STUDY NOTES · 01 / 02

模拟电子技术基础

前两章学习讲义

按教材顺序理解器件，用例子分清节点与方向，用公式和 SVG 矢量图掌握做题需要的内容。

第一章：常用半导体器件
第二章：基本放大电路
整理日期：2026年10月15日

会用：能独立列式、计算、验证条件。
会认：能识别类型、特性和用途。
背景：知道为什么讲，本轮不追完整推导。

保留已讲三极管内容，补齐半导体、二极管、场效应管及其放大电路。正文注明模型、近似与端口条件；标记表示本阶段优先级，不等同于已经统计的出题频率。PDF 展开所有练习答案，浏览版可收起答案并放大图。

目录

你要能把图变成方程，再把结果解释回图 4

1.1 半导体基础：只追到足够解释器件为止 5

1.2 二极管：先选择模型，再假设并验证状态 8

1.2.4 微变模型：0.7 V 不是交流变化也固定为零 11

1.2.5 稳压管：先分电流，再检查是否真的在稳压 12

1.2.6 特殊二极管：功能不同，别一律套 0.7 V 14

1.3.1 结构和符号：为什么三个区不能随便调换 15

1.3.2 放大作用：一堆电流箭头，最后只留下三条关系 16

1.3.3 特性曲线：它是一张“管子允许怎样工作”的地图 19

1.3.4—1.3.6 参数和温度：β 大，不等于管子就合适 22

1.4.1 结型场效应管：用电压控制沟道，不靠基极取流 24

1.4.2 MOS：先分清增强、耗尽，再判断工作区 26

1.4.3—1.4.4 参数、选用与读曲线：跨导不是电流比 30

1.5—1.6 扩展与实验：分清纸面内容和另附数字资源 32

2.1 放大指标：每一个比值都得先认清端口 33

2.2 电路为什么这样接：每个元件都有具体任务 37

2.3.1 直流、交流通路：同一张电路图，分别只看一种量 40

2.3.2 图解法：Q 点是“外电路”和“管子”同时同意的位置 42

2.3.3（上） 微变模型：把 Q 点附近的一小截弯线当直线 45

2.3.3（下） Au、Ri、Ro：三项都从同一张交流图推出 47

2.4（上） 稳定 Q 点：温度变了，电路要能往回拉 50

2.4（下） 旁路与反馈：静态稳定和交流增益怎样兼顾 52

2.5.1 共集：电压几乎不变，为什么还值得用 55

2.5.2—2.5.3 共基：不是三套新知识，只是换了输入端 58

2.6.1—2.6.2 场效应管偏置：门极不取流，电压方程仍要列 61

2.6.3 小信号模型与共源：把 βib换成 gmugs 64

2.6.3 共漏：源极跟随器与射极跟随器怎样对应 66

2.7.1 复合管：先顺着连接线算电流，再谈等效 β 68

2.7.1 FET 与 BJT 复合：高输入电阻和电流驱动接起来 71

2.7.2—2.7.3 两种组合：第二级会成为第一级的负载 73

2.8 仿真与小结：它们检验什么，不能替代什么 75

综合例题 一道综合题，把整章从头走通 76

故障与趋势 不要把局部结论背成“任何电路都这样” 79

三极管自测 能做完这些，才算把这两部分接上了 80

补充练习：把第一章与 2.6 的空缺补牢 82

掌握标准 重要程度与掌握边界 83

来源与范围说明 84

先约定学到什么程度

你要能把图变成方程，再把结果解释回图

“听得懂老师讲”与“能独立做题”之间，差的是几项明确的动作：认出接法，画直流通路，假设并验证工作区，求 Q 点，画交流等效电路，求三个动态指标，最后检查失真。后面的每一节都会说明自己在这条链上负责哪一步。

标记	你的掌握标准
必须会算	不看答案能列出方程，知道条件，能解释正负号与单位。
必须会解释	能用两三句话说明因果，不必复述整段原文。
暂时了解	知道它解决什么问题、以后在哪里再用，现在不追完整推导。

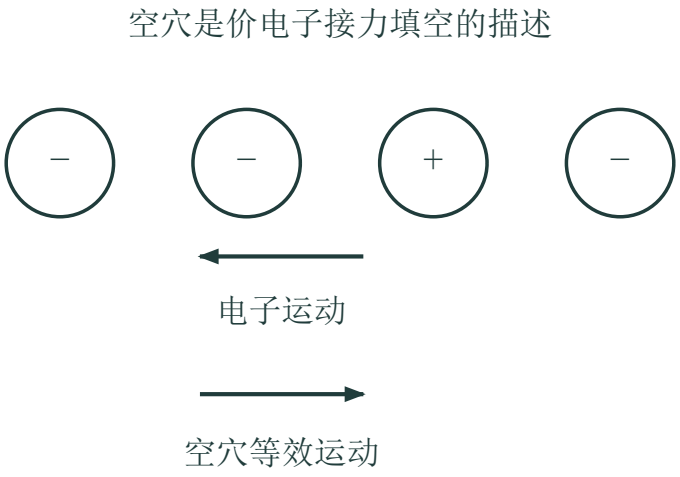
看见电流箭头，先问它属于哪一类：**元件符号上的方向、我们规定的参考方向，还是载流子运动方向？**把这三类混在一起，才会越看越乱。外电路计算通常只需要第二类。

1.1 半导体基础：只追到足够解释器件为止

1.1.1 本征半导体：电子与空穴一起出现

课本先区分导体、绝缘体与半导体，目的不是让你背材料名单，而是说明半导体的导电能力能通过掺杂、温度和光照调节。纯净、有晶体结构的半导体叫本征半导体。硅原子之间用共价键连接；热运动使少数价电子挣脱束缚，产生自由电子，同时留下空位，叫空穴。

空穴不是一颗新的实体小球，而是可以用来描述价电子接力填空的正电荷载流子。一个电子向左填空，空位就相当于向右移动。电子运动方向与其产生的常规电流方向相反；空穴运动方向与其常规电流方向相同。两种载流子都能贡献电流。



教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

本征激发成对产生电子与空穴，复合则使一对消失。在一定温度下，产生与复合达到动态平衡，所以本征材料中 $n_i=p_i$。温度升高，热激发加强，载流子浓度显著增加。课本列出的浓度公式表达这个关系；普通前两章电路题不需要你背材料常数或禁带宽度。

1.1.2 杂质半导体：N、P 表示多子类型，不是整体电荷

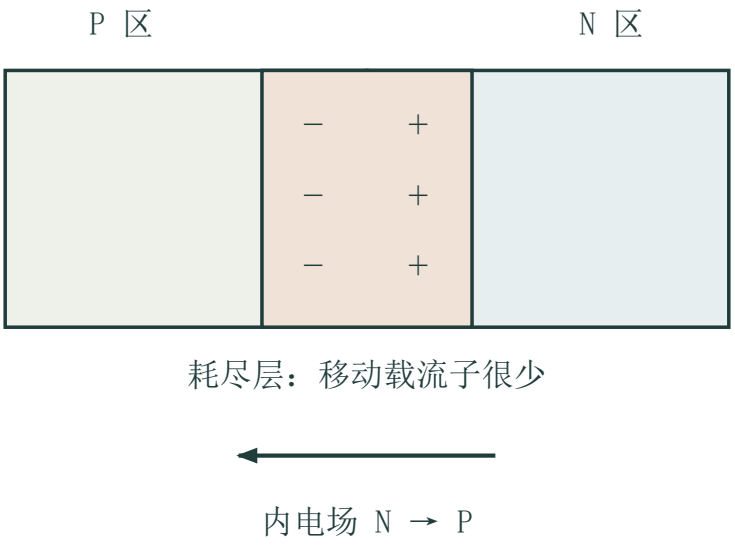
硅中掺五价施主杂质，容易多提供电子，成为 N 型；电子是多子、空穴是少子。掺三价受主杂质，容易形成空穴，成为 P 型；空穴是多子、电子是少子。这里“杂质”是受控工艺，不是随意掺脏东西。

材料	多子	少子	整体带电吗
N 型	自由电子	空穴	通常仍电中性；有固定的施主正离子配平
P 型	空穴	自由电子	通常仍电中性；有固定的受主负离子配平

普通掺杂工作范围内，多子浓度主要由掺杂决定；少子浓度相对更容易受温度影响。因此，少子虽然少，却会明显影响反向漏电和温度稳定性。这里是在为二极管、三极管的温漂解释原因。

1.1.3 PN 结：扩散建立内电场，内电场抑制扩散

P、N 在同一块晶体中形成交界后，载流子因浓度差扩散：电子从 N 向 P，空穴从 P 向 N。交界附近的多子复合，留下不能移动的离子，形成空间电荷区，也叫耗尽层。N 侧留下正离子，P 侧留下负离子，内电场由 N 指向 P。



教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

扩散来自浓度差，漂移来自电场。无外加激发、达到平衡时，两者的电流互相抵消，净电流为零。这不表示内部所有粒子都停止运动，也不表示可以把内建电势直接当作一节电池从外部持续取能。

正偏：P 端接较高电位、N 端接较低电位，势垒降低、耗尽层变窄，多子扩散增强，形成较大的正向电流。反偏相反：势垒升高、耗尽层变宽，多子难以通过，只有较小的少子反向电流。题目里判断正反偏，一定比较 P、N 两端电压，不能只看某一点对地为正。

$i = I_S[\exp(u/U_T)-1]$；$U_T \approx 26$ mV（室温、教材理想结模型）

正向电压增加时电流近似指数上升，所以 PN 结不符合一个固定电阻的欧姆定律。反向未击穿时，$i \approx -I_S$。实际器件可能需要非理想因子等修正，本章按题设模型分析。

击穿和结电容：为什么不直接拿它当理想开关

反向电压足够大，会发生齐纳或雪崩等击穿机制，电流急剧增加。击穿不等于必定立刻损坏；能否工作取决于器件设计、限流和功耗。普通管不能随意进入击穿，稳压管则利用受控反向击穿。

结电容有两部分：耗尽层电荷随电压变化产生势垒电容 C_b；正偏时非平衡少子存储量变化产生扩散电容 C_d。$C_j=C_b+C_d$。频率低时小电容容抗大，可忽略；频率高时容抗下降，器件的单向导电、放大性能会受影响。变容二极管利用反偏下势垒电容随电压变化的特点。

练习：检查：N 型半导体是不是带负电？反偏是不是绝对没有电流？

参考答案

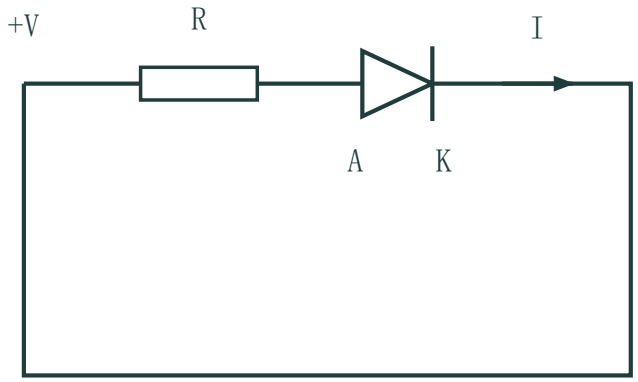
通常整体电中性，N 指电子为多子；反偏有少子漏电，未击穿、精度允许时才近似忽略。

会用：正反偏判断、温度影响方向。会认：多子少子、扩散漂移、两种结电容。背景：载流子浓度的材料常数与完整推导，现在不背。

1.2 二极管：先选择模型，再假设并验证状态

结构、符号、伏安特性

普通二极管是封装后的 PN 结，P 引出阳极 A，N 引出阴极 K，符号的横杠一侧是阴极。点接触、面接触、平面结构影响结面积、电流承受能力与频率性能；常见题要你按用途选参数，不要求复画加工结构。



杠的一侧是阴极 K

教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

实际二极管还存在体电阻、引线电阻和表面漏电，特性偏离理想 PN 结。硅管常用导通压降 0.7 V，锗管常取 0.2 V，均是适合指定题目的估算，不是所有工作电流下的固定物理常数。温升时，在相同正向电流下所需电压通常下降，漏电增大。

选管至少检查正向电流、反向耐压、功耗散热、工作频率。额定平均整流电流与某一瞬间峰值电流不同；最高反向工作电压与击穿电压也不能混称。手册数值还带测试条件。

三种静态模型：精细程度要与题目要求匹配

模型	导通时	截止时	适用判断
理想	$u_D=0$，像闭合开关	$i_D=0$，像断开开关	压降相对其余电压很小，或题目明确理想
恒压降	$u_D=U_{D,on}$，硅管常取 0.7 V	$i_D\approx0$	本章普通估算最常用
折线	$u_D=U_0+i_Dr_D$	$i_D\approx0$	题给折线参数、需要计入斜率时

折线模型的 r_D是该近似直线的斜率参数；下一节工作点附近的动态电阻 r_d是另一个概念，不能因为符号相近就认为必然同值。

一道例题理解“模型为什么要换”

电源 V，经 R=10 kΩ与正向二极管串联。V=30 V 时，忽略 0.7 V可估得 I≈3 mA；V=6 V 时用恒压降，I≈(6-0.7)/10 kΩ=0.53 mA。若题目对误差要求较严，即使 30 V也应计入压降，而不是看见高电压就必须忽略。

V=1.5 V，题给折线 U_0=0.55 V、r_D=200 Ω时，I=(1.5-0.55)/(10 kΩ+200 Ω)≈93.1 μA。模型选择依据是已知参数、工作范围与所需精度，不是“电源越低就一定用某个复杂模型”。

通用解题法：假设 → 替换 → 求解 → 验证

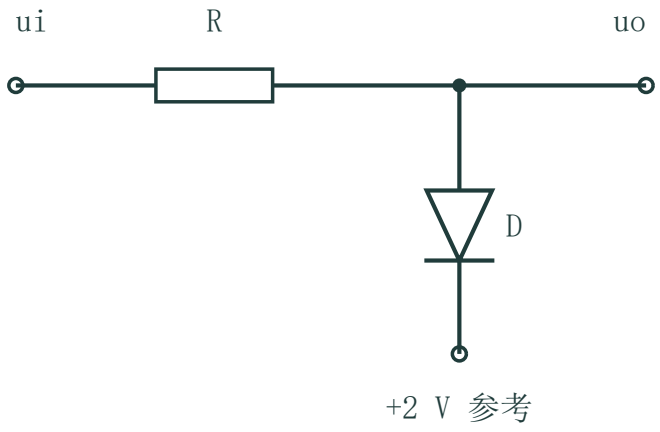
1. 先假设导通，用指定压降替换，计算正向电流是否为非负。

2. 若算得电流沿 A→K 为负，导通假设失败；改为截止，开路后重算 A、K 电位。

3. 截止假设必须满足其模型的导通阈值条件。多个管子要同时检查，不能只验证一只。

以理想模型为例：导通要求 $u_{AK}=0$、$i_D\geqslant0$；截止要求 $i_D=0$、$u_{AK}\leqslant0$。恒压降模型中，则用 $U_{D,on}$作分界。等号处两种写法可能同时描述同一边界状态。

限幅电路：输出被限制在什么电位



导通门槛：uo ≈ 2.7 V

教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

图中二极管阳极接输出、阴极接 +2 V参考。当 u_o试图高于 2.7 V时导通，输出被限制在约 2.7 V；低于该门槛时管子截止，若无其他负载，$u_o \approx u_i$。串联电阻把多余电压转换成电流，不能省去。

> $u_o \approx \min(u_i,\ 2.7\ \text{V})$（图示方向、无额外负载的恒压降模型）

改变二极管方向、参考电压极性，就会改变限制的是上端还是下端。不要只背“二极管限幅就是削正半周”。整流同样先分时段判断管子状态，再拼输出波形；涉及滤波电容时需继续分析充、放电，不能把开路负载下的简单波形照搬。

练习：检查：阳极 -1 V、阴极 -3 V，硅管可能导通吗？

参考答案

u_{AK}=2 V，正向趋势很强。两个节点都是负电位不妨碍导通；接入真实限流电路后重新求导通压降与电流。

会用：认阴极、选模型、求电流、判断限幅门槛、验证假设。背景：制造结构图、精确材料参数。先把这些状态题做稳，再处理多管复杂网络。

1.2.4 微变模型：0.7 V 不是交流变化也固定为零

先用直流电源使二极管导通，建立 Q 点；再叠加很小的交流。指数曲线在 Q 附近可用切线近似，因此：

$$r_d = \Delta u_D / \Delta i_D \approx U_T / I_{DQ}$$

这里按教材理想结模型；若指定非理想因子 n，则常写 nU_T/I_{DQ}。r_d是变化量之比，不是 U_{DQ}/I_{DQ}。如果 I_{DQ}=1 mA，室温 r_d≈26 Ω，而不是 0.7 V/1 mA=700 Ω。

电路若是直流 6 V加小交流 u_s，串联导通二极管与 2 kΩ电阻：先算 I_{DQ}≈(6-0.7)/2 kΩ=2.65 mA，再算 r_d≈9.81 Ω。交流分压下，电阻上的变化电压约为 u_s • 2000/(2000+9.81)≈0.995u_s。

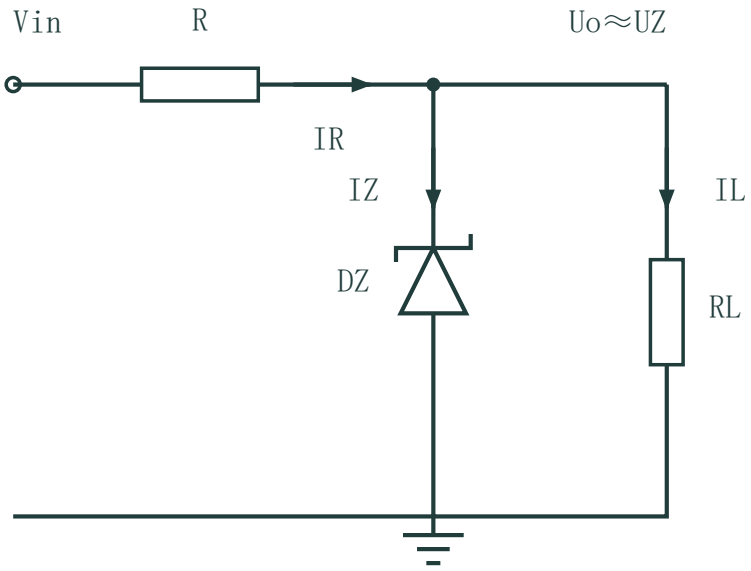
这看起来与“二极管有 0.7 V压降”不同，是因为一个描述直流，一个描述附近微小变化。第二章三极管的 r_{be}、场效应管的 g_m，都是把这一思想推广到三端元件。

小信号条件是让局部线性近似误差足够小，不只是“总电流还没反向”。若交流把二极管推到截止，或在曲线上跨很大范围，就不能继续用固定 r_d描述整个周期。

会用：先 Q 后 r_d，会分直流总量与交流增量。这个方法与第二章直接相连，值得真正弄明白。

1.2.5 稳压管：先分电流，再检查是否真的在稳压

稳压管利用反向击穿区“电流变化较大、端电压变化较小”的特性。稳压工作时阴极接较高电位，阳极接较低电位。它正向接时仍像普通二极管，不能不看极性直接写 U_Z。



教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

$$I_R = (V_{in}-U_Z)/R$$
$$I_L = U_Z/R_L$$
$$I_Z = I_R-I_L$$

电阻电流不是全部流入稳压管，负载会分走一部分。先假设稳压，代入 U_Z，再检查 $I_{Z,min}\le I_Z\le I_{Z,max}$。若小于下限，稳压效果变差或退出稳压；若算出负值，当前稳压假设肯定不成立。超过上限则有过功耗问题，不能还把它当正常状态。

课本例 1.2.3：限流电阻范围

V_{in}=10 V，U_Z=6 V，$I_{Z,min}$=5 mA，$I_{Z,max}$=25 mA，R_L=600 Ω。先算负载 I_L=10 mA，因此 R 中电流范围为 15—35 mA，电阻两端电压为 4 V。

$$R_{min} = 4\ V/35\ mA\approx 114\ \Omega$$
$$R_{max} = 4\ V/15\ mA\approx 267\ \Omega$$

小电阻电流大，所以由最大允许电流决定最小电阻。方向如果背反，通常是忘记先写 I=U/R。

输入、负载都变化时：找到两个最不利组合

$$R \geq (V_{in,max}-U_Z)/(I_{Z,max}+I_{L,min})$$
$$R \leq (V_{in,min}-U_Z)/(I_{Z,min}+I_{L,max})$$

前者防止高输入、轻负载时稳压管电流过大；后者保证低输入、重负载时仍有足够稳压电流。如果算出的下界大于上界，说明这个简单电路在给定条件下无法兼顾，不能强行挑中间值。

功耗 $P_Z \approx U_Z I_Z$，所以 $I_{Z,max}$常可由额定功耗求出。动态电阻 $r_Z = \Delta u_Z / \Delta i_Z$越小，同样电流变化造成的电压变化越小。实际值还受电流、温度、型号影响，不能把稳压管视作完全理想电压源。

练习：检查：上图输入变成 7 V、R=200 Ω、负载仍 600 Ω，还能输出 6 V吗？

参考答案

> 假设 6 V，则 I_R=5 mA，而负载要 10 mA，得到 I_Z=-5 mA，假设失败。若忽略管子的反向漏电、且尚未击穿，输出由分压得 7×600/(200+600)=5.25 V，低于 6 V，符合退出稳压的判断。

会用：节点分流、稳压条件、电阻上下界与功耗。会认：动态电阻与温度系数。齐纳、雪崩的完整微观机制不必为了本题重新推导。

1.2.6 特殊二极管：功能不同，别一律套 0.7 V

LED 将电能转换为光，正向电流足够大才明显发光。导通压降由材料、颜色、工作电流等决定，用题给值；不要把所有 LED 都当作 0.7 V硅管。简单限流计算为 $R=(V-U_{LED})/I$。

课本例中 V=6 V、U_{LED}=1.6 V、要求 5—20 mA，电阻范围 220—880 Ω。若开关并在 LED 两端，开关闭合会把它短路，使端电压接近零，因此反而不亮。判断开关题先认连接节点。

光电二极管把光照变化变成电流变化，常在反偏条件下使用：反向电流包含暗电流与光电流，光照增强使光电流增大；经电阻可转为电压变化。也能在光伏模式下输出电能，不能把“常反偏检测”说成它只有一种工作方式。

器件	利用什么	本阶段掌握程度
LED	正向注入发光	会判亮灭、算限流，按题给导通电压
光电二极管	光生电流	会认反偏检测与光伏模式，知道需放大微弱信号
变容二极管	反偏结电容随电压变化	知道用于调谐，别当正向导通器件使用
肖特基二极管	金属—半导体势垒	知道可有较低正向压降、适合某些高速场合，参数仍按具体器件
隧道等其他器件	特殊结构与特性	先认用途；未布置专题时不扩展复杂计算

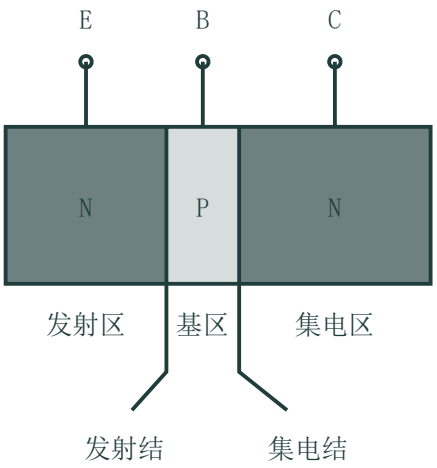
会用：LED 电阻计算与节点短路判断。会认：各种特殊管利用哪种特性。器件品类多，不代表每一种都需要现在练一套计算。

1.3.1 结构和符号：为什么三个区不能随便调换

课本介绍三个区、两个结的这一段

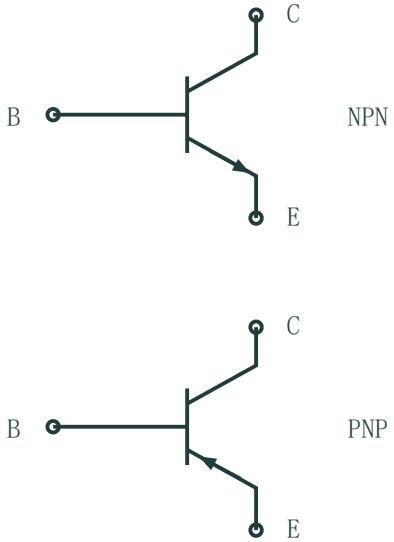
NPN 表示 N 区—P 区—N 区；PNP 相反。由中间区域引出基极 B，两边分别引出发射极 E、集电极 C。B 与 E 之间是发射结，B 与 C 之间是集电结。

图 1.3.2：NPN 结构示意



结构示意，非按比例

图 1.3.2：晶体管符号



这里最容易产生的错误是：“两边都是 N 区，所以 E、C 可以对调。”课本紧接着讲结构差别，就是为了否定这个想法：发射区掺杂浓，基区薄且掺杂淡，集电区有适合收集载流子和承受电压、散热的结构。两个 PN 结放在一起，还必须有这种结构配合，才有正常的放大作用。

符号上的箭头

箭头画在发射极上。NPN 箭头向外，PNP 箭头向内；它与发射结正向导通时的常规电流方向相符。它不是“电子流向”，也不是告诉你每种交流变化都只能朝那个方向。

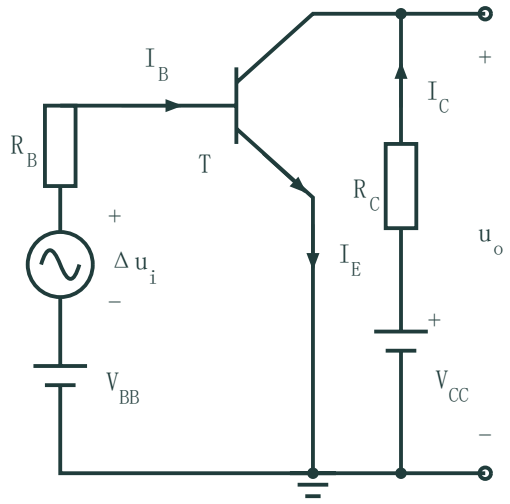
必须会：认出 B、C、E 与 NPN/PNP；知道 C、E 不能随意对调。暂时了解：具体制造工艺和掺杂浓度数字。讲结构是为了解释放大作用和电极不对称，普通第二章计算不需要你画实际芯片剖面。

1.3.2 放大作用：一堆电流箭头，最后只留下三条关系

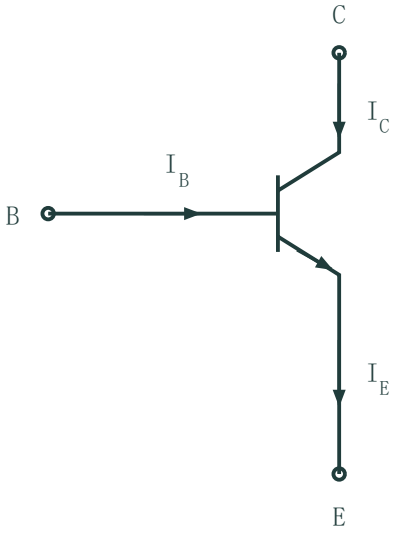
先看外部条件，再看内部过程

课本先画共射电路，然后要求发射结正偏、集电结反偏。对 NPN，正常放大时常见的电位顺序是 $U_C > U_B > U_E$。输入接在 B—E 回路，输出取自 C—E 回路，两边共用 E，所以叫共射。

图 1.3.3：基本共射电路

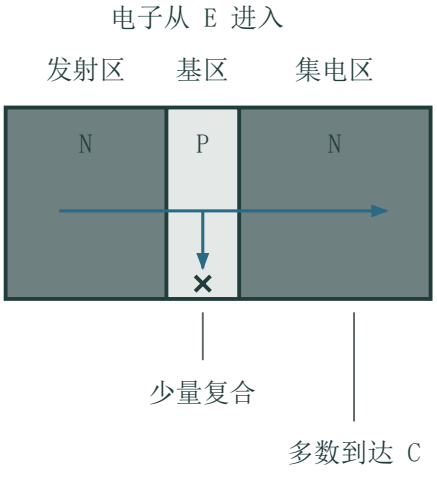


NPN：三个外部电流



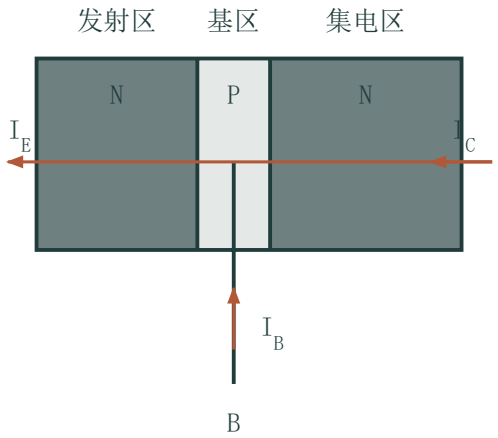
接着三段讲内部过程。第一段：发射结正偏，使发射区向基区注入大量电子。第二段：基区薄，只有少量电子在基区复合；基极回路补充这种复合需要的载流子。第三段：多数电子到达集电结，被反向电场收进集电区。“注入的大多数被收走，少数用于复合”就是大集电极电流与小基极电流相关的原因。

NPN：主要电子运动



仅示主要电子，非按比例

NPN：约定电流方向



外部电流方向示意

这套图里的扩散、复合、漂移，是解释为什么管子能工作。普通计算题不需要逐一求 I_{EN}、I_{EP}、I_{BN} 等内部成分。你只要能说清上述三步，不必每次做题都在脑内追踪一个电子。

把内部解释收束为外部关系

$$I_E = I_C + I_B$$
$$I_C \approx \beta I_B$$
$$I_E \approx (\beta + 1) I_B$$

第一条来自节点电流守恒。后两条是忽略漏电、处于放大区时的近似。守恒关系一直要满足；β 关系不能拿去硬算截止或饱和。比如 $\beta=100$、$I_B=20\ \mu A$，可以先试算 $I_C=2$ mA；外电路若根本供不出 2 mA，必须重新判断工作区。

漏电那一段进一步说明：更完整的关系是 $I_C=\beta_{DC} I_B+(1+\beta_{DC}) I_{CBO}$，其中 $I_{CEO}=(1+\beta_{DC}) I_{CBO}$。$I_{CBO}$是发射极开路时的集电结反向电流；$I_{CEO}$是基极开路时的穿透电流。做普通室温题通常忽略，但分析温漂与选管时需要知道它们并不为零。

直流 β 与交流 β 为什么分开讲

直流 β_{DC}描述工作点的电流比；交流 β 描述工作点附近 $\Delta i_C/\Delta i_B$。一个是“从原点看”，一个是“在附近看变化”。本章通常近似相等，题目给一个 β 就统一使用；不代表所有电流、温度、频率下 β 都恒定。

$$\alpha \approx I_C/I_E = \beta/(\beta+1);\ \beta = \alpha/(1-\alpha)$$

α 接近 1，表示发射极电流中大部分成为集电极电流。共基为什么电流增益小于 1，后面正是用这一条解释。

练习：检查：$\beta=99$，$I_C=1.98$ mA，求另外两个电流与 α

参考答案

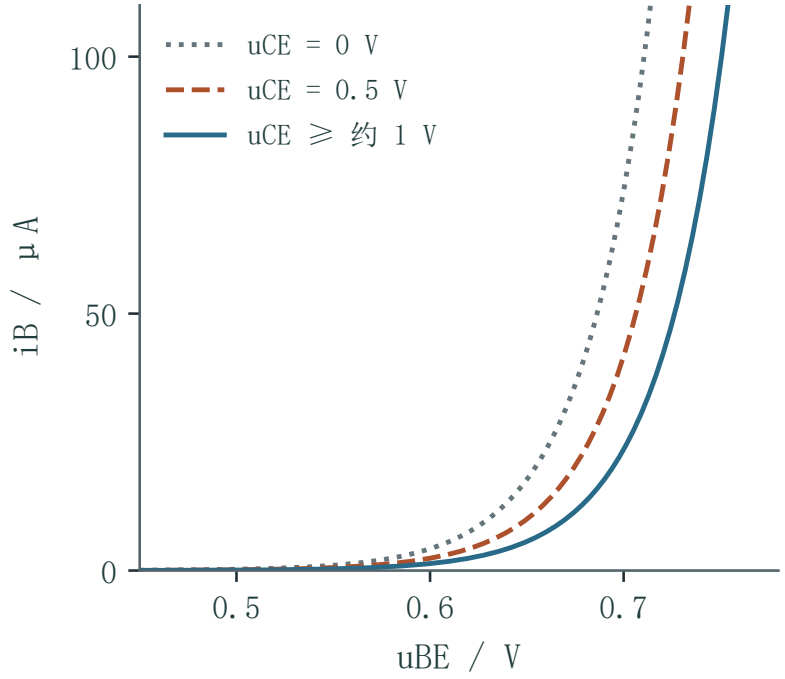
$I_B=20$ μA，$I_E=2.00$ mA，$\alpha=0.99$。先统一单位，再加电流；不能把 1.98 mA 与 20 μA 直接按数值相加。

必须会算：三条外部电流关系及 α、β 转换。必须会解释：内部三步与漏电对温度敏感。内部各分量的长下标不是第二章列方程的主角。

1.3.3 特性曲线：它是一张“管子允许怎样工作”的地图

输入特性：固定一个条件，看另两个量的关系

共射输入特性是固定 u_{CE}，看 i_B怎样随 u_{BE}变化。形状像正向二极管曲线：电压增加一点，电流可能增加很多。曲线不是一条直线，所以不能始终把 B—E 当作一个固定电阻。

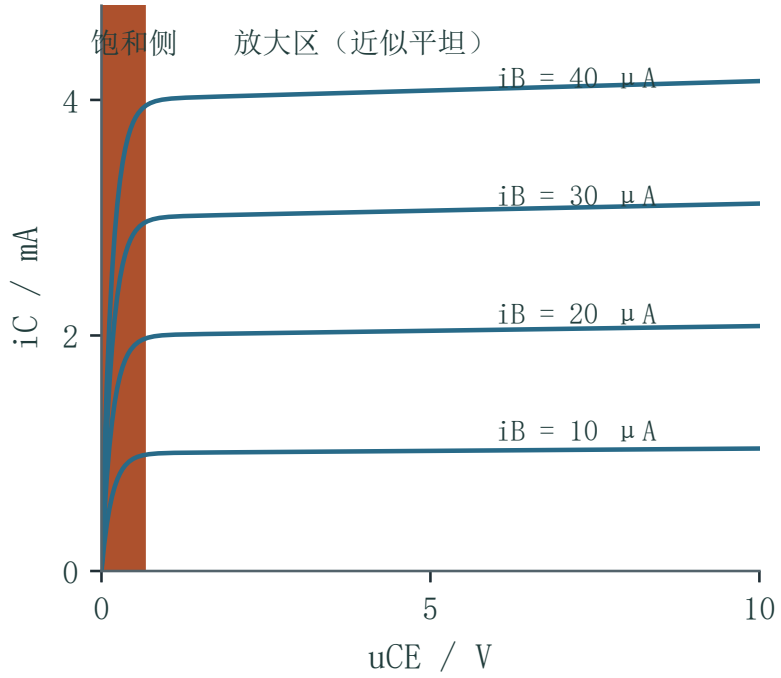


曲线示意：固定 uCE，观察 iB 与 uBE。

课本又比较不同 u_{CE}下的输入曲线。u_{CE}从 0 增加，集电区收集载流子的情况变化；达到一定范围后曲线很接近，第二章可用一条近似曲线。这里的“约 1 V 后接近”是所讨论器件的特征，不是所有三极管统一的电压界限。

输出特性：固定 i_B，看 i_C怎样随 u_{CE}变化

每一条曲线对应一个基极电流。放大区曲线比较平，表示在该区内 i_C主要由 i_B决定；实际略有上翘，表示 u_{CE}也会有影响，后面更完整的小信号模型用 r_{ce}描述。



示意图不用于精读饱和边界；边界应按两个结的偏置判断。

NPN 工作区	先看结的偏置	计算时怎样处理
截止	发射结未明显正向导通	通常 $I_B \approx I_C \approx 0$；仍求电极电压验证
放大	发射结正偏、集电结反偏	常取 $U_{BE} \approx 0.7$ V，$I_C = \beta I_B$，最后验 $U_C > U_B$
饱和	两个结都正偏	按题给 U_{BE}、U_{CES} 与外电路联立，不再强用 $I_C = \beta I_B$

三种数字别混：曲线开始明显导通的门槛，不等于计算导通时常取的 0.7 V；放大与饱和的临界条件 $U_{CB}=0$，对应 $U_{CE}=U_{BE}$；深入饱和时的 U_{CES} 则由题目模型确定，常见估算可能取 0.2 V，本书部分例题采用 0.7 V。做题以题设为准。

电位全是负的，也可能在放大

若 $U_B=-1$ V、$U_E=-1.7$ V、$U_C=0$ V，则 $U_{BE}=0.7$ V、$U_{CB}=1$ V，NPN 在放大区。元件看端与端的电压差，不看某个点相对地是正是负。PNP 则把正向关系反过来：常见放大顺序 $U_E > U_B > U_C$，电流方向也反过来；使用电流大小时要明确取的是绝对值。

练习：检查：NPN 的 B=1 V，E=0.3 V，C=0.7 V，在什么区？

参考答案

U_{BE}=0.7 V，U_{BC}=0.3 V，两个结均正偏，是饱和。U_{CE}=0.4 V 不是这道题独立的判断依据；关键是两个结的偏置。

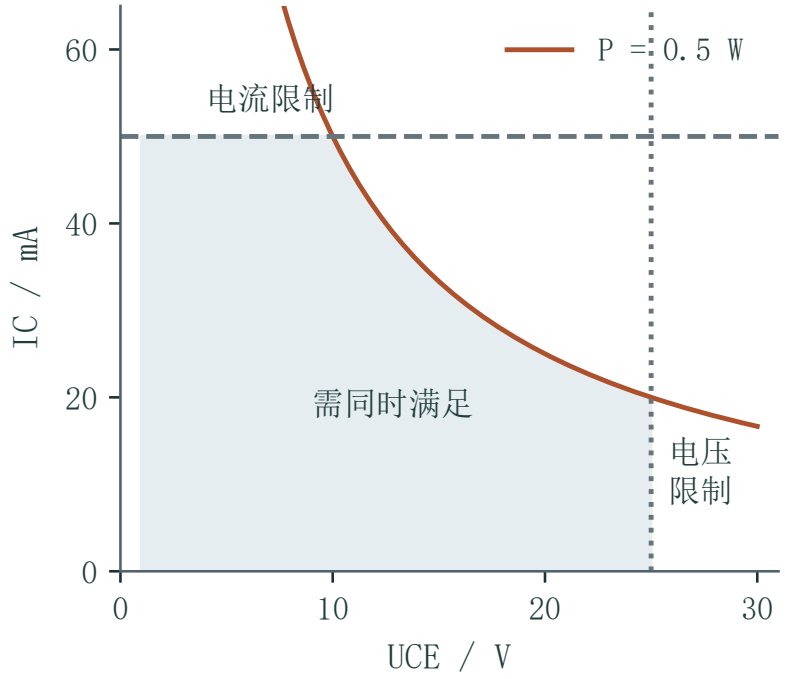
必须会：读出坐标、每条曲线的固定条件、三个区，能由三个电位判断状态。不用背：每一条曲线的精确形状；题目需要精读时会给图。

1.3.4—1.3.6 参数和温度：β 大，不等于管子就合适

放大参数、频率参数、极限参数分别在问什么

课本先列 β、α、漏电，它们说明“放大能力与偏离理想的程度”；再列频率参数，说明电流放大能力随频率上升会下降。f_T通常指共射电流增益的幅值降到 1 的特征频率。它是器件参数，不能直接当作你搭出的电路的上限截止频率 f_H。

接着的 I_{CM}、P_{CM}、击穿电压是在划使用边界。I_{CM}要按参数定义及测试条件理解；P_{CM}限制管内耗散，粗略由 $I_C U_{CE}$判断。不是“电流没超就一定安全”，电压、电流、功耗必须同时合格。



教学示意值；真实器件还应按手册安全工作区、温度与散热条件判断。

$U_{(BR)CEO}$表示基极开路时 C—E 的击穿电压；$U_{(BR)CBO}$表示发射极开路时 C—B 的击穿电压，不能互换。通常前者比后者小。B—E 反向耐压也有限，不要把“发射结能正向导通”理解成可以随便反接。

选管题怎么做

先按电路可能出现的电压、电流、功耗排除不合格者，再比较 β、漏电、频率等是否满足需求。比如电源 30 V，有管子的 $U_{(BR)CEO}$只有 20 V，即使 β=100 也不能因为“放大倍数大”而选它。极限参数判断还应给实际电路留余量，而不是工作在标称极限上。

温度那一段，直接为第二章 2.4 铺路

温度升高时，漏电明显增大；在相同基极电流条件下，所需 U_{BE}通常减小，教材给出约每摄氏度降低 2～2.5 mV 的经验量级；β 也会随温度变化，在本章常用范围内通常增大。“漏电约升温 10℃加倍”同样是经验近似，不是所有器件、所有温区的精确规律。

对简单固定偏置电路，这些变化往往使 I_C上升、U_{CE}下降，Q 点向饱和方向移动。第二章为什么要加发射极电阻，就是因为不能指望每只管子、每一天温度都一样。

光电三极管那一小段，意思是以光照代替普通电信号的一部分控制作用，把微弱光引起的电流放大。暗电流、温度影响会限制弱光检测。普通 BJT 放大电路计算不靠这一段；若老师未安排光电器件题，知道用途即可。

必须会算：极限条件比较、$P \approx I_C U_{CE}$。必须会解释：温升如何推动 Q 点变化。器件工艺、频率参数的完整物理推导现在只需了解。

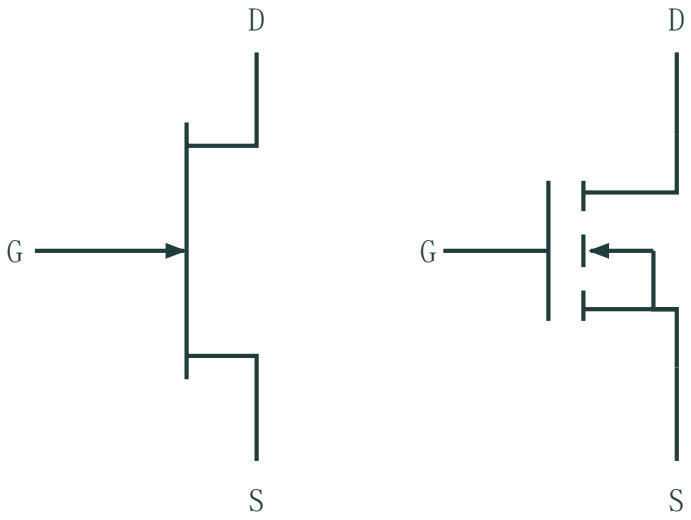
1.4.1 结型场效应管：用电压控制沟道，不靠基极取流

先把三只电极对应起来

场效应管 FET 的栅极 G、漏极 D、源极 S，在输入控制端、输出端、公共端的常见角色上，分别对应三极管的 B、C、E。但这种对应只帮助识图，不代表能把三极管的 β 公式原样换下标。

BJT 本章常写 $i_c=\beta i_b$；FET 小信号写 $i_d=g_m u_{gs}$。前者用电流增益描述，后者用跨导描述。FET 栅极理想稳态电流近似零，所以能构成高输入电阻电路。栅极仍需电压、偏置和充放电，不能把“不取直流电流”理解成“不需要任何驱动条件”。

结型 JFET：G 与沟道之间是 PN 结



N 沟道 JFET　　增强 NMOS

教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

N 沟道 JFET 的多子是电子。使栅结保持反偏，常用 $u_{GS}\leqslant 0$、$u_{DS}\geqslant 0$；正常常规漏极电流从 D 流向 S，电子运动方向相反。栅压越负，耗尽层越宽、沟道越窄，电流越小；到达负的夹断电压 $U_P=U_{GS(off)}$，近似截止。P 沟道的电压、电流符号对应反向。

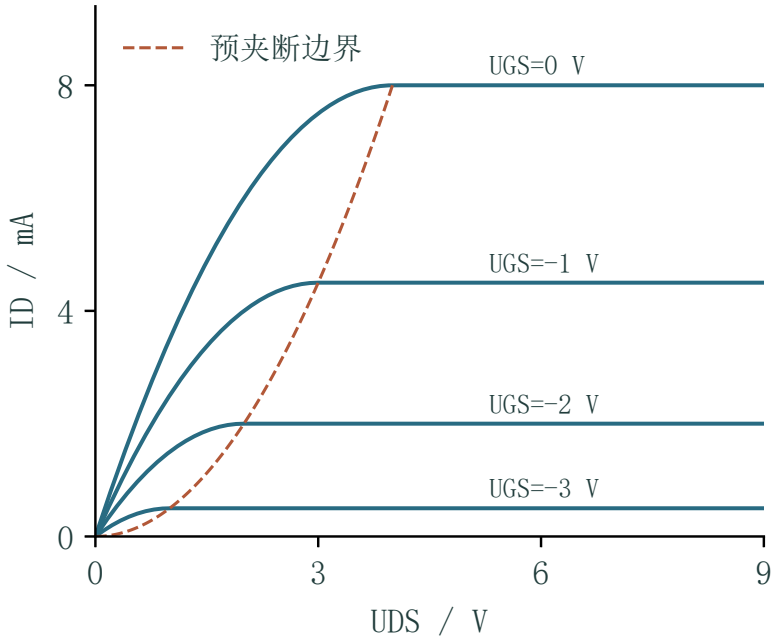
“预夹断”为什么不等于“电流为零”

固定一个尚未截止的 u_{GS}，从零增加 u_{DS}：初期沟道像受栅压控制的电阻，i_D随 u_{DS}明显增大；漏端越来越窄，到 $u_{GD}=U_P$时出现预夹断；再增 u_{DS}，漏端夹断区延伸，但仍能传输载流子，漏电流主要由栅源电压控制，近似恒定。

$u_{GD}=u_{GS}-u_{DS}$

预夹断边界：$u_{DS}=u_{GS}-U_P$

源端控制导致整条导电通路消失，是截止；漏端局部预夹断后出现恒流特性，是另一回事。把二者混成“夹断就是没有电流”，后面的工作区题会全错。



教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

转移特性与电流方程

$I_D=I_{DSS}(1-U_{GS}/U_P)^2$

N 沟道有效范围：$U_P \le U_{GS} \le 0$，且处于恒流区

I_{DSS}是栅源电压为零时的恒流区漏极电流，不是截止电流，也不是任意电路都会达到的最大漏极电流。若 $U_P=-4$ V、$I_{DSS}=8$ mA，则 $U_{GS}=0$时 8 mA，-2 V时 2 mA，-4 V时接近零。注意分母 U_P带负号。

练习：检查：上述管子 $U_{GS}=-2$ V、$U_{DS}=1$ V，可以用恒流区方程吗？

参考答案

> 边界 $U_{GS}-U_P=2$ V，实际只有 1 V，还在可变电阻区，不能直接认定 $I_D=2$ mA。应使用题给该区曲线或模型。

会用：电压极性、截止与恒流条件、电流平方关系。会认：栅结反偏与沟道变化。背景：漏端夹断区内部的完整电场分布，不要求现在重建。

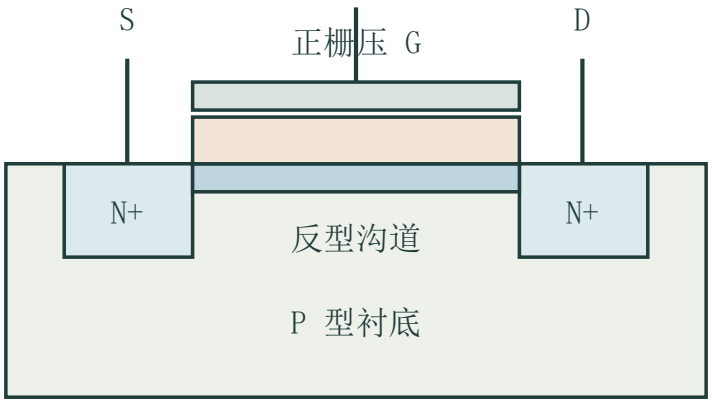
1.4.2 MOS：先分清增强、耗尽，再判断工作区

绝缘栅是什么意思

MOS 的栅极与半导体之间隔着氧化层，栅压通过电场改变表面载流子分布。栅极不必靠 PN 结反偏来阻止直流取流，因此耗尽型 MOS 可以在一定范围的正、零、负栅源电压下控制电流；不能把 JFET 的“栅结不能正向导通”限制原样套给 MOS。

N 沟道增强型：本来没有可用沟道，正栅压把它建立起来

本章常把衬底 B 与源极相连。u_{GS}=0时，漏源之间没有正常导电沟道。正栅压先排斥表面空穴，再吸引电子，形成 N 型反型层；超过正的阈值 U_{th}后，出现可用沟道。u_{GS}越高于阈值，沟道越强。



表面电子层连接 D 与 S

教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

阈值表示刚开始建立导电通道的规定测试点，不表示这时已能带很大负载。这里做放大题用题给理想化模型；判断实际器件导通能力，还需指定电流条件下的参数。

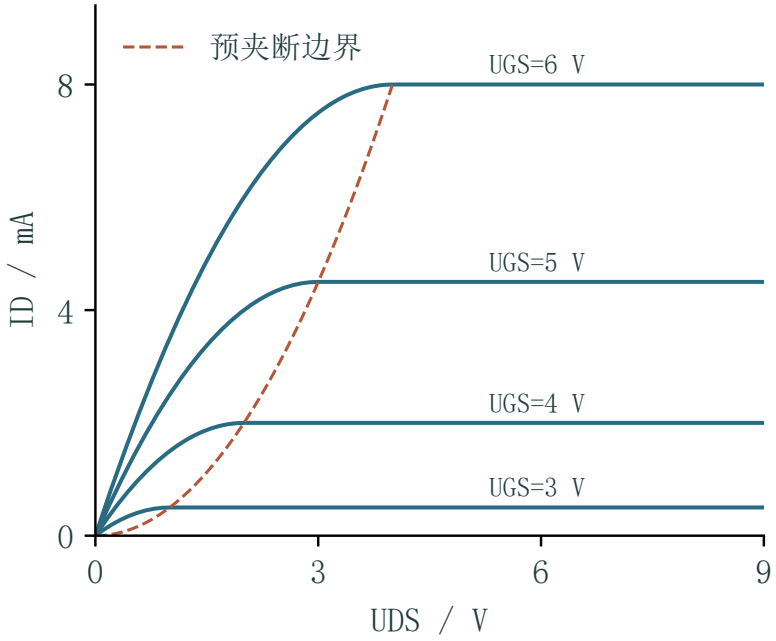
增强与耗尽：看零栅压下是否已有通道

类型	零栅压	常用导通控制范围
N 增强 MOS	近似截止	$U_{GS}>U_{th}>0$
P 增强 MOS	近似截止	$U_{GS}<U_{th}<0$
N 耗尽 MOS	可导通	负栅压减弱，正栅压增强，到足够负时截止
P 耗尽 MOS	可导通	正栅压减弱，负栅压增强，到足够正时截止

符号中，绝缘间隙表示栅极与沟道不直接接触；常见教材符号用断开的沟道线表示增强型、连续线表示耗尽型。箭头要按具体符号约定识读，不能看到图被旋转就换类型；先认 G、D、S、衬底，再结合题设电压核对。

N 沟道增强 MOS 的三个区：做题最需要的一张判断表

工作区	本章长沟道近似条件	怎样计算
截止	$U_{GS}\leqslant U_{th}$	$I_D\approx 0$
可变电阻区	$U_{GS}>U_{th}$，$0\leqslant U_{DS}<U_{GS}-U_{th}$	使用该区方程或题给特性曲线
恒流区，也叫饱和区	$U_{GS}>U_{th}$，$U_{DS}\geqslant U_{GS}-U_{th}$	用恒流区转移方程求 I_D，再验条件



教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

BJT 放大通常避开它的饱和区；MOS 放大通常利用它的饱和区。两者都叫饱和，但物理状态与电路作用不同。学习时可先把 MOS 这一区叫“恒流区”，避免名称把你带偏。MOS 输出恒定也只是近似；真实曲线有上翘，后面用 r_{ds}描述。

平方关系：同一个式子，其他教材可能把系数定义得不同

$I_D=K(U_{GS}-U_{th})^2$

本书另一写法：$I_D=I_{DO}(U_{GS}/U_{th}-1)^2$

$K=I_{DO}/U_{th}^2$

本书 I_{DO}是 $U_{GS}=2U_{th}$时的漏极电流，不能当 JFET 的 I_{DSS}。有些教材写 $I_D=(k/2)(U_{GS}-U_{th})^2$，此时 k=2K。先看系数定义，再求导；不要混用，导致跨导差一倍。

若题目需要可变电阻区解析式，且采用上面的 K 定义、忽略沟道长度调制，可写 $I_D=K[2(U_{GS}-U_{th})U_{DS}-U_{DS}^2]$。本书常用曲线读数或等效电阻估算；按题设选，不能在低 U_{DS}时仍套平方恒流式。

P 沟道、耗尽型、VMOS 与衬底效应

P 沟道增强型可先用正的量值 U_{SG}、U_{SD}和 $|U_{th}|$分析：导通要求 $U_{SG}>|U_{th}|$，恒流要求 $U_{SD}\geqslant U_{SG}-|U_{th}|$。这样避免把负电流与电流大小混算。

耗尽型在零栅压已有沟道，改变栅压既可减弱也可增强。VMOS 通过垂直结构改善功率承受与散热能力，现在理解用途即可，不必背 V 槽加工过程。

衬底若不接源极，源—衬电压也能影响阈值，这叫体效应；不能仍把阈值视为完全不变。前两章普通题通常按衬底与源极相连、参数给定来算；题目单独提衬底时再保留这一影响。

会用：分型、三个工作区、平方关系、系数口径。会认：反型层、体效应、VMOS 的用途。背景：微细工艺、载流子迁移率与宽长比推导。

1.4.3—1.4.4 参数、选用与读曲线：跨导不是电流比

开启电压用于增强型 MOS，夹断电压用于 JFET、耗尽型 MOS；漏极电流、耐压、耗散功率限制器件工作范围。$P_D \approx U_{DS} I_D$，还要同时检查电压电流限制。栅极绝缘层也有有限耐压，不是栅流很小就能随便加电压。

跨导是 Q 点附近转移曲线的斜率

> $g_m = \Delta i_D / \Delta u_{GS}$（$U_{DS}$近似固定、恒流区）
> 单位：A/V=S；常用 mA/V=mS

g_m=2 mS，表示附近栅源电压增加 10 mV时，漏极电流约增加 20 μA。它不是 I_D/U_{GS}，更不是 β；g_m乘电阻后才形成无量纲电压增益。

> 增强 MOS：$g_m = 2K(U_{GSQ} - U_{th})$
> $= 2I_{DQ}/(U_{GSQ} - U_{th}) = 2\sqrt{(KI_{DQ})}$
> JFET：$g_m = 2\sqrt{(I_{DSS} I_{DQ})}/|U_P|$

这些式子来自对应平方关系在有效区间内求导。Q 点不同，跨导也不同；不能一边改变偏置，一边无条件认为 g_m不变。

读曲线题：先假设恒流，再检查余下管压降

按课本例 1.4.2 的思路，V_{DD}=15 V、R_D=5 kΩ，U_{th}=4 V。输入 U_{GS}=0时管子截止，输出约 15 V。U_{GS}=8 V时，若图上恒流电流为 1 mA，得到 U_{DS}=10 V≥4 V，假设成立。

U_{GS}=10 V时，按曲线恒流值约 2.2 mA试算，得到 U_{DS}≈4 V，却小于所需边界 10-4=6 V，所以已退出恒流区。应回到实际输出曲线与负载线交点，不能把 4 V当最终解。若该区按图近似为 3 kΩ，则分压输出约 15×3/(5+3)≈5.6 V。

恒流源题：电流固定还有电压条件

JFET 若 G、S 相连，U_{GS}=0，在恒流区可得 $I_D \approx I_{DSS}$。但要求 $U_{DS} \geq |U_P|$。比如电源 12 V、I_{DSS}=4 mA、U_P=-4 V，负载最多分去 8 V，所以串联负载应不大于 2 kΩ。负载再大，管压降不够，电流便无法保持 4 mA。

教材比较结论怎样使用

本阶段最可靠的区别是：FET 栅极直流取流很少、输入电阻易做高；BJT 需要基极电流，常用电流增益描述。噪声、温度、速度、驱动能力则随器件、偏置、信号源阻抗与频段变化；教材的概括帮助入门，不代表每只 FET 都在所有方面优于 BJT。

同样，某些对称 JFET 的 D、S 可在适当条件下互换，并不意味着所有 MOS 都可任意换 D、S。实际 MOS 的体二极管、衬底连接和结构不对称会影响结果。识图题按给定符号，实际元件按引脚资料。

会用：g_m、恒流区验证、功耗与恒流负载范围。会认：参数测试条件与器件类型差别。

1.5—1.6 扩展与实验：分清纸面内容和另附数字资源

第六版把 1.5“集成电路中的元件”和 1.6 仿真实验的主体放在配套数字资源，纸面 PDF只列标题和入口。这里说明学习目标，不把未提供的数字资源冒充成逐段原文。第一章自测与习题用于练状态、模型、特性与参数，不能把会读原理段落直接算作会做题。

集成器件的入门认识是：芯片上的元件与分立器件未必有相同结构和可实现数值；集成设计常重视匹配、温度跟踪与面积，电路形式会受工艺约束。这解释后面为什么会出现成对晶体管、电流源等结构。当前普通分立放大题不需要背全部集成工艺。

仿真先测试正反向曲线，再改变温度、电流、负载；记录横纵轴、固定参数与扫描量。看到模型结果与手算差别，先检查手算用的是理想、恒压降还是小信号模型，以及仿真测的是直流总量还是交流增量。软件操作不能代替状态验证。

练习：第一章补充检查：为什么场效应管预夹断后仍有电流，而截止时没有？

参考答案

> 预夹断是漏端局部通道状态，载流子仍能被电场传输，形成近似恒流；截止是控制栅压使可用沟道消失，漏电流近似零。二者的控制条件与电路用途不同。

会认：集成与分立的约束差别。会用：用曲线和工作区检查仿真结果。是否熟练掌握软件菜单，取决于课程实验安排。

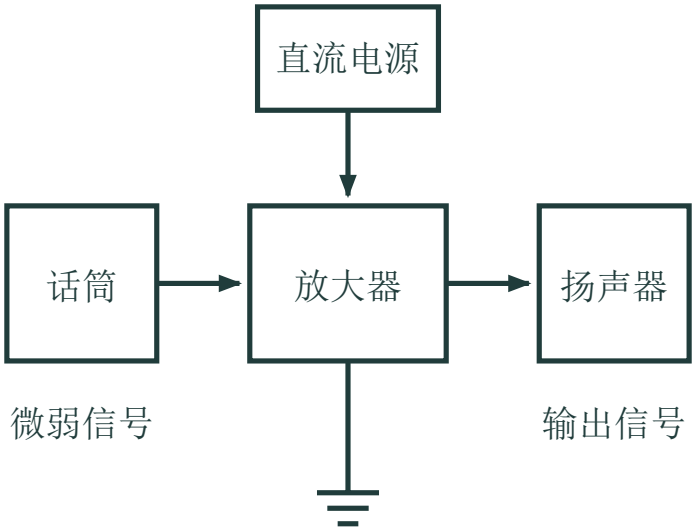
2.1 放大指标：每一个比值都得先认清端口

2.1.1：放大是控制电源能量

小输入控制从电源送往负载的较大能量；负载得到的能量主要来自直流电源。变压器能把电压升高，但理想情况下功率不增大，所以不能仅凭“输出电压大于输入”认定有源放大。

书上强调不失真，是说输出应保留输入变化的形状与信息。反相是整体乘以负数，本身不是失真。只检查管子没截止、没饱和，也还不能保证完全线性：输入过大时，放大区内的弯曲特性也会造成失真。

图 2.1.1：信号与供电



2.1.2：四种放大倍数，按“输出 / 输入”直接定义

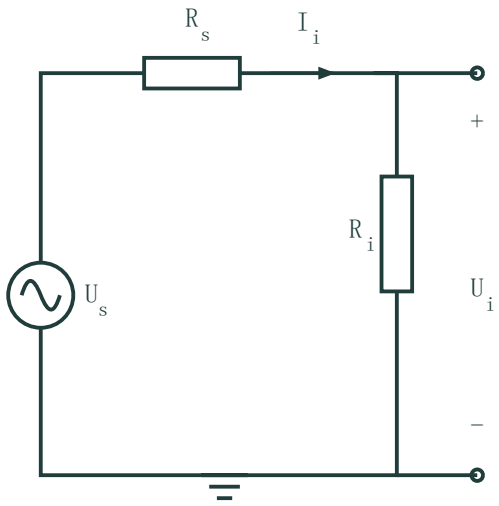
$A_{uu} = u_o/u_i$；$A_{ii} = i_o/i_i$

$A_{ui} = u_o/i_i$（单位 Ω，互阻）

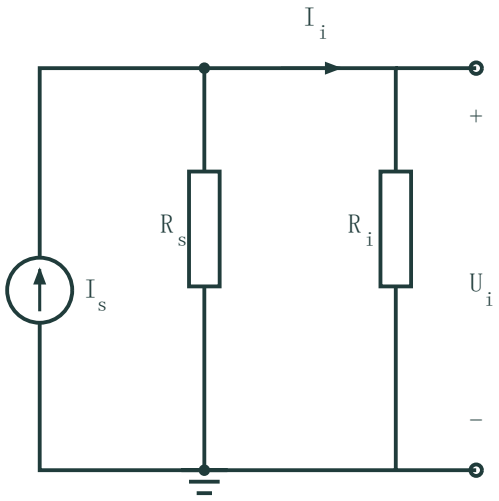
$A_{iu} = i_o/u_i$（单位 S，互导）

下标先输出、后输入。用相量保留相位；用有效值比通常只表示幅值。后面常把 A_{uu} 简写 A_u。如果分母换成源电压 u_s，那是源电压增益 A_{us}，不能悄悄省掉输入分压。

电压源：输入分压



电流源：输入分流

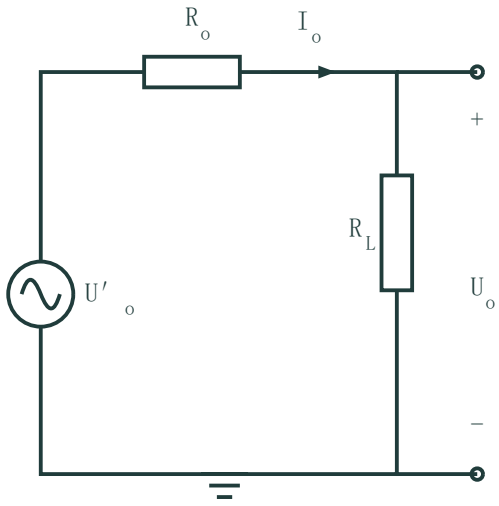


$R_i = U_i/I_i$；$U_i = U_s R_i/(R_s+R_i)$

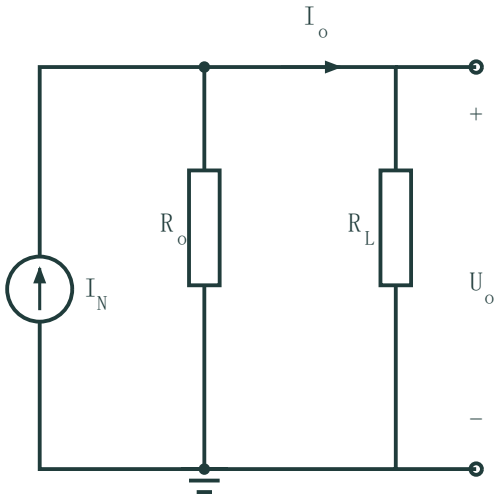
$A_{us} = A_u R_i/(R_s+R_i)$

输入电阻大，对电压源的分压损失通常小；若目标是从电流源接收电流，需求可能相反。教材专门讲这句，是为了避免把“电阻越大越好”背成普遍结论。

电压输出：戴维南等效



电流输出：诺顿等效



$U_o = U_{o0} R_L/(R_o+R_L)$

$R_o = (U_{o0}/U_o - 1)R_L$

U_{o0}是同一输入条件下空载的输出。电压输出希望 R_o小，接负载后电压不容易掉；电流输出则可能希望 R_o大。R_o不等于负载电阻，也不等于输出电压除以负载电流。

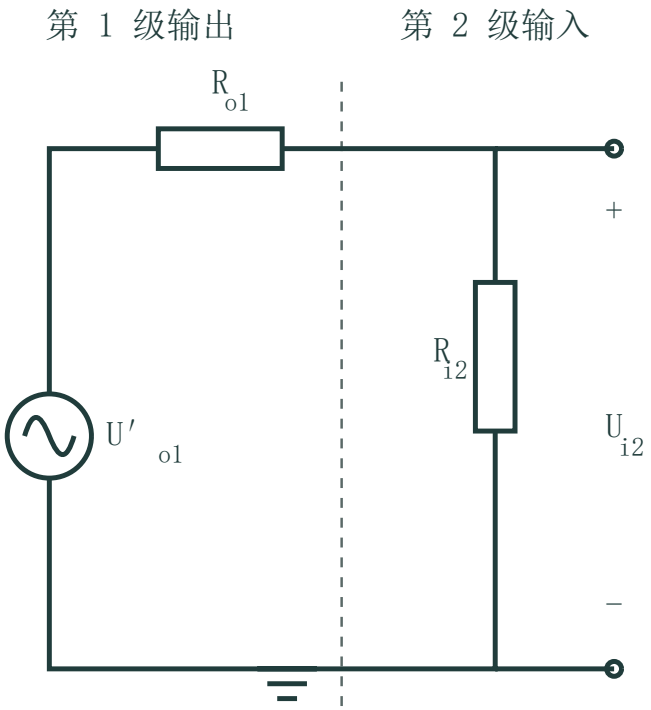
第 60 页思考题：用端口模型把几个比值串起来

若已知空载电压增益 A_{u0}、R_i、R_o，在接入明确的 R_L后：

$$A_u = A_{u0}R_L/(R_o+R_L)$$
$$A_{ii} = A_{u0}R_i/(R_o+R_L)$$
$$A_{ui} = A_{u0}R_iR_L/(R_o+R_L)$$
$$A_{iu} = A_{u0}/(R_o+R_L)$$

这是从 $i_i=u_i/R_i$、$i_o=u_o/R_L$直接得到的。若沿用“空载”条件，则 $i_o=0$，两个含输出电流的增益为 0，$A_{ui}=A_{u0}R_i$；若讨论短路输出电流，则取 $R_L=0$。这几个条件不能混着用。

图 2.1.3：级间接口



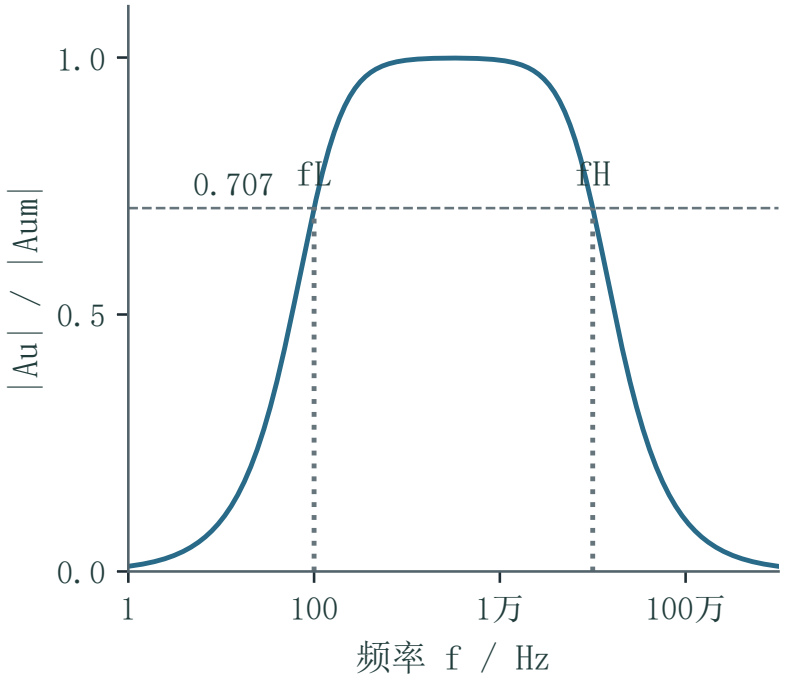
两级相接，后级输入电阻成为前级负载。若给的是各级空载增益，就必须补分压：

$$u_o/u_{i1} = A_{u01} \cdot R_{i2}/(R_{o1}+R_{i2}) \cdot A_{u02} \cdot R_L/(R_{o2}+R_L)$$

若从 u_s算，再乘最前面的 $R_{i1}/(R_s+R_{i1})$。如果给的是已经接好负载后的各级实际增益，就直接相乘，不能重复乘负载分压。

通频带、失真、最大输出：分别测不同的事

中频幅值为 $|A_{um}|$。降到它的 0.707 倍时对应 f_L 与 f_H，带宽 $f_{BW}=f_H-f_L$。0.707 是幅度比，在同一电阻上功率变为一半，对应 −3 dB。中频电容近似短路的条件来自这里，并不表示所有频率都可这样画。



横轴为对数刻度；带宽是 fH−fL。

谐波失真系数 $D=\sqrt{(A_2^2+A_3^2+\cdots)}/A_1$。分子先平方相加再开方，不是把谐波幅值直接相加。最大不失真输出本书通常以有效值 U_{om} 表示：正弦峰值 $U_{peak}=\sqrt{2}U_{om}$，峰峰值 $U_{pp}=2\sqrt{2}U_{om}$。后文一律用 $U_{peak,max}$ 写最大峰值，避免同一符号在不同资料里含义不同。

负载为电阻时 $P_{om}=U_{om}^2/R_L$；效率 $\eta=P_o/P_V$。P_V 是电源提供的功率，不能把它换成输入信号功率。测 A_u、R_i、R_o 用中频小信号；测最大输出要逐渐增大输入并检查失真。

调幅、调频那道思考题是提醒你：一种信号可能占一段频谱。单音调幅有载频及两侧边带，音频最高频率为 $f_{m,max}$ 时，普通双边带调幅需要约 $2f_{m,max}$ 的带宽；调频一般含多个边带。现在理解“选放大电路要覆盖信号频谱”即可，不必在这里展开通信原理推导。

练习：检查：空载增益 −100，R_o=3 kΩ，R_L=3 kΩ；R_i=2 kΩ，R_s=2 kΩ，实际源电压增益是多少？

参考答案

负载先把增益减半，A_u=−50；输入再分一半，A_{us}=−25。两个“减半”发生在不同位置。

必须会算：各增益定义、两处分压、R_o 测量、带宽、有效值与峰值换算。必须会解释：能量来源与反相不等于失真。通信频谱细节在此只需了解。

2.2 电路为什么这样接：每个元件都有具体任务

2.2.1：先把基本共射电路分成输入、输出两条回路

回看前面的图 1.3.3，第二章从同类电路继续。V_{BB}经 R_b给 B—E 提供直流偏置；V_{CC}经 R_c给集电极供电。u_i在输入回路中叠加一个小变化，输出取 C—E。R_b控制、限制基极电流，R_c把集电极电流的变化变成电压的变化。

为什么有 β 还不够？因为 β 只说明电流之间的关系。如果集电极直接连理想 V_{CC}，那一点电位被电源固定；i_C虽然可能变化，集电极电压却不随之变化。要取得电压输出，必须有合适的输出回路把 Δi_C转换成 Δu_o。

2.2.2：静态工作点不是另一个神秘东西

静态就是令输入信号的变化量为零，电源仍然接着。I_{BQ}、I_{CQ}、U_{BEQ}、U_{CEQ}组成 Q 点。它告诉你：信号到来以前，电路停在哪里。

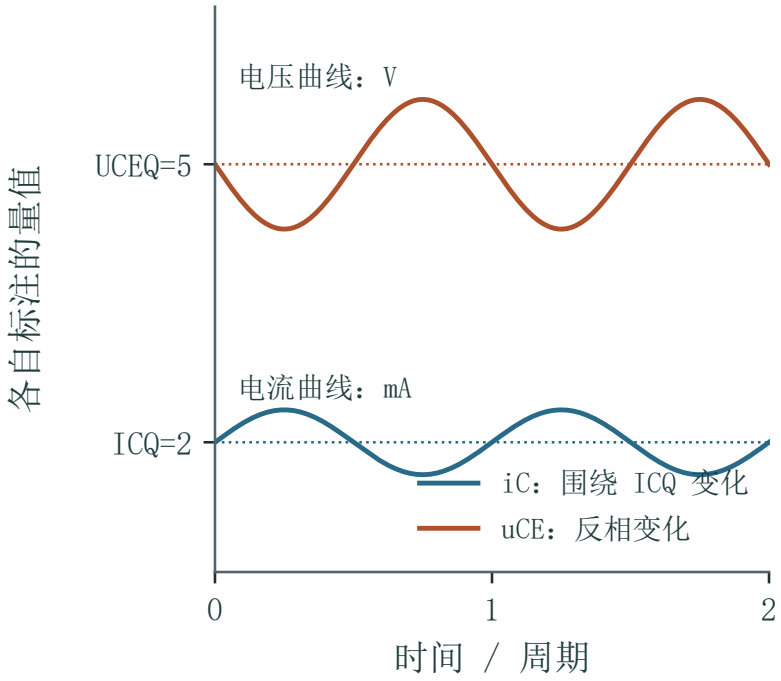
$$I_{BQ} = (V_{BB}-U_{BEQ})/R_b$$
$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$
$$U_{CEQ} = V_{CC}-I_{CQ}R_c$$

这三行按输入回路、管子关系、输出回路排列。写完必须检验 NPN 的 $U_C>U_B$、电流方向是否合理。若算出 $U_{CEQ}<0$，而电路只有正常正电源，就不能把这个数当答案：它说明“放大区”假设失败。

2.2.3：信号来了，所有总量围绕 Q 点变化

$$i_B(t)=I_{BQ}+i_b(t)$$
$$i_C(t)=I_{CQ}+i_c(t)$$
$$u_{CE}(t)=U_{CEQ}+u_{ce}(t)$$

u_i增加，使 i_B增加；i_C也增加；R_c上的压降增加；所以集电极电位下降。这就是共射反相。你要跟踪的是“比静态多了还是少了”，不是每个瞬间重新追一遍内部电子。



两个量按各自单位绘制，仅用于观察静态值、变化量与反相关系。

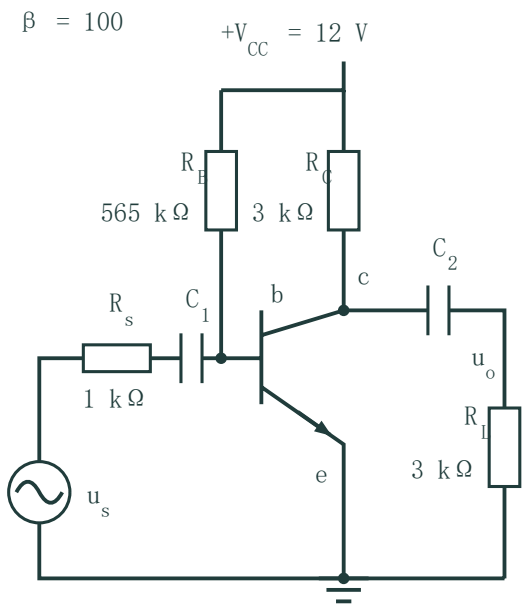
图中交流 i_b的负半周表示基极电流比 I_{BQ}小，并不表示总基极电流已经反向。只有减到接近零，才会碰到截止。我们画小信号电流箭头，是为了统一列方程；解出负数表示实际变化与参考方向相反。

这一段最有用的结果是 $\Delta u_o=-R_c \Delta i_C$，它直接给出增益的负号，并把后面的波形题、失真题连起来。课本关于波形的解释不只是为了看热闹，它是在教你判断因果和相位。

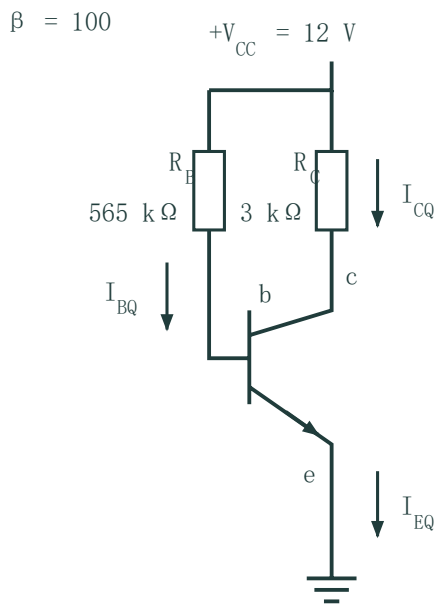
2.2.4：为什么要换成单电源、加耦合电容

两套偏置电源可以把原理讲清楚，但实际希望电路方便供电。把偏置电阻接到合适的单电源，就能建立基极偏置。输入信号源与负载若带有直流通路，又可能把这个偏置改变，所以常加输入 C_1、输出 C_2，隔开直流，传递所需频率的交流。

原电路



直流通路



所谓“隔直通交”有条件：稳定直流下电容开路；交流下只有容抗相对相关电阻足够小时，才可近似短路。耦合电容不是把所有交流原封不动地放过去，低频衰减将在频率响应中再研究。

判断一个改画的电路能不能放大，按课本原则检查三件事：①直流偏置能否让管子处于合适的放大区；②信号能否有效作用于 B—E，而非被理想电压源或导线短路；③输出变化能否传到负载。PNP 版本改变供电极性与电流方向，但仍按这三条查。

练习：检查：NPN 发射极接地，基极直接接理想 0.7 V 直流电压源，再把交流源通过电阻接基极，能正常叠加信号吗？

参考答案

> 基极被理想电压源钳在固定电位，交流增量为零，相当于交流接地。即使静态有电流，也不代表输入能控制它。需要合适的偏置隔离，而不是只看“0.7 V 好像对了”。

必须会：写基本电路 Q 点三式；解释反相；识别偏置或信号通路错误。不用背：每一种电源画在纸上哪个位置。节点连接关系才决定电路。

2.3.1 直流、交流通路：同一张电路图，分别只看一种量

直流通路怎样画

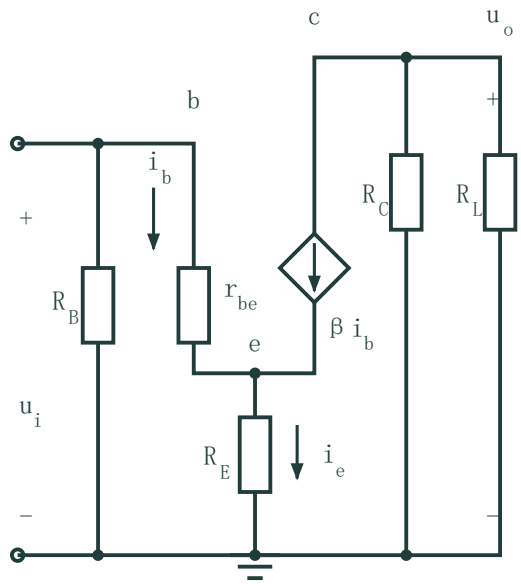
令交流信号为零，保留直流电源；稳定状态下电容开路。如果信号源是经耦合电容接入，输入支路会被电容隔断；如果是直接耦合，源的直流值和内阻可能仍参与偏置，不能无条件删掉。

“电压源置零”是用短路替代理想电压源；它若串有源内阻，内阻必须保留。理想电流源置零则是开路。这是电路理论中的源置零规则，后面求输出电阻还会再用。

交流通路怎样画

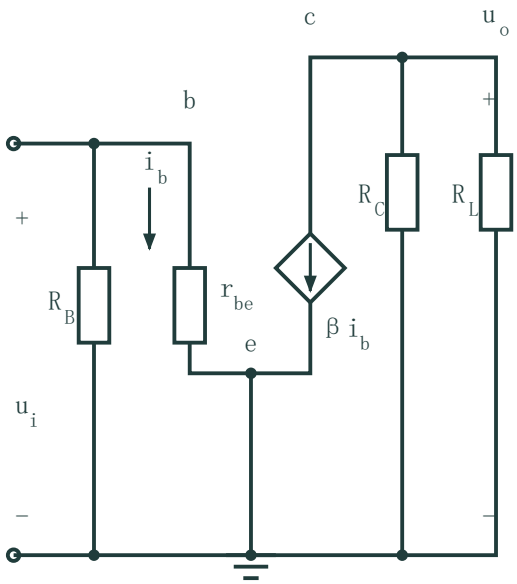
在本章常用的中频近似下，足够大的耦合、旁路电容短路；理想直流电压源的交流增量为零，因此其两端属于同一个交流节点。接地的 V_{CC} 电源上端于是成为交流地。交流地表示该点电压不随信号变化，不是说那里实际没有直流电压。

没有 C_E



交流地

有 C_E，中频近似短路



交流地

为什么交流时 R_b 可能从基极接到地？原图中它的另一端接 V_{CC}，而 V_{CC} 端在交流图中就是地。为什么 R_c 和 R_L 并联？C_2 短路后，它们两端分别接同一个集电极节点和交流地。判断串并联要认节点，不看画的位置。

发射极电阻与旁路电容

R_e参与直流偏置，有助于稳定 Q 点；若并联足够大的 C_e，交流变化会主要经过电容，发射极近似交流接地。于是 R_e还在直流方程里，却不再出现在该中频交流的发射极路径上。

这是本章很有用的设计思路：一个元件可以影响直流而几乎不影响某频段交流，另一个元件可以控制交流却不改变静态。不能用“R_e被电容短了”推出直流时也没用了。

练习：检查：C_e开路，Q 点变不变？增益怎样变？

参考答案

> 理想直流分析中 C_e本来就是开路，因此 Q 点不变。交流失去旁路，R_e引入反馈，通常使共射电压增益幅值减小、输入电阻增大。具体公式在后面推导。

必须独立完成：从原图画出两张通路图，并说清每个电源、电容怎么处理。会画这一步，比多背十条增益公式更有用。

2.3.2 图解法：Q 点是“外电路”和“管子”同时同意的位置

先用输入回路找 I_{BQ}，再用输出回路找 Q

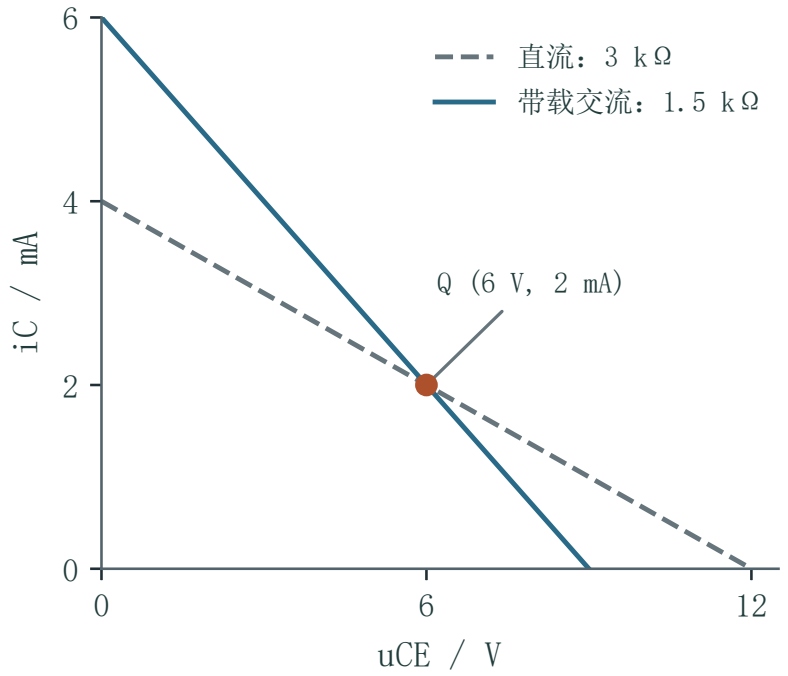
对最基本的无 R_e共射电路，输入方程 $u_{BE}=V_{BB}-i_BR_b$是一条直线，与管子的输入特性相交，得到 I_{BQ}和 U_{BEQ}。输出方程 $u_{CE}=V_{CC}-i_CR_c$也是直线，与对应 I_{BQ}的输出特性相交，得到 I_{CQ}和 U_{CEQ}。

> 直流负载线：$u_{CE} = V_{CC}-i_CR_c$
> 横轴截距 V_{CC}；纵轴截距 V_{CC}/R_c；斜率 $-1/R_c$

“负载线”并不是三极管自己的一条特性曲线；它来自外部电源、电阻的约束。一条规定管子能怎样响应，一条规定外电路允许什么电压、电流，交点才是真正工作状态。

加交流后，工作点沿线来回运动

i_B增加，工作点转到更高基极电流的特性曲线，同时沿交流负载线向左上移动：i_C增大、u_{CE}减小。反方向则 i_C减小、u_{CE}增大。这一张图又解释了一次共射反相。



例：无发射极电阻，VCC=12 V、Rc=3 kΩ、RL=3 kΩ。

输出接入经电容耦合的负载后，直流不经过 R_L，交流却经过。所以交流负载常为 $R'_L=R_c/\!/R_L$，其负载线过 Q 点，斜率为 $-1/R'_L$。

$$u_{CE}-U_{CEQ} = -(i_C-I_{CQ})R'_L$$

注意它不一定过 V_{CC}这个横轴点。画交流线最可靠的方法：先定位 Q，再用斜率或另一个算出的点，不能把直流线的截距照搬。

截止、饱和失真怎样对应输出的削顶

对 NPN 共射集电极输出：输入负方向过大，基极电流减至近零，输出升到上限，形成上端截止削平；输入正方向过大，集电极电压降到饱和下限，形成下端饱和削平。Q 偏低电流侧，容易先截止；偏高电流侧，容易先饱和。

这一句话不能扩大成“所有 NPN 电路下端都是饱和”：射极跟随器输出取发射极，截止对应输出低端。PNP 共射的上下对应也与 NPN 共射相反。永远先用因果链判断，再记常见结果。

最大不失真输出：比较两边哪一边先碰墙

发射极交流接地、用分段线性模型近似时：

$$\text{截止侧余量：}U_{cut} \approx I_{CQ}R'_L$$
$$\text{饱和侧余量：}U_{sat} \approx U_{CEQ}-U_{CES}$$
$$U_{peak,max} \approx \min(U_{cut},\ U_{sat})$$
$$U_{om} = U_{peak,max}/\sqrt{2}$$

例如 V_{CC}=12 V、R_c=3 kΩ、I_{CQ}=2 mA、U_{CEQ}=6 V、U_{CES}=0.2 V。空载两侧余量为 6 V 与 5.8 V，最大峰值约 5.8 V。接 R_L=3 kΩ后 R'_L=1.5 kΩ，截止侧只剩 3 V，因此最大峰值降为 3 V、有效值约 2.12 V。接负载可以不改变 Q 点，却明显减小输出摆幅。

为什么“Q 放在电源一半”不能通吃

真正平衡摆幅的条件，是两侧输出余量相等：$I_{CQ}R'_L=U_{CEQ}-U_{CES}$。只有在非常简单的无 R_e、空载电路里，这才近似给出 $U_{CEQ}\approx V_{CC}/2$。带负载、带发射极直流压降时，要联立实际直流方程。

同样，“空载时交流负载线与直流负载线重合”要求交、直流看到的外部通路相同。若 R_e被 C_e旁路，直流线涉及 R_c+R_e，交流线涉及 R_c；即使空载也不重合。

未旁路 R_e时，为什么不能直接搬上面的饱和余量

此时 u_E也变化，而 $u_{CE}=u_C-u_E$。令 $R'_L=R_c/\!/R_L$，用 $i_e=(1+1/\beta)i_c$：

$$\Delta u_{CE} = -\Delta i_C[R'_L+(1+1/\beta)R_e]$$
$$\Delta u_o = -\Delta i_C R'_L$$
$$U_{sat,out} \approx (U_{CEQ}-U_{CES})R'_L/[R'_L+(1+1/\beta)R_e]$$

后一式才是换算到集电极对地输出的饱和侧余量。基础题若给旁路条件，可以用前面的简式；题目特意去掉 C_e并问大信号摆幅，就要注意两个电压不再是同一个变化量。

调整失真为什么不能只背“增大某个电阻”

应先明确输入固定在哪里。课本带串联输入 R_b与 V_{BB}的原始电路，截止可能因为输入负峰时驱动电压不足；单改 R_b同时改变偏置与交流驱动，未必能解除，应提高合适的偏置电压或减小输入。常见电容耦合、基极电压输入电路中，调偏置电阻使 Q 远离截止可以有用，但又可能逼近饱和。最通用的措施始终是减小输入幅度；若调整偏置，重算两边余量。

必须会：画两条负载线、定位 Q、判断失真、比较两边摆幅。必须会解释：图解法能处理非线性、大信号；小信号线性模型不能拿去精确描述削顶。

2.3.3（上） 微变模型：把 Q 点附近的一小截弯线当直线

课本从二极管过渡到三极管，为什么这么安排

弯曲特性在很小的一段内可以用切线近似。二极管用 $r_d=\Delta u/\Delta i$ 描述这一小段；三极管是一个输入、一个输出相互关联的器件，不能只用一个电阻概括，要用一个二端口模型。

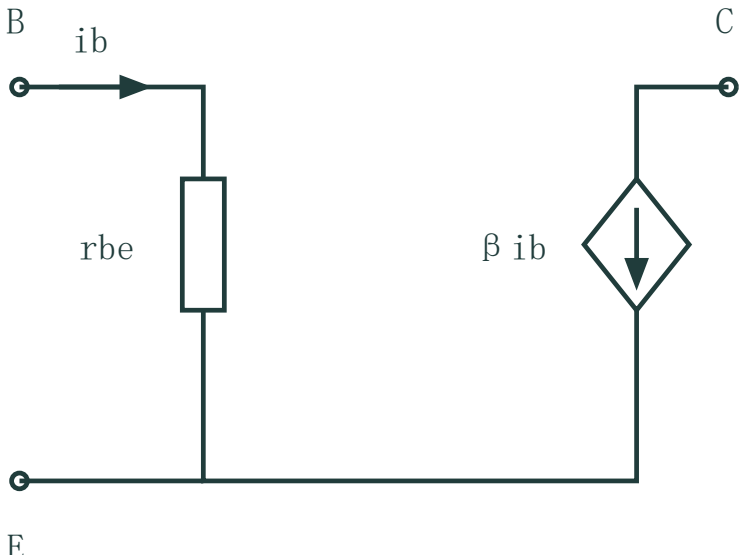
所以微变模型只管工作点附近的小变化，不负责建立直流偏置，也不负责判断整段大信号是否削顶。顺序必须是：算 Q → 验放大 → 求模型参数 → 算交流。

h 参数的四项，各自代表什么

$$u_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} u_{ce}$$
$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} u_{ce}$$

h_{ie}是输入电阻量纲的参数，常记 r_{be}；h_{re}描述输出电压反过来影响输入，量纲为 1；h_{fe}是电流增益，近似 β；h_{oe}是输出电导，倒数为 r_{ce}。它们都在指定 Q 点、指定测试条件下定义，所以叫混合参数，不是四个与电路状态无关的常数。

课本的一般模型，是让你知道简化忽略了什么。本章常因 h_{re}很小、r_{ce}相对外部电阻很大而忽略它们，得到下面的常用模型。如果题目明确给出 r_{ce}并要求考虑，就要保留它，不能把“常忽略”变成“永不存在”。



只表示 Q 点附近的交流变化

所有电压、电流都是增量；模型中不再画直流 Q 值。

受控电流源为什么画成 βi_b

它表示集电极的小信号电流由基极小信号电流控制。箭头规定正方向；算出 $i_b<0$ 时，βi_b 也为负，说明集电极电流比静态减小。受控源不是一块真实电池，也不是可以随便关掉的独立源。

r_{be} 怎样求、单位怎样不弄错

> $r_{be} \approx r_{bb'} + (\beta+1)U_T/I_{EQ}$
> 室温 $U_T \approx 26$ mV；也常近似 $r_{be} \approx r_{bb'} + \beta \cdot 26\ \text{mV}/I_{CQ}$

其中 $r_{bb'}$ 是基区体电阻，题目常给几十至几百欧的估计。比如 $\beta=100$、$I_{CQ}=1$ mA、$r_{bb'}=100\ \Omega$，则 $r_{be} \approx 100+2600=2.7\ \text{k}\Omega$。$26\ \text{mV}/1\ \text{mA}=26\ \Omega$，随后还要乘 β，不能直接认作 $26\ \text{k}\Omega$。

r_{be} 不是 $0.7\ \text{V}/I_{BQ}$。后者是某静态点的电压与电流之比，前者是附近增量之比，是切线斜率。这个差别会直接影响增益与输入电阻。

书上称这一套为“低频模型”，是说忽略管子内部结电容等高频效应；我们又说“中频交流分析”，是说外部耦合、旁路电容已足够近似短路。这两个名称针对不同限制，并不矛盾。

练习：检查：Q 点电流增大，r_{be} 如何变？为什么不能只靠“换大 β 的管子”提高电压增益？

参考答案

> 在 β 等条件近似不变时，电流增大使 r_{be} 减小。同一 I_{CQ} 下，β 增大也会使 r_{be} 中的 $\beta U_T/I_{CQ}$ 增大，因此 β/r_{be} 未必增大。这是参数之间的关系，不能把公式里的 β 与 r_{be} 永远当作独立旋钮。

必须会画：r_{be} 与 βi_b 简化模型。必须会算：r_{be}。暂时了解：四个 h 参数的微分推导；但要知道简化条件。

2.3.3（下） A_u、R_i、R_o：三项都从同一张交流图推出

先算课本原始“输入串联 R_b”的电路

注意这个输入端口包含 R_b：$u_i=i_b(R_b+r_{be})$，输出 $u_o=-\beta i_b R_c$。因此：

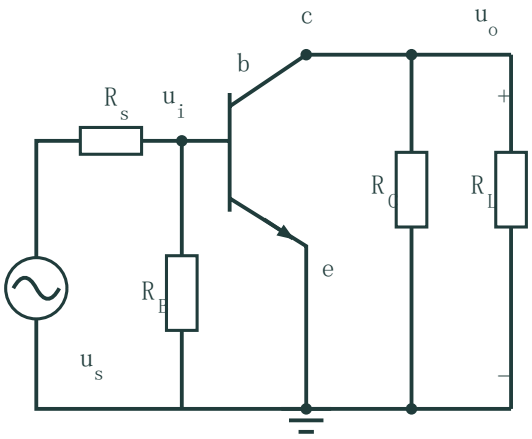
$$A_u = -\beta R_c/(R_b+r_{be})$$
$$R_i = R_b+r_{be};\ R_o \approx R_c$$

这和你常见的 $-\beta R_c/r_{be}$不冲突，因为后一个公式把输入电压取在管子的基极对地，端口位置不同。每次看公式先找分母的 u_i究竟跨在哪里。

再算单电源、电容耦合的常见共射电路

交流通路

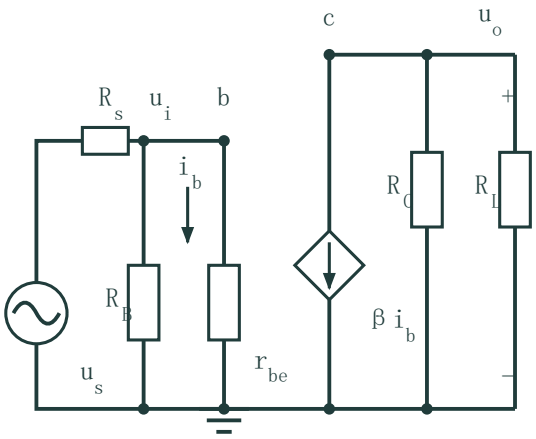
$\beta = 100$



交流地

交流等效电路

简化小信号模型



e • 交流地

这里 R_B从基极接到交流地，与管子的 r_{be}并联；不是输入串联电阻。令 $R'_L=R_c/\!/R_L$，发射极交流接地：

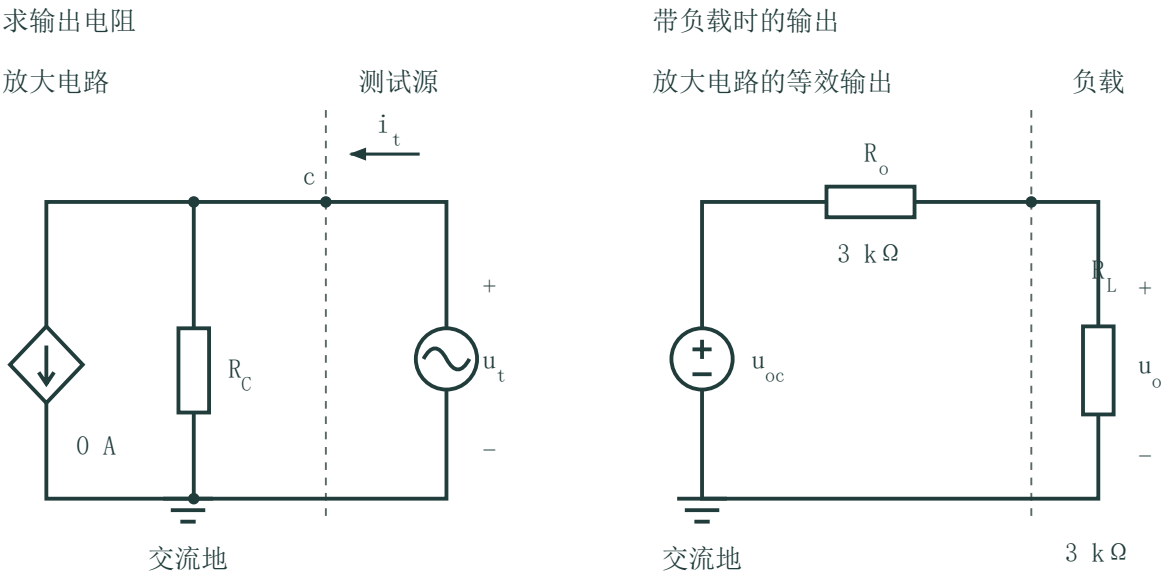
$$i_b = u_i/r_{be};\ u_o = -\beta i_b R'_L$$
$$A_u = -\beta R'_L/r_{be}$$
$$R_i = R_B/\!/r_{be};\ R_o \approx R_c$$

输入端总电流分成两路：一路进 R_B，一路是 i_b。所以 i_i通常不等于 i_b。受控源取 βi_b，不能误写成 βi_i。输出电流也会在 R_c与 R_L之间分配，不能把负载电流直接认作 i_c。

输入电阻：从输入端看进去

不把信号源内阻 R_s 算作放大电路本身的一部分；保留实际负载，因为某些接法的输入电阻与负载有关。先用 u_i/i_i，再按节点认串并联。后面跟随器的输入电阻就强烈依赖 R_L。

输出电阻：让原来的独立信号为零，再从输出端试探



移去 R_L，输入独立源置零并保留其内阻，从输出端加测试电压 u_x，算流入电路的 i_x，$R_o=u_x/i_x$。直流供电按交流地处理，受控源保留。

本节的简单共射模型中，输入置零后 $i_b=0$，于是受控电流源电流恰好为零，输出只看见 R_c。这是分析后的结果，不能因此记成“求 R_o 时一律关受控源”。跟随器测试电压会反过来引起 i_b，它就不能被删掉。

课本例 2.3.2：把串联输入那一类完整算一遍

V_{BB}=1 V、V_{CC}=12 V、R_b=24 kΩ、R_c=5.1 kΩ、β=100、U_{BEQ}=0.7 V、$r_{bb'}$=100 Ω。

1. 静态：$I_{BQ}=(1-0.7)/24\ \text{k}\Omega=12.5\ \mu\text{A}$。

2. I_{CQ}=1.25 mA，$U_{CEQ}=12-1.25\times5.1=5.625$ V，放大区假设成立。

3. $r_{be}\approx100+100\times26\ \text{mV}/1.25\ \text{mA}\approx2.18$ kΩ，按书上取 2.2 kΩ。

4. $A_u\approx-100\times5.1/(24+2.2)=-19.5$，$R_i\approx26.2$ kΩ，$R_o\approx5.1$ kΩ。

课本例 2.3.3：换成基极并联偏置

V_{CC}=12 V、R_B=510 kΩ、R_c=3 kΩ、R_L=3 kΩ、β=80、$r_{bb'}$=150 Ω、R_s=2 kΩ。先算 I_{BQ}≈22.16 μA、I_{CQ}≈1.77 mA、U_{CEQ}≈6.69 V；r_{be}按书中近似约 1.33 kΩ。再得 A_u≈-90，R_i≈1.33 kΩ，R_o≈3 kΩ，A_{us}≈-36。

两个例题都叫共射，增益却差很多；不只是 β、R_c数值不同，更因为第一个输入跨着串联 R_b，第二个直接取基极电压。这正是不能只按“共射”两个字选公式的原因。

必须会：独立推出三指标及源增益，明确 i_i与 i_b的区别。做题时至少写一行输入关系、一行输出关系，再写比值；不要一上来默写结果。

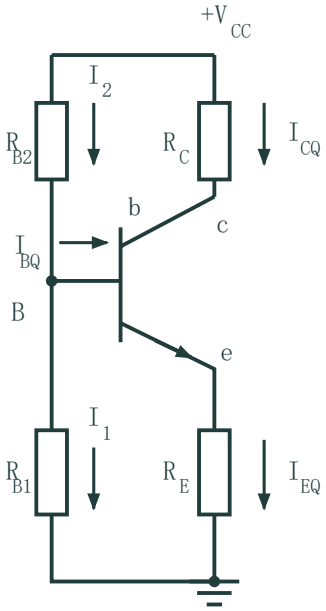
2.4（上） 稳定 Q 点：温度变了，电路要能往回拉

2.4.1：为什么前面会算的电路还不够好

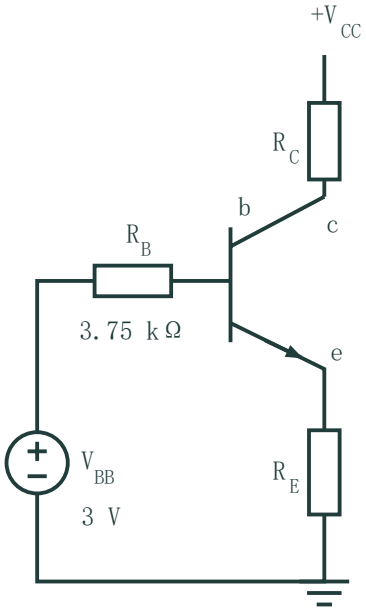
固定偏置中，β 变化、漏电增加、U_{BE}温漂都会改变静态电流。Q 点漂了，增益参数与两侧摆幅也跟着变。于是“某一次算得能放大”还不够，工程上还要让换管、温度变化后仍能稳定工作。

2.4.2：分压偏置先固定基极，再让发射极提供反馈

分压偏置的直流通路



戴维南等效后的直流通路



为避免教材 R_{b1}、R_{b2}的上下编号与其他资料冲突，这里把接 V_{CC}的叫 R_{top}，接地的叫 R_{bottom}。分压网络给基极一个较稳定电位，发射极的 R_e把电流变化转成电位变化。

> $I_C\uparrow \rightarrow I_E\uparrow \rightarrow U_E=I_ER_e\uparrow$
> 若 U_B近似固定，则 $U_{BE}=U_B-U_E\downarrow \rightarrow I_B\downarrow \rightarrow$ 抑制 I_C上升

这是直流负反馈，关键词是“抑制变化”，不是“完全不变”。不要说成 I_C先增大然后最终一定变小；它相对没有反馈的情况增大得更少。

简算法的两个前提

分压支路电流明显大于基极电流，基极取走的电流才不致显著改变分压；并且 β 足够大时，$I_C\approx I_E$。于是：

$$U_B \approx V_{CC}R_{bottom}/(R_{top}+R_{bottom})$$
$$I_E \approx (U_B-U_{BE})/R_e;\ I_C \approx I_E$$
$$U_{CE} = V_{CC}-I_CR_c-I_ER_e$$

因此电流主要由分压电压、R_e决定，而不直接等于某个固定 I_B乘 β。教材强调近似条件，是为了让“稳定”有依据，不是为了增加一条需要死背的口令。

条件不满足怎么办：戴维南等效一次解决

$$V_{th} = V_{CC}R_{bottom}/(R_{top}+R_{bottom})$$
$$R_{th} = R_{top}/\!/R_{bottom}$$
$$I_{BQ} = (V_{th}-U_{BEQ})/[R_{th}+(\beta+1)R_e]$$

再求 $I_{CQ}=\beta I_{BQ}$、$I_{EQ}=(\beta+1)I_{BQ}$与 U_{CEQ}，最后验放大区。这不是另一套神秘公式，就是输入回路的电压方程。若 $(\beta+1)R_e$远大于 R_{th}，便自然回到前面的近似。若不够大，反馈仍存在，只是不能把分压端当作完全固定。

注意精确计算中实际 $U_B=V_{th}-I_{BQ}R_{th}$，不是无负载分压 V_{th}。把这个下拉压降漏掉，就是常见误差来源。

练习：检查：为什么不能把两个分压电阻选得无限小？

参考答案

> 电阻小、分压电流大，基极取流影响相对小，但会增加静态耗电，并使输入端并联电阻变小、加重信号源负担。选择要兼顾稳定性、输入电阻和功耗。

必须会算：分压近似与戴维南精算法。必须会解释：五步反馈因果链，以及近似条件。完整温度系数微分分析暂不需要。

2.4（下） 旁路与反馈：静态稳定和交流增益怎样兼顾

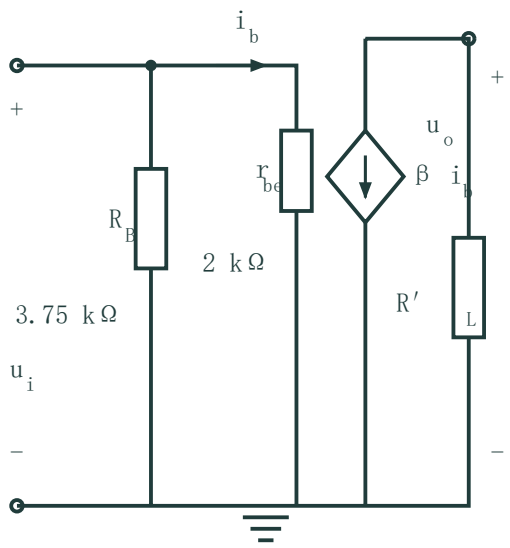
有 C_e：R_e负责静态，交流近似绕过它

令 $R_B=R_{top}/\!/R_{bottom}$，$R'_L=R_c/\!/R_L$。充分旁路的中频条件下，直接回到基极电压输入的共射公式：

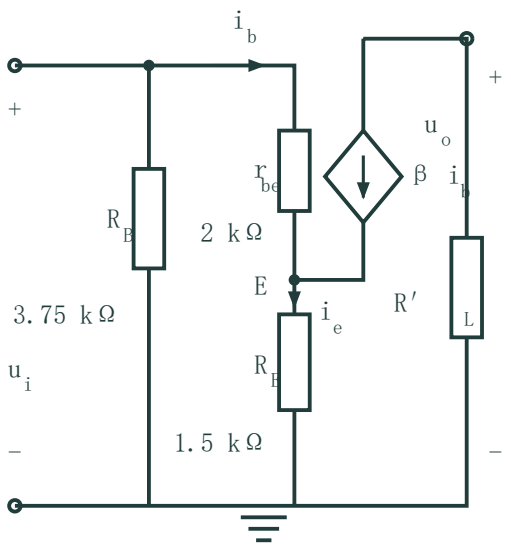
$$A_u\approx-\beta R'_L/r_{be}$$
$$R_i=R_B/\!/r_{be};\ R_o\approx R_c$$

没有 C_e：输入电压先分给 r_{be}和发射极变化

有旁路电容：交流等效图



无旁路电容：交流等效图



$$u_i = i_b r_{be}+i_e R_e$$
$$=i_b[r_{be}+(\beta+1)R_e]$$
$$A_u = -\beta R'_L/[r_{be}+(\beta+1)R_e]$$
$$R_i = R_B/\!/[r_{be}+(\beta+1)R_e]$$

为什么 R_e在输入公式里乘 $(\beta+1)$？因为通过它的是 i_e，等于 $(\beta+1)i_b$。要把发射极压降写成“基极电流乘一个等效电阻”，就产生这一倍数。这叫折算，不是在电路里凭空多放了一个电阻。

若 $(\beta+1)R_e \gg r_{be}$且 $\beta \gg 1$，$A_u\approx -R'_L/R_e$。增益幅值变小，却更多由外部电阻比决定，对管子参数变化不那么敏感。R_o在忽略 r_{ce}的本章模型里仍近似 R_c；更完整模型中的反馈效果以后再细看。

课本例 2.4.1：用同一个电路比较

V_{CC}=12 V，下分压电阻 R_{b1}=5 kΩ、上分压电阻 R_{b2}=15 kΩ，R_e=2.3 kΩ、R_c=R_L=5.1 kΩ，β=50，题给 r_{be}=1.5 kΩ。

1. 按教材近似，U_B≈3 V，I_E≈I_C≈1 mA，U_{CE}≈4.6 V。

2. 有 C_e：R'_L=2.55 kΩ，A_u=-85，R_i≈1.07 kΩ，R_o≈5.1 kΩ。

3. 去掉 C_e：A_u=-127.5/(1.5+51×2.3)≈-1.07，约为 -1.1；R_i精算约 3.64 kΩ，进一步忽略管子支路影响时近似为分压并联的 3.75 kΩ。

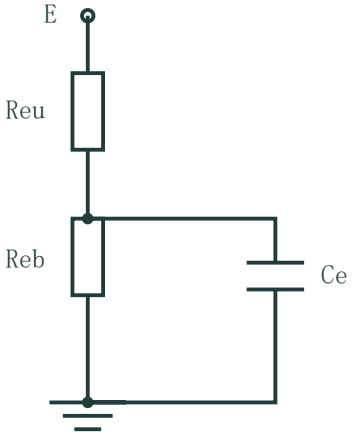
静态与题给的 r_{be}保持同一套近似，不要一半用课本简算法、一半追到小数点后四位，再把差异当作原理冲突。若题目要求更精确，可统一用戴维南法重算 Q，但题目直接给的 r_{be}仍按题设使用。

电阻断开：一定重新验状态

若下分压电阻断开，基极只由上方 15 kΩ偏置。不能再令 U_B=3 V；应写 I_B=(12-0.7)/[15 kΩ+51×2.3 kΩ]。按放大区试算，会使 U_{CE}出现不合理结果，因此实际进入饱和。之后应改用题设饱和压降并联立各支路 KCL。“试算得到负管压降”是发现假设失败的证据，不是负电压答案。

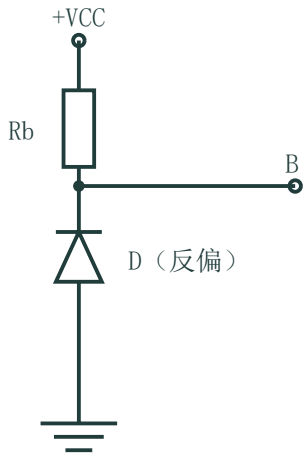
部分旁路：为什么有的题会画两个发射极电阻

部分旁路：发射极支路



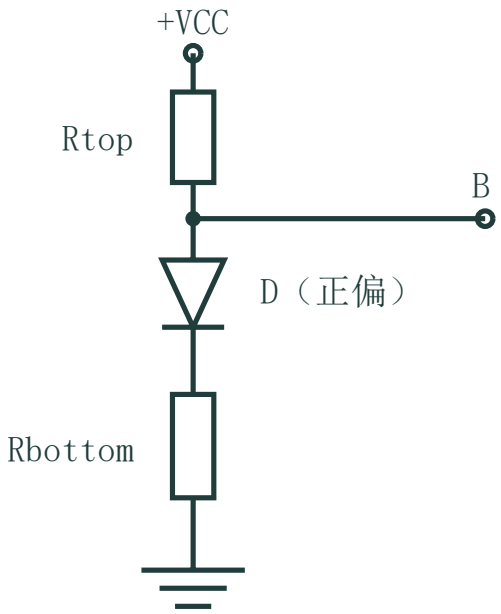
Ce 仅跨接 Reb

反向特性补偿：偏置支路



温升：反向电流 IR ↑

正向特性补偿：偏置支路



温升：正向压降 UD ↓

若发射极电阻分为 R_{eu}与 R_{eb}串联，只给后者并电容：直流两者都保留；中频交流只保留未旁路的 R_{eu}。把上式中的交流 R_e替换为 R_{eu}，直流方程则用两者之和。这样可在较大增益、反馈稳定性之间选择，不必只在“全旁路、全不旁路”中二选一。

2.4.3：温度补偿是在引入相反的变化

采用温敏电阻调整分压，目标是温升时让 U_B适当下降，以抵消电流上升趋势。上分压电阻采用正温度系数，或下分压电阻采用负温度系数，都可能使分压电压下降；判断时直接代入分压式，别死背编号。

二极管补偿利用二极管随温度变化的特性。例如让某支路温升时分走更多偏置电流，从而减小 I_B；或利用正向压降随温升下降来降低基极电位。补偿方向要与原来温漂方向相反，元件温度还需有效跟踪。不是“放个二极管就稳定”。

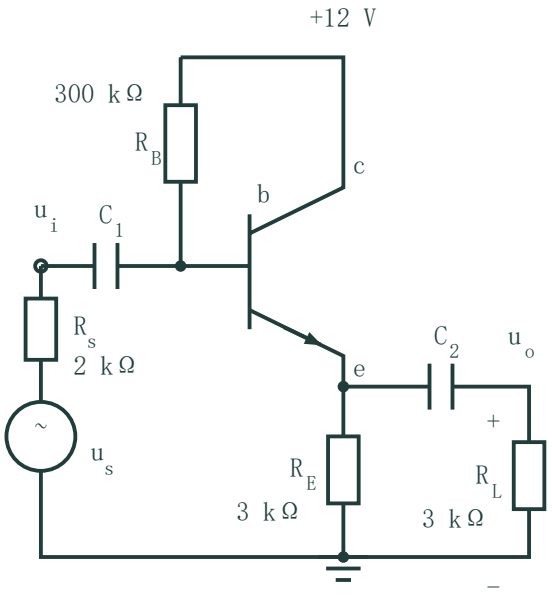
必须会：有无、部分旁路的公式推导；故障后重画通路。必须会解释：反馈与补偿的方向。若老师没安排温敏元件数值设计，现在不用自行推整套温度匹配参数。

2.5.1 共集：电压几乎不变，为什么还值得用

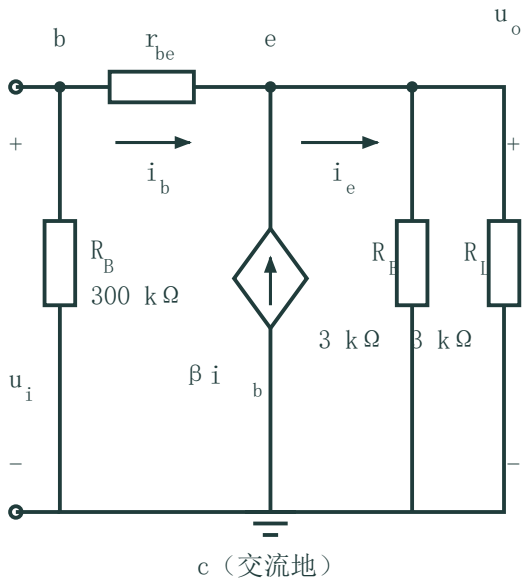
换一个输出端，电路的长处就变了

基极输入、发射极输出，集电极在交流中是公共端，叫共集，也叫射极跟随器。输入电压升高，发射极电位跟着升高；输出与输入同相，电压增益小于但接近 1。

共集电路：输出取自发射极



中频交流模型



“电压增益不到 1”不等于没用。它能用较小输入电流驱动较大负载电流，输入电阻较高、输出电阻较低；把它放在信号源与较重负载之间，源就不容易被压垮。这与 2.1 中“大功率由电源提供”完全一致。

静态仍按两条回路列

课本基本图把 R_b 串在输入回路。无直流负载分流时：

$$I_{BQ} = (V_{BB} - U_{BEQ}) / [R_b + (\beta + 1) R_e]$$
$$I_{EQ} = (\beta + 1) I_{BQ}$$
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ} R_e$$

交流增益从电压分配直接得到

若输入端在课本串联 R_b 之前，输出负载为 R_e：

$$u_i = i_b[R_b+r_{be}+(\beta+1)R_e]$$
$$u_o = (\beta+1)i_bR_e$$
$$A_u = (\beta+1)R_e/[R_b+r_{be}+(\beta+1)R_e]$$
$$R_i=R_b+r_{be}+(\beta+1)R_e$$

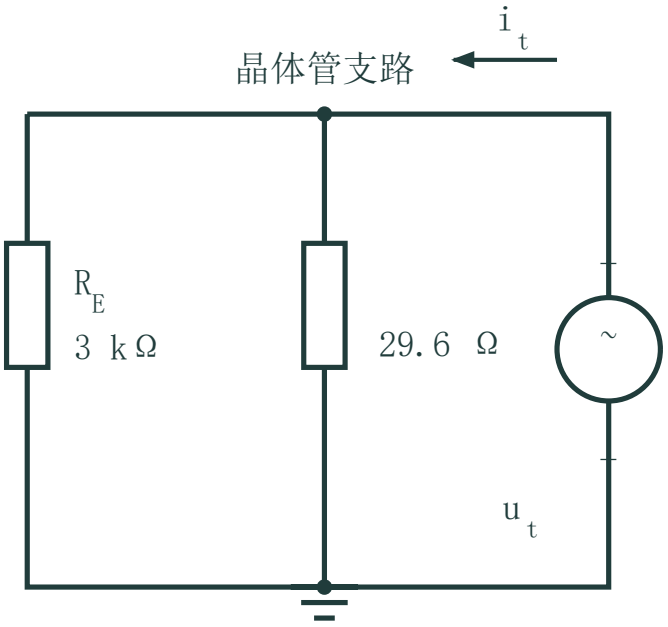
若输入直接定义在基极、另有基极并联偏置 R_B，输出经电容接 R_L，令 $R_{E'}=R_e/\!/R_L$，则：

$$A_u = (\beta+1)R_{E'}/[r_{be}+(\beta+1)R_{E'}]$$
$$R_i = R_B/\!/[r_{be}+(\beta+1)R_{E'}]$$

这一组 Ri 中包含 R_L：负载越重，发射极负载越小，折算到基极的电阻也越小。不能认为“输入电阻只由输入端几个元件决定”。

输出电阻的“除以 β+1”从哪里来

输出端的等效电阻



小信号等效值

输入源置零后，设从基极到交流地的总等效电阻为 R_g。从发射极测试，基极方向的 r_{be} 与 R_g 串联，电流从基极量折算到发射极量时乘了 β+1，因此：

$$R_o \approx R_e/\!/[(r_{be}+R_g)/(\beta+1)]$$
基极并联偏置时，$R_g=R_B/\!/R_s$

本式移去了外部负载 R_L，但保留电路内部 R_e。课本串联 R_b、理想输入源时，$R_g=R_b$。所以不同信号源内阻能影响跟随器的输出电阻。

课本例 2.5.1

V_{BB}=6 V、V_{CC}=12 V、R_b=15 kΩ、R_e=5 kΩ、β=150、$r_{bb'}$=200 Ω。I_{BQ}≈6.88 μA，I_{EQ}≈1.04 mA，U_{CEQ}≈6.8 V，r_{be}≈4.0～4.1 kΩ。进而 A_u≈0.975，R_i≈774 kΩ，R_o≈126 Ω。

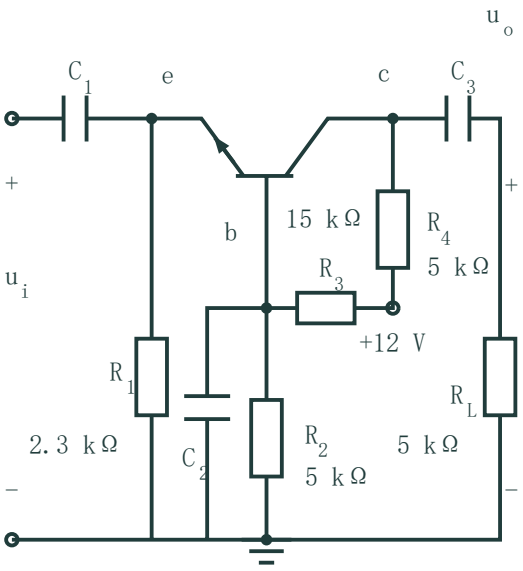
把这三个数连起来看：电压几乎照搬，输入取流很少，输出比较有力。这正是跟随器的任务。计算时不要把 V_{BB}-U_{BE}误当成 U_{CE}；它首先决定发射极偏置。

必须会：共集的输入、输出端识别；三指标推导；解释“增益约 1 仍能放大功率”。大信号失真要按输出在发射极这一事实重新判断。

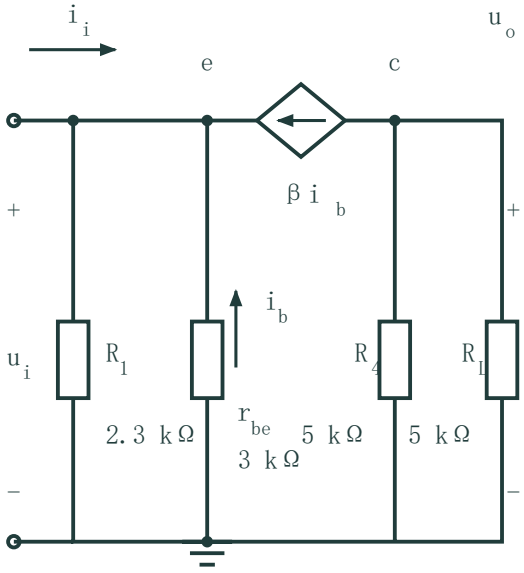
2.5.2—2.5.3 共基：不是三套新知识，只是换了输入端

基极交流接地，从发射极输入

共基电路：发射极输入



交流模型：箭头为参考方向



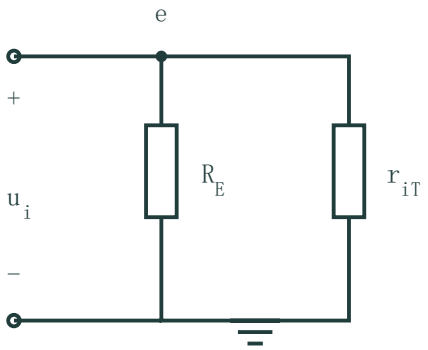
b（交流地）

共基的输入是 E—B，输出是 C—B。基极交流电位不变时，发射极电压升高，使 u_{BE}减小，i_C减小，R_c压降减小，集电极电位升高，所以输出同相。

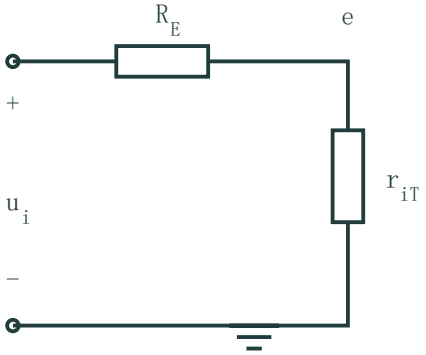
用小信号模型写得更直接：$u_{be}=-u_i$，$i_b=-u_i/r_{be}$，$u_o=-\beta i_b R'_L$。两个负号相乘，增益为正。负的 i_b只是电流增量的方向，不代表正常偏置时总基极电流倒流。

直接从发射极看入

本节电路：电阻从发射极接地



教材原理电路：电阻串在输入端



$R_{in,E} = r_{be}/(\beta+1)$

$A_u = +\beta R'_L/r_{be}$（输入直接取发射极电压）

$R_o \approx R_c$

若发射极有一只对交流地的并联偏置电阻 R_e，端口输入电阻为 $R_e /\!/ r_{be}/(\beta+1)$。它很小，表示输入要提供较大电流。共基电流传输的幅值约 $\alpha=\beta/(\beta+1)<1$，电压仍然可以被放大。

课本图中还有一个“输入串联 R_e”的版本

第 92 页基本图的输入端口跨着外部串联 R_e，不是上面那只对地并联偏置电阻。此时必须把输入串联压降计入：

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

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

例 2.5.2 给 R_e=300 Ω、R_c=5 kΩ、β=100、r_{be}=1 kΩ，得到 $R_i \approx$310 Ω、$A_u \approx$16、$R_o \approx$5 kΩ。如果忽略串联的 300 Ω，会误算成约 500 的电压增益。错因不是公式背少了，而是输入电压跨的位置看错了。

把三种接法放在同一组条件下比较

接法	输入 → 输出	相位与主要特点	常见用途
共射 CE	B → C，E 为交流公共端	反相；电压、电流都有放大；输入电阻居中	一般电压放大
共集 CC	B → E，C 为交流公共端	同相；电压增益略小于 1；输入高、输出低	缓冲、隔离、带负载
共基 CB	E → C，B 为交流公共端	同相；电流幅值增益略小于 1；输入低	适合低源阻的输入、部分高频组合

这里的“高、低”是常见条件下的相对特点，具体数值还受偏置电阻、反馈电阻、源与负载影响。高频优势的详细推导要等频率响应，不必现在提前背一套电容等效公式。

练习：检查：怎么识别一张把晶体管旋转过的图？

参考答案

> 先认电极符号，再在交流图里找输入跨哪两极、输出跨哪两极。输入与输出共同使用的那一极，就是“共”的那一极。纸上朝上、朝下与接法无关。

必须会：认三种接法，解释相位与输入电阻差别；共基串联输入版本要看清端口。暂时了解：完整高频优劣推导。

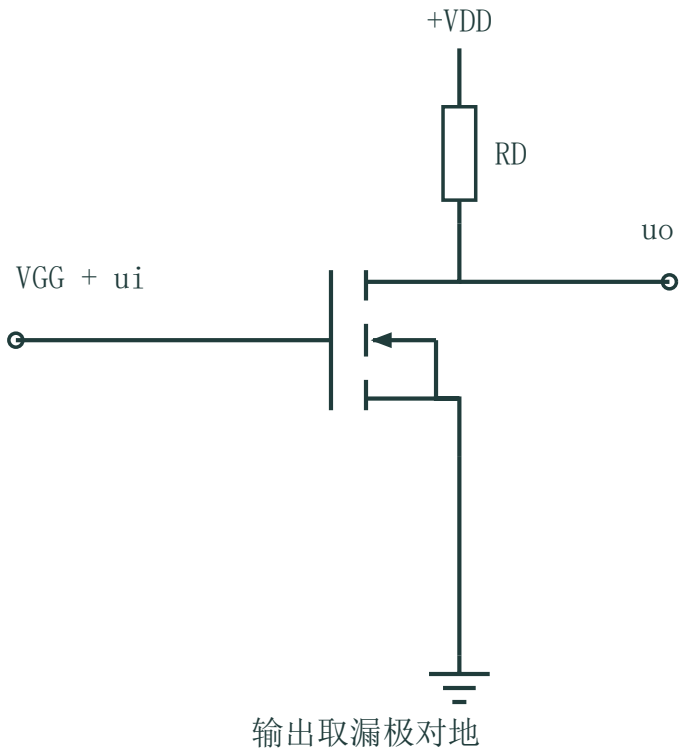
2.6.1—2.6.2 场效应管偏置：门极不取流，电压方程仍要列

共源、共漏、共栅先对应三种端口

共源 CS：G 输入、D 输出、S 为交流公共端，对应共射，常见反相电压放大。共漏 CD：G 输入、S 输出、D 为交流公共端，对应共集，也叫源极跟随器。共栅 CG：S 输入、D 输出、G 为交流公共端，输入电阻较低、同相，本章主要认接法，详细计算重点是前两种。

“栅极电流为零”意味着某些电阻上没有直流压降，不意味着其两端电压一定为零。比如栅极接 +4 V理想偏置，源极接地，即使栅流为零，U_{GS}仍为 4 V。

基本共源：独立栅压设置 Q 点

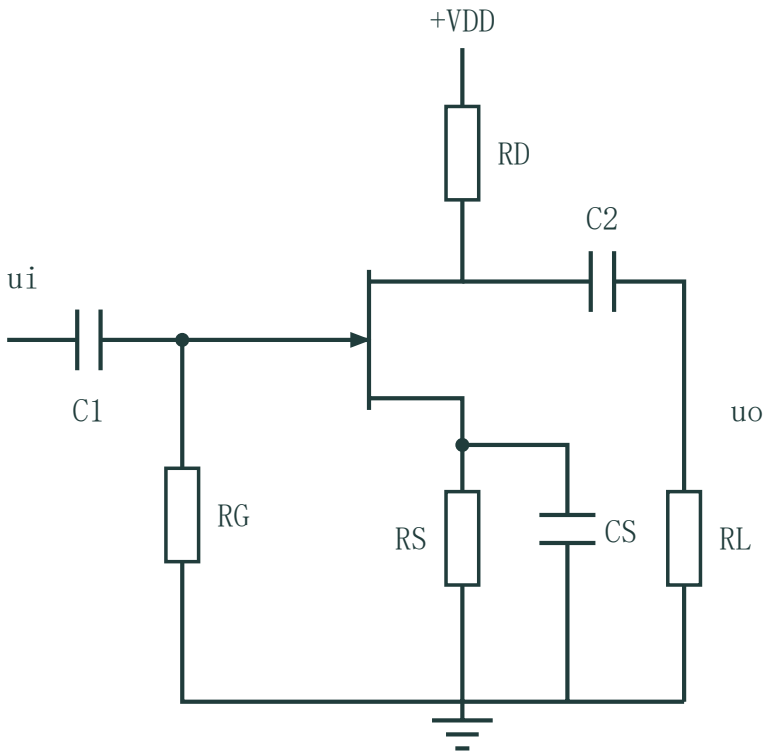


教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

$$U_{GSQ}=V_{GG}$$
$$I_{DQ}=K(U_{GSQ}-U_{th})^2$$
$$U_{DSQ}=V_{DD}-I_{DQ}R_D$$

最后检查 $U_{GSQ}>U_{th}$且 $U_{DSQ}\geqslant U_{GSQ}-U_{th}$。若第二条失败，就像 BJT 算出放大区不成立一样，必须换模型，不能继续用恒流区小信号增益。

自给偏压：为什么不用负电源也能得到负 U_{GS}



教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

JFET 的栅极经 R_G接地。因为 $I_{GQ}\approx0$，R_G上压降≈0，所以 $U_{GQ}\approx0$。源极却有 I_{DQ}经过 R_S形成正电位，故：

$$U_{SQ}=I_{DQ}R_S$$
$$U_{GSQ}=-I_{DQ}R_S$$
$$U_{DSQ}=V_{DD}-I_{DQ}(R_D+R_S)$$

负的是栅极相对源极的电压，不是说栅极一定要接负电源。N 沟道增强型 MOS 若 G 通过电阻接地、S 只经电阻接地，就不能靠这套方法得到所需正栅源偏压。JFET、适当的耗尽型 MOS可用自偏置，不能所有类型一概套用。

算出两个根，怎样选

I_{DSS}=8 mA、U_P=−4 V、R_S=1 kΩ。令 x 为以 mA计的 I_{DQ}，则 U_{GSQ}=−x V：

$$x=8(1-x/4)^2$$
$$x^2-10x+16=0 \;\rightarrow\; x=2 \text{ 或 } 8$$

取 x=2，则 U_{GSQ}=−2 V，在 −4～0 V范围内；取 x=8，则 U_{GSQ}=−8 V，已超出平方公式对应的有效导通区间，因此是假根，舍去。平方关系的代数延长线不是新的物理工作状态。

若 V_{DD}=12 V、R_D=2 kΩ，实际 Q 点为 I_{DQ}=2 mA、U_{DSQ}=6 V。恒流边界为 -2-(-4)=2 V，6 V满足，状态成立。

分压偏置：先固定栅电位，再与源极电位相减

$$U_{GQ}\approx V_{DD}R_{bottom}/(R_{top}+R_{bottom})$$
$$U_{GSQ}=U_{GQ}-I_{DQ}R_S$$

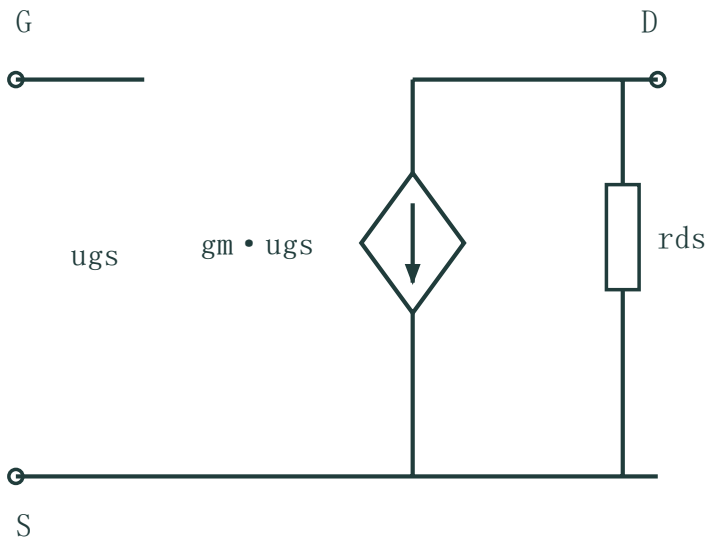
栅流近似零，分压支路几乎不受直流取流影响。与 MOS平方方程联立，再求 U_{DSQ}并验证。栅极与分压点之间如果有额外电阻 R_G，其直流压降仍近似零，但在输入端口交流等效中可能影响 R_i。

例：V_{DD}=12 V、上分压 2 MΩ、下分压 1 MΩ，U_{GQ}=4 V，R_S=1 kΩ、R_D=3 kΩ、U_{th}=2 V、K=0.5 mA/V^2。以 mA计 x，$x=0.5(2-x)^2$，根为 3± √5。有效根约 0.764 mA，另一根使 $U_{GSQ}<U_{th}$而无效。实际 $U_{GSQ}\approx$3.236 V、$U_{DSQ}\approx$8.944 V，恒流条件满足。

会用：独立偏置、自给偏压、分压偏置，尤其是二次方程的有效根检查。计算后写工作区不等式，是必要步骤。

2.6.3 小信号模型与共源：把 βi_b 换成 $g_m u_{gs}$

仍然先求 Q、验恒流、求 g_m，再画交流通路。理想栅极在低频小信号模型中开路；漏源之间有受控电流源 $g_m u_{gs}$，较完整模型再并联 r_{ds}。



栅极开路不等于漏源开路

教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

$$i_d = g_m u_{gs} + u_{ds}/r_{ds}$$

r_{ds} 描述输出曲线上翘，近似等于固定 U_{GS} 下 $\Delta u_{DS}/\Delta i_D$。如果它远大于外部并联负载，才可忽略。栅极理想开路只是忽略了直流泄漏与高频电容，并不表示实际器件对任何频率都无限输入阻抗。

源极充分旁路：最常用的共源公式

源极交流接地，$u_{gs}=u_i$。令 $R'_L = R_D /\!/ R_L$：

$$u_o = -g_m u_i R'_L$$

$$A_u = -g_m R'_L$$

若保留 r_{ds}：$A_u = -g_m (R_D /\!/ R_L /\!/ r_{ds})$

$R_o \approx R_D$，或 $R_D /\!/ r_{ds}$

负号的因果与共射相同：栅压增大，漏极电流增大，R_D 压降增大，漏极电位下降。g_m 用 mS、电阻用 kΩ 时相乘直接得到无量纲增益，例如 2 mS × 3 kΩ = 6。

输入电阻由栅极偏置网络决定

理想基本电路若只有栅极串联电阻、没有到交流地的支路，R_i可近似无穷大；栅极并 R_G到地时，$R_i \approx R_G$；直接分压偏置时，$R_i \approx R_{top} /\!/ R_{bottom}$。若像书中图 2.6.5，栅极通过额外 R_G接分压点，而信号输入取在栅极，则 $R_i \approx R_G + (R_{top} /\!/ R_{bottom})$。

“器件输入电阻极大”不能推出“整个电路输入电阻极大到无限”。信号源仍会通过偏置网络取流。源电压增益照常乘 $R_i/(R_{sig}+R_i)$，这里用 R_{sig}表示信号源内阻，避免与源极电阻 R_S混淆。

课本例 2.6.1：静态、跨导、增益完整三步

V_{GG}=6 V、V_{DD}=12 V、R_D=3 kΩ，U_{th}=4 V、I_{DO}=10 mA。先得 $I_{DQ}=10(6/4-1)^2=2.5$ mA，$U_{DSQ}=4.5$ V；大于过驱动电压 2 V，恒流成立。

$$g_m=(2/U_{th})\sqrt{(I_{DO}I_{DQ})}$$
$$=(2/4)\sqrt{(10\times 2.5)}\ \text{mS}=2.5\ \text{mS}$$
$$A_u=-2.5\times 3=-7.5;\quad R_o\approx 3\ \text{k}\Omega$$

源极不旁路：负反馈让增益降低

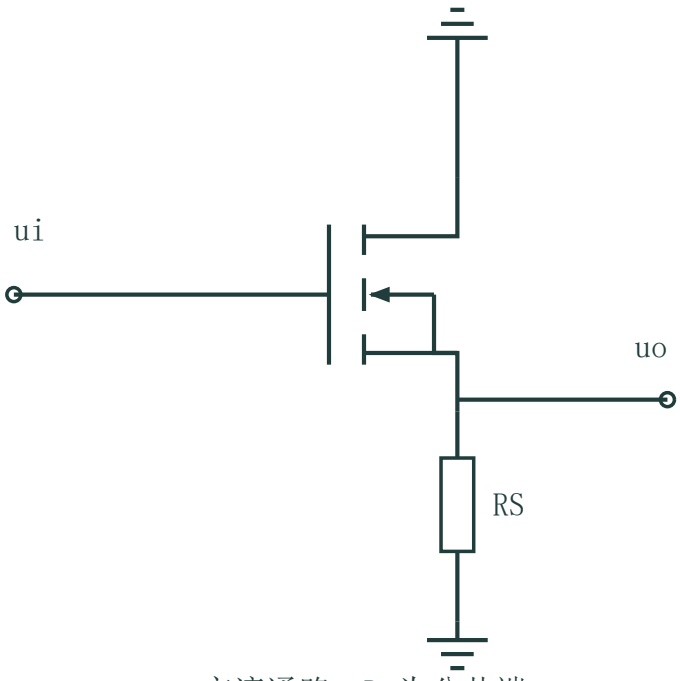
忽略 r_{ds}，源极电流变化≈漏极电流变化，因此 $u_{gs}=u_i-i_dR_S$。代入 $i_d=g_mu_{gs}$：

$$A_u=-g_mR'_L/(1+g_mR_S)$$

若 $g_mR_S \gg 1$，近似 $A_u \approx -R'_L/R_S$，与 BJT 发射极负反馈形式相似。但 FET 栅极本来就近似不取流，因此不能照搬 BJT 的“输入支路加 $(\beta+1)R_E$”公式。

会用：画 g_mu_{gs}模型、有无源极旁路时的增益、偏置网络的 R_i。会认：r_{ds}与模型条件。

2.6.3 共漏：源极跟随器与射极跟随器怎样对应



交流通路：D 为公共端

教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

漏极交流接地，输入取栅极，输出取源极。输入升高使漏极电流增加，源极电阻上的电压升高，输出跟着升高；但源极升高又抵消了一部分栅源电压变化，所以增益小于 1。

令 $R_{S'}=R_S/\!/R_L$，先忽略 r_{ds}：

$$u_{gs}=u_i-u_o$$
$$u_o=g_m(u_i-u_o)R_{S'}$$
$$A_u=g_mR_{S'}/(1+g_mR_{S'})$$

输入电阻仍由栅极偏置网络决定。求输出电阻，移去 R_L，令输入独立源为零，栅极交流固定；在源极加测试 u_x，便有 $u_{gs}=-u_x$。受控源对测试电流有贡献，不能关掉：

$$R_o\approx R_S/\!/(1/g_m)$$

保留 r_{ds} 时：$R_o\approx R_S/\!/r_{ds}/\!/(1/g_m)$

在本章忽略栅电容、泄漏的模型下，信号源内阻不产生 BJT 式基极电流压降，因此不会像射极跟随器那样以 $(r_{be}+R_g)/(\beta+1)$ 形式进入输出电阻。到了高频，栅电容与源阻抗的影响要另行考虑。

课本例 2.6.2

U_{th}=3 V、I_{DO}=8 mA、I_{DQ}=2.5 mA，已知在恒流区，R_S=3 kΩ。算得 $g_m=(2/3)\sqrt{(8\times2.5)}\approx2.98$ mS，空载 $A_u\approx0.899$，$R_o\approx302$ Ω。若再接负载，增益分子分母都要使用 $R_S/\!/R_L$，不能保持 0.899不变。

共源与共漏的选择

需求	常用选择	原因
较高输入电阻并放大电压	共源	电压增益可明显大于 1，通常反相
保持电压形状、减轻前级负担、驱动较重负载	共漏	同相跟随、输出电阻较低
从源极接收输入、栅极交流固定	共栅	输入电阻约 $1/g_m$，适合相应的源条件

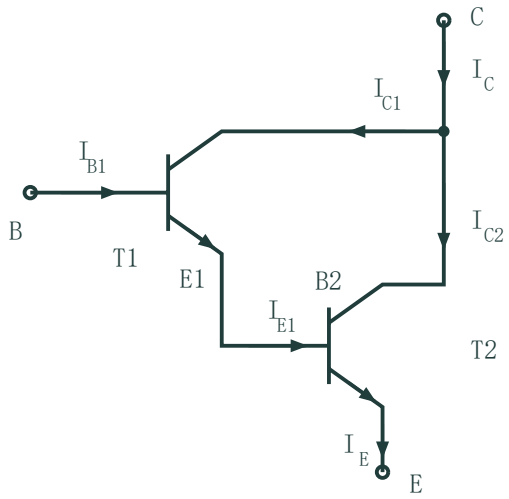
会用：源极跟随器增益、输出电阻与负载影响。会认：共栅接法及与 BJT 接法的对应。不要为记三种名称而忽略端口定义。

2.7.1 复合管：先顺着连接线算电流，再谈等效 β

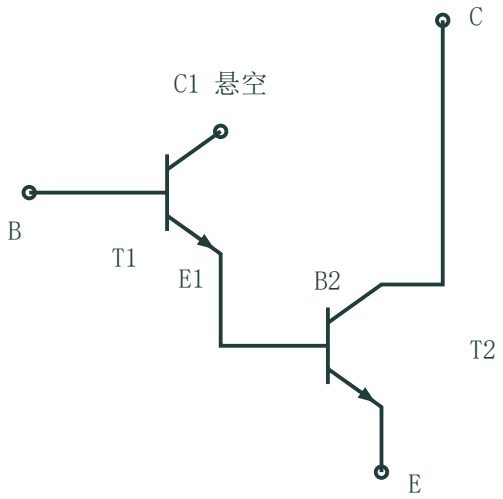
为什么两只管子能当一只用

课本先谈复合管的连接原则：不是把任意两只管子的三个脚随便搭起来，而是让前一只的输出电流有效驱动后一只，并使每只管子都有正确偏置和电流通路。能构成复合管后，才讨论等效类型、β 与输入电阻。

能组成 NPN 复合管



缺少第一管的集电极通路



同型达林顿：第二管基极电流就是第一管发射极电流

$$i_{b2} = i_{e1} = (\beta_1+1)i_{b1}$$
$$i_{C,eq} = \beta_1 i_{b1} + \beta_2 i_{b2}$$
$$\beta_{eq} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2 \approx \beta_1\beta_2$$

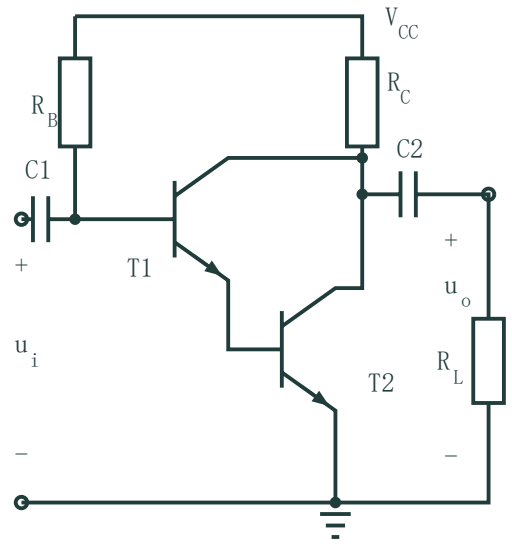
$\beta_1\beta_2$不是口诀凭空出现，而是“前管放大的电流又去驱动后管”。同型两管的外部 B—E 跨过两个正向发射结，导通压降估算约 1.4 V；不能照搬单管的 0.7 V。外部集电极电流是两只管子集电极电流之和，也不能只算第二只。

输入电阻同样要按电流折算

$$u_i = i_{b1}r_{be1} + i_{b2}r_{be2}$$
$$r_{be,eq} = r_{be1} + (\beta_1+1)r_{be2}$$

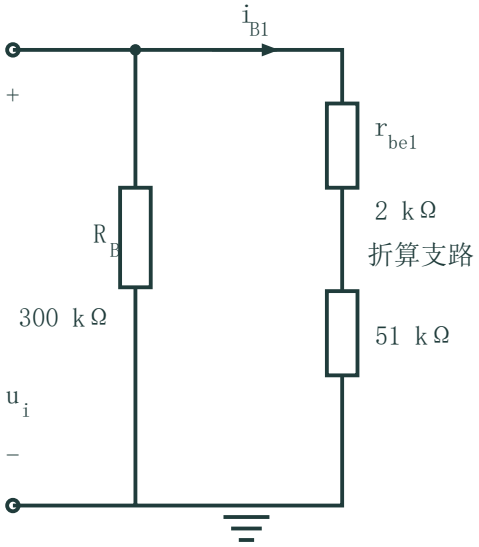
例如 β_1=50、r_{be1}=2 kΩ、r_{be2}=1 kΩ，等效输入支路为 53 kΩ。是 51 倍折算加上前管自身 2 kΩ，不是把 2 kΩ与 1 kΩ直接相加。

复合管共射放大电路



交流输入等效电路

第二管已折算到输入端



将它用在共射电路里，令 $R'_L=R_c//R_L$：

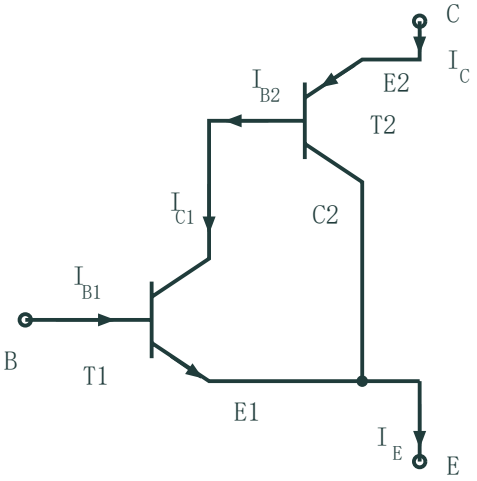
$$A_u\approx-\beta_{eq}R'_L/r_{be,eq}$$
$$R_i=R_B//r_{be,eq};\ R_o\approx R_c$$

这里电流增益大、输入电阻提高，但电压增益不会因为两只 β 相乘就必然提高同样倍数。r_{be}与静态电流相关；在相同外部集电极静态电流、忽略体电阻等条件下，$\beta_{eq}/r_{be,eq}$约由 I_{CQ}/U_T决定。想比较电压增益，必须统一 Q 点与负载。

互补复合：看第一只的控制方式与外部电流方向

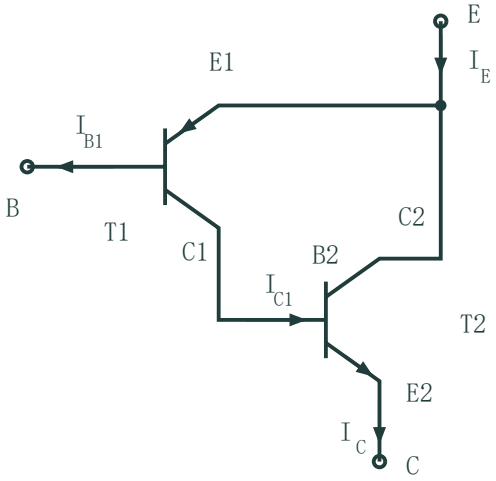
T1：NPN，T2：PNP

等效 NPN



T1：PNP，T2：NPN

等效 PNP



图示 NPN 前管、PNP 后管的连接中，前管集电极接后管基极，外部基极接前管基极。外部 C、E 的连接按图标示；这组可以等效成 NPN。$\beta_{eq}=\beta_1(\beta_2+1)$，常近似 $\beta_1\beta_2$；外部 B—E 主要跨前管的发射结，不能因为有两只管子就一律取 1.4 V。另一组互补接法相应等效成 PNP。

对陌生组合，先标每只管子的 B、C、E 与正常电流方向，检查连接节点是否允许两管同时工作；再写中间那根线上的电流相等关系。只有符合相应标准连接，才能用“等效类型跟第一只”这条方便结论。

复合管射极输出：把刚才的折算再用一次

同型达林顿的第二管发射极经 R_e到交流地、并接负载 R_L，第一管集电极也接交流地。令 $R_{E'}=R_e/\!/R_L$：

$$Z_{in,T}=r_{be1}+(\beta_1+1)r_{be2}+(\beta_1+1)(\beta_2+1)R_{E'}$$
$$A_u=(\beta_1+1)(\beta_2+1)R_{E'}/Z_{in,T}$$
$$R_i=R_B/\!/Z_{in,T}$$

求输出电阻时，独立源置零，令 $R_g=R_B/\!/R_s$，从第一管基极逐层向第二管发射极折算：

$$R_o\approx R_e/\!/\{[r_{be2}+(r_{be1}+R_g)/(\beta_1+1)]/(\beta_2+1)\}$$

不要求把这串式子孤立硬背。只需牢牢记住：由基极向发射极看，相关输入电阻约除以 $\beta+1$；由发射极负载向基极折算，约乘以 $\beta+1$。两只管子就做两次，并在每层加上那只管子自己的 r_{be}。

练习：检查：$\beta_1=50$、$\beta_2=100$，同型达林顿的精确等效 β 是多少？

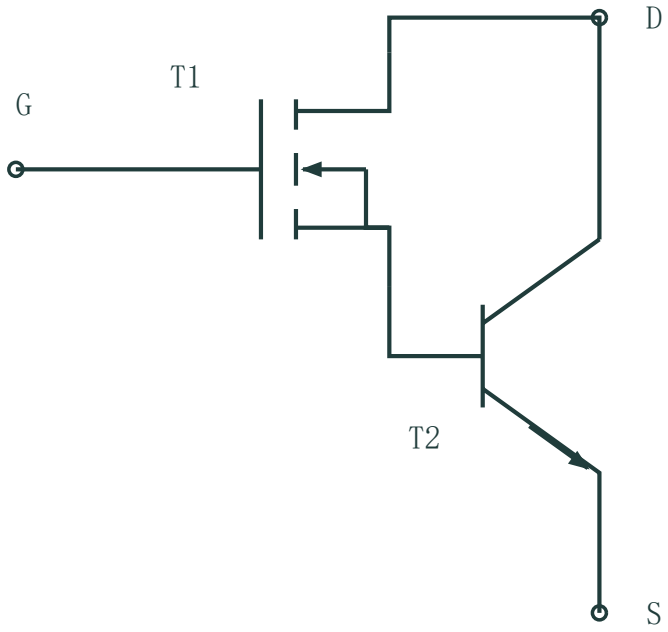
参考答案

$\beta_{eq}=50+100+50\times100=5150$；$\beta$ 乘积 5000 是近似。它不意味着电压增益为 5150，电压增益还要结合 $r_{be,eq}$与负载。

必须会：标准复合连接的电流关系、等效 β、输入折算与压降区别。无需孤立背：所有复杂长公式；能沿电流通路重新推出来即可。

2.7.1 FET 与 BJT 复合：高输入电阻和电流驱动接起来

课本把前面的 FET 与后面的 BJT 连接成一个复合器件：FET 源极驱动 BJT 基极，FET 漏极与 BJT 集电极合为外部输出端，BJT 发射极作外部源极。前面栅极仍近似不取电流，因此等效输入有 FET 的特点。



iB2 = iD1

教学重绘 • 电路按图示条件分析；曲线为示意。

令第一管跨导 g_{m1}，第二管参数 β_2、r_{be2}。连接线给出 $i_{b2}=i_{d1}=g_{m1}u_{gs1}$，而外部栅源电压跨着两只器件：

$$u_{gs}=u_{gs1}+u_{be2}$$
$$=(1+g_{m1}r_{be2})u_{gs1}$$
$$i_{d,eq}=(\beta_2+1)g_{m1}u_{gs1}$$
$$g_{m,eq}=(\beta_2+1)g_{m1}/(1+g_{m1}r_{be2})$$

β_2很大时可把 β_2+1近似为 β_2，但分母不能凭空丢掉。外部电压有一部分落在第二管 B—E 上，真正控制第一管的 u_{gs1}没有外部 u_{gs}那么大。

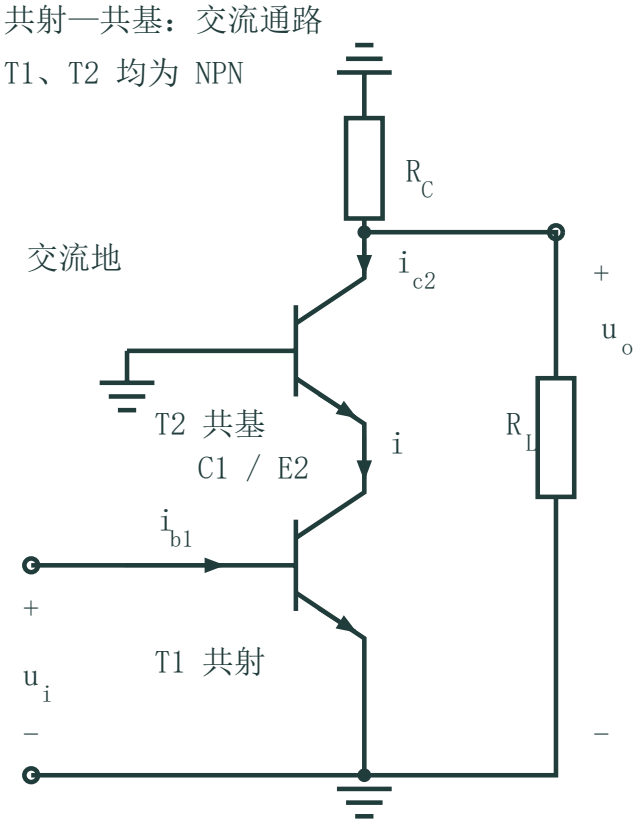
例：g_{m1}=2 mS、β_2=100、r_{be2}=1 kΩ，等效跨导约 202/3≈67.3 mS，不是直接认作 200 mS。将外部源极充分旁路后用在共源电路中，$A_u \approx -g_{m,eq}(R_D /\!/ R_L)$；输入电阻看栅极偏置网络。

每只管子都要有正确的直流偏置和足够管压降；等效增益再大也不能绕过这个条件。复合管并非越多越好，更多结电容、漏电与偏置压降会带来限制。

会用：沿连接线写电流，再列外部输入电压。不必单独背：整串等效跨导，能从两行关系推出即可。

2.7.2—2.7.3 两种组合：第二级会成为第一级的负载

共射—共基：电流传过去，主要电压在最后转换



第一管从基极输入，是共射；其集电极接第二管发射极，第二管基极交流固定，是共基。中间连接线的电流连续，所以第二管的发射极电流变化由第一管集电极电流变化决定，符号须与各自参考方向配合。

$$|i_{c2}| = \alpha_2 |i_{c1}|$$

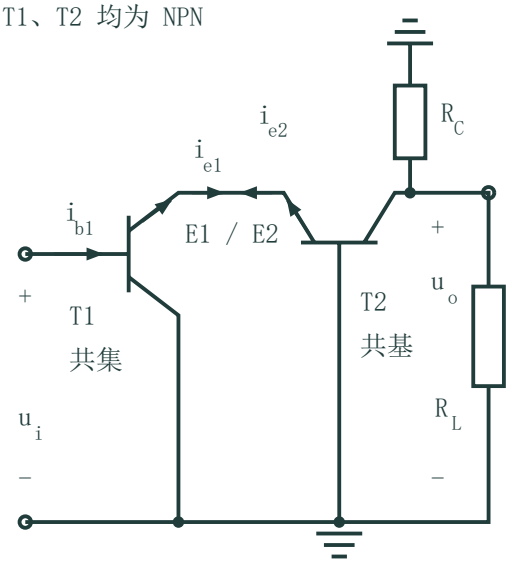
$$A_u \approx -\beta_1 \alpha_2 R'_L / r_{be1} \approx -\beta_1 R'_L / r_{be1}$$

α_2接近 1，因此不是又乘了一个 β_2。第二级从发射极输入，本来就接收较大的发射极电流，再传到集电极。共射—共基组合在高频方面有优点，与前管集电极摆幅受限制等有关；具体米勒效应放到频率响应再讲。现在会认接法、连接电流关系和增益符号即可。

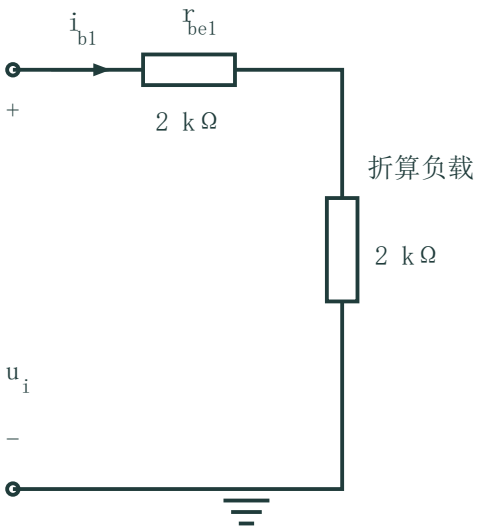
共集—共基：别一看跟随器就先写增益 1

共集—共基：交流通路

T1、T2 均为 NPN



输入等效：第二级已折算



图示两管均为 NPN，第一管发射极输出接到第二管发射极输入；第二管基极交流接地。这张是交流通路，直流偏置路径省略了，不能把所有地符号误当成实际直流都为零。

第二管从发射极看入的电阻约为 $r_{be2}/(\beta_2+1)$，它很小，成为第一管很重的负载。第一管就未必还能“几乎 1 倍”。

$$R_{Eload1} \approx r_{be2}/(\beta_2+1)$$
$$A_1 = (\beta_1+1)R_{Eload1}/[r_{be1}+(\beta_1+1)R_{Eload1}]$$
$$A_2 = \beta_2 R'_L/r_{be2}$$
$$A_u = A_1 A_2 > 0$$

例如两只 $\beta=100$、$r_{be}=2$ kΩ，$R'_L=1.5$ kΩ。第二管输入约 19.8 Ω，折到第一管基极约 2 kΩ，与第一管自身 2 kΩ相当，所以 $A_1=0.5$；$A_2=75$，整体 $A_u=37.5$，而不是 75。第一管输入支路约 4 kΩ，若还有基极偏置电阻，要再并联。

两发射极的正电流参考方向在连接处相对，所以交流增量一增一减。这里不是说两只 NPN 的直流发射极电流可以在一根无其他支路的线上凭空相消；交流图省略的直流供电和偏置必须在原图中成立。

必须会：分解接法、认级间负载、写中间节点电流守恒。暂时了解：组合的完整高频优势。老师若只要求基本电路，这两种组合优先级低于 2.3—2.5，但它们能检验你是否真的会用模型。

2.8 仿真与小结：它们检验什么，不能替代什么

2.8 安排用仿真观察工作点、β 变化、直流负反馈与频率影响。它的用处是把“改变一个条件会怎样”直接显示出来。若课程没有布置软件实验，现在不必为了会做纸笔题先学会全部软件菜单。

做仿真时先预测：C_e断开后 Q 点不变、交流增益下降；R_L变小后充分旁路共射的 Q 点不变、增益与摆幅通常下降；β 变化时固定偏置与分压反馈偏置的敏感程度不同。再看结果是否吻合。若不吻合，检查模型参数、频率、输入幅值和探针测的究竟是总量还是交流量。

课本小结反复回到三件事：合适 Q 点保证线性工作的基础；图解法与微变法各有适用范围；不同接法有不同指标，按源与负载的需求选择。这不是新的一组公式，是在告诉你做题需要的完整链条。

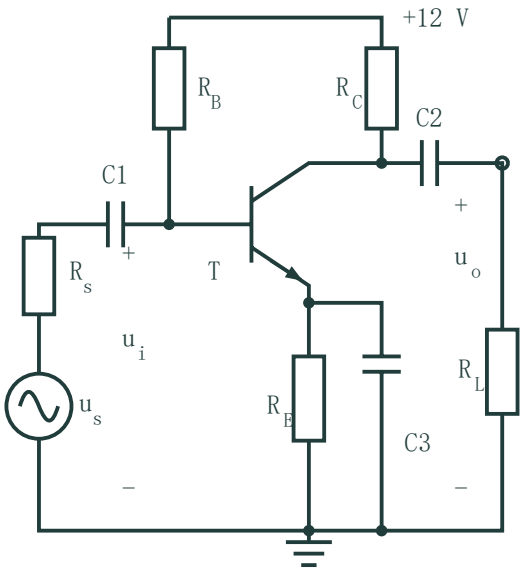
> 原图 → 直流通路 → 假设放大并求 Q → 验证状态 → 求 r_{be} → 交流通路与模型 → A_u、R_i、R_o → 源与负载影响 → 失真与摆幅

这条顺序可以写在草稿纸最上面。题目不问某一项时可以不算，但你应知道它在链条上的位置。尤其不要跳过工作区验证，直接给一个已经饱和的电路套线性增益。

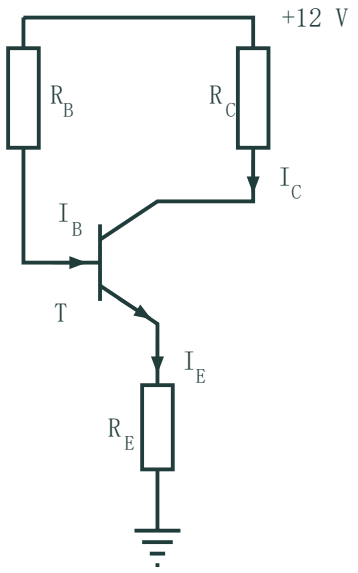
综合例题 一道综合题，把整章从头走通

电路为 NPN 共射：R_B=510 kΩ由电源接基极，R_c=3 kΩ，R_e=1 kΩ，R_L=3 kΩ，R_s=1 kΩ，V_{CC}=12 V，β=100，题给 r_{be}=1.5 kΩ，U_{BE}=0.7 V。C_1、C_2为耦合电容，C_3旁路 R_e，均按中频充分大处理。

例 2.3.6：原电路



三个电容开路：直流通路



第一步：直流时三个电容都断开

R_L被 C_2隔开，不参与偏置；源被 C_1隔开。基极回路经过 R_B、B—E、R_e，但通过 R_e的是 I_E，所以：

$$12 = I_{BQ}\cdot 510\ \text{k}\Omega + 0.7\ \text{V} + (101 I_{BQ})\cdot 1\ \text{k}\Omega$$

$$I_{BQ} = 18.49\ \mu\text{A};\quad I_{CQ} = 1.849\ \text{mA};\quad I_{EQ} = 1.868\ \text{mA}$$

$$U_E = 1.868\ \text{V};\quad U_B = 2.568\ \text{V}$$

$$U_C = 12 - 1.849\times 3 = 6.452\ \text{V}$$

$$U_{CEQ} = 4.584\ \text{V}$$

$U_C > U_B > U_E$，放大区成立。题目已经给了 r_{be}，直接使用；不能不顾题设另选一个 $r_{bb'}$ 把它改算掉。

第二步：中频交流时三个电容都短路

发射极交流接地，R'_L=3∥3=1.5 kΩ。R_B的电源端变交流地，与 r_{be}并联：

$$A_u = -100\times 1.5/1.5 = -100$$

$$R_i = 510\ \text{k}\Omega \,/\!/\, 1.5\ \text{k}\Omega \approx 1.496\ \text{k}\Omega$$

$R_o \approx 3\ k\Omega$

$A_{us} = -100 \times 1.496/(1+1.496) \approx -59.93$

若 u_s的有效值是 10 mV，小信号模型给出输出有效值约 0.599 V，相位反转。还要确认这点输出低于下面算出的最大范围。

第三步：带负载、空载分别检查摆幅

沿用该题饱和模型 $U_{CES}=0.7$ V。带负载时截止侧余量 $I_{CQ}R'_L \approx 2.774$ V，饱和侧余量 $4.584-0.7 \approx 3.884$ V，先截止。因此 $U_{peak,max} \approx 2.774$ V，$U_{om} \approx 1.962$ V。

空载时交流负载为 3 kΩ，截止侧余量变为约 5.548 V，饱和侧仍约 3.884 V，所以先饱和；最大有效值约 2.746 V。按辅导书把 Q 点圆整为 $U_{CEQ}=4.6$ V，可得到约 2.76 V，差别来自圆整。

这里有一处需要纠正：辅导书在这道题附近使用了“空载交直流负载线重合”的说法。但本电路的 R_e被 C_3旁路，直流含 R_e，交流不含，二者斜率不同。应按过 Q 点的交流线计算；空载截止侧输出余量约为 5.55 V。最终“空载先饱和”的判断不受这处修正影响。

第四步：C_3开路，哪些量不变，哪些量变

Q 点不变。交流保留 R_e，管子输入支路为 $1.5+101\times1=102.5$ kΩ：

$A_u = -100 \times 1.5/102.5 \approx -1.463$

$R_i = 510 /\!/ 102.5 \approx 85.35\ k\Omega$

$R_o \approx 3\ k\Omega$；$A_{us} \approx -1.446$

不要把增益下降解释为“静态电流没了”。偏置照常存在，改变的是交流输入被发射极反馈分走了多少。

第五步：C_2短路，为什么危险在 Q 点与摆幅

负载直接参与直流集电极回路，集电极侧可等效为 6 V电源串联 1.5 kΩ。对本题独立的基极、发射极偏置，若仍在放大区，I_{BQ}与 I_{CQ}试算不变，得到 $U_C \approx 3.226$ V、$U_{CEQ} \approx 1.358$ V，仍有 $U_C > U_B$，所以当前假设成立。

但饱和侧只剩 $1.358-0.7 \approx 0.658$ V，最大有效值约 0.465 V。交流图中的输出负载原本已经是 $R_c /\!/ R_L$，所以题设 r_{be}不变的近似下小信号增益可以仍约 −100，最大允许输入却明显变小。不要用“增益没变”推出“故障没有影响”。

第六步：怎样选择偏置，让带负载摆幅接近对称

C_1、C_2、C_3正常。令 $I_{CQ}R'_L = U_{CEQ} - 0.7$，且 $U_{CEQ} = 12 - I_{CQ}[3\ k\Omega + 1.01\times1\ k\Omega]$，解得 $I_{CQ} \approx 2.051$ mA，$U_{CEQ} \approx 3.776$ V，最大峰值约 3.076 V。

再由 $I_{BQ}=I_{CQ}/100$、$I_{EQ}=1.01I_{CQ}$，求 $R_B=[12-0.7-I_{EQ}\cdot 1\ k\Omega]/I_{BQ}\approx 450\ k\Omega$。这里并没有要求 $U_{CEQ}=6\ V$，因为带载交流斜率与直流斜率不同。

这道题的完成标准：你能解释每一步为何换图、哪一支路参与哪一种分析。只把四个数字抄对，还不能算独立掌握。

故障与趋势 不要把局部结论背成“任何电路都这样”

在常见电容耦合共射中	先重看哪张图	常见结果与条件
C_1开路	交流输入	静态通常不变，信号无法进入。
C_2开路	交流输出	静态通常不变，负载无交流输出；集电极内部仍可能有放大波形，且已变空载。
C_e开路	交流发射极	静态不变；增益幅值降低、输入电阻增加。
C_2短路	先直流，再交流	负载介入偏置，Q 点与摆幅可能明显改变；须验证工作区。
C_1短路	直流输入	源的直流电压与内阻参与偏置。零直流、低内阻源可能拉低基极导致截止；不能不看 R_s就断言。
R_L减小	交流输出	有理想耦合隔直时 Q 点不变；充分旁路共射的电压增益幅值与截止侧摆幅通常减小。
β 增大	先静态	固定偏置下 Q 点可能明显改变；稳定偏置下电流变化较小。r_{be}也随参数、Q 点变化。
R_c增大	直流及交流输出	可能提高小信号增益，也会降低U_{CEQ}、挤压饱和侧余量；$R_c \gg R_L$后再增大对交流负载改善很小。

共同做法只有一句：先在原图上改元件，再重画受影响的通路；不要直接在结论表上找口令。表里的“通常”都对应明确电路条件。

三极管自测 能做完这些，才算把这两部分接上了

每题尽量先写一两行方程，再展开。这里没有计时，也不按“眼熟”判会；同类题换数后仍能做出来才算。

练习：① 工作区：NPN 的 B=0.7 V、E=0 V、C=0.2 V，能用 βI_B算 I_C吗？

参考答案

不能直接用。BE 与 BC 都正偏，是饱和；用外电路与题设饱和压降求电流。βI_B仅可用于之前的放大区试算或检查供流是否足够。

练习：② 固定偏置：V_{CC}=12 V、R_B=560 kΩ、R_c=3 kΩ、β=100、U_{BE}=0.7 V，E 接地。求 Q 点并验状态。

参考答案

I_{BQ}=11.3/560 kΩ≈20.18 μA；I_{CQ}≈2.018 mA；U_{CEQ}≈5.946 V。集电极约 5.946 V 高于基极 0.7 V，在放大区。

练习：③ 分压精算：V_{CC}=12 V、上 30 kΩ、下 10 kΩ、R_e=1 kΩ、R_c=2 kΩ、β=100、U_{BE}=0.7 V。

参考答案

V_{th}=3 V，R_{th}=7.5 kΩ，I_{BQ}=2.3/108.5 kΩ≈21.20 μA；I_{CQ}≈2.120 mA，I_{EQ}≈2.141 mA；U_B≈2.841 V，U_C≈7.760 V，U_{CEQ}≈5.619 V，放大成立。若用 U_B=3 V的粗略法，会得约 2.3 mA，需知道这是假设下的近似。

练习：④ 基极电压输入的共射：β=100、r_{be}=2 kΩ、R_B=200 kΩ、R_c=R_L=4 kΩ、R_s=2 kΩ，E 交流接地。求四个指标。

参考答案

R'_L=2 kΩ；A_u=−100；R_i=200∥2≈1.980 kΩ；R_o≈4 kΩ；A_{us}≈−49.75。R_B并联，不能把它加进增益分母。

练习：⑤ 上题只取消 R_e=1 kΩ的交流旁路，Q 点已知不变。重新算 A_u、R_i。

参考答案

管子输入支路为 2+101×1=103 kΩ；A_u=−200/103≈−1.942；R_i=200∥103≈67.99 kΩ。若源内阻仍 2 kΩ，A_{us}≈−1.886。

练习：⑥ 充分旁路共射：I_{CQ}=1 mA，U_{CEQ}=5 V，R_c=R_L=4 kΩ，U_{CES}=0.2 V，最大不失真有效值是多少？

参考答案

R'_L=2 kΩ；截止侧 2 V，饱和侧 4.8 V；最大峰值 2 V，有效值约 1.414 V，先截止。NPN 共射表现为输出上端削平。

练习：⑦ 射极跟随器：β=99，r_{be}=1 kΩ，R_e∥R_L=1 kΩ，基极直接输入、无并联偏置分流，求 A_u与管子输入电阻。

参考答案

A_u=100/(1+100)=0.9901；输入电阻为 101 kΩ。若另有 R_B，总 R_i还要与其并联。

练习：⑧ 共基：β=99，r_{be}=1 kΩ，R'_L=2 kΩ，输入直接取发射极，无额外并联偏置电阻，求电压增益、输入电阻。

参考答案

A_u=+198，R_i=1 kΩ/100=10 Ω。输入电阻虽小，输出电压仍能放大；电流传输幅值约 α=0.99。

练习：⑨ 为什么求输出电阻时不能把所有“电流源图形”都删掉？

参考答案

只能将独立输入信号置零。βi_b是受控源，必须保留；它是否为零，取决于置零后及输出测试源作用下i_b是否为零。简单共射与跟随器的情况不同。

练习：⑩ 复合管：β_1=49、β_2=99，r_{be1}=2 kΩ、r_{be2}=1 kΩ，同型达林顿的 β_{eq}与 $r_{be,eq}$？

参考答案

β_{eq}=49+99+49×99=4999；$r_{be,eq}$=2+50×1=52 kΩ。导通压降约跨两个 BE 结，不能当普通单管处理。

如果①②还不稳，回到 1.3 的工作区；③出错，回到偏置与 I_E关系；④⑤出错，重画交流图；⑥出错，回到过 Q 的交流负载线；⑦⑧出错，检查端口与电流折算；⑨出错，重做测试源法；⑩出错，沿两管连接线写电流关系。这样复习有明确落点，不必把整章重新从头背一遍。

补充练习：把第一章与 2.6 的空缺补牢

练习：1. 二极管：5 V电源经 1 kΩ、正向硅管接地，取导通压降 0.7 V。电流多少？若电源反接呢？

参考答案

正接 I≈4.3 mA。反接、未击穿且忽略漏电时 I≈0；不能算成 -5.7 mA后仍认为正向模型成立。

练习：2. 稳压：输入 12 V，串联 1 kΩ，稳压值 6 V，负载 2 kΩ，最小稳压电流 2 mA。稳压假设成立吗？

参考答案

I_R=6 mA，I_L=3 mA，I_Z=3 mA，满足最小电流；还应检查最大电流、功耗。若负载改为 500 Ω，假设负载要 12 mA而电阻只给 6 mA，稳压假设失败。

练习：3. NMOS：U_{th}=2 V，U_{GS}=4 V，U_{DS}=1 V，在什么区？U_{DS}=3 V又如何？

参考答案

过驱动电压 2 V。1 V小于 2 V，为可变电阻区；3 V大于 2 V，为恒流区。两个状态都已经导通，不能只凭 U_{GS}高于阈值就判恒流。

练习：4. N 沟道 JFET：I_{DSS}=8 mA、U_P=-4 V、R_S=1 kΩ，栅极经电阻接地。为什么 8 mA的代数根无效？

参考答案

它对应 U_{GS}=-8 V，已经越过 -4 V截止条件，不在转移方程的有效区间。应取 2 mA，再验输出侧是否满足恒流区。

练习：5. 共源：g_m=2 mS、R_D=R_L=2 kΩ，源极充分旁路。增益多少？若 R_S=1 kΩ且不旁路呢？

参考答案

旁路时 R'_L=1 kΩ，A_u=-2；不旁路时 A_u=-2/(1+2)=-2/3。静态电路若只改变理想电容的开路/正常状态，Q 点不变。

练习：6. 共漏：g_m=2 mS、R_S=1 kΩ、R_L=1 kΩ。求电压增益与输出电阻。

参考答案

$R_{S'}$=500 Ω，A_u=1/(1+1)=0.5。求 R_o移去 R_L，所以 R_o≈1 kΩ∥500 Ω≈333 Ω，不能把负载再并进去。

完成这些以后，再回看三极管综合题：两类管子的共同顺序都是“偏置 → 验区 → 局部斜率参数 → 小信号 → 源与负载 → 摆幅”。不同的是控制量与具体工作区条件，不是推翻前面重新学一门课。

两章学完以后，应留下什么

掌握标准 重要程度与掌握边界

先确保能独立完成	为什么是重点
工作区判断、Q 点、两种通路	它们决定后面模型和公式是否成立。
共射三指标与源、负载分压	绝大多数本章综合题的主体。
分压偏置、R_e反馈、有无旁路	同时考静态、动态与元件作用。
负载线、削顶、最大输出	把小信号增益与真实可用输出范围接起来。
共集、共基识别和折算	防止把所有电路都套共射公式。

要能解释，但现在不必展开长推导：内部载流子三步、漏电与温度、四个 h 参数的意义、频率参数、温度补偿、组合电路高频用途。这些内容解释了简化模型为何有用、何时失效，不是“做题完全没用”；但不需要你为每道第二章题从半导体物理重新推起。

复合管与组合电路：会认标准图、写连接线电流、算输入折算。若前面基础还不熟，先把 2.3—2.5 的题做稳，再增加这部分难度；不要让一个长公式拖住整章。

你真正需要练成的是：看见一张图，能说明电源怎样建立 Q 点、输入怎样改变电流、负载怎样把变化变成输出，以及哪个条件一变就必须重新计算。做到这里，第二章就不再是一坨互不相干的公式。

场效应管新增要求：会分 JFET、增强/耗尽 MOS，能检查截止与恒流区；会筛选自偏置的二次方程根；会由 Q 点求跨导、计算共源与共漏指标。第一章二极管要会选模型、判状态、算稳压电流范围。集成工艺细节和另附数字资源按课程实验安排深化。

来源与范围说明

依据用户提供的《模拟电子技术基础》第六版第一章（印刷第9—54页）、第二章（第55—116页），并结合配套《学习辅导与习题解答》第六版校核分析方法与综合例题。本讲义采用独立解释与教学重绘，不逐字复印原书。

第一章1.5—1.6及第二章2.8的主体在配套数字资源中，纸面PDF仅列入口；本文说明其目标与学习边界，不声称已读取未提供的资源。章末附代表题与自测，不以穷举每道原书习题作为学完标准。

公式遵守对应模型、偏置与端口条件；近似值与题设精算口径在例题中注明。涉及辅导书空载负载线的条件问题，保留修正说明。电路和曲线均为矢量图，曲线示意不作为器件实测数据。