

The background of the slide is a photograph of the main gate of Tsinghua University. The gate is a large, white, classical-style archway with two prominent columns on each side. Above the archway, the Chinese characters "清華園" (Qinghua Garden) are inscribed. The gate is surrounded by green trees and a clear blue sky.

清華園

模拟电子技术基础

清华大学 华成英



绪 论

- 一、电子技术的发展
- 二、模拟信号与模拟电路
- 三、电子信息系统的组成
- 四、模拟电子技术基础课的特点
- 五、如何学习这门课程
- 六、课程的目的
- 七、考查方法



一、电子技术的发展

电子技术的发展，推动计算机技术的发展，使之“无孔不入”，应用广泛！

- 广播通信：发射机、接收机、扩音、录音、程控交换机、电话、手机
- 网络：路由器、ATM交换机、收发器、调制解调器
- 工业：钢铁、石油化工、机加工、数控机床
- 交通：飞机、火车、轮船、汽车
- 军事：雷达、电子导航
- 航空航天：卫星定位、监测
- 医学： γ 刀、CT、B超、微创手术
- 消费类电子：家电（空调、冰箱、电视、音响、摄像机、照相机、电子表）、电子玩具、各类报警器、保安系统



电子技术的发展很大程度上反映在元器件的发展上。从电子管→半导体管→集成电路



1904年
电子管问世



1947年
晶体管诞生



1958年集成电
路研制成功



电子管、晶体管、集成电路比较



半导体元器件的发展

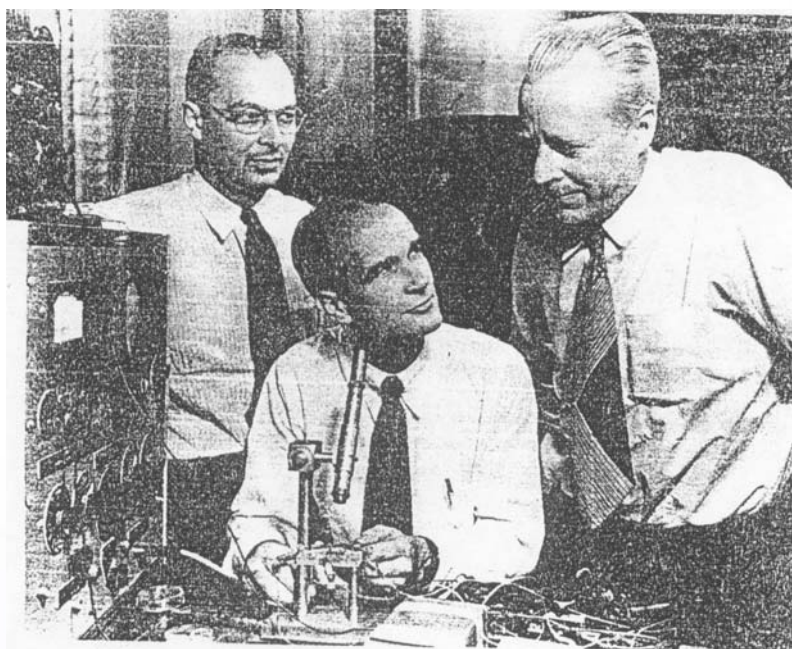
- **1947年** 贝尔实验室制成第一只晶体管
- **1958年** 集成电路
- **1969年** 大规模集成电路
- **1975年** 超大规模集成电路

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，到2015或2020年达到饱和。

学习电子技术方面的课程需时刻关注电子技术的发展！



值得纪念的几位科学家！



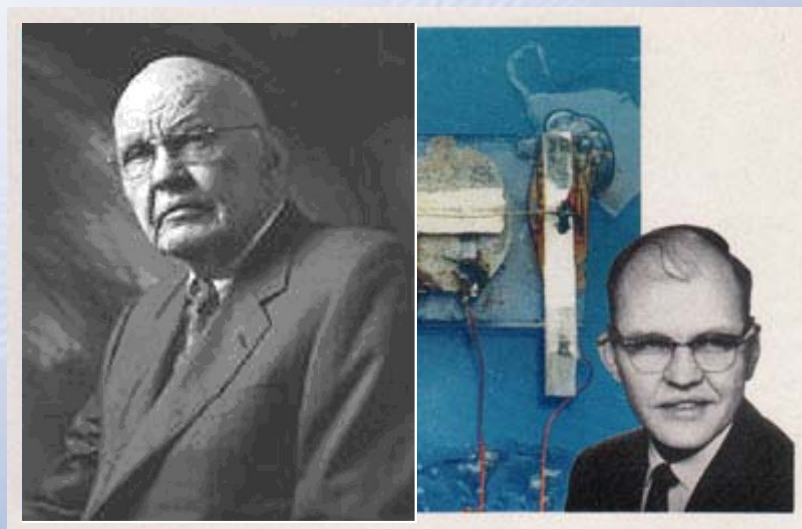
第一只晶体管的发明者

(by John Bardeen , William Shockley and Walter Brattain in Bell Lab)

他们在1947年11月底发明了晶体管，并在12月16日正式宣布“晶体管”诞生。1956年获诺贝尔物理学奖。巴因所做的超导研究于1972年第二次获得诺贝尔物理学奖。

第一个集成电路及其发明者 (Jack Kilby from TI)

1958年9月12日，在德州仪器公司的实验室里，实现了把电子器件集成在一块半导体材料上的构想。42年以后，2000年获诺贝尔物理学奖。“为现代信息技术奠定了基础”。



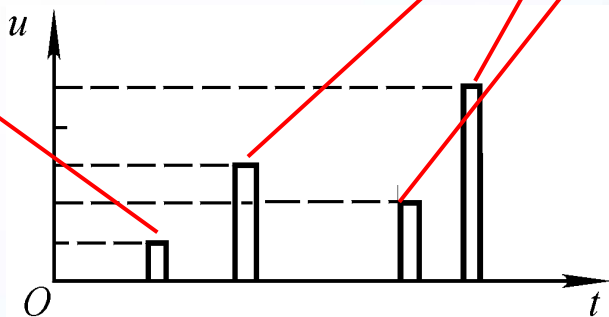


二、模拟信号与模拟电路

1. 电子电路中信号的分类

➤ 数字信号：离散性

“1”的电
压当量



“1”的倍数

介于 K 与 $K+1$ 之间时需根据阈值
确定为 K 或 $K+1$



➤ 模拟信号：连续性。大多数物理量为模拟信号。

2. 模拟电路

➤ 模拟电路是对模拟信号进行处理的电路。

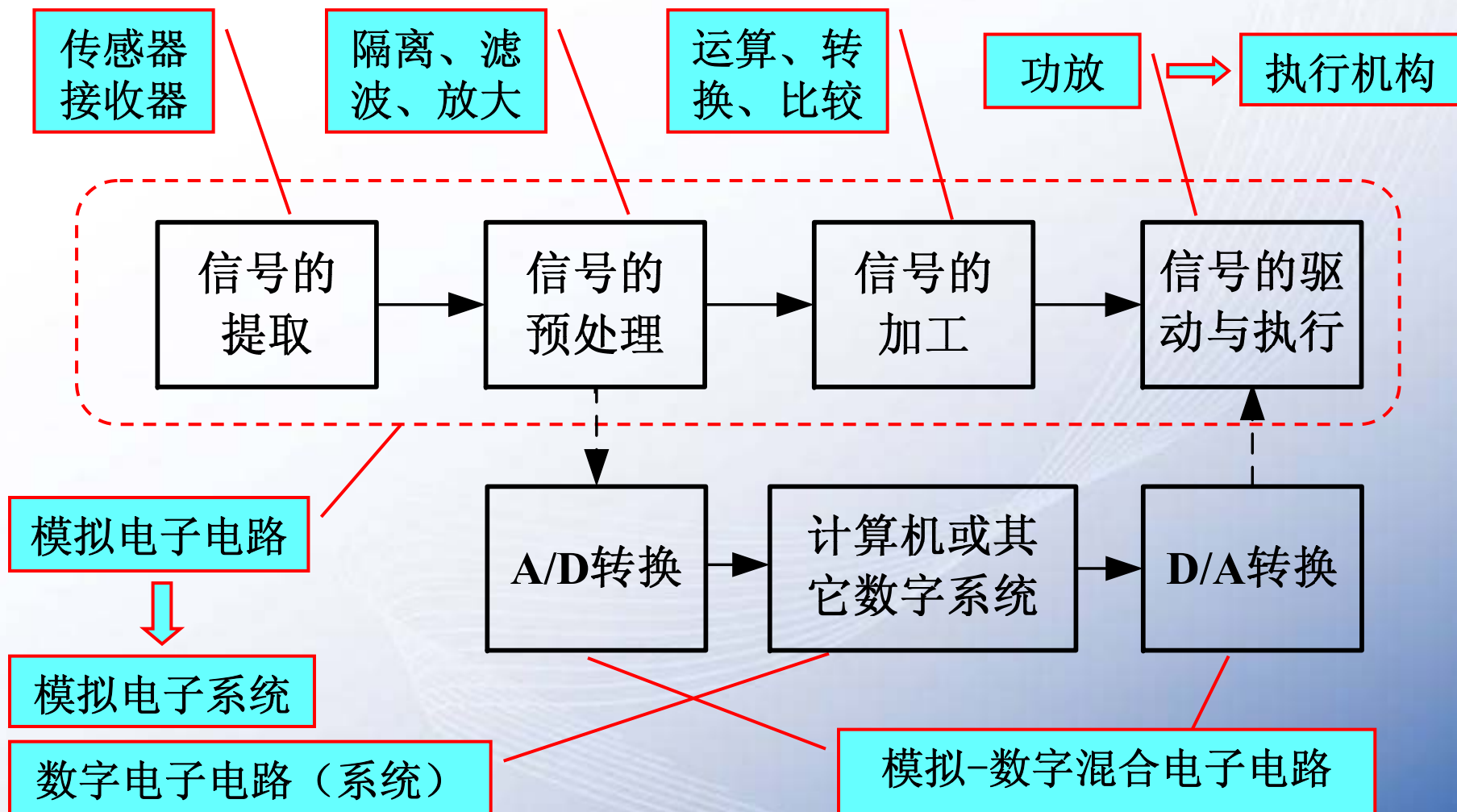
➤ 最基本的处理是对信号的放大，有功能和性能各异的放大电路。

➤ 其它模拟电路多以放大电路为基础。





三、电子信息系统的组成





四、模拟电子技术基础课的特点

1、工程性

- 实际工程需要证明其可行性。强调定性分析。
- 实际工程在满足基本性能指标的前提下总是容许存在一定的误差范围的。定量分析为“估算”。
- 近似分析要“合理”。抓主要矛盾和矛盾的主要方面。
- 电子电路归根结底是电路。不同条件下构造不同模型。

2. 实践性

- 常用电子仪器的使用方法
- 电子电路的测试方法
- 故障的判断与排除方法
- EDA软件的应用方法



五、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. 注意定性分析和近似分析的重要性

3. 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”。

4. 注意电路中常用定理在电子电路中的应用



六、课程的目的

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。

注重培养系统的观念、工程的观念、科技进步的观念和创新意识，学习科学的思维方法。提倡快乐学习！



七、考查方法

1. 会看：读图，定性分析
2. 会算：定量计算
3. 会选：电路形式、器件、参数


} 考查分析问题的能力

考查解决问题的能力——设计能力

4. 会调：仪器选用、测试方法、故障诊断、EDA

考查解决问题的能力——实践能力

综合应用所学知识的能力

A photograph of a classical building with a red-tiled roof and stone columns. The name '清華學堂' is inscribed on the facade.

清華學堂

第一章 半导体二极管和三极管



第一章 半导体二极管和三极管

§ 1.1 半导体基础知识

§ 1.2 半导体二极管

§ 1.3 晶体三极管





§1 半导体基础知识

- 一、本征半导体
- 二、杂质半导体
- 三、PN结的形成及其单向导电性
- 四、PN结的电容效应





一、本征半导体

1、什么是半导体？什么是本征半导体？

导电性介于导体与绝缘体之间的物质称为半导体。

导体——铁、铝、铜等金属元素等低价元素，其最外层电子在外电场作用下很容易产生定向移动，形成电流。

绝缘体——惰性气体、橡胶等，其原子的最外层电子受原子核的束缚力很强，只有在外电场强到一定程度时才可能导电。

半导体——硅（Si）、锗（Ge），均为四价元素，它们原子的最外层电子受原子核的束缚力介于导体与绝缘体之间。

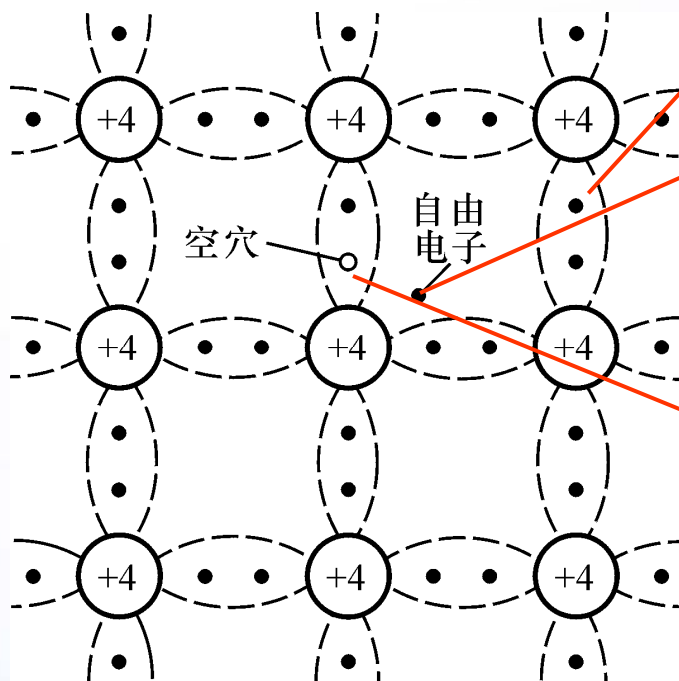
本征半导体是纯净的晶体结构的半导体。

无杂质

稳定的结构



2、本征半导体的结构



共价键

由于热运动，具有足够能量的价电子挣脱共价键的束缚而成为自由电子

自由电子的产生使共价键中留有一个空位置，称为空穴

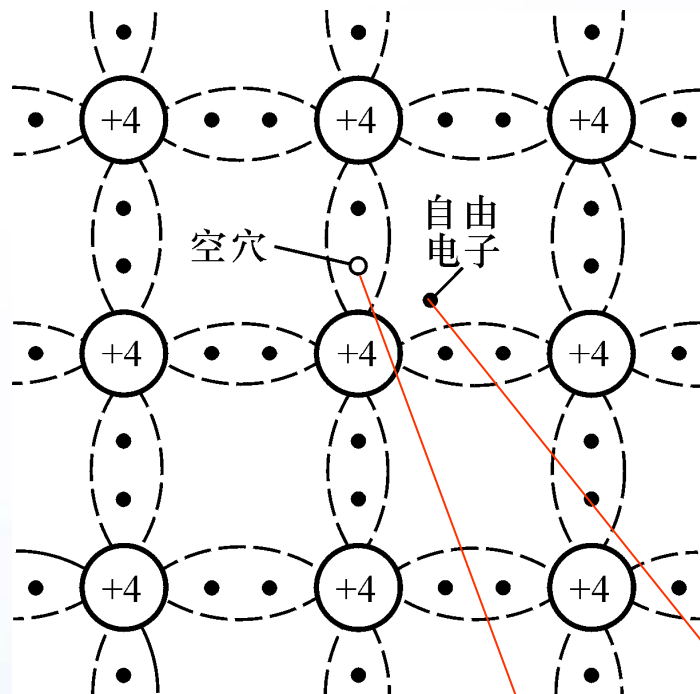
自由电子与空穴相碰同时消失，称为复合。

动态平衡

一定温度下，自由电子与空穴对的浓度一定；温度升高，热运动加剧，挣脱共价键的电子增多，自由电子与空穴对的浓度加大。



3. 本征半导体中的两种载流子



运载电荷的粒子称为载流子。

外加电场时，带负电的自由电子和带正电的空穴均参与导电，且运动方向相反。由于载流子数目很少，故导电性很差。

温度升高，热运动加剧，载流子浓度增大，导电性增强。
热力学温度0K时不导电。

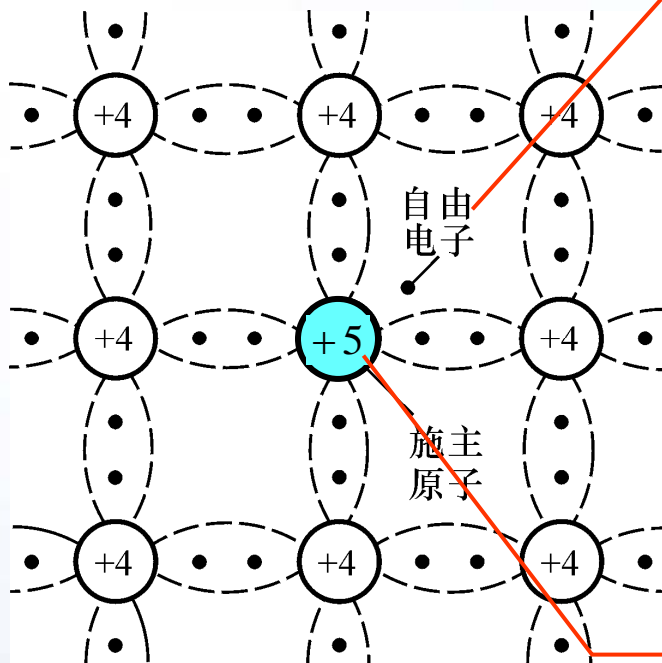
两种载流子

为什么要将半导体变成导电性很差的本征半导体？



二、 杂质半导体

1. N型半导体



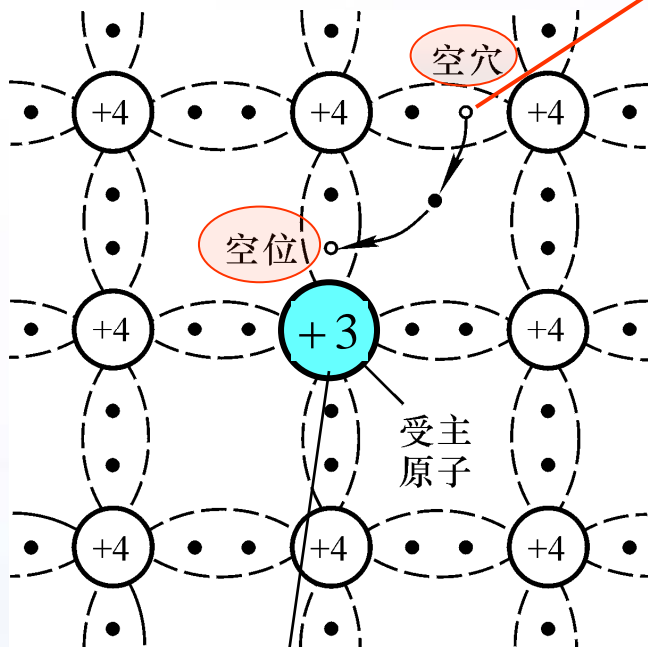
多数载流子

空穴比未加杂质时的数目多了？ 少了？ 为什么？

杂质半导体主要靠多数载流子导电。掺入杂质越多，多子浓度越高，导电性越强，实现导电性可控。

磷 (P)

2. P型半导体



多数载流子

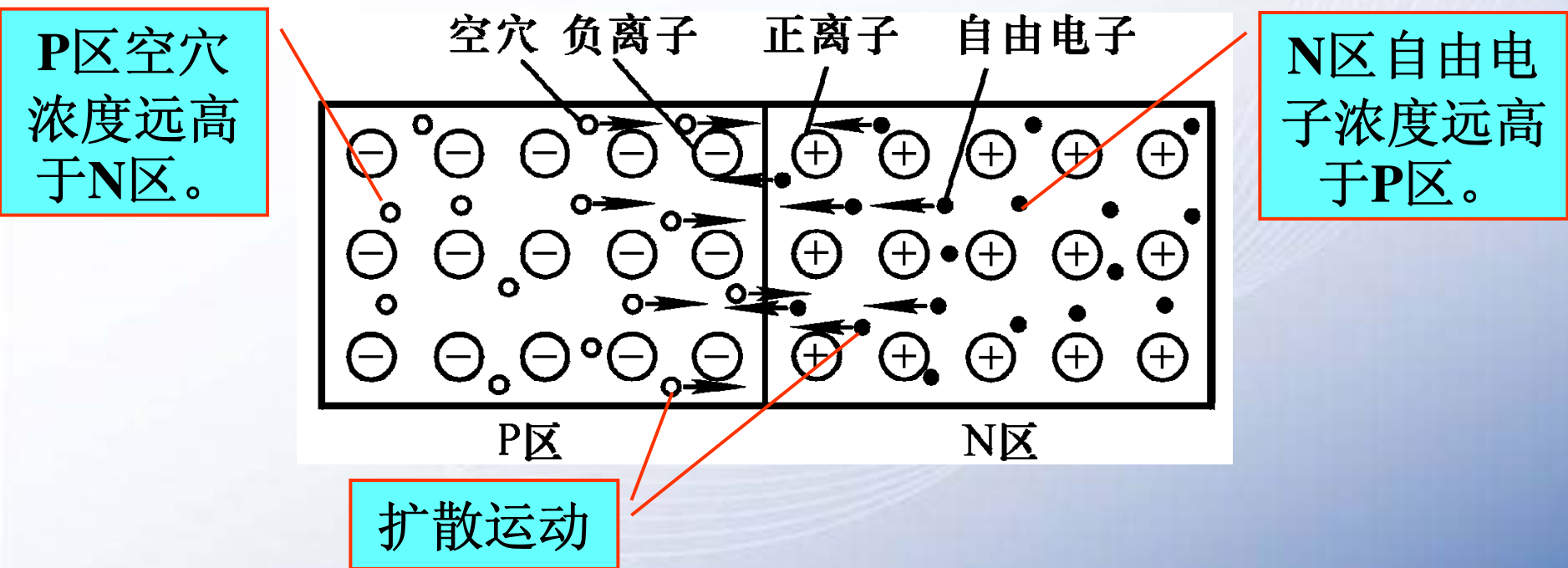
P型半导体主要靠空穴导电，掺入杂质越多，空穴浓度越高，导电性越强，

在杂质半导体中，温度变化时，载流子的数目变化吗？少子与多子变化的数目相同吗？少子与多子浓度的变化相同吗？

硼 (B)

三、PN结的形成及其单向导电性

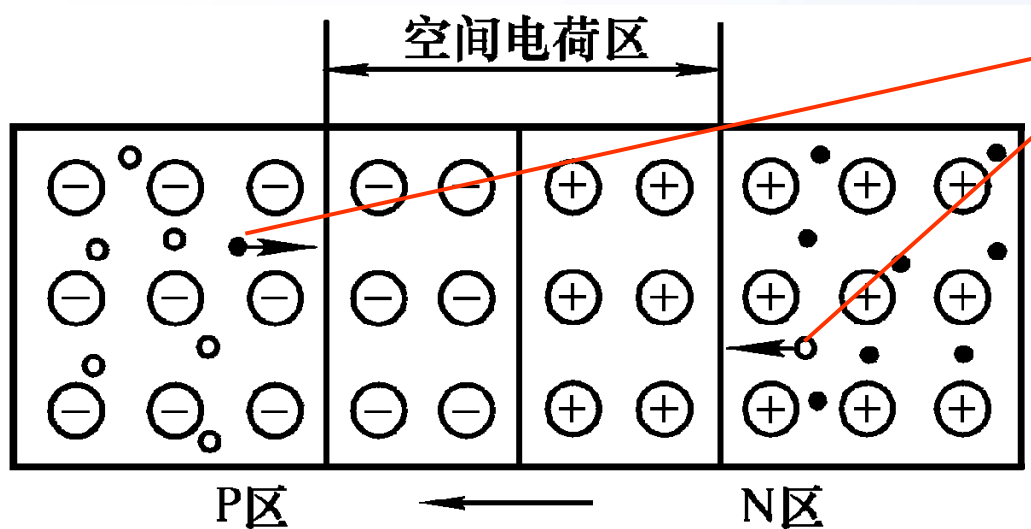
物质因浓度差而产生的运动称为扩散运动。气体、液体、固体均有之。



扩散运动使靠近接触面P区的空穴浓度降低、靠近接触面N区的自由电子浓度降低，产生内电场。

PN 结 的 形 成

由于扩散运动使P区与N区的交界面缺少多数载流子，形成内电场，从而阻止扩散运动的进行。内电场使空穴从N区向P区、自由电子从P区向N区运动。



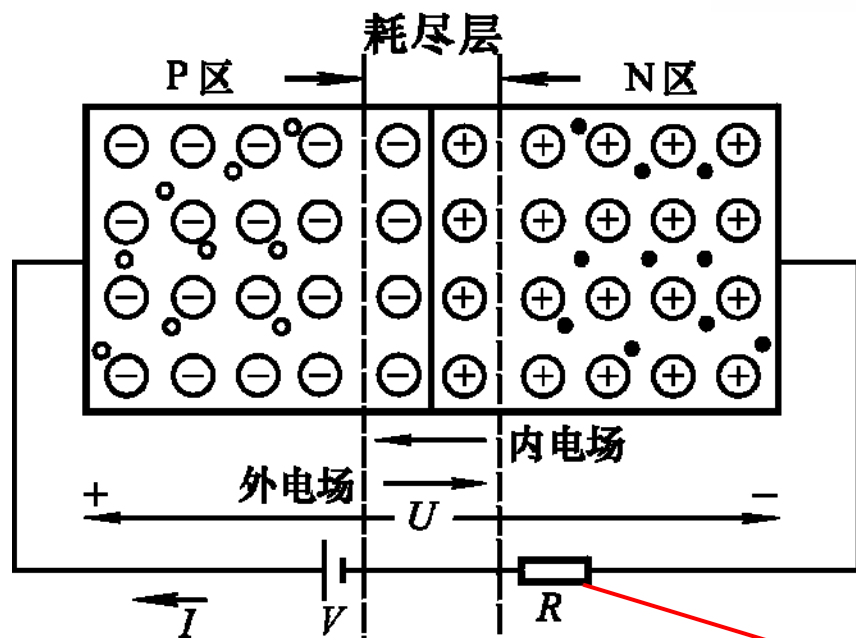
漂移运动

因电场作用所产生的运动称为漂移运动。

参与扩散运动和漂移运动的载流子数目相同，达到动态平衡，就形成了PN结。

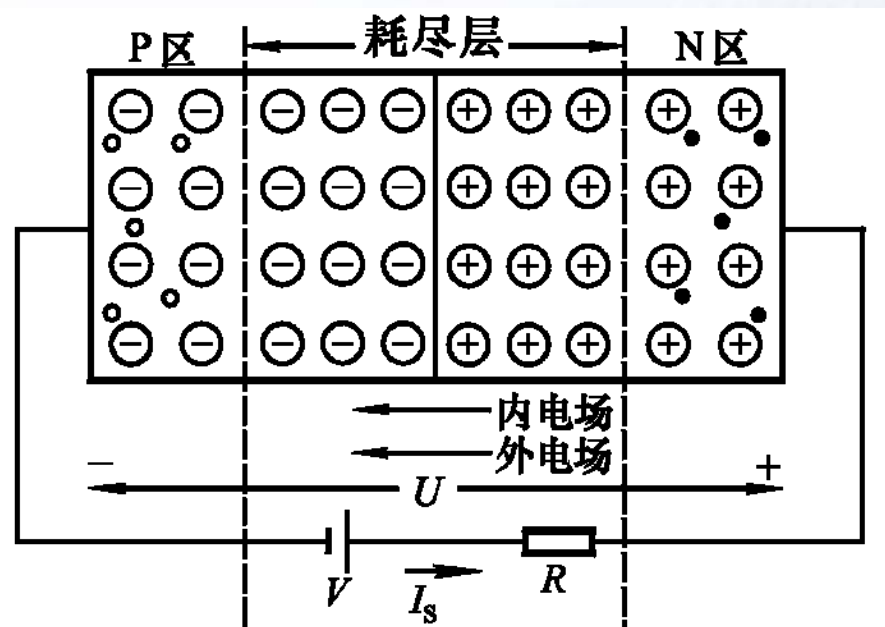


PN 结的单向导电性



PN结加正向电压导通：

耗尽层变窄，扩散运动加剧，由于外电源的作用，形成扩散电流，PN结处于导通状态。



必要吗？

反向电压截止：

耗尽层变宽，阻止扩散运动，有利于漂移运动，形成漂移电流。由于电流很小，故可近似认为其截止。





四、PN 结的电容效应

1. 势垒电容

PN结外加电压变化时，空间电荷区的宽度将发生变化，有电荷的积累和释放的过程，与电容的充放电相同，其等效电容称为势垒电容 C_b 。

2. 扩散电容

PN结外加的正向电压变化时，在扩散路程中载流子的浓度及其梯度均有变化，也有电荷的积累和释放的过程，其等效电容称为扩散电容 C_d 。

结电容：

$$C_j = C_b + C_d$$

结电容不是常量！若PN结外加电压频率高到一定程度，则失去单向导电性！





问题

- 为什么将自然界导电性能中等的半导体材料制成本征半导体，导电性能极差，又将其掺杂，改善导电性能？
- 为什么半导体器件的温度稳定性差？是多子还是少子是影响温度稳定性的主要因素？
- 为什么半导体器件有最高工作频率？



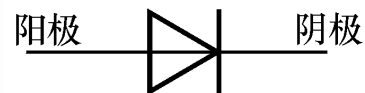
§2 半导体二极管

- 一、二极管的组成
- 二、二极管的伏安特性及电流方程
- 三、二极管的等效电路
- 四、二极管的主要参数
- 五、稳压二极管

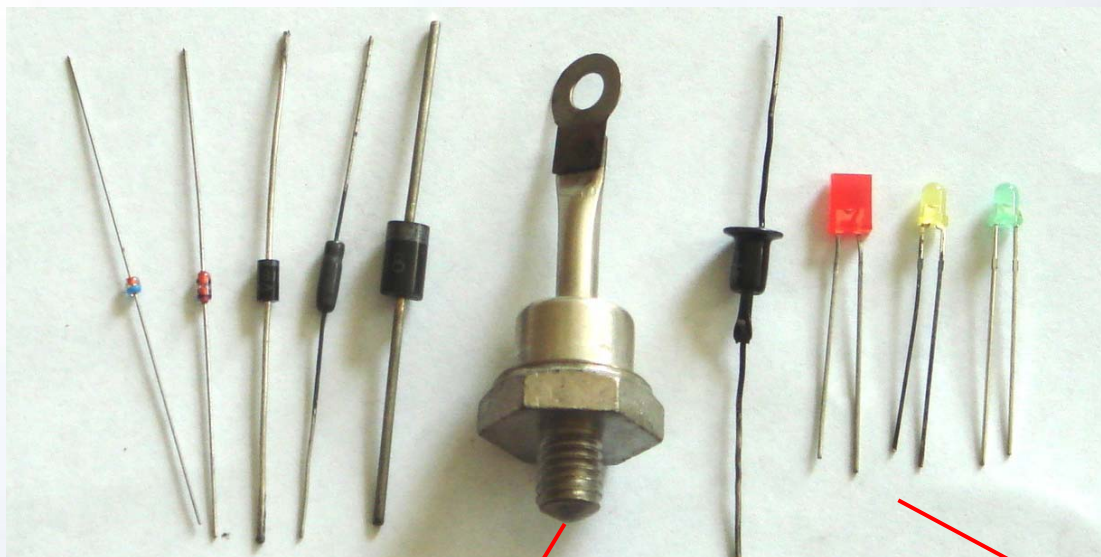




一、二极管的组成



将PN结封装，引出两个电极，就构成了二极管。



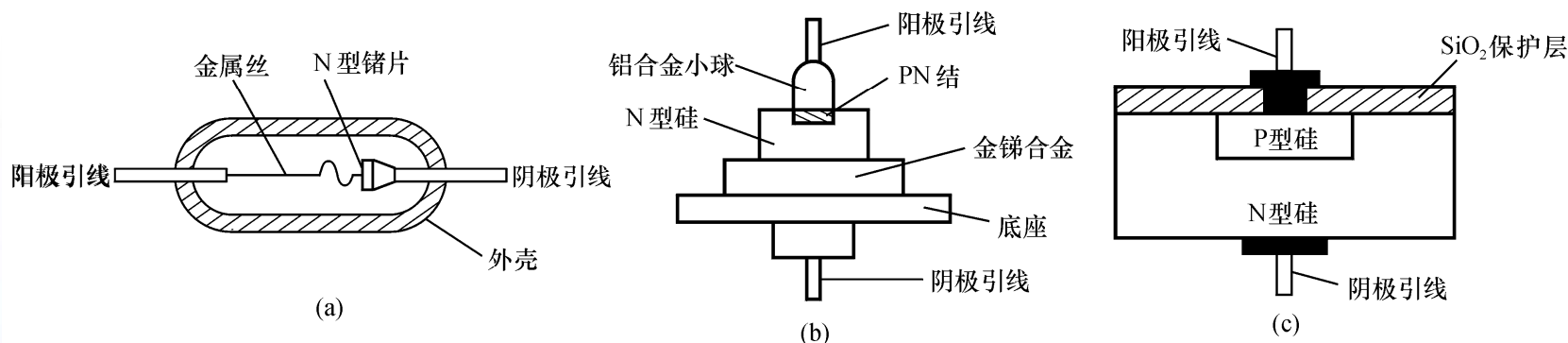
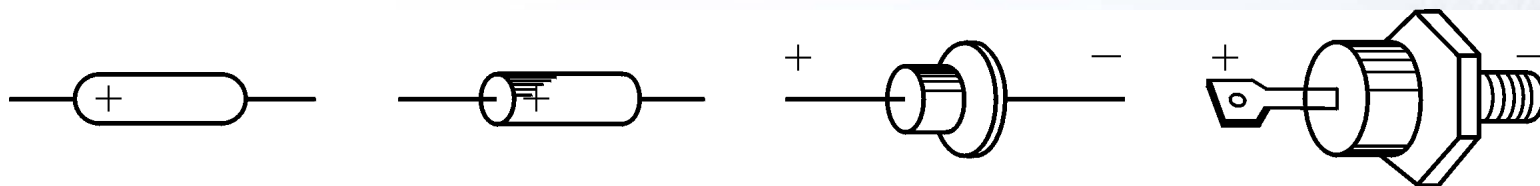
小功率
二极管

大功率
二极管

稳压
二极管

发光
二极管

一、二极管的组成



点接触型：结面积小，结电容小，故结允许的电流小，最高工作频率高。

面接触型：结面积大，结电容大，故结允许的电流大，最高工作频率低。

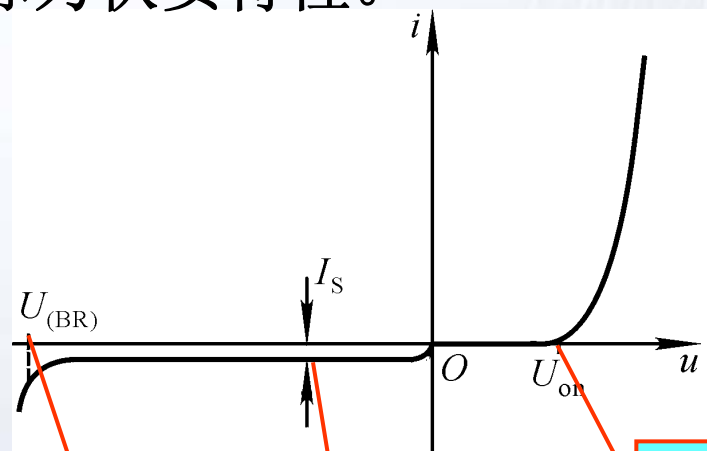
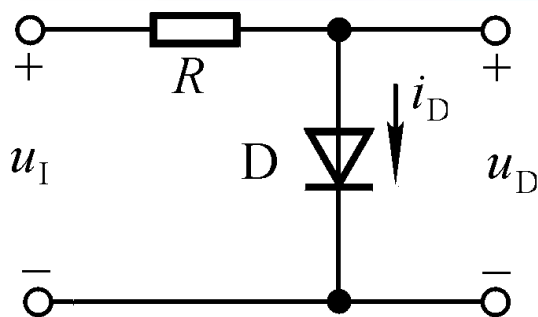
平面型：结面积可小、可大，小的工作频率高，大的结允许的电流大。



二、二极管的伏安特性及电流方程

二极管的电流与其端电压的关系称为伏安特性。

$$i = f(u)$$



击穿电压

反向饱和电流

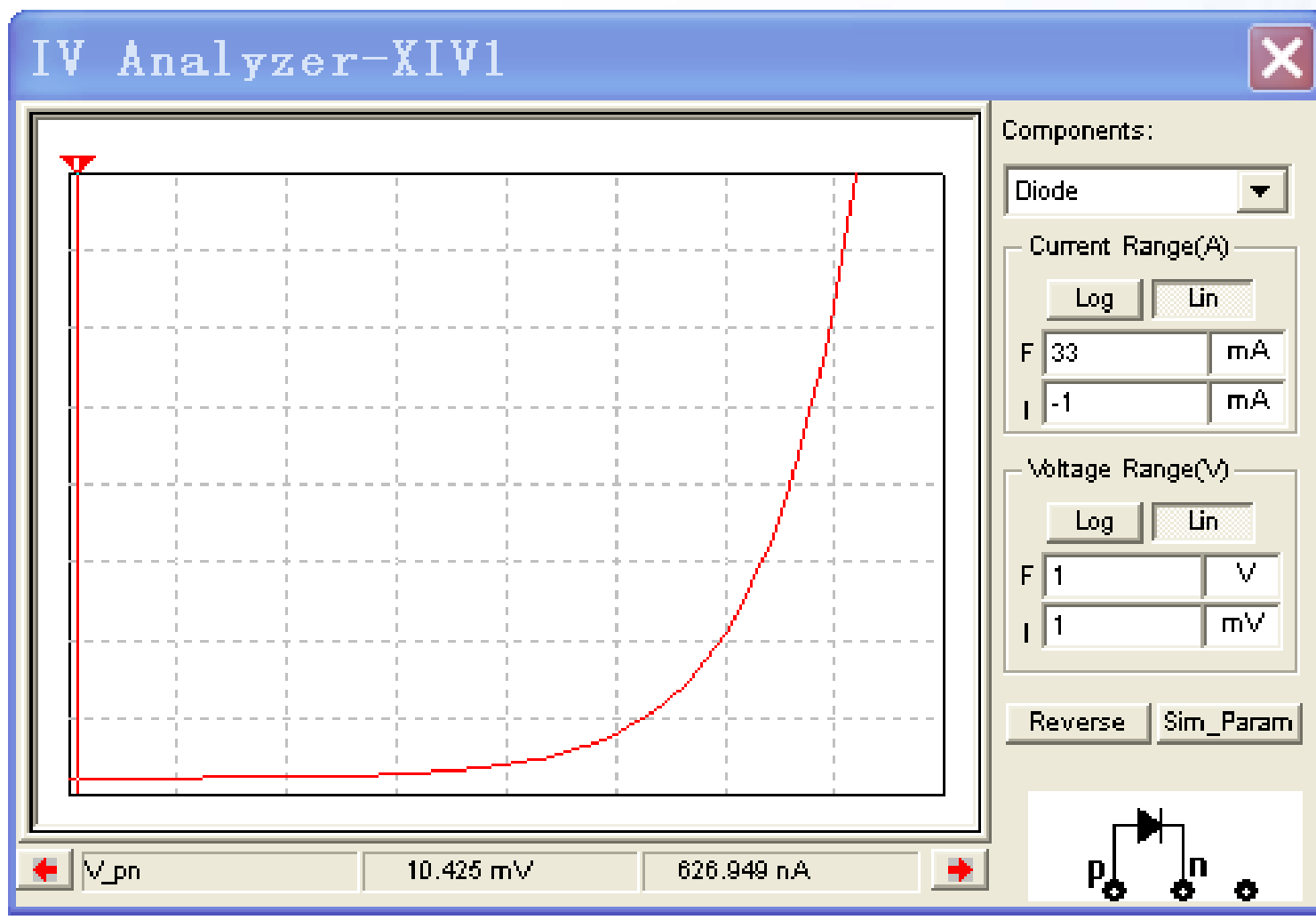
开启电压

$$i = I_S (e^{\frac{u}{U_T}} - 1) \quad (\text{常温下 } U_T = 26\text{mV})$$

温度的电压当量

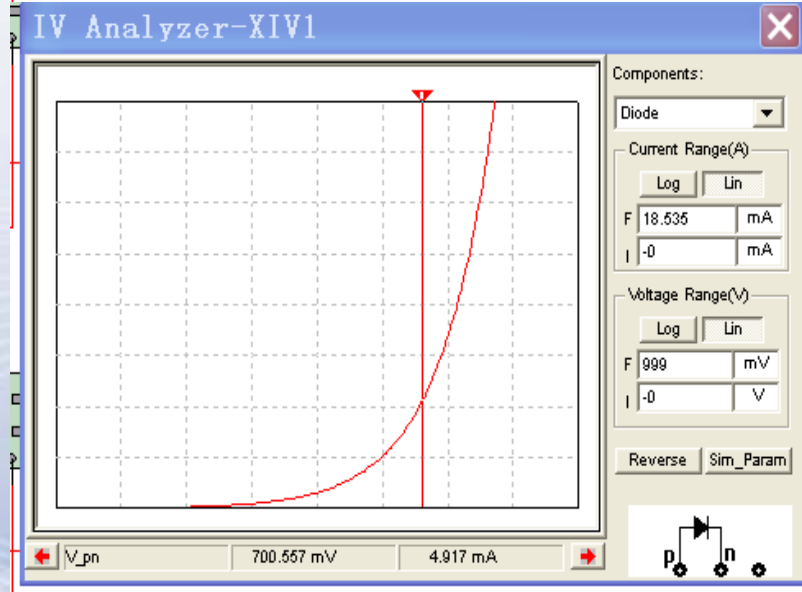
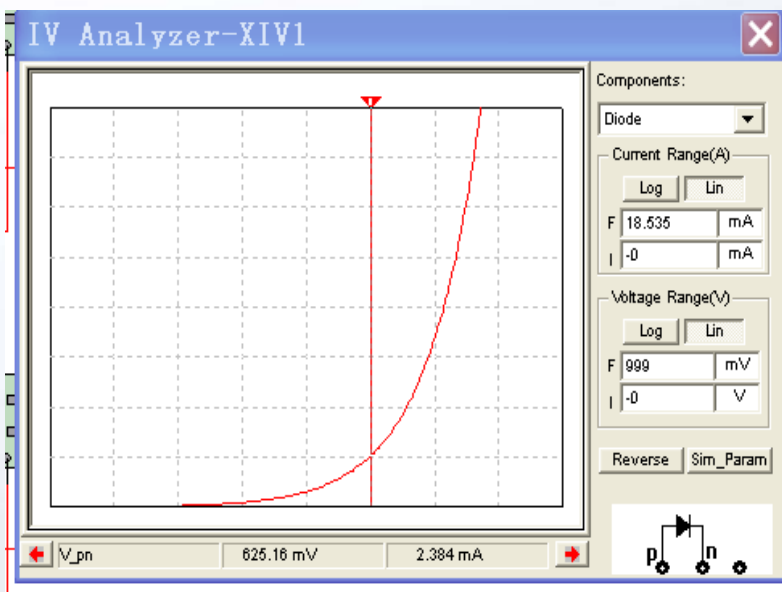
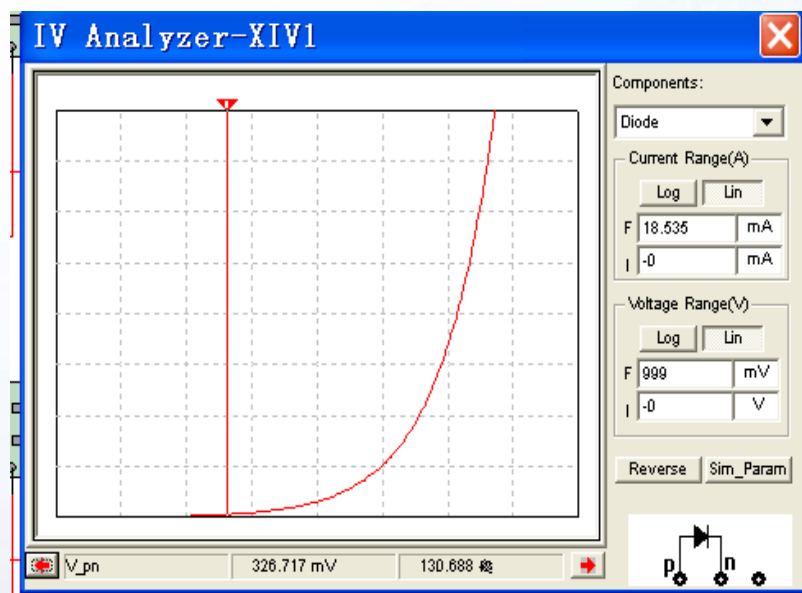
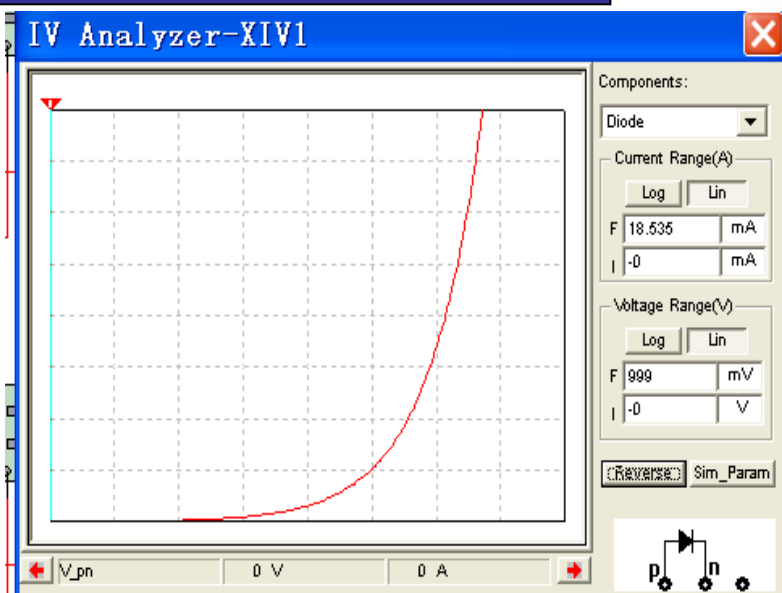
材料	开启电压	导通电压	反向饱和电流
硅Si	0.5V	0.5~0.8V	1 μ A以下
锗Ge	0.1V	0.1~0.3V	几十 μ A







利用 Multisim 测试二极管伏安特性



从二极管的伏安特性可以反映出：

1. 单向导电性

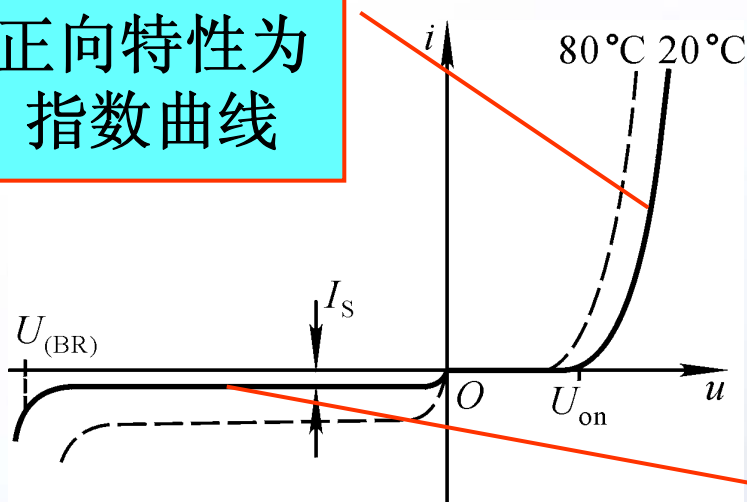
正向特性为指数曲线

$$i = I_S (e^{\frac{u}{U_T}} - 1)$$

若正向电压 $u \gg U_T$ ，则 $i \approx I_S e^{\frac{u}{U_T}}$

若反向电压 $|u| \gg U_T$ ，则 $i \approx -I_S$

反向特性为横轴的平行线



2. 伏安特性受温度影响

$T (^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow$ 在电流不变情况下管压降 $u \downarrow$

\rightarrow 反向饱和电流 $I_S \uparrow$ ， $U_{\text{(BR)}} \downarrow$

增大1倍/ 10°C

$T (^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow$ 正向特性左移，反向特性下移

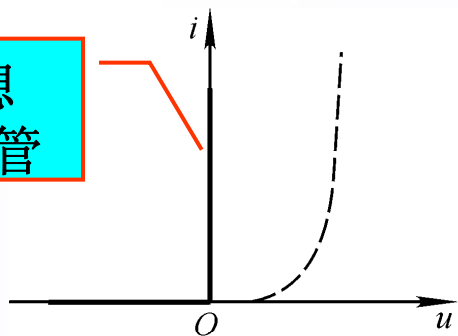


三、二极管的等效电路

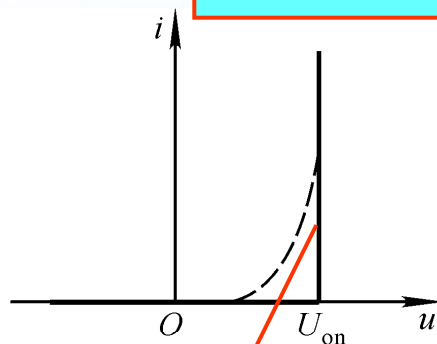
1. 将伏安特性折线化

导通时 Δi 与 Δu 成线性关系

理想二极管

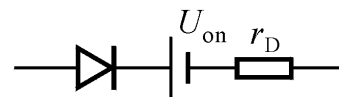
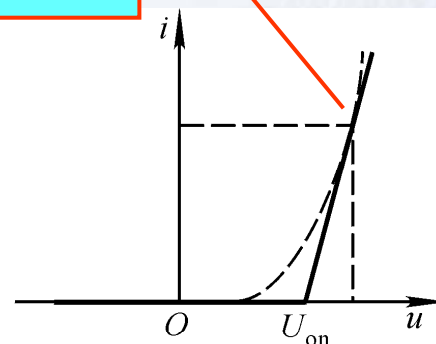


理想开关
导通时 $U_D = 0$
截止时 $I_S = 0$



近似分析
中最常用

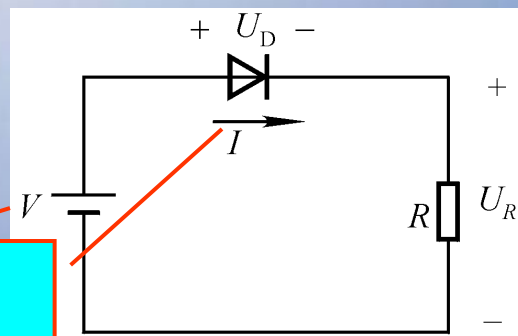
导通时 $U_D = U_{on}$
截止时 $I_S = 0$



应根据不同情况选择不同的等效电路！

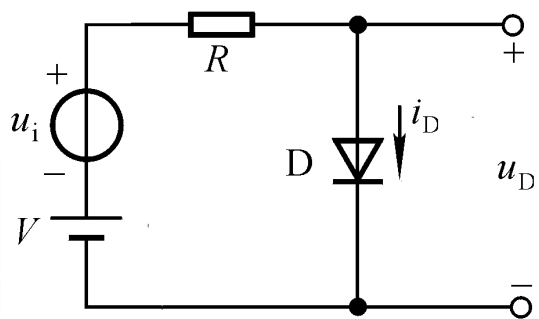
100V? 5V? 1V?

?

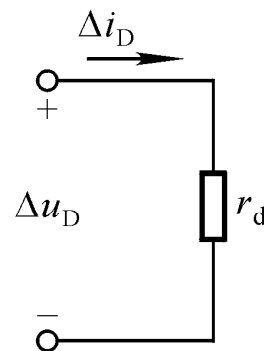
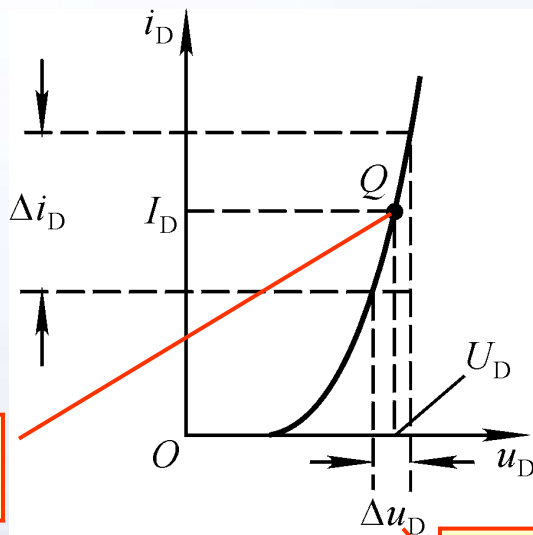


2. 微变等效电路

当二极管在静态基础上有一动态信号作用时，则可将二极管等效为一个电阻，称为动态电阻，也就是微变等效电路。



$u_i=0$ 时直流电源作用



小信号作用

根据电流方程，
$$r_d = \frac{\Delta u_D}{\Delta i_D} \approx \frac{U_T}{I_D}$$

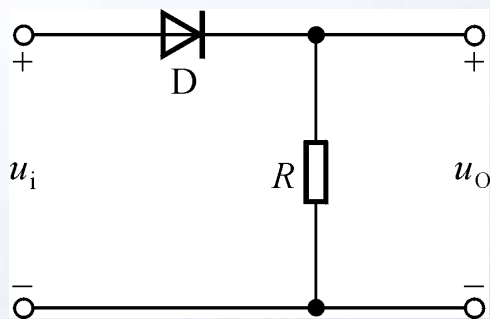
Q 越高， r_d 越小。

静态电流



四、二极管的主要参数

- 最大整流电流 I_F : 最大平均值
- 最大反向工作电压 U_R : 最大瞬时值
- 反向电流 I_R : 即 I_S
- 最高工作频率 f_M : 因PN结有电容效应



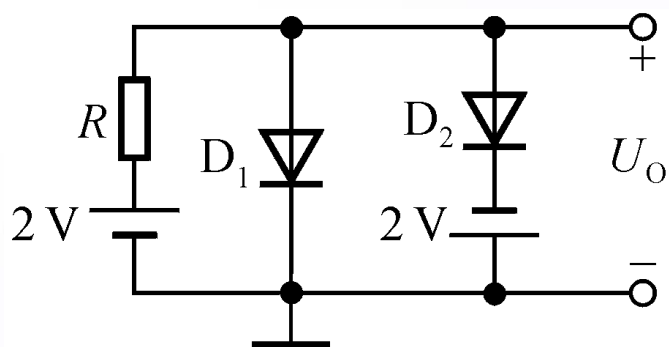
第四版——P20



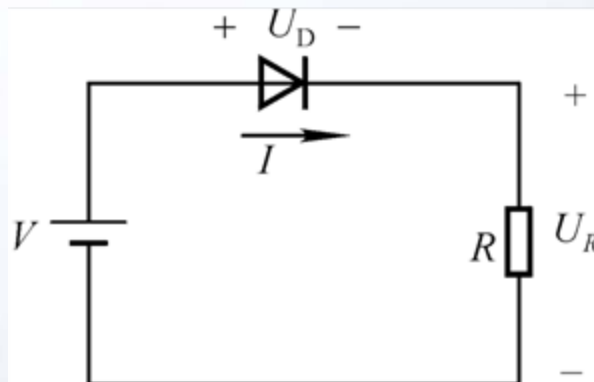
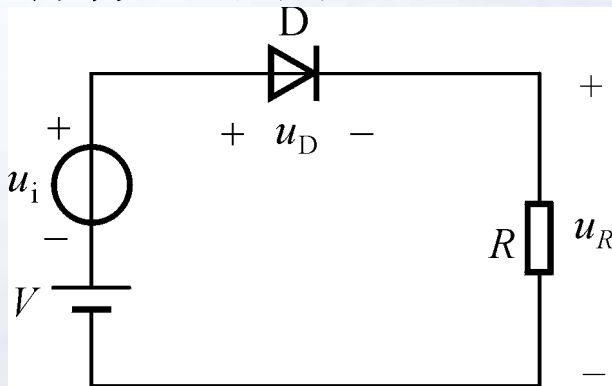


讨论：解决两个问题

- 如何判断二极管的工作状态？
- 什么情况下应选用二极管的什么等效电路？

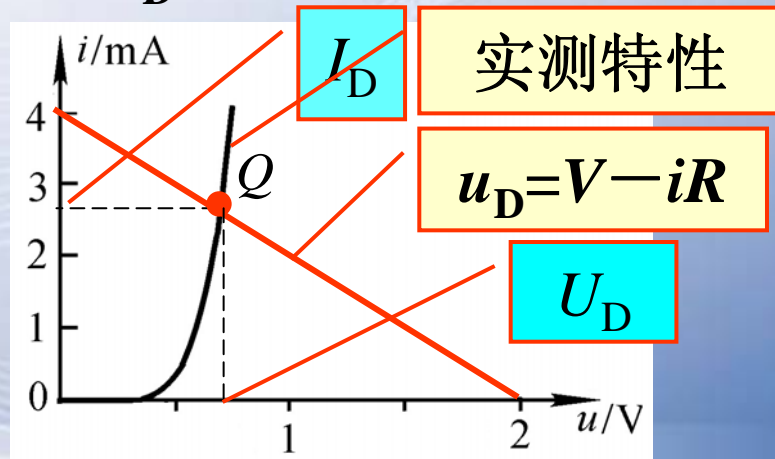


对 V 和 U_i 二极管的模型有什么不同？



$$i_D = \frac{V - u_D}{R}$$

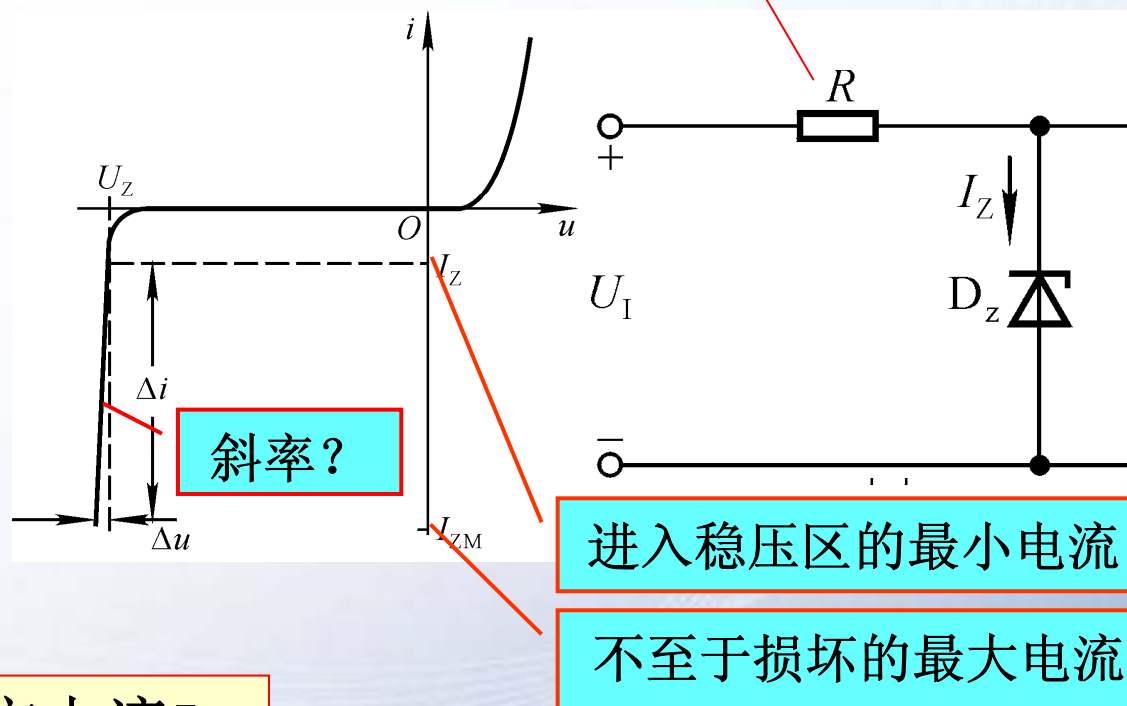
V 与 u_D 可比，则需图解：



五、稳压二极管

1. 伏安特性

由一个PN结组成，反向击穿后在一定的电流范围内端电压基本不变，为稳定电压。



2. 主要参数

稳定电压 U_Z 、稳定电流 I_Z

最大功耗 $P_{ZM} = I_{ZM} U_Z$

动态电阻 $r_z = \Delta U_Z / \Delta I_Z$

若稳压管的电流太小则不稳压，若稳压管的电流太大则会因功耗过大而损坏，因而稳压管电路中必需有限制稳压管电流的限流电阻！



§ 1.3 晶体三极管

- 一、晶体管的结构和符号
- 二、晶体管的放大原理
- 三、晶体管的共射输入特性和输出特性
- 四、温度对晶体管特性的影响
- 五、主要参数





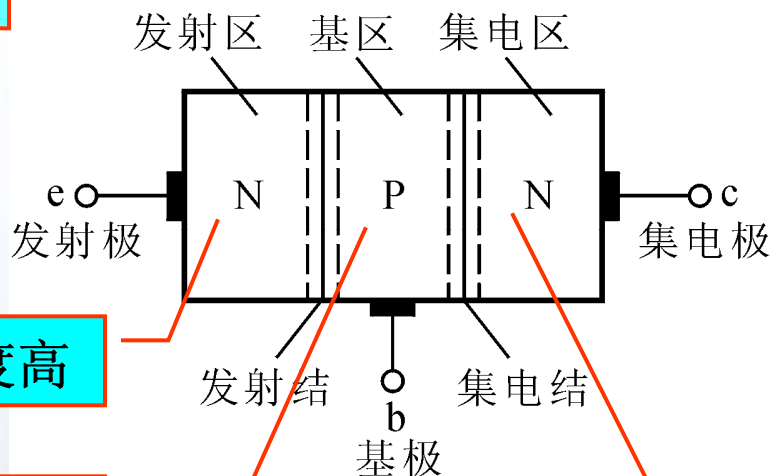
一、晶体管的结构和符号



小功率管

中功率管

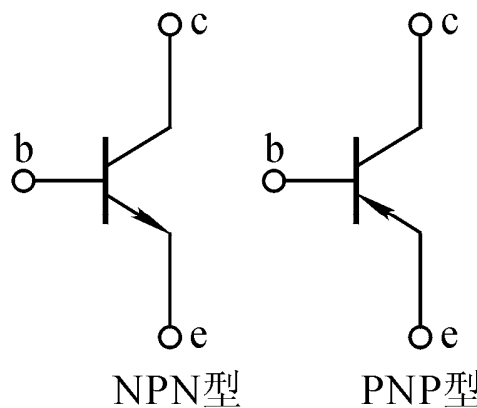
大功率管



多子浓度高

多子浓度很低，且很薄

面积大



NPN型

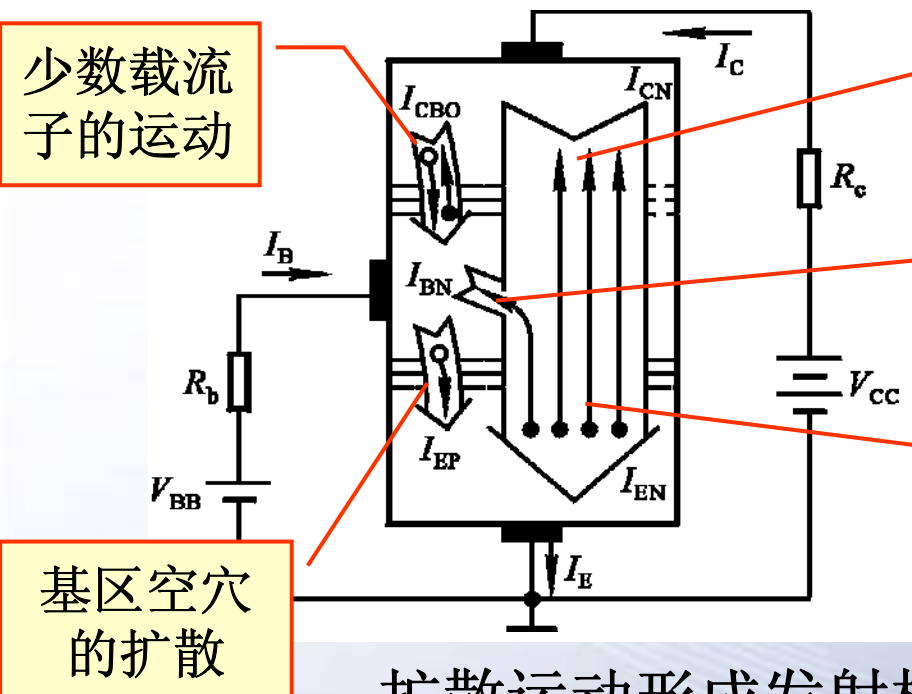
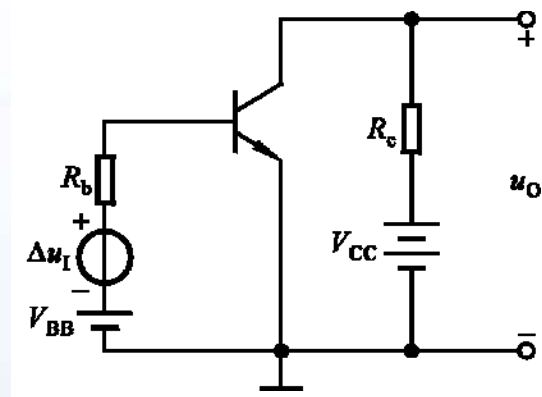
PNP型

晶体管有三个极、三个区、两个PN结。



二、晶体管的放大原理

放大的条件 $\begin{cases} u_{BE} > U_{on} \text{ (发射结正偏)} \\ u_{CB} \geq 0, \text{ 即 } u_{CE} \geq u_{BE} \text{ (集电结反偏)} \end{cases}$



因集电区面积大，在外电场作用下大部分扩散到基区的电子漂移到集电区

因基区薄且多子浓度低，使极少数扩散到基区的电子与空穴复合

因发射区多子浓度高使大量电子从发射区扩散到基区

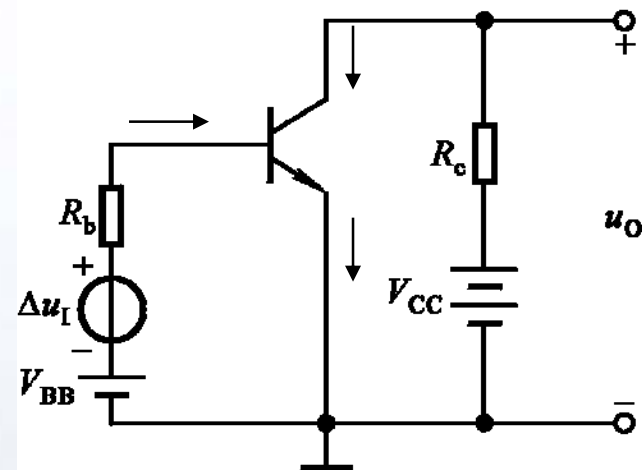
扩散运动形成发射极电流 I_E ，复合运动形成基极电流 I_B ，漂移运动形成集电极电流 I_C 。

• 电流分配: $I_E = I_B + I_C$

I_E —扩散运动形成的电流

I_B —复合运动形成的电流

I_C —漂移运动形成的电流



直流电流
放大系数

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$$

交流电流放大系数

$$I_{CEO} = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$$

穿透电流

集电结反向电流

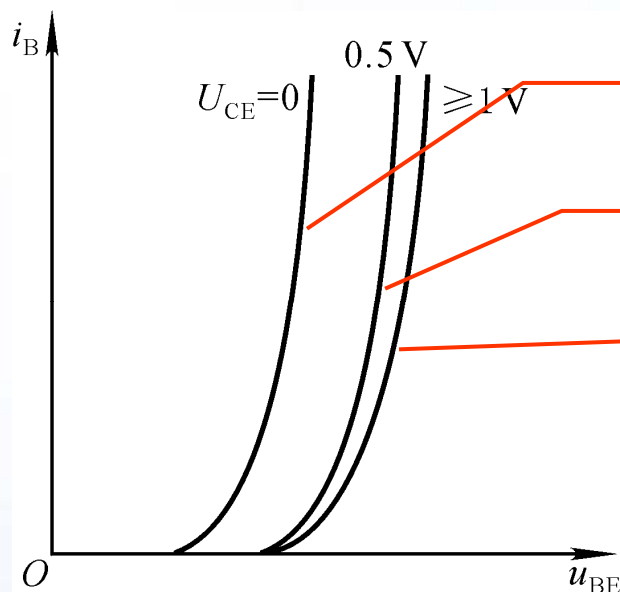
为什么基极开路集电极回路会有穿透电流？



三、晶体管的共射输入特性和输出特性

1. 输入特性

$$i_B = f(u_{BE}) \Big|_{U_{CE}}$$



为什么像PN结的伏安特性？

为什么 U_{CE} 增大曲线右移？

为什么 U_{CE} 增大到一定值曲线右移就不明显了？

对于小功率晶体管， U_{CE} 大于 1V 的一条输入特性曲线可以取代 U_{CE} 大于 1V 的所有输入特性曲线。

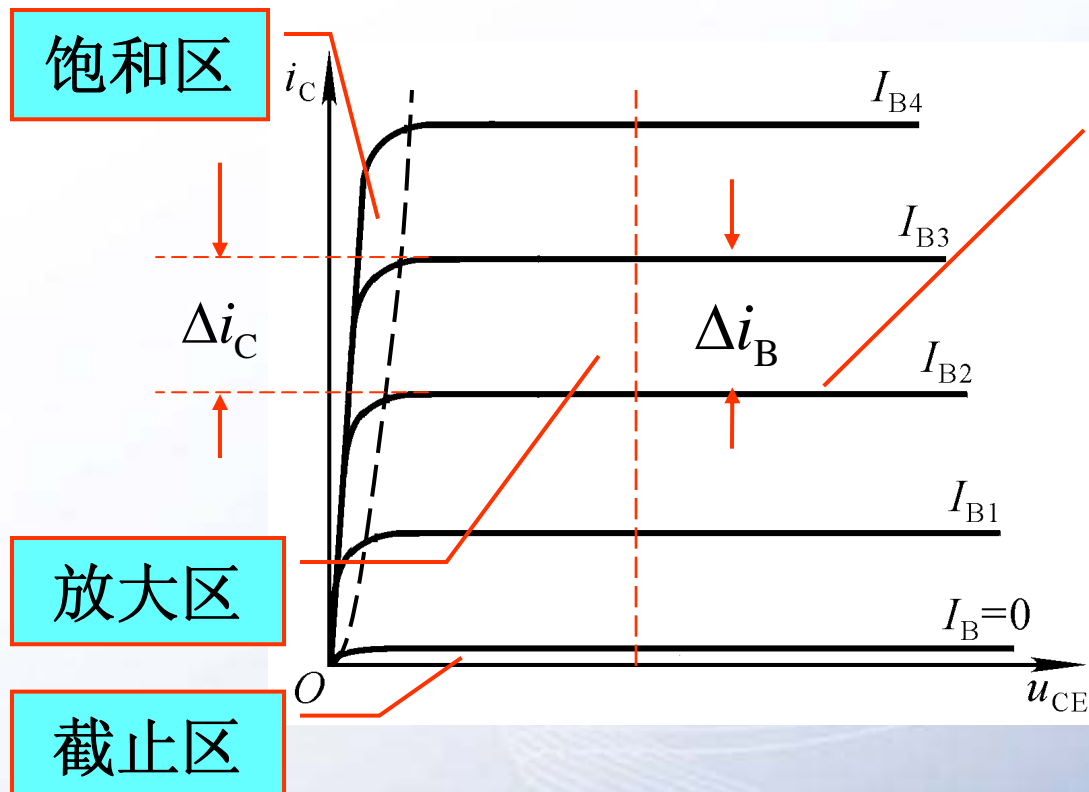




2. 输出特性

$$i_C = f(u_{CE}) \Big|_{I_B}$$

对应于一个 I_B 就有一条 i_C 随 u_{CE} 变化的曲线。



为什么 u_{CE} 较小时 i_C 随 u_{CE} 变化很大？为什么进入放大状态曲线几乎是横轴的平行线？

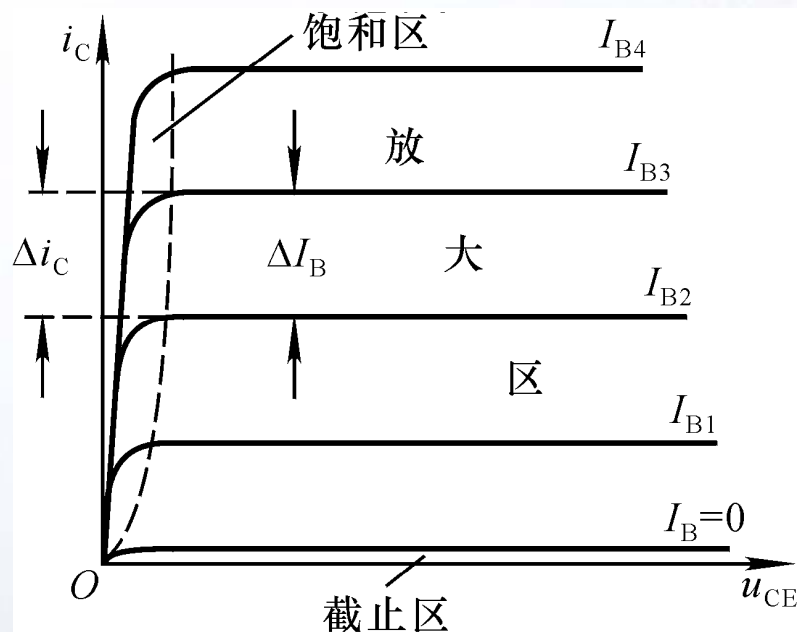
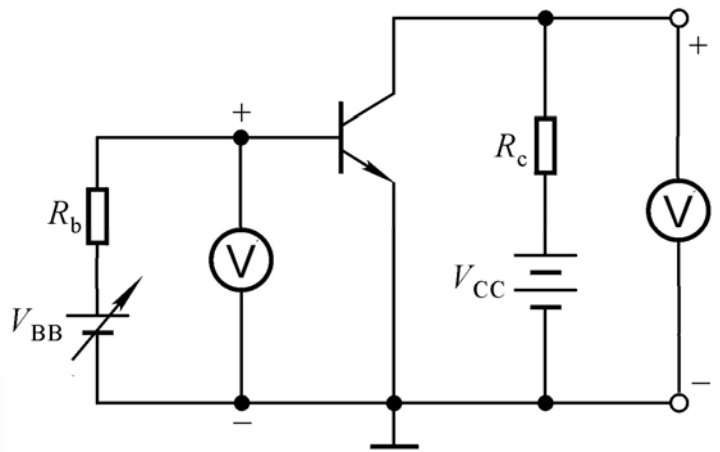
$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \Big|_{u_{CE}=\text{常量}}$$

β 是常数吗？什么是理想晶体管？什么情况下 $\beta = \bar{\beta}$ ？





晶体管的三个工作区域



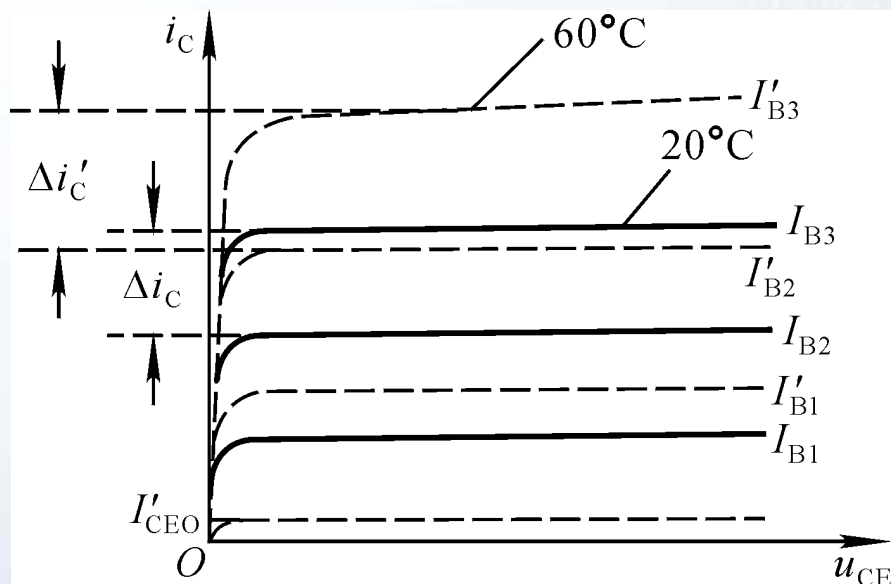
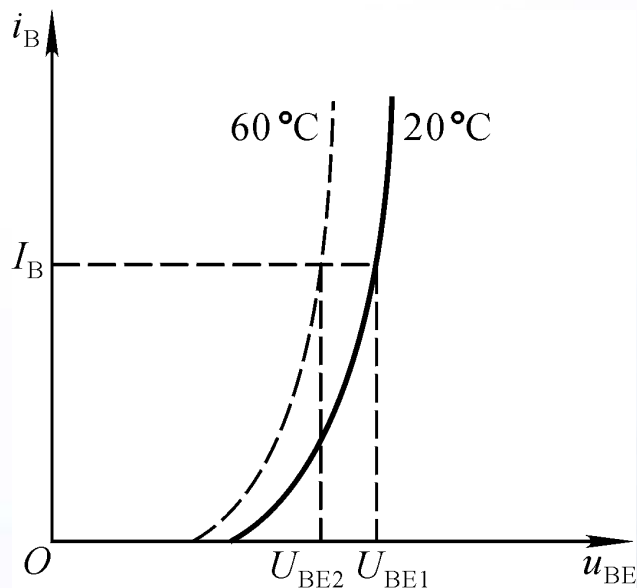
状态	u_{BE}	i_C	u_{CE}
截止	$< U_{on}$	I_{CEO}	V_{CC}
放大	$\geq U_{on}$	βi_B	$\geq u_{BE}$
饱和	$\geq U_{on}$	$< \beta i_B$	$\leq u_{BE}$

晶体管工作在放大状态时，输出回路的电流 i_C 几乎仅仅决定于输入回路的电流 i_B ，即可将输出回路等效为电流 i_B 控制的电流源 i_C 。





四、温度对晶体管特性的影响



$$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_{CEO} \uparrow$$

$$\rightarrow \beta \uparrow$$

$$\rightarrow u_{BE} \text{ 不变时 } i_B \uparrow, \text{ 即 } i_B \text{ 不变时 } u_{BE} \downarrow$$



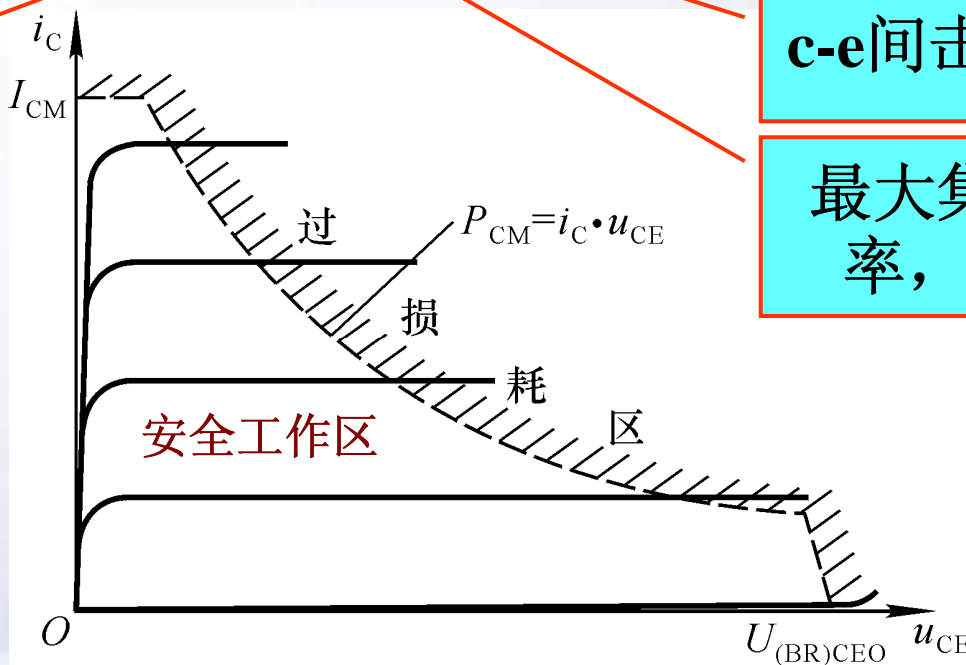
五、主要参数

- 直流参数: $\bar{\beta}$ 、 $\bar{\alpha}$ 、 I_{CBO} 、 I_{CEO}
- 交流参数: β 、 α 、 f_T (使 $\beta = 1$ 的信号频率)
- 极限参数: I_{CM} 、 P_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$

$$\bar{\alpha} = I_C / I_E$$

$$\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

最大集电极电流

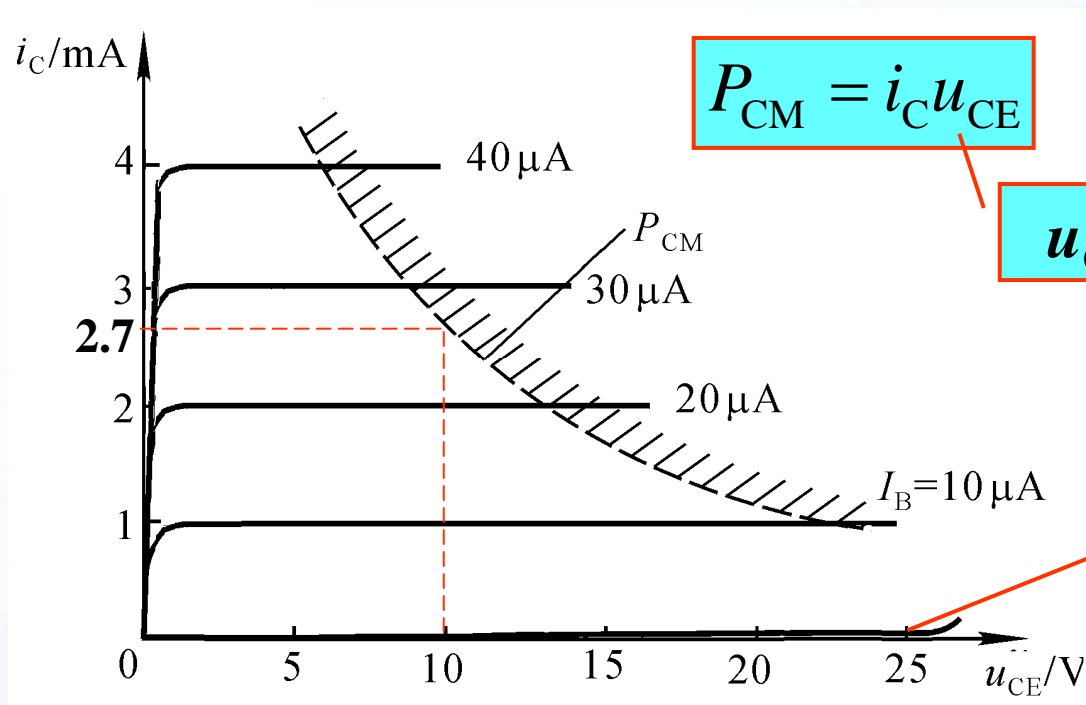


c-e间击穿电压

最大集电极耗散功率, $P_{CM} = i_C u_{CE}$



讨论一



$$P_{CM} = i_C u_{CE}$$

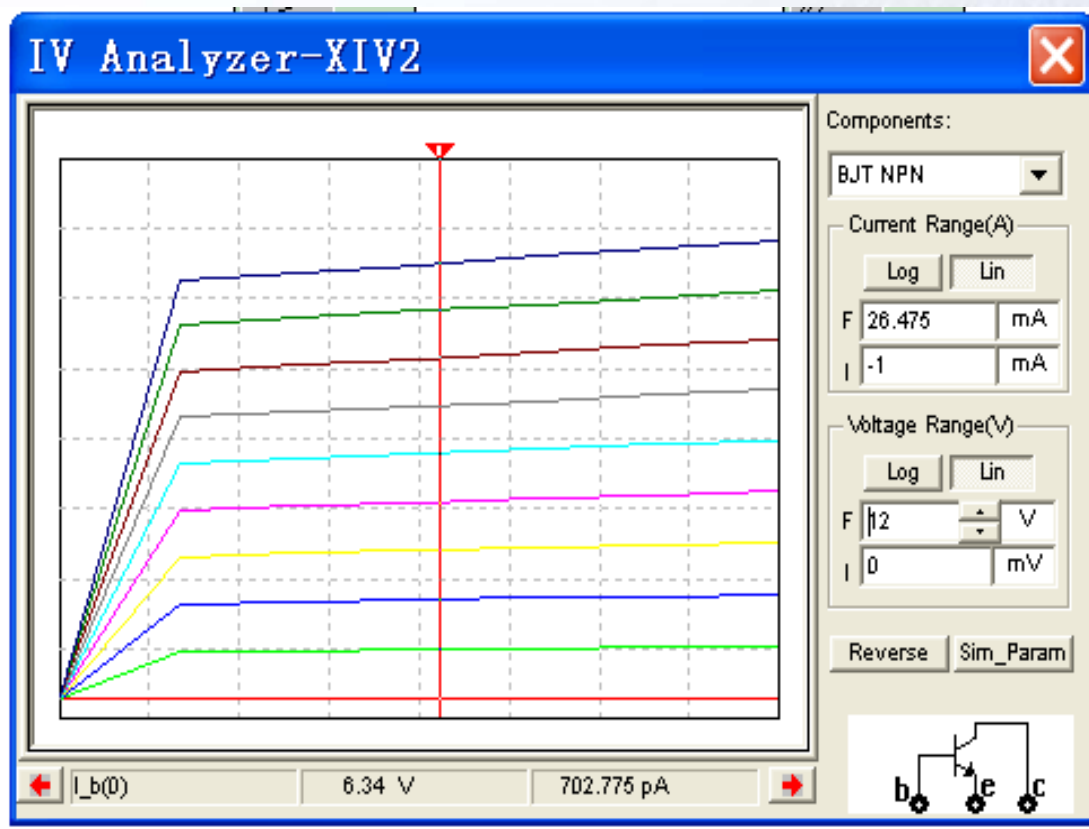
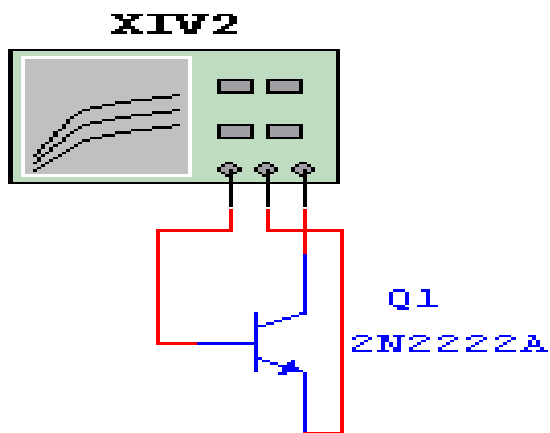
$u_{CE}=1V$ 时的 i_C 就是 I_{CM}

$$\beta = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}}$$

$U_{(BR)CEO}$

由图示特性求出 P_{CM} 、 I_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 、 β 。

讨论二：利用Multisim测试晶体管的输出特性



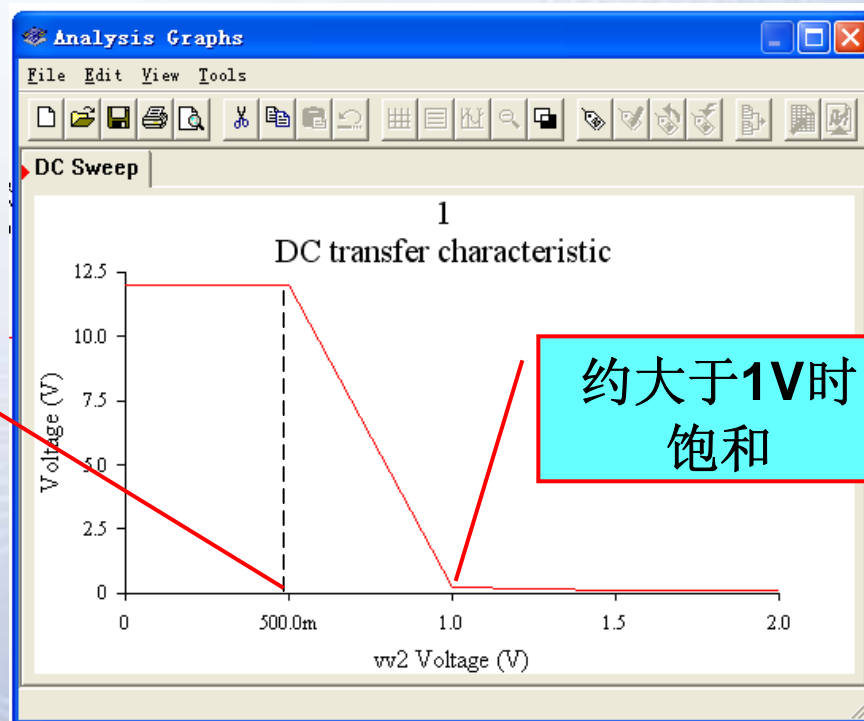
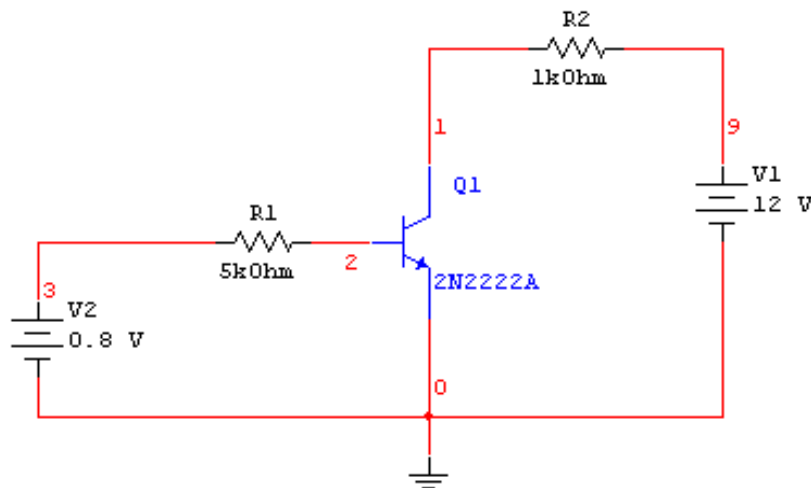
讨论三

- 利用**Multisim**分析图示电路在**V2**小于何值时晶体管截止、大于何值时晶体管饱和。

以**V2**作为输入、以节点**1**作为输出，采用直流扫描的方法可得！

约小于**0.5V**时
截止

描述输出电压与输出电压之间函数关系的曲线，称为电压传输特性。



The background of the slide is a photograph of the main building of Tsinghua University. It is a large, classical-style building with a prominent central dome and a portico supported by columns. The building is surrounded by green lawns and trees. A flagpole with the Chinese national flag is visible on the right side of the image.

第二章 基本放大电路

2001 11 11



第二章 基本放大电路

§ 2.1 放大的概念与放大电路的性能指标

§ 2.2 基本共射放大电路的工作原理

§ 2.3 放大电路的分析方法

§ 2.4 静态工作点的稳定

§ 2.5 晶体管放大电路的三种接法

§ 2.6 场效应管及其基本放大电路

§ 2.7 基本放大电路的派生电路





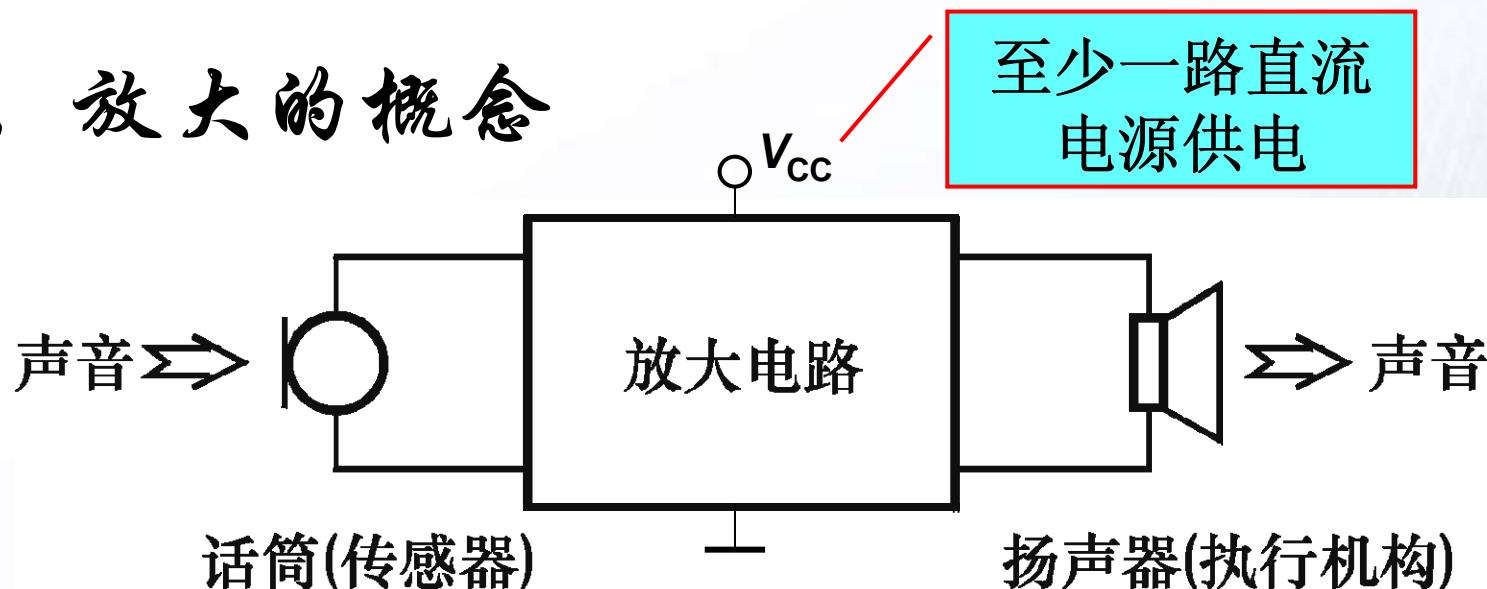
§ 2.1 放大的概念与放大电路 的性能指标

一、放大的概念

二、放大电路的性能指标



一、放大的概念



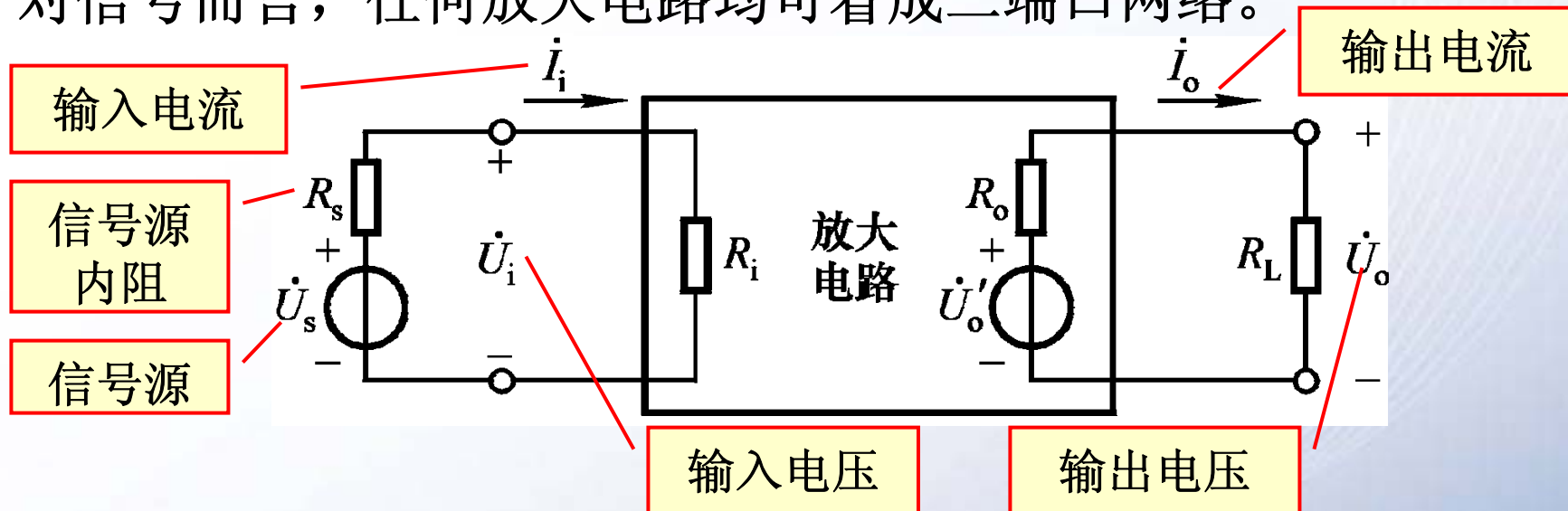
- ◆放大的对象：变化量
- ◆放大的本质：能量的控制
- ◆放大的特征：功率放大
- ◆放大的基本要求：不失真——放大的前提

判断电路能否放大的基本出发点



二、性能指标

对信号而言，任何放大电路均可看成二端口网络。



1. 放大倍数：输出量与输入量之比

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

$$\dot{A}_{ii} = \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$$

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

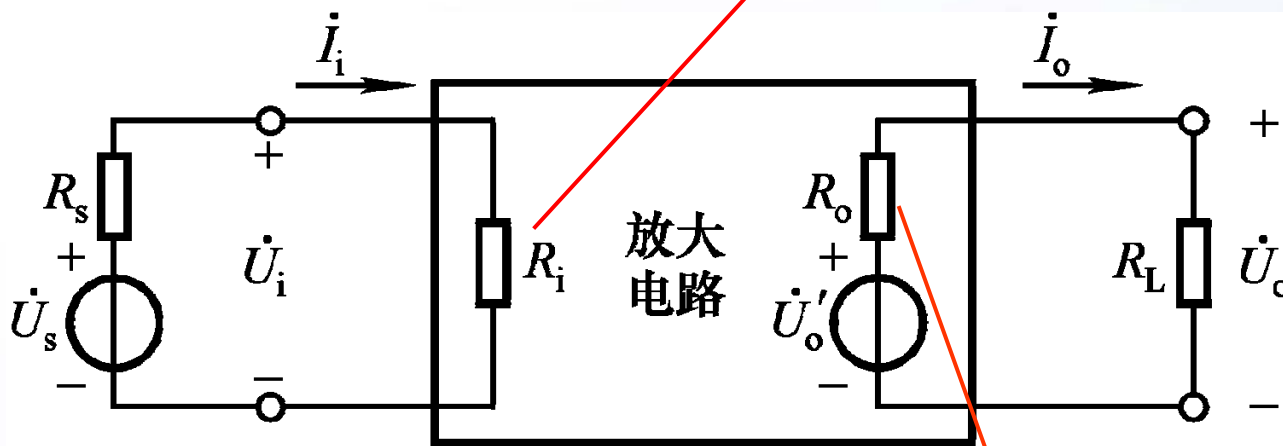
$$\dot{A}_{iu} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i}$$

电压放大倍数是最常被研究和测试的参数





2. 输入电阻和输出电阻



从输入端看进去的
等效电阻

$$R_i = \frac{U_i}{I_i}$$

输入电压与
输入电流有
效值之比。

$$R_o = \frac{U_o' - U_o}{\frac{U_o}{R_L}} = \left(\frac{U_o'}{U_o} - 1 \right) R_L$$

空载时输出
电压有效值

带 R_L 时的输出
电压有效值

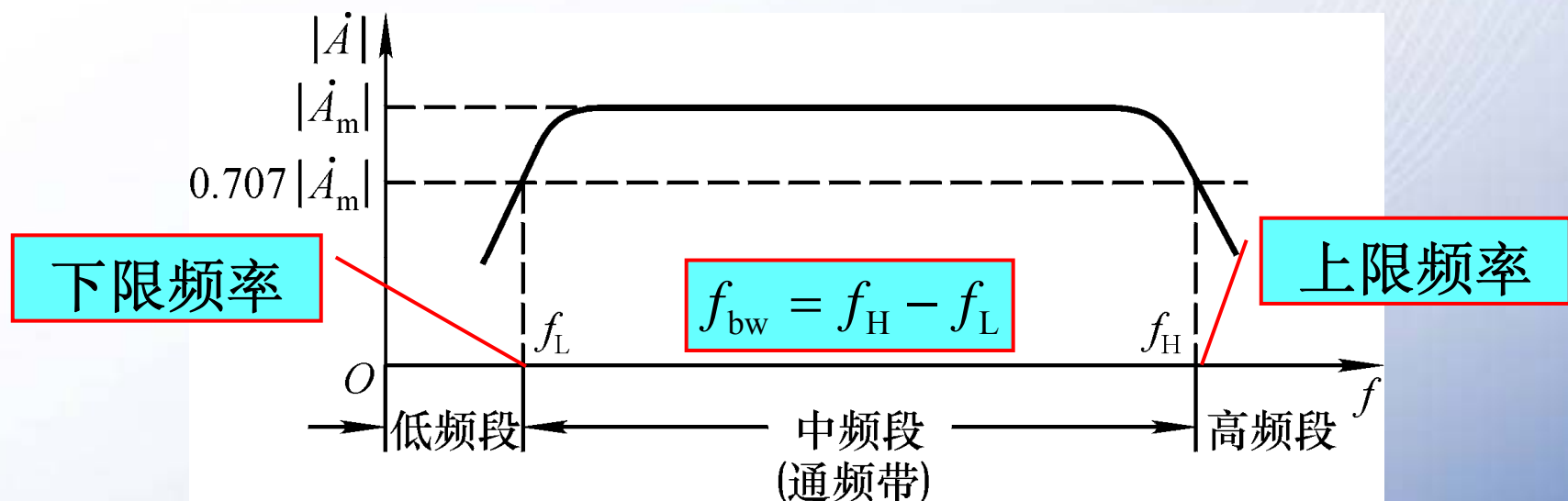
将输出等效
成有内阻的电
压源，内阻就
是输出电阻。



3. 通频带

衡量放大电路对不同频率信号的适应能力。

由于电容、电感及放大管PN结的电容效应，使放大电路在信号频率较低和较高时电压放大倍数数值下降，并产生相移。



4. 最大不失真输出电压 U_{om} ：交流有效值。

5. 最大输出功率 P_{om} 和效率 η ：功率放大电路的参数





§ 2.2 基本共射放大电路的工作原理

- 一、电路的组成及各元件的作用
- 二、设置静态工作点的必要性
- 三、波形分析
- 四、放大电路的组成原则



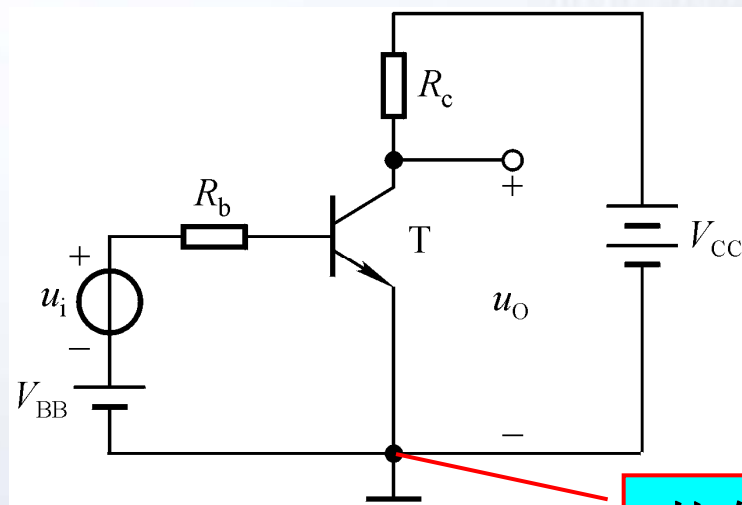


一、电路的组成及各元件的作用

V_{BB} 、 R_b ：使 $U_{BE} > U_{on}$ ，且有合适的 I_B 。

V_{CC} ：使 $U_{CE} \geq U_{BE}$ ，同时作为负载的能源。

R_c ：将 Δi_C 转换成 $\Delta u_{CE}(u_o)$ 。



共射

动态信号作用时： $\Delta u_I \rightarrow i_b \rightarrow i_c \rightarrow \Delta u_{R_c} \rightarrow \Delta u_{CE}(u_o)$

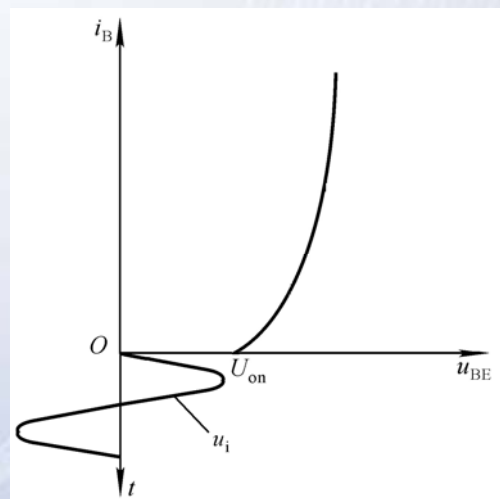
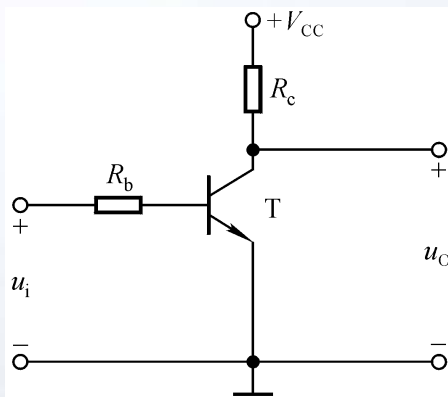
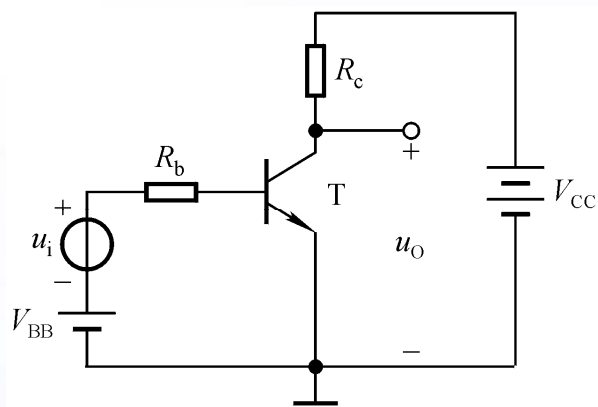
输入电压 u_i 为零时，晶体管各极的电流、b-e间的电压、管压降称为静态工作点 Q ，记作 I_{BQ} 、 I_{CQ} (I_{EQ})、 U_{BEQ} 、 U_{CEQ} 。





二、设置静态工作点的必要性

为什么放大的对象是动态信号，却要晶体管在信号为零时有合适的直流电流和极间电压？



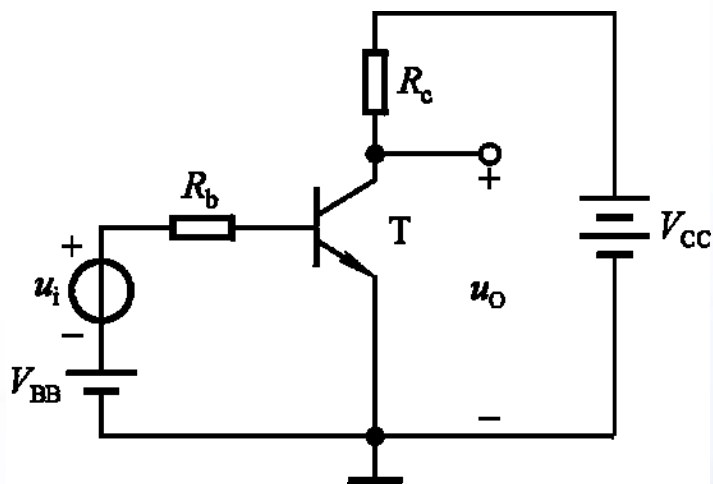
输出电压必然失真！

设置合适的静态工作点，首先要解决失真问题，但 Q 点几乎影响着所有的动态参数！



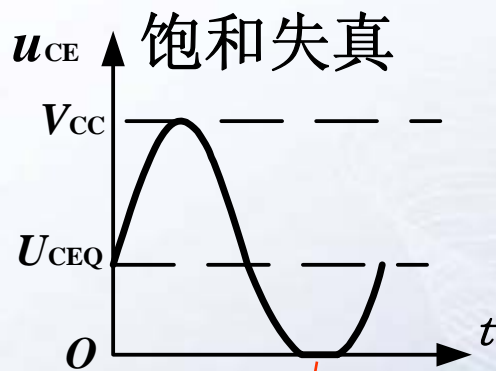
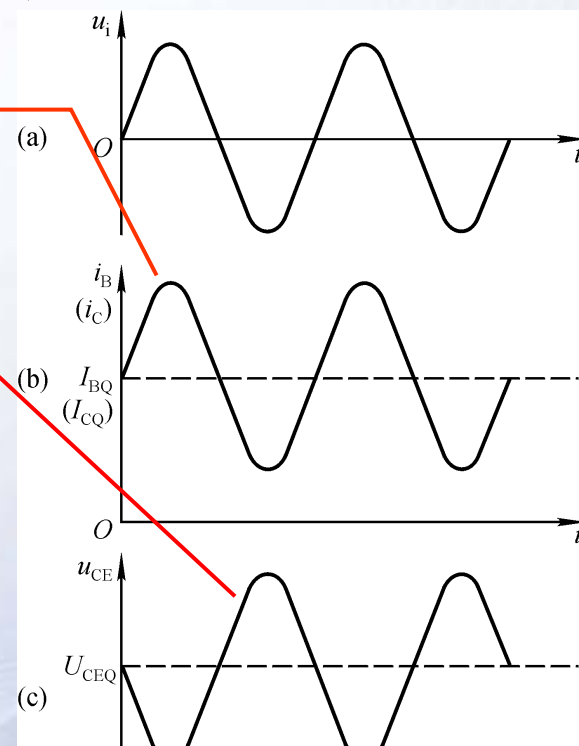


三、基本共射放大电路的波形分析



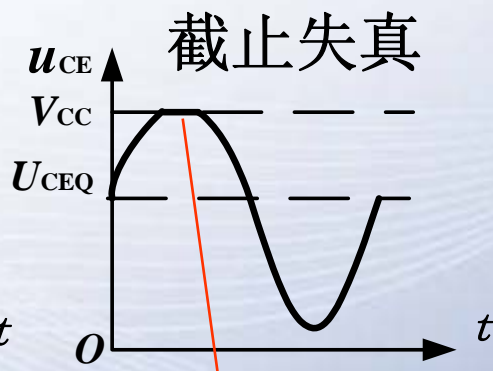
动态信号
驮载在静
态之上

与 i_c 变化
方向相反



饱和失真

底部失真



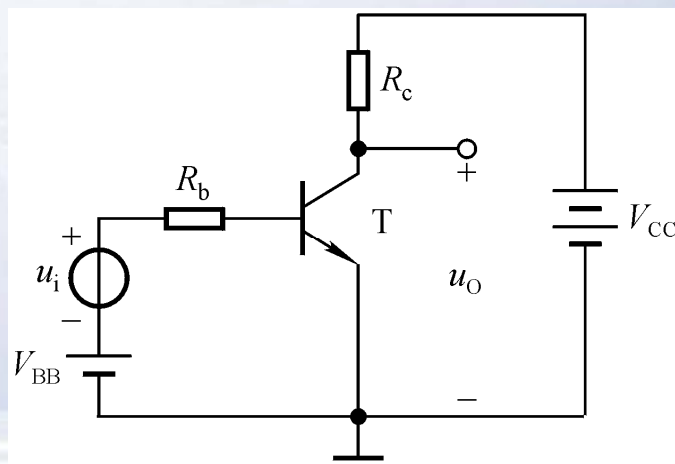
截止失真

顶部失真

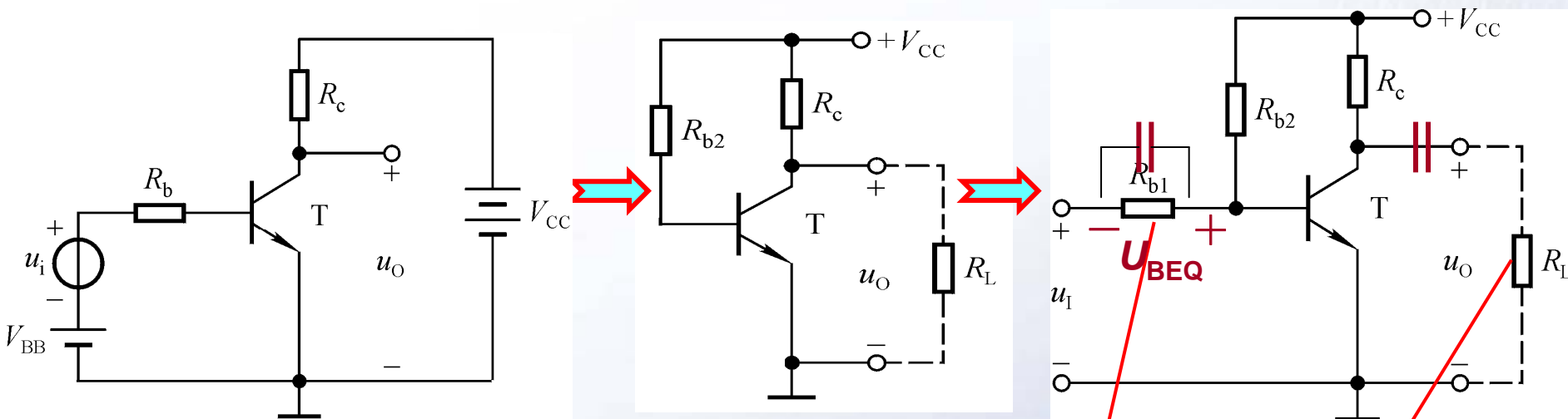
要想不失真，就要
在信号的整个周期内
保证晶体管始终工作
在放大区！

四、放大电路的组成原则

- 静态工作点合适：合适的直流电源、合适的电路参数。
- 动态信号能够作用于晶体管的输入回路，在负载上能够获得放大的动态信号。
- 对实用放大电路的要求：共地、直流电源种类尽可能少、负载上无直流分量。



两种实用放大电路：（1）直接耦合放大电路



问题：

1. 两种电源
2. 信号源与放大电路不“共地”

将两个电源
合二为一

共地，且要使信号
驮载在静态之上

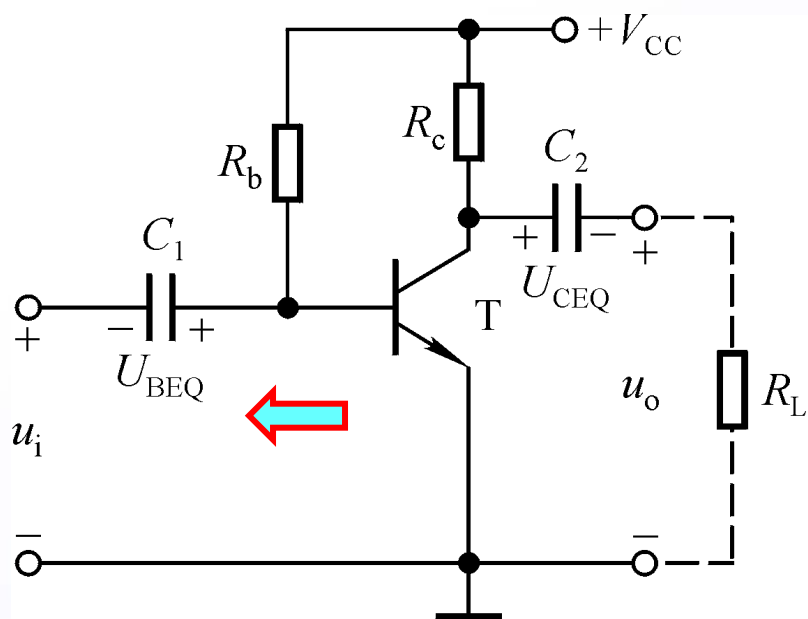
有交流损失

有直流分量

静态时， $U_{BEQ} = U_{R_{b1}}$
动态时， V_{CC} 和 u_I 同时作用于晶体管的输入回路。



两种实用放大电路：（2）阻容耦合放大电路



C_1 、 C_2 为耦合电容！

耦合电容的容量应足够大，即对于交流信号近似为短路。其作用是“隔离直流、通过交流”。

静态时， C_1 、 C_2 上电压？

$$U_{C1} = U_{BEQ}, \quad U_{C2} = U_{CEQ}$$

动态时， $u_{BE} = u_i + U_{BEQ}$ ，信号驮载在静态之上。

负载上只有交流信号。



§ 2.3 放大电路的分析方法

- 一、放大电路的直流通路和交流通路
- 二、图解法
- 三、等效电路法





一、放大电路的直流通路和交流通路

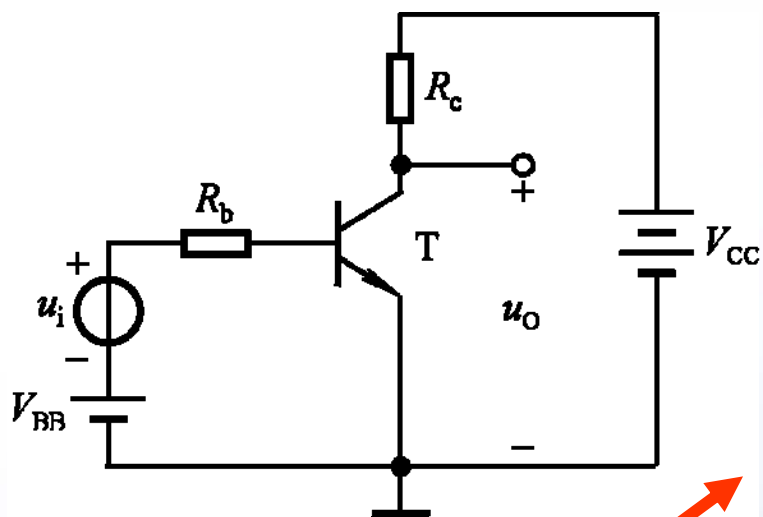
通常，放大电路中直流电源的作用和交流信号的作用共存，这使得电路的分析复杂化。为简化分析，将它们分开作用，引入直流通路和交流通路的概念。

1. 直流通路：① $U_s=0$ ，保留 R_s ；② 电容开路；③ 电感相当于短路（线圈电阻近似为0）。
2. 交流通路：① 大容量电容相当于短路；② 直流电源相当于短路（内阻为0）。



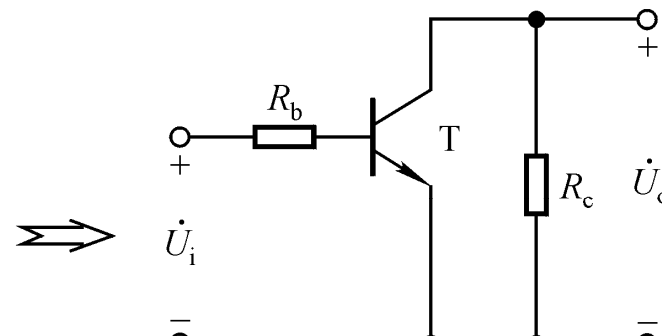
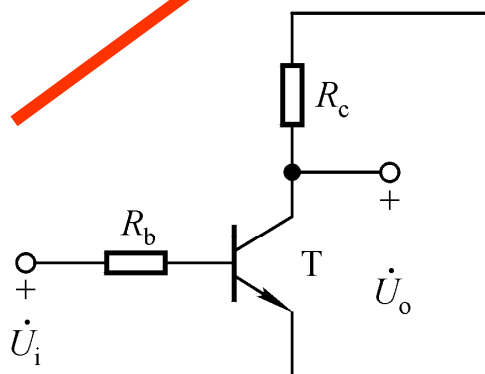
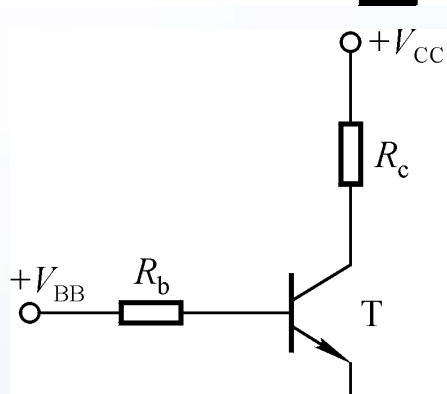


基本共射放大电路的直流通路和交流通路



$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b}$$
$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c$$

V_{BB} 越大,
 U_{BEQ} 取不同的
值所引起的 I_{BQ}
的误差越小。

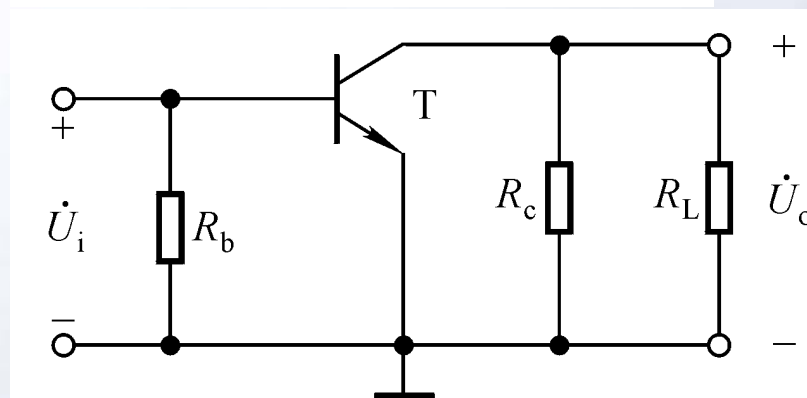
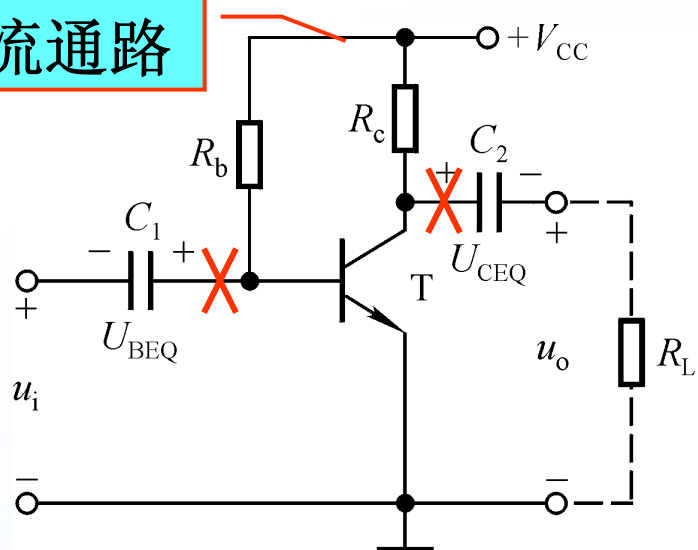


列晶体管输入、输出回路方程，将 U_{BEQ} 作为已知条件，令 $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ ，可估算出静态工作点。



阻容耦合单管共射放大电路的直流通路和交流通路

直流通路



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

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

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

当 $V_{CC} \gg U_{BEQ}$ 时, $I_{BQ} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$

已知: $V_{CC} = 12V$,

$R_b = 600k \Omega$,

$R_c = 3k \Omega$,

$\beta = 100$ 。

$Q = ?$

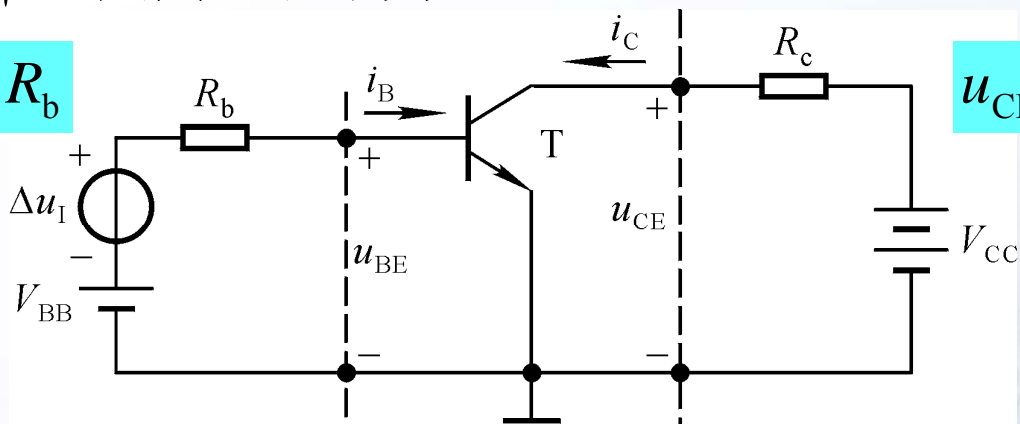




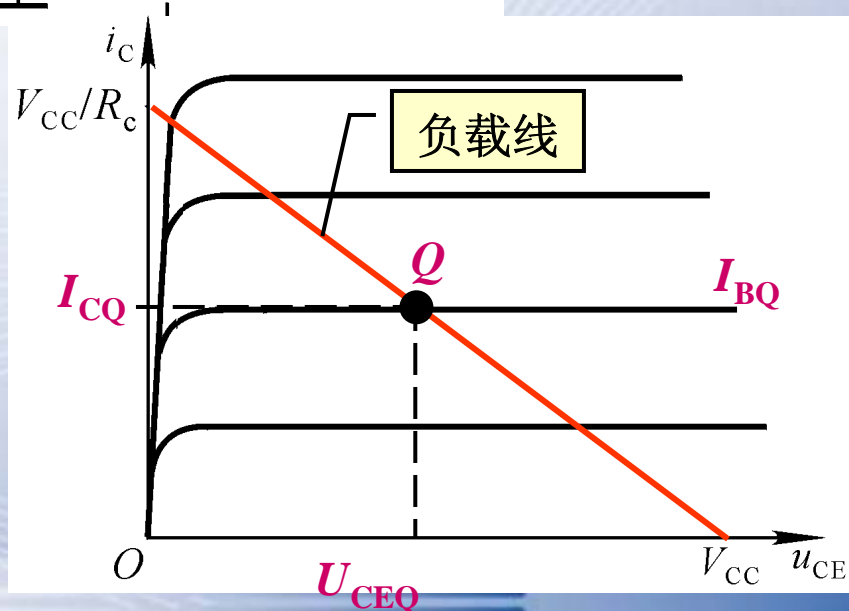
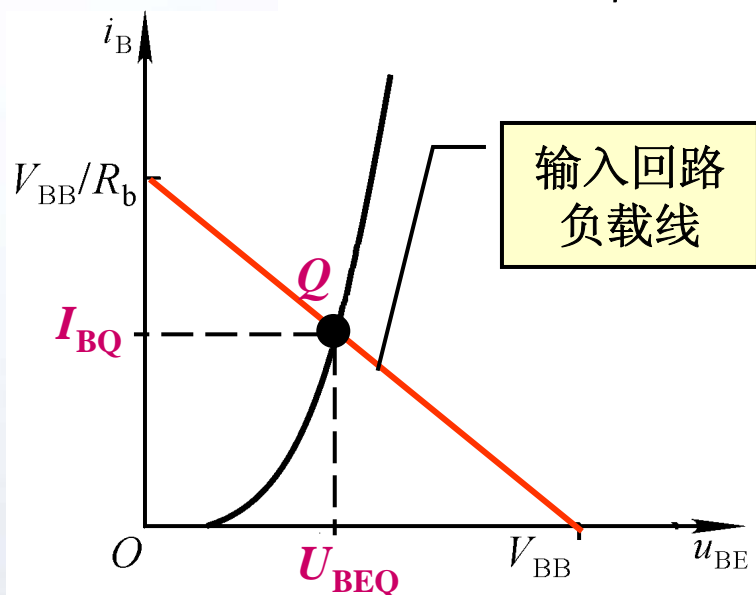
二、图解法 应实测特性曲线

1. 静态分析：图解二元方程

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



$$u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$$

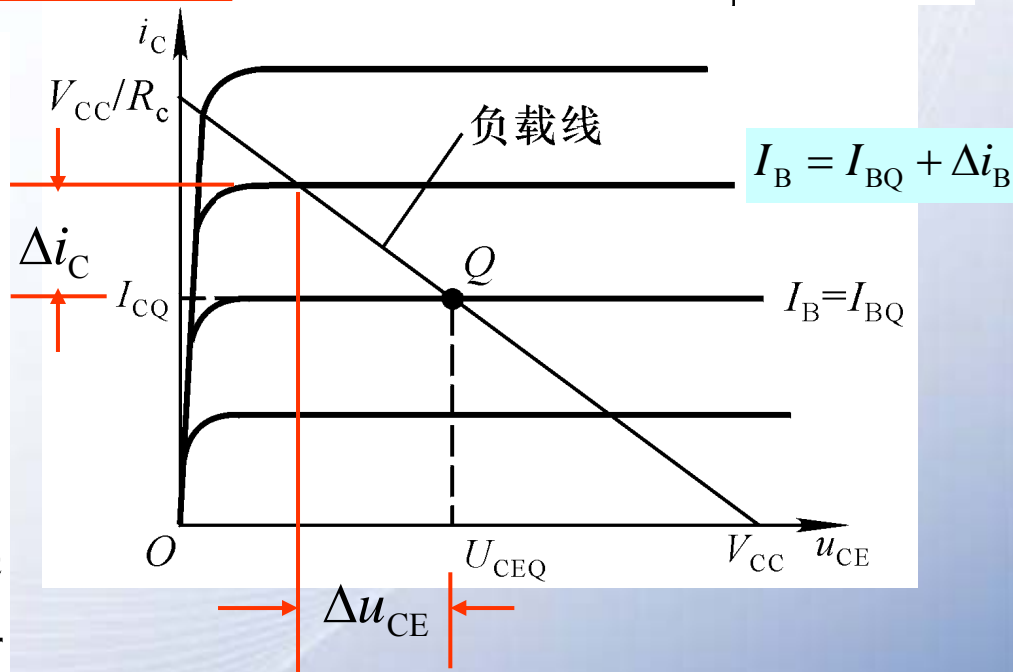
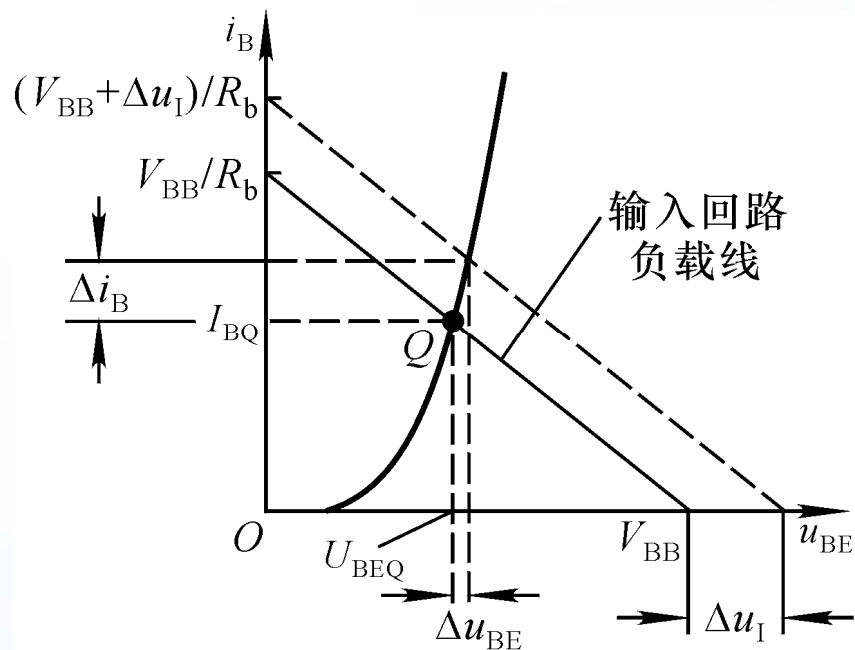




2. 电压放大倍数的分析

$$u_{BE} = V_{BB} + \Delta u_I - i_B R_b$$

斜率不变



给定 $\Delta u_I \rightarrow \Delta i_B \rightarrow \Delta i_C \rightarrow \Delta u_{CE} (\Delta u_O) \rightarrow A_u = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_I}$

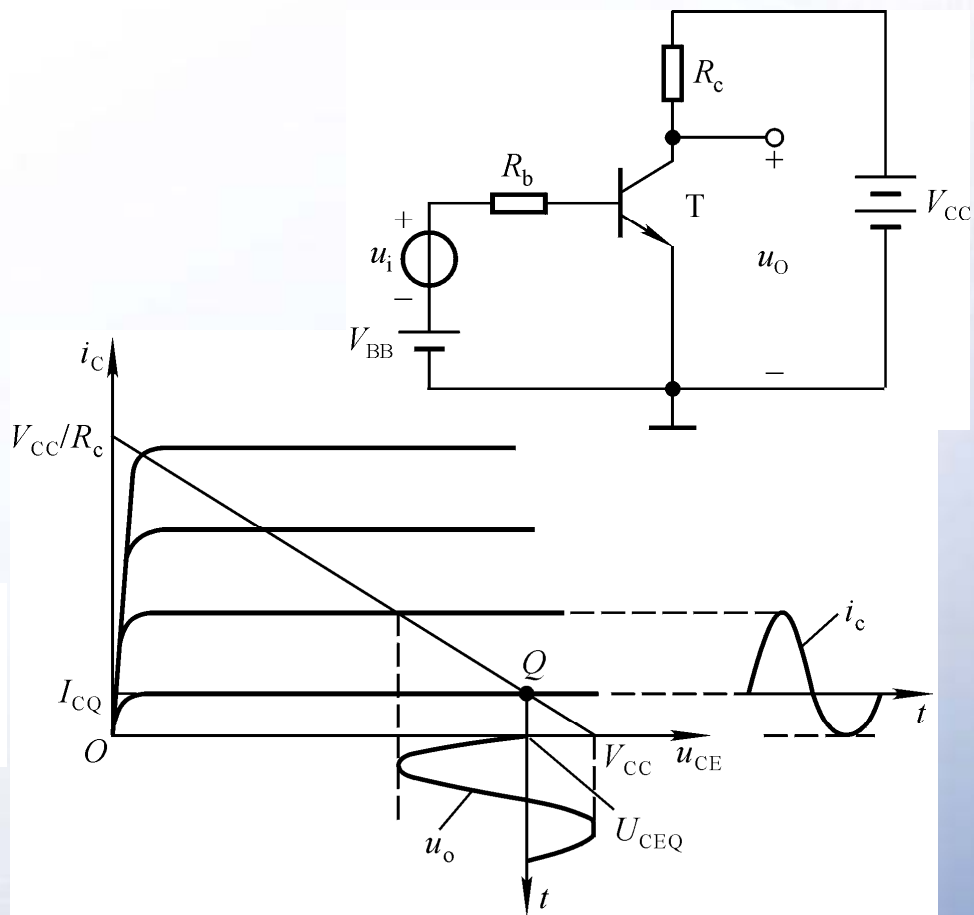
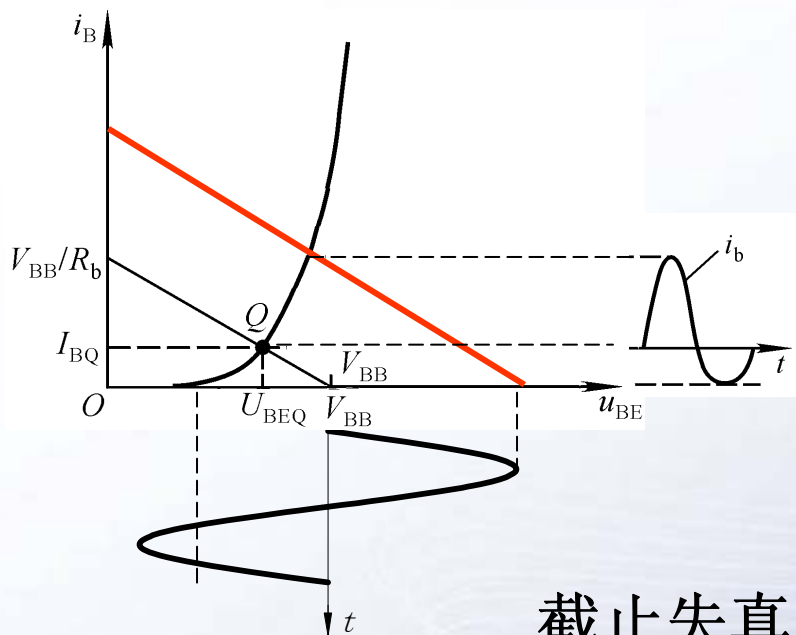
Δu_O 与 Δu_I 反相, A_u 符号为 “-”。





3. 失真分析

- 截止失真



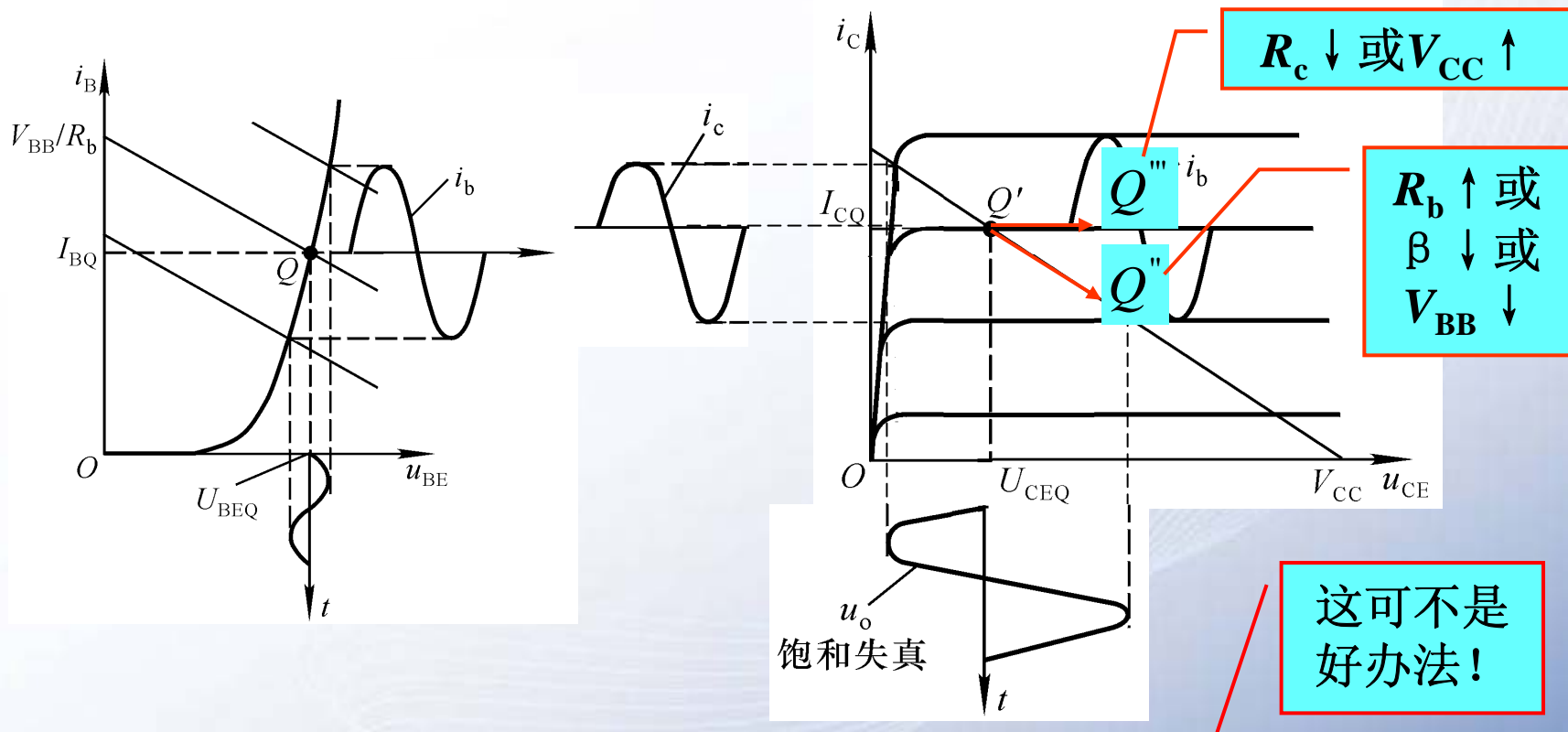
截止失真是在输入回路首先产生失真！

消除方法：增大 V_{BB} ，即向上平移输入回路负载线。

减小 R_b 能消除截止失真吗？



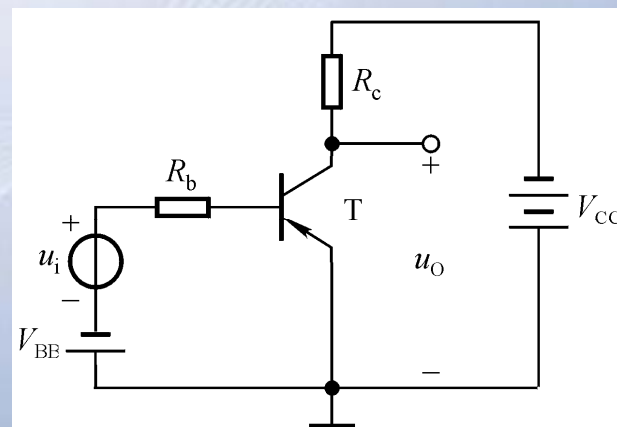
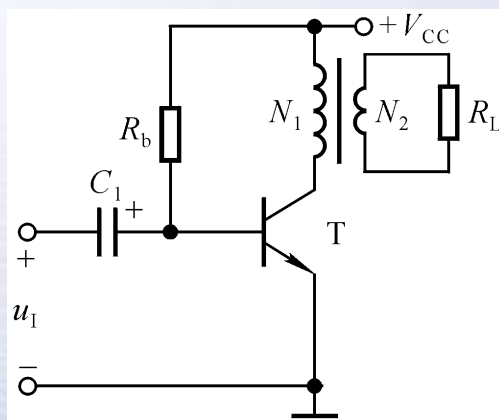
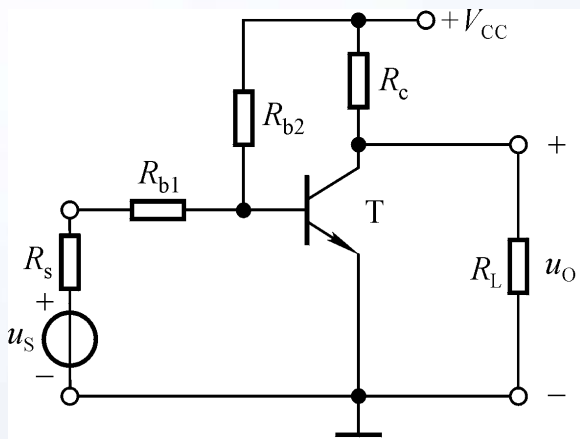
- 饱和失真：饱和失真是输出回路产生失真。



- 消除方法：增大 R_b ，减小 R_c ，减小 β ，减小 V_{BB} ，增大 V_{CC} 。
- 最大不失真输出电压 U_{om} ：比较 U_{CEQ} 与 $(V_{CC} - U_{CEQ})$ ，取其小者，除以 $\sqrt{2}$ 。

讨论一

1. 用**NPN**型晶体管组成一个在本节课中未见过的共射放大电路。
2. 用**PNP**型晶体管组成一个共射放大电路。
3. 画出图示电路的直流通路和交流通路。





三、等效电路法

输入回路等效为恒压源

- 半导体器件的非线性特性使放大电路的利用线性元件建立模型，来描述非线性

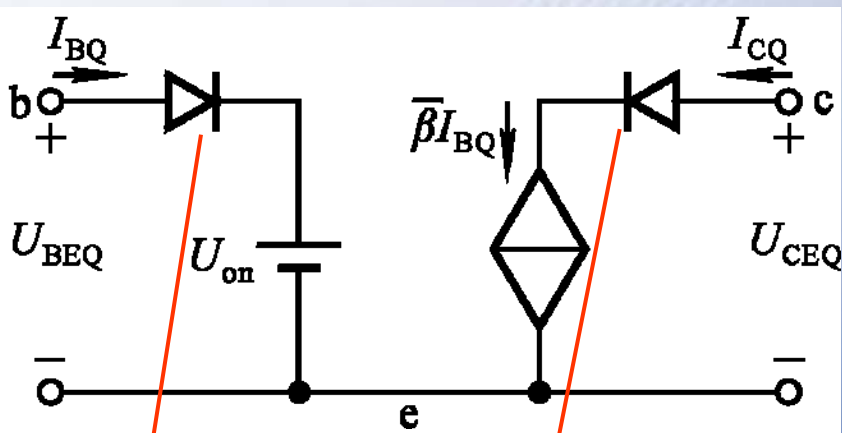
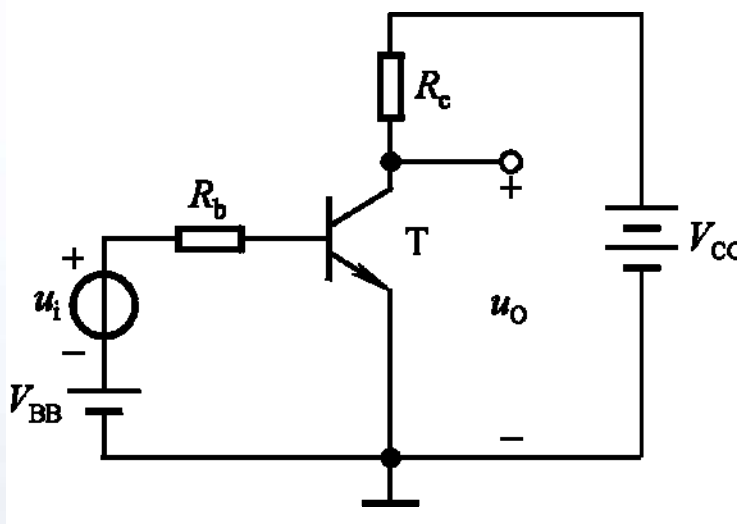
1. 直流模型：适于 Q 点的分析

输出回路等效为电流控制的电流源

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

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

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



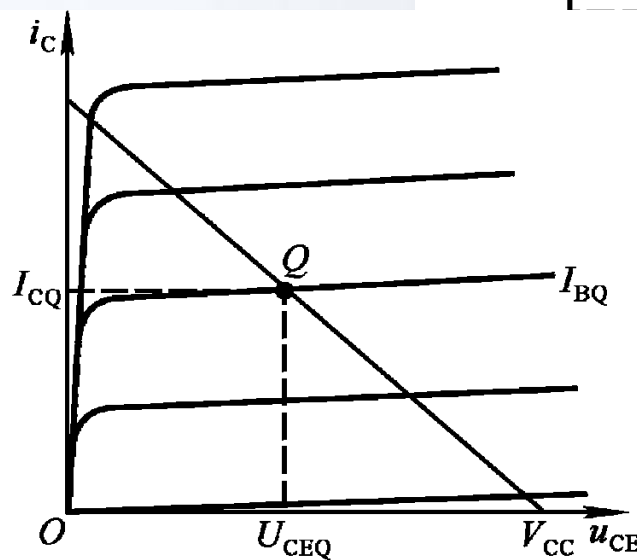
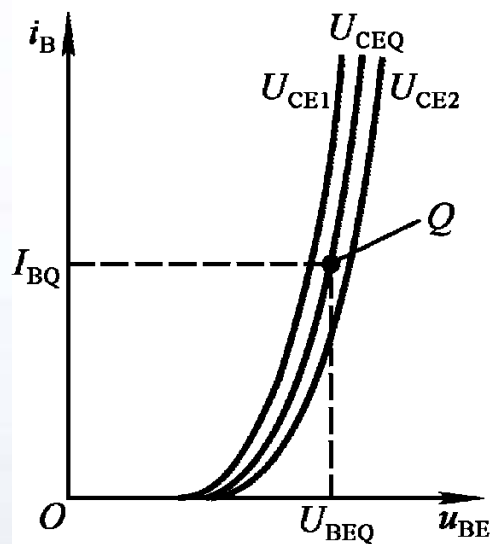
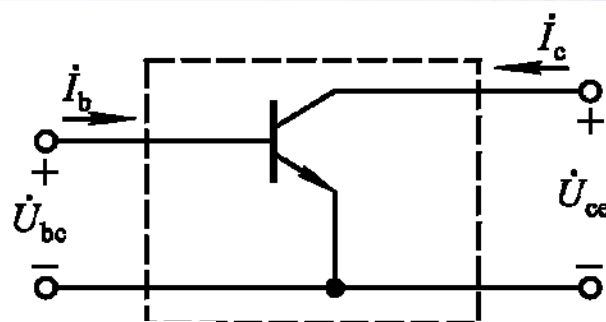
理想二极管

利用估算法求解静态工作点，实质上利用了直流模型。

2. 晶体管的 h 参数等效模型 (交流等效模型)

低频小信号模型

- 在交流通路中可将晶体管看成为一个二端口网络，输入回路、输出回路各为一个端口。



$$\begin{cases} u_{BE} = f(i_B, u_{CE}) \\ i_C = f(i_B, u_{CE}) \end{cases}$$

在低频、小信号作用下的关系式

$$\begin{cases} du_{BE} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \Big|_{U_{CE}} di_B + \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \Big|_{I_B} du_{CE} \\ di_C = \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \Big|_{U_{CE}} di_B + \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \Big|_{I_B} du_{CE} \end{cases}$$

电阻

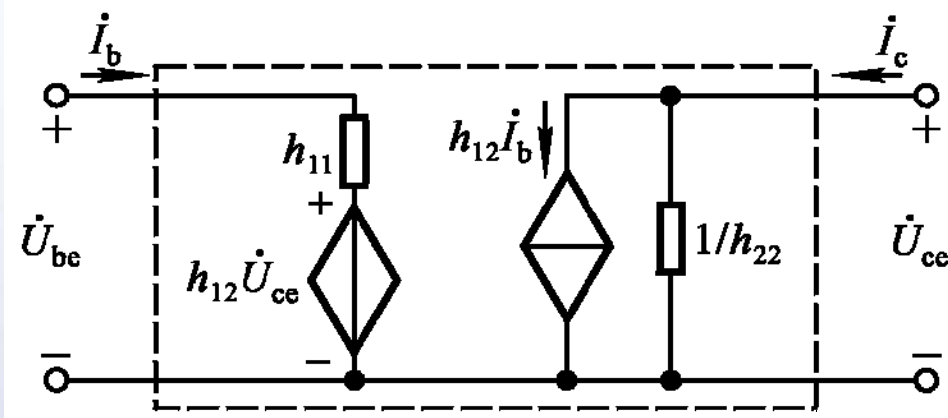
无量纲

$$\begin{cases} \dot{U}_{be} = h_{11} \dot{I}_b + h_{12} \dot{U}_{ce} \\ \dot{I}_c = h_{21} \dot{I}_b + h_{22} \dot{U}_{ce} \end{cases}$$

无量纲

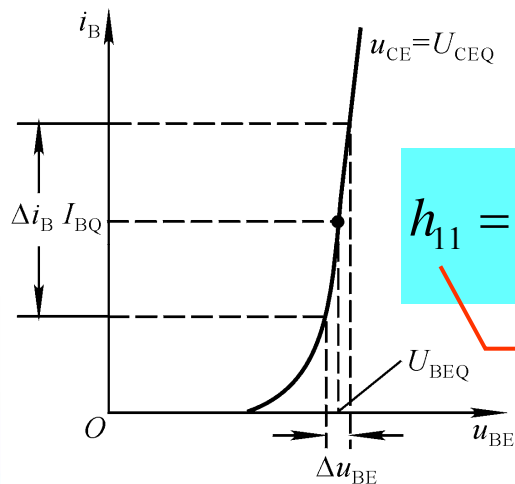
电导

交流等效模型（按式子画模型）



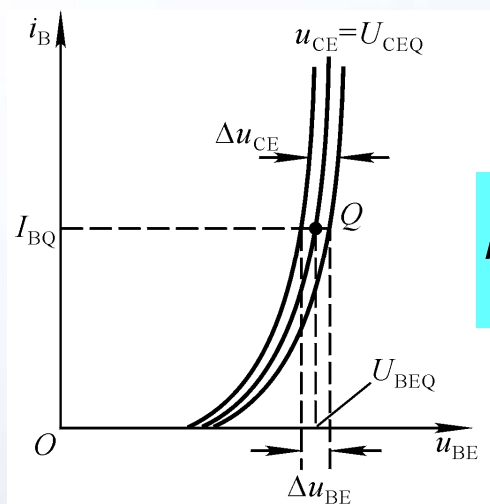


h 参数的物理意义



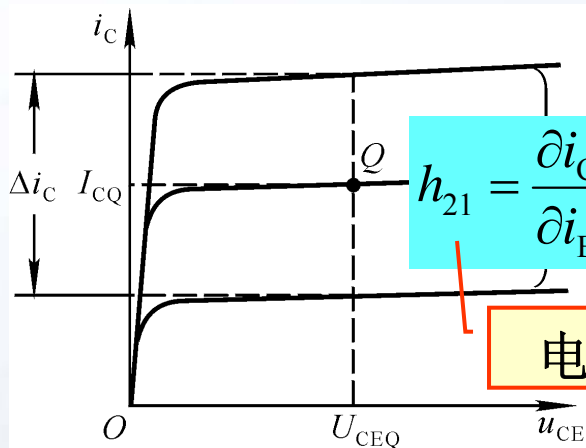
$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{u_{CE}} = r_{be}$$

**b-e间的
动态电阻**



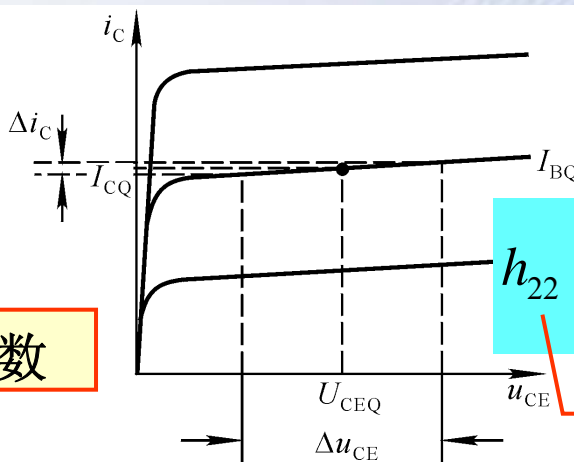
$$h_{12} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B}$$

**内反馈
系数**



$$h_{21} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{u_{CE}} = \beta$$

电流放大系数



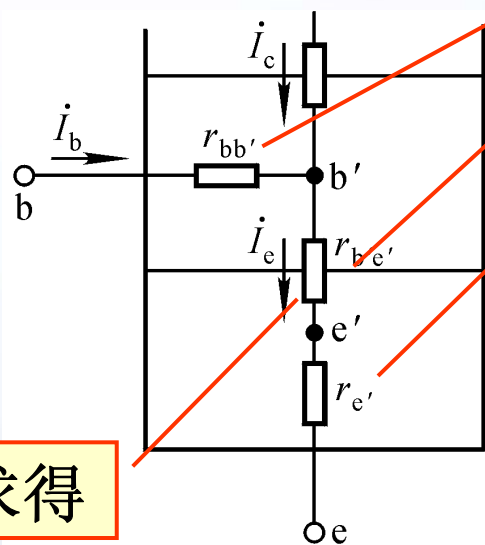
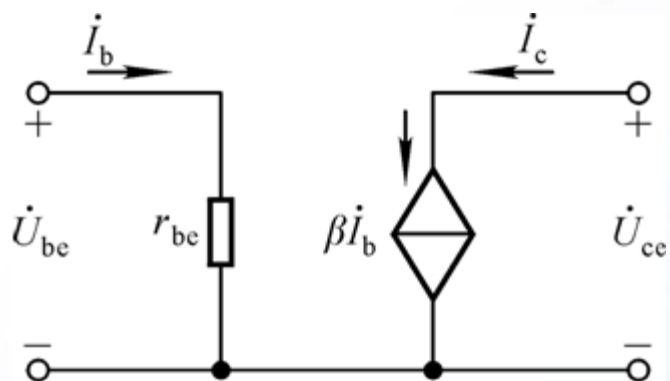
$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{i_B} = \frac{1}{r_{ce}}$$

c-e间的电导

分清主次，合理近似！什么情况下 h_{12} 和 h_{22} 的作用可忽略不计？



简化的 h 参数等效电路—交流等效模型



基区体电阻

发射结电阻

发射区体电阻
数值小可忽略

利用PN结的电流方程可求得

$$r_{be} = \frac{U_{be}}{I_b} = r_{bb'} + r_{b'e} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}}$$

查阅手册

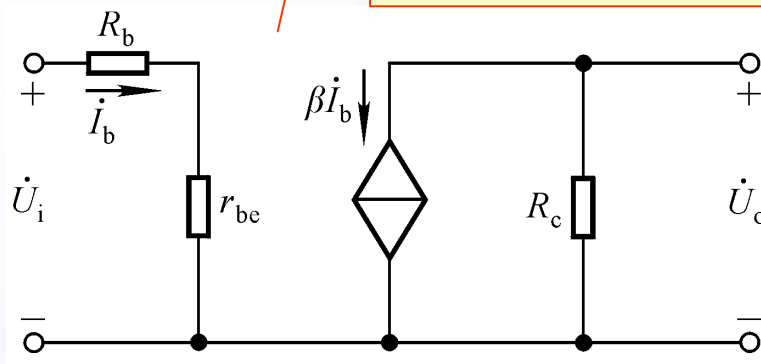
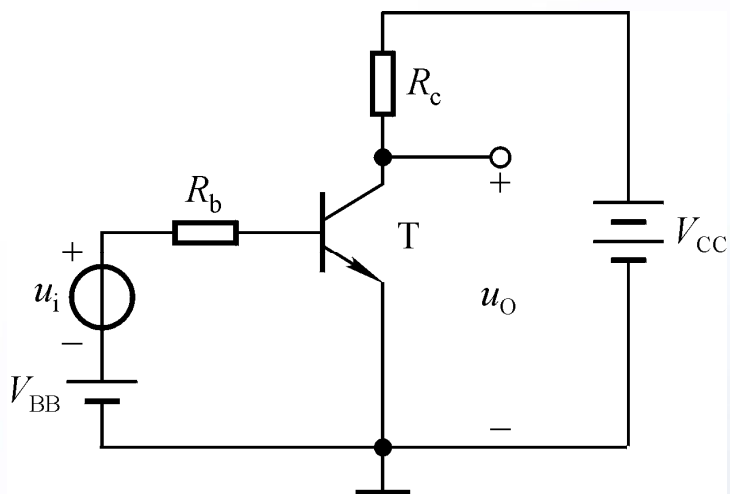
由 I_{EQ} 算出

在输入特性曲线上， Q 点越高， r_{be} 越小！



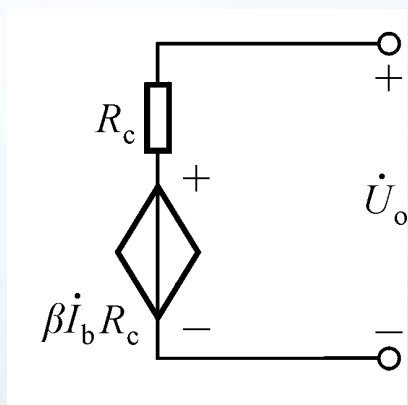
3. 放大电路的动态分析

放大电路的交流等效电路



$$\dot{U}_i = \dot{I}_i (R_b + r_{be}) = \dot{I}_b (R_b + r_{be})$$

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_c R_c$$



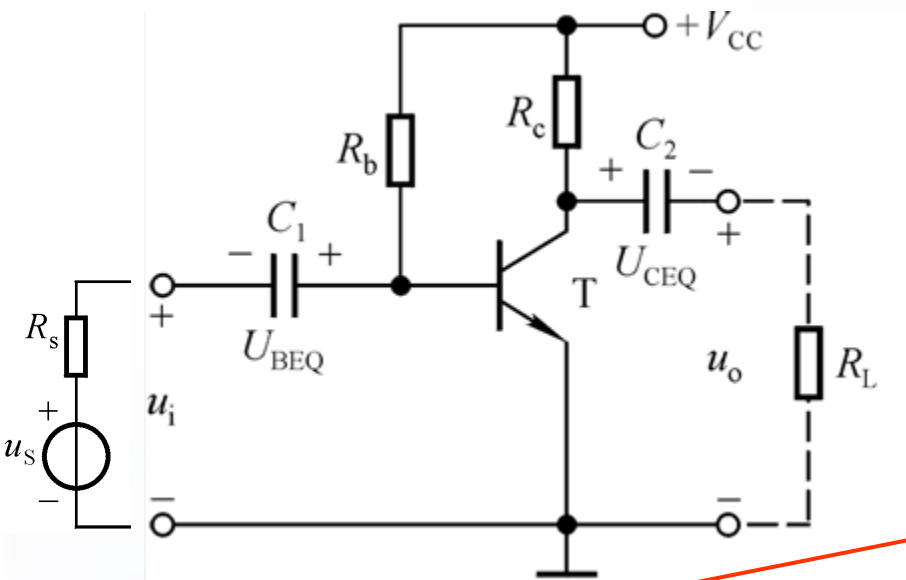
$$R_o = R_c$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}}$$

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_b + r_{be}$$



阻容耦合共射放大电路的动态分析



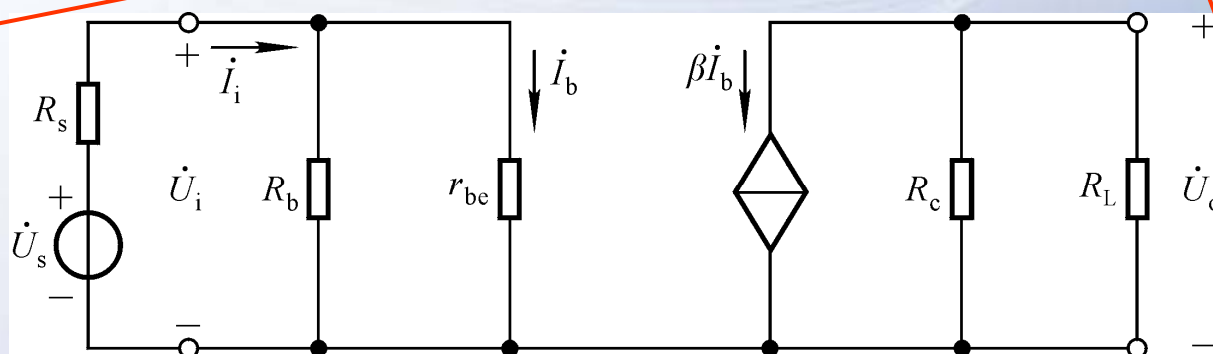
$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\dot{I}_c (R_c // R_L)}{\dot{I}_b r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \dot{A}_u$$

$$R_i = R_b // r_{be} \approx r_{be}$$

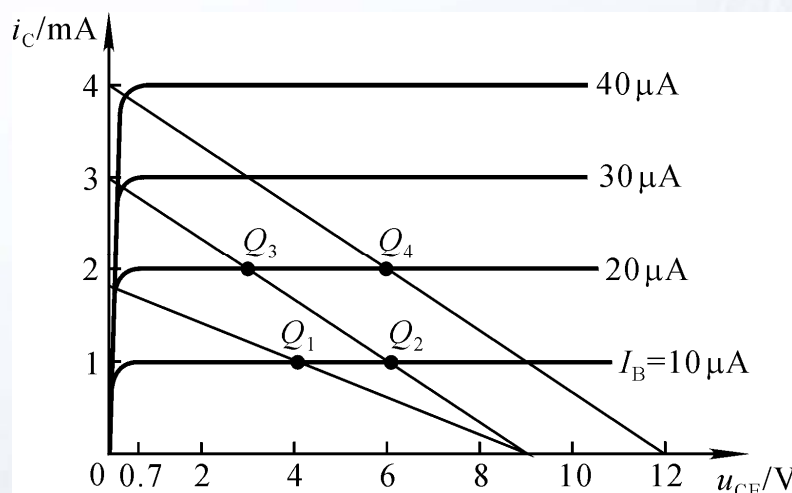
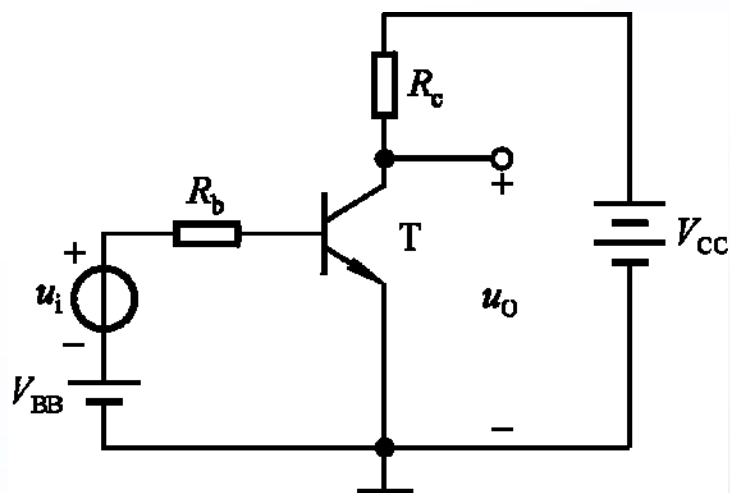
$$R_o = R_c$$

输入电阻中不应含有 R_s !



输出电阻中不应含有 R_L !

讨论一



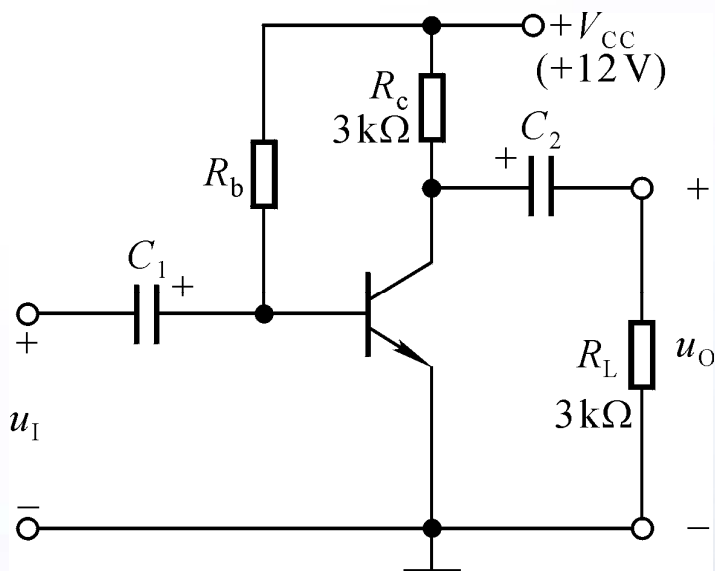
1. 在什么参数、如何变化时 $Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow Q_3 \rightarrow Q_4$?
2. 从输出电压上看, 哪个 Q 点下最易产生截止失真? 哪个 Q 点下最易产生饱和失真? 哪个 Q 点下 U_{om} 最大?
3. 设计放大电路时, 应根据什么选择 V_{CC} ?



讨论二

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta (R_c // R_L)}{r_{be}}$$

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

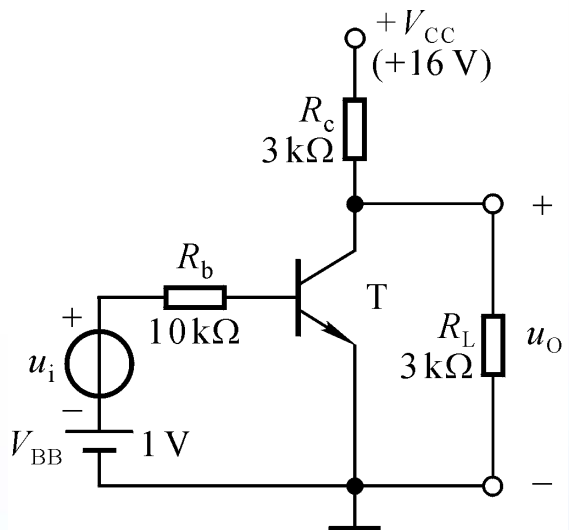


已知 $I_{CQ} = 2\text{mA}$, $U_{CES} = 0.7\text{V}$ 。

1. 在空载情况下，当输入信号增大时，电路首先出现饱和失真还是截止失真？若带负载的情况下呢？
2. 空载和带载两种情况下 U_{om} 分别为多少？
3. 在图示电路中，有无可能在空载时输出电压失真，而带上负载后这种失真消除？
4. 增强电压放大能力的方法？

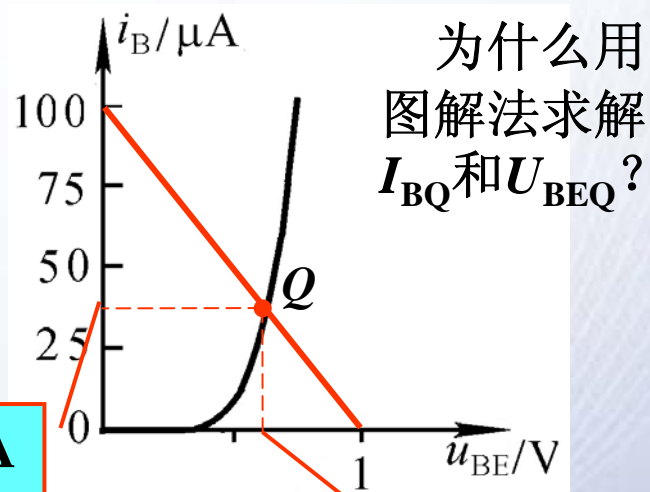


讨论三：基本共射放大电路的静态分析和动态分析



$$\beta = 80$$

$$r_{bb'} = 200\Omega$$



$$I_{BQ} \approx 35 \mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \approx 2.8 \text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c' \approx 3.8 \text{V}$$

$$U_{BEQ} \approx 0.65 \text{V}$$

$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx 952\Omega$$

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}} \approx -11$$

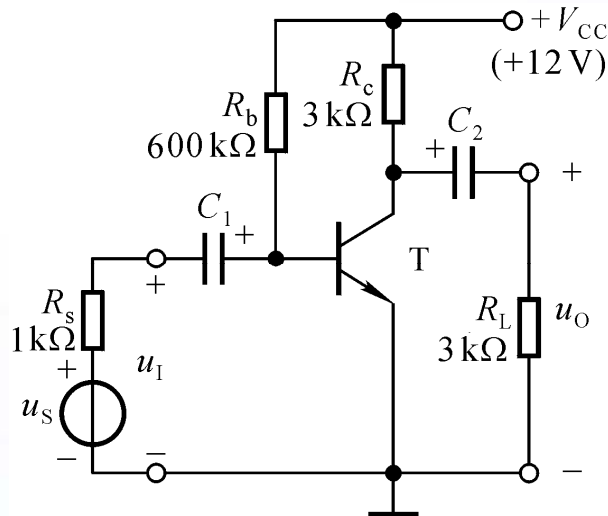
$$R_i = R_b + r_{be} \approx 11 \text{k}\Omega$$

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



讨论四：阻容耦合共射放大电路的静态分析和动态分析

$$\beta = 80, r_{be} = 1\text{k}\Omega$$



$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b} = 20\mu\text{A}$$

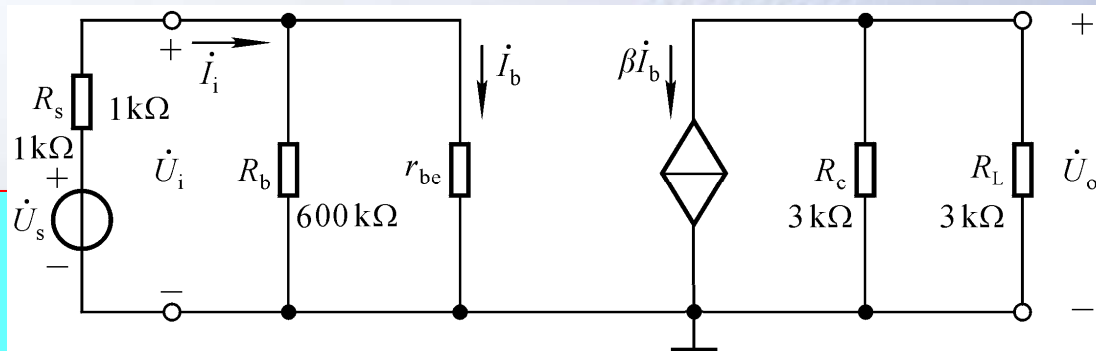
$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \approx 1.6\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c \approx 7.2\text{V}$$

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \approx -120$$

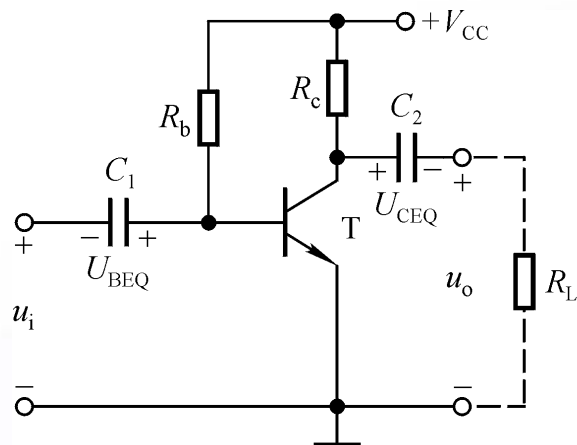
$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} = -60$$

$$R_i = R_b // r_{be} \approx r_{be} = 1\text{k}\Omega \quad R_o = R_c = 3\text{k}\Omega$$

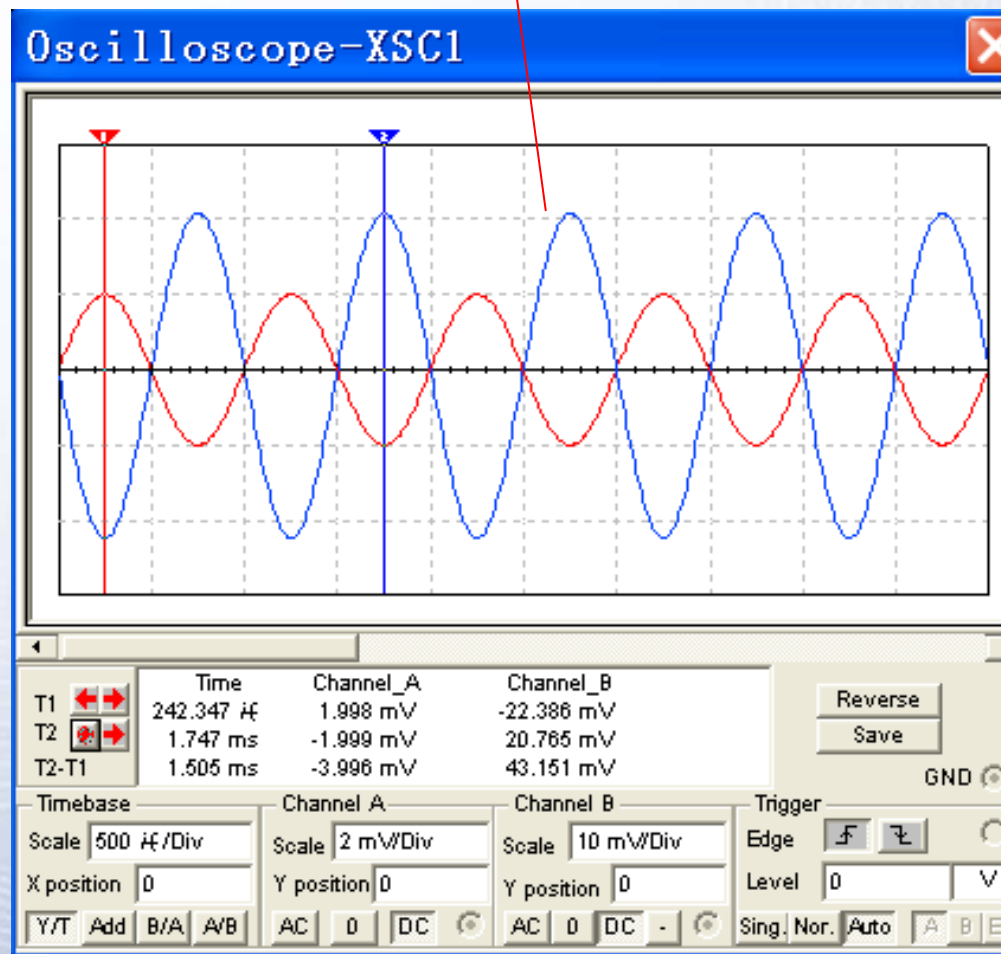




讨论五：波形分析



失真了吗？如何判断？原因？



饱和失真



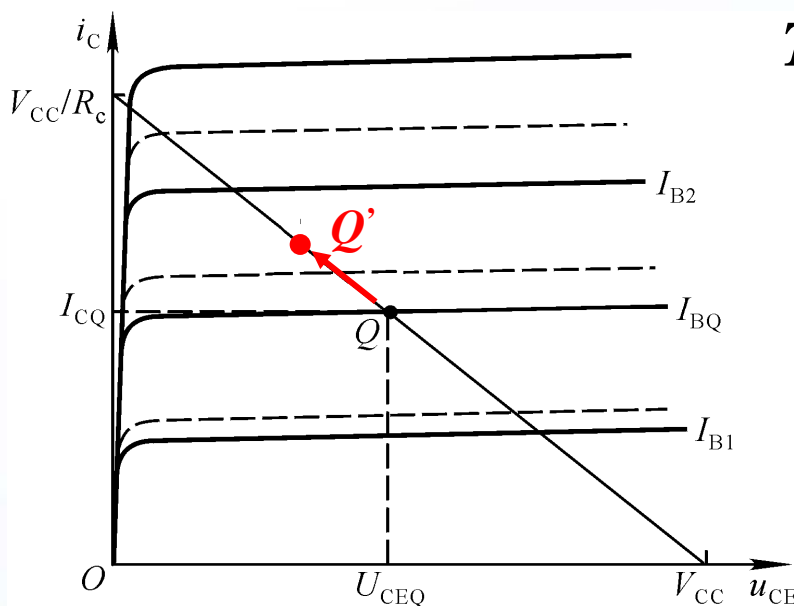
§ 2.4 静态工作点的稳定

- 一、温度对静态工作点的影响
- 二、静态工作点稳定的典型电路
- 三、稳定静态工作点的方法





一、温度对静态工作点的影响



$$T (^\circ \text{C}) \rightarrow \beta \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow \rightarrow Q'$$

$I_{CEO} \uparrow$
若 U_{BEQ} 不变 $I_{BQ} \uparrow$

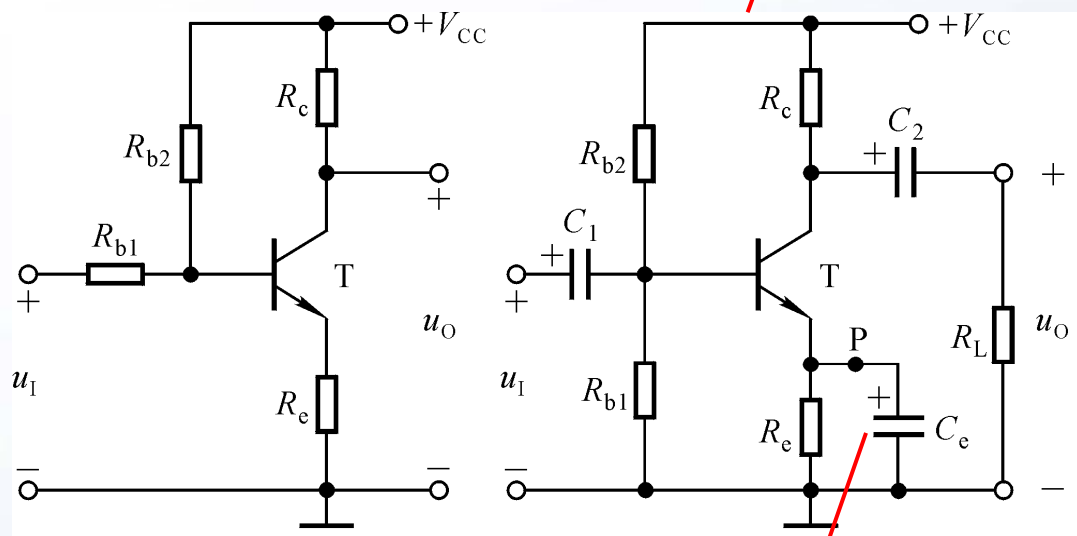
若温度升高时要 Q' 回到 Q ,
则只有减小 I_{BQ}

所谓 Q 点稳定, 是指 I_{CQ} 和 U_{CEQ} 在温度变化时基本不变, 这是靠 I_{BQ} 的变化得来的。



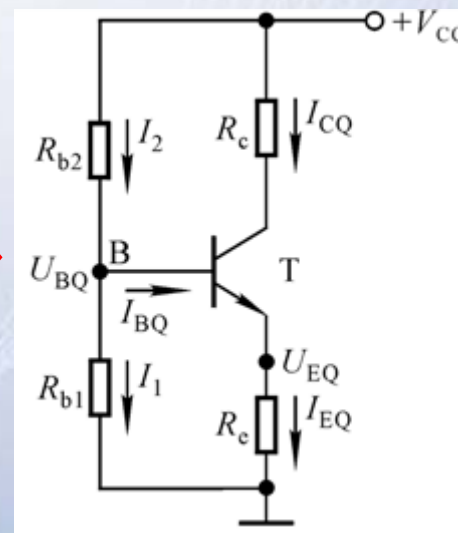
二、静态工作点稳定的典型电路

1. 电路组成



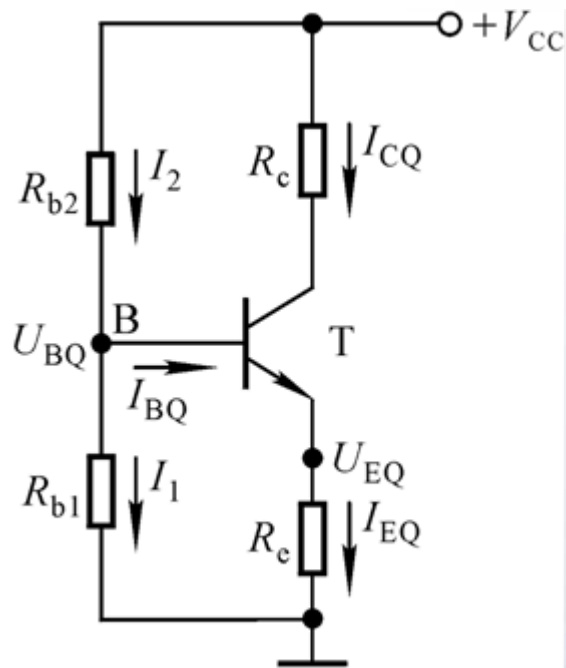
直流通路?

C_e 为旁路电容，在交流通路中可视为短路





2. 稳定原理



为了稳定 Q 点，通常 $I_1 \gg I_B$ ，即 $I_1 \approx I_2$ ；因此

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

基本不随温度变化。

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

设 $U_{BEQ} = U_{BE} + \Delta U_{BE}$ ，若 $U_{BQ} - U_{BE} \gg \Delta U_{BE}$ ，则 I_{EQ} 稳定。



R_e 的作用

$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \rightarrow U_{BE} \downarrow$ (U_B 基本不变) $\rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_C \downarrow$

关于反馈的一些概念：

将输出量通过一定的方式引回输入回路影响输入量的措施称为反馈。

直流通路中的反馈称为直流反馈。

反馈的结果使输出量的变化减小的称为负反馈，反之称为正反馈。

I_C 通过 R_e 转换为 ΔU_E 影响 U_{BE}

温度升高 I_C 增大，反馈的结果使之减小

R_e 起直流负反馈作用，其值越大，反馈越强， Q 点越稳定。

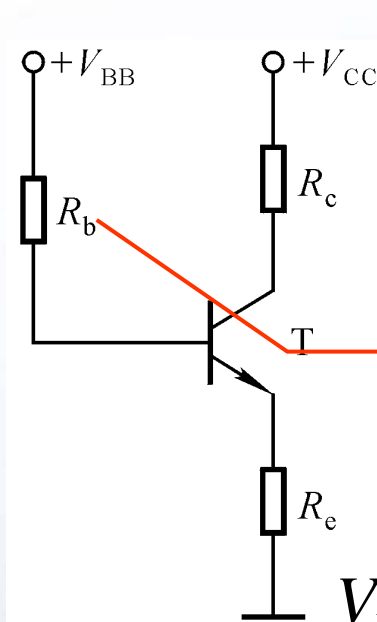
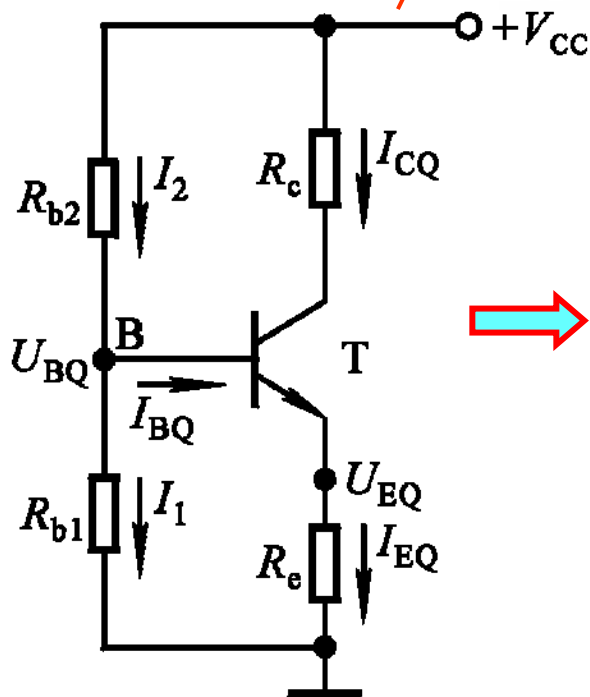
R_e 有上限值吗？





3. Q 点分析

分压式电流负反馈工作点稳定电路



$$V_{BB} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}$$

$$R_b = R_{b1} // R_{b2}$$

R_b 上静态电压是否可忽略不计？

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

判断方法： $R_b // R_{b2} \ll (1 + \beta) R_e$?

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

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

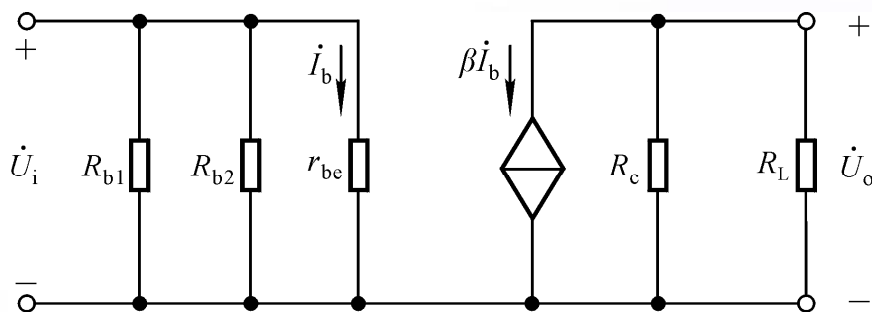
$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta}$$

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

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



4. 动态分析



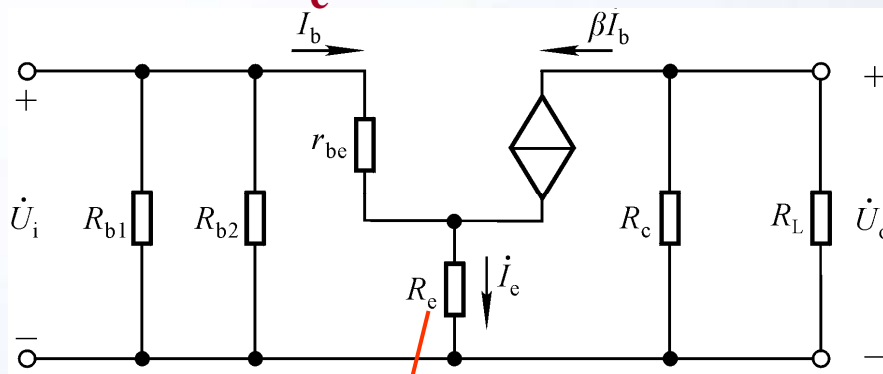
如何提高电压放大能力？

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

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

$$R_o = R_c$$

无旁路电容 C_e 时:



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

$$\begin{aligned} \dot{A}_u &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \\ &= \frac{-\beta \dot{I}_b (R_c // R_L)}{\dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e R_e} \\ &= -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \end{aligned}$$

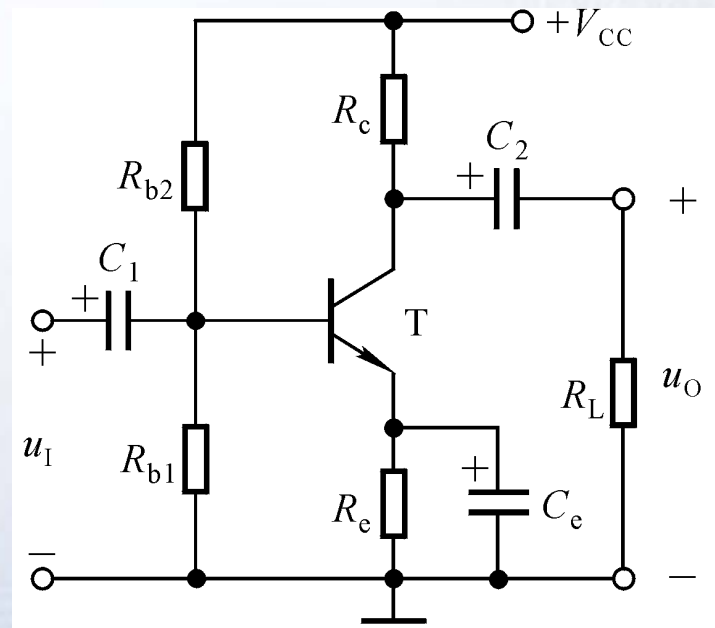
利?弊?

若 $(1 + \beta)R_e \gg r_{be}$, 则 $A_u \approx -\frac{R'_L}{R_e}$



三、稳定静态工作点的方法

- 引入直流负反馈
- 温度补偿：利用对温度敏感的元件，在温度变化时直接影响输入回路。
- 例如， R_{b1} 或 R_{b2} 采用热敏电阻。它们的温度系数？

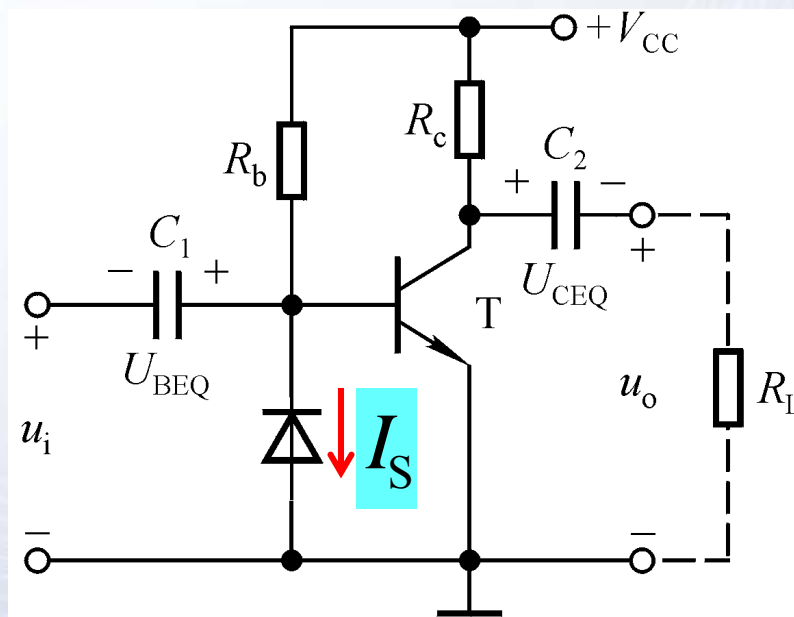
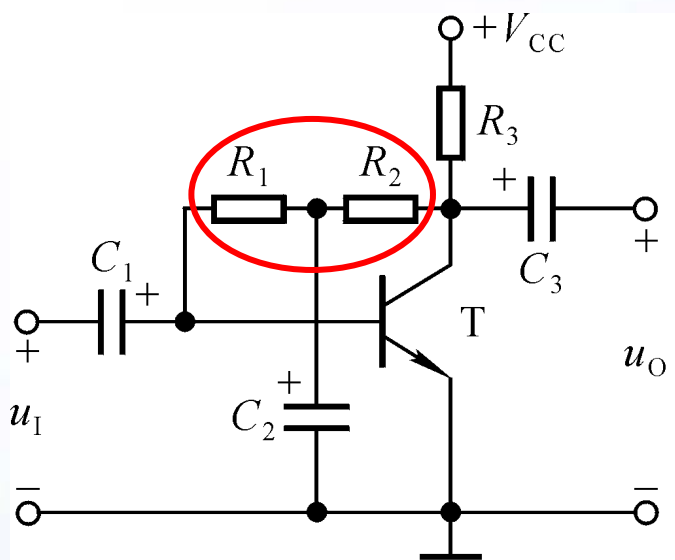


$$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_C \downarrow$$

$$\quad \quad \quad \searrow \rightarrow R_{b1} \downarrow \rightarrow U_B \downarrow \nearrow$$

讨论一

图示两个电路中是否采用了措施来稳定静态工作点？



若采用了措施，则是什么措施？



§ 2.5 晶体管放大电路的三种接法

一、基本共集放大电路

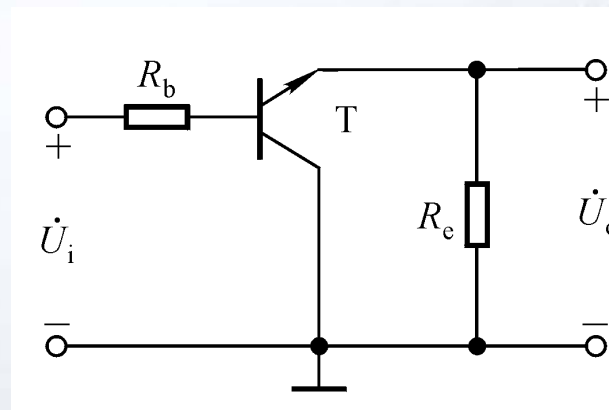
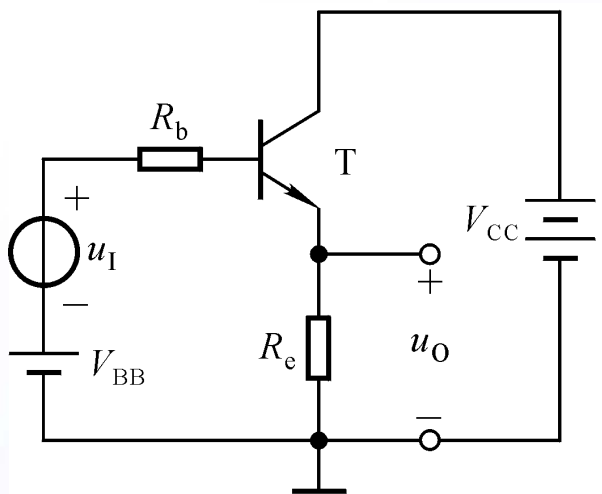
二、基本共基放大电路

三、三种接法放大电路的比较





一、基本共集放大电路



1. 静态分析

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

$$V_{CC} = U_{CEQ} + I_{EQ}R_e$$

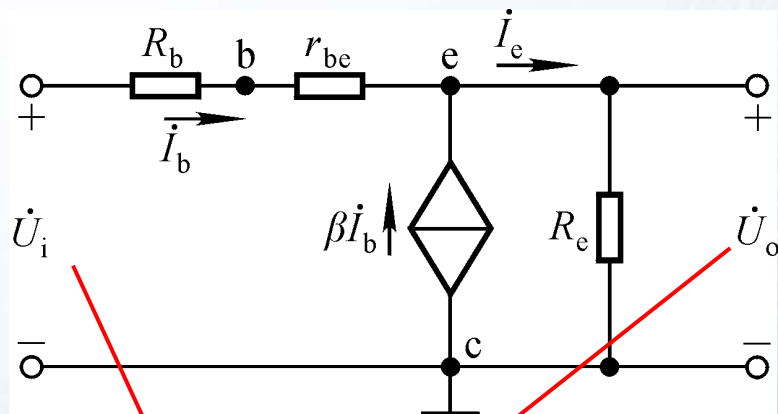
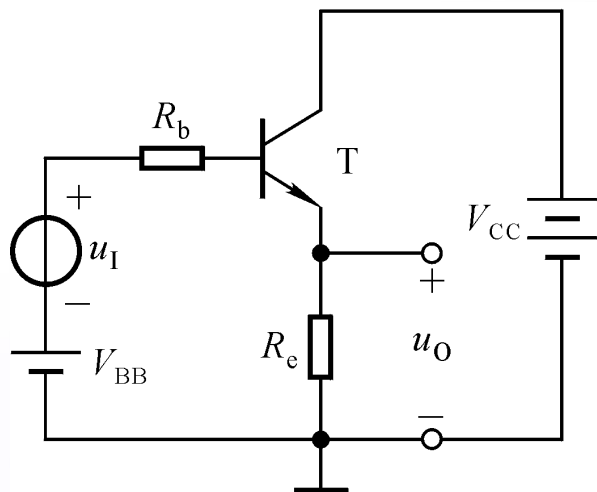
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$$

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

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



2. 动态分析：电压放大倍数



$$\begin{aligned}\dot{A}_u &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_e R_e}{\dot{I}_b (R_b + r_{be}) + \dot{I}_e R_e} \\ &= \frac{(1 + \beta) R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) R_e}\end{aligned}$$

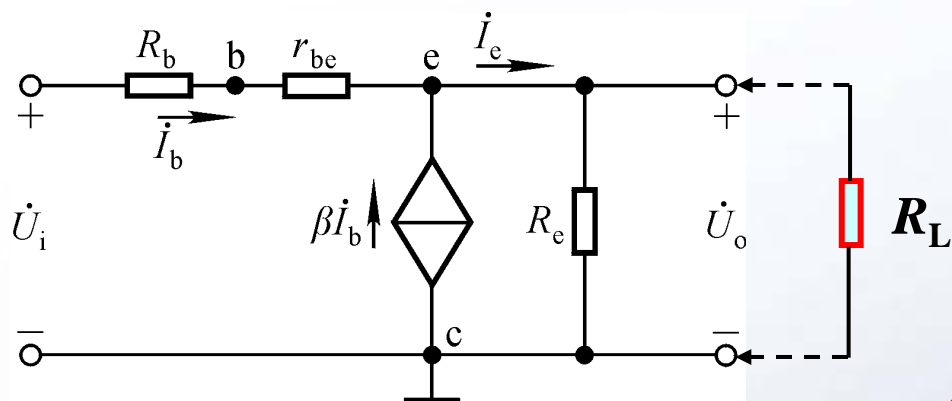
$$U_o < U_i$$

故称之为射极跟随器

若 $(1 + \beta) R_e \gg R_b + r_{be}$, 则 $\dot{A}_u \approx 1$, 即 $U_o \approx U_i$ 。



2. 动态分析：输入电阻的分析



$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_b} = R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e$$

从基极看 R_e ，被增大到 $(1 + \beta)$ 倍

带负载电阻后

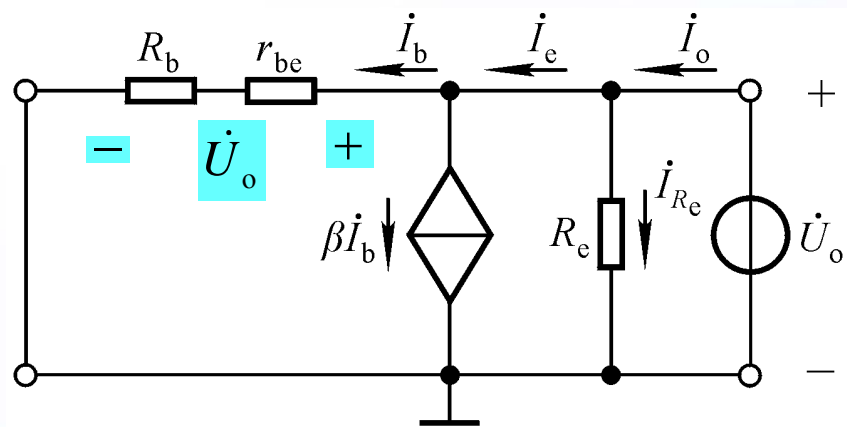
$$R_i = R_b + r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)$$

R_i 与负载有关！



2. 动态分析：输出电阻的分析

令 U_s 为零，保留 R_s ，在输出端加 U_o ，产生 I_o ， $R_o = U_o / I_o$ 。



R_o 与信号源内阻有关！

从射极看基极回路电阻，被减小到 $(1+\beta)$ 倍

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{U_o}{I_o} = \frac{U_o}{I_{R_e} + I_e} \\ &= \frac{U_o}{\frac{U_o}{R_e} + (1+\beta)\frac{U_o}{R_b + r_{be}}} \\ &= R_e // \frac{R_b + r_{be}}{1+\beta} \end{aligned}$$

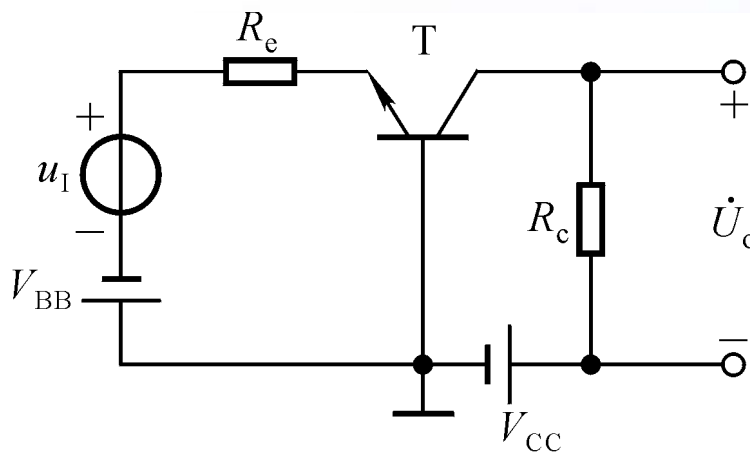
3. 特点：输入电阻大，输出电阻小；只放大电流，不放大电压；在一定条件下有电压跟随作用！





二、基本共基放大电路

1. 静态分析



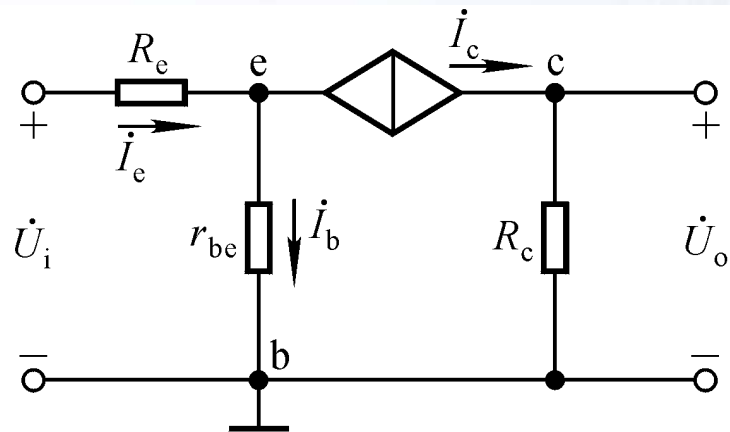
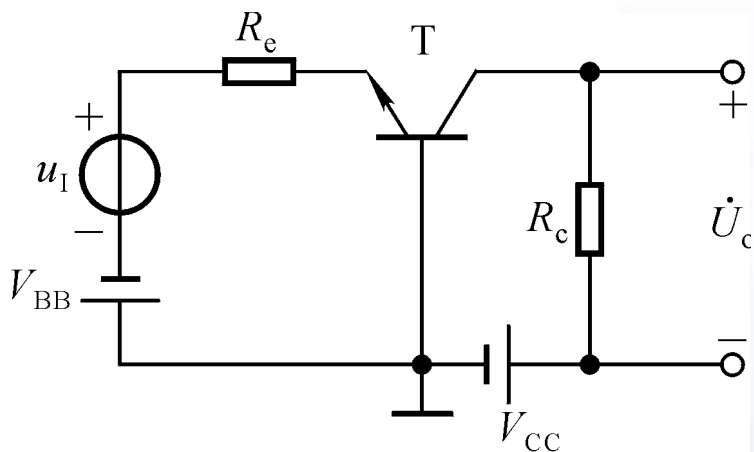
$$\begin{cases} U_{BEQ} + I_{EQ}R_e = V_{BB} \\ I_{CQ}R_c + U_{CEQ} - U_{BEQ} = V_{CC} \end{cases}$$

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

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta}$$

$$U_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{EQ}R_c + U_{BEQ}$$

2. 动态分析



$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_c R_c}{\dot{I}_e R_e + \dot{I}_b r_{be}} = \frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

$$R_i = R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

$$R_o = R_c$$

3. 特点:

输入电阻小，频带宽！只放大电压，不放大电流！



三、三种接法的比较：空载情况下

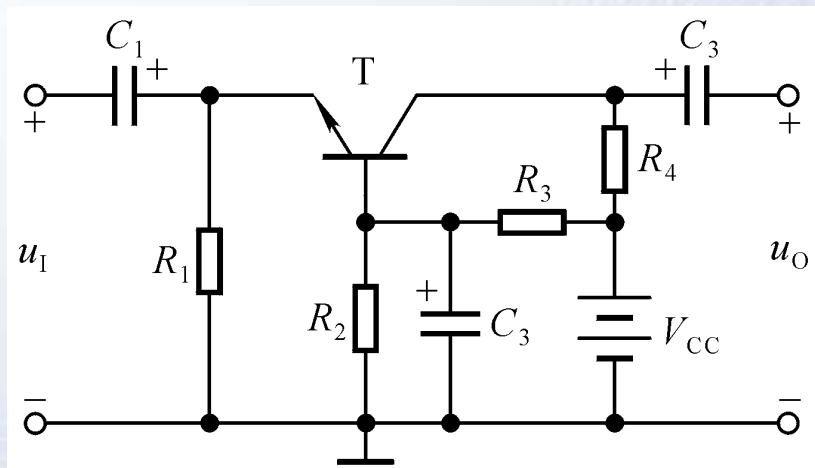
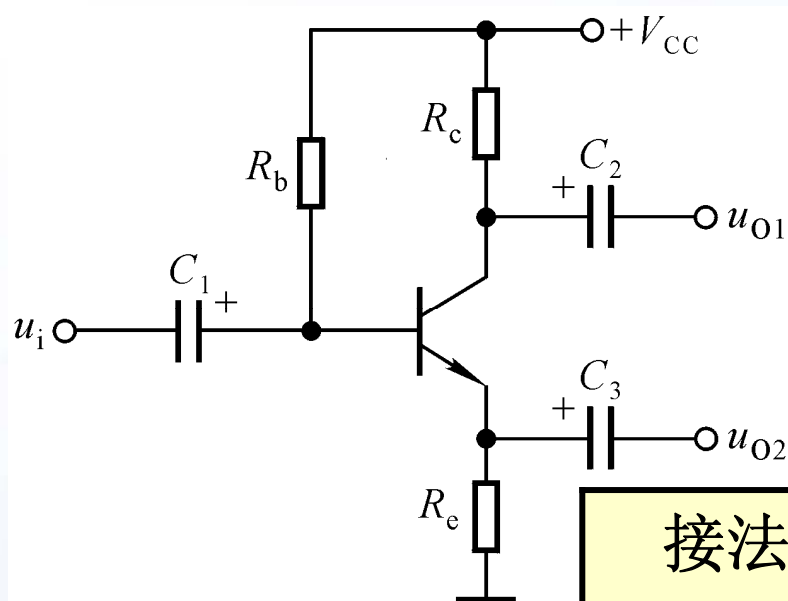
接法	共射	共集	共基
A_u	大	小于1	大
A_i	β	$1 + \beta$	α
R_i	中	大	小
R_o	大	小	大
频带	窄	中	宽





讨论一：

图示电路为哪种基本接法的放大电路？它们的静态工作点有可能稳定吗？求解静态工作点、电压放大倍数、输入电阻和输出电阻的表达式。

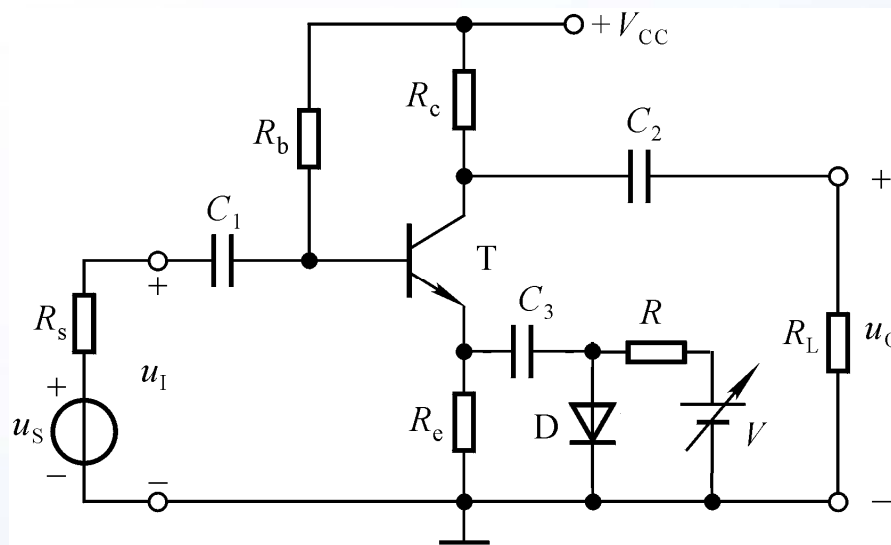


接法	共射	共集	共基
输入	b	b	e
输出	c	e	c



讨论二

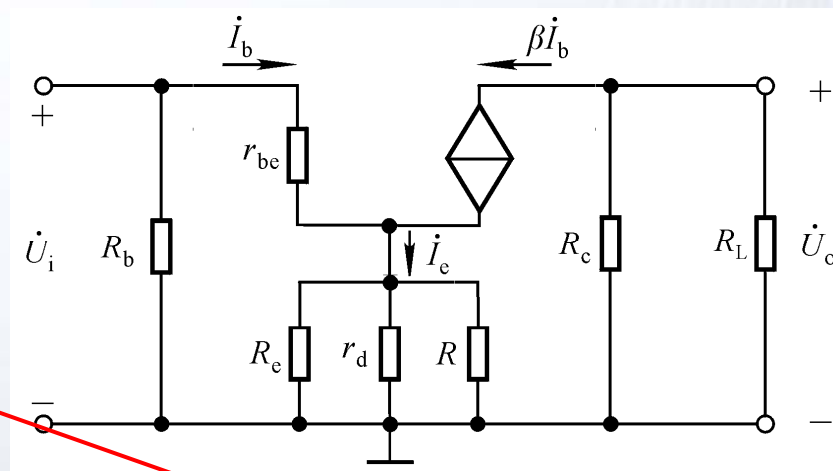
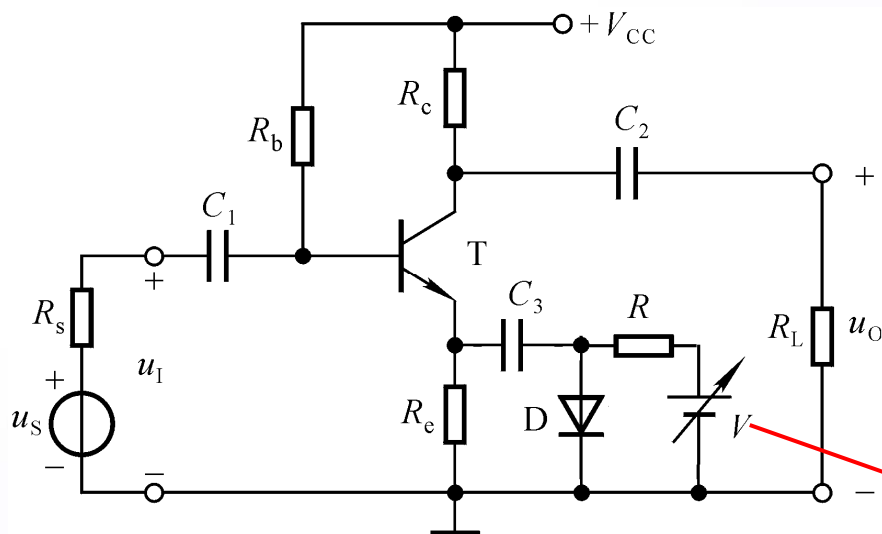
电路如图，所有电容对交流信号均可视为短路。



1. Q 为多少？
2. R_e 有稳定 Q 点的作用吗？
3. 电路的交流等效电路？
4. V 变化时，电压放大倍数如何变化？



讨论二



$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // r_D // R)}$$

改变电压放大倍数

当 $R_e // R \gg r_D$ 时,

$$\dot{A}_u \approx -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)r_D}, \quad V \uparrow \rightarrow r_D \downarrow \rightarrow |\dot{A}_u| \uparrow$$





§ 2.6 场效应管及其基本放大电路

一、场效应管

二、场效应管放大电路静态工作点的设置方法

三、场效应管放大电路的动态分析

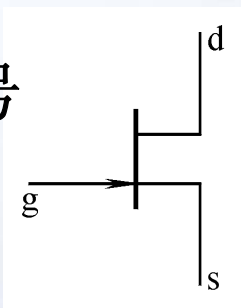
一、场效应管（以N沟道为例）

单极型管：噪声小、抗辐射能力强、低电压工作

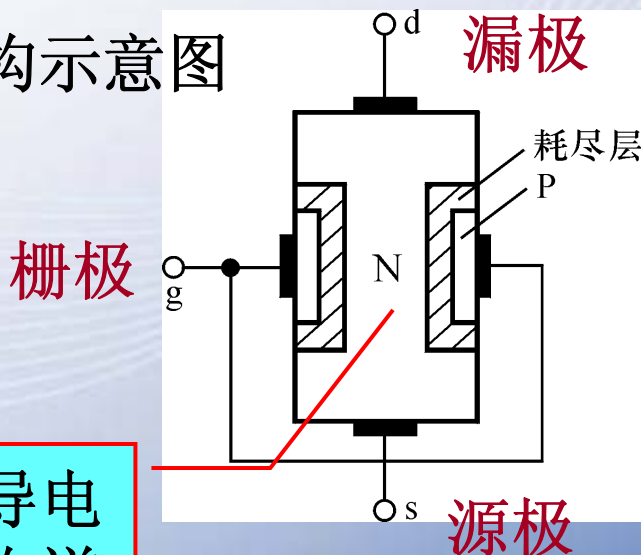
场效应管有三个极：源极（s）、栅极（g）、漏极（d），对应于晶体管的e、b、c；有三个工作区域：截止区、恒流区、可变电阻区，对应于晶体管的截止区、放大区、饱和区。

1. 结型场效应管

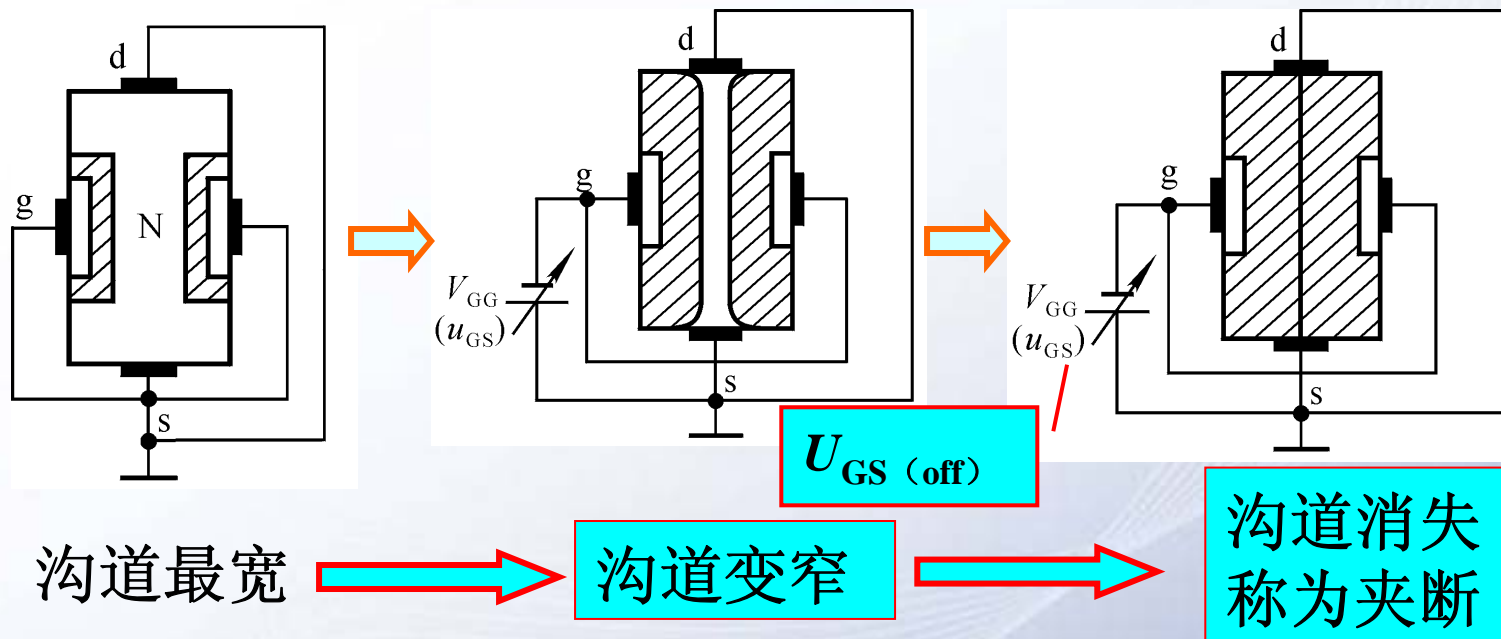
符号



结构示意图



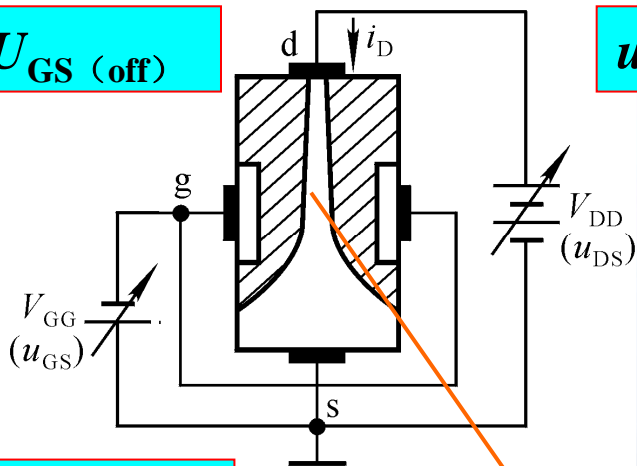
栅-源电压对导电沟道宽度的控制作用



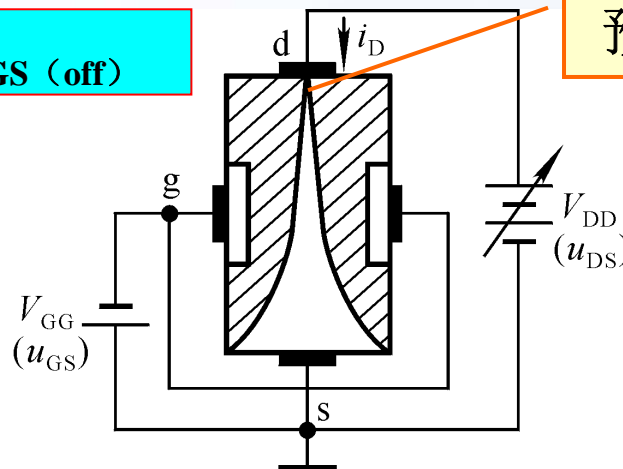
u_{GS} 可以控制导电沟道的宽度。为什么g-s必须加负电压？

漏-源电压对漏极电流的影响

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

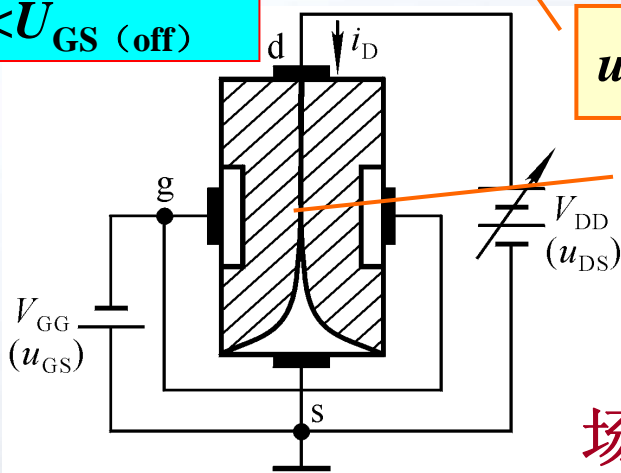


$$u_{GD} = U_{GS} \text{ (off)}$$



预夹断

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



$u_{GS} > U_{GS} \text{ (off)}$ 且不变, V_{DD} 增大, i_D 增大。

V_{DD} 的增大, 几乎全部用来克服沟道的电阻, i_D 几乎不变, 进入恒流区, i_D 几乎仅仅决定于 u_{GS} 。

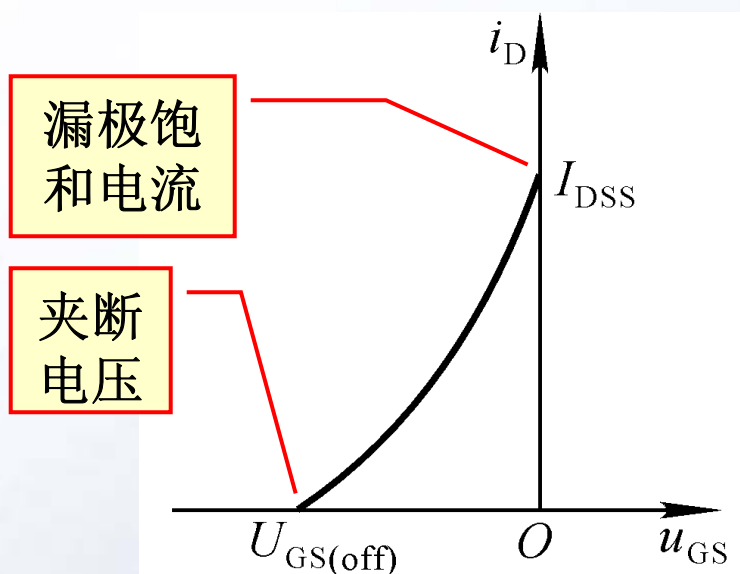
场效应管工作在恒流区的条件是什么?



转移特性

$$i_D = f(u_{GS}) \Big|_{U_{DS}=\text{常量}}$$

场效应管工作在恒流区，因而 $u_{GS} > U_{GS(\text{off})}$ 且 $u_{GD} < U_{GS(\text{off})}$ 。



$$u_{DG} > -U_{GS(\text{off})}$$

$$u_{DS} > u_{GS} - U_{GS(\text{off})}$$

在恒流区时

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(\text{off})}}\right)^2$$

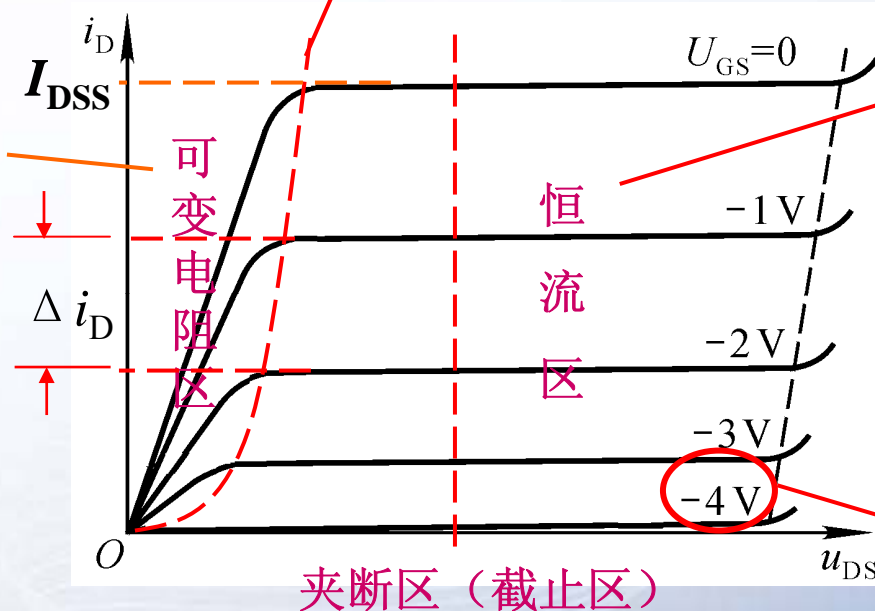


输出特性

$$i_D = f(u_{DS}) \Big|_{U_{GS}=\text{常量}}$$

预夹断轨迹, $u_{GD} = U_{GS(\text{off})}$

g-s电压控制d-s的等效电阻



i_D 几乎仅决定于 u_{GS}

夹断电压

低频跨导:

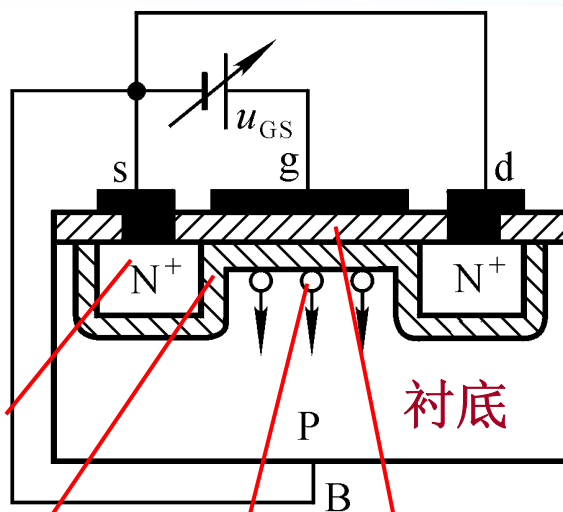
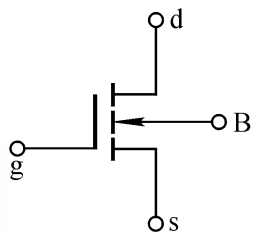
$$g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \Big|_{U_{DS}=\text{常量}}$$

不同型号的管子 $U_{GS(\text{off})}$ 、 I_{DSS} 将不同。



2. 绝缘栅型场效应管

增强型管

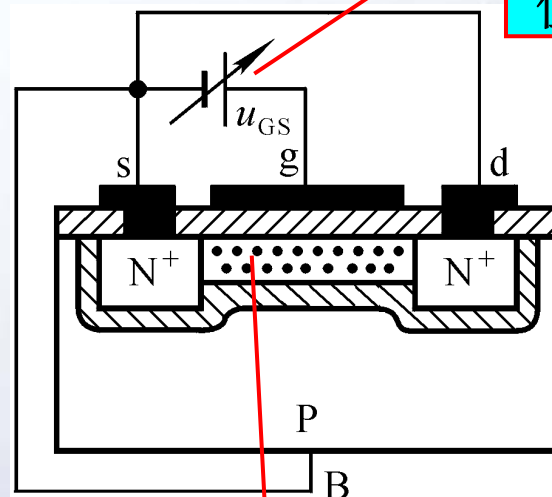


高掺杂

耗尽层

空穴

SiO₂绝缘层



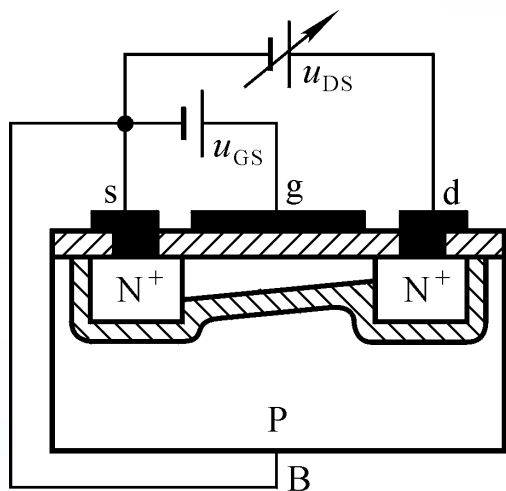
大到一定值才开启

反型层

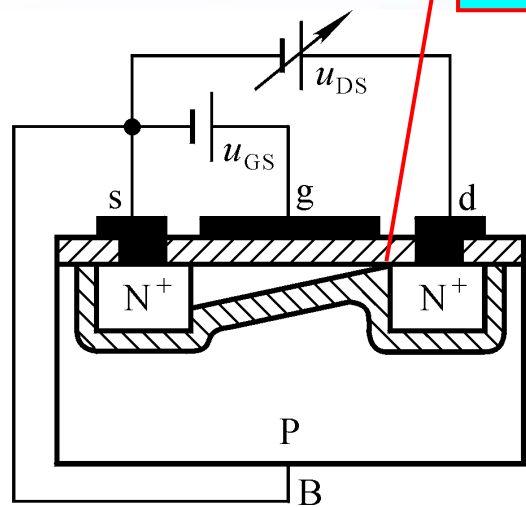
u_{GS} 增大，反型层（导电沟道）将变厚变长。当反型层将两个N区相接时，形成导电沟道。

增强型MOS管 u_{DS} 对 i_D 的影响

刚出现夹断

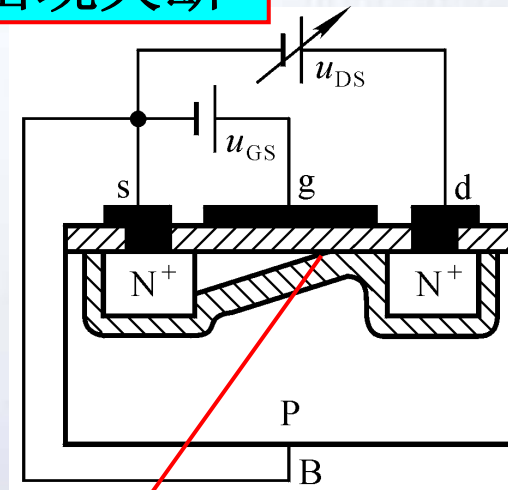


i_D 随 u_{DS} 的增大而增大，可变电阻区



$u_{GD} = U_{GS(th)}$ ，预夹断

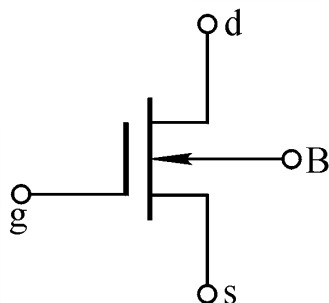
u_{GS} 的增大几乎全部用来克服夹断区的电阻



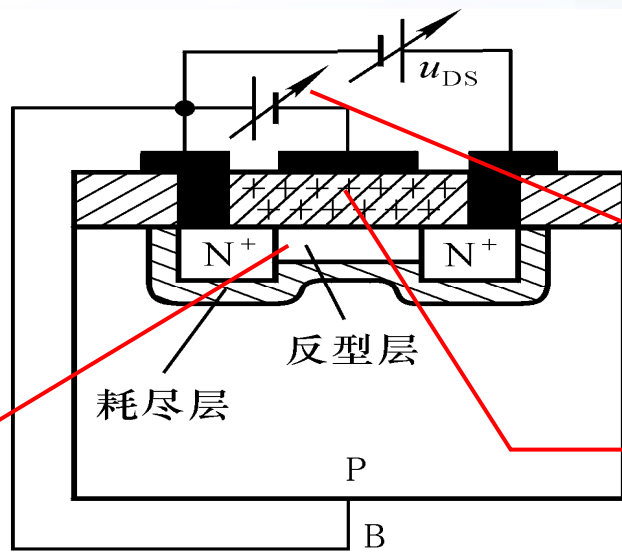
i_D 几乎仅仅受控于 u_{GS} ，恒流区

用场效应管组成放大电路时应使之工作在恒流区。N沟道增强型MOS管工作在恒流区的条件是什么？

耗尽型 MOS 管



$u_{GS}=0$ 时就存在
导电沟道



小到一定
值才夹断

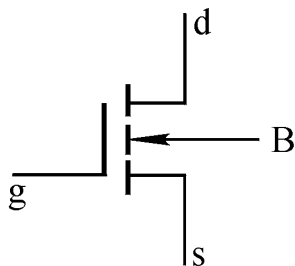
加正离子

耗尽型MOS管在 $u_{GS} > 0$ 、 $u_{GS} < 0$ 、 $u_{GS} = 0$ 时均可导通，且与结型场效应管不同，由于 SiO_2 绝缘层的存在，在 $u_{GS} > 0$ 时仍保持g-s间电阻非常大的特点。

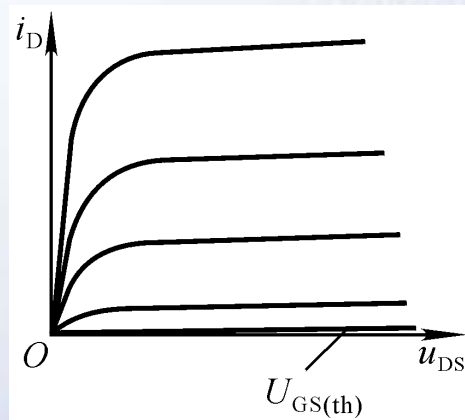
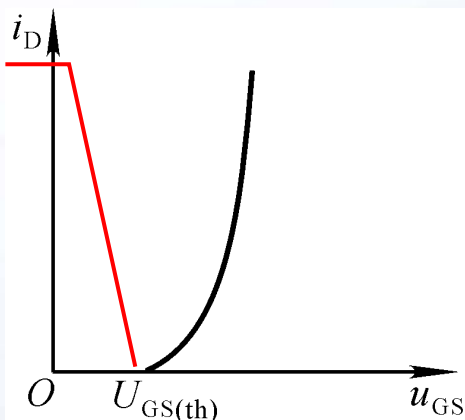


MOS管的特性

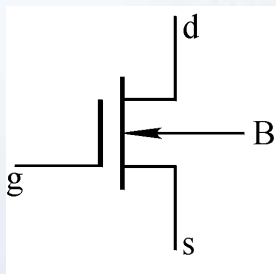
1) 增强型MOS管



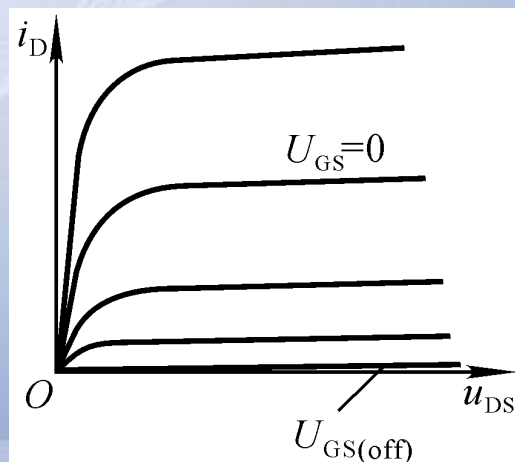
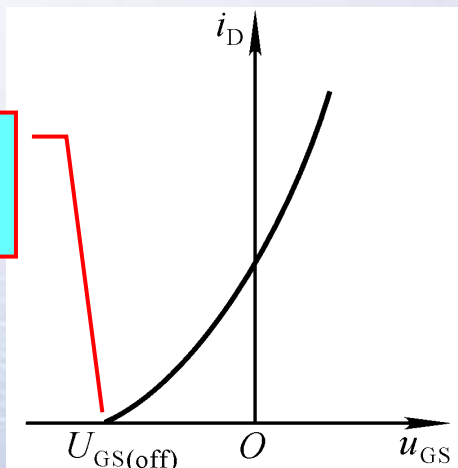
开启
电压



2) 耗尽型MOS管



夹断
电压

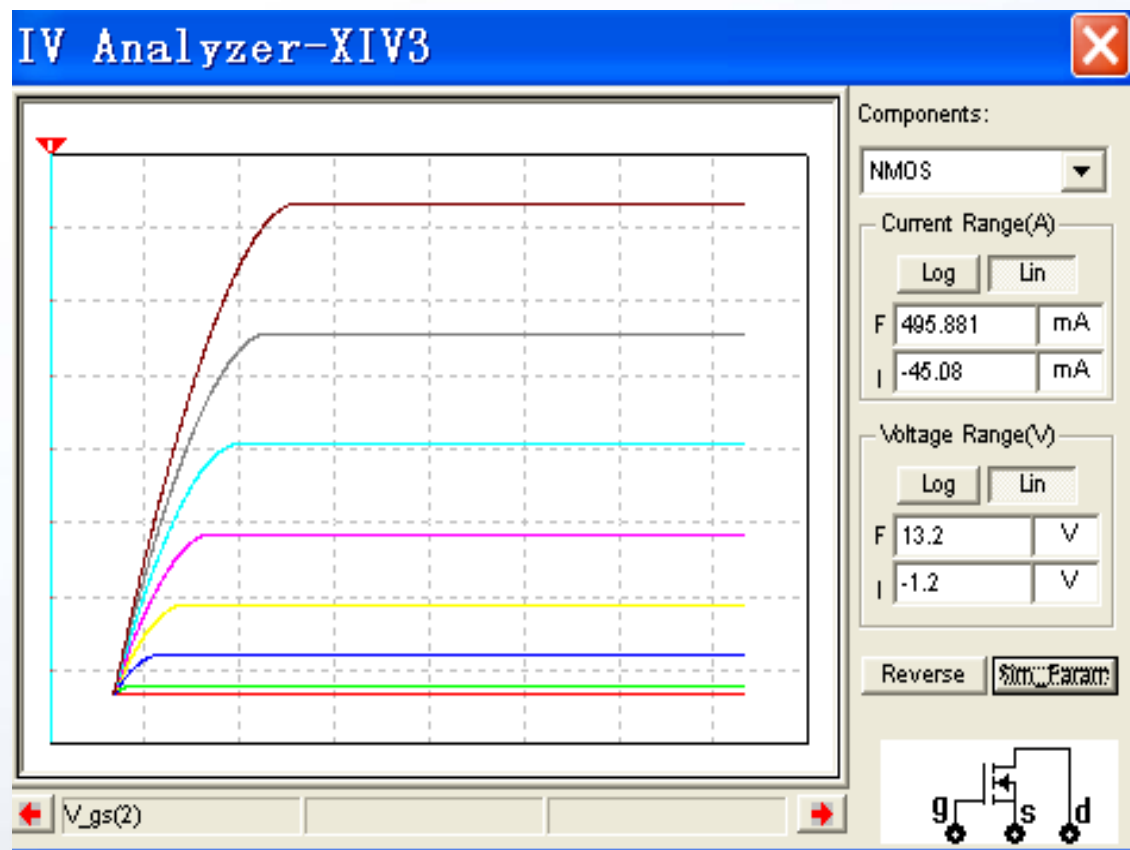


在恒流区时, $i_D = I_{DO} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$

式中 I_{DO} 为 $u_{GS} = 2U_{GS(th)}$ 时的 i_D



利用 Multisim 测试场效应管的输出特性



从输出特性曲线说明场效应管的哪些特点？



3. 场效应管的分类

工作在恒流区时**g-s**、**d-s**间的电压极性

场效应管	结型	N沟道($u_{GS} < 0, u_{DS} > 0$)	
		P沟道($u_{GS} > 0, u_{DS} < 0$)	
	绝缘栅型	增强型	N沟道($u_{GS} > 0, u_{DS} > 0$)
			P沟道($u_{GS} < 0, u_{DS} < 0$)
	耗尽型	N沟道(u_{GS} 极性任意, $u_{DS} > 0$)	
		P沟道(u_{GS} 极性任意, $u_{DS} < 0$)	

$u_{GS}=0$ 可工作在恒流区的场效应管有哪一种？

$u_{GS}>0$ 才可能工作在恒流区的场效应管有哪一种？

$u_{GS}<0$ 才可能工作在恒流区的场效应管有哪一种？

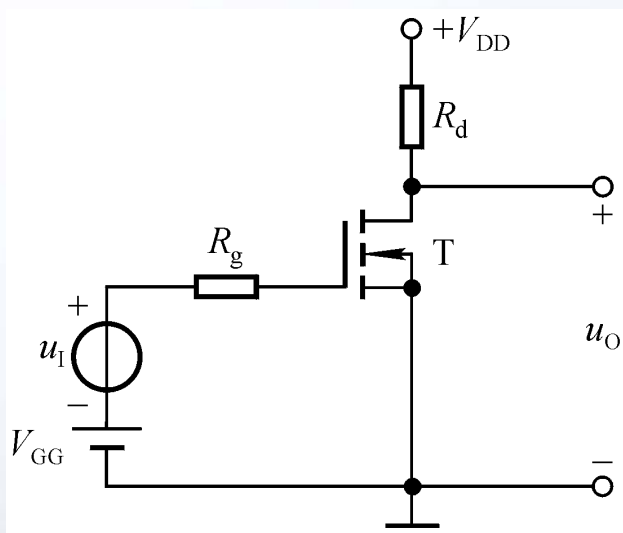




二、场效应管静态工作点的设置方法

1. 基本共源放大电路

根据场效应管工作在恒流区的条件，在g-s、d-s间加极性合适的电源



$$U_{GSQ} = V_{BB}$$

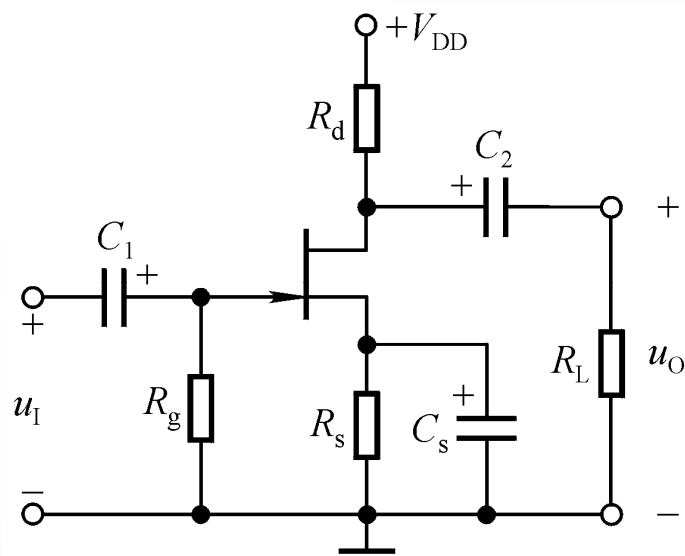
$$I_{DQ} = I_{DO} \left(\frac{V_{BB}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d$$





2. 自给偏压电路



$$U_{GQ} = 0, \quad U_{SQ} = I_{DQ} R_s$$
$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = -I_{DQ} R_s$$

由正电源获得负偏压
称为自给偏压

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)^2$$

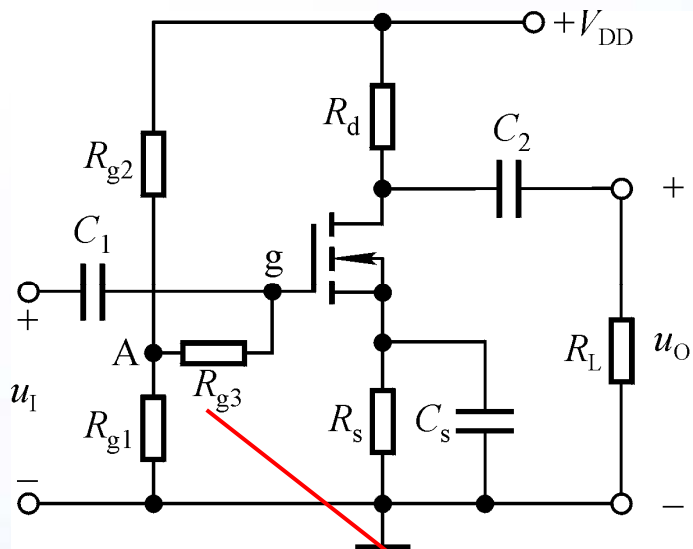
$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s)$$

哪种场效应管能够采用这种电路形式设置 Q 点？



3. 分压式偏置电路

即典型的 Q 点稳定电路



$$U_{GQ} = U_{AQ} = \frac{R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2}} \cdot V_{DD}$$

$$U_{SQ} = I_{DQ} R_s$$

$$I_{DQ} = I_{DO} \left(\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s)$$

为什么加 R_{g3} ?其数值应大些小些?

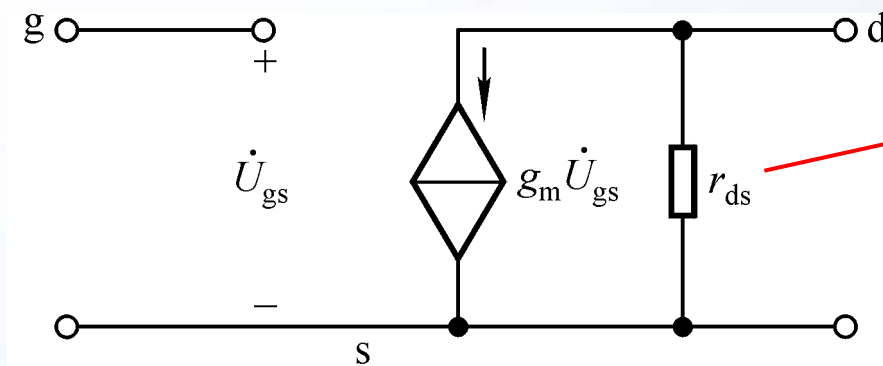
哪种场效应管能够采用这种电路形式设置 Q 点?



三、场效应管放大电路的动态分析

1. 场效应管的交流等效模型

与晶体管的 h 参数等效模型类比：



近似分析时可认为其为无穷大！

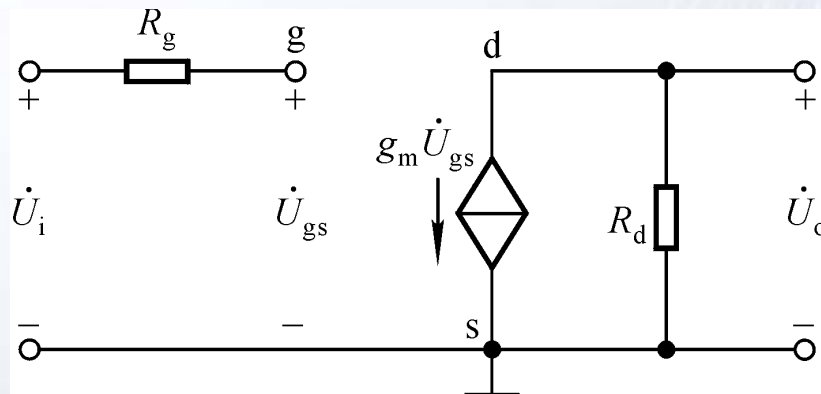
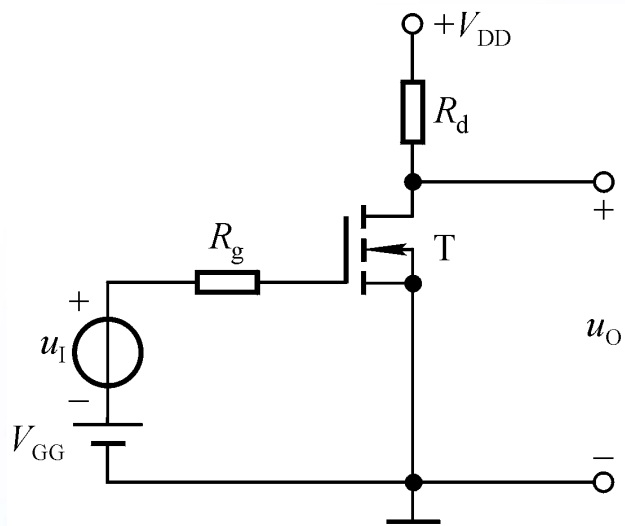
$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{U_{DS}}$$

根据 i_D 的表达式或转移特性可求得 g_m 。





2. 基本共源放大电路的动态分析



$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\dot{I}_d R_d}{\dot{U}_{gs}} = -g_m R_d$$

$$R_i = \infty$$

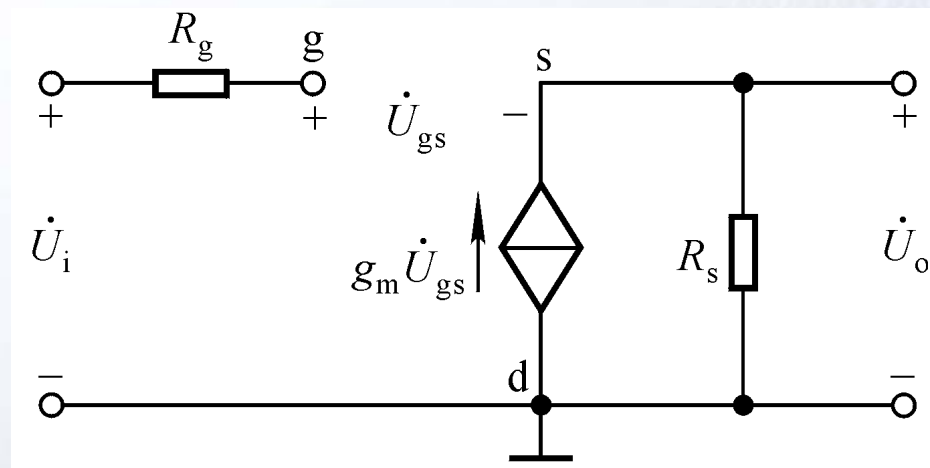
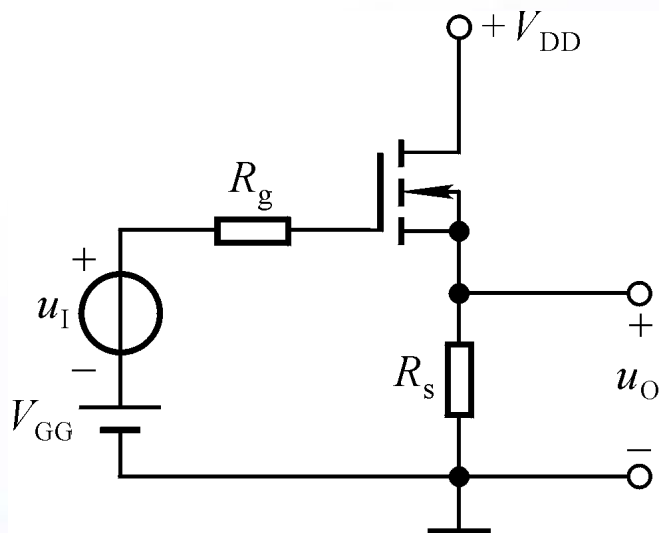
$$R_o = R_d$$

若 $R_d = 3\text{k}\Omega$, $R_g = 5\text{k}\Omega$,
 $g_m = 2\text{mS}$, 则 $\dot{A}_u = ?$
与共射电路比较。





3. 基本共漏放大电路的动态分析

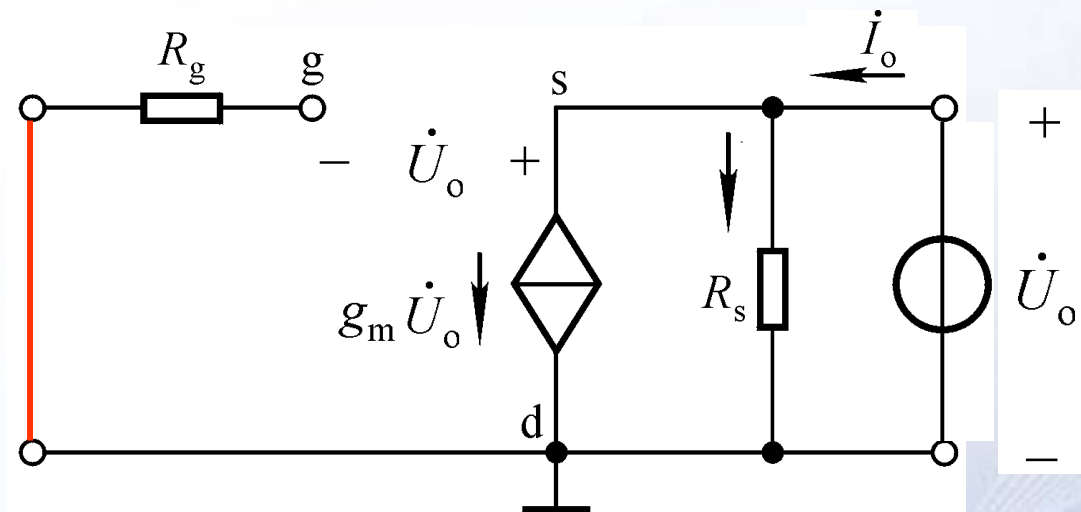


$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_d R_s}{\dot{U}_{gs} + \dot{I}_d R_s} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$$
$$R_i = \infty$$

若 $R_s = 3\text{k}\Omega$, $g_m = 2\text{mS}$, 则
 $\dot{A}_u = ?$



基本共漏放大电路输出电阻的分析



$$R_o = \frac{U_o}{I_o} = \frac{U_o}{\frac{U_o}{R_s} + g_m U_o} = R_s // \frac{1}{g_m}$$

若 $R_s = 3\text{k}\Omega$,
 $g_m = 2\text{mS}$, 则 $R_o = ?$



§ 2.7 派生电路

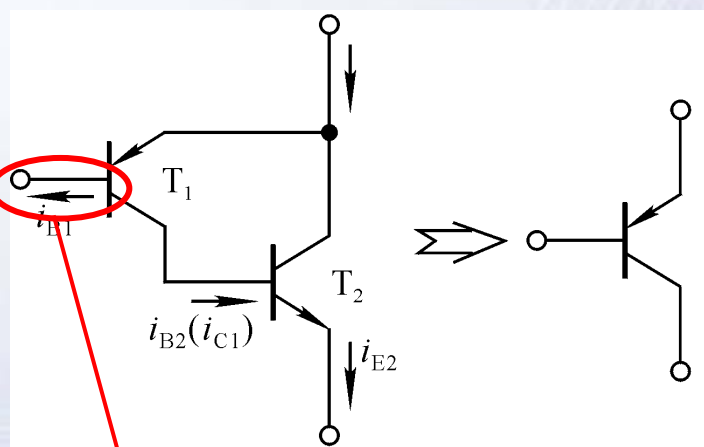
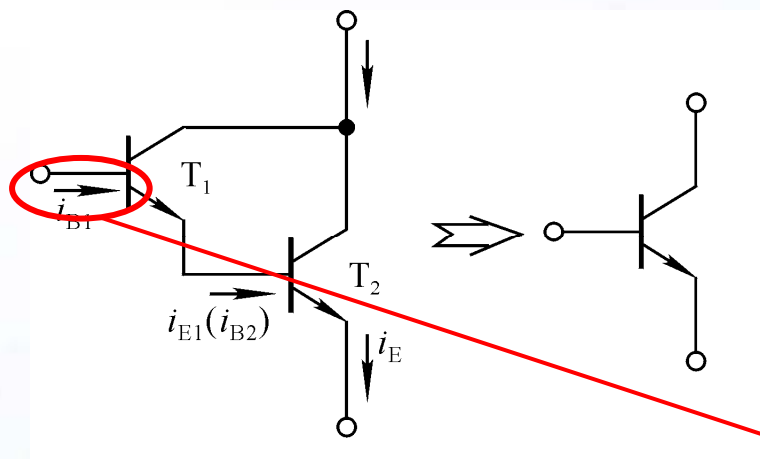
一、复合管

二、派生电路举例



一、复合管

复合管的组成：多只管子合理连接等效成一只管子。
目的：增大 β ，减小前级驱动电流，改变管子的类型。



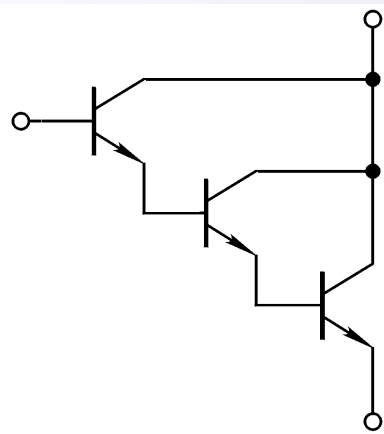
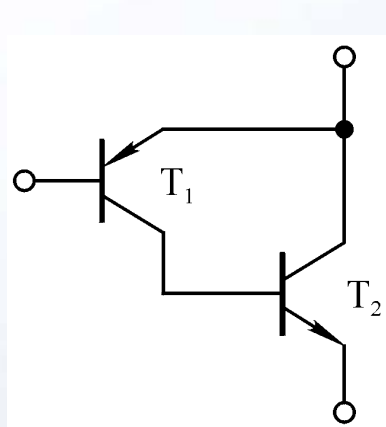
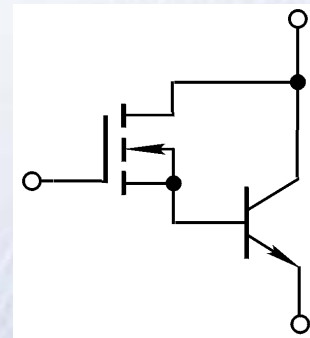
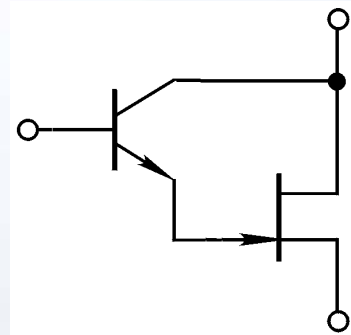
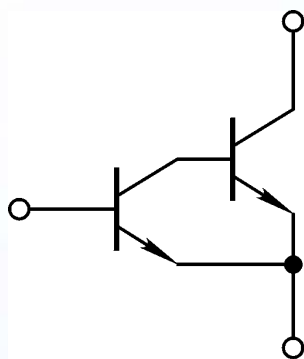
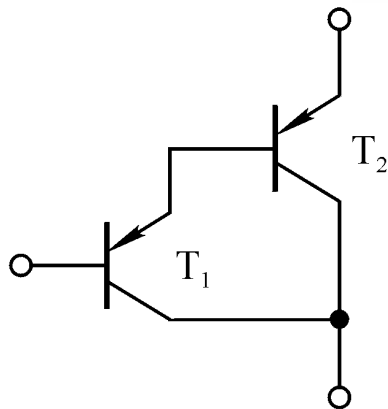
$$i_E = i_{B1}(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)$$

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

i_B 方向决定复合管的类型

不同类型的管子复合后，其类型决定于 T_1 管。

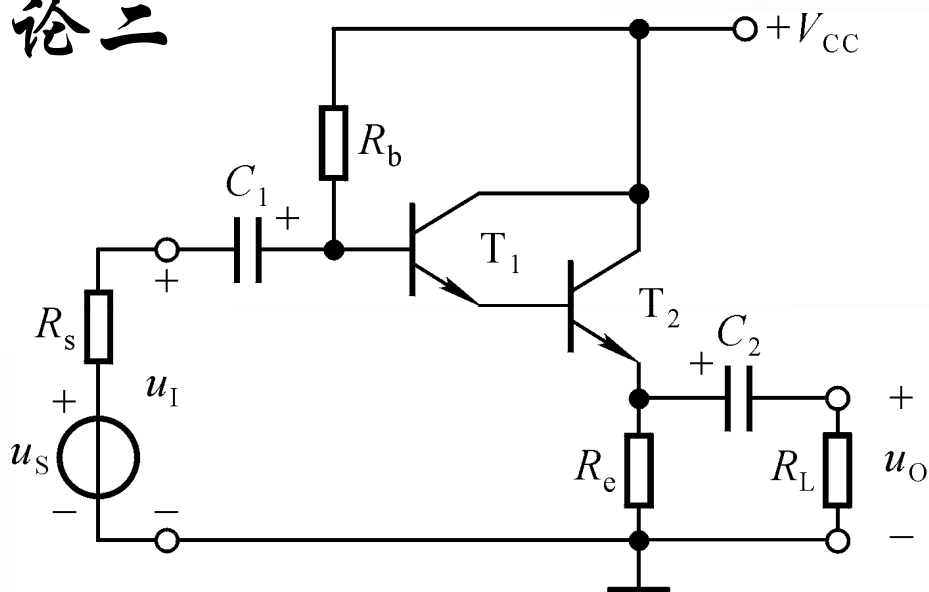
讨论一：判断下列各图是否能组成复合管



在合适的外加电压下，每只管子的电流都有合适的通路，才能组成复合管。



讨论二



$$R_i = ? \quad R_o = ?$$

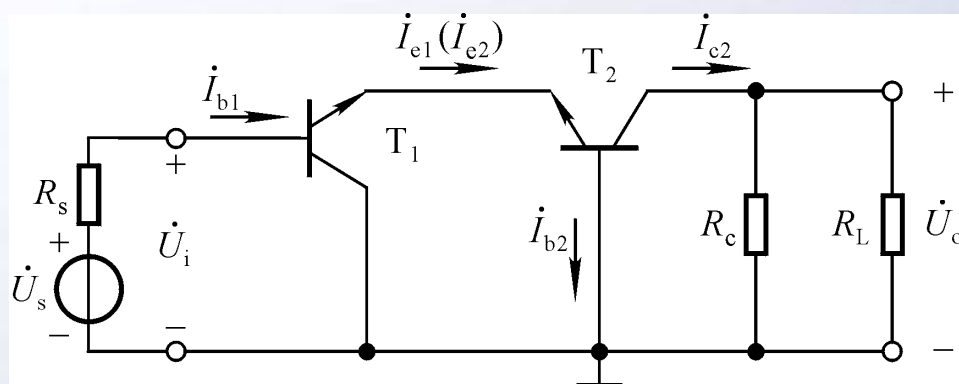
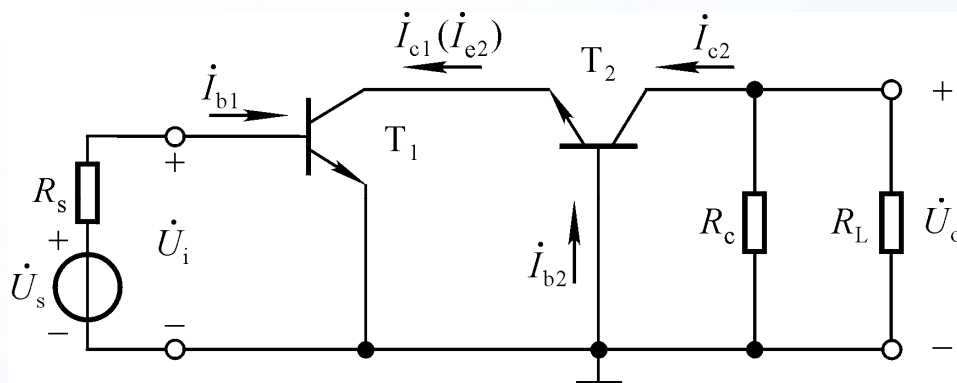
$$R_i = R_b // \{r_{be1} + (1 + \beta_1)[r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_e // R_L)]\}$$

$$R_o = R_e // \frac{r_{be2} + \frac{r_{be1} + R_b // R_s}{1 + \beta_1}}{1 + \beta_2}$$





二、派生电路举例：组合的结果带来什么好处？



清华大学

第三章 多级放大电路

2001 11 11



第三章 多级放大电路

§ 3.1 多级放大电路的耦合方式

§ 3.2 多级放大电路的动态分析

§ 3.3 差分放大电路

§ 3.4 互补输出级

§ 3.5 直接耦合多级放大电路读图





§ 3.1 多级放大电路的耦合方式

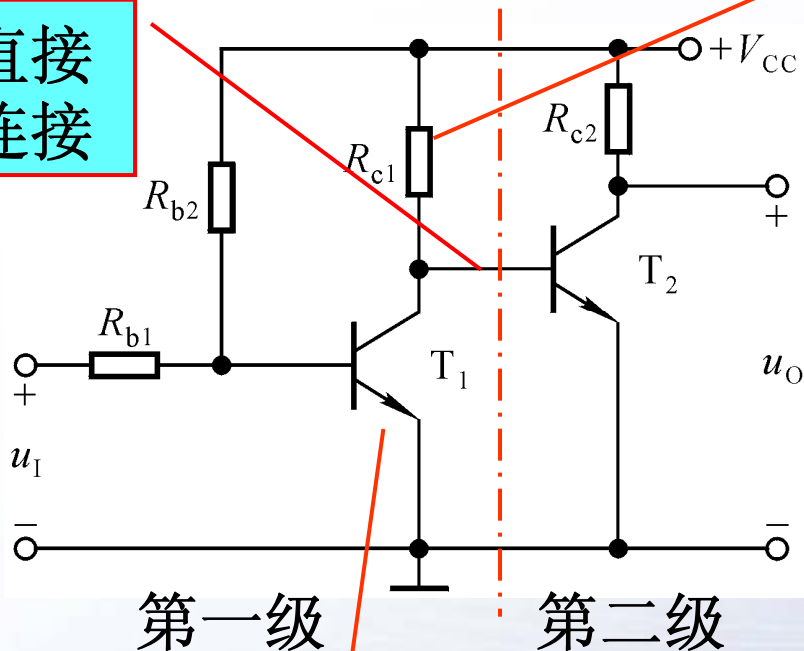
- 一、直接耦合
- 二、阻容耦合
- 三、变压器耦合





一、直接耦合

直接
连接



既是第一级的集电极电阻，
又是第二级的基极电阻

能够放大变化缓慢的信号，便于集成化， Q 点相互影响，存在零点漂移现象。

输入为零，输出产生变化的现象称为零点漂移

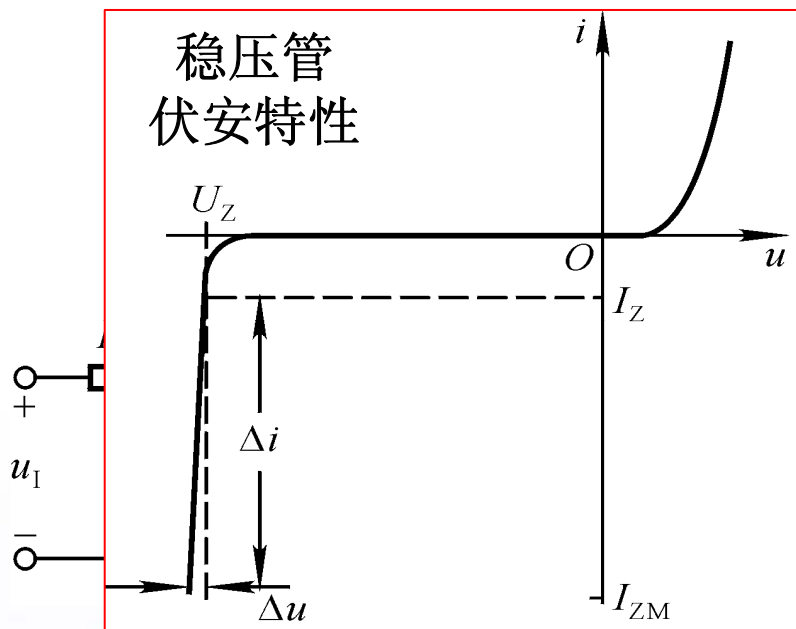
Q_1 合适吗？

当输入信号为零时，前级由温度变化所引起的电流、电位的变化会逐级放大。

求解 Q 点时应按各回路列多元一次方程，然后解方程组

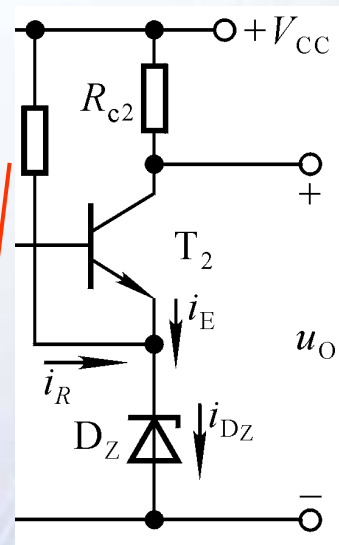


如何设置合适的静态工作点?



对哪些动态参数产生影响?

必要性?



用什么元件取代 R_e 既可设置合适的 Q 点, 又可使第二级放大倍数不至于下降太多?

二极管导通电压 $U_D \approx ?$ 动态电阻 r_d 特点?

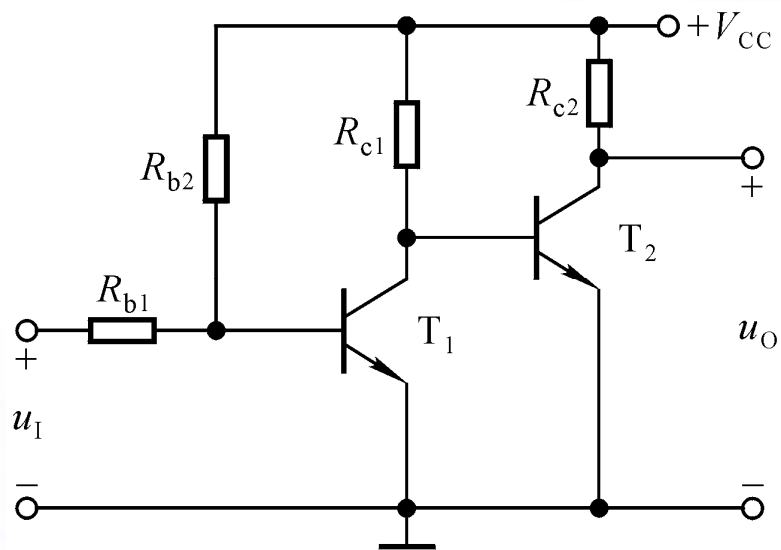
若要 $U_{CEQ} = 5V$, 则应怎么办? 用多个二极管吗?

U_{CEQ1} 太小 \rightarrow 加 R_e (A_{u2} 数值 \downarrow) \rightarrow 改用 $D \rightarrow$ 若要 U_{CEQ1} 大, 则改用 D_Z 。



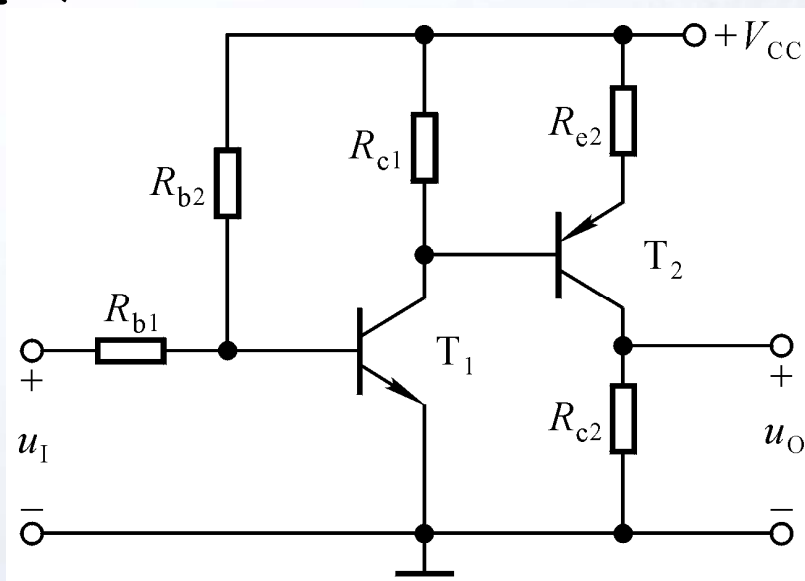


NPN型管和PNP型管混合使用



$$U_{CQ1} (U_{BQ2}) > U_{BQ1}$$

$$U_{CQ2} > U_{CQ1}$$



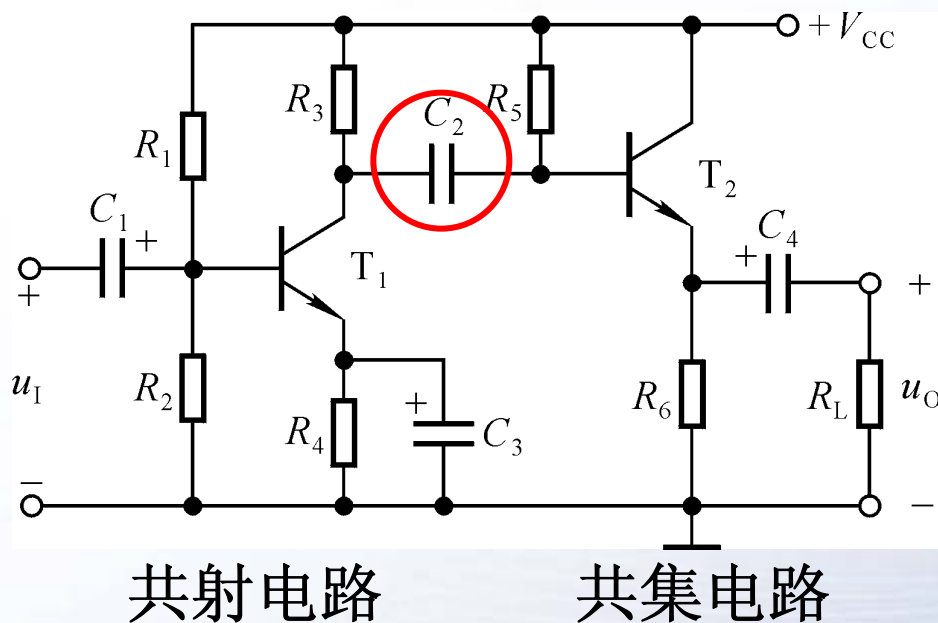
$$U_{CQ1} (U_{BQ2}) > U_{BQ1}$$

$$U_{CQ2} < U_{CQ1}$$

在用NPN型管组成 N 级共射放大电路，由于 $U_{CQi} > U_{BQi}$ ，所以 $U_{CQi} > U_{CQ(i-1)}$ ($i=1 \sim N$)，以致于后级集电极电位接近电源电压， Q 点不合适。



二、阻容耦合

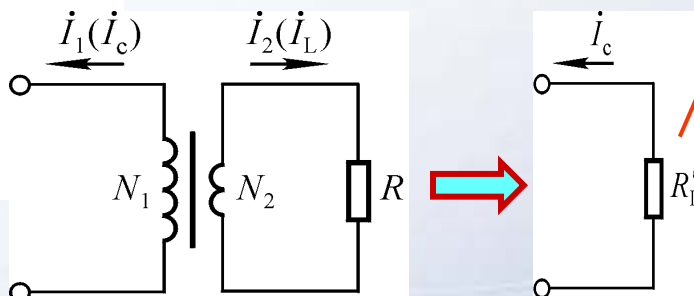
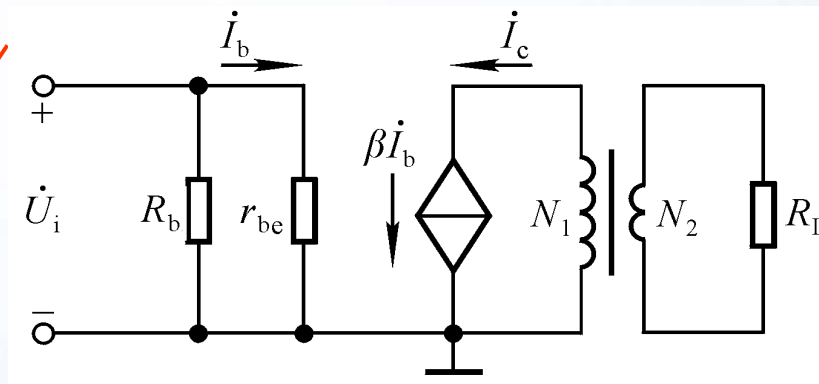
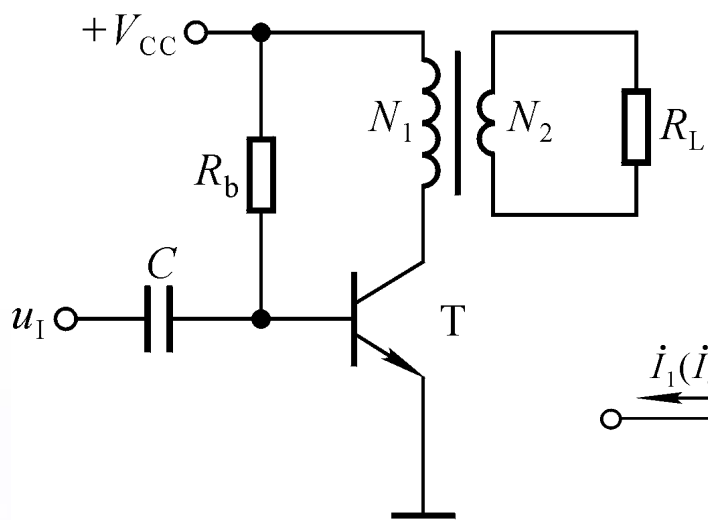


利用电容连接信号源与放大电路、放大电路的前后级、放大电路与负载，为阻容耦合。

有零点漂移吗？

Q 点相互独立。不能放大变化缓慢的信号，低频特性差，不能集成化。

三、变压器耦合



从变压器原边看到的等效电阻

理想变压器情况下，负载上获得的功率等于原边消耗的功率。

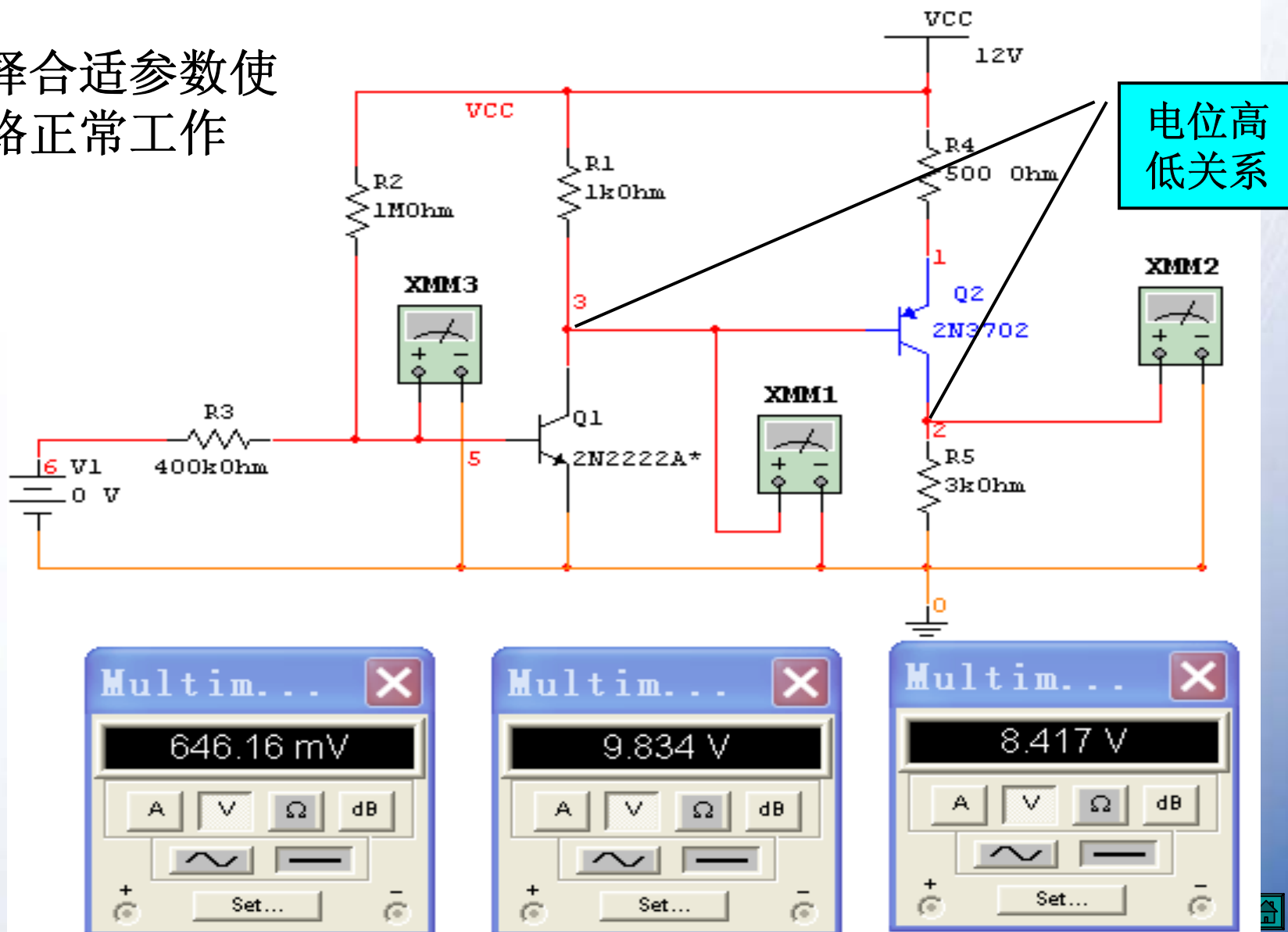
$$P_1 = P_2, \quad I_c^2 R'_L = I_l^2 R_L$$

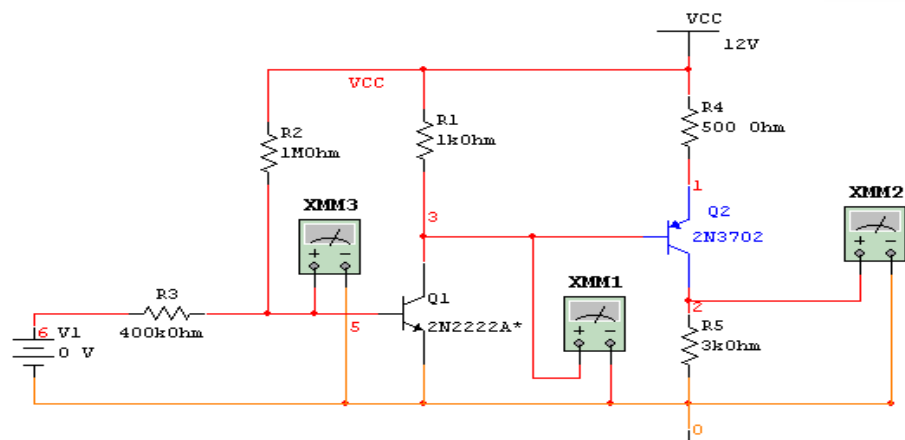
$$R'_L = \frac{I_l^2}{I_c^2} \cdot R_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_L, \quad \text{实现了阻抗变换。}$$



讨论：两级直接耦合放大电路

选择合适参数使
电路正常工作





从Multisim “参数扫描”
结果分析两级放大电路 Q 点的
相互影响。

$R1$ 取何值时 $T2$ 工作在饱和
区？

两级直接耦合放大电路 Device Parameter Sweep:

\$2, r:xr1 resistance=200	62.04060μ	11.55568
\$2, r:xr1 resistance=400	1.10850	11.11594
\$2, r:xr1 resistance=600	3.50805	10.68260
\$2, r:xr1 resistance=800	5.96670	10.25524
\$2, r:xr1 resistance=1000	8.41732	9.83392
\$2, r:xr1 resistance=1200	10.18472	9.49504
\$2, r:xr1 resistance=1400	10.11609	9.38828
\$2, r:xr1 resistance=1600	10.04646	9.30447
\$2, r:xr1 resistance=1800	9.98646	9.23613
\$2, r:xr1 resistance=2000	9.93553	9.17919

u_{C2}

u_{C1}

T_2 工作在
放大区





§ 3.2 多级放大电路的动态分析

一、动态参数分析

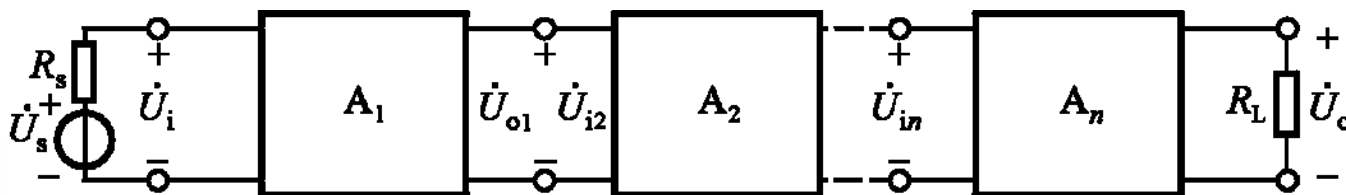
二、分析举例





一、动态参数分析

1. 电压放大倍数



$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_{i2}} \cdots \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{in}} = \prod_{j=1}^n \dot{A}_{uj}$$

2. 输入电阻

$$R_i = R_{i1}$$

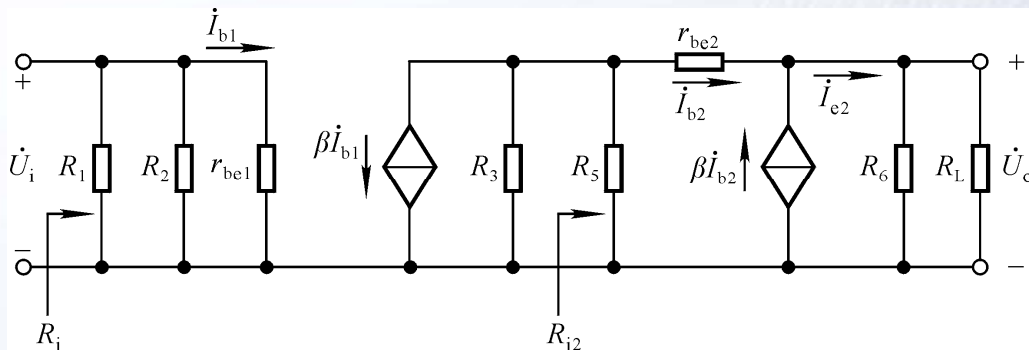
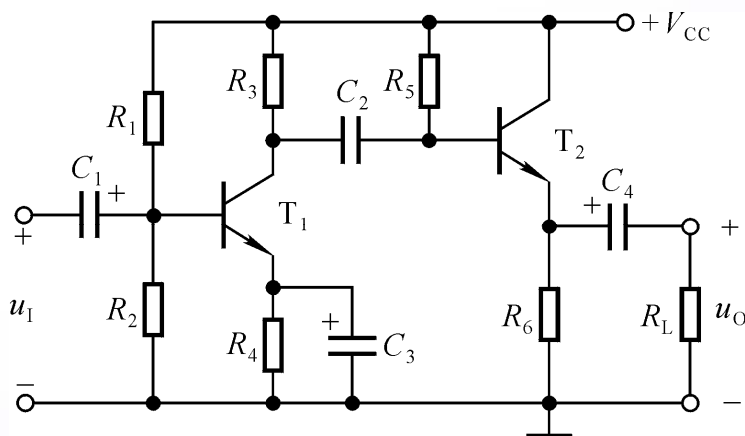
3. 输出电阻

$$R_o = R_{on}$$

对电压放大电路的要求： R_i 大， R_o 小， A_u 的数值大，最大不失真输出电压大。



二、分析举例



$$\dot{A}_{u1} = -\frac{\beta (R_3 // R_{i2})}{r_{be1}}$$

$$\dot{A}_{u2} = \frac{(1 + \beta_2) (R_6 // R_L)}{r_{be2} + (1 + \beta_2) (R_6 // R_L)}$$

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

$$R_{i2} = R_5 // [r_{be2} + (1 + \beta_2) (R_6 // R_L)]$$

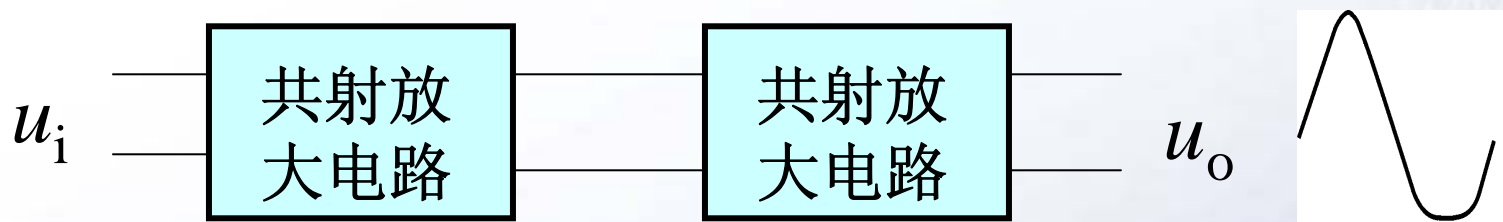
$$R_i = R_1 // R_2 // r_{be1}$$

$$R_o = R_6 // \frac{R_3 // R_5 + r_{be2}}{1 + \beta}$$



讨论一

失真分析：由**NPN**型管组成的两级共射放大电路



饱和失真？截止失真？

首先确定在哪一级出现了失真，再判断是什么失真。

比较 U_{om1} 和 U_{im2} ，则可判断在输入信号逐渐增大时哪一级首先出现失真。

在前级均未出现失真的情况下，多级放大电路的最大不失真电压等于输出级的最大不失真电压。





讨论二：放大电路的选用

1. 按下列要求组成两级放大电路：

注意级联时两级的相互影响！

- ① $R_i = 1 \sim 2k\Omega$, A_u 的数值 ≥ 3000 ;
- ② $R_i \geq 10M\Omega$, A_u 的数值 ≥ 300 ;
- ③ $R_i = 100 \sim 200k\Omega$, A_u 的数值 ≥ 150 ;
- ④ $R_i \geq 10M\Omega$, A_u 的数值 ≥ 10 , $R_o \leq 100\Omega$ 。

①共射、共射；②共源、共射；

③共集、共射；④共源、共集。

2. 若测得三个单管放大电路的输入电阻、输出电阻和空载电压放大倍数，则如何求解它们连接后的三级放大电路的电压放大倍数？



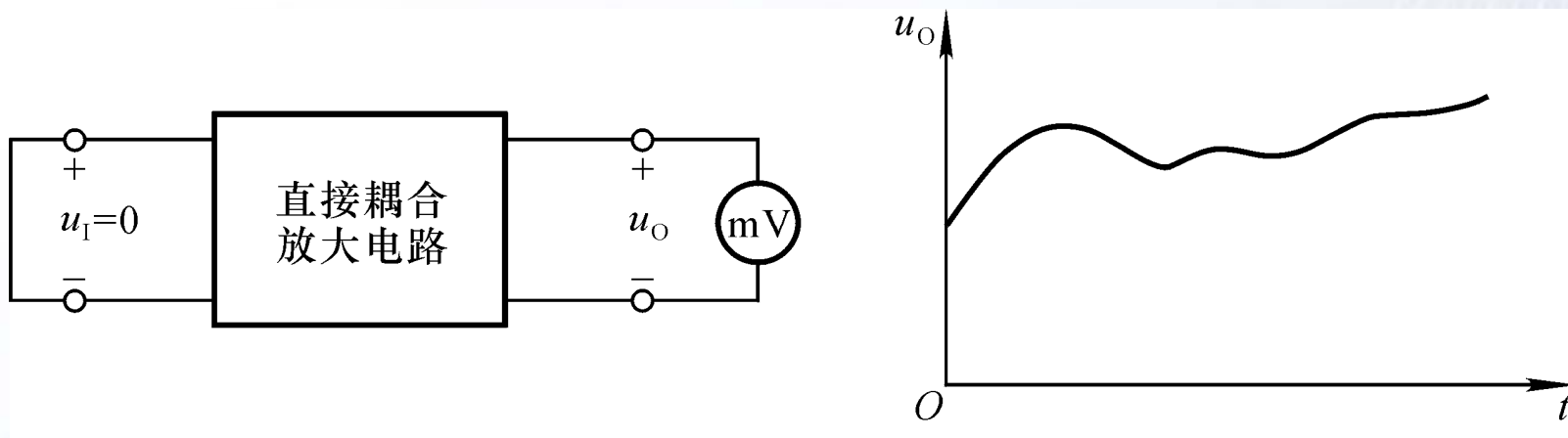
§ 3.3 差分放大电路

- 一、零点漂移现象及其产生的原因
- 二、长尾式差分放大电路的组成
- 三、长尾式差分放大电路的分析
- 四、差分放大电路的四种接法
- 五、具有恒流源的差分放大电路
- 六、差分放大电路的改进



一、零点漂移现象及其产生的原因

1. 什么是零点漂移现象： $\Delta u_I = 0$ ， $\Delta u_O \neq 0$ 的现象。



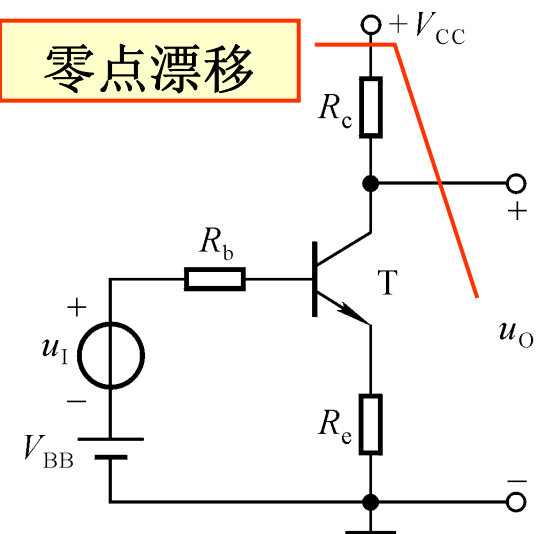
产生原因：温度变化，直流电源波动，元器件老化。其中晶体管的特性对温度敏感是主要原因，故也称零漂为温漂。

克服温漂的方法：引入直流负反馈，温度补偿。

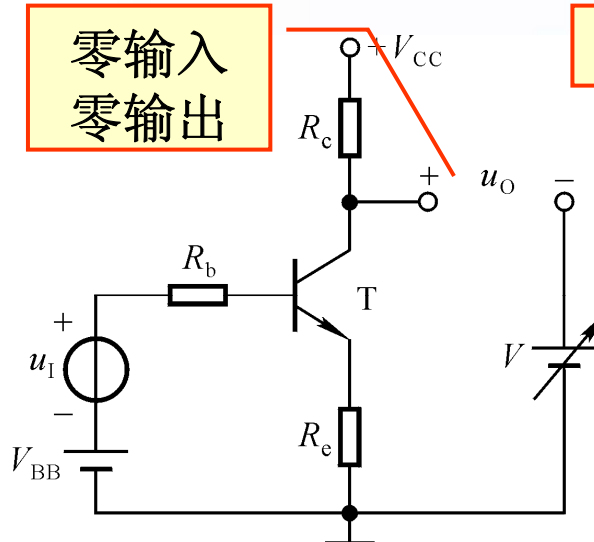
典型电路：差分放大电路

二、长尾式差分放大电路的组成

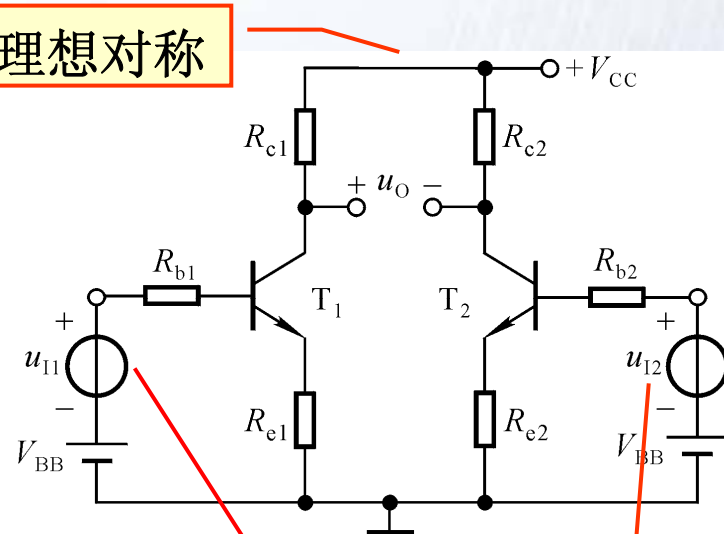
零点漂移



零输入
零输出

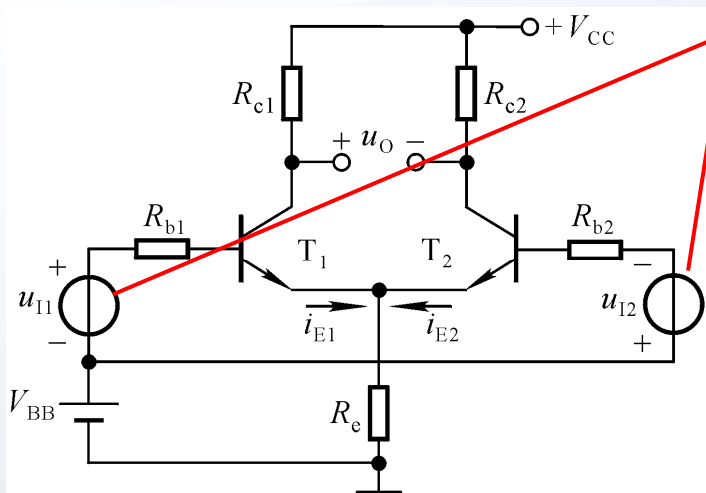


理想对称



信号特点？
能否放大？

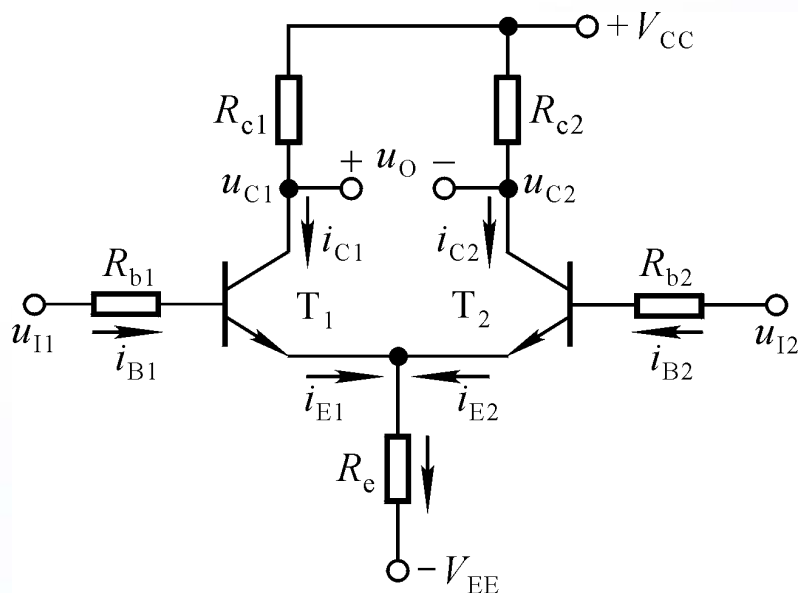
信号特点？ 能否放大？



共模信号：大小相等，极性相同。

差模信号：大小相等，极性相反。

典型电路



$$I_{BQ1} = I_{BQ2} = I_{BQ}$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = I_{CQ}$$

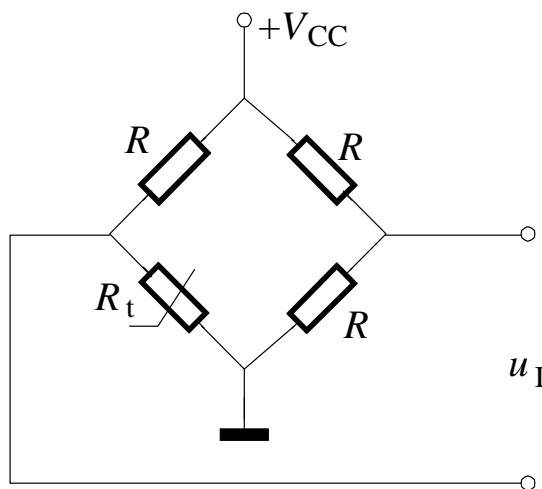
$$I_{EQ1} = I_{EQ2} = I_{EQ}$$

$$U_{CQ1} = U_{CQ2} = U_{CQ}$$

$$u_O = U_{CQ1} - U_{CQ2} = 0$$

在理想对称的情况下：

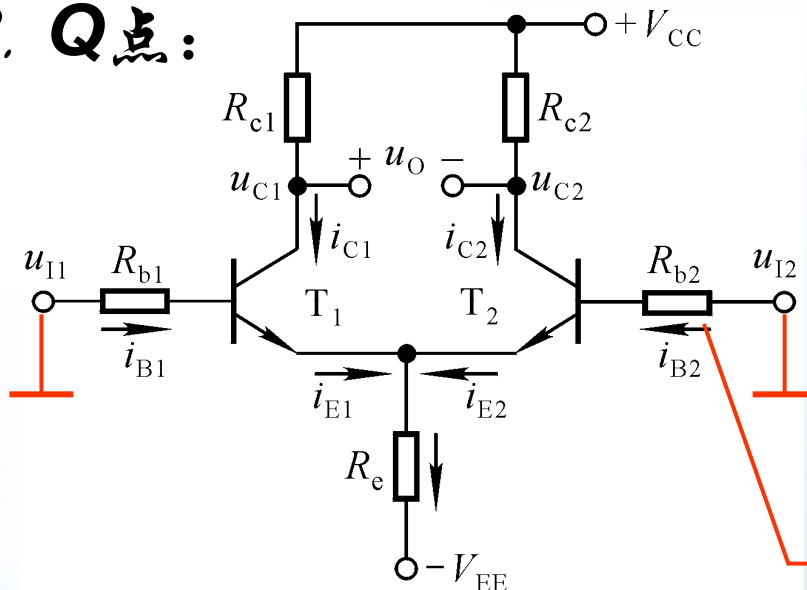
1. 克服零点漂移；
2. 零输入零输出；
3. 抑制共模信号；
4. 放大差模信号。





三、长尾式差分放大电路的分析

1. Q点:



$$I_{BQ1} = I_{BQ2} = I_{BQ}$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = I_{CQ}$$

$$I_{EQ1} = I_{EQ2} = I_{EQ}$$

$$U_{CQ1} = U_{CQ2} = U_{CQ}$$

$$u_O = U_{CQ1} - U_{CQ2} = 0$$

R_b 是必要的吗?

晶体管输入回路方程: $V_{EE} = I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ}R_e$

通常, R_b 较小, 且 I_{BQ} 很小, 故

$$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta}$$

$$U_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}R_c + U_{BEQ}$$

选合适的 V_{EE} 和 R_e 就可得合适的 Q



2. 抑制共模信号

共模信号：数值相等、极性相同的输入信号，即

$$u_{I1} = u_{I2} = u_{Ic}$$

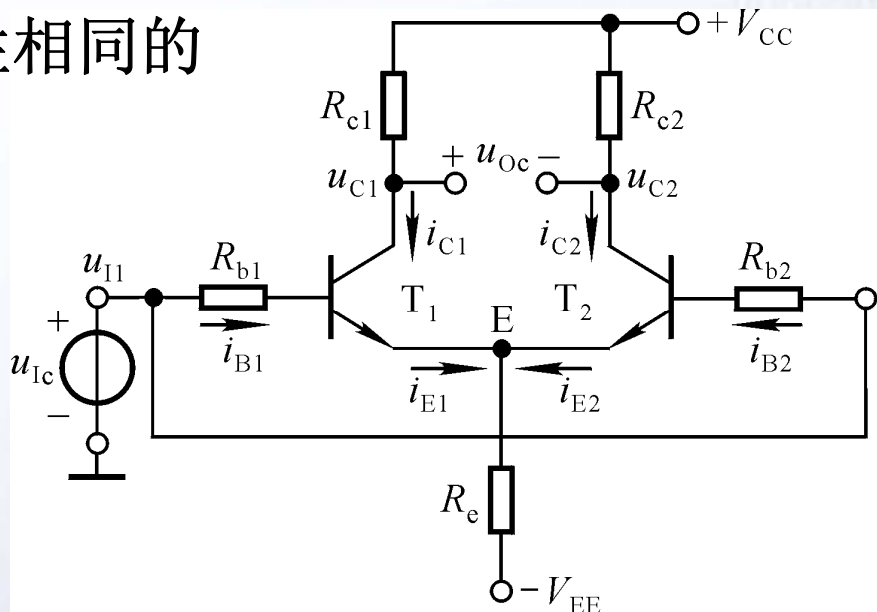
$$\Delta i_{B1} = \Delta i_{B2}$$

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

$$\Delta u_{C1} = \Delta u_{C2}$$

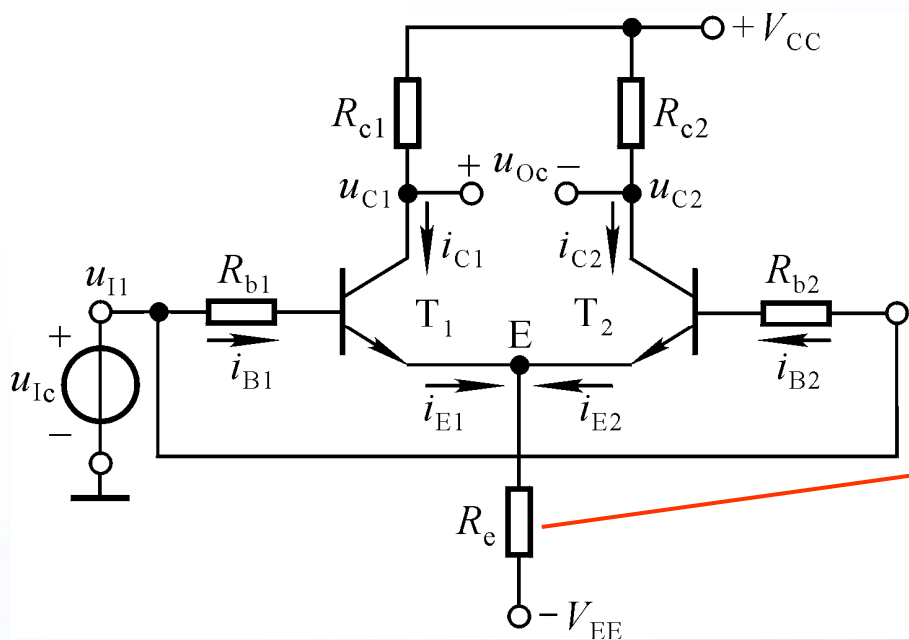
$$u_O = u_{C1} - u_{C2} = (u_{CQ1} + \Delta u_{C1}) - (u_{CQ2} + \Delta u_{C2}) = 0$$

$$\text{共模放大倍数 } A_c = \frac{\Delta u_{Oc}}{\Delta u_{Ic}}, \text{ 参数理想对称时 } A_c = 0$$





2. 抑制共模信号： R_e 的共模负反馈作用



$$\text{共模放大倍数 } A_c = \frac{\Delta u_{Oc}}{\Delta u_{Ic}}$$

$$\text{参数理想对称时 } A_c = 0$$

对于每一边电路， $R_e = ?$

R_e 的共模负反馈作用：温度变化所引起的变化等效为共模信号

如 $T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow \quad I_{C2} \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \rightarrow I_{B1} \downarrow \quad I_{B2} \downarrow \rightarrow I_{C1} \downarrow \quad I_{C2} \downarrow$

抑制了每只差分管集电极电流、电位的变化。





3. 放大差模信号

差模信号：数值相等，极性相反的输入信号，即

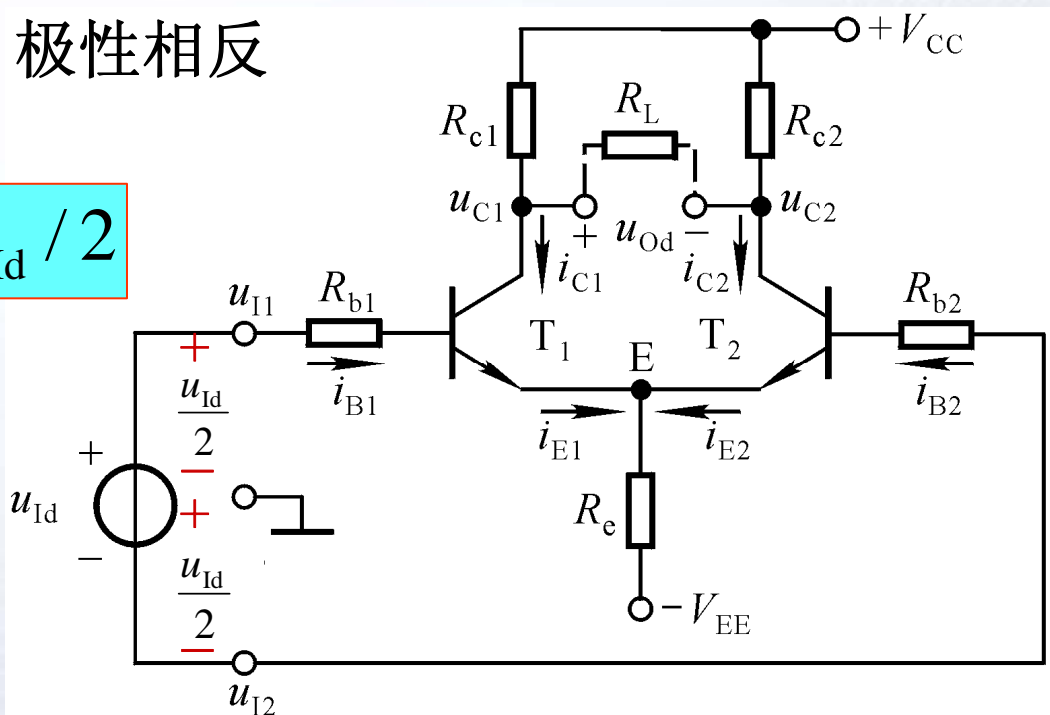
$$u_{I1} = -u_{I2} = u_{Id} / 2$$

$$\Delta i_{B1} = -\Delta i_{B2}$$

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

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

$$\Delta u_O = 2\Delta u_{C1}$$

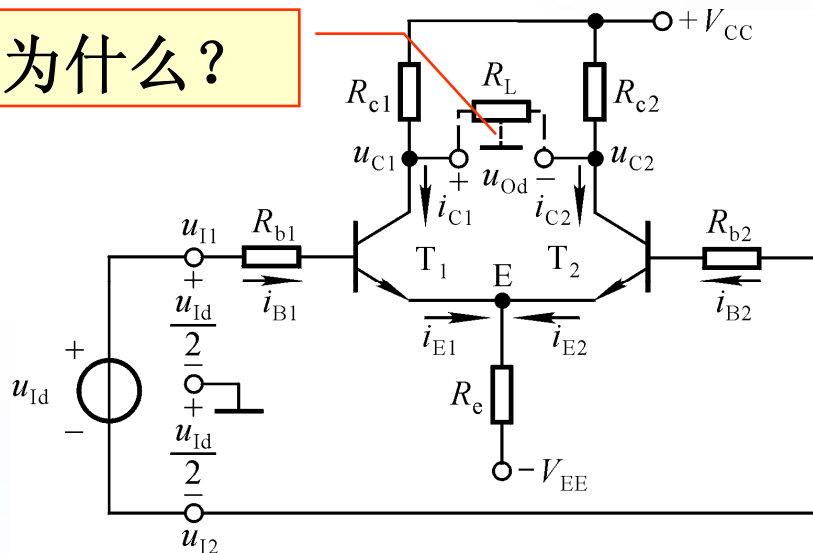


$\Delta i_{E1} = -\Delta i_{E2}$, R_e 中电流不变，即 R_e 对差模信号无反馈作用。



差模信号作用时的动态分析

为什么？

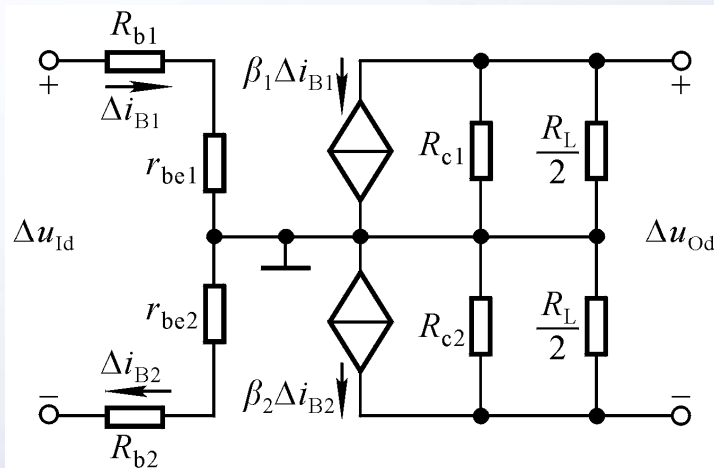


差模放大倍数

$$A_d = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{Id}}$$

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

$$R_i = 2(R_b + r_{be}), \quad R_o = 2R_c$$



$$\Delta u_{Id} = \Delta i_B \cdot 2(R_b + r_{be})$$

$$\Delta u_{Od} = -\Delta i_C \cdot 2(R_c // \frac{R_L}{2})$$





4. 动态参数: A_d 、 R_i 、 R_o 、 A_c 、 K_{CMR}

共模抑制比 K_{CMR} : 综合考察差分放大电路放大差模信号的能力和抑制共模信号的能力。

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

在参数理想对称的情况下, $K_{CMR} = \infty$ 。

在实际应用时, 信号源需要有“接地”点, 以避免干扰; 或负载需要有“接地”点, 以安全工作。

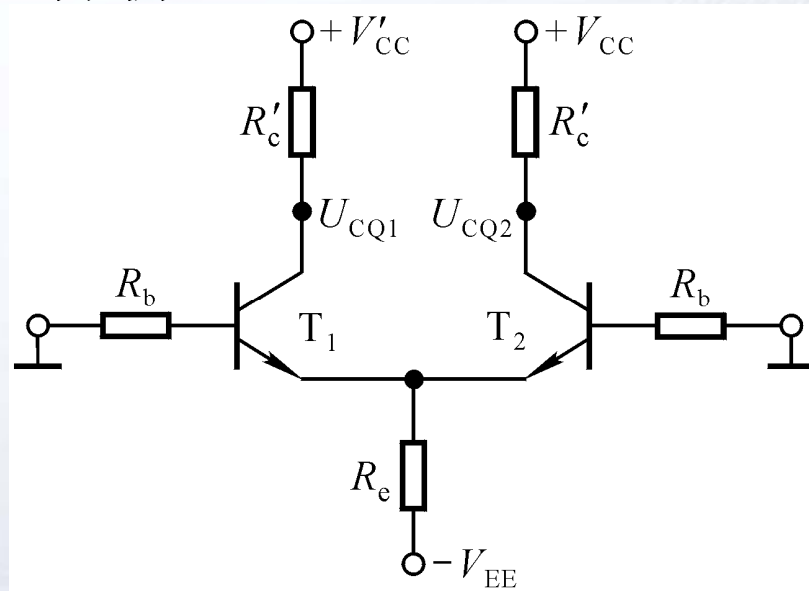
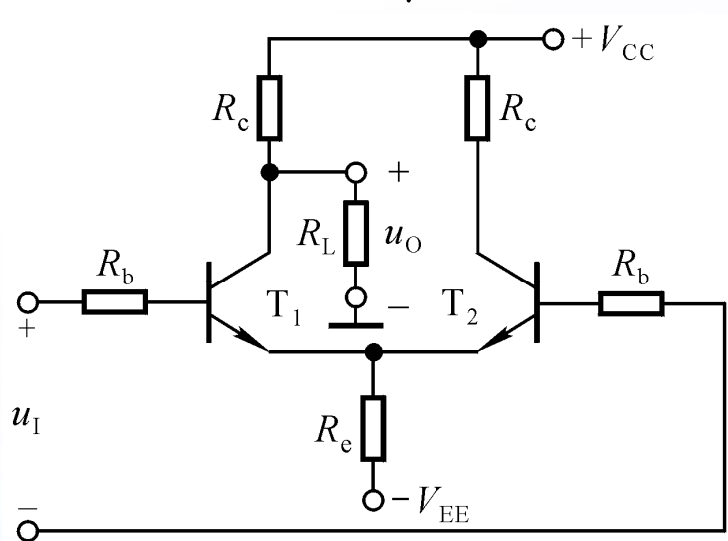
根据信号源和负载的接地情况, 差分放大电路有四种接法: 双端输入双端输出、双端输入单端输出、单端输入双端输出、单端输入单端输出。





四、差分放大电路的四种接法

1. 双端输入单端输出：Q点分析

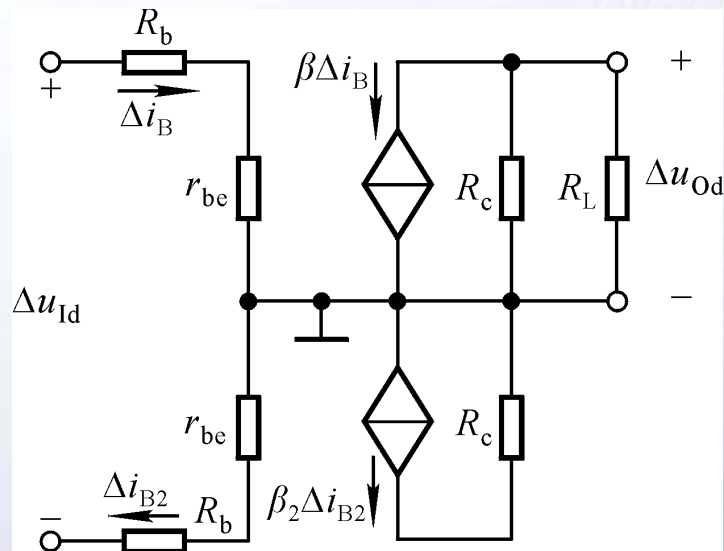
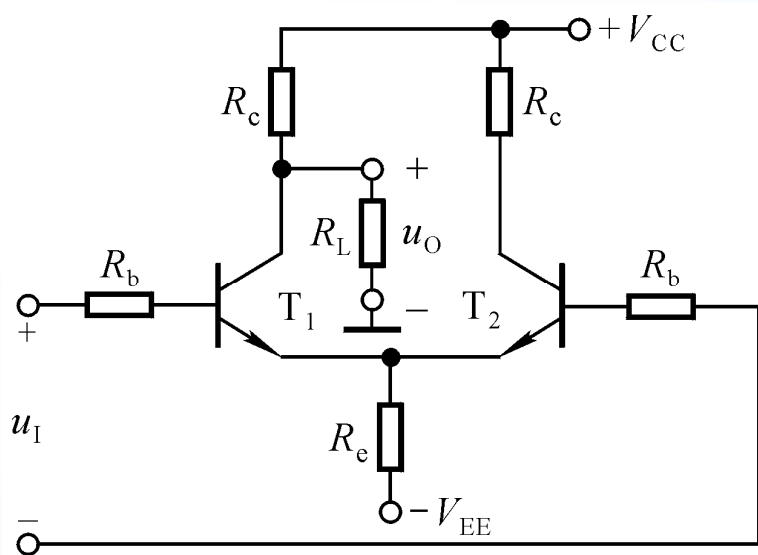


由于输入回路没有变化，所以 I_{EQ} 、 I_{BQ} 、 I_{CQ} 与双端输出时一样。但是 $U_{CEQ1} \neq U_{CEQ2}$ 。

$$U_{CQ1} = \frac{R_L}{R_c + R_L} \cdot V_{CC} - I_{CQ} (R_c \parallel R_L)$$
$$U_{CQ2} = V_{CC} - I_{CQ} R_c$$



1. 双端输入单端输出：差模信号作用下的分析



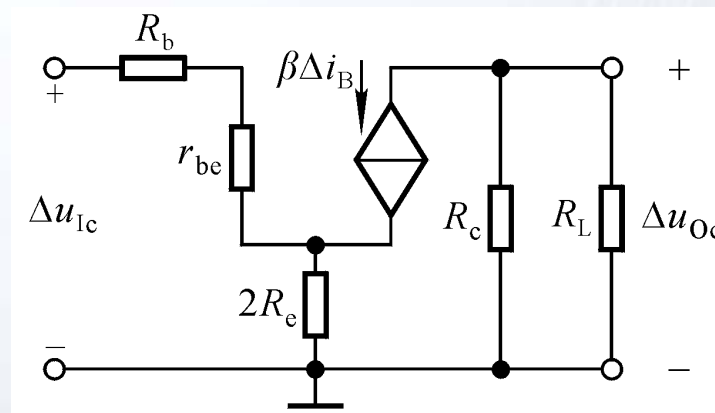
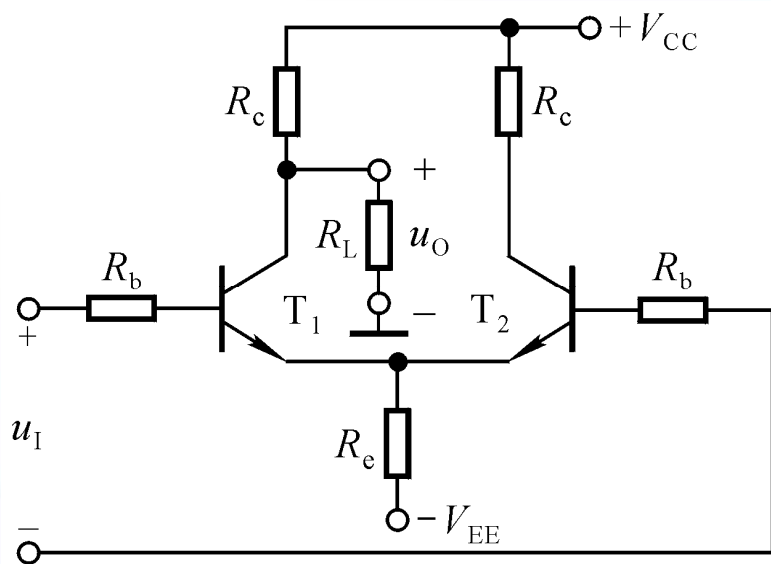
$$A_d = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\beta (R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$$

$$R_i = 2(R_b + r_{be}), \quad R_o = R_c$$





1. 双端输入单端输出：共模信号作用下的分析



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

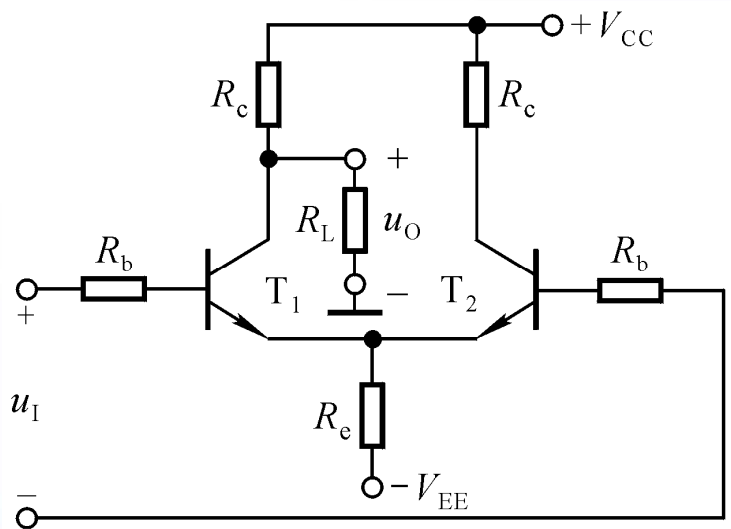
$$A_c = -\frac{\beta (R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}$$

$$K_{CMR} = \frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}{R_b + r_{be}}$$





1. 双端输入单端输出：问题讨论



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

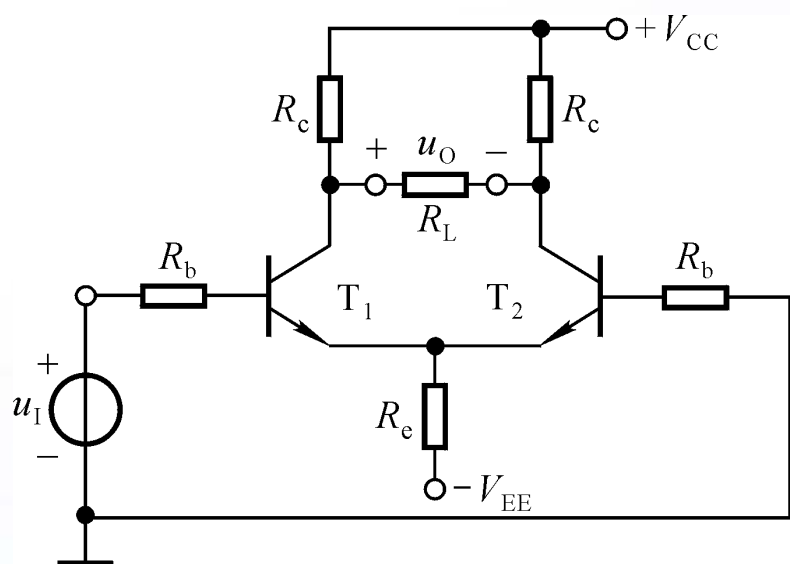
$$K_{CMR} = \frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}{R_b + r_{be}}$$

$$R_i = 2(R_b + r_{be}), \quad R_o = R_c$$

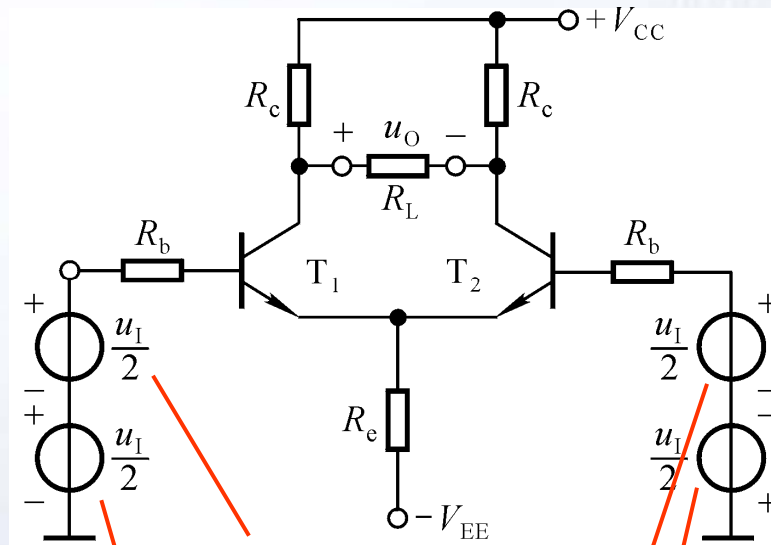
- (1) T_2 的 R_c 可以短路吗？
- (2) 什么情况下 A_d 为“+”？
- (3) 双端输出时的 A_d 是单端输出时的2倍吗？



2. 单端输入双端输出



在输入信号作用下发射极的电位变化吗？说明什么？



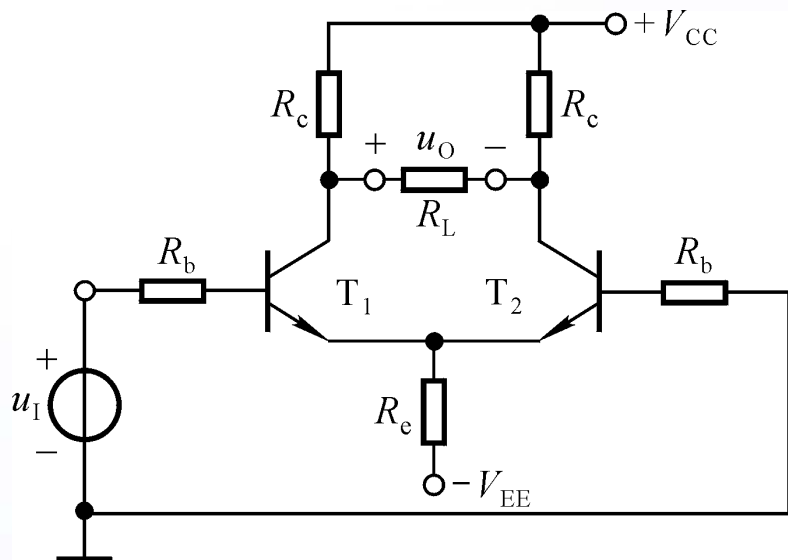
共模输入电压

差模输入电压

输入差模信号的同时总是伴随着共模信号输入：

$$u_{Id} = u_I, \quad u_{Ic} = u_I / 2$$

2. 单端输入双端输出



问题讨论：

(1) U_{OQ} 产生的原因？

(2) 如何减小共模输出电压？

测试：

$$u_O = A_d \cdot u_I + A_c \cdot \frac{u_I}{2} + U_{OQ}$$

静态时的值

差模输出

共模输出



3. 四种接法的比较：电路参数理想对称条件下

输入方式： R_i 均为 $2(R_b + r_{be})$ ；双端输入时无共模信号输入，单端输入时有共模信号输入。

输出方式： Q 点、 A_d 、 A_c 、 K_{CMR} 、 R_o 均与之有关。

$$\text{双端输出: } A_d = \frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}$$

$$A_c = 0$$

$$K_{CMR} = \infty$$

$$R_o = 2R_c$$

$$\text{单端输出: } A_d = \frac{\beta(R_c // R_L)}{2(R_b + r_{be})}$$

$$A_c = \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}$$

$$K_{CMR} = \frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}{2(R_b + r_{be})}$$

$$R_o = R_c$$



五、具有恒流源的差分放大电路

R_e 越大，每一边的漂移越小，共模负反馈越强，单端输出时的 A_c 越小， K_{CMR} 越大，差分放大电路的性能越好。

但为使静态电流不变， R_e 越大， V_{EE} 越大，以至于 R_e 太大就不合理了。

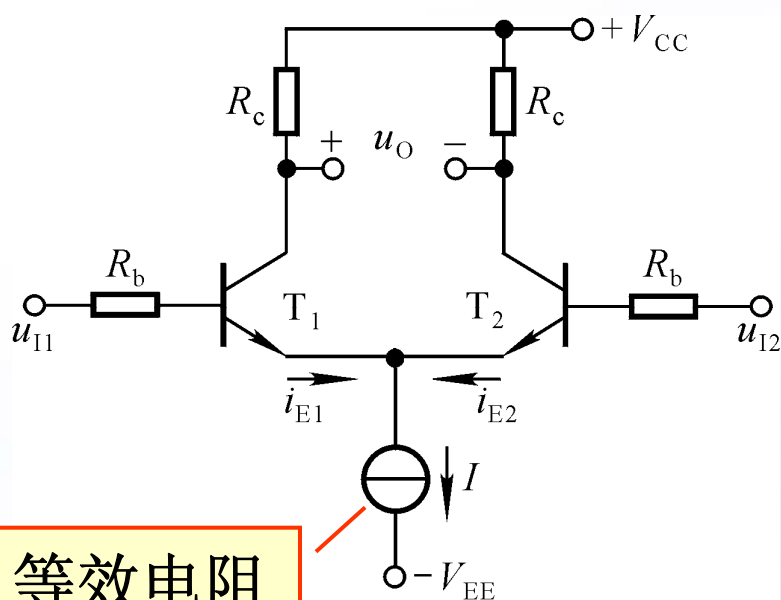
需在低电源条件下，设置合适的 I_{EQ} ，并得到趋于无穷大的 R_e 。

解决方法：采用电流源取代 R_e ！

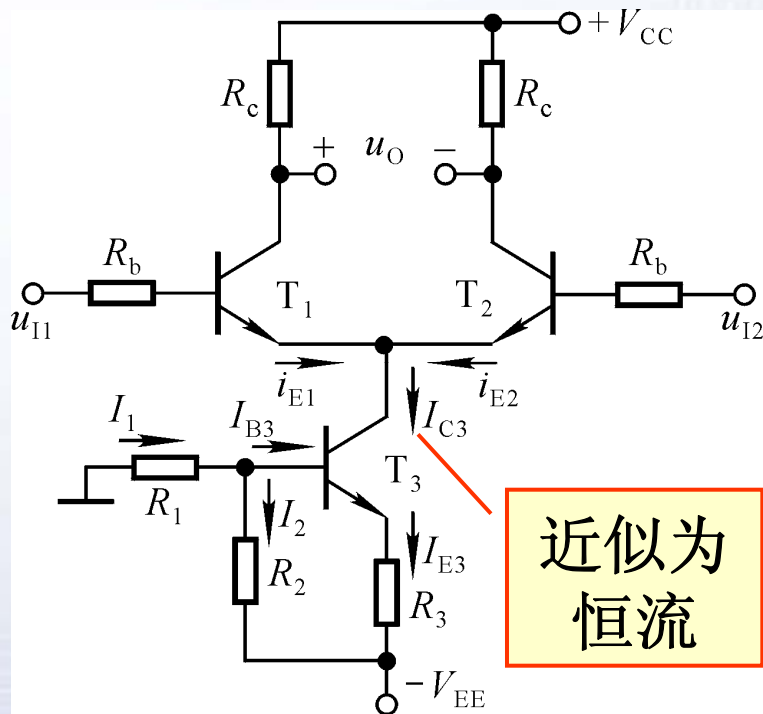




具有恒流源差分放大电路的组成



等效电阻
为无穷大



近似为
恒流

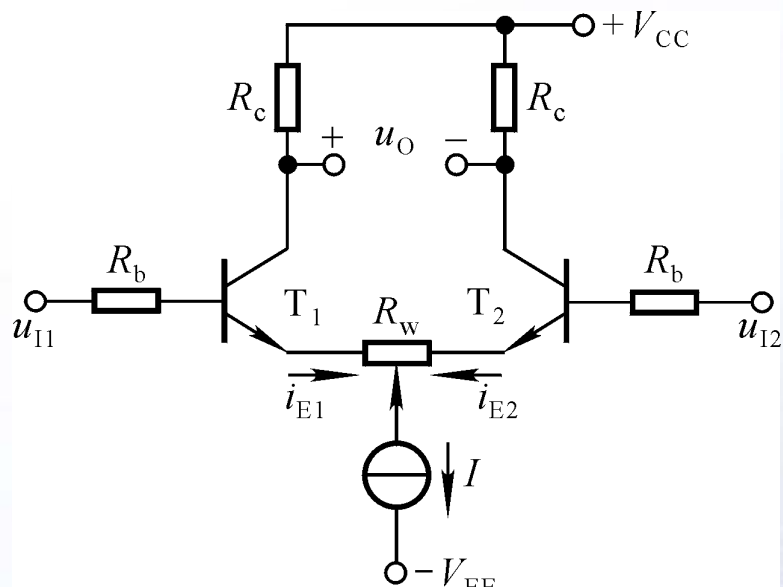
$$I_2 \gg I_{B3}, \quad I_{E3} \approx \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{EE} - U_{BEQ}}{R_3}$$





六、差分放大电路的改进

1. 加调零电位器 R_W



- 1) R_W 取值应大些？还是小些？
- 2) R_W 对动态参数的影响？
- 3) 若 R_W 滑动端在中点，写出 A_d 、 R_i 的表达式。

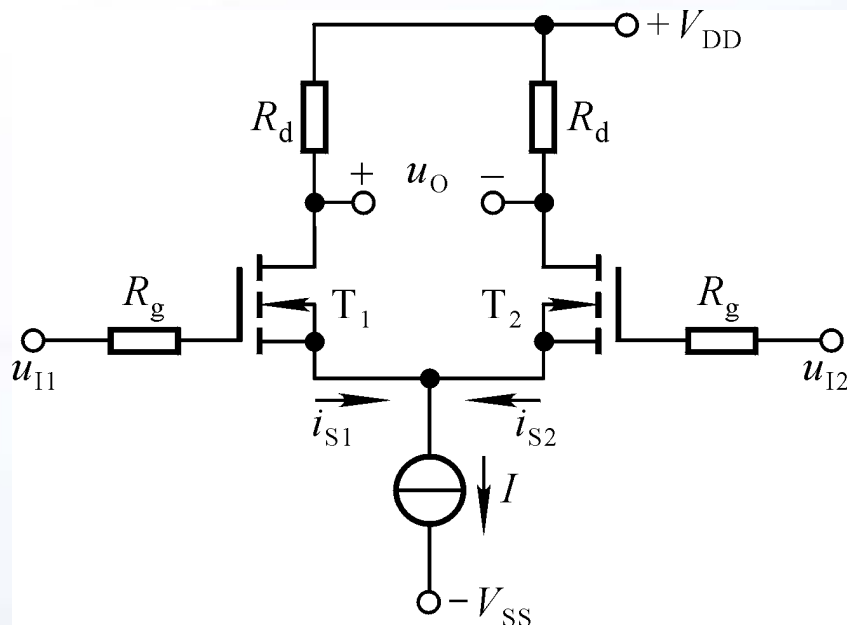
$$A_d = - \frac{\beta R_c}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_W}{2}}$$

$$R_i = 2(R_b + r_{be}) + (1 + \beta)R_W$$





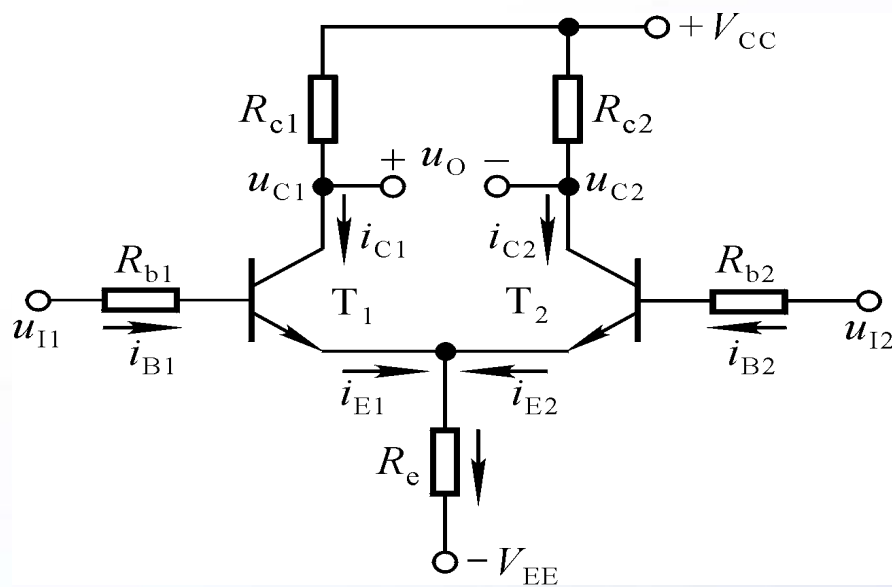
2. 场效应管差分放大电路



$$A_d = -g_m R_d, R_i = \infty, R_o = 2R_d$$



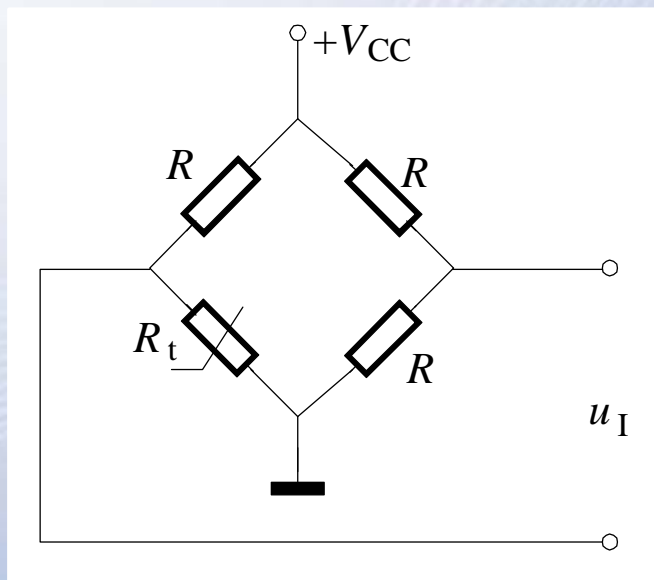
讨论一



若 $u_{I1}=10\text{mV}$, $u_{I2}=5\text{mV}$, 则
 $u_{Id}=?$ $u_{Ic}=?$

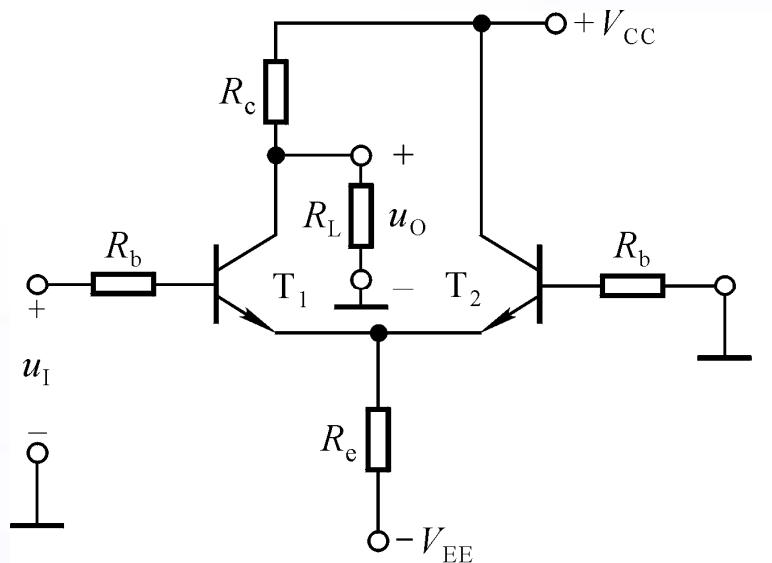
$u_{Id}=5\text{mV}$, $u_{Ic}=7.5\text{mV}$

若将电桥的输出作为差放的输入，则其共模信号约为多少？如何设置Q点时如何考虑？





讨论二



- 1、 $u_I=10\text{mV}$ ，则 $u_{Id}=?$ $u_{Ic}=?$
- 2、若 $A_d=-10^2$ 、 $K_{\text{CMR}}=10^3$
用直流表测 u_O ， $u_O=?$

$$u_{Id}=10\text{mV} , \quad u_{Ic}=5\text{mV}$$

$$u_O = A_d u_{Id} + A_c u_{Ic} + U_{\text{CQ1}}$$

=?

=?

=?





§ 3.4 互补输出级

- 一、对输出级的要求
- 二、基本电路
- 三、消除交越失真的互补输出级
- 四、准互补输出级





一、对输出级的要求

互补输出级是直接耦合的功率放大电路。

对输出级的要求：带负载能力强；直流功耗小；负载电阻上无直流功耗；最大不失真输出电压最大。

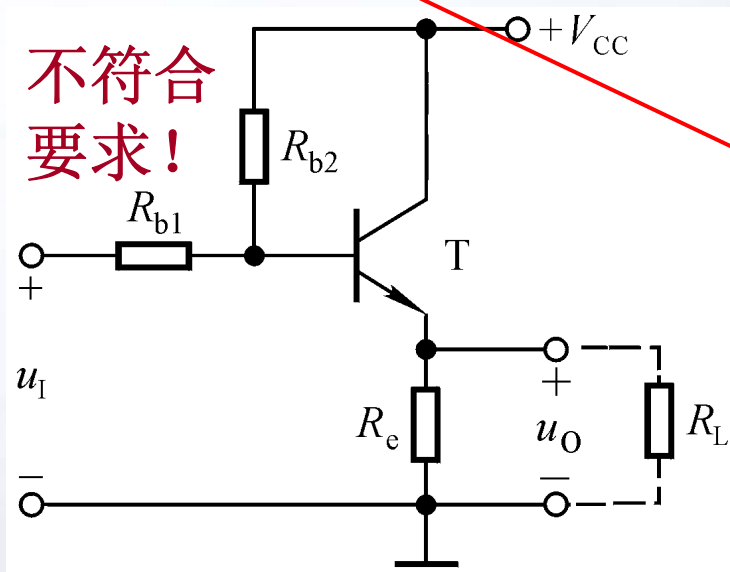
射极输出形式

静态工作电流小

输入为零时输出为零

双电源供电时 U_{om} 的峰值接近电源电压。

单电源供电 U_{om} 的峰值接近二分之一电源电压。

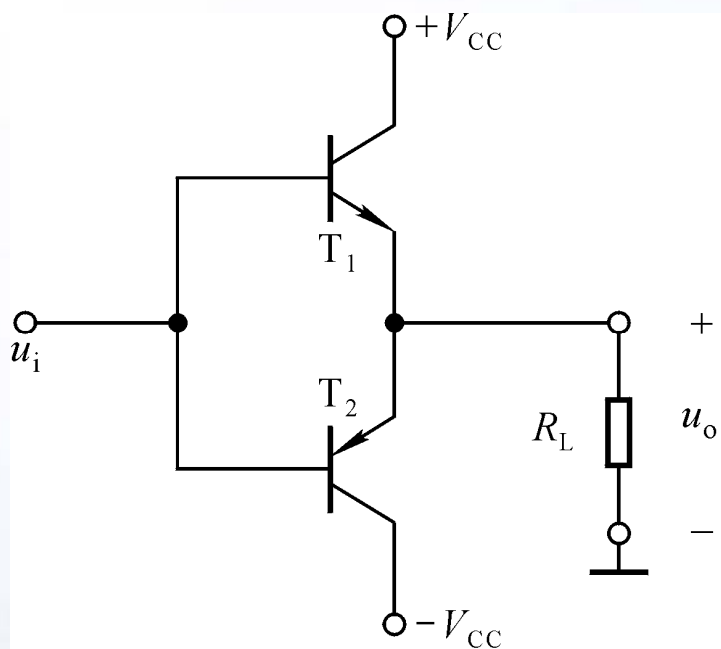




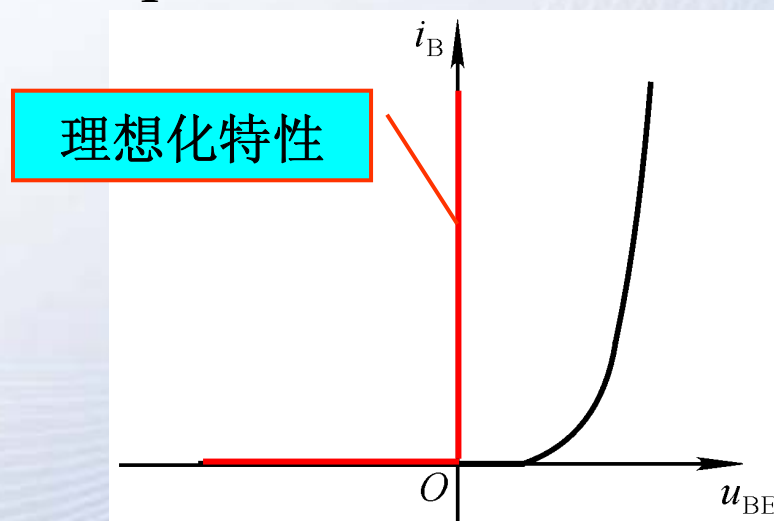
二、基本电路

1. 特征： T_1 、 T_2 特性理想对称。

2. 静态分析



T_1 的输入特性

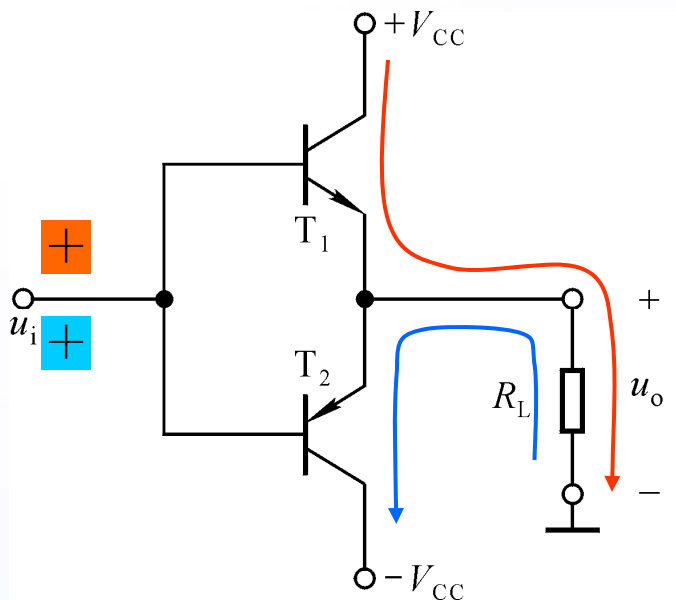


静态时 T_1 、 T_2 均截止， $U_B = U_E = 0$





3. 动态分析



u_i 正半周, 电流通路为
 $+V_{CC} \rightarrow T_1 \rightarrow R_L \rightarrow \text{地}$,

$$u_o = u_i$$

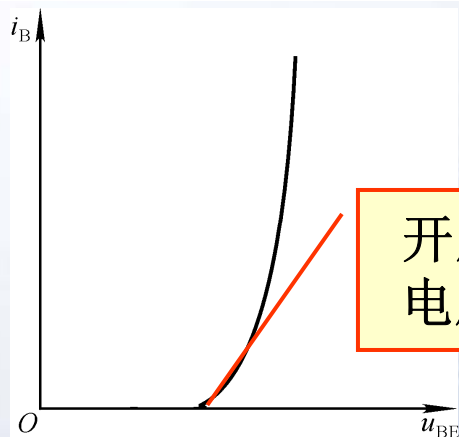
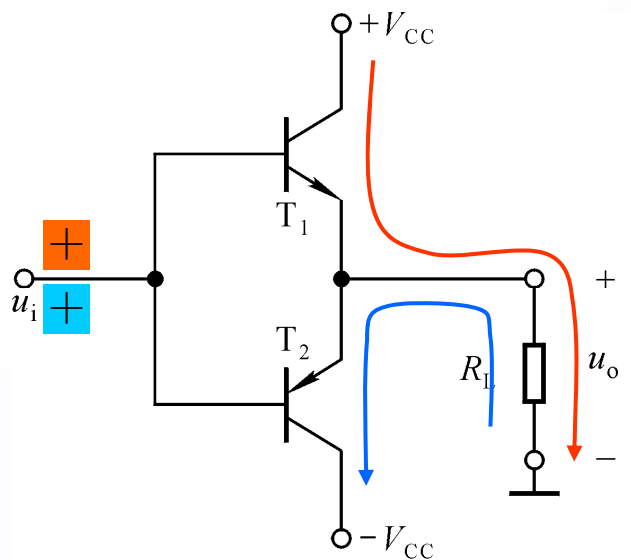
u_i 负半周, 电流通路为
 $\text{地} \rightarrow R_L \rightarrow T_2 \rightarrow -V_{CC}$,

$$u_o = u_i$$

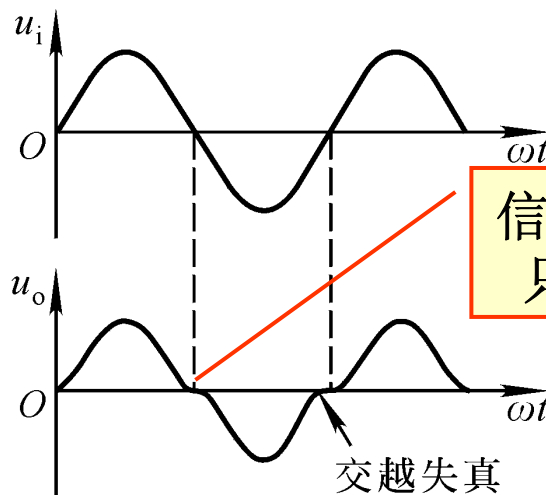
两只管子交替工作, 两路电源交替供电, 双向跟随。



4. 交越失真



开启
电压



信号在零附近两
只管子均截止

交越失真

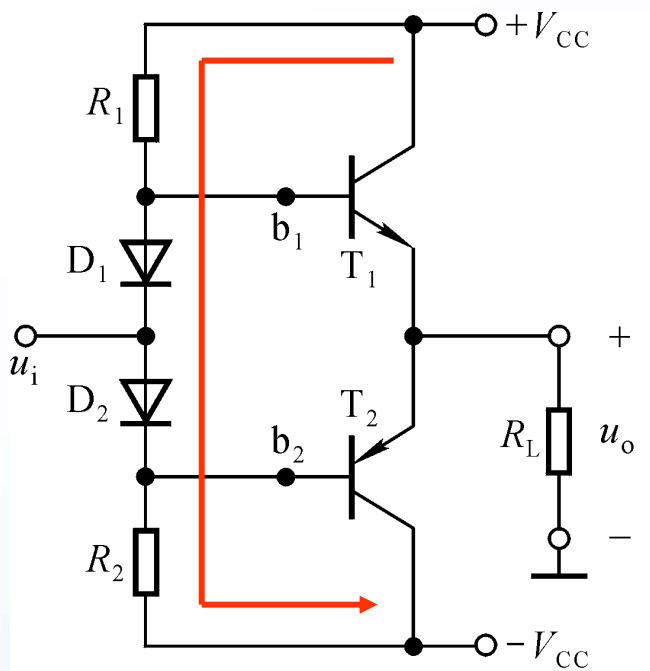
消除失真的方法：
设置合适的静态工作点。

- ① 静态时 T_1 、 T_2 处于临界导通状态，有信号时至少有一只导通；
- ② 偏置电路对动态性能影响要小。



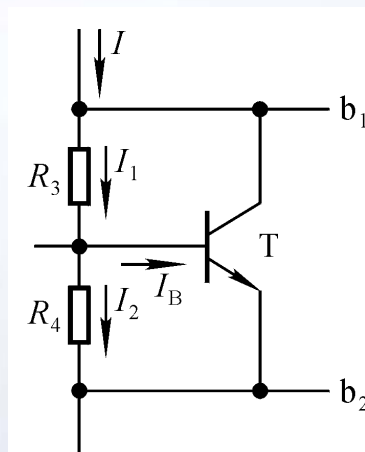


三、消除交越失真的互补输出级



静态: $U_{B1B2} = U_{D1} + U_{D2}$

动态: $u_{b1} \approx u_{b2} \approx u_i$



若 $I_2 \gg I_B$, 则

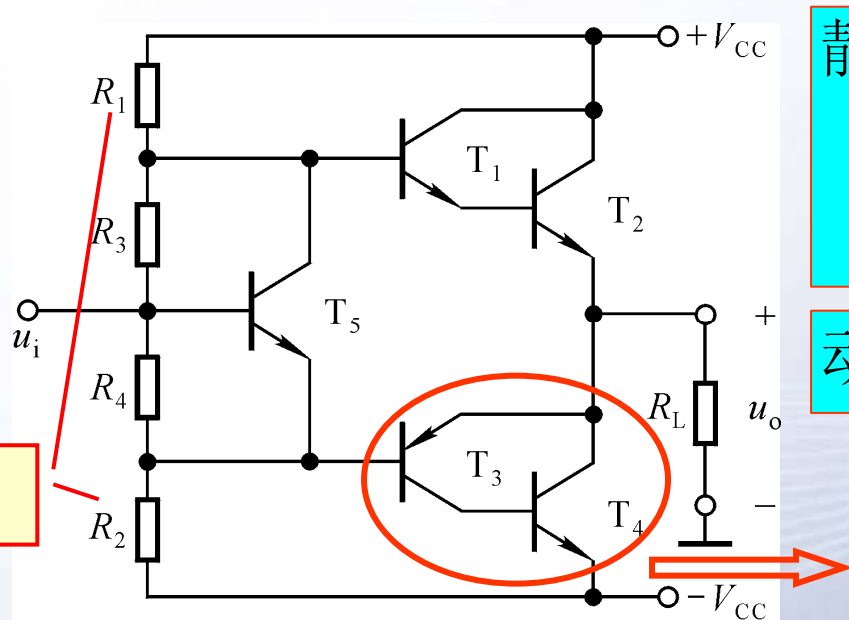
$$U_{B1B2} \approx \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot U_{BE}$$

故称之为 U_{BE} 倍增电路



四、准互补输出级

为保持输出管的良好对称性，输出管应为同类型晶体管。

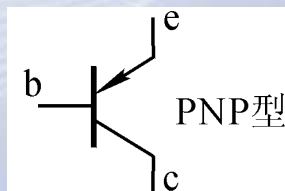


大!

静态时: $U_{BE1} + U_{BE2} + U_{EB3}$

$$\approx (1 + \frac{R_5}{R_4}) U_{BE5}$$

动态时: $u_{b1} \approx u_{b3} \approx u_i$





§ 3.5 直接耦合多级放大电路读图

一、放大电路的读图方法

二、例题





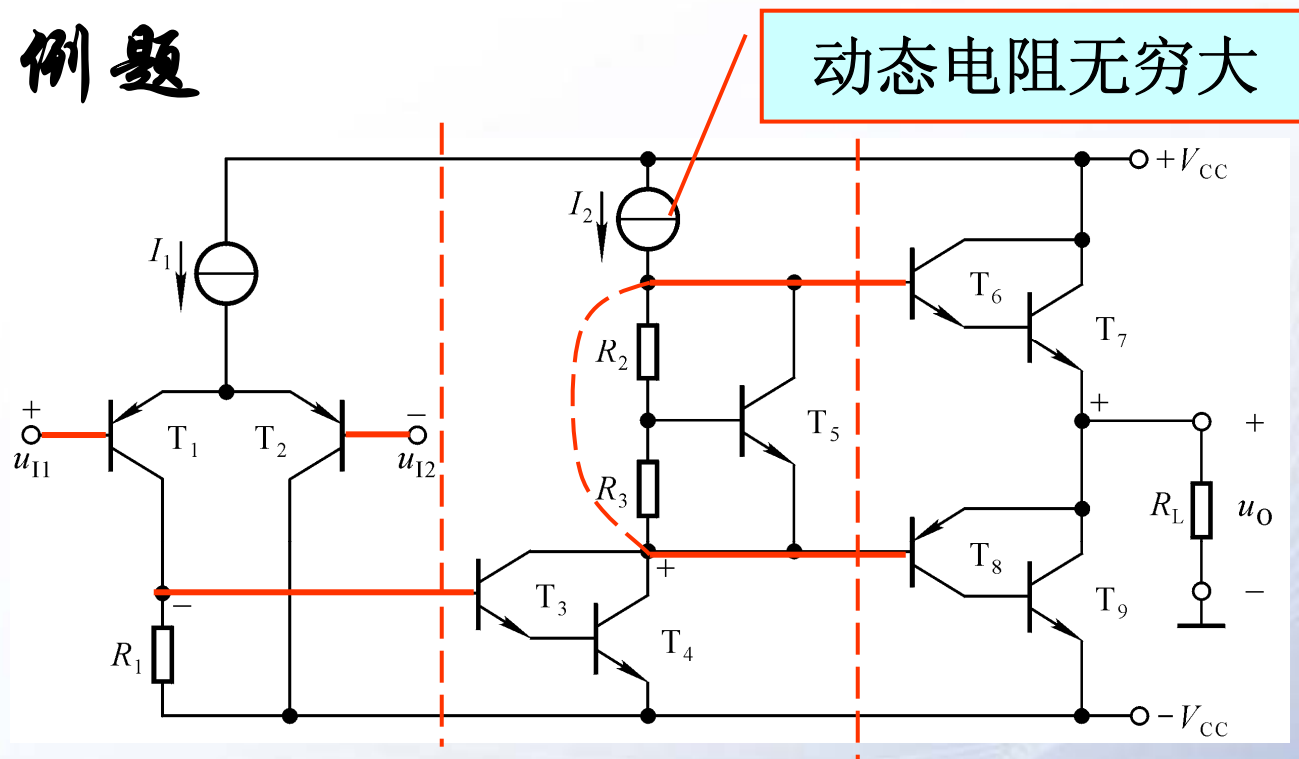
一、放大电路的读图方法

1. **化整为零**: 按信号流通顺序将 N 级放大电路分为 N 个基本放大电路。
2. **识别电路**: 分析每级电路属于哪种基本电路, 有何特点。
3. **统观总体**: 分析整个电路的性能特点。
4. **定量估算**: 必要时需估算主要动态参数。

信号从放大管的哪个极输入? 又从哪个极输出?



二、例题



1. 化整为零，识别电路

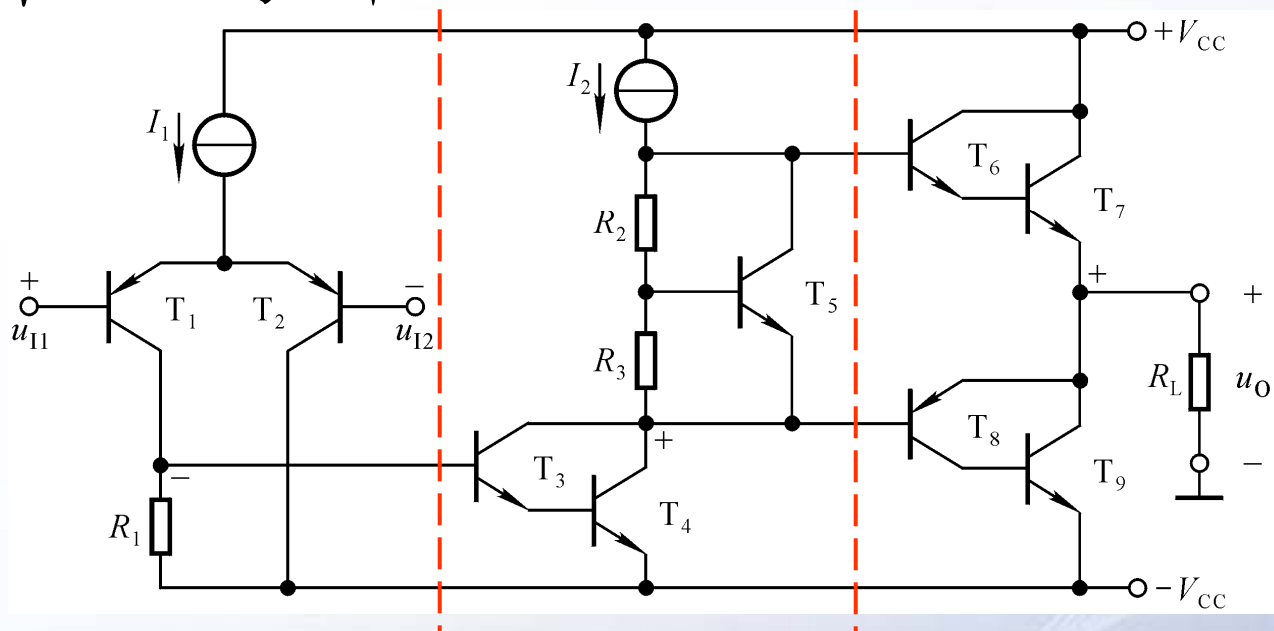
第一级：双端输入单端输出的差放

第二级：以复合管为放大管的共射放大电路

第三级：准互补输出级



2. 基本性能分析



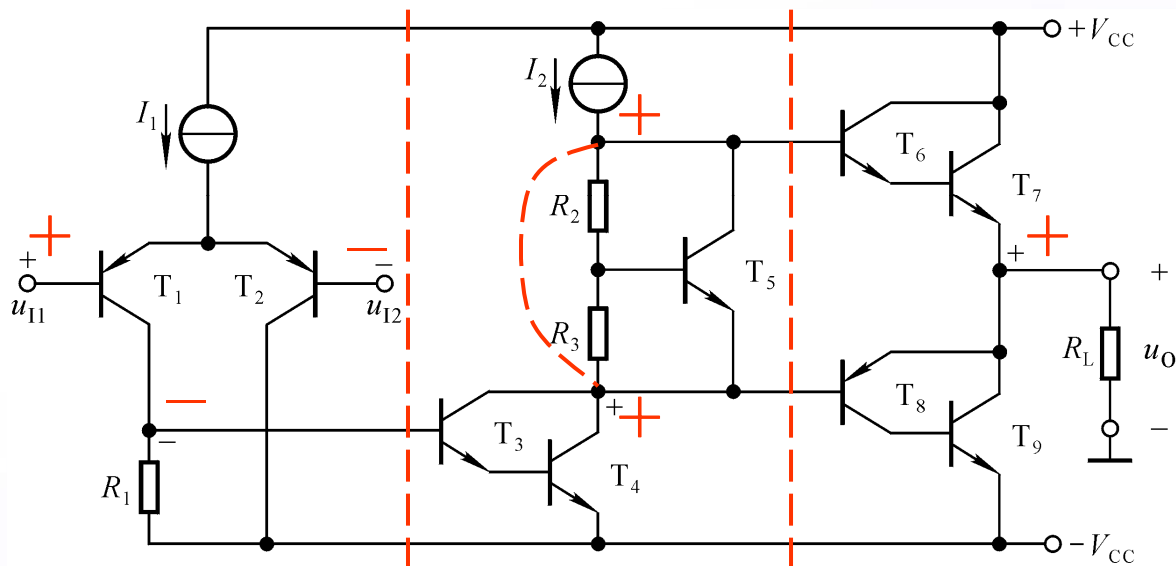
输入电阻为 $2r_{be}$ 、电压放大倍数较大、输出电阻很小、最大不失真输出电压的峰值接近电源电压。

整个电路可等效为一个双端输入单端输出的差分放大电路。

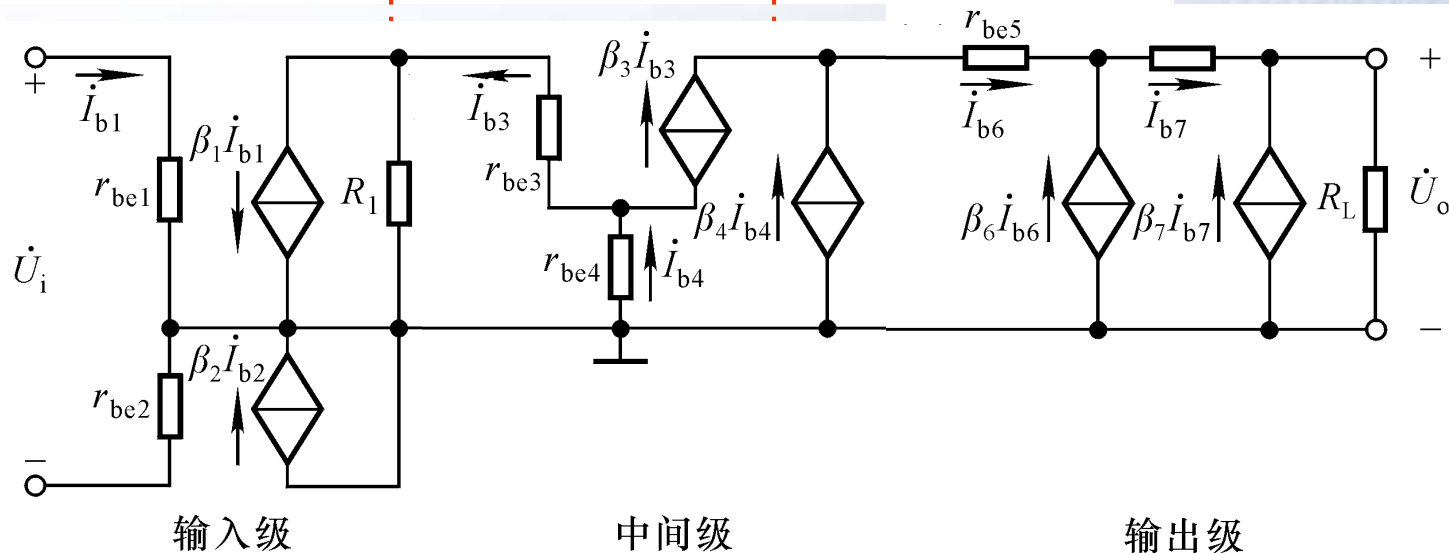





3. 交流等效电路



可估算低频小信号下的电压放大倍数、输入电阻、输出电阻等。



A photograph of a classical building with a red-tiled roof and stone columns. The name '清華大學' (Tsinghua University) is inscribed on the facade above the entrance.

清華大學

第四章 集成运算放大电路



第四章 集成运算放大电路

§ 4.1 概述

§ 4.2 集成运放中的电流源

§ 4.3 集成运放的电路分析及其性能指标





§ 4.1 概述

- 一、集成运放的特点
- 二、集成运放电路的组成
- 三、集成运放的电压传输特性





一、集成运放的特点

集成运算放大电路，简称集成运放，是一个高性能的直接耦合多级放大电路。因首先用于信号的运算，故而得名。

(1) 直接耦合方式，充分利用管子性能良好的一致性采用差分放大电路和电流源电路。

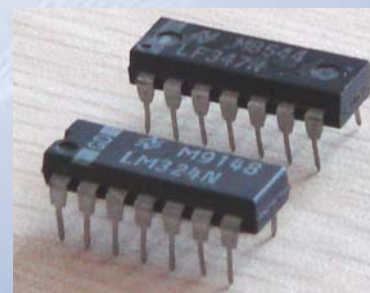
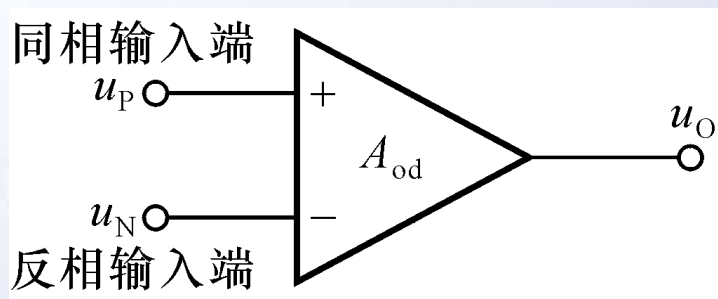
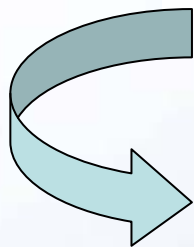
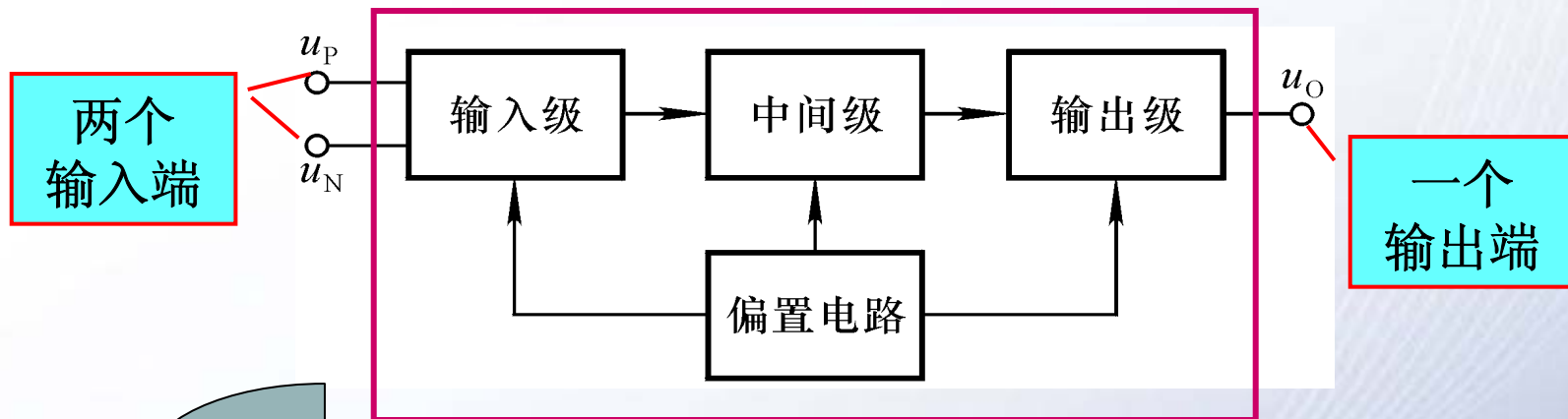
(2) 用复杂电路实现高性能的放大电路，因为电路的复杂化并不带来工艺的复杂性。

(3) 用有源元件替代无源元件，如用晶体管取代难于制作的大电阻。

(4) 采用复合管。



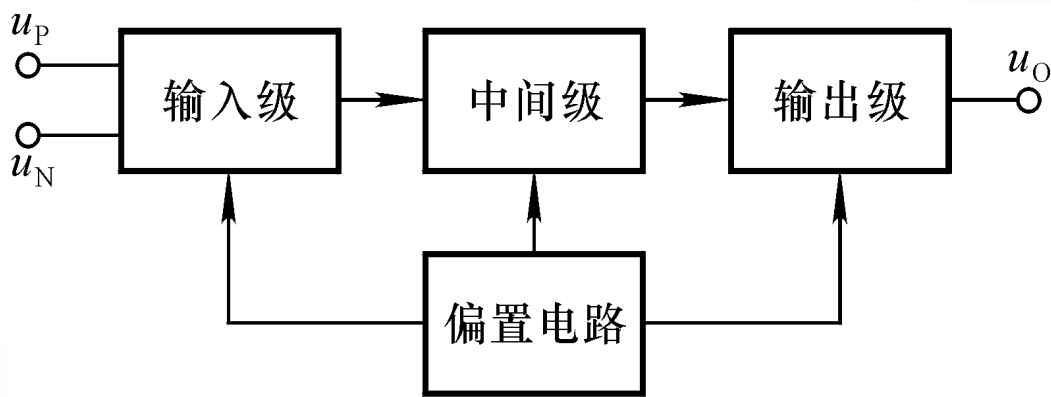
二、集成运放电路的组成



若将集成运放看成为一个“黑盒子”，则可等效为一个双端输入、单端输出的差分放大电路。



集成运放电路四个组成部分的作用



偏置电路：为各级放大电路设置合适的静态工作点。采用电流源电路。

输入级：前置级，多采用差分放大电路。要求 R_i 大， A_d 大， A_c 小，输入端耐压高。

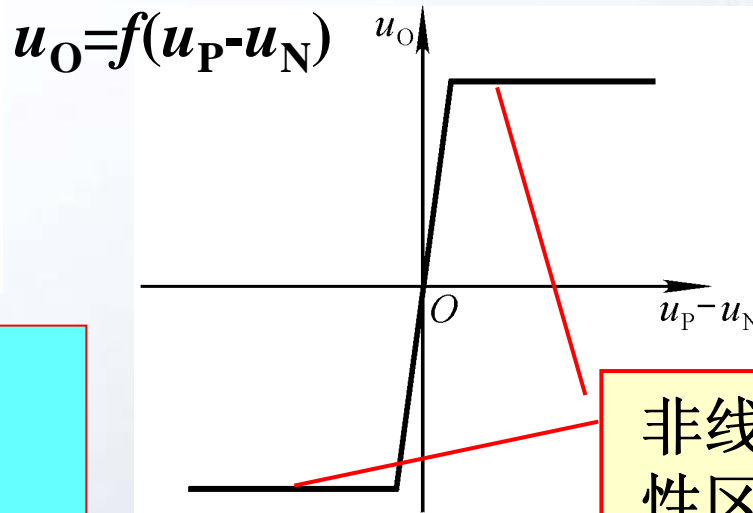
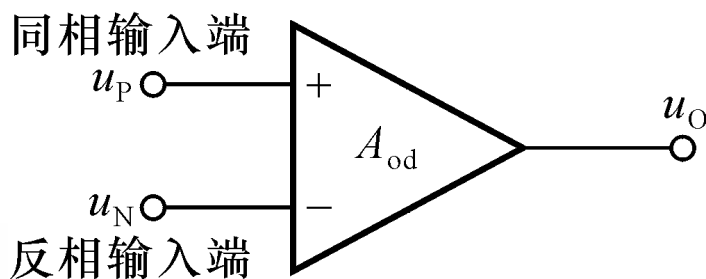
中间级：主放大级，多采用共射放大电路。要求有足够的放大能力。

输出级：功率级，多采用准互补输出级。要求 R_o 小，最大不失真输出电压尽可能大。

几代产品中输入级的变化最大！



三、集成运放的电压传输特性



在线性区：

$$u_O = A_{od}(u_P - u_N)$$

A_{od} 是开环差模放大倍数。

由于 A_{od} 高达几十万倍，所以集成运放工作在线性区时的最大输入电压 $(u_P - u_N)$ 的数值仅为几十~一百多微伏。

$(u_P - u_N)$ 的数值大于一定值时，集成运放的输出不是 $+U_{OM}$ ，就是 $-U_{OM}$ ，即集成运放工作在非线性区。



§ 4.2 集成运放中的电流源

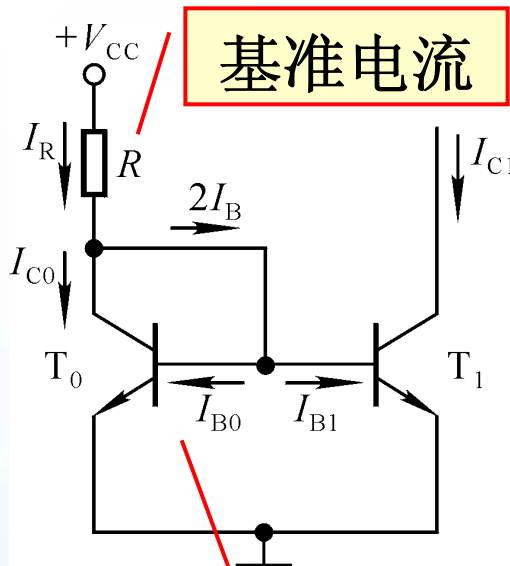
- 一、镜像电流源
- 二、微电流源
- 三、多路电流源
- 四、有源负载



一、镜像电流源

在电流源电路中充分利用集成运放中晶体管性能的一致性。

T_0 和 T_1 特性完全相同。



基准电流

$$I_R = (V_{CC} - U_{BE}) / R$$

$$U_{BE1} = U_{BE0}, \quad I_{B1} = I_{B0}$$

$$I_{C1} = I_{C0} = I_C$$

$$I_R = I_{C0} + I_{B0} + I_{B1} = I_C + \frac{2I_C}{\beta}$$

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot I_R$$

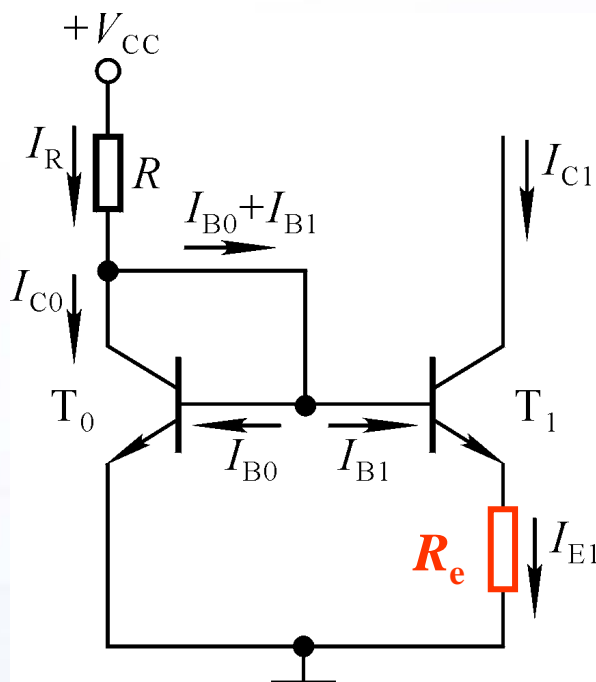
电路中有负反馈吗？

若 $\beta \gg 2$, 则 $I_C \approx I_R$



二、微电流源

要求提供很小的静态电流，又不能用大电阻。



$$I_{E1} = (U_{BE0} - U_{BE1}) / R_e$$

$$I_E \approx I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}, \quad \frac{I_{E0}}{I_{E1}} \approx e^{\frac{(U_{BE0} - U_{BE1})}{U_T}}$$

$$U_{BE0} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}} = I_{E1} R_e$$

$$I_{E1} \approx I_{C1}$$

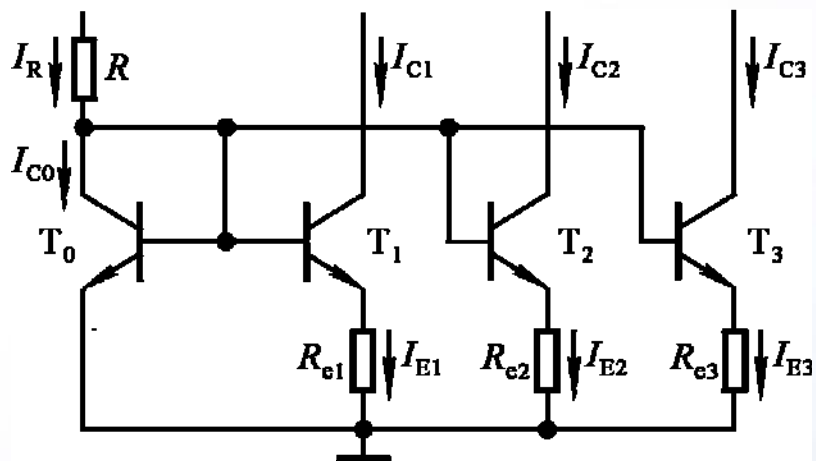
$$I_{E0} \approx I_{C0} \approx I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R}$$

超越
方程

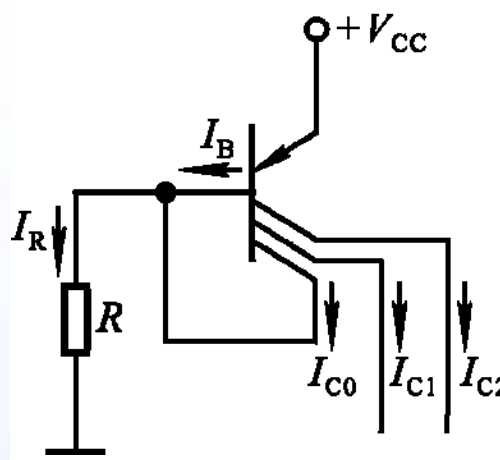
设计过程很简单，首先确定 I_{E0} 和 I_{E1} ，然后选定 R 和 R_e 。



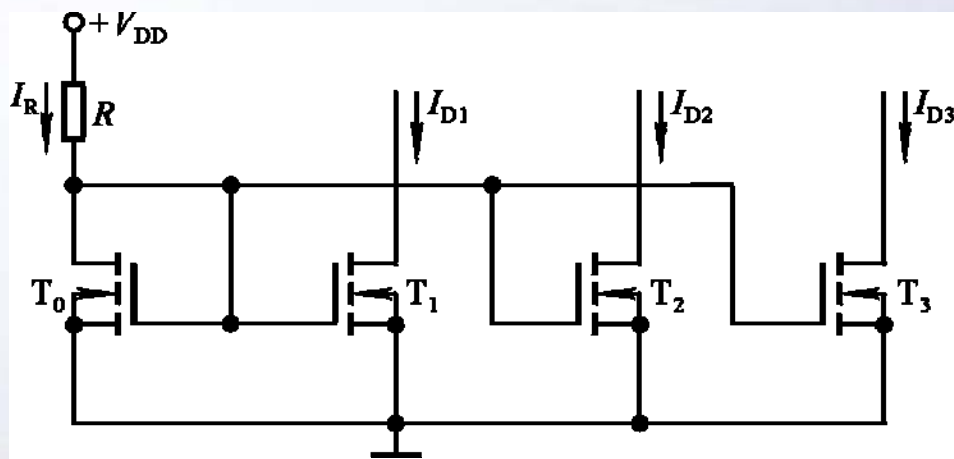
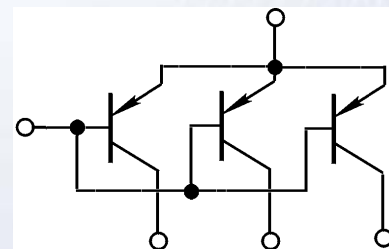
三、多路电流源



根据所需静态电流，来
选取发射极电阻的数值。



根据所需静态电流，来
确定集电结面积。



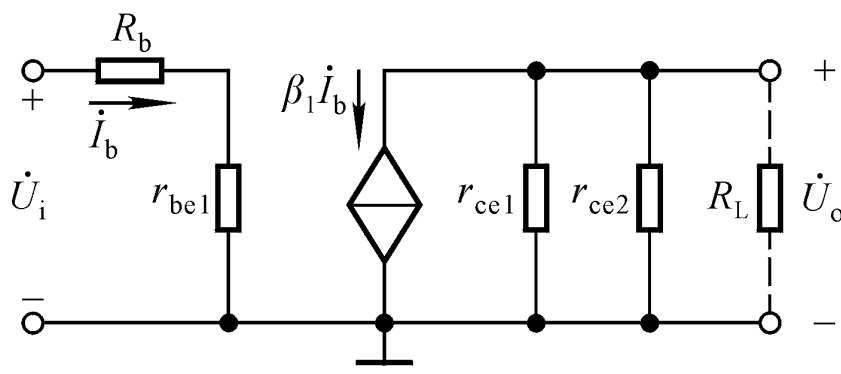
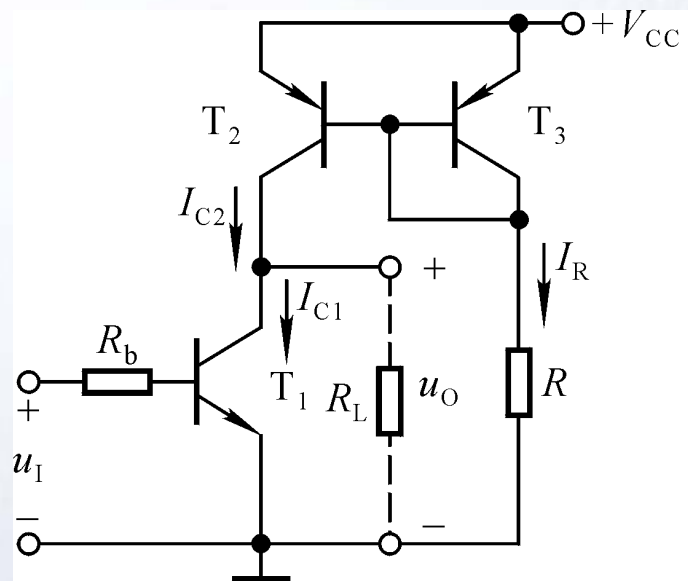
根据所需静态电流，
来确定沟道尺寸。



四、有源负载

1. 用于共射放大电路

- ①哪只管子为放大管？
- ②其集电结静态电流约为多少？
- ③静态时 U_{IQ} 为多少？



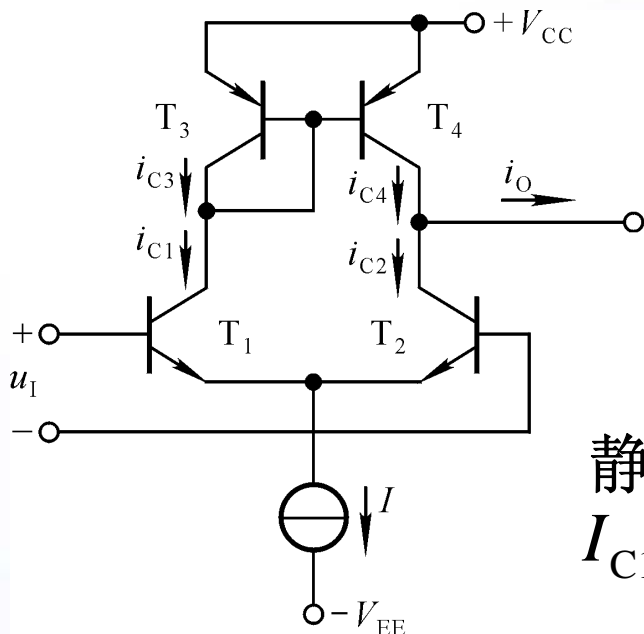
- ④为什么要考虑 h_{22} ?

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta_1 (r_{ce1} // r_{ce2} // R_L)}{R_b + r_{be1}}$$





2. 用于差分放大电路



使单端输出电路
的差模放大倍数近
似等于双端输出时
的差模放大倍数。

①电路的输入、输出方式？

②如何设置静态电流？

③静态时 i_O 约为多少？

④动态时 Δi_O 约为多少？

静态：

$$I_{C1} = I_{C2}, \quad I_{C3} \approx I_{C1}, \quad I_{C4} = I_{C3}, \quad I_{C4} \approx I_{C2}$$

$$i_O = i_{C4} - i_{C2} \approx 0$$

动态： $\Delta i_{C1} = -\Delta i_{C2}, \quad \Delta i_{C4} = \Delta i_{C3} \approx \Delta i_{C1},$

$$\Delta i_O = \Delta i_{C4} - \Delta i_{C2} \approx 2\Delta i_{C1}$$





§ 4.3 集成运放的电路分析及其性能指标

一、读图方法

二、读图举例

三、集成运放的性能指标





一、读图方法

已知电路图，分析其原理和功能、性能。

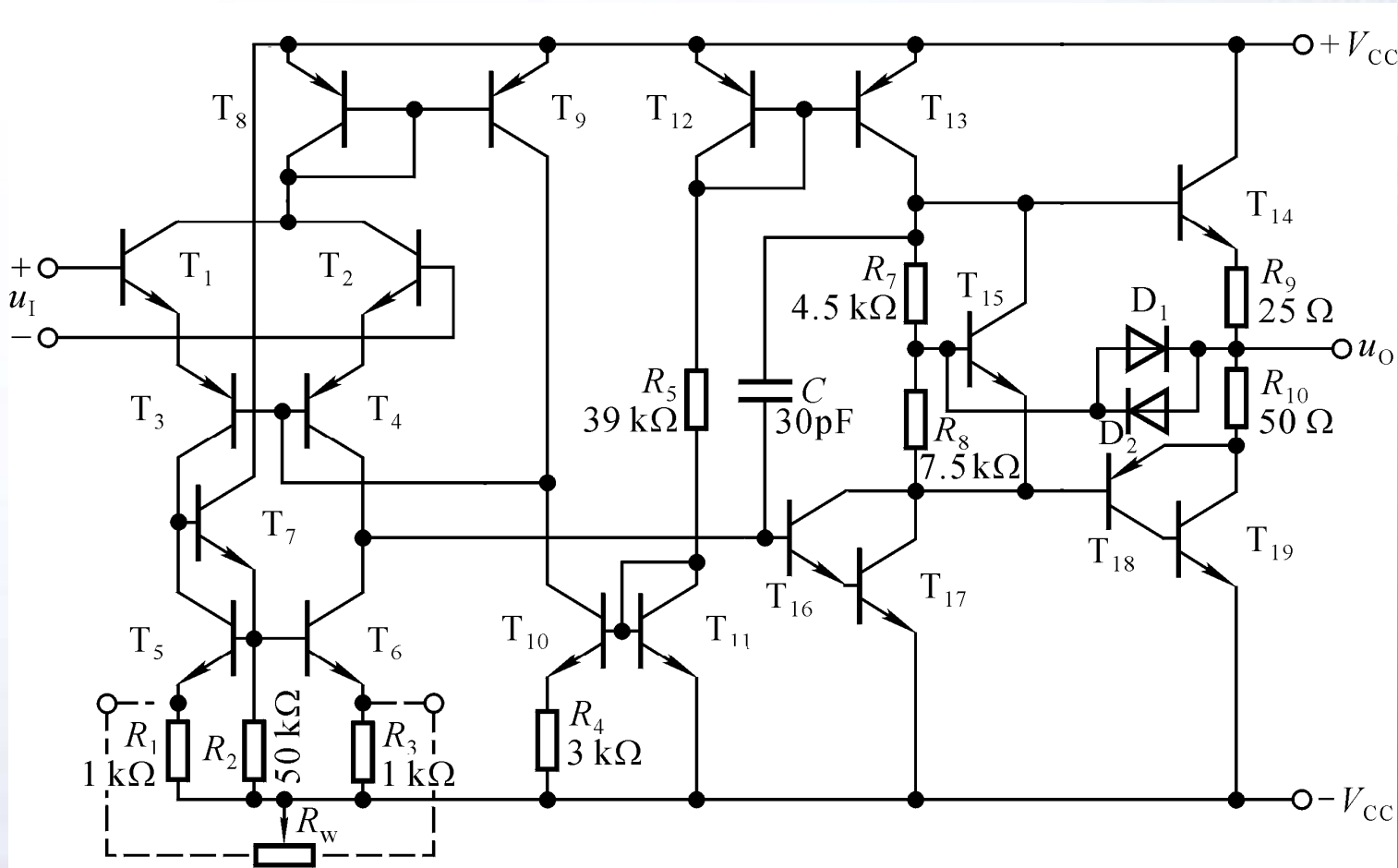
- (1) **了解用途：**了解要分析的电路的应用场合、用途和技术指标。
- (2) **化整为零：**将整个电路图分为各自具有一定功能的基本电路。
- (3) **分析功能：**定性分析每一部分电路的基本功能和性能。
- (4) **统观整体：**电路相互连接关系以及连接后电路实现的功能和性能。
- (5) **定量计算：**必要时可估算或利用计算机计算电路的主要参数。





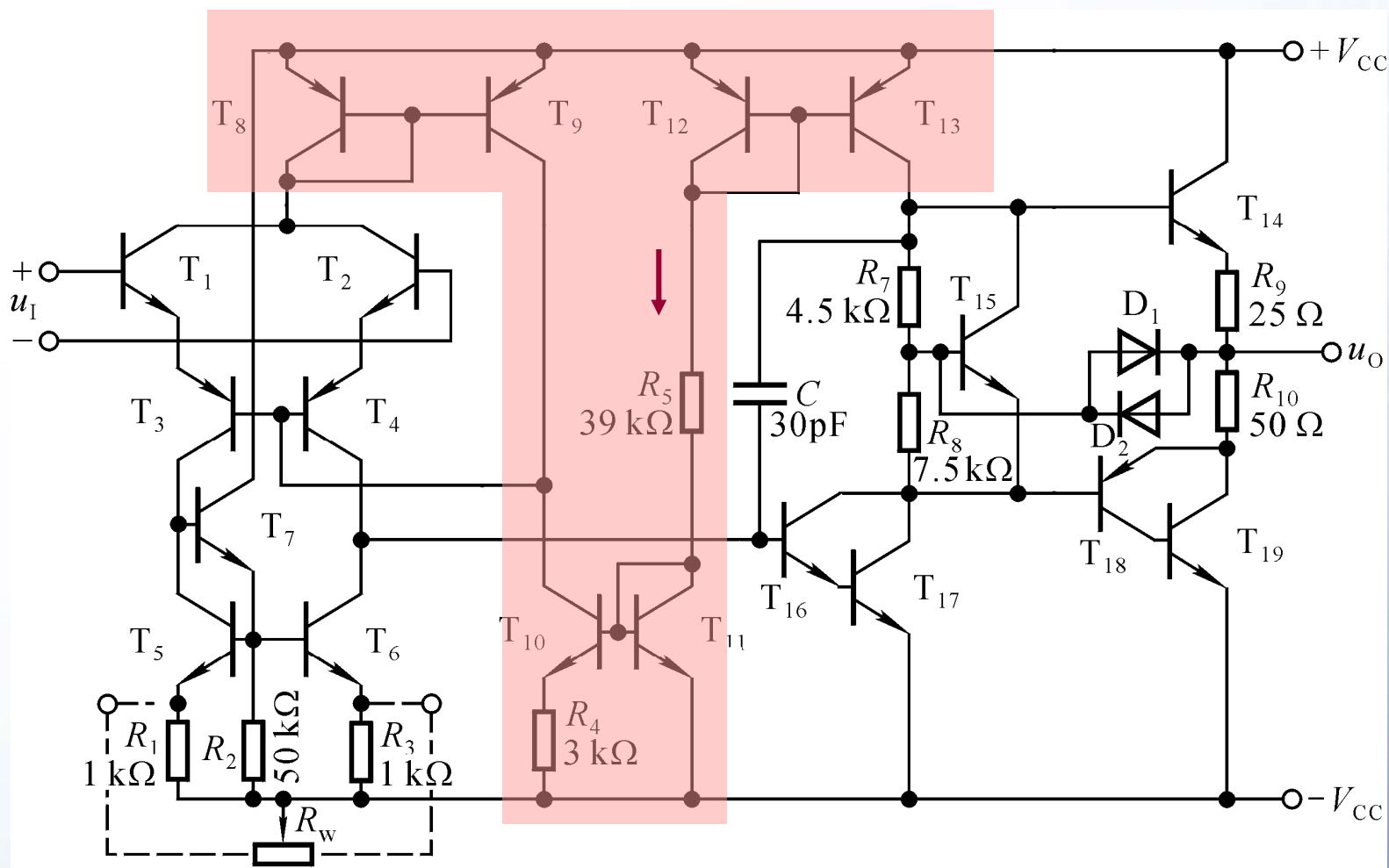
二、举例：F007——通用型集成运放

对于集成运放电路，应首先找出偏置电路，然后根据信号流通顺序，将其分为输入级、中间级和输出级电路。





找出偏置电路

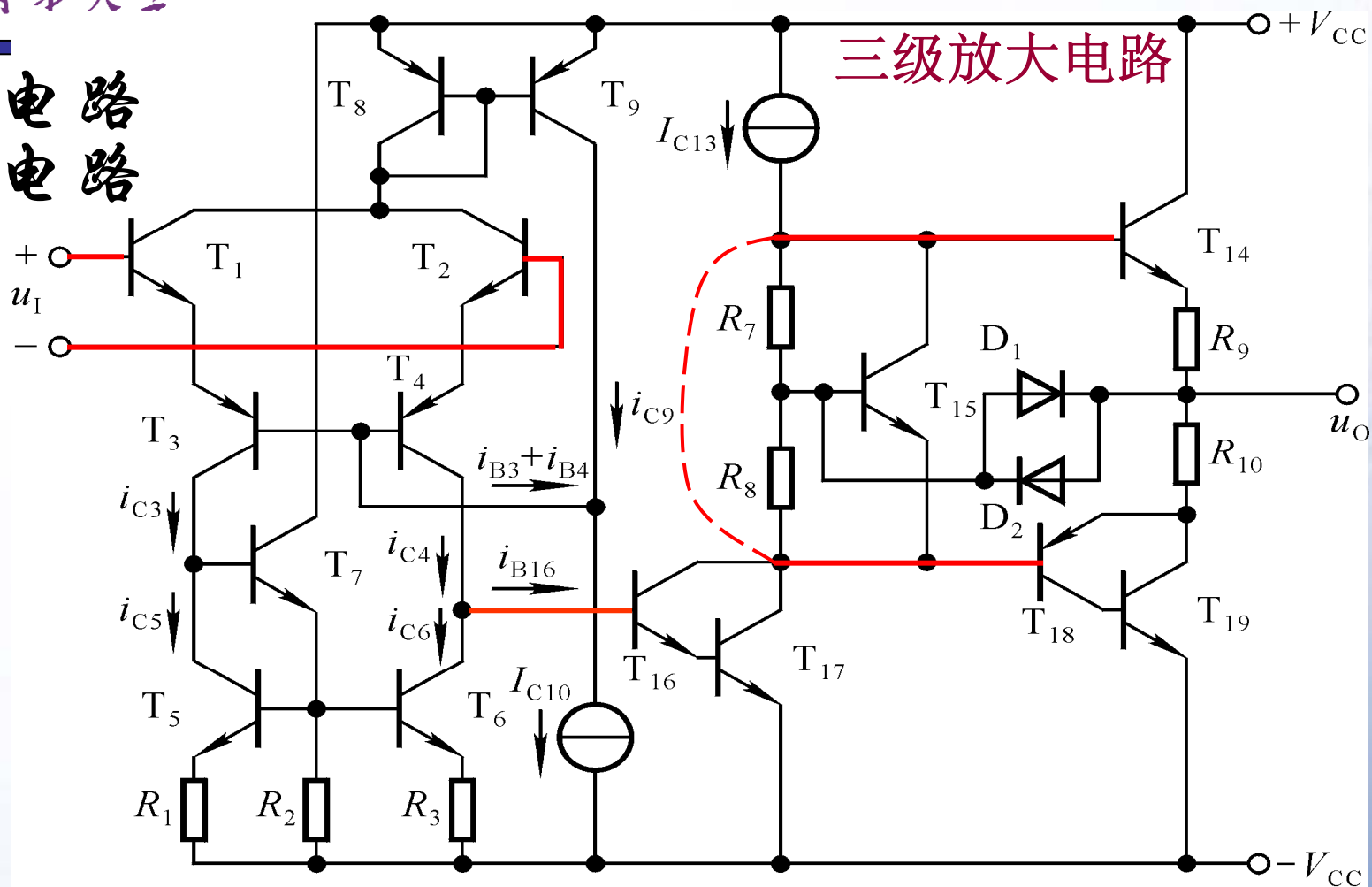


若在集成运放电路中能够估算出某一支路的电流，则这个电流往往是偏置电路中的基准电流。





简化电路分解电路



双端输入、单端输出差分放大电路

以复合管为放大管、恒流源作负载的共射放大电路

用 U_{BE} 倍增电路消除交越失真的准互补输出级



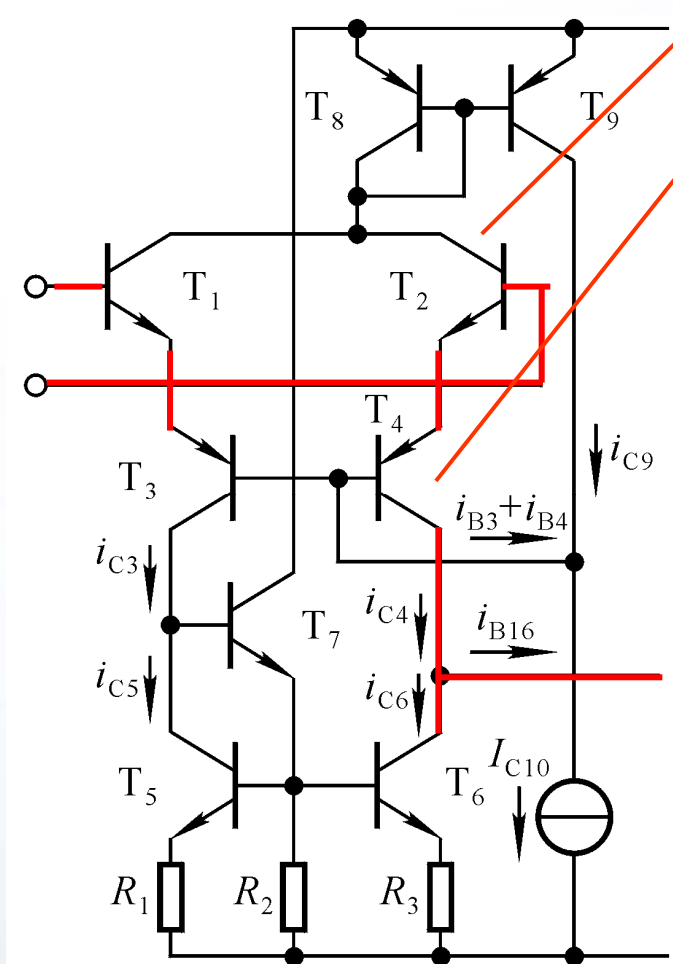
共集-共基形式

T₃和T₄从射极输入、集电极输出

T₃、T₄为横向PNP型管，输入端耐压高。共集形式，输入电阻大，允许的共模输入电压幅值大。共基形式频带宽。

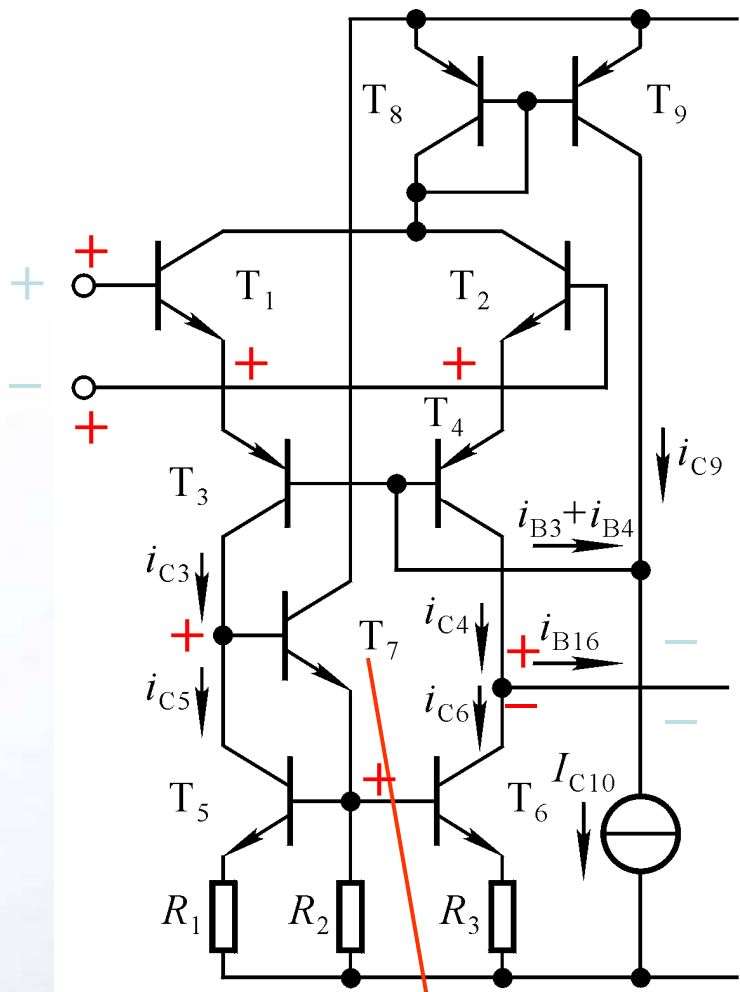
Q点的稳定:

$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow \quad I_{C2} \uparrow \rightarrow I_{C8} \uparrow$
 I_{C9} 与 I_{C8} 为镜像关系 $\rightarrow I_{C9} \uparrow$ ，因
 I_{C10} 不变 $\rightarrow I_{B3} \downarrow \quad I_{B4} \downarrow \rightarrow I_{C3} \downarrow$
 $I_{C4} \downarrow \rightarrow I_{C1} \downarrow \quad I_{C2} \downarrow$





输入级的分析



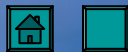
作用？

**T_7 的作用：抑制共模信号
放大差模信号**

T_5 、 T_6 分别是 T_3 、 T_4 的有源负载，而 T_4 又是 T_6 的有源负载，增大电压放大倍数。

特点:

输入电阻大、差模放大倍数大、共模放大倍数小、输入端耐压高，并完成电平转换（即对“地”输出）。





The circuit diagram shows a differential amplifier with a current mirror load and a differential-to-single-ended converter. The differential pair consists of transistors T_{16} and T_{17} . The load for T_{16} is a current source I_{C13} in series with resistor R_7 . The load for T_{17} is a current mirror formed by transistors T_{14} and T_{15} in series with resistor R_8 . The current mirror also includes transistors T_{18} and T_{19} and resistors R_9 and R_{10} . The output u_C is taken from the node between T_{15} and R_{10} . The circuit is powered by $+V_{CC}$ and $-V_{CC}$. A dashed red line indicates a symmetry plane.

中间级

输出级

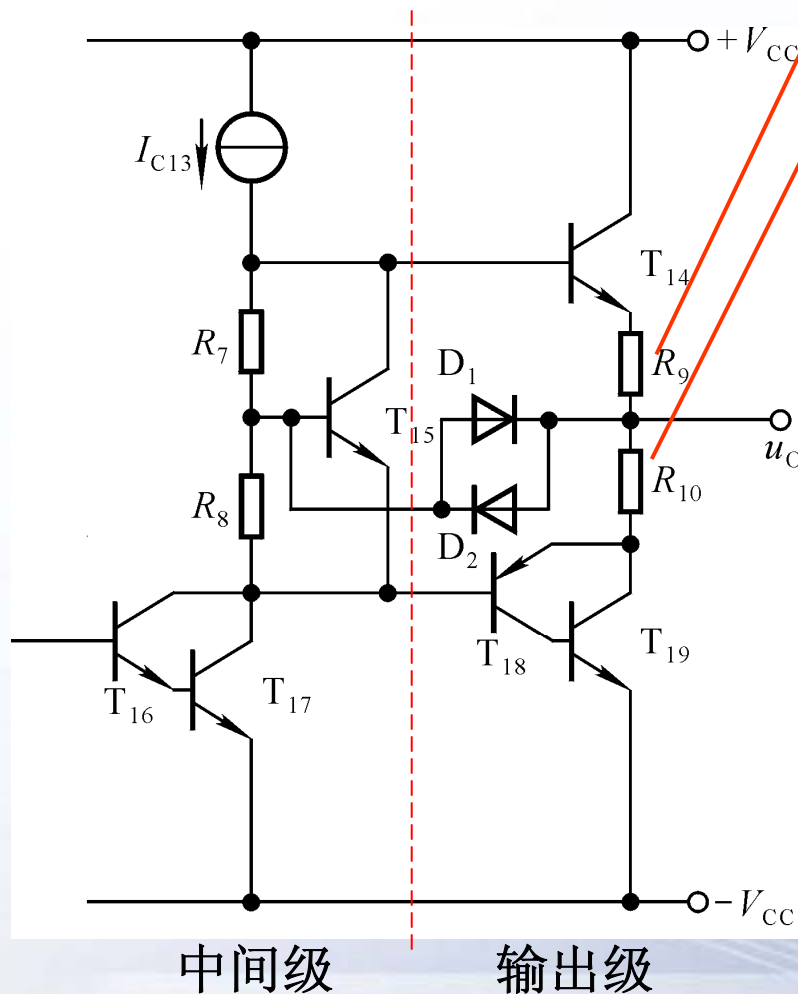
中间级是主放大器，它所采取的一切措施都是为了增大放大倍数。

F007的中间级是以复合管为放大管、采用有源负载的共射放大电路。由于等效的集电极电阻趋于无穷大，故动态电流几乎全部流入输出级。



输出级的分析

准互补输出级， U_{BE} 倍增电路消除交越失真。



电流采样电阻

D_1 和 D_2 起过流保护作用，未过流时，两只二极管均截止。

$$U_{D1} = U_{BE14} + i_O R_9 - U_{R7}$$

i_O 增大到一定程度， D_1 导通，为 T_{14} 基极分流，从而保护了 T_{14} 。

特点：

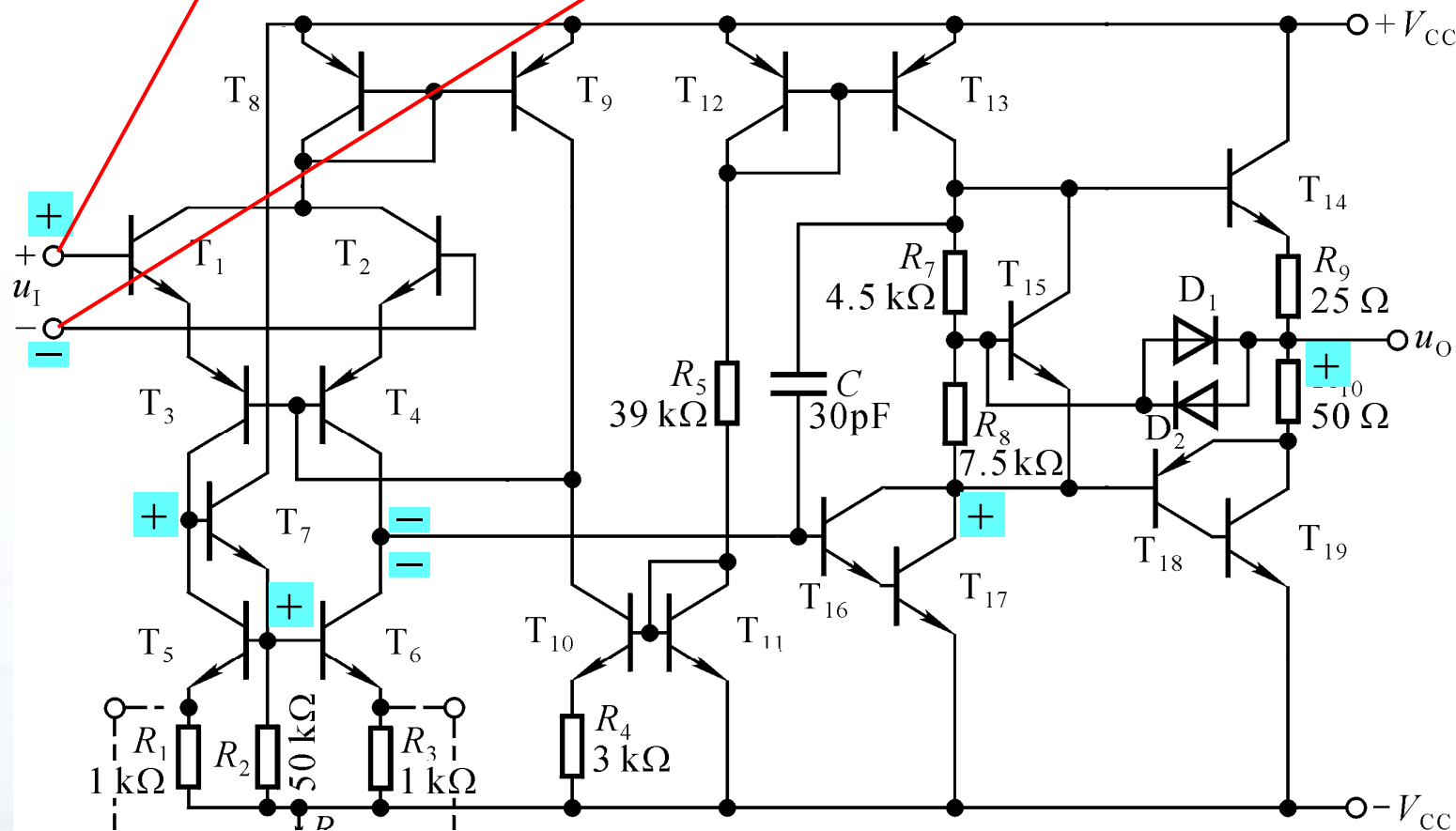
输出电阻小

最大不失真输出电压高





判断同相输入端和反相输入端



输入电阻大、差模增益大、输出电阻小、共模抑制能力强、允许的共模输入电压高、输入端耐压高等。



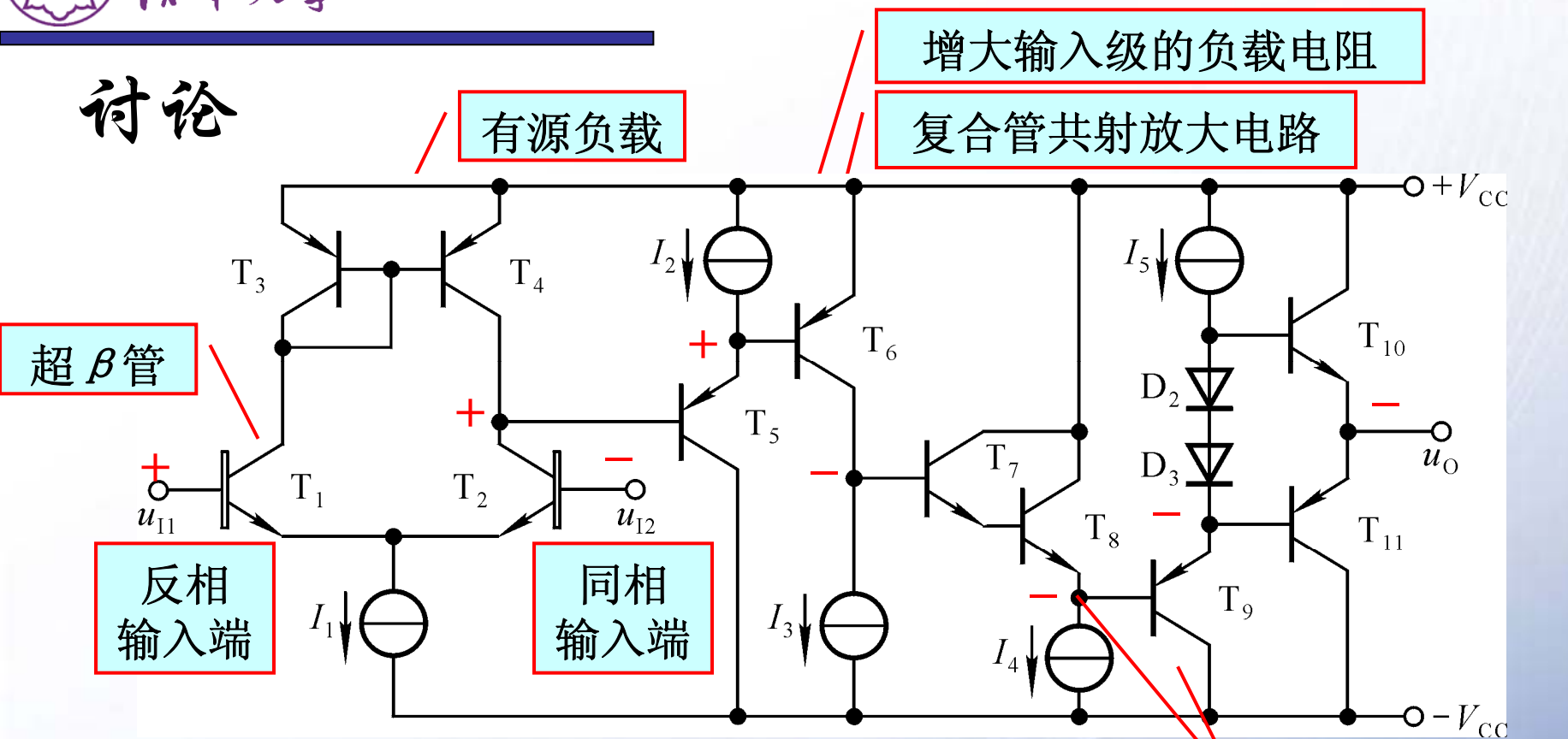


三、集成运放的主要性能指标

指标参数	$20\lg A_{od} $	F007典型值	理想值
• 开环差模增益 A_{od}		106dB	∞
• 差模输入电阻 r_{id}	使 u_O 为0在输入端所加的补偿电压		
• 共模抑制比 K_{CMR}		90dB	∞
• 输入失调电压 U_{IO}		1mV	0
• U_{IO} 的温漂 $dU_{IO}/dT(^{\circ}C)$		几 $\mu V/^{\circ}C$	0
• 输入失调电流 $I_{IO} (I_{B1} - I_{B2})$	超过此值不能正常放大差模信号		
• U_{IO} 的温漂 $dU_{IO}/dT(^{\circ}C)$			
• 最大共模输入电压 U_{Icmax}	超过此值输入级放大管击穿		
• 最大差模输入电压 U_{Idmax}		$\pm 30V$	
• -3dB带宽 f_H		10Hz	∞
• 转换速率 $SR(=du_O/dt _{max})$		0.5V/ μS	∞



讨论



1. 输入级采用什么措施增大放大倍数?
2. 中间级采用什么措施增大电压放大倍数?
3. 如何消除交越失真?
4. u_{I1} 、 u_{I3} 哪个是同相输入端? 哪个是反相输入端?

The background of the slide is a photograph of the Tsinghua University Library building, a large, classical-style structure with a prominent dome and a portico with columns. The building is surrounded by greenery and a flagpole is visible on the right. The title text is overlaid on the lower half of the image.

第五章 放大电路的频率响应

2001 11 11



第五章 放大电路的频率响应

§ 5.1 频率响应的有关概念

§ 5.2 晶体管的高频等效电路

§ 5.3 放大电路的频率响应





§ 5.1 频率响应的有关概念

- 一、本章要研究的问题
- 二、高通电路和低通电路
- 三、放大电路中的频率参数





一、研究的问题

放大电路对信号频率的适应程度，即信号频率对放大倍数的影响。

由于放大电路中耦合电容、旁路电容、半导体器件极间电容的存在，使放大倍数为频率的函数。

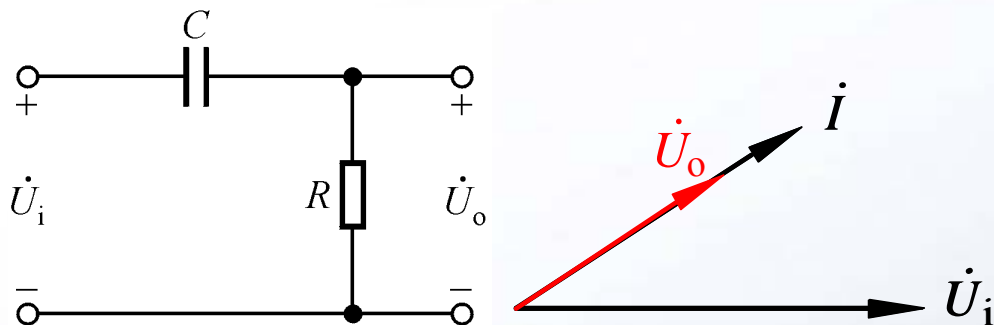
在使用一个放大电路时应了解其信号频率的适用范围，在设计放大电路时，应满足信号频率的范围要求。





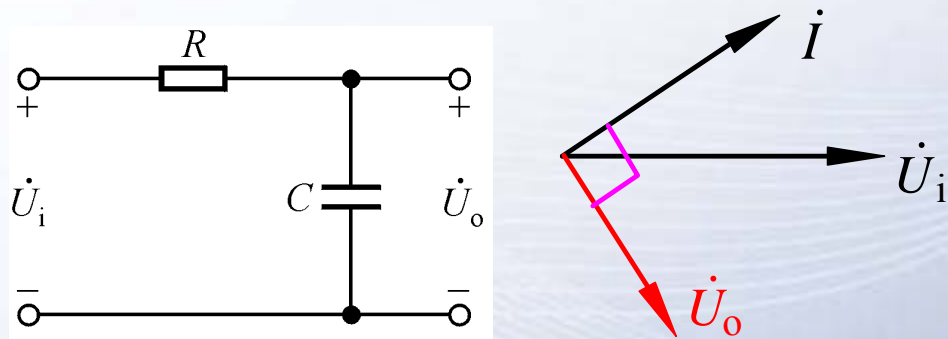
二、高通电路和低通电路

1. 高通电路: 信号频率越高, 输出电压越接近输入电压。



\dot{U}_o 超前 \dot{U}_i , 当 $f \rightarrow 0$ 时;
 $|\dot{U}_o| \rightarrow 0$, \dot{U}_o 超前 \dot{U}_i 90° 。

2. 低通电路: 信号频率越低, 输出电压越接近输入电压。

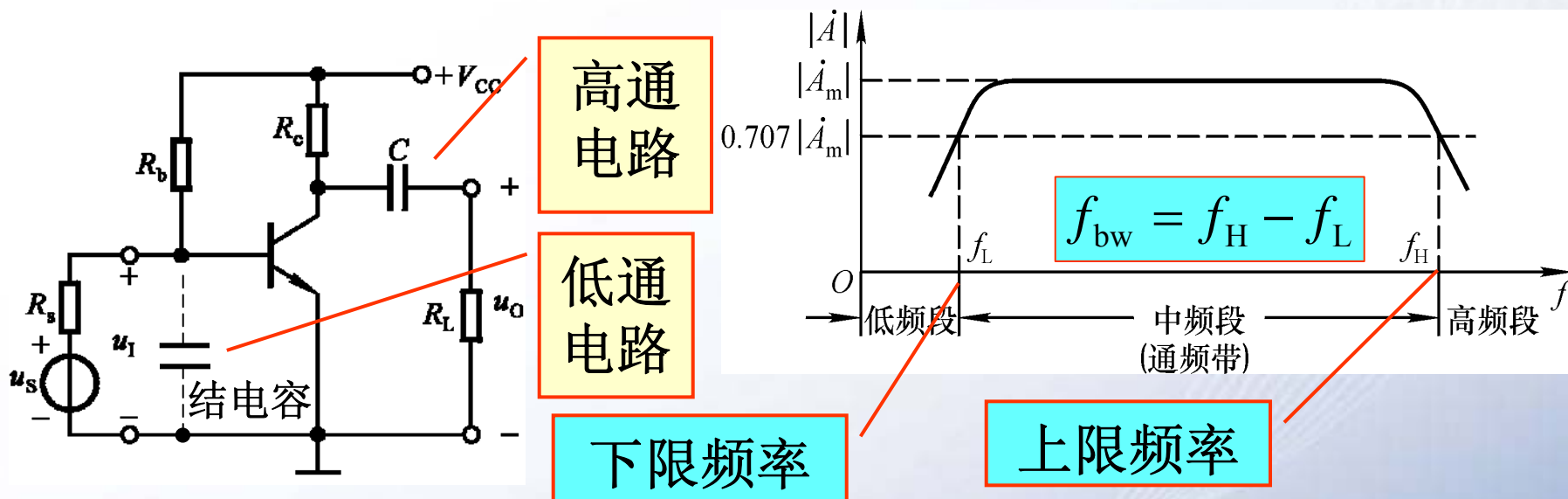


\dot{U}_o 滞后 \dot{U}_i , 当 $f \rightarrow \infty$ 时;
 $|\dot{U}_o| \rightarrow 0$, \dot{U}_o 滞后 \dot{U}_i 90° 。

使输出电压幅值下降到70.7%, 相位为 $\pm 45^\circ$ 的信号频率为截止频率。



三、放大电路中的频率参数



- 在低频段，随着信号频率逐渐降低，耦合电容、旁路电容等的容抗增大，使动态信号损失，放大能力下降。
- 在高频段，随着信号频率逐渐升高，晶体管极间电容和分布电容、寄生电容等杂散电容的容抗减小，使动态信号损失，放大能力下降。



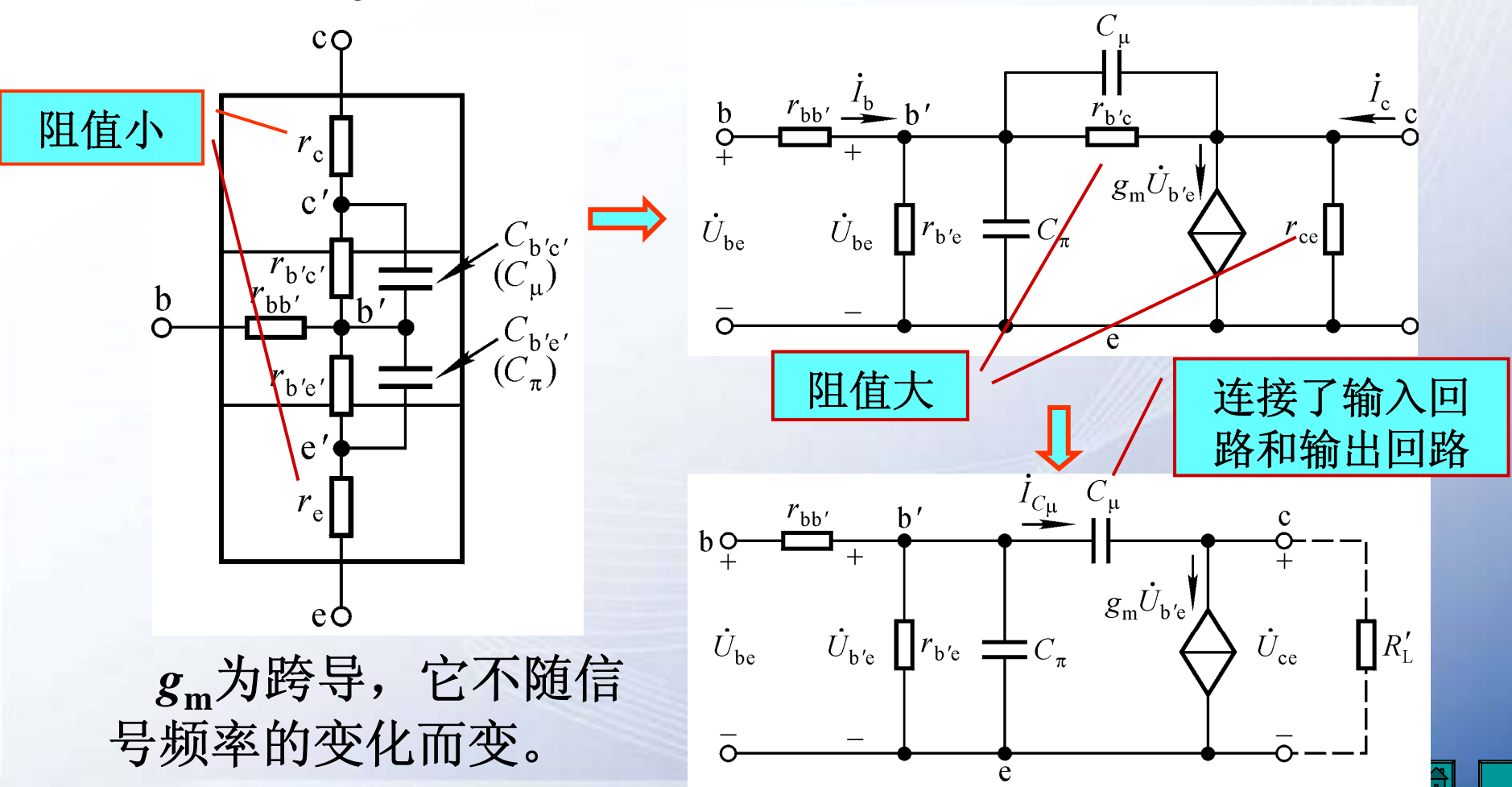
§ 5.2 晶体管的高频等效电路

- 一、混合 π 模型
- 二、电流放大倍数的频率响应
- 三、晶体管的频率参数

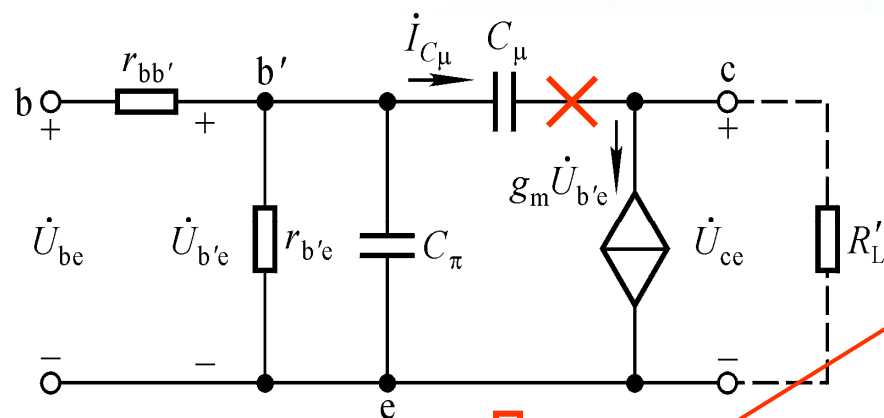


一、混合 π 模型

1. 模型的建立：由结构而建立，形状像 π ，参数量纲各不相同。



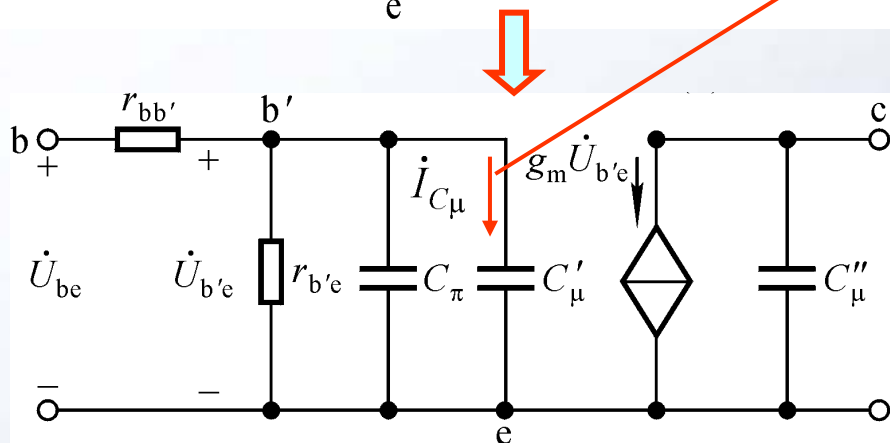
2. 混合π模型的单向化（使信号单向传递）



$$I_{C\mu} = \frac{\dot{U}_{b'e} - \dot{U}_{ce}}{X_{C\mu}} = (1 - k) \frac{\dot{U}_{b'e}}{X_{C\mu}}$$

$$k \approx -g_m R_L'$$

等效变换后电流不变



$$X_{C'\mu} = \frac{\dot{U}_{b'e}}{I_{C\mu}} \approx \frac{X_{C\mu}}{1 + g_m R_L'}$$

$$C'_\mu \approx (1 + g_m R_L') C_\mu$$

$$\text{同理可得, } C''_\mu \approx \frac{k-1}{k} \cdot C_\mu$$



如何得到模型中的参数？

$r_{bb'}$ 、 C_μ 可从手册查得

$$r_{\text{b'e}} = (1 + \beta_0) \frac{U_{\text{T}}}{I_{\text{EQ}}}$$

$$C'_\pi = C_\pi + C'_\mu$$

= ?

$$\beta_0 \dot{I}_b = g_m \dot{U}_{b'e} = g_m \dot{I}_b r_{b'e}$$

$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} \approx \frac{I_{EQ}}{U_T}$$

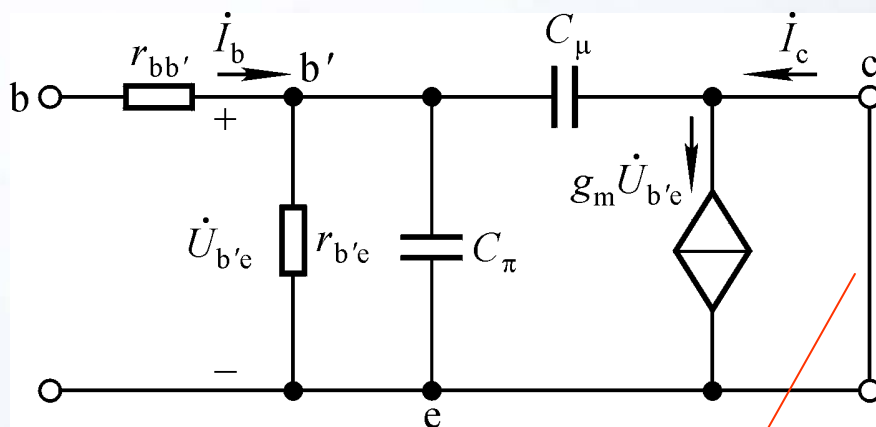


二、电流放大倍数的频率响应

1. 适于频率从0至无穷大的表达式

$$\beta = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \bigg|_{U_{CE}}$$

因为 $k = -g_m R'_L = 0$, 所以 $C'_\pi = C_\pi + C_\mu$



为什么短路？

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{g_m \dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_{b'e} \left[\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega (C_\pi + C_\mu) \right]} \\ &= \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \\ f_\beta &= \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_\pi + C_\mu)}\end{aligned}$$





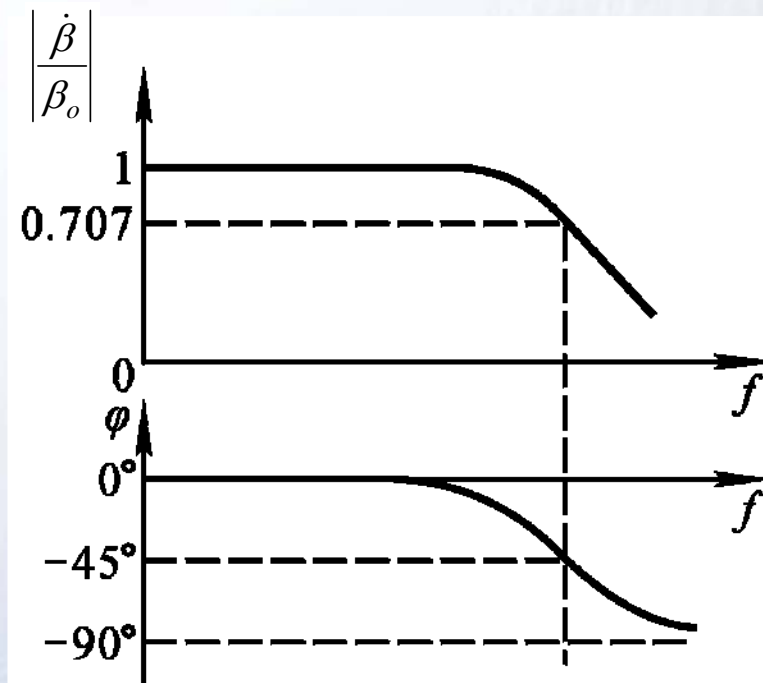
2. 电流放大倍数的频率特性曲线

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \Rightarrow \begin{cases} |\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_\beta})^2}} \\ \varphi = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{f}{f_\beta} \end{cases}$$

$f \ll f_\beta$ 时, $|\dot{\beta}| \approx \beta_0$;

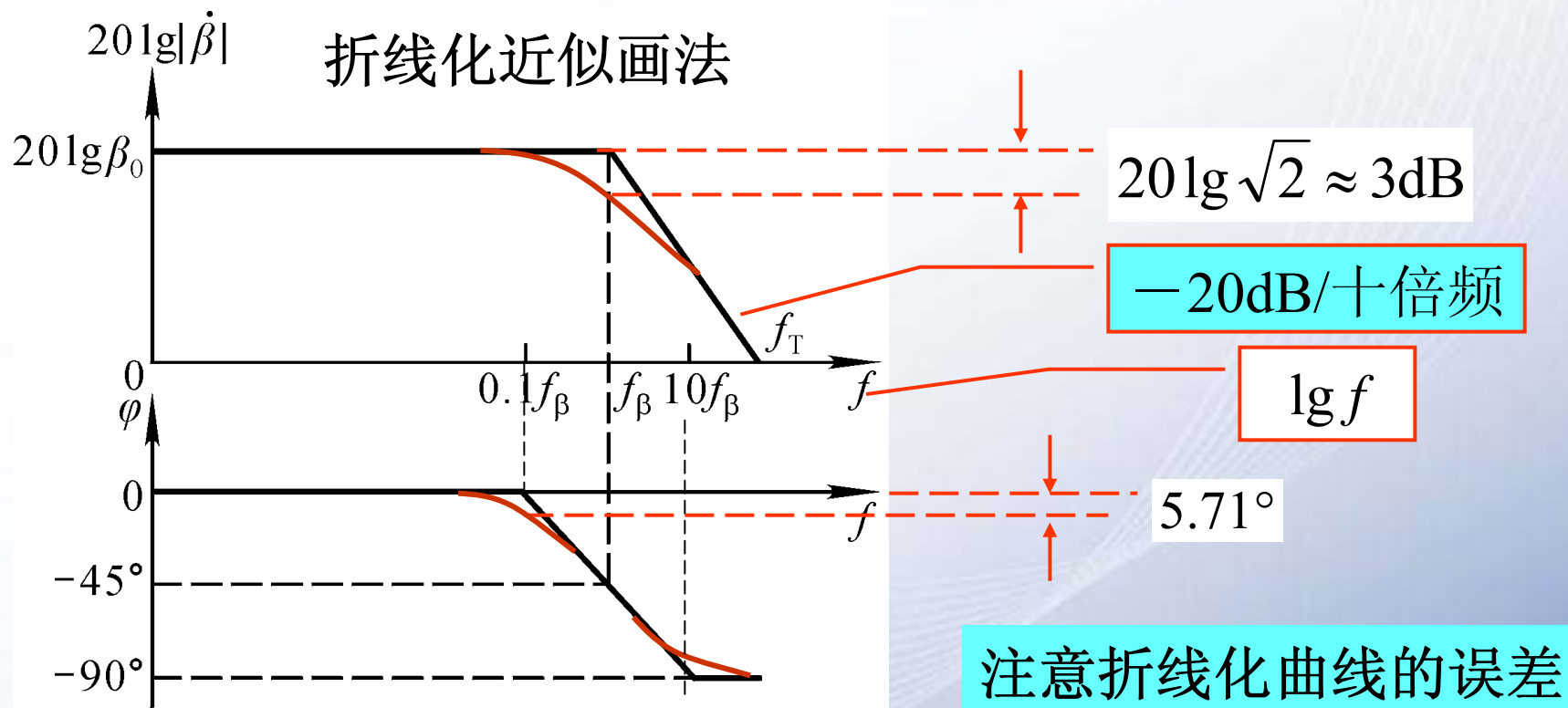
$f = f_\beta$ 时, $|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}} \approx 0.707\beta_0$, $\varphi = -45^\circ$;

$f \gg f_\beta$ 时, $|\dot{\beta}| \approx \frac{f_\beta}{f} \cdot \beta_0$; $f \rightarrow \infty$ 时, $|\dot{\beta}| \rightarrow 0$, $\varphi \rightarrow -90^\circ$





3. 电流放大倍数的波特图：采用对数坐标系



采用对数坐标系，横轴为 $\lg f$ ，可开阔视野；纵轴为 $20\lg|\dot{\beta}|$ ，单位为“分贝”（dB），使得“ \times ” \rightarrow “+”。





三、晶体管的频率参数

共射截止频率

共基截止频率

特征频率

集电结电容

f_β 、 f_α 、 f_T 、 C_{ob} (C_μ)。

使 $|\dot{\beta}| = 1$ 时的频率为 f_T

$$f_T \approx f_\alpha \approx \beta_0 f_\beta$$

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_\pi + C_\mu)}$$

手册查得

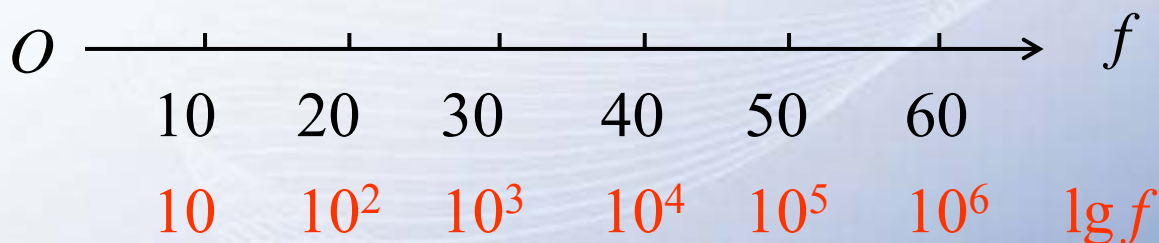
通过以上分析得出的结论：

- ① 低频段和高频段放大倍数的表达式；
- ② 截止频率与时间常数的关系；
- ③ 波特图及其折线画法；
- ④ C_π 的求法。



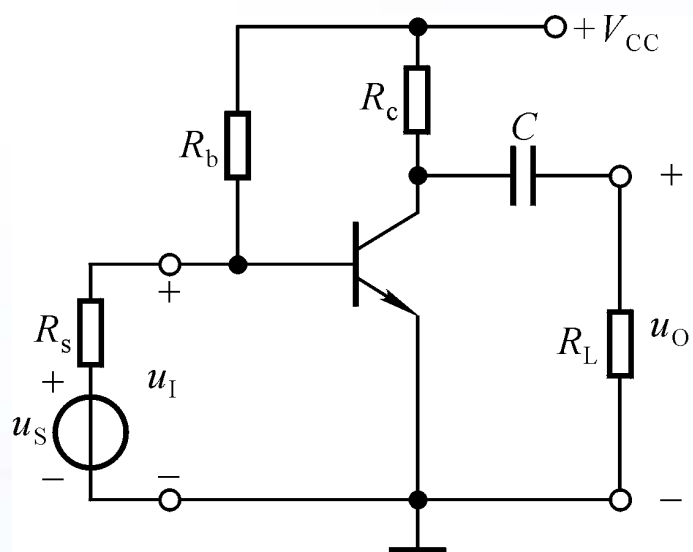
讨论一

1. 若干个放大电路的放大倍数分别为1、10、 10^2 、 10^3 、 10^4 、 10^5 ，它们的增益分别为多少？
2. 为什么波特图开阔了视野？同样长度的横轴，在单位长度不变的情况下，采用对数坐标后，最高频率是原来的多少倍？





讨论二

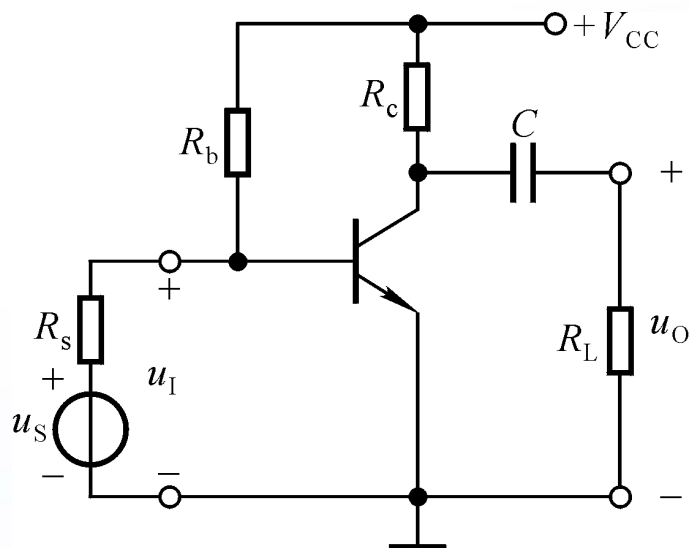


电路如图。已知各电阻阻值；静态工作点合适，集电极电流 $I_{CQ}=2\text{mA}$ ；晶体管的 $r_{bb'}=200\ \Omega$ ， $C_{ob}=5\text{pF}$ ， $f_{\beta}=1\text{MHz}$ 。

试求解该电路中晶体管高频等效模型中的各个参数。



讨论二

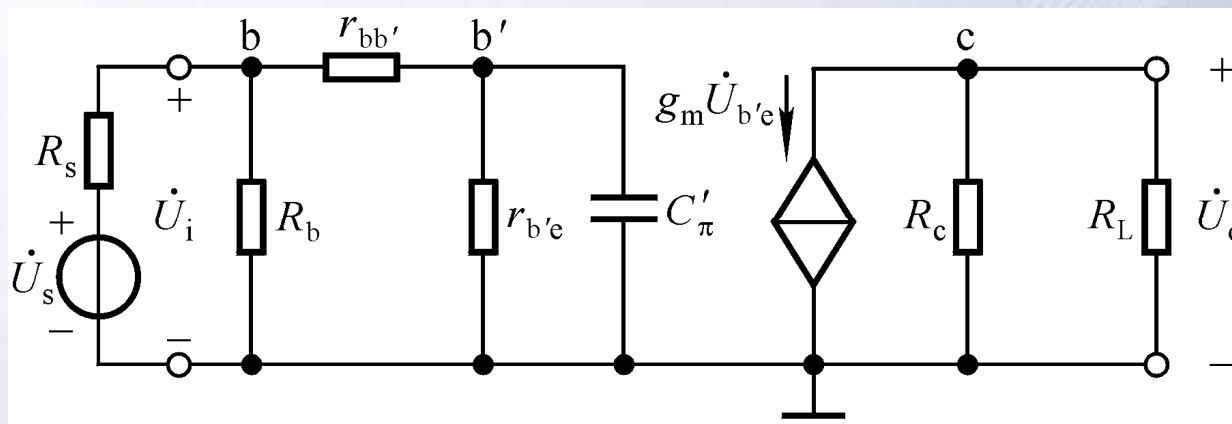


$$I_{CQ} \rightarrow g_m, r_{b'e}$$

$$C_\mu (\approx C_{ob}), g_m, R_c, R_L \rightarrow C'_\mu$$

$$f_\beta, C_\mu (\approx C_{ob}), r_{b'e} \rightarrow C_\pi$$

$$C'_\mu + C_\pi = C'_\pi$$





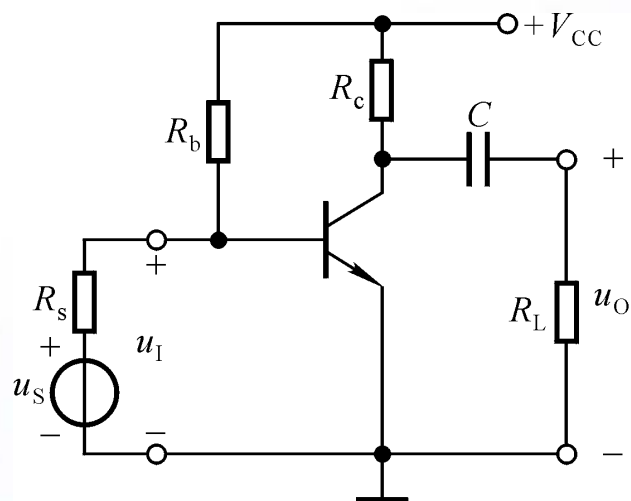
§ 5.3 放大电路的频率响应

- 一、单管共射放大电路的频率响应
- 二、多级放大电路的频率响应

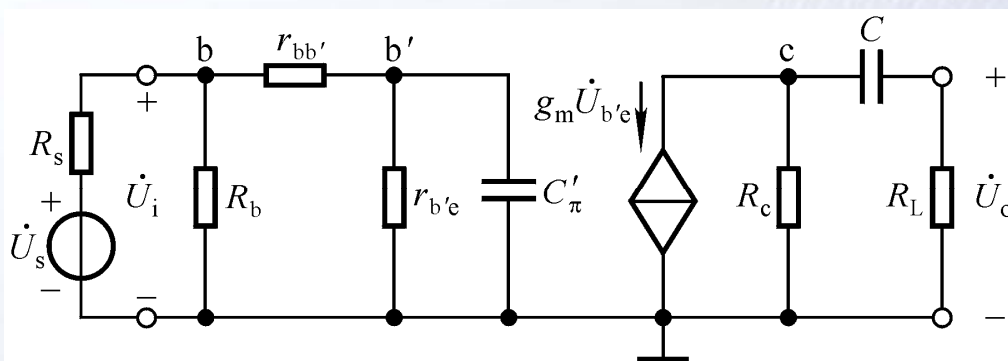




一、单管共射放大电路的频率响应



适用于信号频率从 $0 \sim \infty$ 的
交流等效电路



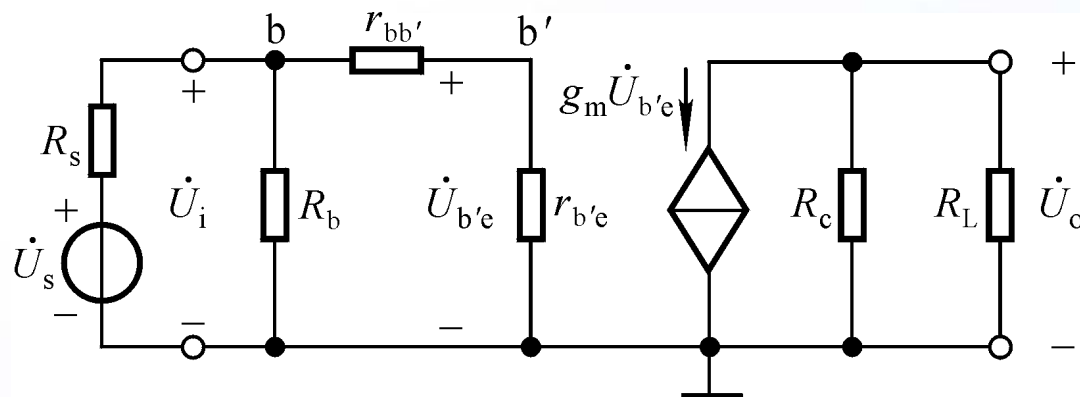
中频段： C 短路， C_{π}' 开路。

低频段：考虑 C 的影响， C_{π}' 开路。

高频段：考虑 C_{π}' 的影响， C 开路。



1. 中频电压放大倍数



$$\begin{aligned}\dot{A}_{usm} &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \\ &= \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{b'e}}\end{aligned}$$

带负载时:

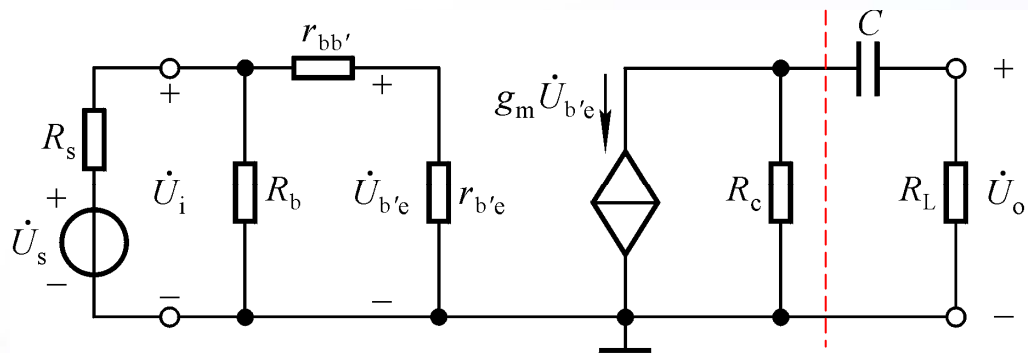
$$\dot{A}_{usm} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot [-g_m (R_c // R_L)]$$

空载时:

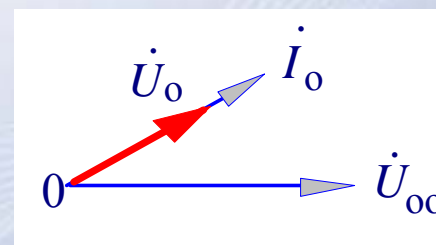
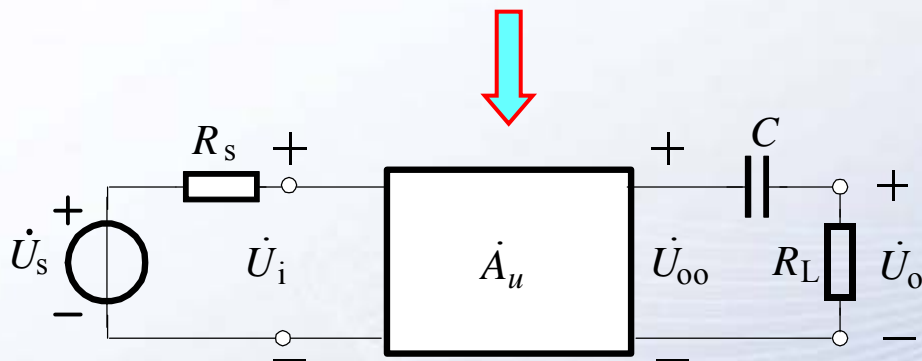
$$\dot{A}_{usmo} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c)$$



2. 低频电压放大倍数: 定性分析



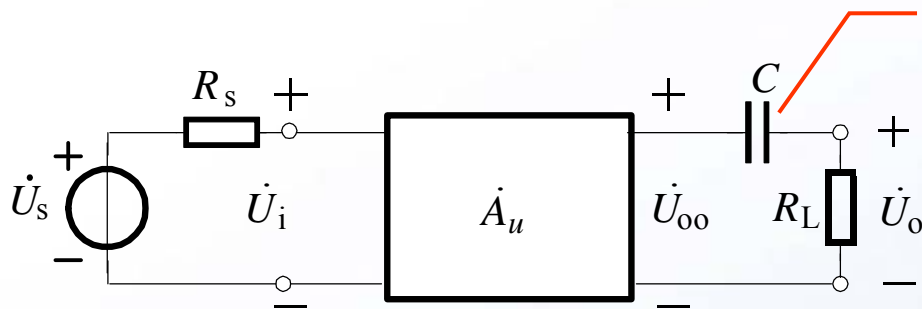
$$\dot{A}_{usmo} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c)$$



\dot{U}_o 超前 \dot{U}_{oo} , 当 $f \rightarrow 0$ 时, $|\dot{U}_o| \rightarrow 0$, \dot{U}_o 超前 \dot{U}_{oo} 90° 。



2. 低频电压放大倍数：定量分析



C所在回路的时间常数？

$$\dot{A}_{usmo} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c)$$

$$\dot{A}_{usl} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_{oo}}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{oo}} = \dot{A}_{usmo} \cdot \frac{R_L}{R_c + \frac{1}{j\omega C} + R_L}$$

$$\dot{A}_{usl} = \dot{A}_{usmo} \cdot \frac{R_L}{R_c + \frac{1}{j\omega C} + R_L} \cdot \frac{R_c + R_L}{R_c + R_L} = \frac{\dot{A}_{usm}}{1 + \frac{1}{j\omega(R_c + R_L)C}}$$

$$\dot{A}_{usl} = \frac{\dot{A}_{usm}}{1 + f_L/(jf)} = \frac{\dot{A}_{usm}(jf/f_L)}{1 + jf/f_L}$$

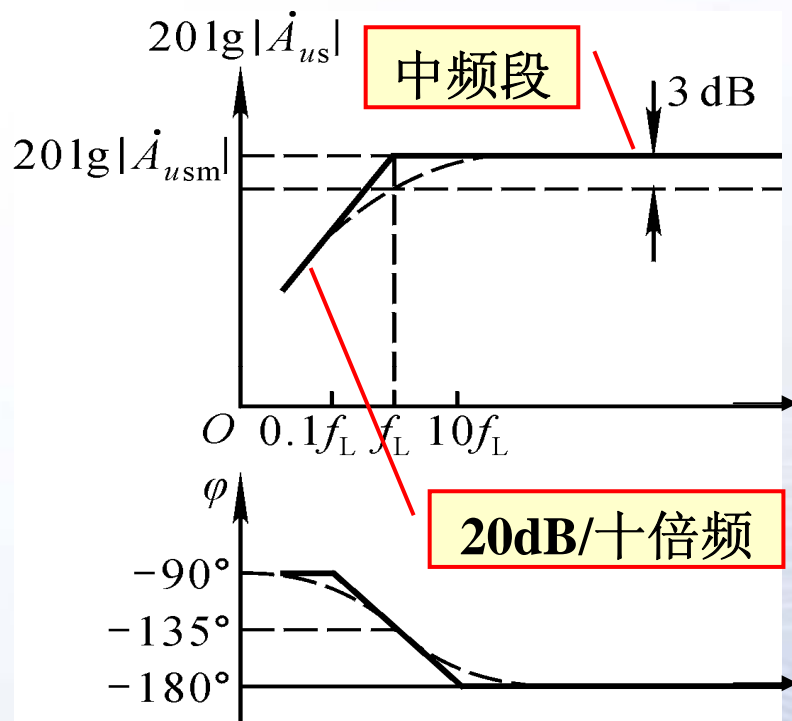
$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_c + R_L)}$$





2. 低频电压放大倍数：低频段频率响应分析

$$\dot{A}_{usl} = \frac{\dot{A}_{usm} (jf/f_L)}{1 + jf/f_L} \quad f_L = \frac{1}{2\pi(R_c + R_L)C}$$



$$\begin{cases} 20\lg|\dot{A}_{usl}| = 20\lg|\dot{A}_{usm}| - 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f_L}{f})^2}} \\ \varphi = -180^\circ + (90^\circ - \arctan \frac{f}{f_L}) \end{cases}$$

$$f \gg f_L \text{ 时, } 20\lg|\dot{A}_{us}| \approx 20\lg \dot{A}_{usm}$$

$$f = f_L \text{ 时, } 20\lg|\dot{A}_{us}| \text{ 下降 } 3\text{dB}, \quad \varphi = -135^\circ$$

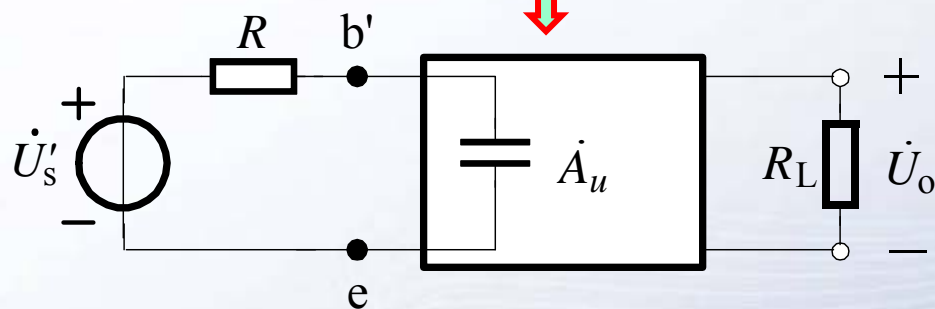
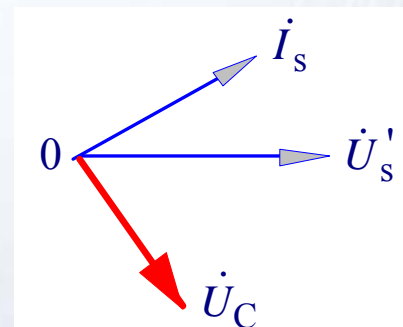
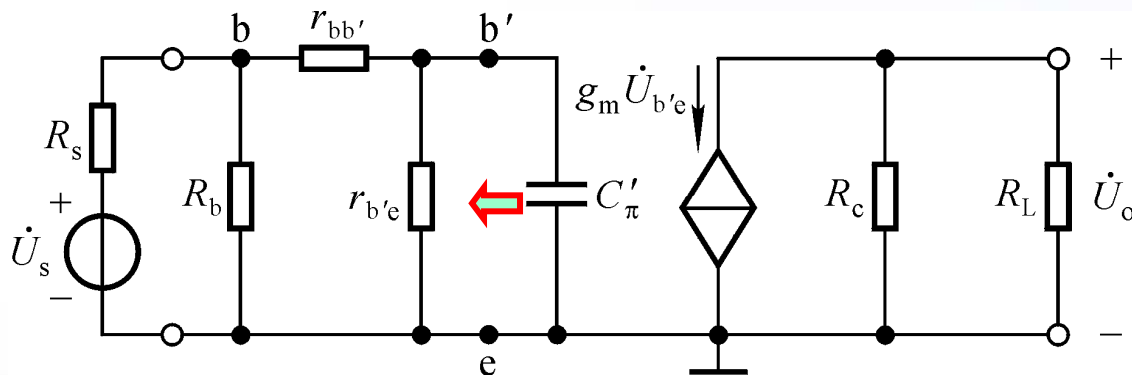
$$f \ll f_L \text{ 时, } 20\lg|\dot{A}_{us}| \approx 20\lg(\dot{A}_{usm} \frac{f_L}{f})$$

$$f \rightarrow 0 \text{ 时, } |\dot{A}_{us}| \rightarrow 0, \quad \varphi \rightarrow -90^\circ.$$





3. 高频电压放大倍数：定性分析



\dot{U}'_{C_π} 滞后 U'_s ,

当 $f \rightarrow \infty$ 时, $|\dot{U}'_{C_\pi}| \rightarrow 0$,

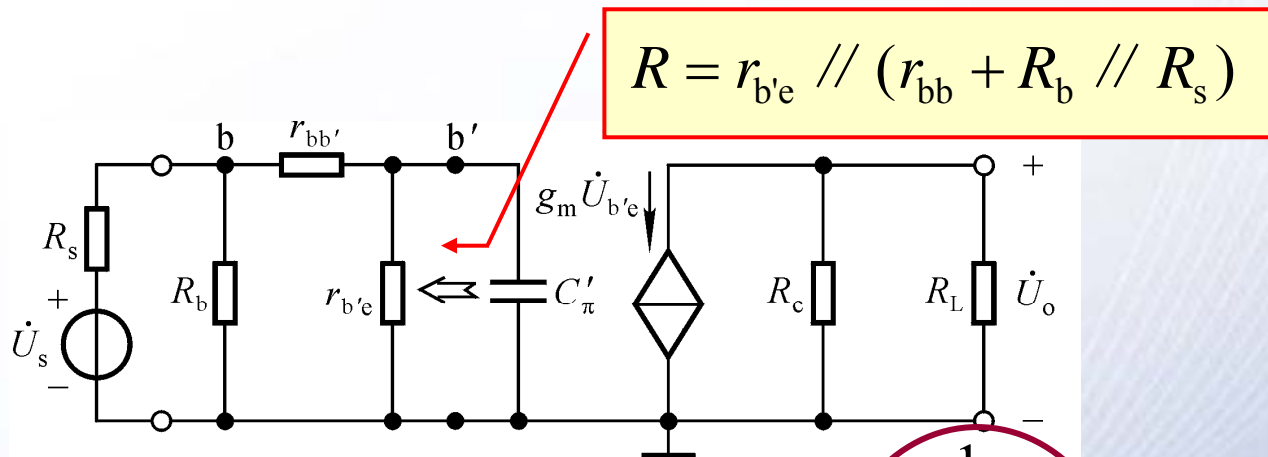
\dot{U}'_{C_π} 滞后 U'_s (-90°)。

$$\frac{\dot{U}'_s}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}}, \quad R = r_{b'e} // (r_{bb} + R_b // R_s)$$





3. 高频电压放大倍数：定量分析

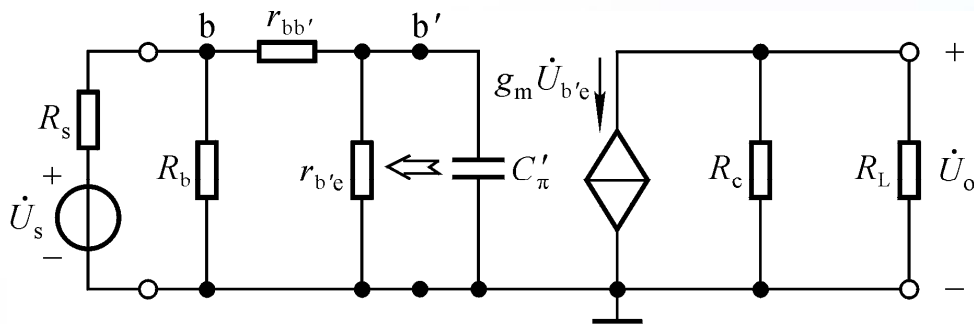


$$\dot{A}_{ush} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_s'}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_{C'_\pi}}{\dot{U}_s'} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{C'_\pi}} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C'_\pi}} \cdot (-g_m R_L')$$

$$\dot{A}_{ush} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{A}_{usm}}{1 + j\frac{f}{f_H}} \quad f_H = \frac{1}{2\pi RC'_\pi} = \frac{1}{2\pi [r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C'_\pi}$$



3. 高频电压放大倍数：高频段频率响应分析



$$\dot{A}_{ush} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{A}_{usm}}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C'_\pi}$$

$$\begin{cases} 20 \lg |\dot{A}_{ush}| = 20 \lg |\dot{A}_{um}| - 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2} \\ \varphi = -180^\circ - \arctan \frac{f}{f_H} \end{cases}$$

$f \ll f_H$ 时,

$$20 \lg |\dot{A}_{ush}| \approx 20 \lg |\dot{A}_{usm}|;$$

$f = f_H$ 时,

$$20 \lg |\dot{A}_{ush}| \text{ 下降 } 3\text{dB}, \quad \varphi = -225^\circ$$

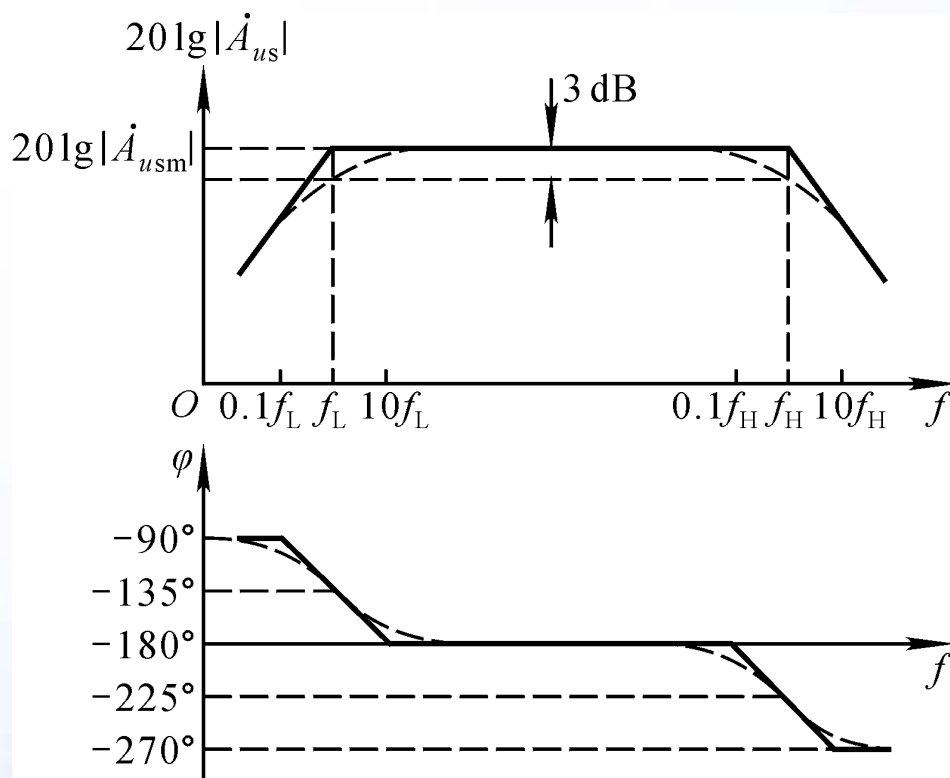
$f \gg f_H$ 时, f 每增大 10 倍, $20 \lg |\dot{A}_{ush}|$ 下降 20dB;

$f \rightarrow \infty$ 时, $|\dot{A}_{ush}| \rightarrow 0, \quad \varphi \rightarrow -270^\circ.$





4. 电压放大倍数的波特图



全频段放大倍数表达式:

$$\begin{aligned}\dot{A}_{us} &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \\ &= \frac{\dot{A}_{usm}(j\frac{f}{f_L})}{(1+j\frac{f}{f_L})(1+j\frac{f}{f_H})} \\ &= \frac{\dot{A}_{usm}}{(1+\frac{f_L}{jf})(1+j\frac{f}{f_H})}\end{aligned}$$





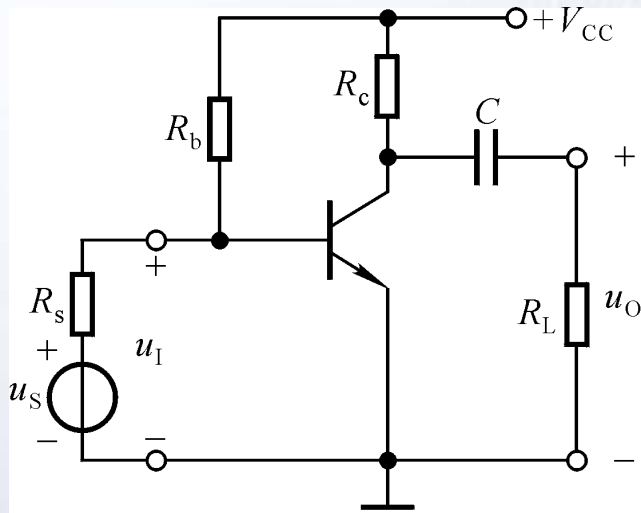
5. 带宽增益积：定性分析

$$\dot{A}_{usm} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot [-g_m (R_c // R_L)]$$

$$f_{bw} = f_H - f_L \approx f_H$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C_\pi'}$$

$$C_\pi' \approx C_\pi + (1 + g_m R_L') C_\mu$$



带宽增益积 $|\dot{A}_{um} f_{bw}| \approx |\dot{A}_{um} f_H|$

$$\begin{cases} g_m R_L' \uparrow \rightarrow C_\pi' \uparrow \rightarrow f_H \downarrow \\ g_m R_L' \uparrow \rightarrow |\dot{A}_{um}| \uparrow \end{cases}$$

矛盾

当提高增益时，
带宽将变窄；反
之，增益降低，
带宽将变宽。





5. 带宽增益积：定量分析

根据 $\dot{A}_{usm} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot [-g_m (R_c // R_L)]$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C_\pi'}$$

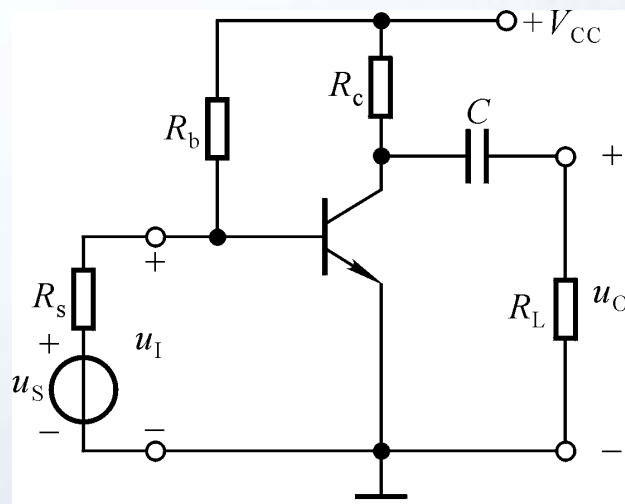
$$C_\pi' \approx C_\pi + (1 + g_m R_L') C_\mu$$

若 $r_{be} \ll R_b$ 、 $R_s \ll R_b$ 、 $g_m R_L' \gg 1$ 、 $g_m R_L' C_\mu$ ，则可以证明
图示电路的

约为常量

$$|\dot{A}_{um} f_H| \approx \frac{1}{2\pi (r_{bb'} + R_s) C_\mu}$$

说明决定于
管子参数



对于大多数放大电路，增益提高，带宽都将变窄。
要想制作宽频带放大电路需用高频管，必要时需采用共基电路。

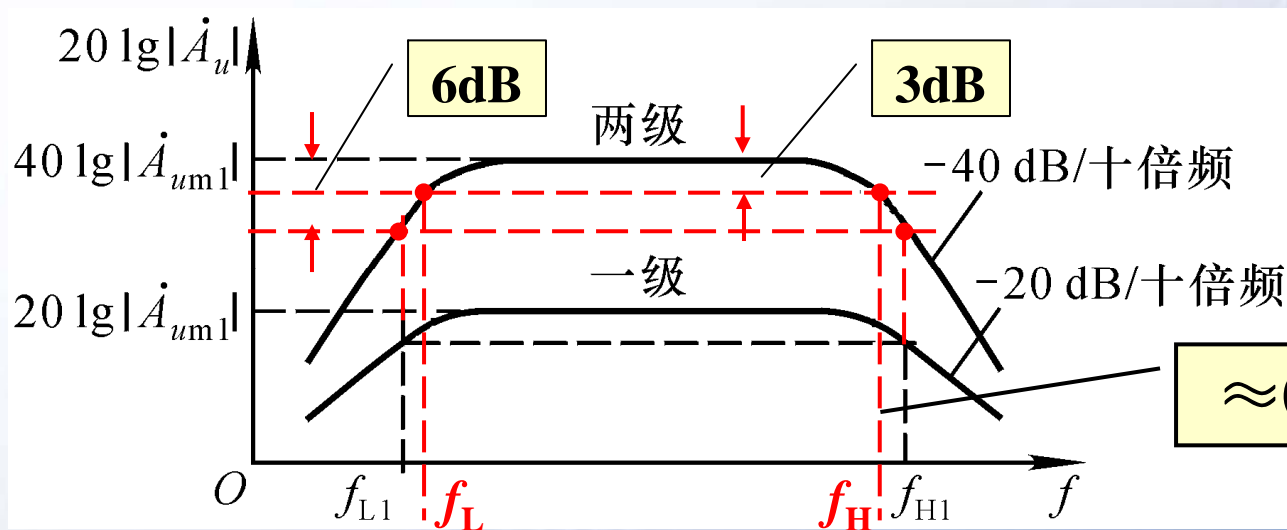




二、多级放大电路的频率响应

1. 讨论：一个两级放大电路每一级（已考虑了它们的相互影响）的幅频特性均如图所示。

$$20\lg|\dot{A}_u| = 20\lg|\dot{A}_{u1}| + 20\lg|\dot{A}_{u2}| = 40\lg|\dot{A}_{u1}|$$



$f_L > f_{L1}$, $f_H < f_{H1}$, 频带变窄!





2. 多级放大电路的频率响应与各级的关系

对于 n 级放大电路，若各级的下、上限频率分别为 $f_{L1} \sim f_{Ln}$ 、 $f_{H1} \sim f_{Hn}$ ，整个电路的下、上限频率分别为 f_L 、 f_H ，则

$$\begin{cases} f_L > f_{Lk} \\ f_H < f_{Hk} \\ f_{bw} < f_{bwk} \end{cases} \quad (k = 1, 2, \dots, n)$$

由于

$$\begin{cases} 20 \lg |\dot{A}_u| = \sum_{k=1}^n 20 \lg |\dot{A}_{uk}| \\ \varphi = \sum_{k=1}^n \varphi_k \end{cases}$$

求解使增益下降3dB的频率，经修正，可得

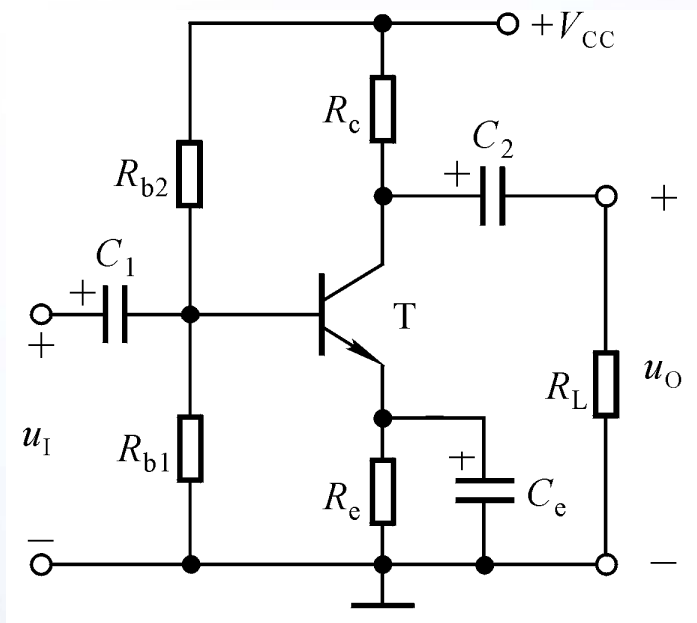
$$f_L \approx 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^n f_{Lk}^2} \quad \frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^n \frac{1}{f_{Hk}^2}}$$

1.1为修正系数





讨论一

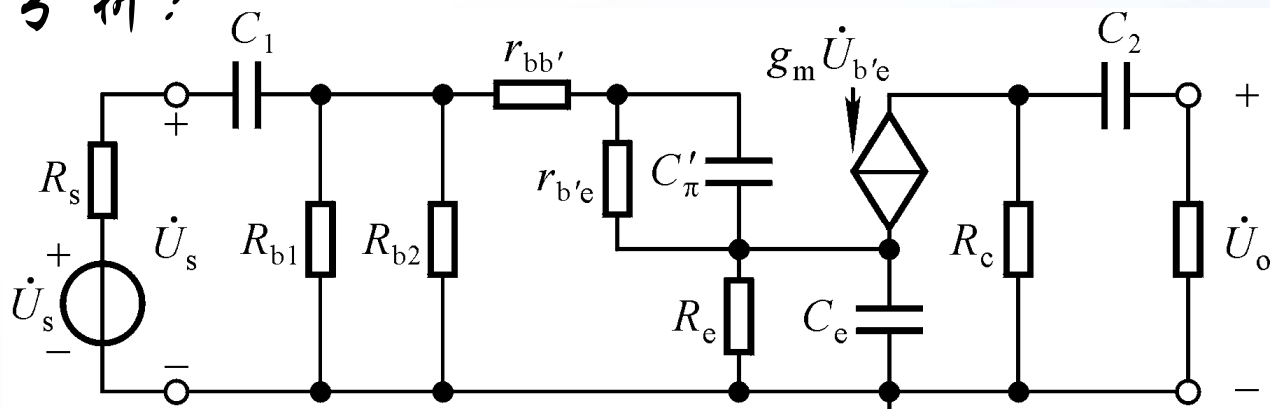


1. 信号频率为 $0 \sim \infty$ 时电压放大倍数的表达式?
2. 若所有的电容容量都相同, 则下限频率等于多少?





时间常数分析:



若电容值均相等, 则 $\tau_e \ll \tau_1, \tau_2$

C_2 、 C_e 短路, C'_π 开路, 求出

$$\tau_1 = (R_s + R_{b1} // R_{b2} // r_{be}) C_1$$

C_1 、 C_e 短路, C'_π 开路, 求出

$$\tau_2 = (R_c + R_L) C_2$$

C_1 、 C_2 短路, C'_π 开路, 求出

$$\tau_e = (R_e // \frac{r_{be} + R_s}{1 + \beta}) C_e$$

无本质区别

C_1 、 C_2 、 C_e 短路, 求出

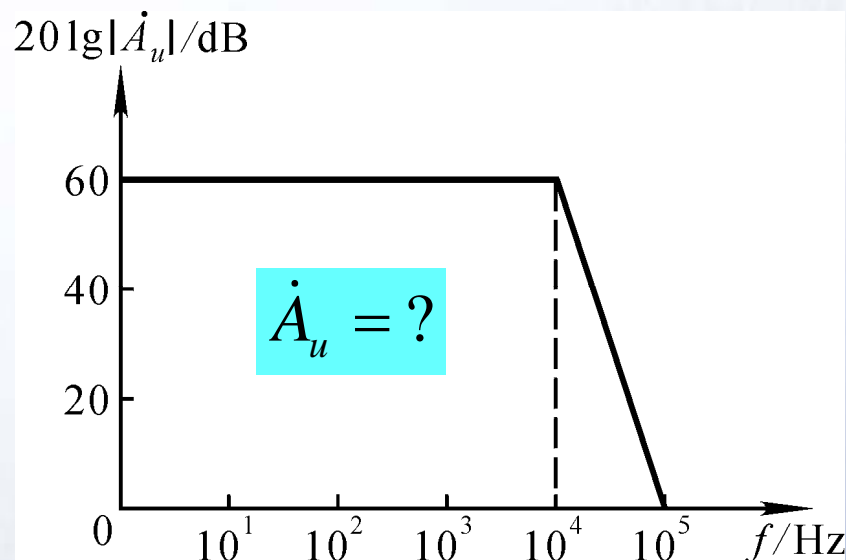
$$\tau_{C'_\pi} = [r_{be} // (r_{bb'} + R_s // R_{b1} // R_{b2})] C'_\pi$$



讨论二

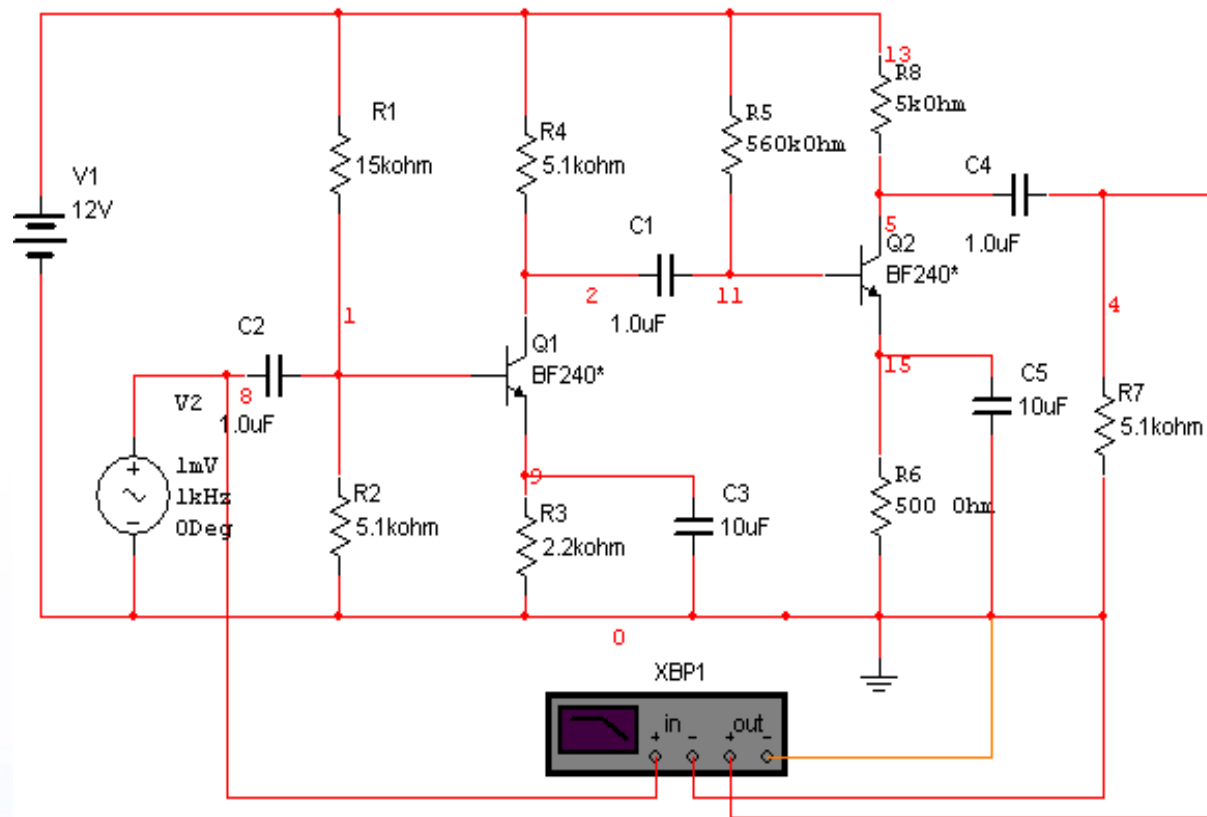
已知某放大电路的幅频特性如图所示，讨论下列问题：

1. 该放大电路为几级放大电路？
2. 耦合方式？
3. 在 $f = 10^4 \text{Hz}$ 时，增益下降多少？附加相移 $\phi' = ?$
4. 在 $f = 10^5 \text{Hz}$ 时，附加相移 $\phi' \approx ?$
5. 画出相频特性曲线；
6. $f_H = ?$



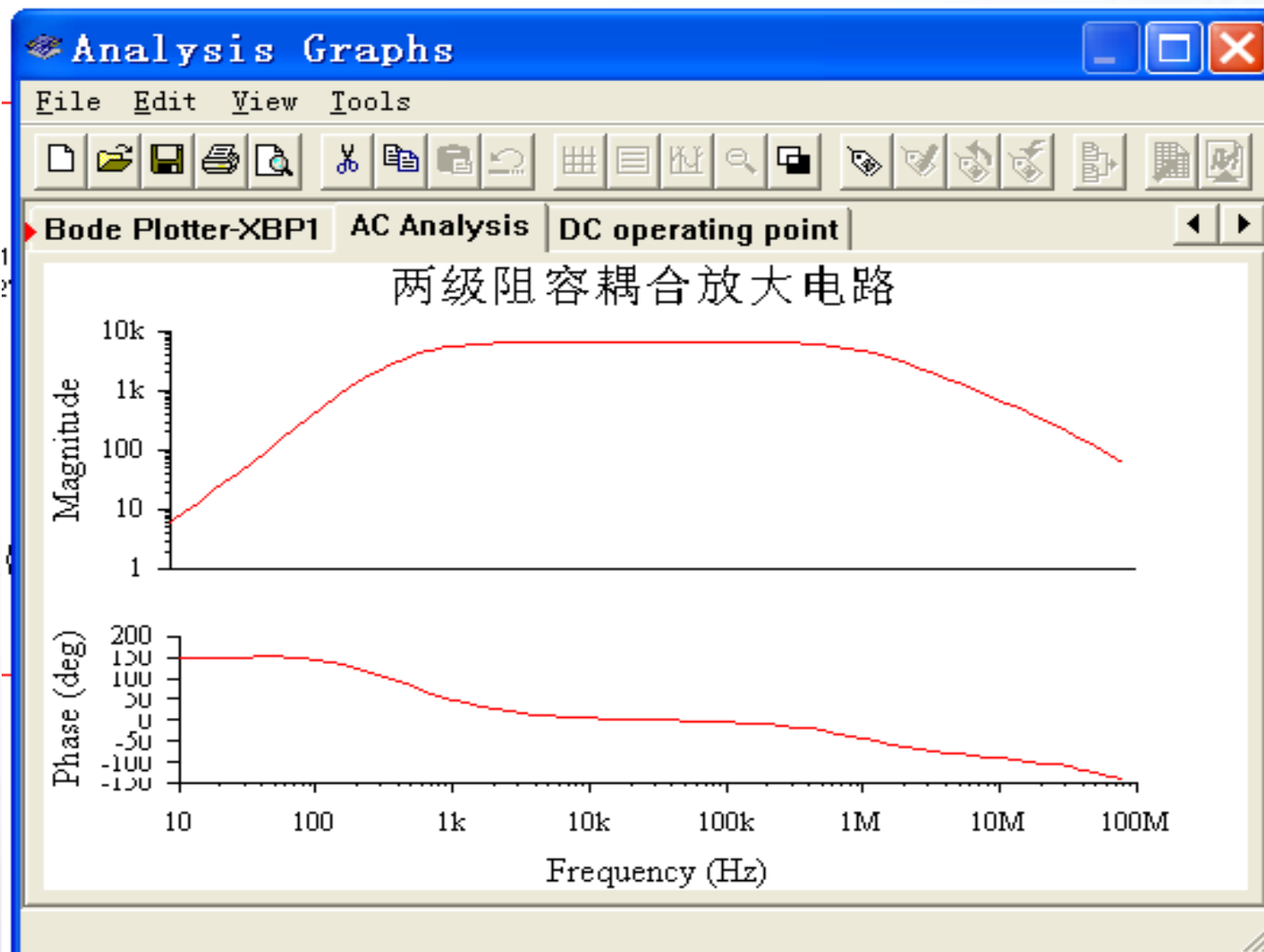


讨论三：两级阻容耦合放大电路的频率响应



DC Operating Point

\$15	959.68212m
\$9	2.28285
\$11	1.70401
\$1	3.00870
\$5	2.49511
\$2	6.75628



清华大学

清华园

第六章 放大电路中的反馈

2001 11 11



第六章 放大电路中的反馈

§ 6.1 反馈的概念及判断

§ 6.2 负反馈放大电路的方框图及放大倍数的估算

§ 6.3 交流负反馈对放大电路性能的影响

§ 6.4 负反馈放大电路的稳定性

§ 6.5 放大电路中反馈的其它问题





本章基本要求

- **会判**：判断电路中有无反馈及反馈的性质
- **会算**：估算深度负反馈条件下的放大倍数
- **会引**：根据需求引入合适的反馈
- **会判振消振**：判断电路是否能稳定工作，会消除自激振荡。





§ 6.1 反馈的概念及判断

一、反馈的基本概念

二、交流负反馈的四种组态

三、反馈的判断



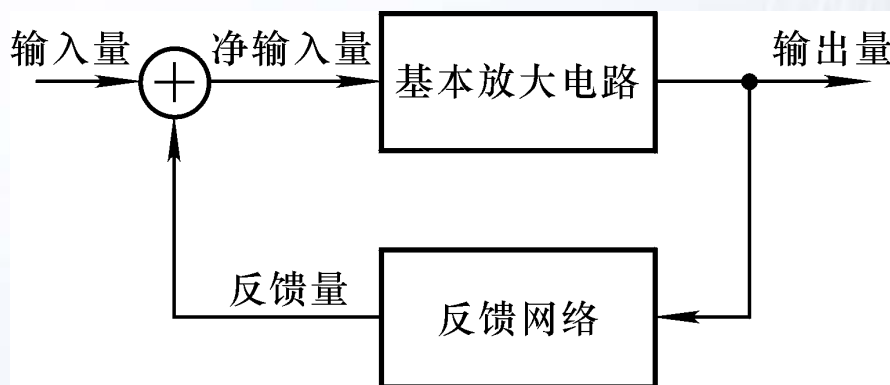


一、反馈的基本概念

1. 什么是反馈

反馈放大电路可用方框图表示。

要研究哪些问题？



放大电路输出量的一部分或全部通过一定的方式引回到输入回路，影响输入，称为反馈。

怎样引回

是从输出电压还是输出电流引出反馈

多少

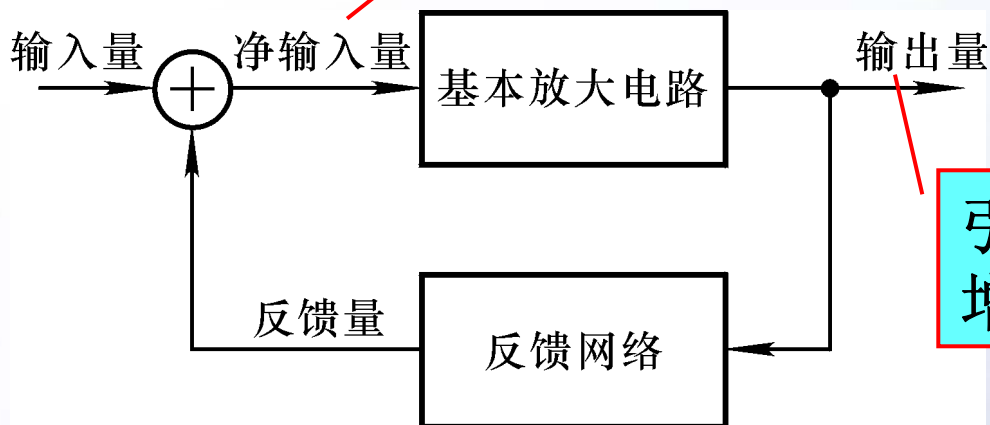
怎样引出

影响放大电路的输入电压还是输入电流





2. 正反馈和负反馈



引入反馈后其变化是增大？还是减小？

引入反馈后其变化是增大？还是减小？

从反馈的结果来判断，凡反馈的结果使输出量的变化减小的为负反馈，否则为正反馈；

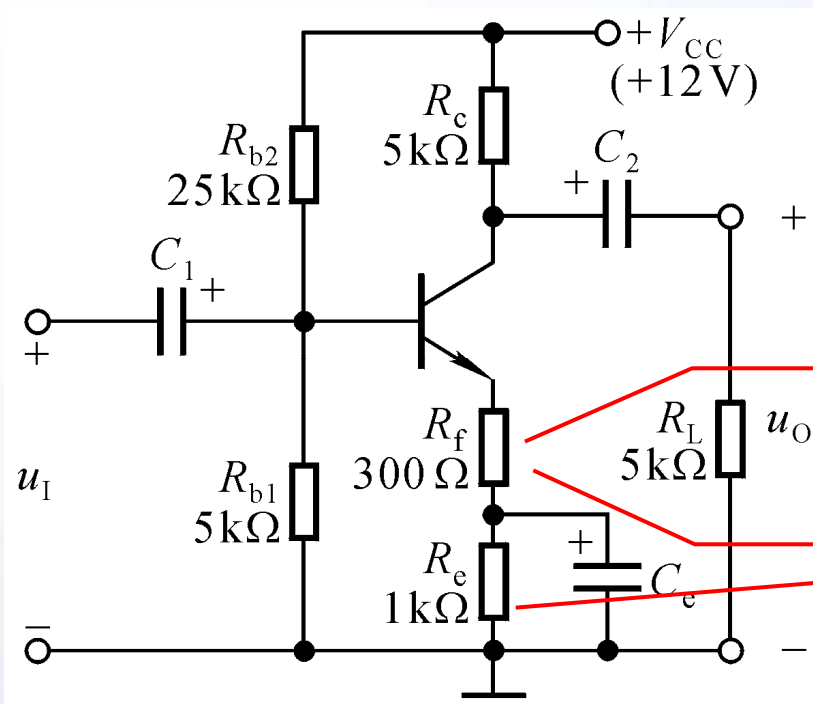
或者，凡反馈的结果使净输入量减小的为负反馈，否则为正反馈。





3. 直流反馈和交流反馈

直流通路中存在的反馈称为直流反馈，交流通路中存在的反馈称为交流反馈。



引入交流负反馈

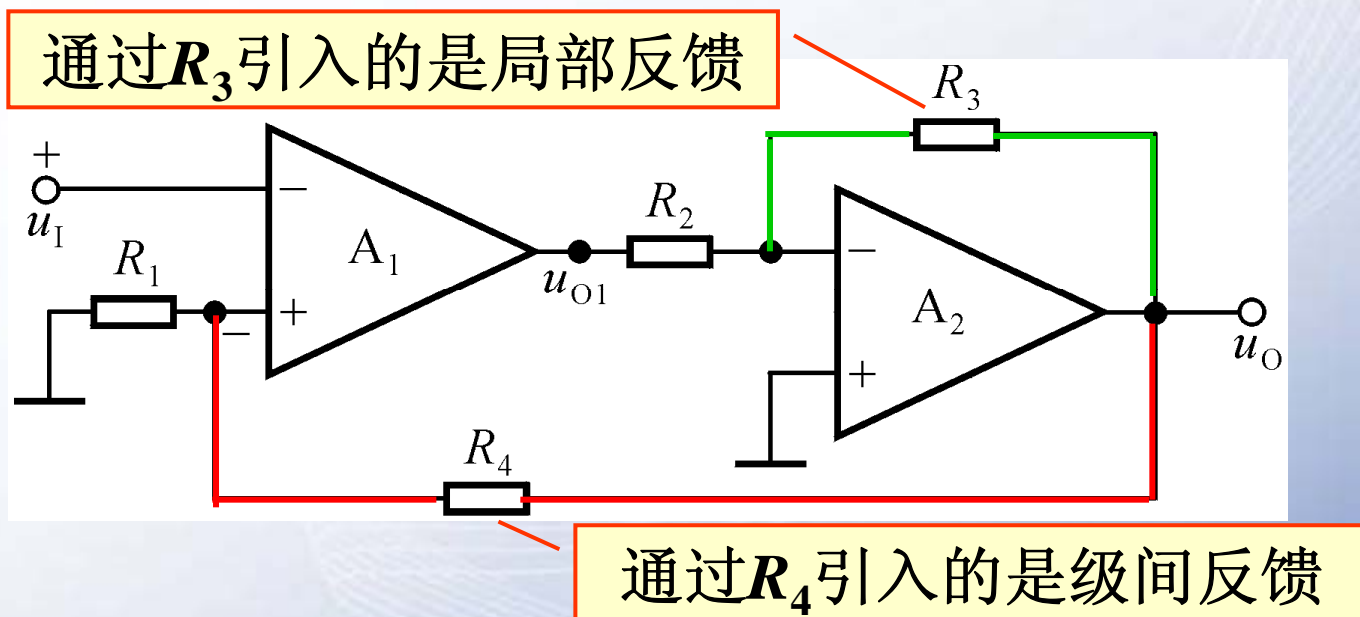
引入直流负反馈





4. 局部反馈和级间反馈

只对多级放大电路中某一级起反馈作用的称为局部反馈，将多级放大电路的输出量引回到其输入级的输入回路的称为级间反馈。



通常，重点研究级间反馈或称总体反馈。





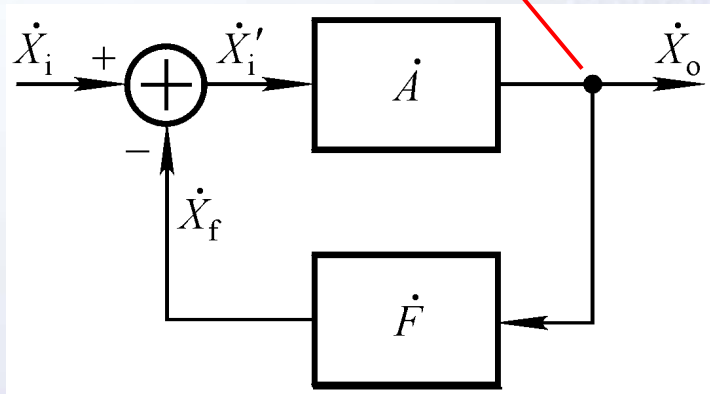
二、交流负反馈的四种组态

1. 电压反馈和电流反馈

描述放大电路和反馈网络在输出端的连接方式，即反馈网络的取样对象。

将输出电压的一部分或全部引回到输入回路来影响净输入量的为电压反馈，即

$$\dot{X}_o = \dot{U}_o$$



将输出电流的一部分或全部引回到输入回路来影响净输入量的为电流反馈，即

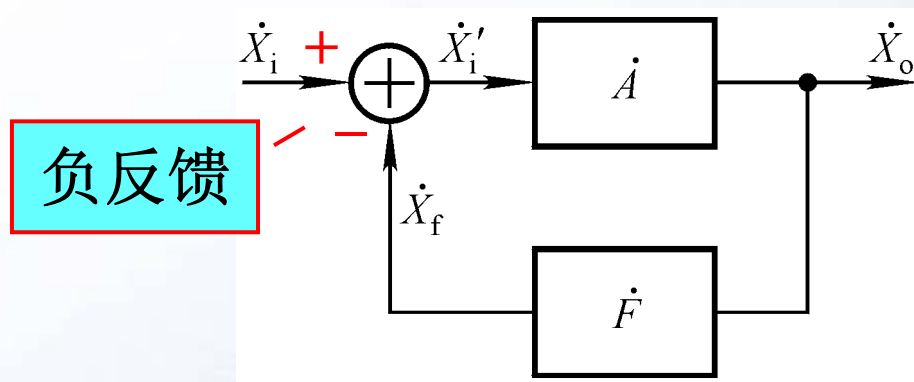
$$\dot{X}_o = \dot{I}_o$$





2. 串联反馈和并联反馈

描述放大电路和反馈网络在输入端的连接方式，即输入量、反馈量、净输入量的叠加关系。

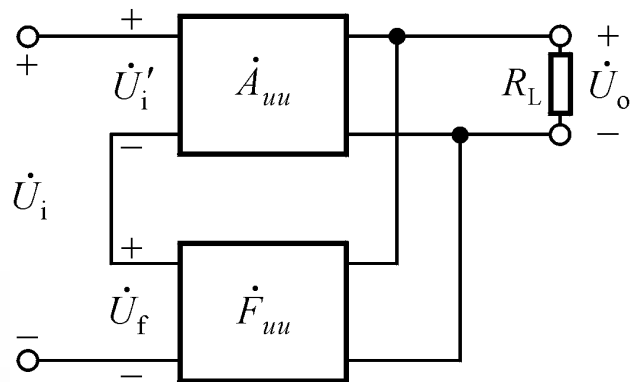


$$\dot{U}_i = \dot{U}_i' + \dot{U}_f \quad \text{--- 串联负反馈}$$

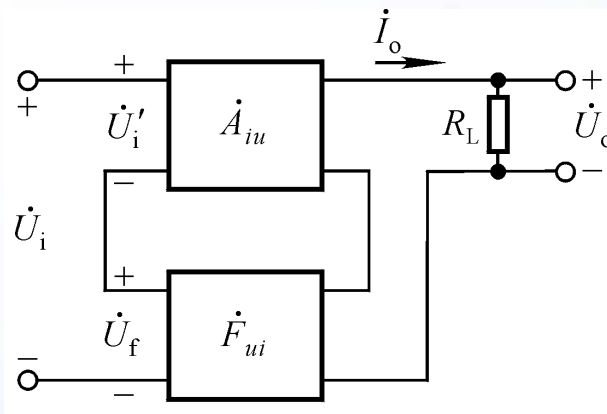
$$\dot{I}_i = \dot{I}_i' + \dot{I}_f \quad \text{--- 并联负反馈}$$



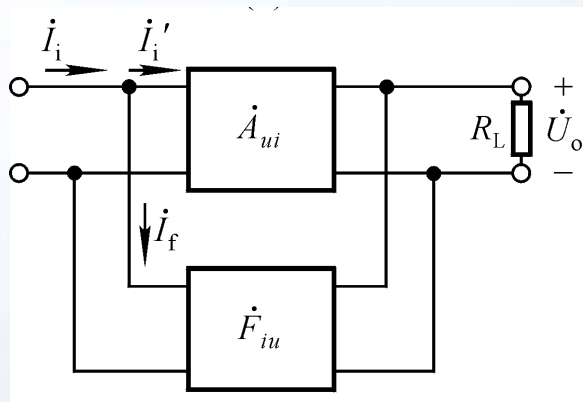
3. 四种反馈组态：注意量纲



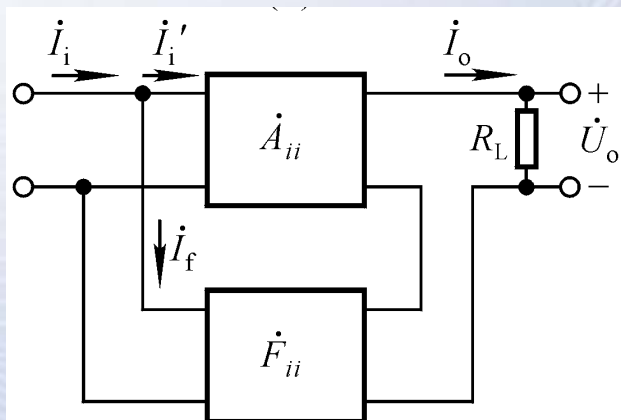
电压串联负反馈



电流串联负反馈



电压并联负反馈



电流并联负反馈

为什么在并联负反馈电路中不加恒压源信号？

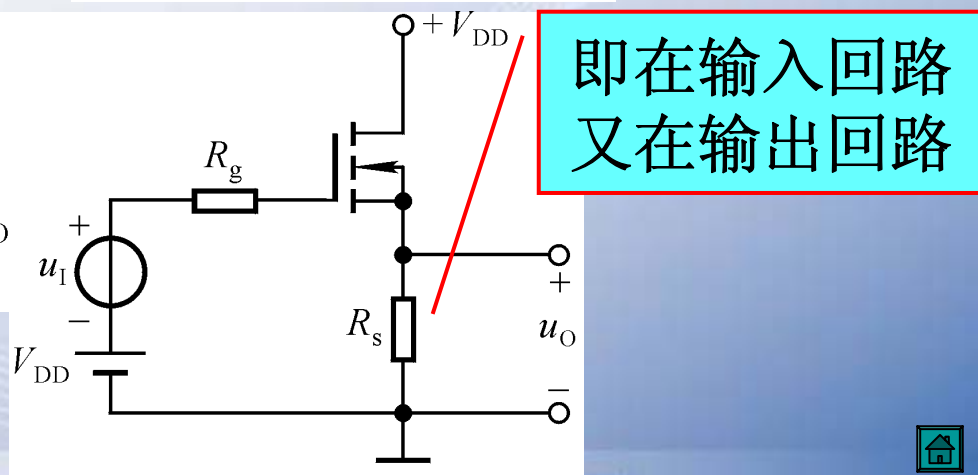
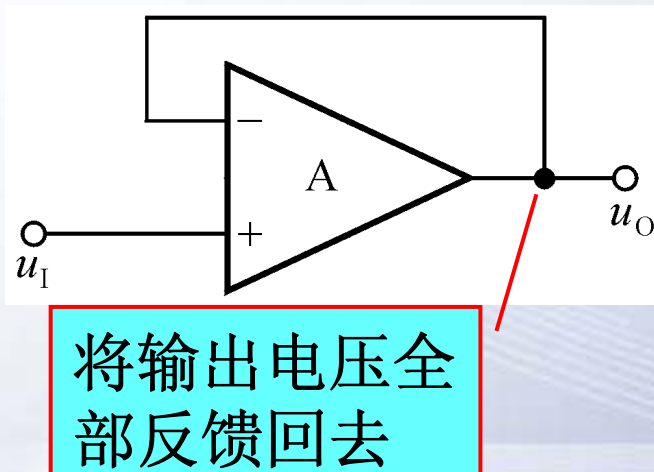
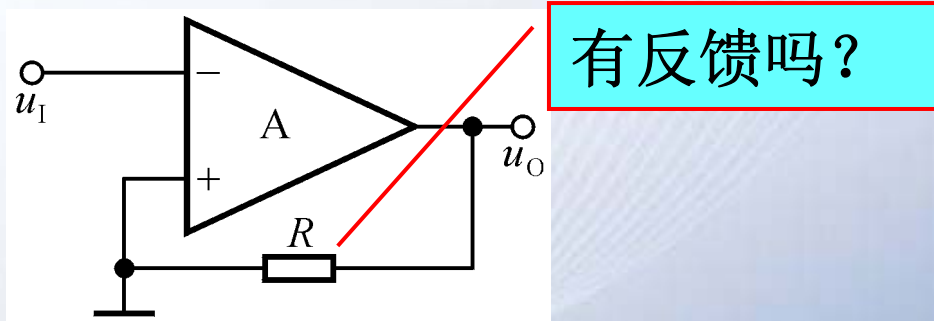
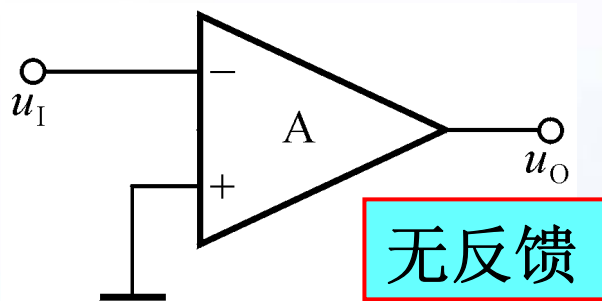
为什么在串联负反馈电路中不加恒流源信号？



三、反馈的判断

1. 有无反馈的判断

“找联系”：找输出回路与输入回路的联系，若有则有反馈，否则无反馈。

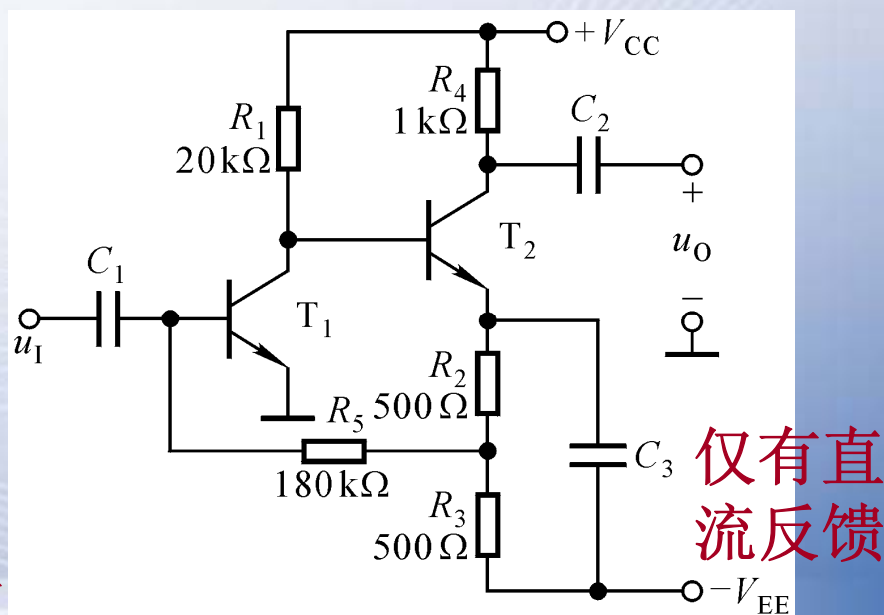
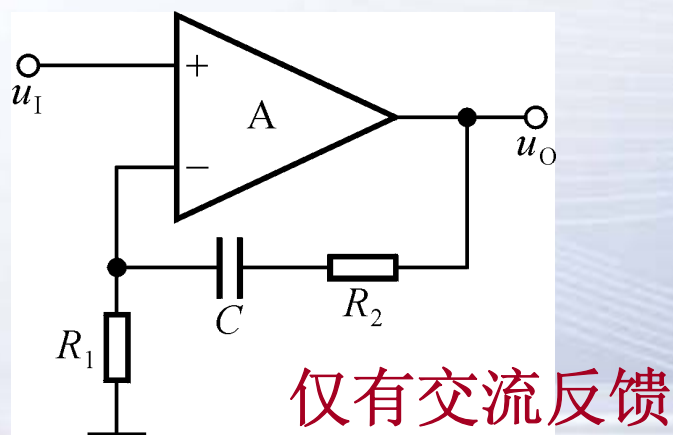
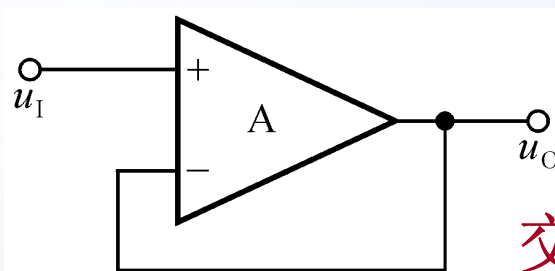
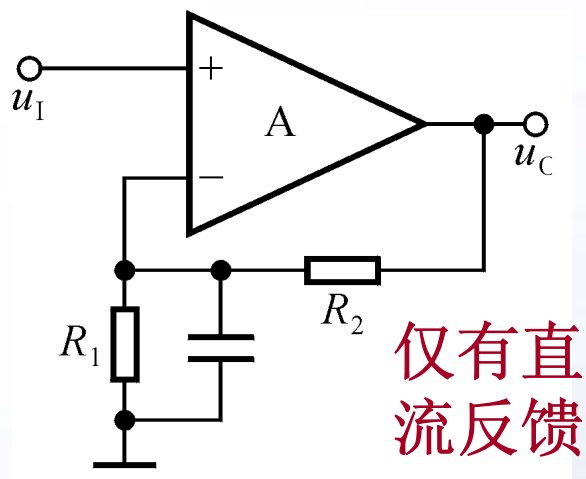




2. 直流反馈和交流反馈的判断

“**看通路**”，即看反馈是存在于直流通路还是交流通路。

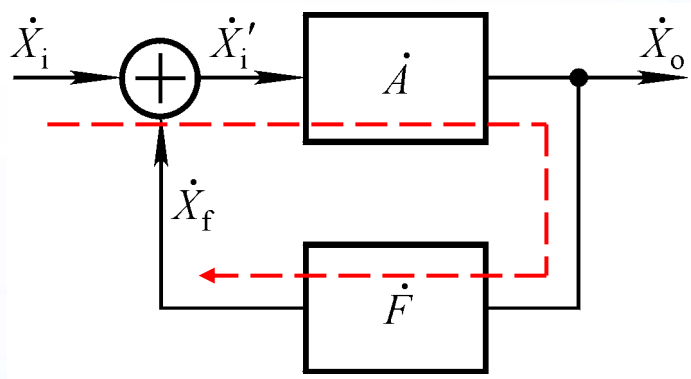
设以下电路中所有电容对交流信号均可视为短路。





3. 正、负反馈（反馈极性）的判断

“看反馈的结果”，即净输入量是被增大还是被减小。



瞬时极性法：

给定 \dot{X}_i 的瞬时极性，并以此为依据分析电路中各电流、电位的极性从而得到 \dot{X}_o 的极性；

\dot{X}_o 的极性 \rightarrow \dot{X}_f 的极性 \rightarrow \dot{X}_i 、 \dot{X}_f 、 \dot{X}_i' 的叠加关系

$$\dot{U}_i' = \dot{U}_i - \dot{U}_f \text{ 或 } \dot{I}_i' = \dot{I}_i - \dot{I}_f \quad \text{—— 负反馈}$$

$$\dot{U}_i' = \dot{U}_i + \dot{U}_f \text{ 或 } \dot{I}_i' = \dot{I}_i + \dot{I}_f \quad \text{—— 正反馈}$$

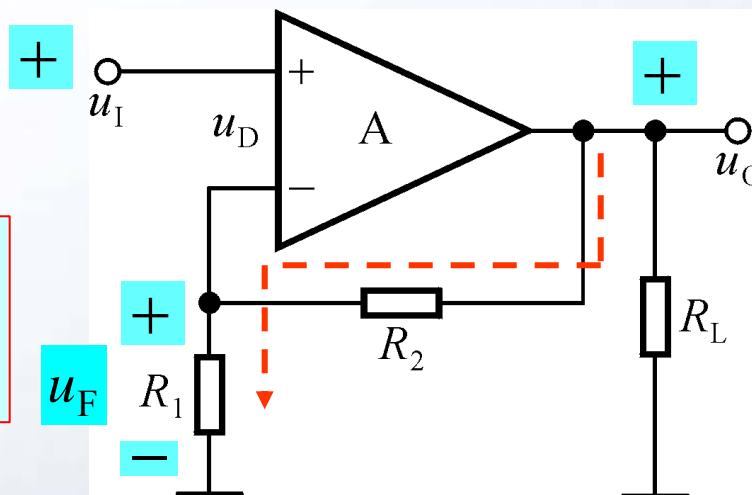




3. 正、负反馈的判断

$$u_D = u_I - u_F$$

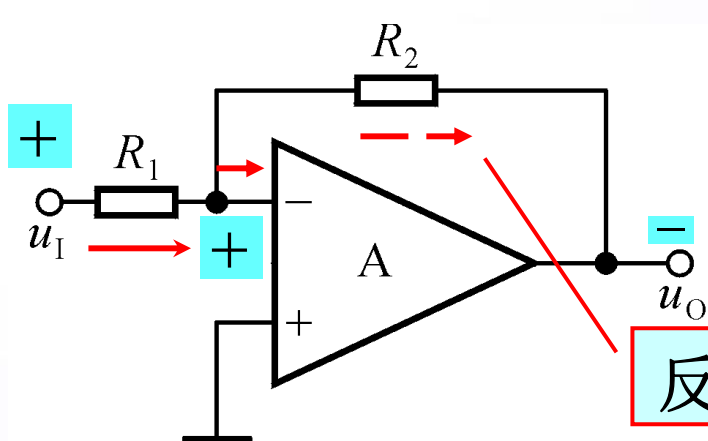
$$u_F = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_O$$



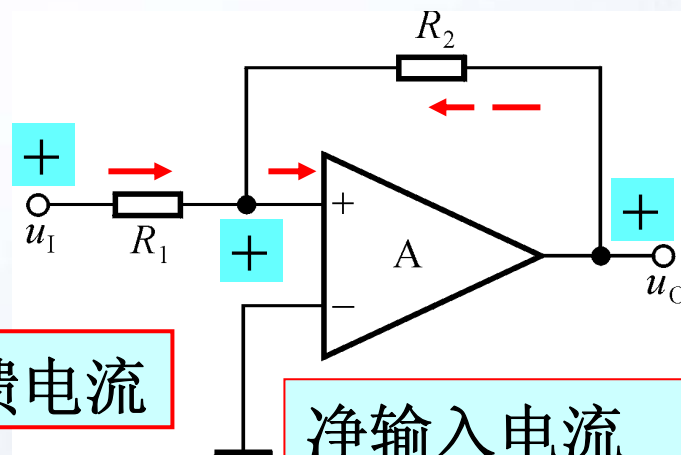
反馈量是仅仅决定于输出量的物理量。



反馈量仅决定于输出量



净输入电流减小，引入了负反馈



净输入电流增大，引入了正反馈

$$i_{R_2} = \frac{u_N - u_O}{R_2}$$

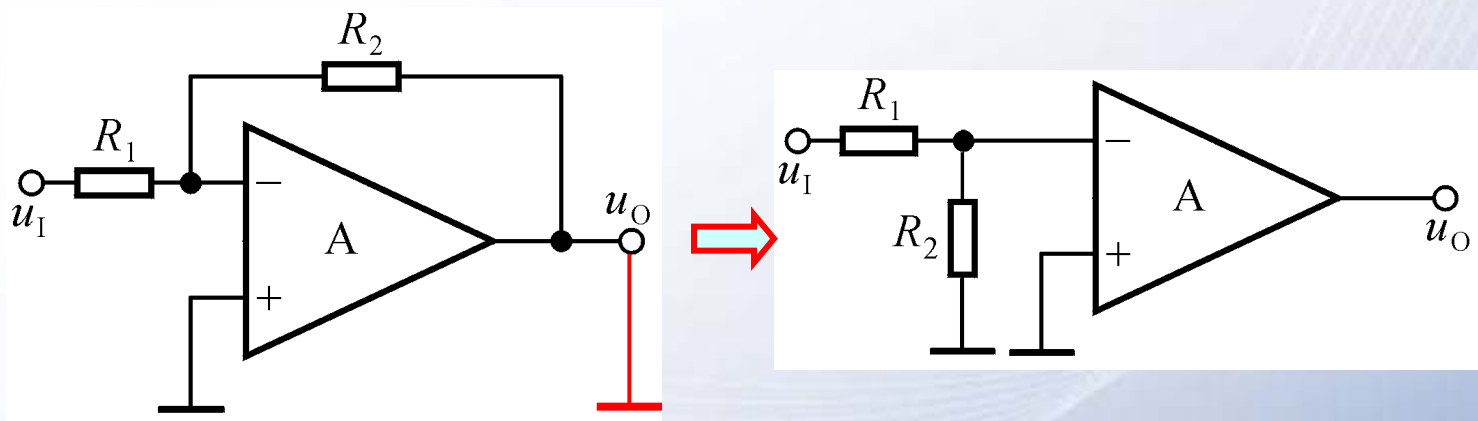
反馈量

在判断集成运放构成的反馈放大电路的反馈极性时，净输入电压指的是集成运放两个输入端的电位差，净输入电流指的是同相输入端或反相输入端的电流。



4. 电压反馈和电流反馈的判断

令输出电压为0，若反馈量随之为0，则为电压反馈；
若反馈量依然存在，则为电流反馈。

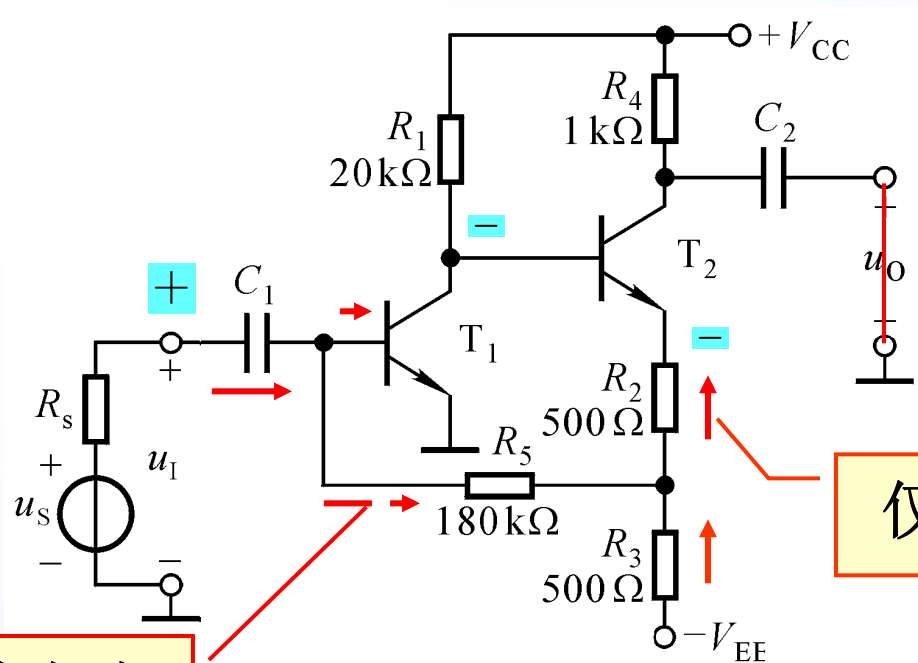


电路引入了电压负反馈





4. 电压反馈和电流反馈的判断



反馈电流

电路引入了电流负反馈

仅受基极电流的控制

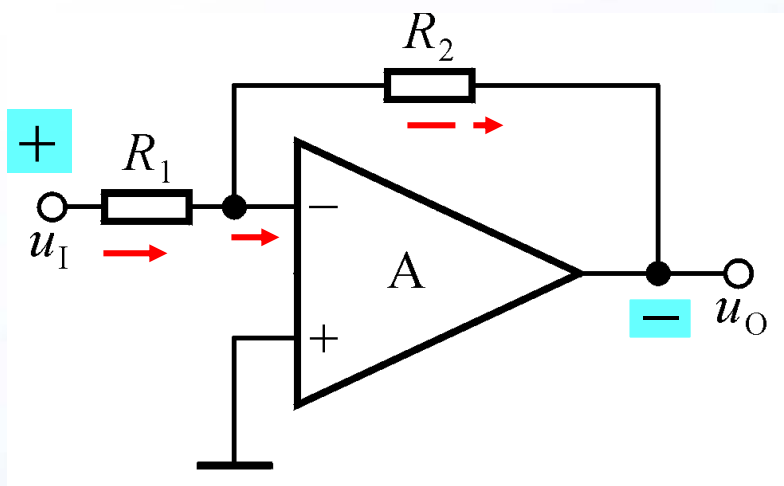
引入电压负反馈稳定输出电压，引入电流负反馈稳定输出电流！





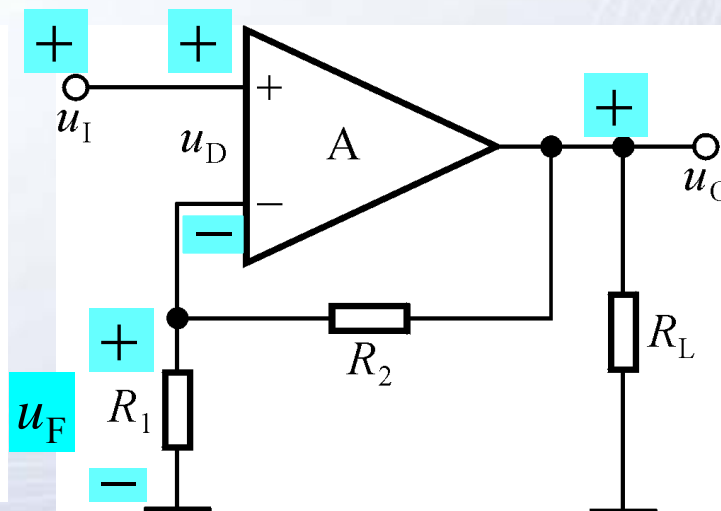
5. 串联反馈和并联反馈的判断

在输入端，输入量、反馈量和净输入量以电压的方式叠加，为串联反馈；以电流的方式叠加，为并联反馈。



$$i_N = i_I - i_F$$

引入了并联反馈



$$u_D = u_I - u_F$$

引入了串联反馈

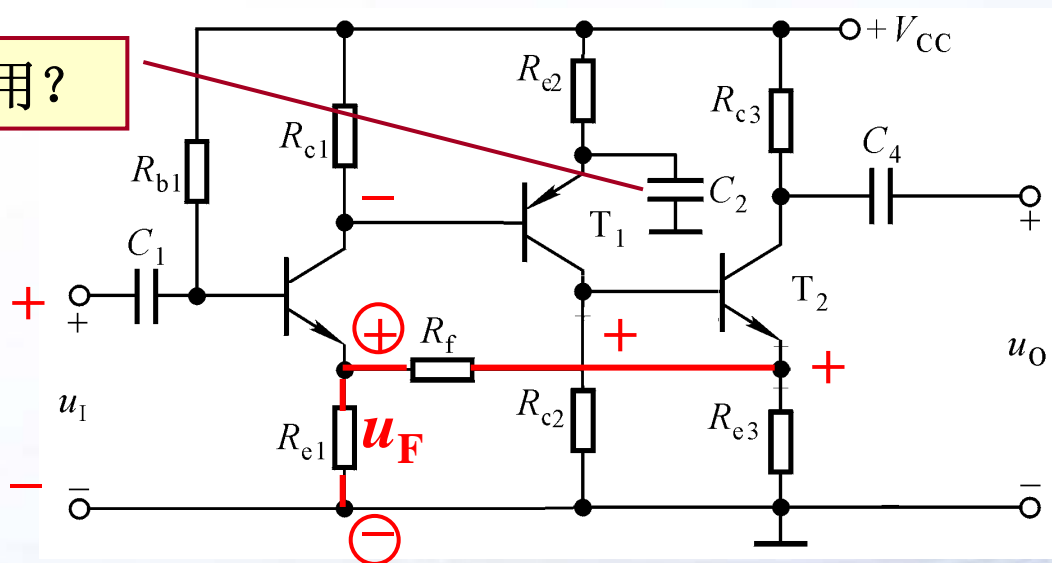




分立元件放大电路中反馈的分析

图示电路有无引入反馈？是直流反馈还是交流反馈？是正反馈还是负反馈？若为交流负反馈，其组态为哪种？

作用？



引入了电流串联负反馈

1. 若从第三级射极输出，则电路引入了哪种组态的交流负反馈？

2. 若在第三级的射极加旁路电容，则反馈的性质有何变化？

3. 若在第三级的射极加旁路电容，且在输出端和输入端跨接一电阻，则反馈的性质有何变化？





分立元件放大电路中的净输入量和输出电流

- 在判断分立元件反馈放大电路的反馈极性时，净输入电压常指输入级晶体管的**b-e** (**e-b**) 间或场效应管**g-s** (**s-g**) 间的电位差，净输入电流常指输入级晶体管的基极电流（射极电流）或场效应管的栅极（源极）电流。
- 在分立元件电流负反馈放大电路中，反馈量常取自于输出级晶体管的集电极电流或发射极电流，而不是负载上的电流；此时称输出级晶体管的集电极电流或发射极电流为输出电流，反馈的结果将稳定该电流。



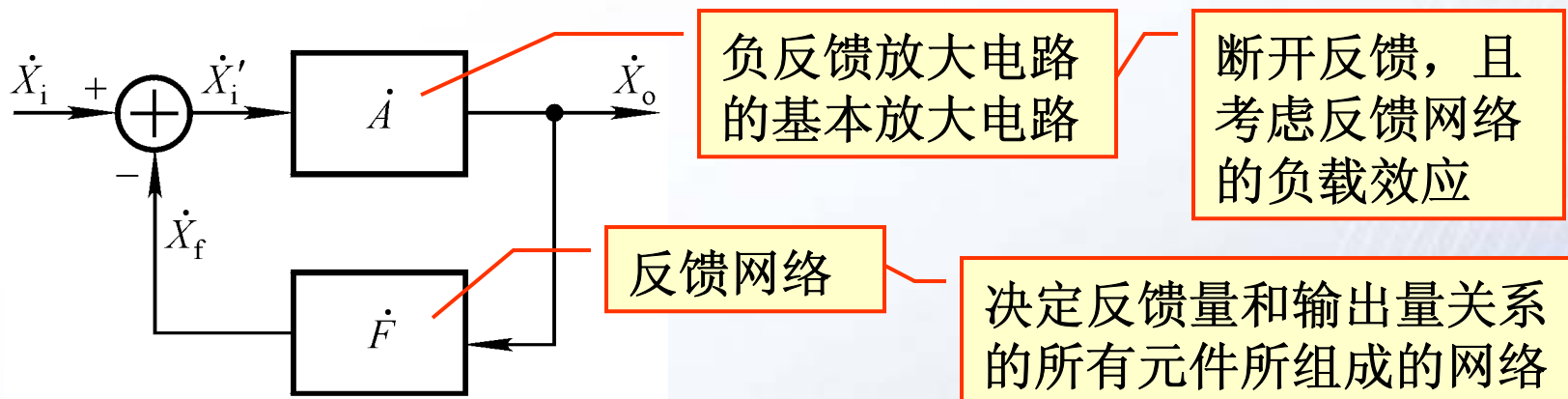
§ 6.2 负反馈放大电路的方框图 及放大倍数的估算

- 一、负反馈放大电路的方框图
- 二、负反馈放大电路放大倍数的一般表达式
- 三、深度负反馈的实质
- 四、基于反馈系数的放大倍数的估算方法
- 五、基于理想运放的放大倍数的计算方法





一、负反馈放大电路的方框图



方框图中信号是单向流通的。

基本放大电路的放大倍数

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

反馈系数

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

反馈放大电路的放大倍数

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



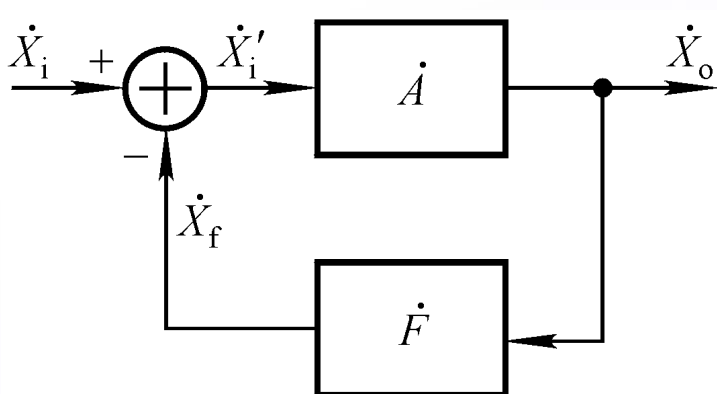


二、负反馈放大电路放大倍数的一般表达式

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

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

$$\dot{A}_f = \dot{X}_o / \dot{X}_i$$



$$\begin{aligned} \dot{A}_f &= \frac{\dot{A} \dot{X}_i'}{\dot{X}_i' + \dot{X}_f} = \frac{\dot{A} \dot{X}_i'}{\dot{X}_i' + \dot{F} \dot{X}_o} \\ &= \frac{\dot{A} \dot{X}_i'}{\dot{X}_i' + \dot{A} \dot{F} \dot{X}_i'} \end{aligned}$$

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

反馈组态	功能	\dot{A}	\dot{F}	\dot{A}_f
电压串联	电压控制电压	\dot{U}_o / \dot{U}_i'	\dot{U}_f / \dot{U}_o	\dot{U}_o / \dot{U}_i
电压并联	电流控制电压	\dot{U}_o / \dot{I}_i'	\dot{I}_f / \dot{U}_o	\dot{U}_o / \dot{I}_i
电流串联	电压控制电流	\dot{I}_o / \dot{U}_i'	\dot{U}_f / \dot{I}_o	\dot{I}_o / \dot{U}_i
电流并联	电流控制电流	\dot{I}_o / \dot{I}_i'	\dot{I}_f / \dot{I}_o	\dot{I}_o / \dot{I}_i





三、深度负反馈的实质

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

环路放大倍数

只有 $\dot{A}\dot{F} > 0$,

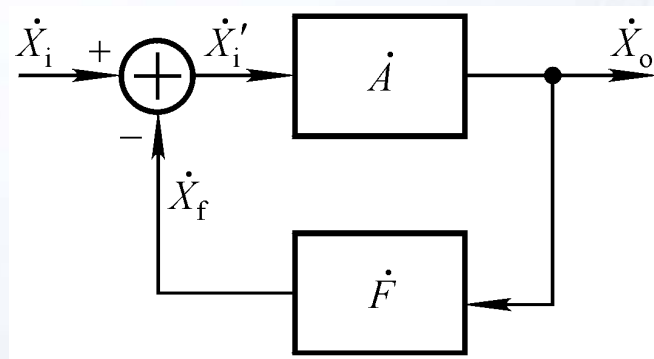
电路引入的才为负反馈。

若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$, 则 $\dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}}$, 即 $\dot{X}_i \approx \dot{X}_f$ 。

上式说明：在串联负反馈电路中， $\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$

在并联负反馈电路中， $\dot{I}_i \approx \dot{I}_f$

在中频段，通常， \dot{A} 、 \dot{F} 、 \dot{A}_f 符号相同。



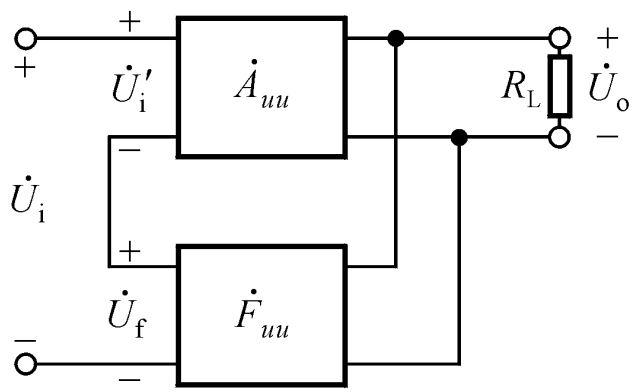
净输入量
忽略不计





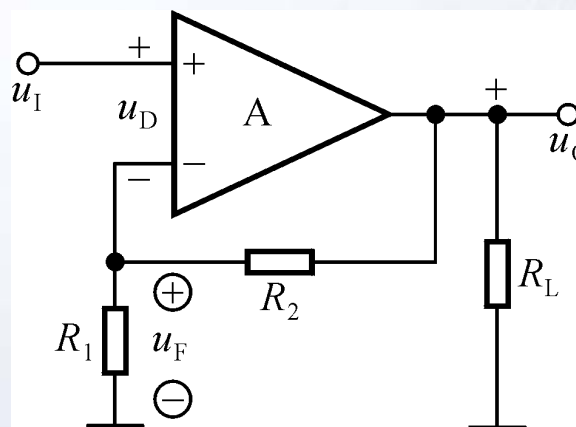
四、基于反馈系数的电压放大倍数的估算方法

1. 电压串联负反馈电路



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

$$\dot{A}_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} = \frac{1}{\dot{F}_{uu}}$$



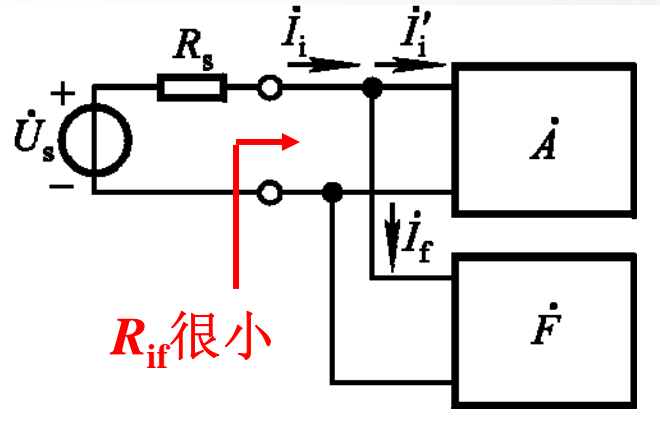
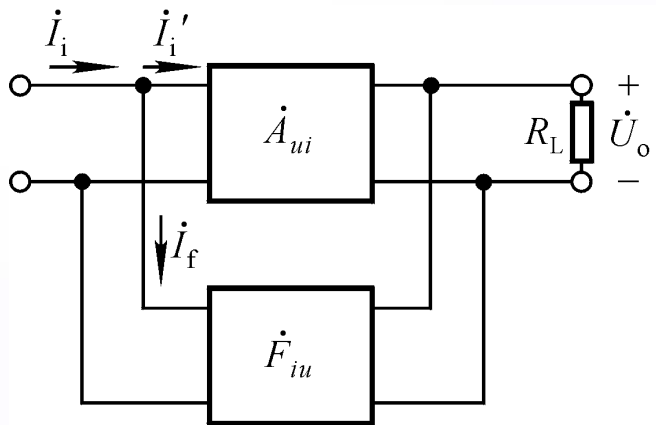
$$\dot{F}_{uu} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\dot{A}_{uuf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{uu}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$





2. 电压并联负反馈电路



$$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o}$$

为什么？

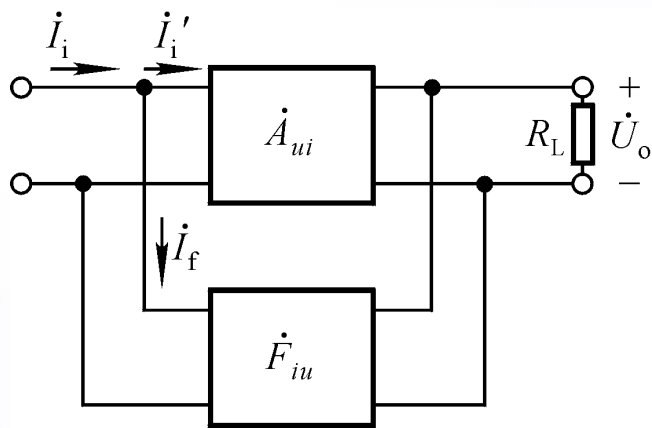
为什么？

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_s R_s} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i R_s} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_f R_s} = \frac{1}{\dot{F}_{iu}} \cdot \frac{1}{R_s}$$



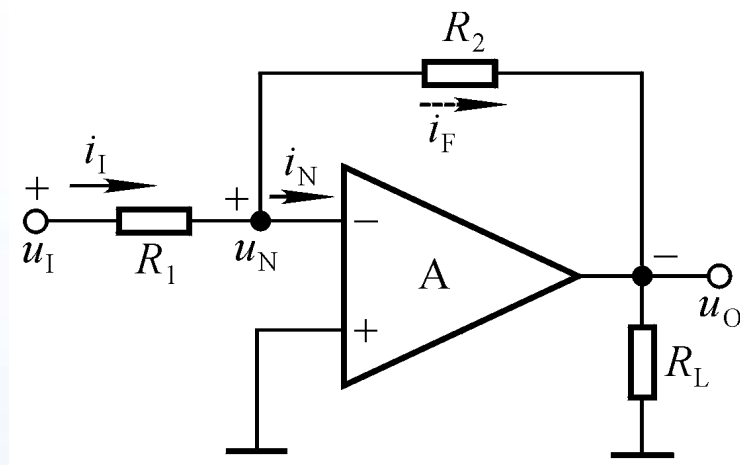


2. 电压并联负反馈电路



$$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o}$$

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{iu}} \cdot \frac{1}{R_s}$$



$$i_{R_2} = \frac{u_N - u_O}{R_2}$$

$$\text{令 } u_N = 0$$

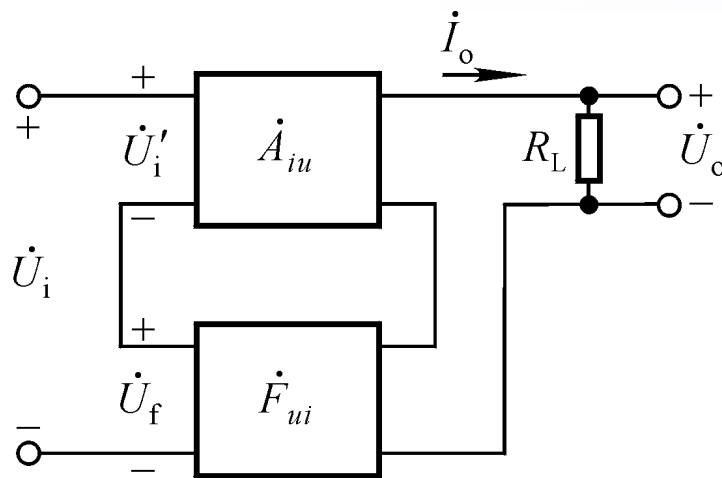
$$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} = -\frac{1}{R_2}$$

$$\dot{A}_{usf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{iu}} \cdot \frac{1}{R_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$



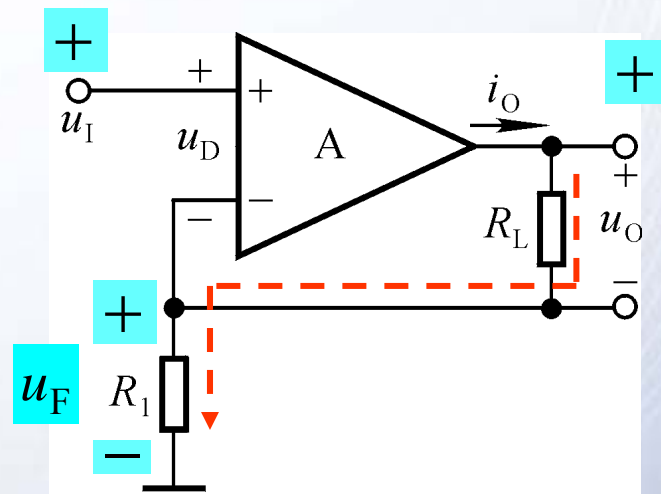


3. 电流串联负反馈电流



$$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o}$$

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o \cdot R'_L}{\dot{U}_f} = \frac{1}{\dot{F}_{ui}} \cdot R'_L$$



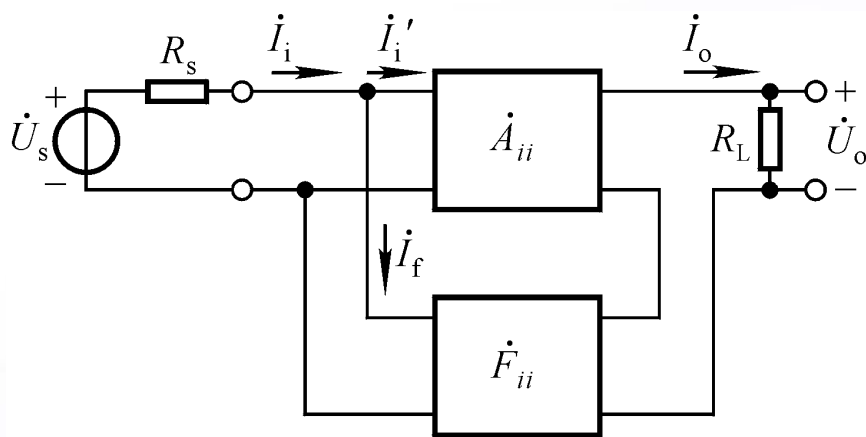
$$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = R_1$$

$$\dot{A}_{uf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ui}} \cdot R'_L = \frac{R_L}{R_1}$$





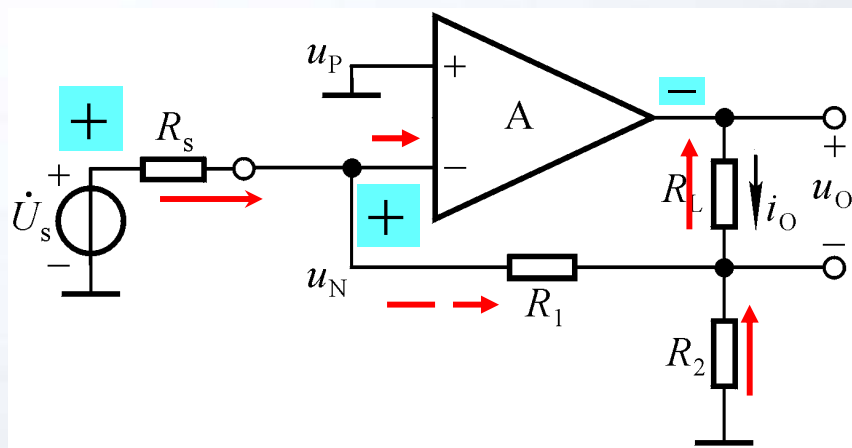
4. 电流并联负反馈电路



$$\dot{F}_{ii} = \dot{I}_f / \dot{I}_o$$

$$\dot{U}_s \approx \dot{I}_f R_s, \quad \dot{U}_o = \dot{I}_o R'_L$$

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ii}} \cdot \frac{R'_L}{R_s}$$



$$\dot{F}_{ii} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\dot{A}_{usf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ii}} \cdot \frac{R'_L}{R_s} = -(1 + \frac{R_1}{R_2}) \frac{R_L}{R_s}$$





深度负反馈条件下四种组态负反馈放大电路 的电压放大倍数

反馈组态	\dot{A}_{uf} 或 \dot{A}_{usf}
电压串联	$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} = \frac{1}{\dot{F}_{uu}}$
电压并联	$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{iu}} \cdot \frac{1}{R_s}$
电流串联	$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ui}} \cdot R'_L$
电流并联	$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ii}} \cdot \frac{R'_L}{R_s}$

与负载无关

与总负载成
线性关系

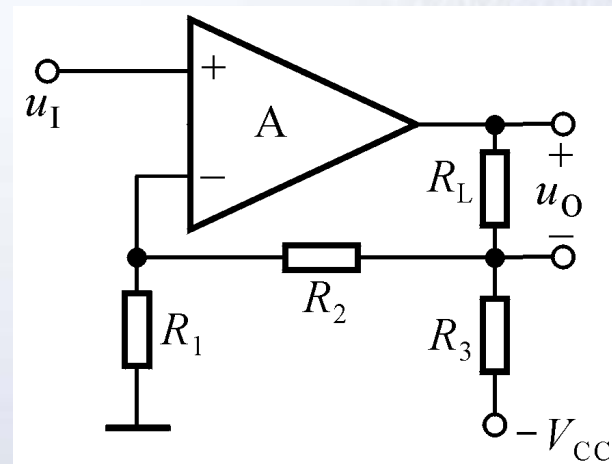
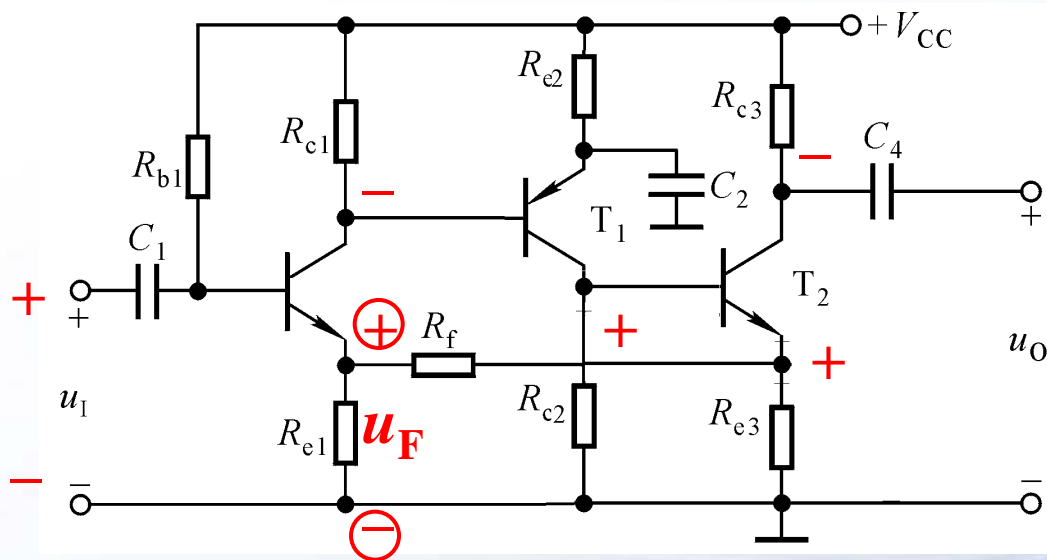
通常， \dot{A}_{uf} (\dot{A}_{usf})、 \dot{A} 、 \dot{F} 、 \dot{A}_f 符号相同。





讨论一

求解在深度负反馈条件下电路的电压放大倍数。



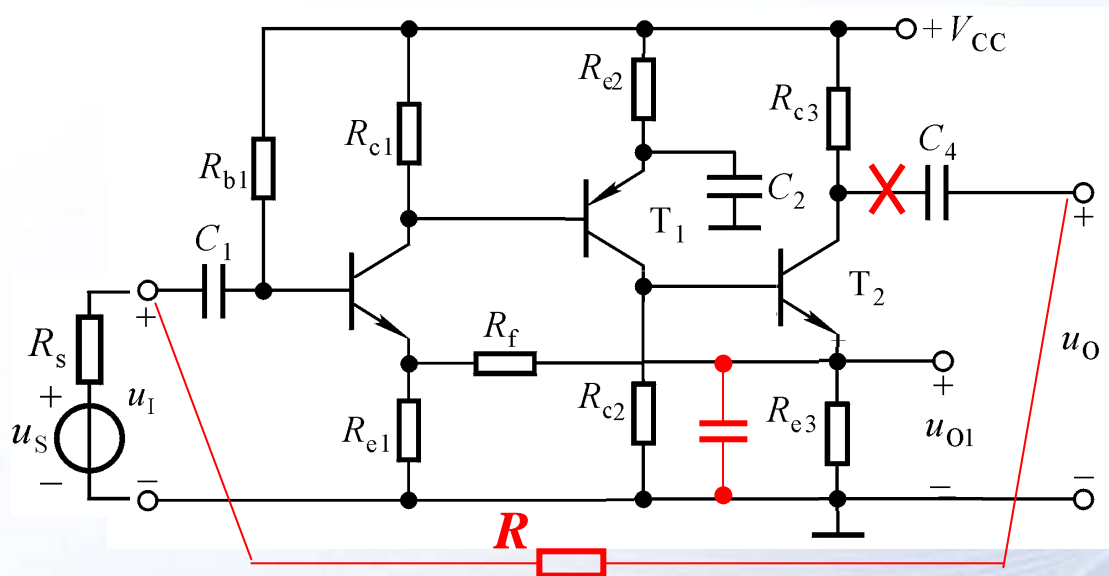
比较两电路

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_{e1}R_{e3}}{R_{e1} + R_f + R_{e3}}$$

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_{e1} + R_f + R_{e3}}{R_{e1}R_{e3}} \cdot (R_{c3} // R_L)$$

讨论二

求解在深度负反馈条件下电路的电压放大倍数。



$$\dot{A}_{uf} = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}}$$

$$\dot{A}_{uf} = -\frac{R}{R_s}$$

1. 第三级从射极输出；
2. 若在第三级的射极加旁路电容，且在输出端和输入端跨接一电阻。

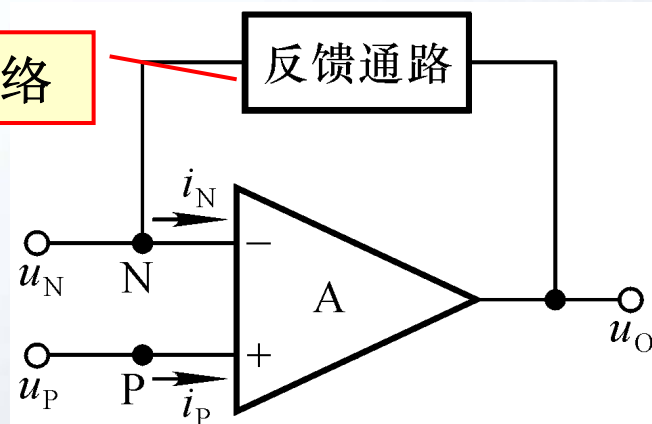


五、基于理想运放的电压放大倍数的计算方法

1. 理想运放参数特点:

$A_{od} = \infty$, $r_{id} = \infty$, $r_o = 0$, $f_H = \infty$, 所有失调因素、温漂、噪声均为零。

无源网络



2. 理想运放工作在线性区的电路特征: 引入交、直流负反馈

3. 理想运放工作在线性区的特点

因为 u_O 为有限值, $A_{od} = \infty$, 所以 $u_N - u_P = 0$, 即

$u_N = u_P$ —— 虚短路

因为 $r_{id} = \infty$, 所以

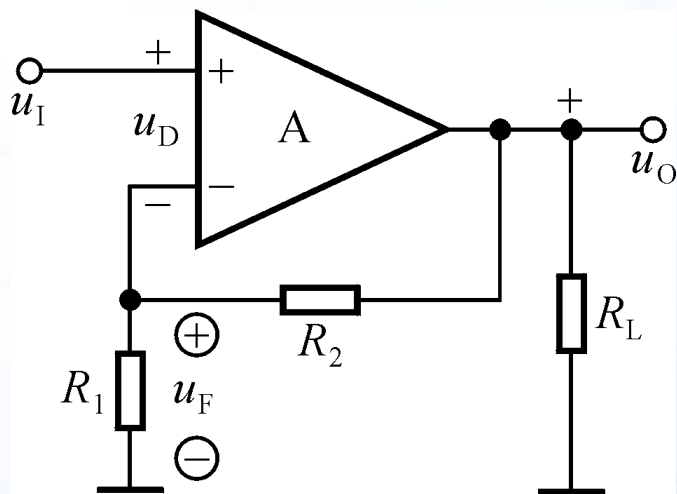
$i_N = i_P = 0$ —— 虚断路

求解放大倍数的
基本出发点





利用“虚短”、“虚断”求解电路



$$u_F = u_I, i_{R_1} = i_{R_2} = u_I / R_1$$

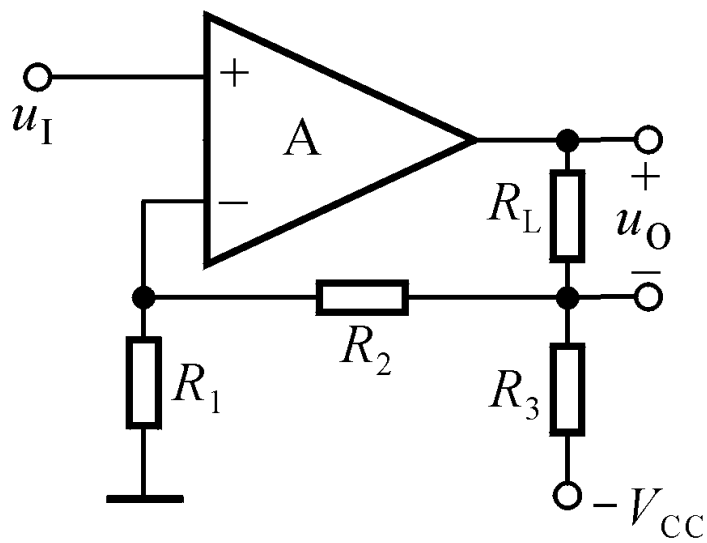
$$u_O = \frac{u_I}{R_1} (R_1 + R_2)$$

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





利用“虚短”、“虚断”求解电路。



$$u_N = u_P = u_I, i_{R2} = i_{R1} = \frac{u_I}{R_1}$$

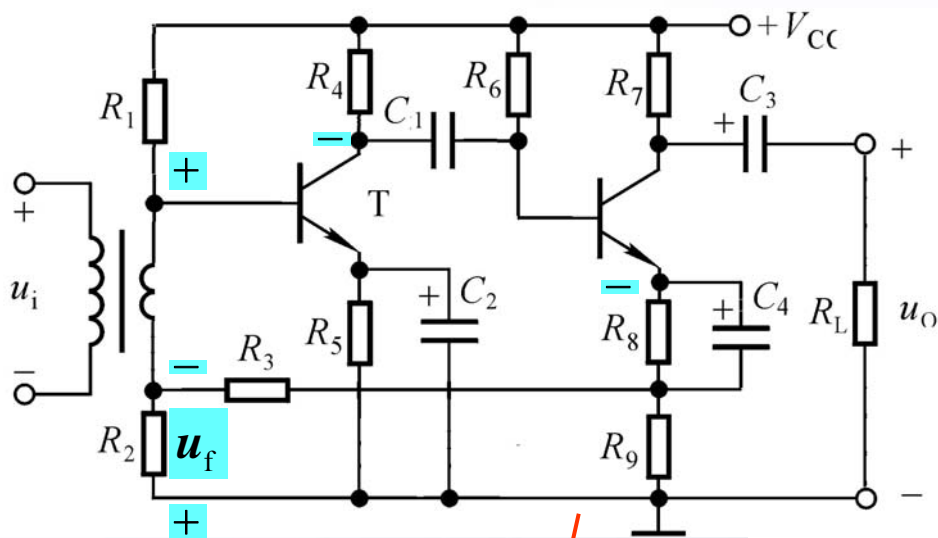
$$i_{R3} = \frac{u_{R1} + u_{R2}}{R_3} = (1 + \frac{R_2}{R_1})u_I / R_3$$

$$i_O = i_{R2} + i_{R3} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_3} \cdot u_I$$

$$A_{uf} = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_I} = \frac{\Delta i_O R_L}{\Delta u_I} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_3} \cdot R_L$$



讨论

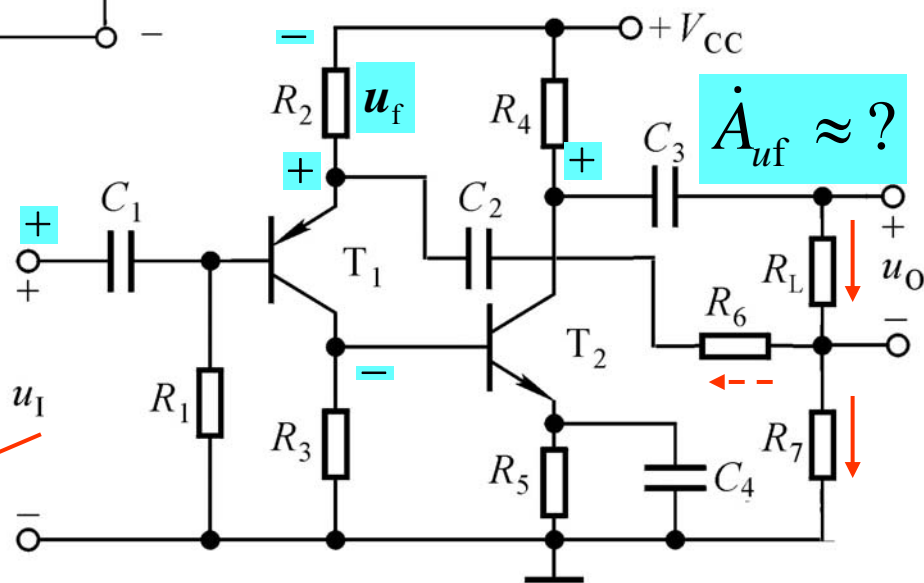


电流串联负反馈

$$\dot{A}_{uf}' \approx \frac{(R_2 + R_3 + R_7)(R_7 // R_L)}{R_2 R_9}$$

电流串联负反馈

设所有的电容对交流信号均可视为短路。试说明电路中是否引入了交流负反馈；如引入了，则说明其组态。



$$\dot{A}_{uf} \approx ?$$



§ 6.3 交流负反馈对放大电路性能的影响

- 一、提高放大倍数的稳定性
- 二、改变输入电阻和输出电阻
- 三、展宽频带
- 四、减小非线性失真
- 五、引入负反馈的一般原则





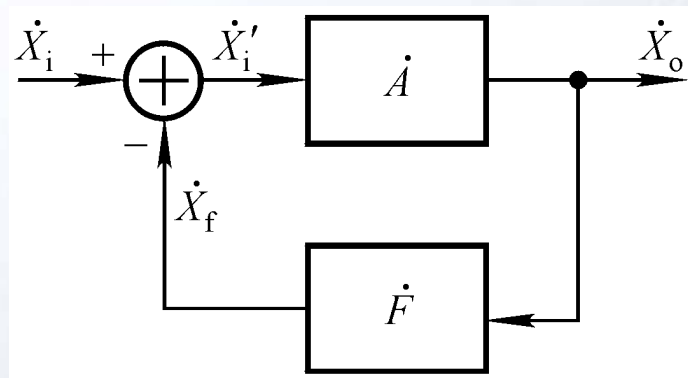
一、提高放大倍数的稳定性

在中频段，放大倍数、反馈系数等均为实数。

$$A_f = \frac{A}{1 + AF}$$

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 + AF)^2}$$

$$dA_f = \frac{dA}{(1 + AF)^2}$$



$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A}$$

说明放大倍数减小到基本放大电路的 $\frac{1}{1+AF}$ ，

放大倍数的稳定性是基本放大电路的 $(1+AF)$ 倍。



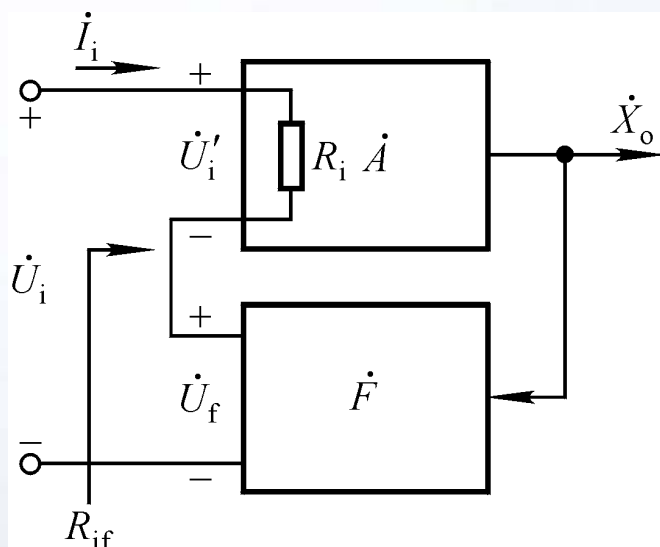


二、改变输入电阻和输出电阻

1. 对输入电阻的影响

对输入电阻的影响仅与反馈网络和基本放大电路在输入端的接法有关，即决定于是串联反馈还是并联反馈。

引入串联负反馈时



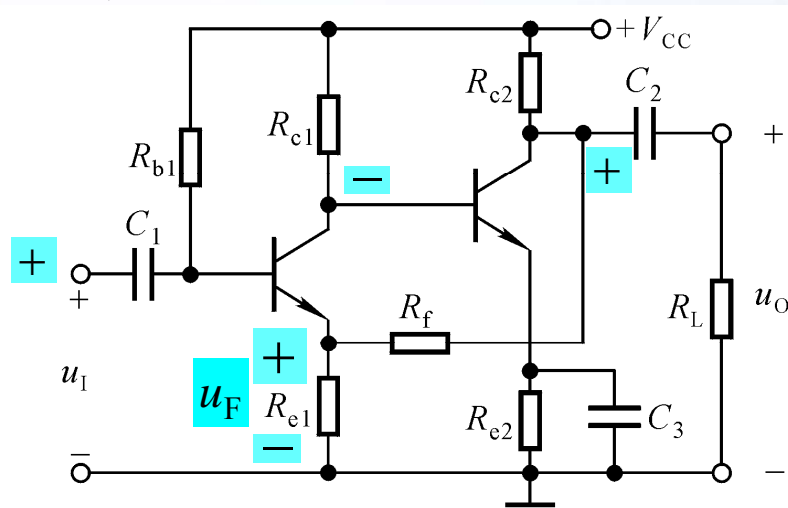
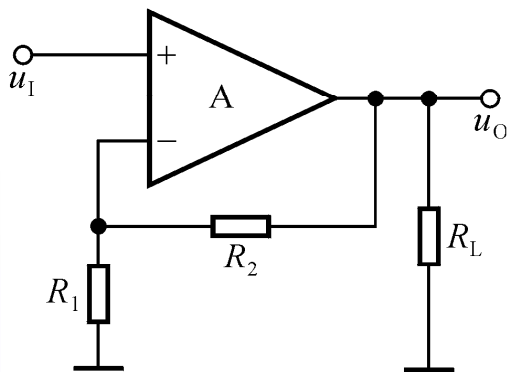
$$R_i = \frac{U_i'}{I_i}$$

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i' + U_f}{I_i} = \frac{U_i' + AFU_i'}{I_i}$$

$$R_{if} = (1 + AF) R_i$$



串联负反馈对输入电阻影响的讨论



引入串联负反馈，对图示两电路的输入电阻所产生的影响一样吗？

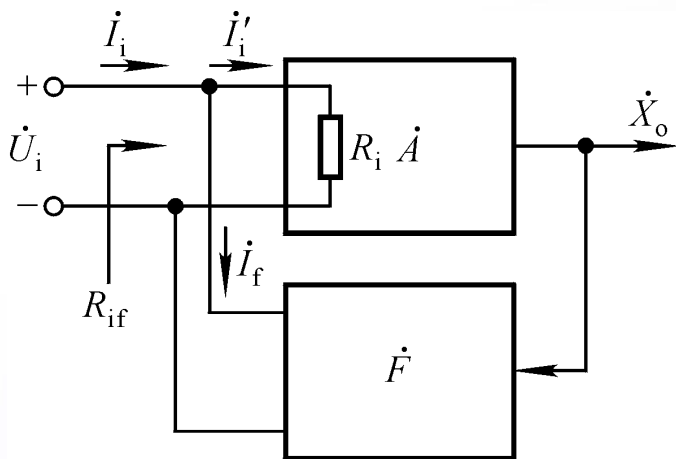
R_{b1} 支路在引入反馈前后对输入电阻的影响有无变化？

引入串联负反馈，使引入反馈的支路的等效电阻增大到原来的 $(1 + AF)$ 倍。

$$R'_{if} = (1 + AF) R_i'$$



引入并联负反馈时



$$R_i = \frac{U_i}{I_i'}$$

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_i' + I_f} = \frac{U_i}{I_i' + AFI_i'}$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + AF}$$

串联负反馈增大输入电阻，并联负反馈减小输入电阻。

在 $(1 + AF) \rightarrow \infty$ 时

引入串联负反馈 R_{if} (或 R_i') $\rightarrow \infty$,

引入并联负反馈 $R_{if} \rightarrow 0$ 。





2、对输出电阻的影响

对输出电阻的影响仅与反馈网络和基本放大电路在输出端的接法有关，即决定于是电压反馈还是电流反馈。

引入电压负反馈时

电压负反馈稳定输出电压，使输出具有恒压特性，因而输出电阻减小。

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + AF}$$

引入电流负反馈时

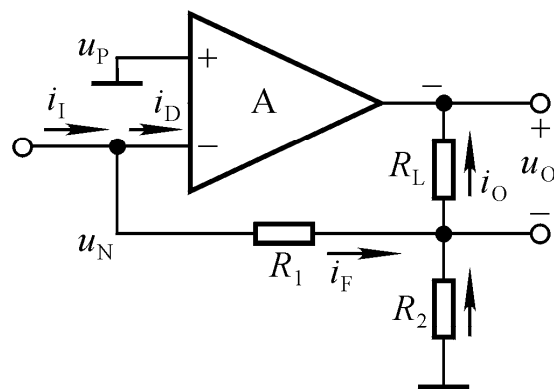
电流负反馈稳定输出电流，使输出具有恒流特性，因而输出电阻增大。

$$R_{of} = (1 + AF) R_o$$

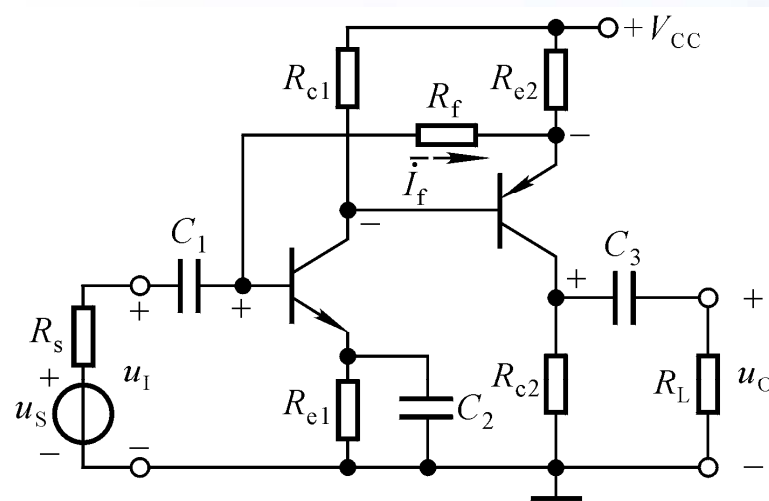




电流负反馈对输出电阻影响的讨论



(a)



(b)

R_{c2} 支路在引入反馈前后对输出电阻的影响有无变化？

引入电流负反馈，使引出反馈的支路的等效电阻增大到原来的 $(1 + AF)$ 倍。

$$R'_{of} = (1 + AF) R'_o$$

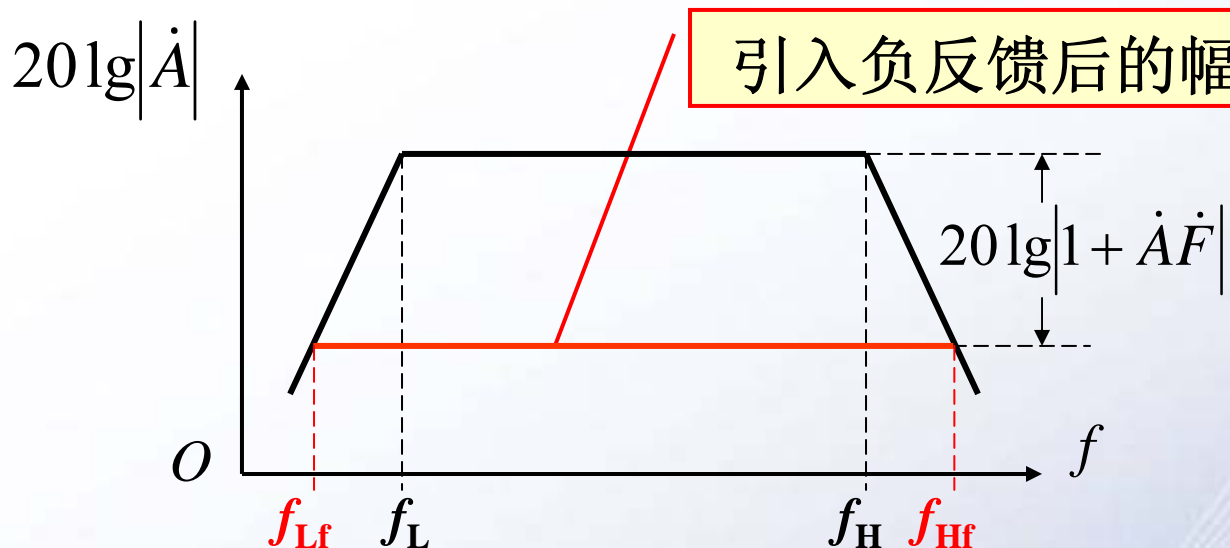
在 $(1 + AF) \rightarrow \infty$ 时

引入电压负反馈 $R_{of} \rightarrow 0$;

引入电流负反馈 R_{of} (或 R'_{of}) $\rightarrow \infty$ 。



三、展宽频带：设反馈网络是纯电阻网络



可推导出引入负反馈后的截止频率、通频带



$$f_{Hf} = (1 + AF)f_H$$

$$f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + AF}$$

$$f_{bwf} = (1 + AF)f_{bw}$$

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

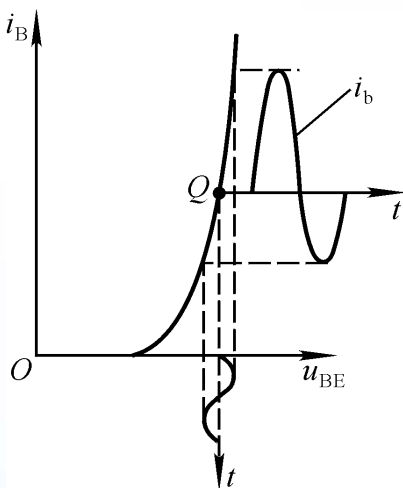
$$\dot{A}_L = \frac{\dot{A}_m}{1 + \frac{f_L}{jf}}$$

$$\dot{A}_H = \frac{\dot{A}_m}{1 + j\frac{f}{f_H}}$$



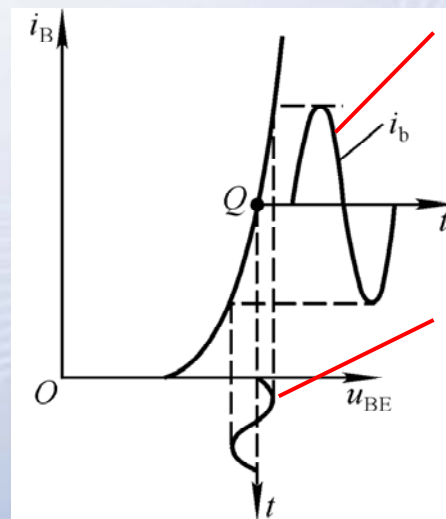


四、减小非线性失真



由于晶体管输入特性的非线性，当**b-e**间加正弦波信号电压时，基极电流的变化不是正弦波。

可以设想，若加在**b-e**之间的电压正半周幅值大于负半周的幅值，则其电流失真会减小，甚至为正弦波。



近似
正弦波

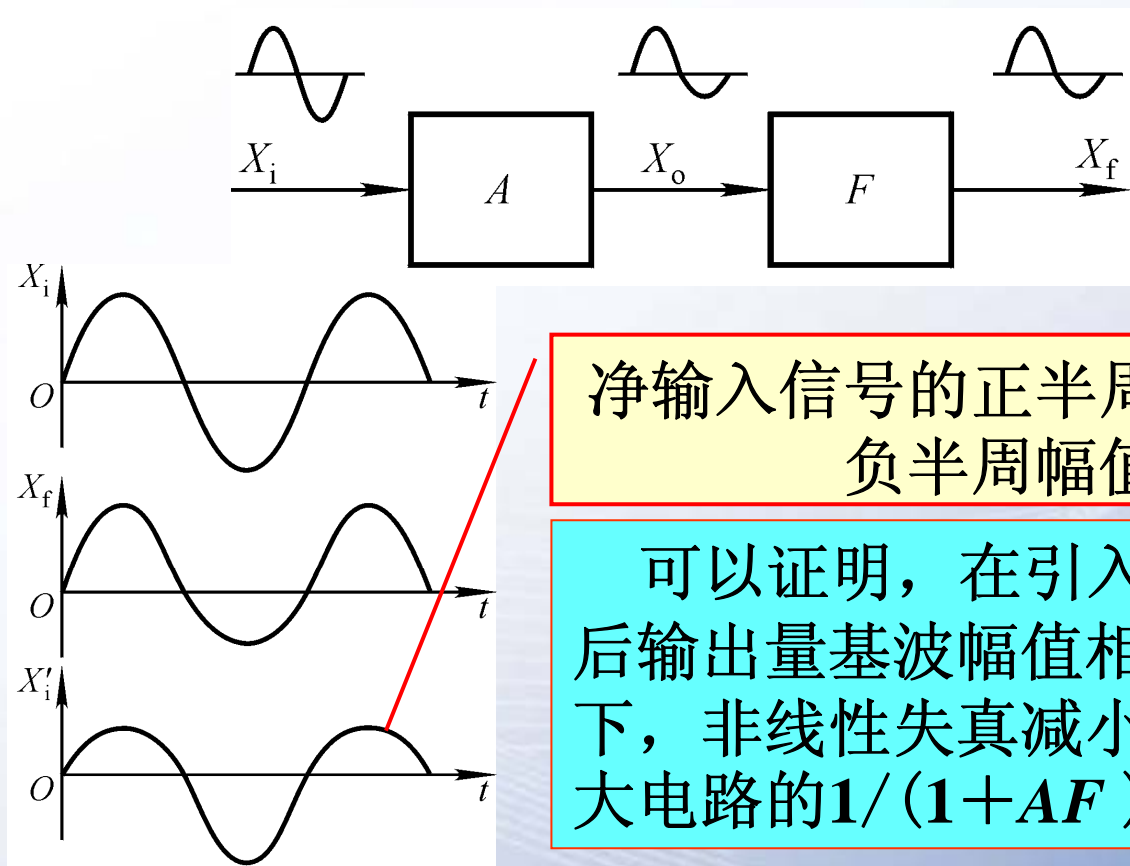
非正弦波





四、减小非线性失真

设基本放大电路的输出信号与输入信号同相。



净输入信号的正半周幅值小于负半周幅值

可以证明，在引入负反馈前后输出量基波幅值相同的情况下，非线性失真减小到基本放大电路的 $1/(1+AF)$ 。



五、引入负反馈的一般原则

- 稳定Q点应引入直流负反馈，改善动态性能应引入交流负反馈；
- 根据信号源特点，增大输入电阻应引入串联负反馈，减小输入电阻应引入并联负反馈；
- 根据负载需要，需输出稳定电压（即减小输出电阻）的应引入电压负反馈，需输出稳定电流（即增大输出电阻）的应引入电流负反馈；
- 从信号转换关系上看，输出电压是输入电压受控源的为电压串联负反馈，输出电压是输入电流受控源的为电压并联负反馈，输出电流是输入电压受控源的为电流串联负反馈，输出电流是输入电流受控源的为电流并联负反馈；
当 $(1 + AF) \gg 1$ 时，它们的转换系数均约为 $1/F$ 。



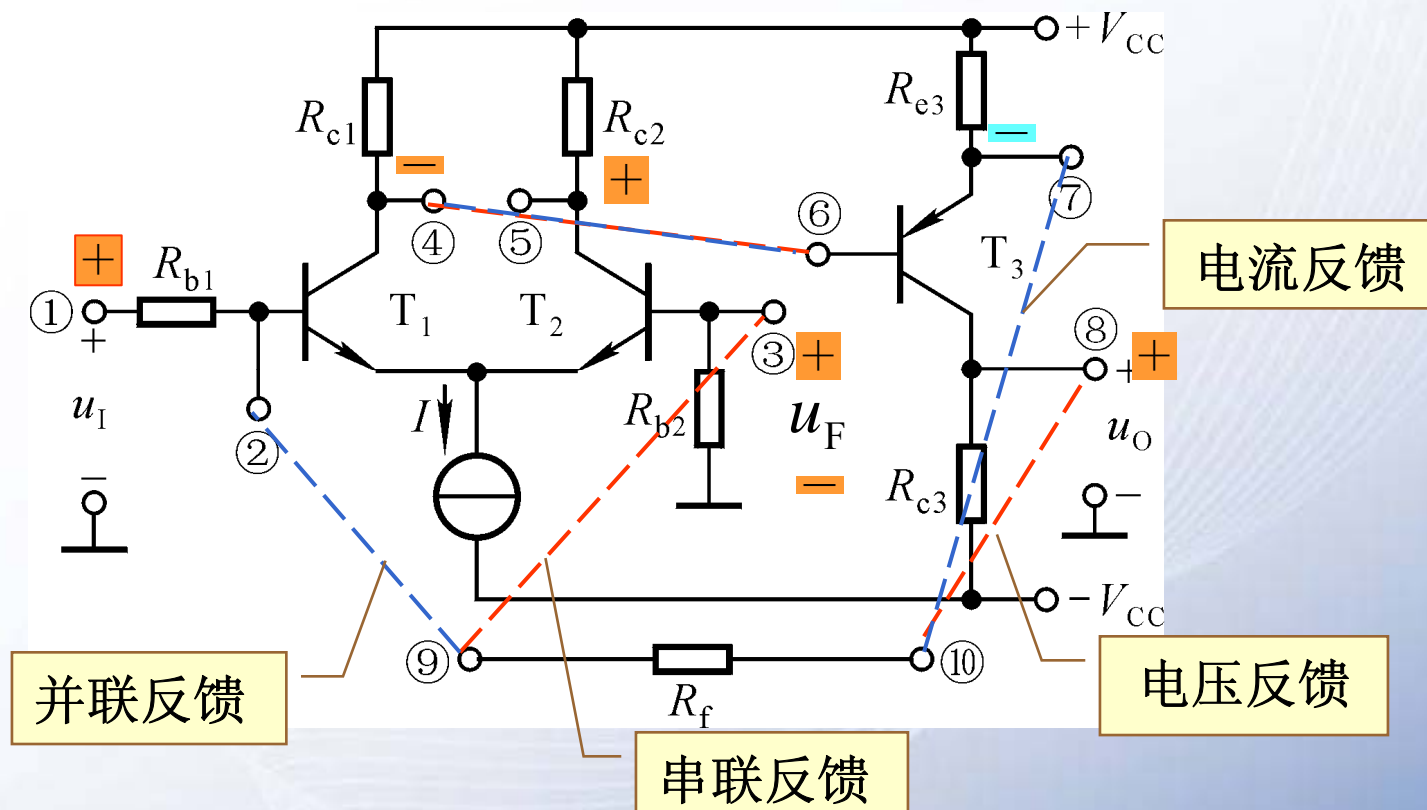


讨论一

- 为减小放大电路从信号源索取的电流，增强带负载能力，应引入什么反馈？
- 为了得到稳定的电流放大倍数，应引入什么反馈？
- 为了稳定放大电路的静态工作点，应引入什么反馈？
- 为了使电流信号转换成与之成稳定关系的电压信号，应引入什么反馈？
- 为了使电压信号转换成与之成稳定关系的电流信号，应引入什么反馈？



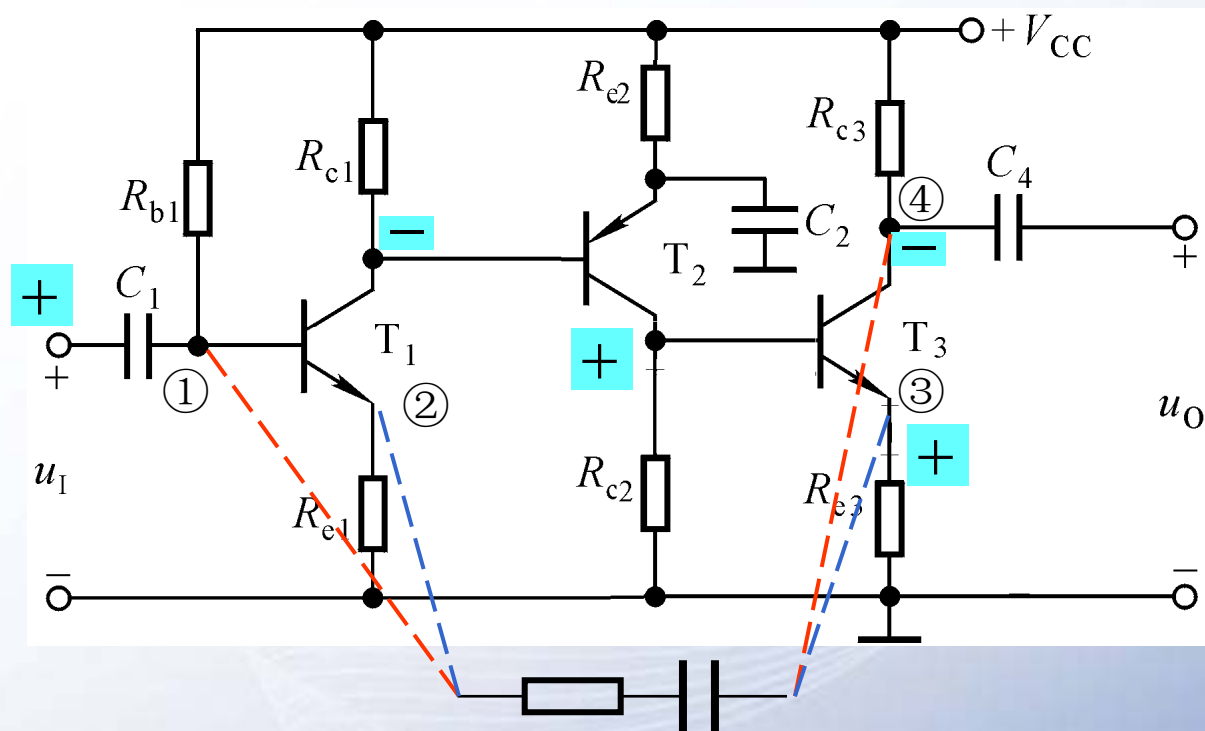
讨论二



试在图示电路中分别引入四种不同组态的交流负反馈。

讨论三

在图示电路中能够引入哪些组态的交流负反馈？



只可能引入电压并联或电流串联两种组态的交流负反馈。



§ 6.4 负反馈放大电路的稳定性

- 一、自激振荡产生的原因及条件
- 二、负反馈放大电路稳定性的分析
- 三、负反馈放大电路稳定性的判断
- 四、消除自激振荡的方法

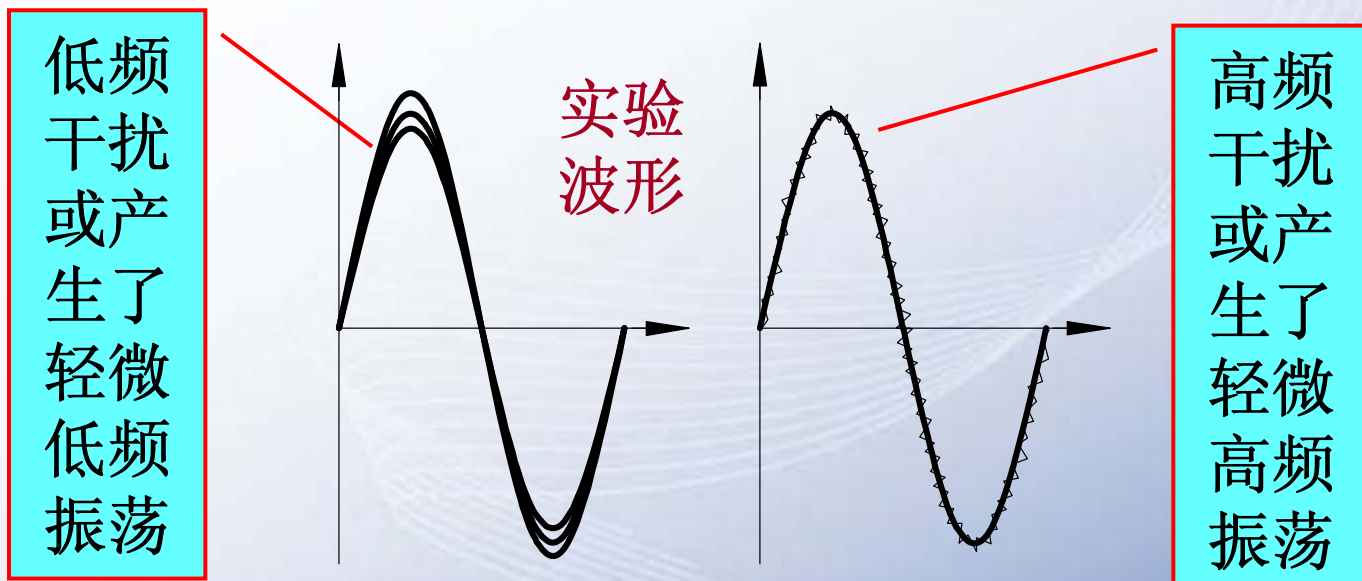




一、自激振荡产生的原因及条件

1. 现象：输入信号为0时，输出有一定幅值、一定频率的信号，称电路产生了自激振荡。

负反馈放大电路自激振荡的频率在低频段或高频段。

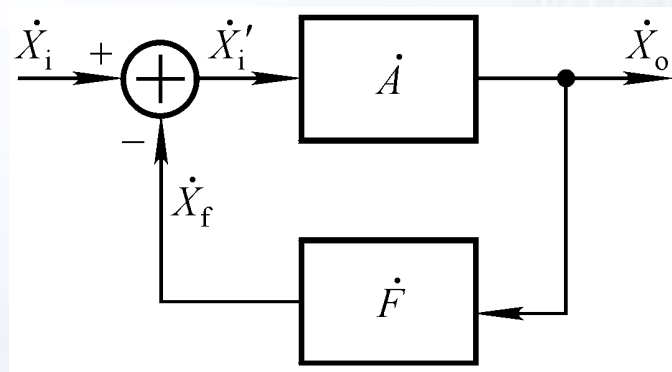




2. 原因

在低频段或高频段，若存在一个频率 f_0 ，且当 $f=f_0$ 时附加相移为 $\pm \pi$ ，则

$$|\dot{X}_i'| = |\dot{X}_i| + |\dot{X}_f|$$



在电扰动下，如合闸通电，必含有频率为 f_0 的信号，对于 $f=f_0$ 的信号，产生正反馈过程

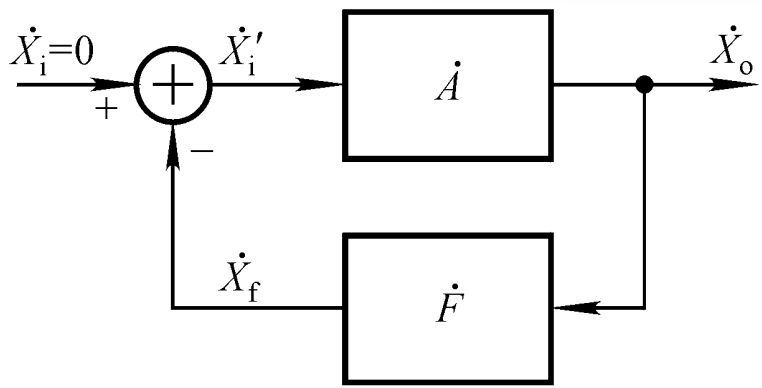
$$|\dot{X}_o| \uparrow \rightarrow |\dot{X}_f| \uparrow \rightarrow |\dot{X}_i'| \uparrow \rightarrow |\dot{X}_o| \uparrow \uparrow$$

输出量逐渐增大，直至达到动态平衡，电路产生了自激振荡。





3. 自激振荡的条件



$\dot{X}_i = 0$ 时, \dot{X}_o 维持 \dot{X}_o .
 $\dot{X}_o = -\dot{A}\dot{F}\dot{X}_o$

幅值平衡条件

相位平衡条件

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



$$\begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 \\ \varphi_A + \varphi_F = (2n+1)\pi \quad (n \text{ 为整数}) \end{cases}$$

由于电路通电后输出量有一个从小到大直至稳幅的过程, 起振条件为

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





二、负反馈放大电路稳定性的分析

设反馈网络为电阻网络，放大电路为直接耦合形式。

①附加相移由放大电路决定；

②振荡只可能产生在高频段。

对于单管放大电路： $f \rightarrow \infty$ 时， $\varphi'_A \rightarrow -90^\circ, |\dot{A}| \rightarrow 0$

因没有满足相位条件的频率，故引入负反馈后不可能振荡。

对于两级放大电路： $f \rightarrow \infty$ 时， $\varphi'_A \rightarrow -180^\circ, |\dot{A}| \rightarrow 0$

因没有满足幅值条件的频率，故引入负反馈后不可能振荡。

对于三级放大电路： $f \rightarrow \infty$ 时， $\varphi'_A \rightarrow -270^\circ, |\dot{A}| \rightarrow 0$

对于产生 -180° 附加相移的信号频率，有可能满足起振条件，故引入负反馈后可能振荡。





什么样的放大电路引入负反馈后容易产生自激振荡？

三级或三级以上放大电路引入负反馈后有可能产生高频振荡；同理，耦合电容、旁路电容等为三个或三个以上的放大电路，引入负反馈后有可能产生低频振荡。

环路放大倍数 AF 越大，越容易满足起振条件，闭环后越容易产生自激振荡。

放大电路的级数越多，耦合电容、旁路电容越多，引入的负反馈越深，产生自激振荡的可能性越大。



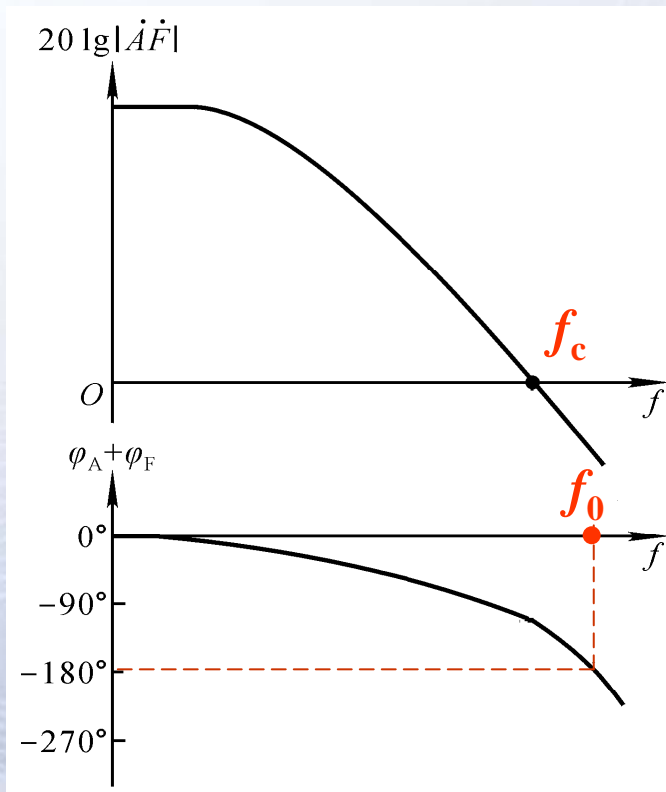
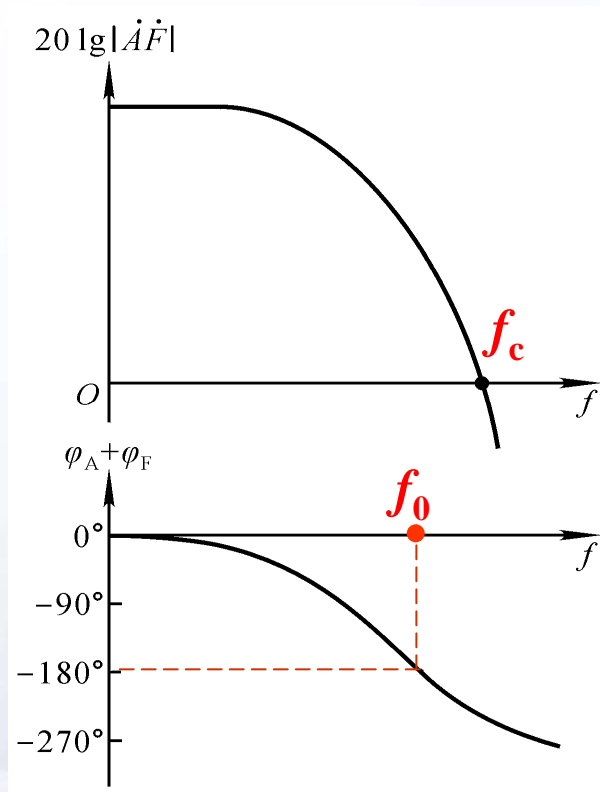


三、负反馈放大电路稳定性的判断

已知环路增益的频率特性来判断闭环后电路的稳定性。

使环路增益下降到0dB的频率，记作 f_c ；

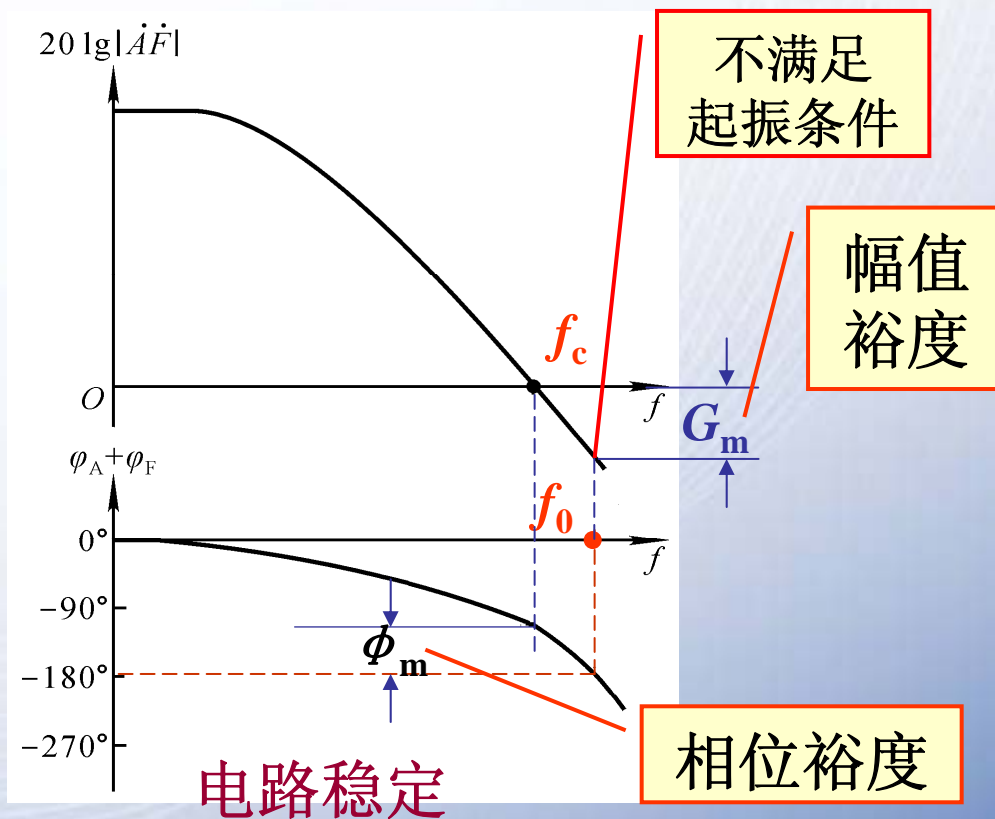
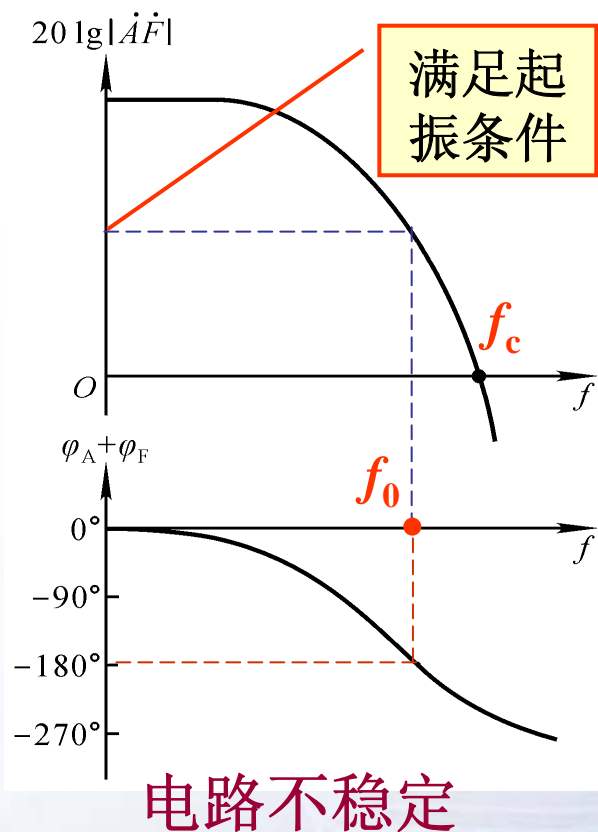
使 $\phi_A + \phi_F = (2n+1)\pi$ 的频率，记作 f_0 。





稳定性的判断

当 $G_m \leq -10\text{dB}$ 且 $\phi_m > 45^\circ$,
才具有可靠的稳定性。



$f_0 < f_c$, 电路不稳定, 会产生自激振荡; $f_0 > f_c$, 电路稳定, 不会产生自激振荡。

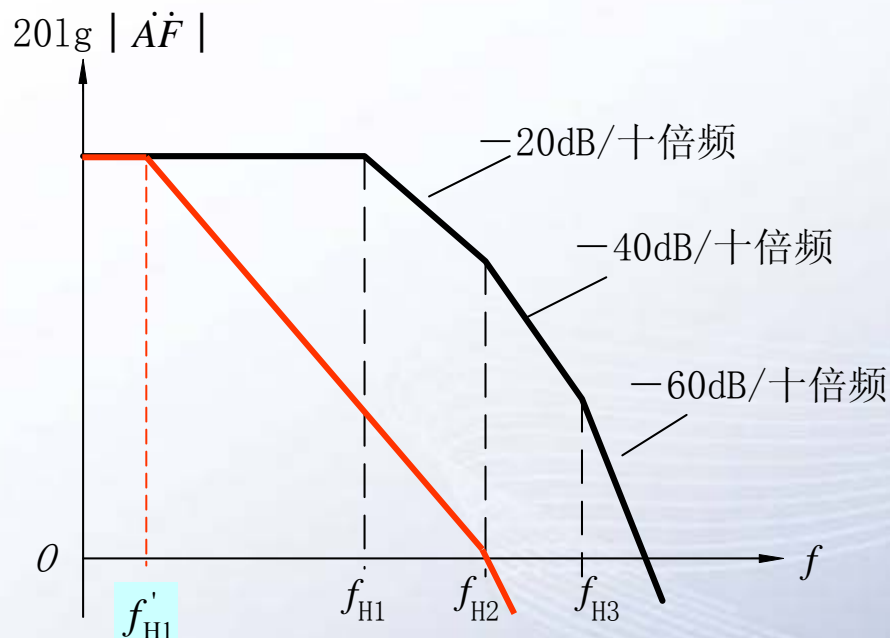


四、消除自激振荡的方法

常用的方法为滞后补偿方法。

设放大电路为直接耦合方式，反馈网络为电阻网络。

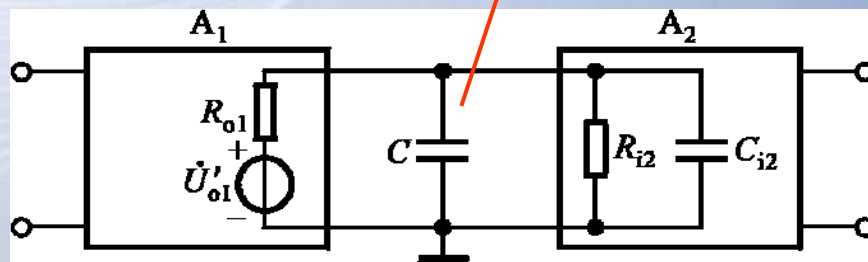
1. 简单滞后补偿



$$\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{A}_m \dot{F}_m}{(1 + j\frac{f}{f_{H1}})(1 + j\frac{f}{f_{H2}})(1 + j\frac{f}{f_{H3}})}$$

在最低的上限频率所在回路加补偿电容。

补偿电容



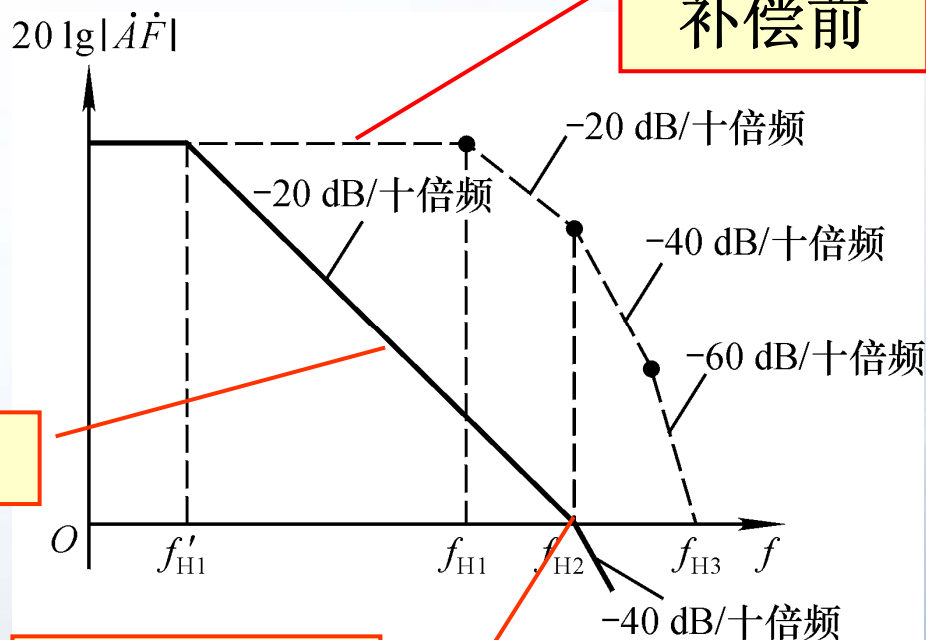


1. 简单滞后补偿

$$\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{A}_m \dot{F}_m}{(1 + j\frac{f}{f_{H1}})(1 + j\frac{f}{f_{H2}})(1 + j\frac{f}{f_{H3}})}$$

补偿后, 当 $f = f_{H2}$ 时, $20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 0\text{dB}$ 。

补偿前



补偿后

滞后补偿法是以频带变窄为代价来消除自激振荡的。

最大附加相移为 -135°

具有 45° 的相位裕度, 故电路稳定

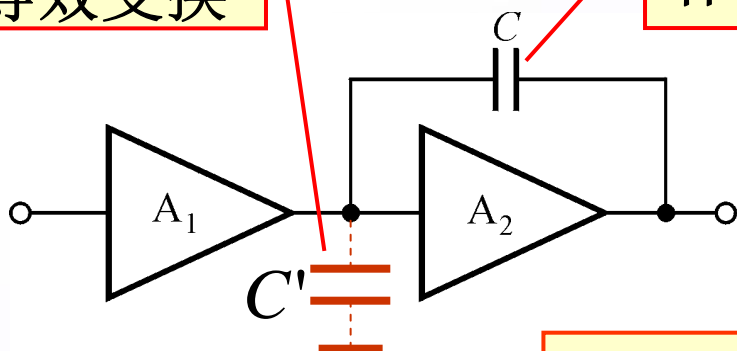




2. 密勒补偿

等效变换

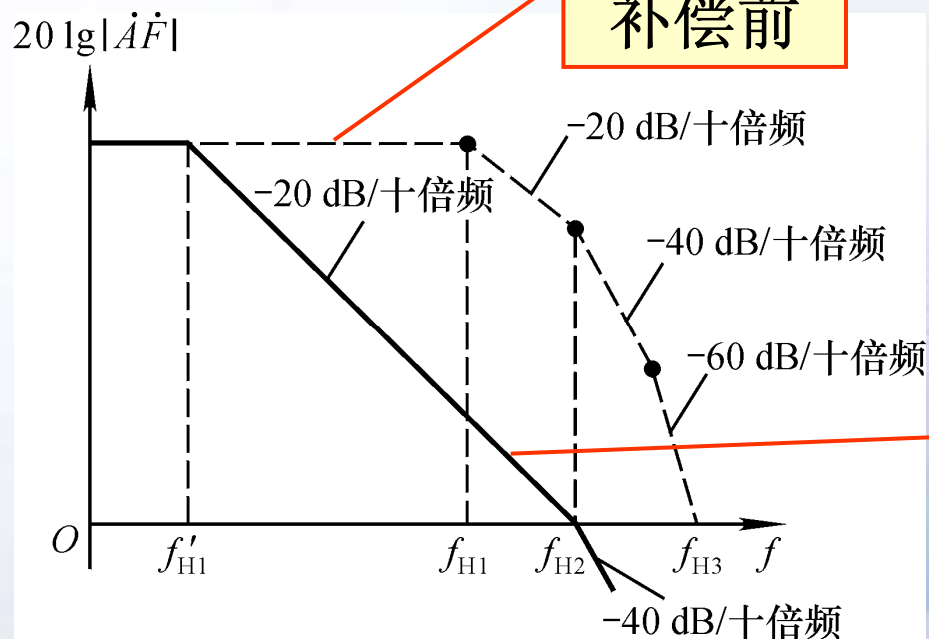
补偿电容



在最低的上限频率所在放大电路中加补偿电容。

$$C' = (1 + |k|)C$$

补偿前

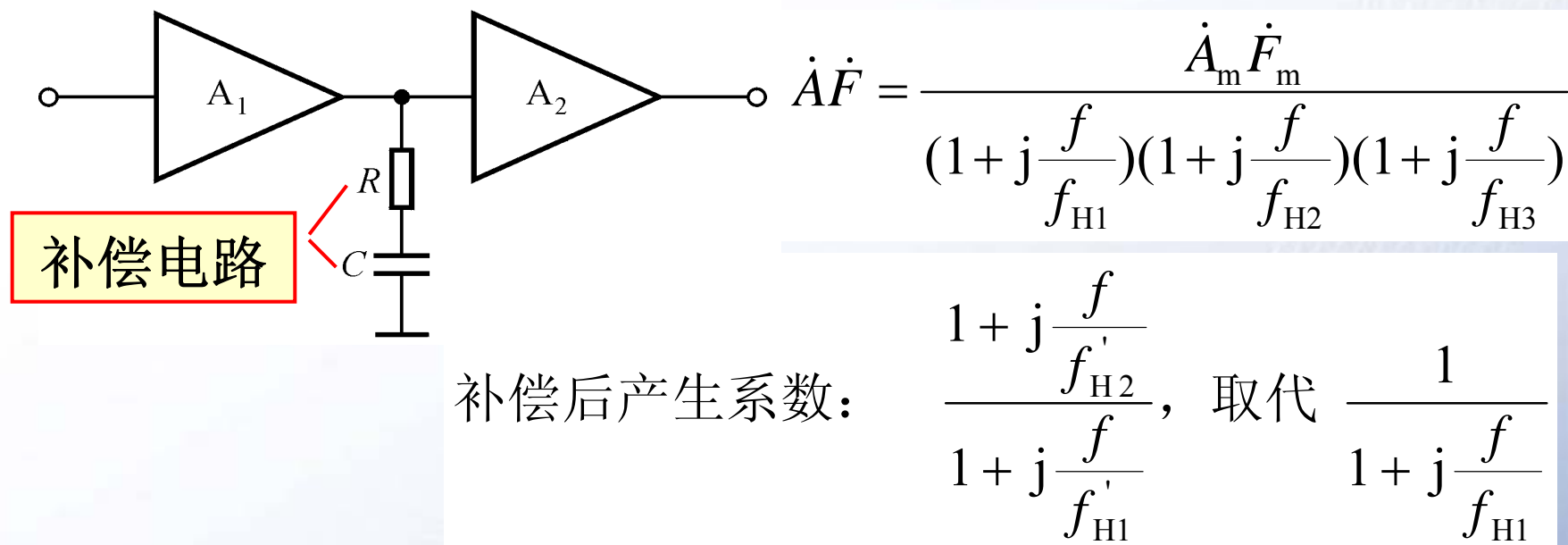


在获得同样补偿的情况下，补偿电容比简单滞后补偿的电容小得多。

补偿后



3. RC 滞后补偿：在最低的上限频率所在回路加补偿。

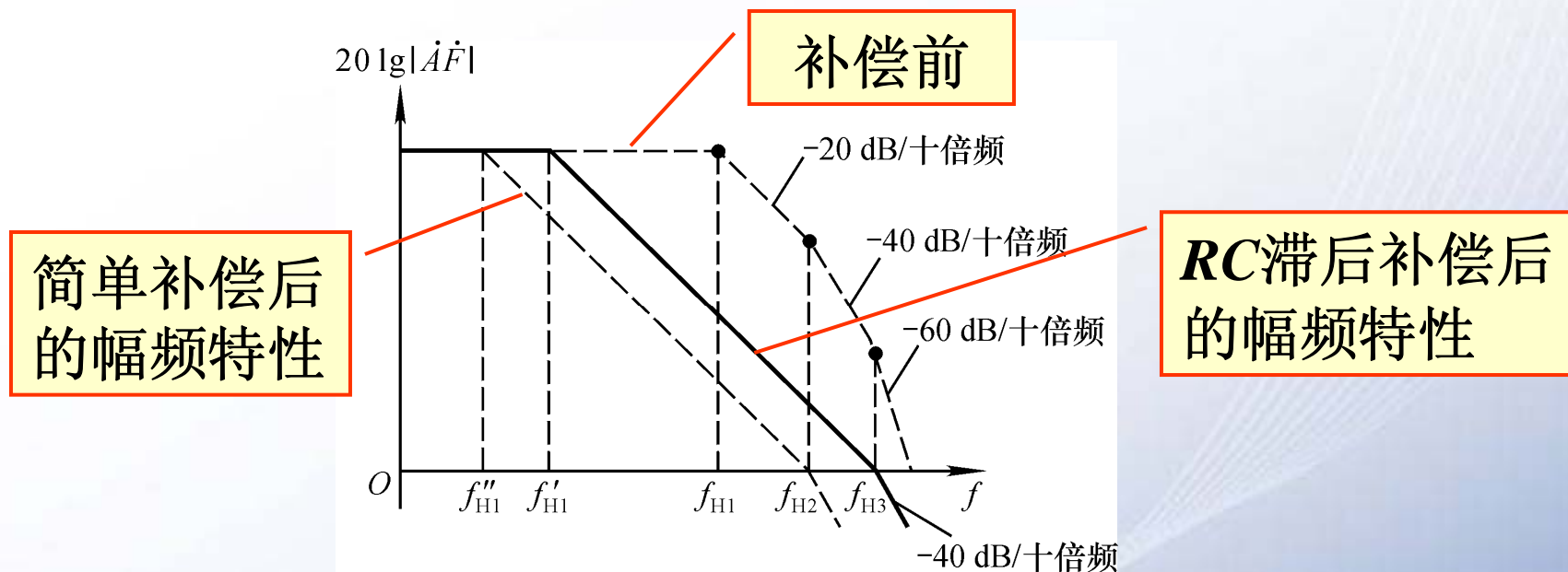


$$\text{若 } f'_{H2} = f_{H2}, \text{ 则 } \dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{A}_m \dot{F}_m}{(1 + j\frac{f}{f'_{H1}})(1 + j\frac{f}{f_{H3}})}$$

上式表明，最大附加相移为 -180° ，不满足起振条件，闭环后一定不会产生自激振荡，电路稳定。



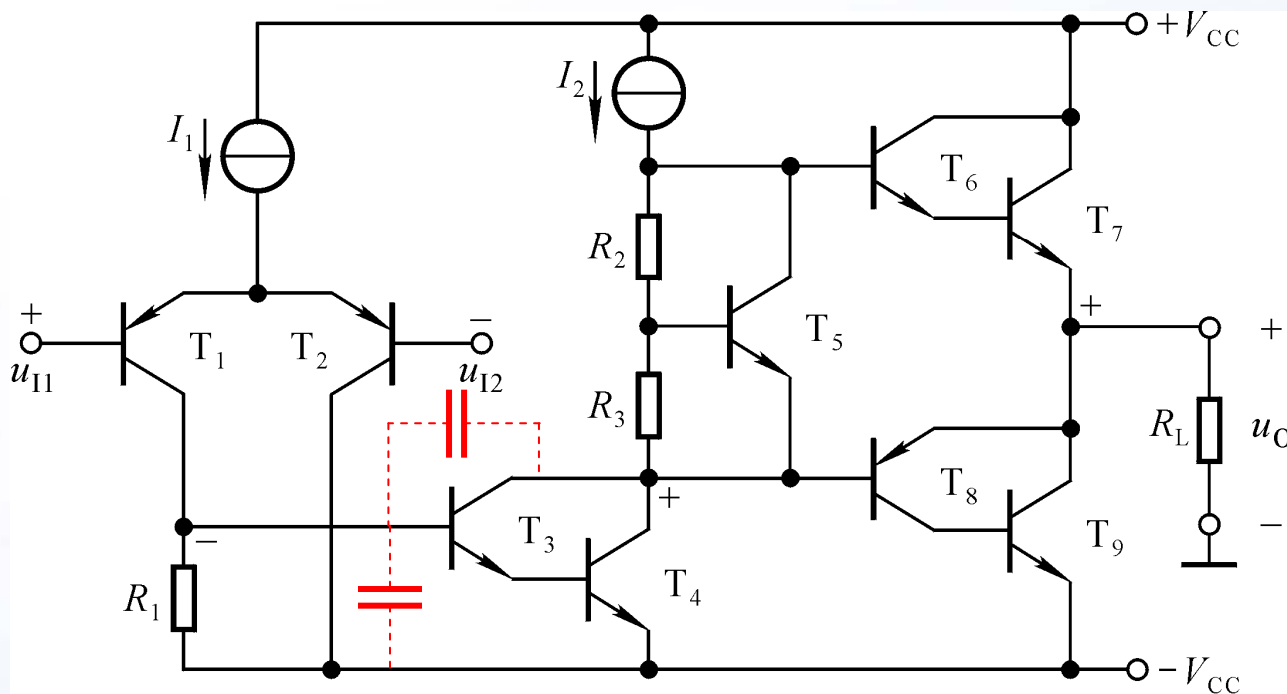
RC 滞后补偿与简单滞后补偿比较



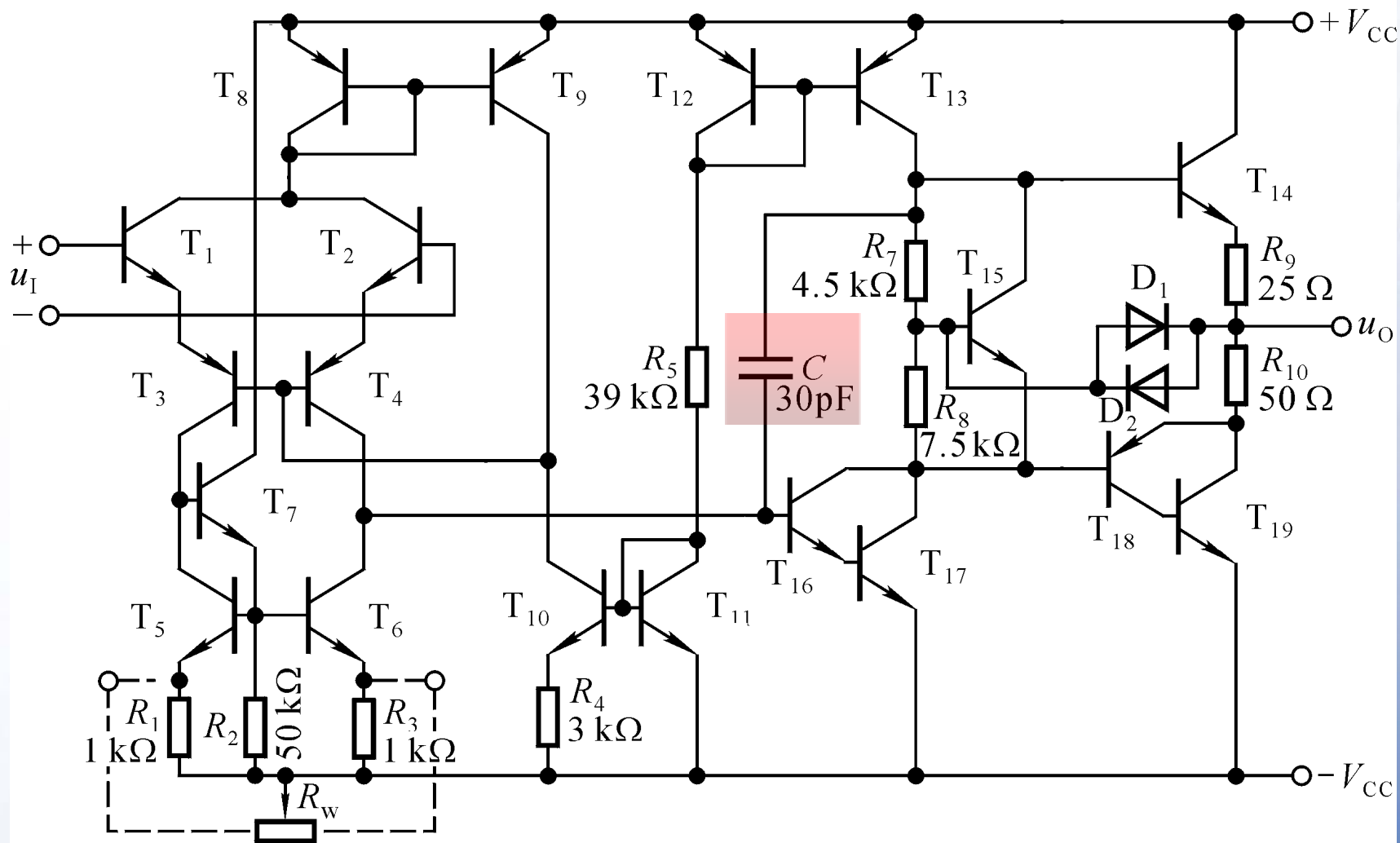
滞后补偿法消振均以频带变窄为代价，**RC**滞后补偿较简单电容补偿使频带的变化小些。

为使消振后频带变化更小，可考虑采用超前补偿的方法。

讨论



判断电路引入负反馈后有可能产生自激振荡吗？
如可能，则应在电路的哪一级加补偿电容？





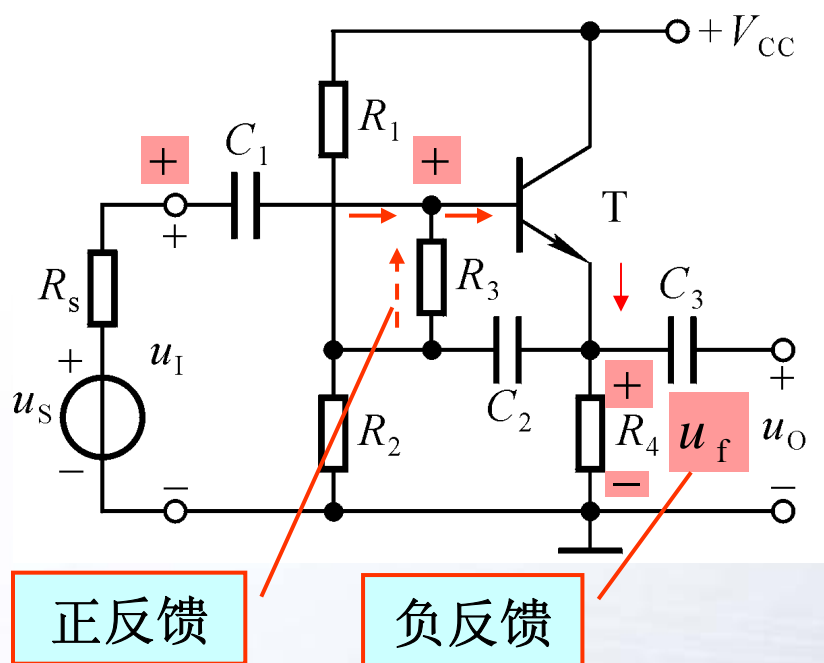
§ 6.5 放大电路中反馈的其它问题

- 一、放大电路中的正反馈
- 二、电流反馈型集成运放
- 三、方框图法解负反馈放大电路





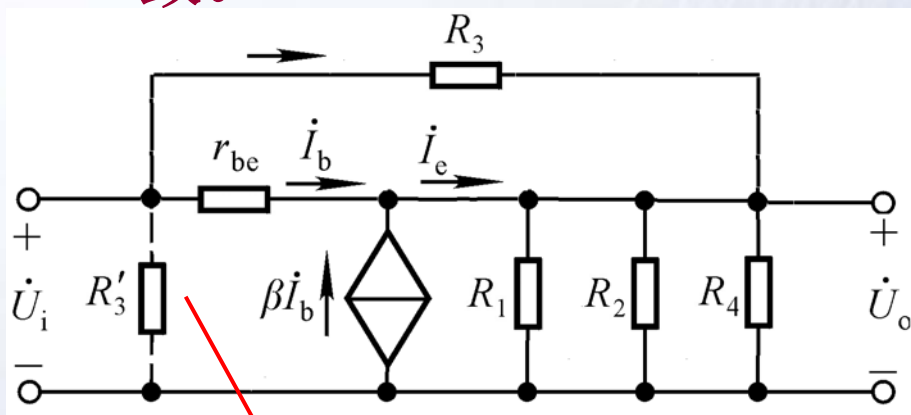
一、放大电路中的正反馈



两路反馈要分别分析！

自举电路：通过引入正反馈，增大输入电阻，因而提高输入电压。

引入的正、负反馈目标应一致。



$$\dot{i}_{R_3} = \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_o}{R_3} = \frac{(1 - \dot{A}_u) \dot{U}_i}{R_3}$$

$$R_3' = \frac{\dot{U}_i}{\dot{i}_{R_3}} = \frac{R_3}{1 - \dot{A}_u}$$



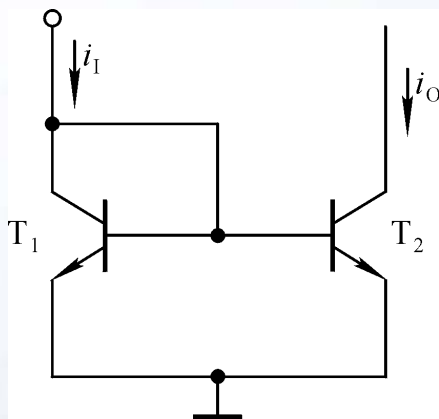


二、电流反馈型集成运放

1. 电流模技术

信号传递过程中除与晶体管b-e间电压有关外，其余各参量均为电流量的电路称为电流模电路。

电流源电路可按比例传输电流，故称为电流模电路的单元电路。



$$i_O \approx i_I$$

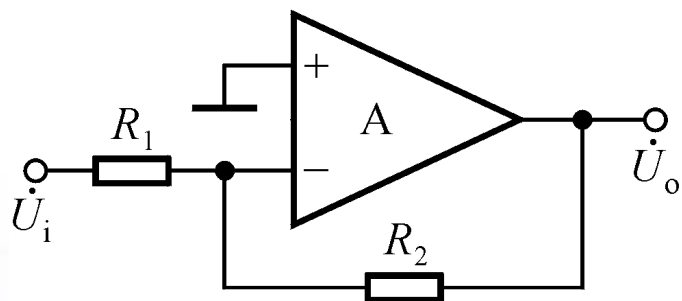
优点：

- (1) 只要 $u_{CE2} > U_{CES}$ ， i_O 就仅受 I_{CM} 限制。
- (2) i_O 与 i_I 具有良好的线性关系，不受晶体管非线性特性的影响。
- (3) 极间电容有低阻回路，电路上限频率高。

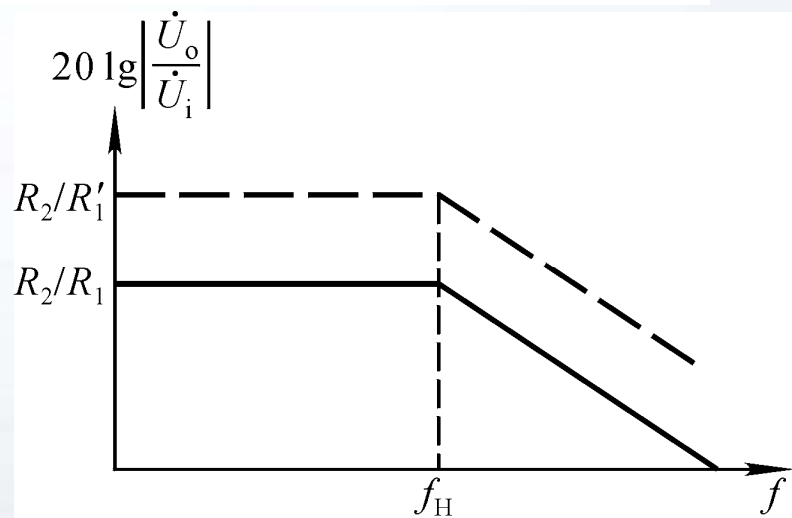




2. 由电流反馈型集成运放组成的负反馈放大电路的频率响应



$$\dot{A}_u = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_H}} \quad (f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C})$$



改变 R_1 可改变增益，但上限频率不变，即频带不变，带宽增益积不是常量。



三、方框图法解负反馈放大电路

首先求出负反馈放大电路的基本放大电路及其动态参数、反馈网络和反馈系数，然后求解负反馈放大电路的动态参数，过程如下：

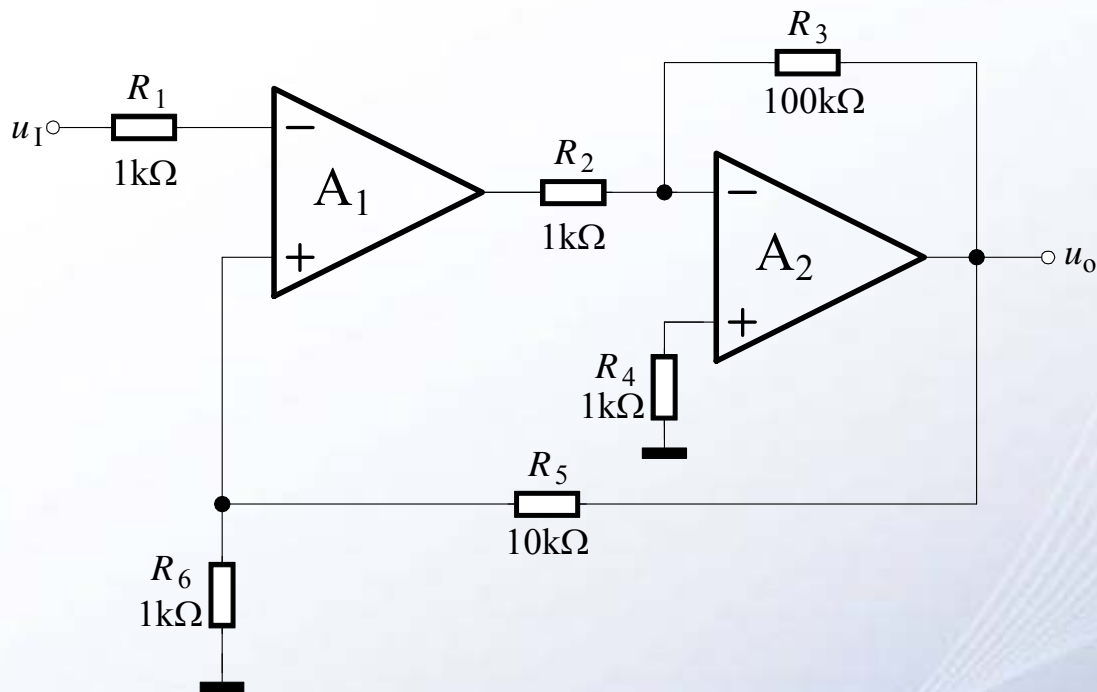
$$\dot{A}、R_i、R_o、f_L、f_H、f_{bw} \rightarrow 1 + \dot{A}\dot{F} \rightarrow \dot{A}_f、R_{if}、R_{of}、f_{Lf}、f_{Hf}、f_{bwf}$$

\uparrow
 \dot{F}

1. 基本放大电路的求解方法：见第三版6.3.4节，其动态参数的求解方法见3.2节。
2. 反馈网络及反馈系数的求解方法：见6.4节。
3. 负反馈放大电路动态参数的求解方法：见6.5节。

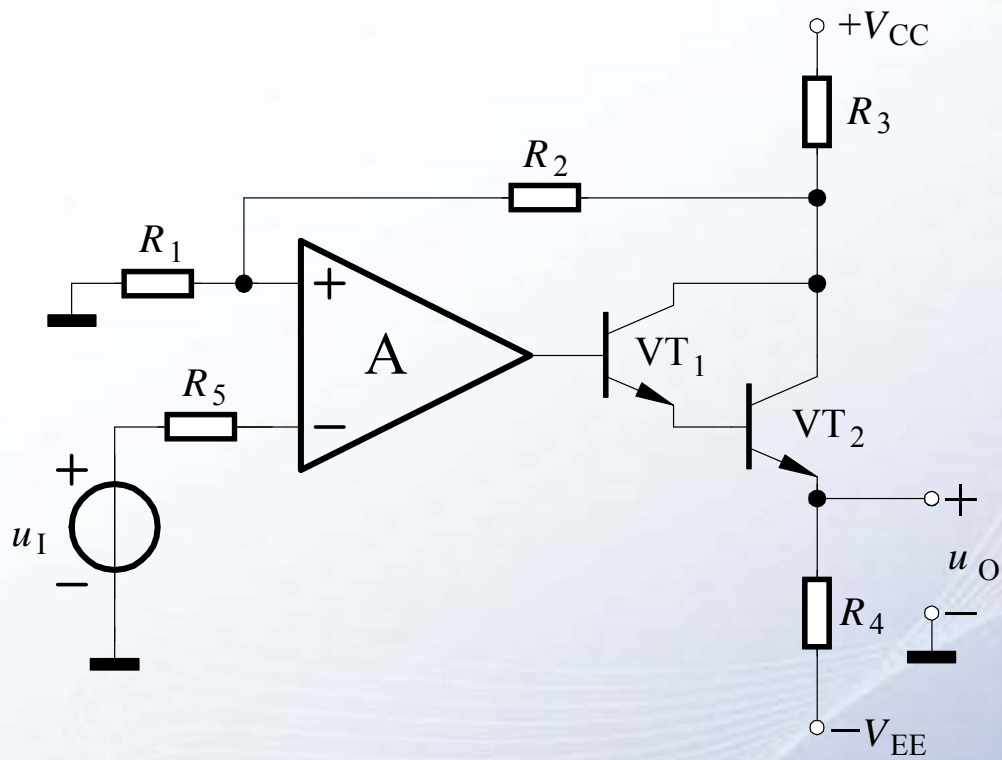


讨论



1. 引入了哪种组态的交流负反馈？深度负反馈条件下的电压放大倍数 \approx ？输入电阻 \approx ？输出电阻 \approx ？

2. 若 $u_I=1\text{V}$ ，则在正常情况下和 R_2 、 R_3 、 R_5 、 R_6 分别出现短路、断路情况下 $u_O=?$



清华大学

清华园

第七章 信号的运算和处理

2001 11 11



第七章 信号的运算和处理

§ 7.1 集成运放组成的运算电路

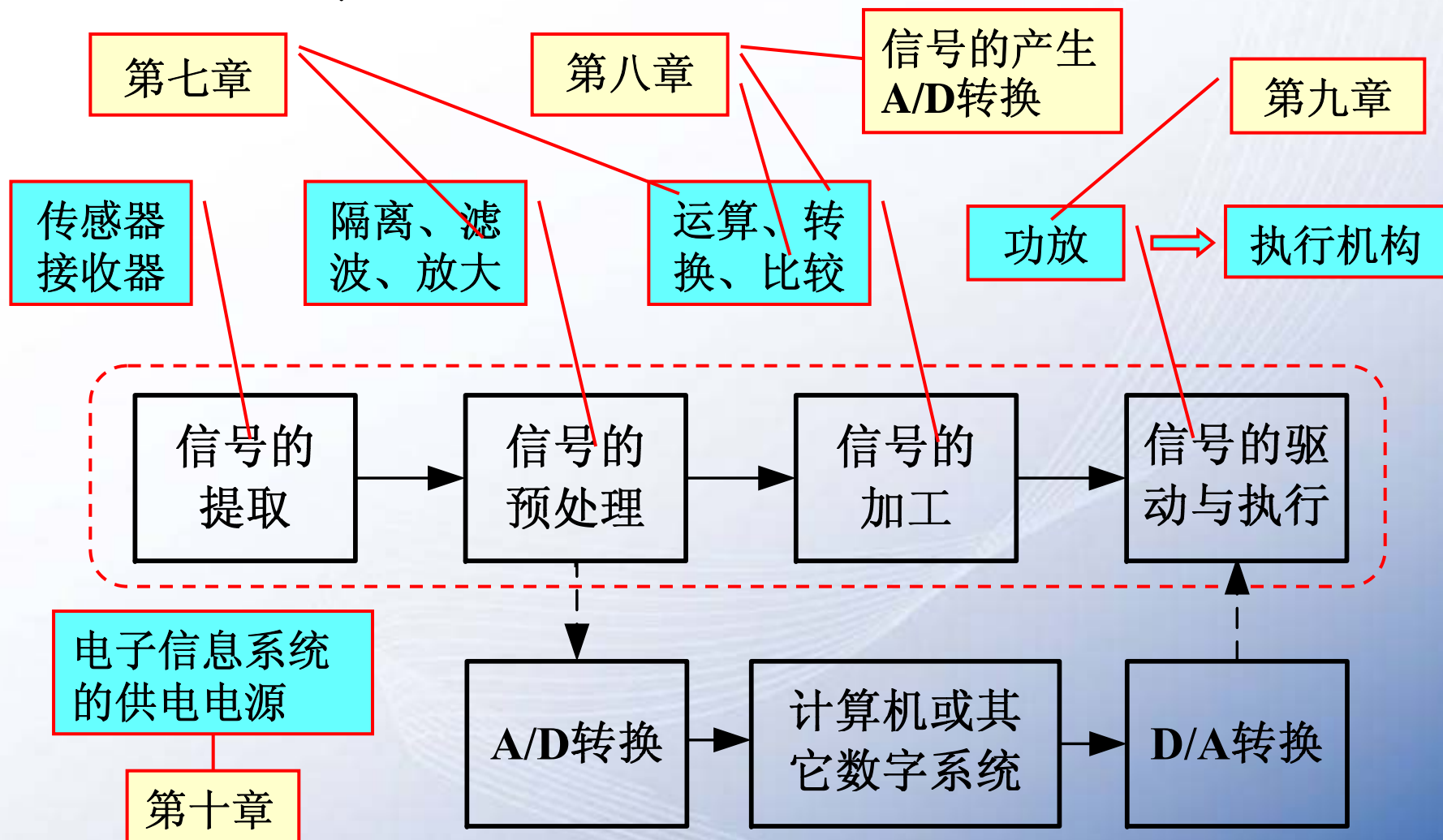
§ 7.2 模拟乘法器及其在运算电路中的应用

§ 7.3 有源滤波电路





电子信息系统





§ 7.1 集成运放组成的运算电路

一、概述

二、比例运算电路

三、加减运算电路

四、积分运算电路和微分运算电路

五、对数运算电路和指数运算电路





一、概述

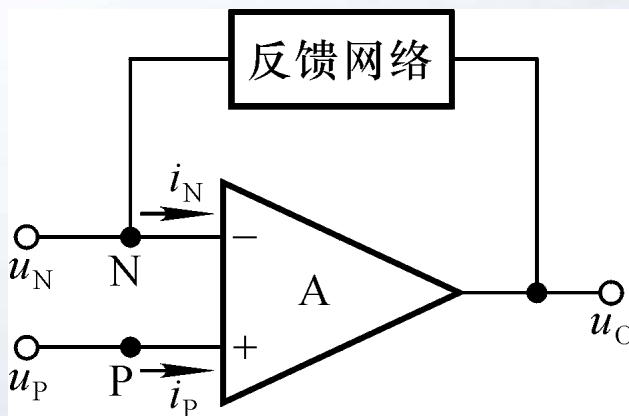
1. 理想运放的参数特点

A_{od} 、 r_{id} 、 f_H 均为无穷大， r_o 、失调电压及其温漂、失调电流及其温漂、噪声均为0。

2. 集成运放的线性工作区： $u_O = A_{od}(u_P - u_N)$

电路特征：引入电压负反馈。

无源网络



因为 u_O 为有限值， $A_{od} = \infty$ ，
所以 $u_N - u_P = 0$ ，即

$u_N = u_P \dots \dots \dots$ 虚短路

因为 $r_{id} = \infty$ ，所以

$i_N = i_P = 0 \dots \dots \dots$ 虚断路





3. 研究的问题

(1) 运算电路：运算电路的输出电压是输入电压某种运算的结果，如加、减、乘、除、乘方、开方、积分、微分、对数、指数等。

(2) 描述方法：运算关系式 $u_O = f(u_I)$

(3) 分析方法：“虚短”和“虚断”是基本出发点。

4. 学习运算电路的基本要求

(1) 识别电路；

(2) 掌握输出电压和输入电压运算关系式的求解方法。





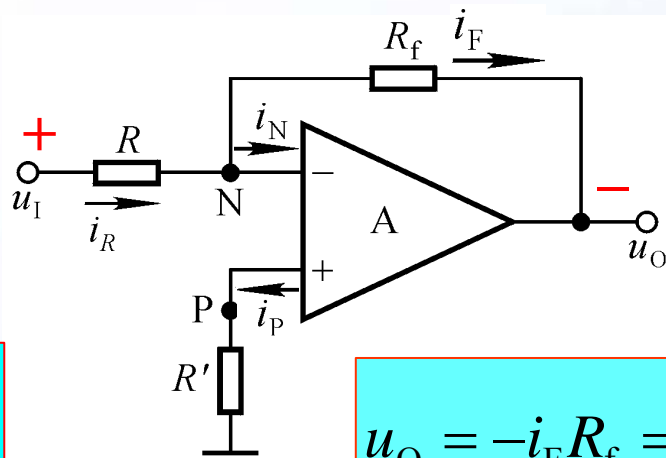
二、比例运算电路

1. 反相输入

$$i_N = i_P = 0,$$

$$u_N = u_P = 0 \text{ —— 虚地}$$

在节点N:
$$i_F = i_R = \frac{u_I}{R}$$



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

1) 电路引入了哪种组态的负反馈?

2) 电路的输入电阻为多少?

3) $R' = ?$ 为什么? $R' = R // R_f$

保证输入级的对称性

4) 若要 $R_i = 100k\Omega$, 比例系数为 -100 , $R_1 = ?$ $R_f = ?$

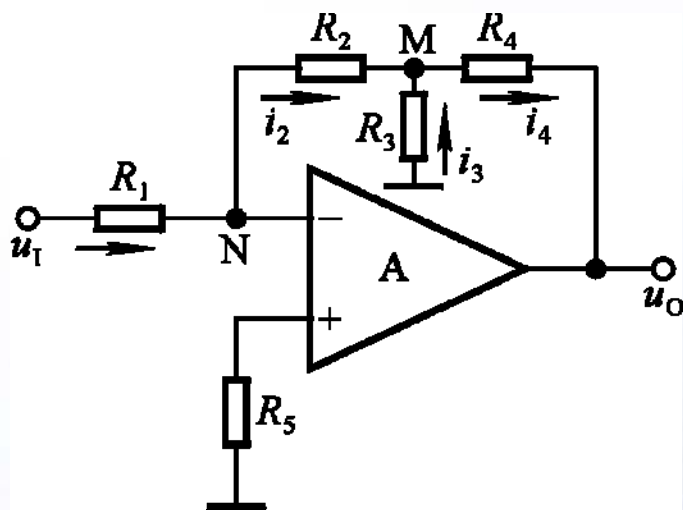
R_f 太大, 噪声大。如何利用相对小的电阻获得 -100 的比例系数?





T形反馈网络反比例运算电路

利用 R_4 中有较大电流来获得较大数值的比例系数。



$$i_2 = i_1 = \frac{u_I}{R_1} \quad u_M = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_I$$

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

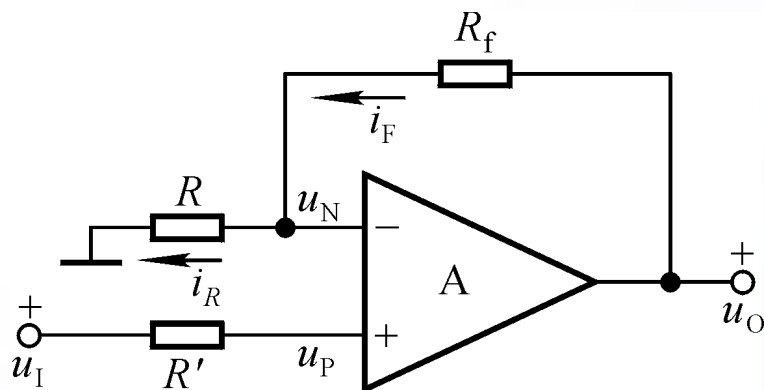
$$u_O = -\frac{R_2 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2 // R_4}{R_3}\right) \cdot u_I$$

若要求 $R_i = 100\text{k}\Omega$, 则 $R_1 = ?$

若比例系数为 -100 , $R_2 = R_4 = 100\text{k}\Omega$, 则 $R_3 = ?$



2. 同相输入



$$u_N = u_P = u_I$$

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

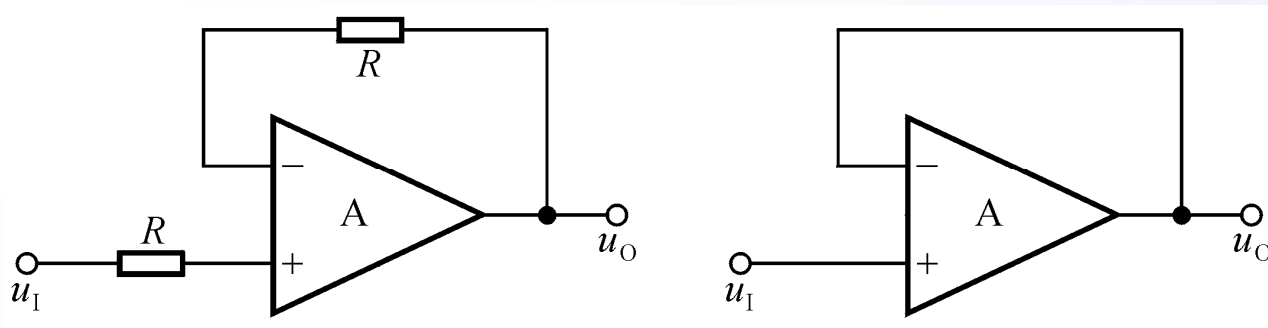
$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot u_I$$

- 1) 电路引入了哪种组态的负反馈？
- 2) 输入电阻为多少？
- 3) 电阻 $R' = ?$ 为什么？
- 4) 共模抑制比 $K_{CMR} \neq \infty$ 时会影响运算精度吗？为什么？

运算关系的分析方法：节点电流法



同相输入比例运算电路的特例：电压跟随器



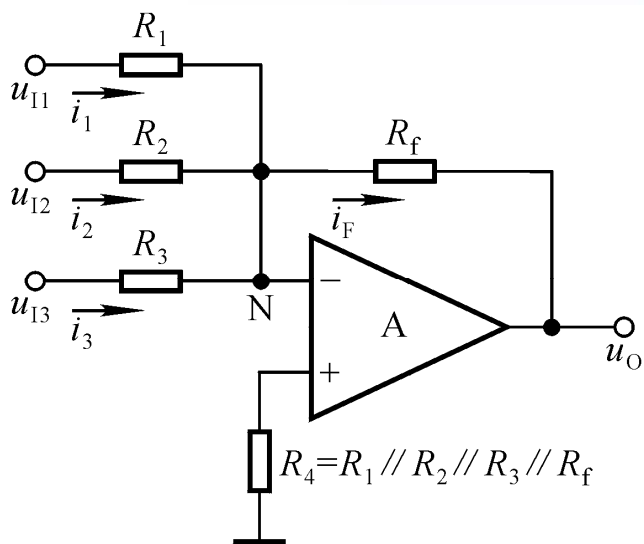
$$u_O = u_N = u_P = u_I$$

- 1) $\dot{F} = ?$
- 2) $R_i = ? R_o = ?$
- 3) $u_{Ic} = ?$



三、加减运算电路

1. 反相求和



方法一：节点电流法

$$u_N = u_P = 0$$

$$\begin{aligned} i_F &= i_{R1} + i_{R2} + i_{R3} \\ &= \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \end{aligned}$$

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

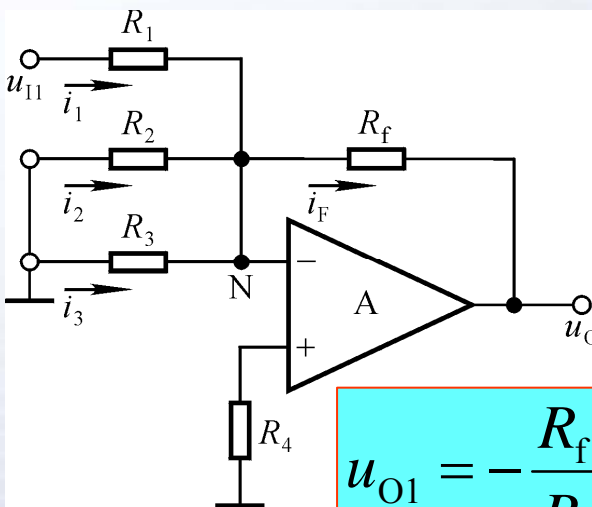
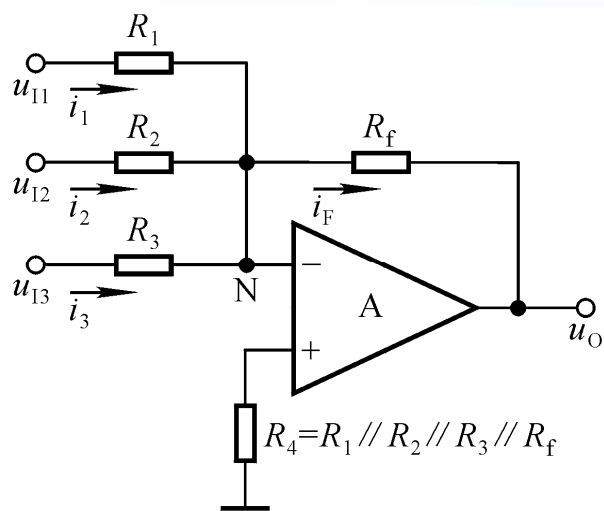




1. 反相求和

方法二：利用叠加原理

首先求解每个输入信号单独作用时的输出电压，然后将所有结果相加，即得到所有输入信号同时作用时的输出电压。



$$u_{O1} = -\frac{R_f}{R_1} \cdot u_{I1}$$

同理可得

$$u_{O2} = -\frac{R_f}{R_2} \cdot u_{I2}$$

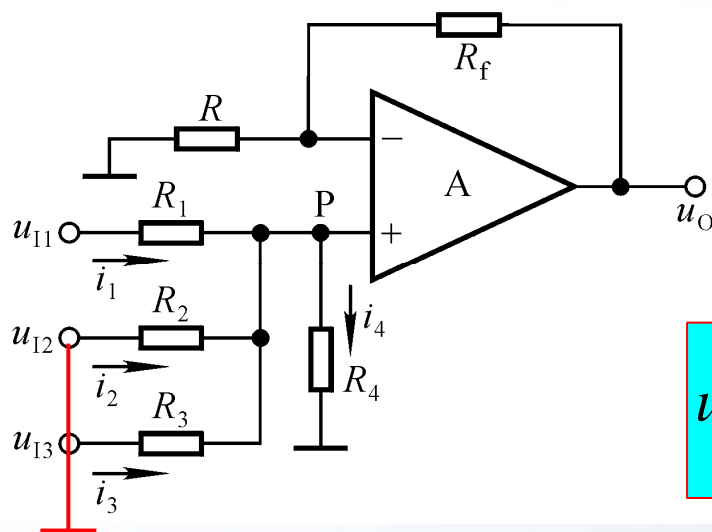
$$u_{O3} = -\frac{R_f}{R_3} \cdot u_{I3}$$

$$u_O = u_{O1} + u_{O2} + u_{O3} = -\frac{R_f}{R_1} \cdot u_{I1} - \frac{R_f}{R_2} \cdot u_{I2} - \frac{R_f}{R_3} \cdot u_{I3}$$





2. 同相求和 设 $R_1 // R_2 // R_3 // R_4 = R // R_f$



利用叠加原理求解:

令 $u_{I2} = u_{I3} = 0$, 求 u_{I1} 单独作用时的输出电压

$$u_{O1} = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot \frac{R_2 // R_3 // R_4}{R_1 + R_2 // R_3 // R_4} \cdot u_{I1}$$

同理可得, u_{I2} 、 u_{I3} 单独作用时的 u_{O2} 、 u_{O3} , 形式与 u_{O1} 相同, $u_O = u_{O1} + u_{O2} + u_{O3}$ 。

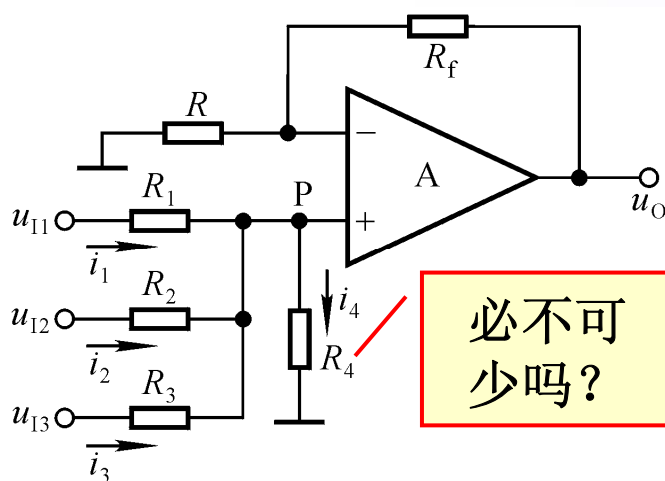
物理意义清楚, 计算麻烦!

在求解运算电路时, 应选择合适的方法, 使运算结果简单明了, 易于计算。





2. 同相求和 设 $R_1 // R_2 // R_3 // R_4 = R // R_f$



$$i_1 + i_2 + i_3 = i_4$$

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

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

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

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

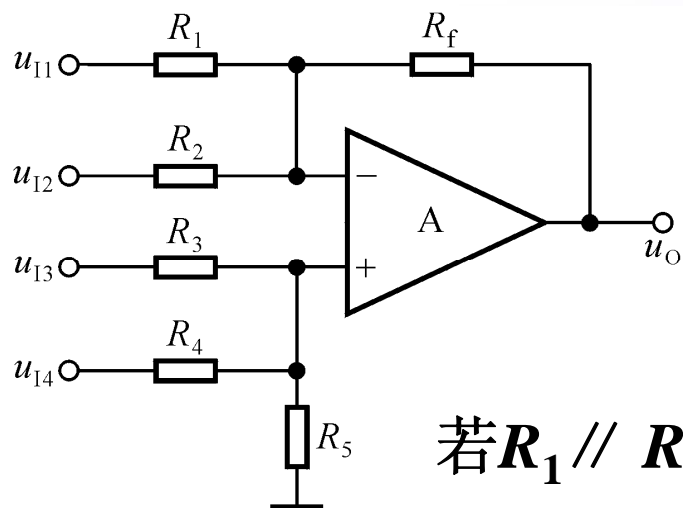
$$u_O = R_f \cdot \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$$

与反相求和运算电路的结果差一负号





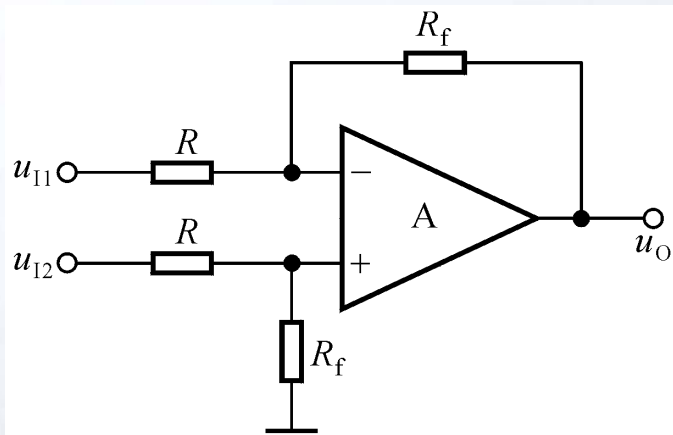
3. 加减运算 利用求和运算电路的分析结果



设 $R_1 // R_2 // R_f = R_3 // R_4 // R_5$

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

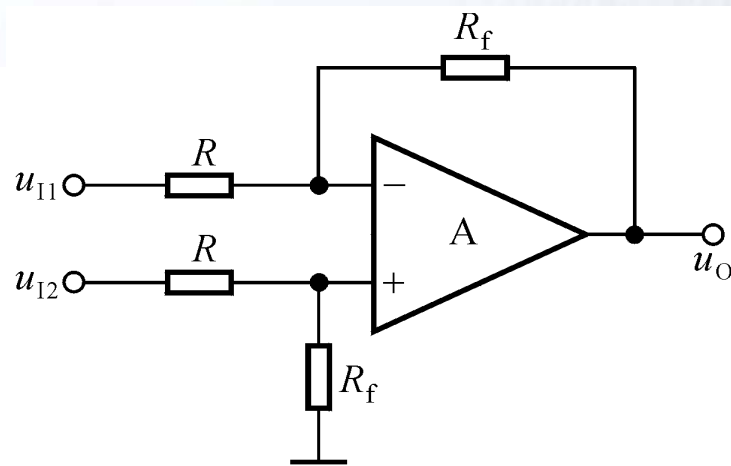
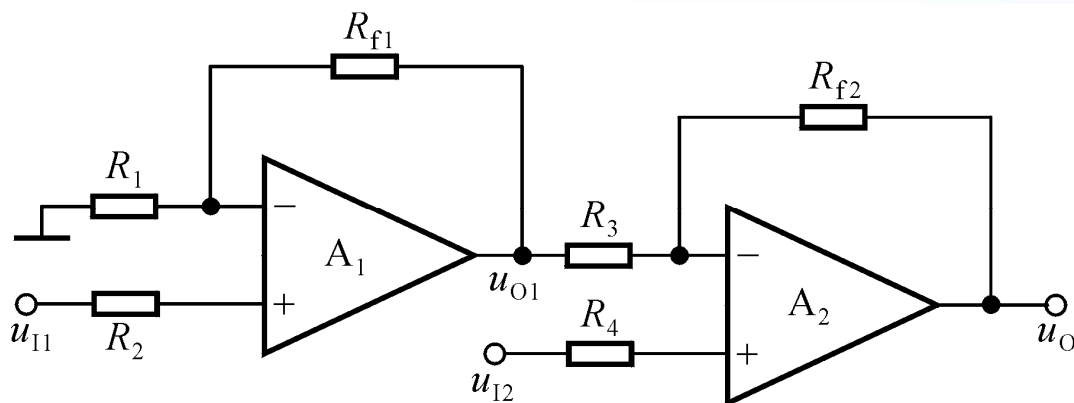
若 $R_1 // R_2 // R_f \neq R_3 // R_4 // R_5$, $u_O = ?$



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

实现了差分
放大电路

讨论一：电路如图所示

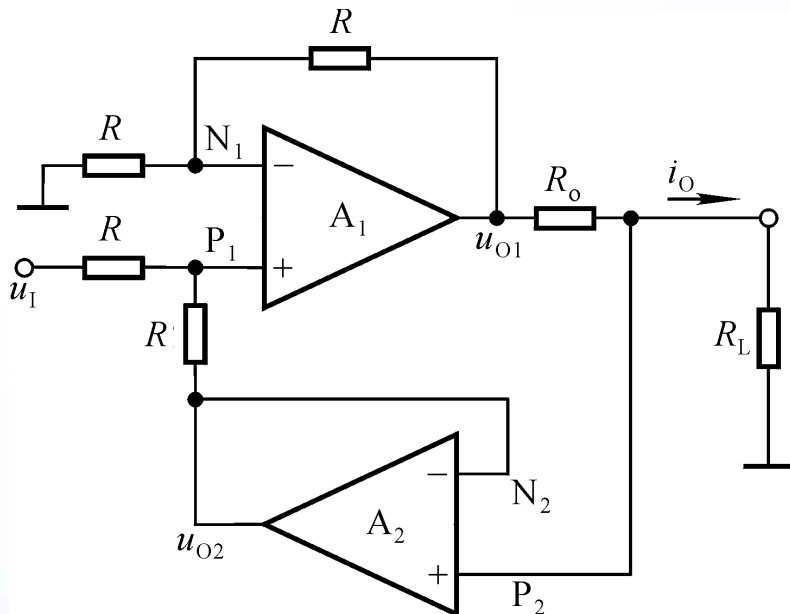


(1) 组成哪种基本运算电路？与用一个运放组成的完成同样运算的电路的主要区别是什么？

(2) 为什么在求解第一级电路的运算关系时可以不考虑第二级电路对它的影响？



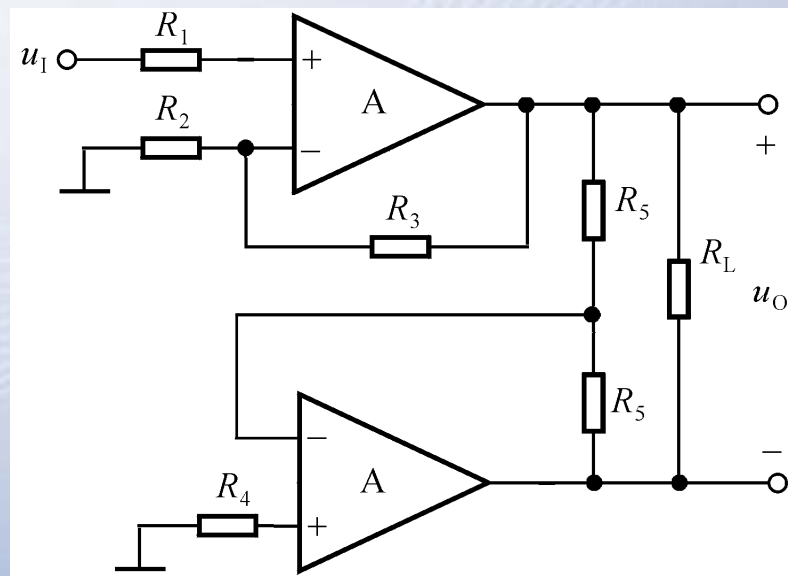
讨论二：求解图示各电路



$$i_O = f(u_I) = ?$$

$$u_O = f(u_I) = ? R_i = ? R_o = ?$$

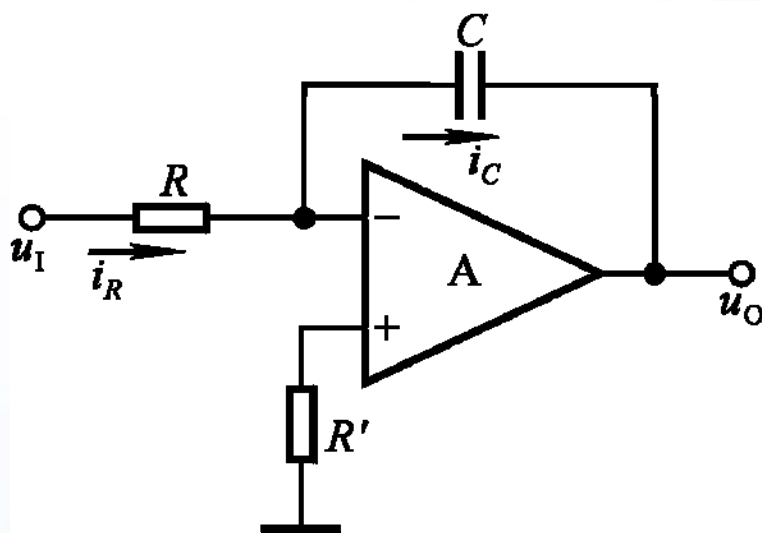
该电路可等效成差分放大电路的哪种接法？与该接法的分立元件电路相比有什么优点？





四、积分运算电路和微分运算电路

1. 积分运算电路



$$i_C = i_R = \frac{u_I}{R}$$

$$u_O = -u_C = -\frac{1}{C} \int \frac{u_I}{R} dt$$

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

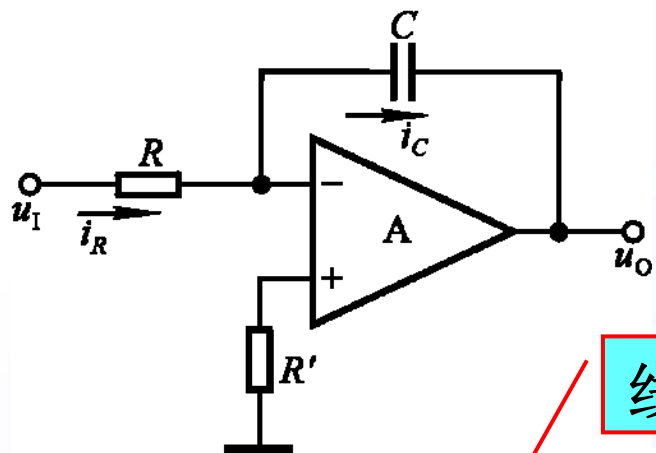
$$u_O = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_I dt + u_O(t_1)$$

$$\text{若 } u_I \text{ 在 } t_1 \sim t_2 \text{ 为常量, 则 } u_O = -\frac{1}{RC} \cdot u_I(t_2 - t_1) + u_O(t_1)$$



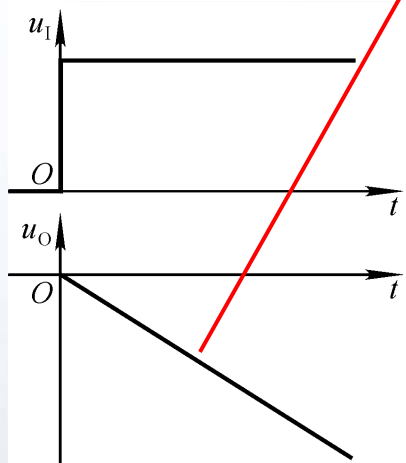


利用积分运算的基本关系实现不同的功能

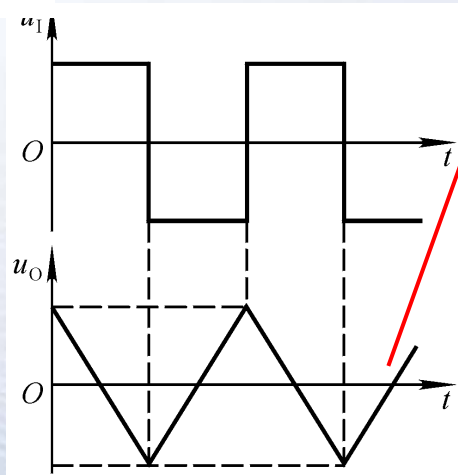


- 1) 输入为阶跃信号时的输出电压波形?
- 2) 输入为方波时的输出电压波形?
- 3) 输入为正弦波时的输出电压波形?

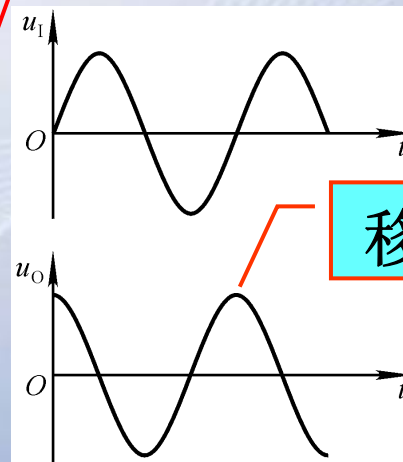
线性积分，延时



波形变换

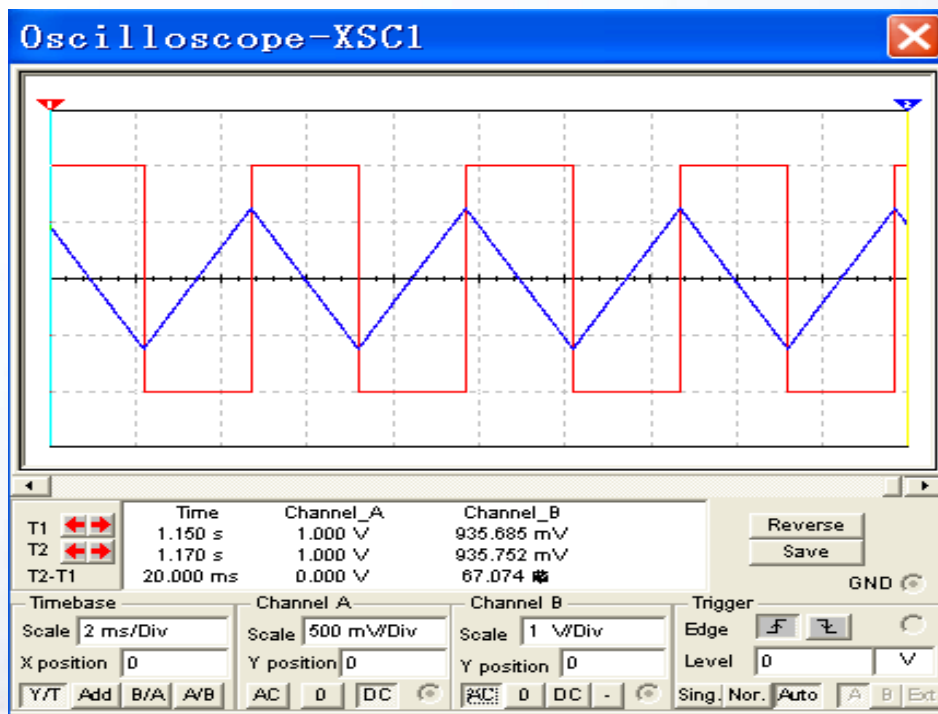
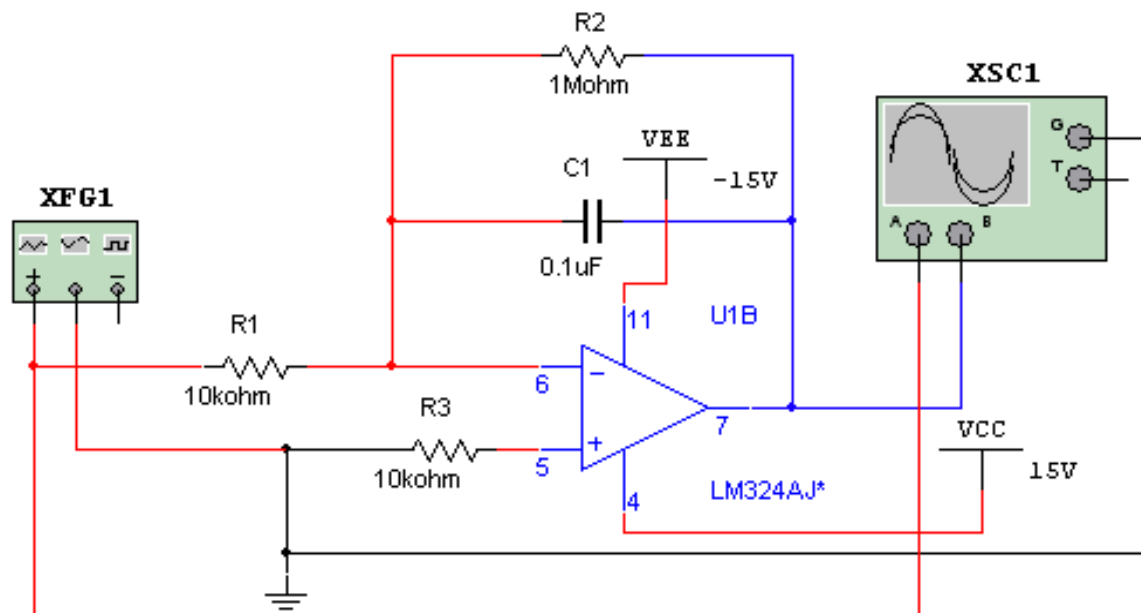


移相

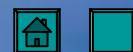




方波变三角波

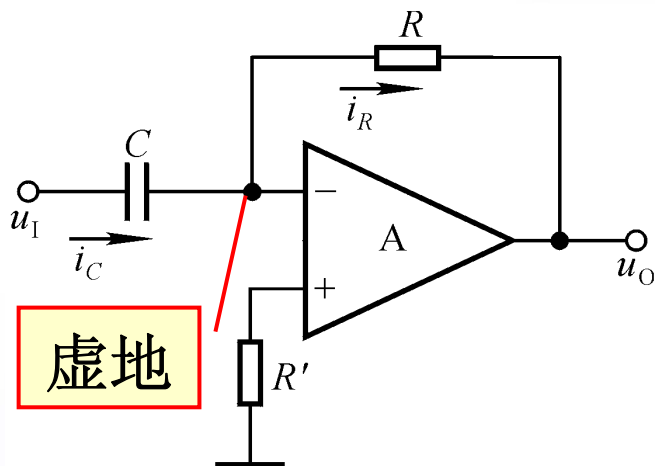


R2的作用?





2. 微分运算电路



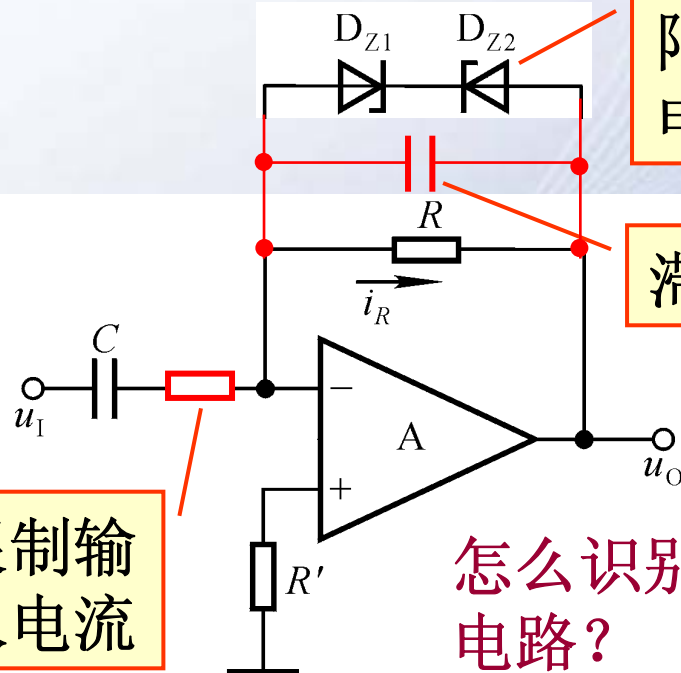
虚地

为了克服集成运放的阻塞现象和自激振荡，实用电路应采取措施。

运放由于某种原因进入非线性区而不能自动恢复的现象

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

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



限制输出电压幅值

滞后补偿

限制输入电流

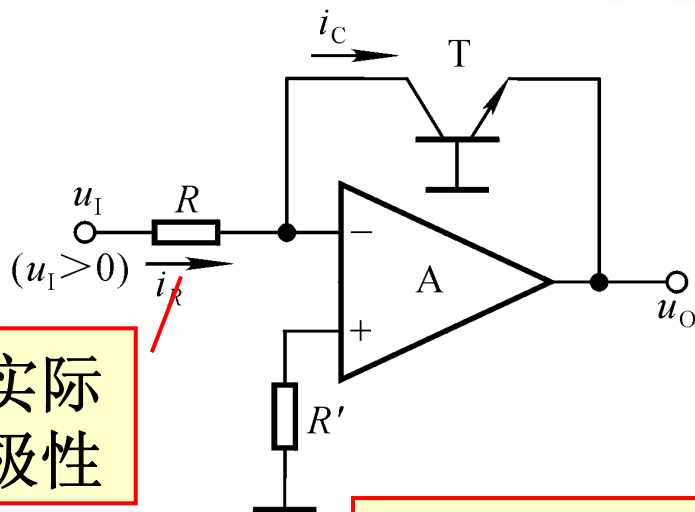
怎么识别微分运算电路？





五、对数运算电路和指数运算电路

1. 对数运算



实际
极性

$$i_C = i_R = \frac{u_I}{R}$$

$$i_C \approx I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$$

利用PN结端电
压与电流的关系

$$u_O = -u_{BE} \approx -U_T \ln \frac{u_I}{I_S R}$$

实用电路中常常采取措施
消除 I_S 对运算关系的影响

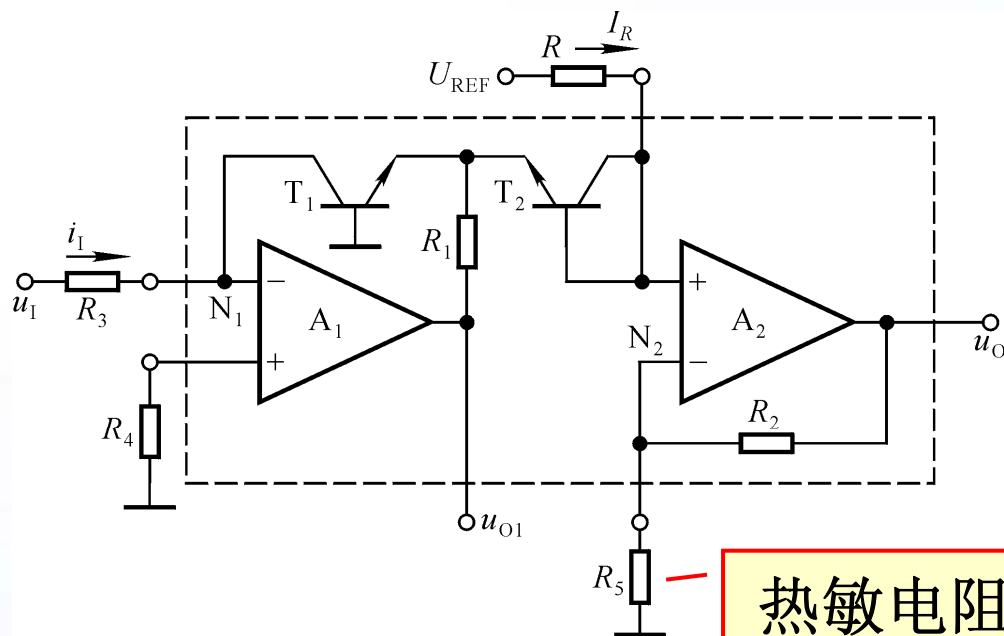
对输入电压的极性和幅值有何要求？

I_{CM} 限制其值





集成对数运算电路



$$i_{C1} = i_I = \frac{u_I}{R_3} \approx I_S e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}}$$

$$u_{BE1} \approx U_T \ln \frac{u_I}{I_S R_3}$$

同理, $u_{BE2} \approx U_T \ln \frac{I_R}{I_S}$

热敏电阻? 温度系数为正? 为负?

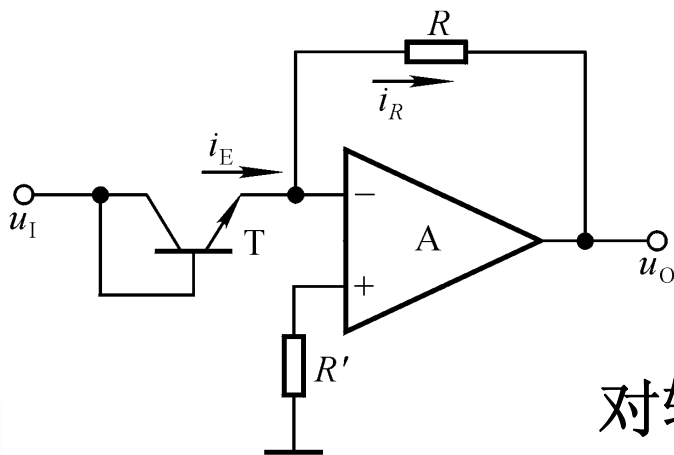
$$u_{N2} = u_{P2} = u_{BE2} - u_{BE1} \approx -U_T \ln \frac{u_I}{I_R R_3} \quad U_T = kT/q$$

$$u_O = (1 + \frac{R_2}{R_5}) u_{N2} \approx -(1 + \frac{R_2}{R_5}) U_T \ln \frac{u_I}{I_R R_3}$$





2. 指数运算电路

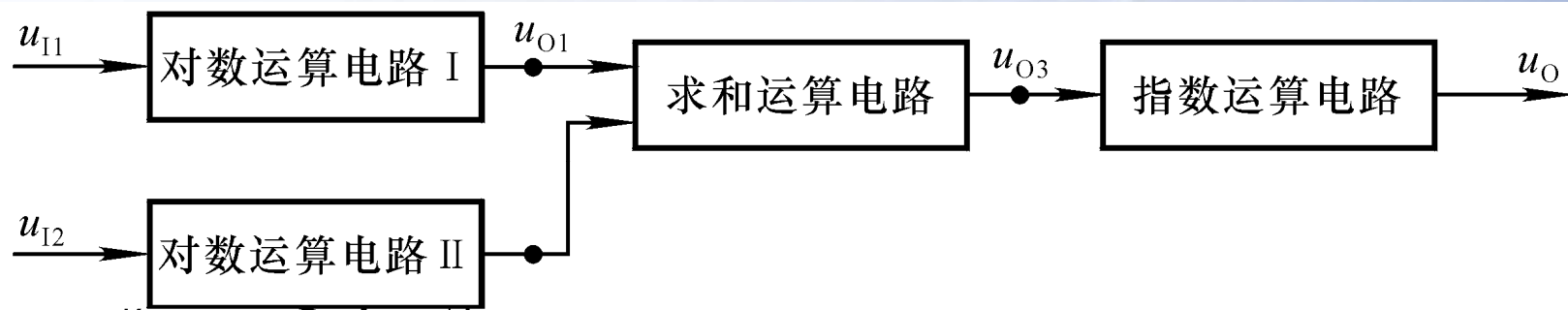


$$u_I = u_{BE} \quad i_R = i_E \approx I_S e^{\frac{u_I}{U_T}}$$

$$u_O = -i_R R \approx -I_S R e^{\frac{u_I}{U_T}}$$

对输入电压的极性和幅值有何要求？

3. 乘法、除法运算电路





§ 7.2 模拟乘法器及其在 运算电路中的应用

一、模拟乘法器简介

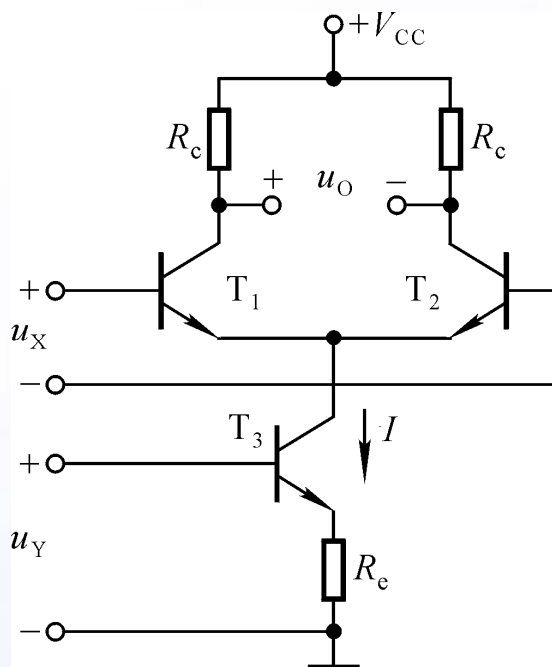
二、在运算电路中的应用





一、模拟乘法器简介

1. 变跨导型模拟乘法器的基本原理



$$u_O = -(i_{C1} - i_{C2})R_c = -g_m R_c u_X$$

$$g_m \approx \frac{I_{EQ}}{U_T} = \frac{I}{2U_T} \quad I = \frac{u_Y - u_{BE3}}{R_e}$$

$$\text{若 } u_Y \gg u_{BE3}, \text{ 则 } g_m \approx \frac{u_Y}{2U_T R_e}$$

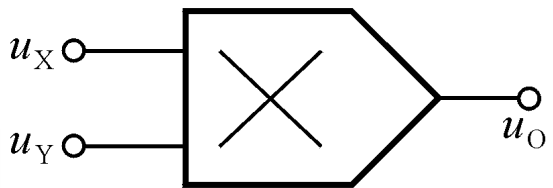
$$u_O \approx \frac{R_c}{2U_T R_e} \cdot u_X u_Y$$

实际电路需在多方面改进，如线性度、温度的影响、输入电压的极性等方面。

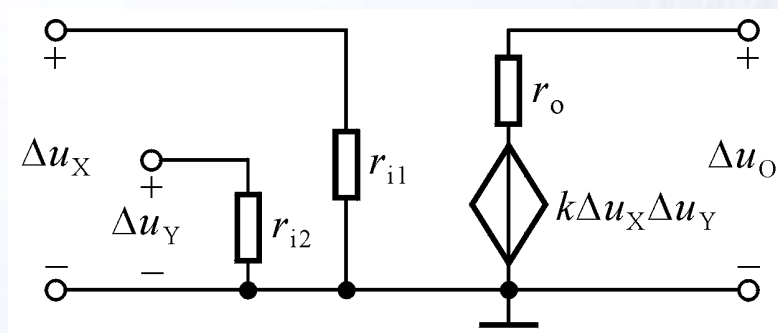




2. 模拟乘法器的符号及等效电路

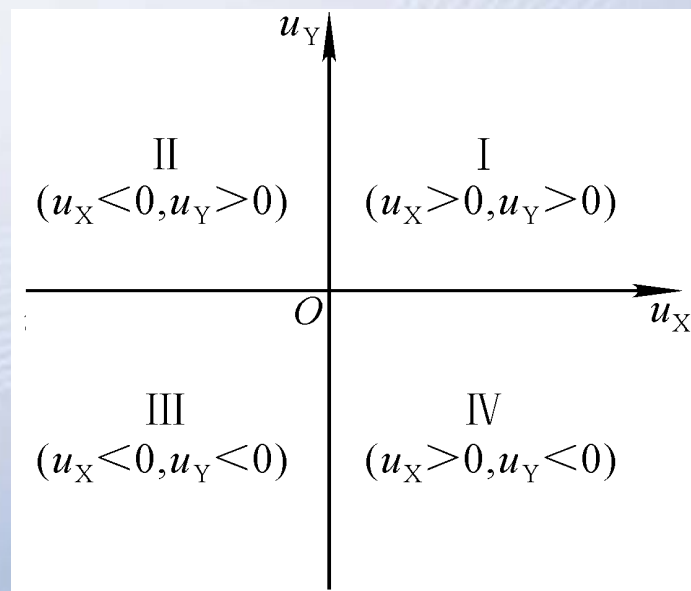


$$u_O = k u_X u_Y$$



理想情况下, r_{i1} 、 r_{i2} 、 f_H 为无穷大, 失调电压、电流及其温漂为0, r_o 为0, u_x 、 u_y 幅值和频率变化时 k 值不变。

有单象限、两象限和四象限之分。

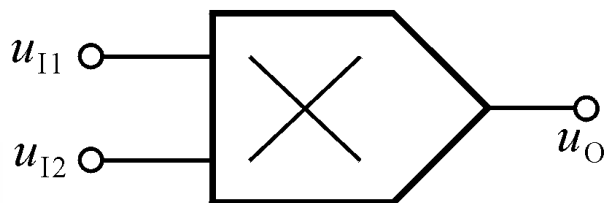




二、在运算电路中的应用

1. 乘法运算

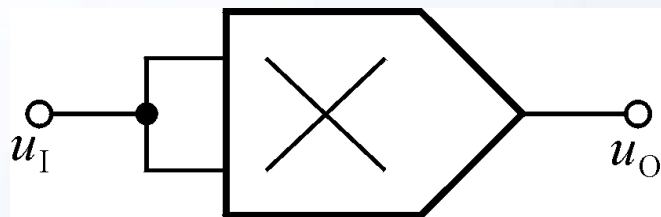
$$u_O = ku_{I1}u_{I2}$$



实际的模拟乘法器 k 常为
 $+0.1\text{V}^{-1}$ 或 -0.1V^{-1} 。

若 $k = +0.1\text{V}^{-1}$, $u_{I1} = u_{I2} = 10\text{V}$,
则 $u_O = 10\text{V}$ 。

2. 乘方运算



$$u_O = ku_I^2$$

若 $u_I = \sqrt{2}U_i \sin \omega t$

则 $u_O = 2kU_i^2 \sin^2 \omega t = 2kU_i^2 (1 - \cos 2\omega t)$

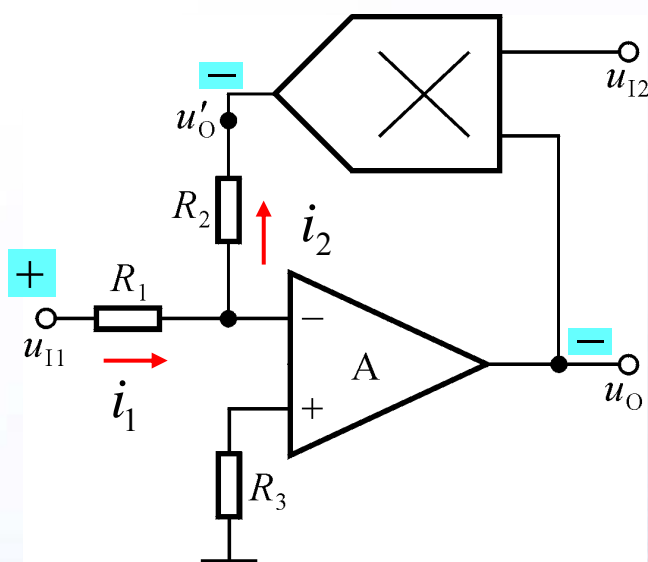
实现了对正弦波
电压的二倍频变换





3. 除法运算

运算电路中集成运放必须引入负反馈！



$$u_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{u_{I1}}{k u_{I2}}$$

为使电路引入的是负反馈， k 和 u_{I2} 的极性应如何？

$$i_1 = i_2$$

$$\frac{u_{I1}}{R_1} = \frac{-u'_O}{R_2}$$

条件：
同极性

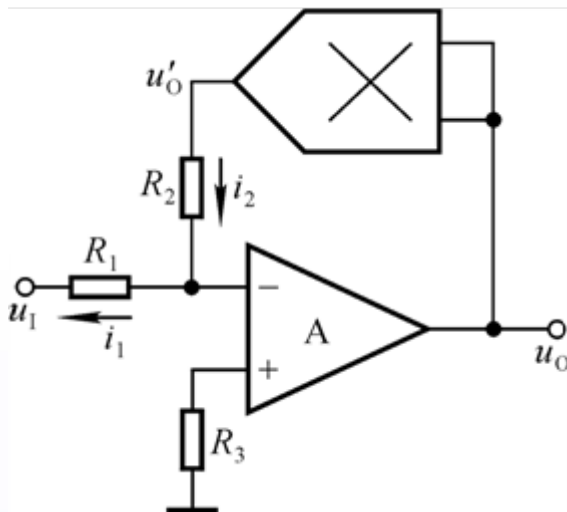
$$u'_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_{I1} = k u_{I2} u_O$$

若集成运放的同相输入端与反相输入端互换，则 k 和 u_{I2} 的极性应如何？





4. 开方运算



$$u_O' = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_I = k u_O^2$$

$$u_O = \sqrt{-\frac{R_2}{k R_1} \cdot u_I}$$

为实现上式，电路中 u_I 、 u_O 、 k 的极性是什么？为什么？

若要 $u_O < 0$ ，则有何变化？

若要求 u_I 、 u_O 均大于0，则有何变化？

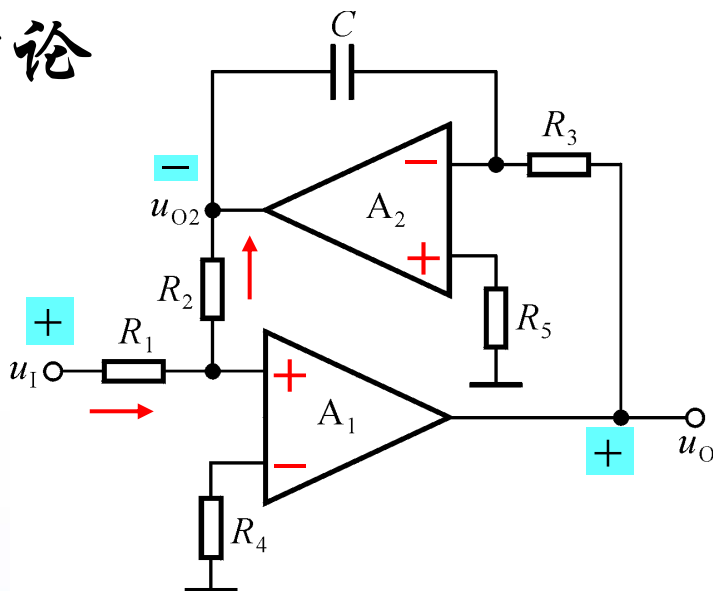
若集成运放的负反馈通路中为某种运算电路，则整个电路实现其逆运算！

如何实现开三次方运算电路？





讨论

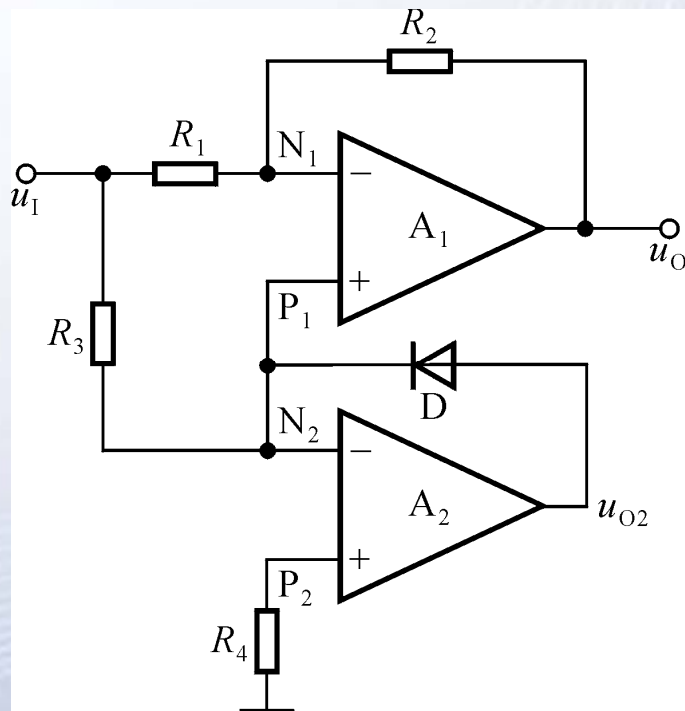


- 1) 标出集成运放的“+”和“-”;
- 2) 求解 $u_O = f(u_I) = ?$

已知 $R_1 = R_2$, 求解 $u_O = f(u_I) = ?$

二极管什么时候导通？什么时候截止？

$$u_O = |u_I|$$



在集成运放应用电路中开关管的工作状态往往决定于输入信号或输出信号的极性！





§ 7.3 有源滤波电路

- 一、概述
- 二、低通滤波器
- 三、高通、带通、带阻滤波器
- 四、状态变量型滤波器





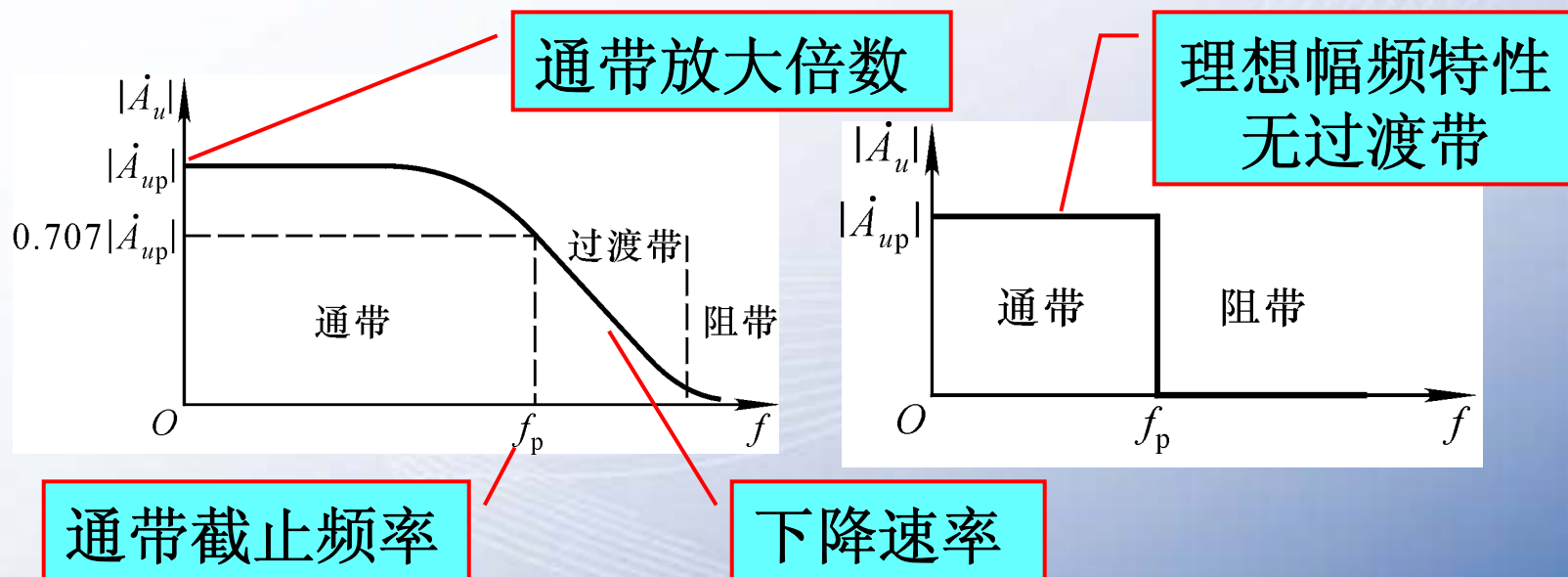
一、概述

1. 滤波电路的功能

使指定频段的信号顺利通过，其它频率的信号被衰减。

2. 滤波电路的种类

低通滤波器（LPF）

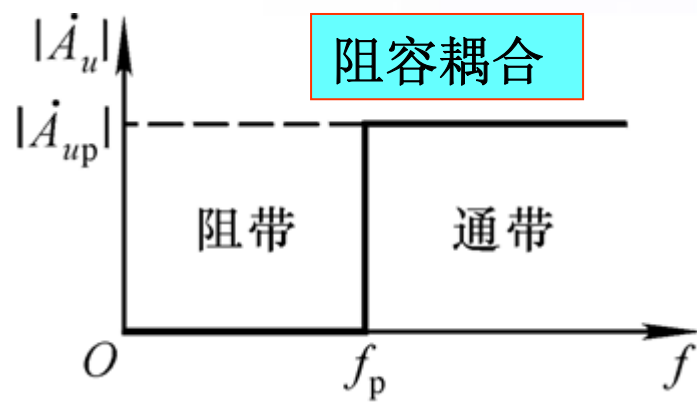


用幅频特性描述滤波特性，要研究 \dot{A}_{up} 、 $\dot{A}_u(f_p)$ 、下降速率)。

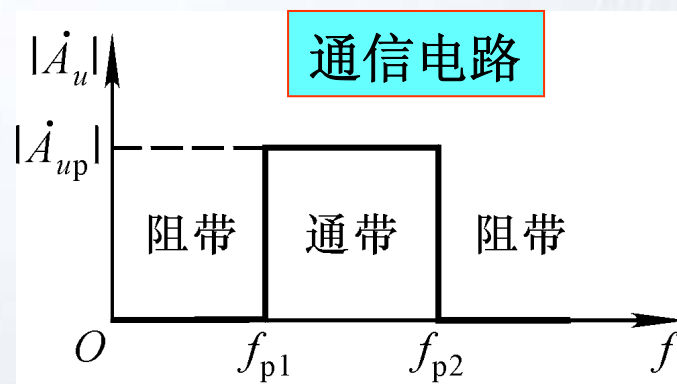


理想滤波器的幅频特性

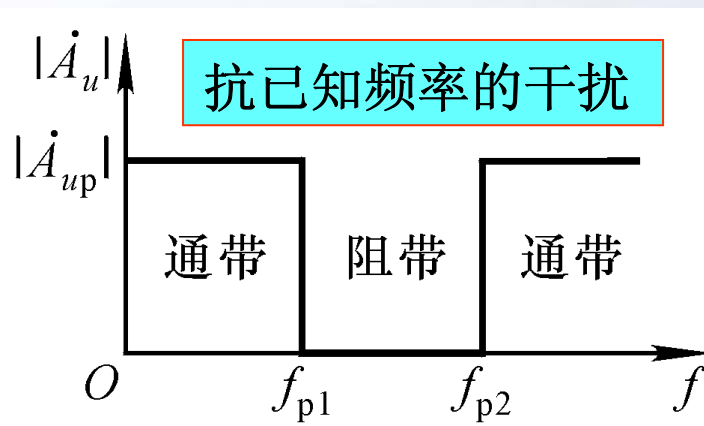
高通滤波器 (HPF)



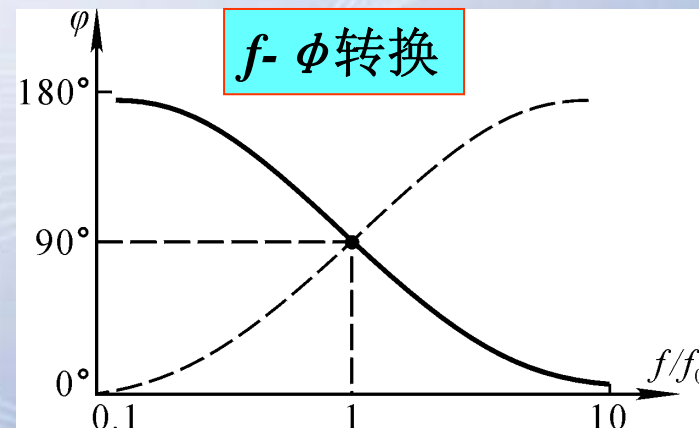
带通滤波器 (BPF)



带阻滤波器 (BEF)

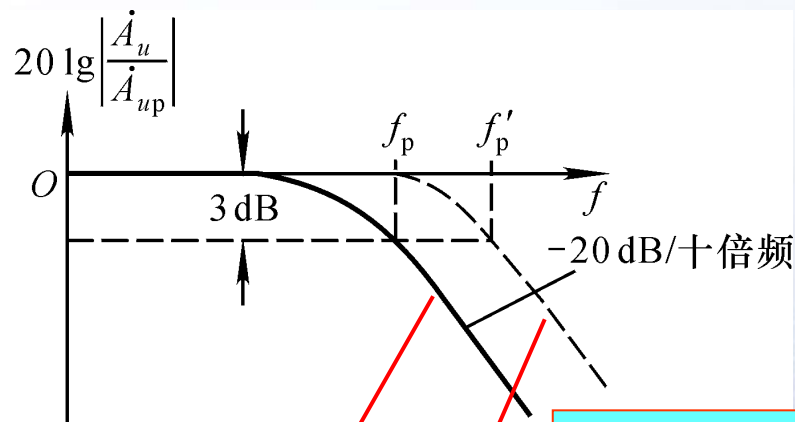
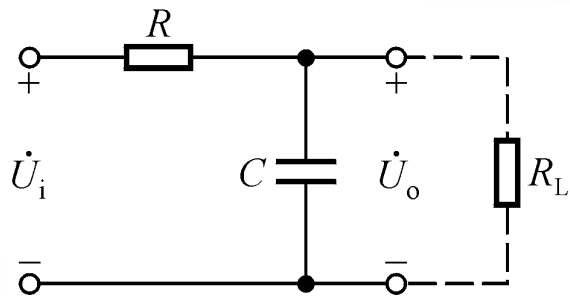


全通滤波器 (APF)





3. 无源滤波电路和有源滤波电路



空载时

带负载时

负载变化，通带放大倍数和截止频率均变化。

空载: $\dot{A}_{up} = 1$ $f_p = \frac{1}{2\pi RC}$

$$\dot{A}_u = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_p}}$$

带载: $\dot{A}_{up} = \frac{R_L}{R + R_L}$

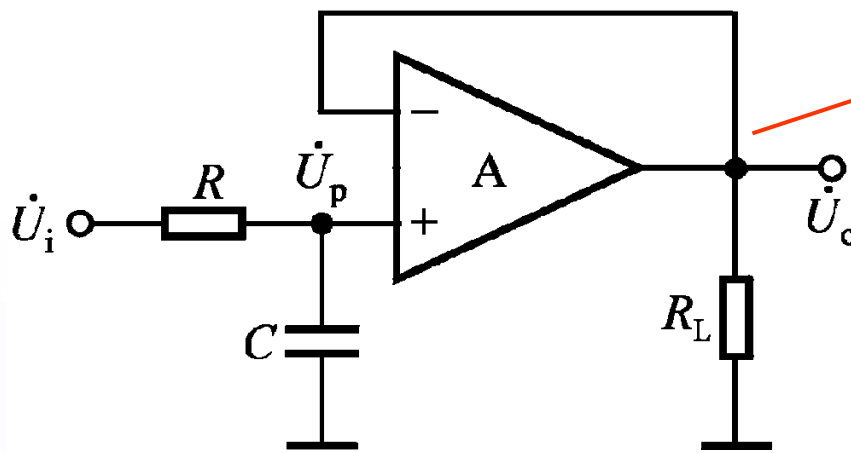
$$f_p = \frac{1}{2\pi (R // R_L) C}$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{up}}{1 + j \frac{f}{f_p}}$$





有源滤波电路



用电压跟随器隔离滤波电路与负载电阻

无源滤波电路的滤波参数随负载变化；有源滤波电路的滤波参数不随负载变化，可放大。

无源滤波电路可用于高电压大电流，如直流电源中的滤波电路；有源滤波电路是信号处理电路，其输出电压和电流的大小受有源元件自身参数和供电电源的限制。

4. 教学基本要求：电路的识别，幅频特性的分析计算

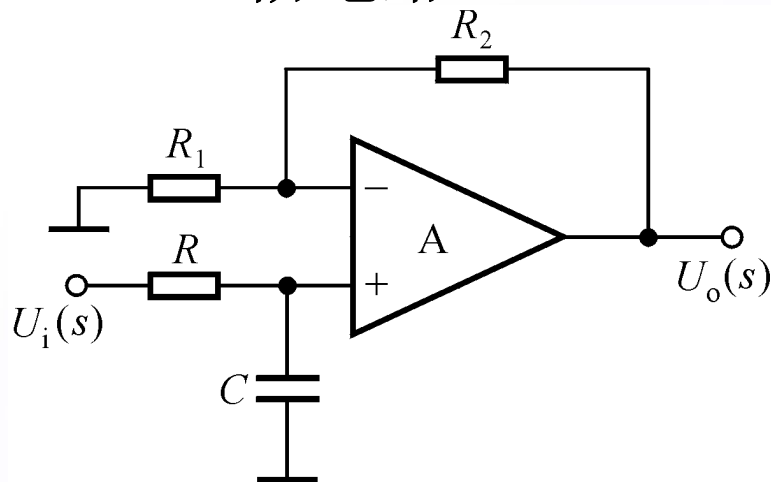




二、低通滤波器

1. 同相输入

(1) 一阶电路



经拉氏变换得
传递函数：

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1/sC}{R + 1/sC} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + sRC}$$

求解传递函数时，只需将放大倍数中的 $j\omega$ 用 s 取代即可； s 的方次称为阶数。

$$\dot{A}_{up} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

频率趋于0时的放大
倍数为通带放大倍数

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

决定于RC环节

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{up}}{1 + j\frac{f}{f_p}}$$

表明进入高频段
的下降速率为
-20dB/十倍频

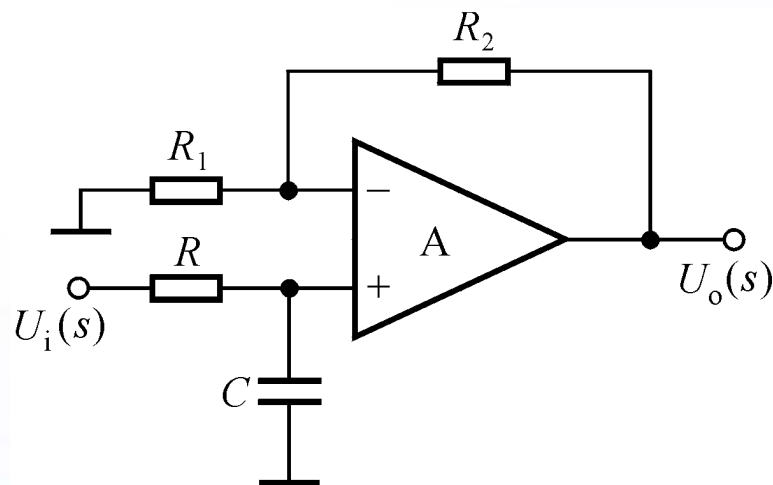
一阶电路



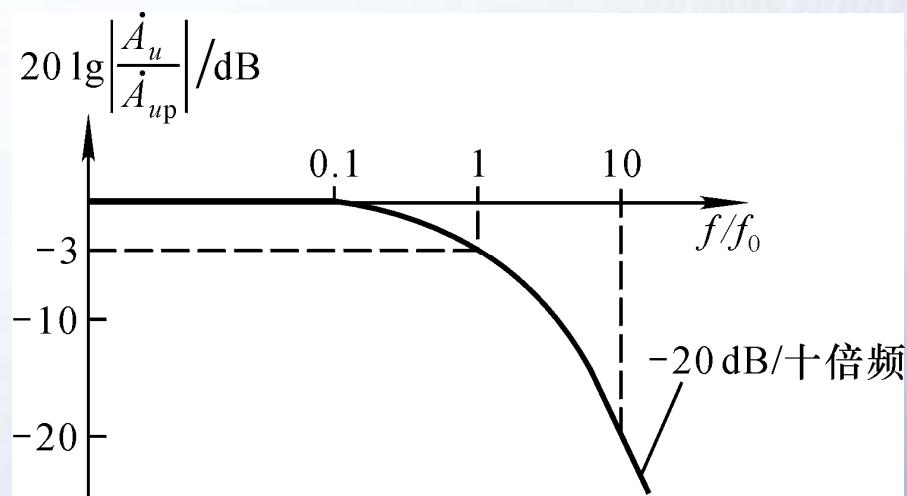


1. 同相输入

(1) 一阶电路：幅频特性



$$\dot{A}_{up} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$
$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{up}}{1 + j\frac{f}{f_p}} \quad (f_p = \frac{1}{2\pi RC})$$



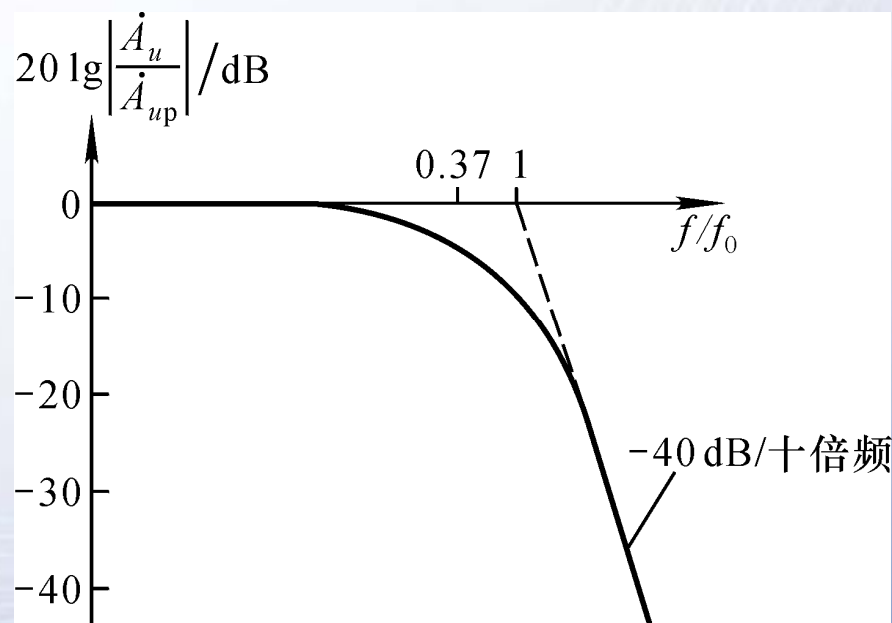
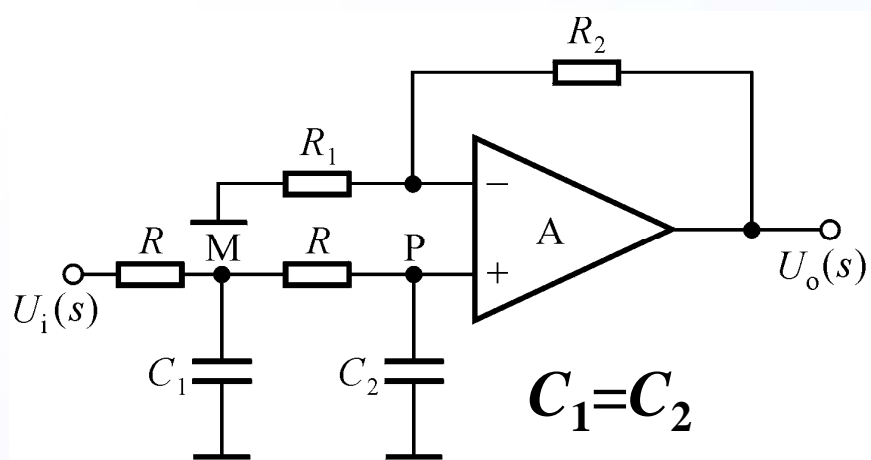
为了使过渡带变窄，需采用多阶滤波器，即增加 RC 环节。





(2) 简单二阶LPF

分析方法：电路引入了负反馈，具有“虚短”和“虚断”的特点利用节点电流法求解输出电压与输入电压的关系。



$$\dot{A}_u = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{1}{1 - (\frac{f}{f_0})^2 + 3j \frac{f}{f_0}}$$

$$\text{特征频率 } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

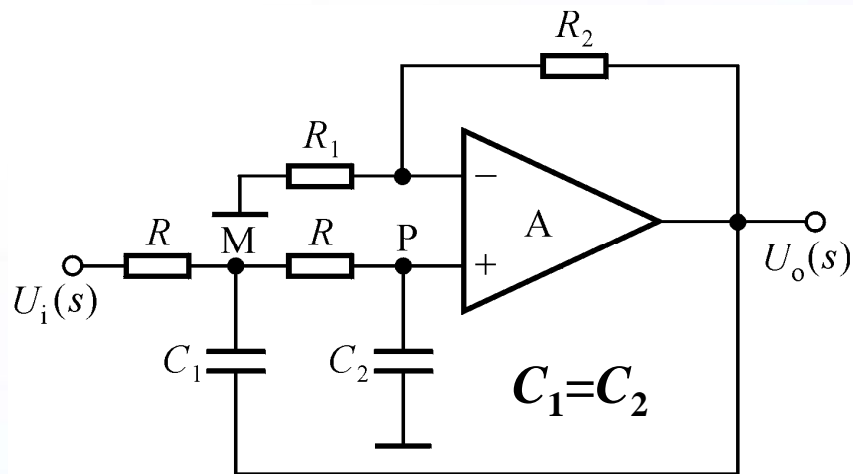
$$\text{截止频率 } f_p \approx 0.37f_0$$





(3) 压控电压源二阶LPF

为使 $f_p = f_0$ ，且在 $f = f_0$ 时幅频特性按 $-40\text{dB}/十倍频$ 下降。



$f \rightarrow 0$ 时， C_1 断路，正反馈断开，放大倍数为通带放大倍数。

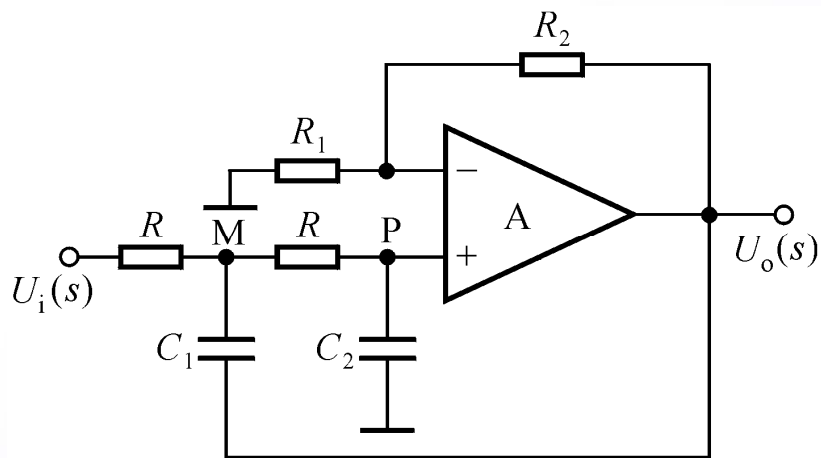
$f \rightarrow \infty$ ， C_2 短路，正反馈不起作用，放大倍数 $\rightarrow 0$ 。

引入正反馈

因而有可能在 $f = f_0$ 时放大倍数等于或大于通带放大倍数。
对于不同频率的信号正反馈的强弱不同。

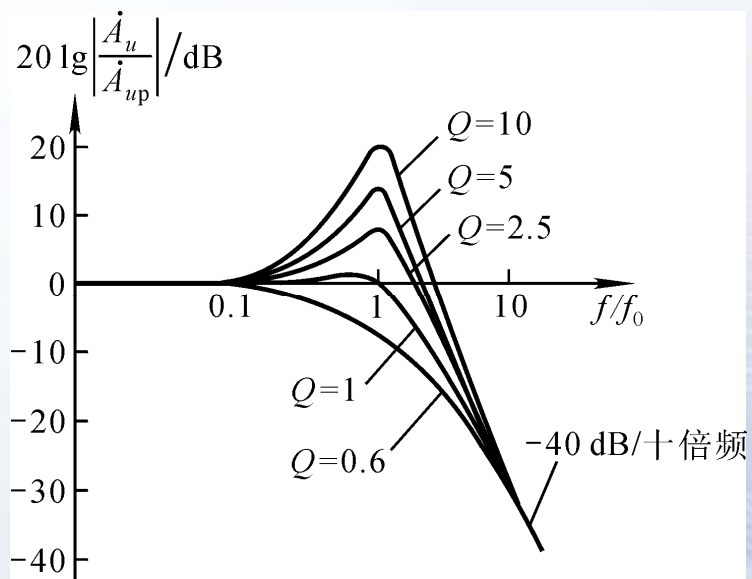


压控电压源二阶LPF的分析



列P、M点的节点电流方程，
整理可得：

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{up}}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j[3 - \dot{A}_{up}]\frac{f}{f_0}}$$



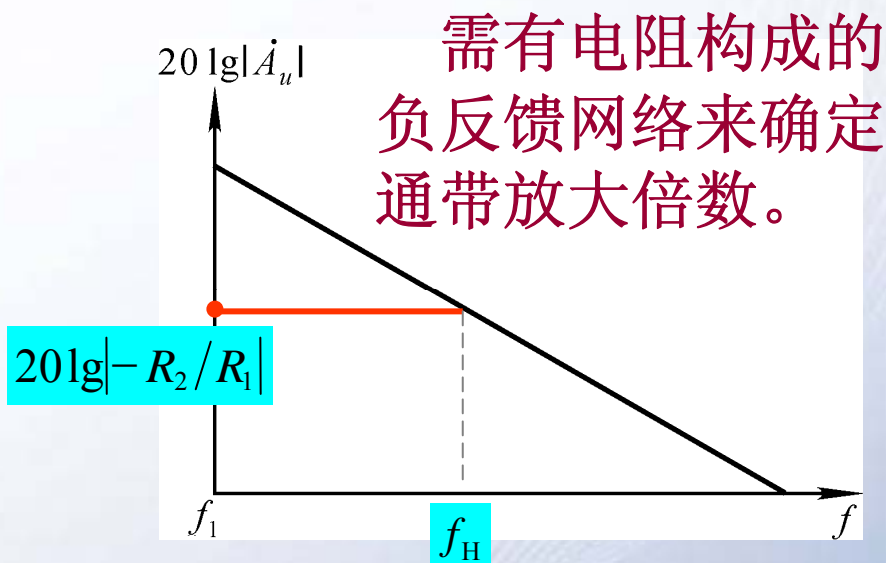
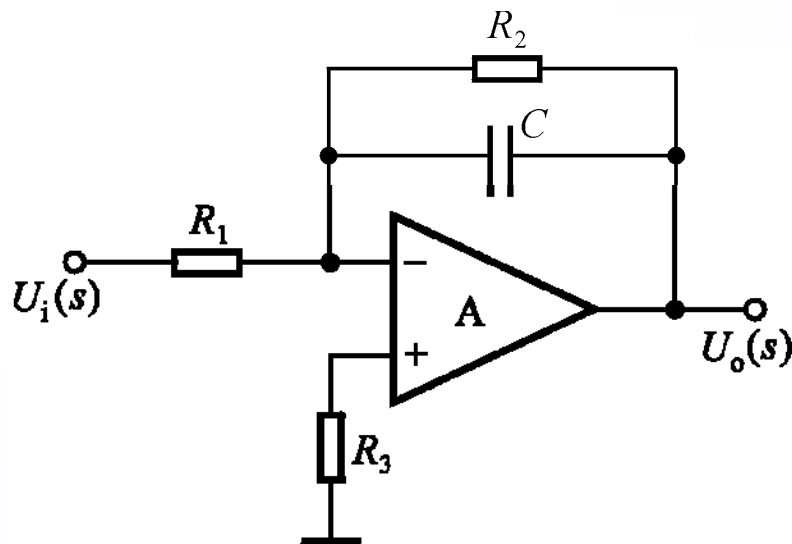
$$|\dot{A}_u|_{f=f_0} = \left| \frac{\dot{A}_{up}}{3 - \dot{A}_{up}} \right| = Q |\dot{A}_{up}|$$

$$Q = |\dot{A}_u|_{f=f_0} / |\dot{A}_{up}|$$

$$\text{当 } 2 \leq |\dot{A}_{up}| < 3 \text{ 时, } |\dot{A}_u|_{f=f_0} \geq |\dot{A}_{up}|$$



2. 反相输入低通滤波器



积分运算电路的电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{1}{j\omega R_1 C}, \text{ 即 } f \rightarrow 0, |\dot{A}_u| \rightarrow \infty。$$

加 R_2 后

$$\dot{A}_u = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}, \quad f_p = f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$\dot{A}_{up} = -R_2/R_1$$





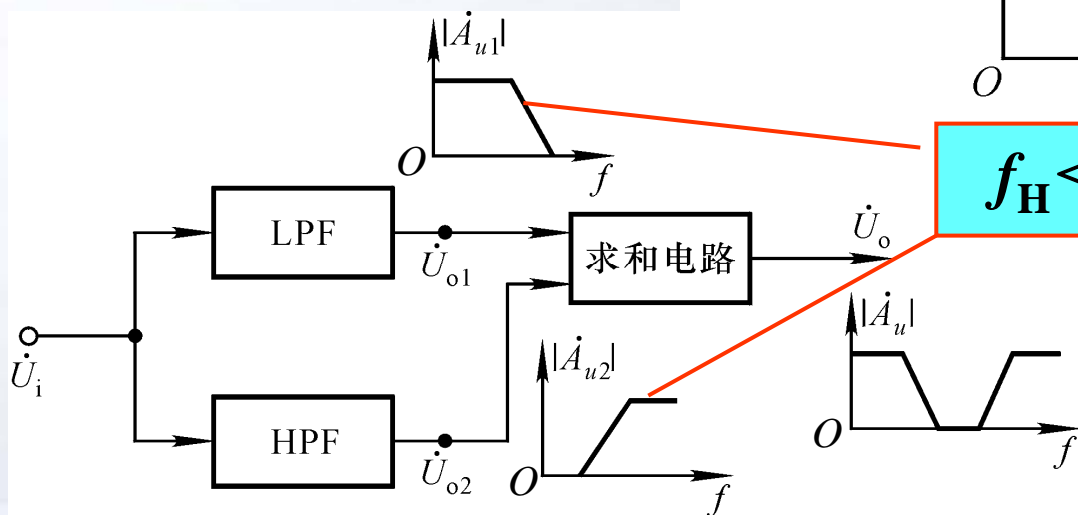
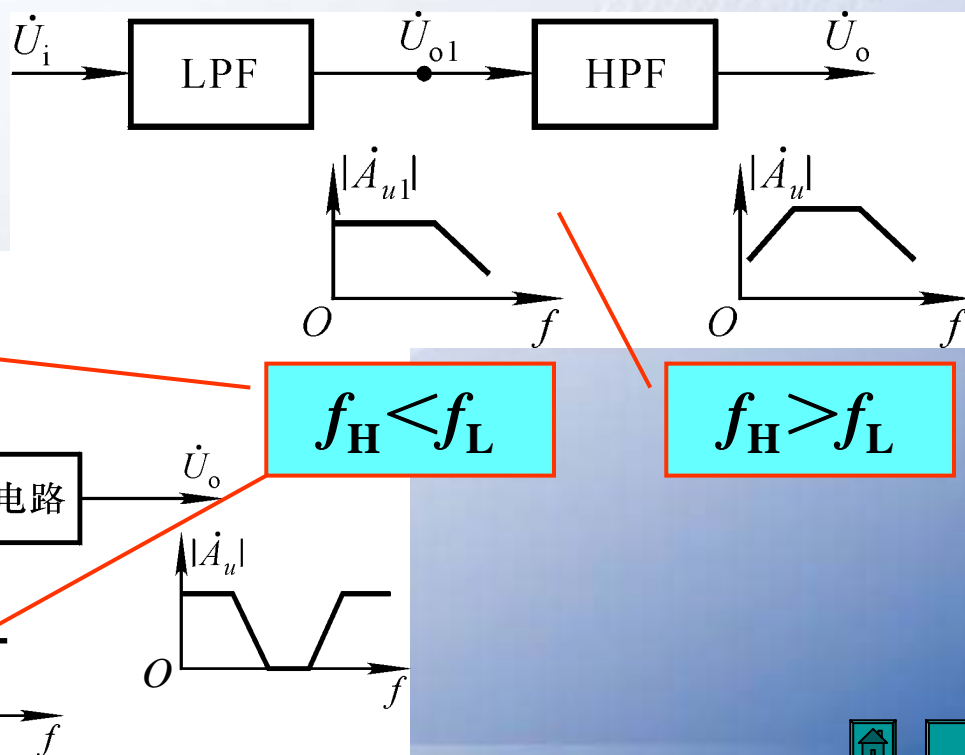
三、高通、带通、带阻有源滤波器

1. 高通滤波器 (HPF)

与LPF有对偶性，将LPF的电阻和电容互换，就可得一阶HPF、简单二阶HPF、压控电压源二阶HPF电路。

2. 带通滤波器 (BPF)

3. 带阻滤波器 (BEF)





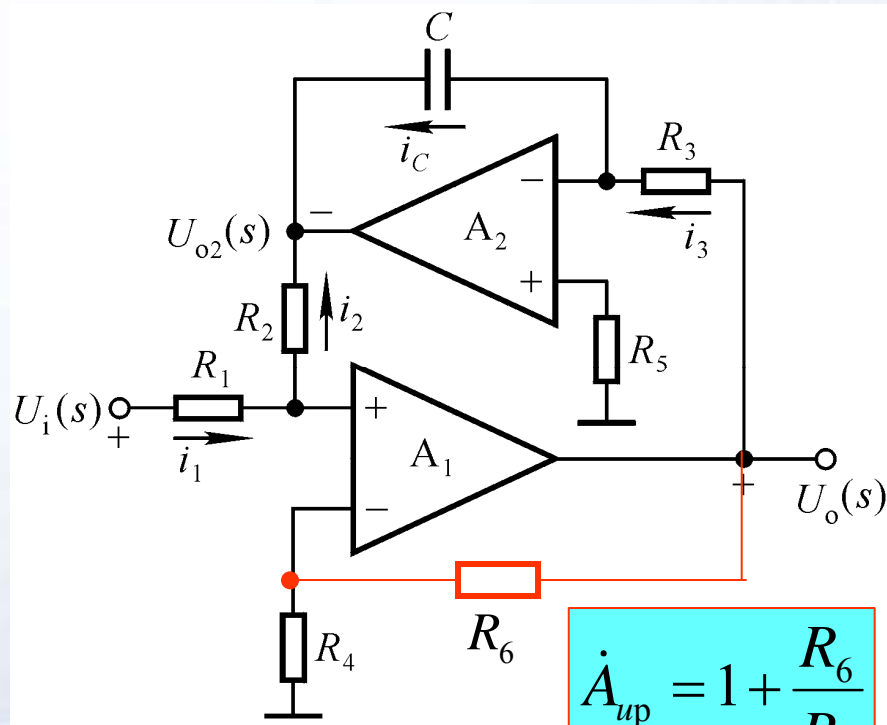
讨论一

- 频率趋于零，电压放大倍数趋于通带放大倍数的滤波器有哪一种？
- 频率趋于无穷大，电压放大倍数趋于通带放大倍数的滤波器有哪一种？
- 频率趋于零，电压放大倍数趋于零的滤波器有哪一种？
- 频率趋于无穷大零，电压放大倍数趋于零的滤波器有哪一种？

四、状态变量型滤波器

要点：

- 将比例、积分、求和等基本运算电路组合成自由设置传递函数、实现各种滤波功能的电路，称为状态变量型滤波器。
- 通带放大倍数决定于电阻组成的负反馈网络。
- 利用“逆运算”方法。

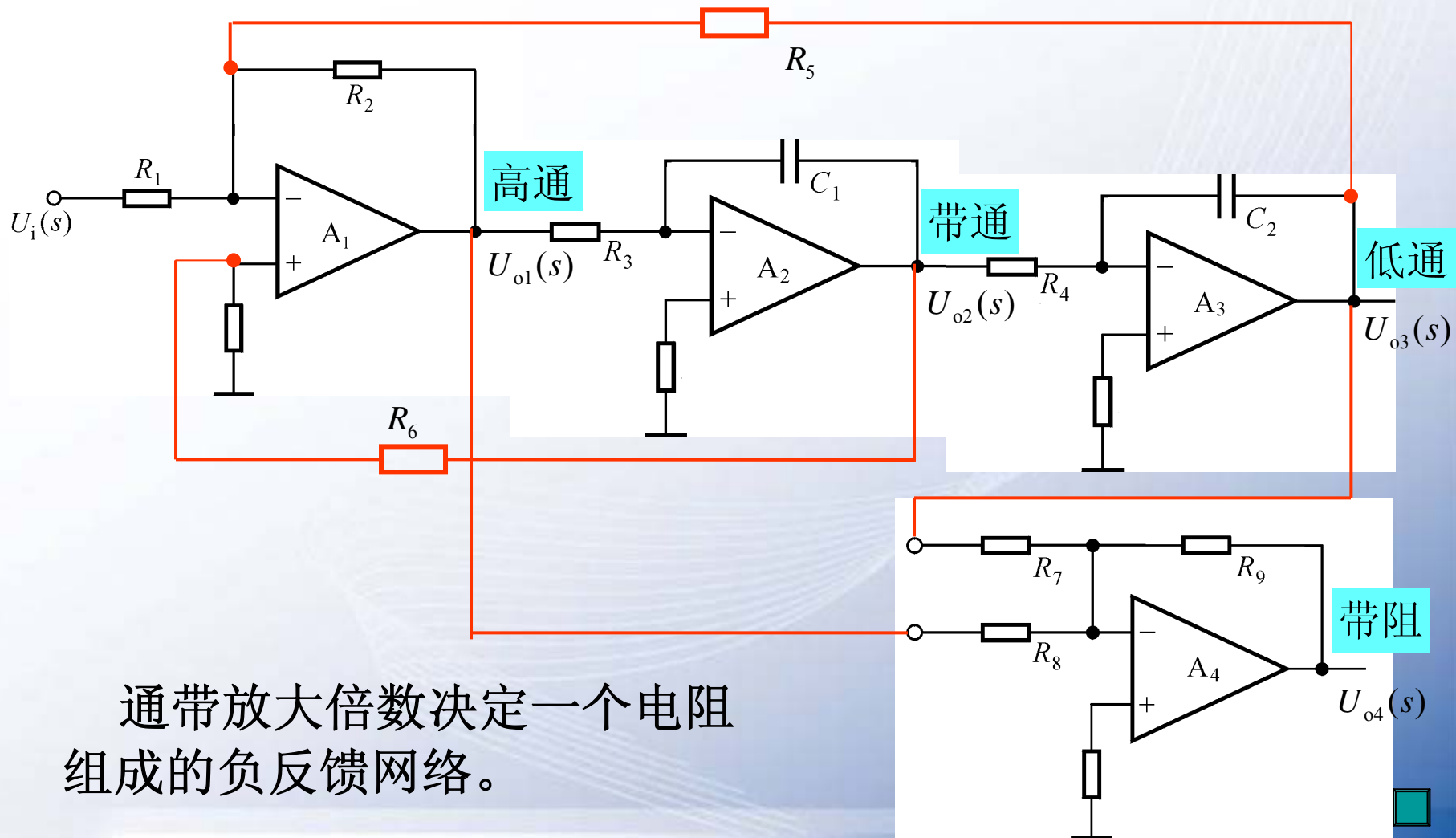


$$\dot{A}_{up} = 1 + \frac{R_6}{R_4}$$

将低通环节加在负反馈通路来实现高通。

$f \rightarrow \infty$ 时 C 相当于短路， A_2 输出电压 $\rightarrow 0$ ，电路开环， A_1 输出电压 $\rightarrow \pm U_{OM}$ ，工作到非线性区；需引入负反馈决定通带放大倍数。

二阶状态变量滤波器的组成



通带放大倍数决定一个电阻组成的负反馈网络。



运算电路与有源滤波器的比较

- 相同之处

- 电路中均引入深度负反馈，因而集成运放均工作在线性区。
- 均具有“虚短”和“虚断”的特点，均可用节点电流法求解电路。

- 不同之处

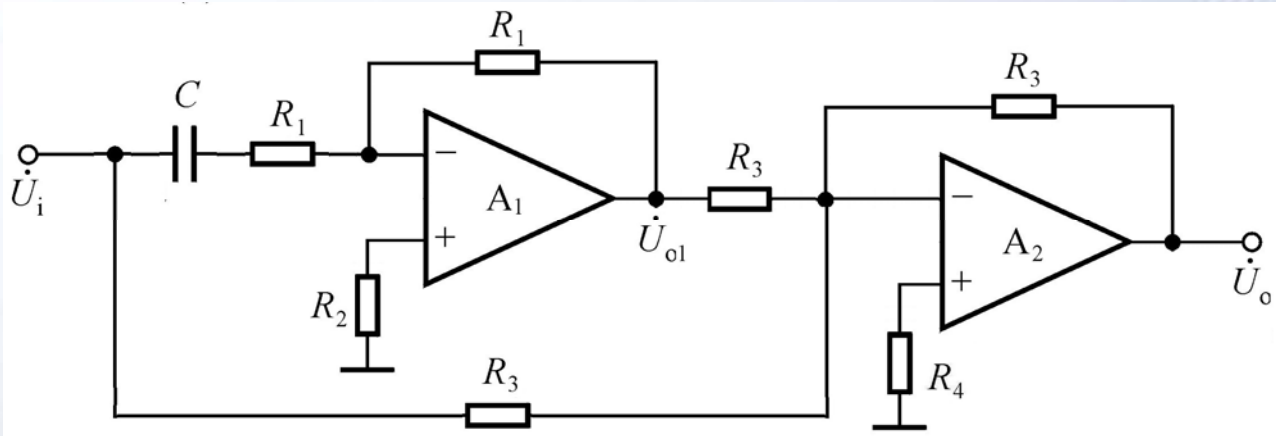
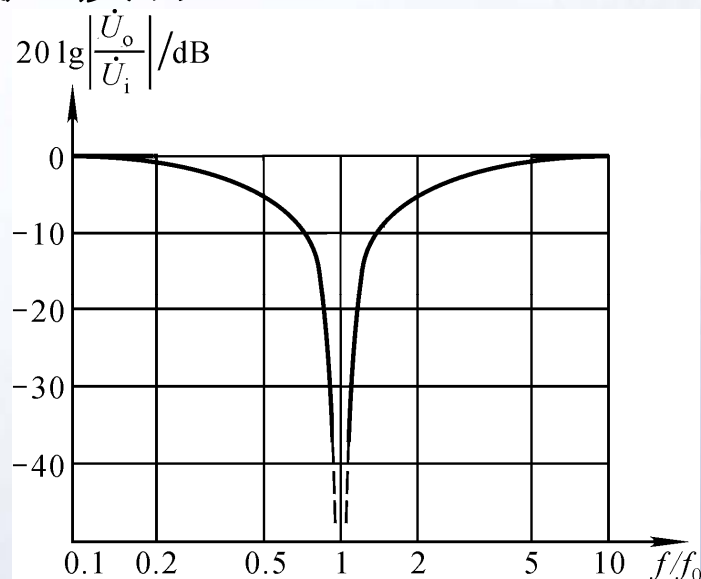
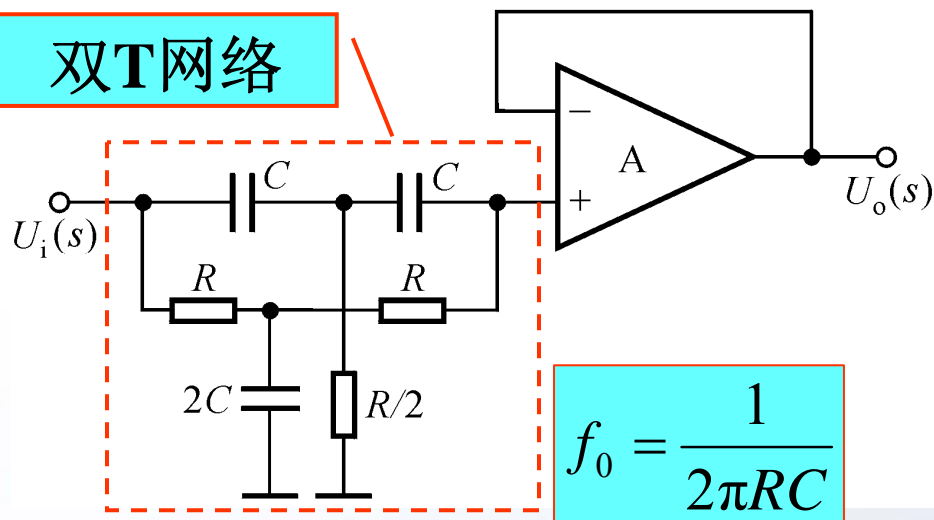
- 运算电路研究的是时域问题，有源滤波电路研究的是频域问题；测试时，前者是在输入信号频率不变或直流信号下测量输出电压与输入电压有效值或幅值的关系，后者是在输入电压幅值不变的情况下测量输出电压幅值与输入电压频率的关系。
- 运算电路用运算关系式描述输出电压与输入电压的关系，有源滤波器用电压放大倍数的幅频特性描述滤波特性。





讨论二：图示电路是哪种有源滤波器？

双T网络



$$\dot{U}_o = -\dot{U}_{o1} - \dot{U}_i$$

$$f \rightarrow 0, |\dot{A}_u| \rightarrow ?$$

$$f \rightarrow \infty, |\dot{A}_u| \rightarrow ?$$

A_1 、 A_2 各组成什么电路？

电路为LPF

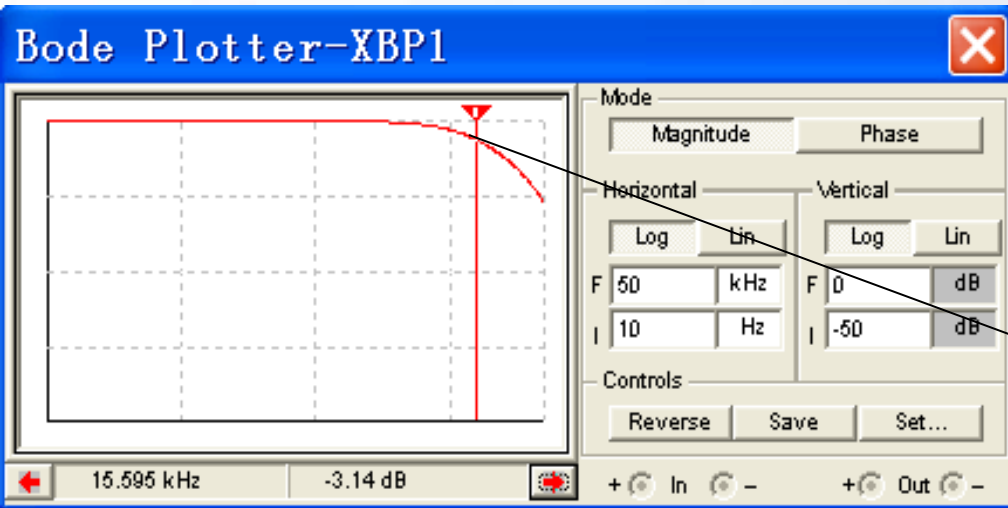
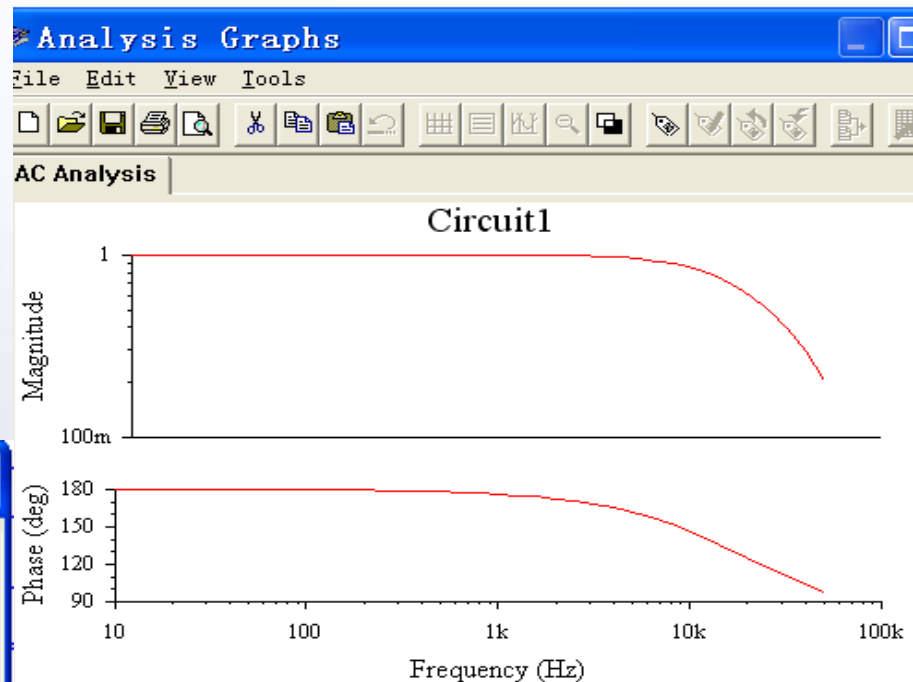
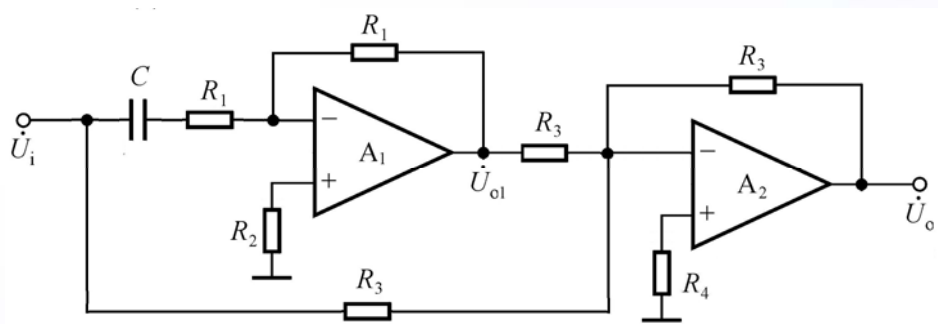




讨论三：

通过**MultisimAC**分析判断图示电路为哪种有源滤波器？

设 $R_1=R_3=10\text{k}\Omega$ ， $C=1000\text{pF}$ 。



通带截止频率

The background of the slide is a photograph of the Tsinghua University Library building, a large, classical-style structure with a prominent dome and a portico with columns. The building is surrounded by greenery and a flagpole is visible on the right. The title text is overlaid on the lower half of the image.

第八章 波形的发生和信号的转换

2001 11 11



第八章 波形的发生和信号的转换

§ 8.1 正弦波振荡电路

§ 8.2 电压比较器

§ 8.3 非正弦波发生电路

§ 8.4 信号的转换





§ 8.1 正弦波振荡电路

- 一、正弦波振荡的条件和电路的组成
- 二、 RC 正弦波振荡电路
- 三、 LC 正弦波振荡电路
- 四、石英晶体正弦波振荡电路



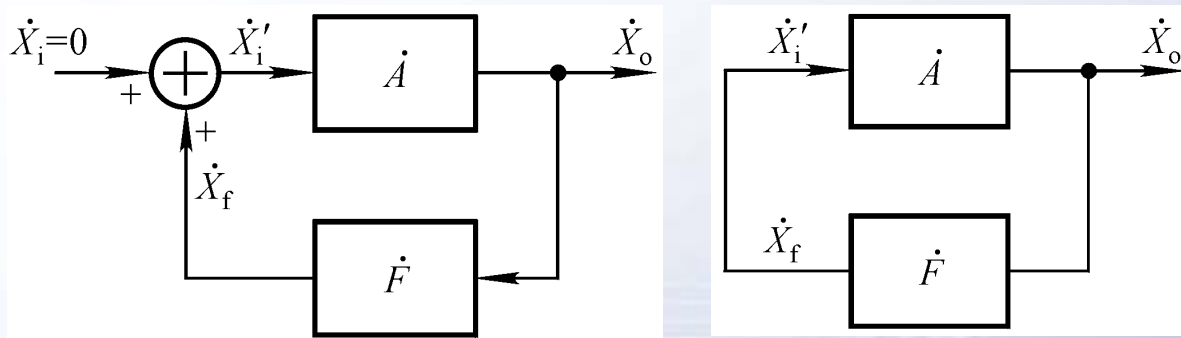


一、正弦波振荡的条件和电路的组成

1. 正弦波振荡的条件

无外加信号，输出一定频率一定幅值的信号。

与负反馈放大电路振荡的不同之处：在正弦波振荡电路中引入的是正反馈，且振荡频率可控。



在电扰动下，对于某一特定频率 f_0 的信号形成正反馈：

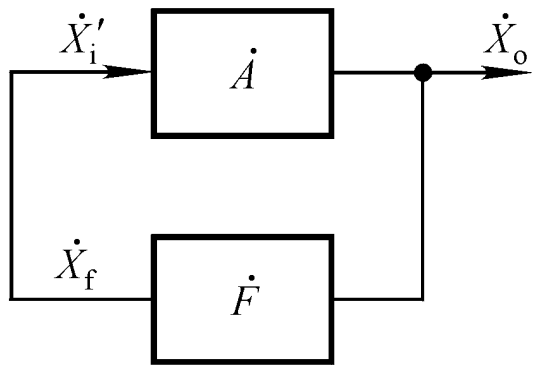
$$X_o \uparrow \rightarrow X_i' \rightarrow X_o \uparrow \uparrow$$

由于半导体器件的非线性特性及供电电源的限制，最终达到动态平衡，稳定在一定的幅值。





1. 正弦波振荡的条件



一旦产生稳定的振荡，则
电路的输出量自维持，即

$$\dot{X}_o = \dot{A}\dot{F}\dot{X}_o$$

$$\dot{A}\dot{F} = 1 \Rightarrow \begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 & \text{----- 幅值平衡条件} \\ \varphi_A + \varphi_F = 2n\pi & \text{----- 相位平衡条件} \end{cases}$$

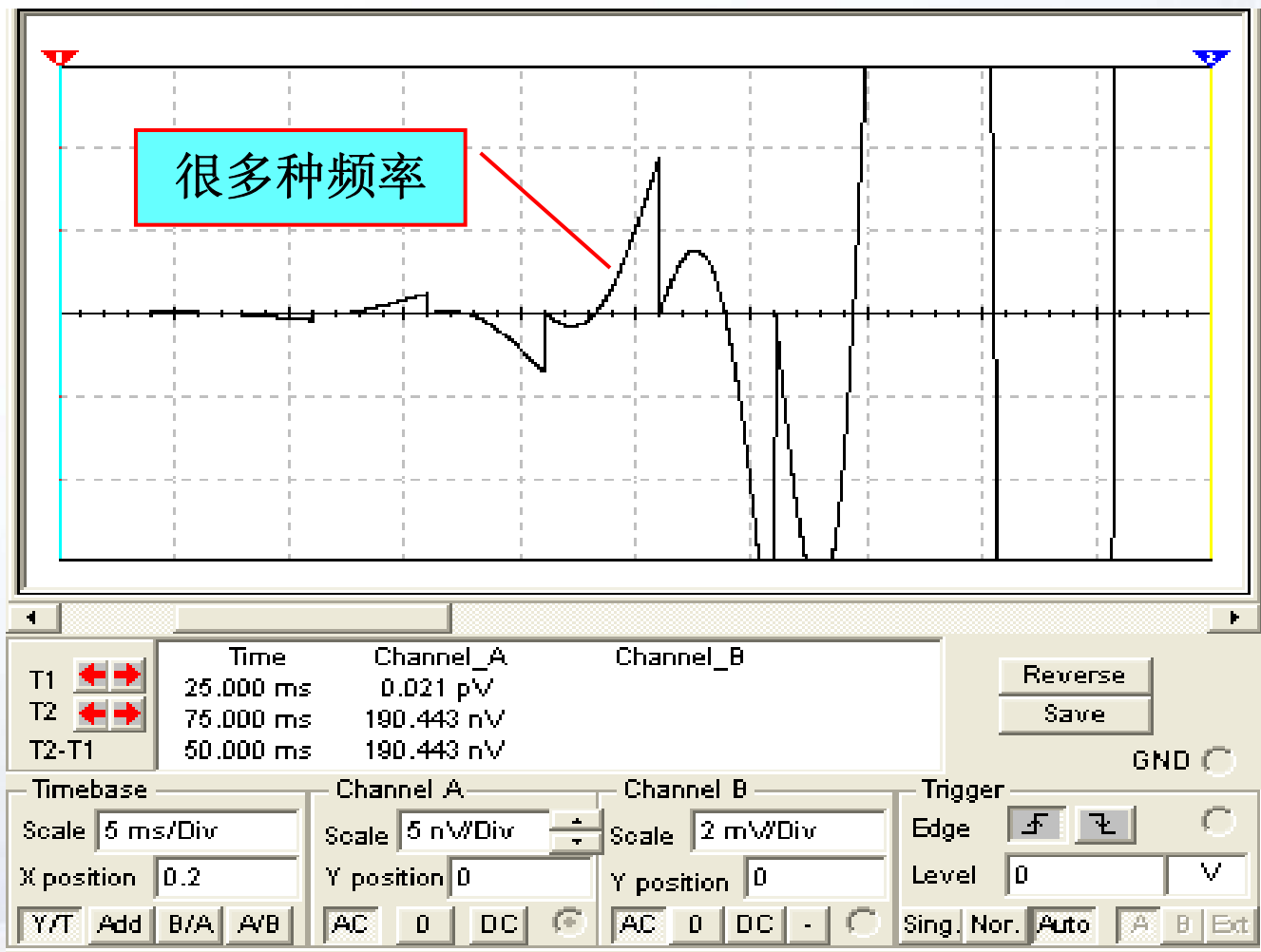
起振条件: $|\dot{A}\dot{F}| > 1$

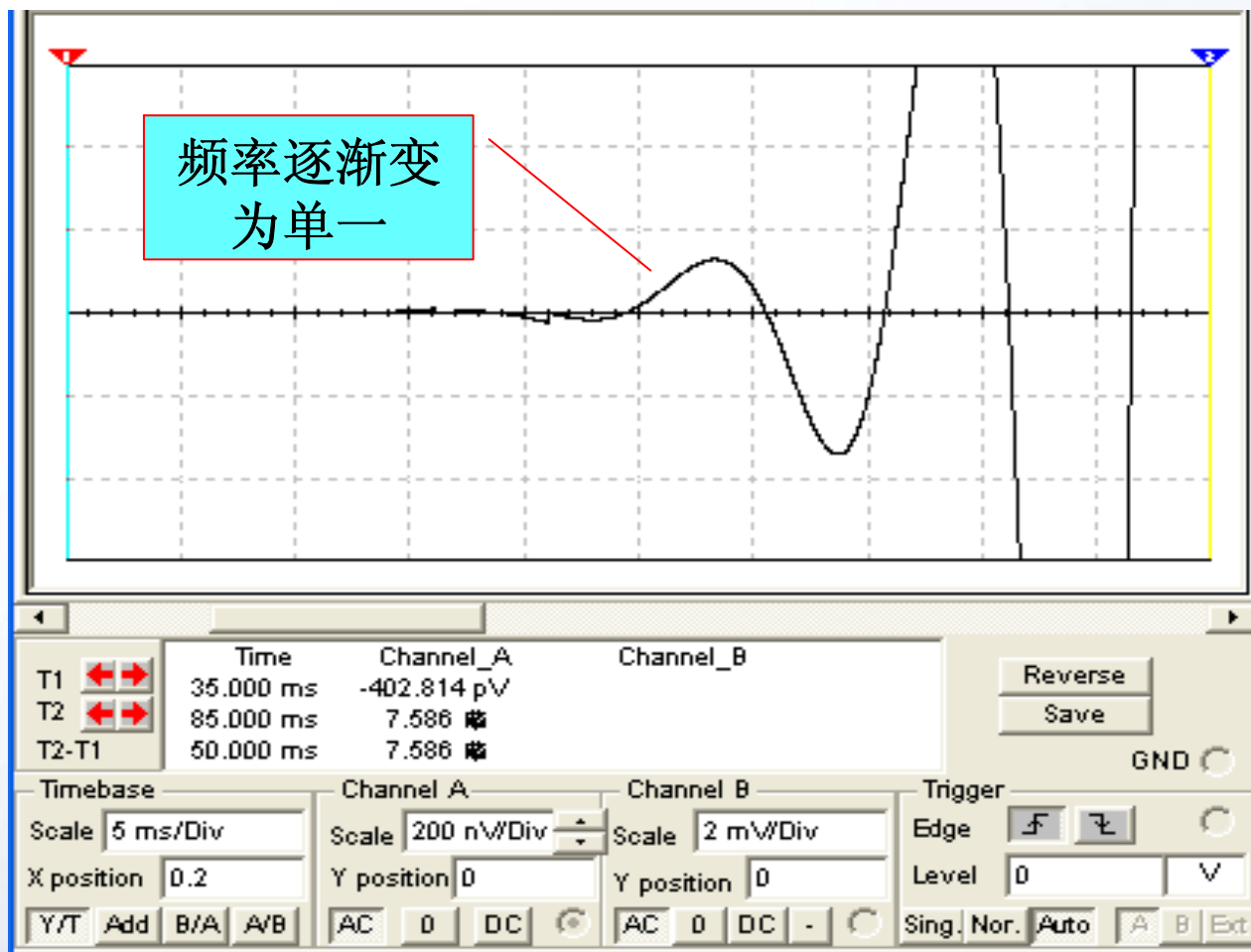
要产生正弦波振荡，必须有满足相位条件的 f_0 ，且在合闸通电时对于 $f=f_0$ 信号有从小到大直至稳幅的过程，即满足起振条件。

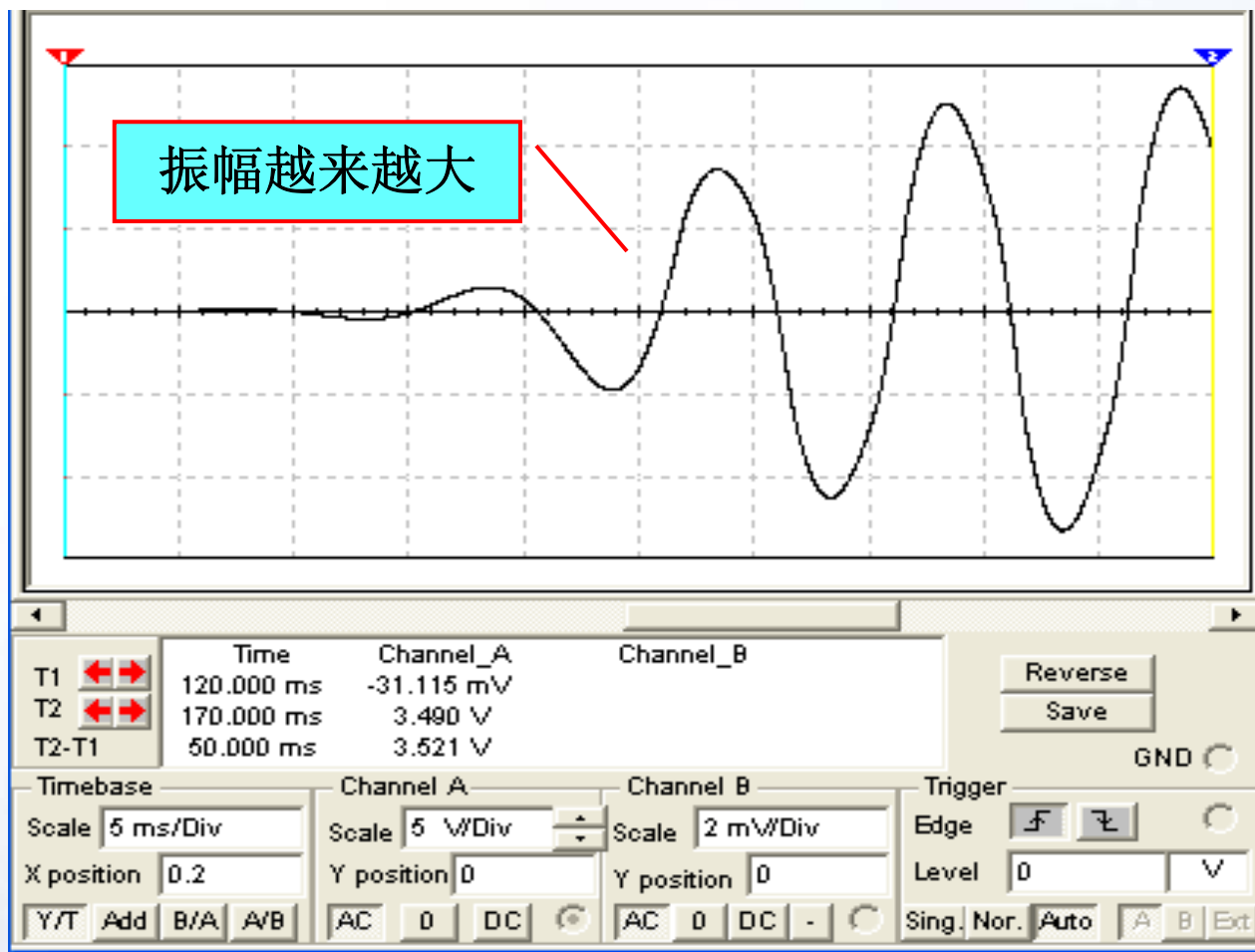




2. 起振与稳幅：输出电压从幅值很小、含有丰富频率，到仅有一种频率且幅值由小逐渐增大直至稳幅。

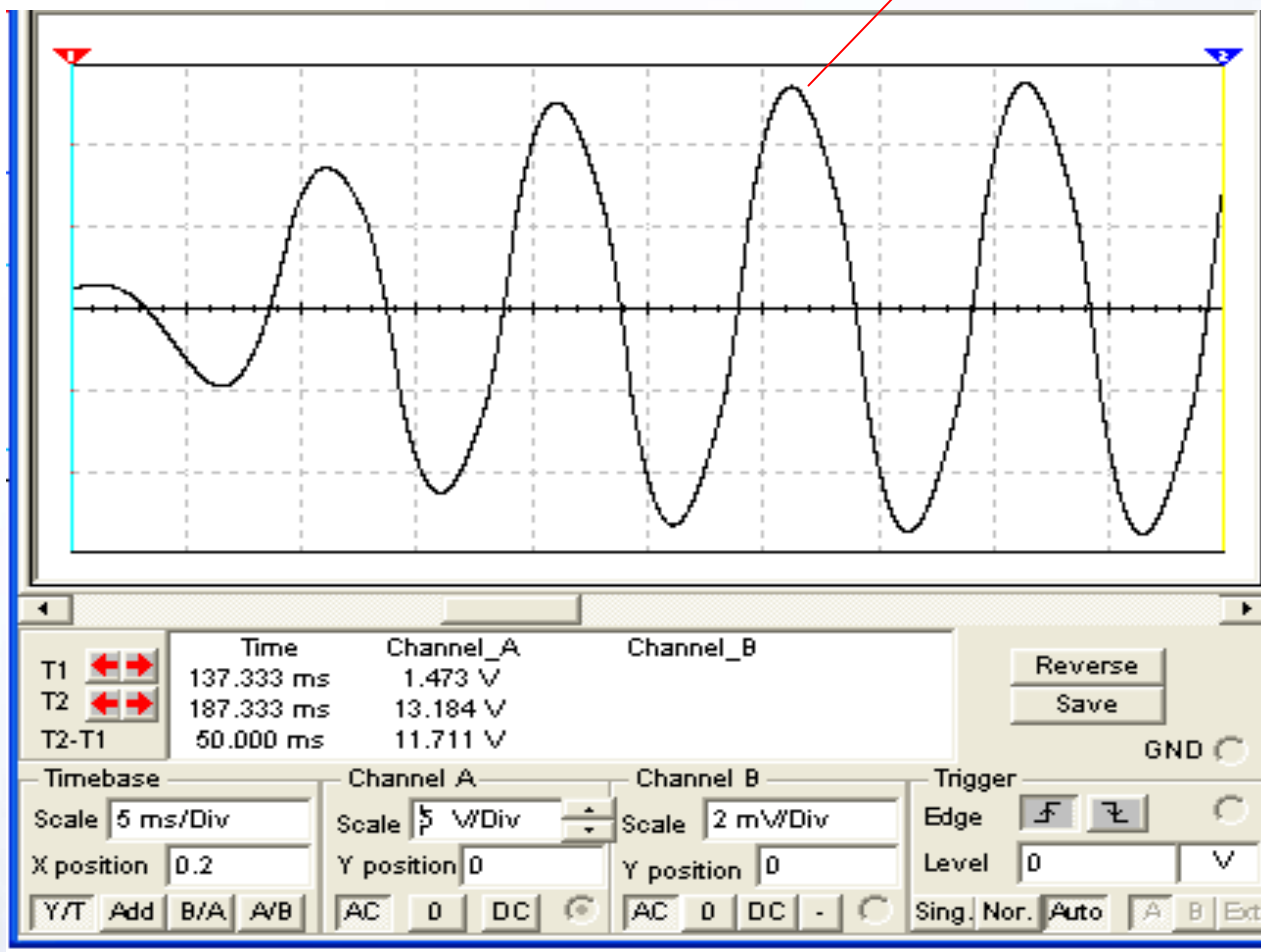








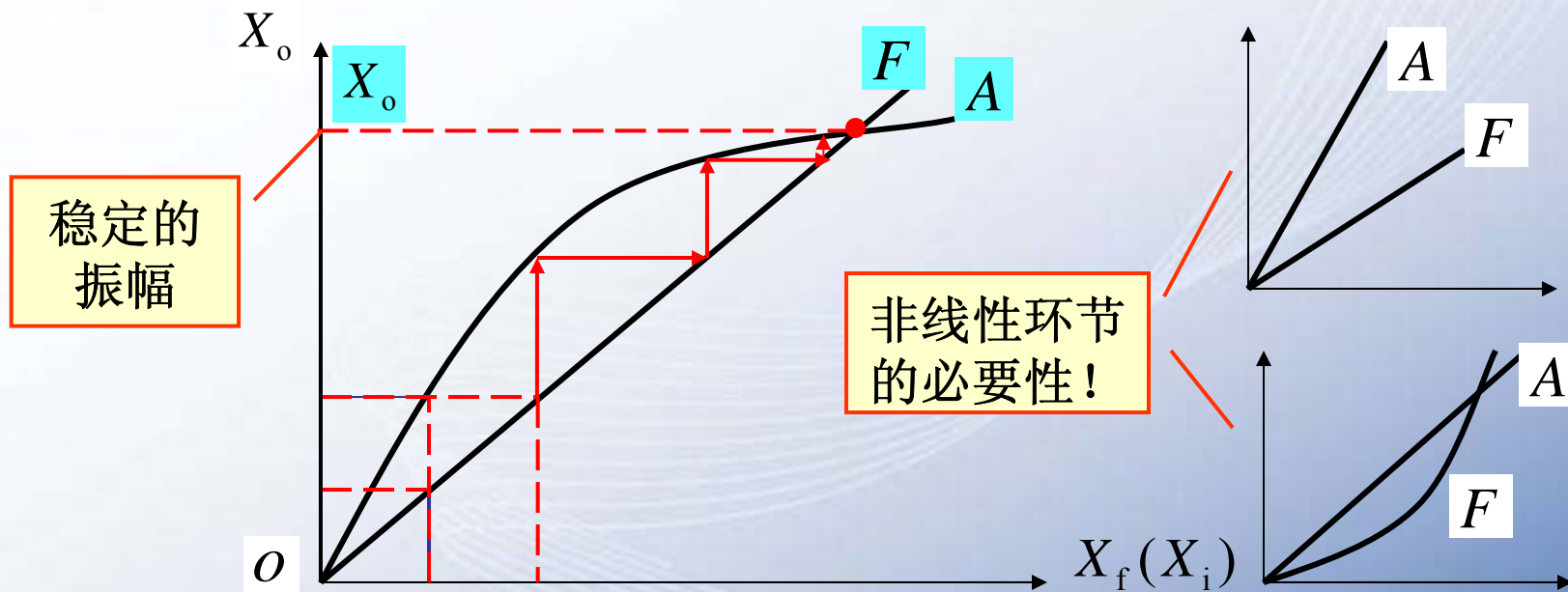
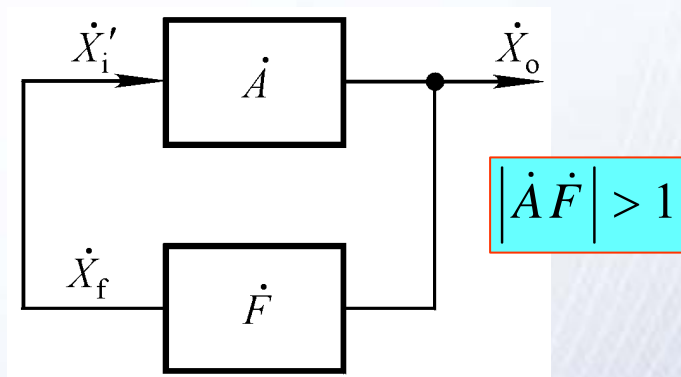
趋于稳幅





2. 起振与稳幅

电路如何从起振到稳幅？





3. 基本组成部分

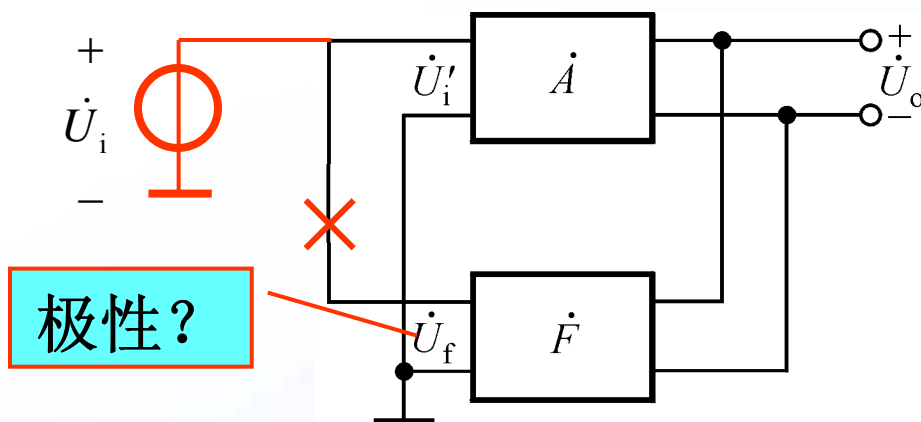
- 1) 放大电路：放大作用
 - 2) 正反馈网络：满足相位条件
 - 3) 选频网络：确定 f_0 ，保证电路产生正弦波振荡
 - 4) 非线性环节（稳幅环节）：稳幅
- } 常合二为一

4. 分析方法

- 1) 是否存在主要组成部分；
- 2) 放大电路能否正常工作，即是否有合适的 Q 点，信号是否可能正常传递，没有被短路或断路；
- 3) 是否满足相位条件，即是否存在 f_0 ，是否可能振荡；
- 4) 是否满足幅值条件，即是否一定振荡。



相位条件的判断方法：瞬时极性法



在多数正弦波振荡电路中，输出量、净输入量和反馈量均为电压量。

断开反馈，在断开处给放大电路加 $f=f_0$ 的信号 U_i ，且规定其极性，然后根据

U_i 的极性 $\rightarrow U_o$ 的极性 $\rightarrow U_f$ 的极性

若 U_f 与 U_i 极性相同，则电路可能产生自激振荡；否则电路不可能产生自激振荡。





5. 分类

常用选频网络所用元件分类。

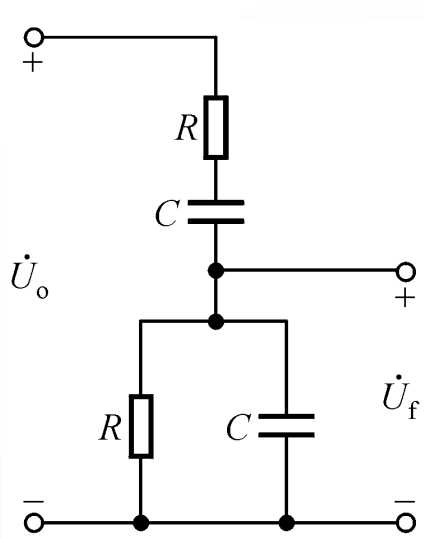
- 1) ***RC***正弦波振荡电路：1兆赫以下
- 2) ***LC***正弦波振荡电路：几百千赫~几百兆赫
- 3) 石英晶体正弦波振荡电路：振荡频率稳定





二、RC 正弦波振荡电路

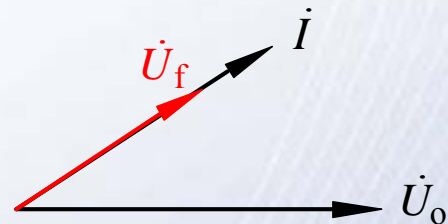
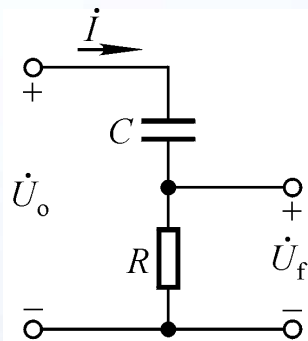
1. RC串并联选频网络



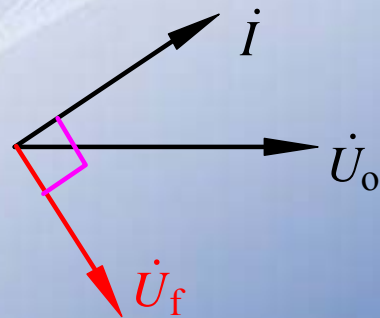
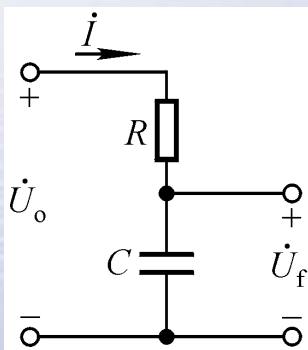
低频段

高频段

在频率从 $0 \sim \infty$
中必有一个频率
 f_0 , $\phi_F = 0^\circ$ 。



$$f \rightarrow 0, |\dot{U}_f| \rightarrow 0, \phi_F \rightarrow +90^\circ$$

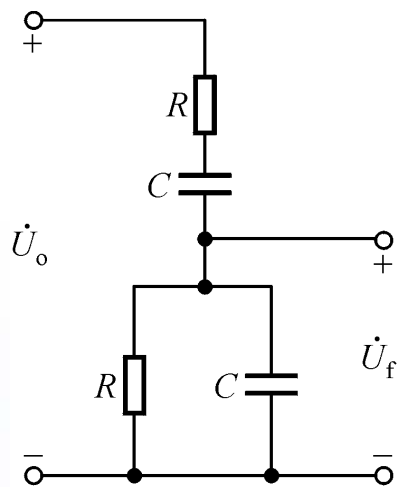


$$f \rightarrow \infty, |\dot{U}_f| \rightarrow 0, \phi_F \rightarrow -90^\circ$$





RC串并联选频网络的频率响应

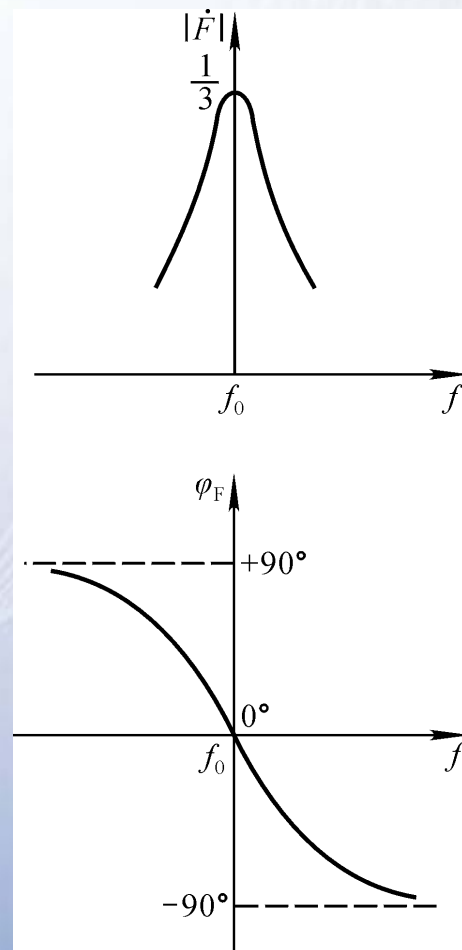


$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R // \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R // \frac{1}{j\omega C}}$$

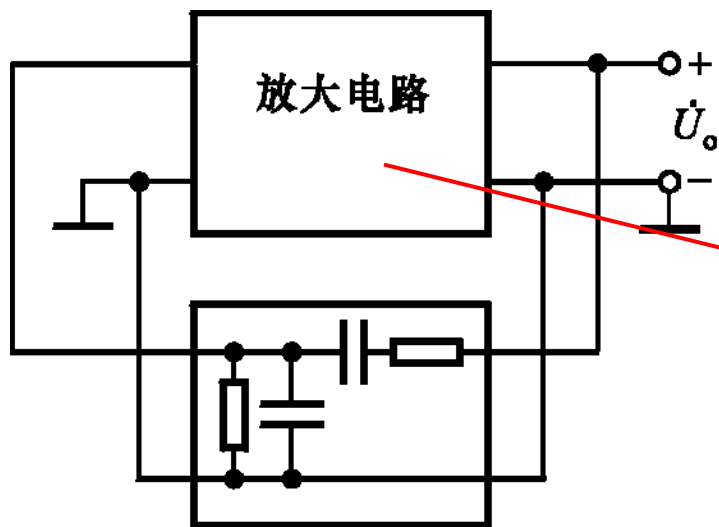
$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$

$$\text{令 } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ 则 } \dot{F} = \frac{1}{3 + j(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f})}$$

当 $f=f_0$ 时, 不但 $\phi=0$, 且 $|\dot{F}|$ 最大, 为 $1/3$ 。



2. 电路组成



不符合相位条件

不符合幅值条件

输入电阻小、输出电阻大，影响 f_0

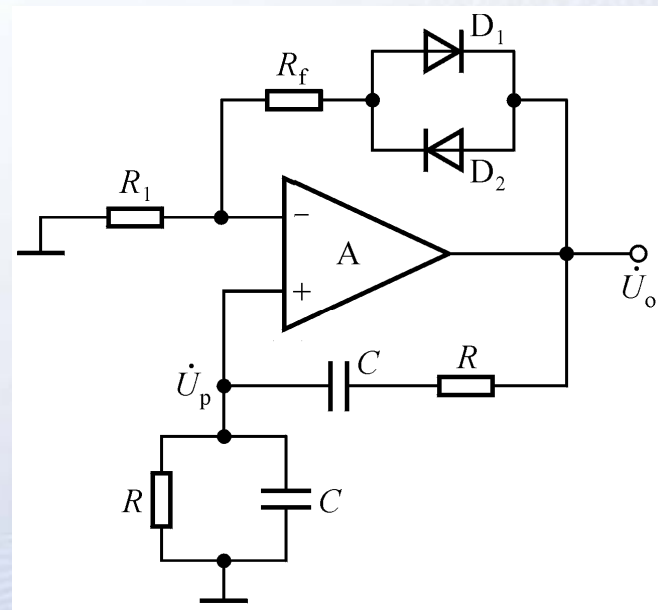
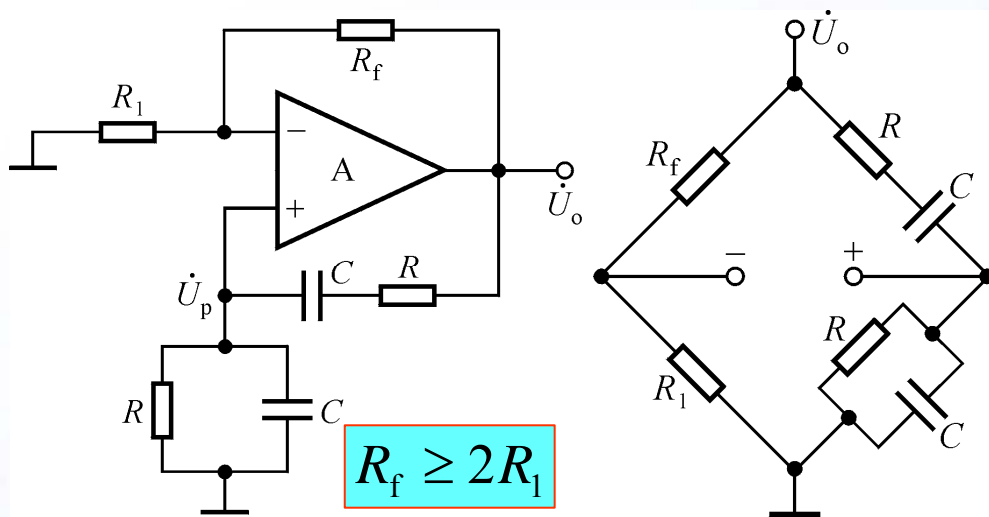
- 1) 是否可用共射放大电路？
- 2) 是否可用共集放大电路？
- 3) 是否可用共基放大电路？
- 4) 是否可用两级共射放大电路？

可引入电压串联负反馈，使电压放大倍数大于3，且 R_i 大、 R_o 小，对 f_0 影响小

应为 RC 串并联网络配一个电压放大倍数略大于3、输入电阻趋于无穷大、输出电阻趋于0的放大电路。

3. RC 桥式正弦波振荡电路 (文氏桥振荡器)

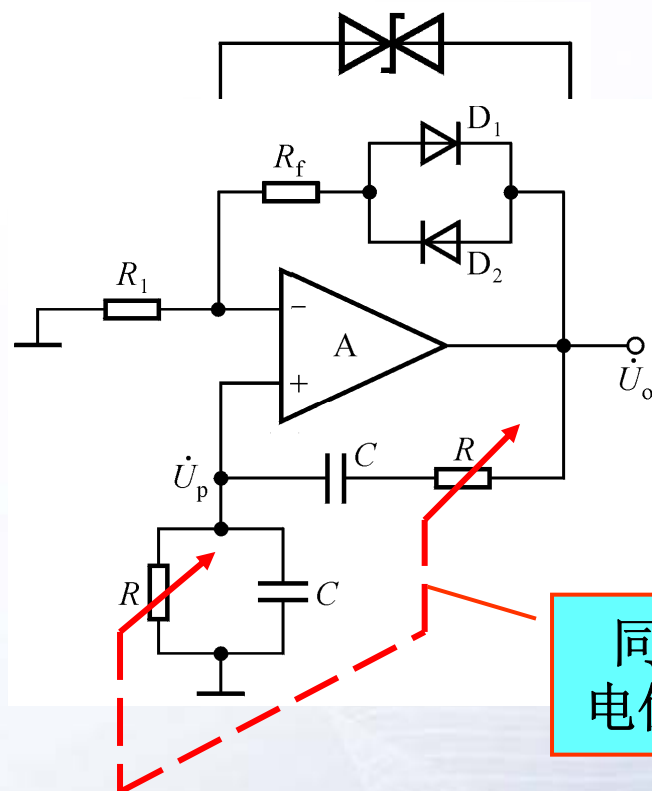
用同相比例运算电路作放大电路。



以**RC**串并联网络为选频网络和正反馈网络、并引入电压串联负反馈，两个网络构成桥路，一对顶点作为输出电压，一对顶点作为放大电路的净输入电压，就构成文氏桥振荡器。



频率可调的文氏桥振荡器

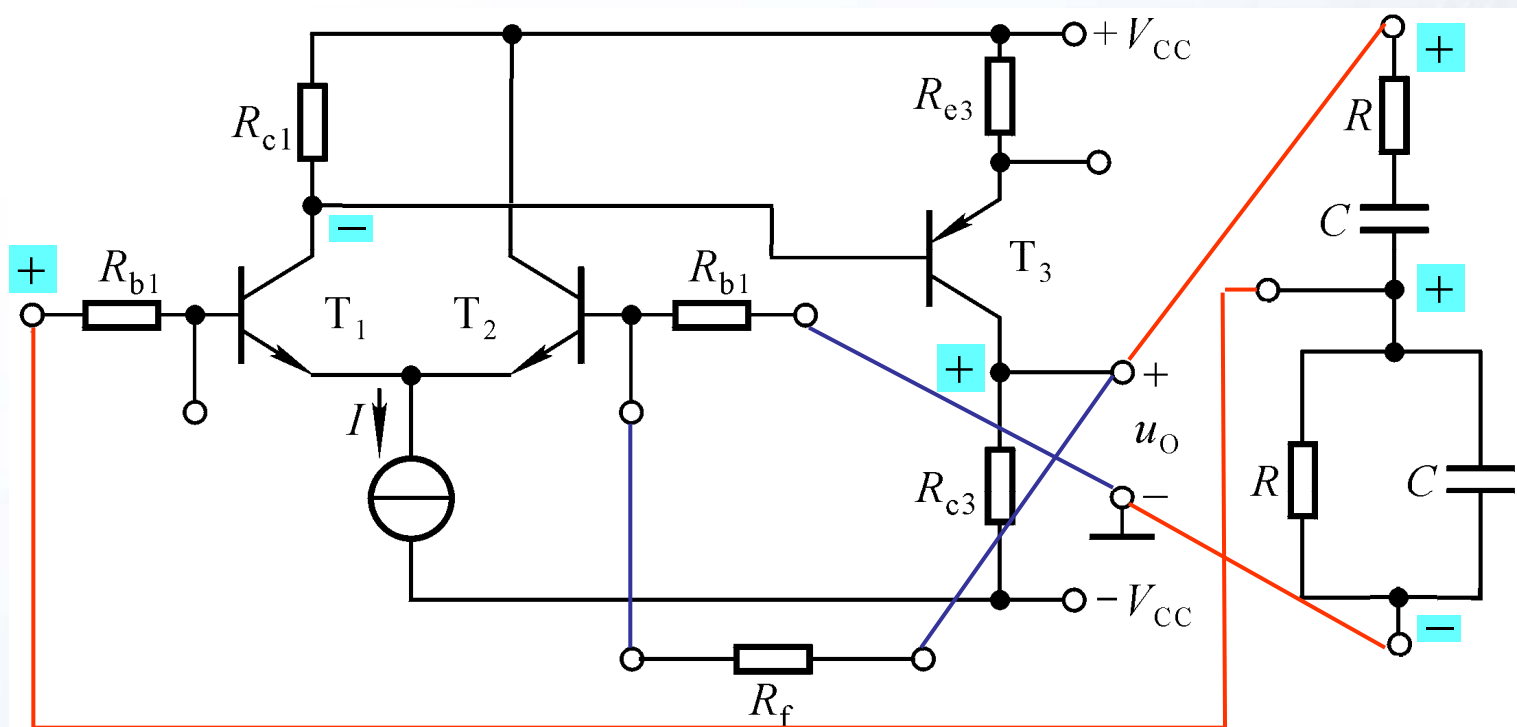


改变电容以粗调，改变电位器滑动端以微调。

加稳压管可以限制输出电压的峰-峰值。

同轴
电位器

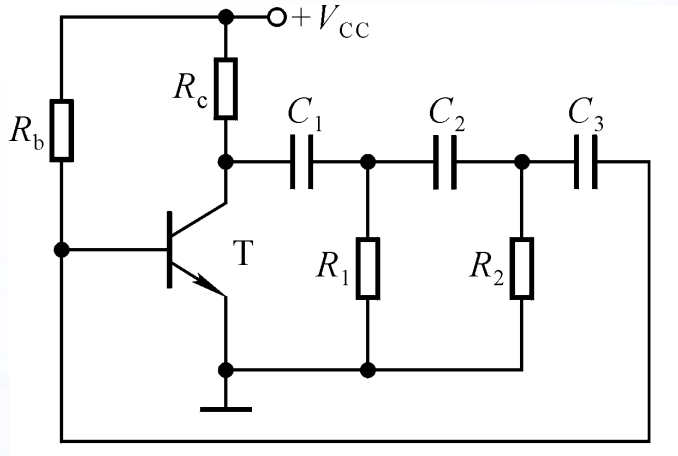
讨论一：合理连接电路，组成文氏桥振荡电路



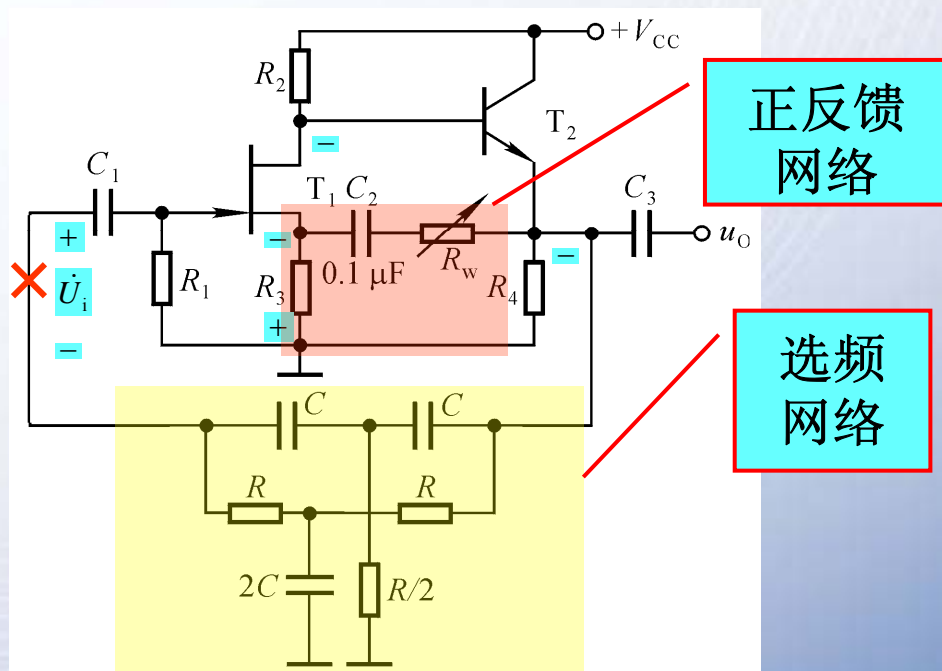
讨论二：判断图示电路有可能产生正弦波振荡吗？

RC 双T选频网络

RC 移项式电路



- 1) RC 移相电路有几级才可能产生正弦波振荡？
- 2) 若 R 和 C 互换呢？

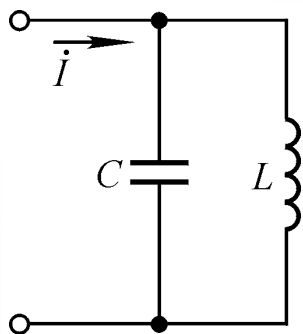


选频网络和正反馈网络是两个网络。



三、LC 正弦波振荡电路

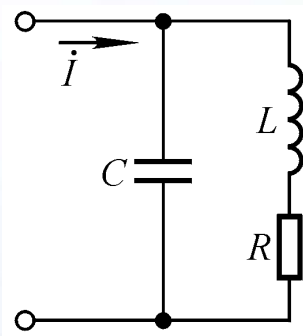
1. LC 并联网络的选频特性



理想LC并联网络在谐振时呈纯阻性，且阻抗无穷大。

谐振频率为

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



损耗

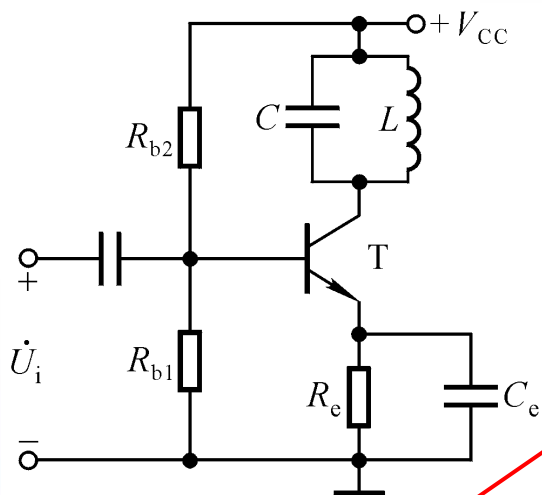
在损耗较小时，品质因数及谐振频率

$$Q \approx \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

在 $f=f_0$ 时，电容和电感中电流各约为多少？网络的电阻为多少？



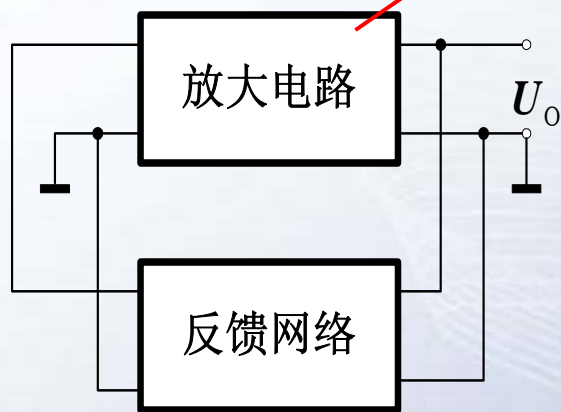
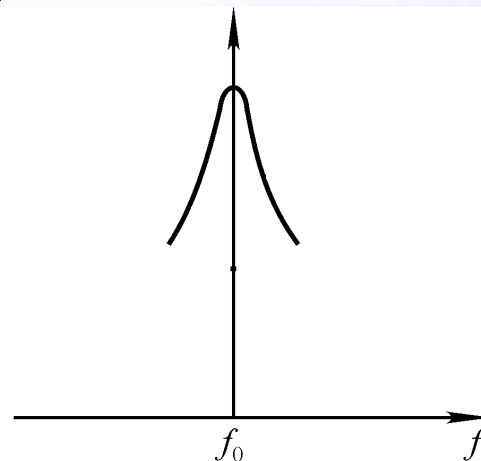
LC选频放大电路→正弦波振荡电路



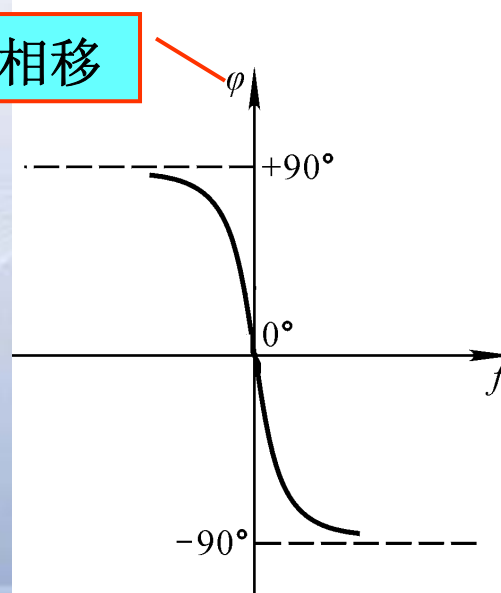
当 $f=f_0$ 时, 电压放大倍数的数值最大, 且附加相移为 **0**。

共射电路
 $\phi_A = -\pi$

附加相移

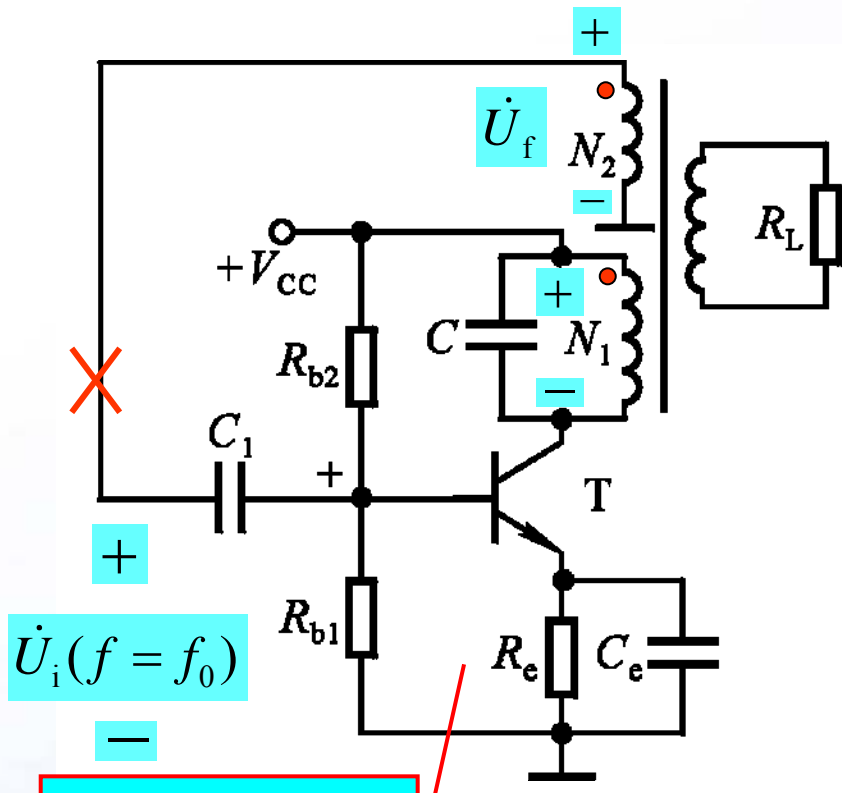


构成正弦波振荡电路最简单的做法是通过变压器引入反馈。





2. 变压器反馈式电路



为什么用分立元件放大电路

为使 N_1 、 N_2 耦合紧密，将它们合二为一，组成电感反馈式电路。如何组成？

必须有合适的同铭端！

分析电路是否可能产生正弦波振荡的步骤：

- 1) 是否存在四个组成部分
- 2) 放大电路是否能正常工作
- 3) 是否满足相位条件
- 4) 是否可能满足幅值条件

C_1 是必要的吗？

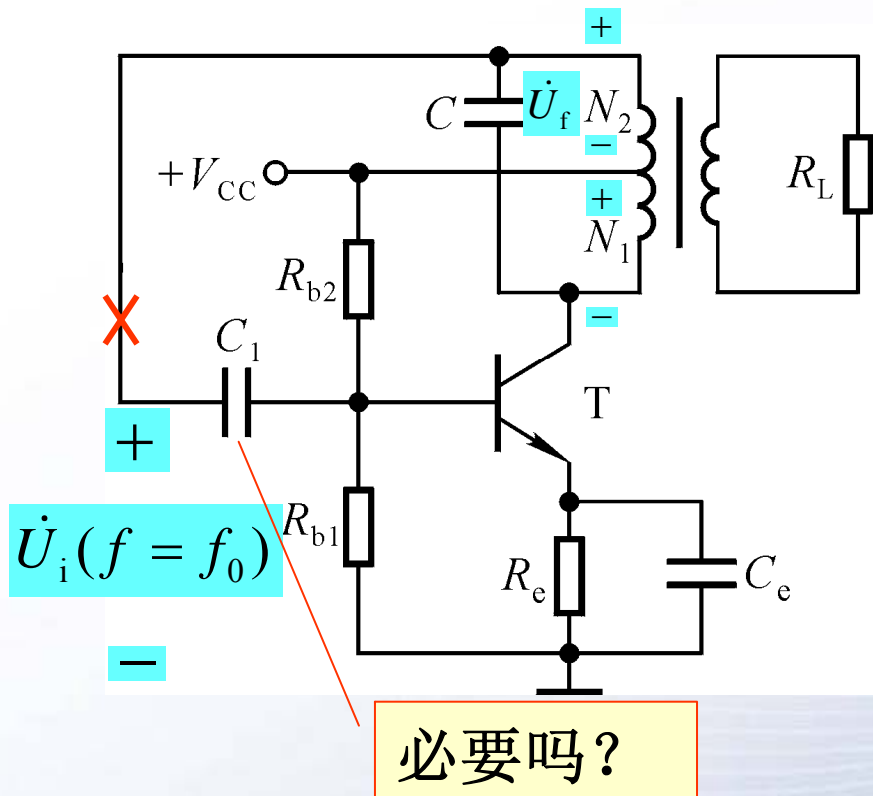
特点：

易振，波形较好；耦合不紧密，损耗大，频率稳定性不高。



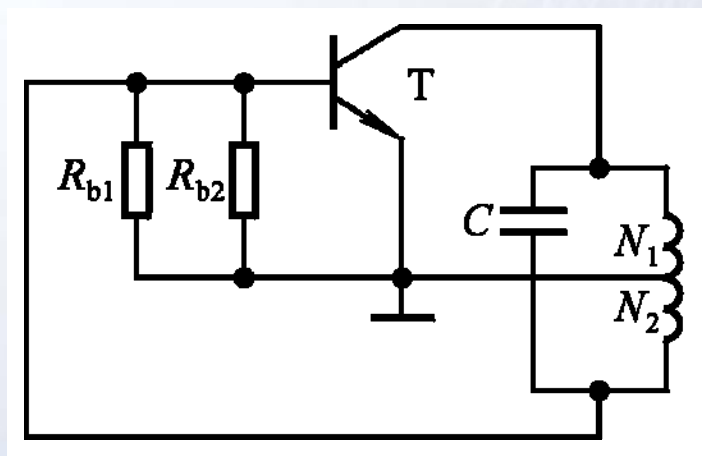


3. 电感反馈式电路



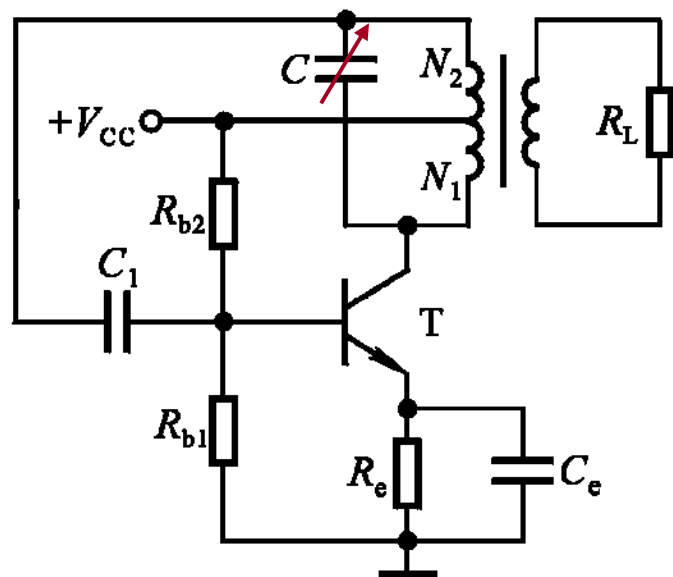
反馈电压取自哪个线圈？
反馈电压的极性？

电路特点？



电感的三个抽头分别接晶体管的三个极，故称之为电感三点式电路。

3. 电感反馈式电路



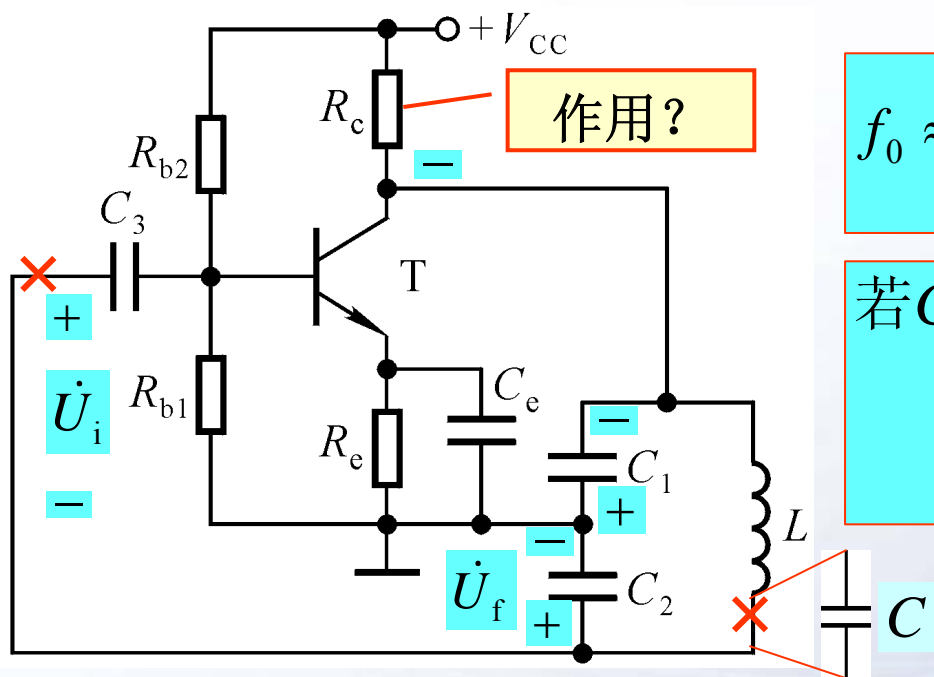
特点：耦合紧密，易振，振幅大， C 用可调电容可获得较宽范围的振荡频率。波形较差，常含有高次谐波。

因为放大电路的输入电阻就是它自身的负载，故 \dot{A} 与 \dot{F} 具有相关性；若增大 N_1 ，则 $|\dot{A}|$ 增大， $|\dot{F}|$ 减小。

由于电感对高频信号呈现较大的电抗，故波形中含高次谐波，为使振荡波形好，采用电容反馈式电路。



4. 电容反馈式（电容三点式）电路



$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_1 C_2 / (C_1 + C_2)}}$$

若 $C \ll C_1$ 且 $C \ll C_2$, 则

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

与放大电路参数无关

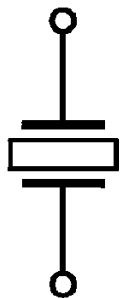
若要振荡频率高，则 L 、 C_1 、 C_2 的取值就要小。当电容减小到一定程度时，晶体管的极间电容将并联在 C_1 和 C_2 上，影响振荡频率。

特点：波形好，振荡频率调整范围小，适于频率固定的场合。



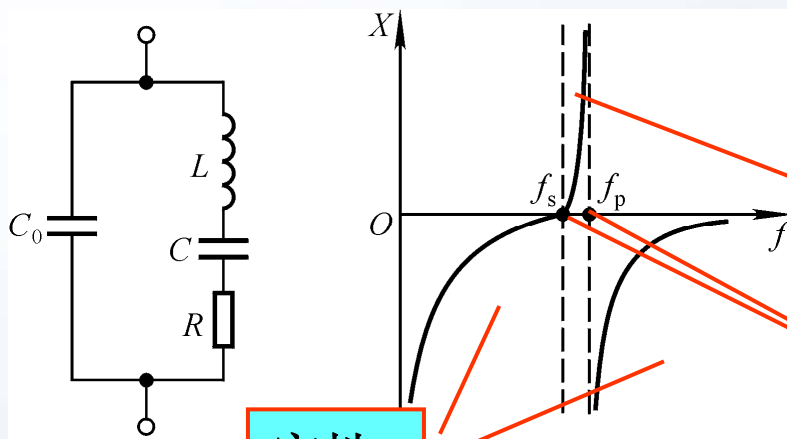
四、石英晶体正弦波振荡电路

1. 石英晶体的特点



SiO_2 结晶体按一定方向切割的晶片。

压电效应和压电振荡：机械变形和电场的关系
固有频率只决定于其几何尺寸，故非常稳定。



感性

阻性

容性

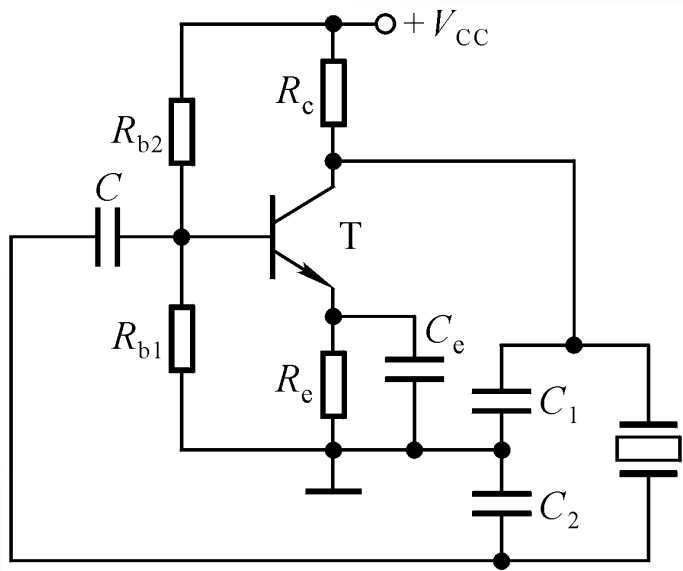
因 $C \ll C_0$ ，故

$$f_s \approx f_p \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

一般 LC 选频网络的 Q 为几百，石英晶体的 Q 可达 $10^4 \sim 10^6$ ；前者 $\Delta f/f$ 为 10^{-5} ，后者可达 $10^{-10} \sim 10^{-11}$ 。

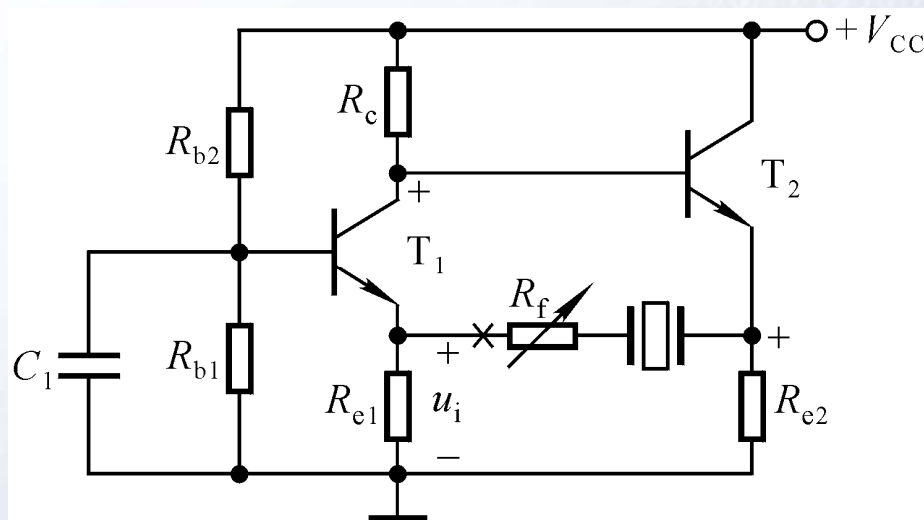
2. 电路

(1) 并联型电路



- ① 石英晶体工作在哪个区？
- ② 是哪种典型的正弦波振荡电路？

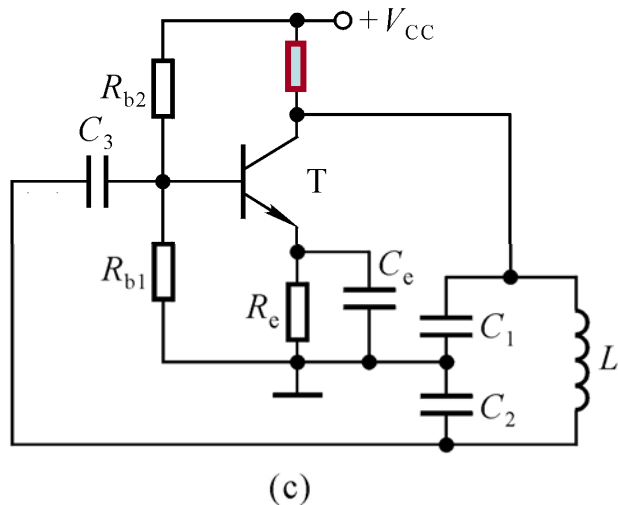
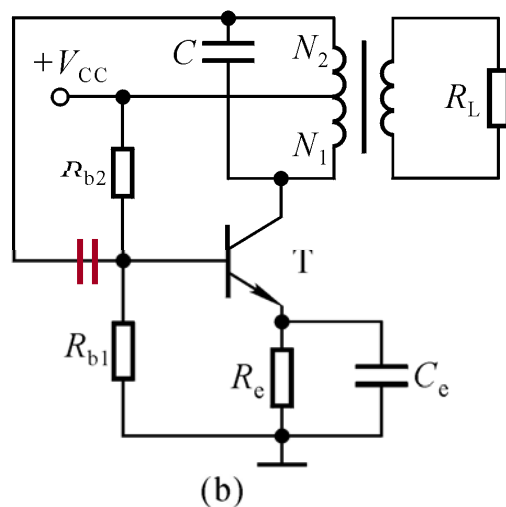
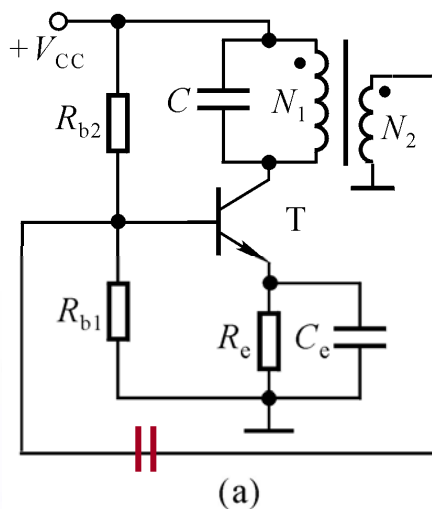
(2) 串联型电路



- ① 石英晶体工作在哪个区？
- ② 两级放大电路分别为哪种基本接法？
- ③ C_1 的作用？



讨论三：改错，使电路有可能产生正弦波振荡

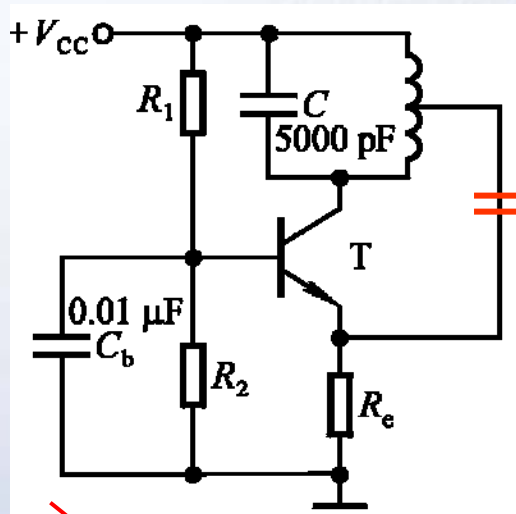
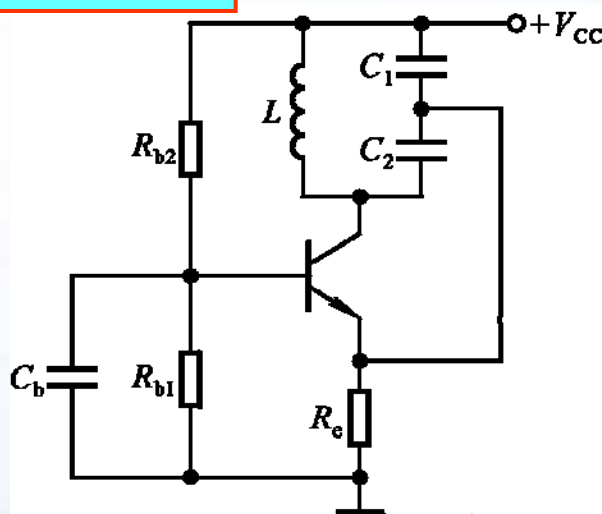
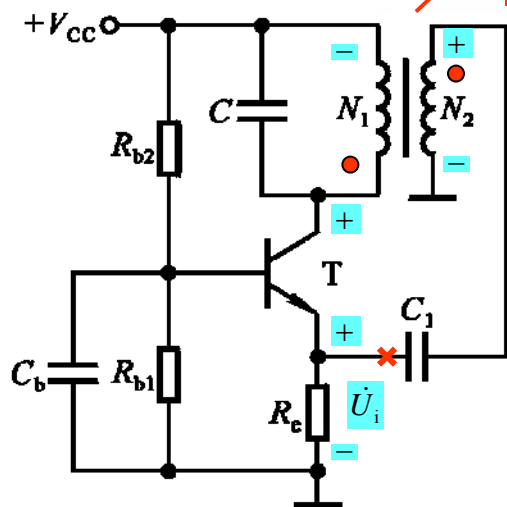


同名端对吗？
放大电路能放大吗？
各电容的作用？



讨论四 三个电路有什么相同之处？这样的电路形式有什么好处？

同铭端？



能产生正弦波振荡吗？

“判振”时的注意事项：

1. 放大电路必须能够正常工作，放大电路的基本接法；
2. 断开反馈，在断开处加 $f=f_0$ 的输入电压；
3. 找出在哪个元件上获得反馈电压，是否能取代输入电压





§ 8.2 电压比较器

- 一、概述
- 二、单限比较器
- 三、滞回比较器
- 四、窗口比较器
- 五、集成电压比较器





一、概述

1. 电压比较器的功能：比较电压的大小。

输入电压是模拟信号；输出电压表示比较的结果，只有高电平和低电平两种情况，为二值信号。使输出产生跃变的输入电压称为阈值电压。

广泛用于各种报警电路。

2. 电压比较器的描述方法：电压传输特性 $u_O = f(u_I)$

电压传输特性的三个要素：

(1) 输出高电平 U_{OH} 和输出低电平 U_{OL}

(2) 阈值电压 U_T

(3) 输入电压过阈值电压时输出电压跃变的方向





3. 几种常用的电压比较器

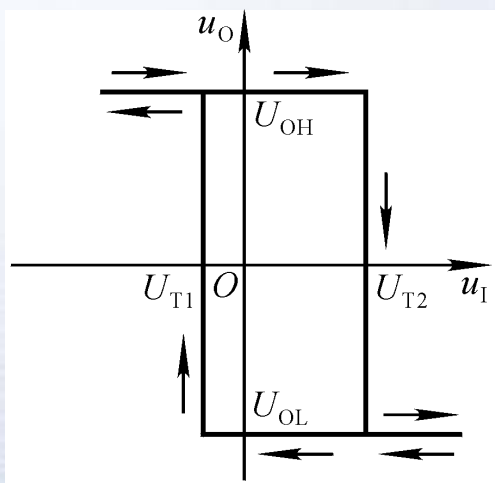
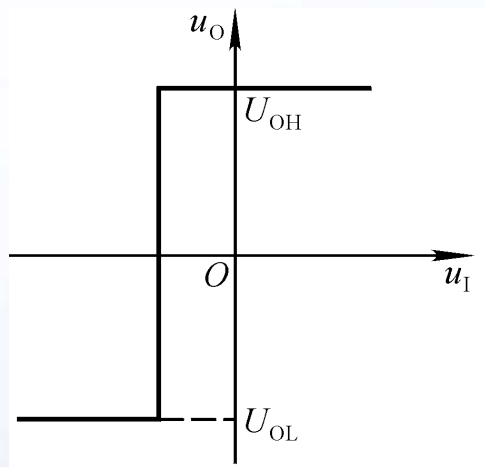
(1) 单限比较器：只有一个阈值电压

(2) 滞回比较器：具有滞回特性

输入电压的变化方向不同，阈值电压也不同，但输入电压单调变化使输出电压只跃变一次。

回差电压：

$$\Delta U = |U_{T1} - U_{T2}|$$



(3) 窗口比较器：

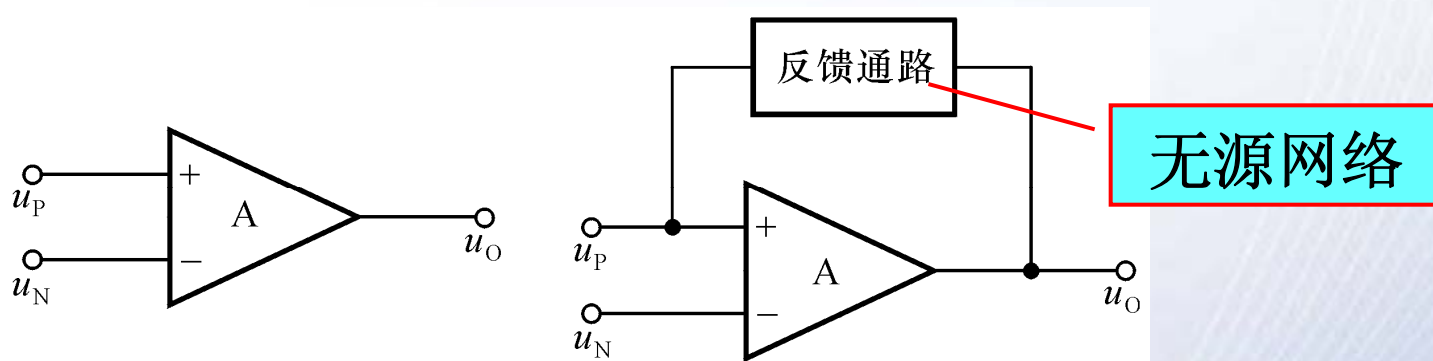
有两个阈值电压，输入电压单调变化时输出电压跃变两次。





4. 集成运放的非线性工作区

电路特征：集成运放处于开环或仅引入正反馈

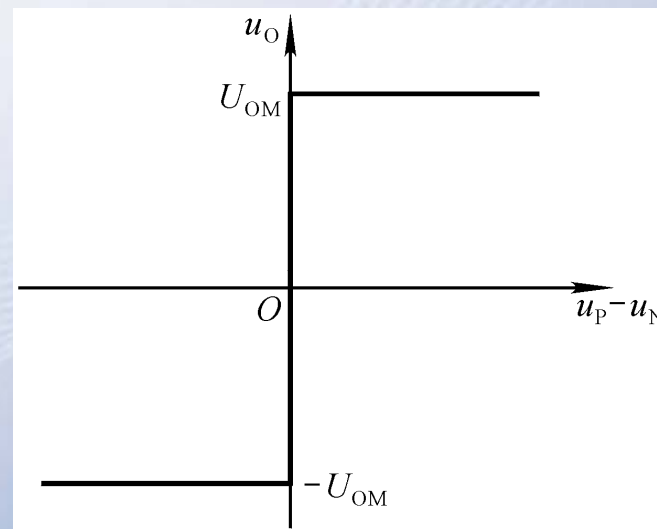


理想运放工作在非线性区的特点：

1) 净输入电流为0

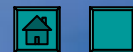
2) $u_P > u_N$ 时, $u_O = +U_{OM}$

$u_P < u_N$ 时, $u_O = -U_{OM}$



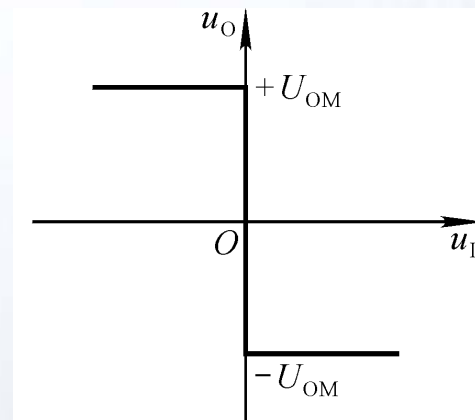
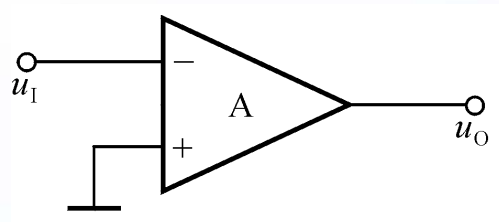
5. 教学基本要求

1) 电路的识别及选用； 2) 电压传输特性的分析。



二、单限比较器

1. 过零比较器

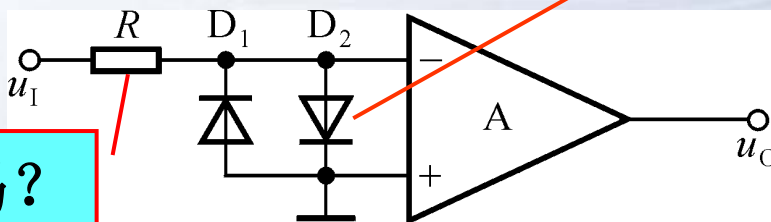


(1) $U_T = 0$

(2) $U_{OH} = +U_{OM}, U_{OL} = -U_{OM}$

(3) $u_I > 0$ 时 $u_O = -U_{OM}$; $u_I < 0$ 时 $u_O = +U_{OM}$

集成运放的净输入电压等于输入电压，为保护集成运放的输入级，需加输入端限幅电路。

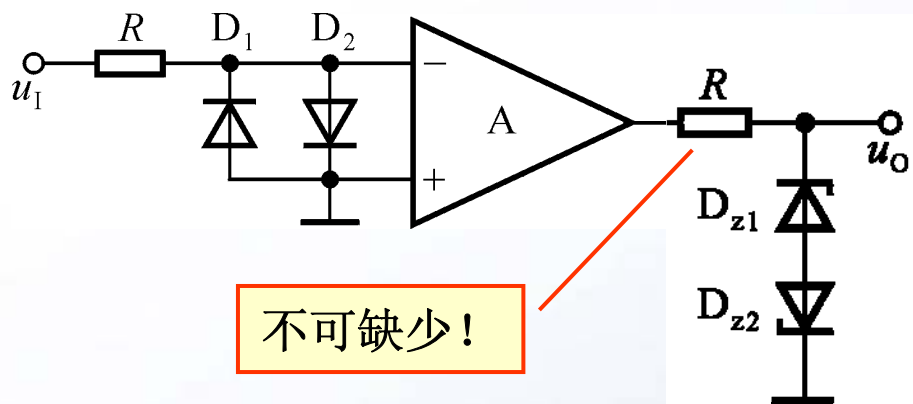


必要吗？

二极管限幅电路使净输入电压最大值为 $\pm U_D$

输出限幅电路

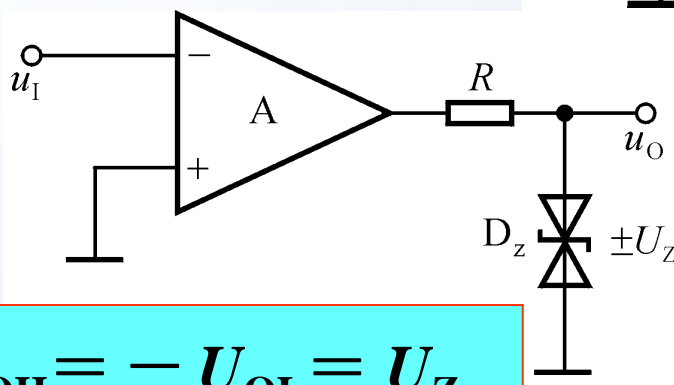
为适应负载对电压幅值的要求，输出端加限幅电路。



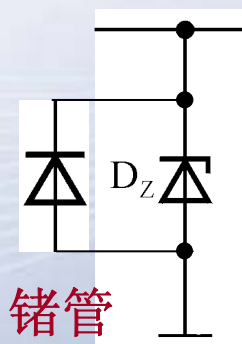
不可缺少!

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

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



$$U_{OH} = -U_{OL} = U_Z$$



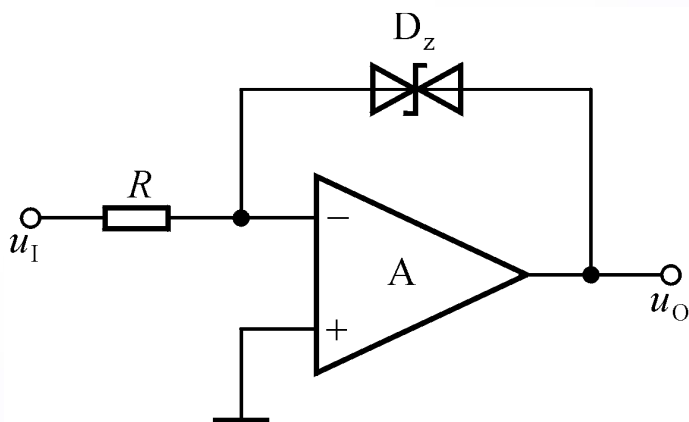
锗管

$$U_{OH} = U_Z$$

$$U_{OL} = -U_D$$

为使 U_{OL} 接近 0，
怎么办？

输出限幅电路



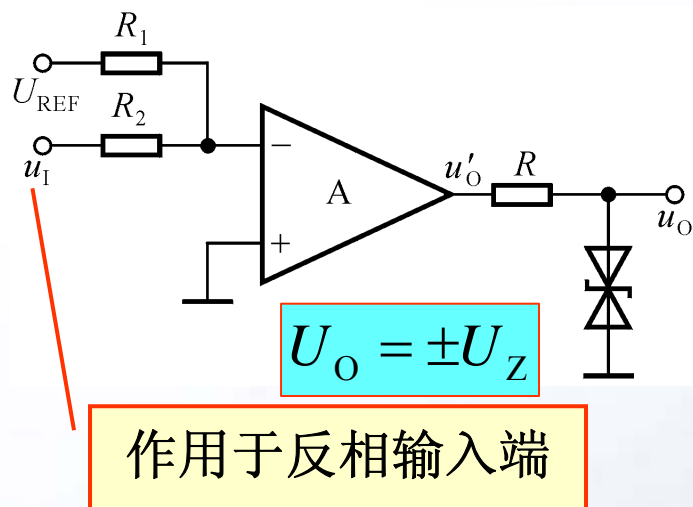
$$u_O = \pm U_Z$$

- (1) 保护输入端
- (2) 加速集成运放状态的转换

电压比较器的分析方法：

- (1) 写出 u_P 、 u_N 的表达式，令 $u_P = u_N$ ，求解出的 u_I 即为 U_T ；
- (2) 根据输出端限幅电路决定输出的高、低电平；
- (3) 根据输入电压作用于同相输入端还是反相输入端决定输出电压的跃变方向。

2. 一般单限比较器

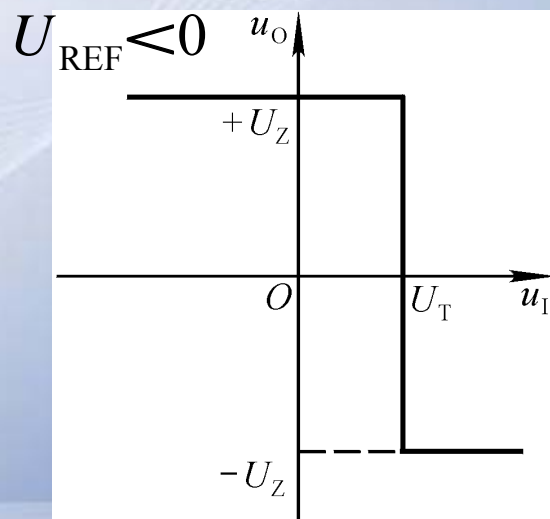


$$u_N = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_I$$

令 $u_N = u_P = 0$, 得

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

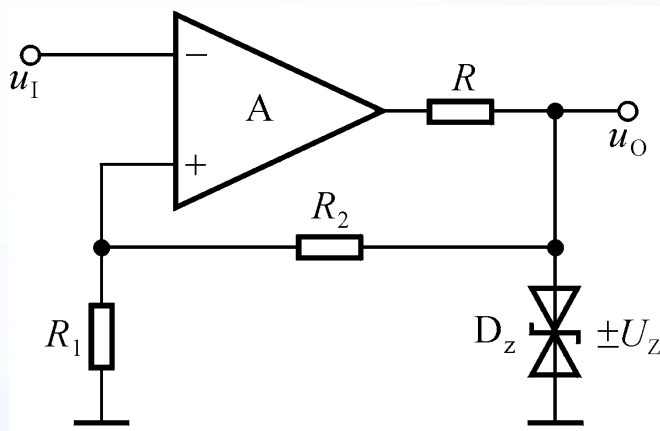
- (1) 若要 $U_T < 0$, 则应如何修改电路?
- (2) 若要改变曲线跃变方向, 则应如何修改电路?
- (3) 若要改变 U_{OL} 、 U_{OH} 呢?





三、滞回比较器

1. 阈值电压



$$U_{OL} = -U_Z$$
$$U_{OH} = +U_Z$$

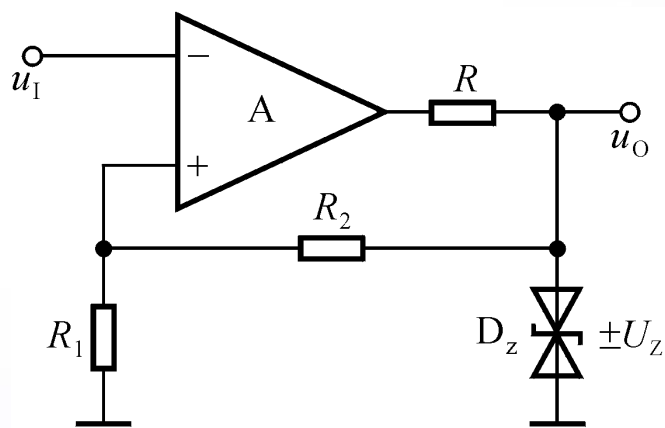
$$u_N = u_I$$

$$u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_O, \text{ 令 } u_N = u_P, \text{ 得}$$

$$\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_Z$$

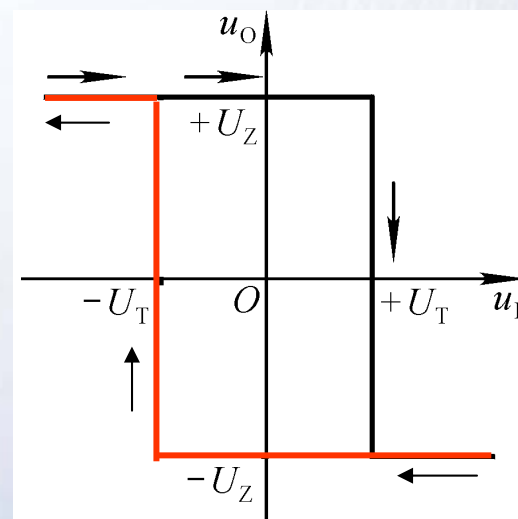


2. 工作原理及电压传输特性



$$\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_Z$$

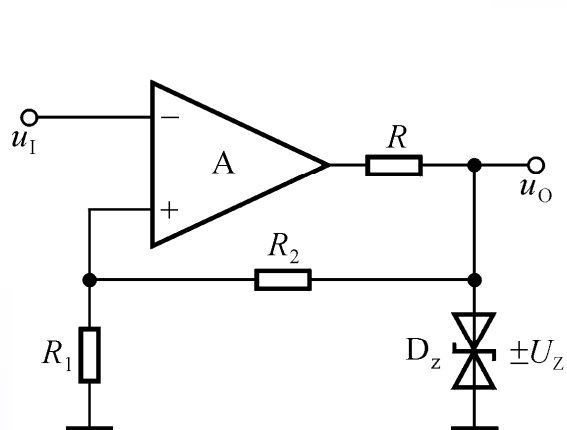
$$U_O = \pm U_Z$$



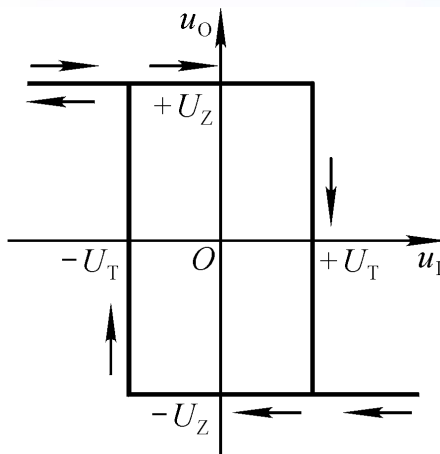
设 $u_I < -U_T$, 则 $u_N < u_P$, $u_O = +U_Z$ 。此时 $u_P = +U_T$, 增大 u_I , 直至 $+U_T$, 再增大, u_O 才从 $+U_Z$ 跃变为 $-U_Z$ 。

设 $u_I > +U_T$, 则 $u_N > u_P$, $u_O = -U_Z$ 。此时 $u_P = -U_T$, 减小 u_I , 直至 $-U_T$, 再减小, u_O 才从 $-U_Z$ 跃变为 $+U_Z$ 。

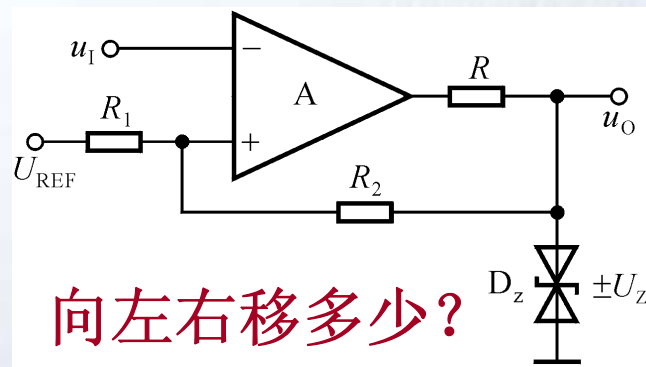
讨论一：如何改变滞回比较器的电压传输特性



(a)

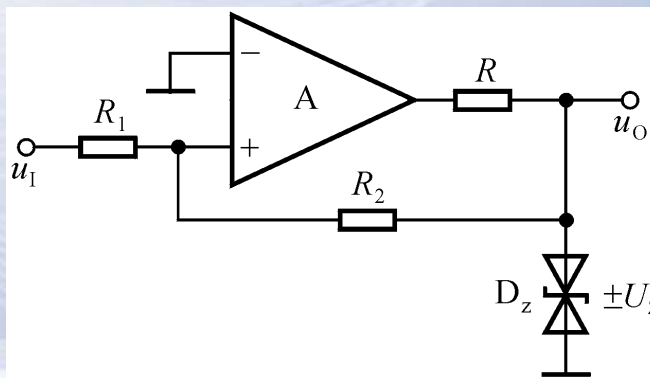


(b)



向左右移多少？

1. 若要电压传输特性曲线左右移动，则应如何修改电路？
2. 若要电压传输特性曲线上下移动，则应如何修改电路？
3. 若要改变输入电压过阈值电压时输出电压的跃变方向，则应如何修改电路？

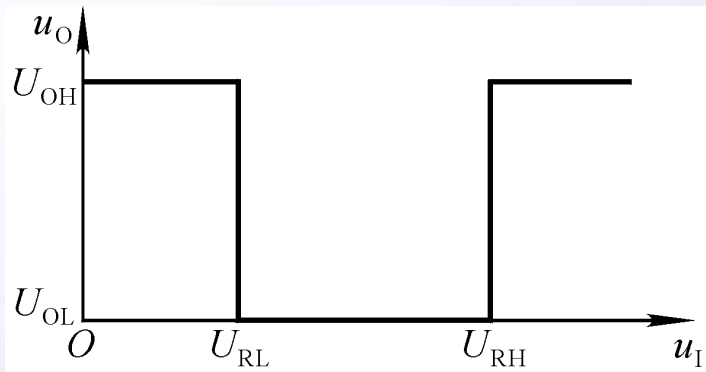
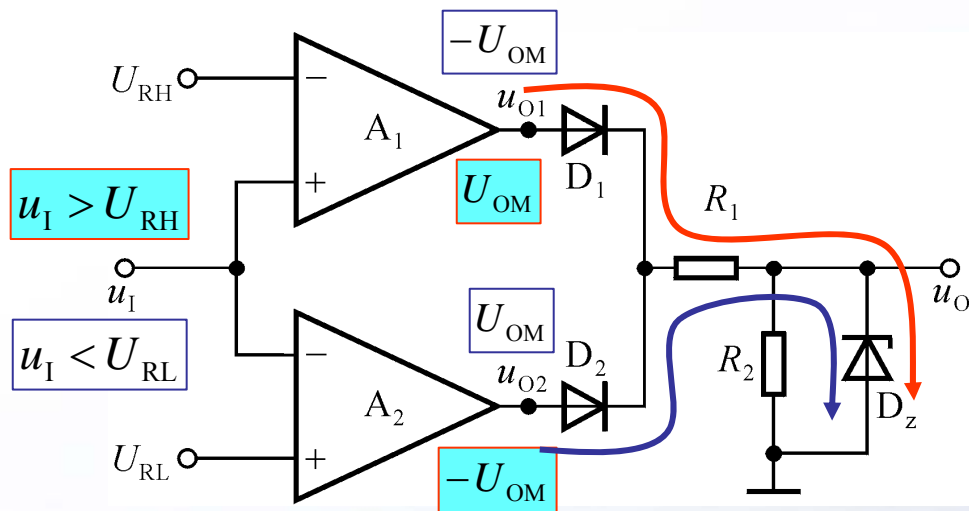


改变输出
限幅电路





四、窗口比较器



当 $u_I > U_{RH}$ 时, $u_{O1} = -u_{O2} = U_{OM}$, D_1 导通, D_2 截止;
 $u_O = U_Z$ 。

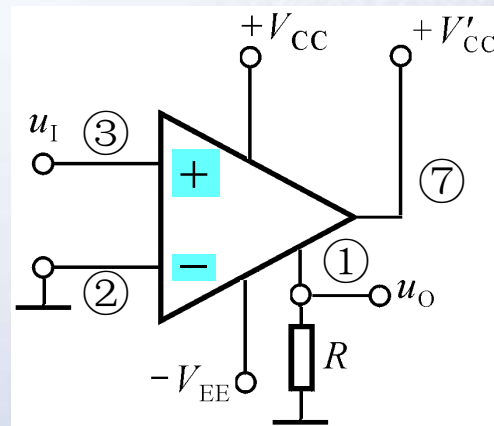
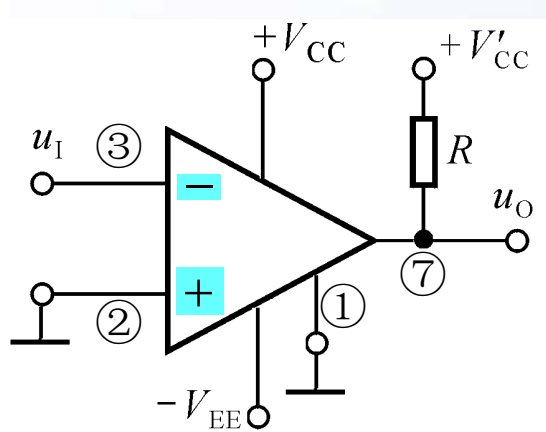
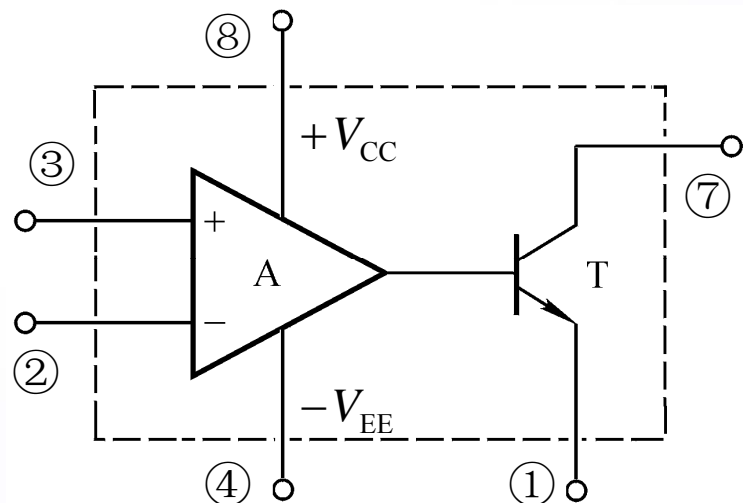
当 $u_I < U_{RL}$ 时, $u_{O2} = -u_{O1} = U_{OM}$, D_2 导通, D_1 截止;
 $u_O = U_Z$ 。

当 $U_{\text{RL}} < u_{\text{I}} < U_{\text{RH}}$ 时, $u_{\text{O1}} = u_{\text{O2}} = -U_{\text{OM}}$, D_1 、 D_2 均截止; $u_{\text{O}} = 0$ 。



五、集成比较器

某型号集成比较器的等效电路



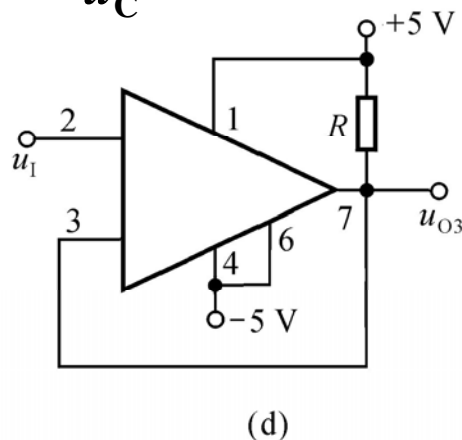
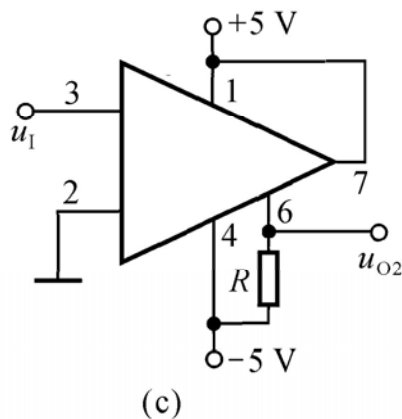
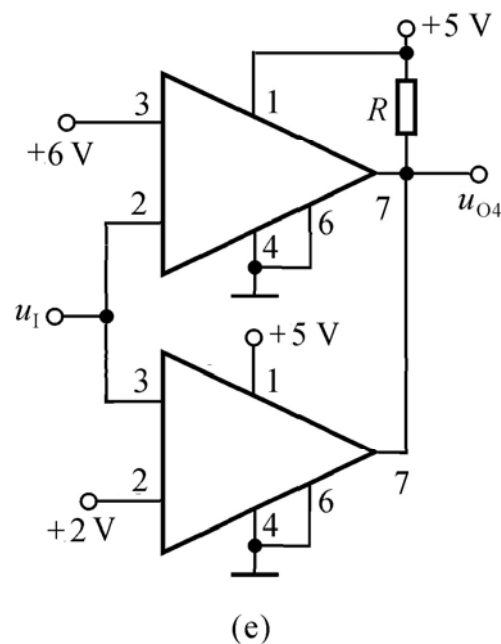
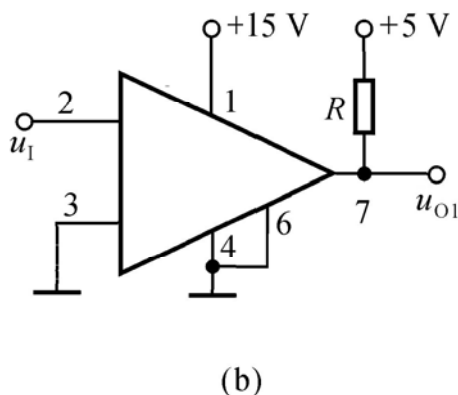
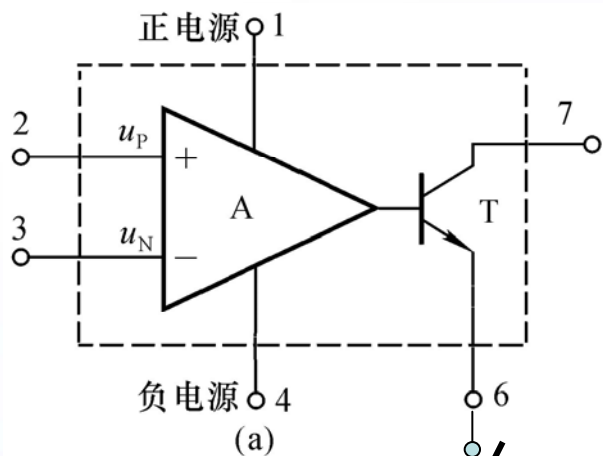
特点:

1. 无需限幅电路，根据所需输出高、低电平确定电源电压；
2. 可直接驱动集成数字电路；
3. 应用灵活，可具有选通端；
4. 响应速度快；
5. 电源电压升高，工作电流增大，工作速度加快。



讨论二：电路的识别及电压传输特性的求解

已知某型号集成电压比较器内部等效电路如图（a）所示，试判断各电路属于哪种类型电压比较器，标出2、3的极性，并求解图（b）~（e）各电路的电压传输特性。

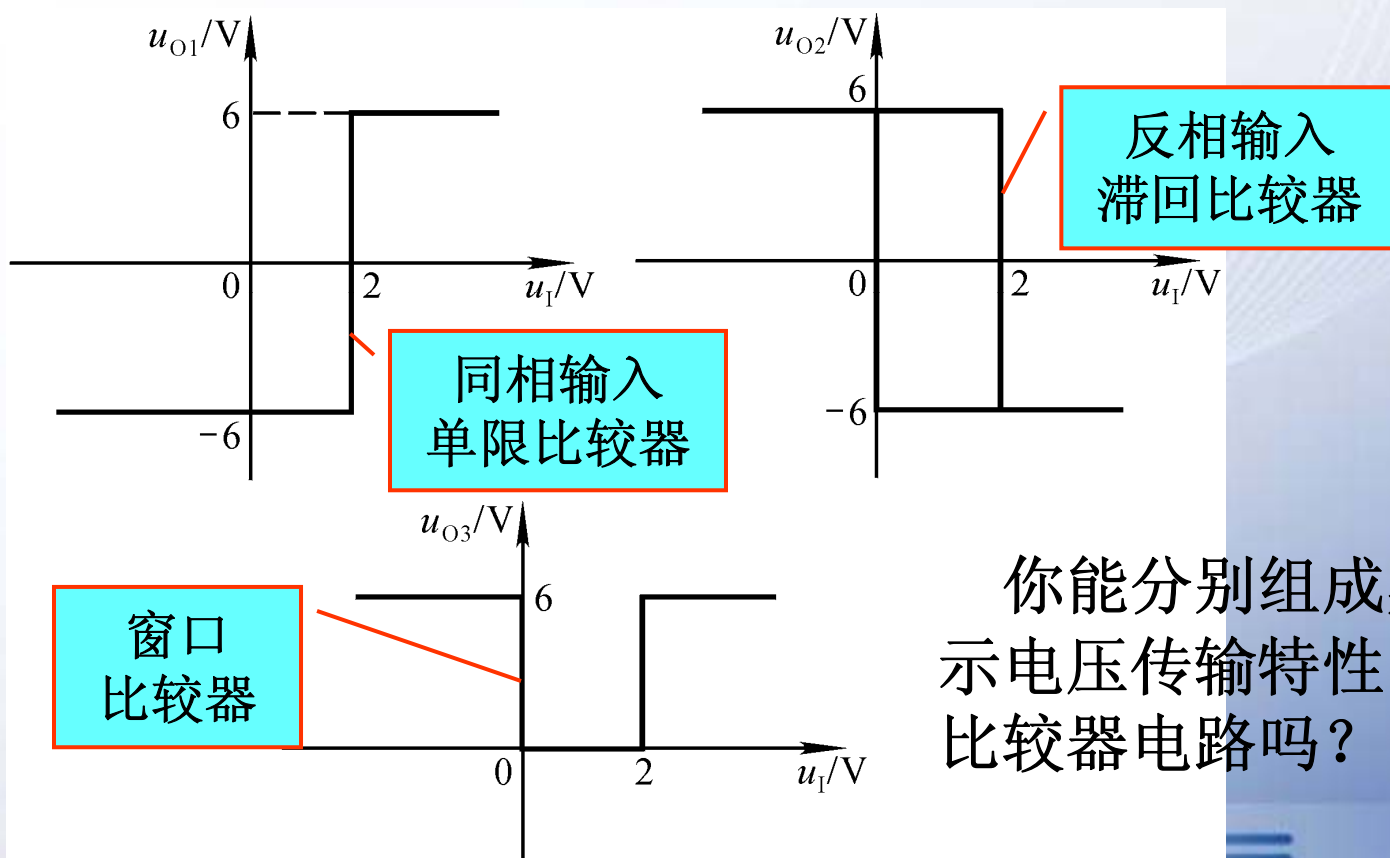


若要有选通端，则应如何修改？



讨论三：从电压传输特性识别电路，画波形

已知各电压比较器的电压传输特性如图所示，说出它们各为哪种电压比较器；输入电压为 $5\sin \omega t$ (V)，画出各电路输出电压的波形。

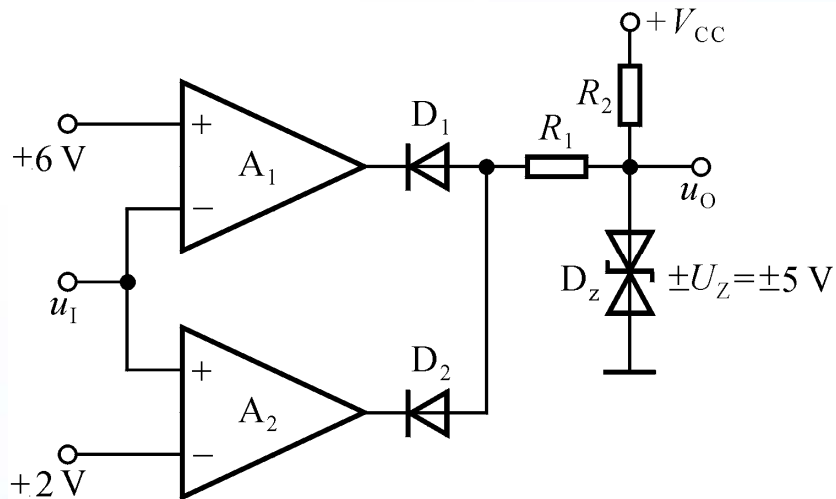


你能分别组成具有图示电压传输特性的电压比较器电路吗？

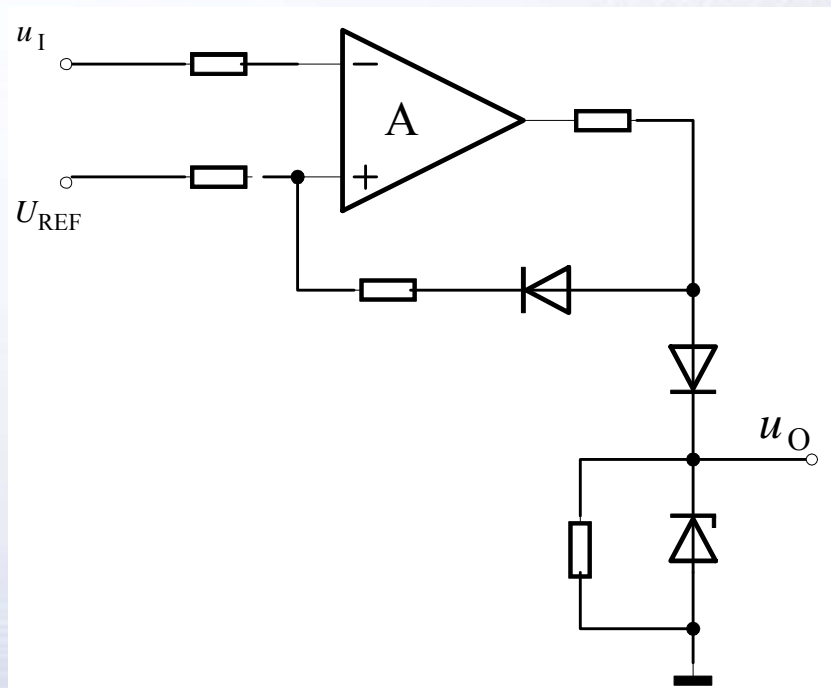




讨论四：带有二极管电路的分析方法



$$U_T=? \quad U_{OL}=? \quad U_{OH}=?$$



首先应判断二极管的工作状态，它们决定于集成运放的输出电压是高电平还是低电平。



讨论五：电子电路时测量信号的选择

现有信号：

- ① 通频带内某一频率的交流小信号；
- ② 频率很低（如10Hz）且幅值足够大的三角波或锯齿波；
- ③ 固定的小幅值且足够频率范围的交流小信号；
- ④ 足够幅值的阶跃信号。

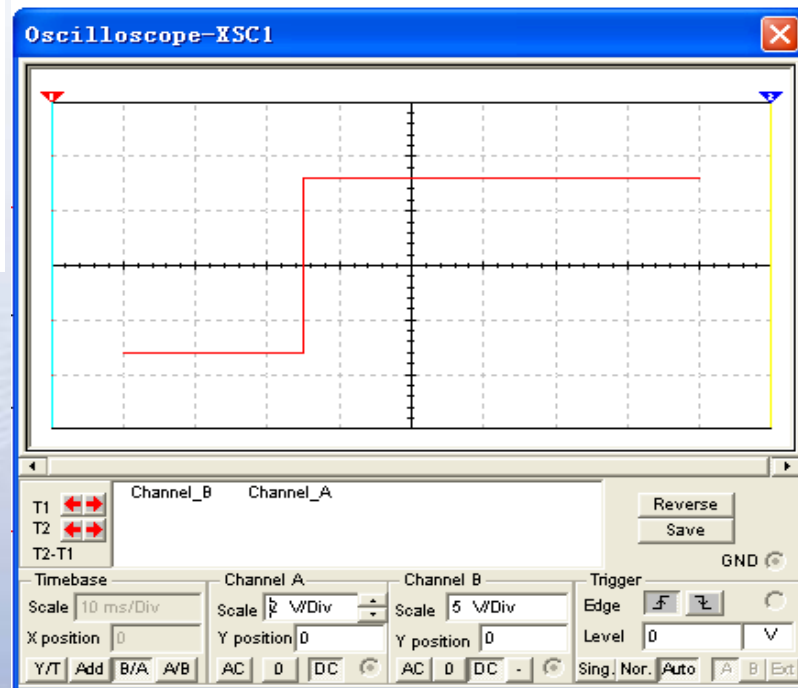
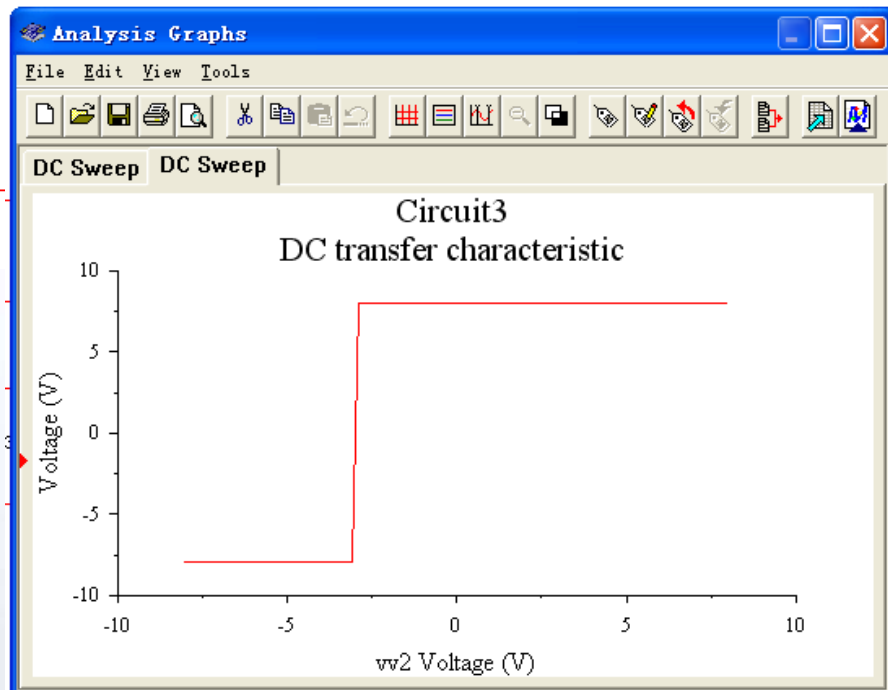
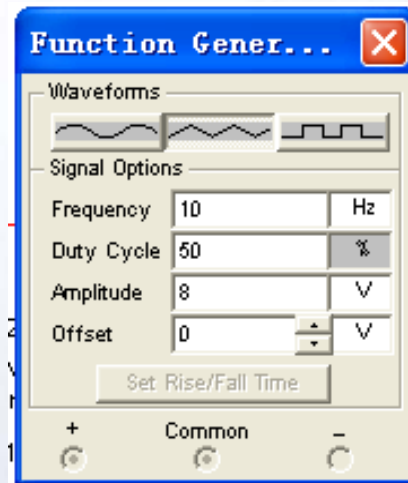
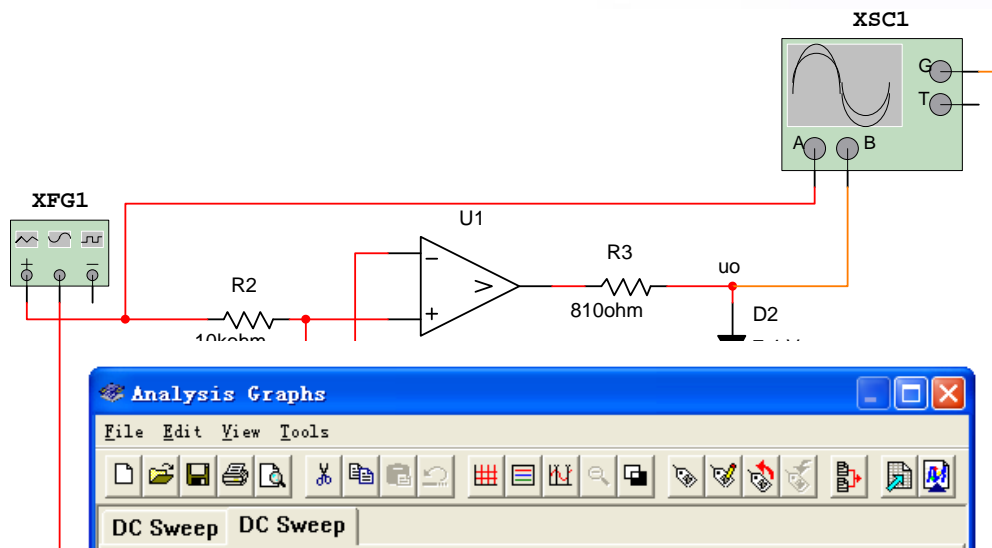
请在括号内填写上述信号①、②、③、④中的一种。

- (1) 测量集成运放的转换速率 SR ，应用_____；
- (2) 测量放大电路的电压放大倍数，应用_____；
- (3) 测量放大电路的输入电阻和输出电阻，应用_____；
- (4) 测量放大电路的通频带，应用_____；
- (5) 放大电路的电压传输特性，应用_____。





讨论六：利用Multisim分析电压传输特性





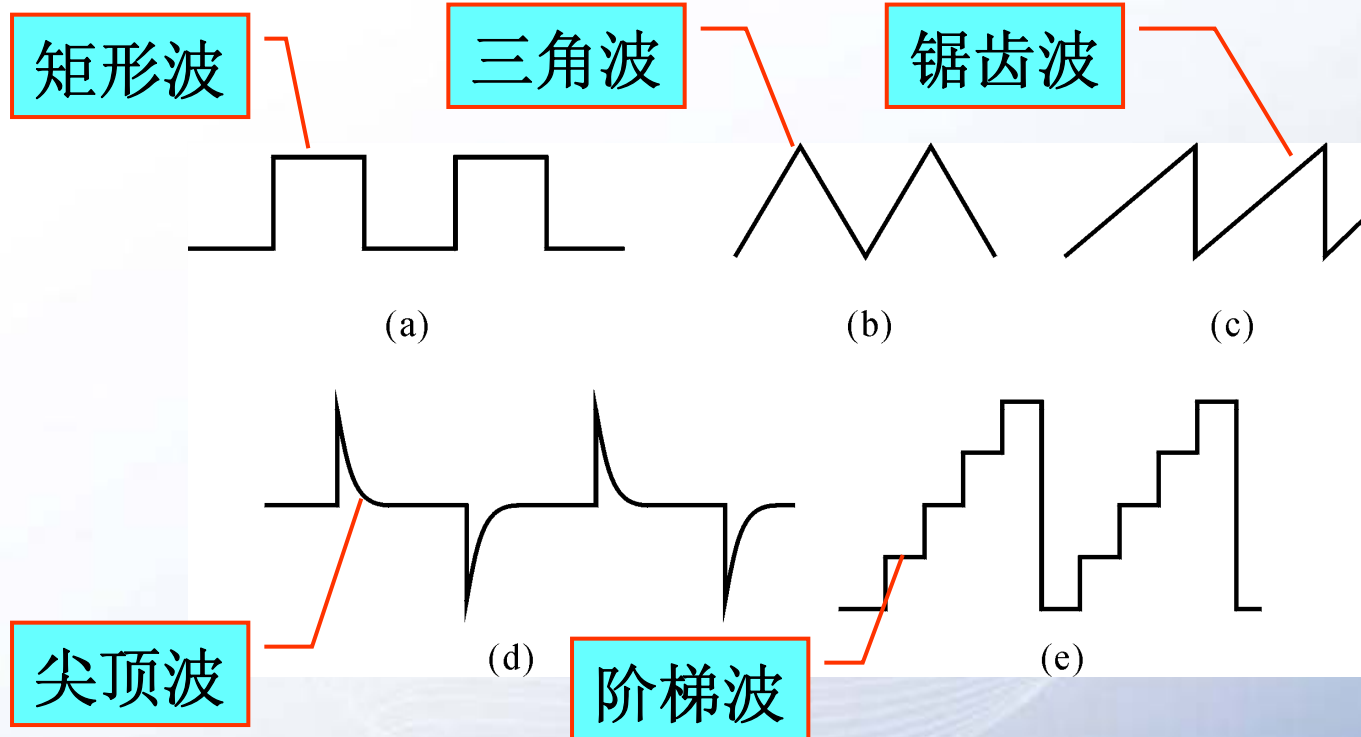
§ 8.3 非正弦波发生电路

- 一、常见的非正弦波
- 二、矩形波发生电路
- 三、三角波发生电路
- 四、锯齿波发生电路
- 五、波形变换电路





一、常见的非正弦波



矩形波是基础波形，可通过波形变换得到其它波形。
通过什么电路可将矩形波变为其它几种波形？



二、矩形波发生电路

输出**无稳态**，**有两个暂态**；若输出为高电平时定义为第一暂态，则输出为低电平为第二暂态。

1. 基本组成部分

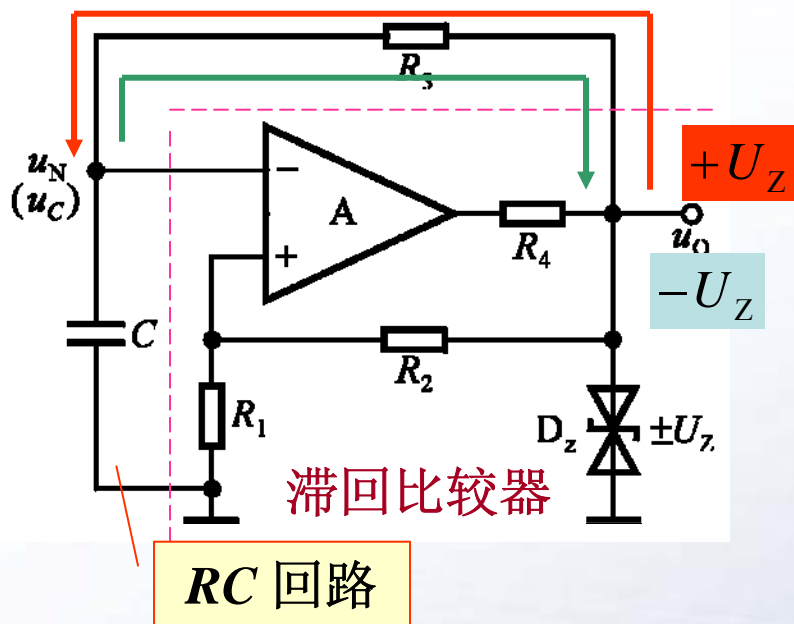
(1) 开关电路：因为输出只有高电平和低电平两种情况，即两个暂态；故采用电压比较器。

(2) 反馈网络：按需自控，在输出为某一暂态时孕育翻转成另一暂态的条件，故应引入反馈。

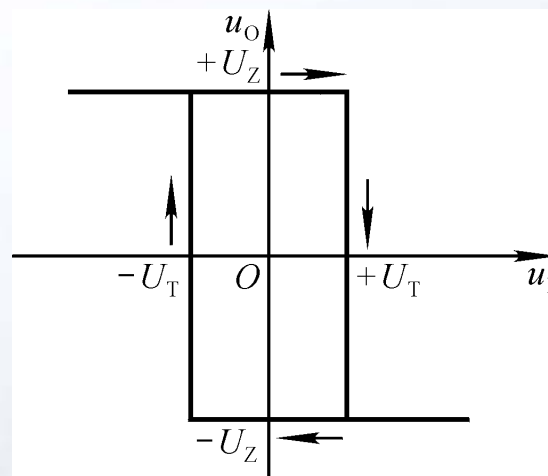
(3) 延迟环节：要使两个暂态均维持一定的时间，故采用**RC**环节实现，从而决定振荡频率。



2. 电路组成



$$\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_Z$$



正向充电:

$u_O (+U_Z) \rightarrow R \rightarrow C \rightarrow \text{地}$

反向充电:

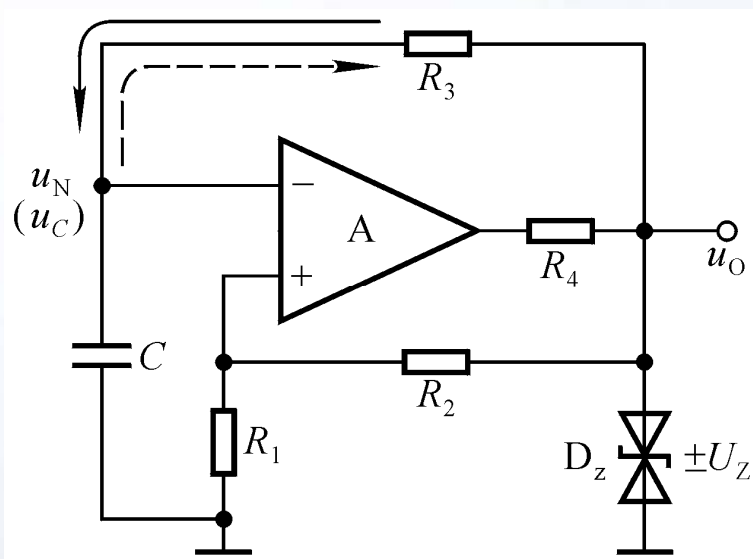
$\text{地} \rightarrow C \rightarrow R \rightarrow u_O (-U_Z)$



3. 工作原理：分析方法

方法一： 设电路已振荡，且在某一暂态，看是否能自动翻转为另一暂态，并能再回到原暂态。

方法二： 电路合闸通电，分析电路是否有两个暂态，而无稳态。

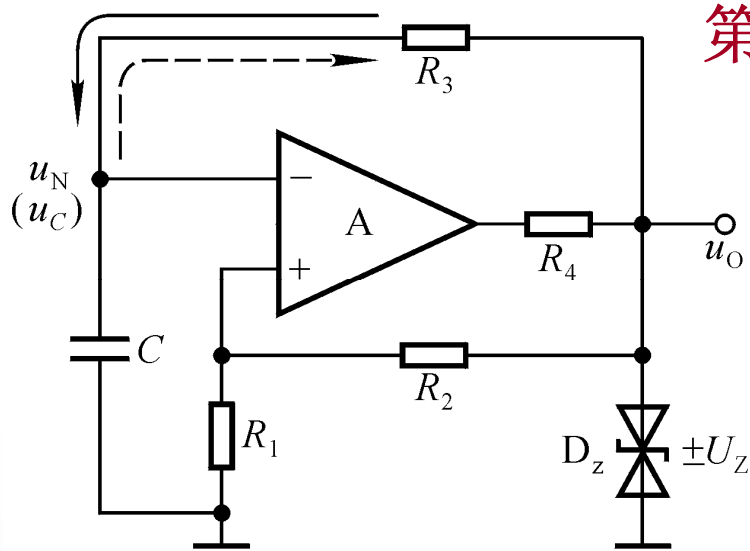


设合闸通电时电容上电压为 0， u_O 上升，则产生正反馈过程：
 $u_O \uparrow \rightarrow u_P \uparrow \rightarrow u_O \uparrow \uparrow$ ，直至 $u_O = U_Z$ ， $u_P = +U_T$ ，为第一暂态。

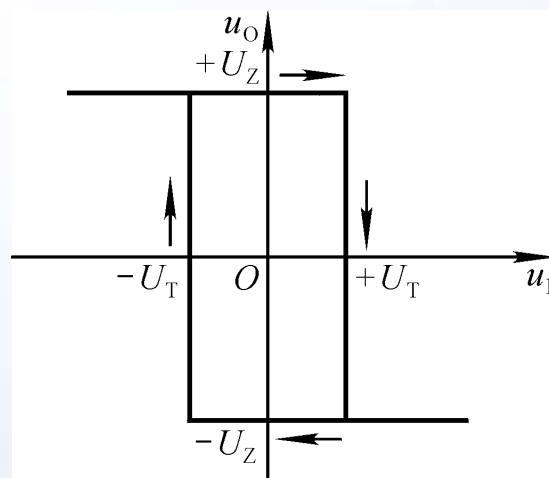




3. 工作原理:



第一暂态: $u_O = U_Z$, $u_P = +U_T$ 。



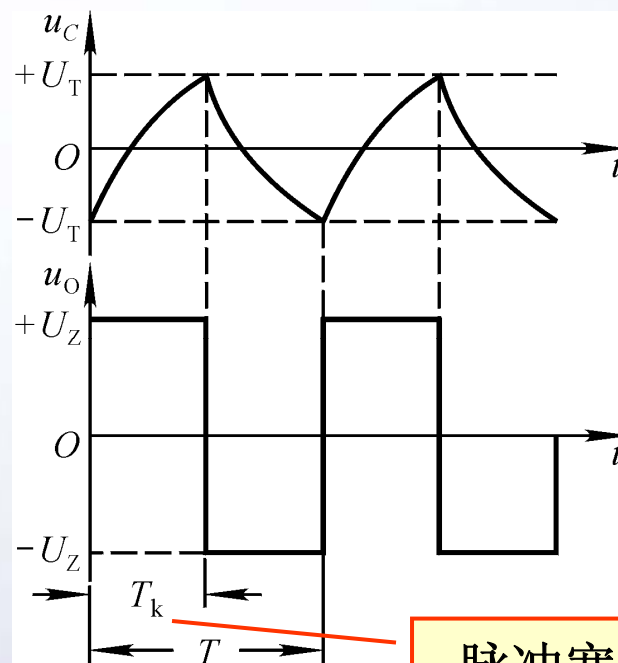
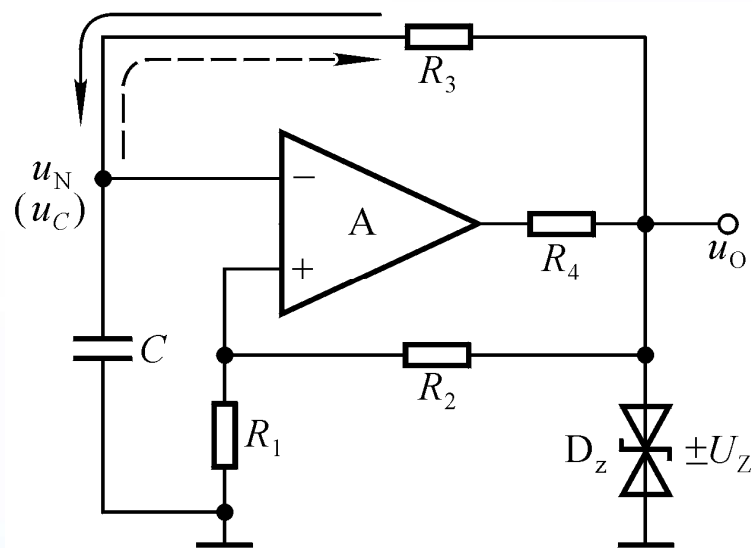
电容正向充电, $t \uparrow \rightarrow u_N \uparrow$, $t \rightarrow \infty$, $u_N \rightarrow U_Z$; 但当 $u_N = +U_T$ 时, 再增大, u_O 从 $+U_Z$ 跃变为 $-U_Z$, $u_P = -U_T$, 电路进入第二暂态。

电容反向充电, $t \uparrow \rightarrow u_N \downarrow$, $t \rightarrow \infty$, $u_N \rightarrow -U_Z$; 但当 $u_N = -U_T$ 时, 再减小, u_O 从 $-U_Z$ 跃变为 $+U_Z$, $u_P = +U_T$, 电路返回第一暂态。





4. 波形分析



脉冲宽度

根据三要素，即起始值、终了值、时间常数，求出

$$T = 2R_3C \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

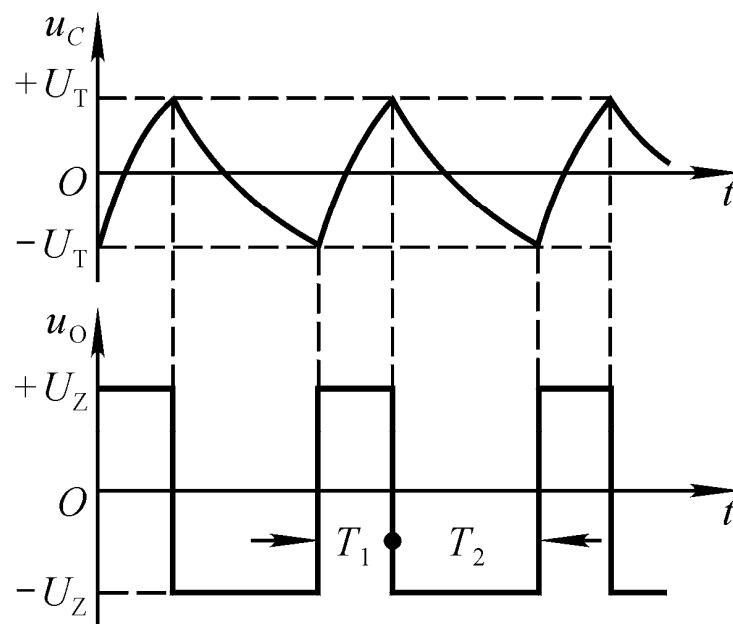
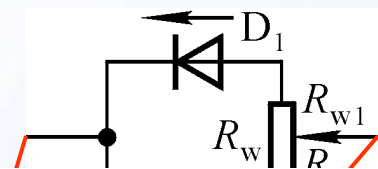
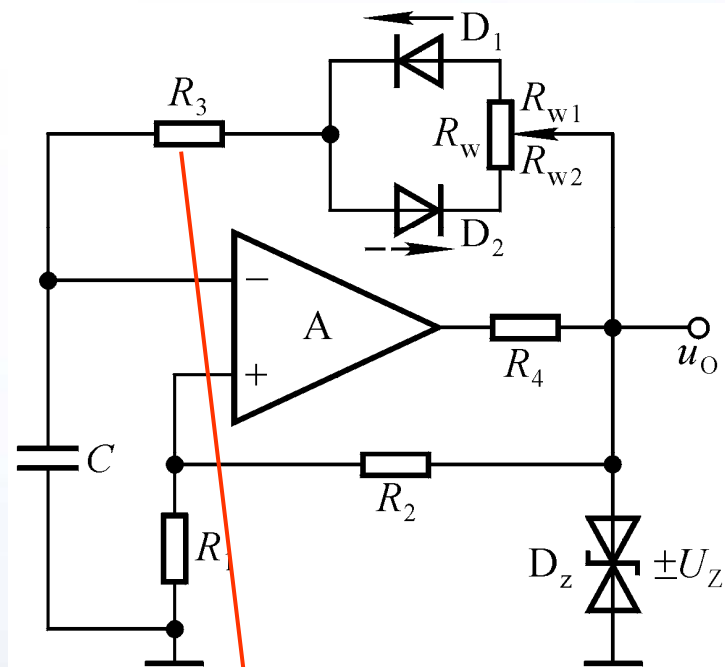
$$\text{占空比 } q = \frac{T_k}{T} = 50\%$$





5. 占空比可调电路

正向充电和反向充电时间常数可调，占空比就可调。



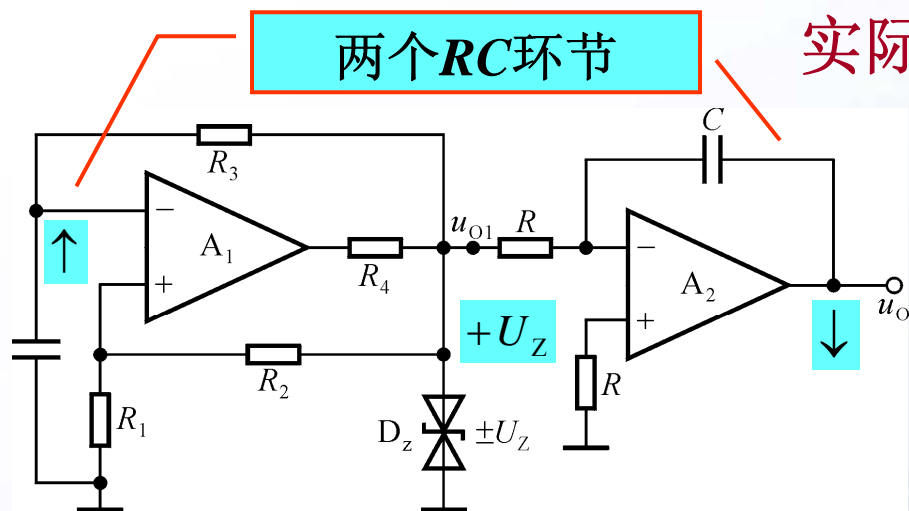
为了占空比调节范围大， R_3 应如何取值？



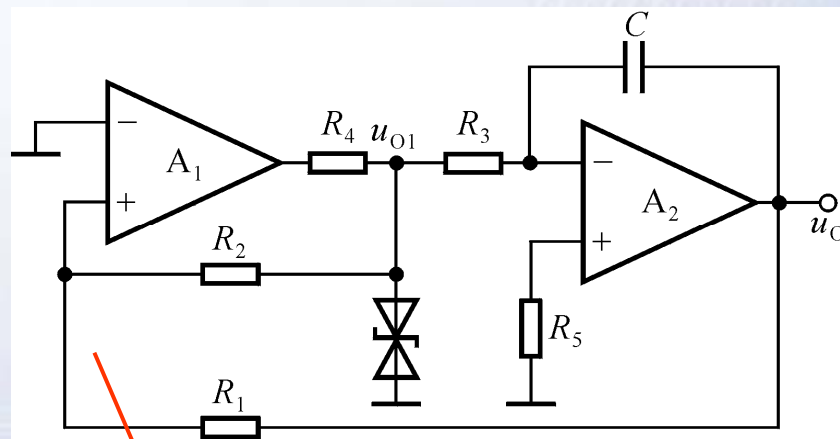
三、三角波发生电路

1. 电路组成

用积分运算电路可将方波变为三角波。



实际电路将两个 RC 环节合二为一



u_O 要取代 u_C ，必须改变输入端。

为什么采用同相输入的滞回比较器？

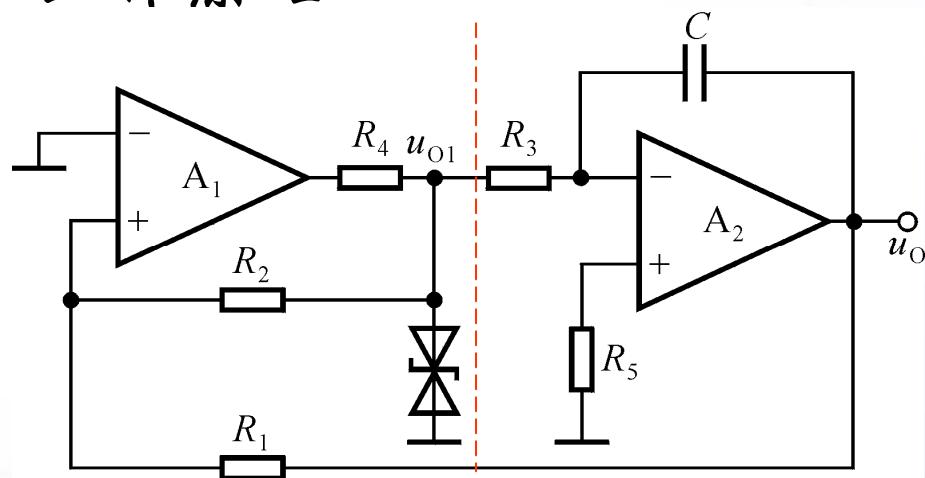
集成运放应用电路的分析方法：

化整为零（分块），分析功能（每块），统观整体，性能估算





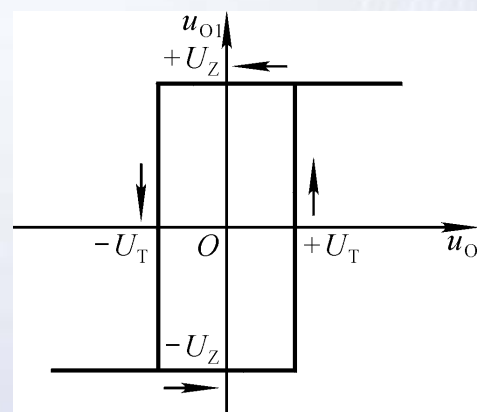
2. 工作原理



滞回比较器

积分运算电路

$$u_O = -\frac{1}{R_3 C} \cdot u_{O1}(t_2 - t_1) + u_O(t_1)$$



求滞回比较器的电压传输特性：三要素

$U_{OH} = -U_{OL} = U_Z$ ， u_I 作用于集成运放的同相输入端，求 U_T ：

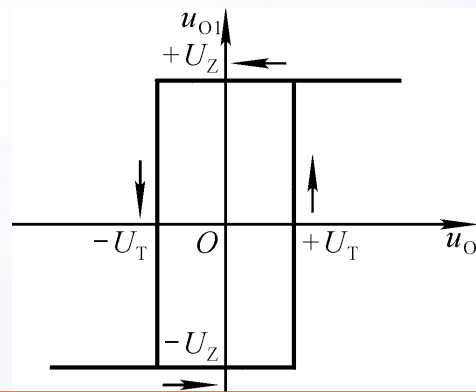
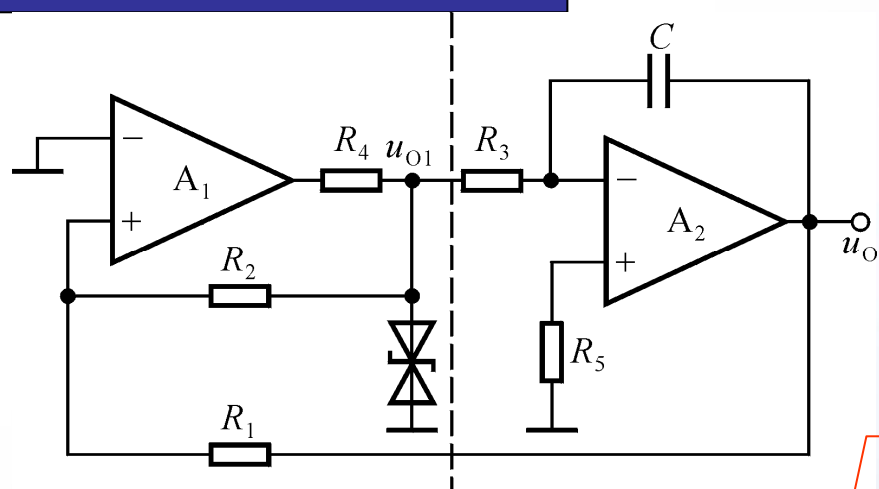
$$u_{P1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{O1} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_O$$

令 $u_{P1} = u_{N1} = 0$ ，将 $u_{O1} = \pm U_Z$ 代入，求出 \Rightarrow

$$\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_2} \cdot U_Z$$



三角波发生电路的振荡原理



电路状态翻转时， $u_{P1} = ?$

$$u_O = -\frac{1}{R_3 C} \cdot u_{O1}(t_2 - t_1) + u_O(t_1)$$

$$u_{P1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{O1} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_O$$

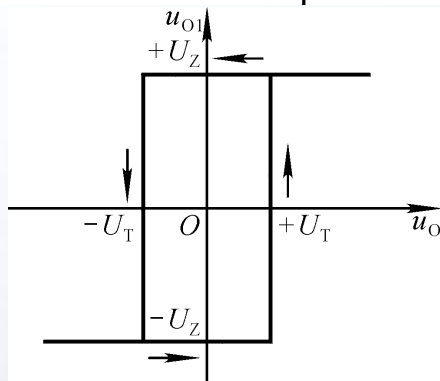
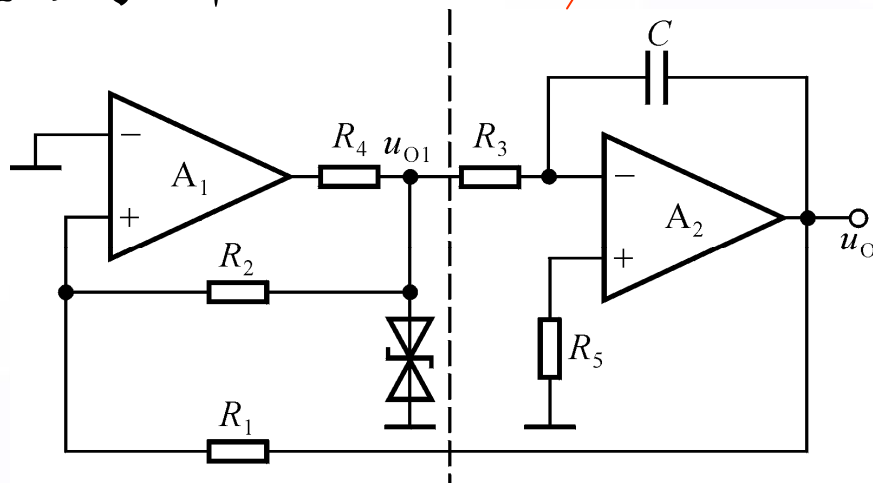
合闸通电，通常 C 上电压为 0 。设 $u_{O1} \uparrow \rightarrow u_{P1} \uparrow \rightarrow u_{O1} \uparrow \uparrow$ ，直至 $u_{O1} = U_Z$ （**第一暂态**）；积分电路反向积分， $t \uparrow \rightarrow u_O \downarrow$ ，一旦 u_O 过 $-U_T$ ， u_{O1} 从 $+U_Z$ 跃变为 $-U_Z$ （**第二暂态**）。

积分电路正向积分， $t \uparrow \rightarrow u_O \uparrow$ ，一旦 u_O 过 $+U_T$ ， u_{O1} 从 $-U_Z$ 跃变为 $+U_Z$ ，**返回第一暂态**。重复上述过程，产生周期性的变化，即振荡。

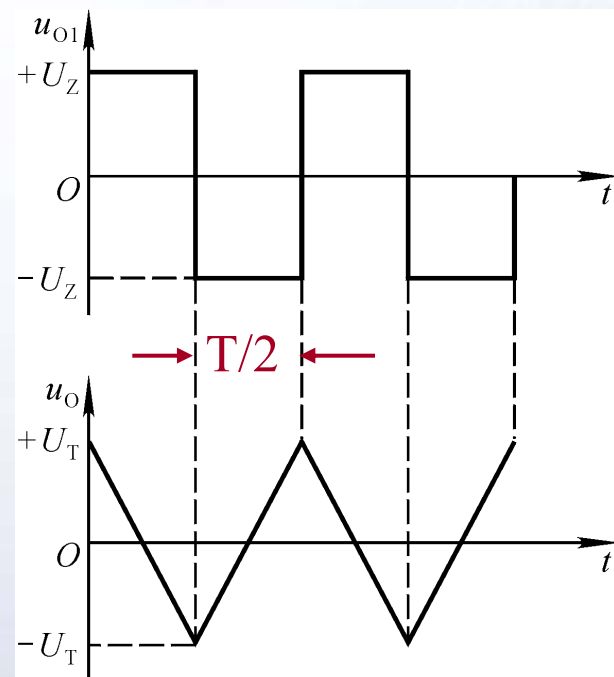




3. 波形分析



怎样修改可获得锯齿波？



如何调整三角波的幅值和频率？

“理性地调试”：哪些参数与幅值有关？哪些参数与频率有关？先调哪个参数？

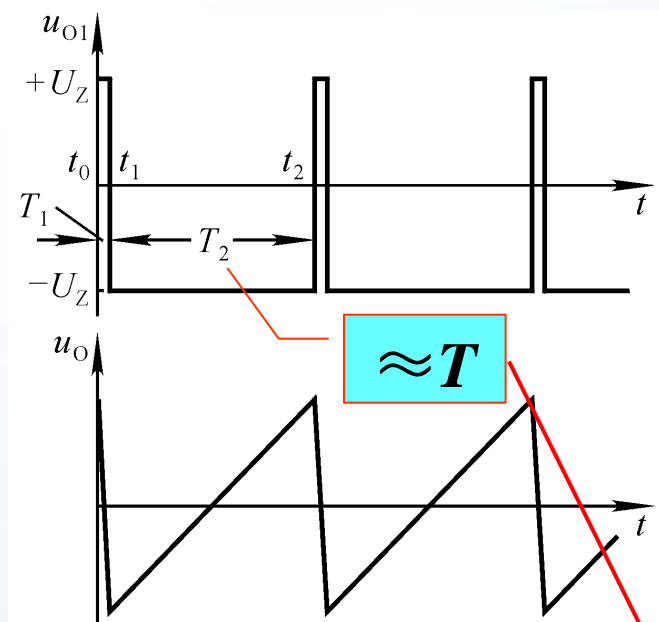
$$+U_T = \frac{1}{R_3 C} \cdot U_Z \cdot \frac{T}{2} + (-U_T)$$

$$T = \frac{4R_1 R_3 C}{R_2}$$

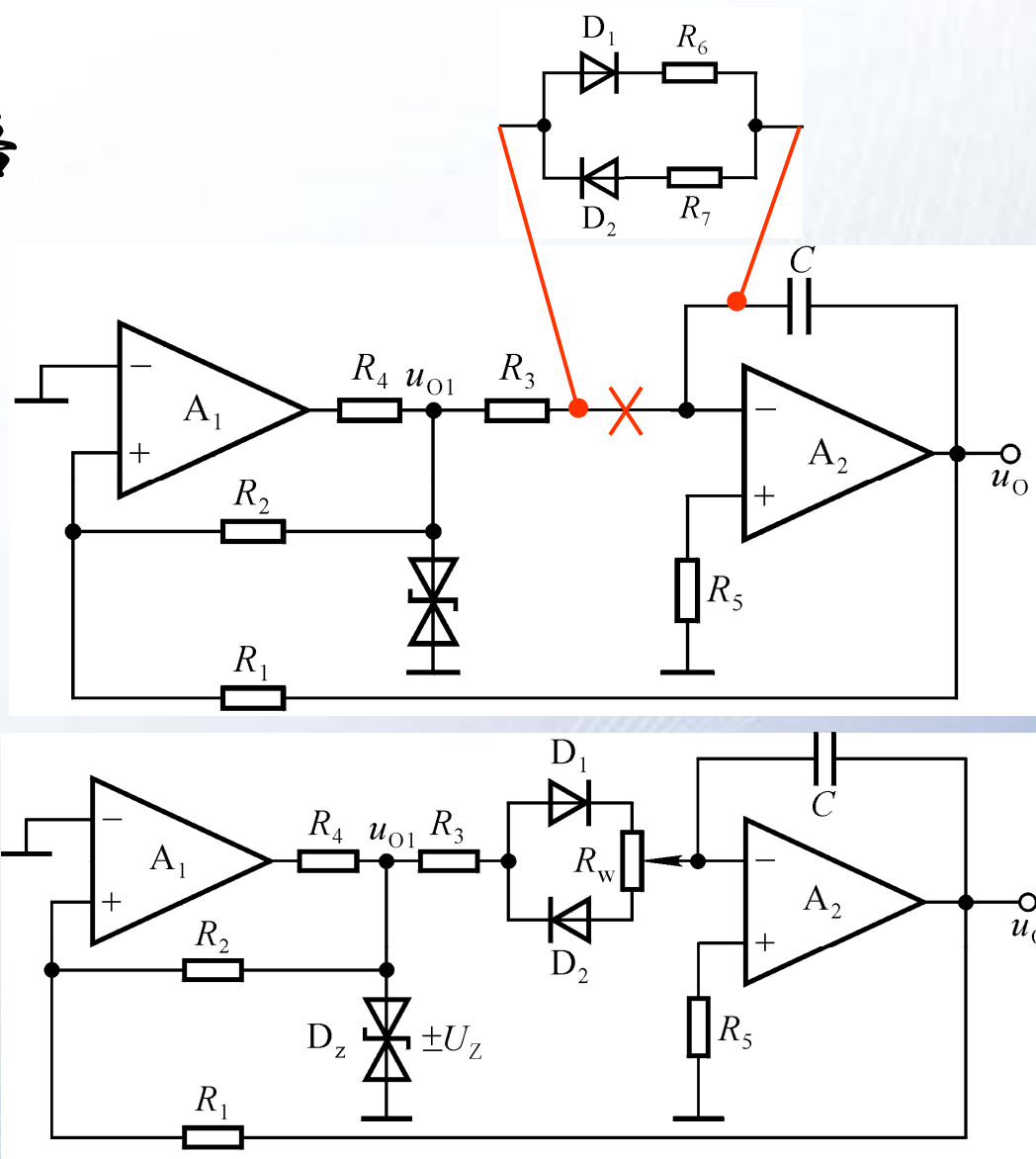


四、锯齿波发生电路

1. R_3 应大些？小些？
2. R_w 的滑动端在最上端和最下端时的波形？



3. R_3 短路时的波形？



若由输入电压确定，则将电压转换为频率

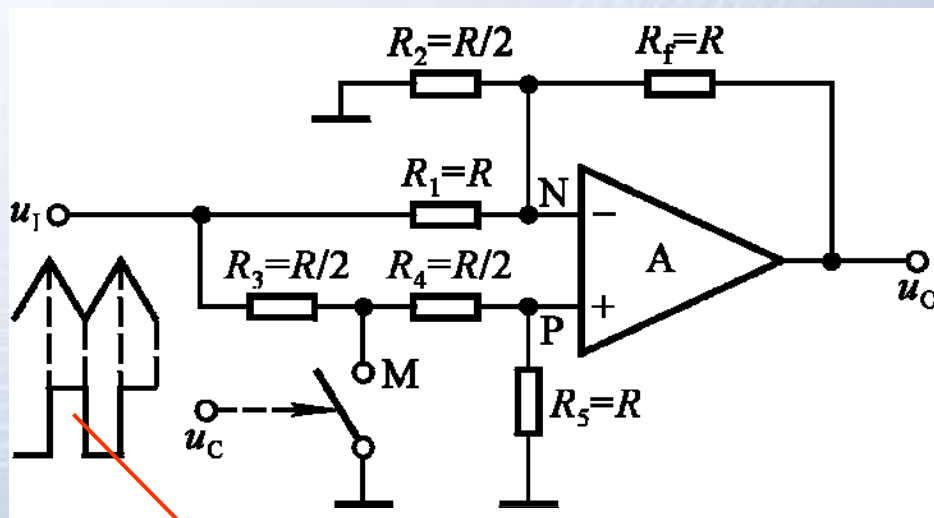
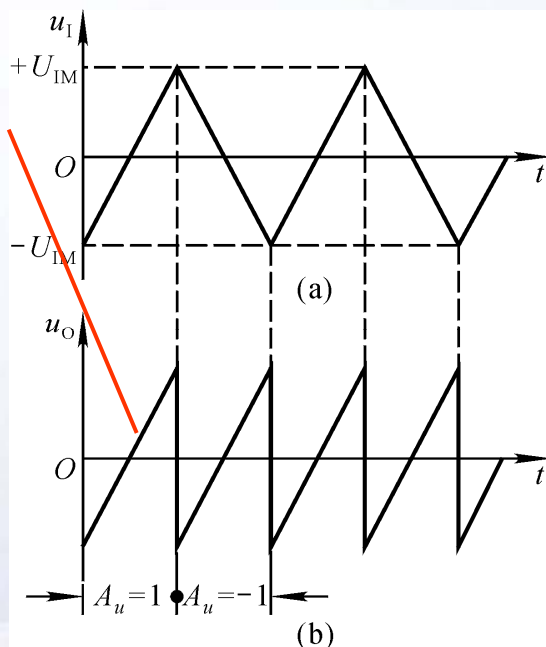
五、波形变换电路

1. 利用基本电路实现波形变换

正弦波变方波、变矩形波、变二倍频，方波变三角波，三角波变方波，固定频率的三角波变正弦波

2. 三角波变锯齿波：二倍频

利用
电子
开关
改变
比例
系数



如何得到？



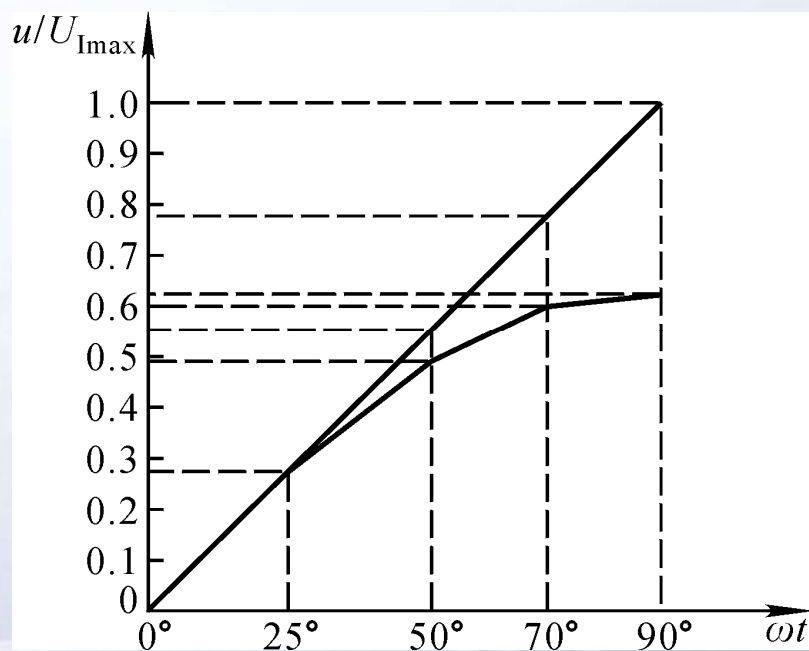
3. 三角波变正弦波

三角波用傅立叶级数展开，除基波外，还含有3次、5次.....谐波。

范围是什么？

若输入信号的频率变化不大，则可用滤波法实现。

若输入信号的频率变化较大，则可用折线法实现。

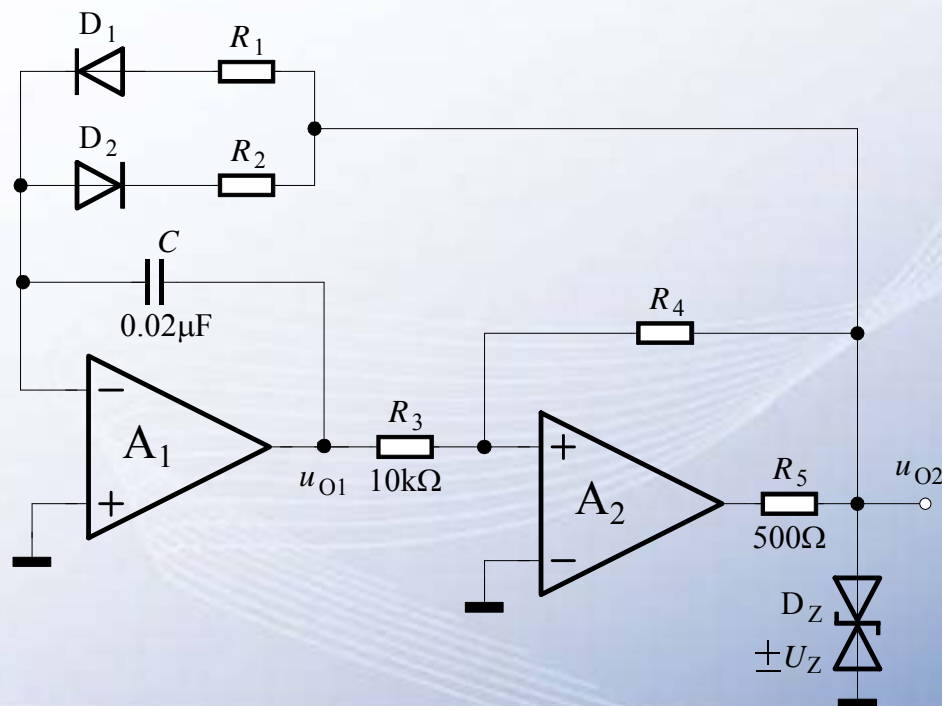




讨论一

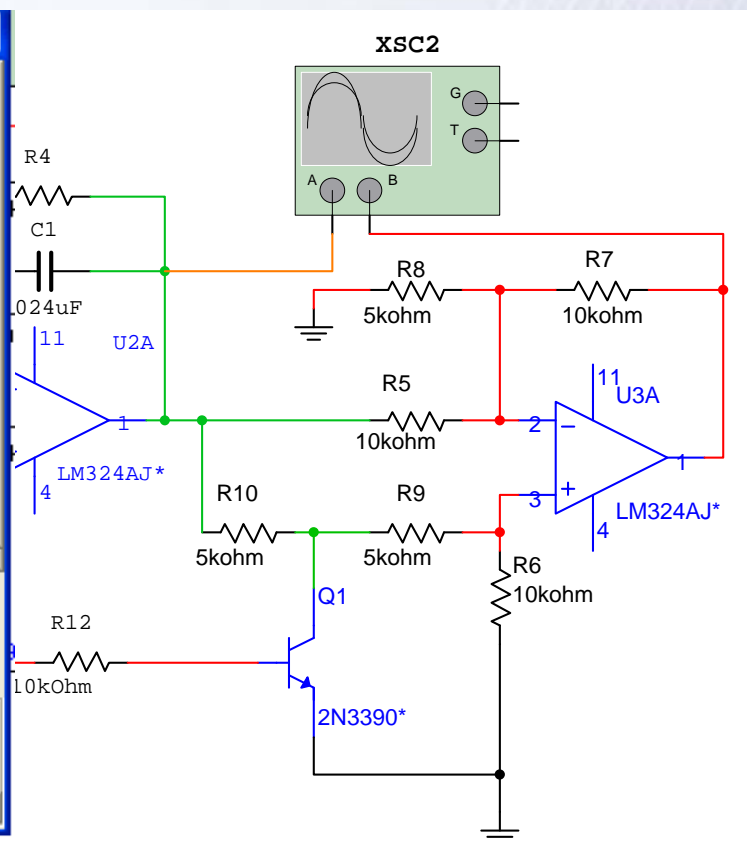
已知 u_{O1} 和 u_{O2} 的峰-峰值均为10V，二极管为理想二极管。

1. 求出稳压管的稳压值 U_Z 和 R_4 的阻值；
2. 定性画出 u_{O1} 、 u_{O2} 的波形图；
3. 求解 q 的表达式。





100Hz的正弦波输入电压 → 过零比较器 → 积分运算电路 → 三角波变锯齿波电路 → 200Hz的锯齿波输出电压





§ 8.3 信号的转换

一、概述

二、 $u-i$ 转换电路

三、精密整流电路

四、 $u-f$ 转换电路



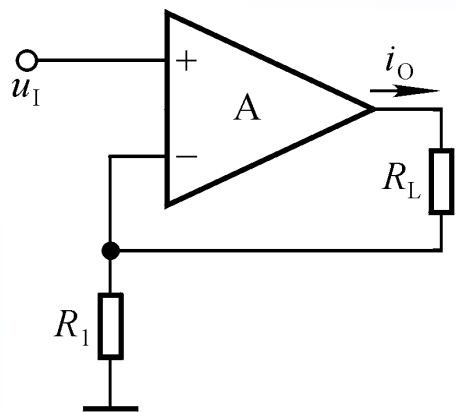


一、概述

- 信号的发送：调幅、调频、调相
- 信号的接收：解调
- 信号对负载的驱动： $i-u$, $u-i$
- 信号的预处理：**AC-DC**（整流、检波、滤波）
DC-AC（斩波）
- 信号的接口：**A-D**（如 $u-f$ ），**D-A**

二、 $u-i$ 转换电路

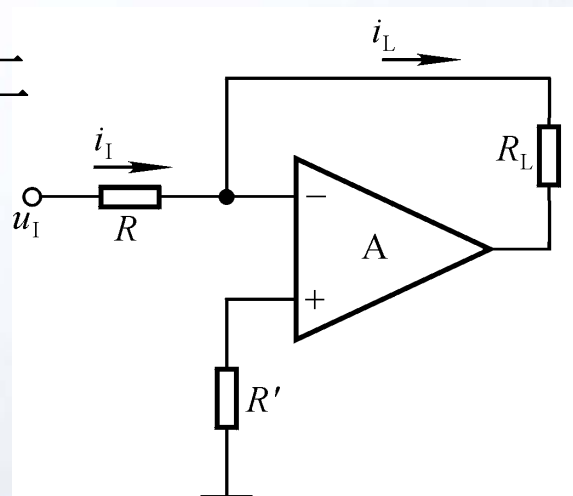
电路一



引入了电流串联负反馈

$$i_O = \frac{u_1}{R}, \quad R_i = \infty$$

电路二



引入了电流并联负反馈

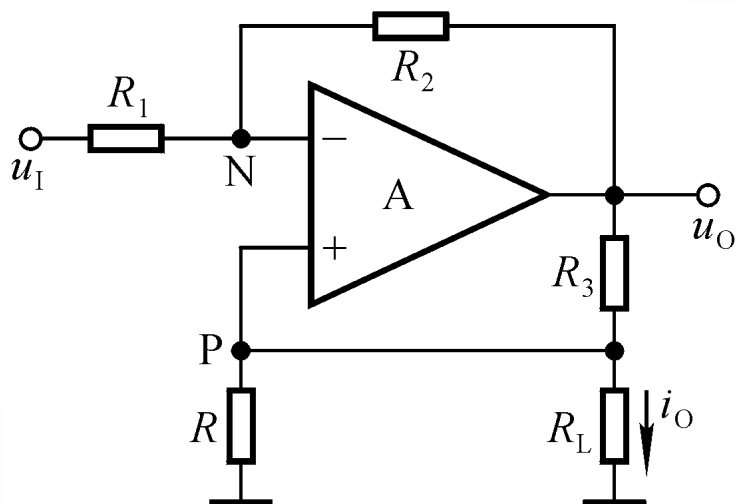
$$i_L = -\frac{u_1}{R}, \quad R_i = R$$

若信号源不能输出电流，则选电路一；若信号源能够输出一定的电流，则可选电路二。

若负载需接地，则上述两电路均不符合要求。



豪兰德电流源电路



理想运放情况下：

$$i_{R1} = i_{R2}, \quad i_{R3} = i_R + i_O, \quad u_N = u_P$$

$$\frac{u_I - u_P}{R_1} = \frac{u_P - u_O}{R_2}, \quad \frac{u_O - u_P}{R_3} = \frac{u_P}{R} + i_O$$

$$\text{若 } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R}, \text{ 则 } i_O = -\frac{u_I}{R}$$

电路既引入了负反馈，又引入了正反馈。

$$\left. \begin{array}{l} R_L \downarrow \rightarrow i_O \uparrow \\ R_L \downarrow \rightarrow u_P \downarrow \rightarrow u_O \downarrow \rightarrow i_O \downarrow \end{array} \right\} \text{若相互抵消, 则 } i_O \text{ 稳定}$$

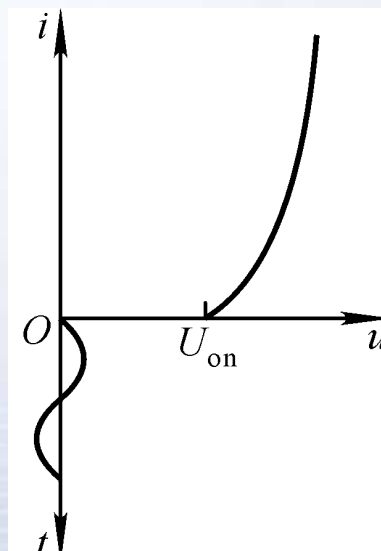
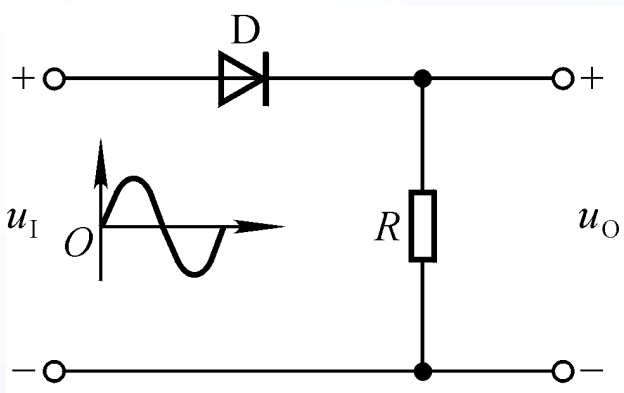
 $R_o = \infty$! 如何求解输出电阻? \rightarrow 参阅6.7.1节



三、精密整流电路

精密整流电路是信号处理电路，不是电源中AC-DC的能量转换电路；实现微小信号的整流。

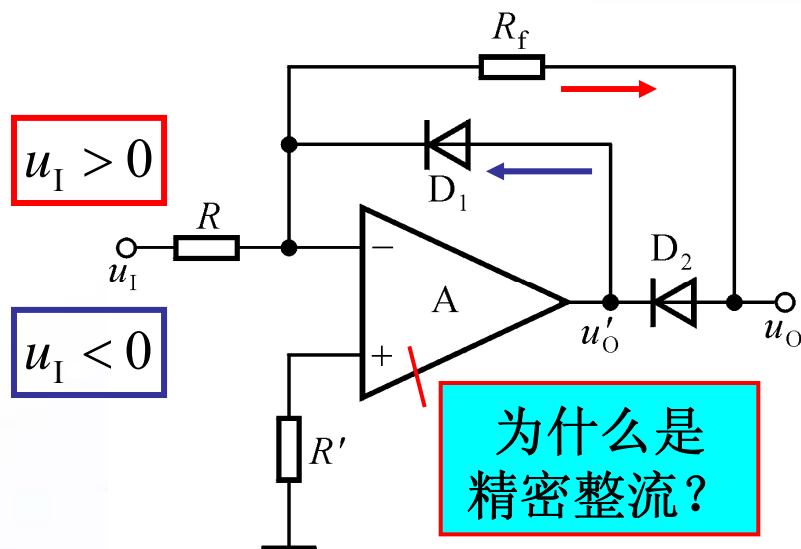
为什么一般的整流电路不能作为精密的信号处理电路？



若 $u_{I\max} < U_{on}$ ，则在 u_I 的整个周期中 u_O 始终为零；若 $u_{I\max} > U_{on}$ ，则 u_O 仅在大于 U_{on} 近似为 u_I ，失真。



精密整流电路的组成



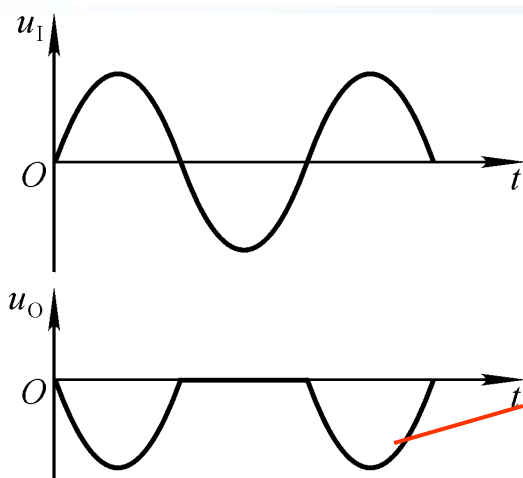
设 $R = R_f$

$u_I > 0$ 时, $u'_O < 0$, D_1 截止,

D_2 导通, $u_O = -u_I$ 。

$u_I < 0$ 时, $u'_O > 0$, D_2 截止,

D_1 导通, $u_O = 0$ 。



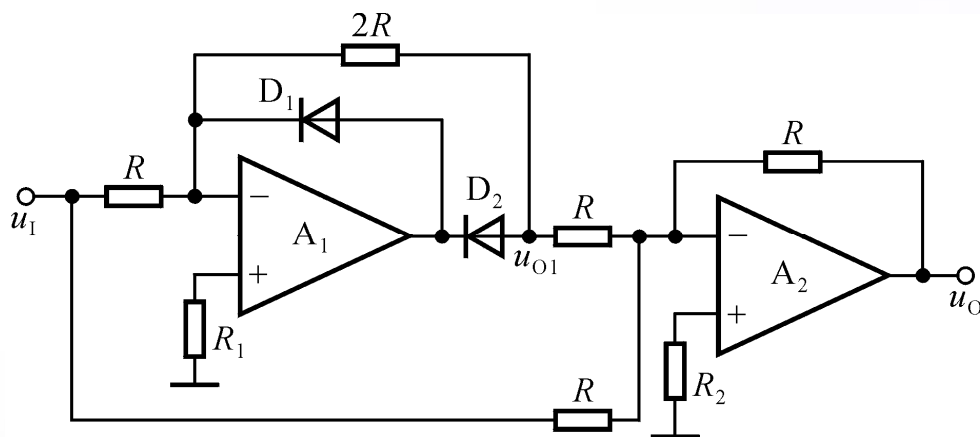
对于将二极管和晶体管作电子开关的集成运放应用电路, 在分析电路时, 首先应判断管子相当于开关闭合还是断开, 它们的状态往往决定于输入信号或输出信号的极性。

半波整流, 若加 u_I 的负半周, 则实现全波整流





全波精密整流电路



$$\begin{cases} u_{O1} = -2u_I & (u_I > 0) \\ u_{O1} = 0 & (u_I < 0) \end{cases}$$

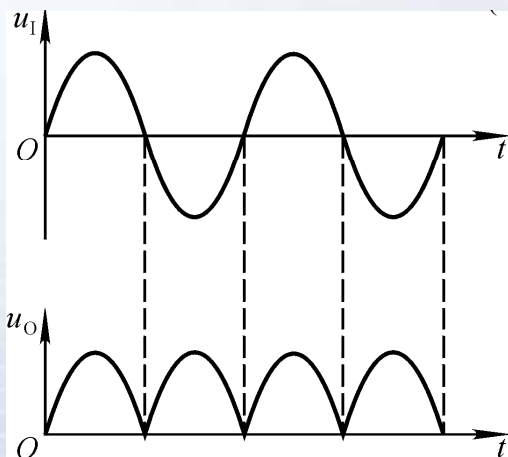
$$u_O = -u_{O1} - u_I$$

$$u_I > 0 \text{ 时, } u_O = u_I$$

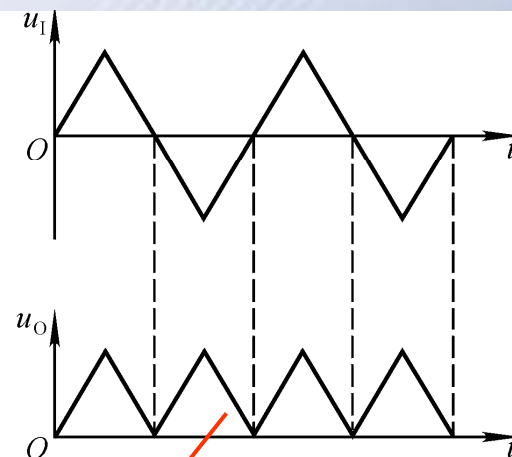
$$u_I < 0 \text{ 时, } u_O = -u_I$$

$$u_O = |u_I|$$

绝对值运算电路



二倍频三角波

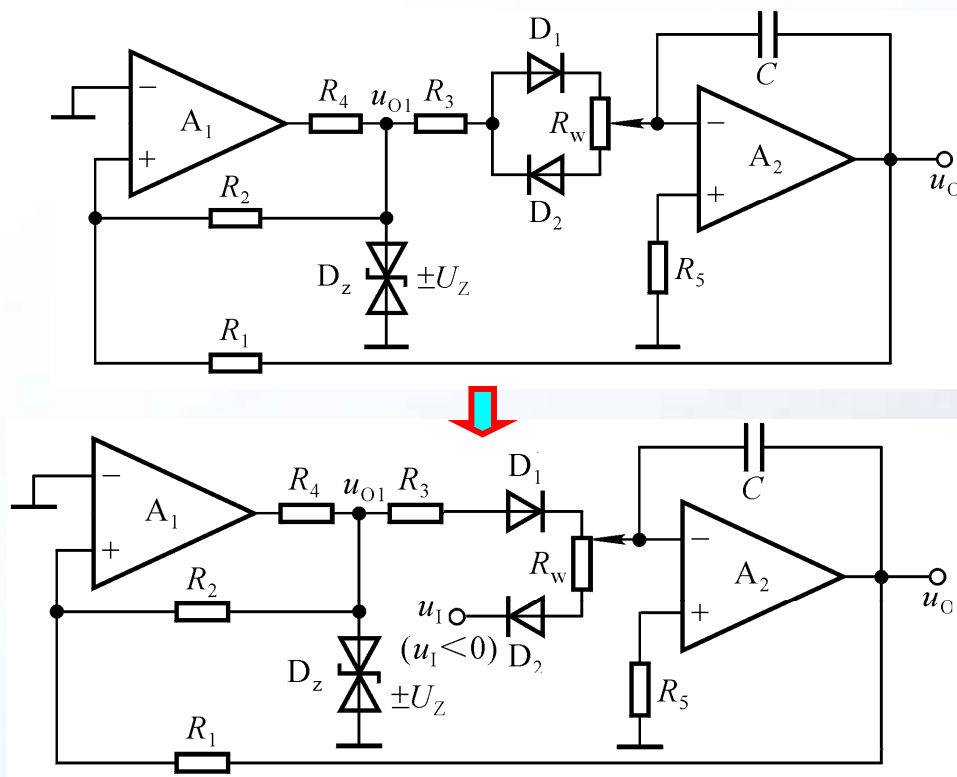




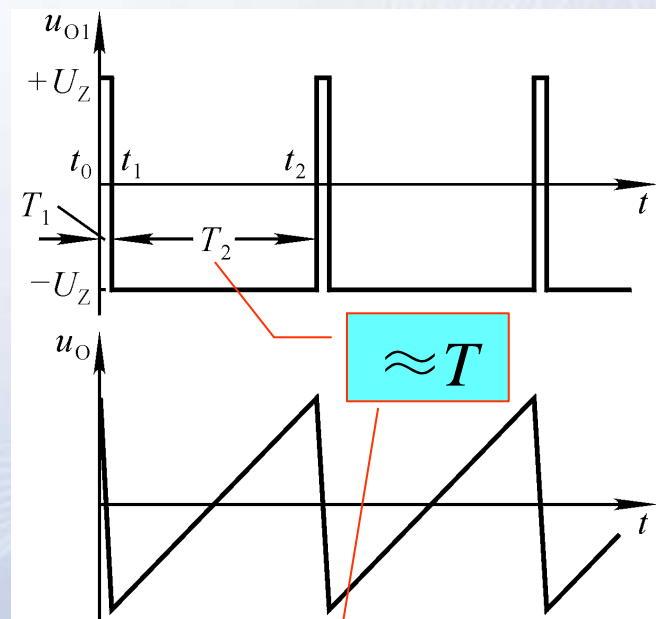
四、 u - f 转换电路 (压控振荡器)

1. 电荷平衡式压控振荡器

电路的组成：由锯齿波发生电路演变而来。



电位器滑动端在最上端时：

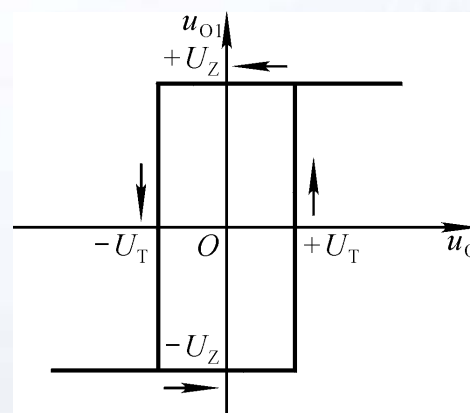
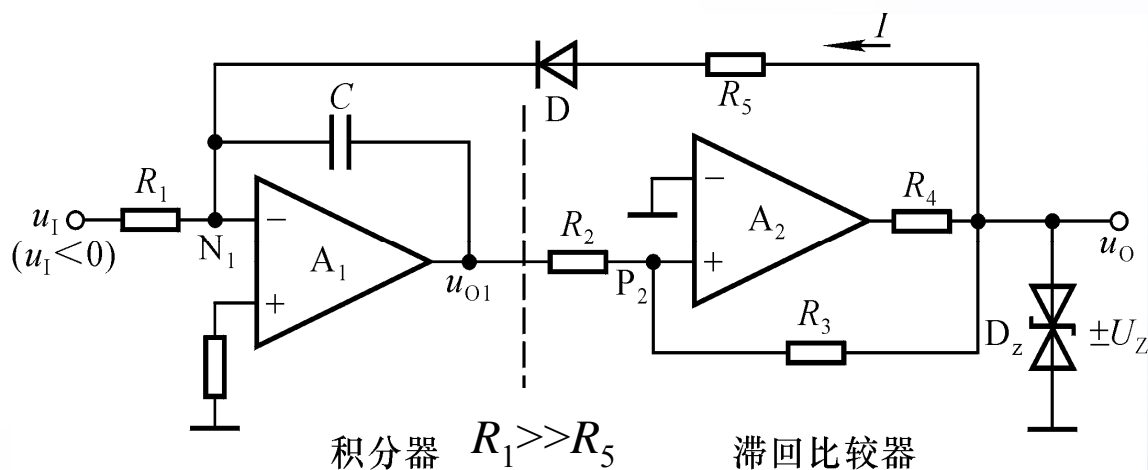


若 T_2 决定于外加电压，则电路的振荡频率就几乎仅仅受控于外加电压，实现了 $u \rightarrow f$ 的转换。

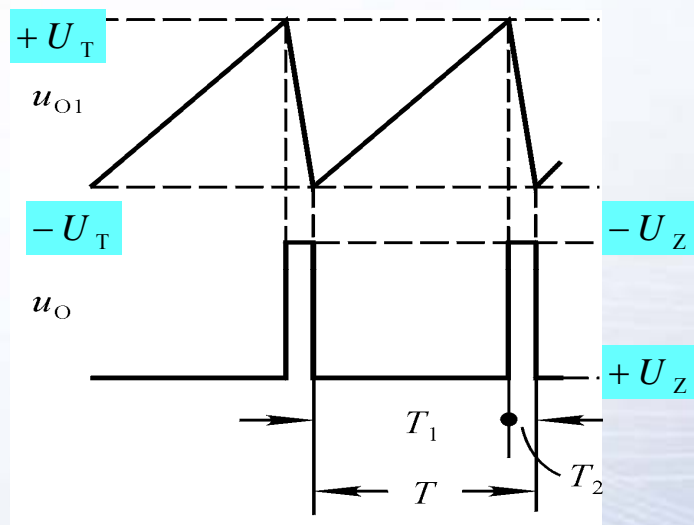




1. 电荷平衡式压控振荡器



$$\pm U_T = \pm \frac{R_2}{R_3} \cdot U_Z$$



$$U_T = -\frac{1}{R_1 C} \cdot u_I T_1 - U_T \approx -\frac{1}{R_1 C} \cdot u_I T - U_T$$

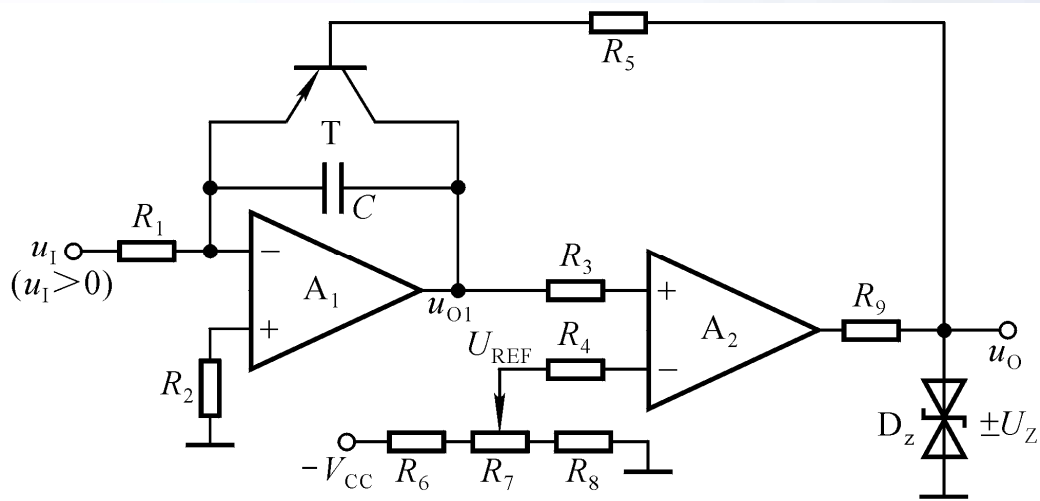
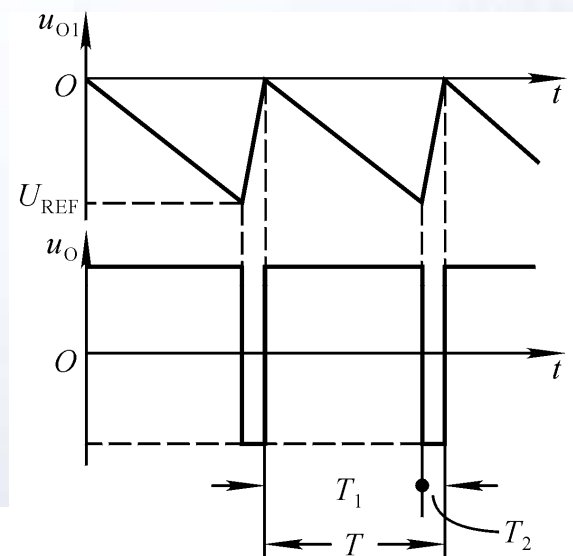
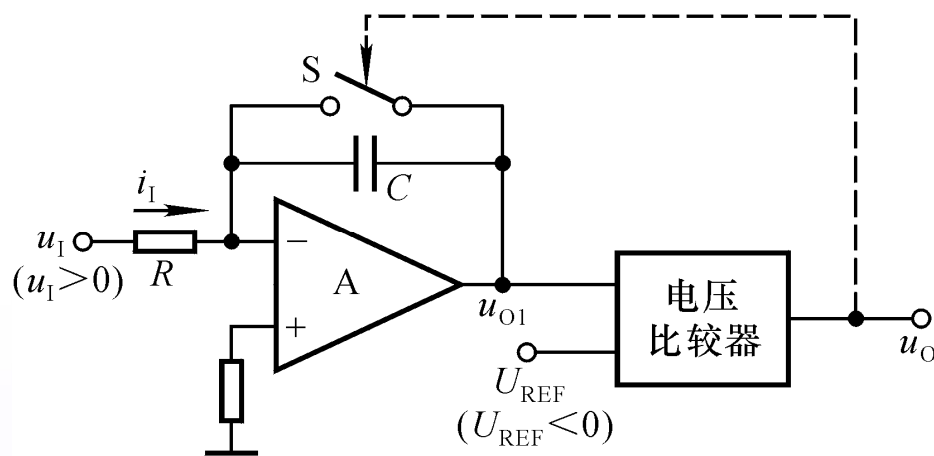
$$f \approx \frac{1}{T_1} = \frac{R_3}{2R_1 R_2 C} \cdot \frac{u_I}{U_Z}$$

若 $u_I > 0$, 则电路作何改动?

单位时间内脉冲个数表示电压的数值, 故实现A/D转换



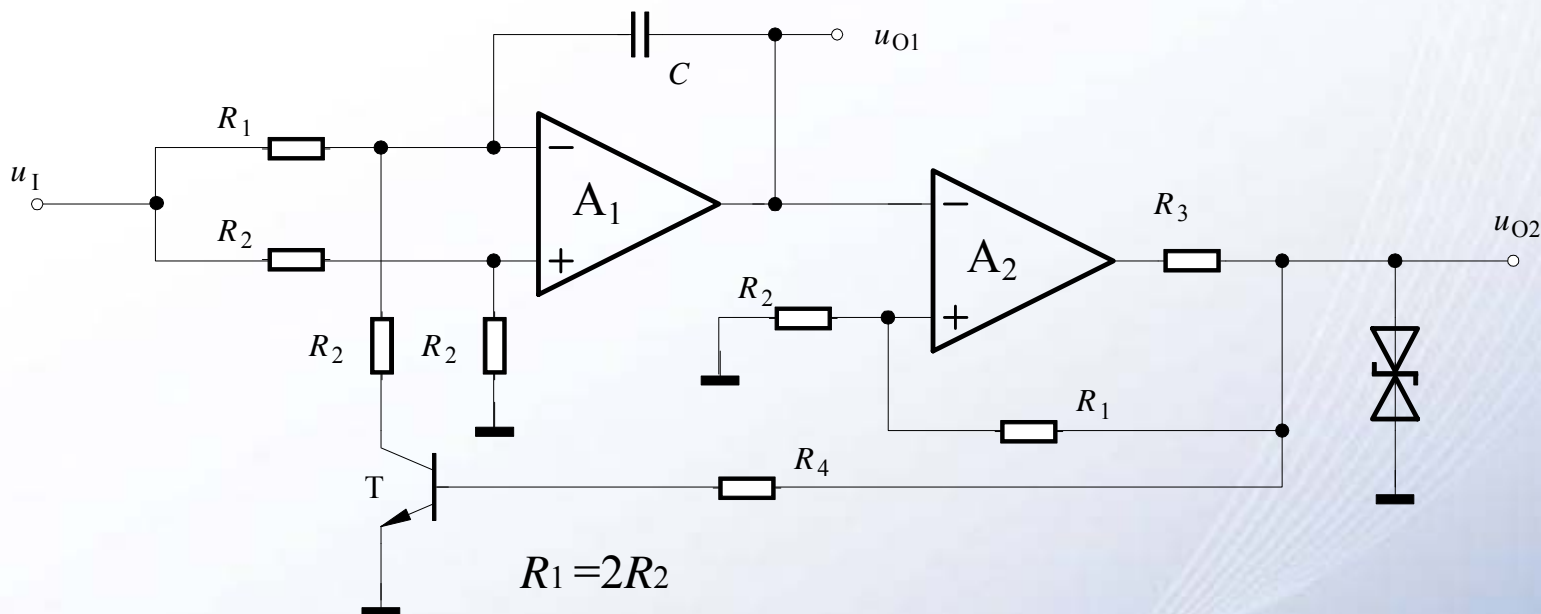
2. 复位式压控振荡器



$$f \approx \frac{R_1 C u_I}{|U_{REF}|}$$



讨论：已知三极管饱和压降为0。



1. 晶体管什么情况下导通？什么情况下截止？
2. 晶体管饱和导通和截止 u_{O1} 和 u_I 的运算关系？
3. u_I 的极性？
4. u_{O1} 、 u_{O2} 的波形？
5. u_I 与振荡频率的关系？

清华大学

第九章 功率放大电路

2001 11 11



第九章 功率放大电路

§ 9.1 概述

§ 9.2 互补输出级的分析计算





§ 9.1 概述

- 一、功率放大电路研究的问题
- 二、对功率放大电路的要求
- 三、晶体管的工作方式
- 四、功率放大电路的种类





一、功率放大电路研究的问题

1. 性能指标：输出功率和效率。

若已知 U_{om} ，则可得 P_{om} 。

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L}$$

最大输出功率与电源损耗的平均功率之比为效率。

2. 分析方法：因大信号作用，故应采用图解法。

3. 晶体管的选用：根据极限参数选择晶体管。

在功放中，晶体管集电极或发射极电流的最大值接近最大集电极电流 I_{CM} ，管压降的最大值接近c-e反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ ，集电极消耗功率的最大值接近集电极最大耗散功率 P_{CM} 。称为工作在尽限状态。





二、对功率放大电路的要求

1. **输出功率尽可能大**: 即在电源电压一定的情况下, 最大不失真输出电压最大。
2. **效率尽可能高**: 即电路损耗的直流功率尽可能小, 静态时功放管的集电极电流近似为0。





三、晶体管的工作方式

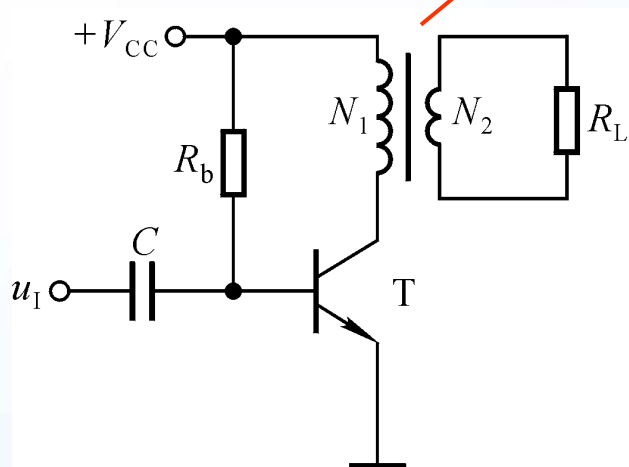
1. 甲类方式：晶体管在信号的整个周期内均处于导通状态
2. 乙类方式：晶体管仅在信号的半个周期处于导通状态
3. 甲乙类方式：晶体管在信号的多半个周期处于导通状态



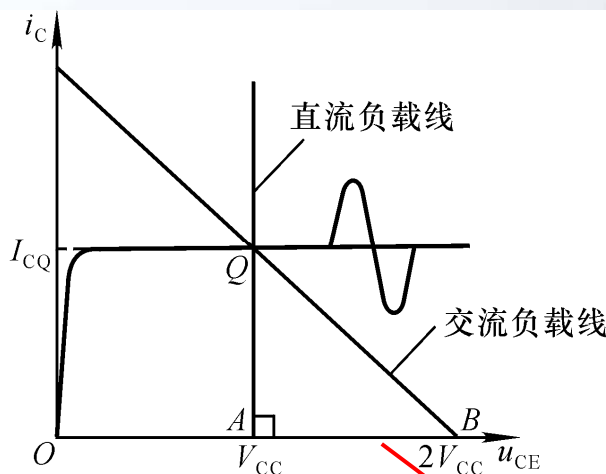
四、功率放大电路的种类

1. 变压器耦合功率放大电路

单管甲类电路



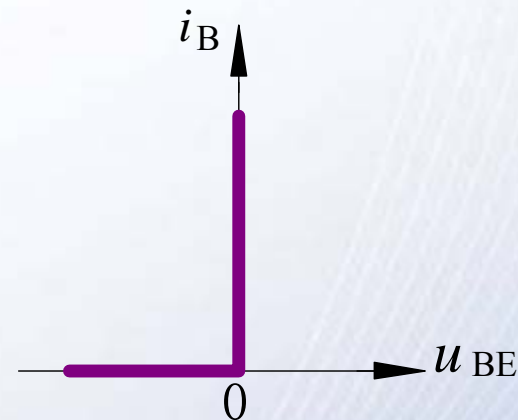
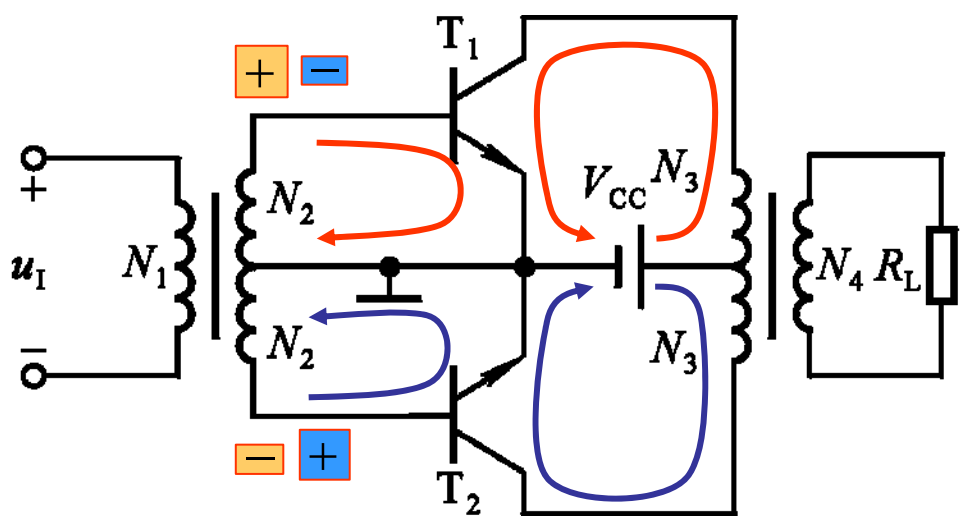
做功放适合吗？



- ① 输入信号增大，输出功率如何变化？
- ② 输入信号增大，管子的平均电流如何变化？
- ③ 输入信号增大，电源提供的功率如何变化？效率如何变化？

为什么管压降会大于电源电压？

乙类推挽电路

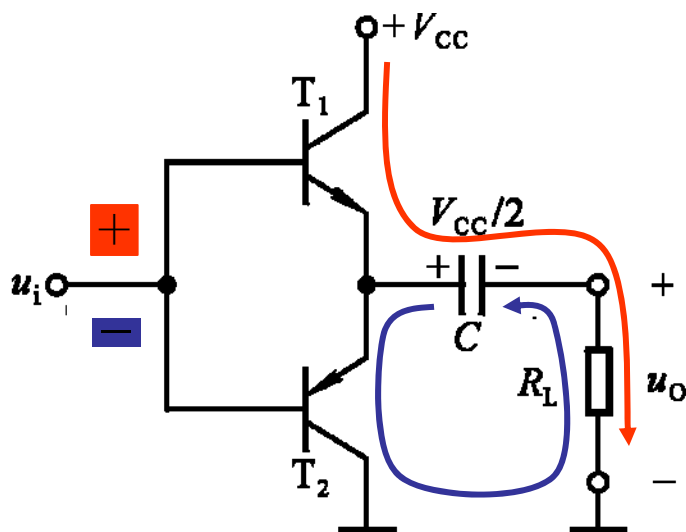


$$U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}}$$

信号的正半周 T_1 导通、 T_2 截止；负半周 T_2 导通、 T_1 截止。两只管子交替工作，称为“推挽”。设 β 为常量，则负载上可获得正弦波。输入信号越大，电源提供的功率也越大。

2. OTL 电路

因变压器耦合功放笨重、自身损耗大，故选用OTL电路。



输入电压的正半周：

$+V_{CC} \rightarrow T_1 \rightarrow C \rightarrow R_L \rightarrow \text{地}$

C 充电。

输入电压的负半周：

C 的 “+” $\rightarrow T_2 \rightarrow \text{地} \rightarrow R_L \rightarrow C$ “-”

C 放电。

$$\text{静态时, } u_I = U_B = U_E = +\frac{V_{CC}}{2}$$

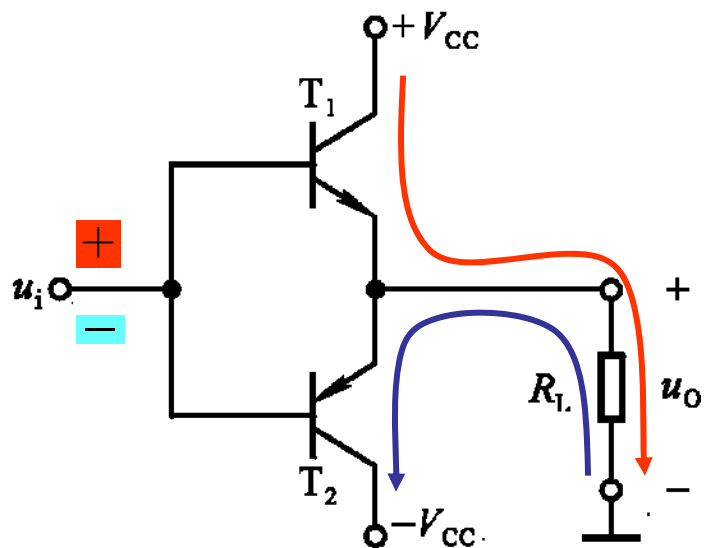
$$U_{om} = \frac{(V_{CC}/2) - U_{CES}}{\sqrt{2}}$$

C 足够大，才能认为其对交流信号相当于短路。

OTL电路低频特性差。



3. OCL电路



静态时, $U_{EQ} = U_{BQ} = 0$ 。

输入电压的正半周:

$+V_{CC} \rightarrow T_1 \rightarrow R_L \rightarrow \text{地}$

输入电压的负半周:

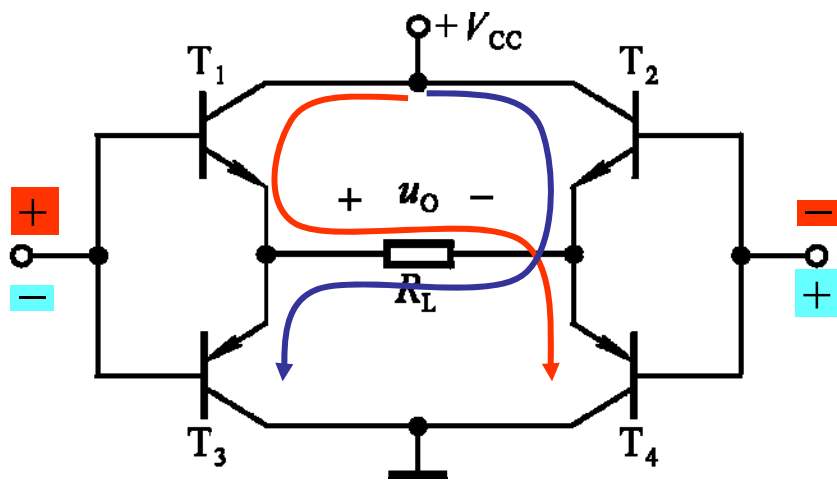
$\text{地} \rightarrow R_L \rightarrow T_2 \rightarrow -V_{CC}$

$$U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}}$$

两只管子交替导通，两路电源交替供电，双向跟随。



4. BTL 电路



①是双端输入、双端输出形式，输入信号、负载电阻均无接地点。

②管子多，损耗大，使效率低。

输入电压的正半周： $+V_{CC} \rightarrow T_1 \rightarrow R_L \rightarrow T_4 \rightarrow \text{地}$

输入电压的负半周： $+V_{CC} \rightarrow T_2 \rightarrow R_L \rightarrow T_3 \rightarrow \text{地}$

$$U_{om} = \frac{V_{CC} - 2U_{CES}}{\sqrt{2}}$$





几种电路的比较

变压器耦合乙类推挽：单电源供电，笨重，效率低，低频特性差。

OTL电路：单电源供电，低频特性差。

OCL电路：双电源供电，效率高，低频特性好。

BTL电路：单电源供电，低频特性好；双端输入双端输出。





§ 9.2 互补输出级的分析计算

一、输出功率

二、效率

三、晶体管的极限参数





求解输出功率和效率的方法

在已知 R_L 的情况下，先求出 U_{om} ，则

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L}$$

然后求出电源的平均功率，

$$P_V = I_{C(AV)} \cdot V_{CC}$$

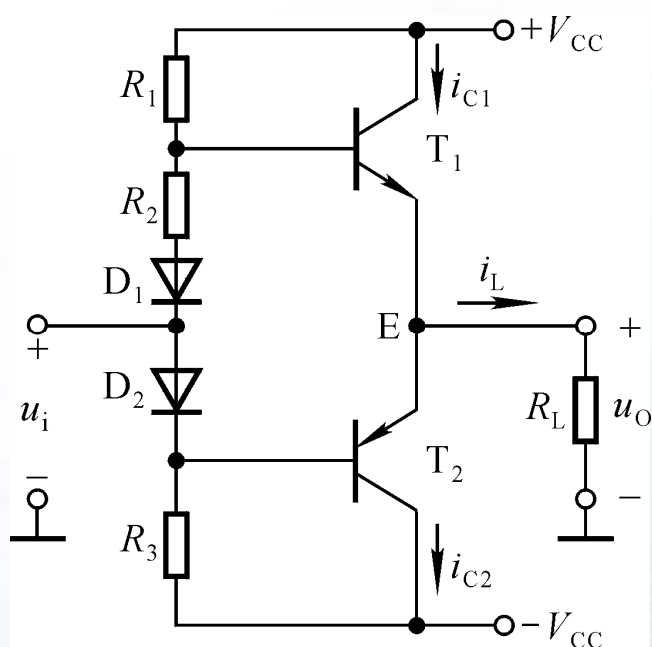
效率

$$\eta = P_{om} / P_V$$





一、输出功率



$$U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}}$$

数值较大
不可忽略

$$P_{om} = \frac{(V_{CC} - U_{CES})^2}{2R_L}$$

大功率管的 U_{CES} 常为2~3V。





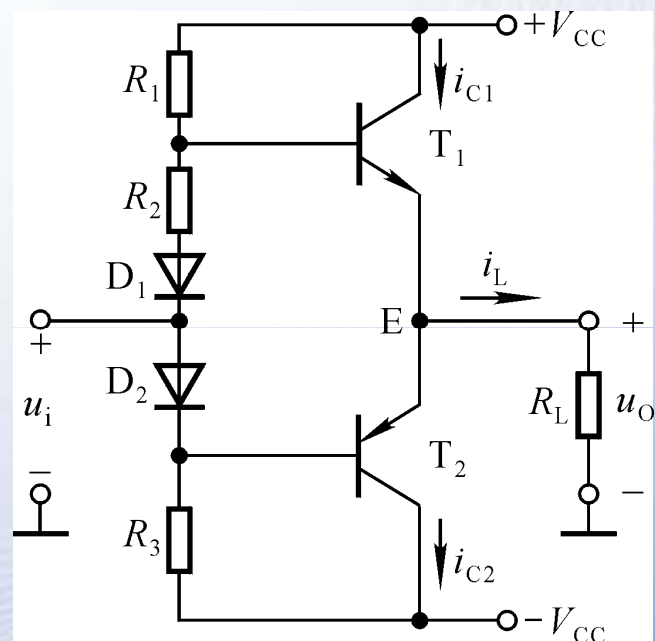
二、效率

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

$$P_{\text{V}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{\text{CC}} - U_{\text{CES}}}{R_{\text{L}}} \cdot \sin \omega t \cdot V_{\text{CC}} d(\omega t)$$
$$= \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{\text{CC}} (V_{\text{CC}} - U_{\text{CES}})}{R_{\text{L}}}$$

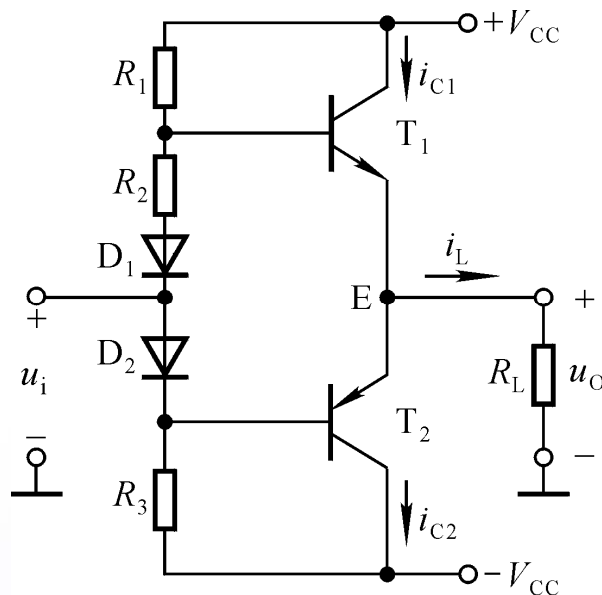
电源
电流

$$\eta = \frac{P_{\text{om}}}{P_{\text{V}}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{\text{CC}} - U_{\text{CES}}}{V_{\text{CC}}}$$





3. 晶体管的极限参数



$$i_{C\max} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} < I_{CM}$$

$$u_{CE\max} \approx 2V_{CC} < U_{CEO(BR)}$$

在输出功率最大时，因管压降最小，故管子损耗不大；输出功率最小时，因集电极电流最小，故管子损耗也不大。

管子功耗与输出电压峰值的关系为

$$P_T = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \underbrace{(V_{CC} - U_{OM} \sin \omega t)}_{\text{管压降}} \cdot \underbrace{\frac{U_{OM} \sin \omega t}{R_L}}_{\text{发射极电流}} d\omega t$$

P_T 对 U_{OM} 求导，并令其为0，可得

$$U_{OM} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{CC} \approx 0.6 V_{CC}$$





将 U_{OM} 代入 P_T 的表达式，可得

$$P_{Tmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

$$\text{若 } U_{CES} = 0, \text{ 则 } P_{om} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}, P_{Tmax} = \frac{2}{\pi^2} \cdot P_{om} \Big|_{U_{CES}=0} \approx 0.2 P_{om} \Big|_{U_{CES}=0}$$

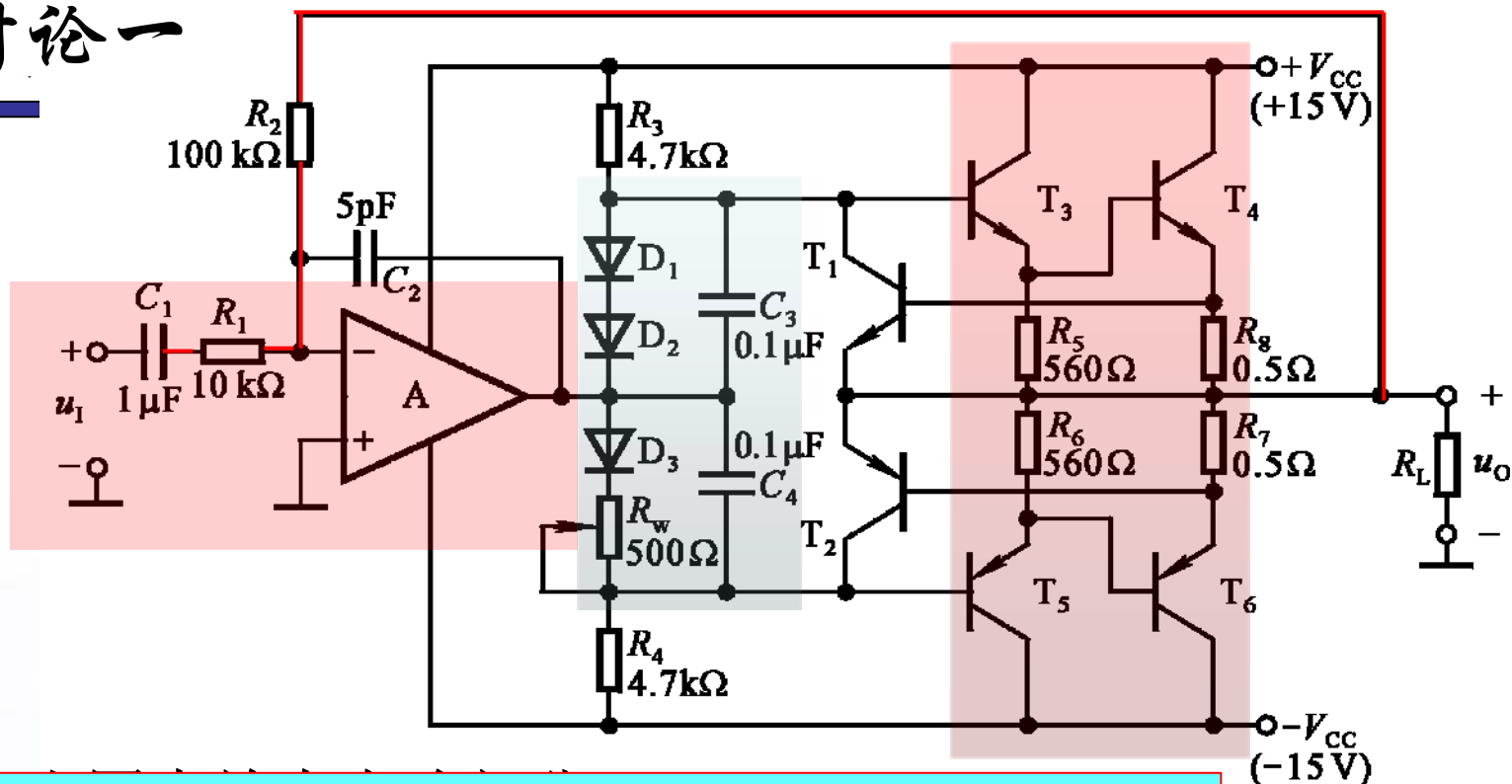
因此，选择晶体管时，其极限参数

$$\begin{cases} I_{CM} > i_{Cmax} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \\ U_{CEO(BR)} > u_{CEmax} \approx 2V_{CC} \\ P_{CM} > P_{Tmax} \approx 0.2 \times \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \end{cases}$$





讨论一



$$\dot{A}_u \approx -\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -10, U_i = \frac{U_{om}}{|\dot{A}_u|} = \frac{U_{om}}{10}$$

$$\eta = \frac{U_{om}^2}{2R_L}, \eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{om}}{V_{CC}}$$

还是交流反

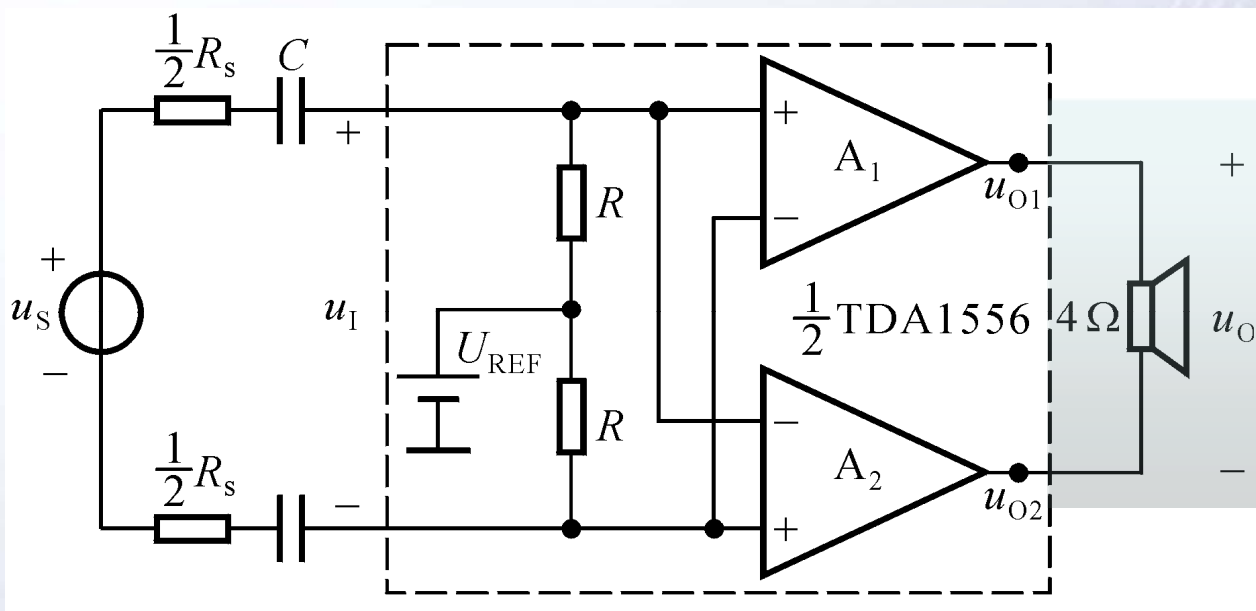
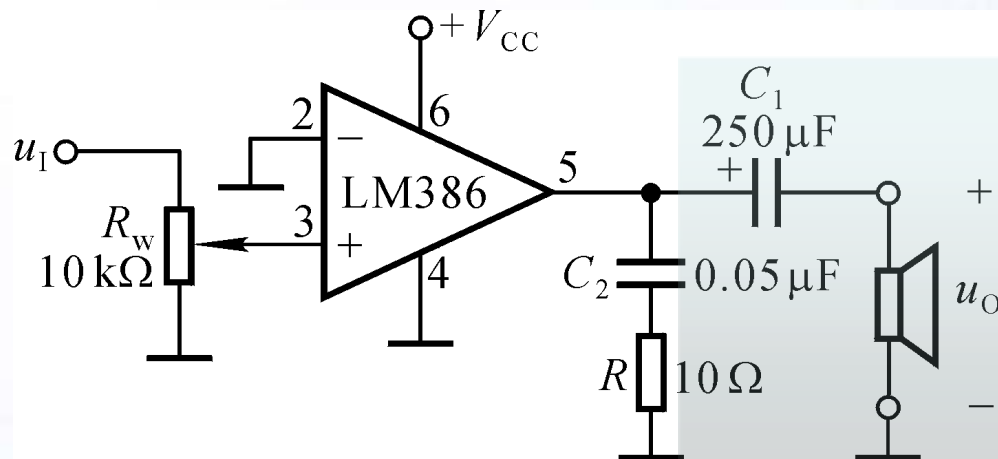
表达式;

- 说明如何估算在输出最大功率时输入电压的有效值;
- 说明 $D_1 \sim D_3$ 和 R_w 的作用, $C_1 \sim C_4$ 的作用;
- 说明哪些元件构成过流保护电路及其原理。





讨论二：图示各电路属于哪种功放？

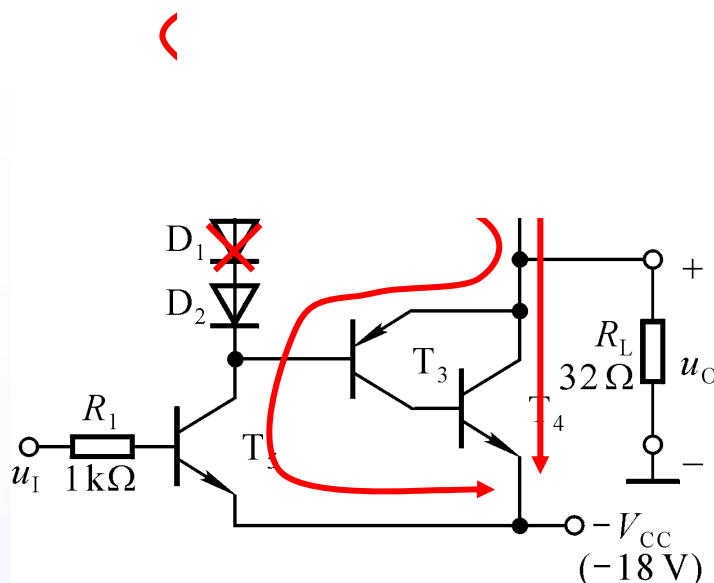




讨论三：出现下列故障时，将产生什么现象？

T_2 、 T_5 的极限参数：

$$P_{CM}=1.5W, I_{CM}=600mA, U_{BR(CEO)}=40V。$$



1. R_2 短路；
2. R_2 断路；
3. D_1 短路；
4. D_1 断路；
5. T_1 集电极开路。

故障分析的问题，答案具有多样性，需多方面思考！

功放的故障问题，特别需要考虑故障的产生是否影响功放管的安全工作！



清华大学

清华园

第十章 直流电源

2001 11 11



第十章 直流电源

§ 10.1 直流电源的组成

§ 10.2 单相整流电路

§ 10.3 滤波电路

§ 10.4 稳压管稳压电路

§ 10.5 串联型稳压电路

§ 10.6 开关型稳压电路





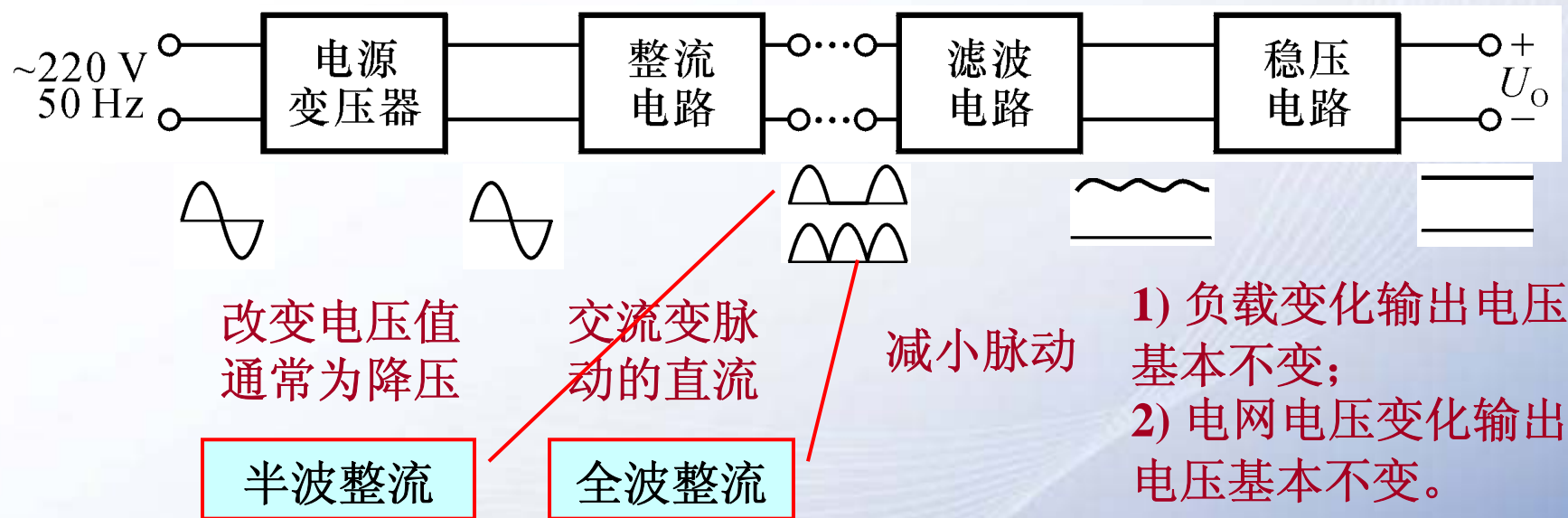
§ 10.1 直流电源的组成

直流电源的组成及各部分的作用



直流电源的组成及各部分的作用

直流电源是能量转换电路，将220V（或380V）50Hz的交流电转换为直流电。



在分析电源电路时要特别考虑的两个问题：允许电网电压波动 $\pm 10\%$ ，且负载有一定的变化范围。



§ 10.2 单相整流电路

- 一、对整流电路要研究的问题
- 二、单相半波整流电路
- 三、单相桥式整流电路





一、对整流电路要研究的问题

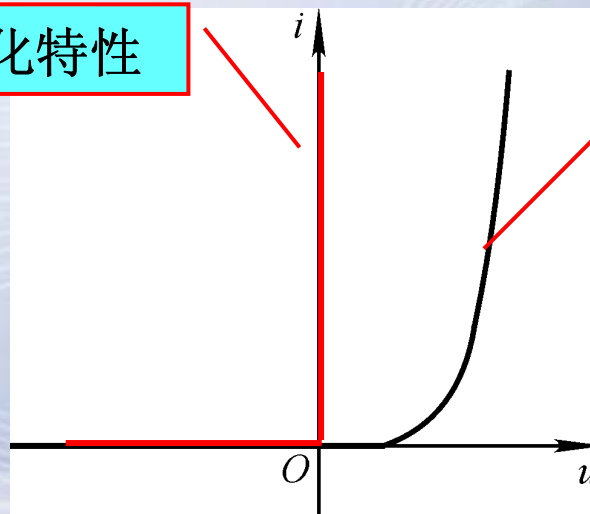
1. 电路的工作原理：即二极管工作状态、电路波形的分析
2. 输出电压和输出电流平均值：即输出脉动直流电压和电流平均值的求解方法
3. 整流二极管的选择：即二极管承受的最大整流平均电流和最高反向工作电压的分析

为分析问题简单起见，设二极管为理想二极管，变压器内阻为0。

整流二极管的伏安特性：

理想化特性

理想二极管的正向导通电压为0，即正向电阻为0；反向电流为0，即反向电阻为无穷大。

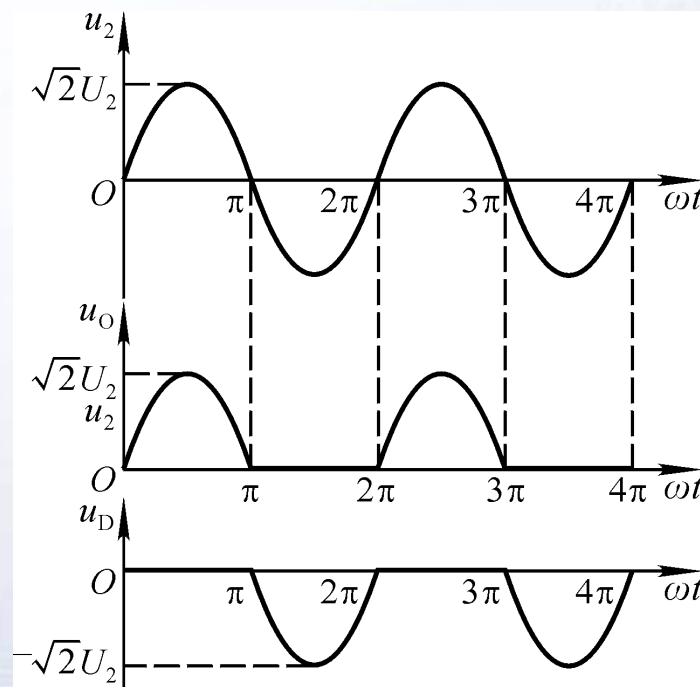
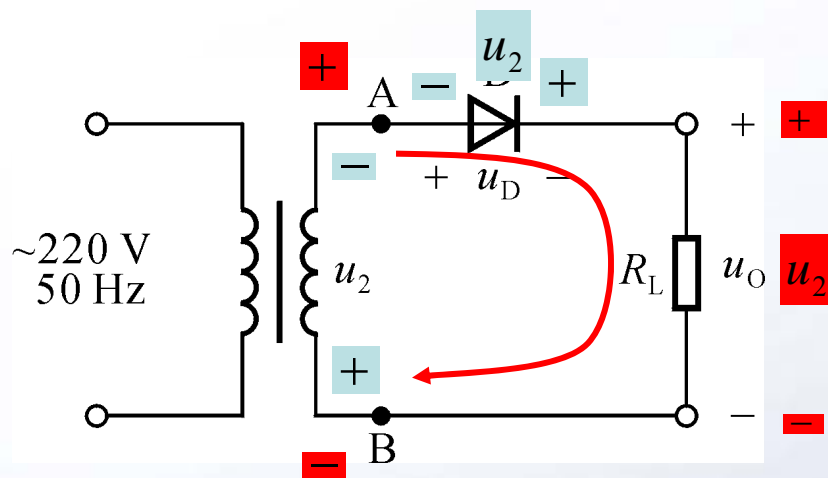


实际特性



二、单相半波整流电路

1. 工作原理



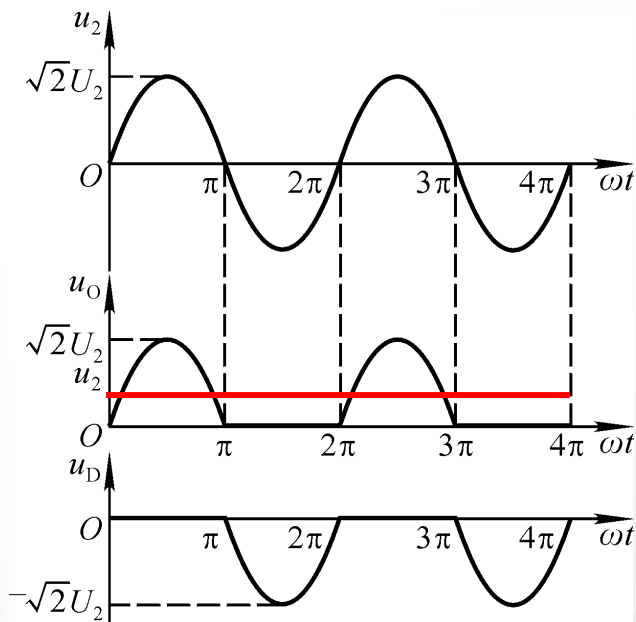
u_2 的正半周，D导通， $A \rightarrow D \rightarrow R_L \rightarrow B$ ， $u_O = u_2$ 。

u_2 的负半周，D截止，承受反向电压，为 u_2 ； $u_O = 0$ 。



2. $U_{O(AV)}$ 和 $I_{L(AV)}$ 的估算

已知变压器副边电压有效值为 U_2



$$U_{O(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t)$$

$$U_{O(AV)} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.45U_2$$

$$I_{L(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_L} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}$$

(3) 二极管的选择

$$U_{R \max} = \sqrt{2}U_2$$

$$I_{D(AV)} = I_{L(AV)} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}$$

考虑到电网电压波动范围为 $\pm 10\%$ ，二极管的极限参数应满足：

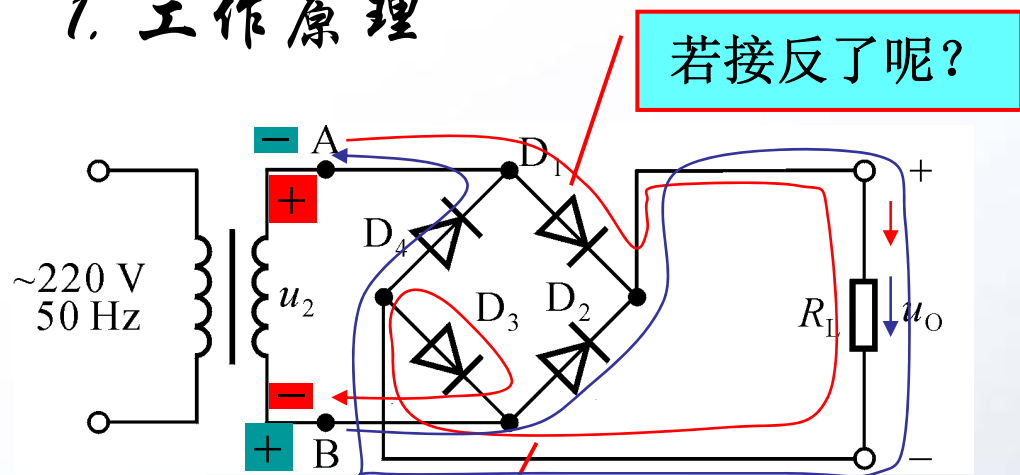
$$\begin{cases} I_F > 1.1 \times \frac{0.45U_2}{R_L} \\ U_R > 1.1\sqrt{2}U_2 \end{cases}$$





三、单相桥式整流电路

1. 工作原理



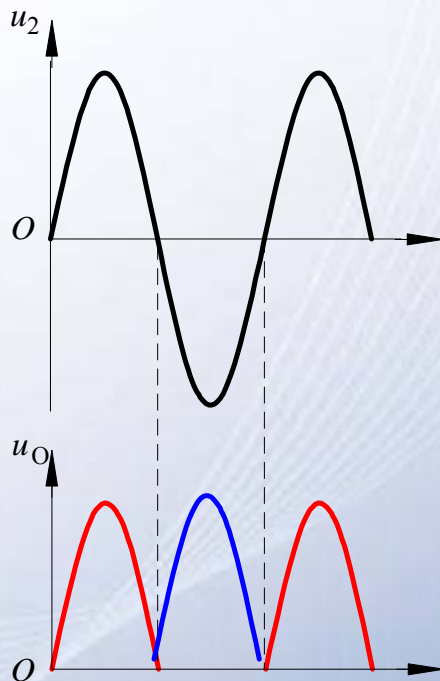
四只管子如何接?

u_2 的正半周

$A \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_3 \rightarrow B, u_O = u_2$

u_2 的负半周

$B \rightarrow D_2 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow A, u_O = -u_2$

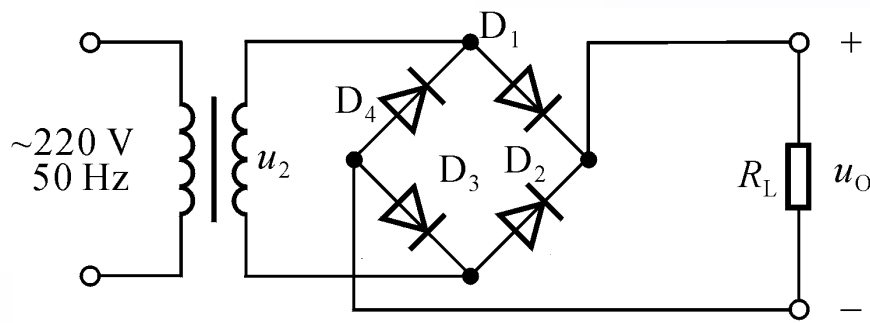


集成的桥式整流电路称为整流堆。





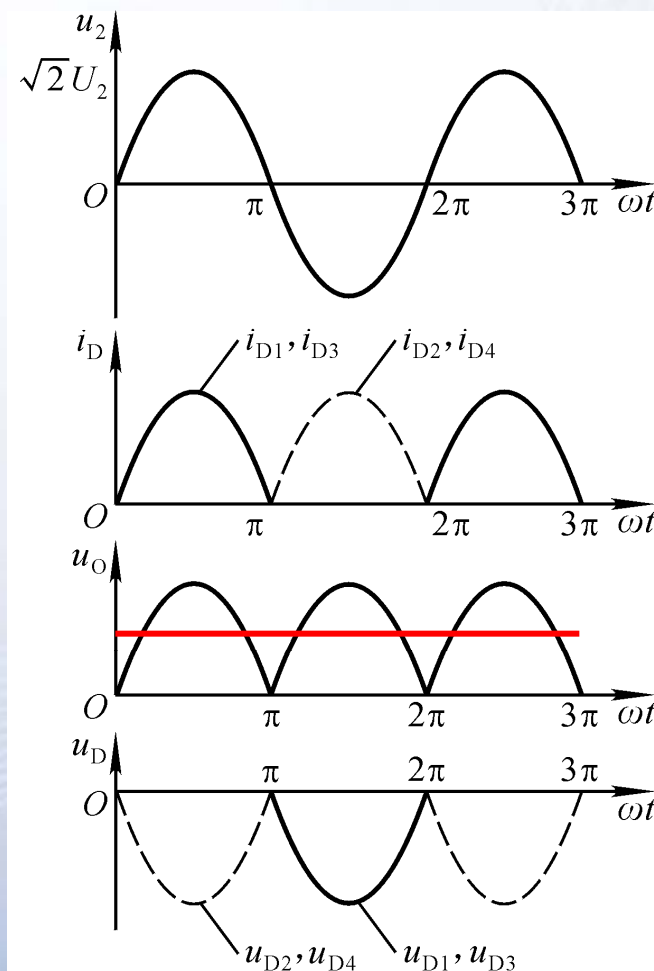
2. 输出电压和电流平均值的估算



$$U_{O(AV)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t)$$

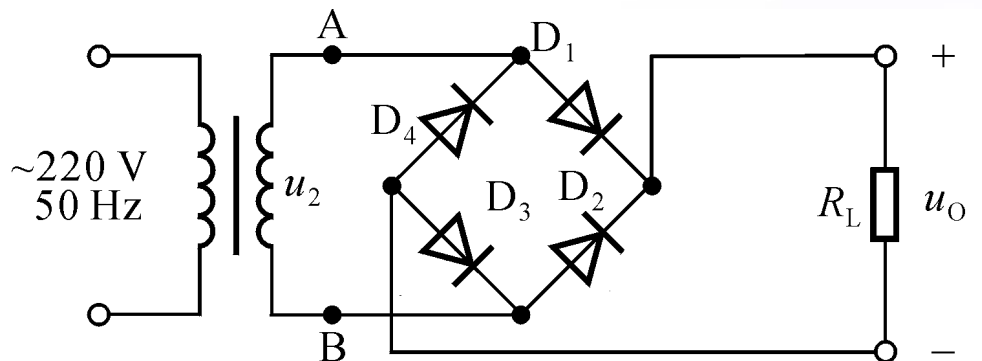
$$U_{O(AV)} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.9U_2$$

$$I_{L(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_L} \approx \frac{0.9U_2}{R_L}$$





3. 二极管的选择



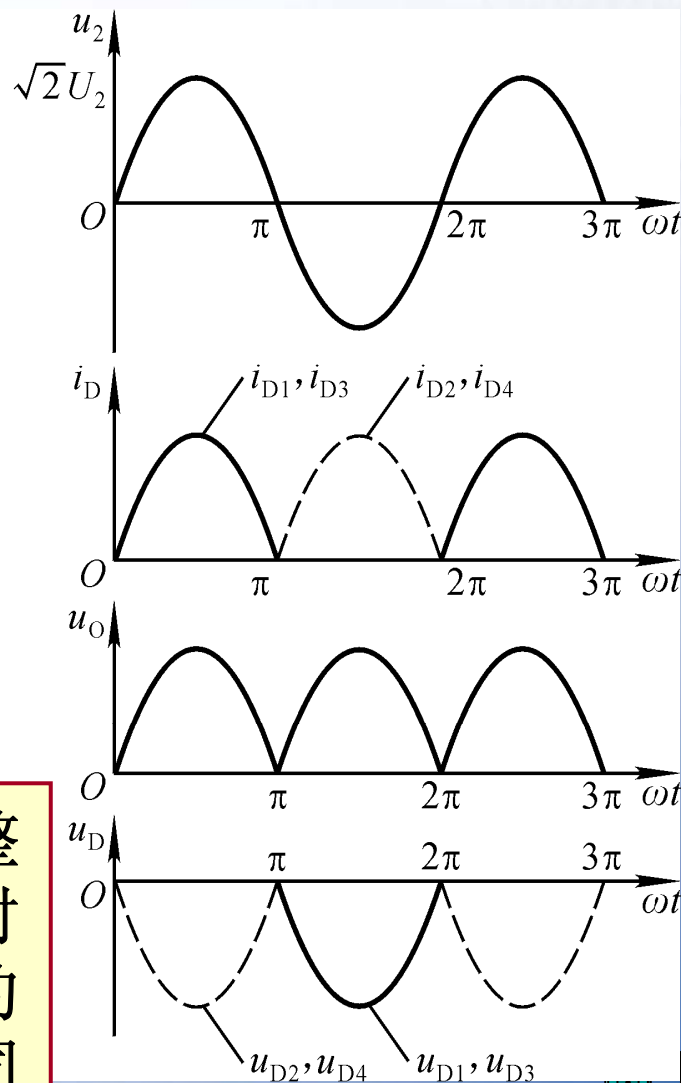
$$U_{R\max} = \sqrt{2}U_2$$

$$I_{D(AV)} = \frac{I_{L(AV)}}{2} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}$$

考虑到电网电压波动范围为
 $\pm 10\%$ ，二极管的极限参数应满足：

$$\begin{cases} I_F > 1.1 \times \frac{0.45U_2}{R_L} \\ U_R > 1.1\sqrt{2}U_2 \end{cases}$$

与半波整
流电路对
二极管的
要求相同





§ 10.3 滤波电路

一、电容滤波电路

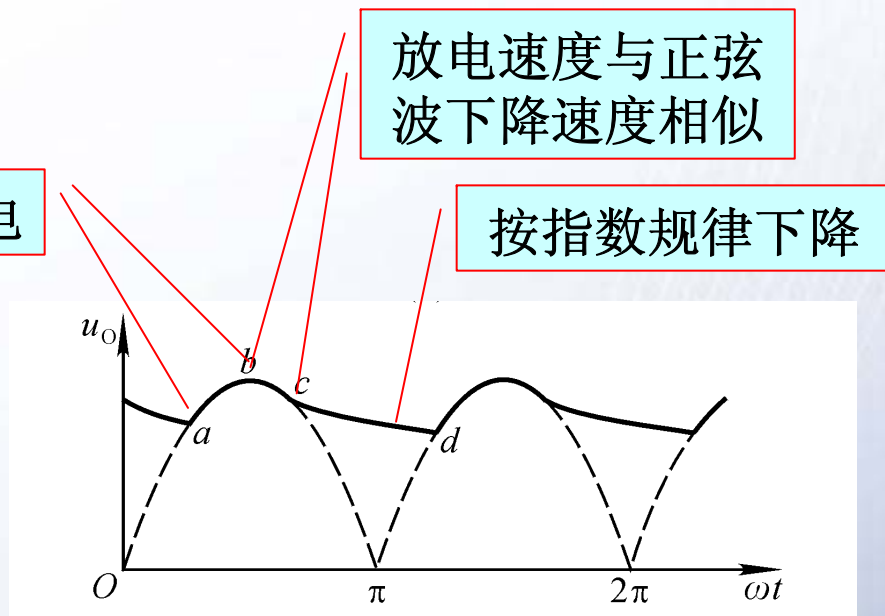
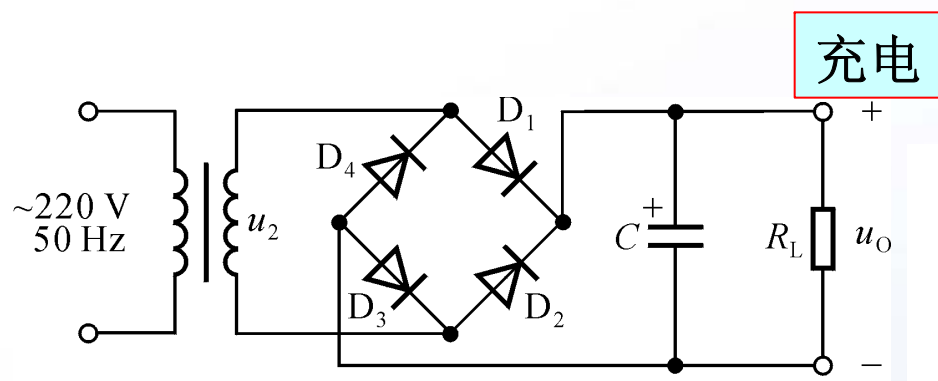
二、电感滤波电路

三、倍压整流电路

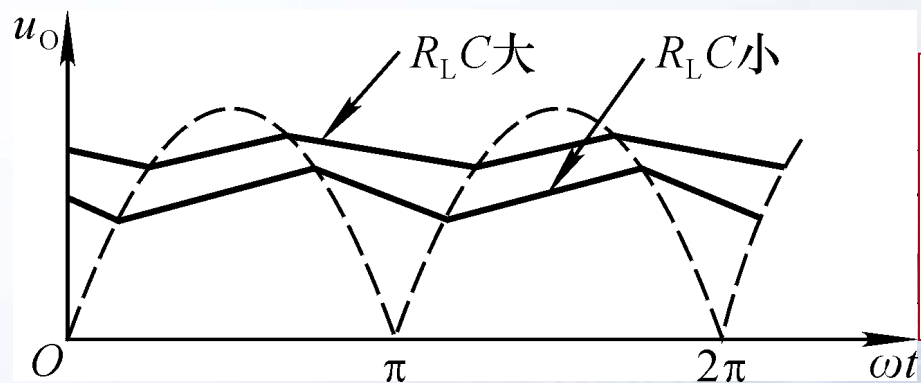




一、电容滤波电路



考虑整流电路的内阻



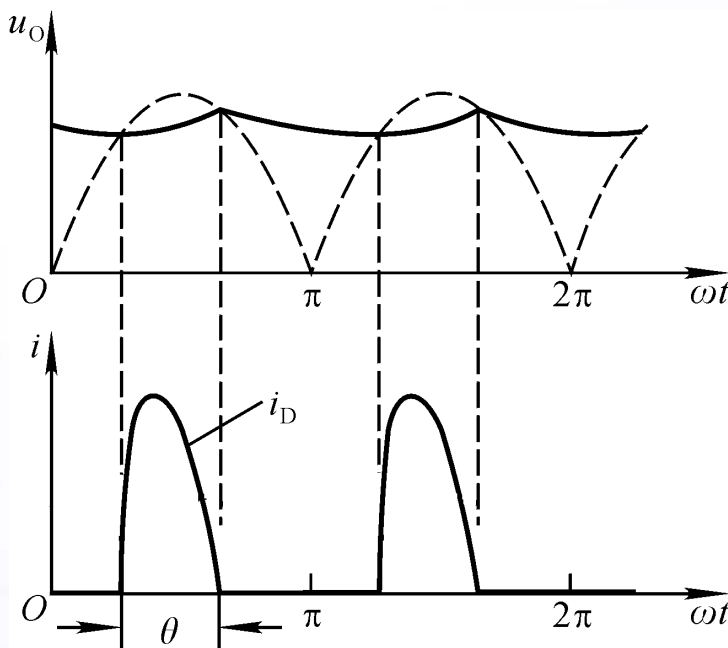
C 越大, R_L 越大, τ 越大, 放电越慢, 曲线越平滑, 脉动越小。

滤波后, 输出电压平均值增大, 脉动变小。





2. 二极管的导通角



导通角

无滤波电容时 $\theta = \pi$ 。
有滤波电容时 $\theta < \pi$ ，且
二极管平均电流增大，故其
峰值很大！

$$\begin{cases} C \uparrow \\ R_L \uparrow \end{cases} \rightarrow \tau_{\text{放电}} \uparrow \rightarrow \begin{cases} \text{脉动} \downarrow \\ U_{O(AV)} \uparrow \\ \theta \downarrow \rightarrow i_D \text{的峰值} \uparrow \end{cases}$$

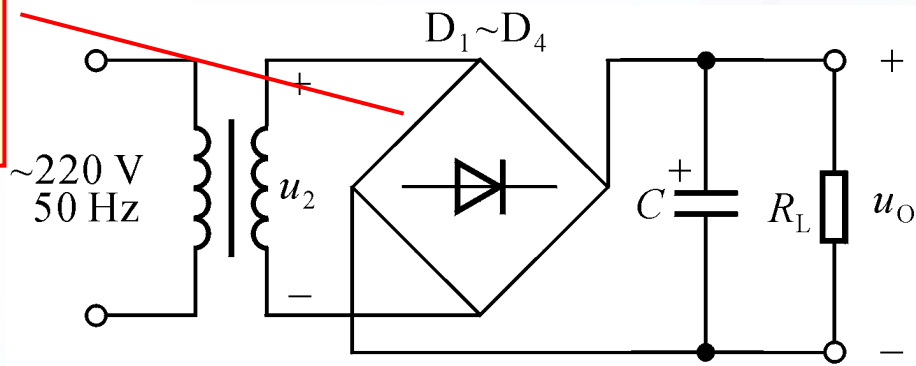
θ 小到一定程度，难于选择二极管！





3. 电容的选择及 $U_{O(AV)}$ 的估算

整流桥的
简化画法



当 $R_L C = (3 \sim 5) \frac{T}{2}$ 时, $U_{O(AV)} \approx 1.2U_2$ 。

C 的耐压值应大于 $1.1\sqrt{2}U_2$ 。

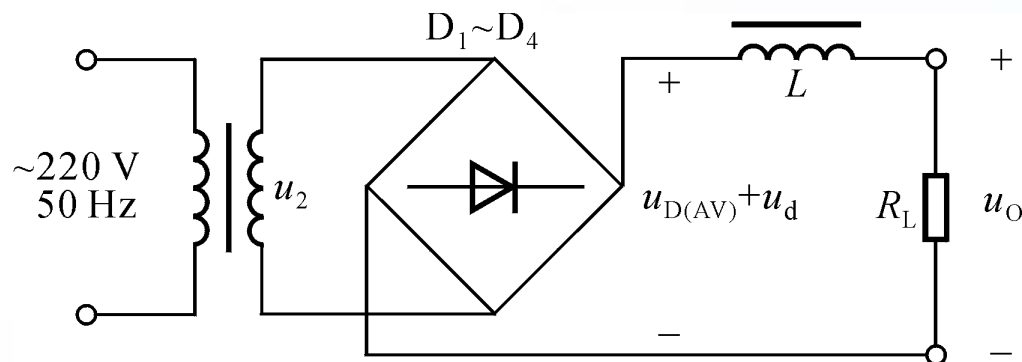
4. 优缺点

简单易行, $U_{O(AV)}$ 高, C 足够大时交流分量较小;
不适于大电流负载。



二、电感滤波电路

适于大电流负载！



$$\begin{cases} R_L \downarrow \\ L \uparrow \end{cases} \rightarrow \begin{cases} U_{O(AV)} \downarrow \\ \text{交流分量} \downarrow \end{cases}$$

当回路电流减小时，感生电动势的方向阻止电流的减小，从而增大二极管的导通角。

电感对直流分量的电抗为线圈电阻，对交流分量的感抗为 ωL 。

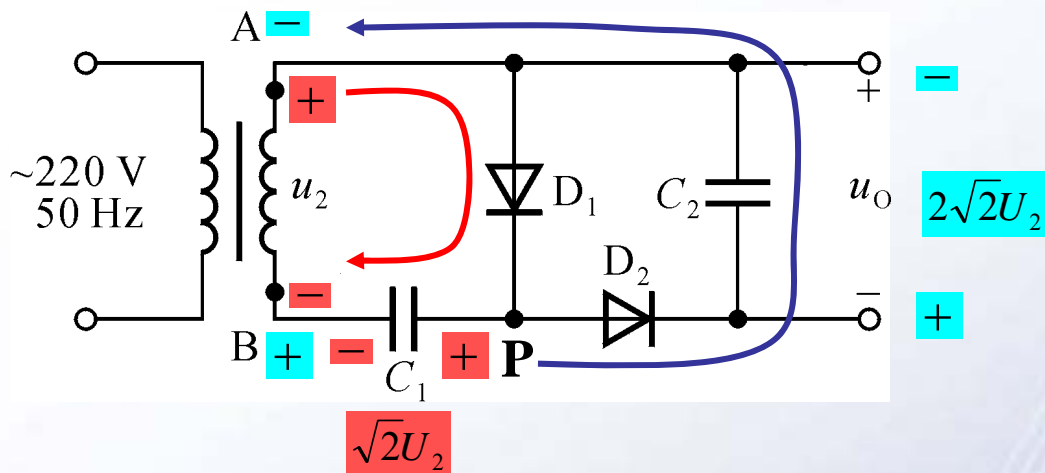
$$\text{直流分量: } U_{O(AV)} = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot U_{D(AV)} \approx \frac{R_L}{R + R_L} \times 0.9U_2$$

$$\text{交流分量: } u_{O(AC)} = \frac{R_L}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \cdot u_d \approx \frac{R_L}{\omega L} \cdot u_d$$





三、倍压整流电路



分析时的两个要点：设①负载开路，②电路进入稳态。

u_2 正半周 C_1 充电： $A \rightarrow D_1 \rightarrow C_1 \rightarrow B$ ，最终

$$U_{C1} = \sqrt{2}U_2$$

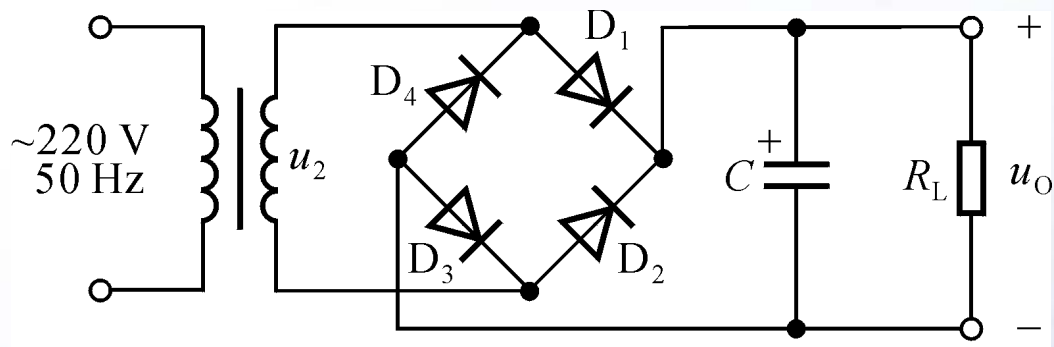
u_2 负半周， u_2 加 C_1 上电压对 C_2 充电： $P \rightarrow D_2 \rightarrow C_2 \rightarrow A$ ，最终

$$U_{C2} = 2\sqrt{2}U_2$$





讨论



已知变压器副边电压有效值为**10V**，电容足够大，判断下列情况下输出电压平均值 U_O (AV) \approx ?

1. 正常工作；
2. C 开路；
3. R_L 开路；
4. D_1 和 C 同时开路；
5. D_1 开路。





§ 10.2 稳压管稳压电路

一、稳压电路的性能指标

二、稳压管稳压电路





一、稳压电路的性能指标

1. 输出电压

2. 输出电流

3. 稳压系数 表明电网电压波动时电路的稳压性能。

在负载电流不变时，输出电压相对变化量与输入电压变化量之比。

$$S_r = \frac{\Delta U_O / U_O}{\Delta U_I / U_I} \Big|_{R_L} = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I} \cdot \frac{U_I}{U_O} \Big|_{R_L}$$

4. 输出电阻 表明负载电流变化时电路的稳压性能。

在电网电压不变时，负载变化引起的输出电压的变化量与输出电流的变化量之比。

$$R_o = \left| \frac{\Delta U_O}{\Delta I_O} \right|_{U_I}$$

5. 纹波电压 测试出输出电压的交流分量。

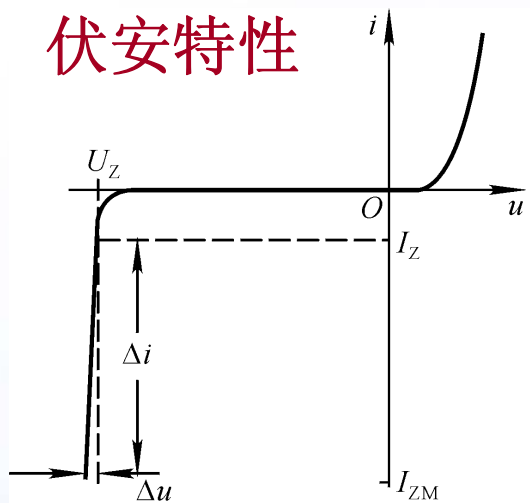




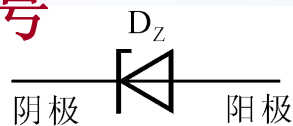
二、稳压管稳压电路

1. 稳压管的伏安特性和主要参数

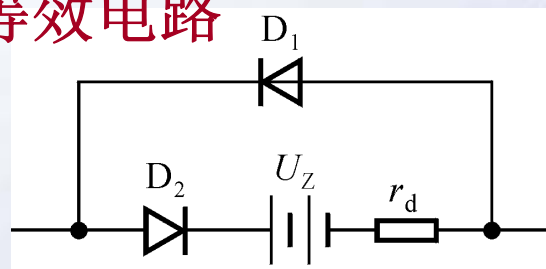
伏安特性



符号



等效电路



稳定电压 U_Z : 稳压管的击穿电压

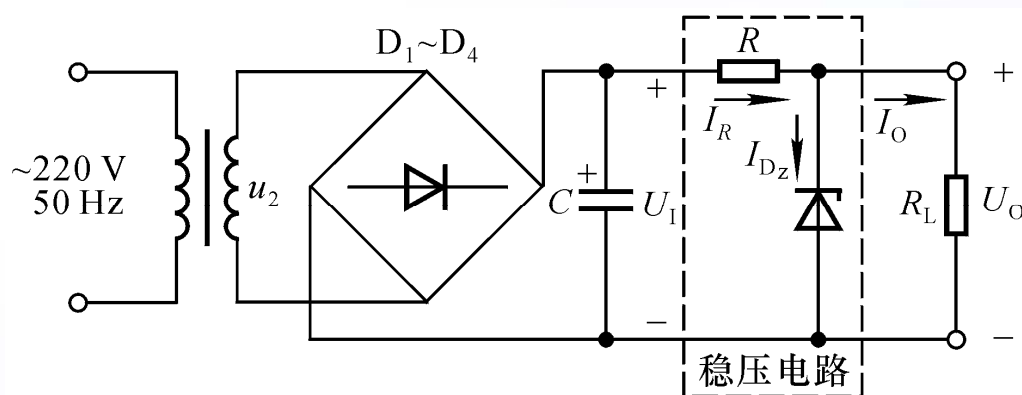
稳定电流 I_Z : 使稳压管工作在稳压状态的最小电流

最大耗散功率 P_{ZM} : 允许的最大功率, $P_{ZM} = I_{ZM} U_Z$

动态电阻 r_z : 工作在稳压状态时, $r_z = \Delta U / \Delta I$



2. 稳压管稳压电路的工作原理



$$U_I = U_R + U_O$$

$$I_R = I_{D_Z} + I_L$$

电网电压 $\uparrow \rightarrow U_I \uparrow \rightarrow U_O \uparrow (U_Z) \uparrow \rightarrow I_{D_Z} \uparrow \rightarrow I_R \uparrow \rightarrow U_R \uparrow \rightarrow U_O \downarrow$

若 $\Delta U_I \approx \Delta U_R$, 则 U_O 基本不变。利用 R 上的电压变化补偿 U_I 的波动。

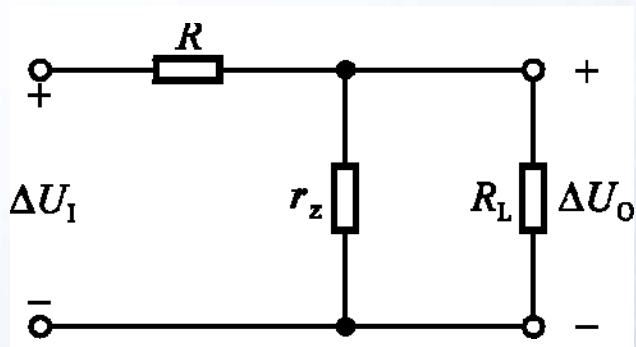
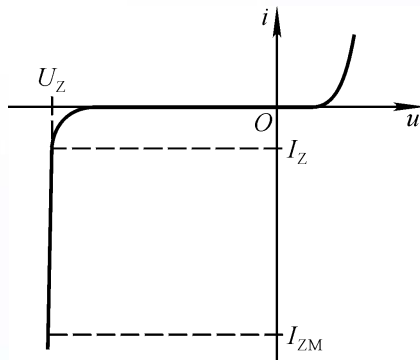
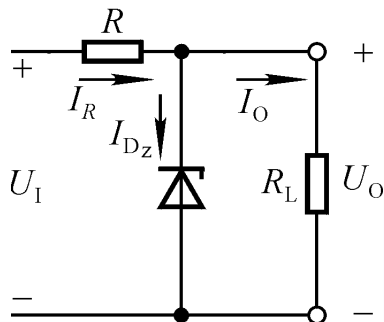
$$\begin{cases} R_L \downarrow \rightarrow U_O \downarrow (U_Z \downarrow) \rightarrow I_{D_Z} \downarrow \rightarrow I_R \downarrow \\ R_L \downarrow \rightarrow I_L \uparrow \rightarrow I_R \uparrow \end{cases}$$

若 $\Delta I_{D_Z} \approx -\Delta I_L$, 则 U_R 基本不变, U_O 也就基本不变。
利用 I_{D_Z} 的变化来补偿 I_L 的变化。





3. 稳压管稳压电路的主要指标



(1) 输出电压

$$U_O = U_Z$$

(2) 输出电流

$$I_{Z\max} - I_{Z\min} \leq I_{ZM} - I_Z$$

(3) 稳压系数

$$S_r = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I} \cdot \frac{U_I}{U_O} \bigg|_{R_L} = \frac{r_z // R_L}{R + r_z // R_L} \cdot \frac{U_I}{U_O} \approx \frac{r_z}{R} \cdot \frac{U_I}{U_O}$$

(4) 输出电阻

$$R_o = r_z // R \approx r_z$$

4. 特点

简单易行，稳压性能好。适用于输出电压固定、输出电流变化范围较小的场合。





5. 稳压管稳压电路的设计

为减小 S_r ,取值矛盾!

$$S_r \approx \frac{r_z}{R} \cdot \frac{U_I}{U_O}$$

(1) U_I 的选择 $U_I = (2 \sim 3) U_Z$

(2) 稳压管的选择 $U_Z = U_O$ $I_{ZM} - I_Z > I_{Lmax} - I_{Lmin}$

(3) 限流电阻的选择 保证稳压管既稳压又不损坏。

$$I_{D_Zmin} > I_Z \text{ 且 } I_{D_Zmax} < I_{ZM}$$

电网电压最低且负载电流最大时, 稳压管的电流最小。

$$I_{D_Zmin} = \frac{U_{Imin} - U_Z}{R} - I_{Lmax} > I_Z$$

$$R < \frac{U_{Imin} - U_Z}{I_Z + I_{Lmax}}$$

电网电压最高且负载电流最小时, 稳压管的电流最大。

$$I_{D_Zmax} = \frac{U_{Imax} - U_Z}{R} - I_{Lmin} < I_{ZM}$$

$$R > \frac{U_{Imax} - U_Z}{I_{ZM} + I_{Lmin}}$$

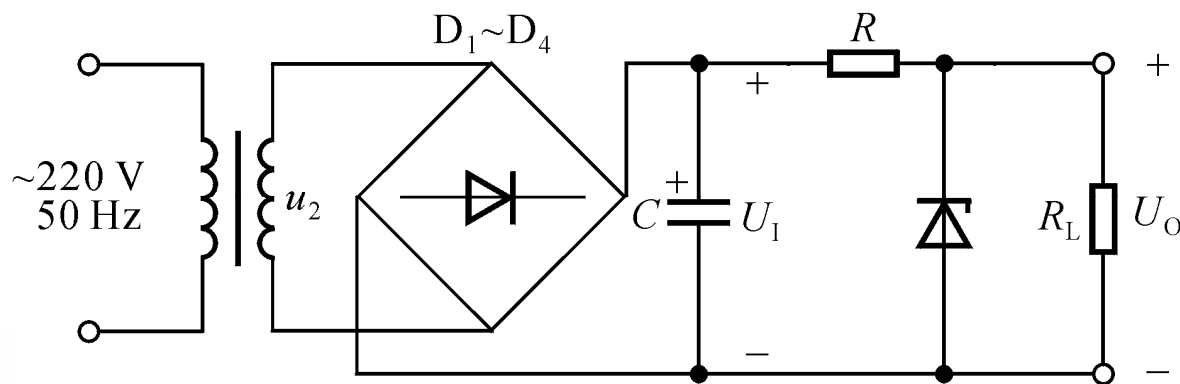
若求得 $R=200 \sim 300 \Omega$, 则该取接近 200Ω 还是接近 300Ω ? 为什么?

若求得 $R_{min} > R_{max}$, 怎么办?





讨论：稳压管稳压电路的设计



已知输出电压为
6V，负载电流为**0~30mA**。试求图示电路的参数。

依次选择稳压管、 U_I 、 R 、 C 、 U_2 、二极管

1. 输出电压、负载电流→稳压管
2. 输出电压→ U_I
3. 输出电压、负载电流、稳压管电流、 U_I → R
4. U_I 、 R →滤波电路的等效负载电阻→ C
5. U_I → U_2
6. U_2 、 R 中电流→整流二极管





§ 10.3 串联型稳压电路

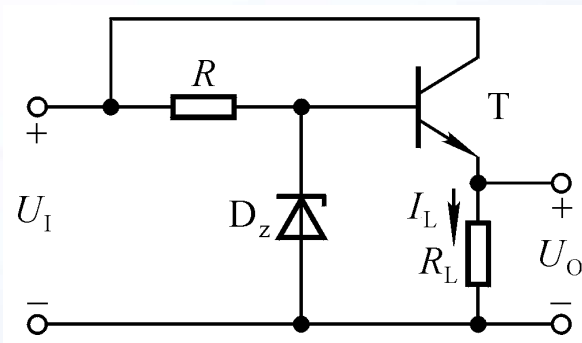
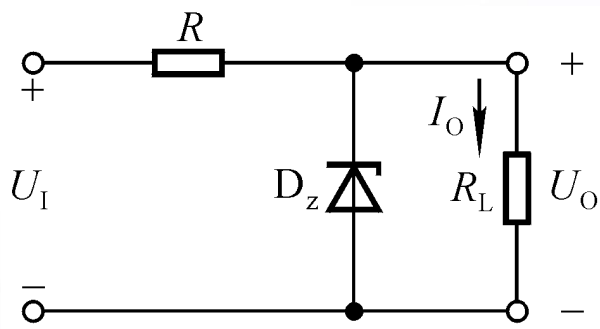
- 一、基本调整管稳压电路
- 二、具有放大环节的串联型稳压电路
- 三、集成稳压器（三端稳压器）





一、基本调整管稳压电路

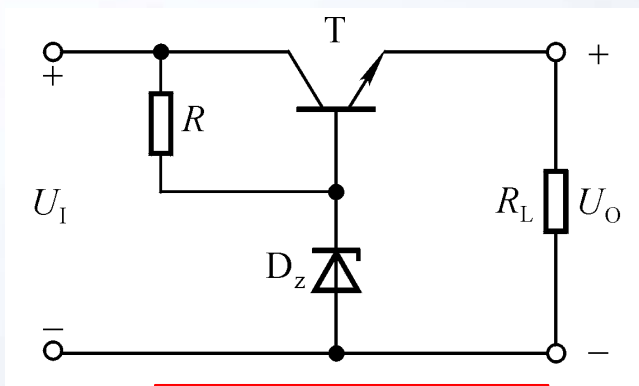
为了使稳压管稳压电路输出大电流，需要加晶体管放大。



$$I_L = (1 + \beta)I_O$$

$$U_O = U_Z - U_{BE}$$

稳压原理：电路引入电压负反馈，稳定输出电压。



$$U_O = U_I - U_{CE}$$

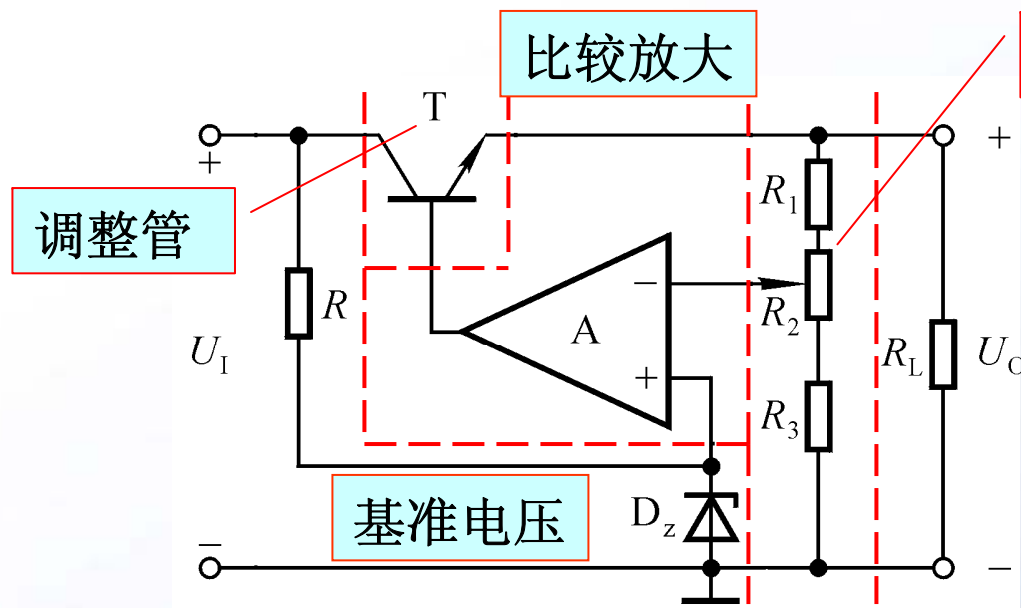
不管什么原因引起 U_O 变化，都将通过 U_{CE} 的调节使 U_O 稳定，故称晶体管为调整管。

若要提高电路的稳压性能，则应加深电路的负反馈，即提高放大电路的放大倍数。





3. 串联型稳压电路的基本组成及其作用



取样电阻

调整管：是电路的核心， U_{CE} 随 U_I 和负载产生变化以稳定 U_O 。

基准电压：是 U_O 的参考电压。

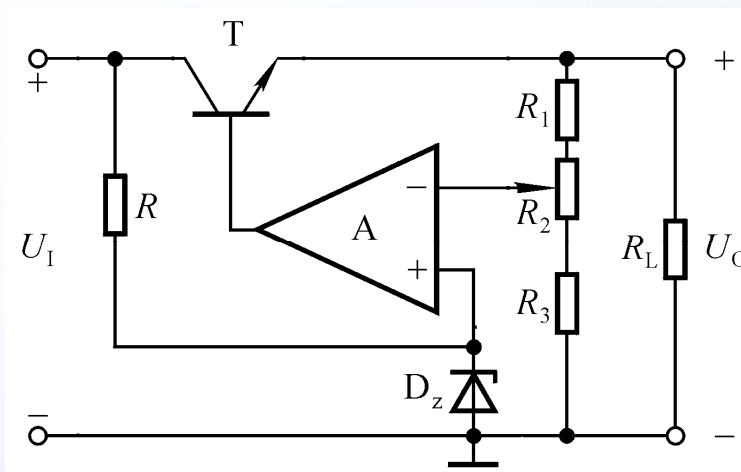
取样电阻：对 U_O 的取样，与基准电压共同决定 U_O 。

比较放大：将 U_O 的取样电压与基准电压比较后放大，决定电路的稳压性能。



4. 串联型稳压电源中调整管的选择

根据极限参数 I_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 、 P_{CM} 选择调整管！
应考虑电网电压的波动和负载电流的变化！



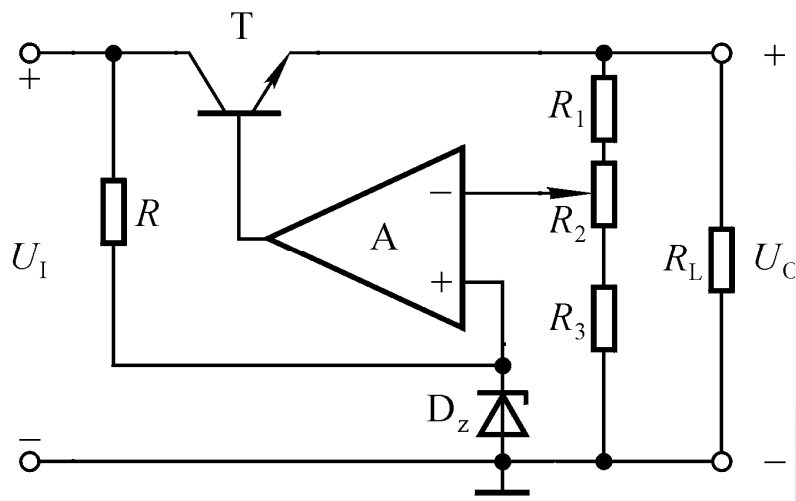
$$I_{E\max} = I_{R1} + I_{L\max} \approx I_{L\max} < I_{CM}$$

$$U_{CE\max} = U_{I\max} - U_{O\min} < U_{(BR)CEO}$$

$$P_{T\max} = I_{E\max} U_{CE\max} < P_{CM}$$



讨论一：对于基本串联型稳压电源的讨论



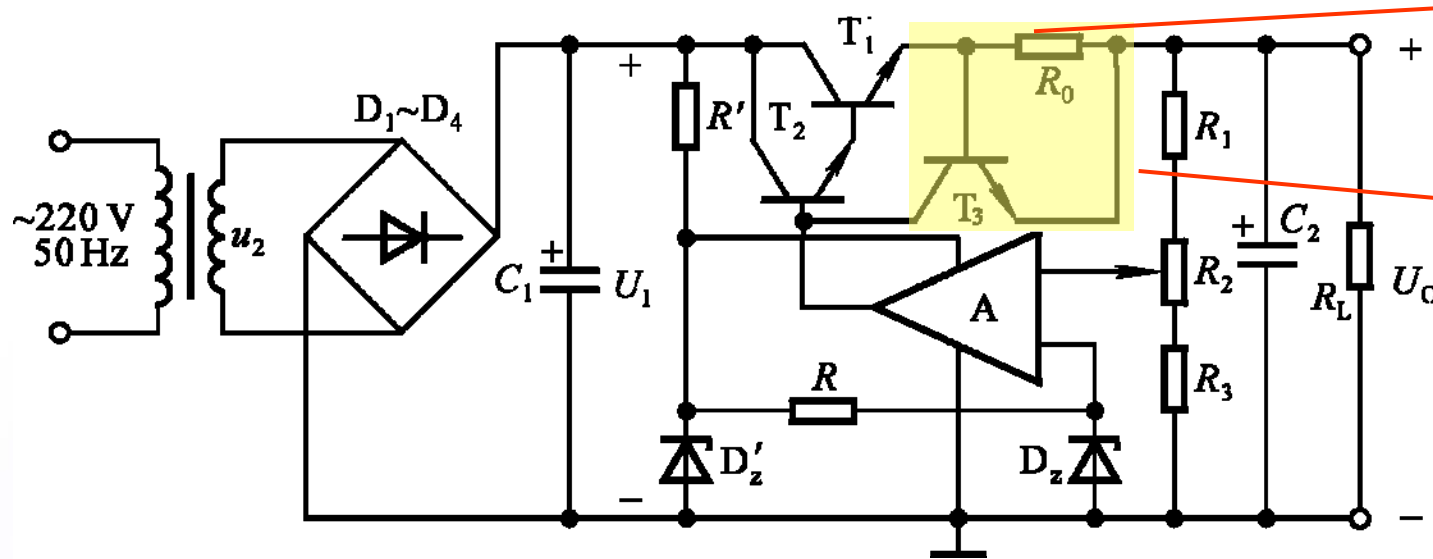
1. 若 U_O 为 $10V \sim 20V$, $R_1 = R_3 = 1k\Omega$, 则 R_2 和 U_Z 各为多少?

2. 若电网电压波动 $\pm 10\%$, U_O 为 $10V \sim 20V$, $U_{CES} = 3V$, U_I 至少选取多少伏?

3. 若电网电压 $U_I = 28V$, U_O 为 $10V \sim 20V$; 晶体管的电流放大系数为 50 , $P_{CM} = 5W$, $I_{CM} = 1A$; 集成运放最大输出电流为 $10mA$, 则最大负载电流约为多少?

应取几个极限值求出的负载电流最大值中最小的那个作为电源的性能指标——最大负载电流

讨论二：关于实用串联型稳压电源的讨论



输出电流
取样电阻

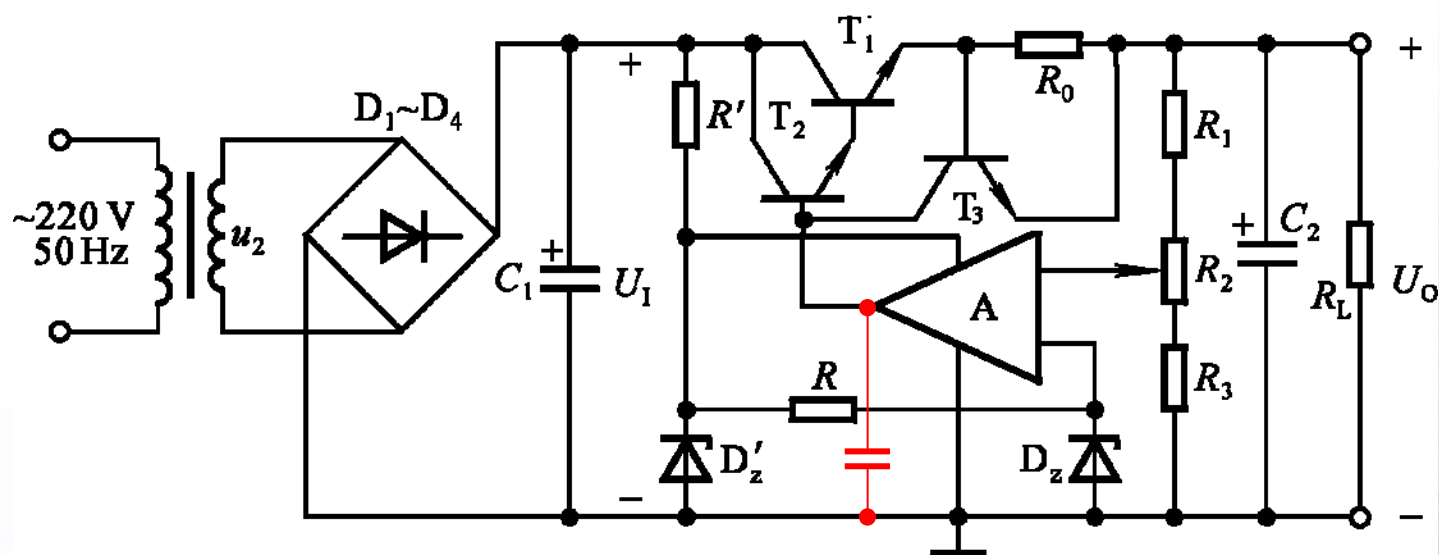
限流型过流
保护电路

$$I_{E \max} \approx \frac{U_{BE}}{R_0}$$

1. 标出集成运放的同相输入端和反相输入端；
2. 电路由哪些部分组成？
3. $U_1 = 21V$, $R_1 = R_2 = R_3 = 300 \Omega$, $U_Z = 6V$, $U_{CES} = 3V$, $U_O = ?$
4. 如何选取 R' 和 R ？



讨论三：关于实用串联型稳压电源的讨论



其电流应大于调 电路可能产生了自激振荡

5. 取样电阻的取值应大些还是小些，为什么？它们有上限值吗？
6. 若电路输出纹波电压很大，则其原因最大的可能性是什么？
7. 根据图中过流保护电路的原理组成一种限流型过流保护电路。

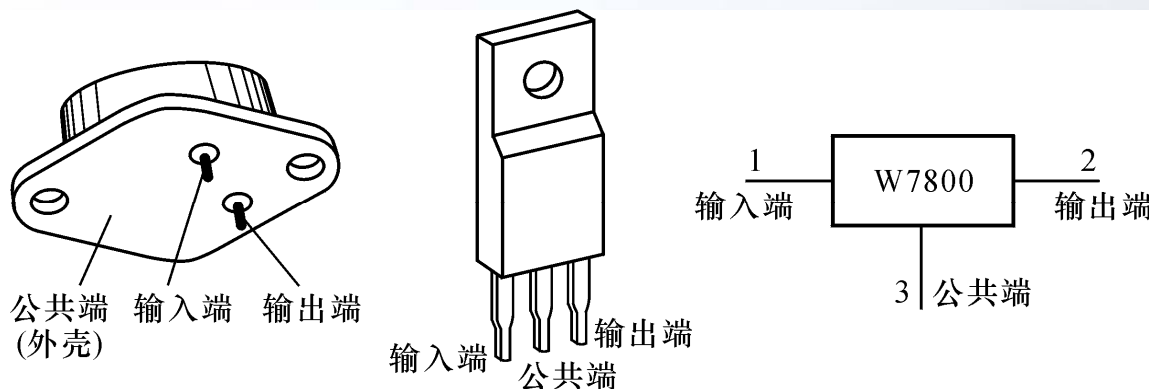




三、集成稳压器（三端稳压器）

1. W7800系列

(1) 简介



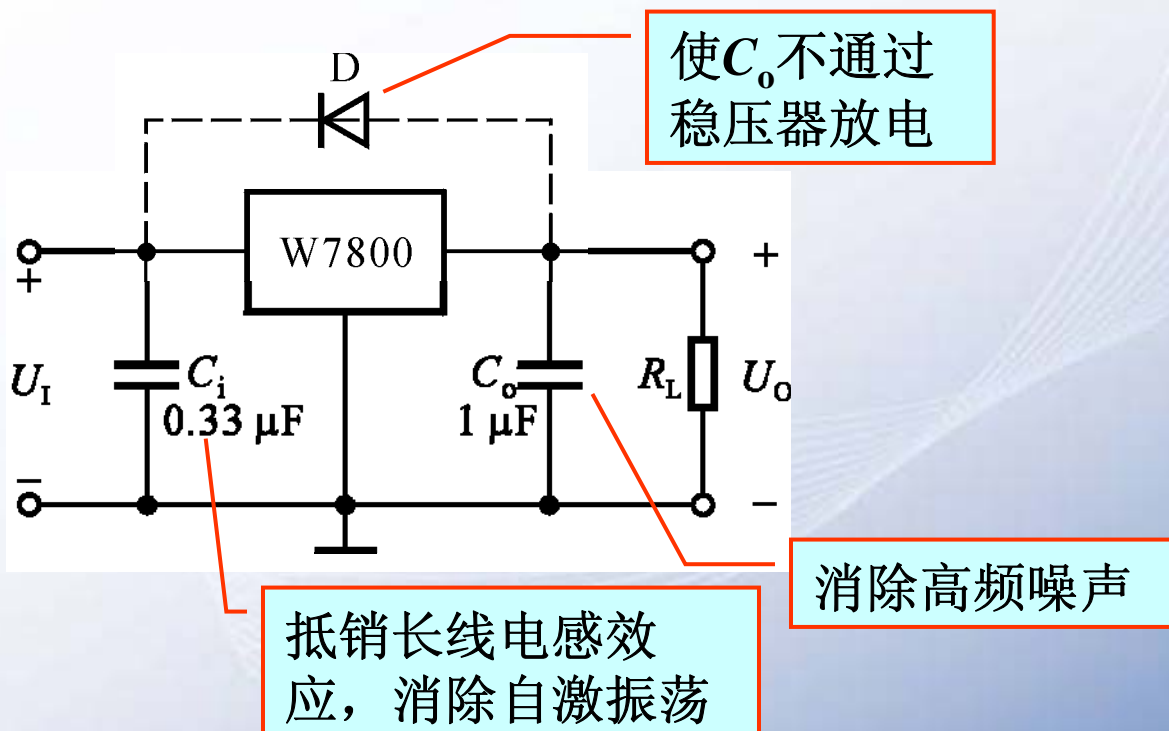
输出电压: 5V、6V、9V、12V、15V、18V、24V

输出电流: 1.5A (W7800)、0.5A (W78M00)、0.1A (W78L00)



(2) 基本应用

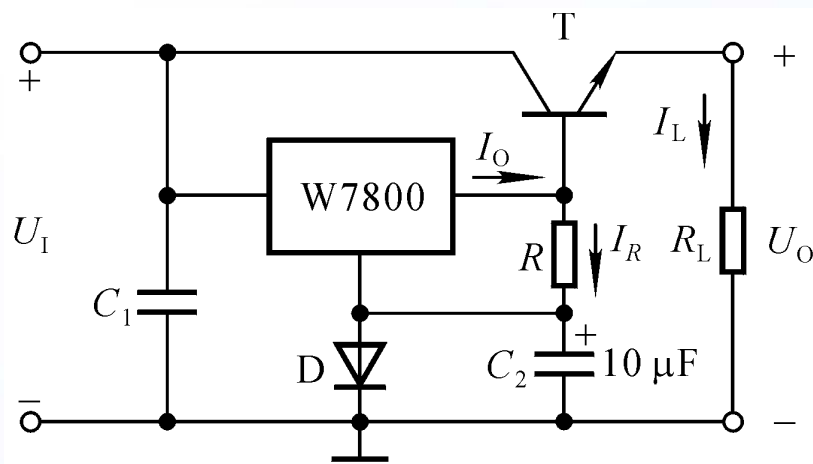
将输入端接整流滤波电路的输出，将输出端接负载电阻，构成串类型稳压电路。





(3) 输出电流扩展电路

为使负载电流大于三端稳压器的输出电流，可采用射极输出器进行电流放大。



$$I_L = (1 + \beta)(I_O - I_R)$$

很小

二极管的作用：消除 U_{BE} 对 U_O 的影响。

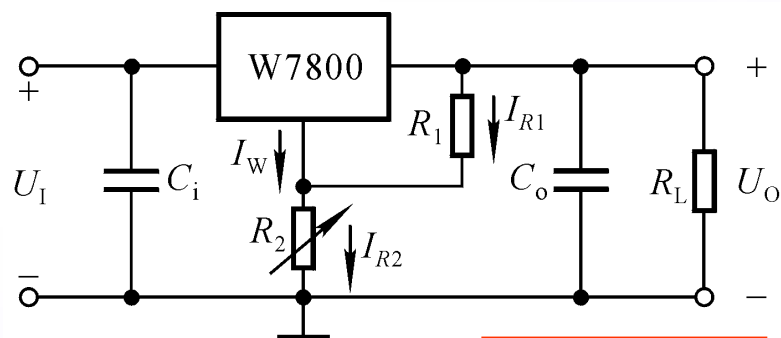
$$U_O = U'_O + U_D - U_{BE}$$

若 $U_{BE} = U_D$ ，则 $U_O = U'_O$

三端稳压器的输出电压

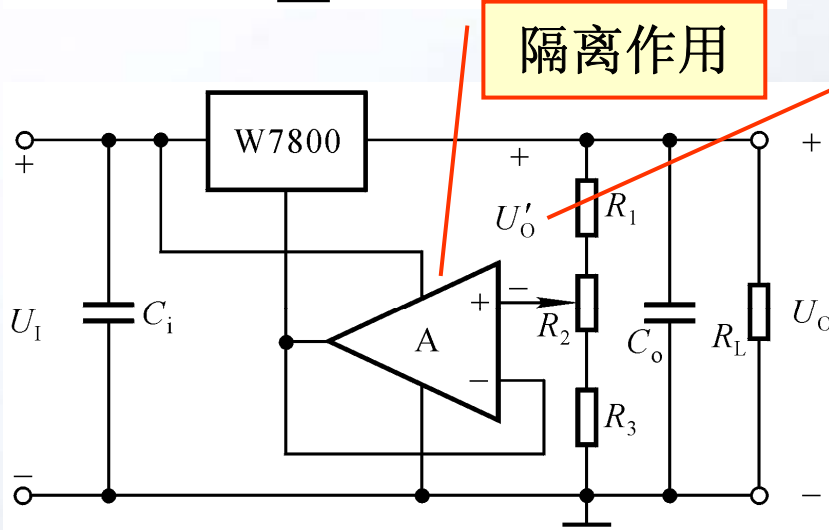


(4) 输出电压扩展电路



$$U_O = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \cdot U'_O + I_W R_2$$

I_W 为几mA， U_O 与三端稳压器参数有关。



隔离作用

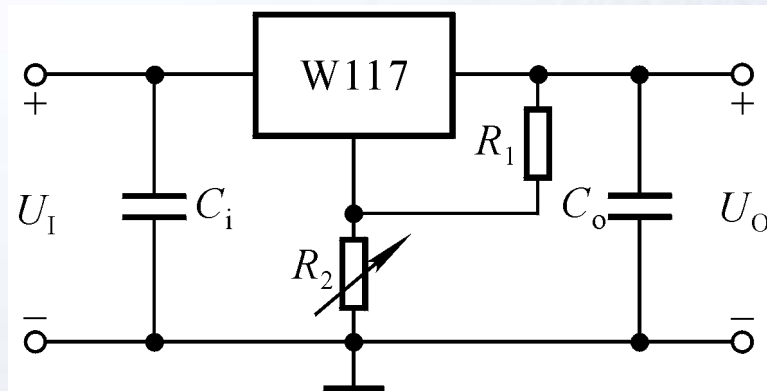
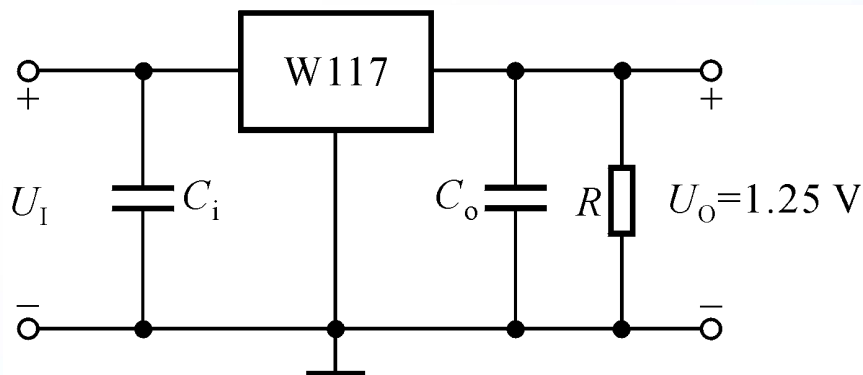
基准电压

$$\begin{aligned} \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2} \cdot U'_O &\leq U_O \\ &\leq \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot U'_O \end{aligned}$$

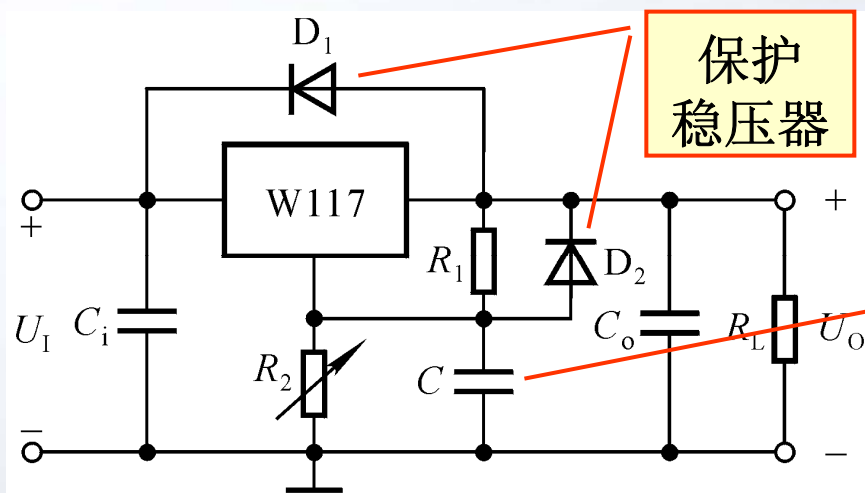


2. 基准电压源三端稳压器 W117

输出电压 $U_{\text{REF}} = 1.25\text{V}$ ，调整端电流只有几微安。



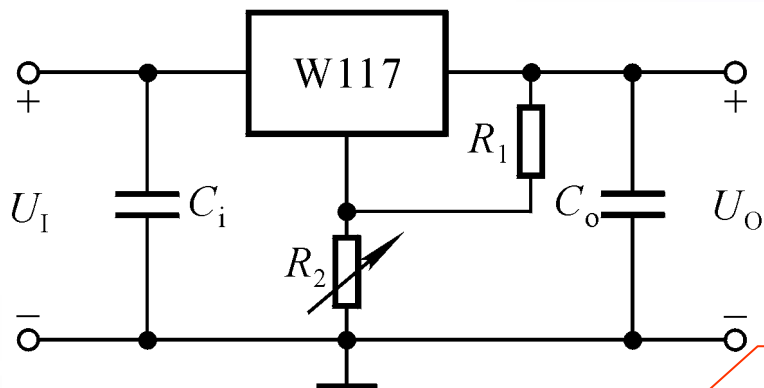
$$U_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{\text{REF}}$$



保护
稳压器

减小纹波电压

讨论三：W117的应用



$$3V \leq U_I - U_O \leq 40V$$

$$3mA \leq I_O \leq 1.5A$$

决定于 I_{Omin}

两种情况：1. 已知 U_I
2. 自己选取 U_I

决定于W117的输出

根据输出电压表达式

1. R_1 的上限值为多少？

2. U_O 可能的最大值为多少？

3. 输出电压最小值为多少？

4. $U_{Omax} = 30V$ ，选取 R_1 、 R_2 ；

5. 已知电网电压波动 $\pm 10\%$ ，输出电压最大值为 $30V$ ， U_I 至少取多少伏？

输入电压最低、输出电压最高时，
 $U_{Imin} - U_{Omax} > 3V$ 。



§ 10.4 开关型稳压电路

- 一、开关型稳压电路的特点和基本原理
- 二、串联开关型稳压电路
- 三、并联开关型稳压电路





一、开关型稳压电源的特点及基本原理

线性稳压电源：结构简单，调节方便，输出电压稳定性强，纹波电压小。缺点是调整管工作在甲类状态，因而功耗大，效率低（**20%~49%**）；需加散热器，因而设备体积大，笨重，成本高。

若调整管工作在开关状态，则势必大大减小功耗，提高效率，开关型稳压电源的效率可达**70%~95%**。体积小，重量轻。适于固定的大负载电流、输出电压小范围调节的场合。





构成开关型稳压电源的基本思路:

AC→DC→AC→DC

将交流电经变压器、整流滤波得到直流电压



控制调整管按一定频率开关, 得到矩形波



滤波, 得到直流电压

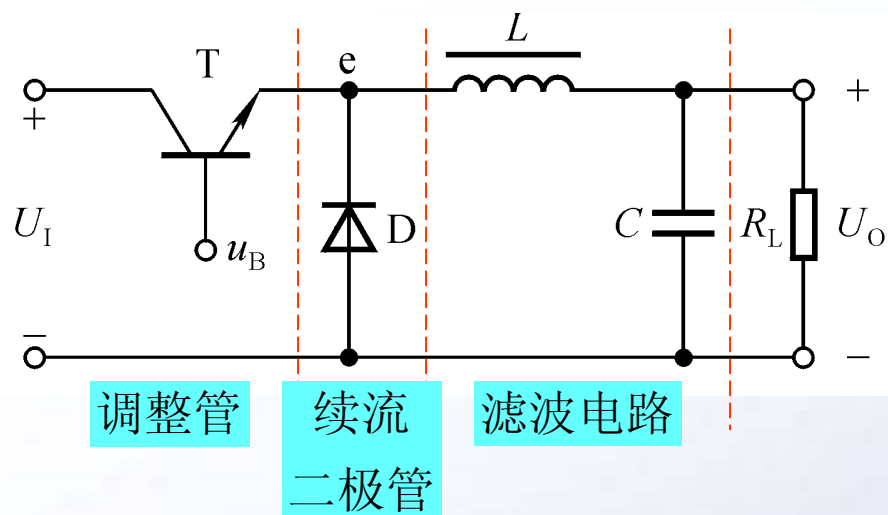
引入负反馈, 控制占空比, 使输出电压稳定。



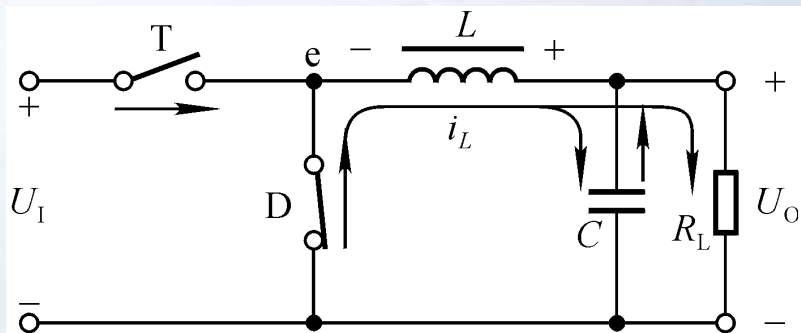


二、串联开关型稳压电路

1. 电路组成及工作原理

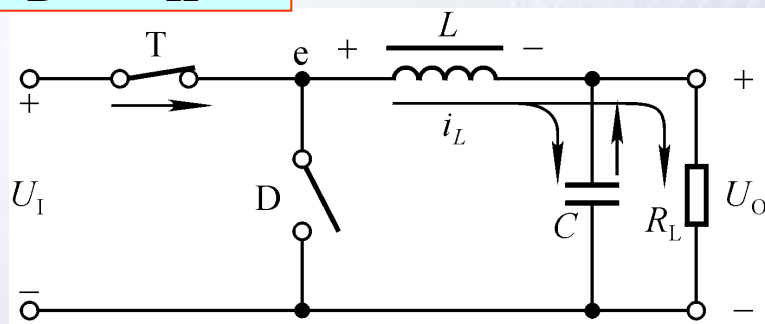


$$u_B = U_L \text{ 时}$$



T、D 均工作在开关状态。

$$u_B = U_H \text{ 时}$$



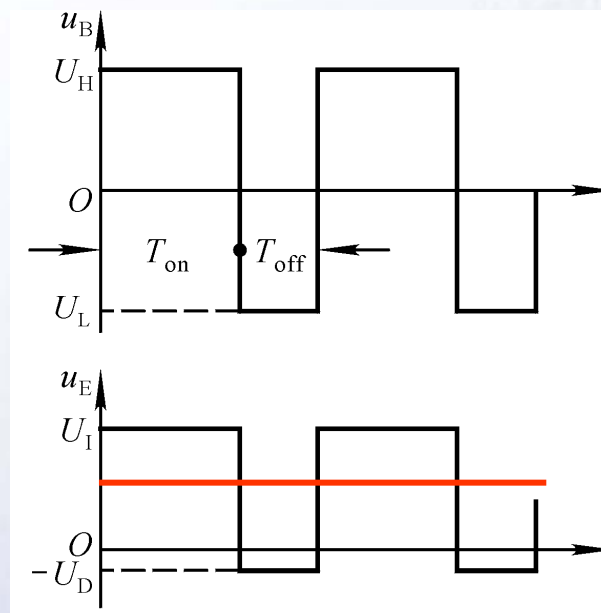
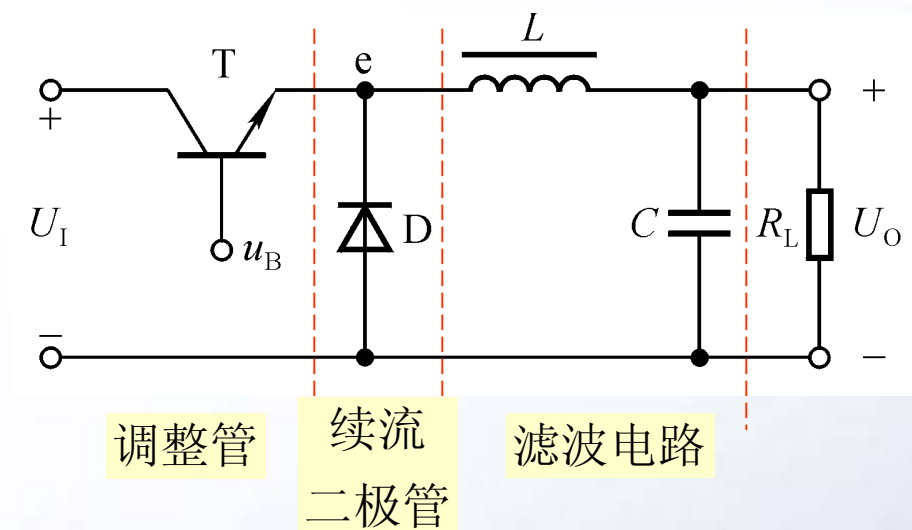
T饱和导通，D截止，
 $u_E \approx U_I$ ；L 储能，C 充电。

T截止，D导通，
 $u_E \approx -U_D$ ；L 释放
能量，C 放电。





2. 波形分析及输出电压平均值



$$U_O \approx \frac{T_{on}}{T} \cdot U_I + \frac{T_{off}}{T} \cdot (-U_D) \approx \delta U_I$$

关键技术：大功率高频管，高质量磁性材料

稳压原理：若某种原因使输出电压升高，则应减小占空比。

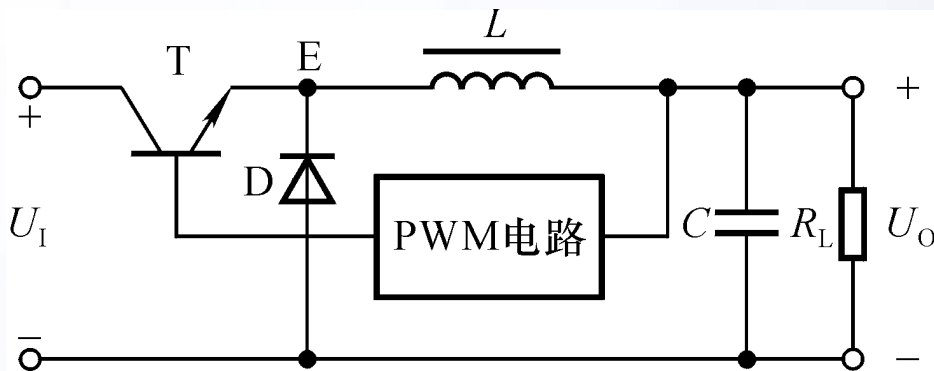




3. 稳压原理

脉冲宽度调制式：PWM电路作用：

$$U_O \uparrow \rightarrow T_{\text{on}} \downarrow \rightarrow \delta \downarrow \rightarrow U_O \downarrow$$



其它控制方式：

脉冲频率调制式： $U_O \uparrow \rightarrow T \uparrow$ （脉宽不变） $\rightarrow \delta \downarrow \rightarrow U_O \downarrow$

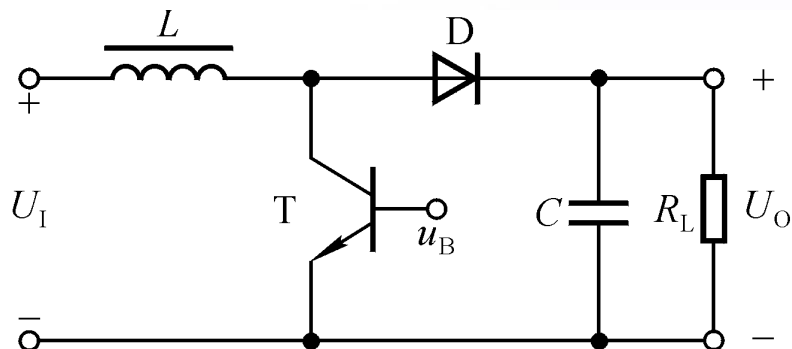
混合调制式： $U_O \uparrow \rightarrow T \uparrow \quad T_{\text{on}} \downarrow \rightarrow \delta \downarrow \rightarrow U_O \downarrow$

在串联开关型稳压电路中 $U_O < U_I$ ，故为降压型电路。

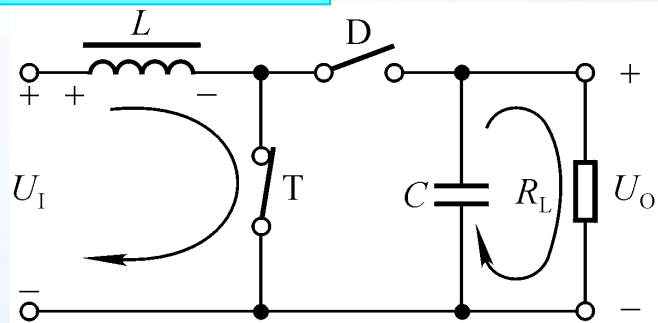


三、并联开关型稳压电路（升压型）

1. 工作原理



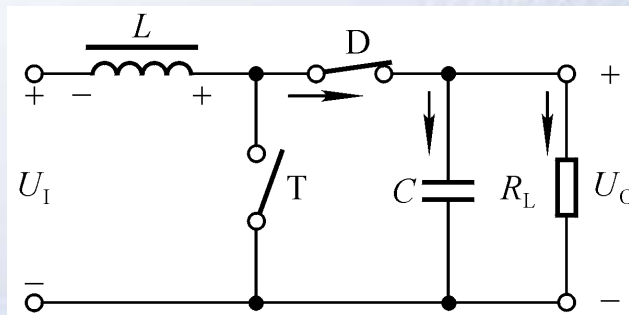
$u_B = U_H$ 时



T饱和导通， L 储能， D 截止， C 对负载放电。

要研究调整管在饱和导通和截止状态下电路的工作情况。

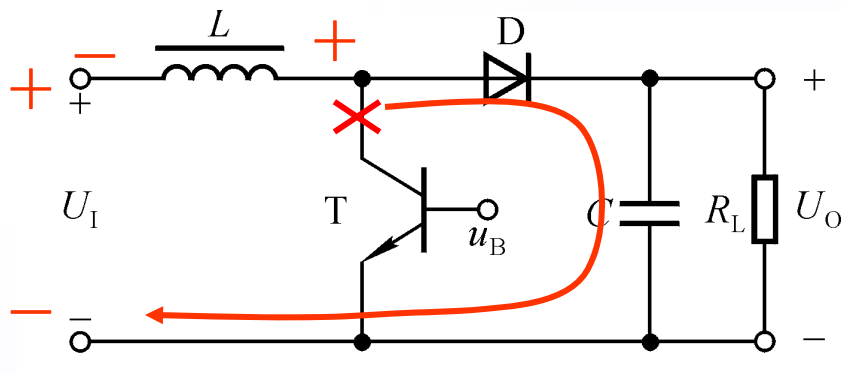
$u_B = U_L$ 时



T截止， L 产生感生电动势， D 导通； U_I 与 L 所产生的感生电动势相加对 C 充电。

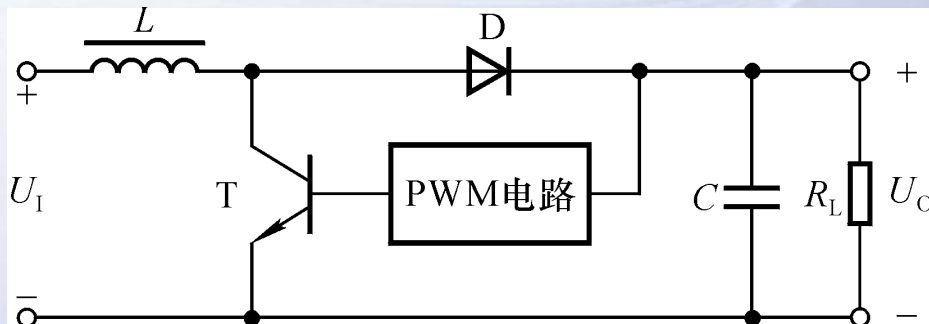


2. 输出电压



只有 L 足够大，才能升压；只有 C 足够大，输出电压交流分量才足够小！

在周期不变的情况下， u_B 占空比越大，输出电压平均值越高。





讨论

1. 什么样的电子设备适于用开关型稳压电源作能源？
2. 在开关型稳压电源中，调整管的开关信号频率高些好还是低些好？为什么？
3. 在开关型稳压电源中是否可不用电源变压器而直接进行整流？为什么？
4. 如何使开关型稳压电路输出电压有较小的调节范围？



The image shows the main gate of Tsinghua University, a grand neoclassical structure with four large columns and a central archway. The gate is made of light-colored stone or concrete. Above the archway, the university's name is inscribed in Chinese characters. The background features lush green trees and a clear blue sky. The overall scene is bright and sunny.

清華園

复习与考试



复习与考试

- 一、考查什么
- 二、复习什么
- 三、怎样复习
- 四、复习举例：集成运放应用电路





一、考查什么

- 会看：电路的识别、定性分析。

- 如是哪种电路：

- 共射、共基、共集、共源、共漏、差分放大电路及哪种接法
- 引入了什么反馈
- 比例、加减、积分、微分……运算电路
- 低通、高通、带通、带阻有源滤波器
- 单限、滞回、窗口电压比较器
- 正弦波、矩形波、三角波、锯齿波发生电路
- **OTL**、**OCL**、**BTL**、变压器耦合乙类推挽功率放大电路
- 线性、开关型直流稳压电源……

- 又如性能如何：

- 放大倍数的大小、输入电阻的高低、带负载能力的强弱、频带的宽窄
- 引入负反馈后电路是否稳定
- 输出功率的大小、效率的高低
- 滤波效果的好坏
- 稳压性能的好坏……





- 会算：电路的定量分析。

- 例如求解

- 电压放大倍数、输入电阻、输出电阻
- 截止频率、波特图
- 深度负反馈条件下的放大倍数
- 运算关系
- 电压传输特性
- 输出电压波形及其频率和幅值
- 输出功率及效率
- 输出电压的平均值、可调范围





- 会选：根据需求选择电路及元器件
 - 在已知需求情况下选择电路形式，例如：
 - 是采用单管放大电路还是采用多级放大电路；是直接耦合、阻容耦合、变压器耦合还是光电耦合；是晶体管放大电路还是场效应管放大电路；是否用集成放大电路。
 - 是采用电压串联负反馈电路、电压并联负反馈电路、电流串联负反馈电路还是采用电流并联负反馈电路。
 - 是采用文氏桥振荡电路、**LC**正弦波振荡电路还是采用石英晶体正弦波振荡电路。
 - 是采用**OTL**、**OCL**、**BTL**电路还是变压器耦合乙类推挽电路
 - 是采用电容滤波还是电感滤波
 - 是采用稳压管稳压电路还是串联型稳压电路



- **会选：** 根据需求选择电路及元器件
 - 在已知功能情况下选择元器件类型，例如：
 - 是采用低频管还是高频管。
 - 是采用通用型集成运放还是采用高精度型、高阻型、低功耗.....集成运放。
 - 采用哪种类型的电阻、电位器和电容
 - 在已知指标情况下选择元器件的参数
 - 电路中所有电阻、电容、电感等的数值；半导体器件的参数，如稳压管的稳定电压和耗散功率，晶体管的极限参数等。





- 会选：根据需求选择电路及元器件

- 例如：实现下列电路

- 组成放大倍数大于 10^4 、输入电阻大于 $2\text{M}\Omega$ 、输出电阻小于 100Ω 、可以放大缓慢变化信号的放大电路
- 实现三路信号的加法运算
- 将直流信号转换成频率与之幅值成线性关系的矩形波信号
- 取掉信号中的直流成分
- 将正弦波变为方波
- 产生 100kHz 的正弦波
- 产生 10MHz 的正弦波
- 输出电压为 $10\sim 20\text{V}$ 负载电流为 3A 的直流稳压电源
-





- 会调：
 - 电路调试的方法及步骤。
 - 调整电路性能指标应改变哪些元件参数、如何改变。
 - 电路故障的判断和消除。
 - 例如
 - 调整放大器的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻的方法与步骤
 - 调整三角波振荡电路的振荡频率和幅值达到预定值的方法和步骤
 - 电路中某元件断路或短路将产生什么现象。
 - 电路出现异常情况可能的原因。
 -





二、复习什么

- 以基本概念、基本电路、基本分析方法为主线
- 概念和性能指标：每个术语的物理意义，如何应用。
- 基本电路：电路结构特征、性能特点、基本功能、适用场合，这是读图的基础。见表11.2.1
 - 基本放大电路
 - 集成运放
 - 运算电路
 - 有源滤波电路
 - 正弦波振荡电路
 - 电压比较器
 - 非正弦波振荡电路
 - 信号变换电路
 - 功率放大电路
 - 直流电源





• 基本分析方法

通常，不同类型的电路采用不同的方式来描述其功能和性能指标，不同类型电路的指标参数有不同的求解方法。即正确识别电路，并求解电路

— 例如

- 放大电路用放大倍数、输入电阻、输出电阻和通频带描述
- 运算电路用运算关系式描述
- 电压比较器用电压传输特性描述
- 有源滤波器用幅频特性描述
- 功率放大电路用最大输出功率和效率描述
- 波形发生电路用输出电压波形及其周期和振幅描述

— 例如

- 求解放大电路的参数用等效电路法
- 求解运算电路要利用节点电流法、叠加原理
- 求解电压比较器的电压传输特性要求解三要素
- 见11.2.2节



三、怎样复习

- 重点是基础知识：基本概念、电路、方法
- 识别电路是正确分析电路的基础
- 特别注意基础知识的综合应用，融会贯通。例如：
 - 非正弦波发生电路既含有运算电路（积分电路）又含有电压比较器（滞回比较器），即既包含集成运放工作在线性区的电路又包含集成运放工作在非线性区的电路。
 - 功率放大电路需要和前级电路匹配才能输出最大功率，且为了消除非线性失真通常要引入负反馈。因此，实用功放涉及到放大的概念、放大电路的耦合问题、反馈的判断和估算、自激振荡和消振、功放的输出功率和效率。
 - 串联型稳压电源本身既是一个负反馈系统，又是大功率电路，还要考虑电网电压的影响。





四、复习举例： 集成运放应用电路

