}$$

输出端可等效为一个受控电流源。

$$\Delta i_C = \beta \Delta i_B$$



由以上分析可得三极管的微变等效电路



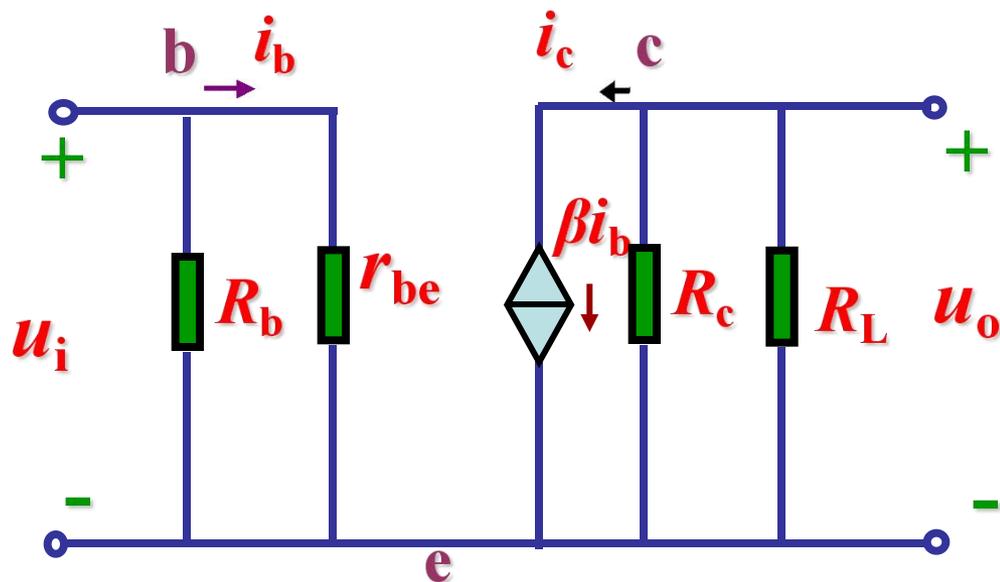
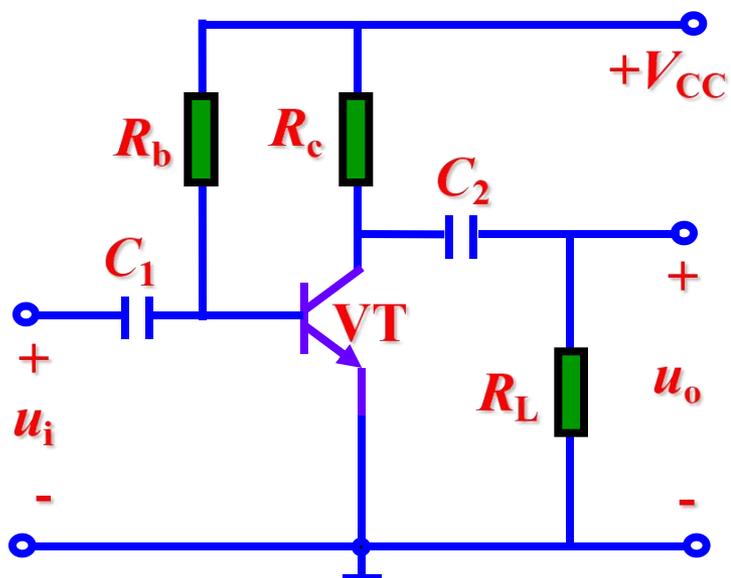
三极管的简化h参数等效电路

此电路忽略了三极管输出回路等效电阻 r_{ce} 。

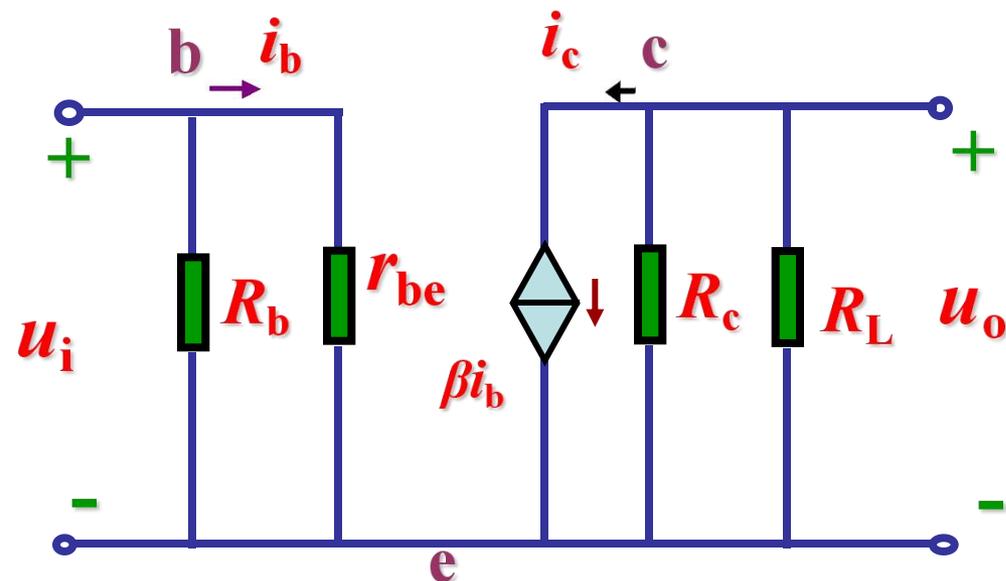


用简化的微变等效电路计算单管共射放大电路的电压放大倍数和输入、输出电阻。

先画出三极管的等效电路，再依次画出放大电路的交流通路



单管共射放大电路的等效电路



输入电阻:

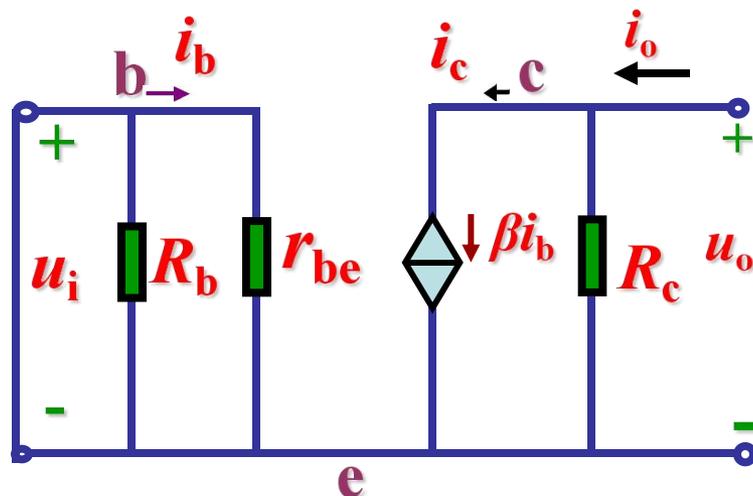
$$R_i = \frac{u_i}{i_i} = R_b // r_{be}$$

输出电阻:

$$R_o \Big|_{\substack{u_i = 0 \\ R_L = \infty}} = \frac{u_o}{i_o}$$

电压放大倍数:

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_b R_c // R_L}{i_b r_{be}} \\ &= \frac{-\beta R_c // R_L}{r_{be}} \end{aligned}$$



$$R_o = R_c$$



2. r_{be} 的近似估算公式

$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}}$$

其中: $r_{bb'}$ 是三极管的基区体电阻,

若无特别说明,可认为 $r_{bb'}$ 约为300 Ω ,

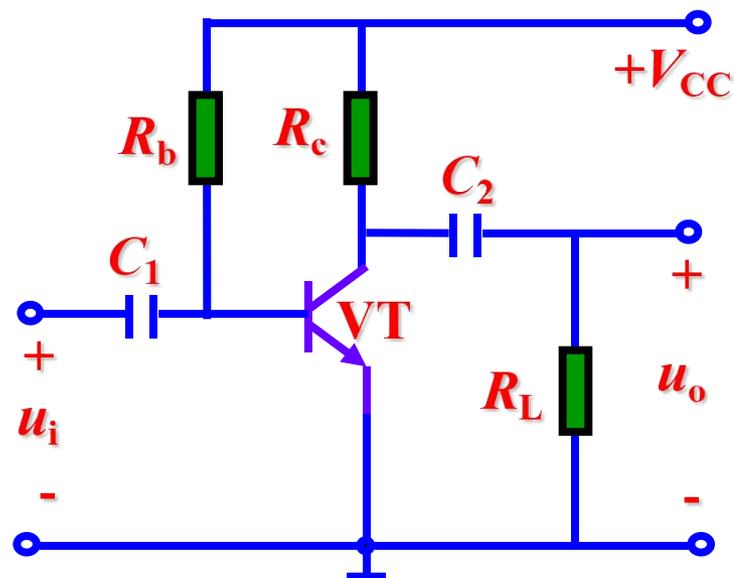
26为常温下温度的电压当量,单位为mV。



分析以下两式

$$A_u = \frac{-\beta R_c // R_L}{r_{be}}$$

$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}}$$



可看出： A_u 与 β 不成比例。

若 β 值一定，

可适当提高 I_{EQ} 得到较大的 A_u 。

可减小 R_b ，

但要注意三极管的非线性及安全工作区。



3. 等效电路法的步骤

(1) 确定放大电路的静态工作点 Q 。

(2) 画出放大电路的微变等效电路。

(3) 求出 Q 点处的 β 和 r_{be} 。

(4) 列出电路方程并求解。



课后作业

1.习题 P118 (2.7)

2.习题 P118 (2.9)



2.7 电路如图 P2.7 所示，晶体管的 $\beta=80$ ， $r_{bb'}=100\ \Omega$ 。分别计算 $R_L=\infty$ 和 $R_L=3\text{k}\Omega$ 时的 Q 点、 \dot{A}_u 、 R_i 和 R_o 。

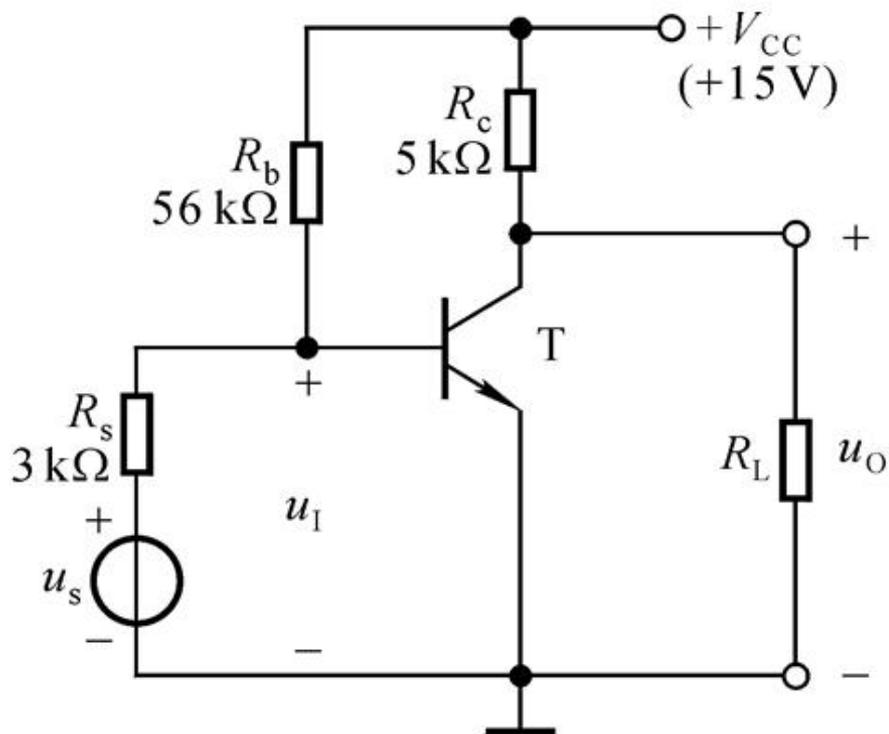


图 P2.7



2.10 已知图 P2.10 所示电路中晶体管的 $\beta = 100$, $r_{be} = 1\text{k}\Omega$ 。

(1) 现已测得静态管压降 $U_{CEQ} = 6\text{V}$, 估算 R_b 约为多少千欧;

(2) 若测得 \dot{U}_i 和 \dot{U}_o 的有效值分别为 1mV 和 100mV , 则负载电阻 R_L 为多少千欧?

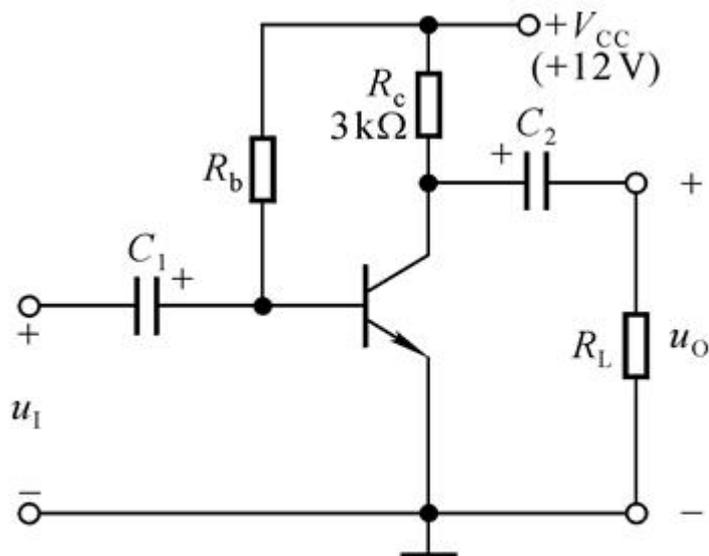
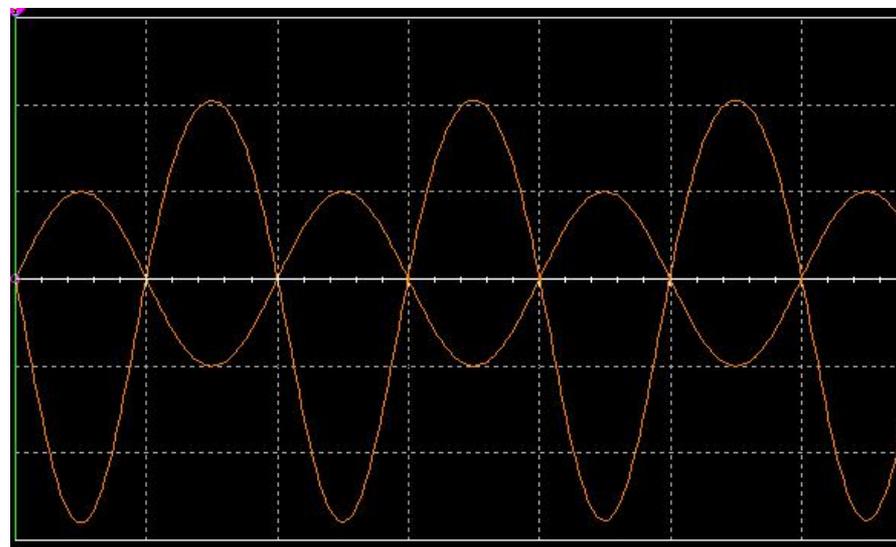
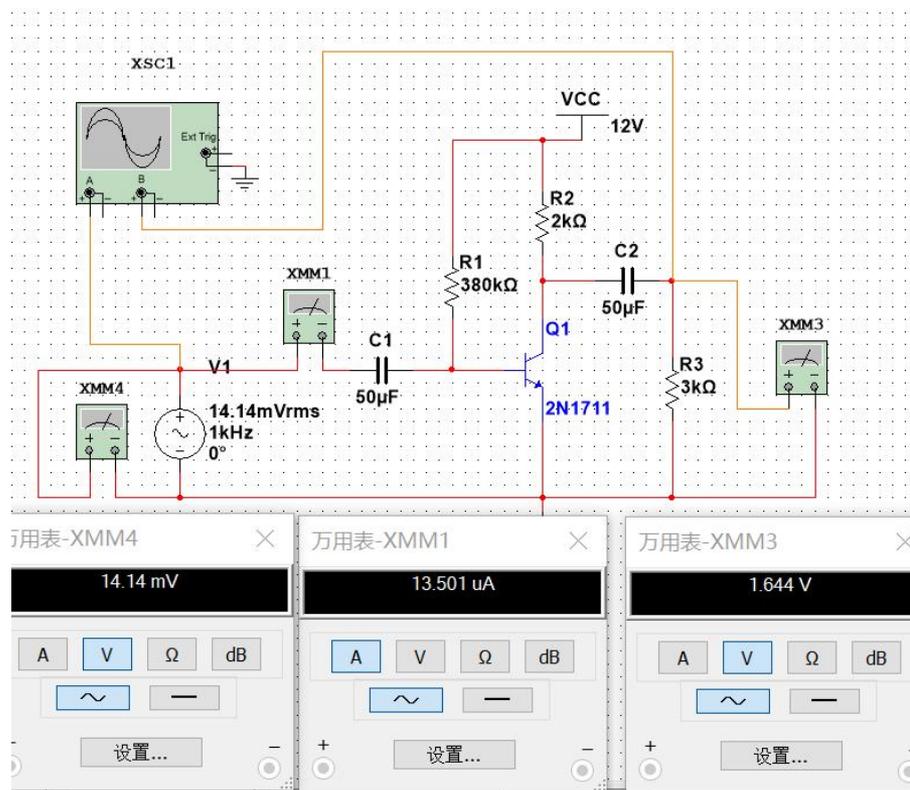


图 P2.10



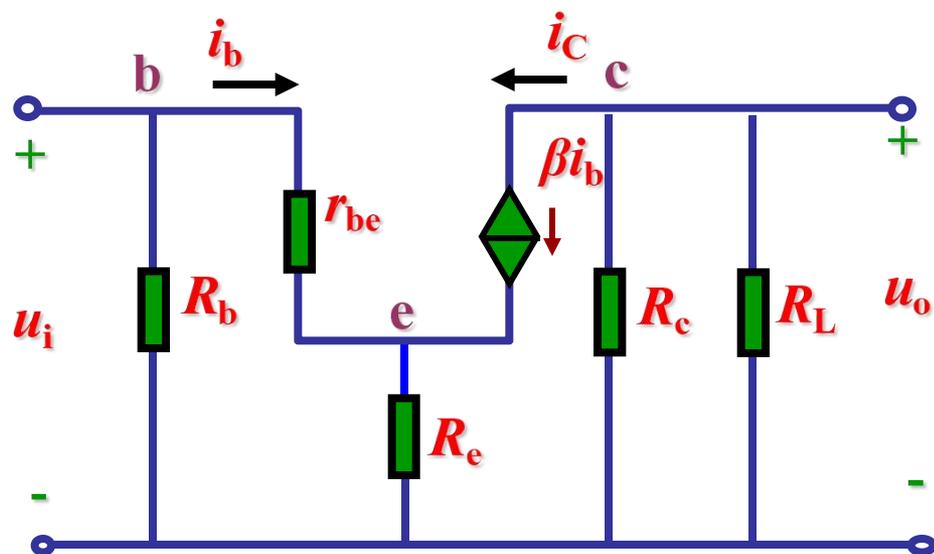
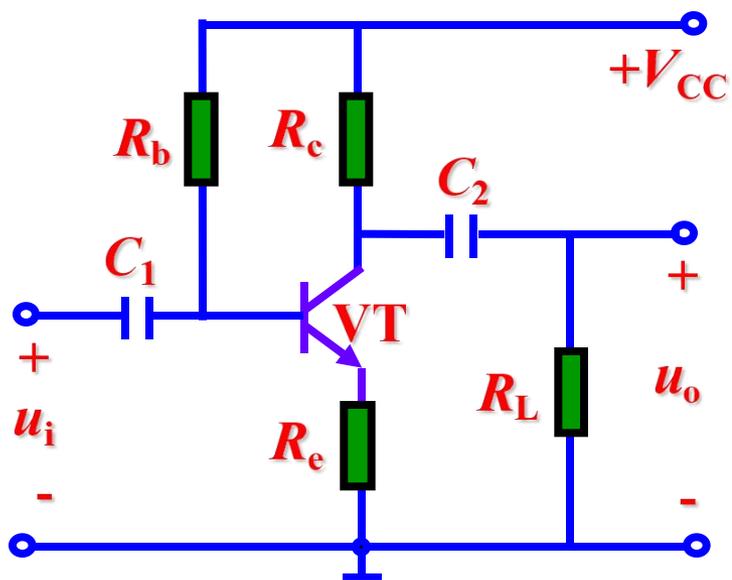
	时间	通道_A	通道_B
T1	0.000 s	0.000 V	0.000 V
T2	0.000 s	0.000 V	0.000 V
T2-T1	0.000 s	0.000 V	0.000 V

时基	通道 A	通道 B
示度: 500 μ s/Div	刻度: 20 mV/Div	刻度: 1 V/Div
< 轴位移(格): 0	Y 轴位移(格): 0	Y 轴位移(格): 0



(二) 微变等效电路法的应用

分析下图所示接有射极电阻的单管放大电路

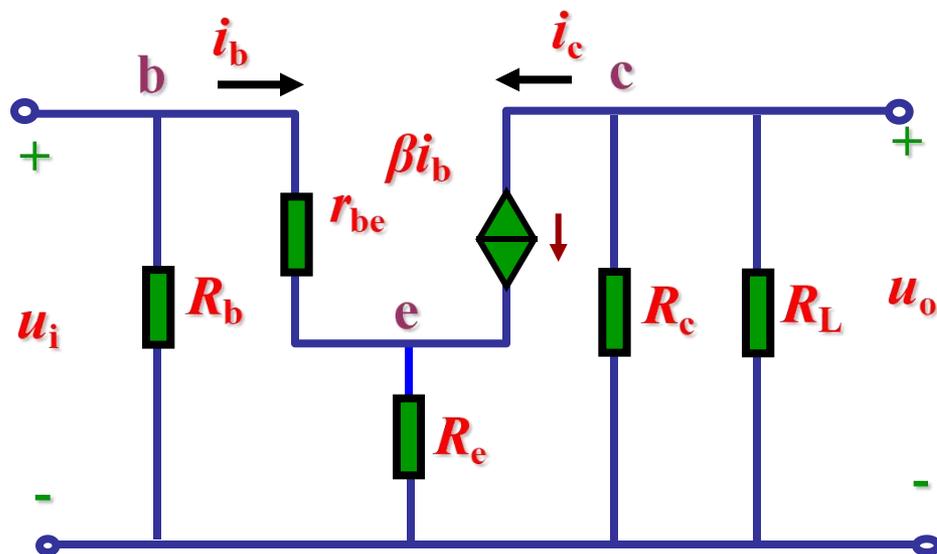


接有发射极电阻的单管共射放大电路



$$u_o = -\beta i_b R_L'$$

$$\text{其中 } R_L' = R_c // R_L$$

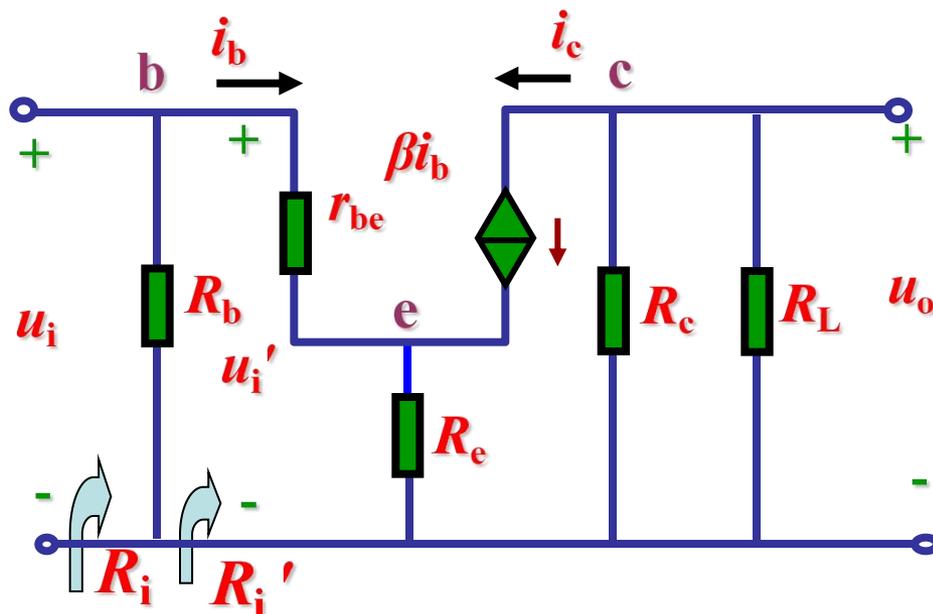


$$u_i = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_e$$

若 $(1 + \beta) R_e \gg r_{be}$, 则

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = - \frac{\beta R_L'}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

$$A_u \approx - \frac{\beta R_L'}{(1 + \beta) R_e}$$



$$u_i' = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_e$$

$$R_i = R_i' // R_b$$

$$i_i' = i_b$$

$$R_i = [r_{be} + (1 + \beta) R_e] // R_b$$

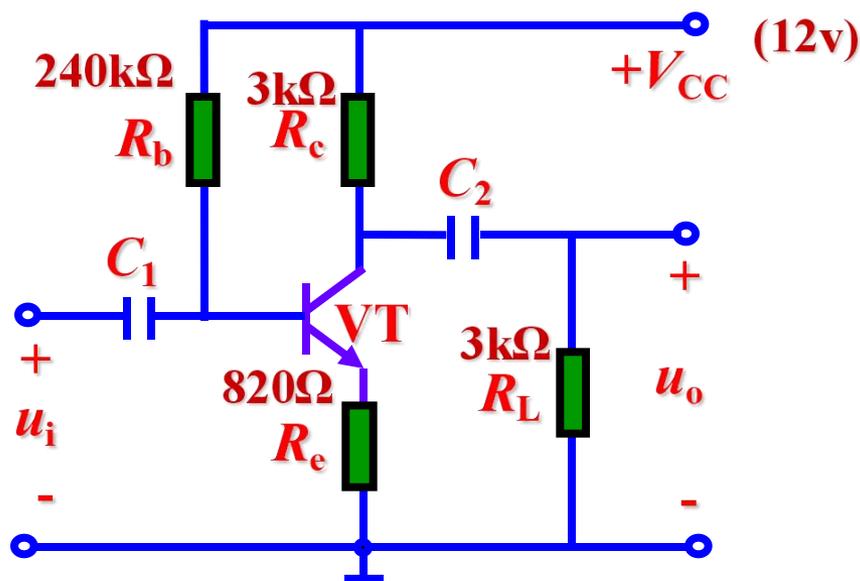
$$R_i' = r_{be} + (1 + \beta) R_e$$

$$R_o \approx R_c$$



[例2] 图示放大电路中, $\beta = 50$

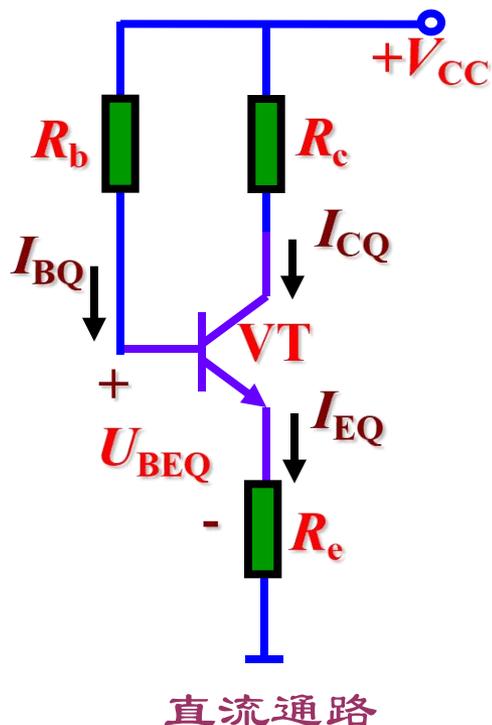
1. 试估算放大电路的静态工作点;
2. 求电压放大倍数;
3. 求输入电阻和输出电阻。



接有发射极电阻的单管共射放大电路



解:直流通路如图所示



$$I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + I_{EQ}R_e = V_{CC}$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e} = 0.04 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} I_{CQ} &= \beta I_{BQ} = 50 \times 0.04 \text{ mA} \\ &= 2 \text{ mA} \approx I_{EQ} \end{aligned}$$

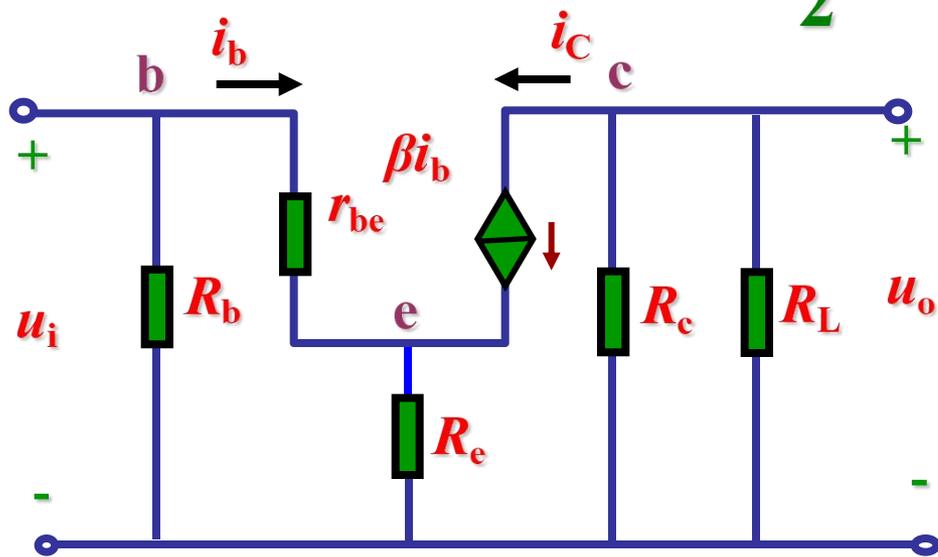
$$\begin{aligned} U_{CEQ} &= V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e \\ &= [12 - 2 \times (3 + 0.82)] \text{ V} \\ &= 4.36 \text{ V} \end{aligned}$$



$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}}$$

$$= [300 + (1 + 50) \times \frac{26}{2}] \Omega = 963 \Omega$$

射极电阻 R_e 使电压放大倍数降低



$$A_u = - \frac{\beta R_L'}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

$$= -1.75$$

$$R_i = [r_{be} + (1 + \beta) R_e] // R_b$$

$$= 36.3 \text{k}\Omega$$

$$R_o \approx R_c = 3 \text{k}\Omega$$

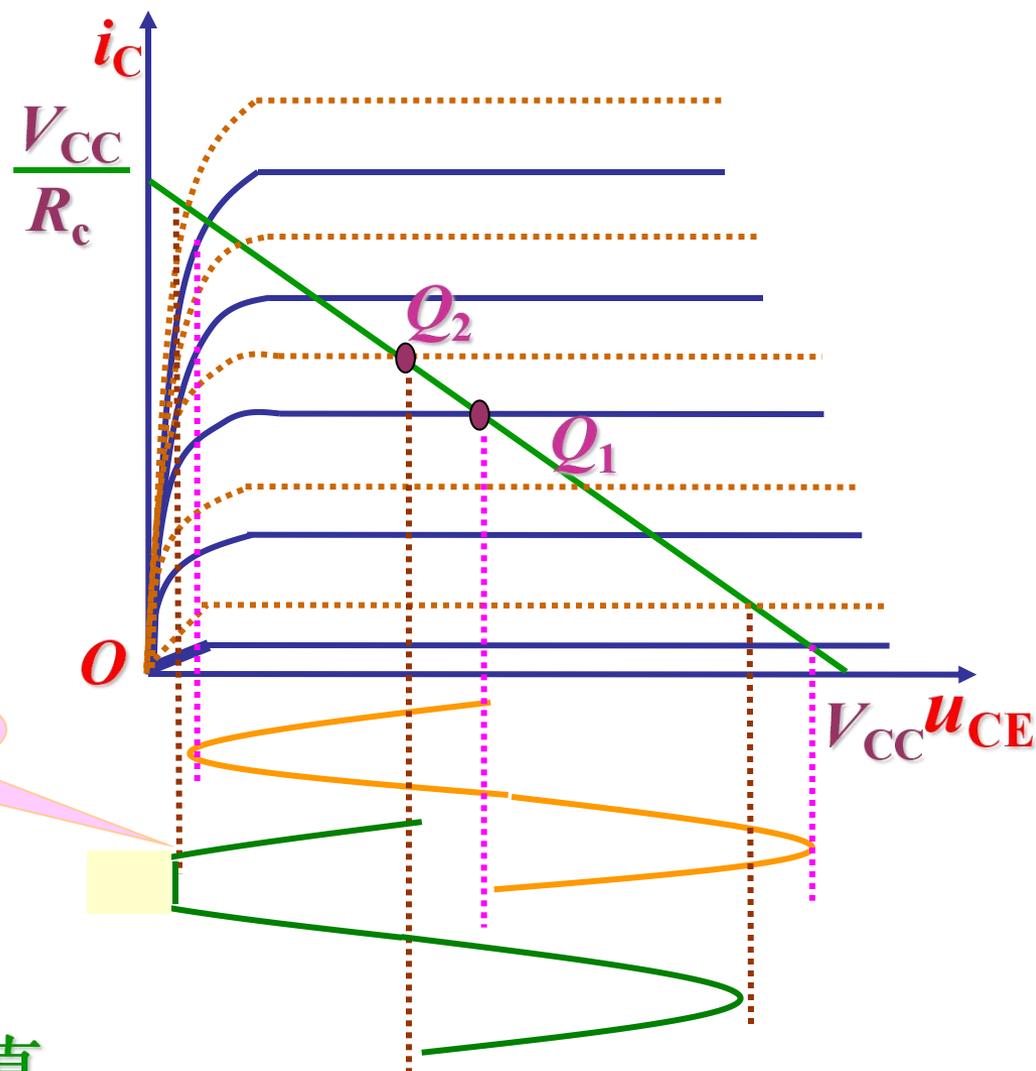
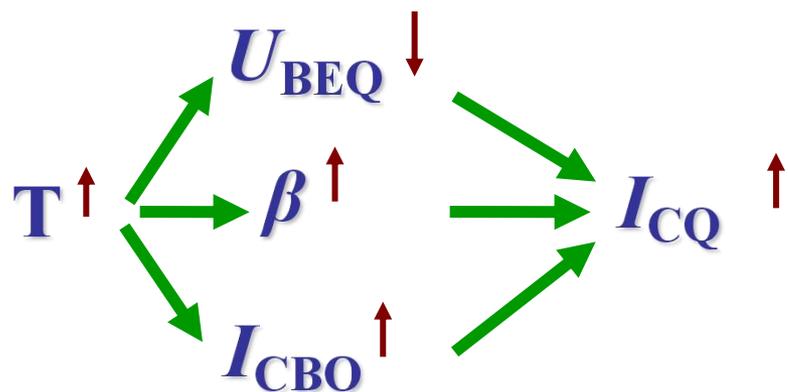


2.4 放大电路静态工作点的稳定

- 温度对静态工作点的影响
- 分压式静态工作点稳定电路



一、温度对静态工作点的影响



饱和失真

温度升高，
静态工作点移近饱和区，
使输出波形产生饱和失真。

温度对 Q 点的影响



引起静态工作点波动的原因:

外因: 环境温度的变化。

内因: 三极管本身所具有的温度特性。

解决措施:

1. 保持放大电路的工作温度恒定。
2. 从放大电路自身解决。

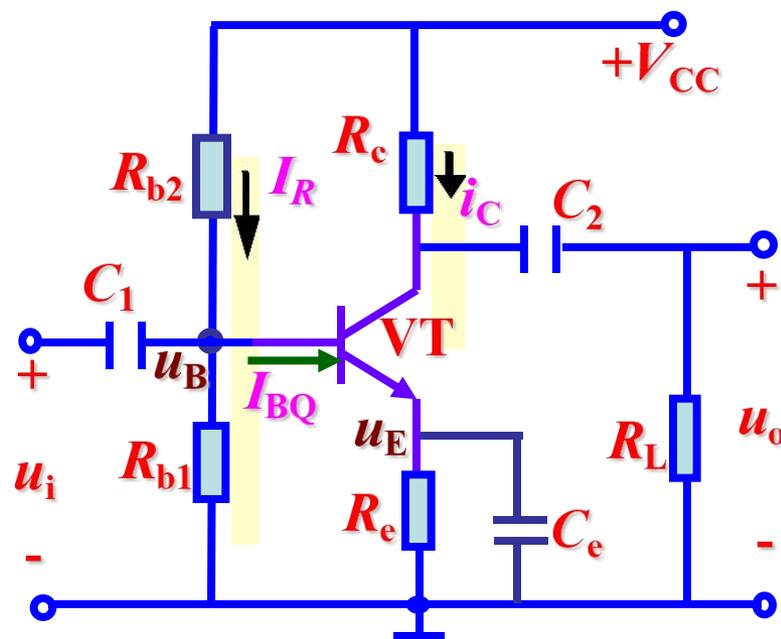
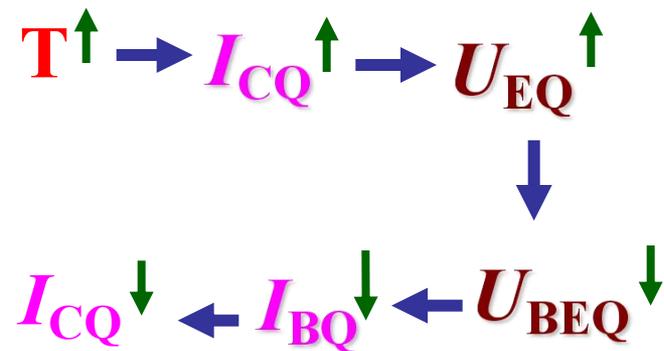


二、分压式静态工作点稳定电路

图示给出了最常用的静态工作点稳定电路，通常称为分压式工作点稳定电路。

$$U_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$$

U_{BQ} 基本不变





由以上分析可知：

本电路是通过发射极电流的负反馈作用，
牵制集电极电流的变化。

所以也称为**电流负反馈式**工作点稳定电路。

R_e 愈大,电路的温度稳定性愈好,

但将影响输出电压幅度。

R_{b1} 和 R_{b2} 值选用要适中。

一般取 $I_R = (5\sim 10) I_{BQ}$ ，且 $U_{BQ} = (5\sim 10) U_{BEQ}$



1. 静态分析

分析静态可从估算 U_{BQ} 入手

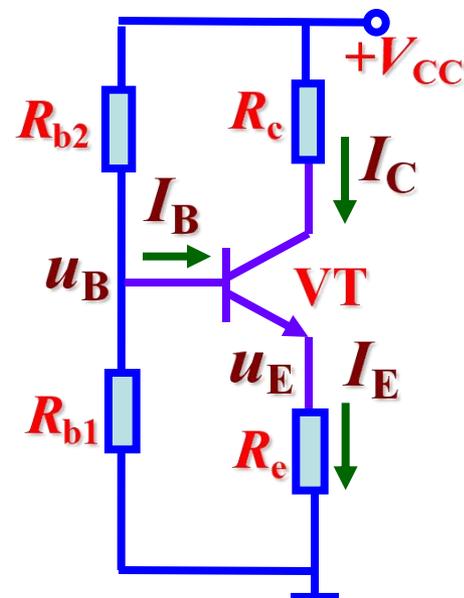
$$U_{BQ} \approx \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_e} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e}$$

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

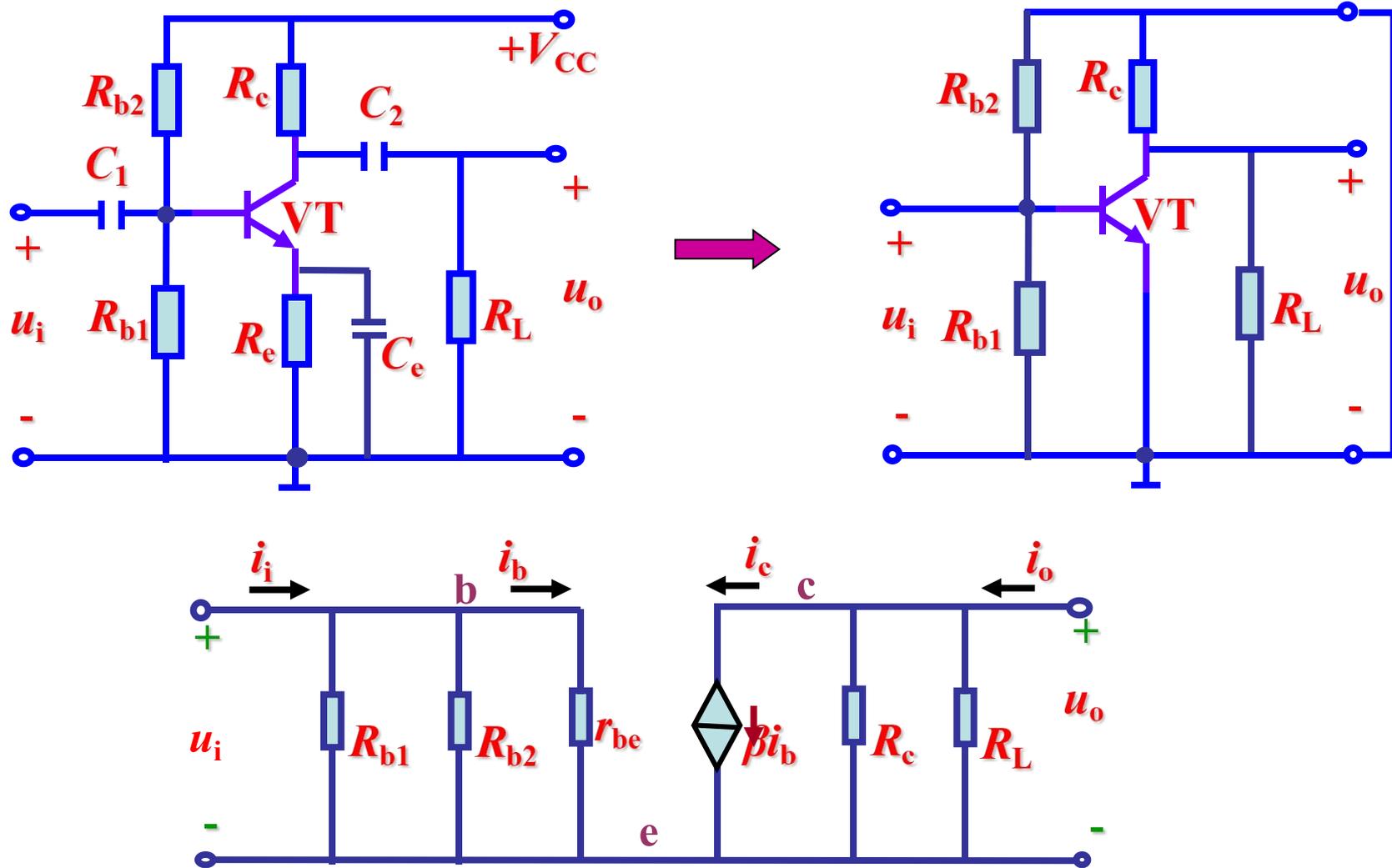
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c - I_{EQ} R_e$$

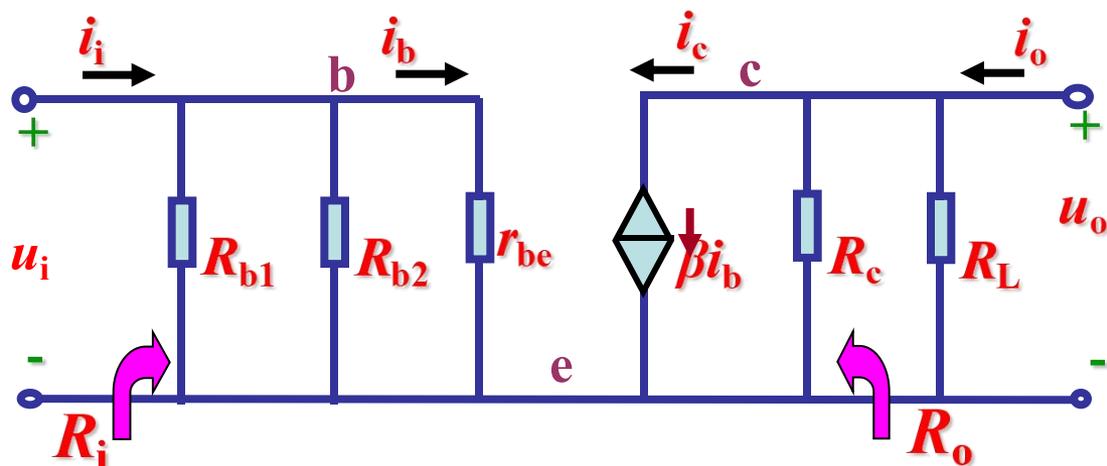
$$\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_c + R_e)$$



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

2. 动态分析





$$u_i = i_b r_{be}$$

$$u_o = -\beta i_b R_c // R_L$$

电压放大倍数为

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta R_c // R_L}{r_{be}}$$

输入电阻为

$$R_i = r_{be} // R_{b1} // R_{b2}$$

输出电阻为

$$R_o = R_c$$



[例3]: 已知晶体管的 $\beta = 60$, $r_{be} = 1.8 \text{ k}\Omega$,

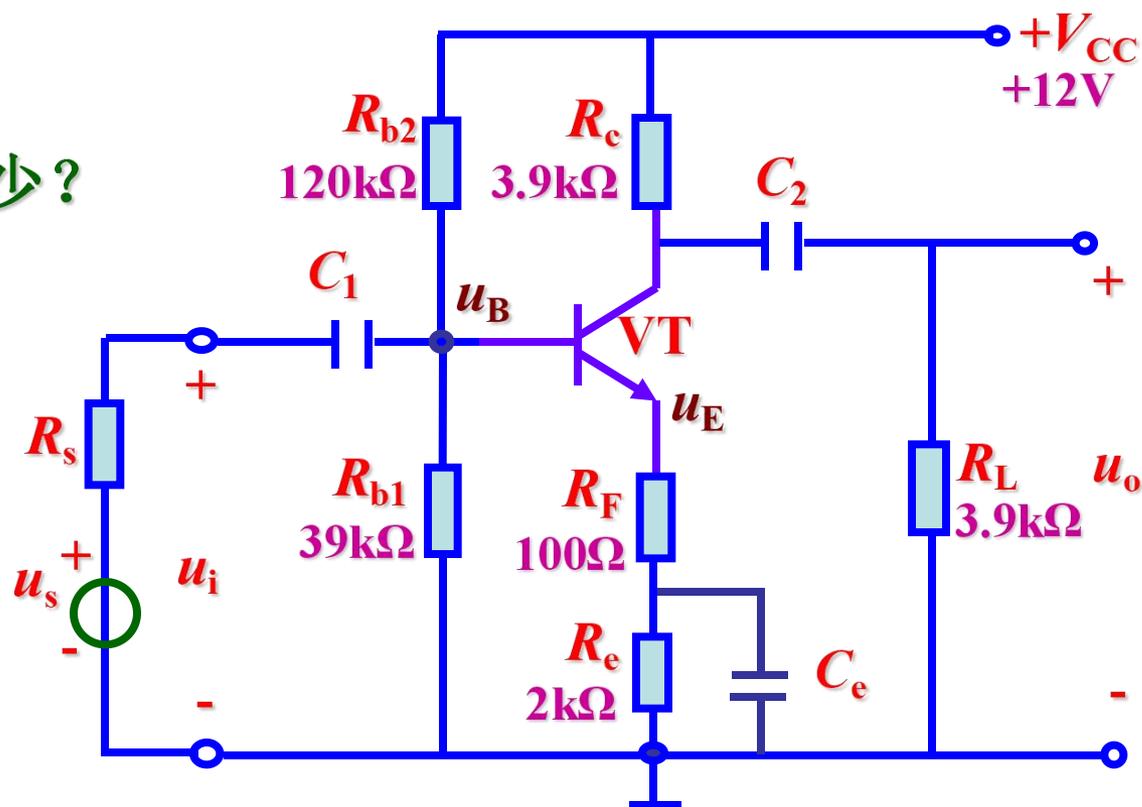
信号源电压 $u_s = 15 \text{ mV}$, 内阻 $R_s = 0.6 \text{ k}\Omega$,

其他参数已标在电路图中。(1)求该放大电路的静态工作点;

(2) 求该放大电路的输入电阻和输出电阻;

(3) 试求输出电压 u_o ;

(4) 若 $R_F = 0$, u_o 等于多少?





解：求静态工作点

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} \approx 3 \text{ V}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_e + R_F} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e + R_F}$$

$$= \frac{3 - 0.7}{2 + 0.1} \text{ mA} \approx 1 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = 1 \text{ mA}$$

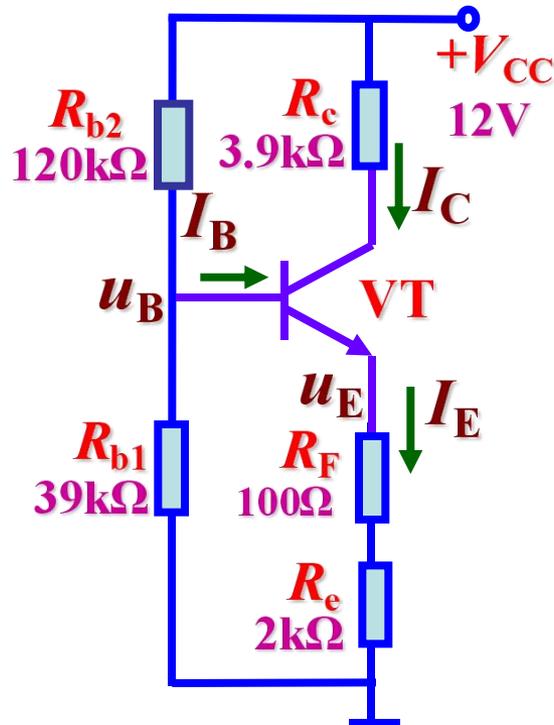
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c - I_{EQ} (R_e + R_F)$$

$$\approx V_{CC} - I_{CQ} (R_c + R_e + R_F)$$

$$= 6 \text{ V}$$

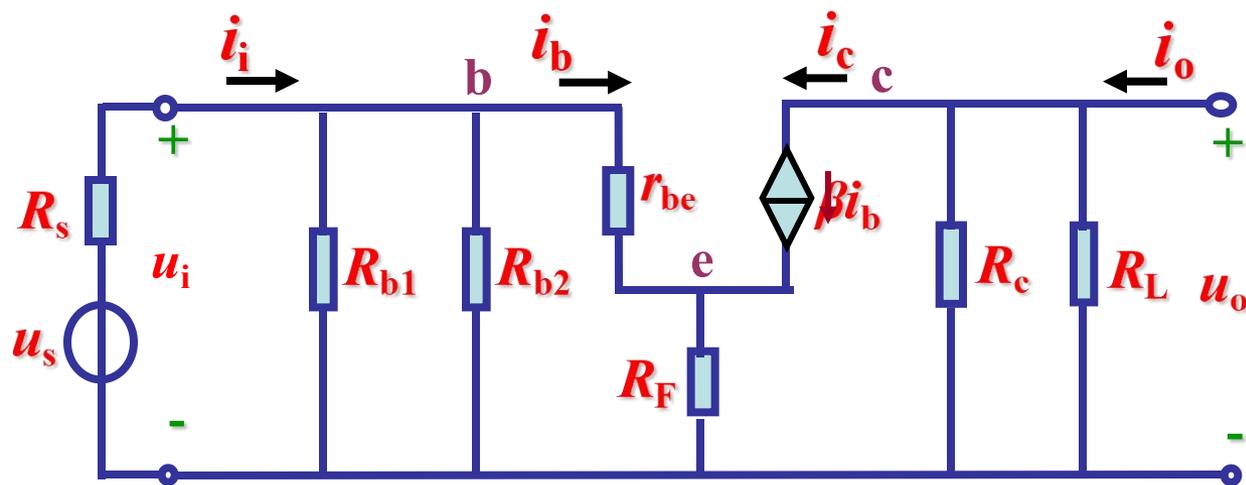
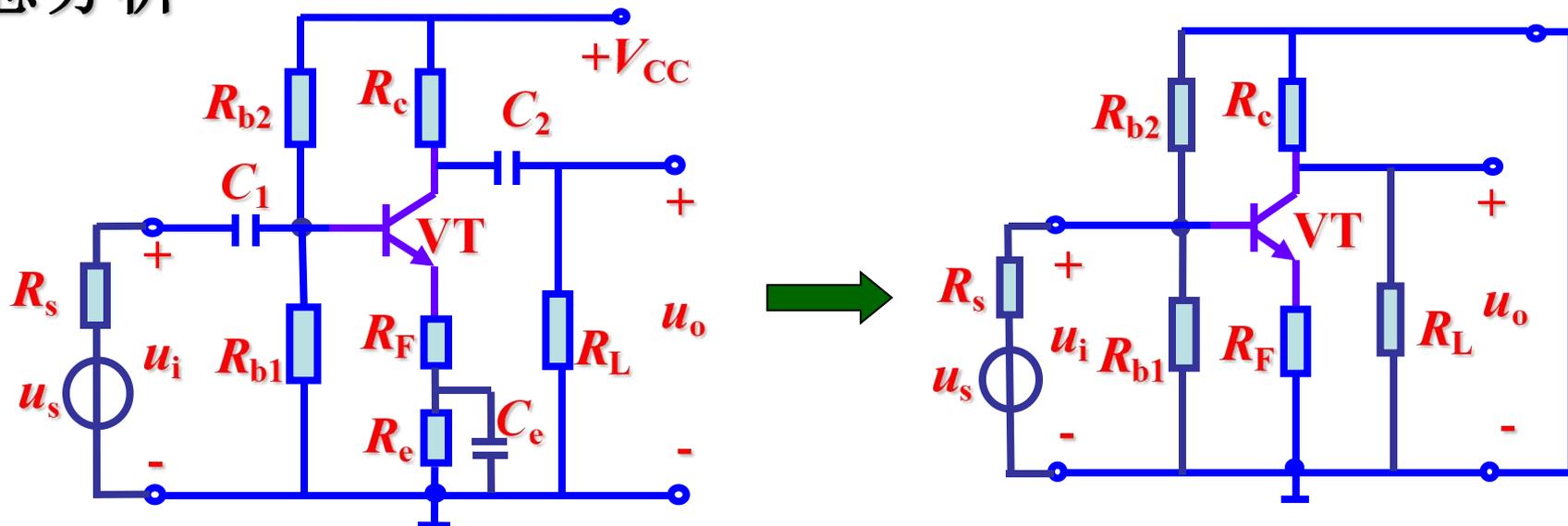
$$I_{BQ} \approx \frac{I_{CQ}}{\beta}$$

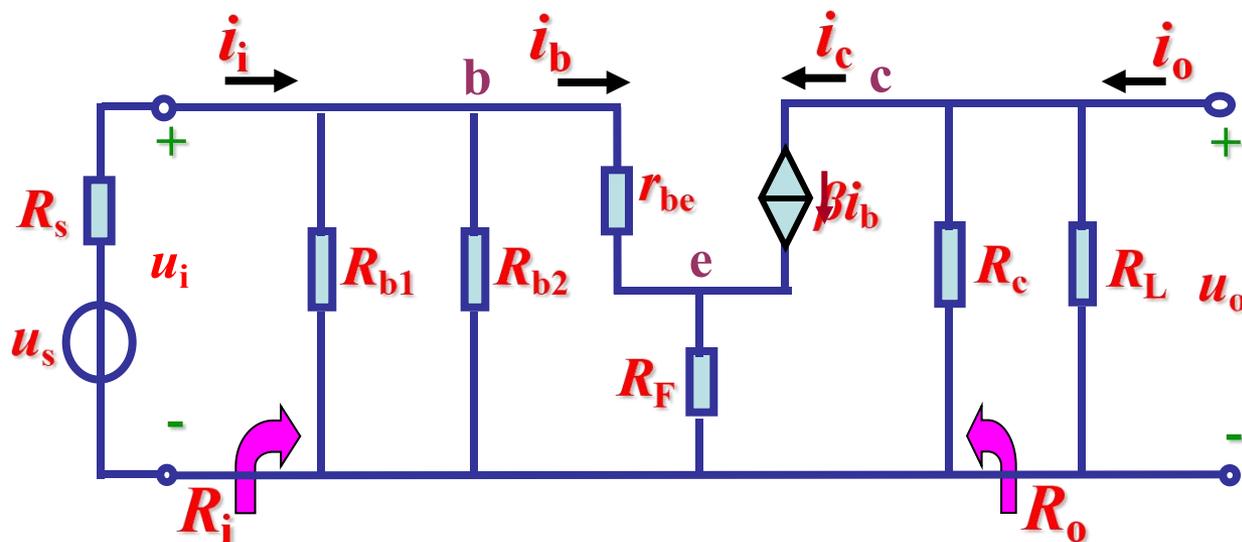
$$= 17 \mu\text{A}$$





动态分析





$$u_i = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_F$$

$$u_o = -\beta i_b R_c // R_L$$

电压放大倍数为

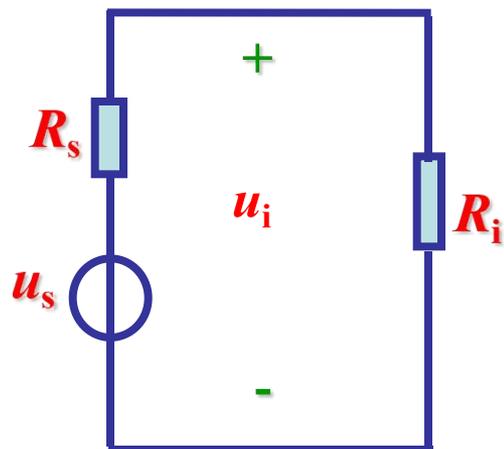
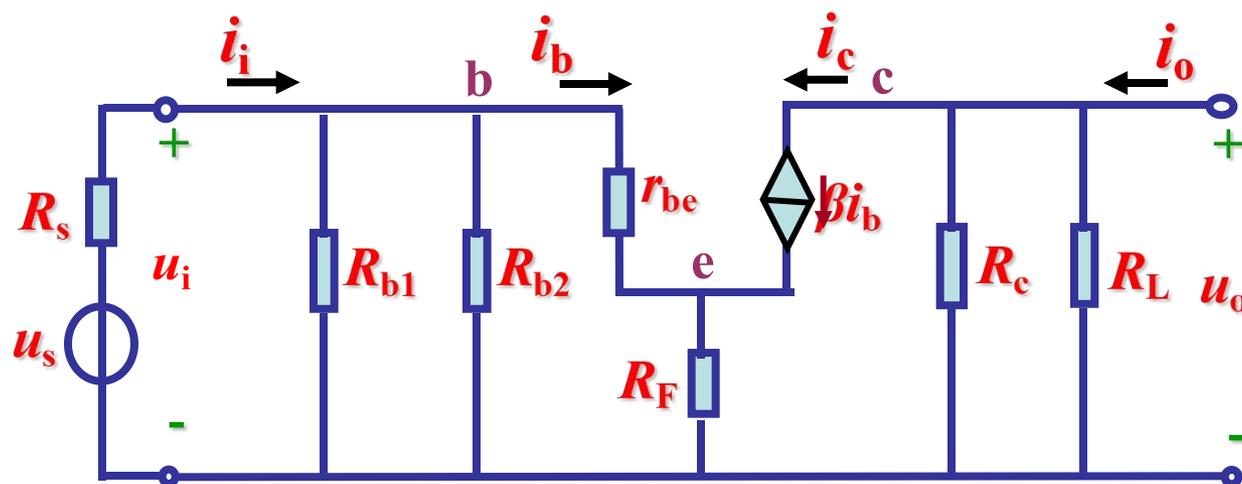
$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta R_c // R_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_F}$$

输入电阻为

$$R_i = [r_{be} + (1 + \beta) R_F] // R_{b1} // R_{b2}$$

输出电阻为

$$R_o = R_c$$



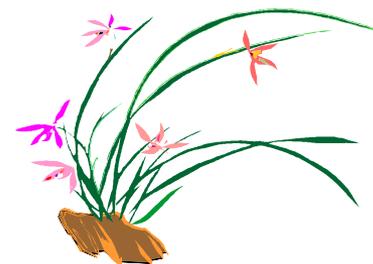
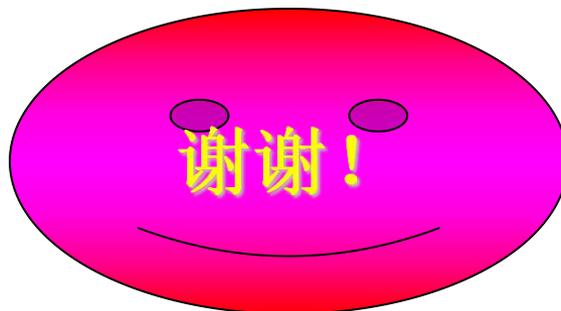
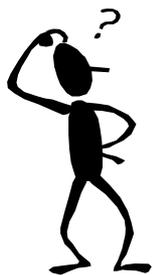
$$u_i = \frac{R_i}{R_i + R_s} u_s$$

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{u_o}{u_i} \cdot \frac{u_i}{u_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot A_u$$



本章小结

- 放大的概念
- 放大电路的组成原则
- 放大电路的主要性能指标
- 放大电路的分析方法



第三章 集成运算放大电路

- 多级放大电路的一般问题
- 集成运算放大电路概述
- 集成运放中的单元电路



本章讨论的问题

- 为什么需要多级放大电路？耦合方式有哪些？它们的特点是什么？
- 多级放大电路的动态参数与单级放大电路有什么关系？
- 集成运放的特点是什么？它由哪几个部分组成？各部分的作用是什么？

本章重点和难点

- 重点：**
1. 多级放大电路的耦合方式
 2. 集成运算放大电路的组成



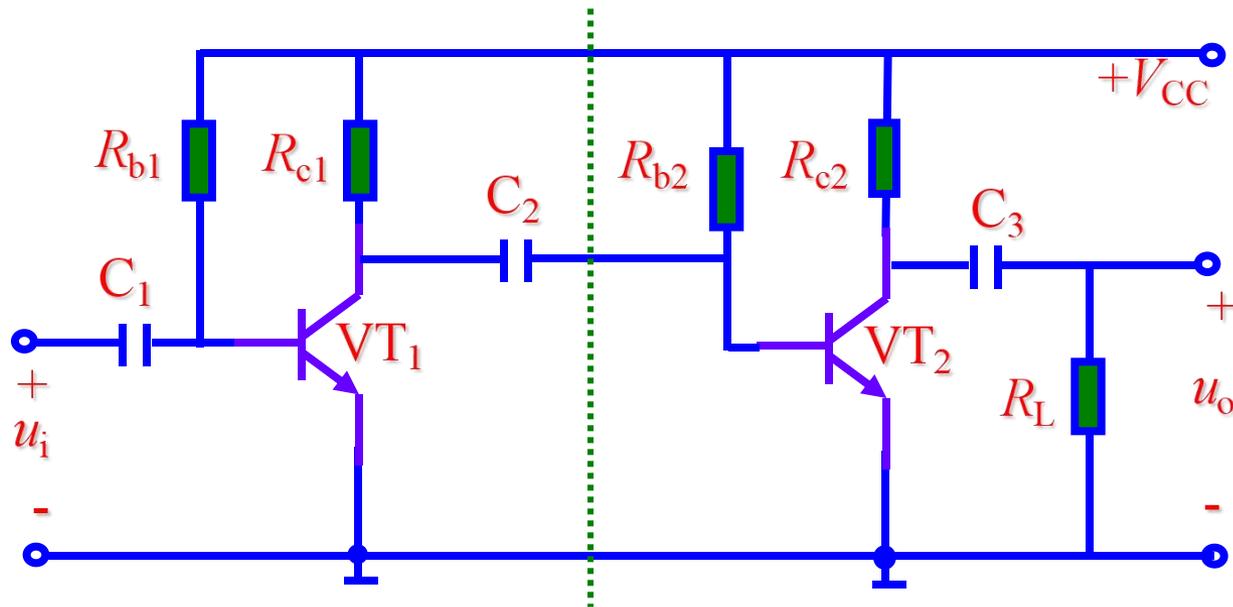
难点： 差分放大电路的工作特点

3.1 多级放大电路的一般问题

- 多级放大电路的耦合方式
- 多级放大电路的电压放大倍数和输入、输出电阻

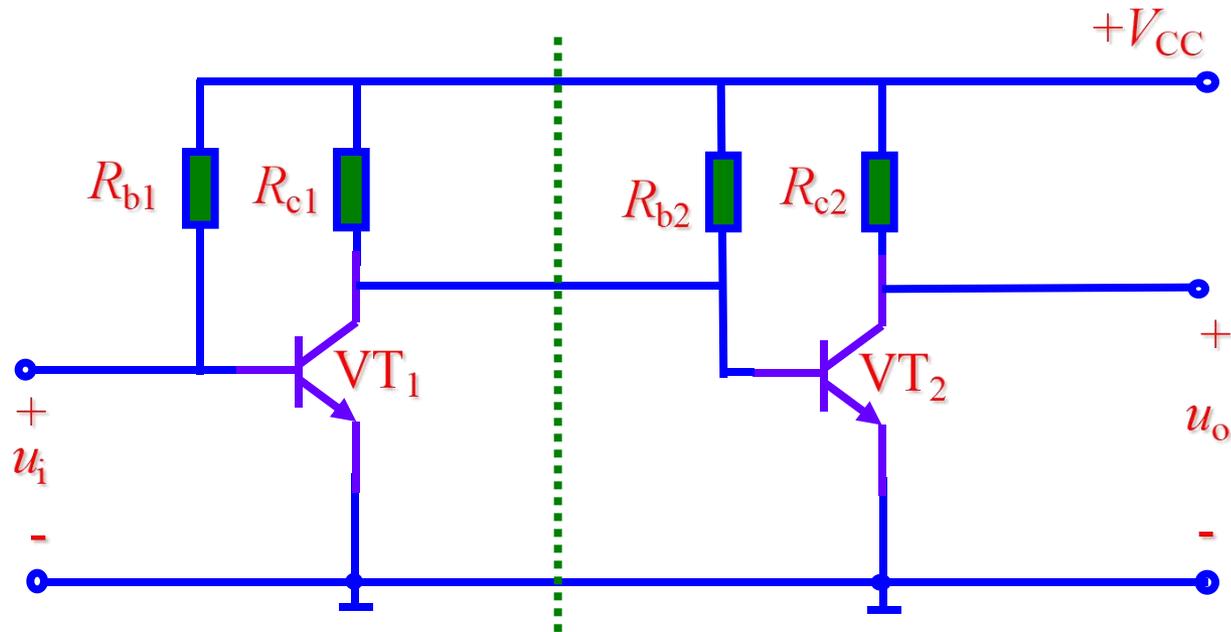
一、多级放大电路的耦合方式

1. 阻容耦合



优点: 各级 Q 点相互独立, 便于分析、设计和调试。
 缺点: 不易放大低频信号, 无法集成。

2. 直接耦合



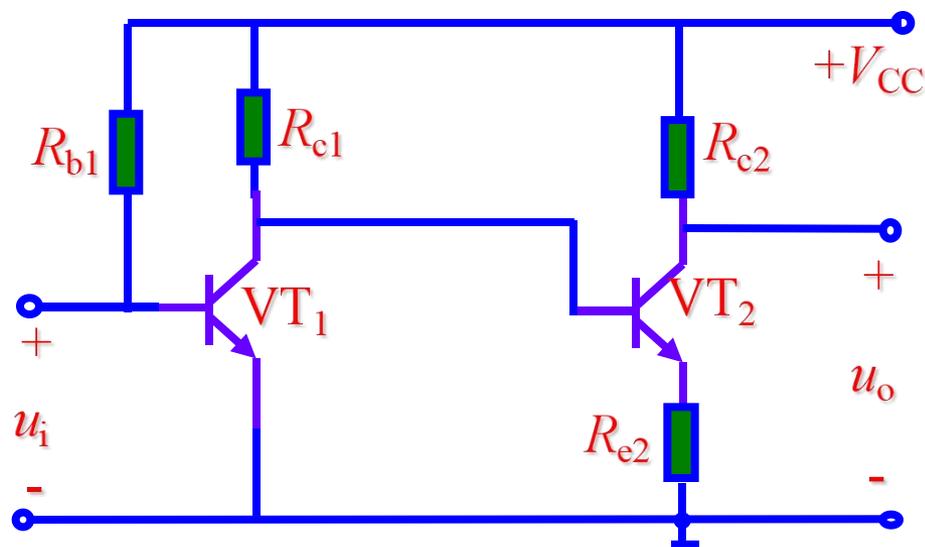
两个单管放大电路简单直接耦合

优点: 可放大交流和直流信号; 便于集成。
 缺点: 各级 Q 点相互影响; 零点漂移较严重。

VT_1 处于临近饱和区。

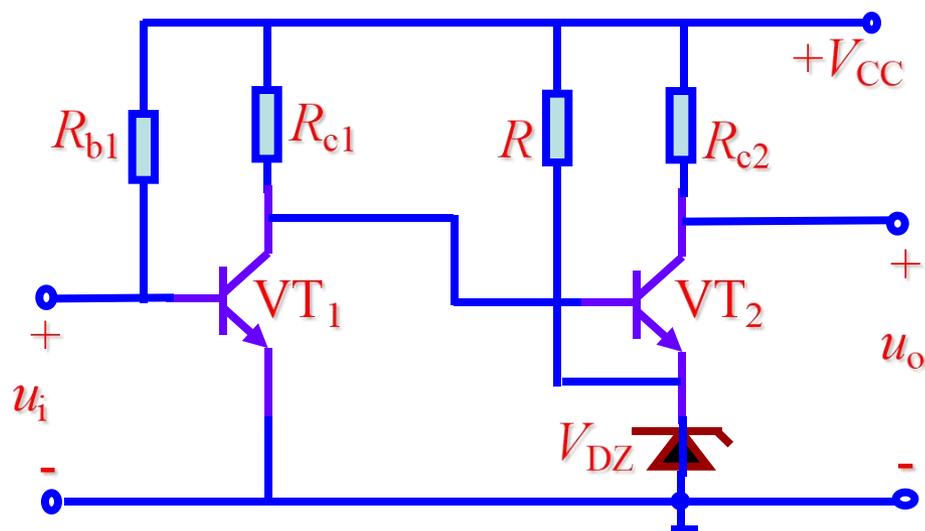
解决方法

- (1) 第二级接入射极电阻 R_{e2} ，提高第二级 U_{B2} ，保证了第一级不致工作在饱和区，但第二级的放大倍数将严重下降。

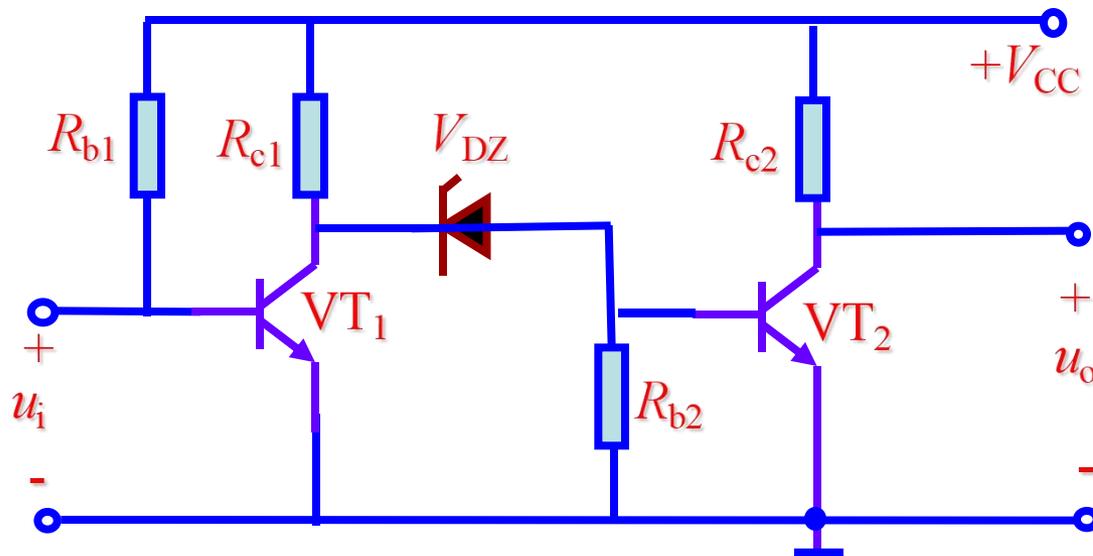


(2) 用稳压管取代 R_{c2} ，稳压管的动态电阻通常很小，可弥补 1 的缺陷，

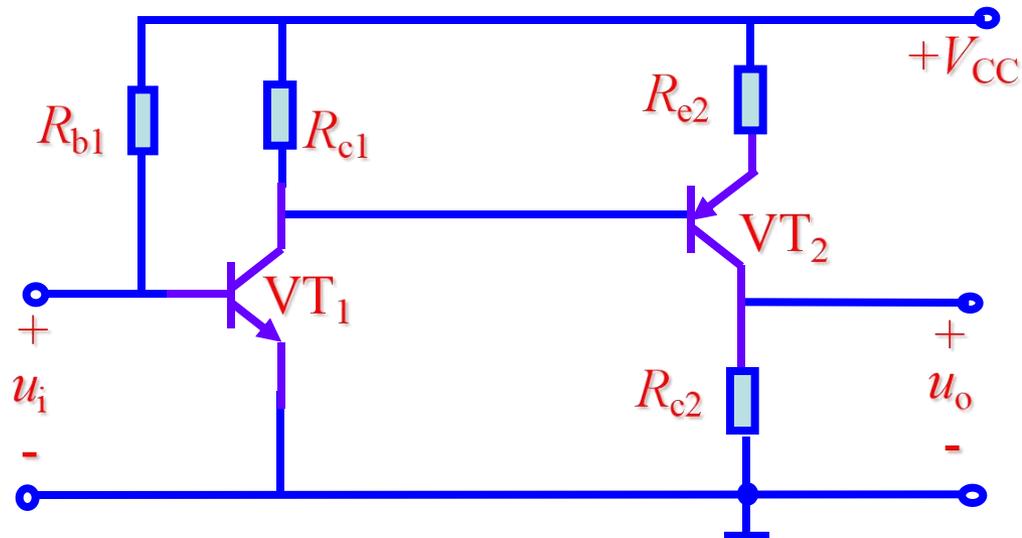
但第二级 VT_2 集电极的有效电压变化范围将减小，随着级数增加，基极和集电极电压逐渐上升， $+V_{CC}$ 将无法满足。



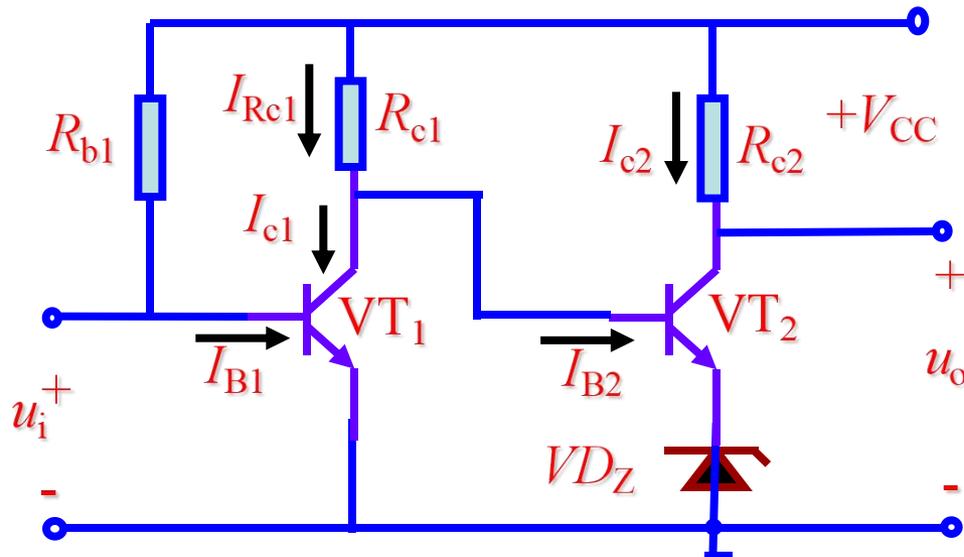
(3) 解决电位逐级上升的办法是实现电平移动，既可降低第二级基极电位，又不致使 A_u 损失太大，但稳压管噪声太大。



(4) 实现电平移动的另一一种电路，后级采用PNP管，这种电路常被用于分立或集成直接耦合电路中。



[例3.1] 图示两级直接耦合放大电路中，已知：
 $R_{b1}=240\text{k}\Omega$, $R_{c1}=3.9\text{k}\Omega$, $R_{c2}=500\Omega$, 稳压管 VD_Z 的工作电压 $U_Z=4\text{V}$ ，三极管 VT_1 的 $\beta_1=45$ ， VT_2 的 $\beta_2=40$ ， $V_{CC}=24\text{V}$ ，试计算各级的静态工作点。如 I_{CQ1} 由于温度升高而增加1%，试计算静态输出电压 U_O 的变化是多少。



例3.1的电路

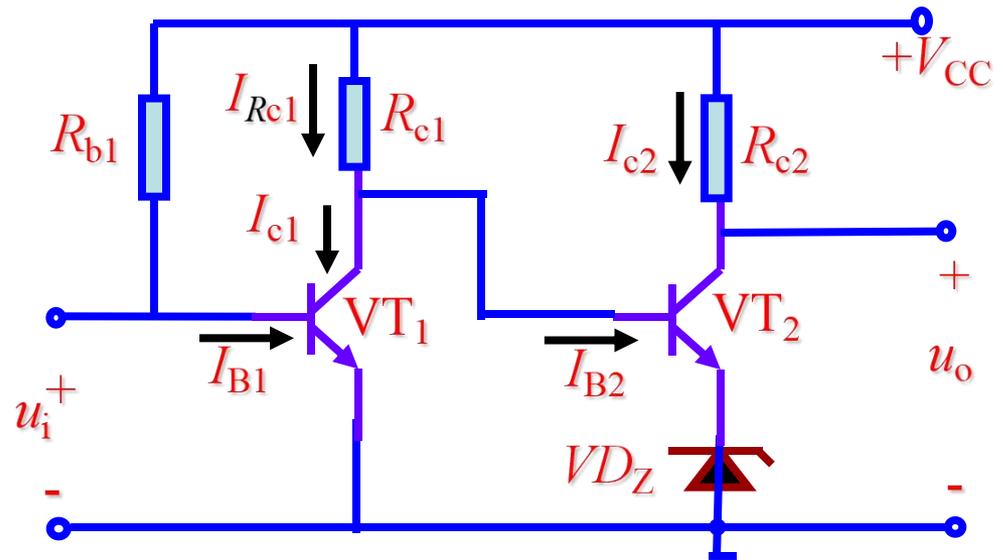
解:

$$\begin{aligned} U_{CEQ1} &= U_{BEQ2} + U_Z \\ &= 4.7 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{Rc1} &= \frac{V_{CC} - U_{CQ1}}{R_{c1}} \\ &= 4.95 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$I_{BQ1} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ1}}{R_{b1}} \approx 0.1 \text{ mA} \quad I_{CQ1} = \beta I_{BQ1} = 4.5 \text{ mA}$$

$$I_{BQ2} = I_{Rc1} - I_{CQ1} = 0.45 \text{ mA} \quad I_{CQ2} = \beta I_{BQ2} = 18 \text{ mA}$$



例2.8.1的电路

$$U_O = U_{CQ2} = V_{CC} - I_{CQ2} R_{c2} = 15 \text{ V}$$

$$U_{CEQ2} = U_{CQ2} - U_{EQ2} = 11 \text{ V}$$

当 I_{CQ1} 增加 1% 即 $I_{CQ1} = 4.5 \times 1.01 \text{ mA} = 4.545 \text{ mA}$ 时

$$I_{BQ2} = (4.95 - 4.545) \text{ mA} = 0.405 \text{ mA}$$

$$I_{CQ2} = (40 \times 0.405) \text{ mA} = 16.2 \text{ mA}$$

$$\text{此时 } U_O = U_{CQ2} = (24 - 16.2 \times 0.5) \text{ V} = 15.9 \text{ V}$$

比原来提高了 0.9 V,
由此看出, 即使输入电压等于零,
输出电压也会随温度的变化而上下波动。

产生原因: 放大器件参数的温度特性使 Q 点不稳定。
技术指标: 输出端漂移电压除以电压放大倍数所得值。

常用的抑制零漂措施:

1. 引入直流负反馈以稳定 Q 点。
2. 利用热敏元件补偿放大管的温漂。
3. 利用差分放大电路。

集成运放的输入级基本上都采用差分放大的结构。

3. 变压器耦合

- 优点：有阻抗变换作用，
各级静态工作点互不影响。
- 缺点：不能放大直流及缓慢变化的信号；
笨重；不易集成。

二、多极放大电路的电压放大倍数 和输入、输出电阻

1. 电压放大倍数

总电压放大倍数等于各级电压放大倍数的乘积。

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \cdots \dot{A}_{un}$$

2. 输入电阻和输出电阻

多级放大电路的输入电阻就是输入级的输入电阻。

多级放大电路的输出电阻就是输出级的输出电阻。

计算时注意与后级或前级的参数相关性，

输入、输出级参数主要考虑输入电阻和输出电阻。

3.2 集成运算放大电路概述

- 集成电路的概念
- 集成电路的分类
- 集成电路的特点
- 集成运放的符号

一、集成电路的概念

集成电路简称**IC**(**integrated circuit**),
是**20世纪60年代初期**发展起来的一种**半导体器件**,
它是在**半导体制造工艺**基础上,
将各种元器件和连线等集成在一片硅片上而制成的,
因此密度高、引线短、外部接线大为减少,
提高了电子设备的可靠性和灵活性,同时降低了成本,
为电子技术的应用开辟了一个新的时代。

二、集成电路的分类

1. 按功能的不同可分为

数字集成电路（输入量和输出量为高、低两种电平且具有一定逻辑关系的电路），

模拟集成电路（数字集成电路以外的集成电路统称为模拟集成电路）。

2. 按模拟集成电路的类型可分为

集成运算放大器、集成功率放大器、集成高频放大器、集成中频放大器、集成比较器、集成乘法器、集成稳压器、集成数模和模数转换器以及锁相环等。

3. 按构成有源器件的类型可分为

双极型和单极型。

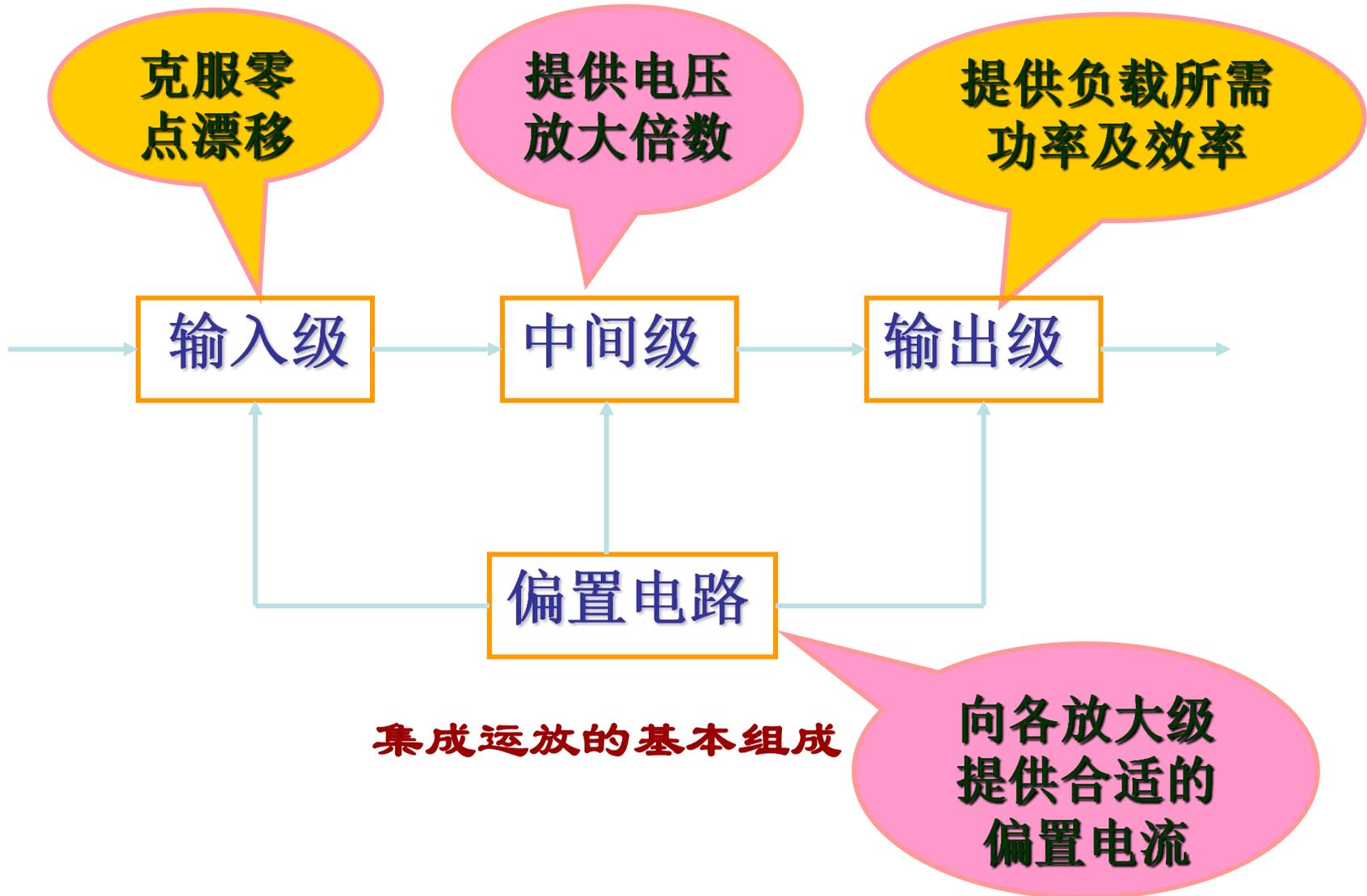
三、集成电路的特点

1. 参数精度不高，受温度影响较大，但对称性好。
2. 电阻元件由硅半导体构成，范围在几十到20千欧姆。
3. 常用三极管代替大电阻。
4. 几十皮法以下的电容由PN结的结电容构成的，大电容要外接。放大级之间通常采用直接耦合方式。
5. 一般情况下，PNP管只能做成横向的， β 值较小（ $\beta \leq 10$ ）。

3.3 集成运放中的单元电路

- 偏置电路
- 差分放大输入级
- 中间级
- 输出级

集成运放的基本组成部分



集成运放的基本组成

一、偏置电路

1. 镜像电流源

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

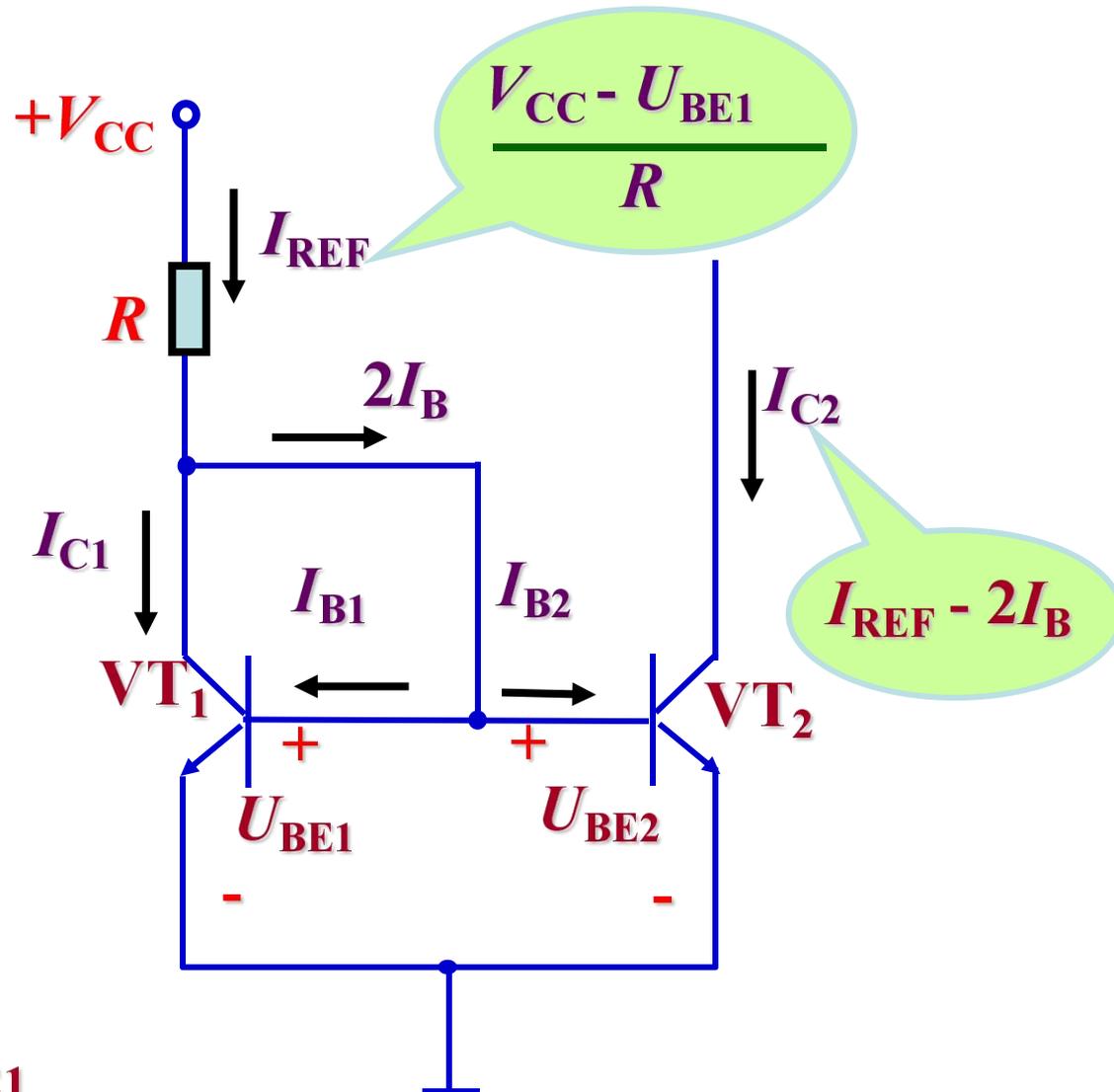
$$I_{C2} = I_{C1} = I_{REF} - 2I_B$$

$$= I_{REF} - 2(I_{C2}/\beta)$$

$$I_{C2} = I_{REF} \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

当 $\beta \gg 2$ 时

$$I_{C2} \approx I_{REF} = \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R}$$

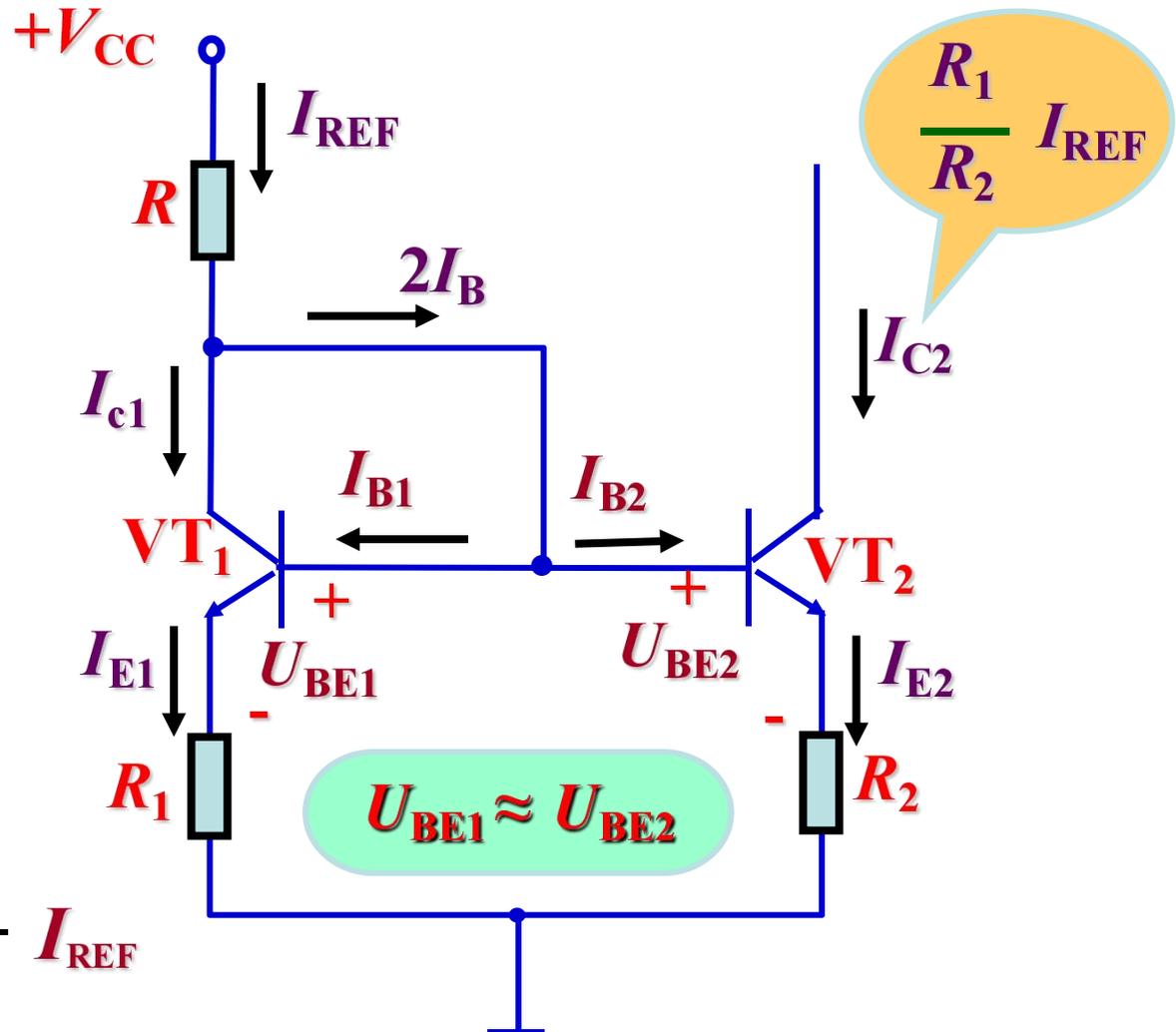


2. 比例电流源

$$U_{BE1} + I_{E1}R_1 = U_{BE2} + I_{E2}R_2$$

$$I_{E1}R_1 \approx I_{E2}R_2$$

$$I_{C2} \approx \frac{R_1}{R_2} I_{C1} = \frac{R_1}{R_2} I_{REF}$$



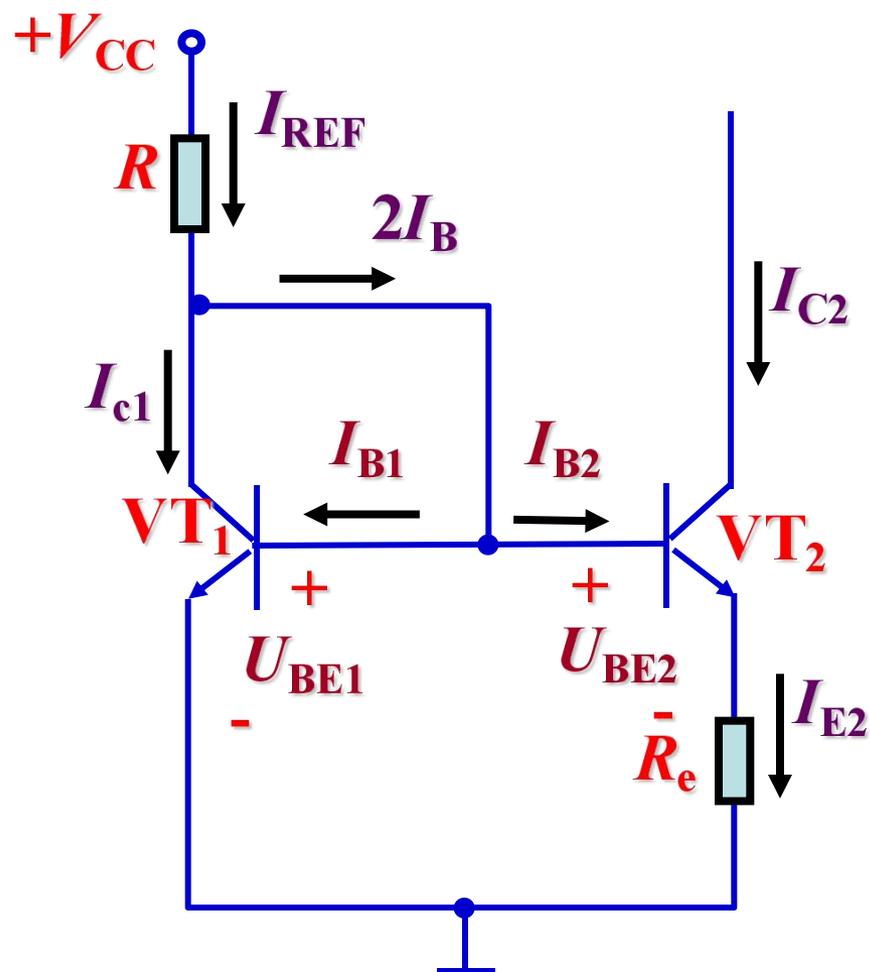
3. 微电流源

$$U_{BE1} = U_{BE2} + I_{E2}R_e$$

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2}$$

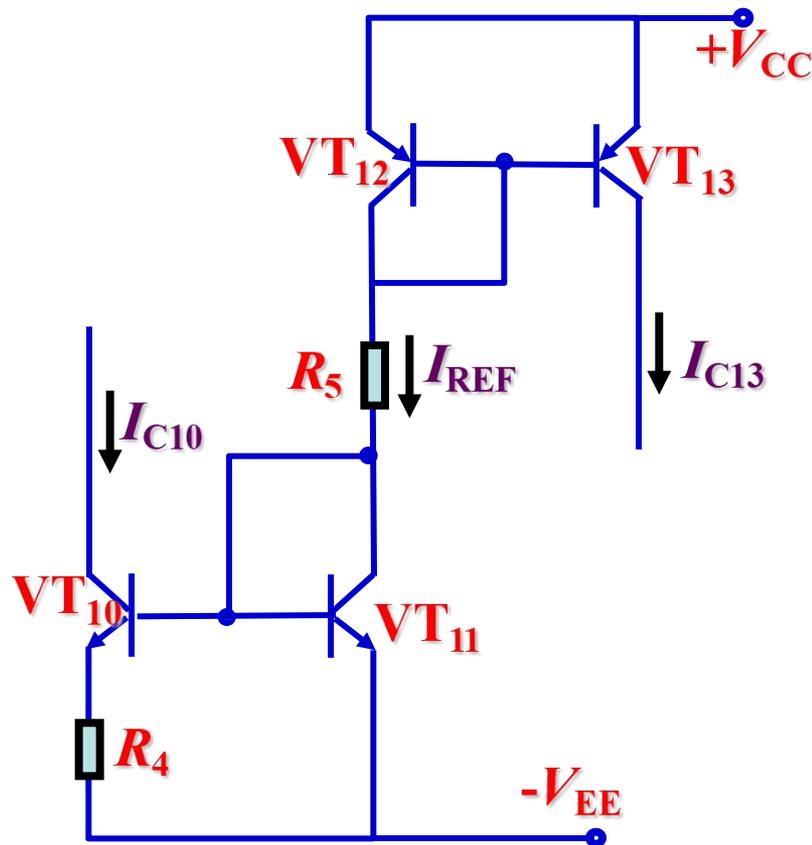
$$= I_{E2}R_e \approx I_{C2}R_e$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} = \Delta U_{BE} / R_e$$



[例3.2] 图示为集成运放LM741偏置电路的一部分，假设 $V_{CC} = V_{EE} = 15V$ ，所有三极管的 $U_{BE} = 0.7V$ ，其中NPN三极管的 $\beta \gg 2$ ，横向PNP三极管的 $\beta = 2$ ，电阻 $R_5 = 39k\Omega$ 。

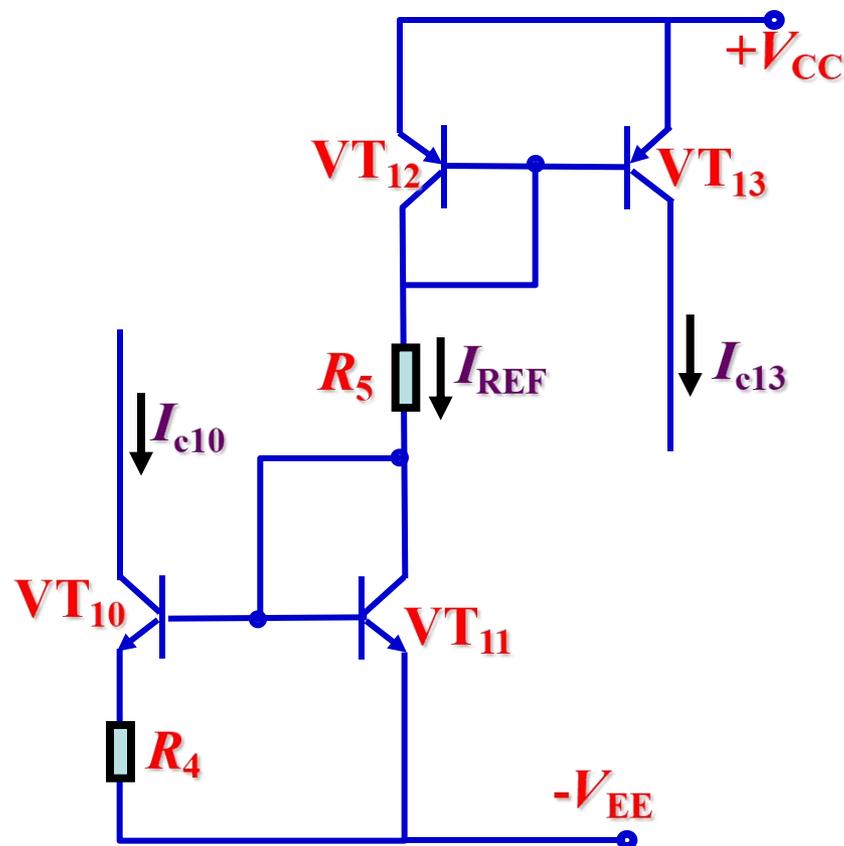
- ① 估算基准电流 I_{REF} ；
- ② 分析电路中各三极管组成何种电流源；
- ③ 估算 VT_{13} 的集电极电流 I_{C13} ；
- ④ 若要求 $I_{C10} = 28\mu A$ ，试估算电阻 R_4 的阻值。



解：

①由图可得

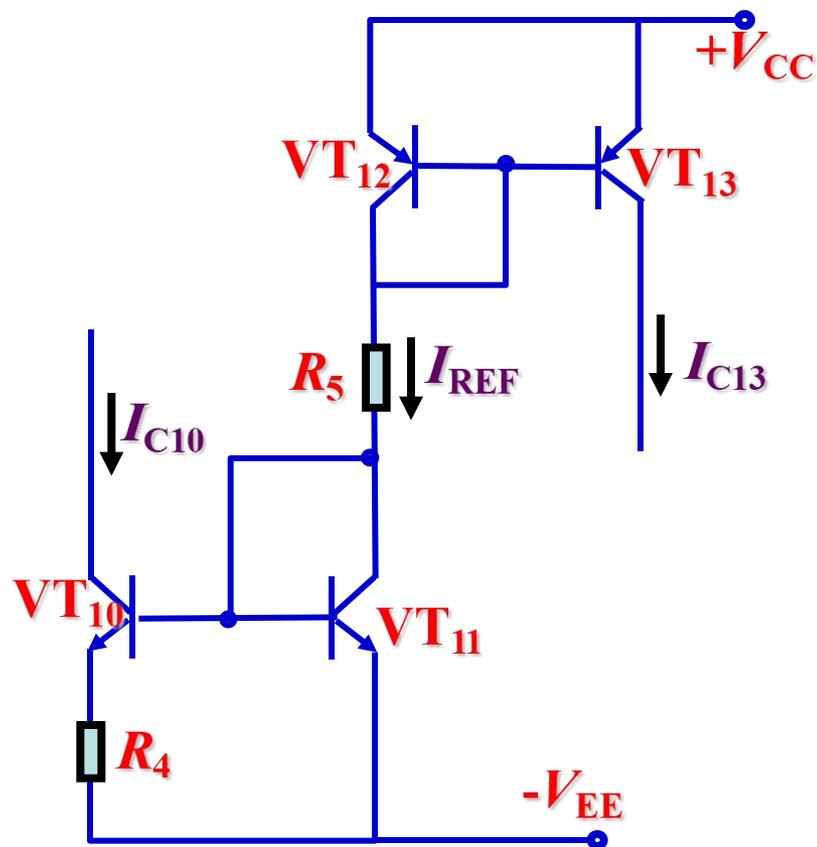
$$\begin{aligned}
 I_{\text{REF}} &= \frac{V_{\text{CC}} + V_{\text{EE}} - 2U_{\text{BE}}}{R_5} \\
 &= \frac{15 + 15 - 2 \times 0.7}{39} \text{mA} \\
 &= 0.73 \text{mA}
 \end{aligned}$$



② VT₁₂与VT₁₃组成镜像电流源，
VT₁₀、VT₁₁与R₄组成微电流源。

③ 不能简单认为 $I_{C13} \approx I_{REF}$ 。

$$\begin{aligned}
 I_{C13} &= I_{REF} \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \\
 &= 0.73 \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \text{ mA} \\
 &= 0.365 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

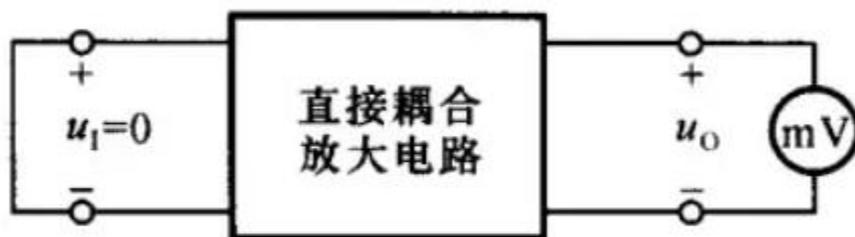


④ 可认为 $I_{C11} \approx I_{REF}$ 。

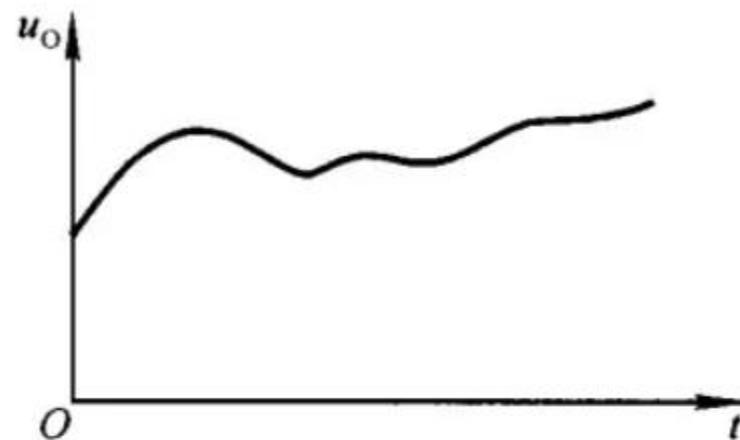
$$\begin{aligned}
 R_4 &= \frac{U_T}{I_{C10}} \ln \frac{I_{C11}}{I_{C10}} = \left(\frac{26 \times 10^{-3}}{28 \times 10^{-6}} \ln \frac{0.73 \times 10^{-3}}{28 \times 10^{-6}} \right) \Omega \\
 &= 3 \times 10^3 \Omega = 3 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

二、差分放大输入级

零点漂移（温漂）



(a)



(b)

零点漂移现象

(a) 测试电路 (b) 测试结果

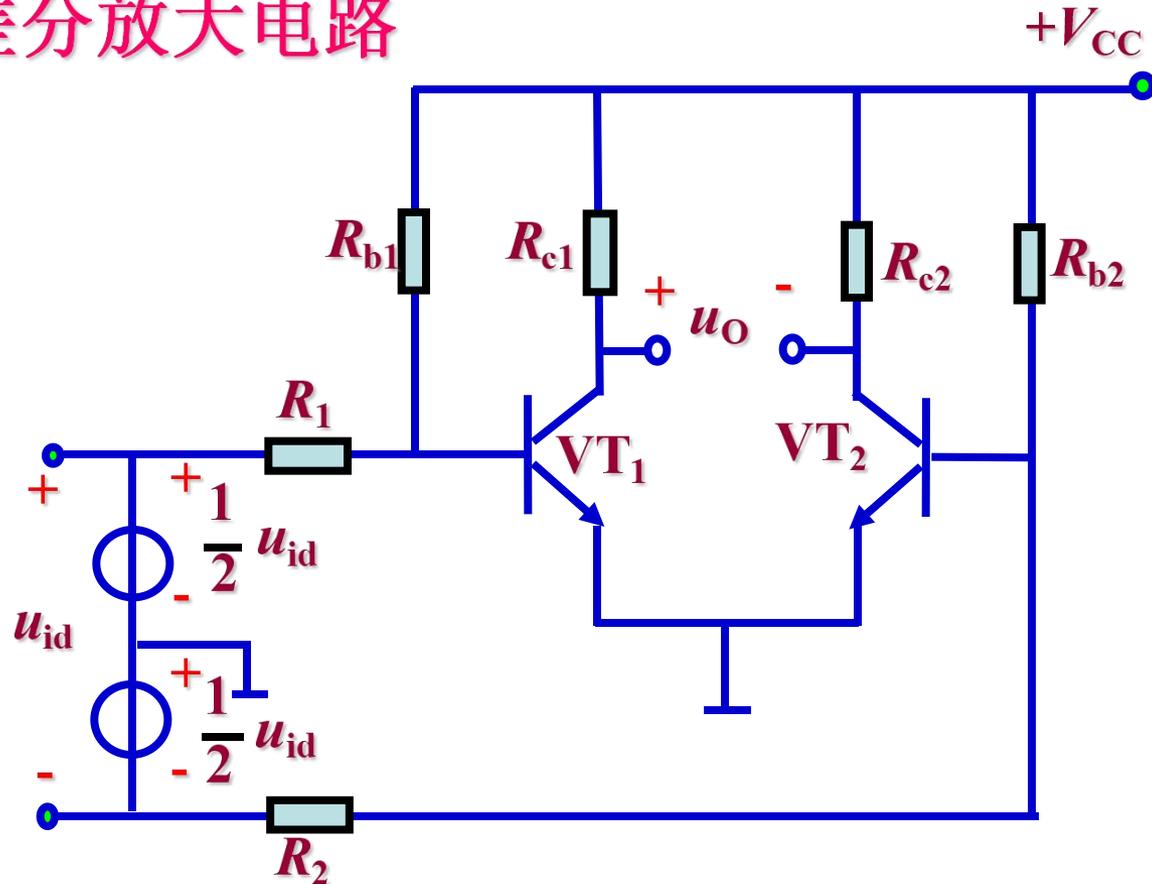
二、差分放大输入级

1. 基本形式差分放大电路

(1) 电路组成

两个输入、
两个输出

两管静态工
作点相同

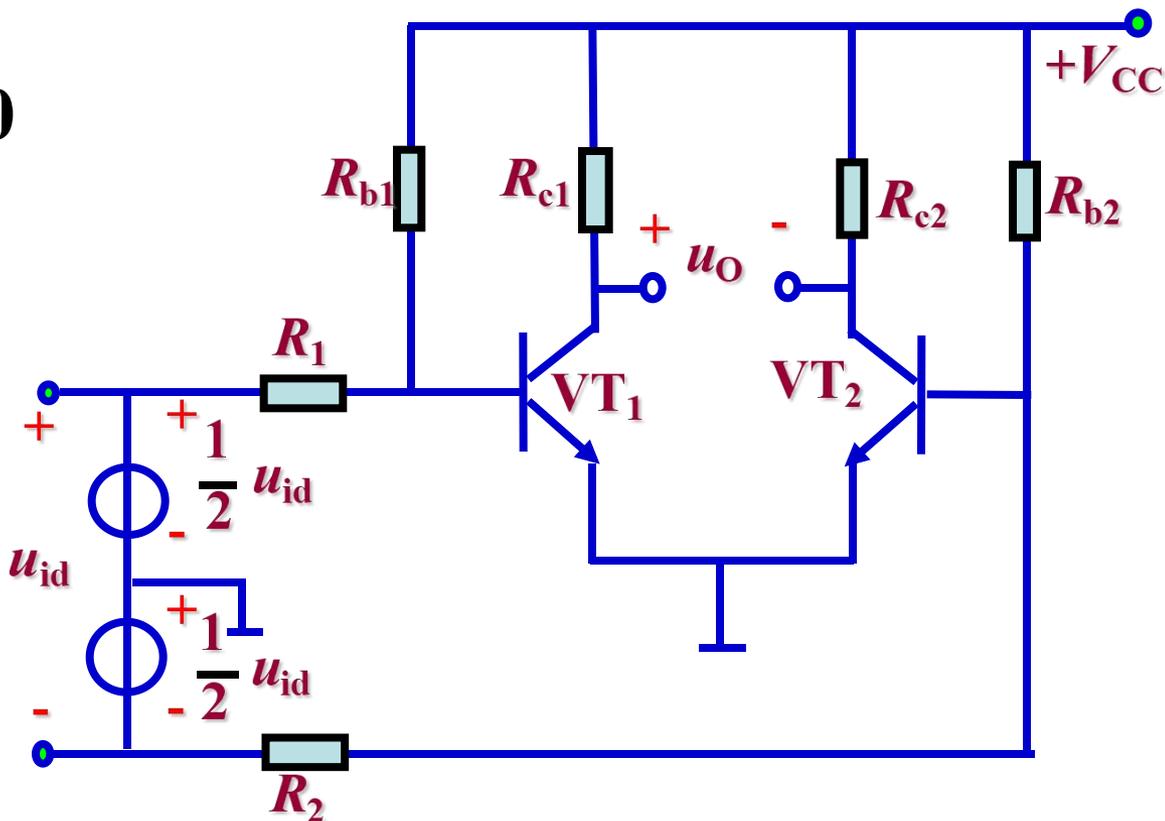


电路结构对称，在理想的情况下，两管的特性及对应电阻元件的参数值都相等。

静态时, $u_{i1} = u_{i2} = 0$

$$u_o = u_{C1} - u_{C2} = 0$$

温度变化时,
 u_{C1} 和 u_{C2} 变化一致, u_o 保持不变。

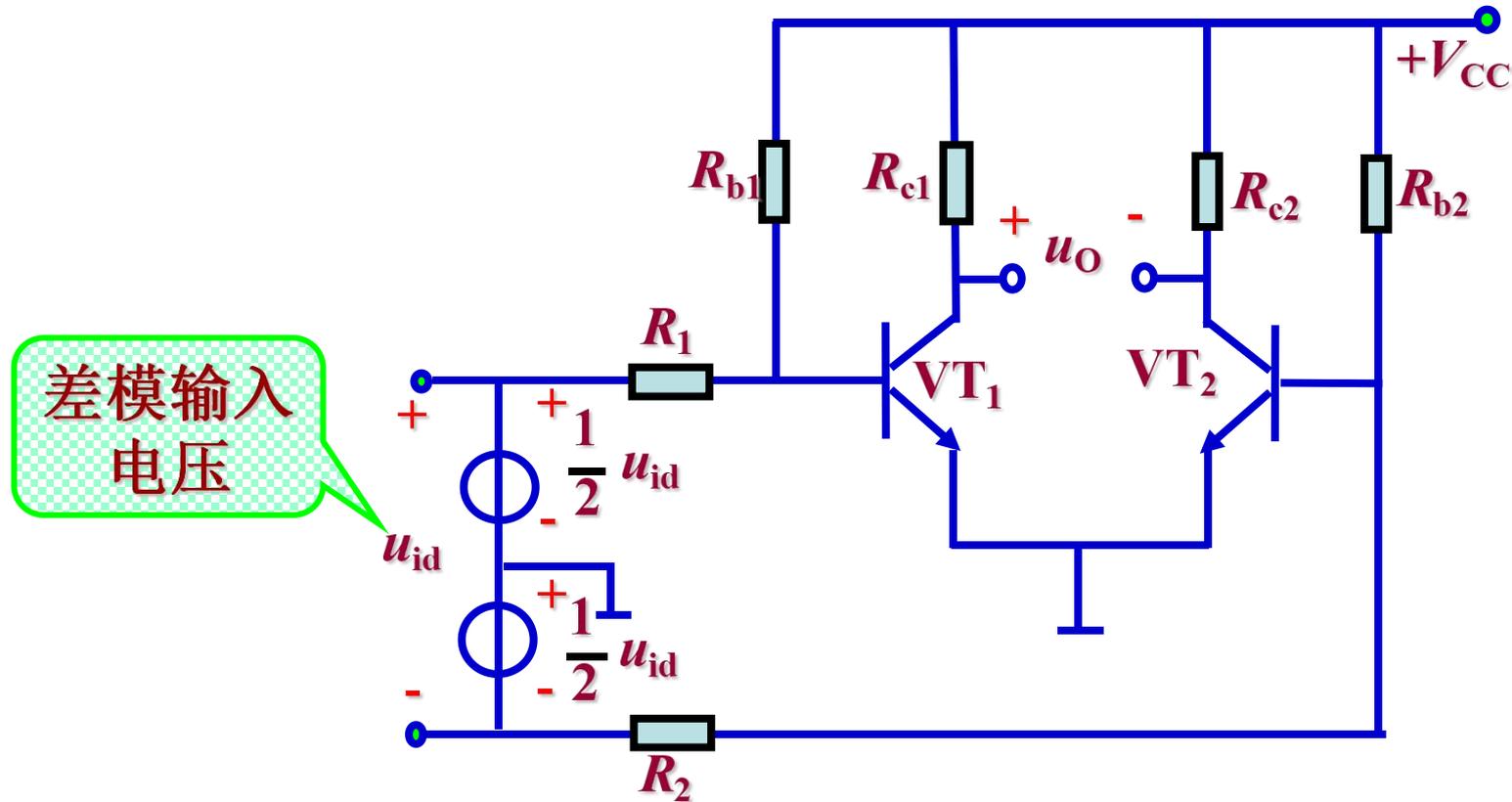


当温度升高时 $\rightarrow I_C \uparrow \rightarrow V_C \downarrow$ (两管变化量相等)

$$u_o = (u_{C1} + \Delta u_{C1}) - (u_{C2} + \Delta u_{C2}) = 0$$

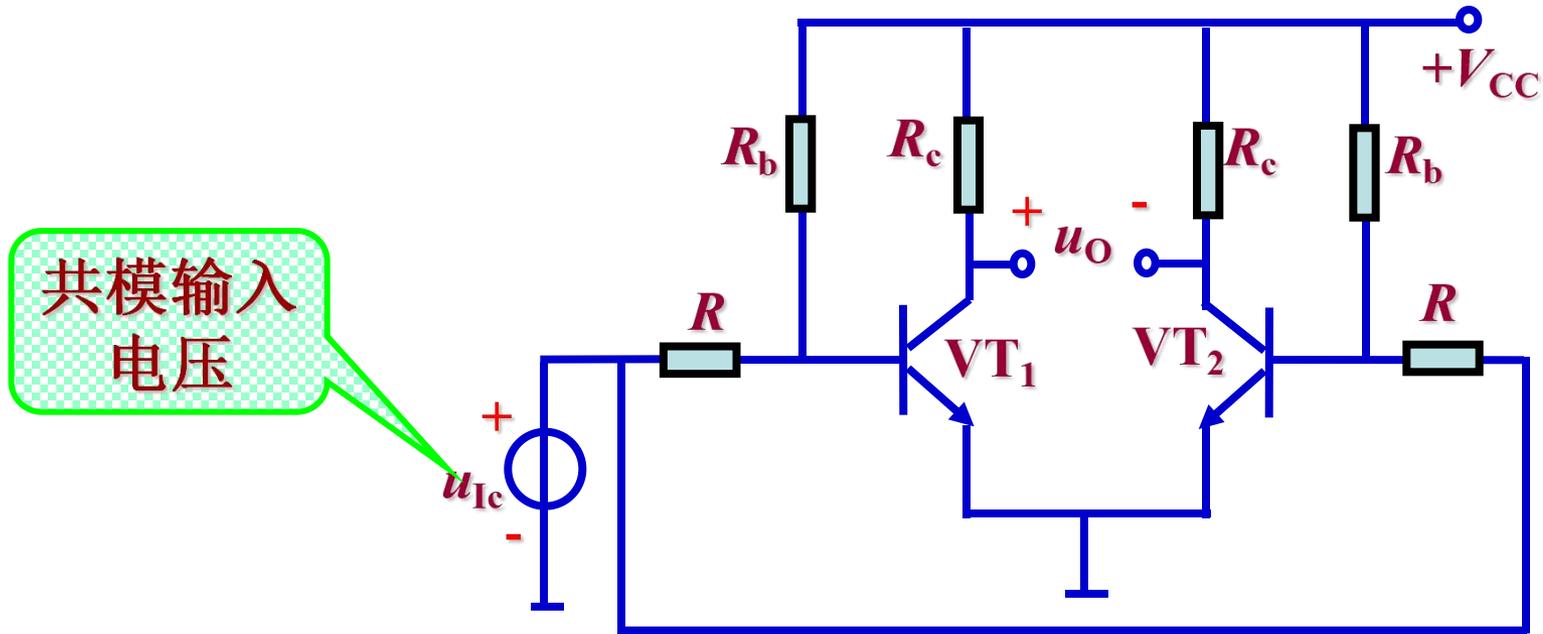
对称差分放大电路对两管所产生的同向漂移都有抑制作用。

(2) 差模输入电压和共模输入电压



差模输入电压 u_{Id}

两个输入电压大小相等、极性相反。



共模输入电压 u_{Ic}

两个输入电压大小相等、极性也相同。

实际上，在差分放大电路的两个输入端加上任意大小、任意极性的输入电压 u_{I1} 和 u_{I2} ，都可以将它们认为是某个差模输入电压和某个共模输入电压的组合。

其中差模输入电压 u_{Id} 和共模输入电压 u_{Ic} 的值分别为：

$$u_{Id} = u_{I1} - u_{I2}$$
$$u_{Ic} = \frac{1}{2}(u_{I1} + u_{I2})$$

[例3.3] $u_{I1} = 5 \text{ mV}$, $u_{I2} = 1 \text{ mV}$ (比较输入电压)

则： $u_{Id} = 4 \text{ mV}$ $u_{Ic} = 3 \text{ mV}$

(3) 差模电压放大倍数、共模电压放大倍数和共模抑制比

差模电压放大倍数 A_d

$$u_{i1} = -u_{i2} = \frac{1}{2} u_{id}$$

$$A_{ud} = \frac{u_{od}}{u_{id}} = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{2u_{o1}}{2u_{i1}} = \frac{u_{o1}}{\frac{1}{2}u_{id}}$$

牺牲一个放大管的放大倍数换取对零点漂移的抑制，

但不理想，因电路不可能完全对称，

单端输出时失去对零点漂移的抑制能力。

共模放大倍数

$$A_{uc} = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_{ic}}$$

共模抑制比

共模抑制比

差模放大倍数

$$K_{CMR} = \frac{|A_d|}{|A_c|}$$

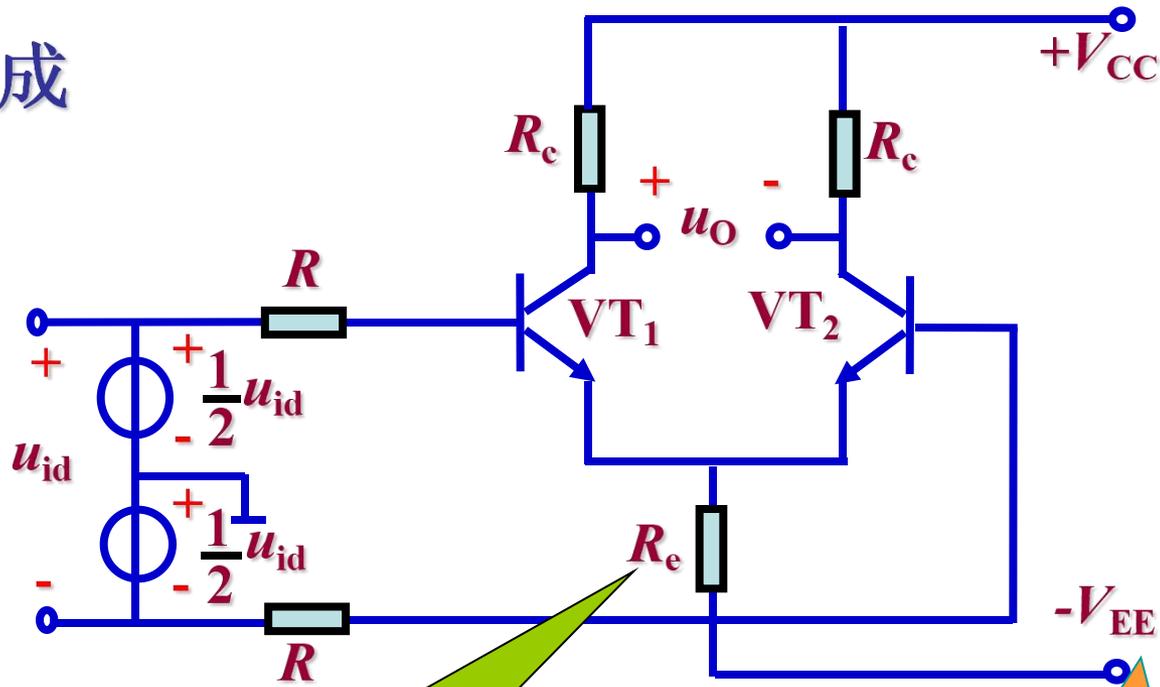
$$K_{CMR} (\text{dB}) = 20 \lg \frac{|A_d|}{|A_c|} (\text{分贝})$$

共模放大倍数

K_{CMR} 越大，说明差放分辨差模信号的能力越强，而抑制共模信号的能力越强。

2. 长尾式差分放大电路

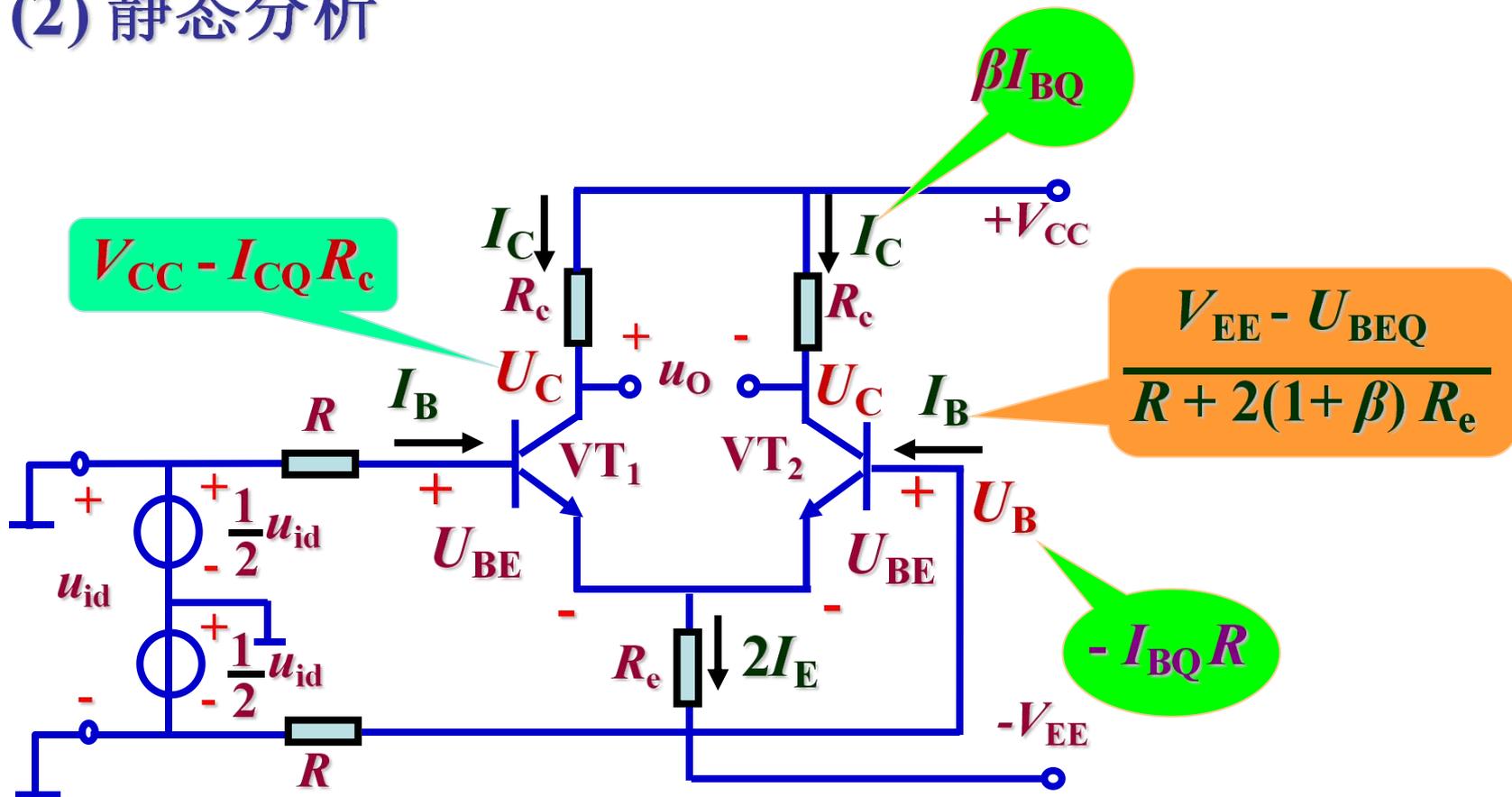
(1) 电路组成



引入共模负反馈
降低单管零点漂移
提高了共模抑制比

补偿 R_e 上的直流压降，
提供静态基极电流

(2) 静态分析



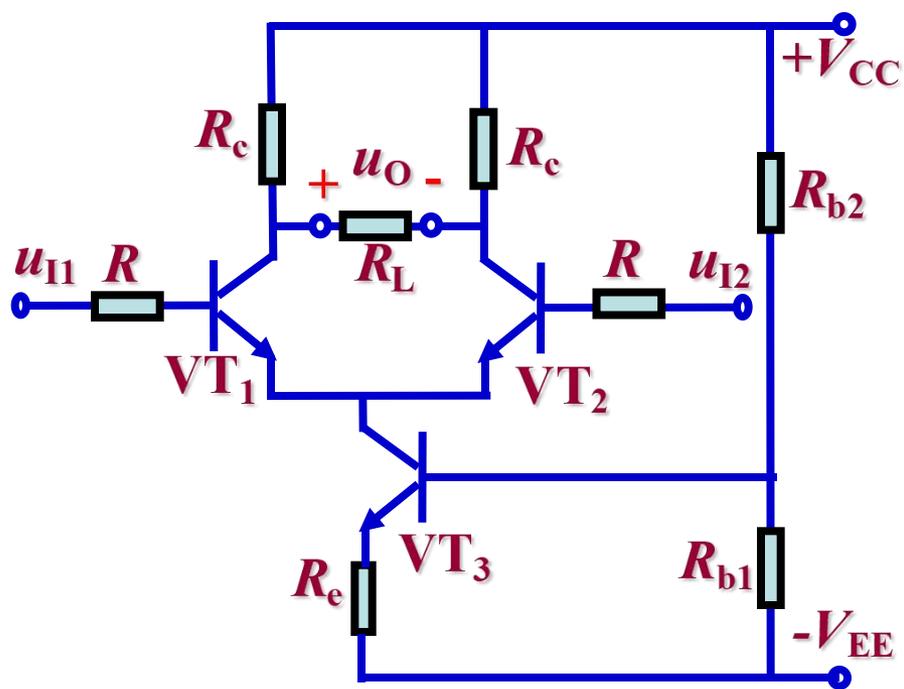
$$I_{BQ} R + U_{BEQ} + 2 I_{EQ} R_e = V_{EE}$$

3. 恒流源式差分放大电路

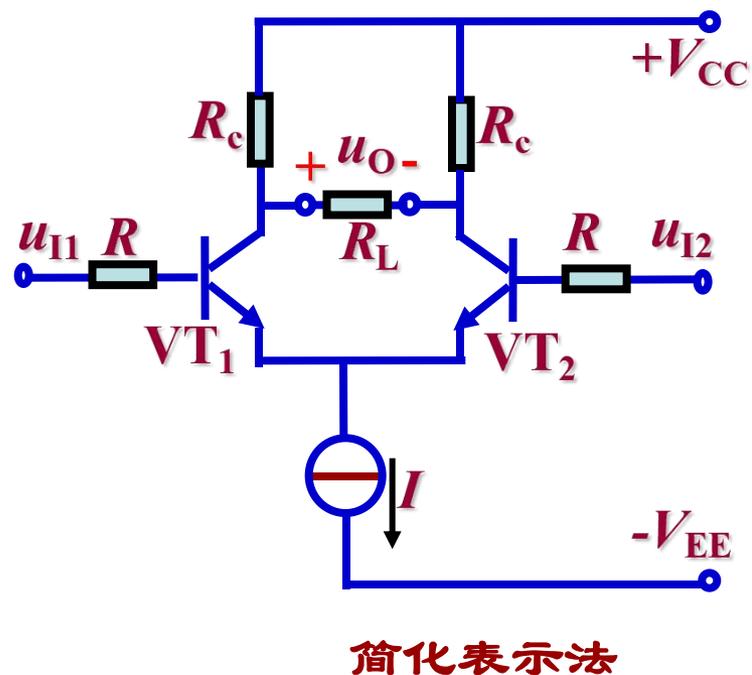
用恒流三极管代替阻值很大的长尾电阻 R_e ，

既可有效抑制零漂，又便于集成。

(1) 电路组成

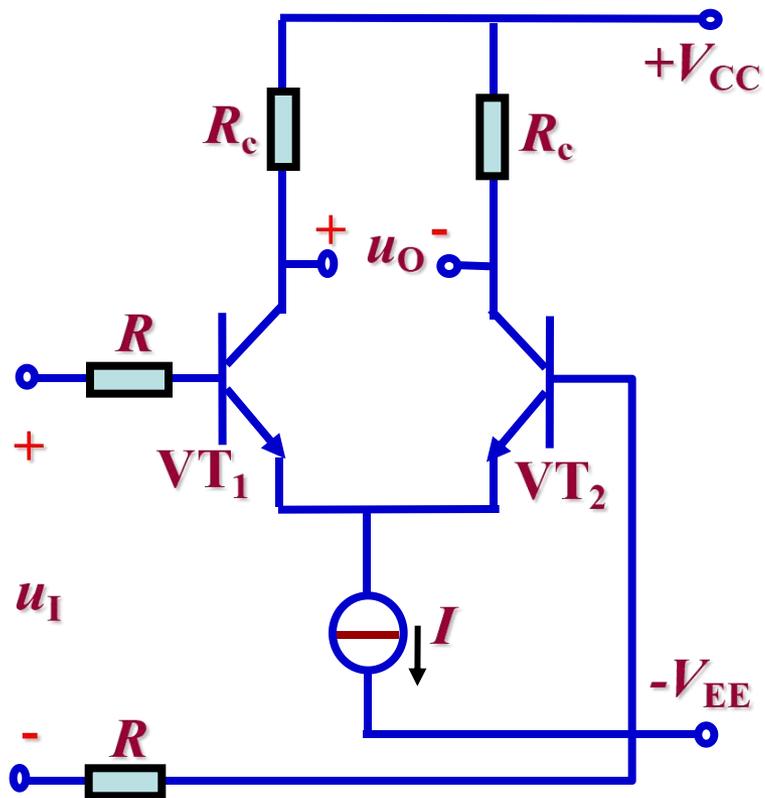


恒流源式差分放大电路



4. 差分放大电路的输入、输出接法

(1) 双端输入、双端输出

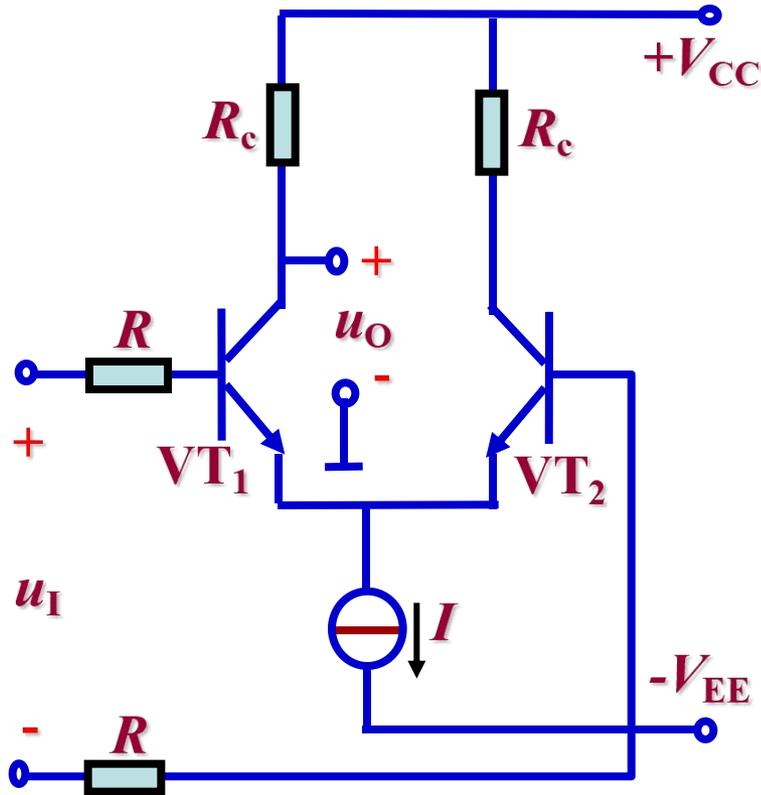


$$A_d = -\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R + r_{be}}$$

$$R_{id} = 2(R + r_{be})$$

$$R_o = 2R_c$$

(2) 双端输入、单端输出



$$u_O = u_{c1}$$

$$u_I = 2u_{I1}$$

$$A_d = \frac{1}{2} A_{u1}$$

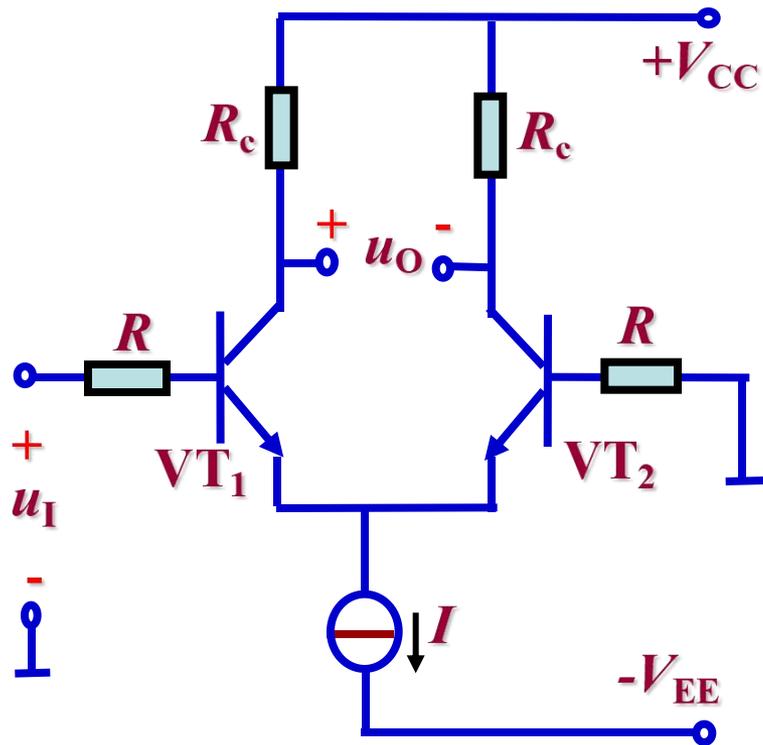
$$A_d = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R + r_{be}}$$

$$R_{id} = 2(R + r_{be})$$

$$R_o = R_c$$

将双端信号转化为单端信号。

(3) 单端输入、双端输出



$$\Delta u_{BE2} \approx -\Delta u_{BE1}$$

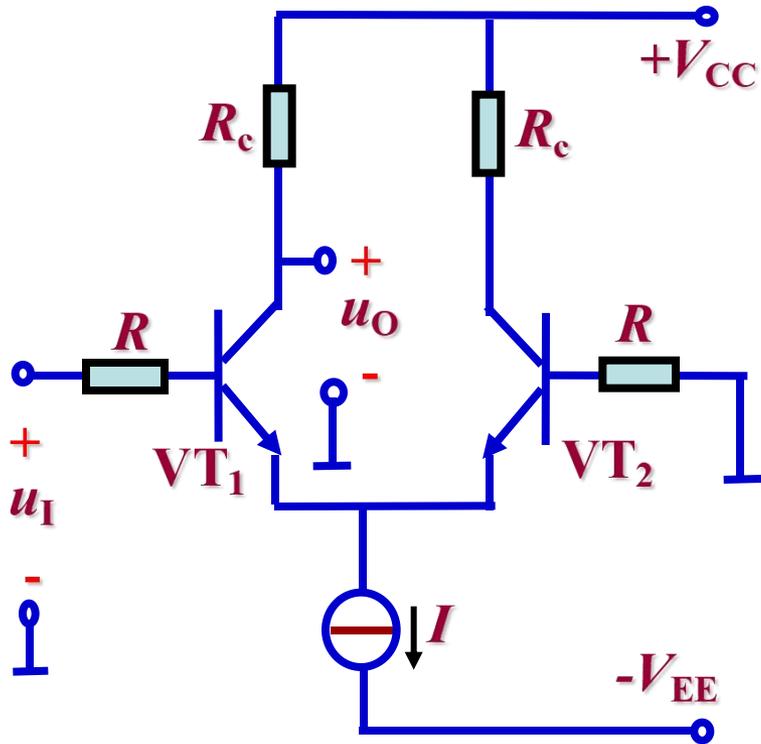
$$A_d = -\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R + r_{be}}$$

$$R_{id} = 2(R + r_{be})$$

$$R_o = 2R_c$$

将单端信号转化为双端输出。

(4) 单端输入、单端输出



$$A_d = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R + r_{be}}$$

$$R_{id} = 2(R + r_{be})$$

$$R_o = R_c$$

抑制零漂能力较强，

可使输入、输出电压反相或同相。

结论:

1. 双端输出时 $A_d \approx A_{u1}$ $R_o = 2 R_c$

理想情况下 $K_{CMR} = \infty$

2. 单端输出时 $A_d = \frac{1}{2} A_{u1}$ $R_o = R_c$

K_{CMR} 不如双端输出时高,

可选择从不同的三极管输出, 使 u_I 与 u_O 反相或同相。

3. 单端输入时

两个三极管仍基本工作在差分状态。

$$R_{id} \approx 2 (R + r_{be})$$

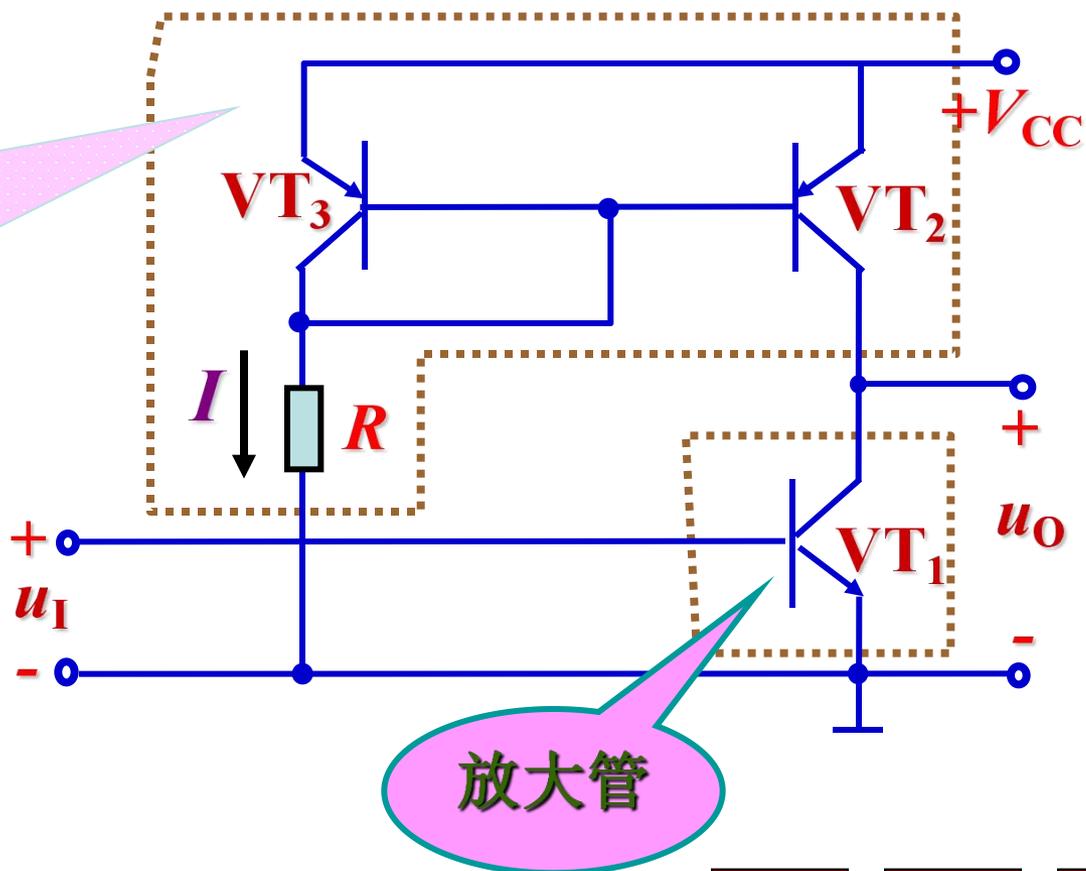
三、中间级

要求有较高的电压增益和输入电阻，向输出级提供较大的推动电流，实现双端与单端信号间的转换。

1. 有源负载

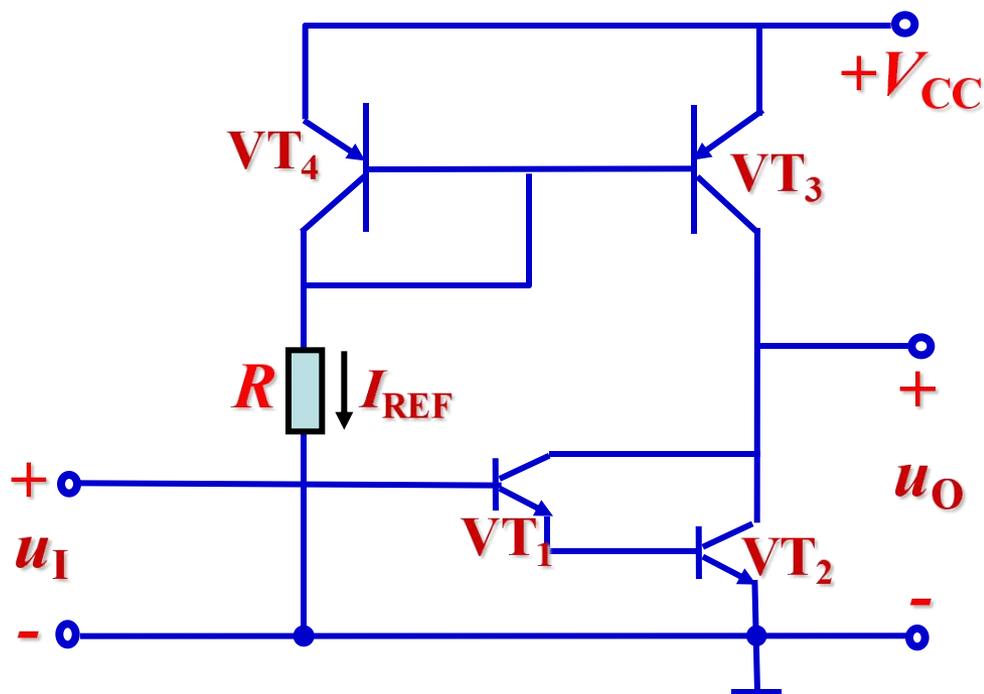
用三极管代替负载电阻 R_c ，组成有源负载，获得较高的电压放大倍数

$$I = \frac{V_{CC} - |U_{BE3}|}{R}$$



2. 复合管

集成运放的中间级采用复合管时，不仅可以得到很高的电流放大系数，以便提高本级的电压放大倍数，而且能够大大提高本级的输入电阻，以免对前级放大倍数产生不良影响。



$$I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} - U_{\text{BE4}}}{R}$$

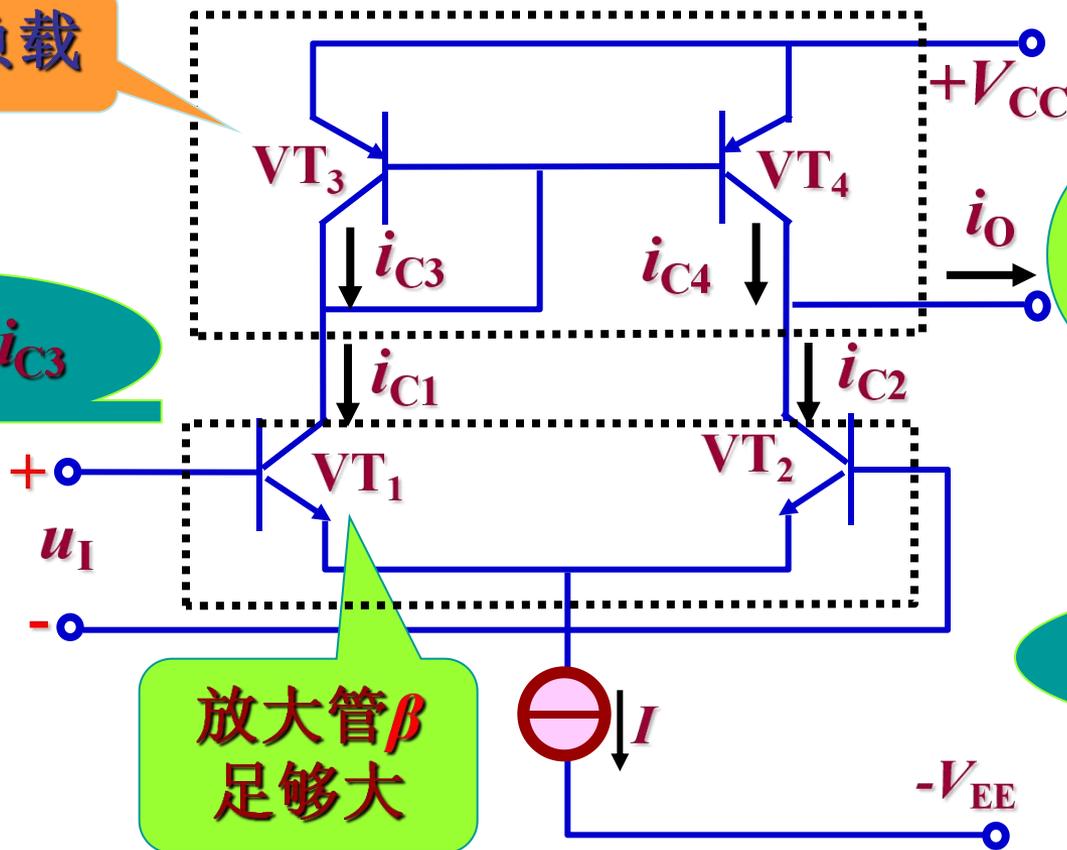
根据基准电流 I_{REF} ，即可确定放大管的工作电流。

有源负载差分放大电路

有源负载

$$\Delta i_{C3} \approx \Delta i_{C4}$$

$$\Delta i_{C2} \approx -\Delta i_{C4}$$



$$\Delta i_{C1} \approx \Delta i_{C3}$$

$$\Delta i_o = \Delta i_{C4} - \Delta i_{C2} = 2\Delta i_{C4}$$

放大管β足够大

$$\Delta i_{C1} = -\Delta i_{C2}$$

电路虽然采用单端输出接法，却可以得到相当于双端输出时的输出电流变化量。

四、输出级

集成运放输出级的主要作用是提供足够的输出功率以满足负载的需要，

同时还应具有较低的输出电阻，以增强带负载能力。

有较高的输入电阻，以免影响前级的电压放大倍数。

一般不要求输出级提供很高的电压放大倍数。

应设法尽可能减小输出波形的失真。

应有过载保护，以防止在输出端意外短路或负载电流过大时烧毁功率三极管。

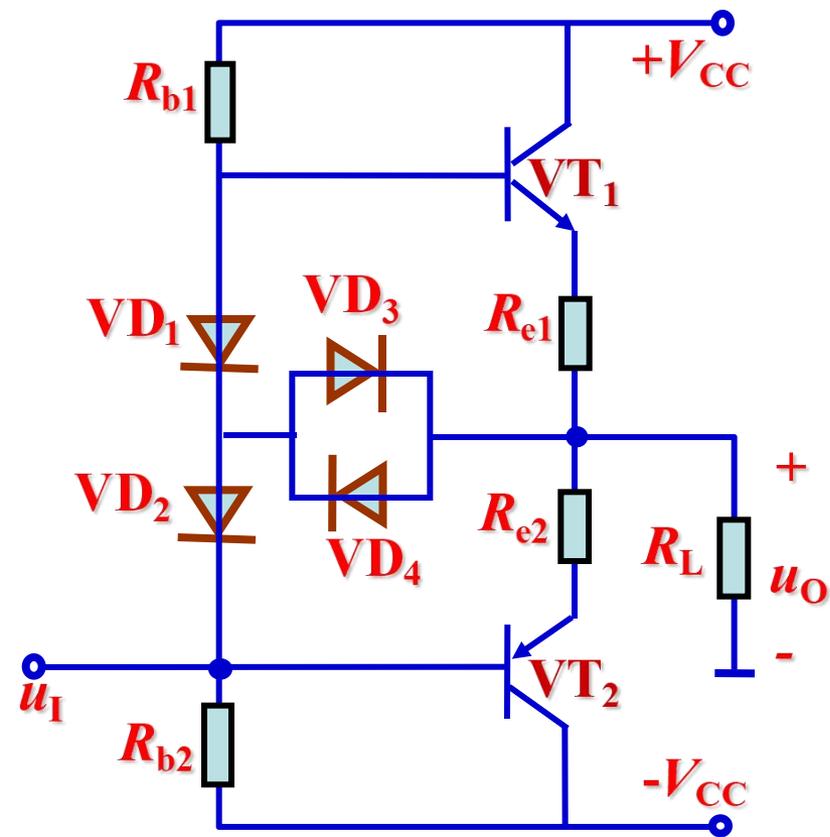
1. 互补对称电路

集成运放的输出级基本上都采用各种形式的互补对称电路。

为了避免产生交越失真，实际上通常采用甲乙类的OCL或OTL互补对称电路。

当集成运放的输出功率比较大时，常常采用由两个或两个以上三极管组成的复合管所构成的互补对称电路或准互补对称电路，以免要求前级放大级提供的推动电流太大。

2. 过载保护电路



二极管过载保护电路

VD_3 、 VD_4 和 R_{e1} 、 R_{e2}

组成过载保护电路。

工作电流正常时，

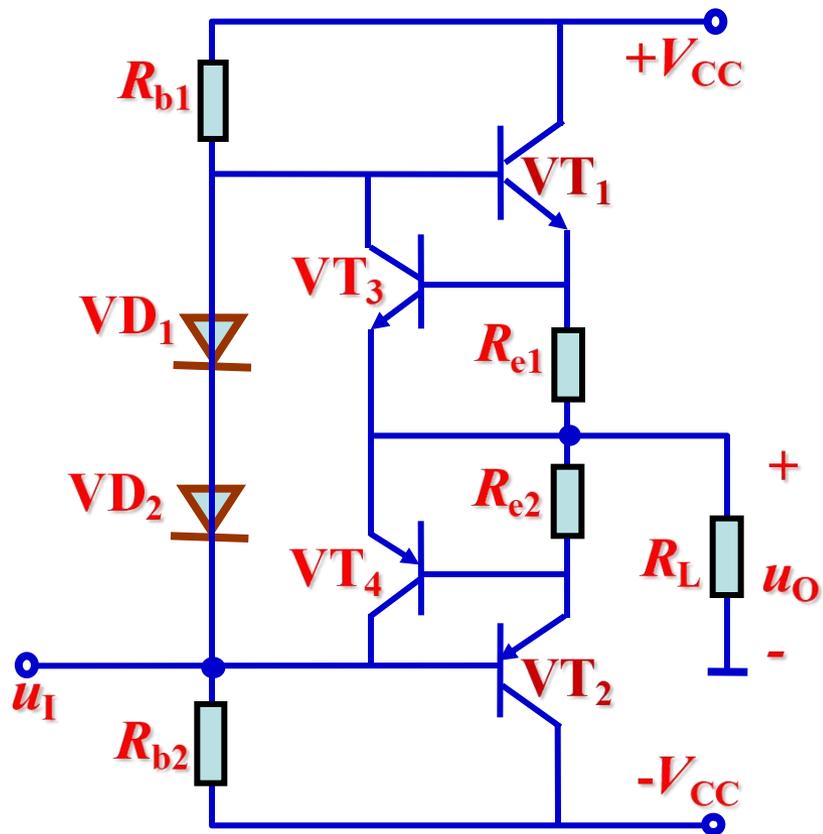
VD_3 、 VD_4 截止。

若 VT_1 正向电流增大，

VD_3 导通，将 VT_1 的基流分流，

若 VT_2 反向电流增大，

VD_4 导通，将 VT_2 的基流分流。



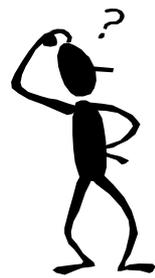
三极管过载保护电路

VT_3 、 VT_4 和 R_{e1} 、 R_{e2} 组成过载保护电路。

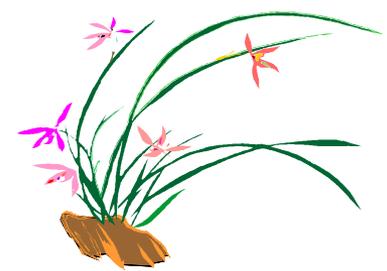
其工作原理与二极管过载保护电路类似。

本章小结

- 多级放大电路的耦合方式和分析方法
- 集成运放的概念
- 集成运放的组成部分以及各部分的作用



课堂练习





第五章 放大电路中的反馈

- 反馈的基本概念
- 反馈的四种组态和反馈的一般表达式
- 负反馈放大电路的分析计算



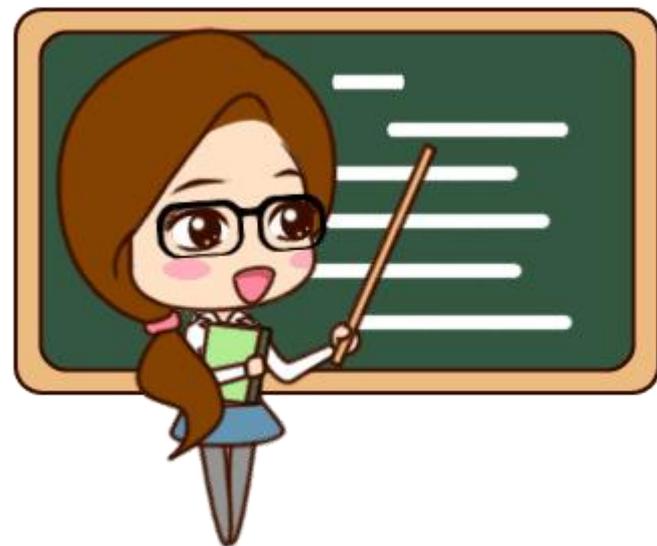
本章讨论的问题

- 什么是反馈？
- 反馈有哪种四种组态？如何判断？
- 什么是深度负反馈？



本章重点和难点

- 重点：**
1. 反馈的概念
 2. 反馈的四种组态
 3. 深度负反馈



难点： 利用深度负反馈计算放大倍数

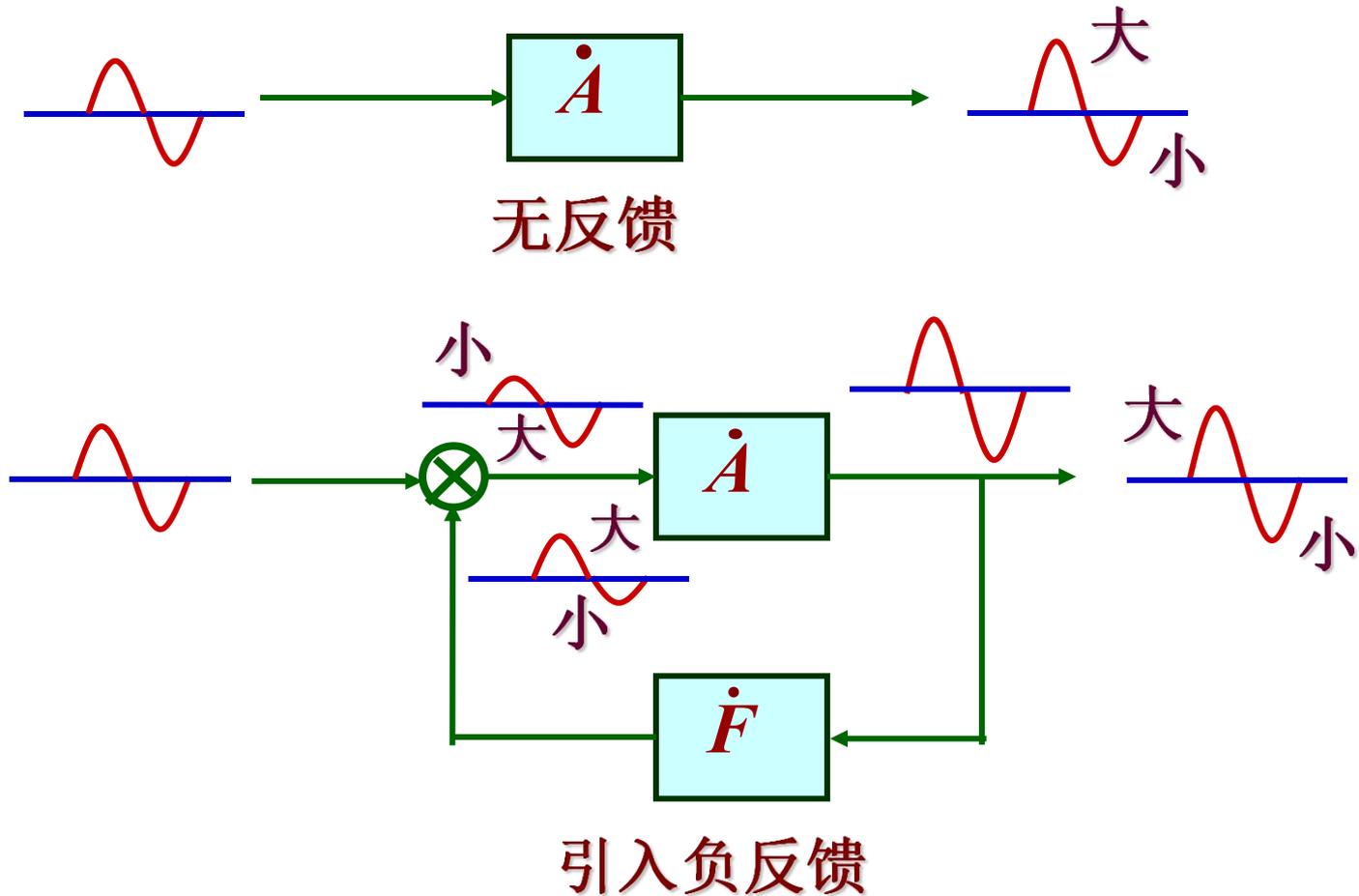


第一节 反馈的基本概念

- 什么是反馈
- 反馈的分类

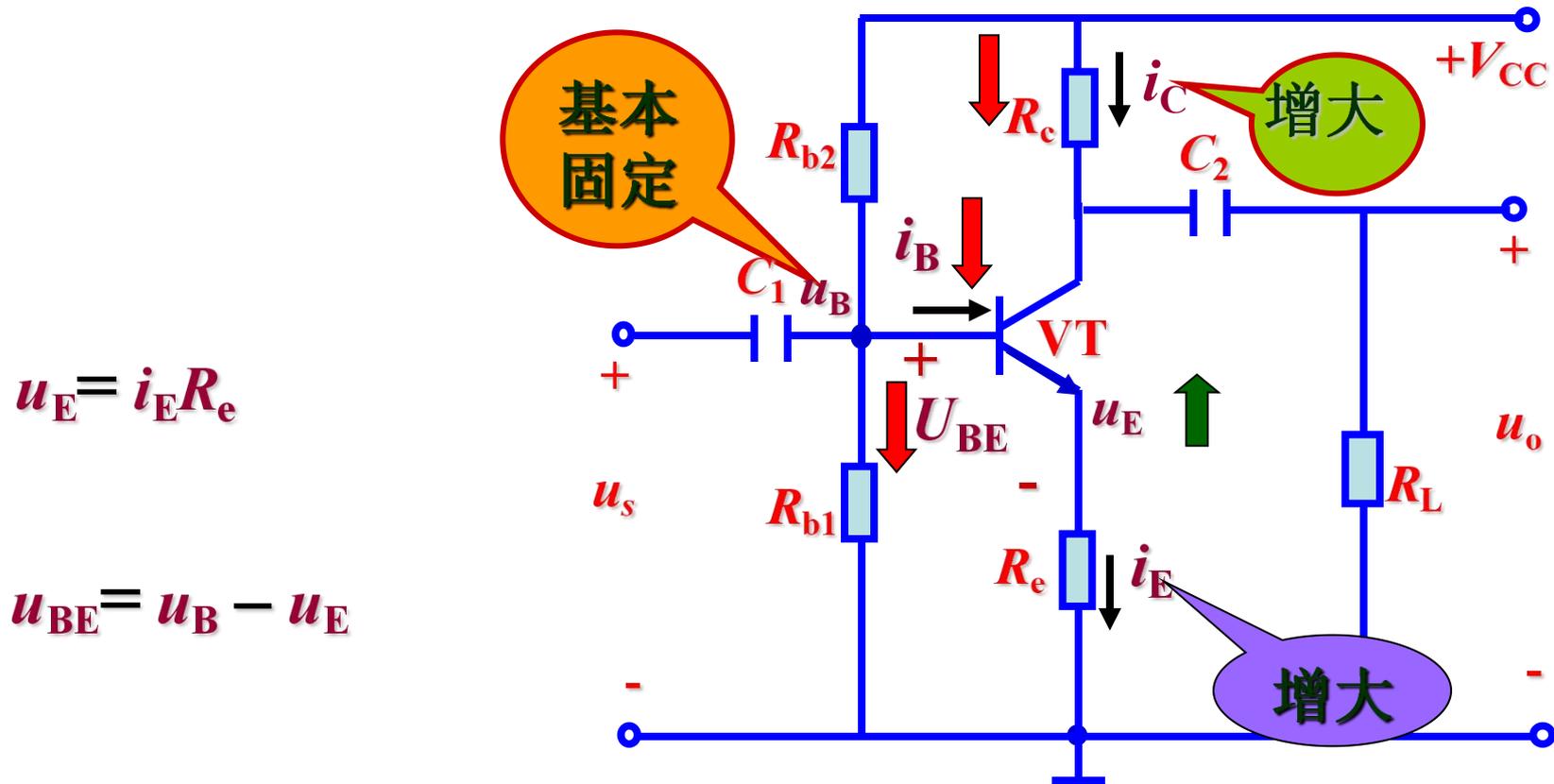


反馈的概念





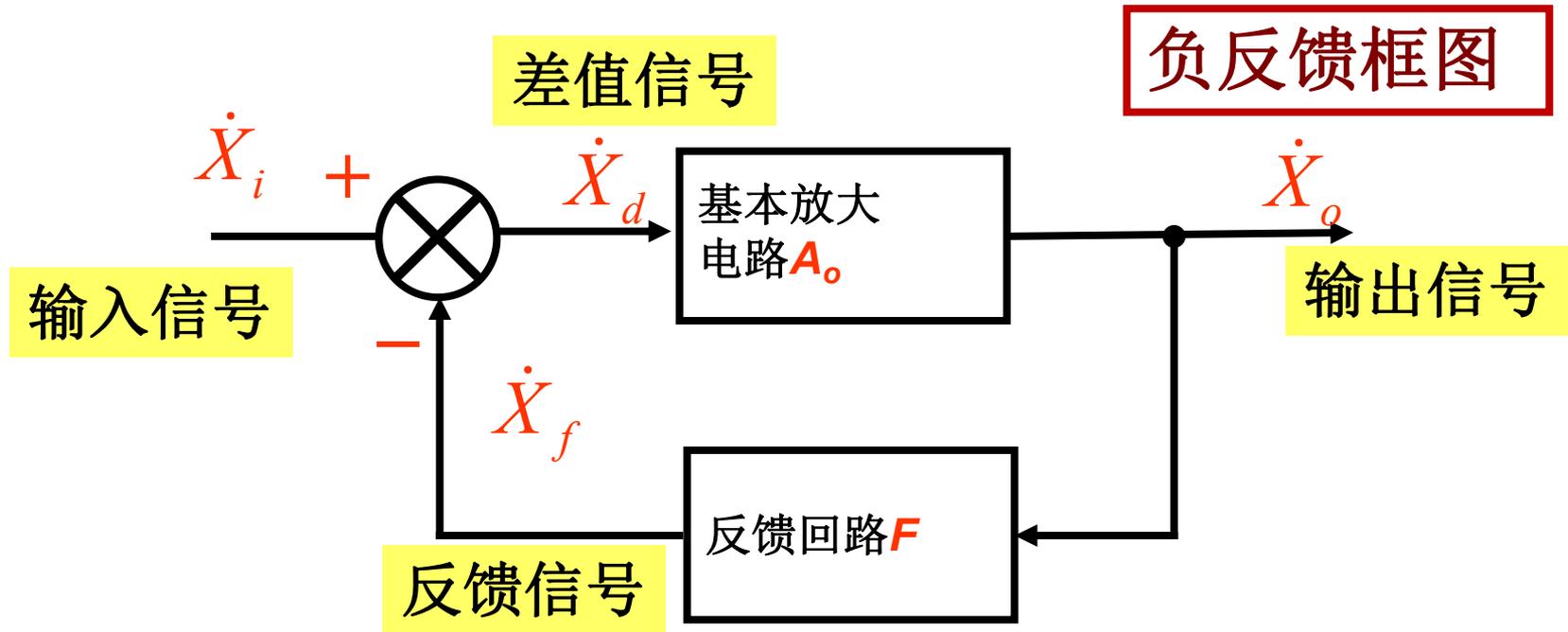
一、什么是反馈



反馈:将放大电路的输出量（输出电压或输出电流）的一部分或全部，通过一定的方式，反送到输入回路中。



反馈的概念:



反馈电路的三个环节:

放大: $A_o = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d}$ 反馈: $F = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$ 叠加: $\dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f$



二、反馈的分类

1. 正反馈和负反馈(按反馈信号的极性分类)

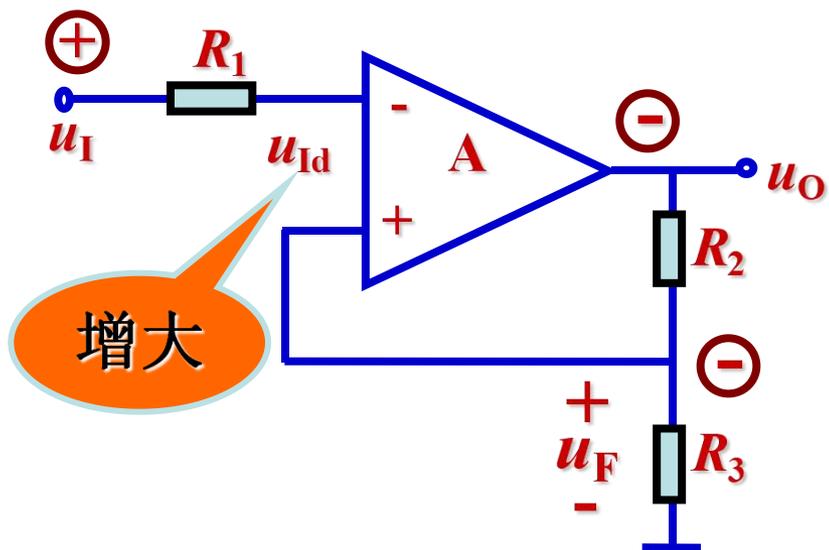
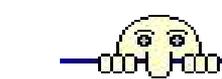
正反馈: 引入的反馈信号增强了外加输入信号的作用, 从而使放大电路的放大倍数提高。

负反馈: 引入的反馈信号削弱了外加输入信号的作用, 从而使放大电路的放大倍数降低。

判断方法: 瞬时极性法。

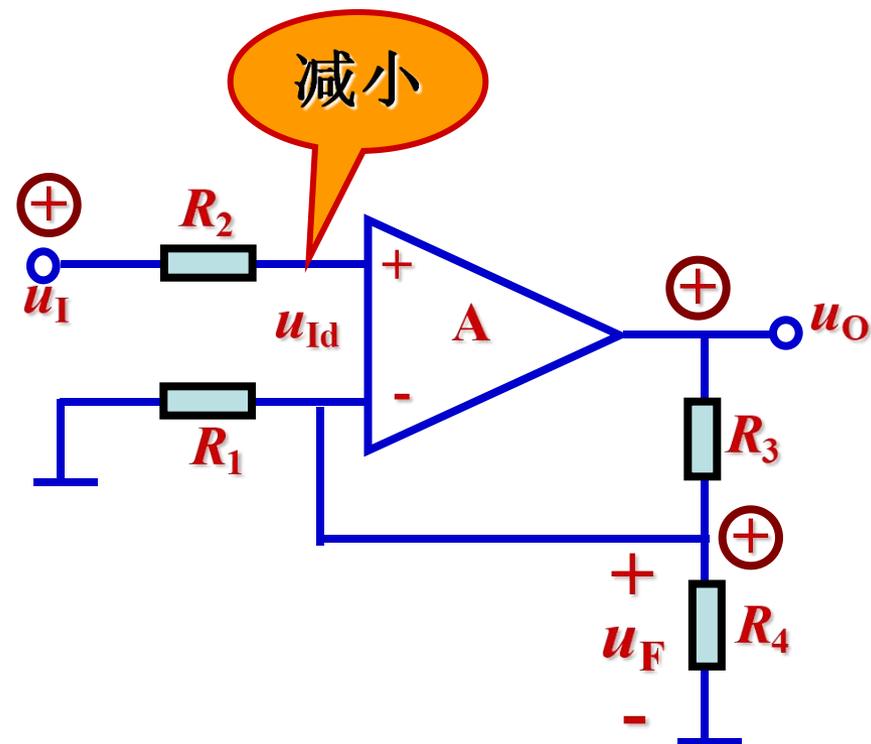
⊕ 表示瞬时极性的正, 该点瞬时信号的变化为增大。

⊖ 表示瞬时极性的负, 该点瞬时信号的变化为减小。



反馈电压增强了输入信号的作用，

正反馈



反馈电压削弱了输入信号的作用，

负反馈



2. 串联反馈和并联反馈(按输入端的连接方法分类)

串联反馈:

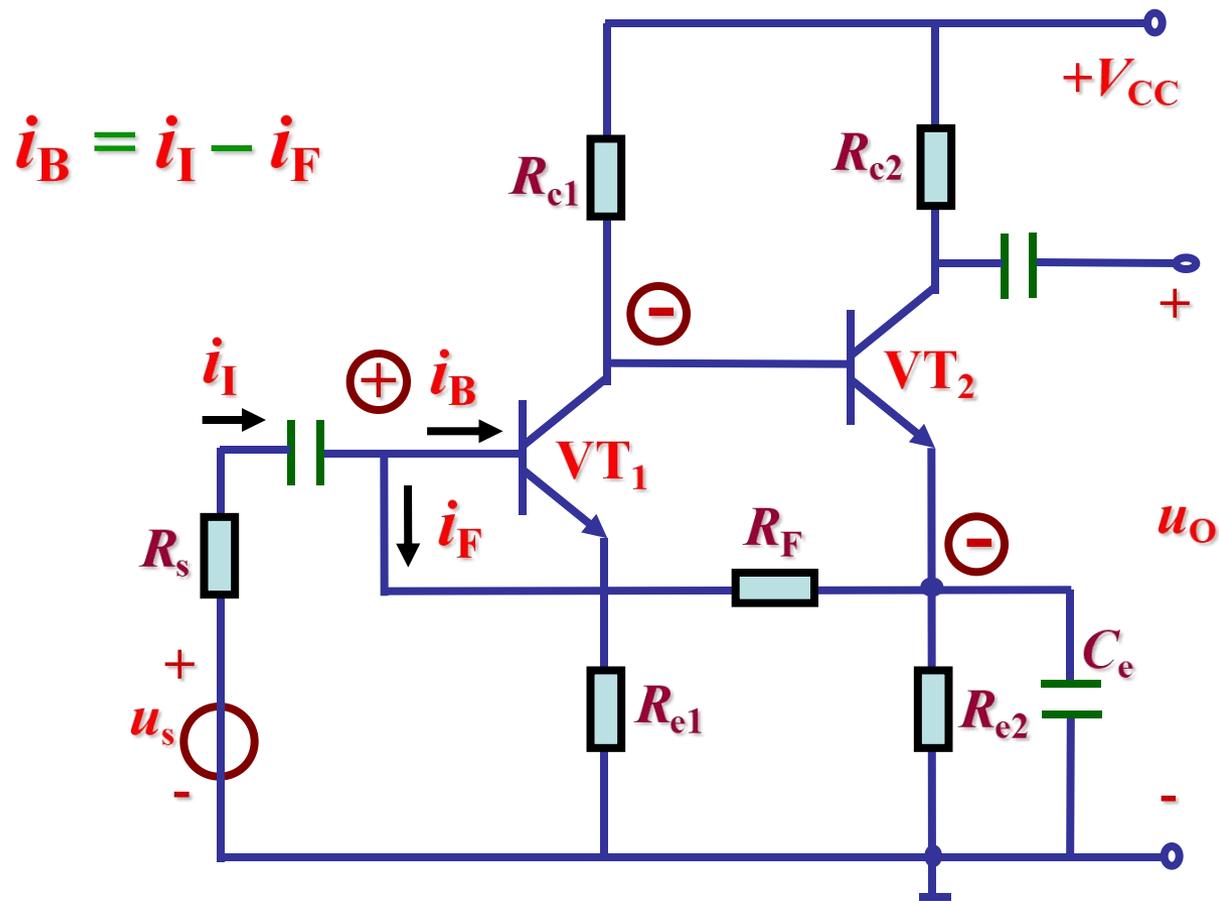
反馈信号与输入信号在输入回路中以电压形式求和。

串联负反馈可提高输入电阻。

并联反馈:

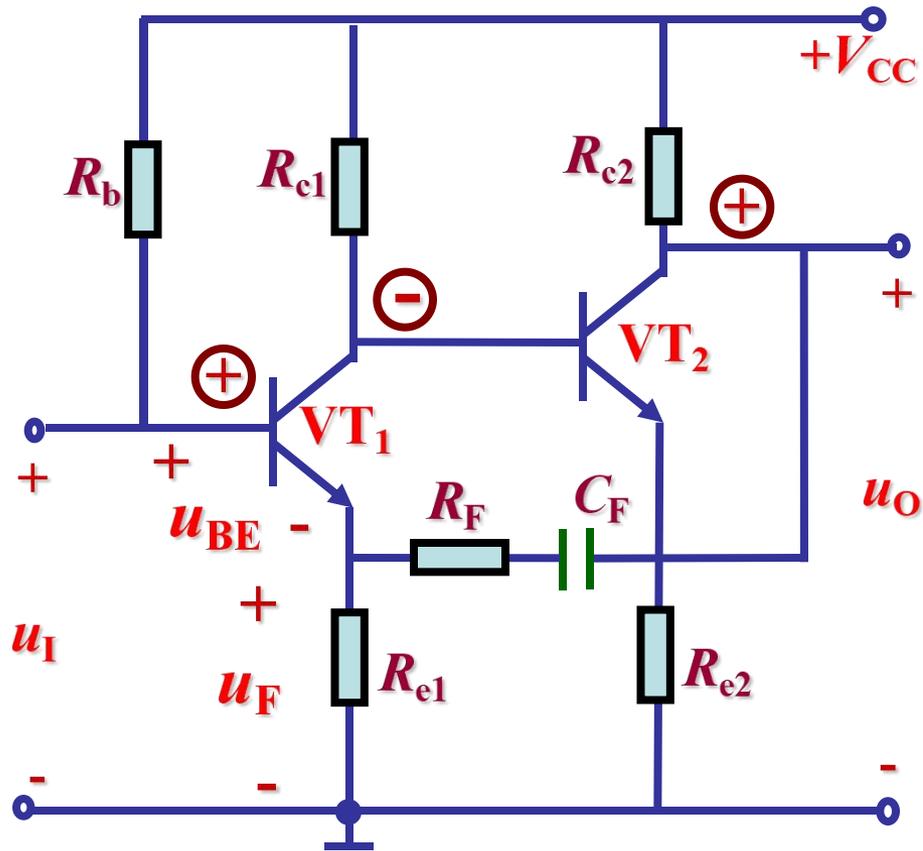
反馈信号与输入信号在输入回路中以电流形式求和。

并联负反馈降低输入电阻。



为并联负反馈，

R_s 不能为零。



$$u_{BE} = u_I - u_F$$

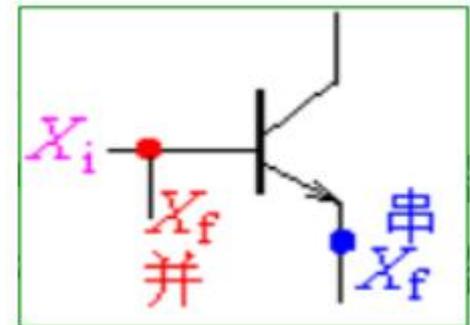
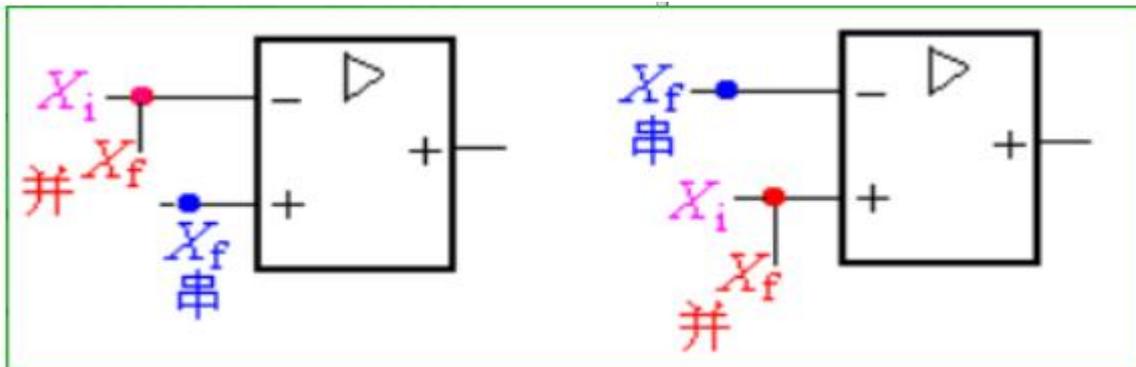
为串联负反馈



此时，反馈信号与输入信号是电流相加减的关系。

- 反馈信号与输入信号加在放大电路输入回路的**同一个电极**，则为**并联反馈**；
- 反馈信号与输入信号加在放大电路输入回路的**两个电极**，则为**串联反馈**。

此时，反馈信号与输入信号是电压相加减的关系。





3. 电压反馈和电流反馈(按输出端的取样方式分类)

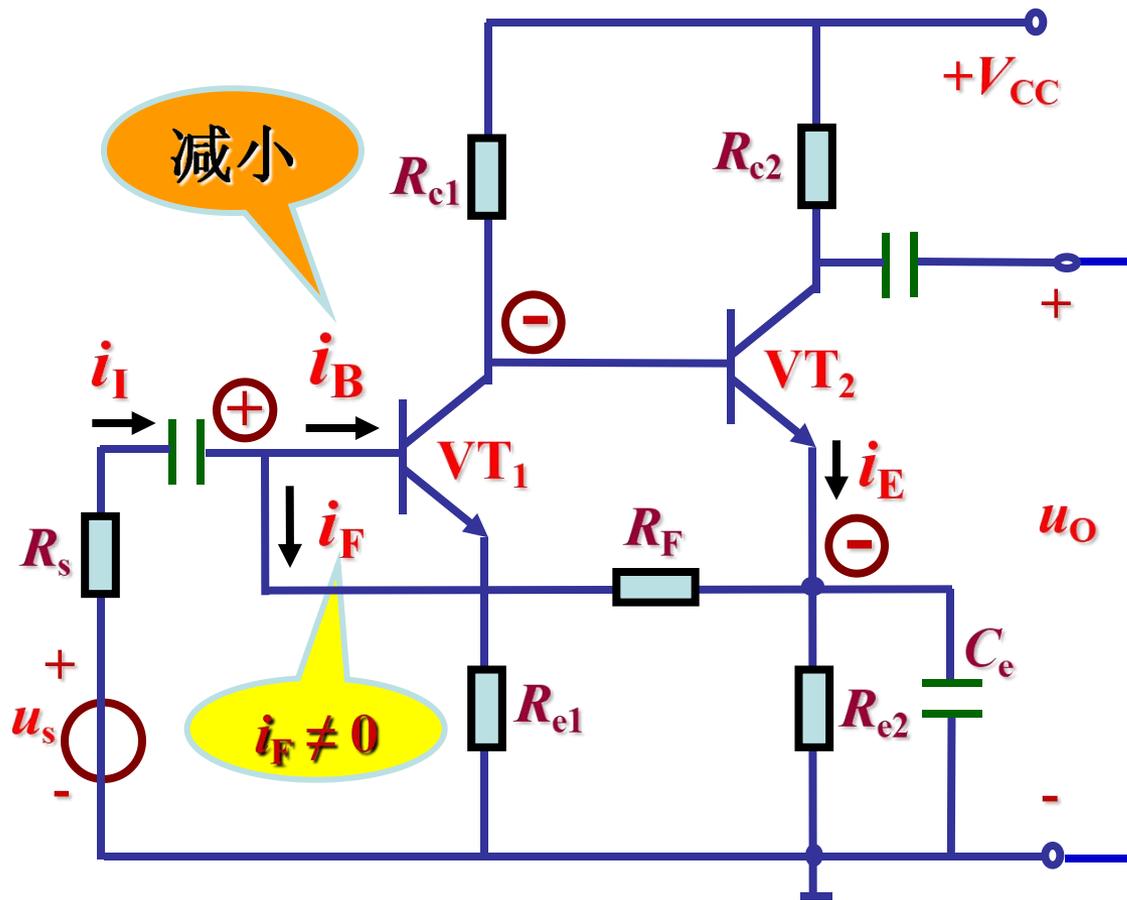
电压反馈: 反馈信号取自输出电压, 与输出电压成正比。

电压负反馈可稳定输出电压, 降低输出电阻。

电流反馈: 反馈信号取自输出电流, 与输出电流成正比。

电流负反馈可稳定输出电流, 提高输出电阻。

判断方法: 可假设将输出端交流短路 (即令输出电压等于零), 若反馈信号不复存在, 则为电压反馈, 否则就是电流反馈。



负反馈

电流反馈

$$i_F = \frac{u_{B1} - u_{E2}}{R_F}$$

$$i_B = i_I - i_F$$

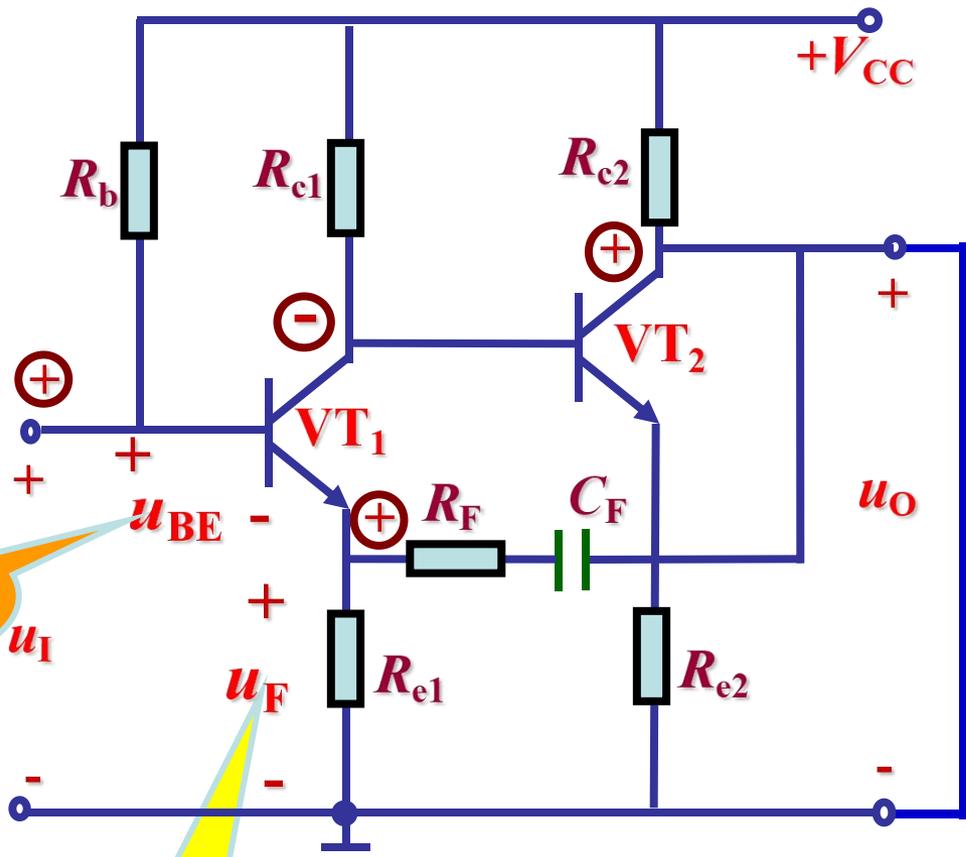


$$u_{BE} = u_I - u_F$$

负反馈

电压反馈

减小



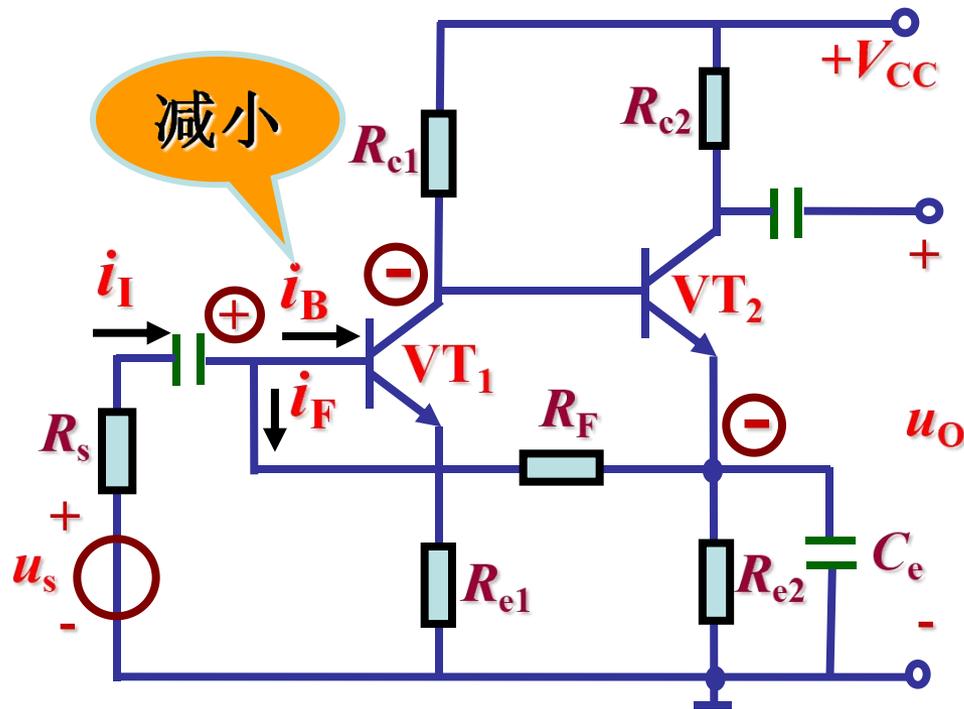
$$u_F = 0$$



4. 直流反馈和交流反馈(按交直流性质分类)

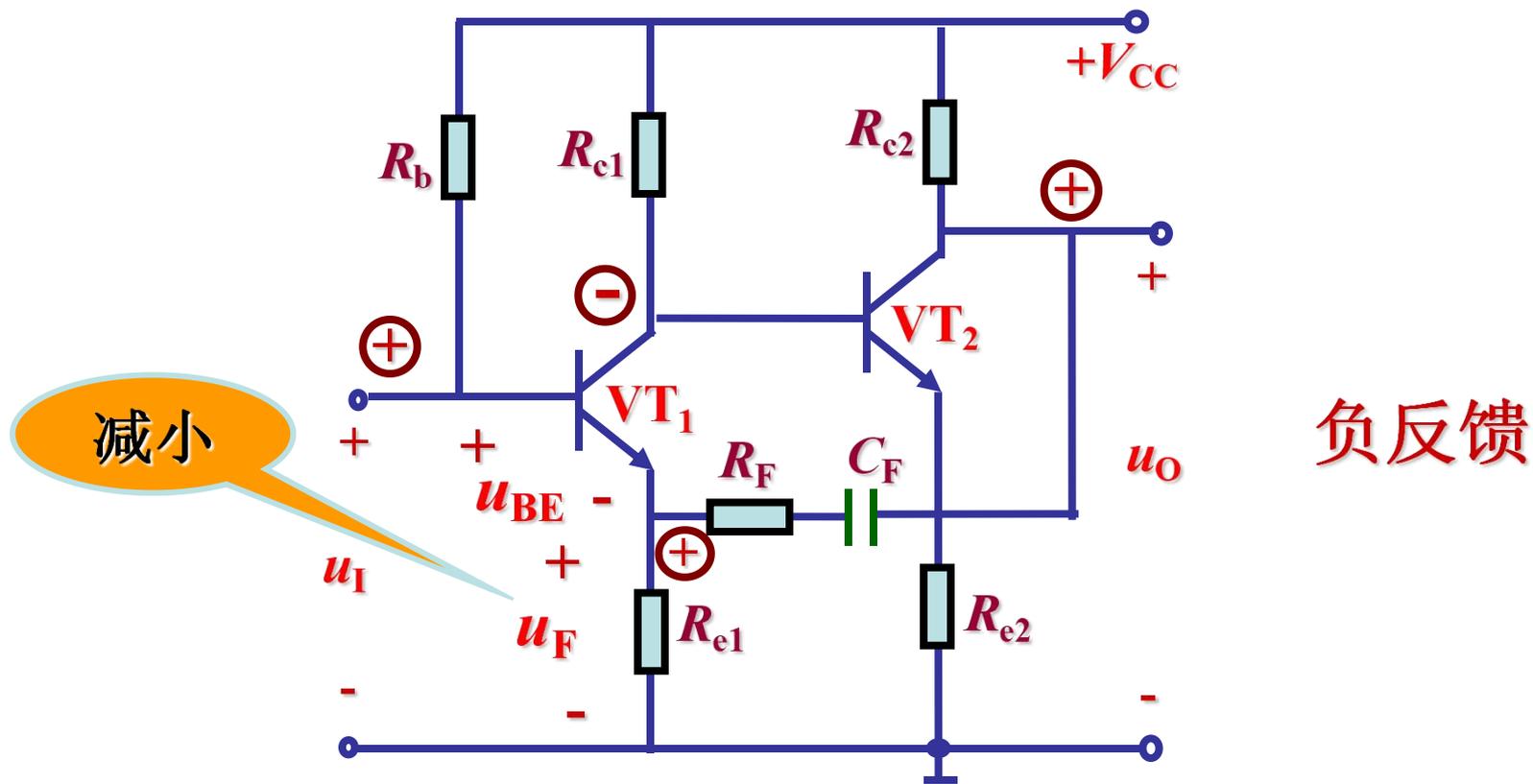
直流反馈： 反馈信号中只包含直流成分。

交流反馈： 反馈信号中只包含交流成分。



反馈极性
为负反馈

直流负反馈： 反馈电路中不存在电容。



交流负反馈：在反馈电路中存在隔直电容



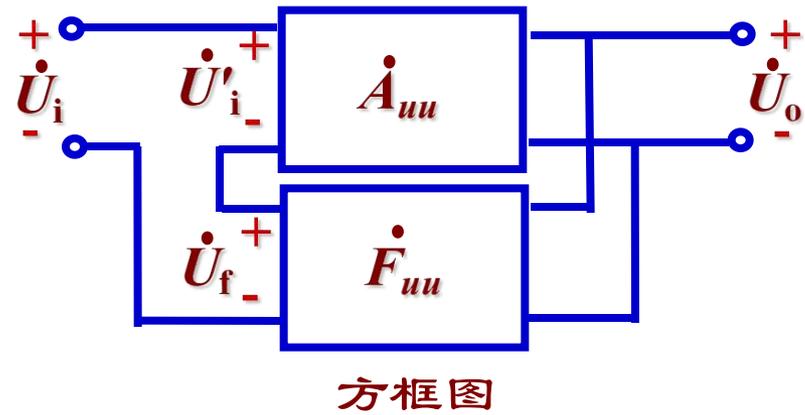
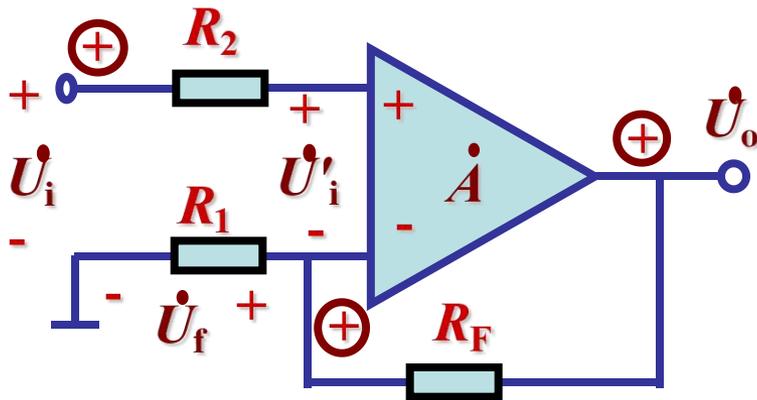
第二节 负反馈的四种组态和反馈的一般表达式

- 负反馈的四种组态
- 反馈的方块图和一般表达式



一、负反馈的四种组态

1. 电压串联负反馈



$$\dot{U}'_i = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

电压放大倍数

$$\dot{A}_{uu} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}'_i}$$

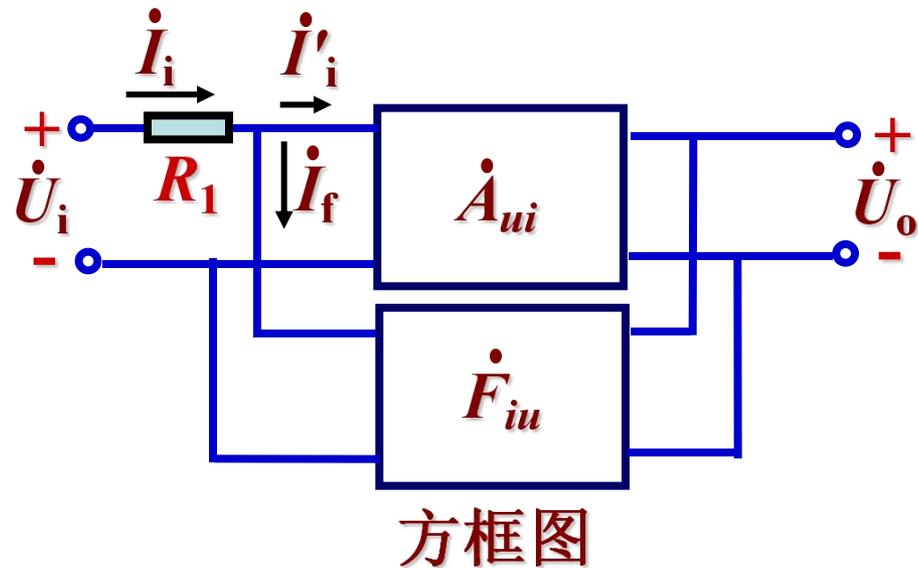
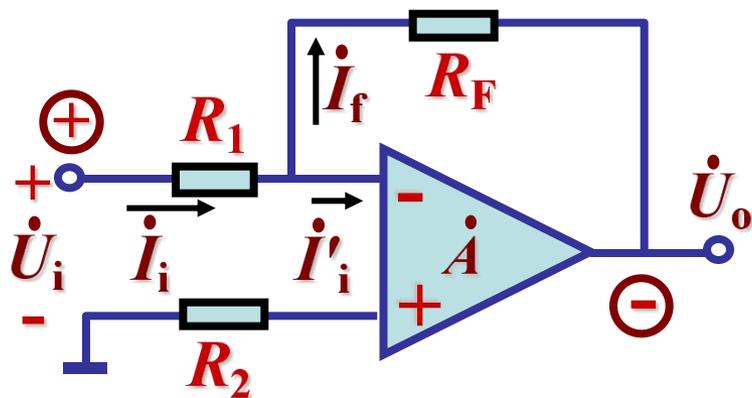
$$\dot{U}_f = \frac{R_1}{R_1 + R_F} \dot{U}_o$$

反馈系数

$$\dot{F}_{uu} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_F}$$



2. 电压并联负反馈



$$\dot{I}'_i = \dot{I}_i - \dot{I}_f$$

转移电阻

$$\dot{A}_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}'_i}$$

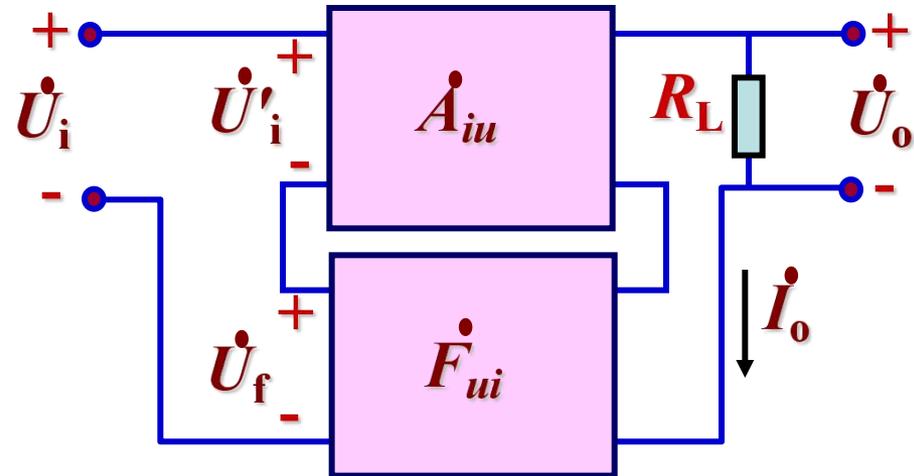
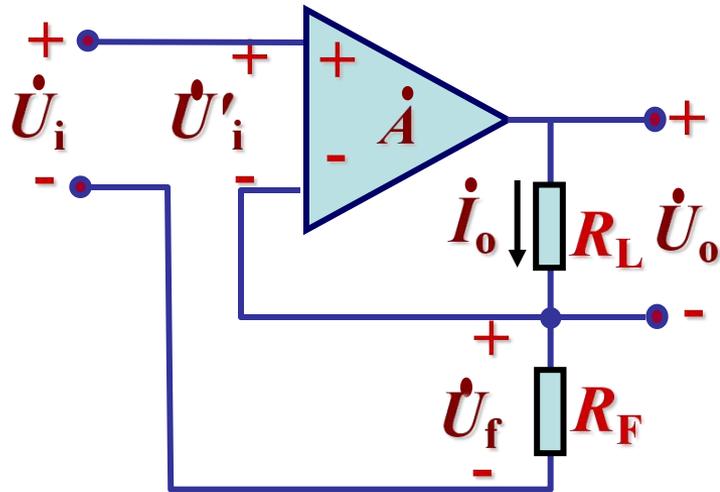
$$\dot{I}_f \approx -\frac{\dot{U}_o}{R_F}$$

反馈系数

$$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} \approx -\frac{1}{R_F}$$



3. 电流串联负反馈



方框图

$$\dot{U}'_i = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

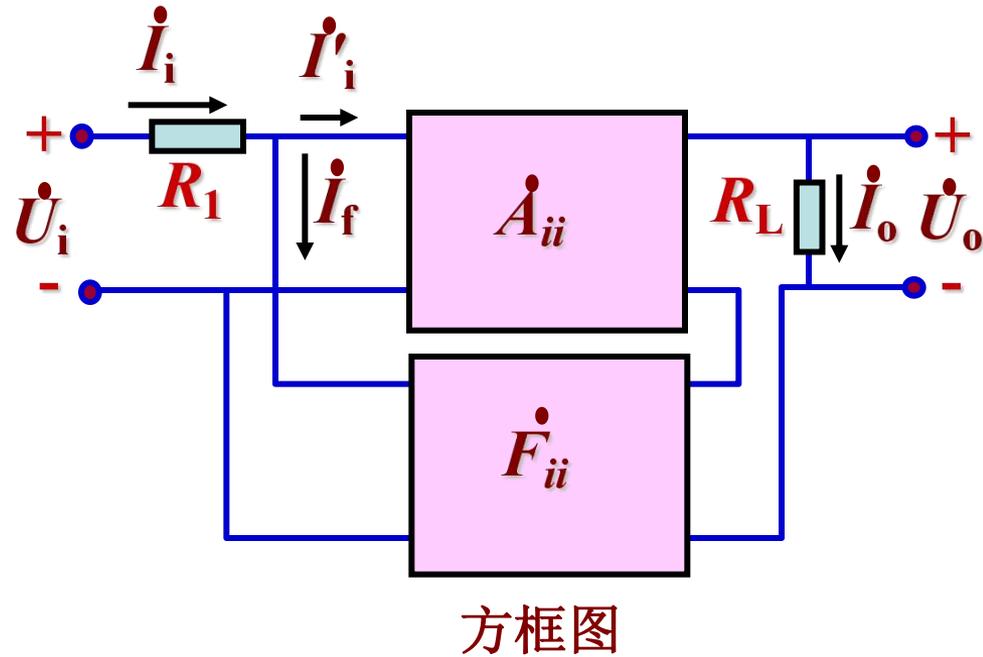
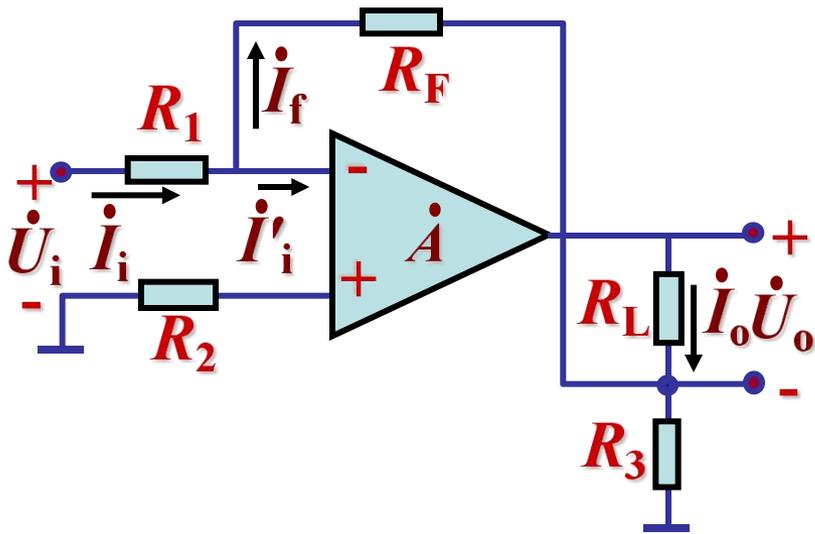
$$\dot{U}_f = \dot{I}_o \cdot R_F$$

转移电导 $\dot{A}_{iu} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}'_i}$

反馈系数 $\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = R_F$



4. 电流并联负反馈



$$I_i' = I_i - I_f$$

电流放大倍数

$$A_{ii} = \frac{I_o}{I_i'}$$

$$I_f \approx -\frac{I_o R_3}{R_3 + R_F}$$

反馈系数

$$F_{ii} = \frac{I_f}{I_o} \approx -\frac{R_3}{R_3 + R_F}$$

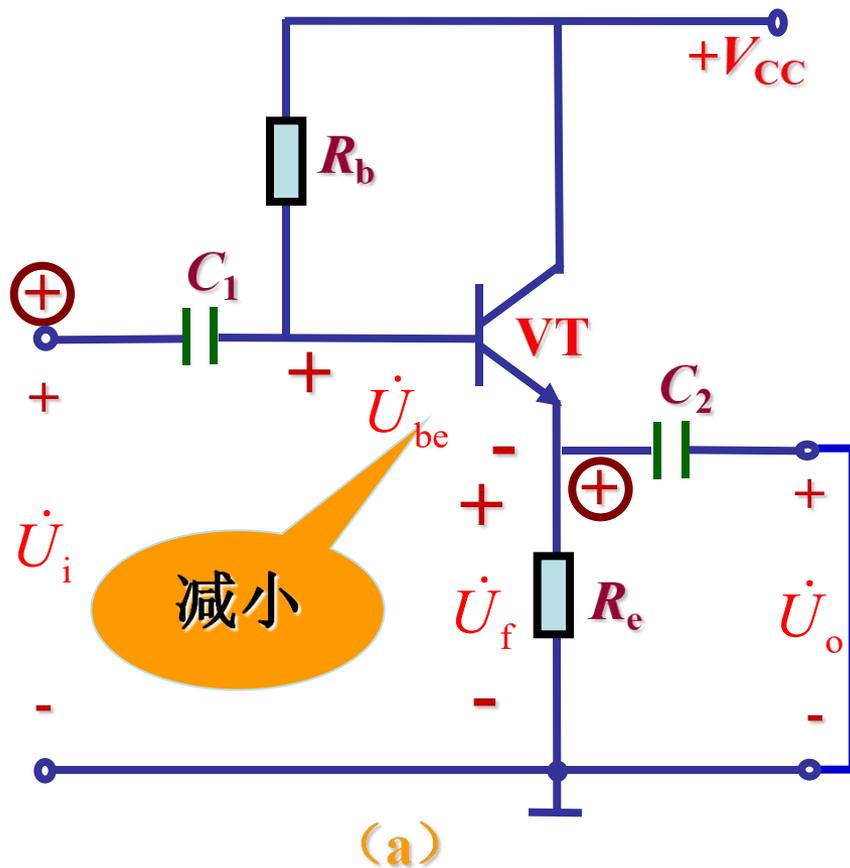


四种反馈类型的比较

	输出信号	反馈信号	放大倍数	反馈系数
电压 串联式	\dot{U}_o	\dot{U}_f	$\dot{A}_{uu} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}'_i}$	$\dot{F}_{uu} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}$
电压 并联式	\dot{U}_o	\dot{I}_f	$\dot{A}_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}'_i}$	$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o}$
电流 串联式	\dot{I}_o	\dot{U}_f	$\dot{A}_{iu} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}'_i}$	$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o}$
电流 并联式	\dot{I}_o	\dot{I}_f	$\dot{A}_{ii} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}'_i}$	$\dot{F}_{ii} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o}$



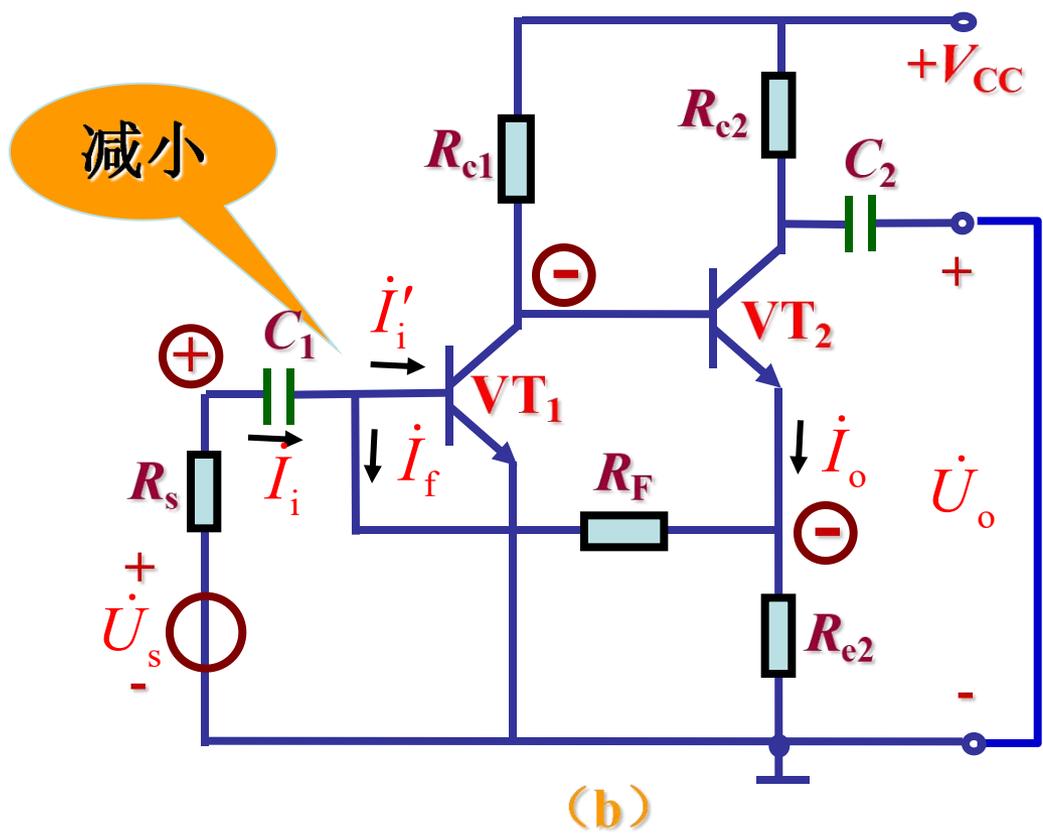
[例5.1] 判断各电路中反馈的极性和组态。



$$\dot{U}_{be} = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

电压串联负反馈

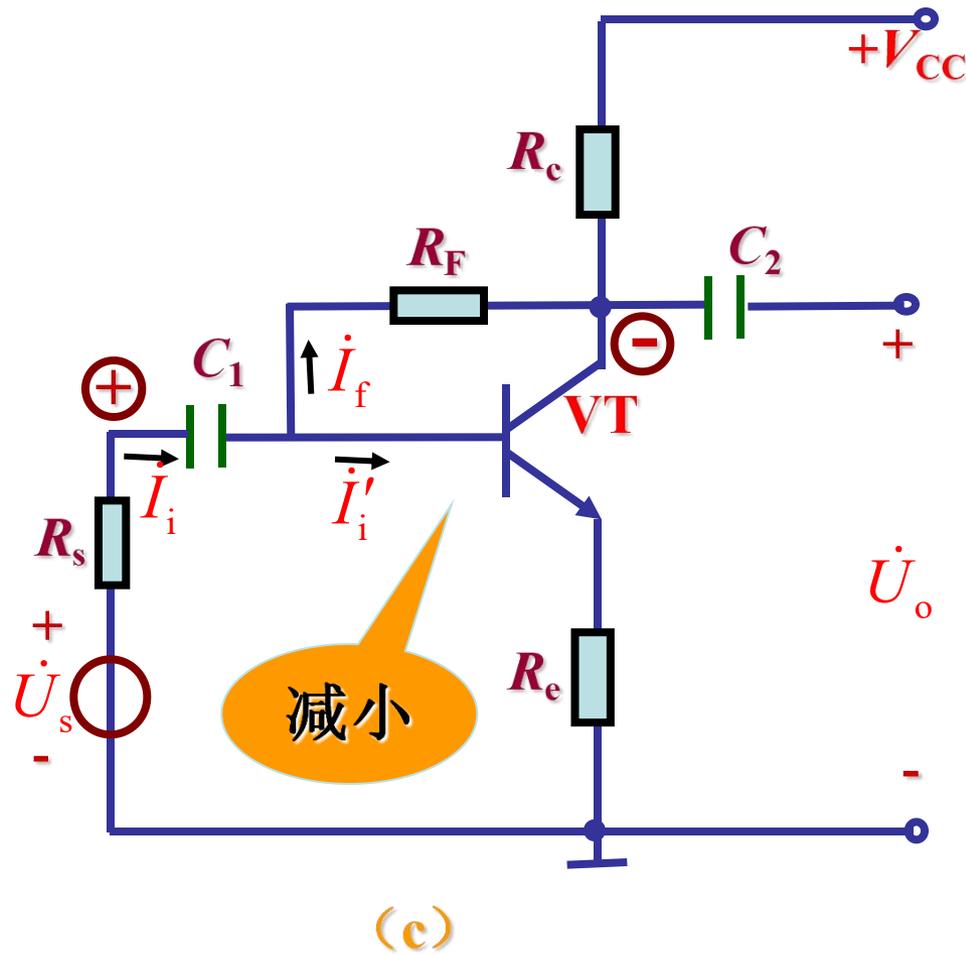
$$F_{uu} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = 1$$



$$\dot{I}'_i = \dot{I}_i - \dot{I}_f$$

电流并联负反馈

$$F_{ii} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_{e2}}{R_F + R_{e2}}$$

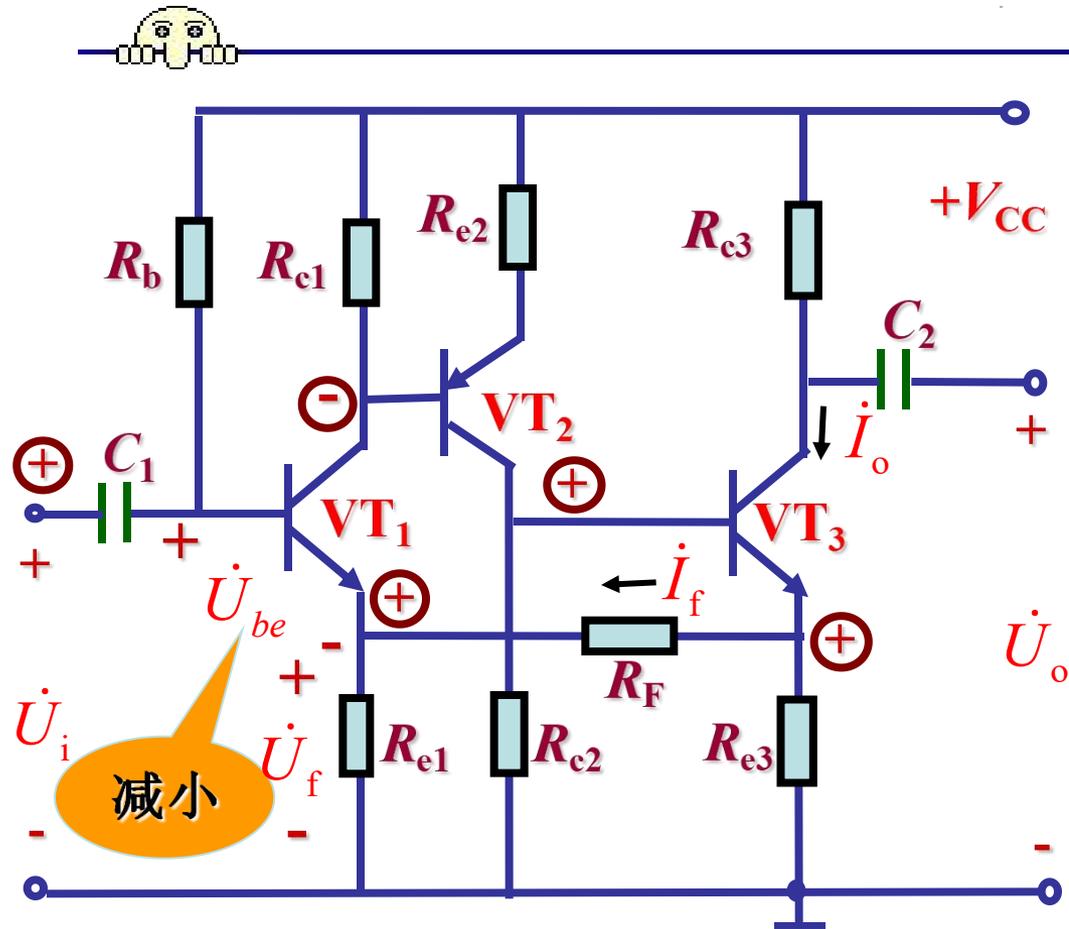


$$\dot{I}'_i = \dot{I}_i - \dot{I}_f$$

电压并联负反馈

$$F_{iu} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} \approx -\frac{1}{R_F}$$

减小



$$\dot{U}_{be} = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

电流串联负反馈

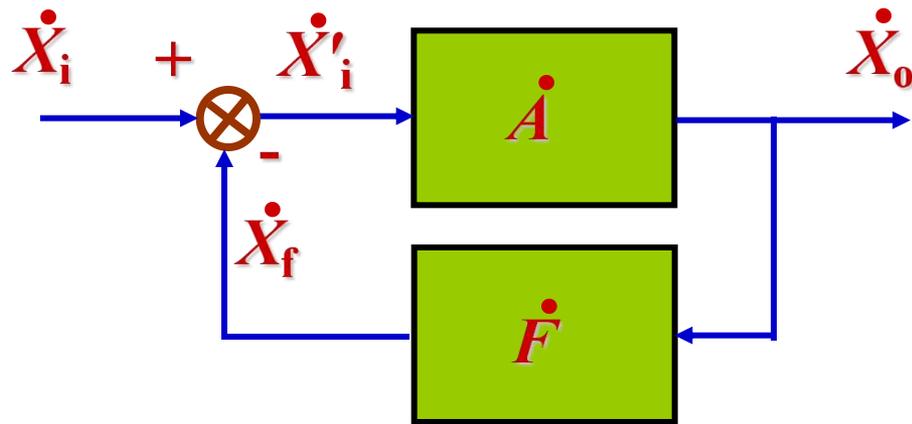
$$\dot{I}_f = \frac{R_{e3}}{R_F + R_{e3} + R_{e1}} \dot{I}_o$$

$$\dot{U}_f \approx \dot{I}_f R_{e1} = \frac{R_{e3} R_{e1}}{R_F + R_{e3} + R_{e1}} \dot{I}_o$$

$$F_{uu} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = \frac{R_{e3} R_{e1}}{R_F + R_{e3} + R_{e1}}$$



二、反馈的方块图和一般表达式



反馈放大电路的方块图

$$\dot{X}'_i = \dot{X}_i - \dot{X}_f$$

$$\dot{X}_o = \dot{A} \cdot \dot{X}'_i$$

$$\dot{X}_f = \dot{F} \cdot \dot{X}_o$$

$$\frac{\dot{X}_o}{\dot{A}} = \dot{X}_i - \dot{F} \cdot \dot{X}_o$$

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$$

\dot{A} 开环放大倍数

\dot{F} 反馈系数

\dot{A}_f 闭环放大倍数

$1 + \dot{A}\dot{F}$ 反馈深度

$\dot{A}\dot{F}$ 回路增益



$|1 + \dot{A}\dot{F}| > 1$ $|\dot{A}_f| < |\dot{A}|$ 说明引入的反馈为**负反馈**。

$|1 + \dot{A}\dot{F}| < 1$ $|\dot{A}_f| > |\dot{A}|$ 说明引入的反馈为**正反馈**。

$$|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1 \quad \dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \approx \frac{\dot{A}}{\dot{A}\dot{F}} = \frac{1}{\dot{F}}$$

说明引入的反馈为**深度负反馈**。

只要 \dot{F} 的值一定，就能保持 \dot{A}_f 稳定。

$|1 + \dot{A}\dot{F}| = 0$ $\dot{A}_f = \infty$ 放大电路产生**自激振荡**，

放大电路失去了放大作用。



第三节 负反馈放大电路的分析计算

- 概述
- 举例分析负反馈放大电路



一、概述

- 对于电路结构简单的负反馈放大电路，可以利用微变等效电路法进行分析计算。
 - 对于比较复杂的反馈放大电路，用微变等效电路法求解可能比较麻烦。
- 在实际的电子设备中，比较复杂的反馈放大电路的开环放大倍数比较大，可以作为深度负反馈放大电路来处理。



1. 利用关系式 $\dot{A}_f \approx 1/\dot{F}$ 估算闭环电压放大倍数

$$\dot{A}_f \approx 1/\dot{F} \quad \text{注意 } \dot{A}_f \text{ 的含义和量纲}$$

只有电压串联负反馈的闭环电压放大倍数可表示为:

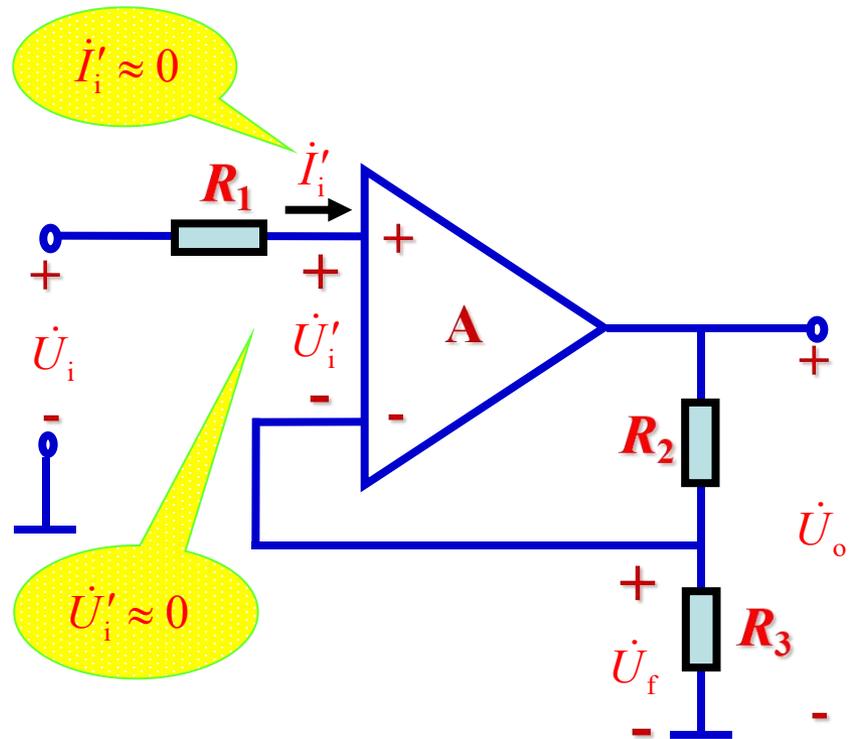
$$\dot{A}_{uuf} \approx 1/\dot{F}_{uu}$$

2. 利用关系式 $\dot{X}_f \approx \dot{X}_i$ 估算闭环电压放大倍数

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} \quad \dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o} \quad \dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}}$$

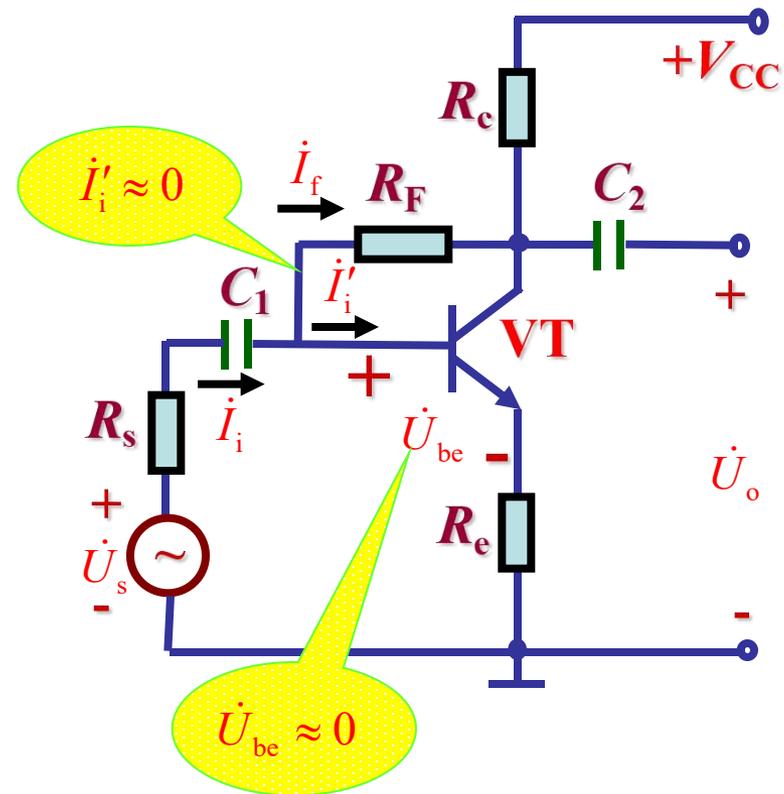
所以电路满足深度负反馈时, $\dot{X}_f \approx \dot{X}_i$

净输入信号 $\dot{X}'_i = \dot{X}_i - \dot{X}_f \approx 0$



电路中引入了串联负反馈。

$$U_f \approx U_i$$



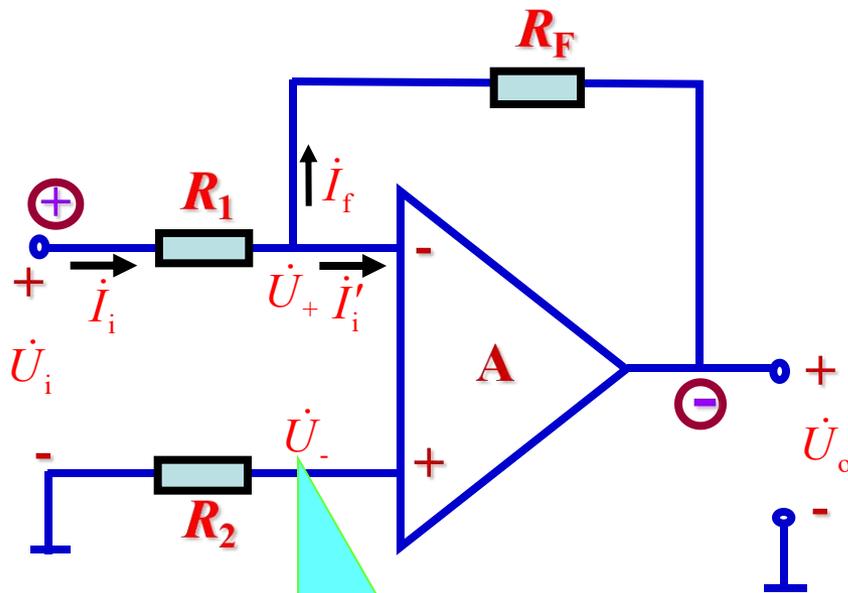
电路中引入了并联负反馈。

$$I_f \approx I_i$$



二、举例分析负反馈放大电路

[例5.2] 设各电路均为理想运放深度负反馈放大电路，
试估算各电路的闭环电压放大倍数。



$$\dot{U}_+ = \dot{U}_- = 0V$$

$$\dot{I}'_i = \dot{I}_i - \dot{I}_f$$

电压并联负反馈

$$\dot{I}_i \approx \dot{I}_f$$

$$\frac{\dot{U}_i}{R_1} \approx -\frac{\dot{U}_o}{R_F}$$

$$\dot{A}_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx -\frac{R_F}{R_1}$$



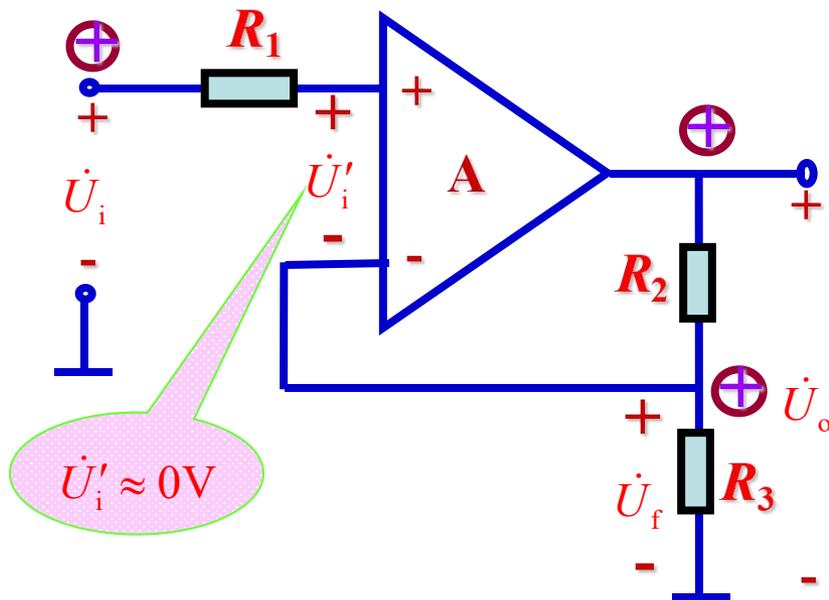
$$\dot{U}'_i = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

电压串联负反馈

$$\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$$

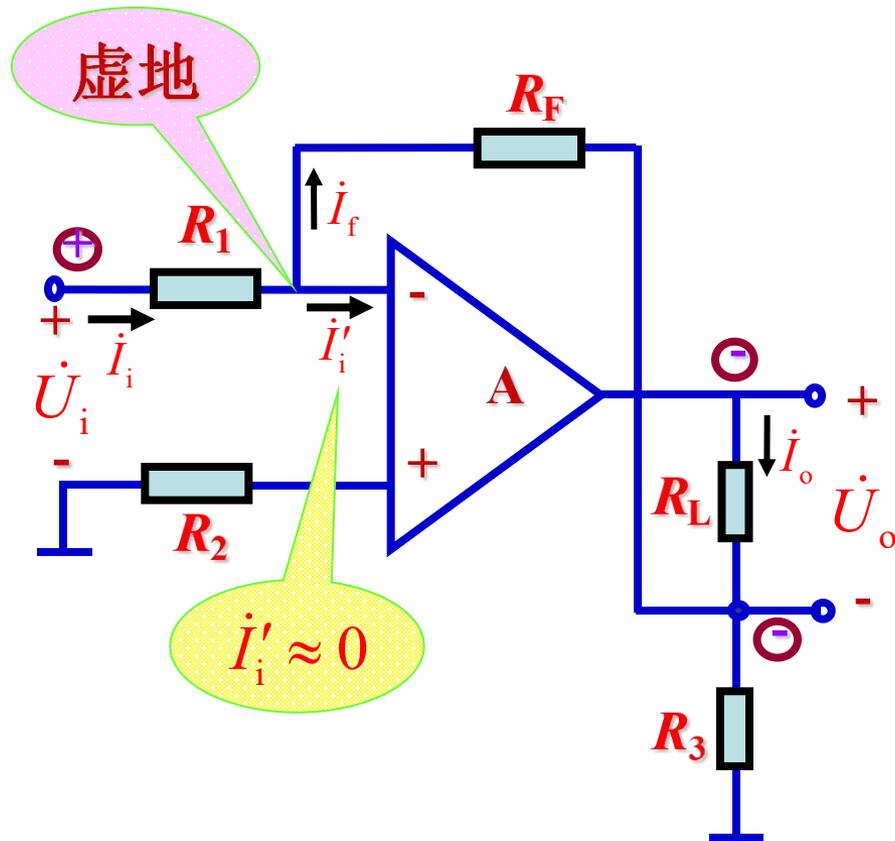
$$\dot{U}_f \approx \frac{R_3}{R_2 + R_3} \dot{U}_o$$

$$\dot{A}_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} \approx 1 + \frac{R_2}{R_3}$$





电流并联负反馈



$$I_i' = I_i - I_f$$

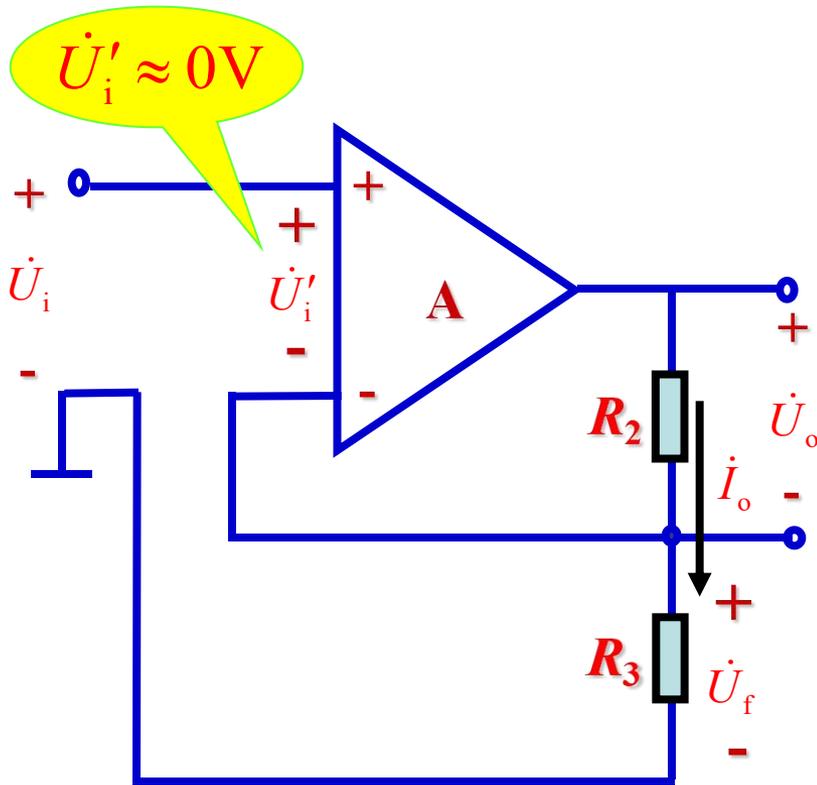
$$I_i \approx I_f$$

$$I_f \approx -\frac{R_3}{R_F + R_3} I_o$$

$$\frac{U_i}{R_1} \approx -\frac{R_3}{R_F + R_3} I_o$$

$$U_o = I_o R_L$$

$$\dot{A}_{uuf} = \frac{U_o}{U_i} \approx -\frac{R_L (R_F + R_3)}{R_1 R_3}$$



$$\dot{U}_i' = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

电流串联负反馈

$$\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$$

$$\dot{U}_f \approx R_3 \dot{I}_o$$

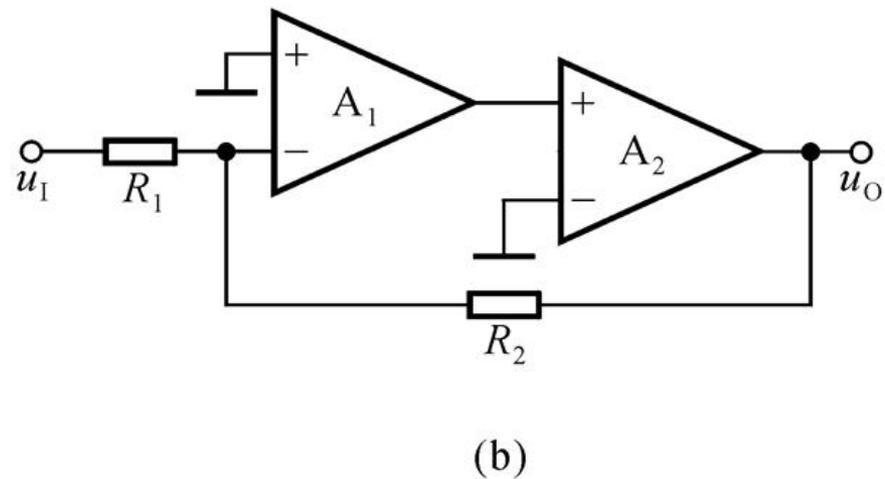
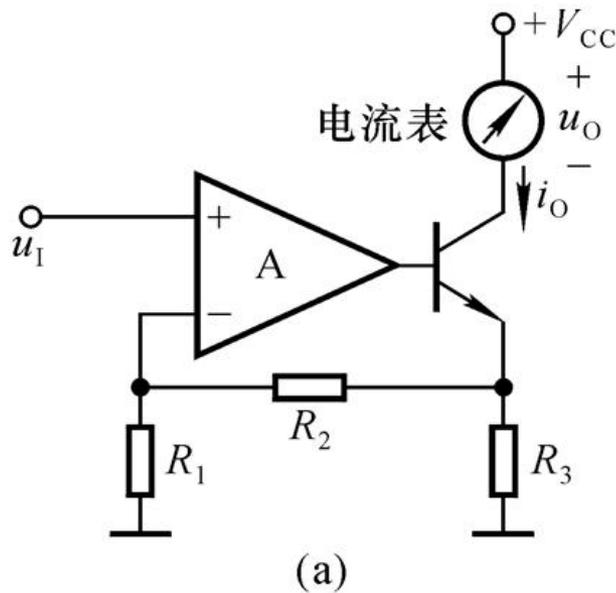
$$\dot{U}_o = R_2 \dot{I}_o$$

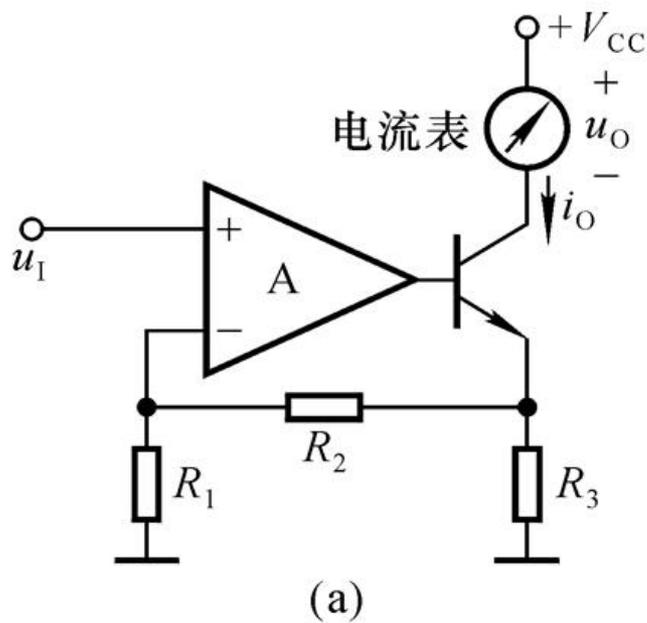
$$\dot{A}_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{R_2}{R_3}$$



课堂练习

1.自测题P269(二)判断下列电路中是否引入了反馈；若引入了反馈，则判断是正反馈还是负反馈；若引入了交流负反馈，则判断是哪种组态的负反馈，并求出反馈系数和深度负反馈条件下的电压放大倍数 \dot{A}_{uf} 或 \dot{A}_{usf} 。设图中所有电容对交流信号均可视为短路。

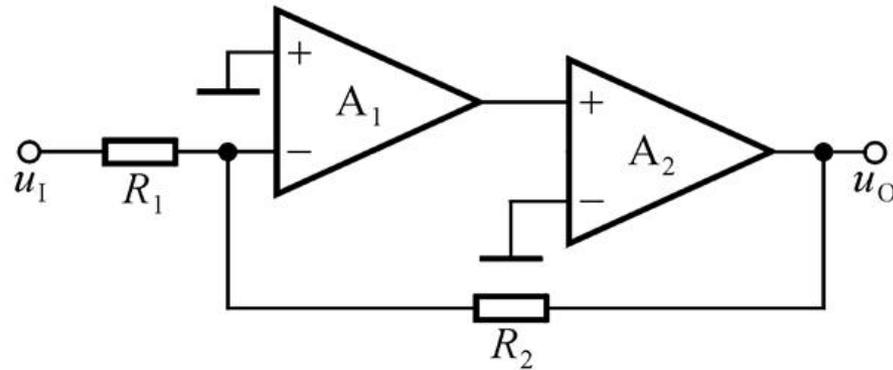




答：引入了电流串联负反馈。反馈系数和深度负反馈条件下的电压放大倍数 \dot{A}_{uf} 分别为：

$$\dot{F} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad \dot{A}_{uf} \approx \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_3} \cdot R_L$$

式中 R_L 为电流表的等效电阻。



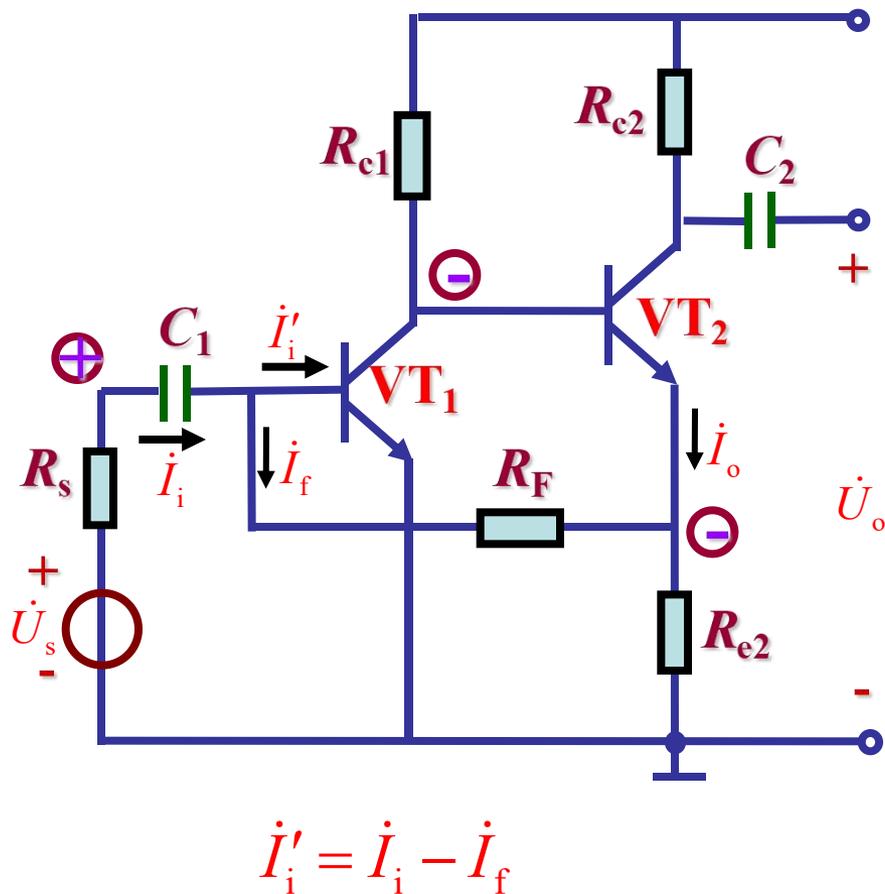
(b)

答：引入了电压并联负反馈。反馈系数和深度负反馈条件下的电压放大倍数 \dot{A}_{uf} 分别为：

$$\dot{F} = -\frac{1}{R_2} \quad \dot{A}_{uf} \approx -\frac{R_2}{R_1}$$



[例5.3] 试估算各电路的闭环电压放大倍数



$$I_f \approx -\frac{R_{e2}}{R_F + R_{e2}} I_o$$

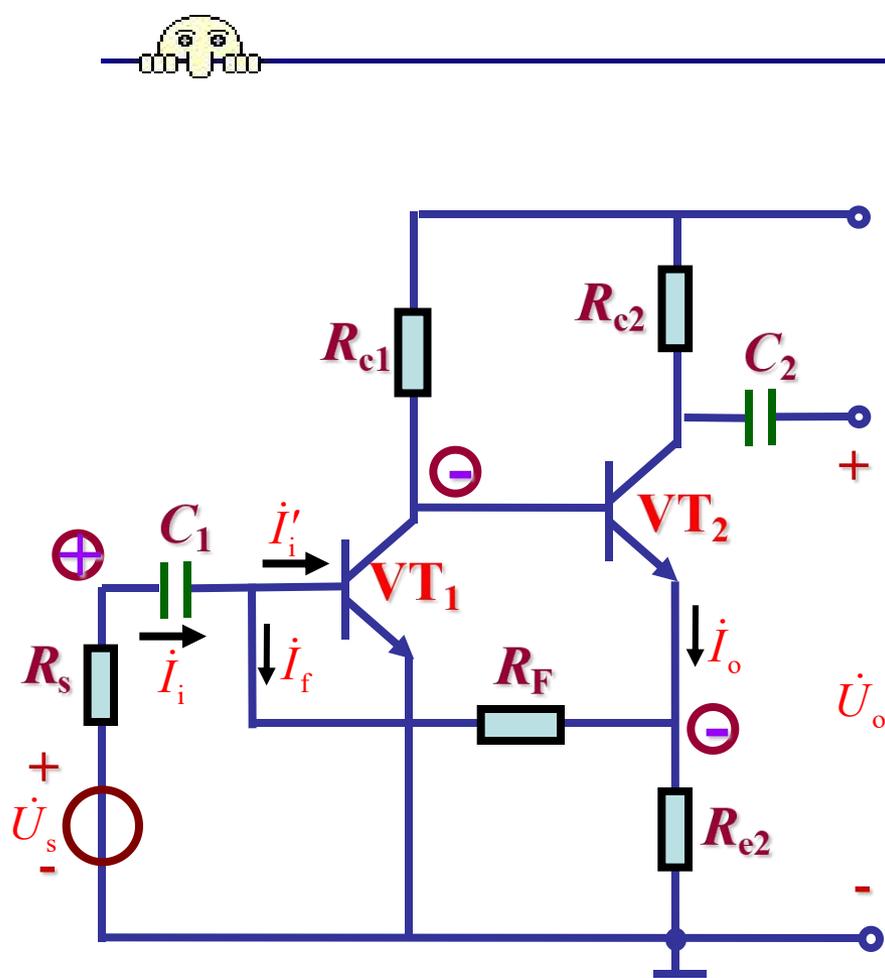
$$\dot{U}_o \approx -\dot{I}_o R_{c2}$$

$$\dot{U}_s \approx \dot{I}_i R_s \approx \dot{I}_f R_s$$

$$A_{u_{usf}} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{(R_F + R_{e2})R_{c2}}{R_{e2}R_s}$$

电流并联负反馈

$$I_i \approx I_f$$



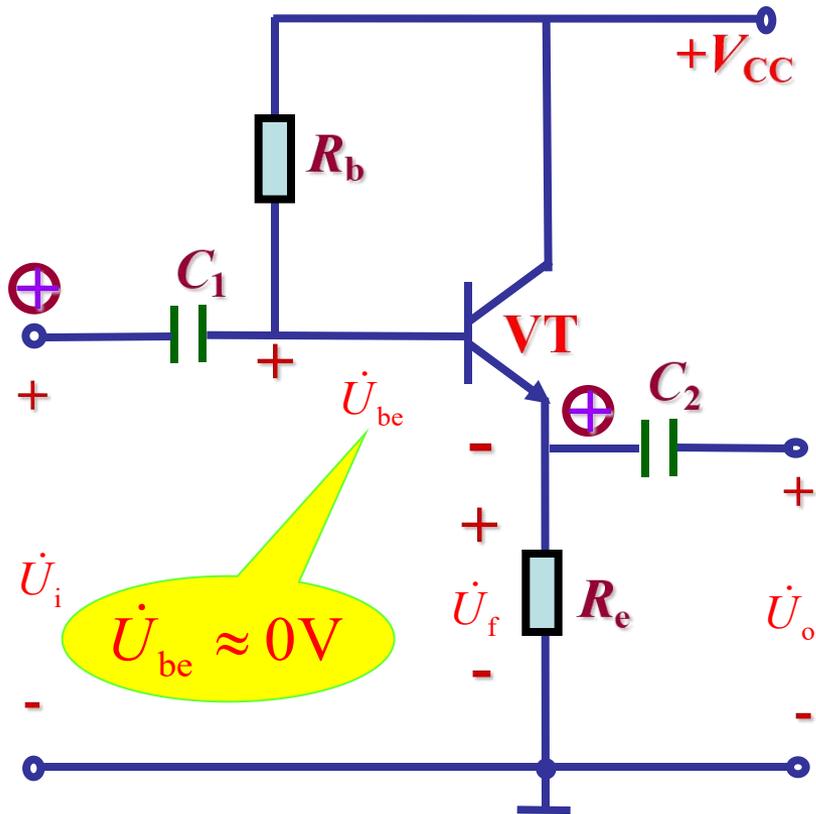
$$\dot{U}_o \approx -\dot{I}_o R_{c2}$$

$$\dot{I}_f \approx -\frac{R_{e2}}{R_F + R_{e2}} \dot{I}_o$$

$$\dot{F}_{ii} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o} \approx -\frac{R_{e2}}{R_F + R_{e2}}$$

$$\dot{A}_{ii} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ii}} \approx -\frac{R_F + R_{e2}}{R_{e2}}$$

$$\dot{A}_{uusf} \approx \frac{-\dot{I}_o R_{c2}}{\dot{I}_f R_s} \approx -\frac{(R_F + R_{e2}) R_{c2}}{R_{e2} R_s}$$

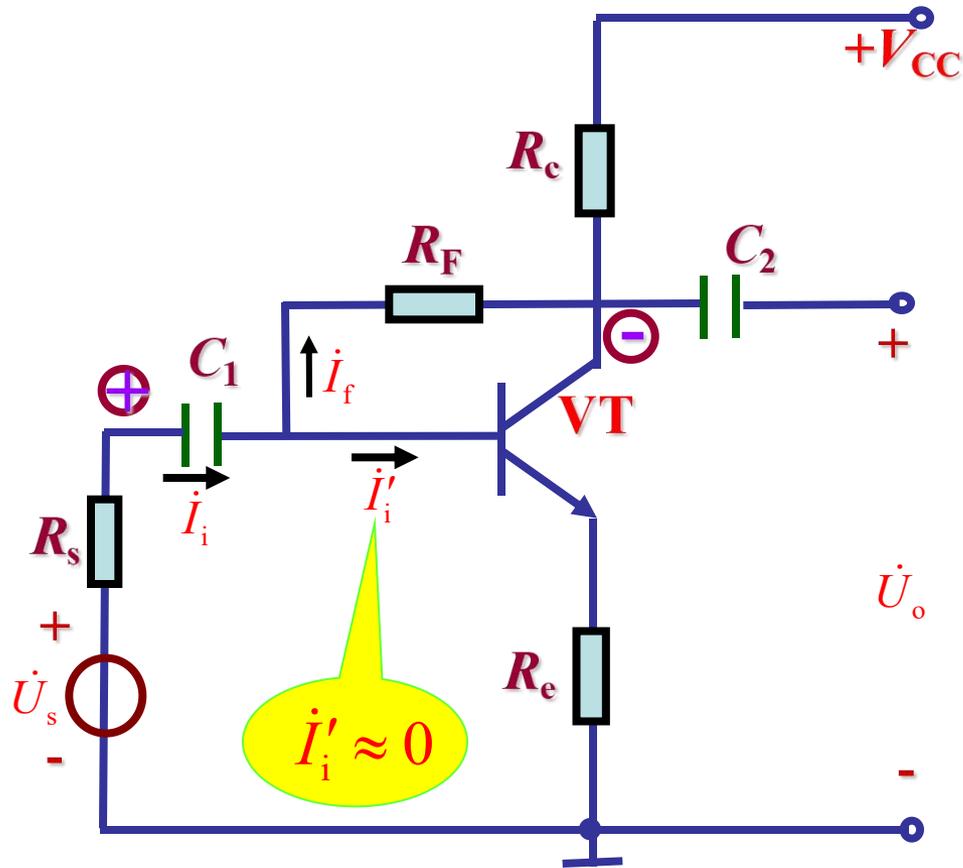


$$\dot{U}_{be} = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

电压串联负反馈

$$\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$$

$$A_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx 1$$



$$I'_i = I_i - I_f$$

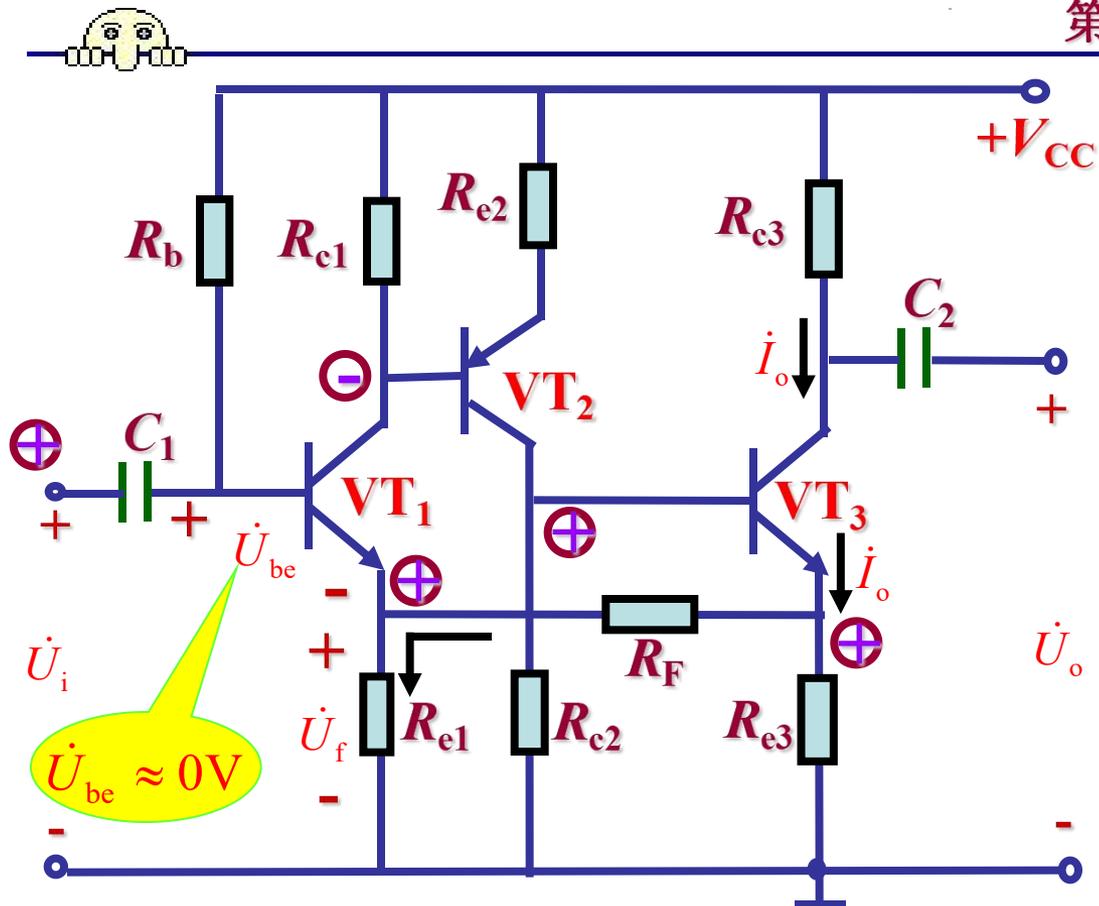
电压并联负反馈

$$I_i \approx I_f$$

$$U_o \approx -I_f R_F$$

$$U_s \approx I_i R_s$$

$$\dot{A}_{uusf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx -\frac{R_F}{R_s}$$



$$\dot{U}_{be} = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

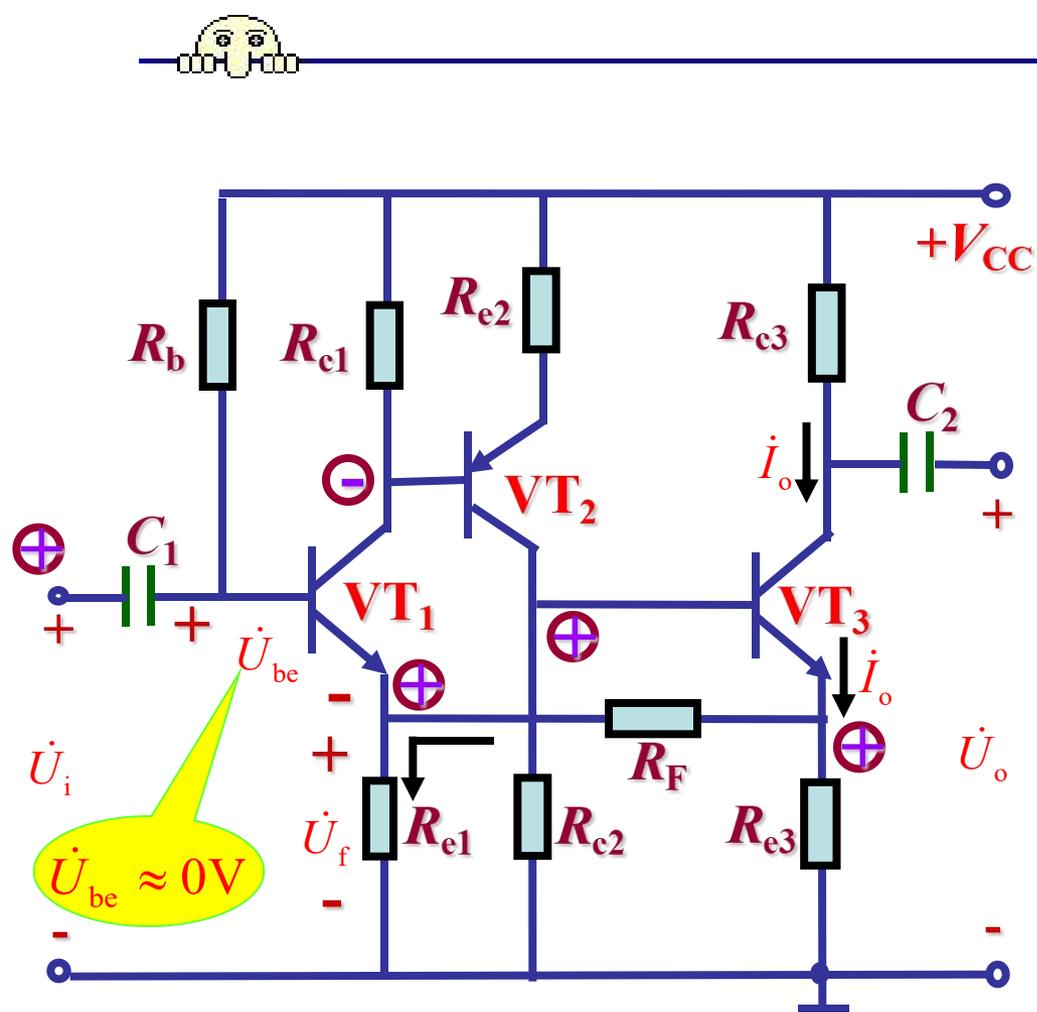
电流串联负反馈

$$\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$$

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_o R_{c3}$$

$$\dot{U}_f \approx \frac{R_{e3}}{R_{e1} + R_F + R_{e3}} \dot{I}_o R_{e1}$$

$$\dot{A}_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} \approx -\frac{(R_{e1} + R_F + R_{e3})R_{c3}}{R_{e1}R_{e3}}$$

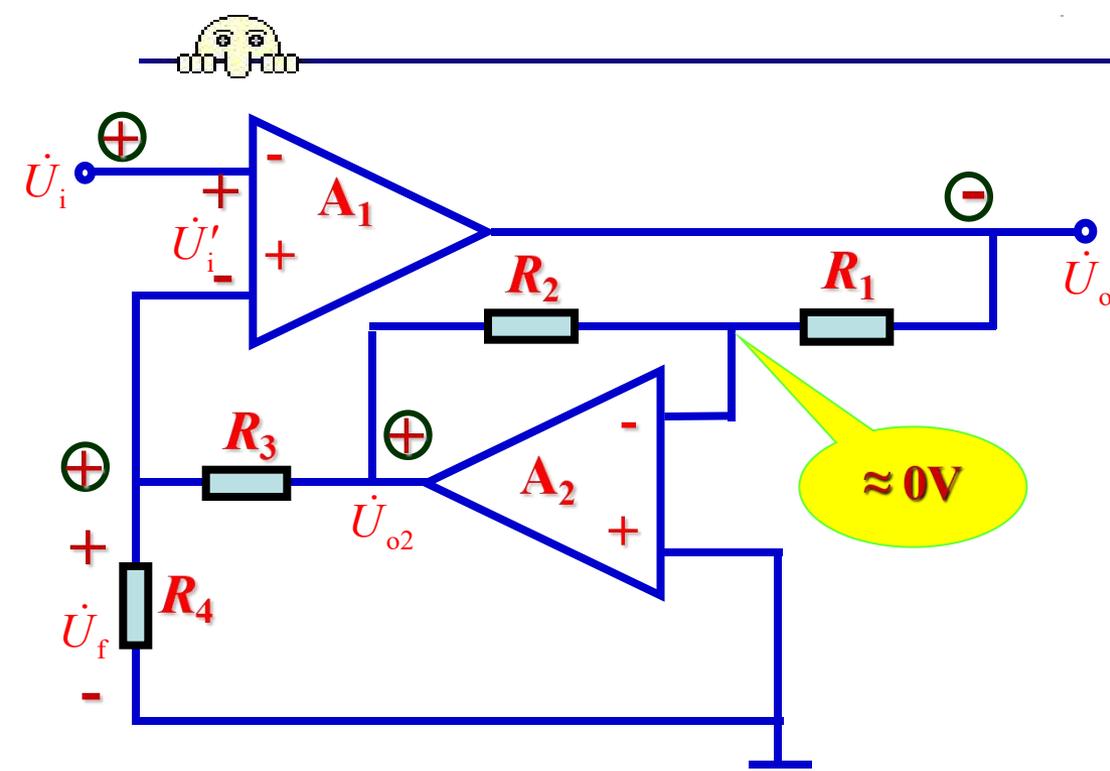


$$\dot{U}_f \approx \frac{R_{e3}}{R_{e1} + R_F + R_{e3}} \dot{I}_o R_{e1}$$

$$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} \approx \frac{R_{e3}}{R_{e1} + R_F + R_{e3}} R_{e1}$$

$$A_{iu} = \frac{1}{\dot{F}_{ui}} \approx \frac{R_{e1} + R_F + R_{e3}}{R_{e3} R_{e1}}$$

$$A_{uuf} \approx -\frac{(R_{e1} + R_F + R_{e3}) R_{c3}}{R_{e3} R_{e1}}$$



$$\dot{U}_f = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \dot{U}_{o2} = -\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2}{R_1} \dot{U}_o$$

$$\dot{A}_{uuf} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} \approx -\frac{(R_3 + R_4)R_1}{R_2 R_4}$$

$$\dot{U}'_i = \dot{U}_i - \dot{U}_f$$

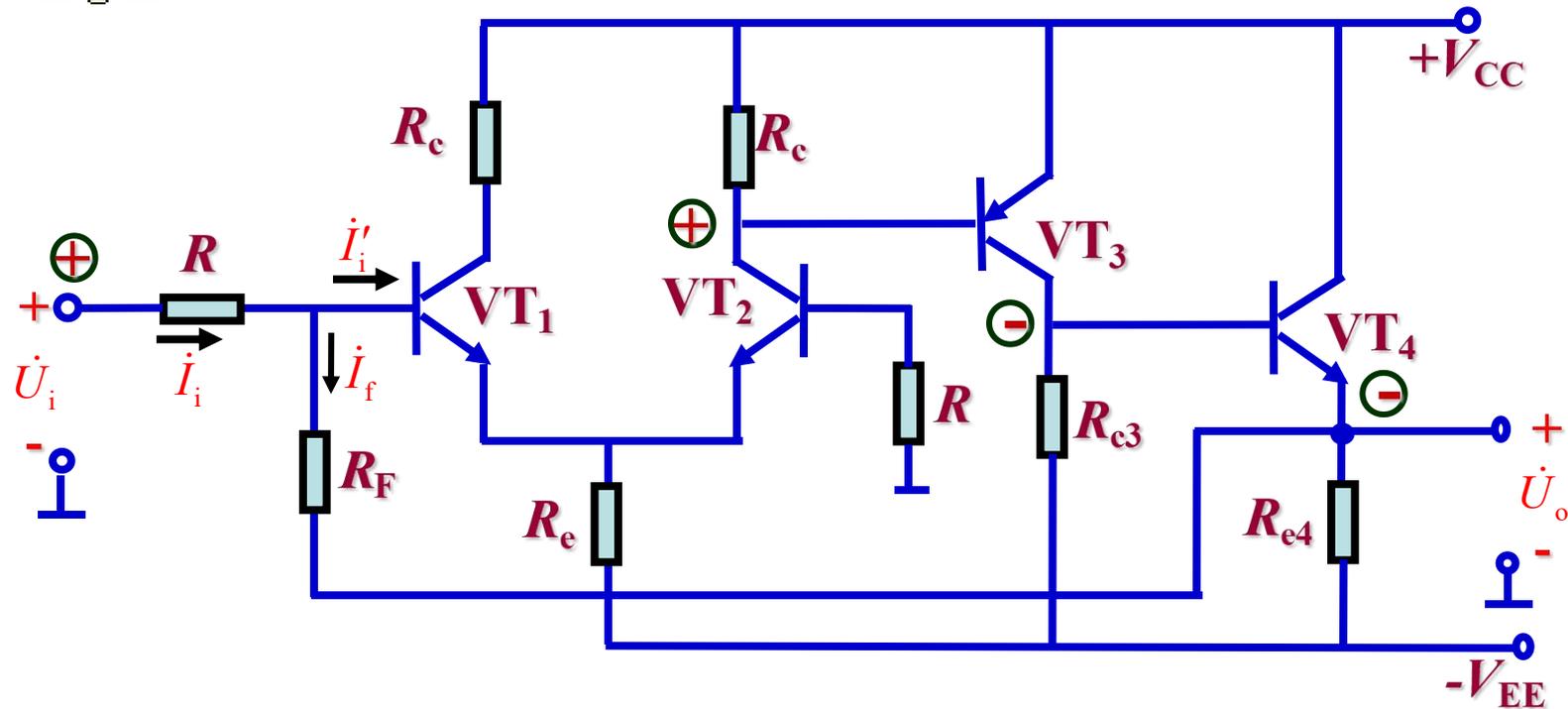
电压串联负反馈

$$\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$$

$$\frac{\dot{U}_{o2}}{R_2} \approx -\frac{\dot{U}_o}{R_1}$$

$$\dot{U}_{o2} = -\frac{R_2}{R_1} \dot{U}_o$$

$$\dot{F}_{uu} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} \approx -\frac{R_2 R_4}{(R_3 + R_4) R_1}$$



$$\dot{I}'_i = \dot{I}_i - \dot{I}_f$$

电压并联负反馈 $\dot{I}_i \approx \dot{I}_f$

$$\dot{U}_o \approx -\dot{I}_f R_F$$

$$\dot{U}_i \approx -\dot{I}_i R$$

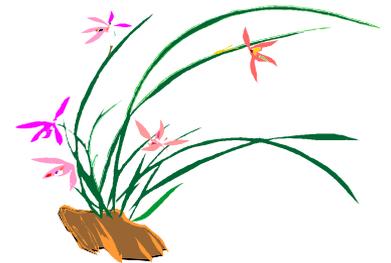
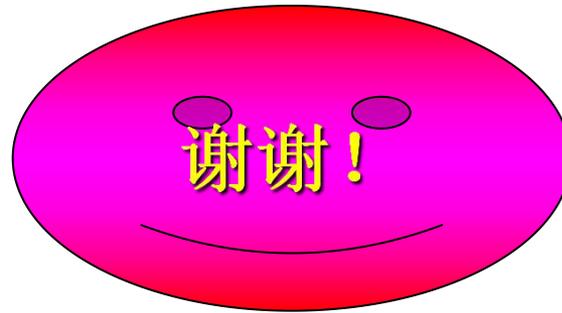
$$\dot{A}_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx -\frac{R_F}{R}$$

$$\dot{F}_{io} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} \approx -\frac{1}{R_F}$$



本章小结

- 反馈的概念
- 反馈的四种组态以及判断方法
- 利用深度负反馈计算放大倍数





第六章 信号的运算和处理

- 理想运放的概念
- 比例运算电路
- 求和电路
- 积分和微分电路



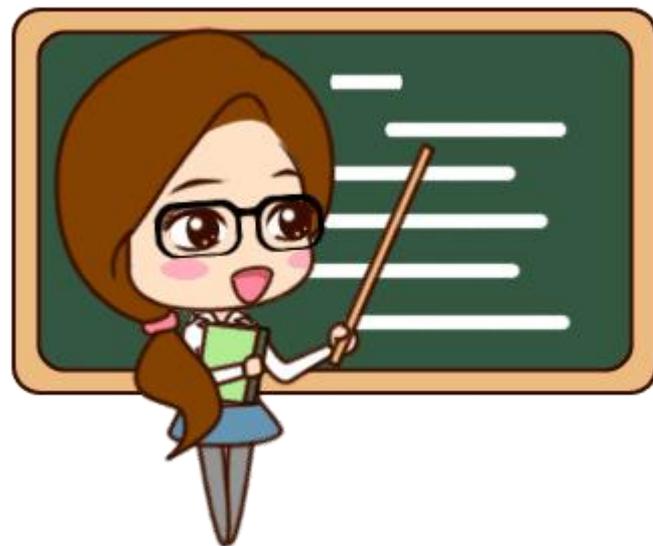
本章讨论的问题

- 什么情况下需要进行模拟信号的数学运算？
- 运算电路有哪些？



本章重点和难点

- 重点：**
1. 理想运放的概念
 2. 常用基本运算放大电路



难点： 积分电路、微分电路



第一节 信号的运算和处理

- 什么是理想运放
- 理想运放工作在线性区时的特点
- 理想运放工作在非线性区时的特点



一、什么是理想运放

所谓**理想运放**,就是将集成运放的各项技术指标理想化:

开环差模电压增益 $A_{od} = \infty$

差模输入电阻 $R_{id} = \infty$

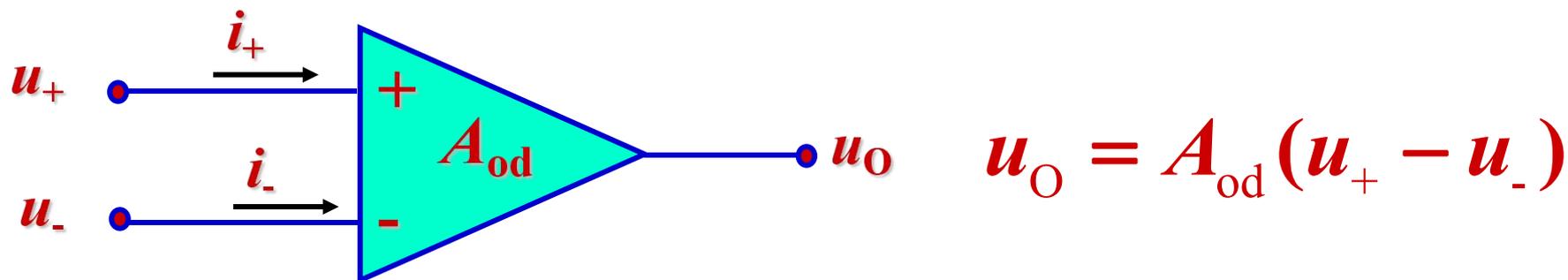
输出电阻 $r_o = 0$

共模抑制比 $K_{CMR} = \infty$



在各种不同的应用电路中，集成运放的工作范围可能有两种情况：**工作在线性区或工作在非线性区。**

当工作在线性区时，集成运放的输出电压与其两个输入端的电压之间存在着线性放大关系，即



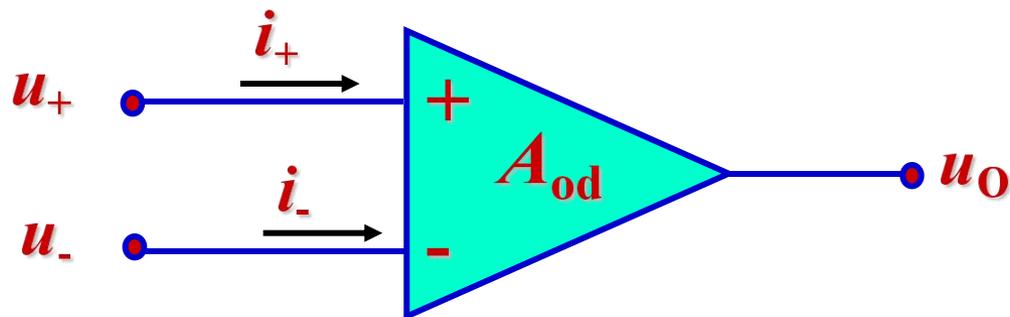
集成运放的电压和电流

当工作在非线性区时，集成运放的输出、输入信号之间将**不满足**关系式：

$$u_O \neq A_{od}(u_+ - u_-)$$



二、理想运放工作在线性区时的特点



集成运放的电压和电流

$$u_O = A_{od} (u_+ - u_-)$$

1. 理想运放的差模输入电压等于零。

$$u_+ = u_-$$

虚短

2. 理想运放的输入电流等于零。

$$i_+ = i_- = 0$$

虚断



三、理想运放工作在非线性区时的特点

$$u_o \neq A_{od} (u_+ - u_-)$$

1. 理想运放输出电压 u_o 的值只有两种可能：

$$u_o = +U_{opp} \quad \text{当 } u_+ > u_-$$

$$u_o = -U_{opp} \quad \text{当 } u_+ < u_-$$

不再存在虚短现象

2. 理想运放的输入电流等于零。

$$i_+ = i_-$$

虚断



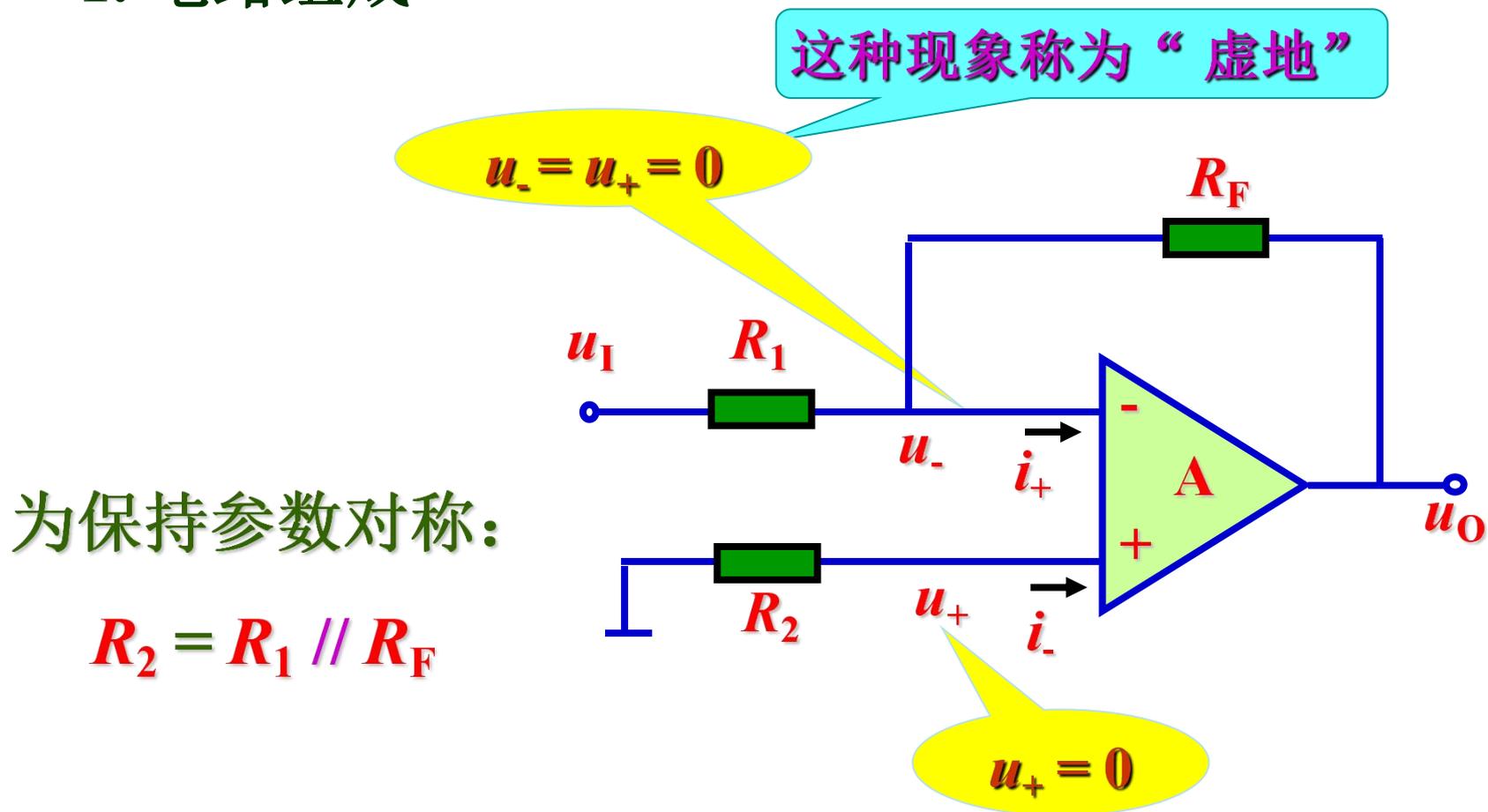
第二节 比例运算和求和电路

- 反相比例运算电路
- 同相比例运算电路
- 差分比例运算电路
- 反向求和运算电路



一、反相比例运算电路

1. 电路组成



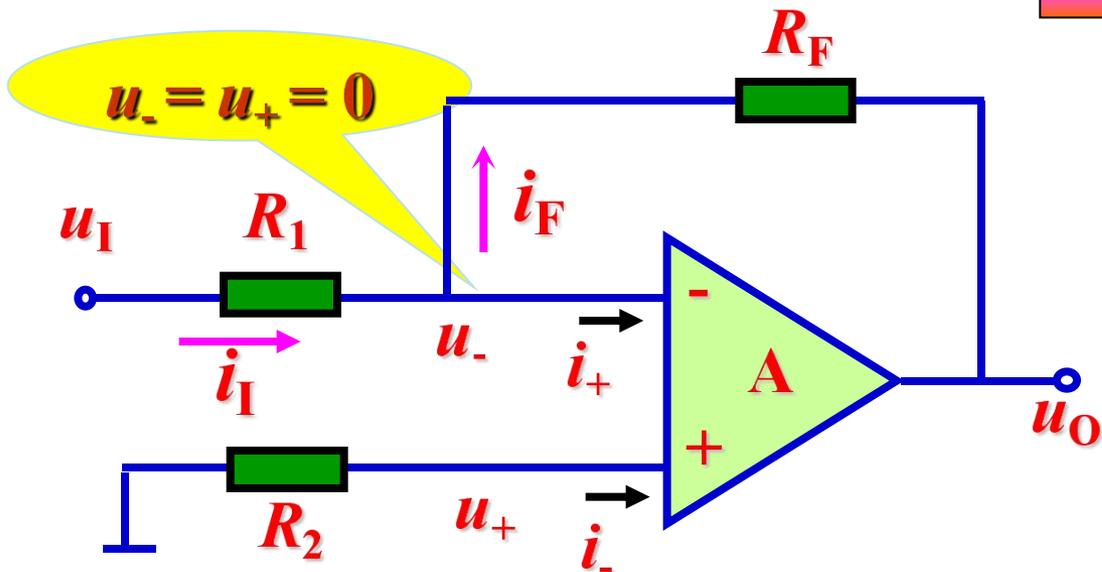


2. 工作原理

仿真

由 $i_+ = i_-$

得 $i_I = i_F$



$$\frac{u_I - u_-}{R_1} = \frac{u_- - u_O}{R_F}$$

输入电阻 $R_{if} = R_1$

$$A_{uf} = \frac{u_O}{u_I} = -\frac{R_F}{R_1}$$



结论:

1. 电路是深度电压并联负反馈电路，理想情况下，反相输入端“虚地”，共模输入电压低。

2. 实现了反相比例运算。

$|A_{uf}|$ 取决于电阻 R_F 和 R_1 之比。

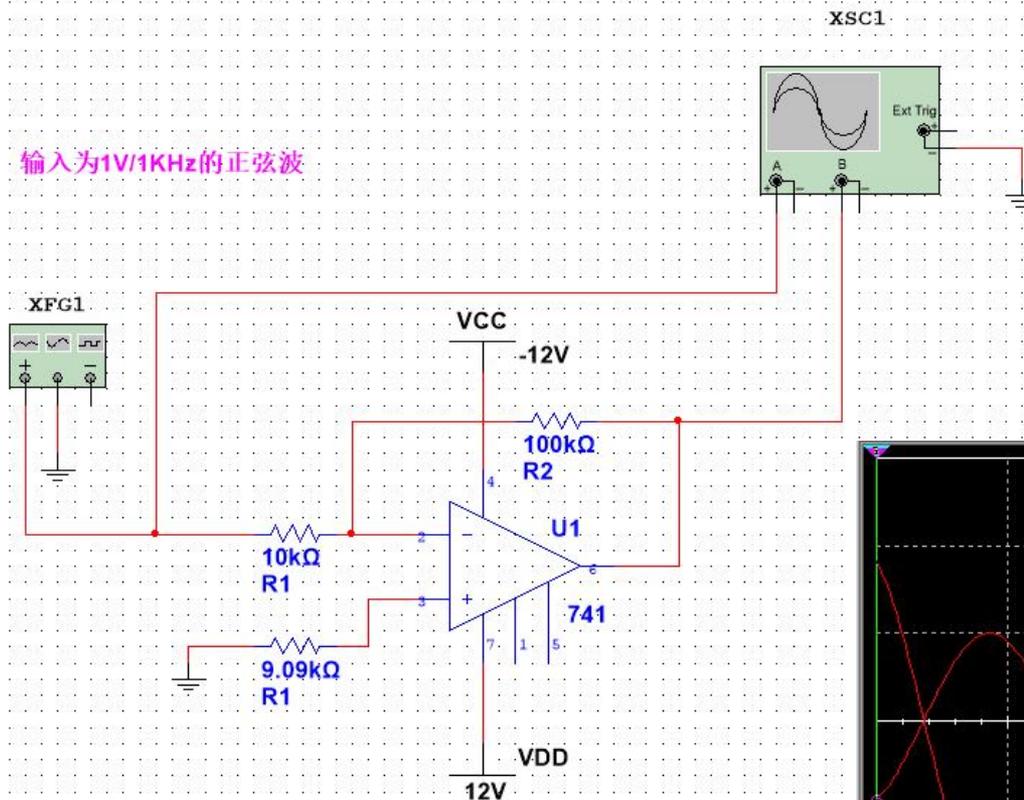
u_O 与 u_I 反相，

$|A_{uf}|$ 可大于 1、等于 1 或小于 1。

3. 电路的输入电阻不高，输出电阻很低。



输入为1V/1KHz的正弦波

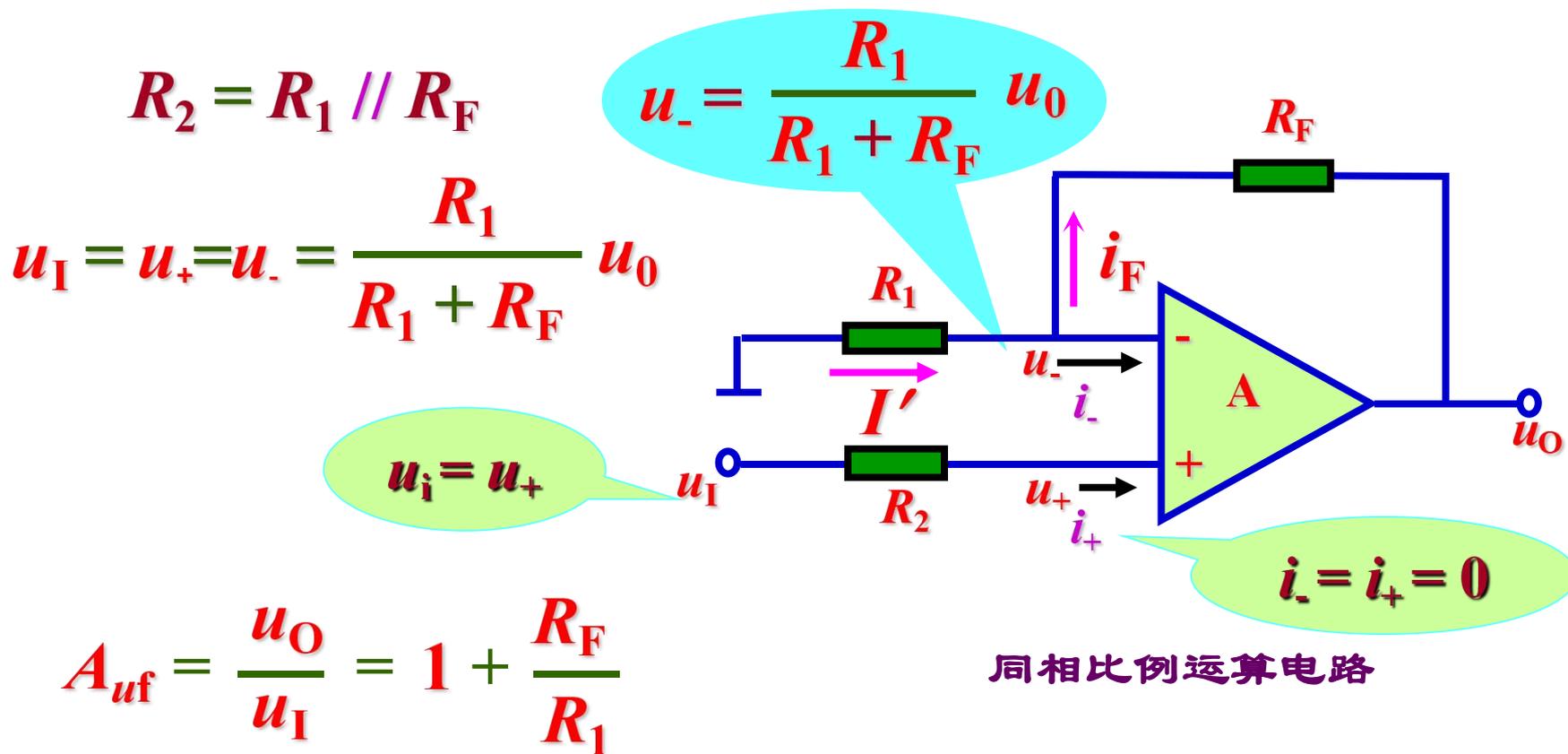


	时间	通道_A	通道_B
T1	562.821 ms	-901.265 mV	9.072 V
T2	562.821 ms	-901.265 mV	9.072 V
T2-T1	0.000 s	0.000 V	0.000 V

时基	通道 A	通道 B
标度: 500 us/Div	刻度: 1 V/Div	刻度: 5 V/Div
X轴位移(格): 0	Y轴位移(格): -0	Y轴位移(格): -0



二、同相比例运算电路



同相比例运算电路的比例系数总是大于或等于1。



当 $R_F = 0$ 或 $R_1 = \infty$ 时，比例系数等于1，
此时电路为：

$$u_+ = u_I$$

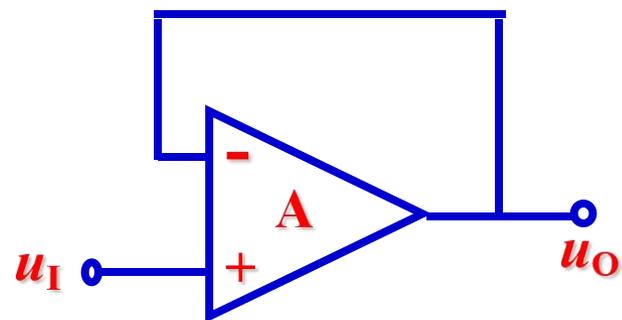
$$u_- = u_O$$

由于虚短，即 $u_+ = u_-$ ，故

$$u_O = u_I$$

$$A_{uf} = \frac{u_O}{u_I} = 1$$

这种电路又称为**电压跟随器**。



电压跟随器



结论:

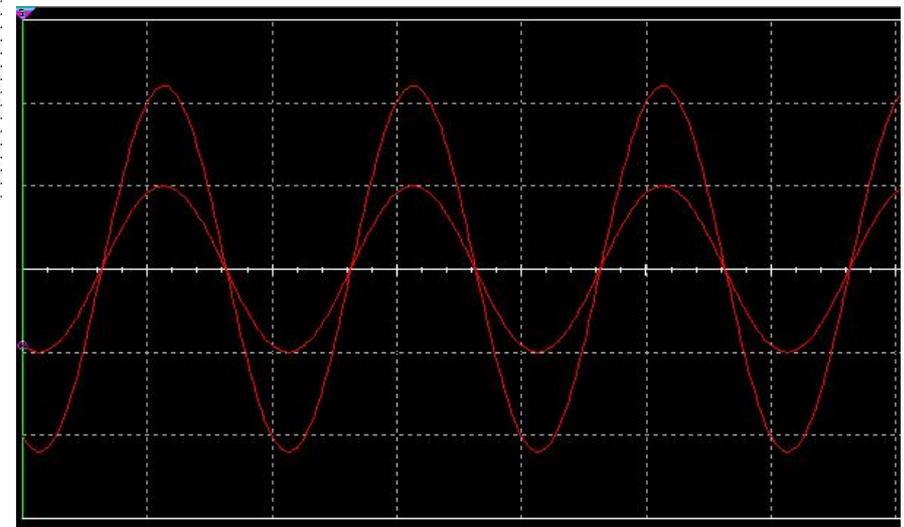
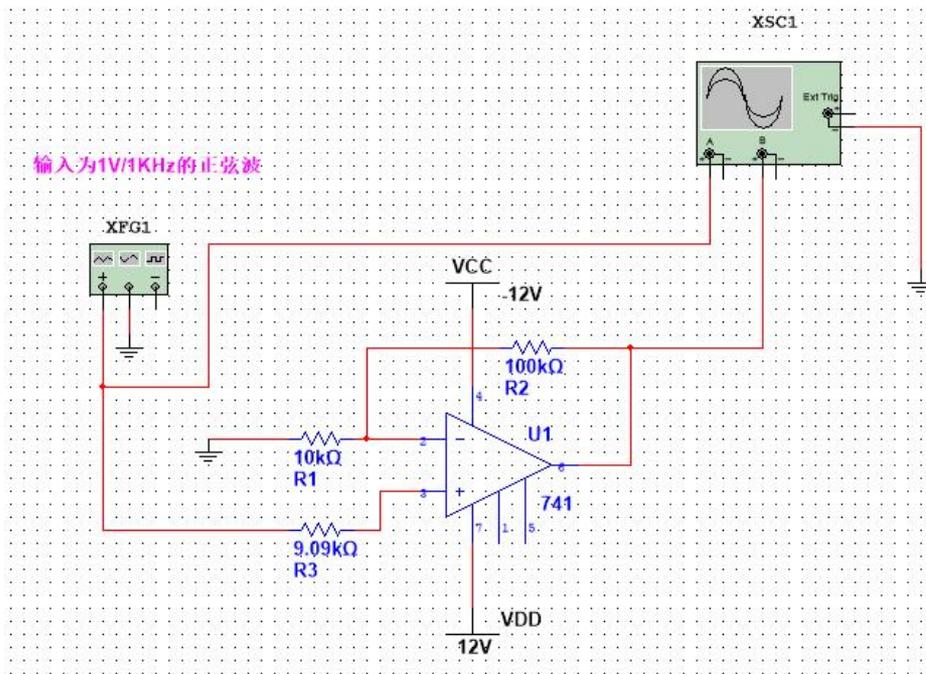
1. 电路是一个深度的电压串联负反馈电路。

“虚短”，不“虚地”，共模输入电压高。

2. 实现了同相比例运算， A_{uf} 只与 R_F 和 R_1 有关，

u_O 与 u_i 同相， A_{uf} 大于 1 或等于 1。

3. 输入电阻高，输出电阻低。



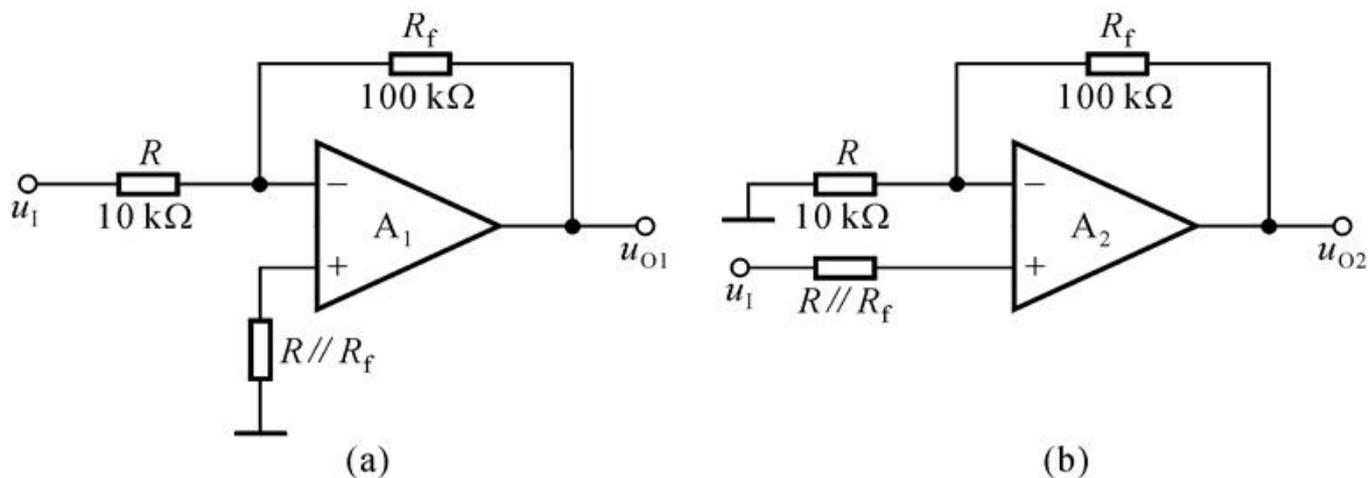
	时间	通道_A	通道_B
T1	313.684 ms	-916.405 mV	-10.016 V
T2	313.684 ms	-916.405 mV	-10.016 V
T2-T1	0.000 s	0.000 V	0.000 V

时基	通道 A	通道 B
标度: 500 us/Div	刻度: 1 V/Div	刻度: 5 V/Div
< 轴位移(格): 0	Y 轴位移(格): -0	Y 轴位移(格): 0



课堂练习

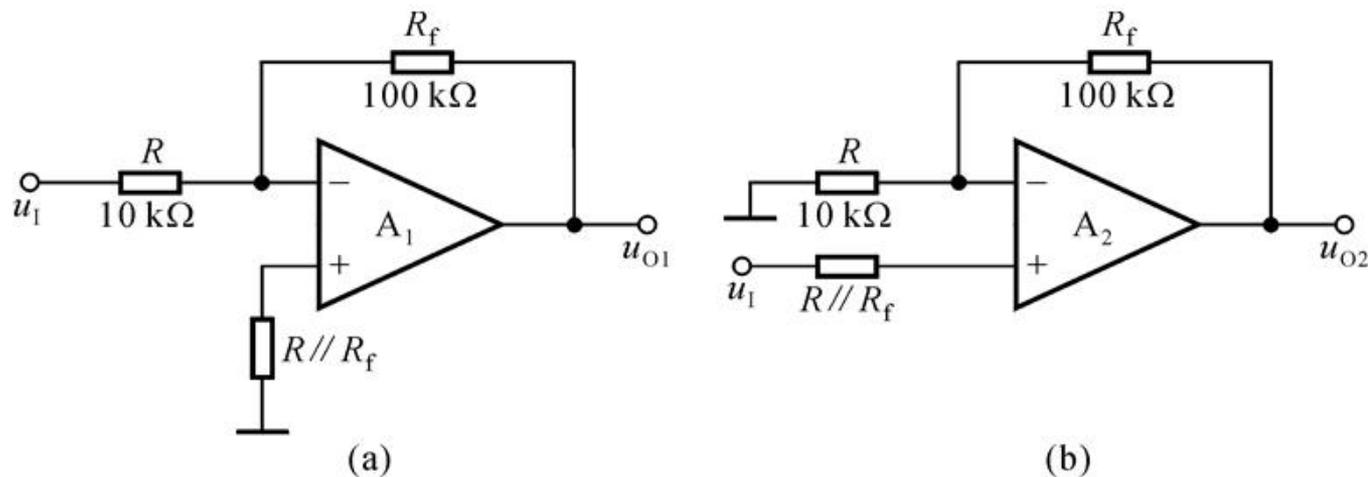
1.习题 P332 (6.2)：电路如下图所示，集成运放输出电压的最大幅值为 $\pm 14\text{V}$ ，填表。



u_i/V	0.1	0.5	1.0	1.5
u_{O1}/V				
u_{O2}/V				



课堂练习



解： $u_{O1} = (-R_f/R) u_I = -10 u_I$ ， $u_{O2} = (1+R_f/R) u_I = 11 u_I$ 。当集成运放工作到非线性区时，输出电压不是 **+14V**，就是 **-14V**。

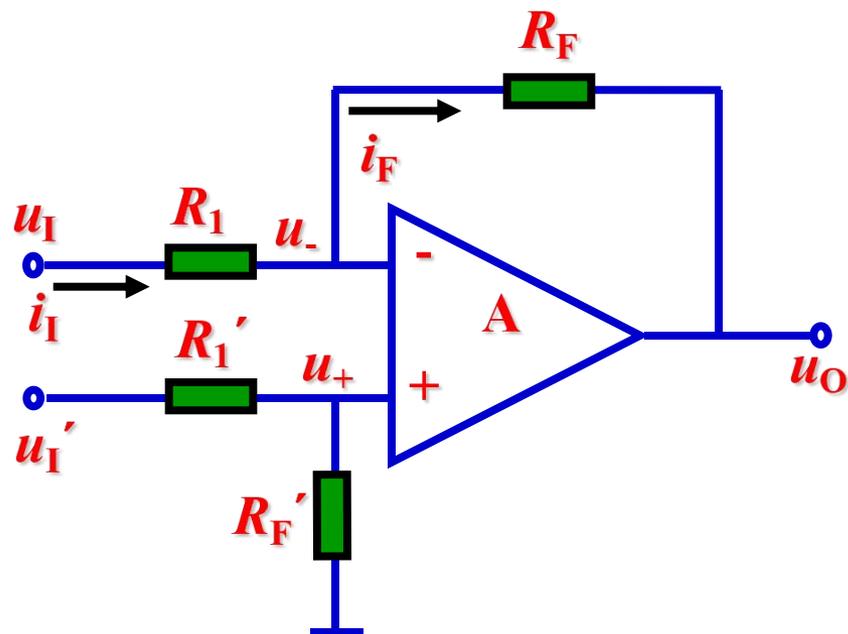
u_I/V	0.1	0.5	1.0	1.5
u_{O1}/V	-1	-5	-10	-14
u_{O2}/V	1.1	5.5	11	14



三、差分比例运算电路

$$R_1 = R_1', R_F = R_F'$$

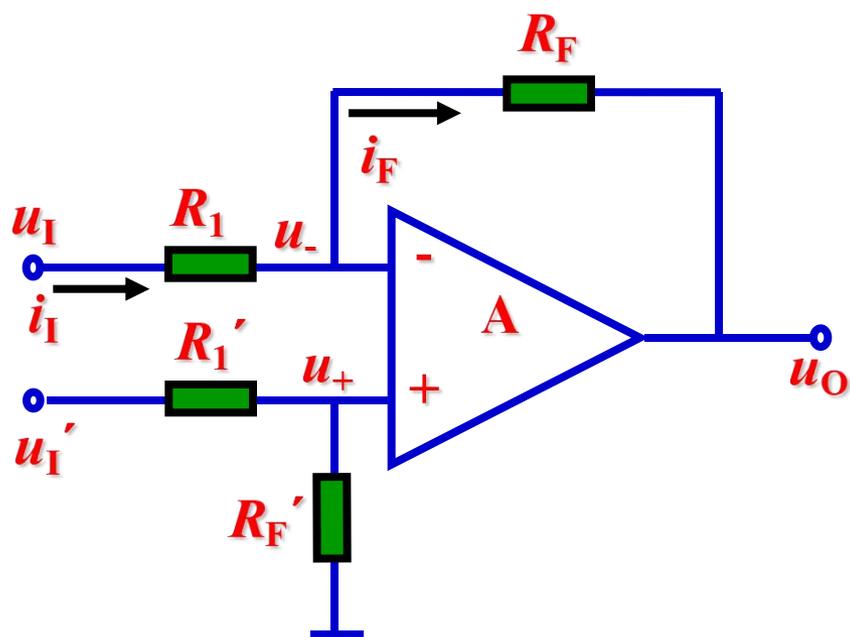
$$u_+ = \frac{R_F'}{R_1' + R_F'} u_{I'}$$



利用叠加定理得：

$$u_- = \frac{R_F}{R_1 + R_F} u_I + \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_O$$

$$\frac{R_F}{R_1 + R_F} u_I + \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_O = \frac{R_F'}{R_1' + R_F'} u_{I'}$$



$$i_I = i_F$$

$$\frac{u_i - u_-}{R_1} = \frac{u_- - u_O}{R_F}$$

$$A_{uf} = \frac{u_O}{u_i - u_i'} = -\frac{R_F}{R_1}$$

差模输入电阻: $R_{if} = 2R_1$



结论:

1. 实现差分比例运算（减法运算），

A_{uf} 决定于电阻 R_F 和 R_1 之比，

与集成运放内部参数无关。

2. 共模输入电压高，“虚短”，但不“虚地”。

3. 输入电阻不高，输出电阻低，

元件对称性要求高。



函数发生器-XFG1

波形:

信号选项

频率:	1	kHz
占空比:	50	%
振幅:	3	Vp
偏置:	0	V

设置上升/下降时间

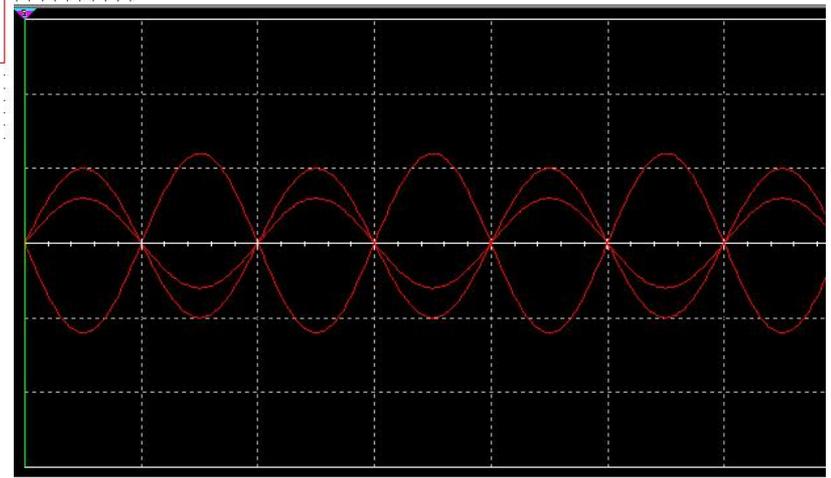
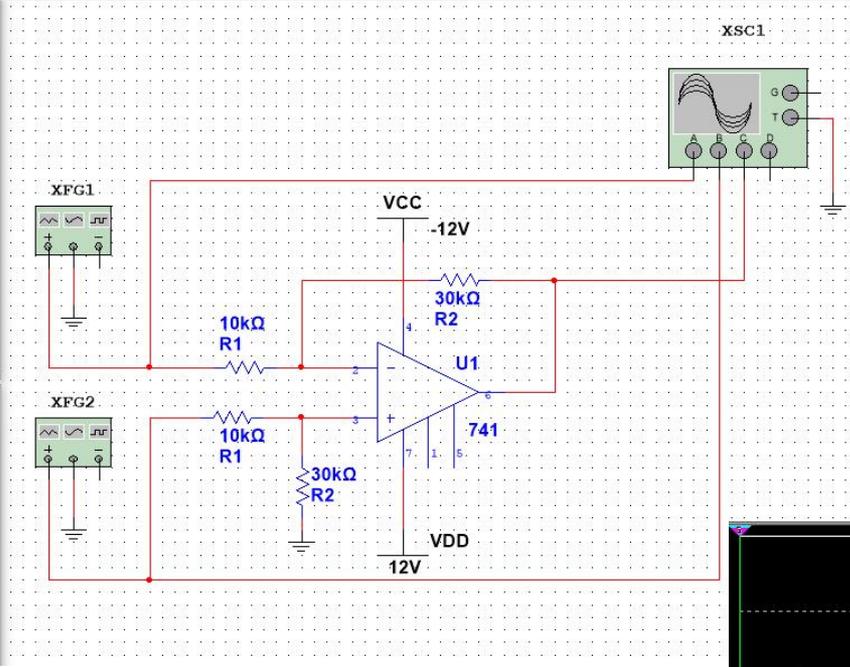
+ 普通 -

函数发生器-XFG2

波形:

信号选项

频率:	1	kHz
占空比:	50	%
振幅:	1	Vp
偏置:	0	V



T1 ← → 时间 通道_A 通道_B 通道_C 通道_D

T2 ← →

T2-T1

时基

标度: 500 us/Div

X轴位移(格): 0

通道_A

刻度: 5 V/Div

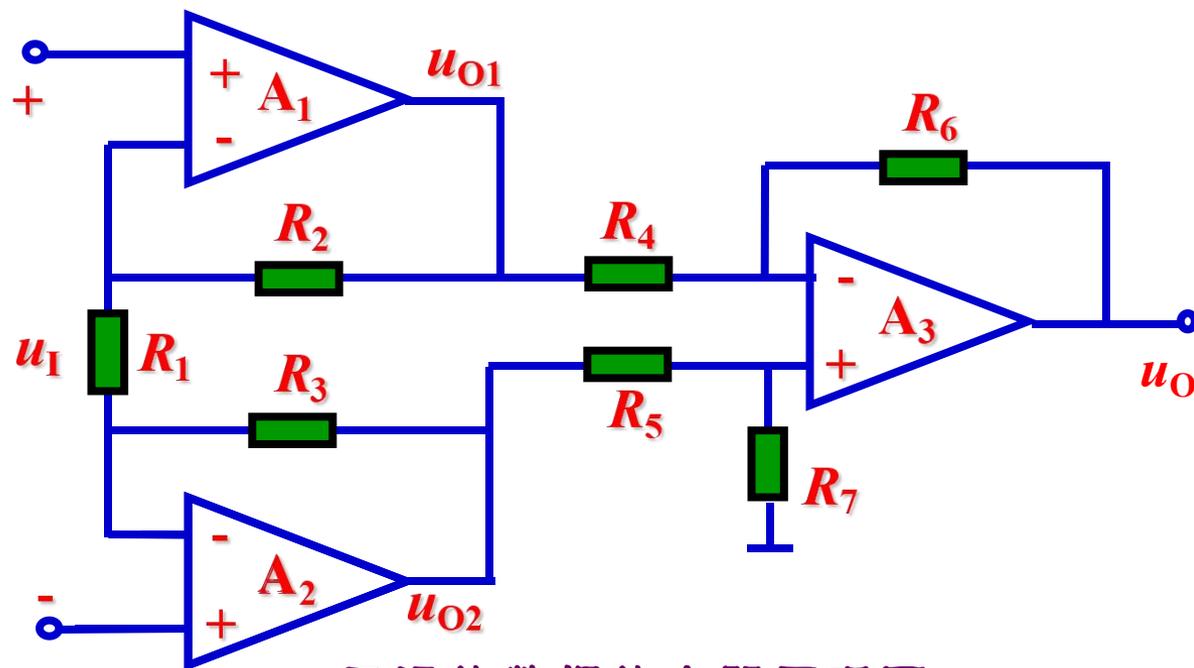
Y轴位移(格): -0

Y/T A/B > A+B >

交流 0 直流 -



[例6.1] 电路如图所示:



三运放数据放大器原理图

设 $R_1=1\text{k}\Omega$
 设 $R_2=R_3=1\text{k}\Omega$,
 设 $R_4=R_5=2\text{k}\Omega$,
 设 $R_6=R_7=100\text{k}\Omega$ 。

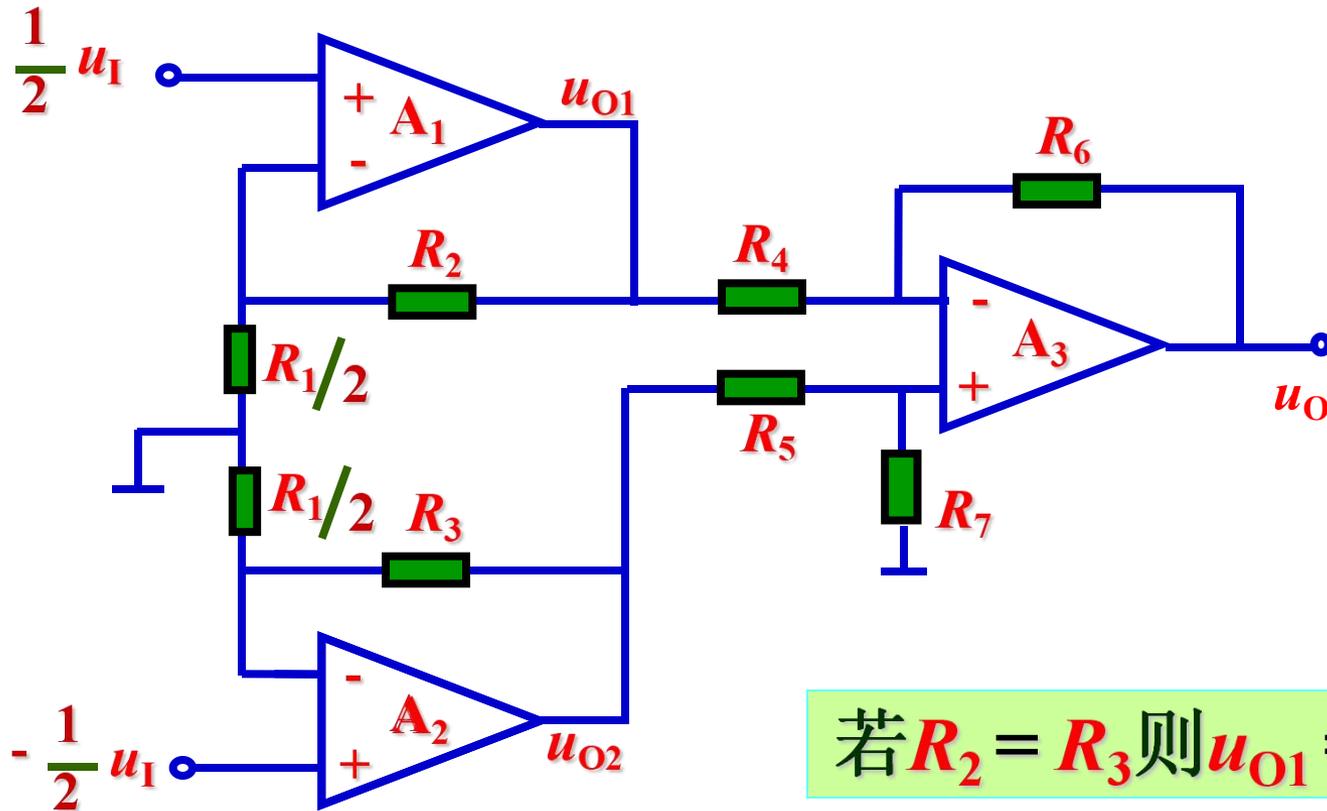
已知 A_1 、 A_2 的开环放大倍数
 $A_{od}=10^5$,
 差模输入电阻
 $R_{id}=2\text{M}\Omega$ 。

- (1) 求: 电压放大倍数 A_u ;
- (2) 已知 A_1 、 A_2 的 A_{od} 和 R_{id} , 求电路的输入电阻 R_i 。



先分析电路

电路可等效为：



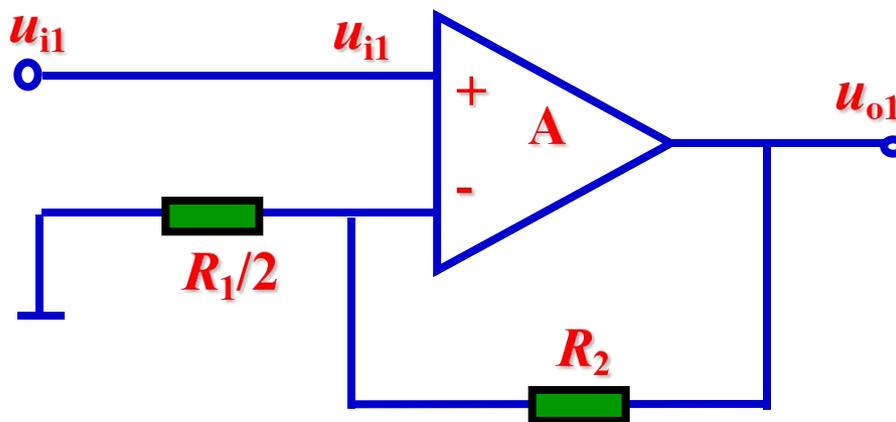
若 $R_2 = R_3$ 则 $u_{O1} = -u_{O2}$

A_1 、 A_2 组成同相比比例电路， A_3 组成差分比例电路。



解:

(1)

A₁、A₂的工作情况分析

$$u_{I1} = \frac{R_1/2}{R_1/2 + R_2} u_{O1}$$

$$u_{O1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) u_{I1}$$



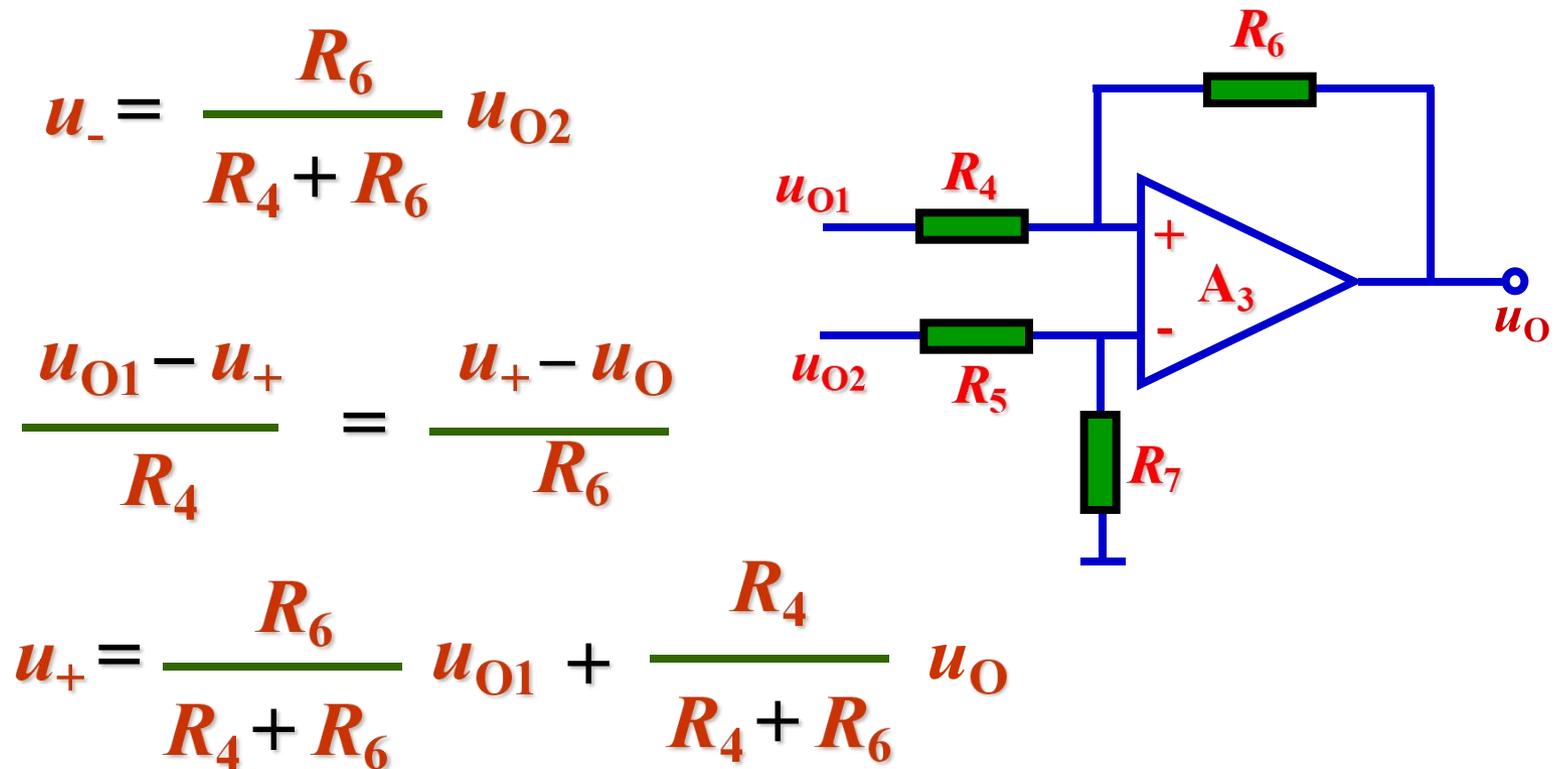
同理

$$u_{O2} = \left(1 + \frac{2R_3}{R_1}\right) u_{I2} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) u_{I2}$$

$$\begin{aligned} u_{O1} - u_{O2} &= \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (u_{I1} - u_{I2}) \\ &= \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) u_I \end{aligned}$$

则第一级的电压放大倍数为：

$$\frac{u_{O1} - u_{O2}}{u_I} = 1 + \frac{2R_2}{R_1}$$



则第二级的电压放大倍数为：

$$\frac{u_O}{u_{O1} - u_{O2}} = - \frac{R_6}{R_4}$$



$$\frac{u_{O1} - u_{O2}}{u_i} = 1 + \frac{2R_2}{R_1} \quad \frac{u_O}{u_{O1} - u_{O2}} = - \frac{R_6}{R_4}$$

因此，该数据放大器总的电压放大倍数为：

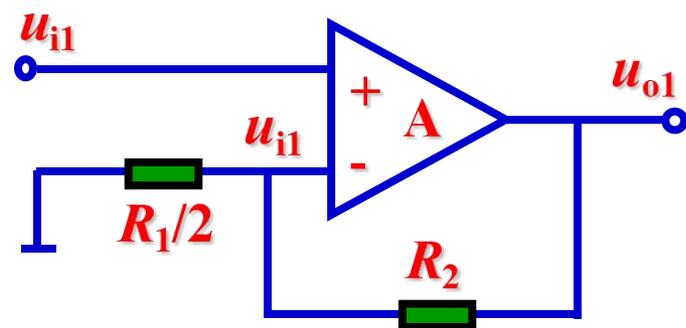
$$\begin{aligned} A_u &= \frac{u_O}{u_i} = \frac{u_O}{u_{O1} - u_{O2}} \frac{u_{O1} - u_{O2}}{u_i} \\ &= - \frac{R_6}{R_4} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) = - 100 \end{aligned}$$



(2) 由图可见，数据放大器的差模输入电阻等于 A_1 、 A_2 的输入电阻之和，因参数对称，

$$R_i = 2(1 + A_{od}F)R_{id}$$

$$F = \frac{R_1/2}{R_1/2 + R_2} = \frac{R_1}{R_1 + 2R_2}$$



故数据放大器的输入电阻为：

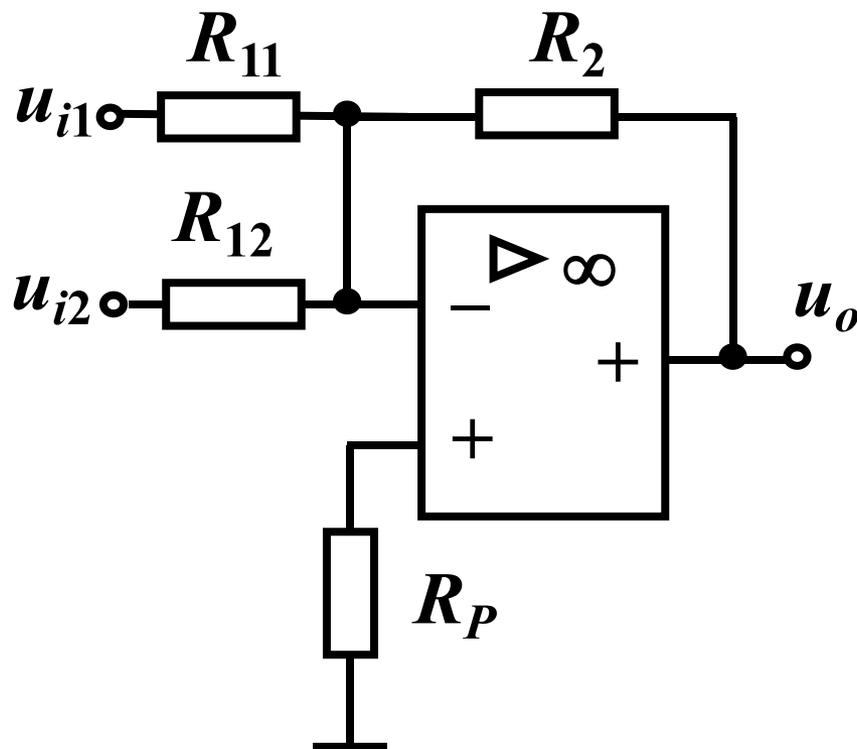
$$R_i = 2 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + 2R_2} A_{od} \right) R_{id}$$

$$= \left[2 \times \left(1 + \frac{2}{2 + 2 \times 1} \times 10^5 \right) \times 2 \right] \text{M}\Omega \approx 2 \times 10^5 \text{M}\Omega$$



四、反相输入求和电路

(1) 电路结构



为使两输入端对地电阻平衡,

$$R_P = R_{11} // R_{12} // R_F$$

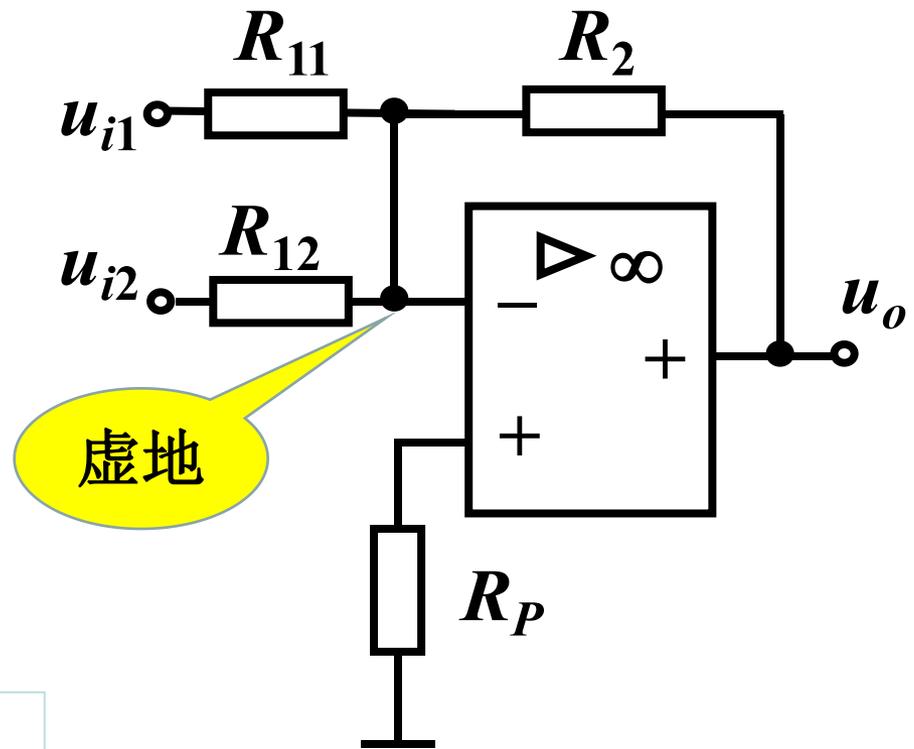


(2) 工作原理

$$\begin{cases} u_+ = u_- = 0 \\ i_{11} + i_{12} = i_F \end{cases}$$



$$u_o = -\left(\frac{R_2}{R_{11}}u_{i1} + \frac{R_2}{R_{12}}u_{i2}\right)$$



$$R_P = R_{11} // R_{12} // R_F$$

调节反相求和电路的某一路信号的输入电阻，不影响输入电压和输出电压的比例关系，调节方便。



电路实质：

利用“虚地”和“虚断”，

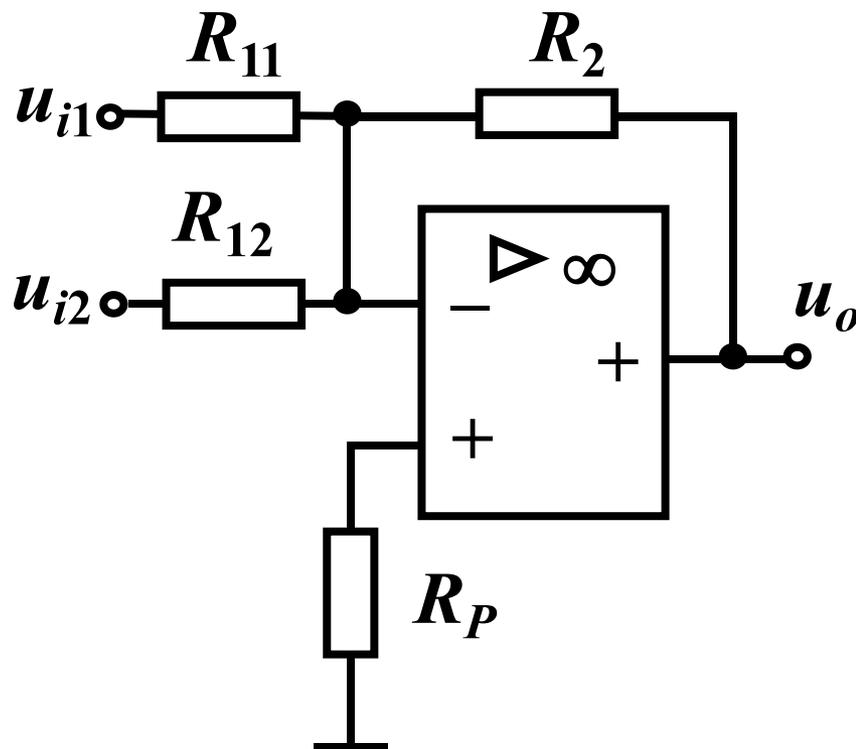
通过各路输入电流相加来实现输入电压的相加。

优点：

调节灵活方便；

共模电压很小；

实际工作中应用广泛。





函数发生器-XFG1

波形:

信号选项

频率:	1	kHz
占空比:	50	%
振幅:	1	Vp
偏置:	0	V

设置上升/下降时间

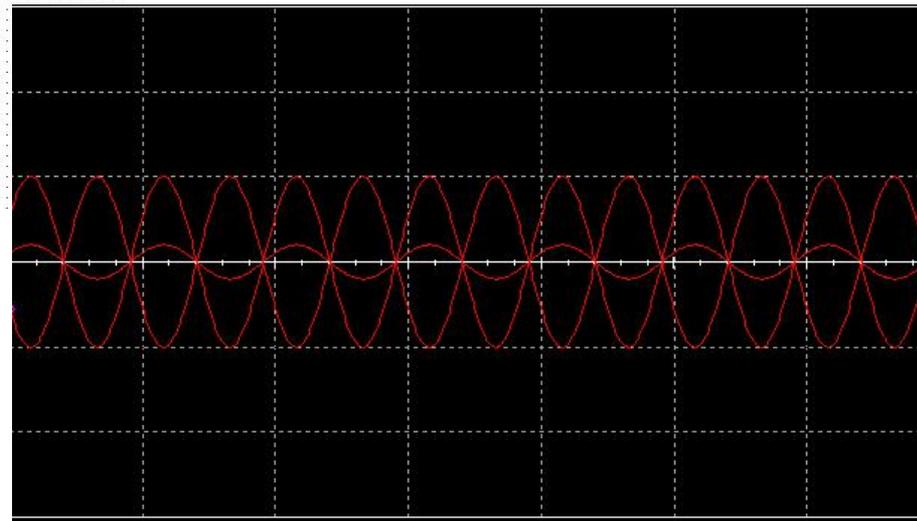
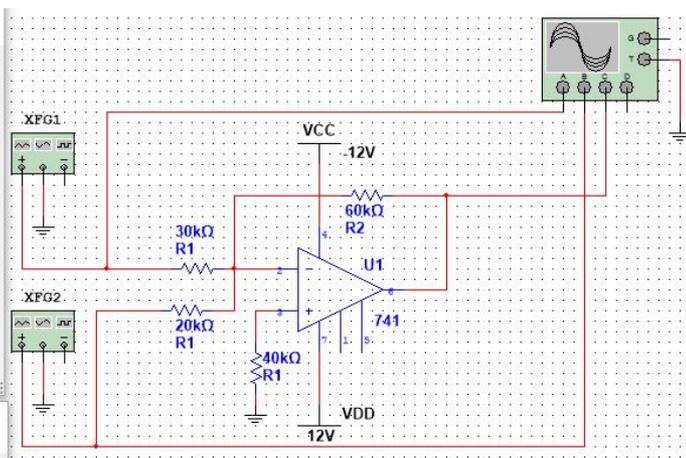
+ 普通 -

函数发生器-XFG2

波形:

信号选项

频率:	1	kHz
占空比:	50	%
振幅:	1	Vp
偏置:	0	V



	时间	通道_A	通道_B	通道_C	通道_D
1	260.092 ms	545.843 mV	545.843 mV	-2.706 V	
2	260.092 ms	545.843 mV	545.843 mV	-2.706 V	
2-T1	0.000 s	0.000 V	0.000 V	0.000 V	

时基

示度: 1 ms/Div

轴位移(格): 0

通道_A

刻度: 5 V/Div

Y轴位移(格): -0

A B C

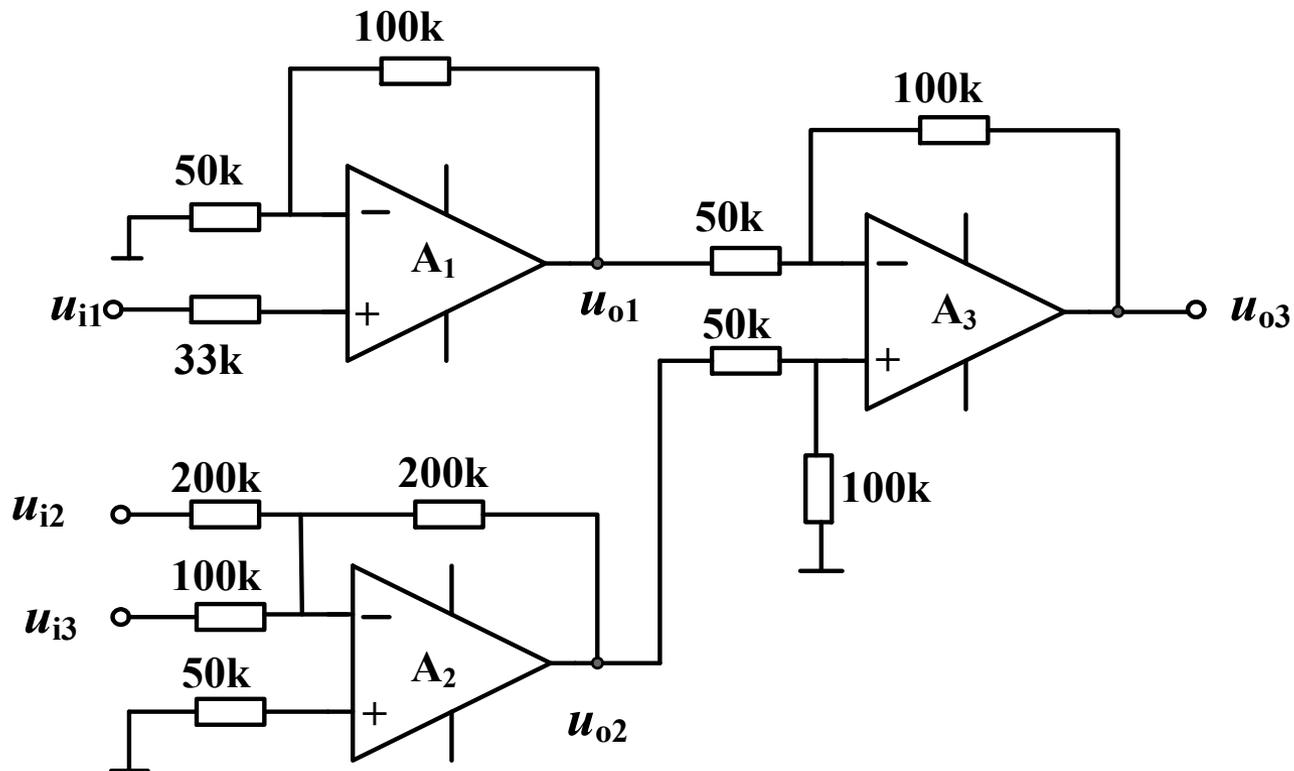


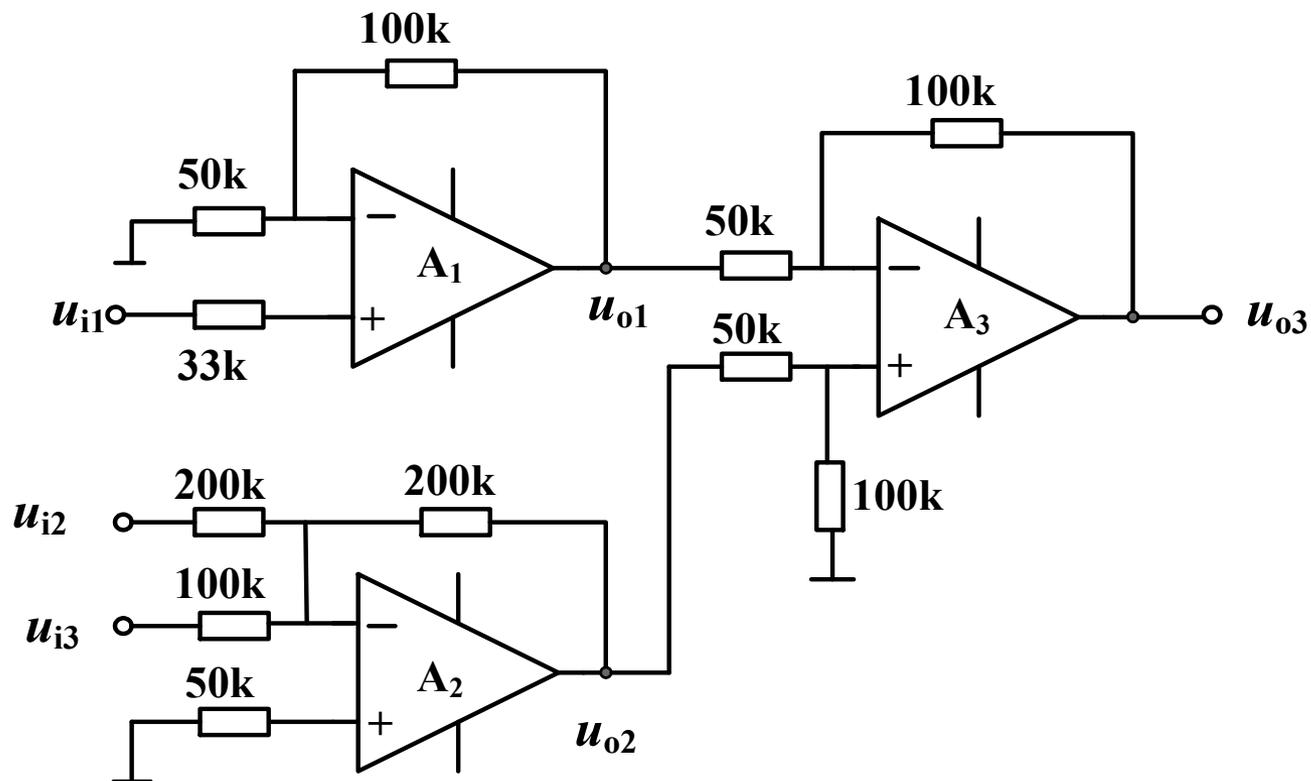
课堂练习

2. 在下图19中，设A1、A2、A3均为理想运放：

(1) A1、A2、A3各组成何种基本运算电路？

(2) 分别列出 u_{o1} 、 u_{o2} 和 u_{o3} 与输入电压 u_{i1} 、 u_{i2} 、 u_{i3} 之间的关系式。

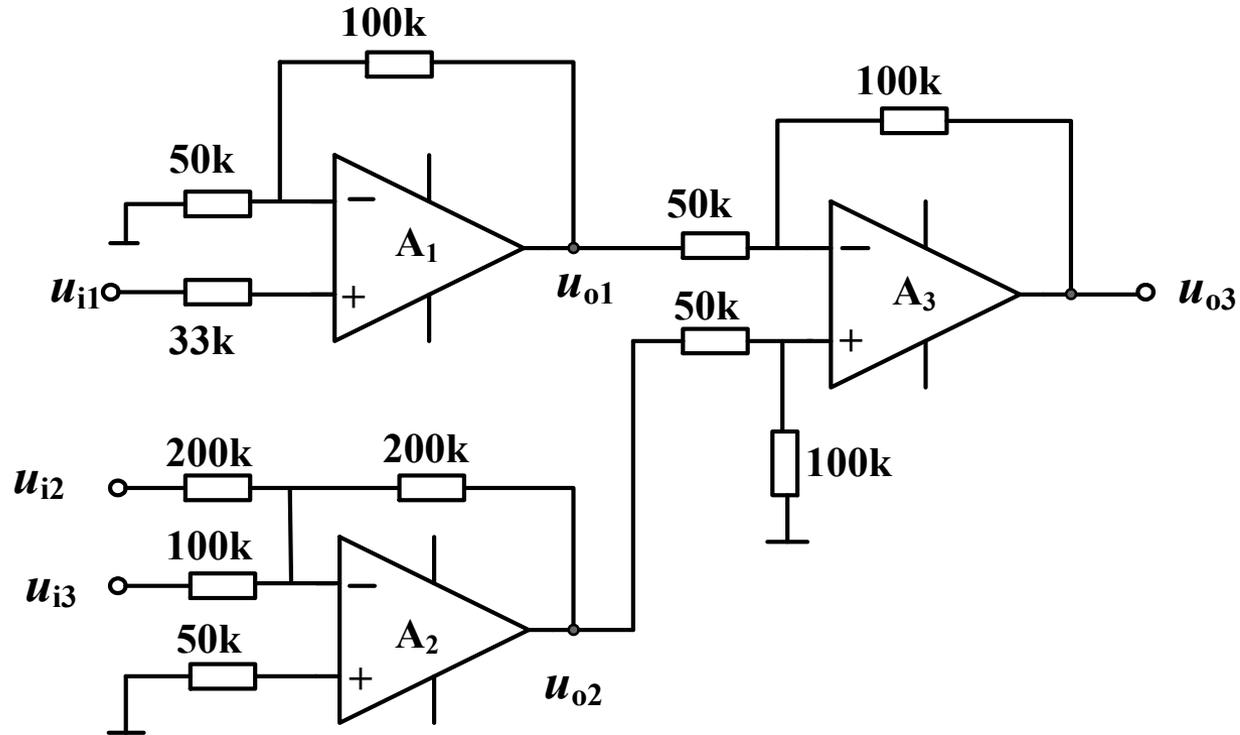




(1) A1: 同相比例运算放大电路;

A2: 反相求和放大电路;

A3: 差分输入放大电路。



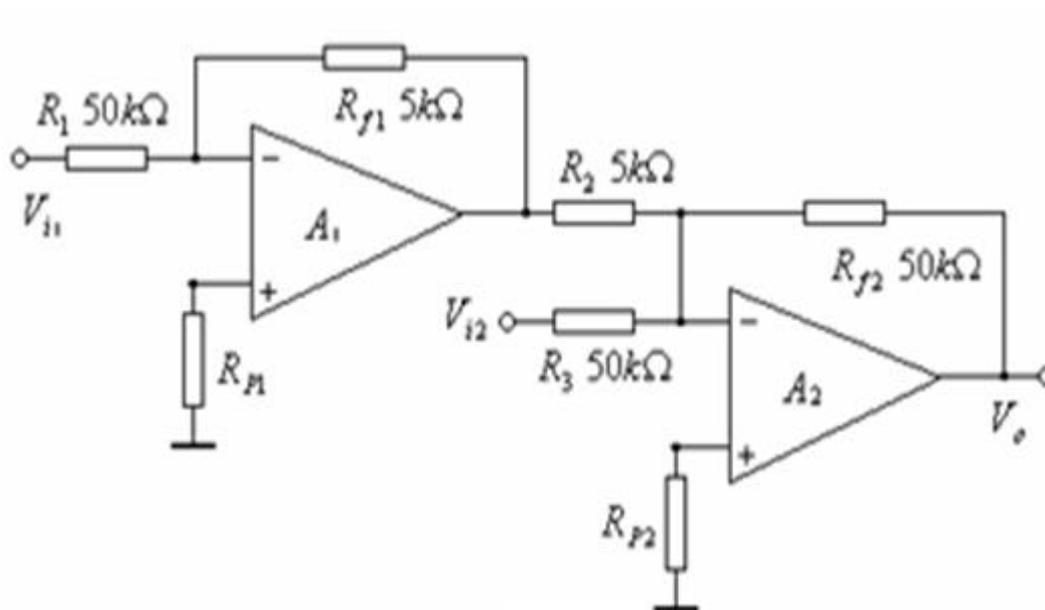
$$(2) \quad u_{o1} = (1 + 100/50)u_{I1} = 3u_{I1}$$

$$u_{o2} = -(200/200u_{I2} + 200/100u_{I3}) = -(u_{I2} + 2u_{I3})$$

$$u_{o3} = -100/50(u_{o1} + u_{o2}) = -2(3u_{I1} + u_{I2} + 2u_{I3})$$



3. 下图所示电路中，运放为理想器件，求输出电压 V_O 与输入电压 V_i 或 V_{i1} ， V_{i2} 的关系。





第三节 积分和微分电路

- 积分电路
- 微分电路



一、积分电路

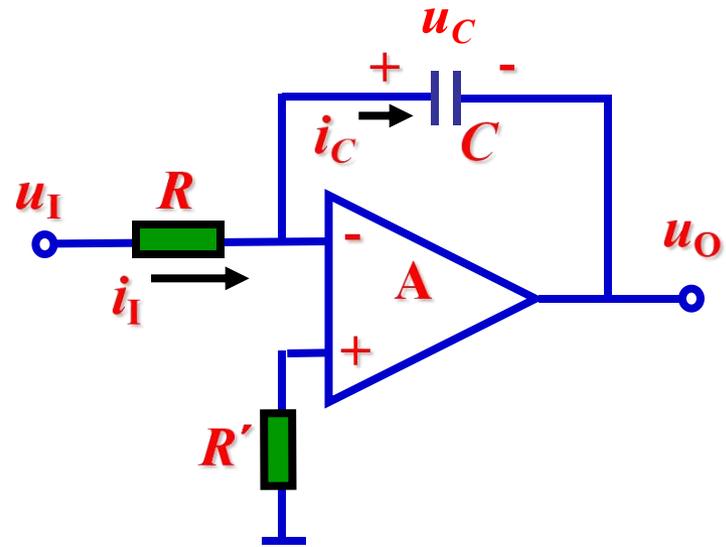
1. 电路组成

电容伏安特性

$$i_C = C \frac{du_C}{dt}$$

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt$$

要求: $R' = R$



基本积分电路

积分时间常数

$$\tau = RC$$

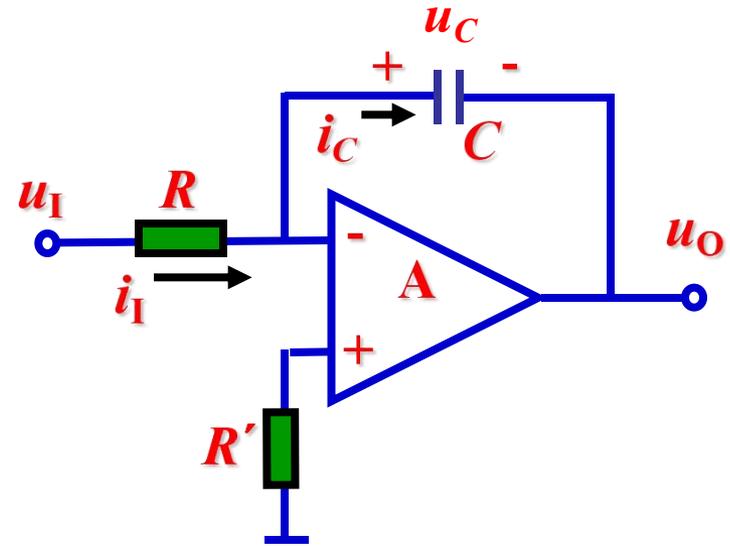


2.工作原理

由“虚地”， $u_+ = -u_- = 0$

由“虚断”， $i_I = i_C$

$$\frac{u_I}{R} = C \frac{du_C}{dt} = -C \frac{du_O}{dt}$$



基本积分电路

$$u_O = -\frac{1}{RC} \int u_I dt$$

积分时注意初始条件

$$u_O = -\frac{1}{RC} \int u_I dt + U_O(0)$$



3. 积分电路的应用

(1) 波形变换

当 $t \leq t_0$ 时, $u_I = 0$, 故 $u_O = 0$;

$$u_O = -\frac{1}{RC} \int u_I dt$$

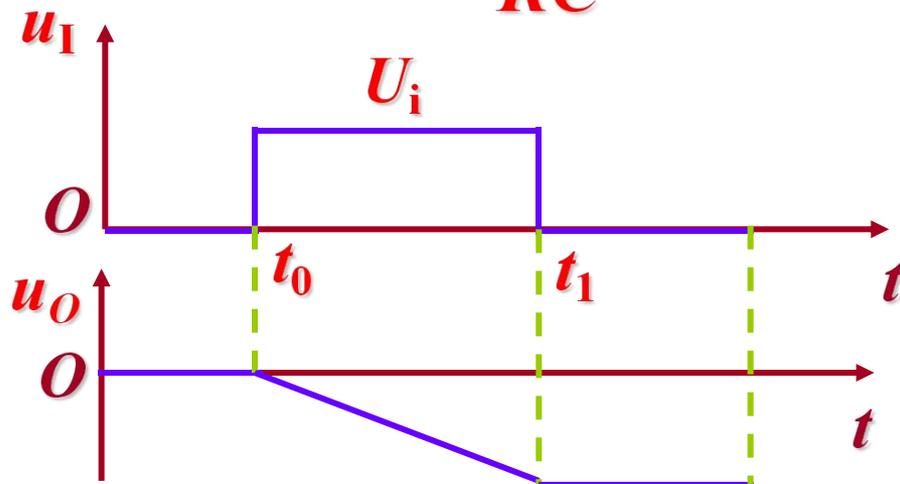
$$u_O = -\frac{U_I}{RC} (t - t_0)$$

当 $t_0 < t \leq t_1$ 时, $u_I = U_I = \text{常数}$;

$$= -\frac{U_I}{RC} \Delta t$$

当 $t > t_1$ 时, $u_I = 0$,

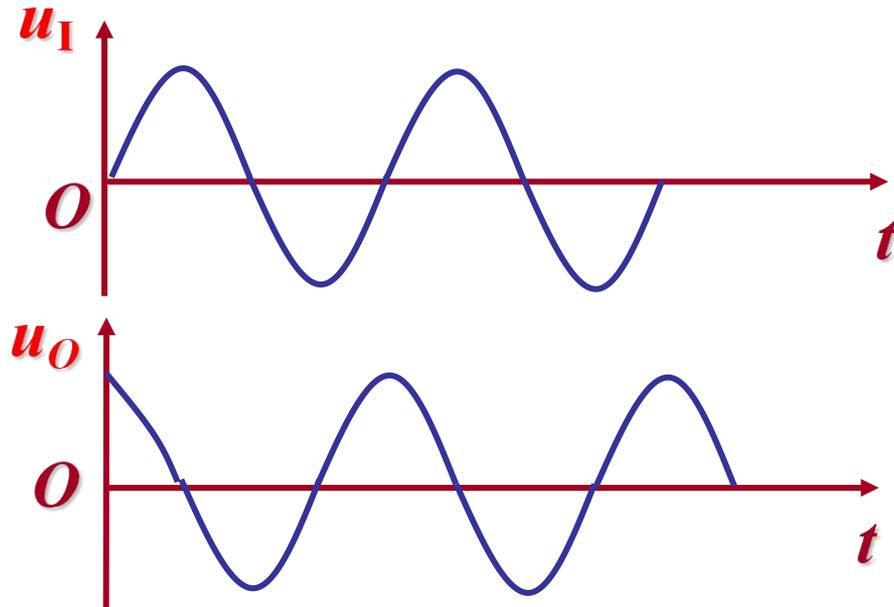
故 $u_O = u_O(t_1)$ 。





(2) 移相

若 $u_i = U_m \sin \omega t$ ，由积分电路输出表达式可得：



$$\begin{aligned} u_o &= -\frac{1}{RC} \int U_m \sin \omega t dt \\ &= \frac{U_m}{\omega RC} \cos \omega t \end{aligned}$$

电路的输出电压是一个余弦波。

u_o 的相位比 u_i 领先 90° 。

积分电路具有移相作用



二、微分电路

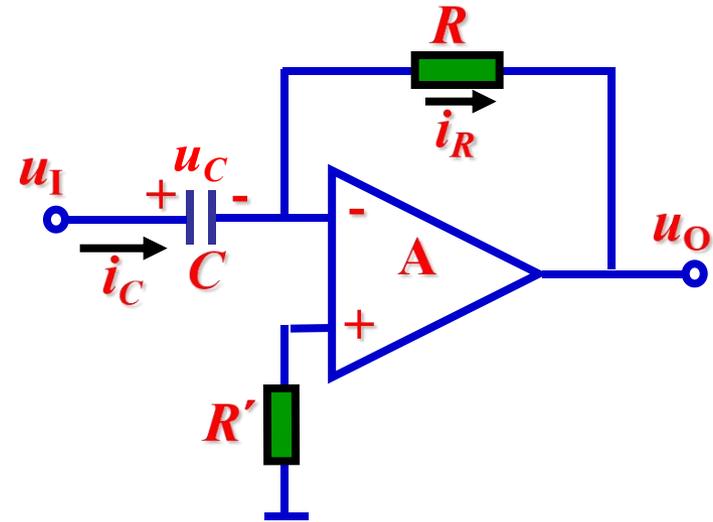
1. 电路的组成

由于“虚断”，则 $i_C = i_R$

因反相输入端“虚地”，可得

$$u_O = -i_R R = -i_C R$$

$$= -RC \frac{du_C}{dt} = -RC \frac{du_I}{dt}$$



基本微分电路

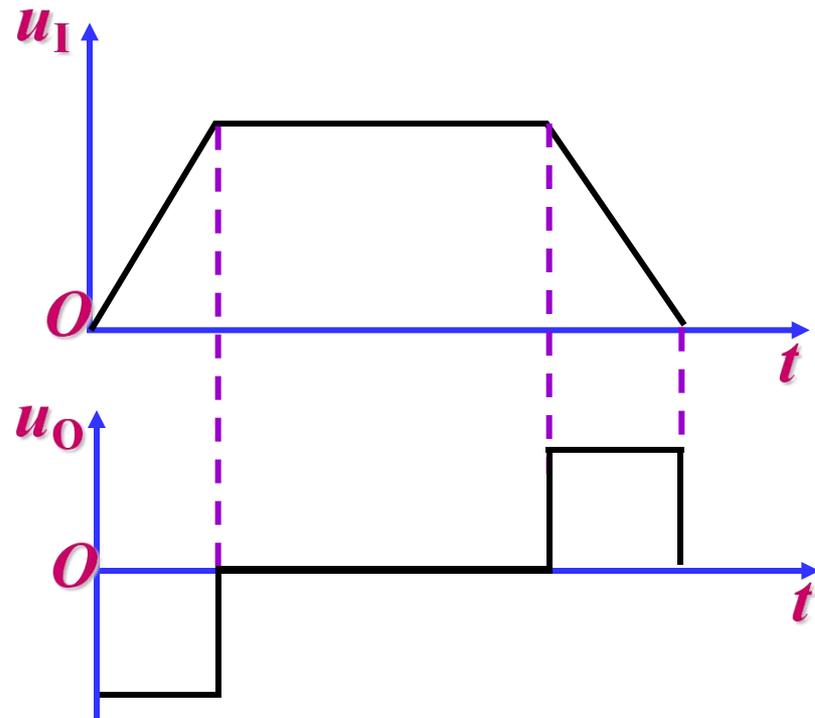
输出电压正比于输入电压对时间的微分。



2. 微分电路的应用

(1) 波形变换

如果在输入端加上一个梯形波电压，当 u_I 直线上升时， u_O 为一个固定的负电压。当 u_I 维持不变时， $u_O=0$ 。当 u_I 直线下降时， u_O 为一个固定的正电压。



微分电路将一个梯形波转换为一负一正两个矩形波。



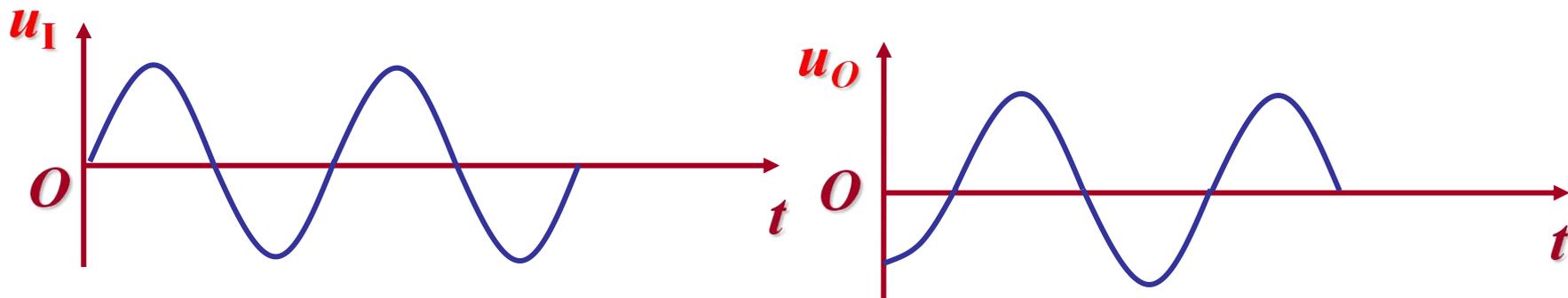
(2) 移相

当输入电压为正弦波时，设 $u_I = U_m \sin \omega t$ ，

则微分电路的输出电压为

$$u_O = -RC \frac{du_I}{dt} = -U_m \omega RC \cos \omega t$$

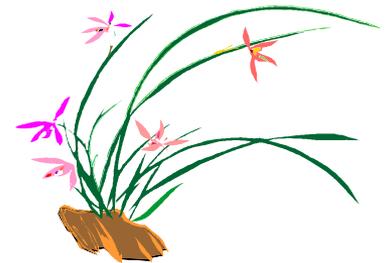
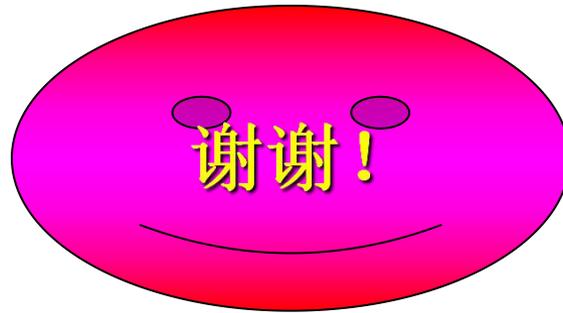
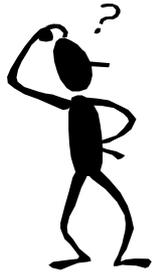
u_O 成为余弦波， u_O 的波形将比 u_I 滞后 90° 。





本章小结

- 运算放大电路的特点
- 运算电路的分析方法





第七章 波形的发生

- 正弦波振荡电路的分析方法
- RC振荡电路



本章讨论的问题

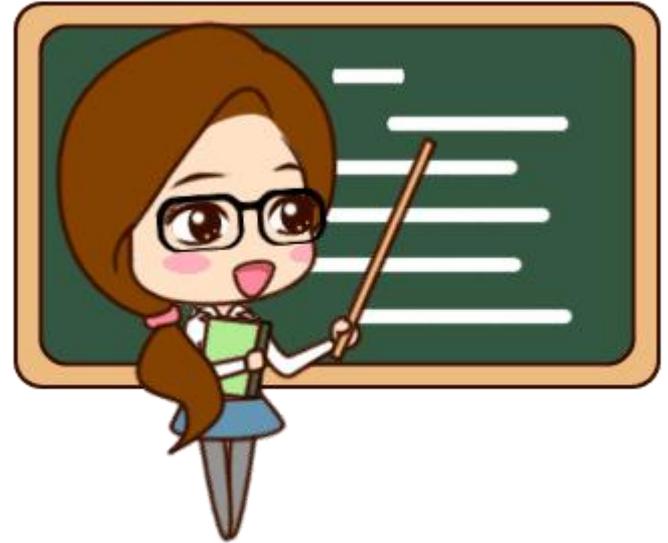
- 什么是自激振荡？
- 怎样组成正弦波振荡电路？如何判断电路是否是正弦振荡电路？
- 波形发生电路必须有放大电路吗？



本章重点和难点

- 重点：**
1. 自激振荡条件
 2. 自激振荡电路的组成
 3. RC正弦波振荡电路

难点： 正弦波振荡电路的分析



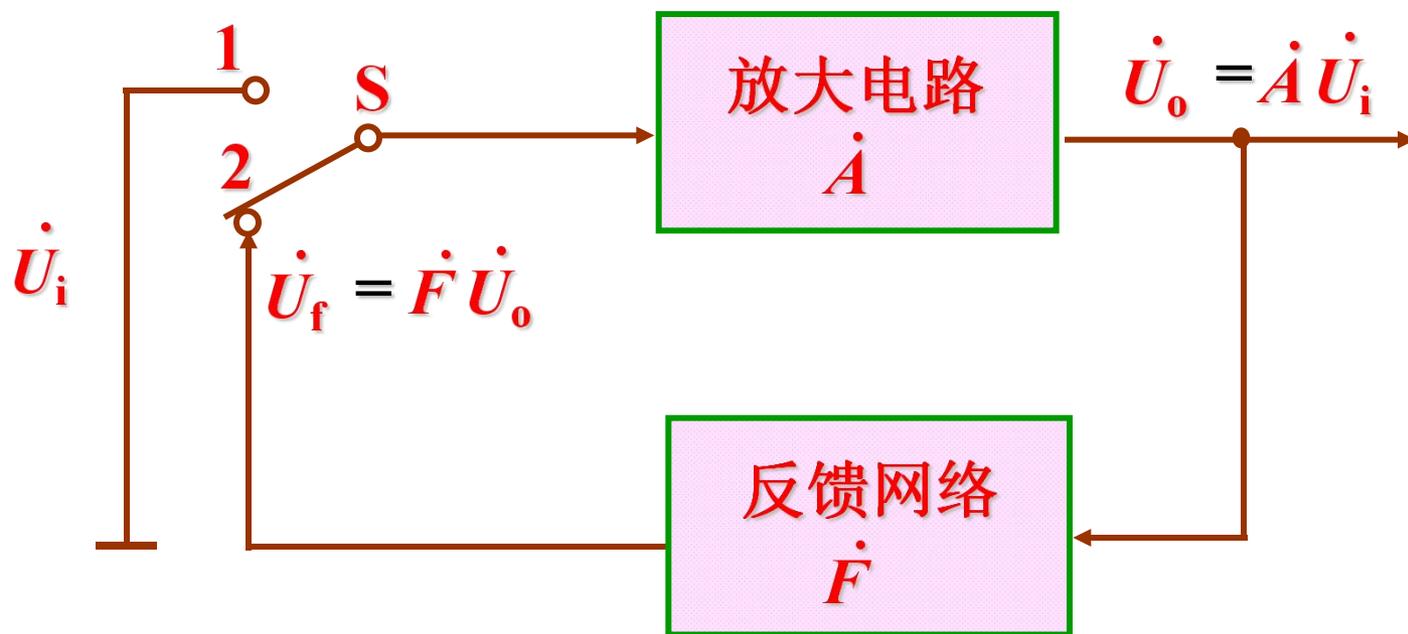


第一节 正弦波振荡电路的分析方法

- 产生正弦波振荡的条件
- 正弦波振荡电路的组成
- 正弦波振荡电路的分析步骤



一、产生正弦波振荡的条件



反馈放大电路产生自激振荡的条件

放大电路产生自激振荡的条件可表示为 $\dot{U}_f = \dot{U}_i$

$$\dot{U}_f = F \dot{U}_o = F A \dot{U}_i = \dot{U}_i$$

所以产生正弦波振荡的条件是

$$A F = 1$$



$\dot{A}\dot{F} = 1$ 可分别用幅度平衡条件和相位平衡条件来表示:

幅度平衡条件

$$|\dot{A}\dot{F}| = 1$$

相位平衡条件

$$\arg \dot{A}\dot{F} = \varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi$$
$$n = 0, 1, 2, \dots$$

负反馈放大电路产生自激振荡的条件是 $\dot{A}\dot{F} = -1$

与产生正弦波振荡的条件差一个负号。

产生这个差别的根本原因在于两种情况下反馈的极性不同。



二、正弦波振荡电路的组成

组成

放大电路：实现能量控制。

选频网络：确定电路的振荡频率。

正反馈网络：使输入信号等于反馈信号。

稳幅电路：使输出信号幅值稳定。

分类

RC 正弦波振荡电路

LC 正弦波振荡电路

石英晶体正弦波振荡电路



三、 正弦波振荡电路分析步骤

1. 检查电路是否具备正弦波振荡的基本组成部分，并检查放大电路的静态工作点是否能保证电路工作在放大状态。
2. 分析电路是否满足自激振荡条件。
3. 估算振荡频率和起振条件

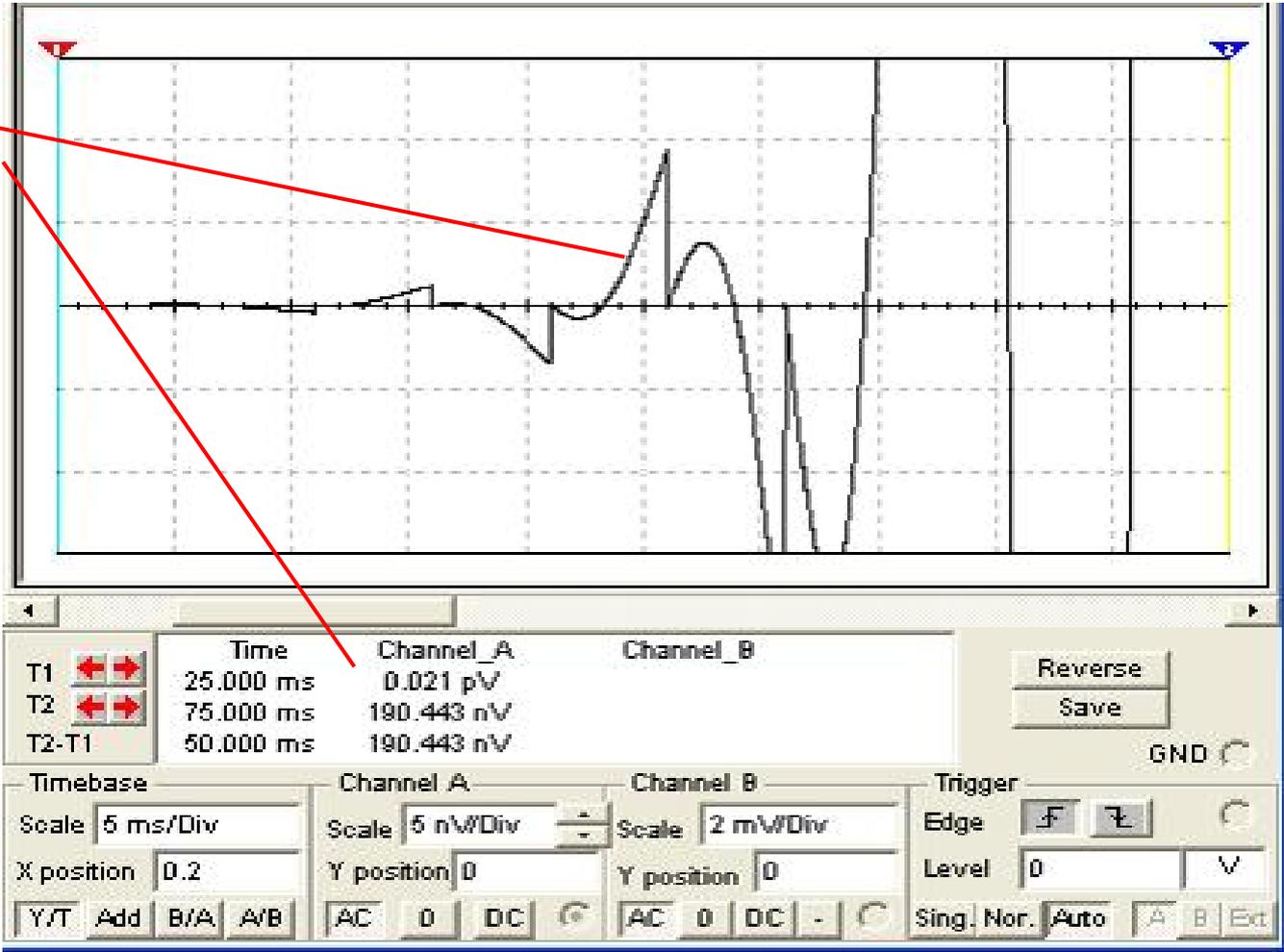
根据 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$ 估算起振条件

根据 $\varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi$ 估算振荡频率

即 $f = f_0$



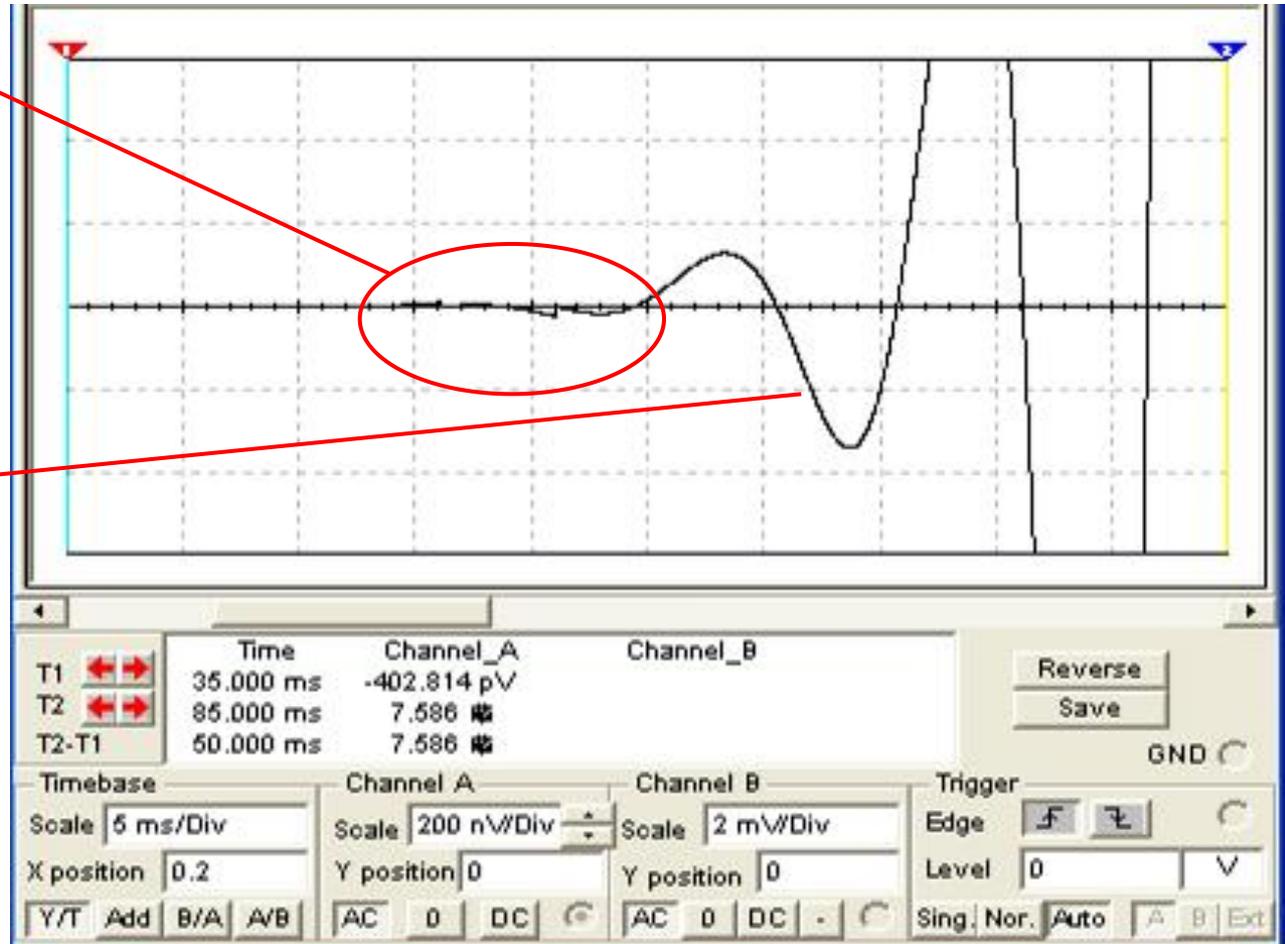
幅值很小
频率丰富





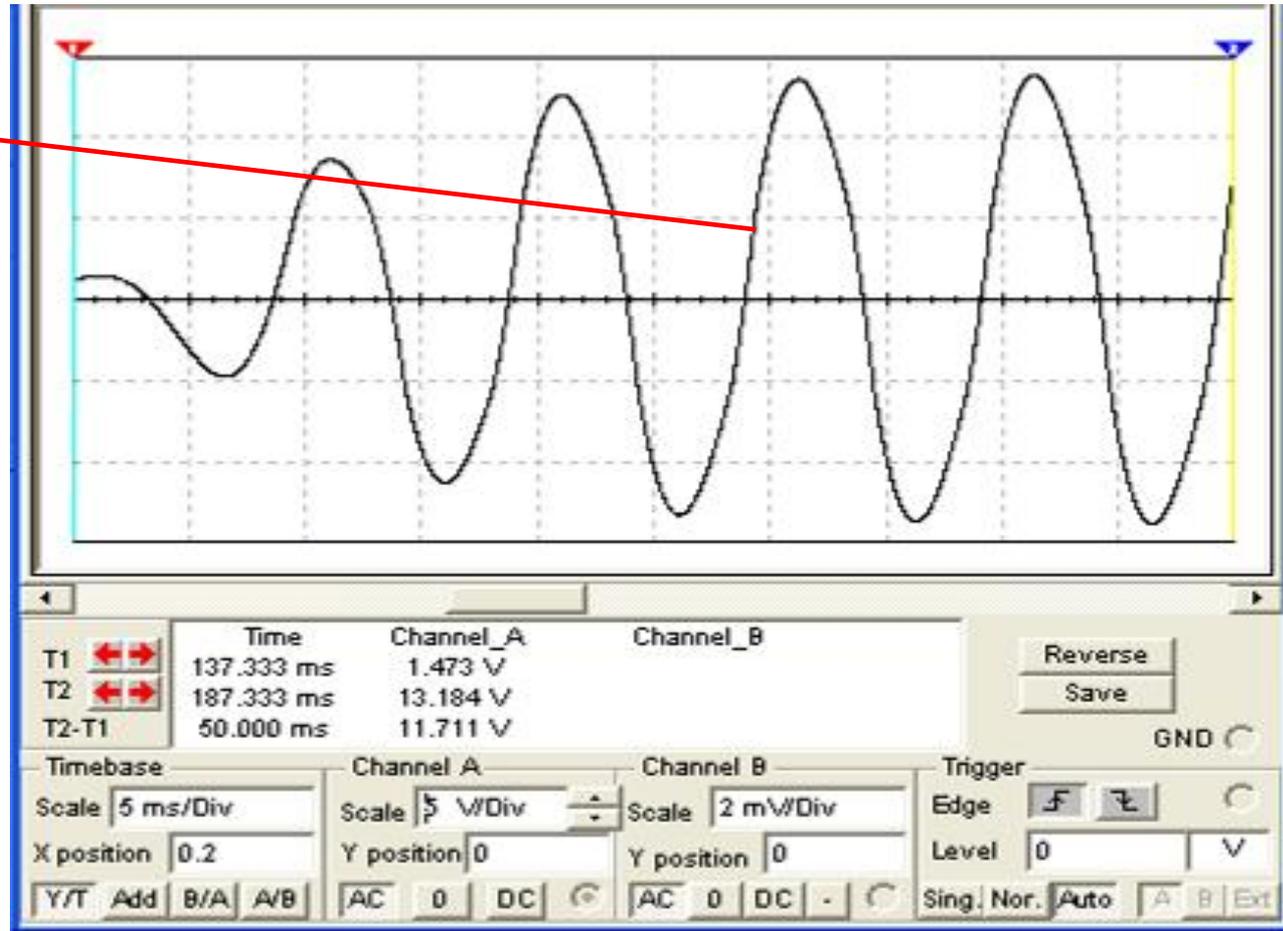
上图
部分

频率趋
于单一
幅值逐
渐增大





逐渐变为
单一频率的
稳幅振荡





第二节 RC 正弦波振荡电路

- RC 串并联网络的选频特性
- RC 串并联网络振荡电路



一、RC 串并联网络的选频特性

当 ω 较低时

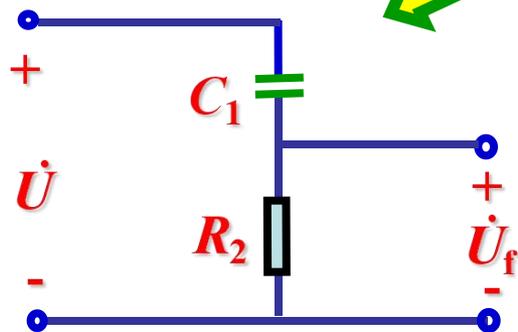
$$1/\omega C_1 \gg R_1$$

$$1/\omega C_2 \gg R_2$$

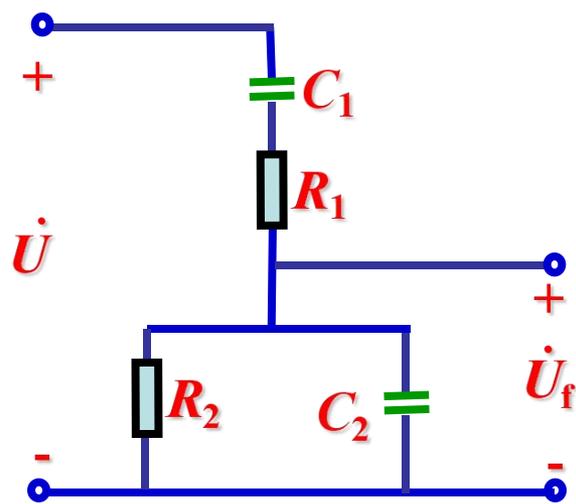
可忽略 R_1 和 $1/\omega C_2$

\dot{U}_f 电压较低

ω 低



(b) 低频等效电路



(a) RC串并联电路

当 ω 较高时

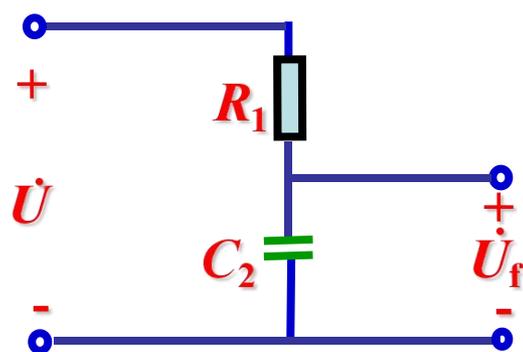
$$1/\omega C_1 \ll R_1$$

$$1/\omega C_2 \ll R_2$$

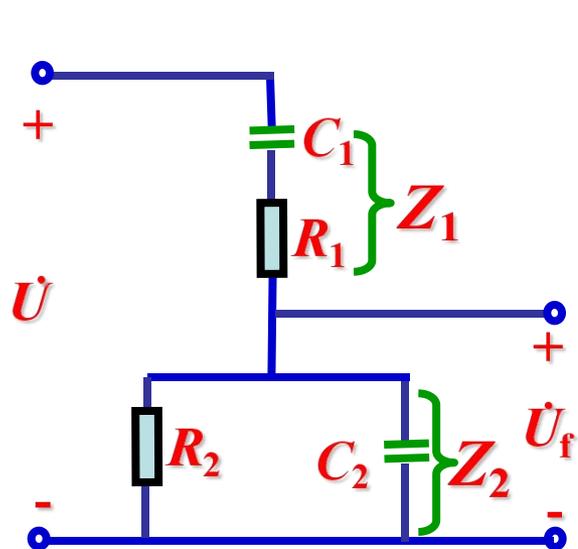
可忽略 R_2 和 $1/\omega C_1$

\dot{U}_f 电压较低

ω 高



(c) 高频等效电路



RC 串并联电路

$$\begin{aligned} \dot{F} &= \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}} \\ &= \frac{1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_2}{C_1}\right) + j\left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)} \end{aligned}$$

取 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$

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

此时如令 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 则左式可简化为:

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



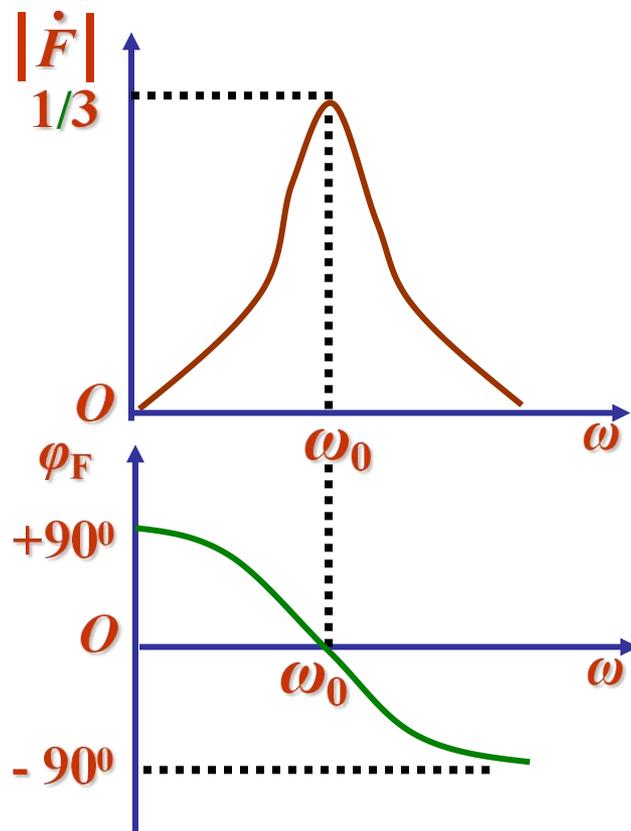
$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

其幅频特性为 $|\dot{F}| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$

其相频特性为 $\varphi_F = -\arctan\left(\frac{\omega - \omega_0}{3}\right)$

当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时,

$|\dot{F}|_{\max} = \frac{1}{3}$ 而 $\varphi_F = 0$



即当 $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时
 \dot{U}_f 的幅值达到最大,
 等于 \dot{U} 幅值的 $\frac{1}{3}$ 。

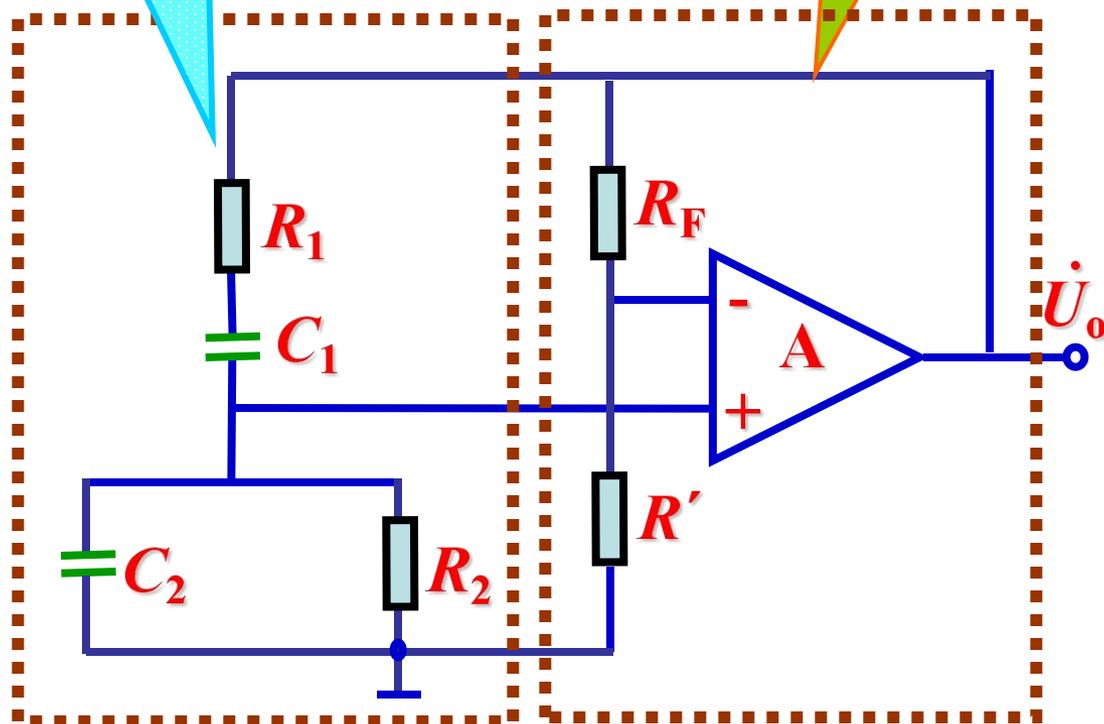


二、RC 串并联网络振荡电路

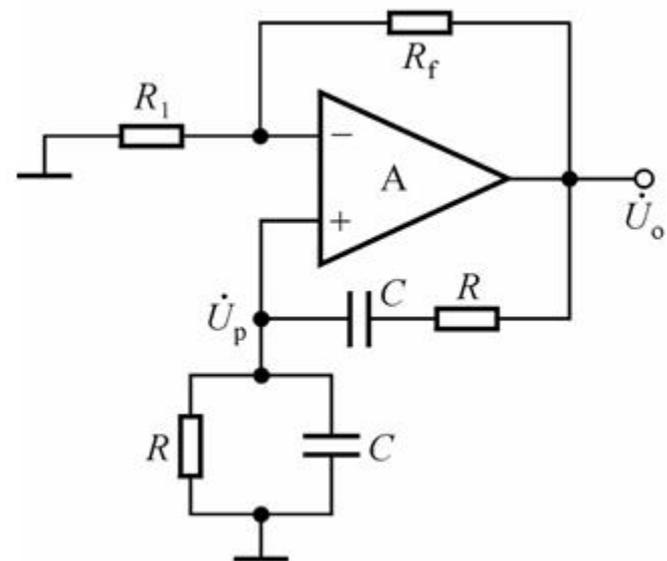
1. 电路组成

反馈网络
选频网络

放大电路



RC 串并联网络振荡电路



R_1 、 C_1 和 R_2 、 C_2
及 R_F 和 R'
组成一四臂电桥，
因此电路又称为：
文氏电桥振荡电路。



2. 振荡频率和起振条件

仿真

(1) 振荡频率

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

(2) 起振条件

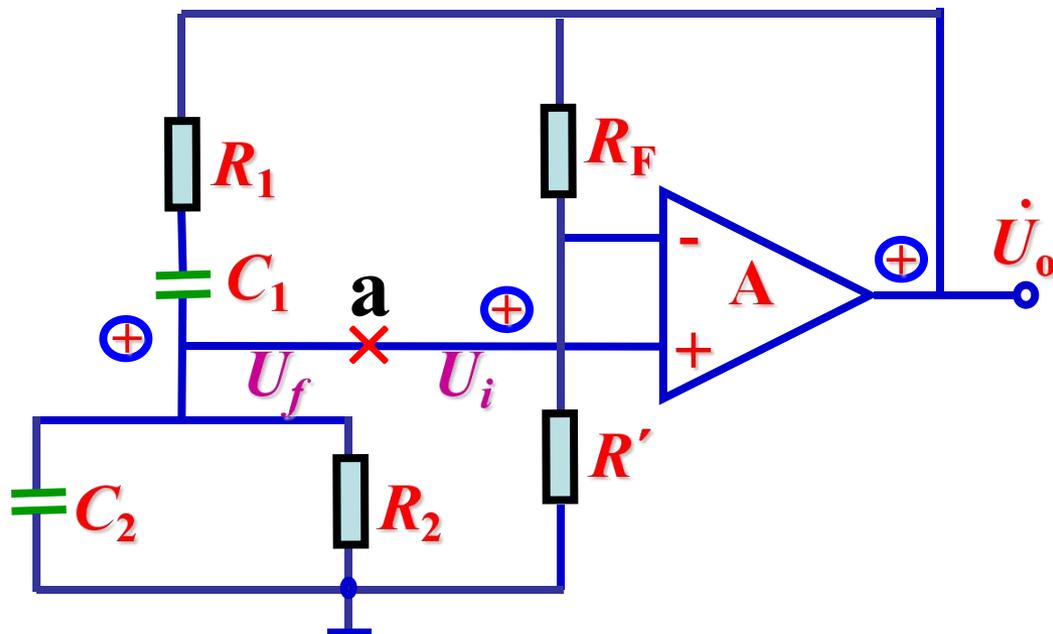
$$|\dot{A}\dot{F}| > 1$$

$$|\dot{F}| = \frac{1}{3}$$

$$|\dot{A}| > 3$$

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R'}$$

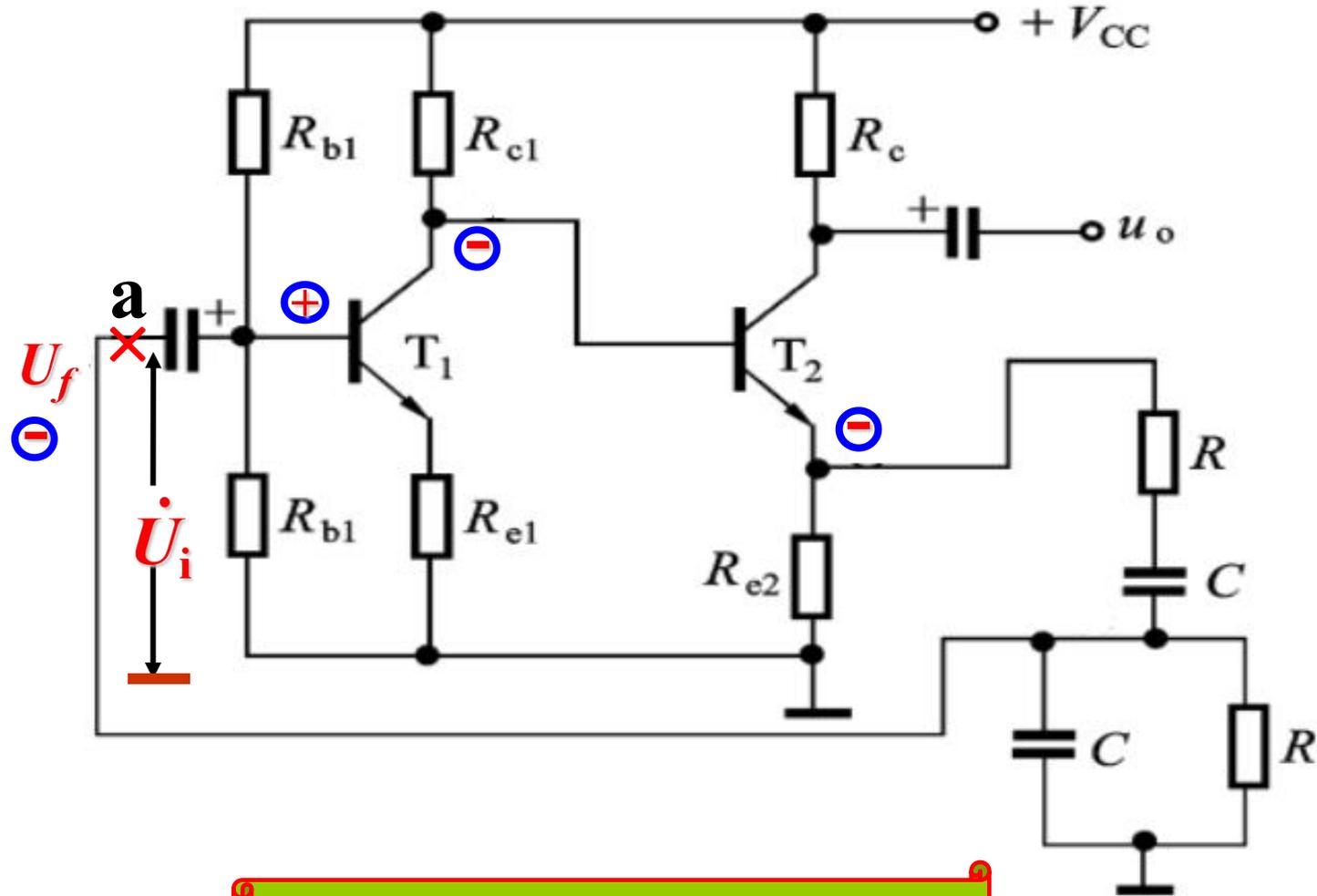
$$R_F > 2R'$$



RC串并联网路振荡电路



练习：请判断下列图能否产生正弦波振荡？



不能产生正弦波振荡



3. 稳幅措施

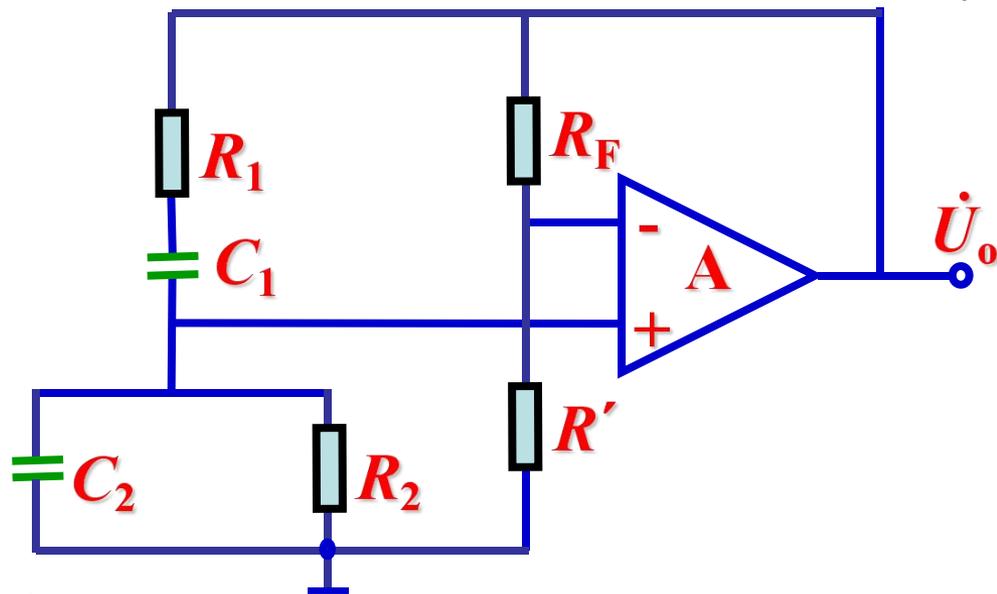
由于温度、电源电压或元件参数的变化，将会破坏 $AF=1$ 的条件。

当 AF 增加时：

将使输出电压产生非线性失真；

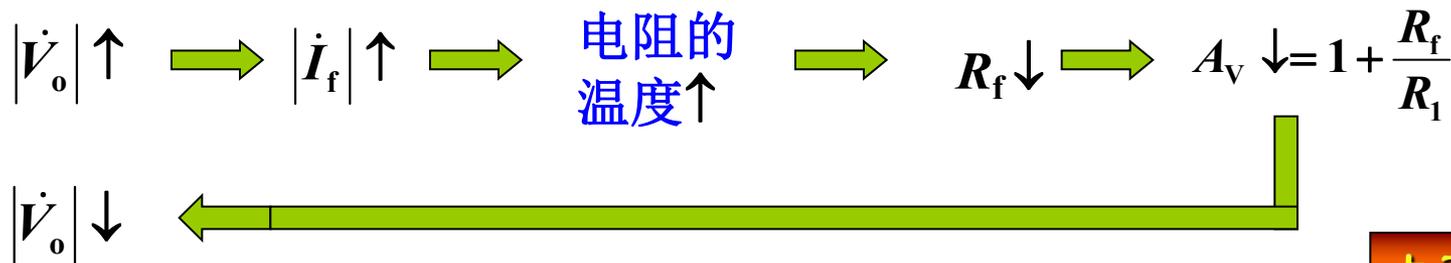
当 AF 减小时：

将使输出波形消失(即停振)。



RC串并联网络振荡电路

采取措施  $R_f \Rightarrow$ 负温度系数的热敏电阻

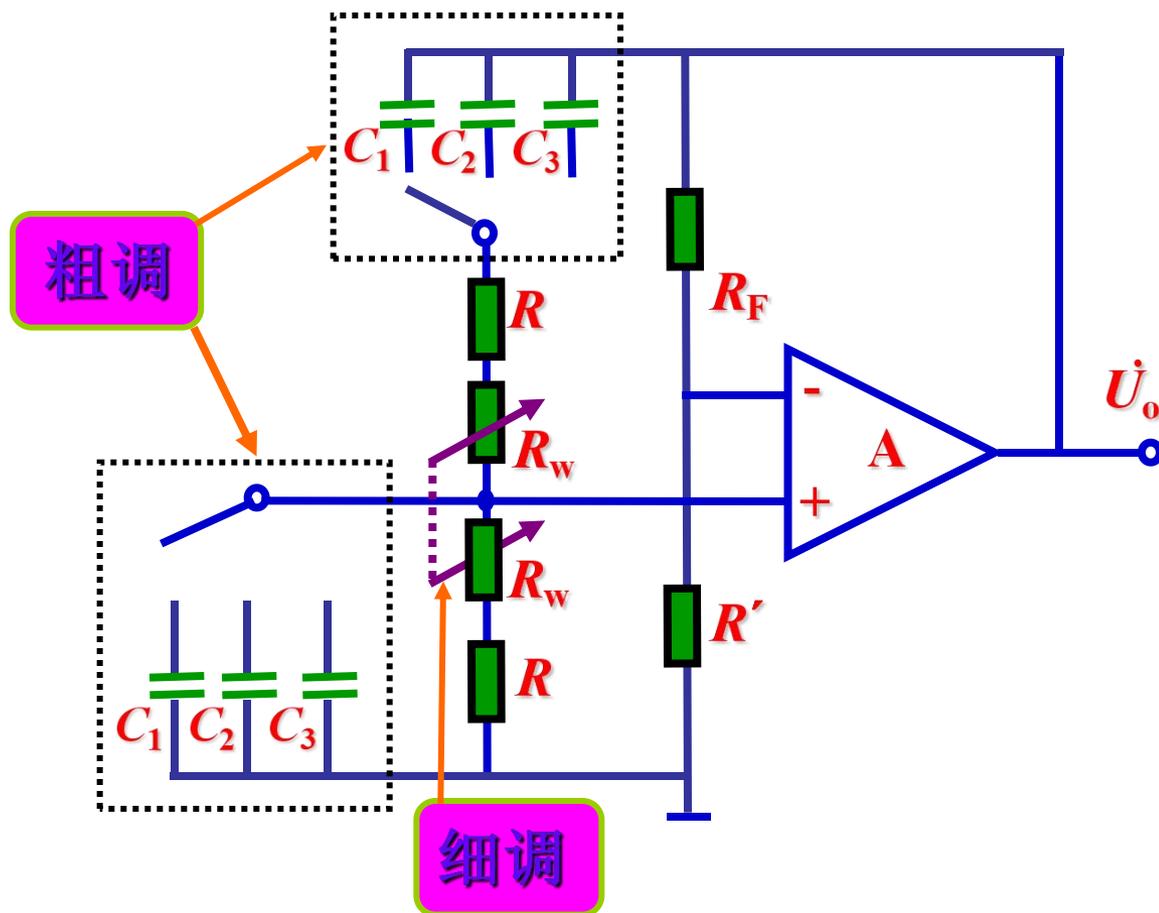




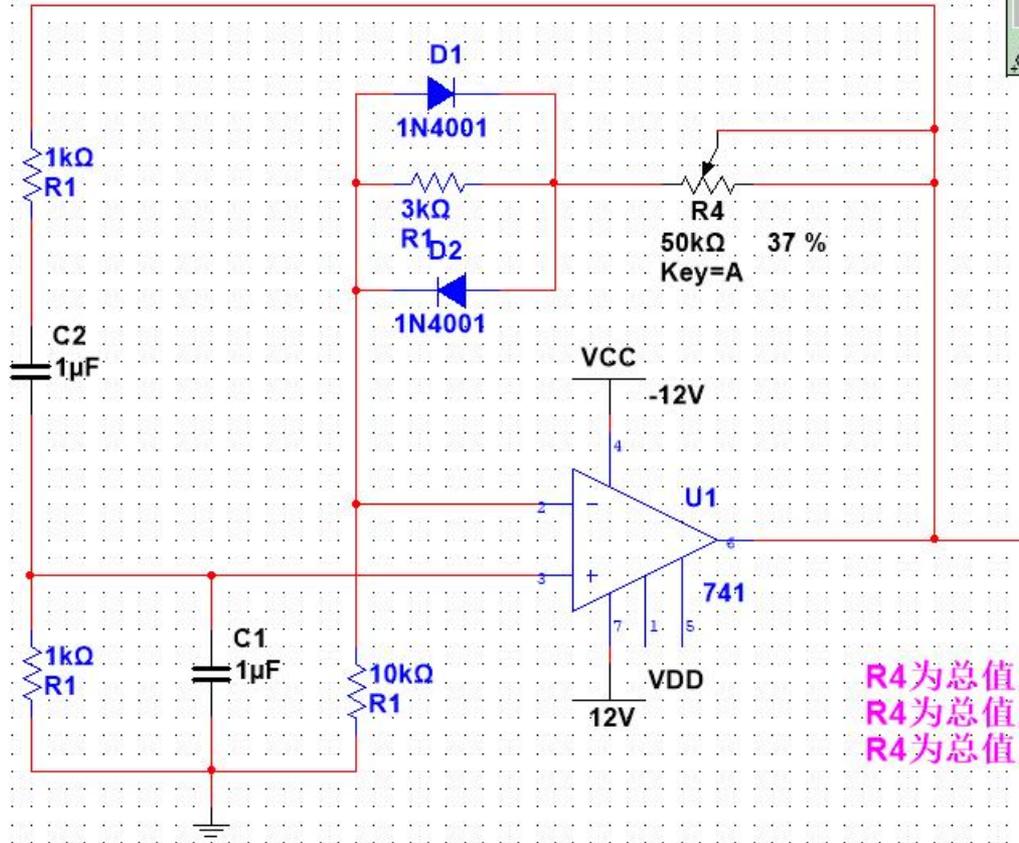
4. 振荡频率的调节

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

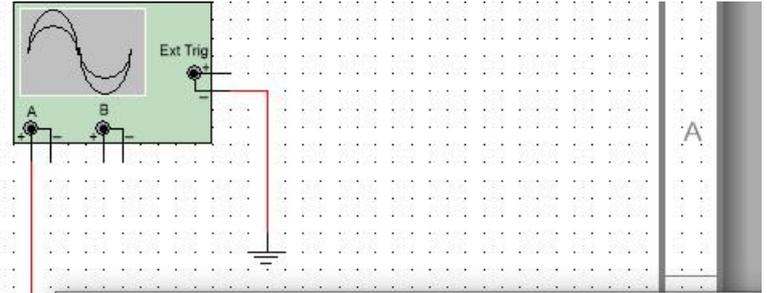
只要改变电阻 R 或
电容 C 的值，
即可调节振荡频率。



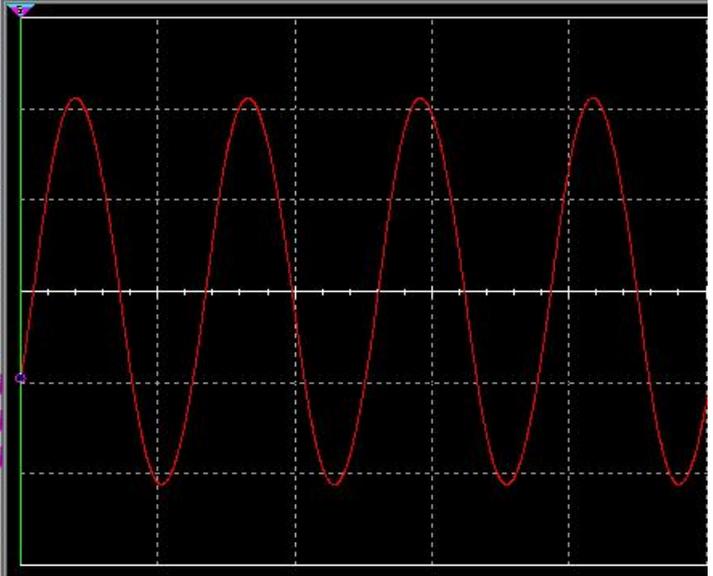
采用这种方法可以很方便地在
一个比较宽广的范围内
对振荡频率进行连续调节。



R4为总值为
R4为总值为
R4为总值为



示波器-XSC1



	时间	通道_A	通道_B
T1	541.223 ms	-4.759 V	
T2	541.223 ms	-4.750 V	



练习：电路如图所示，试求解：

- (1) R_W 的下限值；
- (2) 振荡频率的调节范围。

解：(1) 根据起振条件：

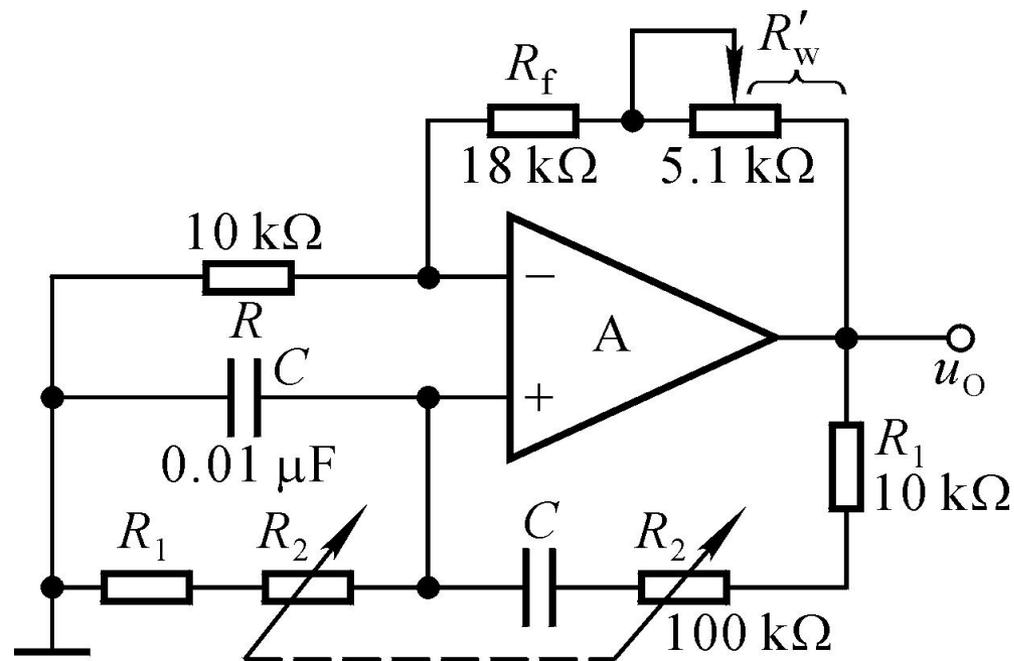
$$R_f + R'_W > 2R, \quad R'_W > 2$$

故 R_W 的下限值为 $2k\Omega$ 。

(2) 振荡频率的最大值和最小值分别为：

$$f_{0\max} = \frac{1}{2\pi R_1 C} \approx 1.6\text{kHz}$$

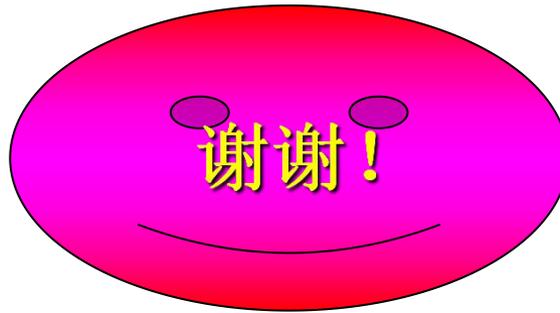
$$f_{0\min} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_2) C} \approx 145\text{Hz}$$





本章小结

- 正弦波振荡电路的组成
- 正弦波振荡电路的起振条件
- RC正弦振荡电路的频率





第八章 功率放大电路

- 功率放大电路的概念
- 功率放大电路



本章讨论的问题

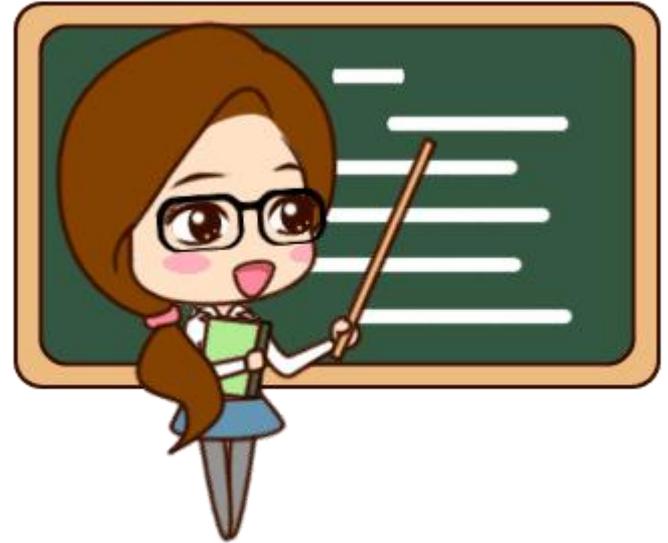
- 什么是功率放大电路？对功率放大电路的基本要求是什么？
- 电压放大电路和功率放大电路有什么区别？
- 功率放大电路有哪些类型？各有什么特点？



本章重点和难点

- 重点：**
1. 功率放大概念
 2. 功率放大电路的分类
 3. 功率放大电路的特点

难点： 功率放大电路的分析





一、对放大电路的要求

在一些电子设备中，常要求放大电路的输出级能带动某种负载，因而要求放大电路有足够大的输出功率。这种放大电路通称为**功率放大器**。

1. 根据负载要求，提供足够的输出功率。

2. 具有较高的效率。



二、放大电路的分析方法

在功率放大电路中，

由于三极管的工作点在大范围内变化，

因此，对电路进行分析时，

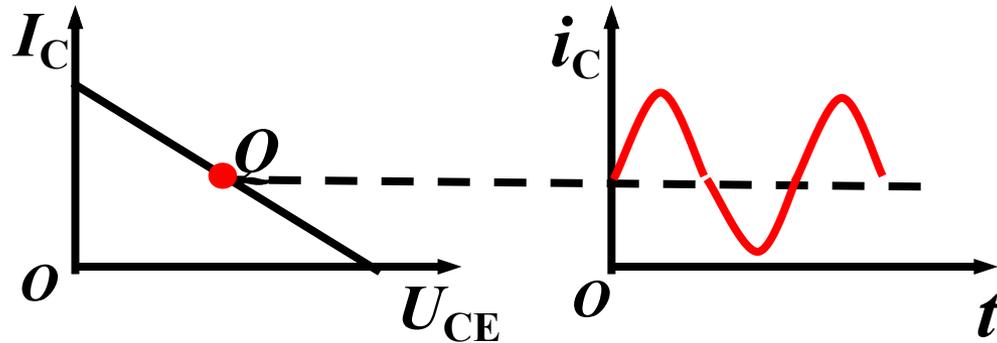
一般不能采用微变等效电路法，

常采用图解法分析放大电路的静态和动态工作情况。

主要应注意使放大电路具有足够的输出功率和较高的效率，并尽量减小输出波形的非线性失真。

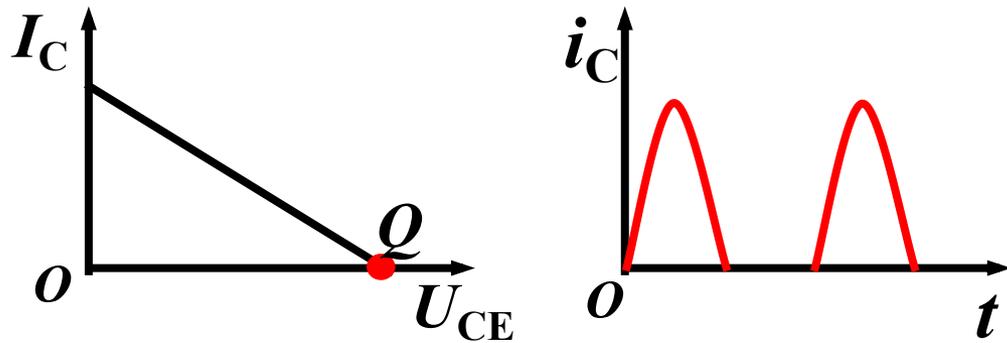


晶体管的工作状态



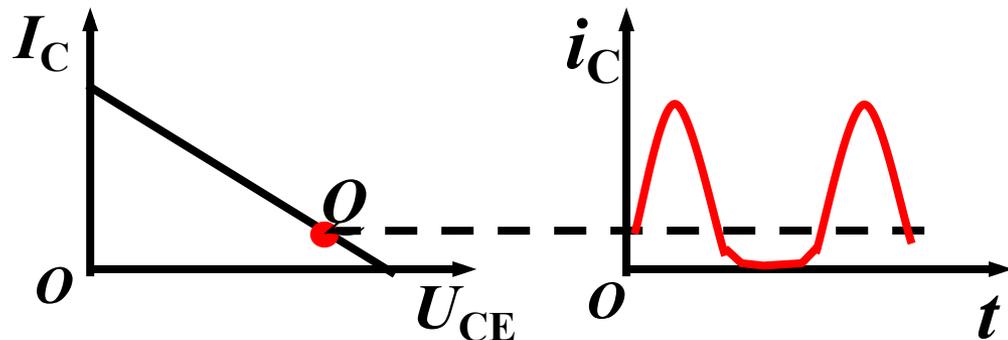
甲类工作状态

晶体管在输入信号的整个周期都导通
静态 I_C 较大，波形好，
管耗大效率低。



乙类工作状态

晶体管只在输入信号的半个周期内导通，
静态 $I_C = 0$ ，波形严重失真，
管耗小效率高。



甲乙类工作状态

晶体管导通的时间大于半个周期，静态 $I_C \approx 0$ ，一般功放常采用。



三、互补对称式功率放大电路

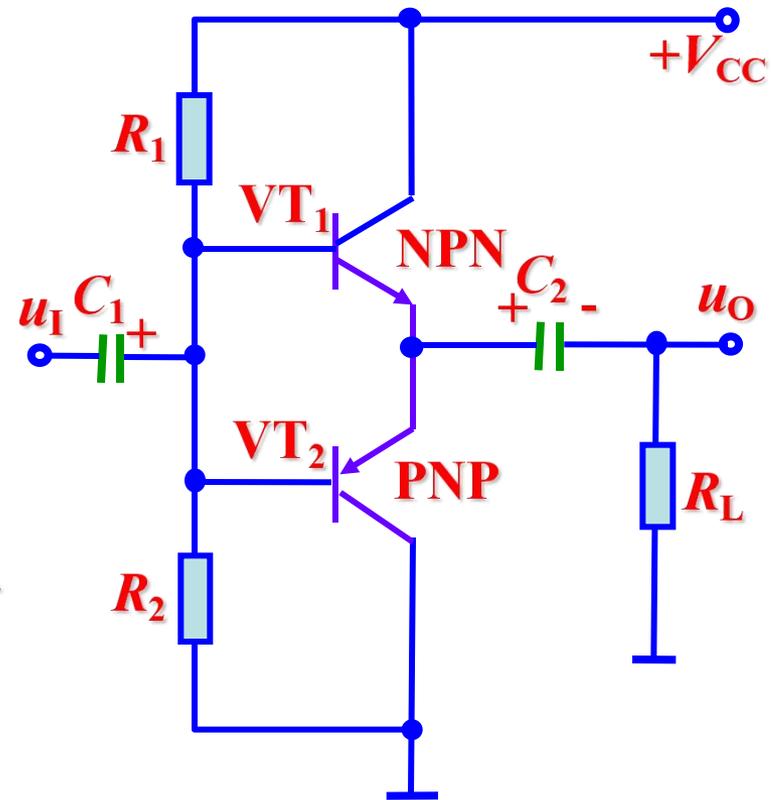
1. OTL乙类互补对称电路

R_1 和 R_2 确定放大电路的静态电位。

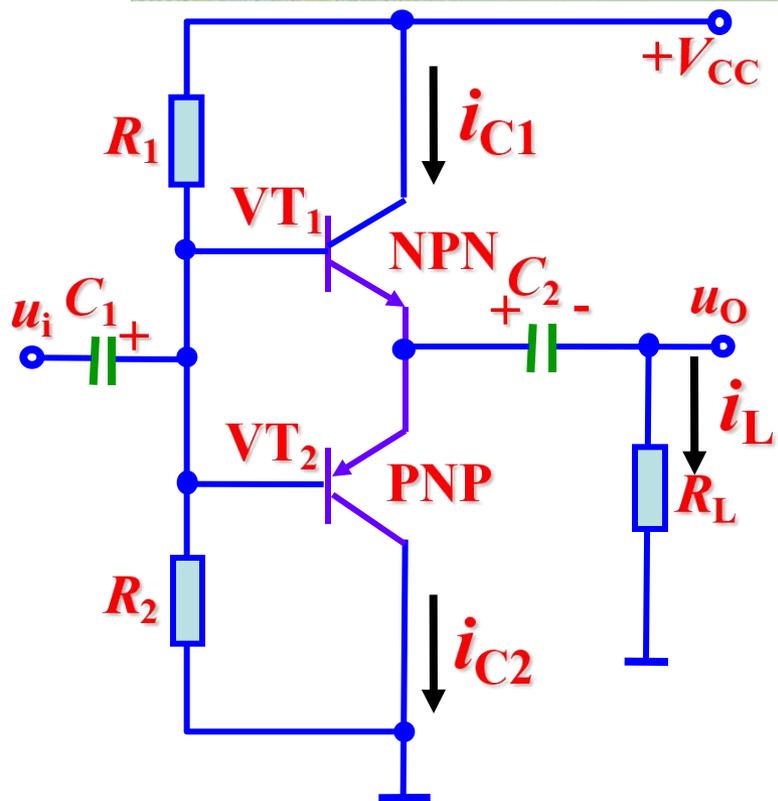
调整 R_1 和 R_2 的值，使静态时两管的发射极电位为 $\frac{V_{CC}}{2}$

电容 C_2 两端的电压也等于 $\frac{V_{CC}}{2}$

动态时电容两端的电压保持 $0.5V_{CC}$ 的数值基本不变。



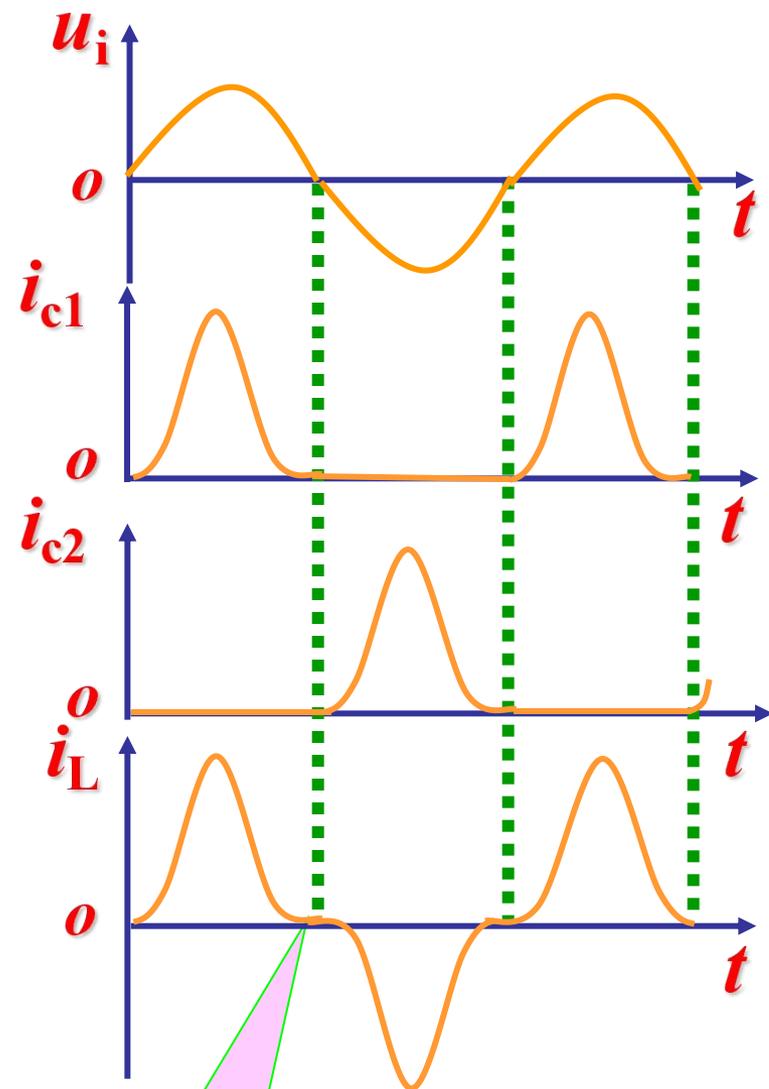
OTL乙类互补对称电路



$u_i > 0$ 时 VT_1 导通 VT_2 截止。

$u_i < 0$ 时 VT_2 导通 VT_1 截止。

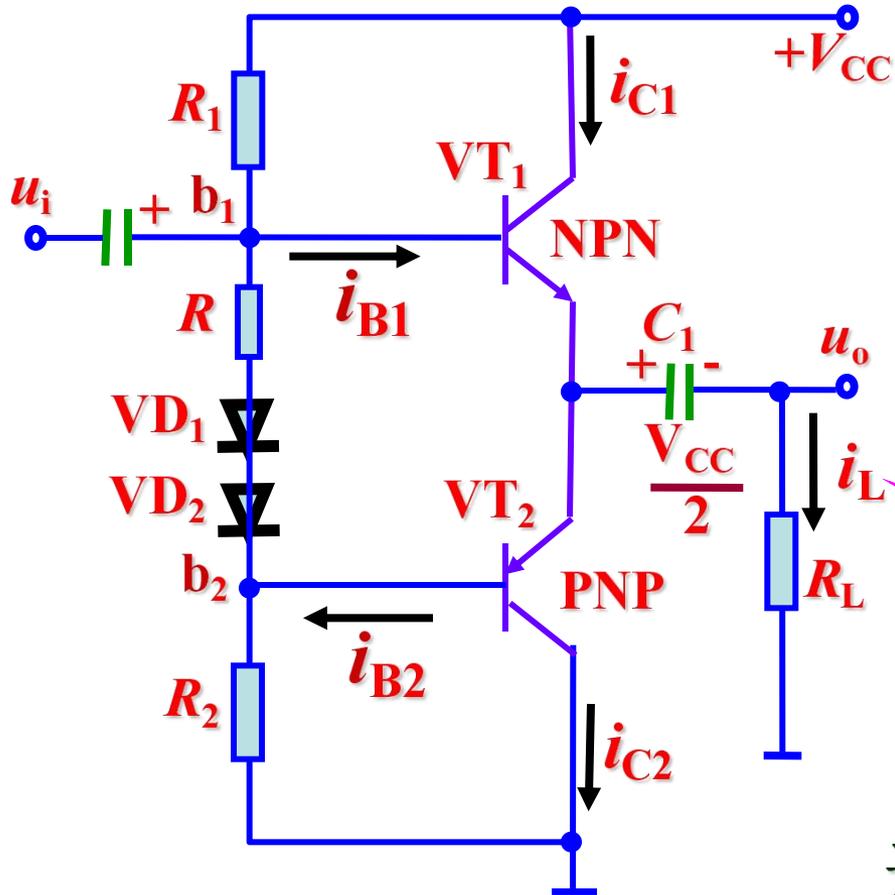
$$i_L = i_{C1} - i_{C2}$$



交越失真



2. OTL甲乙类互补对称电路

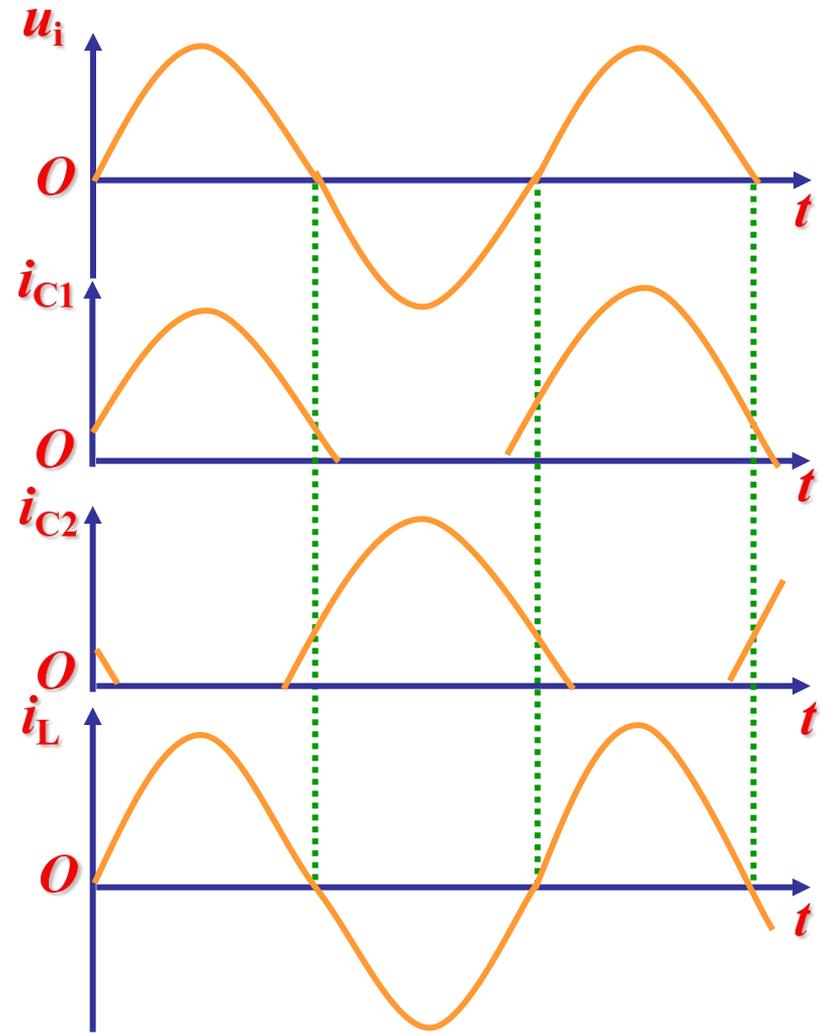
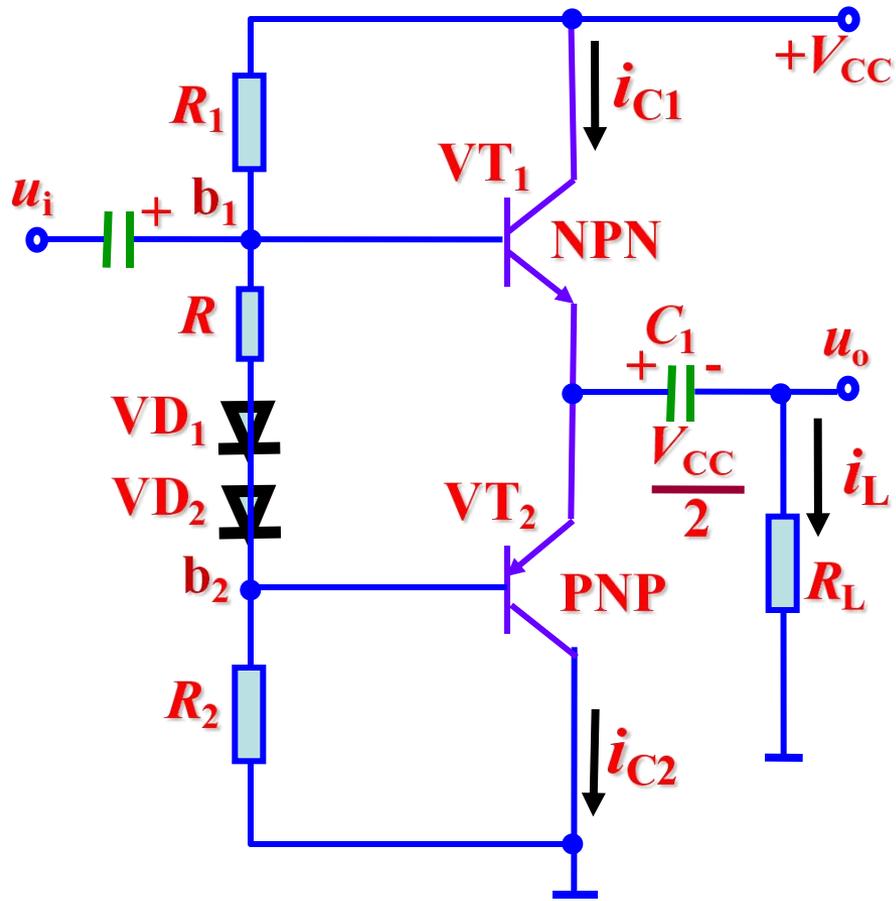


R 、 VD_1 和 VD_2 为两管提供了静态基极电流 I_{B1} 和 I_{B2}

i_{C1} 和 i_{C2} 不为零，

静态时为零

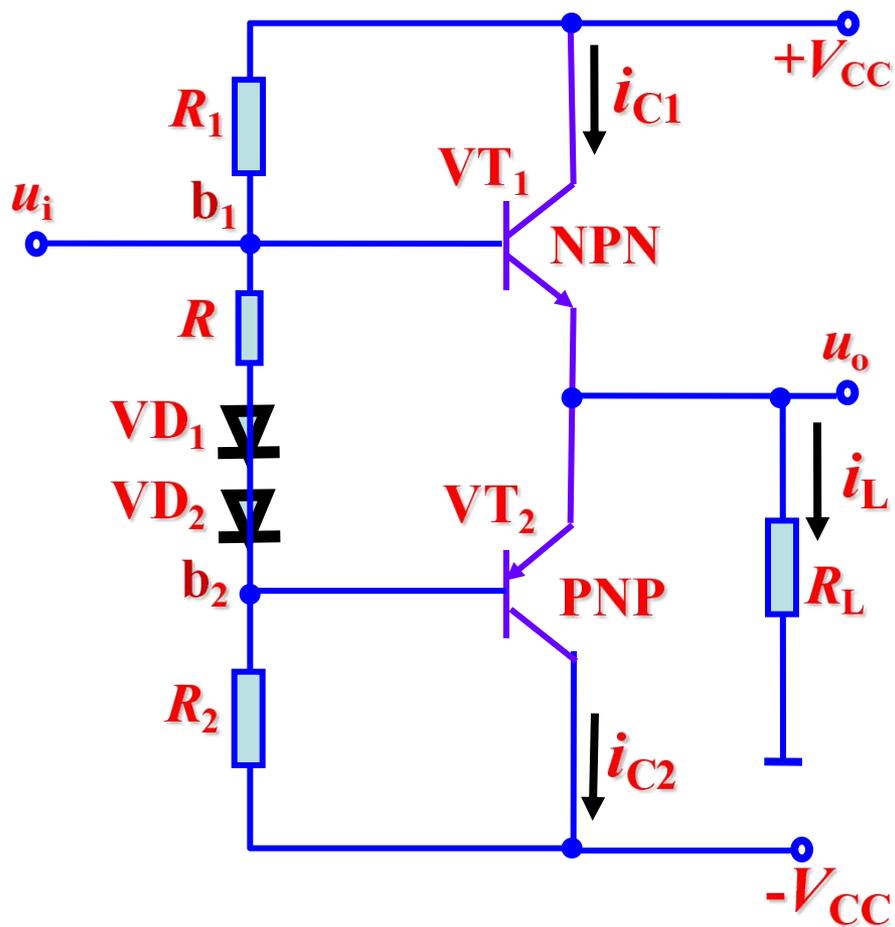
避免了 u_i 较小时两管同时截止
减小了交越失真。



OTL甲乙类互补对称电路的波形图



3. OCL甲乙类互补对称电路



$$U_{cem} = V_{CC} - U_{CES}$$

OCL电路省去了大电容，既改善了低频响应，又有利于实现集成化，应用更为广泛。

OCL甲乙类互补对称输出级



(1) 最大输出功率

$$U_{\text{cem}} = V_{\text{CC}} - U_{\text{CES}}$$

$$I_{\text{cm}} = \frac{U_{\text{cem}}}{R_{\text{L}}} = \frac{V_{\text{CC}} - U_{\text{CES}}}{R_{\text{L}}}$$

$$P_{\text{om}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{cem}}^2}{R_{\text{L}}} = \frac{1}{2} \frac{(V_{\text{CC}} - U_{\text{CES}})^2}{R_{\text{L}}}$$

当满足条件 $U_{\text{CES}} \ll V_{\text{CC}}$ 时 $P_{\text{om}} \approx \frac{V_{\text{CC}}^2}{2R_{\text{L}}}$



(2) 电源效率

当输出最大功率时，放大电路的效率等于最大输出功率 P_{om} 与直流电源提供的功率 P_V 之比。

$$P_V = V_{CC} \times \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{cm} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_{CC}I_{cm}}{\pi} \approx \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L}$$

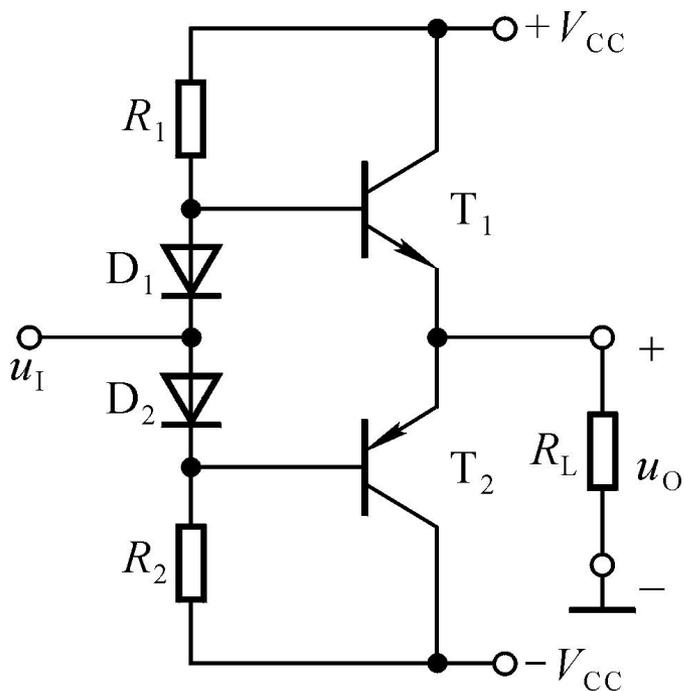
当忽略饱和管压降 U_{CES} 时，OCL乙类和甲乙类互补对称电路的效率为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} \approx \frac{\pi}{4} 78.5\%$$



课堂练习

1.习题 P426 (8.2)：已知电路如下图所示， T_1 和 T_2 管的饱和管压降 $|U_{CES}| = 3V$ ， $V_{CC} = 15V$ ， $R_L = 8\Omega$ 。选择正确答案填入空内。



(1) 电路中 D_1 和 D_2 管的作用是消除 C 。

- A. 饱和失真 B. 截止失真
C. 交越失真

(2) 静态时，晶体管发射极电位 U_{EQ}

B 。

- A. $>0V$ B. $=0V$ C. $<0V$



(3) 最大输出功率 P_{OM} C 。

A. $\approx 28W$

B. $= 18W$

C. $= 9W$

(4) 当输入为正弦波时，若 R_1 虚焊，即开路，则输出电压 C 。

A. 为正弦波

B. 仅有正半波

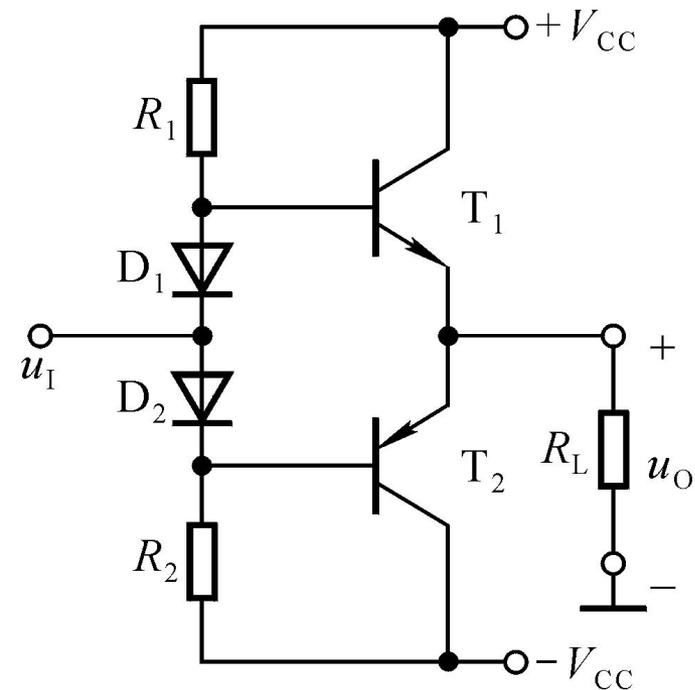
C. 仅有负半波

(5) 若 D_1 虚焊，则 T_1 管 A 。

A. 可能因功耗过大烧坏

B. 始终饱和

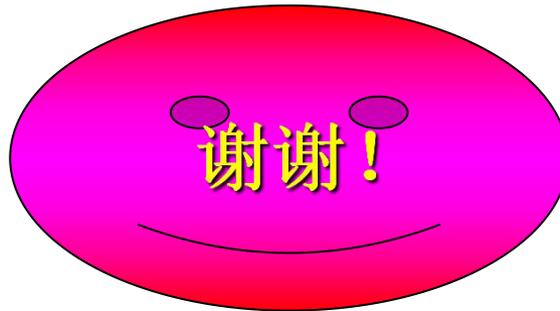
C. 始终截止





本章小结

- 功率放大电路的概念
- 甲类、乙类和甲乙类放大电路特点
- 功率放大电路的最大输出功率和效率的计算





第九章 直流电源

- 直流电源的组成
- 单相半波整流电路
- 单相桥式整流电路
- 直流稳压源



本章讨论的问题

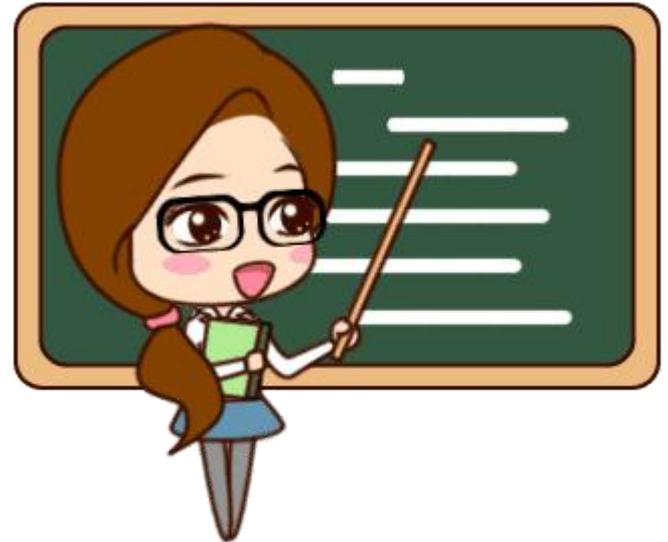
- 如何将220V, 50Hz的交流电压变为6V的直流电压？主要步骤是什么？
- 220v交流电压经过整流后是否输出220v的直流电压？
- 一个3V电池是否可以转为为6V直流电压？



本章重点和难点

- 重点：**
1. 直流电源的组成
 2. 桥式整流电路
 3. 滤波电路
 4. 稳压电路

难点： 稳压原理

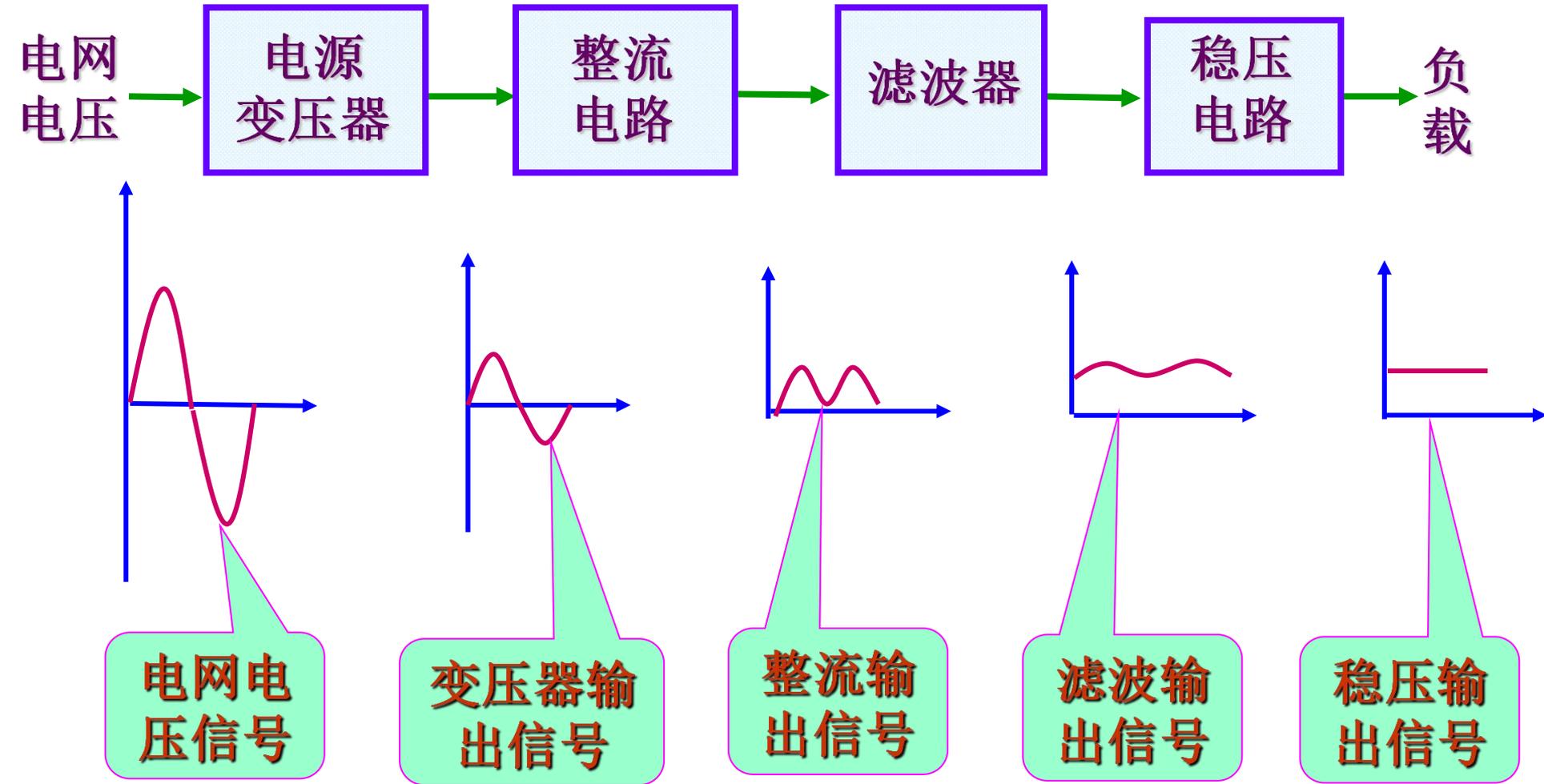




一、直流电源的组成

电子设备中所用的直流电源，通常是由电网提供的交流电经过整流、滤波和稳压后得到的。

直流电源一般包括四个组成部分，即电源变压器、整流电路、滤波器和稳压电路。





整流电路的作用：

利用具有单向导电性能的整流元件，
将正负交替的正弦交流电压整流成为单方向的脉动电压。

滤波器的作用：

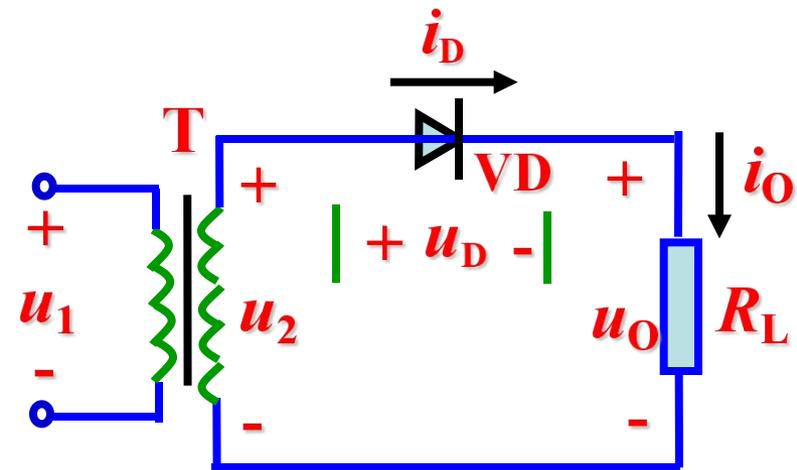
尽可能地将单向脉动电压中的脉动成分滤掉，
使输出电压成为比较平滑的直流电压。

稳压电路的作用：

使输出的直流电压，
在电网电压或负载电流发生变化时保持稳定。



二. 单相半波整流电路



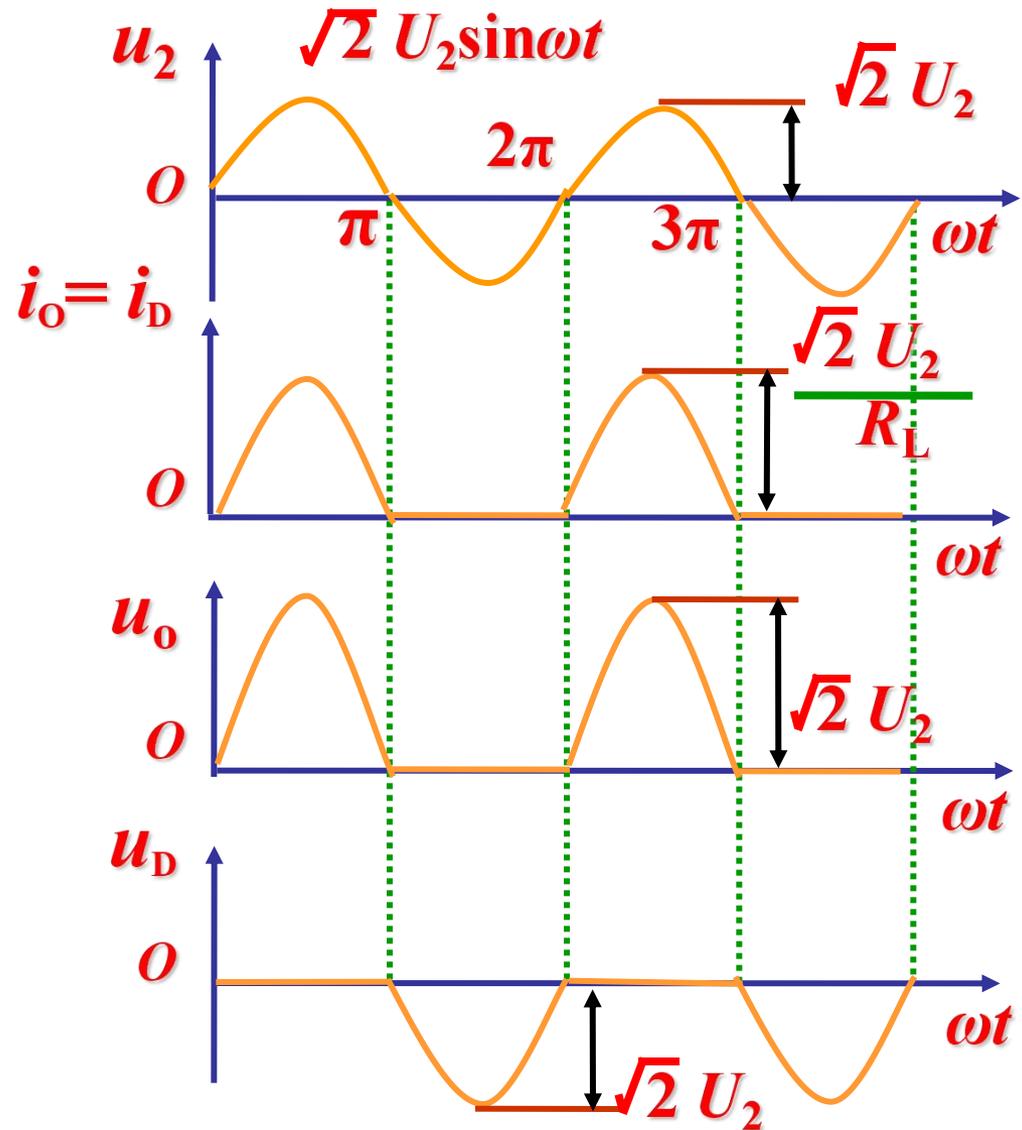
单相半波整流电路

$$u_2 \text{ 正半周内 } i_O = i_D = \frac{u_2}{R_L}$$

$$u_O = u_2 \quad u_D = 0$$

$$u_2 \text{ 负半周内: } i_O = i_D = 0$$

$$u_O = 0 \quad u_D = u_2$$





优点:

结构简单, 所用元件少,

缺点:

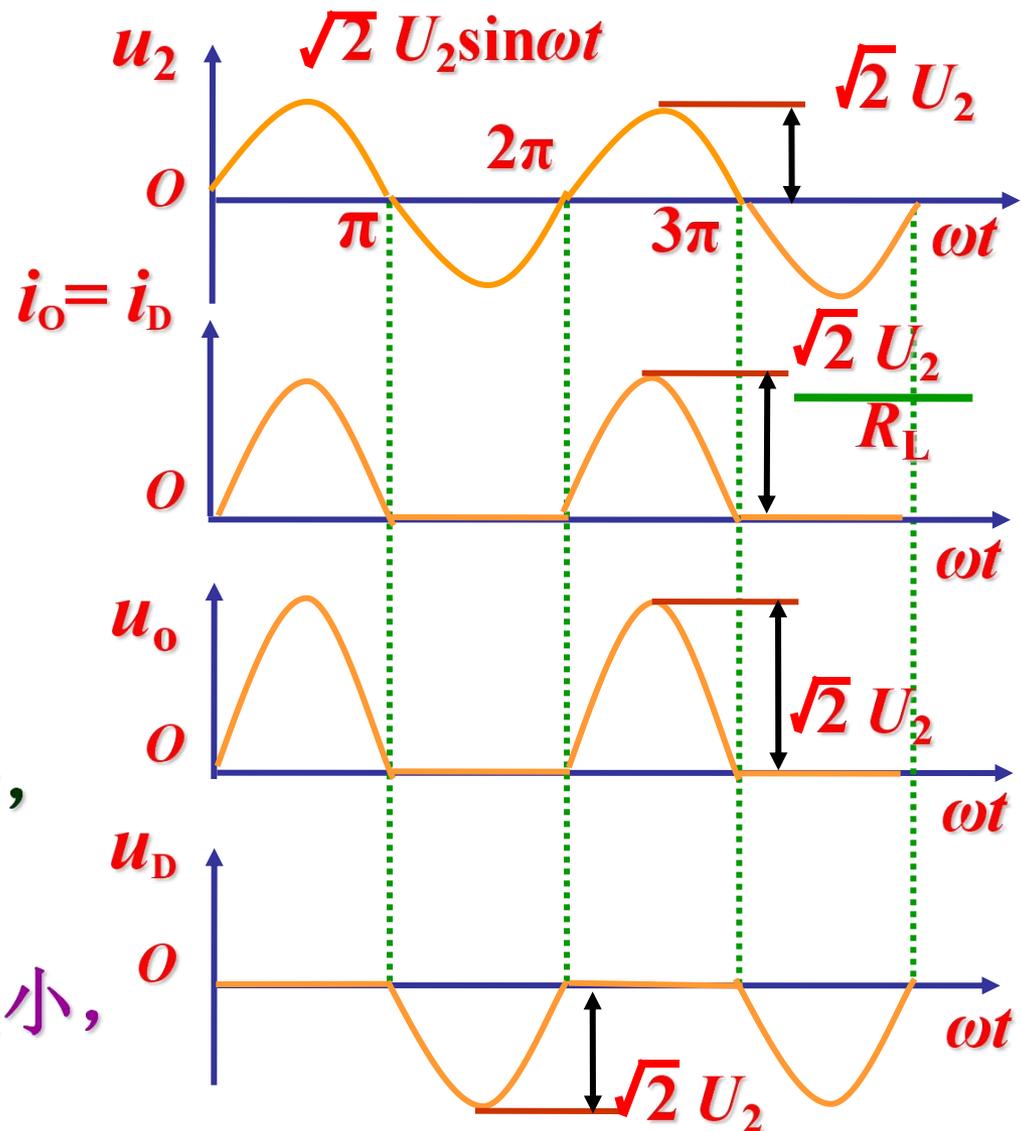
输出波形脉动大;

直流成分比较低;

变压器利用率低;

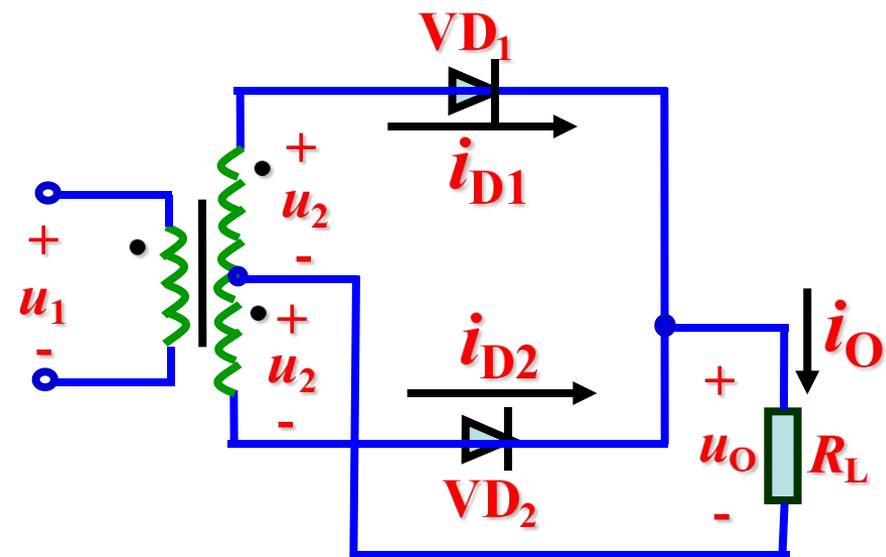
变压器电流含有直流成分,
容易饱和。

所以只能用在输出电流较小,
要求不高的场合。





三、单相全波整流电路



u_2 正半周内, VD_1 导通, VD_2 截止,

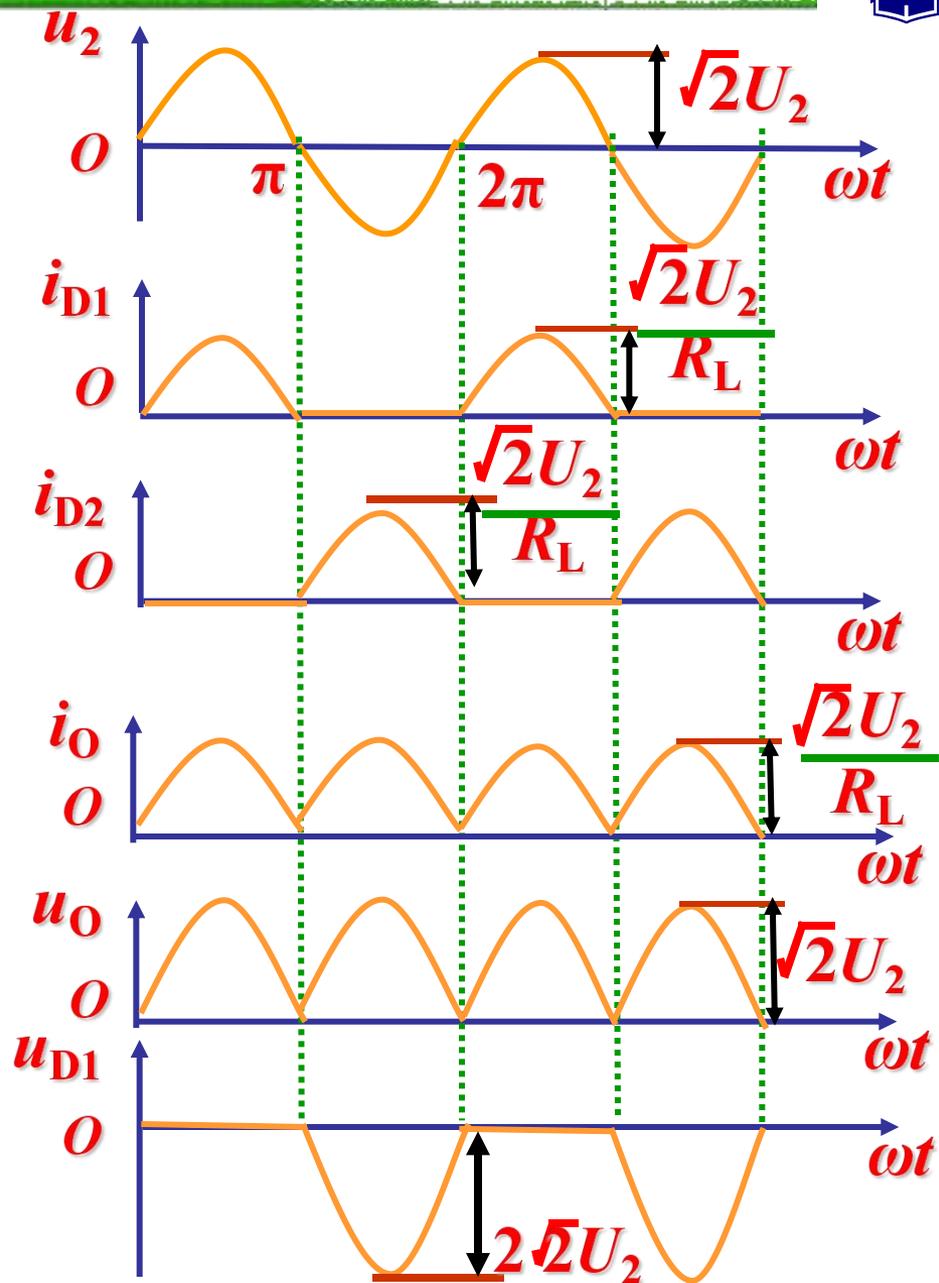
$$u_{D1} = 0, \quad u_O = u_2, \quad i_{D2} = 0,$$

$$i_O = i_{D1} = u_2 / R_L$$

U_2 负半周内, VD_2 导通, VD_1 截止

$$u_{D2} = 0, \quad u_O = -u_2, \quad i_{D1} = 0,$$

$$i_O = i_{D2} = -u_2 / R_L$$



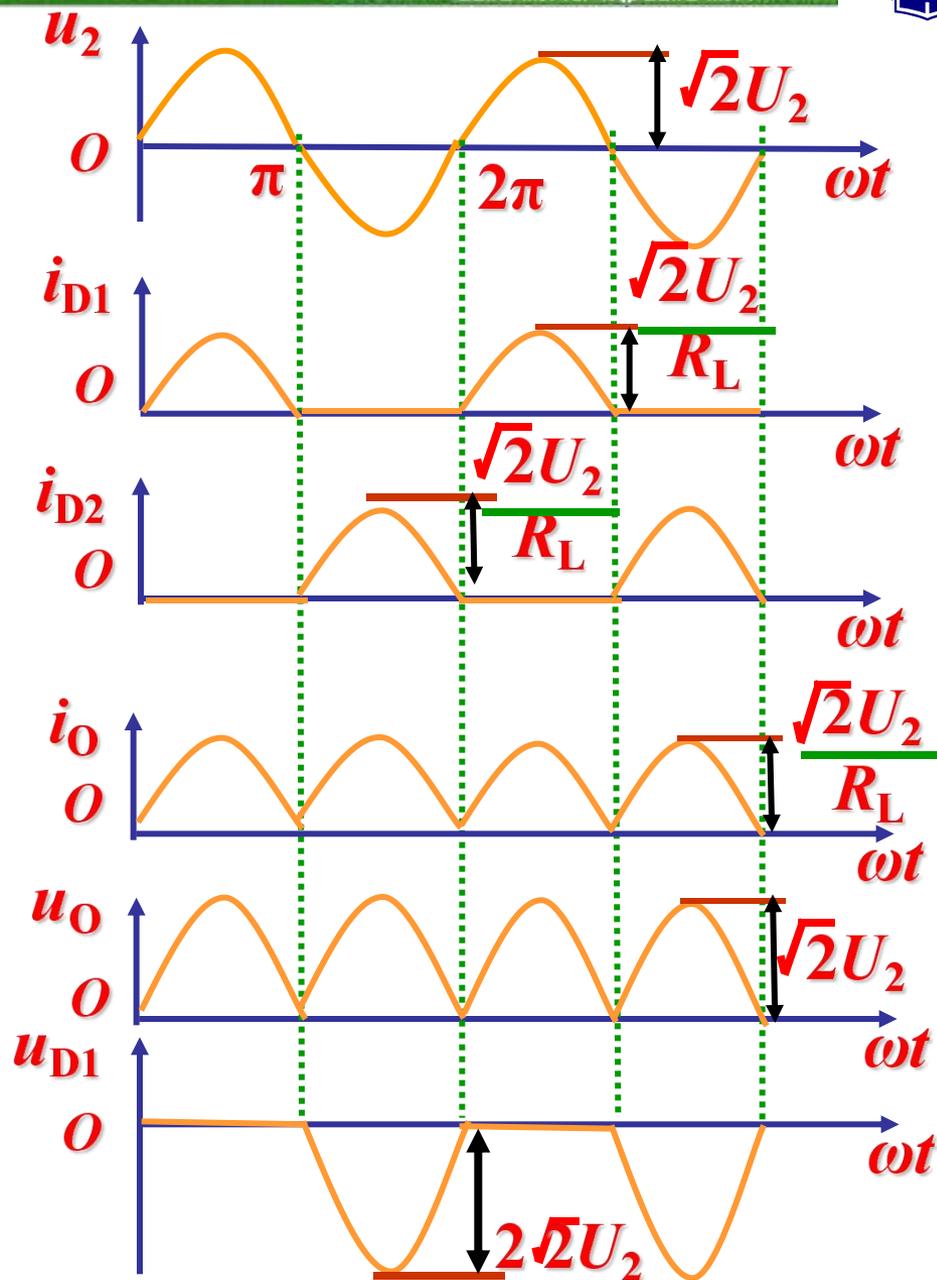


输出电压平均值是半波整流的
两倍，

脉动成分比半波整流时有所
下降。

二极管承受的反向电压较大
最大值为 $2\sqrt{2}U_2$ 。

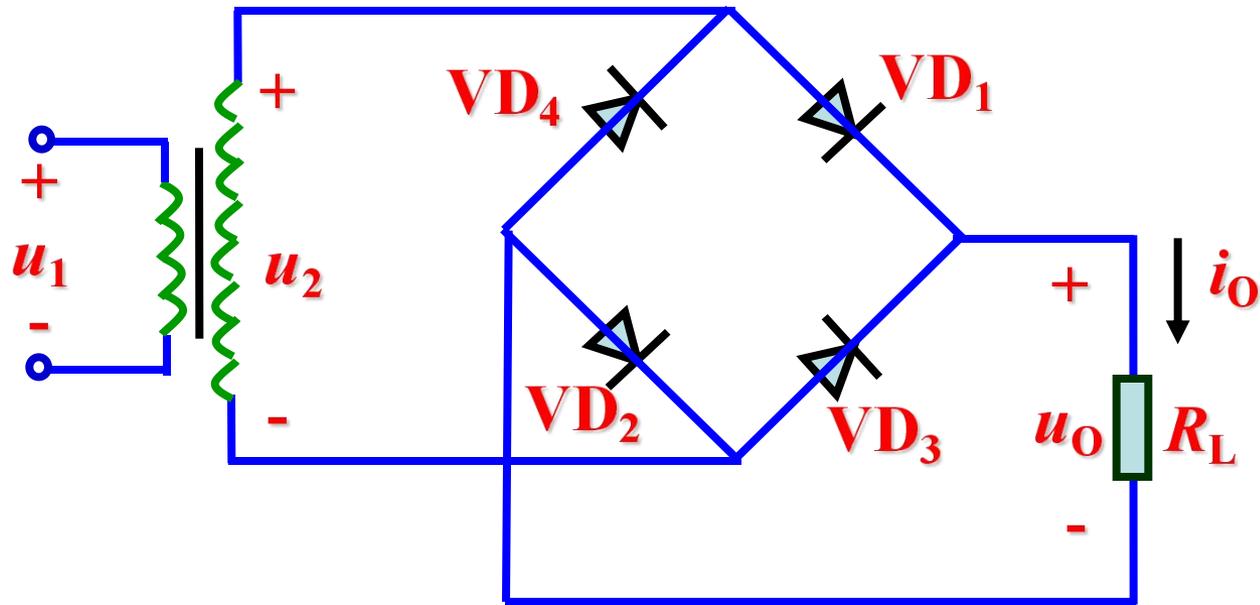
变压器必须有中心抽头，
变压器利用率不高。





四、单相桥式整流电路

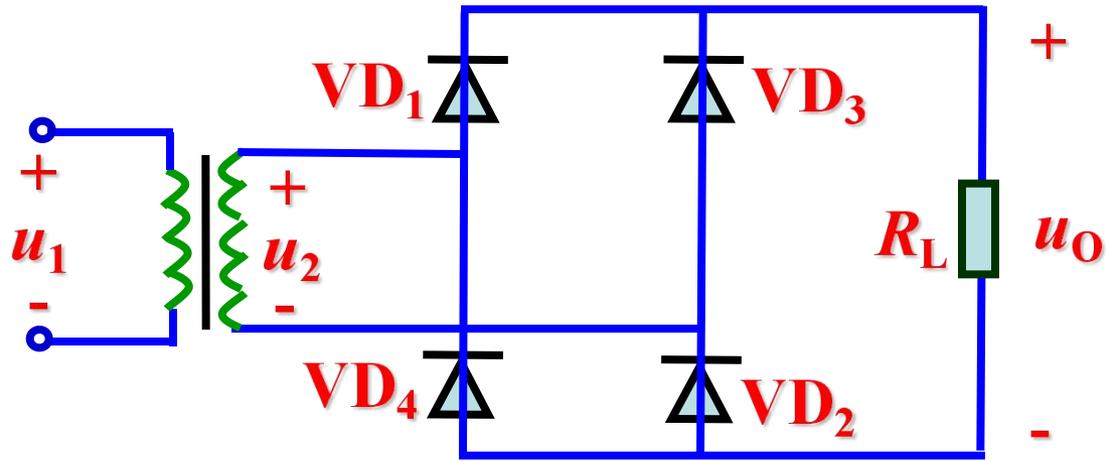
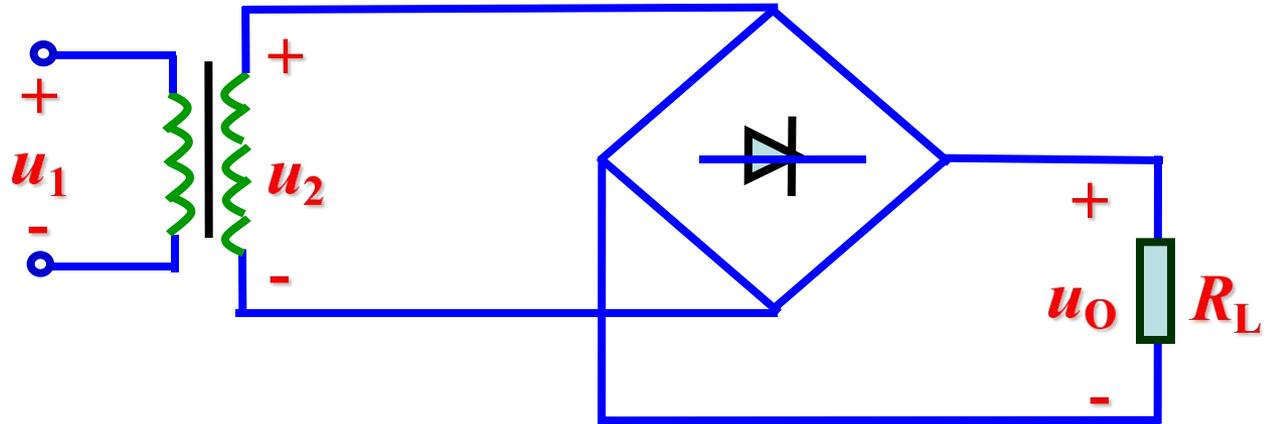
1. 电路组成



电路中用了四个二极管，接成电桥形式，故称为桥式整流电路。

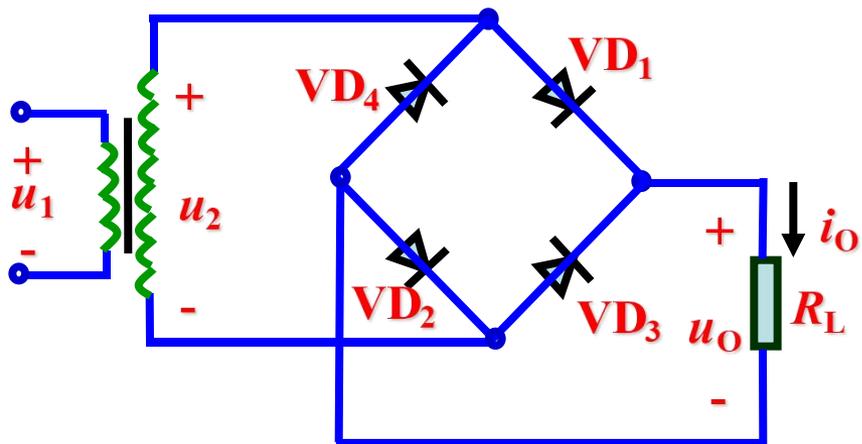


2. 桥式整流电路的其他画法





3. 工作原理



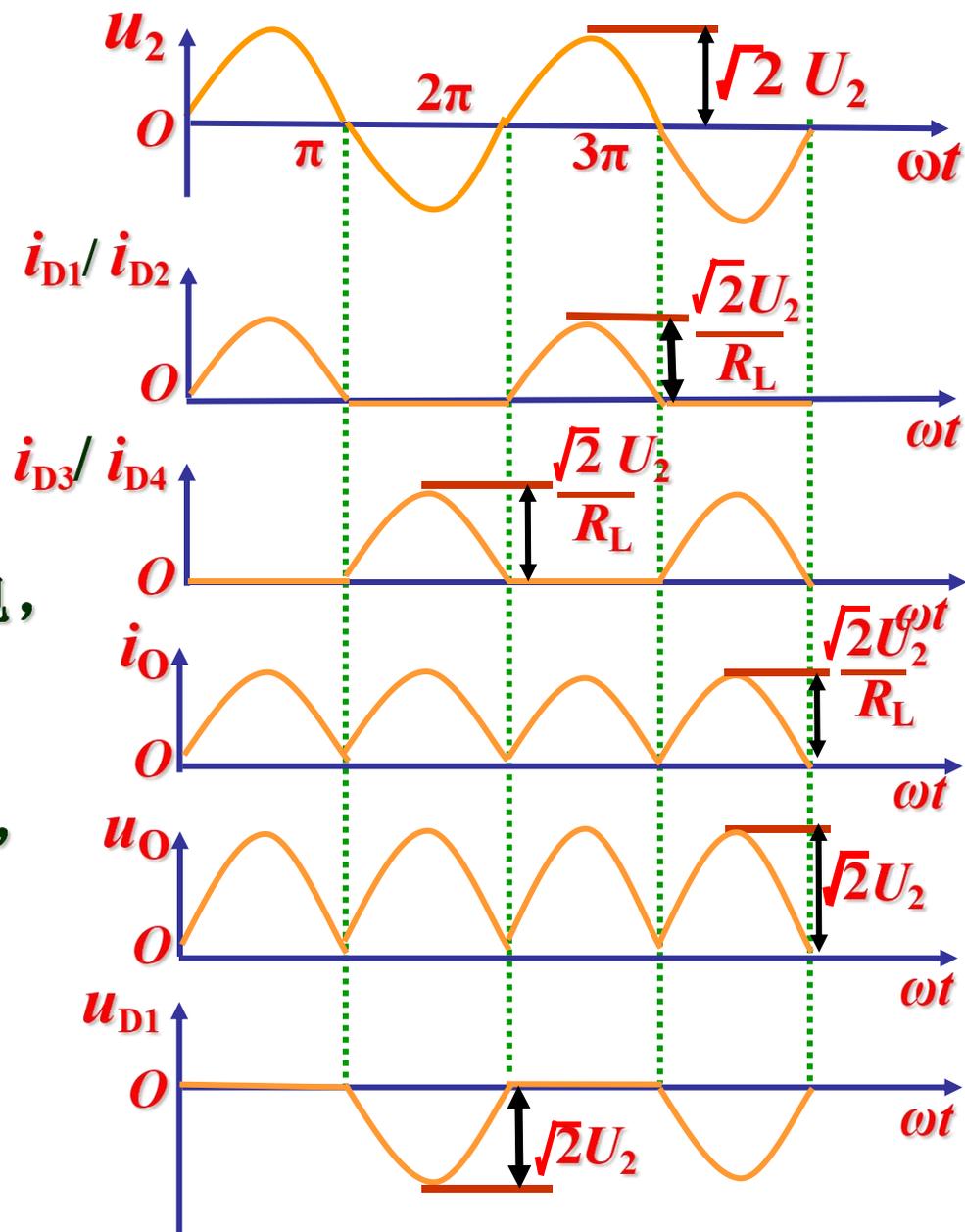
u_2 正半周内, VD_1 、 VD_2 导电,

VD_3 、 VD_4 截止;

u_2 负半周时, VD_3 、 VD_4 导电,

VD_1 、 VD_2 截止。

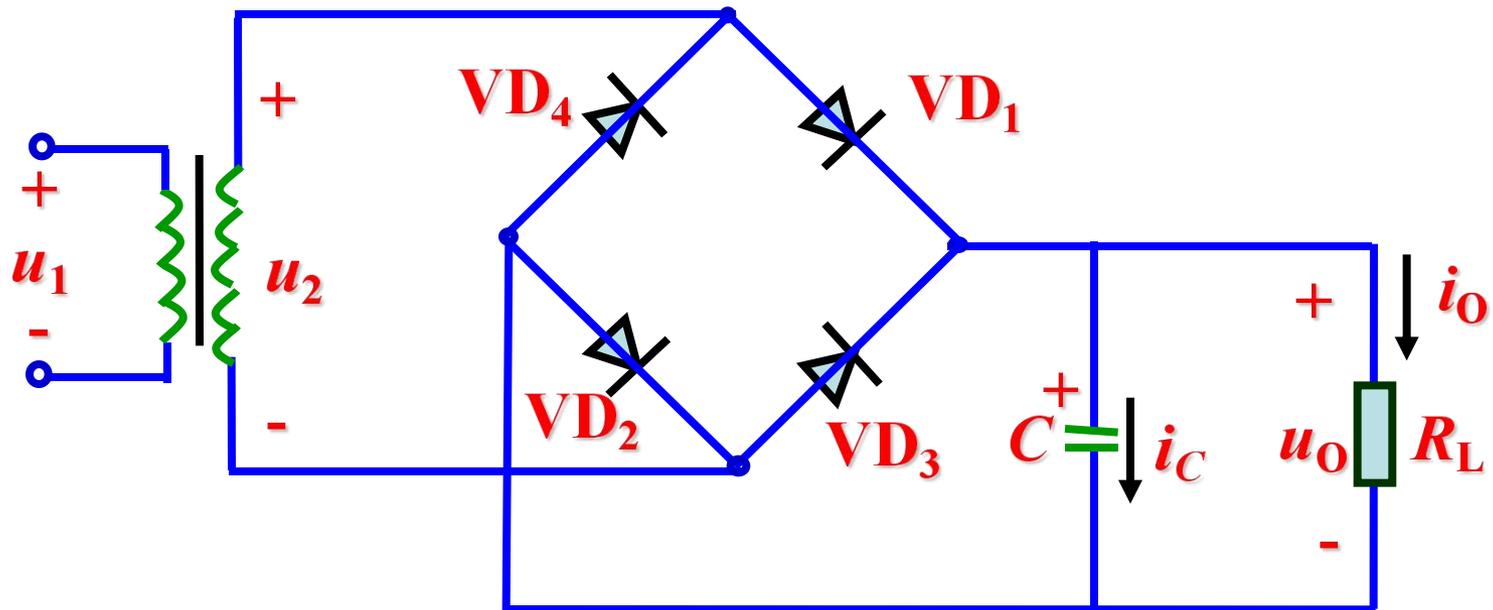
正、负半周均有电流流过负载电阻 R_L 且方向一致。





五、 电容滤波电路

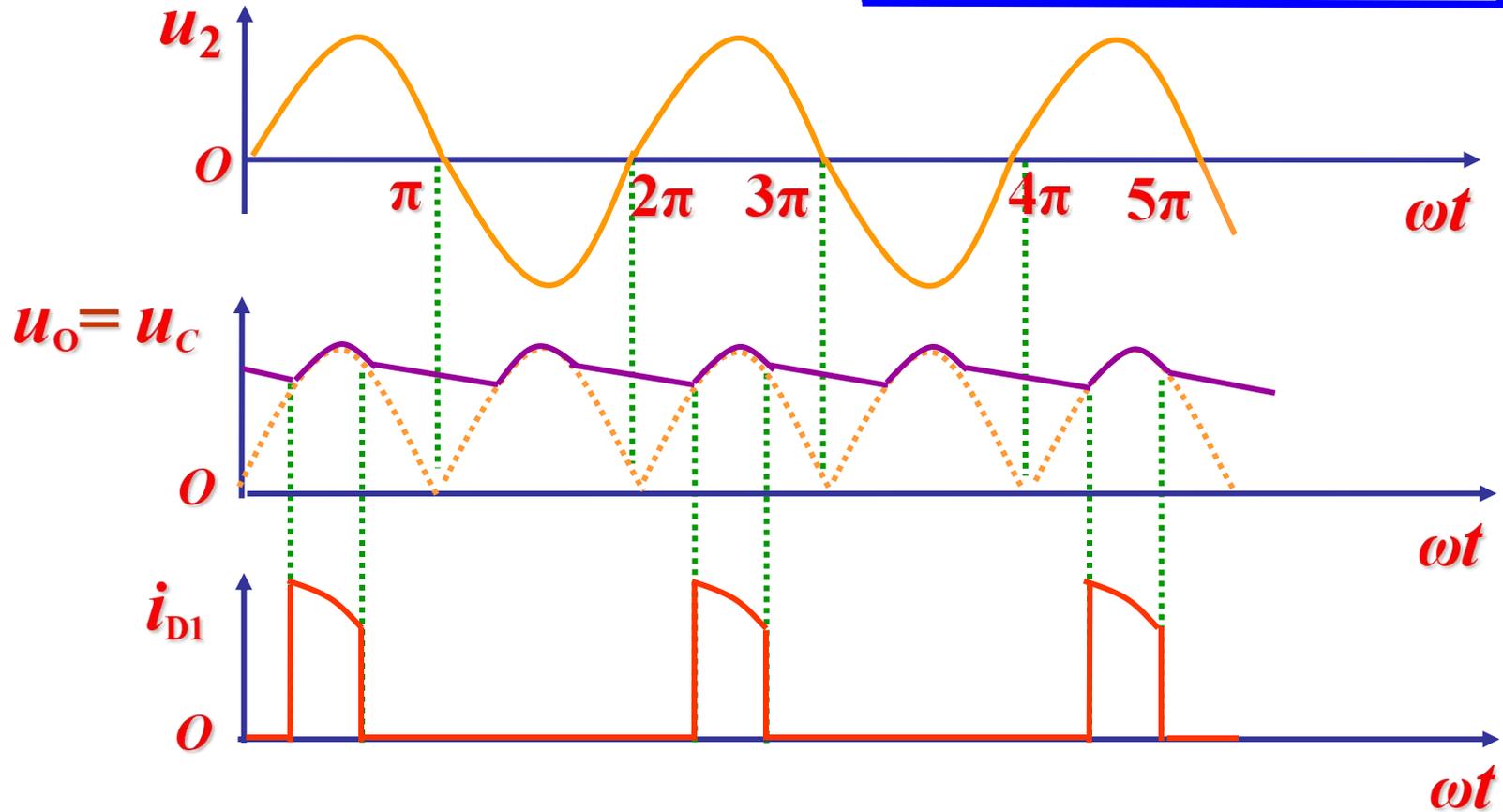
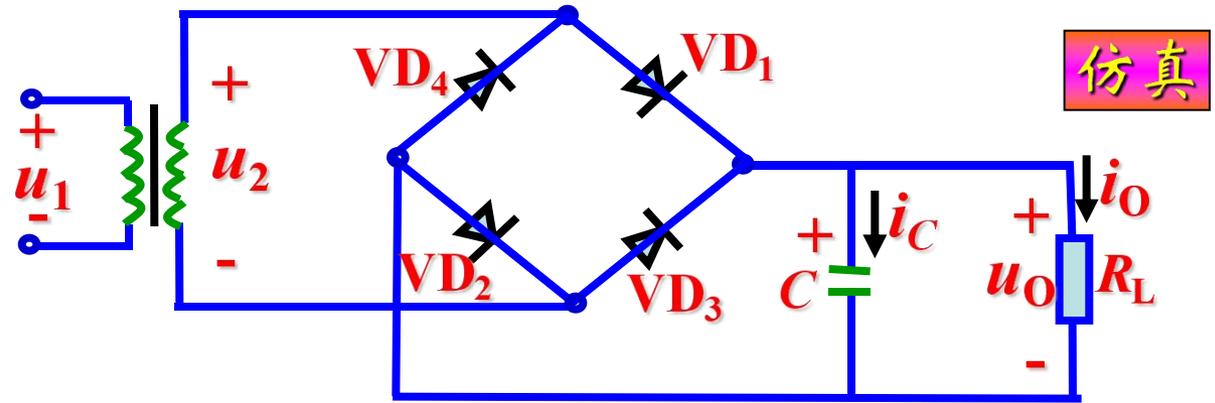
1. 电路组成



桥式整流、电容滤波电路

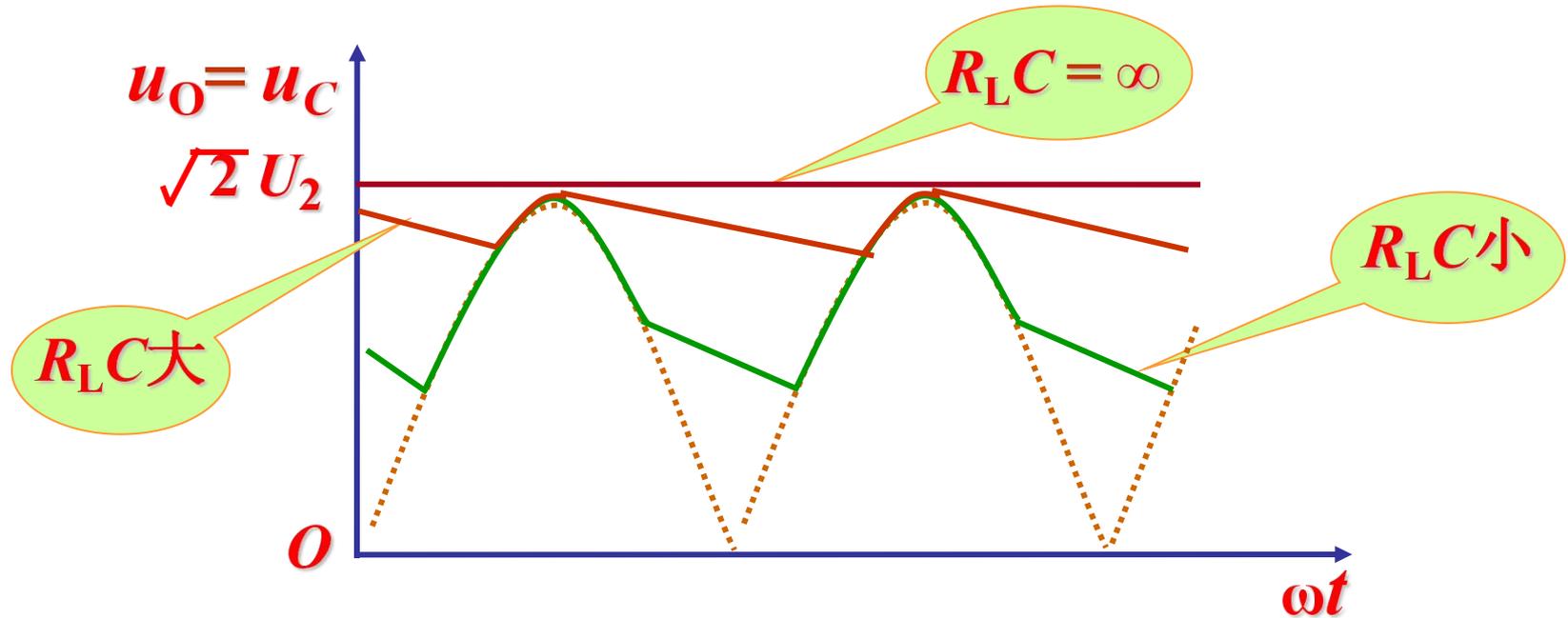


2. 工作原理





3. 滤波电容的选择和输出直流电压的估算



在桥式整流情况下 $R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$

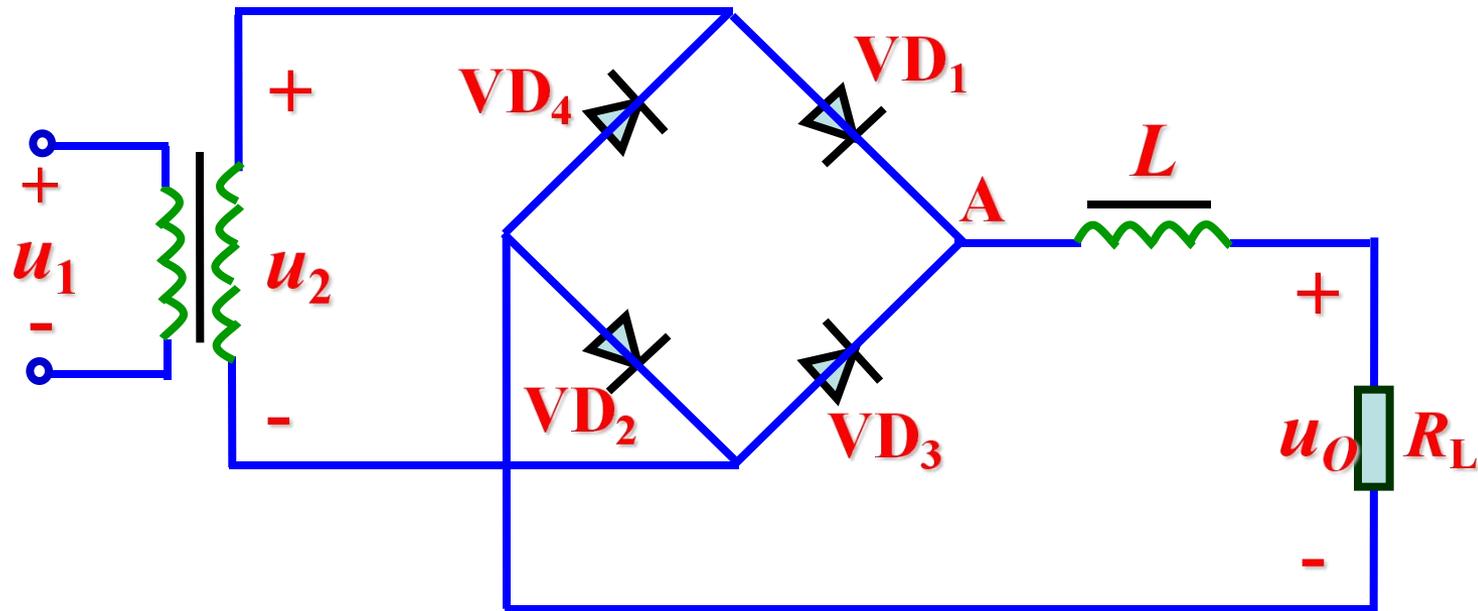
T 为电网交流电压的周期(脉动系数 S 为10%~20%)。

此时 $U_{O(AV)} \approx 1.2 U_2$



六、电感滤波电路

1. 电路组成和工作原理



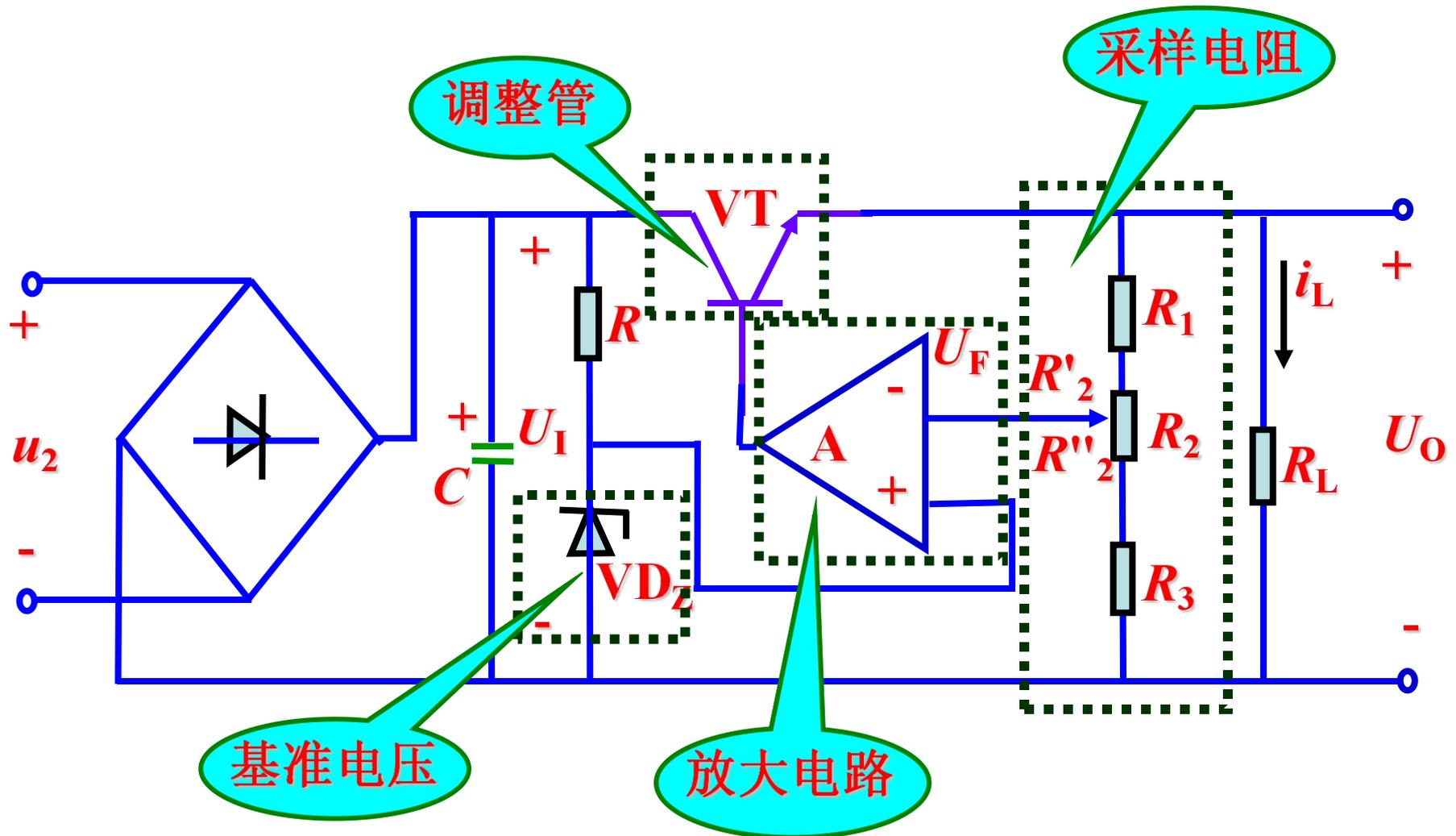
桥式整流、电感滤波电路

接入滤波电感后，由于电感的直流电阻很小，交流阻抗很大，因此直流成分流过电感后基本上没有损失，交流分量很大部分降落在电感上，从而降低了输出电压中的脉动成分。



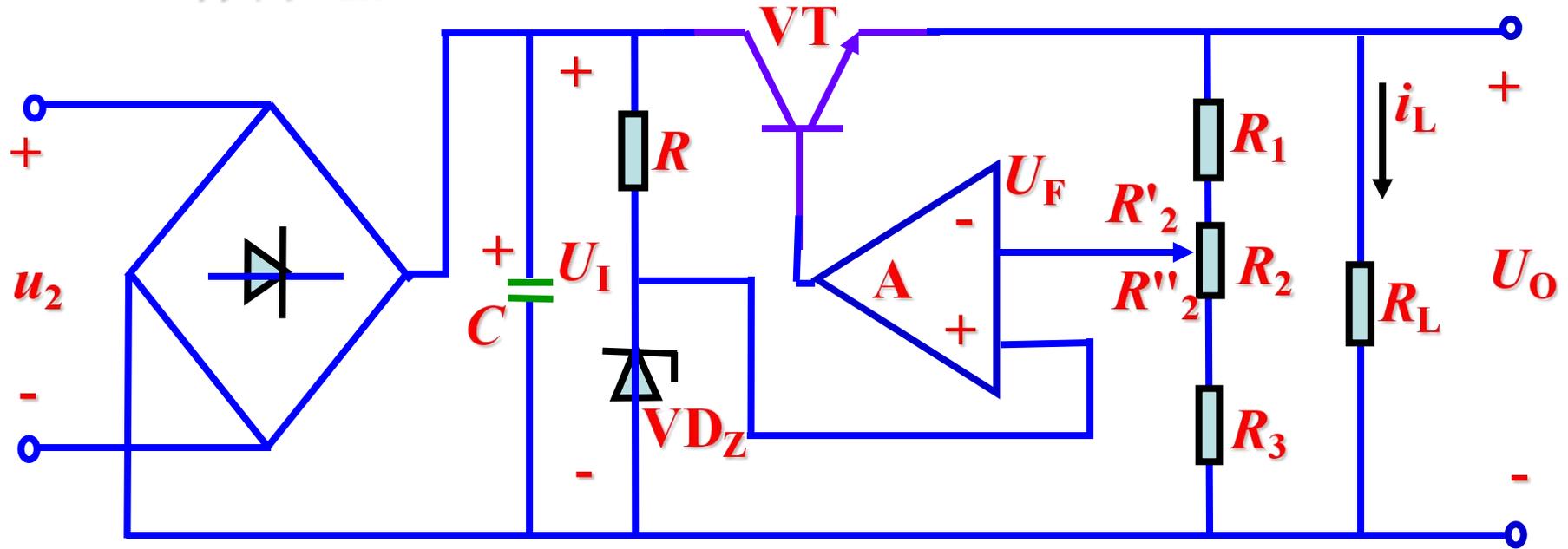
七、直流稳压源

1. 电路组成





2. 工作原理



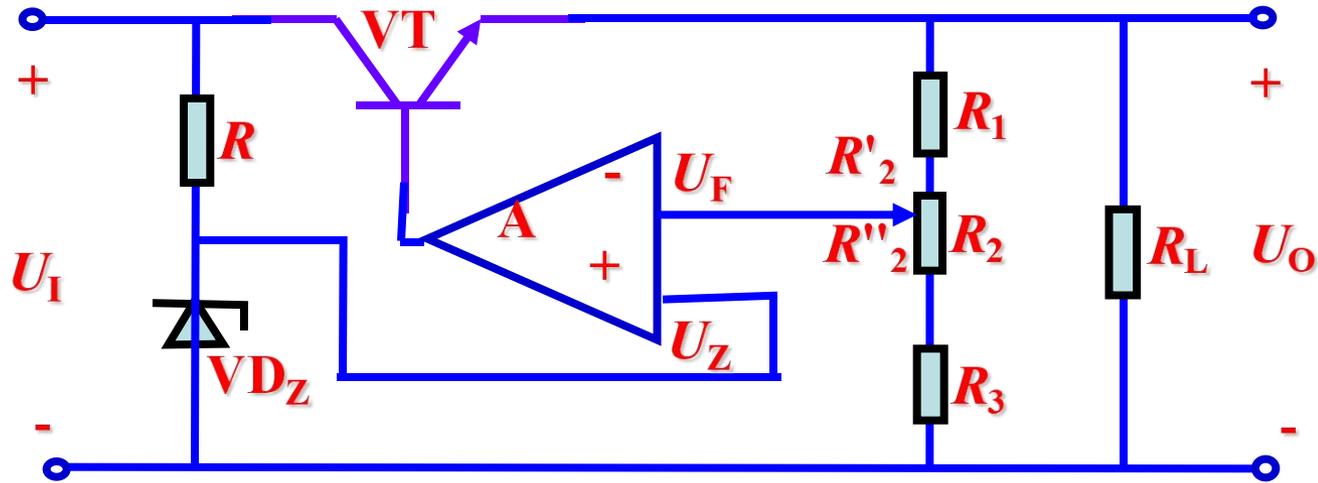
$$U_I \uparrow \text{ 或 } I_L \downarrow \rightarrow U_O \uparrow \rightarrow U_F \uparrow \rightarrow U_{Id} \downarrow \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \rightarrow U_{CE} \uparrow \rightarrow U_O \downarrow$$

串联型直流稳压电路稳压的过程，

实质上是通过电压负反馈使输出电压保持基本稳定的过程。



3. 输出电压的调节范围

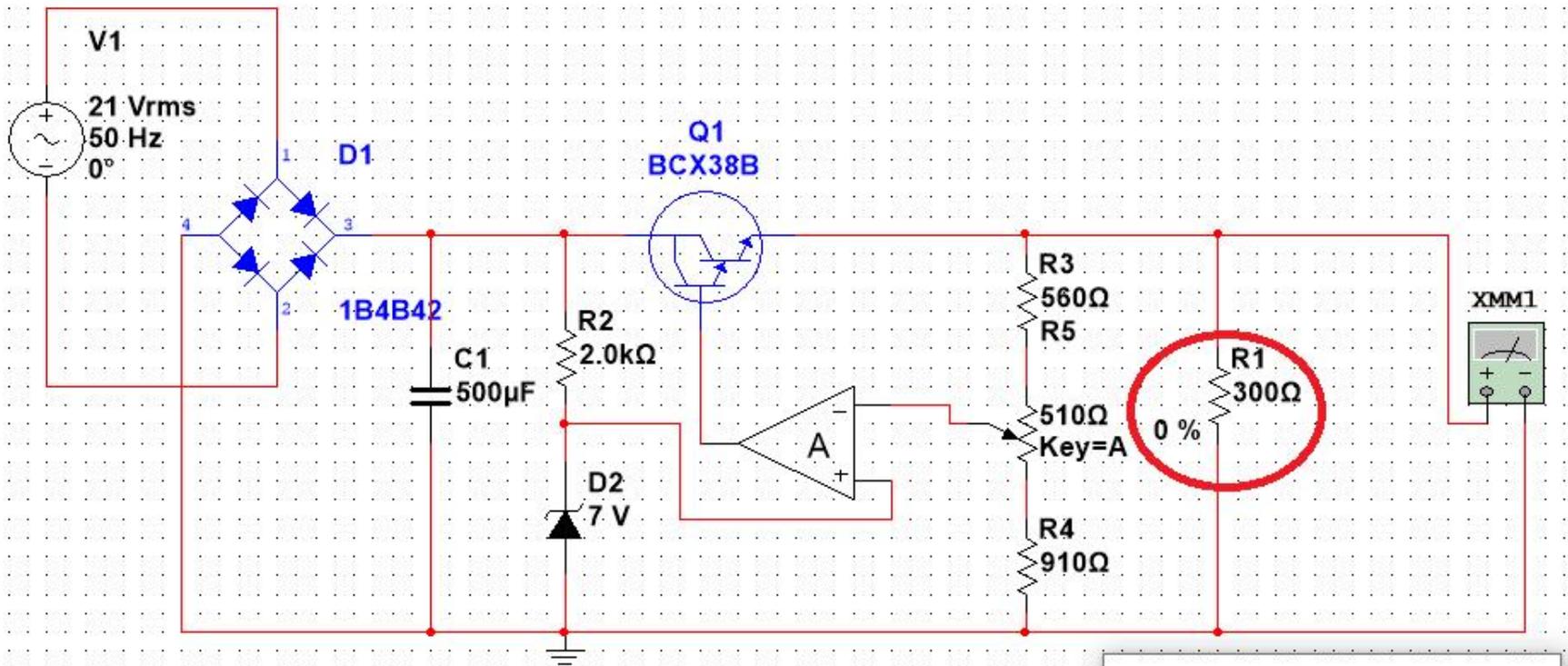


通过改变采样电阻中电位器 R_2 的滑动端位置进行调节。

$$U_Z = U_F = \frac{R''_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} U_O \quad U_O = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R''_2 + R_3} U_Z$$

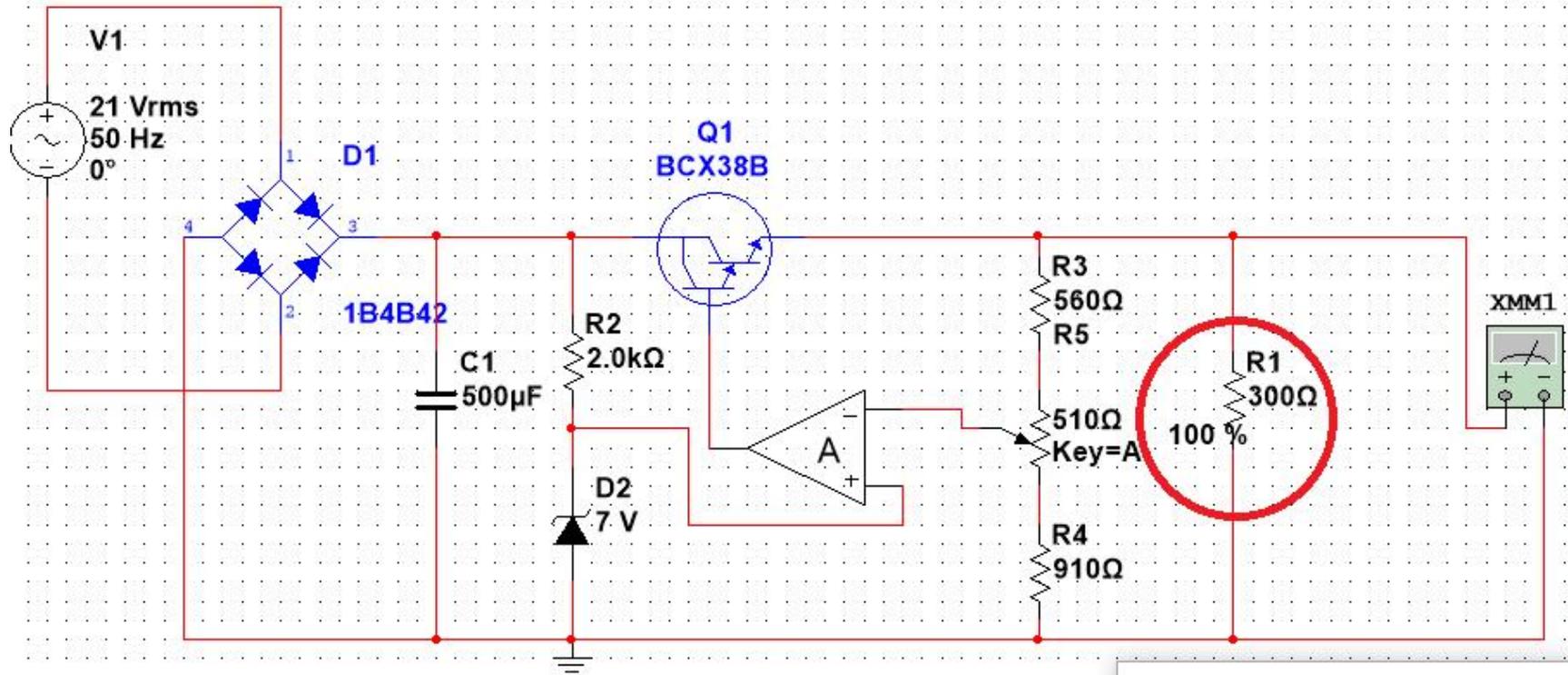
$$U_{Omax} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3} U_Z$$

$$U_{Omin} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2 + R_3} U_Z$$



测试输出电压范围？





测试输出电压范围？





本章小结

- 直流电源的组成
- 半波和全波整流电路（桥式整流电路）
- 稳压电路的组成
- 串联型稳压电路的输出电压的计算

