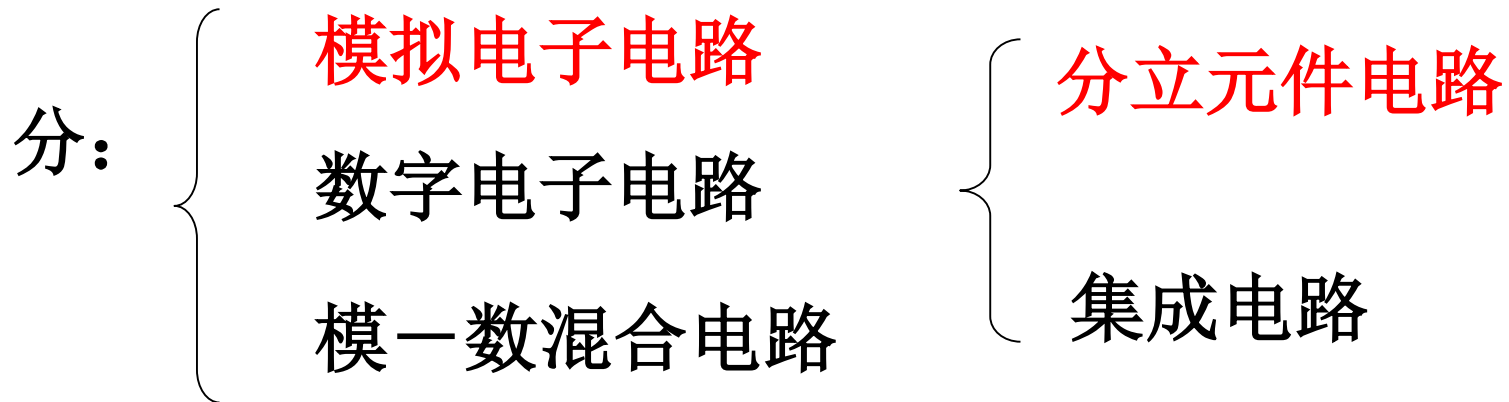


模拟电子技术基础



概述

电子电路——由若干相互联接、相互作用的基本电子电路组成的、具有特定功能的电路整体

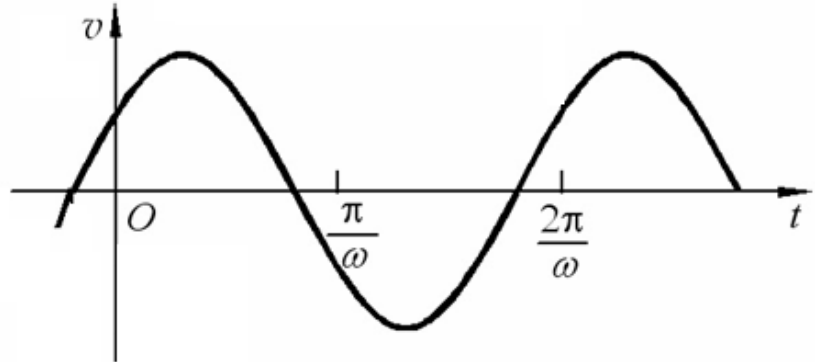
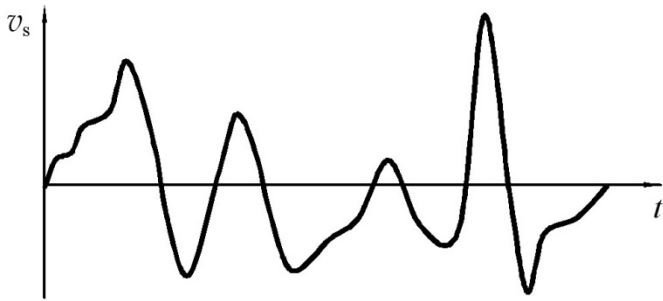


数字电路——处理数字信号的电路称之,**Digital Circuit**

在时间和幅值上都是离散的信号, 例如**0、1**数字量

模拟电路——处理模拟信号的电路称之,**Analog Circuit**

在时间和幅值上都是连续的信号, 例如:



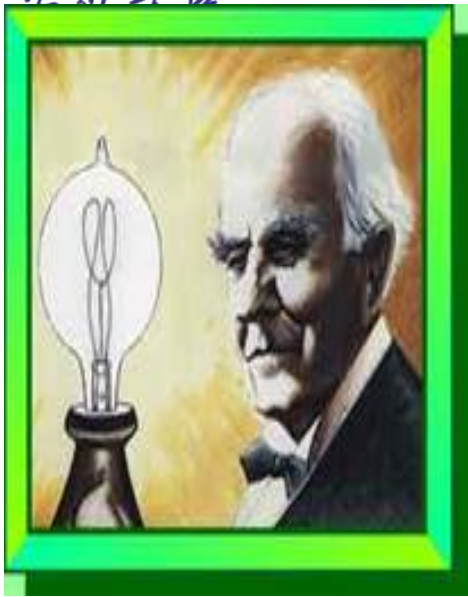


模拟电子技术基础——研究各种半导体器件的性能、电路及其应用的学科。

生产实践中大量使用的收音机、录音机、示波器、信号发生器、温控装置等，都属于模拟电路或模一数混合电路的范围。

随着电子技术的飞速发展，分立元件电路正逐步被集成电路所取代，模拟电路也逐步走向模一数混合化，但是，集成电路的发展与分立元件电路、各种半导体器件的发展有着密不可分的关系，所以，**本课程以分立元件、小规模集成电路的介绍为主。**

电子技术的发展历程简述



晶体管的产生

爱迪生是举世闻名的美国电学家和发明家，他除了在留声机、电灯、电话、电报、电影等方面的发明和贡献以外，在矿业、建筑业、化工等领域也有不少著名的创造和真知灼见。爱迪生一生共有约两千项创造发明，为人类的文明和进步作出了巨大的贡献。

➤ **1883** 年美国发明家爱迪生发明了第一只白炽照明灯。

➤ 就在这个过程中，爱迪生还发现了一个奇特的现象：一块烧红的铁会散发出电子云。后人称之为**爱迪生效应**，但当时不知道利用这一效应能做些什么。



- 1904年，英国发明家弗莱明在真空中加热的电丝(灯丝)前加了一块板极，从而发明了第一只电子管，称为二极管。
- 1906年，美国发明家德福雷斯特，在二极管的灯丝和板极之间巧妙地加了一个栅板，从而发明了第一只真空三极管，建树了早期电子技术上最重要的里程碑——电子工业真正的诞生起点。

第一台通用电子计算机“爱尼亚克”：

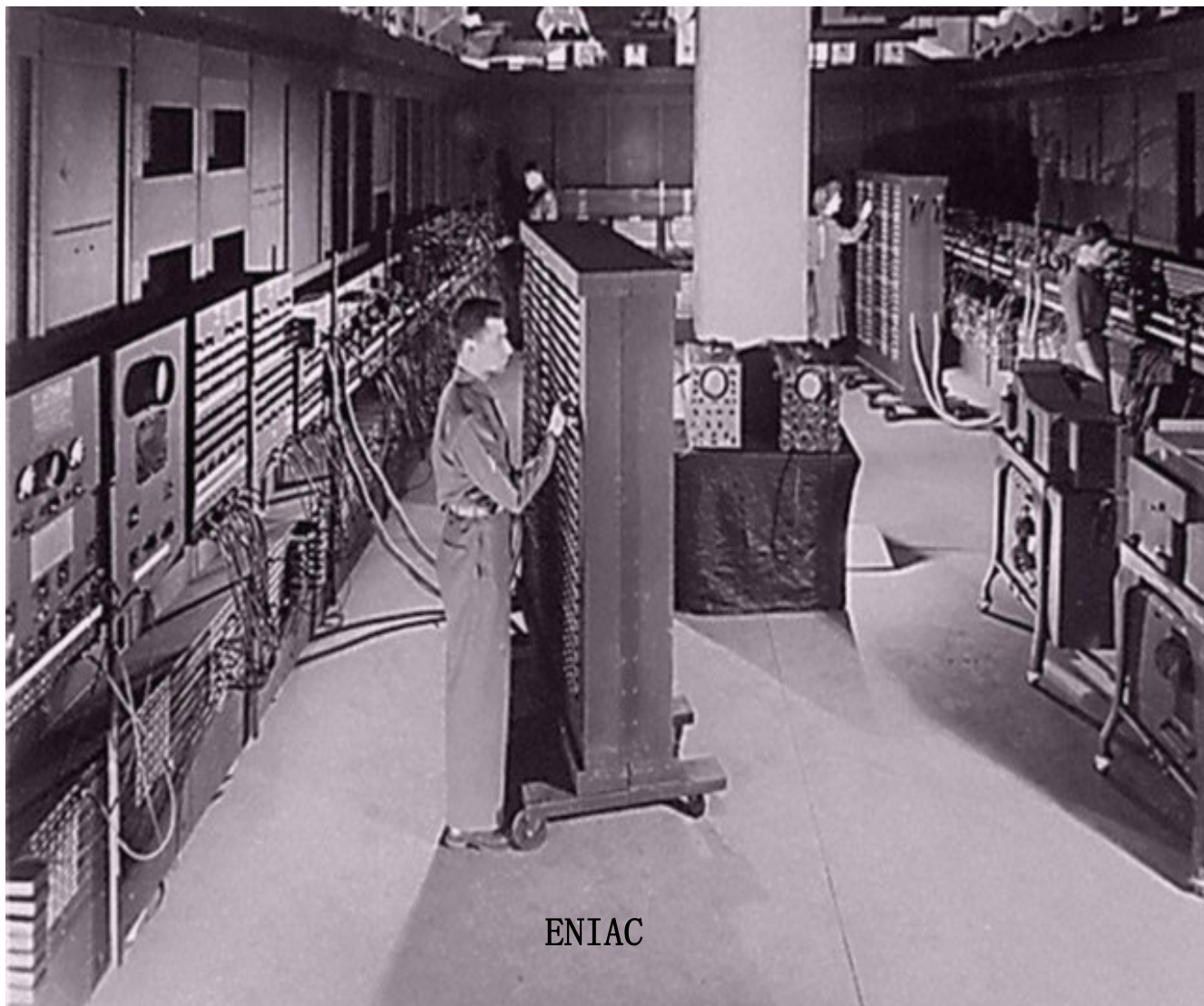
ENIAC

Electronic
Numerical
Integrator **and**
Calculator

1946年2月14日

Moore School,
Univ. of
Pennsylvania

18,000个电子
管组成



ENIAC

大小：长24m，宽6m，高2.5m

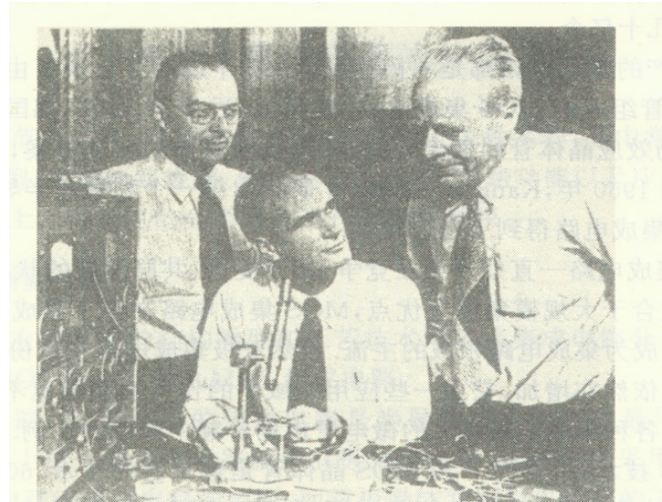
速度：5000次/sec；重量：30吨；

功率：140KW；平均无故障运行时间：7min



➤1945年秋天，贝尔实验室成立了以肖克利为首的半导体研究小组，成员有布拉顿、巴丁等人。

➤1947年12月23日，巴丁和布拉顿把两根触丝放在锗半导体晶片的表面上，当两根触丝十分靠近时，放大作用发生了。世界第一只固体放大器——点接触晶体管也随之诞生。



晶体管之父肖克利

获得1956年
Nobel物理奖

1947年12月23日

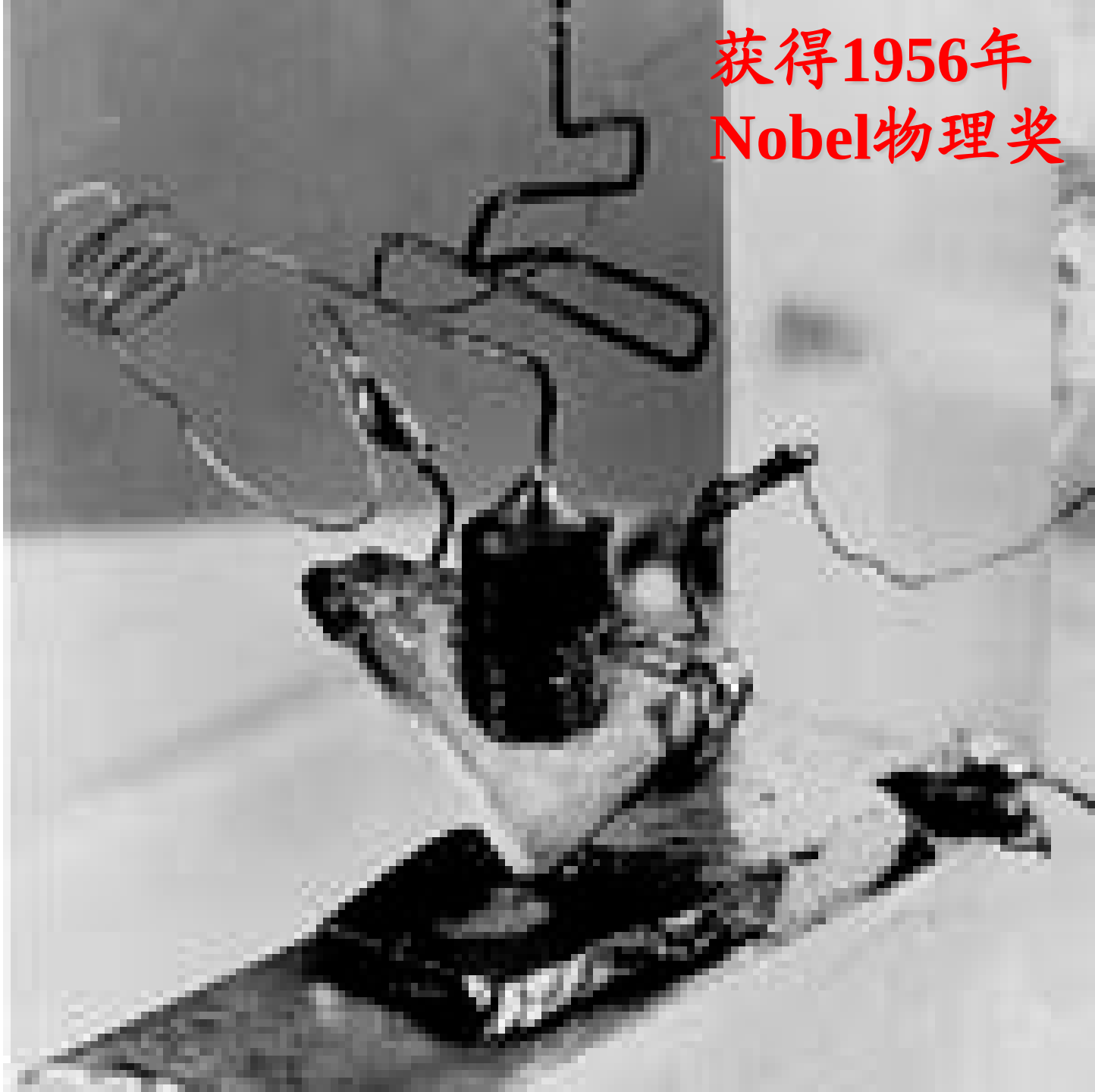
第一个晶体管

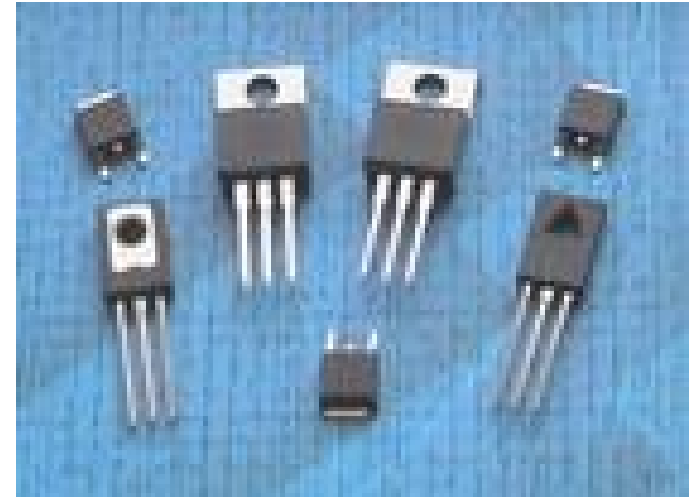
NPN Ge晶体管

W. Schokley

J. Bardeen

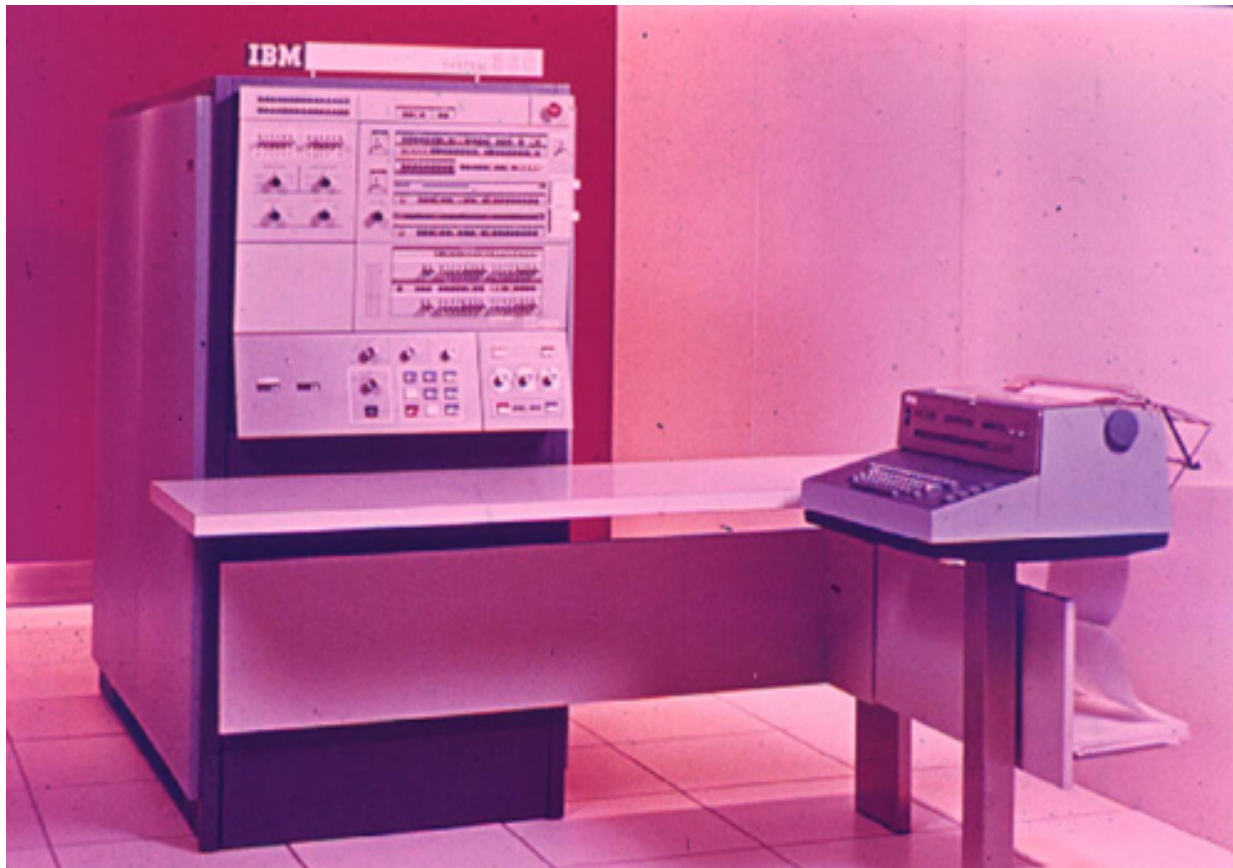
W. Brattain





➤ 从结型晶体管诞生到第一个晶体管商用产品的推出只有**3年**的时间——助听器。

➤ **1954年10月18日**，有了第一台投入市场晶体管收音机**Regency TR1**，这个产品采用了**4只**晶体管。



IBM 360 晶体管计算机
第二代计算机（1958~1963）

➤ 1957年，美国南部德克萨斯仪器公司（TI）的青年研究人员基尔比在笔记本上画出了世界上第一张集成电路设计草图。



基尔比（J. kilby）



集成电路草图

➤ 1958年7月，基尔比成功地在一块锗片上形成了若干个晶体管、电阻和电容，并用**热焊**的方法用极细的导线互连起来。世界上第一块“集成”的固体电路就诞生在这块微小的平板上，在不超过4平方毫米的面积上，基尔比大约集成了12个元件，是一种用于无线电设备的“**移相振荡器**”。

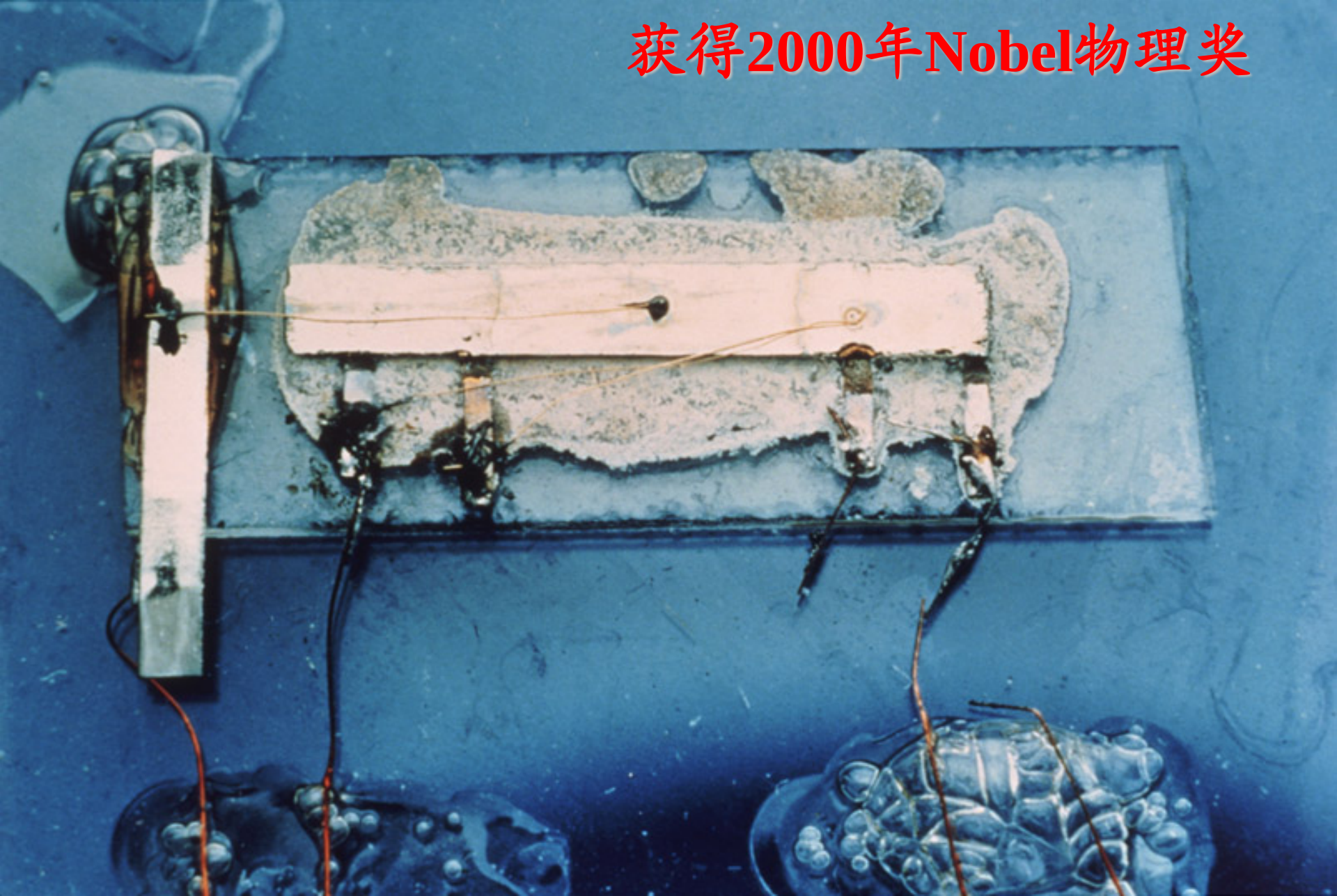
➤ 1959年2月6日，基尔比向美国专利局申报专利，这种由元件组合的微型固体被叫做“**半导体集成电路**”（**Integrated Circuit**），缩写**IC**。

➤在基尔比发明集成电路不久后的1961年，德州仪器公司研制出第一台用集成电路组装的计算机，标志着电脑从此进入它的第三代历史。该机共有587块集成电路，重不过300克，体积不到100立方厘米，功率只有16瓦。——**基尔比**是发明人之一。

2000年10月10日，基尔比与另外两位科学家共同分享诺贝尔物理学奖。

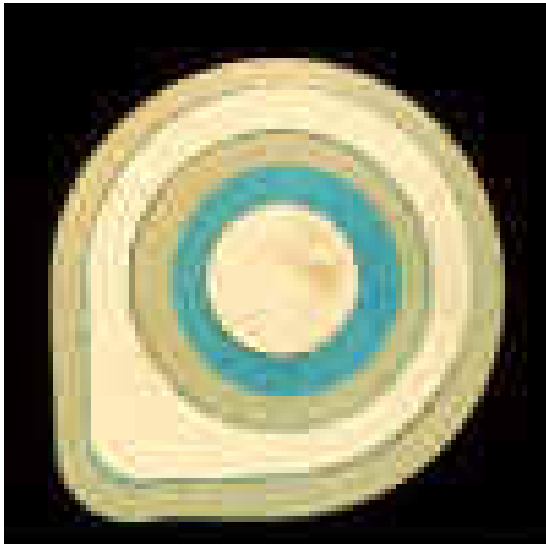


获得2000年Nobel物理奖



1958年第一块集成电路：TI公司的Kilby，12个器件，Ge晶片

➤ 1959年7月30日，**硅谷的仙童半导体公司的诺依斯**采用先进的平面处理技术研制出集成电路，也申请到一项发明专利，题为“**半导体器件——导线结构**”；时间比基尔比晚了半年，但确实是**后来微电子革命的基础**。

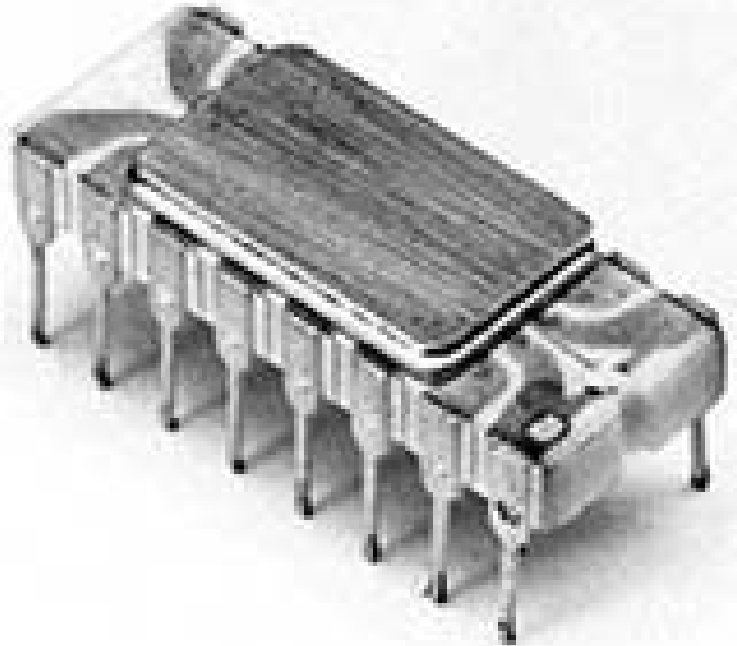


1959年仙童制造的IC



诺依斯

1971年：全球第一个微处理器4004由Intel公司推出，在它3毫米×4毫米的掩模上，有2250个晶体管，每个晶体管的距离是10微米，每秒运算6万次。也就是说，一粒米大小的芯片内核，其功能居然与世界上第一台计算机——占地170平方米的、拥有1.8万个电子管的“爱尼亚克”相等，这在当时是闻所未闻！

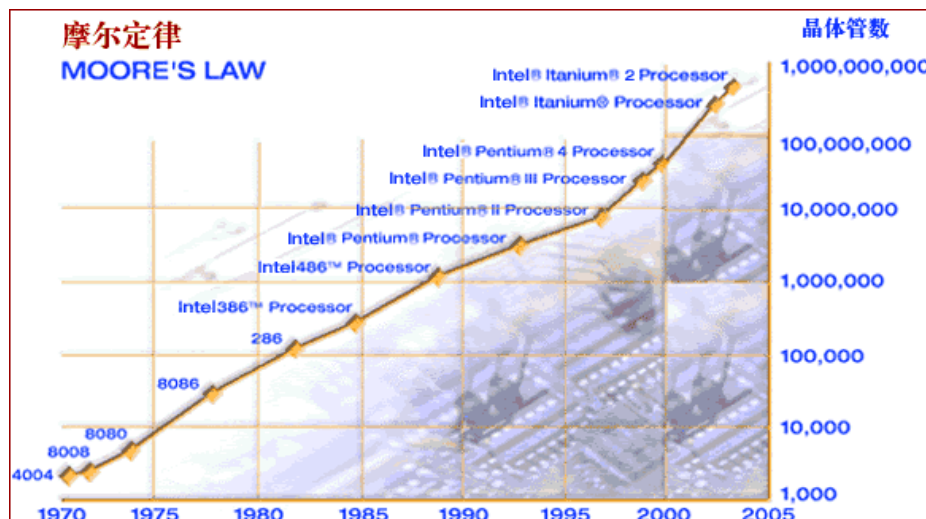


➤此后，集成电路的发展符合1965年摩尔（后来的Intel公司总裁）的预言——集成电路上能被集成的晶体管数目，以每年翻一番的速度稳定增长，在今后数十年内保持着这种势头。

➤尽管这一周期已经从最初预测的12个月延长到后来的近18个月，但“摩尔定律”依然有效。目前最先进的集成电路已含有17亿个晶体管。



摩尔（G. Moore）



THE FUTURE OF INTEGRATED ELECTRONICS
Gordon E. Moore
Fairchild Semiconductor
A Division of Fairchild Camera & Instrument Corporation
Palo Alto, California

If allowed the luxury of a broad definition of integrated electronics, to include all the various technologies which are referred to as microelectronics today, as well as any additional ones which result in electronics functions supplied to the user as irrefragable units, then the future of integrated electronics is the future of electronics itself. Only a few areas in the realm of electronics do not obviously benefit from the advantages that can be expected from integration.

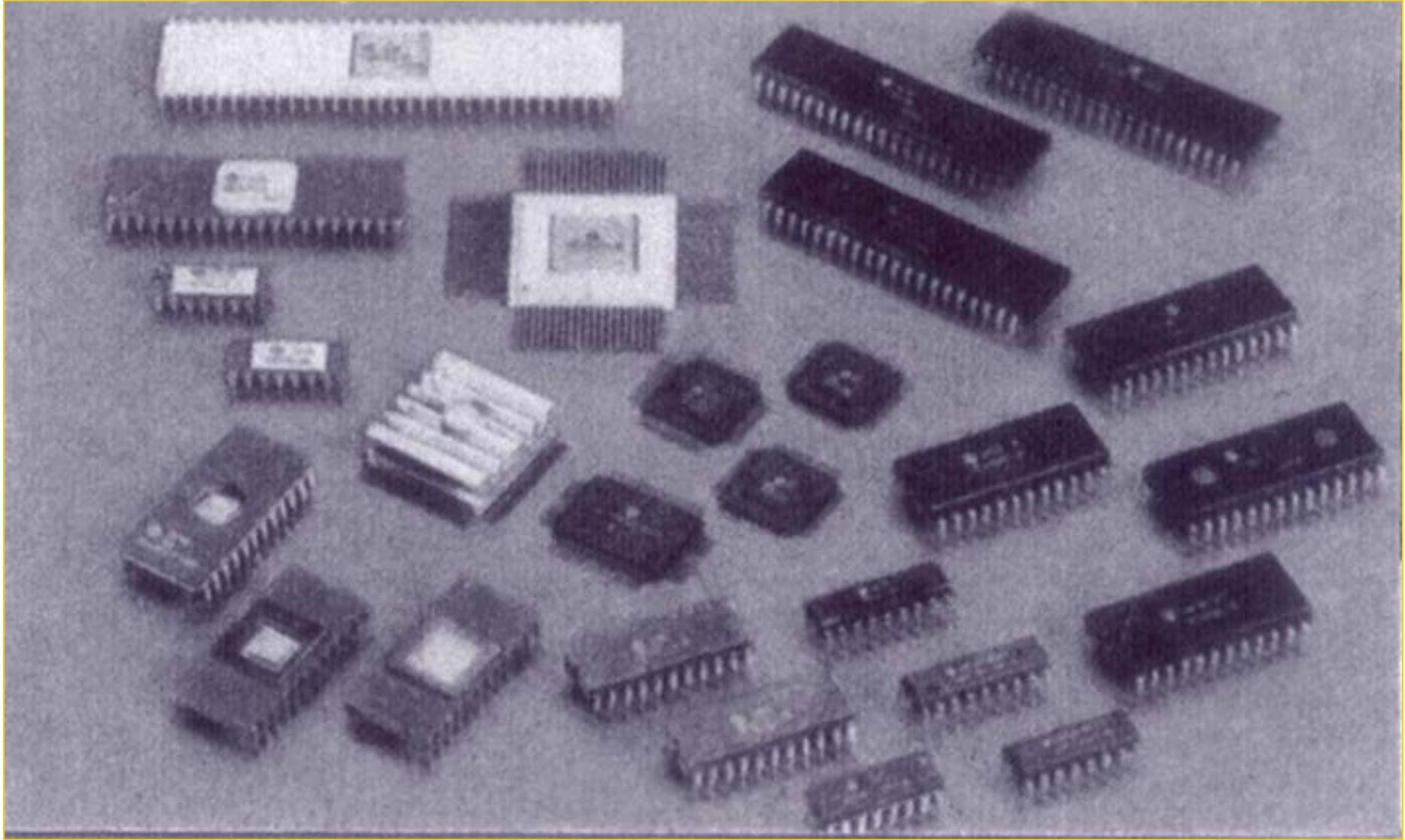
This paper examines the driving force which will result in integrated functions pervading the electronics art and broadens its scope beyond my imagination. Its purpose, however, is not to anticipate these extended applications, but rather to predict the development of integrated electronics technology for perhaps the next ten years. If one subscribes to the theory of the increasing rate of technical revolution, even such a relatively modest objective is almost certain to result in gross errors.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

发表于当年第35期《电子学》杂志

集成电路发展阶段

时 期	规 模	集成度 (元件数)
50年代末	小规模集成电路 (SSI)	100
60年代	中规模集成电路 (MSI)	1000
70年代	大规模集成电路 (LSI)	>1000
70年代末	超大规模集成电路 (VLSI)	10000
80年代	特大规模集成电路 (ULSI)	>100000



封装好的集成电路

课程的教学方法

模电——“魔”电

特点：电路形式多、公式多、工程性强

教学方法：

课堂讲课 —— 每章小结 —— 自我检测题

—— 作业 —— 作业反馈

—— 实验 —— 答疑

总成绩 = 期末（70%）+ 平时（30%）

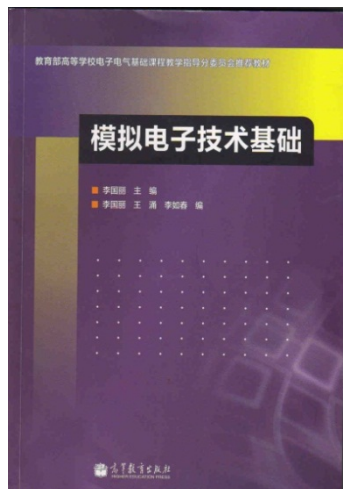
平时：作业、课堂、实验等

教材：《模拟电子技术基础》，李国丽王涌李如春主编，高等教育出版社，国家级十二五规划教材

参考教材：

1.康华光《电子技术基础—模拟部分》（第四版），高等教育出版社

2.华成英《模拟电子技术基础》（第四版），高等教育出版社

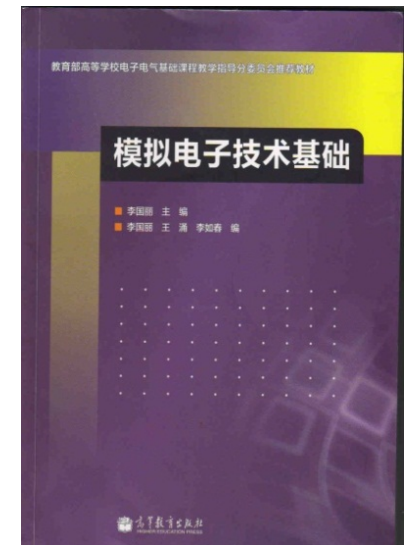


模拟电子技术基础

第一篇 半导体器件基础

第二篇 放大电路基础

第三篇 集成电路基础





第一篇 半导体器件基础

1 半导体二极管

2 晶体管



1 半导体二极管

1.1 半导体的基本知识

1.2 PN结的形成及特性

1.3 二极管

1.4 二极管电路例题

1.5 特殊二极管

1.1 半导体的基本知识

1.1.1 半导体的共价键结构

1.1.2 本征半导体及其本征激发

1.1.3 杂质半导体



半导体材料:

根据物体导电能力(电阻率)的不同, 划分为:

导体: 金、银等, 电导率很高。

绝缘体: 木材、橡皮等, 电导率很低。

半导体: 电导率为 $10^{-9} \sim 10^2$ S/cm。常用材料的半导体有**硅Si**和**锗Ge**以及**砷化镓GaAs**等。

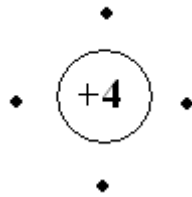
半导体的特点:

- **导电能力不同于导体、绝缘体**
- 导电能力在外界光和热的刺激时发生很大变化——**光敏元件、热敏元件**
- 掺进微量杂质, 导电性能显著增加——**各类半导体**

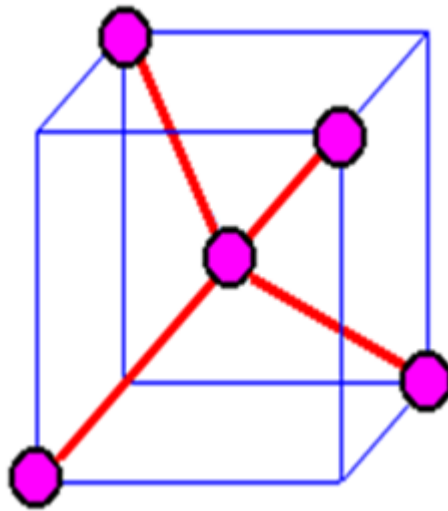


1.1.1 半导体的共价键结构

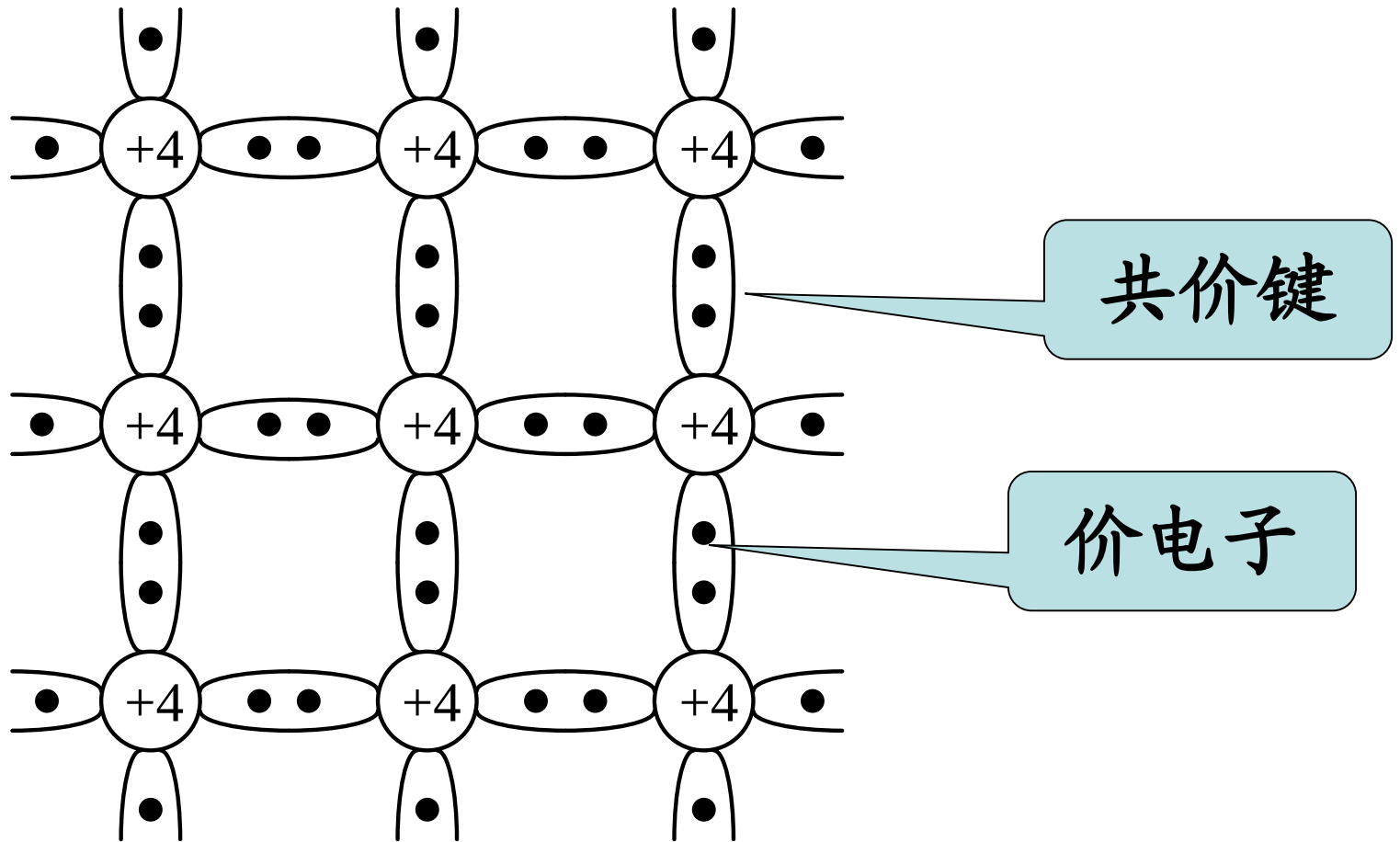
半导体材料用得最多的是硅 (Si) 和锗 (Ge)，它们都是四价元素，简化原子结构为：



原子按一定规律排列，形成晶体点阵后：



共价键结构平面示意图



1.1.2 本征半导体及本征激发

本征半导体——完全纯净的、结构完整的半导体晶体。

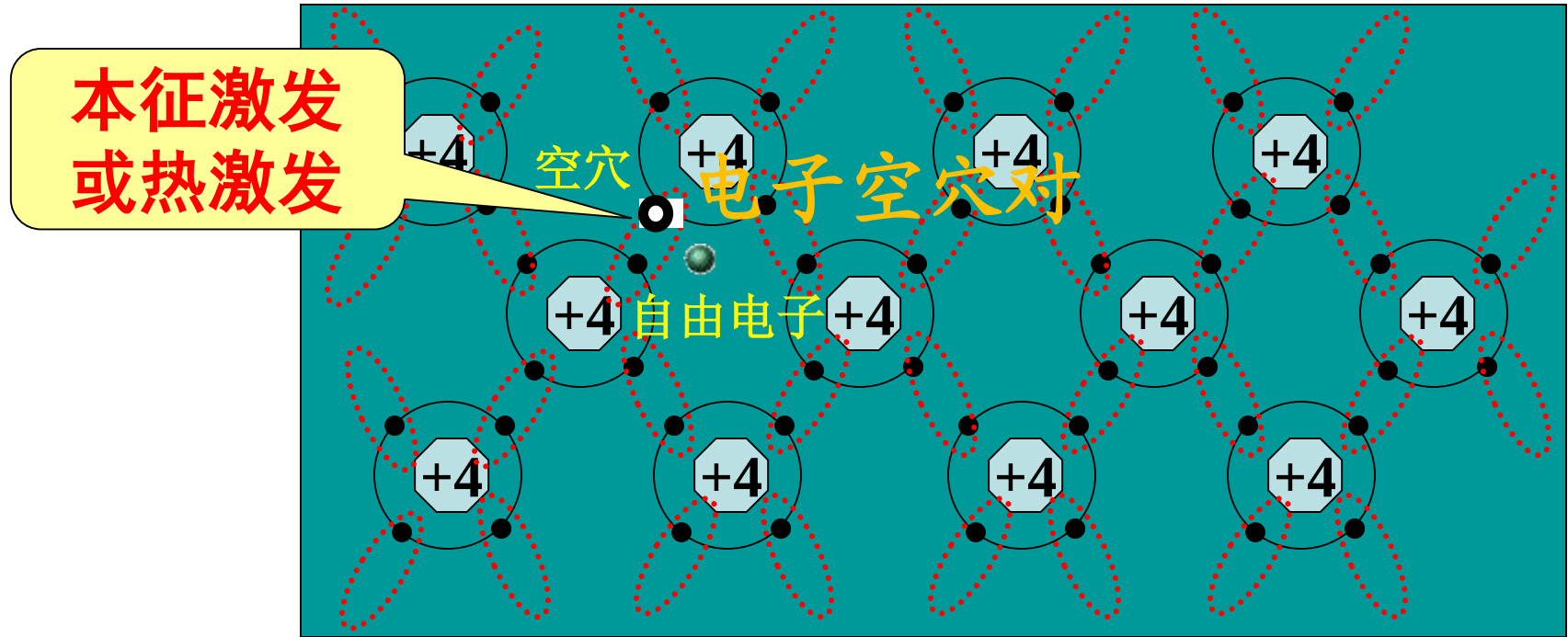
载流子——可以自由移动的带电粒子

电导率——与材料单位体积中载流子数有关，载流子浓度越高，电导率越高

$T = 0\text{K}$ ($K=273+^{\circ}\text{C}$) 时，本征半导体的价电子被共价键束缚，无载流子，不导电，相当于绝缘体。

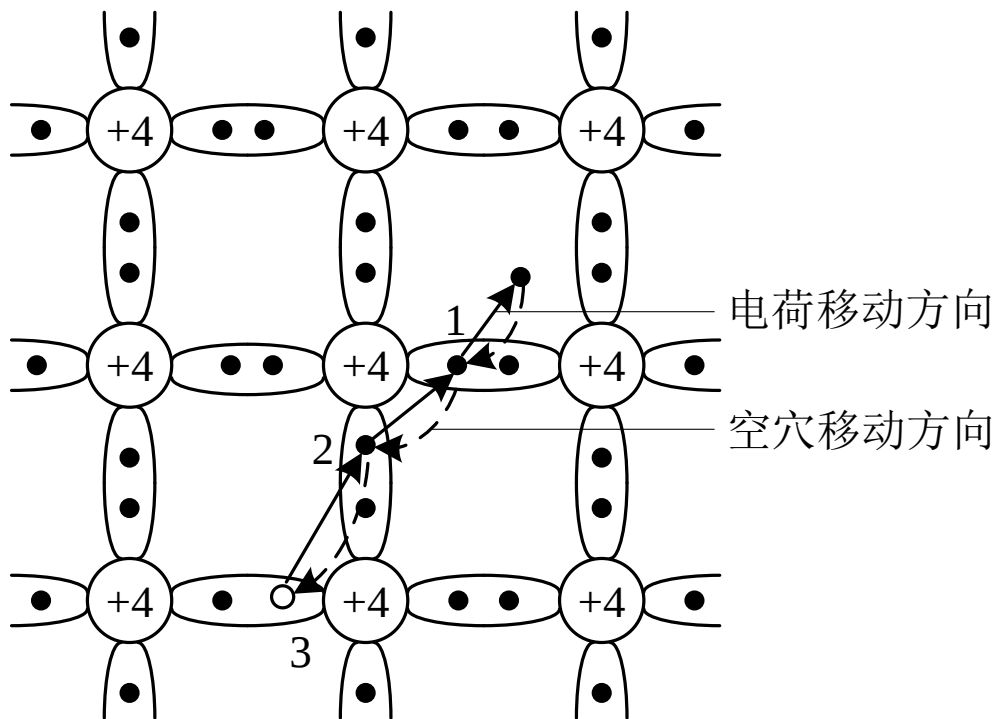
$T = 300\text{K}$ (室温) 或有外界刺激时，本征半导体的价电子获得足够能量挣脱共价键的束缚，成为自由电子——**本征激发**

自由电子产生的同时，在其原来的共价键中就出现了一个空位，这个空位为**空穴**。



因热激发而出现的自由电子和空穴是同时成对出现的，称为**电子空穴对**。

本征激发后，在半导体内部会产生价电子和空穴的移动。



这样，在外电场作用下，空穴移动的方向和价电子移动的方向是相反的，可以用空穴移动产生的电流来表示价电子移动产生的电流。

所以，半导体晶体中的载流子有两种：自由电子、空穴

空穴是带正电的粒子，与电子的电量相等符号相反。

本征半导体中，自由电子和空穴是成对出现的，任何时刻浓度相等， $n_i = p_i$ ，本征激发与温度有关，温度越高，载流子浓度越高。

复合——自由电子可以与空穴复合形成新的填充的共价键

温度一定，载流子的复合率等于产生率时，达到动态平衡。

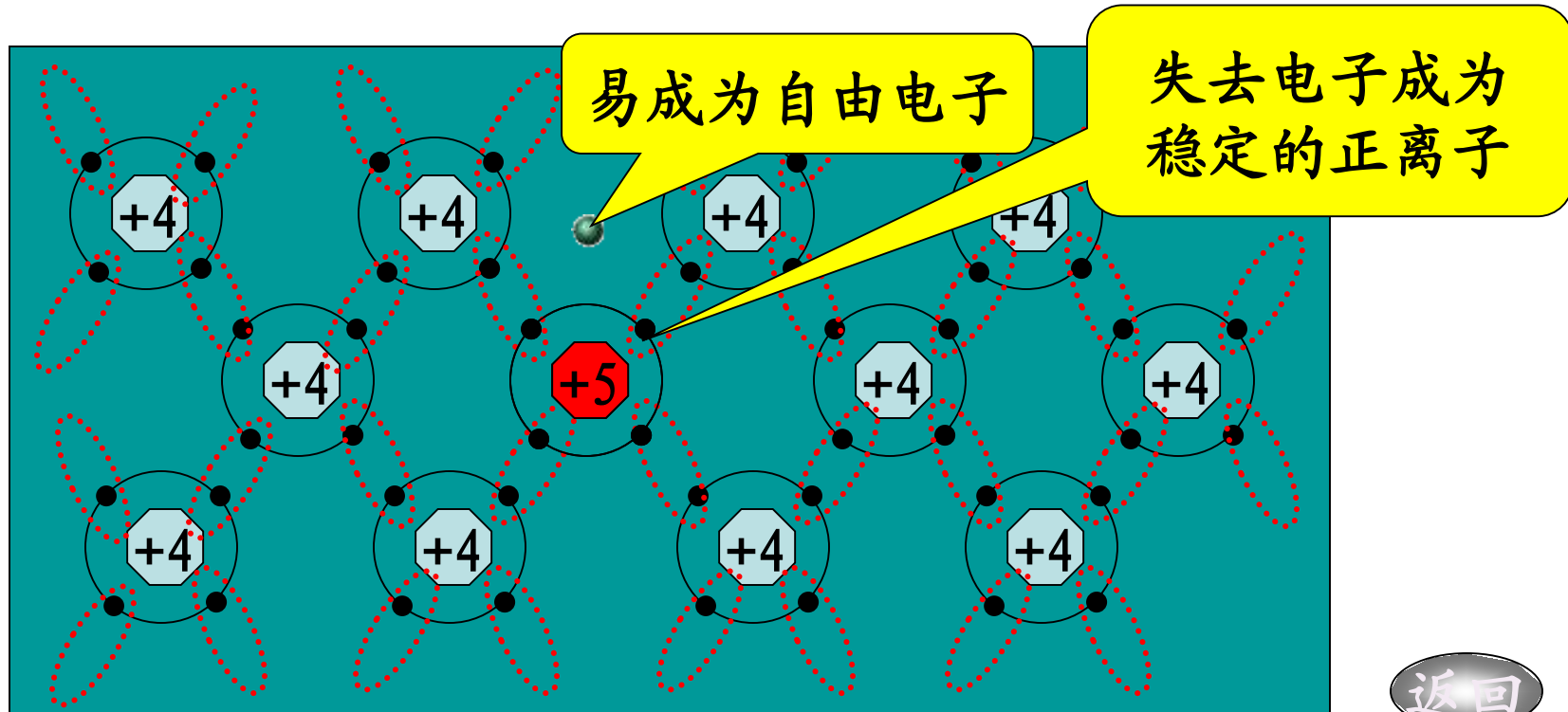


1.1.3 杂质半导体

在本征半导体中掺入某些微量元素作为杂质，可使半导体的导电性发生显著变化。掺入的杂质主要是三价或五价元素。掺入杂质的本征半导体称为**杂质半导体**。

1. N型半导体（电子型半导体）

在本征半导体中掺入五价的元素（磷、砷、锑）



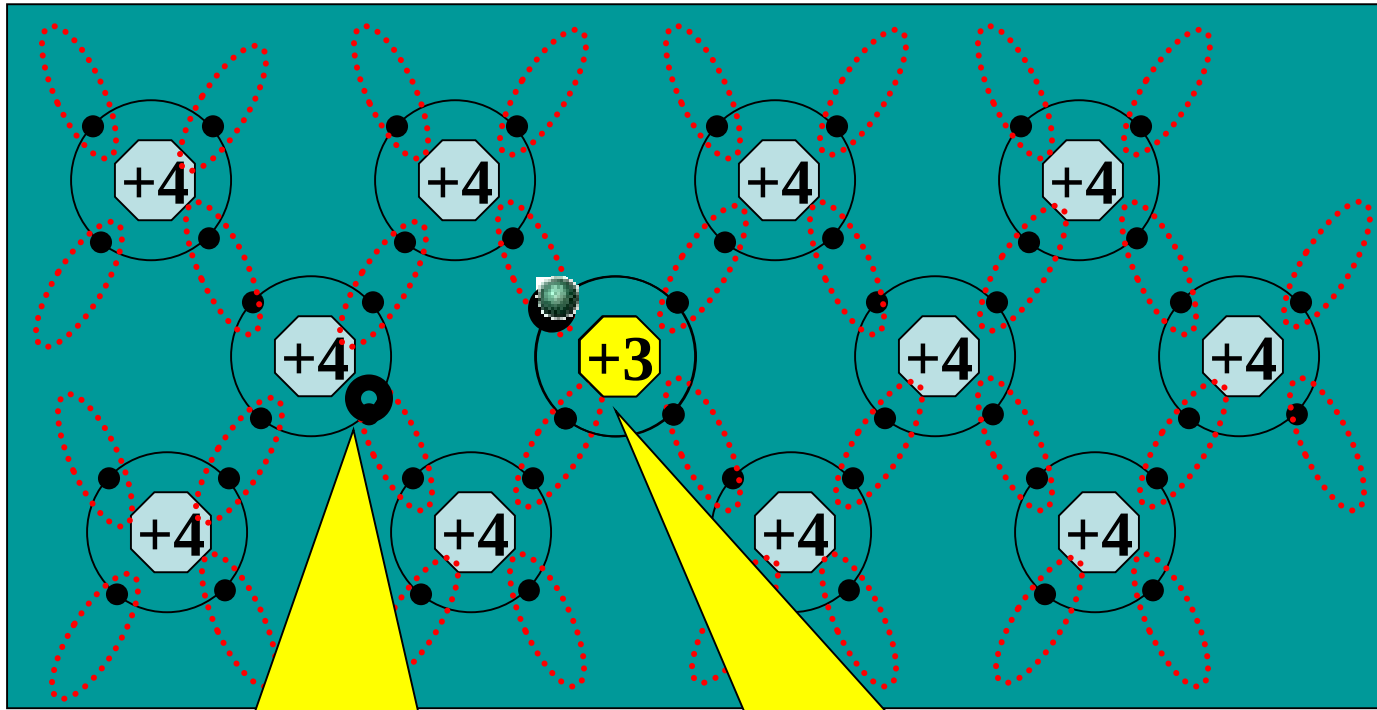
N型半导体的特点

1. 空穴数=本征激发的空穴数
2. 所掺杂质称为施主杂质（或N型杂质、施主原子）
3. 自由电子浓度=本征激发的自由电子浓度+施主杂质自由电子浓度
4. 自由电子为多数载流子（多子）；空穴为少数载流子（少子）
5. 在无外电场时，呈电中性



2. P型半导体（空穴型半导体）

在本征半导体中掺入三价的元素（硼）



硅或锗原子的共价键缺少一个价电子形成了空穴

得到电子成为不能移动的负离子



P型半导体的特点

1. 电子数=本征激发电子数;
2. 所掺杂质称为受主杂质（或P型杂质、受主原子）;
3. 总空穴浓度=本征激发的空穴浓度+受主杂质的浓度;
4. 空穴为多数载流子（多子），电子为少数载流子（少子）;
5. 在无外电场时，呈电中性

注意：在本征半导体中掺入杂质（例如N型杂质），可提高多子（电子）的浓度，也使电子与空穴的复合几率增加，这样少子（空穴）的浓度会降低。

一定温度下，掺杂前后的电子空穴浓度的乘积为常数，即

$$pn = p_i n_i$$

因为 $p_i = n_i$

所以 $pn = n_i^2 = p_i^2$

掺入微量杂质，导电能力将很大提高

例：纯净硅，室温下， $n_i = p_i = 10^{10}/\text{cm}^3$ 数量级

硅晶体中硅原子数为 $10^{22}/\text{cm}^3$ 数量级

掺入百万分之一（ 10^{-6} ）的杂质，即杂质浓度为：
 $10^{22} \times 10^{-6} = 10^{16}/\text{cm}^3$

若每个杂质给出一个载流子，则掺杂后的载流子浓度为： $10^{16} + 10^{10} \approx 10^{16}/\text{cm}^3$ 数量级

比掺杂前增加 10^6 倍，即一百万倍！！



1.2 PN结的形成及特性

1.2.1 载流子的漂移与扩散

1.2.2 PN结的单向导电性

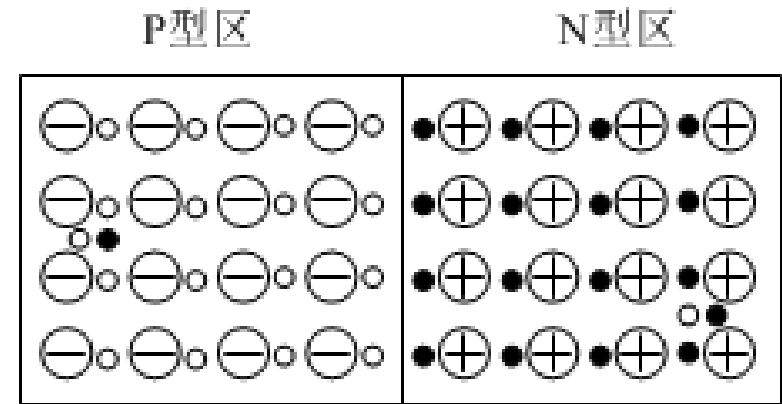
1.2.3 PN结的伏安特性

1.2.4 PN结的反向击穿

1.2.5 PN结的电容效应

1.2.1 载流子的漂移与扩散

在一块本征半导体两侧
通过扩散不同的杂质,分
别形成N型半导体和P型
半导体。



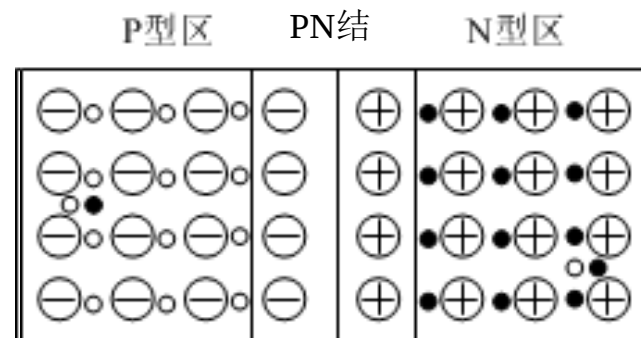
掺入三价元素

掺入五价元素

产生多余空穴

产生多余电子

因浓度差别，双方载流子向对方做**扩散运动**。

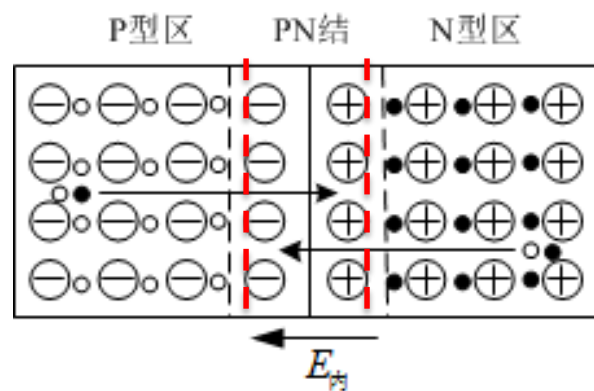


留下的是不能运动的离子——**空间电荷区 (PN结)**。

多子都扩散到对方被复合掉了——**耗尽层**。

形成的内电场阻止多子的扩散运动——**阻挡层**。

内电场有利于双方的少子向对方进行**漂移运动**。



漂移运动使空间电荷区变窄，内电场变小——有利于扩散……



PN结的形成

因浓度差



多子的扩散运动 → 由杂质离子形成空间电荷区



空间电荷区形成内电场



内电场促使少子漂移

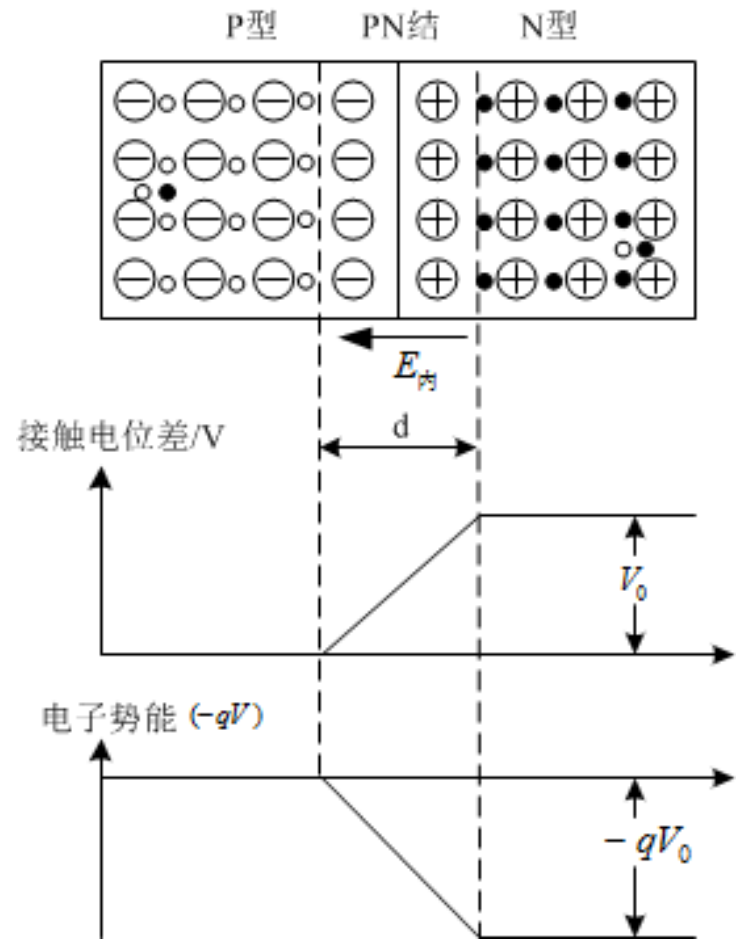


内电场阻止多子扩散

最后, 多子的扩散和少子的漂移达到动态平衡, PN结宽度不再变化。

形成的内电场具有电位梯度，
称接触电位差（很小）

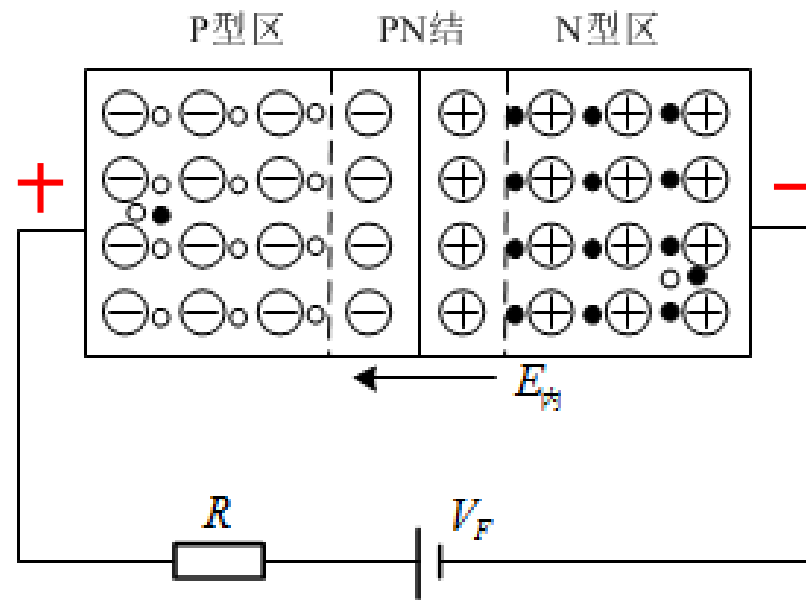
PN结——**势垒区**。





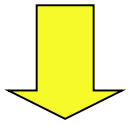
1.2.2 PN结的单向导电性

1. PN结加正向电压——正偏置

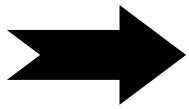


PN结在外加正向电压时的情况

外加电场与内电场方向相反，
削减内电场的作用

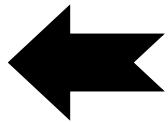


多子向PN结
移动

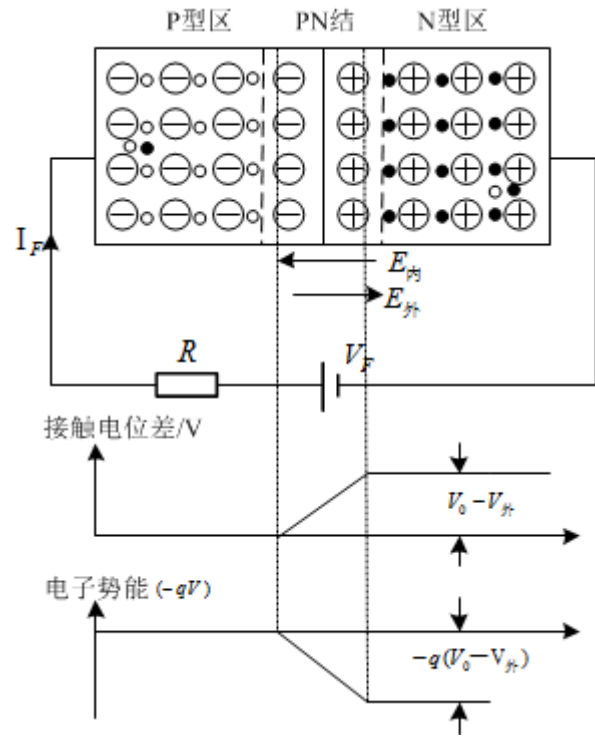


空间电荷区变
窄内电场减弱

形成正向电流

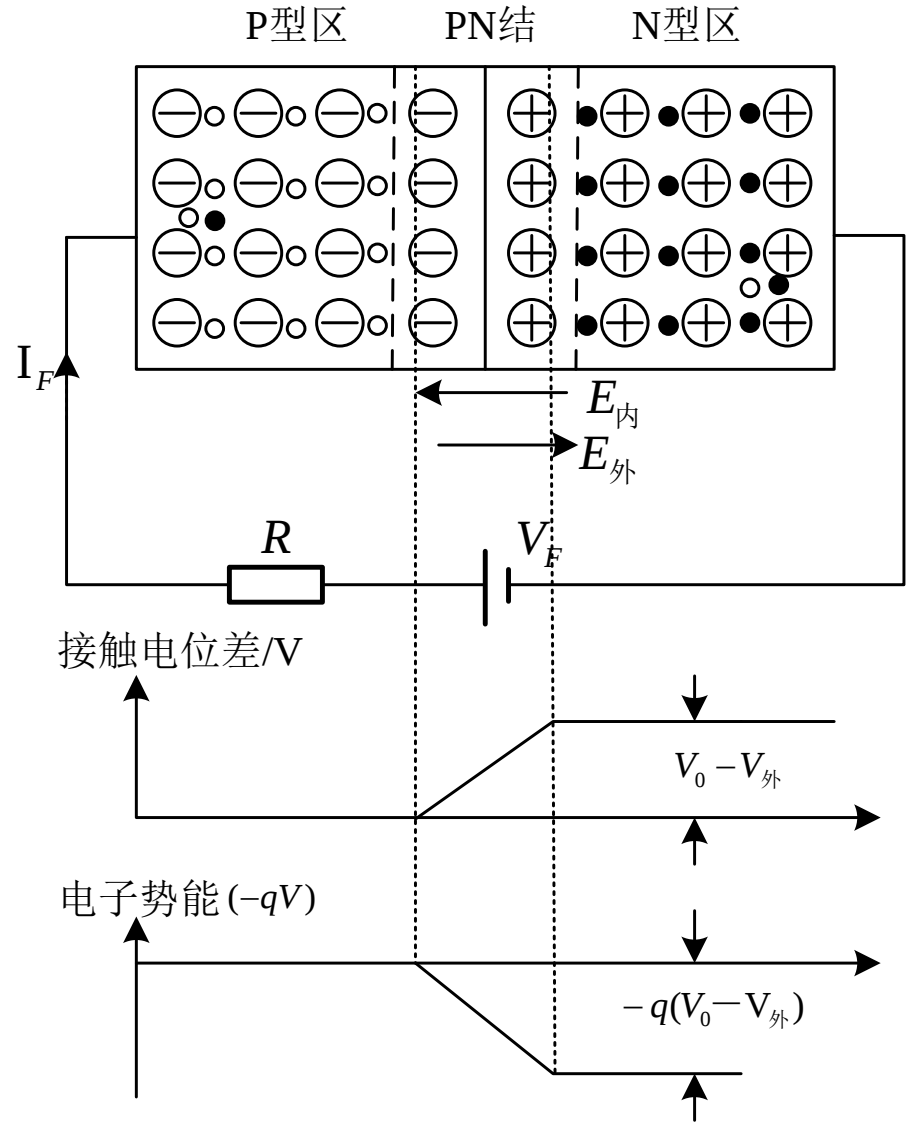


扩散运动大
于漂移运动

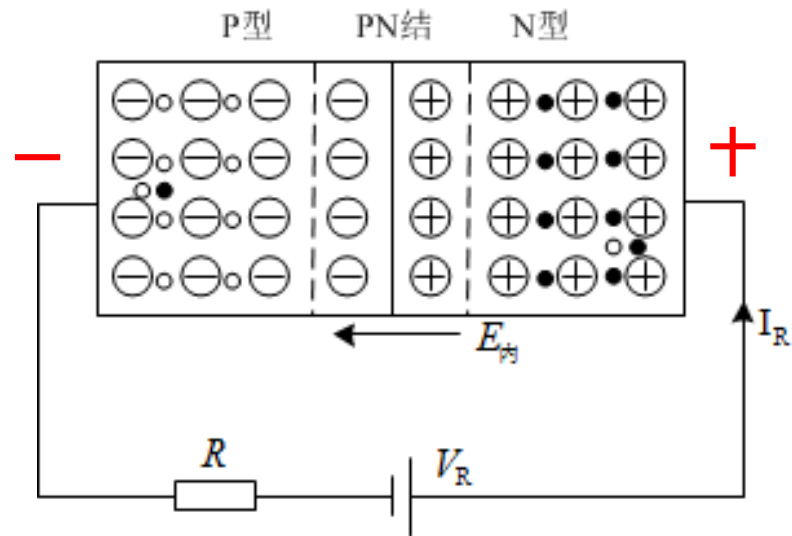


外加电压变化一点，势垒（电流）变化很多

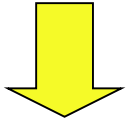
- 低电阻特性
- 大的正向扩散电流



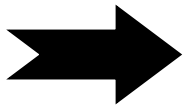
2. PN结加反向电压——反偏置



外加电场与内电场方向一致，增强内电场的作用



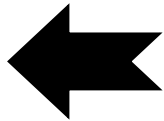
多子背离PN结移动



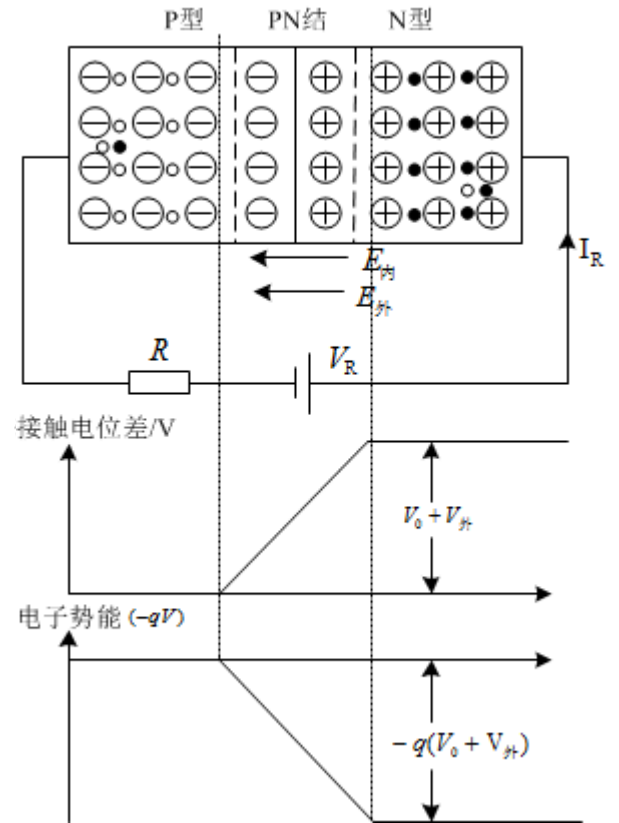
空间电荷区变宽，内电场增强



形成反向电流



漂移运动大于扩散运动

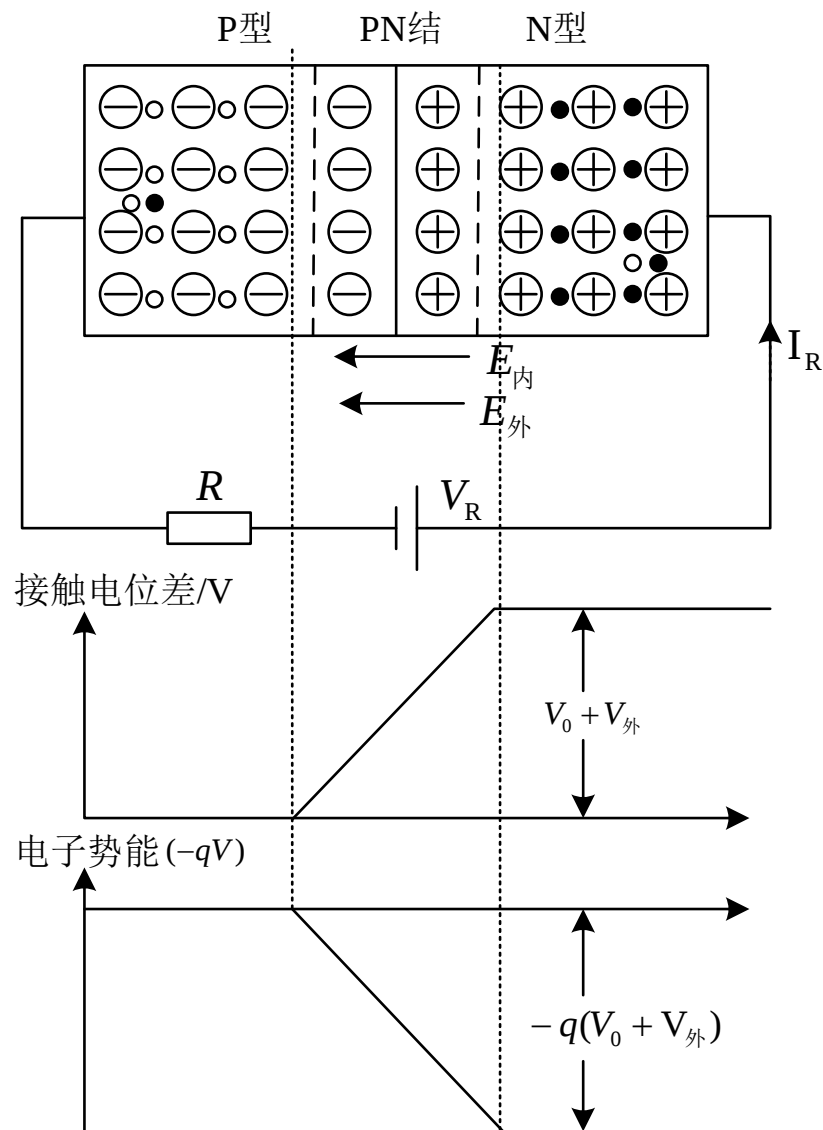




PN结反偏时的势垒情况

在一定的温度条件下，由本征激发决定的少数浓度是一定的，故少数形成的漂移电流是恒定的，基本上与所加反向电压的大小无关，这个电流也称为**反向饱和电流**。

- 高电阻
- 很小的反向漂移电流



PN结加正向电压时，呈现低电阻，具有较大的正向扩散电流；

PN结加反向电压时，呈现高电阻，具有很小的反向漂移电流。

由此可以得出结论：PN结具有单向导电性。

1.2.3. PN结伏安特性

PN结 V - I 特性表达式

$$i = I_S (e^{qv/kT} - 1)$$

i ——PN结电流

v ——PN结外加电压

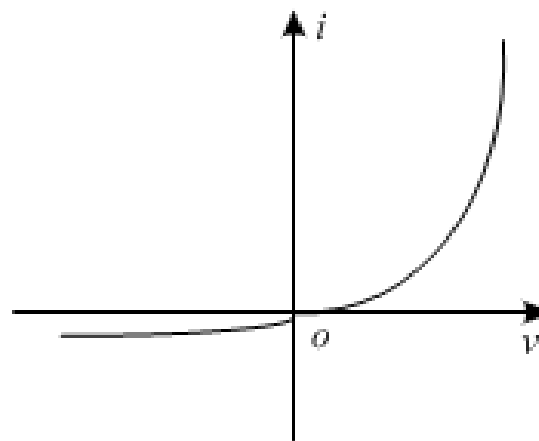
q ——电子电量 (1.6×10^{-19} 库伦) T ——温度

k ——玻尔兹曼常数 (1.38×10^{-23} 焦耳/ K)

I_S ——反向饱和电流

$V_T = \frac{kT}{q}$ ——温度的电压当量

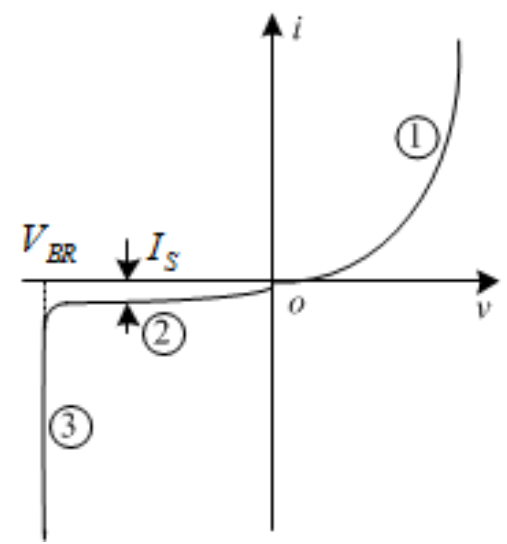
在常温下 ($T=300K$)



$$i = I_S (e^{v/V_T} - 1)$$

$$V_T = \frac{kT}{q} = 0.026V = 26 \text{ mV}$$

$$i = I_S (e^{v/V_T} - 1)$$



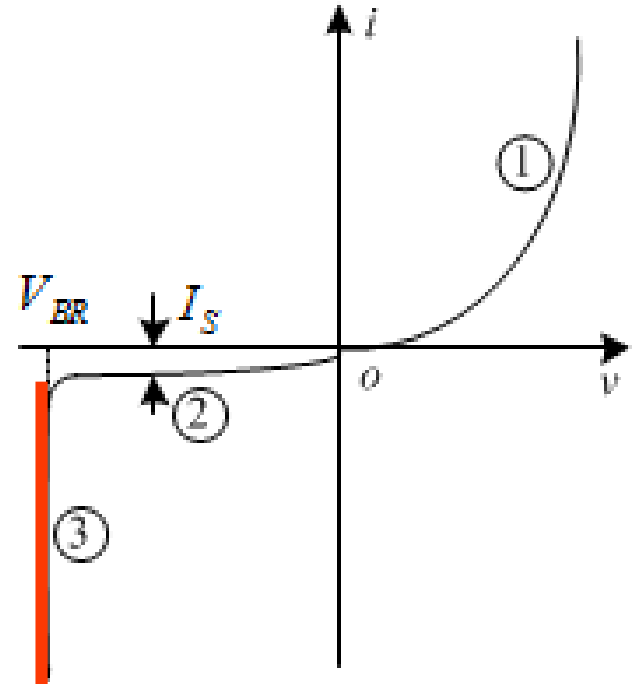
①当二极管的PN结两端加正向电压时， v 为正值， v 比 V_T 大几倍， $e^{v/V_T} \gg 1$ ， $i \approx I_S e^{v/V_T}$ ， i 与 v 成指数关系。

②当二极管的PN结两端加反向电压时， v 为负值， v 比 V_T 大几倍， $e^{v/V_T} \approx 0$ ， $i = -I_S$ 。



1.2.4 PN结的反向击穿

当外加的反向电压大于一定的数值（ V_{BR} ：击穿电压）时，反向电流急剧增加，称为击穿。

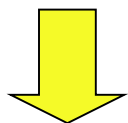




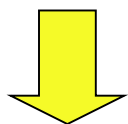
雪崩击穿和齐纳击穿

雪崩击穿:

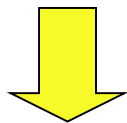
PN结反向高场强



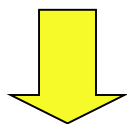
漂移运动的少子在PN结中获得能量大



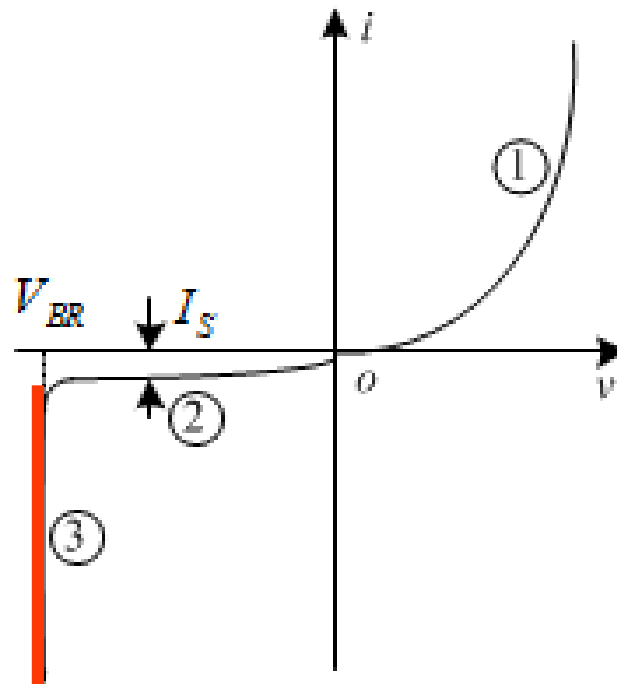
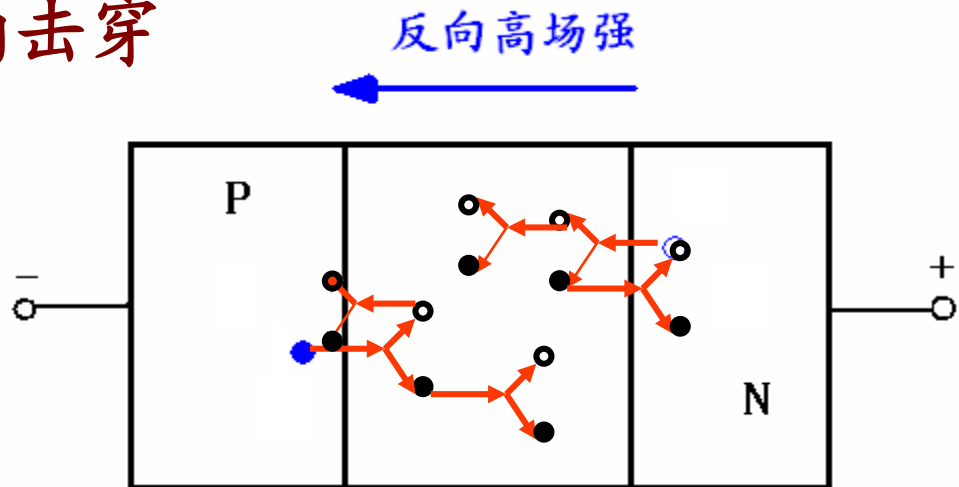
在PN结中与原子碰撞，使共价键的价电子挣脱共价键



形成电子空穴对（碰撞电离）

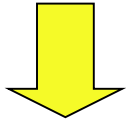


载流子倍增效应

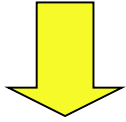


齐纳击穿：

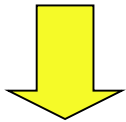
PN结电场很大



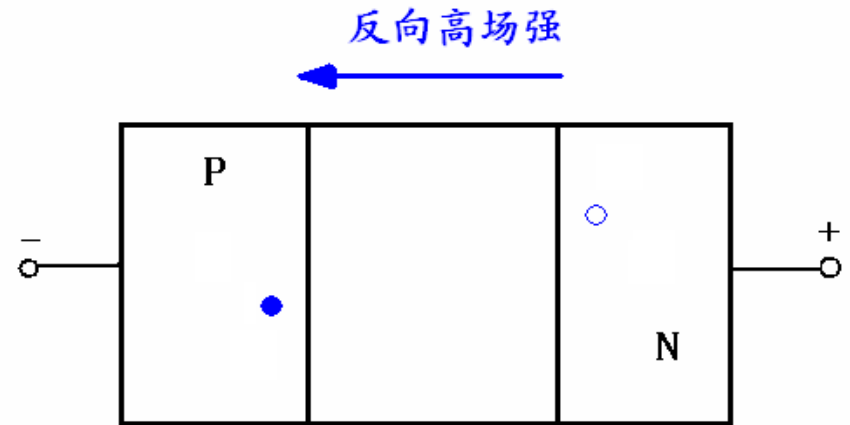
直接将PN结中的价电子从共价键中拉出来



形成电子空穴对



很大反向电流



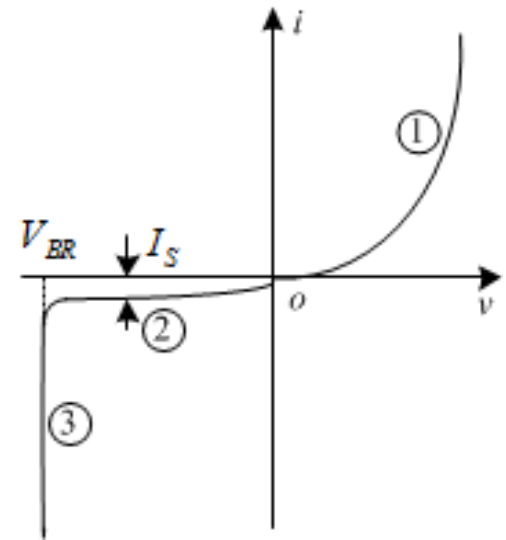
齐纳击穿需要很高的场强： $2 \times 10^5 \text{ V/cm}$

只有杂质浓度高，PN结窄时才能达到此条件——齐纳二极管（稳压管）



热击穿和电击穿

电击穿:当反向电流与电压的乘积不超过PN结容许的耗散功率时,称为电击穿,是可逆的。即反压降低时,管子可恢复原来的状态。



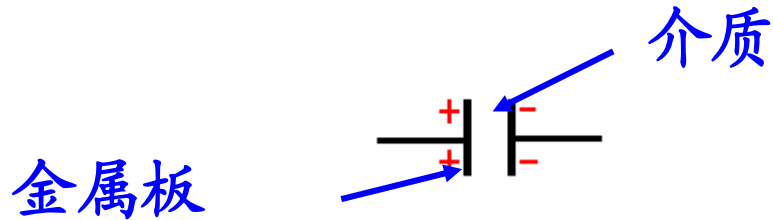
雪崩击穿、齐纳击穿——可逆

热击穿:若反向电流与电压的乘积超出PN结的耗散功率,则管子会因为过热而烧毁,形成热击穿——不可逆。

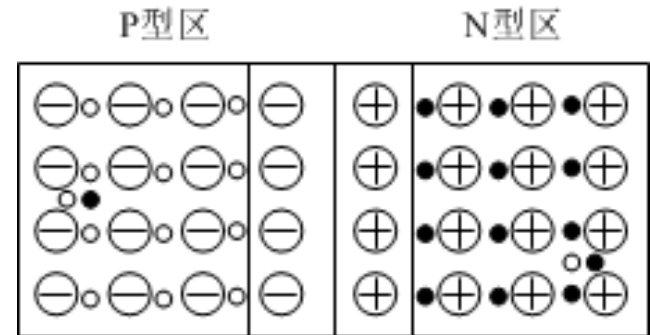


1.2.5 PN结的电容效应

电容：可存储、释放电荷（电场能量）的电器元件

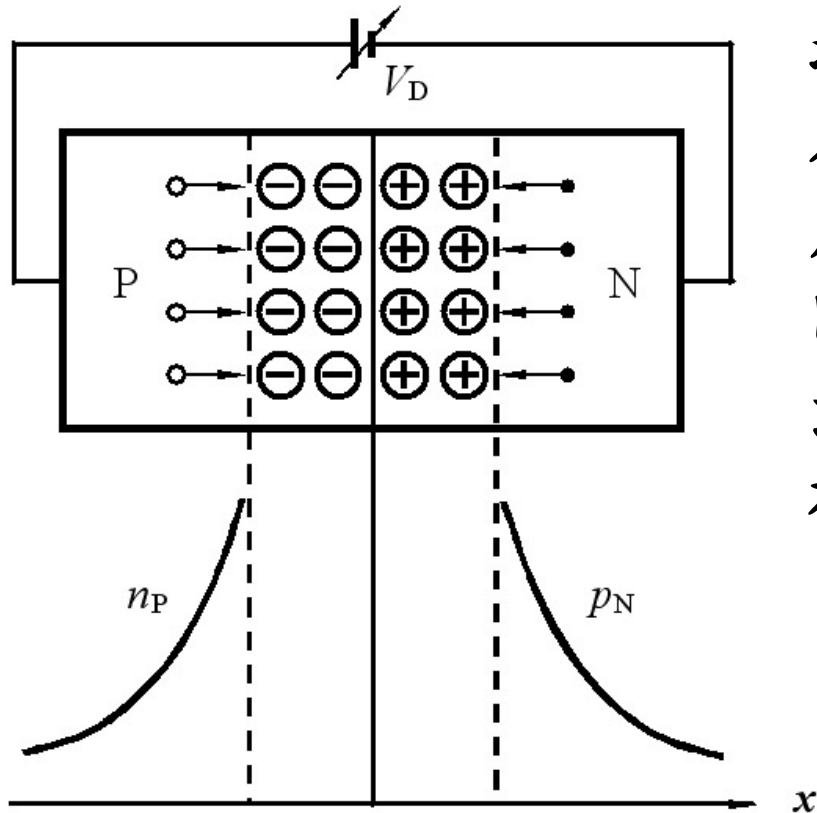


PN结：耗尽层电导率低，相当于介质；P、N型区相对来说电导率较高，相当于金属板——具有电容效应



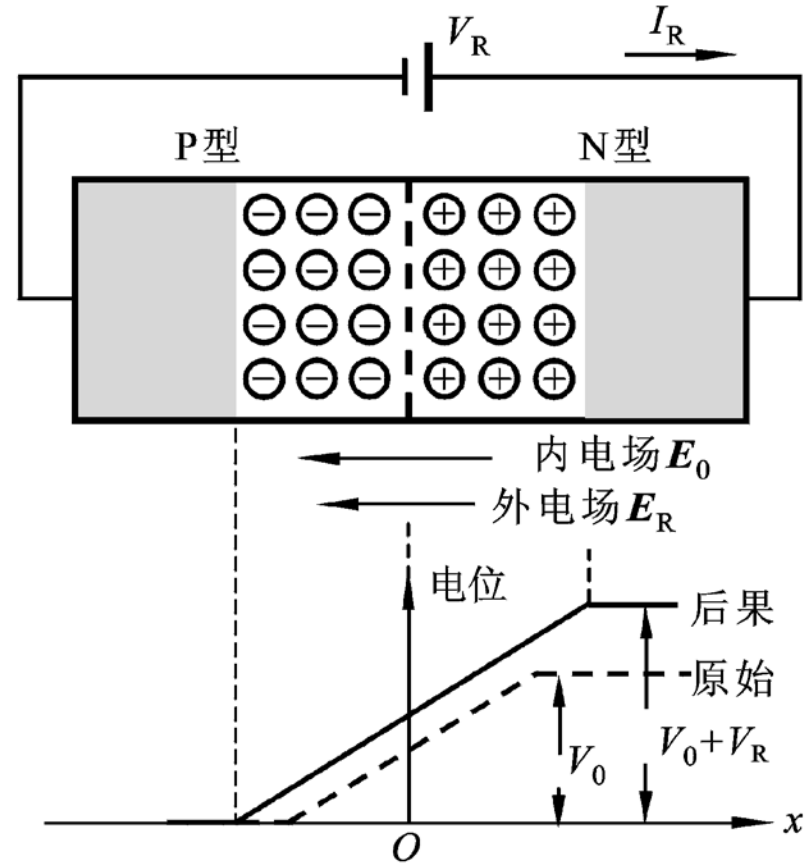
1. 扩散电容 C_D

扩散电容是由多子扩散后，在PN结的另一侧面积累而形成的。当外加正向电压不同时，PN结两侧堆积的多子的浓度梯度分布也不同，这就相当电容充放电过程。

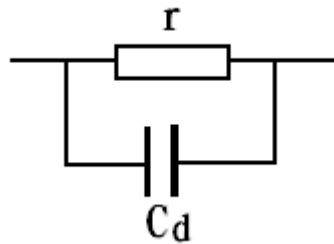


2. 势垒电容 C_B

势垒电容是由空间电荷区的离子薄层形成的。当外加电压使PN结上压降发生变化时，离子薄层的厚度也相应地随之改变，这相当PN结中存储的电荷量也随之变化，犹如电容的充放电。



考虑PN结的电容效应后，高频或开关状态时，等效为：



$$C_d = C_D + C_B$$



1.3 二极管

1.3.1 二极管的结构

1.3.2 二极管的伏安特性

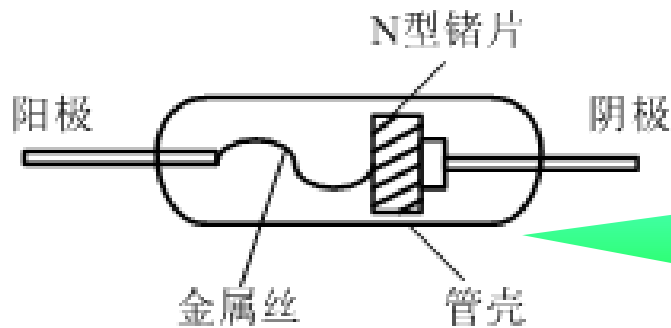
1.3.3 二极管的主要参数



1.3.1 二极管的结构

在PN结上加上引线和封装，就成为一个二极管。二极管按结构分有**点接触型**、**面接触型**、**平面型**三大类。

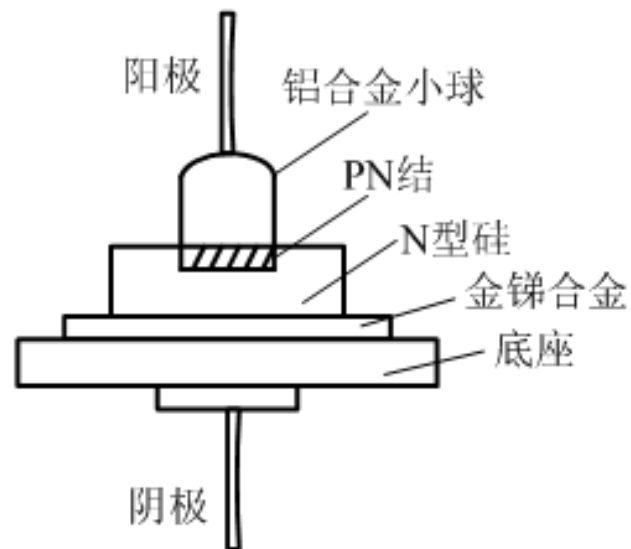
1. 点接触型二极管



PN结面积小，结电容小，用于高频电路、小功率整流、开关元件等

2. 面接触型

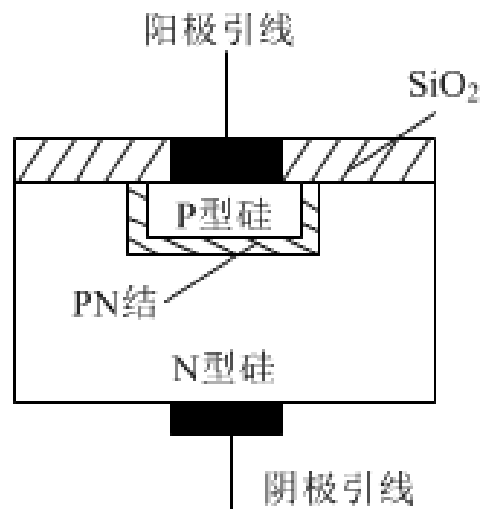
PN结面积大，结电容大，
低频整流电路。



(b)面接触型

3. 硅平面二极管

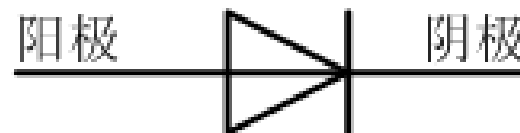
结面积大的，适用于大功率
整流；结面积小的，适用
于在脉冲数字电路中作
开关管。



(c)硅平面型



无论是点接触型、面接触型、硅平面二极管，电路符号皆为：



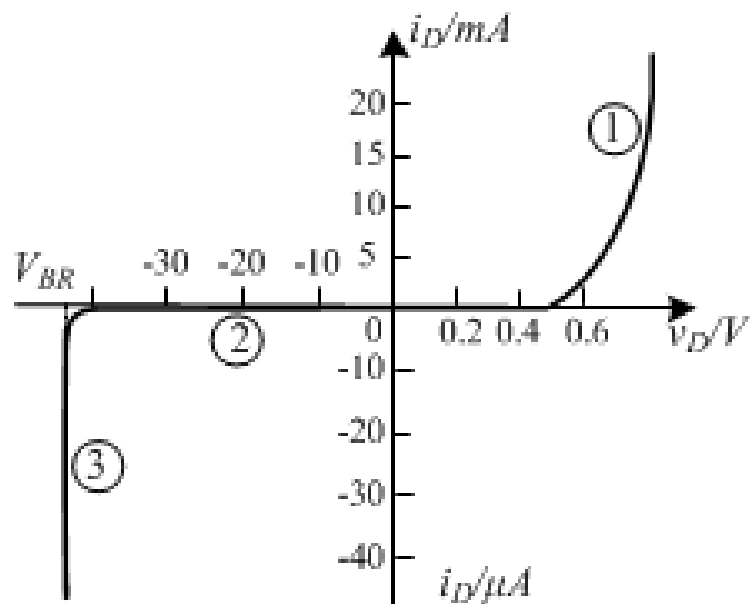
(d)电路符号



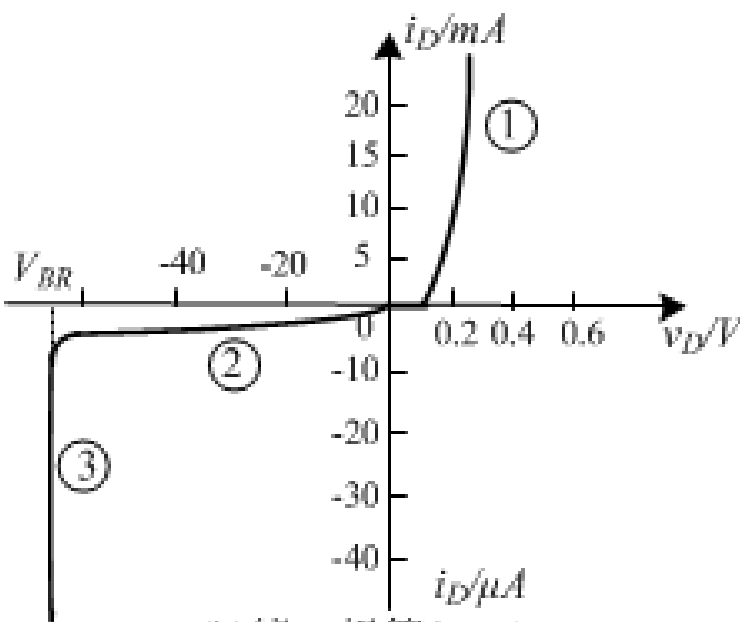
1.3.2 二极管的V-I 特性

二极管的V-I 特性曲线可用下式表示

$$i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$$



(a) 硅二极管2CP10



(b) 锗二极管2AP15



Si管与Ge管伏安特性的差异

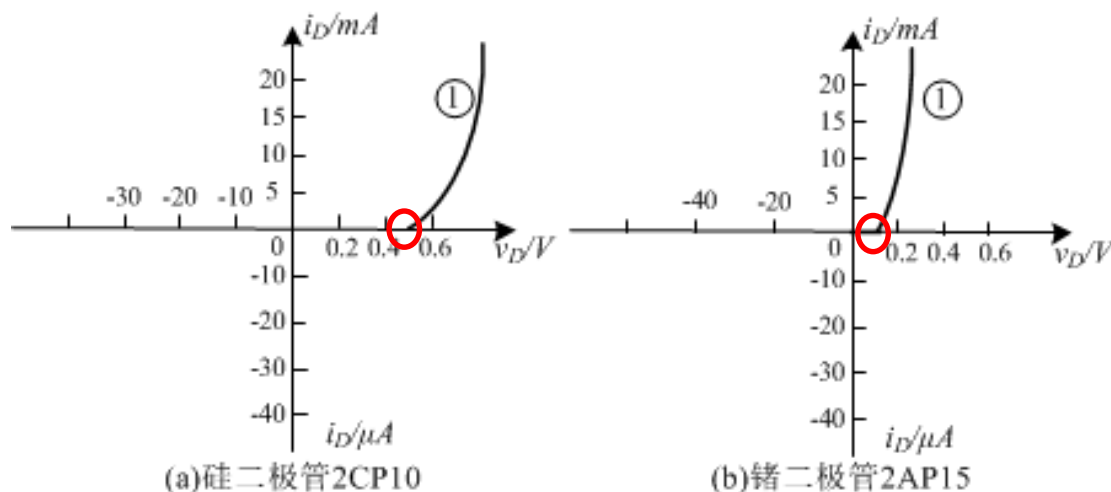
1. 正向特性段

当 $0 < v_D < V_{th}$ 时，正向电流为零， V_{th} 称死区电压或门坎电压。

当 $v_D > V_{th}$ 时，开始出现正向电流，并按指数规律增长。

硅管的 V_{th} 约为 0.5V 左右

锗管的 V_{th} 约为 0.1V 左右





2. 反向特性段

当 $V_{BR} < v_D < 0$ 时，反向电流很小，且基本不随反向电压的变化而变化，此时的反向电流也称**反向饱和电流 I_S** 。

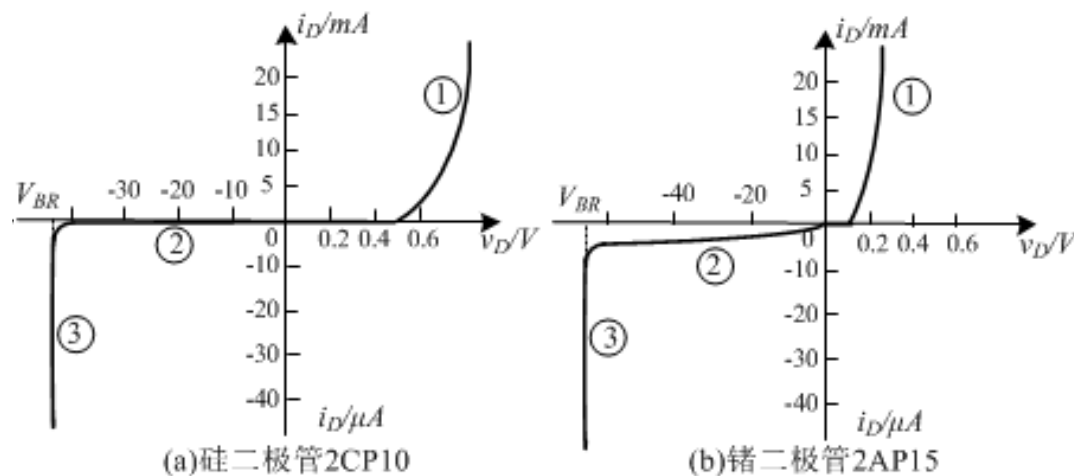
反向饱和电流：

硅管为纳安 (10^{-9}) 数量级

锗管为微安 (10^{-6}) 数量级

3. 反向击穿段

当二极管外加的反向电压达到击穿电压 V_{BR} 后，反向电流急剧增加，即**PN结发生反向击穿**。



1.3.3 二极管的主要参数

(1) 最大整流电流 I_F

管子长期运行时，允许通过的最大正向平均电流

(2) 反向击穿电压 V_{BR}

管子反向击穿时的电压值。

(3) 反向电流 I_R

二极管未击穿时的反向电流。

I_R 越小，管子的单向导电性越好。

特性： I_R 与温度有关， $T \uparrow \rightarrow I_R \uparrow$



(4)极间电容 C_d : 代表二极管中PN结的电容效应, $C_d=C_D+C_B$

(5)最高工作频率 f_M : 二极管工作的上限频率, 超过此频率, 由于二极管极间电容的存在, 二极管的单向导电性将不能体现。

二极管的参数是正确使用二极管的依据,
工程使用中, 应特别注意参数的选择。

1.4 二极管电路例题

例1.4.1 整流电路如图1.4.1 (a) 所示，二极管的死区电压和导通压降可以忽略， v_s 为正弦信号，如图1.4.1 (b) 所示，分析电路功能，并画出输出电压波形。

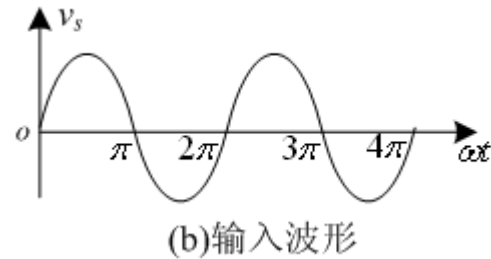
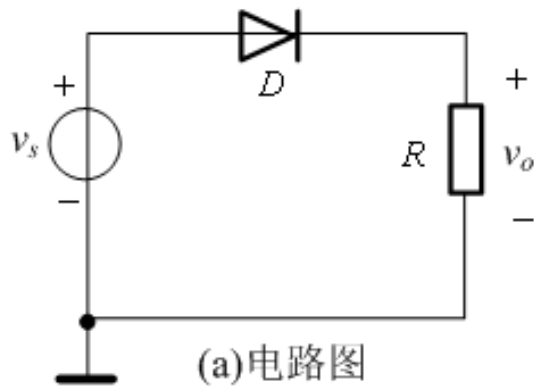


图1.4.1 半波整流电路



解：

如何判断二极管在电路中是导通的还是截止

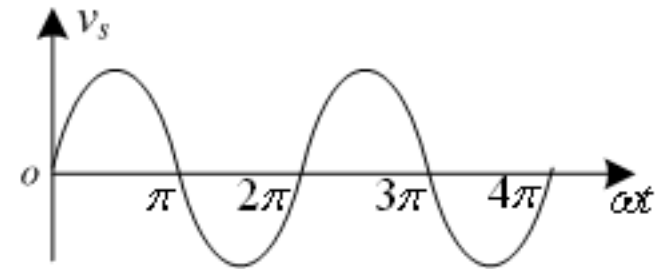
根据二极管两端加的是正电压还是反电压判定二极管是否导通，若为正电压且大于阈值电压，则管子导通，否则截止；

方法是：

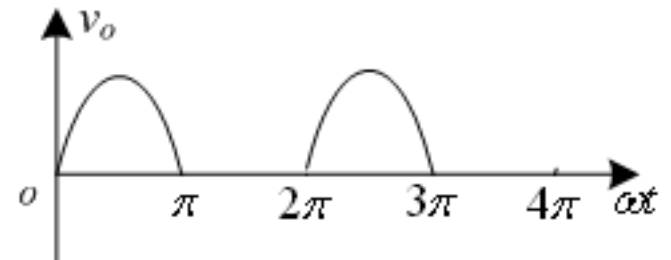
- 1.先假设二极管两端断开，确定二极管两端的电位差；
- 2.若电位差大于死区电压，则管子导通，否则截止。

所以，当 v_s 为正半周时，在忽略二极管死区电压的条件下，**D** 处于正向偏置而导通，由于二极管的导通压降忽略不计，所以 **R** 上的电压为 v_s ；

当为负半周时，**D** 处于反向偏置而截止，由于忽略反向电流，电路中电流为零，所以 **R** 上的电压为零。

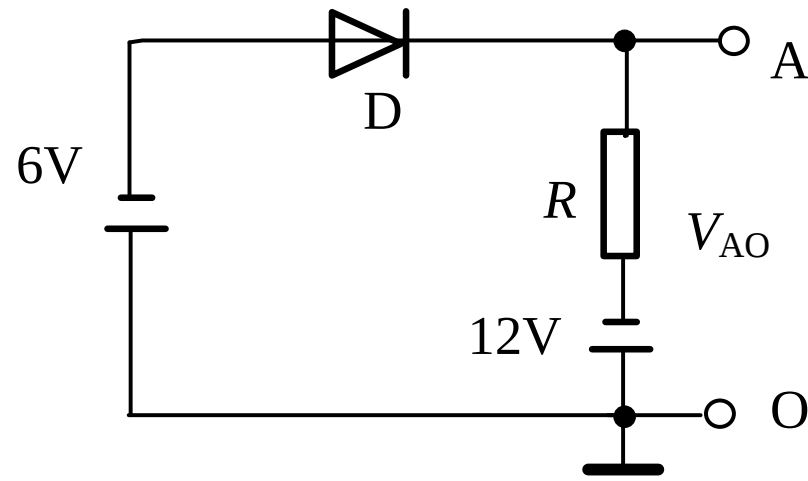


(b)输入波形



(c)输出波形

例1.4.2 电路如图1.4.2所示，忽略二极管的导通压降，求输出电压 V_{AO} 的值。



解：将二极管两端断开

$$V_D = V_{\text{阳}} - V_{\text{阴}} = -6 - (-12) = 6V > V_{\text{th}}$$

所以二极管导通

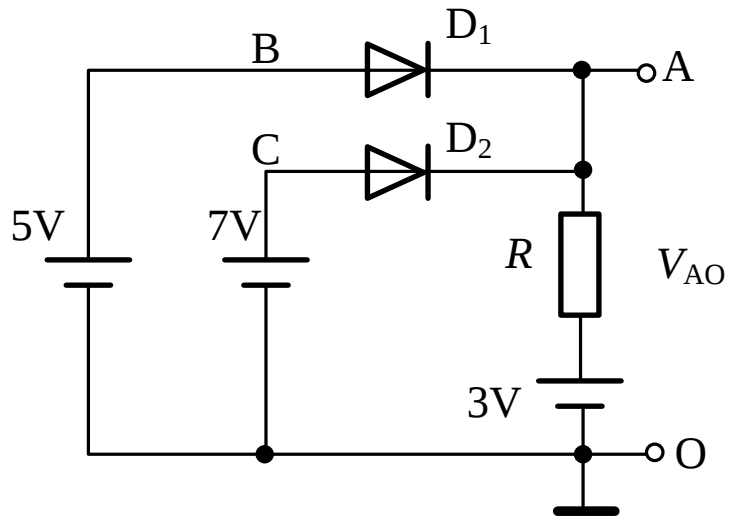
导通后，D的压降等于零，即A点的电位就是D阳极的电位。所以，AO的电压值为-6V。

Multisim仿真例题1.4.1

Multisim仿真例题1.4.2

例1.4.3 电路如图1.4.3所示，忽略二极管的导通压降，判断两个二极管的工作状态，并求输出电压 V_{AO} 的值。

◆ 若电路出现两个或两个以上二极管，应先判断承受正向电压较大的管子优先导通，再按照上述方法判断其余的管子是否导通。



$$V_{AO} = 7V$$

解：将所有二极管两端断开

$$V_{BA} = 5 - 3 = 2V$$

$$V_{CA} = 7 - 3 = 4V$$

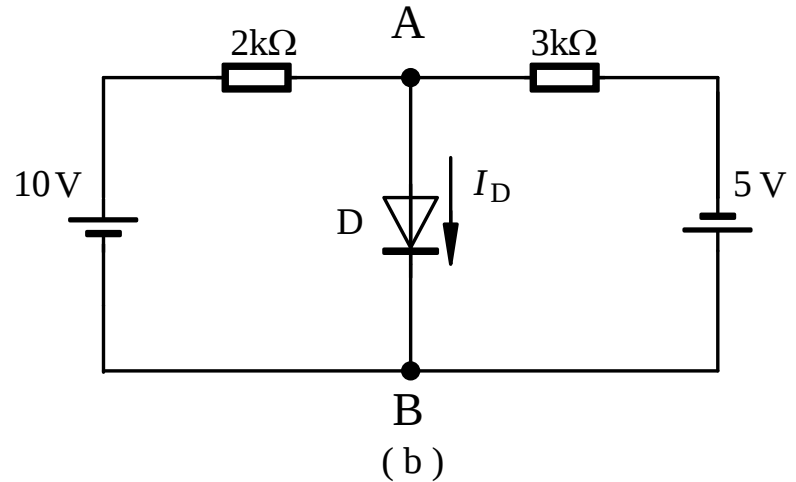
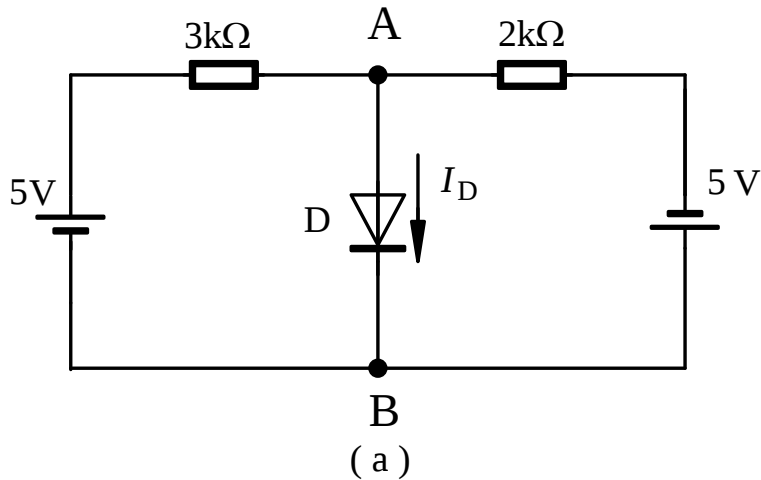
所以二极管 D_2 先导通。

二极管 D_2 导通后：

$$V_{BA} = 5 - 7 = -2V$$

所以二极管 D_1 最终截止

例1.4.4 电路如图所示，设二极管的正向导通压降为 0.7V ，反向电流等于零，计算二极管上流过的电流 I_D 。



解： 二极管外部电路比较复杂时，可以将二极管的外部电路根据戴维宁定理进行等效处理。

图 (a)

令电路中的所有电源为零，则等效电阻

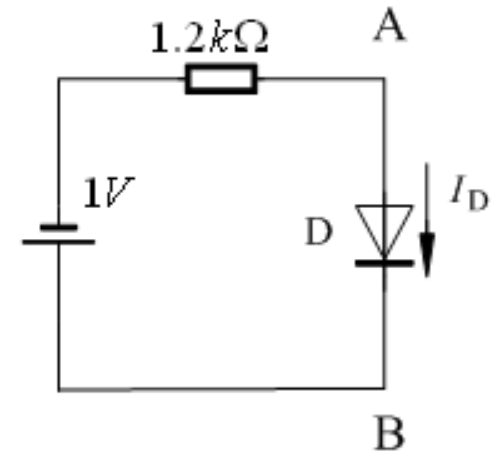
$$R_{eq} = 3k\Omega // 2k\Omega = 1.2k\Omega$$

令二极管开路，则A、B点的开路电压为

$$V_{ABO} = \frac{5 - (-5)}{5k\Omega} \times 2k\Omega - 5 = -1V$$

所以，a图的等效电路为：

可见，二极管为反向偏置，截止



同理，图（b），等效电阻为

$$R_{eq} = 3k\Omega // 2k\Omega = 1.2k\Omega$$

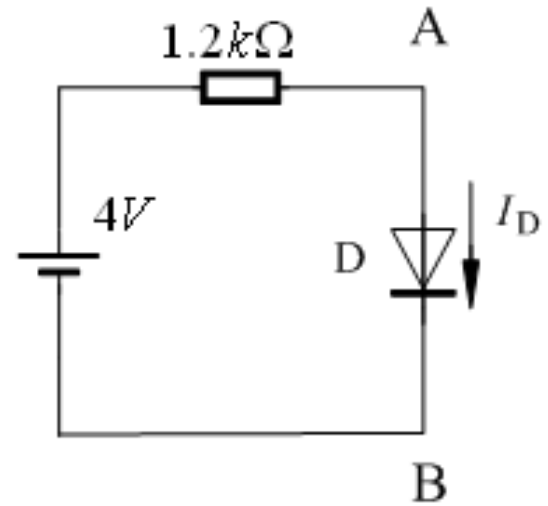
则A、B点的开路电压为

$$V_{ABO} = \frac{10 - (-5)}{5k\Omega} \times 3k\Omega - 5 = 4V$$

所以，b图的等效电路为：

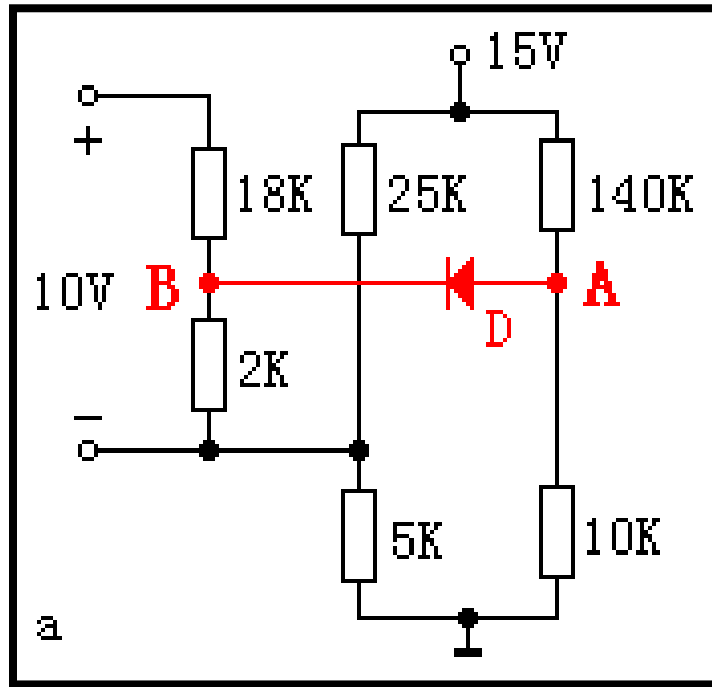
可见，二极管为正向偏置，导通，电流为

$$I_D = \frac{V_{ABO} - 0.7}{R_{eq}} = \frac{4 - 0.7}{1.2k\Omega} = 2.75mA$$



判别二极管是导通还是截止。

解：



截止

断开二极管D:

$$V_A = \frac{10}{10 + 140} \cdot 15 = 1V$$

$$V_B = \frac{2}{2 + 18} \cdot 10 + \frac{5}{5 + 25} \cdot 15 = 3.5V$$



1.5 特殊二极管

1.5.1 稳压管

1.5.2 发光二极管

1.5.3 光电二极管

1.5.4 光电耦合器件

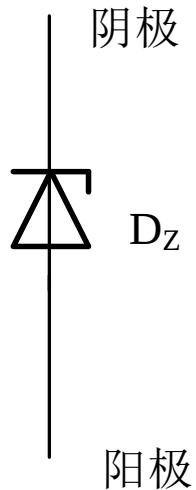
1.5.5 肖特基二极管

1.5.6 变容二极管

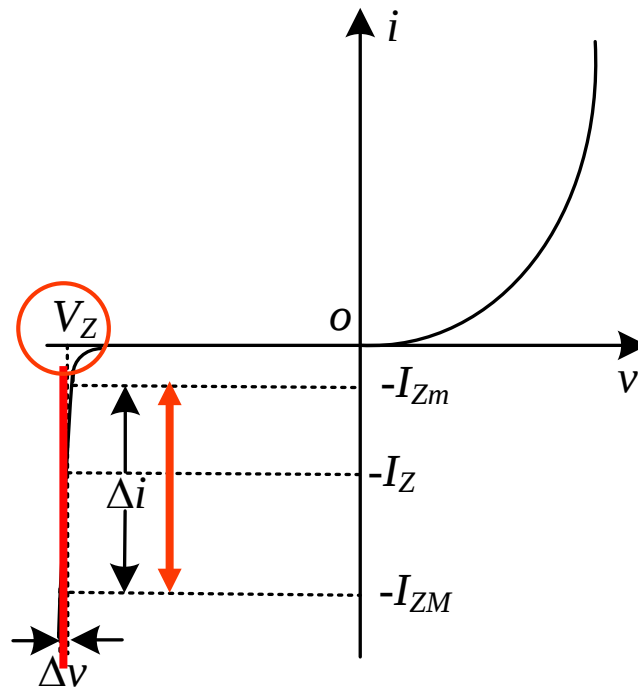


1.5.1 稳压管

利用二极管反向击穿特性实现稳压。稳压二极管稳压时工作在反向电击穿状态。



(a) 电路符号



(b) 伏安特性



1. 稳压二极管主要参数

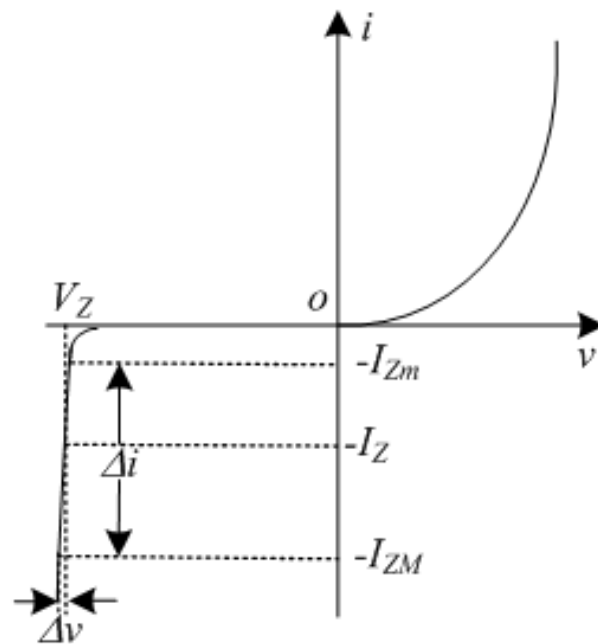
V_Z : 稳定电压

在规定的稳压管反向工作电流 I_Z 下, 所对应的反向工作电压。

I_Z : 稳定电流

稳压管工作于稳定电压时的电流。

一般手册上还会给出最小稳定电流 I_{Zm} 和最大稳定电流 I_{ZM}

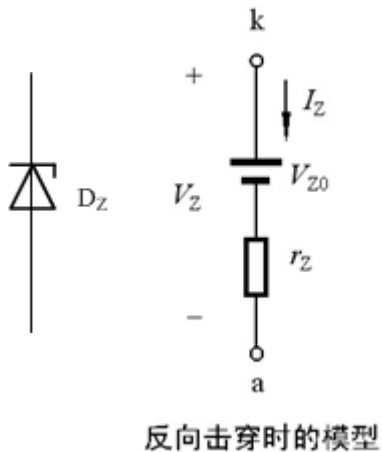


P_{ZM} : 额定功耗

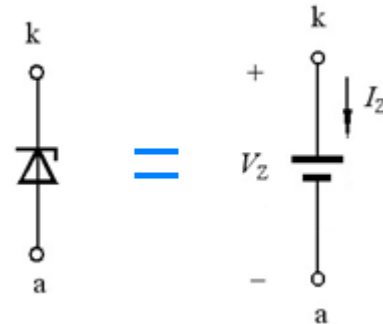
取决于PN结的面积和散热等条件。反向工作时PN结的功率损耗为 $P_Z = V_Z I_Z$ ，由 P_{ZM} 和 V_Z 可以决定 I_{ZM}

r_Z : 动态电阻 $r_Z = \Delta V_Z / \Delta I_Z$

r_Z 愈小，反映稳压管的击穿特性愈陡。



工程实际使用中，常常忽略动态电阻 r_Z

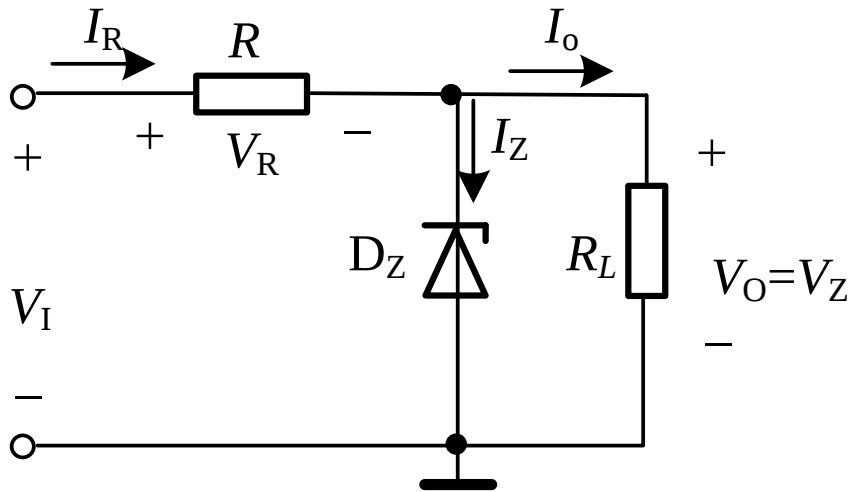




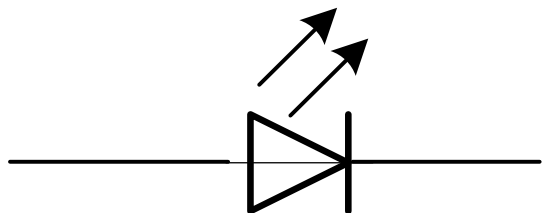
α_{V_Z} : 温度系数

指温度每变化1°C稳定电压的变化量。

2. 稳压电路



1.5.2 发光二极管



红+绿+蓝=白

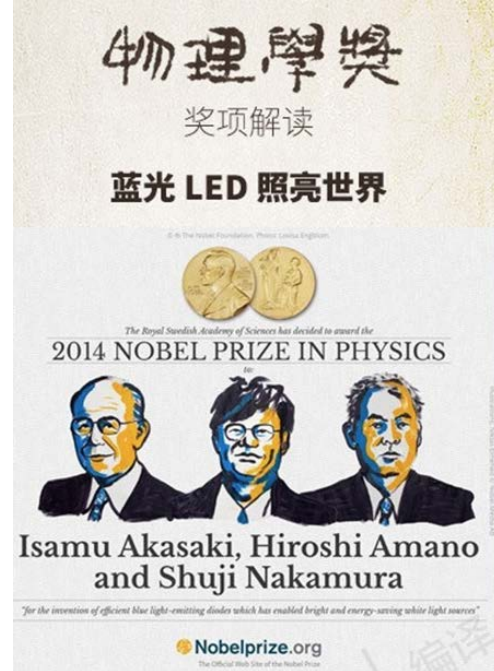
发光二极管 (**Light-Emitting Diode LED**) ,
其发光的颜色由所用的材料确定。

红色: 铝砷化镓 (**AlGaAs**)

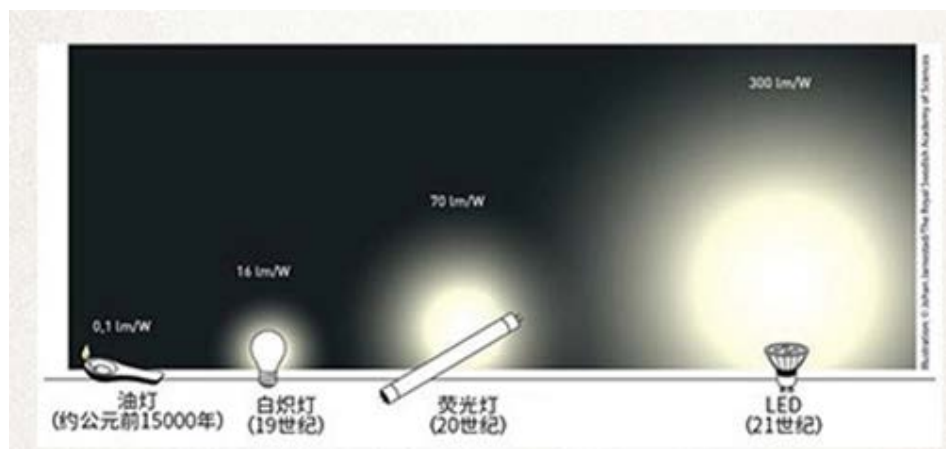
绿色: 铝磷化镓 (**AlGaP**)

蓝色: 氮化镓 (**InGaN**)

LED的效率是荧光灯的4倍、
白炽灯的近**20**倍, 使用寿命达
10万小时。



蓝光**LED**-2014年诺贝尔物理奖, 日本赤崎勇、天野浩和中村修二。





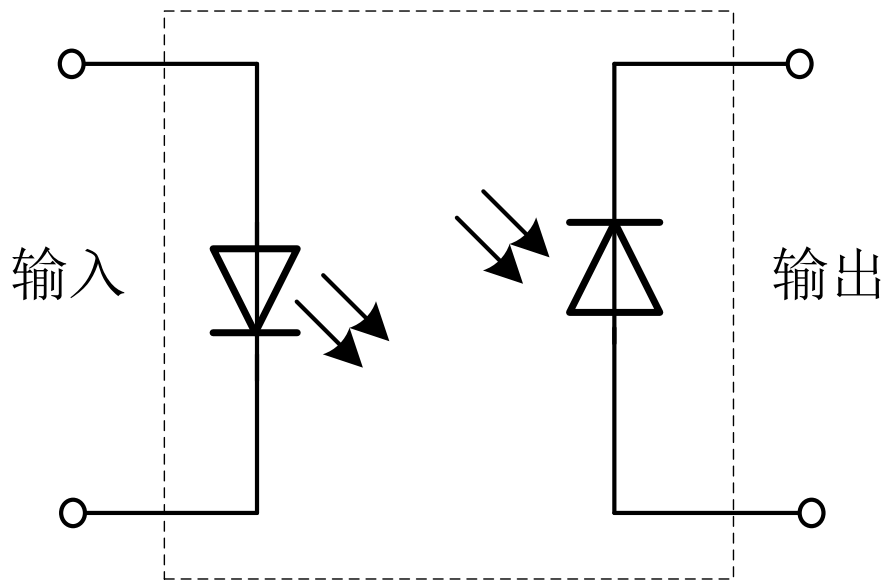
FGAP71





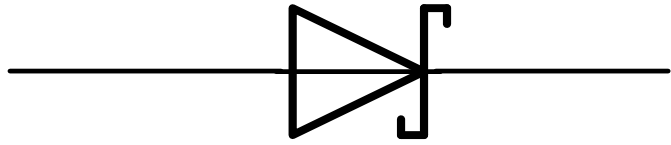
1.5.4 光电耦合器件

将发光二极管和光电二极管组合起来 可以组成二极管型的光电耦合器件。



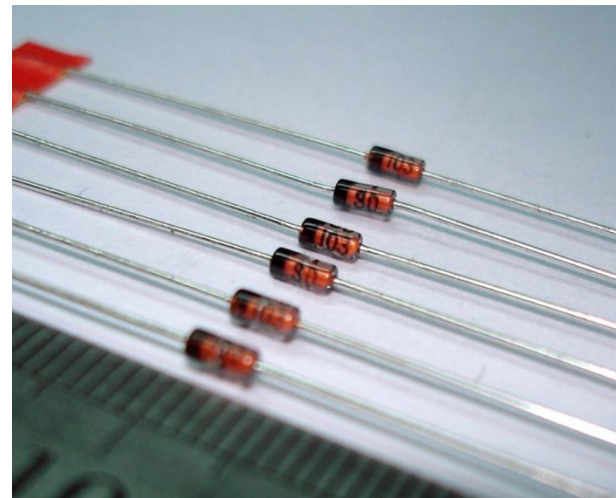
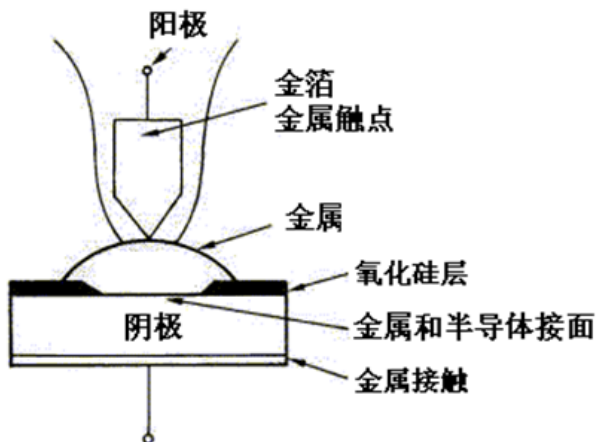


1.5.5 肖特基二极管



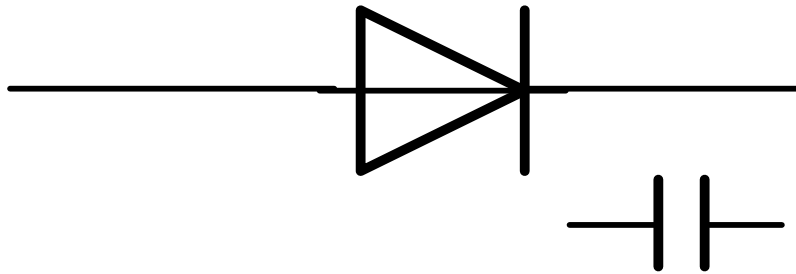
肖特基二极管（SBD）是由金属和N型半导体接触形成势垒的二极管，其阳极是金属，阴极是N型半导体。

肖特基二极管是一种多数载流子导电器件，不存在少数载流子的电荷存储现象，因此**电容效应较小**，**适用于高频或开关电路。**





1.5.6 变容二极管



利用二极管的势垒电容随外加反向电压变化制成，常用于高频电子线路，如电子调谐、频率调制等。



本章小结

- 一、本征半导体在本征激发后具有导电能力，载流子浓度与温度有关。
- 二、掺入微量杂质，使半导体的导电性能显著提高。
- 三、**P**型半导体中多子为空穴，少子为电子；
N型半导体中多子为电子，少子为空穴。
- 四、**PN**结又称空间电荷区、耗尽层、阻挡层、势垒区，具有单向导电性。
- 五、判断二极管是否导通的方法是：
 - 1.先假设二极管两端断开，确定二极管两端的电位差；
 - 2.若电位差大于死区电压，则管子导通，否则截止；
 - 3.如果存在两个或两个以上二极管，承受正向电压较大的二极管优先导通；
当二极管的正向电压相等时，死区电压较小的优先导通；
当二极管的正向电压相等，且死区电压也相等时，同时导通。
- 六、稳压管利用二极管的反向击穿特性工作，设计稳压电路时，应使稳压管工作在伏安特性的反向击穿段。

作业

1. 1

1. 3

1. 4

1. 5

1. 8

1. 9



2 晶体管

2.1 BJT

2.2 结型场效应管

2.3 金属-氧化物-半导体场效应管

2.4 场效应管的主要参数



一个PN结 → 二极管 → 单向导电性

二个PN结 → 三极管 {
BJT → 电流放大（控制）
（**B**ipolar **J**unction **T**ransistor）
FET → 电压放大（控制）
（**F**ield **E**ffect **T**ransistor）

2.1 BJT

2.1.1 BJT结构简介

2.1.2 放大状态下载流子的传输过程及电流分配关系

2.1.3 晶体管共射接法时的伏安特性

2.1.4 晶体管的主要参数



2.1.1 BJT的结构简介

分类： 按频率分有高频管、低频管
按功率分有小、中、大功率管
按材料分有硅管、锗管
按结构分有NPN型和PNP型



(a) 金属封装



(b) 塑料封装



(c) 中功率管

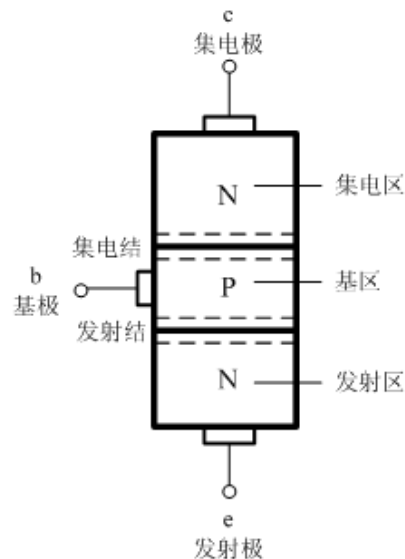
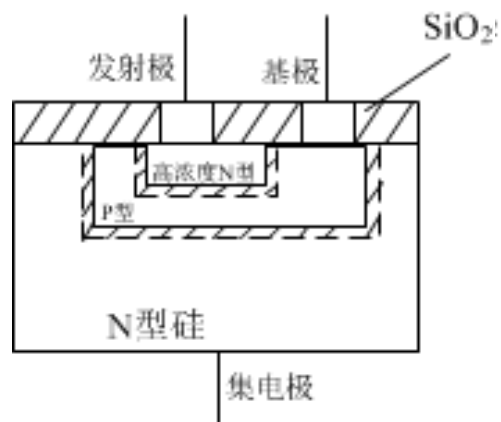


(d) 大功率管

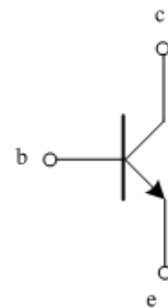
图 2.1.1 几种晶体管的外形

BIT的结构有两种类型:**NPN**型和**PNP**型。

1. NPN型



(a)结构示意图



(b)电路符号

发射区：发射载流子

集电区：收集载流子

基区：传送和控制载流子

发射结、集电结：控制作用

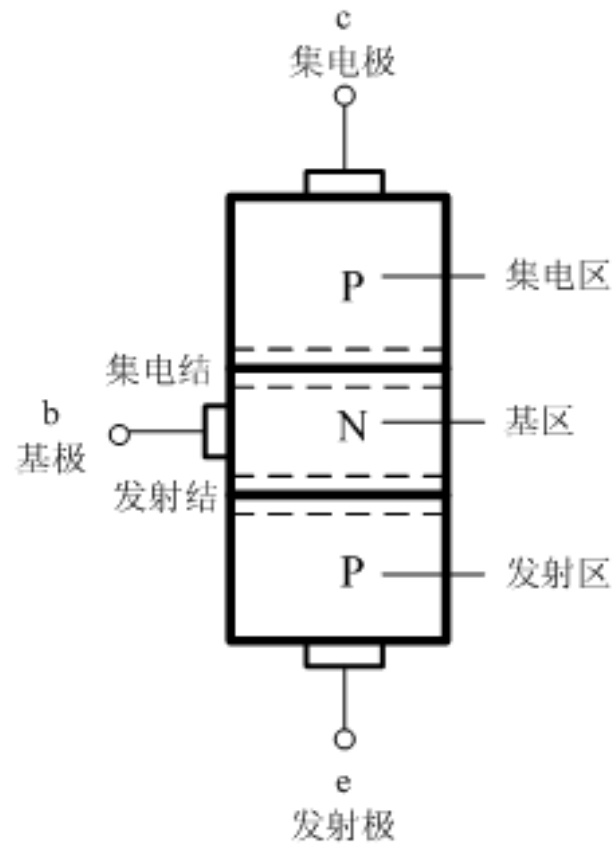
发射极：e

集电极：c

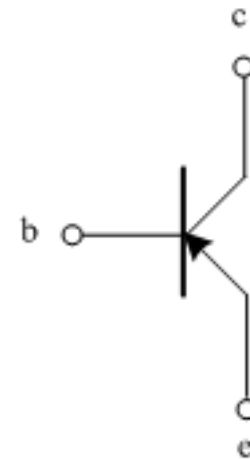
基极：b



2.PNP型



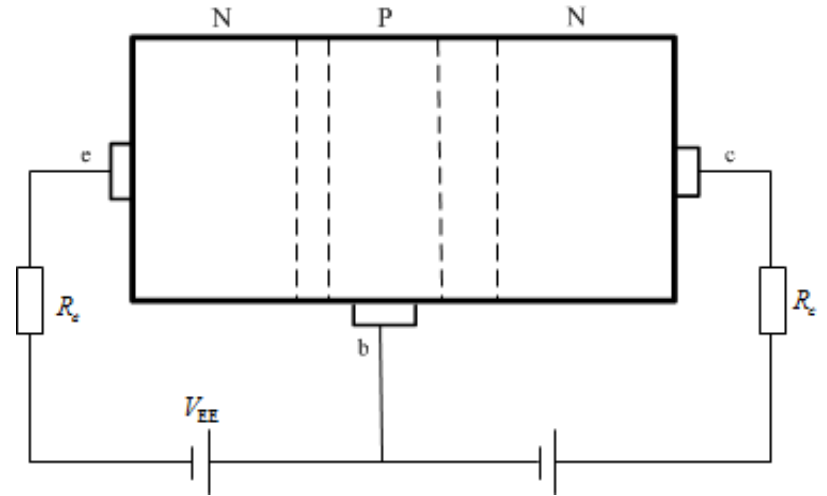
(a) 结构示意图



(b) 电路符号

2.1.2 放大状态下载流子的传输过程及电流分配关系

正常放大时外加偏置电压的要求



发射区向基区注入载流子 → 发射结应加正向电压
(正向偏置)

集电区从基区接受载流子 → 集电结应加反向电压
(反向偏置)

问：若为PNP管，图中电源极性如何？

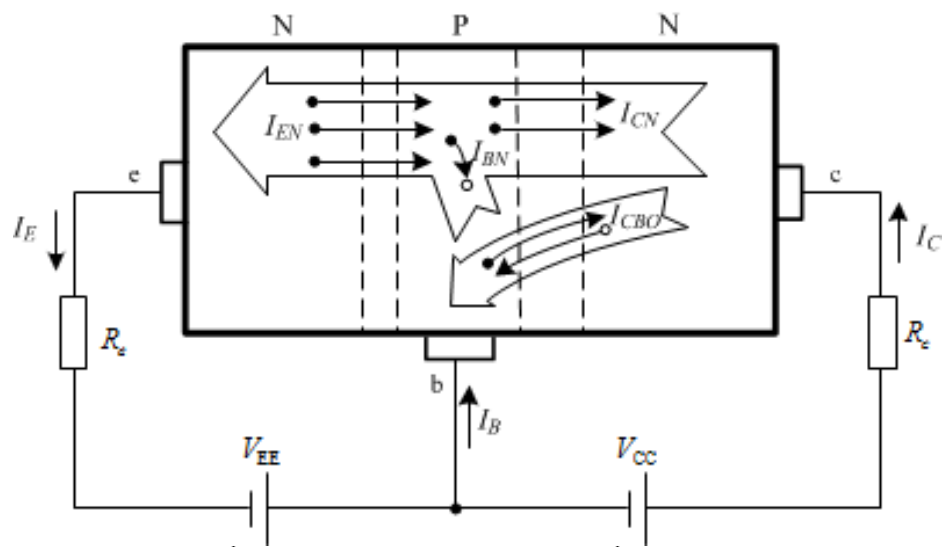


1. 晶体管内部载流子的传输过程

1. 发射区向基区注入电子 (I_{EN} 、 I_{EP} 小)

三极管

为双极型三极管，记为BJT (Bipolar Junction Transistor)





2. 电流分配关系

根据传输过程可知

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO}$$

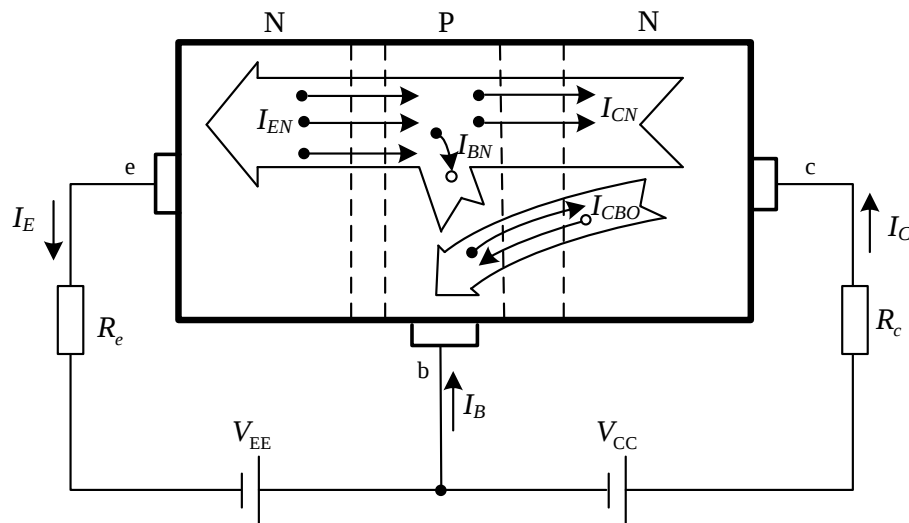
设 $\alpha = \frac{\text{传输到集电极的电流}}{\text{发射极注入电流}}$

$$\text{即 } \alpha = \frac{I_{CN}}{I_{EN}} \approx \frac{I_{CN}}{I_E}$$

$$\text{所以 } I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

通常 $I_C \gg I_{CBO}$

$$\text{则有 } I_C \approx \alpha I_E$$



α 为电流放大系数。它只与管子的结构尺寸和掺杂浓度有关，与外加电压无关。一般 $\alpha = 0.9 \sim 0.99$ 。

又：把 $I_E = I_B + I_C$ 代入 $I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$

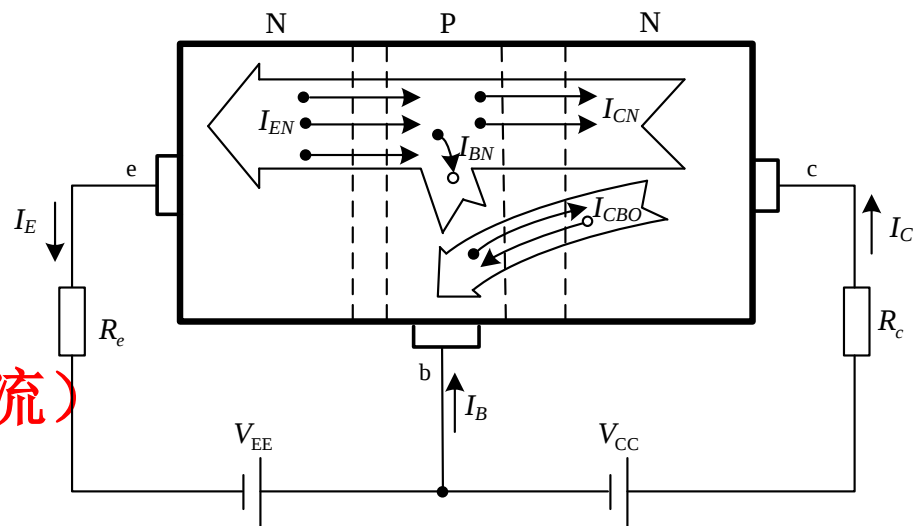
整理得：
$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO}$$

设
$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

且令 $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$ (穿透电流)

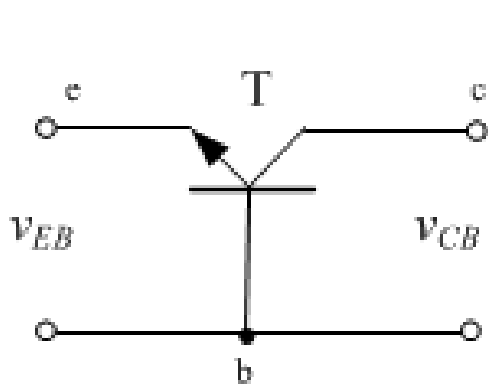
则
$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}$$

当 $I_C \gg I_{CEO}$ 时，
$$I_C \approx \beta I_B$$

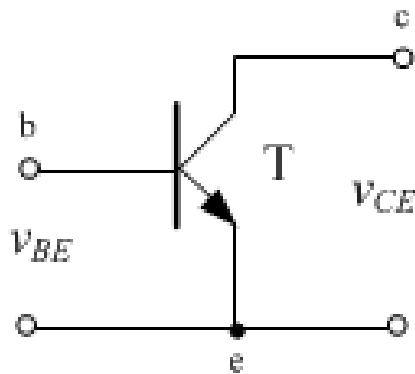


β 是另一个电流放大系数。同样，它也只与管子的结构尺寸和掺杂浓度有关，与外加电压无关。一般 $\beta \gg 1$ 。

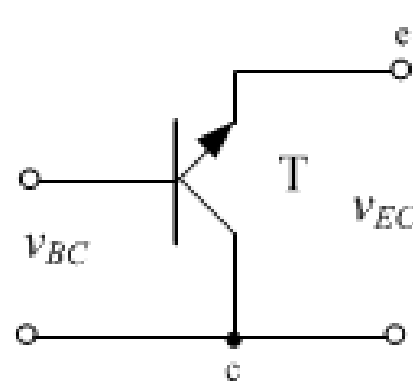
3.BJT的连接方式



(a)共基接法



(b)共射接法



(c)共集接法

(a) 共基极接法，基极作为公共电极，用**CB**表示；

(b) 共发射极接法，发射极作为公共电极，用**CE**表示；

(c) 共集电极接法，集电极作为公共电极，用**CC**表示。

无论哪种接法，BJT正常工作时：

发射结正偏

集电结反偏

NPN管： $V_C > V_B > V_E$

PNP管： $V_C < V_B < V_E$



2.1.3 晶体管共射接法时的伏安特性

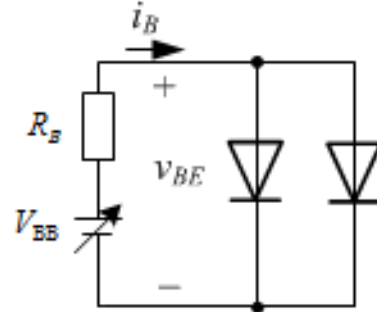
特性曲线是指各电极之间的电压与电流之间的关系曲线

输入特性

输出特性

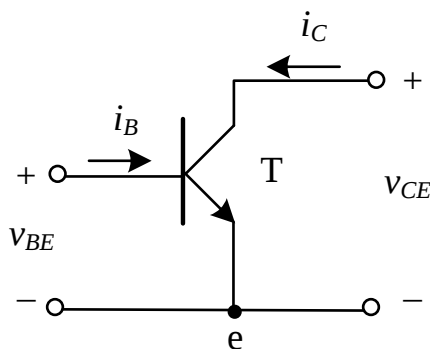
1. 输入特性曲线 (以共射极放大电路为例)

$$i_B = f(v_{BE}) \mid v_{CE} = \text{const.}$$

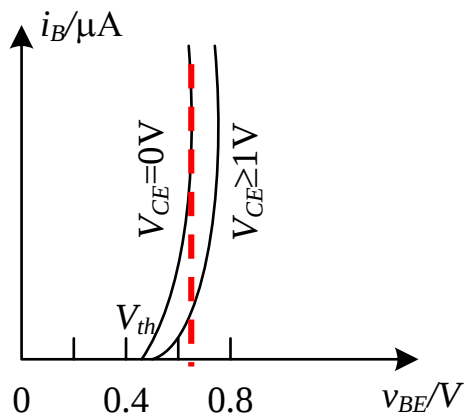


(1) 当 $v_{CE}=0V$ 时, 相当于发射结的正向伏安特性曲线。

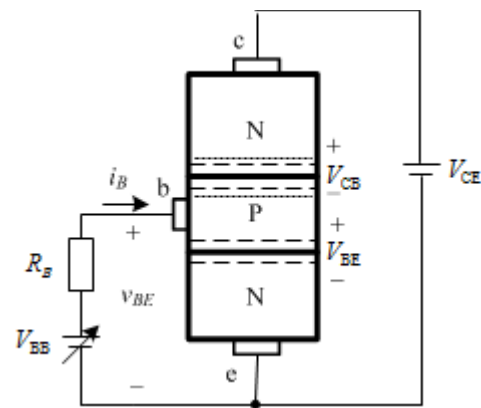
(2) 当 $v_{CE} \geq 1V$ 时, $v_{CB} = v_{CE} - v_{BE} > 0$, 集电结已进入反偏状态, 开始收集电子, 基区复合减少, 同样的 v_{BE} 下 i_B 减小, 特性曲线右移。



(a) 晶体管共射接法



(b) 输入特性曲线

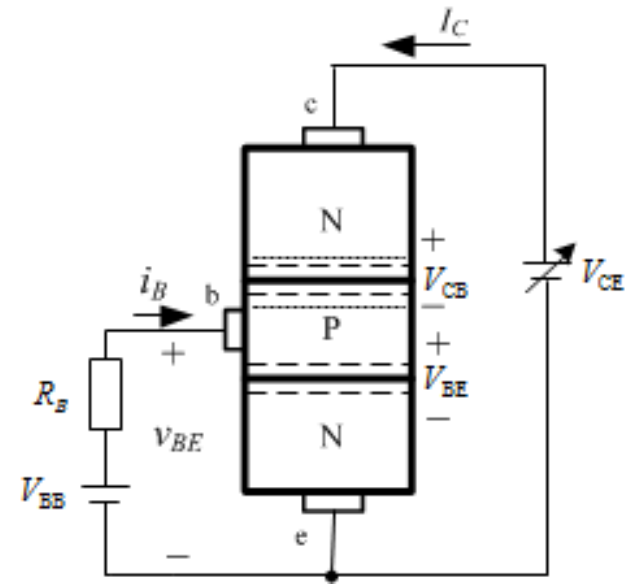
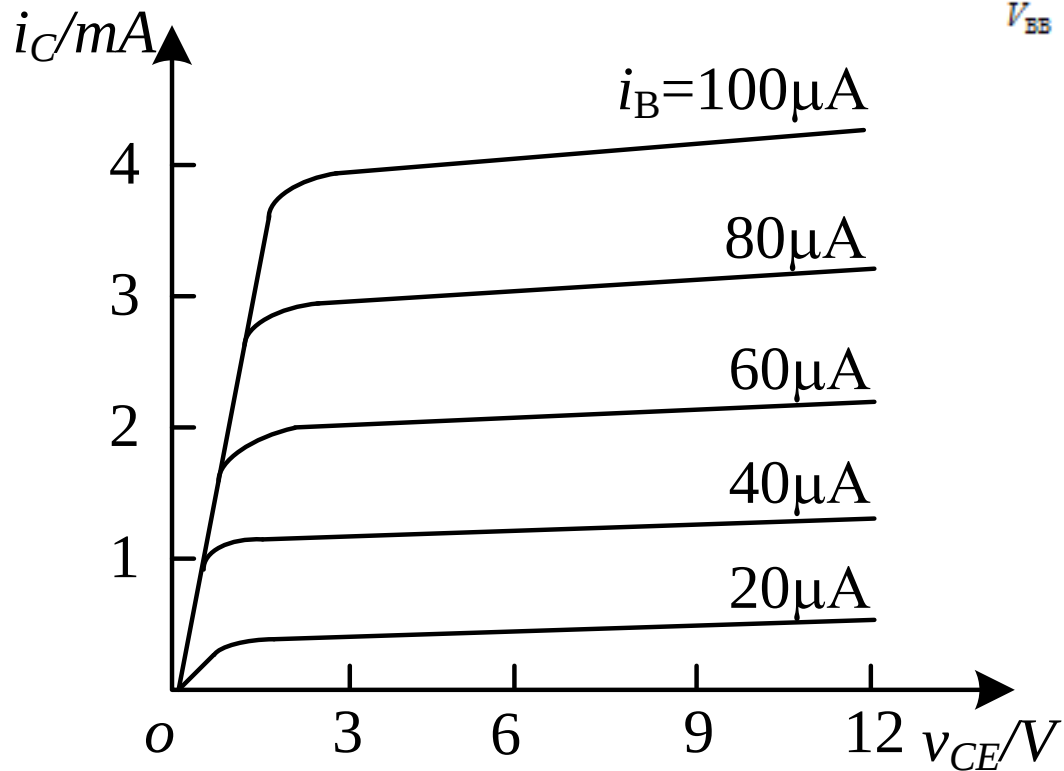


当 $v_{CE} > 1V$ 以后, 发射结工作电压确定时, 发射区发射到基区的载流子数目就是一定的, 所以 $v_{CE} > 1V$ 以后的输入特性曲线的右移现象不再明显。

管子正常工作时, $v_{BE} \approx \begin{cases} 0.7V (\text{硅管}) \\ -0.2V (\text{锗管}) \end{cases}$

2. 输出特性曲线

$$i_C = f(v_{CE}) \mid i_B = \text{常数}$$



3. 晶体管的三个工作区域

饱和区:

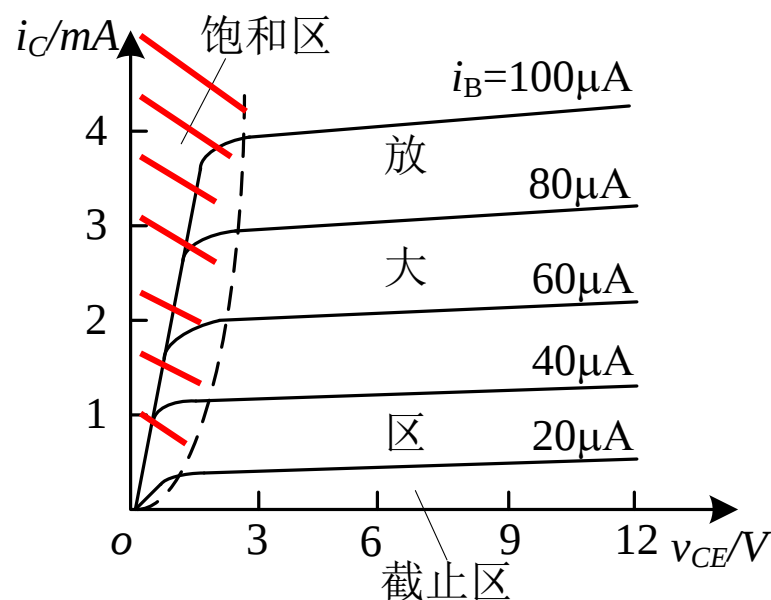
v_{CE} 很小, 一般 $v_{CE} \leq v_{BE}$, 称为

饱和管压降 V_{CES} 。

此时, 发射结正偏, 集电结正偏或反偏电压很小。

外部电压特征是 $v_{BE} > V_{th}$ $v_{CE} \leq v_{BE}$

i_C 明显受 v_{CE} 控制, 但 $i_C \neq \beta i_B$ 。



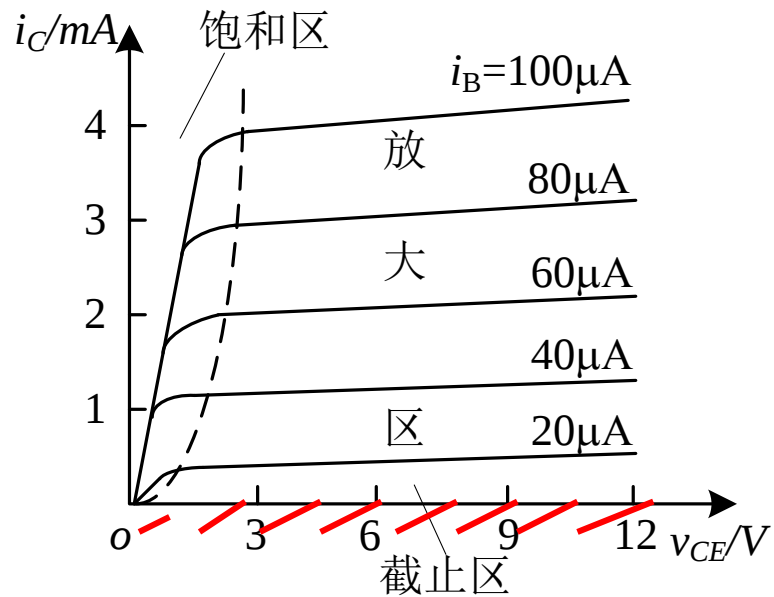
截止区:

此时, v_{BE} 小于死区电压。

$i_B=0$, $i_C=i_{CEO}\approx 0$, 三极管如同工作于断开状态。

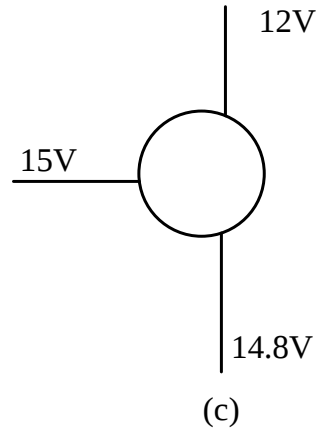
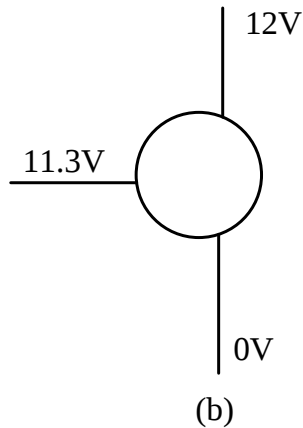
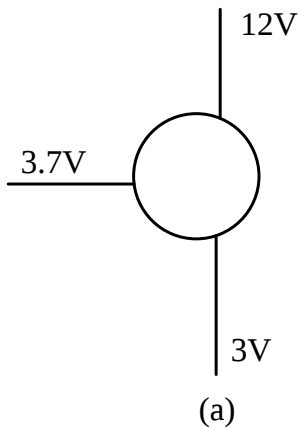
外部电压特征是: $v_{BE} \leq V_{th}$

$$v_{CE} \geq v_{BE}$$



放大区: $v_{BE} > V_{th}$, $v_{CE} > v_{BE}$, i_C 不随 v_{CE} 变化, 只与基极电流 i_B 有关, $i_C = \beta i_B$

例2.1.1 测得放大电路中三只晶体管的直流电位如图示，分析它们的管型、管脚，并分析是硅管还是锗管。



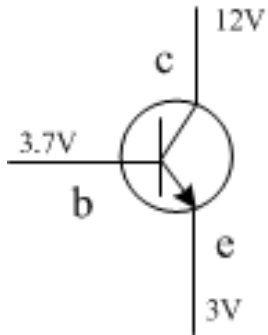
解：判断硅管和锗管的依据是：放大状态时**硅管发射结电压为0.7V左右，锗管发射结电压为0.2V左右**。剩下的一个电极一定是集电极。

然后，放大状态时

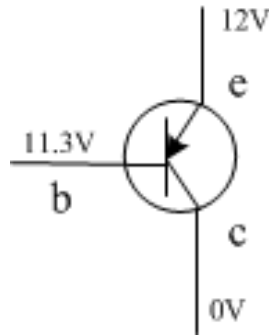
NPN管的各极电位关系是 $V_C > V_B > V_E$

PNP管的各极电位关系是 $V_C < V_B < V_E$

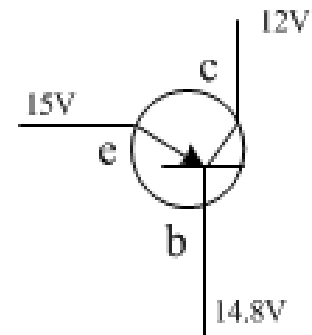
所以：



硅NPN管

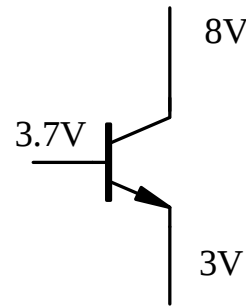


硅PNP管



锗PNP管

例2.1.2 测得电路中某晶体管三个电极的电位如图所示，判断晶体管的工作状态。

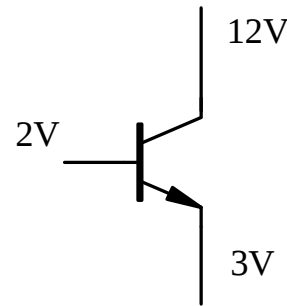


(a)

$$V_{BE} = 0.7V$$

$$V_C > V_B > V_E$$

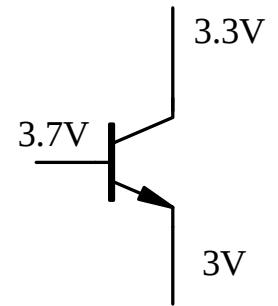
放大



(b)

$$V_{BE} = -1V$$

截止



(c)

$$V_{BE} = 0.7V$$

$$V_{CE} = 0.3V < V_{BE}$$

饱和

判断依据：

NPN管：

放大状态： $V_C \geq V_B > V_E$ ，且 $V_{BE} > V_{th}$

截止状态： $V_{BE} < V_{th}$

饱和状态： $V_{BE} > V_{th}$ ，且 $V_{CE} \leq V_{BE}$

PNP管：

放大状态： $V_C \leq V_B < V_E$ ，且 $V_{BE} < V_{th}$

截止状态： $V_{BE} > V_{th}$

饱和状态： $V_{BE} < V_{th}$ ，且 $V_{CE} \geq V_{BE}$



2.1.4 晶体管的主要参数

(1) 共基极**直流**电流放大系数 $\bar{\alpha}$

$$\bar{\alpha} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} \approx \frac{I_C}{I_E}$$

(2) 共基极**交流**电流放大系数 α

$$\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \Big|_{V_{CE}=\text{常数}}$$

(3) 共射极**直流**电流放大系数 $\bar{\beta}$

$$\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B} \approx \frac{I_C}{I_B}$$

(4) 共射极**交流**电流放大系数 β

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

工程近似分析中，一般认为 $\bar{\alpha} \approx \alpha$, $\bar{\beta} \approx \beta$ 。

α 与 β 间的关系：

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

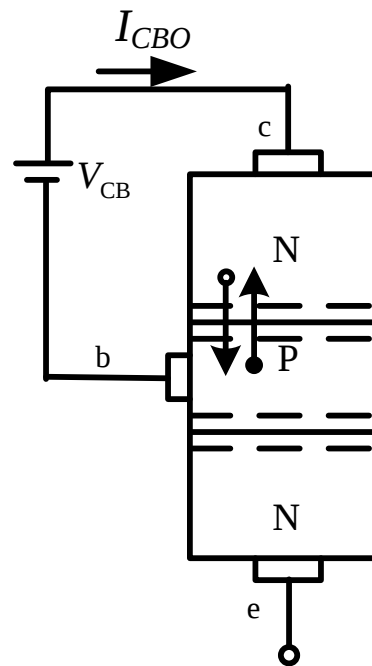
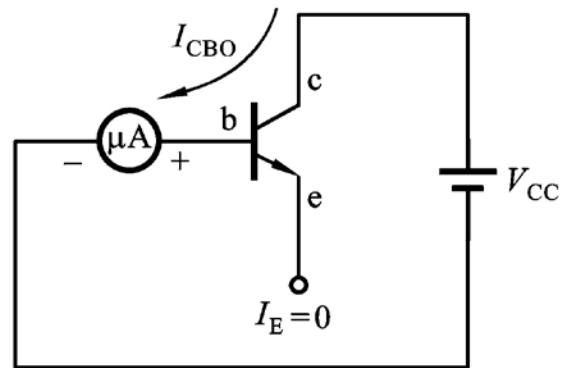
$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

2. 极间反向电流

(1) 集电极-基极反向饱和电流 I_{CB0}

发射极开路时，集电结外加反偏置电场时的集电极电流。

与单个PN结的反偏电流相同，
T一定时为常数（取决于少数浓度），
是温度敏感的参数。

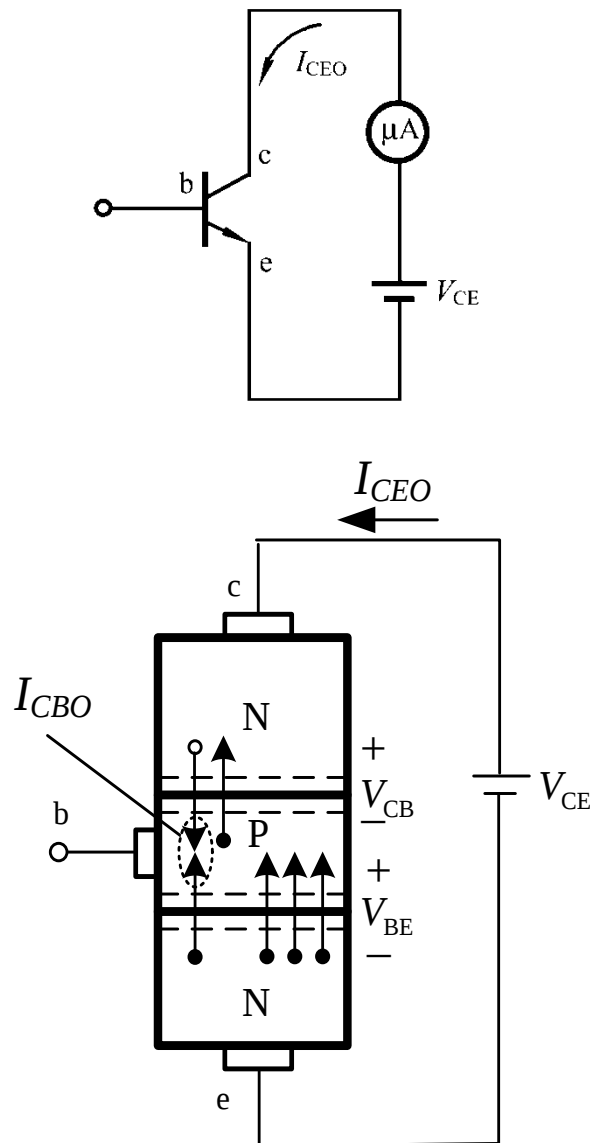


I_{CB0}	小功率硅管 $< 1\mu A$
	小功率锗管 $10\ \mu A$ 左右

(2) 集电极-发射极反向穿透电流 I_{CEO} 是基极开路时的集电极电流

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

I_{CEO} 与 β 和 I_{CBO} 有关，而 β 和 I_{CBO} 都是温度敏感的参数，所以， I_{CEO} 的温度敏感性更加明显。



I_{CEO} { 小功率硅管几微安以下
小功率锗管几十微安以上

温度变化大的场合宜选用硅管

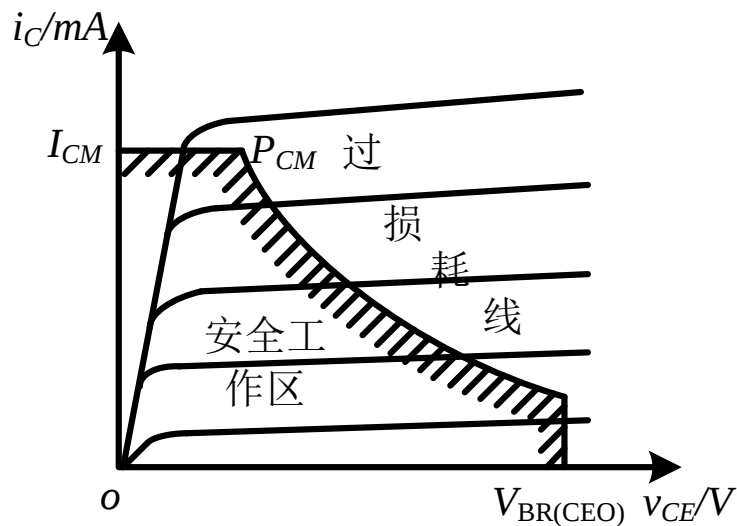


3. 极限参数

(1) 集电极最大允许电流 I_{CM} ——晶体管正常工作时集电极电流的最大允许值。

(2) 集电极最大允许功率损耗 P_{CM}

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



P_{CM} 与管子的散热方式、环境温度等有关，实际使用时，集电结的耗散功率不能超过此值。

(3) 极间反向击穿电压

$V_{(BR)CBO}$: 发射极开路时, 集电极-基极之间的反向击穿电压

$V_{(BR)EBO}$: 集电极开路时, 发射极-基极之间的反向击穿电压

$V_{(BR)CEO}$: 基极开路时, 集电极-发射极之间的反向击穿电压

当基极和射极之间接有电阻 R 时, 发射极-集电极之间的反向击穿电压为 $V_{(BR)CER}$

电阻为零时, 发射极-集电极之间的反向击穿电压为 $V_{(BR)CES}$

几个击穿电压有如下关系：

$$V_{BR(CEO)} < V_{BR(CER)} < V_{BR(CES)} < V_{BR(CBO)}$$



2.1 小结

- BJT是电流控制器件

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B$$

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \approx \alpha I_E$$

- BJT要实现放大作用，必须工作在放大区。

作业

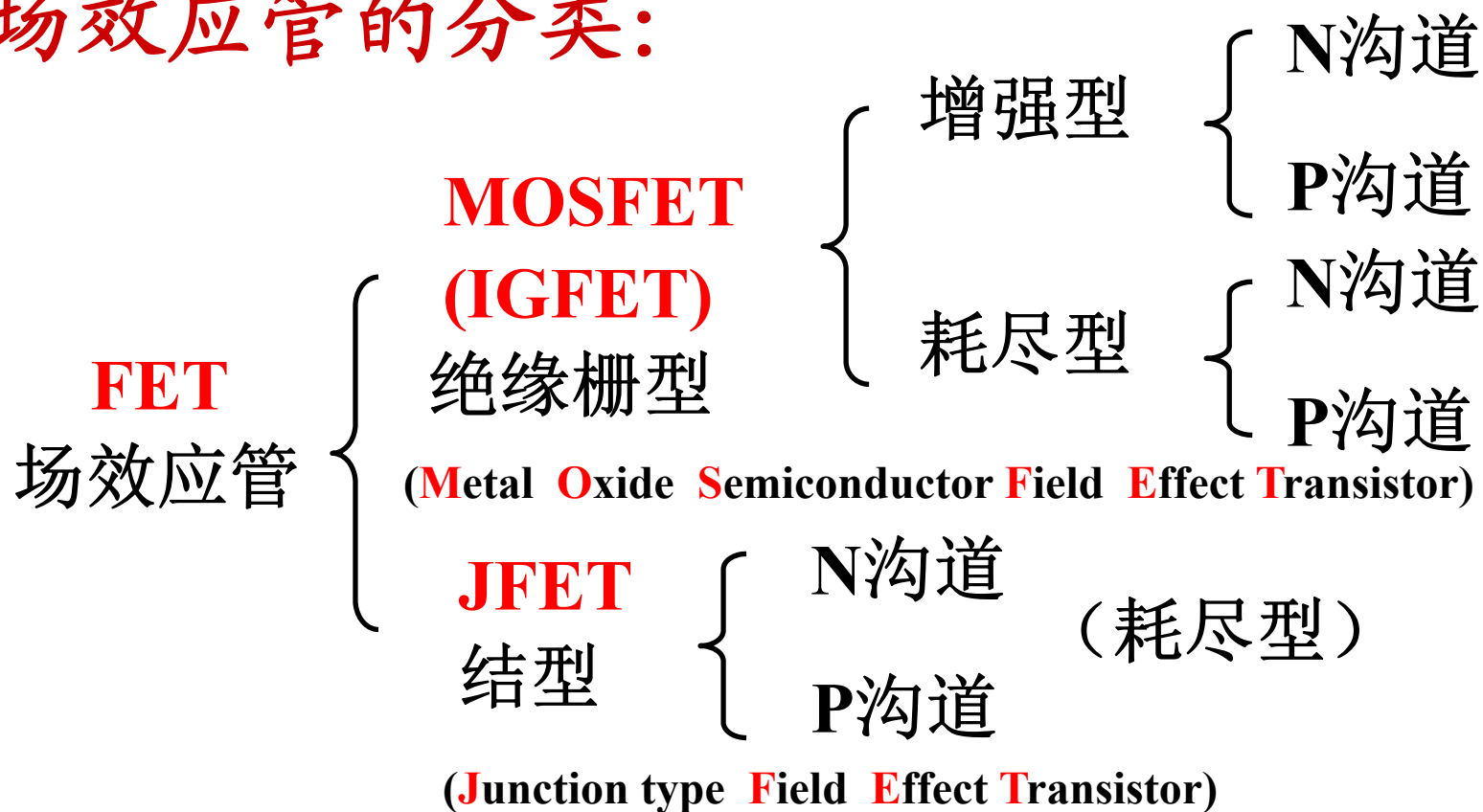
2. 1

2. 2

2. 3

2. 4

场效应管的分类:



2.2 结型场效应管

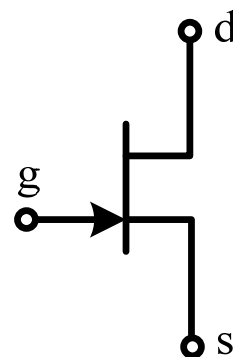
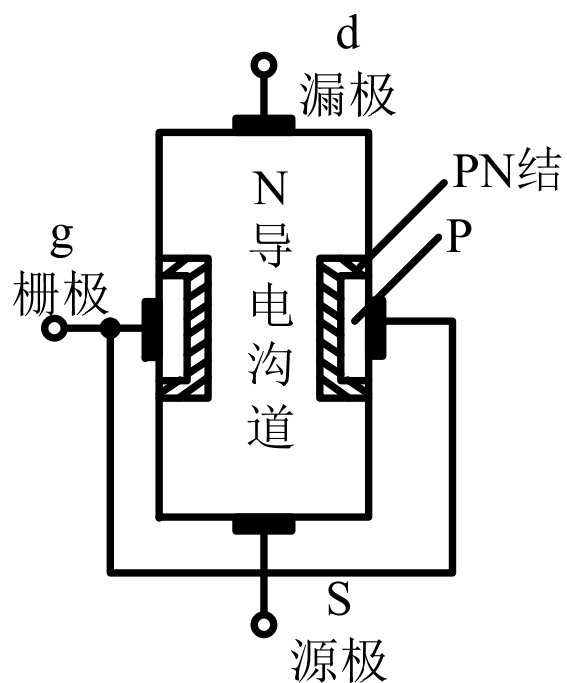
2.2.1 结型场效应管的结构

2.2.2 结型场效应管的工作原理

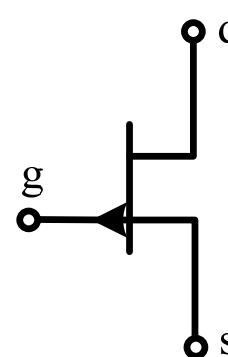
2.2.3 结型场效应管的特性曲线

2.2.1 结型场效应管的结构

结型场效应管分**N沟道**和**P沟道**两种。



(b) N沟道符号

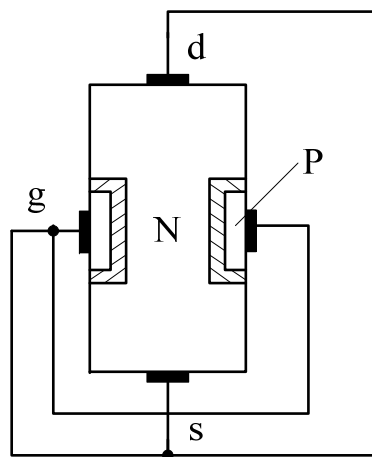


(c) P沟道符号

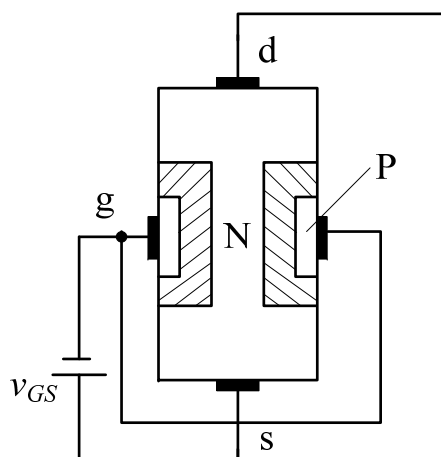
2.2.2 结型场效应管的工作原理

(以N沟道JFET为例)

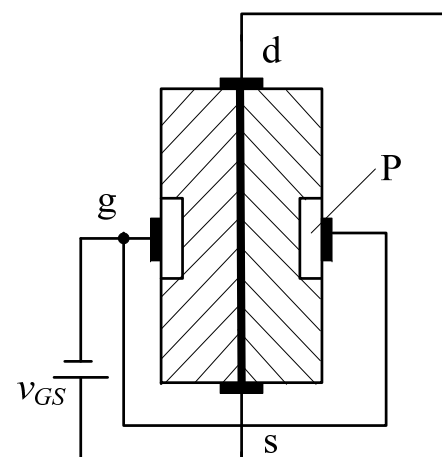
1. $v_{DS}=0$ 时, v_{GS} 对沟道的控制作用



(a) $v_{GS}=0$



(b) $V_P < v_{GS} < 0$



(c) $v_{GS} \leq V_P$

当 $v_{GS}=0$ 时, PN结很窄, 沟道很宽, 沟道电阻很小, a图

当 $v_{GS}<0$ 时, 耗尽层变宽, 沟道变窄, 沟道电阻增加, b图

当沟道夹断时, 对应的栅源电压 v_{GS} 称为夹断电压 V_P , c图。

对于N沟道的JFET, $V_P < 0$ 。

2. $v_{GS}=0$ 时, v_{DS} 对 i_D 的控制作用

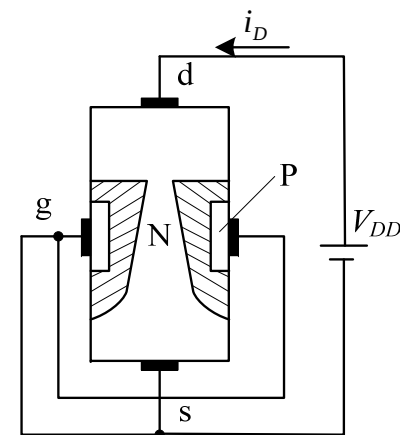
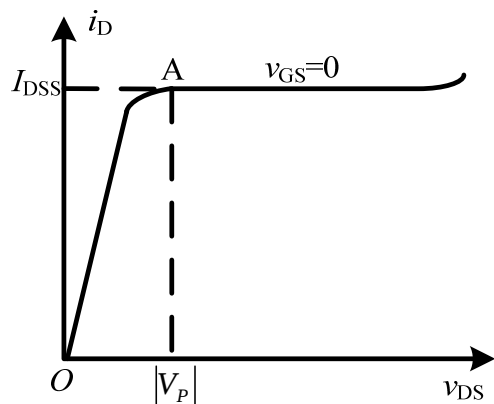
当 $v_{DS}=0$ 时, $i_D=0$

当 $v_{DS} \neq 0$ 且较小时, i_D 随着的 v_{DS} 增加几乎成比例地增加。

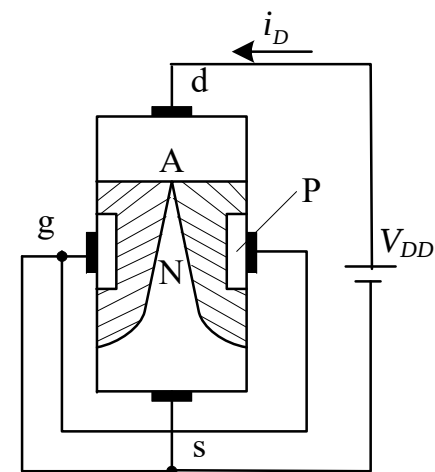
$0 < v_{DS} < |V_P|$ 时, 耗尽层在靠近源极端较窄, 在靠近漏极端较宽, 导电沟道呈楔形。

当 v_{DS} 增加到使 $v_{DS} = |V_P|$ 时, 在靠漏极处出现预夹断。

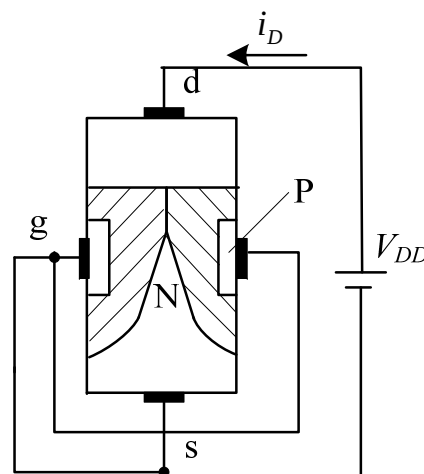
此后 $v_{DS} \uparrow \rightarrow$ 夹断区延长 $\rightarrow$ 沟道电阻 $\uparrow$
 $\rightarrow$ 场强 $\uparrow \rightarrow i_D$ 基本不变。



(a) $v_{GS}=0, v_{DS} < |V_P|$

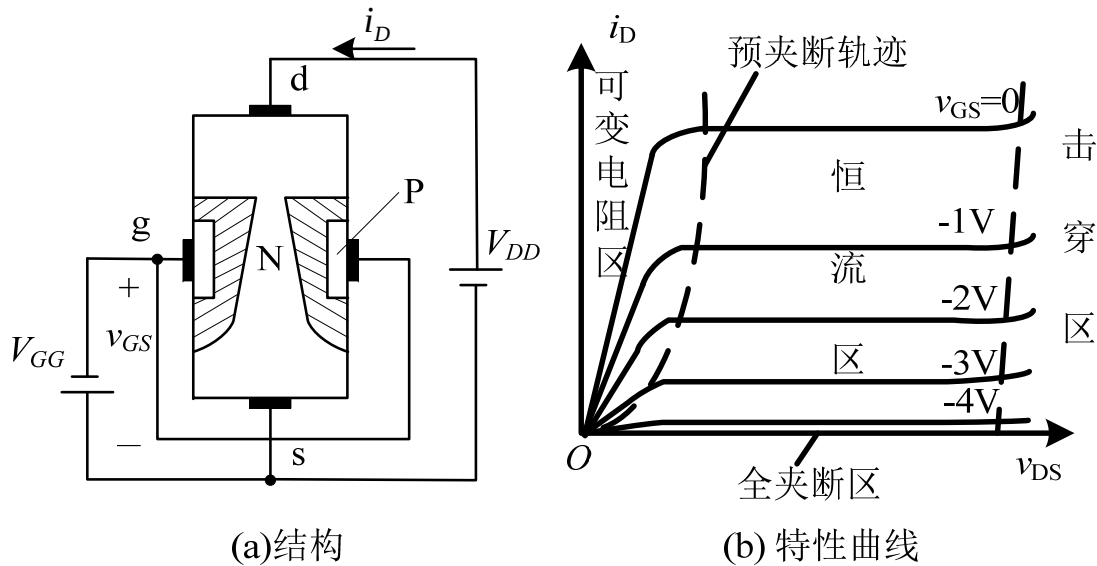


(b) $v_{GS}=0, v_{DS} = |V_P|$



(c) $v_{GS}=0, v_{DS} > |V_P|$

3. $v_{GS} < 0$ 时, v_{DS} 对 i_D 的控制作用



v_{GS} 越负，耗尽层越宽，同样 v_{DS} 下， i_D 越小。

在预夹断处

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = V_P$$

综上所述可知：

沟道中只有一种类型的多数载流子参与导电，所以场效应管也称为**单极型三极管**。

JFET栅极与沟道间的PN结是反向偏置的，因此 $i_G \approx 0$ ，**输入电阻很高**。

预夹断前 i_D 与 v_{DS} 呈近似线性关系；预夹断后， i_D 趋于饱和。

JFET是**电压控制电流器件**， i_D 受 v_{GS} 控制。

JFET结构对称，源极和漏极可以互换使用。

2.2.3 结型场效应管的特性曲线

1. 输出特性

$$i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS}=\text{常数}}$$

可变电阻区：

外部电压特征 $V_P < v_{GS} \leq 0$

$$v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} \geq V_P$$

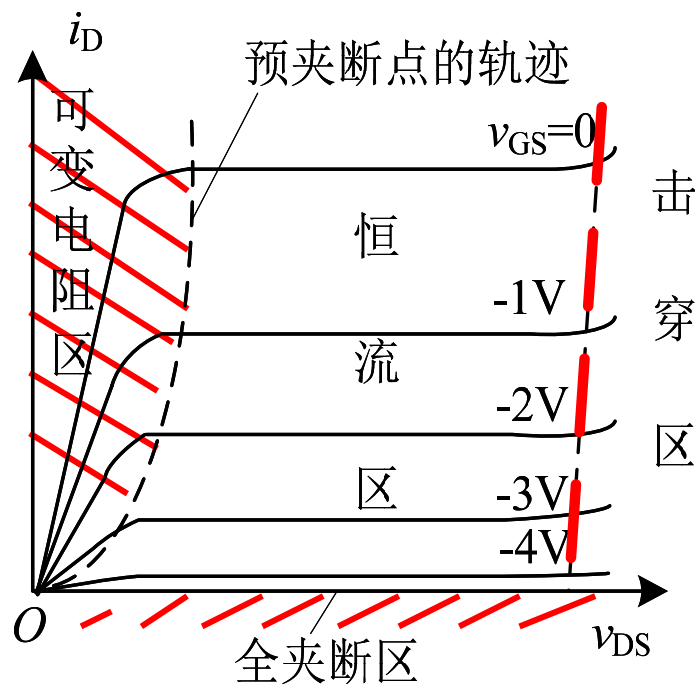
夹断区：

外部电压特征 $v_{GS} \leq V_P$

恒流区：

外部电压特征 $V_P < v_{GS} \leq 0$ $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} < V_P$

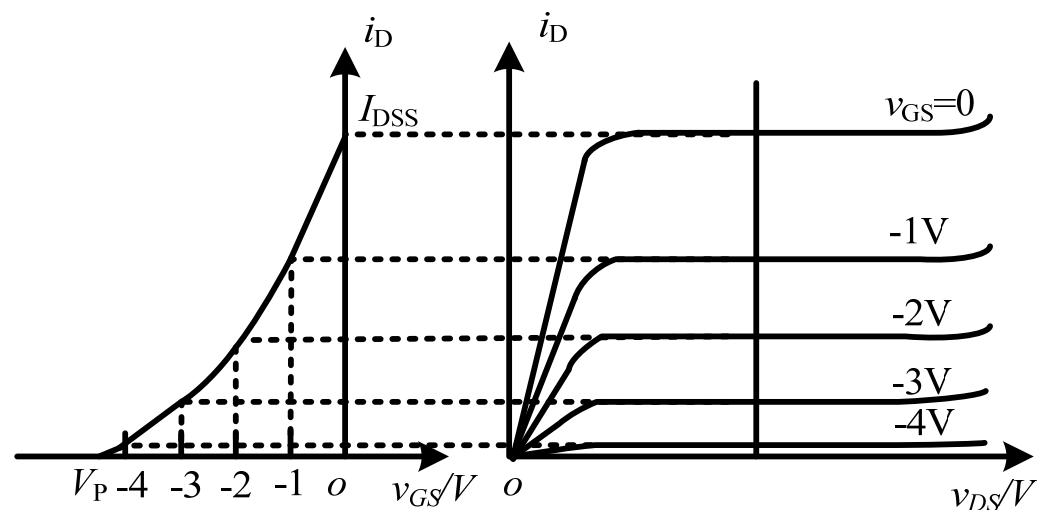
击穿区



(b) 特性曲线

2. 转移特性

$$i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS}=\text{常数}}$$



(a) 转移特性

(b) 输出特性

在恒流区:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (V_P < v_{GS} \leq 0)$$

2.3 金属-氧化物-半导体场效应管

2.3.1 N沟道增强型MOSFET的结构

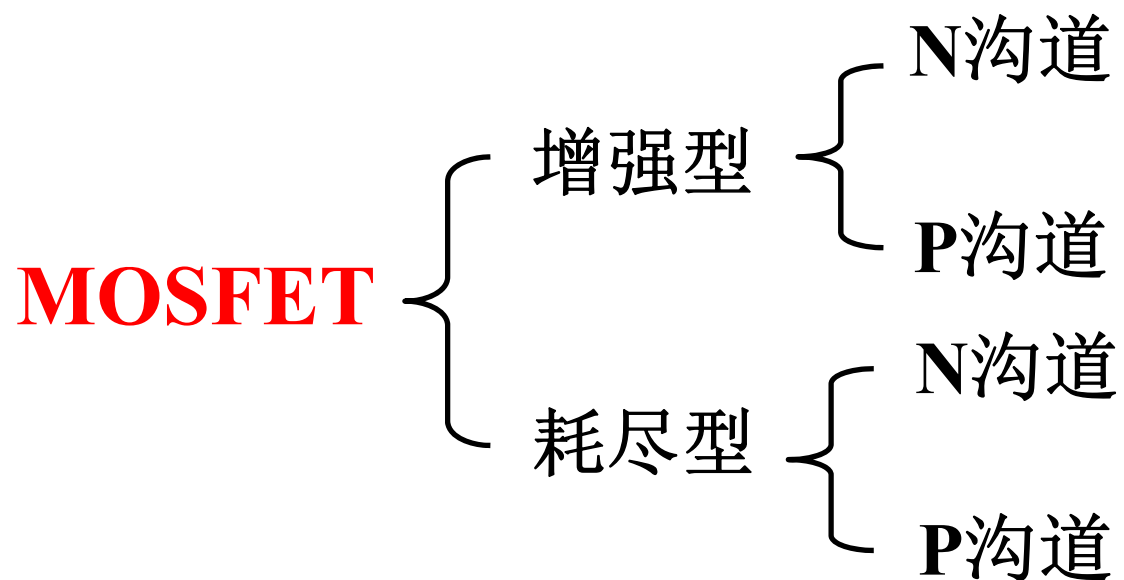
2.3.2 N沟道增强型MOSFET的工作原理

2.3.3 N沟道增强型MOSFET的特性曲线

2.3.4 N沟道耗尽型MOSFET

2.3.5 P沟道MOSFET

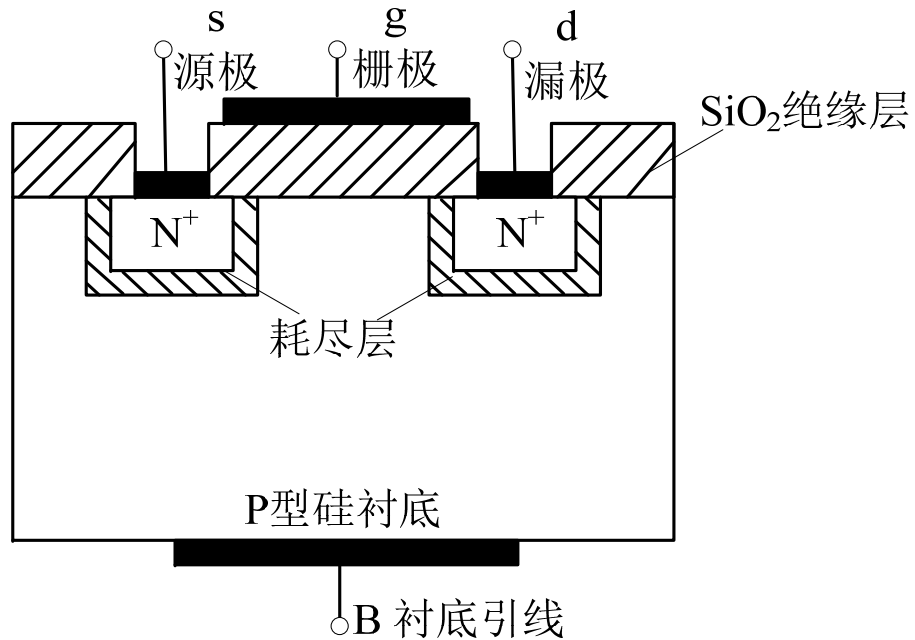
MOS管分类



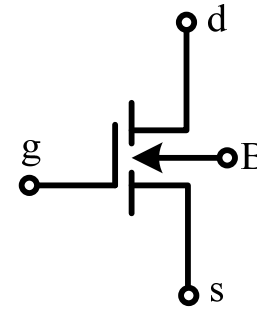
耗尽型：场效应管没有加偏置电压时，就有导电沟道存在

增强型：场效应管没有加偏置电压时，没有导电沟道

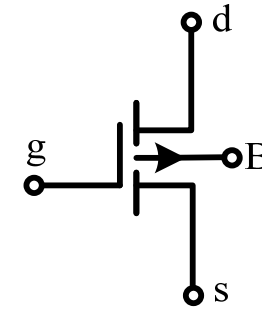
2.3.1 N沟道增强型MOSFET的结构



(a)结构

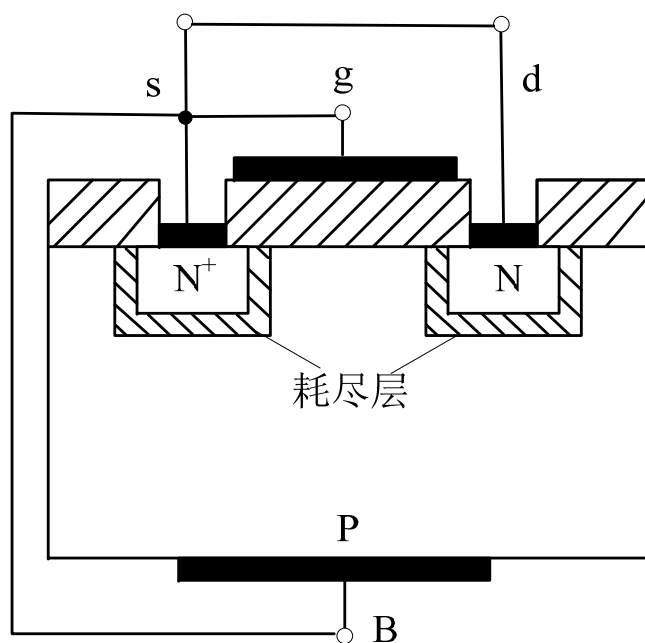


(b)N沟道符号

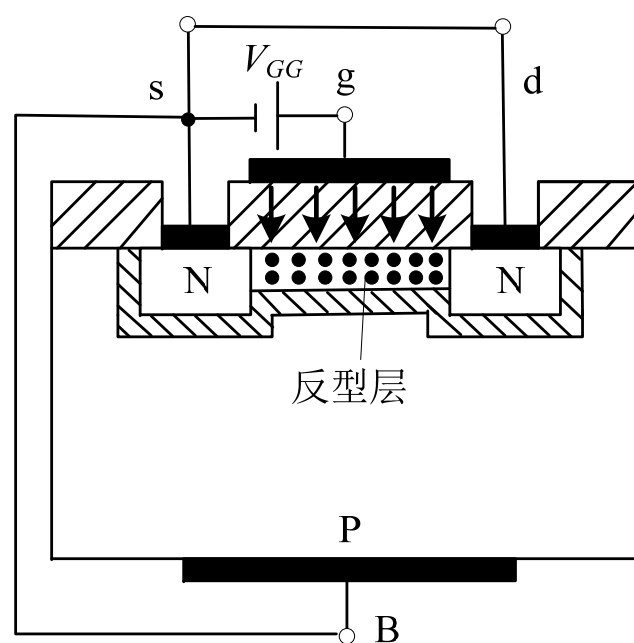


(c)P沟道符号

2.3.2 N沟道增强型MOSFET的工作原理



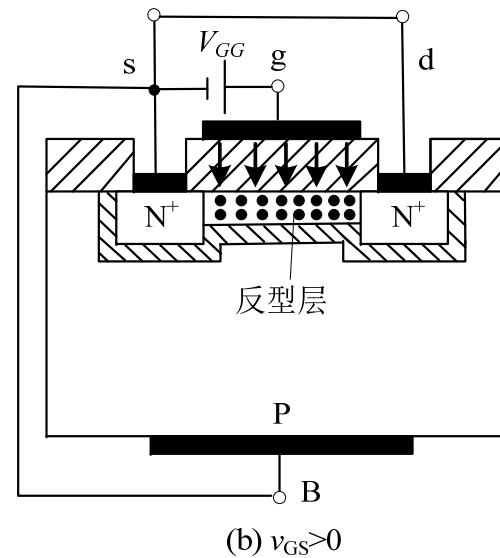
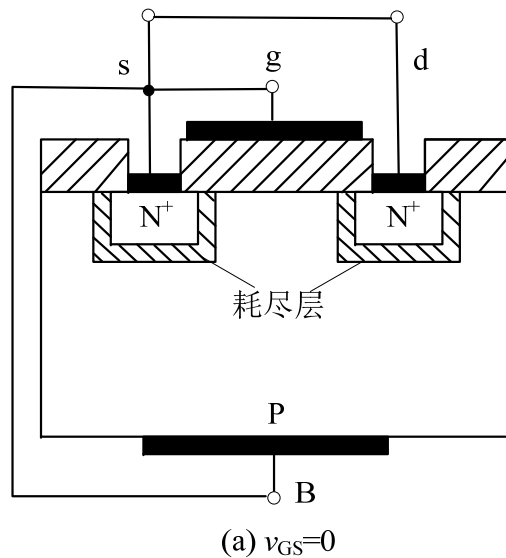
(a) $v_{gs}=0$



(b) $v_{gs}>0$

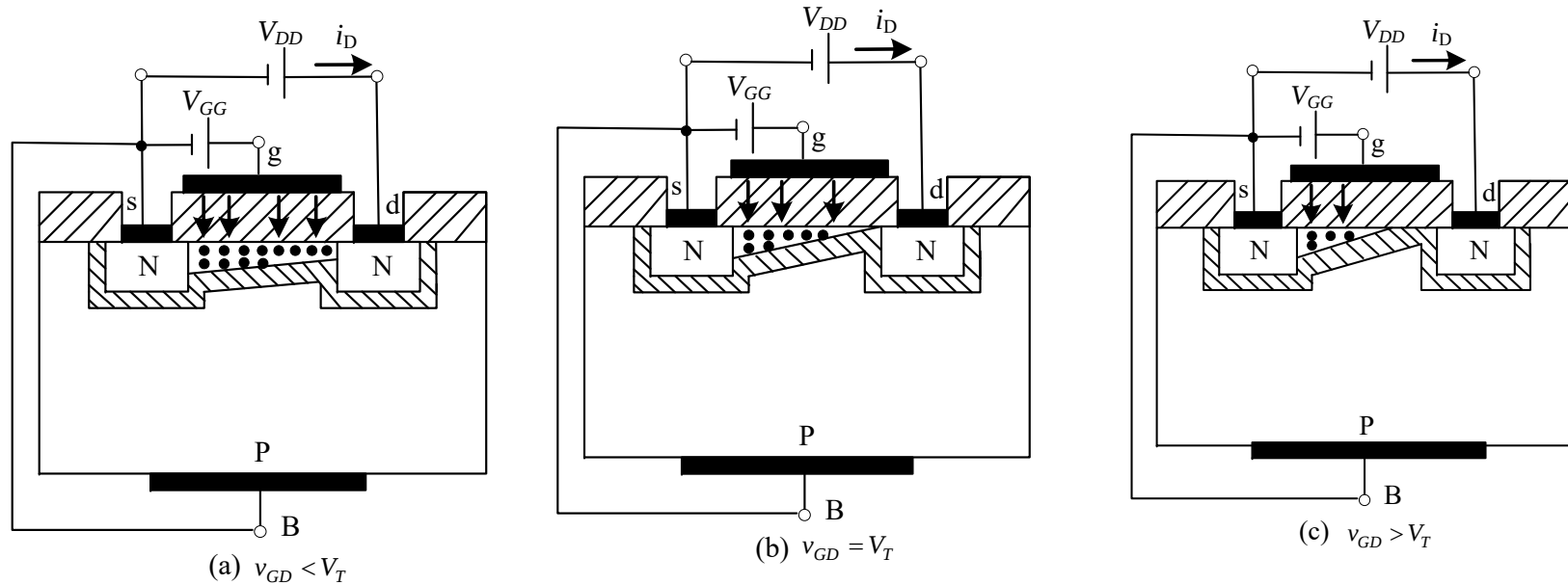
(1) $v_{GS}=0$ ，漏源之间为两个背靠背的PN结，无论 v_{DS} 的极性如何，没有导电沟道， $i_D=0$ 。

(2) 当 $v_{GS}=V_{GG} > 0$ ， SiO_2 绝缘层下方感生出电子，当 v_{GS} 足够大时，感生的电子形成沟通两个N型区的电子薄层，称为反型层，或感生沟道。



把N型沟道形成时的栅-源电压 v_{GS} 称为**开启电压 V_T**

沟道形成以后，如果在漏-源之间加电压 v_{DS} ，则会有漏极电流 i_D 。

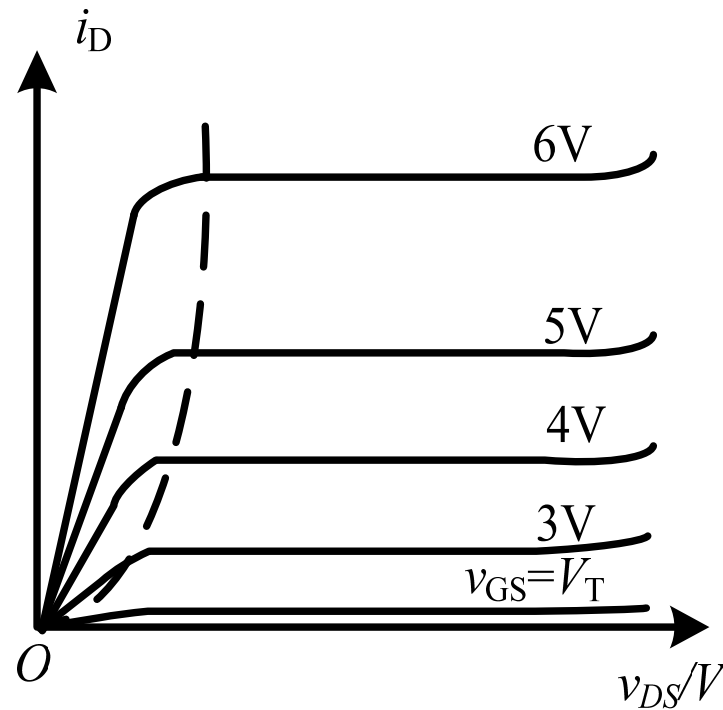


$v_{GS}=V_{GG}\geq V_T$ 后，若 $v_{DS}=V_{DD}>0$ ， i_D 随着 v_{DS} 的增加几乎成比例地增加，反型层呈楔形。

$v_{GD}=V_{GG}-V_{DD}=V_T$ 时，反型层在靠近漏极端夹断， i_D 达最大值。

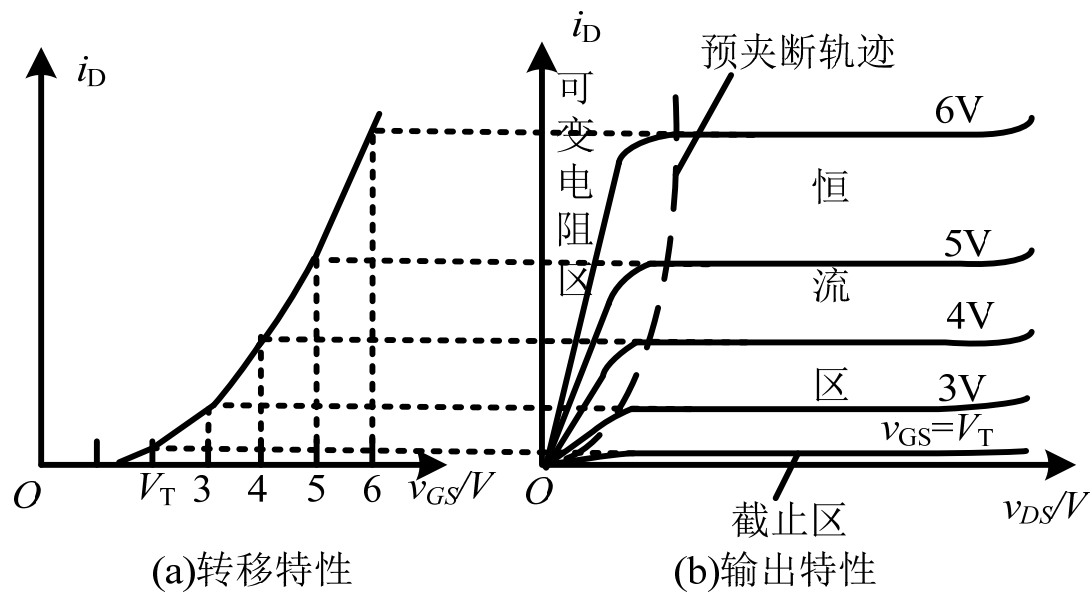
$v_{GD}<V_T$ 时，沟道的夹断点向源极方向延伸，夹断区加长， i_D 几乎不再变化，呈现恒流特性。

改变 v_{GS} 的值，可以得到一组 i_D 与 v_{DS} 的关系曲线， v_{GS} 越正，反型层越宽， i_D 越大。 $v_{GS} < V_T$ 时，无感生沟道， $i_D = 0$ 。



预夹断点： $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} = V_T$

2.3.3 N沟道增强型MOSFET的特性曲线

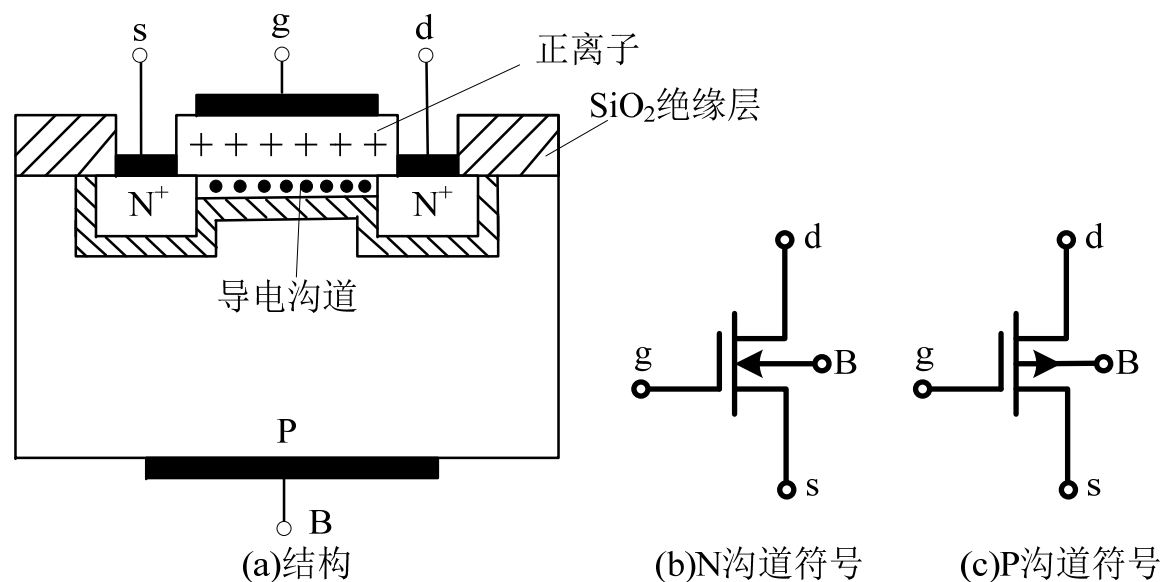


在恒流区：

$$i_D = I_{DO} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right)^2 \quad (v_{GS} > V_T)$$

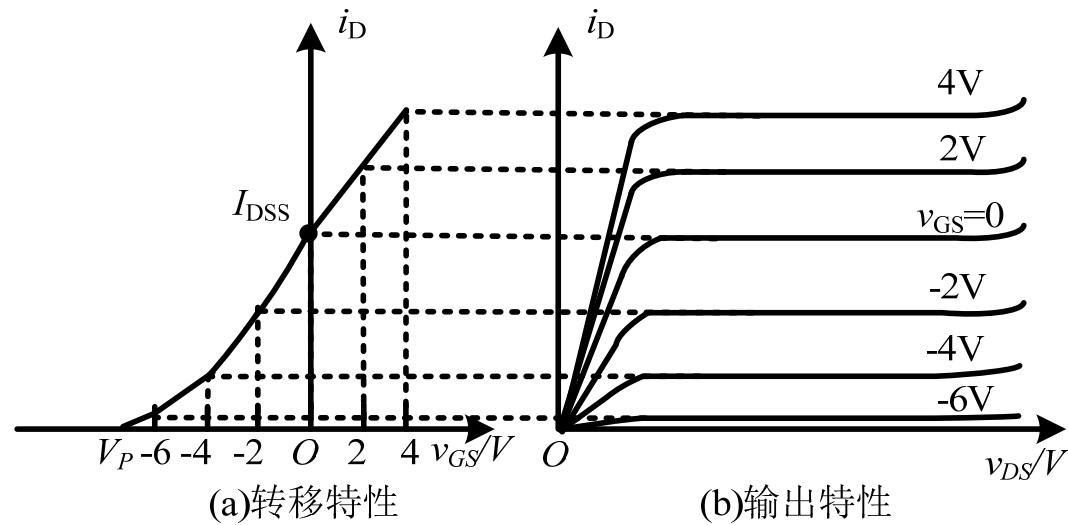
I_{DO} 是 $v_{GS} = 2V_T$ 时的漏极电流

2.3.4 N沟道耗尽型MOSFET



往 SiO_2 绝缘层中掺入大量正离子，即使 $v_{GS}=0 < V_T$ ，
 在漏-源之间也有由电子构成的导电沟道。

特性曲线



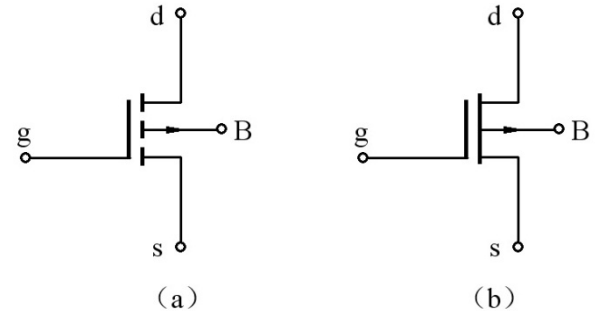
在恒流区:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (v_{GS} > V_P)$$

2.3.5 P沟道MOSFET

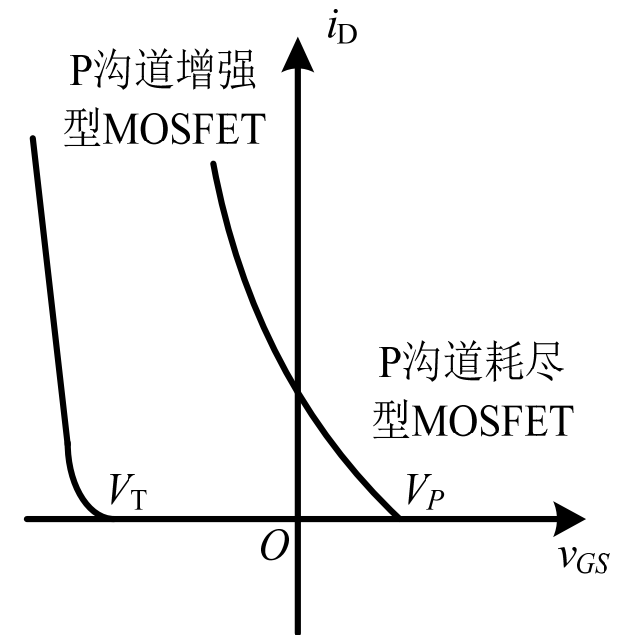
P沟道增强型MOSFET在 $v_{GS} < V_T$ ($V_T < 0$) 时开始有导电沟道。

P沟道耗尽型MOSFET的 v_{GS} 可正可负， v_{GS} 越负，沟道电阻越小， i_D 越大； v_{GS} 为正时，沟道变窄，沟道电阻变大， i_D 变小；当 v_{GS} 正到夹断电压 V_P 时，沟道消失， $i_D = 0$ 。



(a) 增强型电路符号

(b) 耗尽型电路符号



综上所述可知：

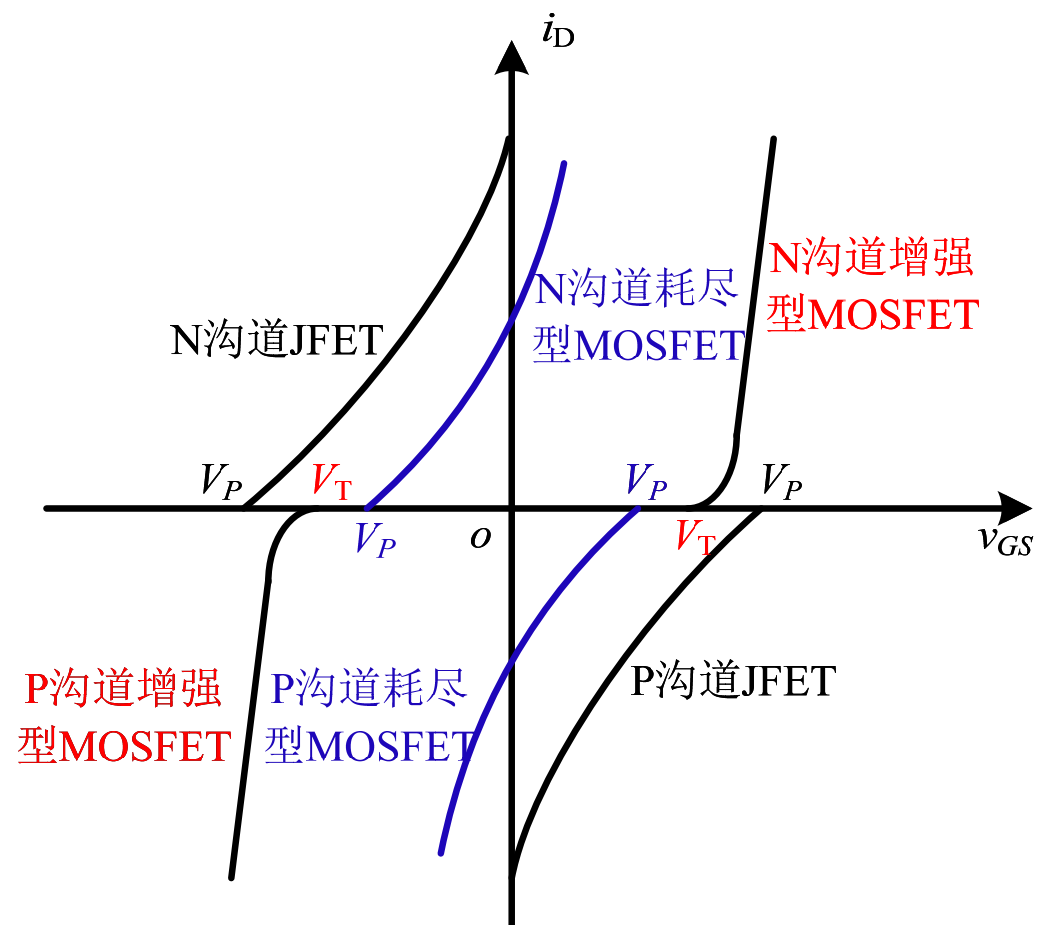
JFET利用半导体器件的**内部电场效应**工作，
MOSFET利用半导体器件的**表面电场效应**工作。

MOSFET的栅极与沟道间是绝缘层，因此 $i_G \approx 0$ ，**输入电阻比JFET更高**。

MOSFET也是**电压控制电流器件**， i_D 受 v_{GS} 控制。

MOSFET结构也对称，但是源极与衬底连接使用后，源极和漏极不可以互换使用。

各种场效应管转移特性比较



可能因为 i_D 的方向而改变象限

2.4 场效应管的主要参数

2.4.1 直流参数

2.4.2 交流参数

2.4.3 极限参数

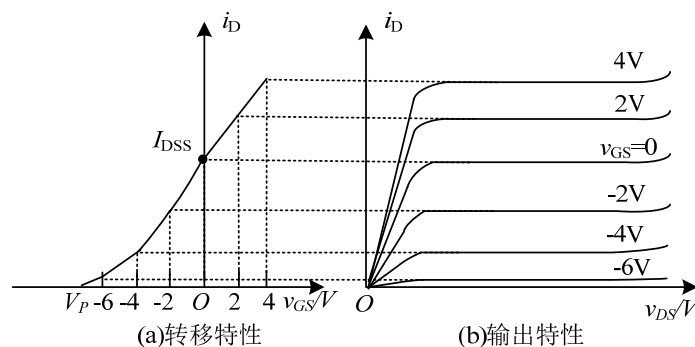
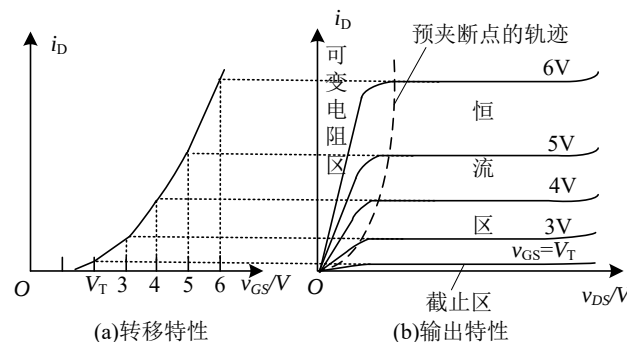
2.4.1 直流参数

1. 开启电压 V_T (增强型参数)

增强型MOSFET的 v_{DS} 为常量时，使漏极电流 i_D 为规定的微小电流（例如 $5\mu A$ ）时的栅-源电压 v_{GS} 。

2. 夹断电压 V_P (耗尽型参数)

结型或耗尽型MOSFET的 v_{DS} 为常量时，使漏极电流 i_D 为规定的微小电流（例如 $5\mu A$ ）时的栅-源电压 v_{GS} 。

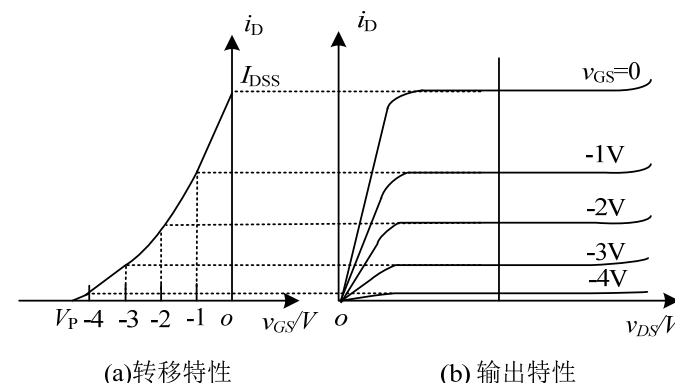


3. 饱和漏电流 I_{DSS} （耗尽型参数）

结型或耗尽型MOSFET的 v_{DS} 为常量时， $v_{GS}=0$ 时的预夹断漏极电流 i_D 。

4. 直流输入电阻 R_{GS}

是栅-源电压与栅极电流的比，结型场效应管的 R_{GS} 大于 $10^7\Omega$ ，MOSFET的 R_{GS} 可达 $10^9\Omega\sim 10^{15}\Omega$ 。



2.4.2 交流参数

1. 输出电阻 r_{ds}
$$r_{ds} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{v_{GS}=\text{常数}}$$

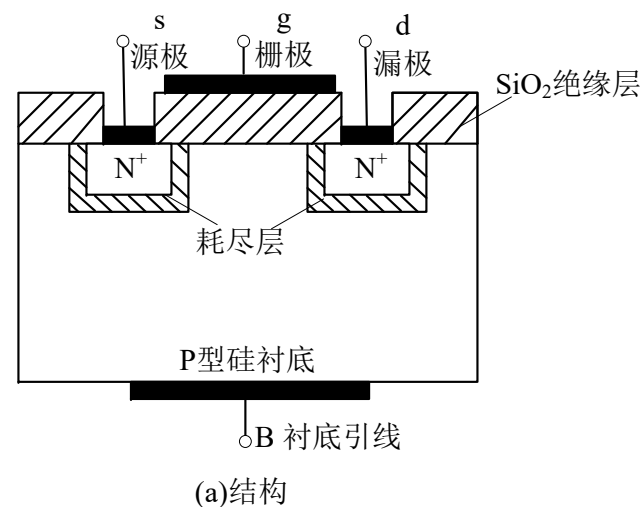
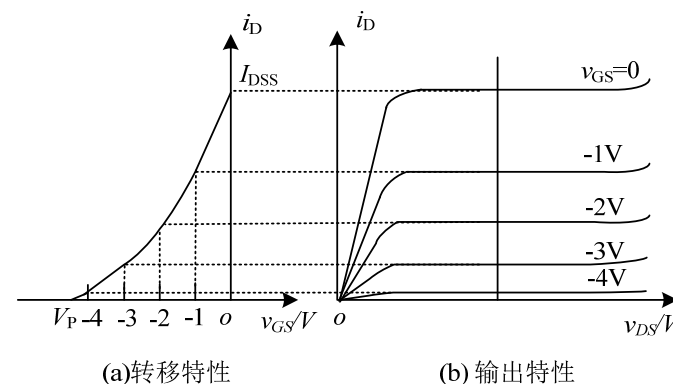
在恒流区, $r_{ds} \rightarrow \infty$

2. 低频互导 g_m
$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}=\text{常数}}$$

是转移特性上某一点切线的斜率, 表明了栅-源电压 v_{GS} 对漏极电流 i_D 的控制能力

3. 极间电容

栅-源极间电容和栅-漏极间电容约为 $1 \sim 3 \text{ pF}$, 漏-源极间电容约为 $0.1 \sim 1 \text{ pF}$ 。



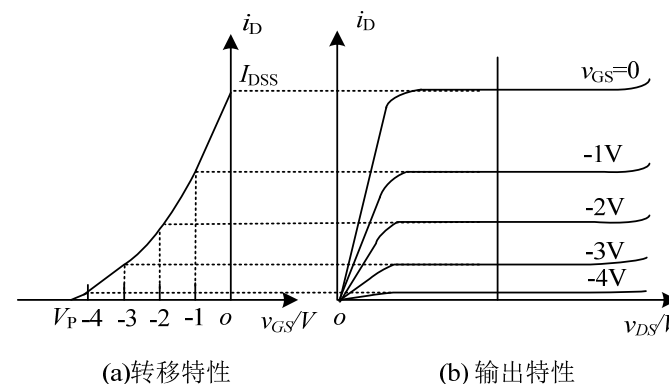
2.4.3 极限参数

1. 漏极最大允许电流 I_{DM}

2. 漏极最大允许耗散功率 P_{DM} $P_{DM} = i_D v_{DS}$

3. 漏源击穿电压 $V_{(BR)DS}$

4. 栅源击穿电压 $V_{(BR)GS}$



MOSFET栅极电阻大，感应电荷没有释放通道，使很薄的**SiO₂**绝缘层击穿，所以，无论是存放还是在使用中，**MOSFET**都应该避免栅极悬空，要为栅-源提供直流通路，焊接时，要将电烙铁可靠接地。

FET小结:

1. 只有一种类型的多数载流子参与导电，所以称为单极型三极管。
2. 由 v_{GS} 控制 i_D ，栅极无电流， $i_G \approx 0$ ，输入电阻很高，MOSFET达 $10^{15} \Omega$ ，JFET达 $10^9 \Omega$ 。

MOSFET (N沟道) $\left\{ \begin{array}{l} \text{增强型} \quad v_{GS} > V_T \text{ 有 } i_D, v_{GS} \text{ 越正, } i_D \text{ 越大} \\ \text{耗尽型} \quad V_{GS} \text{ 可正可负 } \left\{ \begin{array}{l} v_{GS} \text{ 越大, } i_D \text{ 越大} \\ v_{GS} \leq V_P \text{ 时, } i_D = 0 \end{array} \right. \end{array} \right.$

JFET (N沟道) $v_{GS} \leq 0$ 时有 i_D , v_{GS} 越负, i_D 越小

作业

2.5

2.6

2.7

2.8

第二篇 放大电路基础

3 模拟电路的基本问题

4 基本放大电路

5 放大电路的频率响应

6 功率放大电路

3 模拟电路的基本问题

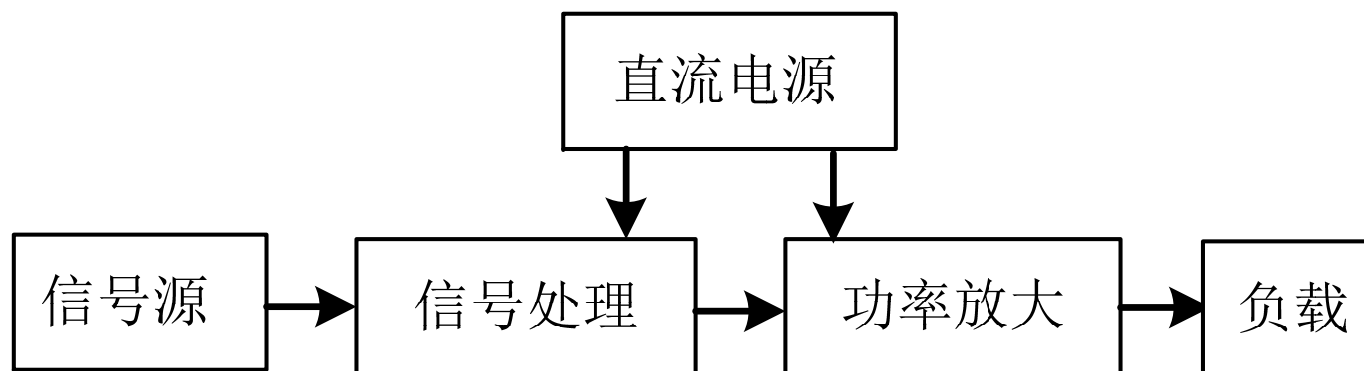
3.1 电信号源

3.2 模拟电路分析的基本方法

3.3 放大电路

模拟电子系统的基本构成

典型的模拟电子系统



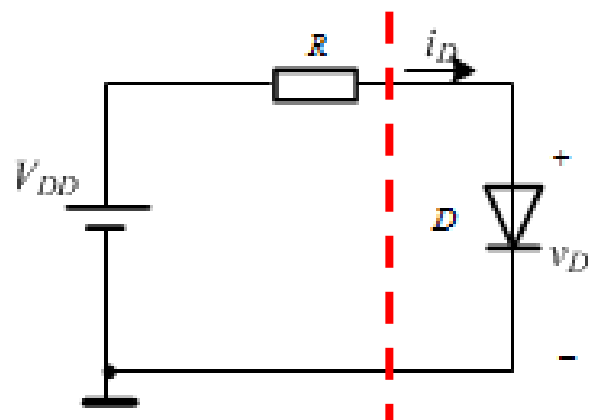
3.2 模拟电路分析的基本方法

模拟电子系统的图解分析法

模拟电子系统的简化模型分析法

3.2.2 模拟电子系统的图解分析法

例3.2.1 电路如图所示，已知二极管的 V - I 特性曲线、电源 V_{DD} 和电阻 R ，求二极管两端电压 v_D 和流过二极管的电流 i_D 。



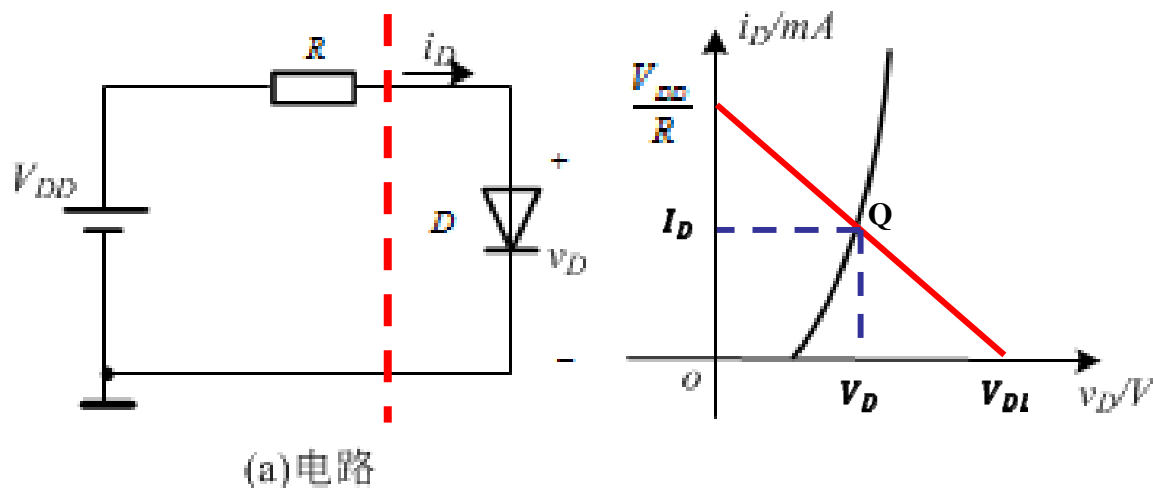
(a) 电路

可联解方程组：

$$\begin{cases} i_D = \frac{V_{DD} - v_D}{R} \\ i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1) \end{cases}$$

复杂！！

图解分析法:



解：由电路的KVL方程，可得
$$i_D = -\frac{1}{R}v_D + \frac{1}{R}V_{DD}$$

这是一条斜率为 $-1/R$ 的直线，称为**负载线**

与特性曲线的交点 Q 的坐标 (V_D, I_D) 即为所求。

Q 点称为电路的**工作点**

3.2.3 模拟电子系统的简化模型分析法

在一定条件下，将复杂的非线性晶体管器件用线性简化模型来取代，把非线性模拟电路问题变成线性电路问题。

以二极管为例：

将指数模型 $i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$ 分段线性化，得到二极管特性的等效模型。

直流模型：1. 理想模型

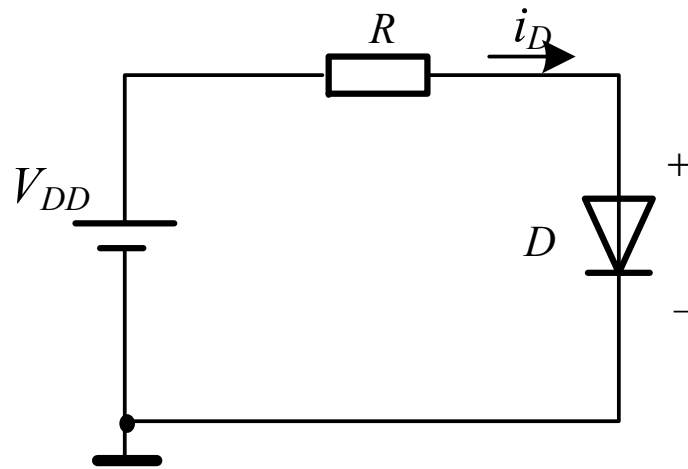
2. 恒压降模型

3. 折线模型

微变等效模型：

小信号模型

例3.2.2 图3.2.2 (a) 的电路中，已知 $V_{DD}=10V$ ， $R=10k\Omega$ ，二极管为硅管，试分别用二极管的理想模型、恒压降模型和折线模型，求二极管的电流 I_D 和管压降 V_D 。



(a)电路

Multisim仿真3.2.1

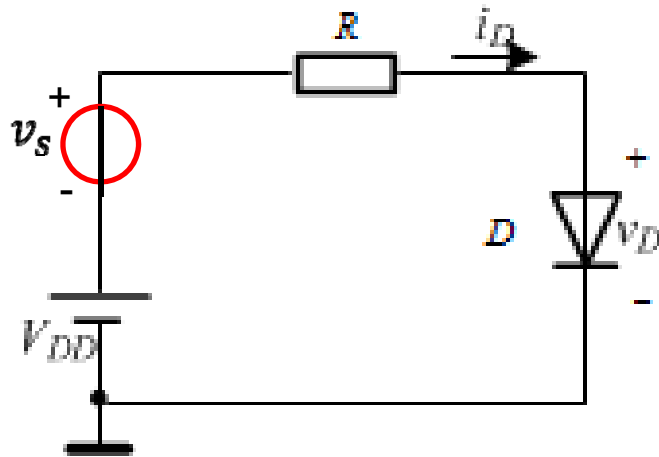
理想模型最简单，计算误差最大；折线模型最精确，计算也相对复杂。

恒压降模型的工程应用最广泛。

这是一个直流电路，二极管的管压降和电流也都是直流量（非动态），把这种工作情况称为静态工作情况，求解得到的二极管的电压电流就是静态工作点。

2. 二极管的微变等效模型

若二极管外加的电压源除了直流电压外，还有交流电压

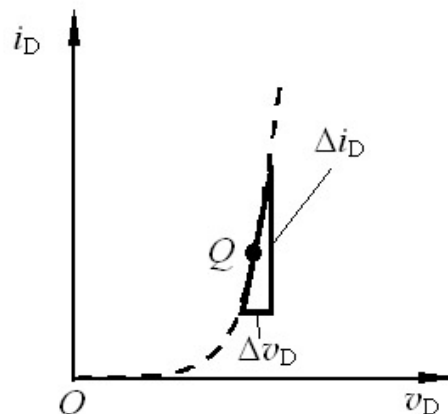


$$v_s = V_m \sin \omega t$$

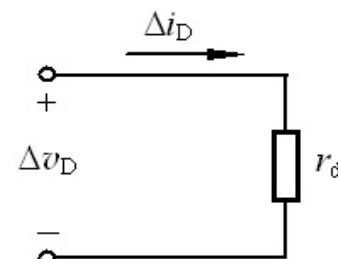
V_m 相对于 V_{DD} 来说很小，称为微变

根据 $i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$

得Q点处的微变电导



(a)



(b)

$$g_d = \left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_Q = \frac{I_S}{V_T} e^{v_D/V_T} \Big|_Q \approx \left. \frac{i_D}{V_T} \right|_Q = \frac{I_D}{V_T} \quad \text{则 } r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{V_T}{I_D}$$

常温下 ($T=300\text{K}$)

$$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26(\text{mV})}{I_D(\text{mA})}$$

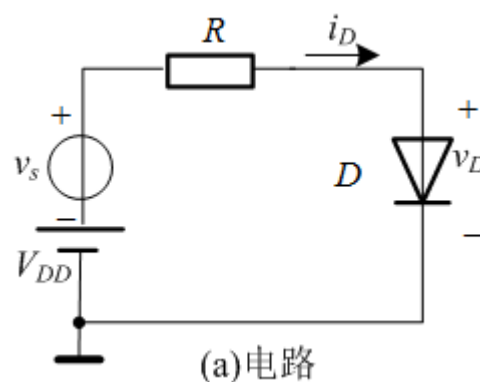
特别注意:

- 小信号模型中的微变电阻 r_d 与静态工作点 Q 有关。
- 该模型用于二极管处于正向偏置条件下, 且 $v_D \gg V_T$ 。

3.利用叠加定理分析模拟电子系统

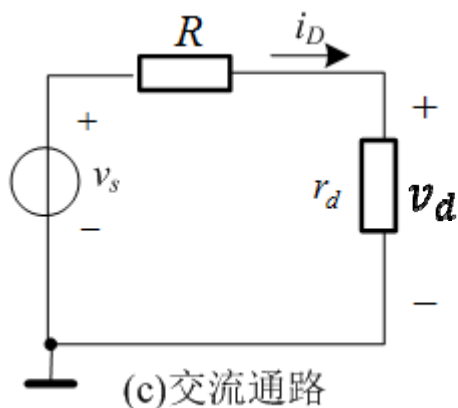
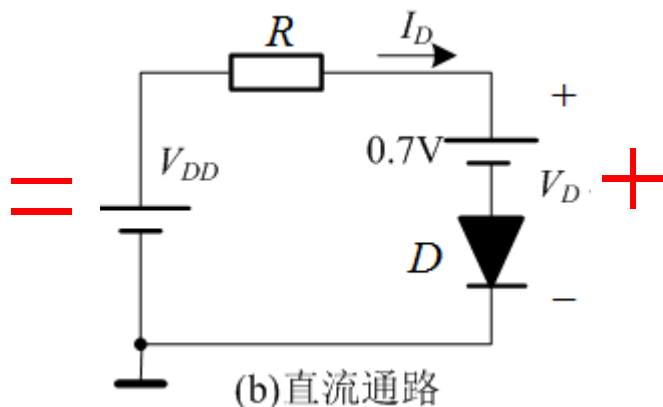
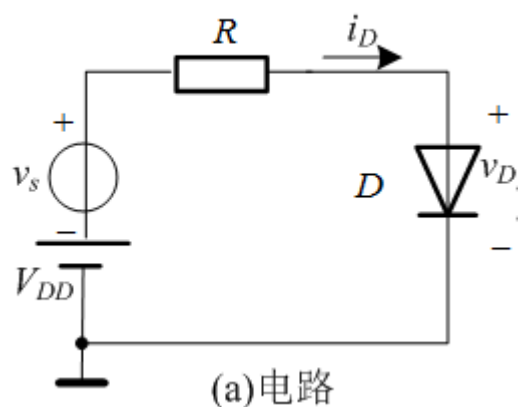
例3.2.3 图示电路中， $V_{DD} = 10V$ ， $R = 10k\Omega$ ，恒压降模型的 $V_D = 0.7V$ ， $v_s = 0.1\sin\omega t V$ 。

- (1) 求输出电压 v_D 的交流量和总量；
- (2) 绘出 v_D 的波形。



解:

此电路可以看成静态（直流通路）+ 动态（交流通路）：

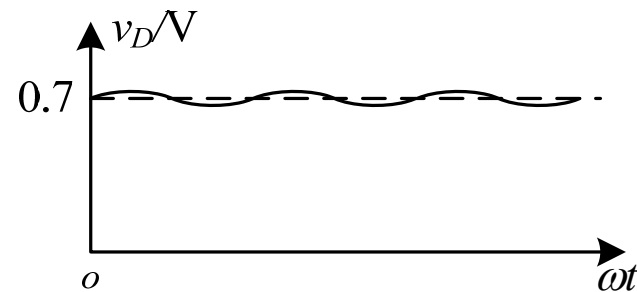


静态: $V_D = 0.7 \text{ V}$ $I_D = (V_{DD} - V_D) / R = 0.93 \text{ mA}$

动态: $r_d = \frac{26(\text{mV})}{I_D(\text{mA})} = \frac{26(\text{mV})}{0.93(\text{mA})} = 28 \Omega$

$$v_d = \frac{r_d}{R + r_d} v_s = \frac{28}{10000 + 28} \sin \omega t \approx 2.8 \sin \omega t$$

所以: $v_D = V_D + v_d = 0.7 + 0.0028 \sin \omega t (\text{V})$



注意1: 二极管电路的求解实际上使用了叠加定理

实际上二极管电路是非线性电路，叠加定理是不成立的——微变范围，折线代替了曲线——工程近似。

注意2: 电量的大小写有严格含义——大写表示直流量，小写表示交流量，电量大写、下标小写表示混合量。

$$v_D = V_D + v_d = 0.7 + 0.0028 \sin \omega t (V)$$

只有当非线性器件工作于线性范围且为微变状态时，才可以将非线性器件进行线性化处理，交直流可以分开计算，否则，叠加定理不适用，只能用图解法分析电路。

交直流通路的画法：

- 1.画电路的直流通路的方法是：将电路中的所有交流信号源置零（电压源短路，电流源开路），所有电容开路，电感短路，其余元器件保留，所有电量大写。
- 2.画电路的交流通路的方法是：将电路中的所有直流信号源置零（电压源视为交流地，电流源开路），所有大电容短路，其余元器件保留，所有电量小写。



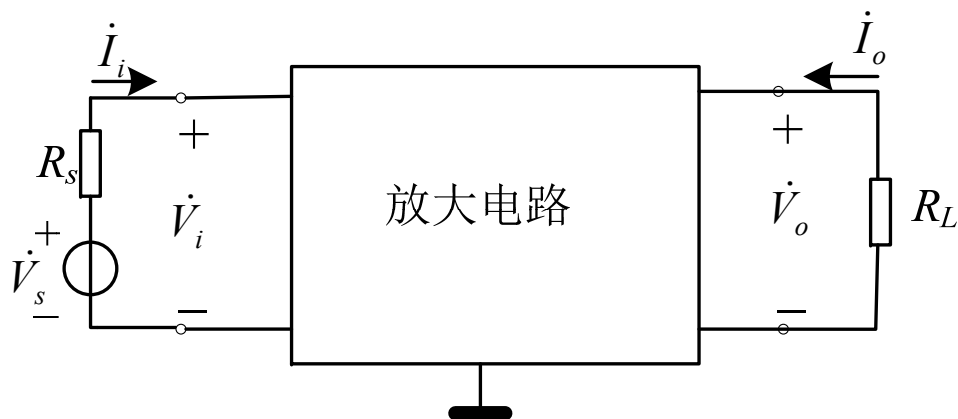
Multisim 3.2.2

3.3 放大电路

3.3.1 放大电路模型

3.3.2 放大电路的主要性能指标

3.3.1 放大电路模型



$\dot{V}_s$: 待放大的信号源电压

R_s : 信号源内阻

R_L : 放大电路的负载

$\dot{V}_i$: 输入电压

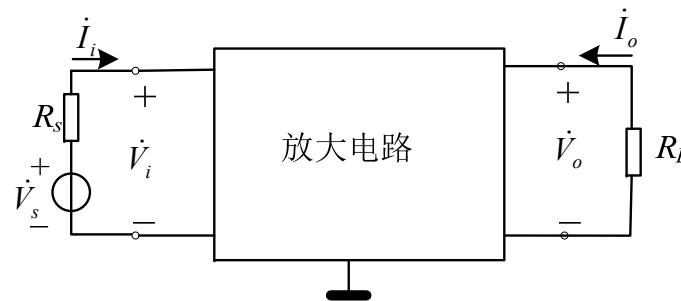
$\dot{I}_i$: 输入电流

$\dot{V}_o$: 输出电压

$\dot{I}_o$: 输出电流

3.3.2 放大电路的主要性能指标

1. 增益



$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i}$$

A_v : 电压增益 (电压放大倍数)

——电压放大电路

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

A_i : 电流增益 (电流放大倍数)

——电流放大电路

$$\dot{A}_r = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i}$$

A_r : 互阻增益, 单位: Ω

——互阻放大电路

$$\dot{A}_g = \frac{\dot{I}_o}{\dot{V}_i}$$

A_g : 互导增益, 单位: S

——互导放大电路

其中 A_v 、 A_i 常用分贝 (dB) 表示。

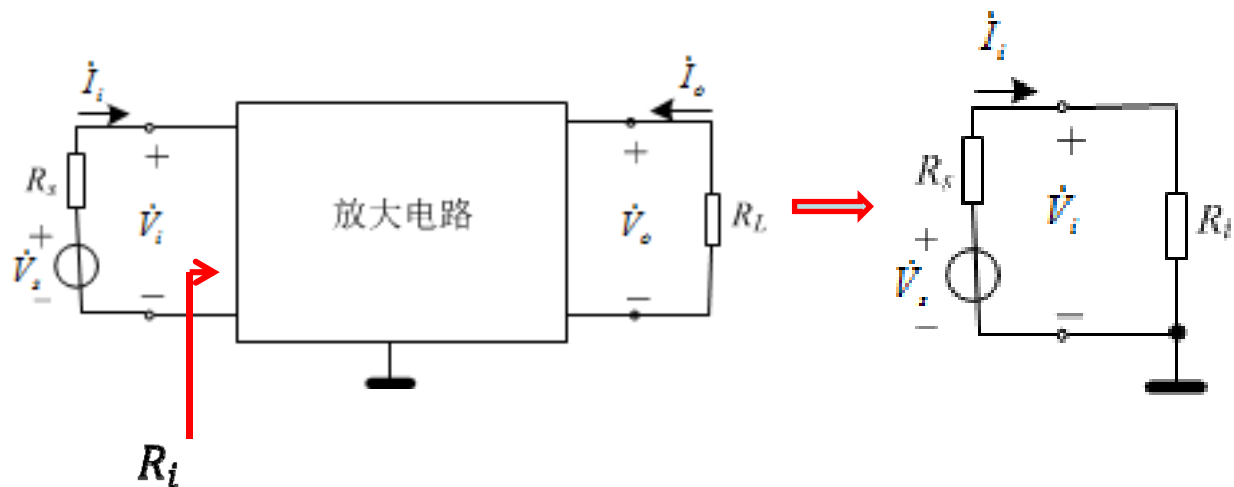
$$\text{电压增益} = 20 \lg A_v \quad (\text{dB})$$

$$\text{电流增益} = 20 \lg A_i \quad (\text{dB})$$

$$\text{功率增益} = 10 \lg A_p \quad (\text{dB})$$

2. 输入电阻

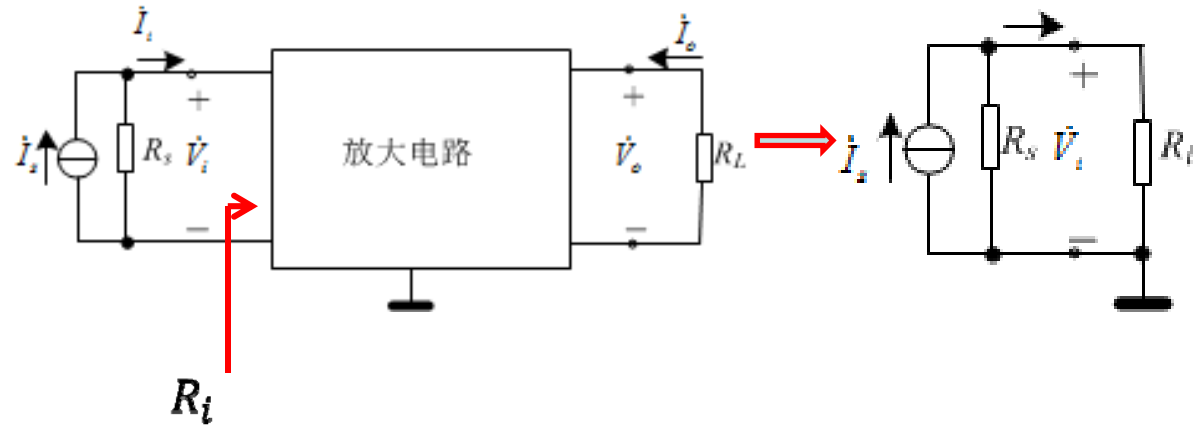
$$\dot{V}_i = \frac{R_i}{R_i + R_s} \dot{V}_s$$



对输入为电压的放大电路，输入电阻越大，放大电路输入端取得的电压值越大。**输入电阻越大越好。**

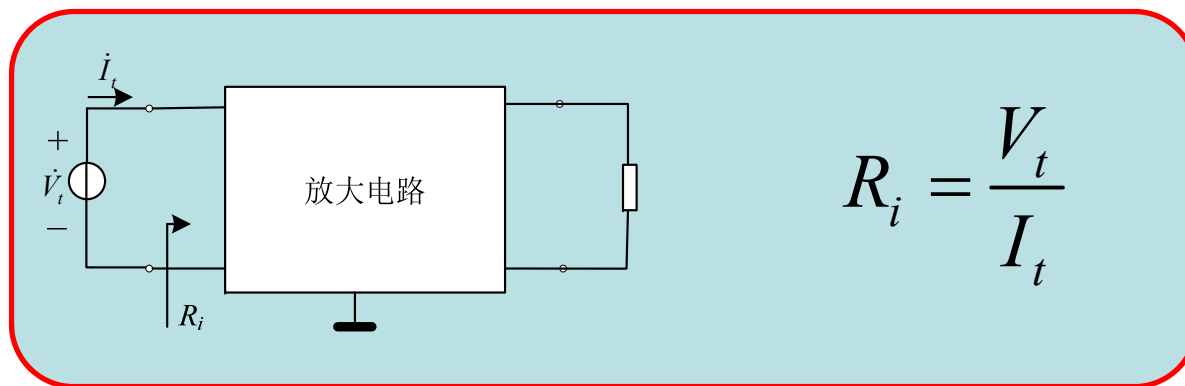
$$\begin{aligned} \dot{A}_{vs} &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \frac{\dot{V}_i}{\dot{V}_s} \\ &= \dot{A}_v \frac{R_i}{R_i + R_s} \end{aligned}$$

$$\dot{I}_i = \frac{R_s}{R_i + R_s} \dot{I}_s$$

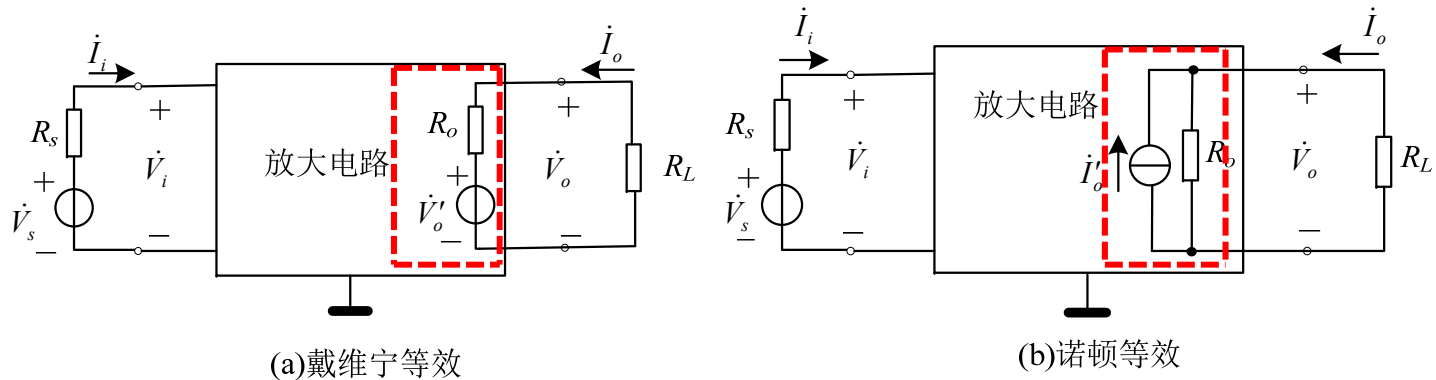


对输入为电流的放大电路，输入电阻越小，放大电路输入端取得的电流值越大，**输入电阻越小越好。**

测量电路：



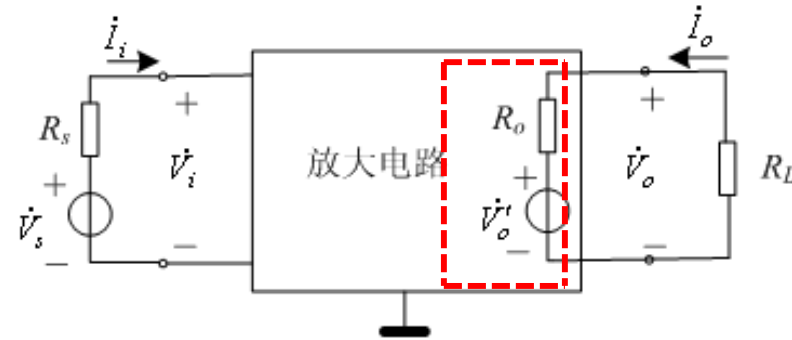
3. 输出电阻



放大电路的输出电阻大小决定了它带负载的能力。

所谓带负载能力，是指放大电路输出量随负载变化的程度。输出量与负载的关联程度越弱，则放大电路的带负载能力越强。

$$\dot{V}_o = \dot{V}_o' \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

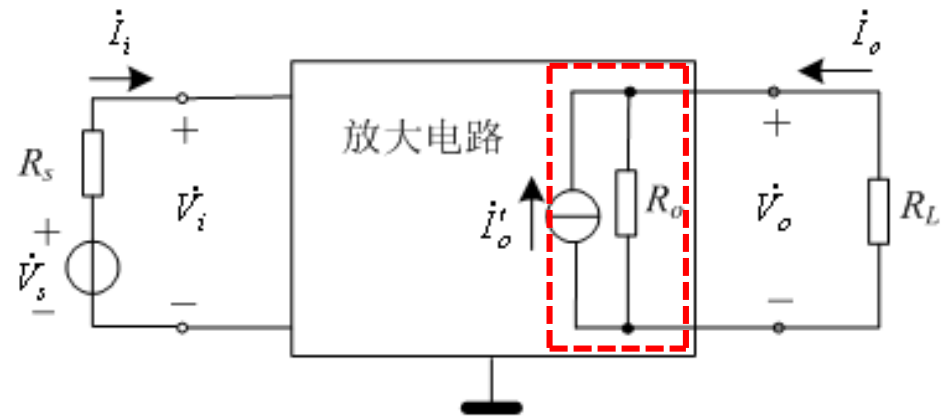


(a)戴维宁等效

输出量为电压的放大电路，输出电阻越小，负载变化时输出电压变化越小，电路带负载的能力越强。

对输出量为电压信号的放大电路，输出电阻越小越好；

$$\dot{I}_o = -\dot{I}'_o \frac{R_o}{R_L + R_o}$$



(b) 诺顿等效

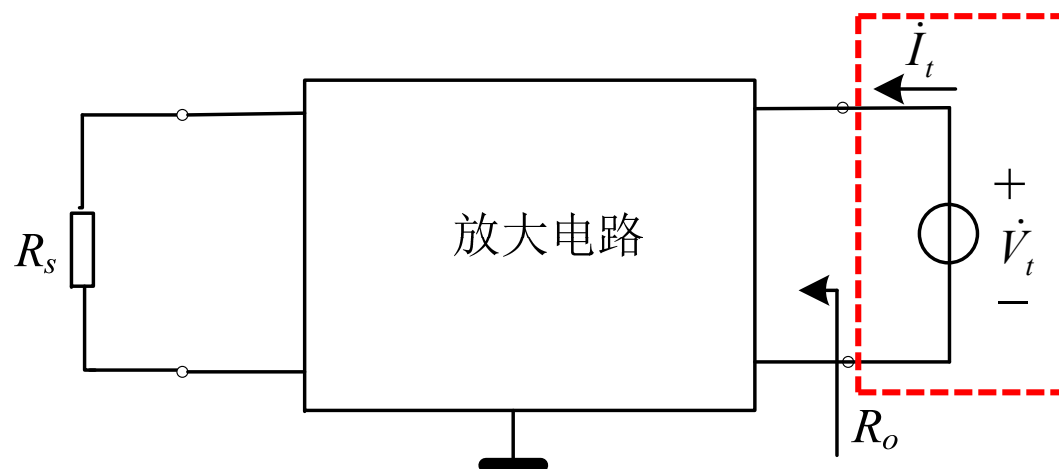
输出量为电流的放大电路，输出电阻越大，负载变化时输出电流变化越小，电路带负载的能力越强。

对输出量为电流信号的放大电路，输出电阻越大越好。

输出电阻的测量方法：

方法一：

$$R_o = \frac{V_t}{I_t} \Big|_{\dot{V}_s=0, R_L=\infty}$$



方法二：先将负载开路，测得放大电路的开路电压有效值 V'_o ，再带一定的负载 R_L ，测得负载电压有效值 V_o 。

$$R_o = \left(\frac{V'_o}{V_o} - 1 \right) R_L$$

作业

3.1

3.2

3.3

3.4

3.5

3.6

3.7

3.8

4 基本放大电路

- 4.1 基本共射极放大电路
- 4.2 放大电路的静态工作点稳定问题
- 4.3 共集和共基放大电路
- 4.4 场效应管放大电路
- 4.5 多级放大电路

BJT基本放大电路： 共射极放大电路

共集电极放大电路

共基极放大电路

分析方法：

图解法

微变等效电路法

待求量：

静态工作点 Q (I_B , I_C , V_{CE})

电压放大倍数

输入电阻 R_i

输出电阻 R_o

4.1 基本共射极放大电路

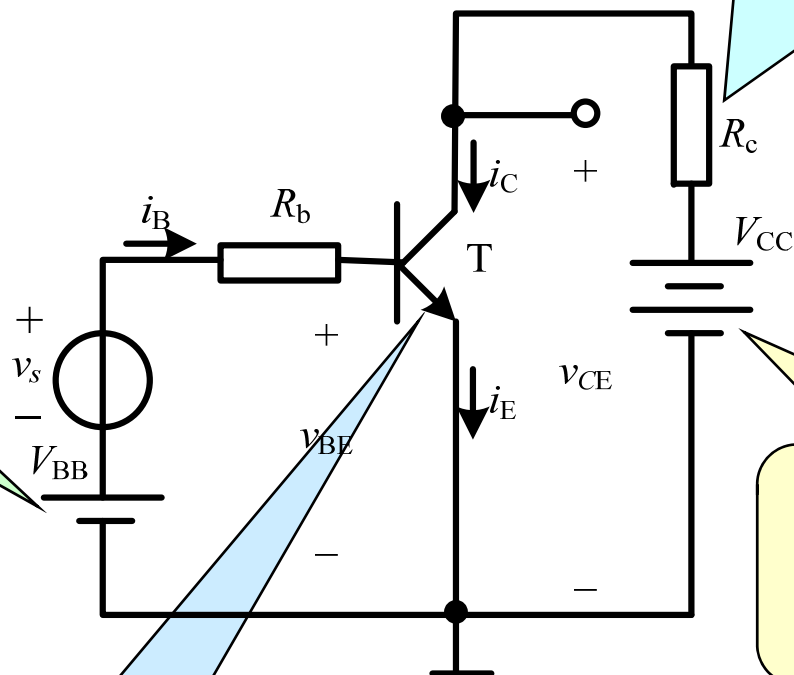
4.1.1 电路组成与工作原理

4.1.2 共射极放大电路的图解分析法

4.1.3 共射放大电路的简化模型分析法

4.1.1 基本共射极放大电路的

V_{BB}, R_b : 使发射极正偏置, 并提供合适的基极偏置电流



R_c : 将集电极电流信号转换为电压信号。

V_{CC} : 通过 R_c 使 T 集电极反偏置

晶体管 T
起放大作用。

分析方法: 叠加

前提: BJT 工作在线性区

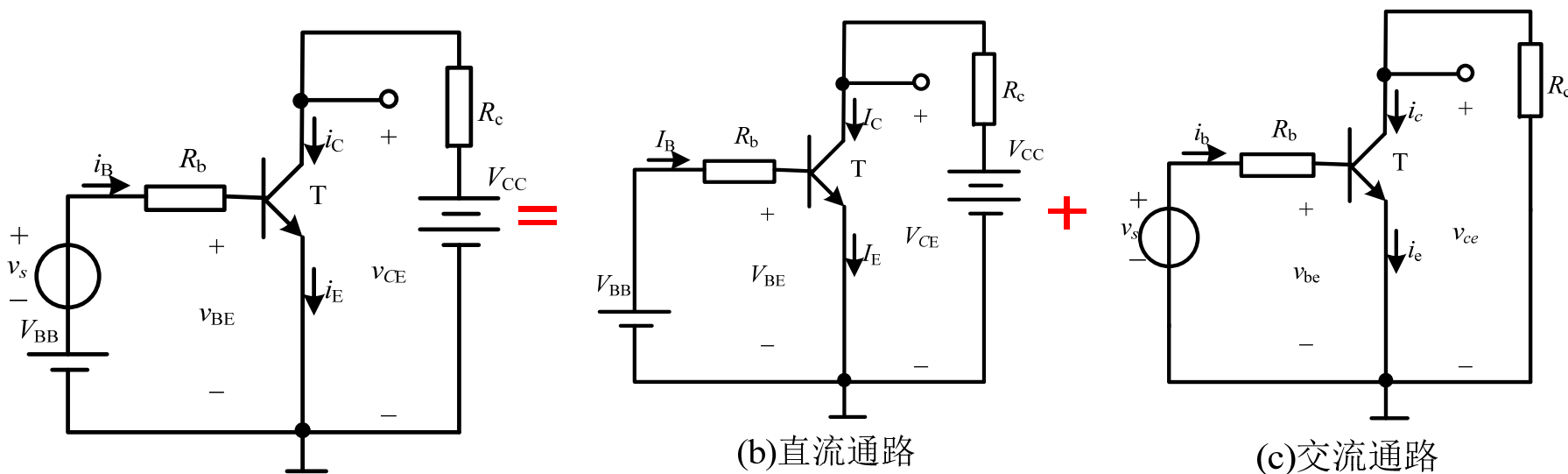
实际放大电路的组成原则：

- ◆ 必须有晶体管或场效应管等有源器件。
- ◆ 必须要有直流电源，给有源器件提供合适的静态工作点。
- ◆ 电路中的电阻与直流电源一起决定有源器件的静态工作点，偏置电阻的选取对静态工作点影响很大。
- ◆ 输入、输出动态信号必须处在不同的回路，分别接有源器件除公共端以外的两个电极。

放大电路的工作原理：

晶体管工作于**放大区且微变**时，电路可以分解为“**直流通路+交流通路**”的形式。

- 1. 直流通路：**交流信号源置零，所有电容开路，电感短路，其余元器件保留，所有电量大写。
- 2. 交流通路：**所有直流信号源置零，所有大电容短路，其余元器件保留，所有电量小写。



$v_s=0$ 时，静态工作情况：

电流关系：

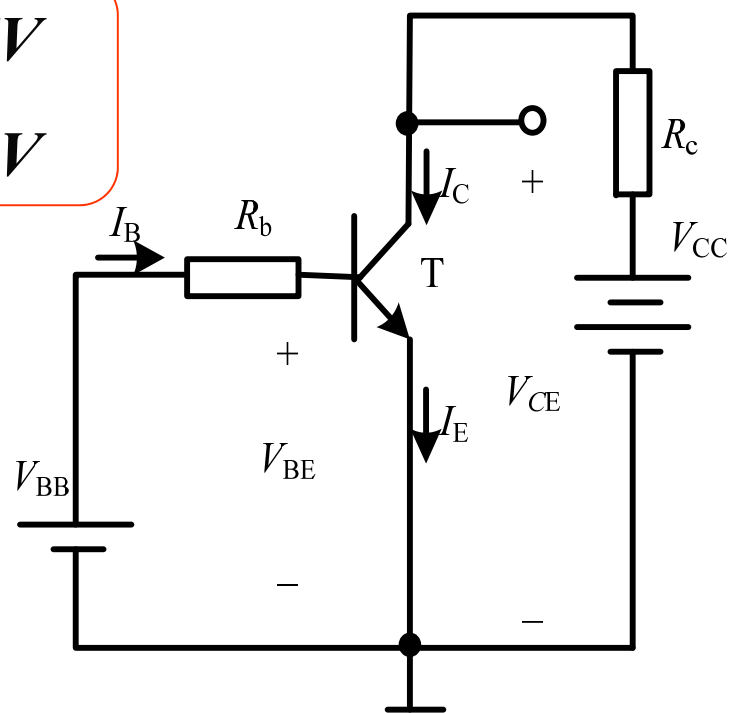
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_b}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} + I_{CEO} \approx \beta I_{BQ}$$

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

硅： $V_{BEQ}=0.7V$

锗： $V_{BEQ}=0.2V$

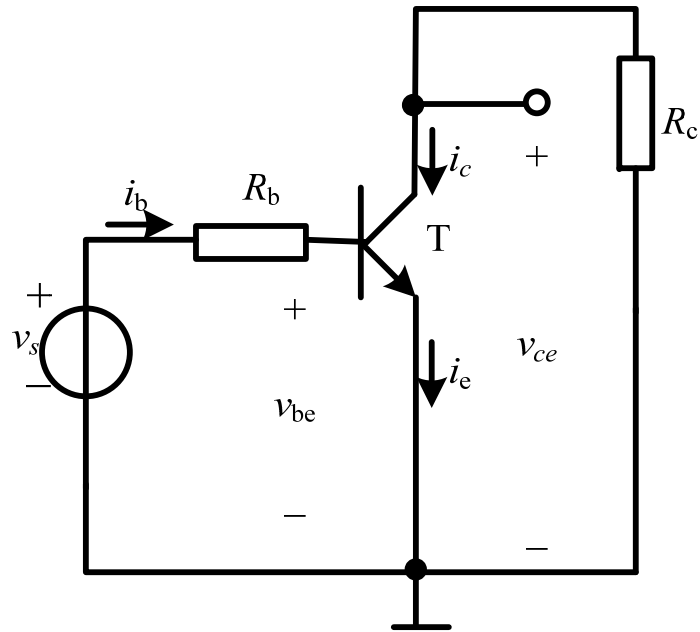


(b)直流通道

I_B 、 I_C 和 V_{CE} 是静态工作状态的三个量，用 Q 表示，称为静态工作点 Q （ I_{BQ} ， I_{CQ} ， V_{CEQ} ）。



2. 动态($v_s \neq 0$)



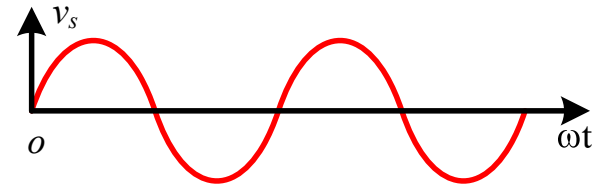
(c) 交流通路

电流关系:

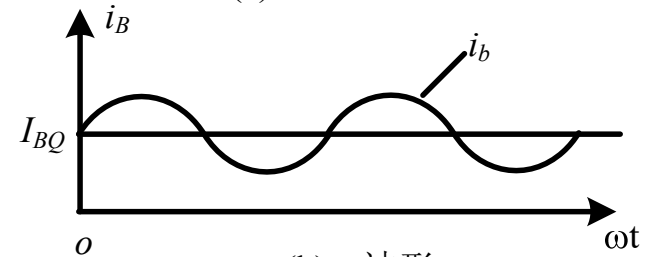
$$i_c \approx \beta i_b$$

$$i_e \approx (1 + \beta) i_b$$

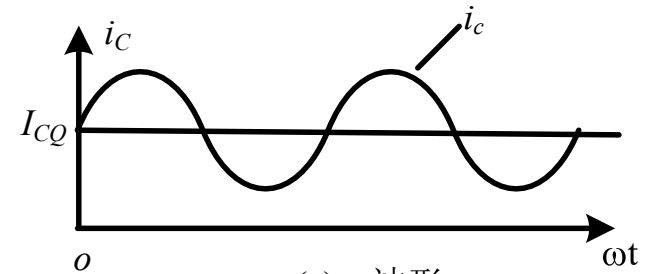
$$v_{ce} = -i_c R_c$$



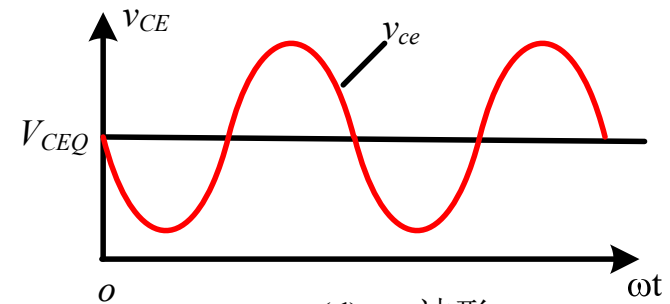
(a) 输入信号波形



(b) i_B 波形



(c) i_C 波形

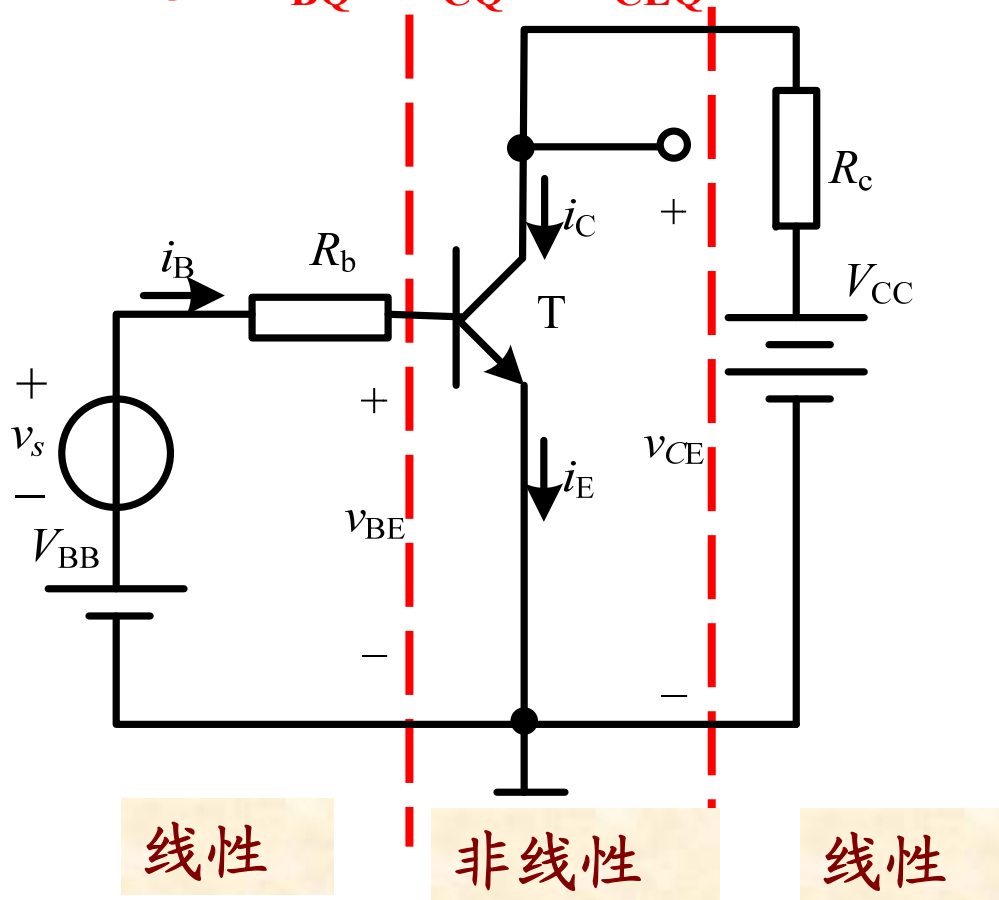


(d) v_{CE} 波形

4.1.2 共射极放大电路的图解分析法

1. 静态工作情况分析

$v_S=0$, 求 Q (I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 V_{CEQ})



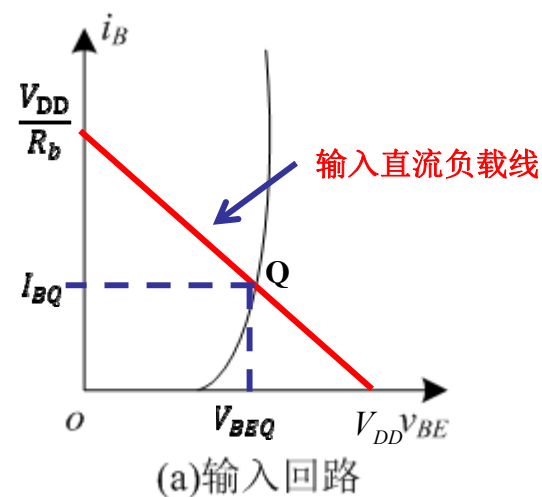
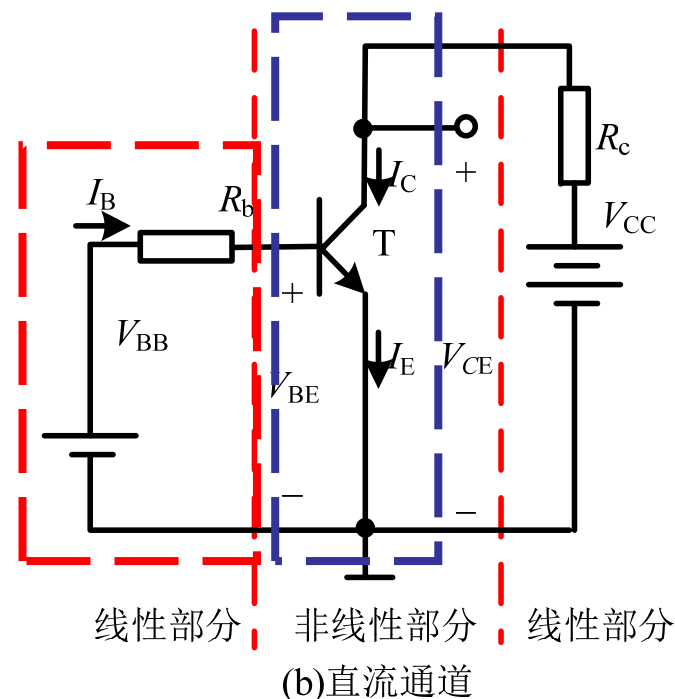
(1) 输入回路

非线性部分: $i_B = f(v_{BE}) \Big|_{v_{CE}=\text{常数}}$

线性部分: $V_{BE} = V_{BB} - I_B R_b$

即: $I_B = -\frac{1}{R_b} V_{BE} + \frac{V_{BB}}{R_b}$

两条曲线的交点处的坐标即 **Q** (I_{BQ} , V_{BEQ})。



(2) 输出回路

非线性部分: $i_C = f(v_{CE}) \Big|_{i_B=I_{BQ}}$

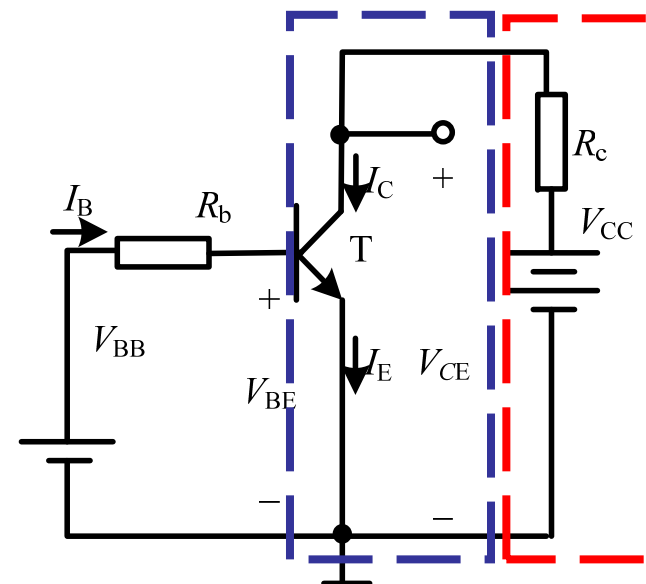
线性部分: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$

即:
$$I_C = -\frac{1}{R_c} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_c}$$

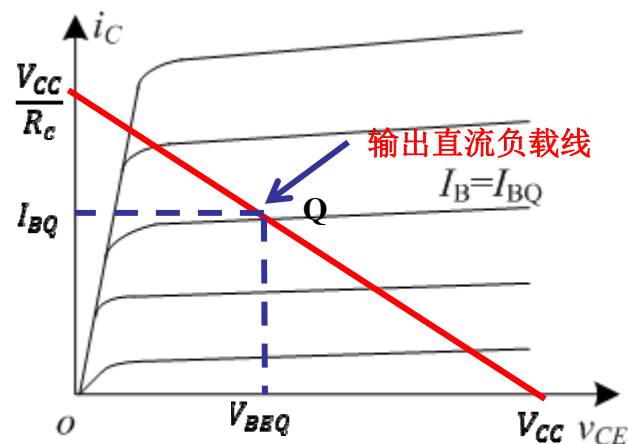
简称为**直流负载线**，斜率为 $1/R_c$

两条曲线的交点处的坐标即**Q** (I_{CQ} , V_{CEQ})。

得出**Q** (I_{BQ} , I_{CQ} , V_{CEQ})



线性部分 非线性部分 线性部分
(b)直流通道



(b)输出回路

(3) 电路参数对Q点的影响:

其他参数不变:

变 $R_b \rightarrow$ 输入直流负载线斜率 $= \left| -\frac{1}{R_b} \right|$

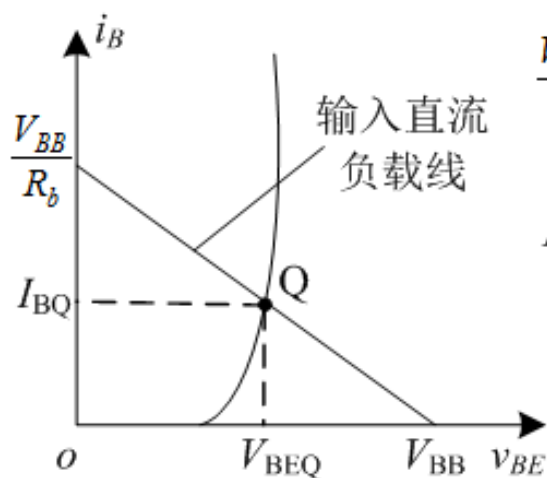
$\left\{ \begin{array}{l} R_b \uparrow \rightarrow \text{Q点下移} \\ R_b \downarrow \rightarrow \text{Q点上移} \end{array} \right.$

变 $R_c \rightarrow$ 输出直流负载线斜率 $= \left| -\frac{1}{R_c} \right|$

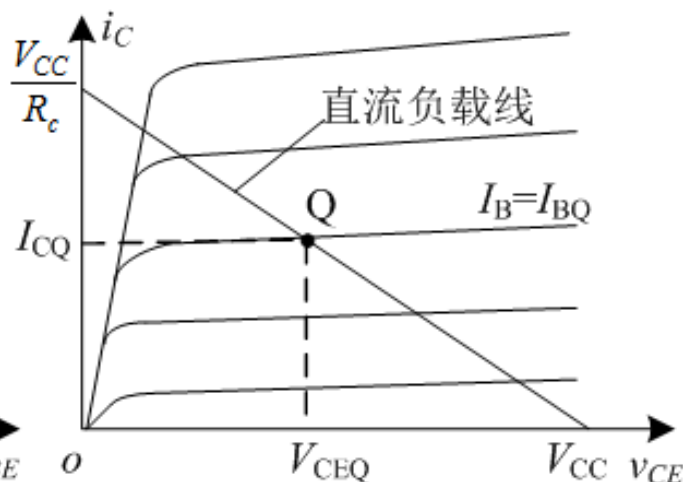
$\left\{ \begin{array}{l} R_c \uparrow \rightarrow \text{Q点左移} \\ R_c \downarrow \rightarrow \text{Q点右移} \end{array} \right.$

变 $V_{CC} \rightarrow$ 输出直流负载线截距变

$\left\{ \begin{array}{l} V_{CC} \uparrow \rightarrow \text{截距增加} \rightarrow \text{Q点右移} \\ V_{CC} \downarrow \rightarrow \text{截距减小} \rightarrow \text{Q点左移} \end{array} \right.$



(a) 输入回路



(b) 输出回路

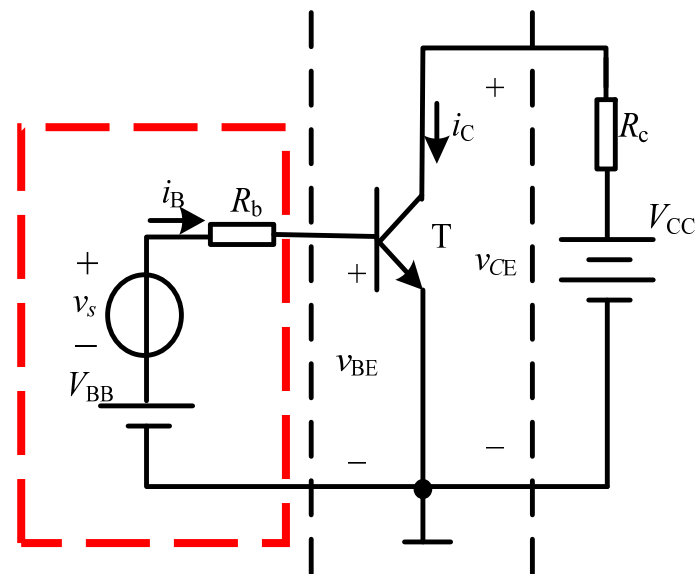
2. 动态工作情况分析

(1) 交流工作情况分析

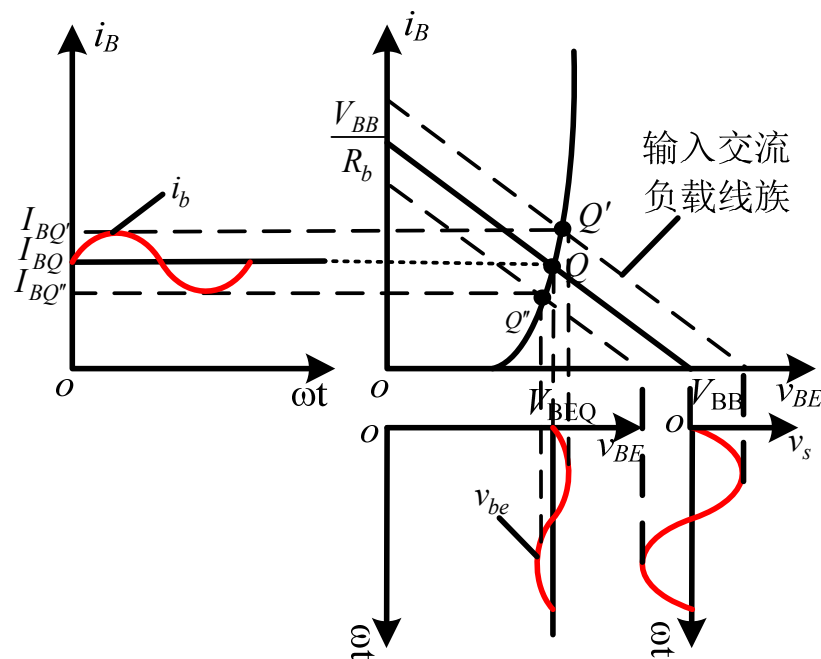
输入回路:

$$v_{BE} = V_{BB} + v_s - i_B R_b$$

即:
$$i_B = -\frac{1}{R_b} v_{BE} + \frac{V_{BB} + v_s}{R_b}$$



(a) 原理电路



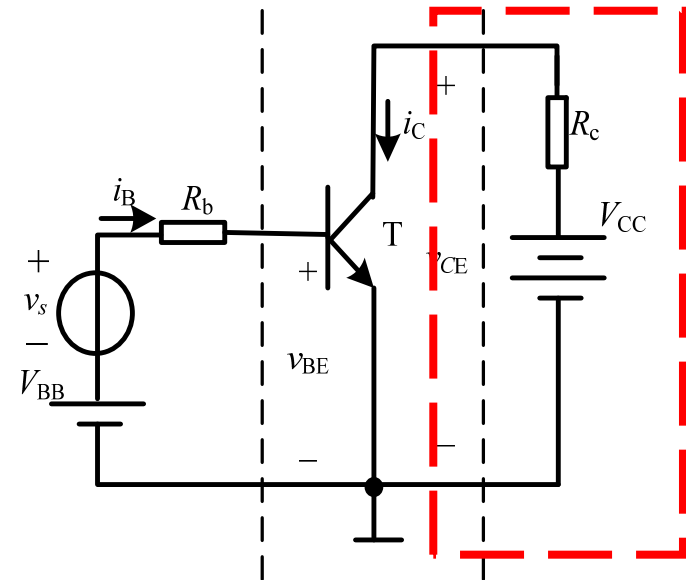
(a) 输入回路

输出回路:

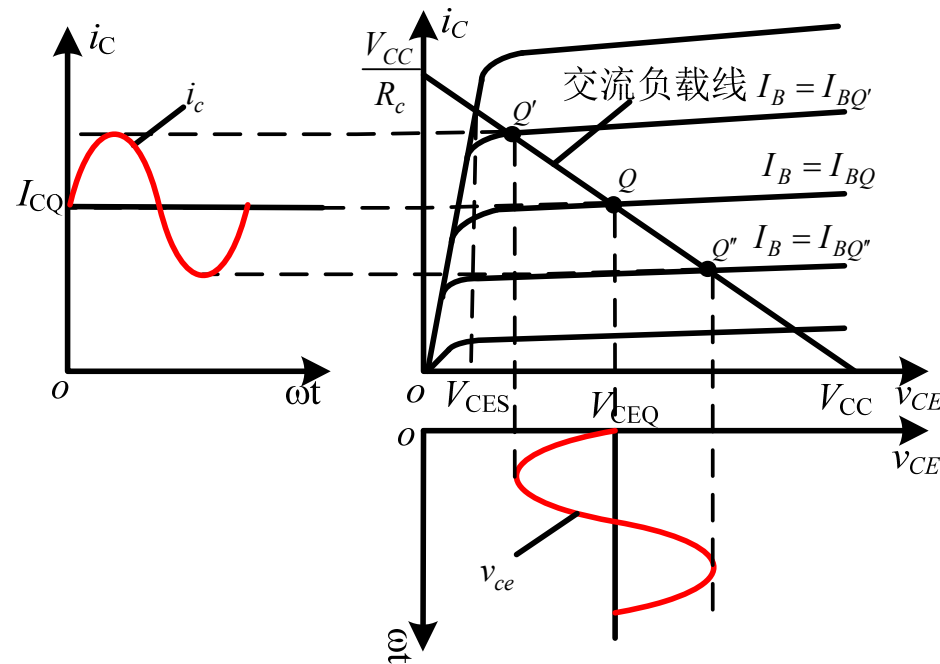
$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$$

$$\text{即: } i_C = -\frac{1}{R_c} v_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_c}$$

称为交流负载线，斜率为 $1/R_c$



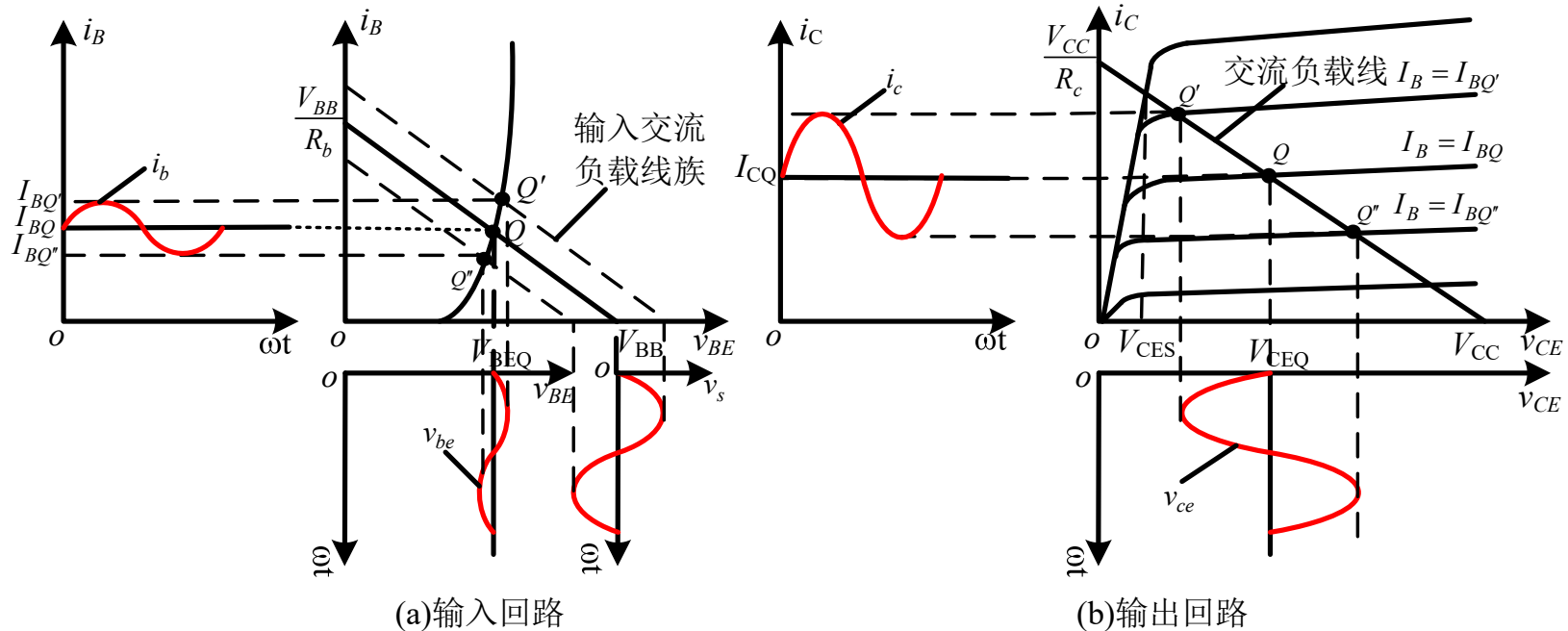
(a)原理电路



(b)输出回路

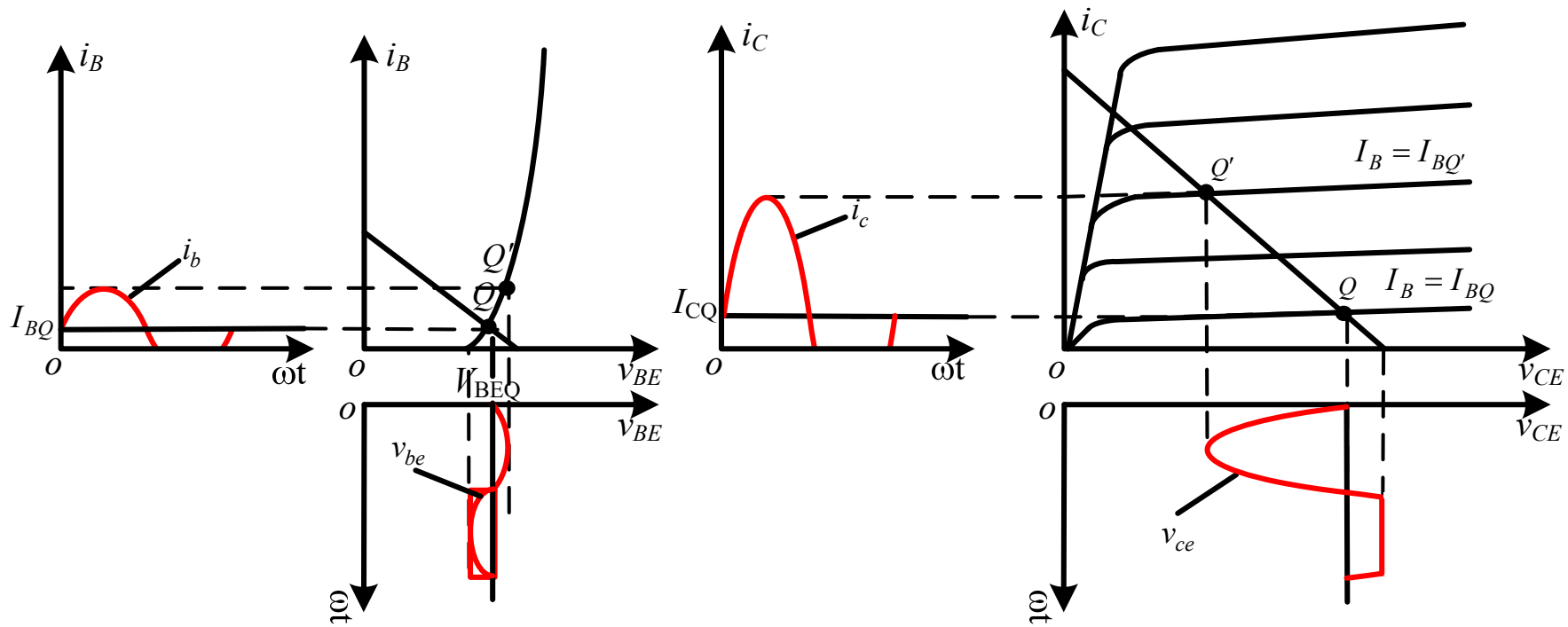
可得如下结论：

- $v_i \uparrow \rightarrow v_{BE} \uparrow \rightarrow i_B \uparrow \rightarrow i_C \uparrow \rightarrow v_{CE} \downarrow \rightarrow |-v_o| \uparrow$
- v_o 与 v_i 相位相反，频率相等；
- 可由波形测量出放大电路的电压放大倍数。

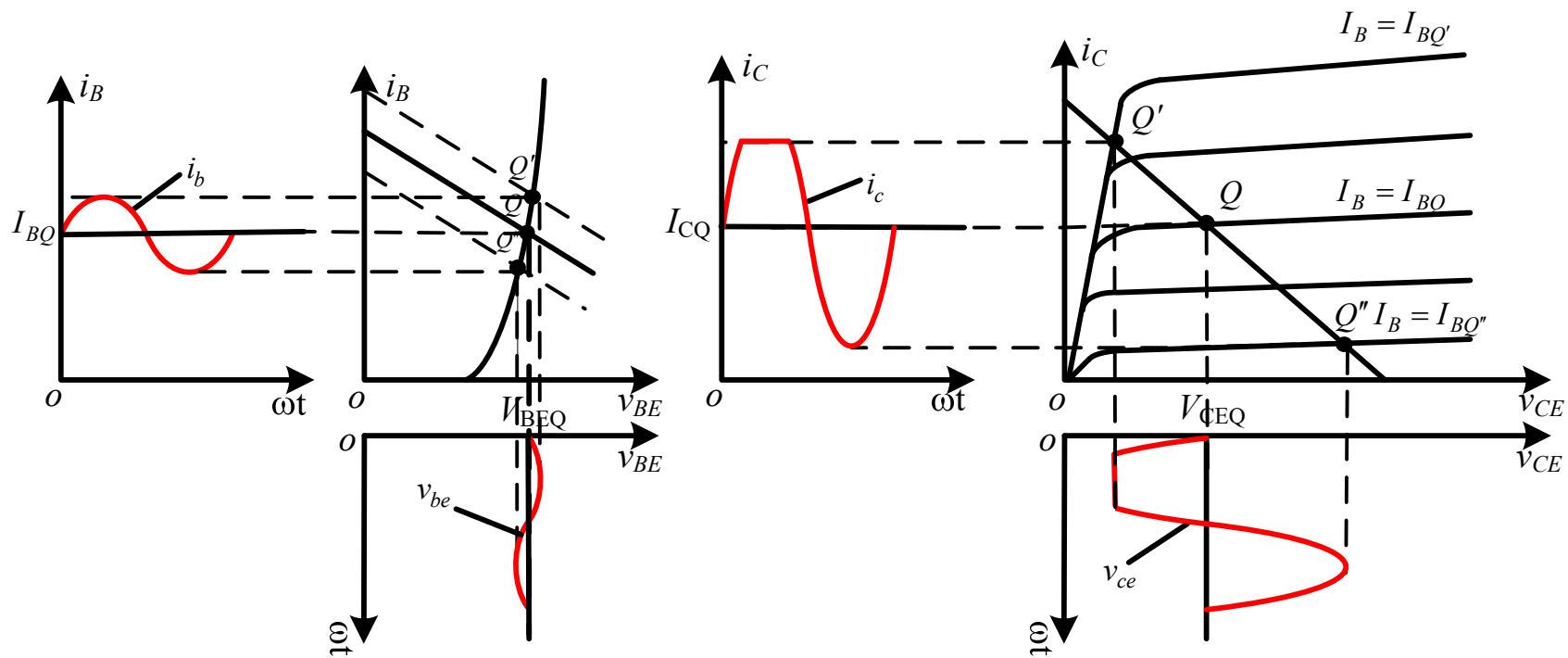


(2) 静态工作点对波形失真的影响

Q点过低——截止失真



Q点太高——饱和失真



(3) 输出波形最大不失真幅度的确定

Q点不允许动 $\left\{ \begin{array}{l} \text{Q点较高} \rightarrow \text{上取到饱和区, 下取等长度} \\ \text{Q点较低} \rightarrow \text{下取到截止区, 上取等长度} \end{array} \right.$

输出波形的最大不失真幅度是
($V_{CEQ} - V_{CES}$) 和 ($V_{CC} - V_{CEQ}$) 中较小的一个。

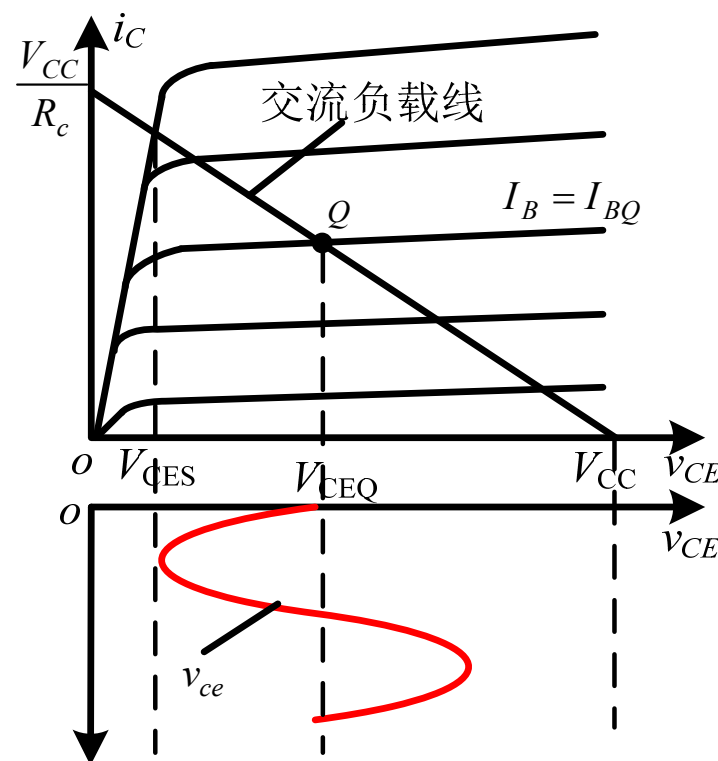
Q点允许动 $\rightarrow$

把Q点取到负载线的中间

横坐标为: $[V_{CES} + (V_{CC} - V_{CES})/2]$

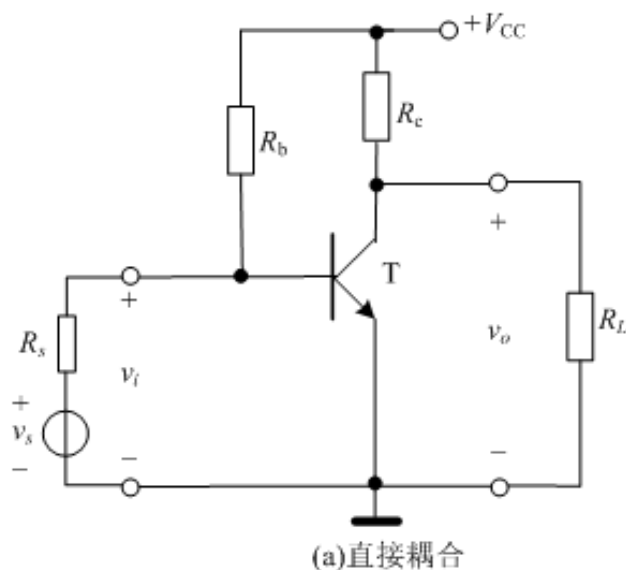
输出波形的最大不失真幅度就是:

$$(V_{CC} - V_{CES})/2$$



3. 实际的共射极放大电路

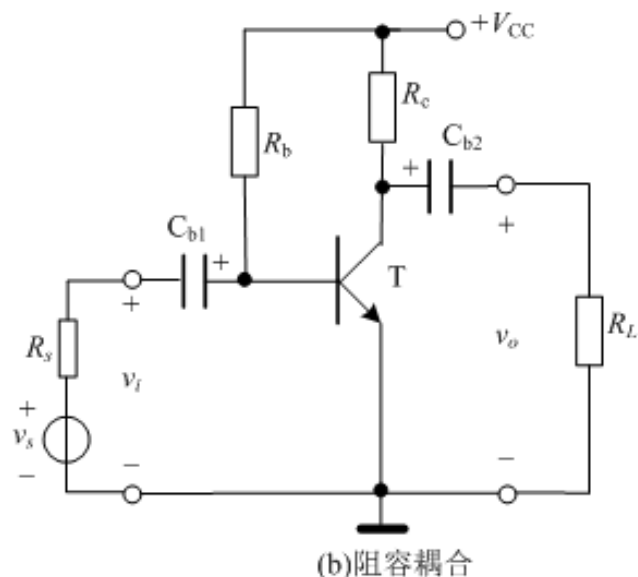
(1) 直接耦合



优点：前级信号源的电压能最大限度地输入到本级放大电路

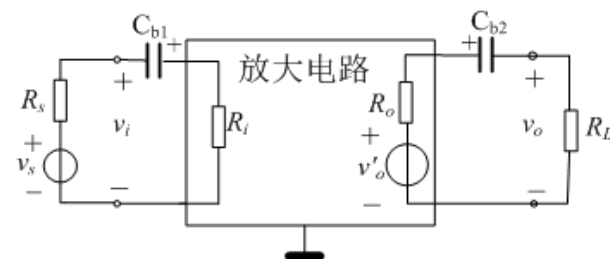
缺点：各级放大电路的静态工作点相互影响

(2) 阻容耦合



优点：各级放大电路的静态工作点可以独立设置

缺点：低频特性差



(3) 实际共射极放大电路的图解分析

静态:

输入回路

$$V_{BE} = V_{CC} - I_B R_b$$

即:

$$I_B = -\frac{1}{R_b} V_{BE} + \frac{V_{CC}}{R_b}$$

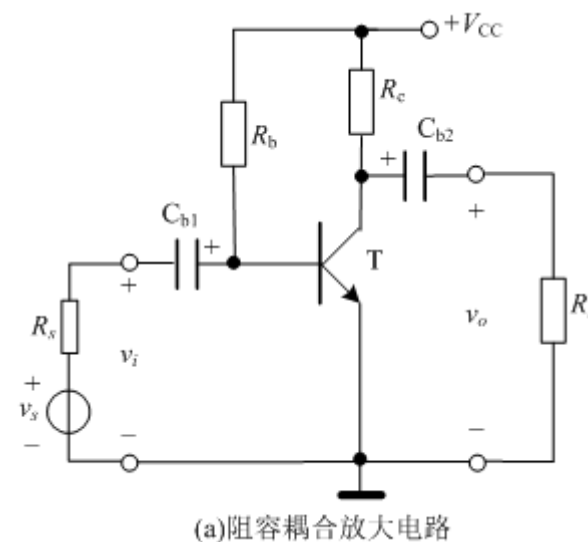
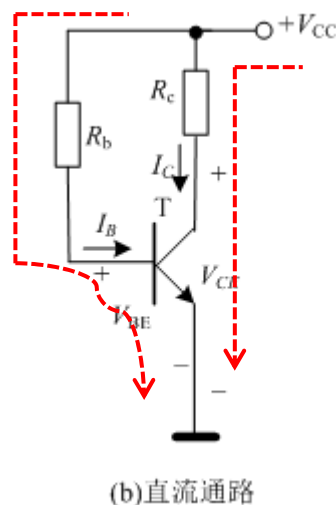
输出回路

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$$

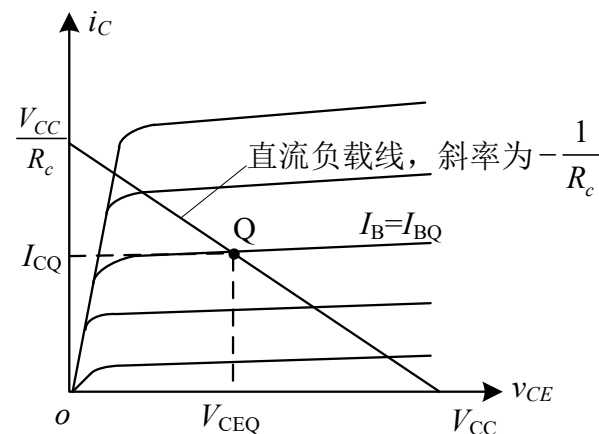
即:

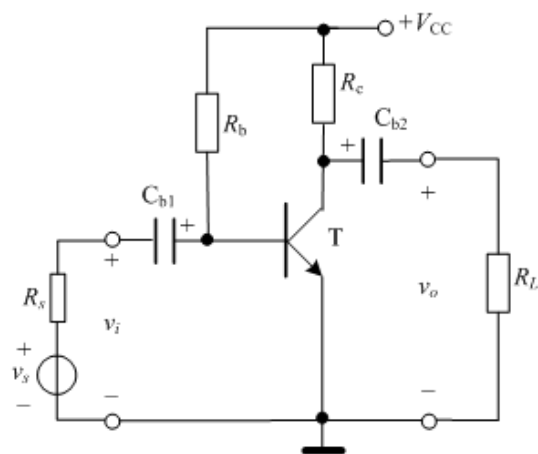
$$I_C = -\frac{1}{R_c} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_c}$$

得出 **Q** (I_{BQ} , I_{CQ} , V_{CEQ})

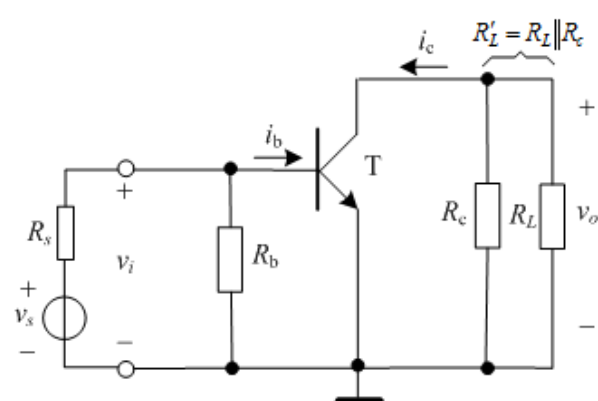


所有电容开路
其余元器件保留
所有电量大写

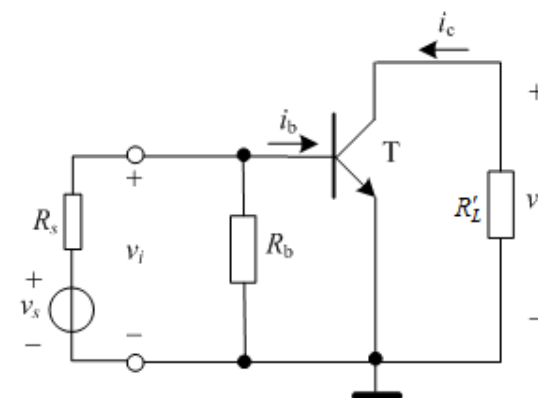




(a)阻容耦合放大电路

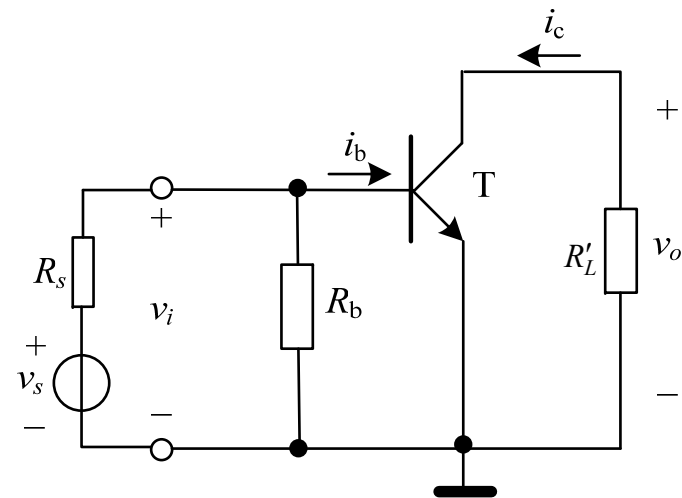
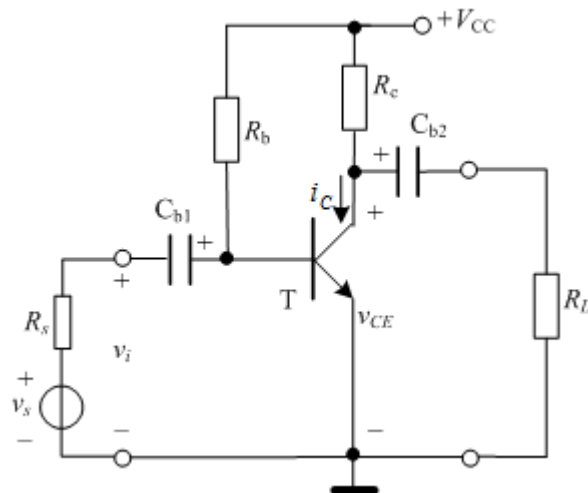


(a)交流通路



(b)简化

V_{BB}, V_{CC} 短路
所有大电容短路
其余元器件保留
所有电量小写



交流通道

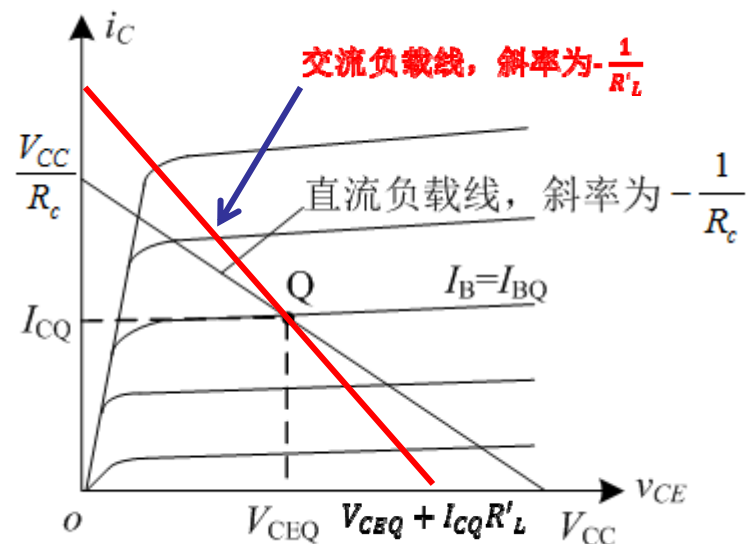
$$i_C = I_C + i_c$$

$$v_o = v_{ce} = -i_c R'_L = -(i_C - I_C) R'_L$$

$$\begin{aligned} \text{又 } v_{CE} &= V_{CEQ} + v_{ce} \\ &= V_{CEQ} - (i_C - I_{CQ}) R'_L \end{aligned}$$

则交流负载线方程变为：

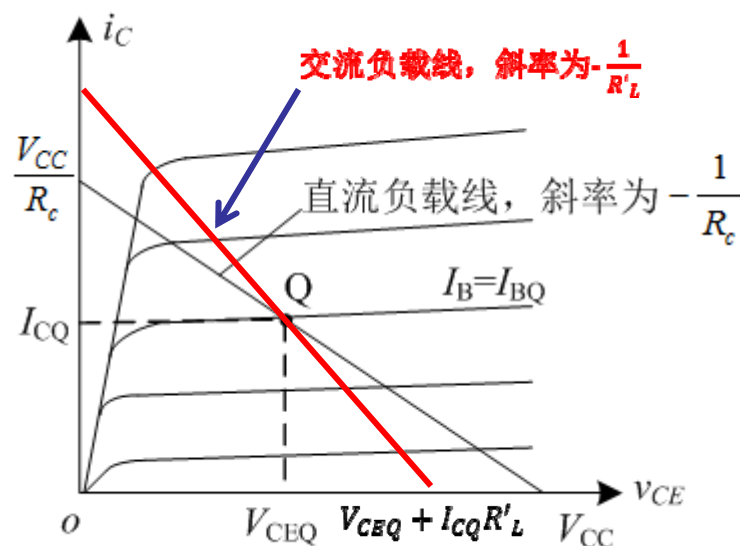
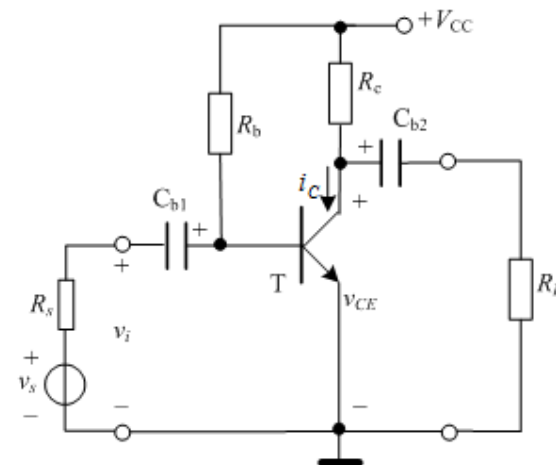
$$i_C = -\frac{1}{R'_L} v_{CE} + \frac{1}{R'_L} (V_{CEQ} + I_{CQ} R'_L)$$



交流负载线方程的作法：

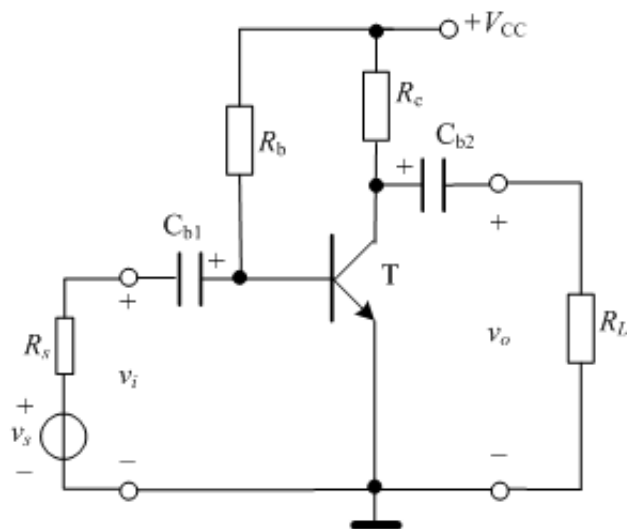
作法一： 过Q点作斜率为 $-\frac{1}{R'_L}$ 的直线；

作法二： 交流负载线在横轴的截距是 $V_{CEQ} + I_{CQ}R'_L$ ，可以由此点和Q点相联并延长作出交流负载线。



可得如下结论：

1. 直流负载线和交流负载线相交于Q点；
2. 不接 R_L 时，两根线重合；
3. $R'_L < R_C$ ，即交流负载线比直流负载线陡，相同输入电压条件下，带负载后输出电压幅度下降，电压放大倍数下降。



(a)阻容耦合放大电路

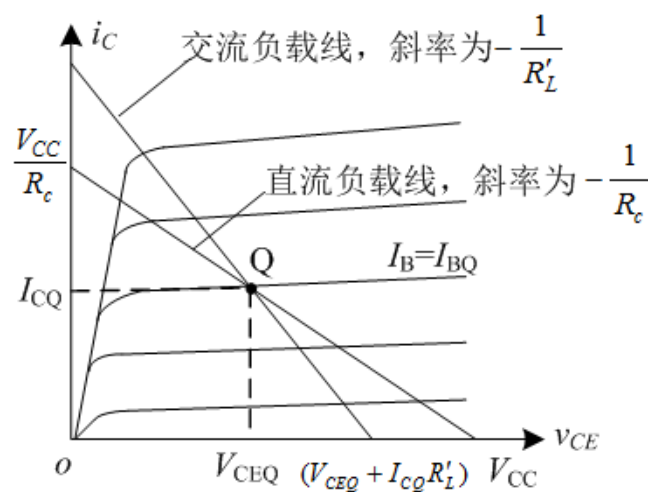
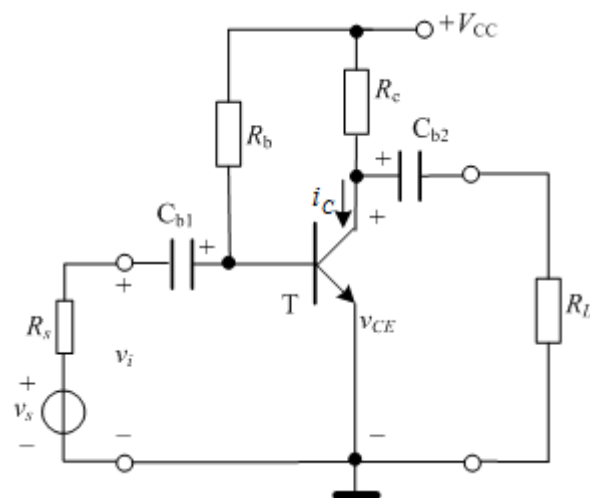


图 4.1.13 阻容耦合共射极放大电路的交、直流负载线

例 4.1.1 阻容耦合共射极放大电路如图 4.1.11 (a) 所示, 图中, $V_{CC}=12V$, $R_b=300k\Omega$, $R_c=R_L=4k\Omega$, 发射结电压 V_{BEQ} 可近似忽略, 晶体管的输出特性曲线如图 4.1.14 所示。

- (1) 用图解法确定电路的静态工作点 $Q (I_B, I_C, V_{CE})$;
- (2) 作电路的交流负载线, 确定输出电压的最大不失真范围。



(4) 图解分析法的适用范围

幅度较大而工作频率不太高的情况

优点:

直观、形象。有助于建立和理解交、直流共存，静态和动态等重要概念；有助于理解正确选择电路参数、合理设置静态工作点的重要性。能全面地分析放大电路的静态、动态工作情况。

缺点:

不能分析工作频率较高时的电路工作状态，也不能用来分析放大电路的输入电阻、输出电阻等动态性能指标。



MULTISIM仿真4.1.1

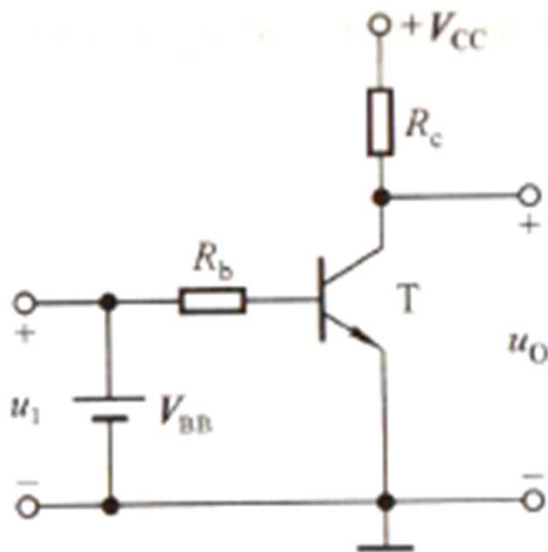
作业:

4.1

4.3

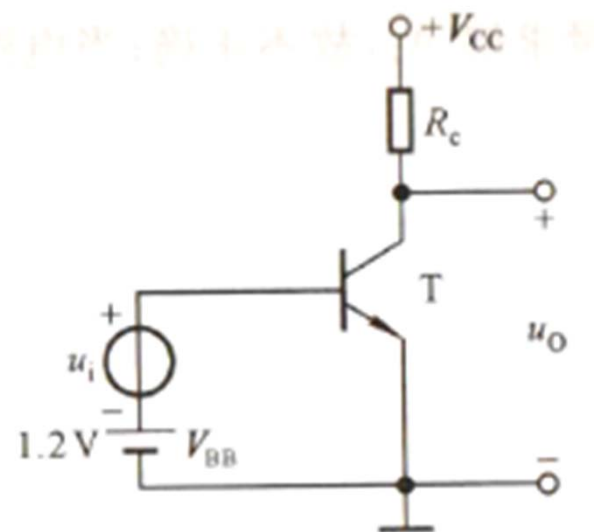
4.5

例1 判断图示各电路是否能放大交流信号



(a)

×

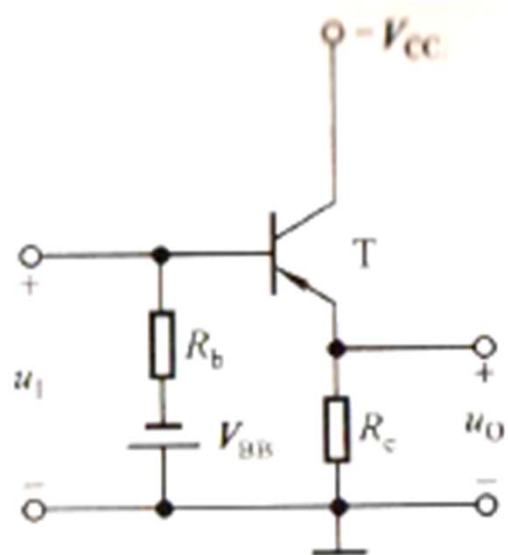


(b)

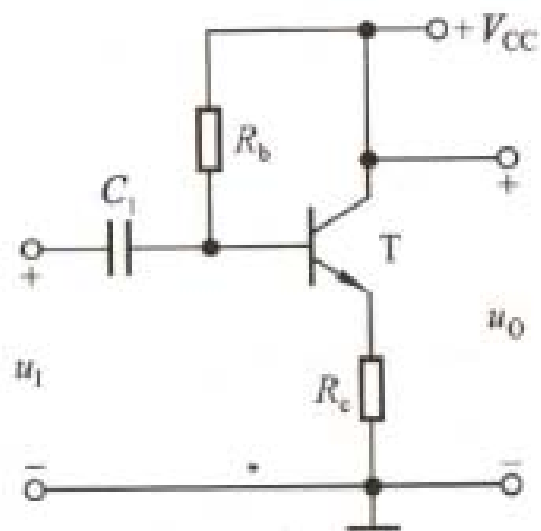
×

判断依据

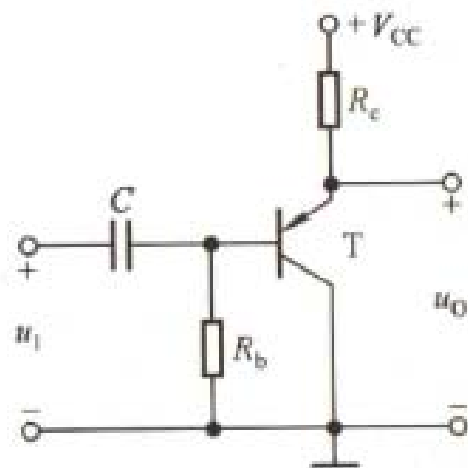
- (1) 能够满足BJT的外部工作条件：发射结正偏置，集电结反偏置；
- (2) 能设置合适的静态工作点；
- (3) 交流通道信号能够顺利通过。



(c)



(d)



(e)

4.1.3 放大电路的简化模型分析法

建立小信号模型的意义

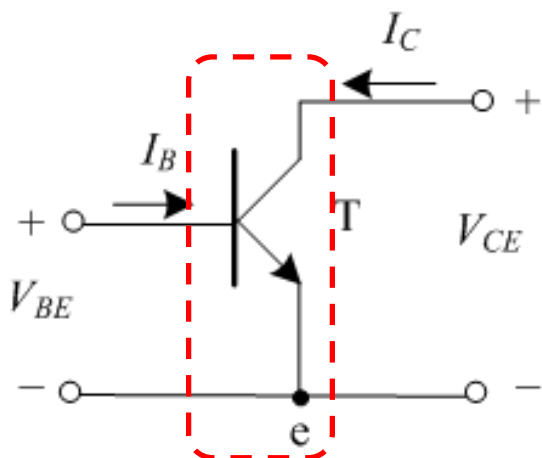
由于BJT是非线性器件，这样就使得放大电路的分析非常困难。建立小信号模型，就是在一定条件下将非线性器件做线性化处理，从而简化放大电路的分析和设计。

建立小信号模型的前提

当非线性器件工作于线性区，且动态变化很小时，就可以把非线性器件微变范围的特性曲线近似地用直线来代替，从而可以把由非线性器件所组成的电路当作线性电路来处理。

1. BJT的直流模型与放大电路的静态工作点估算

(1) BJT的直流模型

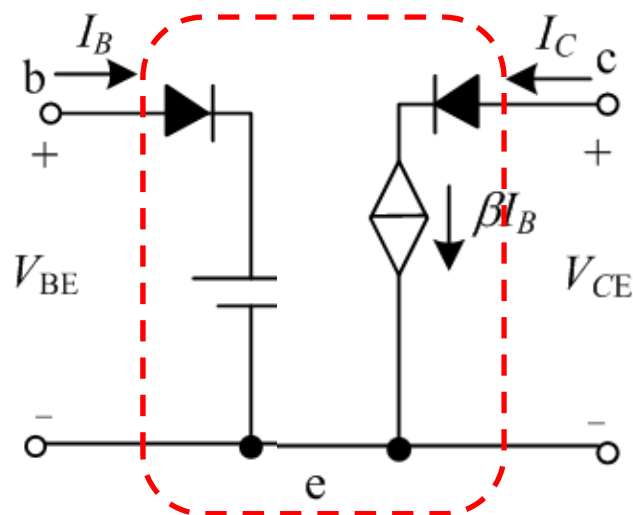


b-e之间——恒压降模型

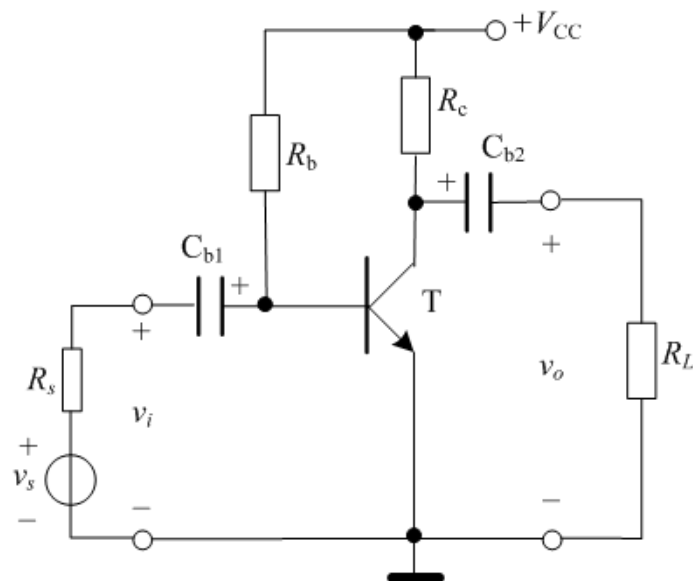
$$V_{BE} = \begin{cases} 0.7V & \text{硅管} \\ 0.2V & \text{锗管} \end{cases}$$

c-e之间——受控电流源

$$I_C = \beta I_B$$



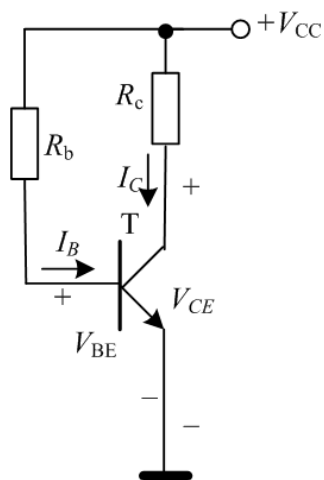
(2) 静态工作点估算



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

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

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

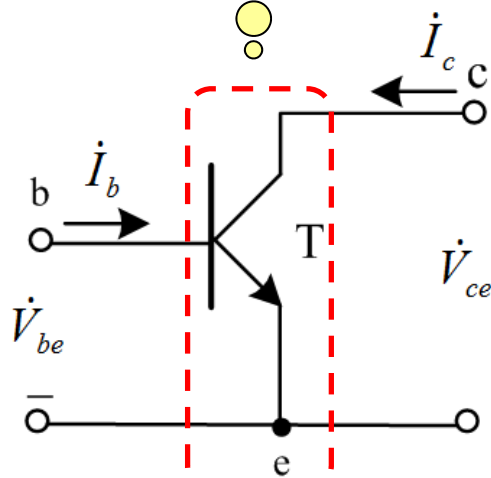


固定偏置电路

2. 放大电路的微变等效模型分析法

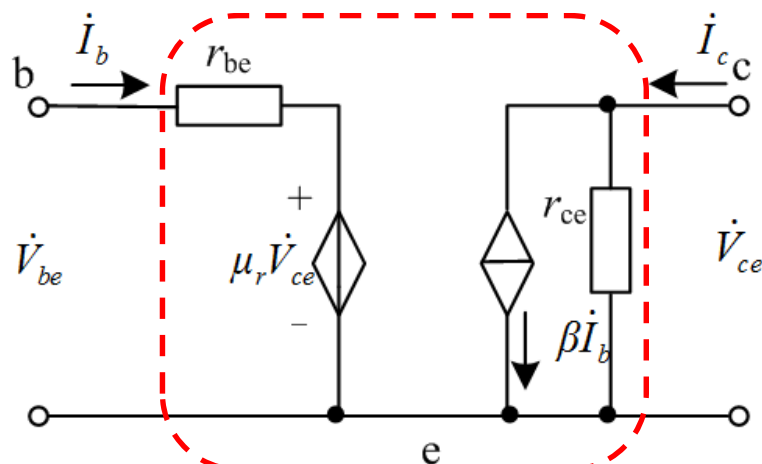
(1) BJT的共射微变等效模型

将共射连接三极管看成一双端口网络

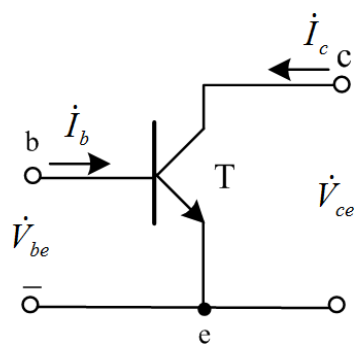


(a) 晶体管共射接法

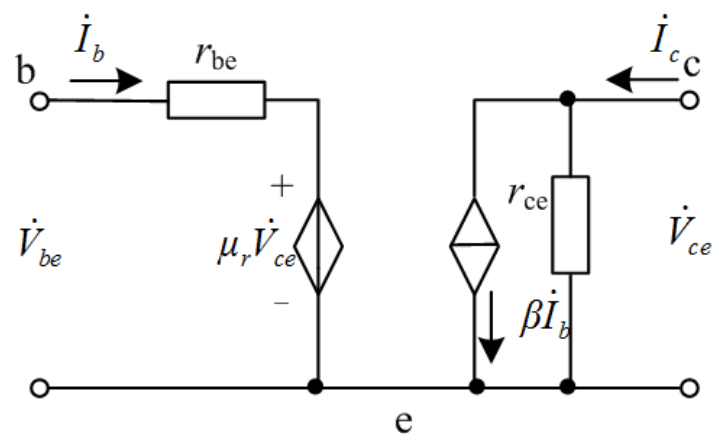
前提: **BJT**工作于低频小信号时



(b) 晶体管的微变等效模型



(a) 晶体管共射接法



(b) 晶体管的微变等效模型

$$\dot{V}_{be} = r_{be} \dot{I}_b + \mu_r \dot{V}_{ce}$$

$$\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b + \frac{1}{r_{ce}} \dot{V}_{ce}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{be} \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{be} & \mu_r \\ \beta & \frac{1}{r_{ce}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_b \\ \dot{V}_{ce} \end{bmatrix}$$

$$\dot{V}_{be} = r_{be} \dot{I}_b + \mu_r \dot{V}_{ce}$$

$$\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b + \frac{1}{r_{ce}} \dot{V}_{ce}$$

$$r_{be} = \left. \frac{\dot{V}_{be}}{\dot{I}_b} \right|_{\dot{V}_{ce}=0}$$

输出端交流短路时的**输入电阻**

$$\mu_r = \left. \frac{\dot{V}_{be}}{\dot{V}_{ce}} \right|_{\dot{I}_b=0}$$

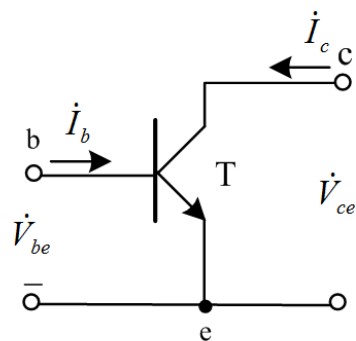
输入端交流开路时的**反向电压传输系数**

$$\beta = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \right|_{\dot{V}_{ce}=0}$$

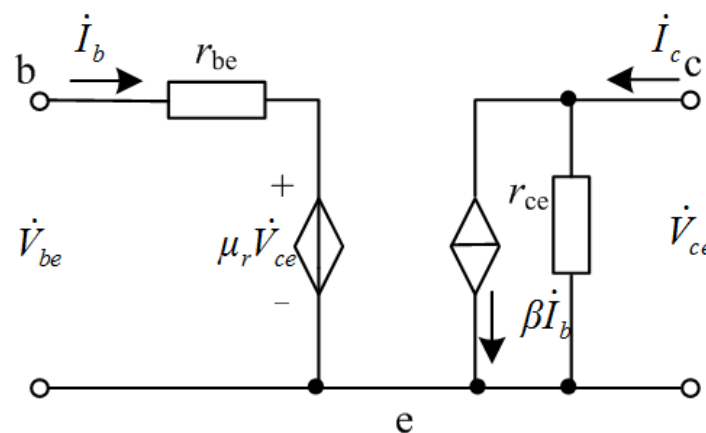
输出端交流短路时的**电流放大系数**

$$\frac{1}{r_{ce}} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_{ce}} \right|_{\dot{I}_b=0}$$

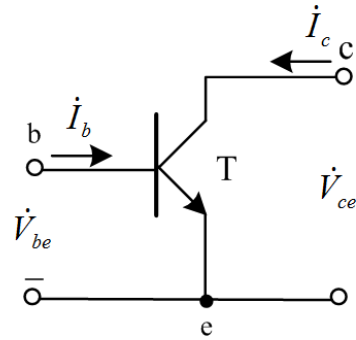
输入端交流开路时的**输出电导**



(a) 晶体管共射接法

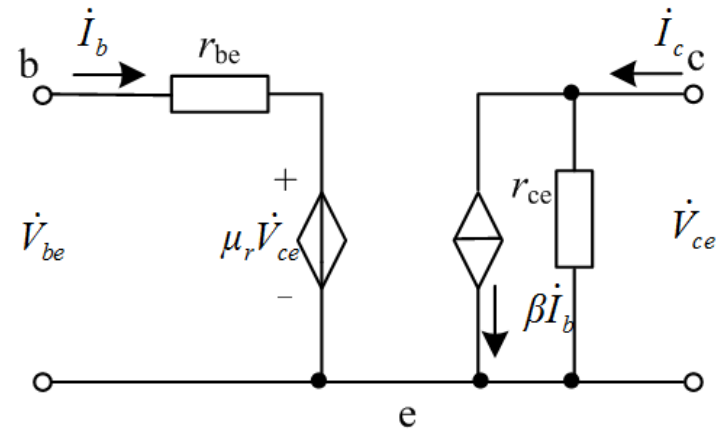


(b) 晶体管的微变等效模型



(a) 晶体管共射接法

注意:



(b) 晶体管的微变等效模型

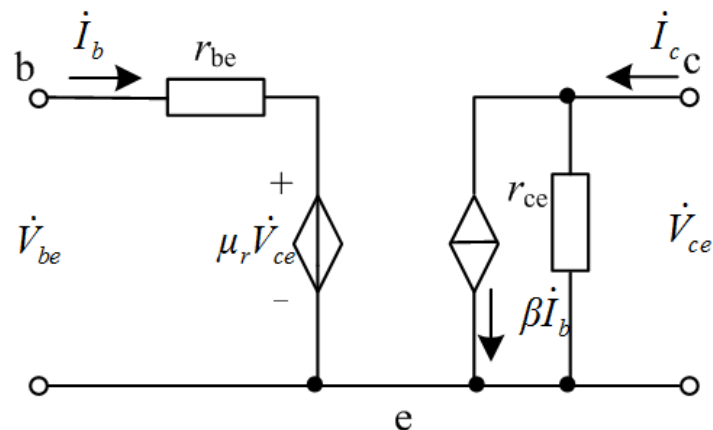
- (1) βi_b 和 $\mu_r v_{ce}$ 都是受控源，只表示电流电压间的控制作用；
- (2) 应注意受控源的方向问题。

(2) 模型的简化

BJT在共射极连接时，其H参数的数量级一般为

$$\begin{bmatrix} r_{be} & \mu_r \\ \beta & \frac{1}{r_{ce}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^3 \Omega & 10^{-3} \rightarrow 10^{-4} \\ 10^2 & 10^{-5} S \end{bmatrix}$$

μ_r 和 $\frac{1}{r_{ce}}$ 都很小，常忽略它们的影响。



(b)晶体管的微变等效模型

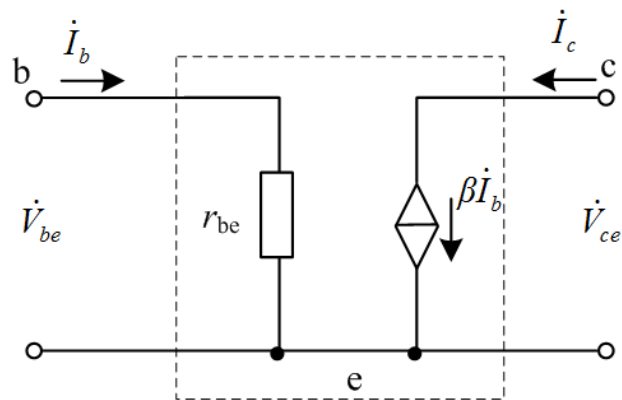


图 4.1.21 晶体管简化的共射微变等效模型.

(3) H参数的确定

β 一般用测试仪测出;

r_{be} 与Q点有关, 一般用公式估算

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) r_e$$

其中对于低频小功率管 $r_{bb'} \approx 200\Omega$

$$\text{而 } r_e = \frac{V_T (\text{mV})}{I_{EQ} (\text{mA})} = \frac{26 (\text{mV})}{I_{EQ} (\text{mA})} \quad (T=300\text{K})$$

则

$$r_{be} \approx 200\Omega + (1 + \beta) \frac{26 (\text{mV})}{I_{EQ} (\text{mA})}$$

适用范围是 $0.1\text{mA} < I_{EQ} < 5\text{mA}$

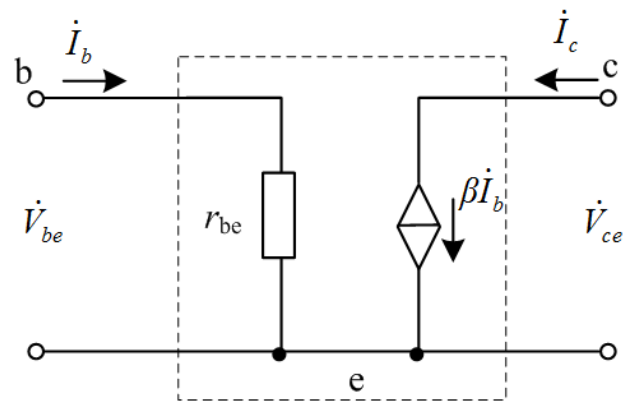
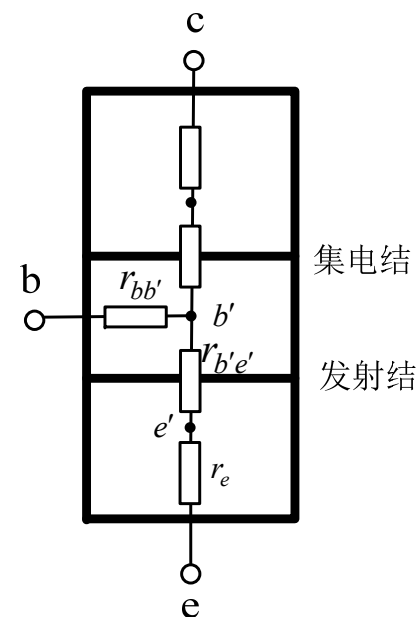
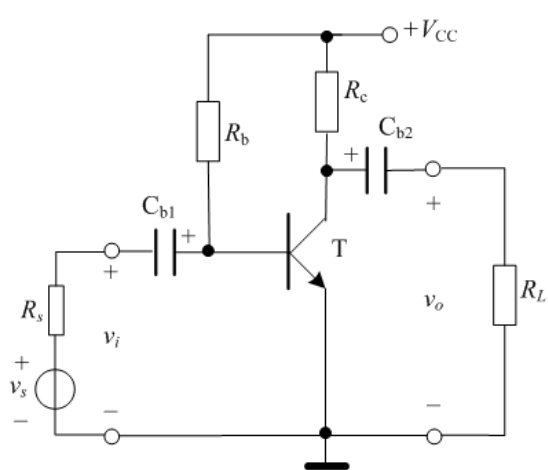


图 4.1.21 晶体管简化的共射微变等效模型.

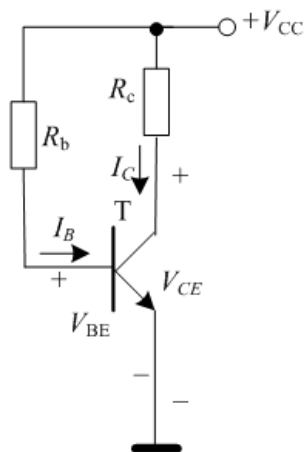


- H参数都是小信号参数，即微变参数或交流参数。
- H参数与工作点有关。
- H参数为低频参数。
- H参数为共射接法下的参数，其他接法时有误差。
- H参数都是微变参数，所以只适合对交流信号的分析。

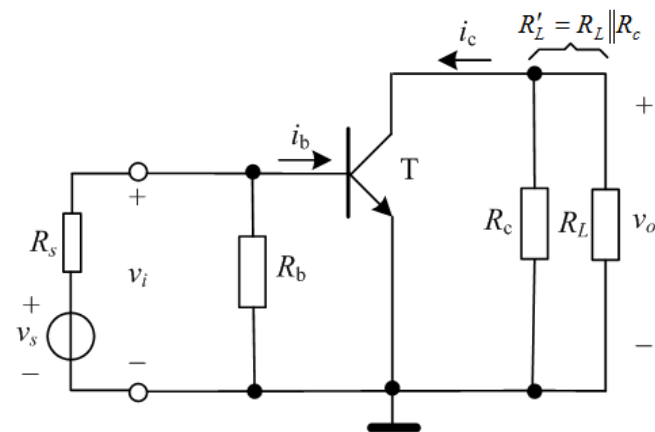
(4) 共射极放大电路的微变等效电路



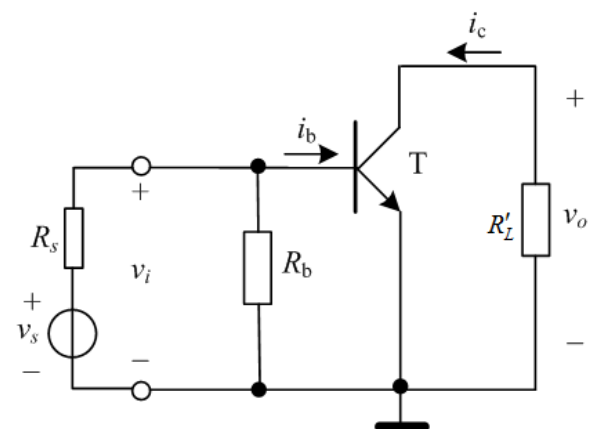
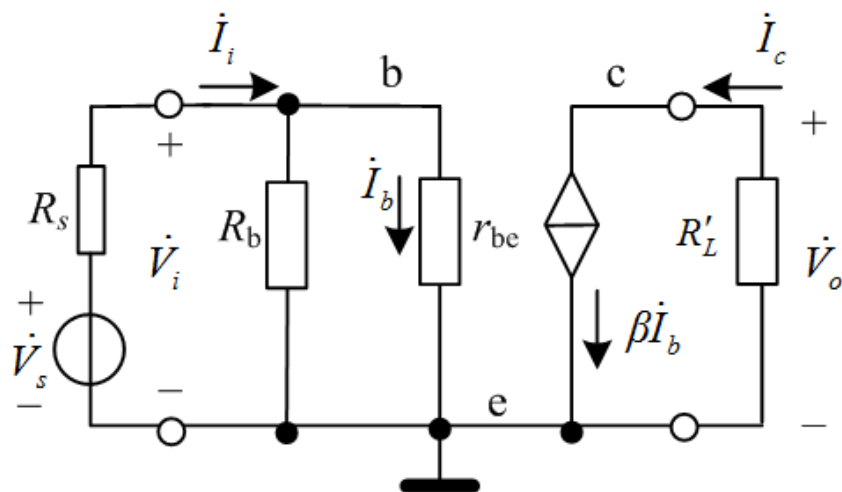
=



+



微变等效电路:

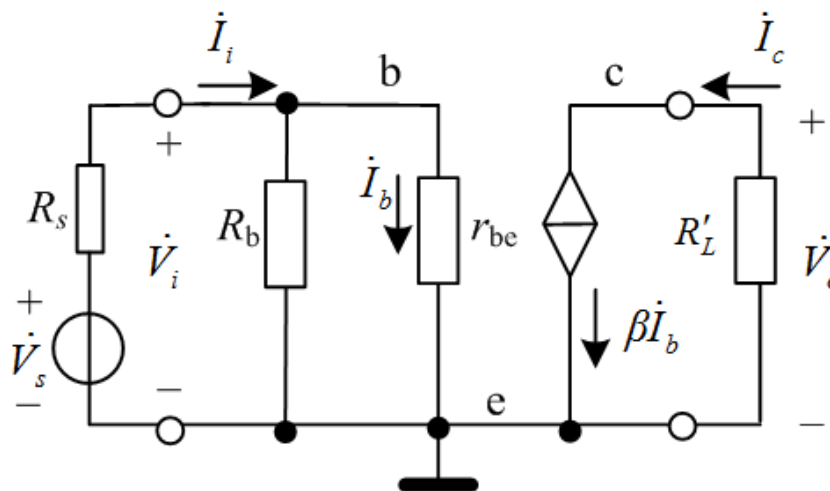


(b) 简化

(5) 动态性能指标的估算

电压增益:

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{-\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}}$$



输入电阻:

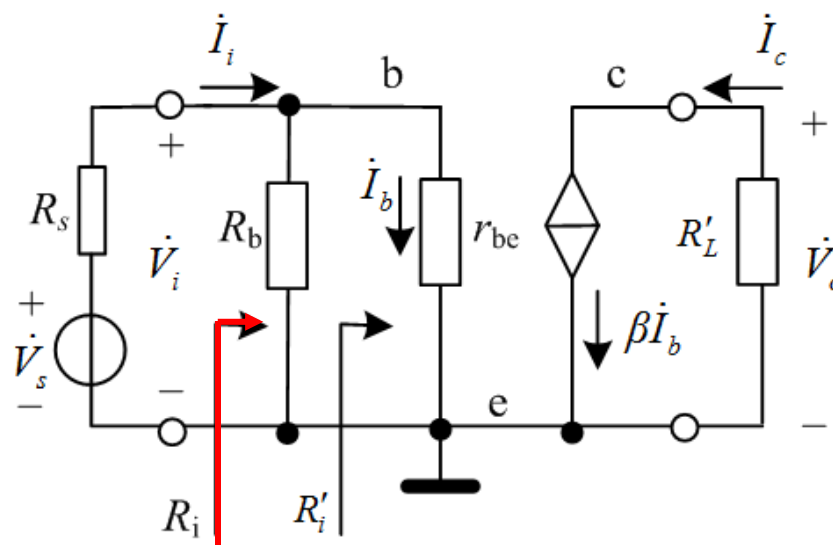
$$R_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{V}_i + \dot{V}_i} = \frac{1}{\frac{1}{R_b} + \frac{1}{r_{be}}}$$

即:

$$R_i = R_b \parallel R'_i$$

$$R'_i = r_{be}$$

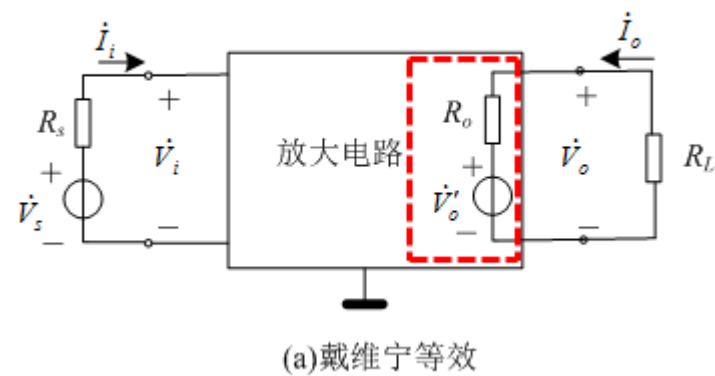
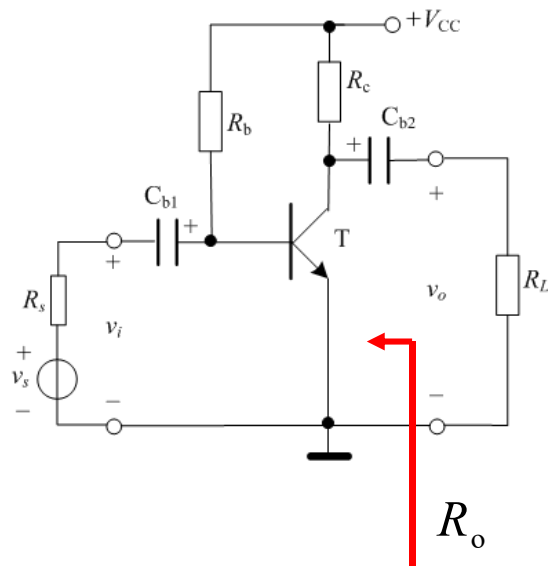
若 $R_b \gg R'_i$ $R_i \approx R'_i$



考虑信号源内阻后:

$$\dot{A}_{vs} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \dot{A}_v \frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}} \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

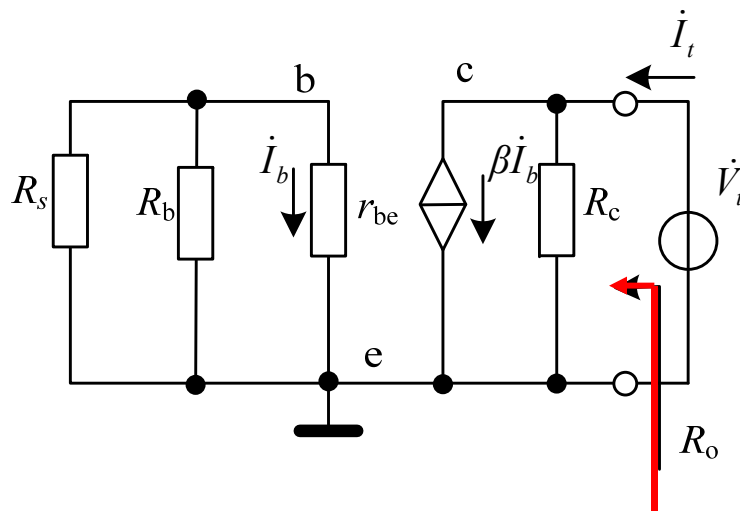
输出电阻:



$$R_o = \frac{\dot{V}_t}{\dot{I}_t} \Big|_{\dot{V}_s=0, R_L=\infty}$$

所以

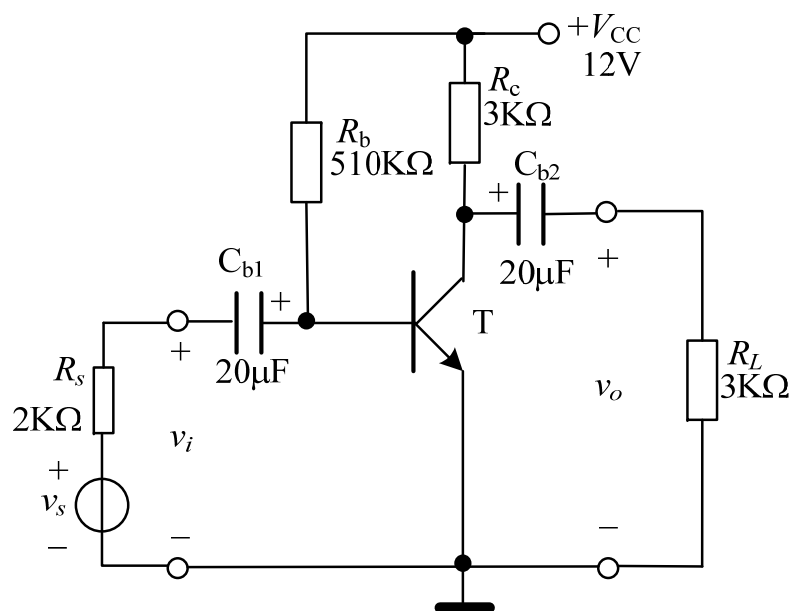
$$R_o = R_c$$



例4.1.1

固定偏置电路如图 4.1.25 所示，已知，
 晶体管的 $\beta = 80$ ， $r_{bb'} = 150\Omega$ ， $V_{BEQ} = 0.7V$ ，求：

- (1) 静态工作点 (I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 V_{CEQ})；
- (2) 晶体管的动态电阻 r_{be} ；
- (3) 电压放大倍数 $\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_i$ ；
- (4) 输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o ，并求电源电压放大倍数 $\dot{A}_{vs} = \dot{V}_o / \dot{V}_s$ ；
- (5) 若负载 R_L 开路，开路电压放大倍数 $\dot{A}_{vo}$ 如何变化？



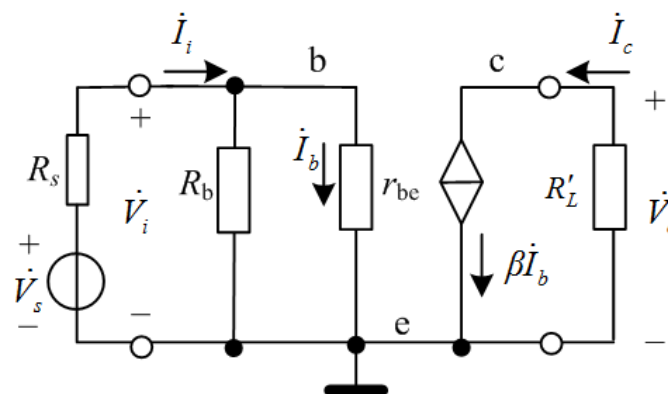
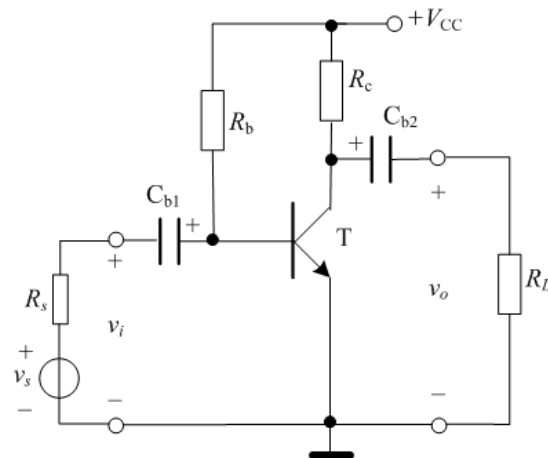
总结:

① 静态工作点

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

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

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



② 电压增益

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

$$\dot{A}_{vs} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \dot{A}_v \frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}} \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

③ 输入电阻

$$R_i = R_b \parallel R'_i$$

$$R'_i = r_{be}$$

④ 输出电阻

$$R_o \approx R_c$$

作业:

4.5

4.6

4.7

4.9

3. 小信号模型分析法的适用范围

放大电路的输入信号幅度较小，BJT工作在其 V - T 特性曲线的线性范围（即放大区）内。H参数的值是在静态工作点上求得的。所以，放大电路的动态性能与静态工作点参数值的大小及稳定性密切相关。

优点:

分析放大电路的动态性能指标(A_v 、 R_i 和 R_o 等)非常方便。

缺点:

在BJT与放大电路的小信号等效电路中，电压、电流等电量及BJT的H参数均是针对变化量(交流量)而言的，不能用来分析计算静态工作点。

4.2 放大电路的静态工作点稳定问题

4.2.1 温度对静态工作点的影响

4.2.2 射极偏置电路

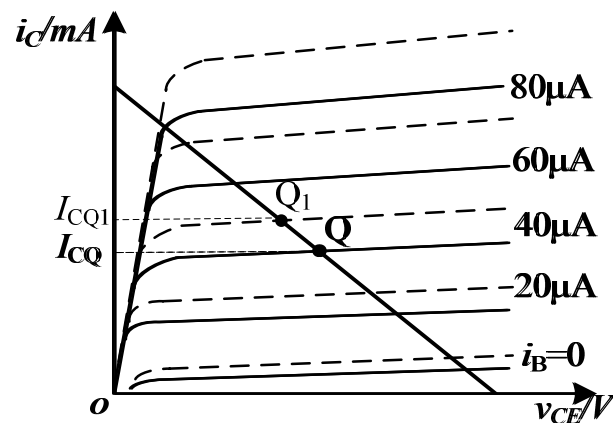
4.2.1 温度对静态工作点的影响

1. 温度对 I_{CBO} 的影响

$$I_{CBO} = I_{CBO(T_0=25^\circ\text{C})} \cdot e^{k(T-T_0)}$$

温度每升高 10°C , I_{CBO} 约增加一倍。

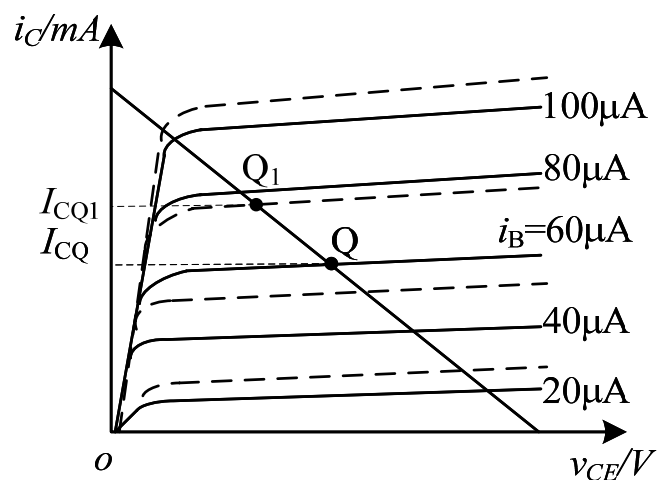
$$I_{CEO} = (1 + \beta)I_{CBO}$$



结果：特性曲线上移， Q 点上移， I_C 增加

2. 温度对 β 的影响

温度每升高 1°C , β 值约增大 $0.5\%\sim 1\%$ 。

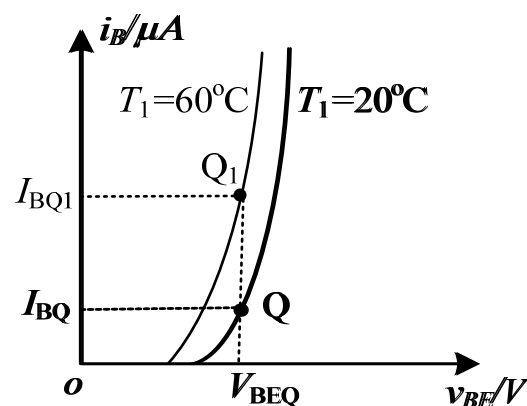


结果：输出特性间距加宽， Q 点上移， I_C 增加

3. 温度对输入特性的影响

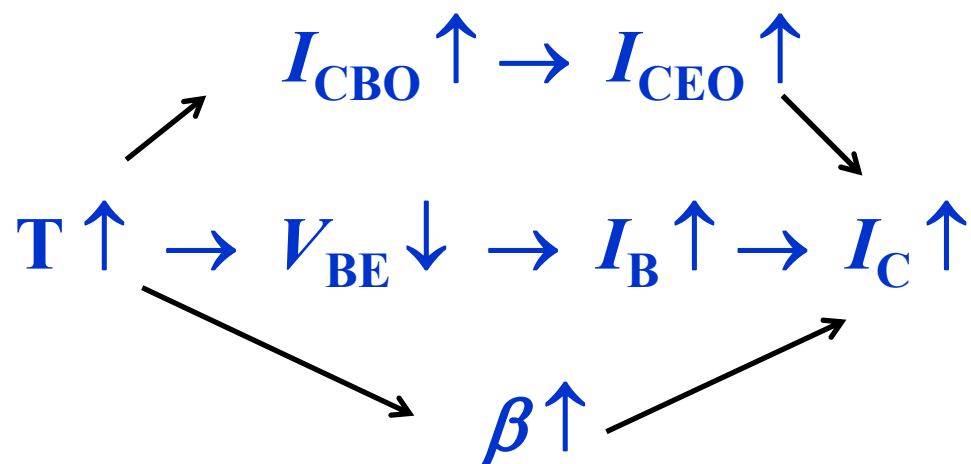
输入特性随温度的增加而左移

$$V_{BE} = V_{BE}(T_0=25^\circ\text{C}) - (T - T_0) \times 2.2 \times 10^{-3} \text{ V}$$



结果: I_C 增加

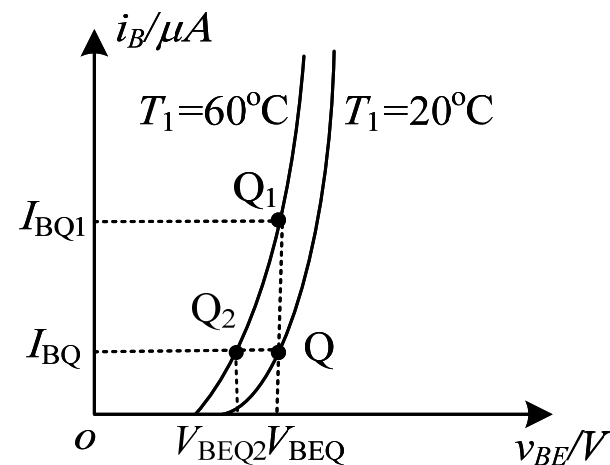
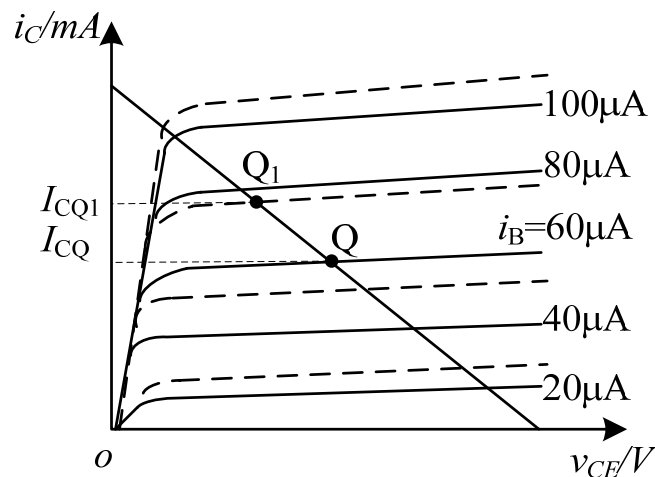
总之：



可见，温度上升时，参数的变化都会使放大电路中的集电极静态电流 I_{CQ} 随温度升高而增加，从而使 Q 点随温度变化。

静态工作点稳定措施：

1. 在温度升高时，电路能自动地适当减小基极电流 I_{BQ} 。
2. 在温度升高时，电路能自动地适当减小 V_{BEQ} 。



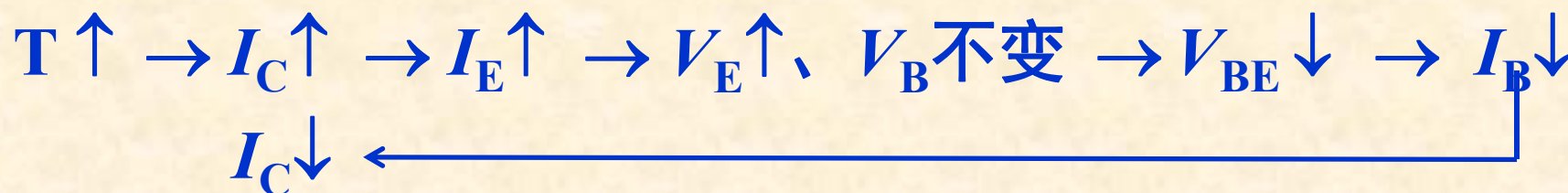
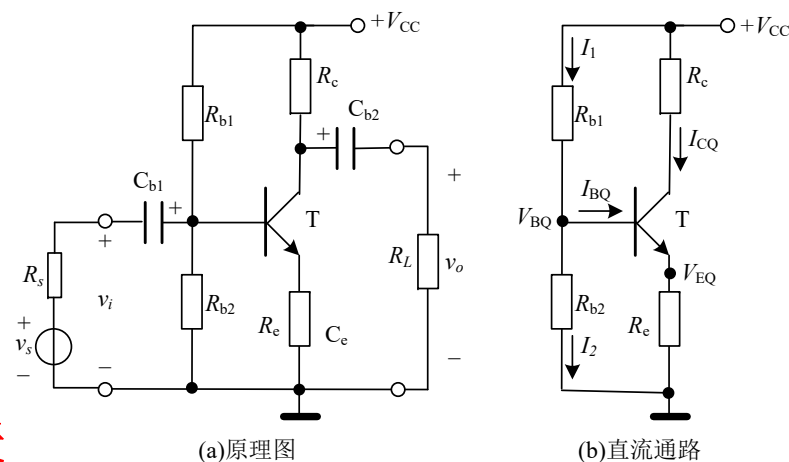
4.2.2 射极偏置电路

1. 基极分压式射极偏置电路

(1) 稳定工作点原理

$$I_1 \gg I_{BQ}, V_{BQ} \gg V_{BEQ}$$

此时, $V_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}$ 与温度无关



(反馈控制)

R_e 取值越大, 反馈控制作用越强

一般取 $I_1 = (5 \sim 10)I_{BQ}$, $V_{BQ} = 3 \sim 5V$

(2) 放大电路指标分析

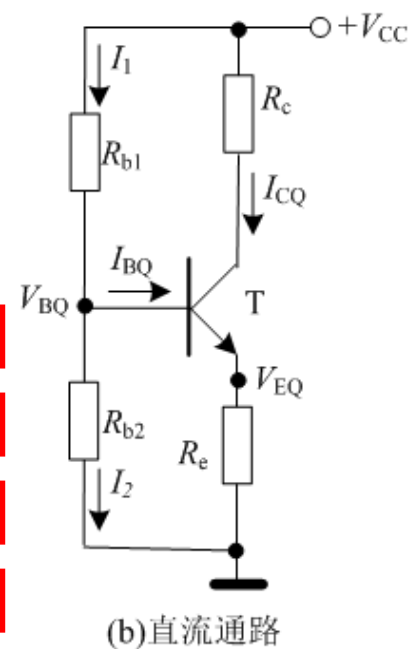
① 静态工作点

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

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

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

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

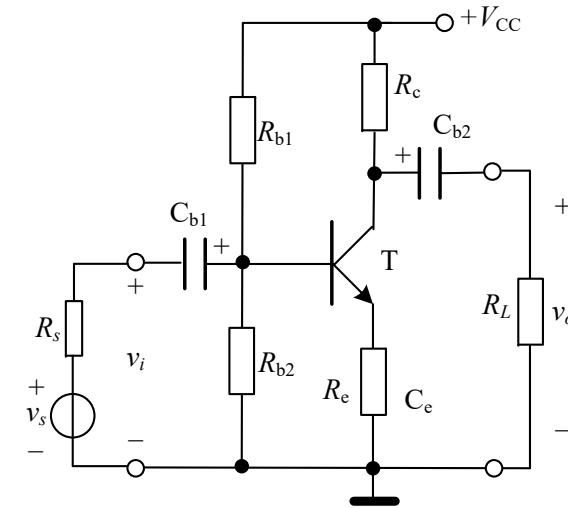


② 电压增益

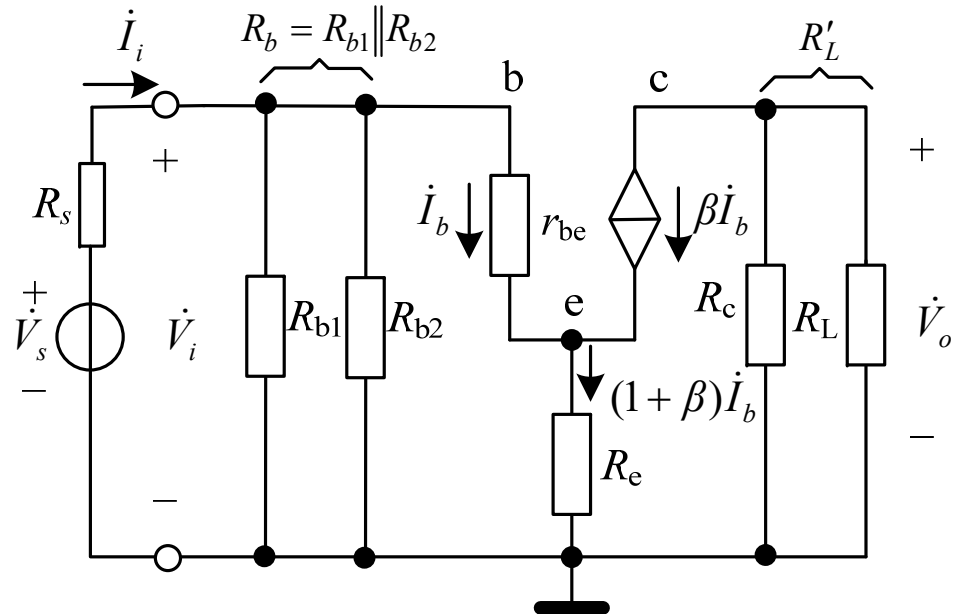
画微变等效电路:

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c R'_L}{\dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta)\dot{I}_b R_e} = \frac{-\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta)R_e]}$$

$$\dot{A}_v = \frac{-\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e}$$



(a)原理图



③ 输入电阻

$$\dot{V}_i = \dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]$$

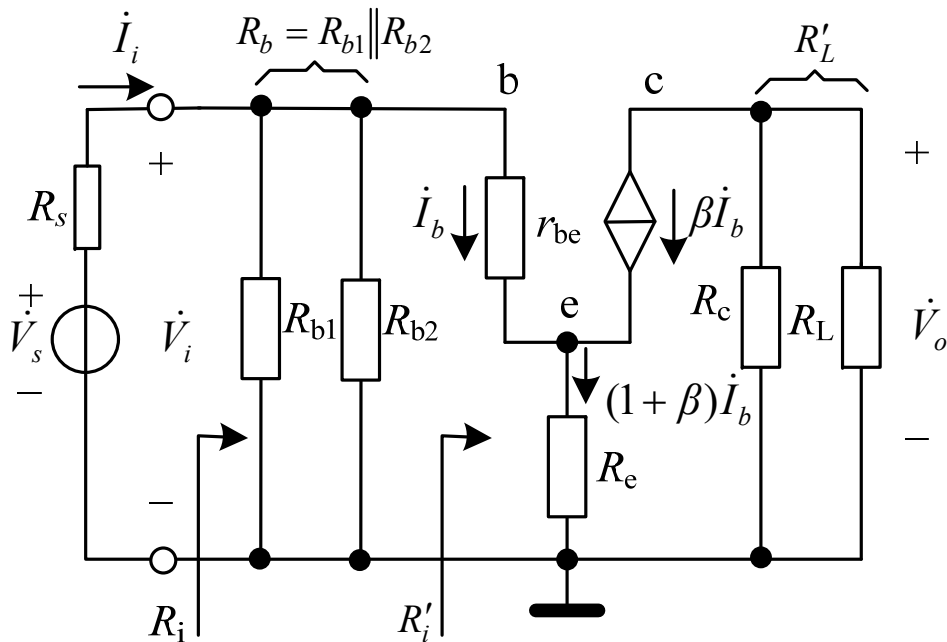
$$R'_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_b} = \frac{[r_{be} + (1 + \beta) R_e] \dot{I}_b}{\dot{I}_b}$$

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

则

$$R_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R'_i$$

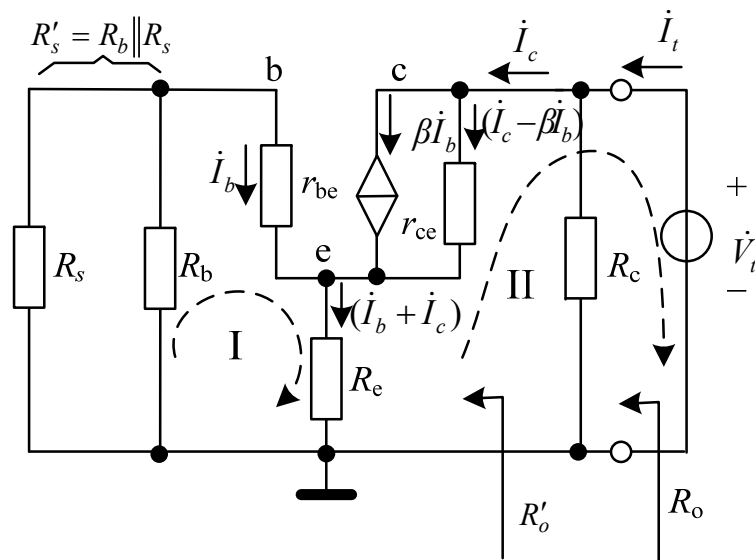
$$= R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel [r_{be} + (1 + \beta) R_e]$$



④ 输出电阻

求输出电阻的等效电路

- 独立源置零，内阻保留
- 负载开路
- 输出端口加测试电压



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

$$\begin{cases} \dot{I}_b(R'_s + r_{be}) + (\dot{I}_b + \dot{I}_c)R_e = 0 \\ \dot{V}_t = (\dot{I}_c - \beta\dot{I}_b)r_{ce} + (\dot{I}_b + \dot{I}_c)R_e \end{cases}$$

则

$$R'_0 = \frac{\dot{V}_t}{\dot{I}_c} = r_{ce} \left(1 + \frac{\beta \cdot R_e}{r_{be} + R'_s + R_e} \right)$$

输出电阻

$$R_0 = R_c \parallel R'_0$$

当 $R'_0 \gg R_c$ 时，

$$R_0 \approx R_c$$

(一般 $R'_0 > r_{ce} \gg R_c$)

总结:

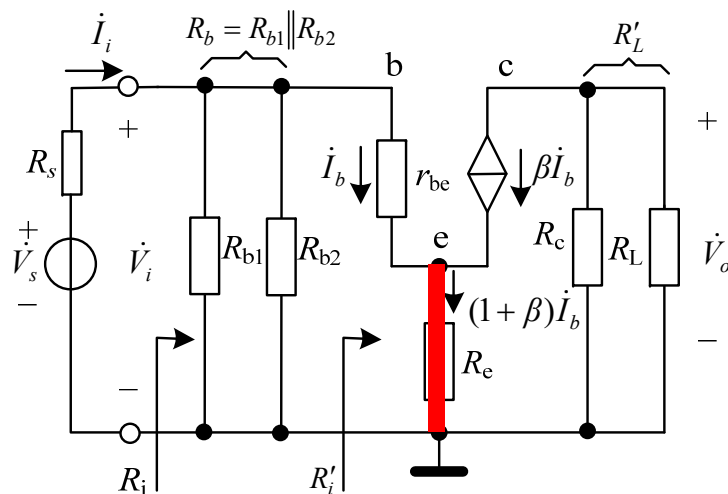
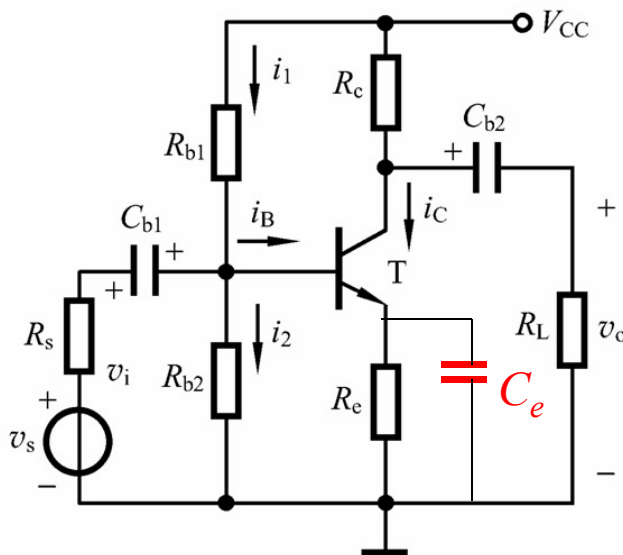
① 静态工作点

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

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

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

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



② 电压增益

$$A_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e}$$

加旁路电容 C_e :

$$A_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

③ 输入电阻

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

$$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be}$$

④ 输出电阻

$$R_o \approx R_c$$

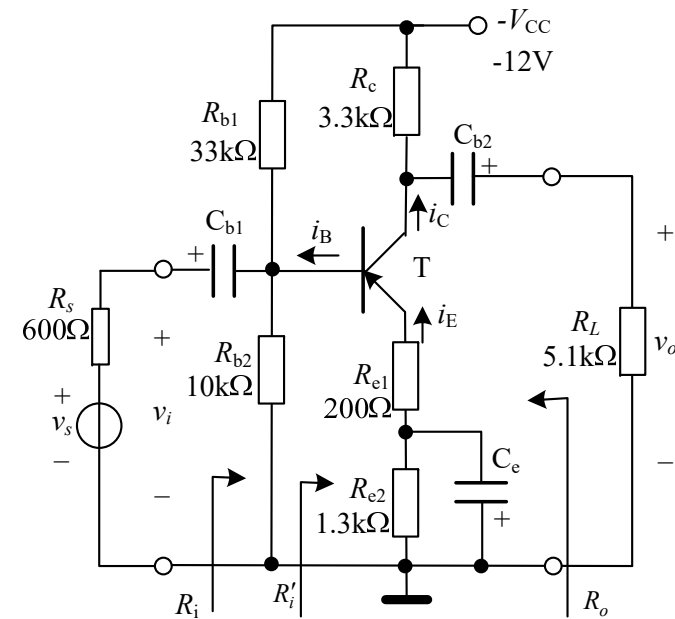
$$R_o \approx R_c$$

例4.2.2

放大电路如图 4.2.9 所示

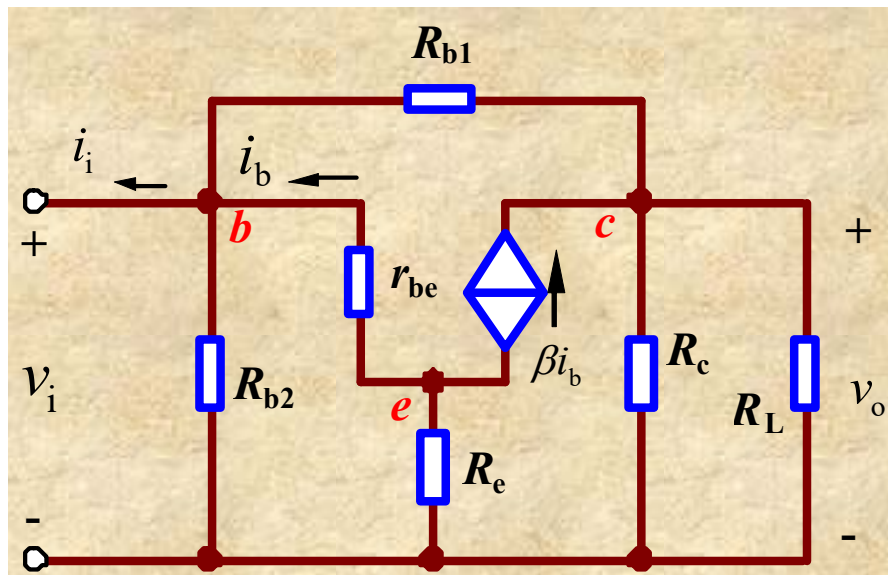
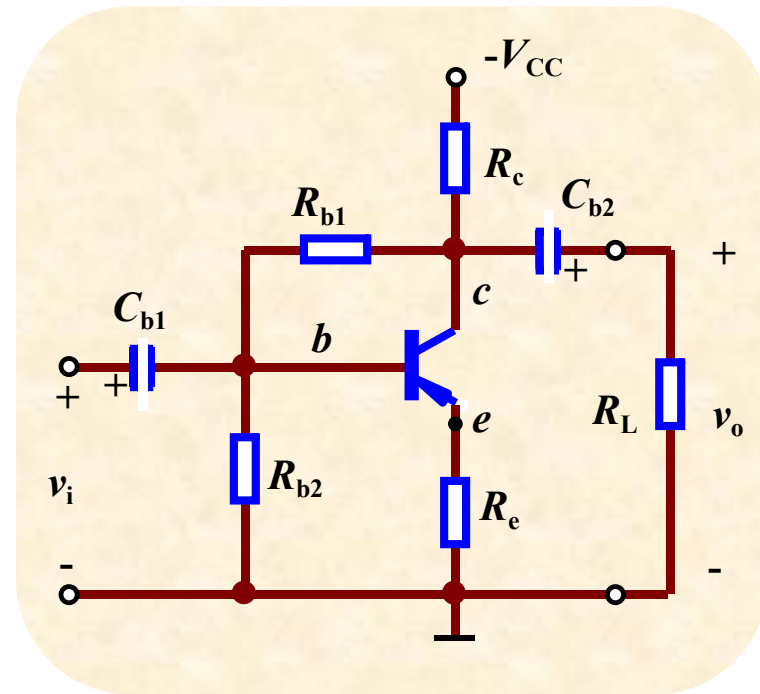
晶体管的 $\beta=80$, $r_{bb'}=100\Omega$, $V_{BEQ}=-0.2V$

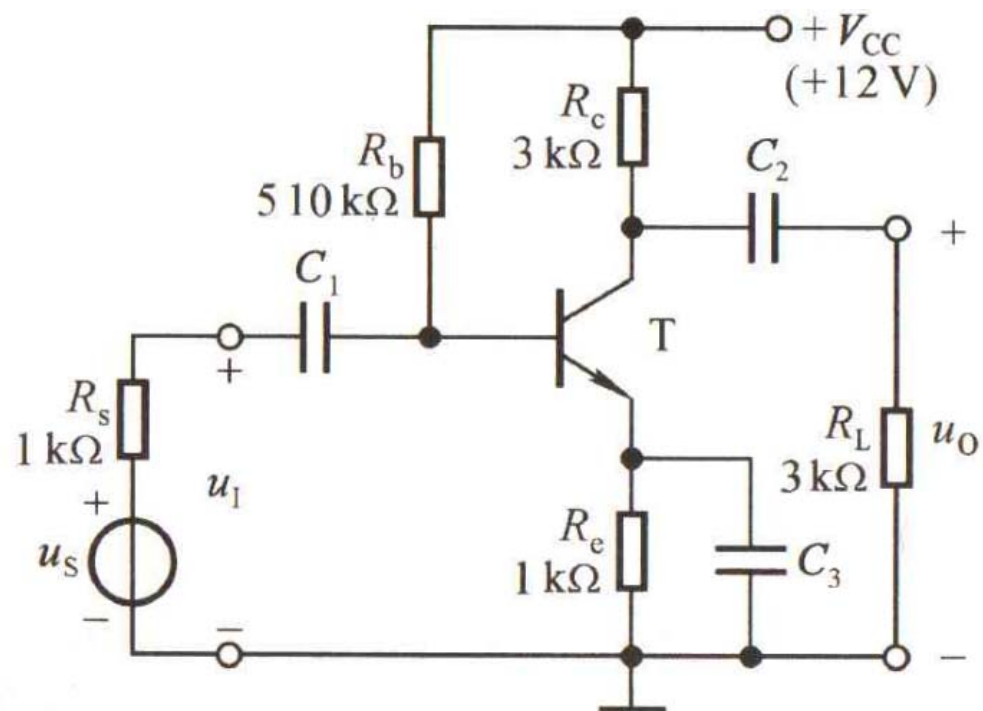
估算静态工作点 (I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 V_{CEQ})、 $\dot{A}_v$ 、 R_i 和 R_o



例题

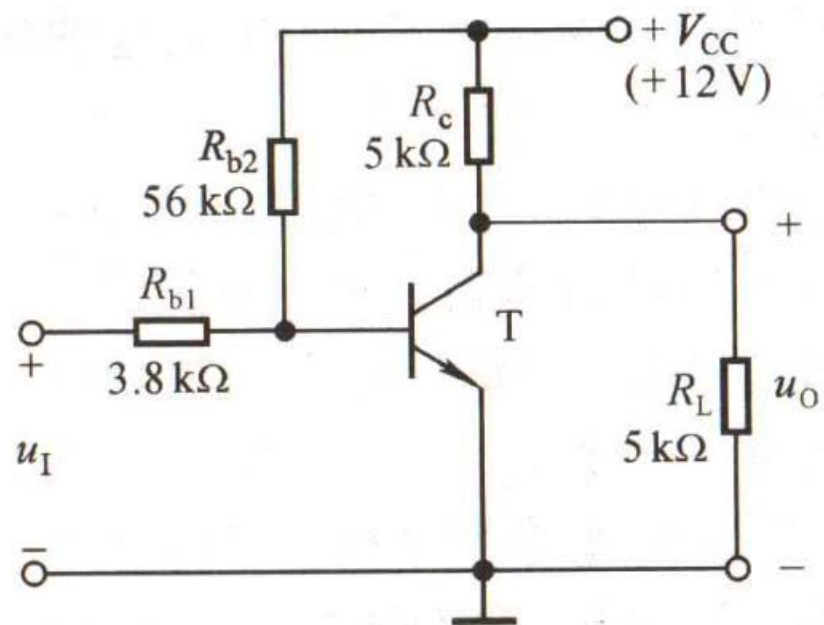
电路如图所示。试画出其小信号等效模型电路。





例2 电路如图示，三极管的 $\beta=100$ ， $r_{be}=1.5\text{k}\Omega$ ，静态时 $V_{BE}=0.7\text{V}$ ，所有电容对交流可视为短路

- (1) 静态工作点 Q ， A_v 、 R_i 、 R_o 、 A_{vs}
- (2) 若管子的饱和压降为 $V_{CES}=0.7\text{V}$ ，当增大输入电压时，空载和 $3\text{k}\Omega$ 负载时电路各首先出现饱和失真还是截止失真？
- (3) 若 C_3 开路，则 Q 点和 A_v 、 R_i 、 R_o 如何变化？



例5 电路如图示，三极管的 $\beta=100$ ， $r_{bb'}=100\Omega$ ，静态时 $V_{BE}=0.7V$ ，所有电容对交流可视为短路

- (1) 静态时集电极电位 $V_{CQ}=?$
- (2) 若输入电压有效值 $10mV$ ，则输出电压有效值多少？

4.3 共集电极放大电路和 共基极放大电路

4.3.1 共集电极放大电路

4.3.2 共基极放大电路

4.3.3 放大电路三种组态的比较

4.3.1 共集电极放大电路

共集电极电路结构如图示

该电路也称为**射极输出器**

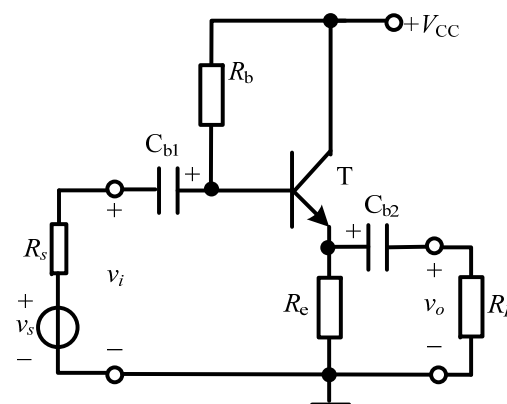
1. 静态分析

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

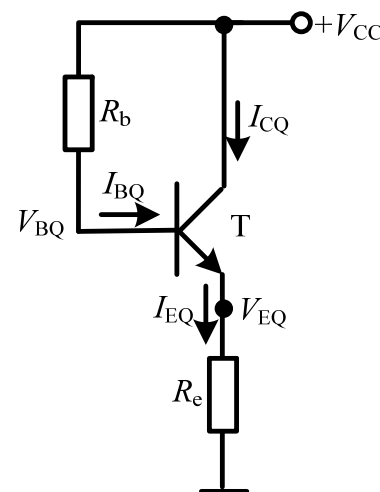
得
$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$$

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

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



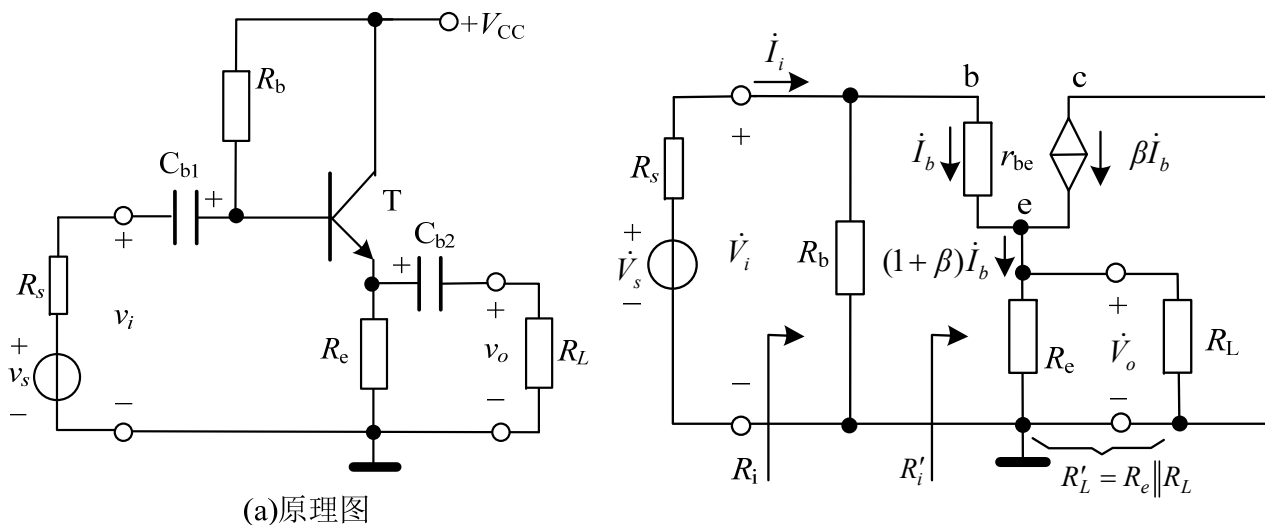
(a)原理图



(b)直流通道

2. 动态分析

电压增益:



$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{I}_b (1 + \beta) R'_L}{\dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R'_L]} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \approx \frac{\beta \cdot R'_L}{r_{be} + \beta \cdot R'_L} < 1$$

一般 $\beta \cdot R'_L \gg r_{be}$ ，则电压增益接近于1，即 $\dot{A}_v \approx 1$ 。

v_o 与 v_i 同相位

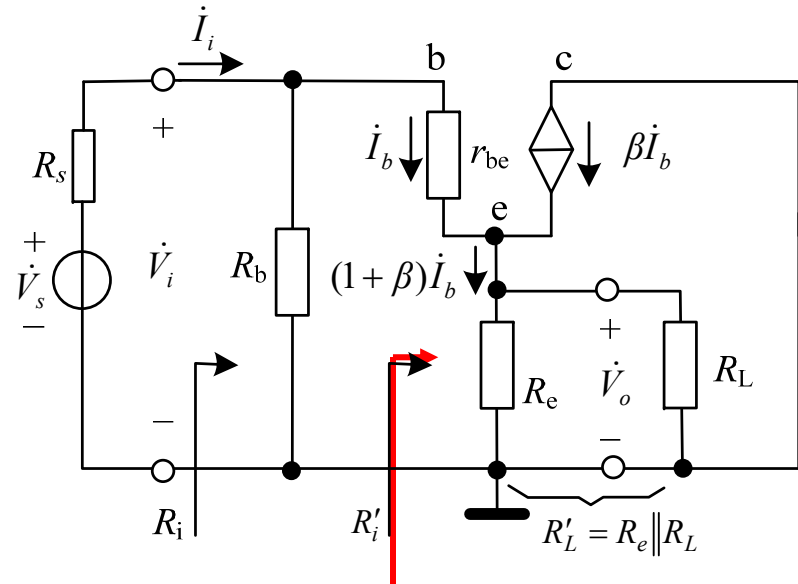
电压跟随器

输入电阻:

$$\begin{aligned}
 R'_i &= \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_b} = \frac{[r_{be} + (1 + \beta)R'_L] \dot{I}_b}{\dot{I}_b} \\
 &= r_{be} + (1 + \beta)R'_L
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_i &= \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = R_b \parallel R'_i \\
 &= R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]
 \end{aligned}$$

输入电阻大，且与负载有关



输出电阻:

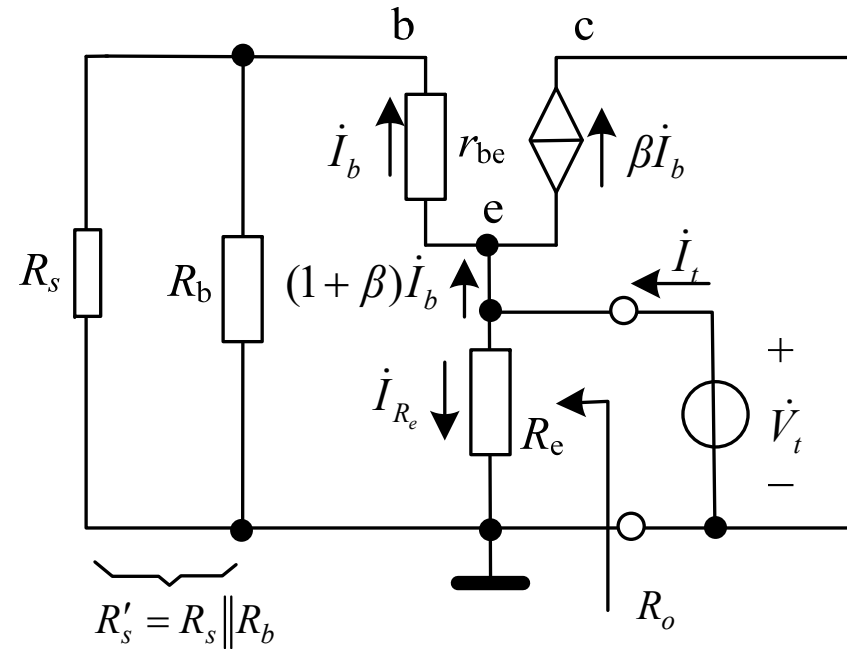
由电路列出方程

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_t &= \dot{I}_{R_e} + (1 + \beta)\dot{I}_b \\
 &= \frac{\dot{V}_t}{R_e} + (1 + \beta)\frac{\dot{V}_t}{r_{be} + R'_s} \\
 &= \frac{\dot{V}_t}{R_e} + \frac{\dot{V}_t}{\frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}}
 \end{aligned}$$

则输出电阻

$$R_o = \frac{\dot{V}_t}{\dot{I}_t} = R_e \parallel \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}$$

输出电阻小，且与信号源内阻有关

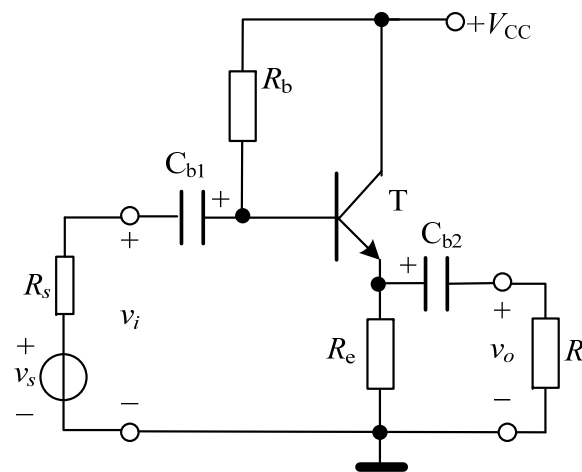


总结:

$$\dot{A}_v \approx 1$$

$$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$$

$$R_o = R_e \parallel \frac{R'_s + r_{be}}{1 + \beta}$$



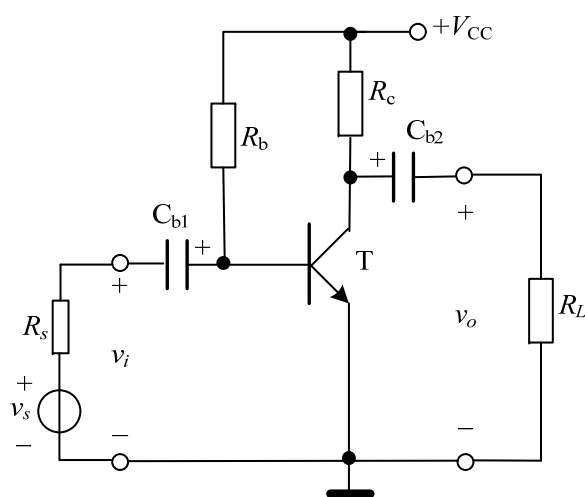
(a)原理图

共集电极电路特点:

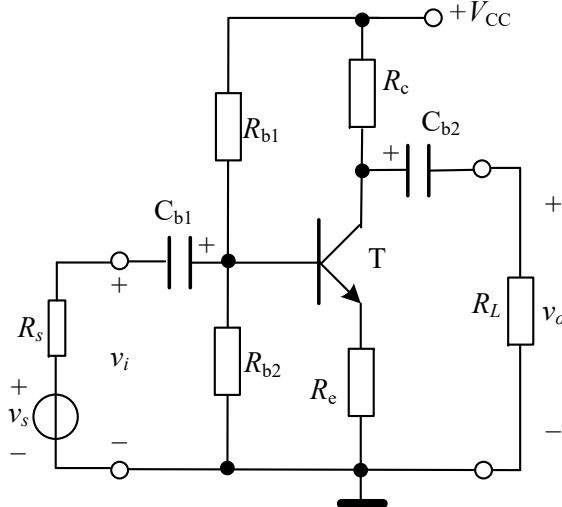
- ◆ 电压增益小于1但接近于1, v_o 与 v_i 同相
- ◆ 输入电阻大, 对电压信号源衰减小
- ◆ 输出电阻小, 带负载能力强

常用作输入级、输出级、中间隔离级

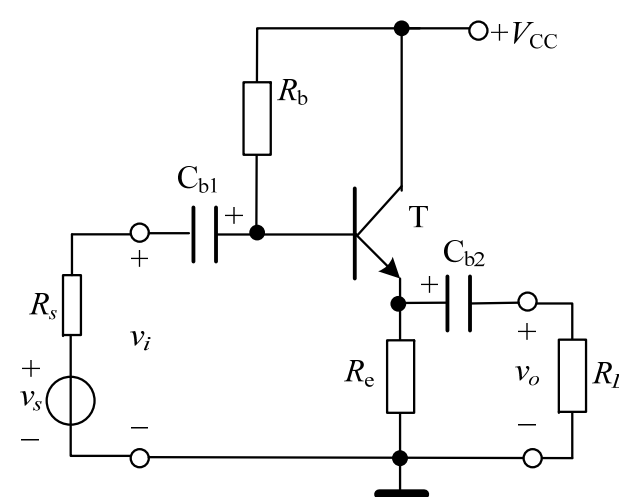
电流折算公式:



共射极放大电路



射极偏置电路



共集电极放大电路

重要电流关系:

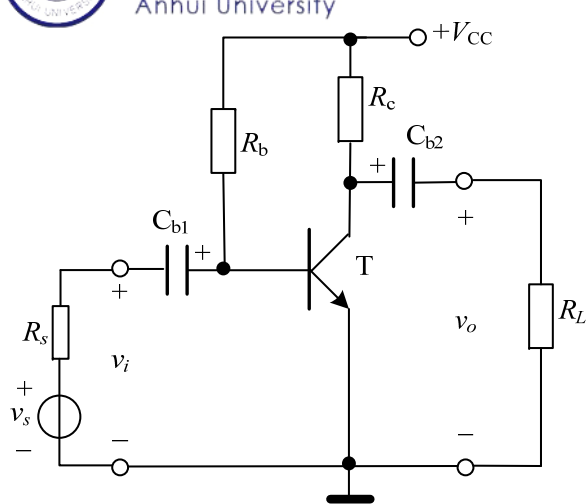
$$I_c = \beta I_b$$

$$I_b = \frac{1}{\beta} I_c$$

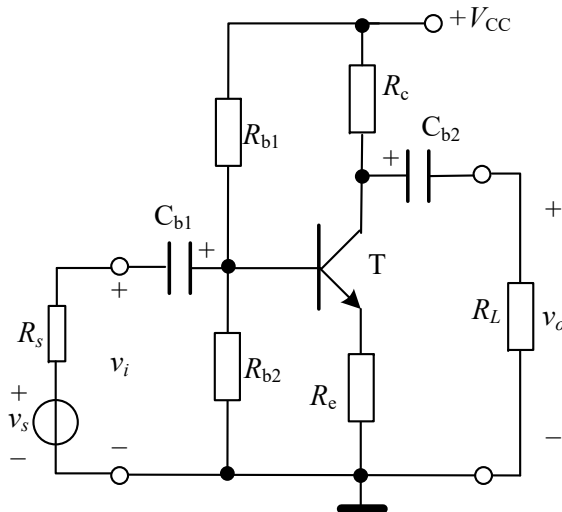
$$I_e = (1 + \beta) I_b$$

$$I_b = \frac{1}{1 + \beta} I_e$$

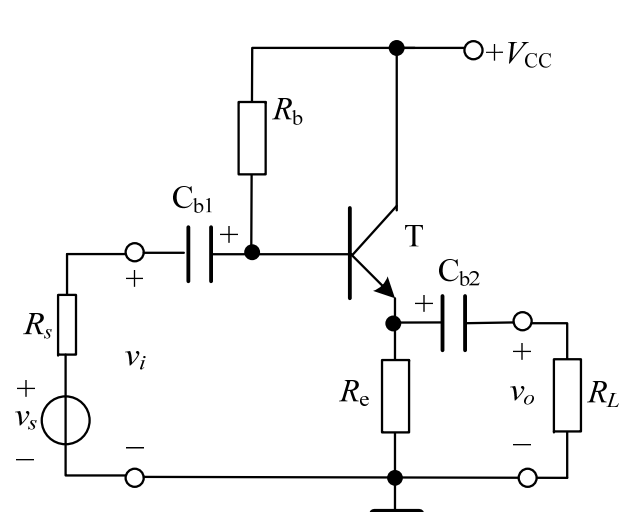
各极电阻可以向相关电流侧进行“折算”



共射极放大电路



射极偏置电路



共集电极放大电路

折算方法：

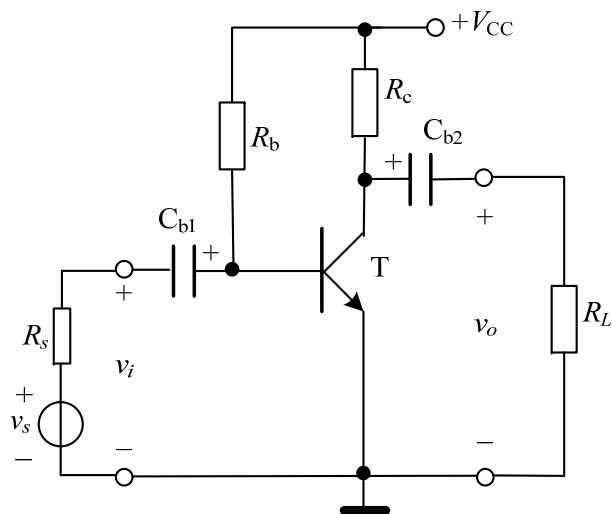
射极电阻折到基极电流侧，乘 $(1+\beta)$ 倍；

集电极电阻折到基极电流侧，乘 β 倍；

基极电阻折到射极电流侧，除 $(1+\beta)$ 倍；

各极电阻对自己的电流不需要折算。

$$|\dot{A}_v| = \frac{v_o \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}{v_i \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}$$

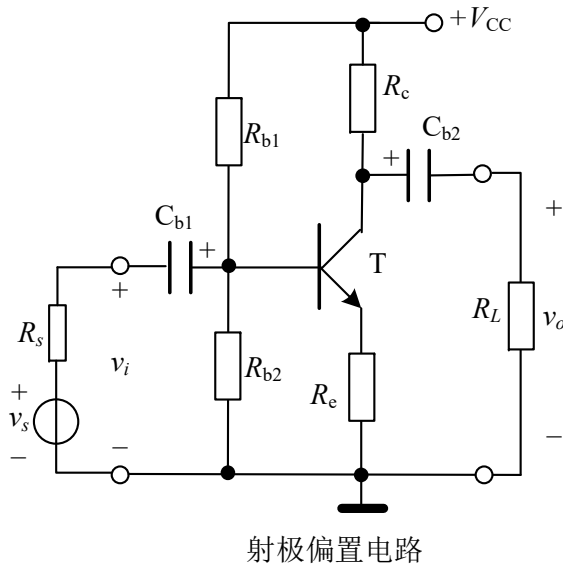


共射极放大电路

射极电阻折到基极电流侧，乘 $(1+\beta)$ 倍；
集电极电阻折到基极电流侧，乘 β 倍；
基极电阻折到射极电流侧，除 $(1+\beta)$ 倍；
各极电阻对自己的电流不需要折算。

$$|\dot{A}_v| = \frac{v_o \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}{v_i \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}$$

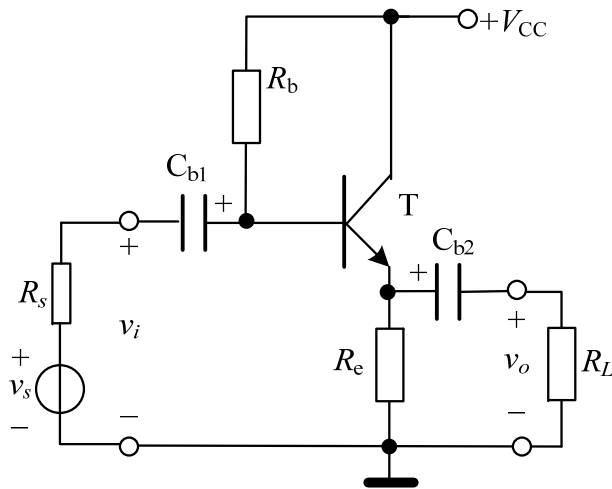
$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$



射极电阻折到基极电流侧，乘 $(1+\beta)$ 倍；
 集电极电阻折到基极电流侧，乘 β 倍；
 基极电阻折到射极电流侧，除 $(1+\beta)$ 倍；
 各极电阻对自己的电流不需要折算。

$$|\dot{A}_v| = \frac{v_o \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}{v_i \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = - \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R_e}$$



共集电极放大电路

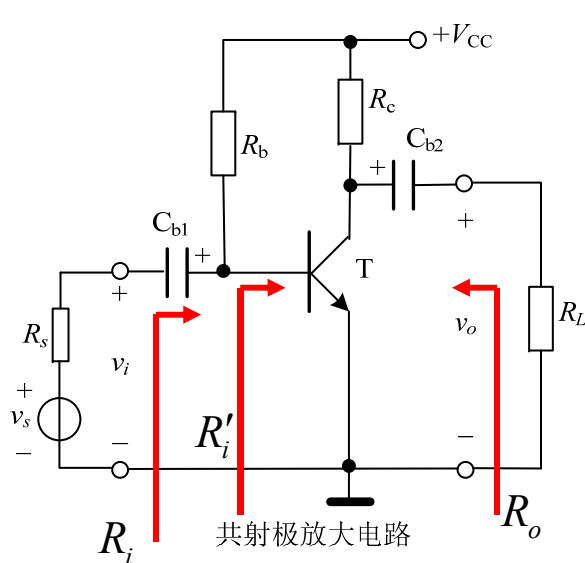
射极电阻折到基极电流侧，乘 $(1+\beta)$ 倍；
集电极电阻折到基极电流侧，乘 β 倍；
基极电阻折到射极电流侧，除 $(1+\beta)$ 倍；
各极电阻对自己的电流不需要折算。

$$|\dot{A}_v| = \frac{v_o \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}{v_i \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L}$$

输入电阻 R'_i 是 v_i 两端点间折算到相应电流侧的总电阻。

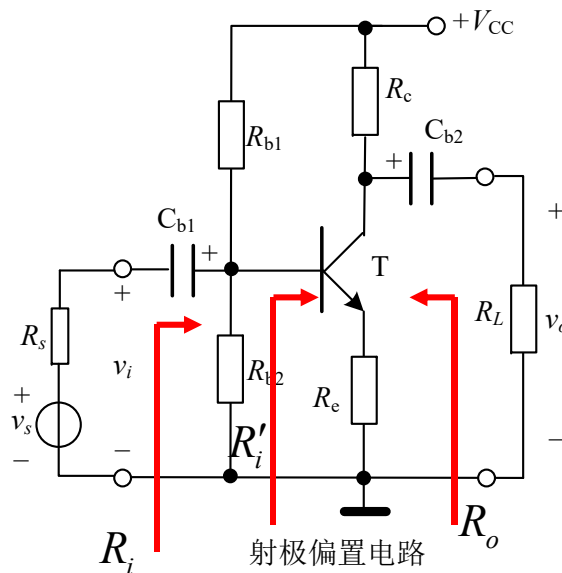
输出电阻 R_o 是 v_o 两端点间折算到相应电流侧的总电阻。



$$R'_i = r_{be}$$

$$R_i = R_b \parallel R'_i$$

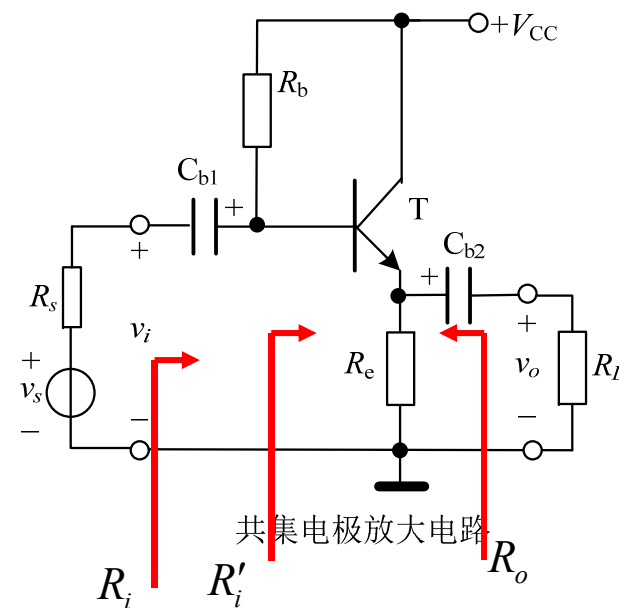
$$R_o = R_c$$



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

$$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R'_i$$

$$R_o = R_c$$



$$R'_i = r_{be} + (1 + \beta)R'_L$$

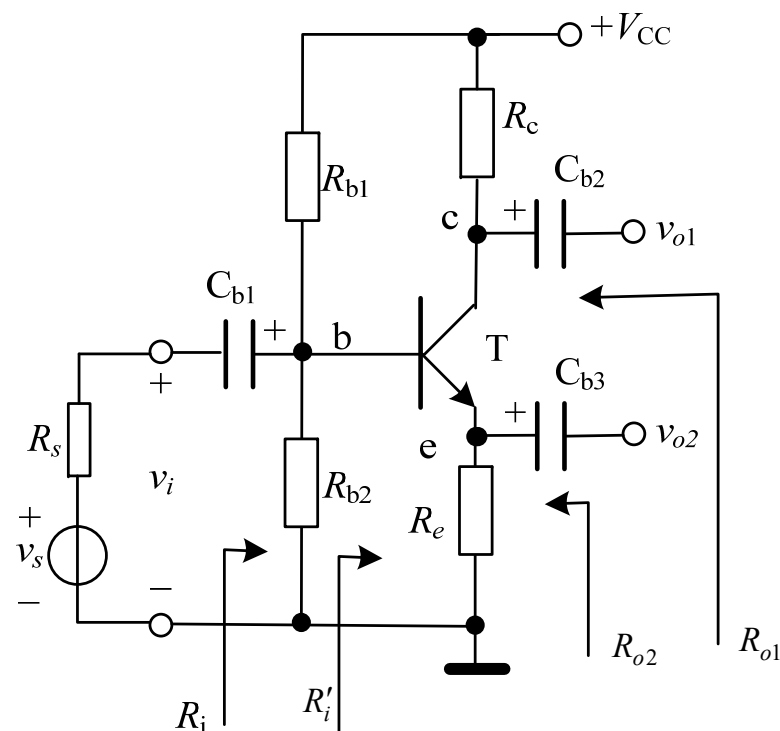
$$R_i = R_b \parallel R'_i$$

$$R_o = R_e \parallel \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}$$

例4.3.1

放大电路如图 4.3.5 所示，求：

- (1) 电压放大倍数 $\dot{A}_{v1} = \dot{V}_{o1} / \dot{V}_i$ 、 $\dot{A}_{v2} = \dot{V}_{o2} / \dot{V}_i$
- (2) 输入电阻 R_i
- (3) 输出电阻 R_{o1} 、 R_{o2}



4.3.2 共基极放大电路

1. 静态工作点

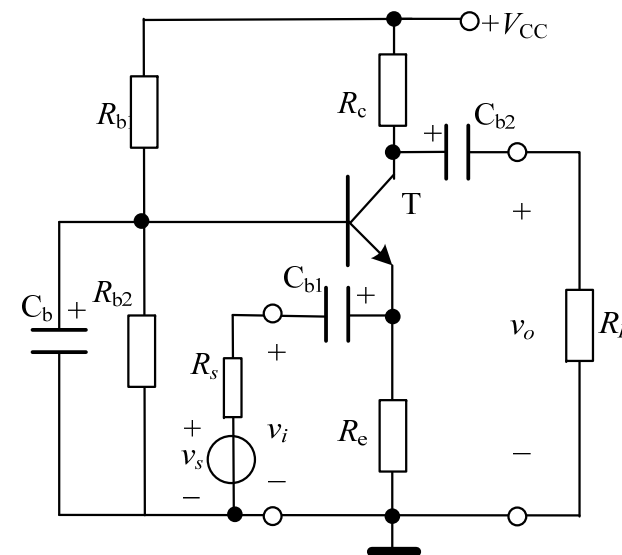
直流通路与射极偏置电路相同

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

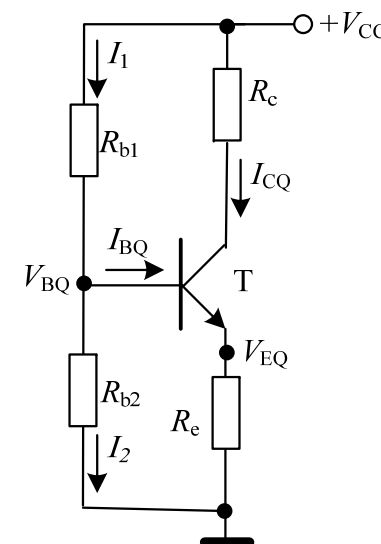
$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e}$$

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

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

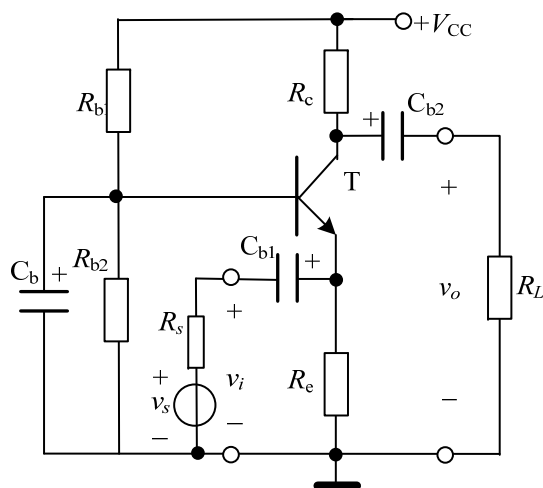


(a)原理图



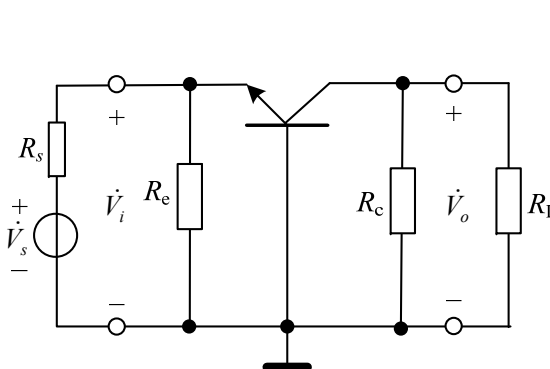
(b)直流通路

2. 动态指标

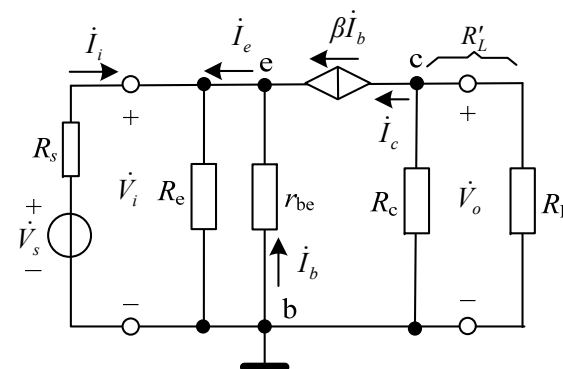


(a)原理图

电压增益:



(a)交流通路



(b)微变等效电路

$$|\dot{A}_v| = \frac{v_o \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}{v_i \text{ 两端点间折算到 } \dot{I}_b \text{ 电流侧的总电阻}}$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

v_o 与 v_i 同相位

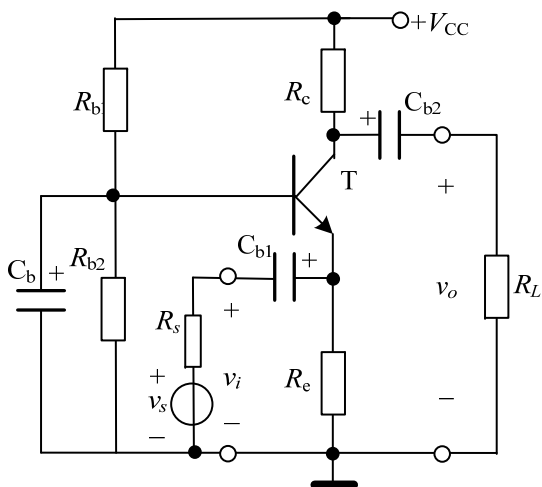
电流增益:

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_e} = \alpha < 1$$

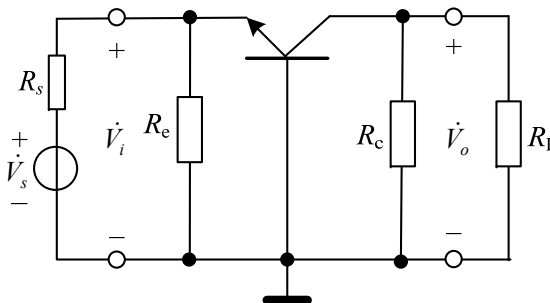
电流跟随器

输入电阻 R'_i 是 v_i 两端点间折算到相应电流侧的总电阻。

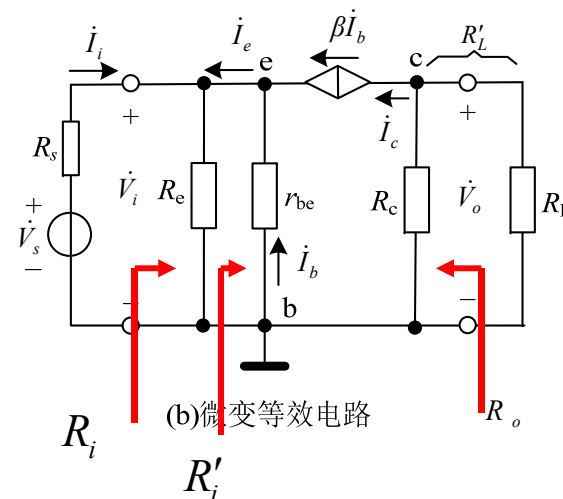
输出电阻 R_o 是 v_o 两端点间折算到相应电流侧的总电阻。



(a)原理图



(a)交流通路



(b)微变等效电路

输入电阻:

$$R'_i = \frac{\dot{V}_i}{-\dot{I}_e} = \frac{-\dot{I}_b r_{be}}{-(\dot{I}_b + \beta \dot{I}_b)} = \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

$$R_i = R_e \parallel R'_i = R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta} \approx \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

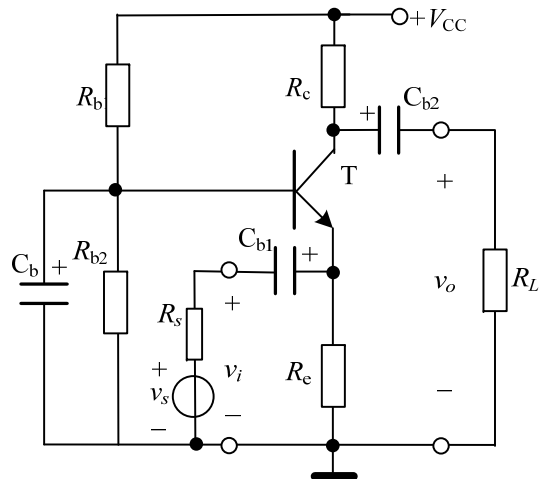
小!

输出电阻:

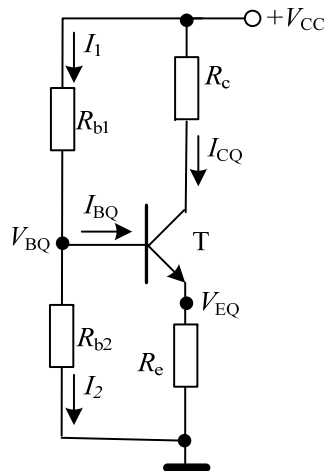
$$R_o = R_c$$

共基电路高频特性好，适合用于高频或宽频带场合

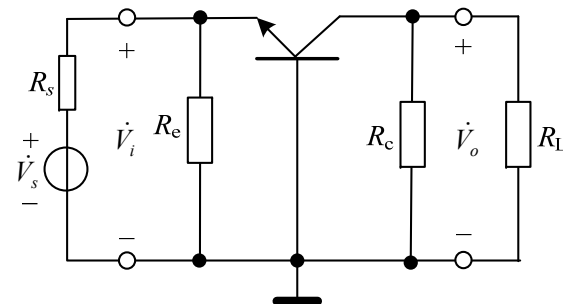
共基极放大电路



(a)原理图



(b)直流通路



(a)交流通路

静态工作点:

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

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

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

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

电压增益:

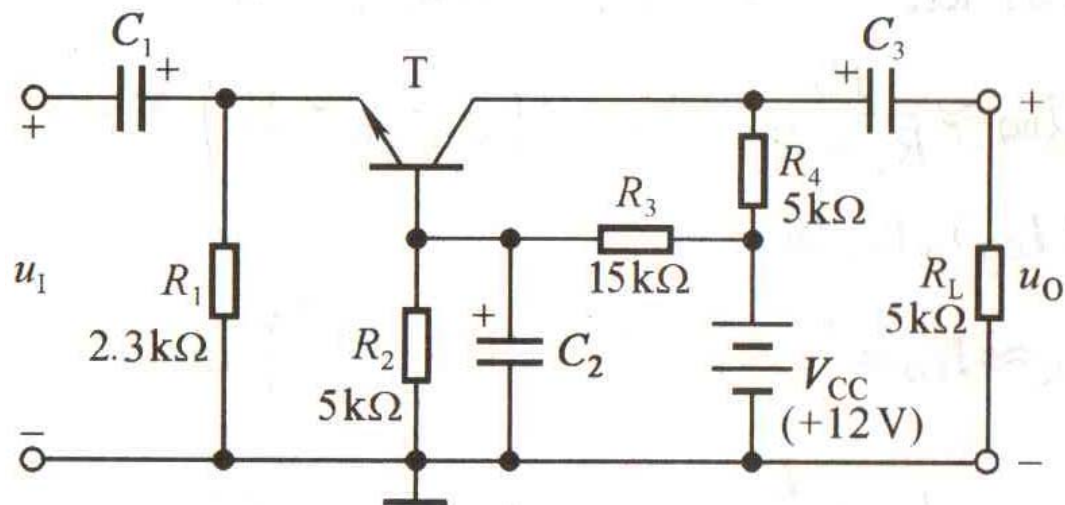
$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

输入电阻:

$$R_i = R_e \parallel R'_i = R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta} \approx \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

输出电阻:

$$R_o = R_c$$



例4 电路如图示，三极管的 $\beta=120$ ， $r_{be}=3\text{k}\Omega$ ，静态时 $V_{BE}=0.7\text{V}$ ，所有电容对交流可视为短路

- (1) 直流通路和交流通路
- (2) 静态工作点Q
- (3) $\dot{A}_v$ 、 R_i 、 R_o

4.3.3 放大电路三种组态的比较

1. 三种组态的判别

以输入、输出信号的位置为判断依据：

信号由基极输入，集电极输出——共射极放大电路（CE）

信号由基极输入，发射极输出——共集电极放大电路（CC）

信号由发射极输入，集电极输出——共基极电路（CB）

2. 三种组态的特点及用途

共射极放大电路:

电压和电流增益都大于1，输入电阻在三种组态中居中，输出电阻与集电极电阻有关。适用于低频情况下，作多级放大电路的中间级。

共集电极放大电路:

只有电流放大作用，没有电压放大，有电压跟随作用。在三种组态中，输入电阻最高，输出电阻最小，频率特性好。可用于输入级、输出级或缓冲级。

共基极放大电路:

只有电压放大作用，没有电流放大，有电流跟随作用，输入电阻小，输出电阻与集电极电阻有关。高频特性较好，常用于高频或宽频带低输入阻抗的场合。

表 4.3.1 三种组态晶体管放大电路性能表

	共射放大电路	共集放大电路	共基放大电路
电路形式			
静态工作点	$V_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$ $I_{CQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e}$ $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e)$ $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$	$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$ $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e$	$V_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$ $I_{CQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e}$ $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e)$ $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$
微变等效电路			
电压放大倍数	$\dot{A}_v = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}}$	$\dot{A}_v = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L} \approx 1$	$\dot{A}_v = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$
v_o 与 v_i 相位关系	反相位	同相位	同相位
电流放大倍数	$\dot{A}_i = \beta$	$\dot{A}_i = 1 + \beta$	$\dot{A}_i \approx 1$
输入电阻	$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be}$	$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$	$R_i = R_e // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$
输出电阻	$R_o \approx R_c$	$R_o = R_e // \frac{r_{be} + R'_L}{1 + \beta}$	$R_o \approx R_e$
特点和用途	放大倍数高，多级放大电路的中间放大级	输入电阻大，输出电阻小，作为输入级、输出级或中间缓冲级	输入电阻低，频带宽，用在宽频带电路中

4.4场效应管放大电路

4.4.1 场效应管放大电路的静态分析

4.4.2 场效应管的微变等效模型

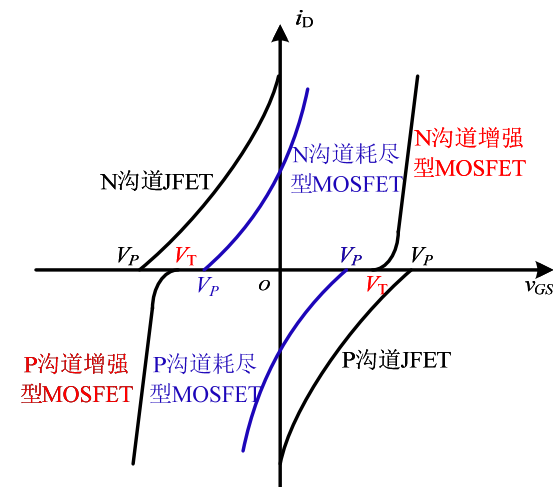
4.4.3 共源极放大电路

4.4.4 共漏极放大电路

4.4.5 共栅极放大电路

场效应管的特点：

1. 只有一种类型的多数载流子参与导电。
2. 由 v_{GS} 控制 i_D ，栅极无电流， $i_G \approx 0$ ，输入电阻很高，MOSFET达 $10^{15} \Omega$ ，JFET达 $10^9 \Omega$ ，可以克服BJT放大电路输入电阻不高的缺点。



MOSFET (N沟道)	增强型	$v_{GS} > V_T$ 有 i_D , v_{GS} 越正, i_D 越大
	耗尽型	V_{GS} 可正可负 $\left\{ \begin{array}{l} v_{GS} \text{ 越大, } i_D \text{ 越大} \\ v_{GS} \leq V_P \text{ 时, } i_D = 0 \end{array} \right.$
JFET (N沟道)		$v_{GS} \leq 0$ 时有 i_D , v_{GS} 越负, i_D 越小

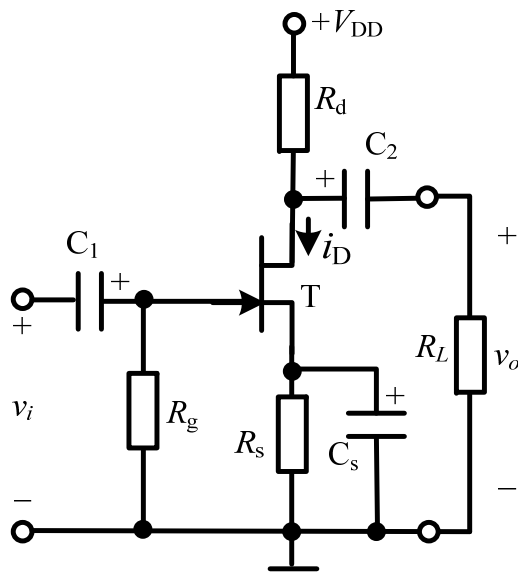
场效应管放大电路的分析方法：

在微变范围内，将FET进行线性化处理。

放大电路=直流通路+交流通路

4.4.1 场效应管放大电路的静态分析

(1) 自偏压电路



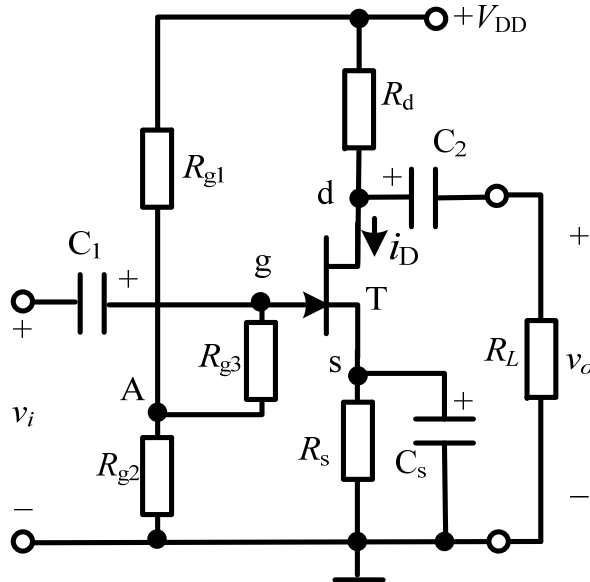
$$V_{GSQ} = -I_{DQ}R_s$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$$

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

V_{GS} 为负，不适用于增强型的MOSFET

(2) 分压式自偏压电路



$$V_{GSQ} = V_{GQ} - V_{SQ}$$

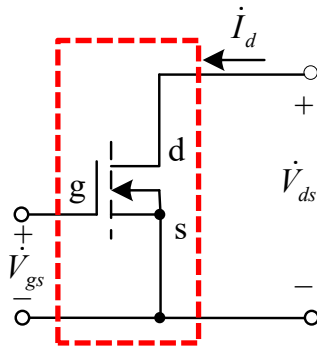
$$= \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_{DQ} R_s$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^2$$

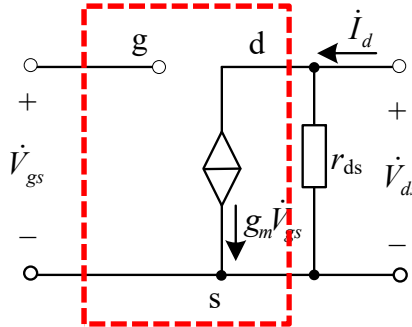
$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s)$$

V_{GS} 可正可负，适用于任何类型的FET

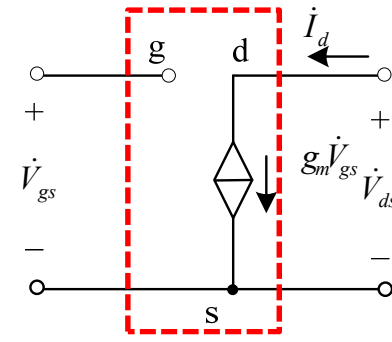
4.4.2 场效应管的微变等效模型



(a) N沟道增强型MOSFET



(b) 微变等效模型



(c) 简化模型

输出端端口方程：
$$\dot{I}_d = g_m \dot{V}_{gs} + \frac{1}{r_{ds}} \dot{V}_{ds}$$

$$g_m = \left. \frac{\dot{I}_d}{\dot{V}_{gs}} \right|_{\dot{V}_{ds}=0}$$

对N沟道JFET和耗尽型MOSFET:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}=\text{常数}} = \left. \frac{\partial}{\partial v_{GS}} [I_{DSS} (1 - \frac{v_{GS}}{V_P})^2] \right|_{V_{DS}=\text{常数}} = \left. \frac{2I_{DSS}}{-V_P} (1 - \frac{v_{GS}}{V_P}) \right|_{V_{DS}=\text{常数}}$$

$$g_m = \frac{2}{-V_P} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}}$$

对N沟道增强型MOSFET:

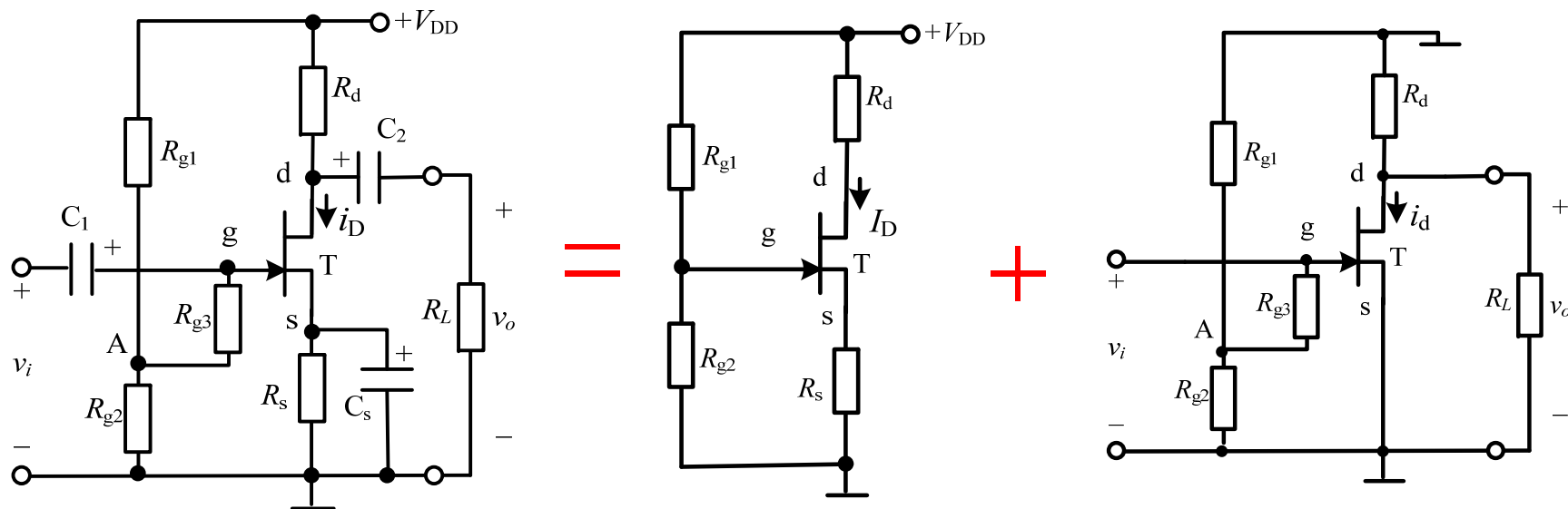
$$i_D = I_{DO} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right)^2$$

$$g_m = \frac{2}{V_T} \sqrt{I_{DO} I_{DQ}}$$

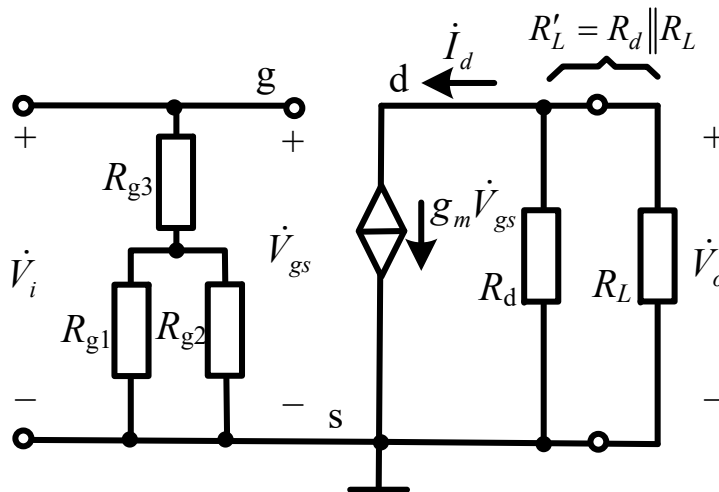
$$r_{ds} = \left. \frac{\dot{V}_{ds}}{\dot{I}_d} \right|_{\dot{V}_{gs}=0}$$

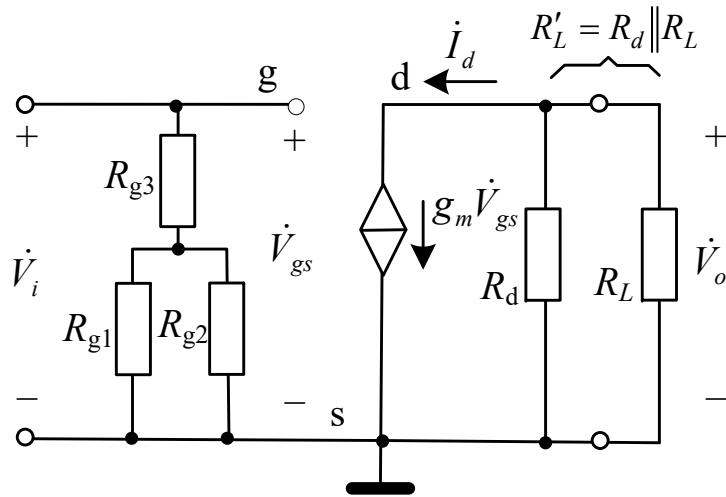
一般很高，在几十千欧到几百千欧之间，开路。

4.4.3 共源极放大电路



微变等效电路图:





电压放大倍数

$$\dot{V}_o = -g_m \dot{V}_{gs} R_d \parallel R_L = -g_m \dot{V}_{gs} R'_L$$

$$\dot{V}_i = \dot{V}_{gs}$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -g_m R'_L$$

输入电阻:

$$R_i = R_{g3} + R_{g1} \parallel R_{g2}$$

大

v_o 与 v_i 反相位

输出电阻:

$$R_o \approx R_d$$

例4.4.1

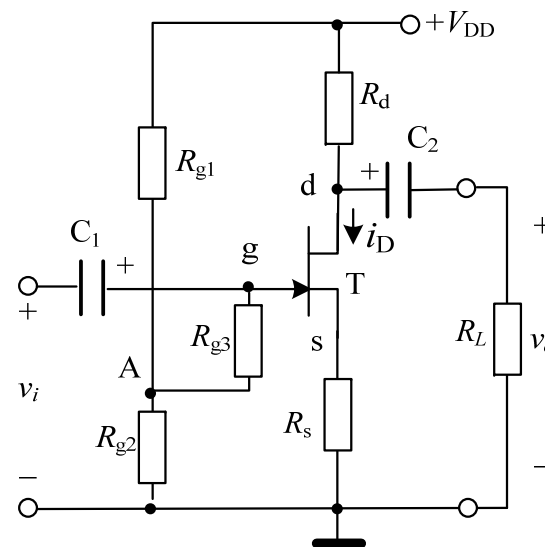
共源极放大电路如图 4.4.5 所示, $R_{g1}=2M\Omega$,

$R_{g2}=47k\Omega$, $R_{g3}=10M\Omega$, $R_d=R_L=30k\Omega$,

$R_s=2k\Omega$, $V_{DD}=18V$, JFET 的 $V_P=-1V$,

$I_{DSS}=0.5mA$, C_1 和 C_2 的容量足够大, 求:

- (1) 静态工作点;
- (2) 画电路的微变等效电路;
- (3) 求 $\dot{A}_v$ 、 R_i 、 R_o 。



4.4.4 共漏极放大电路

静态工作点:

$$V_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_{DQ} R_s$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_s$$

电压放大倍数:

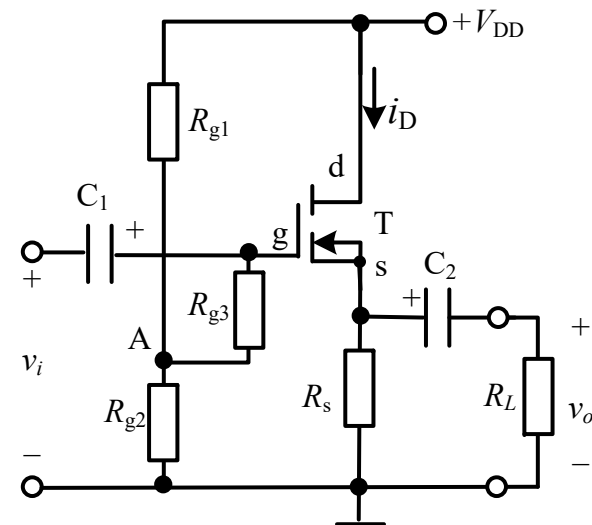
$$\dot{V}_o = g_m \dot{V}_{gs} R_s \parallel R_L = g_m \dot{V}_{gs} R'_L$$

$$\dot{V}_i = \dot{V}_{gs} + \dot{V}_o = (1 + g_m R'_L) \dot{V}_{gs}$$

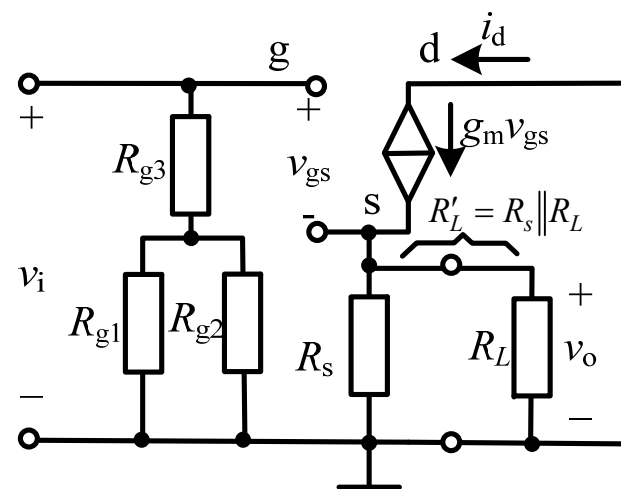
$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \approx 1$$

v_o 与 v_i 同相位

又称为: 源极跟随器



(a) 共漏极放大电路



输入电阻:

$$R_i = R_{g3} + R_{g1} \parallel R_{g2}$$

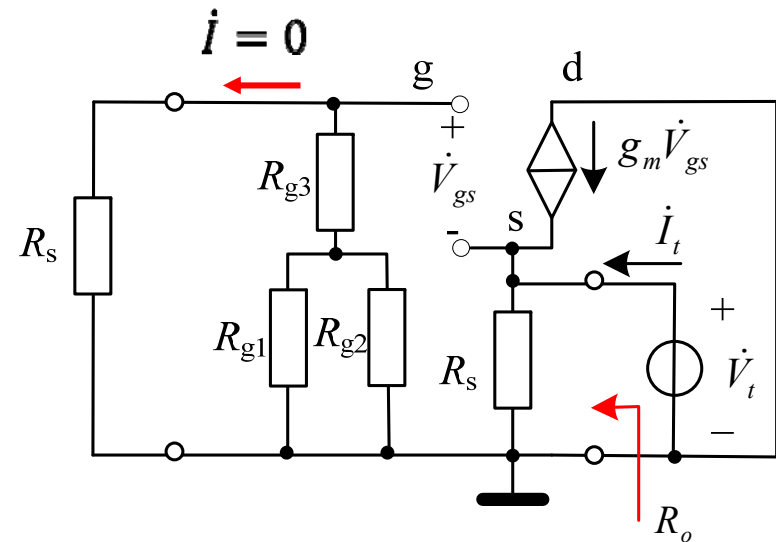
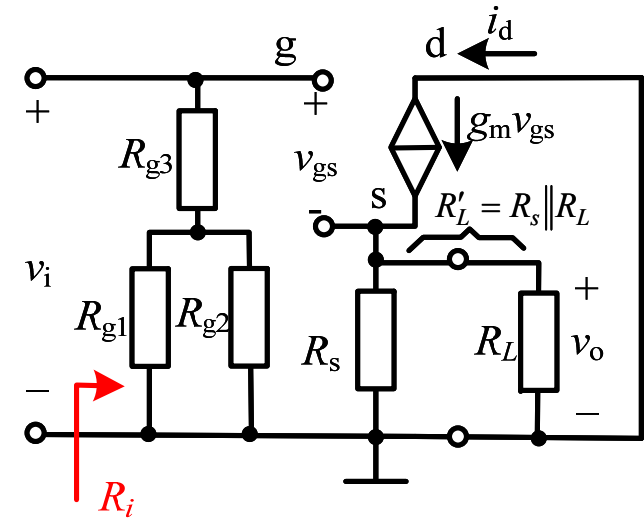
输入电阻大

输出电阻:

$$R_o = \frac{\dot{V}_t}{\dot{I}_t} = \frac{\dot{V}_t}{\frac{\dot{V}_t}{R_s} + g_m \dot{V}_t} = \frac{\dot{V}_t}{\frac{\dot{V}_t}{R_s} + \frac{\dot{V}_t}{1/g_m}}$$

$$R_o = R_s \parallel \frac{1}{g_m}$$

输出电阻小



4.4.5 共栅极放大电路(自学)

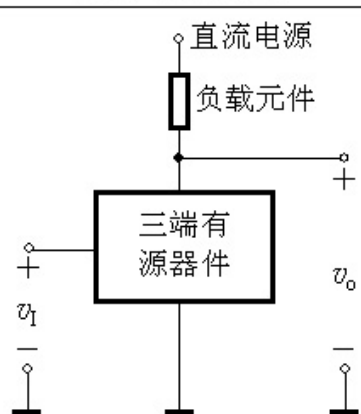
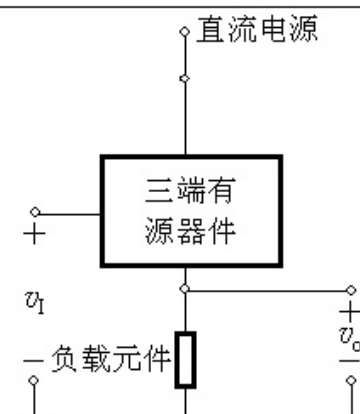
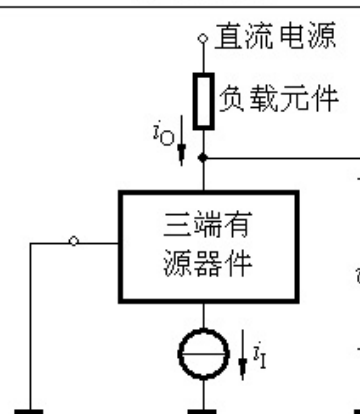
三种组态场效应管放大电路比较(P.114)

表 4.4.1 三种组态场效应管放大电路性能表

电路形式	共源放大电路	共漏放大电路	共栅放大电路
静态工作点	$V_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_{DQ} R_s$ $I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$ $V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s)$	$V_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_{DQ} R_s$ $I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$ $V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_s$	$V_{GSQ} = -V_{GG} - I_{DQ} R_s$ $I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$ $V_{DSQ} = V_{DD} - V_{GG} - I_{DQ} (R_s + R_d)$
微变等效电路			
电压放大倍数	$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -g_m R'_L$	$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \approx 1$	$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = g_m R'_L$
v_o 与 v_i 相位关系	反相位	同相位	同相位
输入电阻	$R_i = R_{g3} + R_{g1} \parallel R_{g2}$	$R_i = R_{g3} + R_{g1} \parallel R_{g2}$	$R_i = R_s \parallel \frac{1}{g_m}$
输出电阻	$R_o = R_d$	$R_o = R_s \parallel \frac{1}{g_m}$	$R_o = R_d$
特点和用途	多级放大电路的中间放大级	输入电阻大, 输出电阻小, 作为输入级、输出级或中间缓冲级	输入电阻低, 频带宽, 用在宽频带电路中

各种放大电路性能比较

表 5.5.2 各种放大器件电路性能比较

	反相电压放大器	电压跟随器	电流跟随器	备注
通用组态电路示意图				
组态命名依据的主要特征	$\dot{v}_o$ 不仅与 $\dot{v}_i$ 反相, 而且一般 $ \dot{A}_{vM} \gg 1$	$\dot{v}_o \approx \dot{v}_i$, $ \dot{A}_{vM} \approx 1$	$\dot{i}_o \approx \dot{i}_i$ 对于 BJT 有 $\dot{i}_c \approx \dot{i}_e$ 对于 FET 有 $\dot{i}_d \approx \dot{i}_s$	其他特点 见表 3.6.1 和表 5.3.1
典型电路	共射极电路 共源极电路	共集电极电路 共漏极电路	共基极电路 共栅极电路	
用途	电压增益高, 输入电阻和输入电容均较大, 适用于多级放大电路中间级	输入电阻高、输出电阻低, 可作阻抗变换, 用于输入级、输出级或缓冲级	输入电阻小, 输入电容小, 适用于高频、宽带电路	

各种放大器件电路性能比较

组态对应关系:

BJT	FET
CE ↔	CS
CC ↔	CD
CB ↔	CG

电压增益:

BJT	FET
CE: $-\frac{\beta \cdot (R_c \parallel R_L)}{r_{be}}$	CS: $-g_m(R_d \parallel R_L)$
CC: $\frac{(1 + \beta) \cdot (R_e \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)}$	CD: $\frac{g_m(R_s \parallel R_L)}{1 + g_m(R_s \parallel R_L)}$
CB: $\frac{\beta \cdot (R_c \parallel R_L)}{r_{be}}$	CG: $g_m(R_d \parallel R_L)$

各种放大器件电路性能比较

输入电阻:

BJT

CE: $R_b \parallel r_{be}$

CC: $R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)]$

CB: $R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$

FET

CS: 很高

CD: 很高

CG: $R \parallel \frac{1}{g_m}$

输出电阻:

CE: R_c

CC: $R_e \parallel \frac{(R_s \parallel R_b) + r_{be}}{1 + \beta}$

CB: R_c

CS: R_d

CD: $R \parallel \frac{1}{g_m}$

CG: R_d

作业

4. 20

4. 22

4. 26

4. 27

4.5 多级放大电路

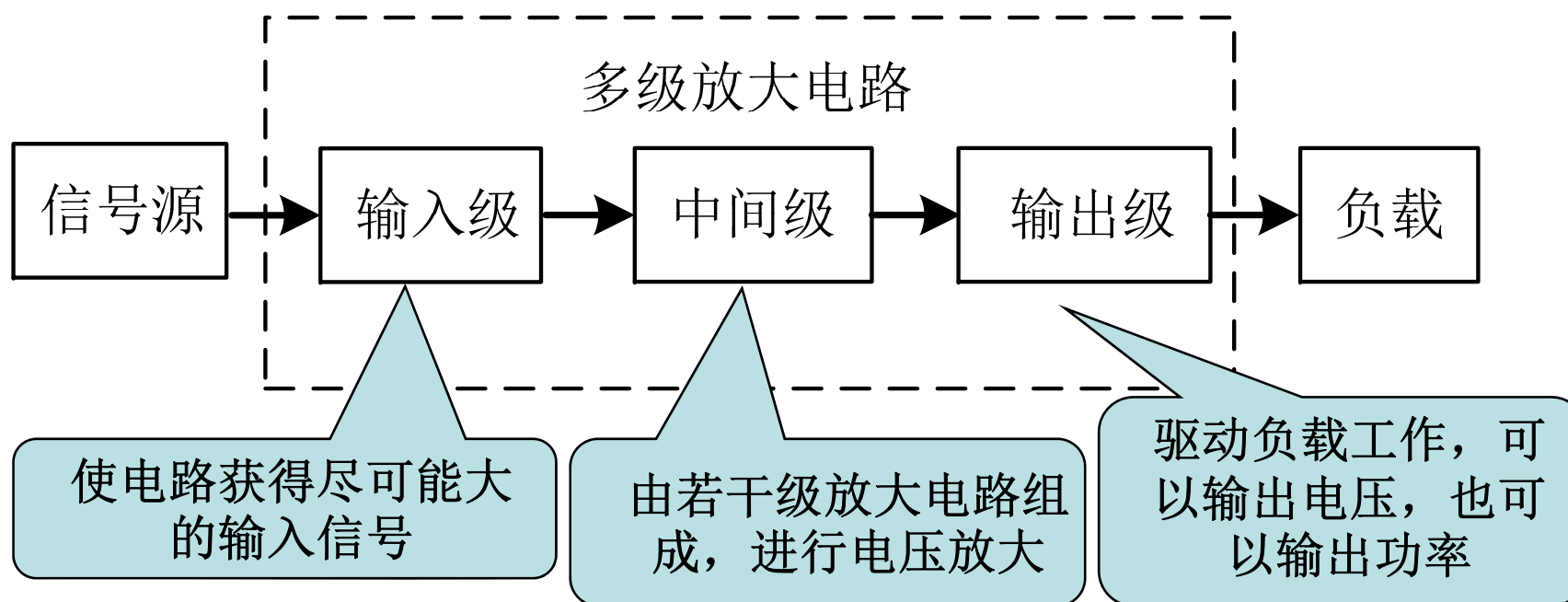
4.5.1 多级放大电路的构成与耦合方式

4.5.2 多级放大电路的动态分析

4.5.3 几种组合放大电路

4.5.1 多级放大电路的构成与耦合方式

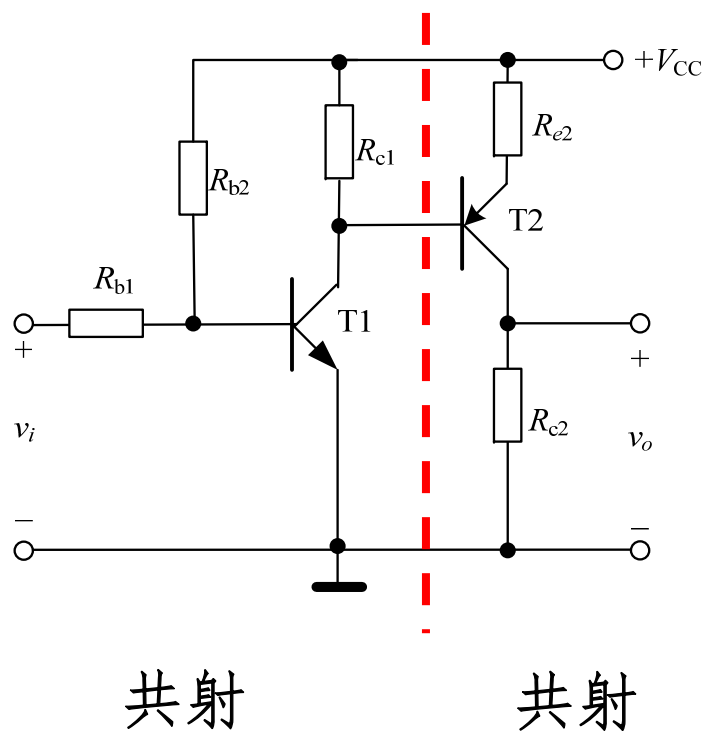
1. 多级放大电路的基本构成



多级放大器中，前一级的输出电压是后一级的输入电压，后一级的输入电阻是前一级的负载电阻 R_L 。

2. 多级放大电路的耦合方式

1. 直接耦合

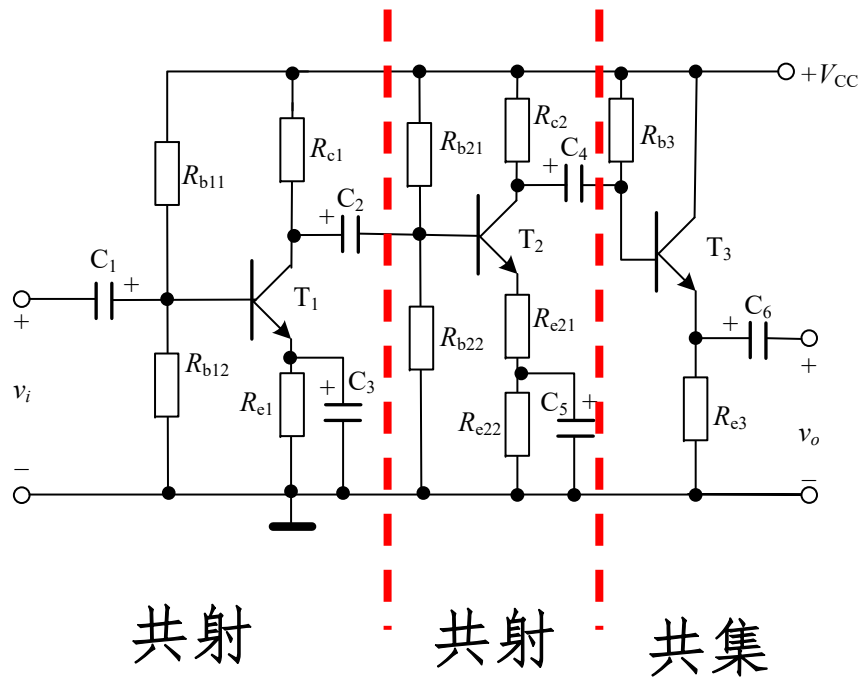


优点：没有耦合电容，低频特性好，易于集成。

缺点：各个放大器的静态工作点互相干扰，需在电路上采取措施加以改进。

存在零点漂移。

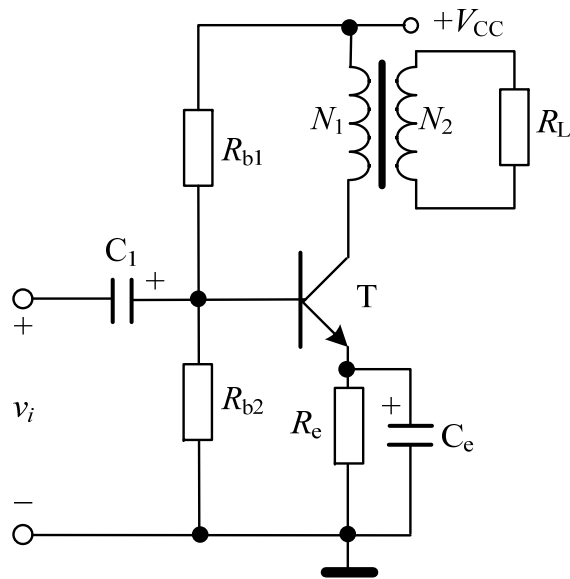
2. 阻容耦合



优点： 各级放大器的静态工作点互不干扰

缺点： 无法传递直流信号；
低频特性差；
不利集成。

3. 变压器耦合



优点：可实现阻抗匹配，达到最佳级间配合。

缺点：体积大

重量大

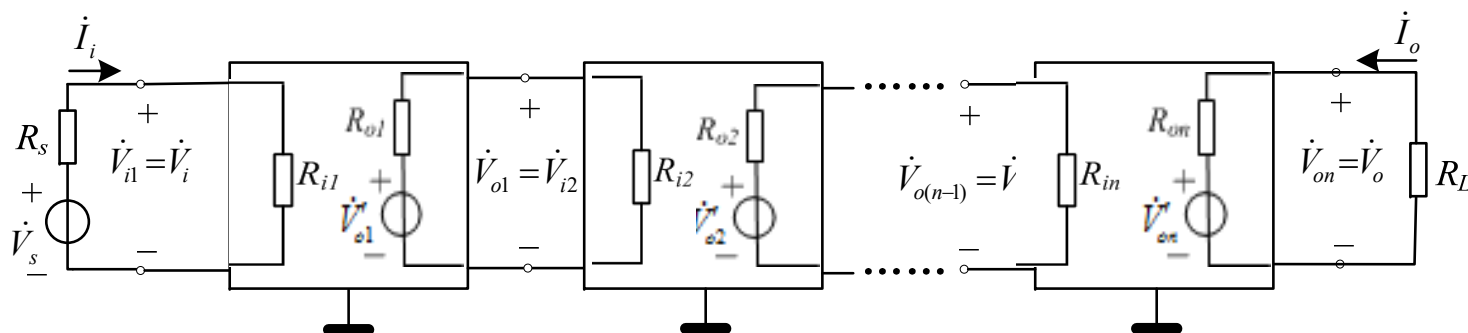
不利于集成

低频特性差

此外，还有利用光信号实现电信号传送的光电耦合放大电路，用于需电气隔离的场合。

4.5.2 多级放大电路的动态分析

1. 电压增益的计算

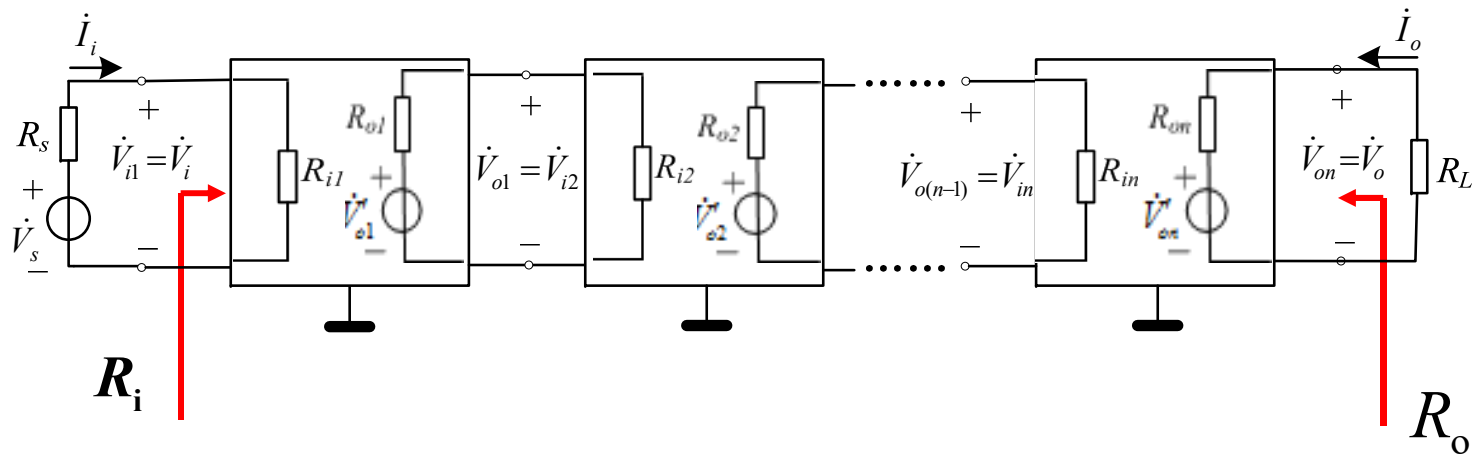


$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_{o1}}{\dot{V}_i} \frac{\dot{V}_{o2}}{\dot{V}_{i2}} \cdots \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{in}} = \dot{A}_{v1} \dot{A}_{v2} \cdots \dot{A}_{vn}$$

多级放大器总的电压增益等于组成它的各级单管放大电路电压增益的乘积。

计算每一级的电压放大倍数时，后一级放大电路的输入电阻是前一级放大电路的负载电阻。

2. 输入输出电阻的计算



输入电阻: $R_i = R_{i1}$

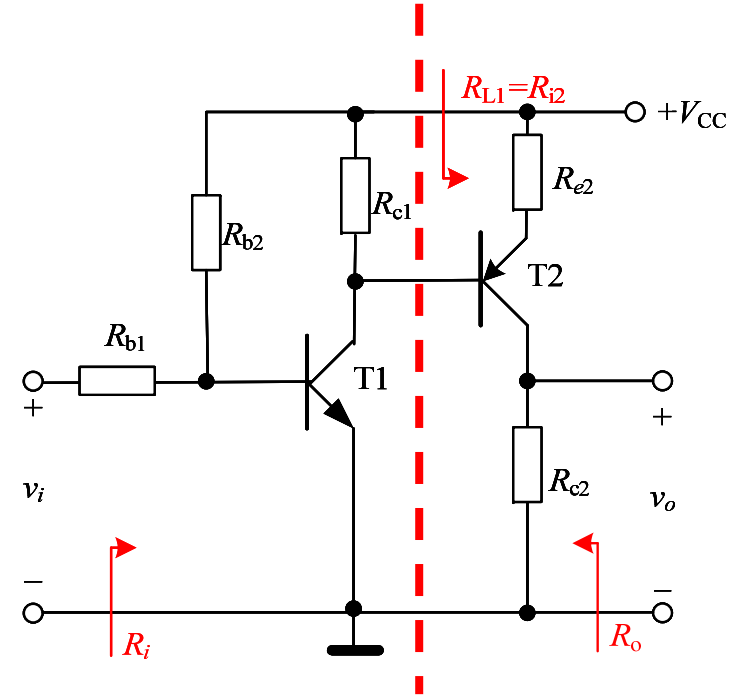
输出电阻: $R_o = R_{on}$

$$R_{L1} = R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta_2)R_{e2}$$

$$\begin{aligned} \dot{A}_v &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \dot{A}_{v1} \dot{A}_{v2} \\ &= \frac{-\beta_1 R'_{L1}}{r_{be1}} \frac{R_{b2} \parallel r_{be1}}{R_{b1} + R_{b2} \parallel r_{be1}} \frac{-\beta_2 R_{c2}}{r_{be2} + (1 + \beta_2)R_{e2}} \\ &= \frac{-\beta_1 R_{c1} \parallel [r_{be2} + (1 + \beta_2)R_{e2}]}{r_{be1}} \frac{R_{b2} \parallel r_{be1}}{R_{b1} + R_{b2} \parallel r_{be1}} \frac{-\beta_2 R_{c2}}{r_{be2} + (1 + \beta_2)R_{e2}} \end{aligned}$$

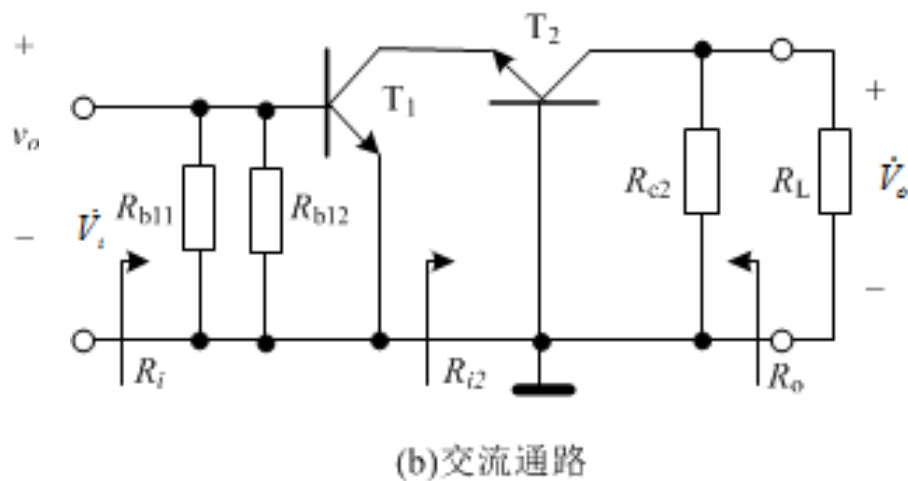
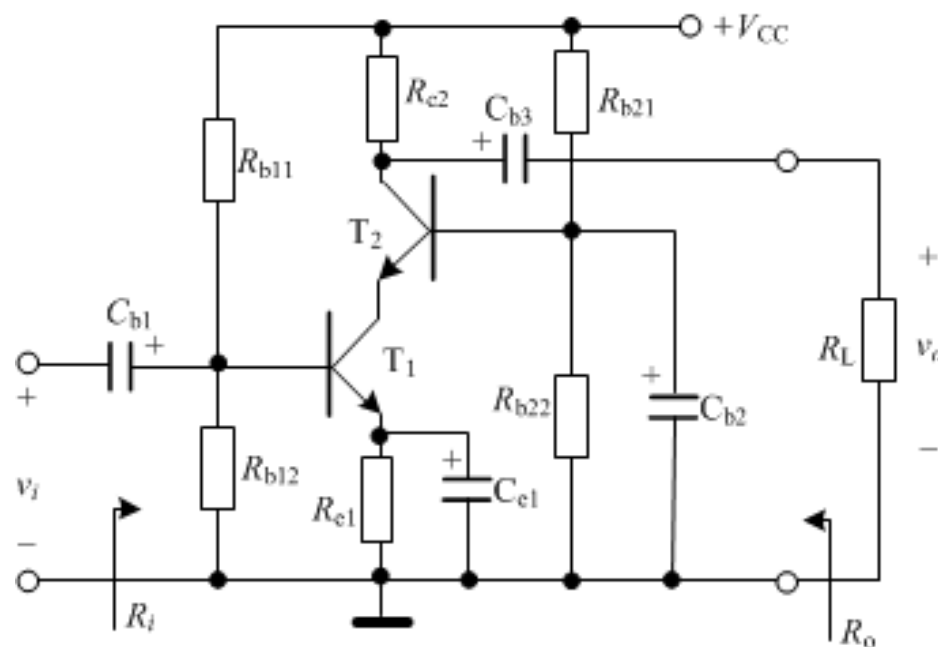
$$R_i = R_{i1} = R_{b1} + R_{b2} \parallel r_{be1}$$

$$R_o = R_{o2} = R_{c2}$$



4.5.3 几种组合放大电路

1. 共射-共基放大电路

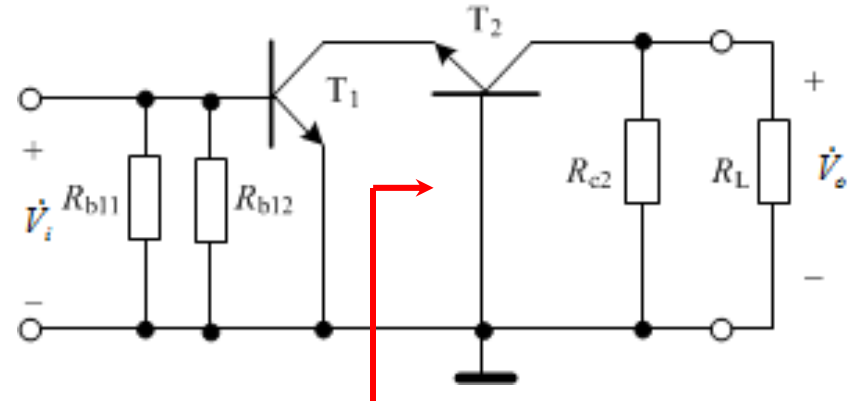


电压增益:

$$\begin{aligned}\dot{A}_v &= \dot{A}_{v1} \dot{A}_{v2} \\ &= \frac{-\beta_1 R'_{L1}}{r_{be1}} \frac{\beta_2 R'_{L2}}{r_{be2}} \\ &= \frac{-\beta_1 R_{i2}}{r_{be1}} \frac{\beta_2 R_{c2} \parallel R_L}{r_{be2}}\end{aligned}$$

$$R_{i2} = \frac{r_{be2}}{1 + \beta_2}$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\beta_1 \beta_2 R_{c2} \parallel R_L}{(1 + \beta_2) r_{be1}} \approx \frac{-\beta_1 R_{c2} \parallel R_L}{r_{be1}}$$



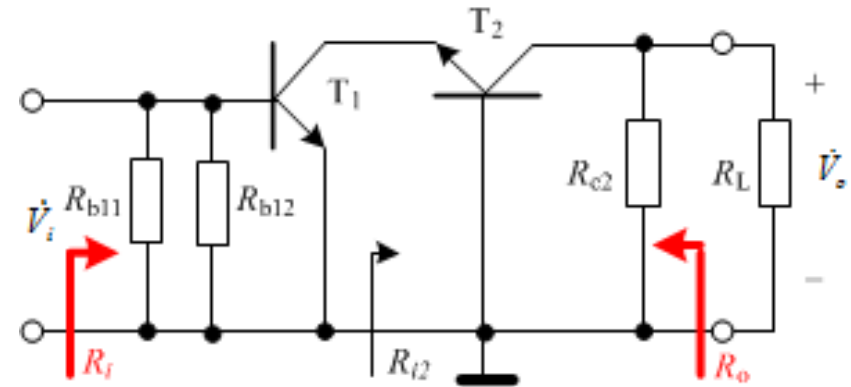
$$R'_{L1} = R_{i2} = \frac{r_{be2}}{1 + \beta_2}$$

输入电阻:

$$R_i = R_{b11} \parallel R_{b12} \parallel r_{be1}$$

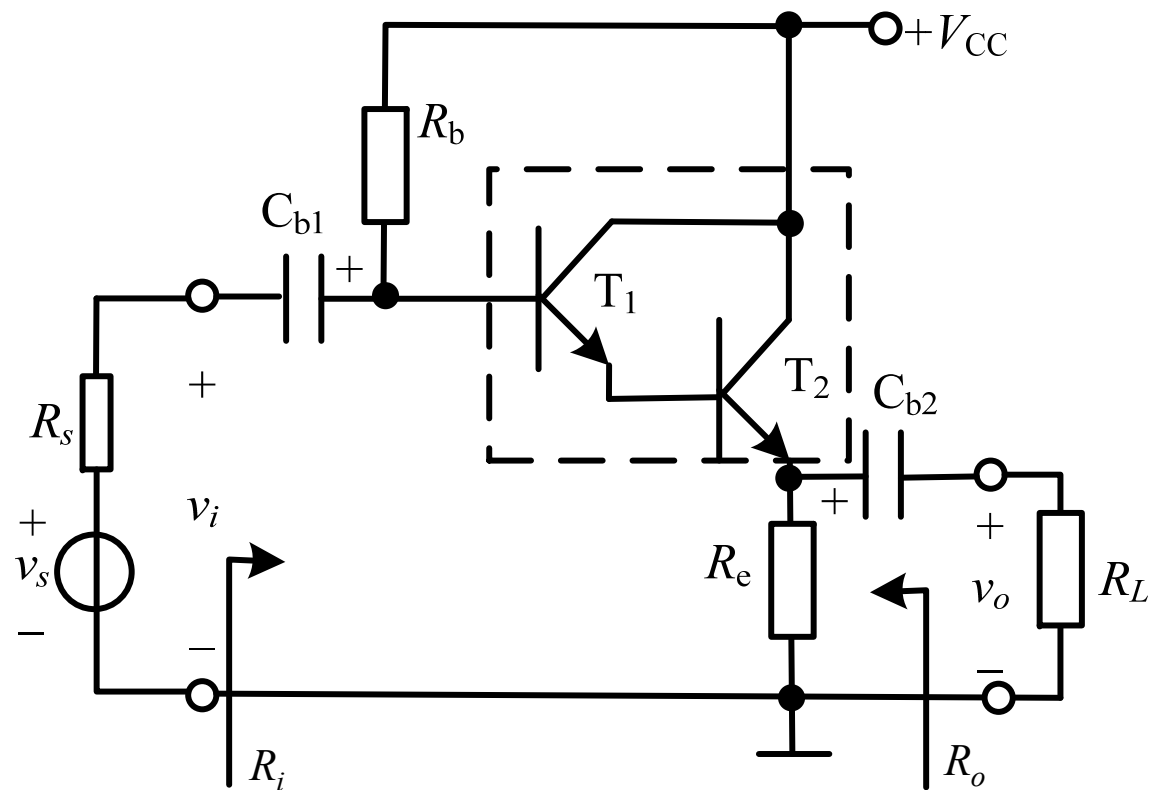
输出电阻:

$$R_o = R_{c2}$$



动态指标与单级共射电路接近，优点是频带宽。

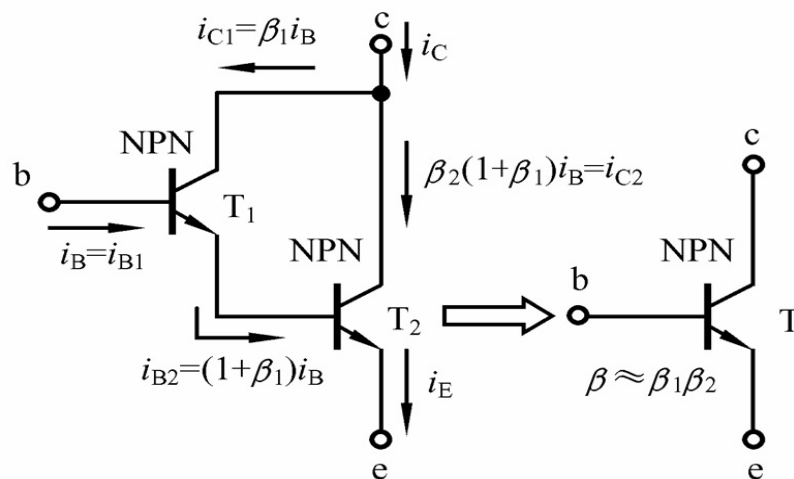
2. 复合管放大电路



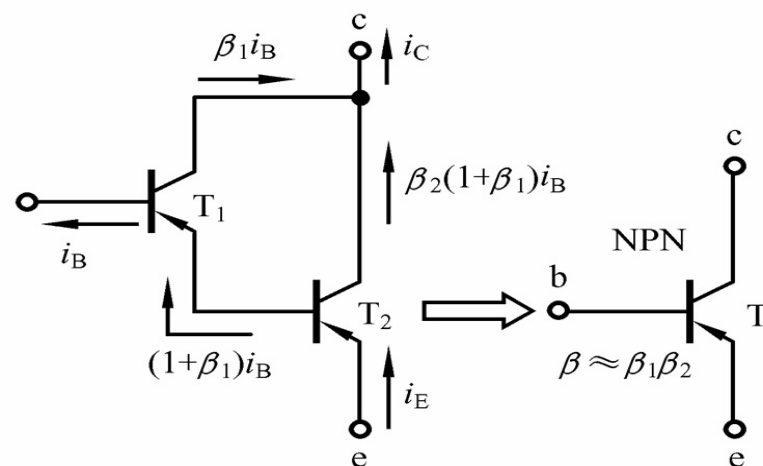
T_1 、 T_2 构成复合管

1. 复合管（达林顿管）

BJT复合管：



两只NPN型BJT组成的复合管

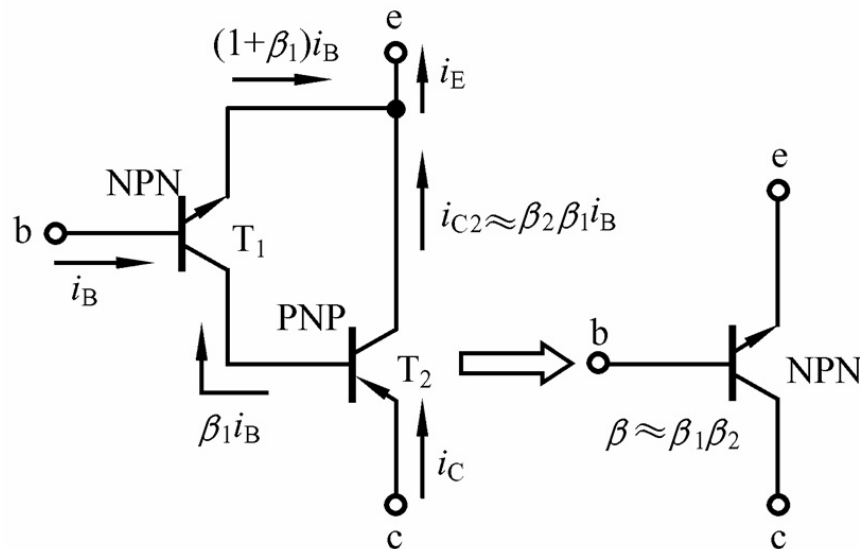


两只PNP型BJT组成的复合管

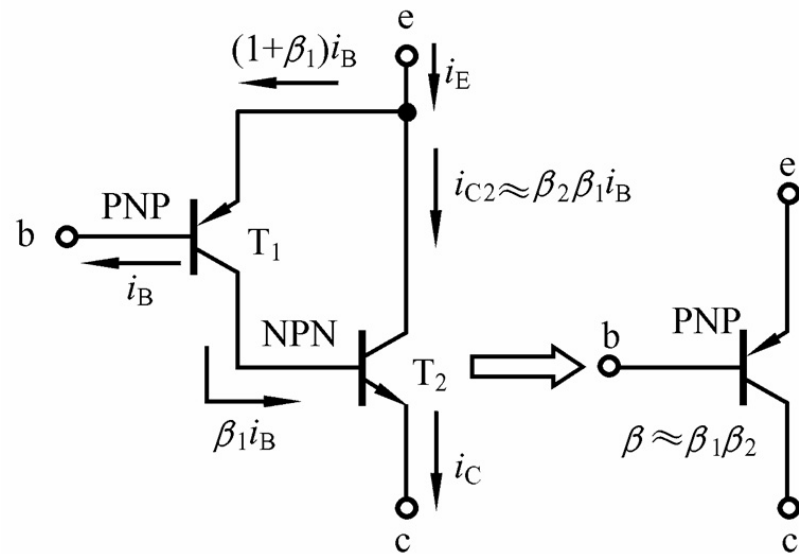
$$\begin{aligned}
 i_C &= i_{C1} + i_{C2} \\
 &= \beta_1 i_{B1} + \beta_2 i_{B2} \\
 &= \beta_1 i_B + \beta_2 i_{E1} \\
 &= \beta_1 i_B + (1 + \beta_1) \beta_2 i_B \\
 &= (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) i_B \\
 &= \beta i_B
 \end{aligned}$$

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2$$

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



NPN与PNP型BJT组成的复合管



PNP与NPN型BJT组成的复合管

$$\begin{aligned}
 i_C &= i_{E2} \\
 &= (1 + \beta_2) i_{B2} \\
 &= \beta_1 (1 + \beta_2) i_{B1} \\
 &= (\beta_1 + \beta_1 \beta_2) i_B \\
 &= \beta i_B
 \end{aligned}$$

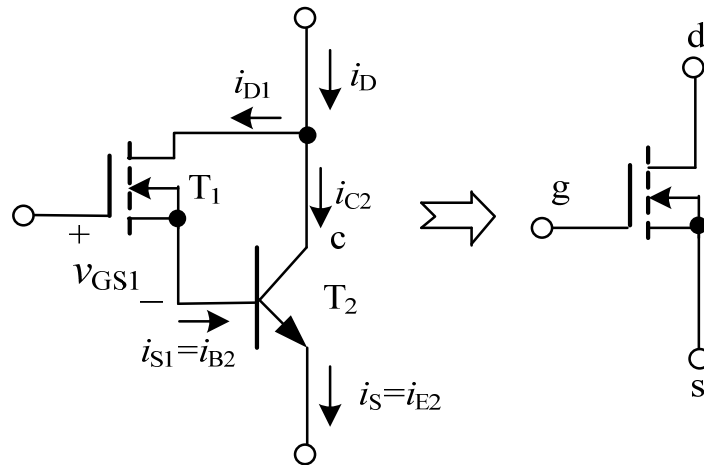
$$\beta = \beta_1 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2$$

$$r_{be} = r_{be1}$$

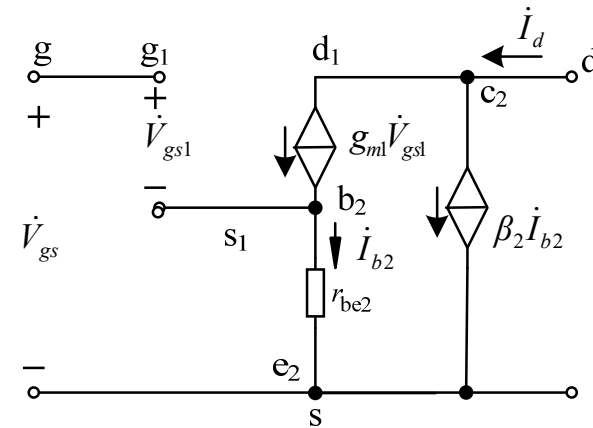
两只BJT复合，类型取决于第一只管子。

两只晶体管复合时，电流放大倍数是组成复合管的各晶体管电流放大倍数的乘积。如果是两只同类型的晶体管复合，输入电阻增加；如果是不同类型晶体管复合，输入电阻与 T_1 管相同。

FET与BJT复合:



(a) 场效应管和晶体管复合



(b) 微变等效电路

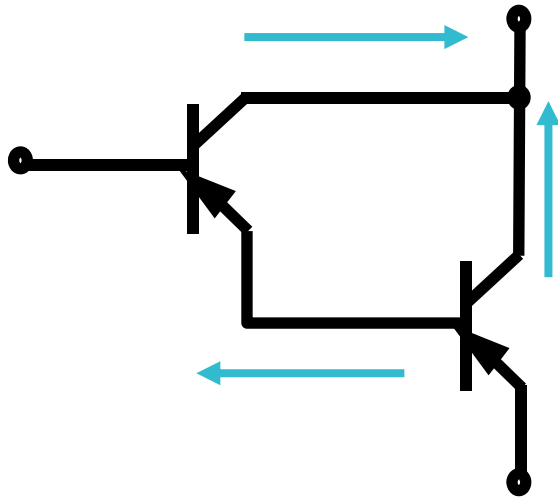
$$g_m = \frac{i_d}{V_{gs}} = \frac{g_{m1} \dot{V}_{gs1} + \beta_2 \dot{i}_{b2}}{\dot{V}_{gs1} + \dot{i}_{b2} r_{be2}} = \frac{g_{m1} \dot{V}_{gs1} + \beta_2 g_{m1} \dot{V}_{gs1}}{\dot{V}_{gs1} + g_{m1} \dot{V}_{gs1} r_{be2}} = \frac{g_{m1} + \beta_2 g_{m1}}{1 + g_{m1} r_{be2}}$$

$$\beta_2 \gg 1$$

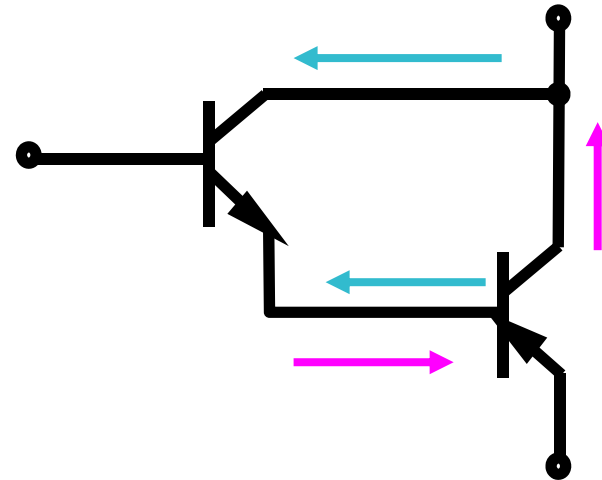
$$g_m \approx \frac{\beta_2 g_{m1}}{1 + g_{m1} r_{be2}}$$

组成复合管的原则:

- 在正确的偏置电压下，每只管子应该有合适的各极电流通路，且均应工作在线性区。
- 为了实现电流放大，应将第一只管子的集电极（漏极）或发射极（源极）电流作为第二只管子的基极电流。



能组成复合管



不能组成复合管

2. 复合管放大电路

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L}$$

$$\beta = \beta_1 \beta_2$$

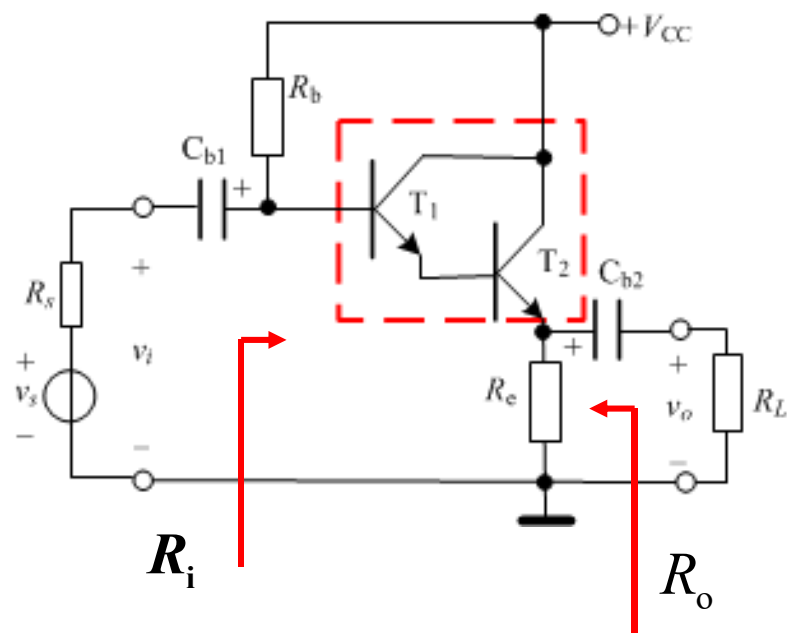
$$r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2}$$

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

$$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$$

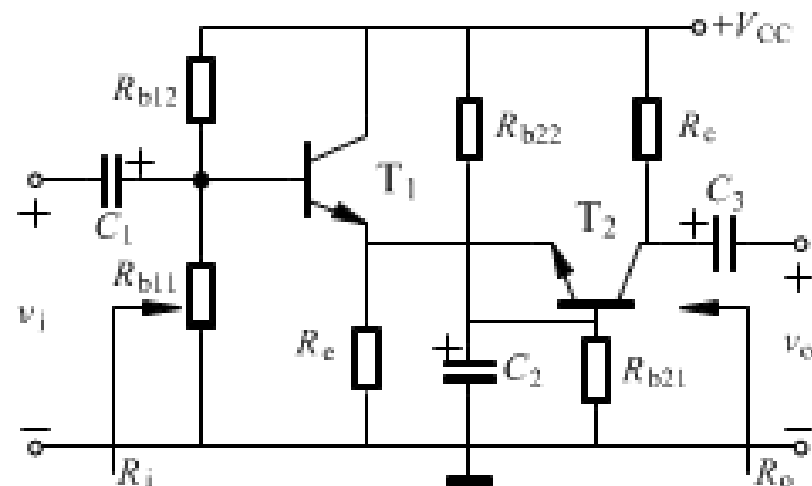
$$R_o = R_e \parallel \frac{r_{be} + R_s \parallel R_b}{1 + \beta}$$

式中: $R'_s = R_s \parallel R_b$



3. 共集-共基放大电路

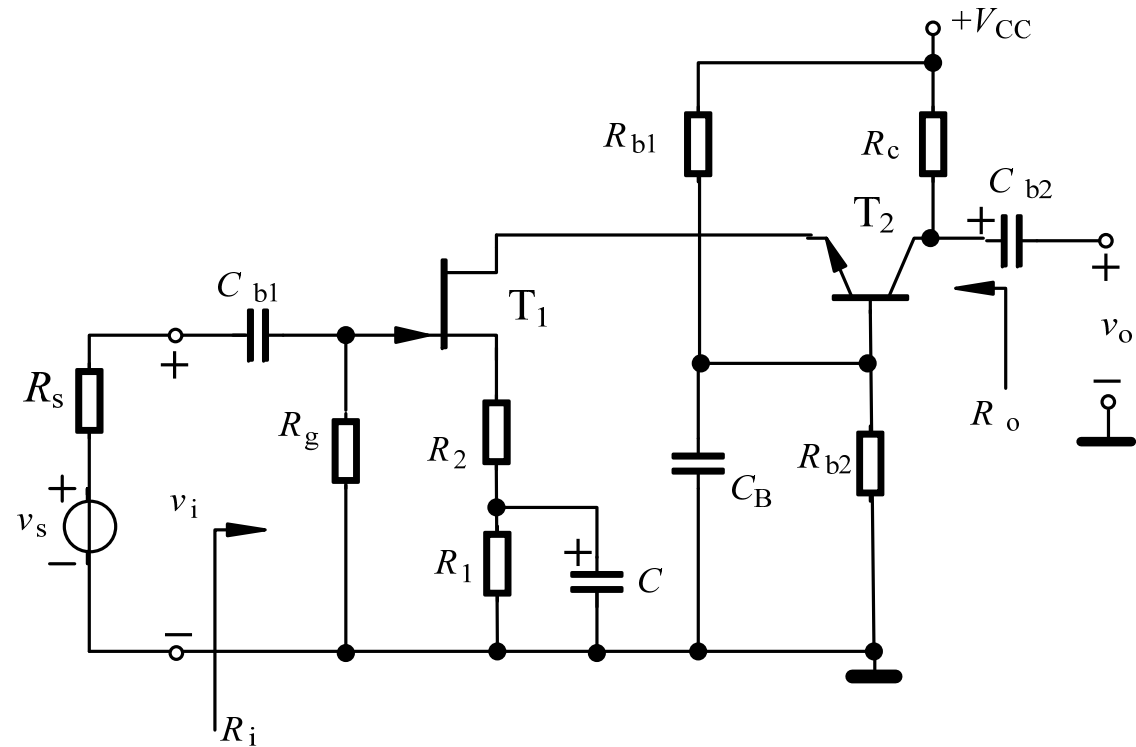
$$\begin{aligned}
 \dot{A}_v &= \dot{A}_{v1} \dot{A}_{v2} \\
 &= \frac{(1 + \beta_1)(R_e // \frac{r_{be2}}{1 + \beta_2})}{r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_e // \frac{r_{be2}}{1 + \beta_2})} \cdot \frac{\beta_2 R_c}{r_{be2}}
 \end{aligned}$$



$$R_i = R_{b11} // R_{b12} // [r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_e // \frac{r_{be2}}{1 + \beta_2})]$$

$$R_o = R_c$$

4.其他组合放大电路

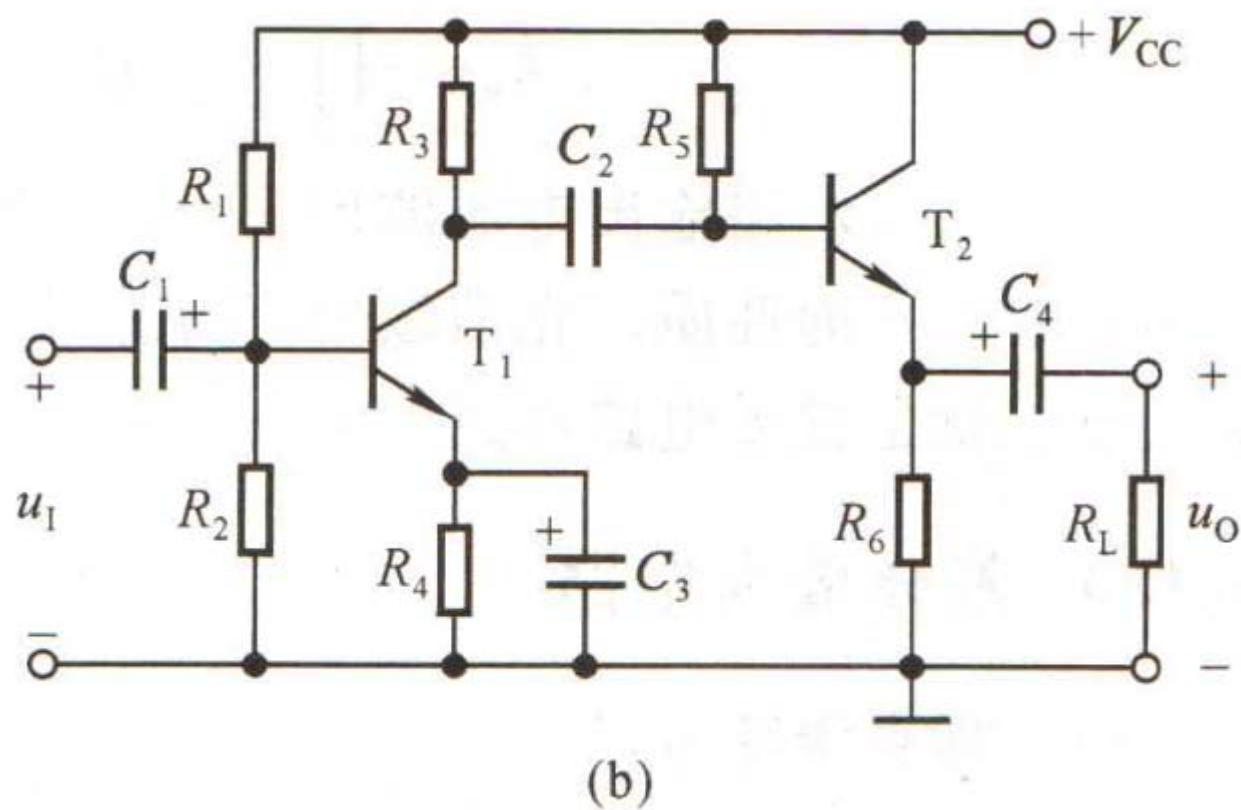


共源—共基放大电路

第一级:共源极放大电路, 具有输入电阻高的特点;

第二级:共基极放大电路, 具有电压增益高、高频响应好的特点

例1 判断多级放大组态，并写出电压增益表达式

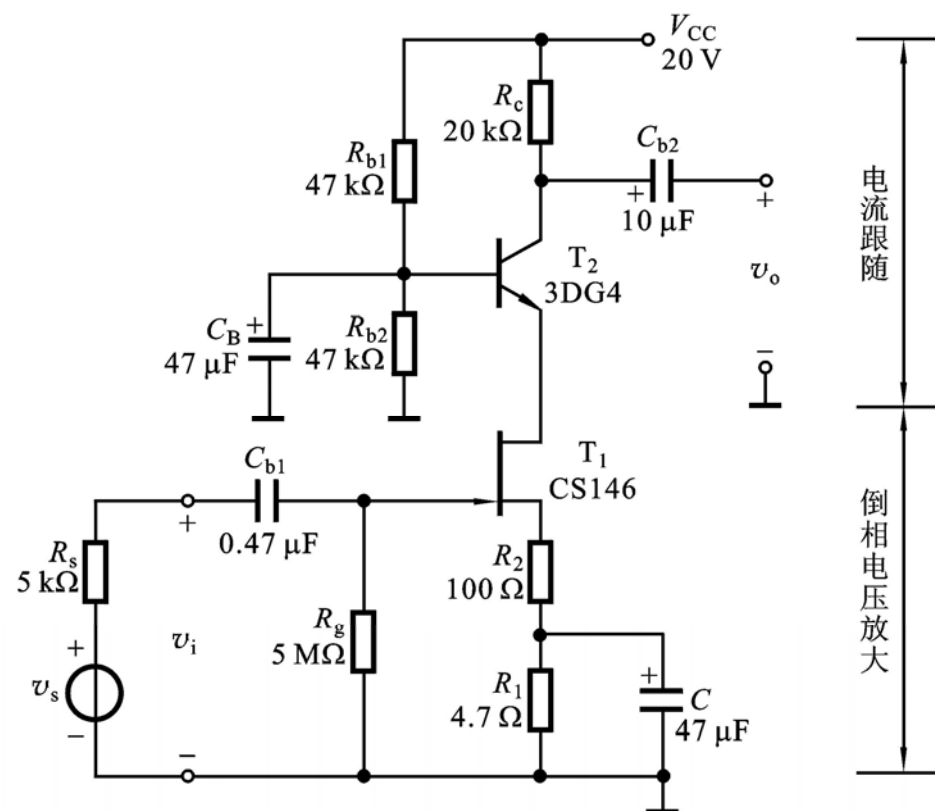


例2

放大电路如图所示。已知

$$g_m = 18 \text{ mS}, \quad \beta = 100,$$

$r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$, 试求电路的中频增益、输入电阻和输出电阻。



作业

4. 29

4. 32

4. 34

4. 36

5 放大电路的频率响应

研究放大电路的动态指标（主要是增益）随信号频率变化时的响应。

5.1 频率特性的基本概念

5.2 基本RC电路的频率响应

5.3 三极管的频率参数及其高频小信号模型

5.4 共射极放大电路的频率响应

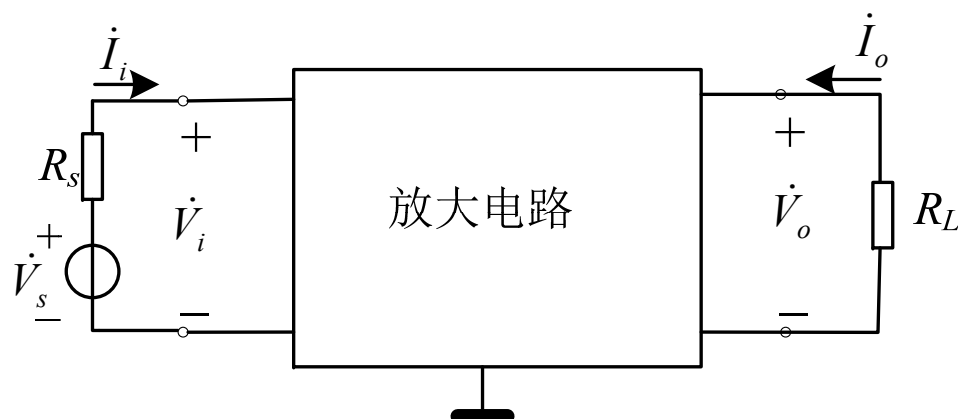
5.5 共基极放大电路的高频响应

5.6 场效应管放大电路的高频响应

5.7 多级放大电路的频率响应

5.1 频率特性的基本概念

5.1.1 频率响应及通频带



$$\dot{A}_v(f) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = |\dot{A}_{v(f)}| \angle \varphi(f)$$

幅频响应

相频响应

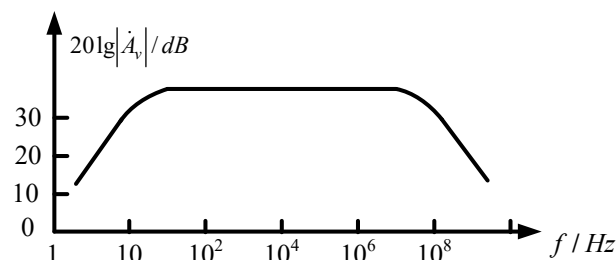
$$\text{增益} = 20 \lg |\dot{A}_v(f)| \text{ (dB)}$$

半对数坐标系:

幅频特性:

频率 (横轴) —— 对数刻度, 频率标值;

幅度 (纵轴) —— 线性刻度, 分贝标值。

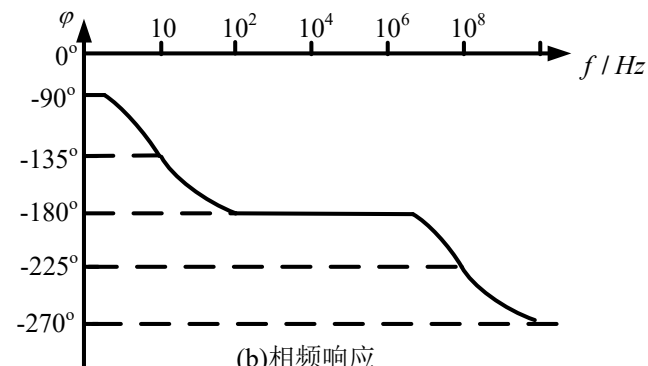


(a)幅频响应

相频特性:

频率 (横轴) —— 对数刻度, 频率标值;

相位 (纵轴) —— 线性刻度, 角度标值。



(b)相频响应

对数频率特性——波特图: 折线近似得到

通频带:

$$|\dot{A}_v| = |\dot{A}_{vM}| / \sqrt{2} = 0.707 |\dot{A}_{vM}|$$

时, 所对应的频率为:

f_H —— 上限频率

f_L —— 下限频率

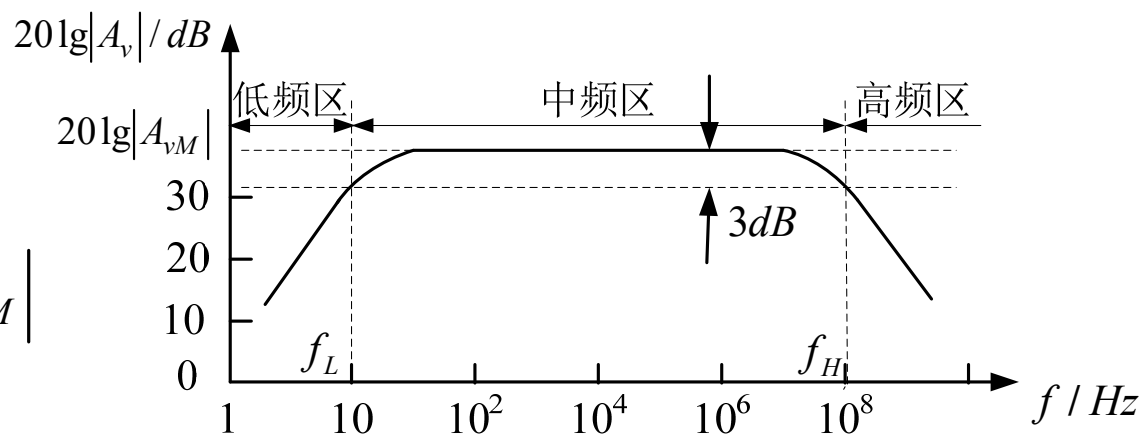
$BW = f_H - f_L$ 称为带宽

当 $f_H \gg f_L$ 时, $BW \approx f_H$

$f_L < f < f_H$ 中频区, 耦合旁路电容短路, 极间电容开路

$f < f_L$ 低频区, 考虑耦合旁路电容, 极间电容开路

$f > f_H$ 高频区, 耦合旁路电容短路, 考虑极间电容



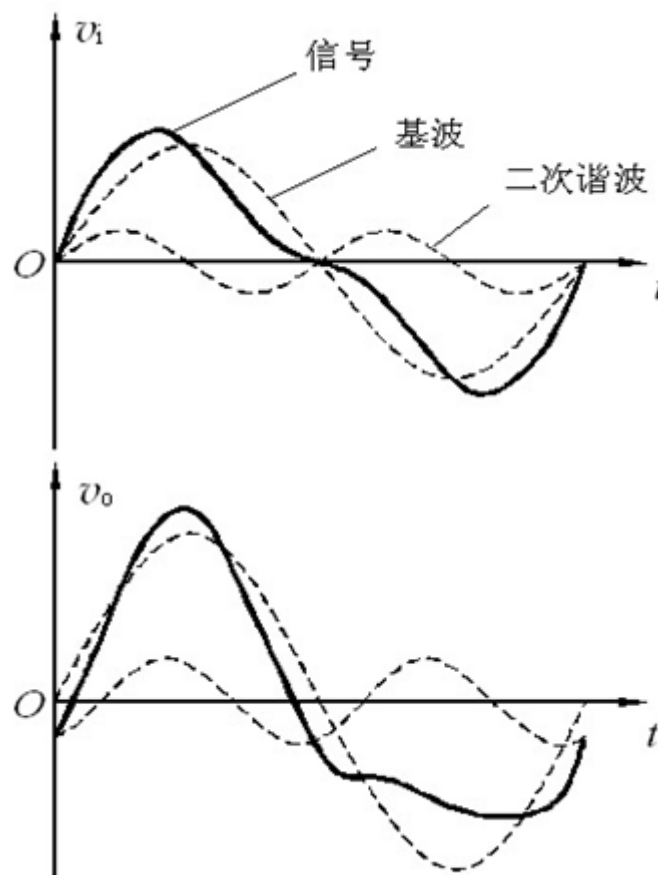
$$\begin{aligned} 20\lg|\dot{A}_v| &= 20\lg|\dot{A}_{vM}| / \sqrt{2} \\ &= 20\lg|\dot{A}_{vM}| - 20\lg\sqrt{2} \\ &= 20\lg|\dot{A}_{vM}| - 3\text{dB} \end{aligned}$$

频率失真（线性失真）

放大电路对不同频率的输入信号有不同的增益而产生的失真。

频率失真 { 幅度失真
相位失真

是由线性电抗元件(C、L)所引起的，所以又称为**线性失真**，以区别因为元器件特性的非线性造成的非线性失真。



5.2 基本RC电路的频率响应

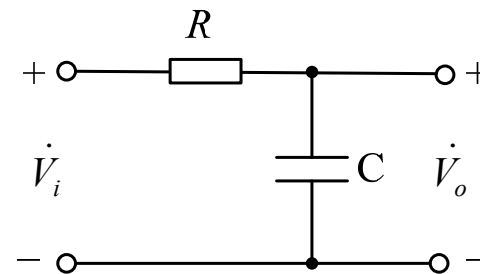
5.2.1. RC低通电路的频率响应

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

$$\text{令: } f_H = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{则: } \dot{A}_v = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

电压增益的幅值（模） $|\dot{A}_v| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}}$ （幅频响应）

电压增益的相角 $\varphi = -\arctan \frac{f}{f_H}$ （相频响应）

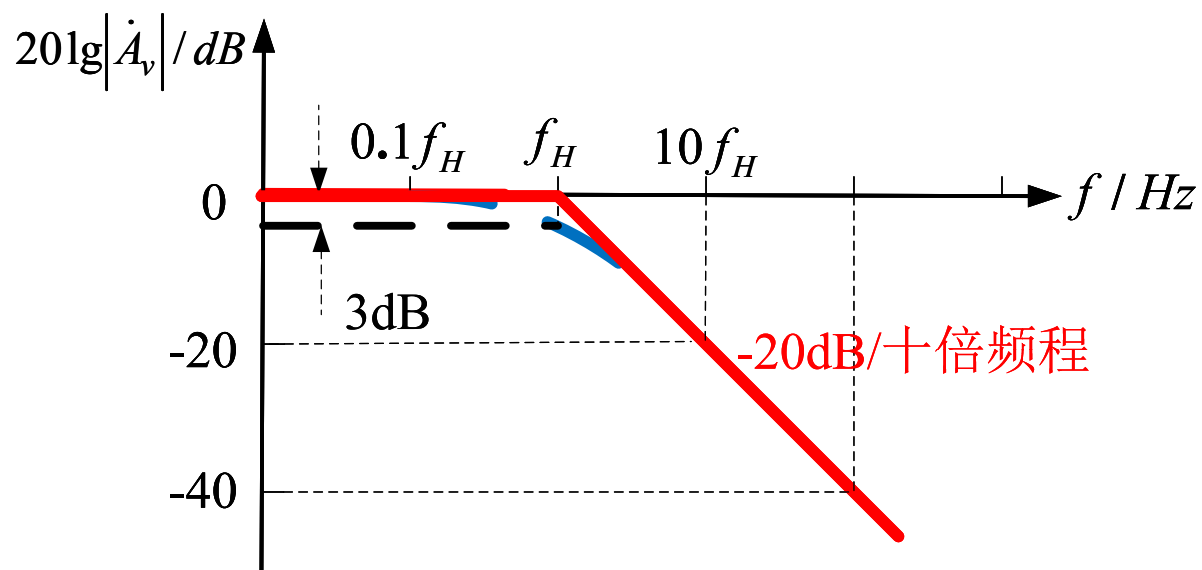


幅频响应曲线: $20\lg|\dot{A}_v| = -20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}$

当 $f \ll f_H$ 时, $f/f_H \ll 1$, $20\lg|\dot{A}_v| \approx 0\text{dB}$

当 $f \gg f_H$ 时, $f/f_H \gg 1$, $20\lg|\dot{A}_v| \approx -20\lg\frac{f}{f_H}$

修正: 当 $f = f_H$ 时 $20\lg|\dot{A}_v| = -20\lg\sqrt{2} = -3\text{dB}$



相频响应曲线: $\varphi = -\arctan \frac{f}{f_H}$

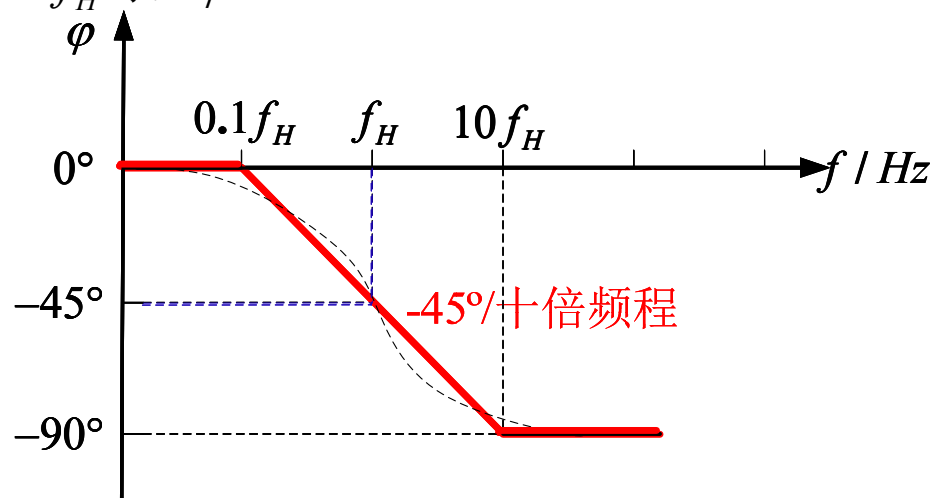
当 $f \ll f_H$ 时, $f/f_H \ll 1$, $\varphi = -\arctan \frac{f}{f_H} \approx 0^\circ$

当 $f \gg f_H$ 时, $f/f_H \gg 1$, $\varphi = -\arctan \frac{f}{f_H} \approx -90^\circ$

当 $f = f_H$ 时 $\varphi = -\arctan \frac{f}{f_H} = -45^\circ$

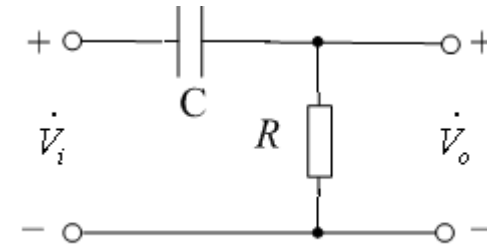
修正: 当 $f = 0.1f_H$ 时, $\varphi = -\arctan 0.1 = -5.7^\circ$

当 $f = 10f_H$ 时, $\varphi = -\arctan 10 = -84.3^\circ$



5.2.2. RC高通电路的频率响应

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$



令： $f_L = \frac{1}{2\pi RC}$ 则： $\dot{A}_v = \frac{1}{1 - j \frac{f_L}{f}}$

电压增益的幅值（模） $|\dot{A}_v| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}}$ （幅频响应）

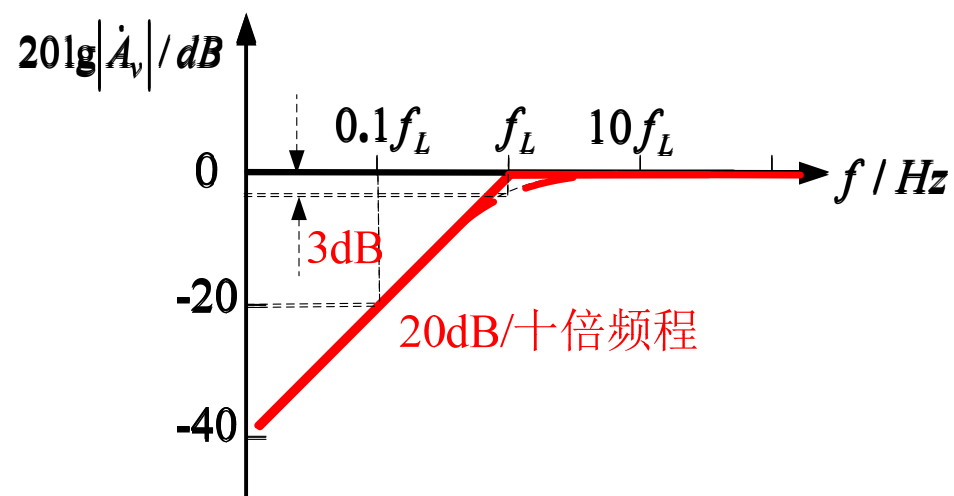
电压增益的相角 $\varphi = \arctan \frac{f_L}{f}$ （相频响应）

幅频响应曲线: $20\lg|\dot{A}_v| = -20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}$

当 $f \gg f_L$ 时, $f_L/f \ll 1$, $20\lg|\dot{A}_v| \approx 0\text{dB}$

当 $f \ll f_L$ 时, $f_L/f \gg 1$, $20\lg|\dot{A}_v| \approx -20\lg\frac{f_L}{f}$

修正: 当 $f = f_L$ 时 $20\lg|\dot{A}_v| = -20\lg\sqrt{2} = -3\text{dB}$



相频响应曲线: $\varphi = \arctan \frac{f_L}{f}$

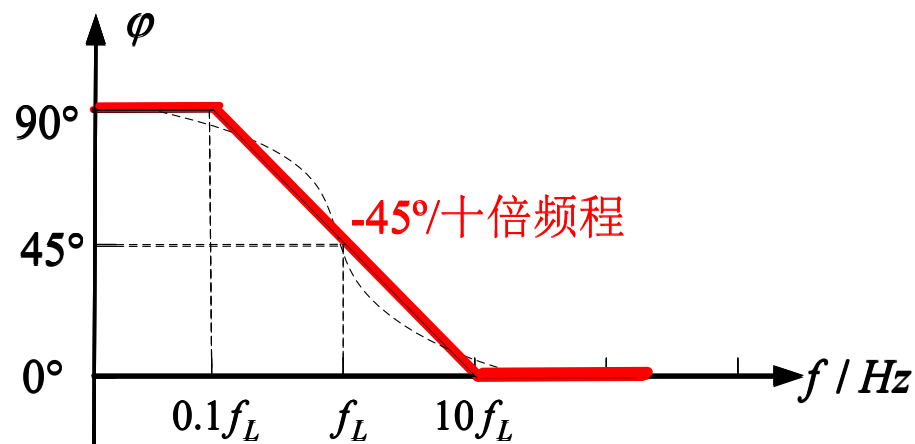
当 $f \gg f_L$ 时, $f_L/f \ll 1$, $\varphi = \arctan \frac{f_L}{f} \approx 0^\circ$

当 $f \ll f_L$ 时, $f_L/f \gg 1$, $\varphi = \arctan \frac{f_L}{f} \approx 90^\circ$

当 $f = f_L$ 时 $\varphi = \arctan \frac{f_L}{f} = 45^\circ$

修正: 当 $f = 0.1f_L$ 时, $\varphi = \arctan 10 = 84.3^\circ$

当 $f = 10f_L$ 时, $\varphi = \arctan 0.1 = 5.7^\circ$



作业

5.1

5.4



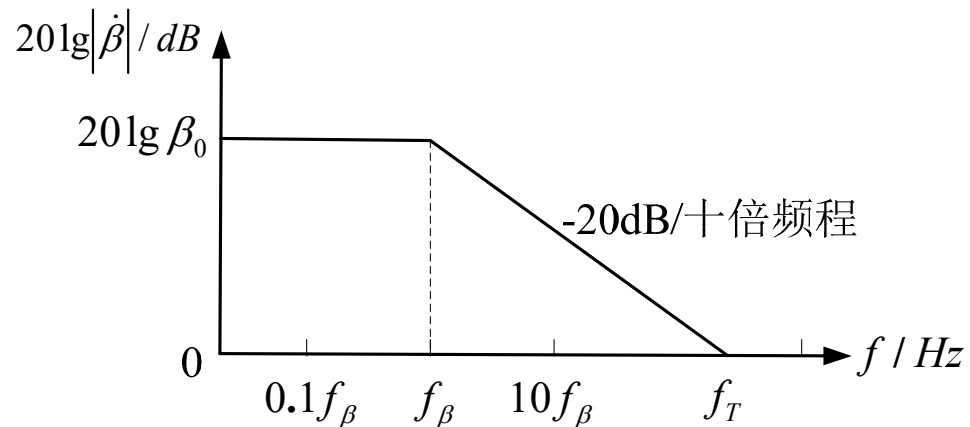
5.3 晶体管的频率参数及其高频小信号模型

5.3.1 晶体管的频率参数

$$\dot{\beta} \approx \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

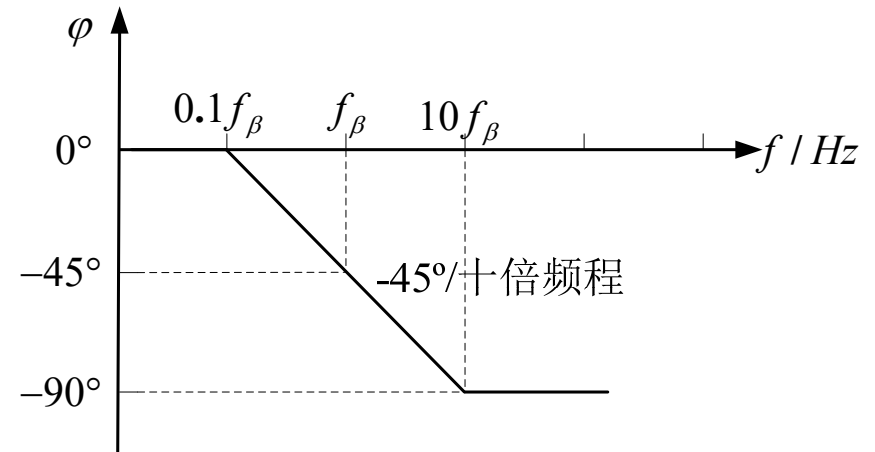
幅频响应:

$$20\lg|\dot{\beta}| = 20\lg\beta_0 - 20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}$$



相频响应:

$$\varphi = -\arctan \frac{f}{f_\beta}$$



$$\dot{\beta} \approx \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

f_β : 共射极截止频率

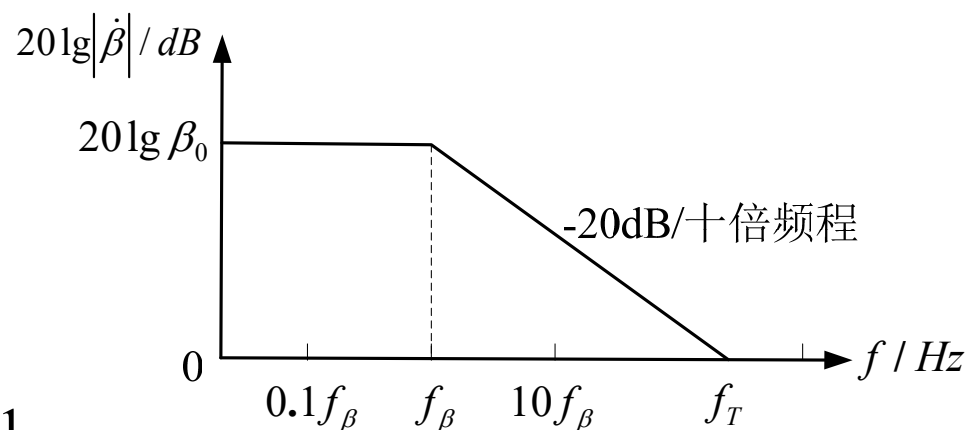
f_T : 特征频率, 此時: $|\dot{\beta}| = 1$

即: $f_T \approx \beta_0 f_\beta$

$$\text{又: } \dot{\alpha} = \frac{\dot{\beta}}{1 + \dot{\beta}} = \frac{\frac{\beta_0}{1 + \beta_0}}{1 + j \frac{f}{(1 + \beta_0)f_\beta}} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}$$

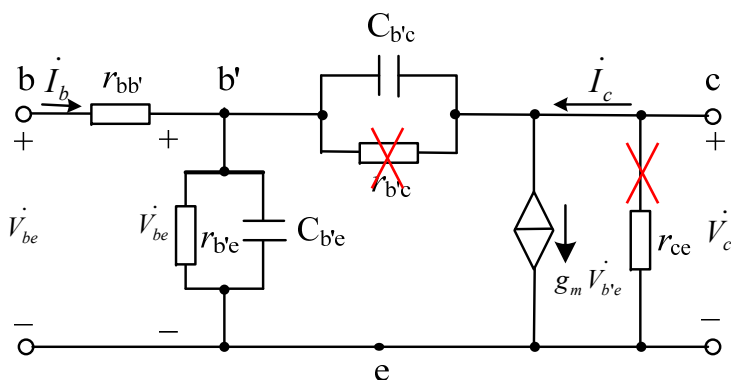
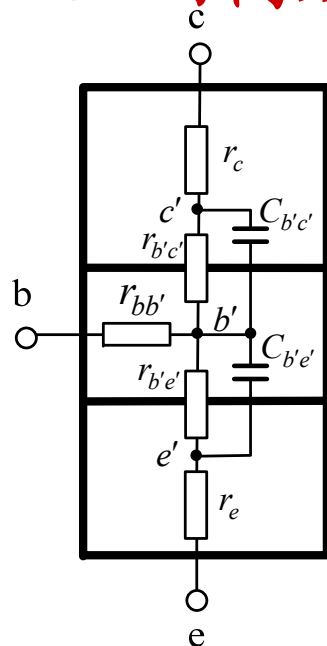
所以: $f_\alpha = (1 + \beta_0)f_\beta$ 共基极截止频率

$$f_\alpha > f_T > f_\beta$$



5.3.2 三极管的高频小信号模型

1. BJT的高频小信号模型



$r_{bb'}$ —基区体电阻，几十至几百欧姆

r_e —发射区体电阻，忽略

$$r_{b'e} \approx r_{b'e'} = (1 + \beta) 26(mV) / I_{EQ}(mA)$$

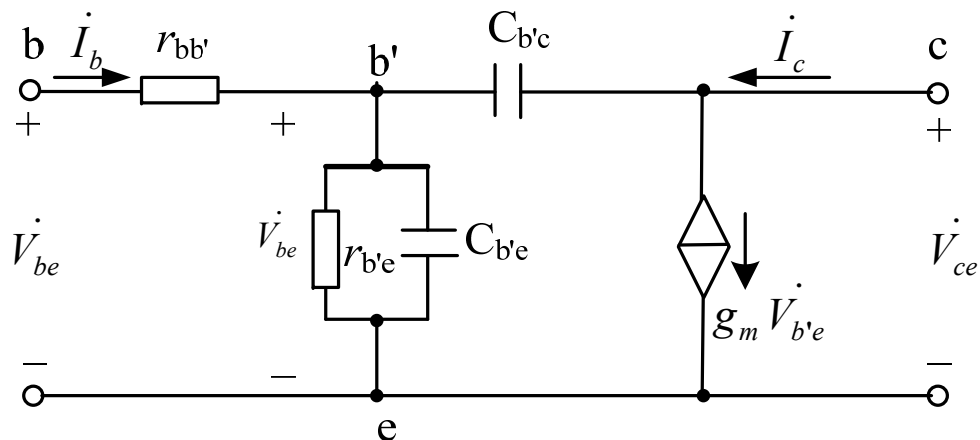
$r_{b'c}$ —集电结电阻，很大，开路

$C_{b'e}$ —发射结电容，几十至几百 pF

$C_{b'c}$ —集电结电容，小 $2 \sim 10 pF$

r_{ce} —很大，开路

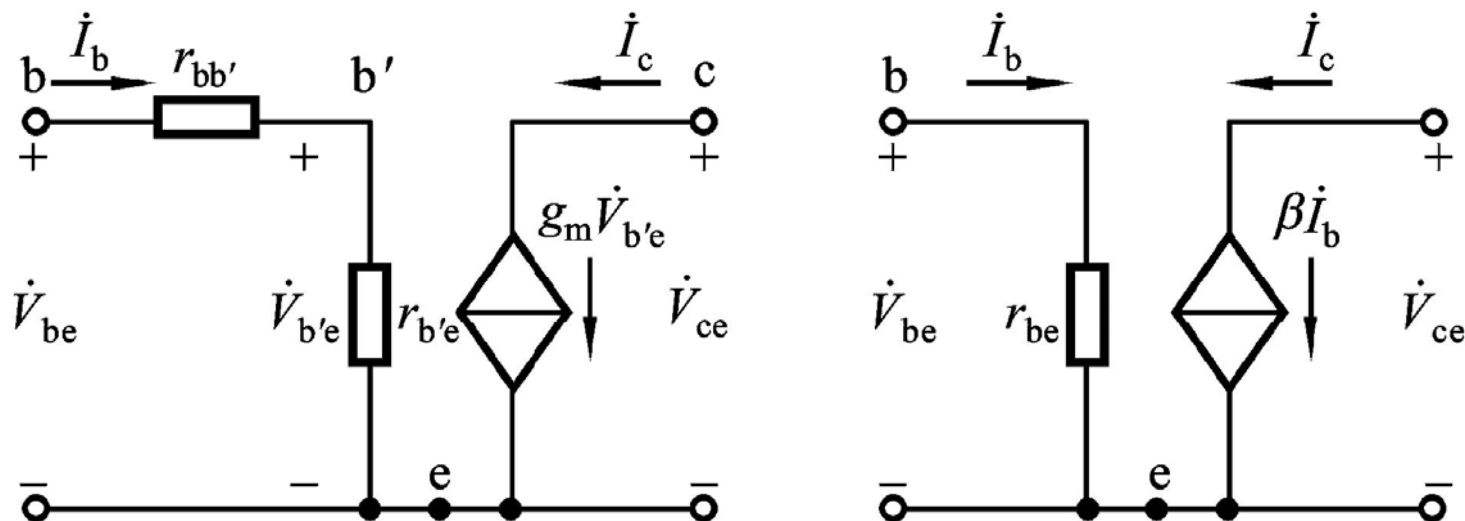
2. 简化模型



混合 π 高频小信号模型

3. BJT高频小信号模型参数的获得

低频时，混合 Π 模型与H参数模型等价

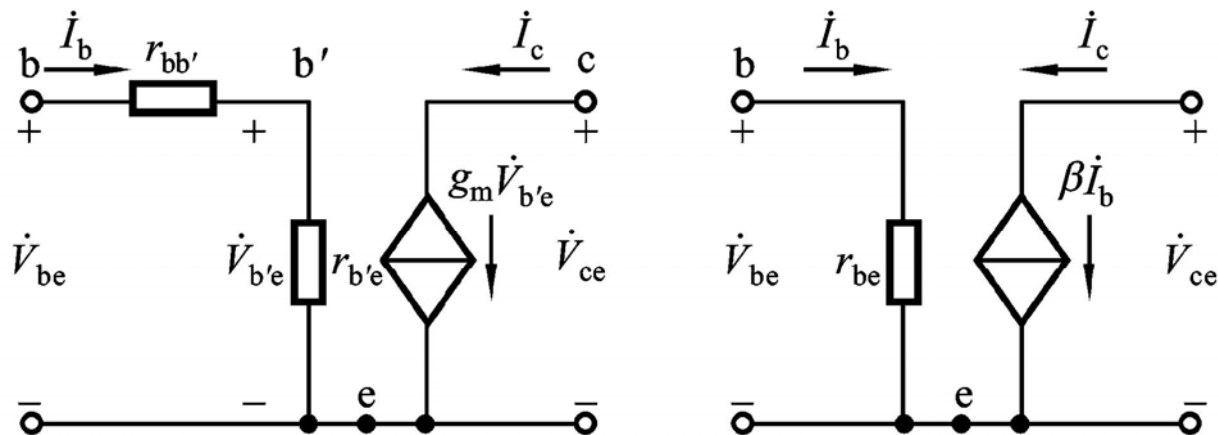


$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$$

$$\text{又 } r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta_0) r_e = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}}$$

所以 $r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}}$

$r_{bb'}$ 为几十至几百 Ω ，不同的管子其值不同，手册中可查得。



又因为 $\dot{V}_{b'e} = \dot{I}_b r_{b'e}$
 $g_m \dot{V}_{b'e} = \beta \dot{I}_b$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} \approx \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}} = \frac{\beta}{(1+\beta) \frac{26mV}{I_{EQ}}} \approx \frac{I_{EQ}}{26mV}$$

$$C_{b'c} = C_{ob} \left. \vphantom{C_{b'c}} \right\} \text{从手册中查出}$$

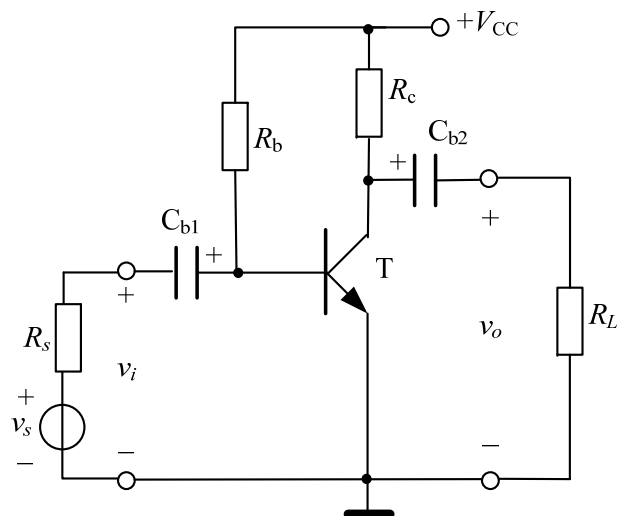
f_T

作业

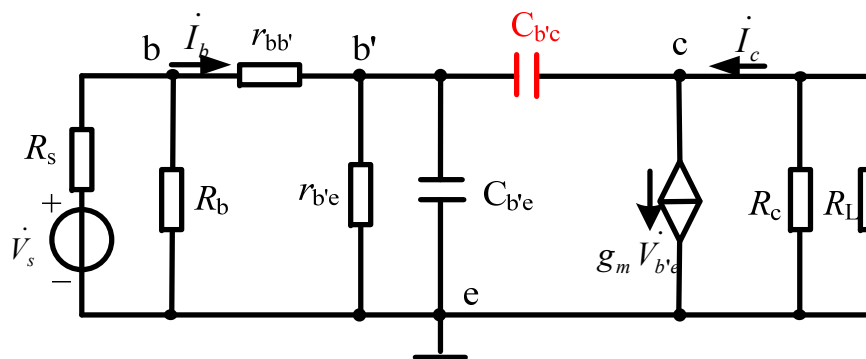
5.5

5.4 共射极放大电路的频率响应

5.4.1 共射极放大电路的高频响应



(a) 原理图



(b) 高频小信号等效电路

画高频小信号等效电路：

V_{BB} , V_{CC} 短路

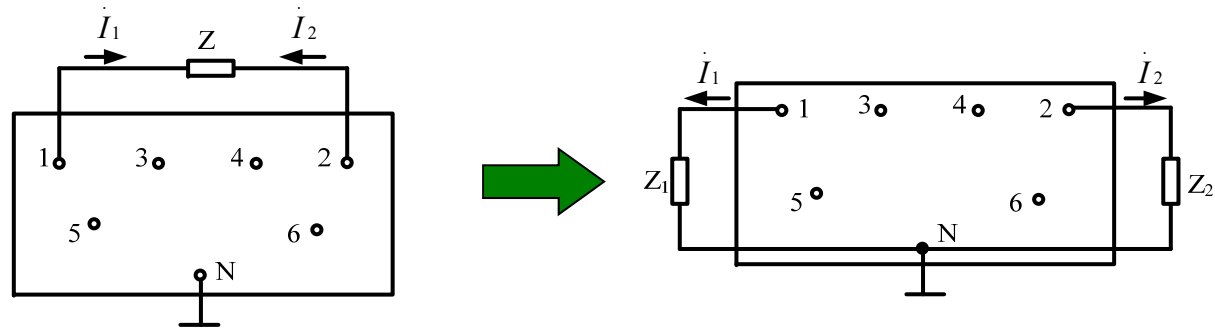
所有大电容短路

BJT使用混合 Π 模型

其余元器件保留

所有电量小写或相量

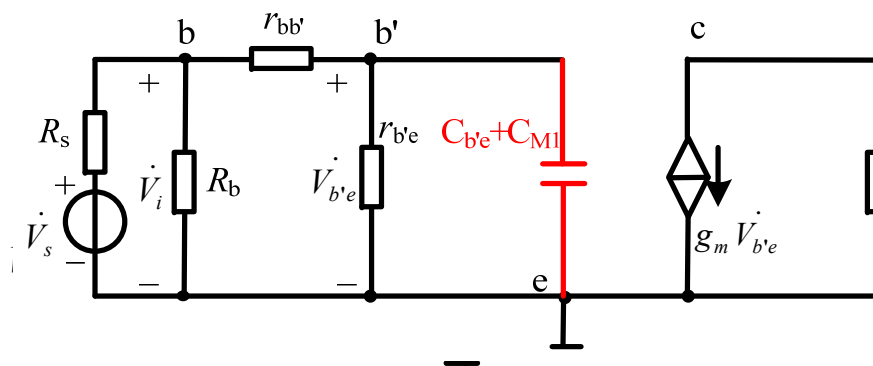
密勒定理:



设: $\dot{K} = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1}$

$$Z_1 = \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{V}_1}{\frac{\dot{V}_1 - \dot{V}_2}{Z}} = \frac{Z}{1 - \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1}} = \frac{Z}{1 - \dot{K}}$$

$$Z_2 = \frac{\dot{V}_2}{\dot{I}_2} = \frac{\dot{V}_2}{\frac{\dot{V}_2 - \dot{V}_1}{Z}} = \frac{Z}{1 - \frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_2}} = \frac{Z}{1 - \frac{1}{\dot{K}}}$$



$$\dot{V}_o = \frac{\dot{V}_{ce}}{\dot{V}_{b'e}} \approx \frac{-g_m \dot{V}_{b'e} R'_L}{\dot{V}_{b'e}} = -g_m R'_L$$

$$\left| \frac{1}{j\omega C_{M1}} \right| = \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| = \left| \frac{1}{j\omega (1 - \dot{K}) C_{b'c}} \right|$$

$$\left| \frac{1}{j\omega C_{M2}} \right| = \left| \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right| = \left| \frac{1}{j\omega (1 - \frac{1}{\dot{K}}) C_{b'c}} \right|$$

$$C_{M2} = C_{b'c} \left(1 + \frac{1}{g_m R'_L} \right) \approx C_{b'c}$$

则: $C_{M1} = (1 - \dot{K}) C_{b'c}$

即: $C_{M1} = (1 + g_m R'_L) C_{b'c} \gg C_{b'c}$

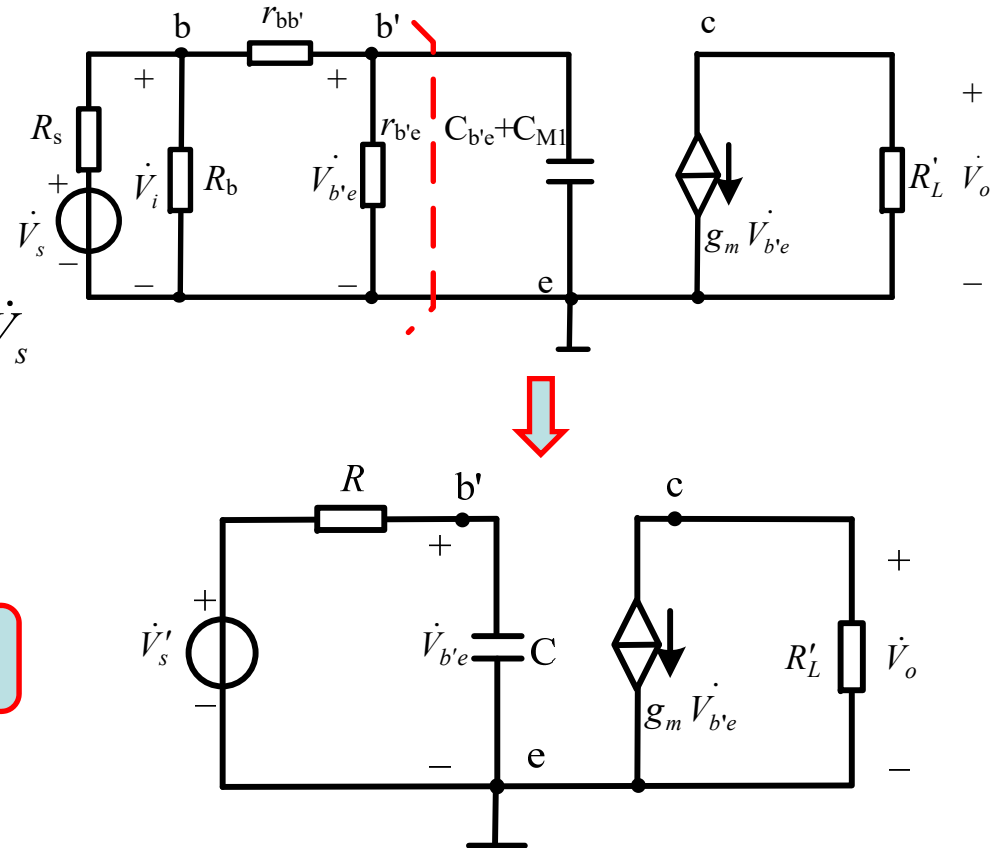
密勒效应, C_{M1} 也称为密勒电容。

戴维宁定理等效:

$$\dot{V}'_s = \frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \dot{V}_i = \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b \parallel r_{be}}{R_s + R_b \parallel r_{be}} \dot{V}_s$$

$$R = (R_s \parallel R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}$$

$$C = C_{b'e} + C_{M1} = C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'e}$$

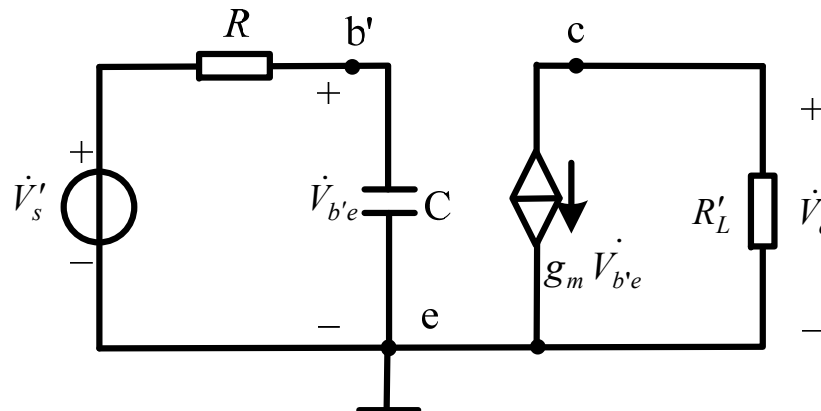


由电路得:

$$\begin{cases} \dot{V}_{b'e} = \frac{1}{1+j\omega RC} \dot{V}_s' \\ \dot{V}_o = -g_m R_L' \dot{V}_{b'e} \\ \dot{V}_s' = \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b \parallel r_{be}}{R_s + R_b \parallel r_{be}} \dot{V}_s \end{cases}$$

$$C = C_{b'e} + C_{M1} = C_{b'e} + (1 + g_m R_L') C_{b'c}$$

$$R = (R_s \parallel R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}$$



电压增益:
$$\dot{A}_{vsH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{b'e}} \cdot \frac{\dot{V}_{b'e}}{\dot{V}_s'} \cdot \frac{\dot{V}_s'}{\dot{V}_s} = \frac{-g_m R_L'}{\dot{V}_{b'e}} \cdot \frac{1}{1+j\omega RC} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b \parallel r_{be}}{R_s + R_b \parallel r_{be}}$$

$$= \frac{-\beta R_L'}{r_{be}} \cdot \frac{R_b \parallel r_{be}}{R_s + R_b \parallel r_{be}} \cdot \frac{1}{1+j\omega RC}$$

$$\dot{A}_{vsH} = \dot{A}_{vsM} \cdot \frac{1}{1+j\omega RC} = \frac{\dot{A}_{vsM}}{1+j \frac{f}{f_H}}$$

其中:

$$\dot{A}_{vsM} = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}} \cdot \frac{R_b \parallel r_{be}}{R_s + R_b \parallel r_{be}}$$

中频增益或通带源电压增益

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

上限频率

共射放大电路

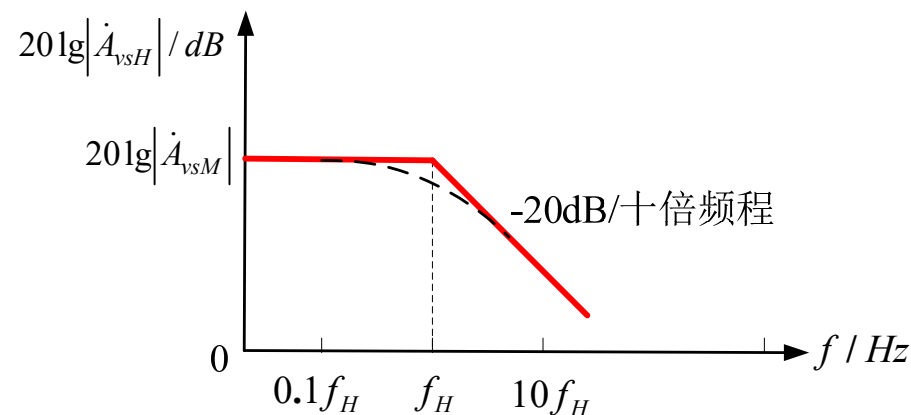
$$\dot{A}_{vsH} = \dot{A}_{vsM} \cdot \frac{1}{1 + j(f/f_H)}$$

幅频响应:

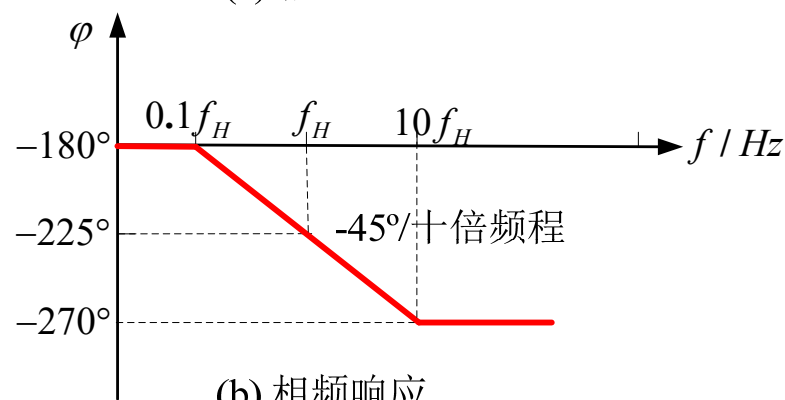
$$20\lg|\dot{A}_{vsH}| = 20\lg|\dot{A}_{vsM}| - 20\lg\sqrt{1 + (f/f_H)^2}$$

相频响应:

$$\varphi = -180^\circ - \arctan(f/f_H)$$



(a) 幅频响应



(b) 相频响应

增益-带宽积:

$$\begin{aligned} \left| \dot{A}_{vsM} \cdot f_H \right| &= g_m R'_L \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b || r_{be}}{R_s + R_b || r_{be}} \cdot \frac{1}{2\pi RC} \\ &= g_m R'_L \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b || r_{be}}{R_s + R_b || r_{be}} \cdot \frac{1}{2\pi [r_{b'e} || (r_{bb'} + R_b || R_s)] [C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'c}]} \end{aligned}$$

当 $R_b \gg R_s$ 及 $R_b \gg r_{be}$ 时, 有

$$\left| \dot{A}_{vsM} \cdot f_H \right| = \frac{g_m R'_L}{2\pi (r_{bb'} + R_s) [C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'c}]}$$

BJT 一旦确定, 带宽增益积基本为常数

放大电路高频响应的求解步骤:

1. 求静态工作点, 确定H参数和混合 π 参数

2. 求中频增益 $\dot{A}_{vsM}$

3. 画出高频等效电路

4. 等效变换、简化

5. 其它电容短路, 求 C_i 所在回路的等效电阻 R_i , $f_{Hi} = 1/(2\pi R_i C_i)$

6. 幅频响应为: $\dot{A}_{vsH} = \frac{\dot{A}_{vsM}}{\prod_i (1 + jf/f_{Hi})}$ $\varphi_H = \varphi_M - \sum_i \arctan \frac{f}{f_{Hi}}$

7. 画波特图

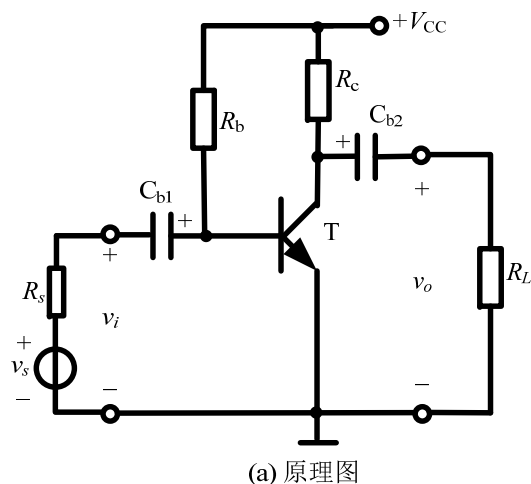


例 5.4.1 放大电路如图 5.4.1 所示，已知晶体管为 3DG8D， $\beta = 50$ ，

$$V_{BEQ} = 0.6V, \quad r_{bb'} = 100\Omega, \quad C_{b'c} = 4pF, \quad f_T = 400MHz;$$

$$V_{CC} = 12V, \quad R_s = 2k\Omega, \quad R_b = 220k\Omega, \quad R_c = 2k\Omega, \quad R_L = 2k\Omega$$

试估算该电路的上限频率 f_H 和中频电压放大倍数 $\dot{A}_{vsM}$ 。



解：

静态工作点：

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b} = \frac{12 - 0.6}{220} \approx 51\mu A$$

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 51\mu A = 2.55mA$$

模型参数：

$$g_m = \frac{I_{EQ}(mA)}{26(mV)} = \frac{2.55}{26} = 0.098S$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{26(mV)}{I_{EQ}(mA)} = (1 + 50) \frac{26}{2.55} = 520\Omega$$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{0.098}{2 \times 3.14 \times 400 \times 10^6} = 39pF$$

中频电压增益:

$$\begin{aligned}\dot{A}_{vsM} &= -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \cdot \frac{R_b \parallel r_{be}}{R_s + R_b \parallel r_{be}} \\ &= -\frac{50 \times (2 \parallel 2) \times 10^3}{(100 + 520)} \cdot \frac{(220 \times 10^3) \parallel (100 + 520)}{2 \times 10^3 + (220 \times 10^3) \parallel (100 + 520)} \approx -19.08\end{aligned}$$

上限频率:

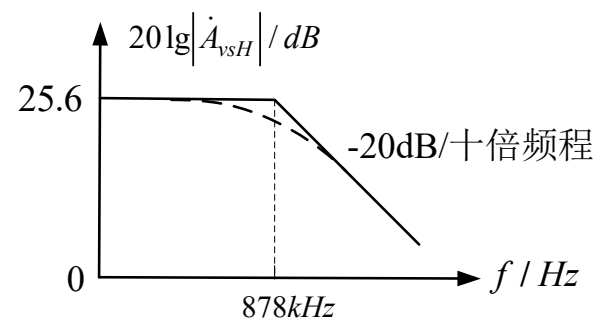
$$C = C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'c} = 39 + (1 + 0.098 \times 1 \times 10^3) \times 4 = 435 \text{ pF}$$

$$R = (R_s \parallel R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e} \approx (R_s + r_{bb'}) \parallel r_{b'e} = (2000 + 100) \parallel 520 \approx 417 \Omega$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 417 \times 435 \times 10^{-12}} \approx 878 \text{ kHz}$$

幅频特性:

$$\begin{aligned}20 \lg \dot{A}_{vsH} &= 20 \lg \frac{\dot{A}_{vsM}}{1 + j(f/f_H)} \\ &= 20 \lg \frac{19.08}{1 + j(f/878 \text{ kHz})} \\ &= 25.6 - 20 \lg(1 + j \frac{f}{878 \text{ kHz}})\end{aligned}$$



5.4.2 共射极放大电路的低频响应

低频响应：当放大电路输入信号频率较低时的频率响应。

决定低频响应的主要因素：

外接的电容器，如隔直电容、射极旁路电容等。而BJT的结电容因其值很小，在低频时，容抗很大，故其影响可忽略不计，即结电容可视为开路。

放大电路高频响应的求解步骤：

1.求静态工作点，确定H参数

2.求中频增益 $\dot{A}_{vsM}$

3.画出**低频等效电路**

4.等效变换、简化

5.其它电容短路，求 C_i 所在回路的等效电阻 R_i , $f_{Li} = 1/(2\pi R_i C_i)$

6. 低频响应为：
$$\dot{A}_{vsL} = \frac{\dot{A}_{vsM}}{\prod_i (1 - j \frac{f_{Li}}{f})} \quad \varphi_L = \varphi_M + \sum_i \arctan \frac{f_{Li}}{f}$$

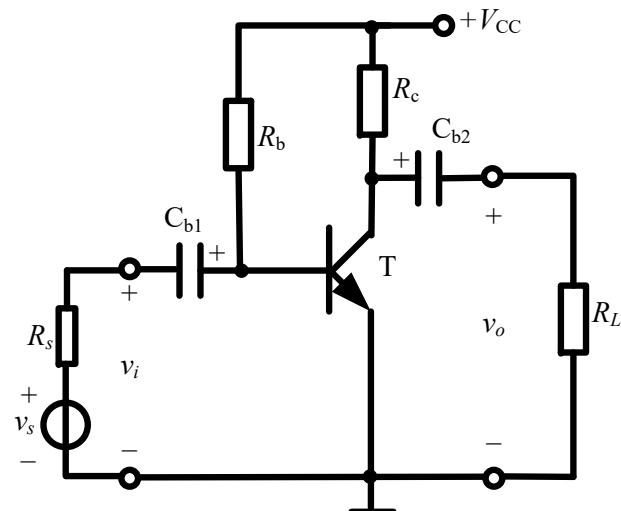
7.画波特图

低频等效电路:

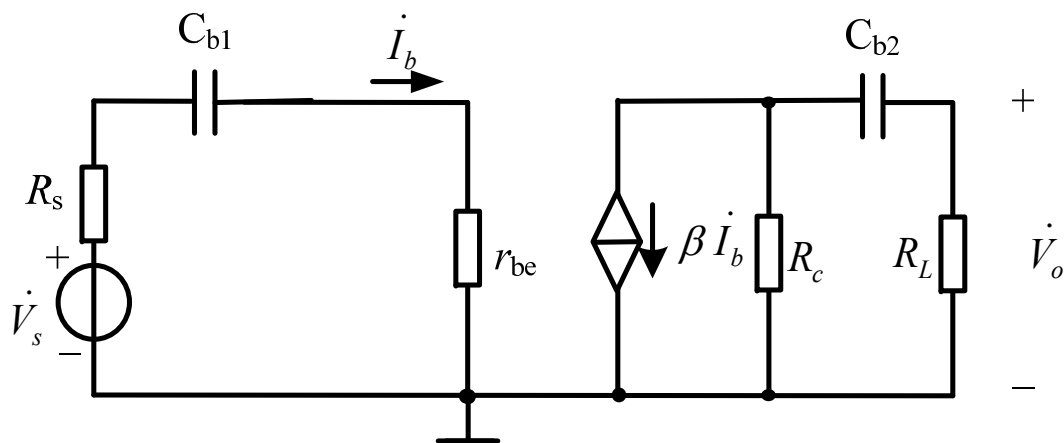
考虑耦合电容、旁路电容

BJT极间电容视为开路

BJT用低频小信号模型取代

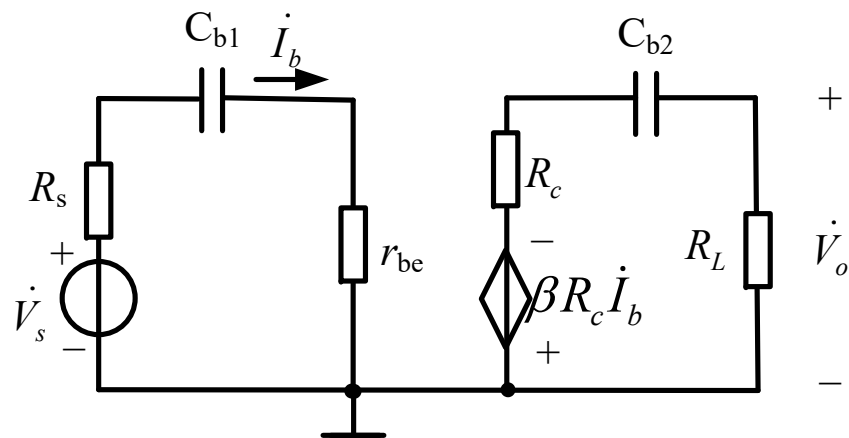


(a) 原理图



$R_b \gg r_{be}$, 开路处理。

受控电流源变换。



中频区源电压增益 $\dot{A}_{vsM} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}}$

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_{b1}(R_s + r_{be})}$$

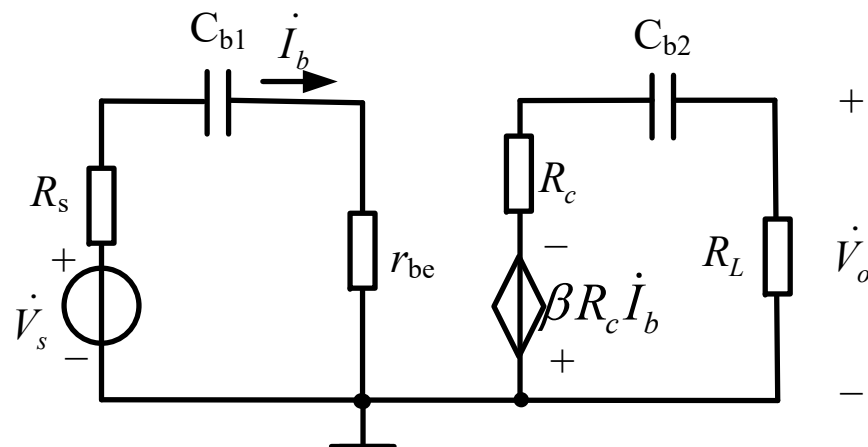
输入回路
时间常数

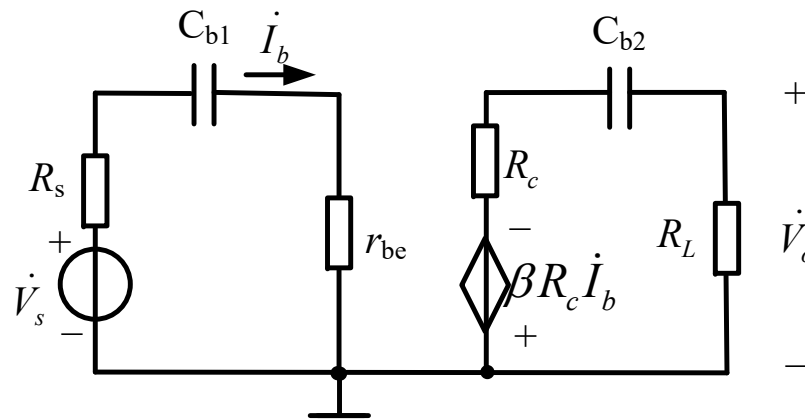
$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_{b2}(R_c + R_L)}$$

输出回路
时间常数

则

$$\begin{aligned} \dot{A}_{vsL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} &= \frac{\dot{A}_{vsM}}{[1 - j(f_{L1}/f)][1 - j(f_{L2}/f)]} \\ &= -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j(f_{L1}/f)} \cdot \frac{1}{1 - j(f_{L2}/f)} \end{aligned}$$



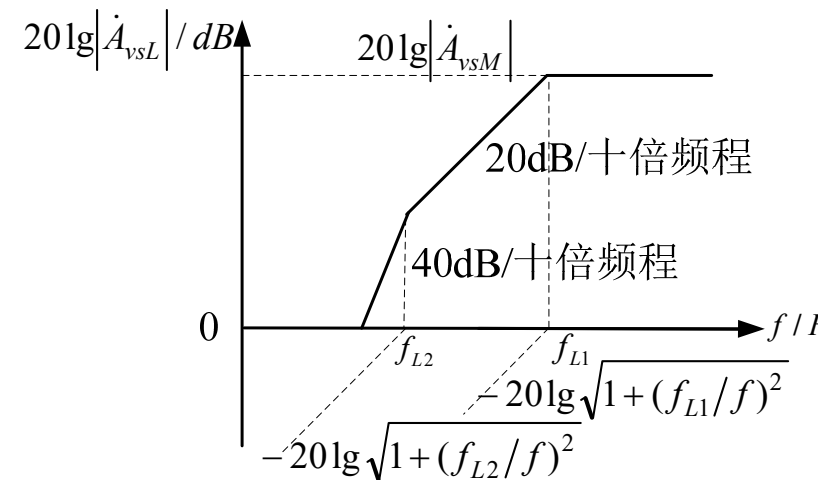
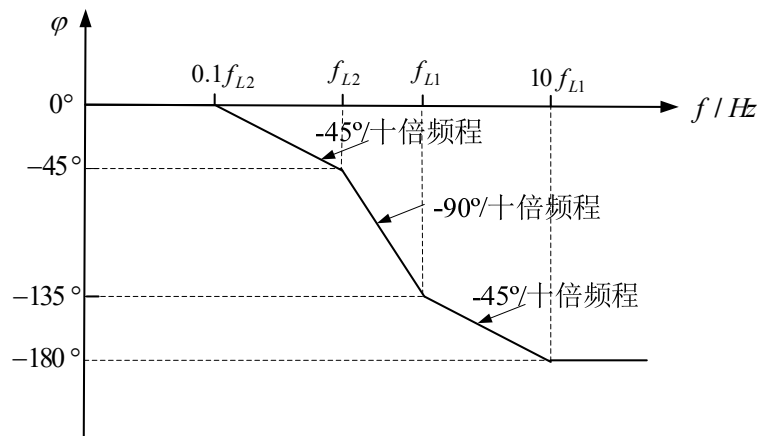


幅频响应:

$$20\lg|\dot{A}_{vsL}| = 20\lg|\dot{A}_{vsM}| - 20\lg\sqrt{1+(f_{L1}/f)^2} - 20\lg\sqrt{1+(f_{L2}/f)^2}$$

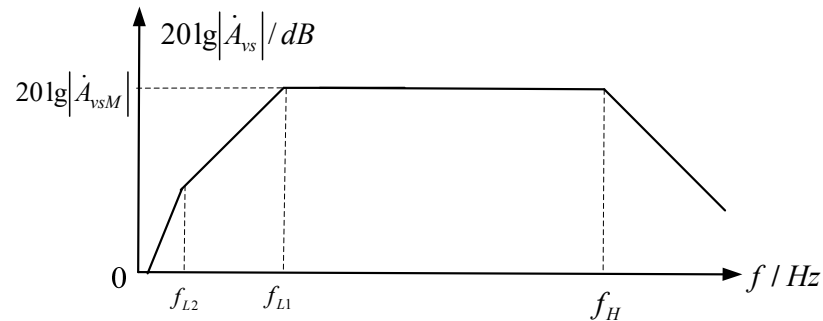
相频响应:

$$\varphi = -180^\circ + \arctan f_{L1}/f + \arctan f_{L2}/f$$



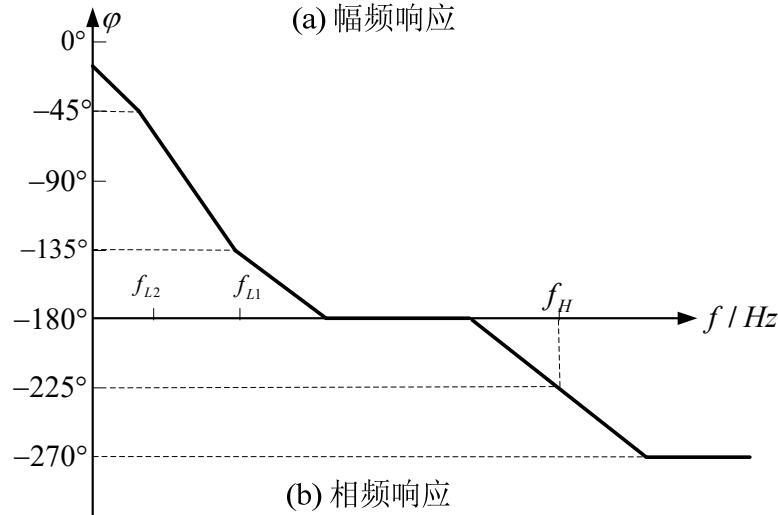
f_{L1} 、 f_{L2} 若相差4倍以上，则取较大者作为下限频率。

单级共射极放大电路的全频段频率响应



$$\dot{A}_{vs} = \dot{A}_{vsm} \cdot \frac{1}{(1 + j \frac{f}{f_H})(1 - j \frac{f_{L1}}{f})(1 - j \frac{f_{L2}}{f})}$$

带宽: **BW = $f_H - f_L$**



中频电压放大倍数与通频带的乘积是一
定值，设计时应折中考虑。

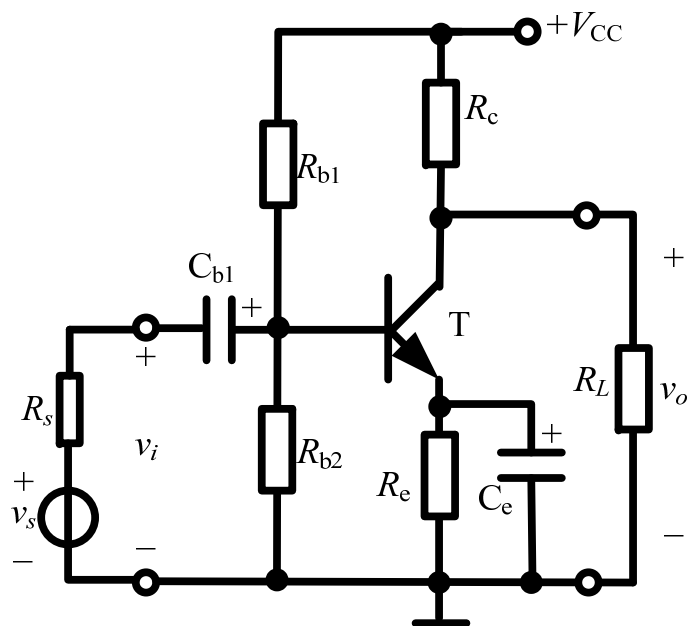
例5.4.2: 设共射放大电路在室温下运行, 其参数为: $R_s = 0.5k\Omega$, $R_c = 2k\Omega$

$R_L = 2k\Omega$, $R_{b1} = 64k\Omega$, $R_{b2} = 8k\Omega$, $R_e = 500\Omega$, $\beta = 100$, $f_T = 100MHz$, $C_{b'c} = 10pF$,

$C_{b1} = 1\mu F$, $C_e = 10\mu F$, $r_{bb'} = 100\Omega$, $V_{BE} = 0.7V$, $V_{cc} = 18V$ 试计算放大电路的

上限频率和下限频率。

解: 模型参数



$$I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e} = \frac{\frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} - V_{BEQ}}{R_e} = 2.6mA$$

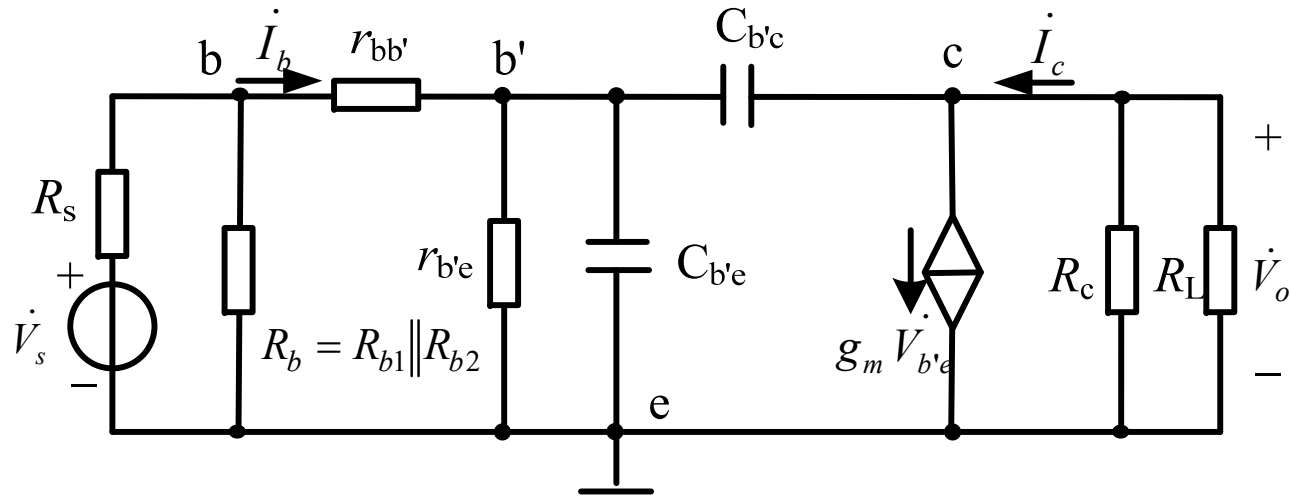
$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}} = (1 + 100) \frac{26}{2.6} = 1010\Omega$$

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = 100 + 1010 = 1110\Omega$$

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{V_T} = \frac{2.6}{26} = 100mS$$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{100 \times 10^{-3}}{2\pi \times 100 \times 10^6} = 159pF$$

上限频率

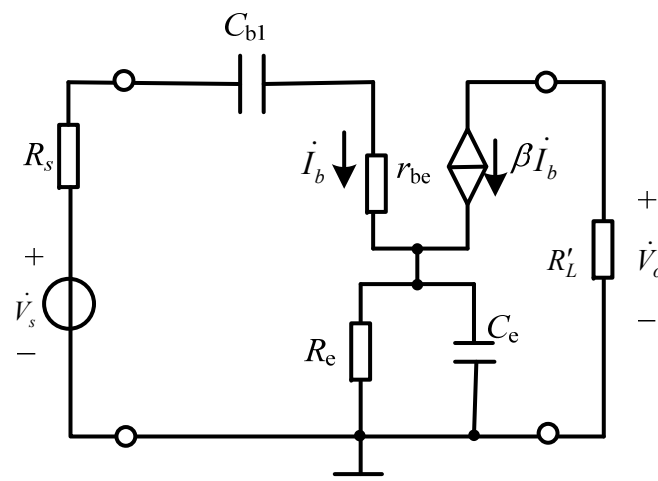
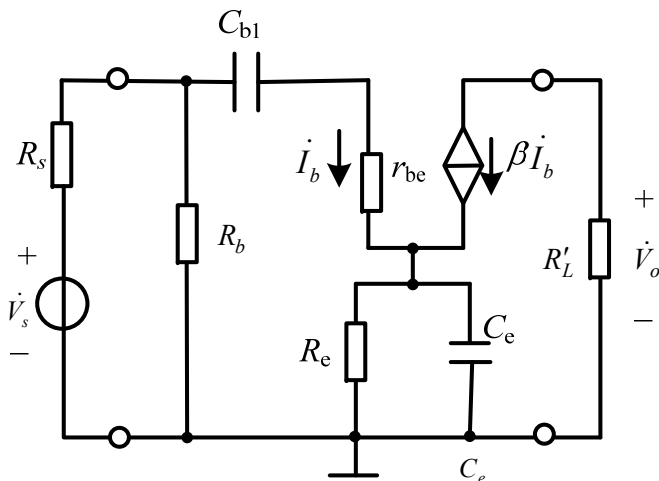


$$C = C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'c} = 159 + (1 + 100 \times 2 \parallel 2) \times 10 = 1169 \text{ pF}$$

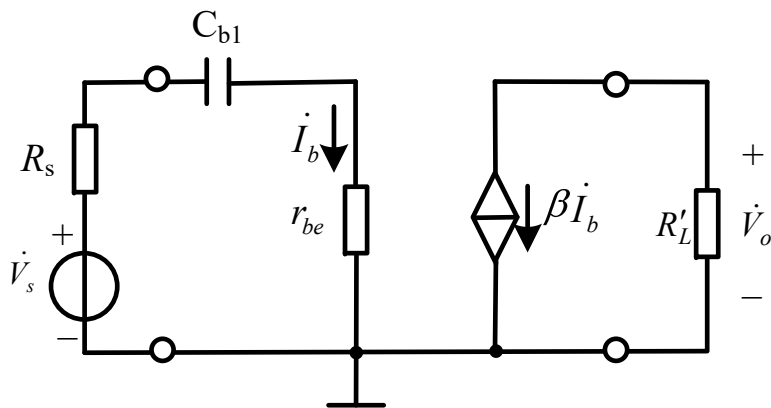
$$R = (R_s \parallel R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e} \approx (R_s + r_{bb'}) \parallel r_{b'e} = (500 + 100) \parallel 1010 \approx 376 \Omega$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 376 \times 1169 \times 10^{-12}} \approx 362 \text{ kHz}$$

下限频率



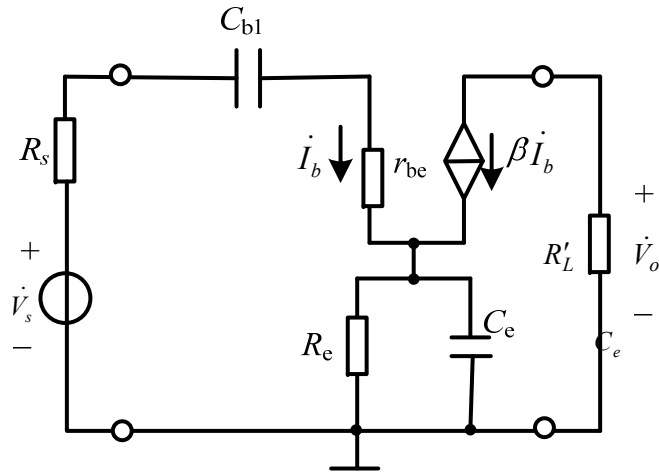
(1) 只考虑 C_{b1} ，将 C_e 视为短路。



$$R_1 = R_s + r_{be}$$

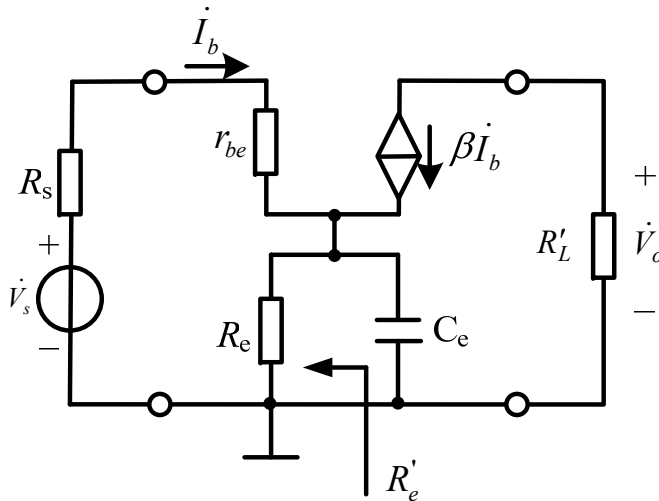
$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_{b1}} = \frac{1}{2\pi (500 + 1110) \times 10^{-6}} \approx 99 \text{ Hz}$$

(2) 只考虑 C_e ，将 C_{b1} 视为短路。



$$R'_e = R_e \parallel \frac{r_{be} + R_s}{1 + \beta} = 500 \parallel \frac{1110 + 500}{1 + 100} \approx 15\Omega$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi R'_e C_e} = \frac{1}{2\pi \times 15 \times 10 \times 10^{-6}} \approx 1062\text{Hz}$$



$$\because f_{L2} > 4f_{L1}$$

$$\therefore f_L = f_{L2} = 1027\text{Hz}$$



Multisim仿真5.4.1

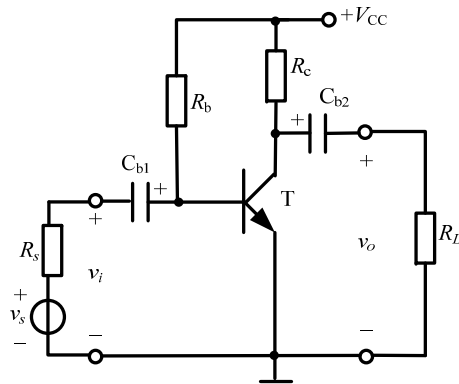
作业

Multisim仿真5.4.1、5.4.2

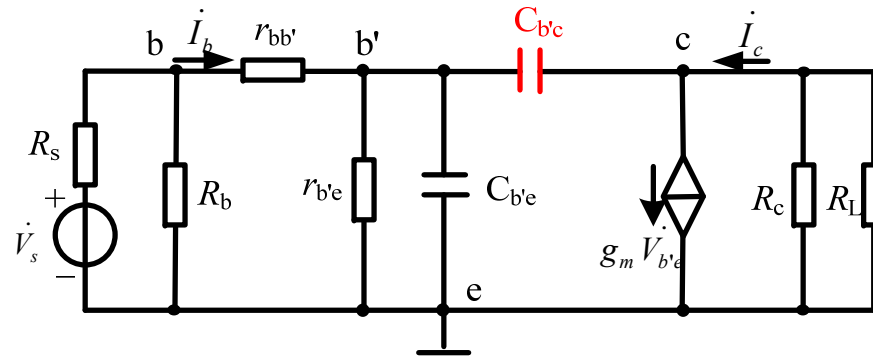
5.6

5.8

共射极放大电路的高频响应



(a) 原理图

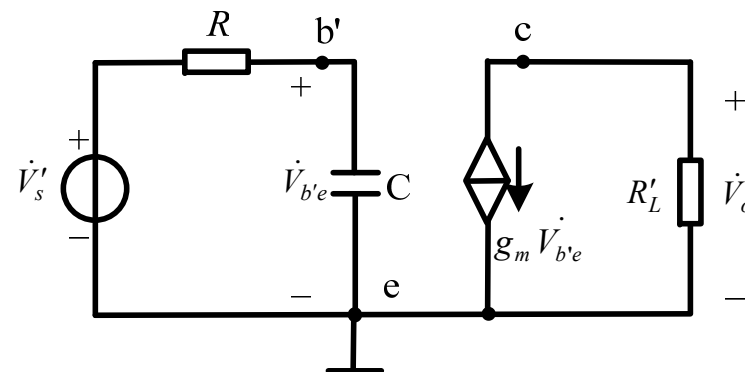
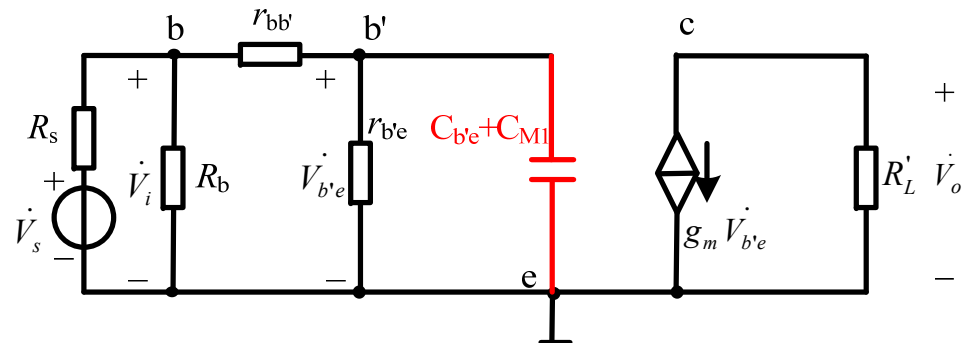


(b) 高频小信号等效电路

$$C = C_{b'e} + C_{M1} = C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'c}$$

$$R = (R_s \parallel R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}$$

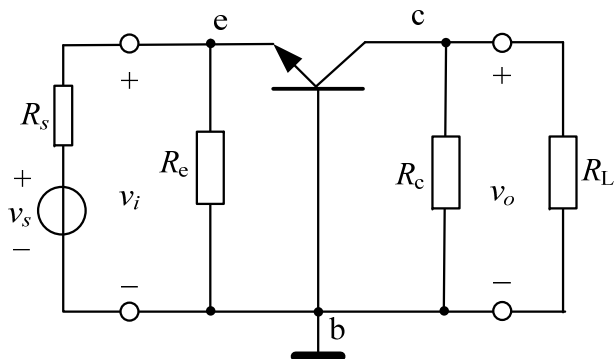
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$



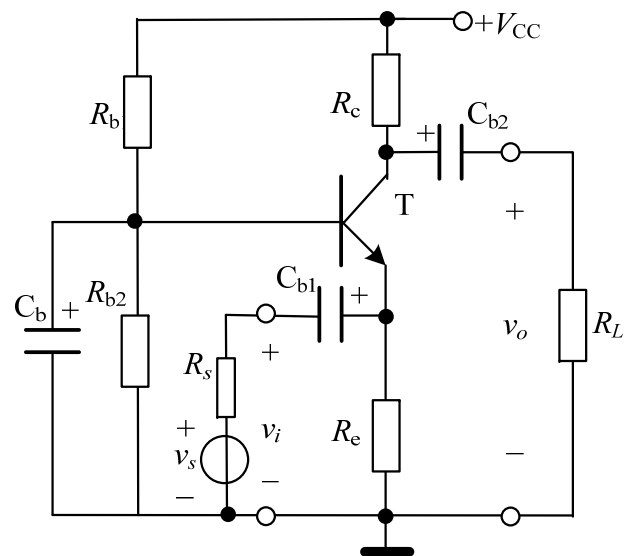
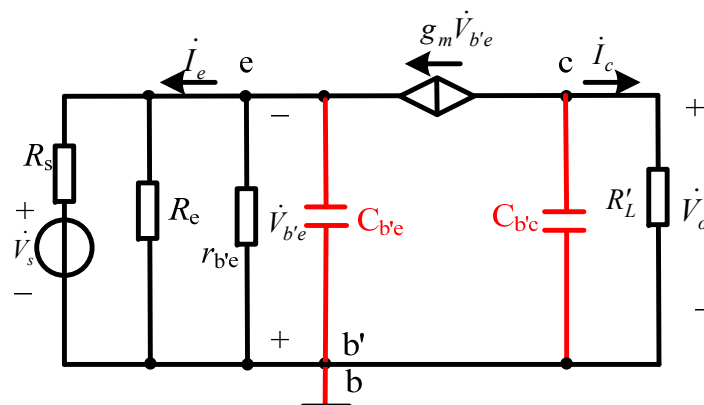
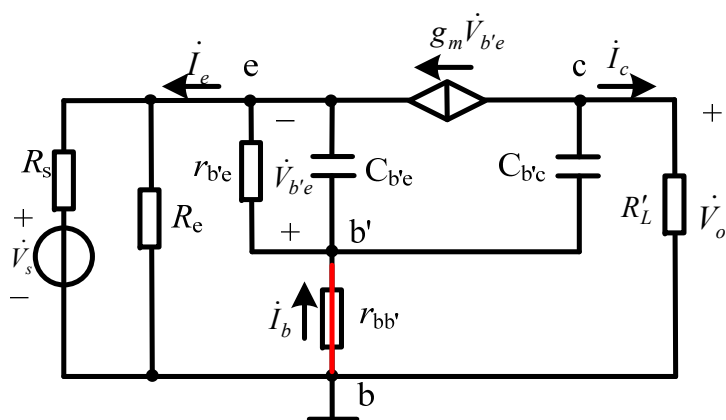
密勒效应是共射电路上限频率低的主要原因

5.5 共基极放大电路的高频响应

交流通路：



高频等效电路：



(a)原理图

$$R_1 = R_s // R_e // \frac{r_{b'e}}{1 + \beta}$$

$$R_2 = R'_L$$

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_{b'e}}$$

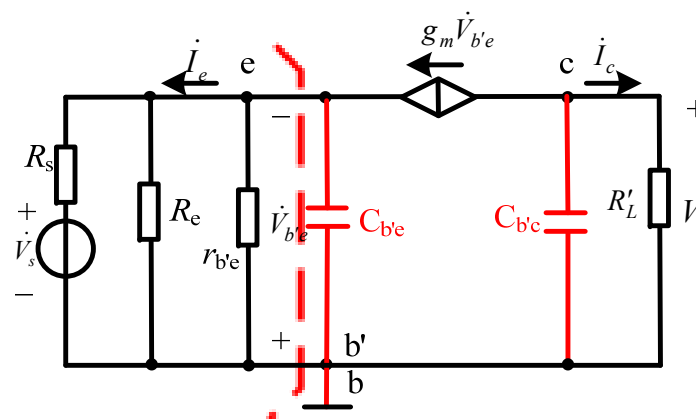
由于 $\frac{r_{b'e}}{1+\beta}$ 很小

$$f_{H1} \approx \frac{1 + \beta}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}} \approx \frac{\beta}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}} = \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} = f_T$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_{b'c}}$$

也很大

$$\dot{A}_{vsH} = \frac{\dot{A}_{vsM}}{\left(1 + j\frac{f}{f_{H1}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{H2}}\right)}$$



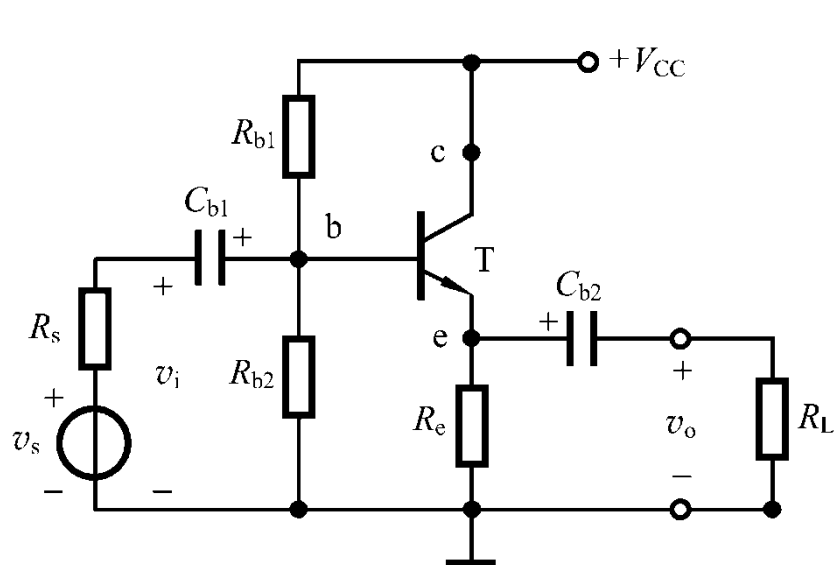
特征频率

由于电路中不存在密勒电容效应，上限频率高，共基电路的高频响应特性较好。

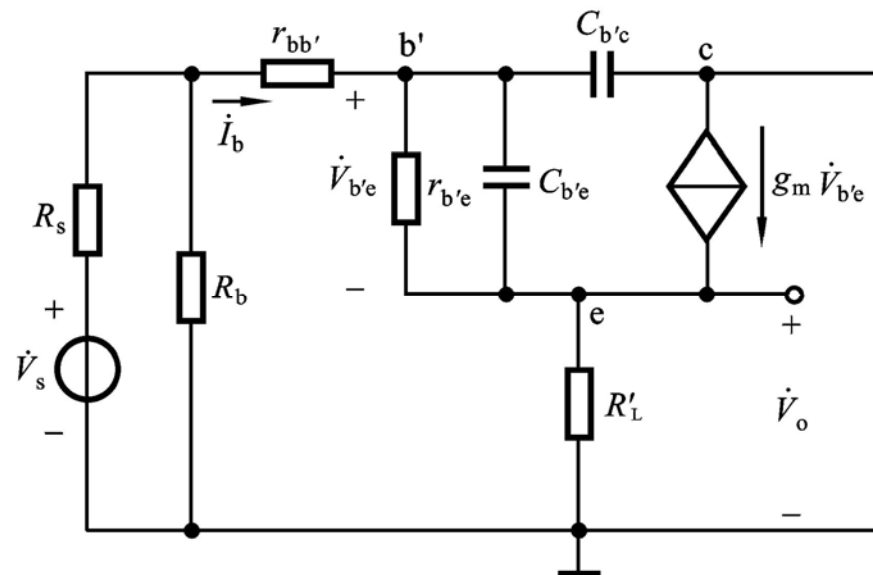
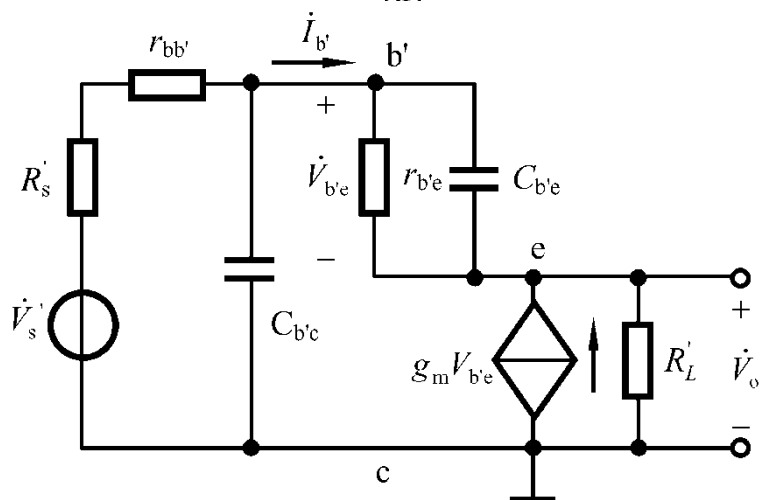


Multisim仿真5.4.2

2.共集电极放大电路的高频响应



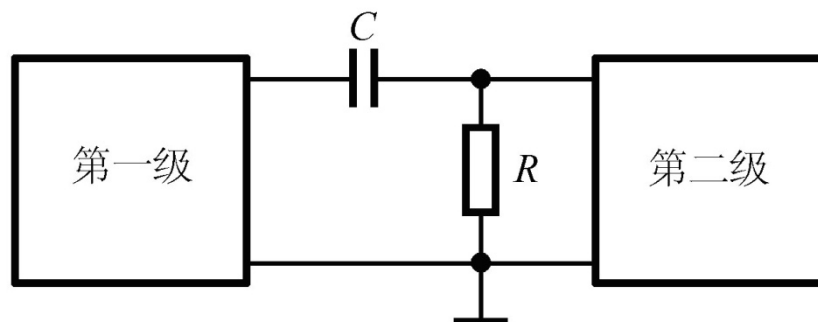
(a)



电压放大倍数近似为1，所以密勒效应很小，上限频率也很高，高频响应特性较好。

5.7 多级放大电路的频率响应

1. 多级放大电路的增益



$$\dot{A}_v(f) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \dot{A}_{v1}(f) \cdot \dot{A}_{v2}(f) \cdots \dot{A}_{vn}(f)$$

幅频特性:

$$20\lg|\dot{A}_v| = 20\lg \prod_{k=1}^n |\dot{A}_{vk}|$$
$$= \sum_{k=1}^n 20\lg|\dot{A}_{vk}|$$

相频特性:

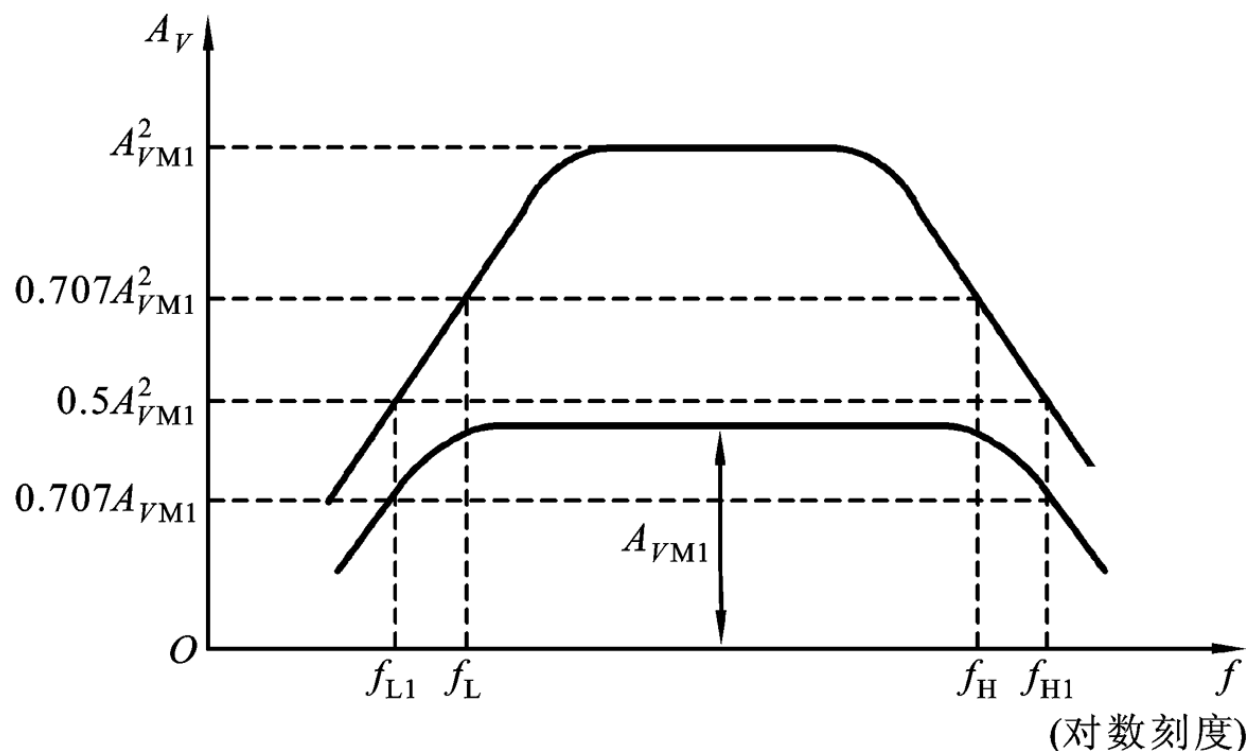
$$\varphi = \sum_{k=1}^n \varphi_k$$

以两级为例

当两级增益和频带均相同时，则单级的上下限频率处的增益为 $0.707 \dot{A}_{VM1}$ 。
此时两级的增益为 $(0.707 \dot{A}_{VM1})^2 \approx 0.5 \dot{A}_{VM1}^2$ 。即两级的带宽小于单级带宽。

多级放大电路
的通频带比它
的任何一级都
窄。

中频增益增加



带宽增益积基本为常数

总 结

- 1.分析放大电路高频和低频时的频率响应时，应弄清楚分别考虑哪些电容的作用
- 2.上限频率、下限频率和通频带的定义
- 3.共射、共基、共集电路高频响应的特点
- 4.多级放大电路频率响应的特点



6 功率放大电路

6.1 功率放大电路的一般问题

6.2 乙类双电源互补对称功率放大电路

6.3 甲乙类互补对称功率放大电路

6.4 场效应管功率放大电路



6.1 功率放大电路的一般问题

6.1.1 功率放大电路的特点

6.1.2 功率放大电路提高效率的主要途径



6.1.1 功率放大电路的特点

1. 要求输出功率尽可能大

功率放大电路是一种以输出较大功率为目的的放大电路。因此，要求同时输出较大的电压和电流。是**大信号**工作状态，管子工作在接近极限状态。

管子的散热、损坏和保护不容忽视。

大信号工作，应采用**图解法**分析。

2. 要求非线性失真小

由于处于大信号工作状态，易产生非线性失真。

3. 要求效率足够高

要考虑电路的功率转换效率，并使其尽可能的高。

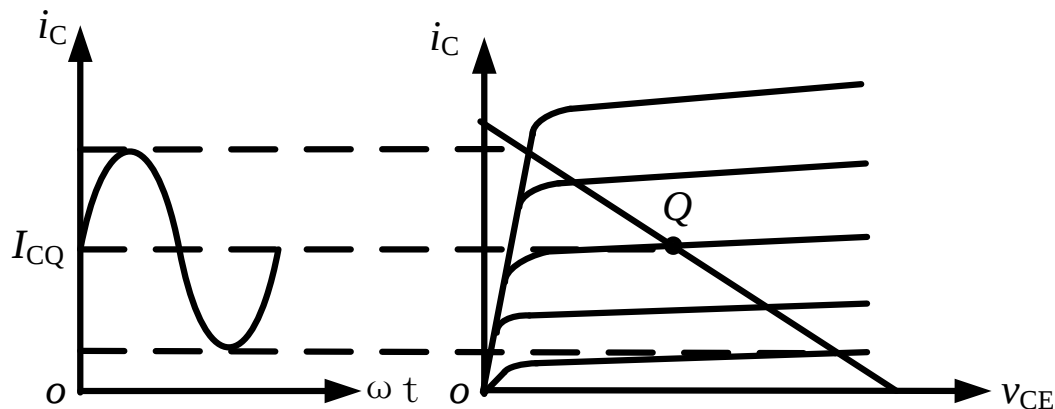
$$\eta = \frac{P_o}{P_V} \times 100\%$$



6.1.2 功率放大电路提高效率的主要途径

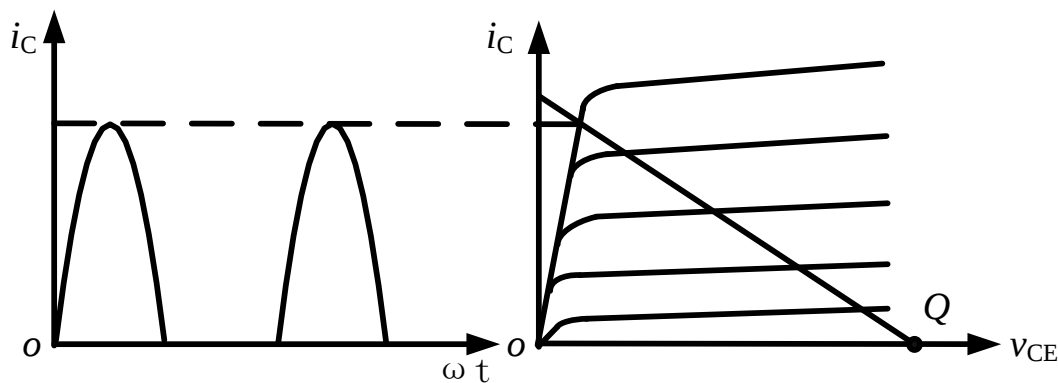
根据正弦信号整个周期内功放管的导通情况划分:

甲类: 一个周期内均导通, 360°



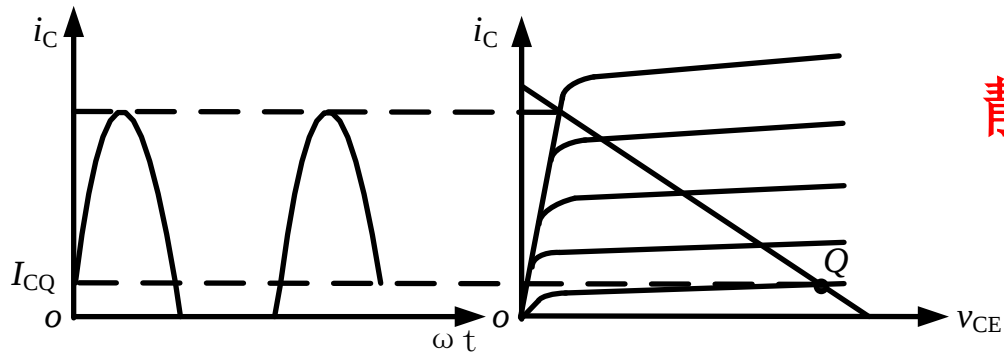
有静态功耗, $\eta \leq 50\%$

乙类: 半个周期导通, 导通角等于 180°



静态功耗为0, $\eta \leq 78.5\%$

甲乙类：导通角大于 180°



静态功耗和效率介于甲类和乙类之间

- 降低静态功耗，即减小静态电流。
- 同时减小非线性失真。



6.2 乙类双电源互补对称功率放大电路

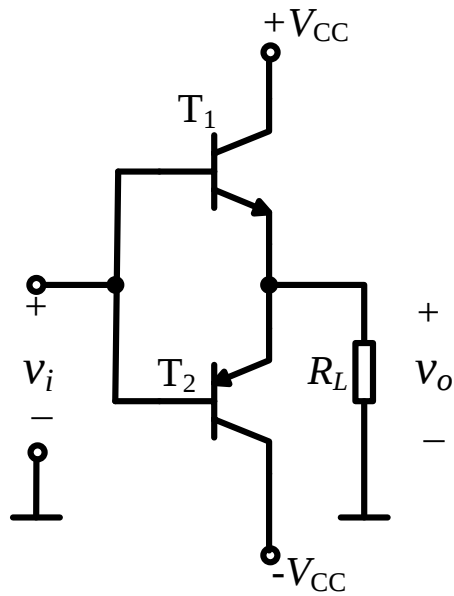
6.2.1 电路组成

6.2.2 电路分析

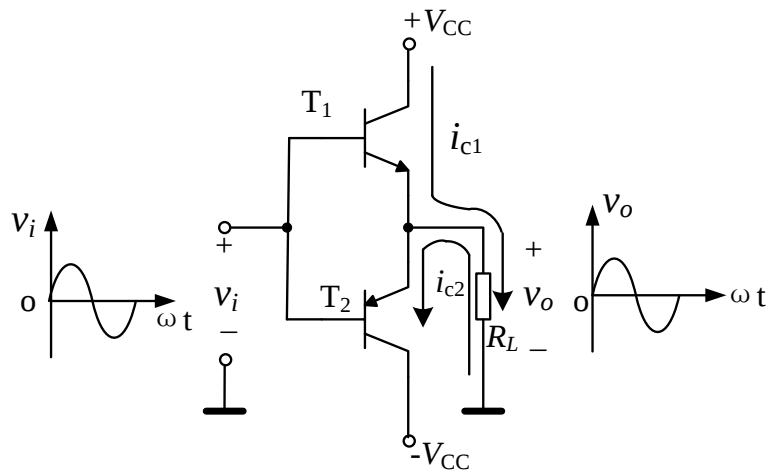
6.2.3 功率管的选择



6.2.1 电路组成



射极输出器——乙类互补对称功放电路



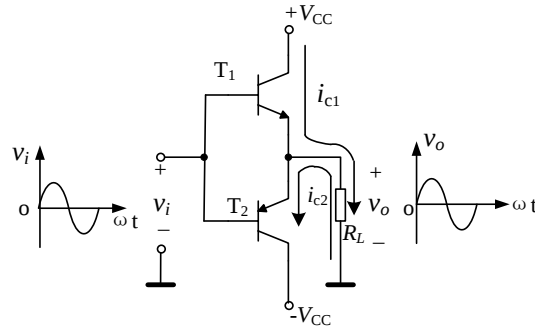
v_i 为正半周时， T_1 导通， T_2 截止，负载上得到正半周的波形；

v_i 为负半周时， T_1 截止， T_2 导通，负载上得到负半周的波形。

推挽式功率放大电路。

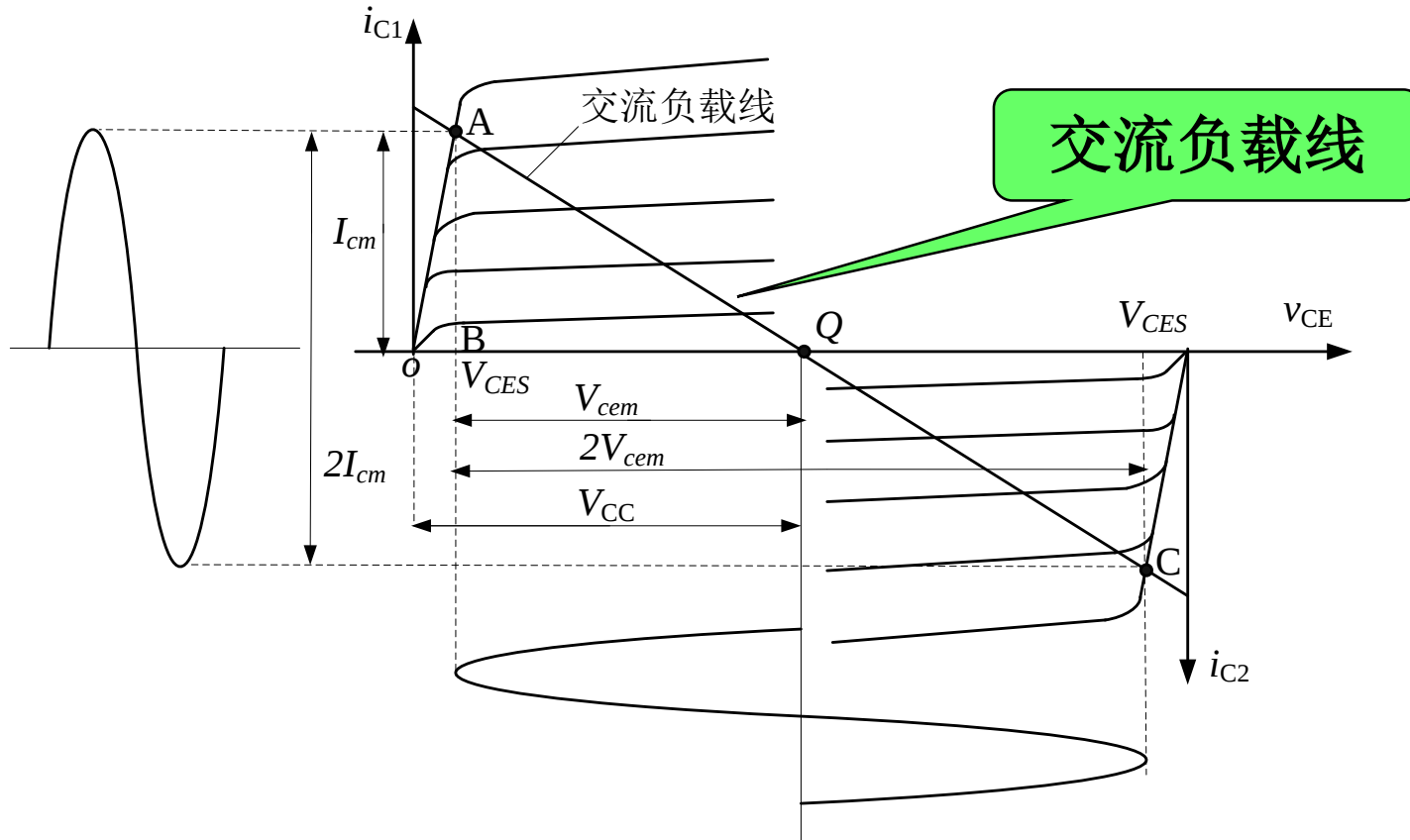
无输出电容的功率放大电路，简称OCL（Output Capacitorless）电路。

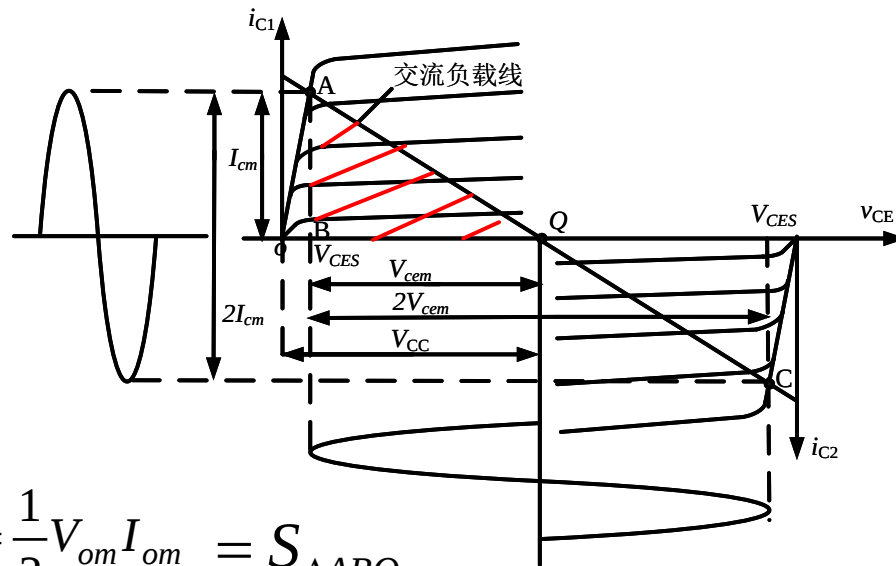
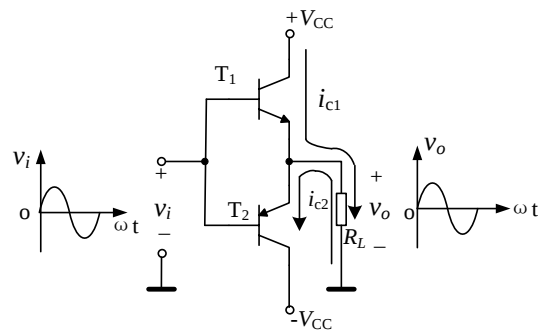
6.2.2 电路分析



$$V_{om} = V_{CC} - V_{CES} \approx V_{CC}$$

$$I_{om} \approx \frac{V_{CC}}{R_L}$$





1.输出功率:

$$P_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{om} I_{om} = S_{\triangle ABQ}$$

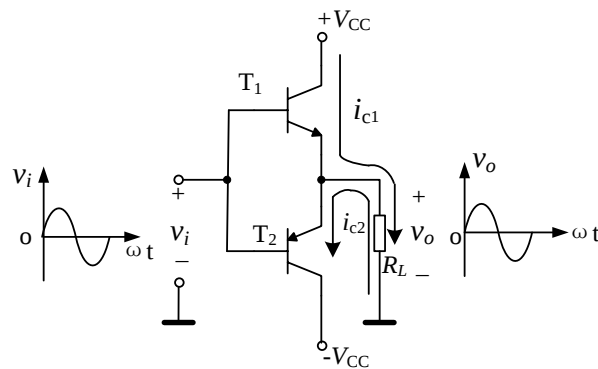
$$= \frac{1}{2} V_{om} \frac{V_{om}}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{V_{om}^2}{R_L}$$

$$P_{omax} = \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2}{2R_L}$$

忽略 V_{CES} 时:

$$P_{omax} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

2. 电源供给的功率 P_V



$$i_C = I_{cm} \sin \omega t = I_{om} \sin \omega t$$

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

$$= \frac{2V_{CC} I_{om}}{\pi}$$

即：

$$P_V = \frac{2V_{CC} V_{om}}{\pi R_L}$$

当 $V_{om} \approx V_{CC}$ 时，

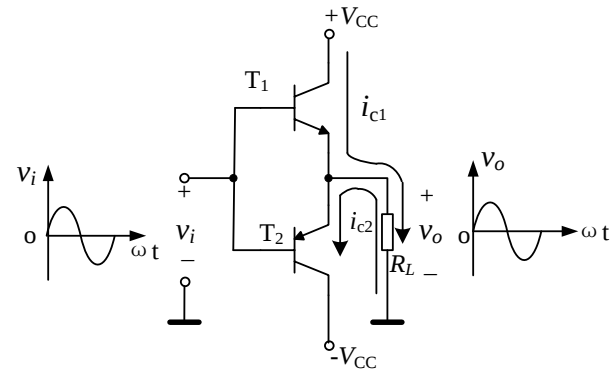
$$P_{V_{max}} = \frac{2V_{CC} V_{om(max)}}{\pi R_L} \approx \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L}$$

3. 效率 η

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} = \frac{\frac{V_{om}^2}{2R_L}}{\frac{2}{\pi} \frac{V_{CC} V_{om}}{R_L}}$$

$$= \frac{\pi V_{om}}{4 V_{CC}}$$

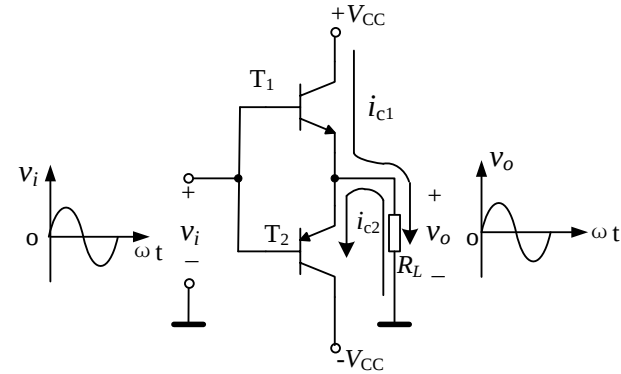
当 $V_{om} \approx V_{CC}$ 时, $\eta = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$



4. 管耗 P_T

$$P_T = 2P_{T1} = P_V - P_o$$

$$= \frac{2V_{CC}V_{om}}{\pi R_L} - \frac{V_{om}^2}{2R_L}$$



即：

$$P_{T1} = P_{T2} = \frac{P_T}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{2V_{CC}V_{om}}{\pi R_L} - \frac{V_{om}^2}{2R_L} \right)$$

5. 最大管耗和最大输出功率的关系

因为 $P_{T1} = P_{T2} = \frac{P_T}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{2V_{CC} V_{om}}{\pi R_L} - \frac{V_{om}^2}{2R_L} \right)$

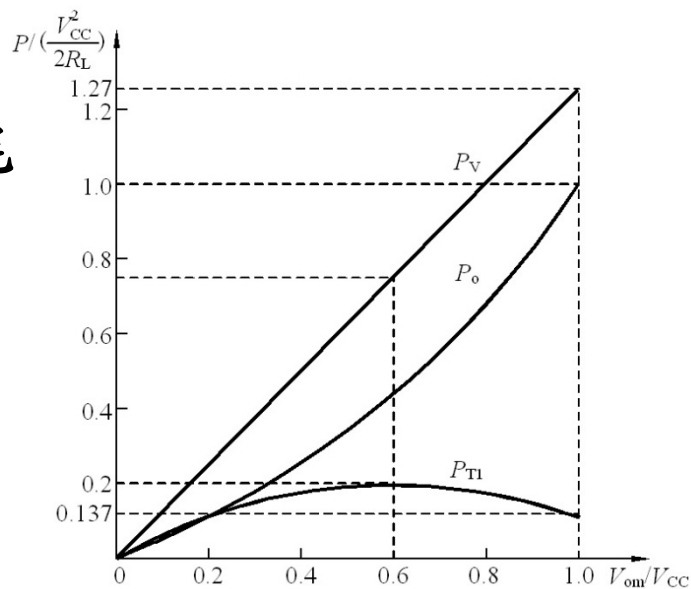
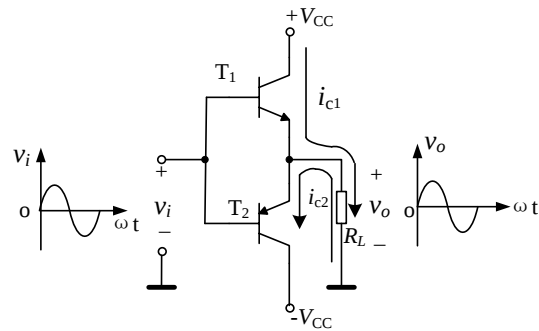
$$= \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right)$$

利用求导的方法求极值: $\frac{dp_{T1}}{dV_{om}} = 0$

当 $V_{om} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \approx 0.6 V_{CC}$ 时, 具有最大管耗

$$P_{T1m} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \approx 0.2 P_{om}$$

选管依据之一





6.2.3 功放管的选择

对于OCL电路，为保证功放管在电路里能正常工作，应满足如下条件：

1. 最大集电极电流： $I_{CM} > V_{CC} / R_L$
2. 集电极-发射极反向击穿电压： $|V_{(BR)CEO}| > 2V_{CC}$
3. 集电极最大耗散功率 $P_{CM} > 0.2 P_{om}$



例6.2.1

在前述的乙类双电源互补对称功放电路中，已知输入信号为正弦波，三极管的饱和压降忽略不计， $V_{CC} = 12V$ ， $R_L = 12\Omega$ ，忽略三极管饱和压降，求：

- (1) 最大输出功率 P_{omax} 的值；
- (2) 电源提供的最大功率 P_{Vmax} ；
- (3) 为保证三极管正常工作，极限参数的最小值；
- (4) 放大电路在 $\eta = 0.6$ 时的输出功率。

解

$$(1) \quad P_{omax} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = 6W$$

$$(2) \quad P_{Vmax} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} = \frac{2}{\pi} \times \frac{(12)^2}{12} \approx 7.64W$$

$$(3) \quad P_{CM} > 0.2P_{omax} = 1.2W \quad V_{(BR)CEO} \geq 2V_{CC} = 24V \quad I_{CM} \geq \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{12}{12} = 1A$$

$$(4) \quad \eta = \pi V_{om} / 4V_{CC} \quad V_{om} = \eta \cdot \frac{4V_{CC}}{\pi} = \frac{0.6 \times 4 \times 12}{\pi} \approx 9.17V$$

$$P_o = \frac{(V_{om})^2}{2R_L} = \frac{(9.17)^2}{2 \times 12} \approx 3.5W$$

Multisim仿真例题6.2.1



6.3 甲乙类互补对称功率放大电路

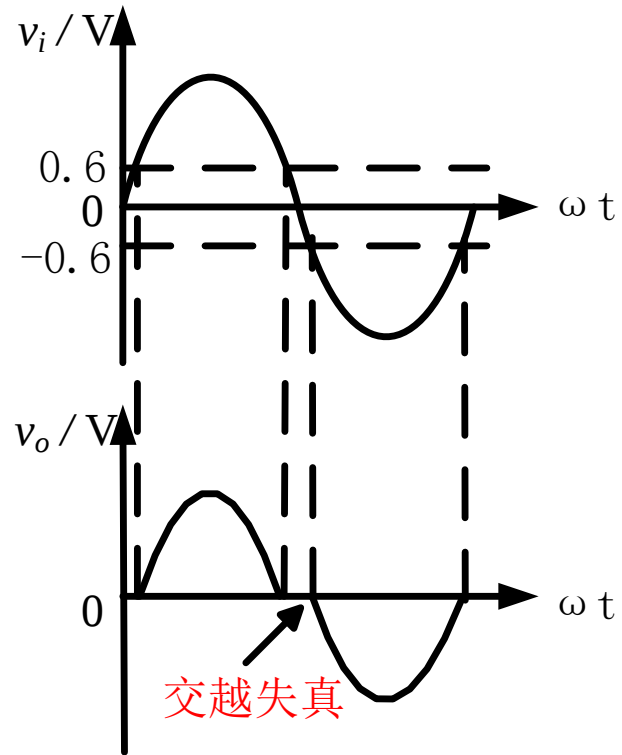
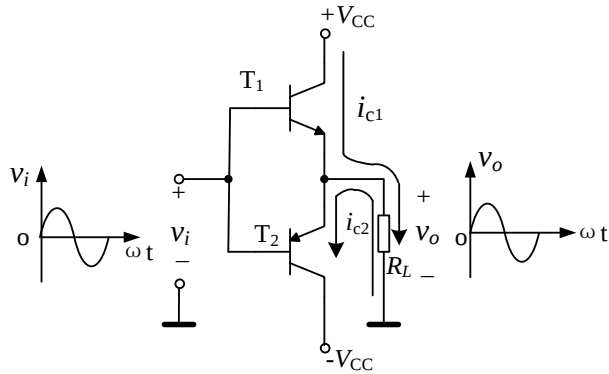
6.3.1 乙类功率放大电路的交越失真问题

6.3.2 甲乙类双电源互补对称电路

6.3.3 甲乙类单电源互补对称电路

6.3.1 乙类功率放大电路的交越失真问题

乙类互补对称电路存在的问题:当输入信号很小时,达不到BJT的开启电压,在正、负半周交替过零处会出现一种非线性失真,这个失真称为**交越失真**。



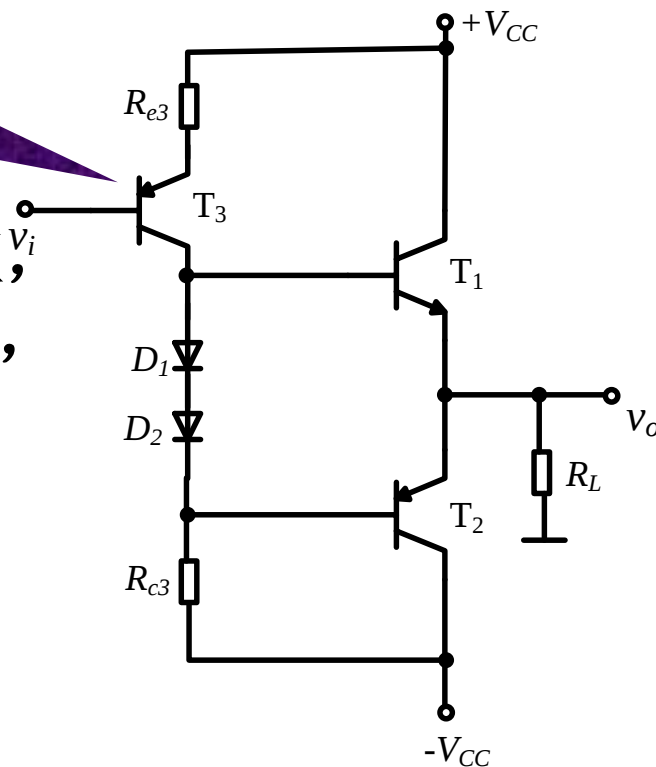


6.3.2 甲乙类双电源互补对称电路

1. 静态偏置

D_1 、 D_2 产生的压降给 T_1 、 T_2 提供偏置电压，使两个功放管处于微导通状态，由于对称， $I_{C1Q}=I_{C2Q}$ ，负载上无静态电流，静态时输出电压为零。

设 T_3 已有合适的静态工作点



2. 动态工作情况

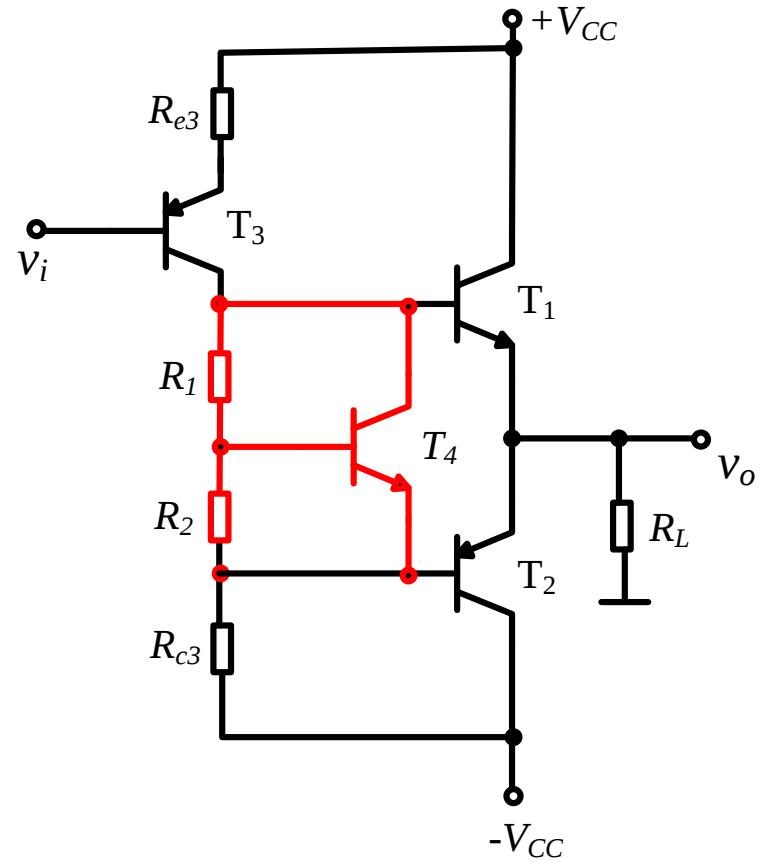
由于电路工作在甲乙类，即使 v_i 很小，功放管也会随之导通，基本上可以线性地进行放大，克服交越失真。

V_{BE} 扩大电路

$$V_{CE4} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{BE4}$$

V_{BE4} 可认为是定值

调节 R_1 、 R_2 时，可调节 V_{CE4} 值。



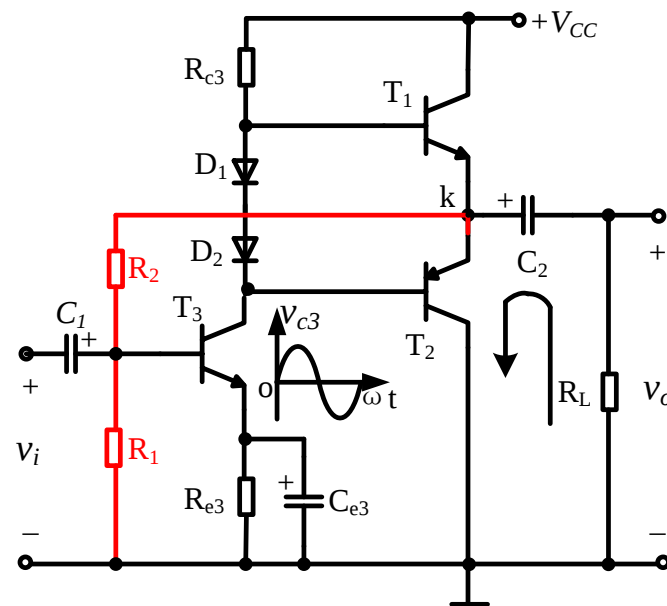


6.3.3 甲乙类单电源互补对称电路

关键：管子要有合适的静态工作点。

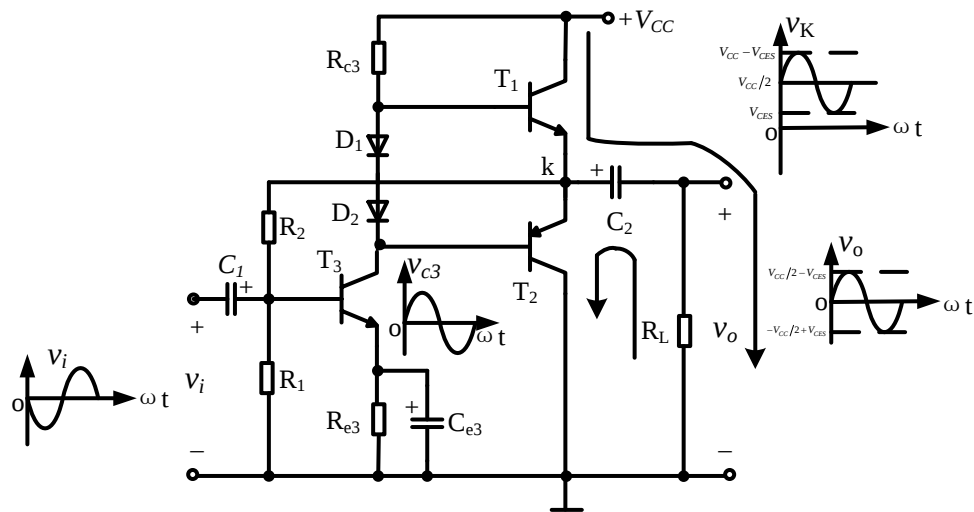
静态时，偏置电路使

$V_K = V_C \approx V_{CC}/2$ （电容C充电达到稳态）。



单电源甲乙类互补对称功放电路又称为**OTL**（Output TransformerLess）**电路**。

当有信号 v_i 时
负半周 T_1 导通，有电流通
过负载 R_L ，同时向 C 充电



正半周 T_2 导通，则已充电的电
容 C 通过负载 R_L 放电。

只要满足 $R_L C \gg T_{\text{信}}$ ，电容 C 就可充当原来的 $-V_{CC}$ ，保证
 T_2 的正确偏置。

计算 P_o 、 P_T 、 P_V 和 P_{Tm} 的公式
必须加以修正，以 $V_{CC}/2$ 代替原
来公式中的 V_{CC} 。

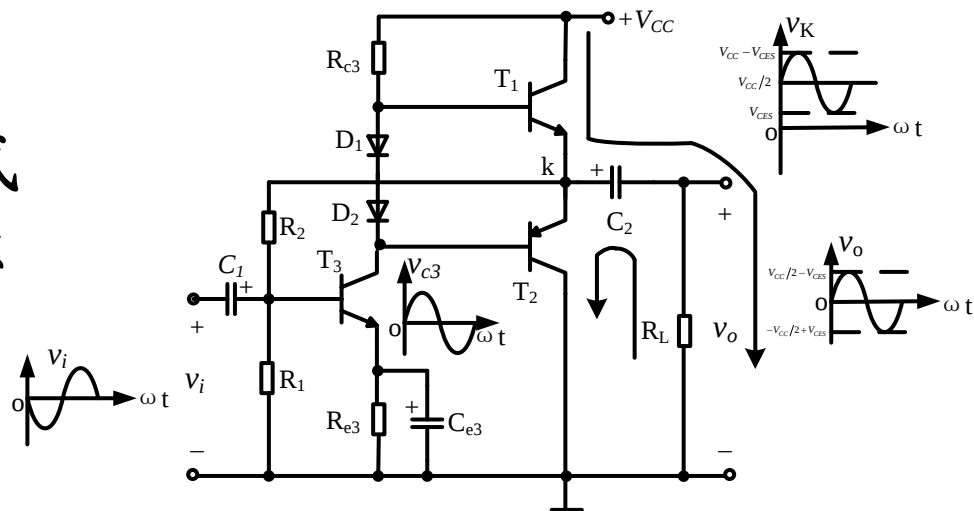
计算 P_o 、 P_T 、 P_V 和 P_{Tm} 的公式
必须加以修正，以 $V_{CC}/2$ 代替原
来公式中的 V_{CC} 。

$$P_{omax} = \frac{1}{2} \frac{(\frac{V_{CC}}{2} - V_{CES})^2}{R_L}$$

$$P_{omax} = \frac{1}{2} \frac{(\frac{1}{2} V_{CC})^2}{R_L} = \frac{1}{8} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

$$P_V = \frac{2 \cdot \frac{1}{2} V_{CC} V_{om}}{\pi R_L} = \frac{V_{CC} V_{om}}{\pi R_L}$$

$$P_T = \frac{2 \cdot \frac{1}{2} V_{CC} V_{om}}{\pi R_L} - \frac{V_{om}^2}{2 R_L} = \frac{V_{CC} V_{om}}{\pi R_L} - \frac{V_{om}^2}{2 R_L}$$

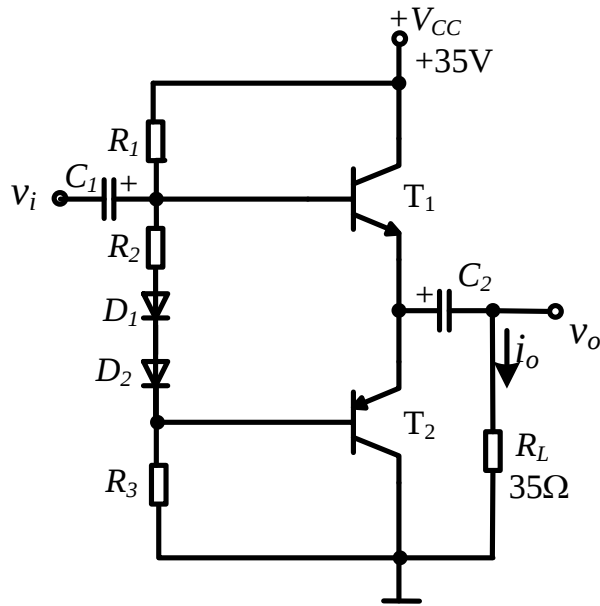




例6.3.1

OTL电路如图所示，已知流过电阻的电流 $i_o = 0.45 \cos \omega t$ (A)，

- (1) 负载上所能得到的功率；
- (2) 电源提供的平均功率。

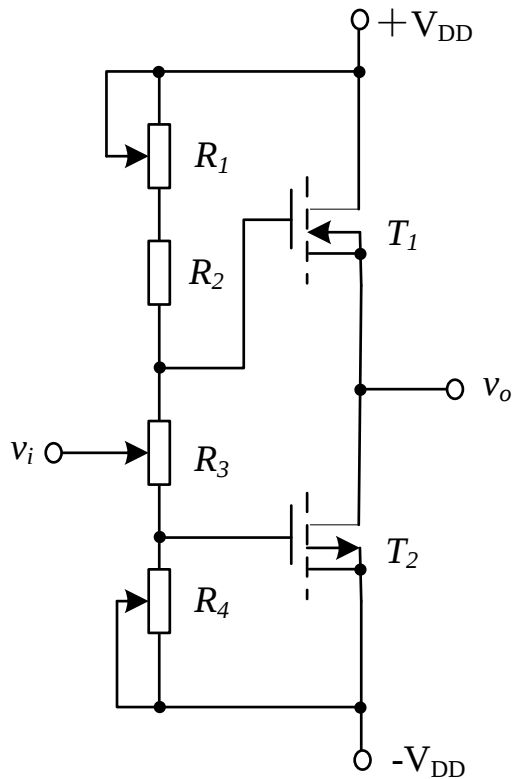


$$P_o = \left(\frac{I_{om}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_L = \left(\frac{0.45}{\sqrt{2}} \right)^2 \times 35 = 3.54W$$

$$P_V = \frac{V_{CC} V_{om}}{\pi R_L} = \frac{V_{CC}}{\pi} I_{om} = \frac{35 \times 0.45}{\pi} \approx 5W$$



6.4 场效应管功率放大电路



$R_1 \sim R_4$ 为偏置电阻，
用于调节电路的静态
工作点并消除交越失
真

场效应管构成的甲乙类功率放大电路

作业

6. 2

6. 4

6. 5

6. 6

6. 7

第三篇 集成电路基础

7 模拟集成电路

8 负反馈放大电路

9 信号的运算和处理

10 信号产生电路

11 直流电源

7 模拟集成电路

7.1 模拟集成电路的直流偏置技术

7.2 差分放大电路

7.3 集成运算放大器

*7.4 集成功率放大器

*7.5 模拟乘法器

集成电路(Integrated Circuits)的特点:

1. **功耗较低**，即静态偏置电流都较小。
2. 电阻由半导体材料的体电阻构成，几十欧姆到**20K**欧姆之间，精度较差，**大电阻或小电阻都不易制造**。
3. **电流源**给放大电路提供偏置电流，同时作为放大电路的有源负载，提高放大电路的放大倍数。
4. 电容是**PN**结的结电容，容量小，误差大，电感更不能制造，所以集成电路中多采用**直接耦合**，必不可少的电容、电感用引脚引出外接。
5. 二极管用晶体管构成。
6. 容易制成特性完全相同的**对管**，特别适合制作对称性要求高的电路，如差动电路、镜像电流源等。

7.1 模拟集成电路的直流偏置技术

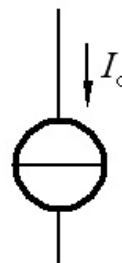
7.1.1 各种电流源

7.1.2 以电流源为有源负载的放大电路

7.1.1 各种电流源

集成电路对电流源的要求：

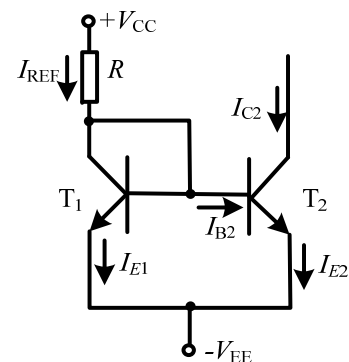
1. 直流恒流——为放大电路提供直流偏置
2. 交流大电阻——提高放大电路的放大倍数



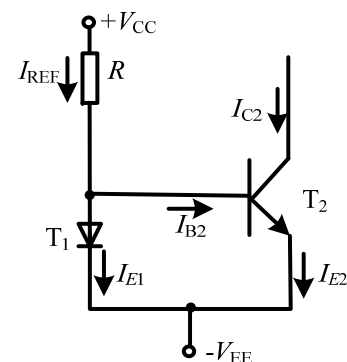
代表符号

1. 镜像电流源

T_1 、 T_2 的特性相同， T_2 工作在放大状态， T_1 等效为一个二极管



(a) 镜像电流源



(b) 等效电路

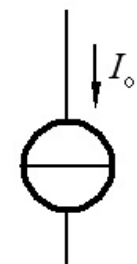
$$V_{BE2} = V_{BE1}, \quad I_{E2} = I_{E1},$$

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - (-V_{EE})}{R}$$

$$I_{REF} = I_{E1} + I_{B2} = I_{E2} + I_{B2} = (I_{C2} + I_{B2}) + I_{B2} = I_{C2} + 2I_{B2}$$

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

$$\beta \gg 2 \text{ 时 } I_{C2} \approx I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE1}}{R}$$



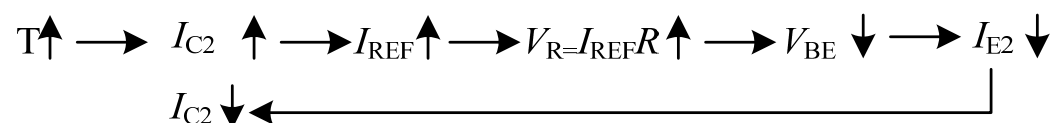
代表符号

直流恒流！

动态电阻: $r_o = r_{ce2}$ 交流大电阻!

电路特点:

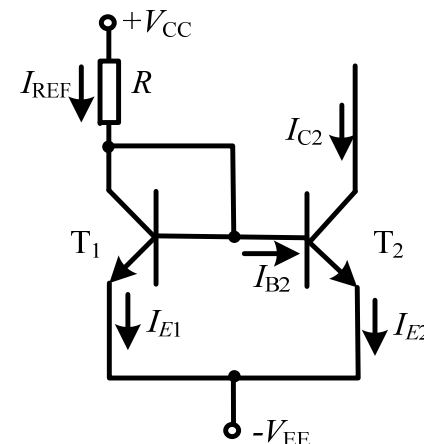
1. 有一定的温度补偿作用



2. 对电源稳定性的要求比较高

3. 适用于电流较大（毫安级）的场合

4. 当 β 不够大时，误差会加大



(a) 镜像电流源

4. 改进的镜像电流源

$T_1 \sim T_3$ 的特性完全相同。

由于 $V_{BE1} = V_{BE2}$ ，所以， $I_{B1} = I_{B2} = I_B$

即： $I_{C2} = I_{C1} = \beta I_B$

又： $I_{C1} = I_{REF} - I_{B3}$

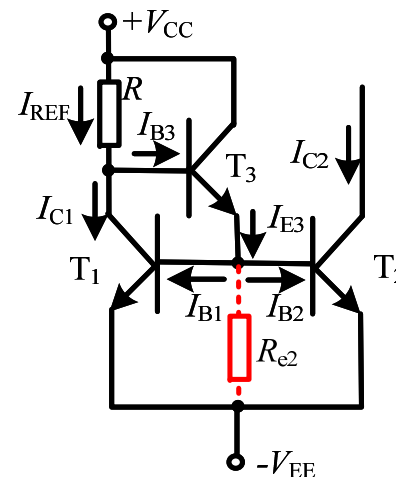
$$I_{B3} = \frac{I_{E3}}{1 + \beta} = \frac{2I_B}{1 + \beta}$$

所以： $I_{C2} = I_{C1} = I_{REF} - \frac{2I_B}{1 + \beta} = I_{REF} - \frac{2I_{C2}}{(1 + \beta)\beta}$

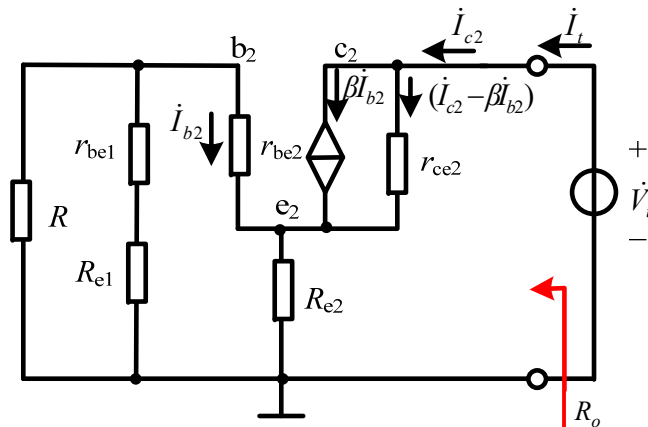
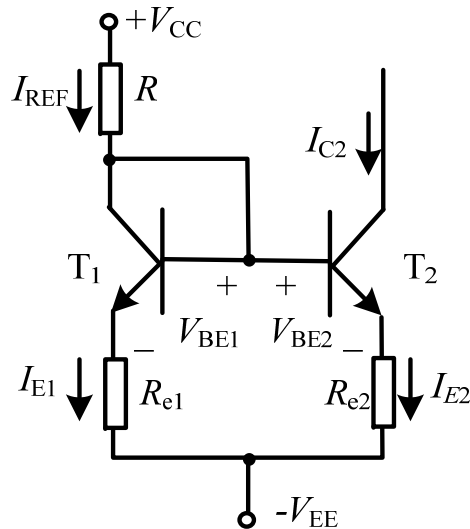
$$I_{C2} = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{(1 + \beta)\beta}} \approx I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE3} - V_{BE1}}{R}$$

即使 β 很小， I_{C2} 与 I_{REF} 也有很好的镜像关系。

R_{e2} 用来增加 T_3 的工作电流



2. 比例电流源



$$V_{BE1} \approx V_{BE2}$$

$$I_{C2} \approx \frac{R_{e1}}{R_{e2}} I_{REF}$$

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE1}}{R + R_{e1}} \approx \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R + R_{e1}}$$

电路特点：

1. 可改变电阻满足不同偏置电流需要。

2. I_{C2} 具有更好的温度稳定性(**Re**)。

3. 动态电阻更大：

$$R_o = r_{ce2} \left(1 + \frac{\beta R_{e2}}{R \parallel (r_{be1} + R_{e1}) + r_{be2} + R_{e2}} \right)$$

3. 微电流源

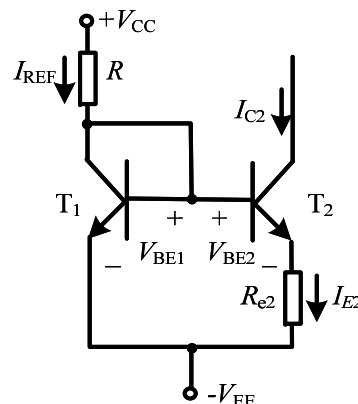
$$I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_{e2}} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_{e2}}$$

ΔV_{BE} 很小，仅几十毫伏，得微安级电流。

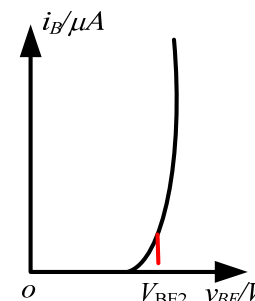
$$r_o \approx r_{ce2} \left(1 + \frac{\beta R_{e2}}{r_{be2} + R_{e2}} \right)$$

电路特点：

1. 可满足微安级偏置电流的需求。
2. I_{C2} 的温度稳定性好。
3. T_2 工作于输入特性的弯曲部分，电源电压的变化时 I_{C2} 的变化远小于 I_{REF} 的变化，输出电流的恒流性好。



(a) 微电流源

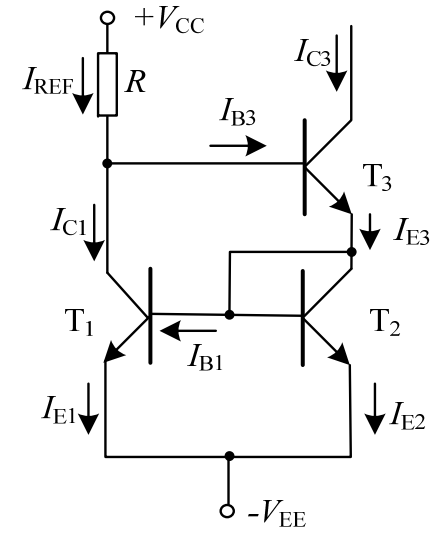


(b) T_2 管输入输出特性

威尔逊电流源

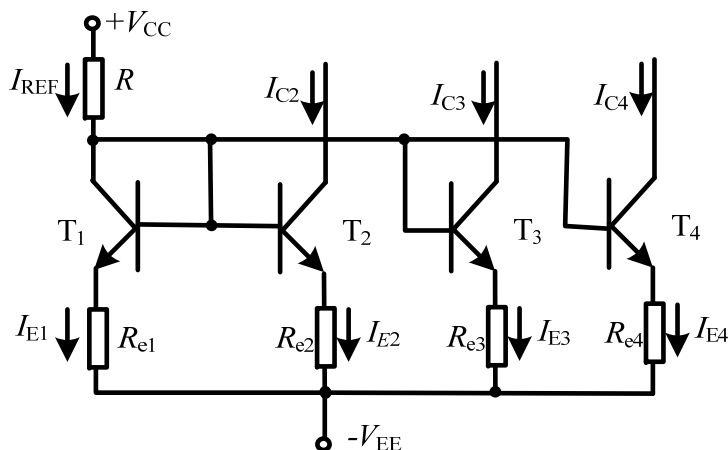
$$I_{C3} = \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right) I_{REF} \approx I_{REF}$$

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE3} - V_{BE1}}{R}$$



5. 多路电流源

通过一个基准电流源带动多个输出电流，即一个基准电流 I_{REF} 获得多个恒定电流。



$$V_{BE1} + I_{E1}R_{e1} = V_{BE2} + I_{E2}R_{e2} = V_{BE3} + I_{E3}R_{e3} = V_{BE4} + I_{E4}R_{e4}$$

即： $I_{E1}R_{e1} \approx I_{E2}R_{e2} \approx I_{E3}R_{e3} \approx I_{E4}R_{e4}$

又： $I_{E1} = I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE1}}{R + R_{e1}}$

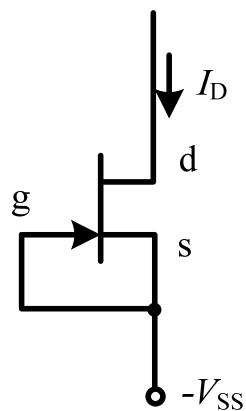
所以： $I_{C2} \approx \frac{R_{e1}}{R_{e2}} I_{REF}$

$$I_{C3} \approx \frac{R_{e1}}{R_{e3}} I_{REF}$$

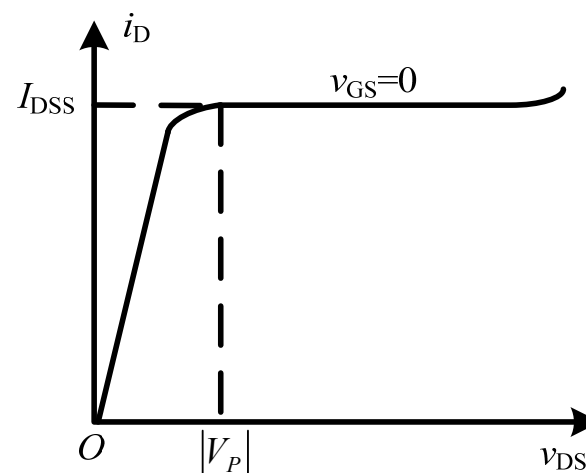
$$I_{C4} \approx \frac{R_{e1}}{R_{e4}} I_{REF}$$

6. 场效应管电流源

(1) JFET电流源



(a) JFET电流源



(b) 输出特性

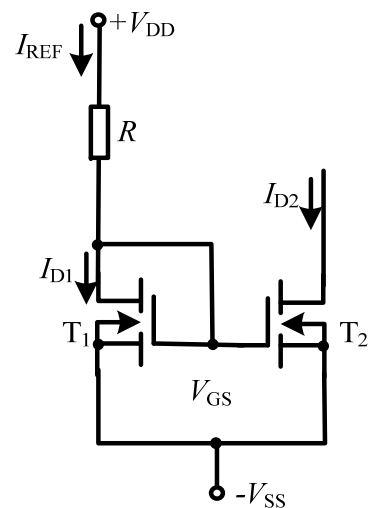
直流恒流
交流大电阻

(2) MOSFET 镜像电流源

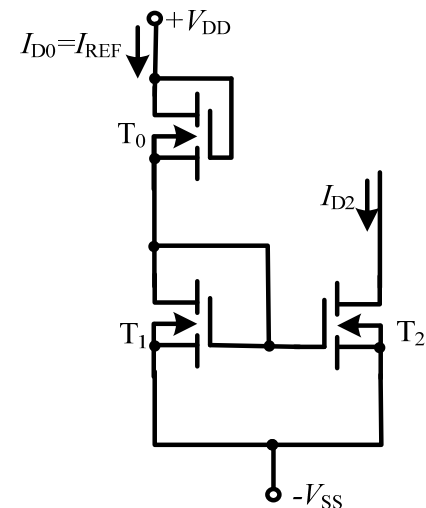
$$I_{D2} = I_{D1}$$

$$I_{D2} = I_{REF} = \frac{V_{DD} + V_{SS} - V_{GS}}{R}$$

$$I_{D2} = \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} I_{REF}$$



(a) 原理电路



(b) 常用电路

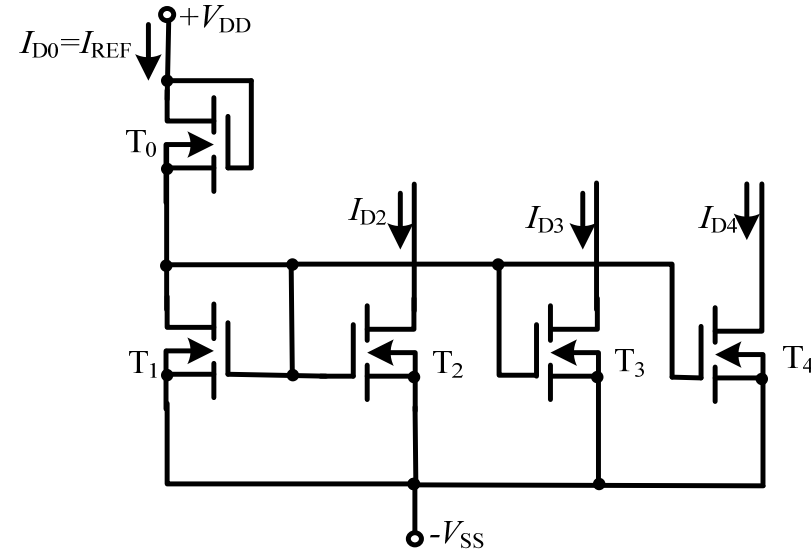
常用的镜像电流源

(3) MOSFET多路电流源

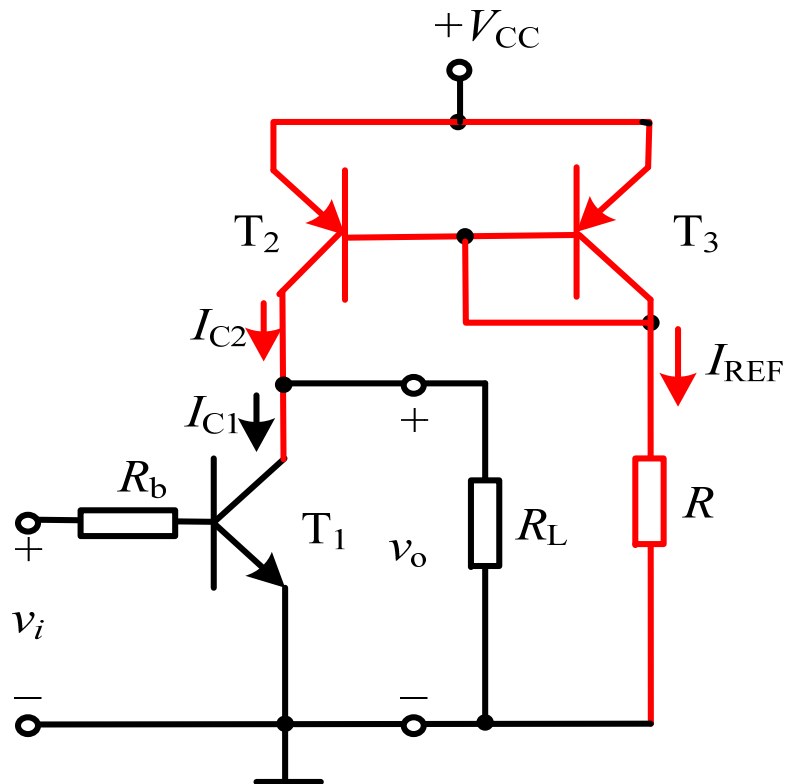
$$I_{D2} = \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} I_{REF}$$

$$I_{D3} = \frac{W_3/L_3}{W_1/L_1} I_{REF}$$

$$I_{D4} = \frac{W_4/L_4}{W_1/L_1} I_{REF}$$



7.1.2 以电流源为有源负载的放大电路



T_2 、 T_3 组成恒流源，作为 T_1 的有源负载

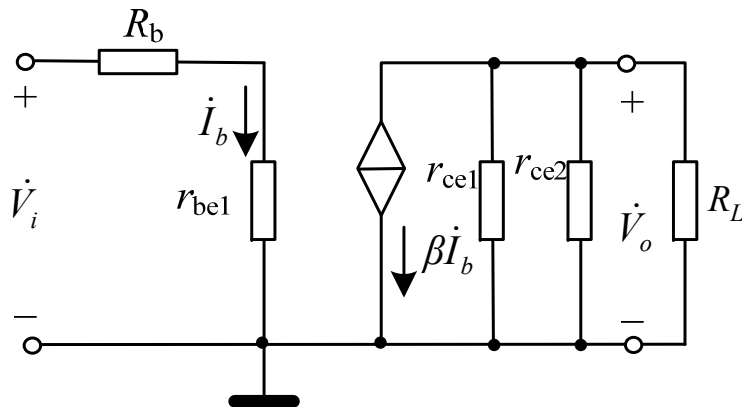
静态：

$$I_{C2} = I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{EB3}}{R}$$

动态：

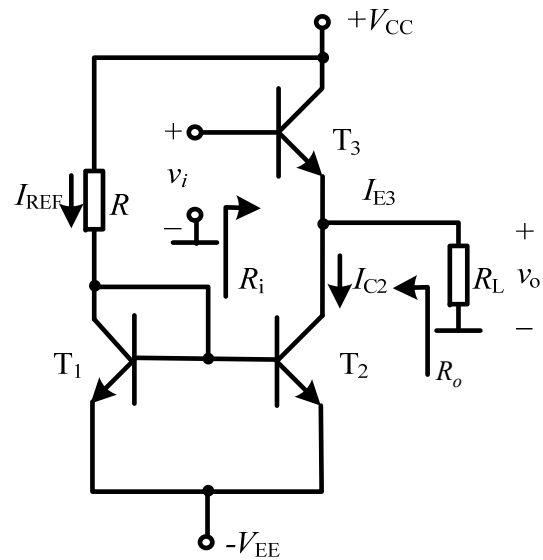
$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\beta(r_{ce1} \parallel r_{ce2} \parallel R_L)}{r_{be1} + R_b}$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\beta R_L}{r_{be1} + R_b}$$





例7.1.1



各管参数相同， $\beta \gg 2$ ，分析电路中镜像电流源的作用。

作业

7.1

7.3

7.4

7.2 差分放大电路

7.2.1 直接耦合多级放大器的零点漂移现象

7.2.2 差分式放大电路

7.2.3 带有源负载的差分式放大电路

7.2.1 直接耦合多级放大器的零点漂移现象

零点漂移:

当放大电路的输入端短路时，由于温度和环境因素的影响，输出端还有缓慢变化的输出信号产生，即输出信号偏离原来的起始点而上下漂移。把这种输入电压为零，输出电压偏离零点的现象称为零点漂移，简称零漂。

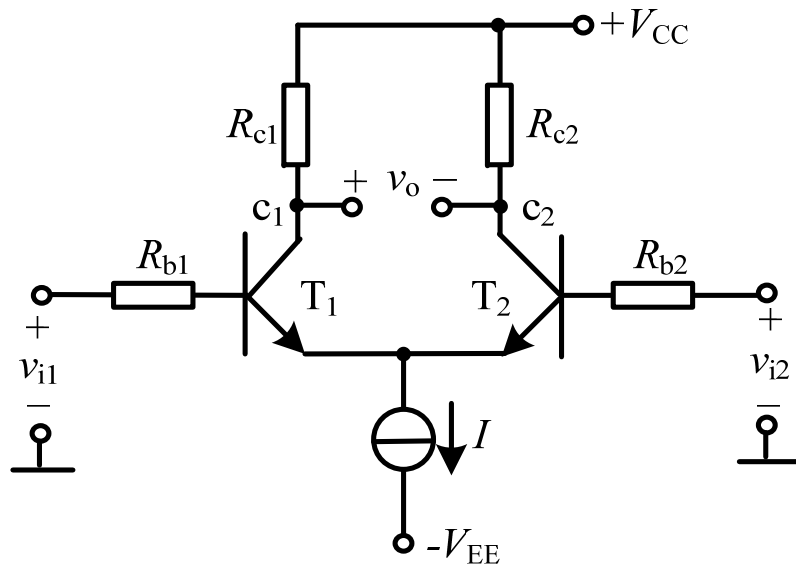
原因:

模拟集成电路中多级放大电路之间采用直接耦合的形式，当电路参数的变化（电源电压波动、器件老化、温度变化等）会引起Q点的变化，再被逐级放大而产生。

零点漂移中最常见的是由于环境温度变化引起的零点变化，称为温度漂移（温漂）。

7.2.2 差分式放大电路

1. 电路组成(以共射极电路为例)



要求电路左右对称。
对称的含义为两个
BJT管的特性一致，
电路参数对应相等。

2. 差模信号和共模信号

共模信号

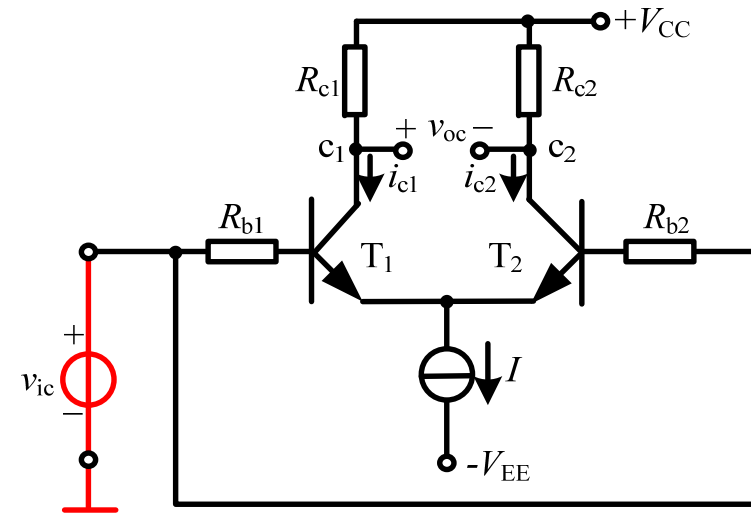
$$v_{i1} = v_{i2} = v_{ic}$$

差模信号

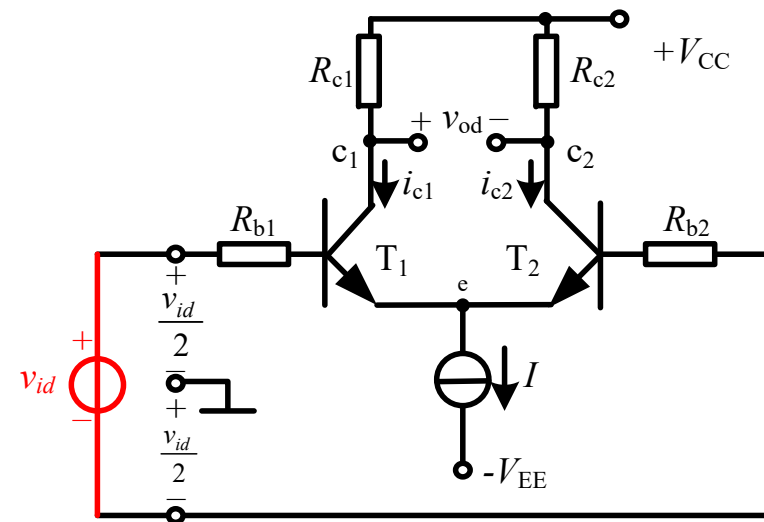
$$v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$$

由于对称: $v_{i1} = -v_{i2} = \frac{v_{id}}{2}$

共模信号可以理解为干扰信号;
差模信号为待放大的信号。



(a) 共模信号



(b) 差模信号

3. 性能指标定义

1. 差模电压增益: $\dot{A}_{vd} = \frac{\dot{V}_{od}}{\dot{V}_{id}}$

2. 共模电压增益: $\dot{A}_{vc} = \frac{\dot{V}_{oc}}{\dot{V}_{ic}}$

差模信号和共模信号是同时存在的。

总输出电压:

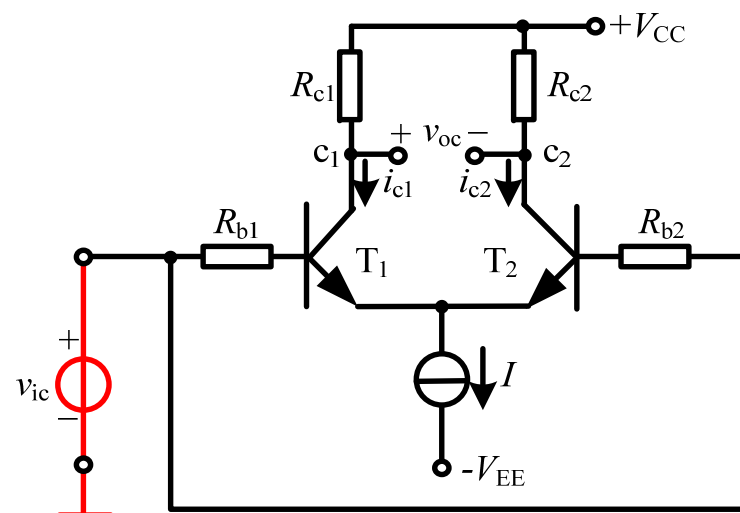
$$\dot{V}_o = \dot{V}_{od} + \dot{V}_{oc} = \dot{A}_{vd}\dot{V}_{id} + \dot{A}_{vc}\dot{V}_{ic}$$

3. 共模抑制比:

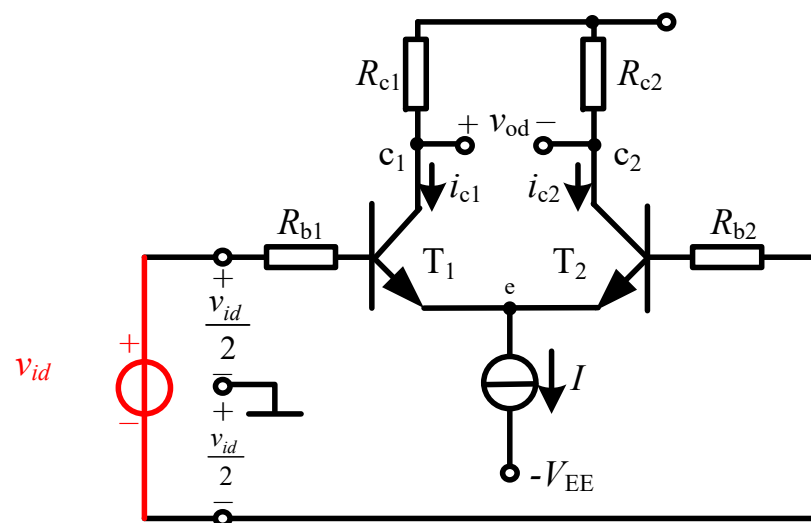
$$K_{CMR} = \left| \frac{\dot{A}_{vd}}{\dot{A}_{vc}} \right|$$

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{\dot{A}_{vd}}{\dot{A}_{vc}} \right| (dB)$$

4. 输入电阻和输出电阻



(a) 共模信号



(b) 差模信号

分析方法: 静态+动态

4. 基本工作原理

(1) 静态分析

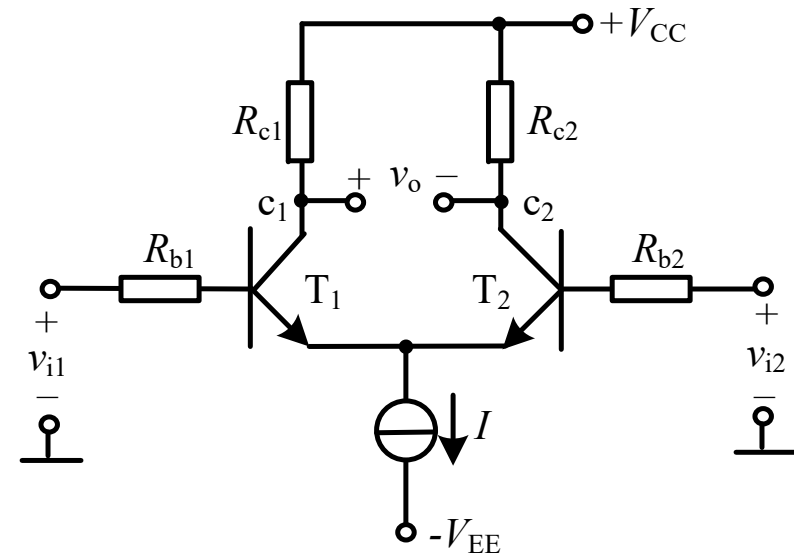
$$v_{i1} = v_{i2} = 0$$

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} \approx I_{E1Q} \approx I_{E2Q} = I/2$$

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

$$V_{EQ} = -I_{BQ}R_b - V_{BEQ} \approx -V_{BEQ}$$

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



(2) 动态分析

共模信号输入:

$$v_{i1} = v_{i2} = v_{ic}$$

共模信号的输入使两管集电极电压有相同的变化。

所以 $v_{oc} = v_{c1} - v_{c2} = 0$

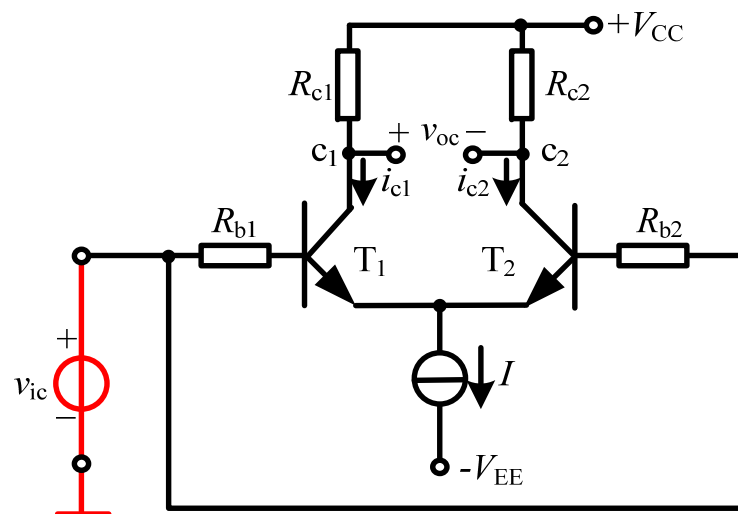
差模信号输入:

$$v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$$

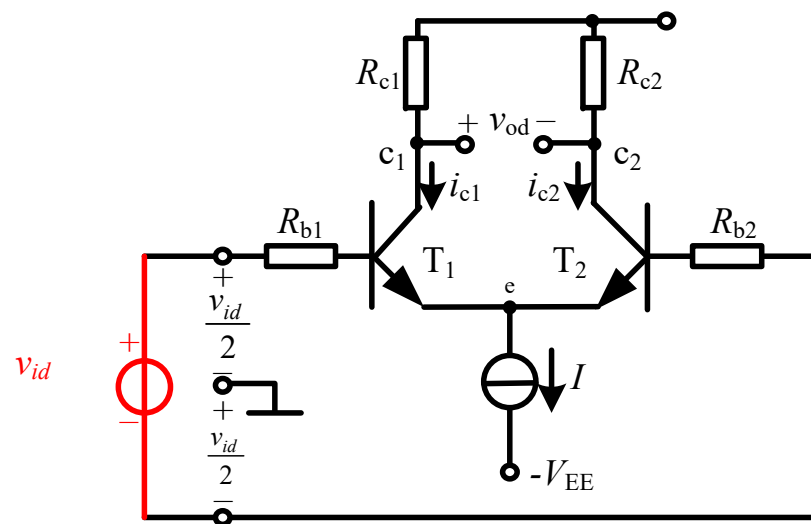
电路“差动”工作

$v_{c1} = -v_{c2}$, 则

$$v_{od} = v_{c1} - v_{c2} \neq 0$$



(a) 共模信号

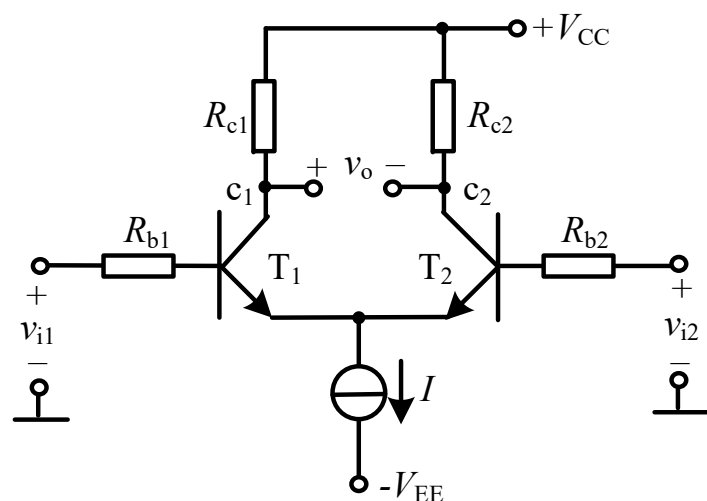


(b) 差模信号

只放大差模信号，不放大共模信号——抑制零点漂移

5. 主要性能指标计算（交流指标）

差分电路的输入输出方式：



差分放大电路有两个输入端，
可实现**双端输入**和**单端输入**

差分放大电路有两个输出端，
可实现**双端输出**和**单端输出**。

双入－双出

单入－双出

双入－单出

单入－单出

(1) 双端输入、双端输出

差模输入:

$$v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$$

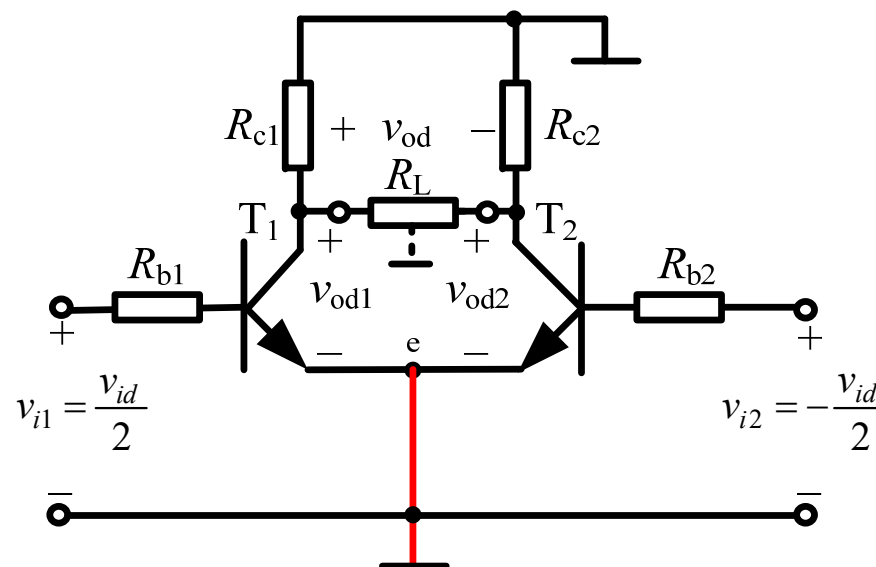
有: $v_{od1} = -v_{od2}$

$$\dot{A}_{vd} = \frac{\dot{V}_{od}}{\dot{V}_{id}} = \frac{\dot{V}_{od1} - \dot{V}_{od2}}{\dot{V}_{i1} - \dot{V}_{i2}}$$

$$= \frac{2\dot{V}_{od1}}{2\dot{V}_{i1}} = \frac{-\beta R'_L}{R_b + r_{be}}$$

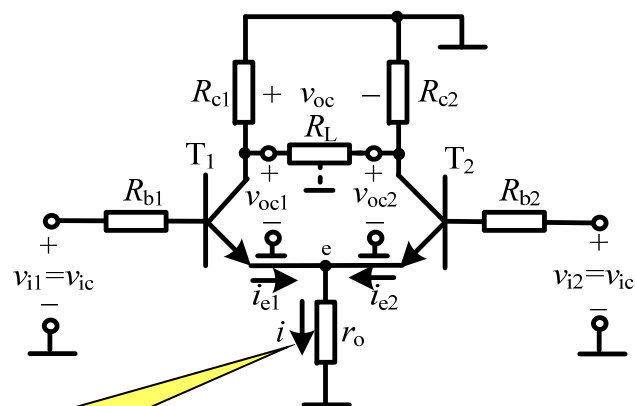
$$= -\frac{\beta(R_c \parallel \frac{1}{2}R_L)}{R_b + r_{be}}$$

与单管电路相同

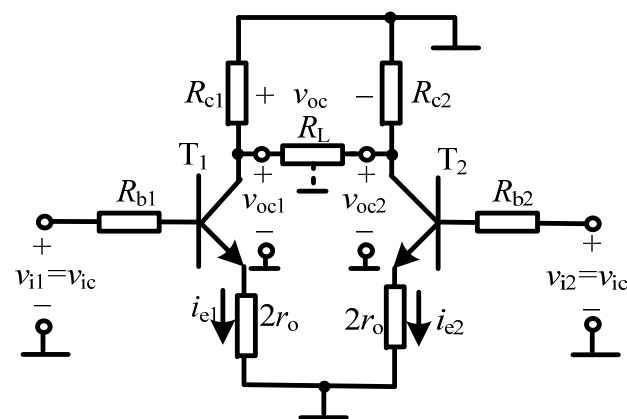


(1) 双端输入、双端输出

共模输入:



(a) 共模输入



(b) 等效电路

恒流源的动态电阻

$$v_{oc} = v_{oc1} - v_{oc2} \approx 0$$

$$\dot{V}_o = \dot{V}_{od} = \dot{A}_{vd} \dot{V}_{id}$$

所以

$$\dot{A}_{vc} = \frac{\dot{V}_{oc}}{\dot{V}_{ic}} \approx 0$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{\dot{A}_{vd}}{\dot{A}_{vc}} \right| = \infty$$

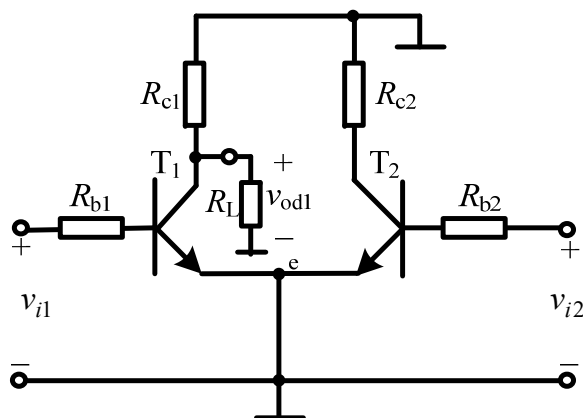
双倍的元器件换取抑制零漂的能力

(2) 双端输入、单端输出

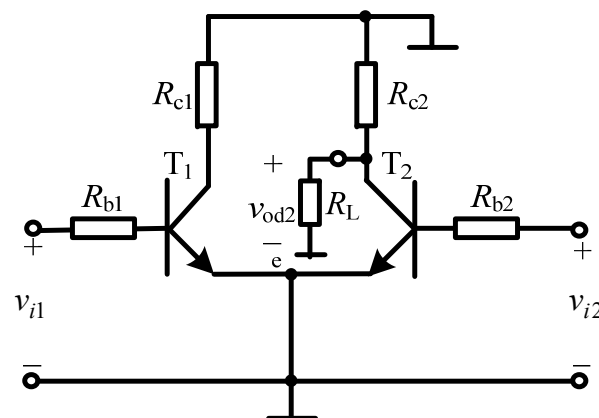
差模输入:

$$v_{od1} = -v_{od2}$$

$$v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$$



(a) v_{od1} 输出



(b) v_{od2} 输出

$$\dot{A}_{vd1} = \frac{\dot{V}_{od1}}{\dot{V}_{id}} = -\frac{\dot{V}_{od2}}{\dot{V}_{id}} = \frac{1}{2} \frac{\dot{V}_{od1}}{\dot{V}_{i1}} = \frac{1}{2} \frac{\dot{V}_{od2}}{\dot{V}_{i2}} = -\frac{\beta R'_L}{2(R_b + r_{be})}$$

注意:

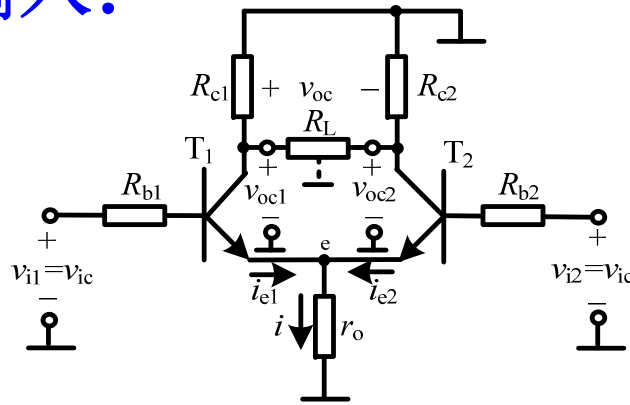
$$\frac{\dot{V}_{od1}}{\dot{V}_{id}} = \frac{-\beta R'_L}{2(R_b + r_{be})}$$

$$\frac{\dot{V}_{od2}}{\dot{V}_{id}} = \frac{\beta R'_L}{2(R_b + r_{be})}$$

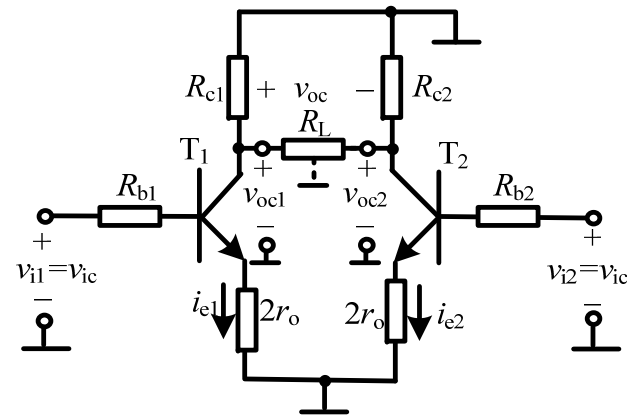
数值上是单管电路的一半，
输出电压与输入电压的相位差由输出端的不同而不同！

(2) 双端输入、单端输出

共模输入:



(a) 共模输入



(b) 等效电路

$$\dot{A}_{vc1} = \frac{\dot{V}_{oc1}}{\dot{V}_{ic}} = \frac{\dot{V}_{oc2}}{\dot{V}_{ic}} = \frac{-\beta R'_L}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)2r_o}$$

小!

$$K_{CMR1} = \left| \frac{\dot{A}_{vd1}}{\dot{A}_{vc1}} \right| = \frac{R_b + r_{be} + (1 + \beta)r_o}{2(R_b + r_{be})}$$

大!

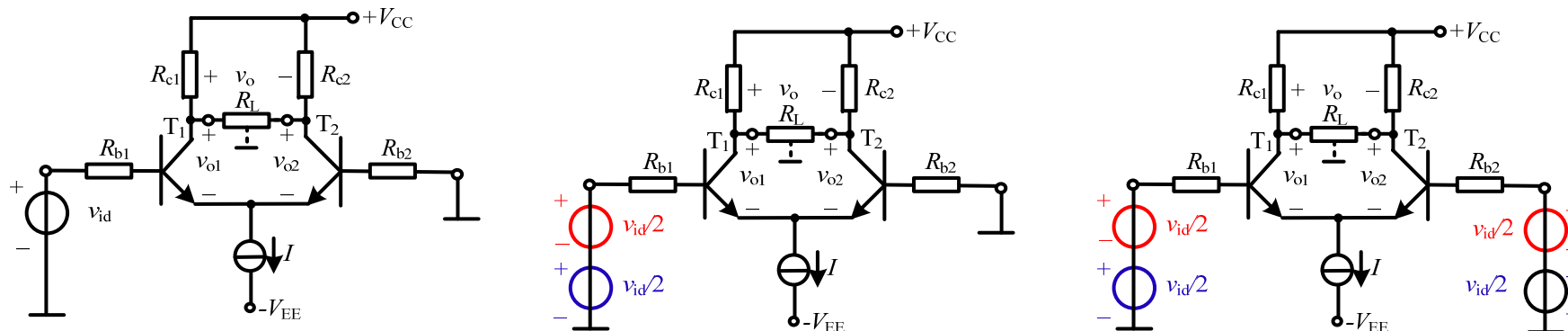
仅考虑有效值时

$$V_o = A_{vd1}V_{id} + A_{vc1}V_{ic} = A_{vd1}V_{id} + \frac{A_{vd1}}{K_{CMR1}}V_{ic}$$

$$= A_{vd1}V_{id} \left(1 + \frac{V_{ic}}{K_{CMR1}V_{id}} \right)$$

设计时, 应使 $K_{CMR1} > \frac{V_{ic}}{V_{id}}$

(3) 单端输入



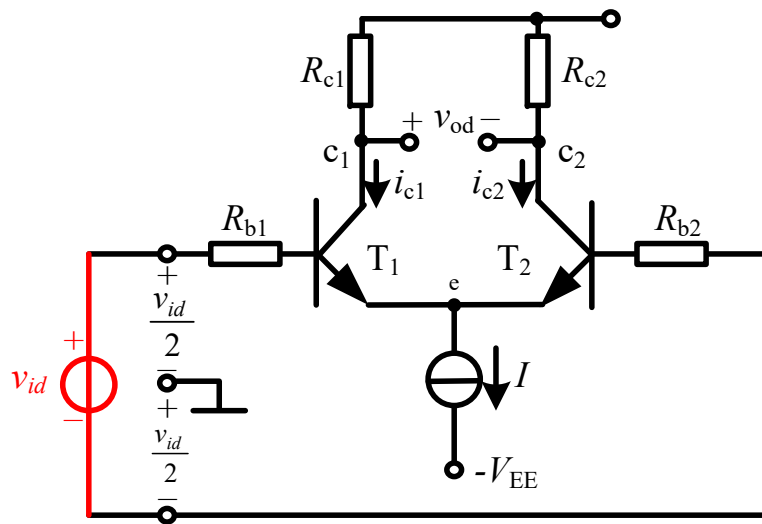
等效于双端输入 $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$
 $v_{ic} = v_{id}/2$

在差模信号输入的同时，伴随有共模信号的输入

$$\dot{V}_o = \dot{A}_{vd} \dot{V}_{id} + \dot{A}_{vc} \dot{V}_{ic} = \dot{A}_{vd} \dot{V}_{id} + \dot{A}_{vc} \frac{\dot{V}_{id}}{2} \left\{ \begin{array}{l} \text{双出: } \dot{A}_{vc} \approx 0 \\ \text{单出: } \dot{A}_{vc} \neq 0 \end{array} \right.$$

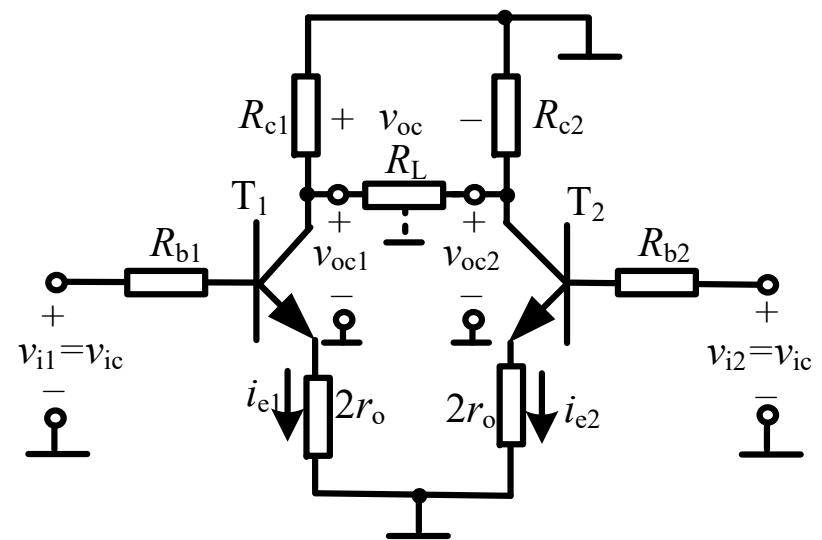
各项指标计算与双端输入相同

(4) 输入电阻



差模输入电阻:

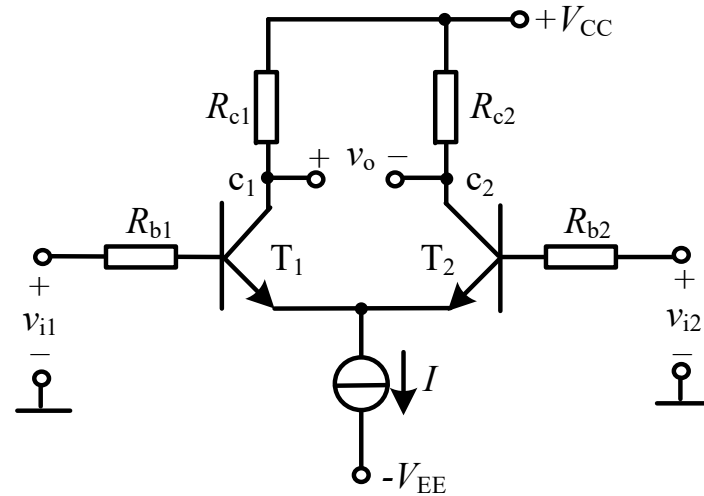
$$R_{id} = 2(R_b + r_{be})$$



共模输入电阻:

$$R_{ic} = \frac{1}{2}[R_b + r_{be} + (1 + \beta)2r_o]$$

(5) 输出电阻



单端输出: $R_o = R_c$

双端输出: $R_o = 2R_c$

四种组态性能比较表7.2.1

电路形式	双端输出	单端输出		
差模电压放大倍数 A_{vd}	$v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ $A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{-\beta R'_L}{R_b + r_{be}}$	$v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ $A_{vd1} = \frac{v_{od1}}{v_{id}} = -\frac{v_{od2}}{v_{id}} = \frac{-\beta R'_L}{2(R_b + r_{be})}$		
共模电压放大倍数 A_{vc}	$A_{vc} = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} \approx 0$	$A_{vc1} = \frac{v_{oc1}}{v_{ic}} = \frac{v_{oc2}}{v_{ic}} = \frac{-\beta R'_L}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)2r_o}$		
输出电压 v_o	$v_o = A_{vd}v_{id}$	$v_o = A_{vd1}v_{id} + A_{vc1}v_{ic}$		
共模抑制比 K_{CMR}	$K_{CMR} = \left \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right = \infty$	$K_{CMR1} = \left \frac{A_{vd1}}{A_{vc1}} \right = \frac{R_b + r_{be} + (1 + \beta)r_o}{2(R_b + r_{be})}$		
差模输入电阻	$R_{id} = 2(R_b + r_{be})$			
共模输入电阻	$R_{ic} = \frac{1}{2}[R_b + r_{be} + (1 + \beta)2r_o]$			
输出电阻	$R_o = 2R_c$	$R_o = R_c$		
特点和用途	由于抑制零点漂移的能力强,常用于多级直接耦合的放大电路的输入级或中间级。			
	双端输入	单端输入	双端输入	单端输入
	输入输出电压不需接地的场合。	将单端输入转换为双端输出。	将双端输入转换为单端输出。	用在输入输出电压都有一段接地的场合。

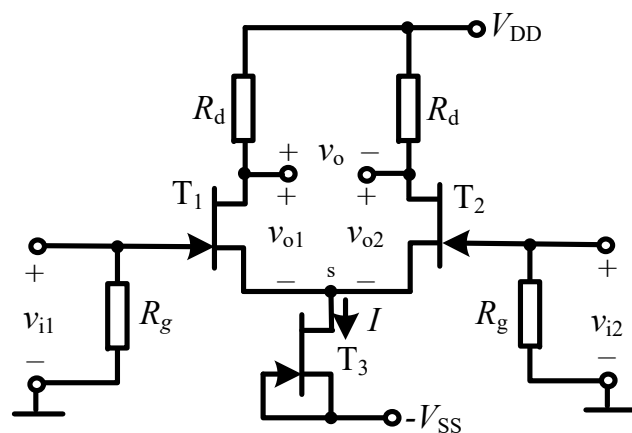
注意：

差分式放大电路的频率相应的分析与单管电路类似，但由于差分式放大电路采取直接耦合方式，所以可以放大直流信号。

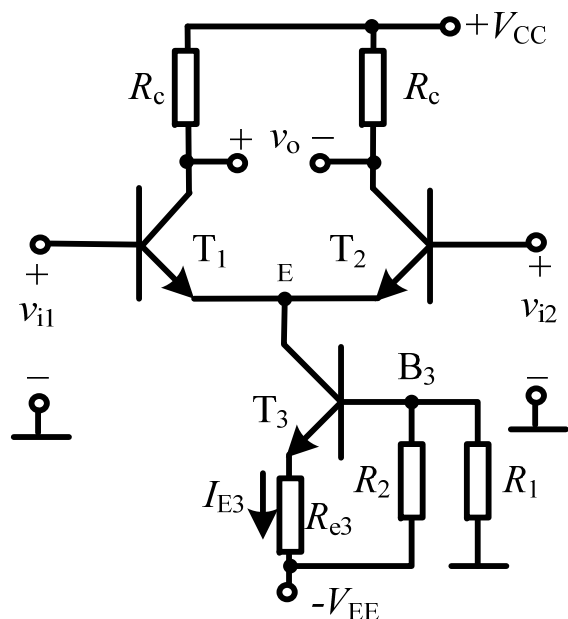
绝对对称的差分式放大电路是不存在的。

差分式放大电路也有共集、共基、共源、共漏、共栅形式，结论与共射差分电路类似。

例 7.2.3 JFET 差分式放大电路如图 7.2.10 所示，试分析双入双出和双入单出时的差模电压放大倍数、共模电压放大倍数，差模输入电阻、共模输入电阻和输出电阻。



例 7.2.1 差分式放大电路如图 7.2.8 所示, T_1 、 T_2 是两只特性完全相同的对管, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, T_3 的电流放大倍数 β_3 很大, 求 T_1 、 T_2 的静态工作点和动态时电流源的电阻 r_o , 并求此电路双入双出时的 $\dot{A}_{vd}$ 、 $\dot{A}_{vc}$ 、 K_{CMR} 、 R_{id} 、 R_{ic} 和输出电阻 R_o 。



$$V_{B3Q} \approx \frac{-V_{EE} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$I_{E3} = \frac{V_{B3Q} - V_{BE3Q} + V_{EE}}{R_{e3}} \approx I_{C3}$$

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} = \frac{I_{C3}}{2}$$

$$I_{B1Q} = I_{B2Q} = \frac{I_{C1Q}}{\beta}$$

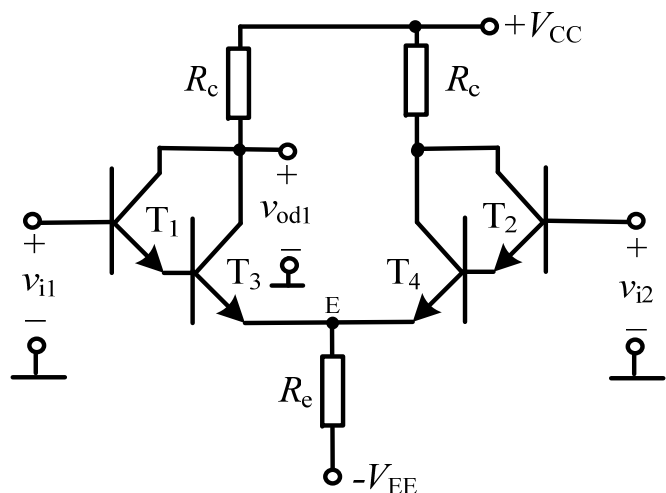
$$V_{EQ} = 0 - V_{BE1Q} = -V_{BE1Q}$$

$$V_{CE1Q} = V_{CE2Q} = V_{CC} - I_{CQ} R_c - V_{EQ}$$

$$r_{be3} = 200 + (1 + \beta_3) \frac{26(mV)}{I_{E3}(mA)}$$

$$r_o = r_{ce3} \left(1 + \frac{\beta_3 R_{e3}}{R_1 \parallel R_2 + r_{be3} + R_{e3}} \right)$$

例 7.2.2 电路如图 7.2.9 所示, 已知 $V_{CC} = V_{EE} = 6V$, $R_c = 6.2k\Omega$, $R_e = 4.7k\Omega$, 晶体管的 $\beta_1 = \beta_2 = 30$, $\beta_3 = \beta_4 = 100$, $V_{BE1} = V_{BE2} = 0.6V$, $V_{BE3} = V_{BE4} = 0.7V$, 计算双入单出时的 $\dot{A}_{vd1}$ 、 $\dot{A}_{vc1}$ 、 K_{CMR1} 、 R_{id} 、 R_{ic} 和输出电阻 R_o



静态分析:

$$V_{EQ} = 0 - V_{BE1Q} - V_{BE3Q} = -1.3V$$

$$I_{R_e} = \frac{V_{EQ} + V_{EE}}{R_e} = \frac{-1.3 + 6}{4700} = 1mA$$

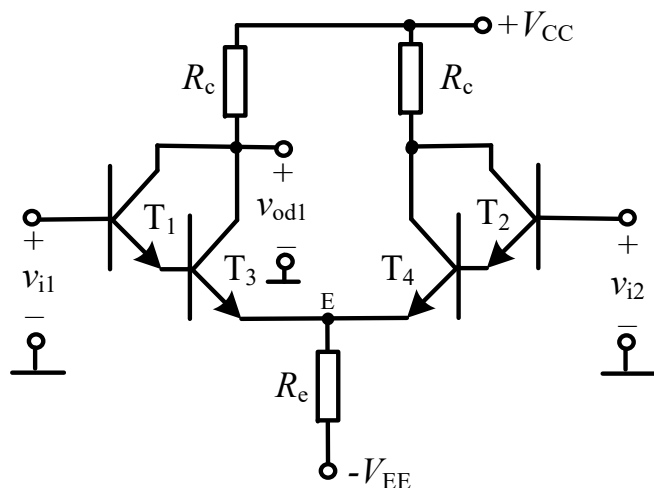
$$I_{E3Q} = I_{E4Q} \approx I_{C3Q} \approx I_{C4Q} = \frac{I_{R_e}}{2} = 0.5mA$$

$$I_{E1Q} = I_{E2Q} \approx I_{C1Q} \approx I_{C2Q} = \frac{I_{E3}}{\beta_3} = 0.005mA$$

$$r_{be1} = r_{be2} = 200 + (1 + \beta_1) \frac{26(mV)}{I_{E1}(mA)} = 200 + (1 + 30) \frac{26}{0.005} = 161.4k\Omega$$

$$r_{be3} = r_{be4} = 200 + (1 + \beta_3) \frac{26(mV)}{I_{E3}(mA)} = 200 + (1 + 100) \frac{26}{0.5} = 5.5k\Omega$$

$$\beta = \beta_1 \beta_2 = 3000$$



动态分析:

$$\dot{A}_{vd1} = \frac{\dot{V}_{od1}}{\dot{V}_{id}} = \frac{-\beta R_c}{2[r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be3}]} = \frac{-3000 \times 6.2}{2[161.4 + (1 + 30)5.5]} = -28$$

$$\begin{aligned} \dot{A}_{vc1} &= \frac{\dot{V}_{oc1}}{\dot{V}_{ic}} = \frac{-\beta R_c}{r_{be1} + (1 + \beta_1)[r_{be3} + (1 + \beta_3)2R_e]} \\ &= \frac{-3000 \times 6.2}{161.4 + (1 + 30)[5.5 + (1 + 100)2 \times 4.7]} = -0.63 \end{aligned}$$

$$K_{CMR1} = \left| \frac{\dot{A}_{vd1}}{\dot{A}_{vc1}} \right| = \left| \frac{-28}{-0.63} \right| = 44.4$$

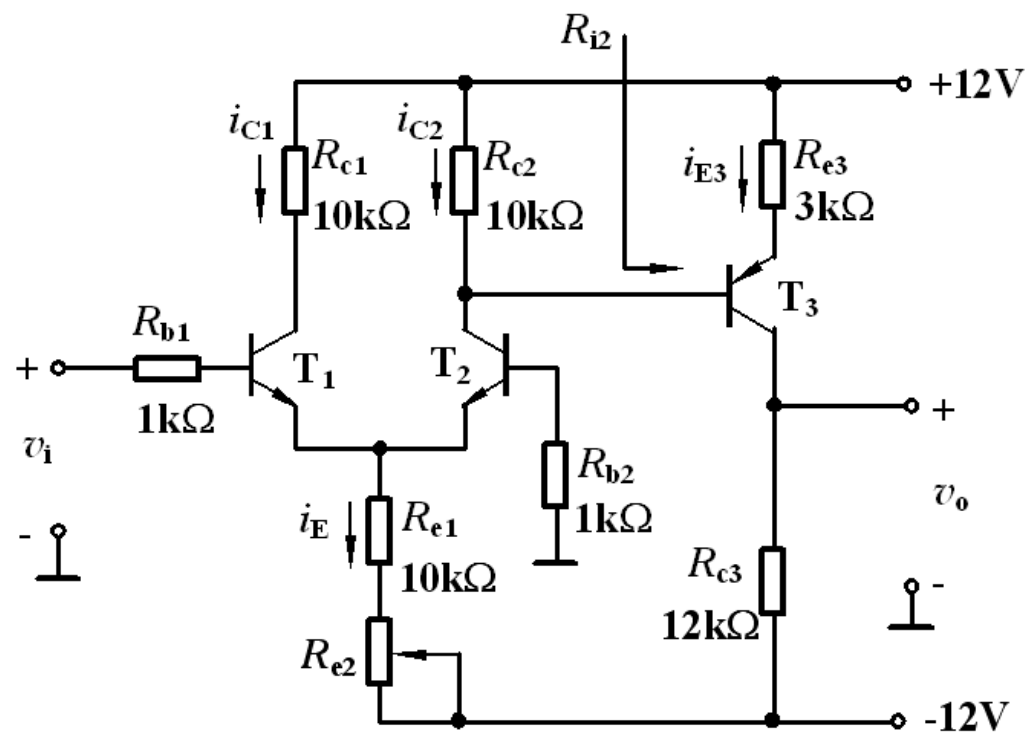
$$R_{id} = 2[r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be3}] = 664k\Omega$$

$$R_{ic} = \frac{1}{2} \{ r_{be1} + (1 + \beta_1)[r_{be3} + (1 + \beta_3)2R_e] \} = 15M\Omega$$

$$R_o = R_c = 6.2k\Omega$$

例

求: (1) $\dot{A}_v = \dot{A}_{vd1} \cdot \dot{A}_{v2}$
 (2) R_{id}, R_o



作业

7.6

7.8

7.10

7.12

7.13

7.2.3 带有源负载的差分式放大电路（单端输出）

静态: $I_{E1} = I_{E2} = \frac{1}{2}I$ $I_{C1} = I_{C2} \approx \frac{1}{2}I$

若 T_3 的 $\beta \gg 2$, 则有

$$I_{C4} = I_{C1}$$

所以: $I_O = I_{C4} - I_{C2} = I_{C4} - I_{C1} \approx 0$

动态: $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$

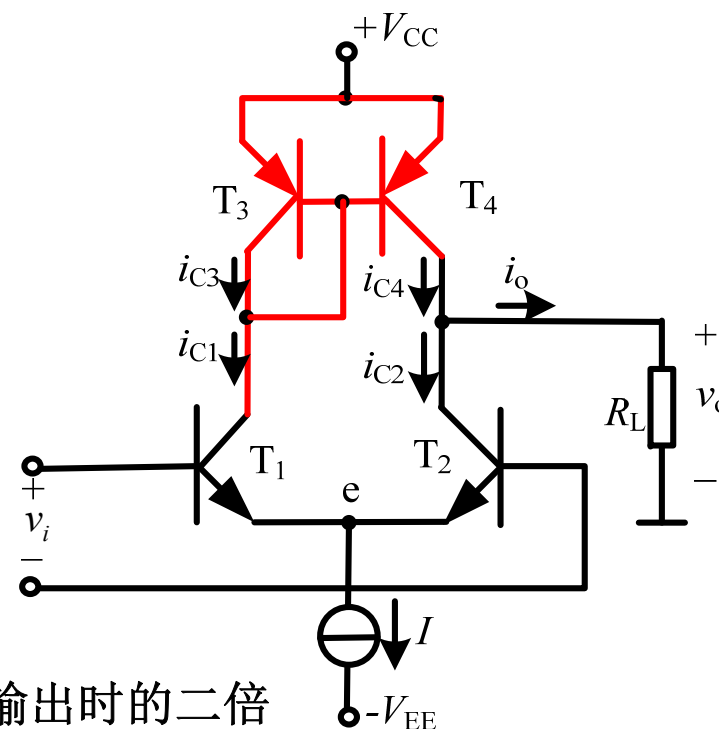
$$i_{c4} = i_{c1} \quad i_{c1} = -i_{c2}$$

$$i_o = i_{c4} - i_{c2} = i_{c1} - (-i_{c1}) = 2i_{c1}$$

$$v_o = i_o R_L \approx 2i_{c1} R_L$$

$$v_{id} = i_{b1} R_{id} = i_{b1} 2r_{be} = 2i_{b1} r_{be}$$

$$\dot{A}_{vd} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{id}} = \frac{2\dot{I}_{c1} R_L}{2\dot{I}_{b1} r_{be}} = \frac{\beta R_L}{r_{be}}$$

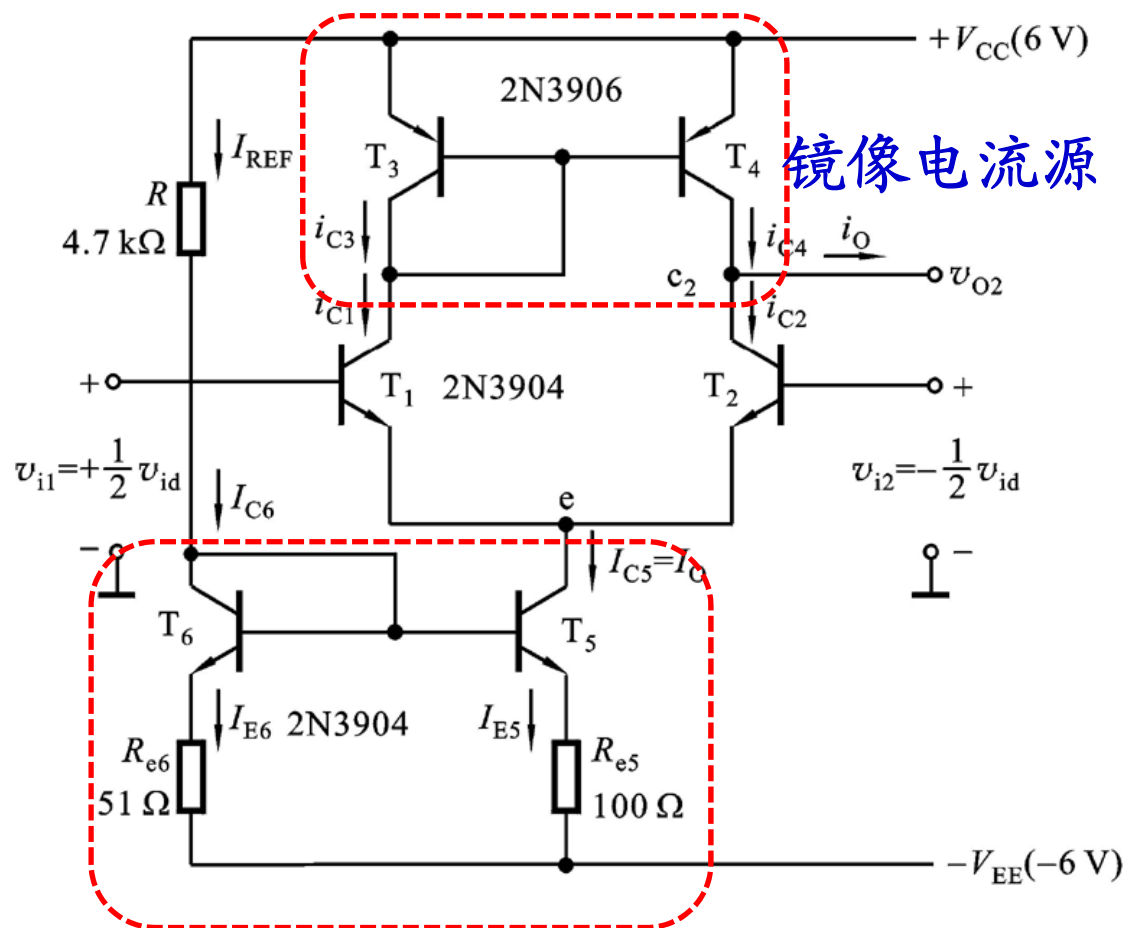
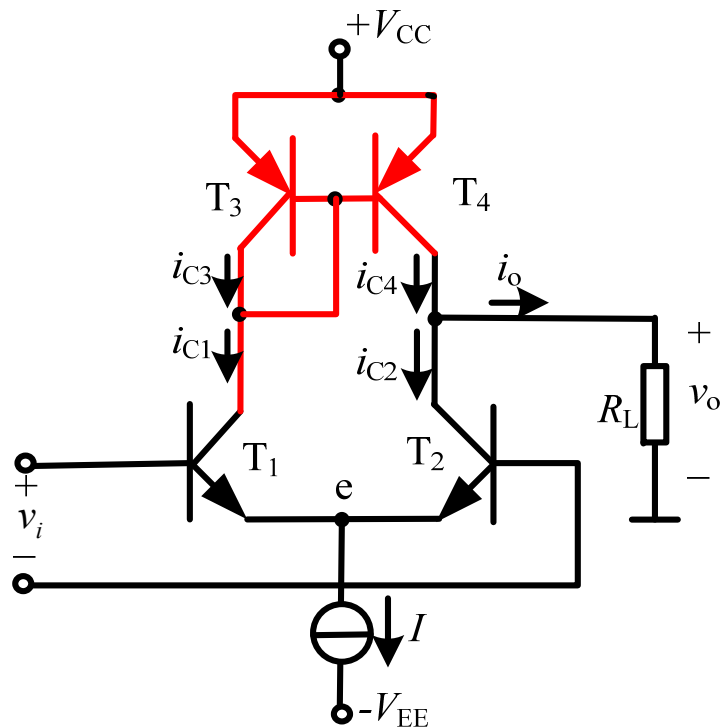


为单端输出时的二倍

达到双端输出时的电压放大倍数

输入输出同相位!

实际电路:



比例电流源

7.3 集成运算放大器

7.3.1 晶体管集成运算放大器的基本构成

*7.3.2 场效应管集成运算放大器的基本构成

7.3.3 集成运算放大器的主要参数

7.3.4 理想运算放大器

集成运算放大器是**高放大倍数、高输入阻抗、低输出阻抗的直接耦合**的多级放大电路。

通用型集成运放:

按照制造工艺，集成运放可以分为晶体管集成运放（**BJT型**）、场效应管集成运放（**CMOS型**）和晶体管场效应管混合的集成运放（**BiCMOS型**）。

按照供电方式，分为双电源和单电源供电两种类型。

按照工作原理，分电压放大型、电流放大型、跨导型和互阻型

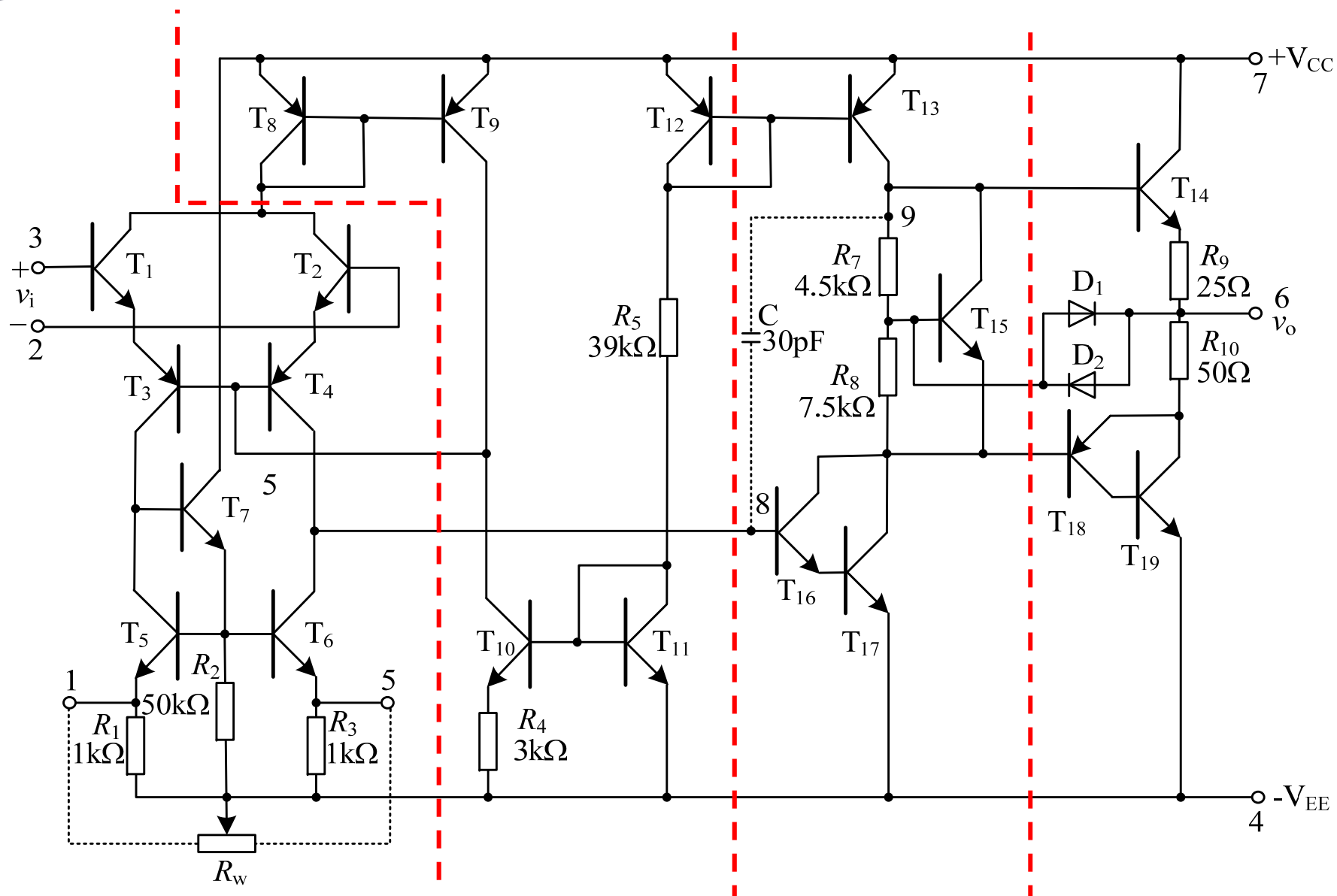
按照性能指标，分为高阻型、高速型、高精度型、低功耗型、高输出电压型、高功率型等

特殊运放:

仪表用运放、隔离运放、缓冲运放、对数/反对数运放等



7.3.1 BJT集成运算放大器的基本构成 F007 (uA741)



输入级

偏置电路

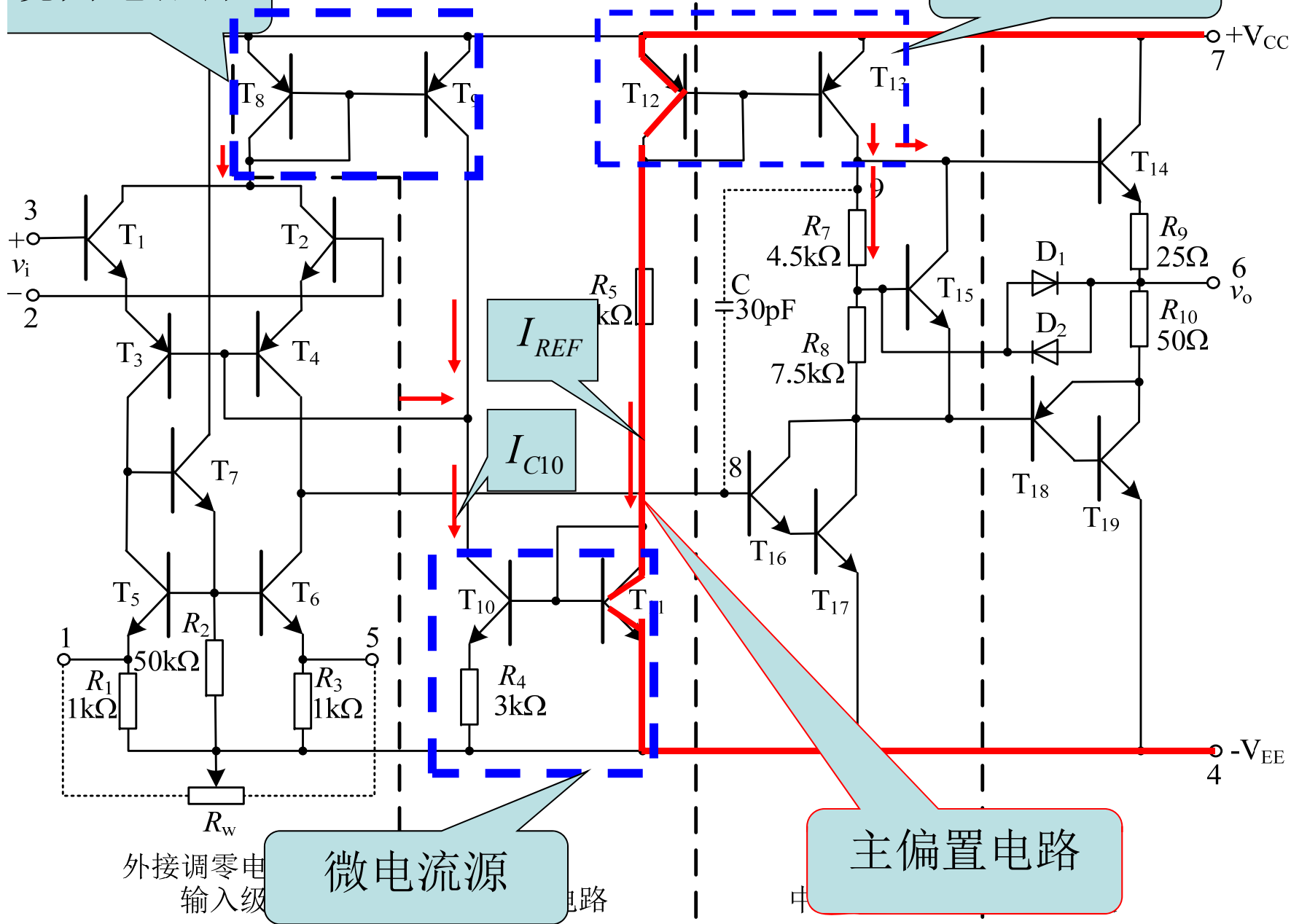
中间级

输出级

镜向电流源

偏置电路

镜向电流源

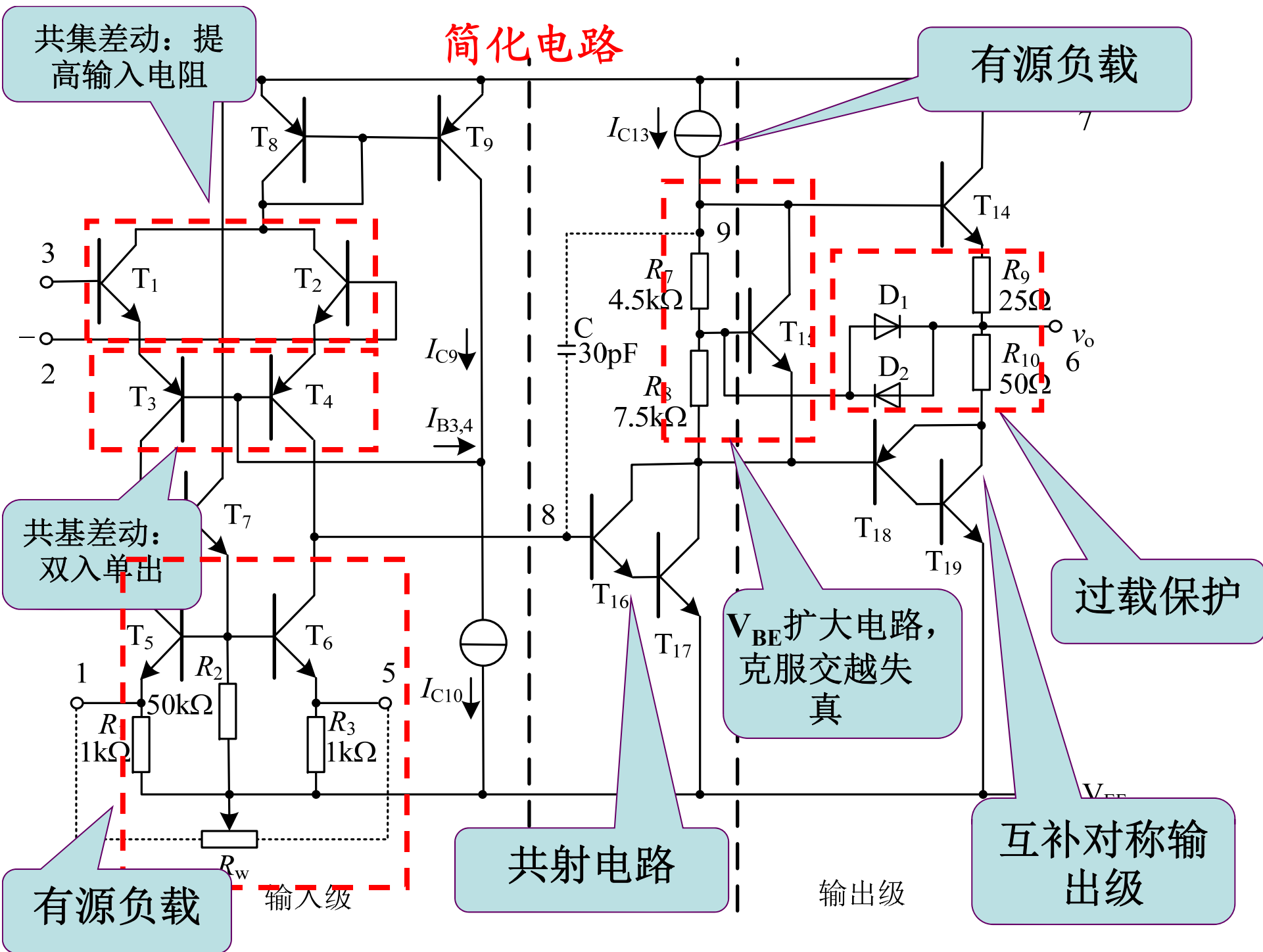


外接调零电
输入级

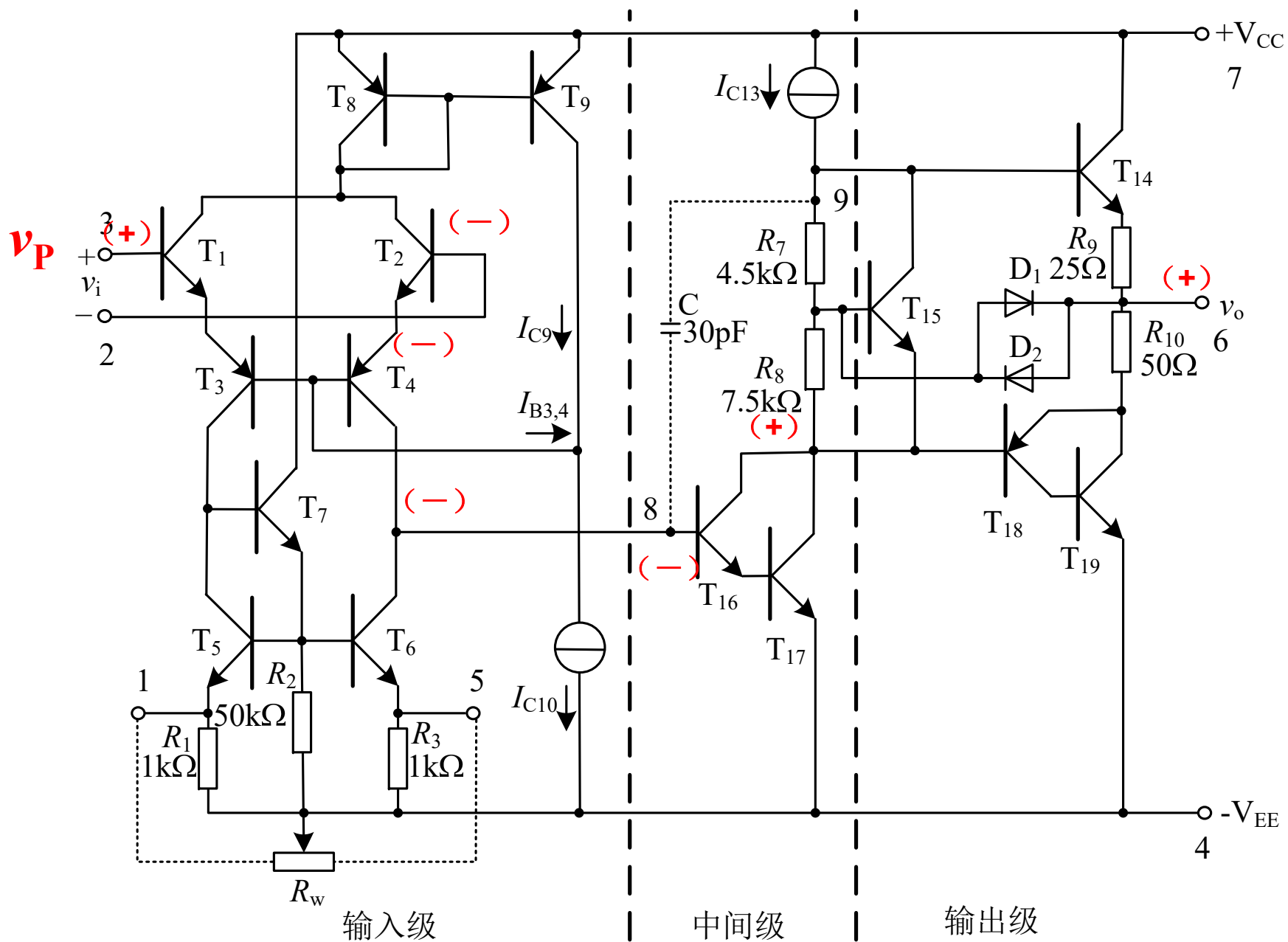
微电流源

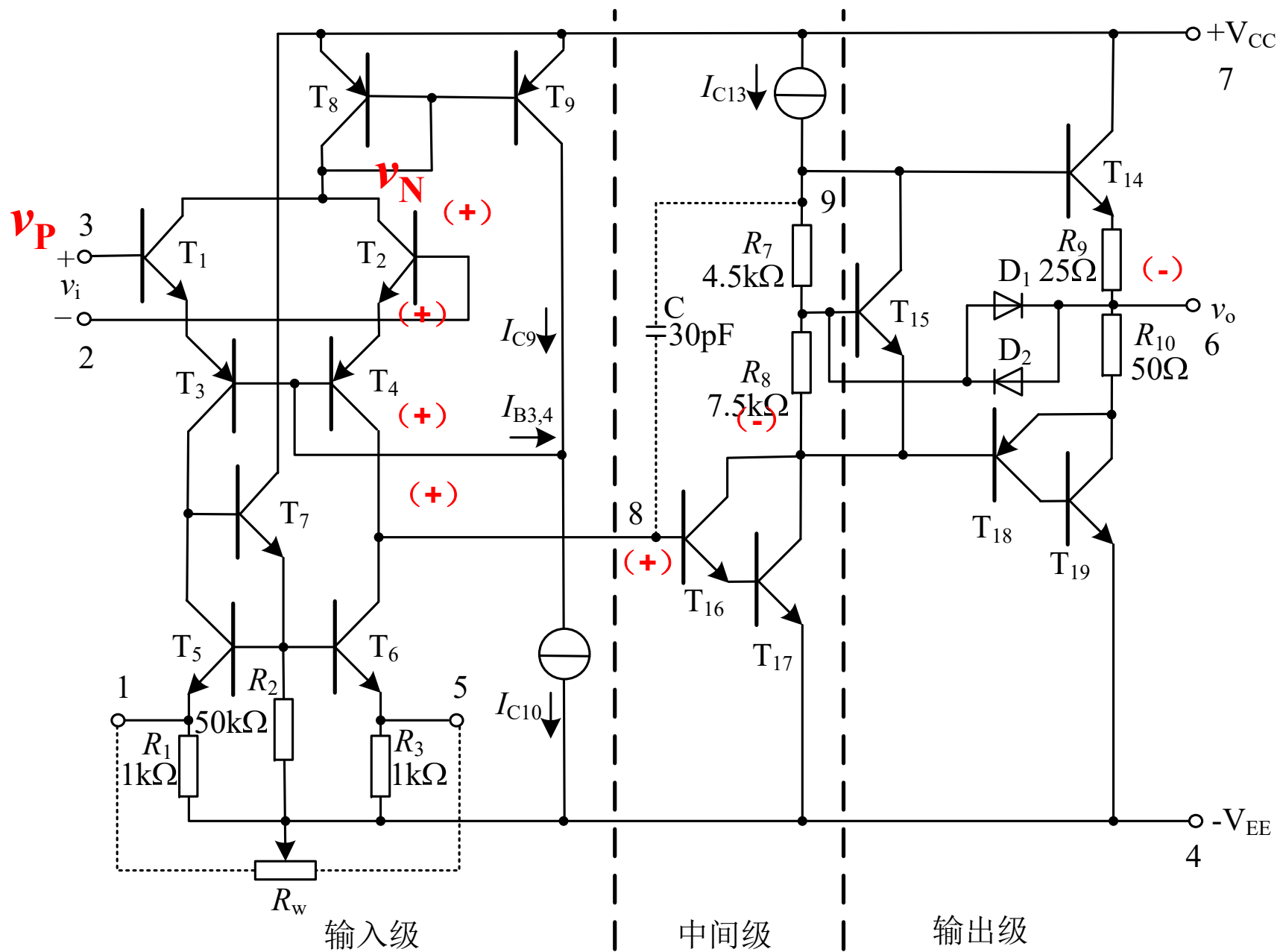
主偏置电路

简化电路



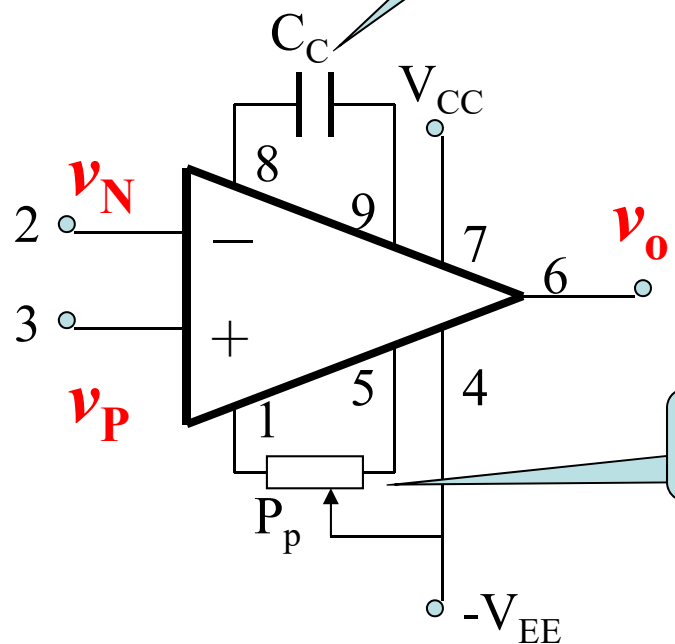
瞬时极性法判断同相、反相输入端



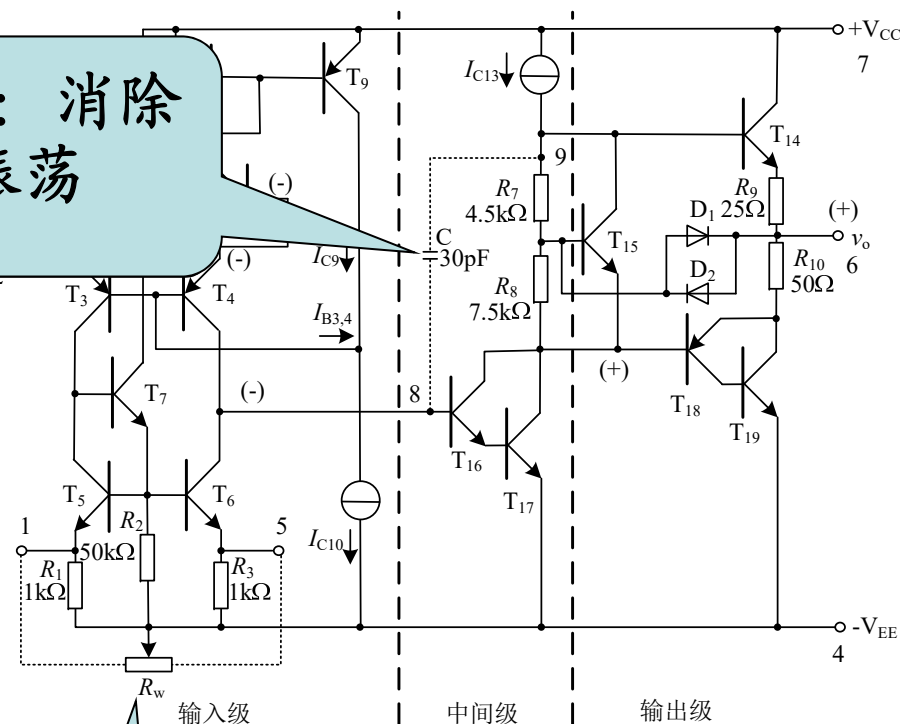


外部接线

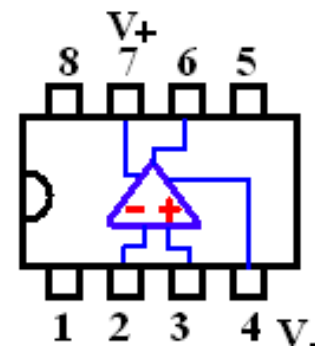
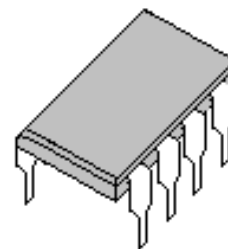
$$v_i = v_P - v_N$$



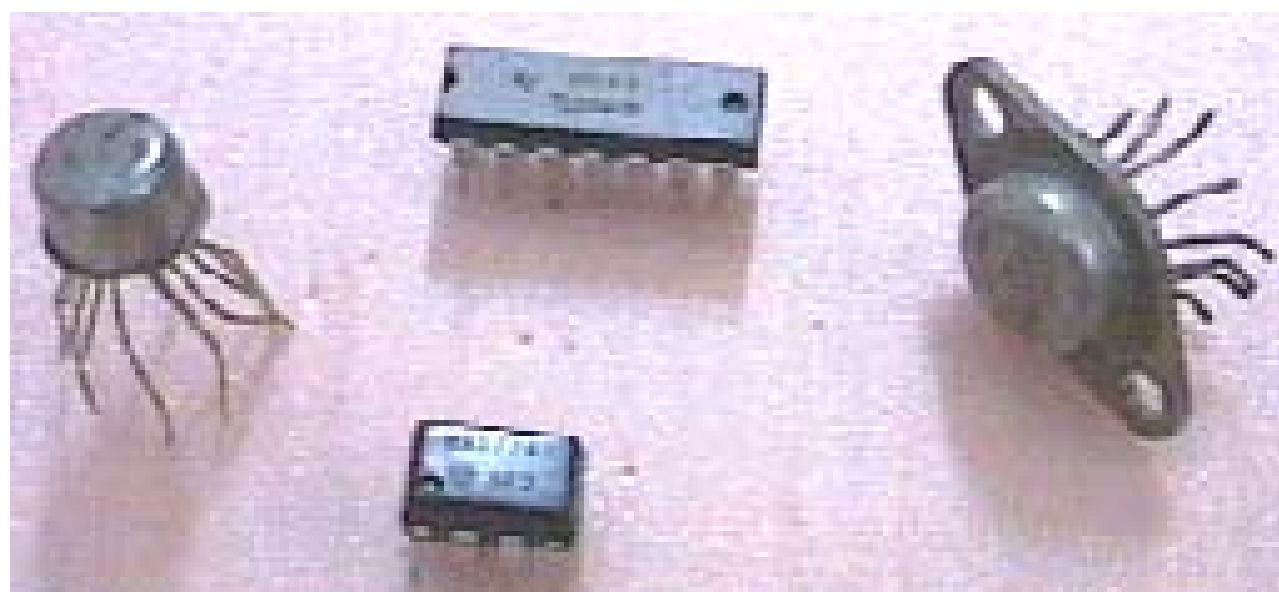
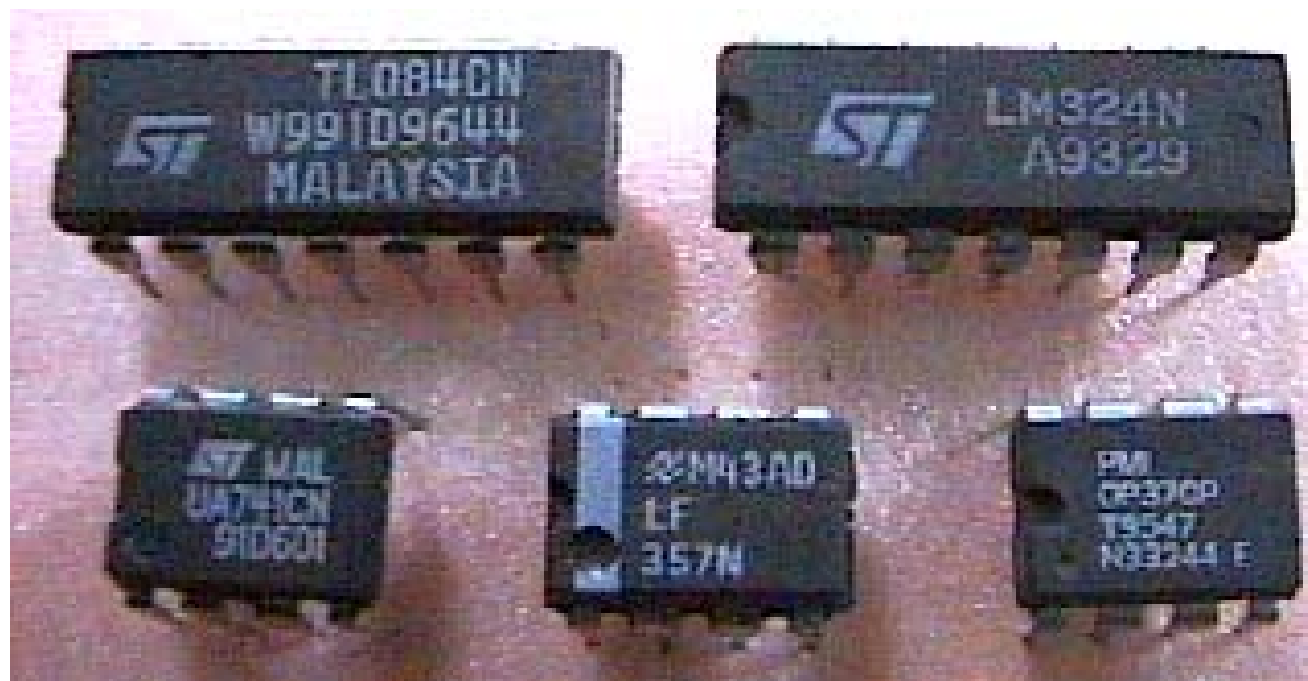
补偿电容：消除
自激振荡



外接调零装置



运算放大器外形图



7.3.3 集成运放的主要参数

1. 开环差模电压放大倍数 $\dot{A}_{vd}$

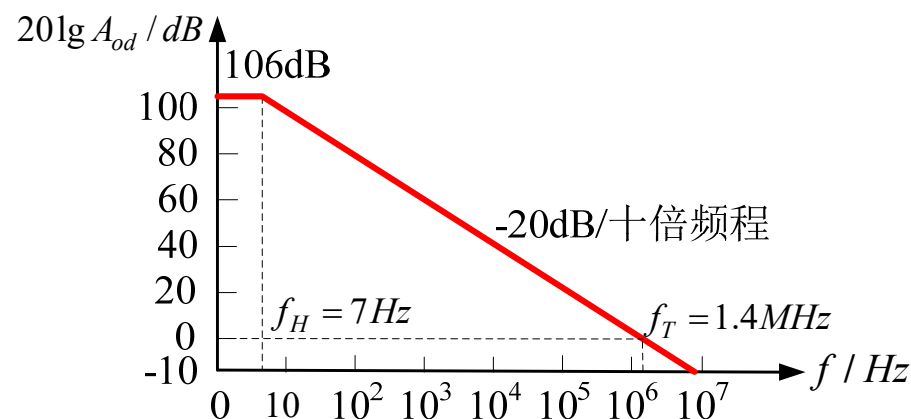
无外加反馈情况下的差模电压放大倍数。

$$\dot{A}_{od} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_p - \dot{V}_n}$$

或：
$$20\lg|\dot{A}_{vd}| = 20\lg\left|\frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_p - \dot{V}_n}\right|$$

2. 开环带宽 $BW(f_H)$

运算放大器的开环差模电压放大倍数在高频段下降3dB所定义的带宽 f_H 。



3.最大输出电压 V_{OP-P}

额定电压下，集成运放的最大不失真输出电压峰-峰值。如果F007的电源电压为 $\pm 15V$ ，最大输出电压约为 $\pm 13V \sim \pm 14V$ 左右。。

4.最大差模输入电压 V_{idmax}

输入端的差模电压过高，会使某一侧的发射结反向击穿

5.最大共模输入电压 V_{icmax}

是运算放大器能承受的最大共模输入电压，超过此值，输入差分对管出现饱和，运算放大器的共模抑制比下降。

6. 共模抑制比 K_{CMR}

一般通用型运放 K_{CMR} 为 $(80 \sim 120) \text{ dB}$ ，高精度运放可达 140 dB 。

7. 差模输入电阻 R_{id}

F007的 R_{id} 大于 $2 \text{ M}\Omega$ ，MOSFET为输入级的运放的 R_{id} 大于 $10^{12} \Omega$ 。

8. 输出电阻 R_o

通用型运算放大器的 R_o 小于 200Ω

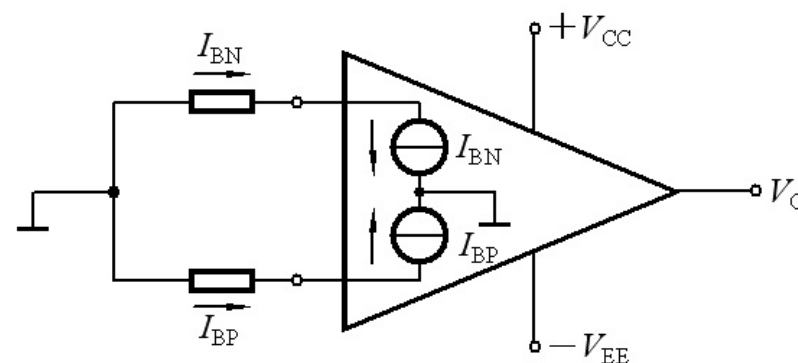
9. 输入失调电压 V_{IO}

在室温（25℃）及标准电源电压下，输入电压为零时，为了使集成运放的输出电压为零，在输入端加的补偿电压叫做失调电压 V_{IO} 。一般约为 $\pm (1 \sim 10) \text{ mV}$ ；超低失调运放为 $(1 \sim 20) \mu\text{V}$ ；高精度运放OP-117 $V_{IO}=4\mu\text{V}$ ；MOSFET达20 mV。

10. 输入偏置电流 I_{IB}

输入偏置电流是指集成运放两个输入端静态电流的平均值

$$I_{IB} = (I_{BN} + I_{BP}) / 2$$



BJT为10 nA ~ 1μA；MOSFET运放 I_{IB} 在pA数量级。

11. 输入失调电流 I_{IO}

输入失调电流 I_{IO} 是指当输入电压为零时流入放大器两输入端的静态基极电流之差, 即 $I_{IO} = |I_{BP} - I_{BN}|$
一般约为 $1\text{ nA} \sim 0.1\mu\text{A}$ 。

12. 输入失调电压温漂 和 输入失调电流温漂

(1) 输入失调电压温漂 dV_{IO}/dT

(2) 输入失调电流温漂 dI_{IO}/dT

13.转换速率 SR

放大电路在闭环状态下，输入为大信号（例如阶跃信号）时，输出电压对时间的最大变化速率，即

$$SR = \left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max}$$

SR 表示集成运算放大器对信号变化速度的适应能力

集成运放的选用

根据技术要求应首选通用型运放，当通用型运放难以满足要求时，才考虑专用型运放，这是因为通用型器件的各项参数比较均衡，做到技术性与经济性的统一。至于专用型运放，虽然某项技术参数很突出，但其他参数则难以兼顾，例如低噪声运放的带宽往往设计得较窄，而高速型与高精度常常有矛盾，如此等等。

7.3.4 理想运算放大器

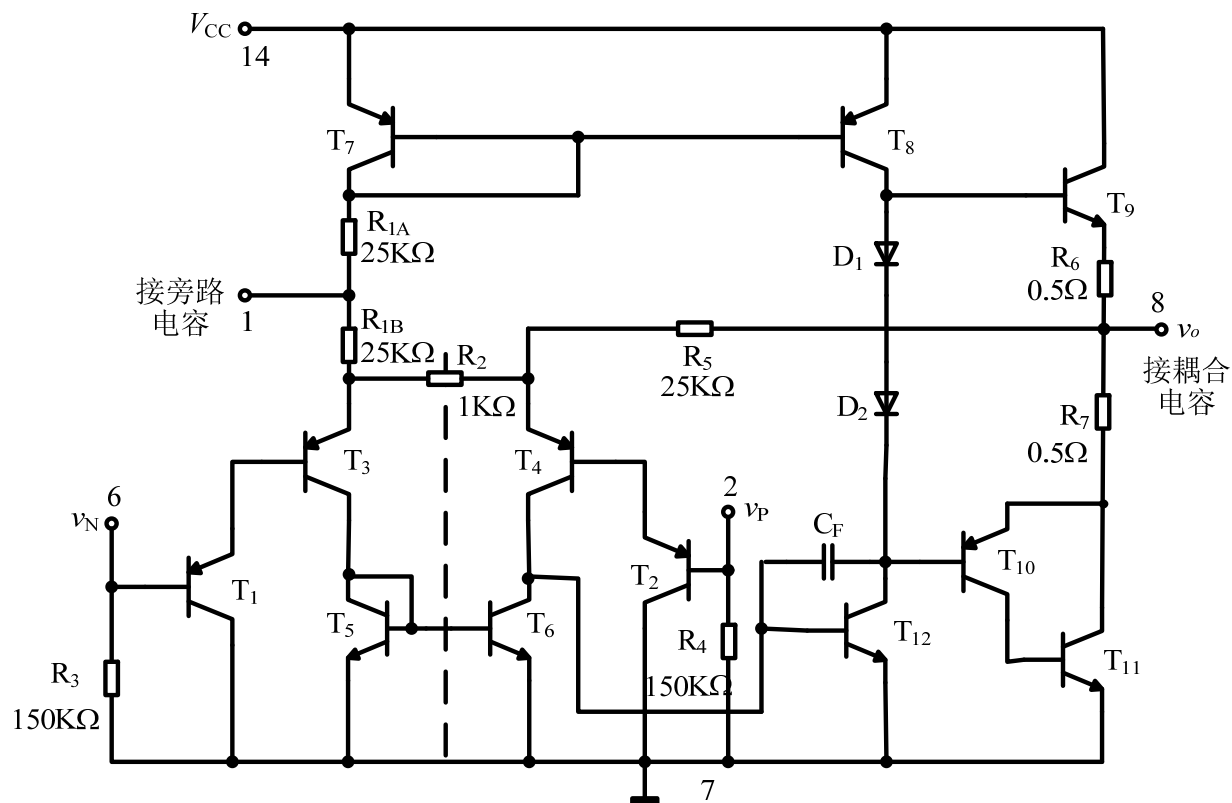
- ◆ 开环差模电压增益 $A_{od} = \infty$
- ◆ 差模输入电阻 $R_{id} = \infty$
- ◆ 输出电阻 $R_o = 0$
- ◆ 共模抑制比 $K_{CMR} = \infty$
- ◆ 开环带宽 $BW = f_H = \infty$
- ◆ V_{IO} 、 I_{IB} 、 I_{IO} 等都为0。

**7.4 集成功率放大器

集成功放有高频功放和低频功放之分，用在收音机、录音机和扩音机等音频设备中的功放是低频功放。

集成功放使用时不能超过规定的极限参数，极限参数主要有**功耗**和**最大允许电源电压**。集成功放要加有足够大的**散热器**，保证在额定功耗下温度不超过允许值。

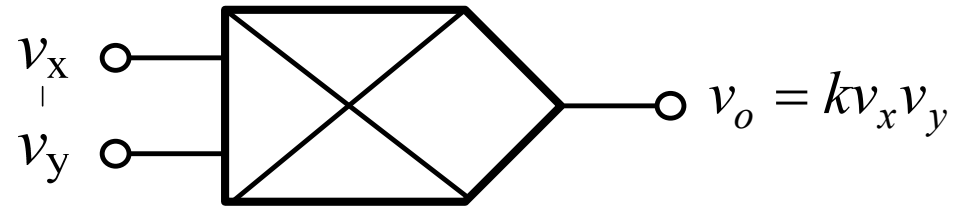
这是一个单电源甲乙类互补对称功放电路，使用时需在输出端外接一大电容代替一组负电源的作用。



7.5 模拟乘法器

7.5.1 模拟乘法器的基本原理

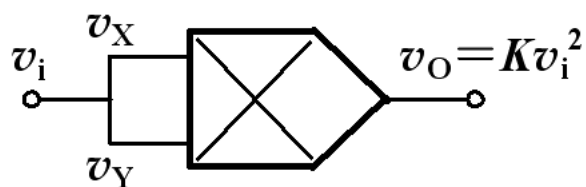
7.5.2 集成模拟乘法器的主要参数



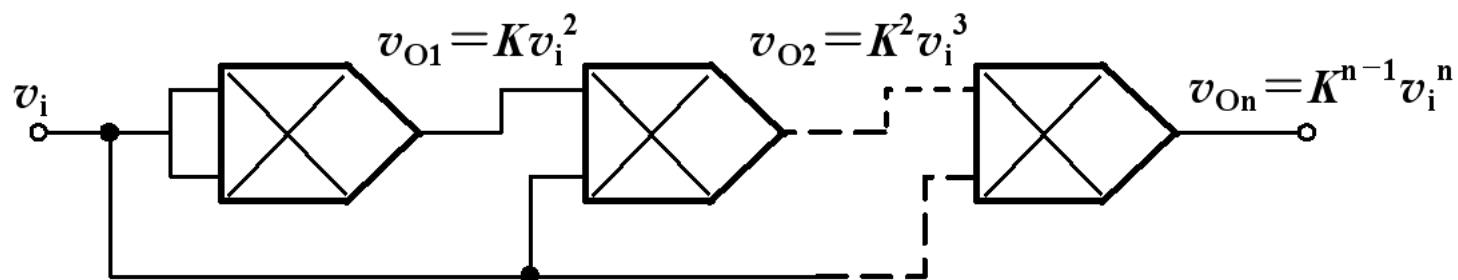
v_x 、 v_y 可正可负，故称四象限乘法器

$k>0$ 时，称为同相乘法器；
 $k<0$ 时，称为反相乘法器。

模拟乘法器的简单应用:



(a)



(b)

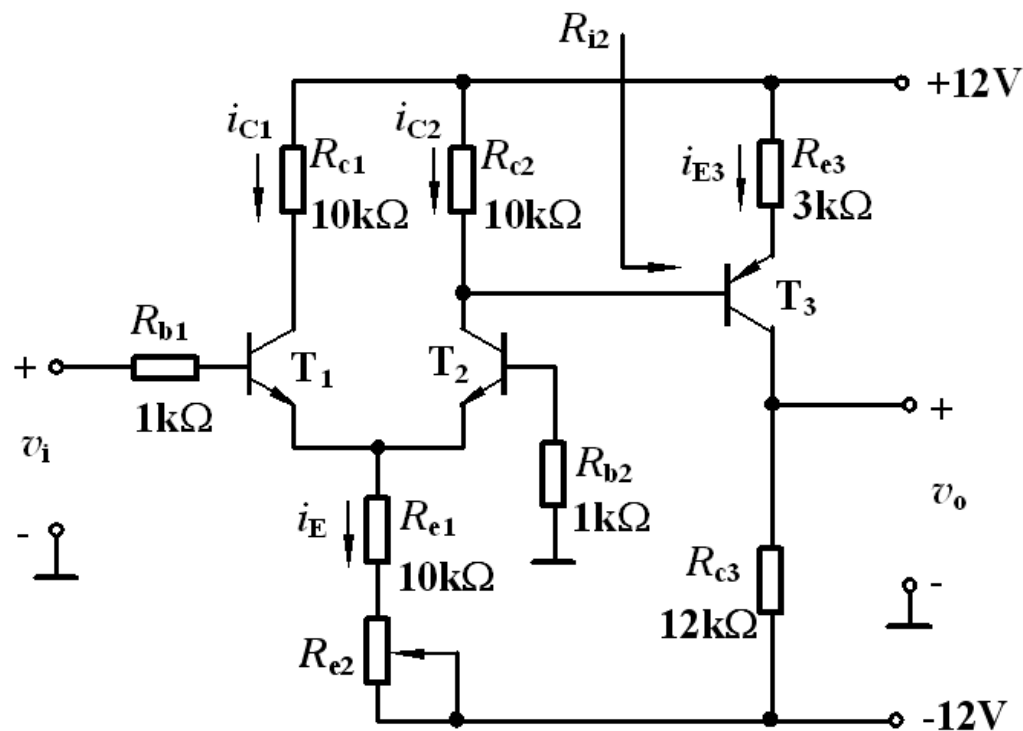
例 T_1 、 T_2 、 T_3 均为硅管，
 $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $\beta_3 = 80$,
 当 $v_i = 0$ 时, $v_o = 0V$ 。
 求:

(1) I_{C3} 、 I_{C2} 、 I_E 、 V_{CE3} 、 V_{CE2}
 及 R_{e2} 的值;

(2) $\dot{A}_v = \dot{A}_{vd2} \cdot \dot{A}_{v2}$;

(3) 当 $v_i = 5mV$ 时, $v_o = ?$

(4) 当输出接一个 **12kΩ** 负载
 时的差模电压增益。



解: (1) 静态
$$I_{C3} = \frac{0 - (-12V)}{R_{c3}} = 1mA$$

$$V_{CE3} = V_{C3} - V_{E3} = 0 - (12V - I_{E3}R_{e3}) = -9V$$

$$I_{C2} = \frac{I_{E3} R_{e3} + V_{BE3}}{R_{c2}} = 0.37\text{mA}$$

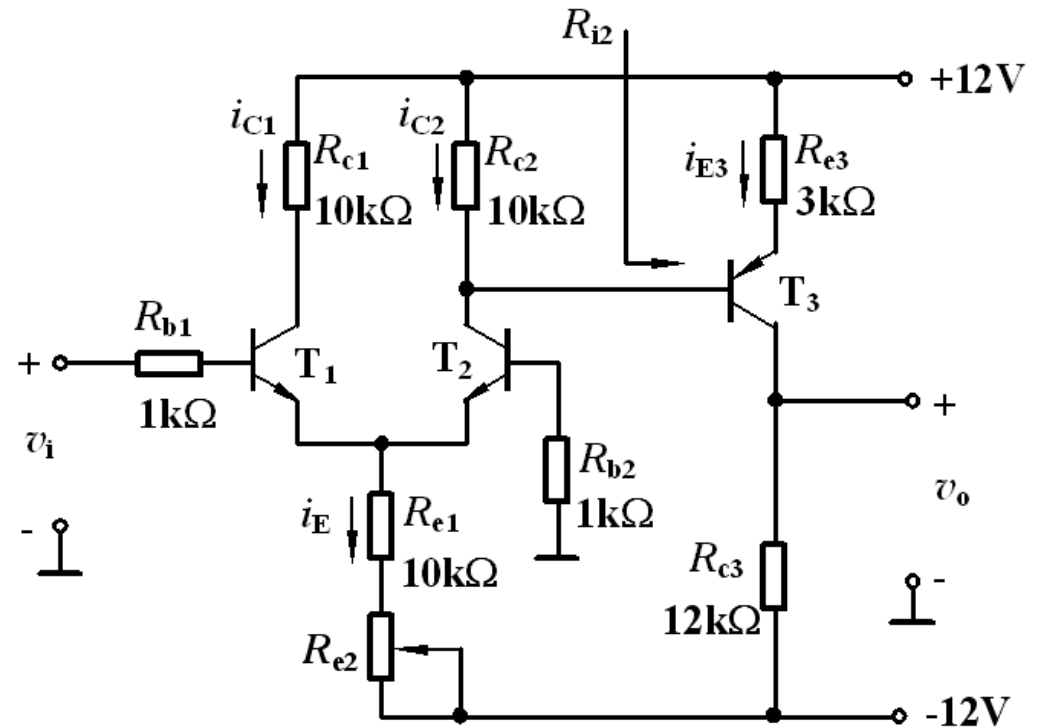
$$\begin{aligned}
 V_{CE2} &= 12\text{V} - I_{C2} R_{c2} - V_{E2} \\
 &= [12 - 0.37 \times 10 - (-0.7)]\text{V} \\
 &= 9\text{V}
 \end{aligned}$$

$$I_E = 2I_{E2} = 2I_{C2} = 0.74\text{mA}$$

$$\begin{aligned}
 R_{e2} &= \frac{V_E - I_E R_{e1} - (-12)\text{V}}{I_E} \\
 &= \left(\frac{-0.7 - 0.74 \times 10 + 12}{0.74} \right) \text{k}\Omega = 5.3\text{k}\Omega
 \end{aligned}$$

(2) 电压增益 $r_{be3} = 200 + (1 + \beta_3) \frac{26\text{mV}}{I_{E3}} = 2.3\text{k}\Omega$

$$r_{be2} = 200 + (1 + \beta_2) \frac{26\text{mV}}{I_{E2}} = 3.78\text{k}\Omega$$

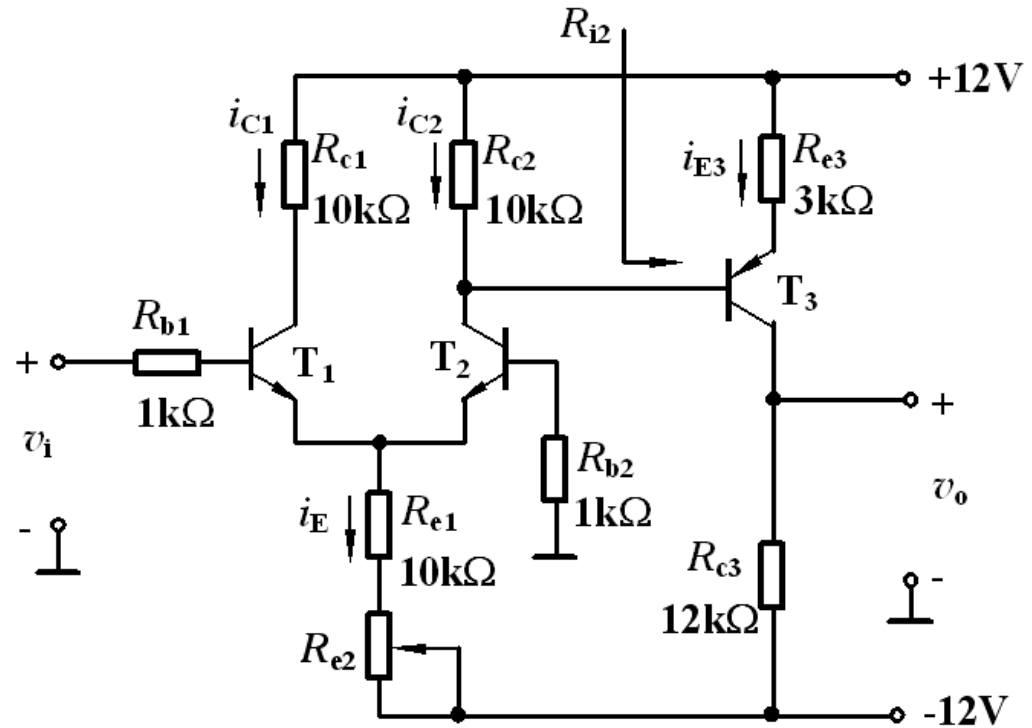


$$\begin{aligned}
 R_{i2} &= r_{be3} + (1 + \beta_3) R_{e3} \\
 &= 245.3 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

$$A_{vd2} = \frac{\beta_2 (R_{c2} \parallel R_{i2})}{2(r_{be} + R_{b1})} \approx 50$$

$$A_{v2} = -\frac{\beta_3 (R_{c3} \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta_3) R_{e3}} = -3.9$$

$$A_v = A_{vd2} \cdot A_{v2} = -195$$



(3) 差分电路的共模增益

$$A_{vc2} = -\frac{\beta_2 (R_{c2} \parallel R_{i2})}{r_{be} + R_{b1} + (1 + \beta_2) 2(R_{e1} + R_{e2})} \approx -0.3$$

$$\text{共模输入电压 } v_{ic} = \frac{1}{2}(v_{i1} + v_{i2}) = \frac{1}{2}(5\text{mV} + 0) = 2.5\text{mV}$$

$$v_O = v_{O2} \cdot A_{v2} = (A_{vd2} \cdot v_{id} + A_{vc2} \cdot v_{ic}) \cdot A_{v2}$$

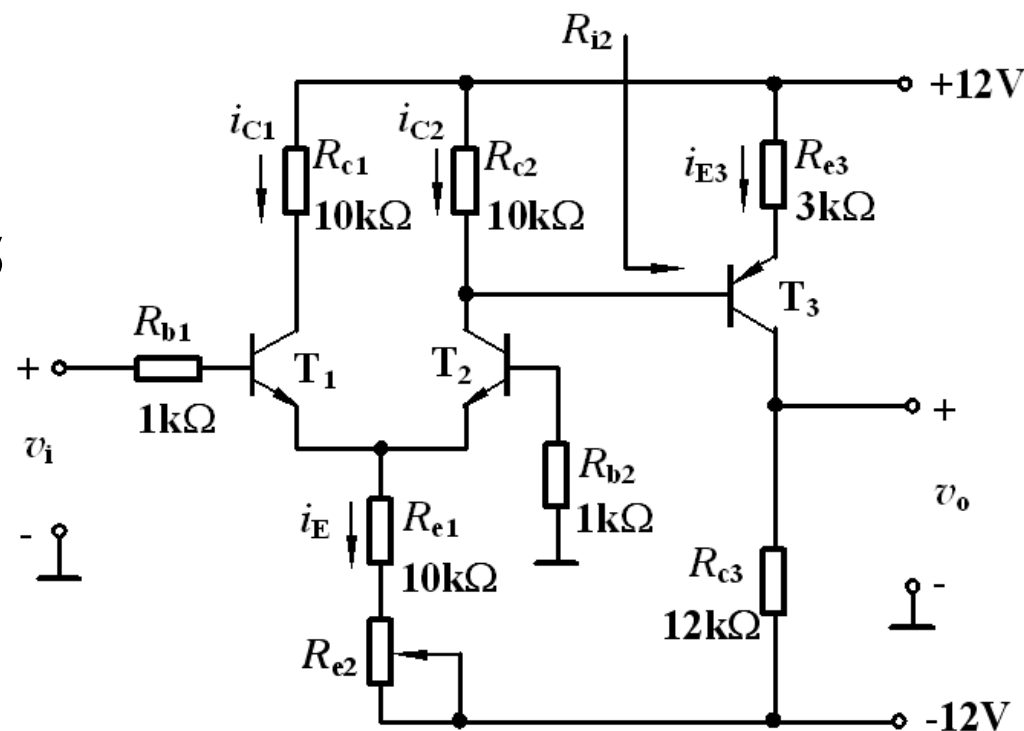
$$= [50 \times 5 + (-0.3) \times 2.5] \times (-3.9) \text{ mV} \approx -972 \text{ mV}$$

$$\text{不计共模输出电压时 } v_O = -975 \text{ mV}$$

(4) $R_L = 12\text{k}\Omega$ 时

$$A_{v2} = -\frac{\beta_3(R_{c3} \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta_3)R_{e3}} = -1.95$$

$$A_v = A_{vd2} \cdot A_{v2} = -97.5$$





8 负反馈放大电路

8.1 反馈的基本概念

8.2 负反馈放大电路的四种基本组态

8.3 负反馈放大电路的方框图及增益的一般表达式

8.4 深度负反馈条件下的近似计算

8.5 负反馈对放大电路性能的影响

8.6 负反馈放大电路的自激振荡



8.1 反馈的基本概念

8.1.1 什么是反馈

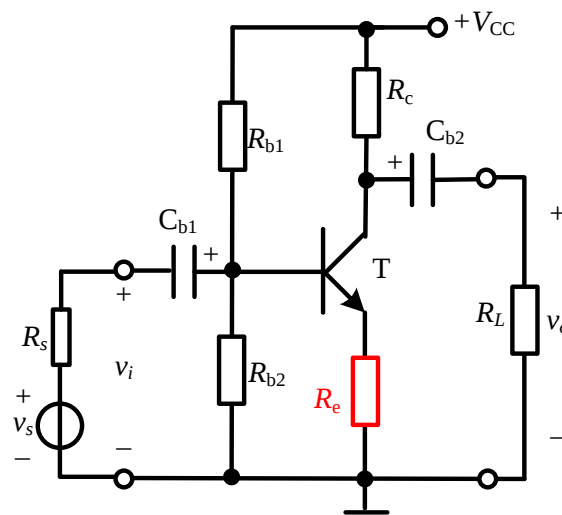
8.1.2 正反馈与负反馈

8.1.3 直流反馈与交流反馈



8.1.1 什么是反馈

将电路的输出电量（电压或电流）的一部分或全部，用一定的方式送回输入回路，用来影响输入电量（电压或电流），这种回送的过程称为反馈。



(a)原理图

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

与温度无关

$$T \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow I_E \uparrow \rightarrow V_E \uparrow, V_B \text{ 不变} \rightarrow V_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow$$

（反馈控制）

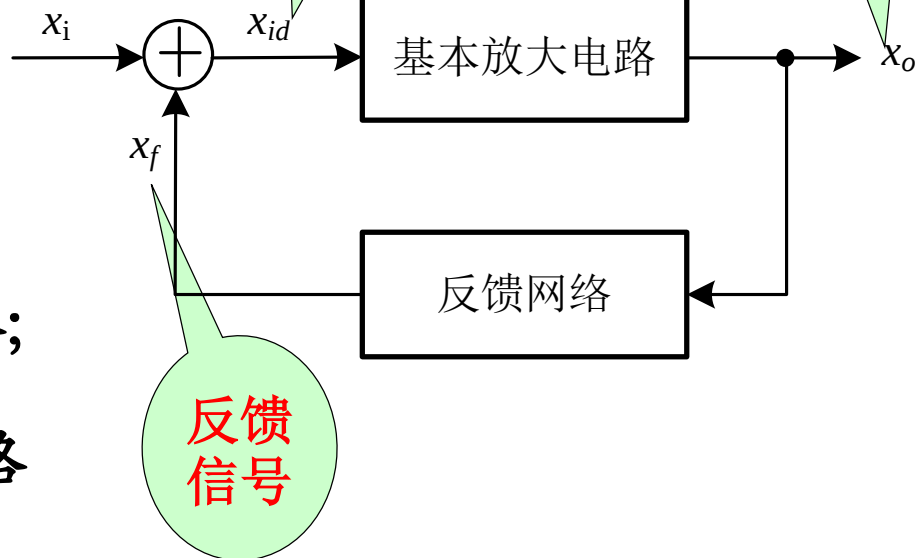
框图

反馈放大电路
的输入信号

$$x_{id} = x_i \pm x_f$$

基本放大电路的输入
信号（净输入信号）

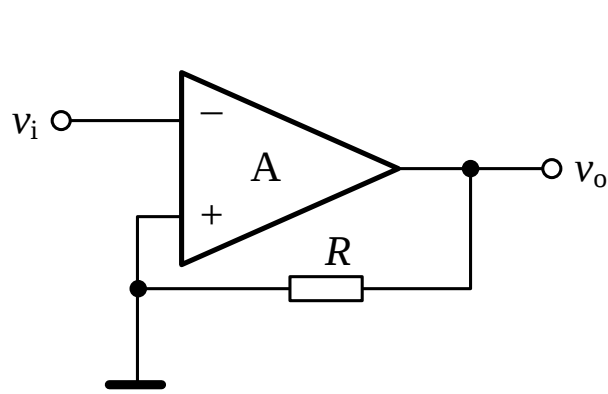
输出信号



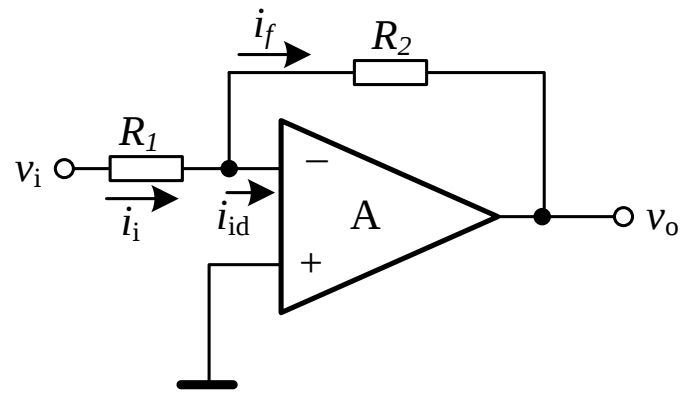
开环放大电路——无反馈通路;

闭环放大电路 ——有反馈通路

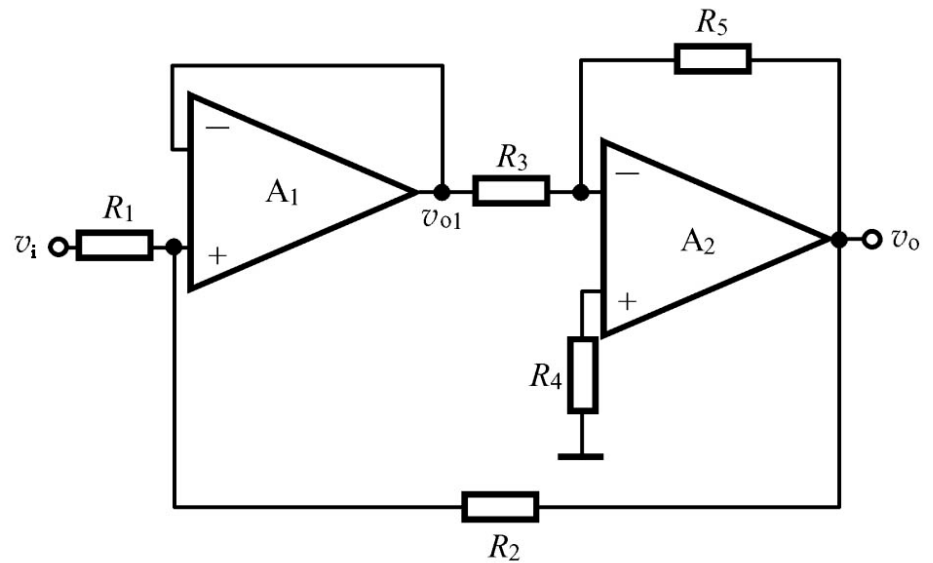
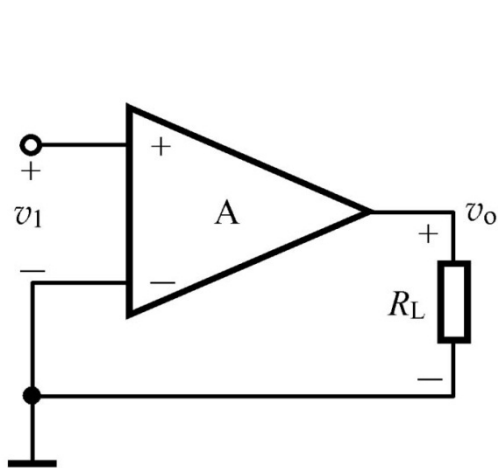
判断电路是否存在反馈通路



(a)

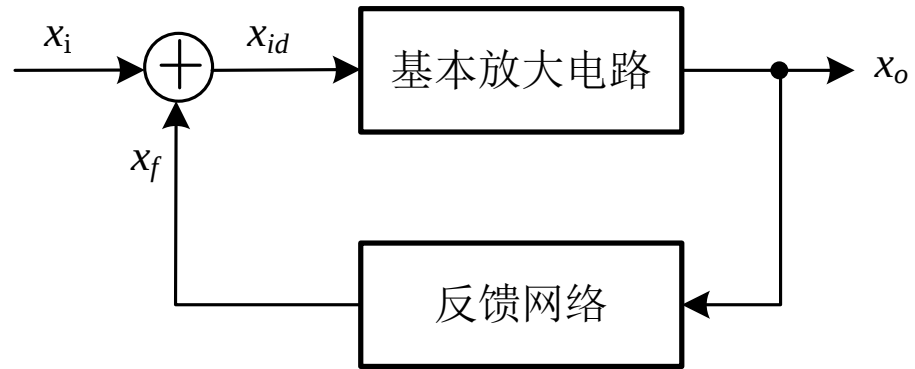


(b)



8.1.2 正反馈与负反馈

从输入端看：



正反馈：引入反馈后，使净输入信号变大。

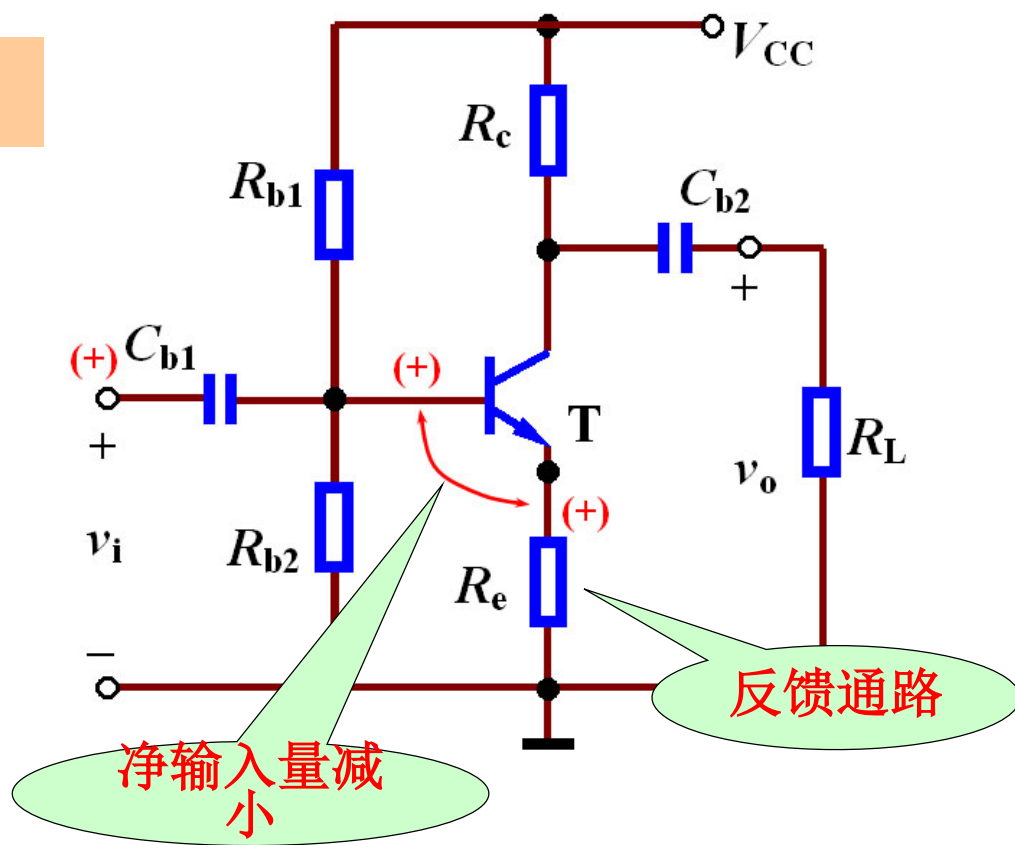
负反馈：引入反馈后，使净输入信号变小。

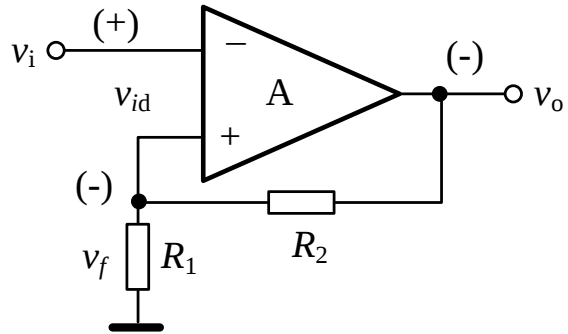
净输入信号可以是电压，也可以是电流。

判别方法：瞬时极性法。

在放大电路的输入端，假设某一瞬时输入信号对地的极性，可用“+”、“-”表示，按信号传输方向依次判断相关点的瞬时极性。

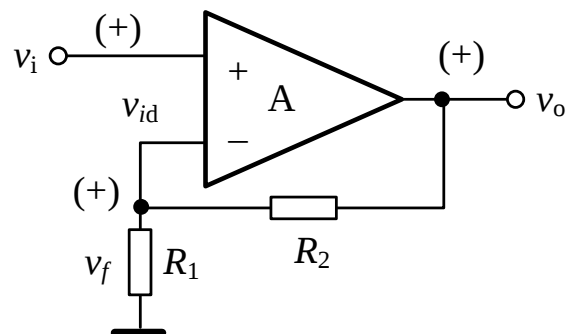
负反馈





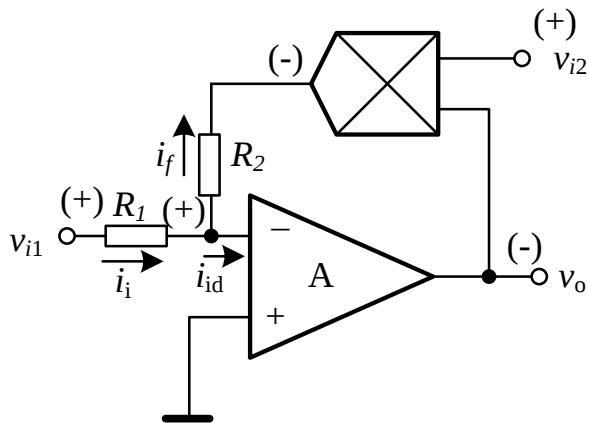
(a)

正反馈



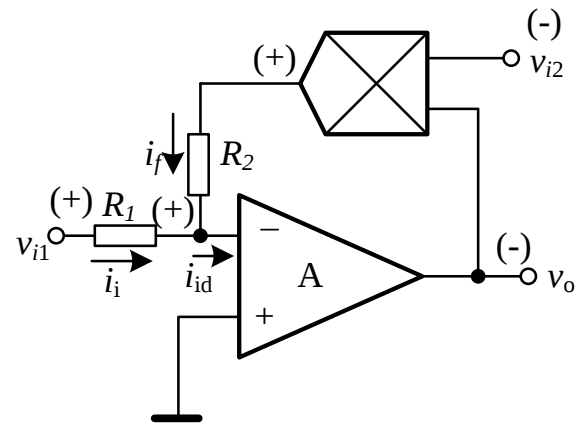
(b)

负反馈



(a)

负反馈



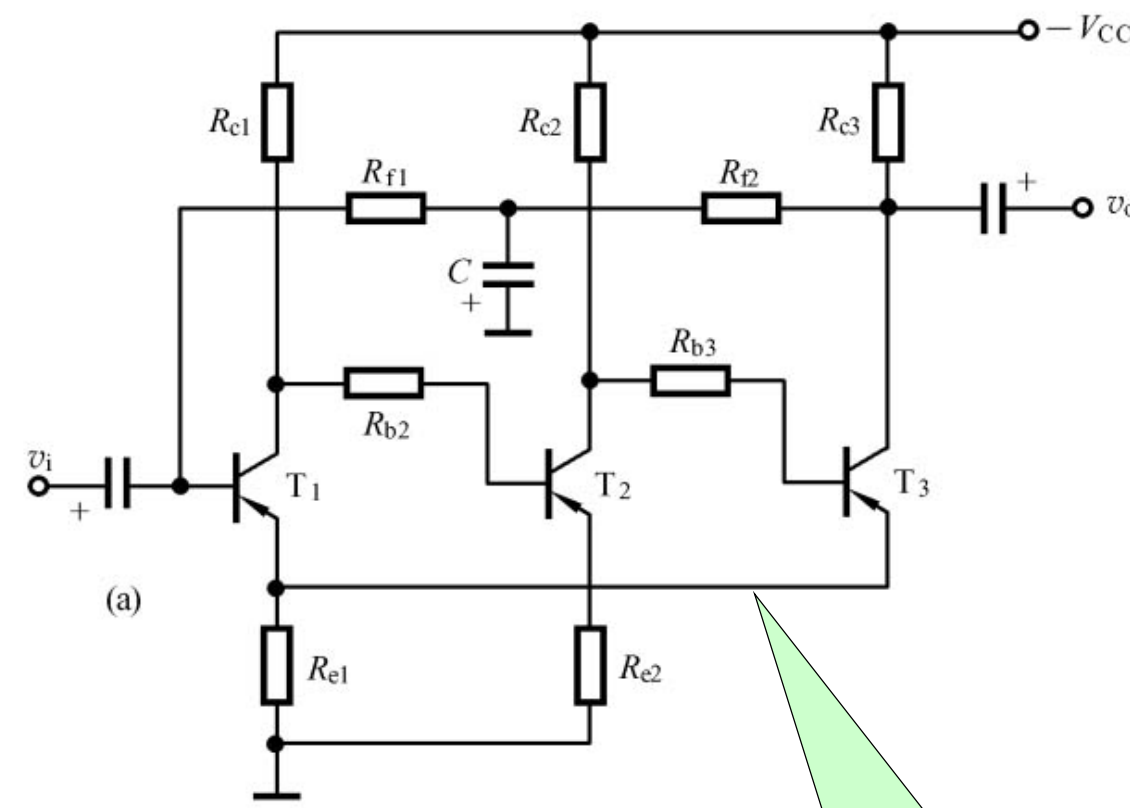
(b)

正反馈

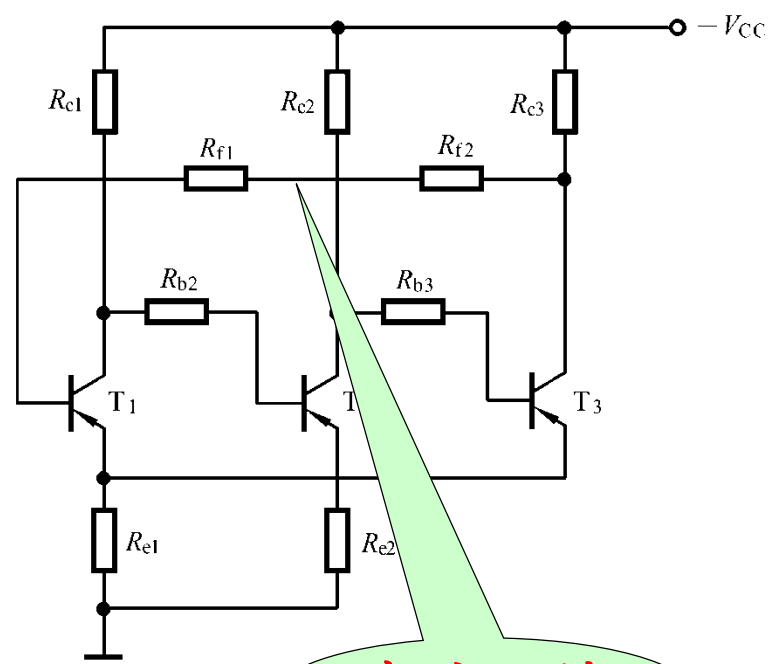


8.1.3 直流反馈与交流反馈

根据反馈到输入端的信号是交流，还是直流，或同时存在，来进行判别。



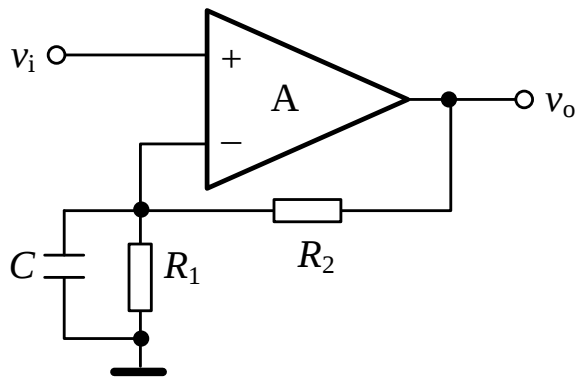
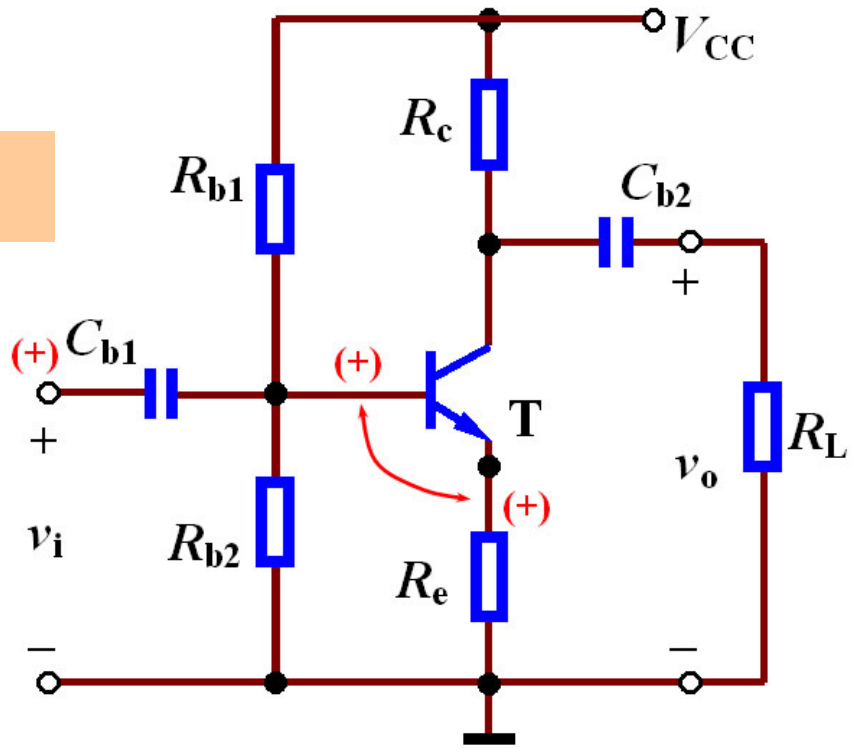
交、直流反馈



直流反馈

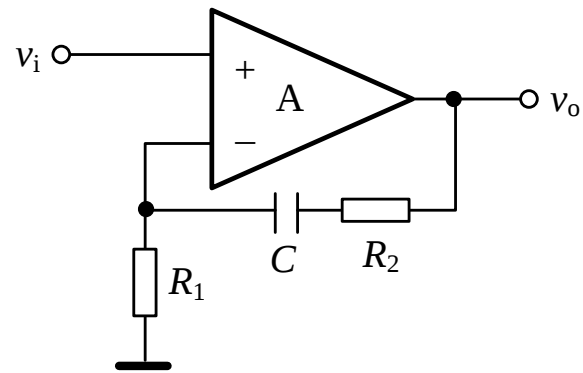
(a)直流通路

交直流反馈



(a)

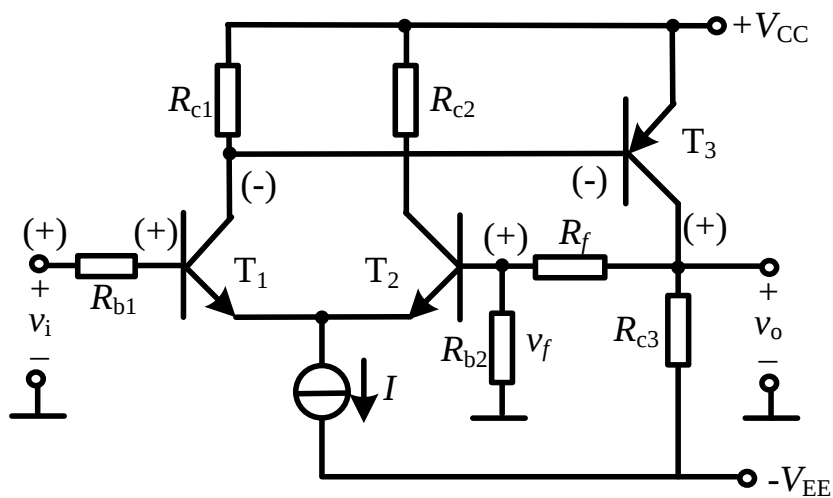
直流反馈



(b)

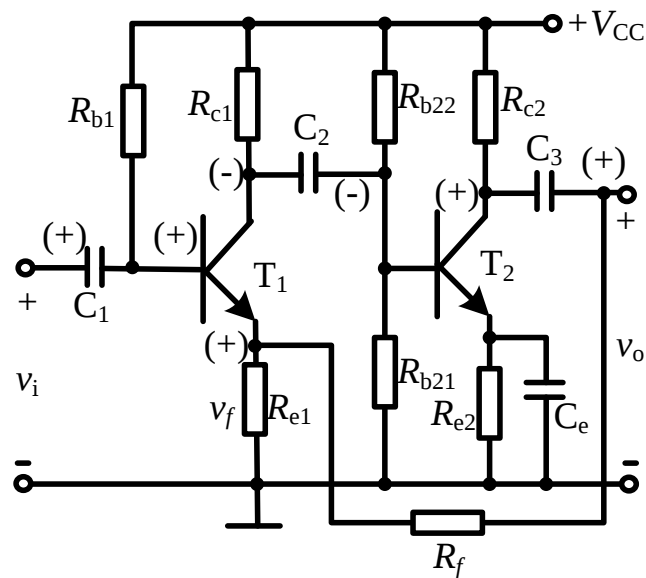
交流反馈

例8.1.5 反馈网络各由什么元器件构成？并判断电路引入的是直流反馈还是交流反馈，是正反馈还是负反馈。



(a)

交直流负反馈



(b)

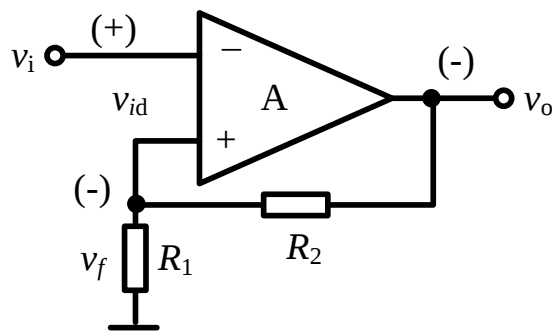
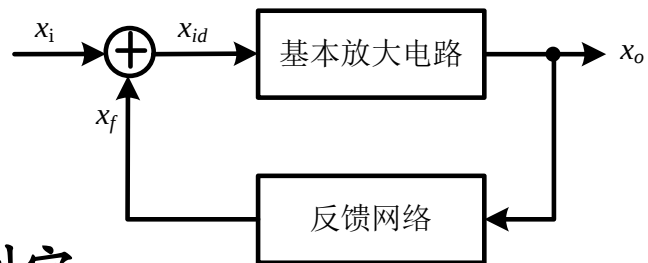
交流负反馈

8.1.4 串联反馈与并联反馈

由反馈网络在放大电路输入端的连接方式判定。

若输入量与反馈量以电压形式相叠加，称为**串联反馈** $v_{id} = v_i \pm v_f$

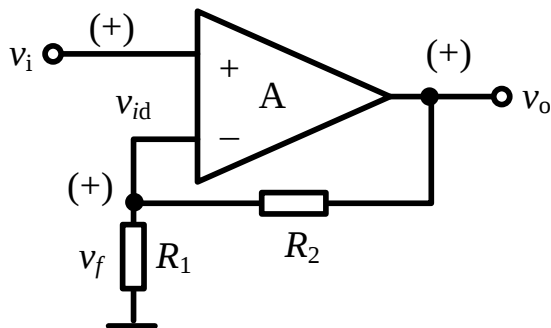
若输入量与反馈量以电流形式相叠加，称为**并联反馈** $i_{id} = i_i \pm i_f$



(a)

$$v_{id} = v_i - (-v_f) = v_i + v_f$$

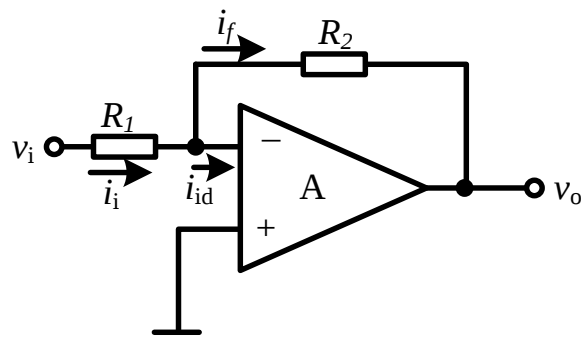
串联正反馈



(b)

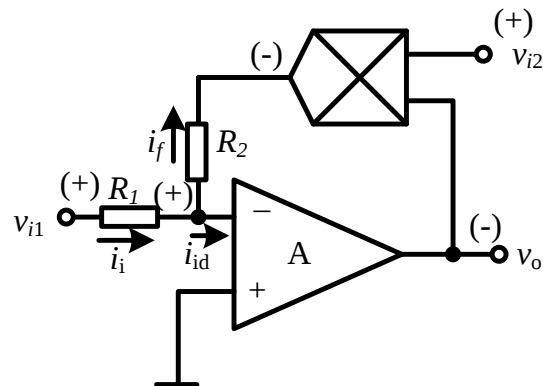
$$v_{id} = v_i - v_f$$

串联负反馈



$$i_{id} = i_i - i_f$$

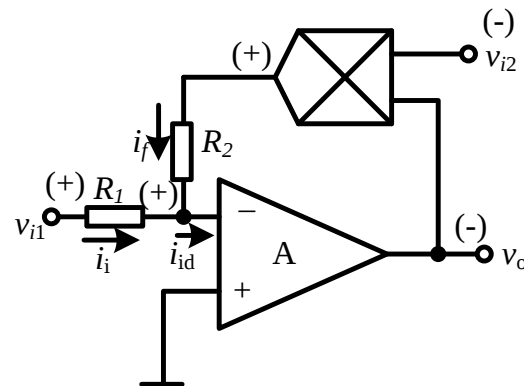
并联负反馈



(a)

$$i_{id} = i_i - i_f$$

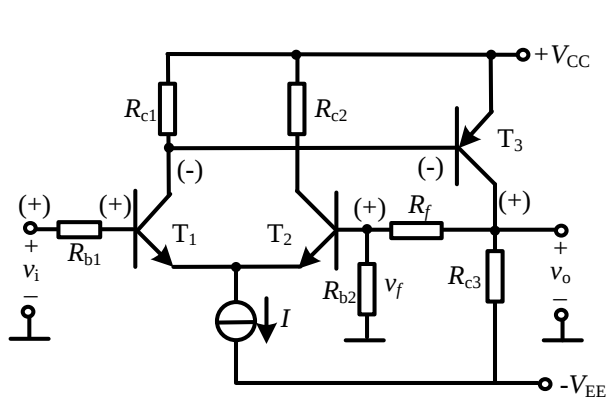
并联负反馈



(b)

$$i_{id} = i_i + i_f$$

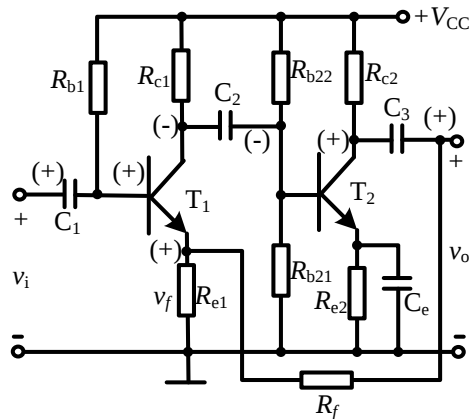
并联正反馈



(a)

$$v_{id} = v_i - v_f$$

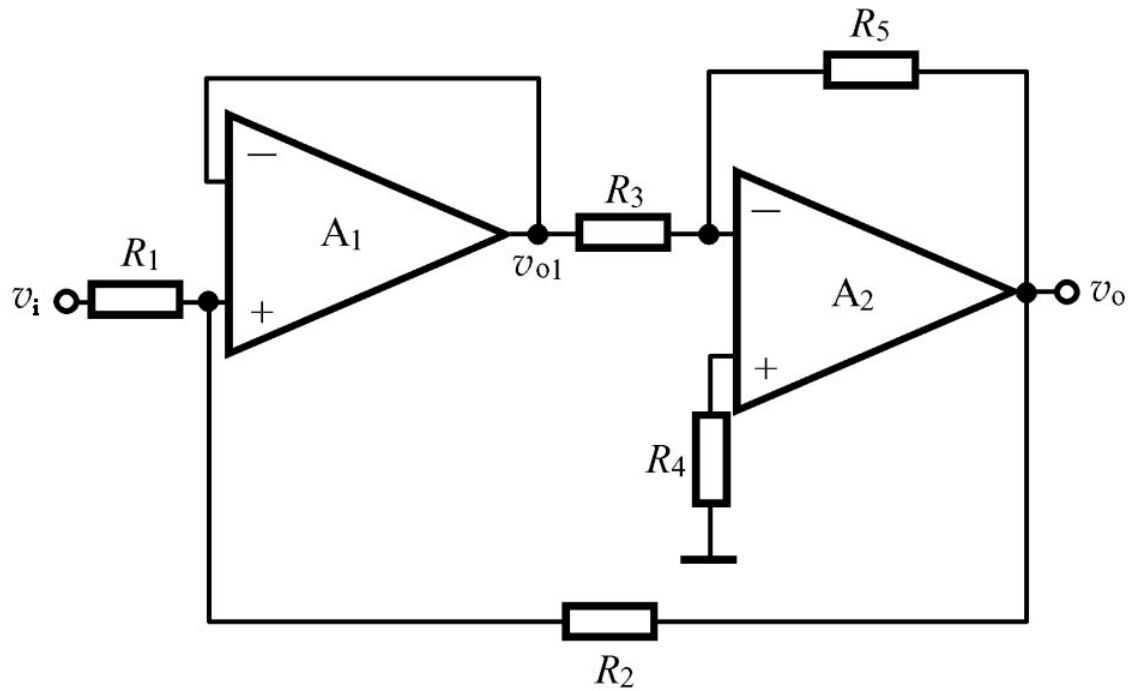
串联负反馈



(b)

$$v_{be} = v_i - v_f$$

串联负反馈



级间： 并联负反馈

A1： 串联负反馈

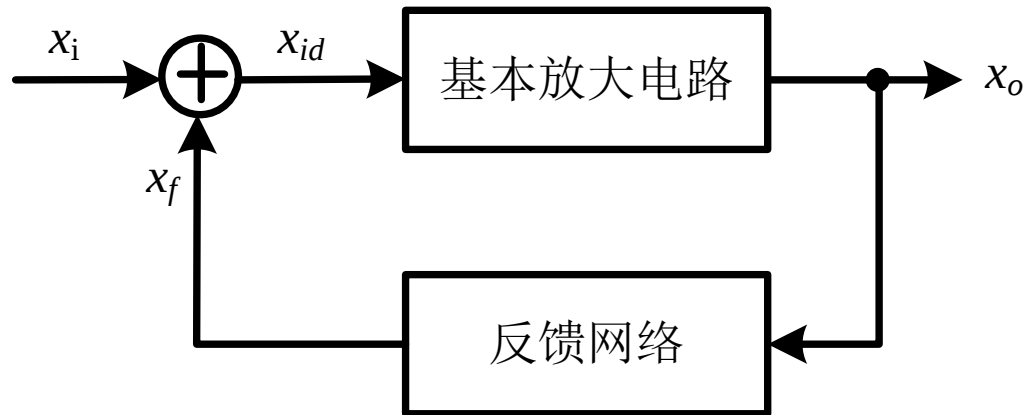
A2： 并联负反馈

8.1.5 电压反馈与电流反馈：

电压反馈与电流反馈由反馈网络在放大电路输出端的取样对象决定

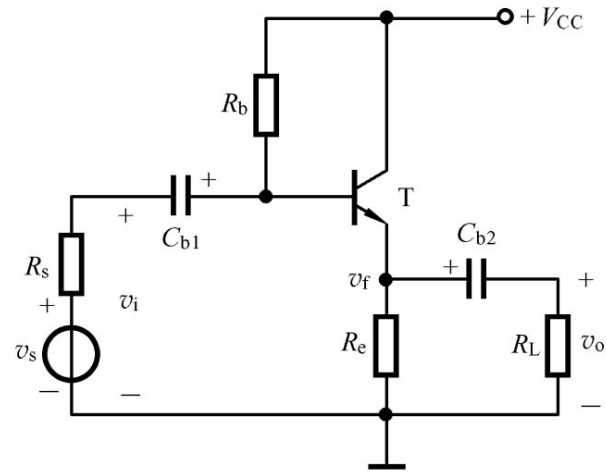
电压反馈： 反馈量**直接**取自电压信号，即 $x_f = Fv_o$

电流反馈： 反馈量**直接**取自电流信号，即 $x_f = Fi_o$



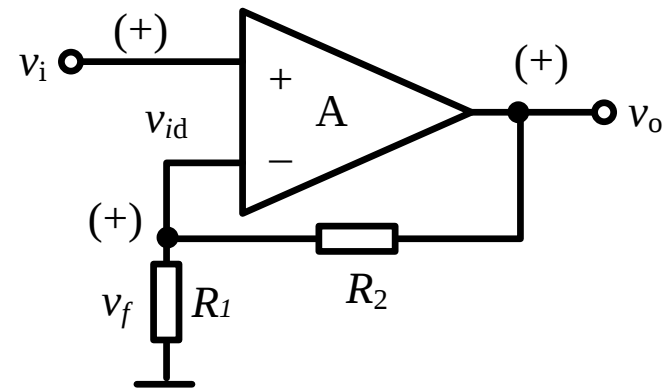
$$v_f = v_o$$

电压反馈



$$v_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$

电压反馈



8.2 负反馈放大电路的四种组态

8.2.1 电压串联负反馈放大电路

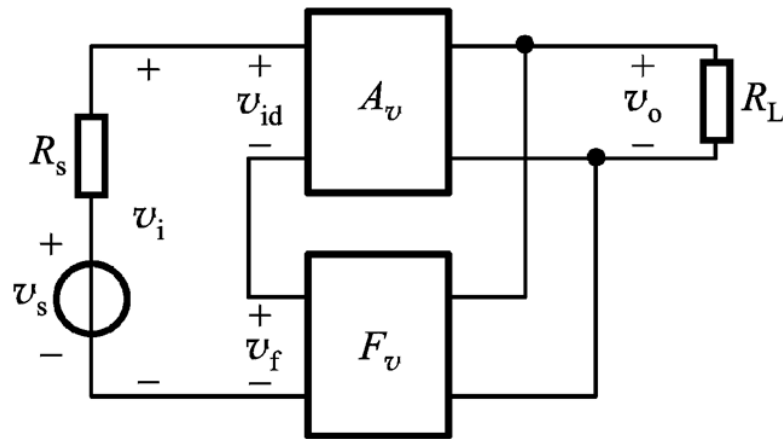
8.2.2 电压并联负反馈放大电路

8.2.3 电流串联负反馈放大电路

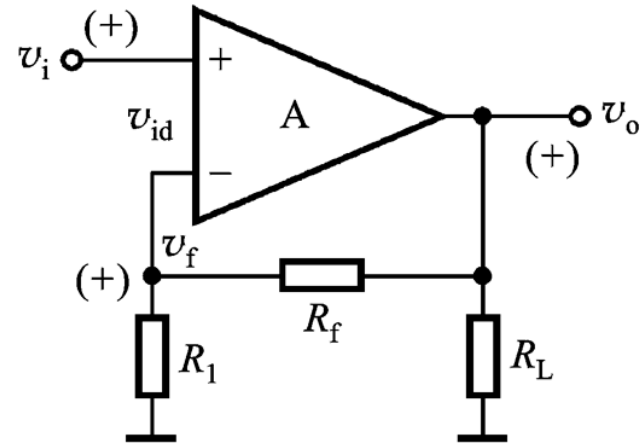
8.2.4 电流并联负反馈放大电路



8.2.1 电压串联负反馈放大电路

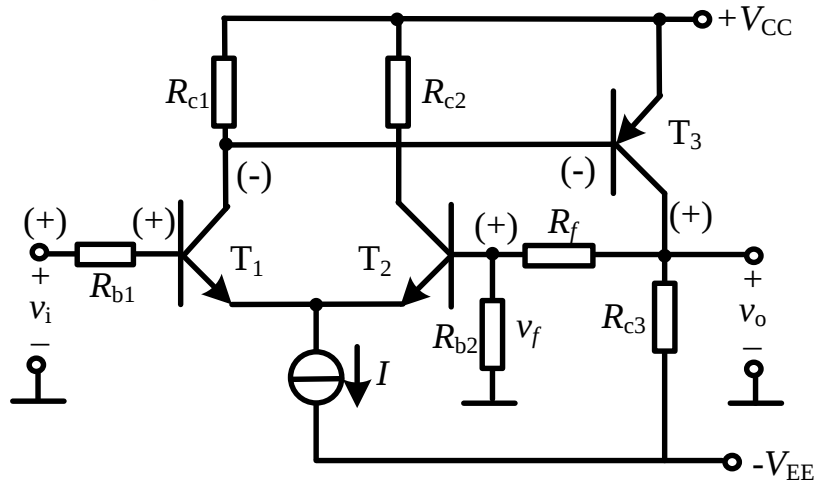


(a)



(b)

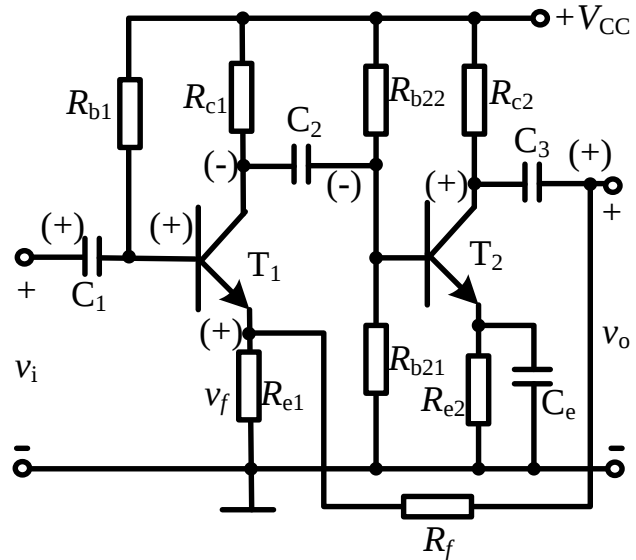
- 输入端以电压形式叠加 (KVL) : $v_{id} = v_i - v_f$
- 反馈量取自电压:
$$v_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$



(a)

$$v_{id} = v_i - v_f \quad \text{串联负反馈}$$

$$v_f = \frac{R_{b2}}{R_f + R_{b2}} v_o \quad \text{电压反馈}$$



(b)

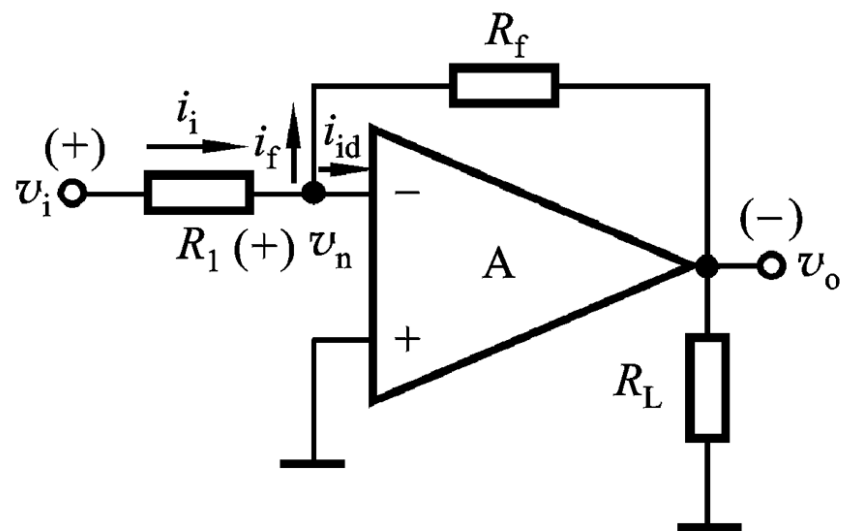
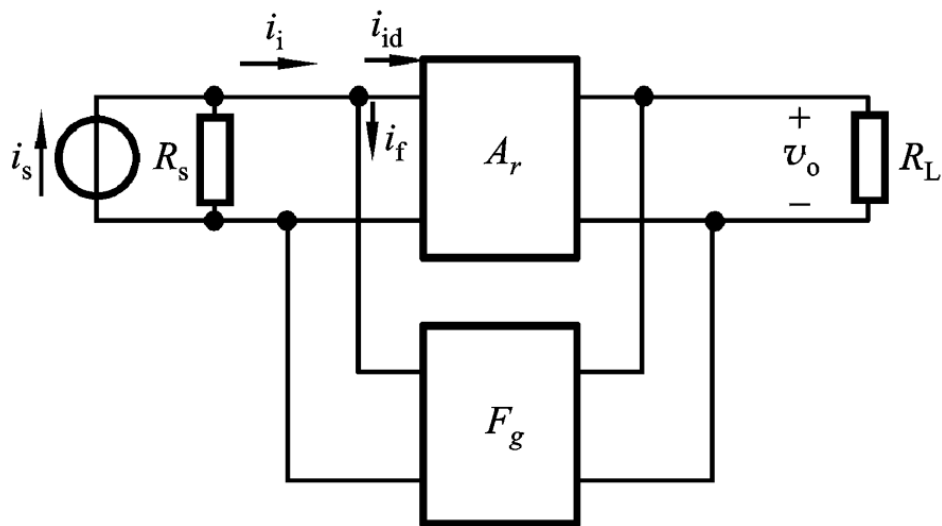
$$v_{be} = v_i - v_f \quad \text{串联负反馈}$$

$$v_f = \frac{R_{e1}}{R_f + R_{e1}} v_o \quad \text{电压反馈}$$

电压串联负反馈

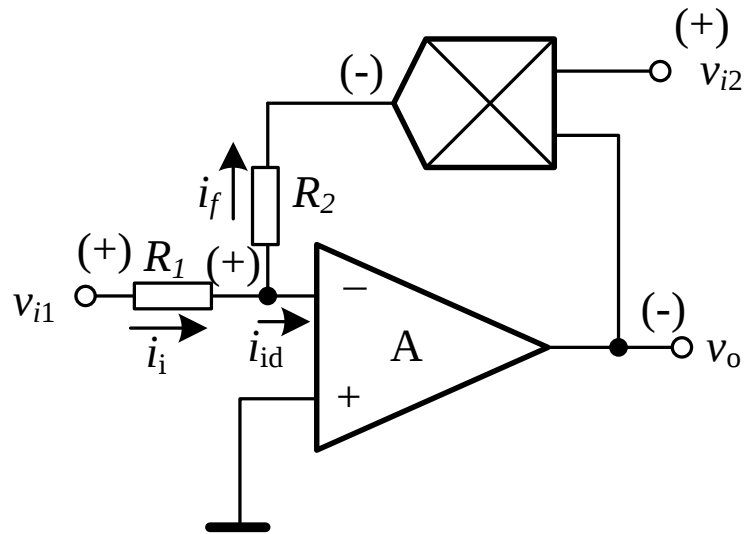


8.2.2 电压并联负反馈放大电路



■ 输入端以电流形式叠加 (KCL) : $i_{id} = i_i - i_f$

■ 反馈量取自电压: $i_f = \frac{0 - v_o}{R_f} = -\frac{1}{R_f} v_o$



$$i_{id} = i_i - i_f$$

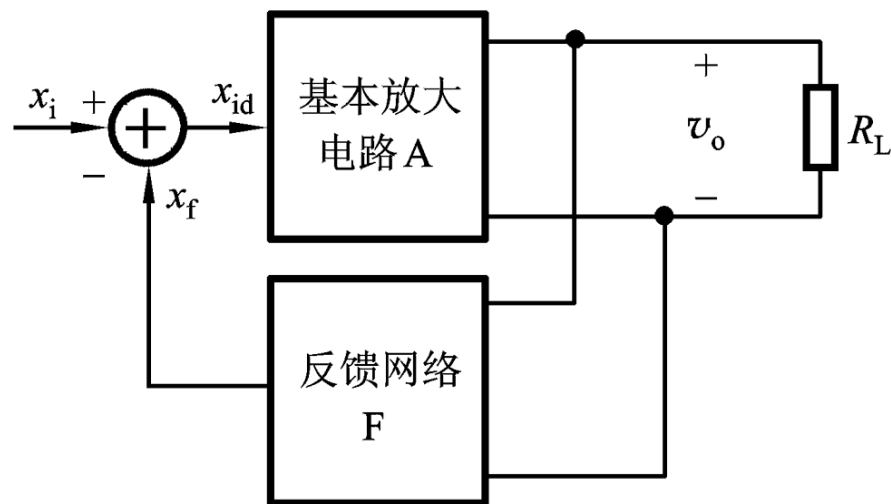
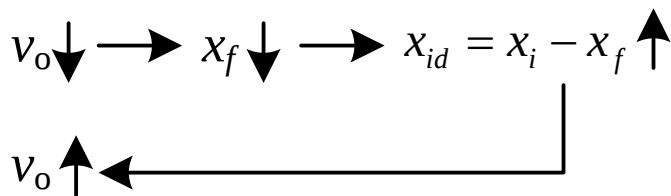
并联负反馈

$$i_f = \frac{0 - k v_{i2} v_o}{R_2} = -\frac{k v_{i2}}{R_2} v_o \quad \text{电压反馈}$$

电压并联负反馈

无论是串联负反馈还是并联负反馈，在输入信号 x_i 不变的前提下，**电压负反馈具有稳定电压**的作用

$$x_f = F v_o, \quad x_{id} = x_i - x_f$$

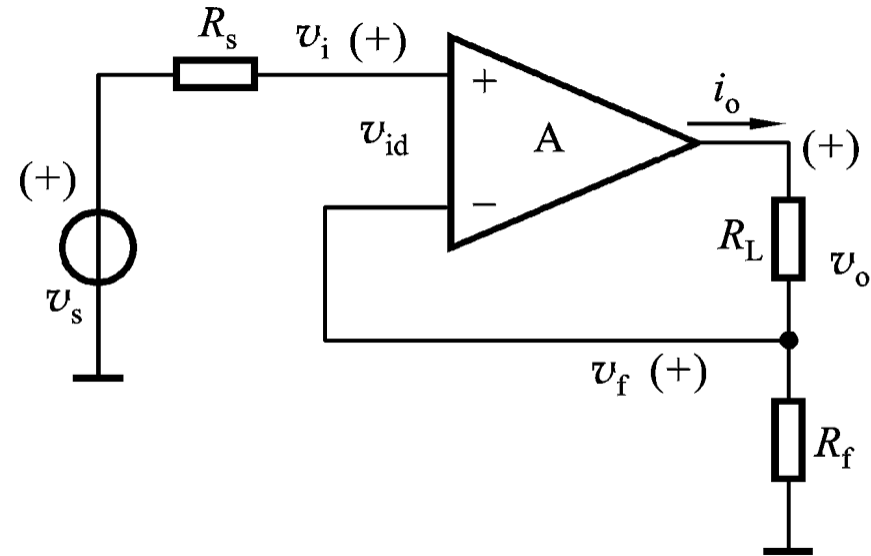
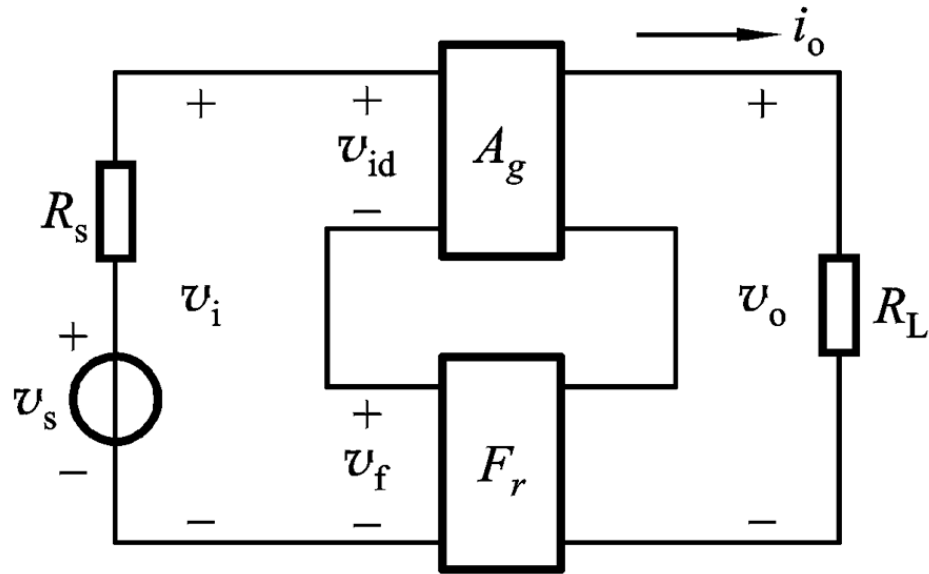


串联负反馈时，**则 v_i 最好为恒压源，即信号源内阻 R_s 越小越好；**

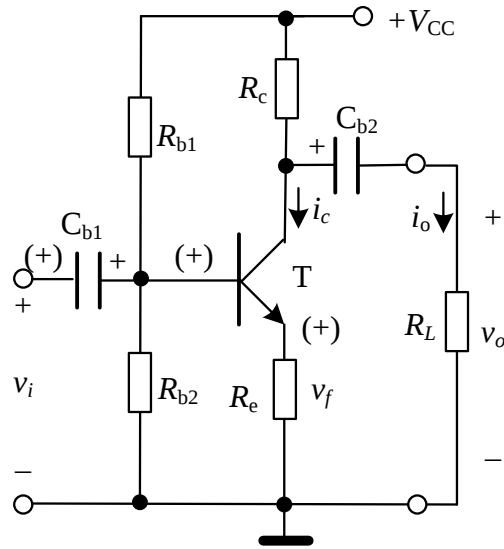
并联负反馈时，**则 i_i 最好为恒流源，即信号源内阻 R_s 越大越好。**



8.2.3 电流串联负反馈放大电路



- 输入端以电压形式叠加 (KVL) : $v_{id} = v_i - v_f$
- 反馈量取自电流: $v_f = R_f i_o$

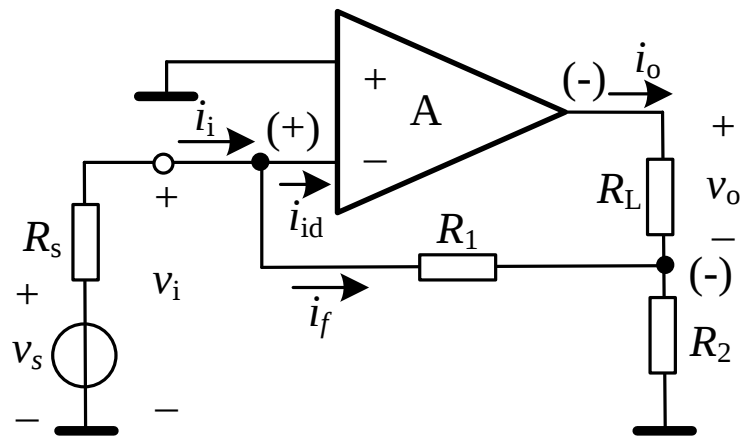
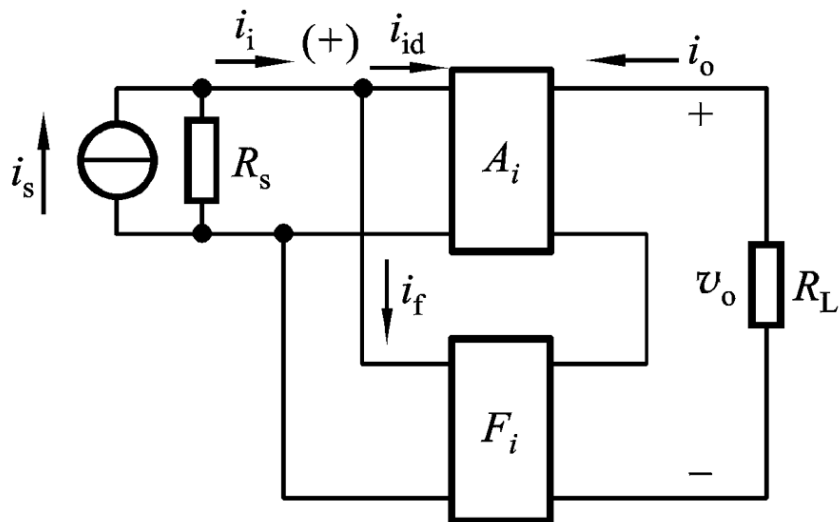


$$V_{id} = V_{be} = V_i - V_f \quad \text{串联负反馈}$$

$$V_f \approx R_e i_c \quad \text{电流反馈}$$

电流串联负反馈

8.2.4 电流并联负反馈放大电路

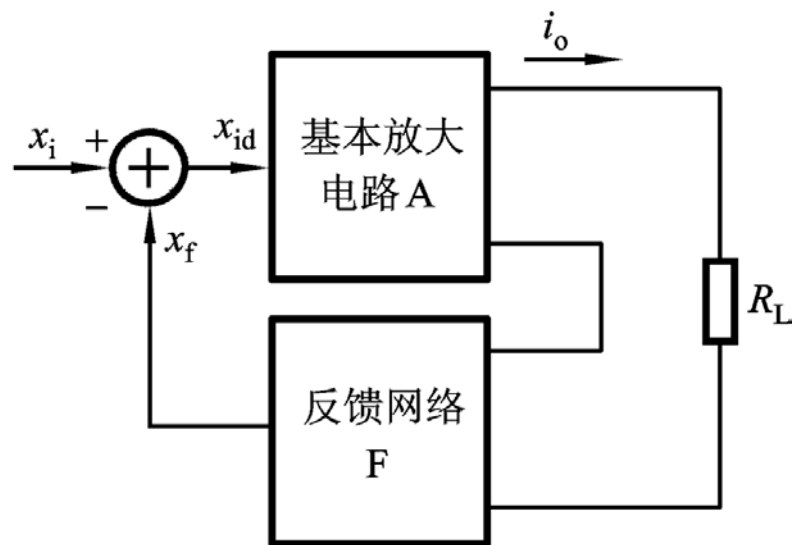
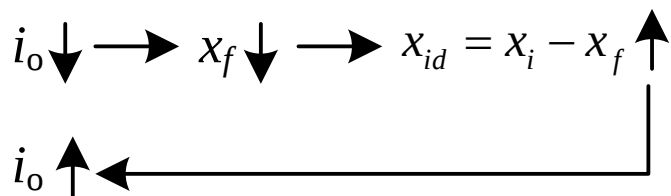


■ 输入端以电流形式叠加 (KCL) : $i_{id} = i_i - i_f$

■ 反馈量取自电流: $i_f = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} i_o$

无论是串联负反馈还是并联负反馈，在输入信号 x_i 不变的前提下，**电流负反馈具有稳定电流**的作用

$$x_f = F i_o, \quad x_{id} = x_i - x_f$$



串联负反馈时，**则 v_i 最好为恒压源，即信号源内阻 R_s 越小越好；**

并联负反馈时，**则 i_i 最好为恒流源，即信号源内阻 R_s 越大越好。**

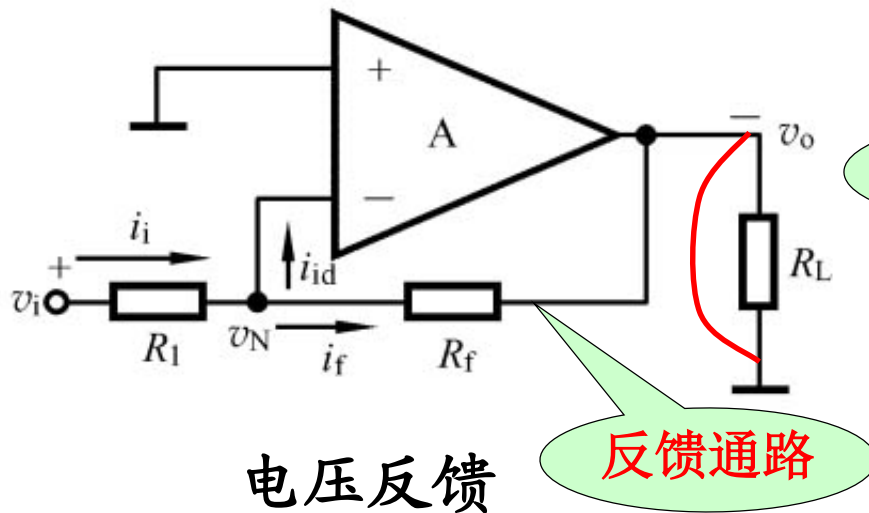


电压反馈与电流反馈：

判断方法1：负载短路法

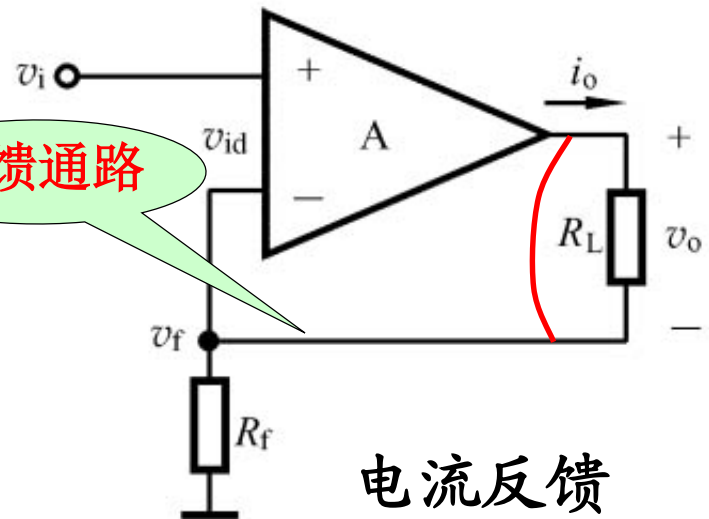
将**负载**短路，若反馈量为零——电压反馈。

将**负载**短路，若反馈量仍然存在——电流反馈。



电压反馈

$$i_f = \frac{0 - v_o}{R_f} = -\frac{1}{R_f} v_o$$

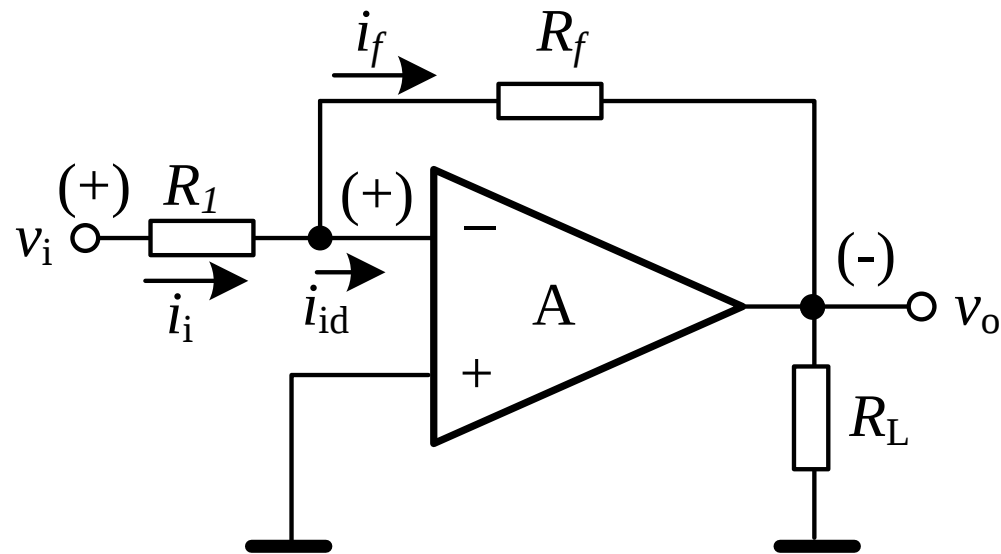


电流反馈

$$v_f = R_f i_o$$

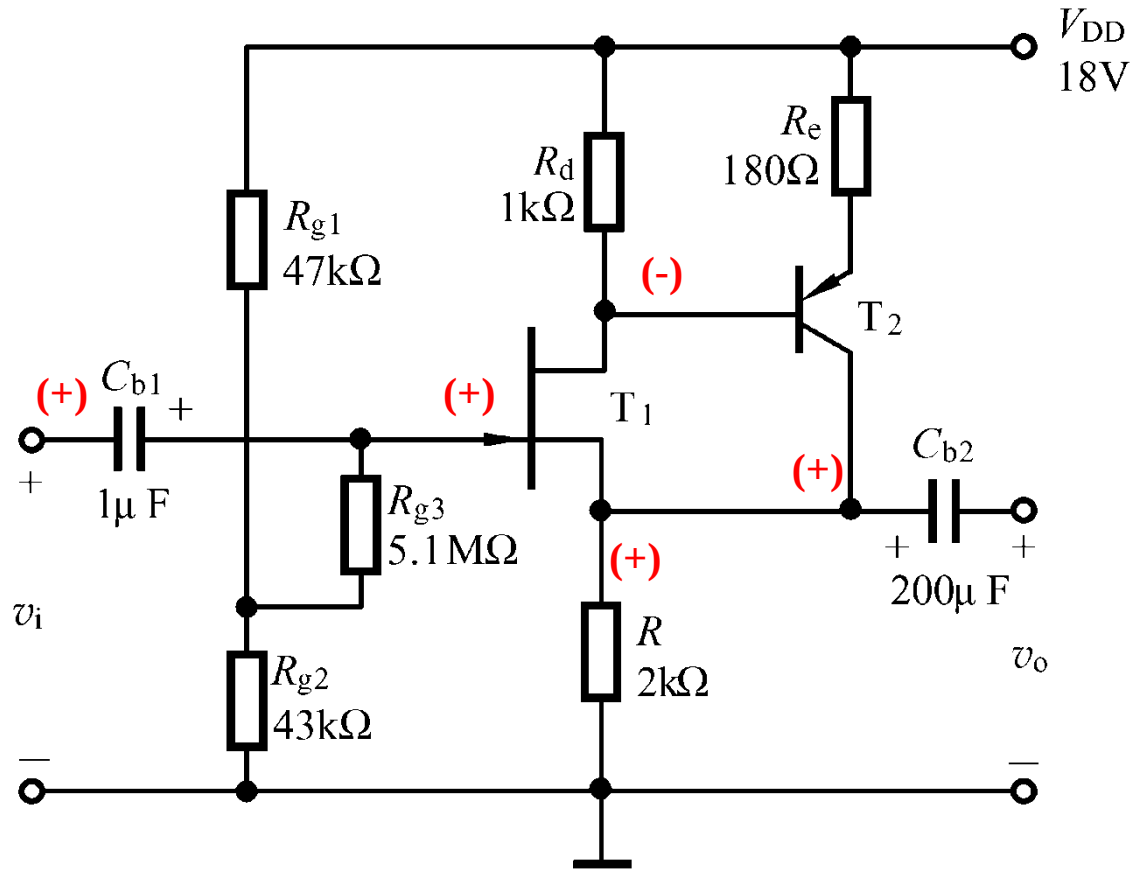
判断方法2：写出表达式法

反馈组态判断举例



电压并联负反馈

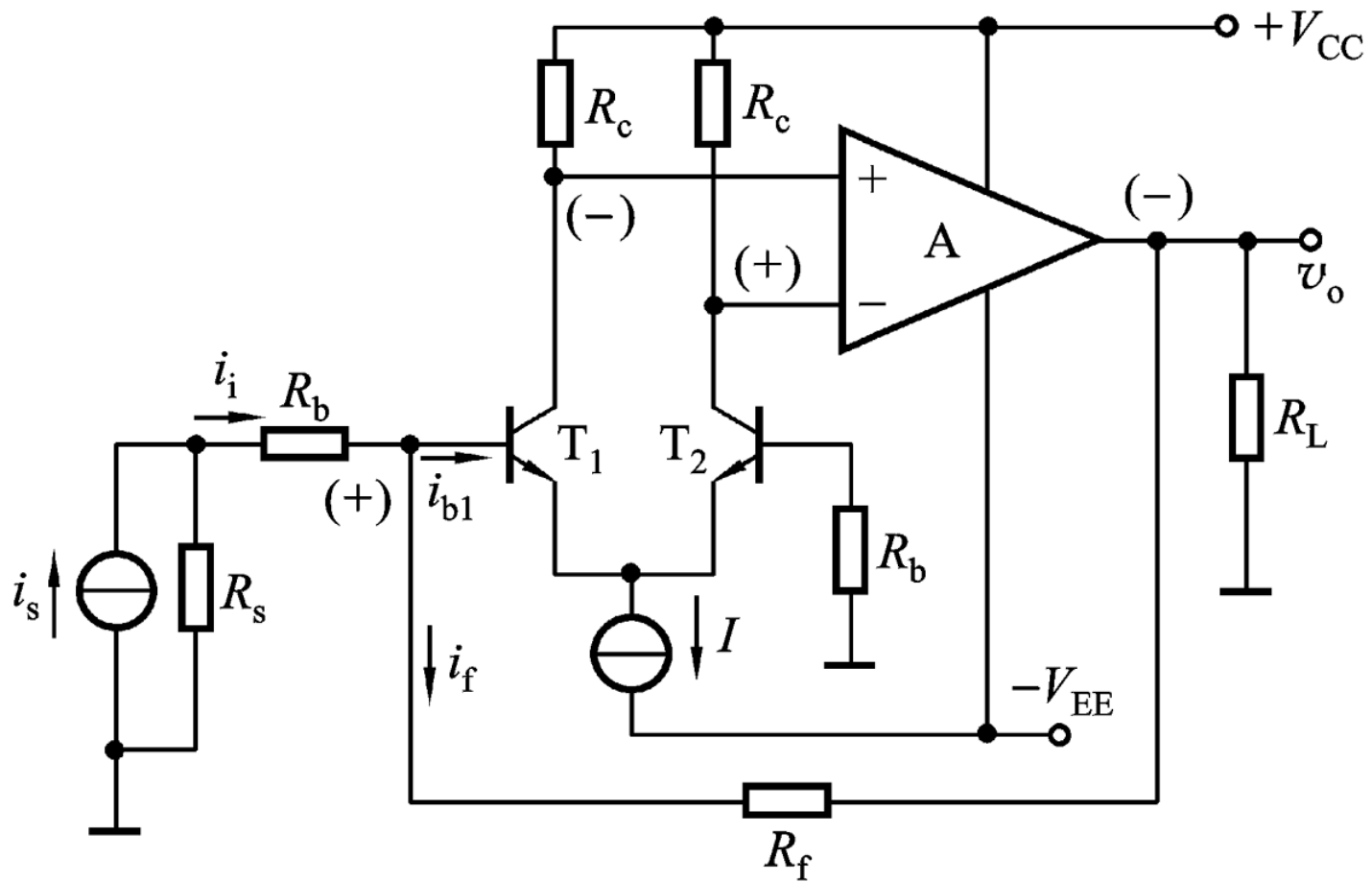
反馈组态判断举例



(a)

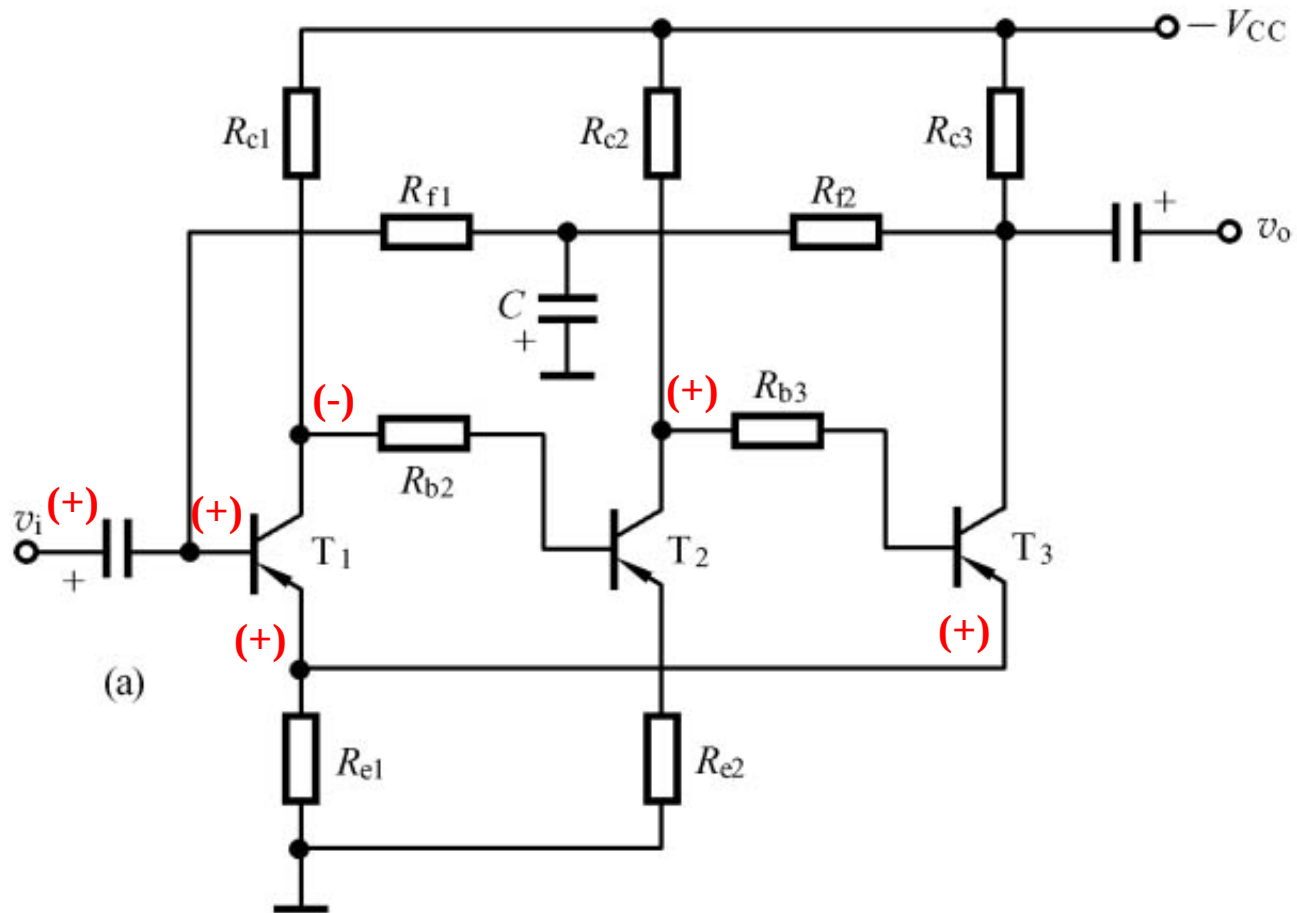
级间电压串联负反馈

反馈组态判断举例



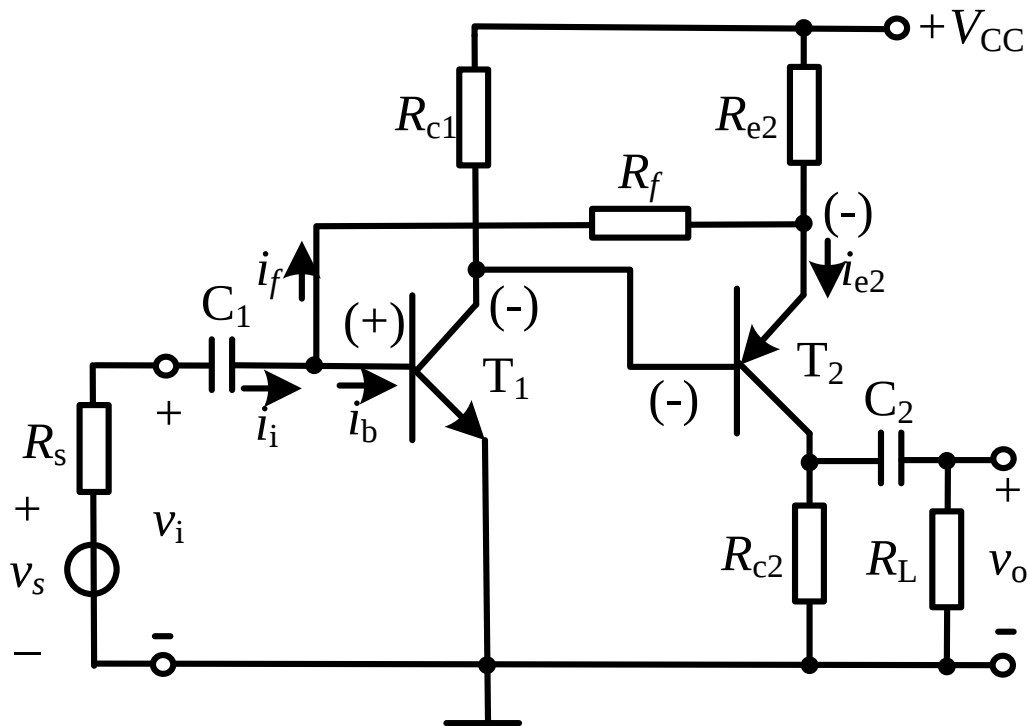
电压并联负反馈

反馈组态判断举例（交流）



电流串联负反馈

反馈组态判断举例



电流并联负反馈



特点小结

◆ **串联反馈**：反馈信号与输入信号加在不同输入端，以电压的形式进行比较。

◆ **并联反馈**：反馈信号与输入信号加在同一输入端，以电流的形式进行比较。

◆ **电压负反馈**：反馈信号的取样对象是电压，可以稳定电压。

◆ **电流负反馈**：反馈信号的取样对象是电流，可以稳定电流。

反馈放大电路稳定什么电量，由反馈量**直接**取自什么电量决定

作业

8.1

8.2

8.3

8.4

8.6



8.3 负反馈放大电路的方框图及增益的一般表达式

8.3.1 负反馈放大电路的方框图

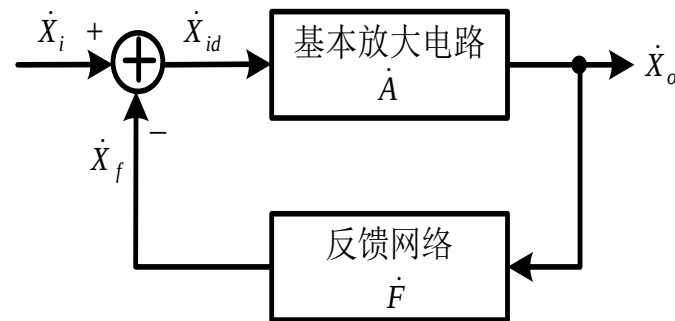
8.3.2 负反馈放大电路增益的一般表达式

8.3.1 负反馈放大电路的方框图

一般情况下， A 和 F 都是频率的函数，当考虑信号频率的影响时， A_f 、 A 和 F 分别用 $\dot{A}_f$ 、 $\dot{A}$ 和 $\dot{F}$ 表示。

1. 增益的一般表达式

$$\dot{X}_{id} = \dot{X}_i - \dot{X}_f$$



开环增益

$$\dot{A} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_{id}}$$

因为 $\dot{X}_{id} = \dot{X}_i - \dot{X}_f$

所以 闭环增益:

反馈系数

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

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_{id} + \dot{X}_f} = \frac{\dot{A}\dot{X}_{id}}{\dot{X}_{id} + \dot{F}(\dot{A}\dot{X}_{id})}$$

闭环增益

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

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



表 8.3.1 四种组态负反馈放大电路的信号含义[Ⓢ]

反馈组态 [Ⓢ]	$\dot{X}_i$ 、 $\dot{X}_{id}$ 、 $\dot{X}_f$ [Ⓢ]	$\dot{X}_o$ [Ⓢ]	$\dot{A}$ [Ⓢ]	$\dot{F}$ [Ⓢ]	$\dot{A}_f$ [Ⓢ]	功能 [Ⓢ]
电压串联 [Ⓢ]	$\dot{V}_i$ 、 $\dot{V}_{id}$ 、 $\dot{V}_f$ [Ⓢ]	$\dot{V}_o$ [Ⓢ]	$\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_{id}$ [Ⓢ] (无量纲) [Ⓢ]	$\dot{F}_v = \dot{V}_f / \dot{V}_o$ [Ⓢ] (无量纲) [Ⓢ]	$\dot{A}_{vf} = \dot{V}_o / \dot{V}_i = \frac{\dot{A}_v}{1 + \dot{A}_v \dot{F}_v}$ [Ⓢ] (无量纲) [Ⓢ]	$\dot{V}_i$ 控制 $\dot{V}_o$ [Ⓢ] 电压放大 [Ⓢ]
电压并联 [Ⓢ]	$\dot{I}_i$ 、 $\dot{I}_{id}$ 、 $\dot{I}_f$ [Ⓢ]	$\dot{V}_o$ [Ⓢ]	$\dot{A}_r = \dot{V}_o / \dot{I}_{id}$ [Ⓢ] (电阻量纲) [Ⓢ]	$\dot{F}_g = \dot{I}_f / \dot{V}_o$ [Ⓢ] (电导量纲) [Ⓢ]	$\dot{A}_{rf} = \dot{V}_o / \dot{I}_i = \frac{\dot{A}_r}{1 + \dot{A}_r \dot{F}_g}$ [Ⓢ] (电阻量纲) [Ⓢ]	$\dot{I}_i$ 控制 $\dot{V}_o$ [Ⓢ] 电流转换为电压 [Ⓢ]
电流串联 [Ⓢ]	$\dot{V}_i$ 、 $\dot{V}_{id}$ 、 $\dot{V}_f$ [Ⓢ]	$\dot{I}_o$ [Ⓢ]	$\dot{A}_g = \dot{I}_o / \dot{V}_{id}$ [Ⓢ] (电导量纲) [Ⓢ]	$\dot{F}_r = \dot{V}_f / \dot{I}_o$ [Ⓢ] (电阻量纲) [Ⓢ]	$\dot{A}_{gf} = \dot{I}_o / \dot{V}_i = \frac{\dot{A}_g}{1 + \dot{A}_g \dot{F}_r}$ [Ⓢ] (电导量纲) [Ⓢ]	$\dot{V}_i$ 控制 $\dot{I}_o$ [Ⓢ] 电压转换为电流 [Ⓢ]
电流并联 [Ⓢ]	$\dot{I}_i$ 、 $\dot{I}_{id}$ 、 $\dot{I}_f$ [Ⓢ]	$\dot{I}_o$ [Ⓢ]	$\dot{A}_i = \dot{I}_o / \dot{I}_{id}$ [Ⓢ] (无量纲) [Ⓢ]	$\dot{F}_i = \dot{I}_f / \dot{I}_o$ [Ⓢ] (无量纲) [Ⓢ]	$\dot{A}_{if} = \dot{I}_o / \dot{I}_i = \frac{\dot{A}_i}{1 + \dot{A}_i \dot{F}_i}$ [Ⓢ] (无量纲) [Ⓢ]	$\dot{I}_i$ 控制 $\dot{I}_o$ [Ⓢ] 电流放大 [Ⓢ]

2. 反馈深度

闭环增益： $\dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$ $(1 + \dot{A}\dot{F})$ 称为反馈深度

其中： $\dot{A}\dot{F}$ 称为环路增益

(1) $|1 + \dot{A}\dot{F}| > 1$ 时, $|\dot{A}_f| < |\dot{A}|$, 负反馈

(2) $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$ 时, $|\dot{A}_f| \approx |1/\dot{F}|$, 深度负反馈

(3) $|1 + \dot{A}\dot{F}| < 1$ 时, $|\dot{A}_f| > |\dot{A}|$, 正反馈

(4) $|1 + \dot{A}\dot{F}| = 0$ 时, $|\dot{A}_f| \rightarrow \infty$, 自激振荡



8.4 深度负反馈条件下的近似计算

1. 深度负反馈的特点
2. 举例

1. 深度负反馈的特点

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

即，深度负反馈条件下，闭环增益只与反馈网络有关——稳定

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

得 $\dot{X}_f \approx \dot{X}_i$ 输入信号近似等于反馈信号

→ $\dot{X}_{id} = \dot{X}_i - \dot{X}_f \approx 0$ 净输入信号近似等于零

由此可得深度负反馈条件下，基本放大电路“两虚”的概念



深度负反馈条件下

$$x_{id} = x_i - x_f \approx 0$$

串联负反馈，输入端电压求和

$$\begin{cases} v_{id} = v_i - v_f \approx 0 & \text{虚短} \\ i_{id} = \frac{v_{id}}{r_i} \approx 0 & \text{虚断} \end{cases}$$

并联负反馈，输入端电流求和

$$\begin{cases} i_{id} = i_i - i_f \approx 0 & \text{虚断} \\ v_{id} = i_{id} r_i \approx 0 & \text{虚短} \end{cases}$$



2. 举例

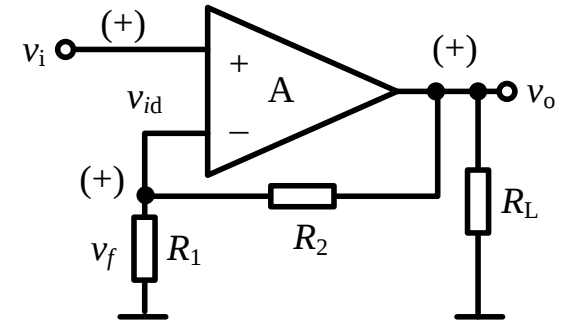
电压串联负反馈

根据虚短、虚断得

$$\dot{V}_i = \dot{V}_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \dot{V}_o$$

闭环电压增益:

$$\dot{A}_{vf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \approx \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_f} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



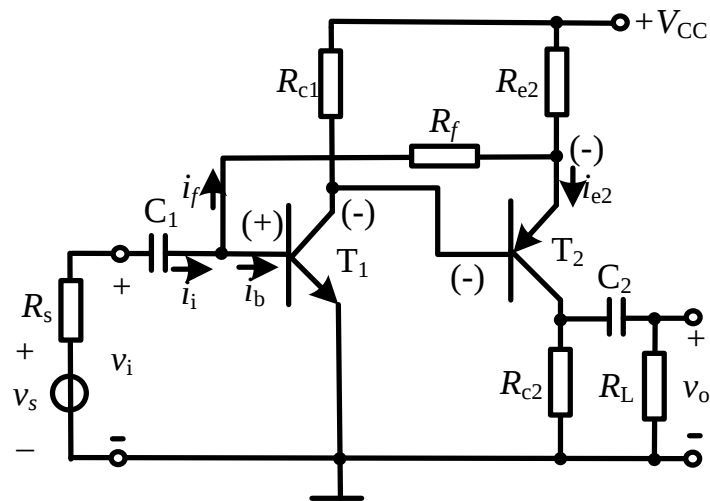
同相放大器

电流并联负反馈

$$\dot{I}_f = \frac{R_{e2}}{R_f + R_{e2}} \dot{I}_{e2}$$

$$\dot{A}_{if} = \frac{\dot{I}_{e2}}{\dot{I}_i} \approx \frac{\dot{I}_{e2}}{\dot{I}_f} = \left(1 + \frac{R_f}{R_{e2}}\right)$$

$$\dot{A}_{vsf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} \approx \frac{\dot{I}_{e2} R'_L}{\dot{I}_i R_s} = \dot{A}_{if} \frac{R'_L}{R_s} = \left(1 + \frac{R_f}{R_{e2}}\right) \frac{R_{c2} \parallel R_L}{R_s}$$



两次校核:

1. 闭环增益量纲的校核: 与反馈组态一致
2. 相位关系的校核: 与电路组态一致

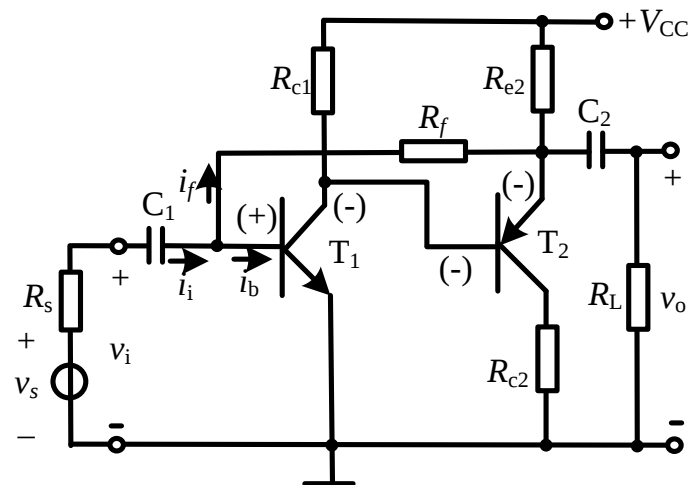
$$\dot{I}_b = \dot{I}_i - \dot{I}_f$$

$$\dot{I}_f = \frac{0 - \dot{V}_o}{R_f} = -\frac{1}{R_f} \dot{V}_o$$

电压并联负反馈

$$\dot{A}_{rf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i} \approx \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_f} = -R_f$$

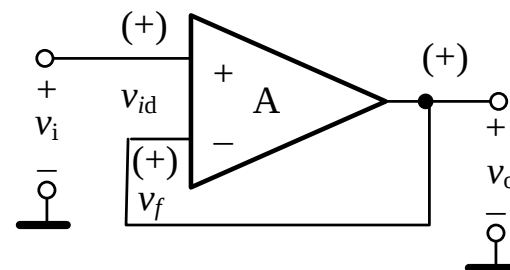
$$\dot{A}_{vsf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i R_s} = \dot{A}_{rf} \frac{1}{R_s} = -\frac{R_f}{R_s}$$



$$\dot{V}_f = \dot{V}_o \quad \dot{V}_{id} = \dot{V}_i - \dot{V}_f$$

电压串联负反馈

$$\dot{A}_{vf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \approx \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_f} = 1$$



电压跟随器

设电路满足深度负反馈条件，试写出该电路闭环电压增益表达式。

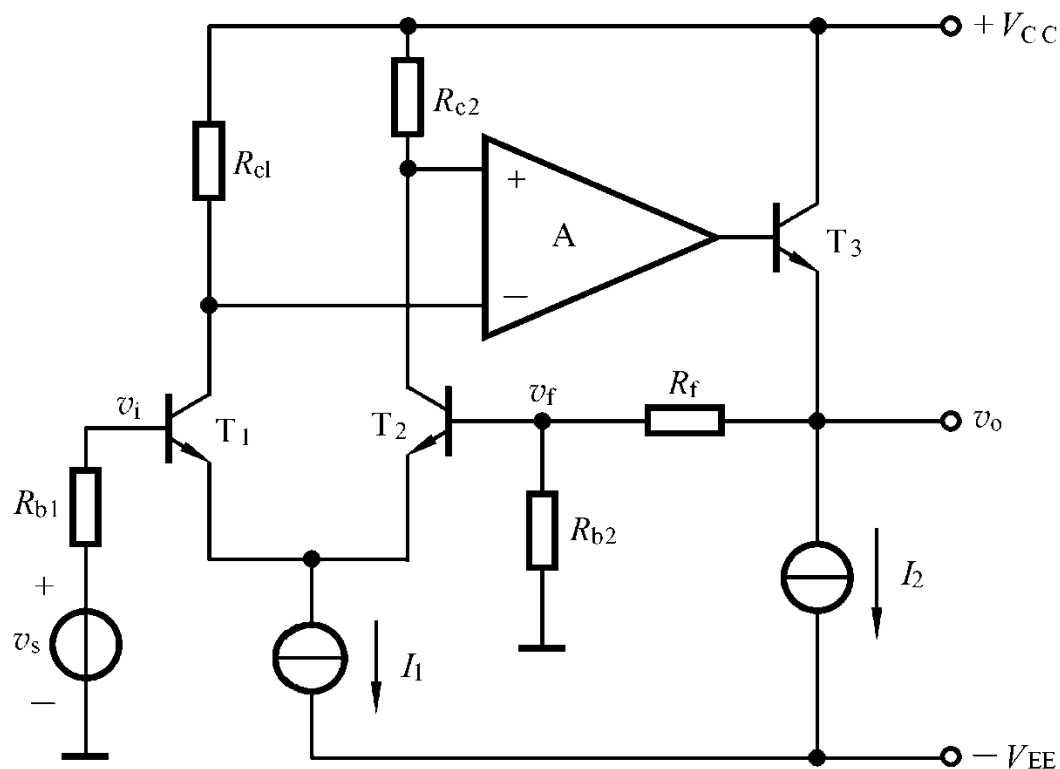
解:
$$\dot{V}_f = \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_f} \dot{V}_o$$

$$\dot{V}_{id} = \dot{V}_i - \dot{V}_f$$

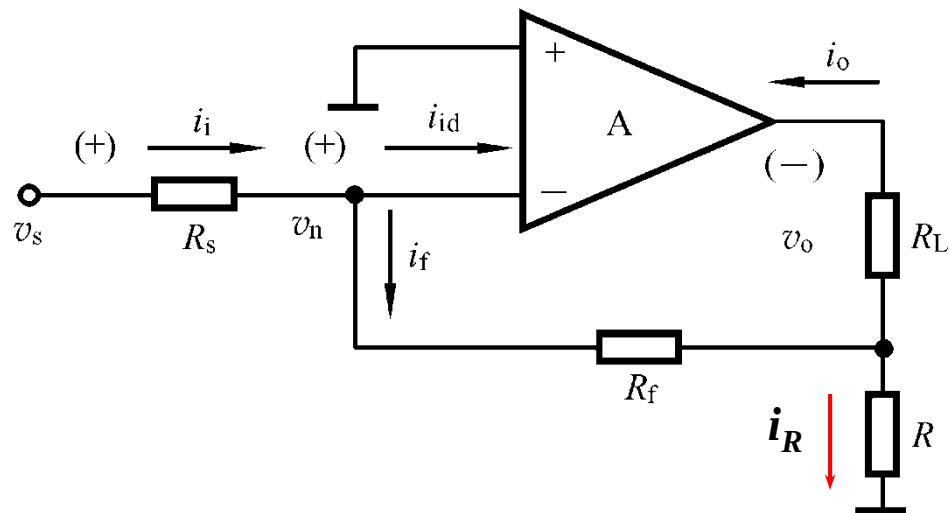
电压串联负反馈

闭环电压增益:

$$\dot{A}_{vf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \approx \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_f} = 1 + \frac{R_f}{R_{b2}}$$



设电路满足深度负反馈条件，试写出该电路的闭环增益和闭环源电压增益表达式。



解: $v_n = v_p = 0$

$$i_f = \frac{R}{R_f + R} i_o$$

电流并联负反馈

$$i_{id} = i_i - i_f$$

闭环增益 $\dot{A}_{if} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \approx \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_f} = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)$

闭环电压增益: $\dot{A}_{vsf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{-\dot{I}_o R_L}{\dot{I}_i R_s} = -\left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \frac{R_L}{R_s}$

注意: 若 i_o 参考方向不同, 将影响闭环增益的符号, 但不会影响闭环电压增益的符号。

$$i_{b1} = i_i - i_f$$

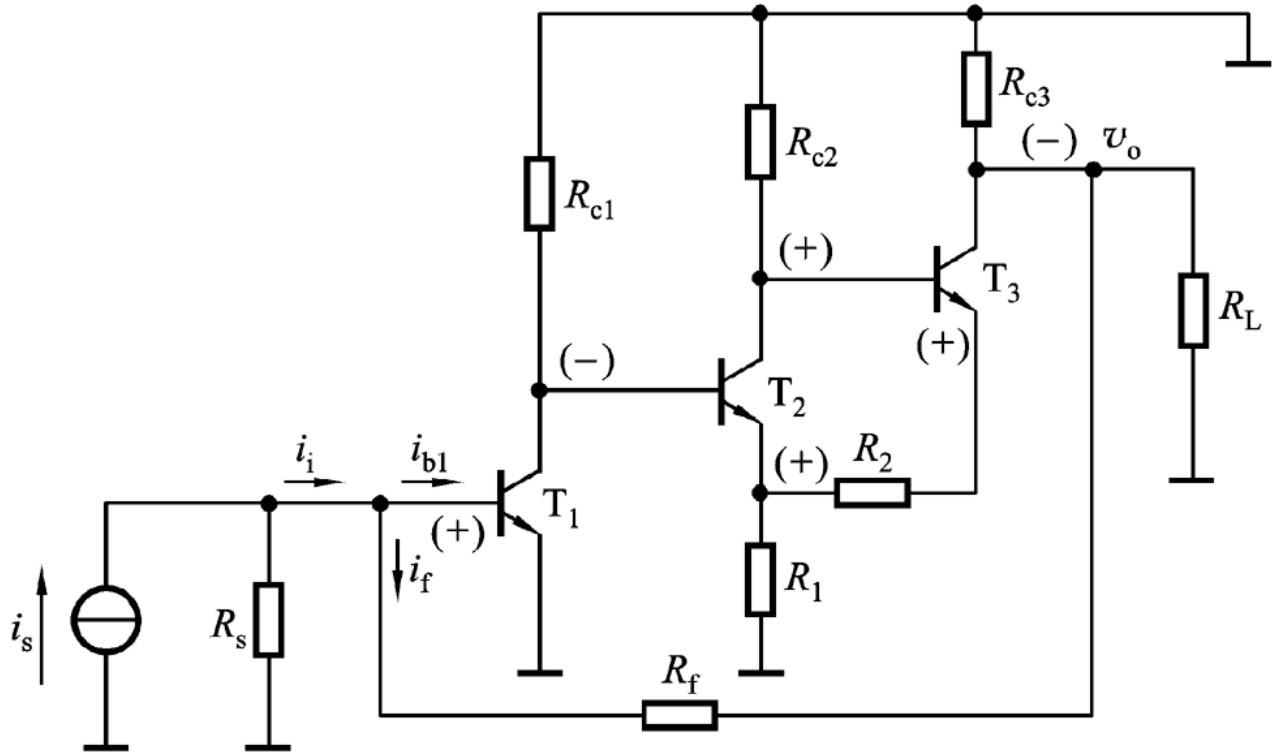
$$i_f = \frac{0 - \dot{V}_o}{R_f}$$

电压并联负反馈

闭环增益:

$$\dot{A}_{rf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i} \approx \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_f} = -R_f$$

闭环电压增益: $\dot{A}_{vsf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i R_s} = -\frac{R_f}{R_s}$





8.5 负反馈对放大电路性能的影响

8.5.1 提高增益的稳定性

8.5.2 对输入电阻和输出电阻的影响

8.5.3 减小非线性失真

8.5.4 展宽频带



8.5.1 提高增益的稳定性

闭环时 $\dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}F}$ 只考虑幅值有 $A_f = \frac{A}{1 + AF}$

对A求导得 $\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 + AF)^2}$

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

即闭环增益相对变化量是开环时的 $\frac{1}{1 + AF}$

另一方面, 在深度负反馈条件下 $\dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}}$

即闭环增益只取决于反馈网络。当反馈网络由稳定的线性元件组成时, 闭环增益将有很高的稳定性。

负反馈的组态不同, 稳定的增益不同 (A_{vf} 、 A_{rf} 、 A_{gf} 、 A_{if})

8.5.2 对输入电阻和输出电阻的影响

1. 对输入电阻的影响

串联负反馈

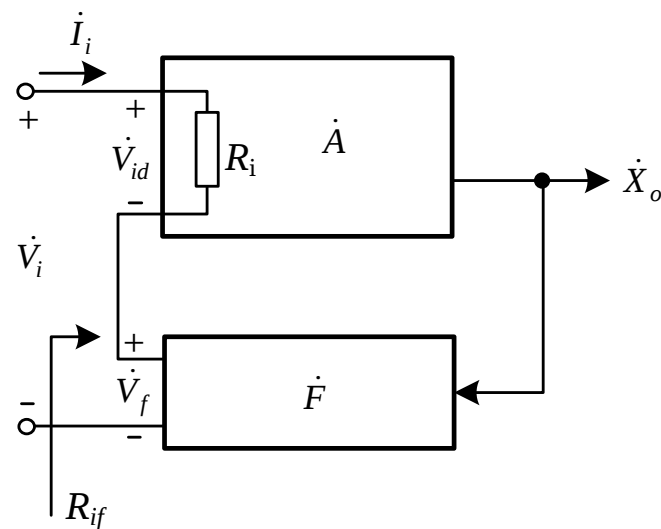
开环输入电阻 $R_i = \frac{\dot{V}_{id}}{\dot{I}_i}$

闭环输入电阻 $R_{if} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i}$

因为 $\dot{V}_i = \dot{V}_{id} + \dot{V}_f = \dot{V}_{id} + \dot{A}\dot{F}\dot{V}_{id} = (1 + \dot{A}\dot{F})\dot{V}_{id}$

闭环输入电阻:

$$R_{if} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = \frac{(1 + \dot{A}\dot{F})\dot{V}_{id}}{\dot{I}_i} = (1 + \dot{A}\dot{F})R_i \quad \text{增益都为实数时} \quad R_{if} = (1 + AF)R_i$$



引入串联负反馈后，输入电阻增加。

8.5.2 对输入电阻和输出电阻的影响

1. 对输入电阻的影响

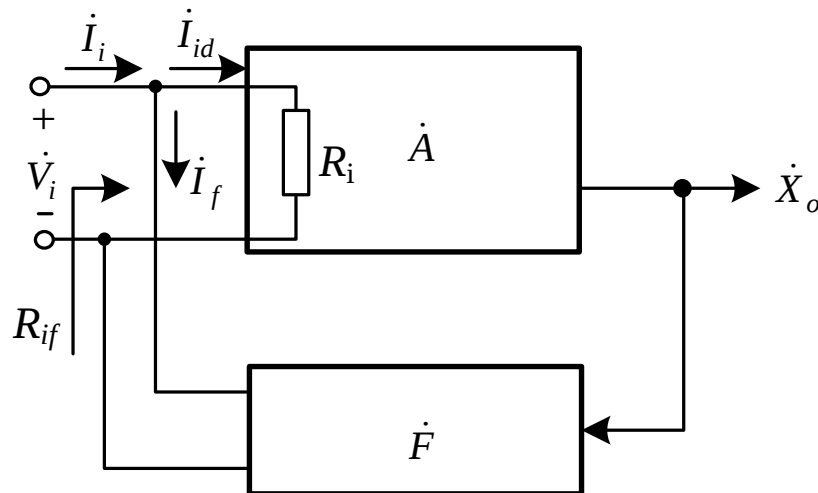
并联负反馈

闭环输入电阻

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

引入并联负反馈后，输入电阻减小。

注意：反馈对输入电阻的影响仅限于环内，对环外不产生影响。

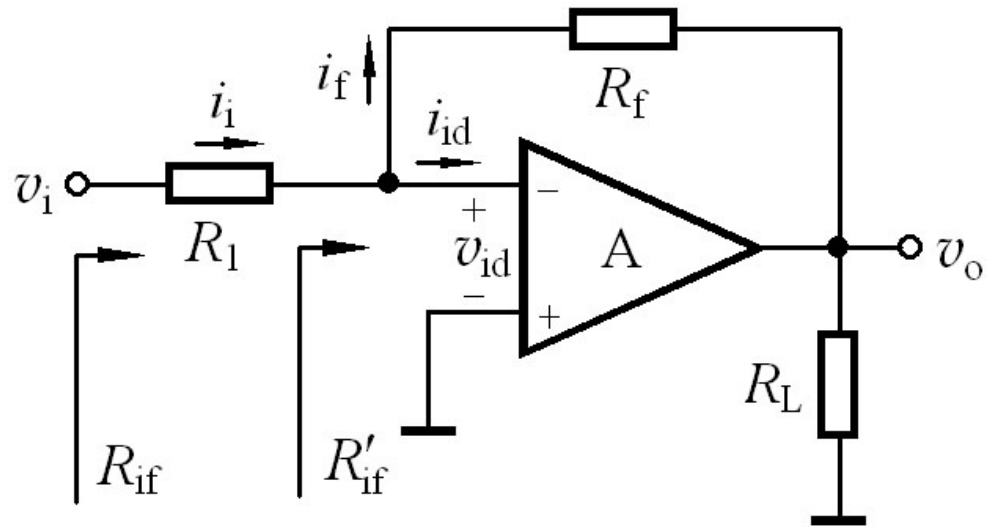


例如

图中 R_1 不在环内

$$R'_{if} = \frac{R_i}{1 + AF}$$

但是 $R_{if} = R_1 + R'_{if}$



并联负反馈电路

当 $R_1 \gg R'_{if}$ 时，反馈对 R_{if} 几乎没有影响。

2. 对输出电阻的影响

电压负反馈

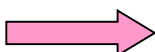
闭环输出电阻 $R_{of} = \frac{\dot{V}_t}{\dot{I}_t}$

由于: $\dot{X}_i = 0$ $\dot{X}_f = \dot{F}\dot{V}_t$

所以 $\dot{X}_{id} = \dot{X}_i - \dot{X}_f = -\dot{X}_f = -\dot{F}\dot{V}_t$

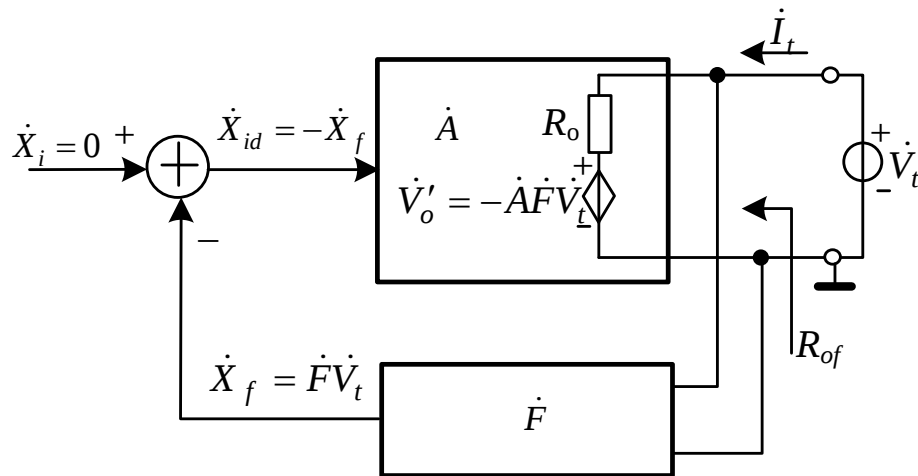
$$\dot{V}_o' = -\dot{A}\dot{F}\dot{V}_t$$

忽略反馈网络的输入电流 $\dot{I}_t = \frac{\dot{V}_t - (-\dot{A}\dot{F}\dot{V}_t)}{R_o} = \frac{(1 + \dot{A}\dot{F})\dot{V}_t}{R_o}$


 $R_{of} = \frac{\dot{V}_t}{\dot{I}_t} = \frac{R_o}{1 + \dot{A}\dot{F}}$

增益都为实数时

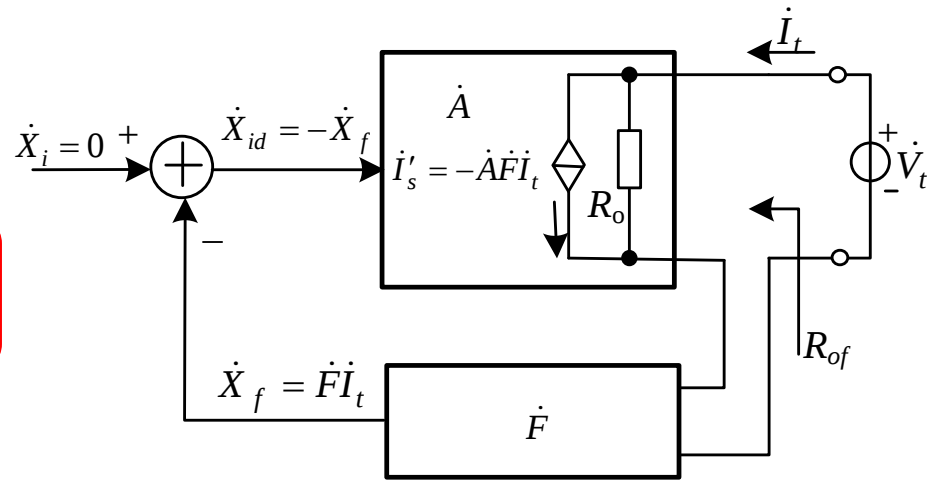
$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + AF}$$



电压负反馈使输出电阻减小

电流负反馈

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



电流负反馈使输出电阻增大

注意： 反馈对输出电阻的影响仅限于环内，对环外不产生影响。

串联负反馈 —— 增大输入电阻

并联负反馈 —— 减小输入电阻

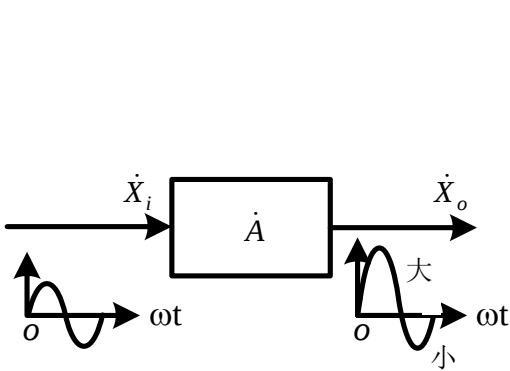
电压负反馈 —— 减小输出电阻，稳定电压

电流负反馈 —— 增大输出电阻，稳定电流

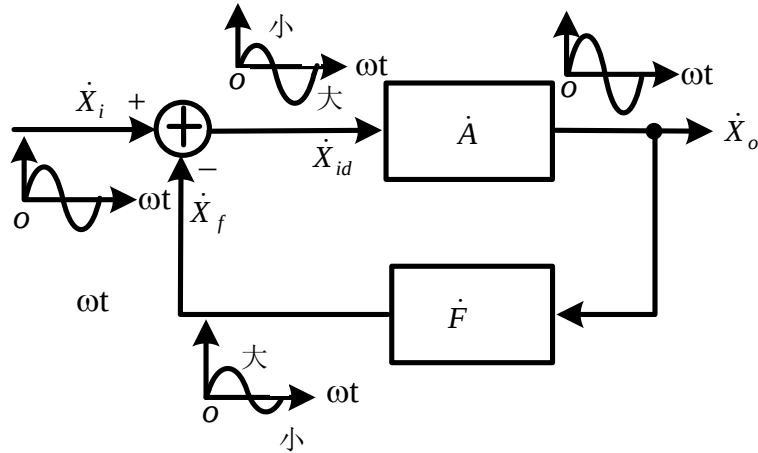
负反馈对放大电路性能的改善，是以牺牲增益为代价的，且仅对环内的性能产生影响。

8.5.3 减小非线性失真

负反馈使非线性失真减小。



(a) 开环波形



(b) 闭环波形

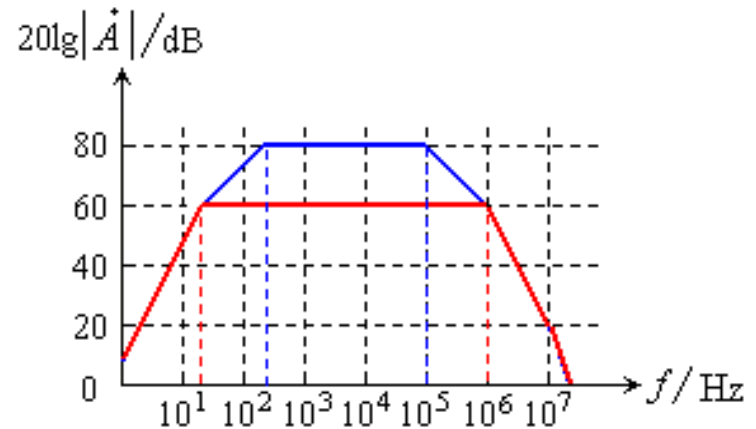
负反馈只能改善反馈环内产生的非线性失真。如果输入波形本身就是失真的，即使引入负反馈，也不能改善。

8.5.4 展宽频带，频率失真减小

加入负反馈后

$$f_{Hf} = f_H (1 + \dot{A}_M F)$$

$$f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + \dot{A}_M F}$$



引入负反馈后使放大电路的通频带展宽，展宽程度与反馈深度有关

增益——带宽积为常数！

作业

8.7

8.8

8.10

8.12

8.14



8.6 负反馈放大电路的自激振荡

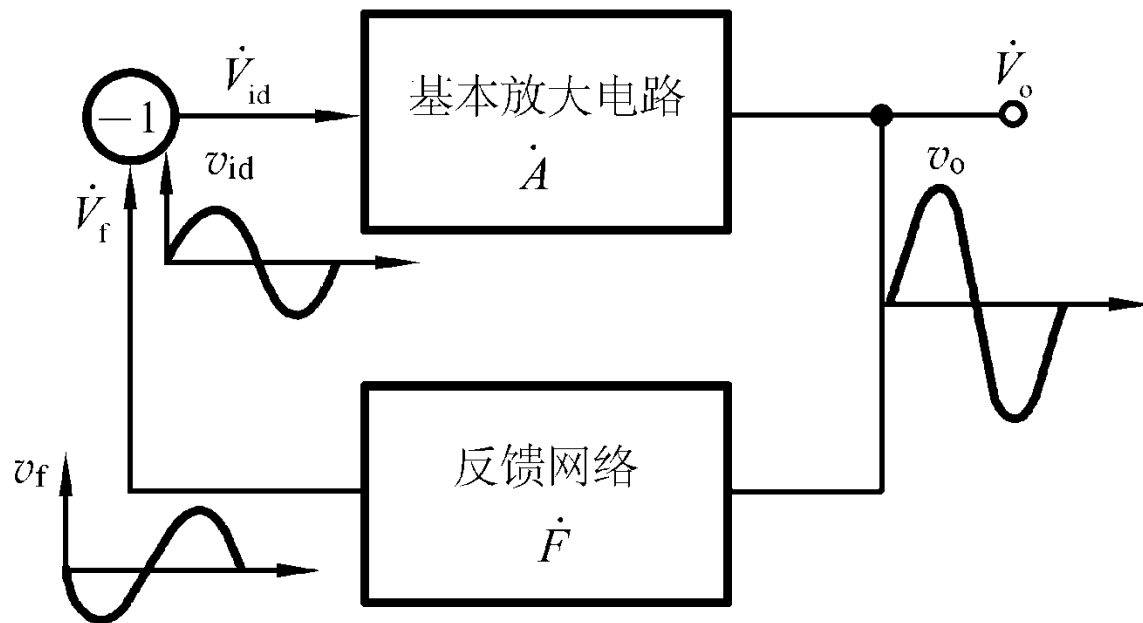
8.6.1 负反馈放大电路的自激振荡及 稳定工作的条件

*8.6.2 自激振荡的消除方法

8.6.1 负反馈放大电路的自激振荡及稳定工作的条件

1. 自激振荡现象

在不加任何输入信号的情况下，放大电路仍会产生一定频率的信号输出。



2. 产生原因

$\dot{A}$ 和 $\dot{F}$ 在高频区或低频区产生的**附加相移**达到 180° ，使中频区的负反馈在高频区或低频区变成了正反馈，当满足了一定的幅值条件时，便产生自激振荡。

3. 自激振荡条件

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

反馈深度 $|1 + \dot{A}\dot{F}| = 0$ 时, 自激振荡

即 $\dot{A}\dot{F} = -1$ ($\dot{A}\dot{F}$ 为环路增益)

自激振荡条件:

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

$$\Delta\varphi_a + \Delta\varphi_f = (2n+1)\pi \quad n \text{ 为整数}$$

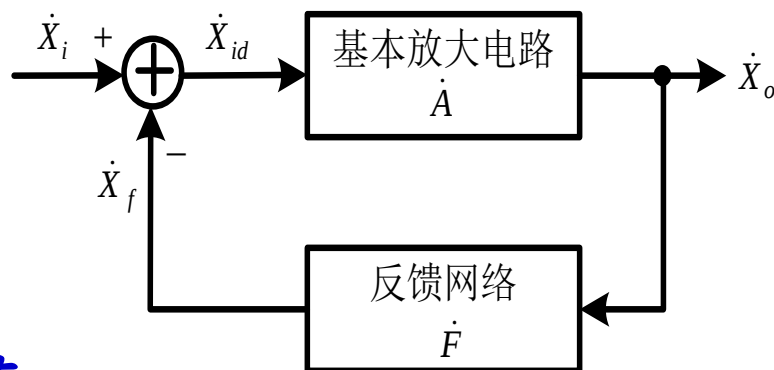
幅值条件

相位条件 (附加相移)

起振条件:

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

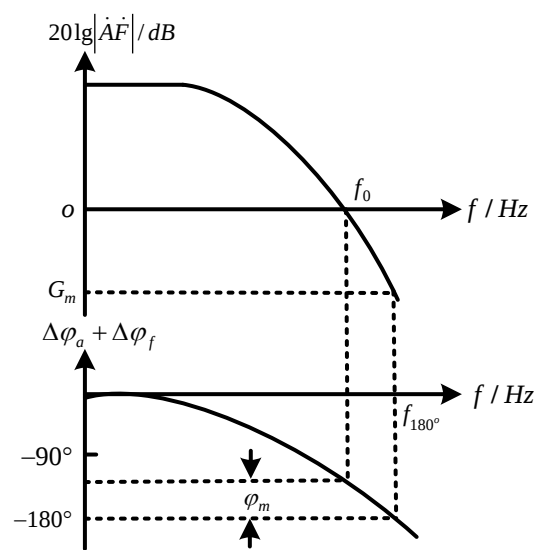
$$\Delta\varphi_a + \Delta\varphi_f = (2n+1)\pi \quad n \text{ 为整数}$$



4. 稳定工作条件

破坏自激振荡条件

$$\begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| < 1 \\ \varphi_a + \varphi_f = (2n+1)180^\circ \end{cases} \quad \text{或} \quad \begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 \\ |\varphi_a + \varphi_f| < 180^\circ \end{cases}$$



常用环路增益的波特图来判断电路的稳定性

如果不存在 f_{180° ，即电路的最大附加相移小于 180° ，则电路稳定；

如果存在 f_{180° ，且 $f_{180^\circ} > f_0$ ，则电路稳定；否则，不稳定。

G_m ——幅值裕度

$$G_m = 20\lg|\dot{A}\dot{F}|_{f=f_{180^\circ}} \text{ dB}$$

一般要求 $G_m \leq -10\text{dB}$

φ_m ——相位裕度

$$\varphi_m = 180^\circ - |\Delta\varphi_a + \Delta\varphi_f|_{f=f_0}$$

一般要求 $\varphi_m \geq 45^\circ$



5.电阻反馈网络的负反馈放大电路稳定性分析

当反馈网络为纯电阻网络时， $\varphi_f = 0^\circ$ ，附加相移仅产生于基本放大电路

如果基本放大电路是单级放大电路：
$$\dot{A}_H = \frac{\dot{A}_M}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

最大附加相移-90度，电路可靠稳定。

如果基本放大电路是两级放大电路：
$$\dot{A}_H = \frac{\dot{A}_M}{(1 + j \frac{f}{f_{H1}})(1 + j \frac{f}{f_{H2}})}$$

最大附加相移-180度，电路不可靠稳定。

如果基本放大电路是三级或三级以上放大电路：

$$\dot{A}_H = \frac{\dot{A}_M}{(1 + j \frac{f}{f_{H1}})(1 + j \frac{f}{f_{H2}})(1 + j \frac{f}{f_{H3}}) \cdots}$$

一定存在 f_{180° ，且 $f_{180^\circ} < f_0$ ，电路一定会自激振荡。



6. 环路增益频率特性的获得方法

设负反馈放大电路为深度电压串联负反馈 $\dot{A}_{vf} = \frac{\dot{A}_v}{1 + \dot{A}_v \dot{F}_v} \approx \frac{1}{\dot{F}_v}$

频率响应为: $20\lg|\dot{A}_{vf}| = 20\lg|\dot{A}_v| - 20\lg|1 + \dot{A}_v \dot{F}_v| \approx 20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}_v}\right|$

即: $20\lg|\dot{A}_v| - 20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}_v}\right| \approx 20\lg|\dot{A}_v \dot{F}_v|$

水平线 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}_v}\right|$ 与 $20\lg|\dot{A}_v|$ 的交点为 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}_v}\right| = 20\lg|\dot{A}_v|$

即该点满足 $|\dot{A}\dot{F}| = 1$

对应的频率是 f_0

$$\dot{A}_v = \frac{10^5}{(1 + j\frac{f}{10^5})(1 + j\frac{f}{10^6})(1 + j\frac{f}{10^7})}$$

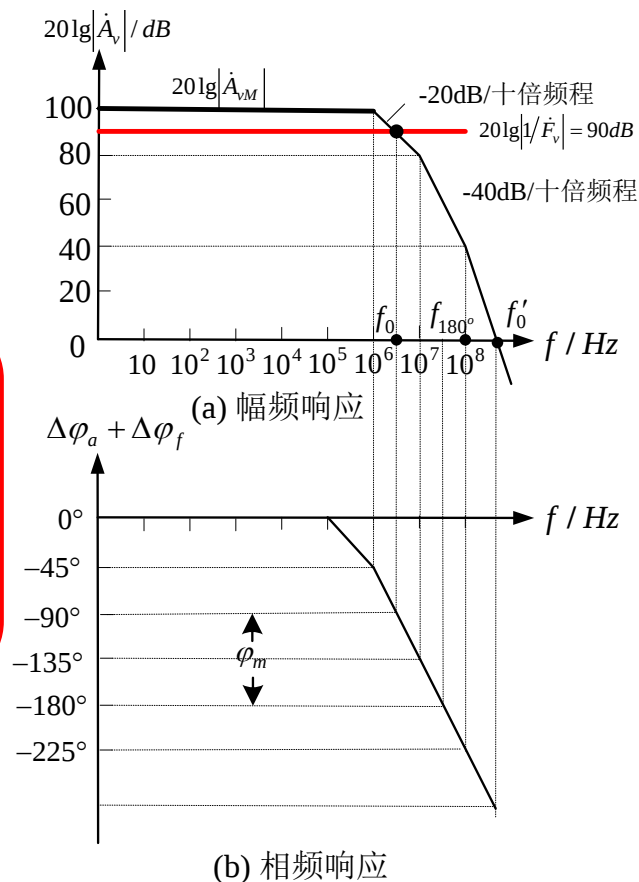
(1) 若利用该运放构成电阻性电压串联负反馈放大电路, $\dot{F}_v = 3 \times 10^{-5}$
判断电路是否稳定?

(2) 用它构成电压跟随器, 能否稳定工作?

反馈深度越深, 越容易自激。

简易判断稳定性方法:

$20\lg|1/\dot{F}_v|$ 的直线与开环增益幅频特性相交在 **-20dB/十倍频程** 段, 放大电路是稳定的。

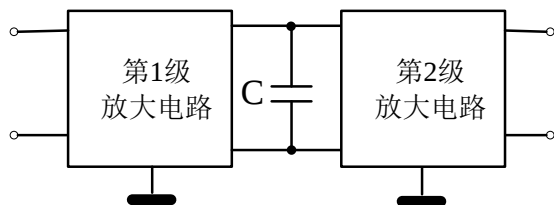


8.6.2* 自激振荡的消除方法

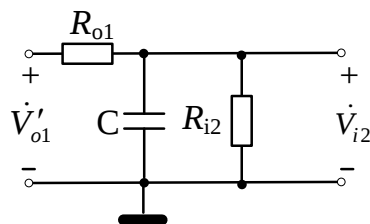
基本思想： 加大基本放大电路幅频特性的第一个转折频率和第二个转折频率之间的距离

具体做法： 在基本放大电路中加入**RC**补偿电路

1. 滞后补偿



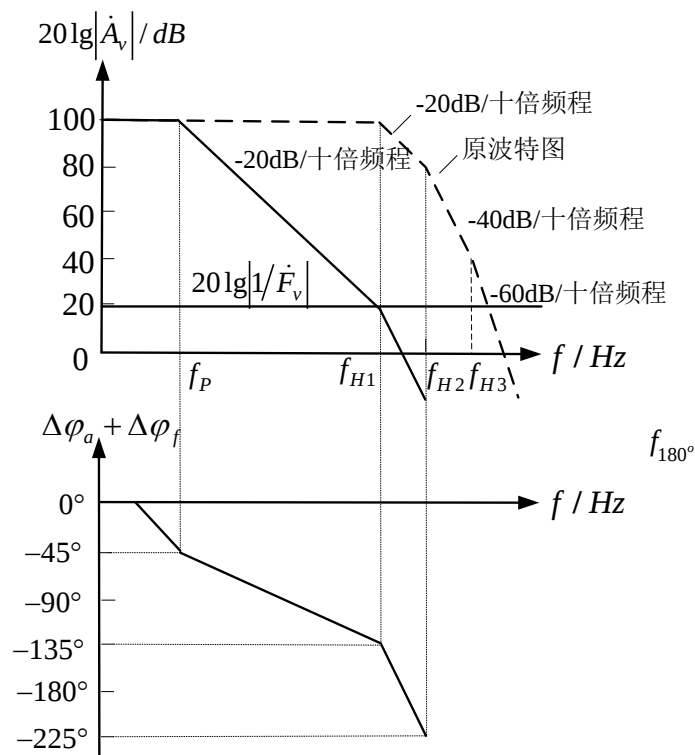
(a) 滞后补偿电路



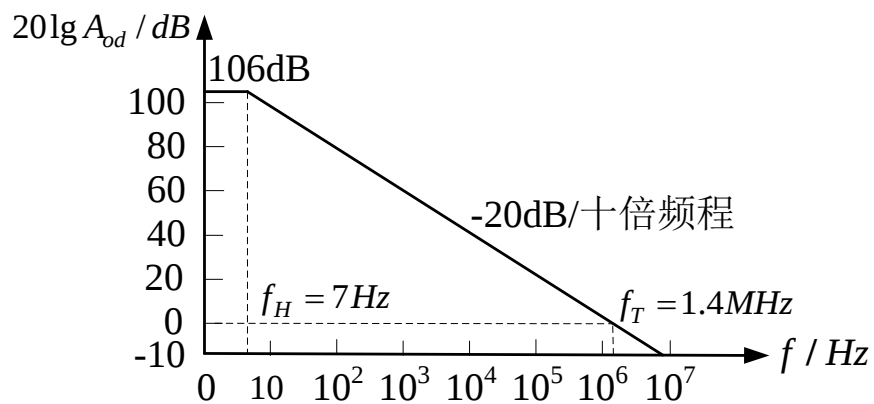
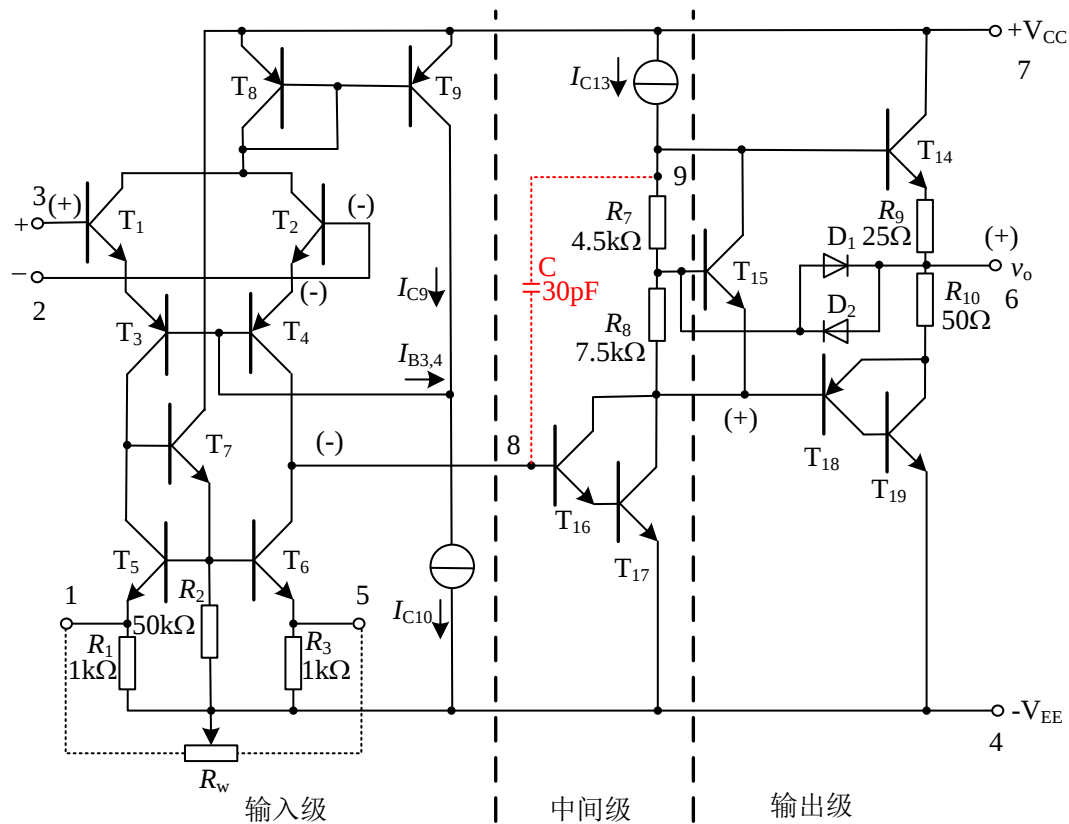
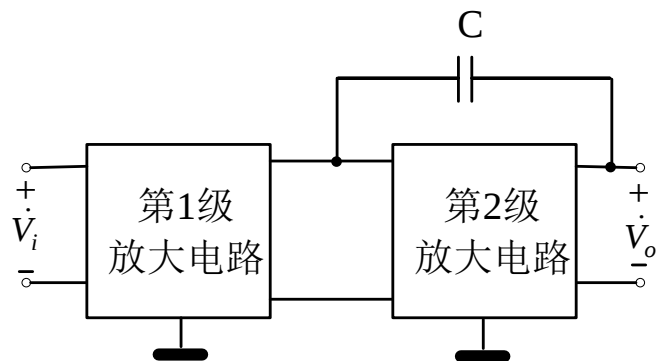
(b) 等效电路

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

缺点： 带宽降低；**C**大，集成不利。



1. 密勒补偿



作业

8.16

9 信号的运算和处理

9.1 运算放大器的电路模型

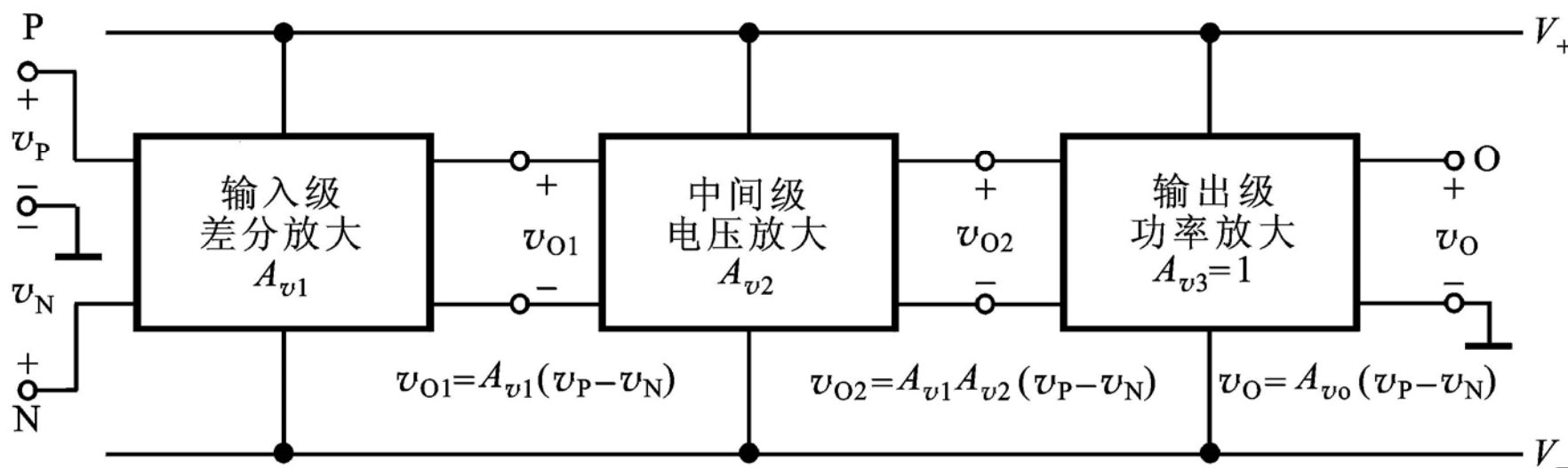
9.2 基本运算电路

9.3 滤波电路

*9.4 开关电容滤波电路

9.1 运算放大器的电路模型

集成电路运算放大器的内部组成单元



集成运算放大器的内部结构框图

9.1.1 电路模型

通常:

- 开环电压增益

$$A'_{od} \geq 10^5 \text{ (很高)}$$

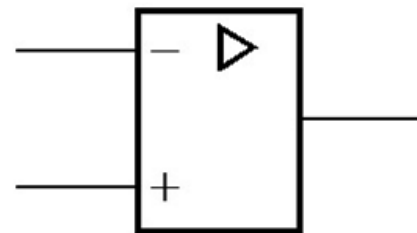
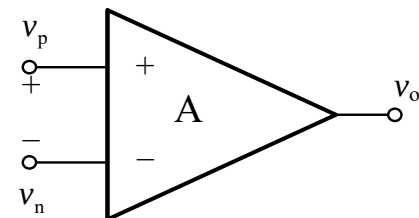
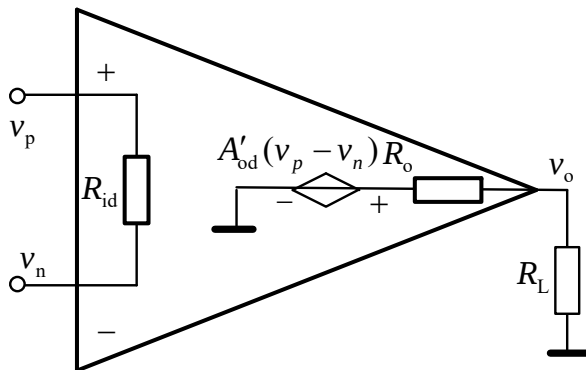
- 输入电阻

$$R_{id} \geq 10^6 \Omega \text{ (很大)}$$

- 输出电阻

$$R_o \leq 200 \Omega \text{ (很小)}$$

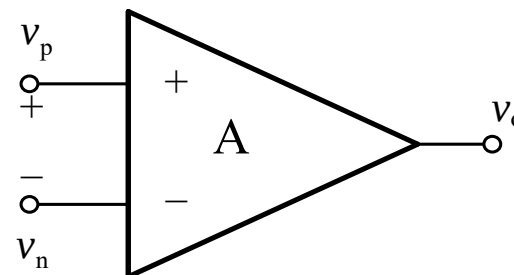
与理想运放接近



9.1.2集成运放的线性工作区

当集成运放工作在线性区时

$$v_o = A_{od}(v_p - v_n) = A_{od} v_{id}$$



由于 A_{od} 极大，输出电压为有限值，所以， v_{id} 的变化范围很小。

当 $A_{od}(v_p - v_n) \geq V_+$ 时

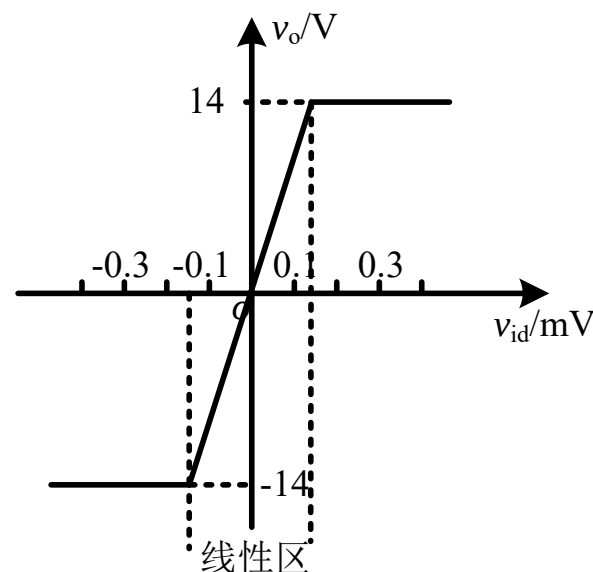
$$v_o = V_+$$

当 $A_{od}(v_p - v_n) \leq V_-$ 时

$$v_o = V_-$$

饱和输出

V_+ 、 V_- 低于正、负电源电压值



为了运放能对实际信号进行运算、放大，必须外加负反馈，使线性区加大。

9.1.3理想运算放大电路的虚短和虚断

运算电路的基本特征：深度电压负反馈

虚短：集成运放的净输入电压为零（同相输入端和反相输入端电位相等），即 $v_p \approx v_n$ ，或 $v_{id} = v_p - v_n \approx 0$ 。

虚断：由于运放的输入电阻 R_{id} 很大，所以，运放两输入端的输入电流为零（同相输入端和反相输入端不取电流）

$$i_p = i_n \approx 0$$

虚短和**虚断**两个重要概念，是分析由运放组成的各种线性应用电路的基本出发点，必须熟练掌握。

9.2 基本运算电路

9.2.1 比例运算电路

9.2.2 加减运算电路

9.2.3 积分和微分运算电路

9.2.4 对数和反对数运算电路

9.2.1 比例运算电路

1.反相比例运算电路

$$i_i \approx i_f$$

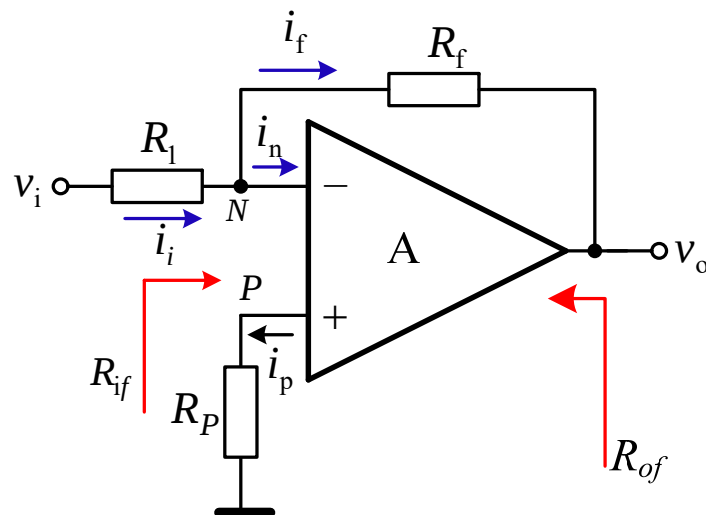
$$\frac{v_i - 0}{R_1} = \frac{0 - v_o}{R_f}$$

$$v_o = -\frac{R_f}{R_1} v_i$$

深度电压并联负反馈

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_1 + R_{if} \approx R_1$$

$$R_{of} \approx 0$$

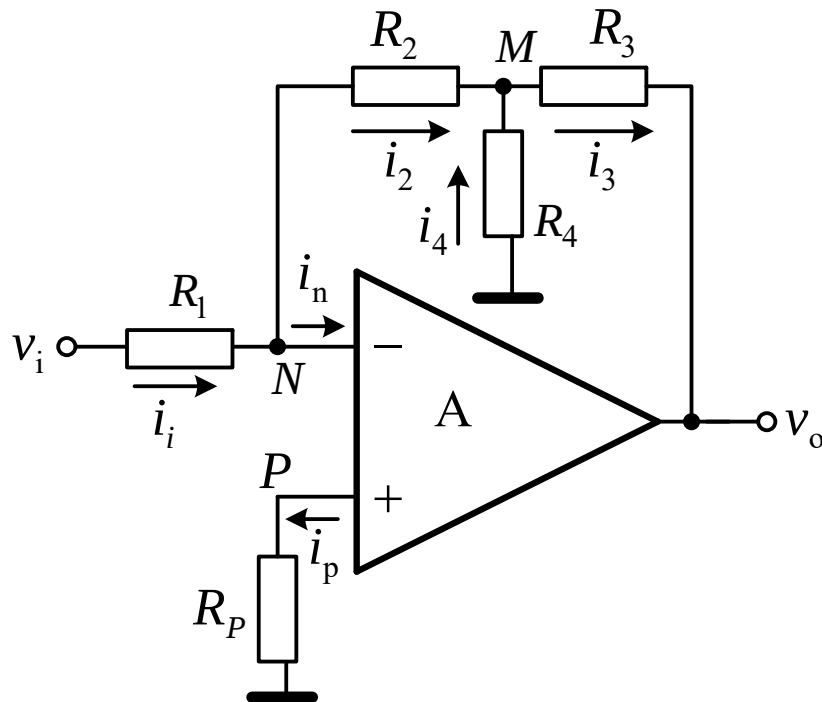


R_P :平衡电阻——减小由于输入失调电流 I_{IO} 产生的运算误差

设置平衡电阻的原则是：运放的两个输入端对地的外部直流等效电阻等 $R_P = R_N$

所以： $R_P = R_1 // R_f$

2. T型网络反相比比例电路



闭环增益高时，欲使输入电阻大，必须增大 R_1 ，则反馈电阻 R_f 要很大。

用T型反馈网络取代 R_f ，可避免兆欧级电阻的使用。

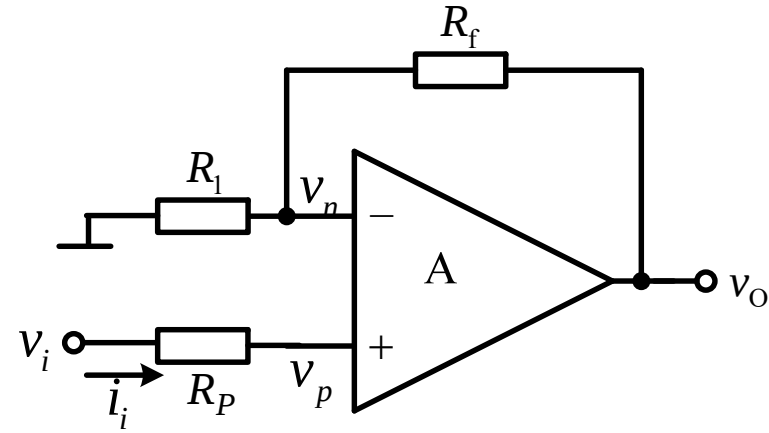
$$v_o = -\frac{R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_4}{R_1} v_i$$

3. 同相比例运算电路

$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)v_i$$

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

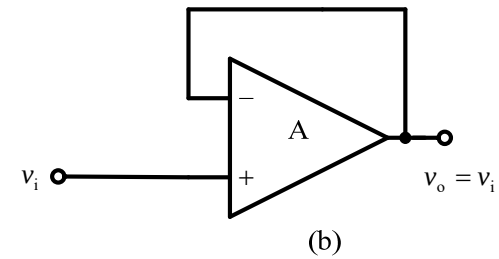
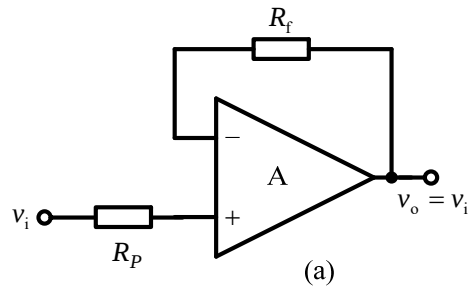
$$R_o \rightarrow 0$$



$$R_P = R_1 // R_f$$

4. 电压跟随器

$$v_o = v_i$$



$$R_P = R_f$$

例 9.2.2 电路如图 9.2.5 所示，要求 $v_o = -100v_i$ ，试求 R_6 和 R_4 。

由于各级电路引入的都是深度电压负反馈，输出电阻均近似为零，对每级电路可按单级电路独立分析

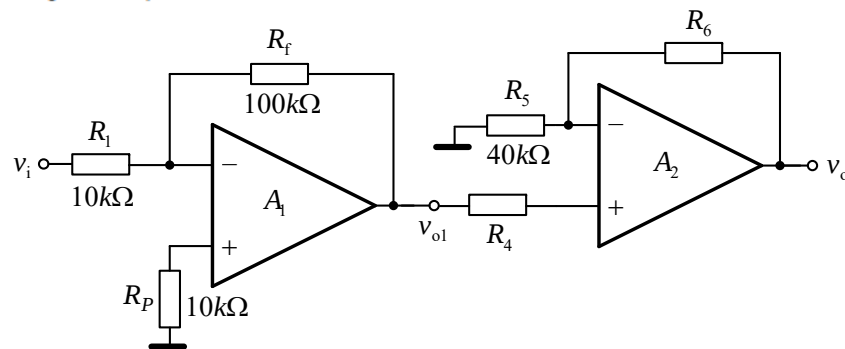
$$v_{o1} = -\frac{R_f}{R_1} v_i = -\frac{100\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} v_i = -10v_i$$

$$v_o = (1 + \frac{R_6}{R_5}) v_{o1} = (1 + \frac{R_6}{R_5}) \times (-10v_i) = -100v_i$$

所以： $(1 + \frac{R_6}{R_5}) = 10$

$$R_6 = 9R_5 = 9 \times 40\text{k}\Omega = 360\text{k}\Omega$$

由平衡条件： $R_4 = R_5 \parallel R_6 = (40 \parallel 360) \text{k}\Omega = 36 \text{k}\Omega$



9.2.2 加减运算电路

1. 求和运算电路

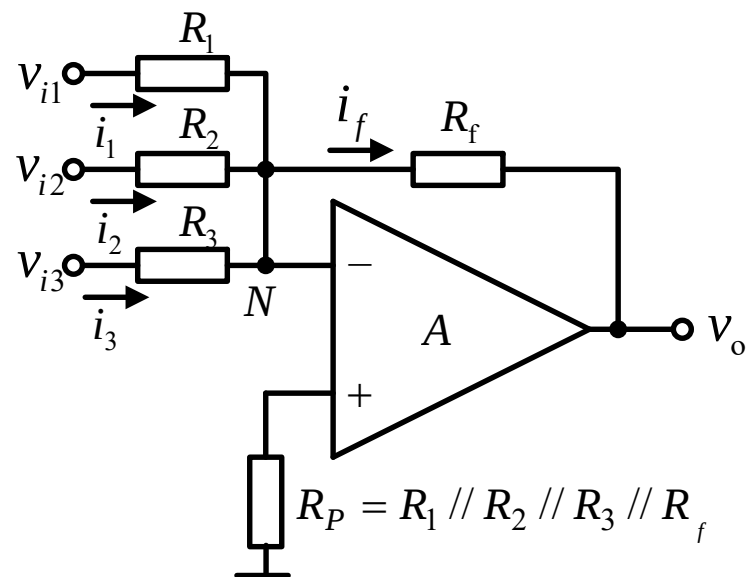
反相求和运算电路

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = i_f \\ \frac{v_{i1} - v_n}{R_1} + \frac{v_{i2} - v_n}{R_2} + \frac{v_{i3} - v_n}{R_3} = \frac{v_n - v_o}{R_f} \\ v_n = v_p = 0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow v_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} v_{i1} + \frac{R_f}{R_2} v_{i2} + \frac{R_f}{R_3} v_{i3}\right)$$

若 $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$

则有: $v_o = -(v_{i1} + v_{i2} + v_{i3})$



同相求和运算电路

P点:
$$\frac{v_{i1} - v_p}{R_1} + \frac{v_{i2} - v_p}{R_2} + \frac{v_{i3} - v_p}{R_3} = \frac{v_p}{R_4}$$

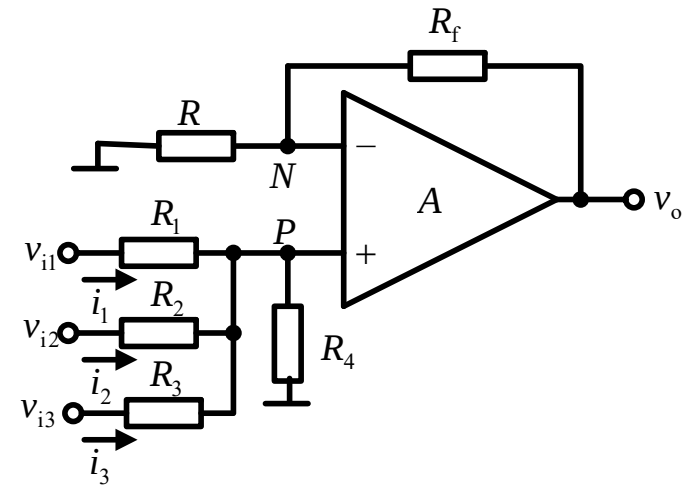
即:
$$\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \frac{v_{i3}}{R_3} = v_p \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{v_p}{R_p}$$

$$v_p = R_p \left(\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \frac{v_{i3}}{R_3} \right)$$

又:
$$v_p = v_n = \frac{R_1}{R_1 + R_f} v_o$$

所以:
$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R} \right) R_p \left(\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \frac{v_{i3}}{R_3} \right)$$

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{R + R_f}{R \cdot R_p} \cdot R_f \cdot R_p \left(\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \frac{v_{i3}}{R_3} \right) \\ &= \frac{R_f \cdot R_p}{R_N} \left(\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \frac{v_{i3}}{R_3} \right) \end{aligned}$$



$$R_N = R // R_f$$

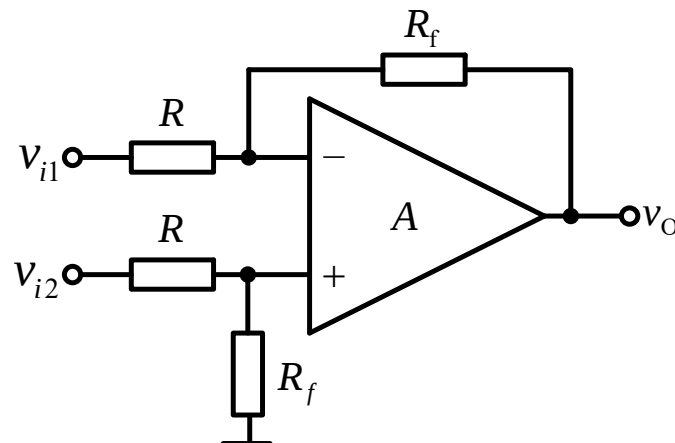
$$R_p = R_1 // R_2 // R_3 // R_4$$

又:
$$R_N = R_p$$

$$v_o = \frac{R_f}{R_1} v_{i1} + \frac{R_f}{R_2} v_{i2} + \frac{R_f}{R_3} v_{i3}$$

2. 减法运算电路

从结构上看，它是反相输入和同相输入相结合的放大电路。



$$R_N = R_P = R // R_f$$

(该电路也称为差分电路或减法电路)

缺点：

每个信号源的输入电阻都不够大

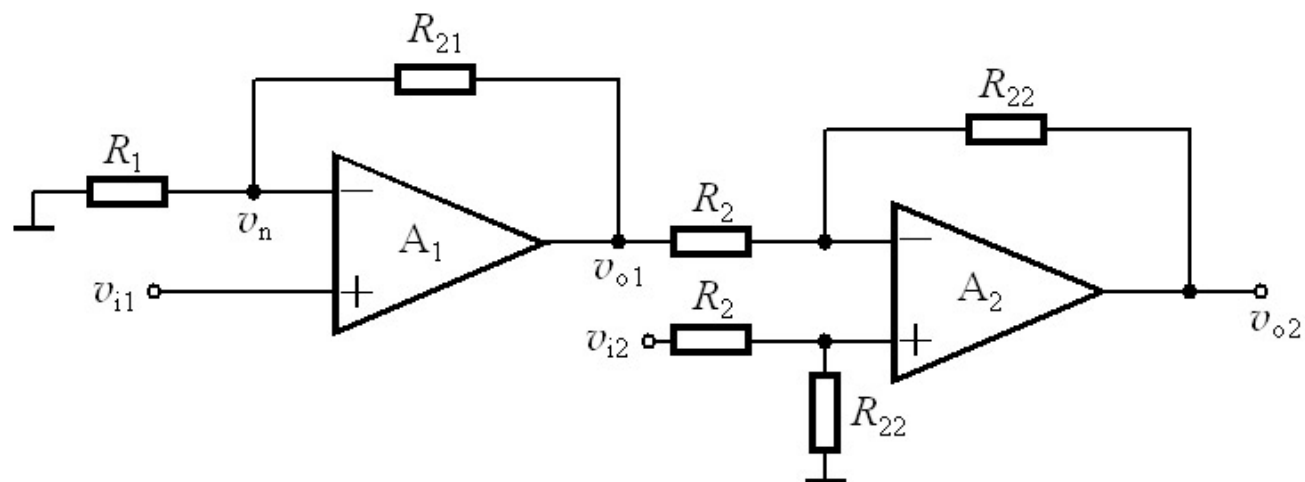
$$\begin{cases} v_n = v_p \\ \frac{v_{i1} - v_n}{R} = \frac{v_n - v_o}{R_f} \\ \frac{v_{i2} - v_p}{R} = \frac{v_p - 0}{R_f} \end{cases}$$

→
$$v_o = \frac{R_f}{R} (v_{i2} - v_{i1})$$

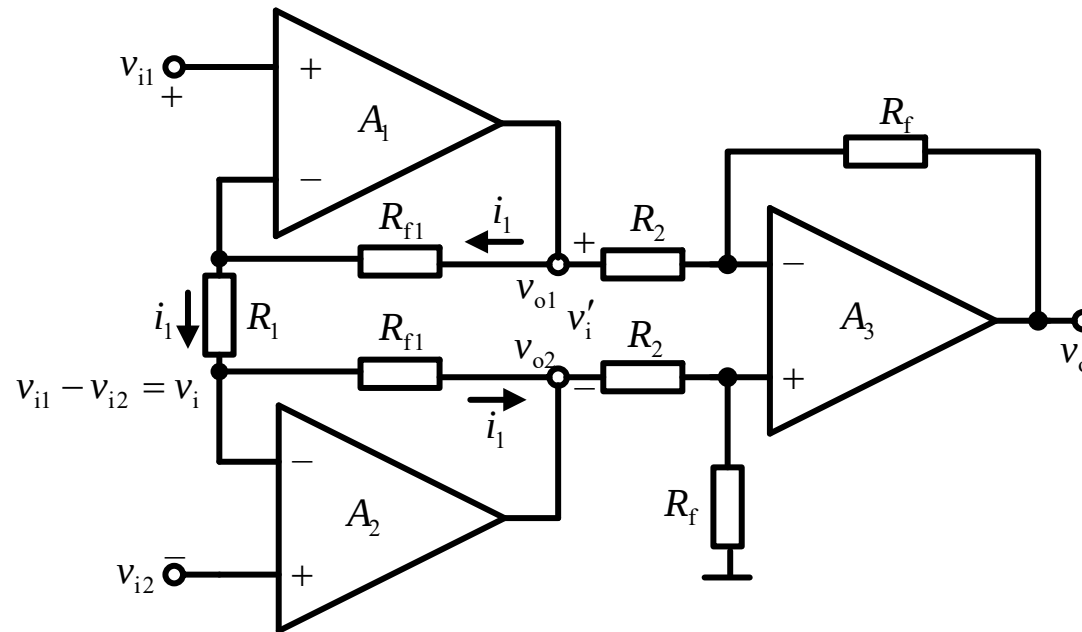
若继续有 $R_f = R$, 则

$$v_o = v_{i2} - v_{i1}$$

一种高输入电阻的差分电路



仪用放大电路:



$$v'_i = v_{o1} - v_{o2} = (R_1 + 2R_{f1})i_1 = (R_1 + 2R_{f1}) \frac{v_{i1} - v_{i2}}{R_1}$$

$$v_o = -\frac{R_f}{R_2} v'_i = -\frac{R_f}{R_2} \left(1 + \frac{2R_{f1}}{R_1}\right) (v_{i1} - v_{i2})$$

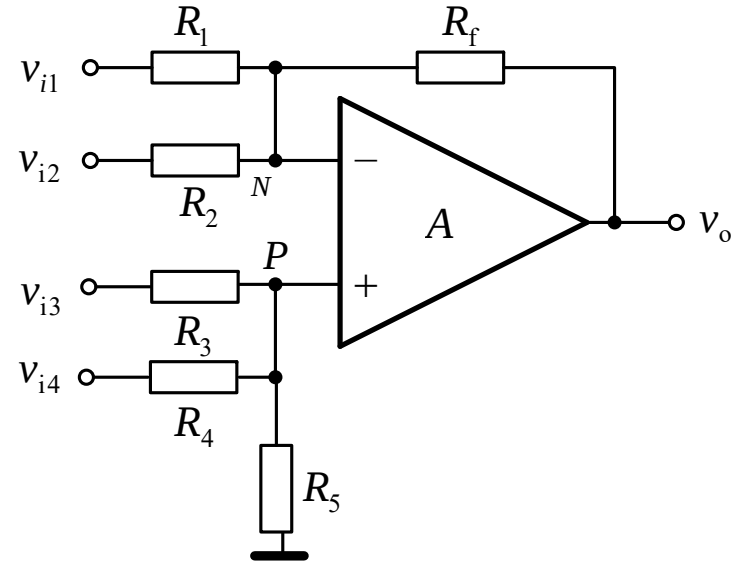
3. 加减运算电路

$$R_N = R_1 // R_2 // R_f$$

$$R_P = R_3 // R_4 // R_5$$

若满足平衡条件, $R_N = R_P$ 则:

$$v_o = \frac{R_f}{R_3} v_{i3} + \frac{R_f}{R_4} v_{i4} - \frac{R_f}{R_1} v_{i1} - \frac{R_f}{R_2} v_{i2}$$

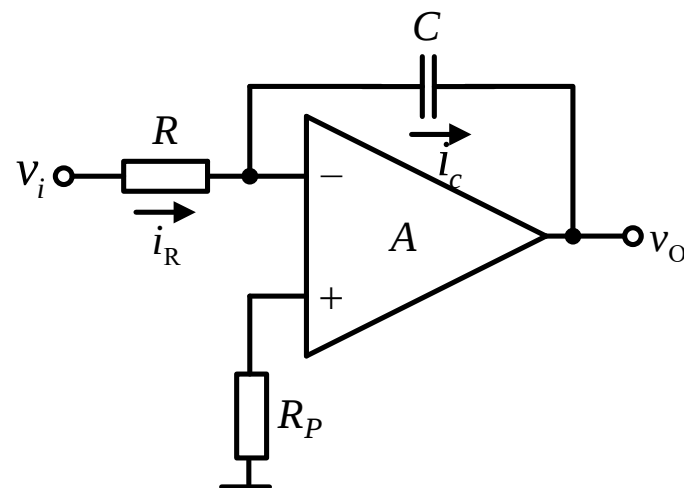


9.2.3 积分和微分运算电路

1. 积分运算电路

$$\begin{cases} v_N = v_P = 0 \\ i_R = i_C \\ v_O = -v_C \end{cases}$$

$$\text{因此 } i_C = i_R = \frac{v_i}{R} = C \frac{dv_C}{dt}$$



设电容器 **C** 的初始电压为零，则

$$v_O = -v_C = -\frac{1}{C} \int \frac{v_i}{R} dt = -\frac{1}{RC} \int v_i dt$$

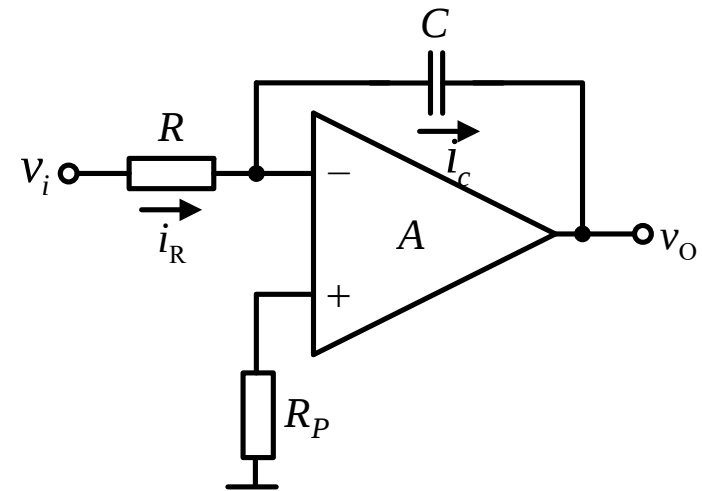
式中，负号表示 v_O 与 v_i 在相位上是相反的。

若求解某一段时间内的积分值，
则应考虑 v_o 的初时值，即

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

若输入电压是常数，则

$$v_o = -\frac{1}{RC} V_I (t_2 - t_1) + v_o(t_1)$$

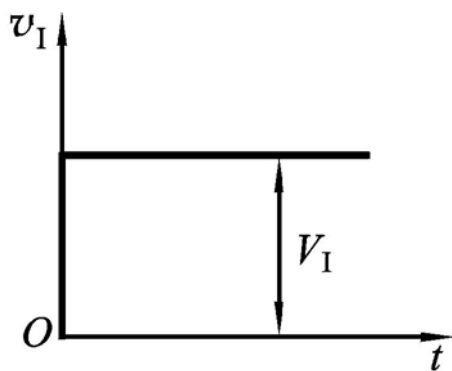
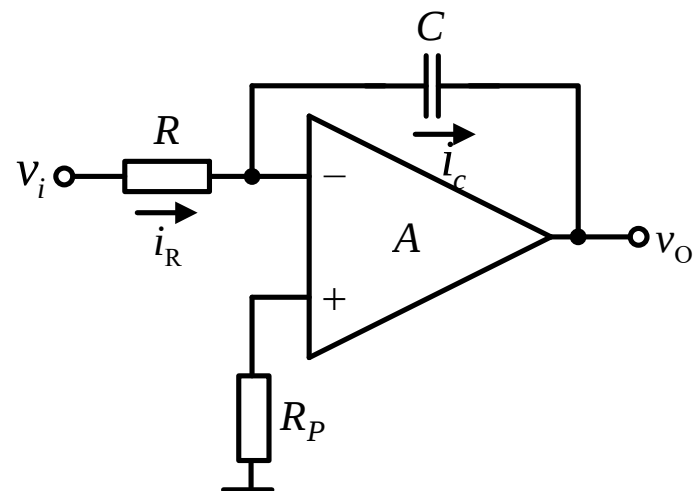


积分电路可实现函数变换、波形变换等功能

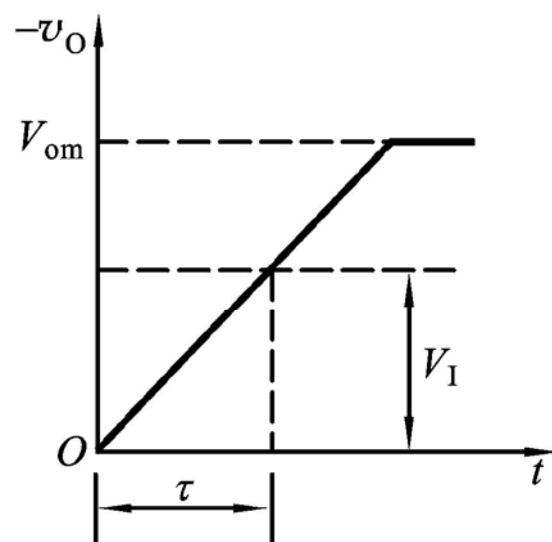
当 v_i 为阶跃电压时，有

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_i dt = -\frac{V_I}{RC} t = -\frac{V_I}{\tau} t$$

v_o 与 t 成线性关系



(a)



(b)

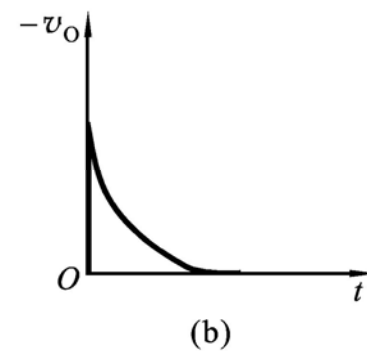
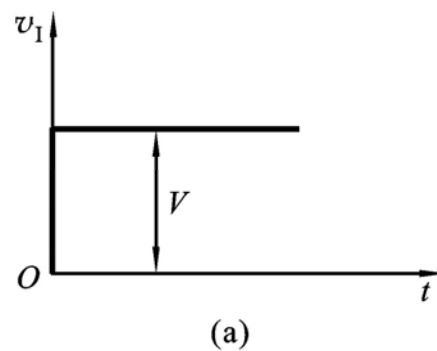
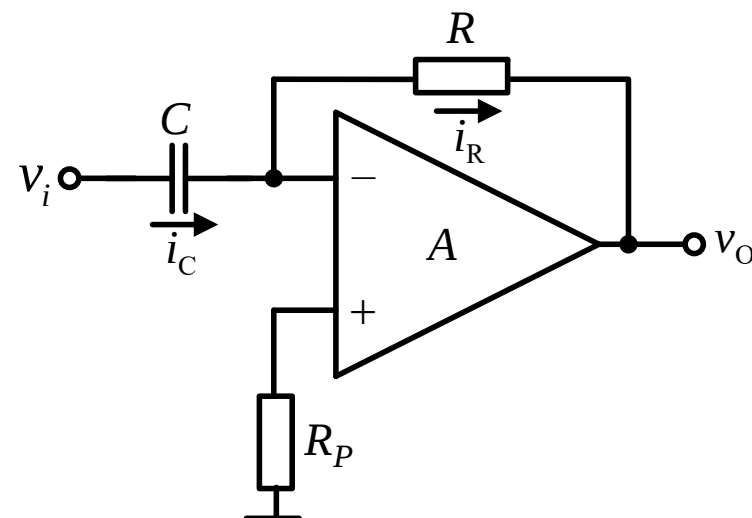
2. 微分运算电路

$$\begin{cases} v_n = v_p = 0 \\ i_c = i_R \\ v_C = v_i \end{cases}$$

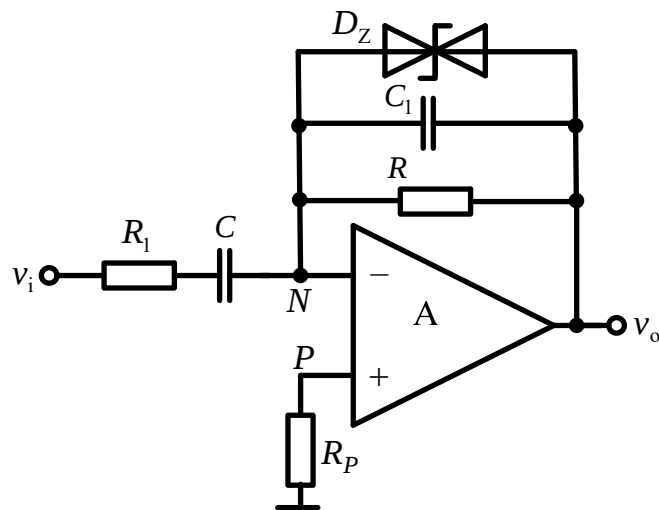
$$i_R = i_C = C \frac{dv_i}{dt}$$

所以
$$v_o = -i_R R = -RC \frac{dv_i}{dt}$$

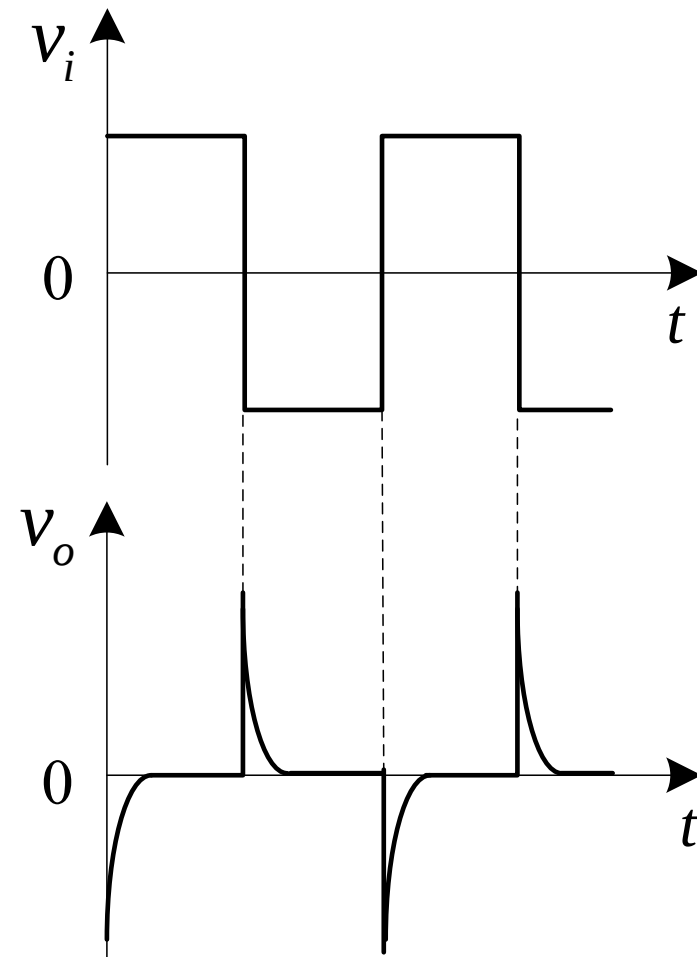
若输入为阶跃函数：



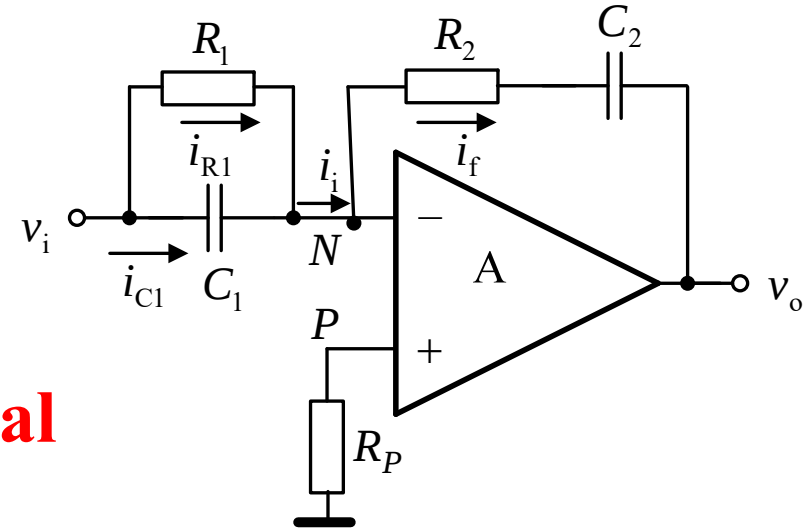
实用微分电路：



在输入回路中串联一个小电阻 R_1 , 限制高频噪声； D_Z 用来限制输出电压幅度，以防止运放饱和； C_1 起相位补偿作用，提高电路的稳定性。



PID (Proportional Integral Differential) 調節器



$$v_o = -\left[\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}\right)v_i + R_2 C_1 \frac{dv_i}{dt} + \frac{1}{R_1 C_2} \int v_i dt\right]$$

作业

9. 1

9. 4

9. 6

9. 8

9. 10

1. 对数运算电路

BJT的发射结有

$$i_E = I_S (e^{v_{BE}/V_T} - 1) \approx I_S e^{v_{BE}/V_T} \approx i_C$$

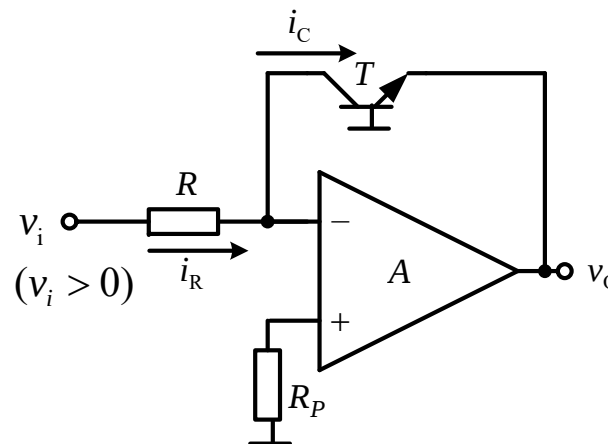
利用虚断和虚短，电路有

$$i_C = i_R = v_i / R$$

$$\text{即: } \frac{v_i}{R} \approx I_S e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \quad v_o = -v_{be} \approx -V_T \ln \frac{v_i}{I_S R}$$

其中， I_S 是发射结反向饱和电流， v_o 是 v_i 的对数运算。

注意： v_i 必须大于零，电路的输出电压小，且温度敏感。



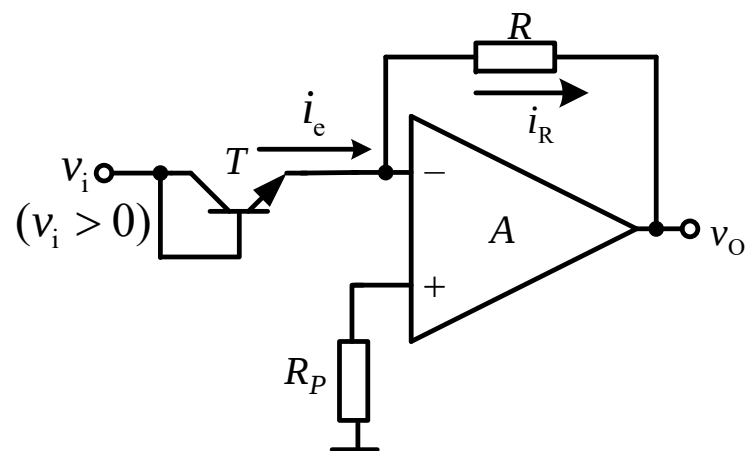
2.反对数运算电路

利用虚短和虚断，电路有

$$\begin{cases} v_i = v_{be} \\ i_R = i_e \approx I_S e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \\ v_o = -i_R R \end{cases}$$

$$\Rightarrow v_o \approx -I_S R e^{\frac{v_i}{V_T}}$$

v_o 是 v_i 的反对数运算（指数运算）

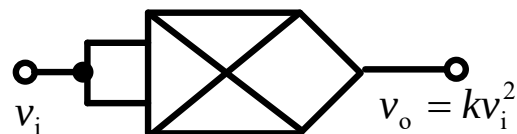


以上两个电路温漂都很严重，实际电路都有温度补偿电路

9.2.5 用模拟乘法器构成的运算电路

1. 乘方运算电路

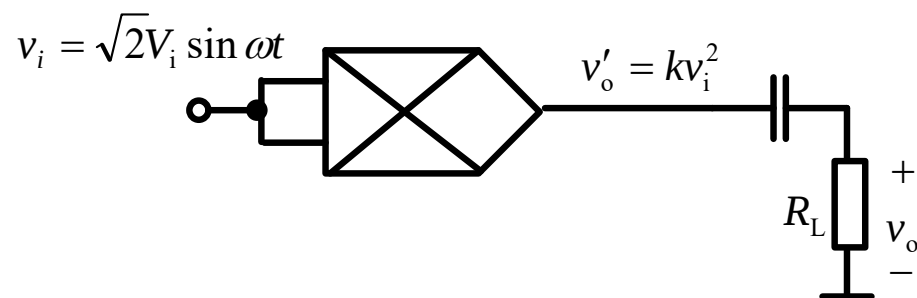
$$v_o = kv_i^2$$



若 $v_i = \sqrt{2}V_i \sin \omega t$

$$v_o = 2kV_i^2 \sin^2 \omega t = kV_i^2 (1 - \cos 2\omega t)$$

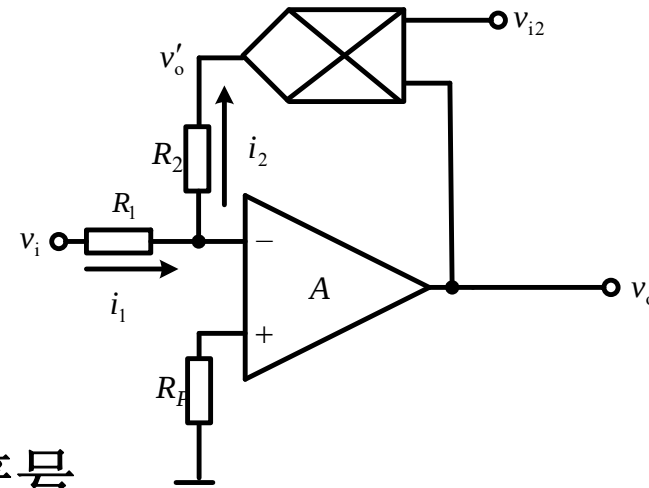
即可实现二倍频



2. 除法运算电路

$$v_o = -\frac{R_2}{kR_1} \cdot \frac{v_{i1}}{v_{i2}}$$

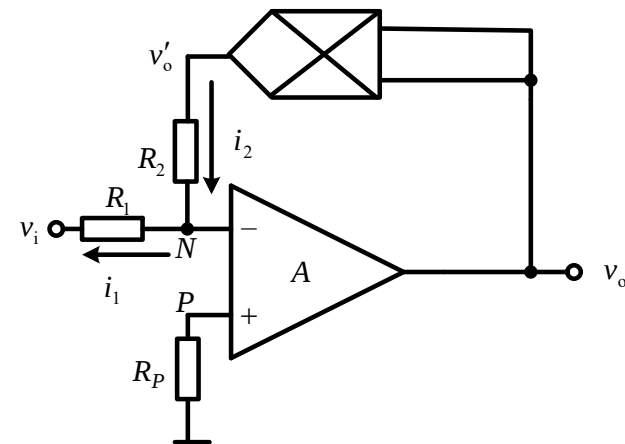
必须引入负反馈， v_{i2} 必须与 k 同符号



3. 开方运算电路

$$v_o = \sqrt{-\frac{R_2}{kR_1} \cdot v_i}$$

v_i 必须与 k 反符号



作业

9. 13

9. 16

9. 20

9.3 滤波电路

9.3.1 滤波电路的基本概念与分类

滤波器：对于信号频率具有选择性（使其通过或抑制）的电路。

根据滤波电路的构成：

无源滤波器：由无源器件（**R**、**L**、**C**等）构成的滤波器。

有源滤波器：由有源器件构成的滤波器。

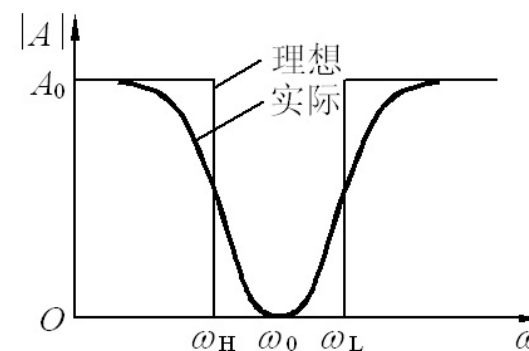
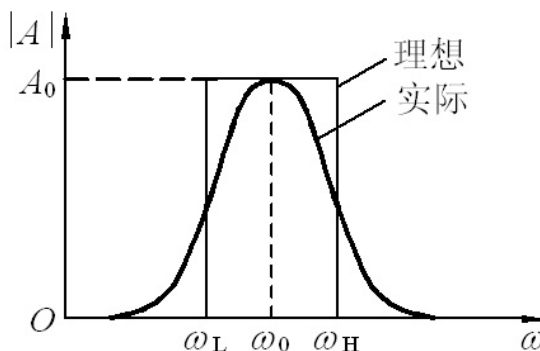
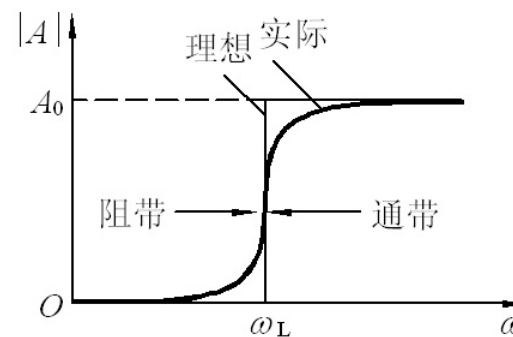
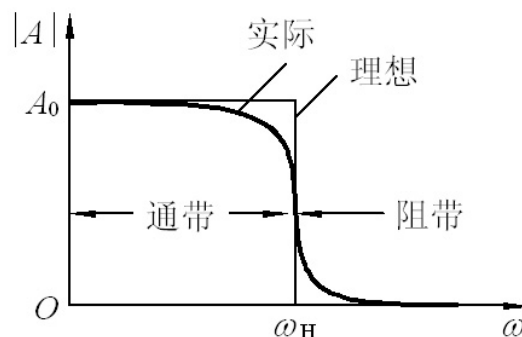
根据滤波特性：

低通（**LPF**）

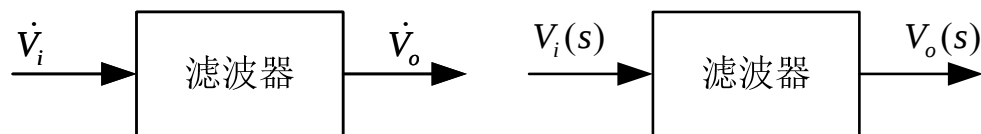
高通（**HPF**）

带通（**BPF**）

带阻（**BEF**）



3. 滤波器的幅频响应



(a) 频域

(b) 复频域

滤波电路传递函数定义

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

$s = j\omega$ $\omega = 2\pi f$ 时, 有

$$\dot{A}_v(f) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = |\dot{A}_v(f)| \angle \varphi(f)$$

其中

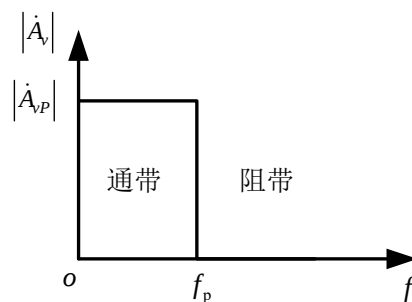
$|\dot{A}_v(f)|$ —— 模, 幅频响应

$\varphi(\omega)$ —— 相位角, 相频响应

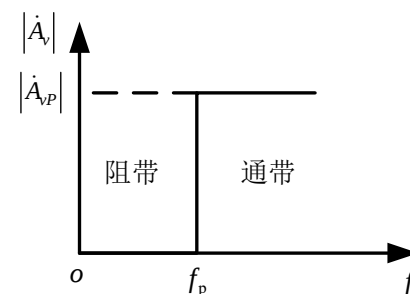
希望抑制**50Hz**的干扰信号，应选用哪种类型的滤波电路？

放大音频信号，应选用哪种类型的滤波电路？

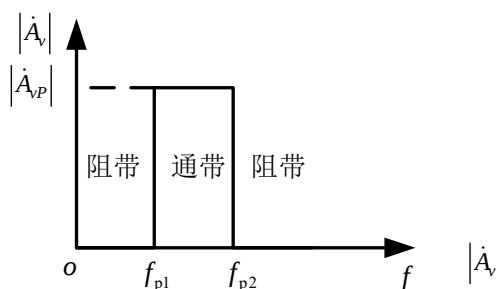
阶数越高，过渡带越窄



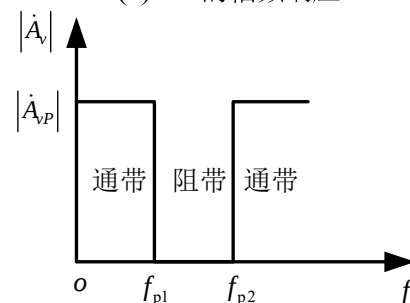
(a) LPF的幅频响应



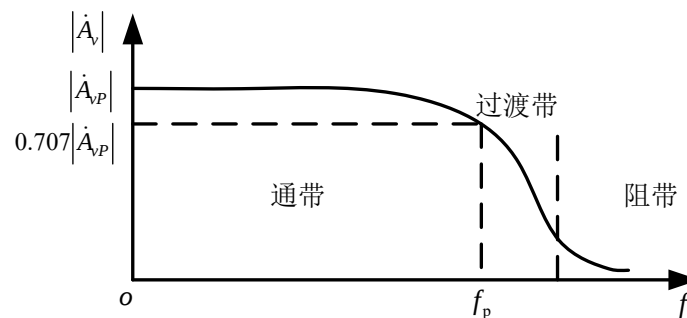
(b) HPF的幅频响应



(c) BPF的幅频响应



(d) BEF的幅频响应



(e) LPF的实际幅频响应

9.3.2 低通滤波电路

1. 一阶低通滤波电路

传递函数

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{vp}}{1 + s/\omega_0}$$

其中

$$A_{vp} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

同相比例放大系数

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

特征角频率

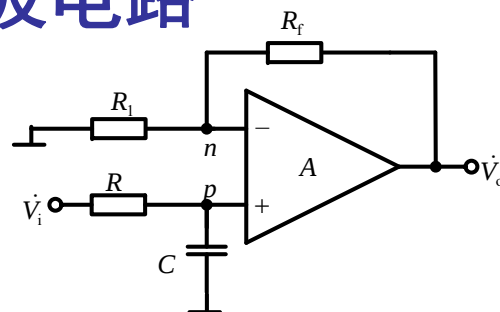
令: $s = j\omega$ $\omega = 2\pi f$ 得: $\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{A_{vp}}{1 + j\frac{f}{f_0}}$

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

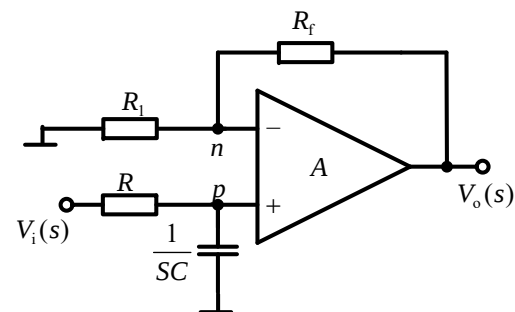
特征频率

故归一化幅频相应为:

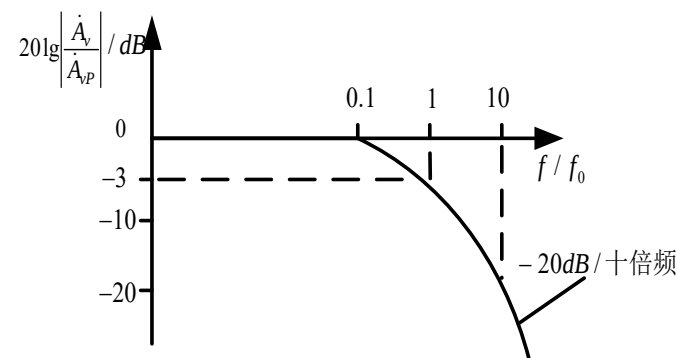
$$20\lg\left|\frac{\dot{A}_v}{A_{vp}}\right| = -20\lg\sqrt{1 + (f/f_0)^2}$$



(a) 频域



(b) 复频域



2. 二阶低通滤波电路

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{vp} \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

$$A_{vp} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

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

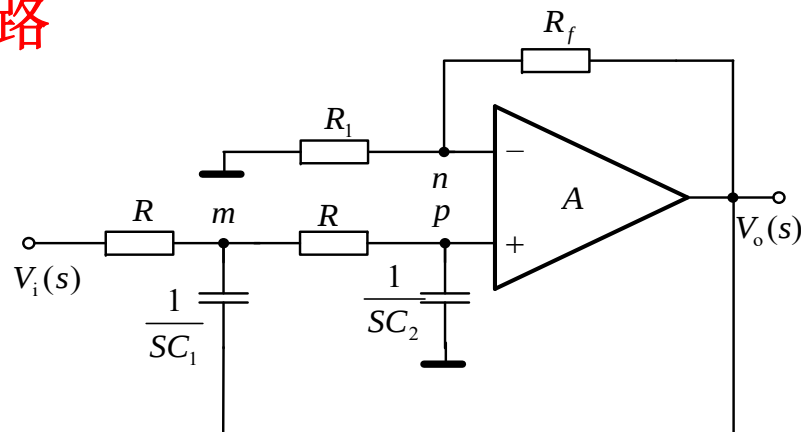
$$Q = \frac{1}{3 - A_{vp}}$$

令： $s = j\omega$ $\omega = 2\pi f$ 得：

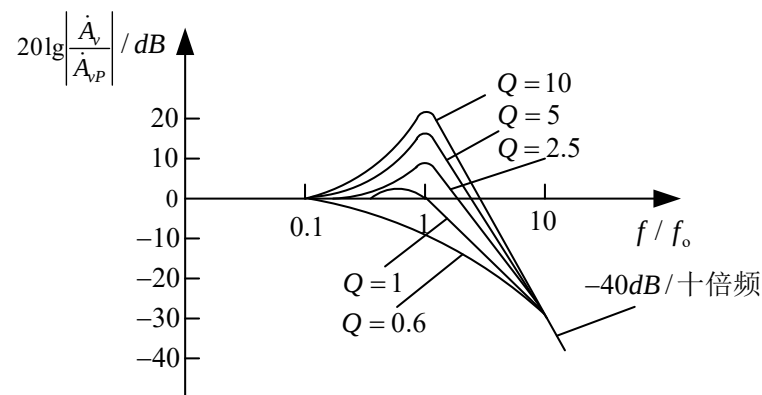
$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{A_{vp}}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{1}{Q} \cdot \frac{f}{f_0}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

故归一化幅频相应为：

$$20 \lg \left| \frac{\dot{A}_v}{A_{vp}} \right| = -20 \lg \sqrt{[1 - (f/f_0)^2]^2 + (f/Qf_0)^2}$$



二阶压控低通滤波器





9.3.3 高通滤波电路

1. 一阶高通滤波电路

传递函数
$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{sA_{vp}}{s + \omega_0}$$

其中

$$A_{vp} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

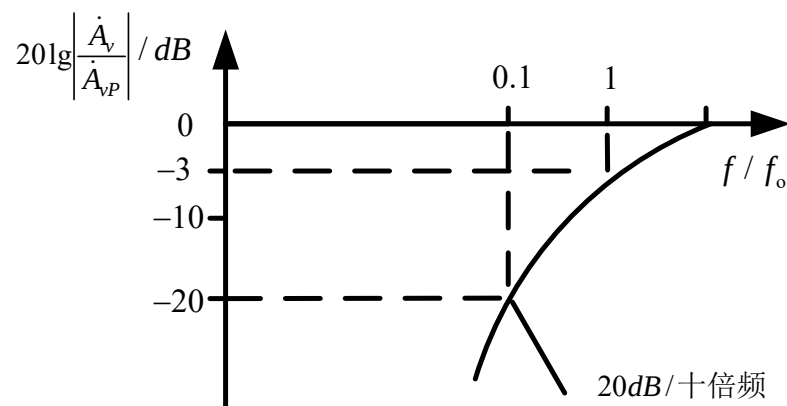
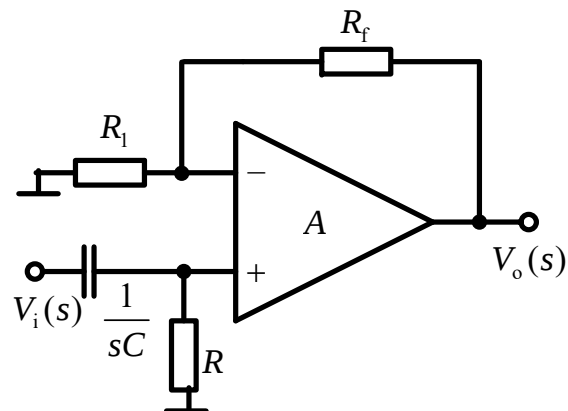
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

令： $s = j\omega$ $\omega = 2\pi f$ 得： $\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{A_{vp}}{1 - j\frac{f_0}{f}}$

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

故归一化幅频相应为：

$$20\lg\left|\frac{\dot{A}_v}{A_{vp}}\right| = -20\lg\sqrt{1 + (f_0/f)^2}$$



2. 二阶高通滤波电路

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{vp}s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$A_{vp} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

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

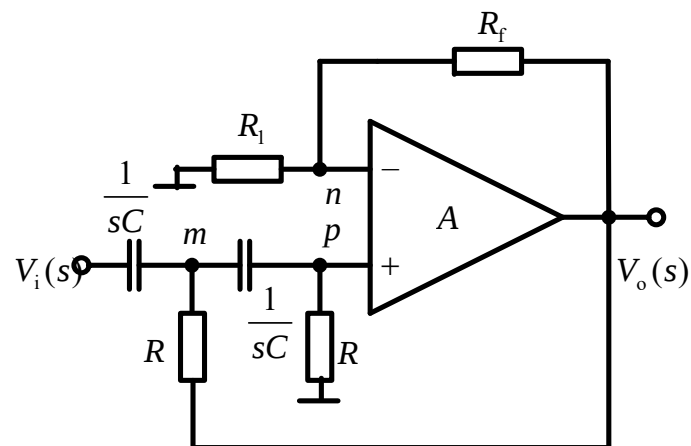
$$Q = \frac{1}{3 - A_{vp}}$$

令： $s = j\omega$ $\omega = 2\pi f$ 得：

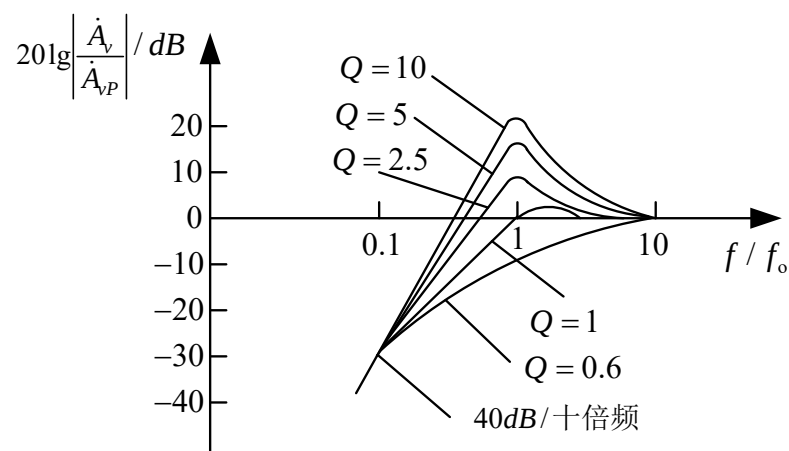
$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{A_{vp}}{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - j\frac{1}{Q} \cdot \frac{f_0}{f}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

故归一化幅频相应为：

$$20\lg\left|\frac{\dot{A}_v}{A_{vp}}\right| = -20\lg\sqrt{[1 - (f_0/f)^2]^2 + (f_0/Qf)^2}$$



压控电压源二阶滤波器



Multisim仿真例题9.3.1

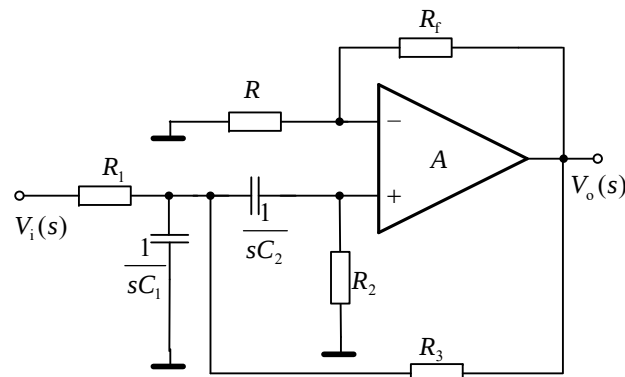
Multisim仿真例题9.3.2

9.3.4 带通滤波电路

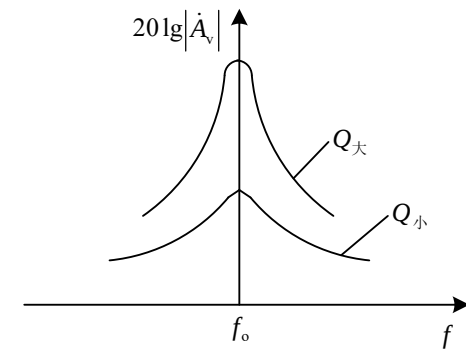
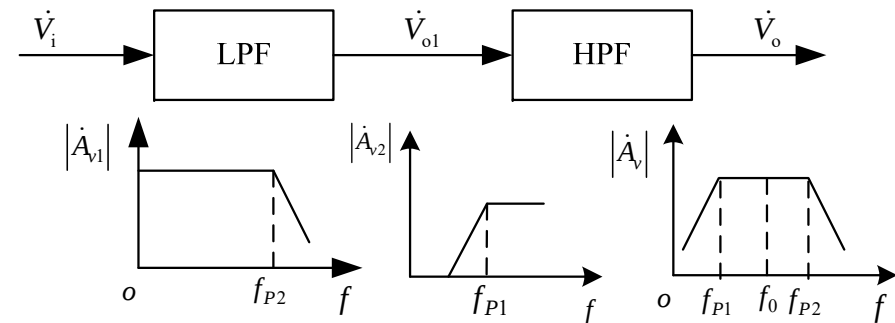
可由低通和高通串联得到
必须满足：

$$f_{p2} > f_{p1}$$

$$A_v(s) = \frac{A_{vp} \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + 1}$$



(a)电路



(b)Q值不同时的幅频响应

压控电压源带通滤波器

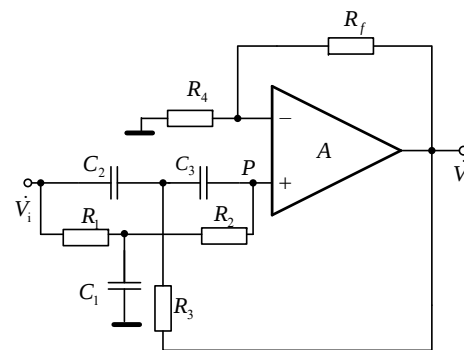
带通滤波器由于具有选频特性，被广泛应用于信号的提取和通信电路中

9.3.5 带阻滤波电路

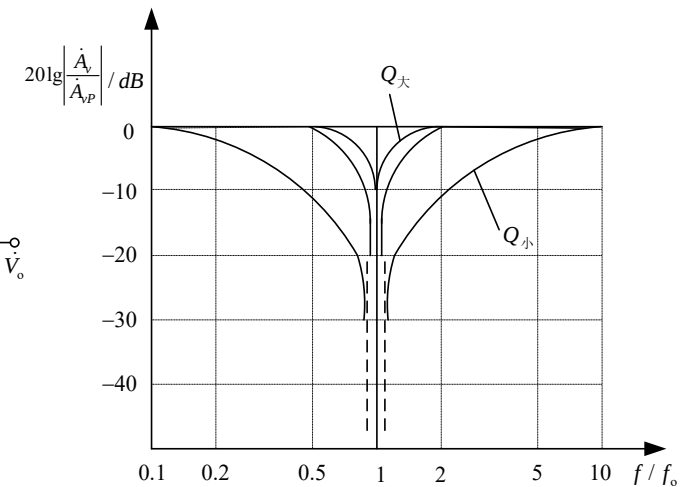
必须满足 $f_{p2} > f_{p1}$

$$A_v(s) = \frac{A_{vp} [1 + (\frac{s}{\omega_0})^2]}{(\frac{s}{\omega_0})^2 + 2(2 - A_{vp}) \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

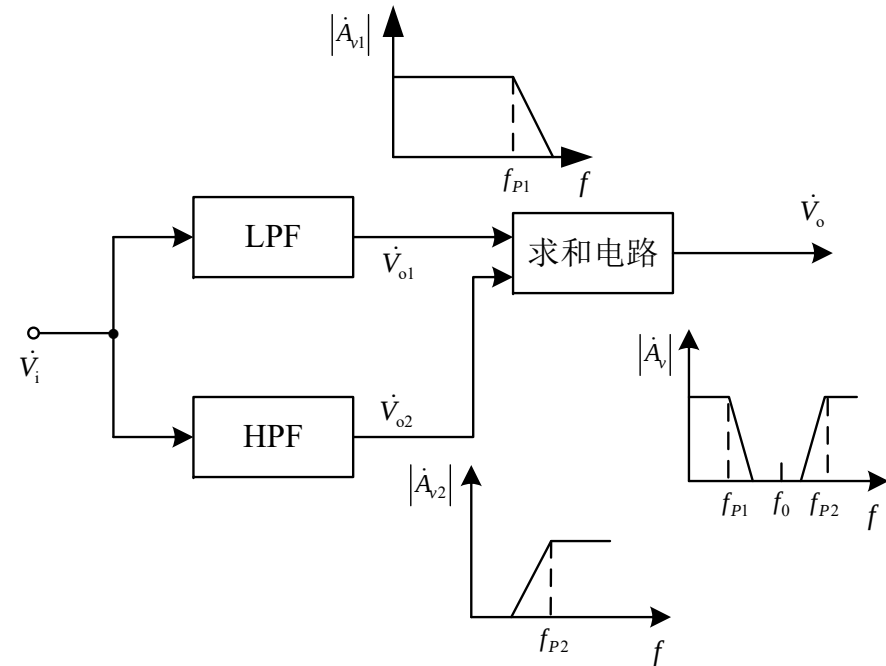
又称陷波器，在干扰信号的频率确定的情况下，可通过带阻滤波器阻止其通过，以防干扰



(a) 电路



(b) Q值不同时的幅频响应



常用带阻滤波器





Multisim仿真例题9.3.3

小结：各种滤波器的传递函数形式

低通滤波器：

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{vp}}{1 + s/\omega_0}$$

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{vp}\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

高通滤波器：

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{sA_{vp}}{s + \omega_0}$$

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{vp}s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

带通滤波器：

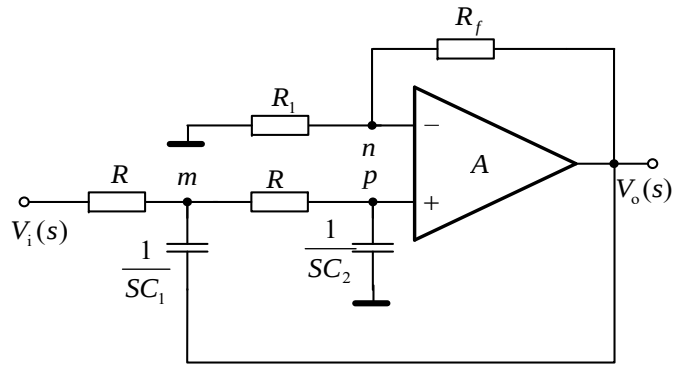
$$A_v(s) = \frac{A_{vp} \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

带阻滤波器：

$$A_v(s) = \frac{A_{vp} \left[1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right]}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2(2 - A_{vp}) \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

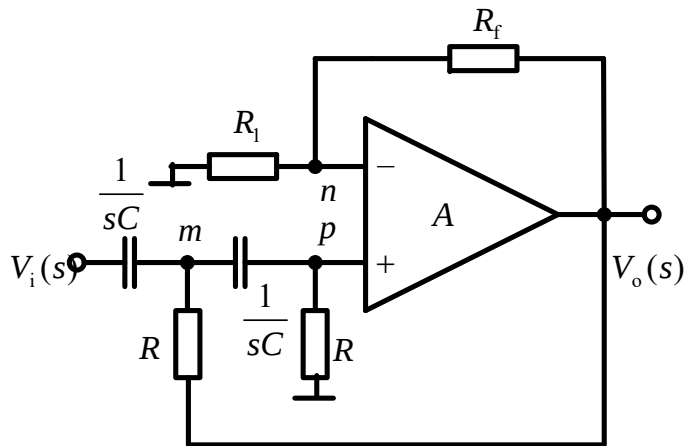
由传递函数的形式可以判断滤波器类型

由电路形式可以判断滤波器类型



低通

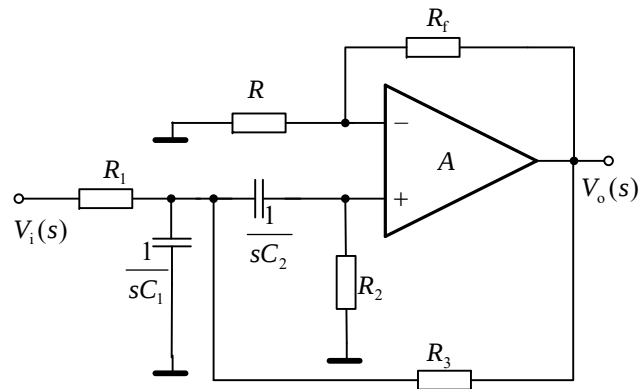
$$f=0 \text{ 时: } A_{vp} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$



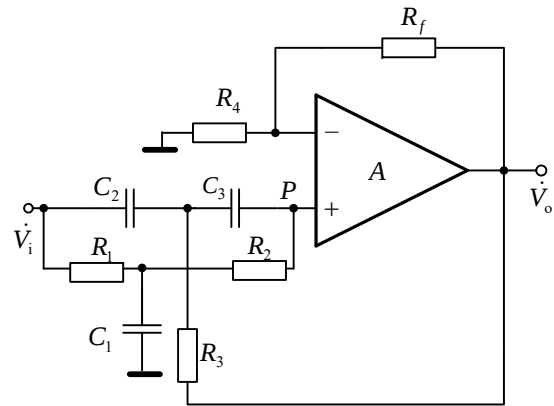
高通

$$f=\infty \text{ 时: } A_{vp} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

由电路形式可以判断滤波器类型



帶通



帶阻

作业

9. 21

9. 22

9. 25

9. 26



10 信号产生电路

10.1 正弦波振荡电路的基本概念

10.2 RC 正弦波振荡电路

10.3 LC 正弦波振荡电路

10.4 石英晶体正弦波振荡器

*10.5 电压比较器

*10.6 非正弦信号产生电路



波形产生电路

电路在不输入任何信号的情况下，可以在输出端自动获取信号的电路，称为**波形产生电路**。

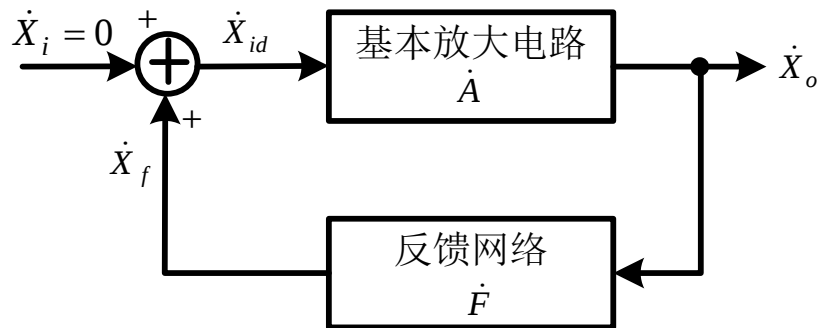
正弦波产生电路（正弦波）

非正弦波产生电路（方波、锯齿波、三角波等）

10.1 正弦波振荡电路的基本概念

10.1.1 振荡条件

由于合闸通电等电扰动，产生一个很小的输出量

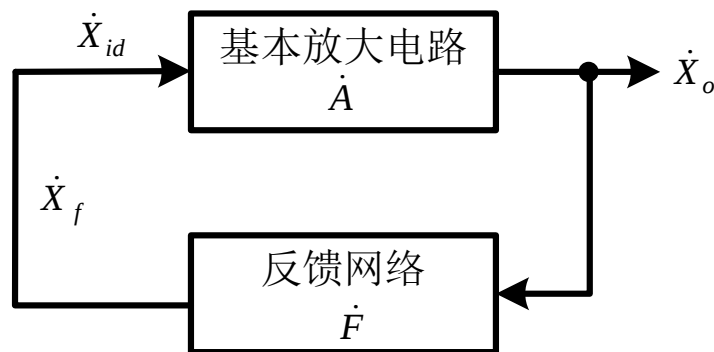


$| \dot{X}_o | \uparrow \xrightarrow{\text{经反馈网络}} | \dot{X}_f | \uparrow (| \dot{X}_{id} | \uparrow) \xrightarrow{\text{经基本放大电路}} | \dot{X}_o | \uparrow \uparrow$

若环路增益 $\dot{A}\dot{F} = 1$

则电路产生自激振荡

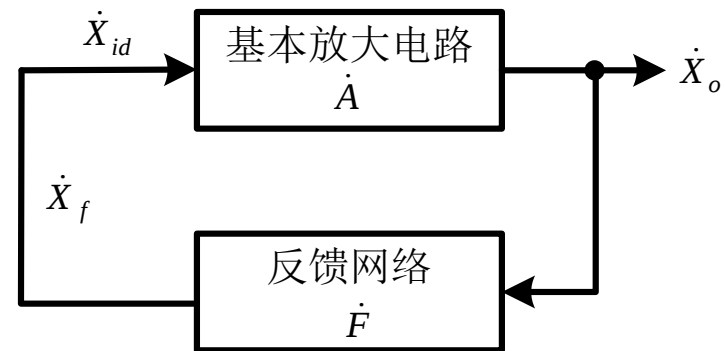
振荡器的振荡条件是： $\dot{A}\dot{F} = 1$



$$\begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 & \text{—幅度平衡条件} \\ \varphi_a + \varphi_f = 2n\pi & \text{—相位平衡条件} \end{cases}$$

起振条件：

振荡电路是单口网络，无输入信号，有输出信号，起振的信号源来自何处？



电路内部噪声或外部的干扰 ——电扰动（如合闸通电）
——含丰富的频率成分，但幅值很小

起振条件： $|\dot{A}\dot{F}| > 1$

$|\dot{A}\dot{F}| = 1$ 是幅度平衡条件，指振荡器已进入稳定振荡时的幅度条件

稳幅措施：

电路起振后，当输出信号幅值增加到一定程度时，就要限制它继续增加，否则波形将出现失真

——**稳幅环节**使 AF 下降到1

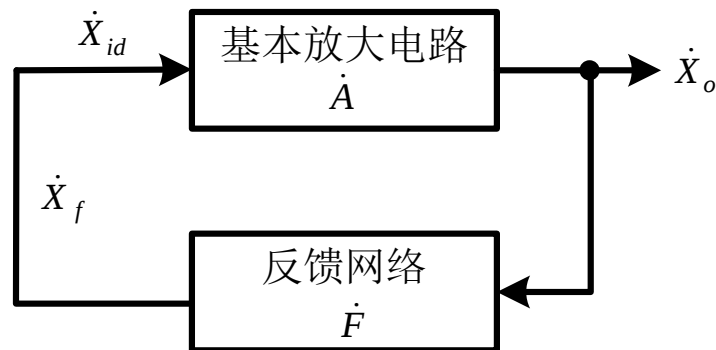
选频网络：

振荡频率由相位平衡条件唯一确定：

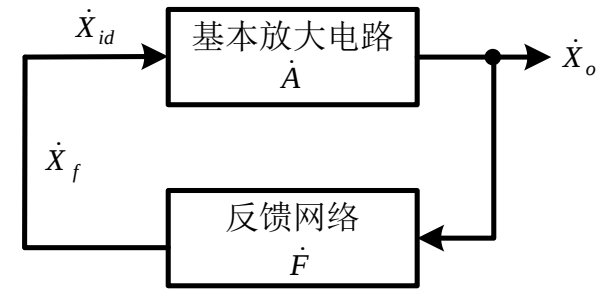
$$\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi$$

所以，振荡器必须有**选频网络**

选频网络可以在A中，也可以在F中



10.1.3 正弦波振荡电路的基本组成



基本放大电路：晶体管、场效应管、集成运放构成的放大电路

反馈网络：构成正反馈

选频网络：选出满足相位平衡条件的电扰动信号，
(经常与反馈网络合二为一。)

稳幅环节：起振后将输出信号稳定在一定幅度



10.1.4 振荡电路的分析方法

判断电路产生正弦波振荡步骤：

(1) 分析电路是否存在基本放大电路、反馈网络、选频网络和稳幅环节四个重要组成部分。

(2) 检查放大电路是否能正常放大，即是否有合适的静态工作点，同时交流信号是否能正常流通。

(3) 用瞬时极性法判断电路是否在 $f = f_0$ 时满足相位平衡条件，若满足相位平衡条件，则说明该电路有可能产生正弦波振荡。

(4) 判断电路能否满足起振的幅值条件。若既满足相位平衡条件，又满足起振条件，则该电路一定会产生正弦波振荡。



10.1.5 正弦波振荡电路的分类

1. RC正弦波振荡器

产生**1HZ-1MHZ**的**低频正弦波**，主要有**RC移相式**、**RC串并联式（RC桥式）**、**双T网络式**等。

2. LC正弦波振荡器

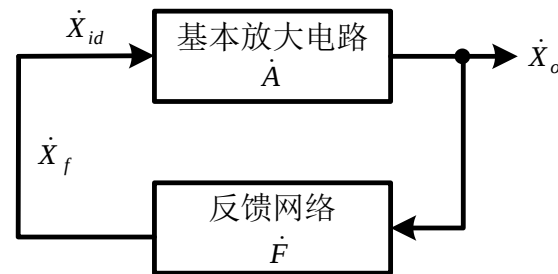
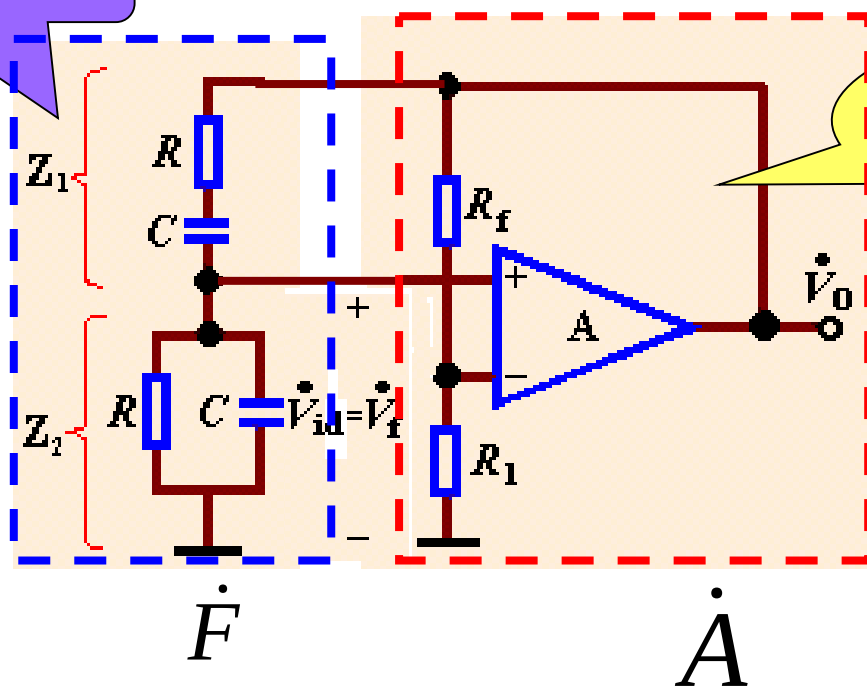
产生**1MHZ**以上的**高频正弦波**，主要有**变压器反馈式**、**三点式**、**石英晶体振荡器**等。

10.2 RC正弦波振荡电路

电路组成

RC串并联网络

正反馈网络兼有选频特性



带负反馈的同相比例运算电路

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{R1}} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

$$\varphi_a = 0^\circ$$

Z_1 、 Z_2 串并联网络与 R_f 、 R_1 构成一个四臂电桥——称为文氏电桥振荡器。



10.2.1 RC串并联网路的频率特性

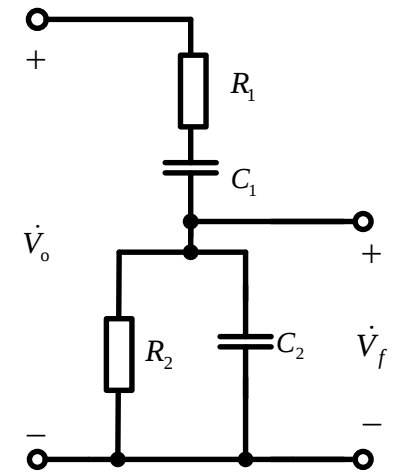
$$R_1 = R_2 = R \quad C_1 = C_2 = C$$

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

$$\text{令} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\text{即:} \quad f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\dot{F}_v = \frac{1}{3 + j\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)}$$



$$\begin{aligned} F_V(s) &= \frac{V_f(s)}{V_o(s)} \\ &= \frac{sCR}{1 + 3sCR + (sCR)^2} \end{aligned}$$

二阶带通滤波器

幅频响应:

$$|\dot{F}_v| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (f/f_0 - f_0/f)^2}}$$

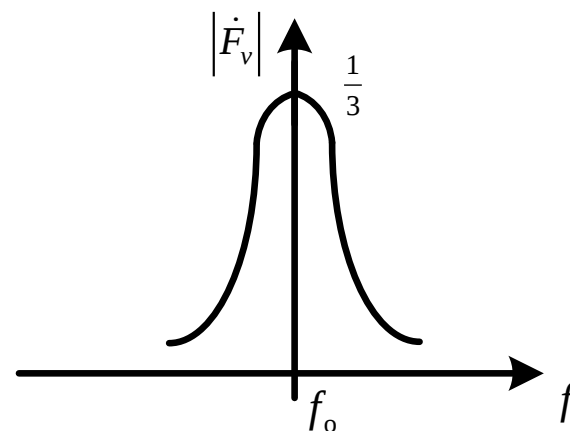
相频响应:

$$\varphi_f = -\arctan \frac{f/f_0 - f_0/f}{3}$$

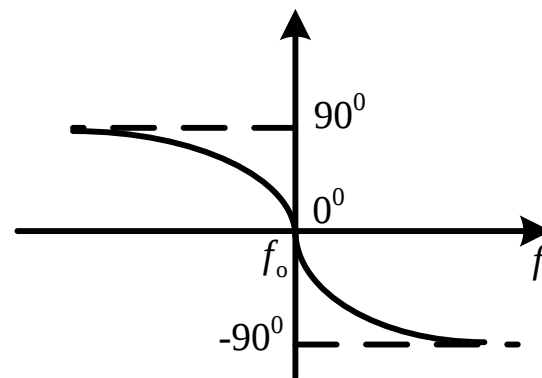
当: $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

幅频响有最大值: $F_{V\max} = \frac{1}{3}$

且: $\varphi_f = 0$



幅频响应

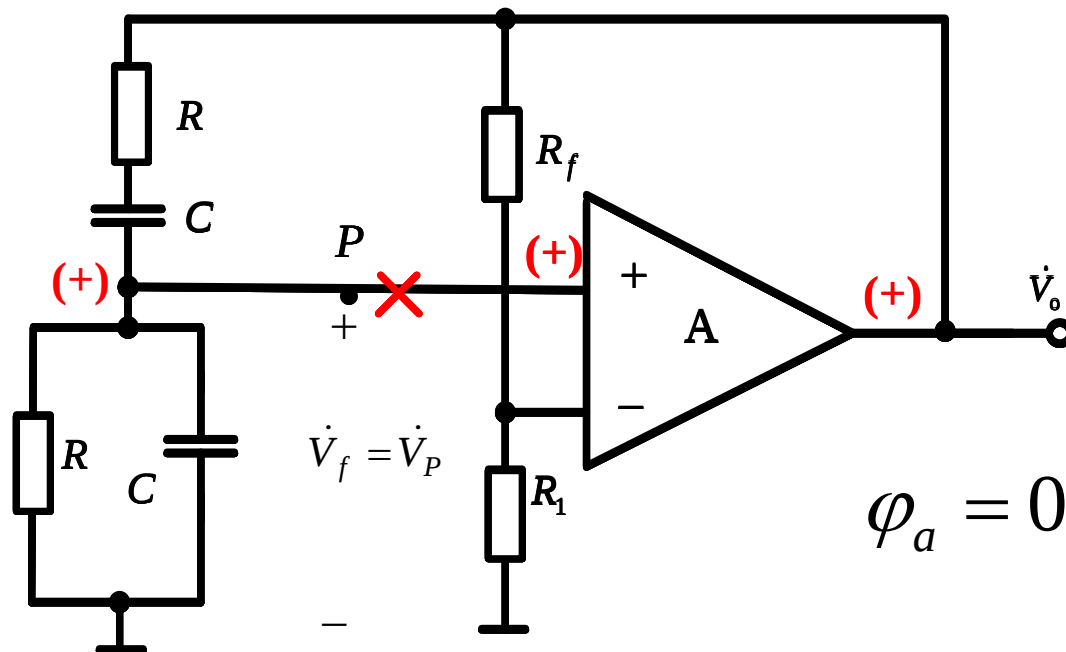


相频响应



10.2.2 RC正弦波振荡电路的工作原理

1. 电路组成与起振条件



当 $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时

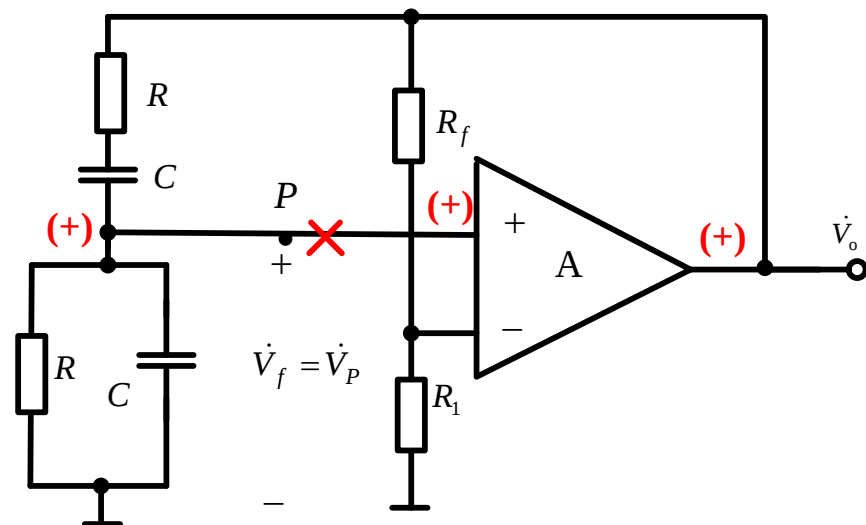
$$\varphi_f = 0$$

电扰动 $\longrightarrow$ 含有丰富频率成分

$\longrightarrow$ 对 $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 的扰动

$$\left. \begin{array}{l} \varphi_f = 0 \\ \varphi_a = 0 \end{array} \right\} \varphi_a + \varphi_f = 0$$

而



满足相位平衡条件 电路有可能起振

此时若放大电路的电压增益为 $\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_p} = 1 + \frac{R_f}{R_1} > 3$

则 $|\dot{A}_v \dot{F}_v| > 1$ 满足振荡电路起振的振幅条件

电路对频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 的正弦波产生振荡

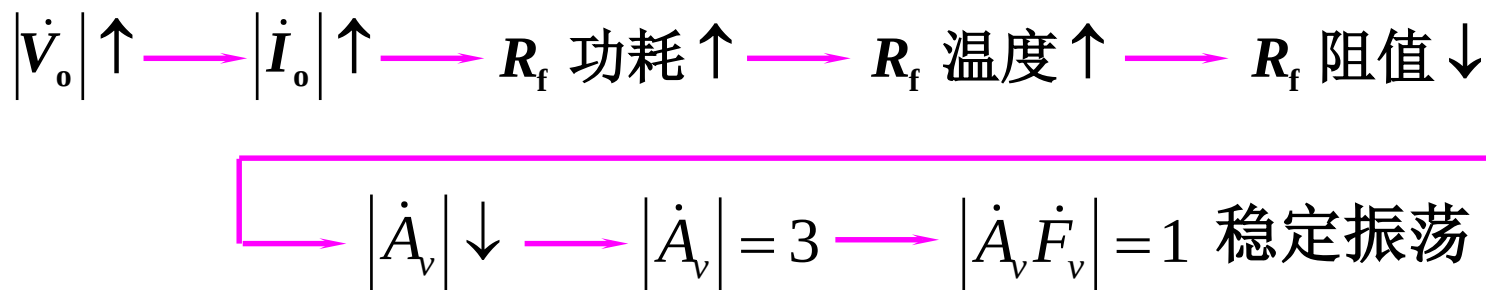
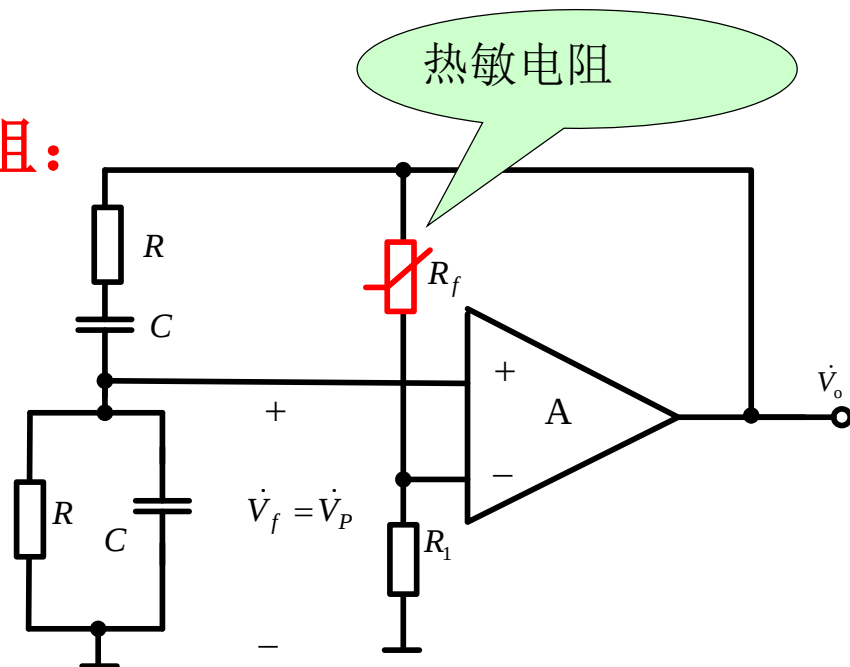
即电路的起振条件为: $R_f > 2R_1$

2. 稳幅措施

1. 利用温度系数为负的热敏电阻:

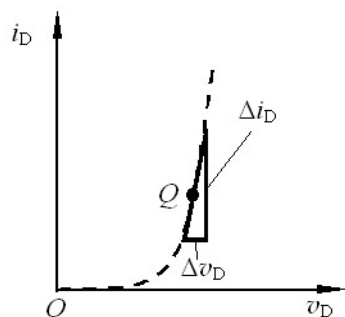
起振时, $\dot{A}_v = 1 + \frac{R_f}{R_1} > 3$

即 $|\dot{A}_v \dot{F}_v| > 1$

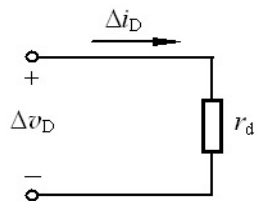


2. 利用二极管的非线性特性

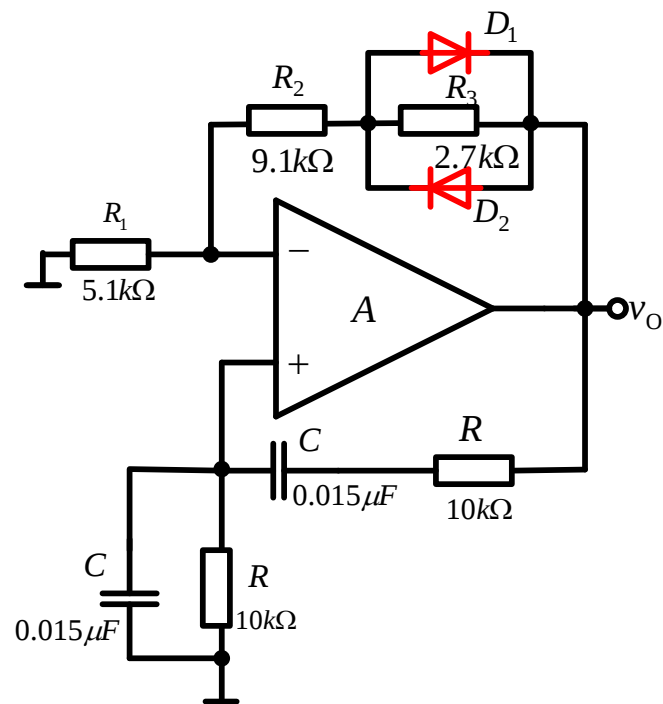
$$R'_3 = R_3 \parallel r_d \quad \left| \dot{A}_v \right| = 1 + \frac{R_2 + R'_3}{R_1}$$



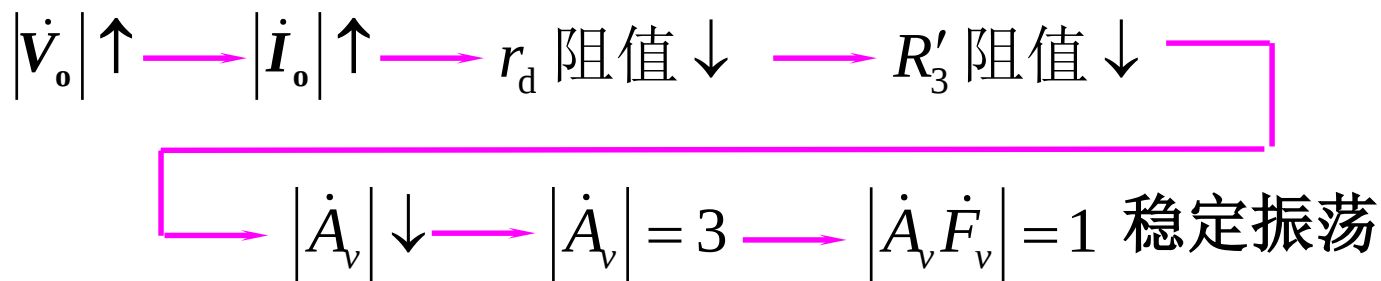
(a)



(b)

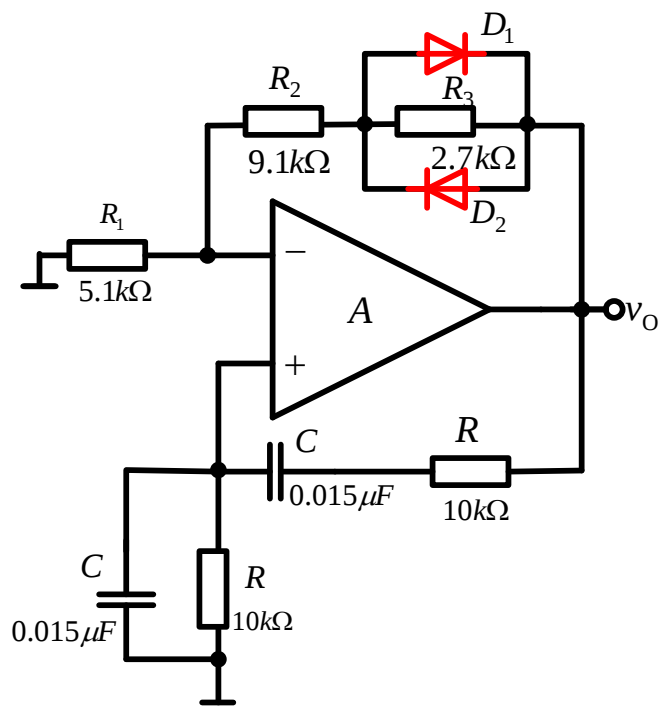


二极管的动态电阻 $r_d = \frac{\Delta v_D}{\Delta i_D}$ 当输出电压振幅增大时， r_d 将减小。



例 10.2.1 图 10.2.6 所示为正弦波振荡电路，A 为运放 741，最大输出电压为 $\pm 14V$ 。

- (1) 分析 D_1 、 D_2 的稳幅原理。
- (2) 设已产生稳幅振荡，当 v_o 达幅值时，二极管的正向压降为 $0.6V$ ，估算 v_o 的幅值 V_{om} 。
- (3) 若 R_2 短路， v_o 的波形如何？
- (4) 若 R_2 开路， v_o 的波形如何？



- Multisim10.2.1



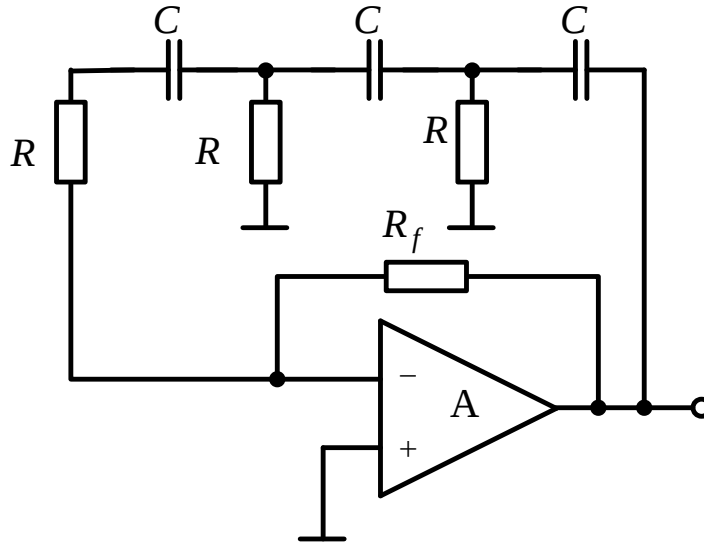
总结：RC桥式正弦波产生电路

电路构成：基本放大电路**A**、**RC**串并联正反馈网络**F**（选频网络）、稳幅环节

起振条件： $\dot{A}_v > 3$

振荡频率： $f_o = \frac{1}{2\pi RC}$

移相式正弦波振荡电路：



$$\varphi_a = 180^\circ$$

一级 RC 移相环节的最大相移为 90° ，不可能满足相位平衡条件；

二级 RC 移相环节的最大相移为 180° ，但此时反馈系数已经很低，不可能满足起振条件；

三级 RC 移相环节的最大相移为 270° ，一定有满足的频率 f_0 ，使电路满足相位平衡条件，产生正弦波振荡。

作业

10.1

10.2

10.3



***10.3 LC正弦波振荡电路**

10.3.1 LC并联回路的频率特性

10.3.2 LC振荡电路的组成和分析方法

10.3.3 变压器反馈式LC振荡电路

10.3.4 电感三点式LC电路

10.3.5 电容三点式LC电路

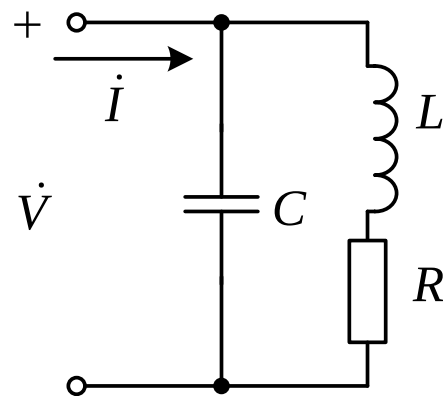
10.3.1 LC并联回路的频率特性

1. 并联谐振回路

$$Z = \frac{\frac{1}{j\omega C}(R + j\omega L)}{\frac{1}{j\omega C} + R + j\omega L}$$

一般有 $R \ll \omega L$ 则

$$Z = \frac{L/C}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$



当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 时，电路谐振。

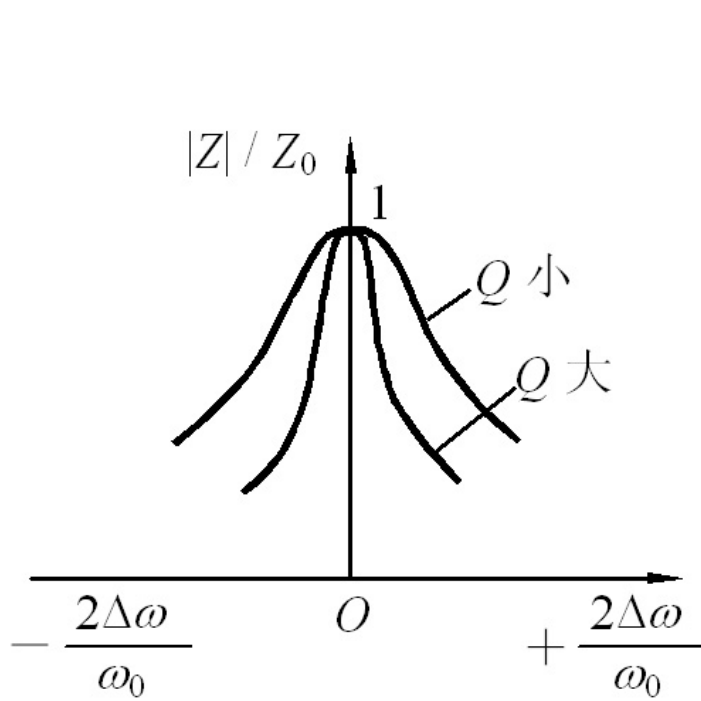
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 为谐振频率

谐振时 阻抗最大，且为纯阻性

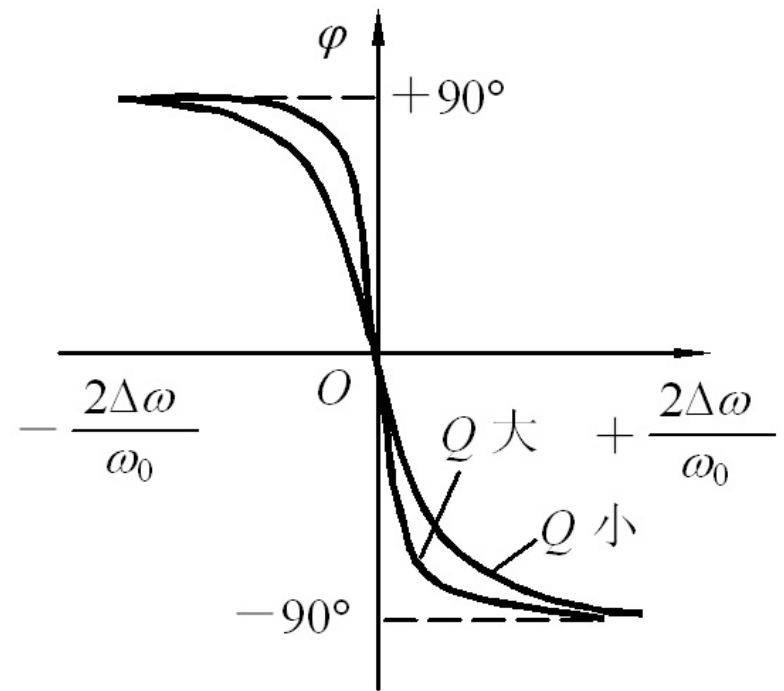
$$Z_0 = \frac{L}{RC} = Q\omega_0 L = \frac{Q}{\omega_0 C}$$

其中 $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ 为品质因数

阻抗频率响应



(a) 幅频响应



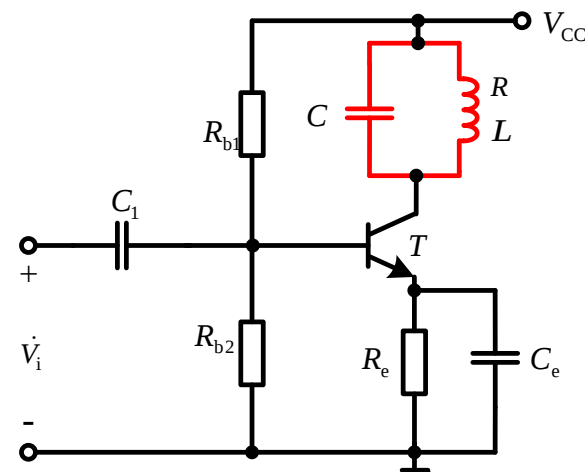
(b) 相频响应



10.3.2 LC振荡电路的组成和分析方法

1. 组成原则

- 振荡频率较高，基本放大电路一般采用晶体管共射（共源）电路，频率很高时，采用共基（共栅）电路。



- **LC**并联回路作为选频网络

- **LC**并联回路一般作为**BJT**集电极（或**FET**漏极）负载，它除了实现选频功能外，还使谐振频率时放大电路的电压放大倍数达最大值。

- 正反馈：变压器反馈式、电感反馈式和电容反馈式

2. 分析方法

- 瞬时极性法分析电路时，把**LC**并联回路等同于电阻看待。



10.3.3 变压器反馈式LC振荡电路

频率 $f = f_0$ 时

$$\varphi_a = 180^\circ$$

$$\varphi_f = 180^\circ$$

$$\varphi_a + \varphi_f = 0^\circ$$

满足相位平衡条件

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

幅值平衡条件:

通过选择高增益的 **BJT** 和调整变压器的匝数比, 可以满足

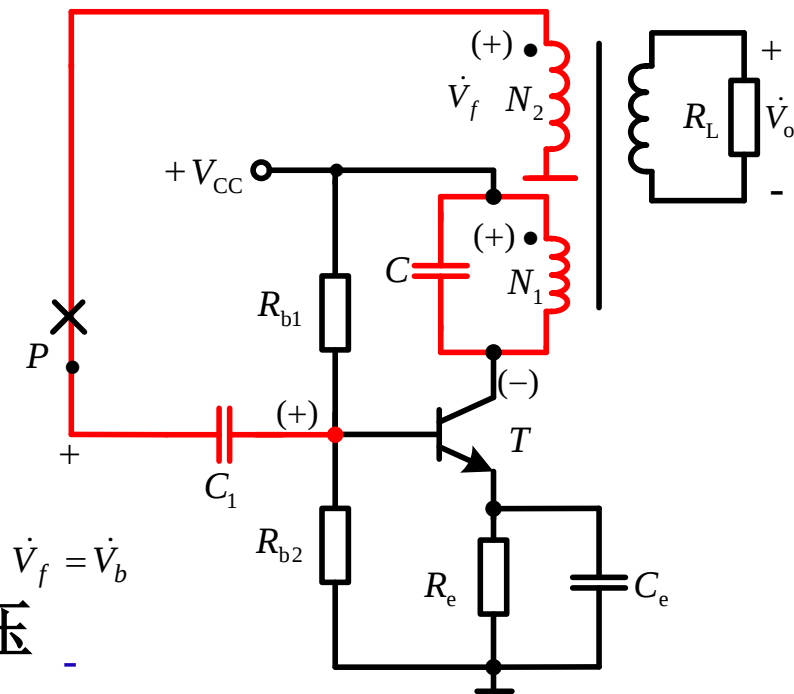
$$|\dot{A}\dot{F}| > 1$$

稳幅:

当振幅大到一定程度时, **BJT** 非线性特性使放大电路的电压放大倍数下降, 使振幅达到稳定。

缺点:

变压器耦合不紧密, 损耗较大, 振荡频率的稳定性不高。

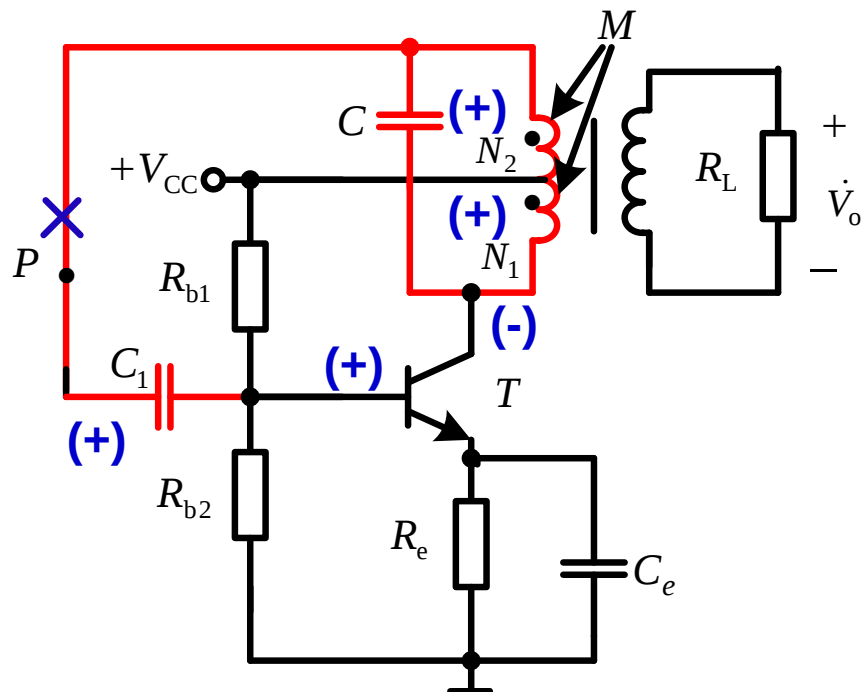




10.3.4 电感三点式LC电路

$$\varphi_a + \varphi_f = 0^0$$

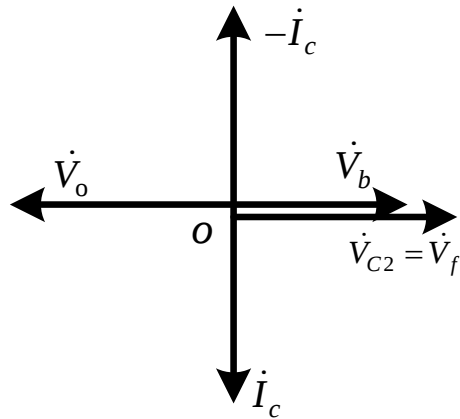
满足相位平衡条件



$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}}$$



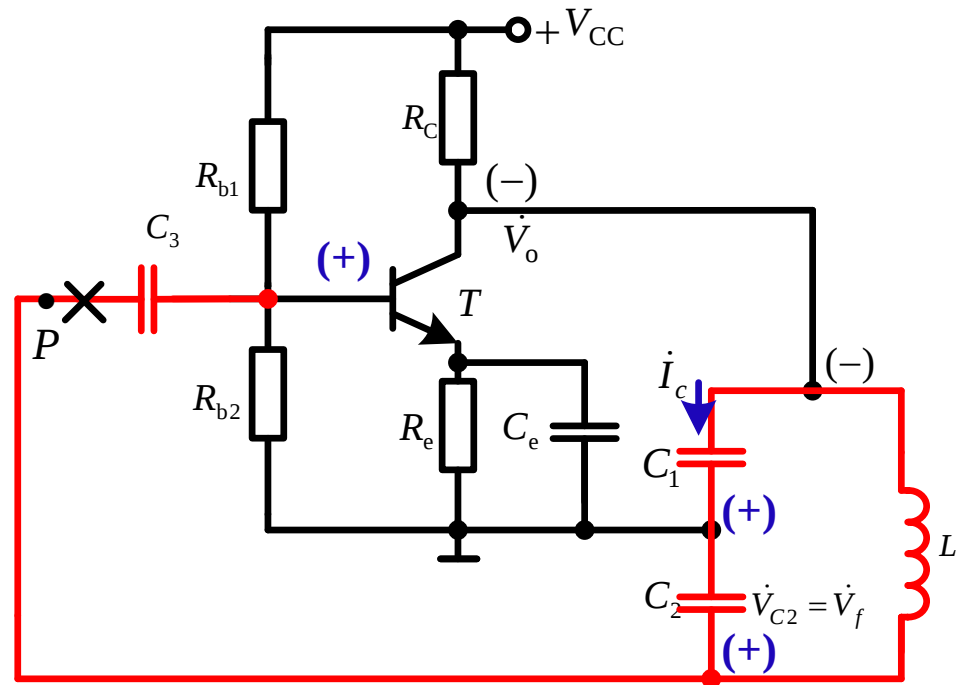
10.3.5 电容三点式LC电路



$$\varphi_a + \varphi_f = 0^\circ$$

满足相位平衡条件

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

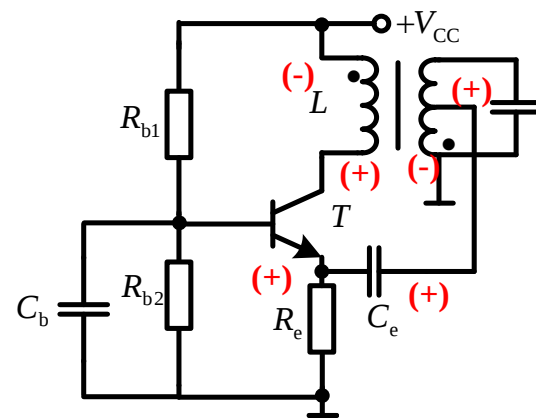
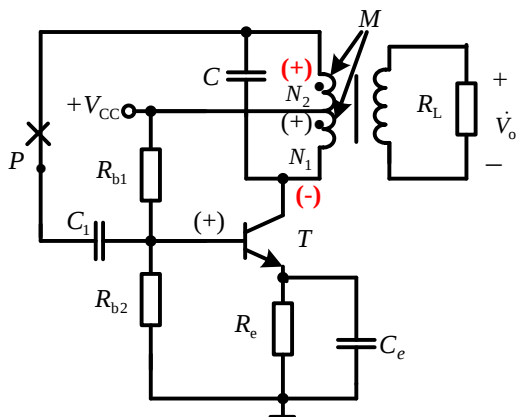
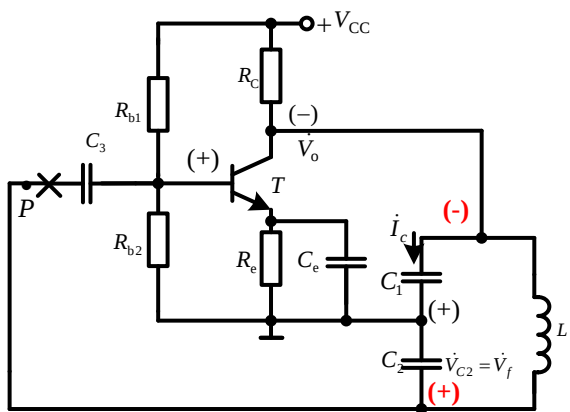
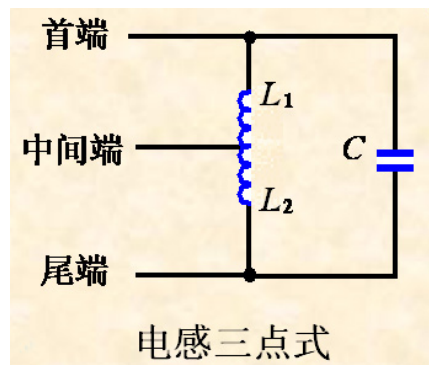
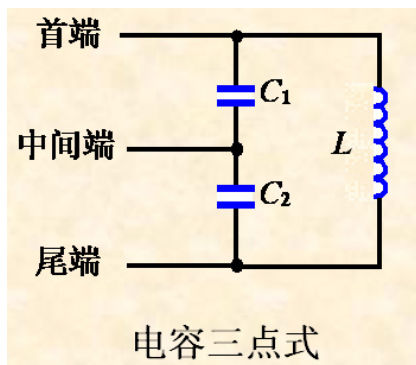




以上两种电路统称为：三点式LC振荡电路

中间端的瞬时电位一定在首、尾端电位之间。

- 若中间点交流接地，则首端与尾端瞬时极性相反。
- 若首端或尾端交流接地，则其他两端瞬时极性相同且与接地点相反。



作业

10.5

10.6



10.4 石英晶体正弦波振荡电路

频率稳定问题：

频率稳定度一般由 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 来衡量

Δf ——频率偏移量。

f_0 ——振荡频率。

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

Q 值越高，选频特性越好，频率越稳定。

LC 振荡电路 Q ——数百

石英晶体振荡电路 Q ——10000 ~ 500000



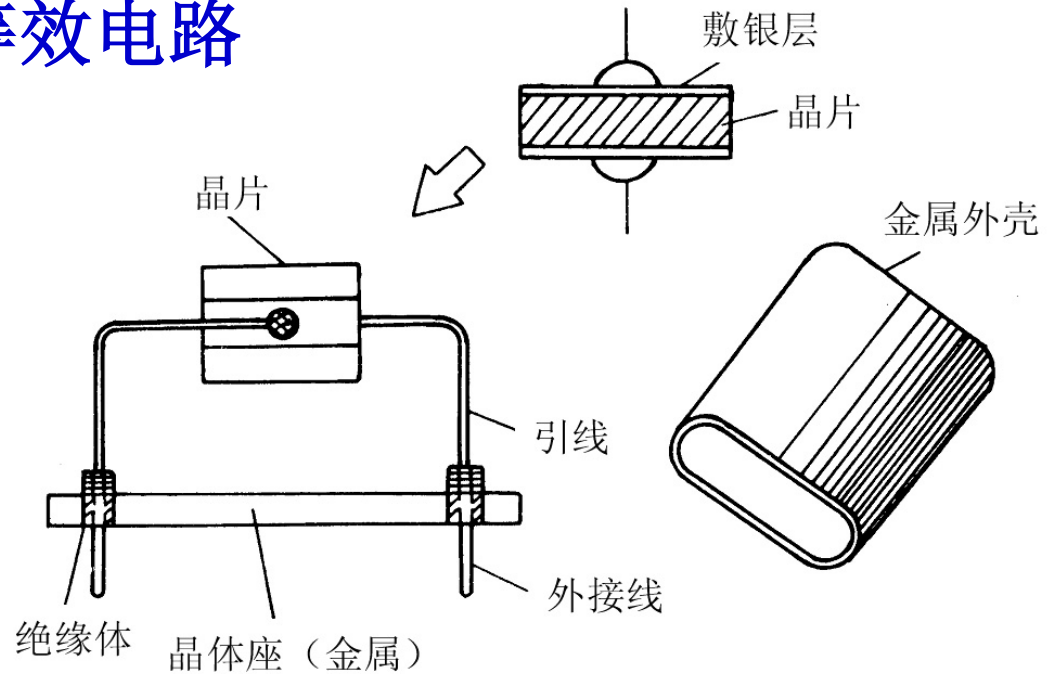
10.4.1 石英晶体的等效电路

极板间加电场

晶体机械变形

极板间加机械力

晶体产生电场



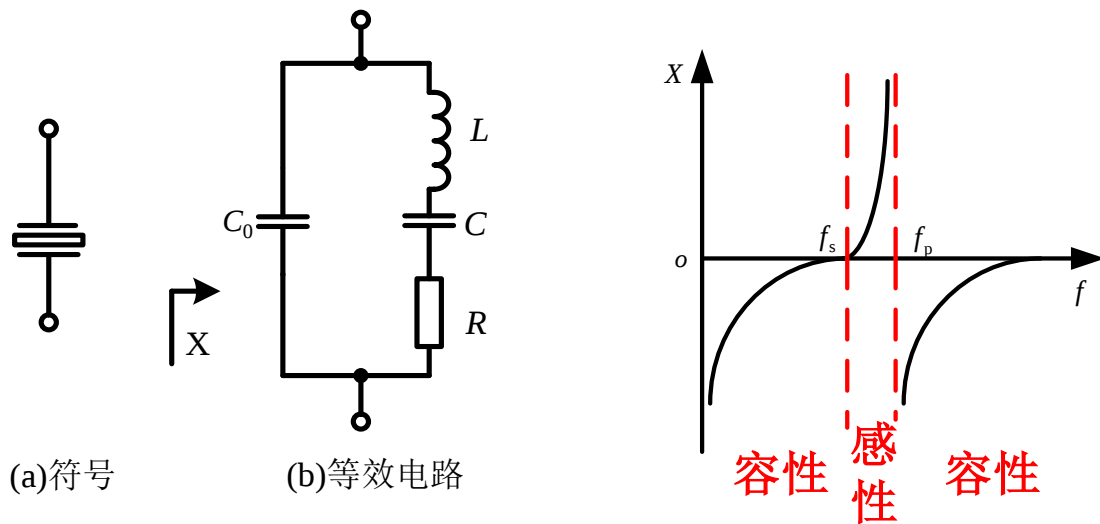
压电效应

交变电压 $\longrightarrow$ 机械振动 $\longrightarrow$ 交变电压

机械振动的固有频率与晶片尺寸有关，稳定性高

当交变电压频率 = 固有频率时，振幅最大 **压电谐振**

等效电路:



忽略电阻 R 时:
$$X = \frac{1}{\omega} \frac{\omega^2 LC - 1}{C_0 + C - \omega^2 LCC_0}$$

分子为零, 串联谐振频率:
$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

分母为零, 并联谐振频率:
$$f_p \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \frac{CC_0}{C + C_0}}}$$

通常 $C \ll C_0$ 所以 f_s 与 f_p 很接近

当频率等于 f_s 时, 石英晶体呈纯电阻性。

实际使用时外接一小电容 C_s

则串联谐振频率变为：

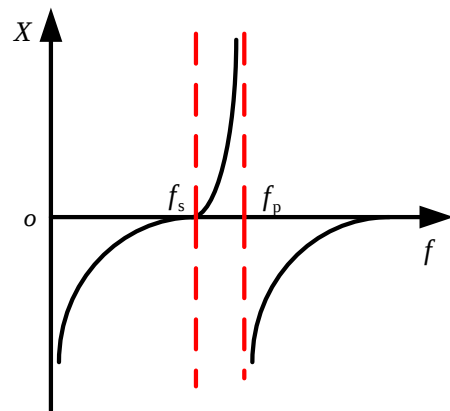
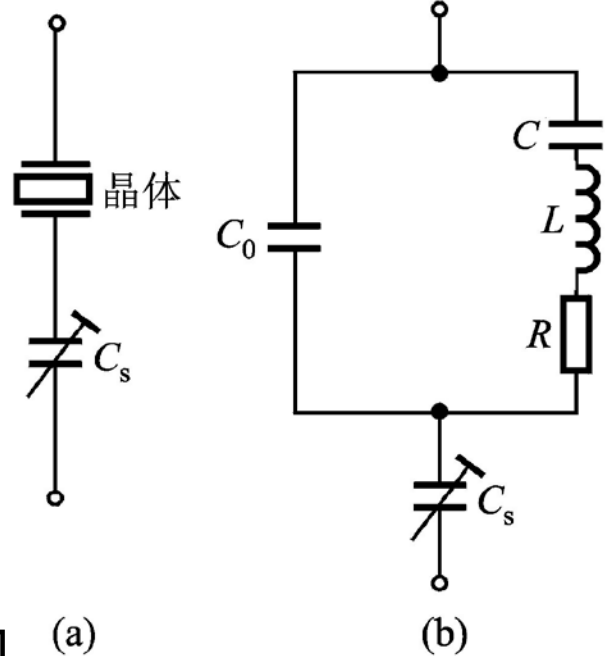
$$f'_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}}$$

由于 $C \ll C_0 + C_s$ $f'_s = f_s \left[1 + \frac{C}{2(C_0 + C_s)} \right]$

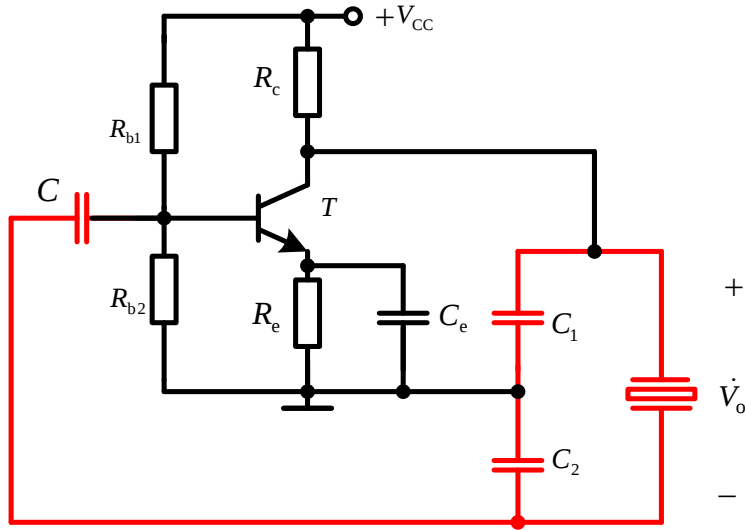
由此看出 $C_s \rightarrow 0$ 时, $f'_s = f_p$;

$C_s \rightarrow \infty$ 时, $f'_s = f_s$

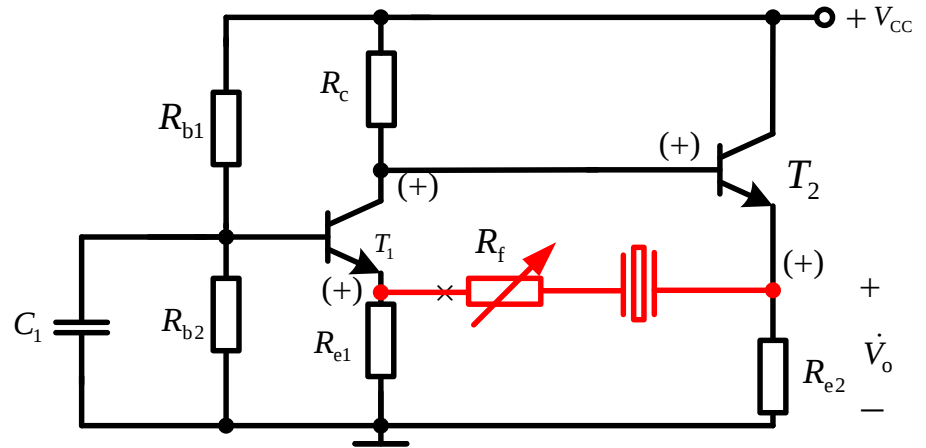
调整 C_s 可使 f'_s 在 f_s 和 f_p 之间变化



10.4.2 石英晶体振荡电路



电容反馈式振荡电路
石英晶体并联型振荡电路



串联型石英晶体振荡电路

$$f = f_s$$

作业 10.9



***10.5 电压比较器**

10.5.1 电压比较器的基本概念

10.5.2 单门限比较器

10.5.3 迟回比较器

10.5.4 窗口比较器

10.5.5 集成电压比较器

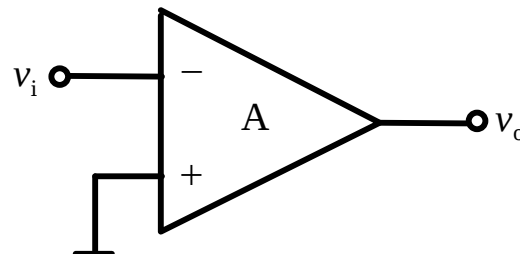


10.5.1 电压比较器的基本概念

特点:

运放开环, **虚短**不成立

增益 A_0 大于 10^5 , 运放工作在饱和区



即:
$$\begin{cases} \text{若 } v_p > v_n, & v_o = V_{OH} = +V_{Omax} \\ \text{若 } v_p < v_n, & v_o = V_{OL} = -V_{Omin} \end{cases} \quad (\text{比较器})$$

运算放大器工作在非线性状态下

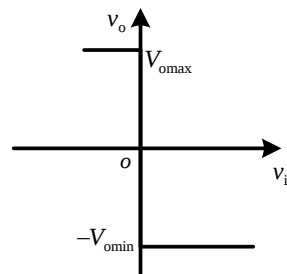
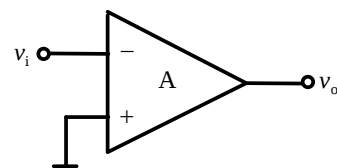
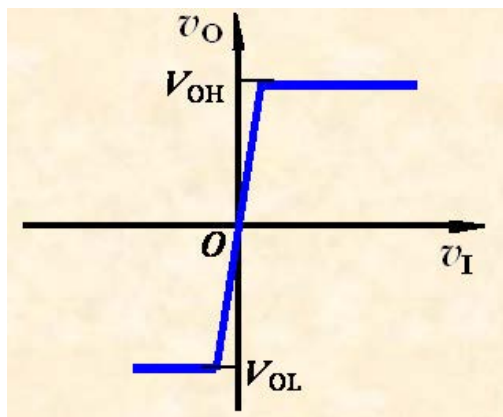
种类

{ 单门限比较器
滞回比较器
窗口比较器

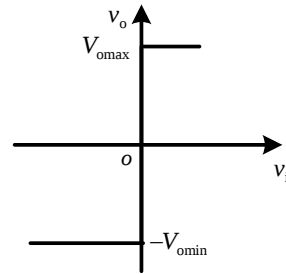
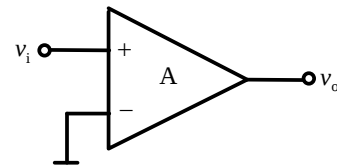
10.5.2 单门限比较器

(1) 过零比较器

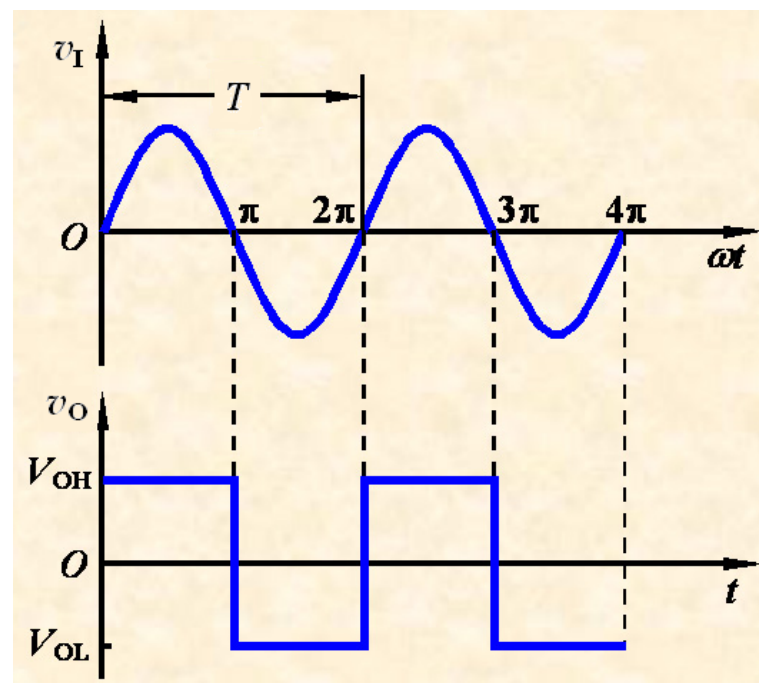
实际电压传输特性



(a) 反相输入电路

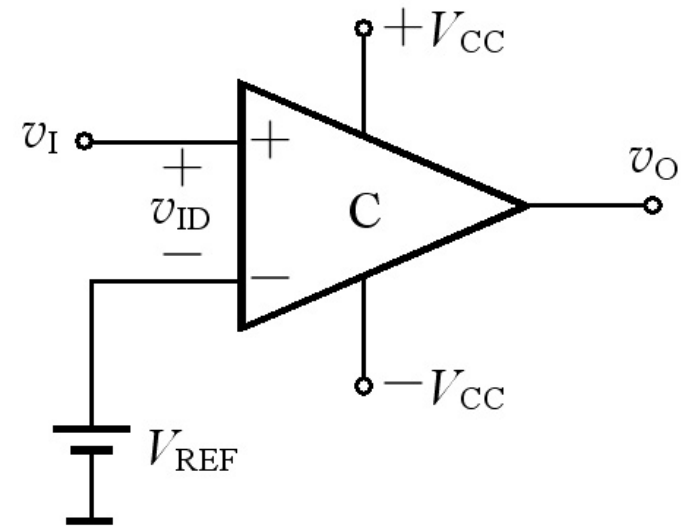
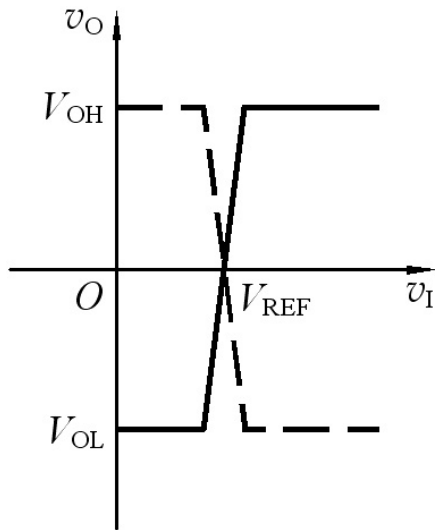


(b) 同相输入电路

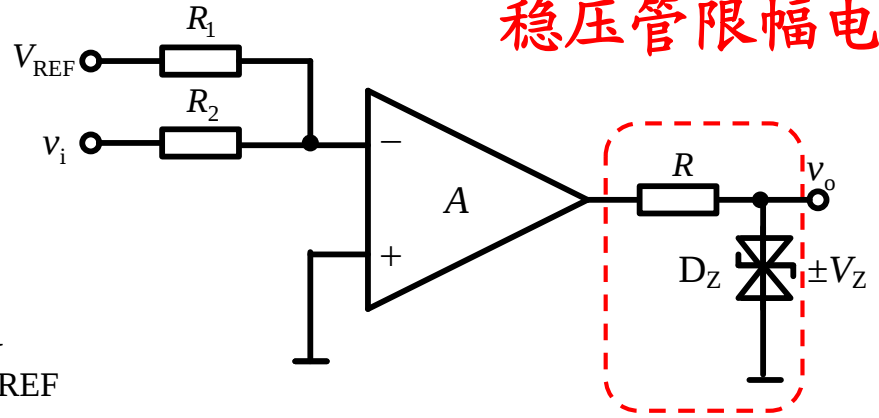


(2) 门限电压不为零的比较器 (门限电压为 V_{REF})

电压传输特性



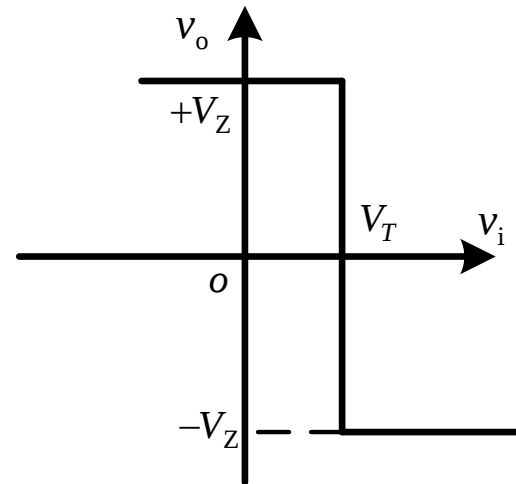
稳压管限幅电路



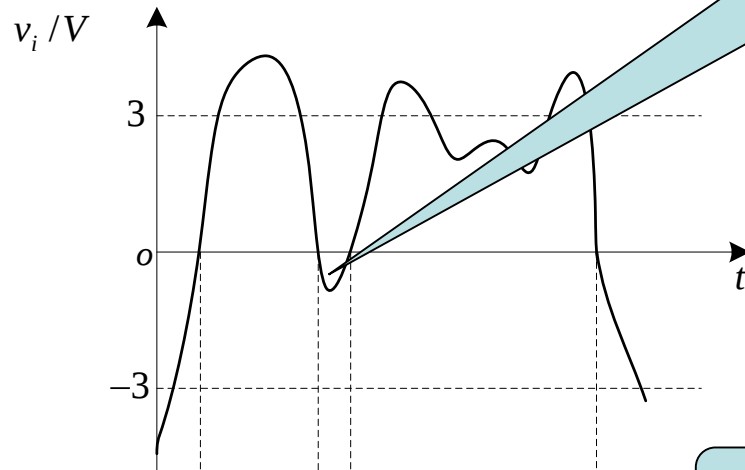
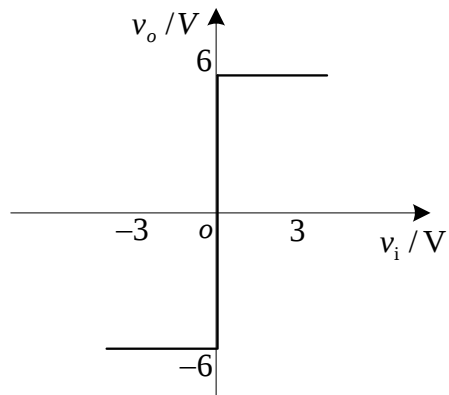
$$v_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_i + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{\text{REF}}$$

$$V_T = v_i \big|_{v_n=0} = -\frac{R_2}{R_1} V_{\text{REF}}$$

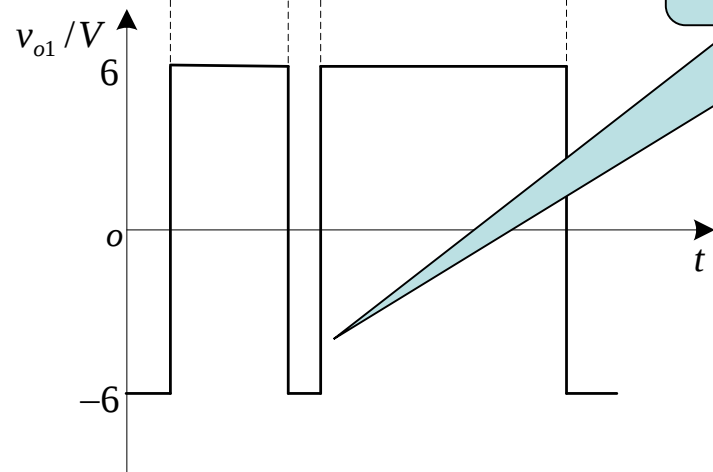
$V_{\text{REF}} < 0$ 时



单门限比较器的抗干扰能力低



应为高电平



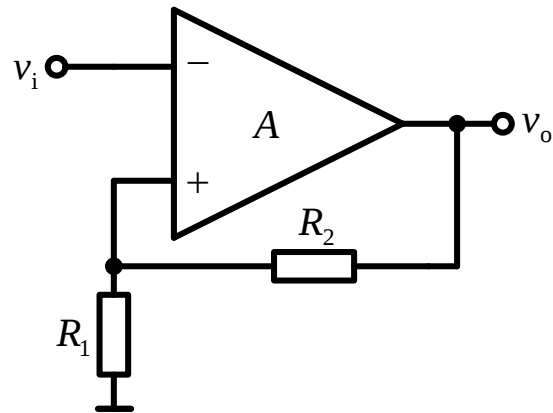
错误电平

10.5.3 滞回比较器

$$v_o = \pm V_{om}$$

$$v_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{om}$$

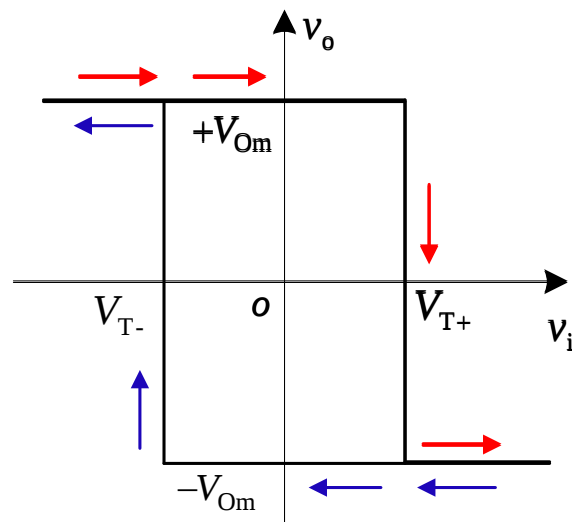
$$v_n = v_p \text{ 时 } V_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{om} \left\{ \begin{array}{l} V_{T+} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{om} \text{ 上门限电压} \\ V_{T-} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{om} \text{ 下门限电压} \end{array} \right.$$



回差电压:

$$\Delta V_T = |V_{T+} - V_{T-}| = 2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{om}$$

注意：正反馈特征



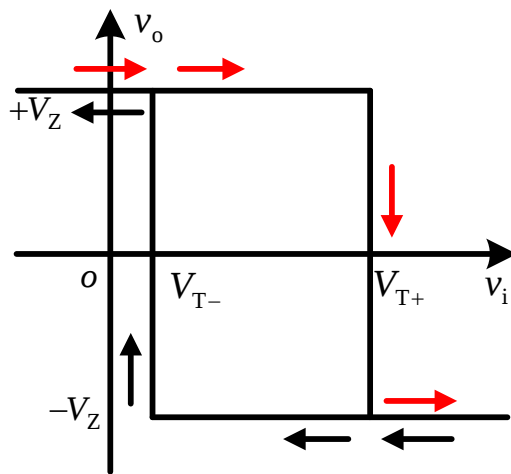
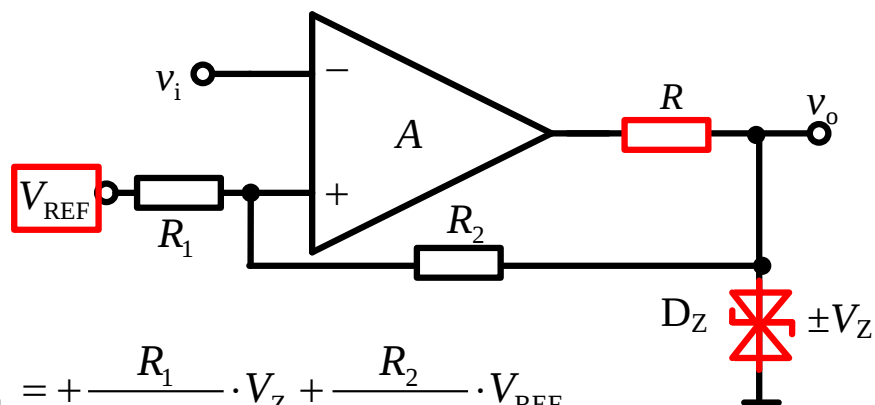
实际的滞回比较器

$$v_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (\pm V_Z) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{REF}$$

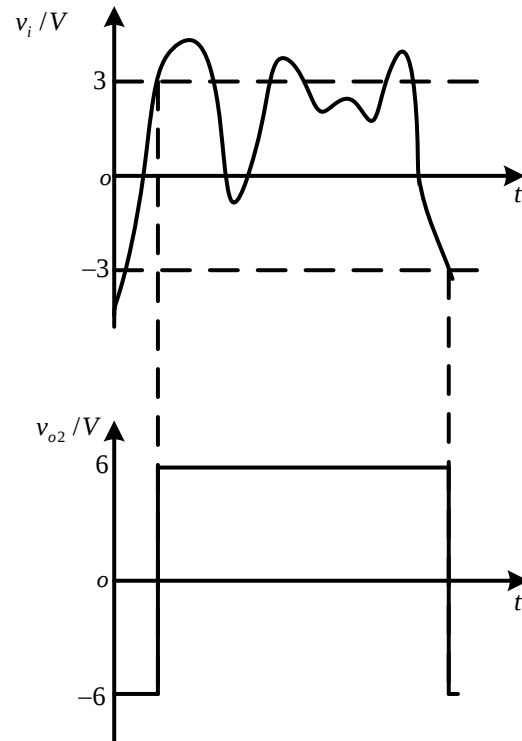
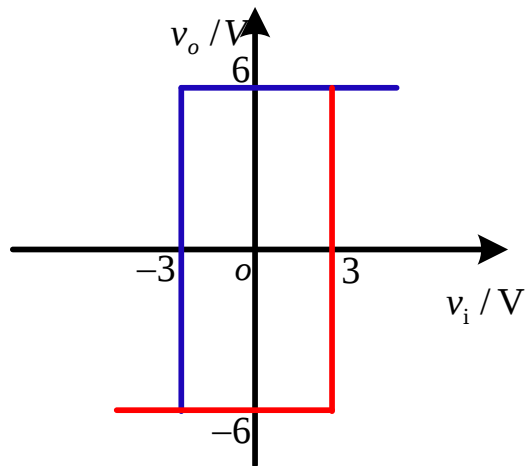
$v_n = v_p$ 时，门限电压

$$V_{T+} = +\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_Z + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{REF}$$

$$V_{T-} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_Z + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{REF}$$



滯回比較器的抗干擾性能強：



通过上述几种电压比较器的分析，可得出如下结论：

(1) 用于电压比较器的运放，通常工作在开环或正反馈状态，其输出电压只有高电平 V_{OH} 和低电平 V_{OL} 两种情况。

(2) 一般用电压传输特性来描述输出电压与输入电压的函数关系。

(3) 电压传输特性的关键要素

输出电压的高电平 V_{OH} 和低电平 V_{OL}

门限电压

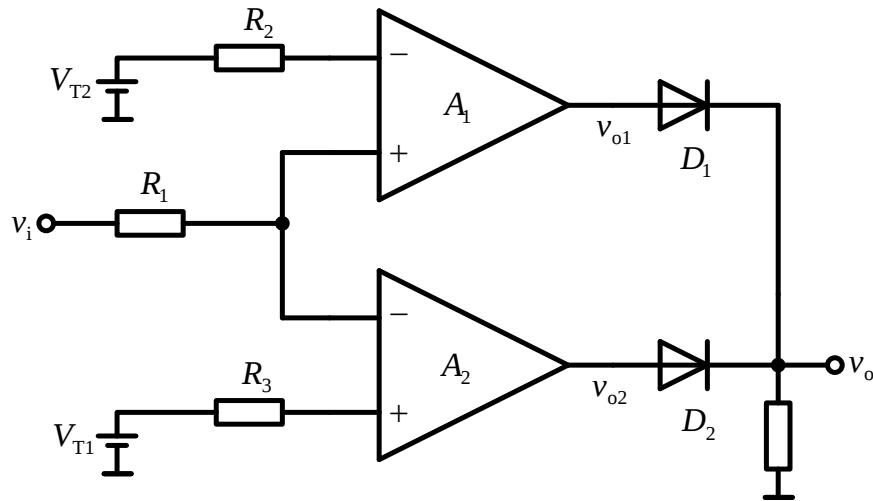
输出电压的跳变方向

➤ 令 $v_p = v_n$ 所求出的 v_i 就是门限电压

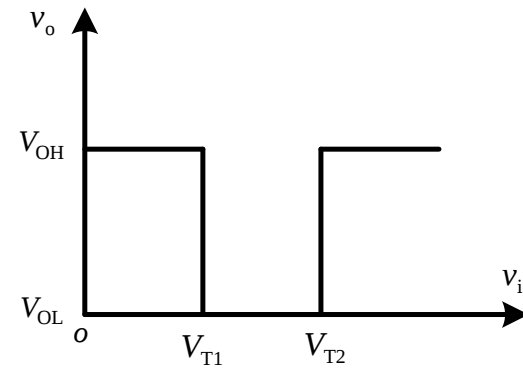
➤ v_i 等于门限电压时输出电压发生跳变

➤ 跳变方向取决于是同相输入方式还是反相输入方式

10.5.4 窗口比较器



(a) 电路



(b) 传输特性

希望检测输入电压是否在两个规定电平之间，采用窗口比较器



***10.6 非正弦波产生电路**

10.6.1 方波和矩形波产生电路

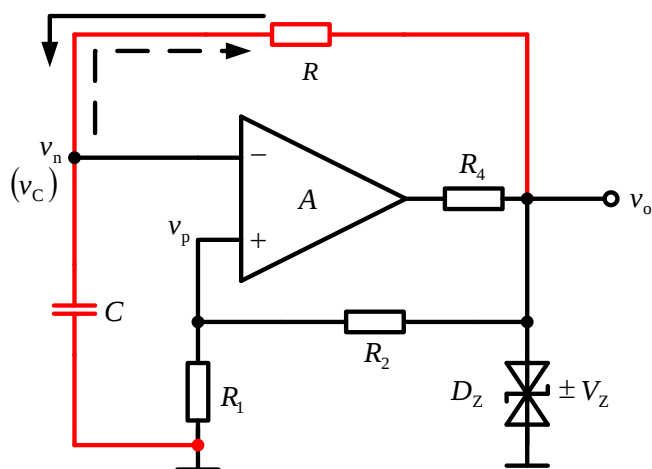
10.6.2 三角波和锯齿产生电路

10.6.3 压控振荡器

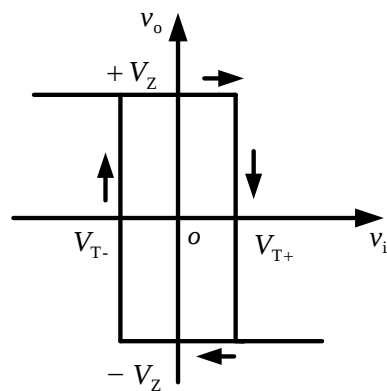
10.6.4 集成函数信号发生器

10.6.1 方波和矩形波产生电路

1. 方波产生电路（多谐振荡电路）

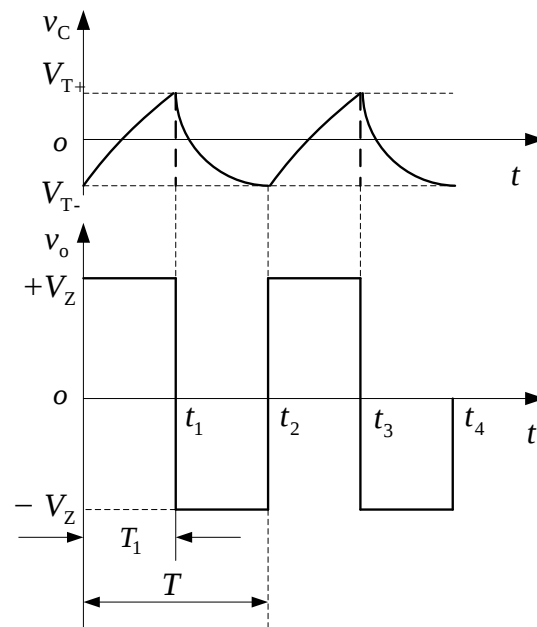


(a) 电路



(b) 电压传输特性

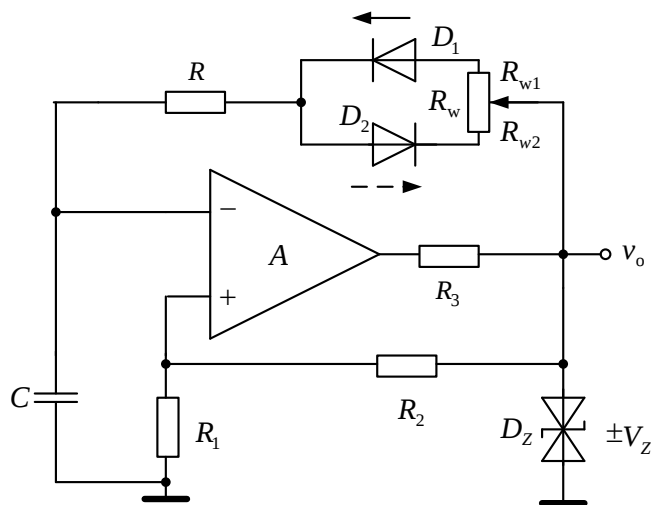
$$V_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_Z$$



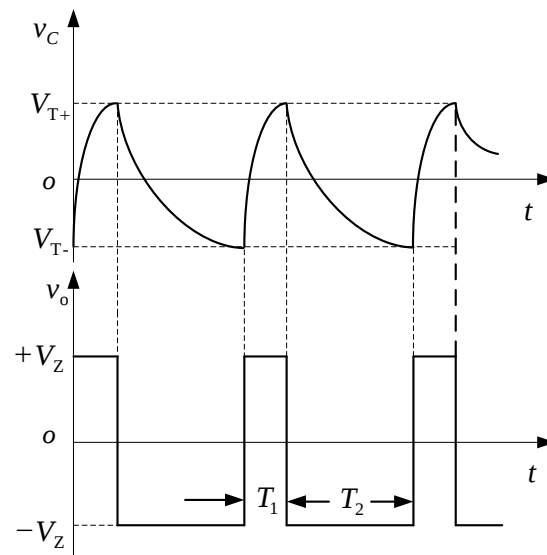
$$T_1 = \tau \ln \frac{v_{C(\infty)} - v_{C(0)}}{v_{C(\infty)} - v_{C(t)}} = RC \ln \frac{V_Z - V_{T-}}{V_Z - V_{T+}} = RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

$$T = 2T_1 = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

2. 矩形波产生电路



(a) 电路



(b) 波形图

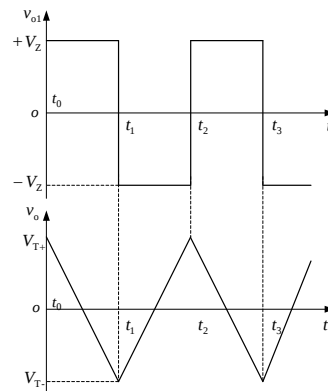
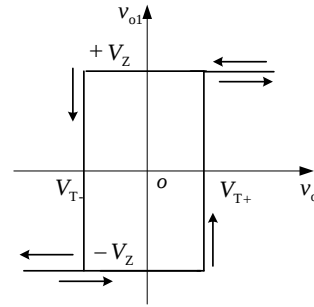
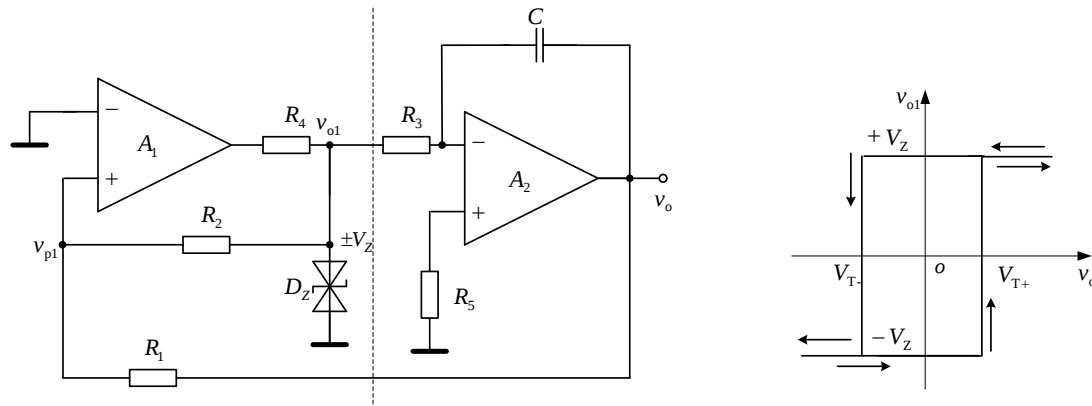
$$T_1 = (R + R_{w1})C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \quad T = T_1 + T_2 = (2R + R_w)C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

$$T_2 = (R + R_{w2})C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \quad \delta = \frac{T_1}{T} = \frac{R + R_{w1}}{2R + R_w}$$

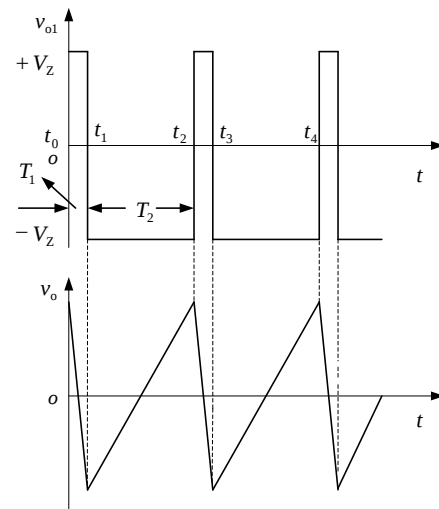
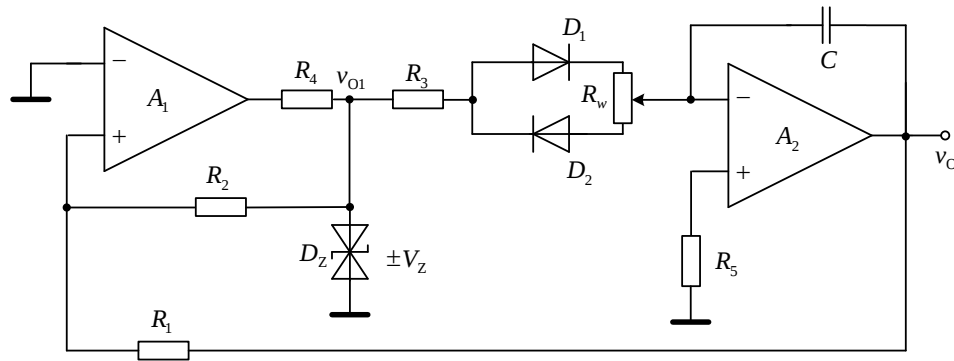


10.6.2 三角波和锯齿产生电路

1. 三角波产生电路



2. 锯齿产生电路



11 直流电源

11.1 小功率整流滤波电路

11.2 稳压电路

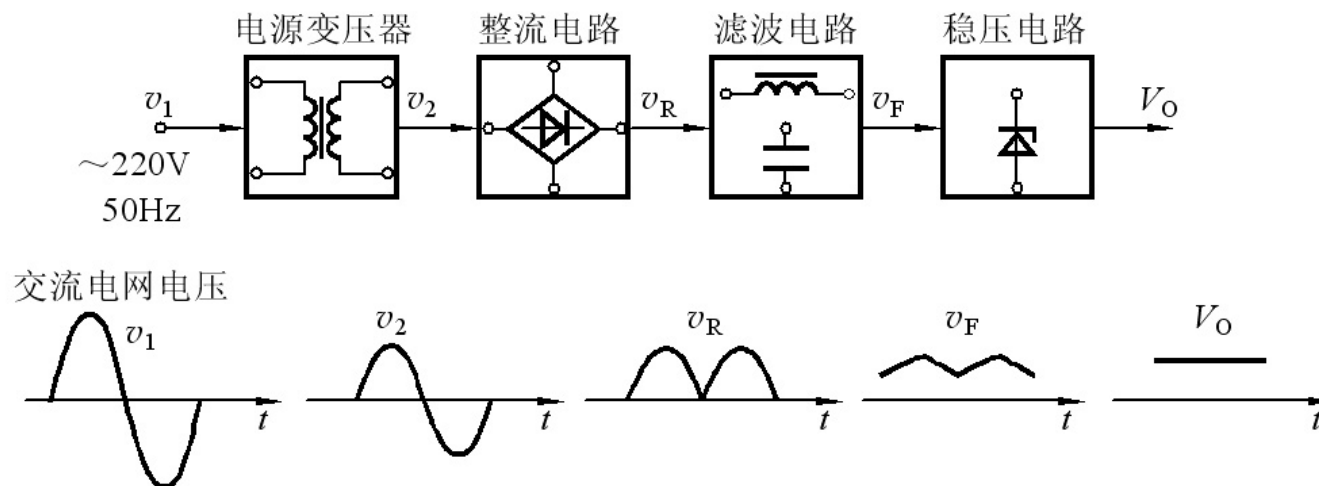
*11.3 开关型稳压电路

引言

直流稳压电源的作用:

将交流电网电压转换为直流电压，为放大电路提供直流工作电源。

组成:



各部分功能:

变压器: 降压 **整流:** 交流变脉动直流 **滤波:** 滤除脉动

稳压: 进一步消除纹波，提高电压的稳定性和带载能力

11.1 小功率整流滤波电路

11.1.1 单相桥式整流电路

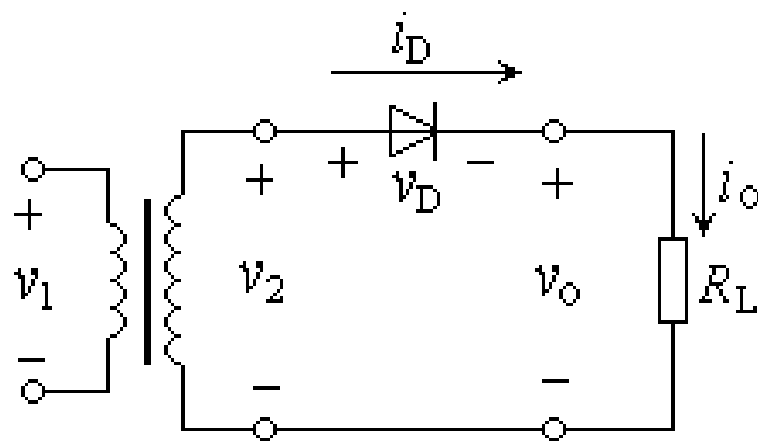
将工频交流电转变为具有直流电成分的脉动直流电。
由于二极管具有单向导电性，故利用二极管可进行整流。

(a) 半波整流

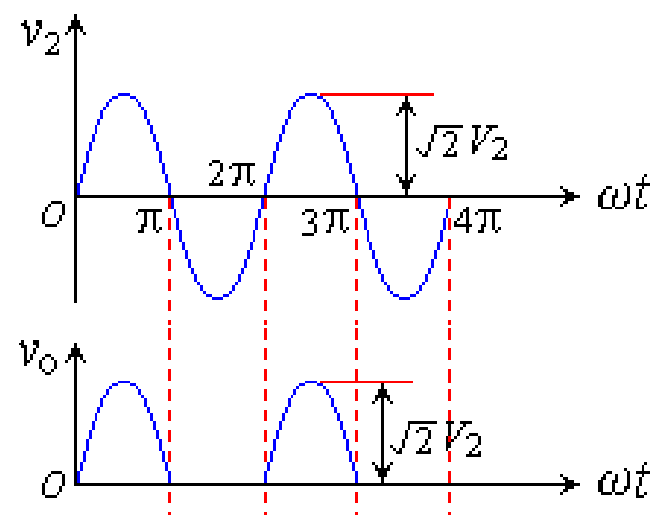
(b) 全波整流

(c) 桥式整流

半波整流:



电路图

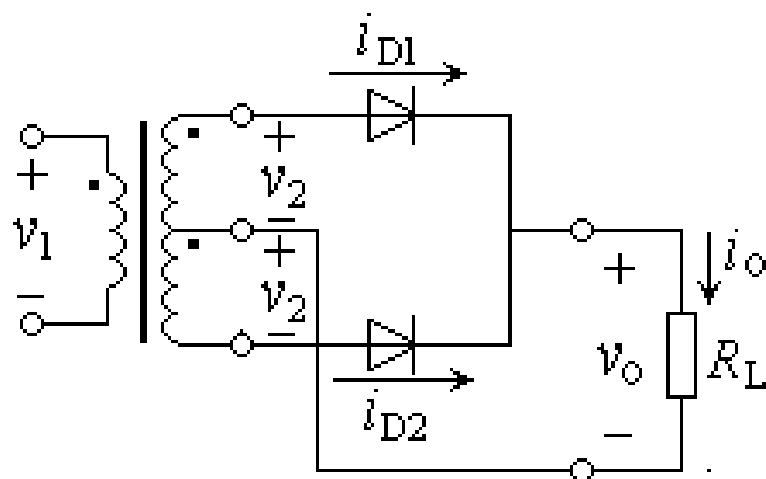


波形图

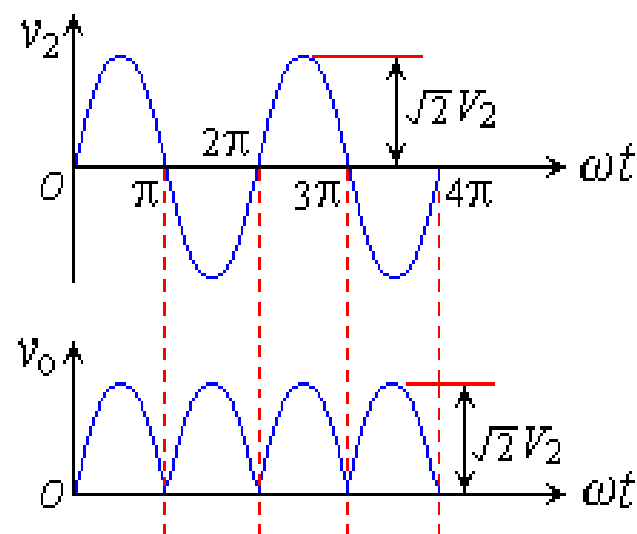
优点: 电路简单

缺点: 输出电压波动太大

全波整流：



电路图



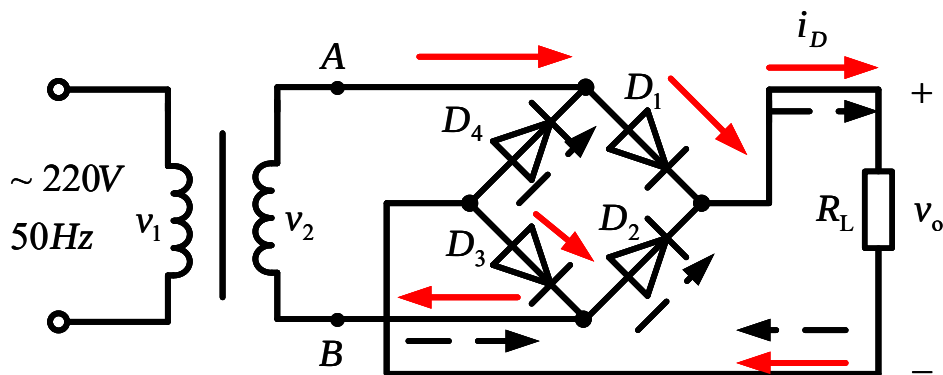
波形图

优点：输出电压波动减小

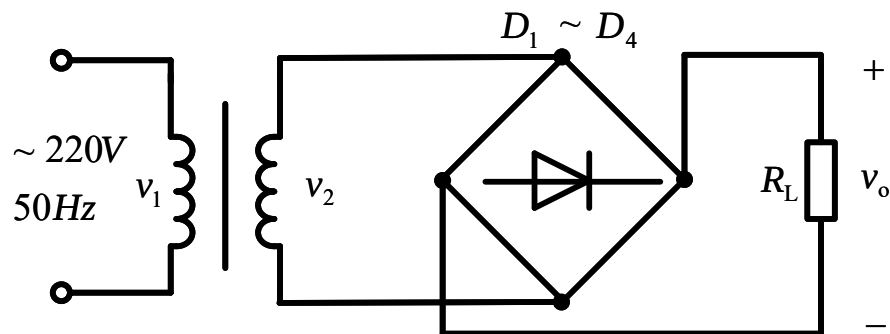
缺点：变压器接头多，利用率低

单相桥式整流电路：

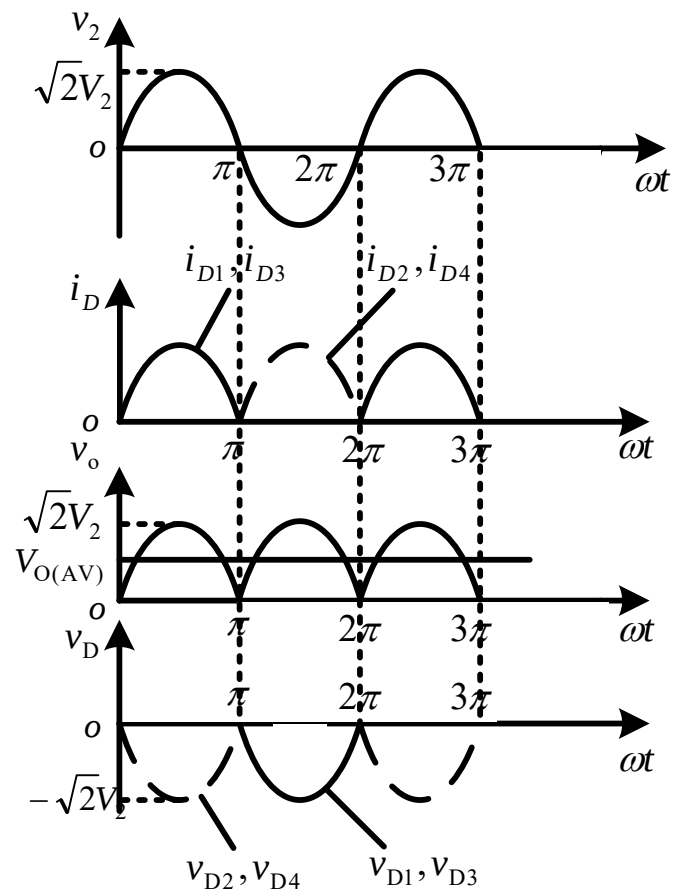
1. 工作原理



(a) 电路



(b) 简化画法



(c) 波形分析

2. 电路计算与整流二极管的选择

$$V_{O(AV)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}V_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_2 = 0.9V_2$$

$$I_{O(AV)} = \frac{V_{O(AV)}}{R_L} \approx 0.9 \times \frac{V_2}{R_L}$$

流过二极管的平均整流电流:

$$I_{D(AV)} = \frac{I_{O(AV)}}{2} = \frac{V_{O(AV)}}{2R_L} \approx 0.45 \frac{V_2}{R_L}$$

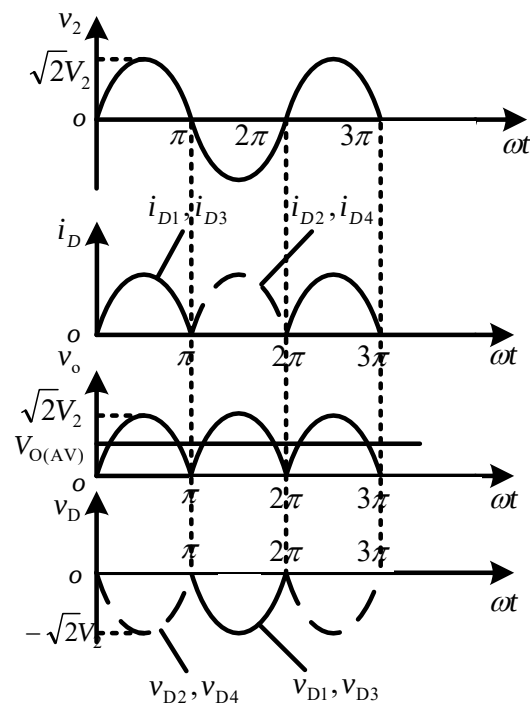
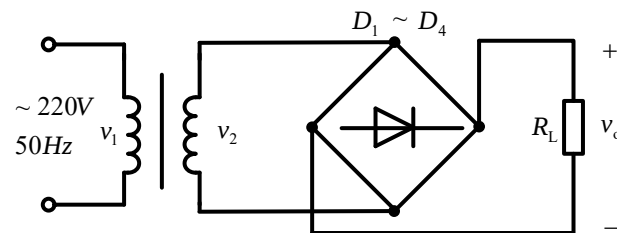
变压器副边电流的有效值: $I_2 = \frac{V_2}{R_L} \approx \frac{I_{O(AV)}}{0.9} = 1.11I_{O(AV)}$

二极管所承受的最大反向电压: $V_{RM} = \sqrt{2} V_2$

整流二极管选择:
(考虑电源电压波动)

$$I_F > 0.45 \times \frac{1.1V_2}{R_L} \approx 0.5 \frac{V_2}{R_L}$$

$$V_R > 1.1 \times \sqrt{2} V_2 \approx 1.6V_2$$



例题

已知电网电压有效值为220V，某电子设备要求12V的直流电压，负载电阻 $R_L = 100\Omega$ 若选用单相桥式整流电路，试问：

- (1) 电源变压器副边电压有效值 V_2 应为多少？
- (2) 整流二极管正向平均电流和最大反向电压各为多少？
- (3) 若电网电压的波动范围 $\pm 10\%$ ，则整流二极管的最大整流平均电流和最高反向工作电压分别至少选多少？
- (4) 若二极管 **D1** 因故开路，则输出电压平均值将变为多少？

解： (1) $V_{O(AV)} = 0.9V_2 \quad V_2 \approx \frac{V_{O(AV)}}{0.9} = \frac{12}{0.9} \text{ V} \approx 13.3\text{V}$

$$(2) \quad I_{D(AV)} = 0.5 \frac{V_{OAV}}{R_L} = 0.5 \frac{12}{100} = 60\text{mA}$$

$$V_{RM} = \sqrt{2}V_2 \approx \sqrt{2} \times 13.3\text{V} \approx 18.8\text{V}$$

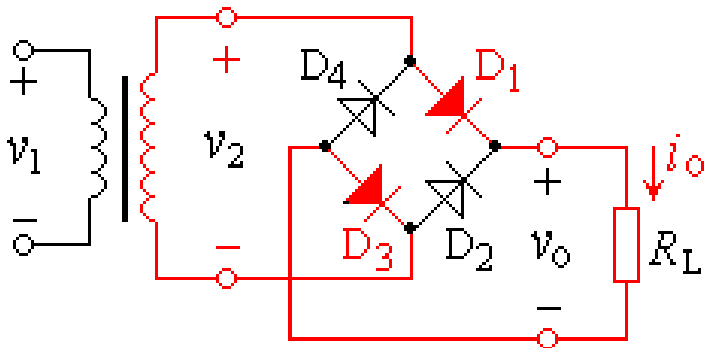
(3) 若电网电压的波动范围 $\pm 10\%$ ，则整流二极管的最大整流平均电流和最高反向工作电压分别至少选多少？

(4) 若二极管 **D1** 因故开路，则输出电压平均值将变为多少？

$$(3) \quad I_{F\min} = 1.1I_{D(AV)} = 66\text{mA}$$

$$V_{R\min} = 1.1V_{RM} \approx 20.7\text{V}$$

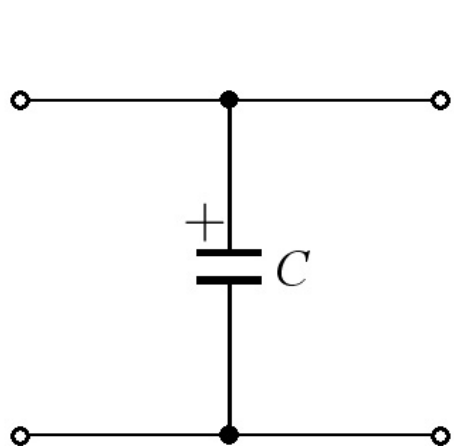
(4) 当 **D1** 断开时， v_2 的正半周另外三只二极管均截止，即负载电阻上仅获得半周电压，电路成为半波整流电路，因此输出电压仅为正常工作时的一半，即 6V。



11.1.2 滤波电路

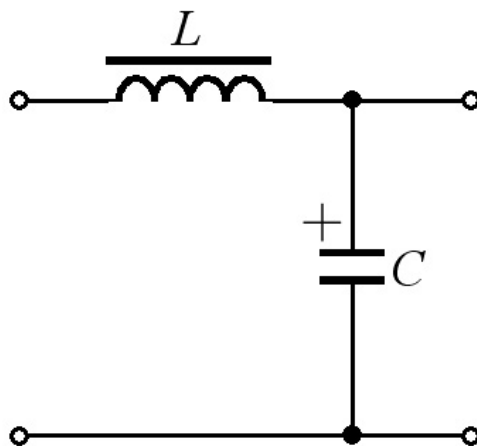
滤波电路将脉动直流中的交流成分滤除，减少交流成分，增加直流成分。利用电抗性元件对交、直流阻抗的不同，可实现滤波。

几种滤波电路：



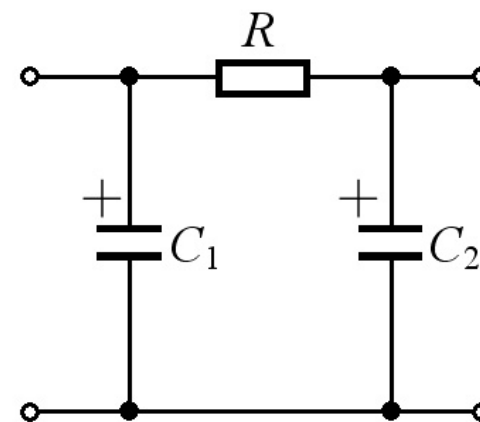
(a)

(a) 电容滤波电路



(b)

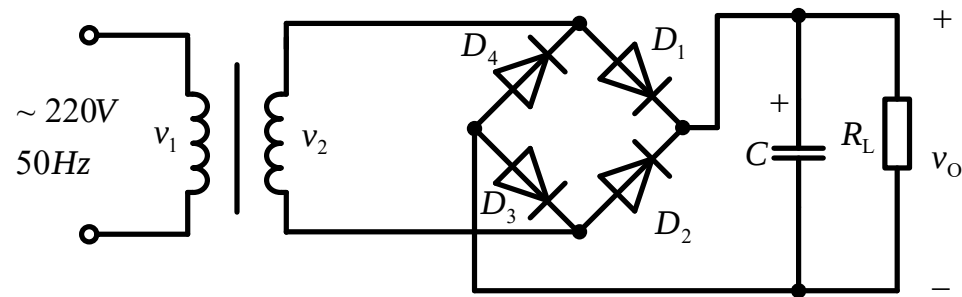
(b) 电感电容滤波电路



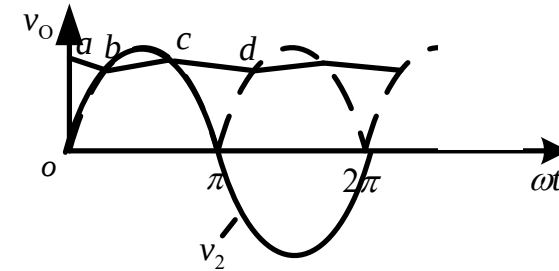
(c)

(c) Π 形滤波电路

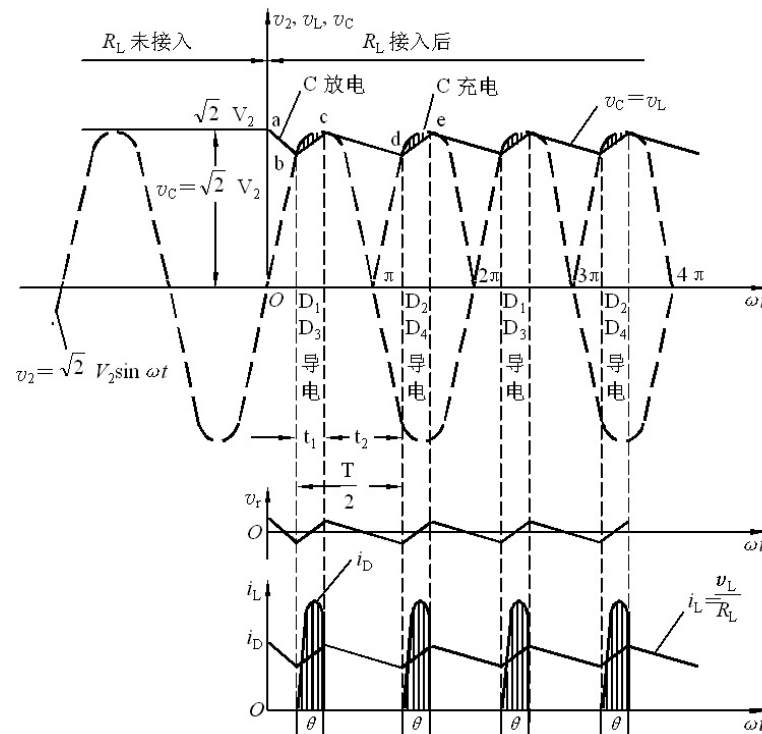
电容滤波：

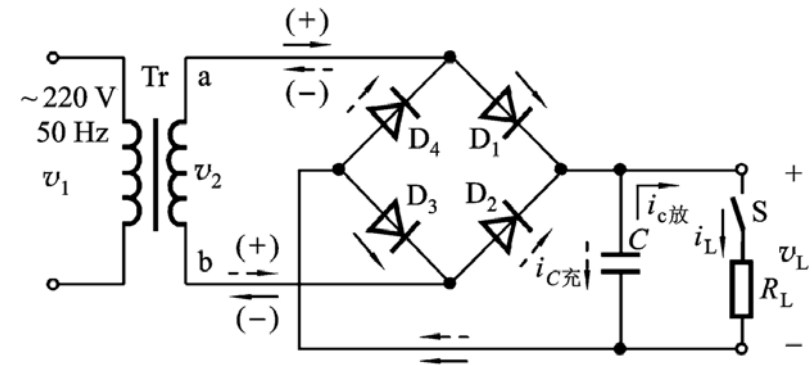
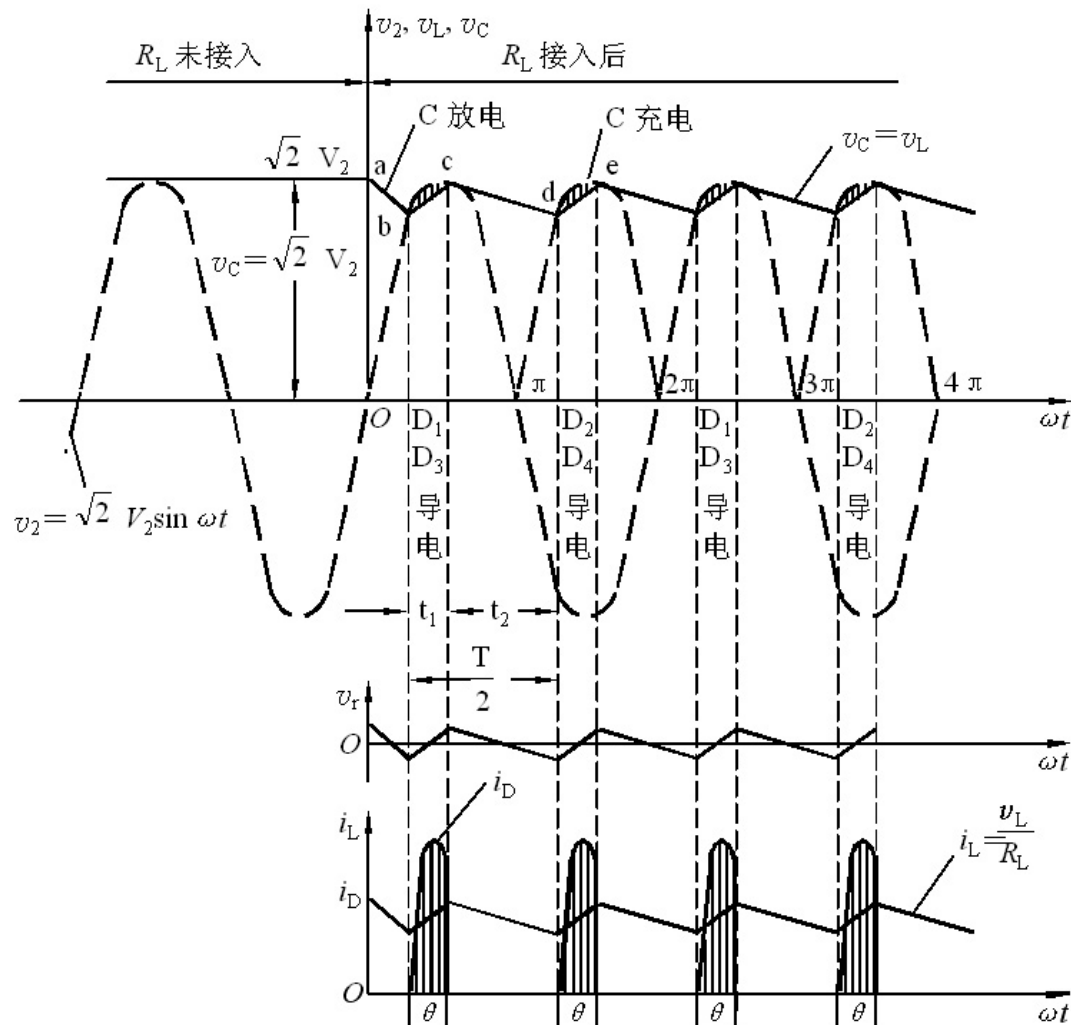


(a) 电路



(b) 波形





电容滤波的特点:

A. 二极管的导电角

$$\theta < \pi,$$

流过二极管的瞬时
电流很大。

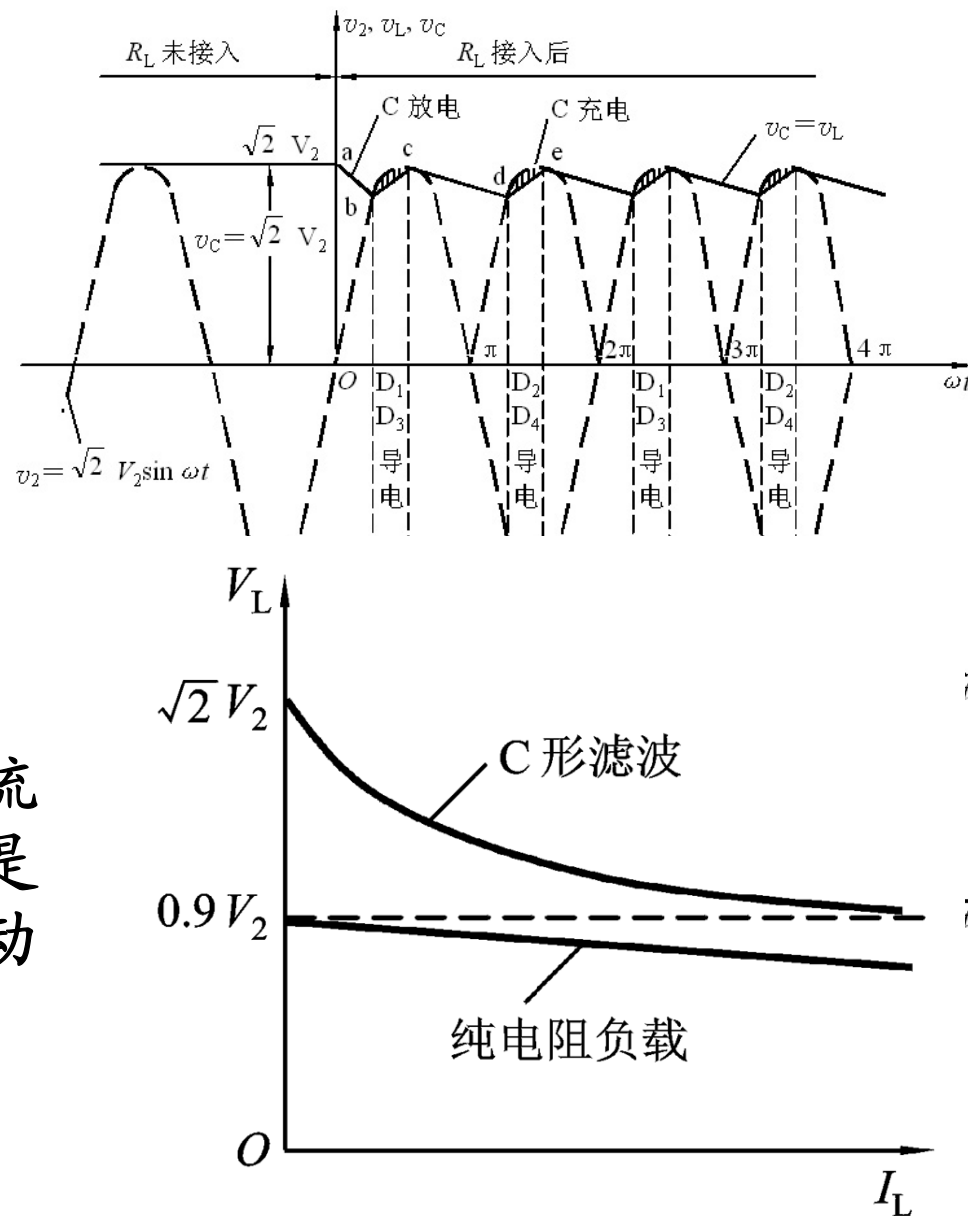
电容滤波的特点

B. 负载直流平均电压 V_L 升高

$\tau_d = R_L C$ 越大, V_L 越高

C. 直流电压 V_L 随负载电流增加而减少, 所以电容滤波适合输出电流较小的场合。

D. 电容滤波电路简单, 负载直流电压较高, 纹波也较小, 缺点是输出特性较差, 适用于输出变动不大的场合。



电容滤波的计算

电容滤波的计算比较麻烦，因为决定输出电压的因素较多。工程上有详细的曲线可供查阅。一般常采用以下近似估算法：

$$R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2} \quad \text{时}$$

$$V_{O(AV)} = 1.2V_2$$

小 结

名 称	V_L (空载)	V_L (带载)	二极管反向 最大电压	每管平均 电流
半波整流	$\sqrt{2}V_2$	$0.45V_2$	$\sqrt{2}V_2$	I_L
全波整流 电容滤波	$\sqrt{2}V_2$	$1.2V_2^*$	$2\sqrt{2}V_2$	$0.5I_L$
桥式整流 电容滤波	$\sqrt{2}V_2$	$1.2V_2^*$	$\sqrt{2}V_2$	$0.5I_L$
桥式整流 电感滤波	$\sqrt{2}V_2$	$0.9V_2$	$\sqrt{2}V_2$	$0.5I_L$

*使用条件 $\tau_d = R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$



作业 11. 3

11.2 稳压电路

11.2.1 稳压电源的质量指标

11.2.2 稳压管稳压电路

11.2.3 串联反馈式稳压电路

11.2.4 集成稳压器中的基准电压电路

11.2.5 输出电压固定的三端集成稳压器

11.2.6 三端可调式集成稳压器

11.2.1 稳压电源质量指标

输出电压 $V_O = f(V_I, I_O, T)$

输出电压变化量 $\Delta V_O = K_V \Delta V_I + R_o \Delta I_O + S_T \Delta T$

输入调整因数 $K_V = \left. \frac{\Delta V_O}{\Delta V_I} \right|_{\substack{\Delta I_O=0 \\ \Delta T=0}}$

电压调整率 $S_V = \left. \frac{\Delta V_O / V_O}{\Delta V_I} \times 100\% \right|_{\substack{\Delta I_O=0 \\ \Delta T=0}}$

电流调整率 $S_I = \left. \frac{\Delta V_O}{V_O} \right|_{\substack{\Delta V_I=0 \\ \Delta T=0}}$

稳压系数 $\gamma = \left. \frac{\Delta V_O / V_O}{\Delta V_I / V_I} \right|_{\substack{\Delta I_O=0 \\ \Delta T=0}}$

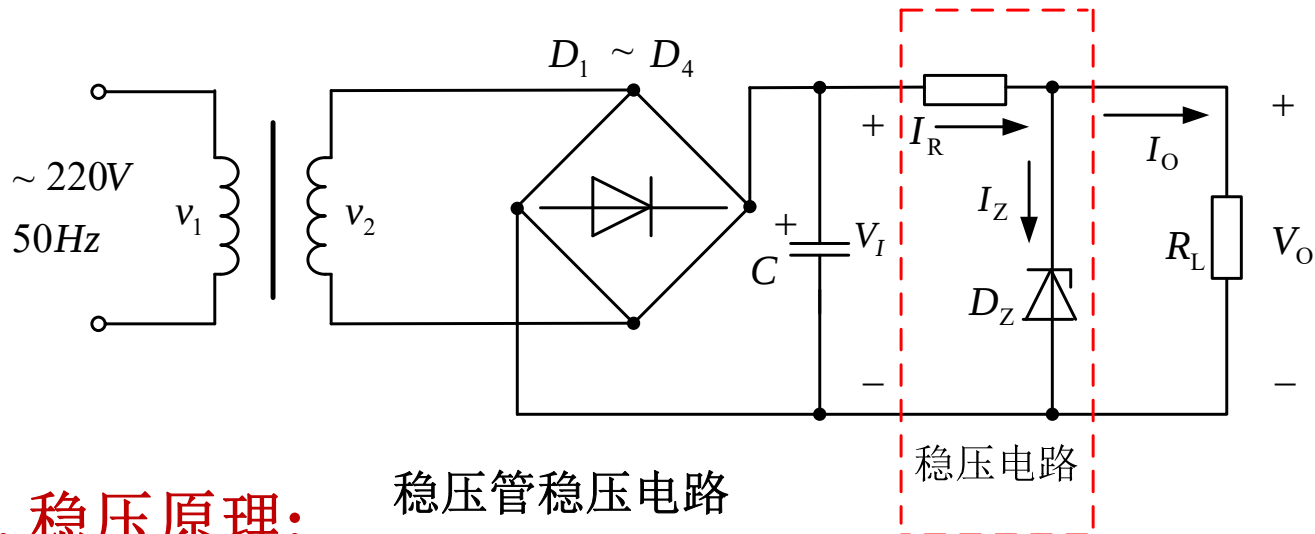
输出电阻 $R_o = \left. \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} \right|_{\substack{\Delta V_I=0 \\ \Delta T=0}}$

温度系数 $S_T = \left. \frac{\Delta V_O}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta V_I=0 \\ \Delta T=0}}$

纹波电压

指额定负载条件下，输出电压中所含交流分量的有效值，一般为毫伏数量级，它表示输出电压的微小波动。

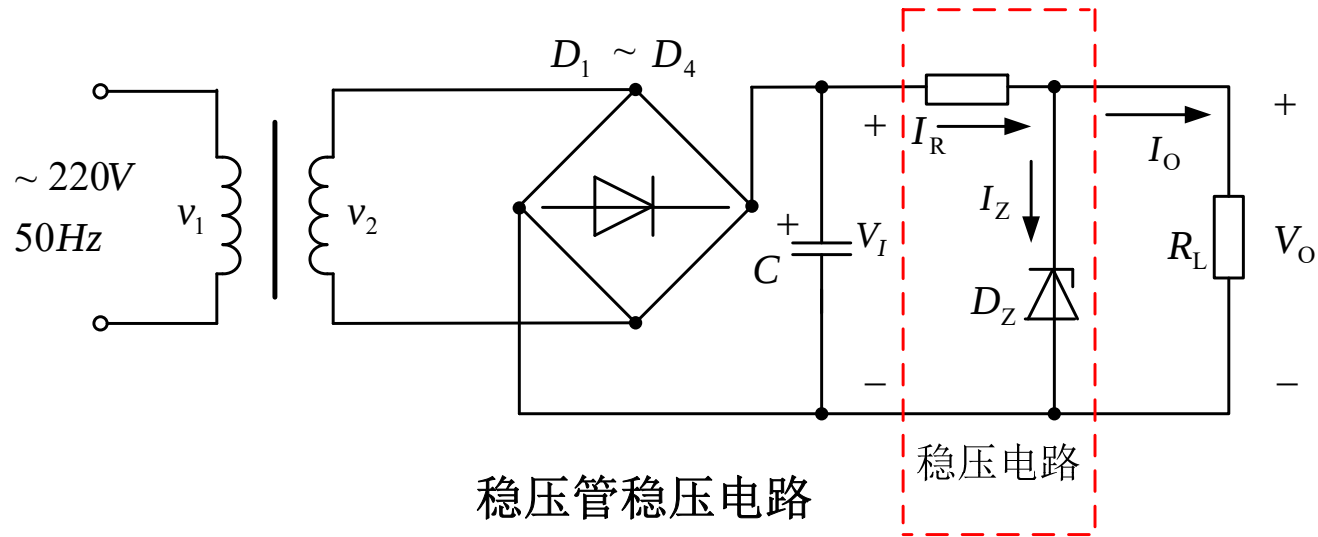
11.2.2 稳压管稳压电路



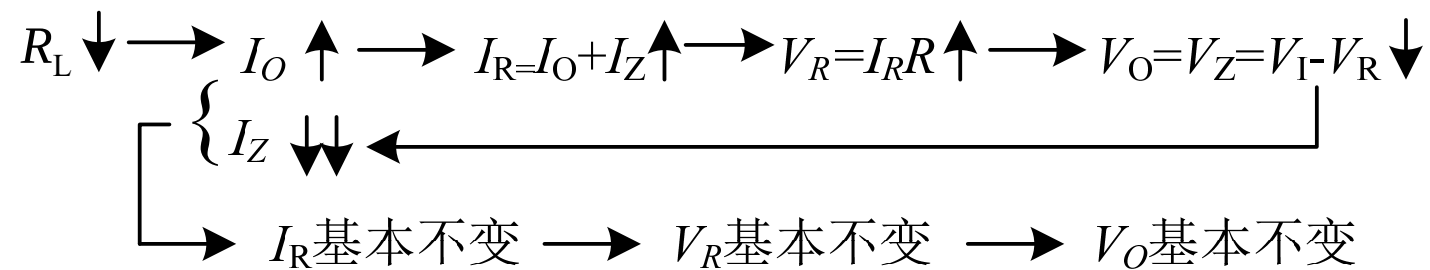
1. 稳压原理:

R_L 不变，输入电压变化：

$$\begin{aligned}
 &V_I \uparrow \rightarrow V_O \uparrow \rightarrow V_Z \uparrow \rightarrow I_Z \uparrow \uparrow \rightarrow I_R = I_O + I_Z \uparrow \uparrow \rightarrow V_R = I_R R \uparrow \uparrow \\
 &\quad \quad \quad V_O \downarrow \leftarrow \quad \quad \quad V_O = V_I - V_R
 \end{aligned}$$



输入电压不变，负载变化：



2.主要性能指标

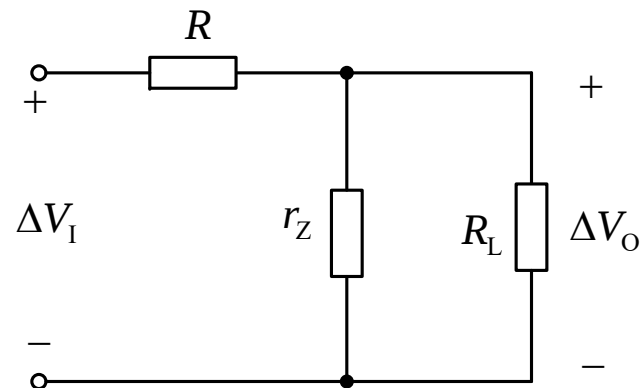
稳压系数 S_r

当 $r_Z \ll R_L$ 和 $r_Z \ll R$ 时:

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta V_I} = \frac{r_Z // R_L}{R + r_Z // R_L} \approx \frac{r_Z}{R} \quad \Rightarrow \quad S_r \approx \frac{r_Z}{R} \cdot \frac{V_I}{V_O}$$

内阻 R_o

$$R_o = \left. \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} \right|_{\Delta V_I=0} = r_Z // R$$



稳压管稳压电路的交流等效电路

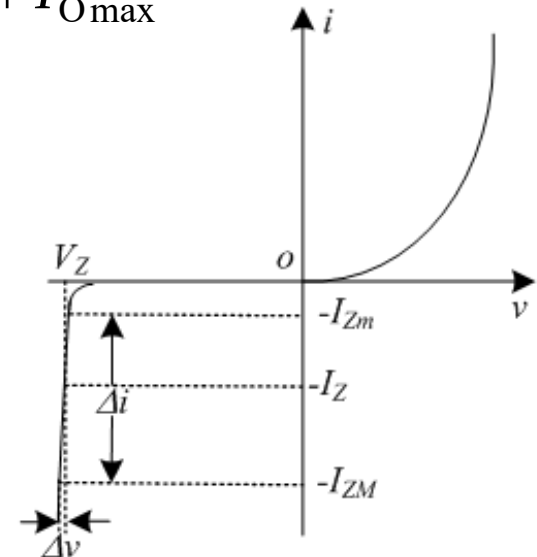
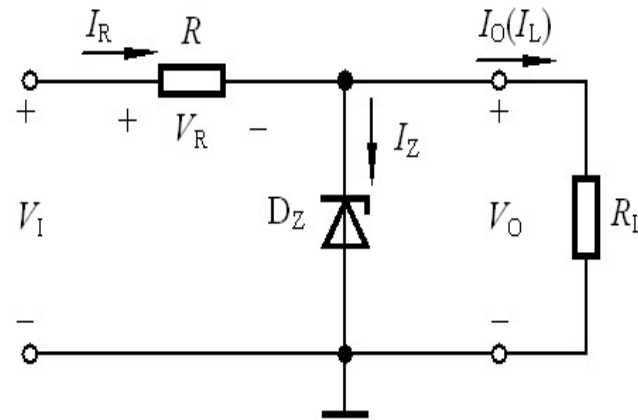
3. 限流电阻的选择

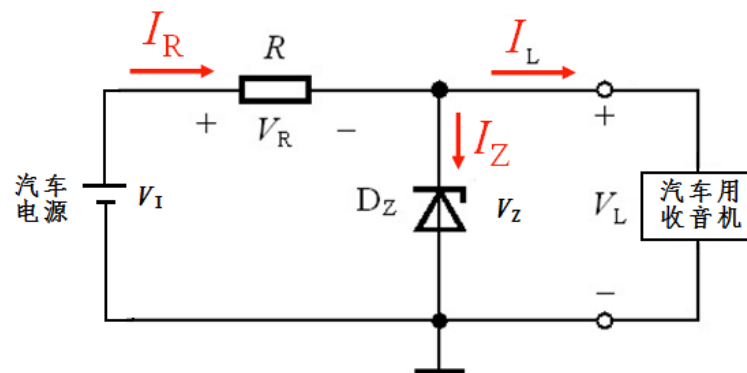
$$I_Z = I_R - I_O = \frac{V_I - V_O}{R} - I_O$$

$$I_{Z\max} = \frac{V_{I\max} - V_Z}{R} - I_{O\min} < I_{ZM} \quad \Rightarrow \quad R > \frac{V_{I\max} - V_Z}{I_{ZM} + I_{O\min}}$$

$$I_{Z\min} = \frac{V_{I\min} - V_Z}{R} - I_{O\max} > I_{Zm} \quad \Rightarrow \quad R < \frac{V_{I\min} - V_Z}{I_{Zm} + I_{O\max}}$$

$$\frac{V_{I\max} - V_Z}{I_{ZM} + I_{O\min}} < R < \frac{V_{I\min} - V_Z}{I_{Zm} + I_{O\max}}$$





例：设计一稳压电路，作为汽车用收音机的电压源。已知收音机的直流电源需为9V，音量最大时需供功率为0.5W，汽车上的供电电源在12-13.6V之间波动。要求选择合适的稳压管 (I_{Zm} 、 I_{ZM} 、 V_Z 、 P_{ZM})，以及合适的限流电阻 (阻值、额定功率)

解： $V_L = V_Z = 9V$ 则 $I_{L\max} = \frac{P_{L\max}}{V_L} = \frac{0.5}{9} = 56mA$

$$I_{L\min} = 0$$

R的选择应保证 $I_{Zm} < I_Z < I_{ZM}$

$$\frac{V_{I\max} - V_Z}{I_{ZM} + I_{O\min}} < R < \frac{V_{I\min} - V_Z}{I_{Zm} + I_{O\max}}$$

考虑极端情况:

$$V_I = V_{I(\min)}$$

时: $I_Z = I_{Zm}$ 若取 $I_{Zm} = 5mA$ 则 $R_{\max} = \frac{12 - 9}{5 + 56} = 49\Omega$

$$I_L = I_{I(\max)}$$

取标称电阻 **47Ω**

$$V_I = V_{I(\max)}$$

时: $I_Z = I_{ZM} = \frac{V_{I\max} - V_Z}{R} - I_{L\min} = \frac{13.6 - 9}{47} - 0 = 98mA$

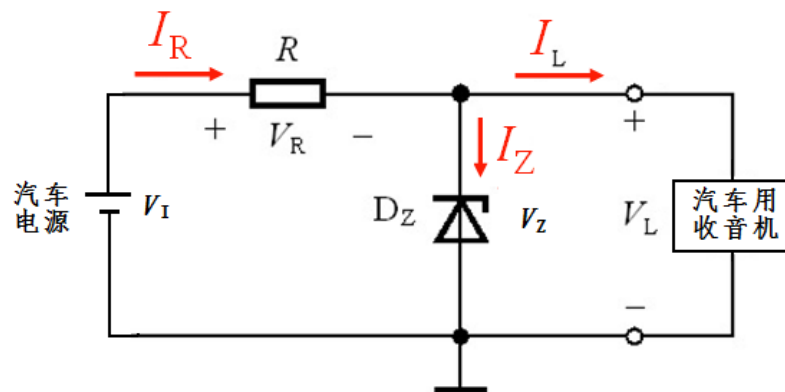
$$I_L = I_{I(\min)}$$

$\therefore P_{ZM} = V_Z I_{Z\max} = 9 \times 98 = 0.882W$ 取 **2CW107**

电阻上的最大功率发生在 $V_I = V_{I(\max)}$ 、负载满负荷时:

$$P_{RM} = \frac{V_{R\max}^2}{R} = \frac{(V_{I\max} - V_Z)^2}{R} = \frac{(13.6 - 9)^2}{47} = 0.45W$$

安全起见, 取 **47Ω、1W**





作业 11. 5

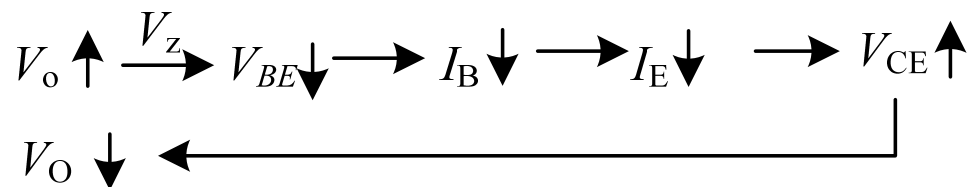
11.2.3 串联反馈式稳压电路

1. 基本调整管稳压电路

$$V_O = V_Z - V_{BE}$$

温度稳定性较差

电压串联负反馈——稳定输出电压 V_O



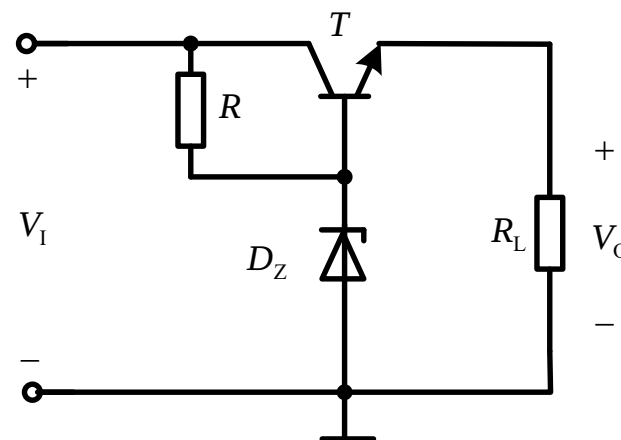
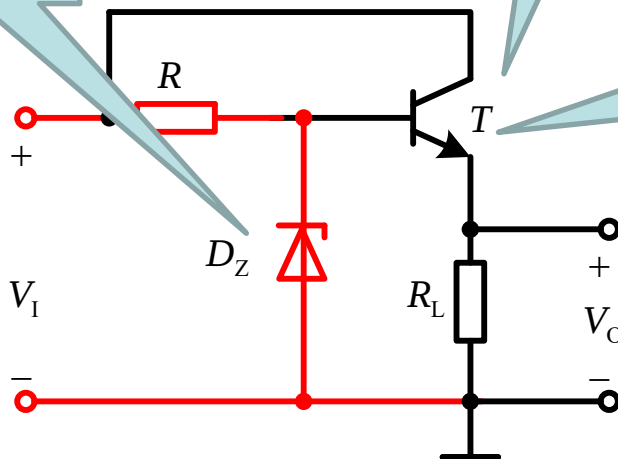
串联反馈式稳压电路——线性稳压电路

输入电压

工作电源

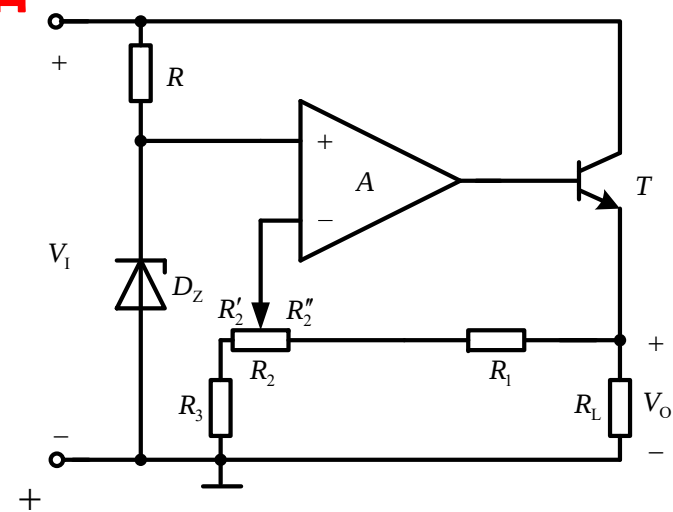
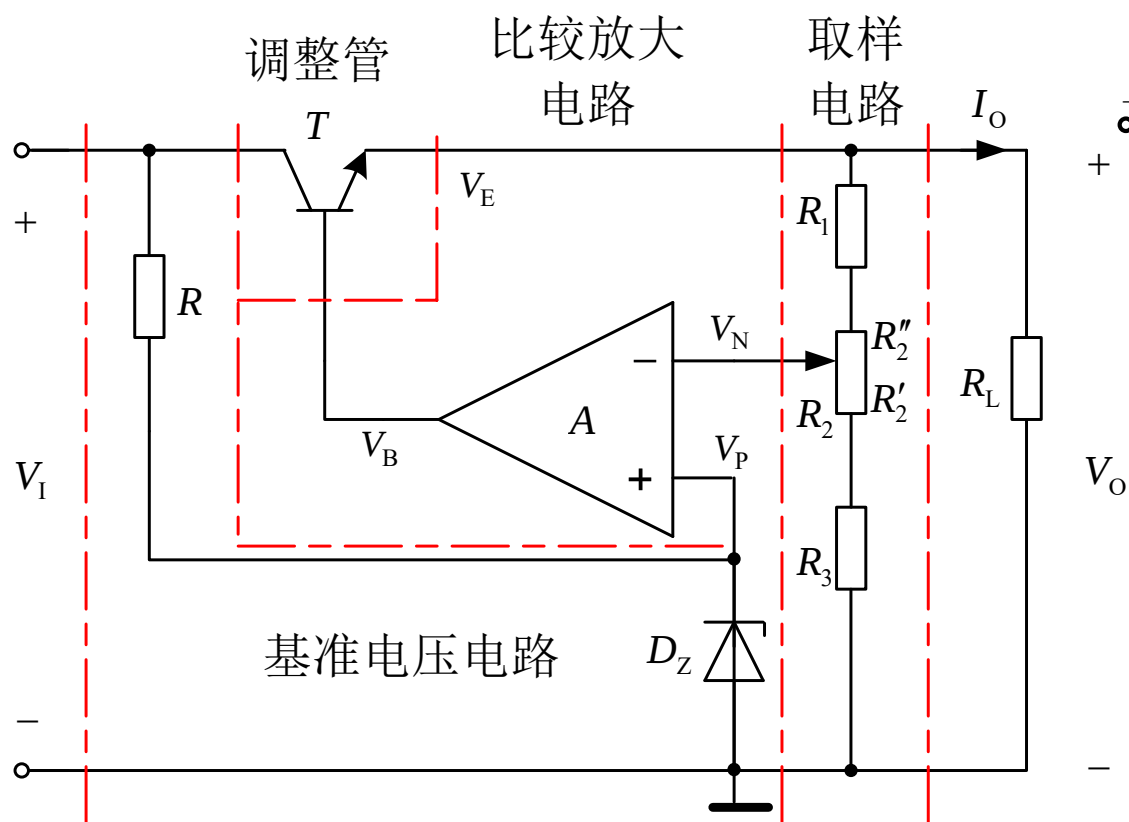
射极输出器

调整管



2. 串联反馈式稳压电路

1. 结构



2. 工作原理

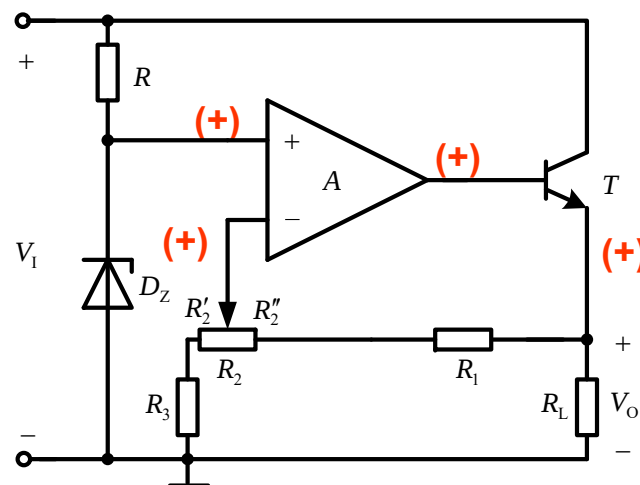
输入电压波动
负载电流变化 } → 输出电压变化

$V_O \downarrow \rightarrow V_N \downarrow (V_Z \text{ 不变}) \rightarrow V_B \uparrow$
 $V_O \uparrow \leftarrow$

深度负反馈时:

$$A_{VF} = \frac{V_O}{V_Z} = \frac{A_V}{1 + A_V F_V} \approx \frac{1}{F_V} = \frac{1}{V_N / V_O} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R'_2 + R_3}$$

所以输出电压 $V_O = (1 + \frac{R_1 + R'_2}{R'_2 + R_3}) V_Z$



电压串联负反馈

$$V_{Omin} = (1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3}) V_Z$$

$$V_{Omax} = (1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}) V_Z$$

调整管的参数选择:

最大集电极电流:

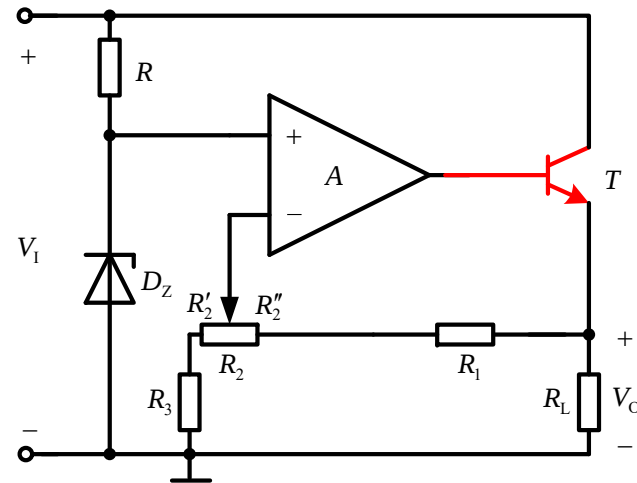
$$I_{CM} > I_{Lmax}$$

管压降:

$$V_{BR(CEO)} > V_{CEmax} = V_{Imax} - V_{Omin}$$

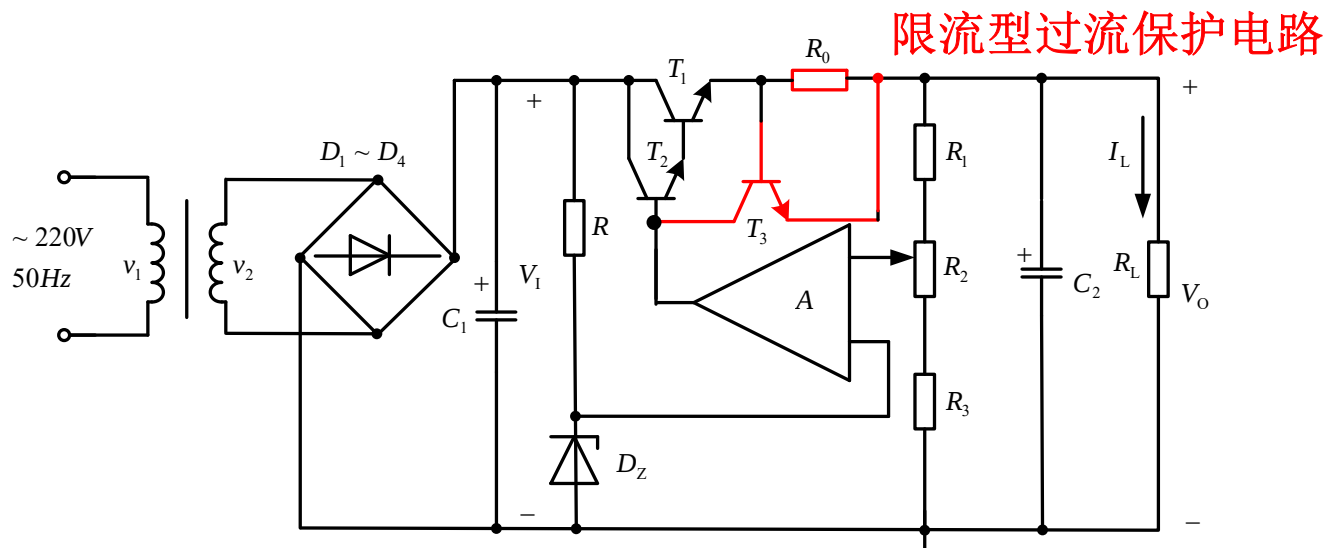
最大集电极耗散功率:

$$P_{CM} > P_{Cmax} \approx I_{Lmax} (V_{Imax} - V_{Omin})$$



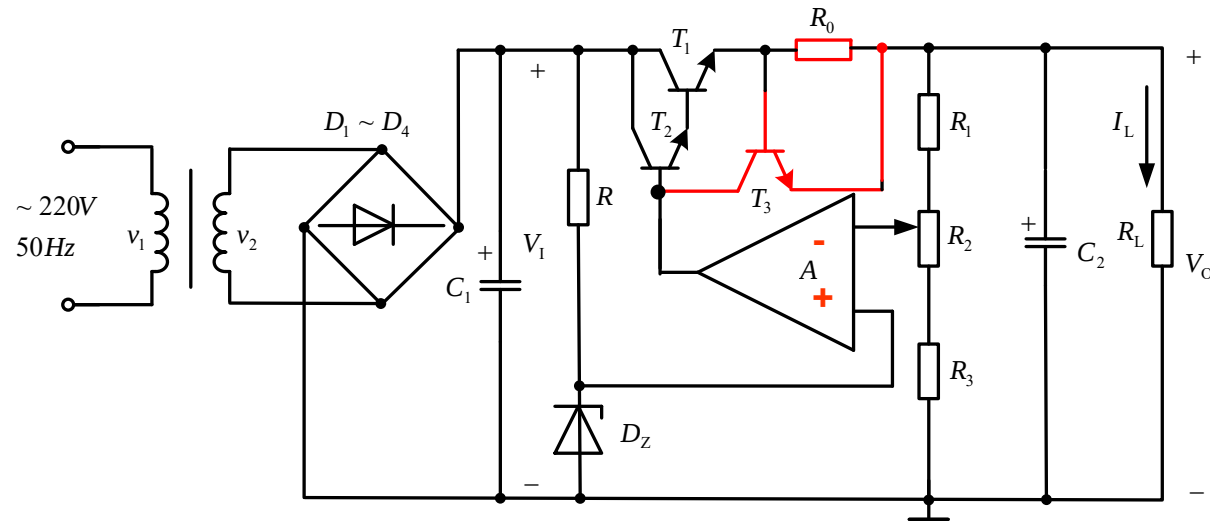
例题：

$$I_{E\max} \approx \frac{V_{BE3}}{R_0}$$



已知：输入电压 V_I 的波动范围为 $\pm 10\%$ ，调整管 T_1 的饱和压降 $V_{CES}=3V$ ， $\beta_1 = 30$
 $\beta_2 = 50$ T_3 导通时的 $V_{BE3}=0.7V$ ， $R_1 = 1k\Omega$ ， $R_3 = 500\Omega$ 要求输出电压的调节范围为**5—15V**，试求：

- (1) 标出集成运放的同相输入端 (+) 和反向输入端 (-) ；
- (2) 电位器的阻值和稳压管的稳定电压各约为多少？
- (3) 输入电压 V_I 至少取多少伏？
- (4) 若额定负载电流为**1A**，则集成运放输出电流约为多少？电流取样电阻 R_O 约为多少？

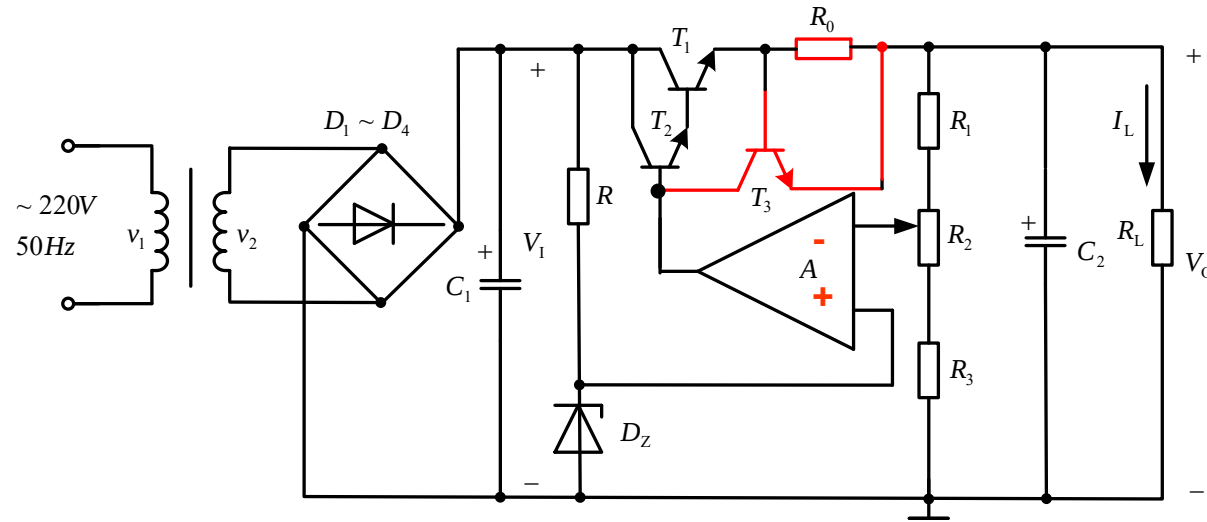


解：（2）根据电路可知，输出电压应满足

$$\left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3}\right) \cdot V_Z \leq V_O \leq \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right) \cdot V_Z$$

将已知数据代入计算，可得

$$V_Z \approx 3V \quad R_2 \approx 1k\Omega$$



(3) 电压负反馈电路，只有调整管始终工作在放大区时，负反馈才可能起作用，输出电压也才会稳定。

$$0.9V_I > V_{O\max} + V_{CES} = (15 + 3)V = 18V \quad V_I > 20V$$

(4) 当负载电流为1A时，集成运放的输出电流

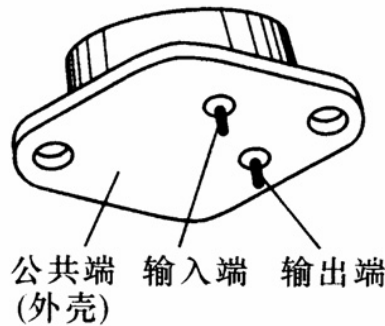
$$I'_O \approx \frac{I_{L\max}}{\beta_1 \beta_2} = \left(\frac{1}{30 \times 50} \right) A \approx 0.67mA \quad R_0 \approx \frac{V_{BE3}}{I_{L\max}} = 0.7\Omega$$



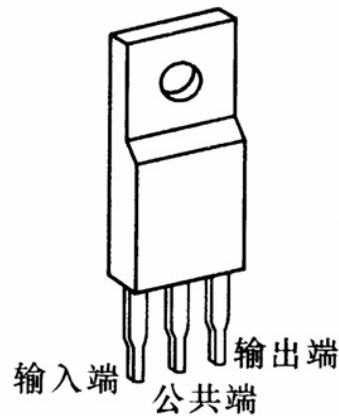
作业
11. 6
11. 7

11.2.5 输出电压固定的三端集成稳压器

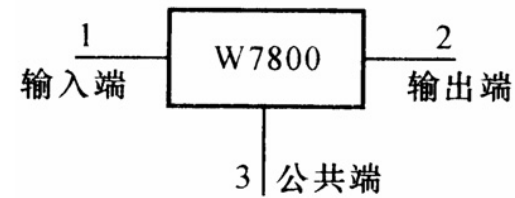
输出电压固定的三端集成稳压器 （正电压 $78\times\times$ 、负电压 $79\times\times$ ）



金属封装外形图



塑料封装外形图



方框图

W7800系列——稳定正电压

W7805	输出 +5V	W7809	输出 +9V
W7812	输出 +12V	W7815	输出 +15V

W7900系列——稳定负电压

W7905	输出 -5V	W7909	输出 -9V
W7912	输出 -12V	W7915	输出 -15V

七个电压等级： $\pm 5V$ 、 $\pm 6V$ 、 $\pm 8V$ 、 $\pm 12V$ 、 $\pm 15V$ 、 $\pm 18V$ 、 $\pm 24V$

三个电流等级： **1.5A**（W78××及W79××系列）

0.5A（W78M××及W79M××系列）

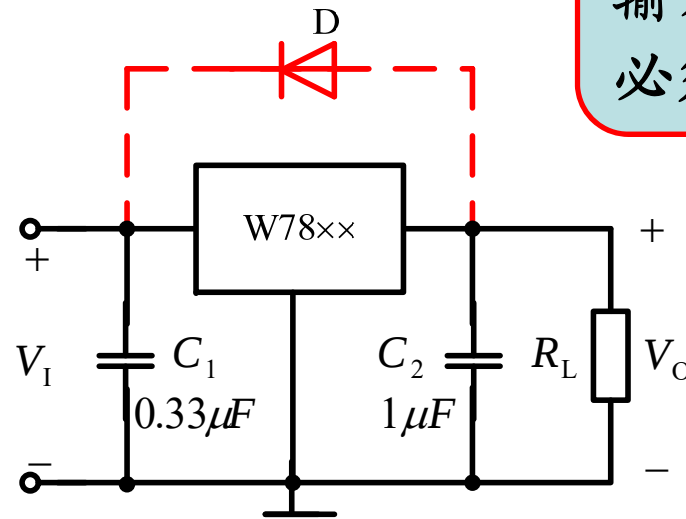
0.1A（W78L××及W79L××系列）



集成稳压器的基本应用：

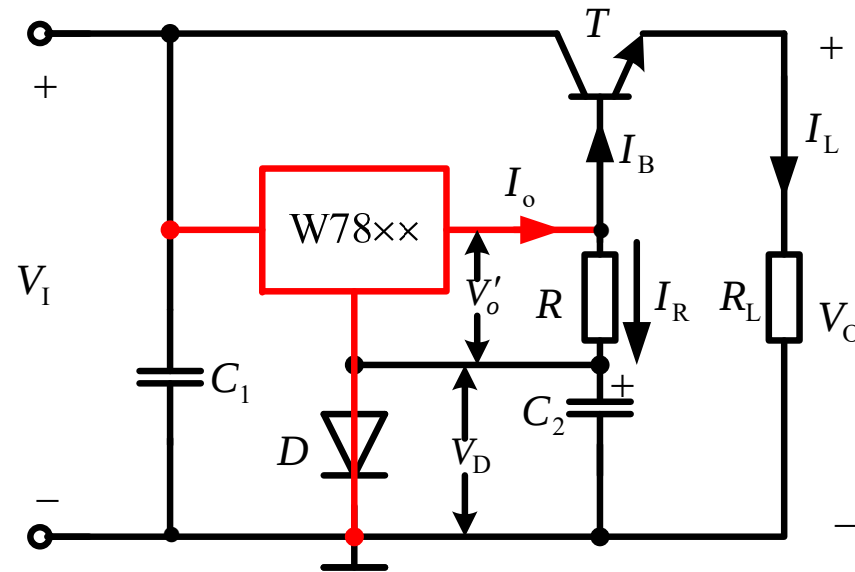
基本应用：

基本原理是串联稳压电路，
输入-输出间是调整管，
必须有： $V_I - V_O > 2V$



C_1 抵消因长线传输引起的电感效应，一般选用**0.33uF**， C_2 抑止输出端的高频噪声，改善负载的瞬态响应，选**1~**几微法。D是保护二极管，输入端短路时，防止 C_2 作用于稳压器输出极造成损坏。

输出电流扩展电路:



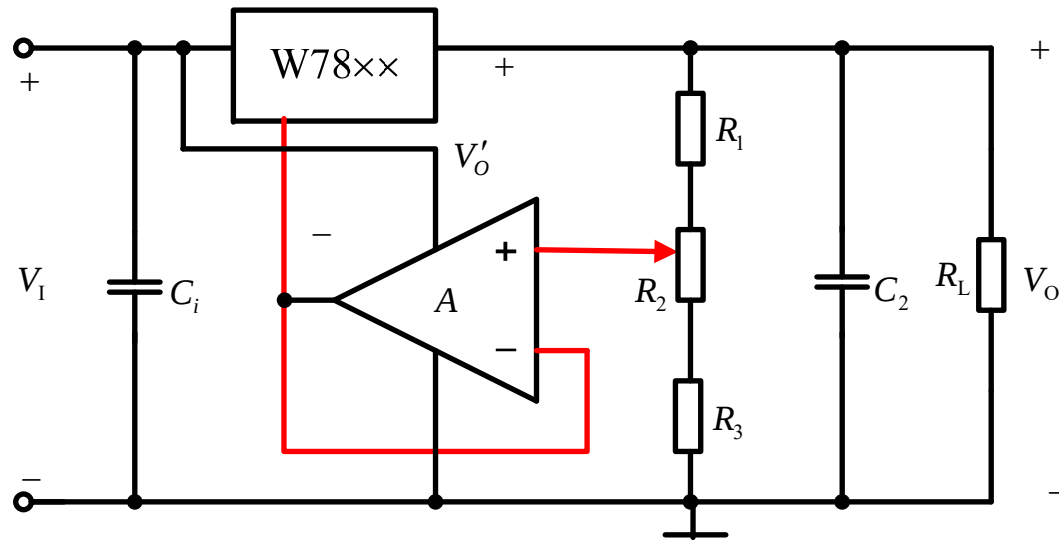
$$I_{L\max} = I_{E\max} \approx (1 + \beta)I_B$$

$$= (1 + \beta)(I_{O\max} - I_R) \quad \text{电流扩展}$$

$$V_O = V_O' + V_D - V_{BE}$$

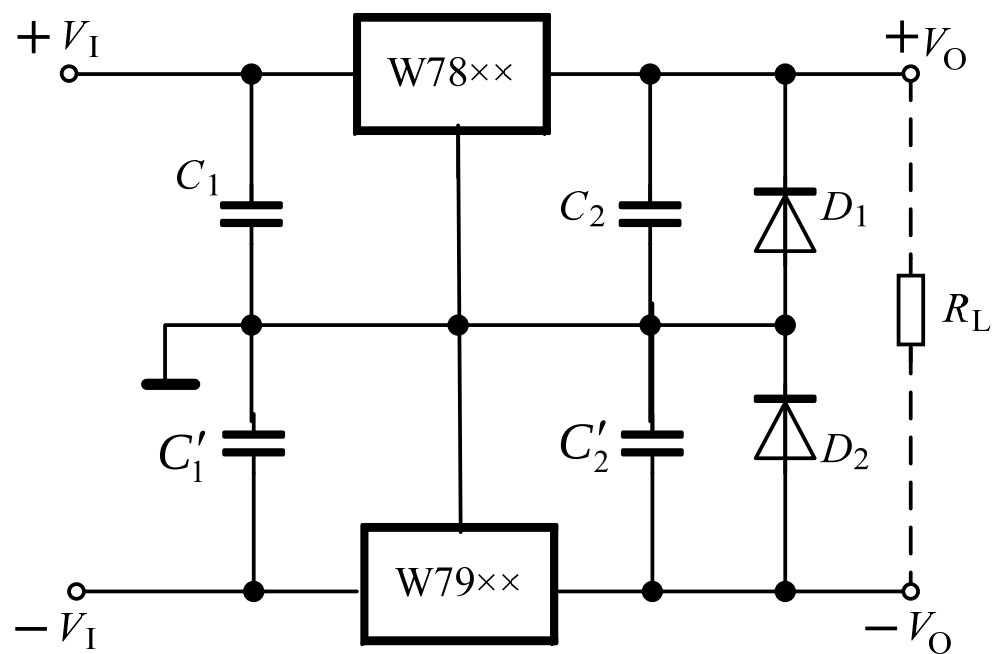
调整电阻 R 以改变流过 D 的电流, 使 $V_D = V_{BE}$, 则 $V_O = V_O'$

输出电压扩展电路:



$$\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2} \cdot V'_O \leq V_O \leq \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot V'_O$$

正负电压输出:

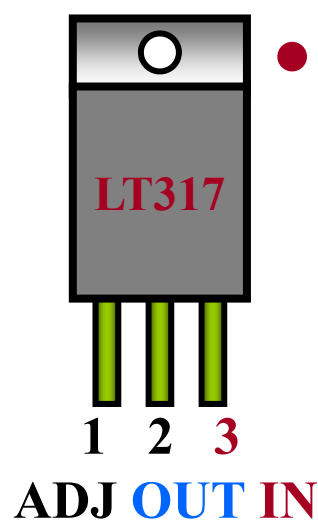


11.2.6 三端可调式集成稳压器

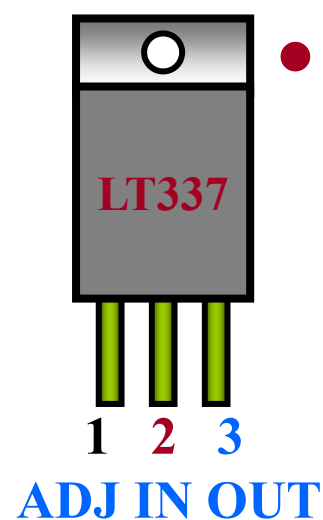
W117、W217、W317系列三端集成稳压器有三个引出端，分别是输入端、输出端和调整端

可调正电压稳压器（如 **LT317**）

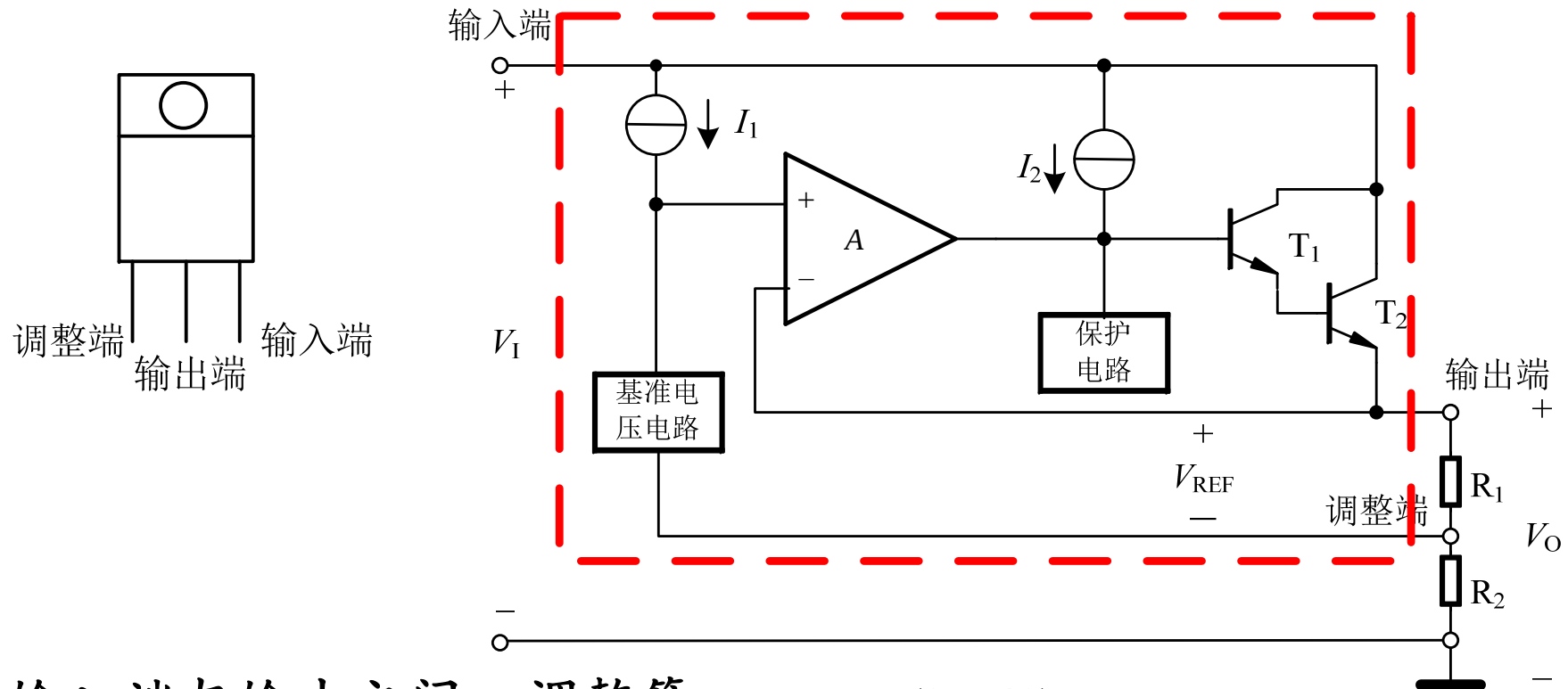
可调负电压稳压器（如 **LT337**）



- 参考参数
- $$U_o = (1.2 \sim 40) \text{ V}$$
- $$I_{oM} = 1.5 \text{ A}$$
- $$|U_i - U_o|_{\min} = 4 \text{ V}$$



- 参考参数
- $$U_o = -(1.2 \sim 37) \text{ V}$$
- $$I_{oM} = 1.5 \text{ A}$$
- $$|U_i - U_o|_{\min} = 2 \text{ V}$$



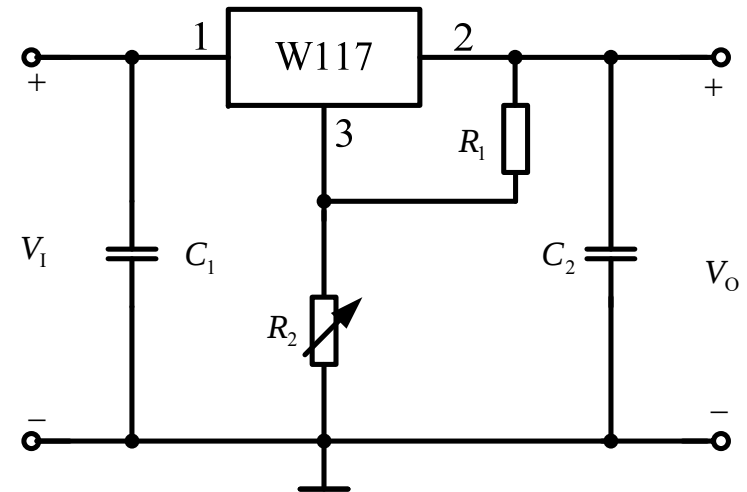
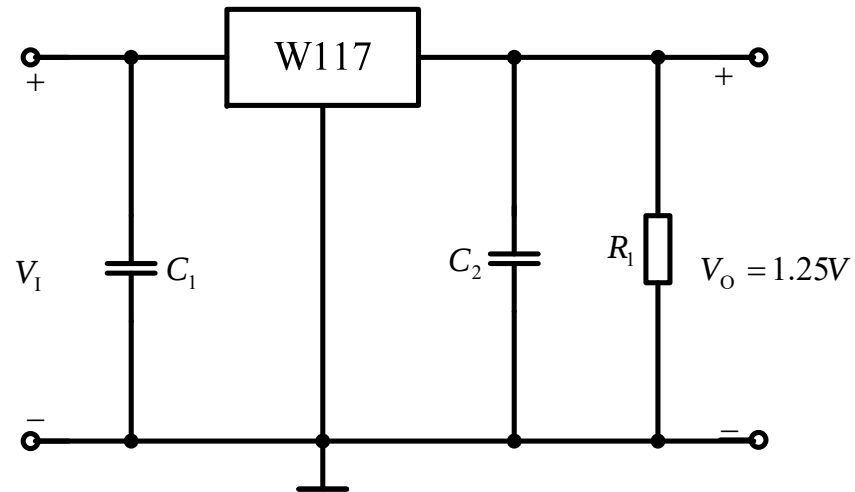
输入端与输出之间：调整管 $V_I - V_O = (3 \sim 40)V$

输出与调整端之间： **V_{REF}** ，典型值为**1.25V**

调整端电流很小，可略

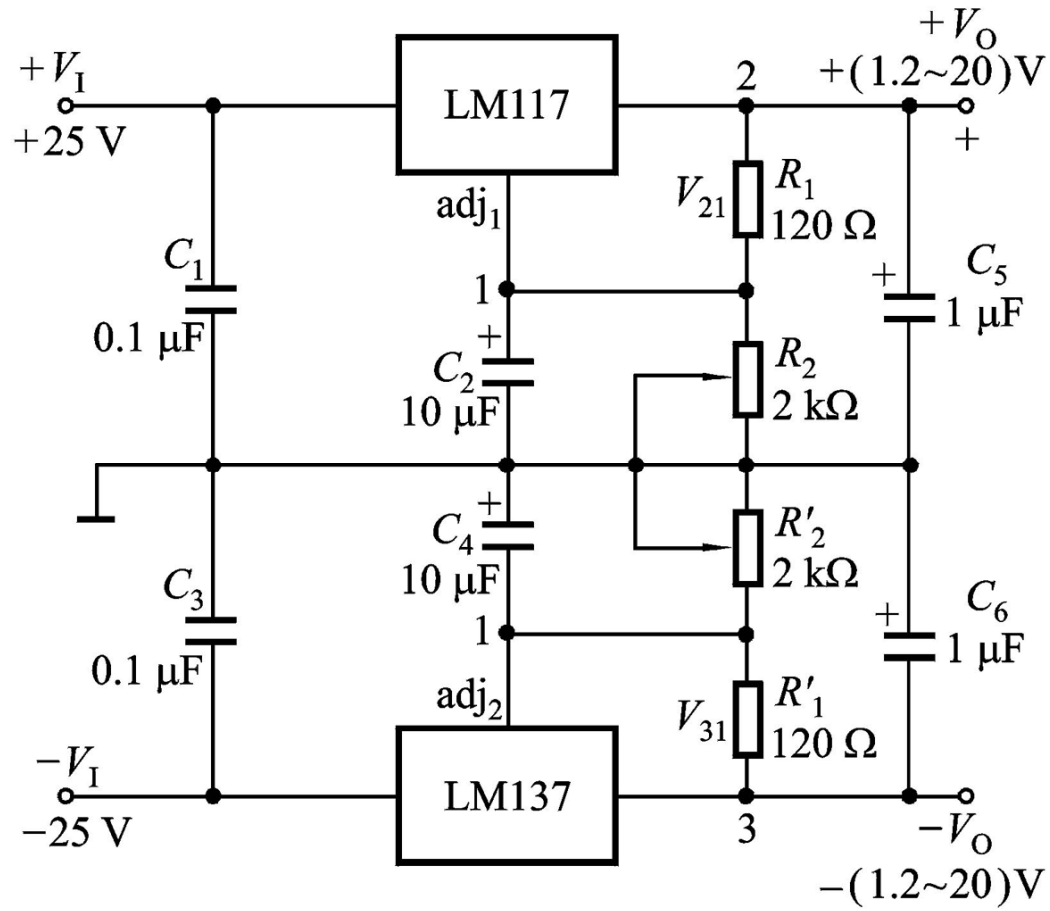
R_1 、 R_2 外接采样电阻，输出电压： $V_O = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$

可调式应用举例:



$$V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times 1.25V$$

可调式应用举例:





作业

11. 8

11. 9