



image

电子电路

作者: Pannenets.F

时间: June 29, 2020

分类: 笔记

Jereviendraitjeseraidesmillions.——«Spartacus»

特别声明

本手册记录了**电子电路 2020 春**的部分知识点。

Pannenets.F June 29, 2020

目录

1 CH0+ 绪论.pdf	1
2 CH1.1+ 半导体基础.pdf	20
3 CH1.2+ 半导体二极管与晶体三极管原理.pdf	45
4 CH1.3+ 晶体三极管.pdf	68
5 CH1.4+BJT 单级放大电路.pdf	107
6 CH2+MOS 管.pdf	175
7 CH3+ 单级放大器.pdf	226
8 CH4+CMOS 差动放大器.pdf	299
9 CH5+CMOS 电流镜.pdf	344
10 CH6+ 频率响应.pdf	381
11 CH7+ 噪声.pdf	459
12 CH8+ 负反馈.pdf	514
13 CH9+ 运算放大器.pdf	582

14 CH10+ 信号运算与处理电路.pdf	643
15 复习重点.pdf	684
16 01 第一次复习与习题课.pdf	694
17 02 第二次复习与习题课.pdf	715
18 03 第三章答疑课.pdf	729
19 04 第三章作业解答 + 笔迹.pdf	742
20 05 第三次复习与习题课 + 笔迹.pdf	761
21 06 第四次复习与习题课 + 笔迹.pdf	780
22 07 第八章作业解答 + 笔迹.pdf	822

第一章 CH0+ 終論.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

0. 绪论

王昭昊

©2020



课程基本信息

- 名称：电子电路，核心专业课。业内称为“模电”。
- 课时：64学时，4学分，1-16周
- 考试：闭卷考试
 - 平时考核（5%）+课后作业（20%）+期中考试（10%）+期末考试（65%）
- 主讲
 - 王昭昊, 18510868393, zhaohao.wang@buaa.edu.cn, 新主楼A914
- 助教
 - 林克廉, 18759152868, mycllyz@163.com, IRC 304
 - 孙晋怡, 18810828538, sunjinyi97@foxmail.com, 新主楼F1009



本门课程所需的基础知识

■工科数学分析

- 微积分理论、泰勒级数理论。(第二节课就要用)

■电路分析

- 基尔霍夫电流/电压定律、戴维南定理、诺顿定理、RC电路、二端口网络。(贯穿整门课程)

■信号与系统

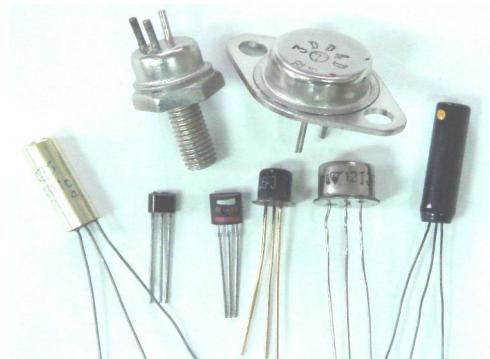
- 系统函数、波特图、功率谱。(从“频率响应”一章开始用)

■与后续课程的联系

- 是后续《CMOS模拟集成电路原理》、《集成电路设计实训》等课程的基础。

》》本门课程的背景-1

为满足通信、网络、工业控制、军工、生物医学等领域的**特殊应用需求**，人们研制出具有**特定功能**的电子器件和电路。



1904年，电子管问世。
又称为真空管。

1947年，晶体管问世。
半导体时代开启。

1958年，集成电路问世。
微电子时代开启。

器件

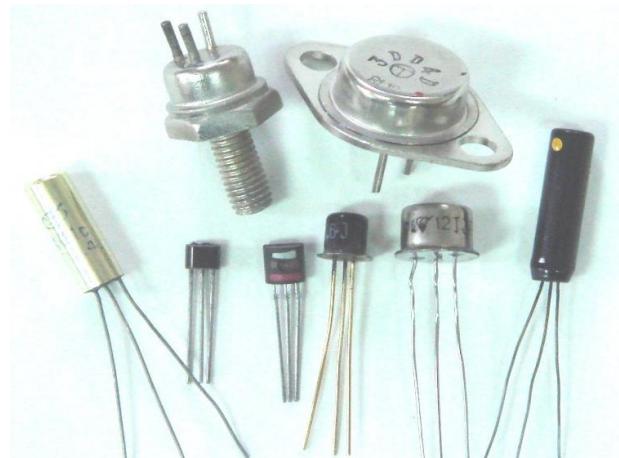
电路

小型化、集成化



》》本门课程的背景-II

一种设计方式：用分立的电子元器件在印刷电路板(PCB)上搭建电路，这称为分立元件电路。

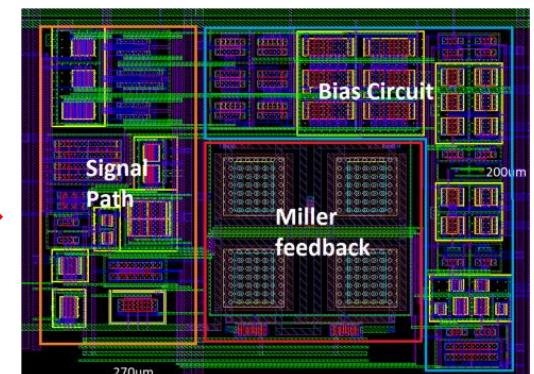
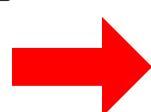
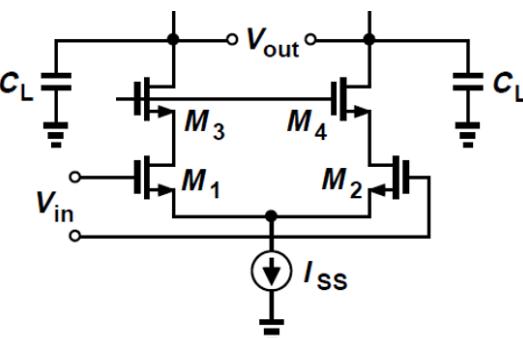
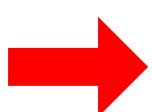
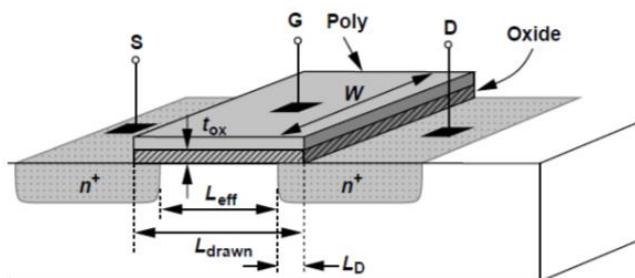


板子尺寸：4cm*7.6cm

很多电类专业，如微电子、通信、计算机、电气、自动化、仪器、光电、机械电子等，会讲解这种设计方式。

》》本门课程的背景-III

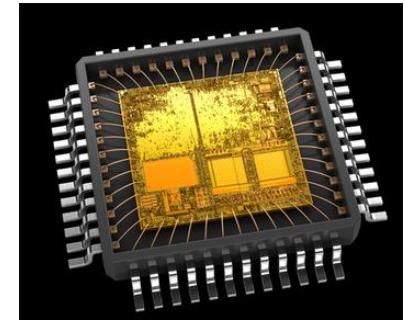
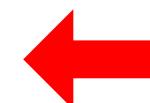
另一种设计方式：在微米或纳米尺度上操作器件、设计电路、布线，并通过一系列微纳加工工艺将电路制作在一块基片上，最后封装，构成一个整体。这就是集成电路 (IC)。



器件尺寸纳米级

电路尺寸微米级

可以认为这种设计方式是微电子专业的特色。



》》本门课程的背景-IV

■ 三极管 (BJT)

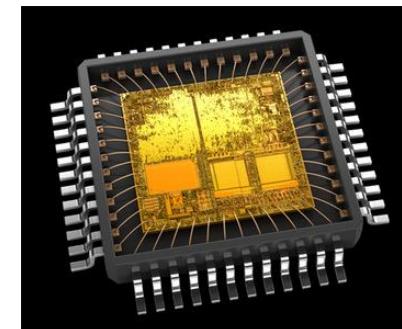
- 速度更快
- 靠电流驱动，有输入电阻
- 自增益较高 (放大倍数高)



BJT更适合分立电路。
《模拟电子技术基础》
《电子线路基础》

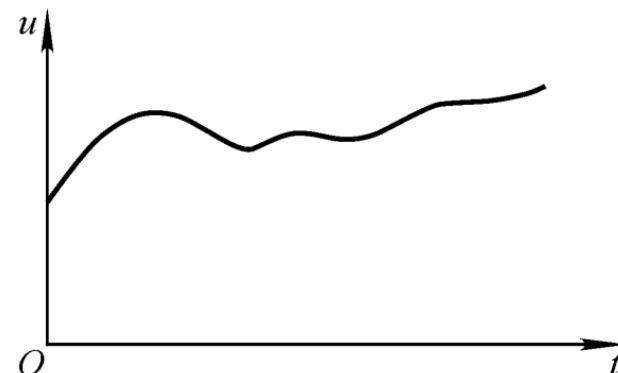
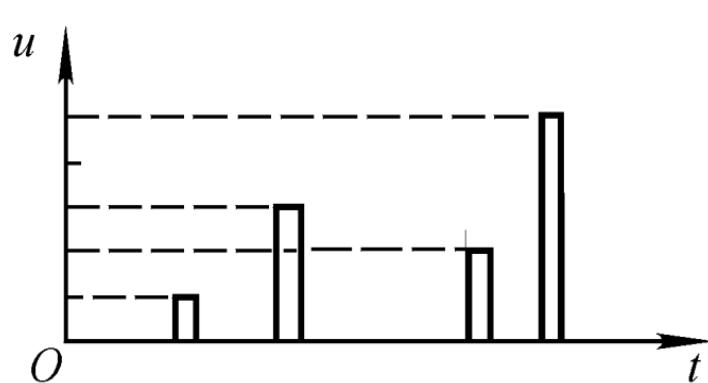
■ MOS管

- 速度不如BJT
- 靠电压驱动，输入阻抗无限大
- 微型化，集成度高
- 成本低
- 互补方式使用 (CMOS)



MOS管更适合集成电路。
《模拟CMOS集成电路设计》

》》本门课程处理模拟信号



- 数字信号：离散性。
- 只考虑采样时刻的值在哪个
阈值区间内。
- 模拟信号：连续性。
- 任何瞬间的任何值都要考虑。
- 自然界的实际信号是模拟信号。

■模拟电路

- 模拟电路是对模拟信号进行处理的电路。包括放大、滤波等。
- 最基本的处理是对信号的放大，其它模拟电路多以放大电路
为基础。本门课程的重点就是模拟放大电路。

》》模拟IC行业特点

■重经验

- 不强调摩尔定律与高端制程，偏好成熟制程。依赖人工设计、重视经验积累、研发周期长。设计与工艺需紧密合作。一颗好的模拟IC就像一件艺术品。

■产品需求分散，但竞争格局集中

- 产品数量多、应用广泛；产品生命周期长，价格偏低；市场竞争格局较为集中。供货商稳定，强者愈强、大者恒大。

■弱周期

- 市场波动较小，价格波动不大。

» 本门课程的特点-1

■工程性

- 模拟电路很难求得精确解，实际工程中也没必要。
- 强调定性分析，判断关键参数对指标的影响。
- 必须合理运用“近似分析”。允许忽略的，请大胆忽略，不允许忽略的，务必考虑在内。

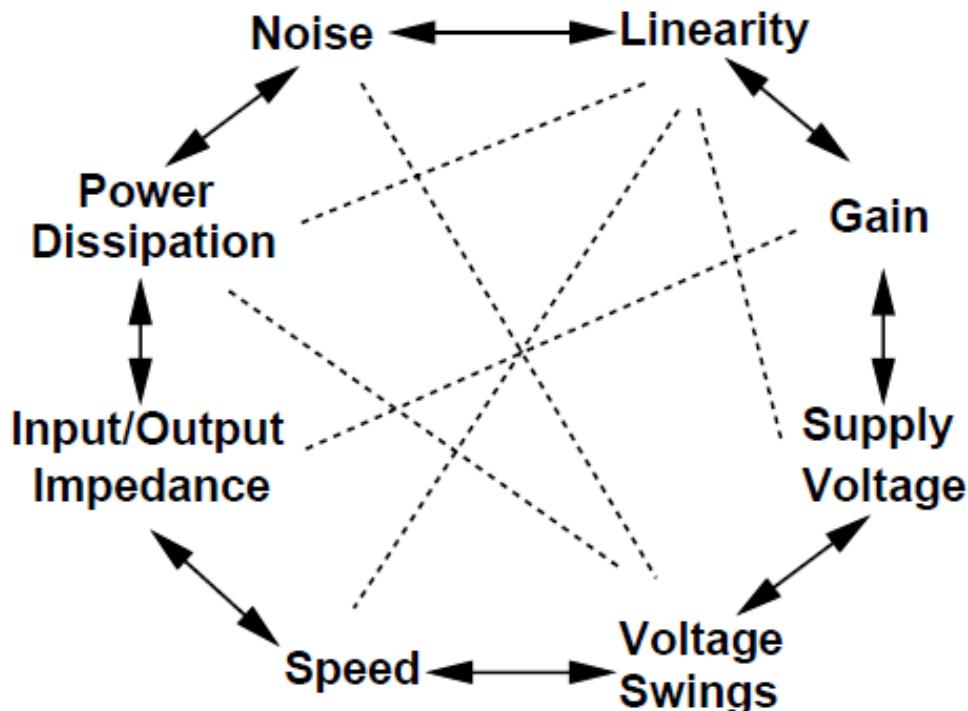
■实践性

- 手工计算是极其宏观的手段，大部分时间花在仿真和实测。
- 搭好电路结构只是第一步，大部分时间都在调试优化。

■凡事皆有代价

- 模拟电路的指标繁多，而且互相牵制。(见下一页PPT)

》》 本门课程的特点-II



Trade off, Trade off, Trade off.....不停的Trade off

模拟电路设计的八边形法则

某个指标的改进，通常意味着另一个或另几个指标的牺牲。这是个多维优化问题。

》》本门课程的学习方法

■守住基本盘

- 电子器件模型是解题的钥匙，也是最后的底牌，务必牢记。
- 模拟电路有很多基本结构，不管出现多少派生结构或合体结构，都要能熟练、敏锐的识别出其中的基本结构。

■不能死记硬背

- 如果你能牢记某个公式或某个电路，一定是因为你做的太熟了，而不是因为你背下来了。

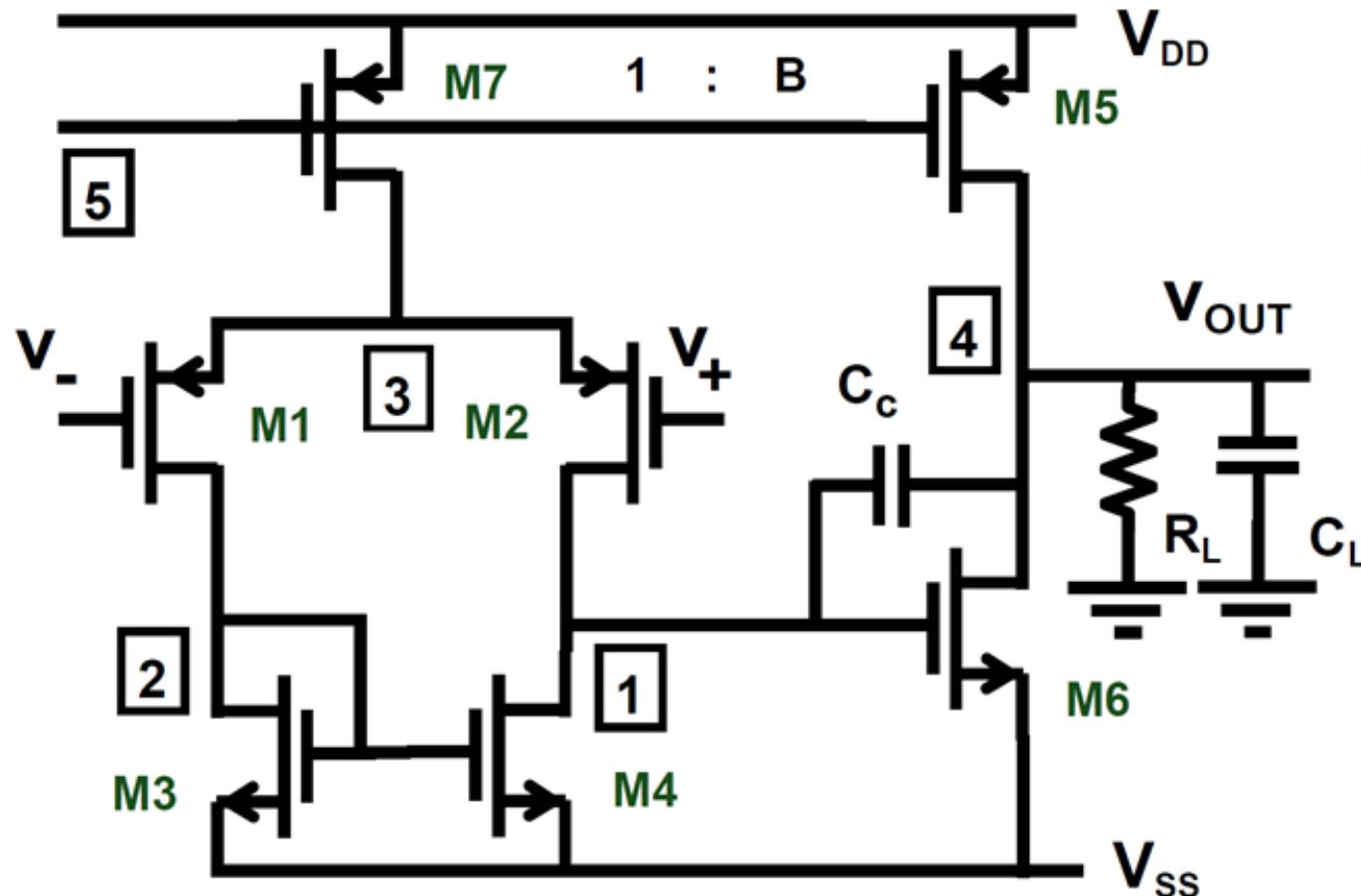
■不能纸上谈兵

- 实际工程设计很依赖仿真和实测，一定要多练习、多体会。

■不能蛮干

- 要灵活运用电路定理简化分析。要学会近似。

》》本门课程的目标



- 学完这门课，能设计类似这样的一款Miller OTA，确定各元件参数，满足甲方提出的指标（增益、带宽、功耗等）。
- 要清楚的知道每一个元件的作用，辨别出基本单元结构。



参考资料

- 模拟电子技术基础（第五版）。童诗白、华成英主编，华成英、叶朝辉修订。高等教育出版社，2015年7月。
- 模拟CMOS集成电路设计（第2版）。Behzad Razavi著，陈贵灿、程军、张瑞智、张鸿译。西安交通大学出版社，2018年12月。
- 电子线路基础。张晓林，张凤言著。高等教育出版社，2011年6月。
- 模拟集成电路的分析与设计（第4版）。Paul Gray等著，张晓林等译。高等教育出版社，2005年6月。
- CMOS模拟集成电路设计（第二版）。Phillip E Allen等著，冯军等译。电子工业出版社，2011年1月。



授課安排

日期	授課內容	參考教材
2020.02.24	緒論、半導體基礎	《童書》P1-15 《拉扎維》P1-6
2020.02.26	半導體二極管	《童書》P15-21
2020.03.02	晶体三極管	《童書》P24-32、P75-80、 P190-192
2020.03.04	BJT單級放大電路	《童書》P58-93
2020.03.09		
2020.03.11	複習課/習題課	複習課/習題課
2020.03.16	MOS管	《拉扎維》P7-32
2020.03.18		



授课安排

日期	授课内容	参考教材
2020.03.23		
2020.03.25	CMOS单级放大电路	《拉扎维》第3章
2020.03.30		
2020.04.01	复习课/习题课	复习课/习题课
2020.04.08	答疑课/复习课	答疑课/复习课
2020.04.13		
2020.04.15	CMOS差分放大电路	《拉扎维》 P91-114
2020.04.20		
2020.04.22	CMOS电流镜	《拉扎维》 P122-145



授課安排

日期	授課內容	參考教材
2020.04.27	复习课/习题课	复习课/习题课
2020.04.29		
2020.05.06	频率响应	《童书》P186-190 《拉扎维》P157-185
2020.05.11		
2020.05.13	噪声	《拉扎维》P197-227
2020.05.18		
2020.05.20	负反馈	《拉扎维》P245-281
2020.05.25	复习课/习题课	复习课/习题课



授课安排

日期	授课内容	参考教材
2020.05.27		
2020.06.01	运算放大器的设计	《拉扎维》P308-323、 P336-344、P349- 353、P368-376
2020.06.03		《艾伦》P208-212、 P218-224
2020.06.08	信号运算与处理电路	《童书》P276-287、 P289-291、P304-311、 P358-366
2020.06.10	总复习	总复习
2020.06.29	期末考试	整门课程

第二章 CH1.1+ 半导体基础.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

1.1 半导体基础

王昭昊

©2020



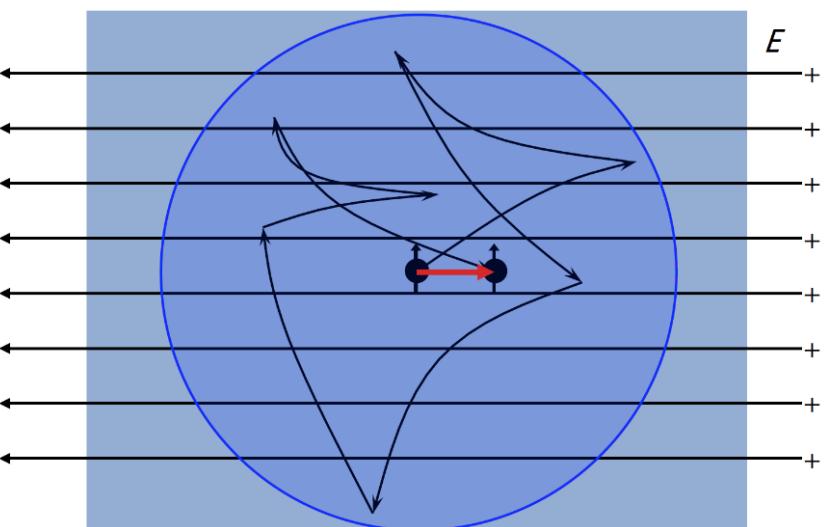
内容提要

- 本征半导体：电子、空穴
- 杂质半导体：N型、P型、多子、少子
- PN结的形成：扩散、漂移、空间电荷区
- PN结的特性：I-V、电容、击穿

物质的导电性-I

- 何谓电流：电子的定向移动。
- 物质如何才能具有导电性：要有电子，而且电子要比较自由，不受束缚，加电场后能定向移动。

如何理解电子的定向移动？是“整齐划一”的在移动吗？



- ✓ 电子移动通常不是“整齐划一”。
- ✓ 从统计角度看，可以认为电子在“定向”移动。
- ✓ 在定向移动过程中，电子可能经历散射等阻碍（电阻的根源之一）。

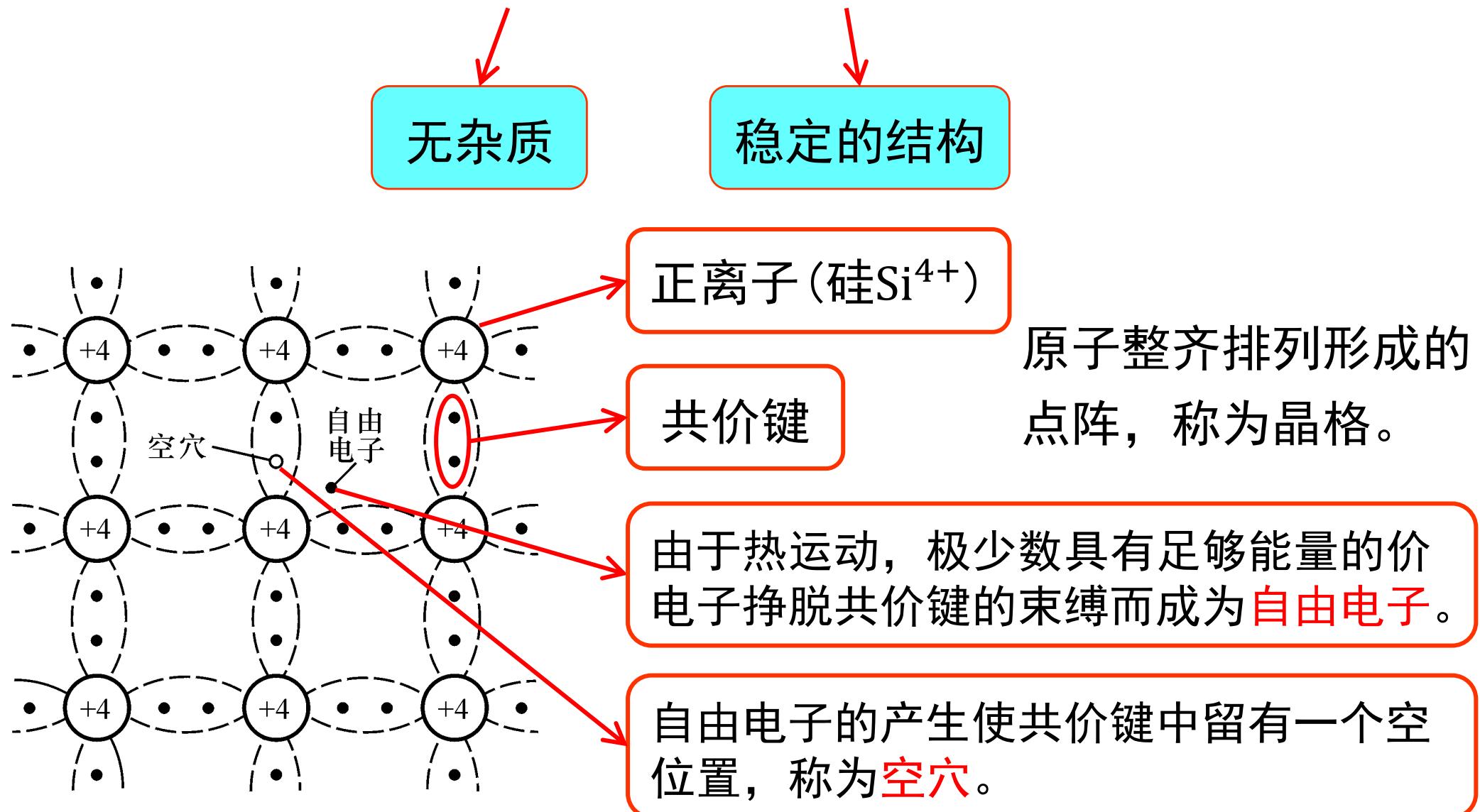


物质的导电性-II

- **导体**: 低价元素（铁、铝、铜等金属），其最外层电子极易挣脱原子核束缚而成为自由电子，在外电场作用下很容易产生定向移动，形成电流。
 - **绝缘体**: 高价元素（惰性气体）或高分子物质（橡胶等），其最外层电子很难摆脱原子核束缚，在外电场作用下难以定向移动，因而难以形成电流。（除非外电场强到一定程度才可能导电：介质击穿）。
 - **半导体**: 四价元素（硅、锗等），其最外层电子受原子核的束缚力介于导体和绝缘体之间。
- 导体/绝缘体/半导体一定只限于上述几种元素单质吗？
- 不是，例如，化合物GaN、GaAs也是半导体。

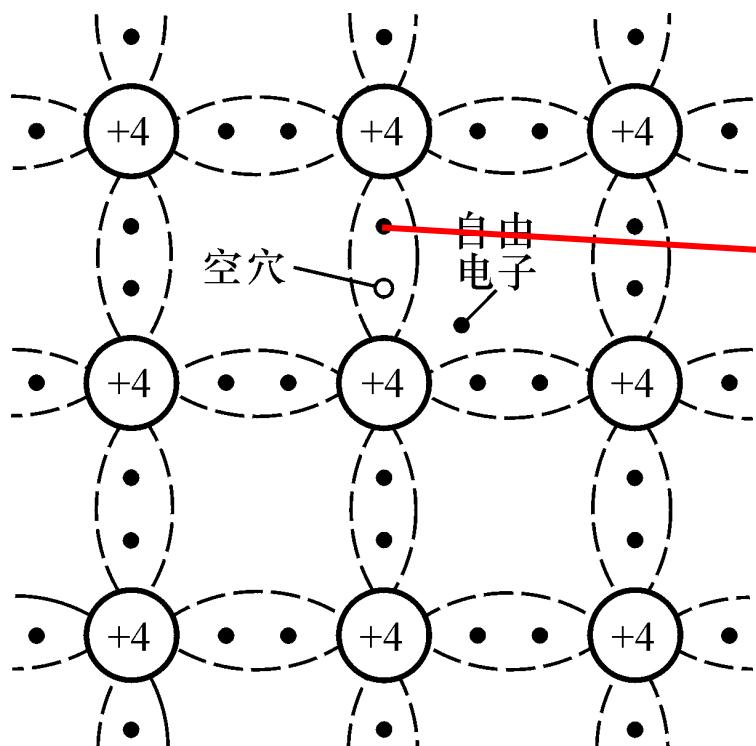
》》本征半导体

- 本征半导体：纯净的、具有晶体结构的半导体。



》》本征半导体中的载流子-I

- 载流子：运载电荷的粒子。
- 本征半导体中的载流子：自由电子和空穴。
- 这意味着：自由电子和空穴都能定向移动，形成电流。



■如何理解“空穴的移动”？

✓实质上是价电子在移动！

✓所以空穴的移动能力（速率）与自由电子不同，反映的是价电子与自由电子的受束缚程度不同，空穴和自由电子是不同的载流子。

空穴是半导体“独有”的一种载流子。
导体中只有一种载流子，是什么？

》》本征半导体中的载流子-II

■几个术语与定律

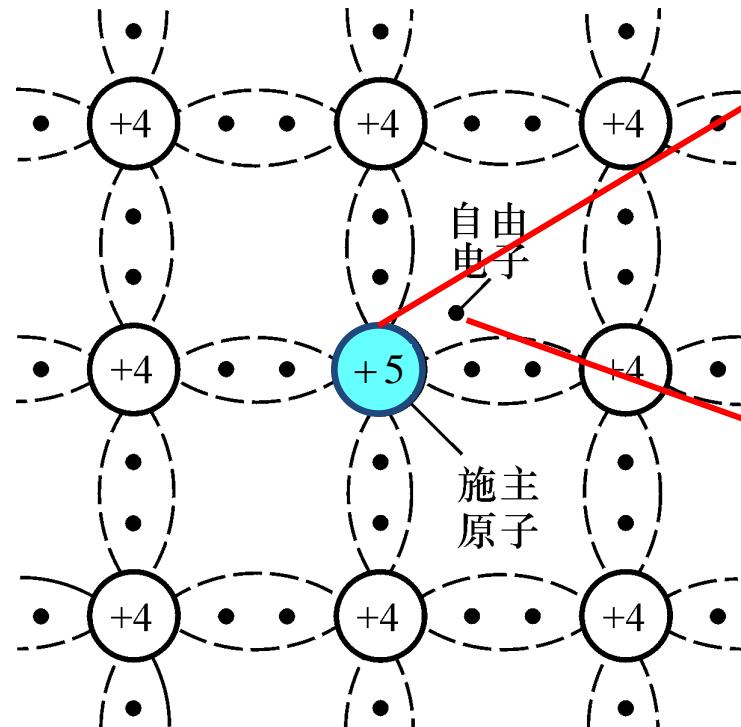
- **半导体中的电流**: 同时考虑自由电子和空穴分别形成的两种电流。
- **本征激发**: 半导体在热激发下产生自由电子和空穴对。
- **复合**: 自由电子与空穴相遇, 二者同时消失。
- **动态平衡**: 在一定温度下, 本征激发与复合形成动态平衡。
- **载流子浓度是温度的函数**: 温度升高, 热运动加剧, 挣脱共价键束缚的自由电子增多, 空穴随之增多, 载流子浓度升高。T=0K时不导电。

$$n_i = p_i = K_1 T^{\frac{3}{2}} \exp\left(-\frac{E_G}{2kT}\right)$$

推导过程见《半导体物理》、《微电子器件基础》等。

》》杂质半导体：N型

■为什么要对本征半导体掺杂？因为本征半导体的导电性很差



N型半导体：掺入五价元素（磷）

多出一个电子，不受共价键束缚，
容易成为自由电子，参与导电。

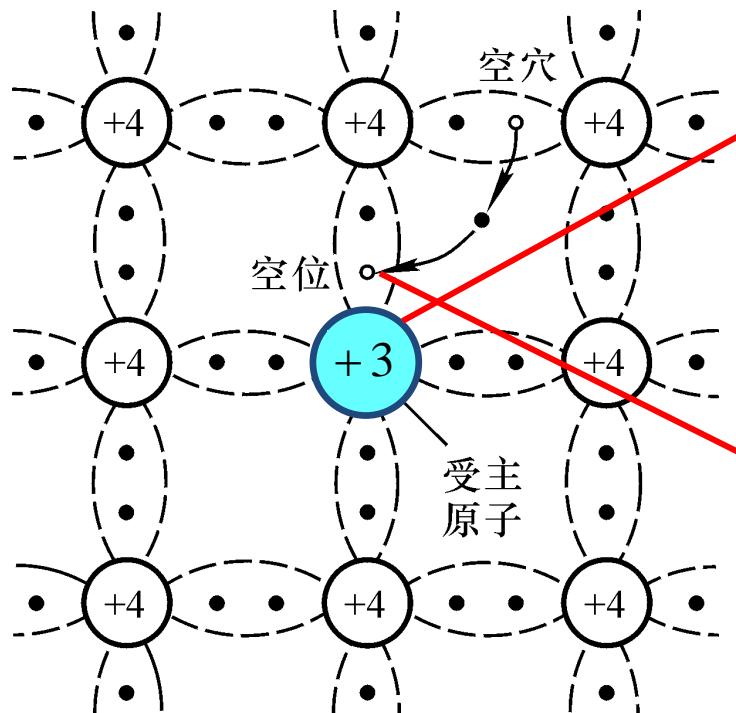
注意1：多出一个电子，整个N型
半导体带负电吗？不带！电中性！

注意2：这个电子并未与空穴成对
出现！与本征半导体不同！

自由电子浓度大于空穴浓度。

自由电子被称为多数载流子(多子)，空穴被称为少数载流子(少子)。
被掺入的杂质原子称为施主原子。

》》杂质半导体：P型



P型半导体：掺入三价元素（硼）

多出一个空位，当硅原子的外层电子填补此空位时，产生一个空穴，参与导电。

注意1：整个P型半导体呈电中性！

注意2：这个空穴并未与自由电子成对出现！

空穴浓度大于自由电子浓度。

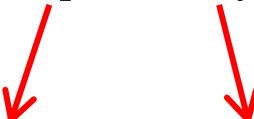
空穴被称为多数载流子(多子)，自由电子被称为少数载流子(少子)。
被掺入的杂质原子称为受主原子。

》》杂质半导体

■几个定律

- 掺入杂质越多，多子的浓度越高，导电性能越强。
- 多子来源：掺杂原子、本征激发。
- 多子浓度 \approx 掺杂原子浓度。多子浓度对温度不敏感。
- 少子仍旧来源于本征激发，少子浓度对温度敏感。

$$np = n_i^2$$



某温度下两种载流子浓度的乘积

某温度下本征半导体的载流子浓度

推导过程见《半导体物理》、《微电子器件基础》等。



讨论题

■ 集成电路工艺中，为什么先将半导体做成纯净的本征半导体，再掺杂改善其导电性？

- 使掺杂可控：我想掺的一定要掺进去，不想掺的，一点也不要。
- 有一类工厂专门做本征半导体晶圆片，纯度九个9.

■ 杂质半导体中，多子与少子浓度不相等，为什么呈电中性？

- 施主或受主原子的原子核多带或少带电量，抵消了浓度差。

■ N型半导体中的空穴浓度与同等温度下的本征半导体相比如何？

- 比本征半导体少。因为电子浓度极高，复合掉很多空穴。
- 从前述两个公式也可以定量理解。

■ 杂质半导体中，当温度变化时，多子与少子的变化浓度相同吗？

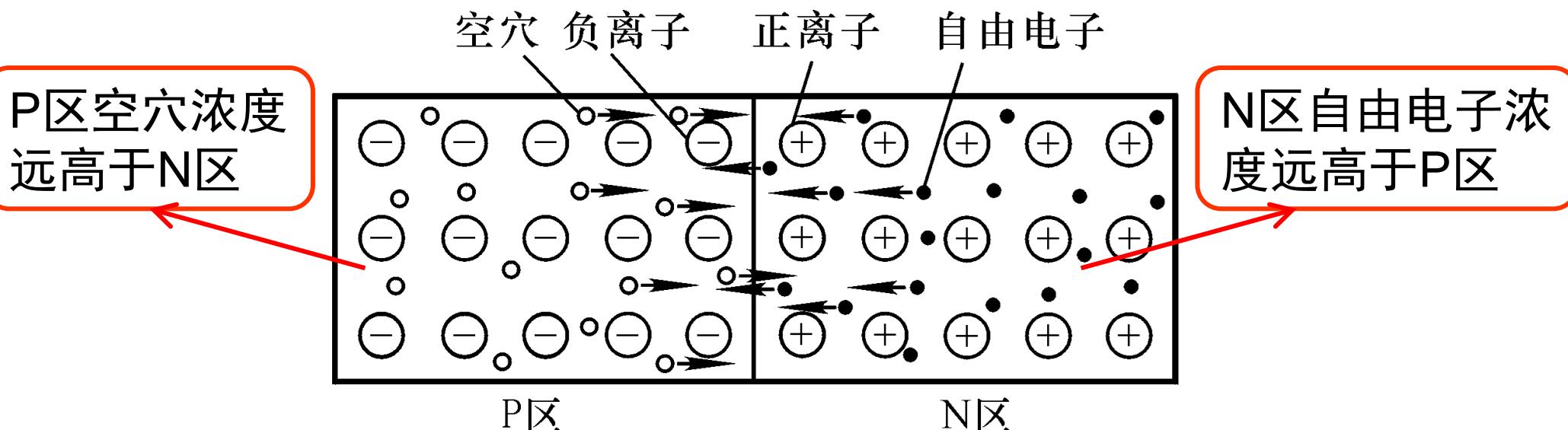
- 变化数目相同，因为温度主要引起本征激发，电子与空穴成对出现。但浓度变化不同。多子本来就很多，浓度变化不大。但少子浓度变化大。

》》 PN结

引理1：物质总是从浓度高的地方向浓度低的地方运动，称为扩散运动。

引理2：外加电场时，载流子形成漂移电流；存在浓度梯度时（无需外加电场），载流子形成扩散电流。这是两种互不相同的机制，二者都是电流的来源！

将P型半导体和N型半导体接触（工艺级紧密接触），发生什么？



根据上述引理1，条件成熟，自由电子和空穴开始定向扩散！

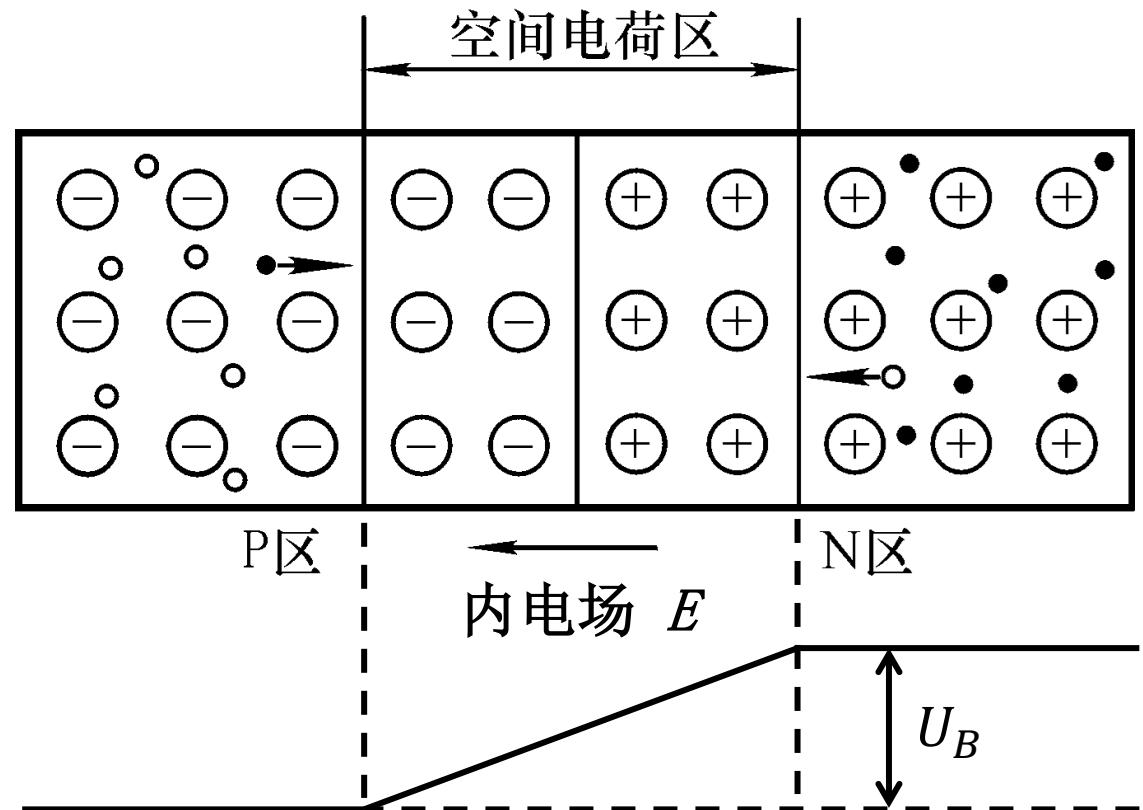
》》 PN结的形成

P区空穴向N区扩散
N区电子向P区扩散

电子与空穴在界面处附近复合

P区出现负离子区
N区出现正离子区

形成空间电荷区
形成内电场



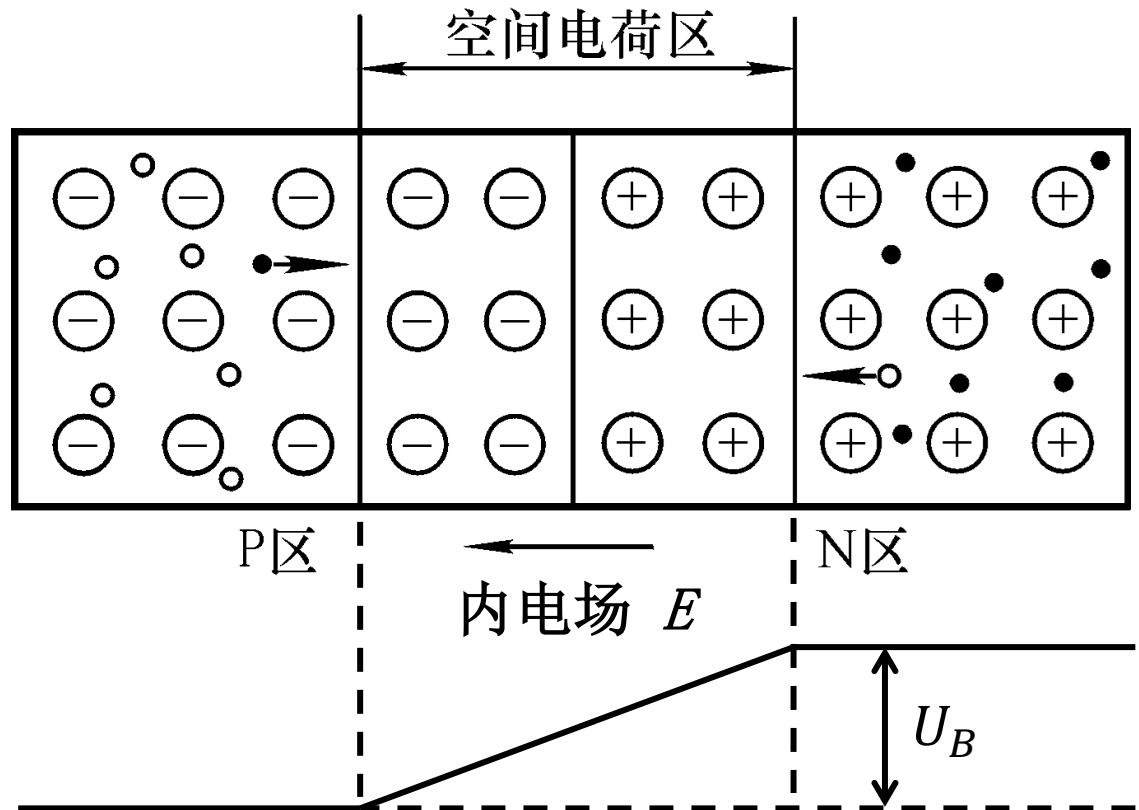
内电场引起反方向的漂移电流

漂移电流=扩散电流
动态平衡

》》 PN结的空间电荷区

■ 空间电荷区的别名

- 耗尽层：空间电荷区内的自由电子和空穴非常少，载流子“耗尽了”。
- 势垒区：内电场产生电势差，形成能量势垒。



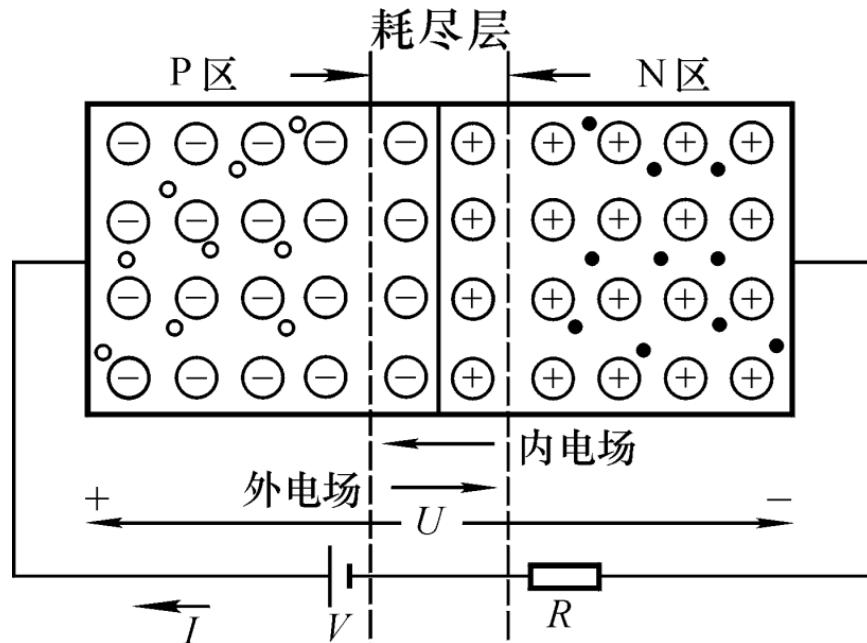
■ 空间电荷区是有宽度的

- 因为正负离子位置固定。
- 正负离子电荷量相等（电中性），宽度不一定相同。
- 掺杂越重，宽度越窄。

$$U_B = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right)$$
$$x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_s U_B}{e} \left(\frac{N_a}{N_d} \right) \left(\frac{1}{N_a + N_d} \right)}$$
$$x_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s U_B}{e} \left(\frac{N_d}{N_a} \right) \left(\frac{1}{N_a + N_d} \right)}$$
$$x_n N_d = x_p N_a$$
$$x_n + x_p = W$$

更多推导见《半导体物理》、《微电子器件基础》等。

》》 PN结的单向导电性

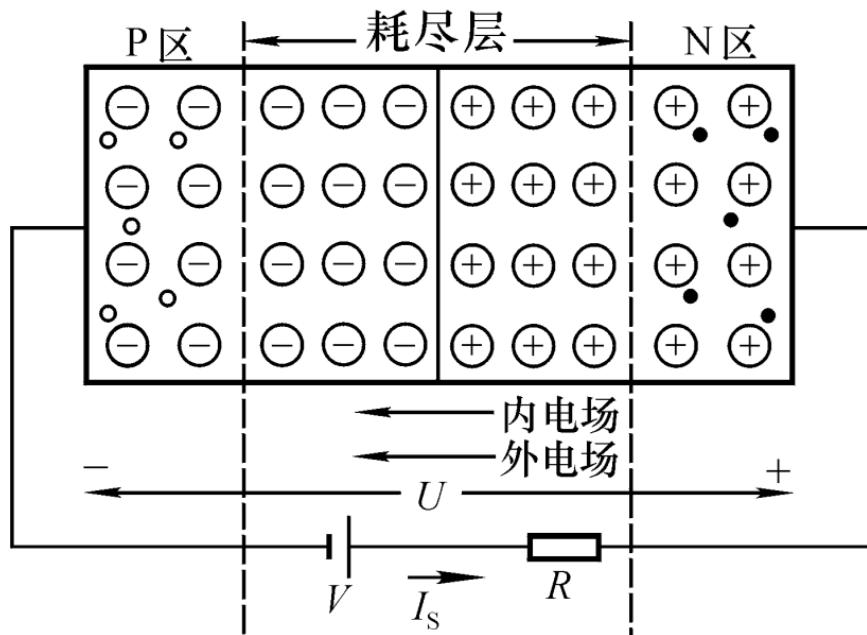


PN结加正电压

外加电场与内电场方向相反
漂移运动减弱
扩散运动加剧

多子向空间电荷区扩散
空间电荷区变窄

多子扩散不停歇
形成正向电流



PN结加负电压

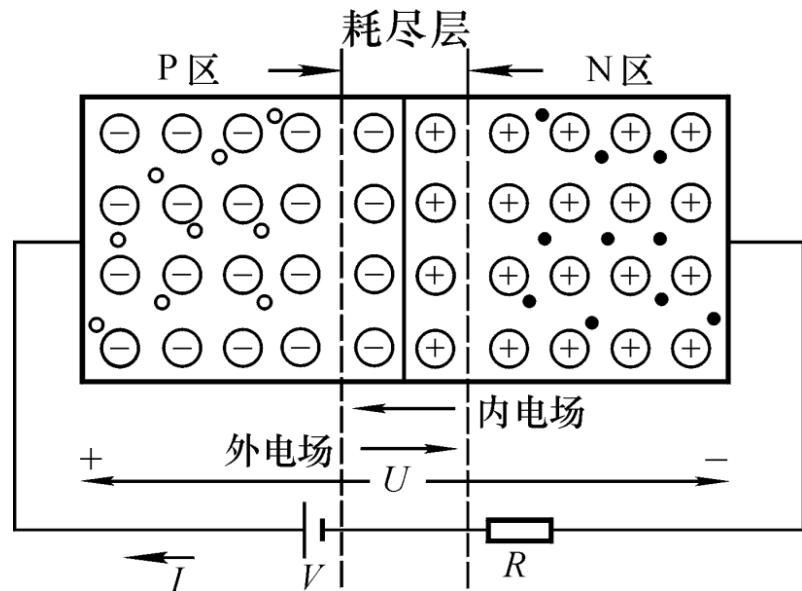
外加电场与内电场方向相同
漂移运动加剧
扩散运动减弱

少子被从P区和N区抽取，漂移

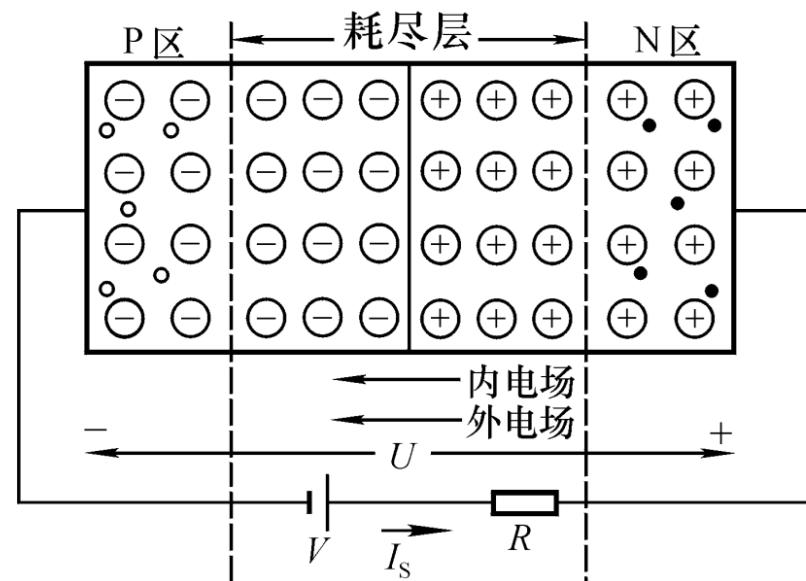
空间电荷区变宽

少子漂移不停歇
形成反向电流

》》 PN结的I-V特性



正偏，多子主导，正向电流大，
几乎导通



反偏，少子主导，反向电流小，
几乎截止

$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right] = I_S \left[\exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right]$$

$V_T = kT/e$ 温度的电压当量, 26 mV@300K I_S 反向饱和电流

更多推导见《半导体物理》、《微电子器件基础》等。

》》 PN结的I-V特性

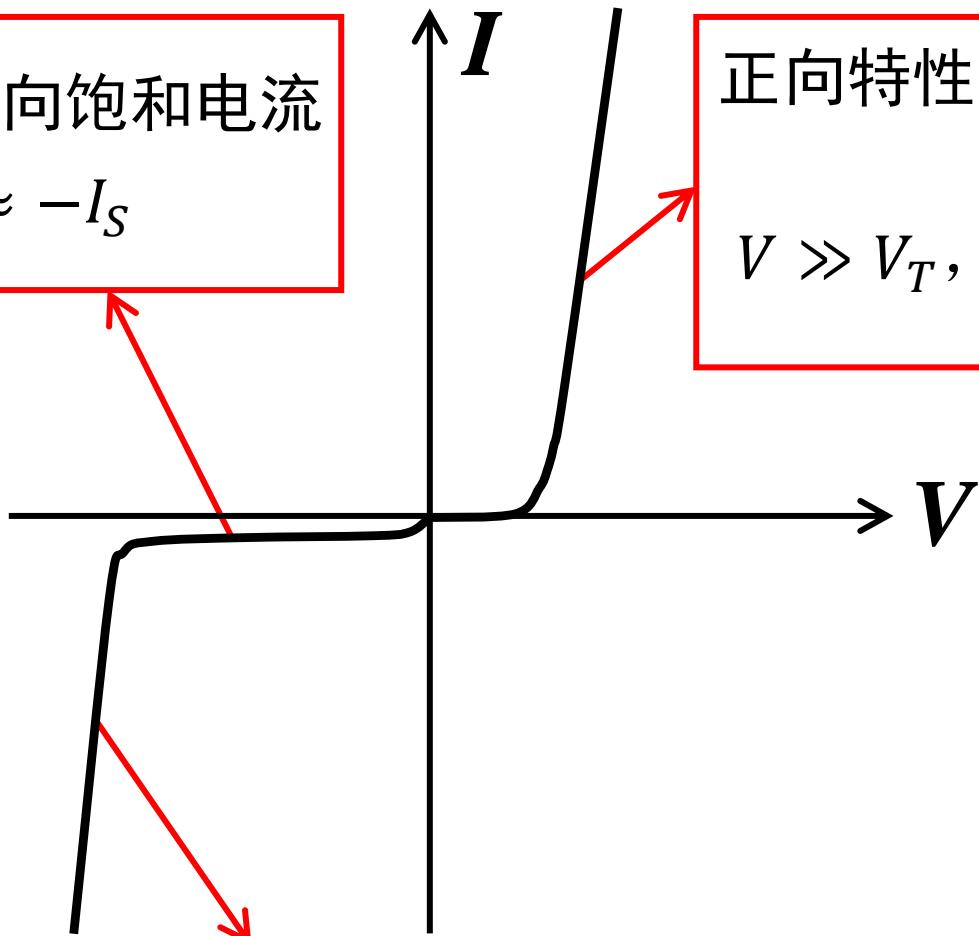
$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right] = I_S \left[\exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right]$$

反向特性，近似为反向饱和电流

$$V \ll -V_T, \quad I \approx -I_S$$

正向特性，近似指数关系

$$V \gg V_T, \quad I \approx I_S \exp\left(\frac{V}{V_T}\right)$$



这一段在I-V公式中没有体现，反映PN结的反向击穿特性。

》》 PN结的击穿特性

■ PN结反向击穿

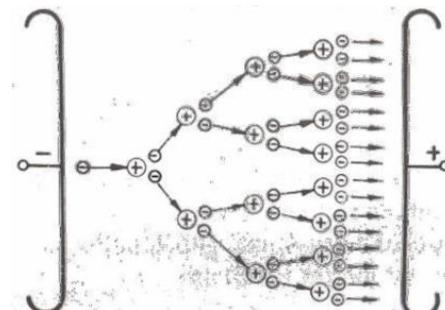
- 当反向电压超过一定数值后，反向电流急剧增加。

■ PN结的齐纳击穿

- 特点：高掺杂，耗尽层宽度 w 很窄，反向击穿电压较低
- 由电场公式 $E = V/w$ ，不大的电压 V 即可引起较强的电场 E ，破坏共价键，价电子脱离束缚，产生电子空穴对，电流剧增。

■ PN结的雪崩击穿

- 特点：低掺杂，耗尽层宽度较宽，反向击穿电压较高
- 高电压使少子漂移速度增加，动能增大，把共价键的价电子碰撞出来，产生电子-空穴对，被碰撞出来的电子继续撞击其它价电子，以此类推，电流雪崩式倍增。





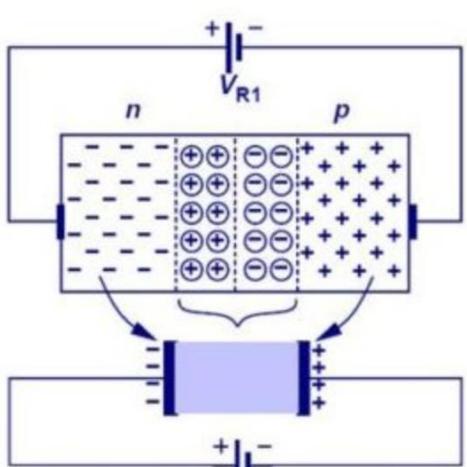
PN结的电容特性

■ 为什么要研究电容特性？

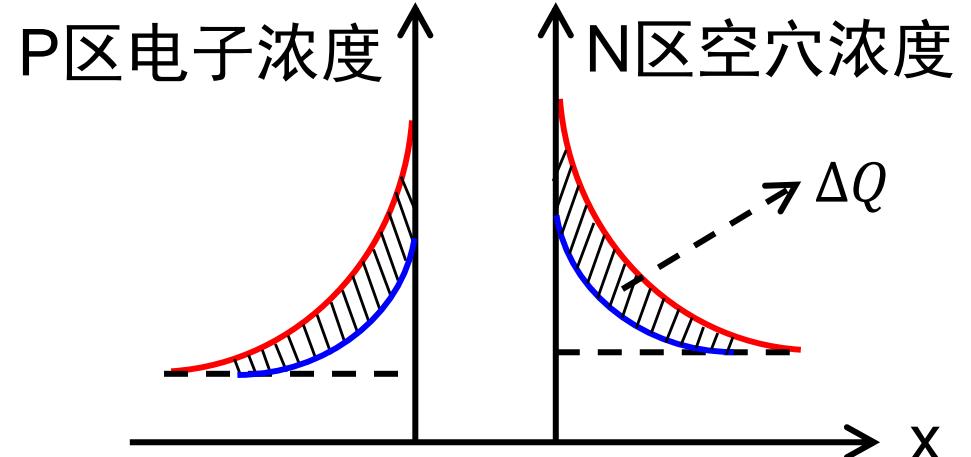
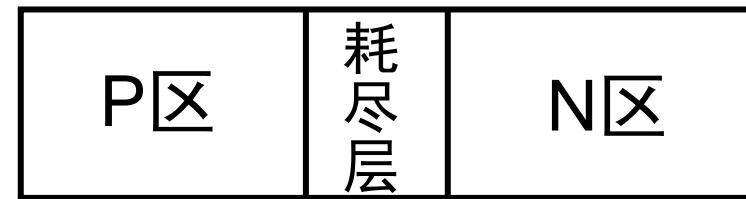
- ✓ I-V特性仅仅反映了PN结的静态行为，但仅凭I-V特性无法判断PN结对信号的响应速度有多快，换言之，我们还需要掌握PN结的动态行为，动态行为主要受电容的影响。
- ✓ 通俗例子：如果给PN结施加高频方波电压时，电压值高速切换，那么PN结的电流值也能以相同的高速稳定切换吗？

》》 PN结的电容特性

势垒电容 C_b



扩散电容 C_d



$$C_b = \frac{dQ}{dV} \approx \frac{\Delta Q}{\Delta V}$$

- PN结的外加电压变化时，耗尽层宽度变化，耗尽层的电荷量随之变化。

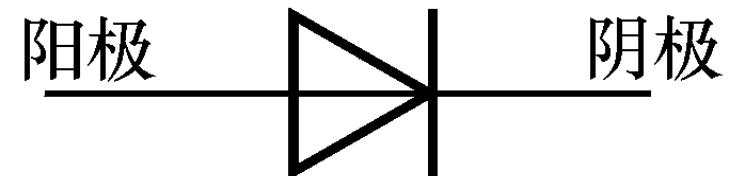
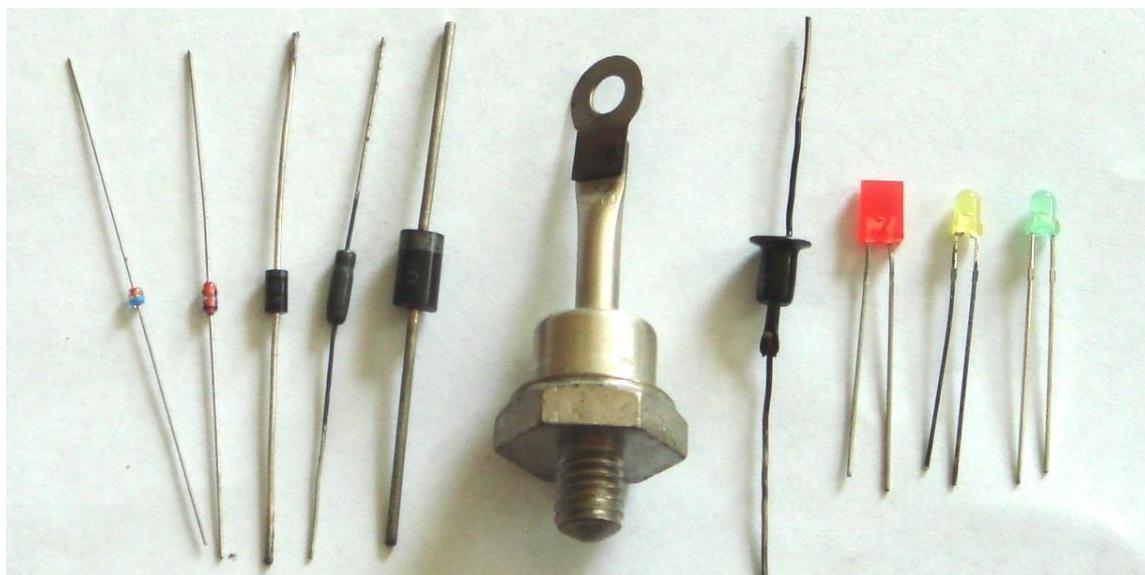
- PN结的外加电压变化时，扩散区内少子浓度梯度变化，少子数量随之变化。

$$C_j = C_b + C_d$$

》》从PN结到半导体二极管

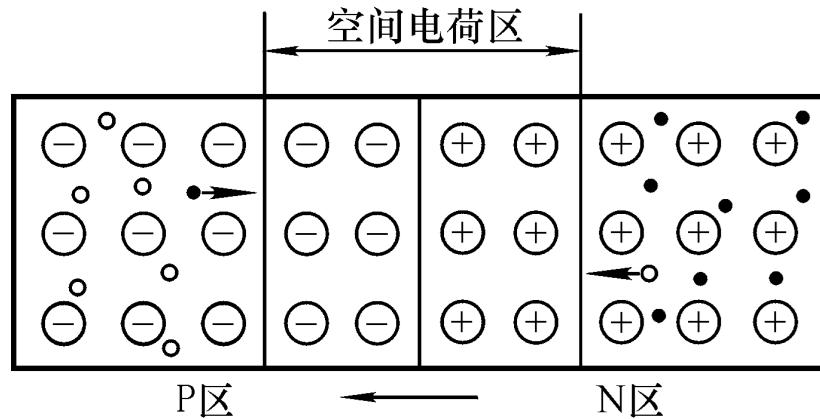
$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right] = I_S \left[\exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right] \quad C_j = C_b + C_d$$

- PN结具备了“微电子器件”的雏形：有I-V特性，有电容特性。
- 我们正逐渐从“物理”级(Physics)走进“器件”级(Device)。
- 将PN结封装，引出两个电极，就构成了二极管，正规的器件。



工艺、器件与电路在本门课的定位

■ 工艺工程师考虑如何将界面做的平整，如何将材料晶格做的规整。

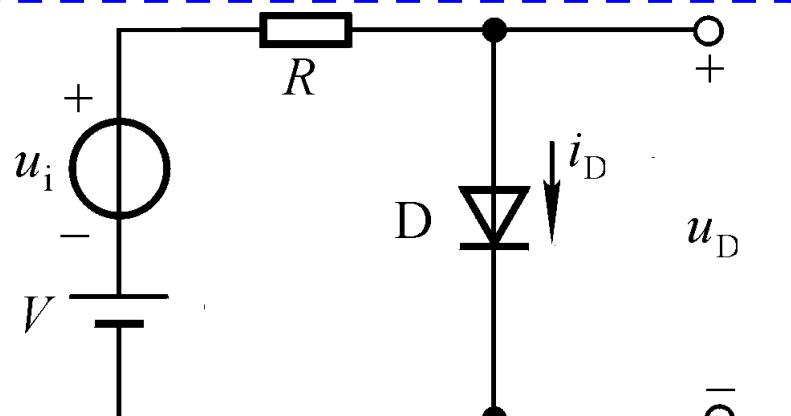


■ 器件工程师关注电学特性，推导出几个电学公式，将器件做成“模型”(Model)。

$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right]$$

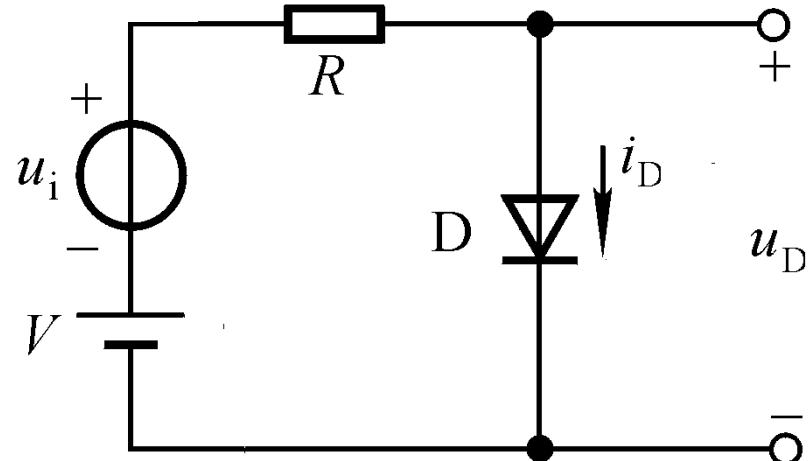
本门课的位置

■ 电路工程师利用这些器件模型，设计具有特定功能的电路。



》》 工艺、器件与电路在本门课的定位

虽然电路工程师利用的是
“现成的” 器件模型，但电
路工程师的水平取决于对器
件甚至工艺的理解程度！



- 这个电路受温度漂移的影响如何？（PN结的温度特性）
- 如果 u_i 是个交流信号，最高工作频率多大？（PN结的电容特性）
- 如果做成集成电路，二极管工艺误差对电路性能有何影响？这个电路能容忍多大的误差？（对代工厂的工艺一致性的理解）



讨论题

■ PN结自带内电场，如果将PN结短接，会产生电流吗？

- 会产生一个瞬时电流，然后马上达到新的平衡，电流消失。

■ 当PN结外加电压频率极高，PN结仍旧具有单向导电性吗？

- 不具有。高频时，PN结的电容效应显著，高频信号会通过电容传导，电容双向导电，不管正偏或反偏。

■ 本次课，不布置作业，课后把下列两个简答题自己陈述一下

- PN结的形成过程（3分钟讲完）。
- PN结在正偏或反偏时的载流子运动（3分钟讲完）。

第三章 CH1.2+ 半导体二极管与晶体三极管原理.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

1.2 半导体二极管

王昭昊

©2020



内容提要

■ 二极管的电学模型

□ 大信号模型、小信号模型、图解法、等效电路法。

■ 二极管的应用

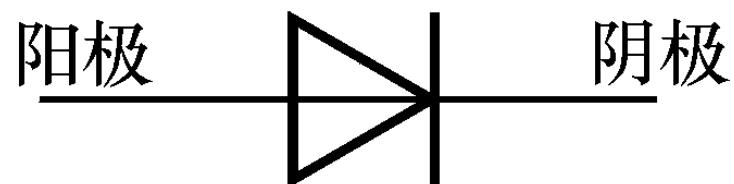
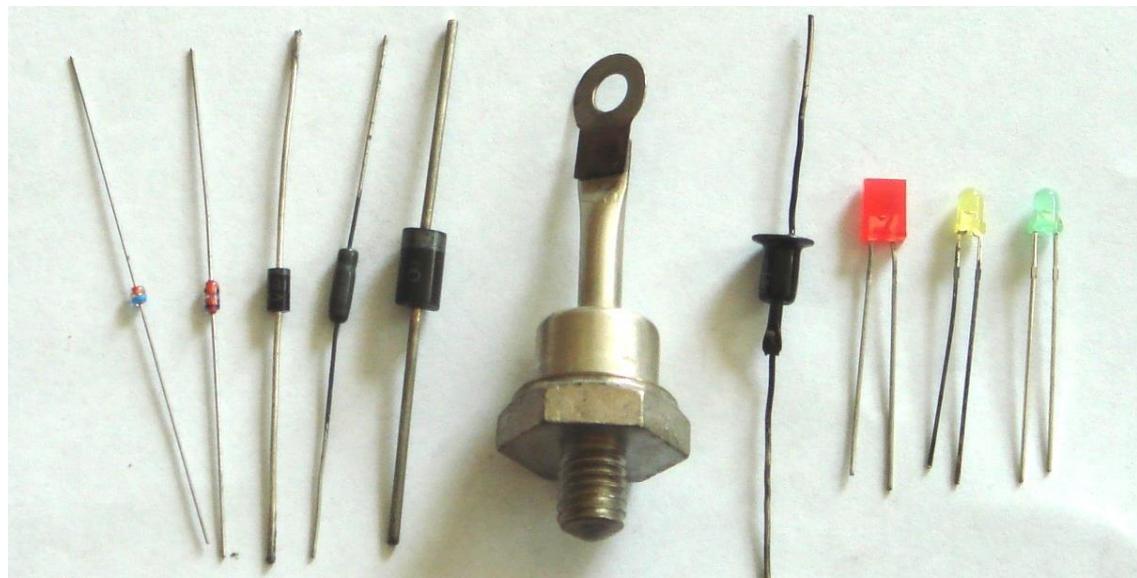
□ 整流电路、限幅电路、钳位电路。

■ 稳压二极管

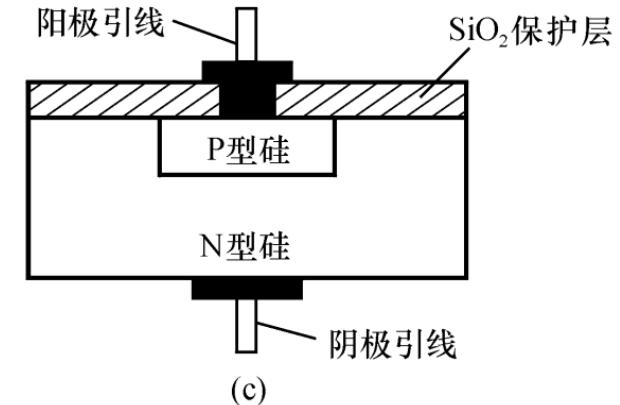
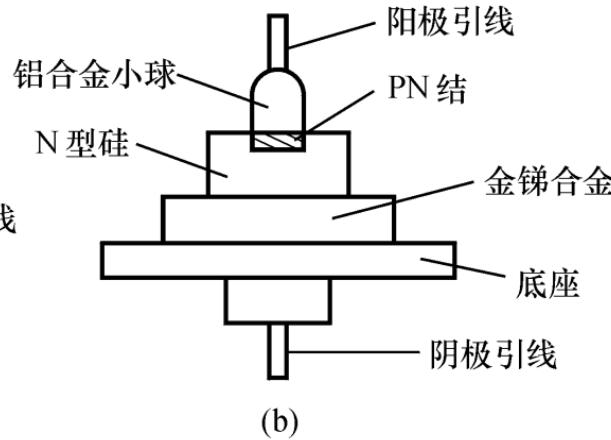
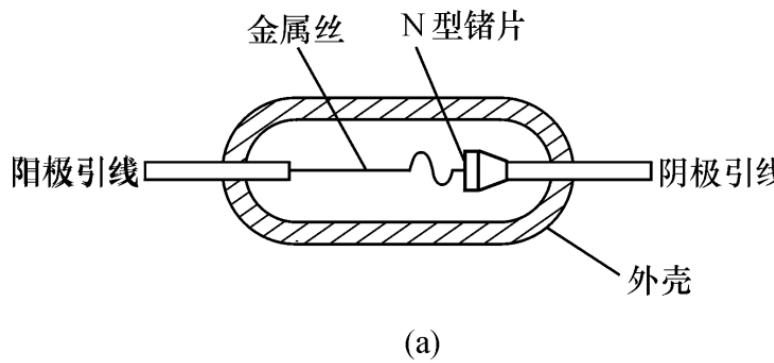
□ 原理、应用。

》》从PN结到半导体二极管

$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right] = I_S \left[\exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right] \quad C_j = C_b + C_d$$



》》二极管的结构



点接触型：结面积小，结电容小，故结允许的电流小，最高工作频率高。

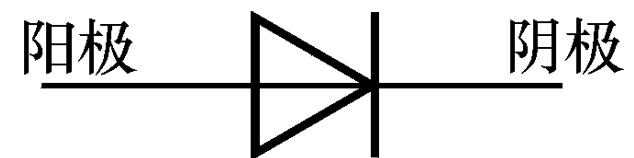
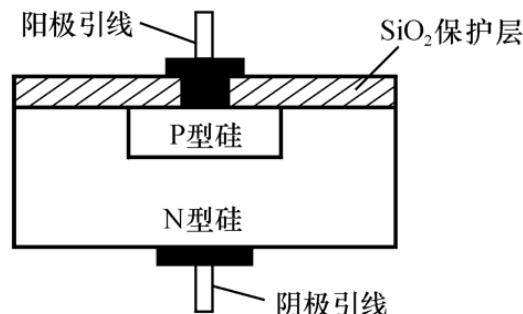
面接触型：结面积大，结电容大，故结允许的电流大，最高工作频率低。

平面型：结面积可小、可大，小的工作频率高，大的结允许的电流大。

》》 二极管的电学模型：引言

■ 微电子器件建模的重要性

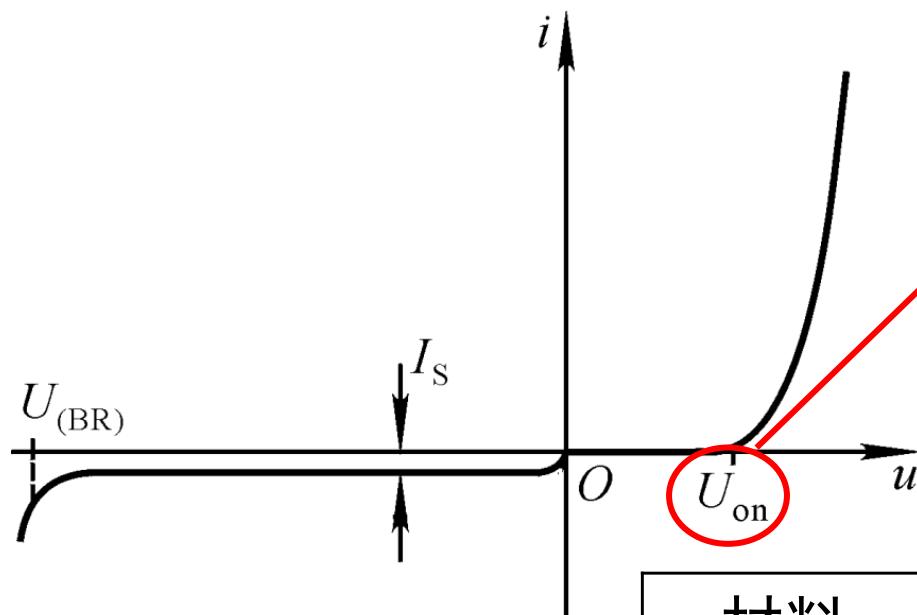
- 要想正确使用器件，必须有一个好用的“模型”(Model)。
- 数字电路对于I-V数值有容错性，但模拟电路力求精确。
- 在实际芯片生产之前，模型对于预测性能极有帮助。
- 好用的模型通常不好做
 - ✓ 要尽可能精确，代价：公式很复杂，要复现所有物理效应。
 - ✓ 要尽可能简洁，代价：忽略大量实际效应，结果有偏差。



》》 二极管的电学模型：伏安特性

■ 二极管与PN结的伏安特性区别

- 二极管除了PN结之外，还包括半导体体电阻和引线电阻。
- 近似分析时，仍用PN结的I-V方程描述二极管的伏安特性。

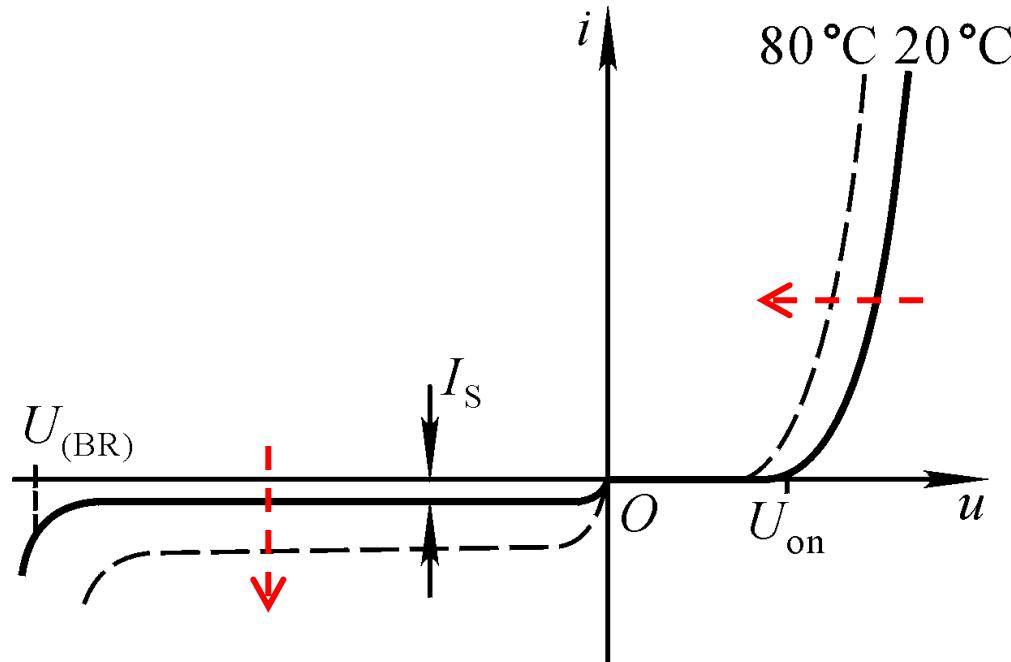


实测发现，只有当正向电压
大于开启电压 U_{on} 时，正向
电流才开始随电压指数上升。

通常是0.7 V ←

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

》》 二极管的电学模型：温度特性



温度升高，正向曲线左移，
反向曲线下移。

$$I = I_S \left[\exp \left(\frac{eV}{kT} \right) - 1 \right] = I_S \left[\exp \left(\frac{V}{V_T} \right) - 1 \right]$$

主要机制: $T \uparrow, I_S \uparrow, I \uparrow$

增大1倍/10°C



二极管的电学模型：重要参数

■ 最大整流电流

□ 二极管长期运行时允许通过的最大正向平均电流，若超过此值，管子将烧坏。

■ 最高反向工作电压

□ 二极管工作时允许外加的最大反向电压。若超过此值，管子有较高的击穿风险。注意：并不等于击穿电压 U_{BR} ！而是 $U_{BR}/2$ ！

■ 反向电流

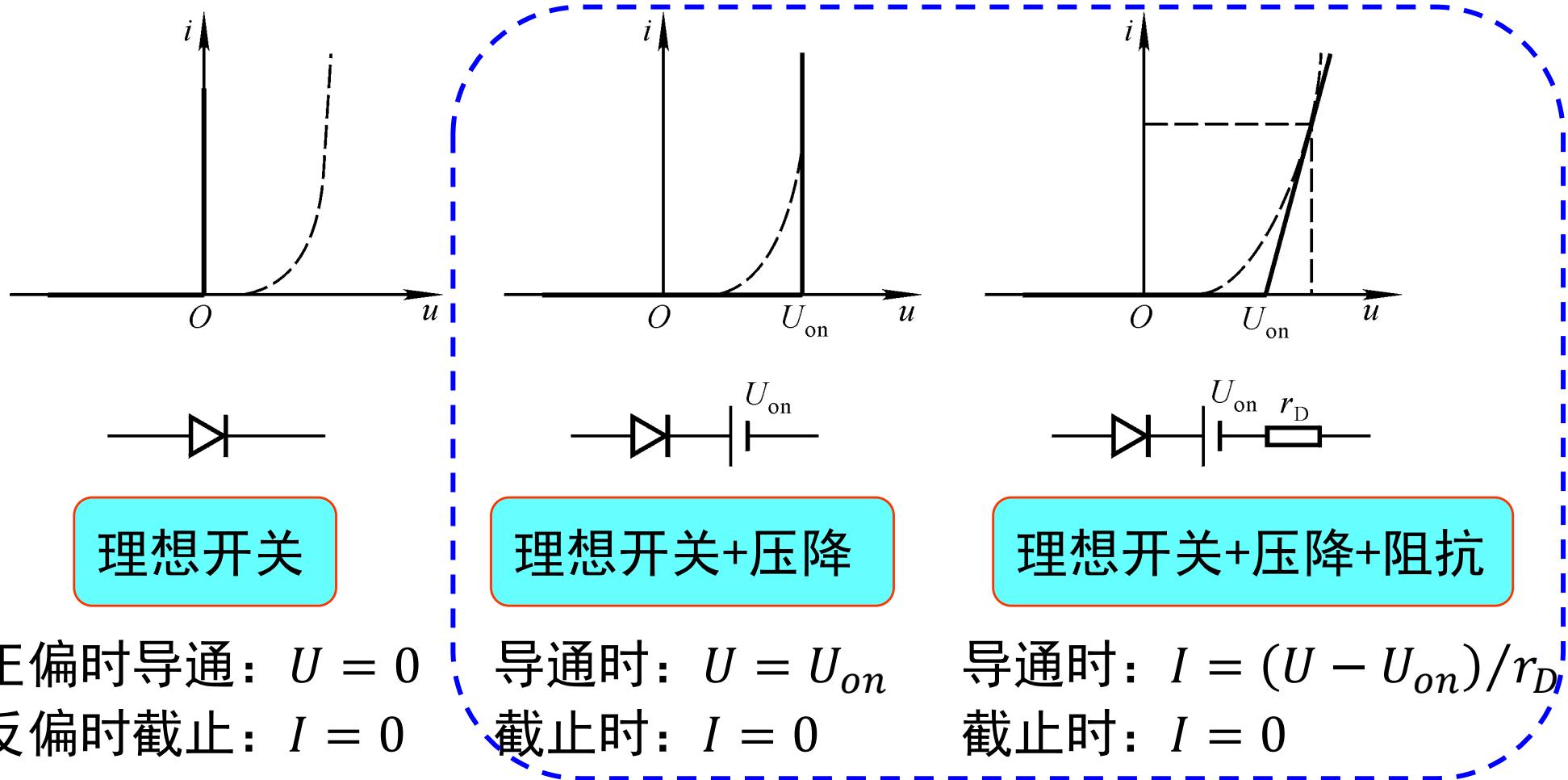
□ 二极管未击穿时的反向电流。此值越小，单向导电性越好。

■ 最高工作频率

□ 二极管工作的上限截止频率。若超过此值，二极管的单向导电性变差。（结电容的存在，使得二极管在高频时阻抗下降）

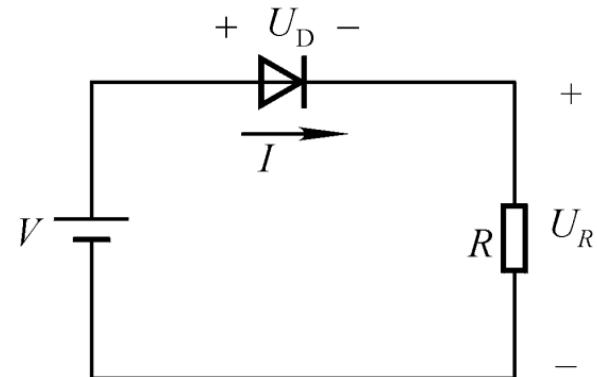
》》 二极管的电学模型：近似等效电路

虚线是比较严谨的理论推导，实线是我们建模时近似化的结果。



常用这两种，虚线的理论结果虽然严谨，但基本不用。
因为在工程中，“估算”通常就可以满足需求。

二极管电路的解法1：等效电路法

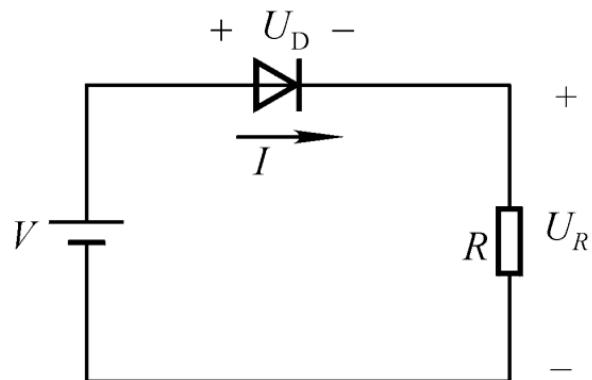


二极管为硅管，导通电阻 200Ω ，
 $R = 10\text{ k}\Omega$ ，试计算电压分别为
30 V、6 V和1.5 V时的回路电流。

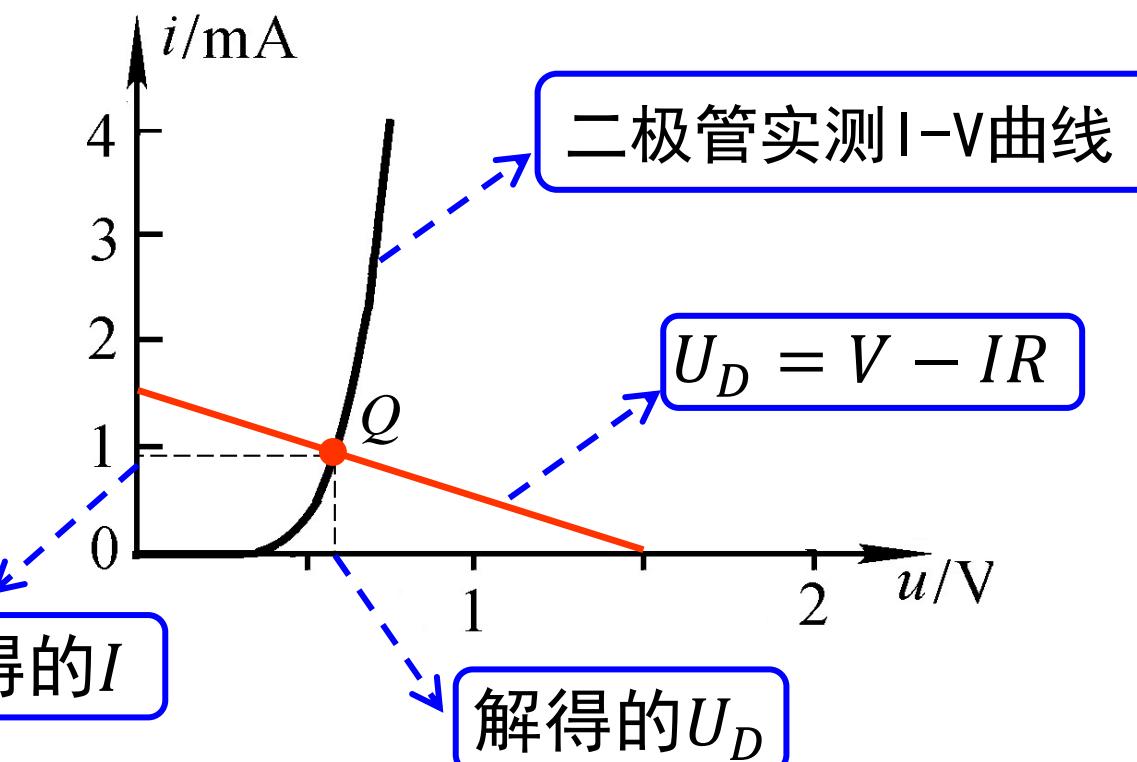
	理想开关	理想开关+压降	理想开关+压降+阻抗
30 V	$\frac{30\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 3\text{ mA}$	$\frac{30\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 2.93\text{ mA}$	$\frac{30\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega + 200\Omega} = 2.87\text{ mA}$
6 V	$\frac{6\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0.6\text{ mA}$	$\frac{6\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0.53\text{ mA}$	$\frac{6\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega + 200\Omega} = 0.52\text{ mA}$
1.5V	$\frac{1.5\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0.15\text{ mA}$	$\frac{1.5\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0.08\text{ mA}$	$\frac{1.5\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega + 200\Omega} = 0.078\text{ mA}$

试试用 $I = I_S \left[\exp \left(\frac{V}{V_T} \right) - 1 \right]$ 计算？需要解超越方程！

》》 二极管电路的解法2：图解法



二极管为硅管，导通电阻 200Ω ，
 $R = 10\text{k}\Omega$ ，试计算电压分别为
30 V、6 V和1.5 V时的回路电流。



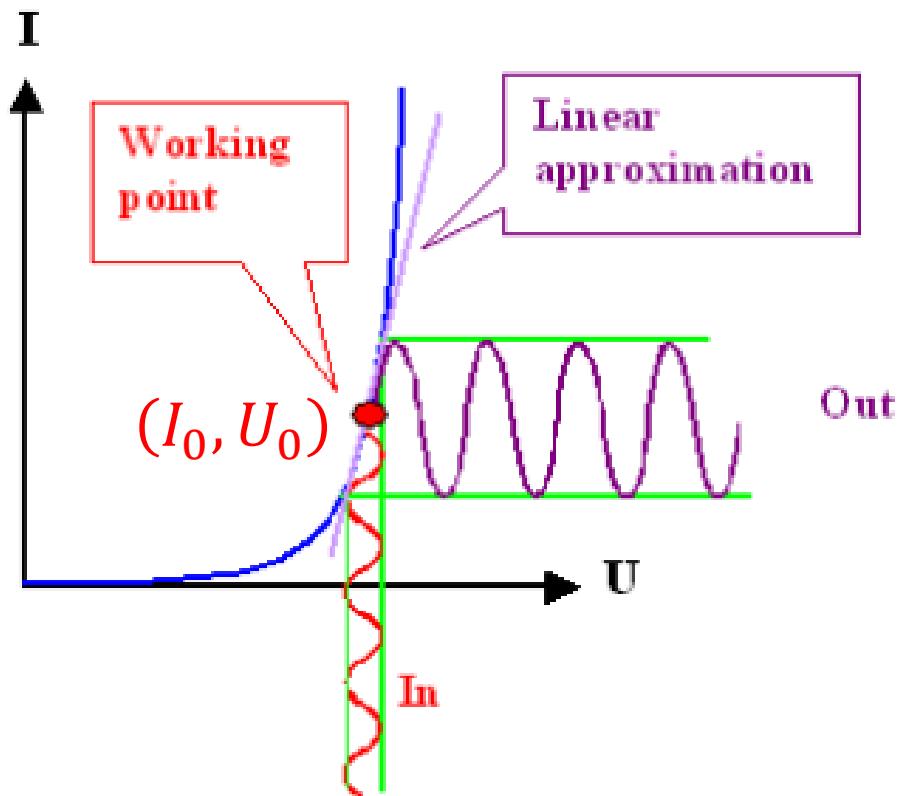
- 很多微电子器件的 I-V 曲线具有非线性，因此引入了图解法。
- 图解法得到的结果比较准确，因为建立在实测曲线的基础上。

» 二极管的小信号模型：引言

- 模拟电路经常需要接收交流小信号，而且，小信号叠加在大信号上。
- 本门学科处理交流小信号的思路：线性化近似。
- 处理交流小信号时，器件应被等效为交流模型 / 小信号模型。
- 本门课程的所有器件，都具有两种模型：
 - 大信号模型（前述的几页PPT即是）
 - 小信号模型（分为低频和高频两种情况）

如何分析“叠加在大信号之上的小信号”？这是模电的核心任务，务必尽快接受这个观念！树立意识！

》》 二极管的小信号模型：理论依据



$$I_0 = f(U_0)$$

$$I_0 + \Delta I = f(U_0 + \Delta U)$$

$$= f(U_0) + f'(U_0)\Delta U + \frac{1}{2!}f''(U_0)[\Delta U]^2 + \dots$$

$$\Delta I = f(U_0 + \Delta U) - f(U_0)$$

$$= f'(U_0)\Delta U + \frac{1}{2!}f''(U_0)[\Delta U]^2 + \dots$$

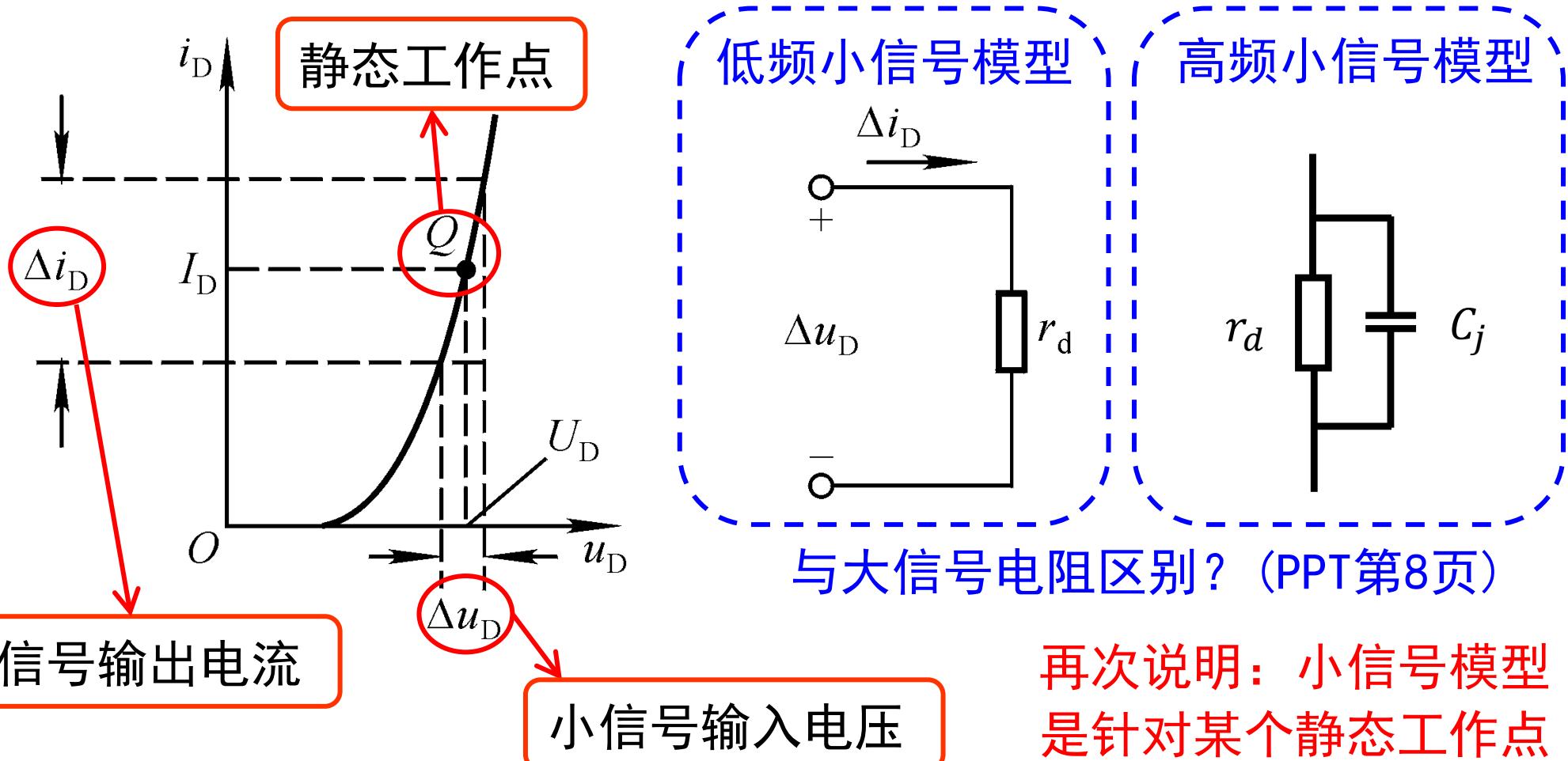
$$\Delta U \approx 0$$

$$\Delta I \approx f'(U_0)\Delta U$$

直流偏置点/静态工作点: I_0, U_0

- 小信号“依附/寄生”在大信号上，单独的小信号几乎无影响！
- 讨论小信号模型之前，必须确定直流偏置点/静态工作点！

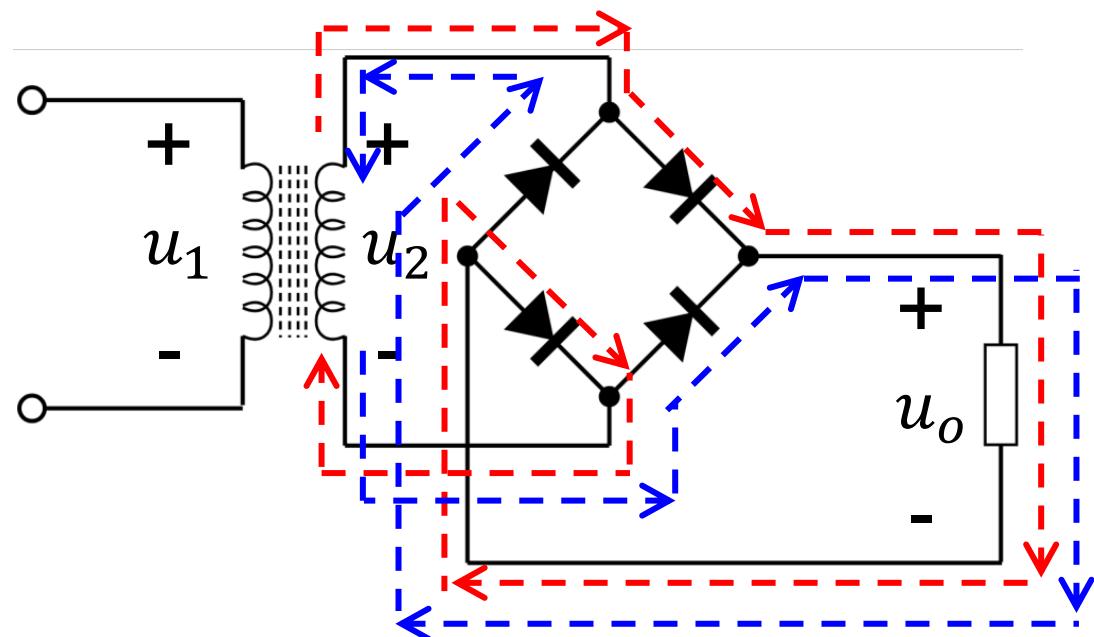
二极管的小信号模型：具体模型



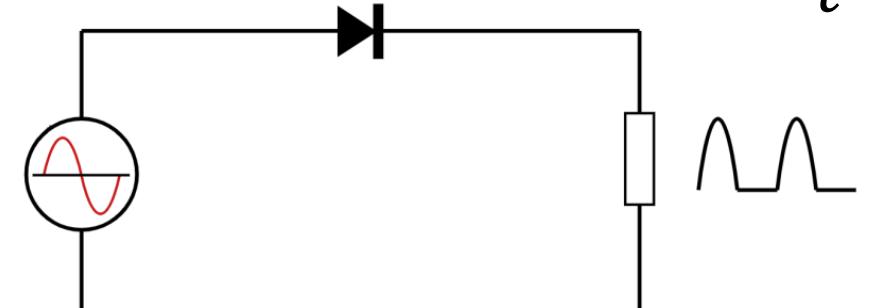
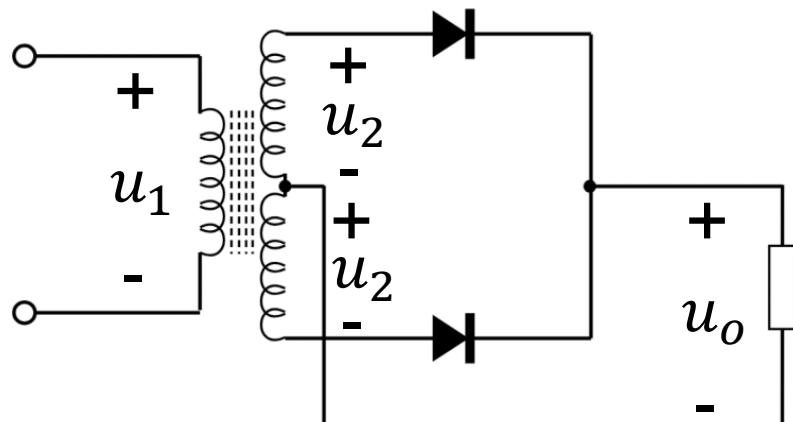
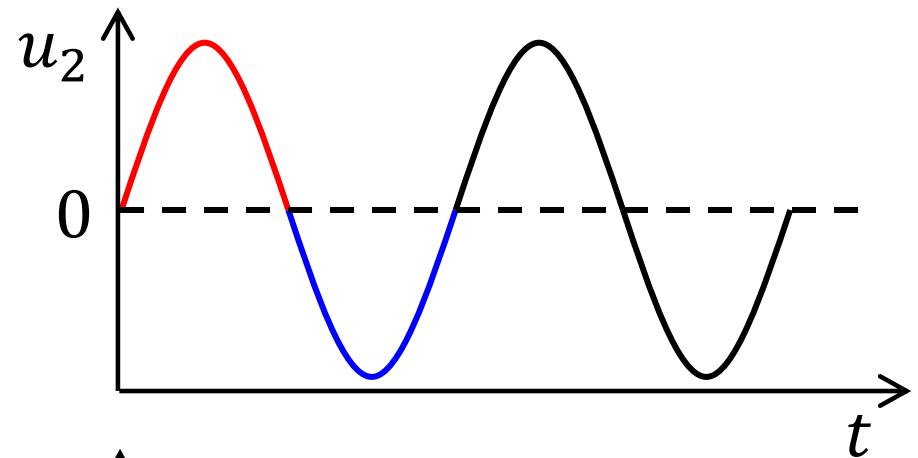
再次说明：小信号模型是针对某个静态工作点而言的！

$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right] \Rightarrow r_d = \left. \frac{\partial V}{\partial I} \right|_{I=I_D} = \frac{V_T}{I_S \exp\left(\frac{V}{V_T}\right)} \approx \frac{V_T}{I_D}$$

》》二极管的应用：整流电路

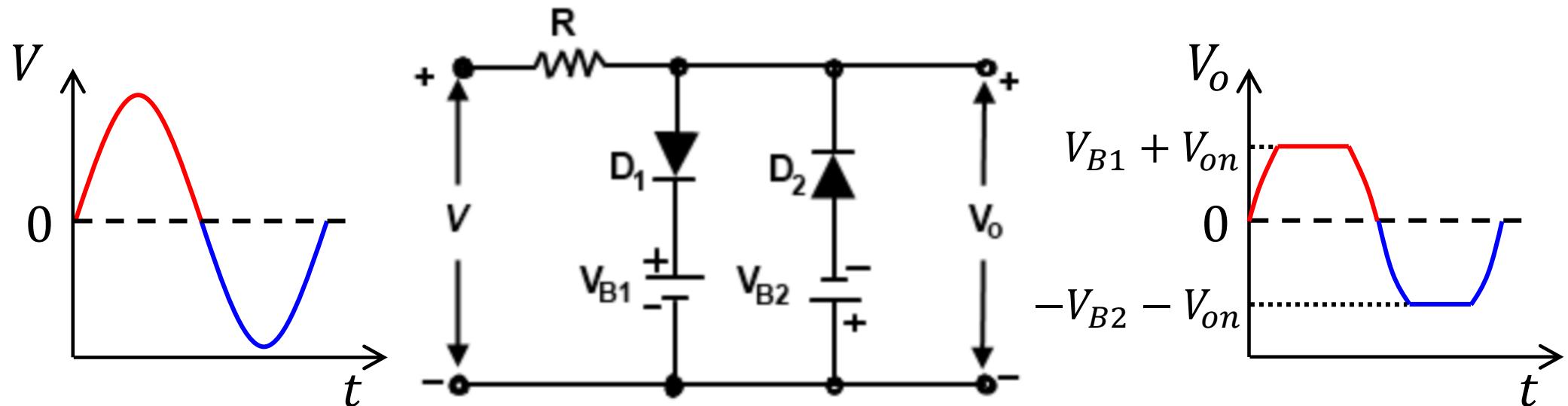


桥式整流电路

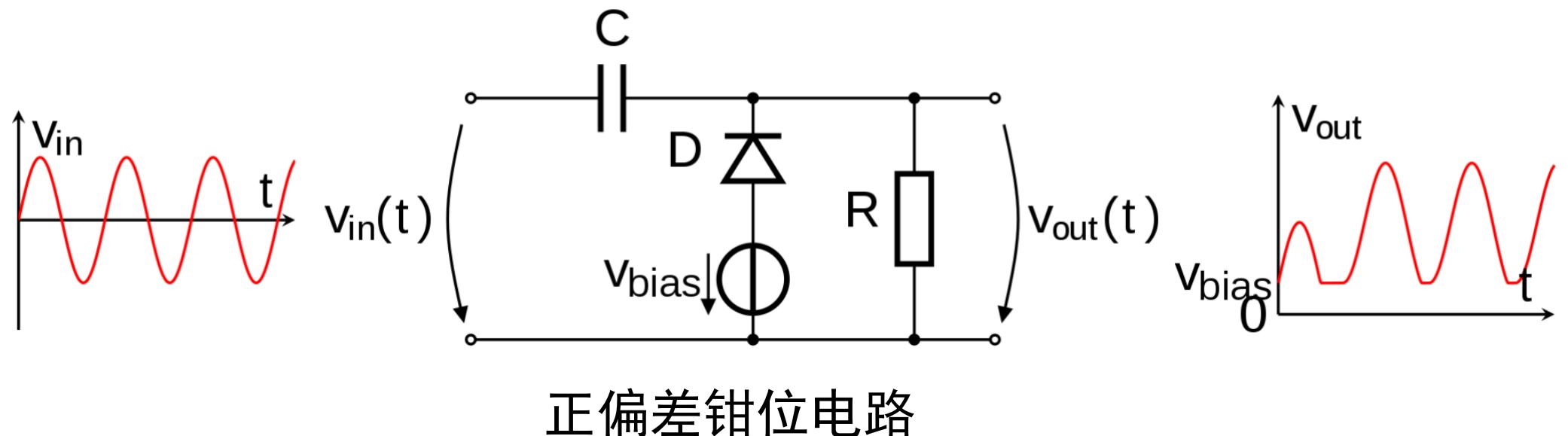


全波整流电路 ← 请自行分析 → 半波整流电路

二极管的应用：限幅电路、钳位电路

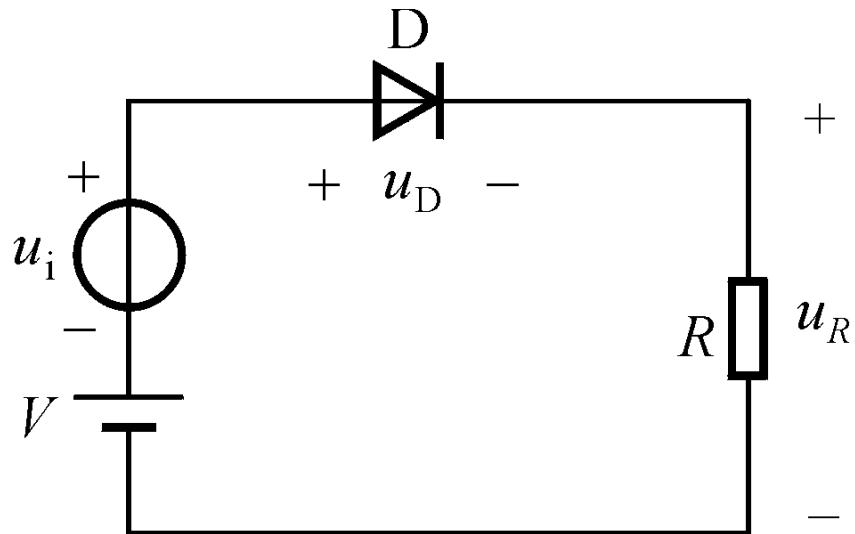


双向限幅电路



正偏差钳位电路

》》 二极管的应用：交流小信号电路-I



二极管导通电压为 U_{on} ，在直流大信号电源 V 和交流小信号电源 u_i 的作用下，求总输出电压 u_R 。

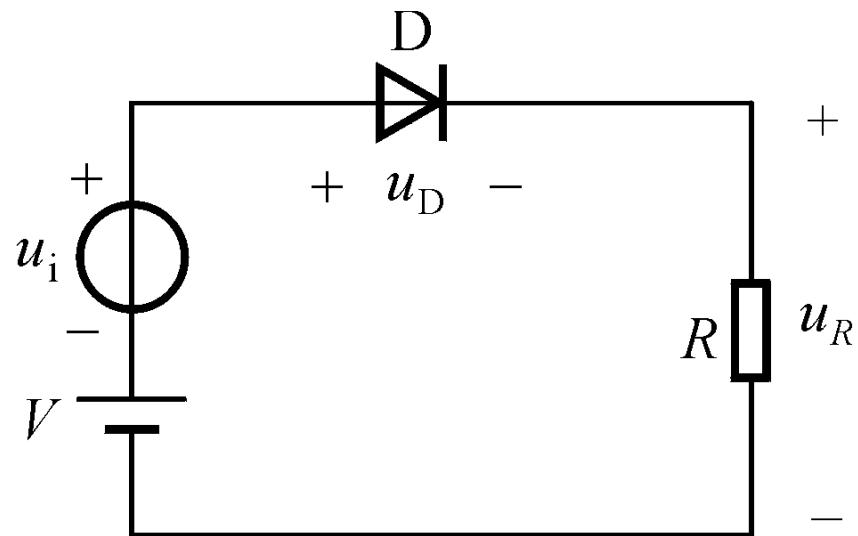
此类问题，求解思想是叠加原理：分别求解大信号 V 和小信号 u_i 对输出的贡献，然后相加。“先直后交、先静后动”！

用大信号模型： $u_R \Big|_{due\ to\ V} = V - U_{on}$ $I \Big|_{due\ to\ V} = \frac{V - U_{on}}{R} = I_D \leftarrow \text{静态工作点}$

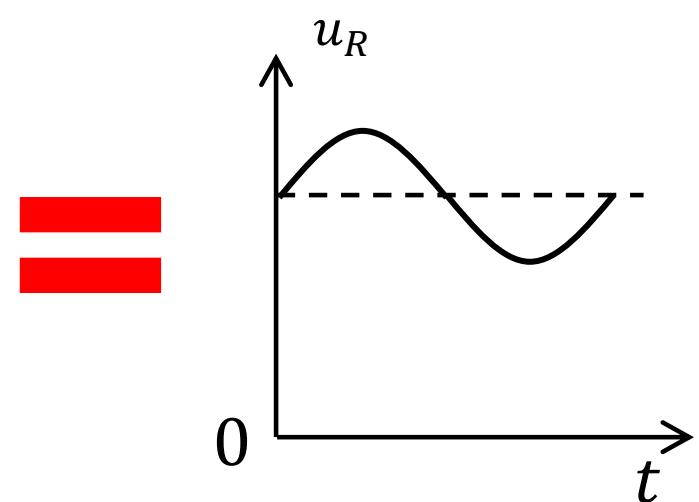
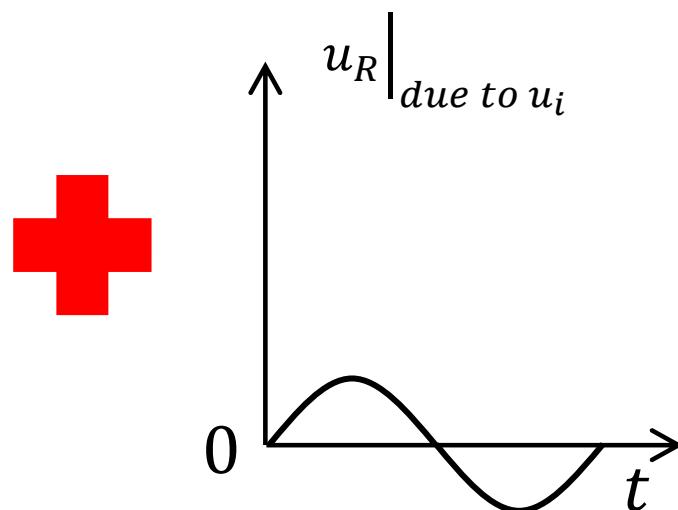
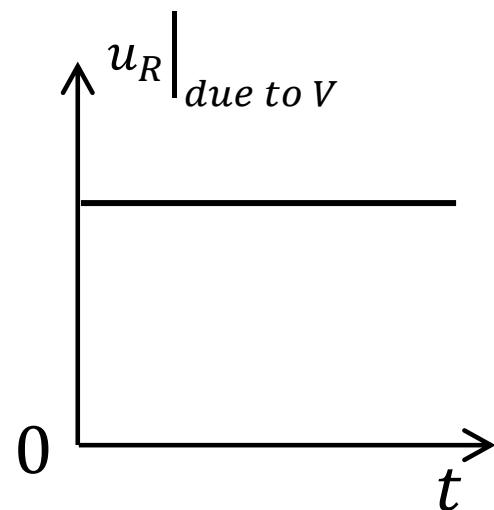
用小信号模型： $u_R \Big|_{due\ to\ u_i} = \frac{R}{R + r_D} u_i = \frac{R}{R + \frac{V_T}{I_D}} u_i = \frac{V - U_{on}}{V - U_{on} + V_T} u_i$

$$u_R = u_R \Big|_{due\ to\ V} + u_R \Big|_{due\ to\ u_i}$$

》》 二极管的应用：交流小信号电路-II

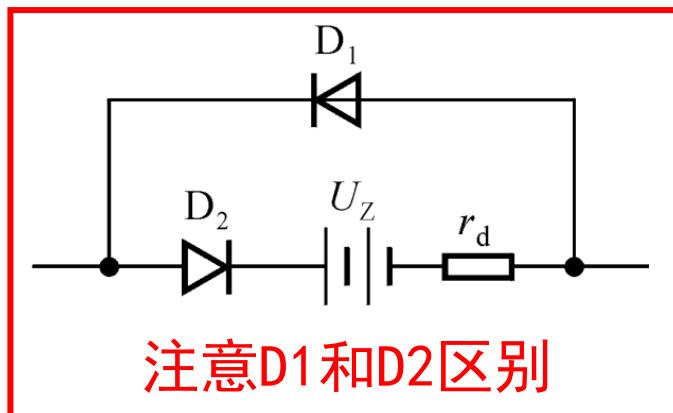
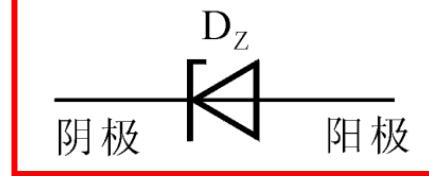
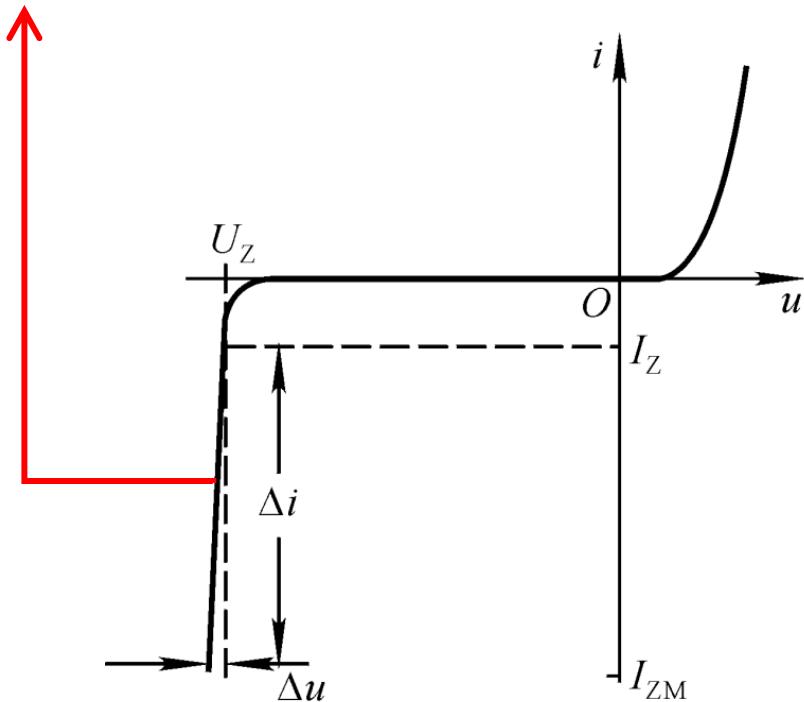


二极管导通电压为 U_{on} ，在直流大信号电源 V 和交流小信号电源 u_i 的作用下，求总输出电压 u_R 。



》》 稳压二极管

稳压二极管原理：PN结在反向击穿时，在一定的电流范围内，端电压几乎不变。（注意：正偏时，仍旧是一个普通二极管）



主要参数

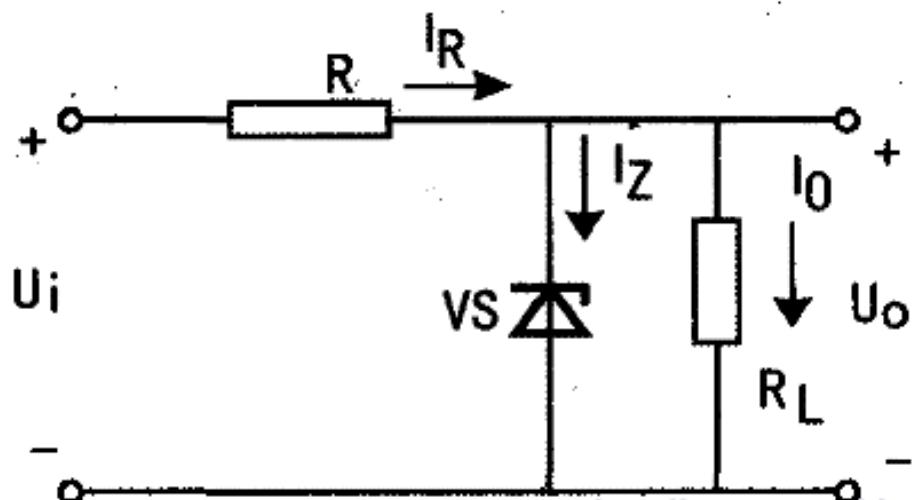
稳定电压 U_Z 、稳定电流 I_Z

最大功耗 $P_{ZM} = I_{ZM} U_Z$

动态电阻 $r_z = \Delta U_z / \Delta I_z$

》》 稳压二极管的应用：普通稳压电路

稳压二极管应用注意：电流太小不稳压，电流太大会烧坏。

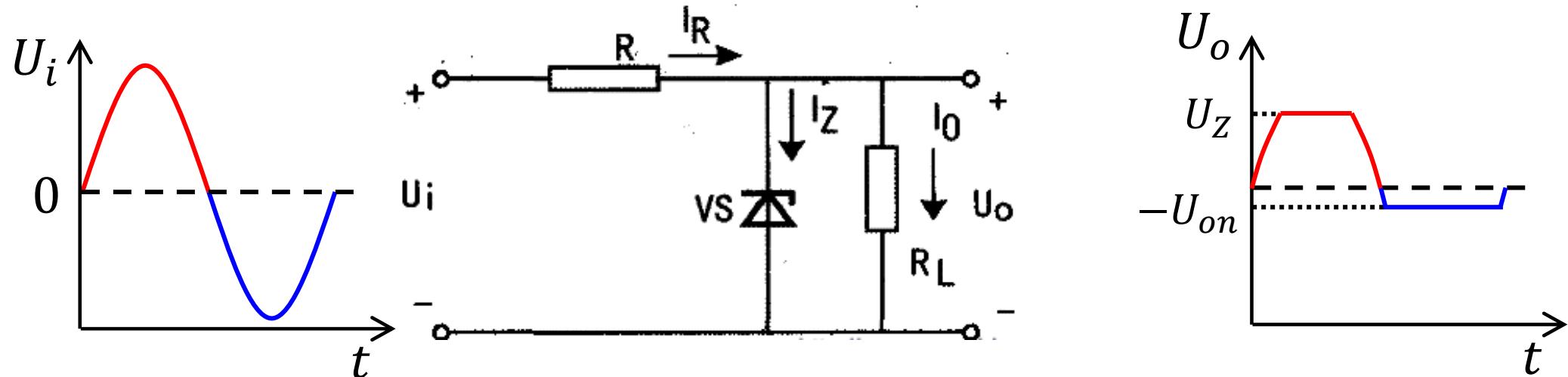


$U_i = 10 \text{ V}$, 稳压管 $U_Z = 6 \text{ V}$, 最小
稳定电流 $I_{Zmin} = 5 \text{ mA}$, 最大稳定电
流 $I_{Zmax} = 25 \text{ mA}$, 负载 $R_L = 600 \Omega$,
求解限流电阻 R 的取值范围。

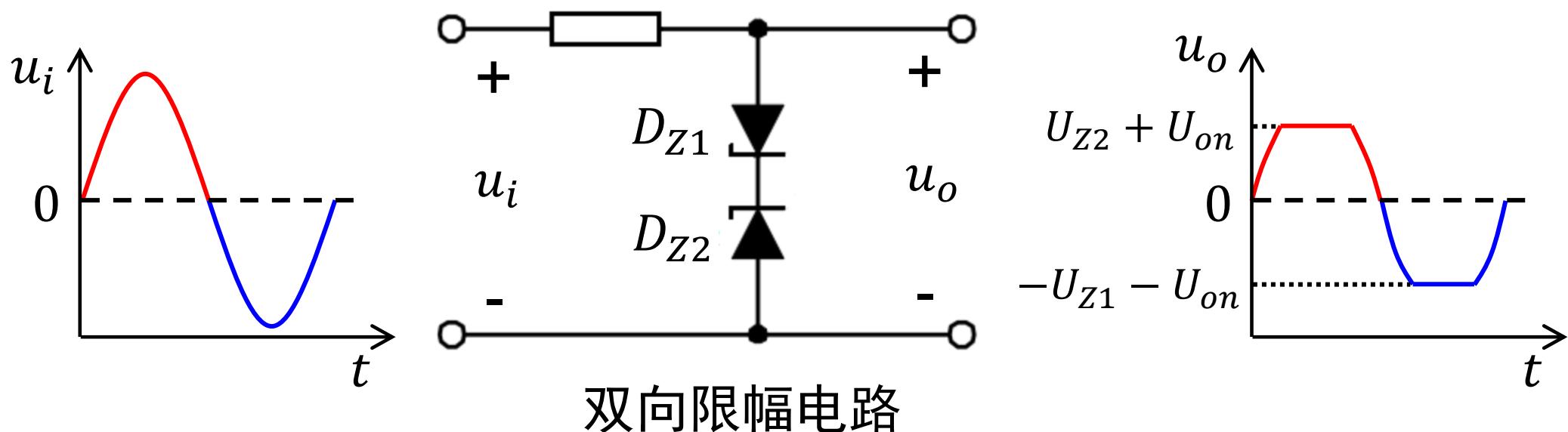
$$I_o = \frac{U_Z}{R_L} = \frac{6 \text{ V}}{600 \Omega} = 10 \text{ mA} \quad R_{max} = \frac{U_i - U_Z}{I_{Zmin} + I_o} = \frac{4 \text{ V}}{15 \text{ mA}} \approx 267 \Omega$$

$$R_{min} = \frac{U_i - U_Z}{I_{Zmax} + I_o} = \frac{4 \text{ V}}{35 \text{ mA}} \approx 114 \Omega$$

》》 稳压二极管的应用：限幅电路



若将上页电路的输入改交流正弦波，则构成限幅电路。





讨论题

■ 一个二极管，当正向电压为0.6 V时，电流为10 mA；若电压增加到0.66 V，电流增加多少？

- 用I-V模型计算，大概增加十倍。

■ 作业

- 《童书》第52页，自测题三；
- 《童书》第53页，习题1.2；
- 《童书》第54页，习题1.3、1.4、1.6；

第四章 CH1.3+ 晶体三极管.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

1.3 晶体三极管

王昭昊

©2020



内容提要

■ 晶体三极管基础

□ 概念、放大原理、载流子运动状态

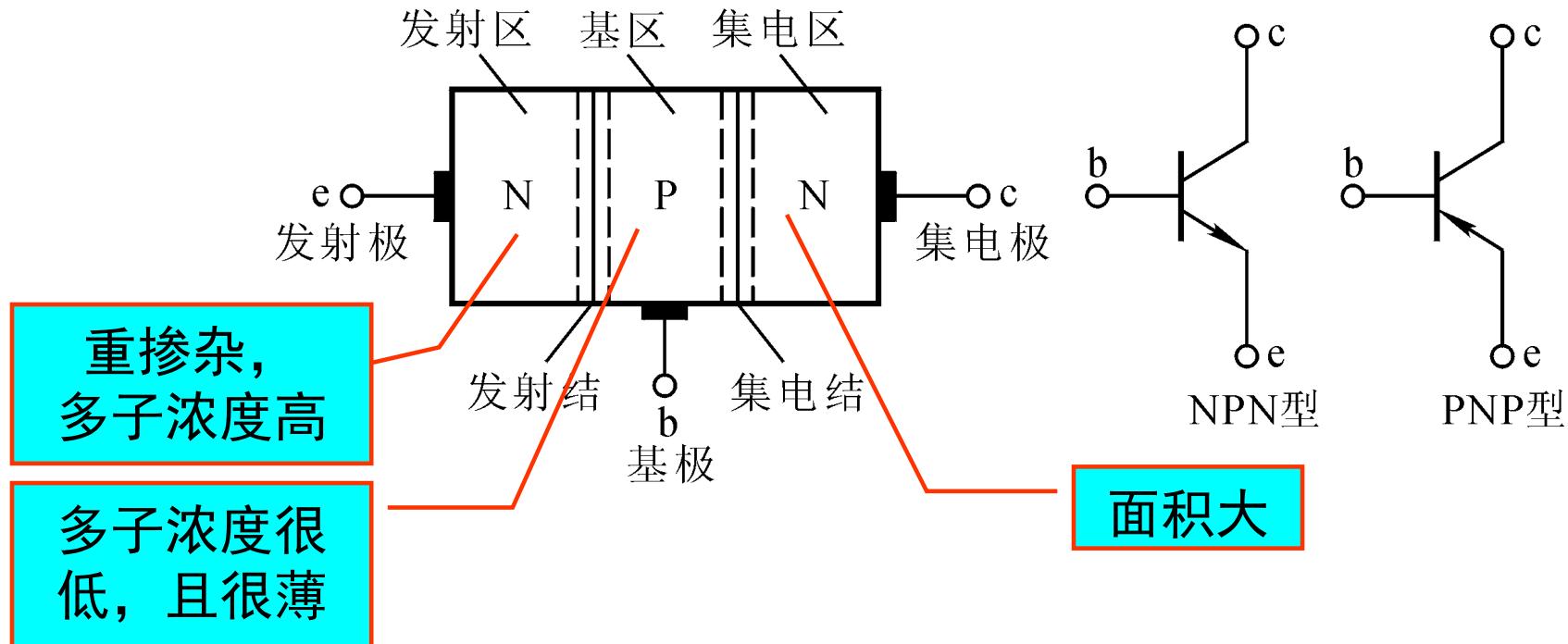
■ 晶体三极管的I-V特性

□ 放大区、饱和区、截止区

■ 晶体三极管的模型

■ 大信号模型、低频小信号模型、高频小信号模型

》》 晶体三极管：概念

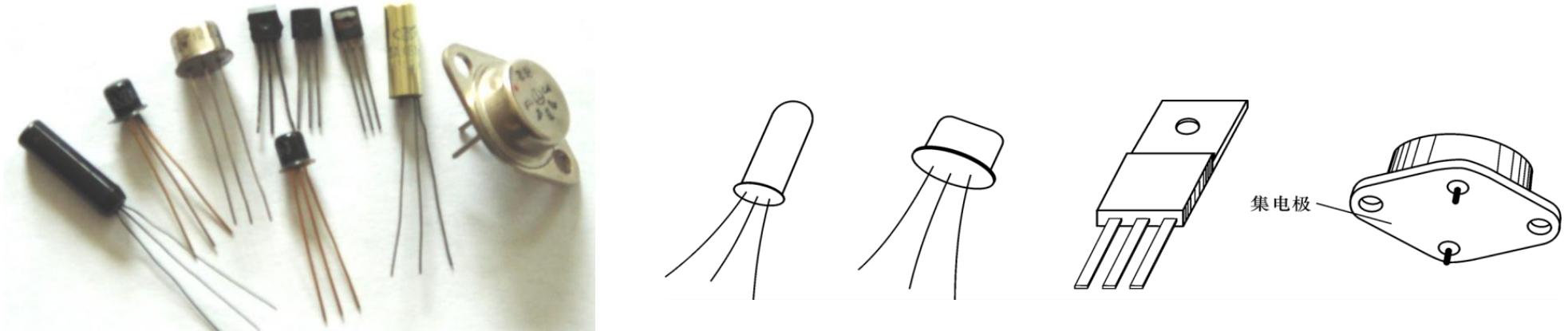


三极管有三个极、三个区、两个背靠背PN结。

问题1：随便两个背靠背的PN结就构成三极管？

问题2：三极管能否等效成两个背靠背的二极管？

》》 晶体三极管：术语说明



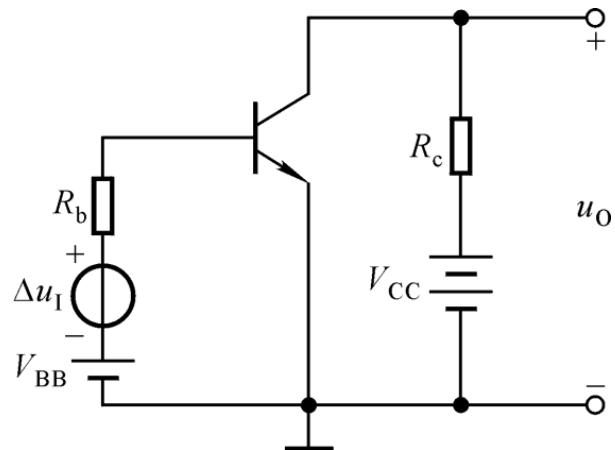
- 晶体三极管又称双极型晶体管（BJT）。
- 因为电子与空穴这两种不同极性电荷的载流子均参与导电。
- 英文文献里通常使用“BJT”的称呼。
- 其它中文简称：半导体三极管、三极管、晶体管

》》 晶体三极管的接法

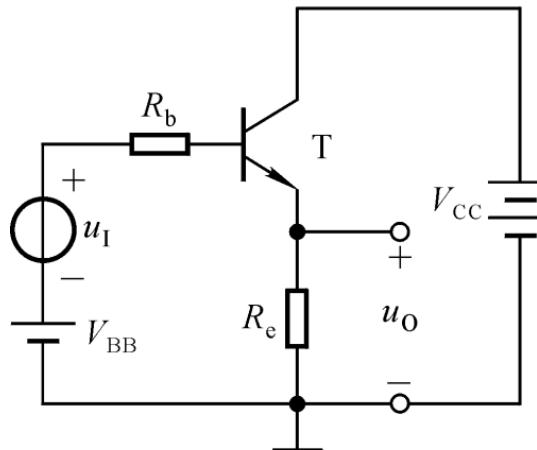
判断依据：输入信号需要两个极，输出信号也需要两个极，而器件有三个极，必然有一个极被输入和输出信号共用，共用的是哪个极（A极），就是“共A”接法。（注意是“小信号”）

其它判据：输入输出信号的“+”分别加在两个极，剩下的那个极是A极，就是“共A”接法。

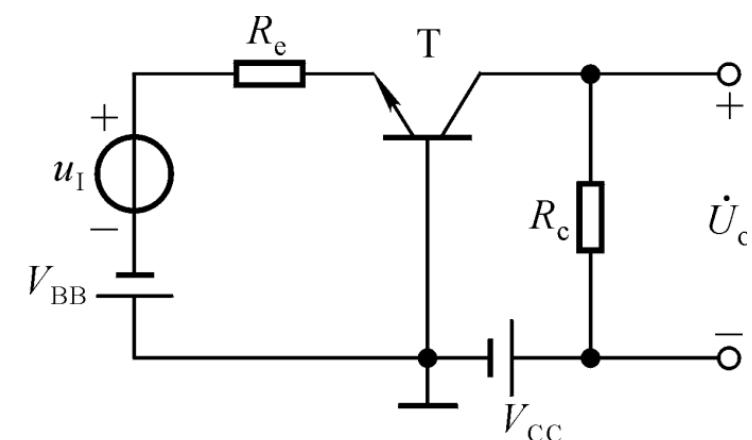
注意：输入输出信号指的是“小信号”。



共射



共集



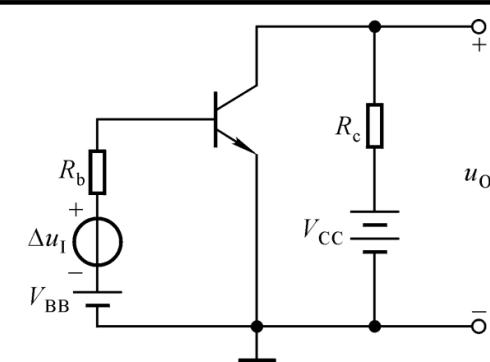
共基

三极管的放大原理：以共射为例-I

■ 放大的条件

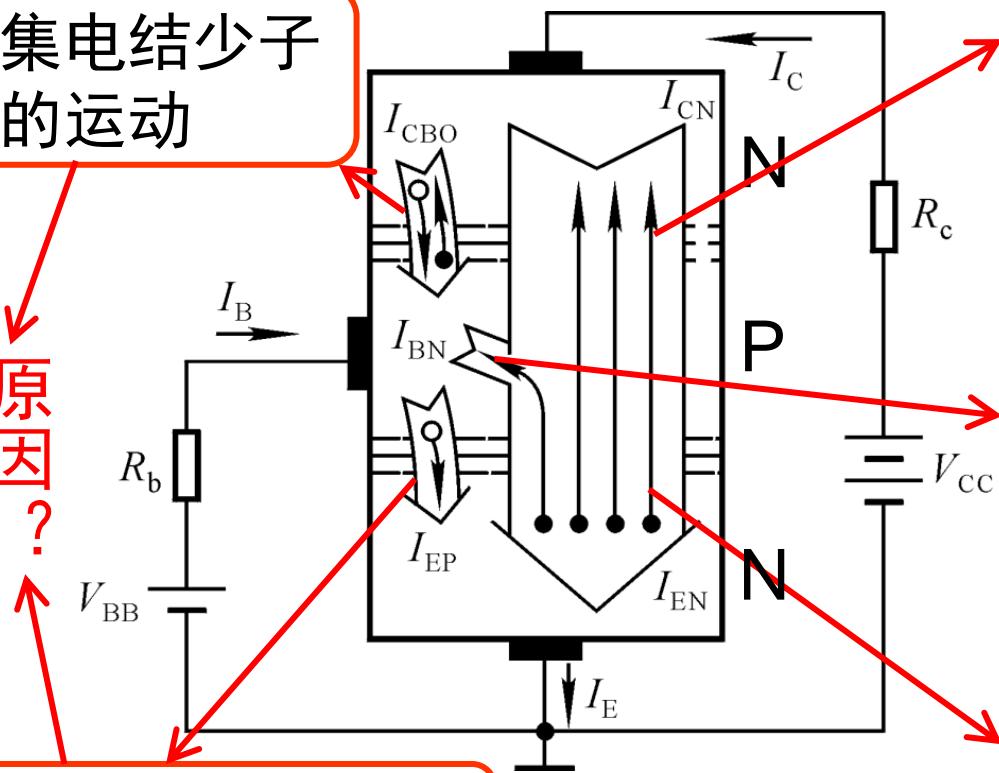
□ $u_{BE} > U_{on}$, 发射结正偏

□ $u_{CB} \geq 0$, 即, $u_{CE} > u_{BE}$, 集电结反偏



集电结少子的运动

原因?



基区空穴的扩散

因: 集电区面积大、基区很薄、集电结反偏。
果: 大部分从发射区扩散来的电子能漂移到集电区, 阻碍很小。

因: 基区很薄、多子浓度低。
果: 极少数从发射区扩散来的电子与基区的空穴复合。

因: 发射区重掺杂、发射结正偏。
果: 大量电子从发射区扩散到基区。

三极管的放大原理：以共射为例-II

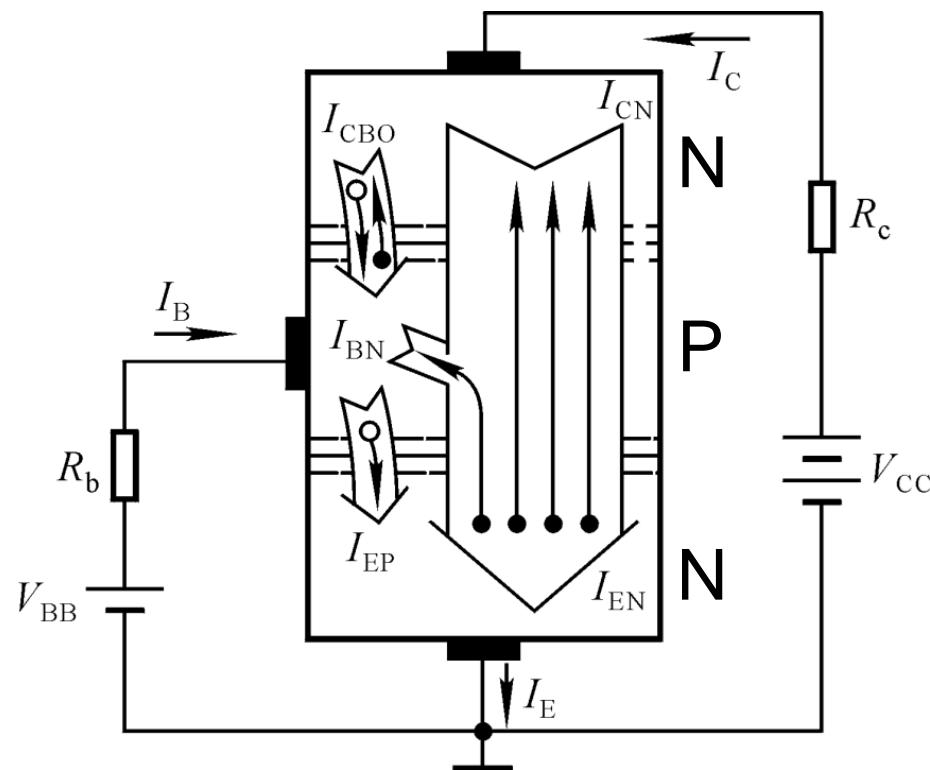
集电极电流 $I_C = I_{CN} + I_{CBO}$

基极电流 $I_B = I_{EP} + I_{BN} - I_{CBO}$

发射极电流 $I_E = I_{EN} + I_{EP}$

$I_E = I_B + I_C$

- 各种电流的成分和本质？
- 各种电流之间的大小关系？



I_B 很小， I_C 很大，形成放大效果。

共射直流电流放大系数：

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_B + I_{CBO}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}$$

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

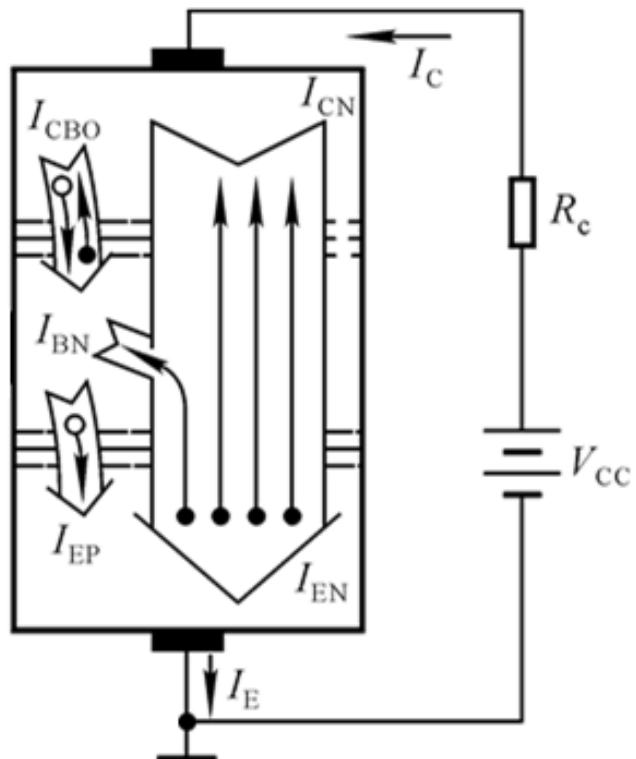
集电结反向饱和电流

基极开路时的
穿透电流

》》 三极管的放大原理：以共射为例-III

如何理解基极开路穿透电流 I_{CEO} ?

基极电流为零，因此 $I_{EP} + I_{BN} = I_{CBO}$



$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_B + I_{CBO}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_{CBO}}$$

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

》》 三极管的放大原理：以共射为例-IV

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

$$I_B \gg I_{CBO}, \quad \bar{\beta} \gg 1$$

$$I_C \approx \bar{\beta} I_B$$

$$I_E \approx (1 + \bar{\beta}) I_B$$

共射动态电流放大系数： $\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$

$$\bar{\beta} \approx \frac{I_C + \Delta i_C}{I_B + \Delta i_B} = \frac{\bar{\beta} I_B + I_{CEO} + \beta \Delta i_B}{I_B + \Delta i_B}$$

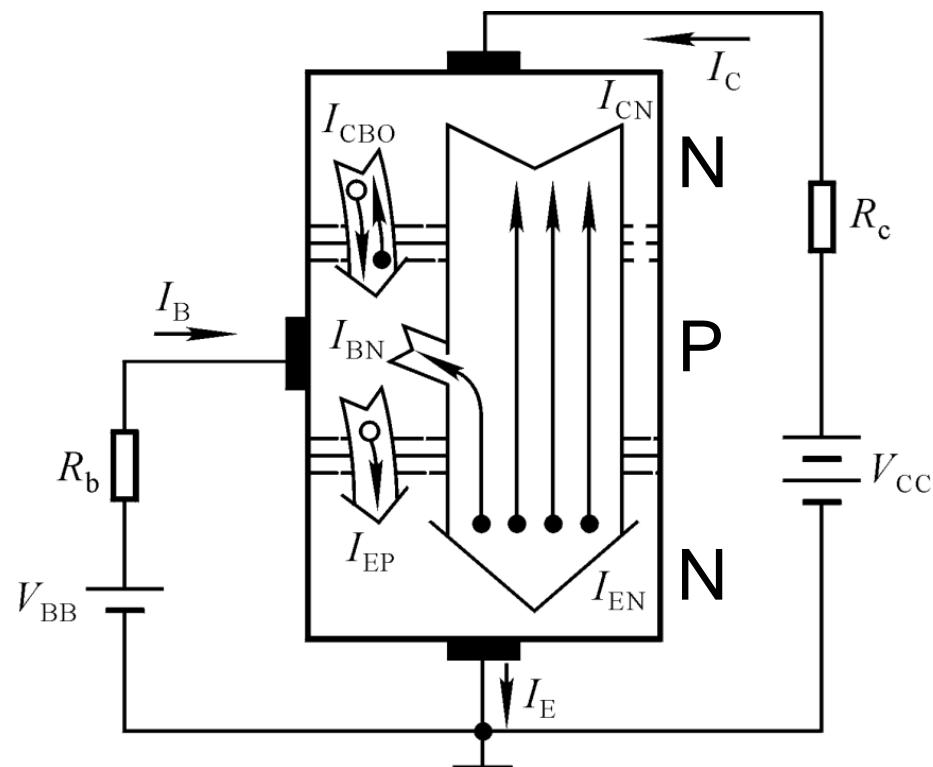
通常 I_{CEO} 很小，若 Δi_B 很小， $\bar{\beta} \approx \beta$

三极管的放大原理：以共射为例-V

集电极电流 $I_C = I_{CN} + I_{CBO}$

基极电流 $I_B = I_{EP} + I_{BN} - I_{CBO}$

发射极电流 $I_E = I_{EN} + I_{EP}$



共基直流电流放大系数：

$$\bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_E} = \frac{\bar{\beta}I_B + \bar{\beta}I_{CBO}}{I_C + I_B}$$

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

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

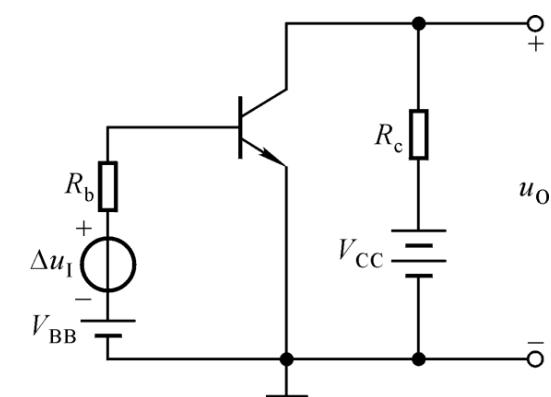
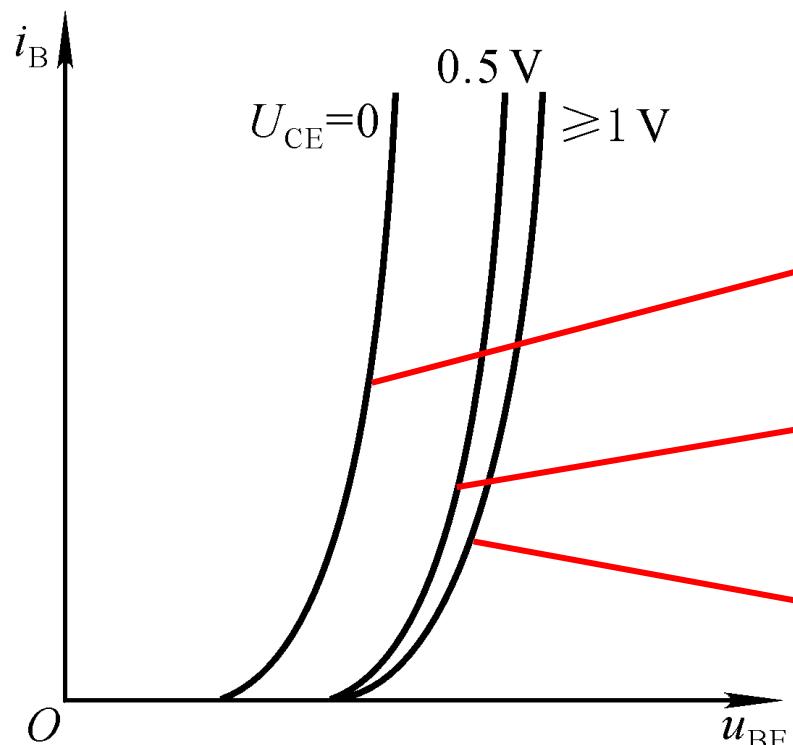
共基动态电流放大系数：

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

$$\beta \gg 1, \quad \alpha \approx 1$$

三极管的共射输入特性

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



类似PN结的伏安特性曲线

曲线随着 U_{CE} 的增大而右移

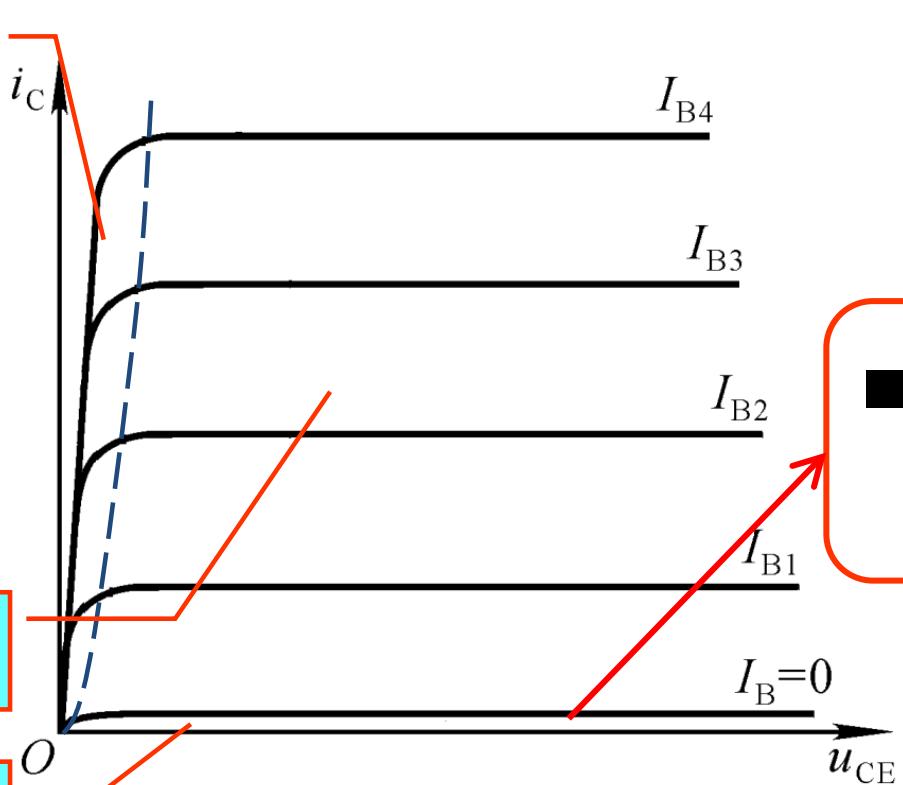
U_{CE} 增大到一定程度后，曲线右移不再明显

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

三极管的共射输出特性-I

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

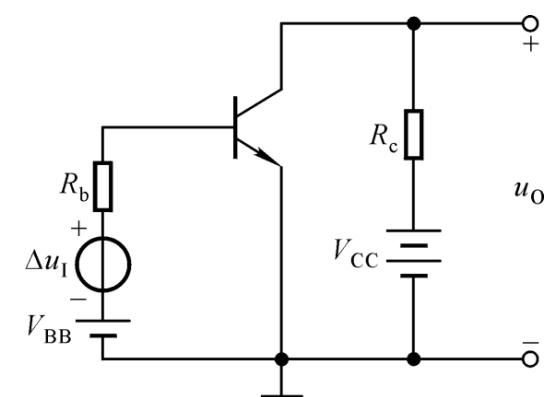
饱和区



放大区

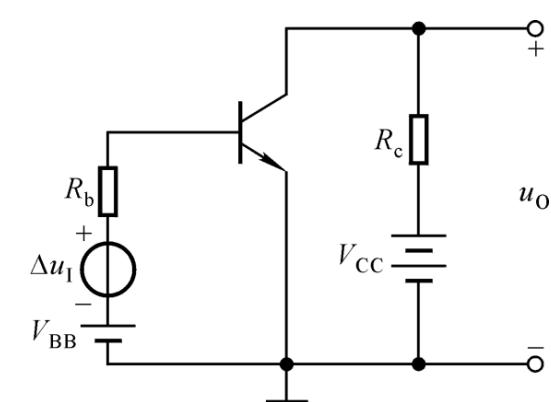
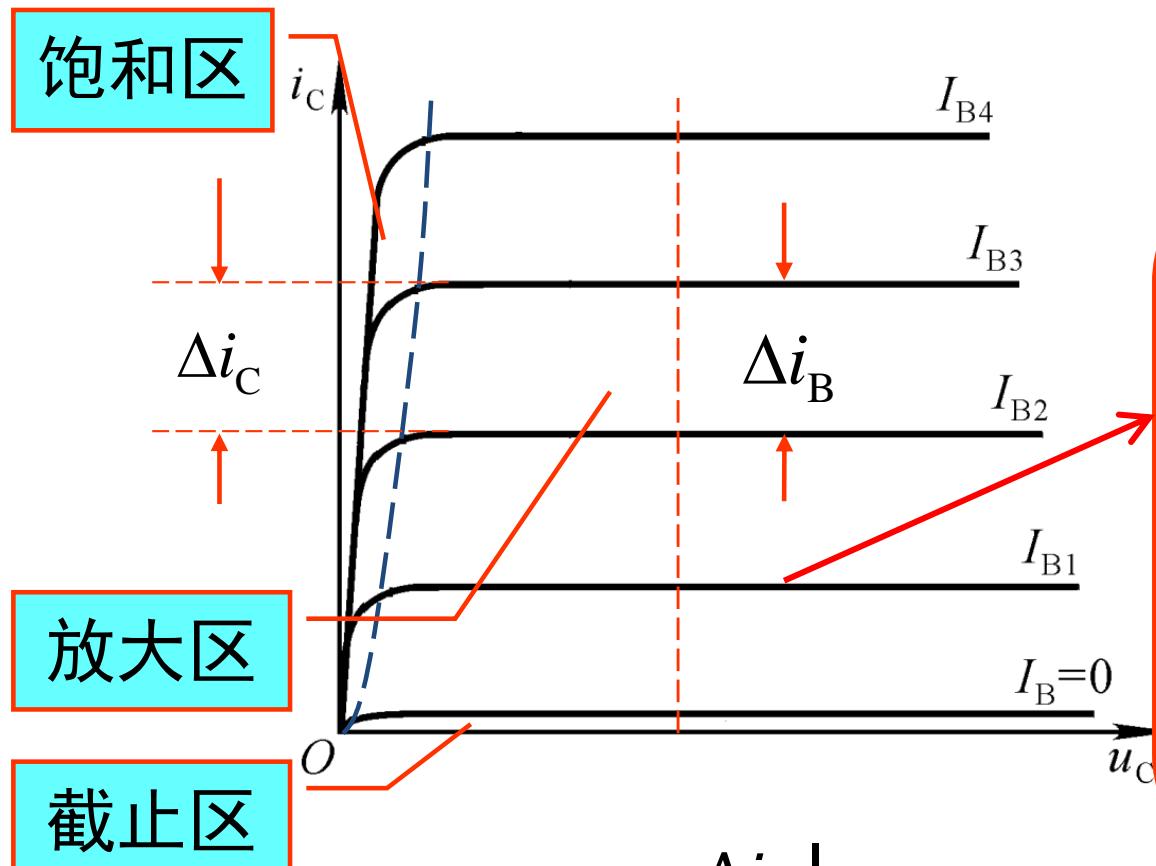
截止区

■ 截止区：发射结未导通，集电极几乎无电流， $i_C \leq I_{CEO}$



三极管的共射输出特性-II

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



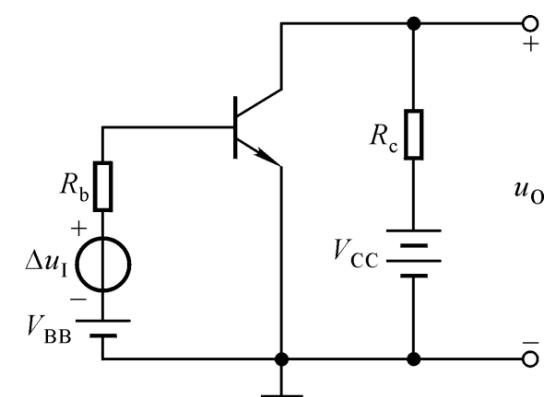
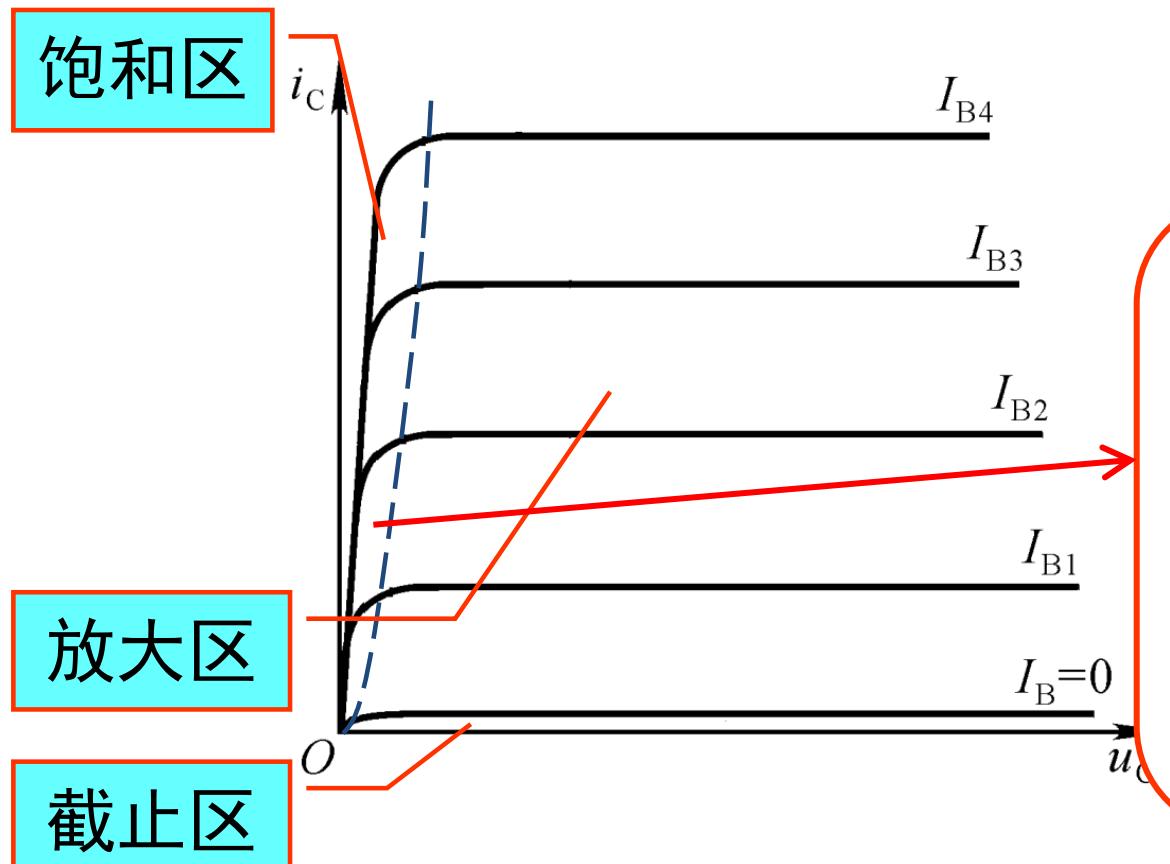
■ 放大区

- 发射结正偏，集电结反偏。
- i_C 几乎与 u_{CE} 无关（并非绝对的横线，后续会讲）。
- i_B 增加时， i_C 随之增加，具有放大效果。

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \Big|_{U_{CE}=\text{常数}}$$

三极管的共射输出特性-III

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



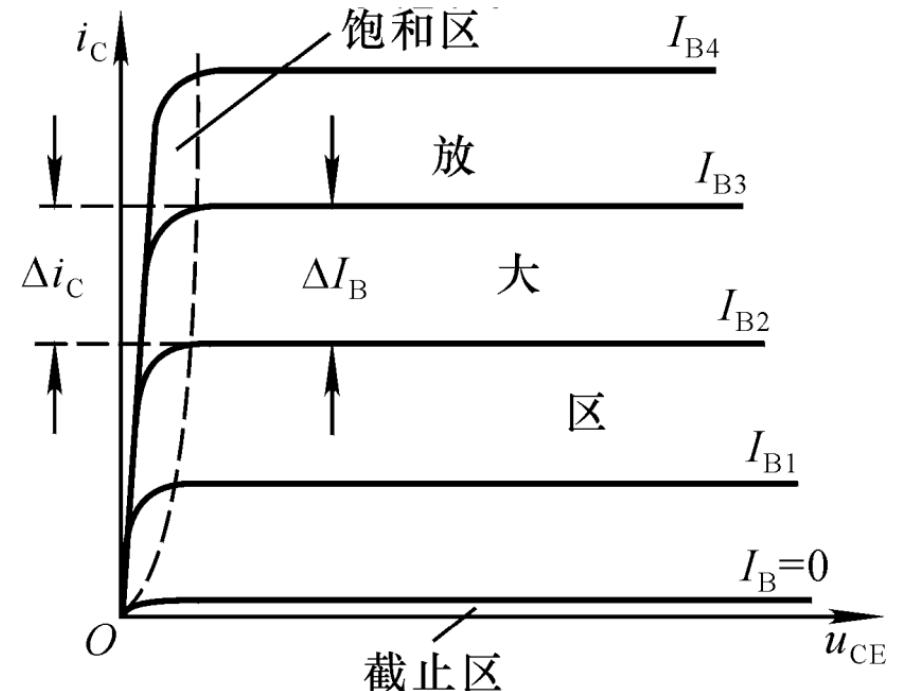
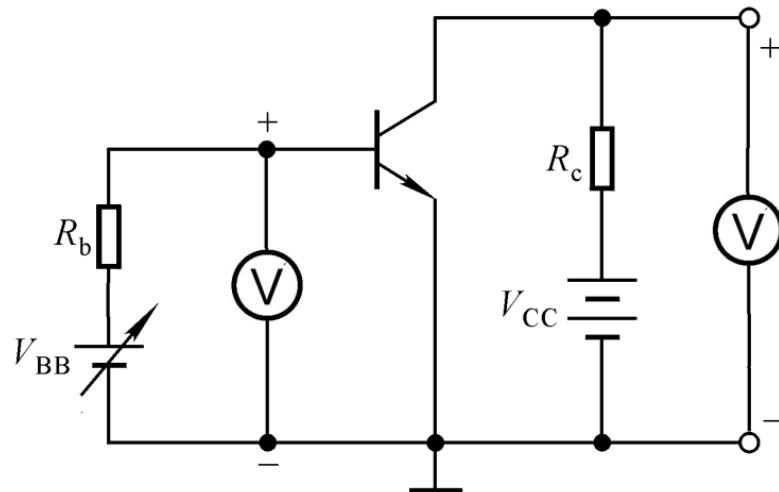
■ 饱和区

- 发射结正偏，集电结正偏。
- u_{CE} 较小， i_C 随 u_{CE} 变化较大。
- i_B 增加时， i_C 几乎不变，饱和了，没有放大效果。

从这个角度理解， β 是常数吗？

三极管的工作区域

- 很多微电子器件分区工作。
- 回顾：二极管如何划分工作区？

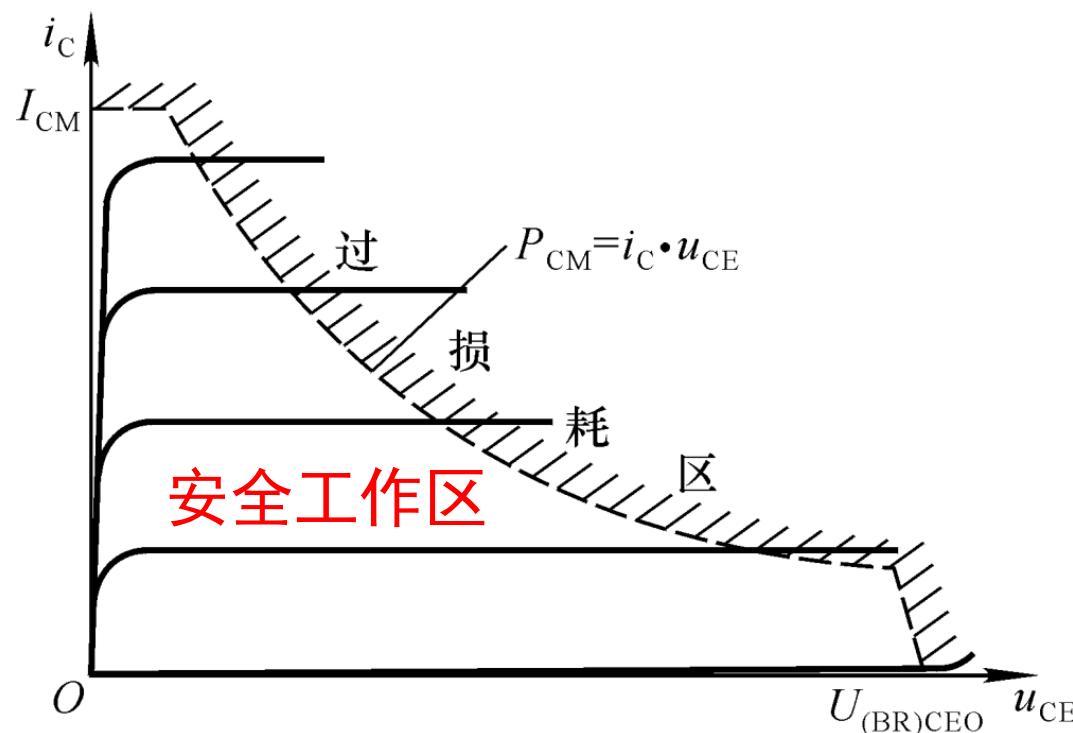


状态	u_{BE}	u_{CE}	i_C	严格来说， 还有一个击穿区 还有一个反向放大区
截止	$< U_{on}$	$> u_{BE}$	$\leq I_{CEO}$	
放大	$\geq U_{on}$	$\geq u_{BE}$	βi_B	
饱和	$\geq U_{on}$	$\leq u_{BE}$	$< \beta i_B$	

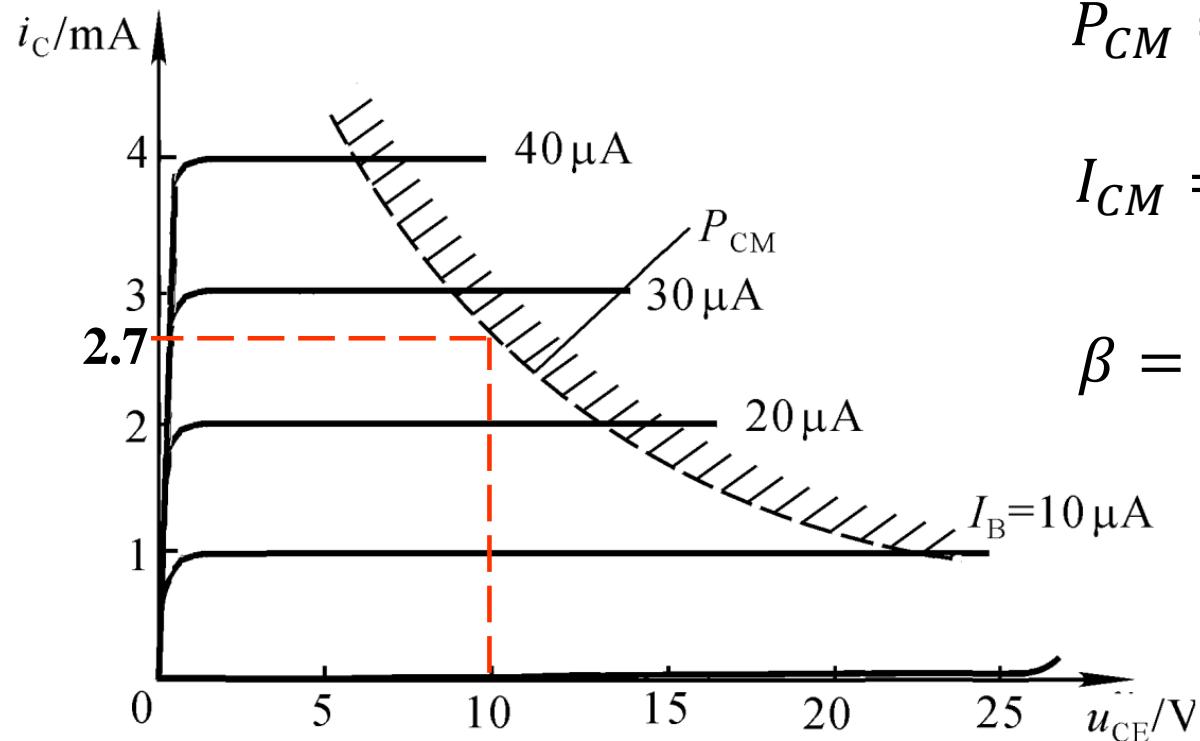
在绝大多数模拟电路中，三极管工作于放大区。

》》三极管的主要参数

- 直流参数： β 、 α 、 I_{CBO} 、 I_{CEO}
- 交流参数： β 、 α 、特征频率 f_T
- 极限参数：最大集电极电流 I_{CM} 、最大集电极耗散功率 P_{CM} 、击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ 、 $U_{(BR)CBO}$ 、 $U_{(BR)EBO}$



》》三极管练习题



$$P_{CM} = 2.7 \text{ mA} \times 10 \text{ V} = 27 \text{ mW}$$

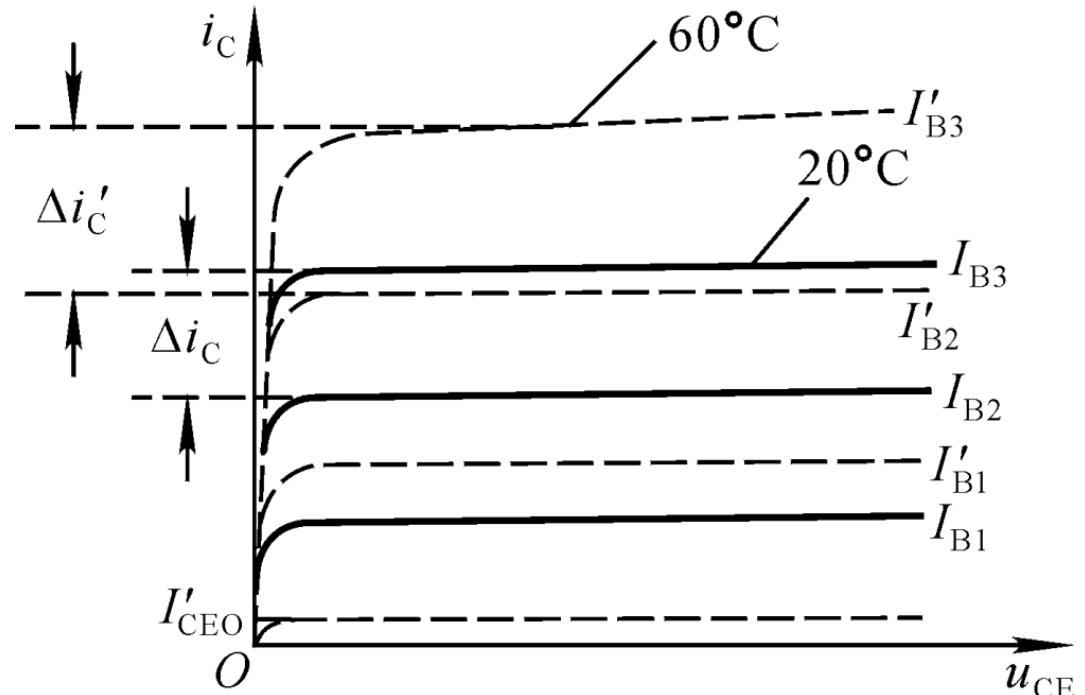
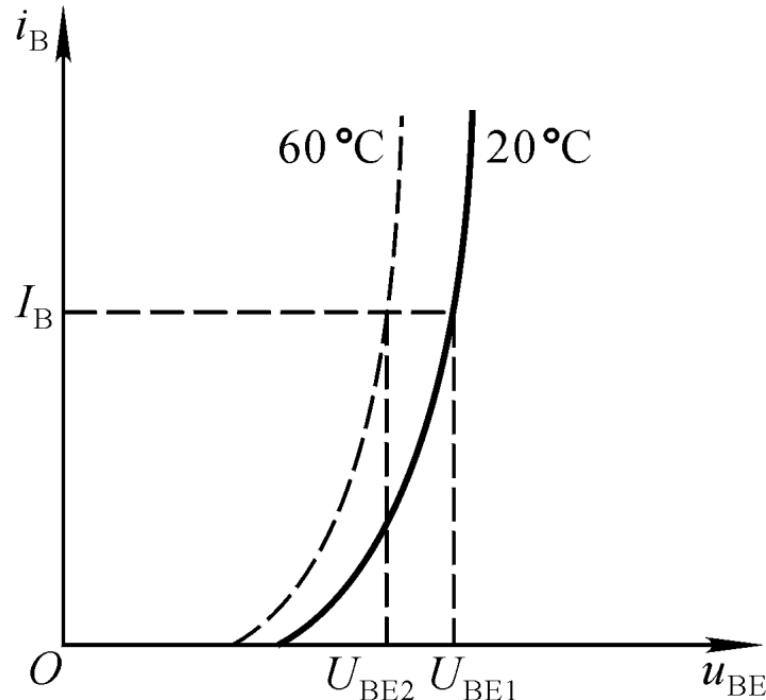
$$I_{CM} = \frac{27 \text{ mW}}{1 \text{ V}} = 27 \text{ mA}$$

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{(3 - 2) \text{ mA}}{(30 - 20) \mu\text{A}} = 100$$

$$U_{(BR)CEO} = 25 \text{ V}$$

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

三极管的温度特性



输入曲线类似二极管

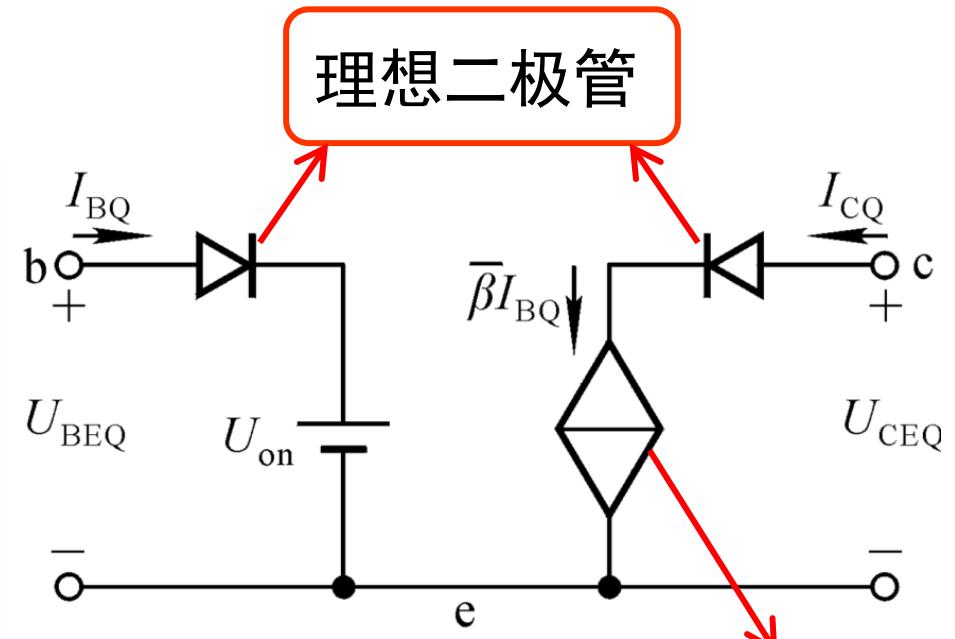
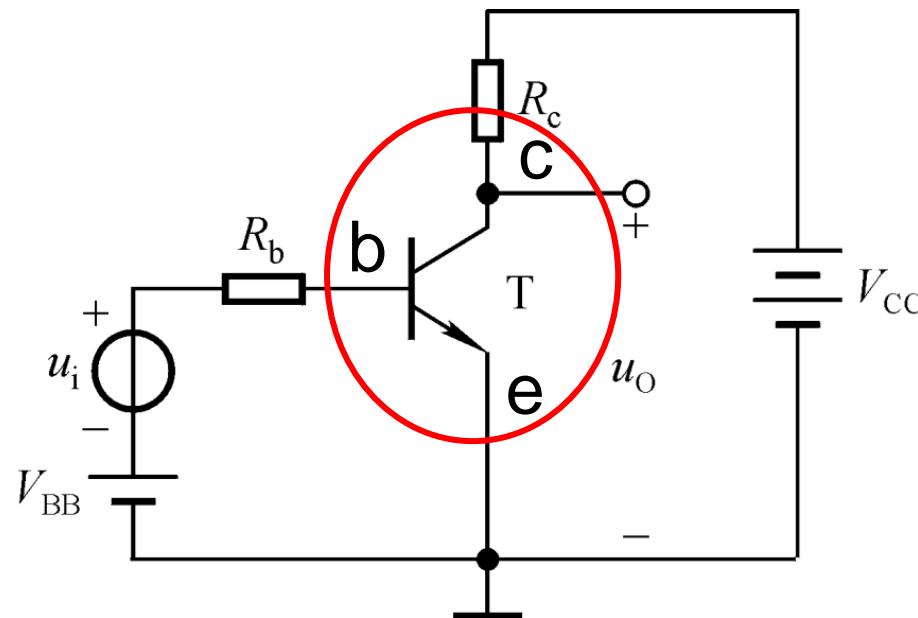
$T \uparrow$ 若 i_B 不变，则 u_{BE} 下降

$T \uparrow$ 若 u_{BE} 不变，则 i_B 上升

$T \uparrow, I_{CBO} \uparrow, \beta \uparrow, I_C \uparrow$

影响机理较为复杂，
只做结论了解即可。

三极管的大信号模型：等效电路



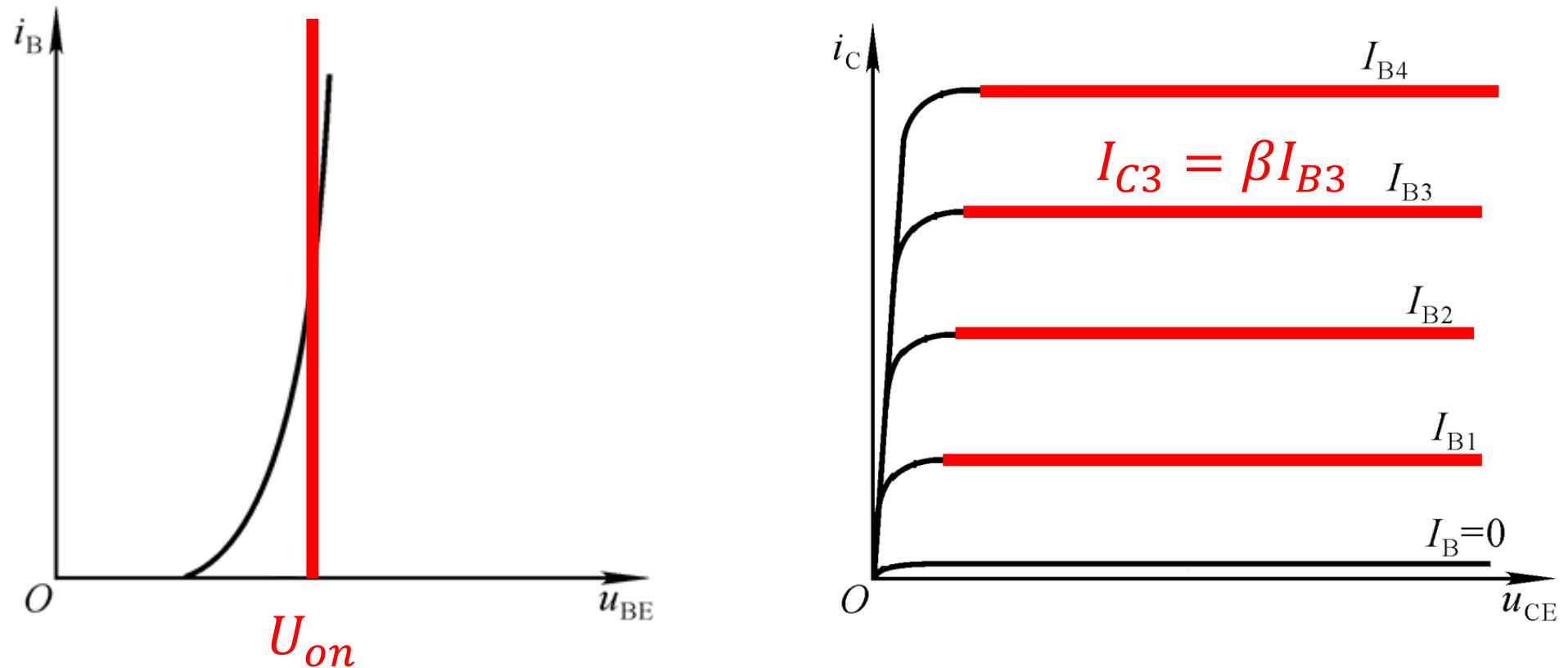
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b} = \frac{V_{BB} - U_{on}}{R_b}$$

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

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

- 注意：此模型应用的前提是放大区
- 问题：b和c之间的电流怎么不考虑？
- 放大原理， I_C 受控于 I_B ， I_C 的主要成
分是发射极扩散来的多子。

》》 三极管的大信号模型：图示

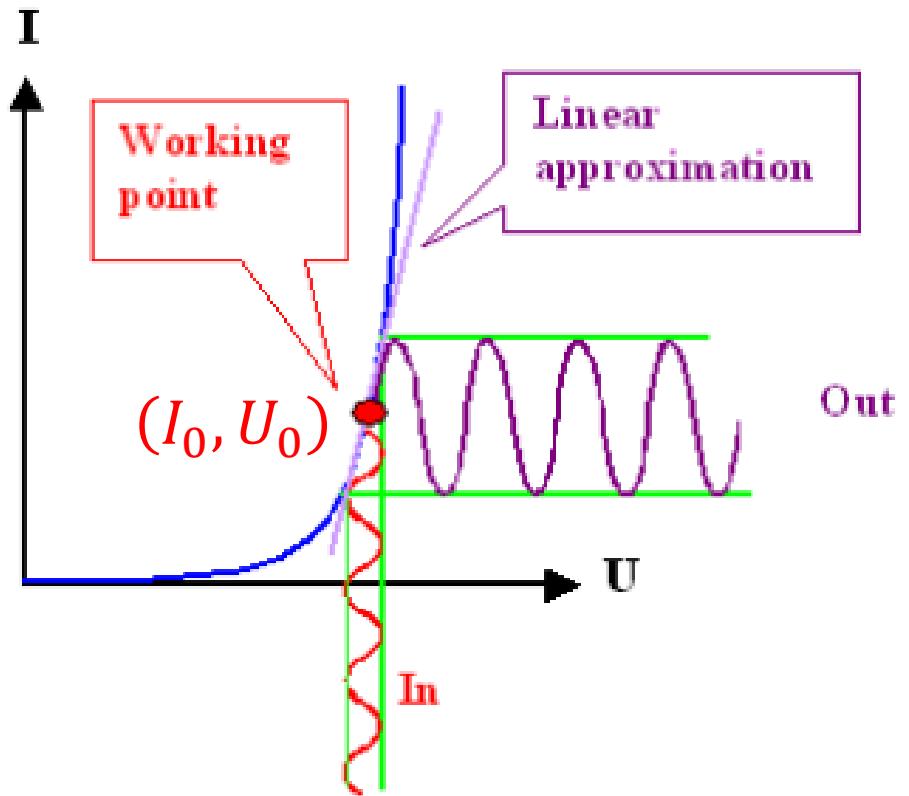


问题：基极电流与C-E电压无关？
这种近似能接受？有依据吗？

注意：上图再次说明，大信号
模型适用于放大区。

三极管大信号模型本质上将I-V曲线折线化。

》》 插播/重播：小信号模型的含义！



$$I_0 = f(U_0)$$

$$I_0 + \Delta I = f(U_0 + \Delta U)$$

$$= f(U_0) + f'(U_0)\Delta U + \frac{1}{2!}f''(U_0)[\Delta U]^2 \\ + \dots$$

$$\Delta I = f(U_0 + \Delta U) - f(U_0)$$

$$= f'(U_0)\Delta U + \frac{1}{2!}f''(U_0)[\Delta U]^2 + \dots$$

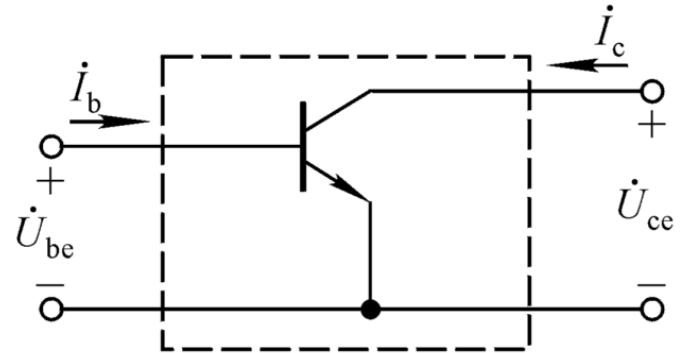
$$\Delta U \approx 0$$

$$\Delta I \approx f'(U_0)\Delta U$$

直流偏置点/静态工作点: I_0, U_0

- 小信号“依附/寄生”在大信号上，单独的小信号几乎无影响！
- 讨论小信号模型之前，必须确定直流偏置点/静态工作点！

三极管的低频小信号模型：理论



此类三端器件的小信号模型可建模为二端口网络。

二端口网络理论

写成H方程形式

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

此处各变量是瞬时总量

线性化

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

此处各信号是小信号

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

三极管的低频小信号模型：等效电路

$$h_{11} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \Big|_{U_{CE}}$$

$$h_{12} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \Big|_{I_B}$$

$$h_{21} = \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \Big|_{U_{CE}}$$

$$h_{22} = \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \Big|_{I_B}$$

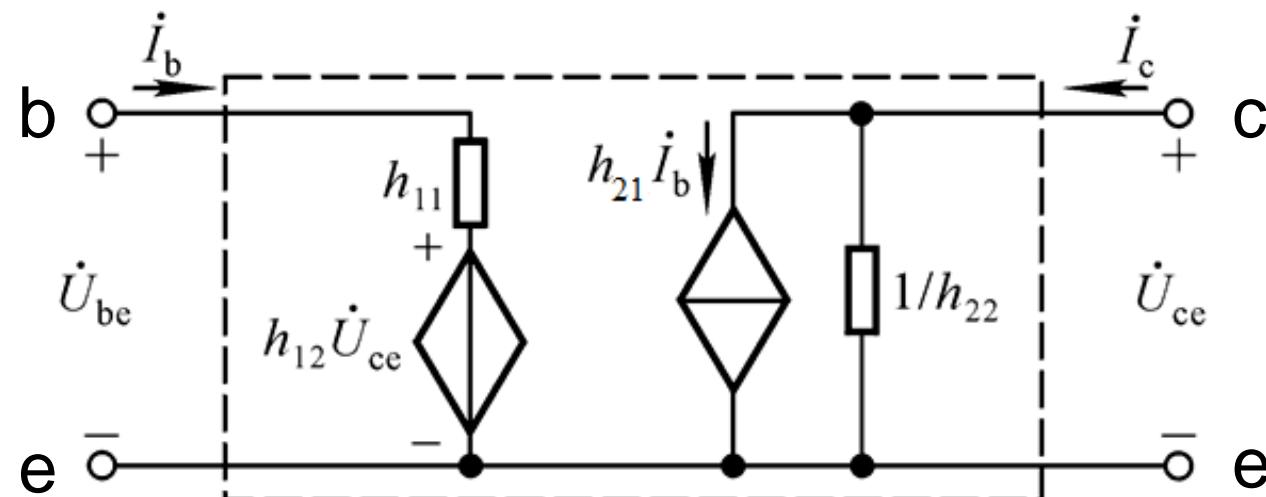
电阻

无量纲

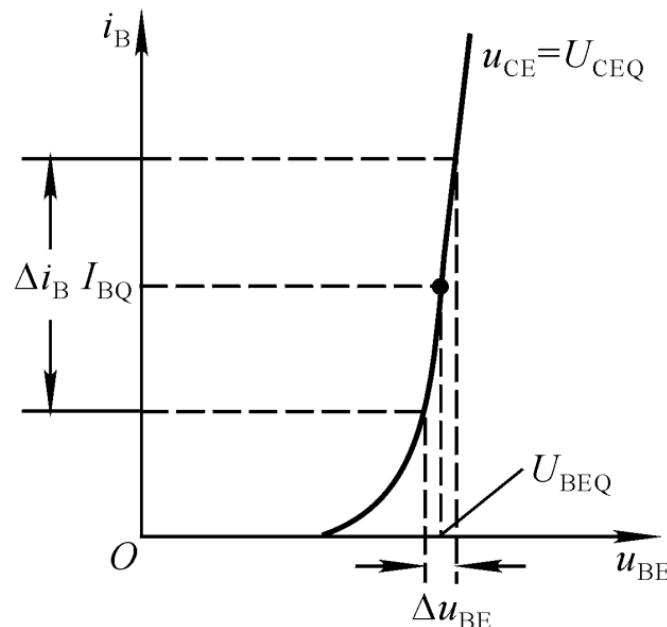
$$\begin{cases} \dot{U}_{be} = h_{11}\dot{i}_b + h_{12}\dot{U}_{ce} \\ \dot{i}_c = h_{21}\dot{i}_b + h_{22}\dot{U}_{ce} \end{cases}$$

无量纲

电导

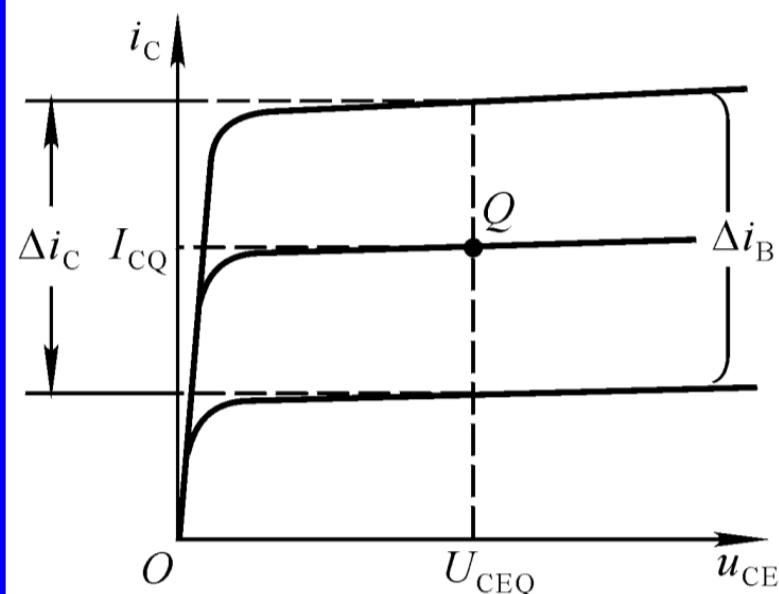
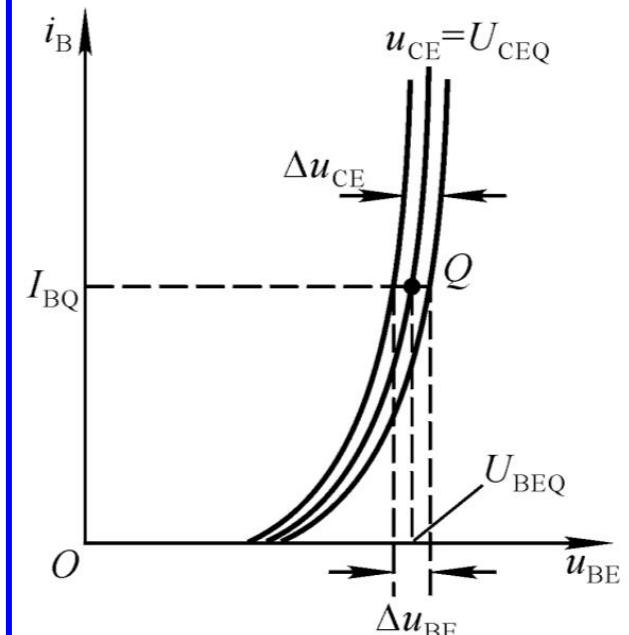


三极管的低频小信号模型：物理意义



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

b-e间动态电阻
类比于二极管



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

电流放大系数

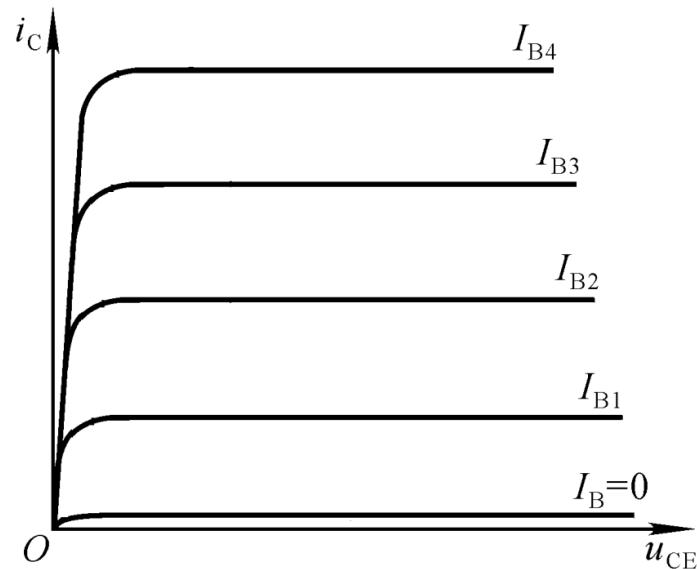
内反馈系数

$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} \text{是什么?}$$

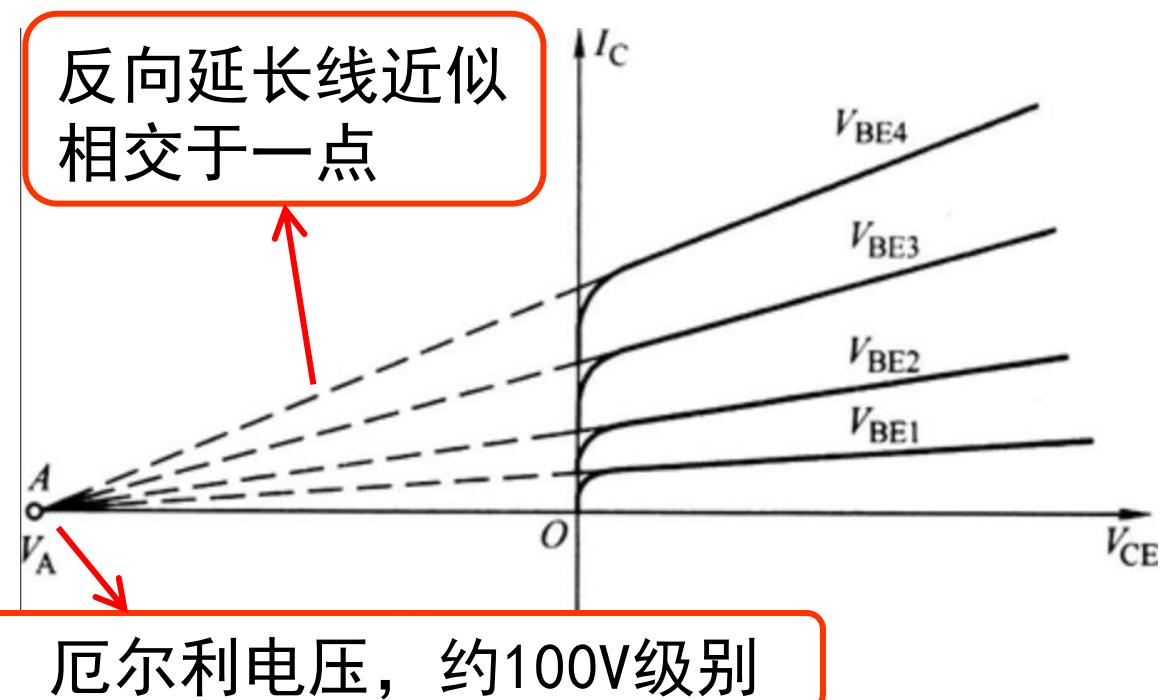
三极管的基区宽度调制效应-I

对于 $h_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B}$ 的讨论：

- 如果按照之前的描述（理想情况），在放大区， I_c 不随 U_{CE} 而变化，是一条横线，那么 $h_{22} = 0$.
- 实际并非如此， I_c 随 U_{CE} 的增大而缓慢增大，曲线上翘。
- 前述有几处用图不严谨，已显示出上翘的趋势。

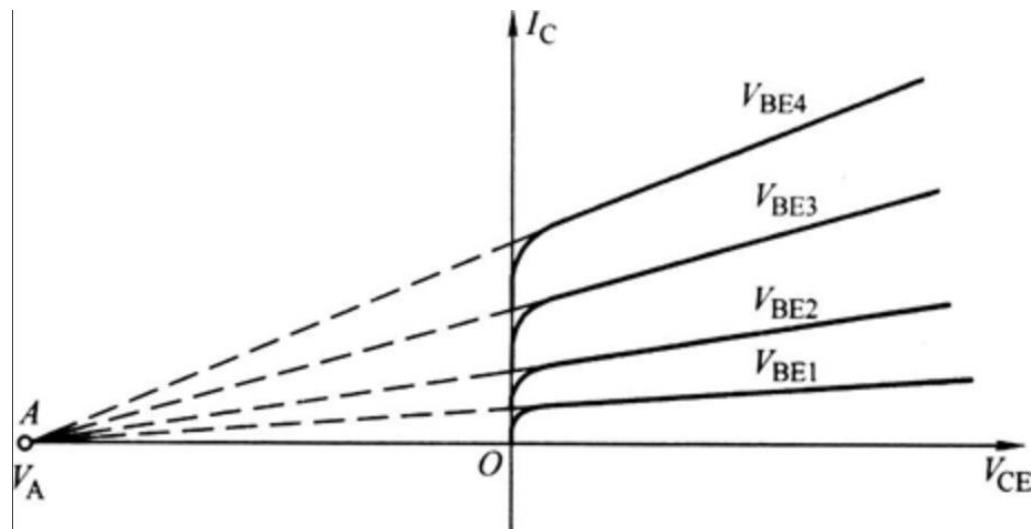


理想情况

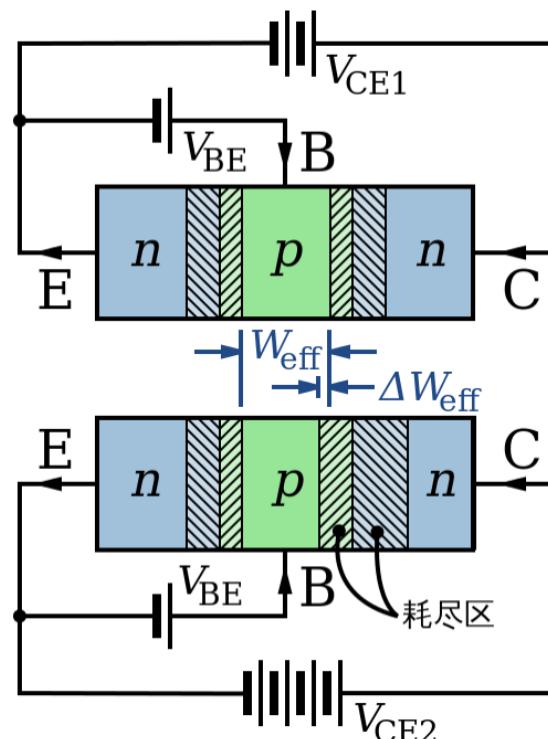


厄尔利电压, 约100V级别

三极管的基区宽度调制效应-II



该现象源于基区宽度调制效应（厄尔利效应）



CE间电压增大

基区有效宽度变窄

CB结反偏加剧

基区复合电流减小

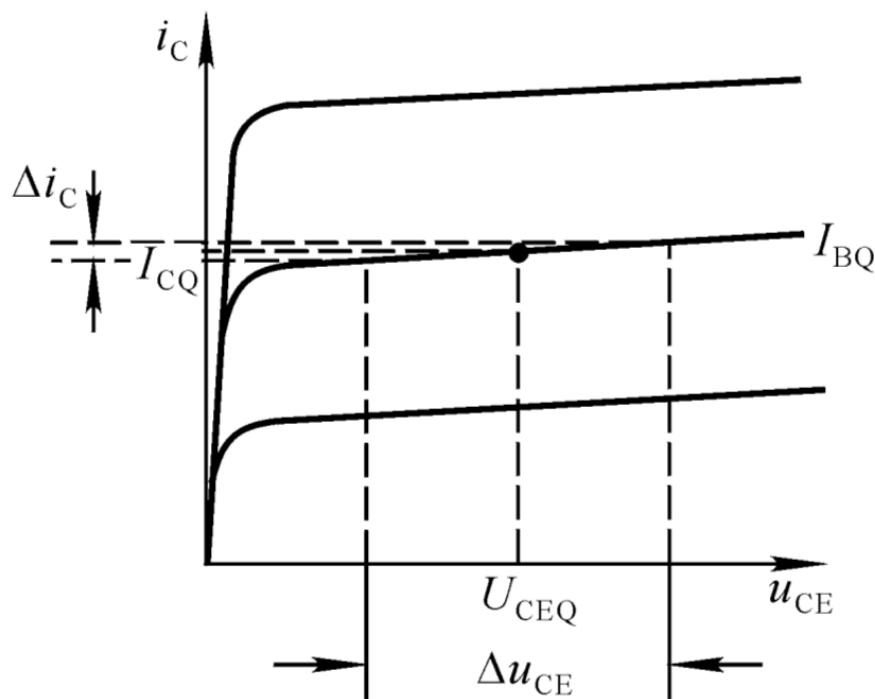
CB结耗尽区加宽

集电极电流增大

三极管的基区宽度调制效应-III

对于 $h_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B}$ 的讨论：

- 若考虑基区宽度调制效应，则 $h_{22} \neq 0$ ，反映曲线上翘的程度。



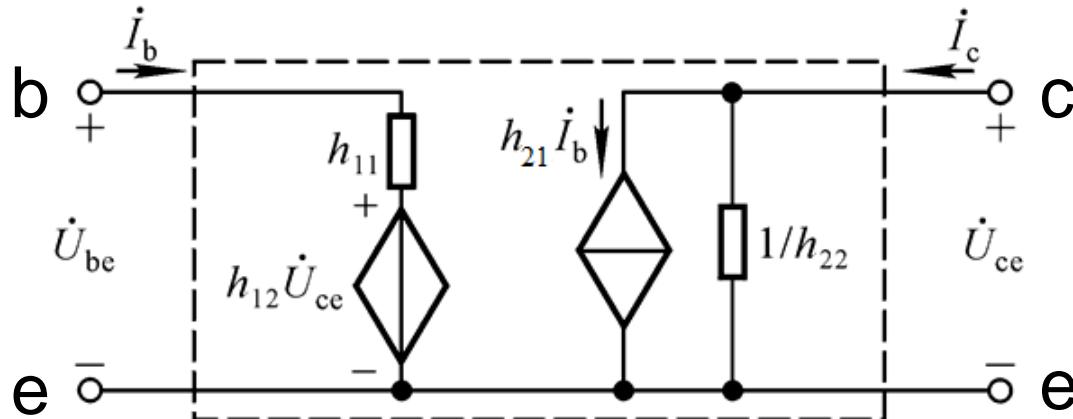
$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} = \frac{1}{r_{ce}}$$

ce间的电导

ce间的电阻

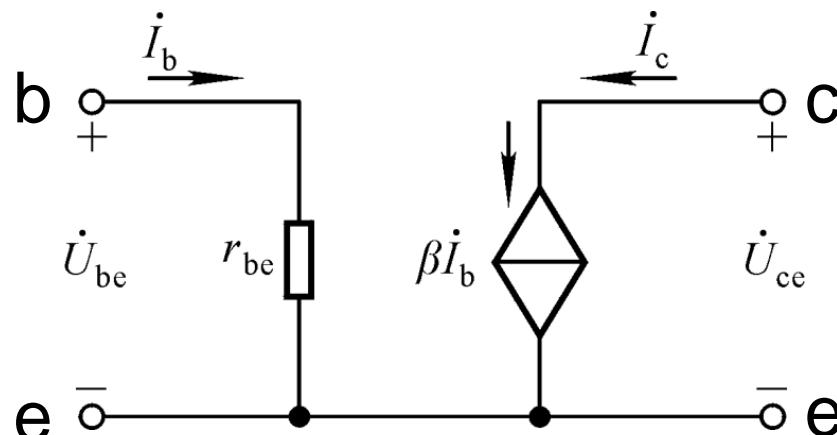
- r_{ce} 很大。
- 若忽略基区宽度调制效应， $r_{ce} = \infty$

三极管的低频小信号模型：简化版

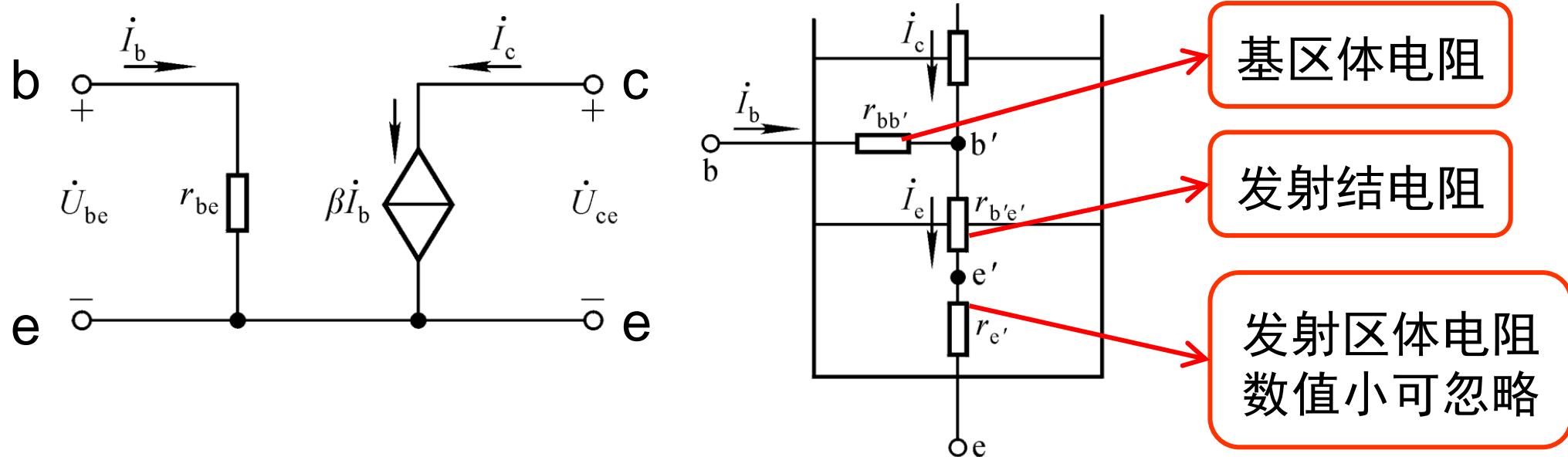


- 至此，这个模型已确定。
- 但是，太复杂了，不好用！
- 我们要做合理近似。

- 根据上页， $r_{ce} = 1/h_{22}$ 很大，多数情况下可忽略。
- 根据第11页PPT(三极管的共射输入特性)， $h_{12} = \partial u_{BE}/\partial u_{CE}|_{I_B}$ 通常很小，多数情况下可忽略。



三极管的低频小信号模型： r_{be} 的计算



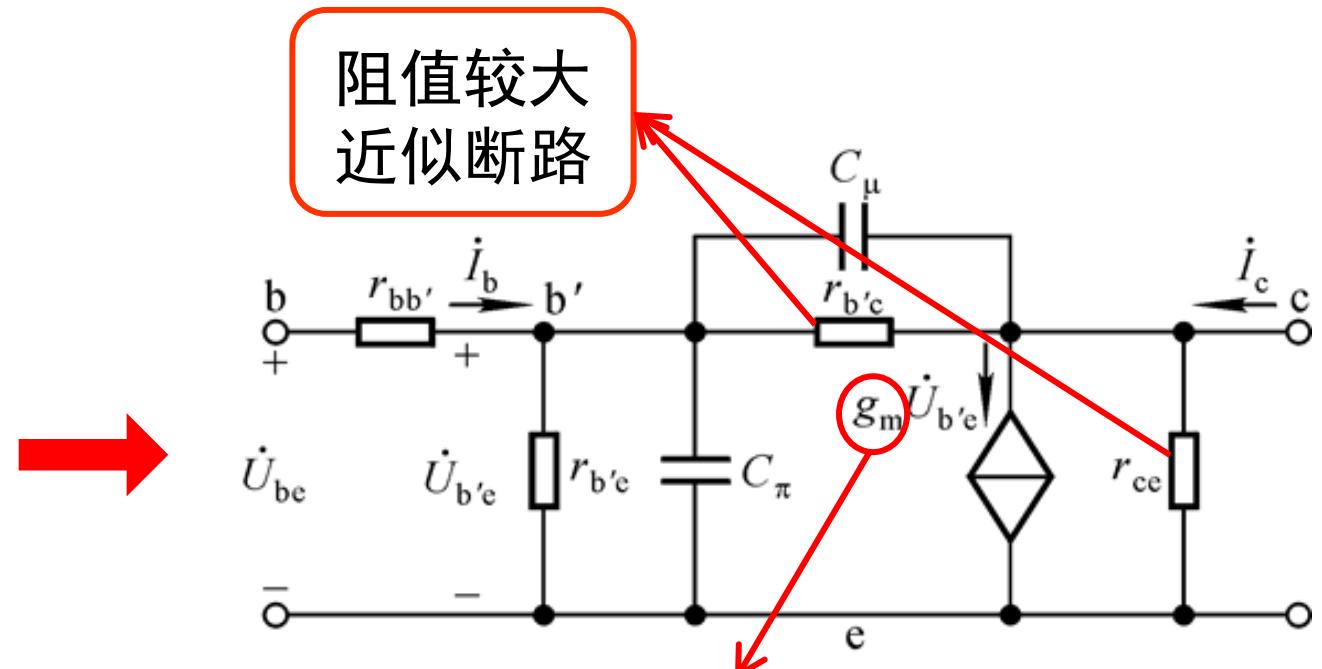
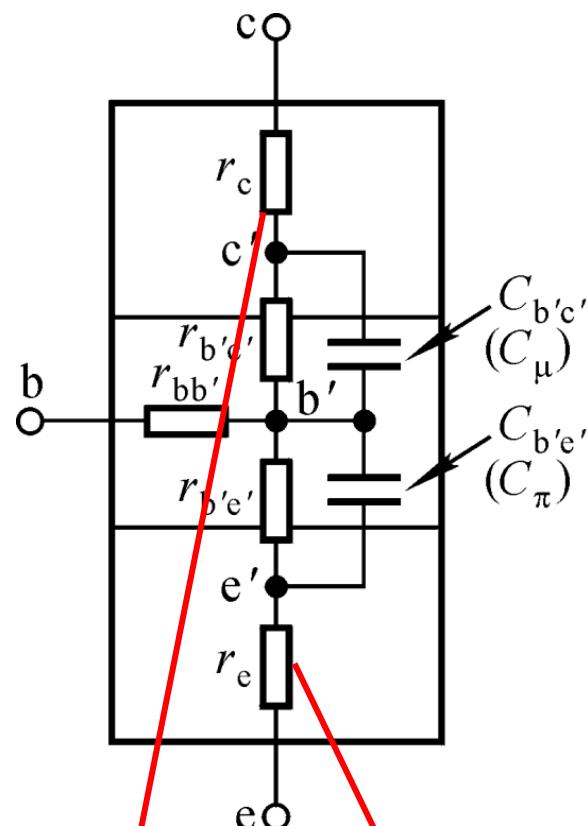
$$i_E = I_S \left[\exp\left(\frac{u}{U_T}\right) - 1 \right] \Rightarrow r_{b'e} = \frac{du}{di_E} \approx \frac{U_T}{i_E} = \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad \text{与二极管的小信号电阻一致}$$

$$r_{be} = \frac{\dot{U}_{be}}{\dot{I}_b} \approx \frac{\dot{U}_{bb'}}{\dot{I}_b} + \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{I}_b} = r_{bb'} + \frac{\dot{I}_e r_{b'e}}{\dot{I}_b} = r_{bb'} + (1 + \beta) r_{b'e}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad \text{实际上 } (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = \frac{U_T}{I_{EQ}/(1 + \beta)} = \frac{U_T}{I_{BQ}}$$

三极管的高频小信号模型-I

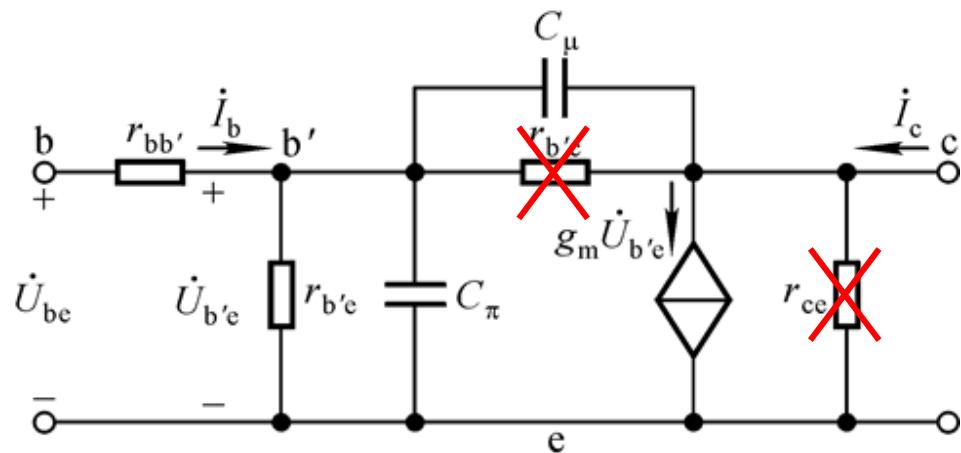
高频情况下，考虑电容：三极管有两个PN结，加两个电容。



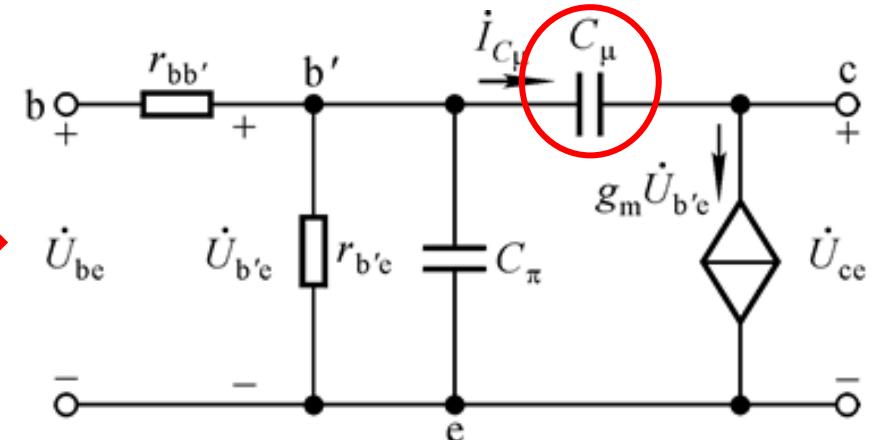
体电阻数值小
可忽略

根据电路形状将其称为混合π模型

三极管的高频小信号模型-II



简化



$$\dot{I}_{C_\mu} = \frac{\dot{U}_{b'e} - \dot{U}_{ce}}{X_{C_\mu}} = \frac{(1 - \dot{K})\dot{U}_{b'e}}{X_{C_\mu}}$$

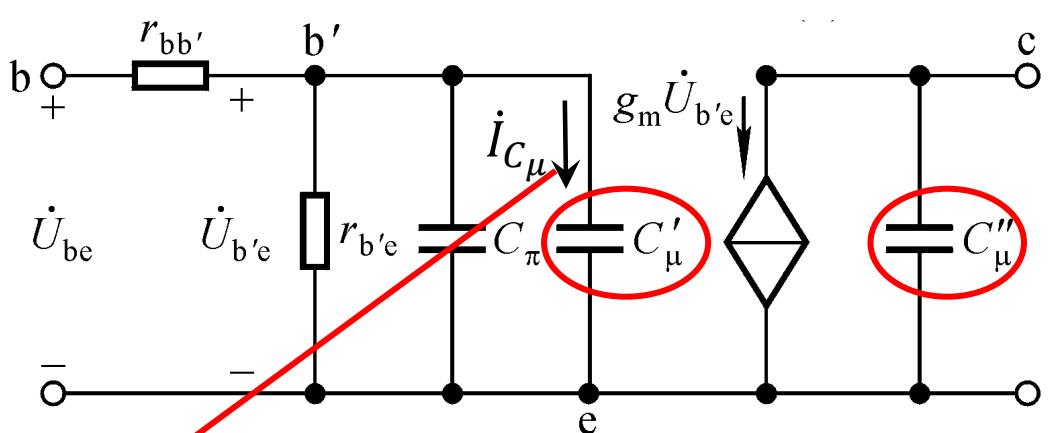
$$X_{C'_\mu} = \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{I}_{C_\mu}} = \frac{\dot{U}_{b'e}}{(1 - \dot{K})\dot{U}_{b'e}} = \frac{X_{C_\mu}}{1 - \dot{K}}$$

$$\frac{1}{j\omega C'_\mu} = \frac{1/(j\omega C_\mu)}{1 - \dot{K}} \Rightarrow C'_\mu = (1 - \dot{K})C_\mu$$

同理 $C''_\mu = \frac{\dot{K} - 1}{\dot{K}} C_\mu$ 等效变换后电流不变

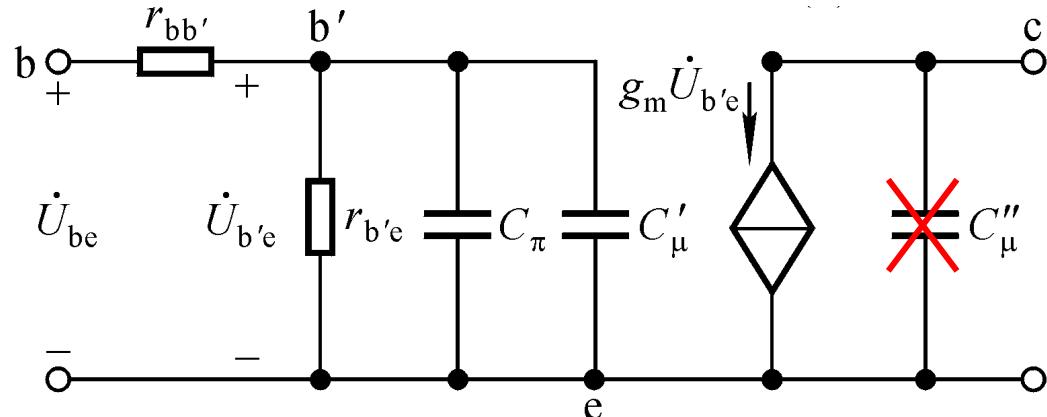
C_μ 折合/解耦合

单向化



简化版的混合π模型

三极管的高频小信号模型-III

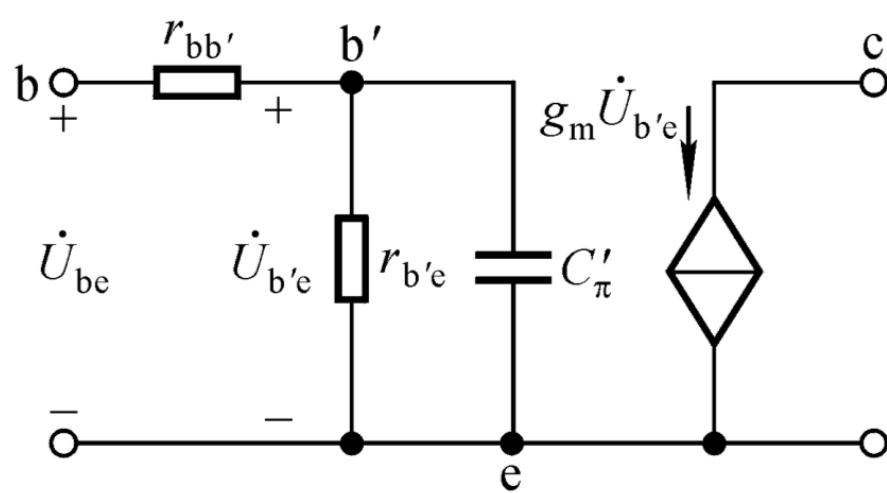


$$C'_\mu = (1 - \dot{K}) C_\mu$$

$$C''_\mu = \frac{\dot{K} - 1}{\dot{K}} C_\mu$$

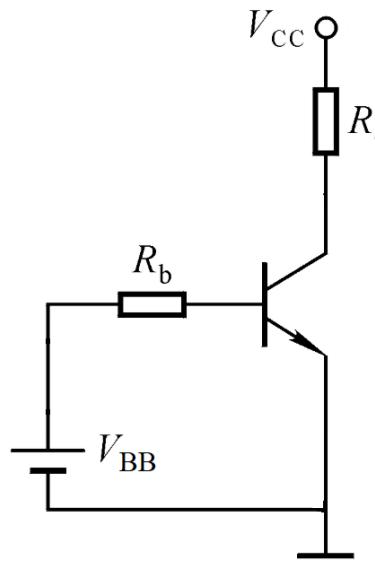
放大电路中，通常 $|\dot{K}| \gg 1$

进一步简化



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

三极管的电学模型：例题



左图所示电路，三极管 $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $\beta = 60$, 判断下述三种条件下管子的工作状态。

- (1) $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{BB} = 5 \text{ V}$, $R_b = 10 \text{ k}\Omega$, $R_c = 5 \text{ k}\Omega$
- (2) $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{BB} = 5 \text{ V}$, $R_b = 300 \text{ k}\Omega$, $R_c = 3 \text{ k}\Omega$
- (3) $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{BB} = -3 \text{ V}$, $R_b = 300 \text{ k}\Omega$, $R_c = 5 \text{ k}\Omega$

一律先假设工作在放大区

(1) $I_{BQ} = (V_{BB} - V_{BE}) / R_b = 0.43 \text{ mA}$, 若工作在放大区, $I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 25.8 \text{ mA}$. I_{CQ} 的最大值可达 $(V_{CC} - V_{BE}) / R_c = 2.86 \text{ mA} < 25.8 \text{ mA}$, 假设被推翻, 管子工作在饱和区。

(2) $I_{BQ} = (V_{BB} - V_{BE}) / R_b = 0.014 \text{ mA}$, 若工作在放大区, $I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 0.84 \text{ mA}$. I_{CQ} 的最大值可达 $(V_{CC} - V_{BE}) / R_c = 2.86 \text{ mA} > 0.84 \text{ mA}$, 假设成立, 管子工作在放大区。

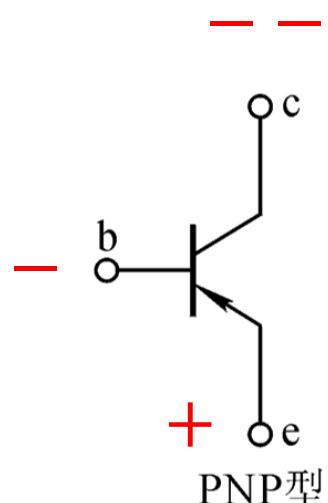
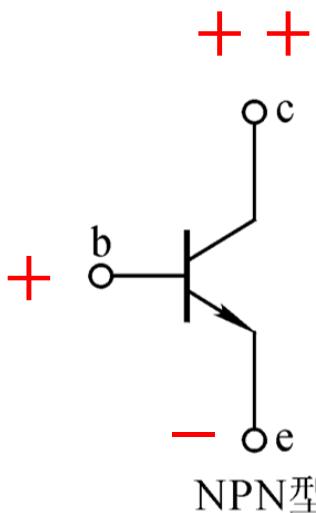
(3) $V_{BB} < 0$, 管子截止。

》》 PNP三极管的情况

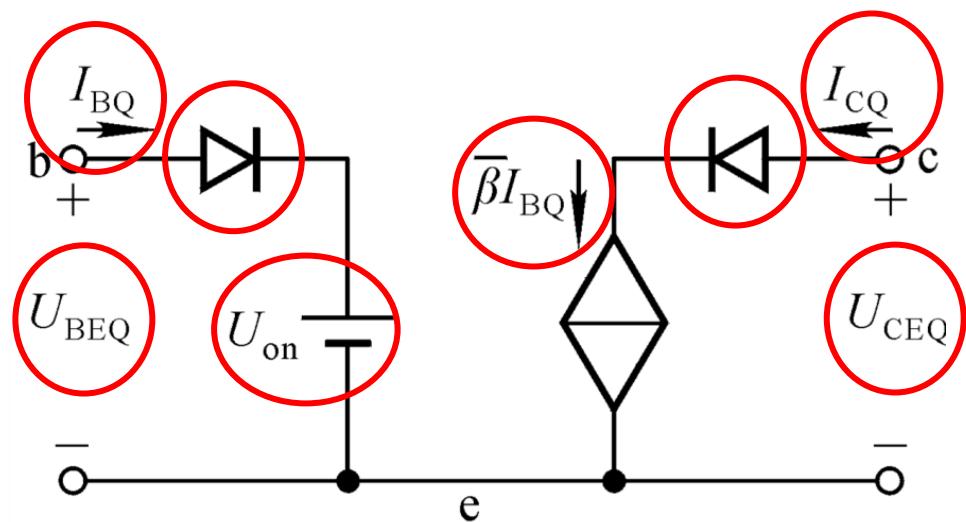
本节课的故事，你能否用PNP
三极管重新讲一遍？

原则：

所有电压极性应该取反使用；
载流子类型应颠倒。

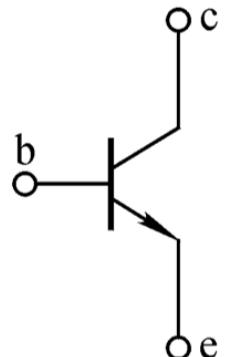


工作于放大区时，各极信号

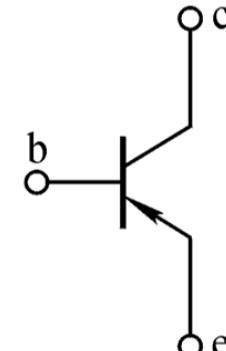


圈中的元素极性取反，即是
PNP管的大信号模型

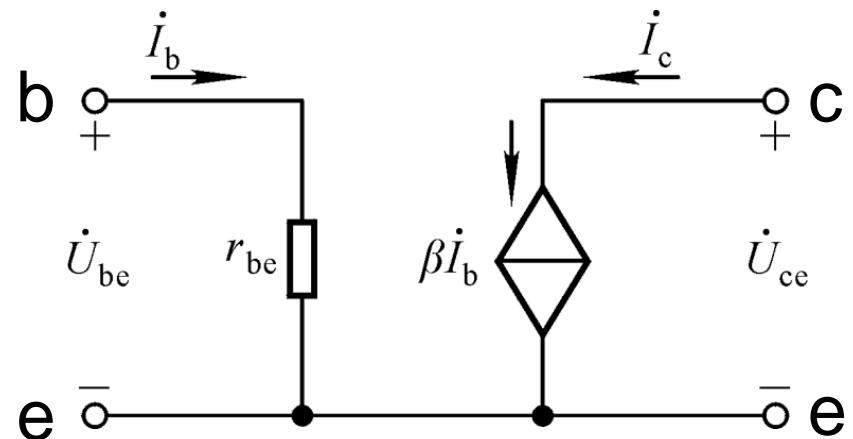
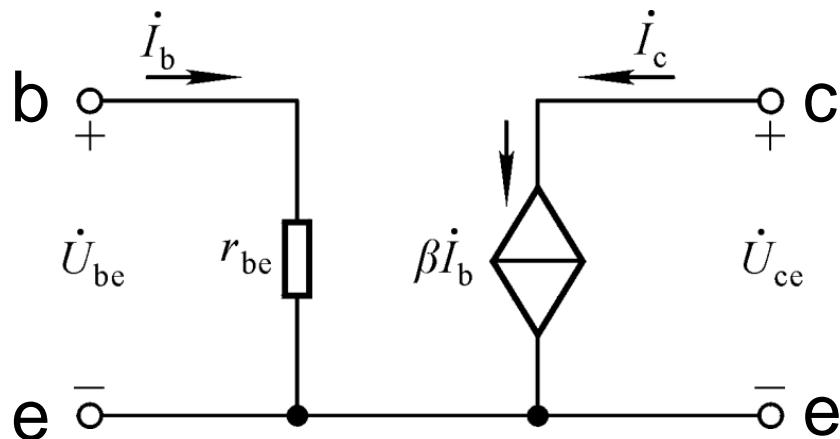
》》 PNP三极管的小信号模型-1



NPN型

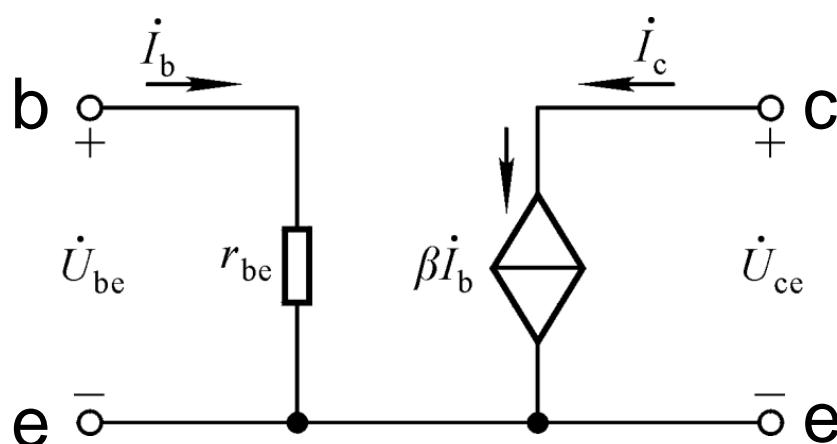
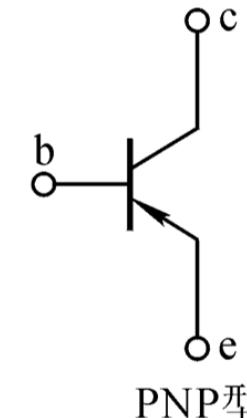
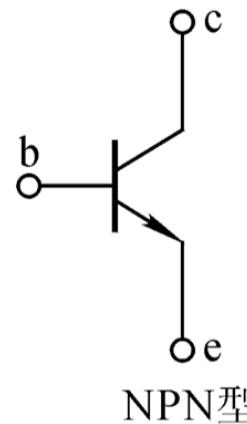


PNP型



NPN型三极管与PNP型三极管的小信号模型一样！
原因：两次取反，效果抵消。

》》 PNP三极管的小信号模型-II



BE间电压增大了 Δu_{be}

EB间电压增大了 $-\Delta u_{be}$

EB间电流增大了 $-\Delta i_b$
EC间电流增大了 $-\beta \Delta i_b$

BE间电流增大了 Δi_b
CE间电流增大了 $\beta \Delta i_b$

》》需要澄清的几点认识

- 三极管内部的物理很丰富，2个学时肯定无法讲透彻。
- 本门课程的重点不在物理，主要要求掌握电学模型。
- 后续课程《微电子器件基础》会将这个器件讲的更加详细。

第3章 双极结型晶体管	79
3.1 双极结型晶体管基础	79
3.1.1 双极结型晶体管的结构	79
3.1.2 偏压与工作状态	81
3.1.3 少子浓度分布与能带图	81
3.1.4 晶体管的放大作用	83
3.2 均匀基区晶体管的电流放大系数 ^[1~11]	86
3.2.1 基区输运系数	86
3.2.2 基区渡越时间	89
3.2.3 发射结注入效率	89
3.2.4 电流放大系数	90
3.3 缓变基区晶体管的电流放大系数	91
3.3.1 基区内建电场的形成	91
3.3.2 基区少子电流密度与基区少子浓度分布	93
3.3.3 基区渡越时间与输运系数	94
3.3.4 注入效率与电流放大系数	95
3.3.5 小电流时放大系数的下降	97
3.3.6 发射区重掺杂的影响	98
3.3.7 异质结双极型晶体管	101
3.4 双极晶体管的直流电流电压方程	102
3.10.2 最高振荡频率	198
3.10.3 高频晶体管的结构	200
3.11 双极晶体管的开关特性	201
3.11.1 晶体管的静态大信号特性	202
3.11.2 晶体管的直流开关特性	208
3.11.3 晶体管的瞬态开关特性 ^[41~45]	211
3.12 SPICE中的双极晶体管模型	217
3.12.1 埃伯斯-莫尔(EM)模型	218
3.12.2 葛谋-潘(GP)模型 ^[46]	224
3.13 双极晶体管的噪声特性	230
3.13.1 噪声与噪声系数	230
3.13.2 晶体管的噪声源	232
3.13.3 晶体管的高频噪声等效电路	236
3.13.4 晶体管的高频噪声系数	239
3.13.5 晶体管高频噪声的基本特征	243
习题	246
3.4.1 集电结短路时的电流	102
3.4.2 发射结短路时的电流	103
3.4.3 晶体管的直流电流电压方程	103
3.4.4 晶体管的输出特性	105
3.4.5 基区宽度调变效应	107
3.5 双极晶体管的反向特性	109
3.5.1 反向截止电流	109
3.5.2 共基极接法中的雪崩击穿电压	112
3.5.3 共发射极接法中的雪崩击穿电压	114
3.5.4 发射极与基极间接有外电路时的反向电流与击穿电压	115
3.5.5 发射结击穿电压	116
3.5.6 基区穿通效应	116
3.6 基极电阻	118
3.6.1 方块电阻	119
3.6.2 基极接触电阻和工作基区边缘到接触孔边缘下的电阻	121
3.6.3 工作基区的电阻和基极接触区下的电阻	123
3.7 双极晶体管的功率特性	126
3.7.1 大注入效应	126
3.7.2 基区扩展效应	133
3.7.3 发射结电流集边效应	138
3.7.4 晶体管的热学性质	143
3.7.5 二次击穿和安全工作区	150
3.8 电流放大系数与频率的关系	157
3.8.1 高频小信号电流在晶体管中的变化	157
3.8.2 基区输运系数与频率的关系	159
3.8.3 高频小信号电流放大系数	167
3.8.4 晶体管的特征频率	177
3.8.5 影响高频电流放大系数与特征频率的其他因素	180
3.9 高频小信号电流电压方程与等效电路	184
3.9.1 小信号的电荷控制模型	184
3.9.2 小信号的电荷电压关系	186
3.9.3 高频小信号电流电压方程	188
3.9.4 Y参数	190
3.9.5 小信号等效电路	192
3.10 功率增益和最高振荡频率	197
3.10.1 高频功率增益与高频优值	197

器件类教材，用将近200页的篇幅讲解BJT。显然，模电课程没有必要这样讲。





作业

- 《童书》, 第54页, 习题1.8、1.9 (导通压降:
硅管0.7V, 锗管0.2V)
- 《童书》, 第55页, 习题1.10 (只判断工作状态)、
1.11 (饱和管压降: 管子在饱和区时的CE之间的
压降, 不变)
- 注意: 作业只考察大信号模型。

第五章 CH1.4+BJT 单级放大电路.pdf

电子电路

1.4 BJT单级放大电路

王昭昊

©2020



内容提要

■ 放大电路的性能指标

□ 增益、输入/输出电阻、通频带、非线性失真系数

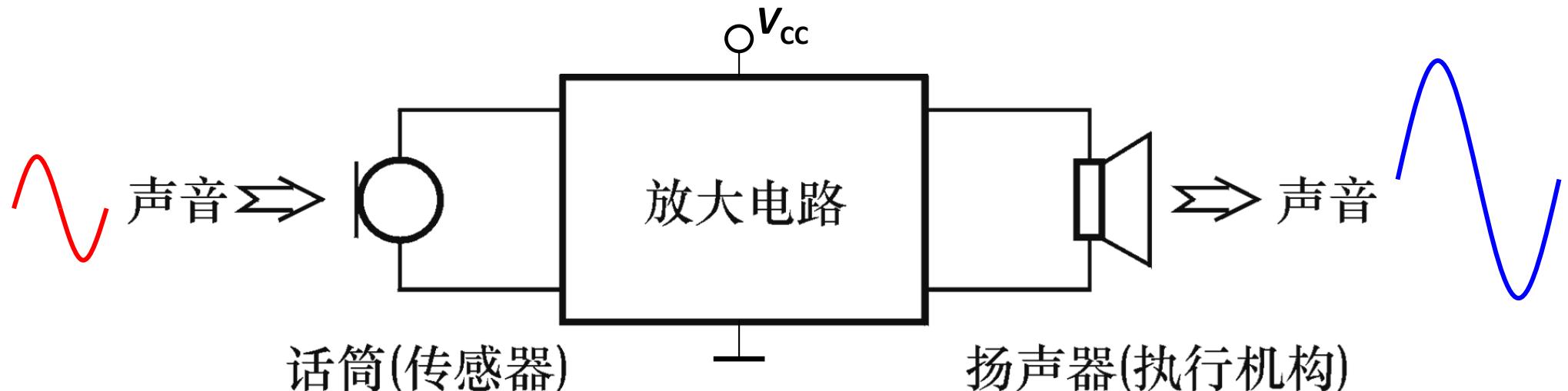
■ 共射放大电路

□ 基本式、直接耦合式、阻容耦合式、图解法、等效电路法

■ 静态工作点的稳定

■ 共集、共基放大电路

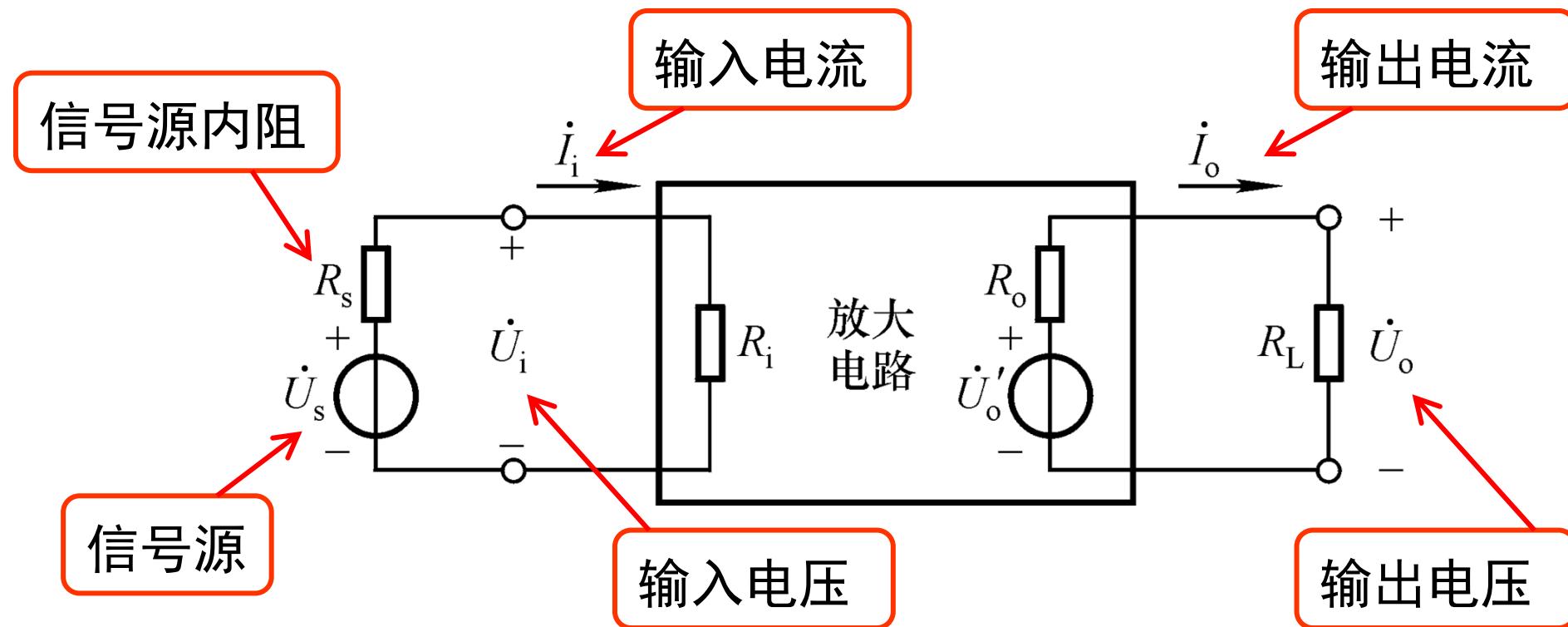
》》 模拟电路中放大的概念



- 放大的对象：变化量，可以理解为前文所述的“交流小信号”。
- 放大的本质：能量的控制和转换，总体能量守恒。
- 放大的特征：功率放大。
- 放大的前提：不失真。管子必须工作在合适的区域，变化量必须足够小，保证线性关系成立。

》》 放大电路的性能指标：放大倍数/增益-I

任何放大电路均可视为二端口网络。

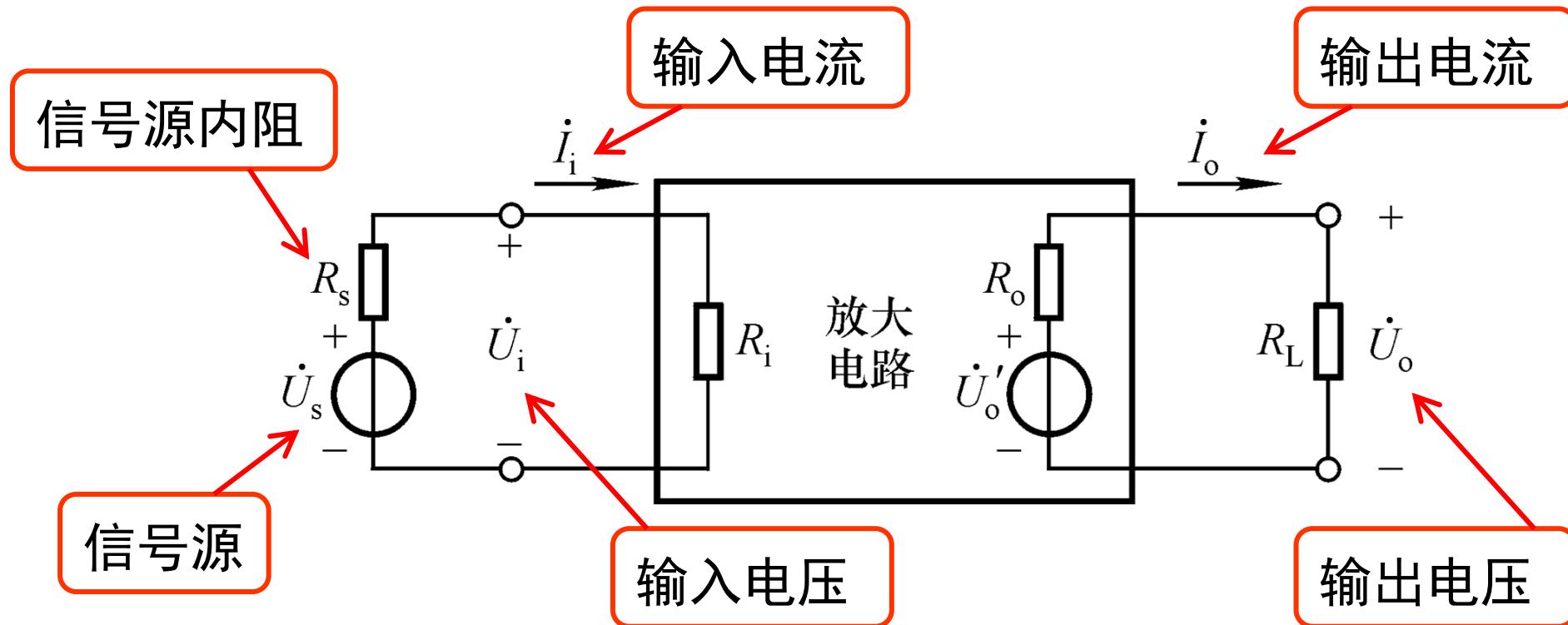


放大倍数/增益：输出量与输入量之比。注意：是变化量之比。

$$A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \quad \text{最常用}$$

$$A_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \qquad A_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} \qquad A_{iu} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i}$$

》》 放大电路的性能指标：放大倍数/增益-II

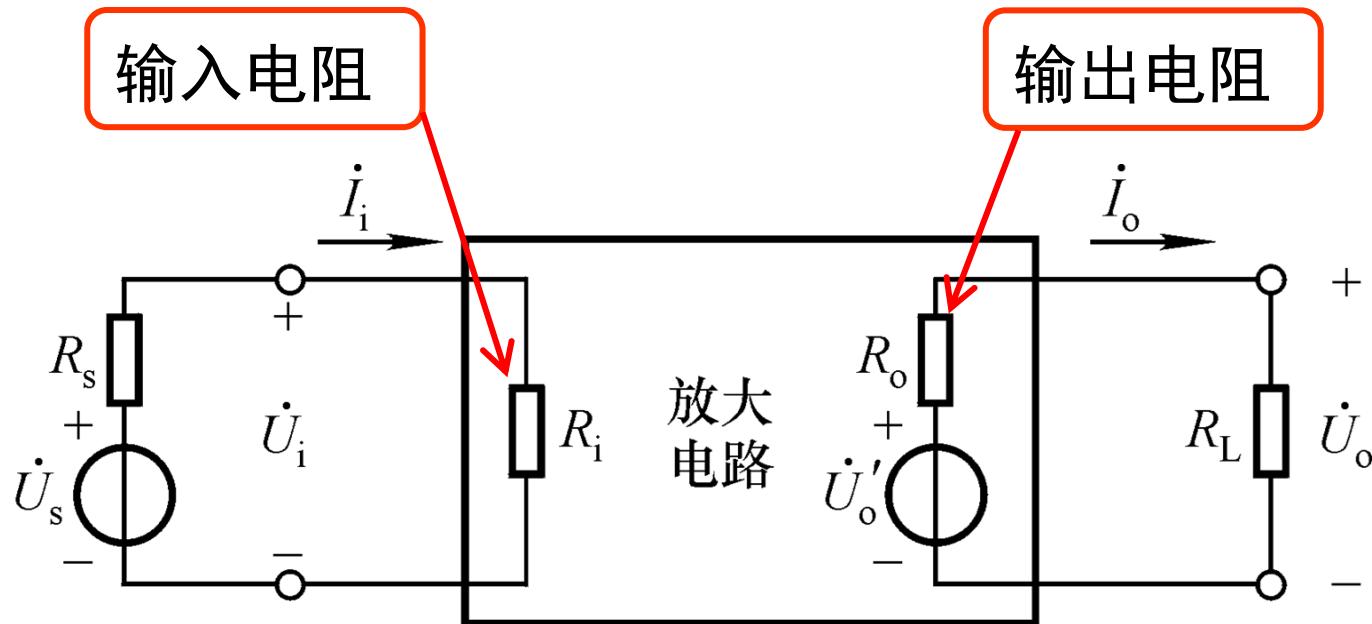


有时候，我们研究负载开路时的增益，即 $R_L \rightarrow \infty$

$$A_v = \frac{\dot{U}_o'}{\dot{U}_i}$$

更能反映放大电路本征的放大能力。

》》 放大电路的性能指标：输入/输出电阻-I



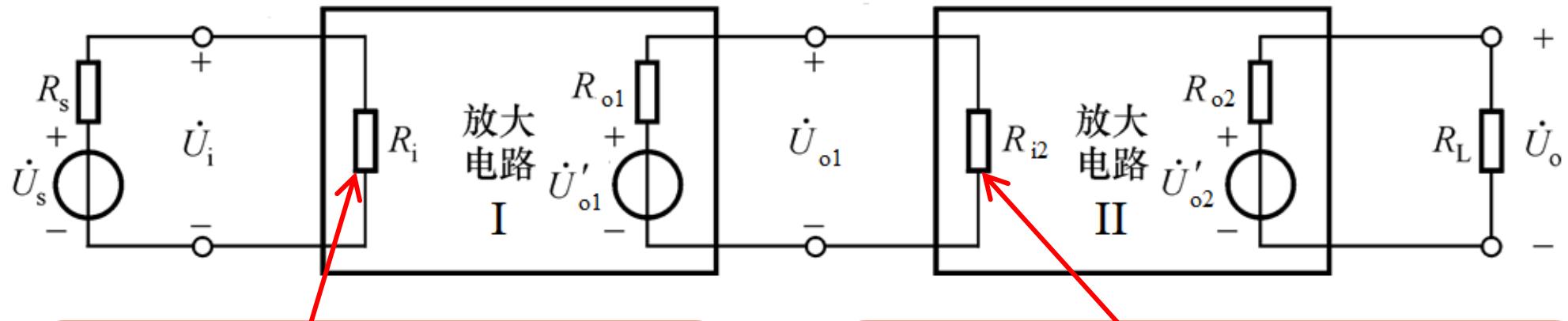
$$\text{输入电阻} \quad R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i}$$

$$\text{输出电阻} \quad R_o = \frac{\dot{U}'_o - \dot{U}_o}{\dot{I}_o} = \frac{\dot{U}'_o - \dot{U}_o}{\dot{U}_o / R_L}$$

对输出电阻的直观理解：将放大器的输出等效为电压源，其内阻就是输出电阻。可用戴维南定理求解（从负载端看进去，令 $\dot{U}'_o = 0$ ）。

》》 放大电路的性能指标：输入/输出电阻-II

输入/输出电阻描述了放大器在级联时所产生的影响。



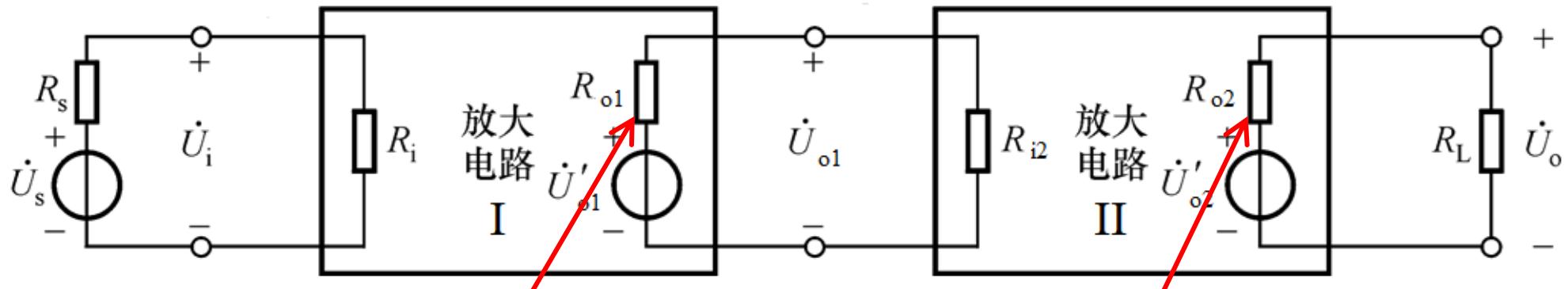
输入电阻 R_i 要尽可能大，使信号源电压 U_s 尽可能多的被放大器输入电压 \dot{U}_i 获得，而不是损耗在信号源内阻 R_s 上。

输入电阻 R_{i2} 要尽可能大，使第一级放大器所放大得到的电压 \dot{U}'_{o1} 尽可能多的被第二级放大器获得，而不是损耗在第一级放大器的输出电阻 R_{o1} 上。
 R_{i2} 同时是第一级放大器的负载。

如果放大器接收电压信号，输入电阻要尽可能大。

》》 放大电路的性能指标：输入/输出电阻-III

输入/输出电阻描述了放大器在级联时所产生的影响。



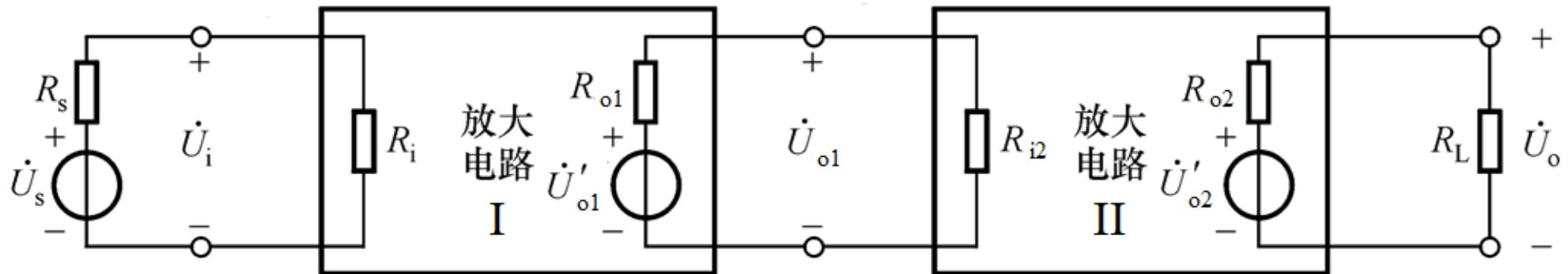
输出电阻 R_{o1} 要尽可能小，使第一级放大器所放大得到的电压 \dot{U}_{o1}' 尽可能多的被第二级放大器获得。

输出电阻 R_{o2} 要尽可能小，使第二级放大器所放大得到的电压 \dot{U}_{o2}' 尽可能多的被负载 R_L 获得。

如果放大器输出电压信号，输出电阻要尽可能小。

》》 放大电路的性能指标：输入/输出电阻-IV

输入/输出电阻描述了放大器在级联时所产生的影响。



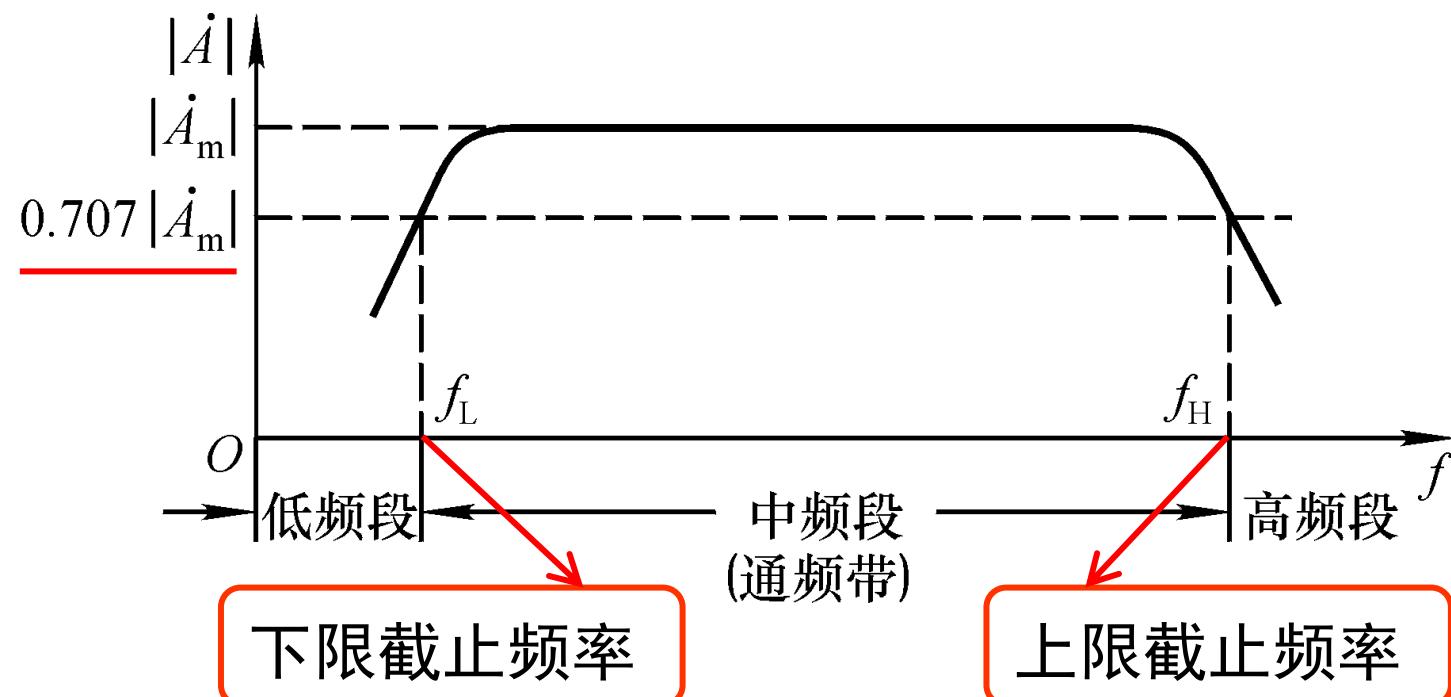
延伸思考题

- 如果将电压源换成电流源（用诺顿定理），对输入电阻有何要求？
- 如果放大器所放大得到的是电流信号，对输出电阻有何要求？

》》 放大电路的性能指标：通频带

通频带衡量放大电路对不同频率信号的放大能力。

根源：电容（外接电容和管子自带的电容效应）、电感等器件的阻抗随频率而变化。

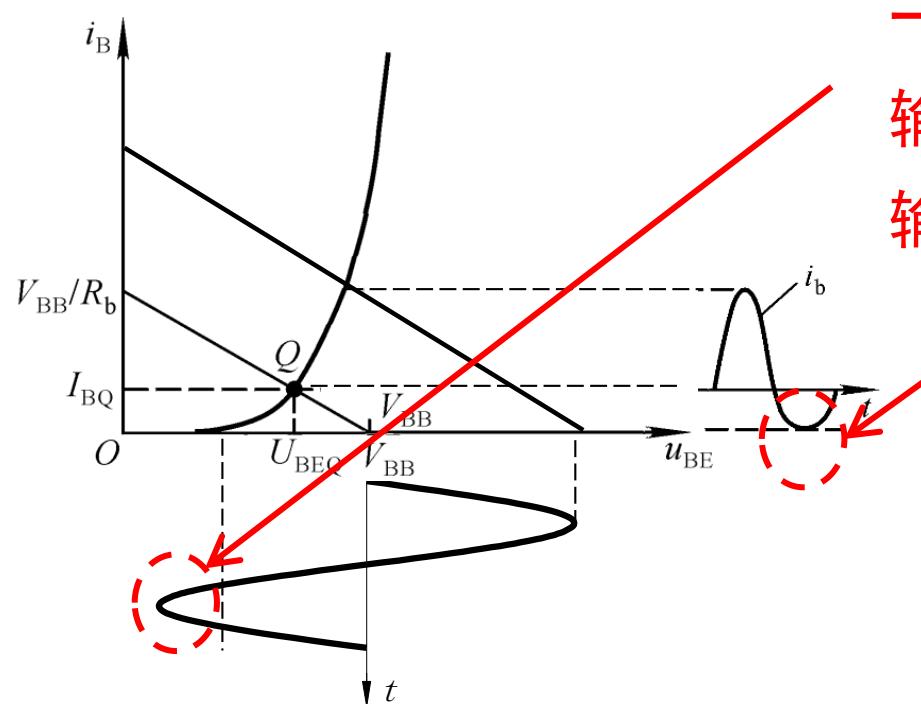


将在“频率响应”一章专门研究，现阶段不考虑。

》》 放大电路的性能指标：非线性失真系数

■ 非线性失真系数

- 放大器件本质上是非线性器件，只有在特定的信号范围内才可近似为线性。当输入信号幅度超过一定值时，输出信号与输入信号不再呈线性关系，波形畸变，这称为非线性失真。
- 非线性失真系数：输出波形中的谐波成分总量与基波成分之比。



一个例子

输入信号有一部分“摆进了”截止区，
输出信号失真，称为“截止失真”

其它例子还包括“饱和失真”、
“交越失真”等，后续课程会
详述。



放大电路的性能指标：其它

■最大不失真输出电压

- 当输入电压再增大就会使输出波形产生非线性失真时的输出电压。
- 有时候也用“摆幅”作为类似指标，后续课程详述。

■最大输出功率：在输出信号不失真的情况下，负载上能够获得的最大功率。

■效率：最大输出功率与电源功率之比。

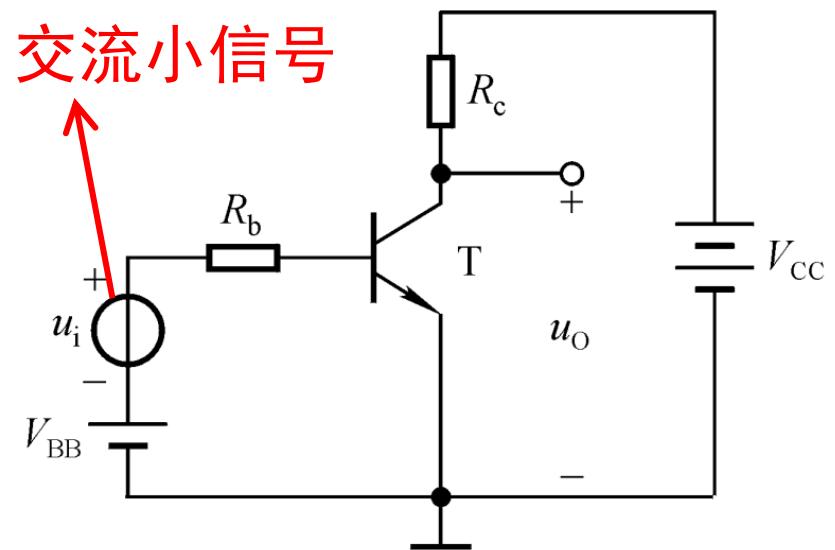
■放大电路的性能指标还有很多，要根据具体应用场景给予不同程度的关注。

■本门课程研究的重点是增益、输入/输出电阻。

》》 基本共射放大电路的组成

■各部件作用

- V_{BB} 、 R_b ：使发射结正偏，同时调节基极电流。
- V_{CC} ：使集电结反偏，同时为负载供电。
- R_c ：将集电极电流转换为电压。



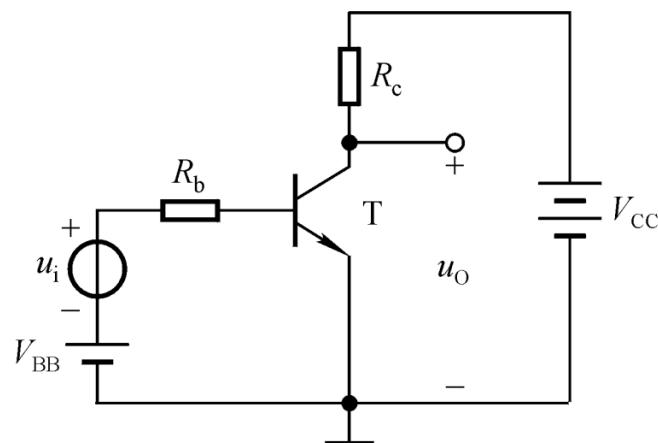
回顾：如何判定这是共射接法？

小信号放大的原理： $u_i \Rightarrow i_b \Rightarrow i_c \Rightarrow \Delta u_{R_c} \Rightarrow \Delta u_{CE}(u_o)$

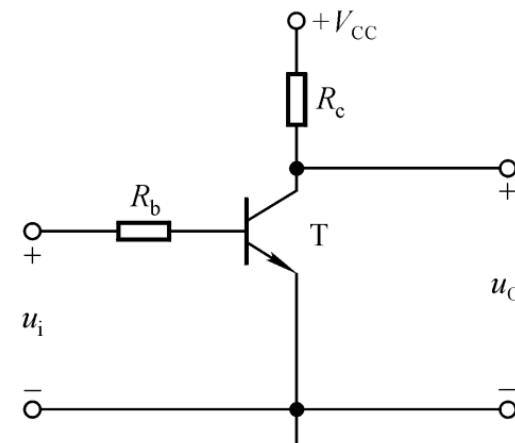
我们之前反复强调：模拟电路中的小信号 u_i 必须“依附/寄生”在大信号 V_{BB} 、 V_{CC} 上，在分析小信号之前，必须先确定静态工作点（称为Q点）。为什么？我们现在就以此为例进行分析。

》》 静态工作点的重要性

如果不设置静态工作点，直接施加小信号会如何？

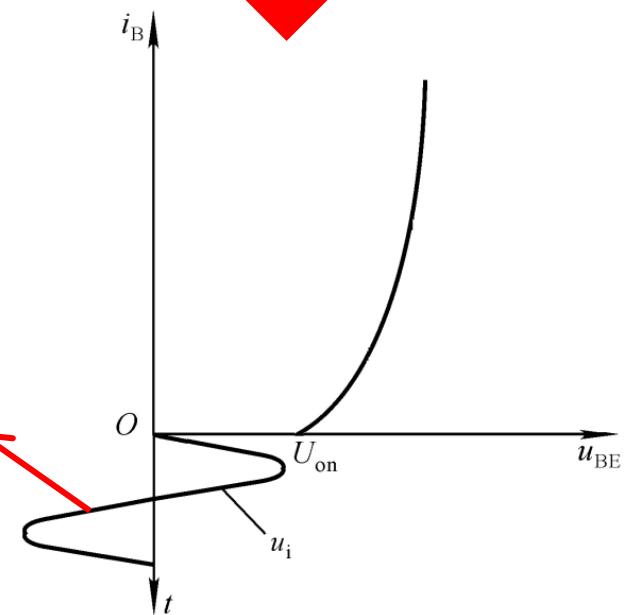


撤去直流电源 V_{BB}

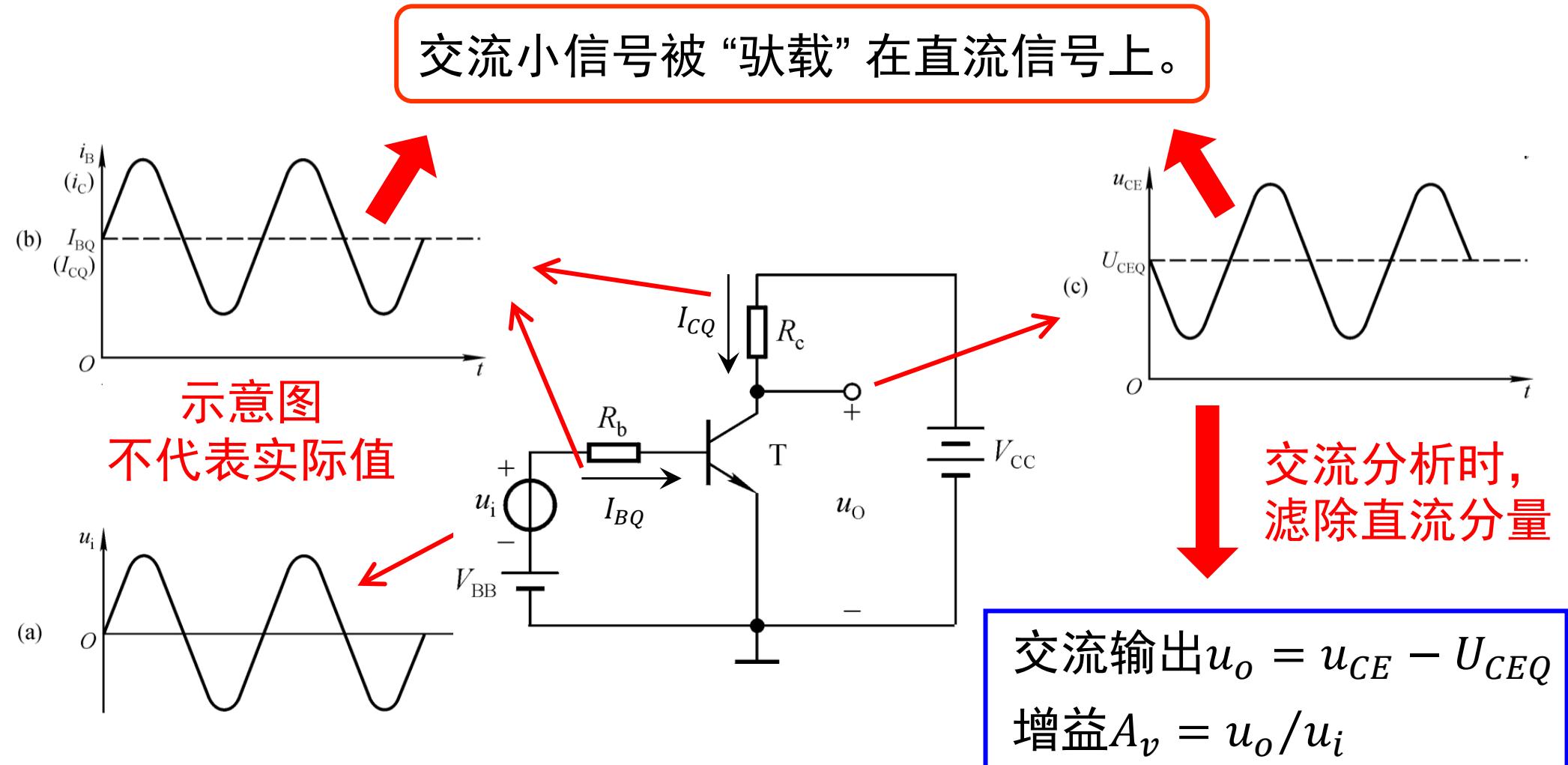


小信号 u_i 在零点附近交变，而且幅值很小
(因为它叫“小”信号)，大部分情况下管子根本打不开，工作在截止区，集电极根本没有电流，“放大”无从谈起。

所以，要用一个直流把管子打开，把Q点挪到放大区，“驮着”小信号。

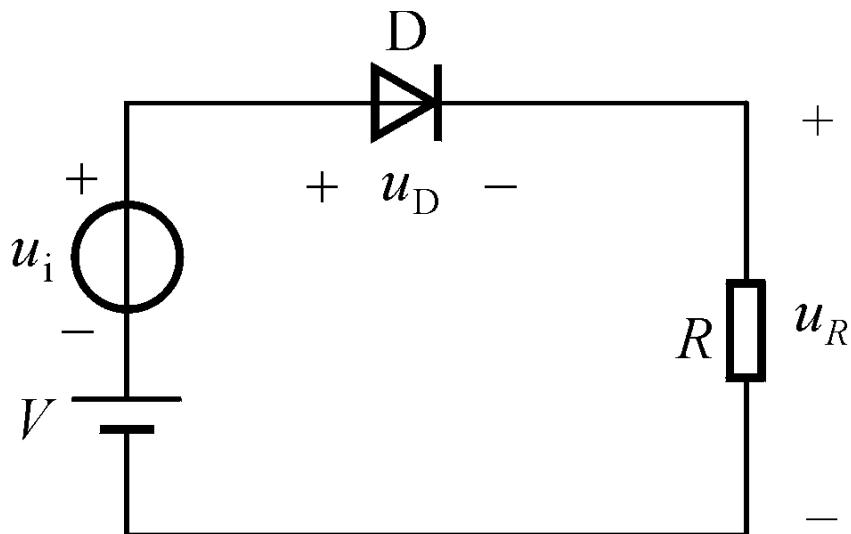


》》 基本共射放大电路的波形分析



注意：输出信号 u_o 与输入信号 u_i 反相。下下下页 PPT 将解释原因。

》》类比回顾：前述的一道二极管例题



二极管导通电压为 U_{on} ，在直流大信号电源 V 和交流小信号电源 u_i 的作用下，求总输出电压 u_R 。

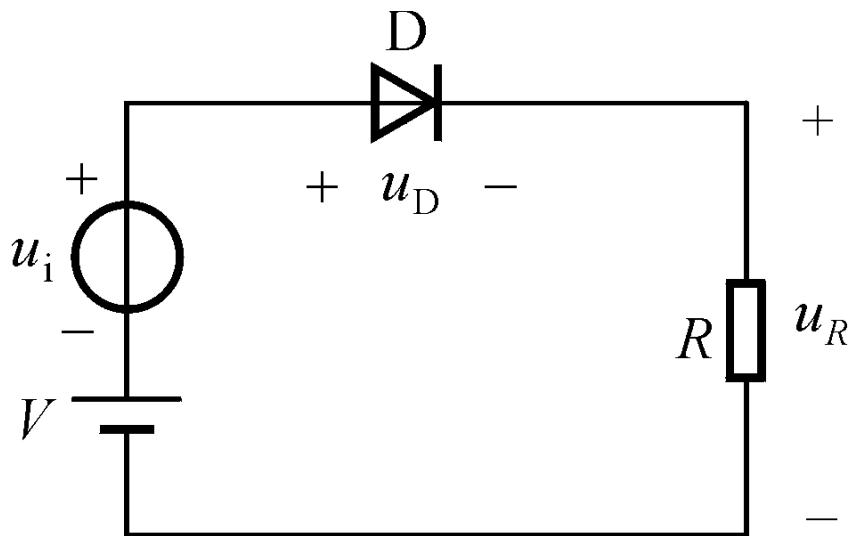
此类问题，求解思想是叠加原理：分别求解大信号 V 和小信号 u_i 对输出的贡献，然后相加。“先直后交、先静后动”！

用大信号模型： $u_R \Big|_{due\ to\ V} = V - U_{on}$ $I \Big|_{due\ to\ V} = \frac{V - U_{on}}{R} = I_D \leftarrow$ 静态工作点

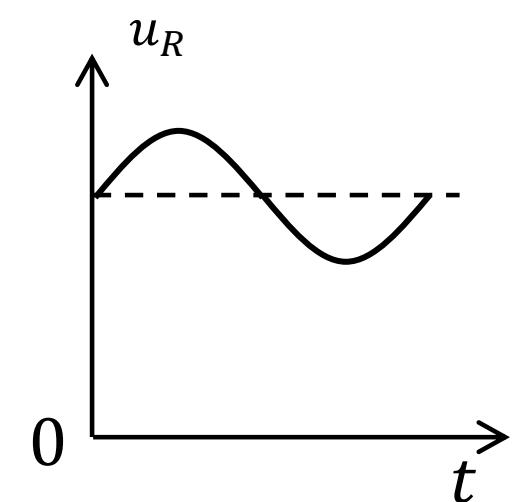
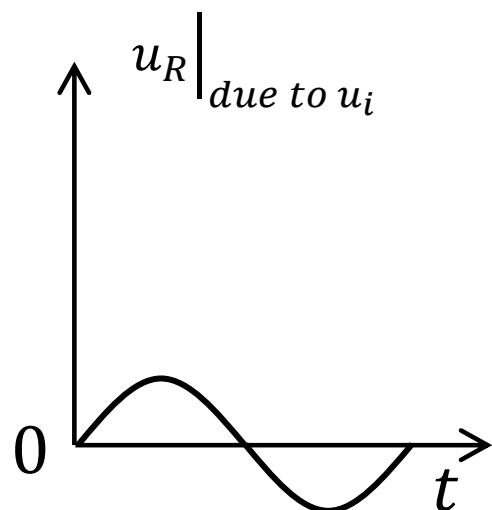
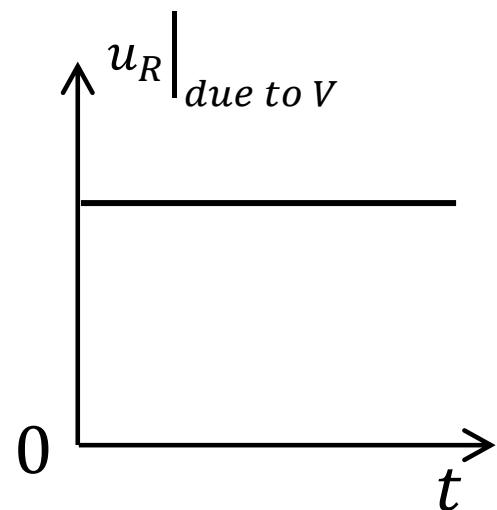
用小信号模型： $u_R \Big|_{due\ to\ u_i} = \frac{R}{R + r_D} u_i = \frac{R}{R + \frac{V_T}{I_D}} u_i = \frac{V - U_{on}}{V - U_{on} + V_T} u_i$

$$u_R = u_R \Big|_{due\ to\ V} + u_R \Big|_{due\ to\ u_i}$$

》》类比回顾：前述的一道二极管例题

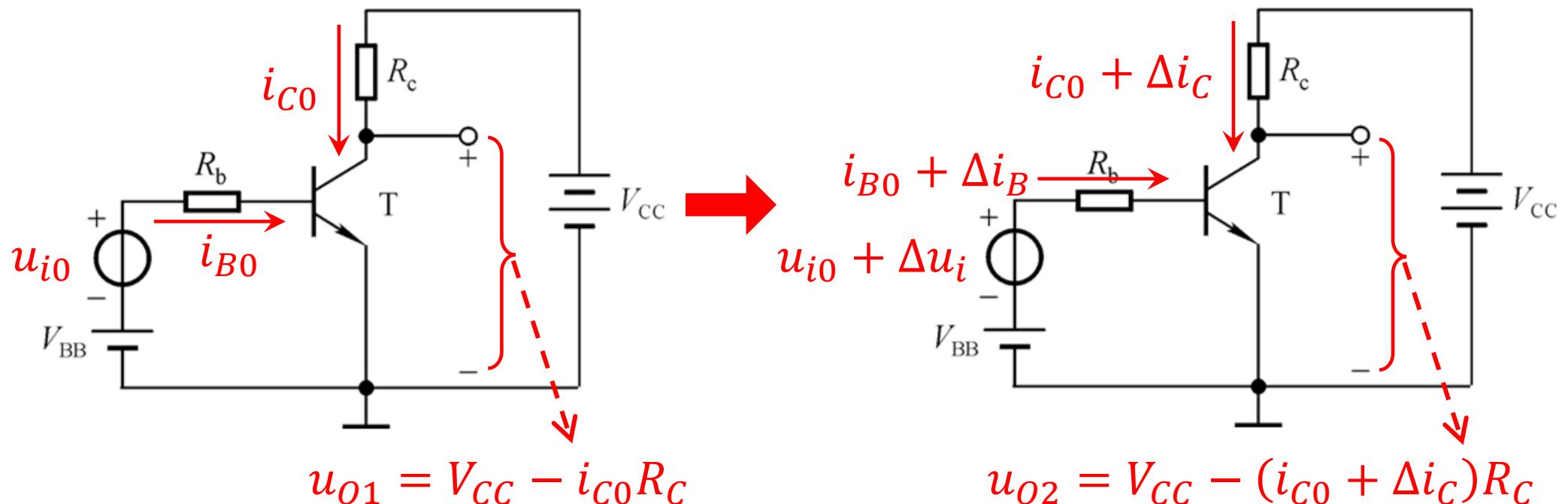


二极管导通电压为 U_{on} ，在直流大信号电源 V 和交流小信号电源 u_i 的作用下，求总输出电压 u_R 。



》》 基本共射放大电路是反相放大器

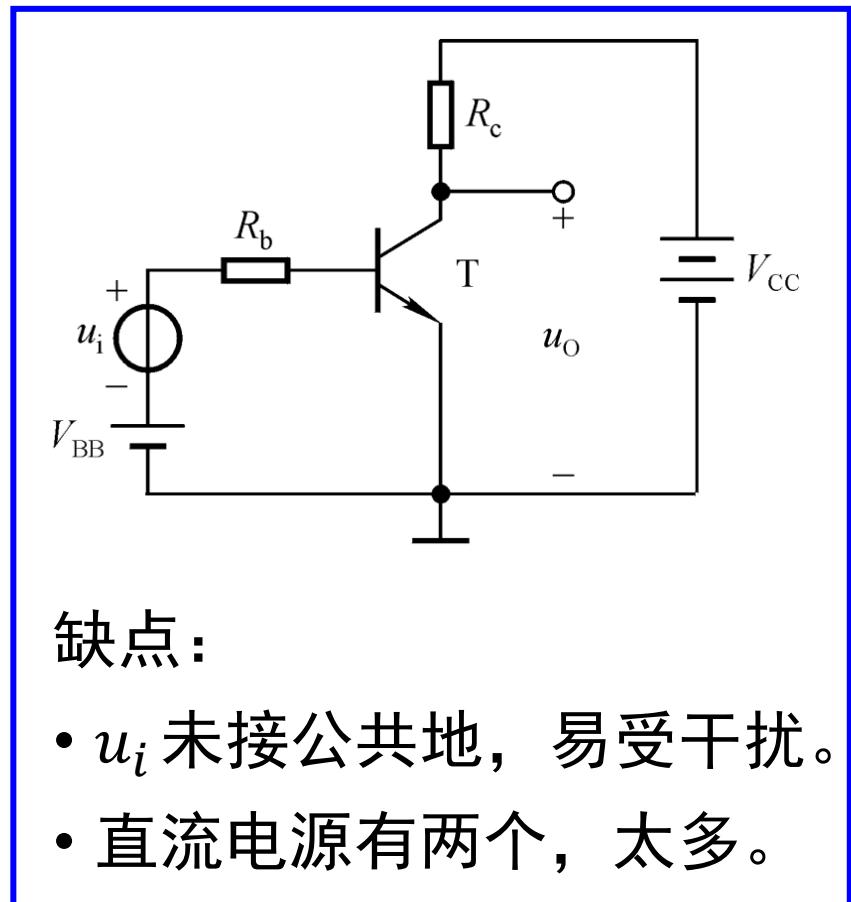
放大的是小信号变化量，因此，只要证明：如果输入信号产生一个**增量**，输出信号将产生一个**减量**。即可证明是反相放大器。



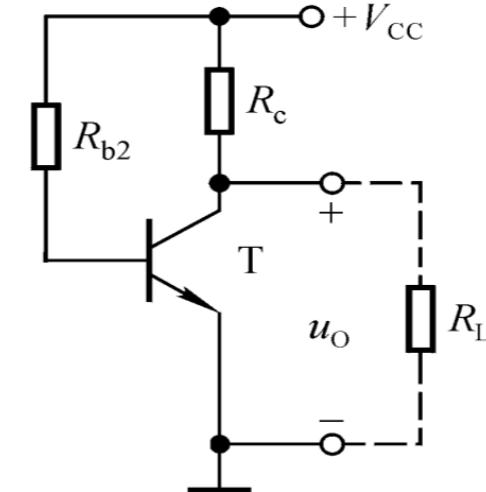
$$\Delta u_O = u_{O2} - u_{O1} = [V_{CC} - (i_{C0} + \Delta i_C)R_C] - (V_{CC} - i_{C0}R_C) = -\Delta i_C R_C < 0$$

输入信号增加了 Δu_i ，输出信号减小了 $\Delta i_C R_C$ ，反相。

实用共射放大电路：直接耦合式



电源合二为一

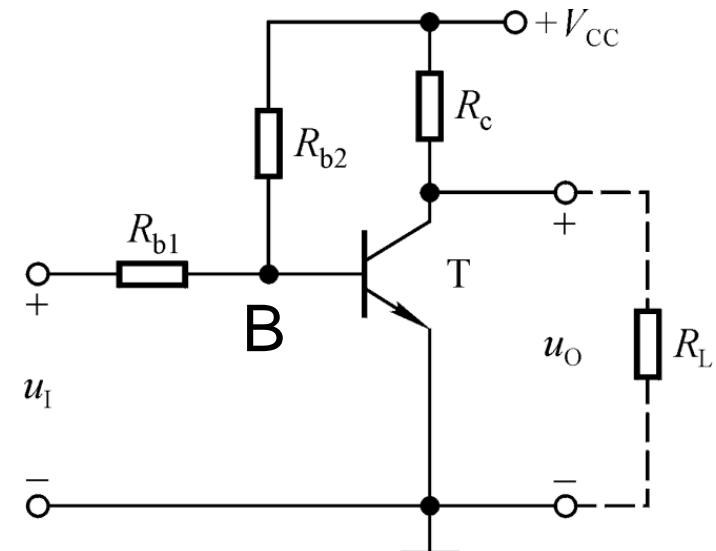


增加配置电阻

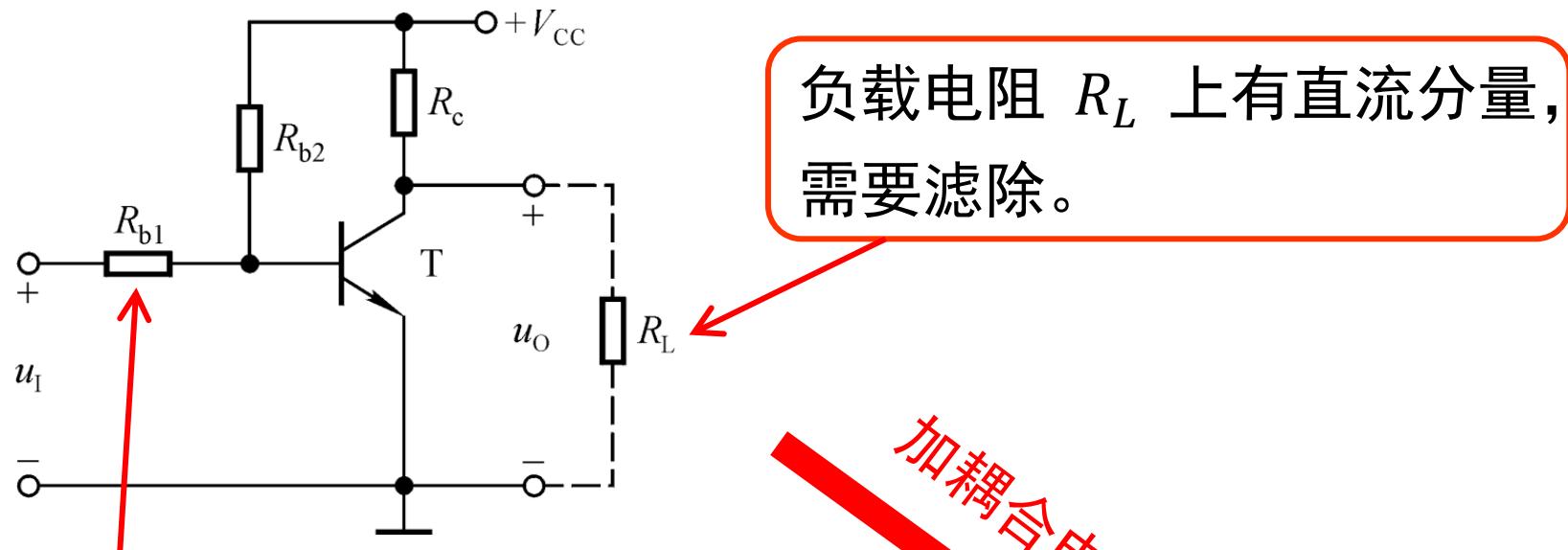
缺点：

- u_i 未接公共地，易受干扰。
- 直流电源有两个，太多。

R_{b1} 的作用：提高B点的直流电平，使管子能打开。否则，若 $R_{b1} = 0$ ，B点电平被 u_i 限制在极低，管子截止。

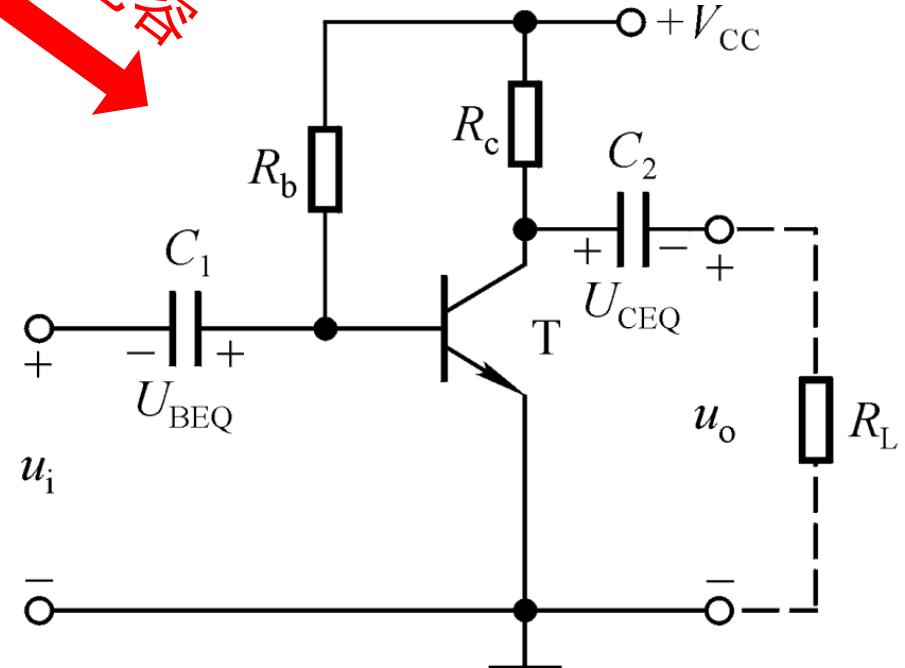


实用共射放大电路：阻容耦合式

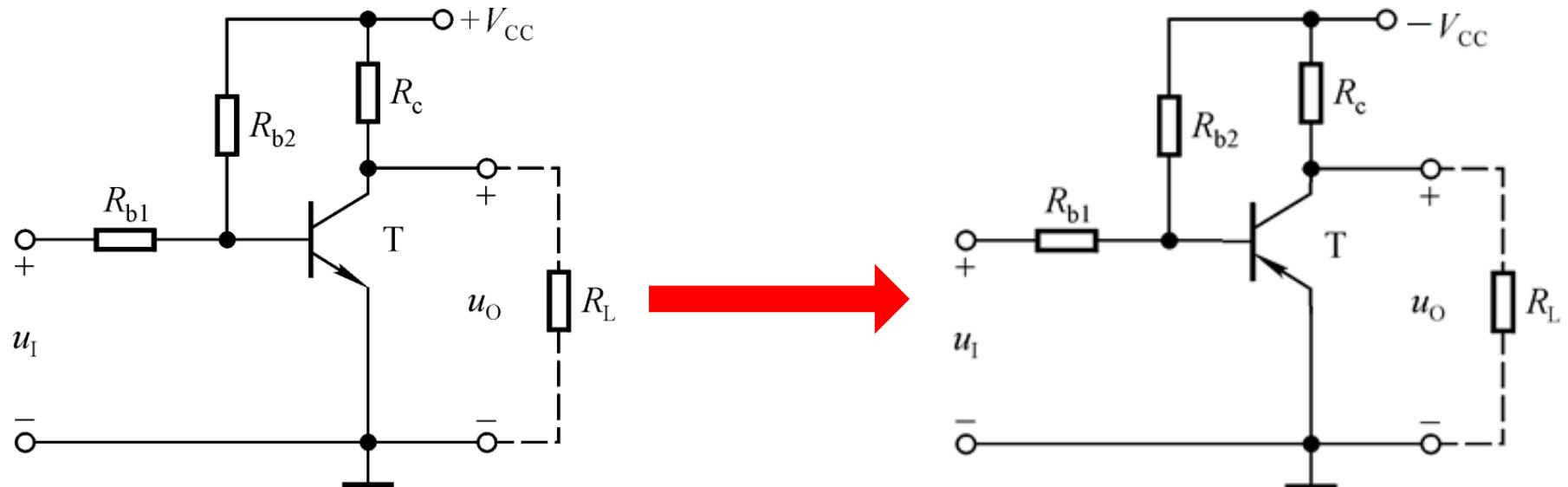
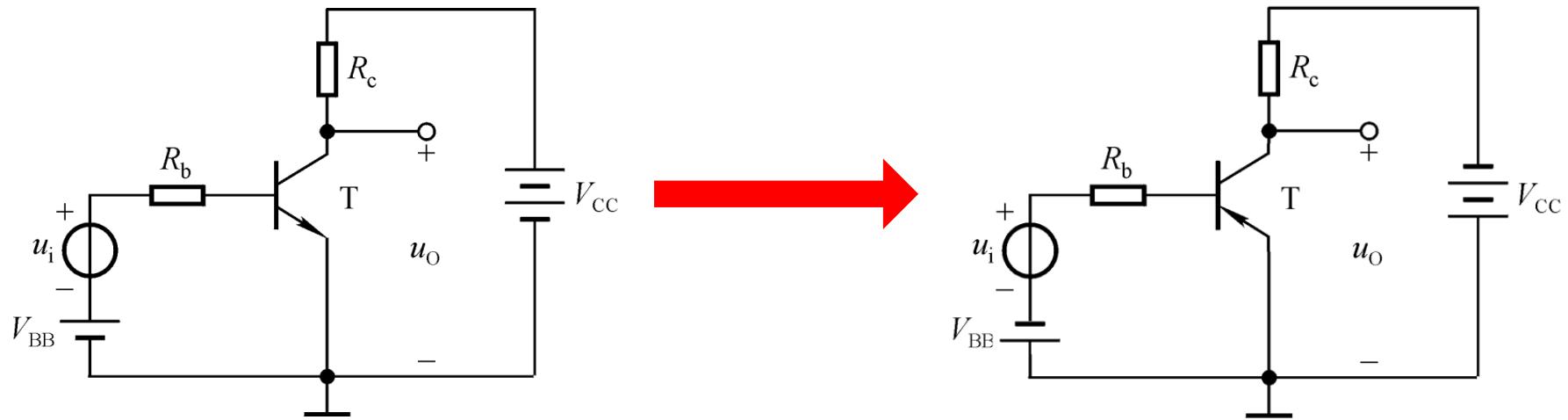


交流信号 u_i 在电阻 R_{b1} 上有损失。

- 电容的作用：隔离直流，通过交流。
- 克服直接耦合式电路的缺点。
- 电容应足够大，使交流信号 u_i 无损的传到基极。
- 适用于分立元件，不适合集成电路。



》》如果改用PNP型三极管



》》 放大电路的分析方法 (重要)-I

基本原则：叠加原理、先直后交、先静后动。

当分析直流通路时，遵循以下原则：(后续有例题)

■电容：视为开路。

• 原因：容抗为 $1/(j\omega C)$ ，直流信号的角频率 $\omega = 0$ ，容抗无穷大。

■电感：视为短路。线圈电阻另外考虑。

• 原因：感抗为 $j\omega L$ ，直流信号的角频率 $\omega = 0$ ，感抗为零。

■理想交流电压源：视为短路。

• 原因：根据叠加原理，在分析直流通路时，交流激励信号置零，即交流电压 $u_i = 0$ ，只有将其短路才能使该处压降为零。

■理想交流电流源：视为开路。

• 原因：根据叠加原理，在分析直流通路时，交流激励信号置零，即交流电流 $i_i = 0$ ，只有将其开路才能使该处无电流。

》》 放大电路的分析方法 (重要)-II

基本原则：叠加原理、先直后交、先静后动。

当分析交流通路时，遵循以下原则：(后续有例题)

■ 电容：如果容值极大，视为短路。如果频率极高，视为短路。

否则，如实计算 (“频率响应”一章将详述)。

- 原因：容抗为 $1/(j\omega C)$ ，如果容值 $C \rightarrow \infty$ ，或角频率 $\omega \rightarrow \infty$ ，容抗接近零。

■ 电感：如果感值极大，视为开路。如果频率极高，视为开路。

否则，如实计算 (本门课程几乎不涉及电感，仅作了解)。

- 原因：感抗为 $j\omega L$ ，如果 $L \rightarrow \infty$ ，或 $\omega \rightarrow \infty$ ，感抗接近无穷大。

注意区别：在直流通路中，电容和电感可视为绝对的开路和短路，但在交流通路中，电容和电感的短路和开路是相对的，与容值、感值和信号频率相关 (这也是 “频率响应” 一章存在的意义)。

》》 放大电路的分析方法 (重要)-III

基本原则：叠加原理、先直后交、先静后动。

当分析交流通路时，遵循以下原则：(后续有例题)

■ 理想直流电压源：视为短路。

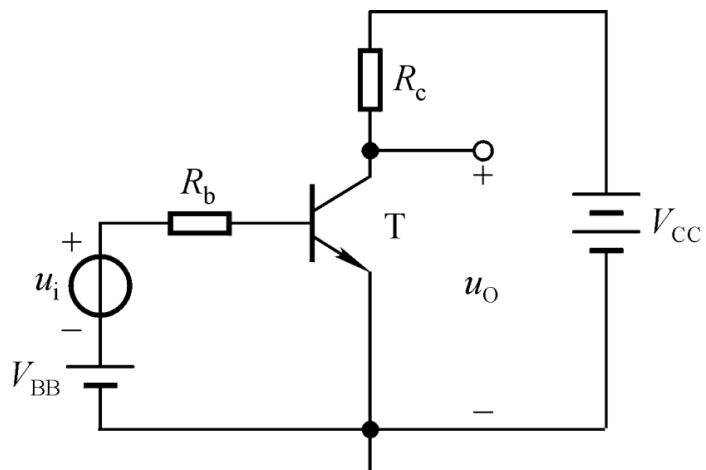
- 原因：根据叠加原理，在分析交流通路时，直流激励信号置零，即直流电压 $V_{DD} = 0$ ，只有将其短路才能使该处压降为零。
- 从小信号模型的角度理解：交流通路里，所分析的电学量都是变化量 Δu 、 Δi ，而直流电压源的电压恒定，变化量 $\Delta u = 0$ 。

■ 理想直流电流源：视为开路。

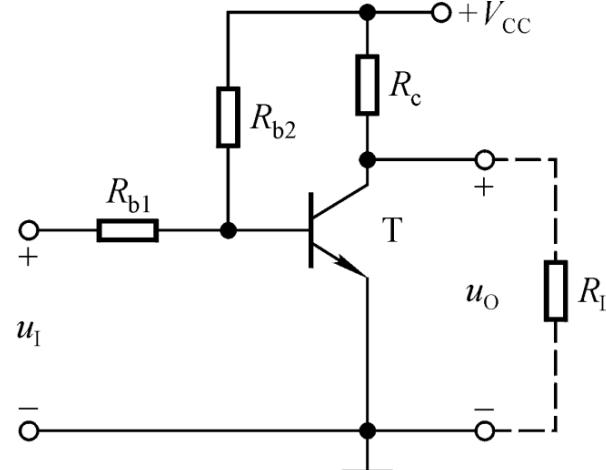
- 原因：根据叠加原理，在分析交流通路时，直流激励信号置零，即直流电流 $I_{SS} = 0$ ，只有将其开路才能使该处无电流。
- 从小信号模型的角度理解：交流通路里，所分析的电学量都是变化量 Δu 、 Δi ，而直流电流源的电流恒定，变化量 $\Delta i = 0$ 。

例题：共射放大电路的直流通路

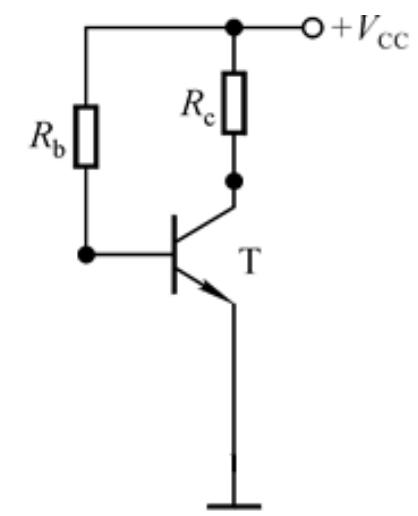
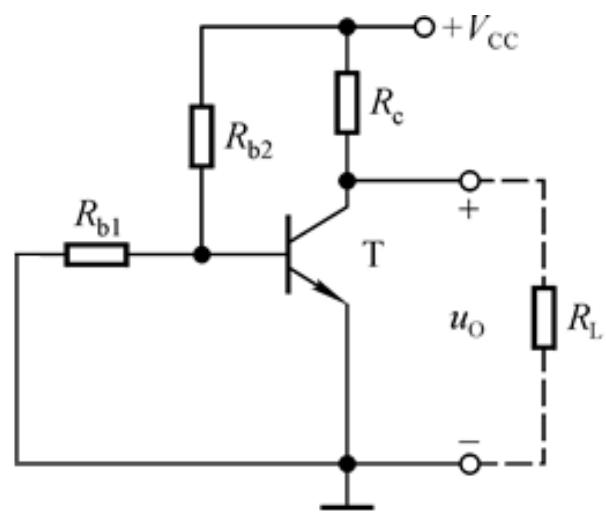
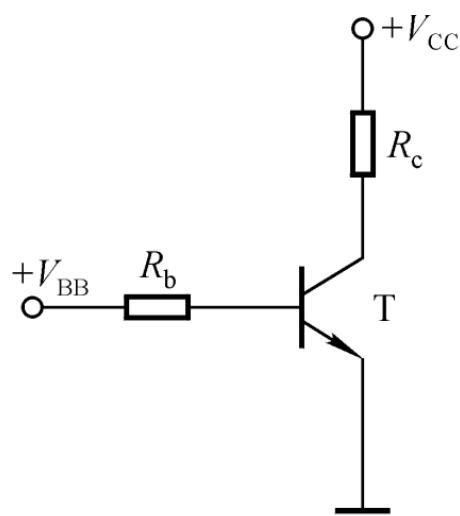
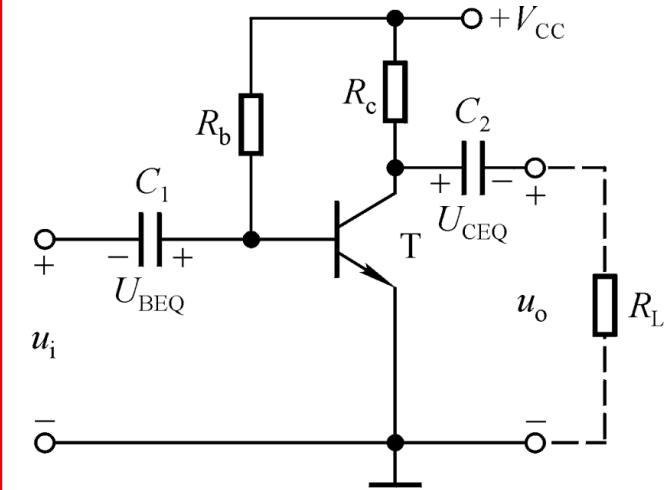
基本款式



直接耦合式

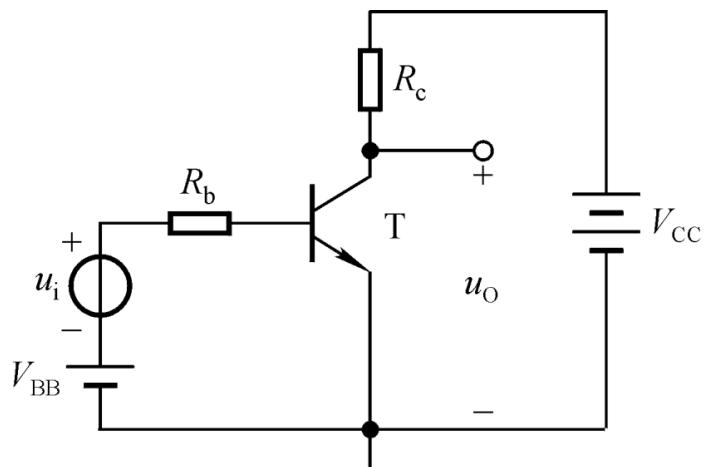


阻容耦合式

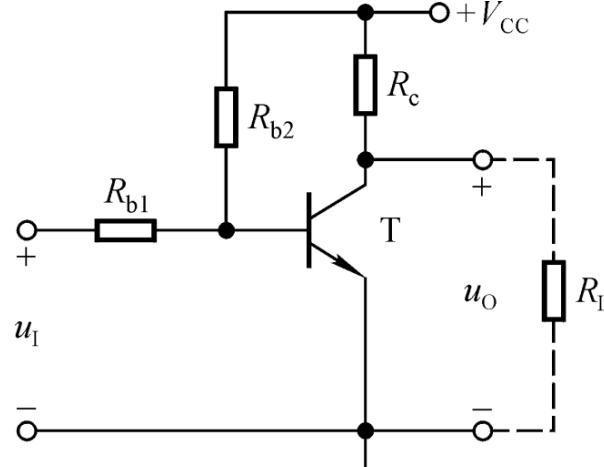


例题：共射放大电路的交流通路

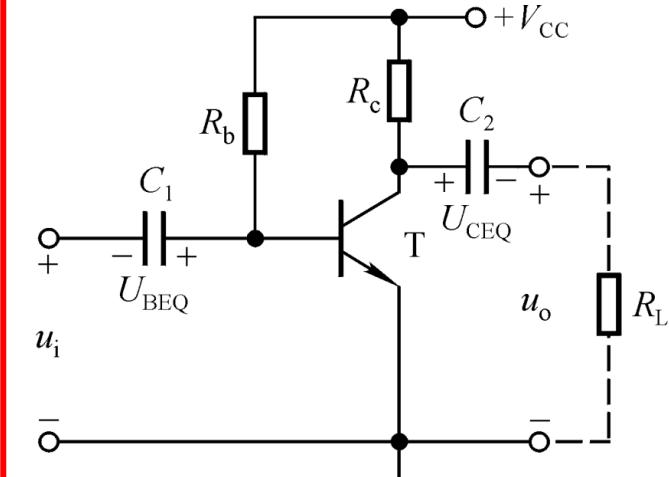
基本款式



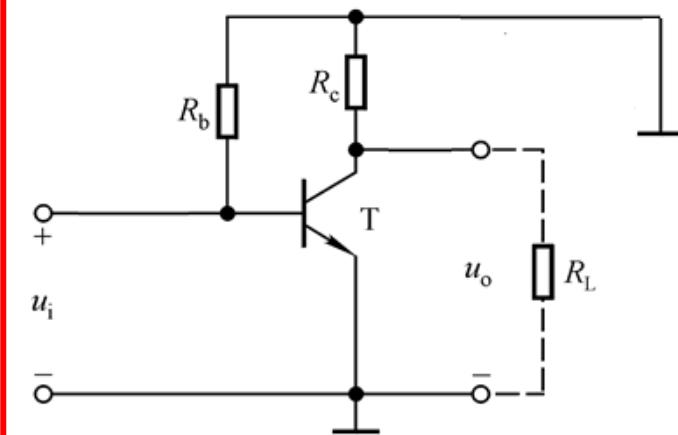
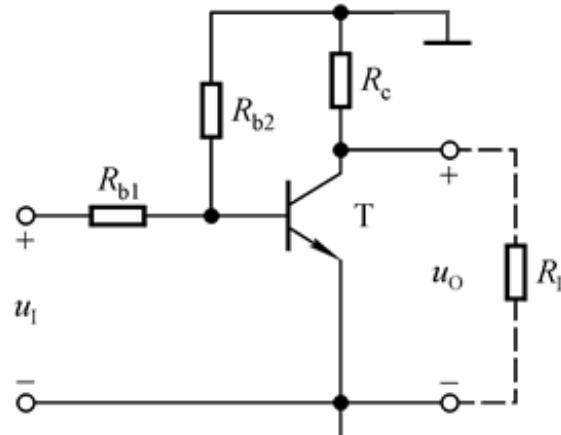
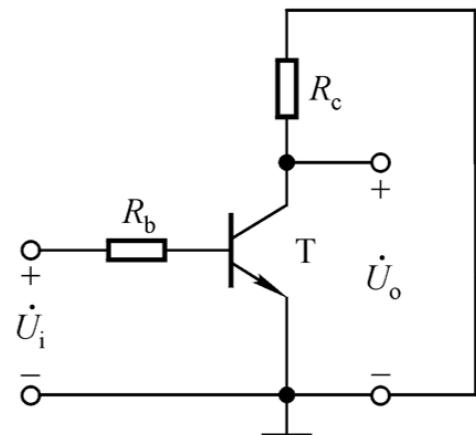
直接耦合式



阻容耦合式

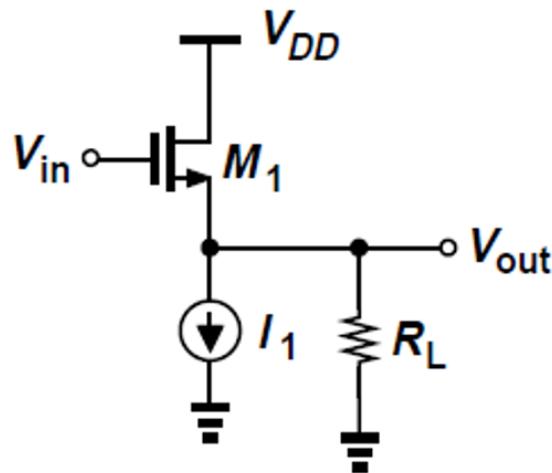


容值很大

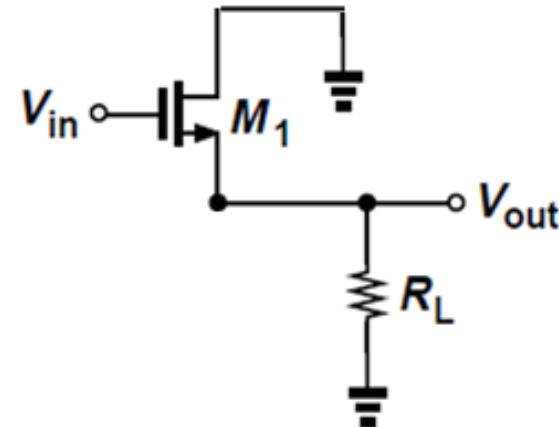


例题：其它

一个包含MOS管和电流源的例子



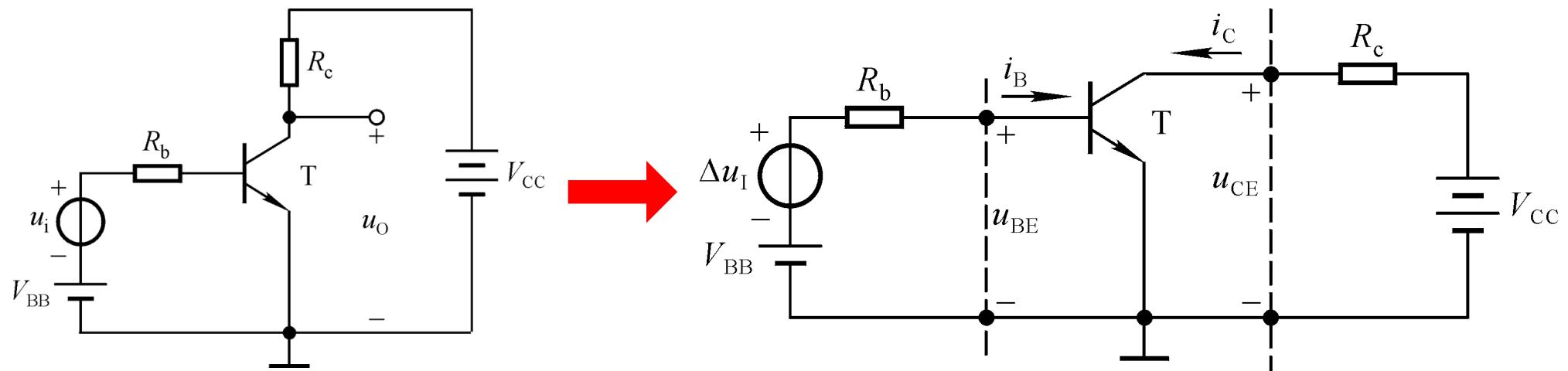
交流通路



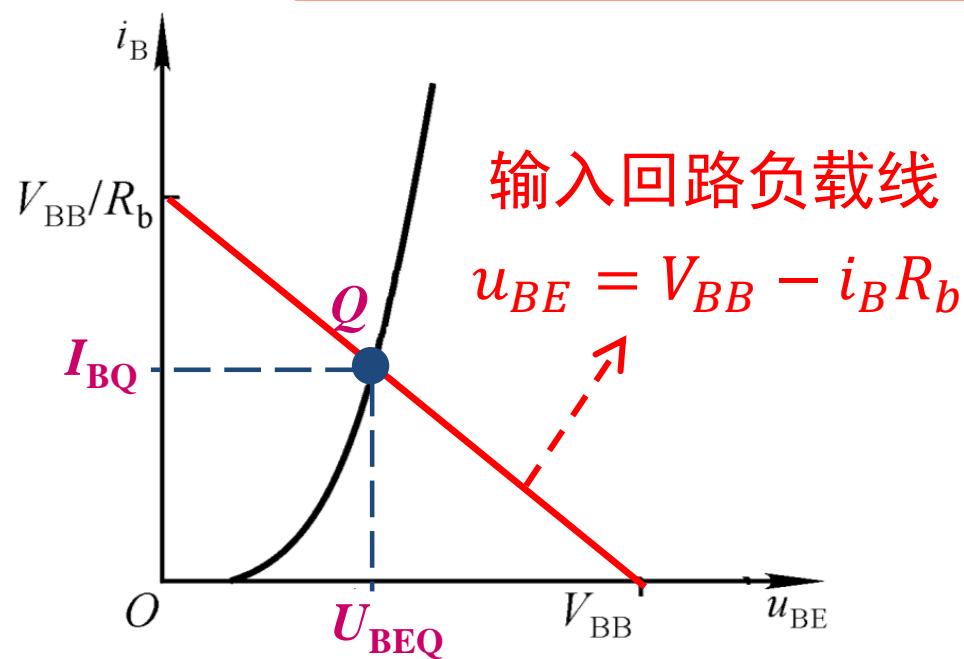
注意：

- 对于直流通路，管子需要用大信号模型/等效电路来分析；
- 对于交流通路，管子需要用小信号模型/等效电路来分析；
- 切记不可混淆！

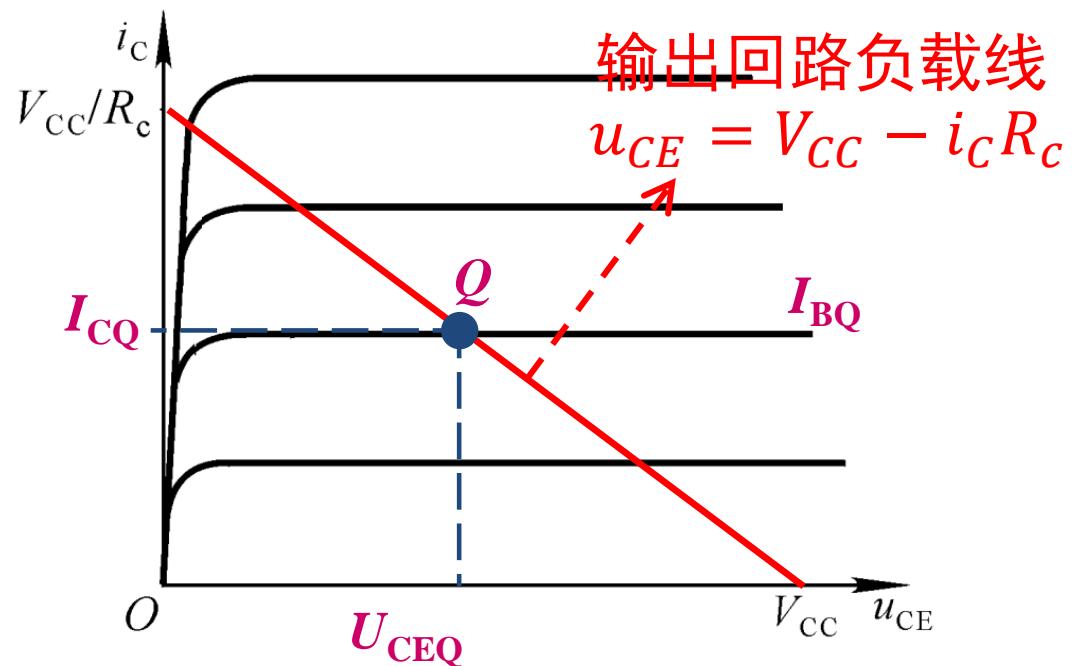
》》 共射放大电路的分析：图解法-I



先分析静态工作点，原理：列方程组，图解求未知数。



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



输出回路负载线

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

I_{BQ}

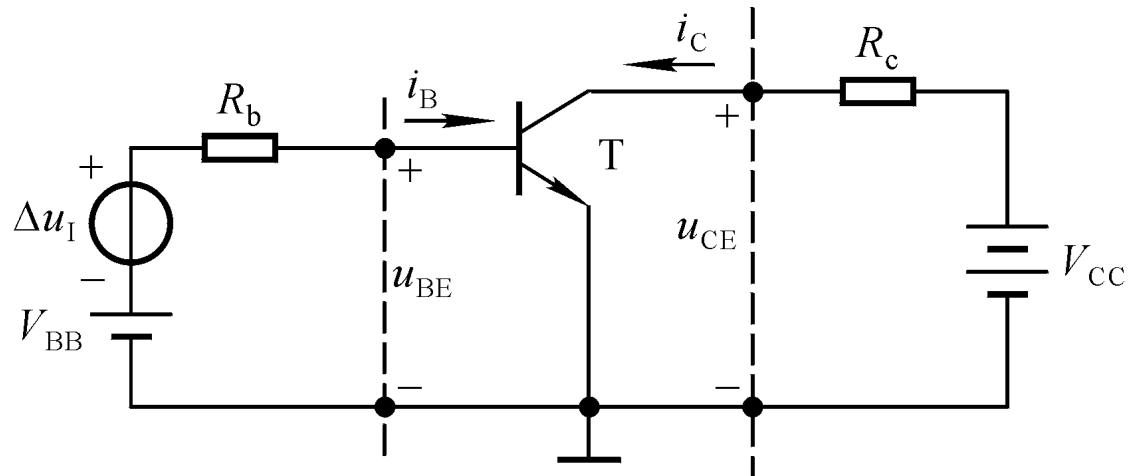
U_{CEQ}

》》 共射放大电路的分析：图解法-II

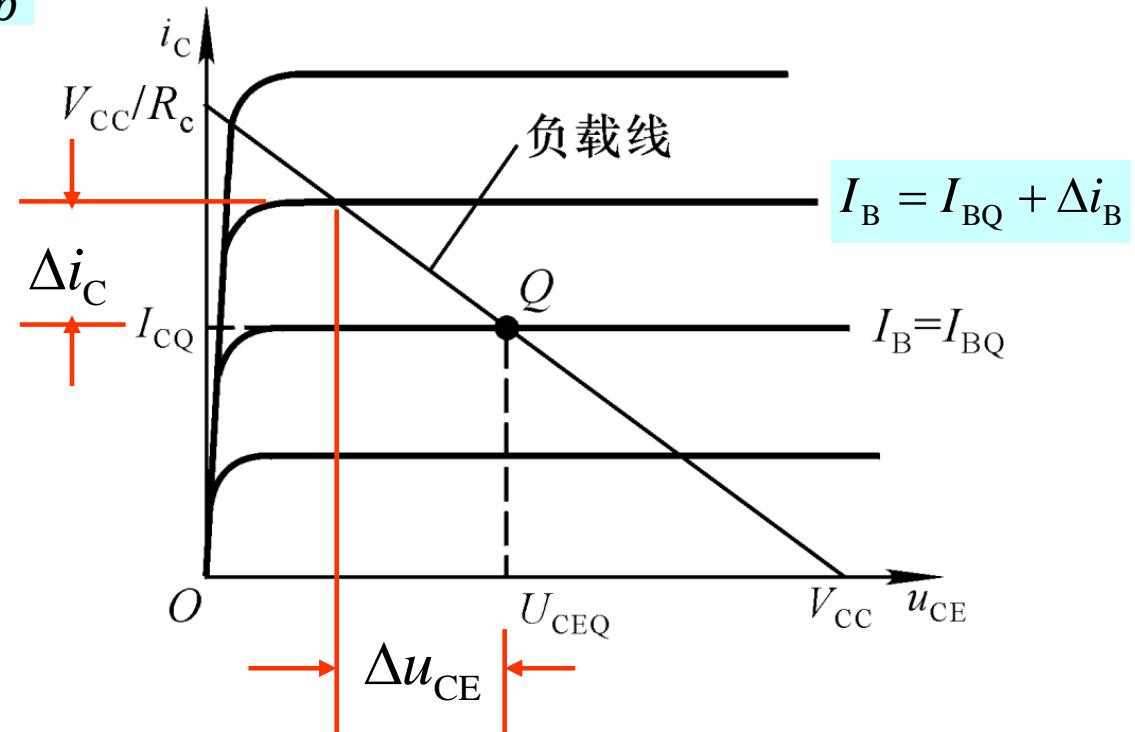
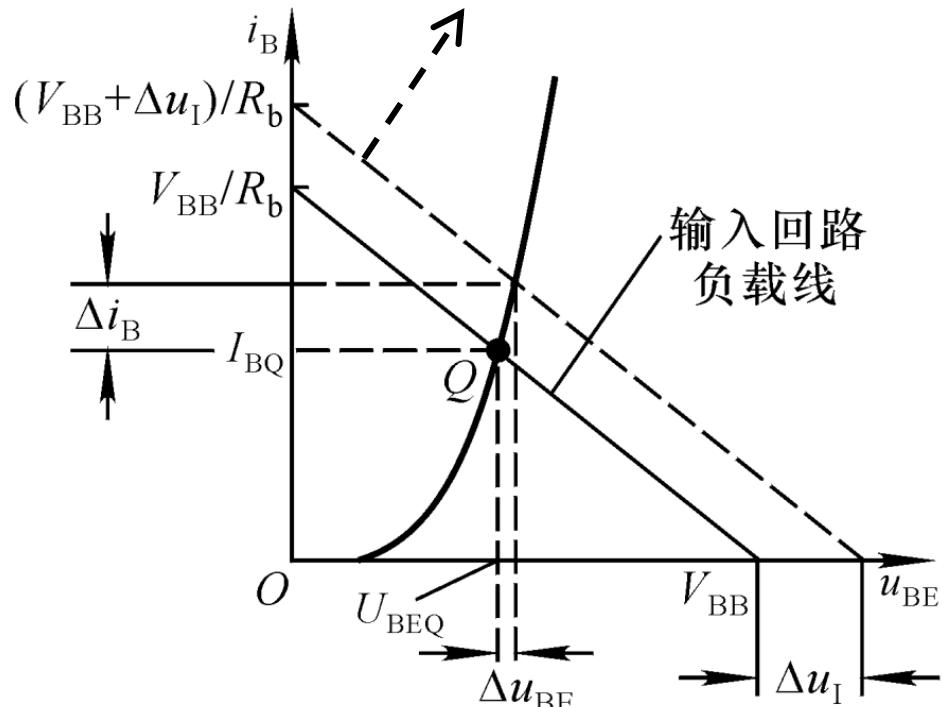
然后分析交流特性：增益。

$$\Delta u_I \Rightarrow \Delta i_B \Rightarrow \Delta i_C \Rightarrow \Delta u_{CE} (\Delta u_O)$$

$$A_v = \Delta u_O / \Delta u_I$$



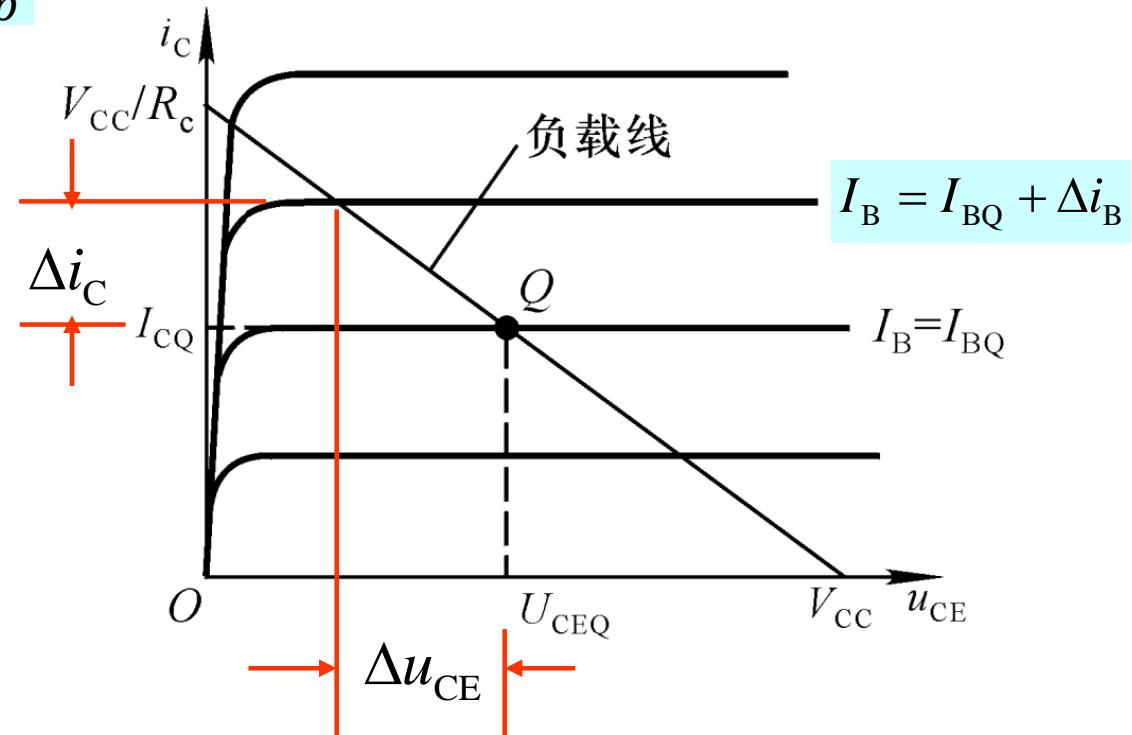
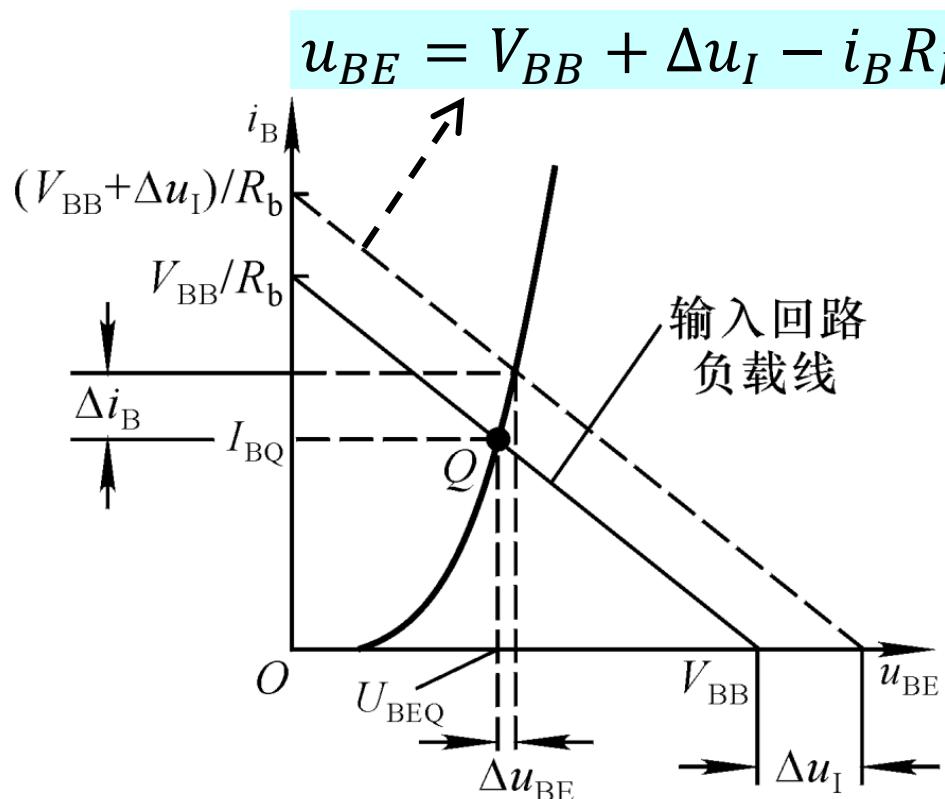
$$u_{BE} = V_{BB} + \Delta u_I - i_B R_b$$



》》共射放大电路的分析：图解法-III

■ 图解法可直观得出的结论

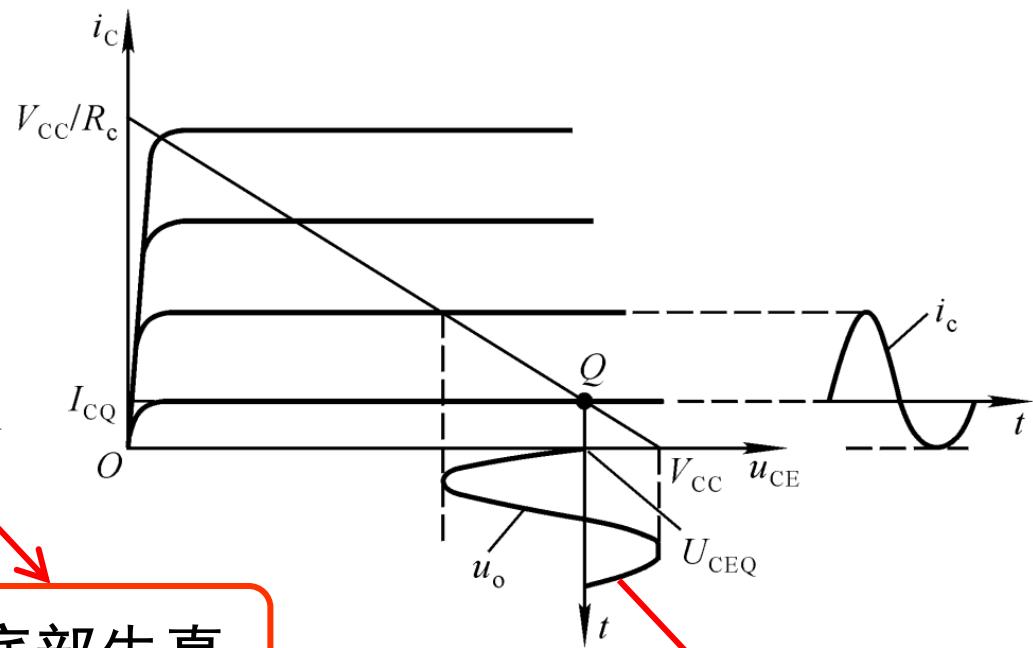
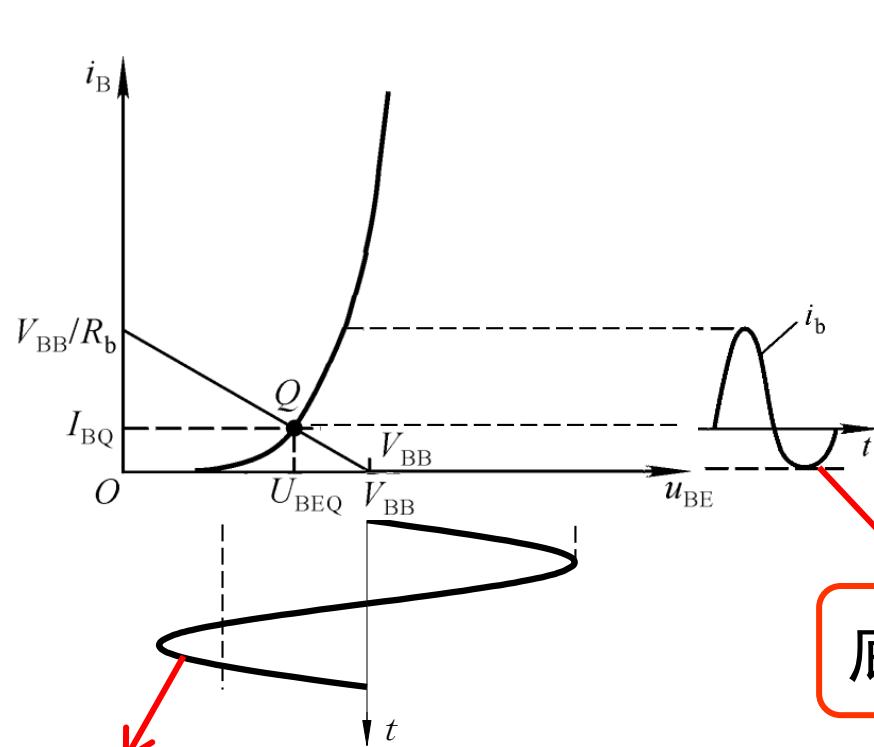
- 若 Δu_I 为正，则 Δu_{CE} 为负，说明这是“反相放大器”，与前述结论一致（PPT第18页）。
- 若 R_b 减小，Q点抬高，Q点附近的斜率变大， Δi_B 变大，增益变大。



》》 共射放大电路的分析：非线性失真-I

■ 截止失真

- Q点过低，输入信号在负半周某段低于开启电压，三极管截止。
- 对应于基极电流*i_b*发生底部失真，输出信号*u_o*发生顶部失真。
- 解决措施：增大*V_{BB}*。思考：减小*R_b*行不行？



底部失真

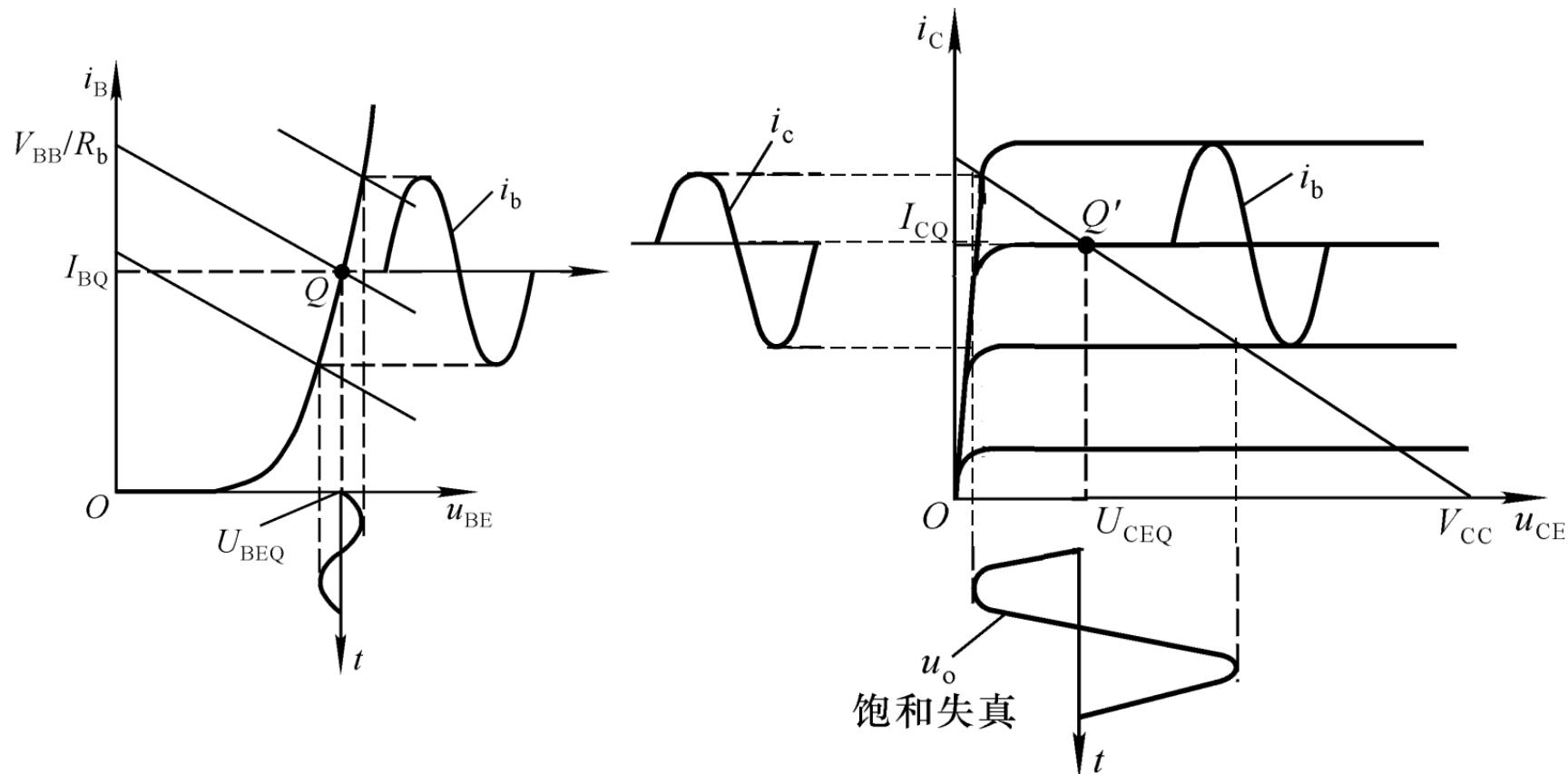
顶部失真

输入信号这部分使管子进入截止区

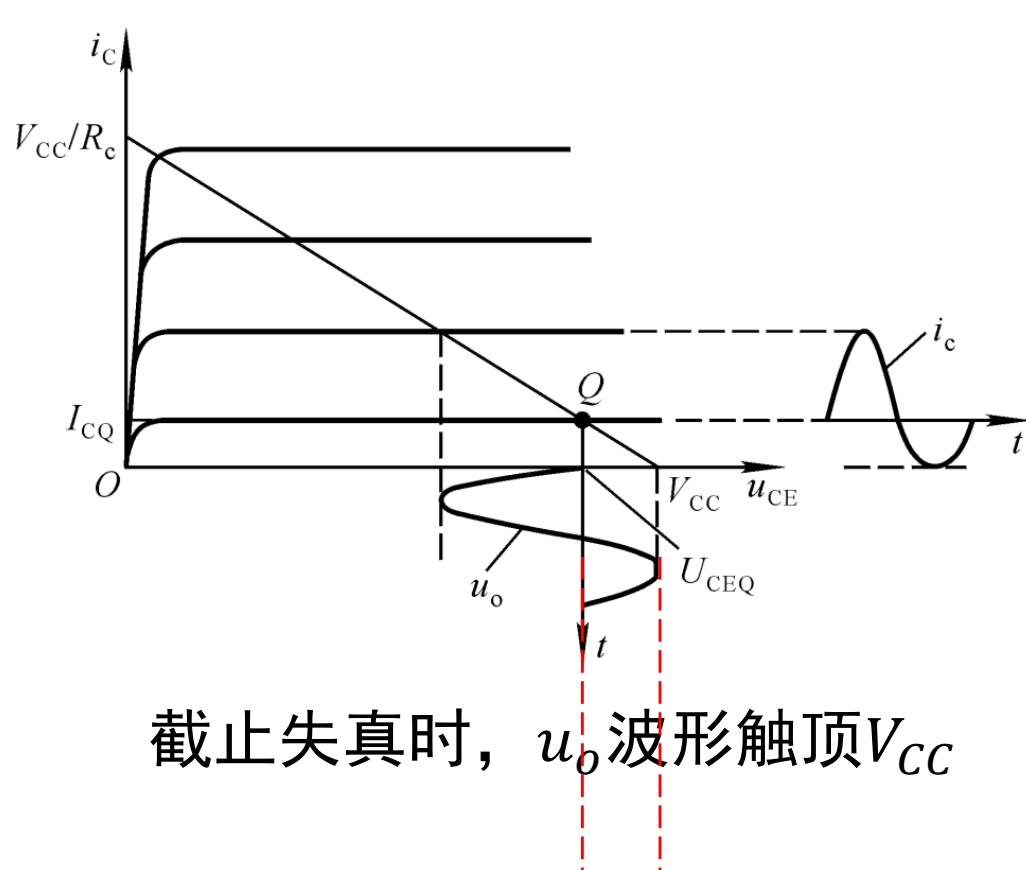
》》 共射放大电路的分析：非线性失真-II

■ 饱和失真

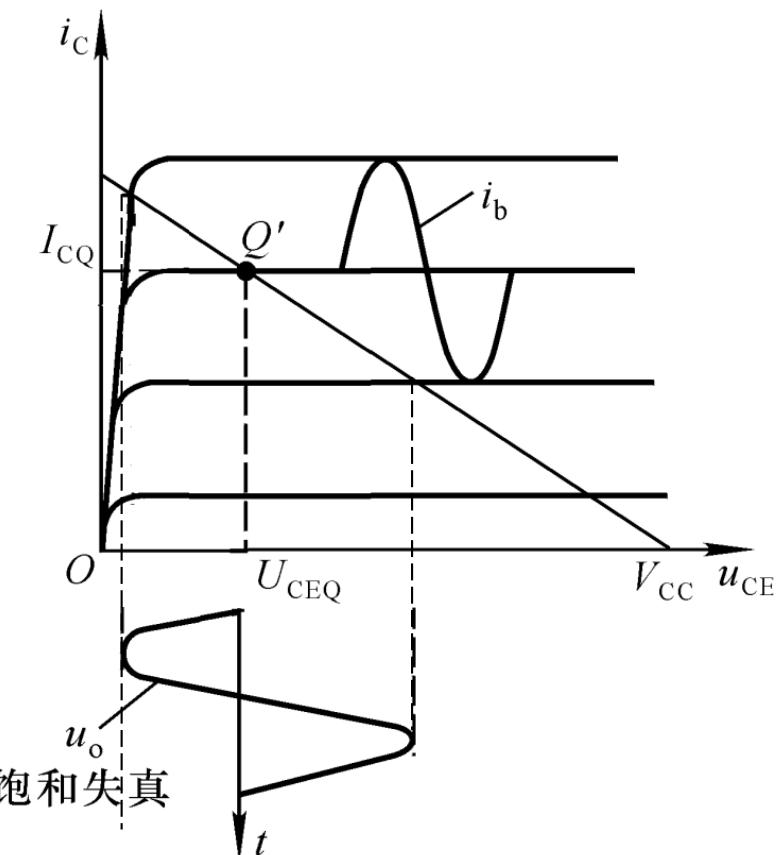
- Q点过高，基极电流*i_b*不失真。但输入信号正半周某段使集电结正偏，晶体管进入饱和区。*i_c*顶部失真，*u_o*底部失真。
- 解决措施：增大*R_b*，或减小*R_c*。



》》 共射放大电路的分析：输出摆幅



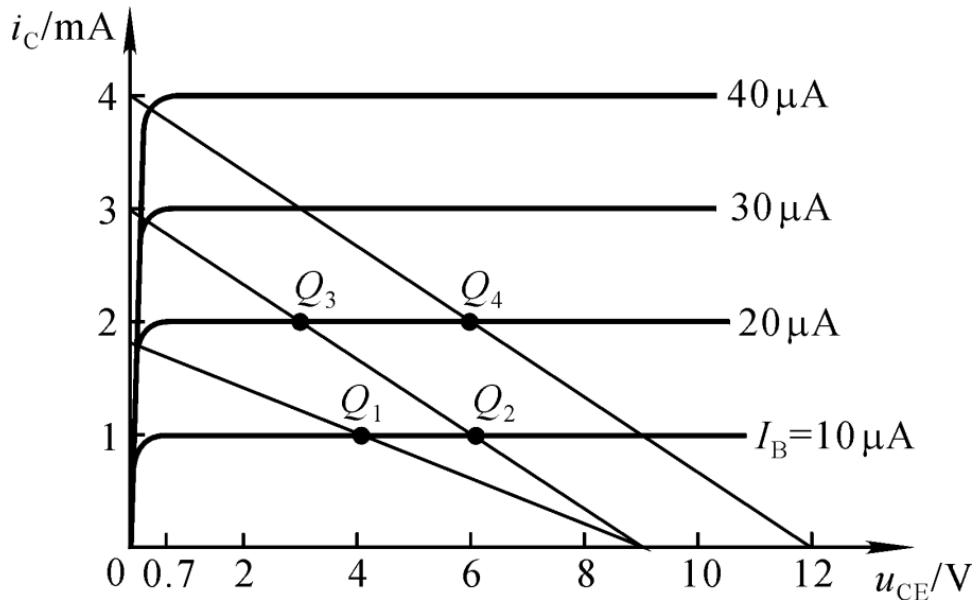
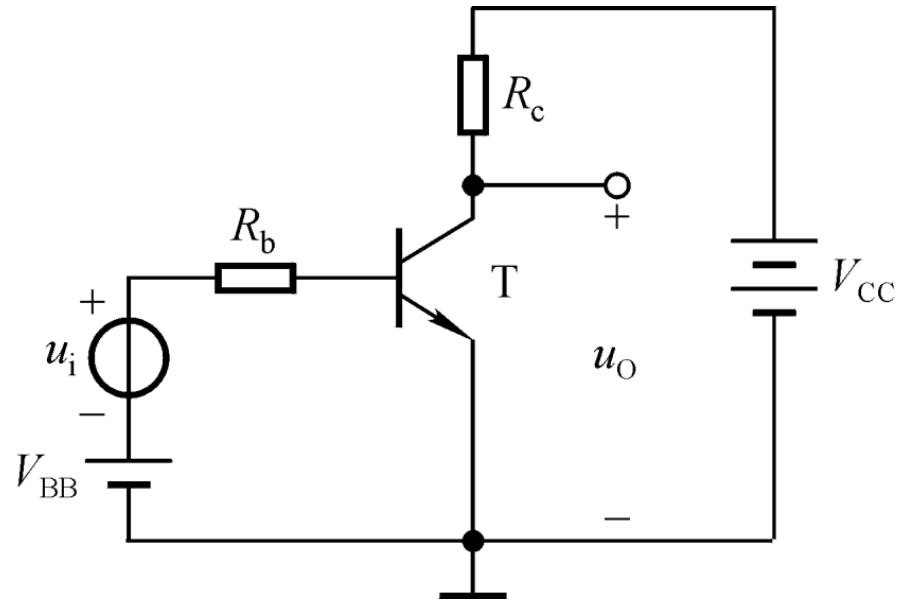
截止失真时， u_o 波形触顶 V_{CC}



饱和失真时， u_o 波形触底 U_{CES}

- 以静态工作点 U_{CEQ} 为中心， u_o 波形幅度应取这两个值的较小者，以确保两种失真都不会发生。
- 当Q点在中间，可获最大摆幅(U_{CES}, V_{CC})

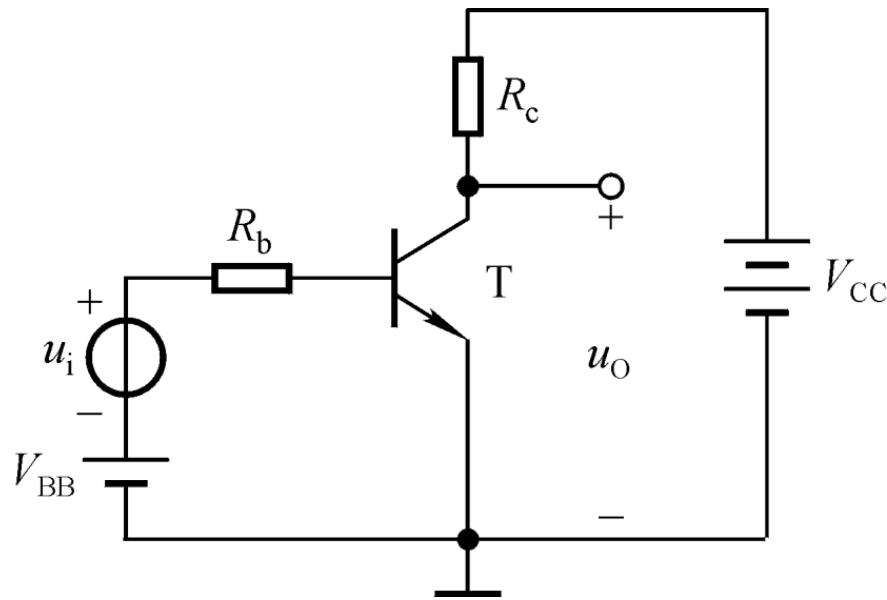
》》讨论题



- 当静态工作点 $Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow Q_3 \rightarrow Q_4$ 移动时，分别是电路什么参数、如何变化而产生的？
- 从输出电压上看，哪个 Q 点下最易产生截止失真？哪个 Q 点下最易产生饱和失真？哪个 Q 点下摆幅最大？
- 当放大电路工作在 Q_4 点时， V_{CC} 和 R_c 分别为多少？

思考题

不用图解法，直接看电路，可否直观理解前述结论？



■看图理解截止失真

- 输入电压摆到截止区，管子截止， R_c 上无电流， $u_o = V_{CC}$ 触顶。

■看图理解饱和失真

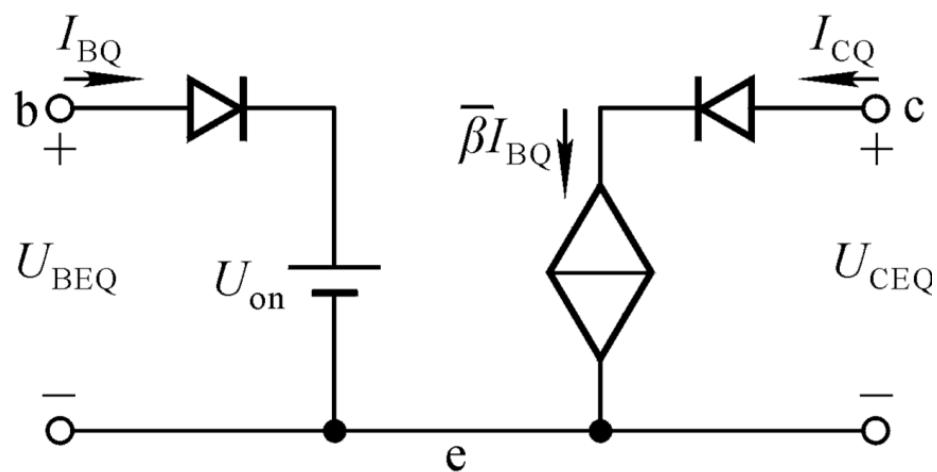
- 输入电压太大，电流*i_B*太大，则*i_C*也太大， R_c 上的压降太大，集电极电势被压的太低，管子进入饱和区。

■看图理解：减小*R_c*有助于消除饱和失真

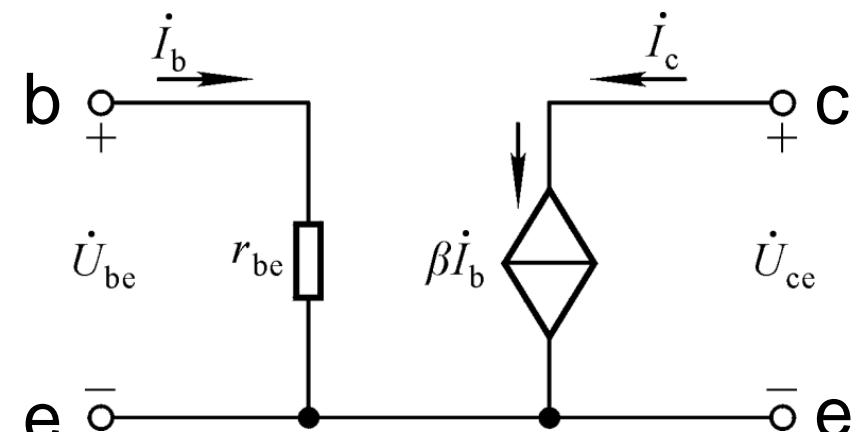
- R_c 上的压降被减小，集电极电势被抬高，管子可进入放大区。

》》共射放大电路的分析：等效电路法-I

工具：三极管的大信号模型和小信号模型。

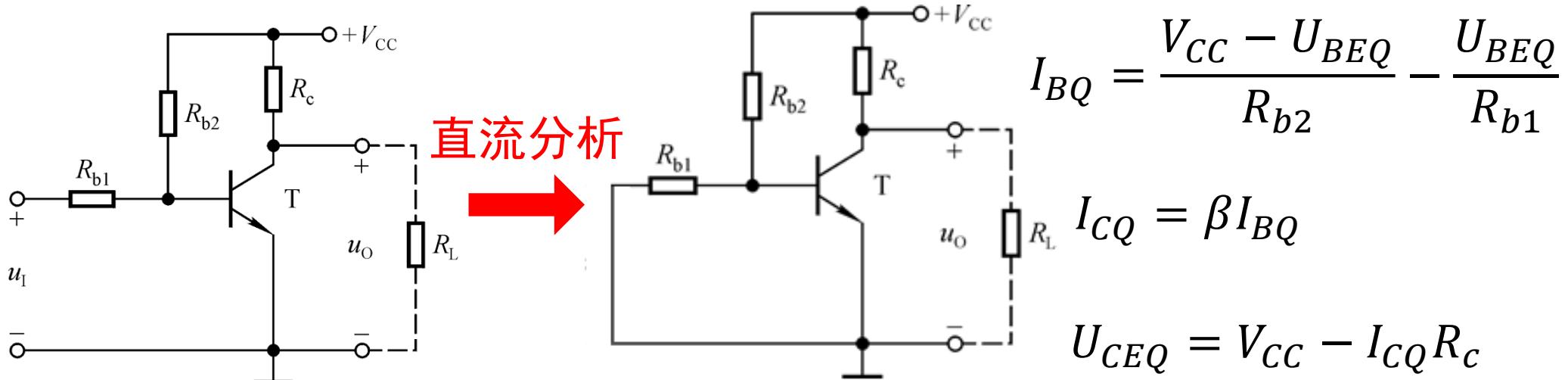
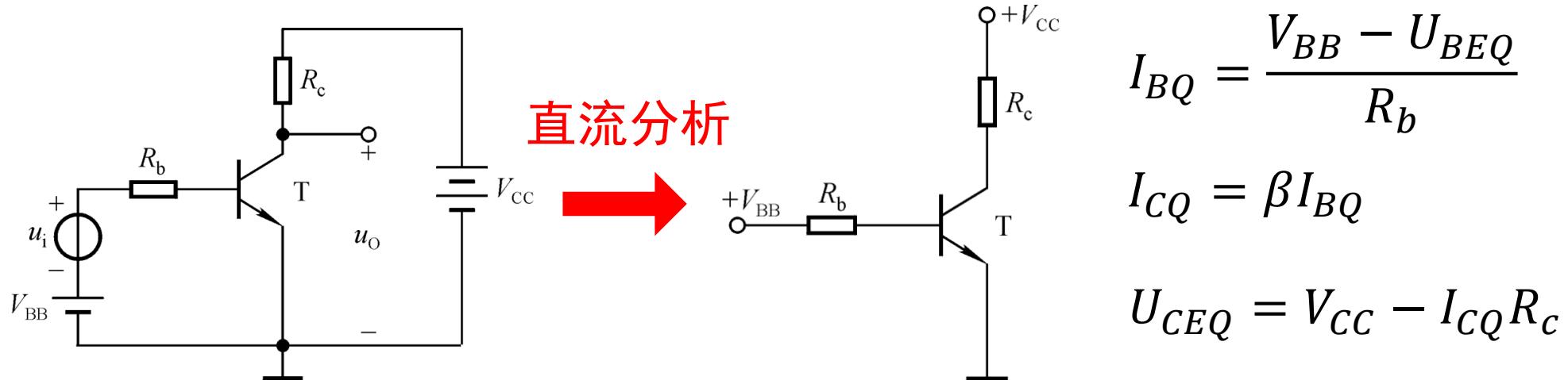


大信号模型



低频小信号模型

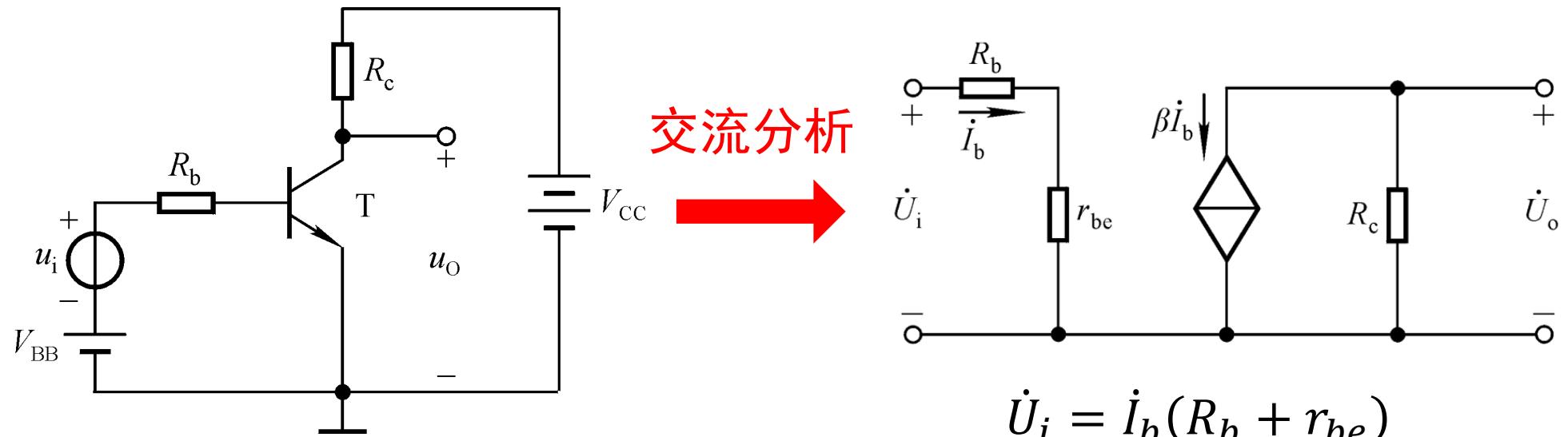
》》共射放大电路的分析：等效电路法-II



■如果考虑负载电阻，如何求解静态工作点？

■还有一种阻容耦合式共射放大电路，请自行求解。

》》共射放大电路的分析：等效电路法-III



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

$$\dot{U}_o = -\beta \dot{I}_b R_c$$

增益 $A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}}$ 为负值，再次验证了反相放大的特点

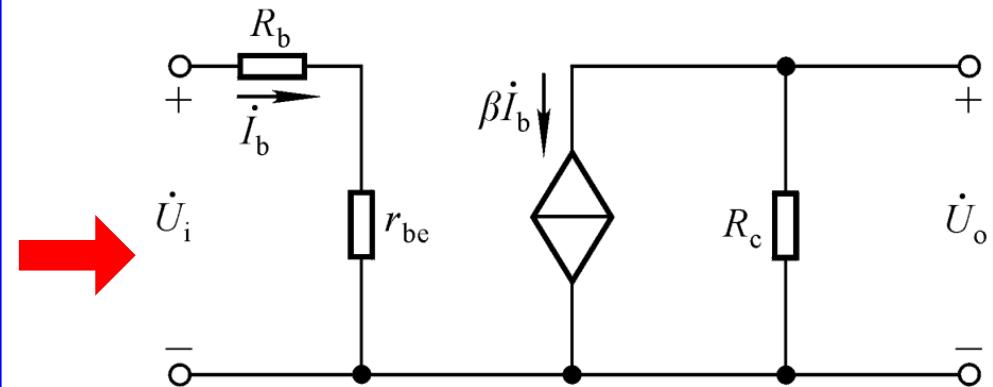
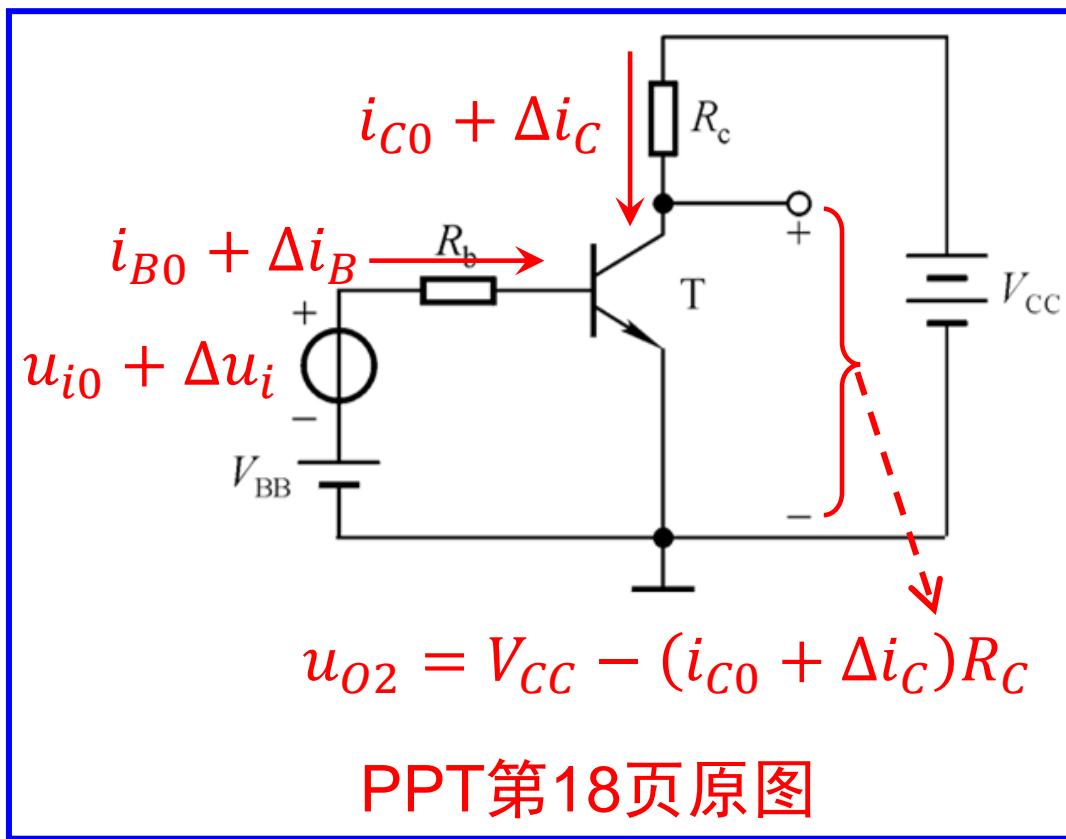
输入电阻 $R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_b} = R_b + r_{be}$

输出电阻 $R_o = R_c$

求解方法：戴维南定理，将信号源 \dot{U}_i 置零，则 \dot{I}_b 为零，从输出端看进去的电阻为 R_c

》》共射放大电路的分析：等效电路法-IV

从小信号等效电路的角度理解反相放大。

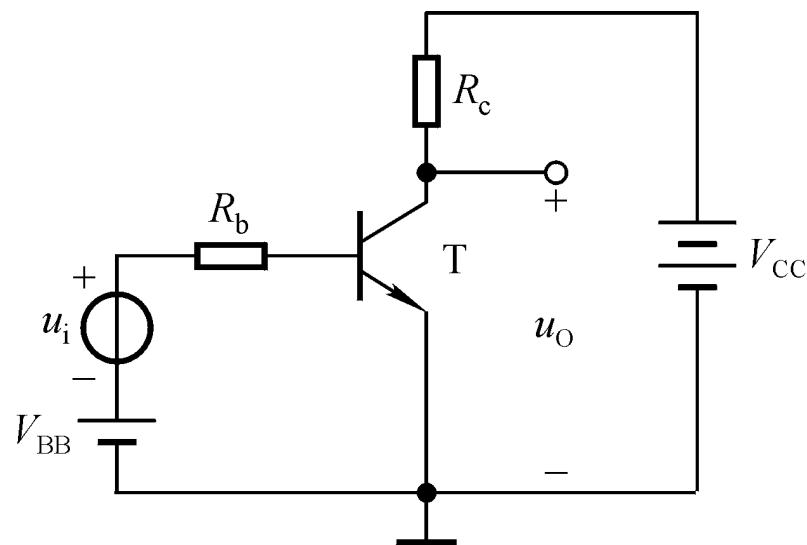


- 实质：左图只有带“ Δ ”的变化量才在小信号等效电路中有意义。
- 两图对应：

$$\begin{aligned}\dot{I}_b &= \Delta i_B, \quad \beta \dot{I}_b = \Delta i_C, \quad \dot{U}_i = \Delta u_i, \\ \dot{U}_o &= \Delta u_o = -\Delta i_C R_C = -\beta \dot{I}_b R_C.\end{aligned}$$

另外两种理解方式：增量法（PPT第18页）、图解法(PPT第30页)

》》讨论题



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

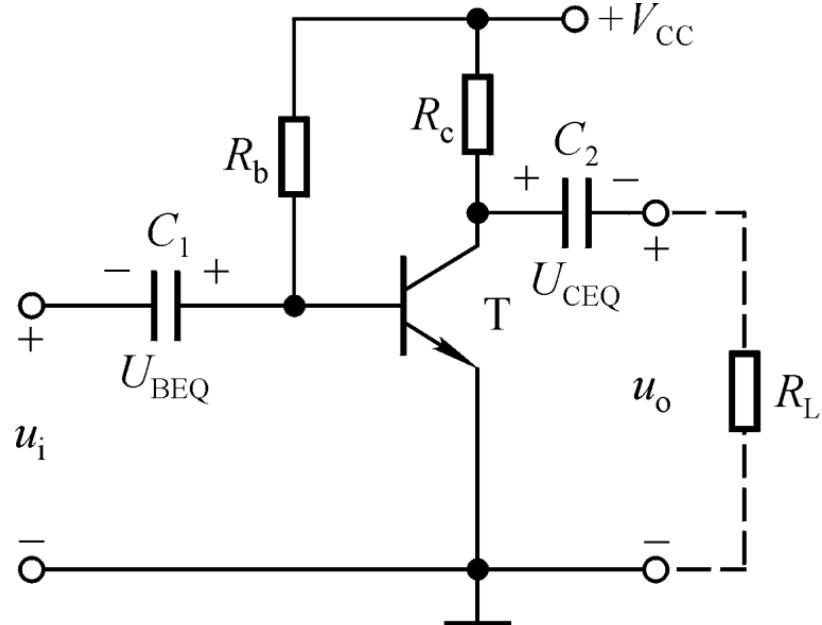
输入电阻 $R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_b} = R_b + r_{be}$

输出电阻 $R_o = R_c$

■ 如何提高电压增益？代价如何？

- 增大 R_c 。代价： U_{CEQ} 减小，输出回路Q点下移，更容易发生饱和失真，可达到的摆幅减小。
- 减小 R_b 或 r_{be} 。
 - 代价： I_{BQ} 增大， I_{CQ} 增大， U_{CEQ} 减小.....
 - 代价：输入电阻减小

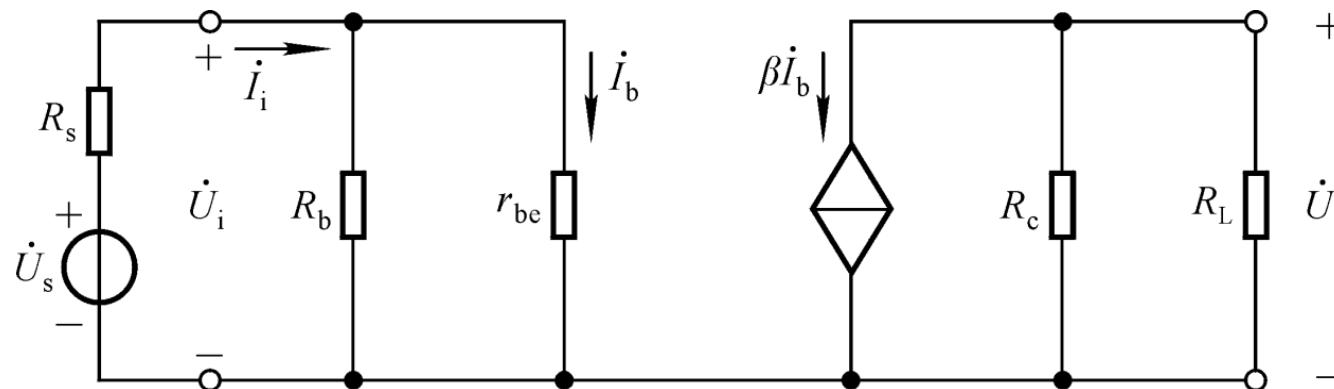
》》共射放大电路的分析：等效电路法-V



求解阻容耦合式共射放大电路的增益、输入电阻、输出电阻。

$$A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta \dot{I}_b (R_c \parallel R_L)}{\dot{I}_b r_{be}}$$

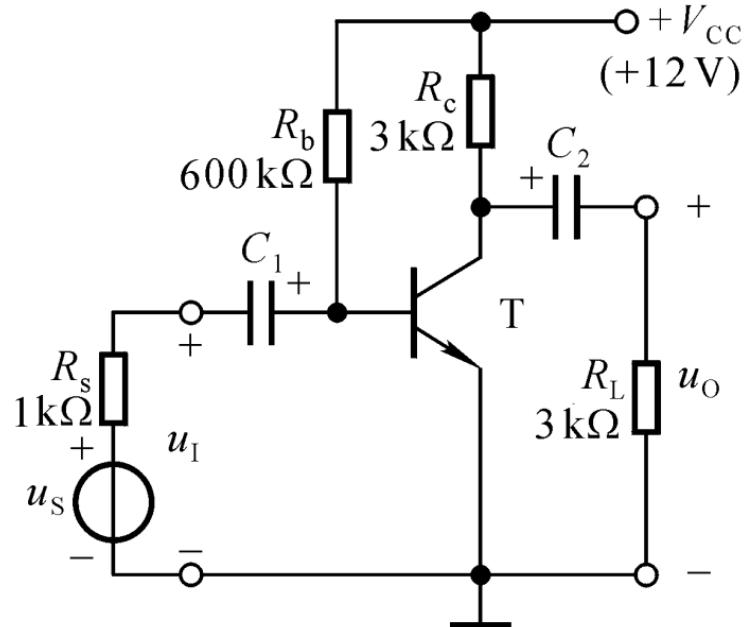
$$= -\frac{\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be}}$$



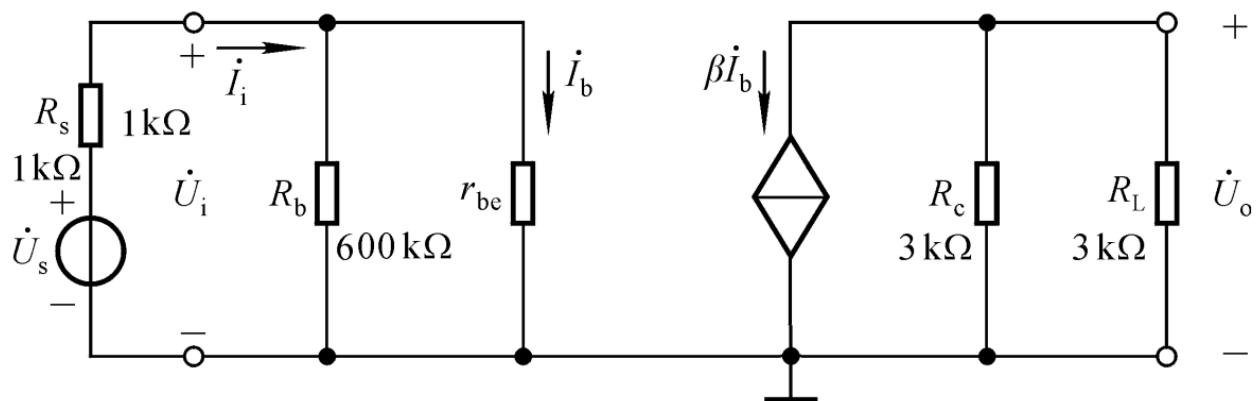
$$R_i = R_b \parallel r_{be} \quad R_o = R_c$$

注意信号源内阻 R_s 和负载 R_L 通常不算在输入/输出电阻里。

等效电路法 例题-I



$$\beta = 80, \quad r_{bb'} = 200 \Omega$$



$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 1.5 \text{ k}\Omega$$

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

$$A_v = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_{be}} = -80$$

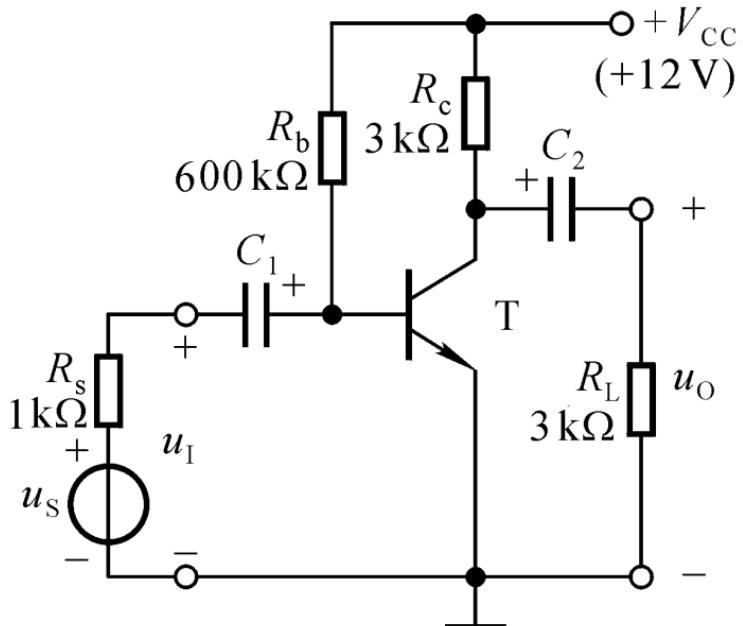
$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \approx 1.6 \text{ mA}$$

$$R_i = R_b \parallel r_{be} \approx r_{be} = 1.5 \text{ k}\Omega$$

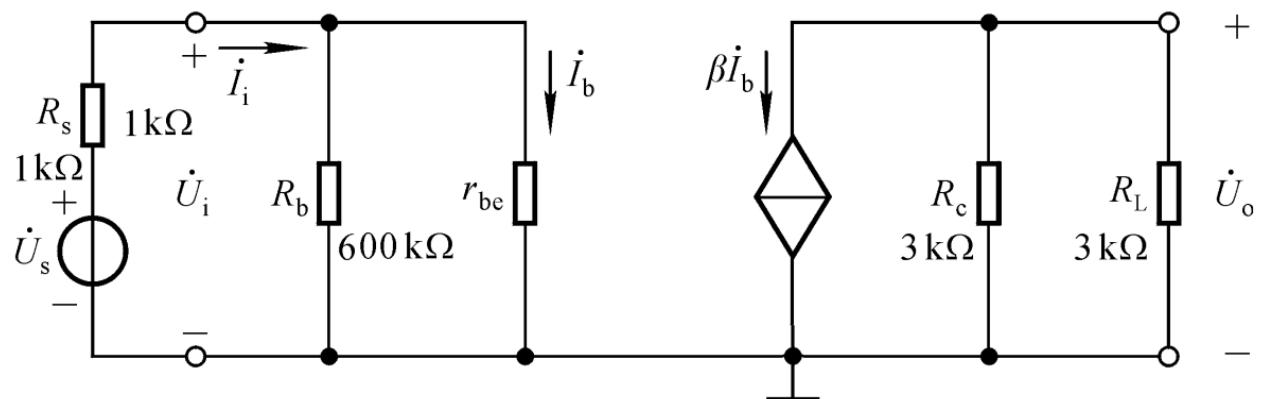
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c \approx 7.2 \text{ V}$$

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

等效电路法 例题-II



$$\beta = 80, \quad r_{bb'} = 200 \Omega$$



有时候我们关心针对信号源的增益 \dot{U}_o / \dot{U}_s 。

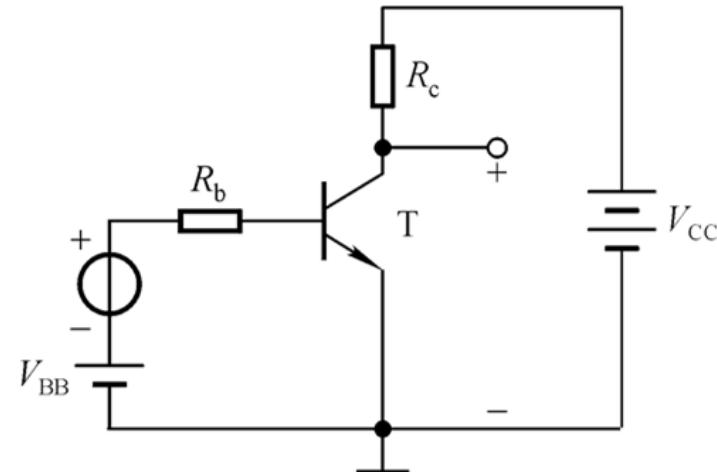
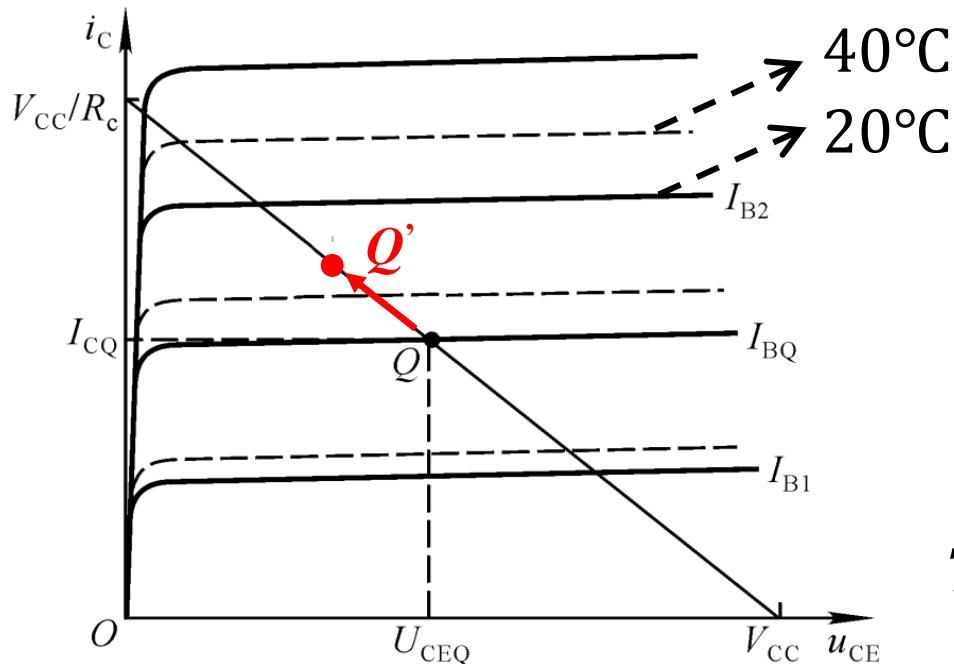
$$\dot{U}_i = \dot{U}_s \frac{R_i}{R_s + R_i} \Rightarrow \dot{U}_s = \dot{U}_i \frac{R_s + R_i}{R_i} = \dot{U}_i \frac{R_s + (R_b \parallel r_{be})}{R_b \parallel r_{be}}$$

$$A_{vs} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i \frac{R_s + R_i}{R_i}} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \frac{R_i}{R_s + R_i} = A_v \frac{R_i}{R_s + R_i} \approx -48$$

增大输入电阻 R_i ，减小增益损失。如何增大 R_i ？

》》 温度对静态工作点的影响

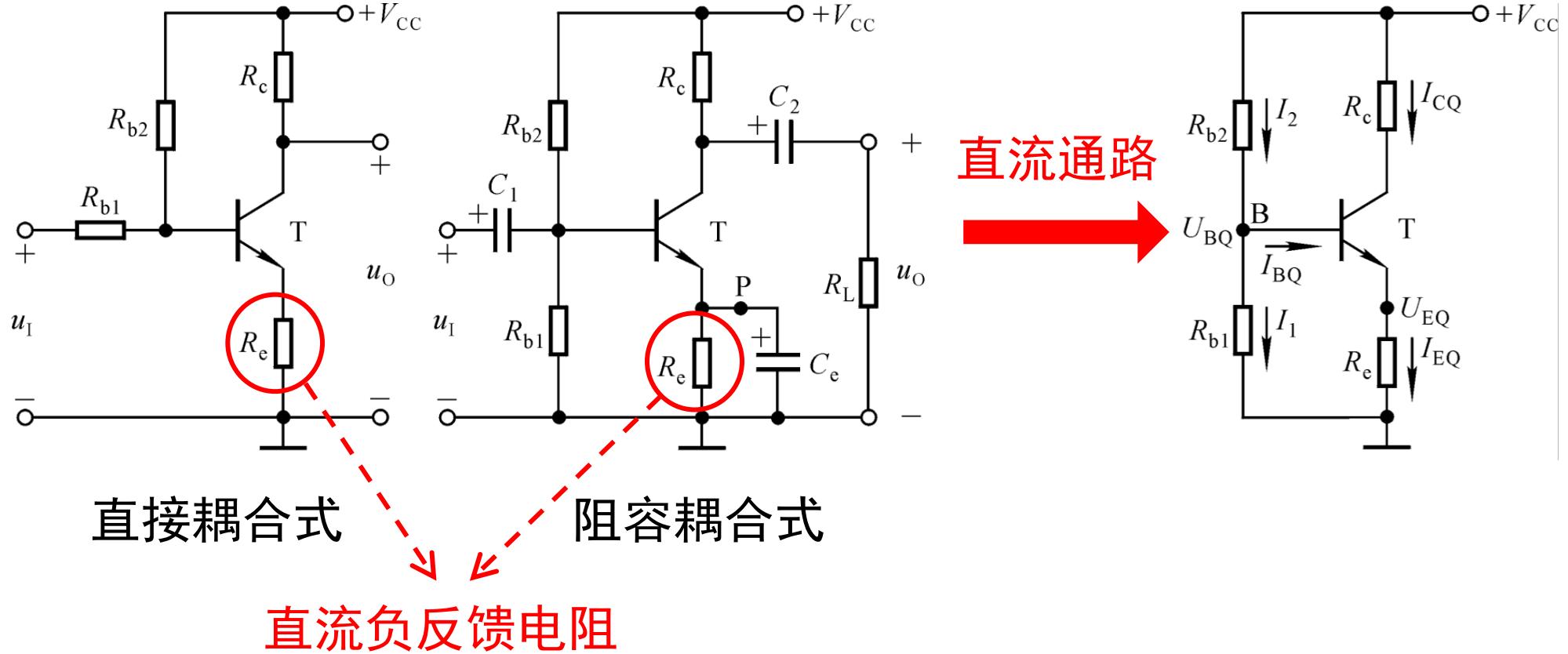
三极管的I-V特性对温度较为敏感，影响电路稳定性。



$$T(\text{ }^\circ\text{C}) \uparrow \Rightarrow \beta \uparrow, I_{CEO} \uparrow \Rightarrow I_{CQ} \uparrow \Rightarrow U_{CEQ} \downarrow$$

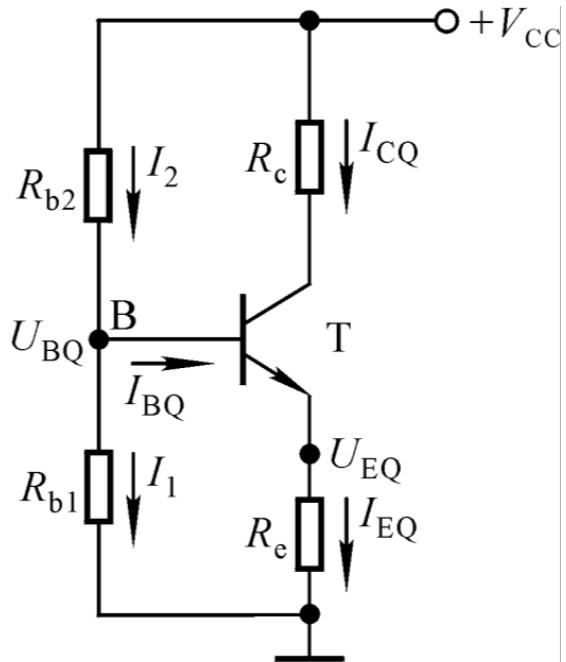
- 如果静态工作点Q点不稳定，则小信号模型的各个参数就不稳定。
- Q点稳定的含义：在温度变化时， I_{CQ} 和 U_{CEQ} 基本保持不变。
- 措施：直流负反馈，靠 I_{BQ} 的变化来调节 I_{CQ} 。

典型的静态工作点稳定电路-I



- $I_2 = I_1 + I_{BQ}$, 为了稳定Q点, 通常使 $I_1 \gg I_{BQ}$, 因此 $I_2 \approx I_1$
- 则 $U_{BQ} \approx V_{CC} \cdot R_{b1} / (R_{b1} + R_{b2})$ 与三极管无关, 隔绝了温度影响, 即, U_{BQ} 基本不变。又称为分压稳定电路。

典型的静态工作点稳定电路-II



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

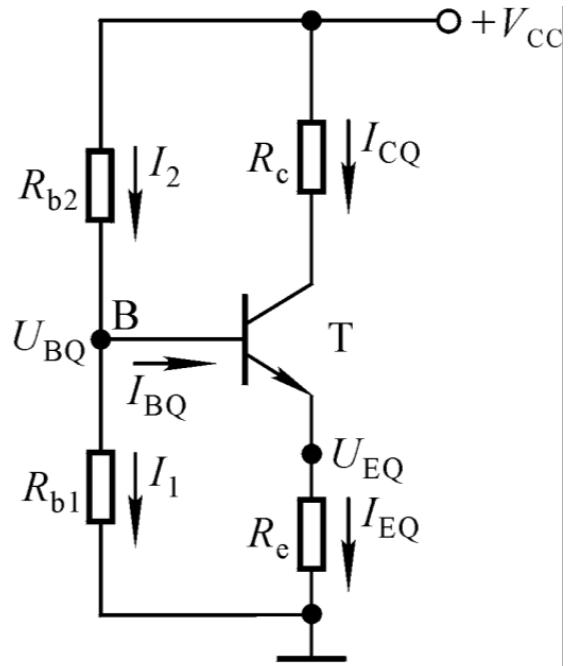
$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow$
 $\Rightarrow U_E \uparrow \Rightarrow U_{BE} \downarrow$ (U_{BQ} 基本不变) $\Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$

原理：负反馈，即：输出量以一定的形式返回输入端，使输入量的变化趋势减弱。

I_{CQ} 通过 R_e 转换为 ΔU_E ，进而影响 U_{BE} 。

R_e 越大，负反馈越强，Q点越稳定。但不能无限制增大 R_e ，为什么？

典型的静态工作点稳定电路-III



静态工作点的估算

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

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \Rightarrow \frac{V_{CC} - U_{CQ}}{R_c} \approx \frac{U_{EQ}}{R_e} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e}$$

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

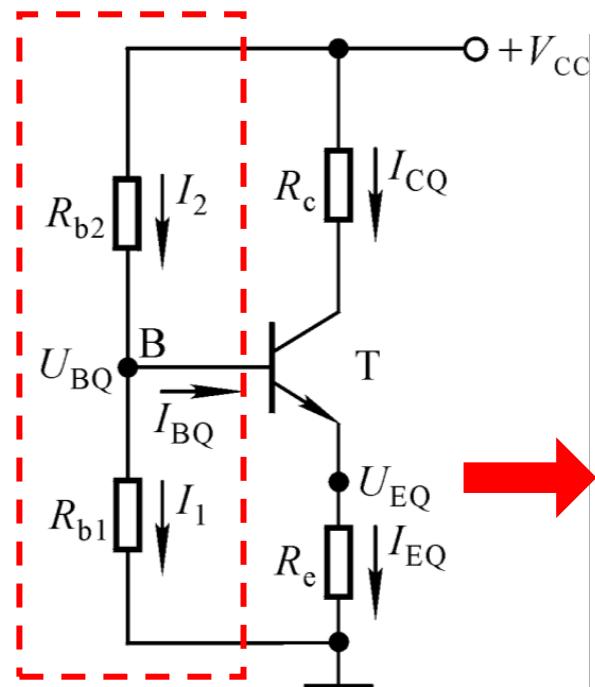
注意：并不严谨，只是估算！

如果严格求解，可用KVL/KCL列方程

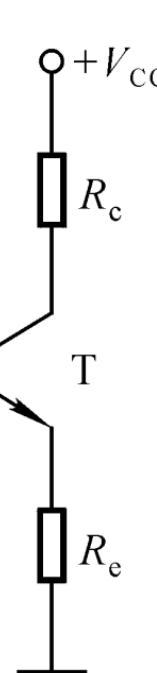
$$\frac{V_{CC} - U_{BQ}}{R_{b2}} = \frac{U_{BQ}}{R_{b1}} + I_{BQ} = \frac{U_{BQ}}{R_{b1}} + \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} = \frac{U_{BQ}}{R_{b1}} + \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e(1 + \beta)}$$

解出 U_{BQ} ，然后逐个解得其它电学量。

典型的静态工作点稳定电路-IV



另一种严格求解方法——戴维南定理



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

$$R_b = R_{b1} \parallel R_{b2}$$

则有：

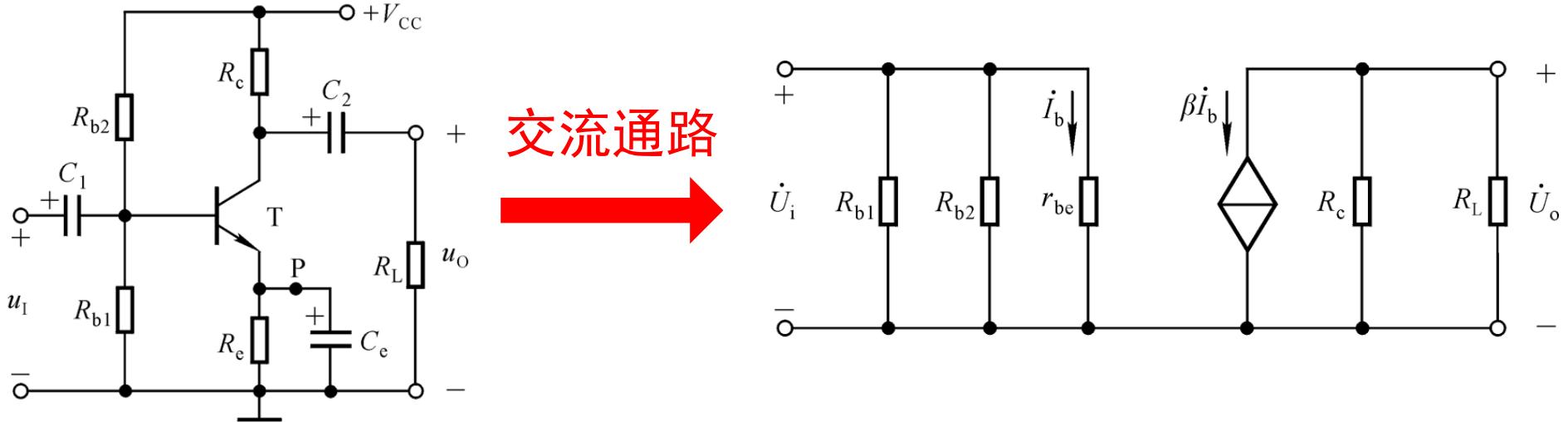
$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + I_{EQ}R_e \\ &= R_bI_{EQ}/(1 + \beta) + U_{BEQ} + I_{EQ}R_e \end{aligned}$$

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

严格解： $I_{EQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_e + R_b/(1 + \beta)}$

当 $R_e \gg R_b/(1 + \beta)$ 时，二者几乎相等，估算法误差最小。

典型的静态工作点稳定电路-V



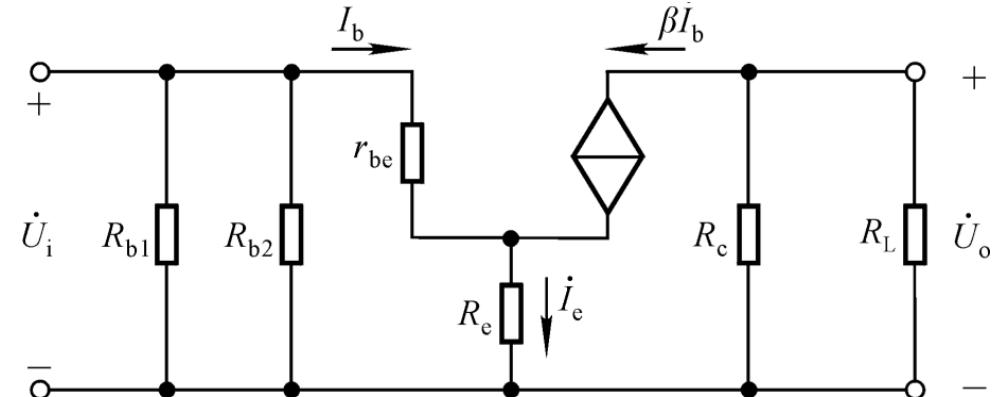
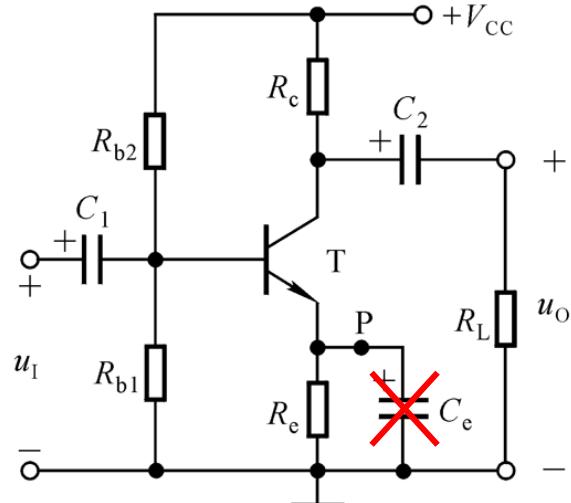
$$A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta \dot{I}_b (R_c \parallel R_L)}{\dot{I}_b r_{be}} = -\frac{\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be}}$$

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

$$R_o = R_c$$

与普通的阻容耦合共射放大电路类似

典型的静态工作点稳定电路-VI



$$A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta \dot{I}_b (R_c \parallel R_L)}{\dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_b (1 + \beta) R_e} = -\frac{\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

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

增益比上一页的结果要小

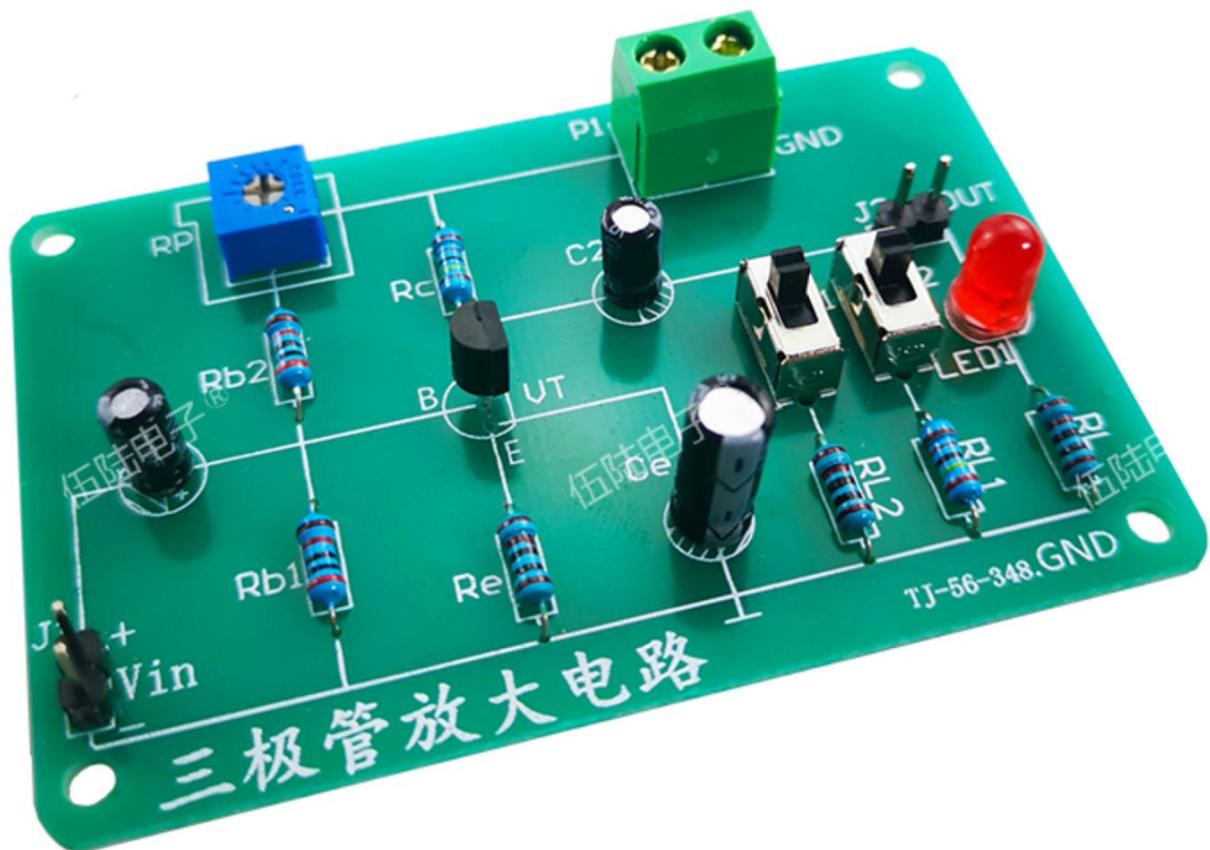
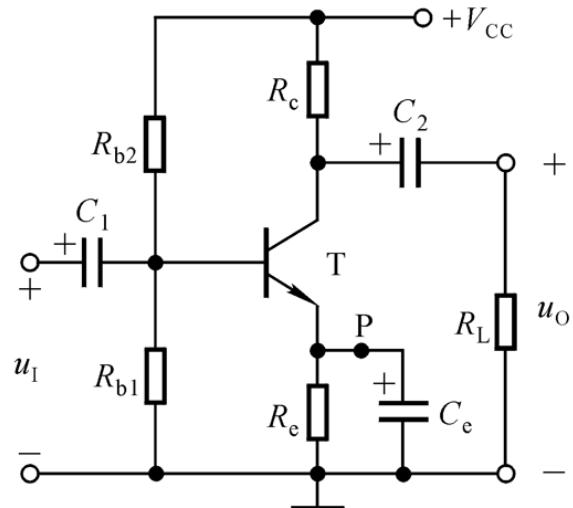
$$R_o = R_c$$

当 $R_e \gg r_{be}/(1 + \beta)$, $\beta \gg 1$ 时,

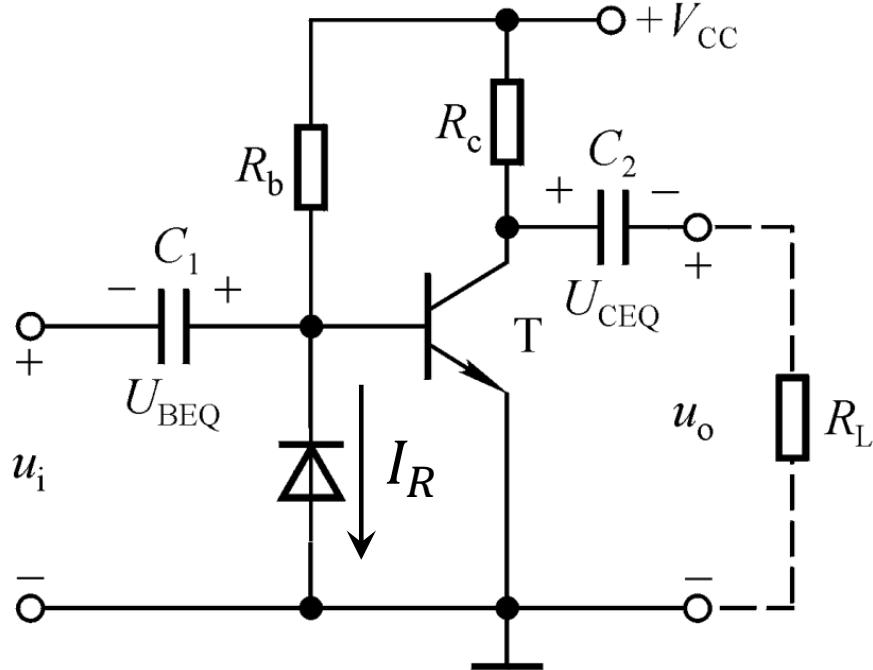
$$A_v \approx -(R_c \parallel R_L)/R_e$$

只与电阻相关, 温度稳定性好

》》分压稳定电路



利用温度补偿法稳定静态工作点



$$V_{CC} \gg U_{BEQ}$$

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

$$I_{R_b} = I_R + I_{BQ}$$

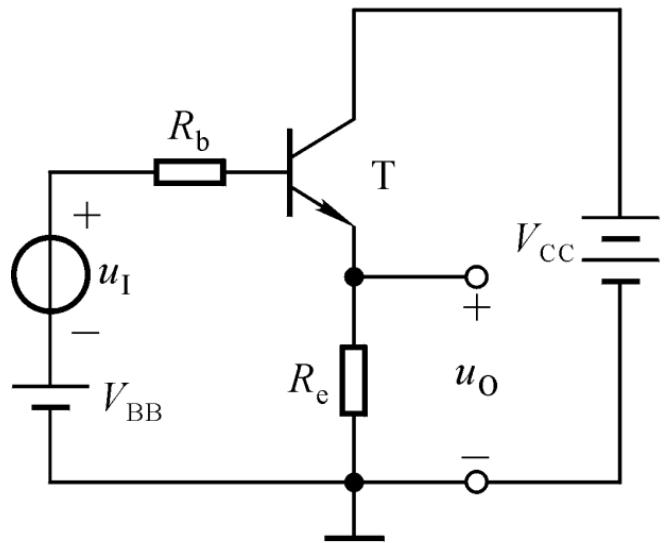


$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \Rightarrow I_{CQ} \uparrow$

$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \Rightarrow I_R \uparrow \Rightarrow I_{BQ} \downarrow \Rightarrow I_{CQ} \downarrow$

利用温度敏感器件二极管，产生相反的变化趋势，达到补偿抵消的效果。

》》 基本共集放大电路：直流分析



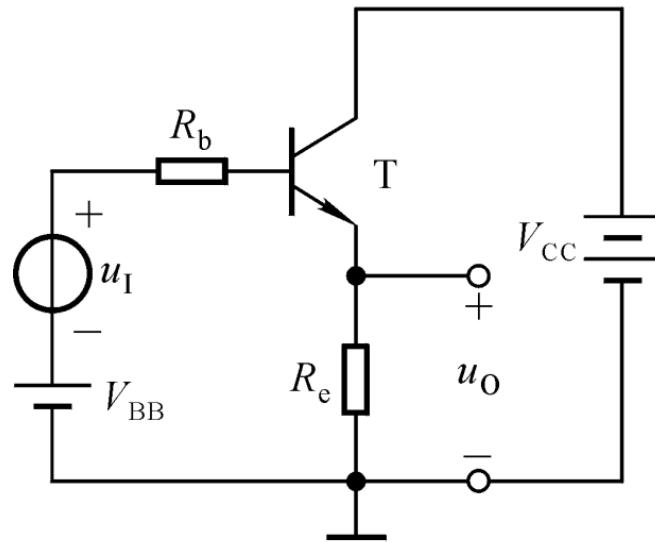
思考：
如何判定这是一个共集接法？

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

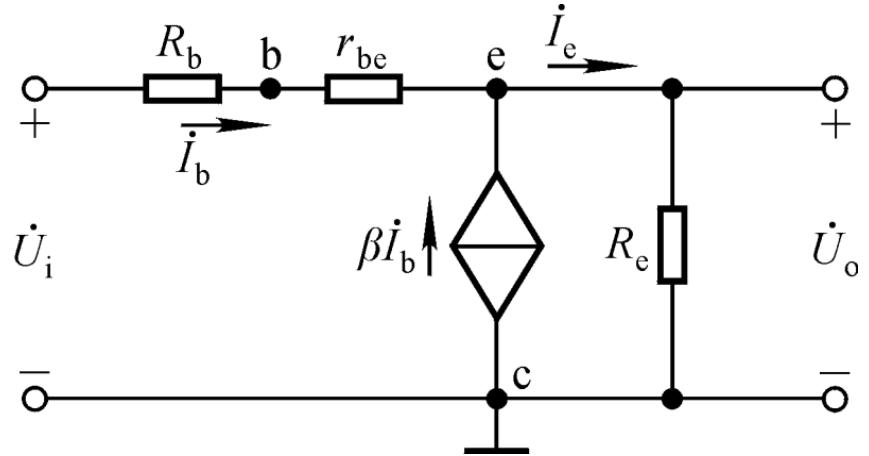
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - (1 + \beta)I_{BQ}R_e$$

》》 基本共集放大电路：增益



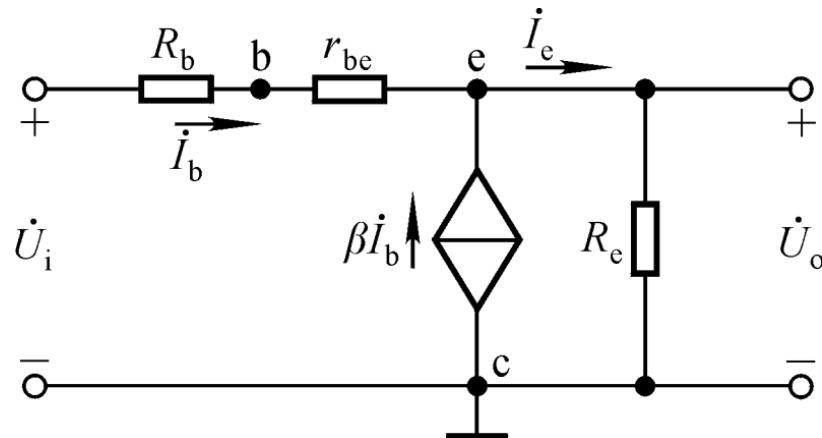
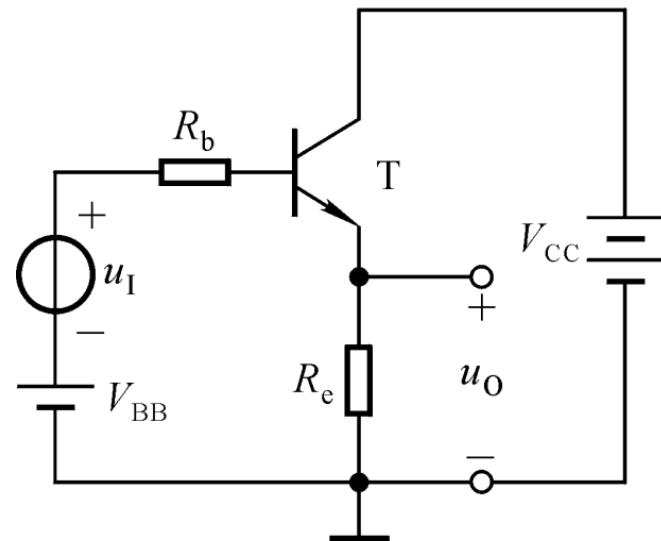
交流通路



$$A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_e R_e}{\dot{I}_b (R_b + r_{be}) + \dot{I}_e R_e} = \frac{(1 + \beta) R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

- 这是一个同相放大器。 $\Delta u_i \uparrow \Rightarrow \Delta i_B \uparrow \Rightarrow \Delta i_E \uparrow \Rightarrow R_e \Delta i_E \uparrow \Rightarrow \Delta u_o \uparrow$
- 这种放大器的电压增益**小于1**, 不放大电压, 但放大电流。
- 若 $(1 + \beta) R_e \gg R_b + r_{be}$, 则 $A_v \approx 1$ 。因此共集放大器又称**射随器**。

》》 基本共集放大电路：输入电阻

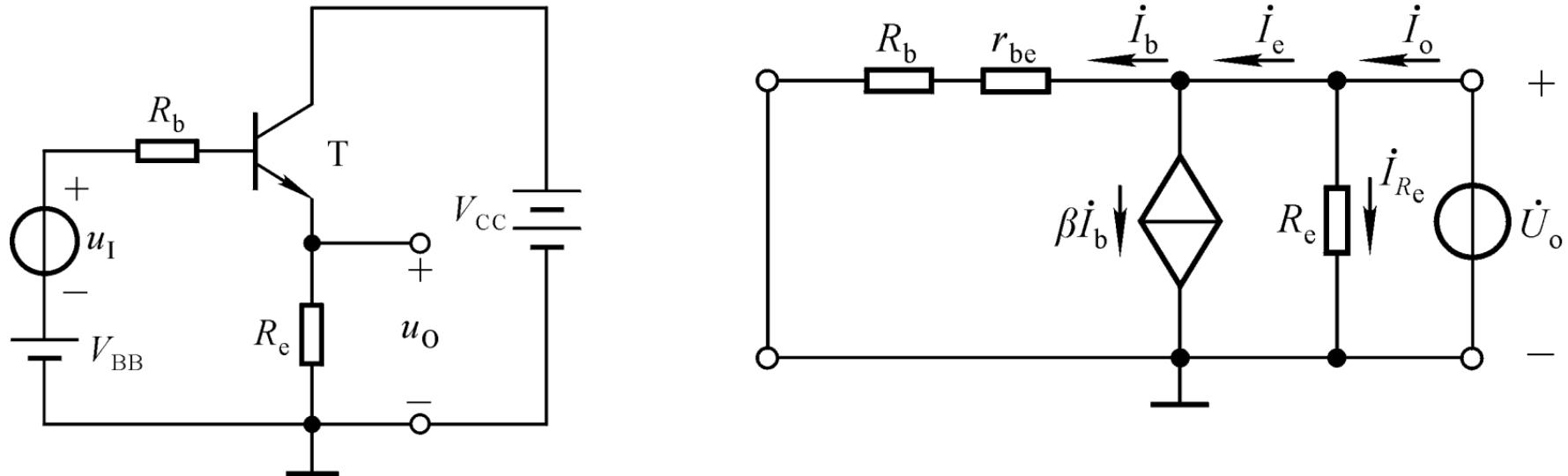


$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{I}_b(R_b + r_{be}) + \dot{I}_e R_e}{\dot{I}_b} = R_b + r_{be} + \underline{(1 + \beta)R_e}$$

从基极看进去， R_e 被放大 $1 + \beta$ 倍

- 输入电阻较高，能够接收信号源或上一级放大器的大部分电压信号，同时产生较小的输入电流。适合做输入级或缓冲电路。

》》 基本共集放大电路：输出电阻

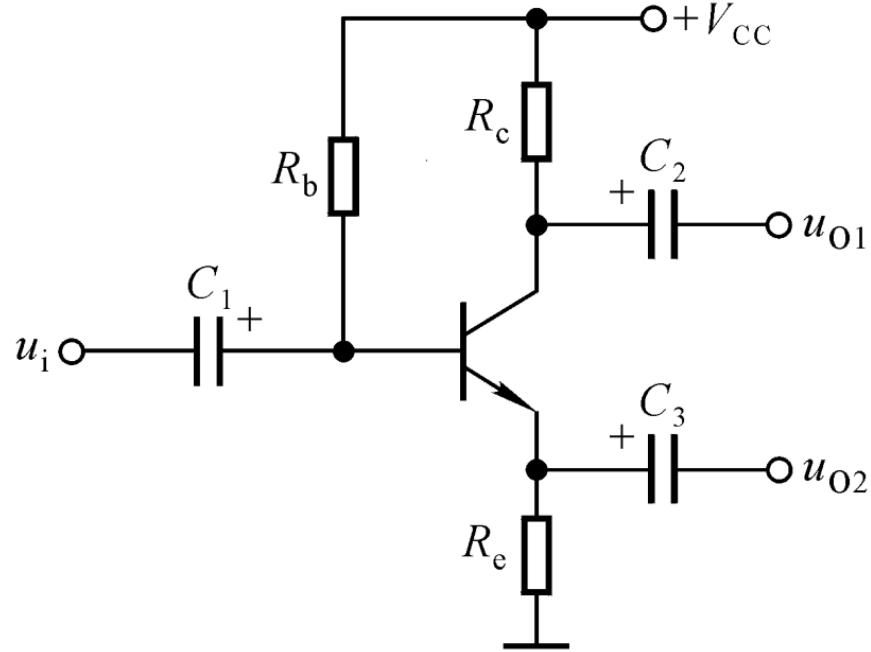


$$R_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} = \frac{\dot{U}_o}{\frac{\dot{U}_o}{R_e} + (1 + \beta) \frac{\dot{U}_o}{R_b + r_{be}}} = R_e \parallel \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta}$$

从发射极看进去， $R_b + r_{be}$ 被减小 $1 + \beta$ 倍

- 输出电阻较小，能够将大部分电压信号传给负载或下一级放大器。适合做输出级或缓冲电路。

》》讨论题



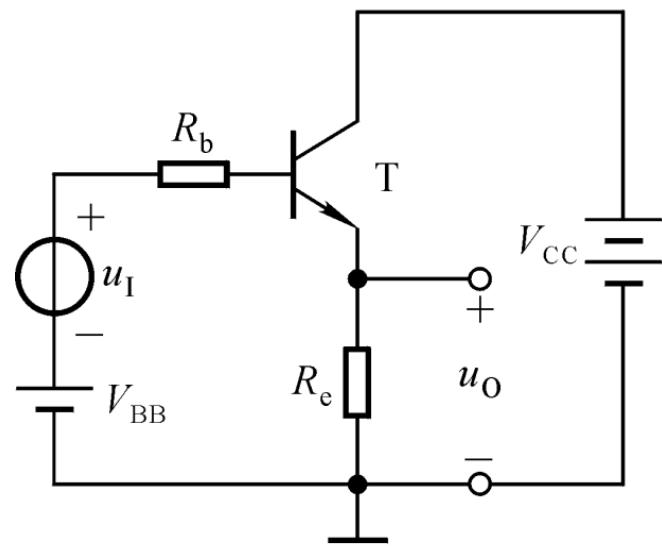
当从 u_{o1} 和 u_{o2} 输出时，分别属于哪种组态放大器？求解静态工作点，以及增益、输入/输出电阻的表达式（输出时接负载 R_L ）。

静态工作点 $I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} \Rightarrow \frac{V_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} = (1 + \beta) \frac{V_{CC} - V_{BQ}}{R_b}$

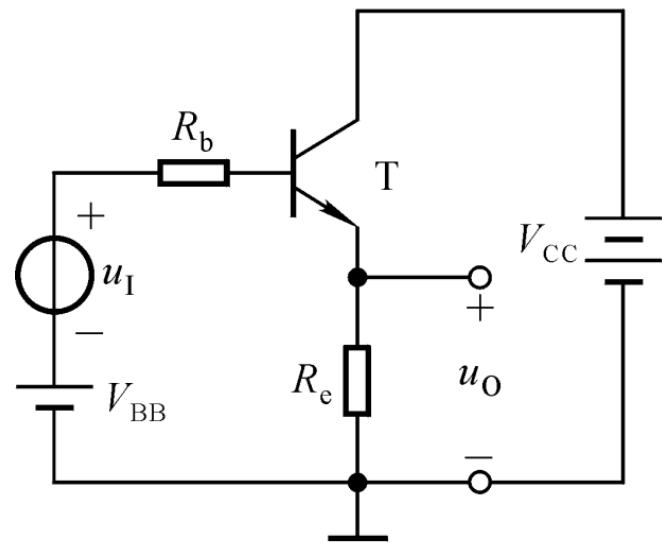
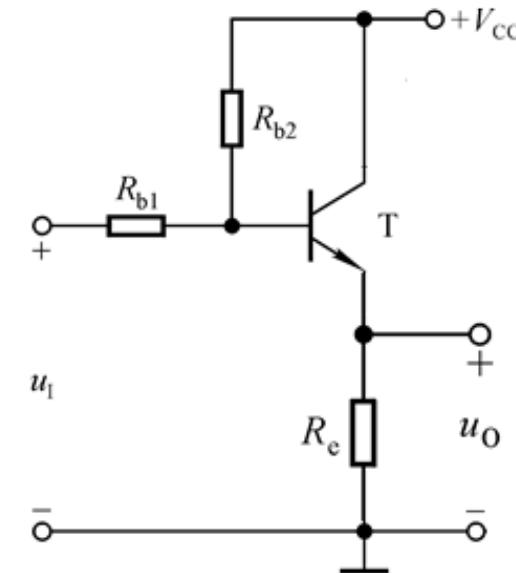
u_{o1} 输出 $A_v = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \quad R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R_e] \quad R_o = R_c$

u_{o2} 输出 $A_v = -\frac{(1 + \beta)(R_e \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)} \quad R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)] \quad R_o = R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$

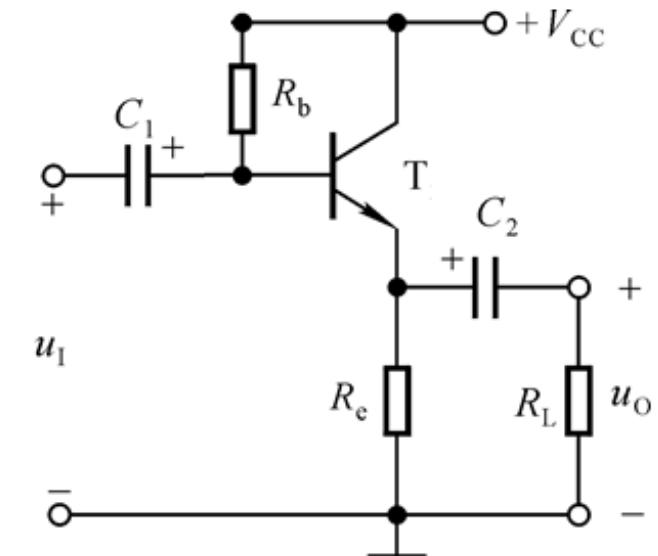
》》 直接耦合/阻容耦合式共集放大电路



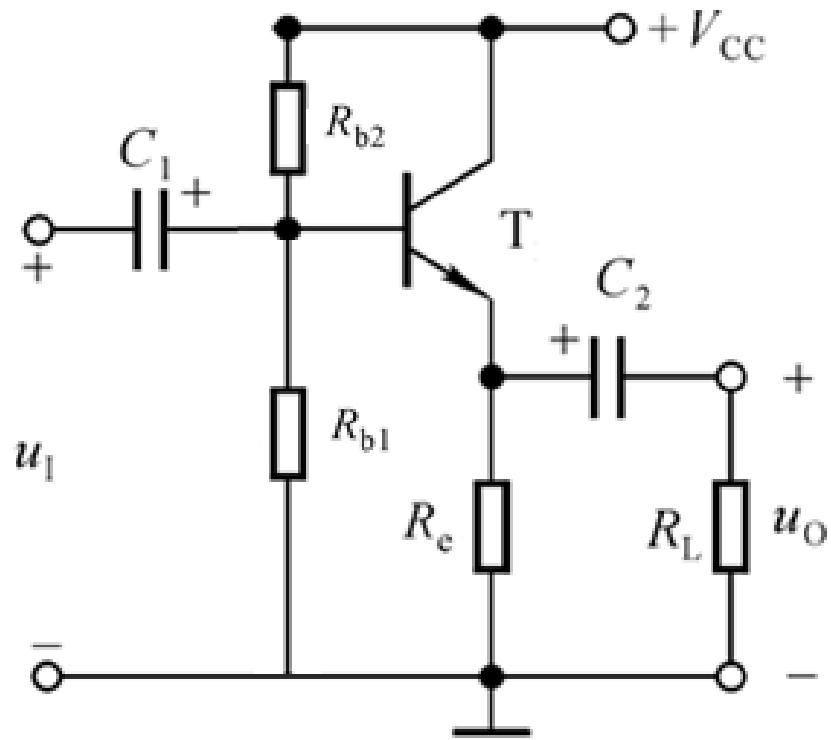
直接耦合



阻容耦合

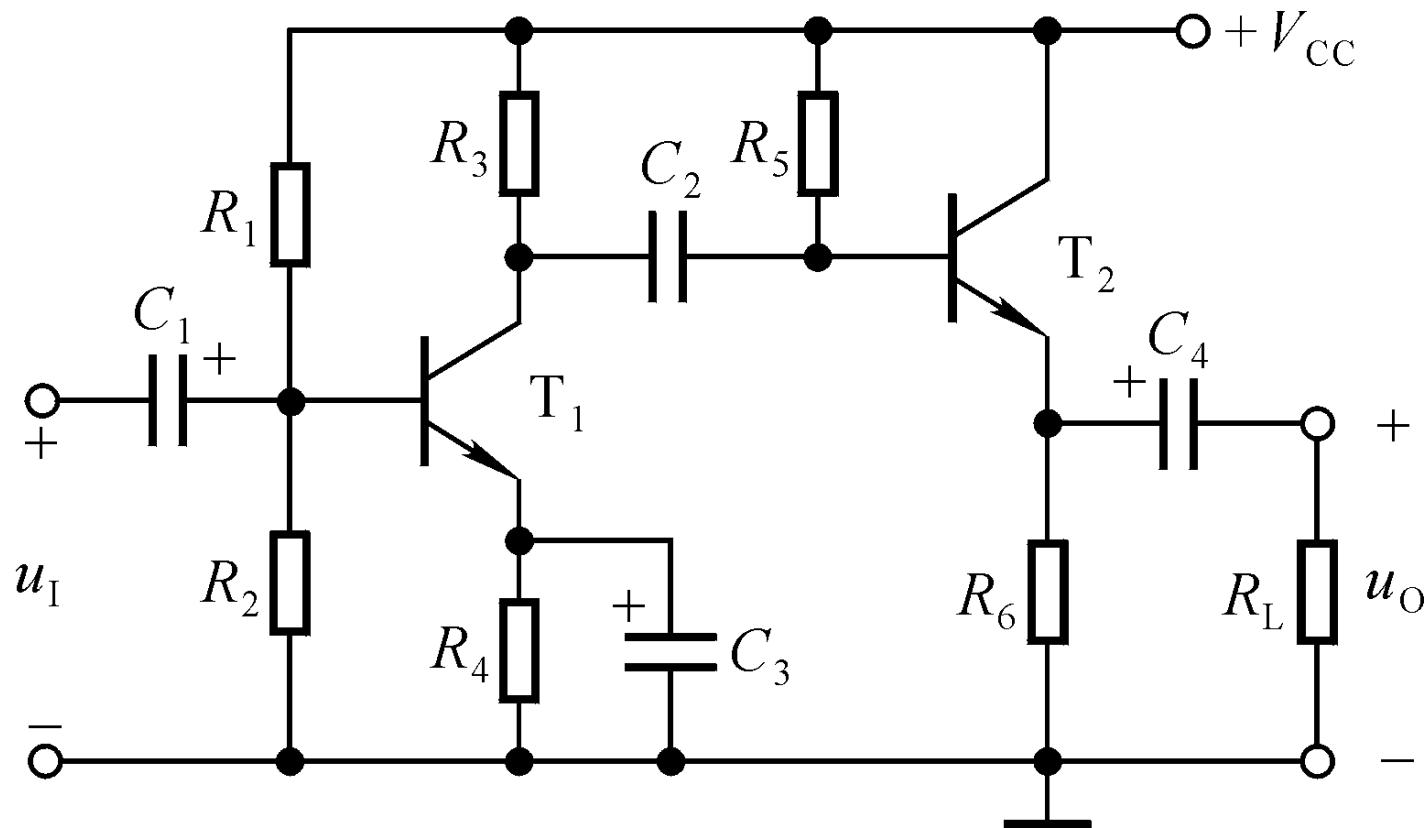


》》 分压稳定式共集放大电路



可仿照前述思路分析这几种电路。

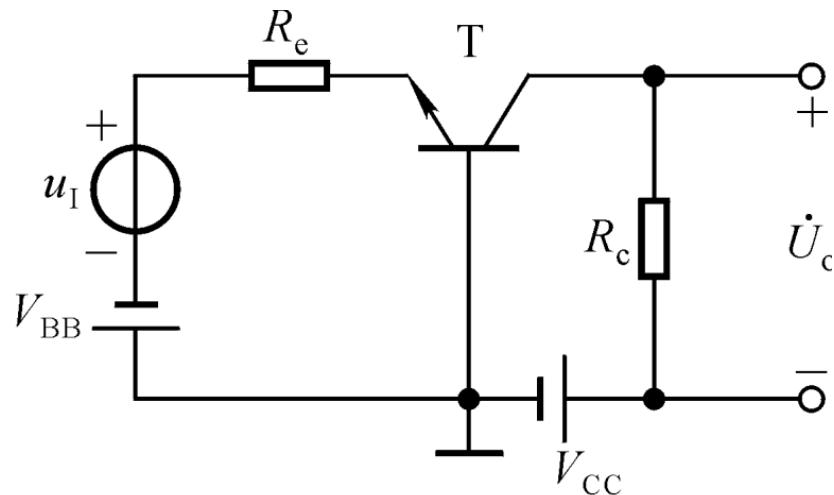
》》 阻容耦合式级联放大器示例



第一级是共射放大，第二级是共集放大

- 实现了“隔直通交”，各级的静态工作点互不影响。
- 适用于高频、大电容，因此适用于分立元件，不适用于集成电路。
- 这一点内容仅作了解，本门课程的重点是CMOS集成电路。

》》 基本共基放大电路：直流分析



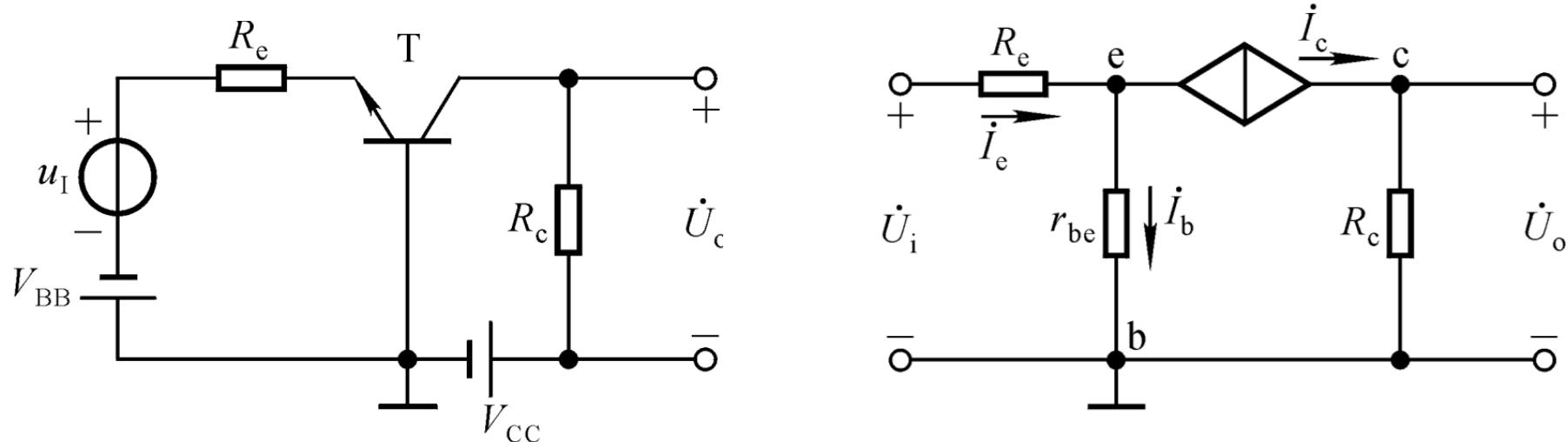
思考：
如何判定这是一个共基接法？

$$I_{EQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_e} \quad I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} \quad I_{CQ} = \frac{\beta I_{EQ}}{1 + \beta} \approx I_{EQ}$$

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} = (V_{CC} - I_{CQ}R_c) - (0 - U_{BEQ})$$

$$= V_{CC} - \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_e} R_c + U_{BEQ}$$

》》 基本共基放大电路：交流分析

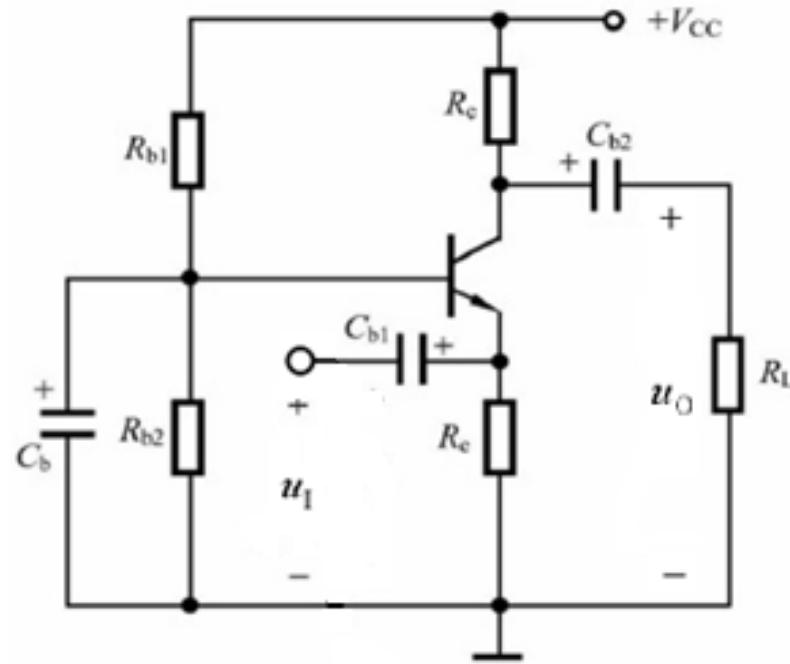
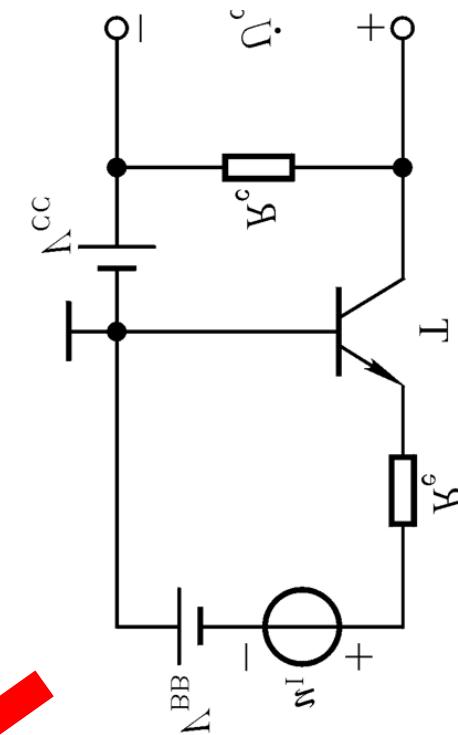
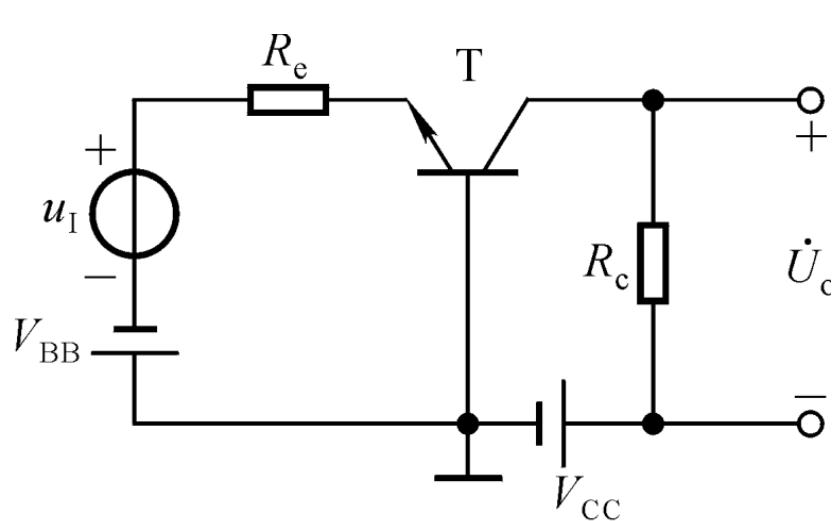


$$A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_c R_c}{\dot{I}_e R_e + \dot{I}_b r_{be}} = \frac{\beta R_c}{(1 + \beta)R_e + r_{be}}$$

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_e} = \frac{\dot{I}_e R_e + \dot{I}_b r_{be}}{\dot{I}_e} = R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta} \quad R_o = R_c$$

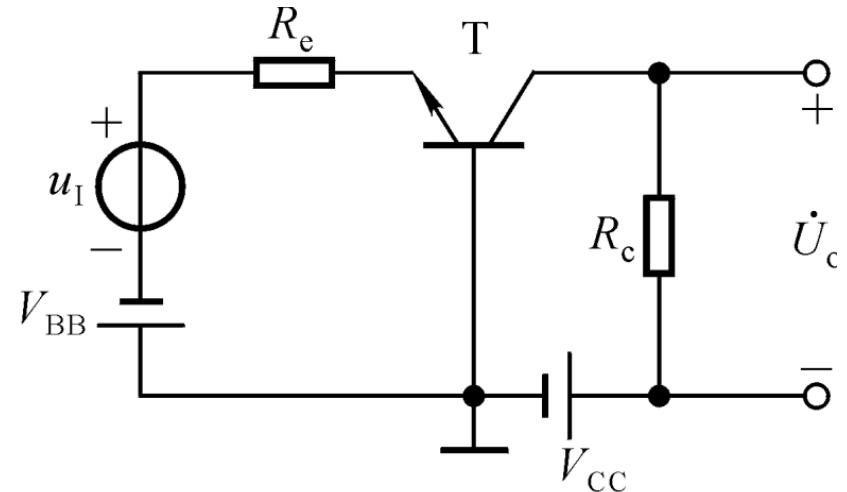
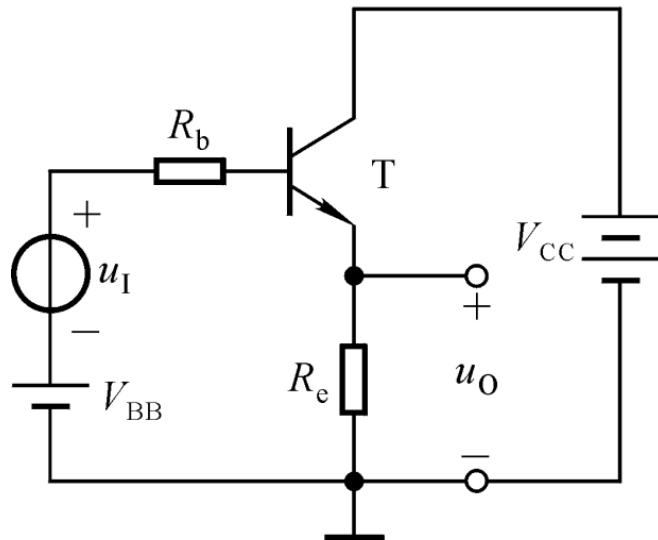
- 这是同相放大器。请自行分析验证。
- 具备一定的电压放大能力，几乎不放大电流 ($i_e \approx i_c$)。
- 输入电阻比共射电路小。频带宽（“频率响应”一章将详述）。

》》 阻容耦合分压稳定式共基放大电路



分压稳定

》》 共集、共基放大电路的失真分析



■ 输出波形顶部失真

- 饱和失真：输入信号摆到了饱和区，CE间电压很小，波形接近触顶。

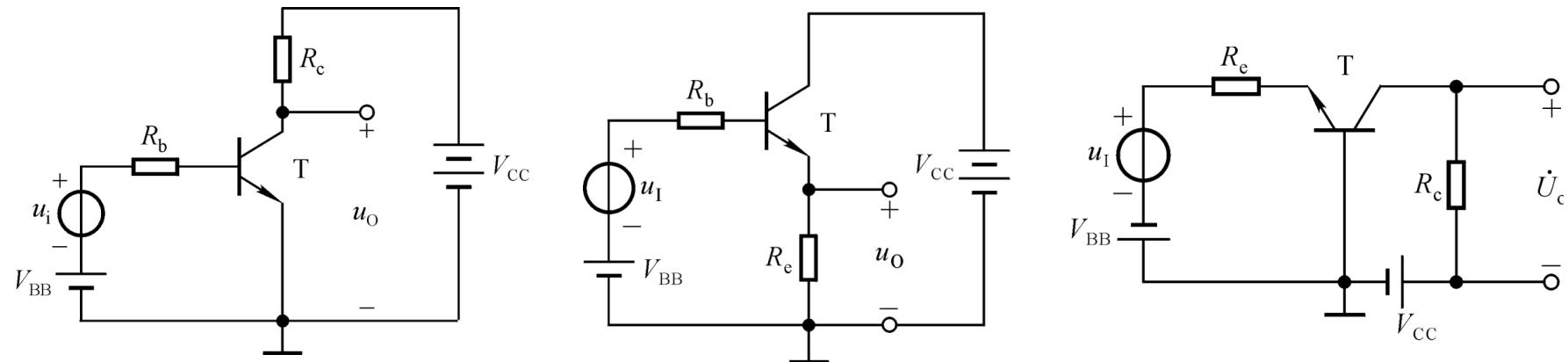
■ 输出波形底部失真

- 截止失真：输入信号摆到了截止区， R_e 上无电流，波形触底。

■ 请自行分析

- 输出波形顶部失真：
 截止失真
- 输出波形底部失真：
 饱和失真

》》 三种基本组态放大器的小结



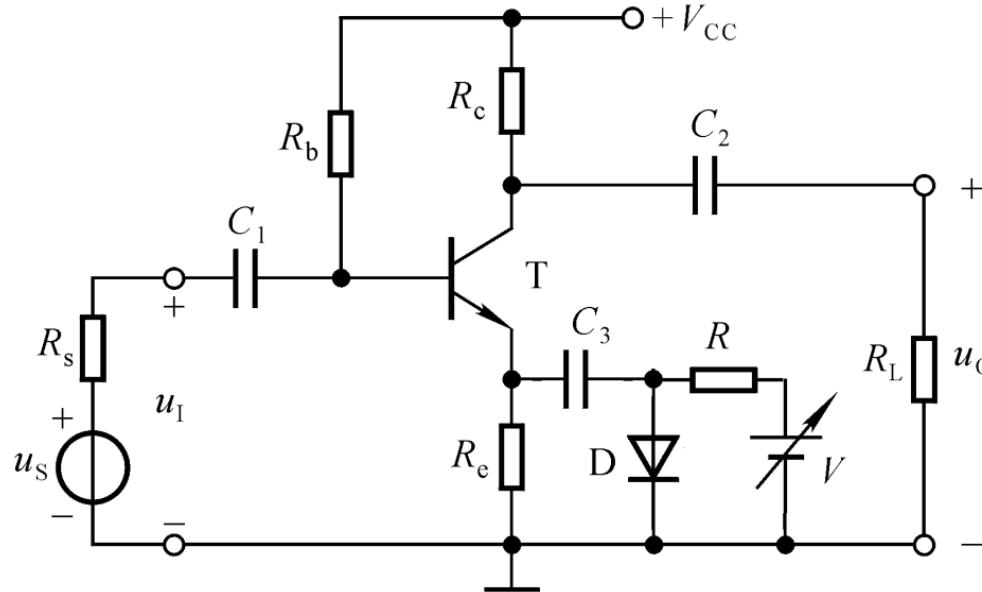
A_i	β (大)	$1 + \beta$ (大)	α (小)
A_v	$-\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}}$ (大)	$\frac{(1 + \beta)R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e}$ (小)	$\frac{\beta R_c}{(1 + \beta)R_e + r_{be}}$ (大)
R_i	$R_b + r_{be}$ (中)	$R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e$ (大)	$R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta}$ (小)
R_o	R_c (大)	$R_e \parallel \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta}$ (小)	R_c (大)

常作为低频电压放大器单元电路

常作为输入级、输出级或缓冲器

常作为宽频带放大器

例题



左图电路，电容足够大，求解静态工作点、增益。

当电压V增大时，放大器增益如何变化？

$$\text{静态工作点} \quad I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} \Rightarrow \frac{V_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} = (1 + \beta) \frac{V_{CC} - V_{BQ}}{R_b}$$

$$A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{\beta \dot{I}_b (R_c \parallel R_L)}{\dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e (R_e \parallel r_d \parallel R)} = - \frac{\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel r_d \parallel R)}$$

$$V \uparrow \Rightarrow I_D \uparrow \Rightarrow r_d \downarrow \Rightarrow A_v \uparrow$$



作业

- 《童书》, 第117页, 习题2.3
- 《童书》, 第118页, 习题2.6 (其中第(5)题不做)
- 《童书》, 第119页, 习题2.11、2.12

第六章 CH2+MOS 管.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

2. MOS管

王昭昊

©2020



内容提要

■ MOS管基础

□ 结构、工作原理、I-V特性与工作区

■ MOS管模型

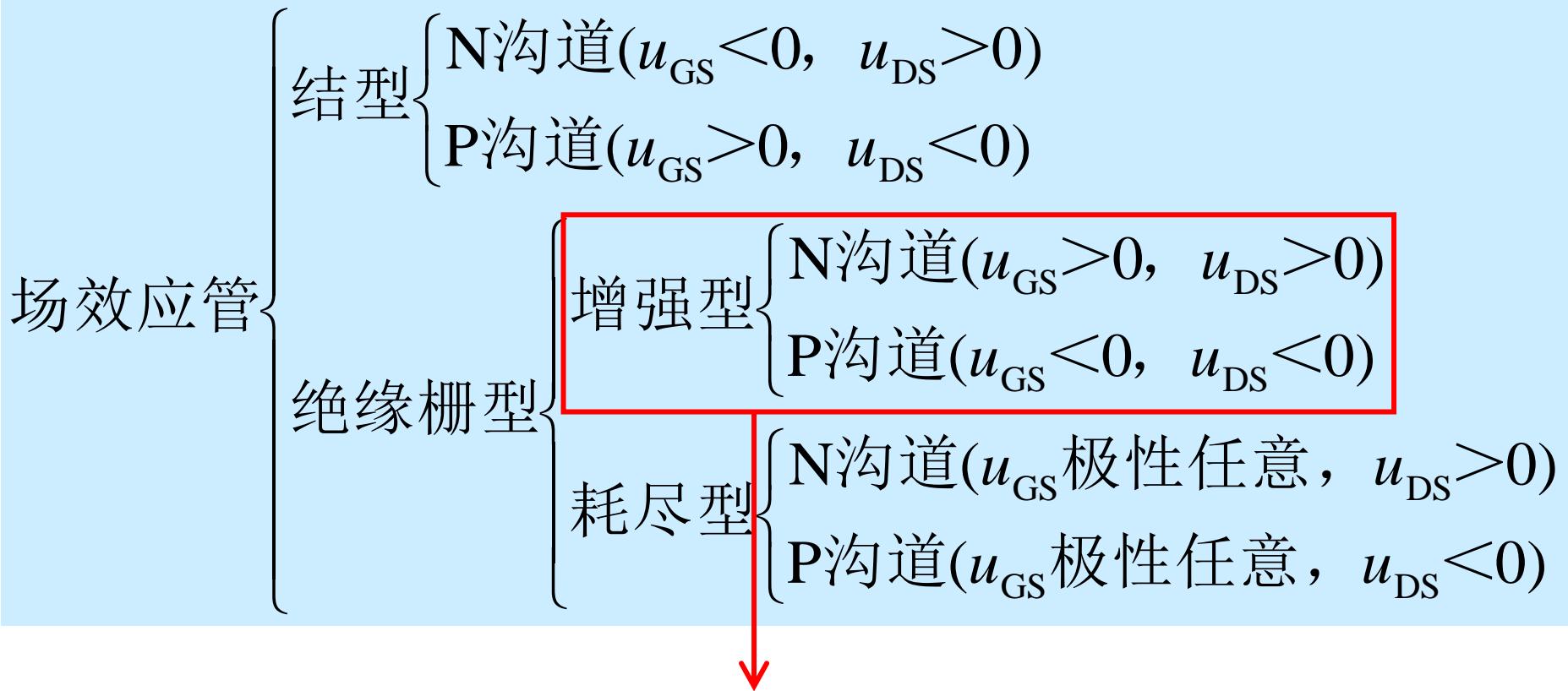
□ 大信号模型 (线性区、饱和区)、低频小信号模型

(跨导、输出电阻、衬底跨导)、高频小信号模型

(各种电容)

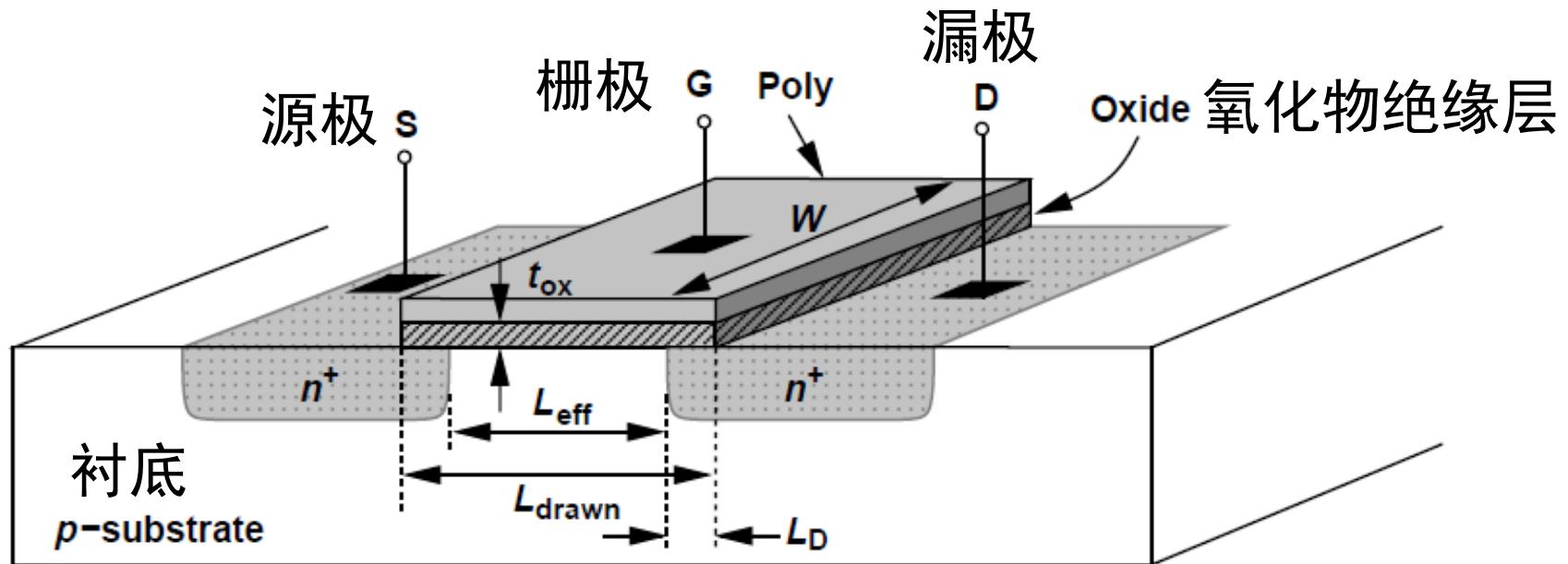
■ MOS管的亚阈值特性

》》场效应管、MOS管



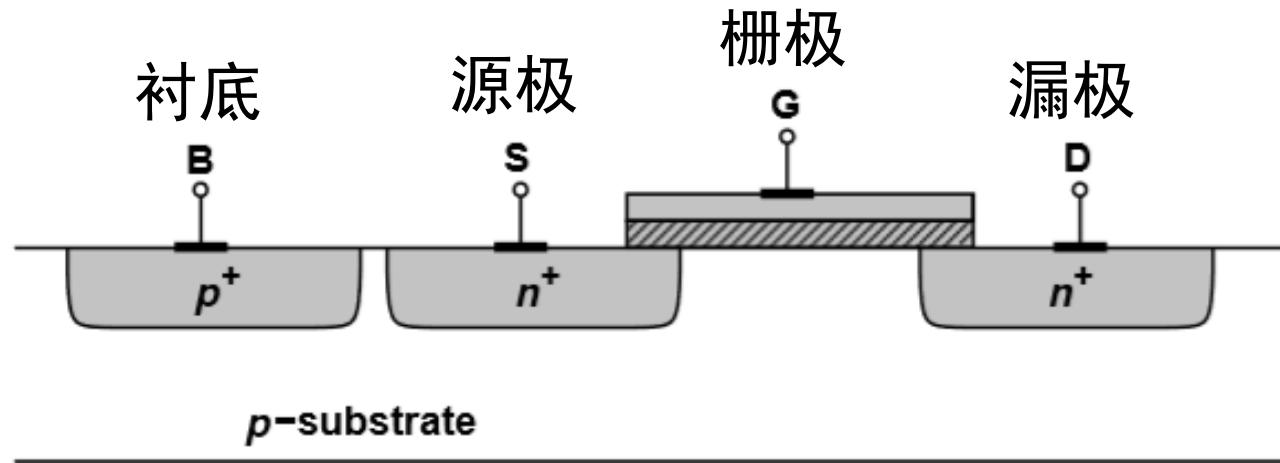
- 本门课程只讲这一种，只用这一种，统称MOS管。
- MOS: Metal-Oxide-Semiconductor，在集成电路中，Metal大多已被多晶硅替代，但MOS的名称仍旧沿用。

MOS管结构-I



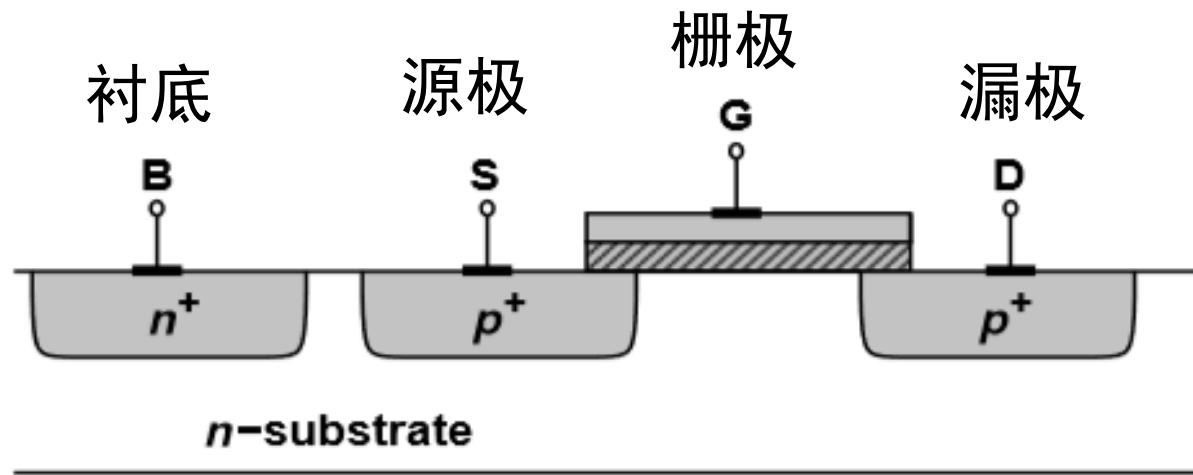
- n型MOS管或n沟道MOS管 (NMOS): 在p型衬底上制造出n掺杂的源极 (Source) 和漏极 (Drain)。
- 源极和漏极在制造期间“侧向漫射”，使得有效长变短，为 $L_{eff} = L_{drawn} - 2L_D$. 即，源漏极区域与绝缘层有重叠。
- 源极和漏极完全等效，可以互换使用。

》》 MOS管结构-II



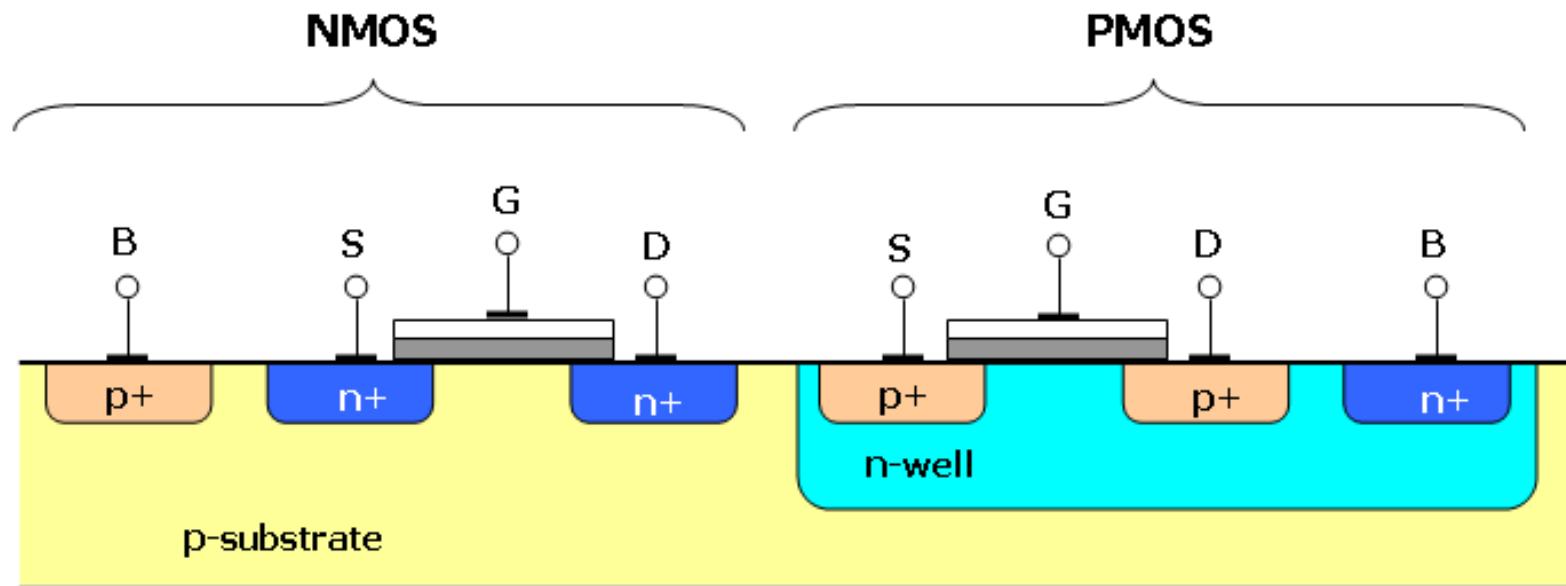
- MOS管是一个**四端器件**: 栅极、源极、漏极、衬底。
- NMOS管的衬底接到整个电路的最负电位, 目的: 使源极和漏极的PN结反偏, 防止正偏漏电。

》》 MOS管结构-III



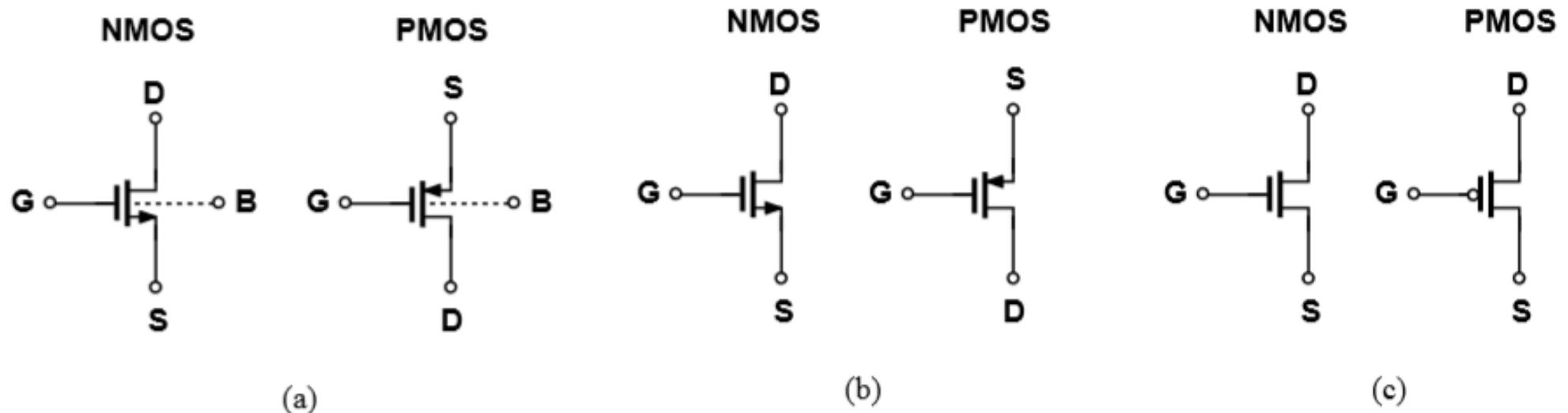
- 通过反转所有掺杂类型（包括衬底）获得PMOS。
- PMOS管的衬底接到整个电路的最正电位。

CMOS结构



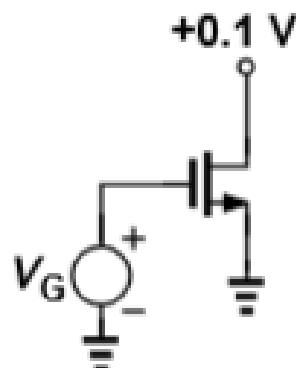
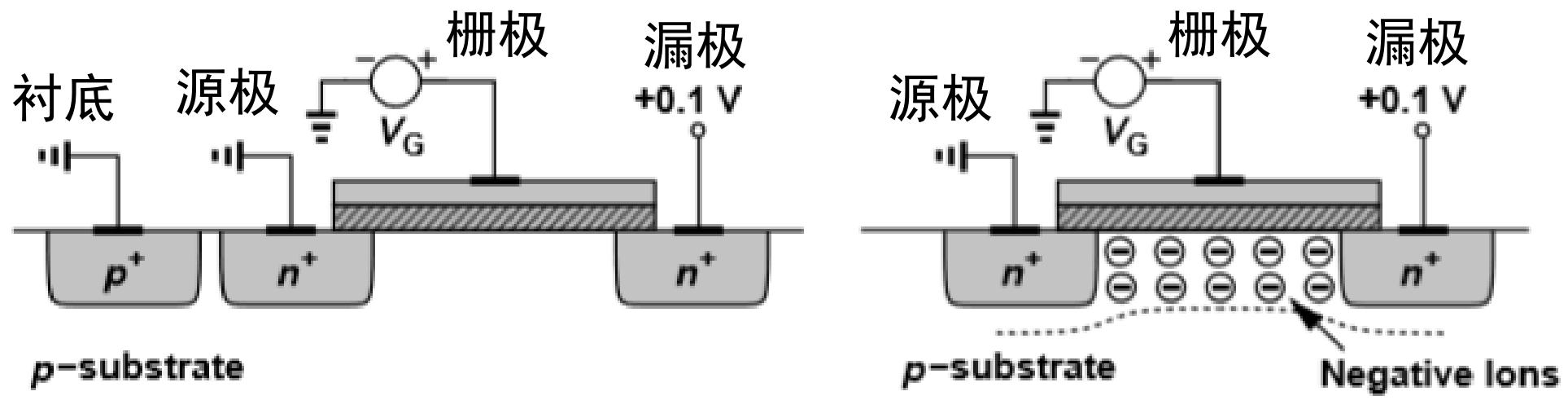
- 在互补MOS (CMOS) 技术中，需要将NMOS和PMOS制造在同一晶圆上。
- 在现今的CMOS工艺中，PMOS是在n阱中制造的，其中n阱与最正的电源电压相连。
- 因此，模拟电路中，不同的n阱可能有多个值，而p型衬底只能统一接地。

MOS管符号



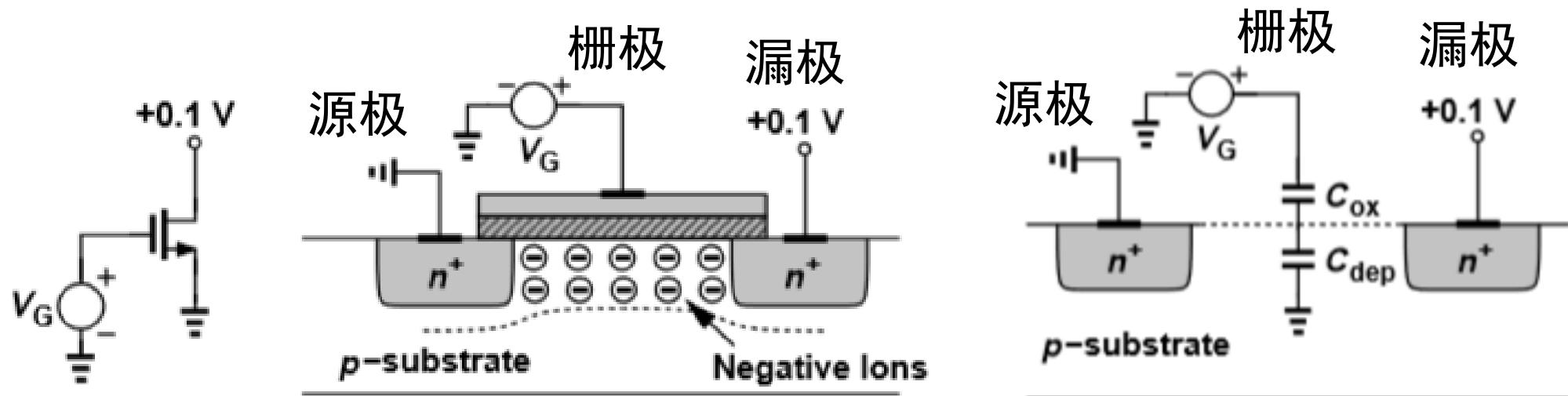
- NMOS的源极位于底部，因为它要接比栅极更低的电位。
靠近地GND
- PMOS的源极位于位于顶部，因为它要接比栅极更高的电位。
靠近电源VDD
- 大多数电路的NMOS和PMOS衬底分别接GND和VDD，
因此通常省略连接（图b，图c）。

MOS管原理：阈值电压-I



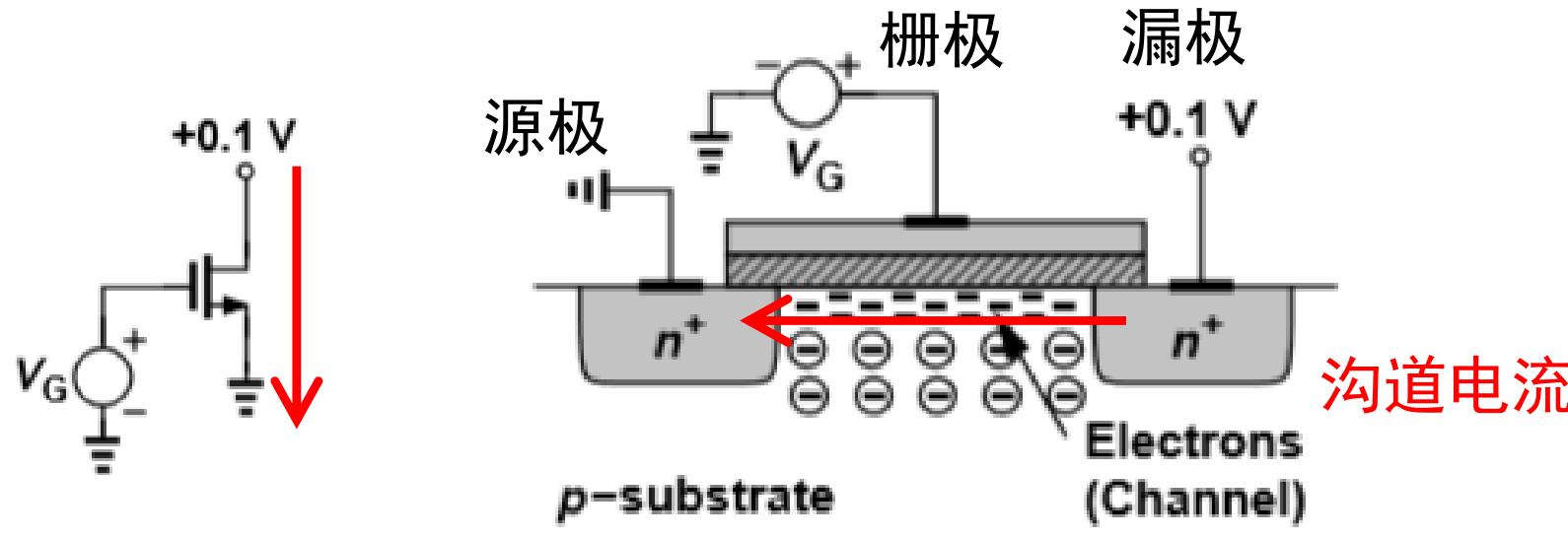
- 漏极与源极之间施加0.1 V的固定电压。
- 初步分析时，源极与衬底接在一起，后续图中省略衬底。
- 逐渐增加栅极电压 V_G ，观察变化。
- 随着 V_G 从零增加，p型衬底中的空穴被排斥，留下负离子，形成耗尽区。
- 漏极与源极之间没有载流子（空穴被排斥了，负离子不能移动），所以没有电流。

MOS管原理：阈值电压-II



- 继续增加 V_G ，进一步增加了耗尽区的宽度和氧化物-硅界面上的电位。
- 结构类似于由栅极氧化物电容器和耗尽区电容器串联组成的分压器。

MOS管原理：阈值电压-III



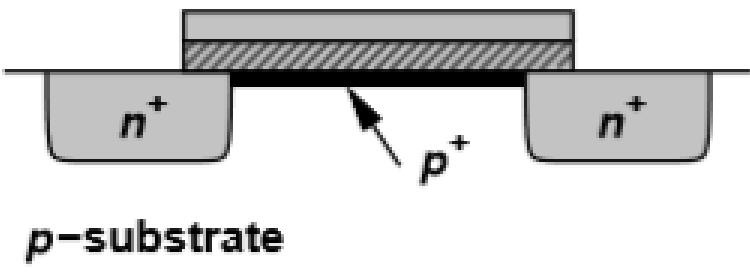
- 继续增加 V_G ，界面电位继续增高，同时衬底的电子逐渐被吸引到栅极氧化物下方，形成一个N型薄层，称为反型层。
- 产生反型层所需的临界 V_G 的值是阈值电压 (V_{TH})。
- 反型层形成后，由于电子可以自由移动，漏极-源极电压促使电子在沟道定向移动，形成沟道电流。

MOS管原理：阈值电压-IV

$$V_{TH} = \Phi_{MS} + 2\Phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}}$$

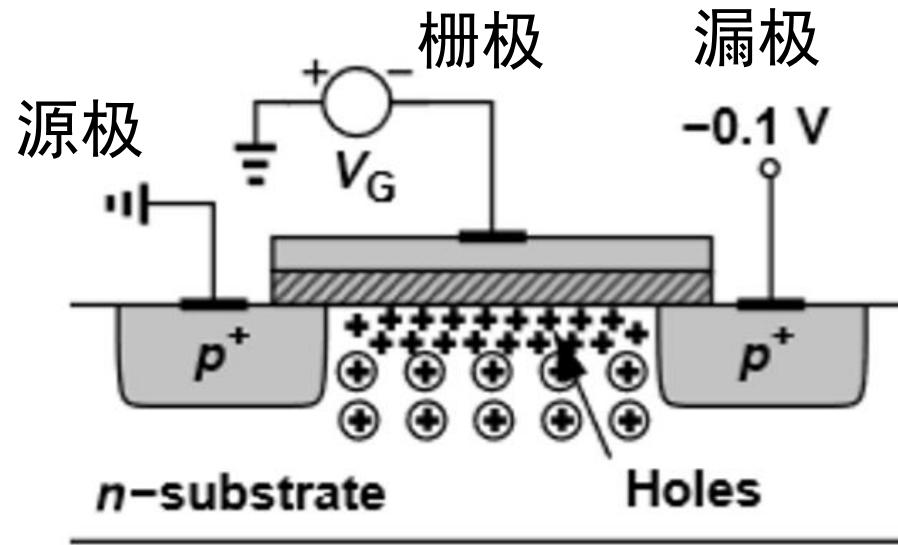
$$\Phi_F = \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left(\frac{N_{sub}}{n_i} \right) \quad Q_{dep} = \sqrt{4q\varepsilon_{si}|\Phi_F|N_{sub}}$$

具体推导见《半导体物理》、《微电子器件基础》等。



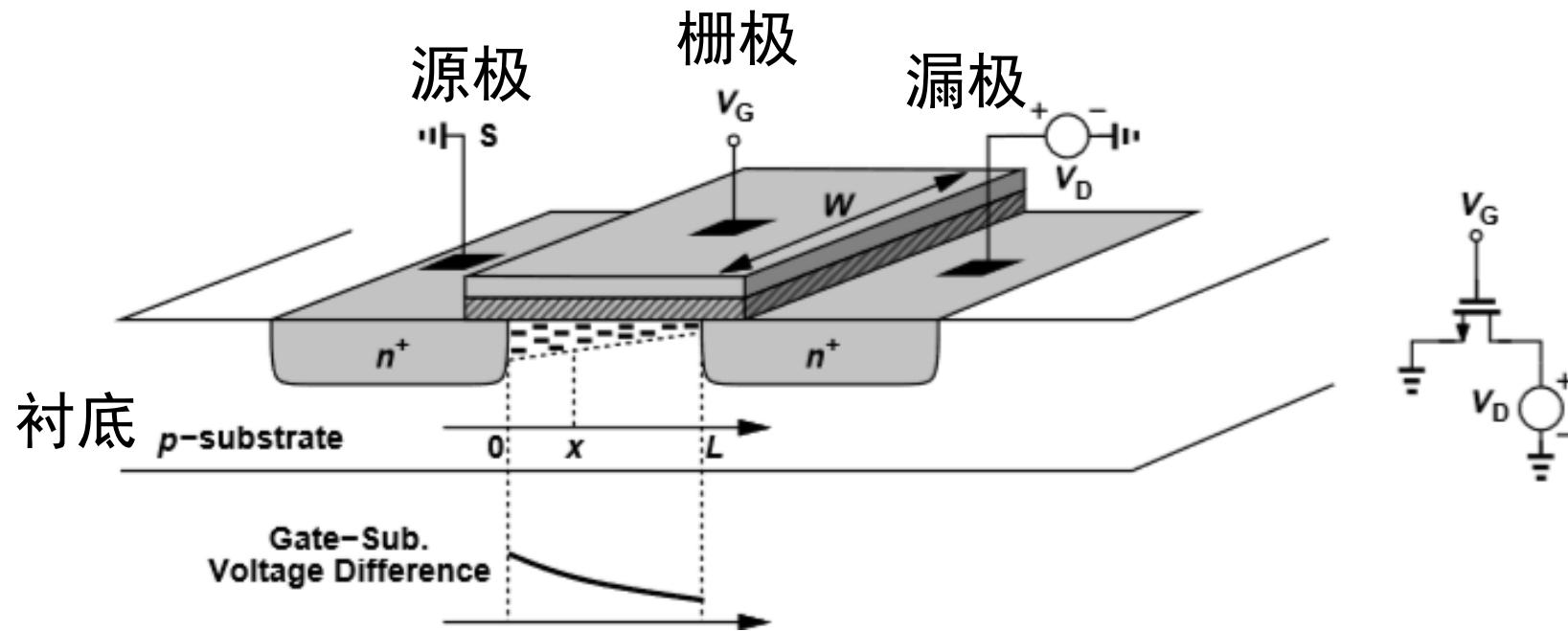
- 实际中，通过在器件制造期间将掺杂剂注入沟道区来调节阈值电压。
- 对于NMOS，添加重掺杂薄层p+会增加“耗尽”该区域所需的栅极电压。

MOS管原理：阈值电压-V



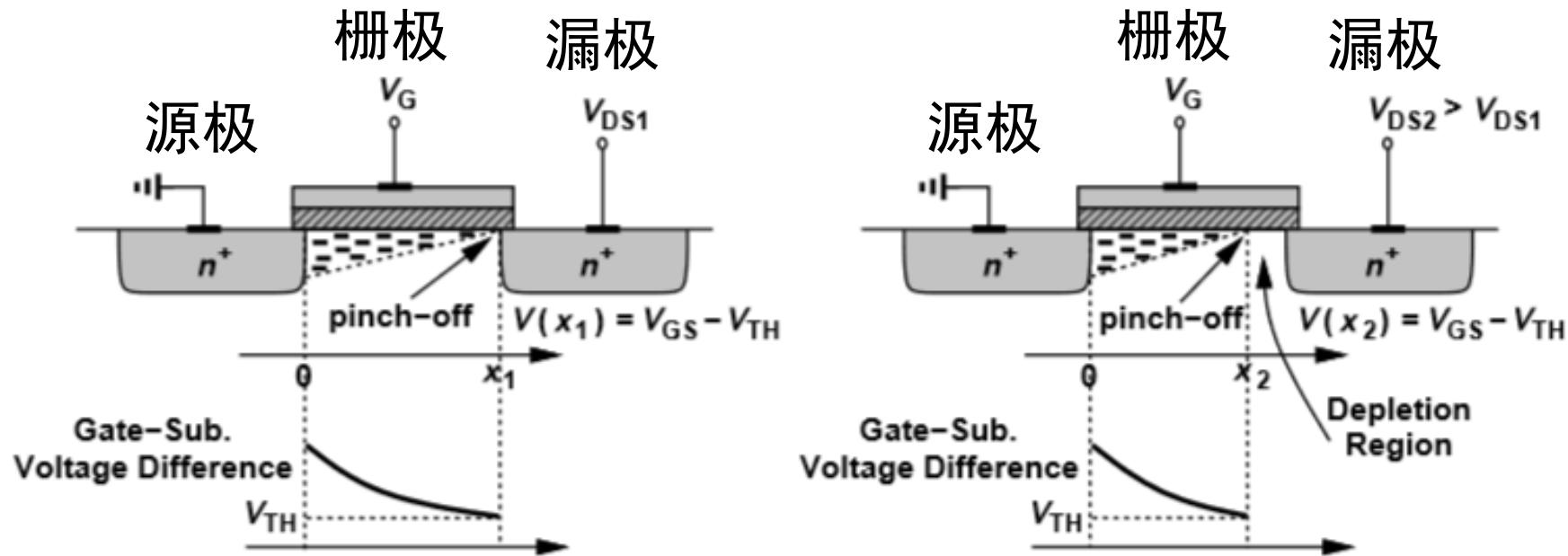
- PMOS中的导通现象类似于NMOS，但所有极性都反转。
- 如果栅极-源极 (即，栅极-衬底，因为源极与衬底接在一起) 电压变得足够负，则在氧化物-硅界面处形成由空穴组成的反型层，从而在源极和漏极之间提供导电通路。
- PMOS阈值电压为负。

MOS管原理：沟道电流



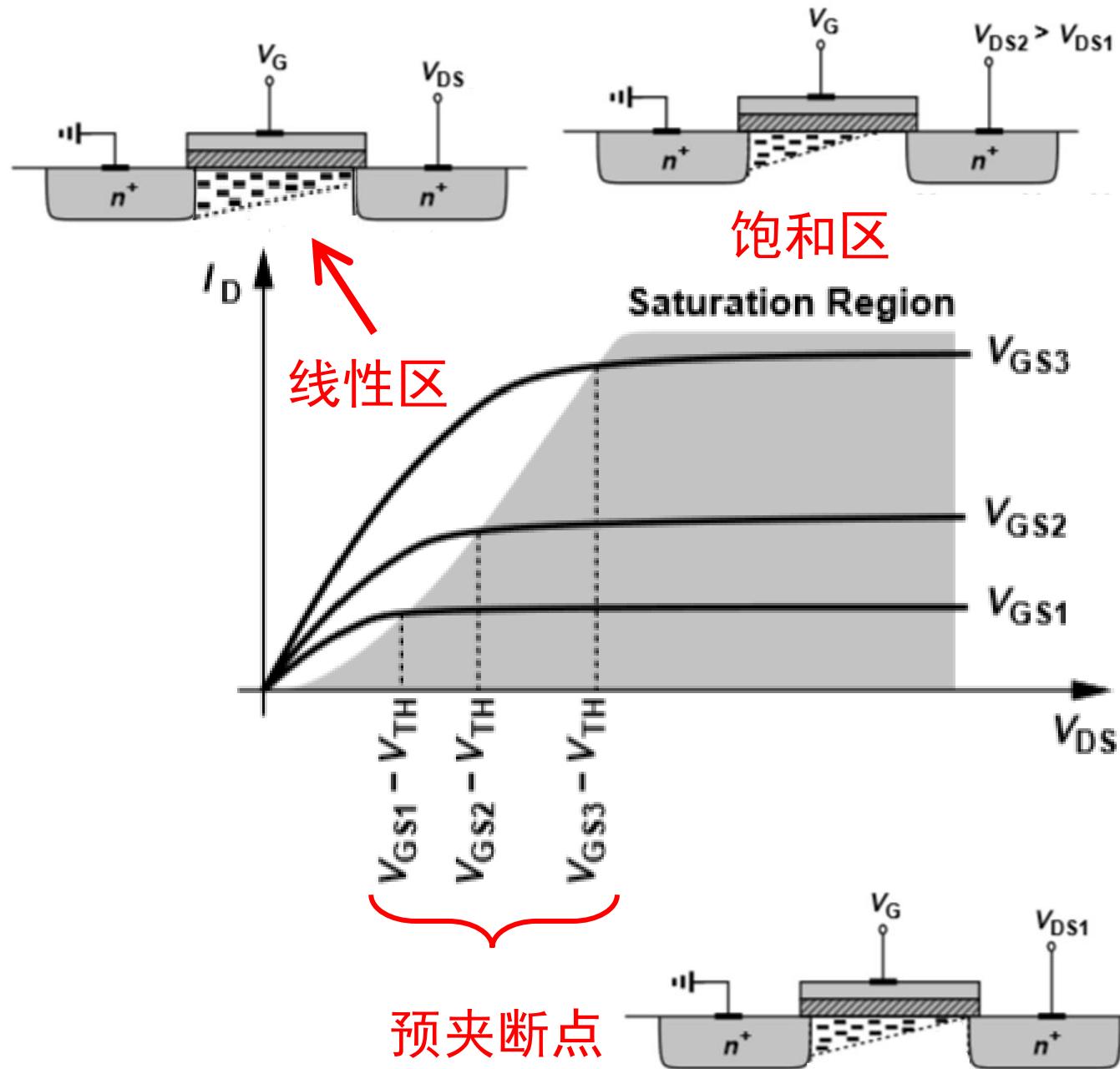
- 假设导电沟道已形成， $V_G > V_{TH}$.
- 逐渐增加漏-源电压 (V_D) .
- 随着 V_D 的增加，漏-源电场增强，反型层中的电子漂移速度加快，沟道电流增大。
- 随着 V_D 的增加，靠近漏极的沟道处电势逐渐增加，栅-漏电压 (V_{GD}) 逐渐减小。此处沟道的开启程度减弱。

MOS管原理：沟道夹断

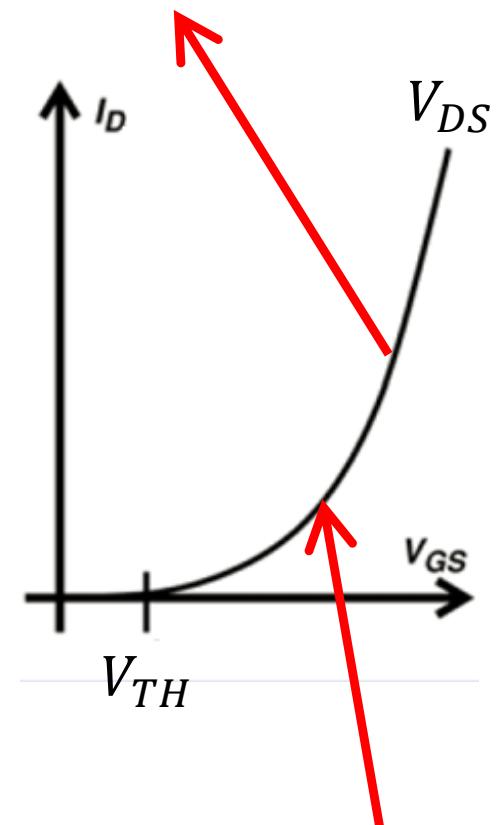


- V_{DS} 继续增加至 $V_{GS} - V_{TH}$ ，则栅-漏电压减至 $V_{GS} - (V_{GS} - V_{TH}) = V_{TH}$ ，沟道在漏极处夹断，这个临界状态称为预夹断。
- V_{DS} 从 $V_{GS} - V_{TH}$ 继续增加，则漏极处的沟道仍旧夹断，夹断点向源极移动，夹断点处的‘栅-沟道’电压为 V_{TH} 。
- 沟道夹断后，夹断点处的电子被电场抽取，迅速漂移到漏极。这个抽取过程是稳定的，即，沟道电流饱和，不再增加。

MOS管的I-V曲线（理想情况）

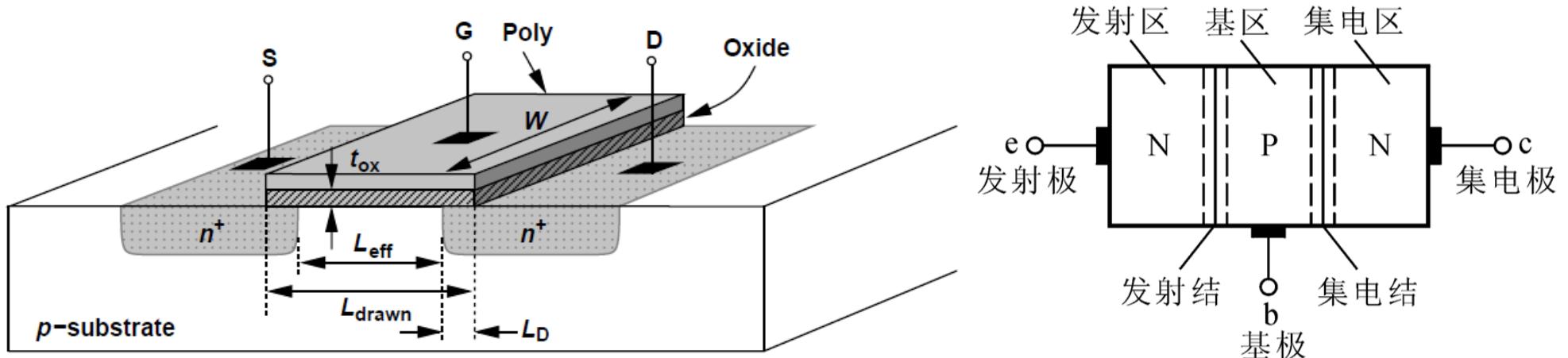


思考：这个曲线，先经历饱和区还是线性区？



注意：这不是指数函数，后续课程将详述

思考：MOS管与三极管的区别



MOS管

只有多子参与导电
(单极型器件)

温度稳定性好

漂移电流占主导
电压控制电流

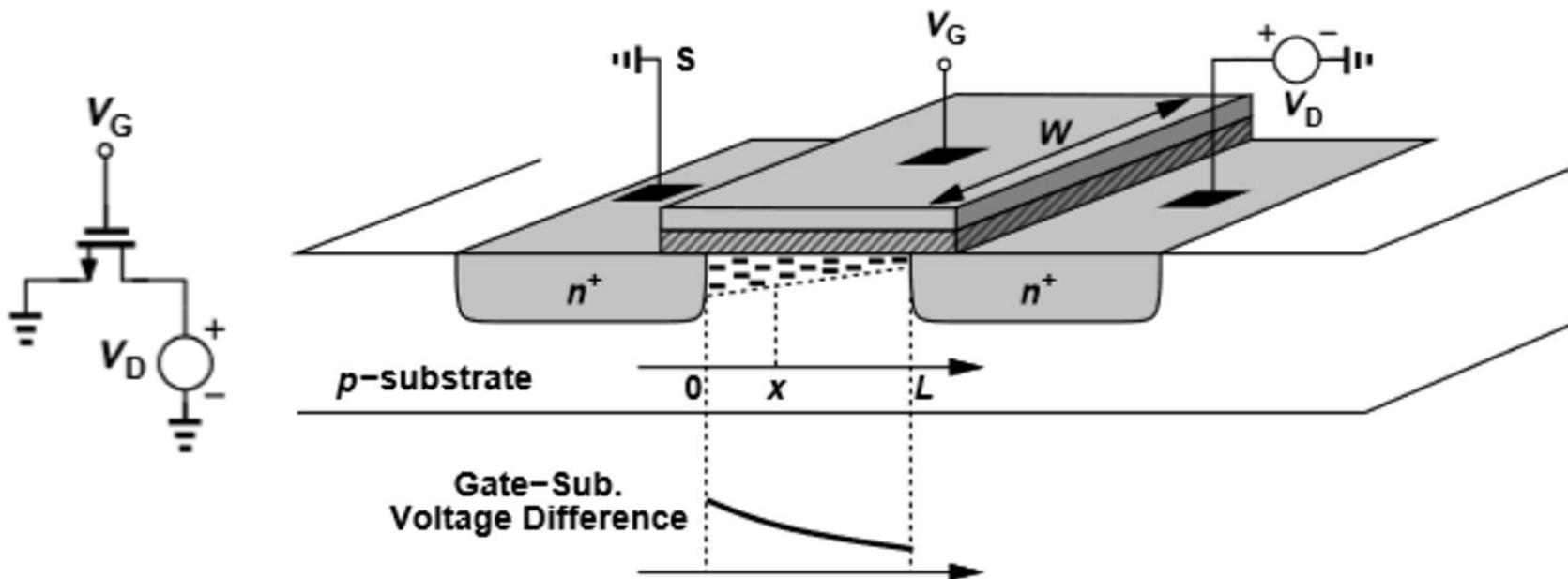
三极管

多子与少子都参与导电
(双极型器件)

少子对温度敏感，温度稳定性不如MOS管

扩散电流占主导
电流控制电流

MOS管的大信号模型：推导-I



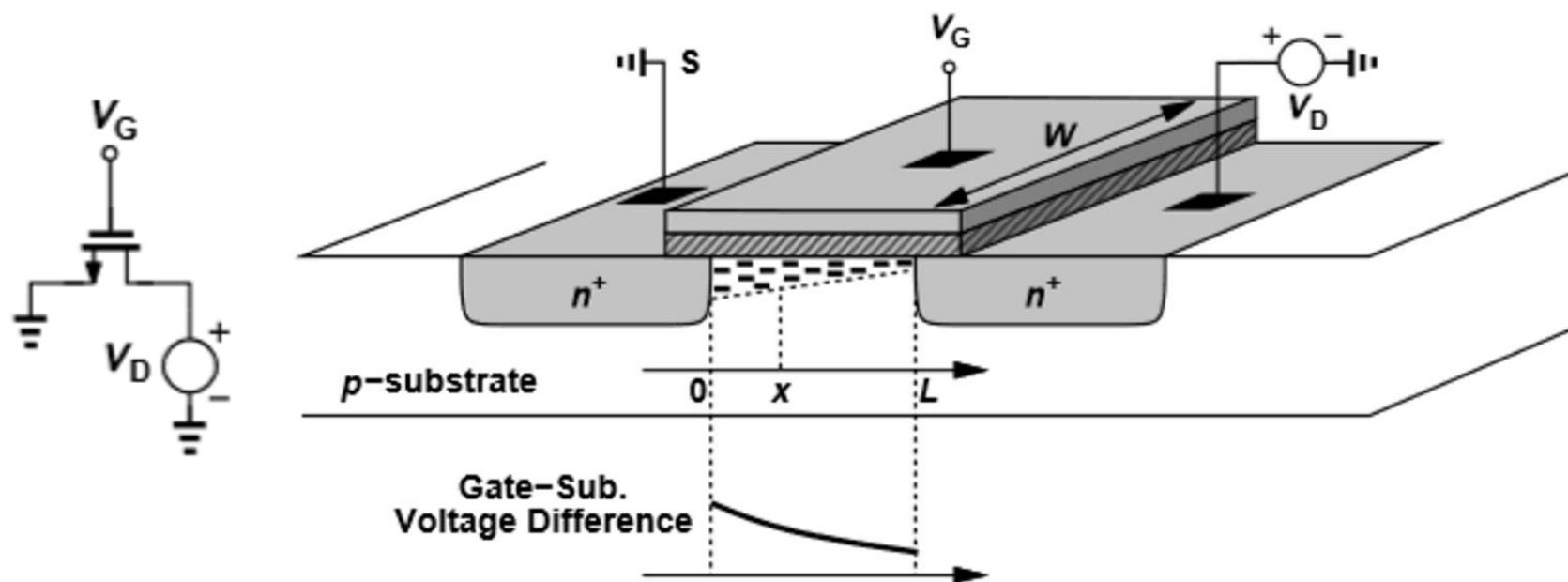
以普通的线性区为例（导电沟道未夹断）

$$Q_d(x) = WC_{ox}[V_{GS} - V(x) - V_{TH}] \quad \text{单位长度的电荷量 (一个薄片), 注意量纲}$$

$$I_d(x) = Q_d(x)v = WC_{ox}[V_{GS} - V(x) - V_{TH}]\mu_n \frac{dV(x)}{dx} = I_D$$

这必须是个定值，因为电流连续性原理

MOS管的大信号模型：推导-II

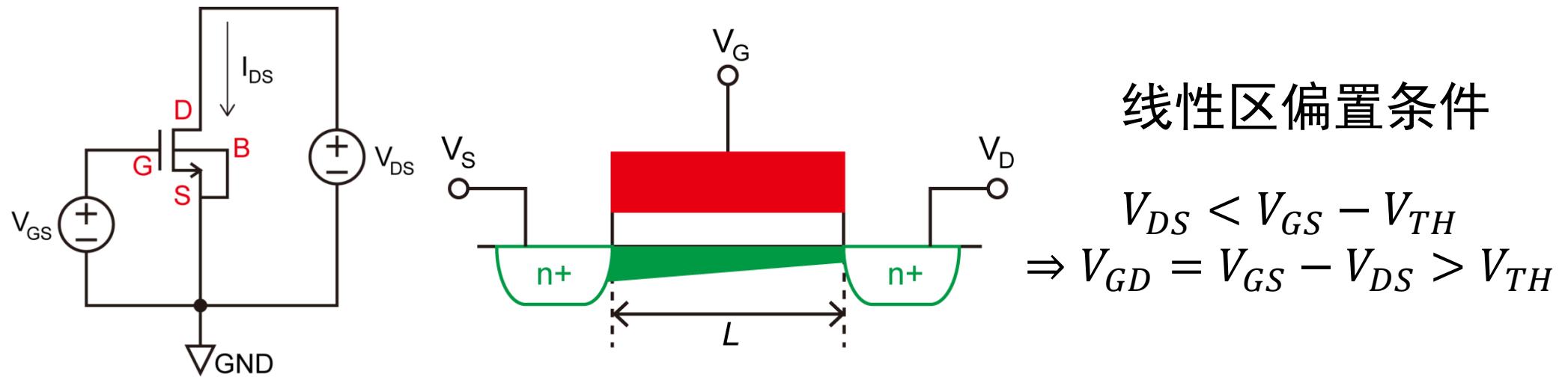


以普通的线性区为例（导电沟道未夹断）

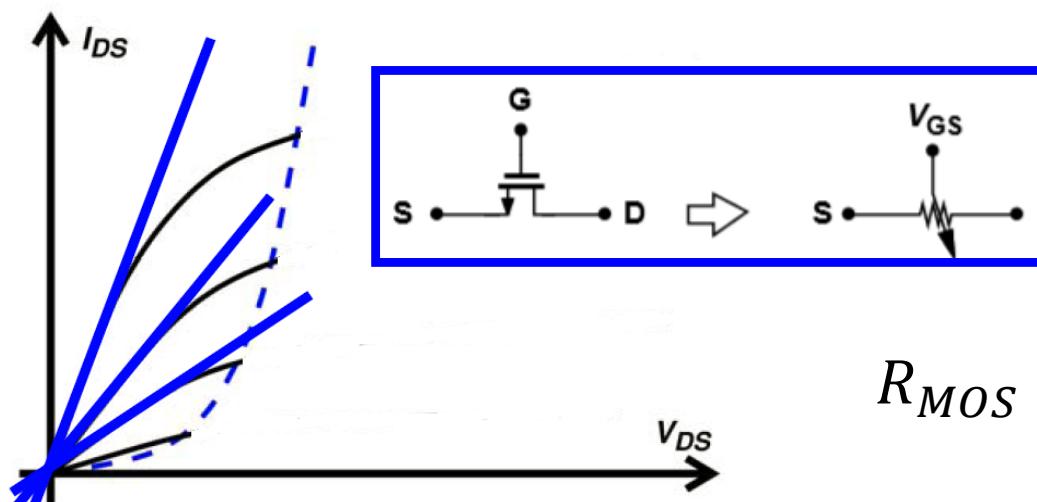
$$\int_{x=0}^L I_D dx = \int_{V=0}^{V_{DS}} WC_{ox} [V_{GS} - V(x) - V_{TH}] \mu_n dV(x)$$

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

MOS管的大信号模型：线性区-I



讨论两种边界情况：1. 当 V_{DS} 极小时



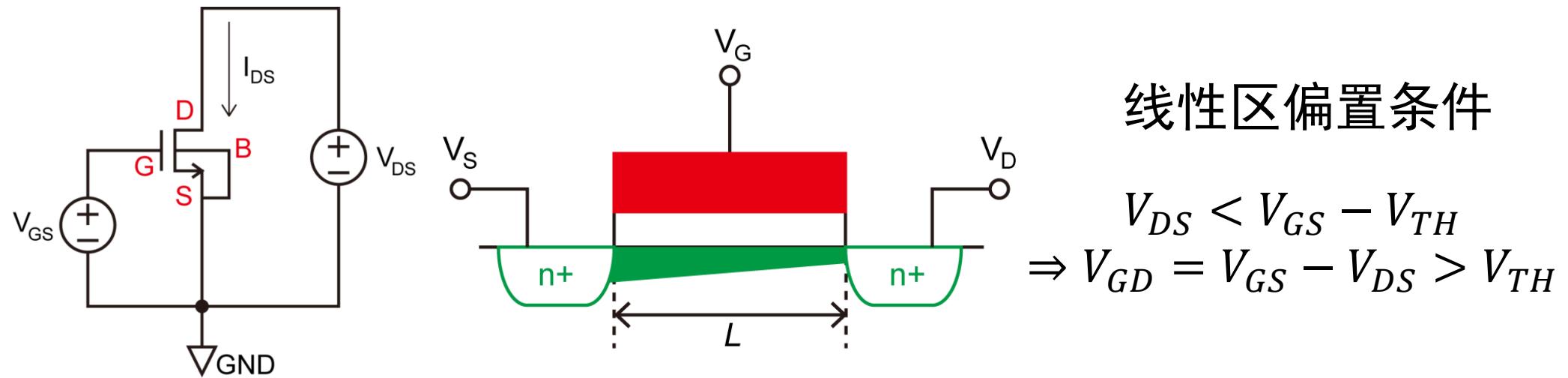
$$V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TH}$$

$$I_D \approx \mu_n C_{ox} (W/L) (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS}$$

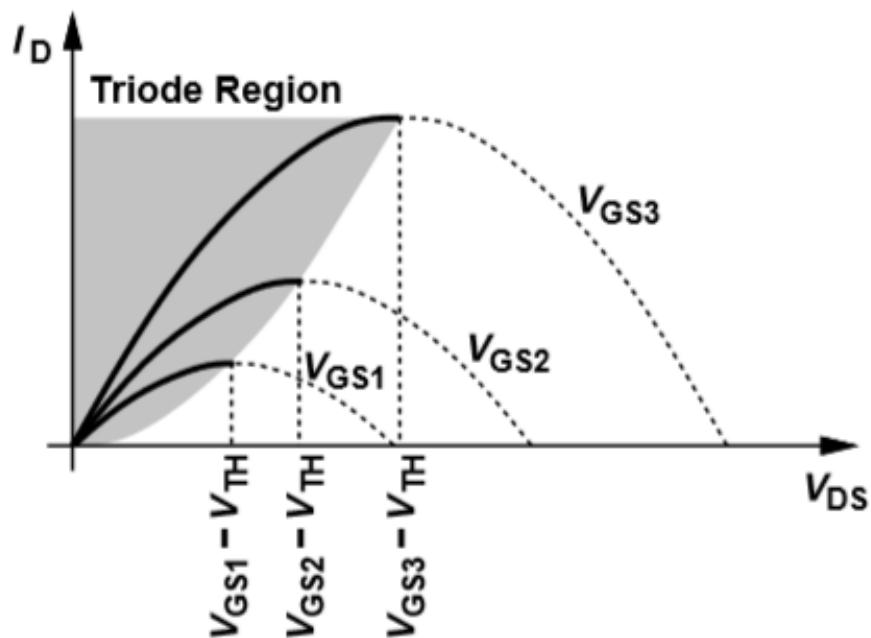
$$R_{MOS} = V_{ds} / I_{DS} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} (W/L) (V_{GS} - V_{TH})}$$

- 此时MOS管近似为一个可变电阻，阻值受 V_{GS} 调控。
- 线性区也称欧姆区或可变电阻区。

MOS管的大信号模型：线性区-II



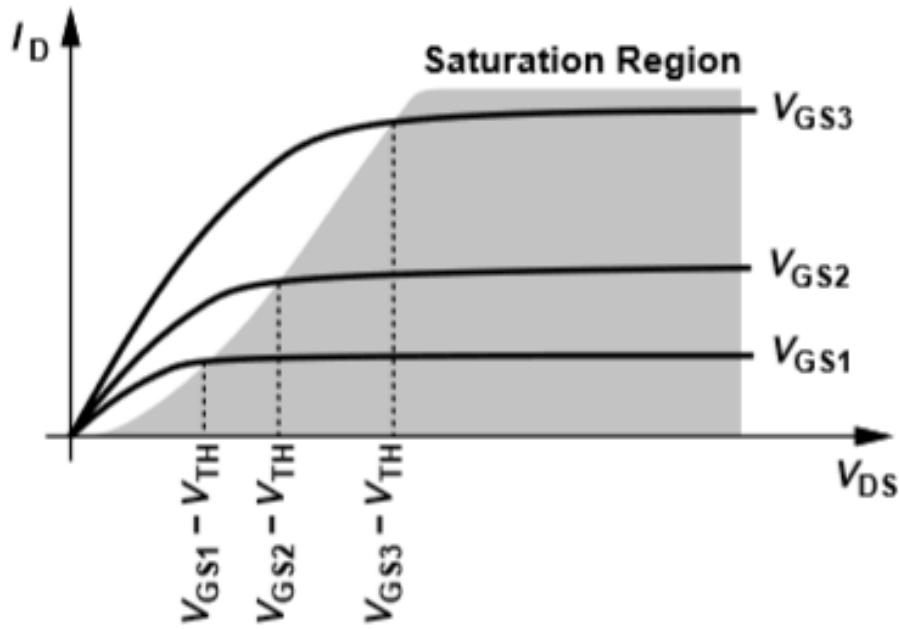
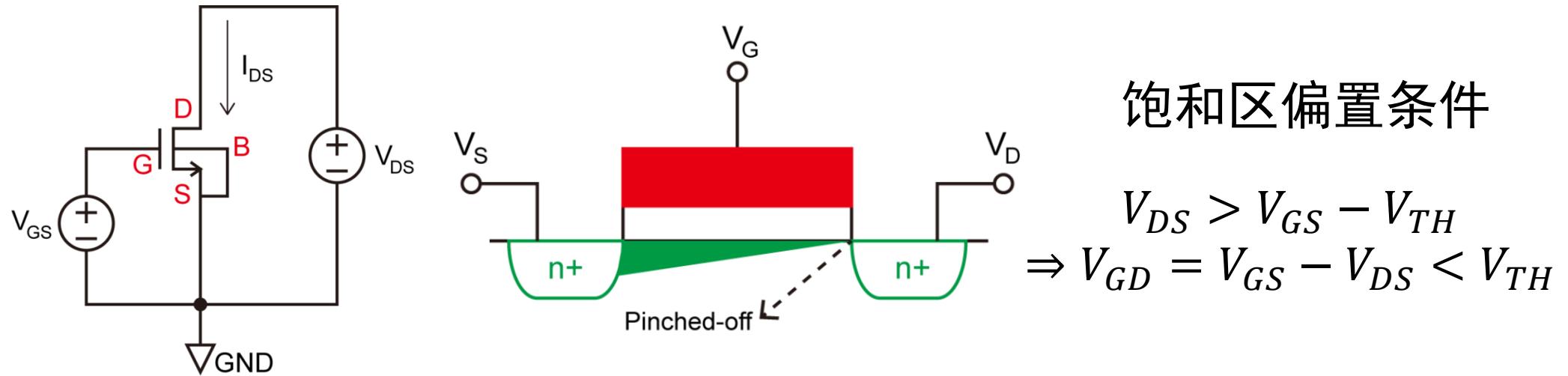
讨论两种边界情况：2. 当 $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$ 时



$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

- 若 V_{DS} 继续增大，沟道夹断，电流饱和，不再增大。
- 线性区也称三极管区。

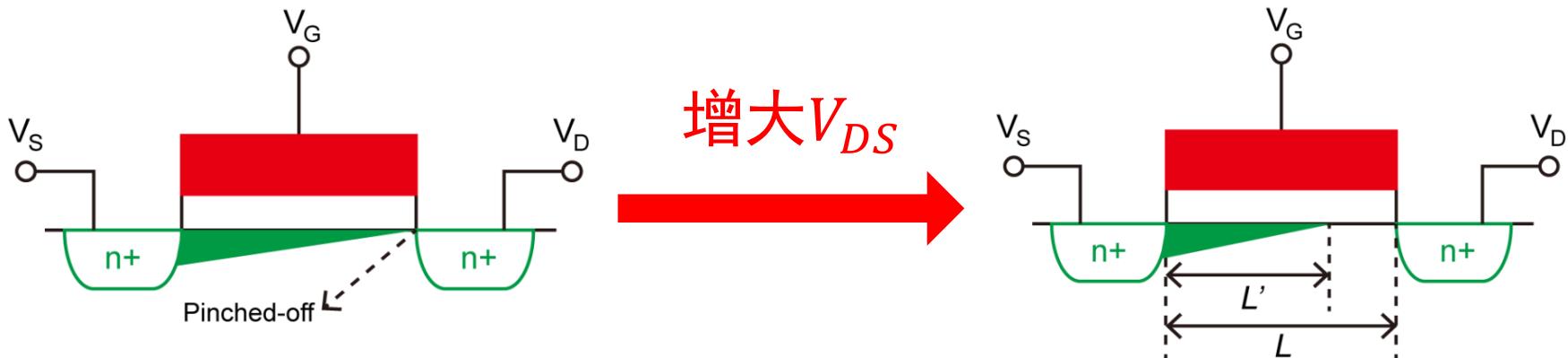
MOS管的大信号模型：饱和区-I



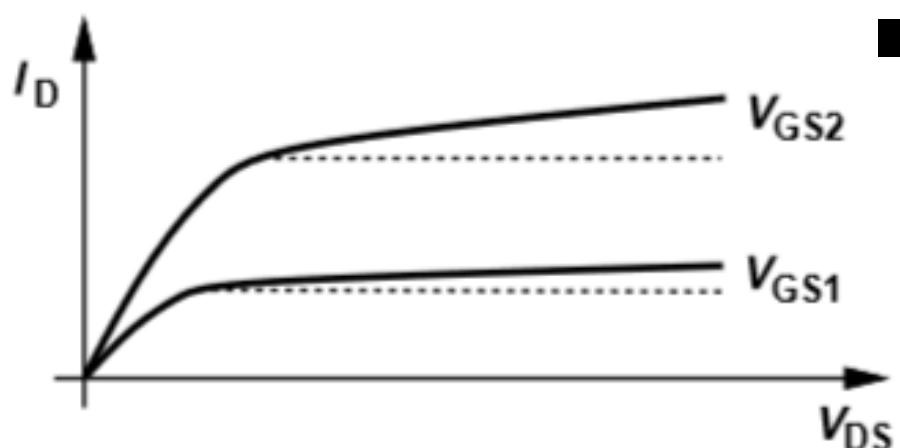
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

- 沟道夹断，电流饱和，与 V_{DS} 无关。
- 在模拟电路中，MOS管通常工作在饱和区（类比于三极管的放大区）。

MOS管的大信号模型：饱和区-II



当V_{DS}继续增大时，沟道夹断点左移，有效沟道长度变短，这称为沟道长度调制效应。



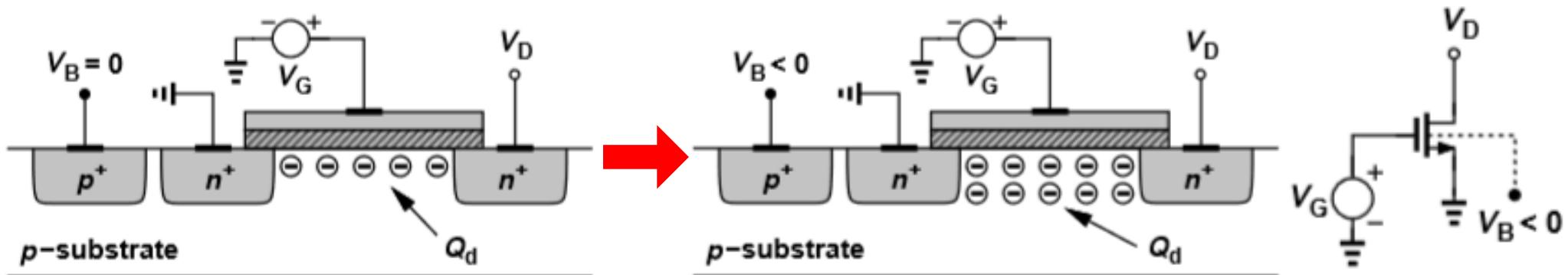
■类比于BJT的基区宽度调制效应，MOS管的沟道长度调制效应也使饱和区电流曲线上翘。电流不再独立于V_{DS}.

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L'} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

若 $\lambda = 0$ ，则忽略沟道长度调制效应

$$\approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

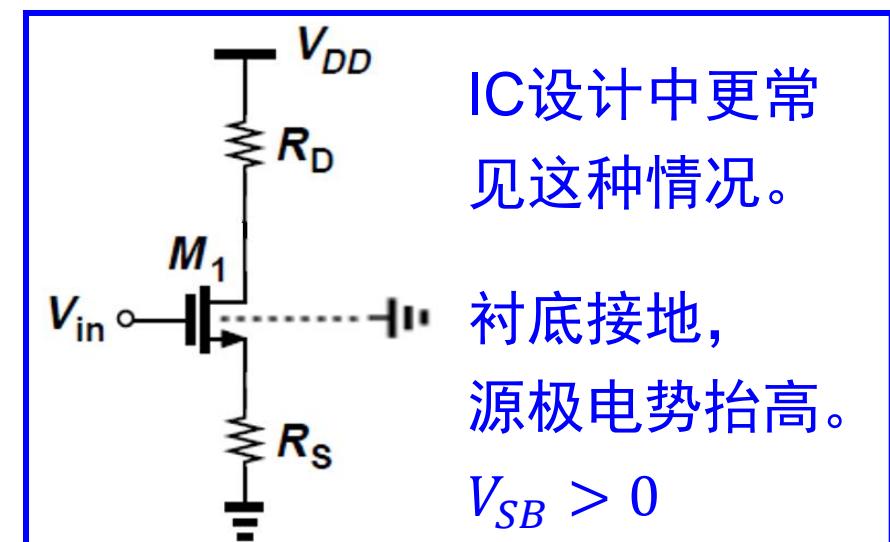
MOS管的大信号模型：体效应



如果衬底加负压 → 更多空穴被驱离沟道 → 耗尽层变宽
 阈值电压增大 ← 需要更高的电压才能形成反型层

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left(\sqrt{|2\Phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right)$$

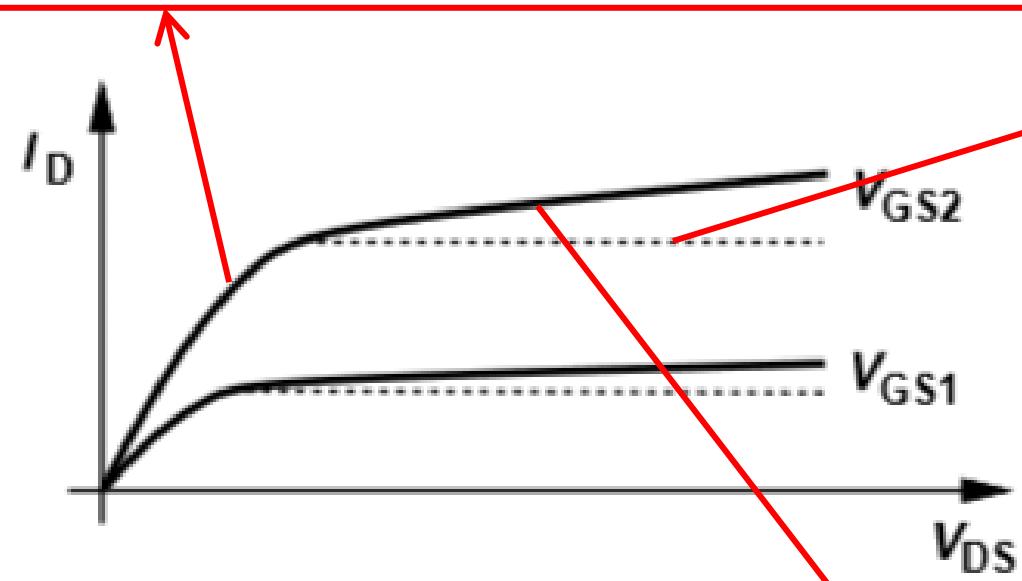
- 若 $\gamma = 0$, 则忽略体效应。
- 体效应又称衬偏效应、背栅效应。



》》 MOS管的大信号模型总结 (熟练!)

线性区: $V_{GS} > V_{TH}$, $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$



饱和区, 忽略沟道长度调制效应

$$V_{GS} > V_{TH}, \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

考虑体效应

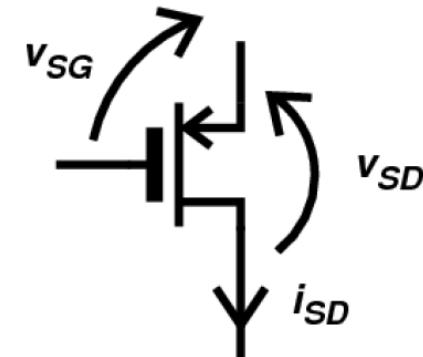
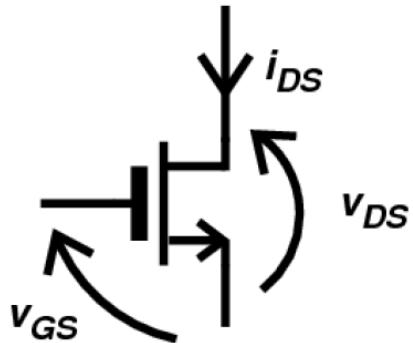
$$V_{SB} > 0 \Rightarrow V_{TH} > V_{TH0}$$

饱和区, 考虑沟道长度调制效应

$$V_{GS} > V_{TH}, \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

PMOS管的情况：信号极性相反



- ✓ 棚极接高压，衬底接低压
- ✓ 阈值电压低
- ✓ 参与导电的是电子，由源极提供
- ✓ 源极离GND较近
- ✓ 电子迁移率高

- ✓ 棚极接低压，衬底接高压
- ✓ 阈值电压高
- ✓ 参与导电的是空穴，由源极提供
- ✓ 源极离VDD较近
- ✓ 空穴迁移率低

$$I_D = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{SG} - |V_{THp}|) V_{SD} - \frac{1}{2} V_{SD}^2 \right]$$

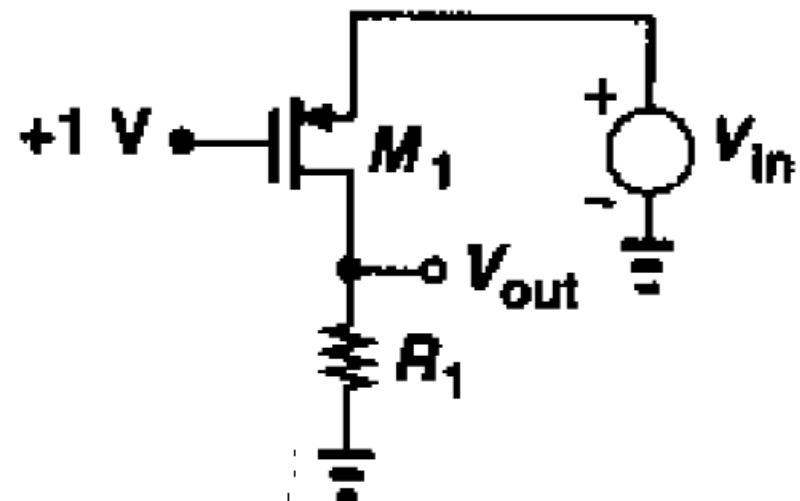
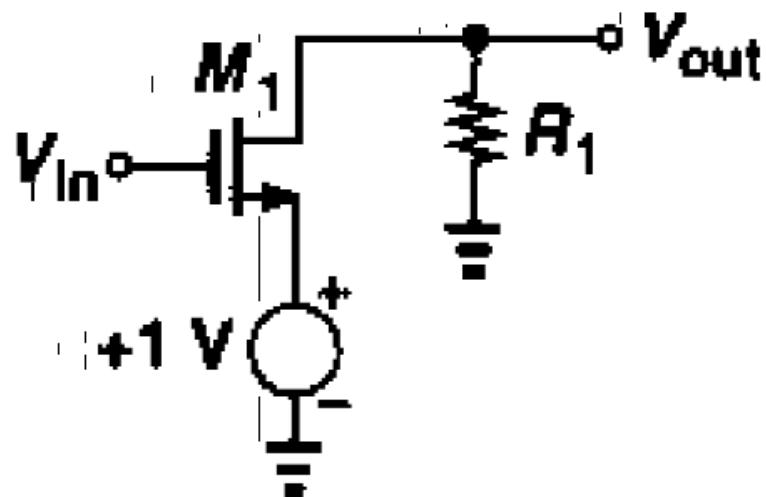
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - |V_{THp}|)^2$$

注意： V_{THp} 有时被定义为负值。

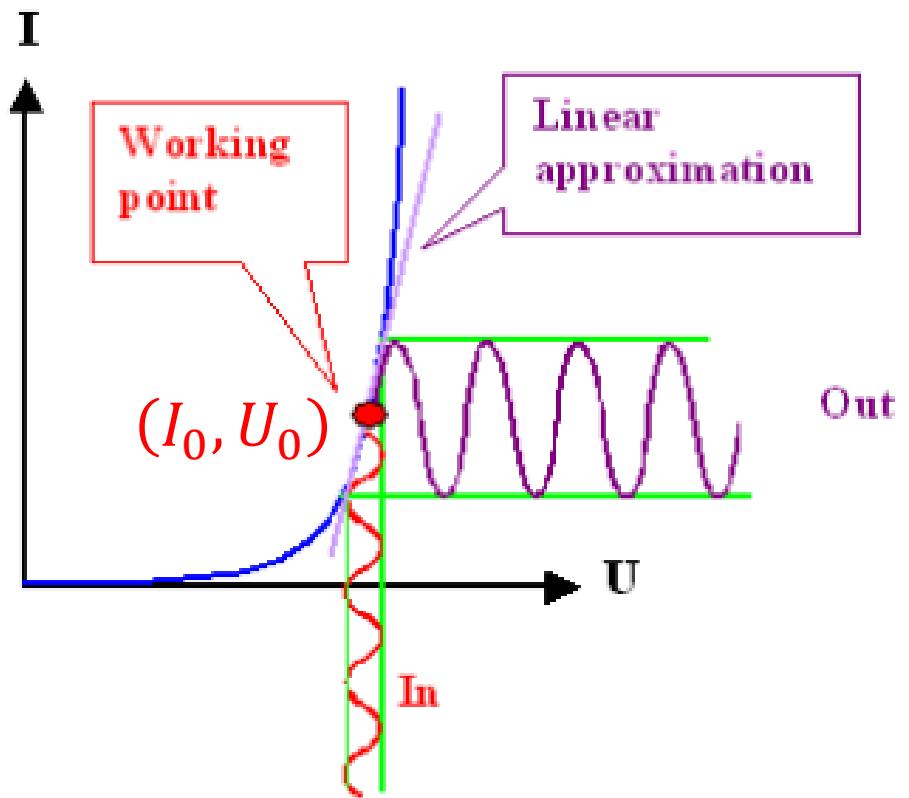
》》 MOS的大信号模型：例题

画出 V_{out} 关于 V_{in} 的函数曲线草图， V_{in} 从0变化到 V_{dd} 。

其中， $V_{dd} = 3\text{ V}$, $V_{THn} = 0.7\text{ V}$, $V_{THp} = 0.8\text{ V}$, $\lambda = \gamma = 0$



》》 插播/第三次强调：小信号模型的含义！



$$I_0 = f(U_0)$$

$$I_0 + \Delta I = f(U_0 + \Delta U)$$

$$= f(U_0) + f'(U_0)\Delta U + \frac{1}{2!}f''(U_0)[\Delta U]^2 \\ + \dots$$

$$\Delta I = f(U_0 + \Delta U) - f(U_0)$$

$$= f'(U_0)\Delta U + \frac{1}{2!}f''(U_0)[\Delta U]^2 + \dots$$

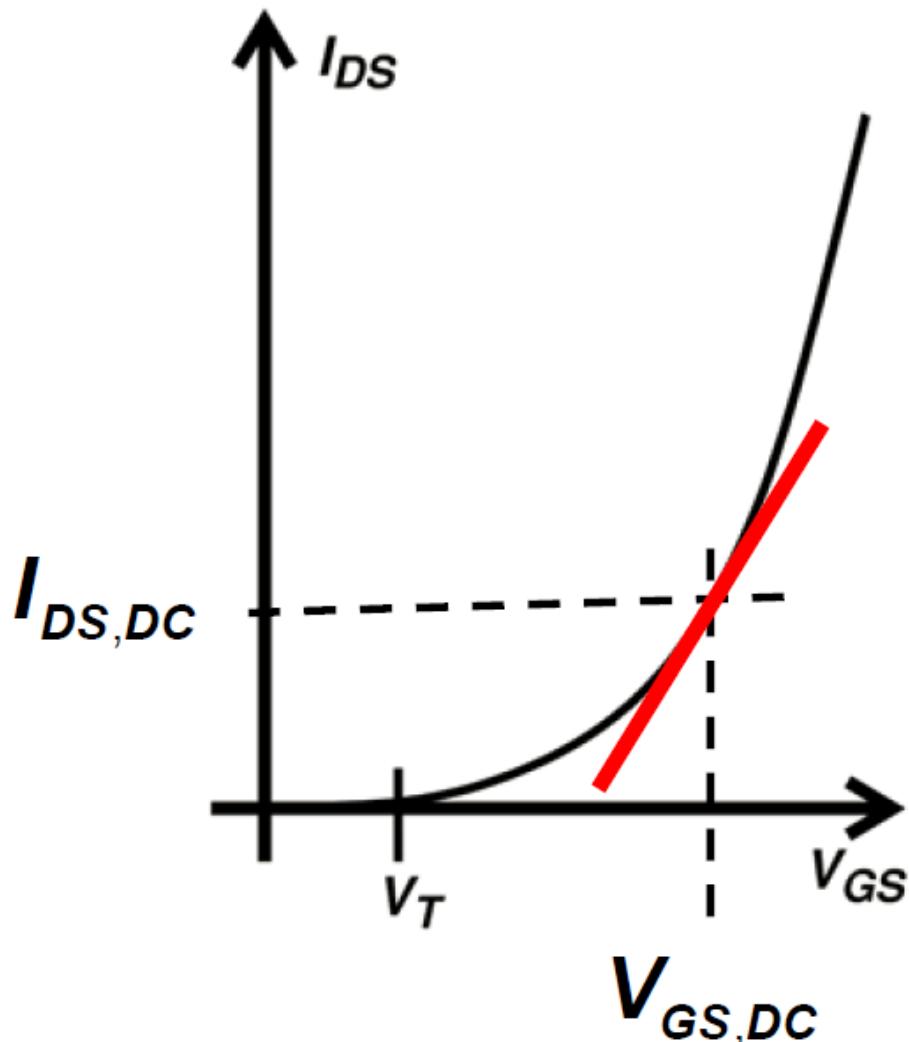
$$\Delta U \approx 0$$

$$\Delta I \approx f'(U_0)\Delta U$$

直流偏置点/静态工作点: I_0, U_0

- 小信号“依附/寄生”在大信号上，单独的小信号几乎无影响！
- 讨论小信号模型之前，必须确定直流偏置点/静态工作点！

MOS管的低频小信号模型：跨导-Ⅰ



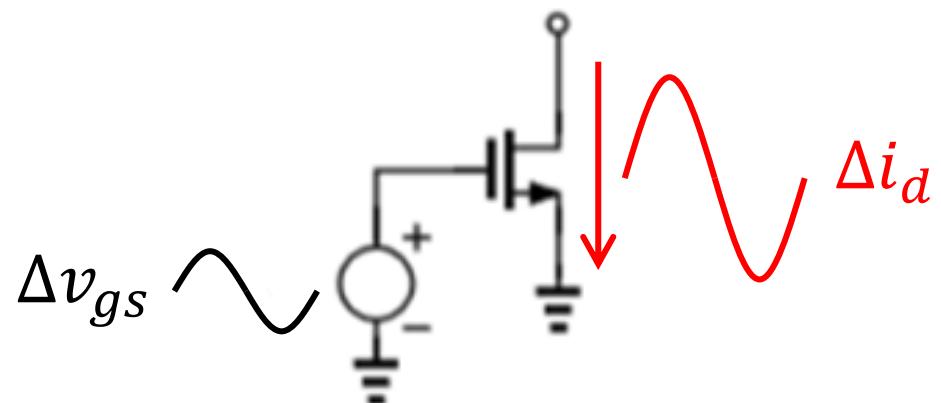
只考虑饱和区

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$\Delta i_d = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \Delta v_{gs} + \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \Delta v_{ds}$$

跨导: g_m

跨导: 将栅极的输入小信号电压转换为输出小信号沟道电流的能力。



MOS管的低频小信号模型：跨导-II

忽略沟道长度调制效应

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$$

$$= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})$$

$$= \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

$$= \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$$

考虑沟道长度调制效应

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$$

$$= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})(1 + \lambda V_{DS})$$

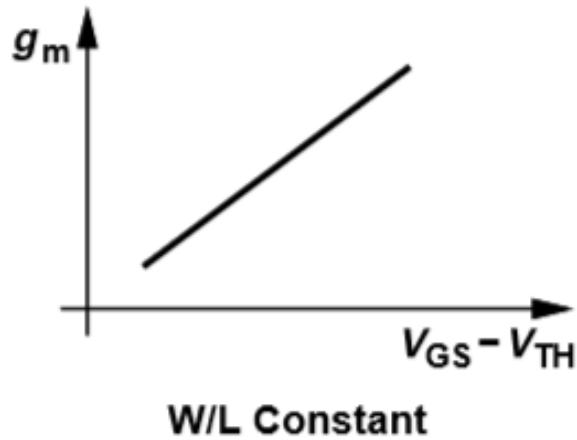
$$= \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D (1 + \lambda V_{DS})}$$

$$= \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$$

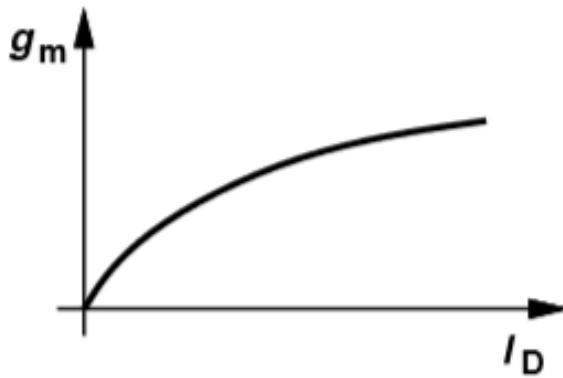
$g_m \propto V_{GS}$? $g_m \propto \sqrt{I_D}$? $g_m \propto I_D$? $g_m \propto (V_{GS} - V_{TH})^{-1}$?

MOS管的低频小信号模型：跨导-III

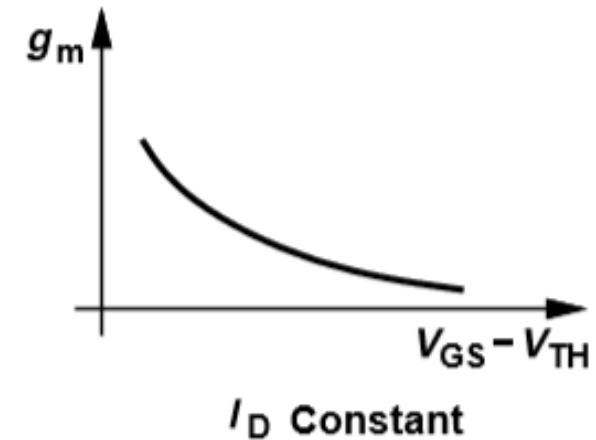
忽略沟道长度调制效应，讨论跨导与电学量的关系



W/L Constant



W/L Constant



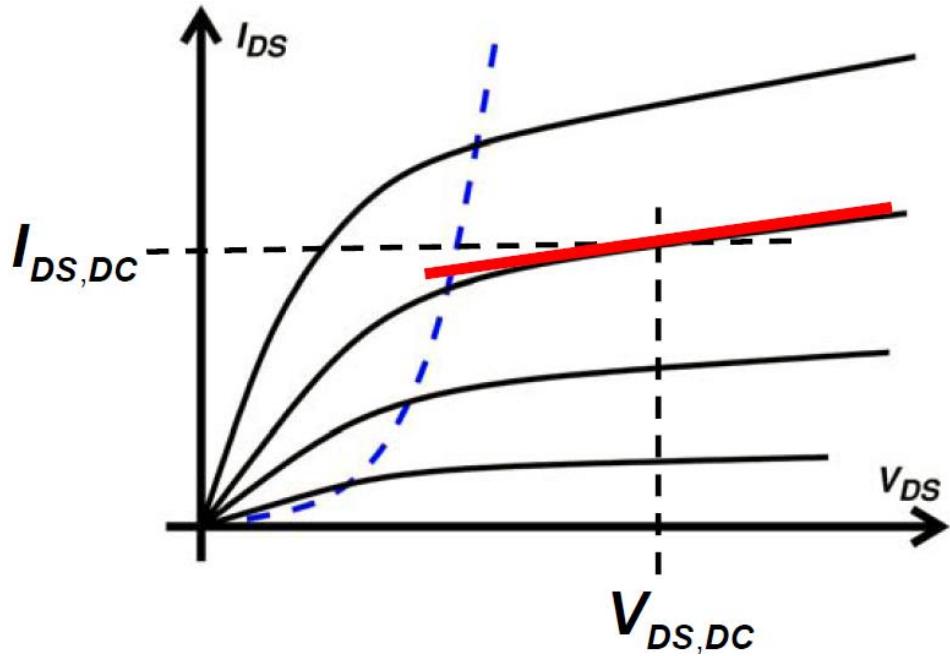
I_D Constant

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$$

思考：若 $V_{GS} - V_{TH}$ 为常数， g_m 与 I_D 成线性关系，与第二个图矛盾吗？

应根据实际情况，灵活使用跨导的三个表达式。

MOS管的低频小信号模型：输出电阻



只考虑饱和区

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

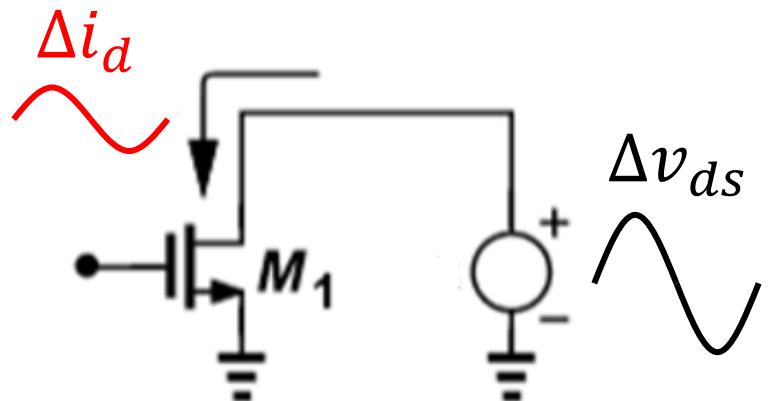
$$\Delta i_d = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \Delta v_{gs} + \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \Delta v_{ds}$$

输出电阻的倒数： r_o^{-1}

输出电阻：沟道长度调制效应的程度

$$r_o = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right)^{-1}$$

$$= \left[\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \lambda \right]^{-1} \approx \frac{1}{\lambda I_D}$$



MOS管的低频小信号模型：衬偏跨导

只考虑饱和区 $I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$

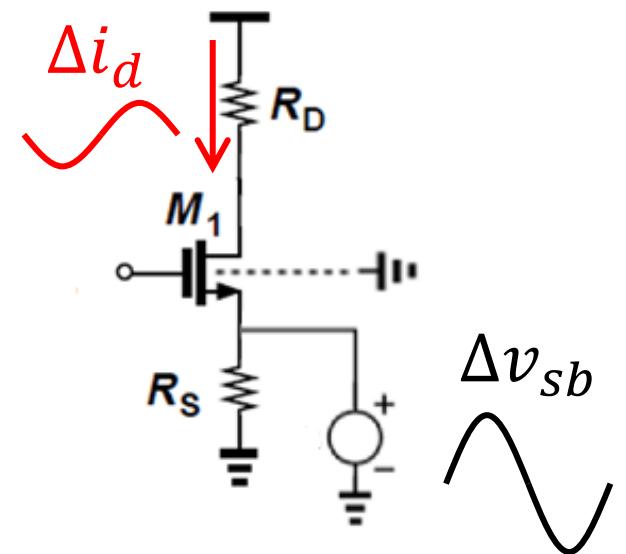
$$\Delta V_{SB} \Rightarrow \Delta V_{TH} \Rightarrow \Delta I_D$$

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left(\sqrt{|2\Phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right)$$

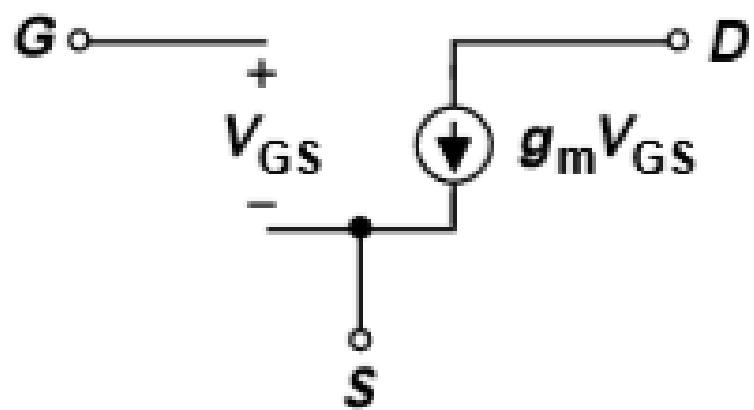
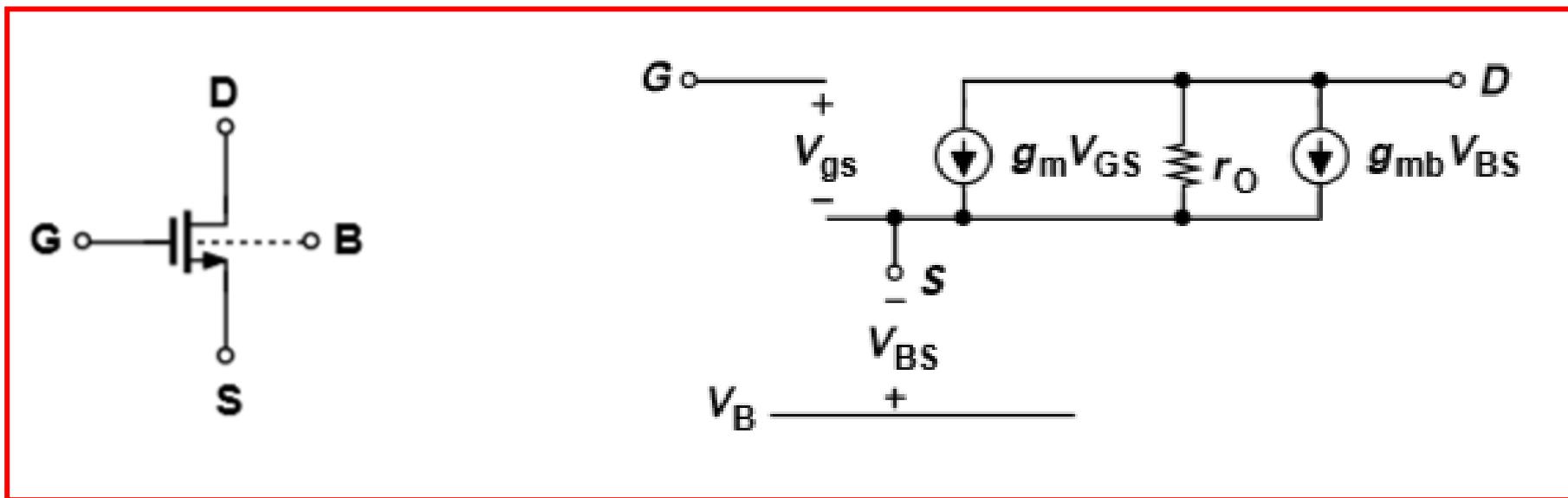
V_{BS} 与 V_{GS} 一样具有调制电流的作用，所以衬底就像一个“背栅”。

$$\begin{aligned} g_{mb} &= \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{TH}} \times \left(-\frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{SB}} \right) \\ &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})(1 + \lambda V_{DS}) \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{SB}} \\ &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})(1 + \lambda V_{DS}) \frac{\gamma}{2\sqrt{|2\Phi_F + V_{SB}|}} \end{aligned}$$

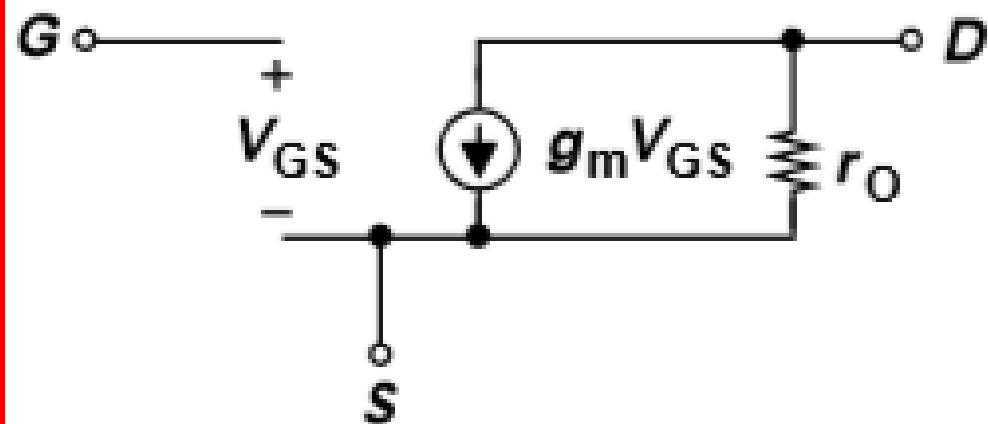
跨导: g_m 通常 < 1



MOS管的低频小信号等效电路

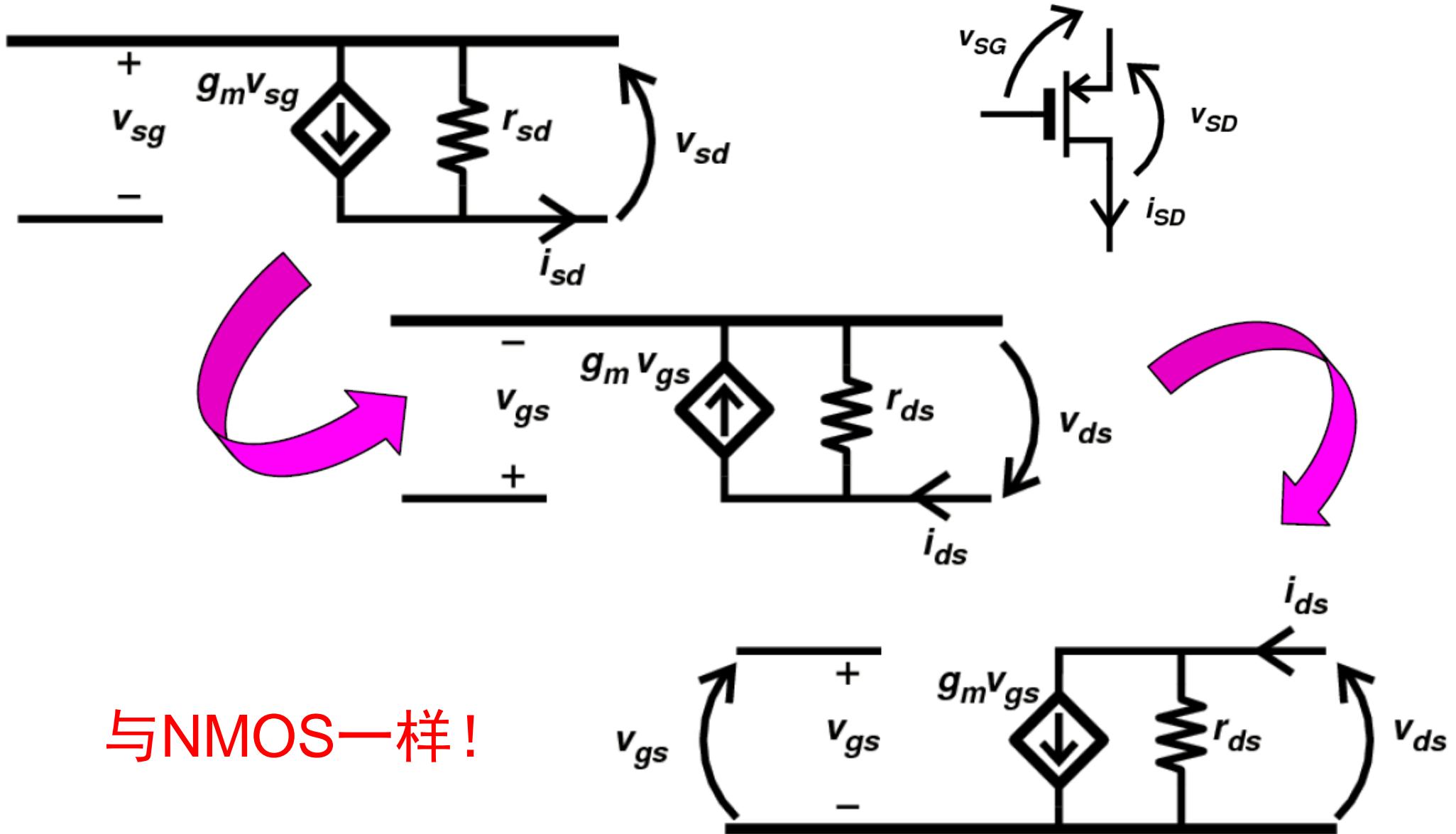


忽略沟道长度调制效应和体效应

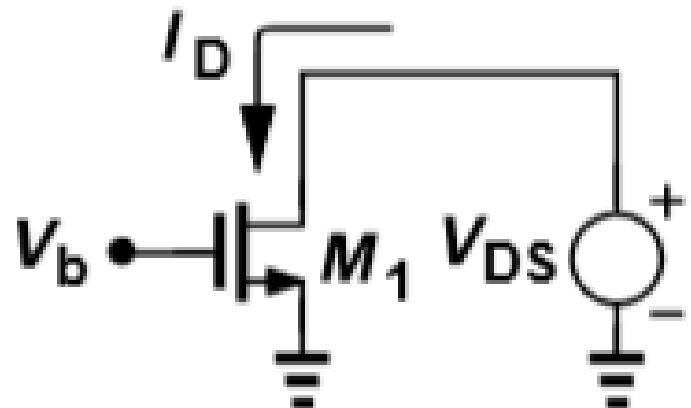


只忽略体效应

MOS管的低频小信号等效模型：PMOS



》》 模拟电路MOS管为什么工作在饱和区?

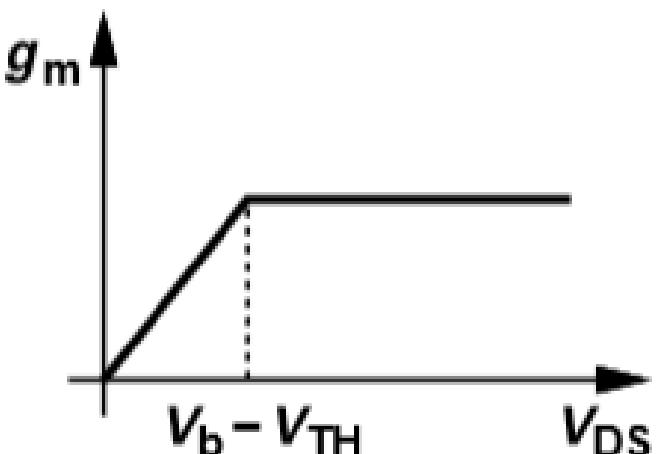


如果 V_{DS} 漂移使得MOS管滑到线性区，跨导如何变化？

线性区跨导

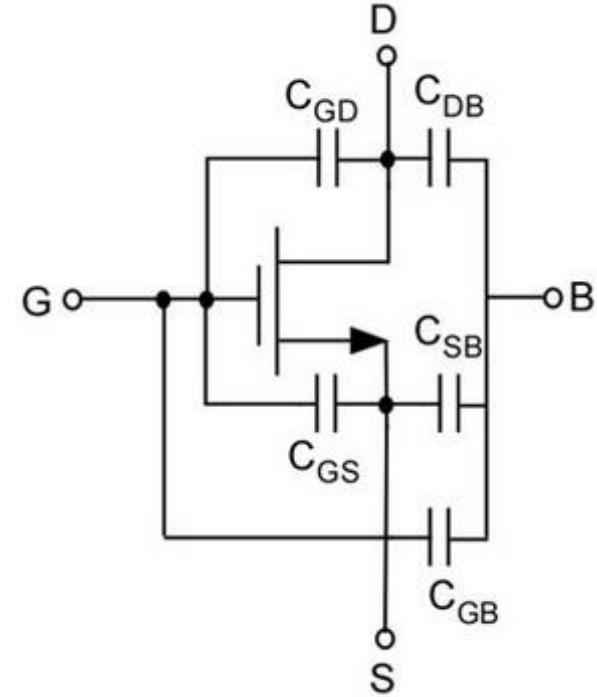
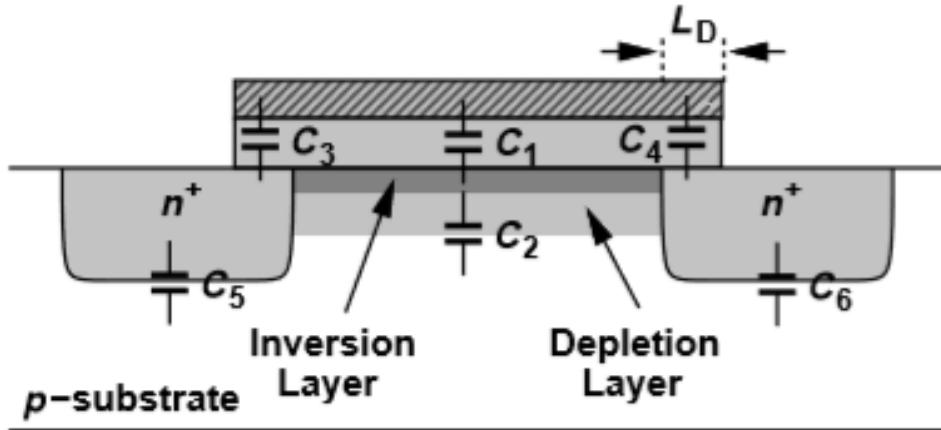
$$g_m = \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left\{ \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \right\} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS}$$

- 当 V_{DS} 增大至 $V_{GS} - V_{TH}$ ，MOS管开始工作于饱和区，跨导达到最大值。
- 换言之，若MOS管进入线性区，跨导有损失。



MOS管的高频小信号模型：先分析电容

四个端口，每两个端口之间都有电容，
源漏之间电容可忽略，剩余5个电容。

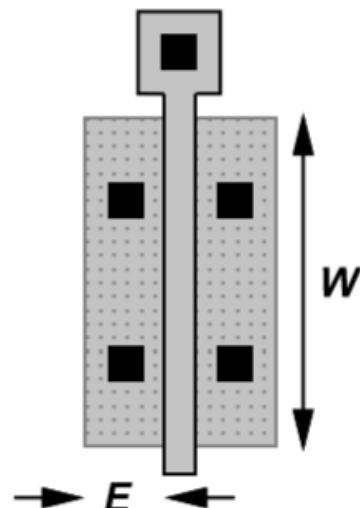
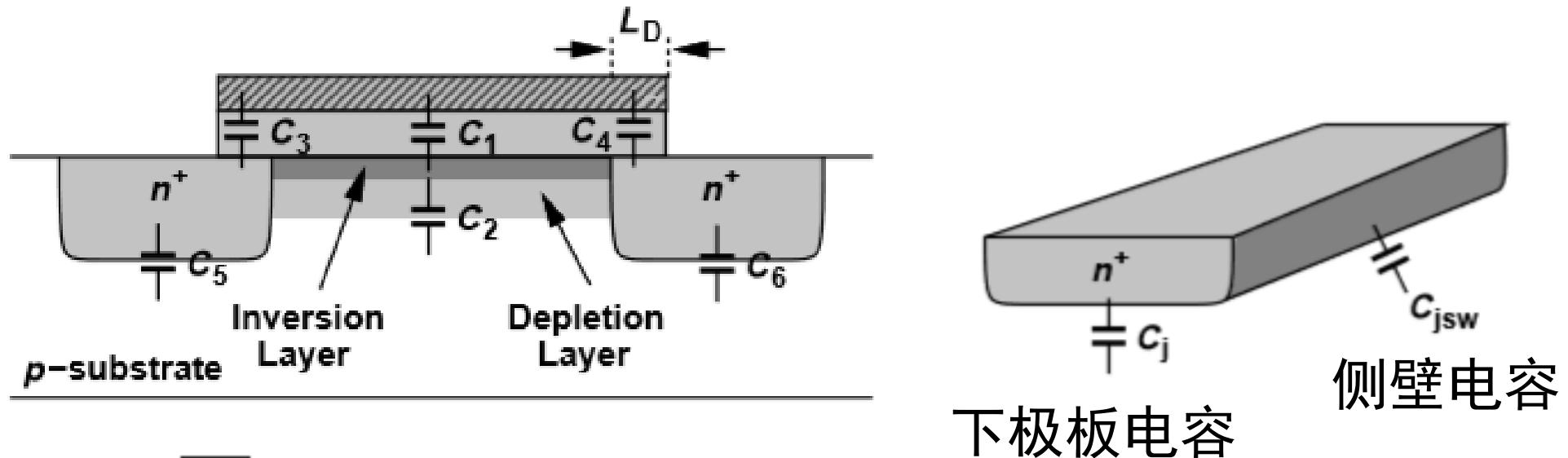


电容的来源：

- 栅和沟道之间的氧化层电容 $C_1 = WL C_{ox}$
- 沟道和衬底之间的耗尽层电容 $C_2 = WL \sqrt{q \varepsilon_{si} N_{sub} / (4 \Phi_F)}$
- 栅与源、漏之间因覆盖产生的电容 $C_{3,4}$ 或 $C_{GS, GD} = C_{ov} W$
- 源、漏与衬底之间的结电容 $C_{5,6}$ 或 $C_{SB, DB}$

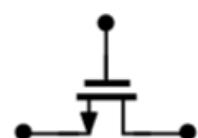
注意量纲！

MOS管的电容： $C_{SB,DB}$



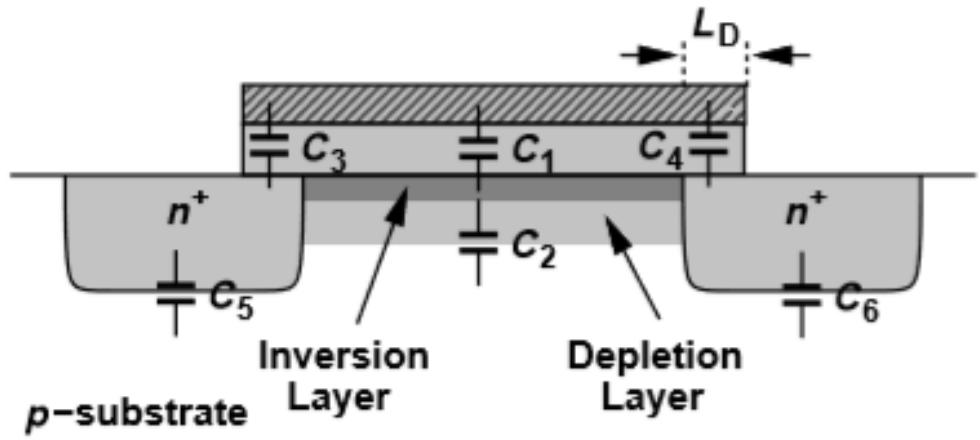
$$C_{SB,DB} = WEC_j + 2(W + E)C_{jsw}$$

注意量纲！



$$C_j = C_{j0} / [1 + V_R / \Phi_B]^m \quad \text{与反向电压} V_R \text{有关}$$

MOS管的电容：不同工作区的分析



截止区：

$$C_{GS} = C_{GD} = C_{ov}W$$

$$C_{GB} = C_1 // C_2$$

饱和区：

$$C_{GS} = \frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3} + C_{ov}W$$

$$C_{GD} = C_{ov}W$$

$$C_{GB} \approx 0$$

电场不均匀所致

漏极被夹断，只剩下覆盖电容

深线性区：

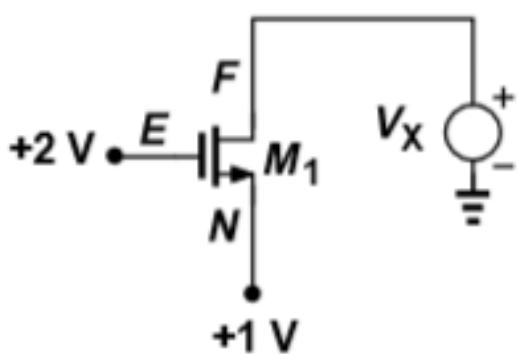
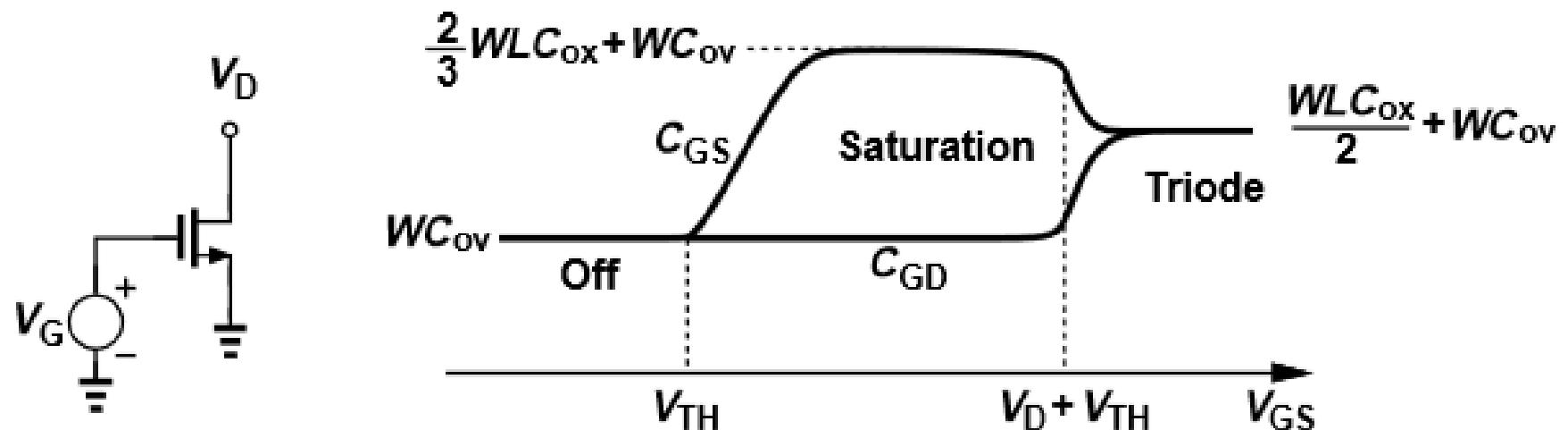
$$C_{GS} = C_{GD} = \frac{WLC_{ox}}{2} + C_{ov}W$$

$$C_{GB} \approx 0$$

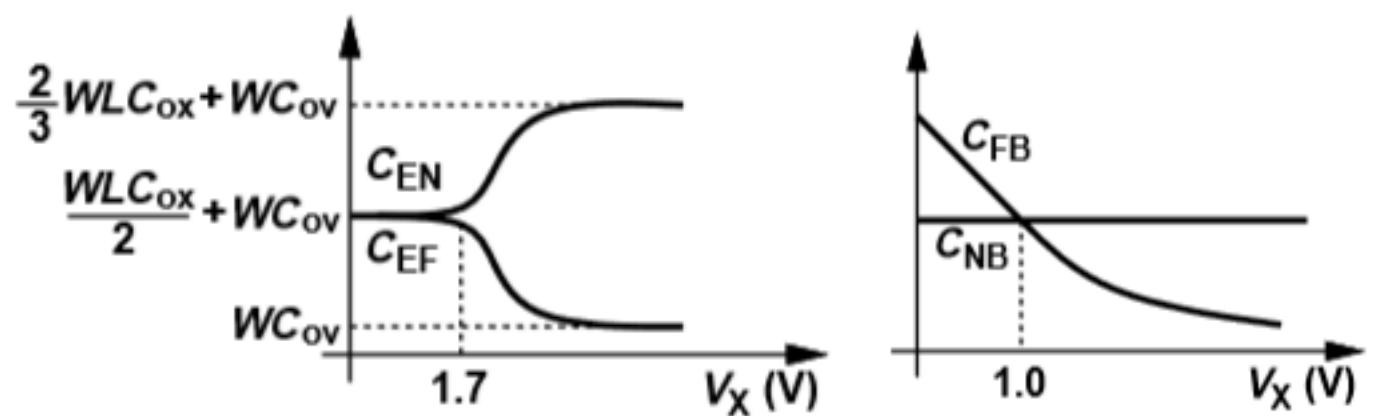
S、D电压近似相等，
平分栅-沟道电容

电荷的变化量主要来源于源漏极

MOS管的电容：例题

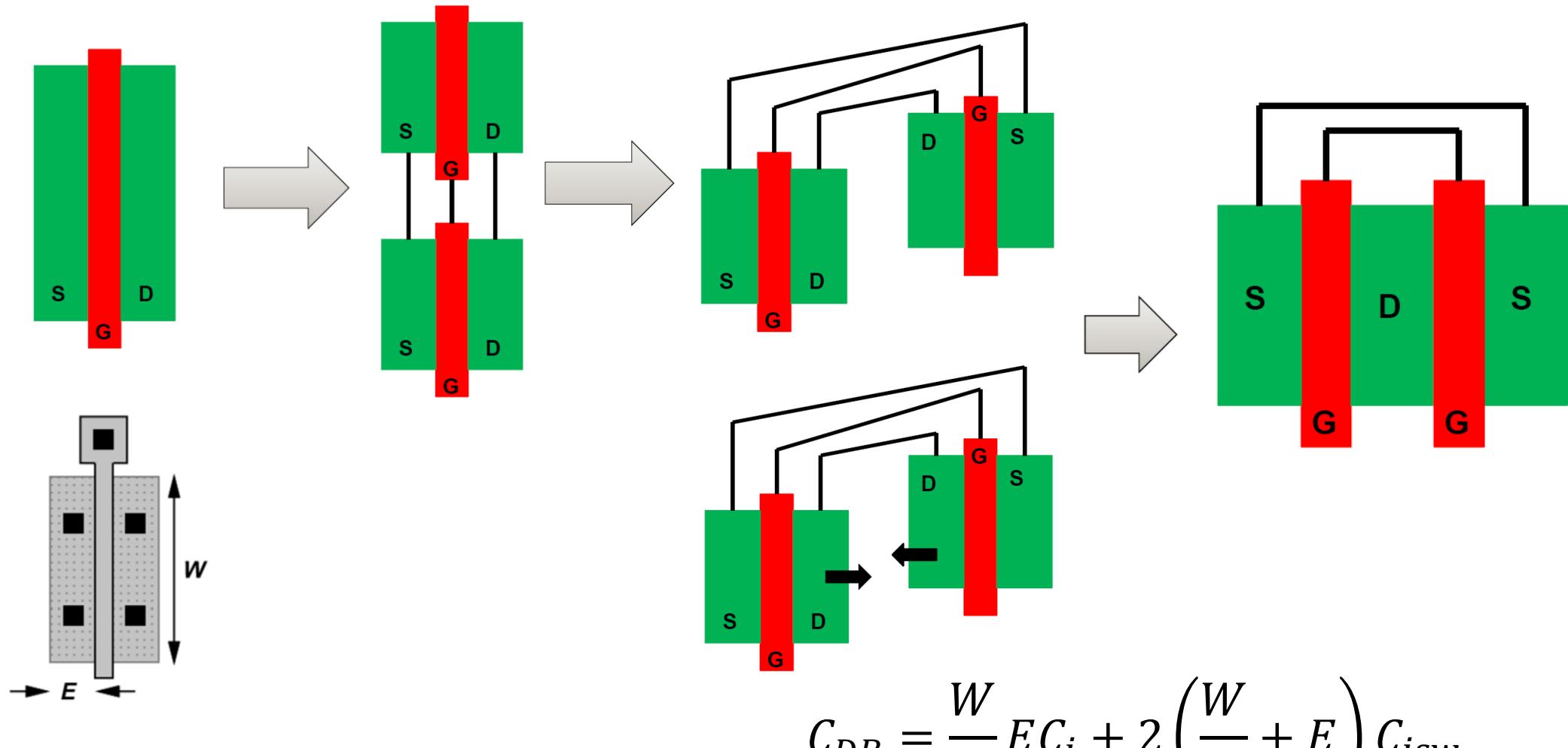


思考：会分析管子工作区吗？



$$V_{TH} = 0.3\text{ V}$$

MOS管的版图级优化设计

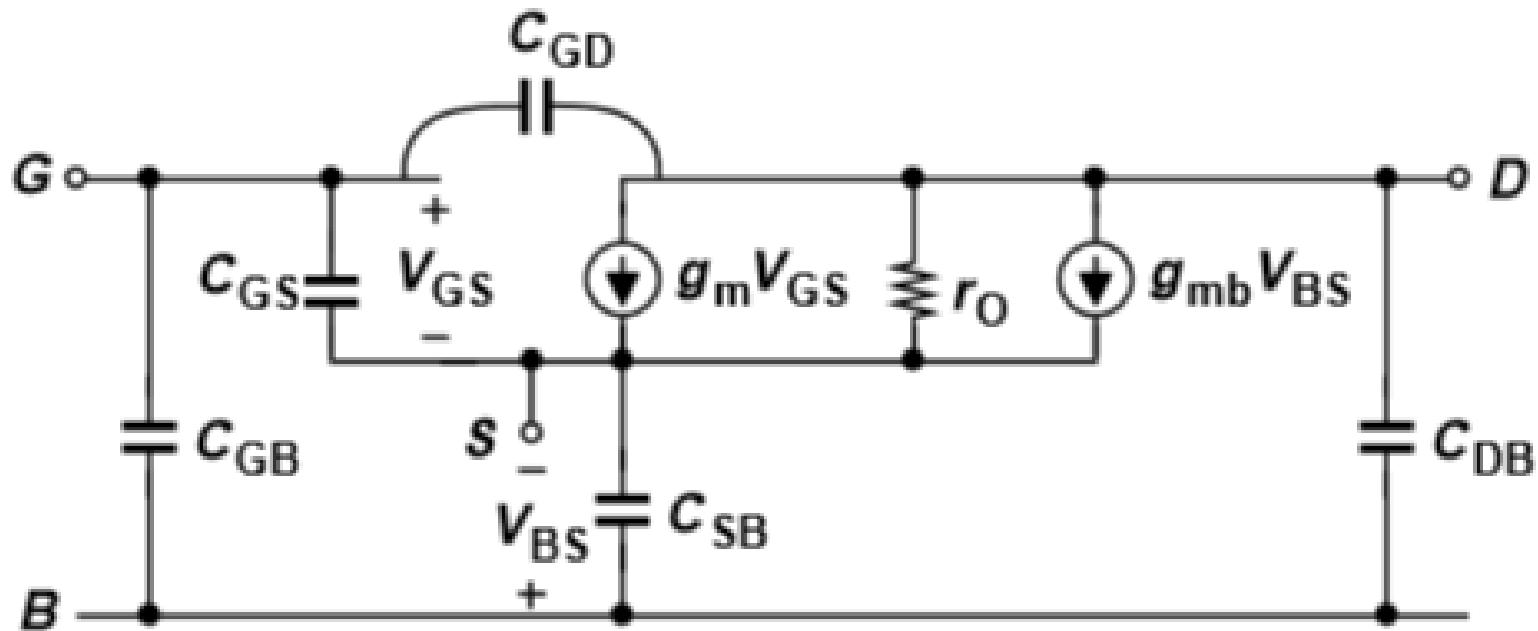


$$C_{SB,DB} = WEC_j + 2(W + E)C_{jsw}$$

$$C_{DB} = \frac{W}{2}EC_j + 2\left(\frac{W}{2} + E\right)C_{jsw}$$
$$C_{SB} = 2C_{DB} = WEC_j + 2(W + E)C_{jsw}$$

思考：栅电阻如何变化？其它电容如何变化？

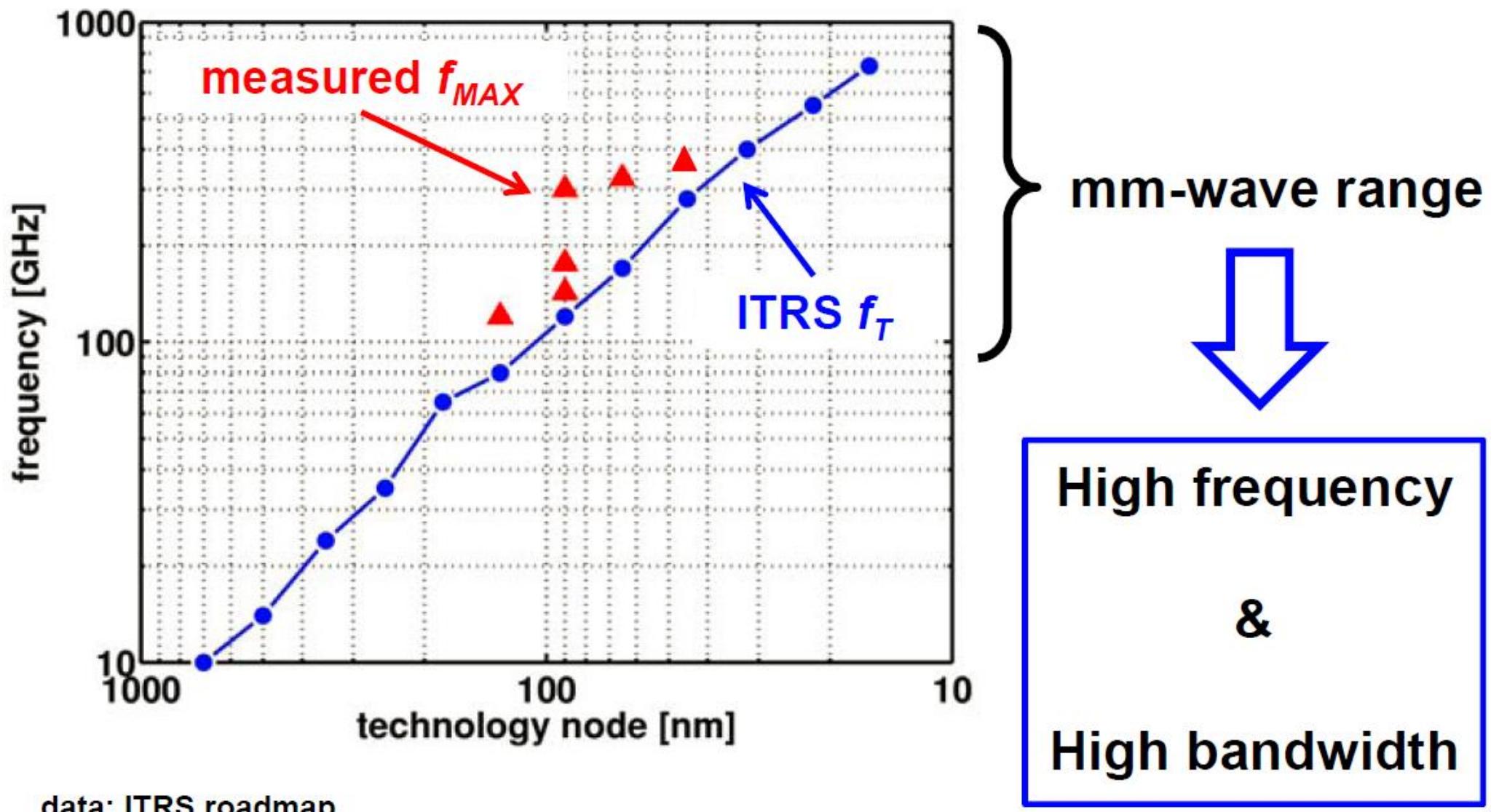
》》 MOS管的高频小信号模型



- 特征频率：源漏交流接地时，电流增益下降为1的频率。

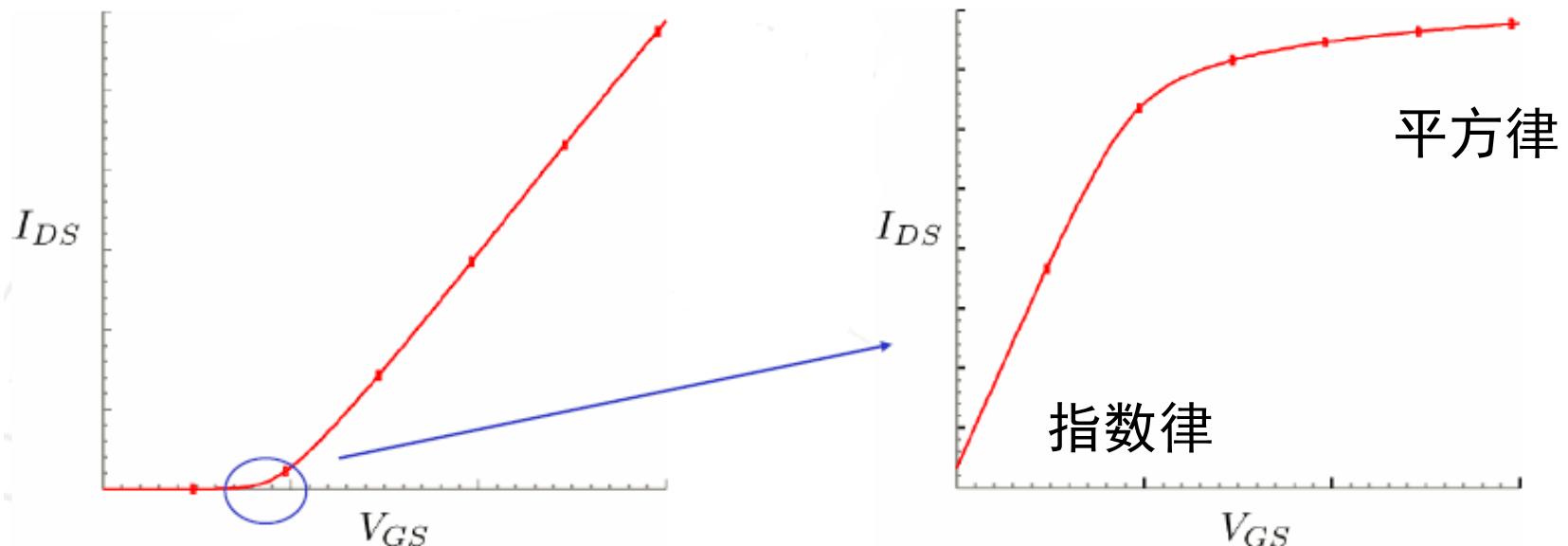
$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_{GD})}$$

》 现代MOS管可工作于超高频段



》》 MOS管的亚阈值区/弱反型区

当 $V_{GS} < V_{TH}$ 时，MOS管并非绝对关闭，在靠近阈值的范围内，I-V呈指数关系，有微弱电流存在。(原因：有弱反型层提供导电沟道)



$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{TH}^2 \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{TH}}{\zeta V_T}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{V_{DS}}{V_{TH}}\right)\right] \approx I_0 \exp\left(\frac{V_{GS}}{\zeta V_T}\right)$$

温度的电压当量

》》 MOS管的亚阈值区跨导

亚阈值区跨导

$$I_D = I_0 \exp\left(\frac{V_{GS}}{\zeta V_T}\right) \Rightarrow g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{I_0}{\zeta V_T} \exp\left(\frac{V_{GS}}{\zeta V_T}\right) = \frac{I_D}{\zeta V_T}$$

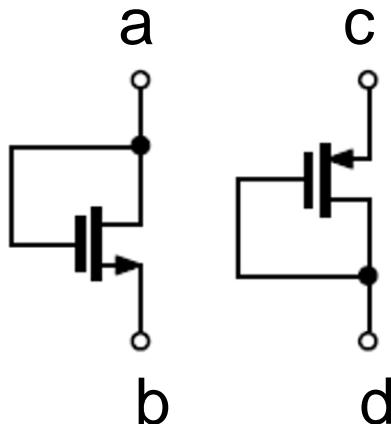
回想：饱和区跨导

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_{TH})/2}$$

通常 $(V_{GS} - V_{TH})/2 > \zeta V_T$ ，即，相同的 I_D 条件下，亚阈值区跨导更大，那为什么不让MOS管工作在亚阈值区？

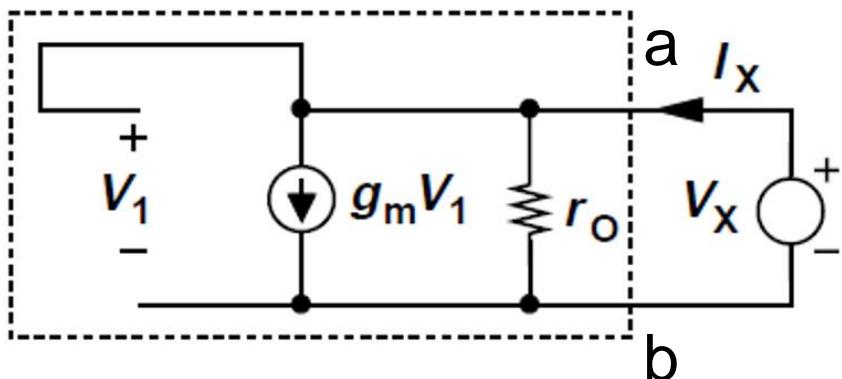
- 亚阈值电压不易控制。
- 在亚阈值区，若想达到可观的 I_D ，需要以增大W为代价。

MOS管的低频小信号模型：例题1



左图两种连接形式，试求解这种结构的低频小信号等效电阻(a-b或c-d间电阻)。忽略体效应。
(实际中，通常b接地GND，c接电源VDD，体效应被消除)

最稳妥、最直接的方法：加虚拟电压源，用KVL/KCL求解。



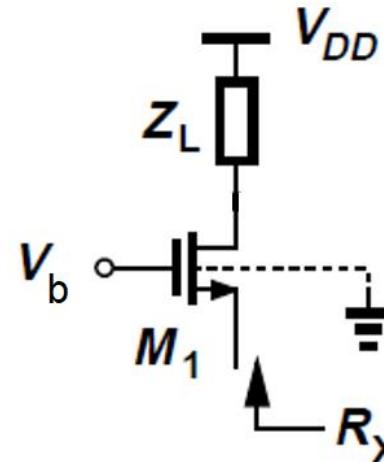
$$V_1 = V_X$$

$$\begin{aligned}I_X &= V_X/r_O + g_m V_1 \\&= V_X/r_O + g_m V_X\end{aligned}$$

$$R_{ab} = V_X/I_X = (1/g_m) \parallel r_O \approx 1/g_m$$

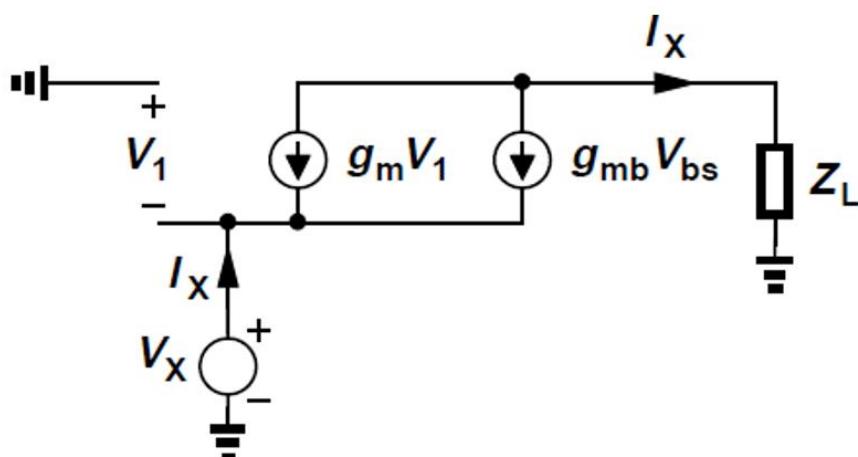
这被称为MOS管的二极管接法，小信号等效电阻较低。

MOS管的低频小信号模型：例题2



试求解从源极看过去的小信号等效电阻 R_X
忽略沟道长度调制效应。

其中， V_b 和 V_{DD} 都是直流稳恒电压，意味着
它们在小信号等效电路中等同于接地。



$$V_1 = -V_X$$

$$V_{bs} = -V_X$$

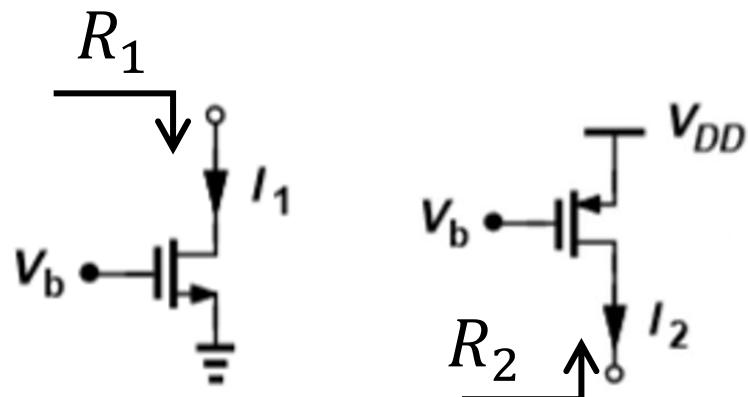
$$-(g_m + g_{mb})V_X = -I_X$$

$$R_X = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

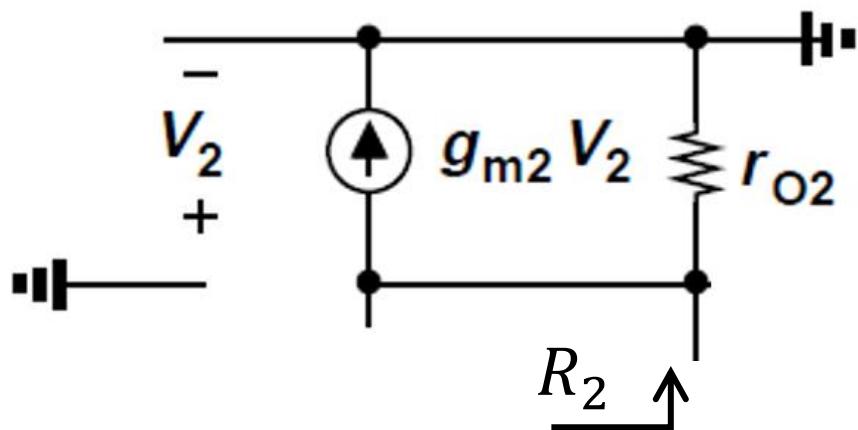
思考：对应的PMOS接法？

这种接法下，从源极看过去的小信号等效电阻与负载 Z_L 无关！

MOS管的低频小信号模型：例题3



左图两种连接形式，试求解从漏极看过去的小信号等效电阻 R_1 或 R_2 。
 V_b 为直流稳恒电压。



$$V_2 = 0$$

$$g_{m2}V_2 = 0$$

$$R_2 = r_{o2}$$

这被称为MOS管的电流源接法，小信号等效电阻较高。



仿真作业

- 用二极管设计并仿真限幅电路，参数自定，提交仿真波形。
- 设计并仿真分压稳定式阻容耦合共射放大电路，提交仿真波形，并指出电压增益值。
- 任选一种BJT放大电路，调整仿真参数，使其发生截止失真和饱和失真，提交失真波形，并指明失真原因。
- 仿真NMOS管的I-V特性曲线，提交仿真波形（用增强型MOS管，Multisim 14的Transistors_Virtual库里有四端MOS管，在MOS_ENH_N库里有三端MOS管，其余信息请自行查阅相关手册）。
- 严禁直接复制他人的作业！



笔算作业

- 《拉扎维》, 第35页, 习题2.2
- 《拉扎维》, 第36页, 习题2.6(a)、(e)
- 《拉扎维》, 第37页, 习题2.7(b), 习题2.9(b)

第七章 CH3+ 单级放大器.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

3. CMOS单级放大器

王昭昊

©2020



内容提要

■ 共源级

□ 增益、输出电阻、摆幅、线性度、换用各种负载

■ 源随器

□ 增益、输出电阻、线性度、电压余度

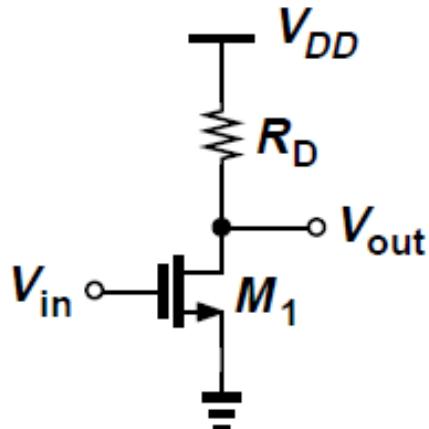
■ 共栅级

□ 增益、输入电阻、输出电阻

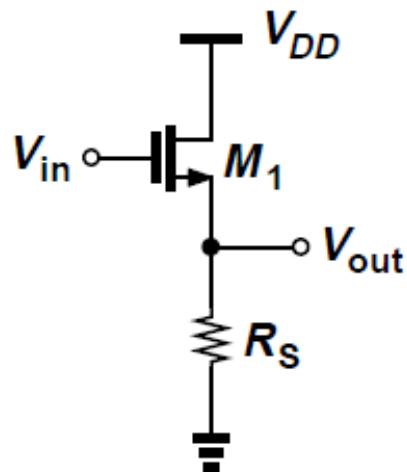
■ 共源共栅级

□ 套筒式、折叠式、优缺点

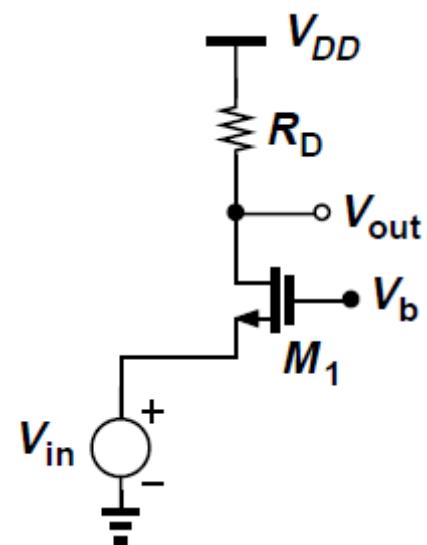
CMOS放大器基本接法



共源



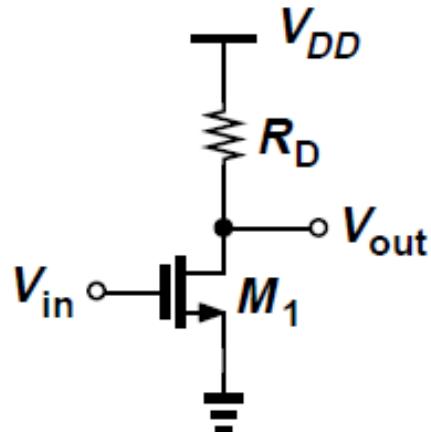
共漏 (源随器)



共栅

- 注意：大部分直流偏置被省略。
- 思考：与BJT的接法如何对应？

》》 共源级： 电阻作负载- I



先做大信号分析：分析输出电压 V_{out} 随输入电压 V_{in} 的变化 (类似上一章的作业题).

$V_{in} < V_{TH}$ 时，管子截止， $V_{out} = V_{DD}$

V_{in} 开始超过 V_{TH} 时，饱和区

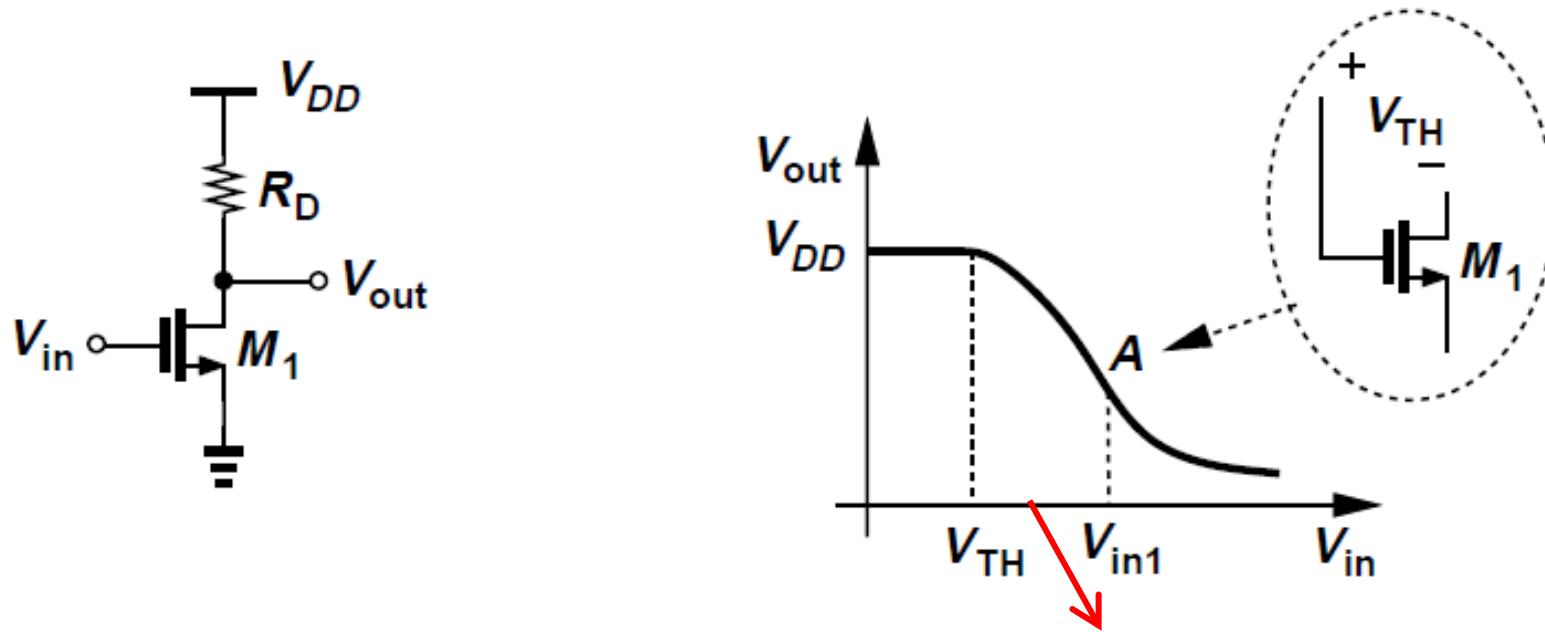
$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2 \quad V_{in} \uparrow, V_{out} \downarrow$$

V_{in} 达到某个值 V_{in1} 时，漏极不再夹断，进入线性区

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{in} - V_{TH})V_{out} - V_{out}^2] \quad V_{in} \uparrow, V_{out} \downarrow$$

V_{in1} 的求解：此时， $V_{out1} = V_{in1} - V_{TH} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{th})^2$

》》 共源级：电阻作负载-II



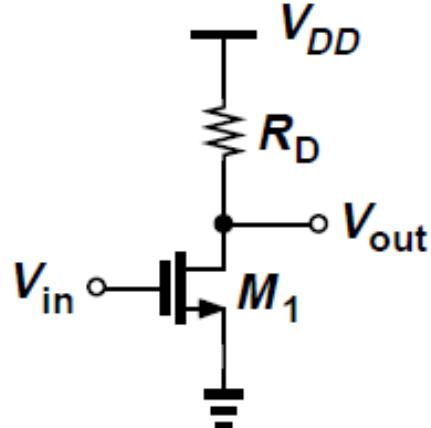
应使直流偏置点在这一区间

饱和区 $V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2$

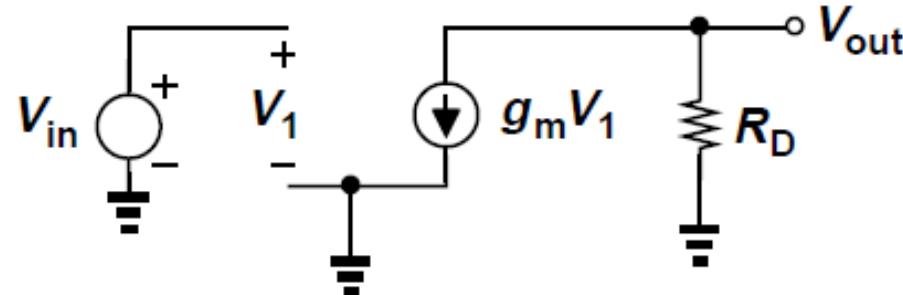
增益 $A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = -\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH}) R_D = -g_m R_D$

是反相放大器，其原理类似于BJT的共射放大器

》》 共源级： 电阻作负载-III



利用小信号等效电路法



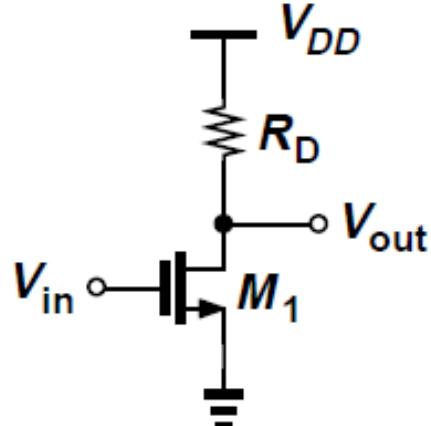
$$V_{out} = -g_m V_1 R_D = -g_m V_{in} R_D \quad A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m R_D$$

注意：此处的 V_{out} 和 V_{in} 与上一页的 $A_v = \partial V_{out} / \partial V_{in}$ 里的符号意义不同！

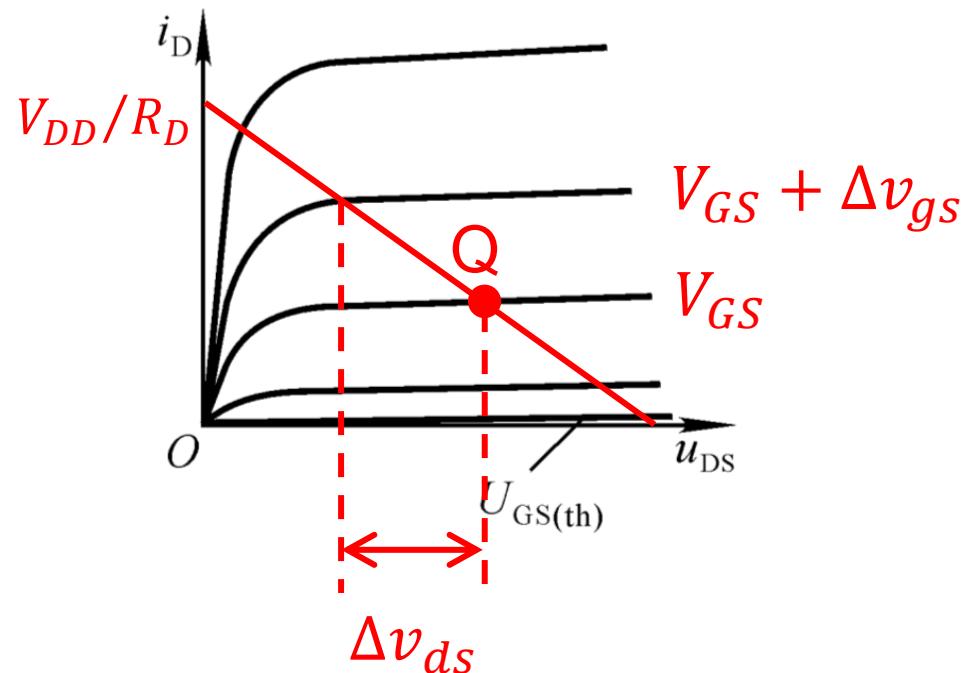
输入电阻：几乎无穷大。前提：低频条件下。

输出电阻： R_D

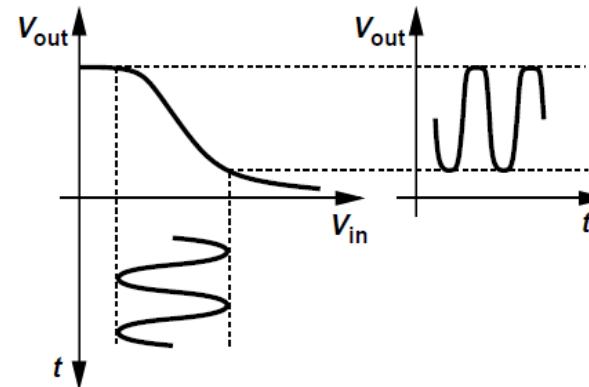
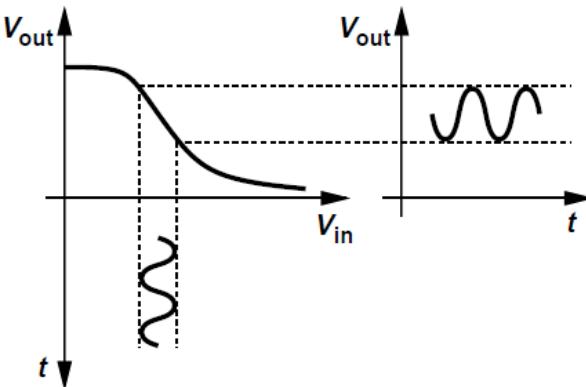
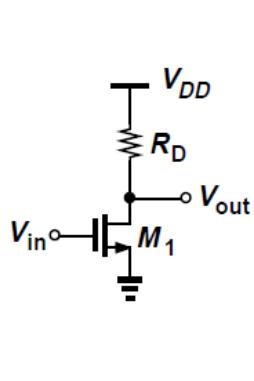
》》 共源级：电阻作负载-IV



图解法



非线性失真分析



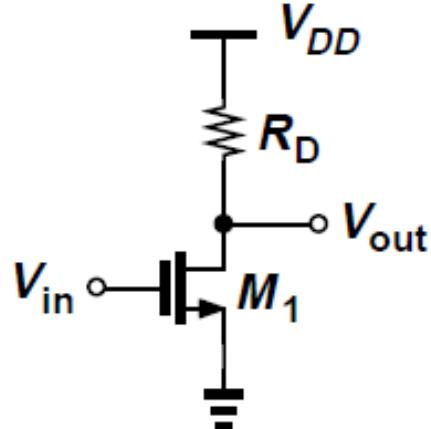
(a)

摆幅区间是多少？

正常波形

幅度过大导致顶部和底部失真

》》 共源级：电阻作负载-V



如何提高增益？

$$A_v = -g_m R_D = -R_D \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

□ 增大 R_D

- V_{out} 的直流工作点下降，更容易进入线性区。
- 允许的输出电压摆幅减小。
- 输出结点的时间常数变大。

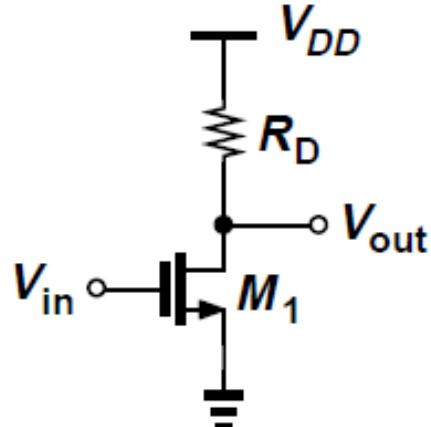
□ 增大 W/L (假定 I_D 不变)

- 电路面积增大，电容增大。

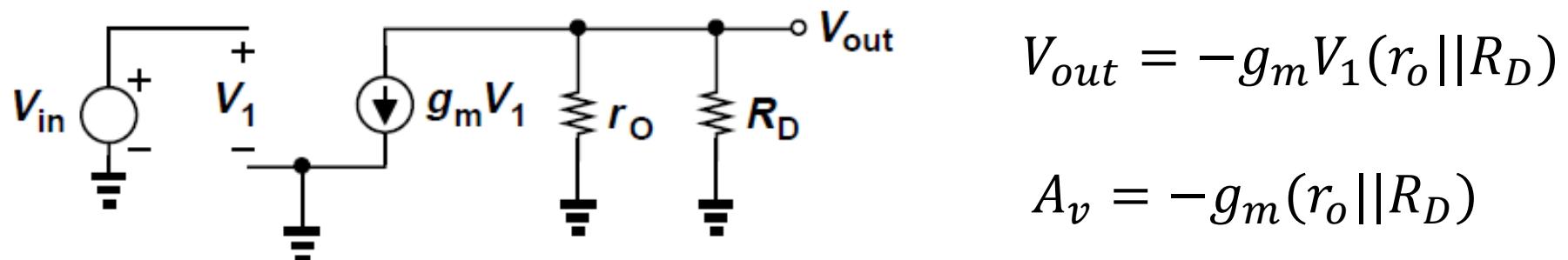
□ 增大 I_D (假定 W/L 不变)

- 更容易进入线性区，允许的输出电压摆幅减小。

》》 共源级： 电阻作负载-VI



若 R_D 非常大，则沟道长度调制效应不可忽略。



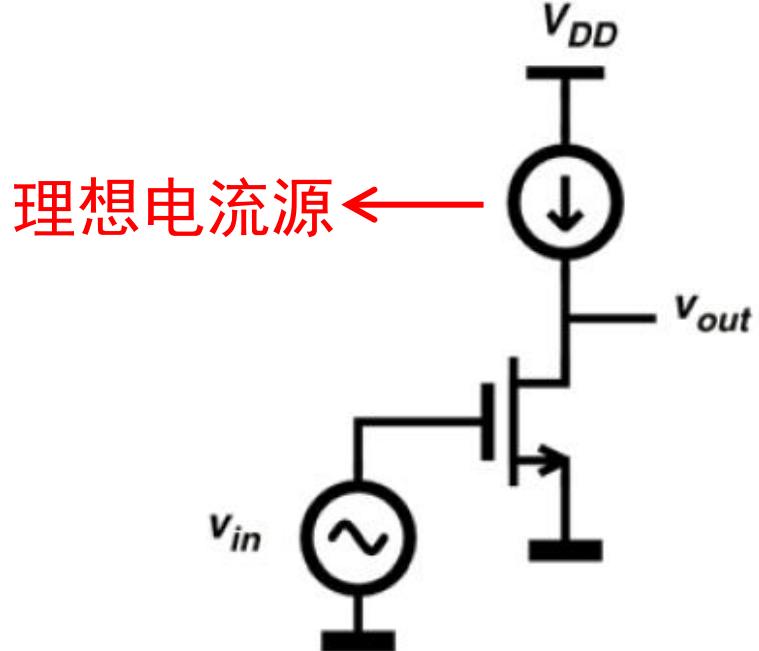
$$V_{out} = -g_m V_1 (r_o || R_D)$$

$$A_v = -g_m (r_o || R_D)$$

直接根据下式求解 $A_v = \partial V_{out} / \partial V_{in}$ ，可得相同的结果。

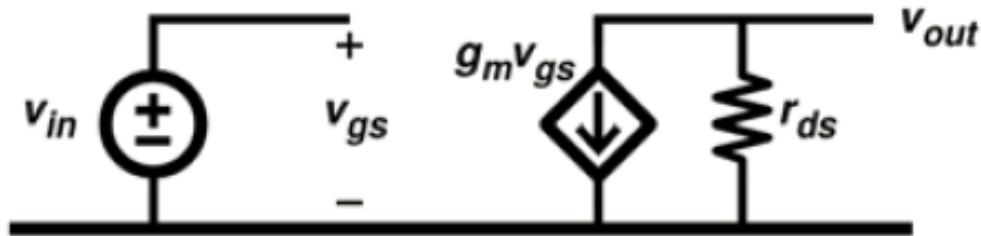
$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{out})$$

》》 共源级：本征增益



沟道电流被理想电流源钳为常数，那么 V_{in} 如何调节沟道电流？

$$I = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{out})$$



注：图中的 r_{ds} 就是 r_o

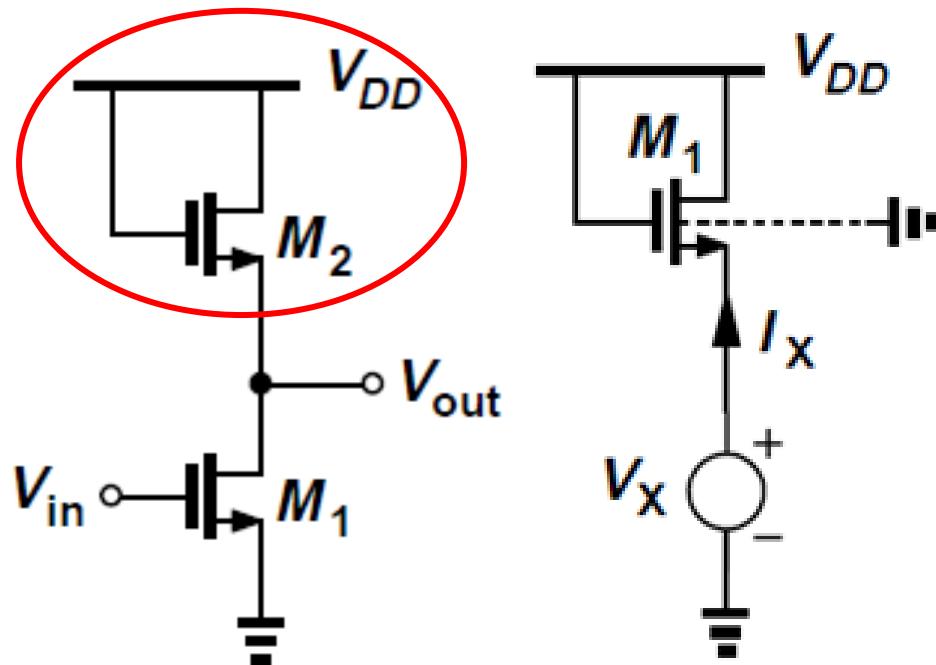
$$A_v = -g_m r_o$$

这被称为“本征增益”，代表单个器件能获得的最大增益。
一旦接上普通负载，则

$$|A_v| = |-g_m(r_o||R_D)| < |-g_m r_o|$$

V_{in} 增大， V_{out} 减小，
但 I 为常数。

》》 共源级：二极管连接型器件作负载-I



在CMOS工艺中，MOS管比电阻的制造更可控。

考虑体效应，则圈中等效电阻需计入衬偏跨导

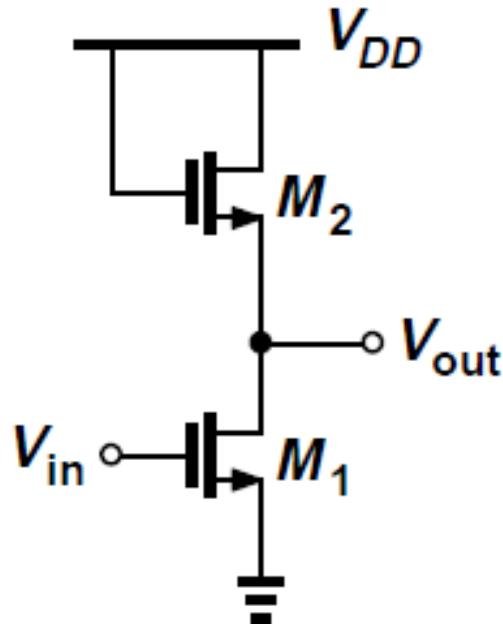
$$R_{mos-eq} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{g_{mb}} // \frac{1}{g_m} // r_o$$

$$A_v = -g_{m1} R_{mos-eq} = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{mb2}} // \frac{1}{g_{m2}} // r_{o2} \right)$$

$$\approx -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{mb2}} // \frac{1}{g_{m2}} \right) = -g_{m1} \left(\frac{1}{\eta g_{m2}} // \frac{1}{g_{m2}} \right) = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \eta}$$

输入和输出电阻分别是多少？

》》 共源级：二极管连接型器件作负载-II



分析这个增益。

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \eta}$$

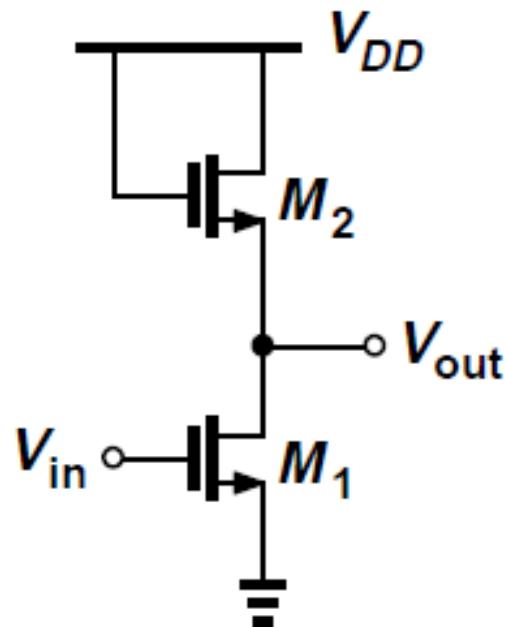
$$= -\frac{\sqrt{\mu_n C_{ox} (W_1/L_1) I_D}}{\sqrt{\mu_n C_{ox} (W_2/L_2) I_D}} \frac{1}{1 + \eta} = -\sqrt{\frac{W_1/L_1}{W_2/L_2}} \frac{1}{1 + \eta}$$

忽略沟道长度调制效应，则增益与输入输出电平无关。保持线性。

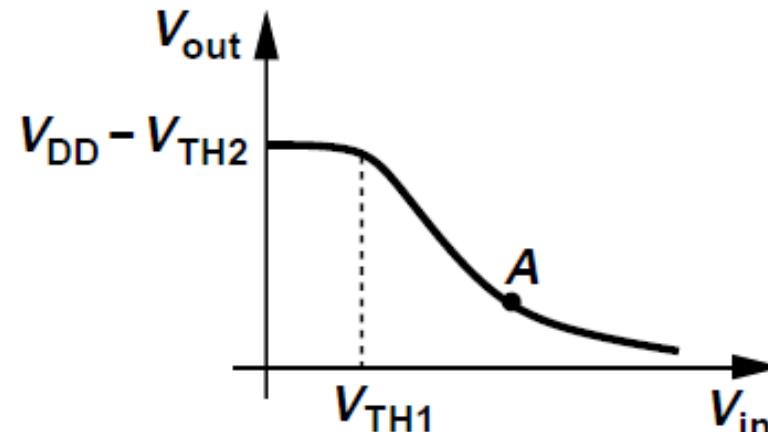
粗略分析，进一步忽略体效应：

$$\Delta V_{in} \xrightarrow{g_{m1}} \Delta I_D \xrightarrow{-1/g_{m2}} \Delta(V_{DD} - V_{out}) \rightarrow -\Delta V_{out}$$

》》 共源级：二极管连接型器件作负载-III



大信号分析



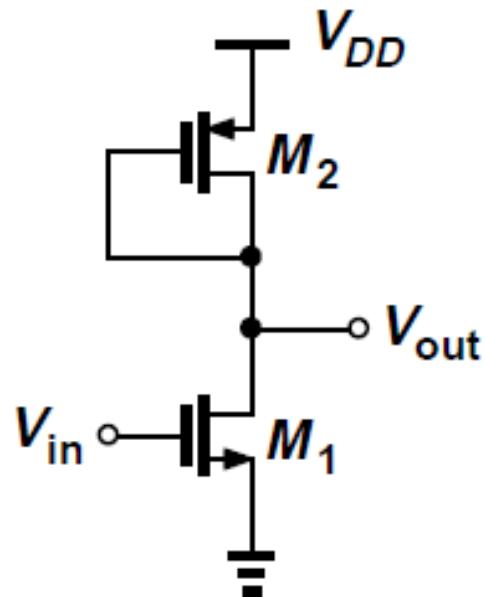
$V_{in} < V_{TH}$ 时，管子截止， $V_{out} = V_{DD} - V_{TH2}$

V_{in} 开始超过 V_{TH} 时，饱和区 $V_{in} \uparrow, V_{out} \downarrow$

$$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L_1} (V_{in} - V_{TH1})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_2}{L_2} (V_{DD} - V_{out} - V_{TH2})^2$$

V_{in} 到达某个值，M1的漏极不再夹断，进入线性区

》》 共源级：二极管连接型器件作负载-IV



若改用PMOS实现

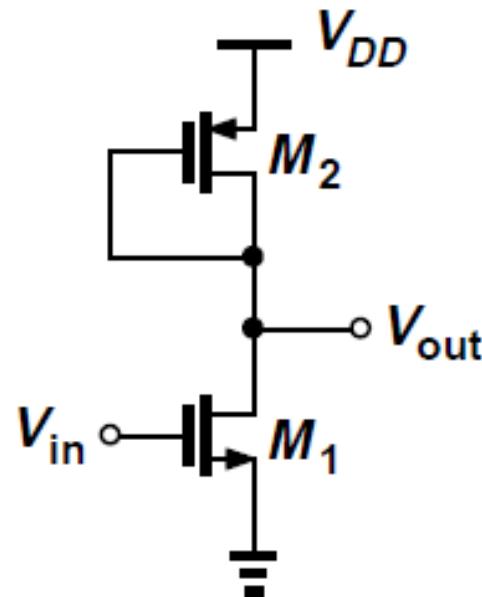
没有体效应，且忽略沟道长度调制效应

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\frac{\sqrt{\mu_n(W_1/L_1)}}{\sqrt{\mu_p(W_2/L_2)}}$$

为提高增益，需使用尺寸较大的NMOS管和尺寸较小的PMOS管，而且要求相差较为悬殊(因为在根号下)。

- 电路版图图形难以匹配优化，面积过大，电容也过大。
- 允许的输出摆幅受限。

》》 共源级：二极管连接型器件作负载-V



摆幅的分析

- 输出信号范围
 - V_{out} 不能太大，防止M2管截止。
 - V_{out} 不能太小，防止M1管进入线性区。

$$V_{GS1} - V_{TH1} < V_{out} < V_{DD} - |V_{TH2}|$$

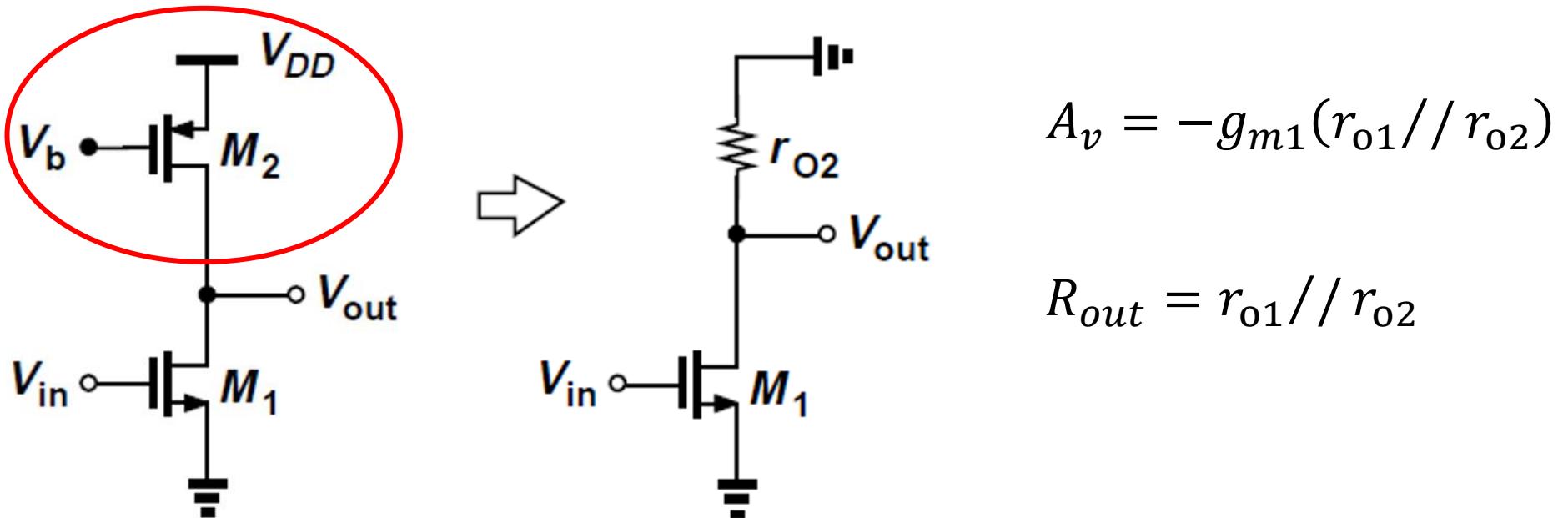
输出电压摆幅与MOS管的过驱动电压密切相关。

通常，一个MOS管消耗的电压余度至少是一个过驱动电压。

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\frac{\sqrt{\mu_n(W_1/L_1)}}{\sqrt{\mu_p(W_2/L_2)}} = -\frac{V_{DD} - V_{out} - |V_{TH2}|}{V_{in} - V_{TH1}}$$

为提高增益， V_{out} 要被压低，严重限制摆幅。

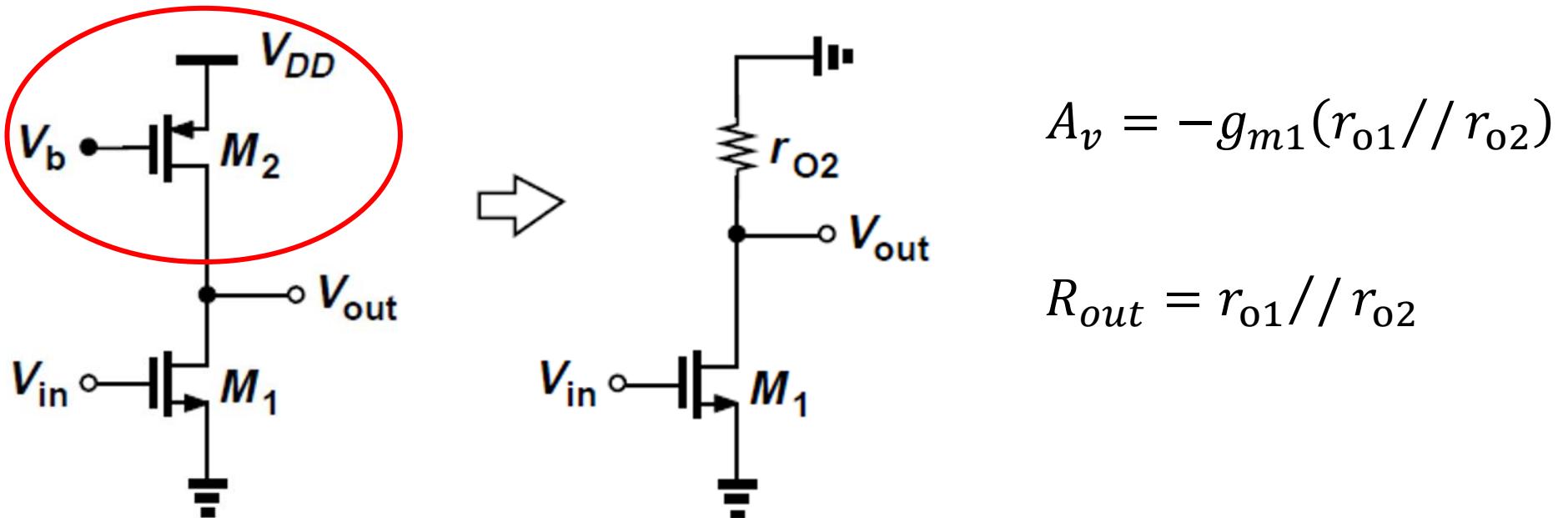
» 共源级：电流源作负载-Ⅰ



- 电流源MOS管阻抗较高，增益较高。
- 如果采用普通的高电阻做负载，会使 V_{out} 被压低，限制摆幅。而电流源MOS管规避了这个问题。

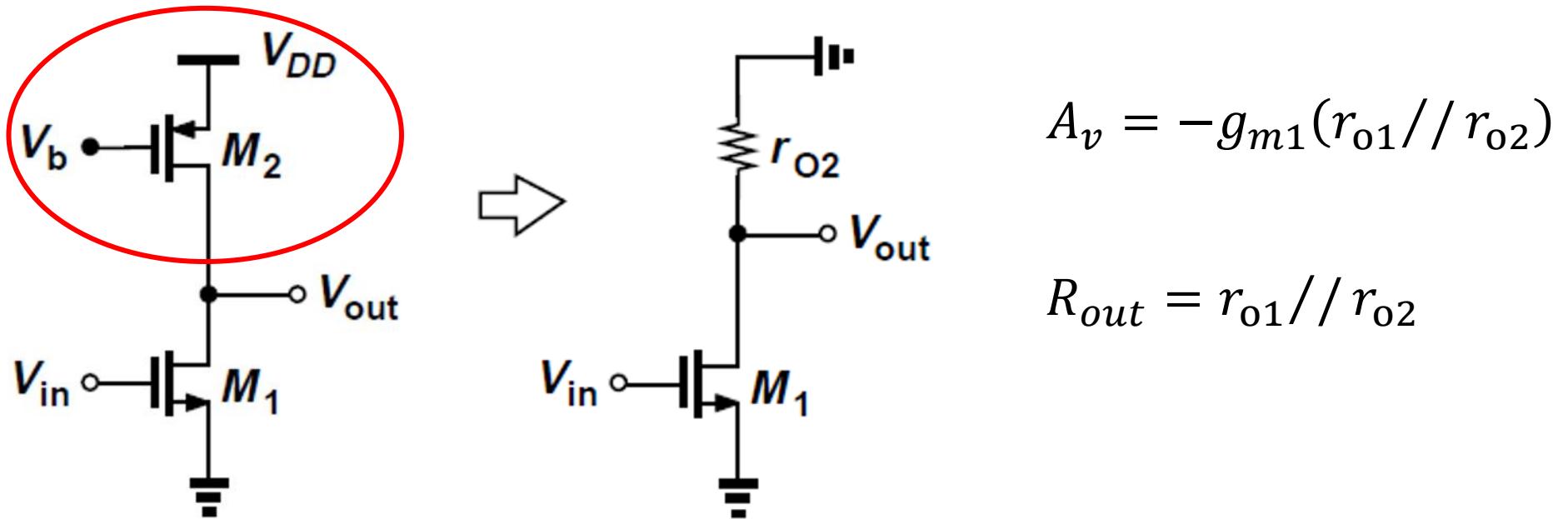
必须熟练掌握过驱动电压、宽长比和电流之间的关系（如下页）

》》 共源级：电流源作负载-II



- M₂管压降应大于过驱动电压 $V_{SG2} - |V_{TH2}| = V_{DD} - V_b - |V_{TH2}|$ ，为增大摆幅区间，应使其尽可能小。
- 但是，如果M₂管的过驱动电压太小，沟道电流太小，M₁管的跨导太小，对增益不利。
- 一种方法是：对于给定的沟道电流，增大M₂管的宽长比，降低M₂管的过驱动电压。代价：面积和电容效应。

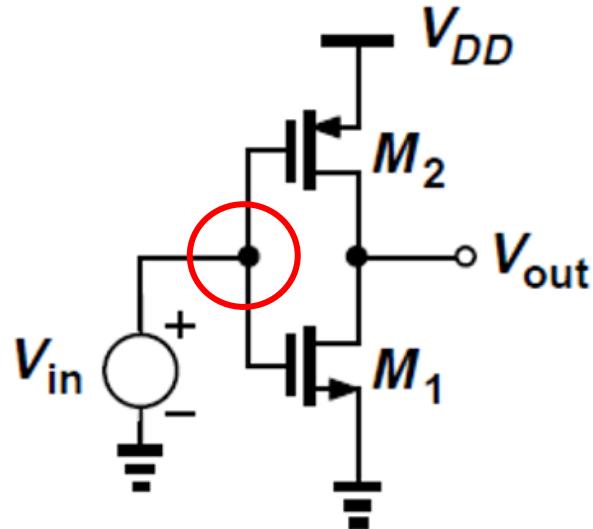
》》 共源级：电流源作负载-III



输出阻抗的考虑

- λ 与沟道长度成反比，实际中使用长沟道器件获得较高的输出阻抗。

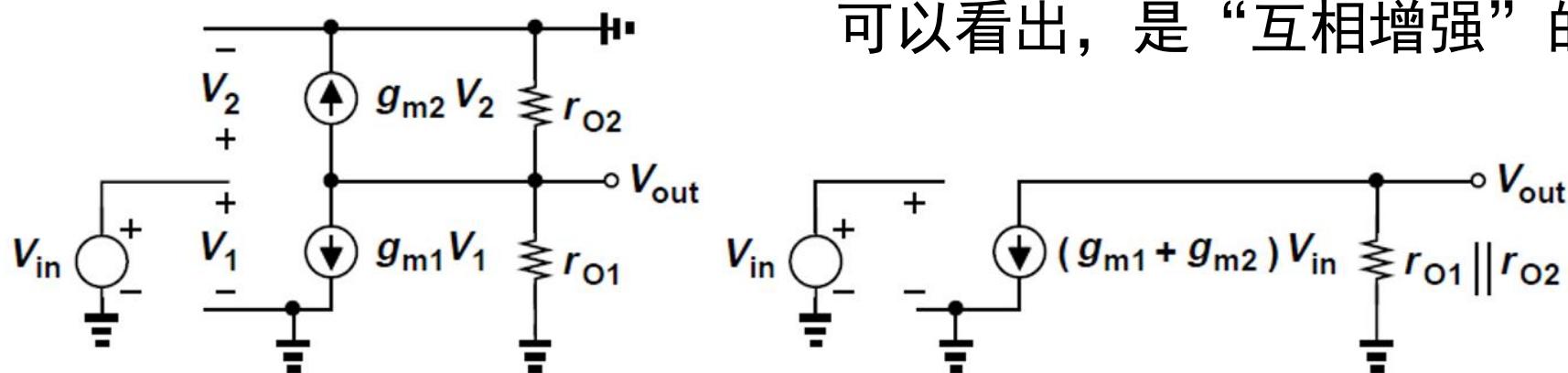
》》 共源级：有源负载- I



用叠加法求解

$$A_v = -(g_{m1} + g_{m2})(r_{o1} // r_{o2})$$

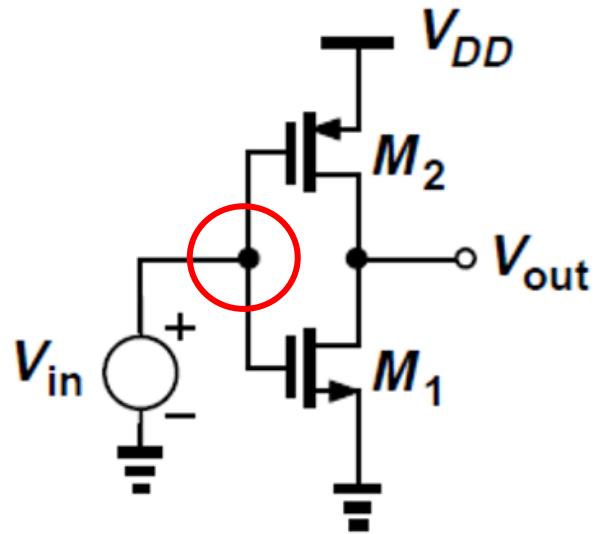
$$R_{out} = r_{o1} // r_{o2}$$



可以看出，是“互相增强”的效果。

这种放大器的增益很高，缺点(代价)是什么？

》》 共源级：有源负载-II



用叠加法求解

$$A_v = -(g_{m1} + g_{m2})(r_{o1} // r_{o2})$$

$$R_{out} = r_{o1} // r_{o2}$$

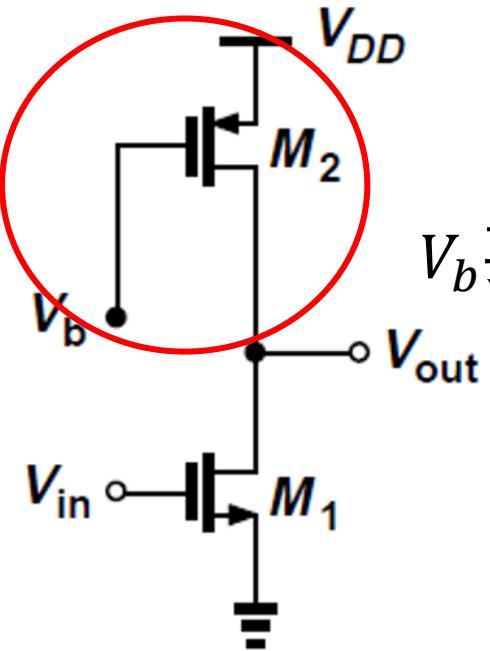
- 对PVT (工艺、电压、温度) 较为敏感。

$V_{SG2} + V_{GS1} = V_{DD}$ 一点变化会影响到两个管子

- 对电源噪声较为敏感。

电源到输出的增益 $\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{DD}} = \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{o2}} \right) (r_{o1} // r_{o2})$ 较大

》》 共源级：线性区MOS管作负载



V_b 要求设置为低电压

忽略沟道长度调制效应

$$A_v = -g_m R_{on2}$$

$$R_{out} = R_{on2}$$

$$R_{on2} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_2 (V_{DD} - V_b - |V_{TH2}|)}$$

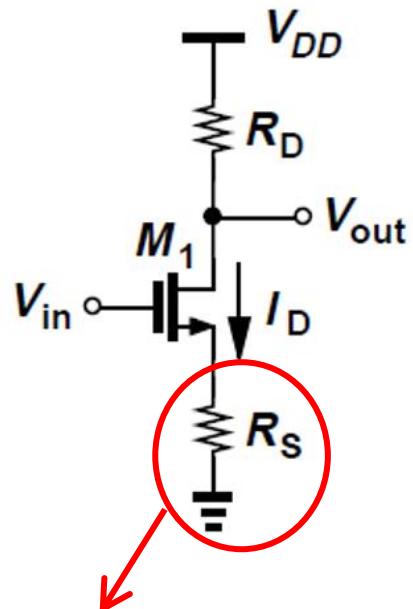
□ 缺点

- 影响 R_{on2} 的参数太多，对环境变化敏感。
- V_b 要精确的控制在某个值附近，偏置电路较为复杂。

□ 优点

- M2管消耗的电压余度很小，可以接近零。输出摆幅大。

》》 共源级：带源极负反馈-I



假定 $\lambda = \gamma = 0$

$$\begin{cases} V_{out} = V_{DD} - I_D R_D \\ I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \\ V_{GS} = V_{in} - I_D R_S \end{cases}$$

这个电阻引入负反馈，机理类似BJT的分压稳定电路。

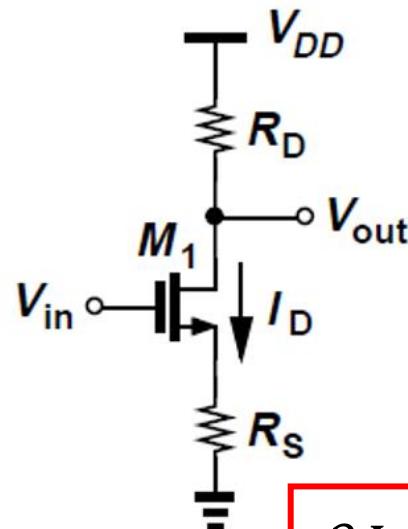
用小信号等效电
路法也可求解。

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \cdot \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}} = g_m \left(1 - \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} R_S \right)$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \frac{\partial V_{out}}{\partial I_D} \cdot \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = - \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

》》 共源级：带源极负反馈-II



分析增益

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \frac{\partial V_{out}}{\partial I_D} \cdot \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

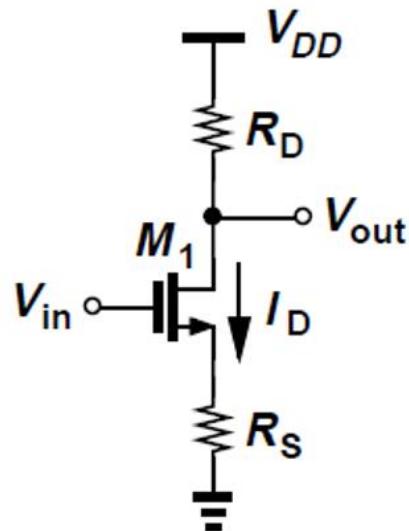
等效跨导 G_m

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \cdot \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}} = g_m \left(1 - \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} R_S \right) \quad \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

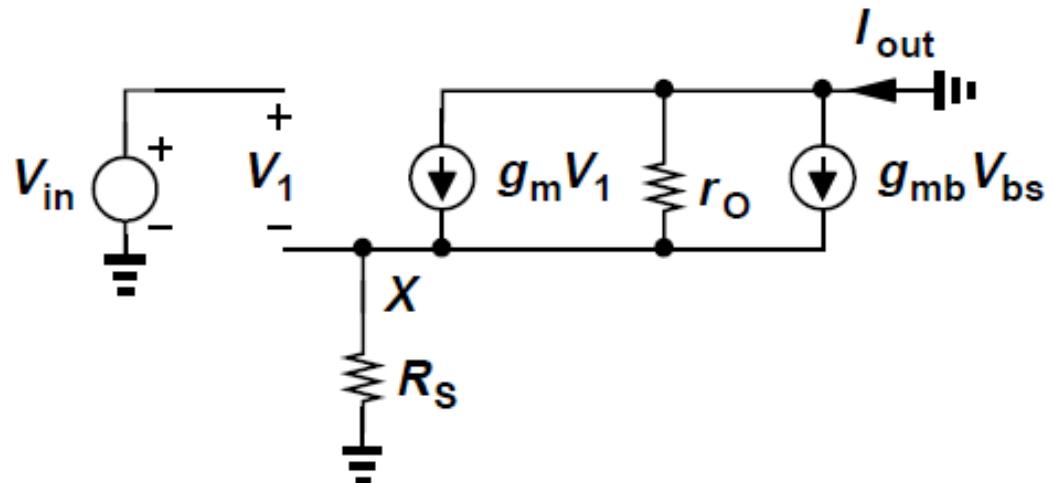
- 这一项不再是全部的跨导 g_m , 而是有损失。
- 若 R_S 越大, 跨导损失越大, 因为负反馈越强。
- 当 $g_m R_S \gg 1$ 时, 这一项近似为 $1/R_S$, 输入电压的变化全部落在 R_S 上, 此时增益几乎与静态工作点无关, 输入-输出关系完全呈现线性。

前文也有一个放大器呈现完全线性：二极管连接作负载的共源级

》》 共源级：带源极负反馈-III

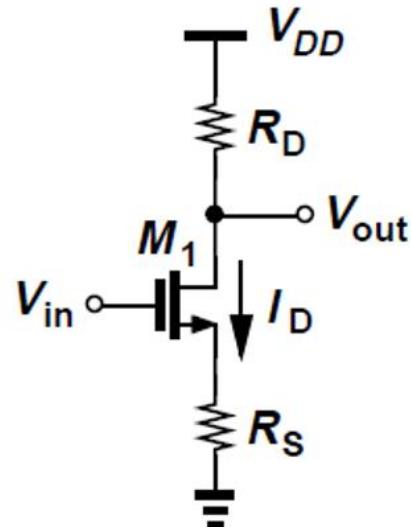


如果 $\lambda \neq 0, \gamma \neq 0$, 求等效跨导。
解法：将输出对地短路。



$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m r_o}{R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o}$$

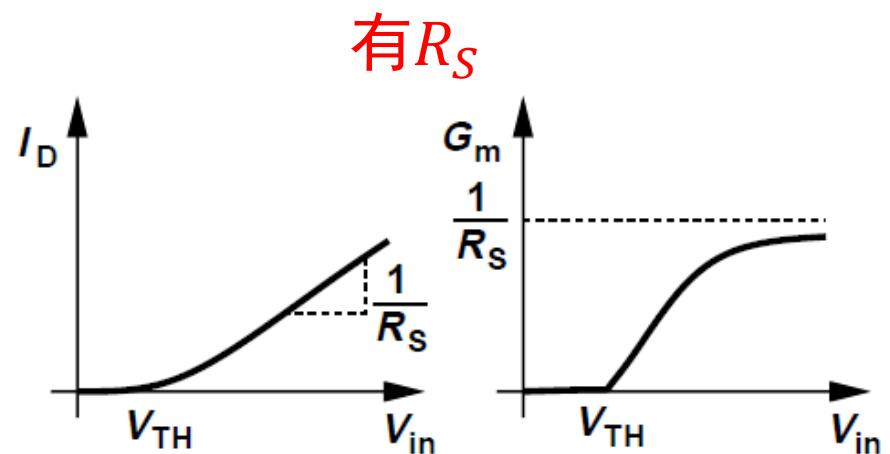
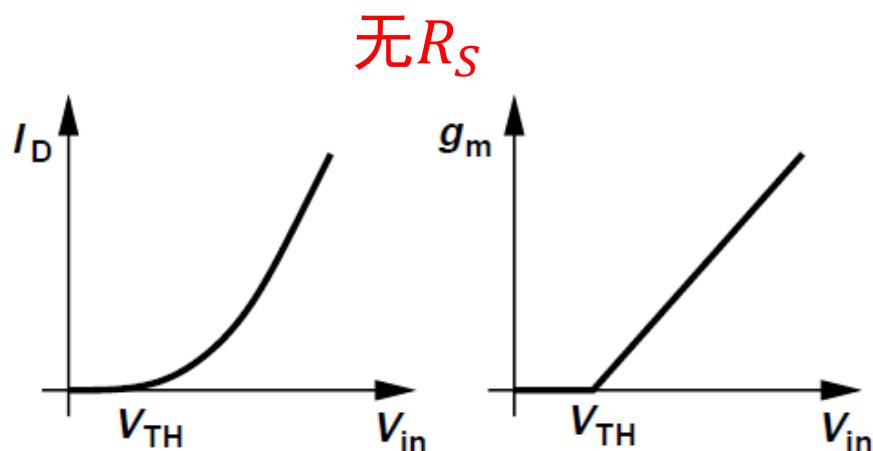
》》 共源级：带源极负反馈-IV



有无 R_S 的区别。

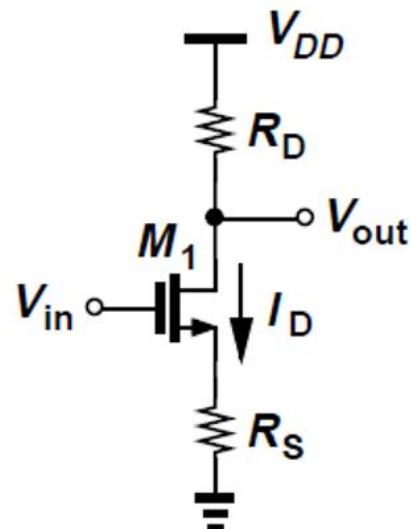
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - I_D R_S - V_{TH})^2$$

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m r_o}{R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o}$$

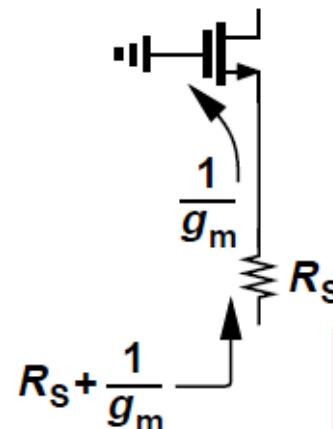


- 电流较小时， R_S 上的压降较小，有无 R_S 的区别不大。
- 随着电流增大，有 R_S 的情况下，电流增大的更慢，最终几乎线性。

》》 共源级：带源极负反馈-V



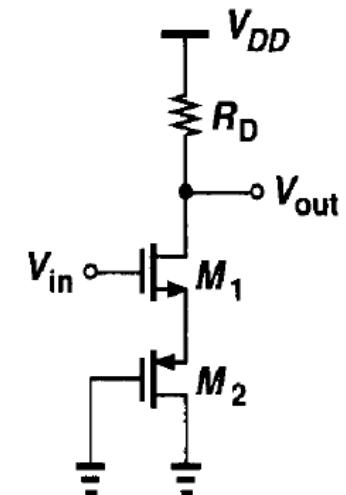
直观理解增益



在源极通路上看到的总电阻为 $R_S + \frac{1}{g_m}$

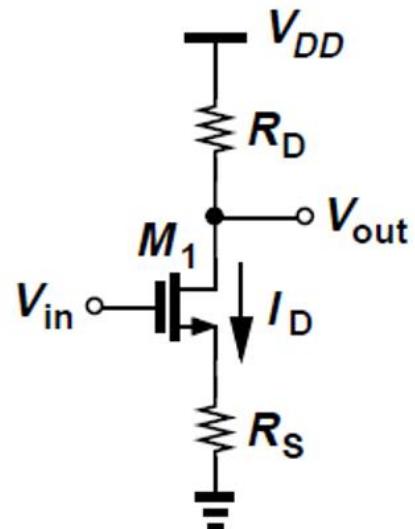
在漏极结点看到的电阻为 R_D

增益为二者之比 $A_v = -\frac{R_D}{R_S + \frac{1}{g_m}}$

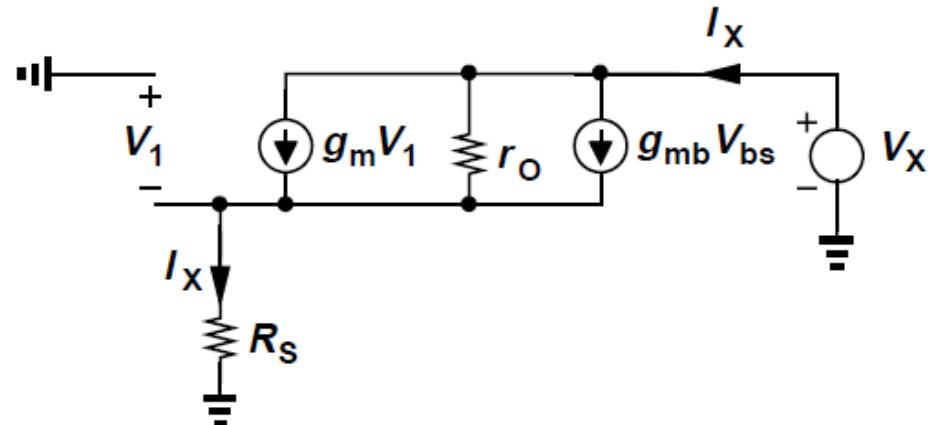


直接看出这个电路的增益

》》 共源级：带源极负反馈-VI



讨论输出电阻



$$R_X = R_S + [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_o = r_o + [1 + (g_m + g_{mb})r_o]R_S$$

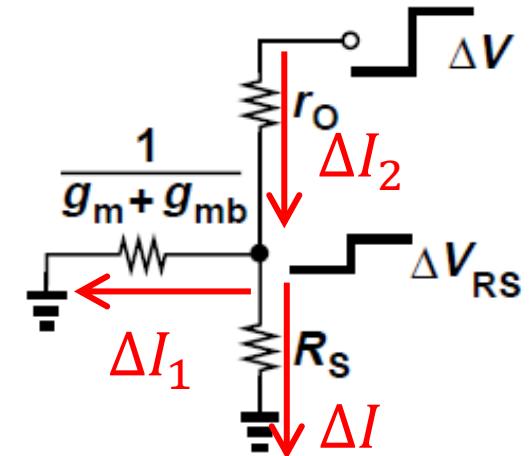
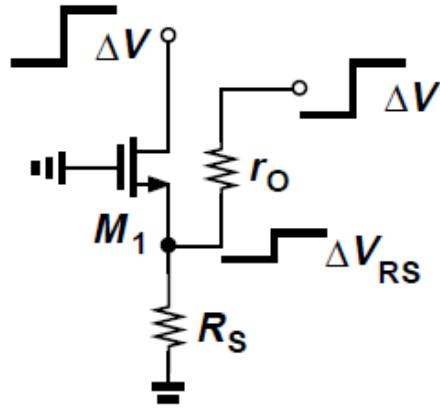
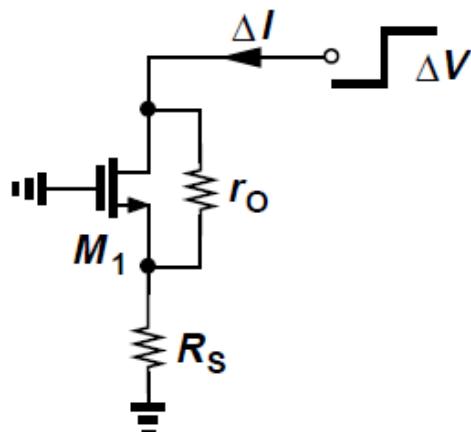
$$R_{out} = R_X // R_D$$

- 结论1： R_S 被放大 $1 + (g_m + g_{mb})r_o$ 倍，然后加上 r_o
- 结论2： r_o 被放大 $1 + (g_m + g_{mb})R_S$ 倍，然后加上 R_S
- 输出电阻很高
- 直观理解： $R_S > 0 \Rightarrow V_1 < 0, V_{bs} < 0 \Rightarrow g_m V_1 < 0, g_{mb} V_{bs} < 0$

回顾：BJT放大电路里有类似的结论。

》》 共源级：带源极负反馈-VII

另一种方法直观理解输出电阻的增大

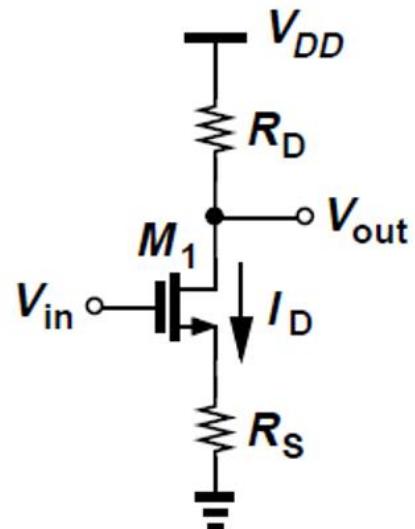


$$R_S \text{ 上的压降变化 } \Delta V_{RS} = \Delta V \frac{\frac{1}{g_m + g_{mb}} || R_S}{\frac{1}{g_m + g_{mb}} || R_S + r_o}$$

注意：等效电阻应该是
 $\Delta V / \Delta I$, 而不是 $\Delta V / \Delta I_2$

$$R_S \text{ 上的电流变化 } \Delta I = \frac{\Delta V_{RS}}{R_S} = \Delta V \frac{1}{R_S + [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_o}$$

》》 共源级：带源极负反馈-VIII



如果 $\lambda \neq 0$, $\gamma \neq 0$, 完整的增益表达式。
等效跨导和输出电阻已在前文求得：

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m r_o}{R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o}$$

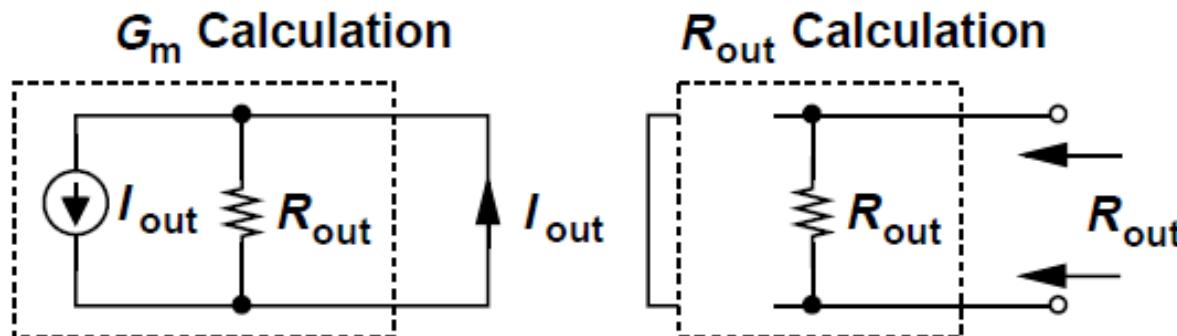
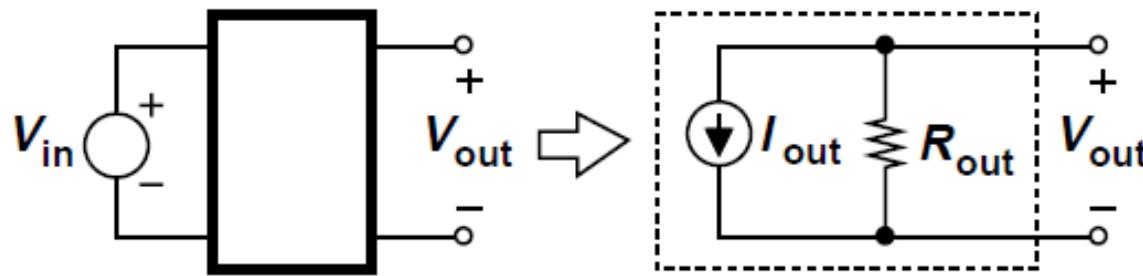
$$R_{out} = [R_S + [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_o] \parallel R_D$$

实际上，增益即是二者乘积取负，可用小信号等效电路验证。

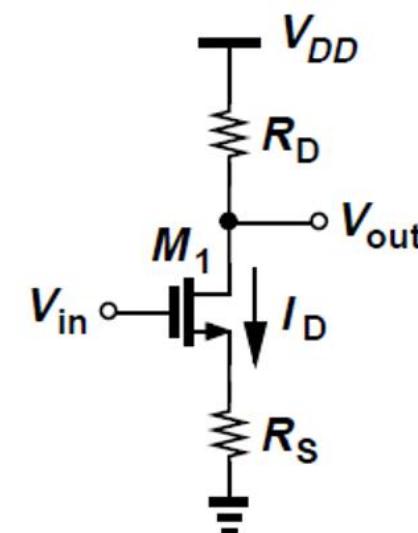
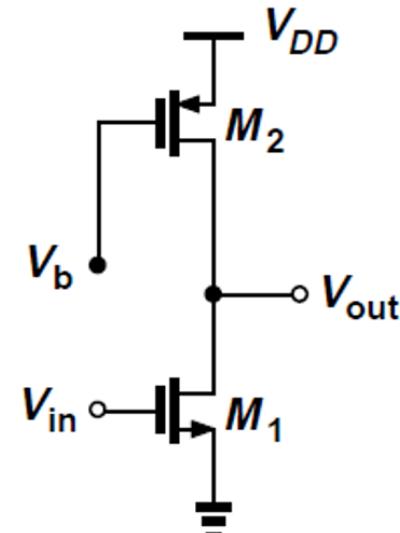
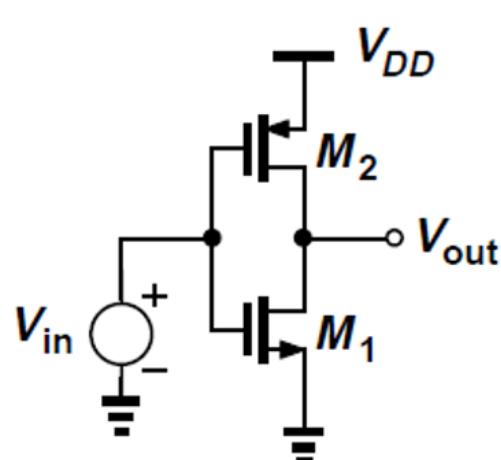
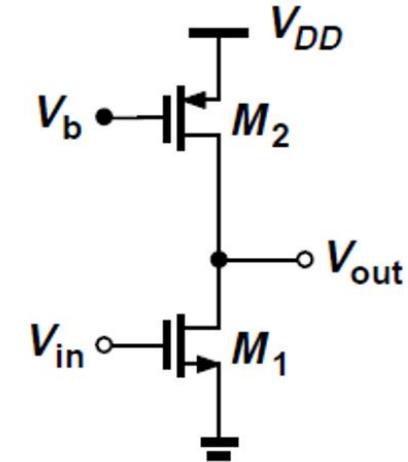
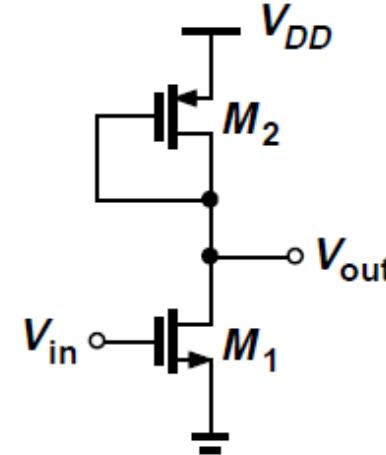
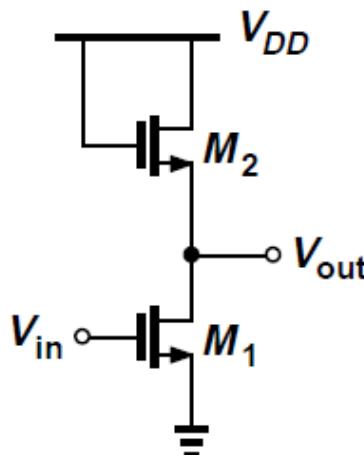
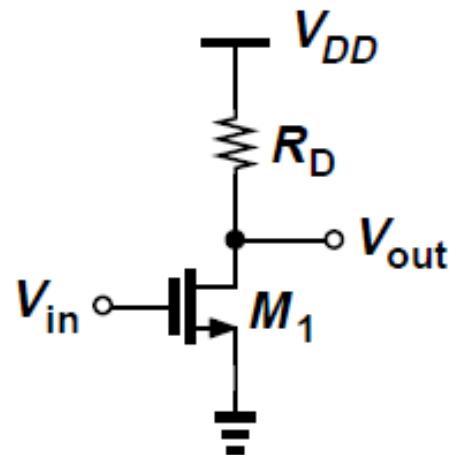
$$A_v = -G_m R_{out} = -\frac{g_m r_o R_D}{R_D + R_S + r_o + (g_m + g_{mb})r_o R_S}$$

》》 辅助定理

- 在线性电路中，电压增益等于 $-G_m R_{out}$
 - G_m 表示输出短路接地时电路的跨导。
 - R_{out} 表示电路的输出电阻 (输入电压置零)。
- 证明方法：诺顿等效线性电路。

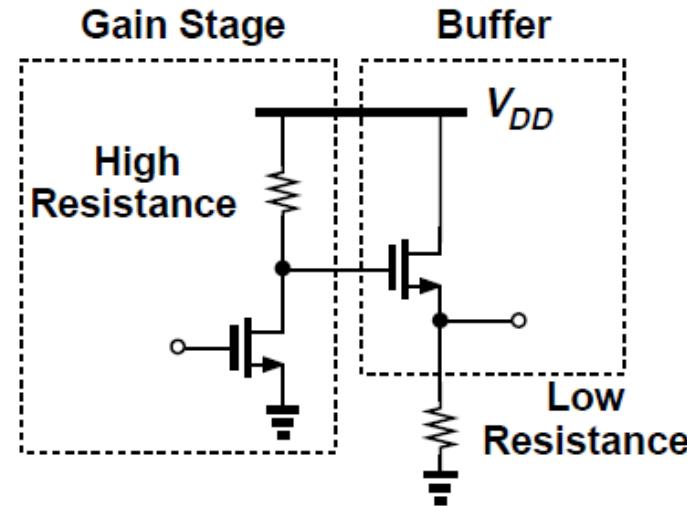
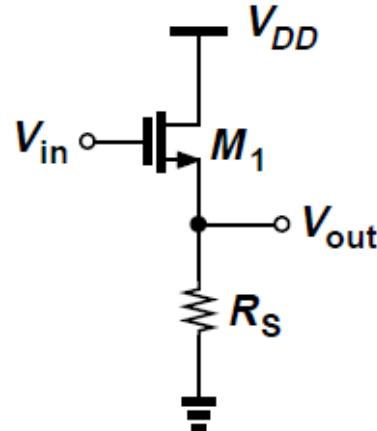


》》 共源级小结



增益?
输出电阻?
摆幅?
线性度?

》》 源随器：大信号分析-I



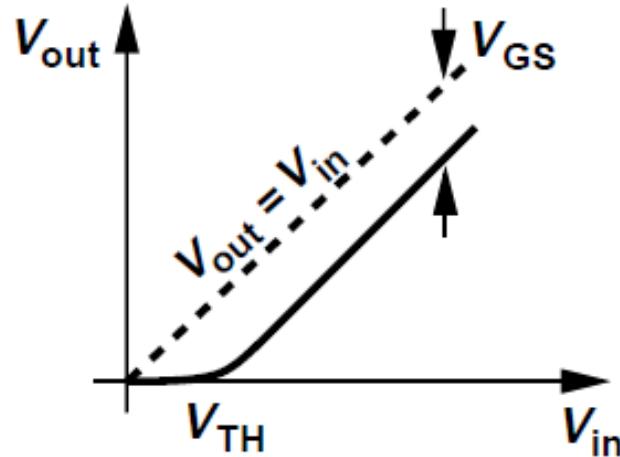
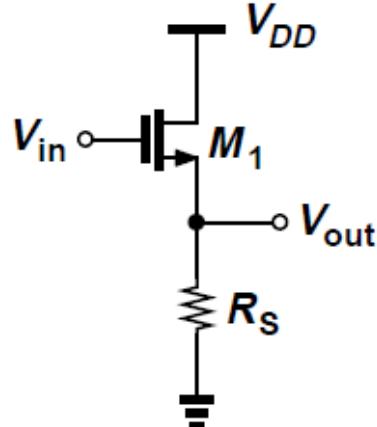
源随器适合作缓冲器。类似于BJT射随器。

$V_{in} < V_{TH}$ 时，管子截止， $V_{out} = 0$

V_{in} 达到 V_{TH} 时，进入饱和区 $V_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{out} - V_{TH})^2 R_S$

假定 V_{DD} 是电路的最高电位，管子不会进入线性区。

》》 源随器：大信号分析-II



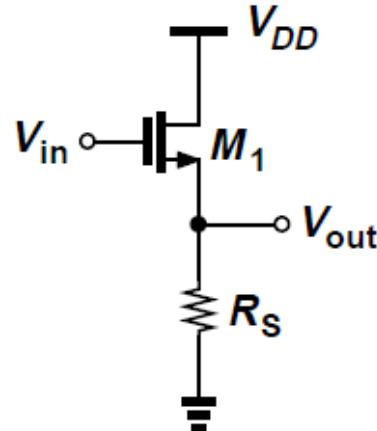
输出电压“跟随”输入电压。

分析饱和区 $V_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{out} - V_{TH})^2 R_S$

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{out} - V_{TH}) R_S \left(1 - \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} - \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{in}} \right)$$

$$= g_m R_S \left(1 - \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} - \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{in}} \cdot \frac{\partial V_{SB}}{\partial V_{in}} \right) = g_m R_S \left(1 - \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} - \eta \cdot \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \right)$$

》》 源随器：增益、输出电阻



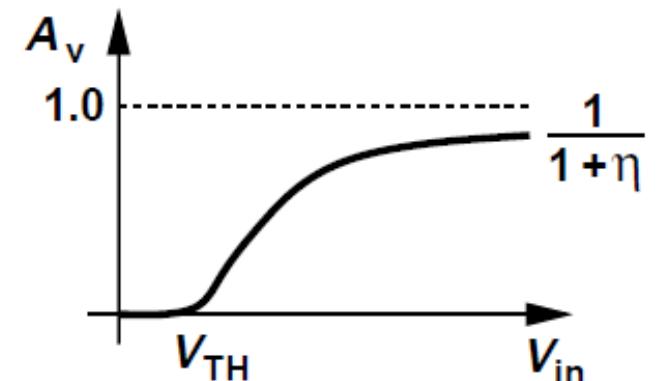
$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb})R_S}$$

其它几种求解增益的方法。

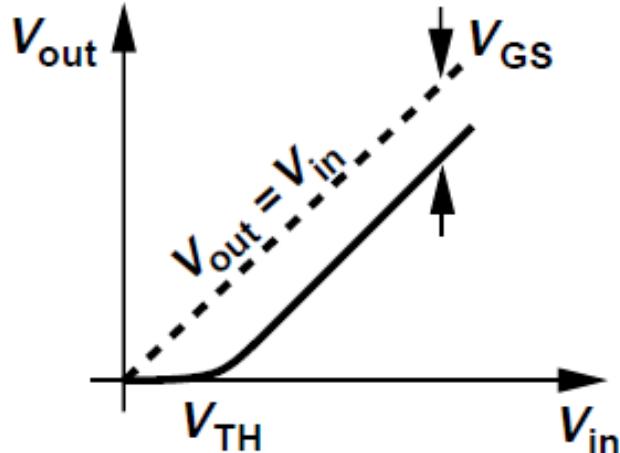
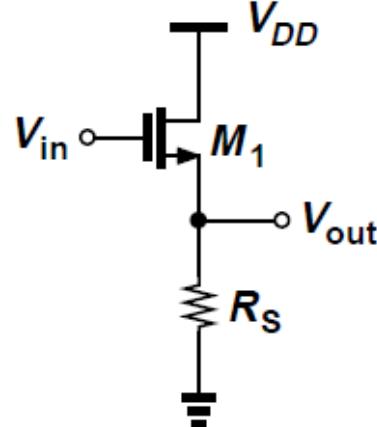
- 利用辅助定理：等效跨导为 $-g_m$ ，输出电阻为 $R_S // [1/(g_m + g_{mb})]$ （后者从源极往上看），二者相乘取负。
- 小信号等效电路法。请自行画图求解。

$$V_{in} \uparrow \Rightarrow I_D \uparrow \Rightarrow g_m \uparrow \Rightarrow \left(A_v \rightarrow \frac{1}{1 + \eta} \right)$$

$$V_{in} \uparrow \Rightarrow V_{out} \uparrow \Rightarrow V_{SB} \uparrow \Rightarrow \eta \downarrow \quad \text{增益趋近于1}$$



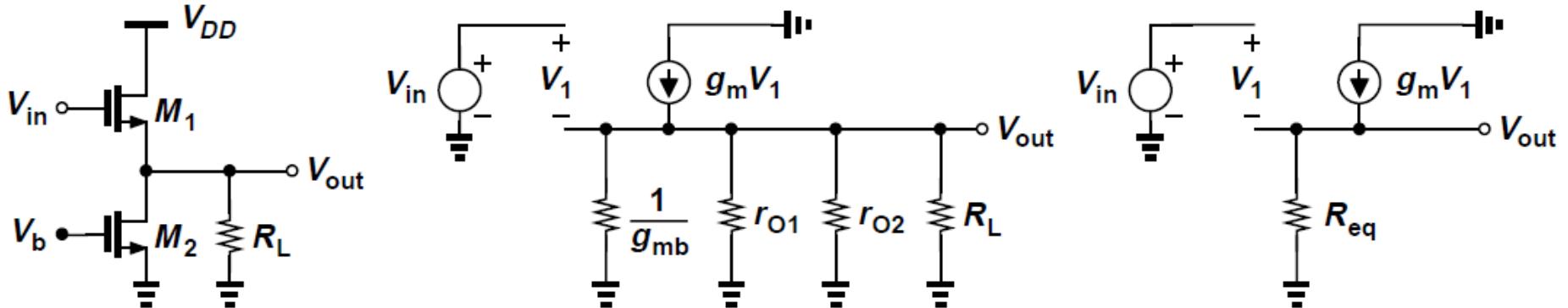
》》 源随器：线性度的缺陷



这个关系并非严格的线性。

- 若 V_{in} 增加，则 I_D 增加，要求 $V_{in} - V_{out} - V_{TH}$ 也增加，换言之， V_{out} 的增加量要更小一些，不能严格“跟随” V_{in} 的增加量。
- 缓解方法：用电流源替代普通电阻，则沟道电流被钳住，则 $V_{in} - V_{out} - V_{TH}$ 相对来说几乎保持不变。
- 注意：实际上，阈值电压 V_{TH} 也在随着 V_{in} 而变化。

》》 源随器：加上负载之后

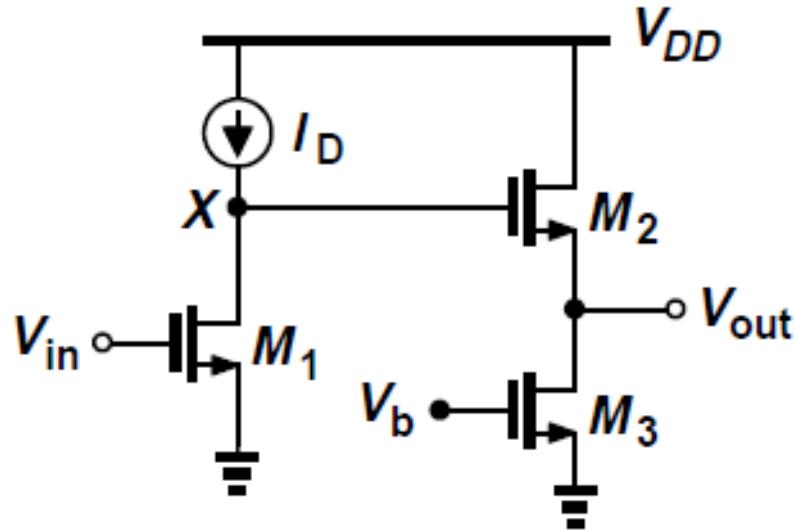


$$R_{eq} = \frac{1}{g_{mb1}} |r_{o1}| |r_{o2}| |R_L|$$

$$A_v = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \frac{1}{g_{m1}}}$$

用辅助定理可得相同的结果。

》》 源随器：电压余度的消耗



根源： V_X 的下限被M2管抬高了。

如果没有M2管，

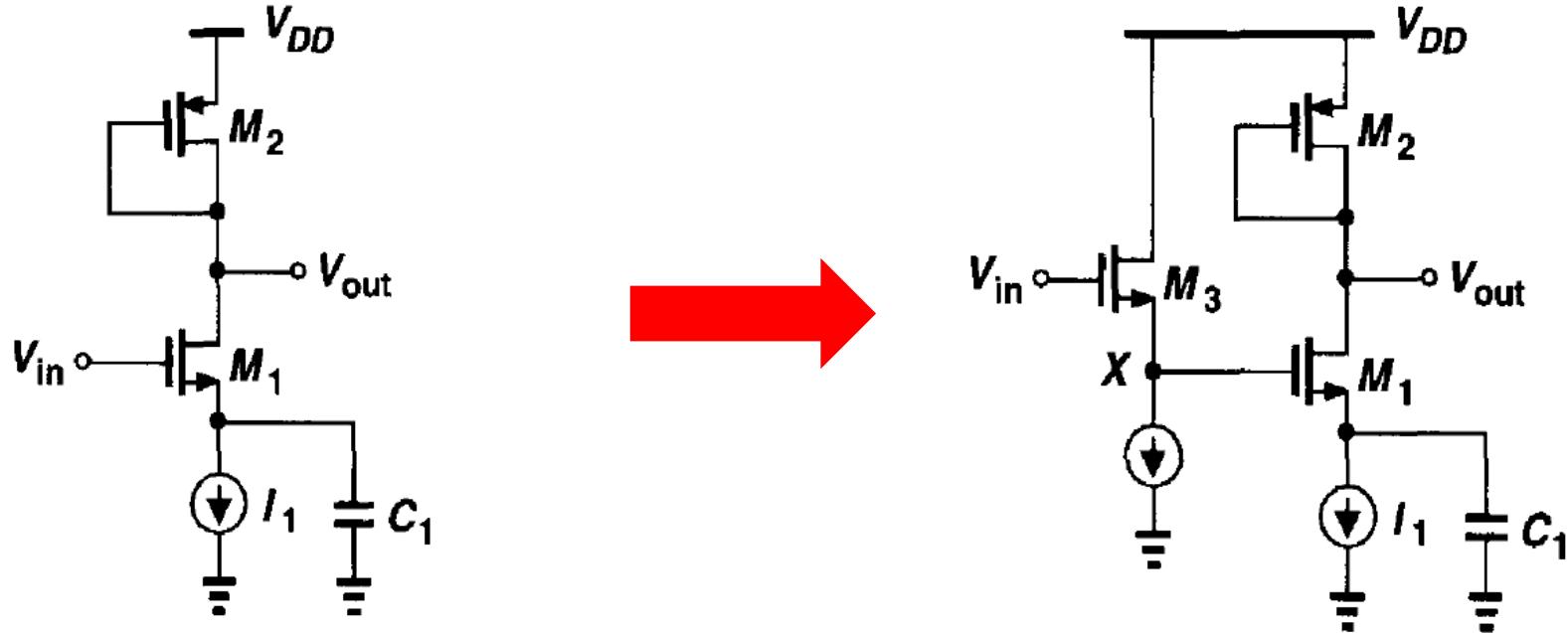
$$V_X > V_{GS1} - V_{TH1}$$

如果考虑M2管，

$$V_X > V_{GS2} + V_{out} > V_{GS2} + V_{GS3} - V_{TH3}$$

X 点处的电压摆幅减少了 V_{GS2} 。 (M1和M3管的过驱动电压相差不大)

》》 源随器完成电平移动



输入端直流电平的上限

$$V_{in} < V_{out} + V_{TH1}$$

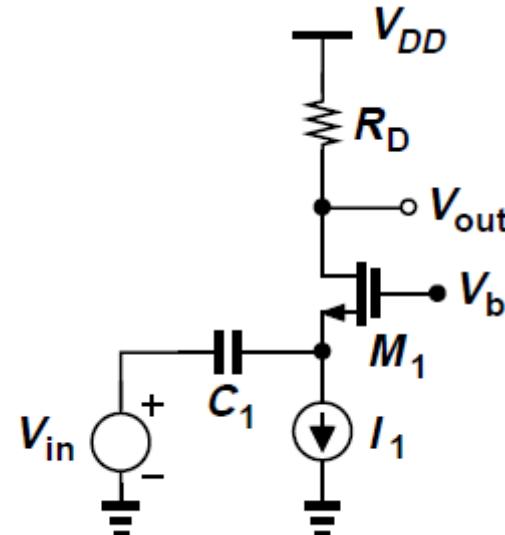
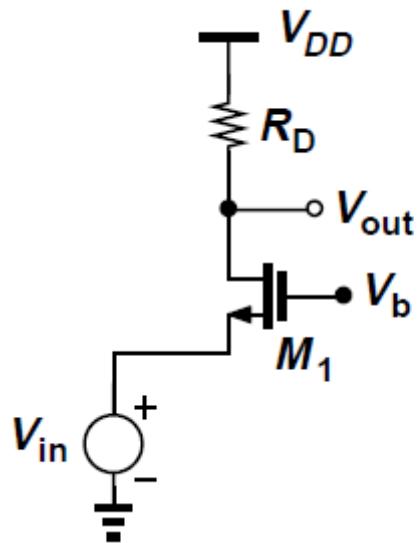
$$V_{in} < V_{DD} - V_{SG2} + V_{TH1}$$

前置一个源随器，有望将输入直流电平
上限提高至 V_{DD}

$$V_{DD} - V_{GS3} = V_X < V_{DD} - V_{SG2} + V_{TH1}$$

$$V_{GS3} > V_{SG2} - V_{TH1}$$

》》 共栅级：大信号分析



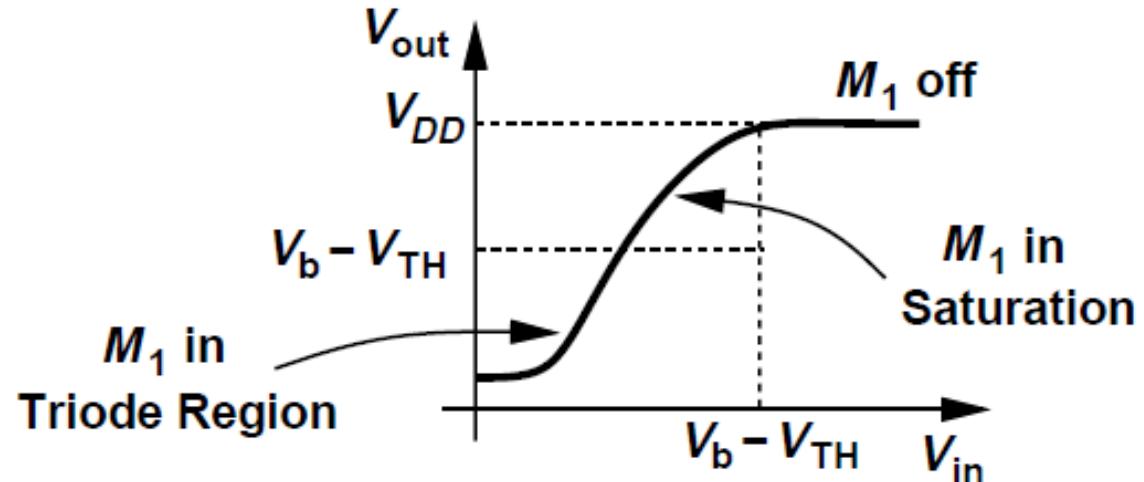
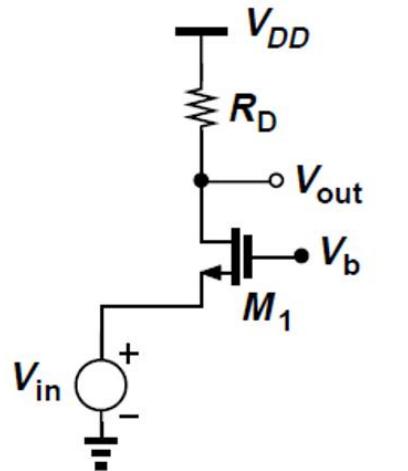
$V_{in} = 0$ 时，假定管子工作于线性区， $V_{in} \uparrow \Rightarrow I_D \downarrow \Rightarrow V_{out} \uparrow$

V_{in} 增大到使得 $V_{out} = V_b - V_{TH}$ 时，进入饱和区， $V_{in} \uparrow \Rightarrow I_D \downarrow \Rightarrow V_{out} \uparrow$

V_{in} 继续增大到 $V_b - V_{TH}$ 时，管子截止， $V_{out} = V_{DD}$

思考：管子能否一直工作在饱和区？

》》 共栅级：增益-I

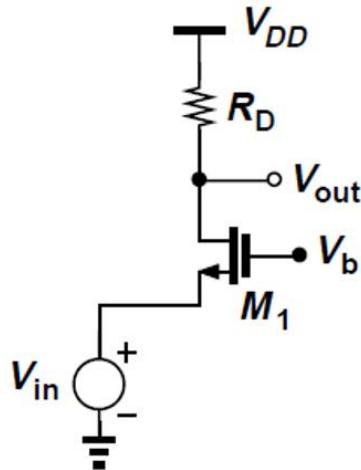


饱和区 $V_{out} = V_{DD} - \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{in} - V_{TH})^2 R_D$

增益 $A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = -\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{in} - V_{TH}) \left(-1 - \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{in}} \right) R_D$
 $= -g_m (-1 - \eta) R_D = (g_m + g_{mb}) R_D$

增益可直接观察：从源极看进去的阻抗为 $1/(g_m + g_{mb})$ ，则流过沟道的电流为 $V_{in}(g_m + g_{mb})$ ，这股电流也流过 R_D ，压降即是 V_{out} 。也可用辅助定理求解。

》》 共栅级：增益-II



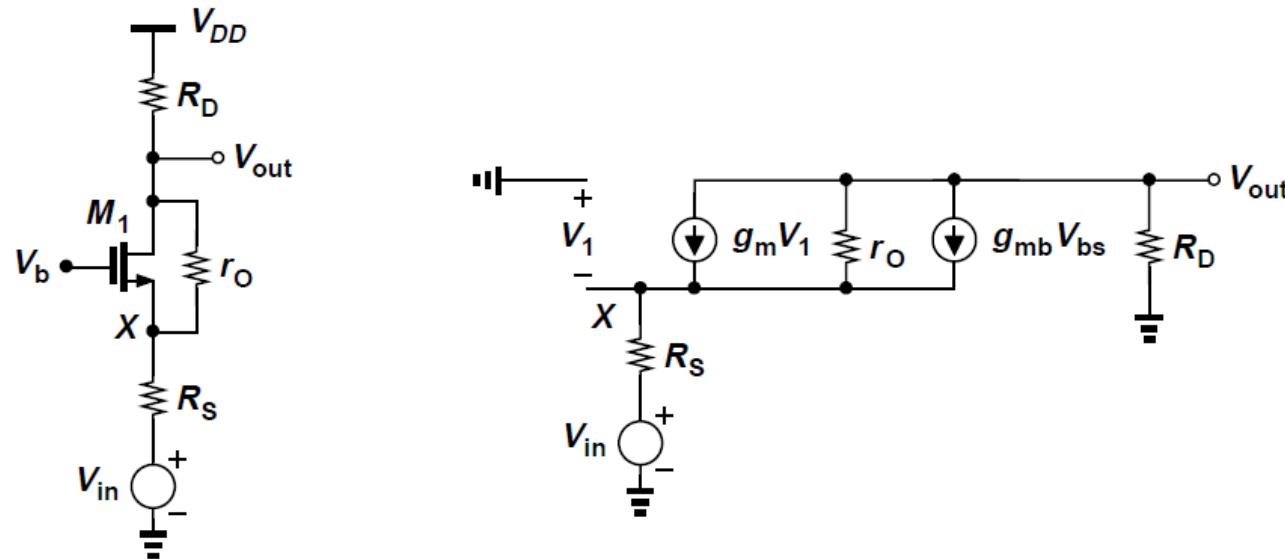
讨论：如何提高增益？

$$A_v = g_m(1 + \eta)R_D = (g_m + g_{mb})R_D$$

- 增大 g_m
 - 提高 I_D ，可通过增加 V_b 来实现。代价：功耗增加， V_{out} 的可允许摆幅减小。要求 $V_{out} > V_{GS} - V_{TH}$ 。
 - 增大 W/L ，代价：面积开销大；在偏置电流不变的情况下，易进入亚阈值区，因为 $V_{GS} - V_{TH}$ 减小。
- 增大 R_D
 - 代价： V_{out} 下降趋势变陡，易进入线性区。

》》共栅级：增益-III

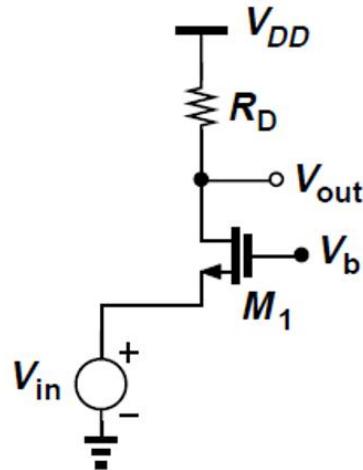
若考虑沟道长度调制效应和信号源内阻



$$V_X(g_m + g_{mb}) + \frac{V_X - V_{out}}{r_o} = \frac{V_{out}}{R_D} = \frac{V_{in} - V_X}{R_S}$$

$$A_v = \frac{R_D[1 + (g_m + g_{mb})r_o]}{R_D + r_o + R_S[1 + (g_m + g_{mb})r_o]}$$

》》 共栅级：输入电阻-Ⅰ

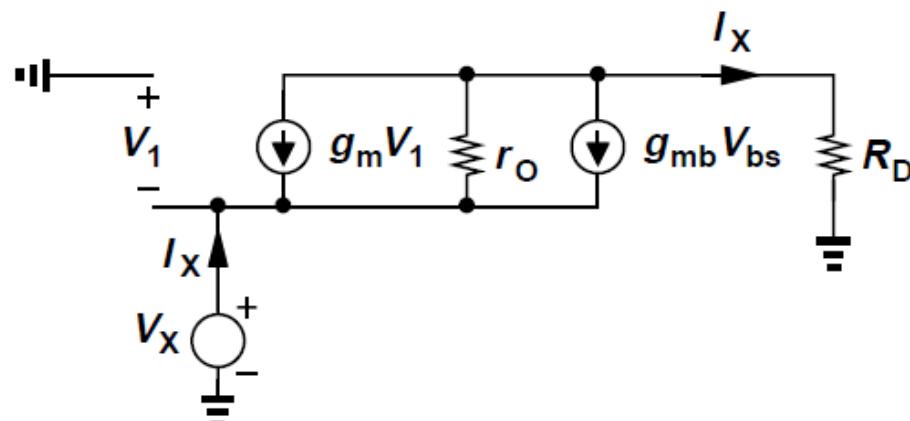
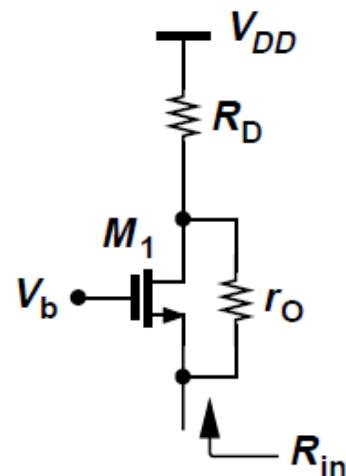


若忽略沟道长度调制效应

$$R_{in} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

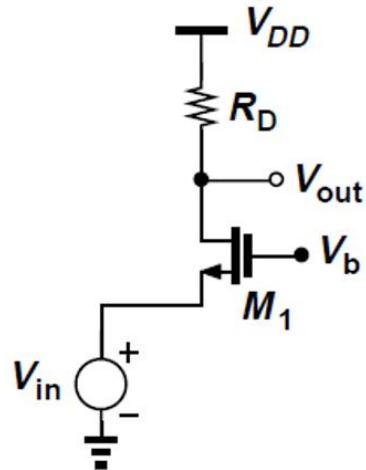
若考虑沟道长度调制效应

$$R_{in} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o}$$



尝试：只用左图，不必画小信号等效电路，可直接求解。

》》 共栅级：输入电阻-II

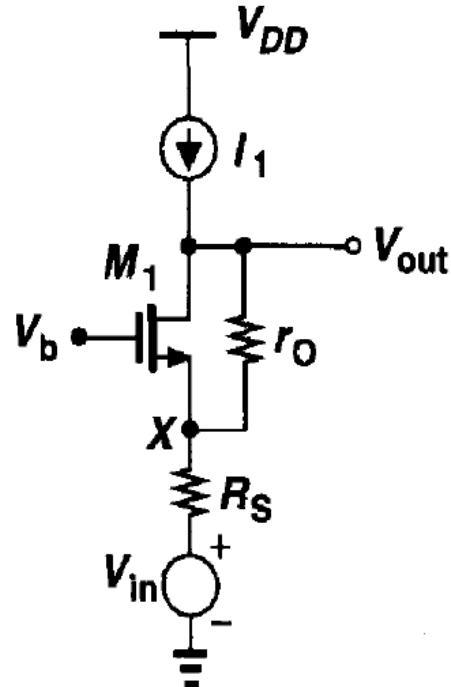


分析输入电阻

$$R_{in} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o}$$

- 若 $(g_m + g_{mb})r_o \gg 1$, 则 $R_{in} = \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$
 R_D 被减小了 $(g_m + g_{mb})r_o$ 倍。
- 若 $R_D = 0$, 则输入电阻可直接观察得到, 与公式一致。
- 若 R_D 用理想电流源代替, 输入电阻无穷大, 与直觉相符, 因为沟道电流固定不变。

》》 共栅级：以电流源作负载



□ 直接观察可判定：

- 小信号电流只在管子那个圈内流动！
- X点处的小信号电压 = 输入小信号电压。
- 信号源内阻对增益无影响。

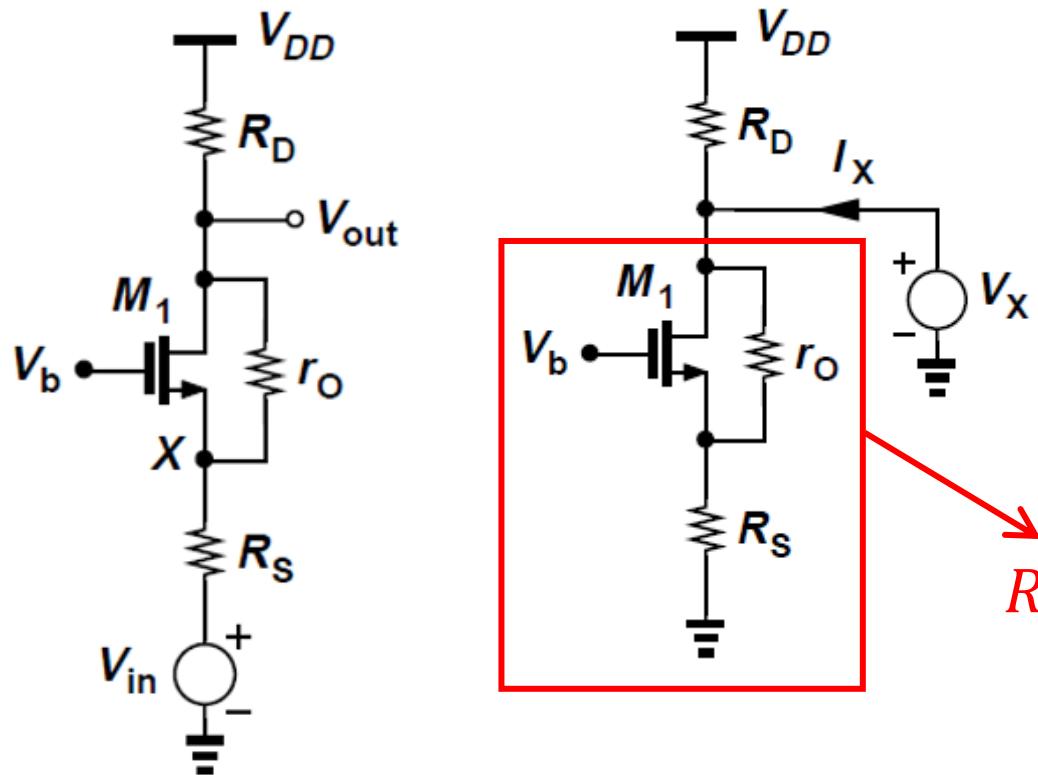
$$V_{in}(g_m + g_{mb}) = (V_{out} - V_{in})/r_o$$

$$A_v = (g_m + g_{mb})r_o + 1$$

与前文解得的通用表达式一致，下式令 $R_D \rightarrow \infty$ 即是。

$$A_v = \frac{R_D[1 + (g_m + g_{mb})r_o]}{R_D + r_o + R_S[1 + (g_m + g_{mb})r_o]}$$

》》 共栅级：输出电阻



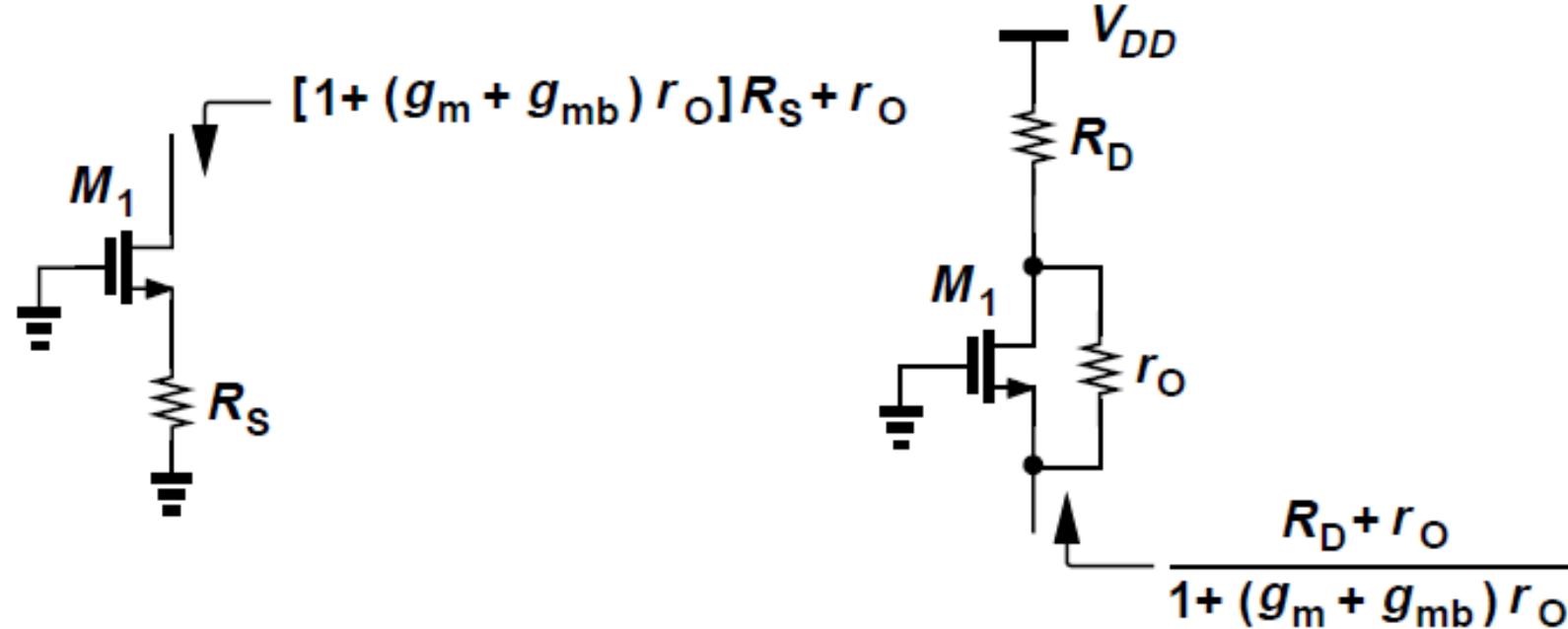
$$R_{eq} = r_o + R_S[1 + (g_m + g_{mb})r_o]$$

可尝试利用辅助定理
重新求解增益。

输出电阻可直接利用“源极负反馈-
共源”放大器的结论。

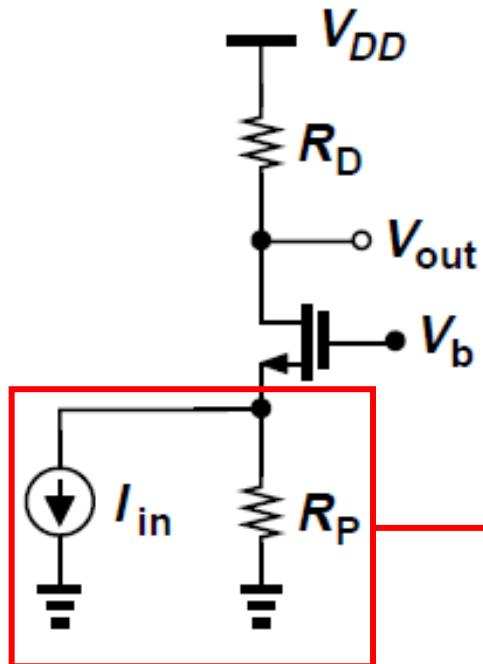
$$R_{out} = \{r_o + R_S[1 + (g_m + g_{mb})r_o]\} || R_D$$

》》 阻抗变换的概念



- 对于有源极负反馈的共源极，晶体管会增加其源极电阻。
- 对于共栅极而言，晶体管将降低其漏极电阻。
- MOS晶体管可增大源端电阻，减小漏端电阻。

》》 共栅级：输入电流信号



共栅级有一定的输入电阻，
可以直接输入电流信号。

作戴维南等效

$$\frac{V_{out}}{I_{in}R_P} = \frac{R_D[1 + (g_m + g_{mb})r_o]}{R_D + r_o + R_P[1 + (g_m + g_{mb})r_o]}$$

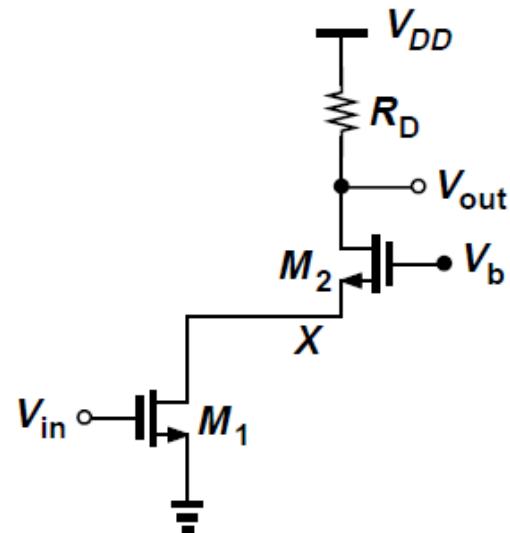
$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_P R_D [1 + (g_m + g_{mb})r_o]}{R_D + r_o + R_P [1 + (g_m + g_{mb})r_o]}$$



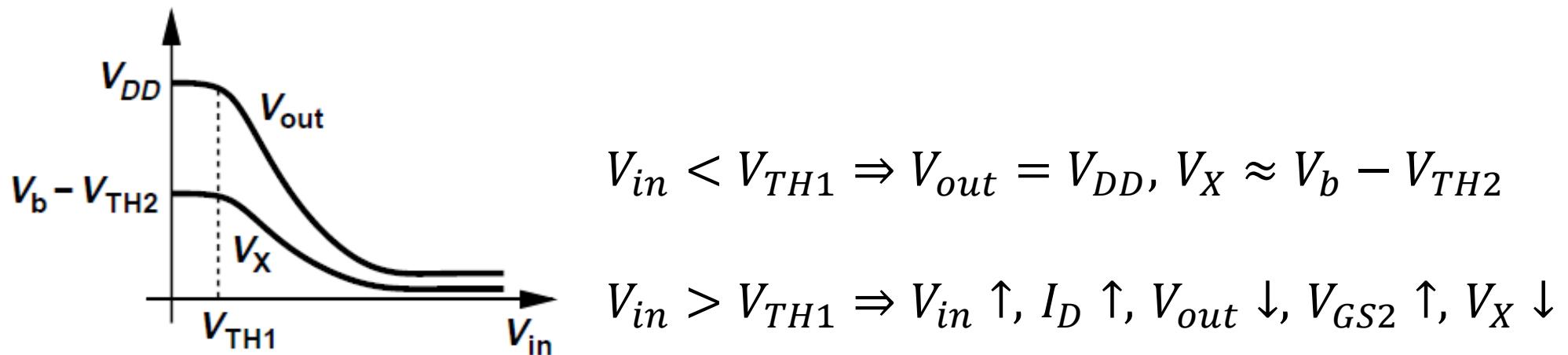
手工计算作业

- 《拉扎维》第85页：3.10(a)、3.14
- 《拉扎维》第86页：3.20(a)、(d)
- 《拉扎维》第86页：3.21(b)、(c)、(d)、(e)、(f)、(g)

》》 共源共栅级：大信号分析

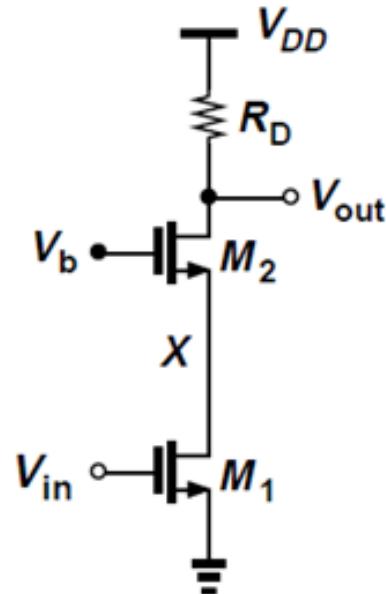


- 共源级与共栅级的级联。
- 共源级将输入电压转换为电流，转换后的电流作为共栅级的输入信号，再转换为电压。
- 左图被称为“套筒式共源共栅”。
- Telescopic Cascode



思考：输出摆幅如何？

》》 共源共栅级：增益-1



若忽略沟道长度调制效应

$$A_v = -g_{m1}R_D$$

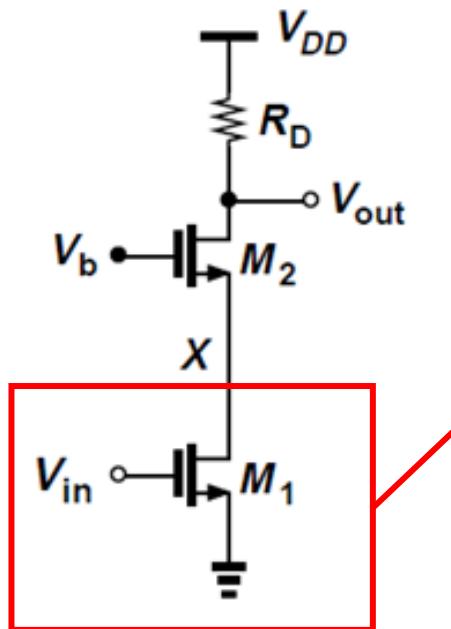
若考虑沟道长度调制效应，
用以下五种方法求解增益。

● 方法一：辅助定理

等效跨导用分流公式： $G_m = g_{m1} \frac{r_{o1}}{r_{o1} + \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \parallel r_{o2}}$

输出电阻观察可得： $R_{out} = R_D \parallel \{r_{o2} + r_{o1}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]\}$

》》 共源共栅级：增益-II



● 方法二：戴维南定理

$$V_{eq} = -g_{m1}r_{o1}V_{in}$$

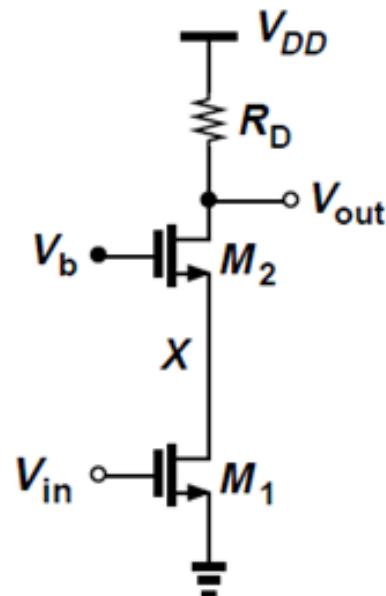
$$R_{eq} = r_{o1}$$

电路简化为共栅级

$$V_{out} = R_D \frac{V_{eq}}{R_{eq} + \frac{r_{o2} + R_D}{1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}}}$$

$$= \frac{-g_{m1}r_{o1}R_D V_{in}}{r_{o1} + \frac{r_{o2} + R_D}{1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}}}$$

》》 共源共栅级：增益-III



● 方法三：直接观察

只需解出流过 R_D 的小信号电流

从X处向上看的电阻： $\frac{r_{o2} + R_D}{1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}}$

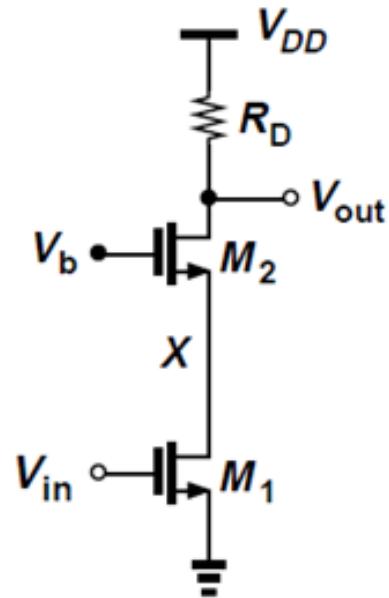
从X处向下看的电阻： r_{o1}

X处的电流来自于： $-g_{m1}V_{in}$

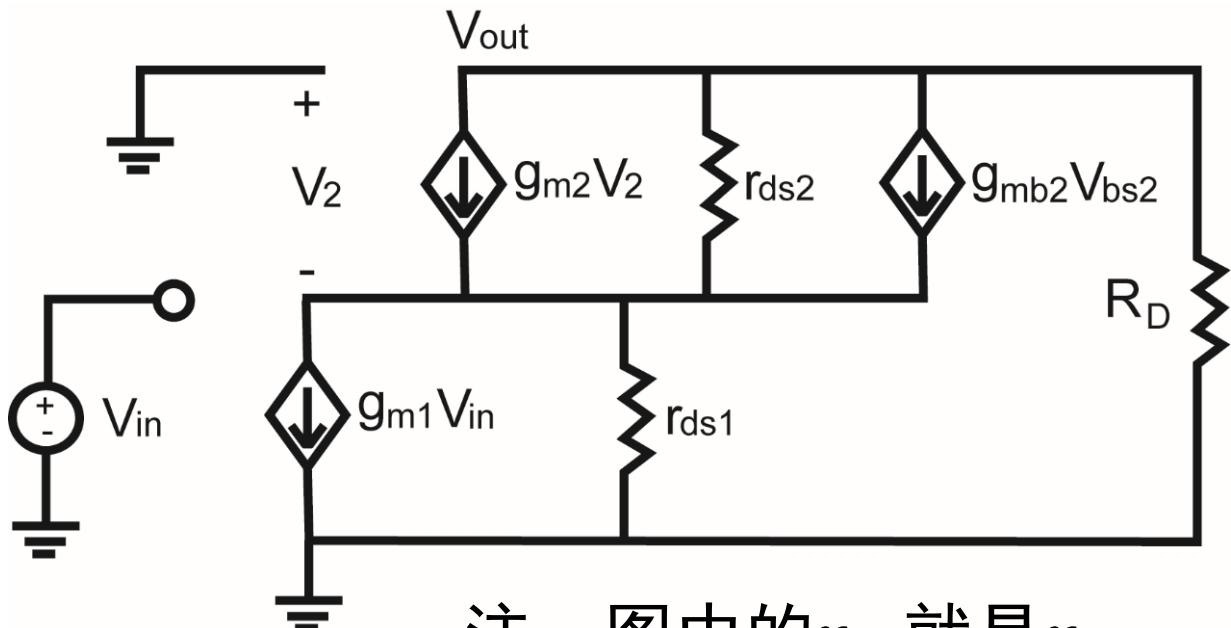
与戴维南定理法
异曲同工

分流公式： $V_{out} = -g_{m1}V_{in} \frac{\frac{r_{o1}}{r_{o1} + \frac{r_{o2} + R_D}{1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}}}}{R_D}$

》》 共源共栅级：增益-IV



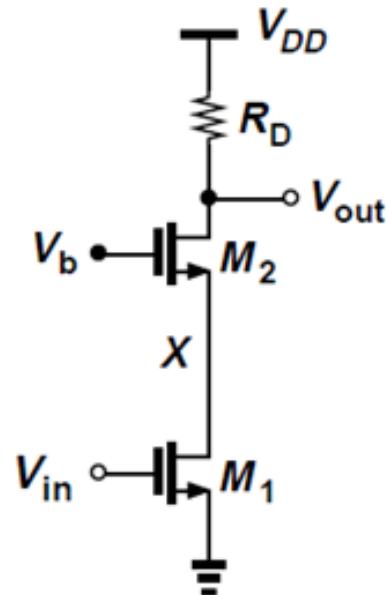
● 方法四：小信号等效电路



注：图中的 r_{ds} 就是 r_o

$$A_v = -\frac{g_{m1}r_{o1}R_D[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]}{r_{o2} + R_D + r_{o1}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]}$$

》》 共源共栅级：增益-V



● 方法五：大信号微分法

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{out} = V_{DD} - I_D R_D \\ I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH1})^2 (1 + \lambda V_X) \\ I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_X - V_{TH2})^2 (1 + \lambda V_{out} - \lambda V_X) \end{array} \right.$$

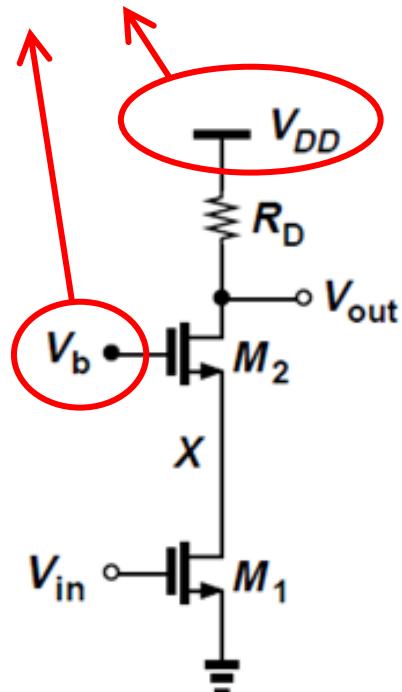
计算量较大

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = -R_D \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} \\ \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = g_{m1} + \frac{1}{r_{o1}} \frac{\partial V_X}{\partial V_{in}} \\ \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = g_{m2}(-1 - \eta) \frac{\partial V_X}{\partial V_{in}} + \frac{1}{r_{o2}} \left(\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} - \frac{\partial V_X}{\partial V_{in}} \right) \end{array} \right.$$

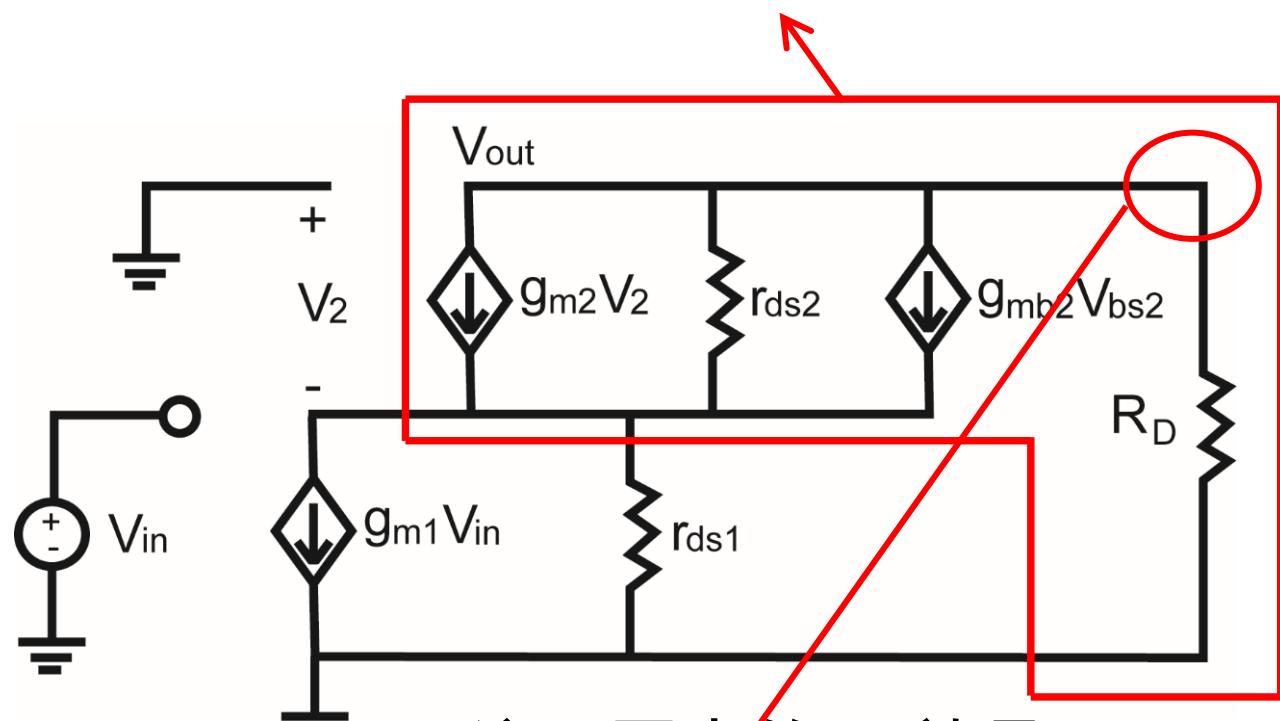
» 注意：严格区分大信号与小信号

注意：前四种方法的本质都是对小信号等效电路做简化。

算电阻时，这里接地



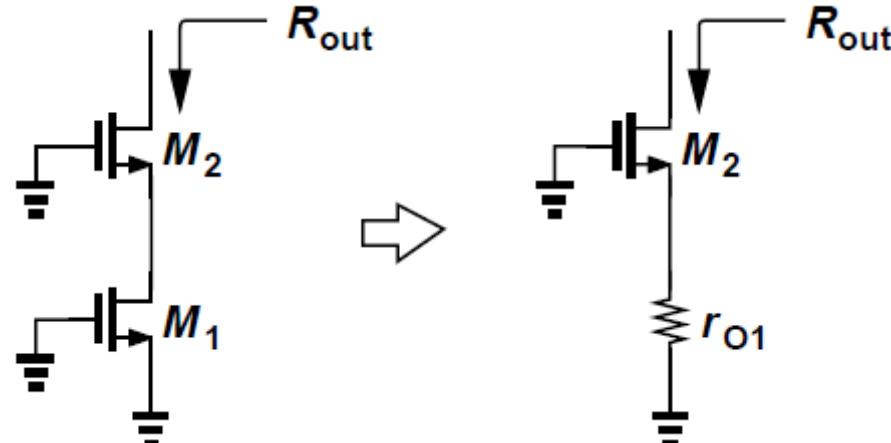
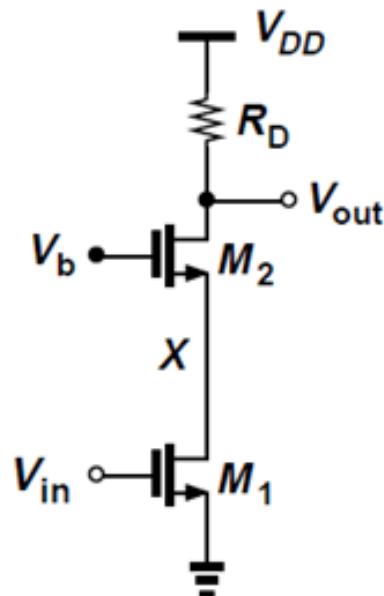
阻抗变换，实质是这个模块的等效电阻



注：图中的 r_{ds} 就是 r_o

求等效跨导时，这里接地，求电流

》》 共源共栅级：输出阻抗



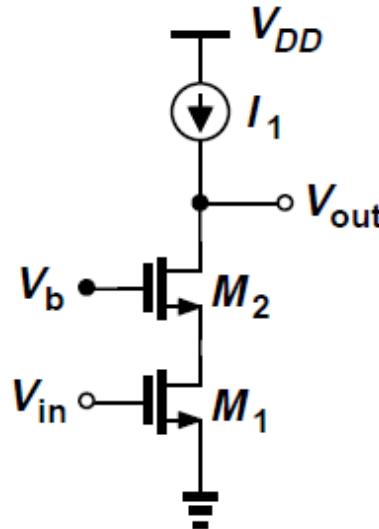
前文已利用阻抗变换原理解得：

将普通电阻 R_D 换成电流源，避免这个高输出阻抗被“稀释”。

$$\begin{aligned}R_{out} &= r_{o2} + r_{o1}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}] \\&= r_{o2} + r_{o1} + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o1}r_{o2} \\&\approx (g_{m2} + g_{mb2})r_{o1}r_{o2}\end{aligned}$$

这个值很高，便于获得高增益。

» 共源共栅级：电流源作负载



不可忽略沟道长度调制效应(为什么?),

求解增益。

直接利用前文结论, 令 $R_D \rightarrow \infty$, 即可
得到

$$A_v = -\frac{g_{m1}r_{o1}R_D[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]}{r_{o2} + R_D + r_{o1}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]}$$

$$\xrightarrow{R_D \rightarrow \infty} -g_{m1}r_{o1}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]$$

$$\approx -g_{m1}r_{o1}(g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}$$

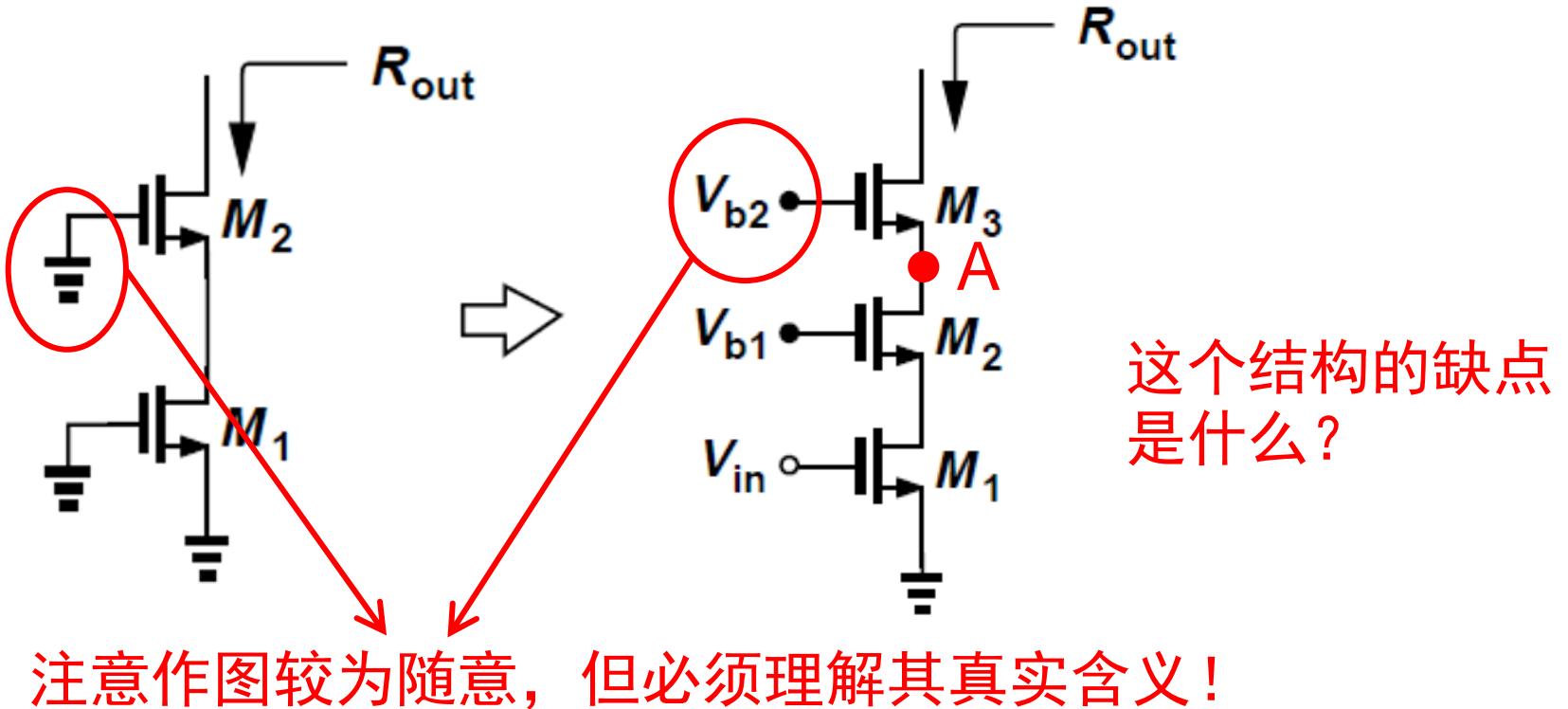
共源共栅结构

常用于高增益

运算放大器

几乎是本征增益的平方, 极大!

» 三层共源共栅结构



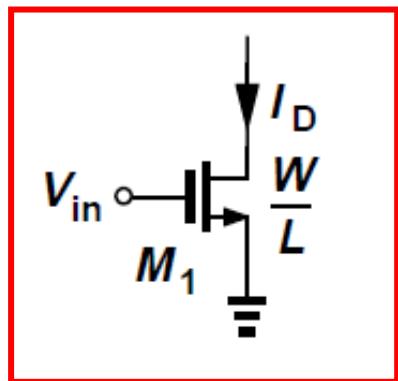
阻抗变换两次, 被放大两次, 第一次从A点往下看:

$$R_A = r_{o2} + r_{o1}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]$$

最后一次从顶端往下看全部输出:

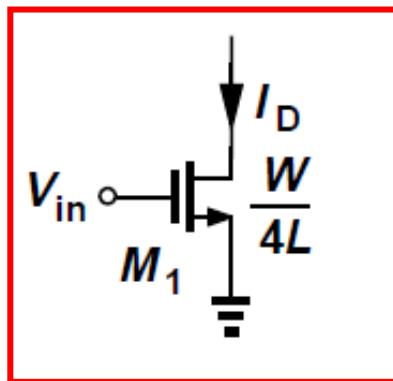
$$R_{out} = r_{o3} + R_A[1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{o3}] \approx g_{m2}g_{m3}r_{o1}r_{o2}r_{o3}$$

》》 提高输出阻抗的方法对比



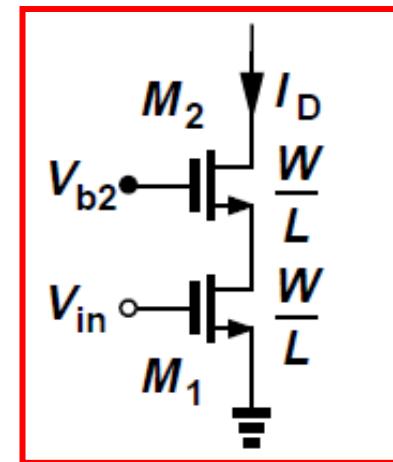
(a)

原结构



(b)

增加沟道长度



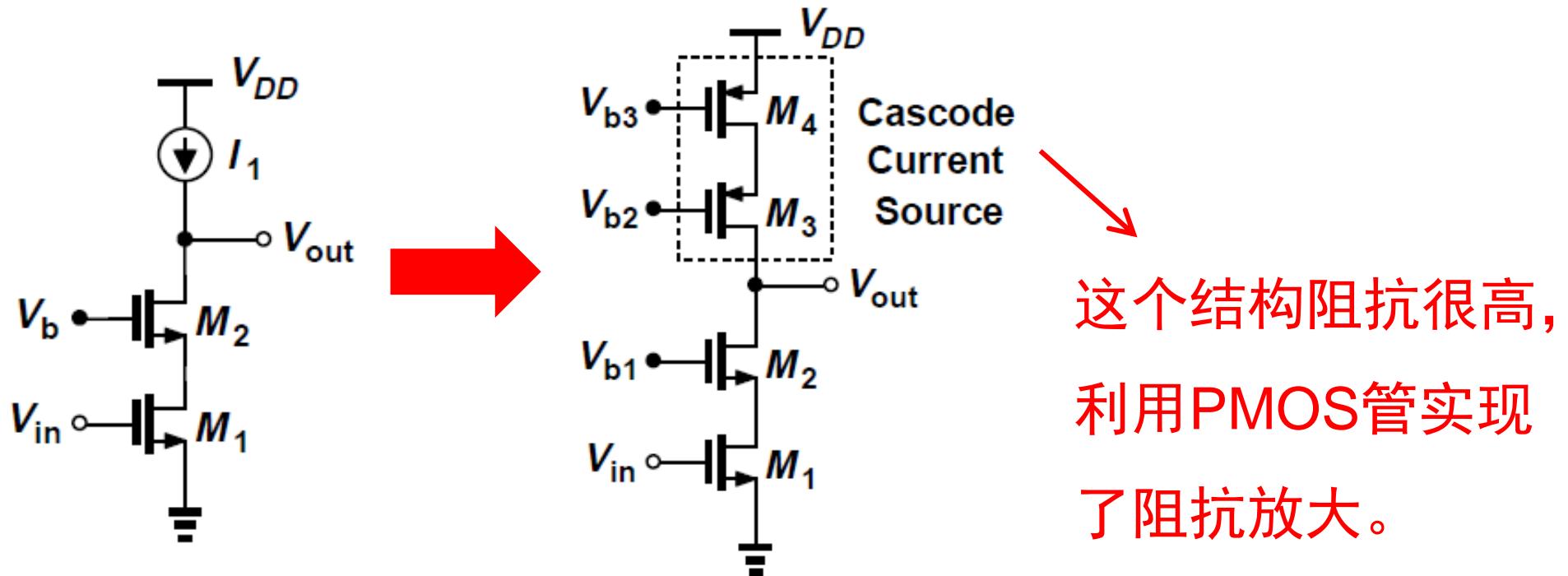
(c)

使用共源共栅结构

□ 假定偏置电流相同

- 二者消耗的电压余度相同，对摆幅下限的影响相同。
- b图的输出阻抗增大为原结构的4倍 ($\lambda \propto 1/L$)。
- c图的输出阻抗增大为原结构的大约 $g_{m2} r_{o2}$ 倍。
- 而且，b图的跨导损失了一半。

》》 共源共栅放大管+共源共栅电流源-I

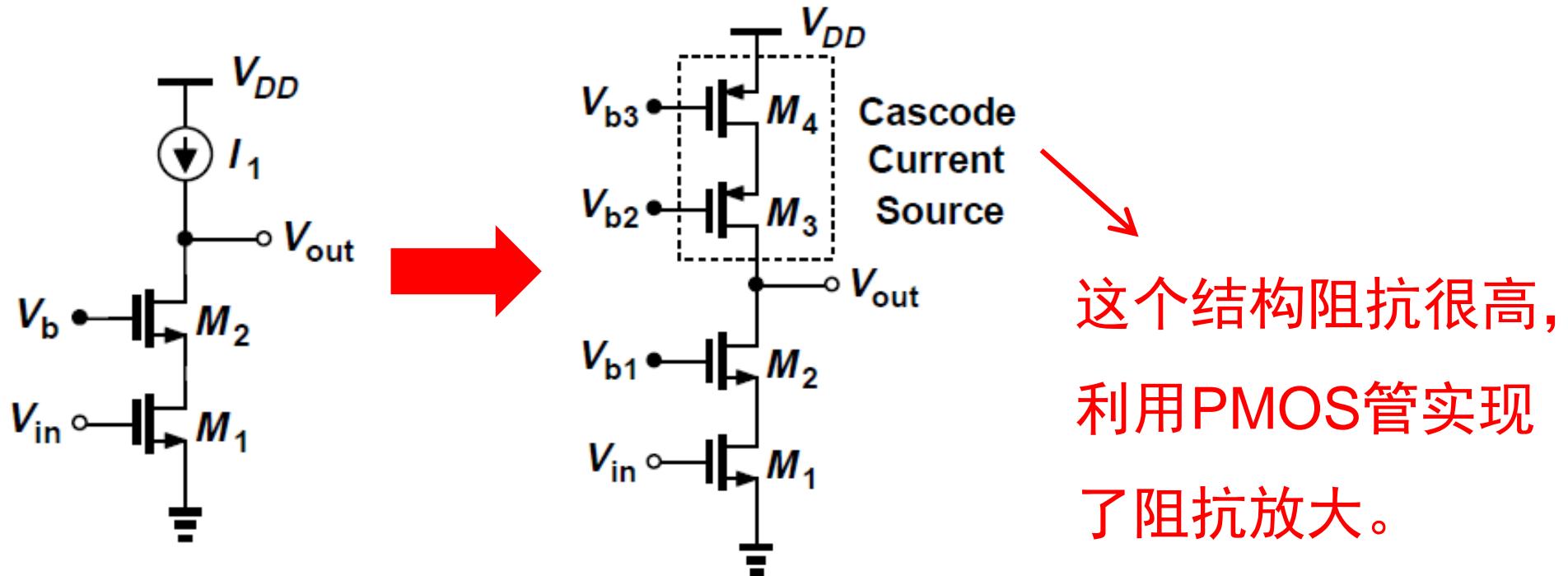


$$G_m = g_{m1} \frac{r_{o1}}{r_{o1} + \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \parallel r_{o2}} \approx g_{m1}$$

$$R_{out} = \{r_{o3} + r_{o4}[1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{o3}]\}$$

$$\parallel \{r_{o2} + r_{o1}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]\} \approx (g_{m3}r_{o3}r_{o4}) \parallel (g_{m2}r_{o1}r_{o2})$$

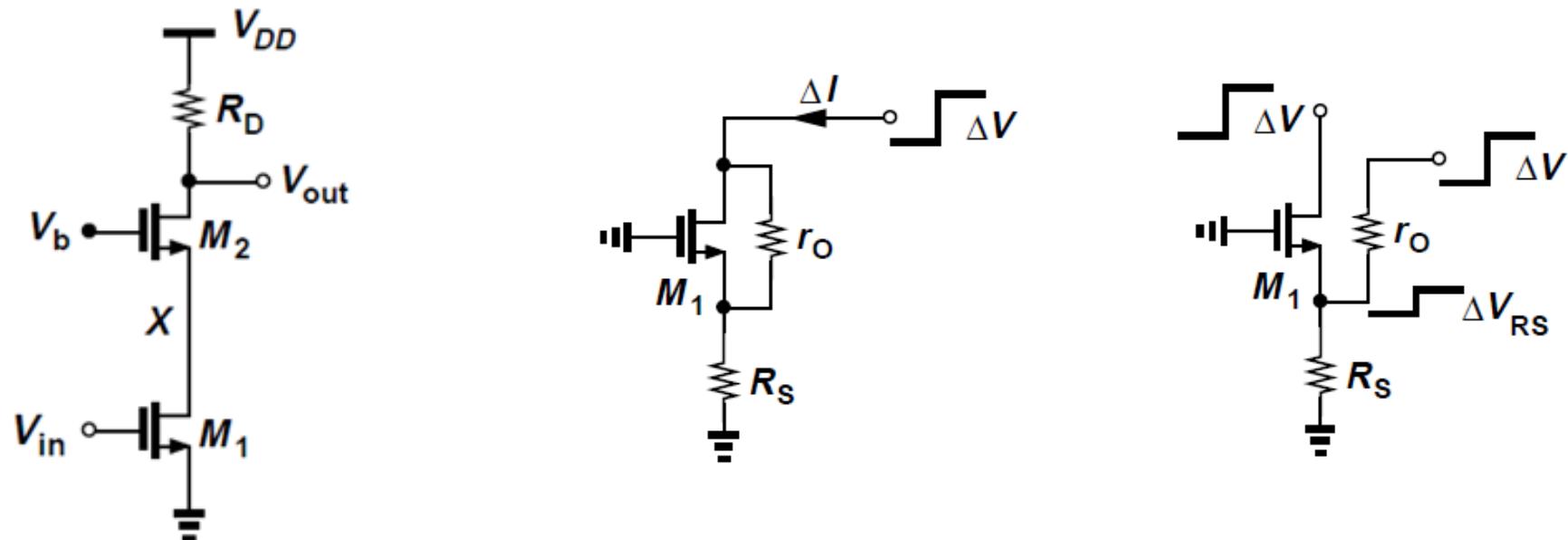
》》 共源共栅放大管+共源共栅电流源-II



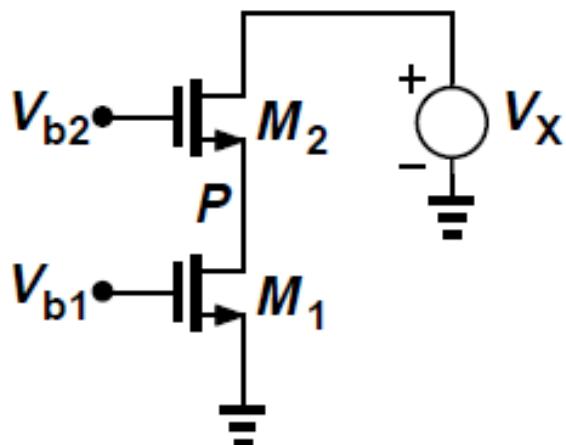
$$A_v = -G_m R_{out} \approx -g_{m1} [(g_{m3} r_{o3} r_{o4}) \parallel (g_{m2} r_{o1} r_{o2})]$$

思考：输出摆幅区间是多少？—— 消耗4个过驱动电压

》》 共源共栅结构的屏蔽效应



共源共栅输出阻抗增大的原理：\$R_s\$上的电压变化很小，被“屏蔽”。

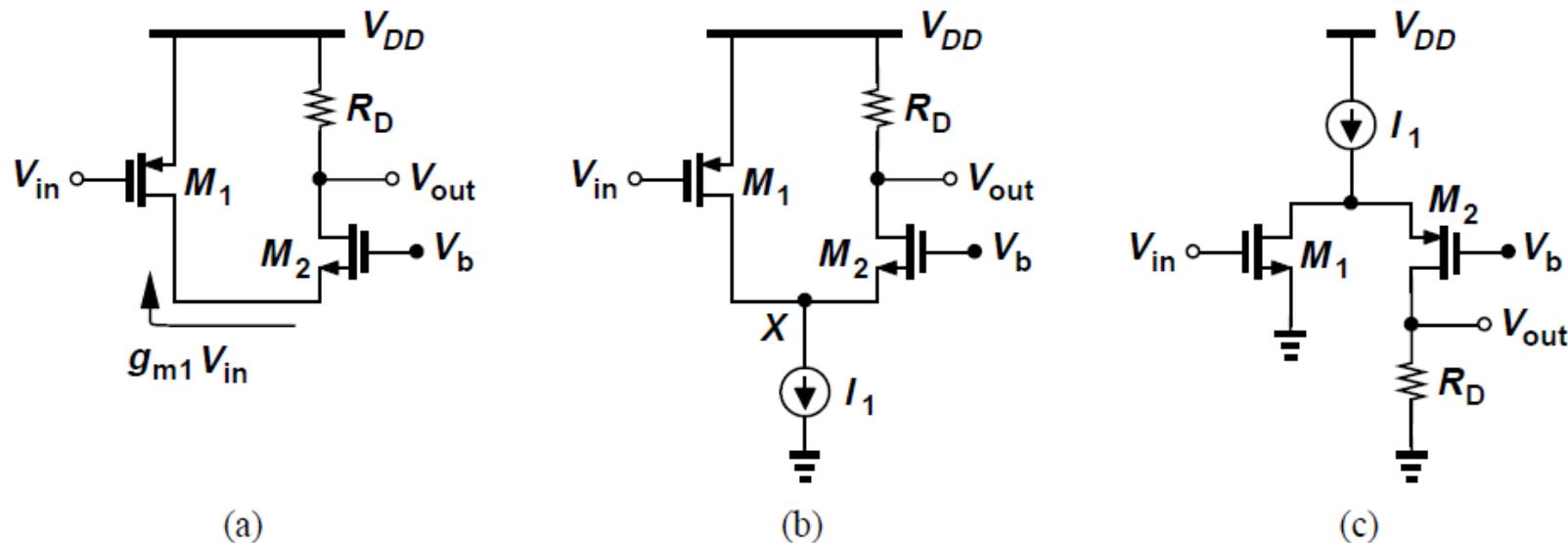


左图，如果\$V_X\$发生了\$\Delta V\$的波动，则P点电压的波动量被显著减小，远小于\$\Delta V\$

$$\begin{aligned}\Delta V_P &= \Delta V \frac{r_{o1}}{r_{o2} + [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]r_{o1}} \\ &\approx \frac{\Delta V}{(g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}}\end{aligned}$$

》》 折叠式共源共栅：结构与原理

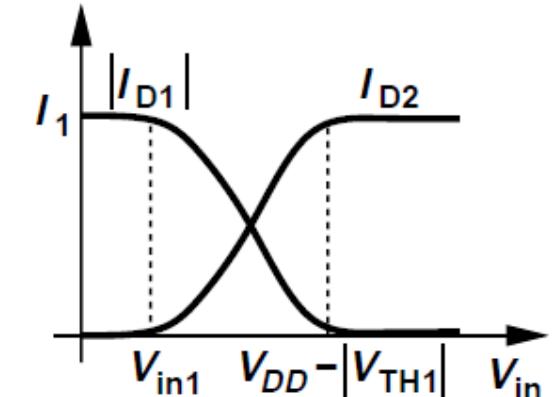
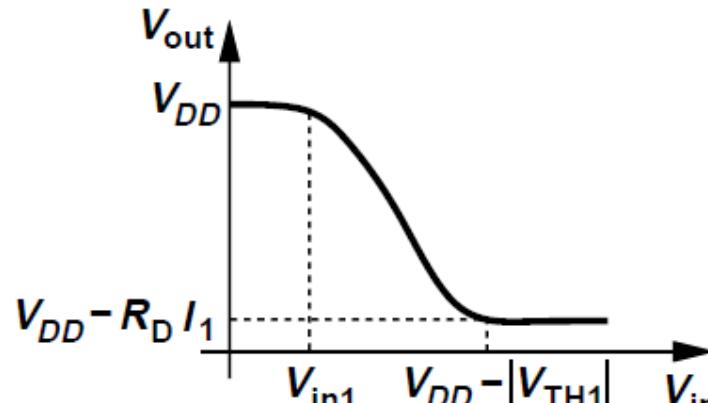
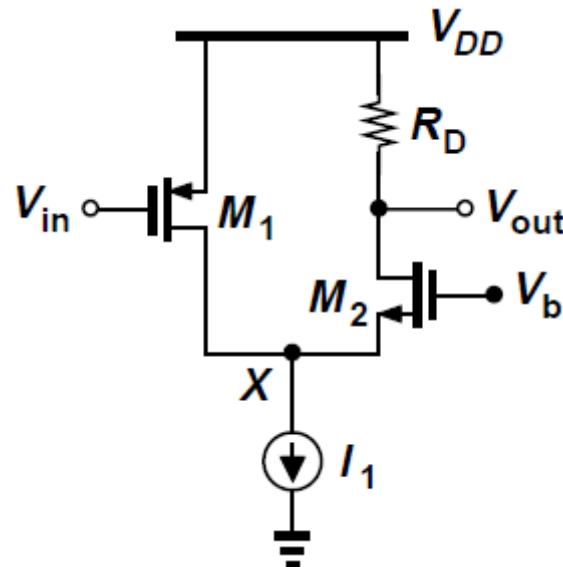
共源共栅可以由NMOS与PMOS混搭构成。



折叠式共源共栅 (Folded Cascode)

- 与套筒式共源共栅有区别： $I_{D1} \neq I_{D2}$ ，因为折叠，电流不再复用。
- 图b： $V_{in} \downarrow, I_{D1} \uparrow, I_{D2} \downarrow, V_{out} \uparrow$
- 图c： $V_{in} \uparrow, I_{D1} \uparrow, I_{D2} \downarrow, V_{out} \downarrow$

》》 折叠式共源共栅：大信号分析-I

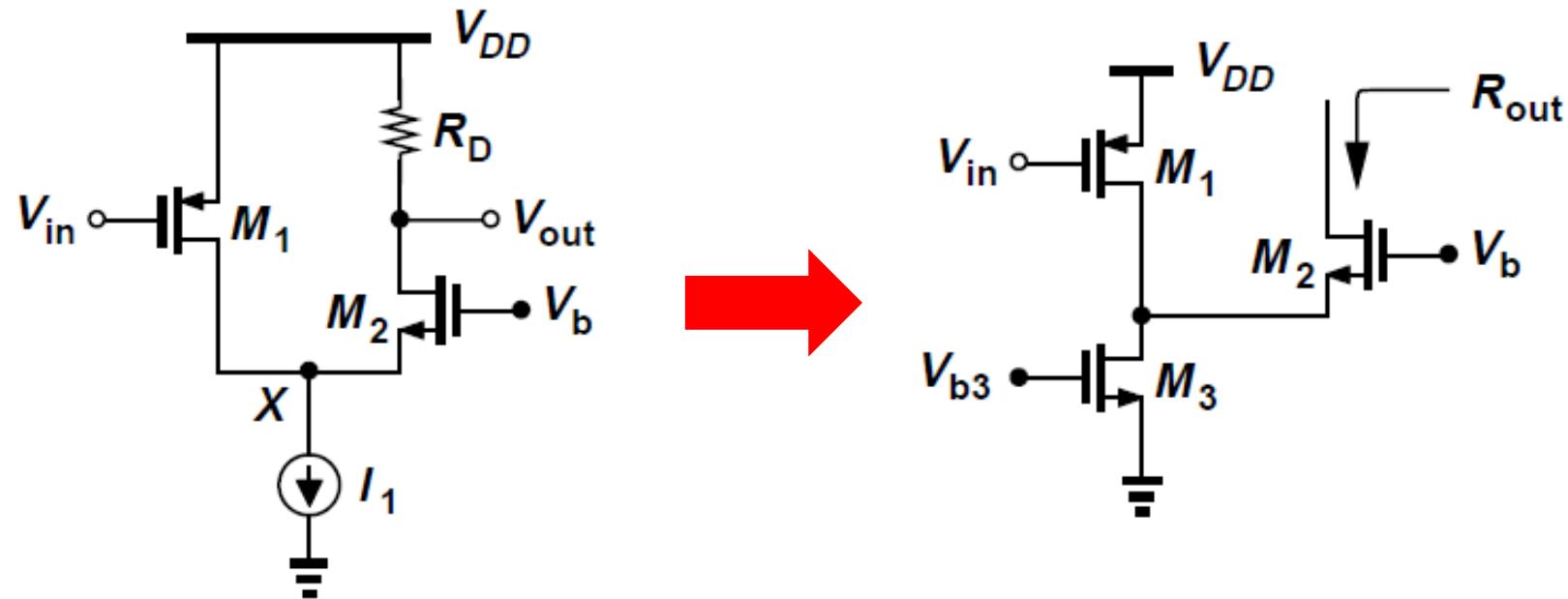


$$V_{out} = V_{DD} - I_{D2}R_D \quad I_{D2} = I_1 - \frac{1}{2}\mu_p C_{ox} \frac{W_1}{L_1} (V_{DD} - V_{in} - |V_{TH1}|)^2$$

- 当 V_{in} 增加到 $V_{DD} - V_{TH1}$ ，使 M1 管截止时， $V_{out} = V_{DD} - I_1 R_D$ 。
- 当 V_{in} 减小到使 $I_{D1} = I_1$ 时， $I_{D2} = 0$ ， $V_{out} = V_{DD}$ 。

$$I_1 = \frac{1}{2}\mu_p C_{ox} \frac{W_1}{L_1} (V_{DD} - V_{in} - |V_{TH1}|)^2 \Rightarrow V_{in1} = V_{DD} - |V_{TH1}| - \sqrt{\frac{2I_1}{\mu_p C_{ox} (W_1/L_1)}}$$

》》 折叠式共源共栅：输出阻抗

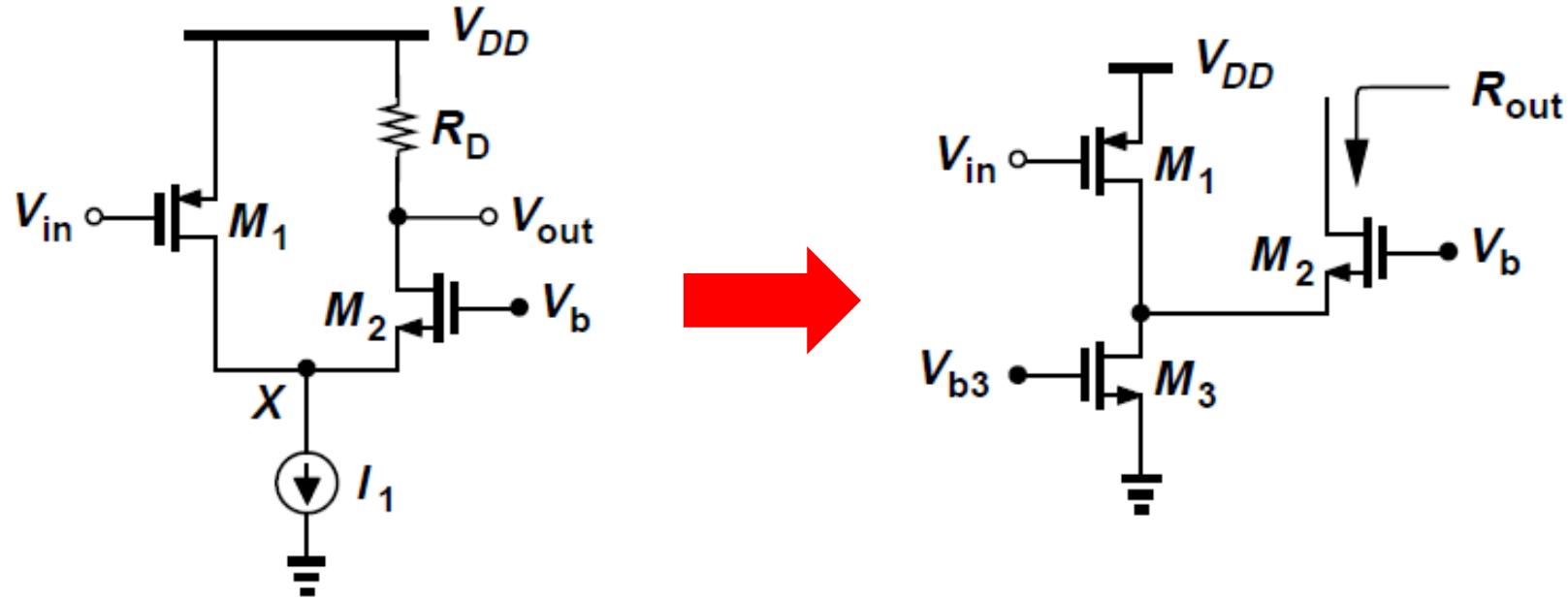


直接观察可得

$$R_{out} = r_{o2} + [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}](r_{o1} // r_{o3})$$

这个结构的输出阻抗比套筒式共源共栅的要小。

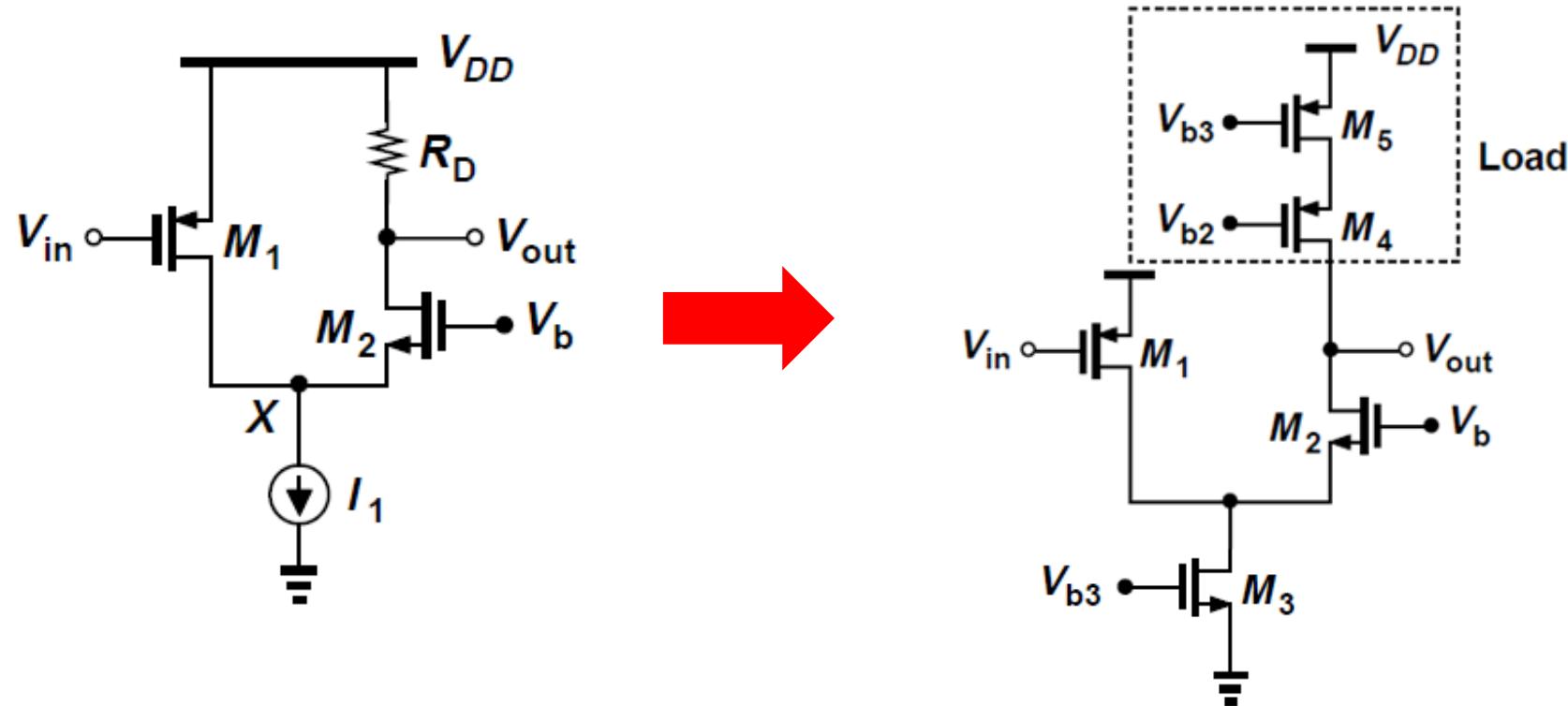
》》 折叠式共源共栅：增益



用前文的任何一种方法，可解得增益

$$A_v = -\frac{g_{m1}(r_{o1} \parallel r_{o3})R_D[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]}{r_{o2} + R_D + (r_{o1} \parallel r_{o3})[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]}$$

》》 折叠式共源共栅：共源共栅作负载

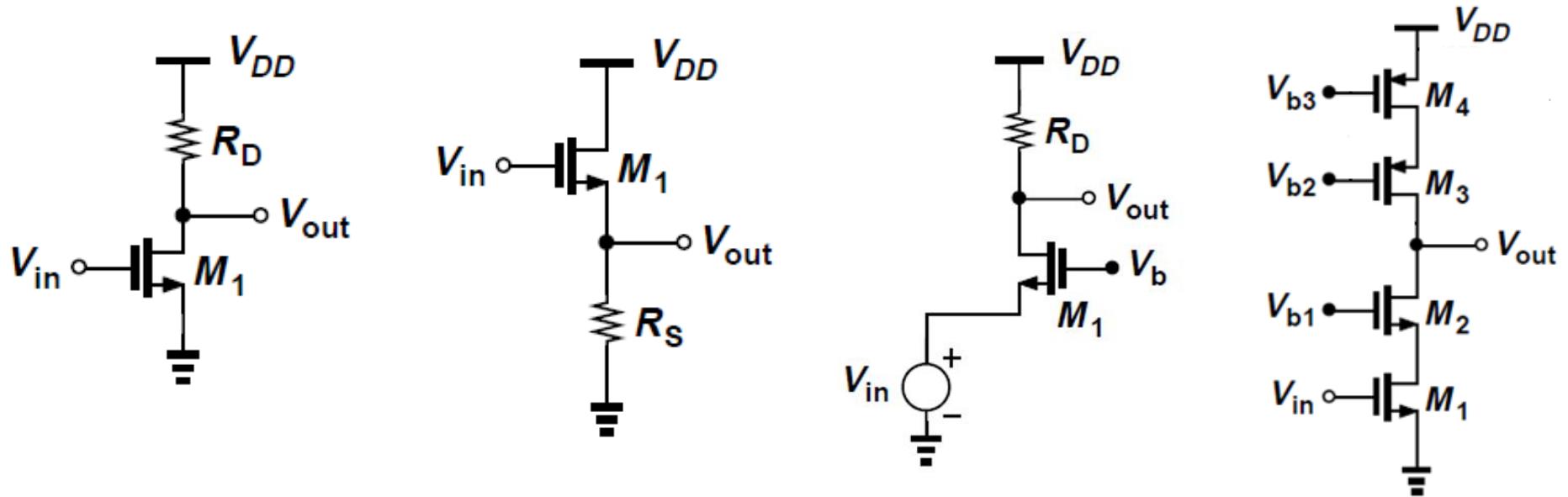


$$\text{令上页 } R_D = r_{o4} + r_{o5}[1 + (g_{m4} + g_{mb4})r_{o4}]$$

$$A_v \approx -g_{m1}\{(g_{m4}r_{o4}r_{o5}) \parallel [g_{m2}r_{o2}(r_{o1} \parallel r_{o3})]\}$$

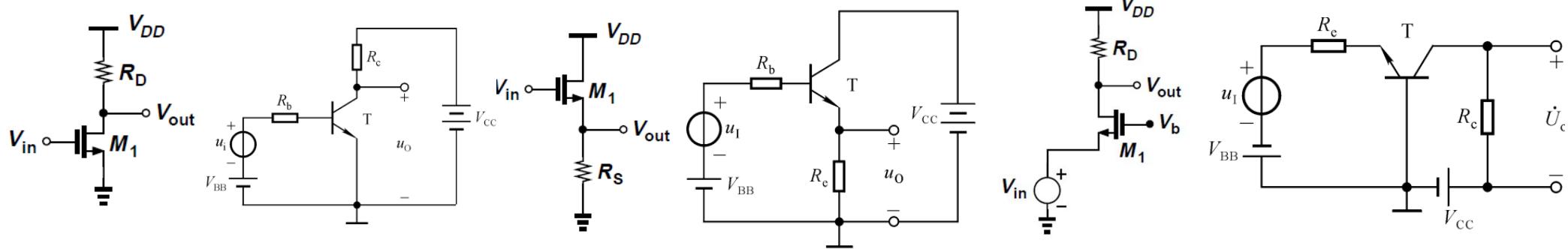
通常折叠式Cascode的增益比套筒式要低，但在差分结构中，
折叠式Cascode的摆幅更大（后续课程再讲）。

》》 小结



- 共源级：输入电阻大，倒相器，有增益，适合基本放大。
- 源随器：增益近似为1，输出电阻小，适合做缓冲级。
- 共栅级：有输入电阻，而且较低，能接收电流。
- 共源共栅级：超高的增益，但牺牲摆幅。
- 这几种结构，换用PMOS管实现，如何？

与BJT单级放大器的对比



- CMOS共源级和源随器的输入电阻远高于BJT共射级和射随器的输入电阻。
- CMOS共源级的增益比BJT共射级的增益小，根源：BJT的跨导通常大于MOS管（或者， β 较大）。
- 与CMOS源随器相比，BJT射随器的增益更接近1。
- CMOS共源级与BJT共射级的输出电阻相差不大。
- CMOS源随器的输出电阻大于BJT射随器的输出电阻。
- CMOS的优势：温度稳定性、制造工艺、集成度。



手工计算作业

口手工计算

- 《拉扎维》第85页：3.17(b)、(d)，不画草图，求增益
- 《拉扎维》第86页：3.20(b)、(c)、(e)
- 《拉扎维》第86页：3.21(a)、(h)
- 第一版与第二版教材题号一致。



仿真作业

□ 仿真

- 设计共源共栅放大器，放大倍数在1000倍以上。
- $VDD = 3.3 \text{ V}$, 偏置电流 0.5 mA , 其余性能不做要求。
- 不能用普通电阻，一律用MOS管。
- 物理参数使用教材第二章最后的附表。
- 提交电路图和仿真波形图。标出各个管子的W/L和栅极偏置电压。做出数值标记，以证明满足指标。

□ 如果做不出来，可以忽略体效应。

□ 在忽略体效应的情况下，如果还做不出来，那就做一个简单的共源放大器仿真，没有任何性能要求。

第八章 CH4+CMOS 差动放大器.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

4. CMOS差动放大器

王昭昊

©2020



内容提要

■ 为什么要差动工作

□ 概念、优点

■ 基本差动对

□ 大信号定性分析、大信号定量分析、小信号分析

■ 共模响应

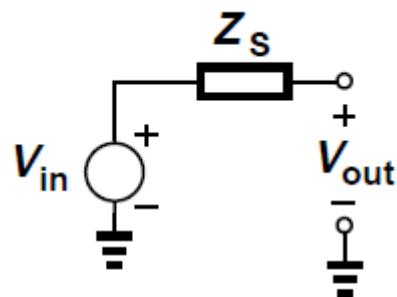
□ 共模增益、失配、共模抑制比

■ MOS管为负载的差动对

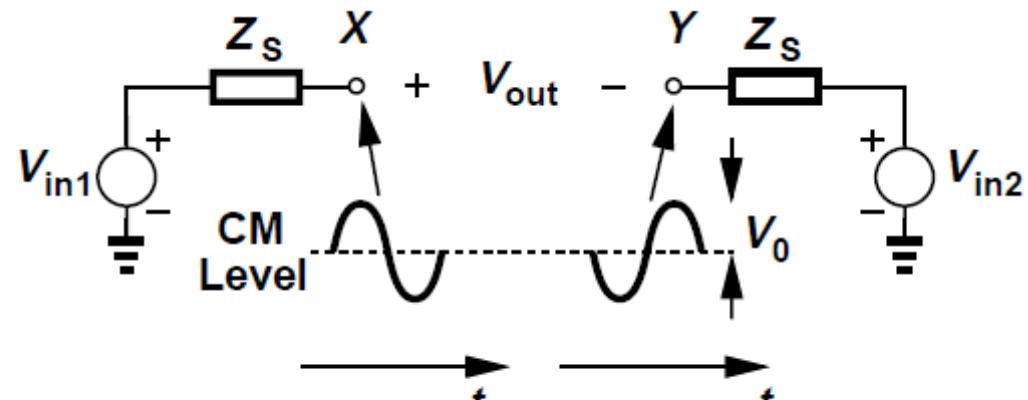
□ 二极管连接、电流源连接、Cascode

》》 定义

- 单端信号：参考电位为固定电位，通常为地电位。
- 差动信号：两个结点的电位相对于参考电位，大小相等，相位相反，其差值为差动信号（差分信号）。
- 共模电平：差动信号的中心电位。



(a)

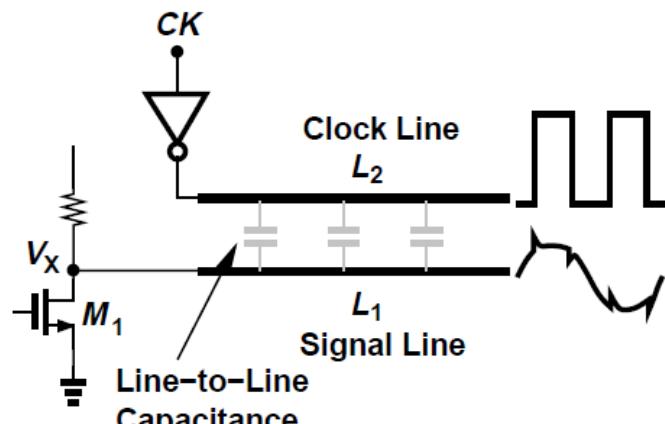


(b)

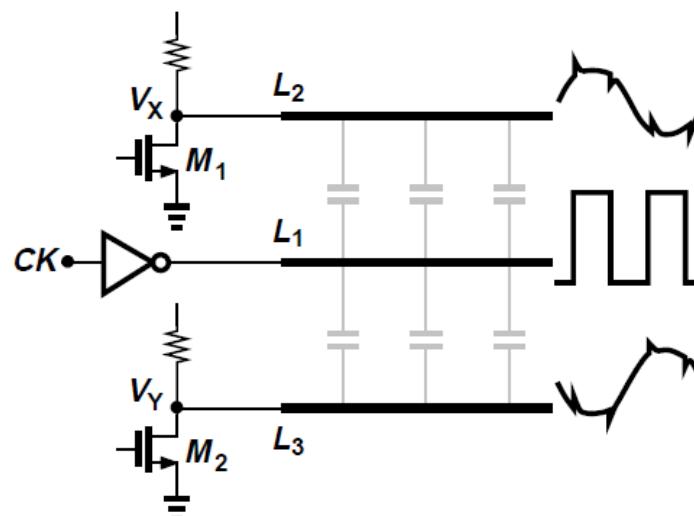
$$V_{out} = V_X - V_Y$$

》》差动工作的优点-1

- 对耦合噪声具有更强的抗干扰能力。
- 在图(a)，由于传输线之间存在耦合电容，传输线L2的时钟信号能够轻易干扰传输线L1的小信号波形。
- 在图(b)，传输线L1的时钟信号对差动传输线L2和L3的干扰相同，在差动输出时，干扰互相抵消，抑制共模噪声。



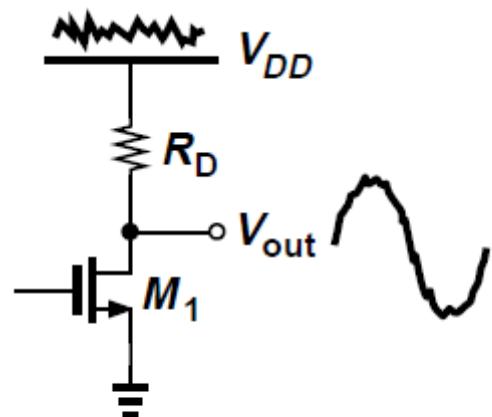
(a)



(b)

》》 差动工作的优点-II

- 对电源噪声具有更强的抗干扰能力。



(a)



(b)

$$V_{DD} \Rightarrow V_{DD} + \Delta V$$

$$V_{DD} \Rightarrow V_{DD} + \Delta V$$

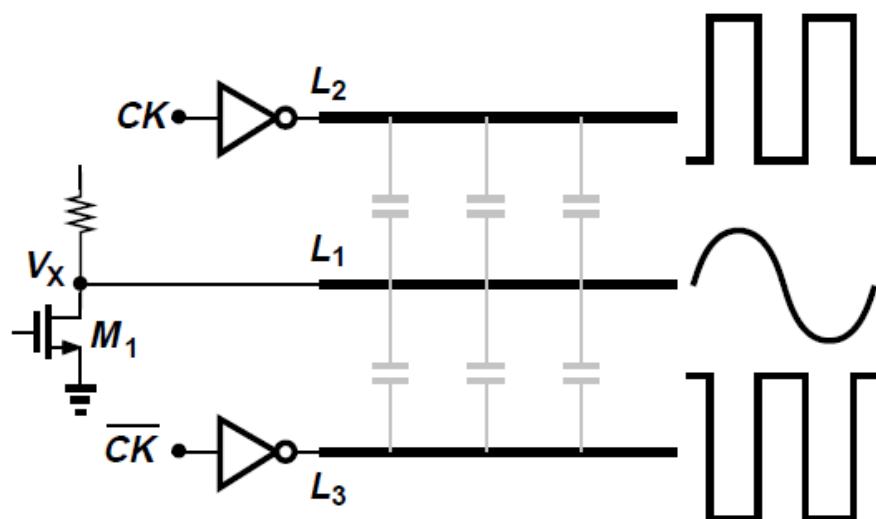
$$V_{out} \Rightarrow V_{out} + \Delta V$$

$$V_X \Rightarrow V_X + \Delta V, V_Y \Rightarrow V_Y + \Delta V$$

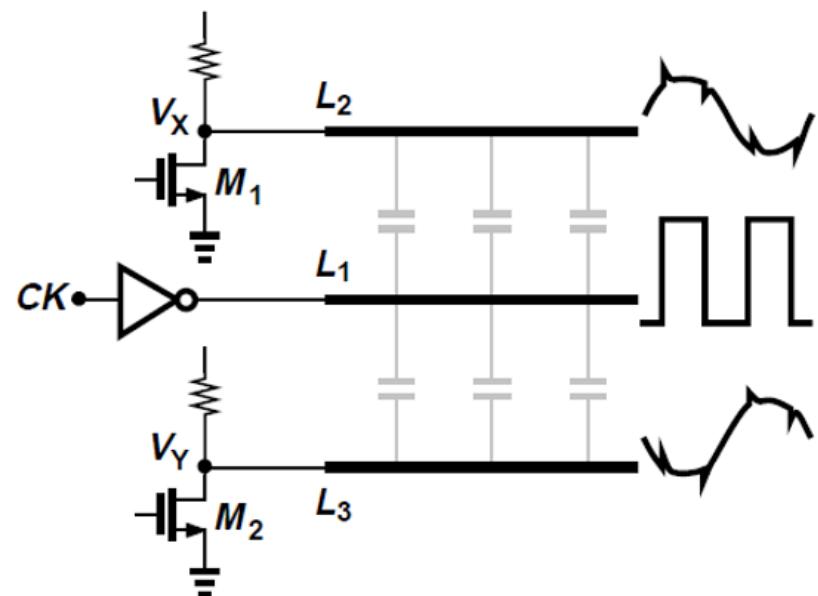
$$V_X - V_Y \Rightarrow (V_X + \Delta V) - (V_Y + \Delta V)$$

》》差动工作的优点-III

- 也可以对双路耦合噪声进行抑制。
- 下图中采用差动方式传输时钟信号CK和CK_bar，耦合到信号线L1中的噪声就相互抵消。
- 与PPT第4页情形相反(攻击者与受害者角色颠倒)。



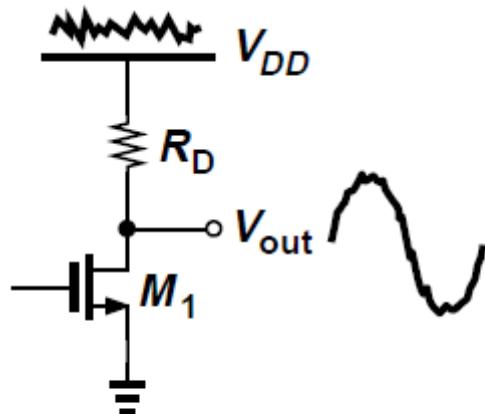
• 用差分形式传输时钟信号



• 用差分形式传输小信号

》》 差动工作的优点-IV

- 增加了可得到的最大电压摆幅。



(a)



(b)

$$V_{out_min} = V_{GS} - V_{TH}$$

$$V_{Xmax} = V_{DD}, \quad V_{Ymin} = V_{GS} - V_{TH}$$

$$V_{out_max} = V_{DD}$$

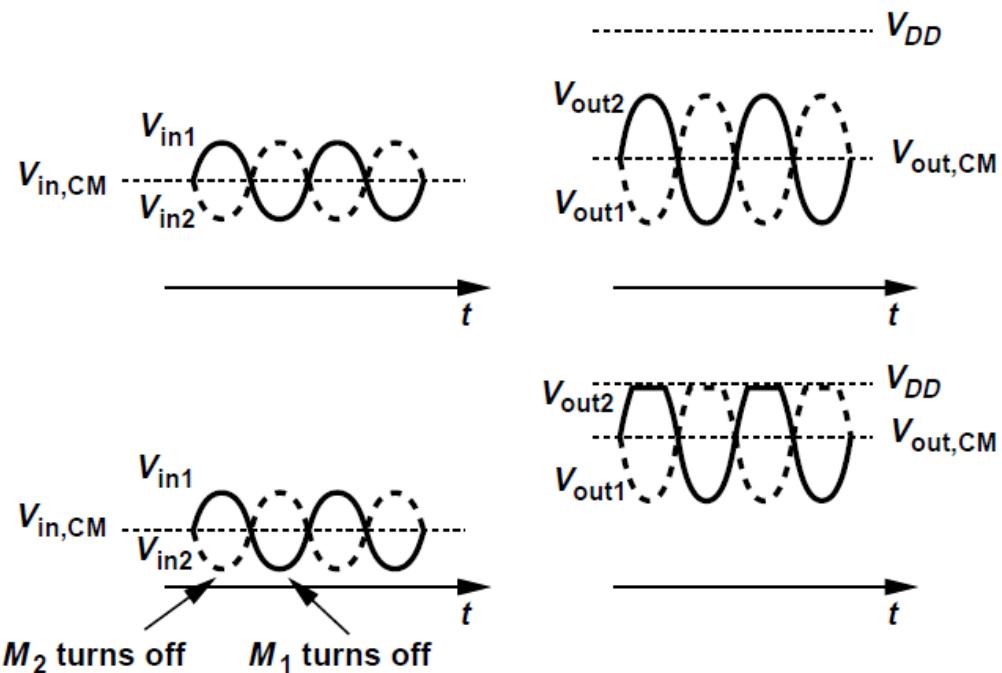
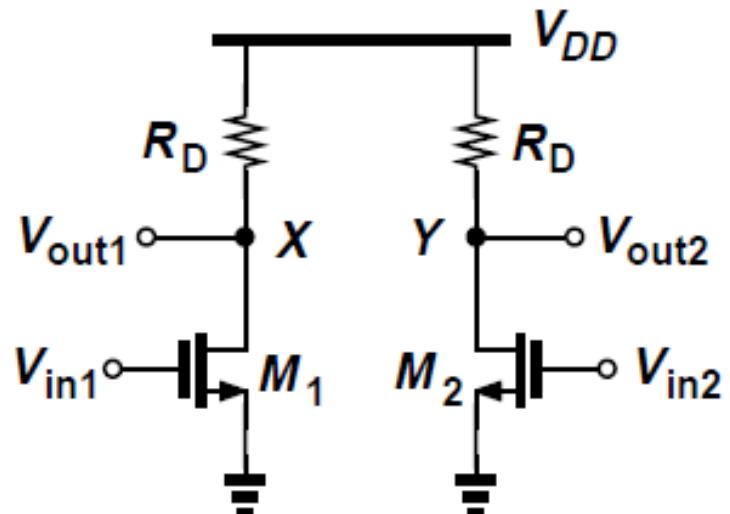
$$V_{Xmin} = V_{GS} - V_{TH}, \quad V_{Ymax} = V_{DD}$$

$$V_{out_swing} = V_{DD} - (V_{GS} - V_{TH}) \quad (V_X - V_Y)_{swing}$$

$$\begin{aligned} &= [V_{DD} - (V_{GS} - V_{TH})] - [(V_{GS} - V_{TH}) - V_{DD}] \\ &= 2[V_{DD} - (V_{GS} - V_{TH})] \end{aligned}$$

- 差动工作有何缺点?
- 面积加倍

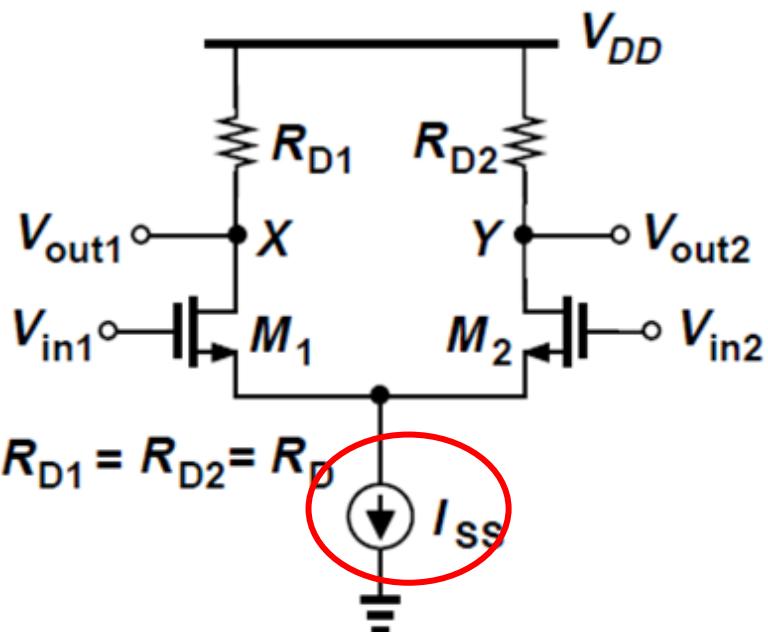
最简单的差动对



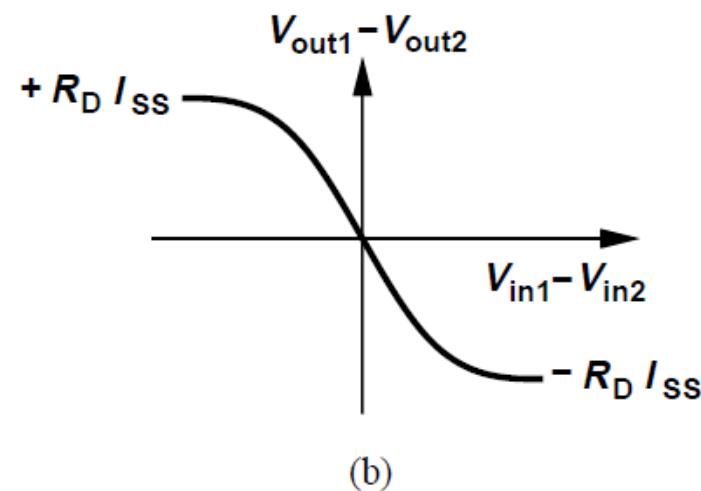
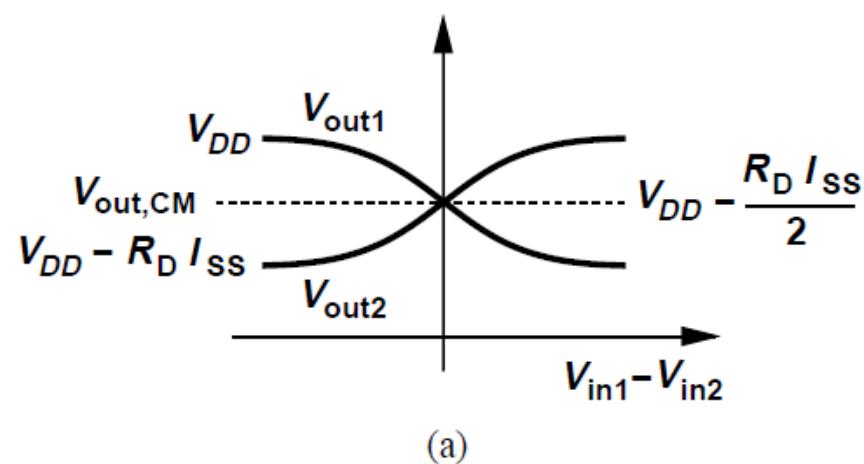
- 优势：抑制电源噪声、增大输出摆幅……
- 缺点：对共模电平极为敏感，容易导致失真。
- 解决方案：用电流源固定直流偏置点。

共模电平过高和过低引起何种失真？

》》 基本差动对：差动大信号定性分析

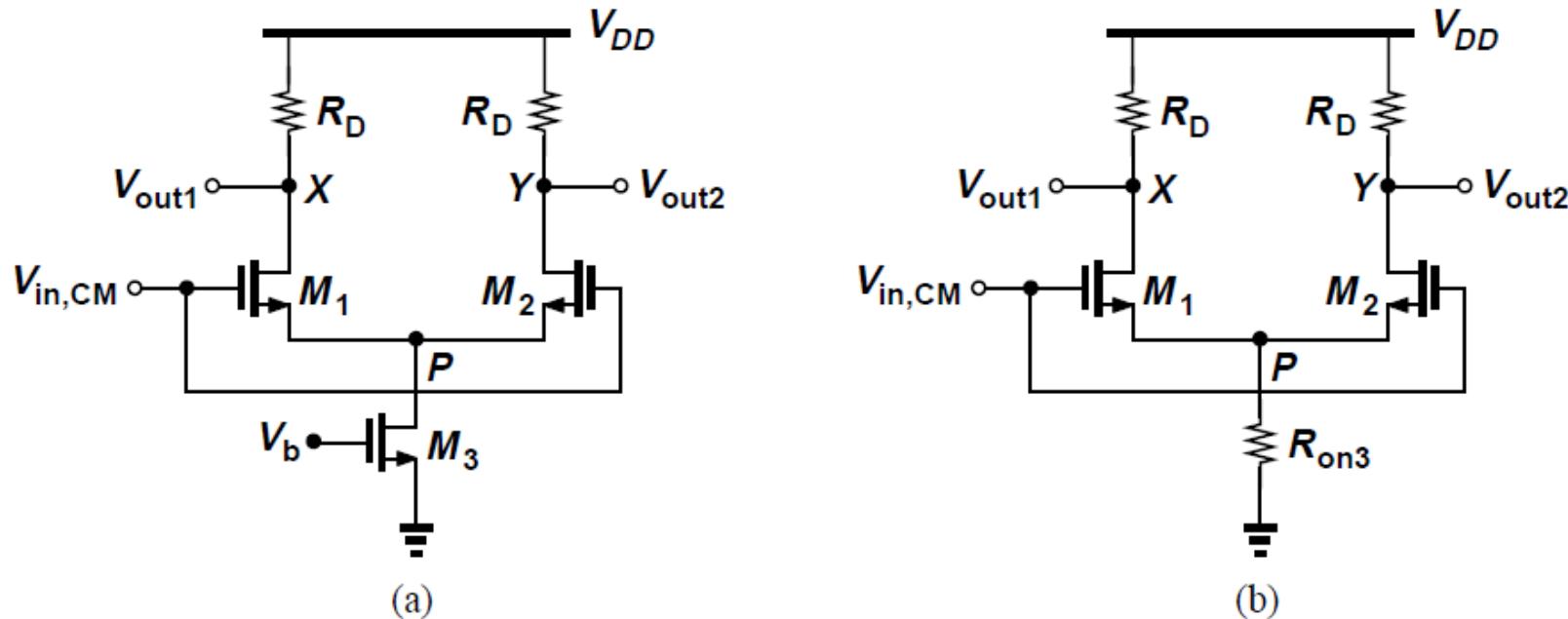


- $V_{in1} \ll V_{in2}, M_1 \text{ off}, V_{out1} = V_{DD}, V_{out2} = V_{DD} - R_D I_{SS}$
- $V_{in1} \uparrow, M_1 \text{ on}, V_{out1} = V_{DD} - R_D I_1 > V_{out2} = V_{DD} - R_D I_2$
- $V_{in1} = V_{in2}, V_{out1} = V_{DD} - R_D I_{SS}/2 = V_{out2}$
- $V_{in1} \uparrow, V_{out1} = V_{DD} - R_D I_1 < V_{out2} = V_{DD} - R_D I_2$
- $V_{in1} \gg V_{in2}, M_2 \text{ off}, V_{out1} = V_{DD} - R_D I_{SS}, V_{out2} = V_{DD}$



小信号增益在 $V_{in1}=V_{in2}$ 时达到最大。

》》 基本差动对：共模大信号定性分析-I



$V_{in,CM} = 0, M_{1,2} \text{ off}, I_D = 0, V_p \approx 0, V_{out1,2} \approx V_{DD}, M_3 \text{ deep triode region}$

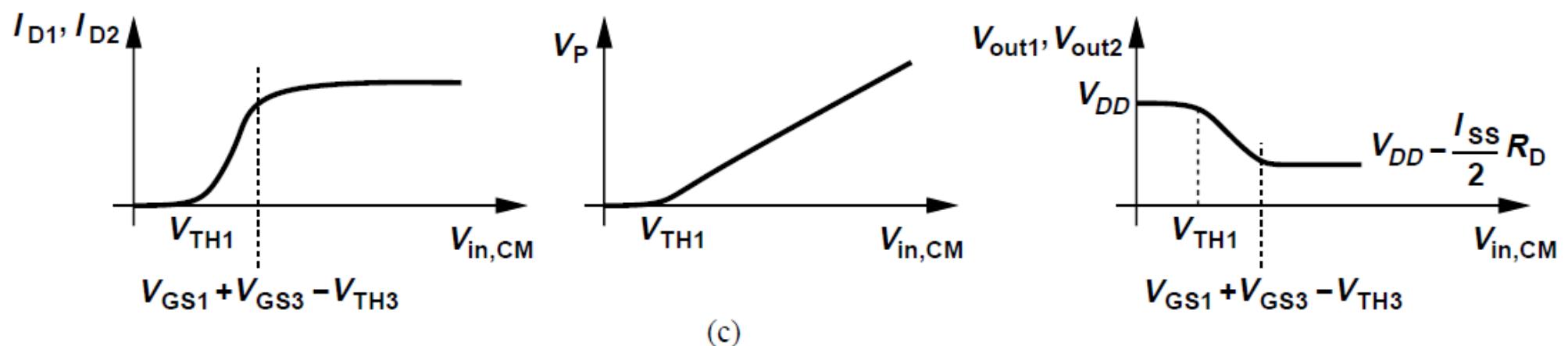
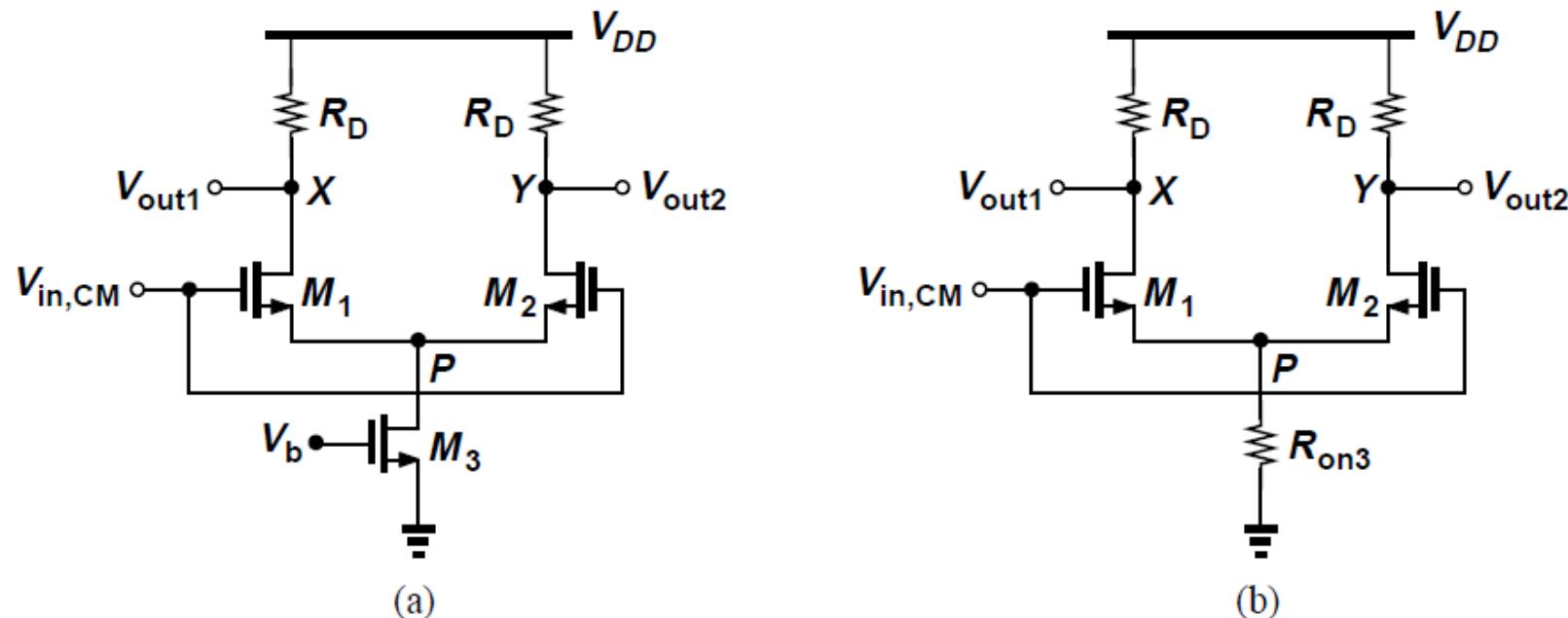
$V_{in,CM} > V_{TH1} \& V_{in,CM} \uparrow, M_{1,2} \text{ Sat. } I_D \uparrow, V_p \uparrow, V_{out1,2} \downarrow, \text{ until } V_p = V_b - V_{TH3}$

$V_{in,CM} > V_{GS1} + V_b - V_{TH3} \& V_{in,CM} \uparrow, M_3 \text{ Sat. } I_D \approx I_{D3}/2, V_{out1,2} \approx V_{DD} - R_D I_{D3}/2$

Until $V_{in,CM} > V_{out1} + V_{TH1} \approx V_{DD} - R_D I_{D3}/2 + V_{TH1}, M_{1,2} \text{ triode region}$

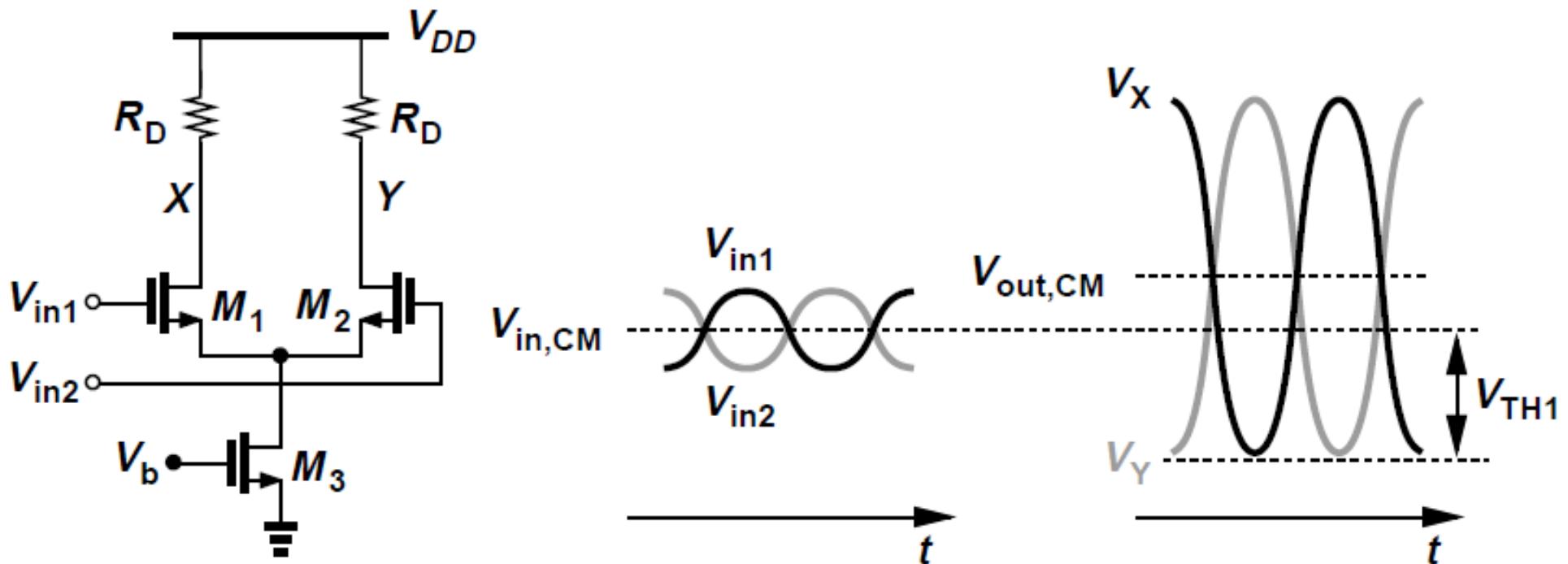
$$\therefore V_{GS1} + V_b - V_{TH3} < V_{in,CM} < \min[V_{DD} - R_D I_{D3}/2 + V_{TH1}, V_{DD}]$$

》》 基本差动对：共模大信号定性分析-II



应确保： M_1-M_3 均工作在饱和区。此时增益最大最稳定。

》》 基本差动对：共模摆幅分析

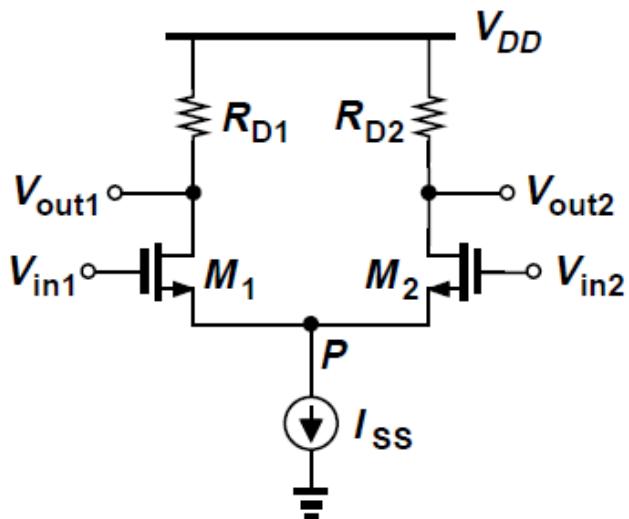


$$\begin{cases} V_{in,CM} - V_{TH1} < V_X < V_{DD} \\ V_{in,CM} > V_{GS1} + V_b - V_{TH3} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{X,min} = V_{GS1} - V_{TH1} + V_b - V_{TH3} \\ V_{X,max} = V_{DD} \end{cases}$$

$$V_{swing} = V_{DD} - (V_{GS1} - V_{TH1}) - (V_b - V_{TH3})$$

摆幅与普通共源极放大器相比如何？

》》 基本差动对：差动大信号定量分析-I



$$\begin{cases} V_{out1} = V_{DD} - I_{D1}R_D \\ V_{out2} = V_{DD} - I_{D2}R_D \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_{out1} - V_{out2} = (I_{D2} - I_{D1})R_D$$

$$V_p = V_{in1} - V_{GS1} = V_{in2} - V_{GS2}$$

$$\Rightarrow V_{in1} - V_{in2} = V_{GS1} - V_{GS2}$$

$$V_{GS} - V_{TH} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox}(W/L)}}$$

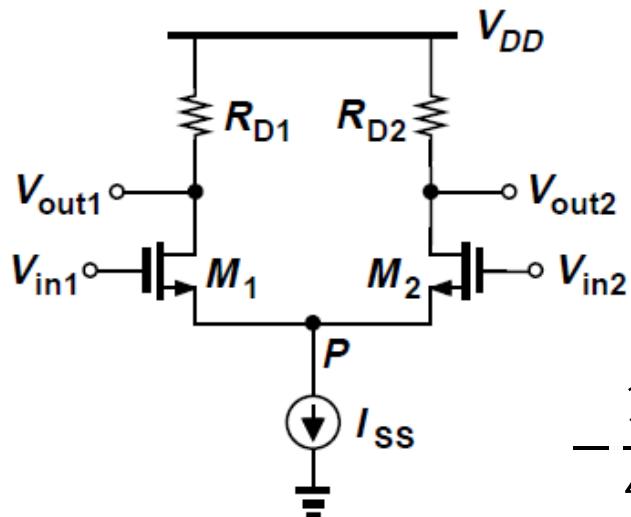
$$V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{2}{\mu_n C_{ox}(W/L)}} \left(\sqrt{I_{D1}} - \sqrt{I_{D2}} \right)$$

$$\Rightarrow (V_{GS1} - V_{GS2})^2 = \frac{2}{\mu_n C_{ox}(W/L)} \left(I_{SS} - 2\sqrt{I_{D1}I_{D2}} \right)$$

$$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{in2})^2 - I_{SS} = -2\sqrt{I_{D1}I_{D2}}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{4} \left(\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \right)^2 (V_{in1} - V_{in2})^4 - I_{SS} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{in2})^2 + I_{SS}^2 = 4I_{D1}I_{D2}$$

》》 基本差动对：差动大信号定量分析-II



$$4I_{D1}I_{D2} = (I_{D1} + I_{D2})^2 - (I_{D1} - I_{D2})^2 \\ = I_{SS}^2 - (I_{D1} - I_{D2})^2$$

$$-\frac{1}{4} \left(\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \right)^2 (V_{in1} - V_{in2})^4 + I_{SS} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{in2})^2 \\ = (I_{D1} - I_{D2})^2$$

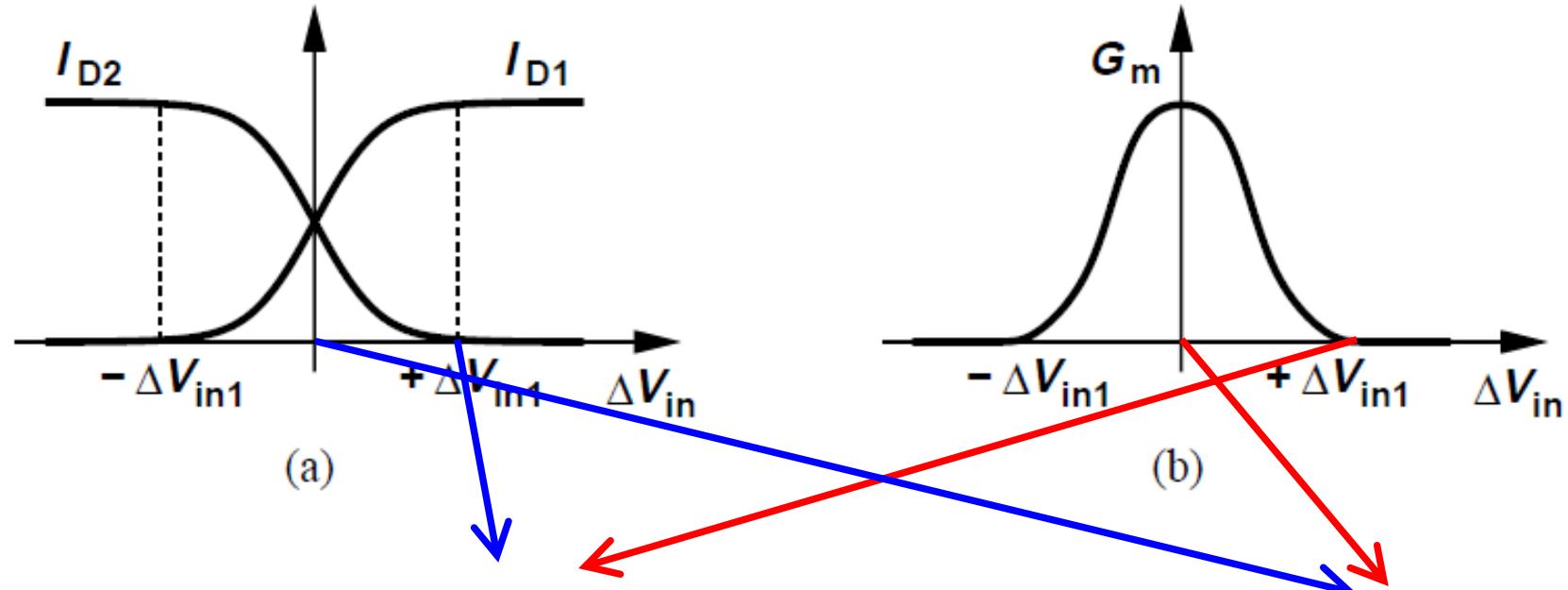
$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{in2}) \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}} - (V_{in1} - V_{in2})^2$$

$$\Delta I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \Delta V_{in} \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}} - (\Delta V_{in})^2$$

》》》 基本差动对：差动大信号定量分析-III

$$\Delta I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \Delta V_{in} \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} W/L} - (\Delta V_{in})^2}$$

$$\frac{\partial \Delta I_D}{\partial \Delta V_{in}} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} W/L} - 2(\Delta V_{in})^2}{\sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} W/L} - (\Delta V_{in})^2}}$$



$$\Delta V_{in} = \sqrt{2I_{SS}/(\mu_n C_{ox} W/L)} \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial \Delta I_D}{\partial \Delta V_{in}} = G_m = 0 \\ I_{D1} = I_{SS}, I_{D2} = 0 \end{cases}$$

$$\Delta V_{in} = 0 \Rightarrow \begin{cases} G_m = \sqrt{I_{SS} \mu_n C_{ox} W/L} \\ I_{D1} = I_{D2} \end{cases}$$

》》 基本差动对：差动大信号定量分析-IV

$$\Delta V_{in} = \sqrt{2I_{SS}/(\mu_n C_{ox} W/L)}$$
 这个值代表什么意义？

$$I_{D1} = I_{SS}, I_{D2} = 0$$

$$\Rightarrow V_{GS1} - V_{TH} = \sqrt{2I_{SS}/(\mu_n C_{ox} W/L)} = \Delta V_{in}$$

可允许的最大差分输入信号；此时电流完全被M1抽取。

$$\Delta I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \Delta V_{in} \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}} - (\Delta V_{in})^2$$

这个方程其实有两个零点
另一个零点代表什么意义？

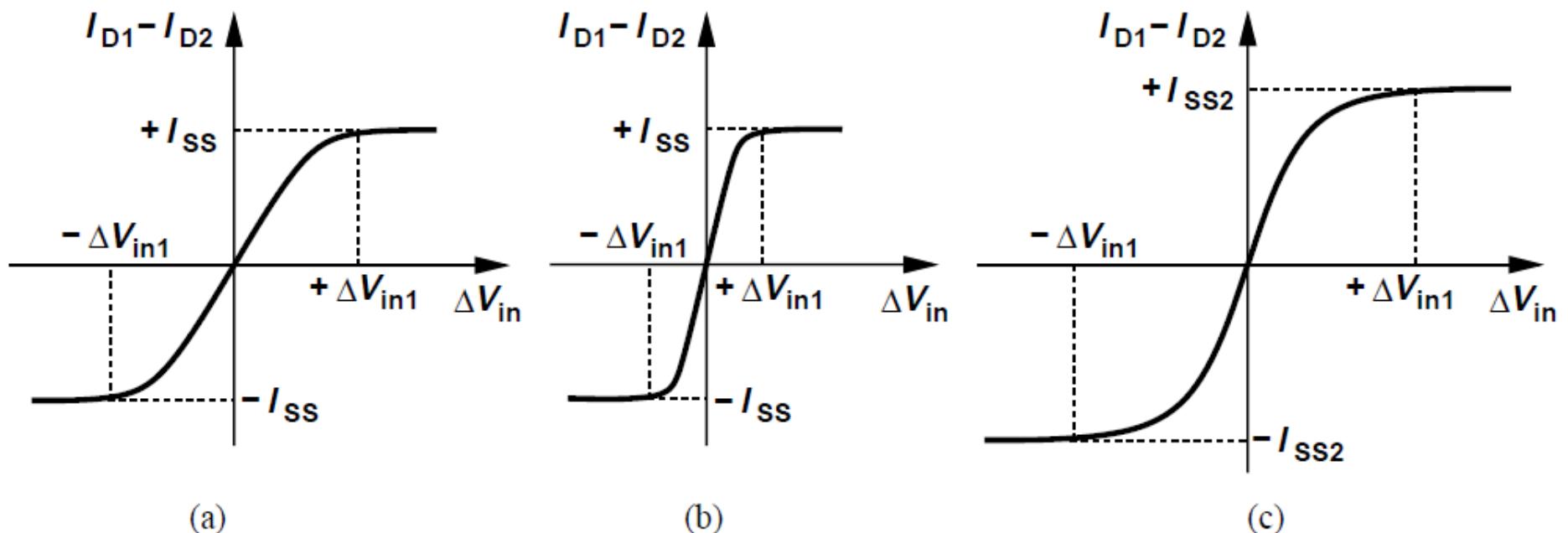
另一个零点是 $\sqrt{4I_{SS}/(\mu_n C_{ox} W/L)}$ ，此时M2管子已截止，前述推导不成立，只有数学意义。

》》 基本差动对：差动大信号定量分析-V

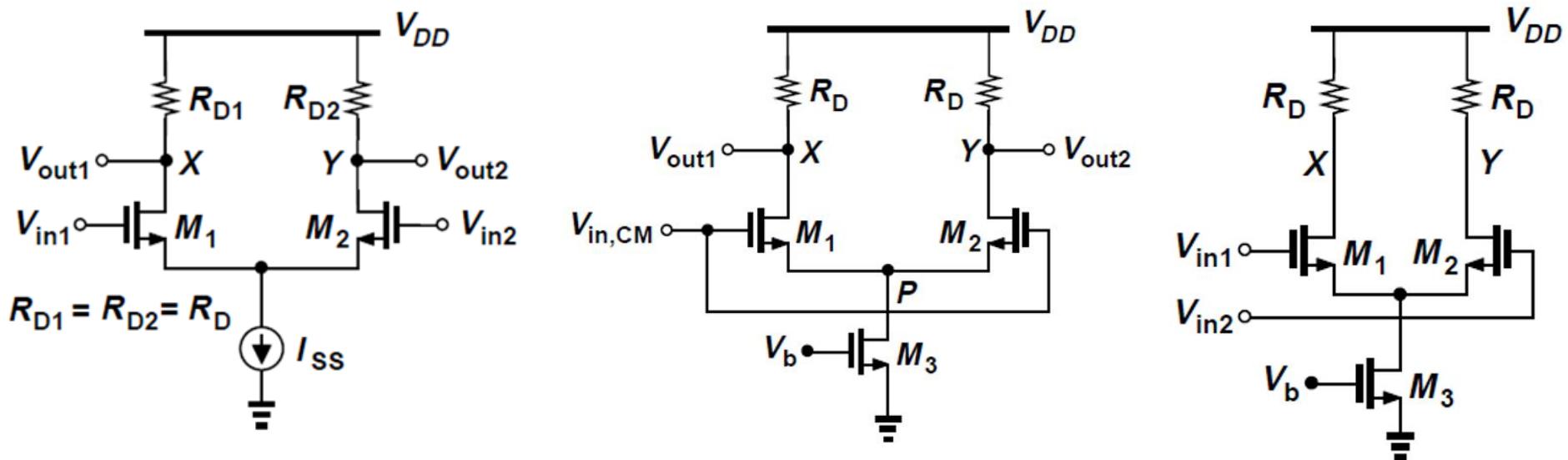
W/L 与 I_{SS} 对差动放大器的输入差分信号范围有何影响？

$$\Delta V_{in} = \sqrt{2I_{SS}/(\mu_n C_{ox} W/L)} \quad \Delta I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \Delta V_{in} \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}} - (\Delta V_{in})^2}$$

$W/L \uparrow, \Delta V_{in}|_{\Delta I_D=I_{SS}} \downarrow$ $I_{SS} \uparrow, \Delta V_{in}|_{\Delta I_D=I_{SS}} \uparrow$ $(G_m)_{max}?$

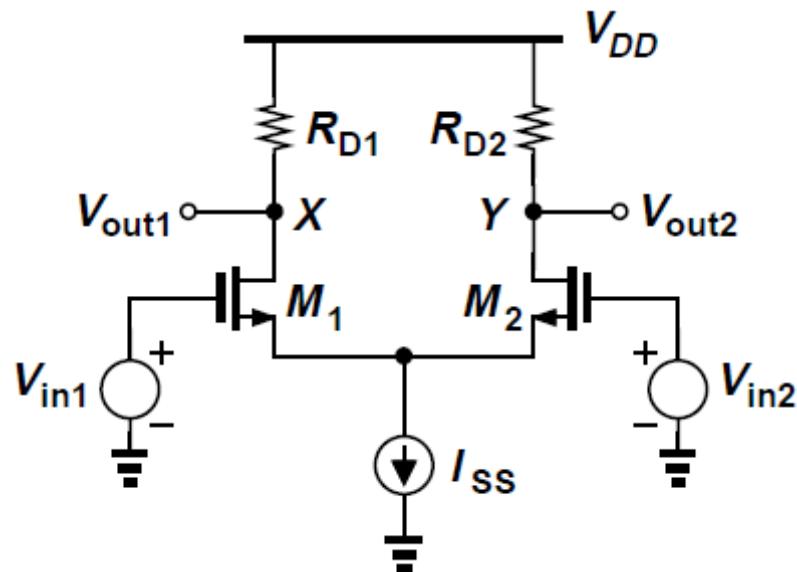


》》 基本差动对：大信号特性总结



- 随着差动输入信号的变化， I_{D1} 与 I_{D2} 此消彼长。
- 对于非理想电流源，共模输入范围有要求。
- 当差动输入信号较大(V_{in1} 与 V_{in2} 相差较悬殊)，电流完全被其中一路抽取。
- 当差动输入信号为零($V_{in1} = V_{in2}$)，等效跨导最大。

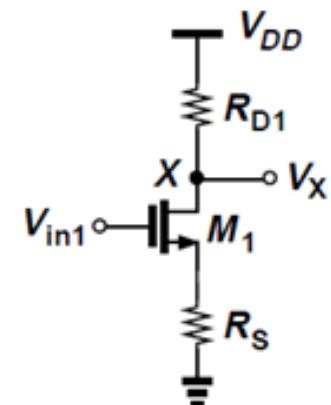
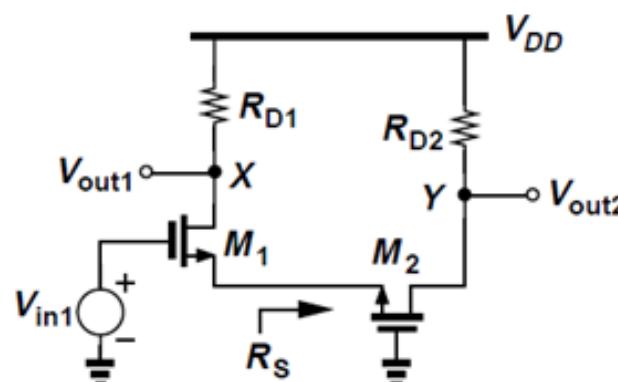
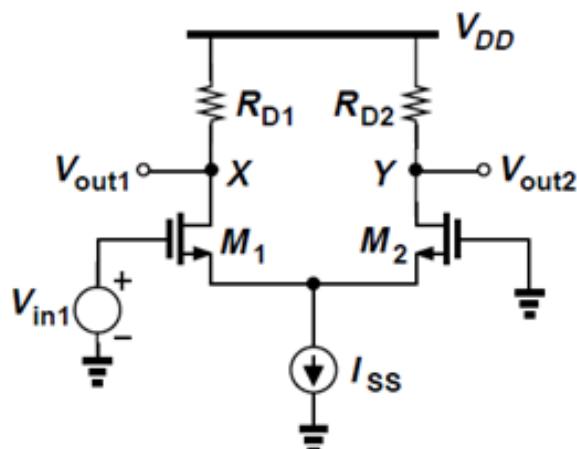
》》 基本差动对：小信号定量分析-I



$$\lambda = \gamma = 0$$

方法一：叠加法

$$\frac{V_X}{V_{in1}} = -\frac{g_{m1}R_D}{1 + g_{m1}R_S} = -\frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{g_{m1} + g_{m2}}$$



$$R_S = \frac{1}{g_{m2}}$$

带源级负反馈
的共源放大器

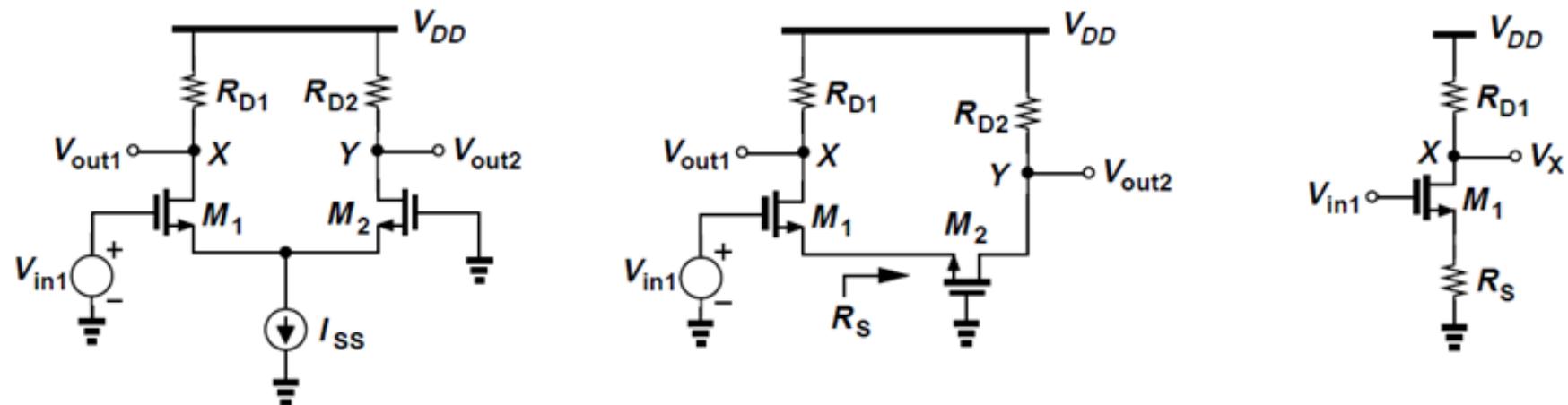
》》 基本差动对：小信号定量分析-II

流过 R_{D1} 和 R_{D2} 的小信号电流大小相等，方向相反。

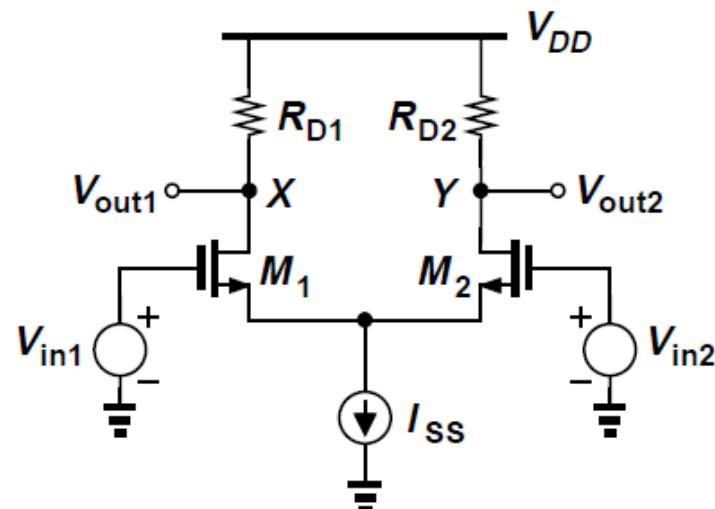
$$\frac{V_X}{R_D} = -\frac{V_Y}{R_D} \Rightarrow \frac{V_Y}{V_{in1}} = -\frac{V_X}{V_{in1}} = \frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{g_{m1} + g_{m2}}$$

注：教材利用戴维南定理求解，有一定的计算量。

$$(V_X - V_Y)|_{Due\ to\ V_{in1}} = -\frac{2g_{m1}g_{m2}R_D}{g_{m1} + g_{m2}} V_{in1}$$



》》》 基本差动对：小信号定量分析-III



根据电路的对称性：

$$(V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in2}} = -((V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in1}}) \\ = \frac{2g_m g_m R_D}{g_m + g_m} V_{in1}$$

$$\frac{(V_X - V_Y)_{tot}}{V_{in1} - V_{in2}} = \frac{(V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in1}} + (V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in2}}}{V_{in1} - V_{in2}}$$

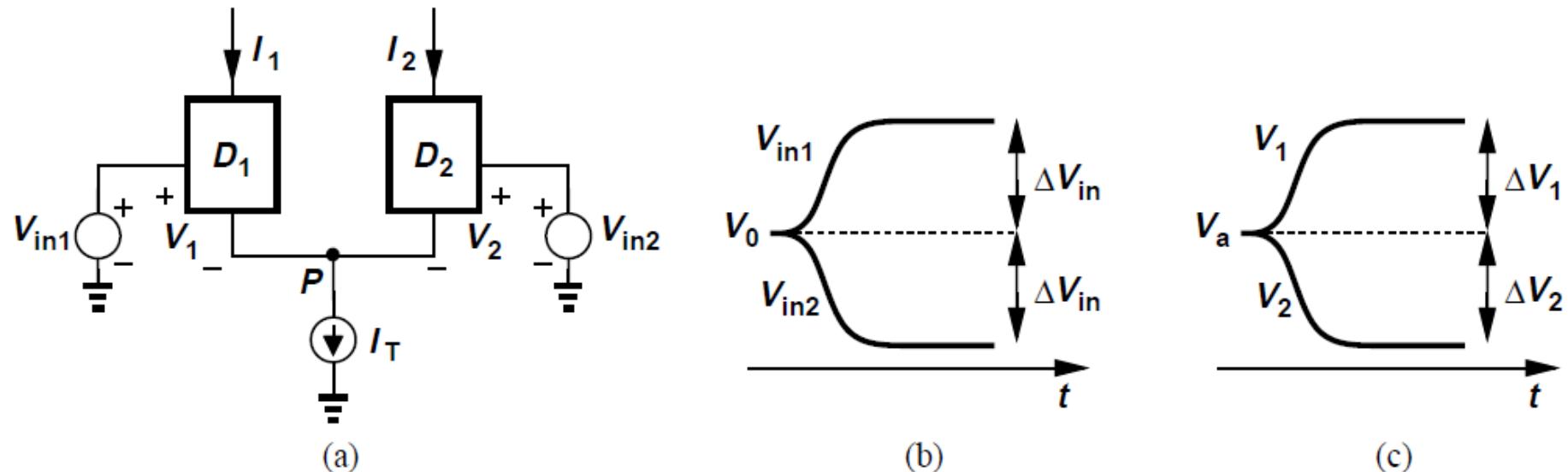
$$= -\frac{2g_m g_m R_D}{g_m + g_m} = -g_m R_D, \text{ if } g_m = g_m = g_m$$

if $V_{in1} = V_{in2} \Rightarrow (V_X - V_Y)_{tot} = 0 \Rightarrow \text{no gain!}$

注意：这里指的是小信号

》》 基本差动对：小信号定量分析-IV

方法二：半边电路法

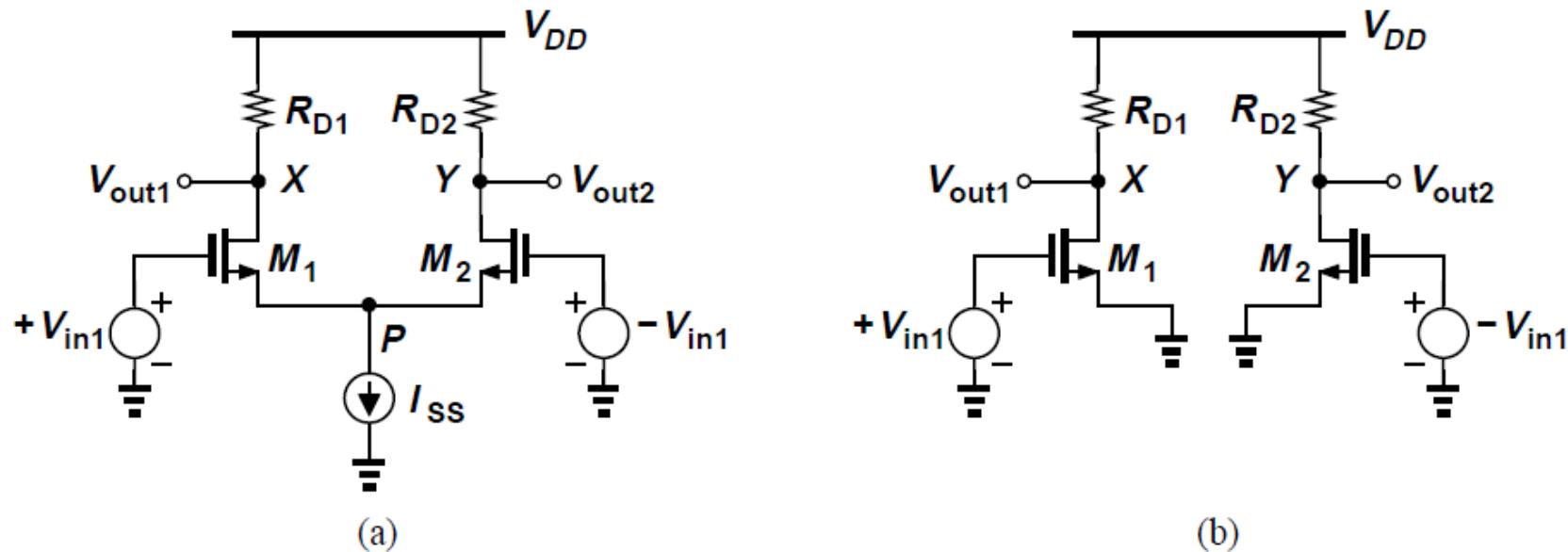


定理: 电路完全对称, D_1 和 D_2 代表任何三端有源器件。假设 V_{in1} 和 V_{in2} 差动变化, 如果电路保持线性, 则 V_p 不变(虚地或交流接地)。

$$\begin{cases} \Delta I_1 = g_m \Delta V_1 \\ \Delta I_2 = g_m \Delta V_2 \\ \Delta I_1 = -\Delta I_2 \Rightarrow \Delta V_1 = -\Delta V_2 \end{cases} \quad \Delta V_p = 0$$

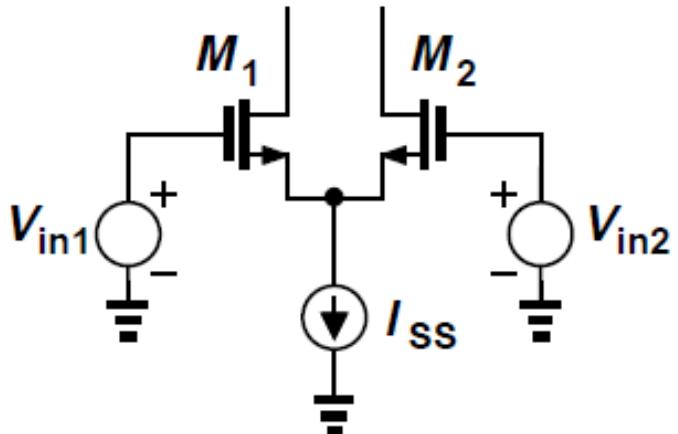
》》 基本差动对：小信号定量分析-V

方法二：半边电路法

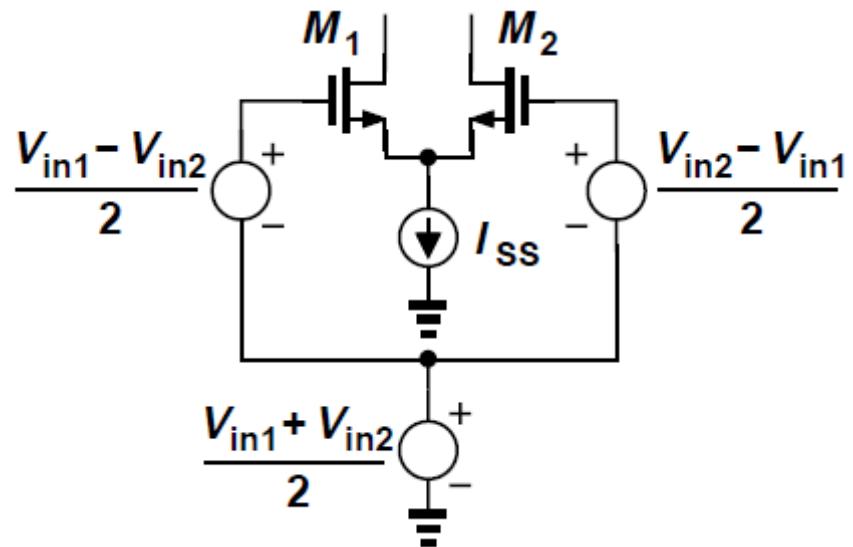
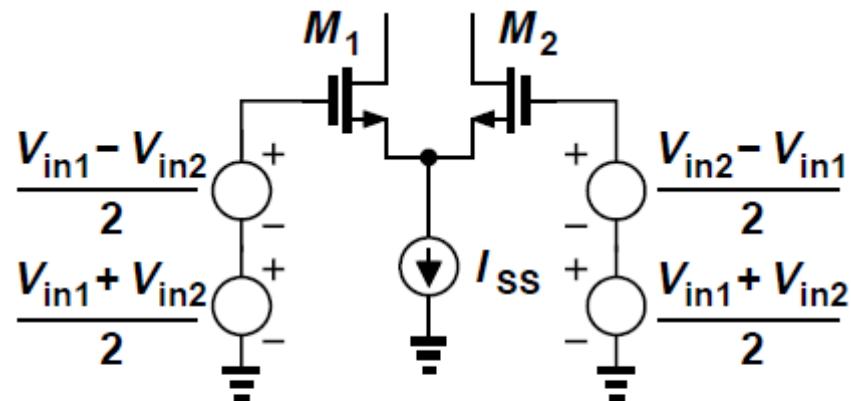


$$\begin{cases} \frac{V_X}{V_{in1}} = -g_m R_D \\ \frac{V_Y}{-V_{in1}} = -g_m R_D \end{cases} \Rightarrow \frac{V_X - V_Y}{V_{in1}} = -2g_m R_D \Rightarrow \frac{V_X - V_Y}{2V_{in1}} = -g_m R_D$$

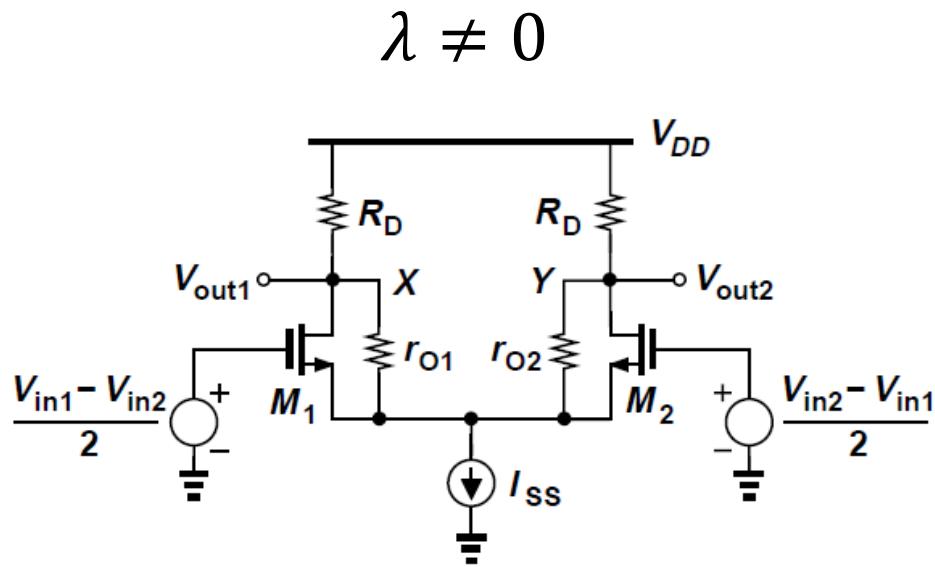
》》 半边电路法的使用



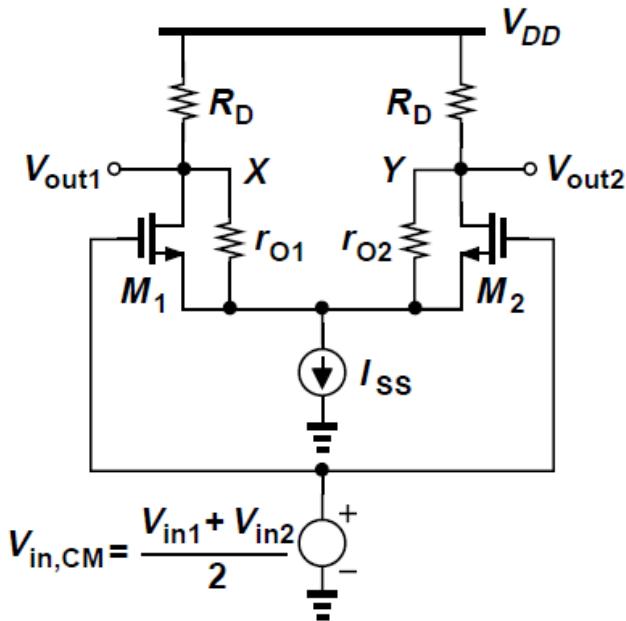
即使输入信号 V_{in1} 和 V_{in2} 并非完全差动 ($V_{in1} \neq -V_{in2}$)，也可将其分解为一个差动输入和一个共模输入。



》》 半边电路法：例题-1



(a)



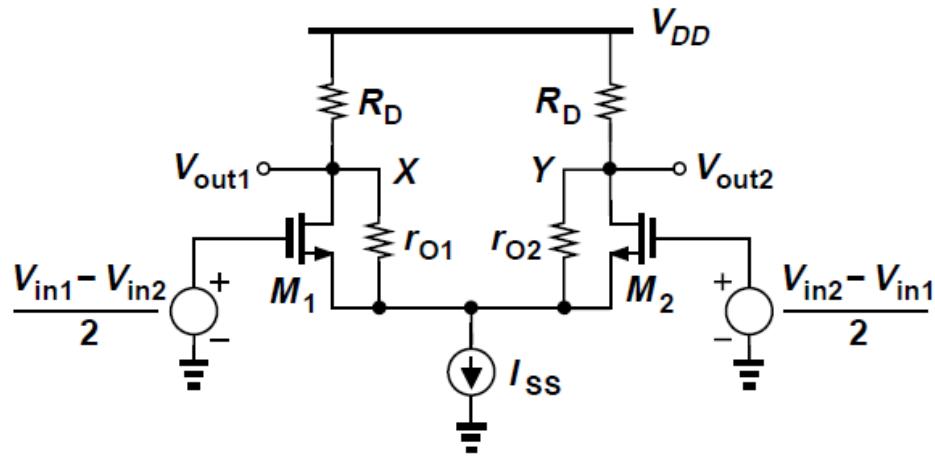
(b)

叠加原理，首先计算差动信号引起的输出，图a，可应用半边电路法

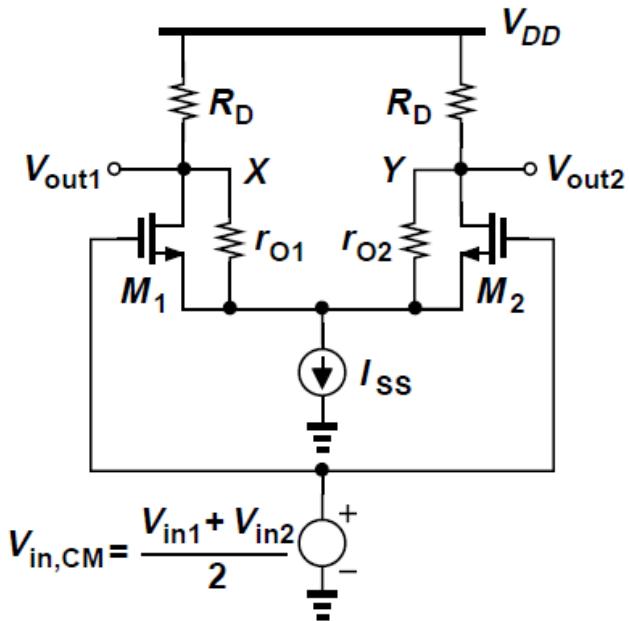
$$\begin{cases} \frac{V_X}{(V_{in1} - V_{in2})/2} = -g_m(R_D \parallel r_{o1}) \\ \frac{V_Y}{(V_{in2} - V_{in1})/2} = -g_m(R_D \parallel r_{o2}) \end{cases} \Rightarrow \frac{V_X - V_Y}{V_{in1} - V_{in2}} = -g_m(R_D \parallel r_o)$$

》》 半边电路法：例题-II

$$\lambda \neq 0$$



(a)



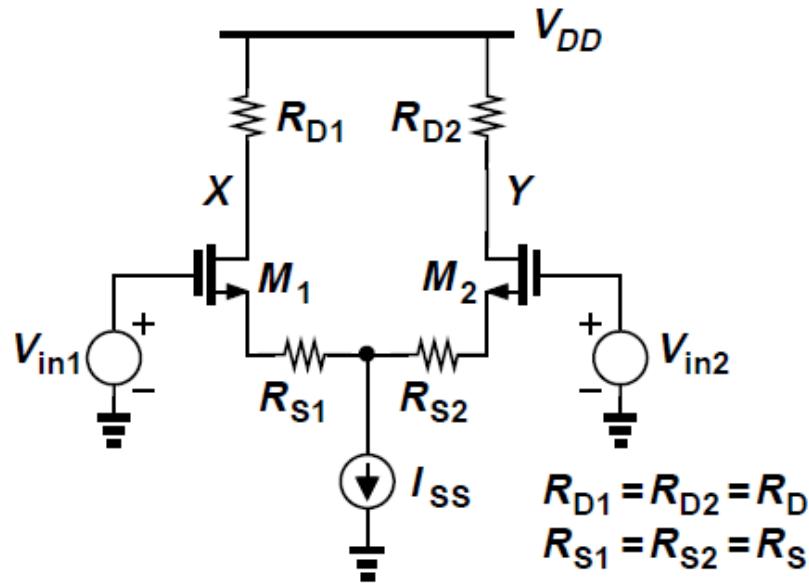
(b)

然后，计算共模信号引起的输出，图b，电路完全对称，则

$$V_X = V_Y \Rightarrow V_X - V_Y = 0$$

电路只放大差动信号成分。

》》带源极负反馈的差动对-I



$$\lambda = \gamma = 0$$

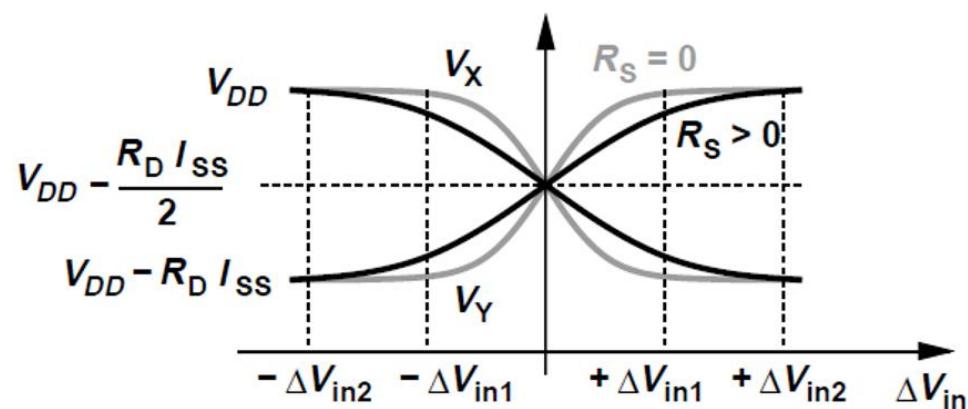
直接用半边电路法求解增益

$$|A_v| = \frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

回顾：源极负反馈的作用？

临界时 $I_{D1} = I_{SS}, I_{D2} = 0$

$$V_{GS2} = V_{TH}$$

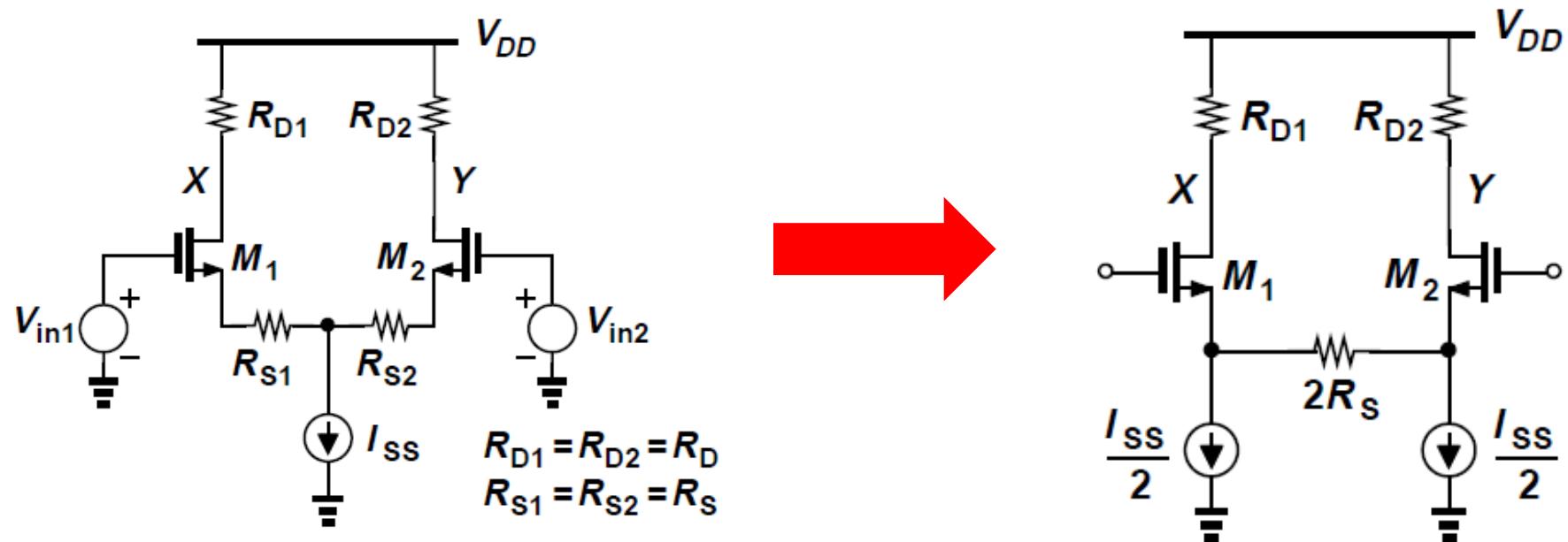


$$\begin{aligned}
 V_{in1} - V_{GS1} - I_{SS}R_S &= V_{in2} - V_{GS2} \\
 &= V_{in2} - V_{TH} \\
 \Rightarrow V_{in1} - V_{in2} &= V_{GS1} - V_{TH} + \underline{I_{SS}R_S}
 \end{aligned}$$

线性输入范围得以增加。

》》 带源极负反馈的差动对-II

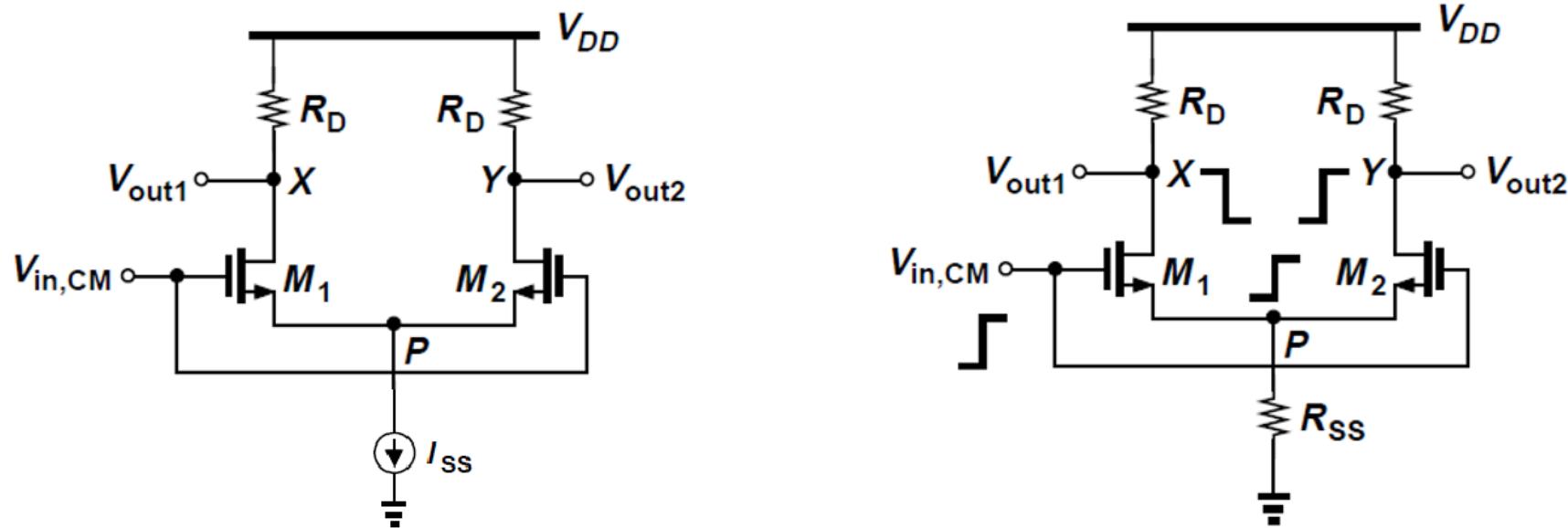
但是， R_S 消耗了电压余度，减小了摆幅。



□右图电路

- 电路平衡时， R_S 上无电流，不消耗电压余度。
- 小信号等效电路与左图相同，增益相同，线性度仍旧得以改善。

》》 共模响应：尾电流源阻抗-I



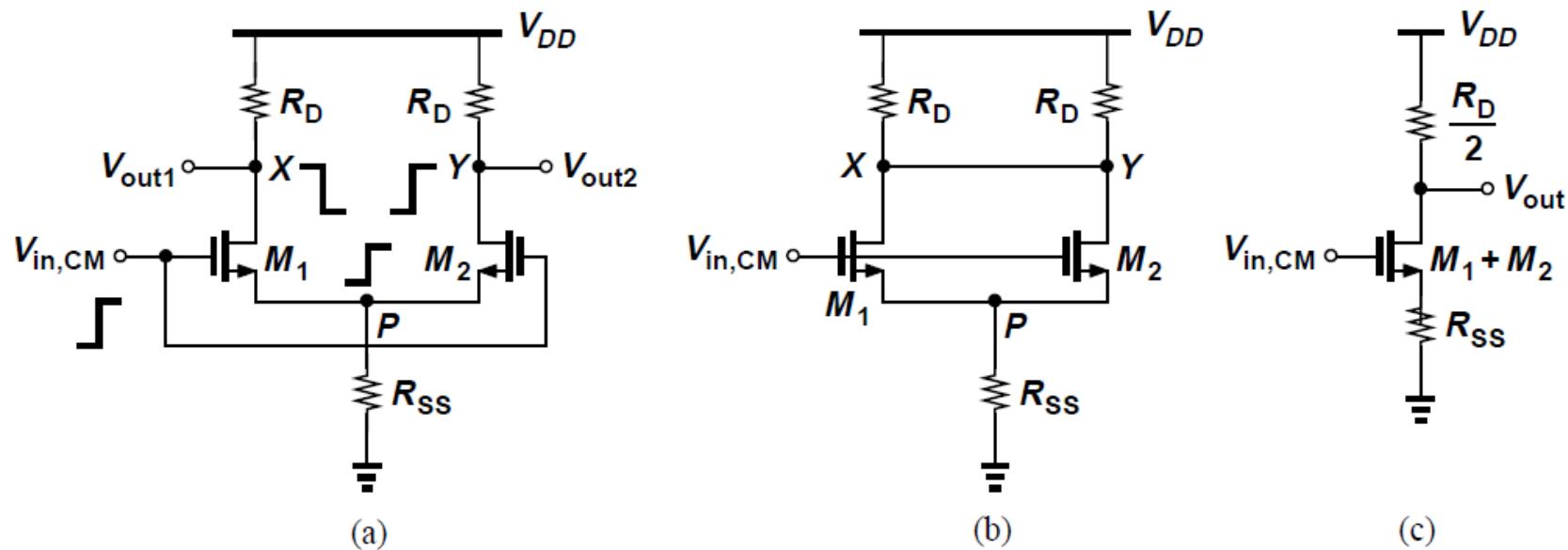
输入共模电平时，这两个电路的 V_{out1} 和 V_{out2} 有何变化？

- 对于左图，理想电流源，共模输入不改变 V_{out1} 和 V_{out2} 。
- 对于右图，尾电流源有阻抗， V_{out1} 和 V_{out2} 会随共模电平而移动。

实际上，没有理想电流源，所以必须研究共模响应，这是原因之一。

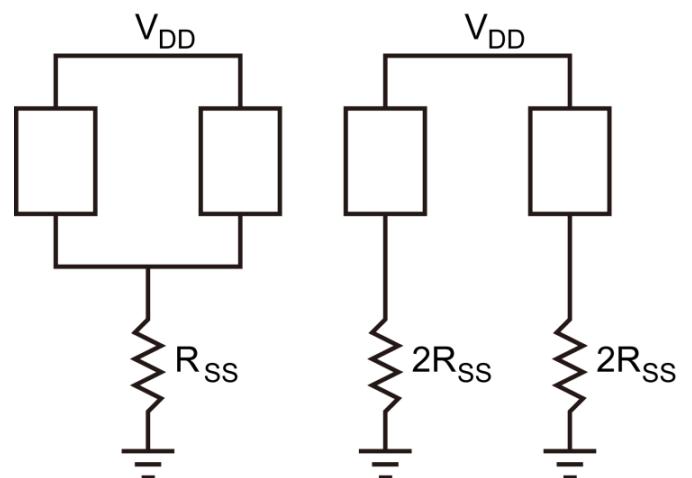
》》 共模响应：尾电流源阻抗-II

设 $\lambda = \gamma = 0$, 电路完全对称, $V_X = V_Y$, $V_{out1} = V_{out2}$

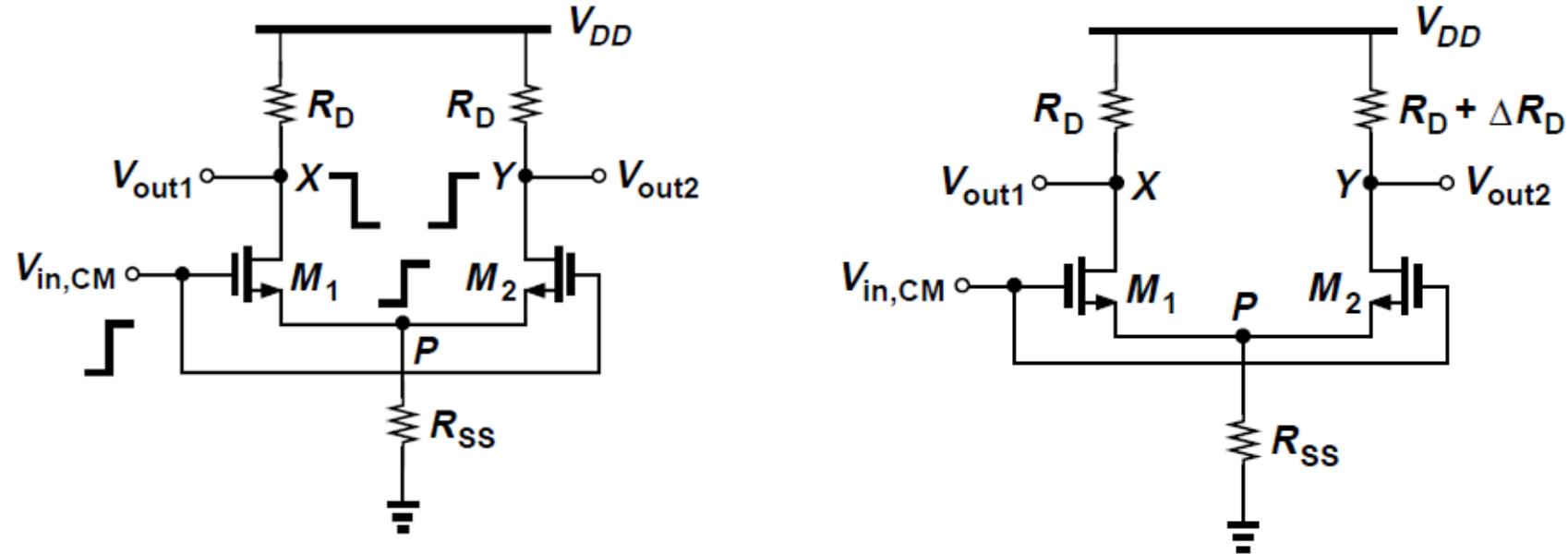


$$A_{v,CM} = \frac{V_{out}}{V_{in,CM}} = -\frac{R_D/2}{1/(2g_m) + R_{SS}}$$

$$= -\frac{R_D}{1/g_m + 2R_{SS}}$$



》》 共模响应：负载失配-Ⅰ

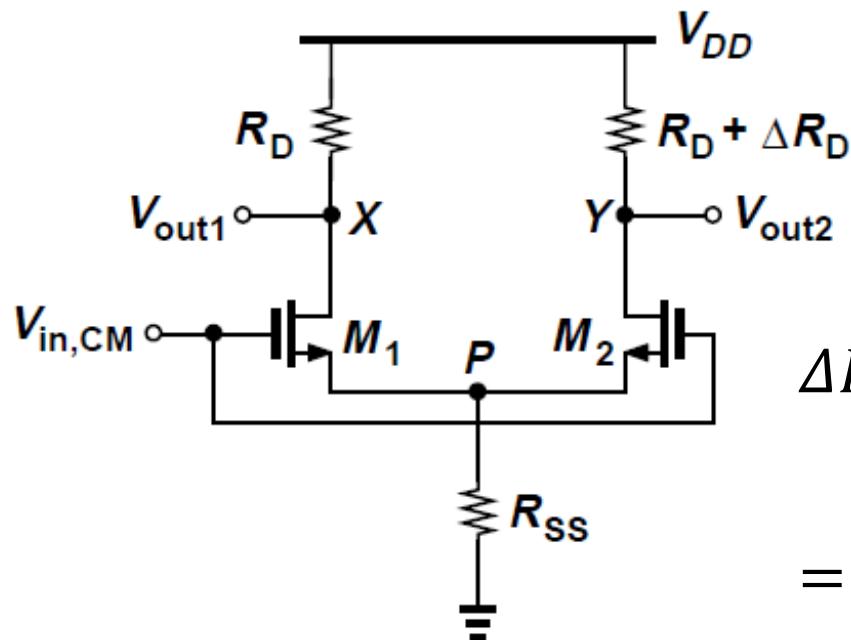


输入共模电平时，这两个电路的 $V_{out1} - V_{out2}$ 有何变化？

- 对于左图，电路完全对称， $V_{out1} - V_{out2} = 0$ 。
- 对于右图，负载失配， $V_{out1} - V_{out2} \neq 0$ ，会随共模电平而变化。

实际电路不可能完全对称，所以必须研究共模响应，这是原因之一。

》》 共模响应：负载失配-II



$$\lambda = \gamma = 0$$

$$\Delta I_{D1} = \Delta I_{D2} = \frac{1}{2} \frac{\Delta V_p}{R_{SS}} = \frac{1}{2R_{SS}} \frac{\Delta V_p}{\Delta V_{in,CM}} \Delta V_{in,CM}$$

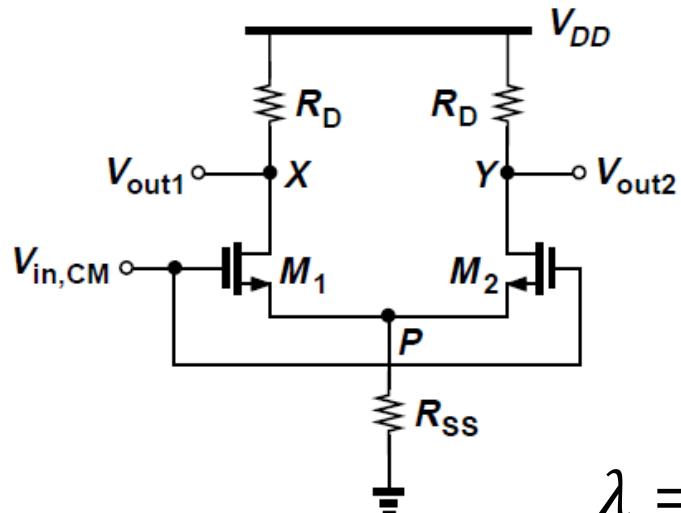
$$= \frac{1}{2R_{SS}} \frac{2g_m R_{SS}}{1 + 2g_m R_{SS}} \Delta V_{in,CM} \quad \text{源随器增益}$$

$$= \frac{g_m}{1 + 2g_m R_{SS}} \Delta V_{in,CM}$$

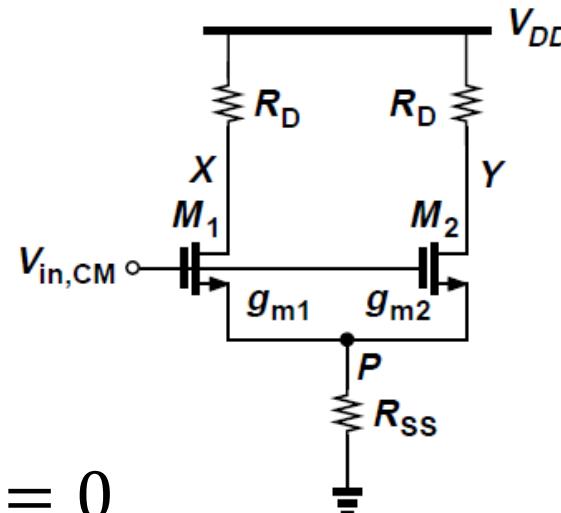
$$\Delta V_X = -\Delta I_{D1} R_D = -\frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}} \Delta V_{in,CM}$$

$$\Delta V_Y = -\Delta I_{DS2}(R_D + \Delta R_D) = -\frac{g_m (R_D + \Delta R_D)}{1 + 2g_m R_{SS}} \Delta V_{in,CM}$$

》》 共模响应：MOS管失配-I



(a)



(b)

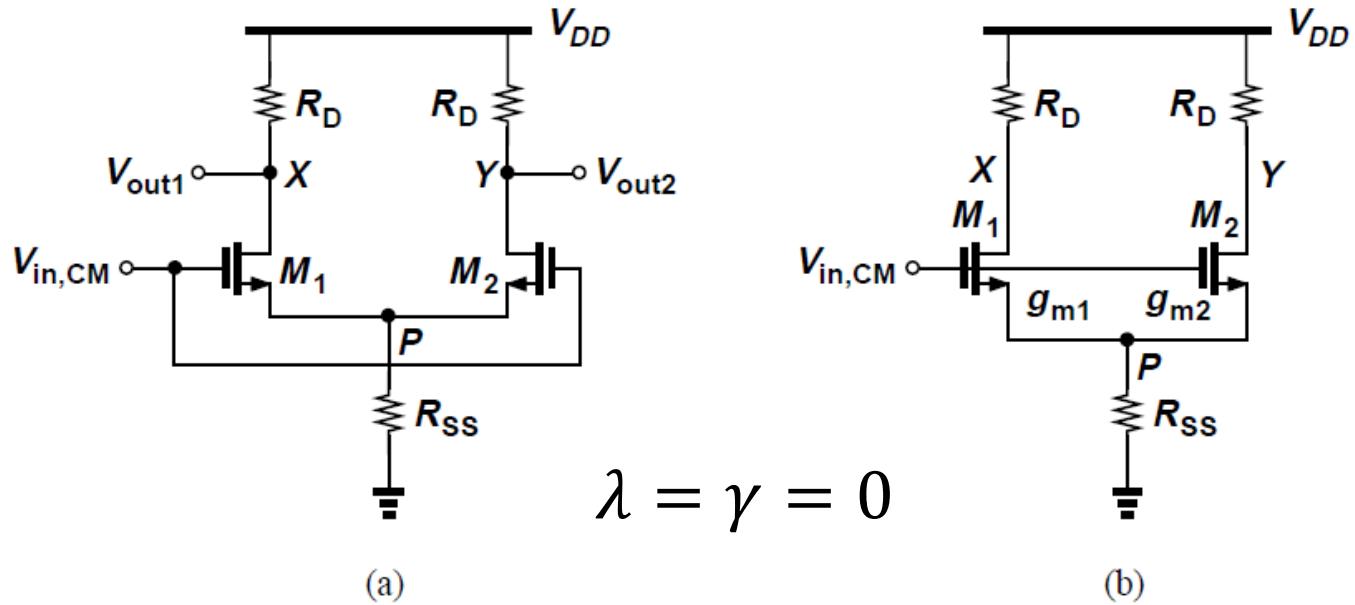
$$\Delta I_{D1} = g_{m1} (\Delta V_{in,CM} - \Delta V_p) = g_{m1} \left(\Delta V_{in,CM} - \frac{(g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}} \Delta V_{in,CM} \right)$$

$$= \frac{g_{m1}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}} \Delta V_{in,CM}$$

源随器增益

$$\Delta I_{D2} = \frac{g_{m2}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}} \Delta V_{in,CM}$$

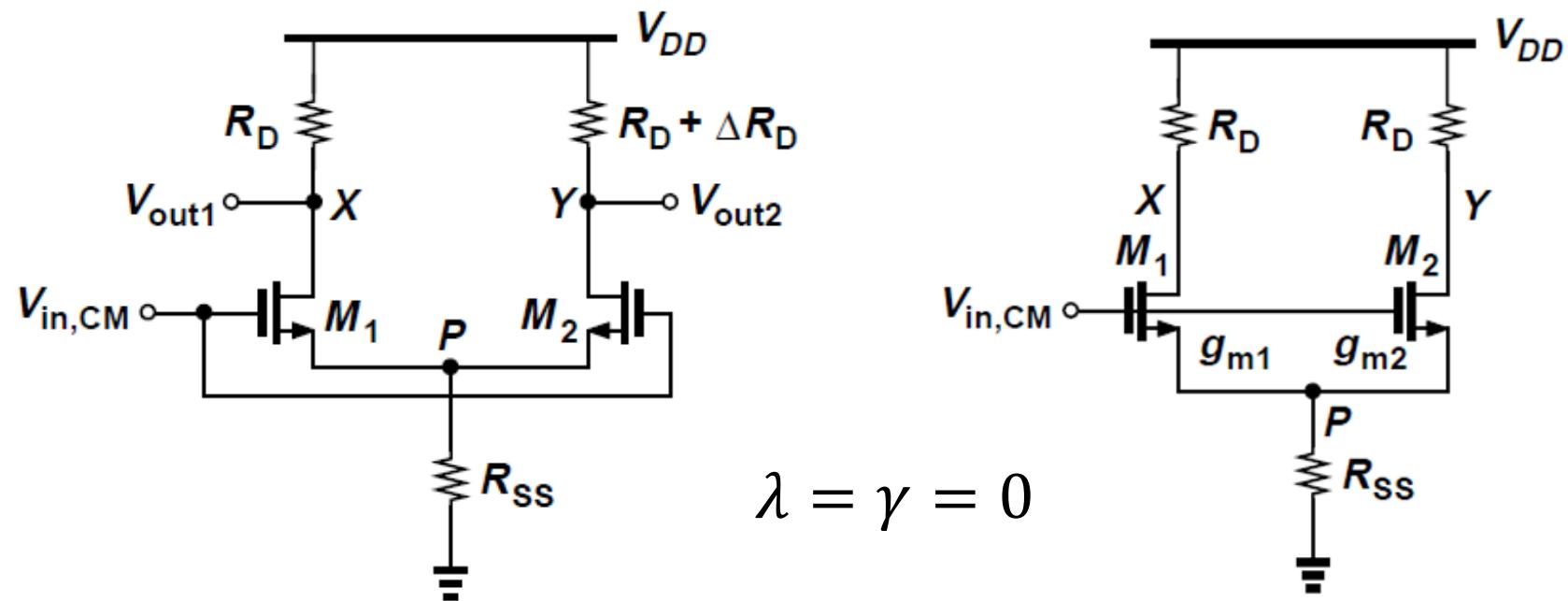
》》 共模响应：MOS管失配-II



$$\Delta V_X - \Delta V_Y = -\Delta I_{D1} R_D - (-\Delta I_{D2} R_D) = \frac{(g_{m2} - g_{m1}) R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{SS}} \Delta V_{in,CM}$$

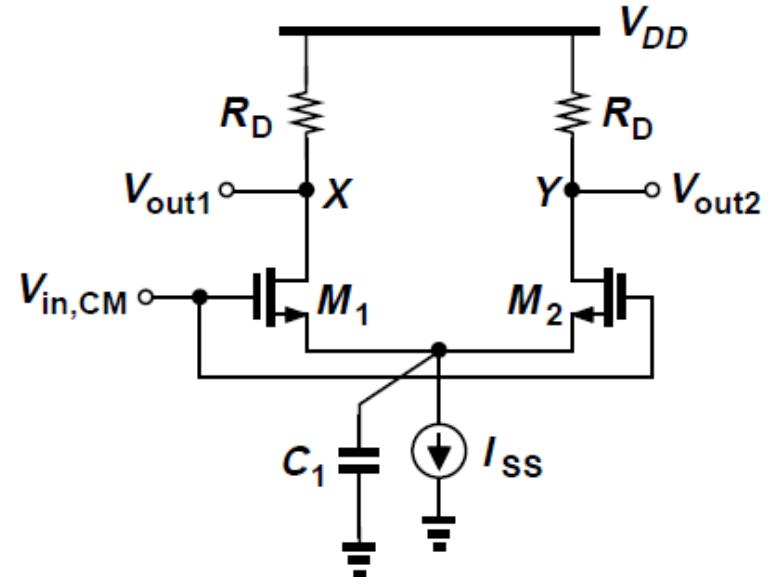
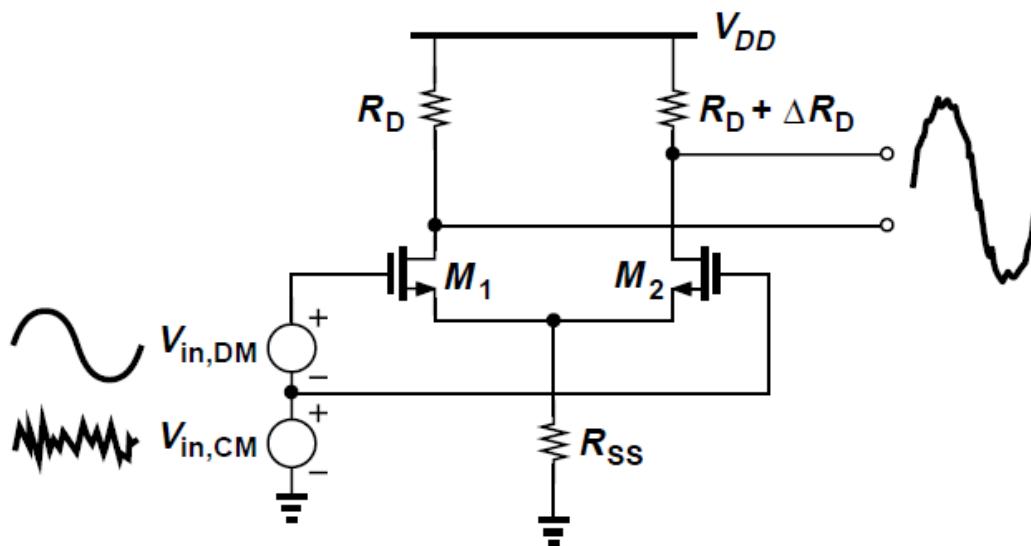
$$\Rightarrow A_{CM-DM} = \frac{\Delta V_X - \Delta V_Y}{\Delta V_{in,CM}} = \frac{(g_{m2} - g_{m1}) R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{SS}}$$

》》 共模响应：失配条件下的计算方法



- 这两种失配条件下的差动输出增益，均可用叠加法求解。
- 课后可自行推导。
- 结果与前述PPT一致。

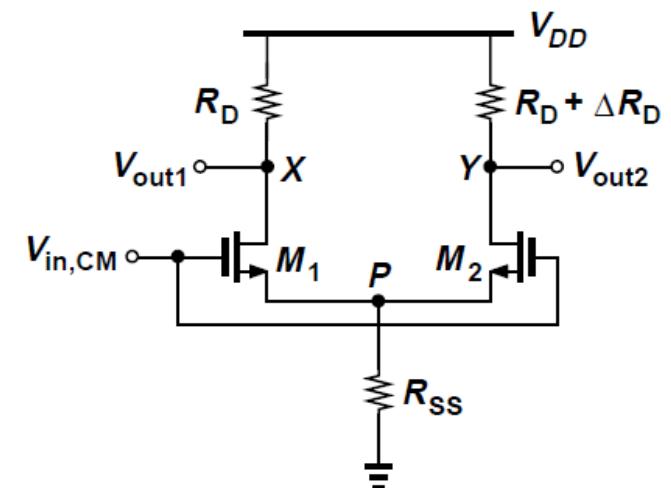
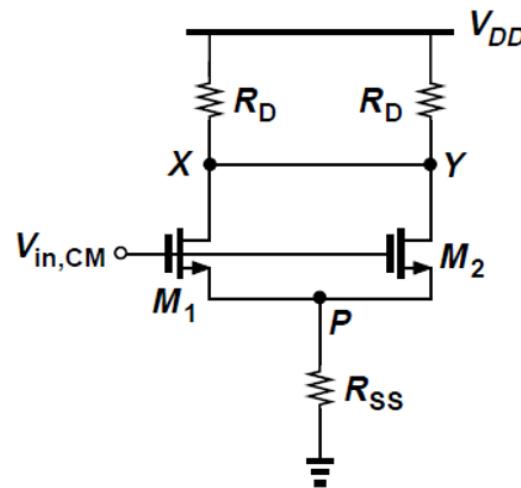
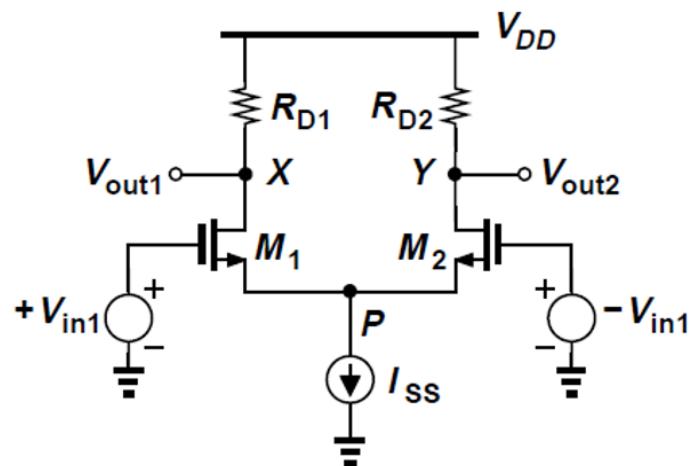
》》 共模响应：各种因素的混合作用



- 即使无失配，电流源电阻也会引起输出共模电平的变化。
- 如果有失配，输入共模信号会产生输出差分信号（严重）。
- 在高频时，电流源的电容会使输出共模电平的变化更剧烈。

》》 共模抑制比-I

首先要能够清楚的区分几种增益。



- 左图，差动输入，差动输出。
- 中图，共模输入，共模输出。（非理想尾电流源引起）。
- 右图，共模输入，差动输出。（失配引起）。

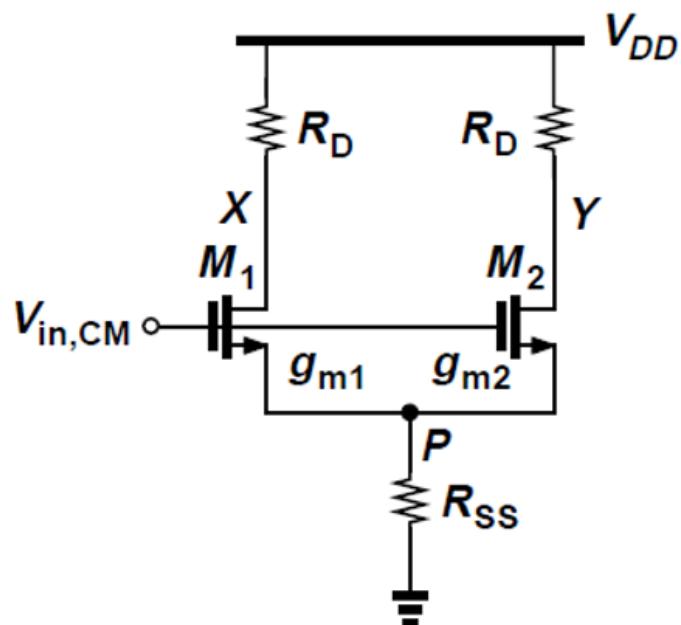
》》 共模抑制比-II

Common-mode rejection ratio (CMRR):

期望增益与不期望的增益之比。

$$CMRR = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM-DM}} \right|$$

差动输入产生的差动输出
共模输入导致的差动输出，原因：
失配

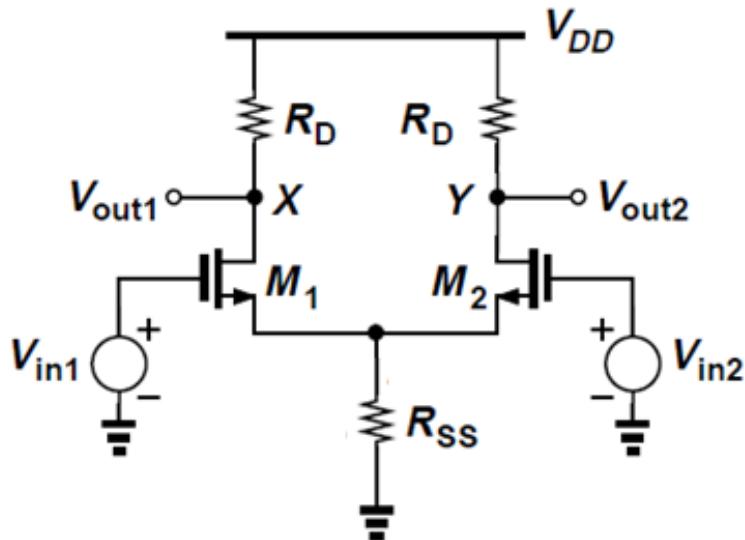


求解这个MOS管失配的差动放大器
的CMRR。

其中， A_{CM-DM} 已在前文解得：

$$A_{CM-DM} = \frac{(g_{m2} - g_{m1})R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}$$

》》共模抑制比-III



A_{DM} 用叠加法求解：

$$(V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in1}}$$

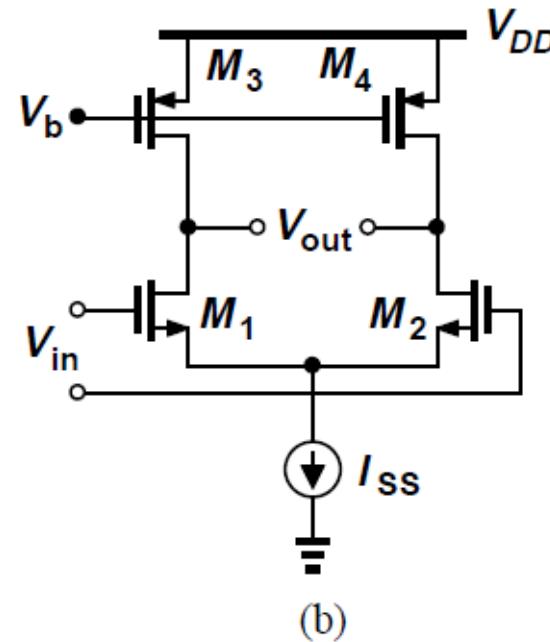
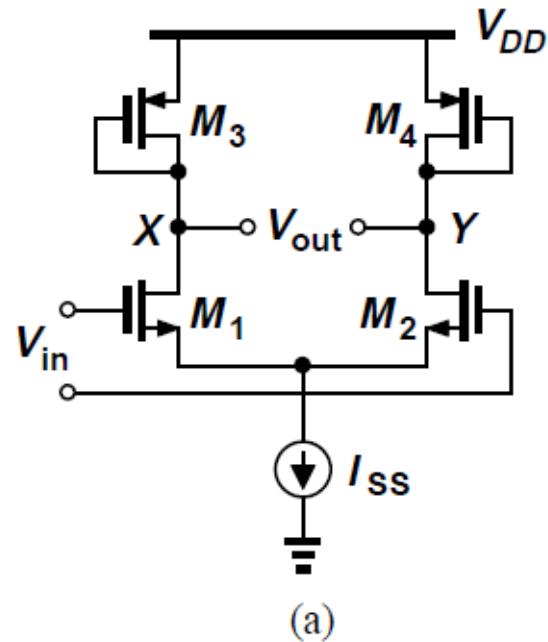
$$= - \frac{g_{m1}R_D + 2g_{m1}g_{m2}R_{SS}R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}} V_{in1}$$

$$(V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in2}} = \frac{g_{m2}R_D + 2g_{m1}g_{m2}R_{SS}R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}} V_{in2}$$

$$|A_{DM}| = \left| \frac{(V_X - V_Y)_{tot}}{2V_{in}|_{V_{in1}=-V_{in2}=V_{in}}} \right| = \frac{R_D}{2} \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{SS}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}$$

$$CMRR = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM-DM}} \right| = \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{SS}}{2(g_{m1} - g_{m2})}$$

MOS管为负载的差动对-I



以二极管接法的MOS管为负载

$$A_v = -g_{m1} \left(r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel \frac{1}{g_{m3}} \right)$$

$$\approx -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} = -\sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_N}{\mu_p (W/L)_P}}$$

以电流源接法的MOS管为负载

$$A_v = -g_{m1} (r_{o1} \parallel r_{o3})$$

MOS管为负载的差动对-II

二极管接法的MOS

管为负载的差动对：

$$A_v \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} = -\sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_N}{\mu_p(W/L)_P}} = -\frac{|V_{GSP} - V_{THP}|}{|V_{GSN} - V_{THN}|}$$

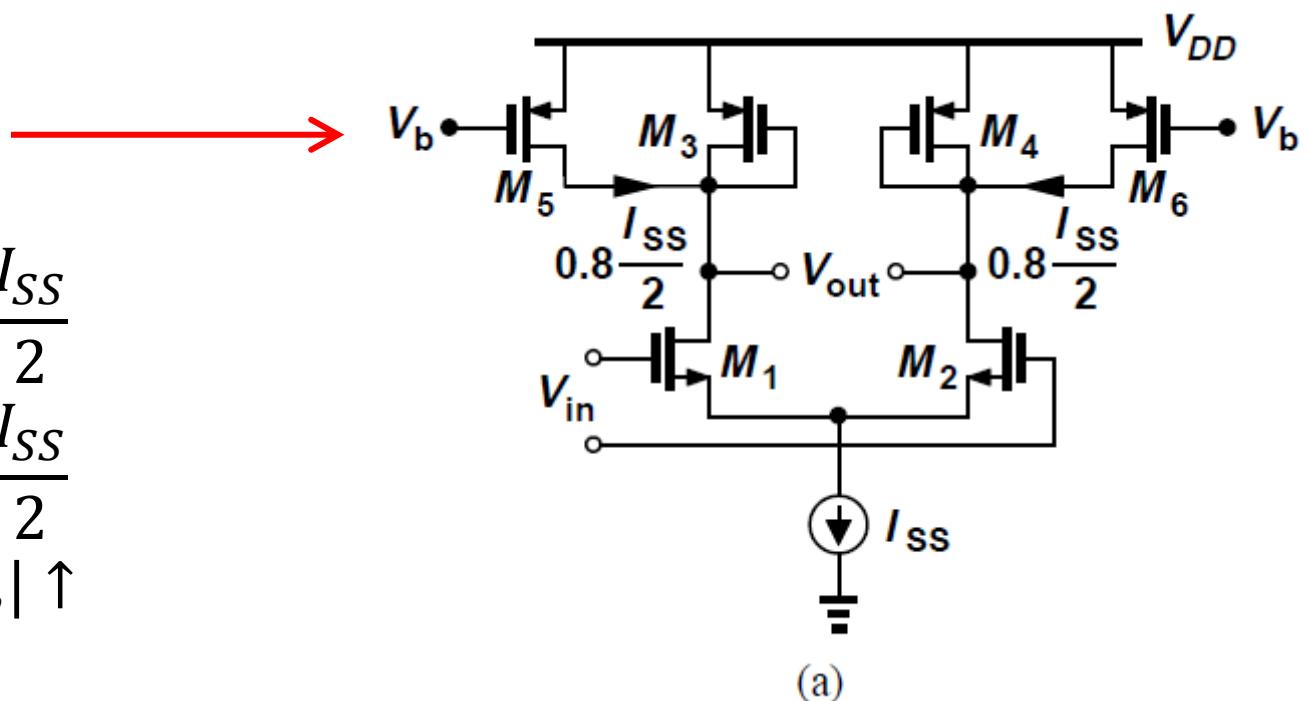
在给定的偏置电流条件下，为获得更高的增益， $(W/L)_P$ 必须减小，因此增加 $|V_{GSP} - V_{THP}|$ ，降低共模电平。

方案：增加辅助电流源

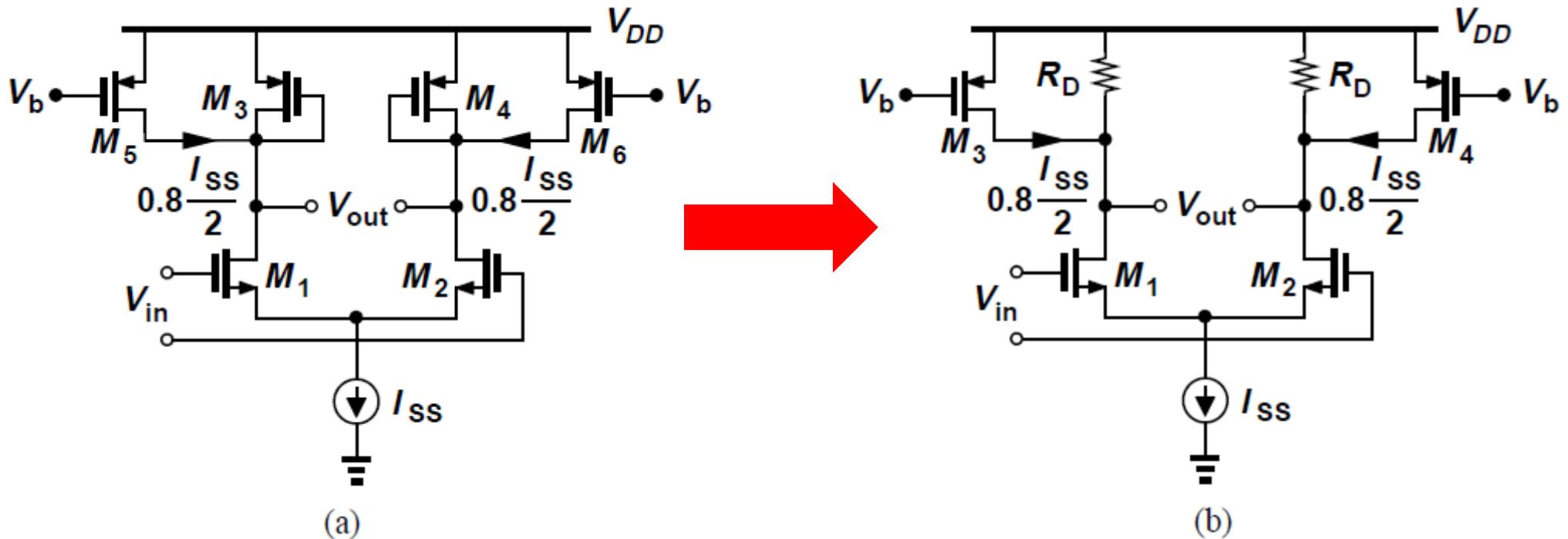
$$I_{D5} = I_{D6} = 0.8 \frac{I_{SS}}{2}$$

$$I_{D3} = I_{D4} = 0.2 \frac{I_{SS}}{2}$$

$$I_{D3} \downarrow, g_{m3} \downarrow, |A_v| \uparrow$$

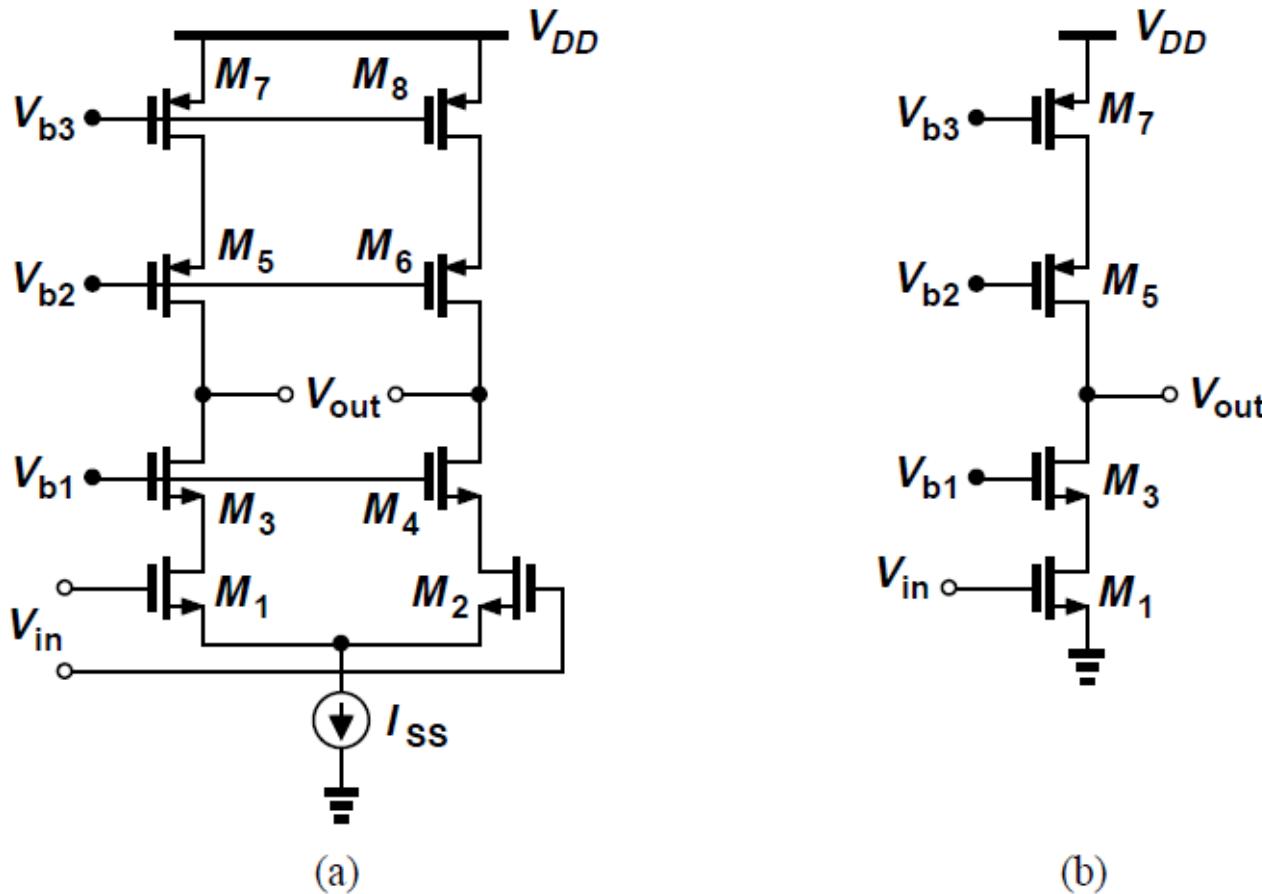


》》 MOS管为负载的差动对-III



- 二极管接法的MOS管消耗的电压余度较大，大于 V_{TH} 。
- 将其换成普通电阻。
- 电压余度减小为 $|V_{GS3,4} - V_{TH3,4}|$

》以共源共栅为负载的差动对



$$A_v \approx -g_{m1} [(g_{m3}r_{o1}r_{o3}) \parallel (g_{m5}r_{o5}r_{o7})]$$

高增益，代价是电压余度的进一步减小。

 作业

口手工计算

- 《拉扎维》第118页：4.5 (a)(b)(c), $\lambda = \gamma = 0$.
- 《拉扎维》第120页：4.18，只做图4.44(e)和图4.45(c)，假设电路完全对称。
- 《拉扎维》第120页：4.22。假设M1与M2跨导相等。
- 第一版与第二版教材题号一致。第二版的图4.44对应第一版的图4.38。第二版的图4.45对应第一版的图4.39.

第九章 CH5+CMOS 电流镜.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

5. CMOS电流镜

王昭昊

©2020



内容提要

■ 基本电流镜

□ 电流复制、工艺的考虑

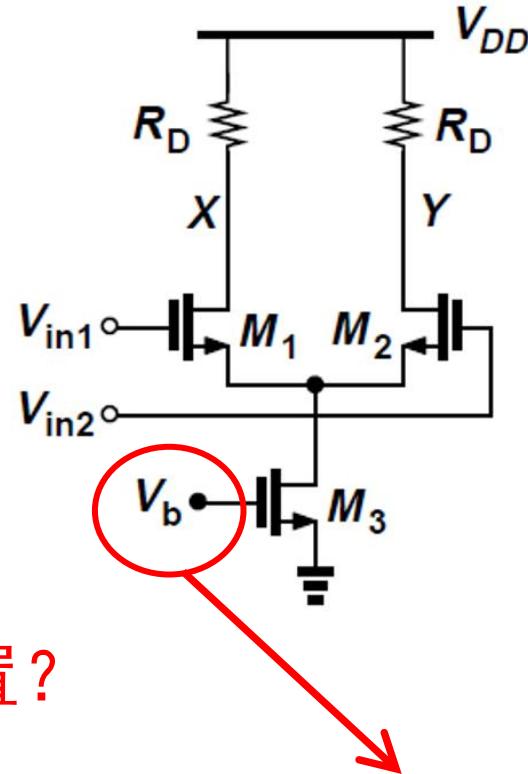
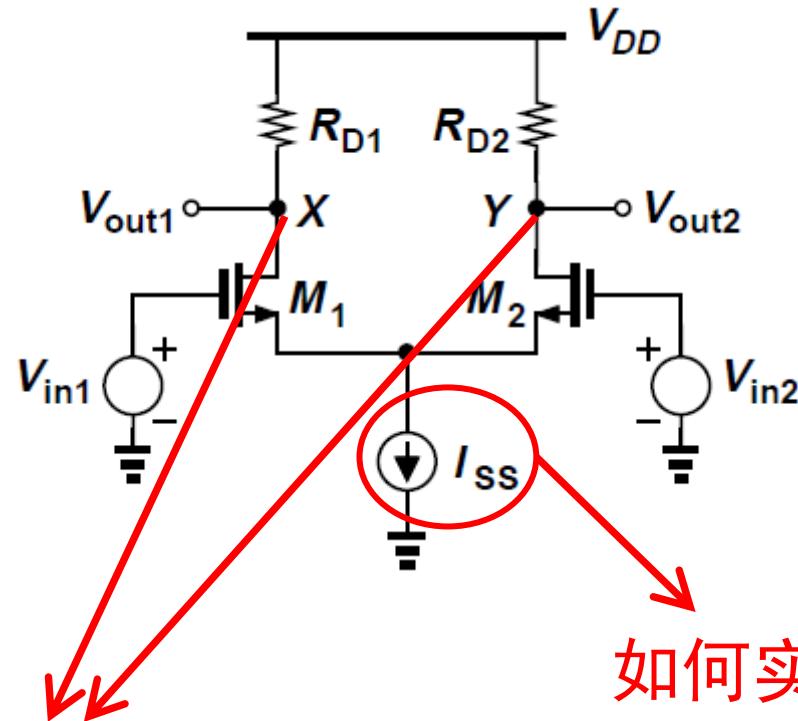
■ 共源共栅电流镜

□ 屏蔽特性、电压余度问题、各种变体

■ 五管OTA

□ 大信号特性、小信号特性、共模增益、失配

»» 为什么需要电流镜

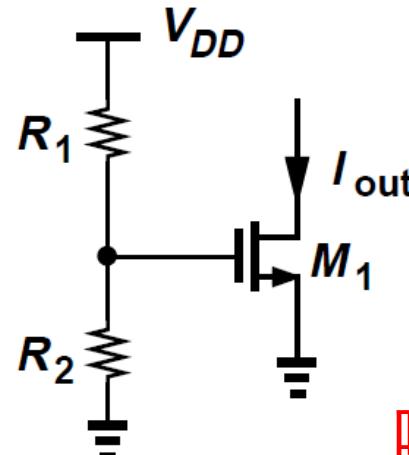
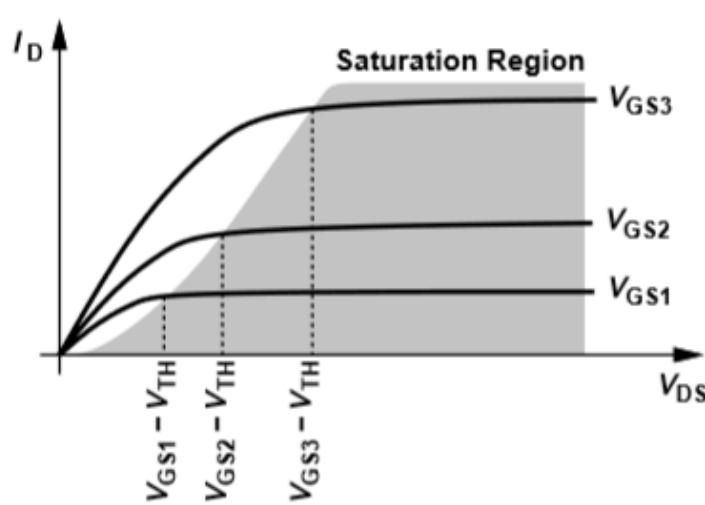


如何把差动的输出信号
转换成单端的?

如何实现电压偏置?

答案：电流镜。

» 一个简单的电流源



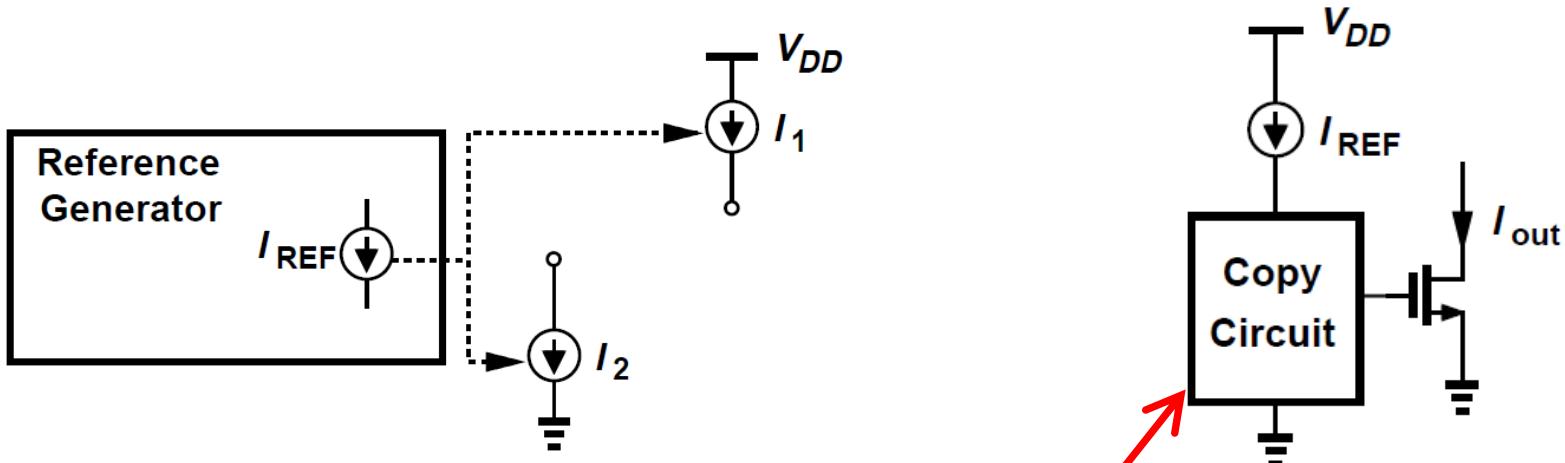
哪些量与工艺或外界环境有关?

- 假设 M_1 处于饱和状态，则有

$$I_{out} \approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

- 不同晶圆片的阈值电压可能相差50到100 mV。
- μ_n 和 V_{TH} 均表现出温度依赖性。
- 结论：无法通过电压实现一个准确的电流偏置。

》》 电流复制的概念方法-I



- 使用参考电流来产生各种所需电流。

$$I_{out} = f[f^{-1}(I_{REF})] = I_{REF}$$

- 两个相同的MOS器件，具有相等的栅-源电压并在饱和状态下工作时，几乎具有相同的电流。

神似“镜像”！

» 电流复制的概念方法-II

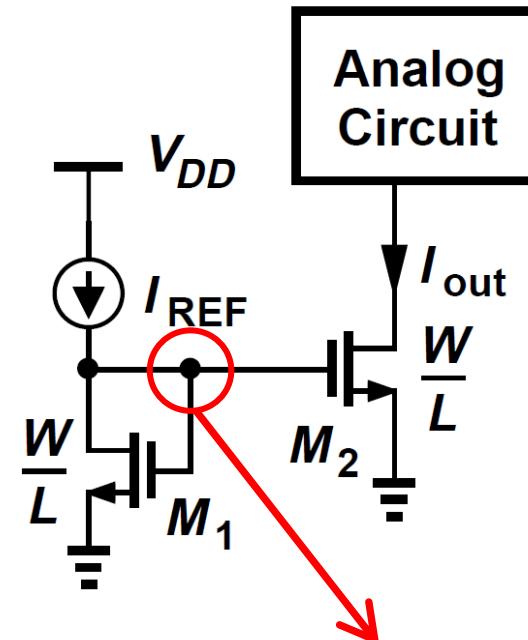
- 忽略沟道长度调制，则有

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF}$$

- 允许精确复制电流，不依赖于工艺和温度。



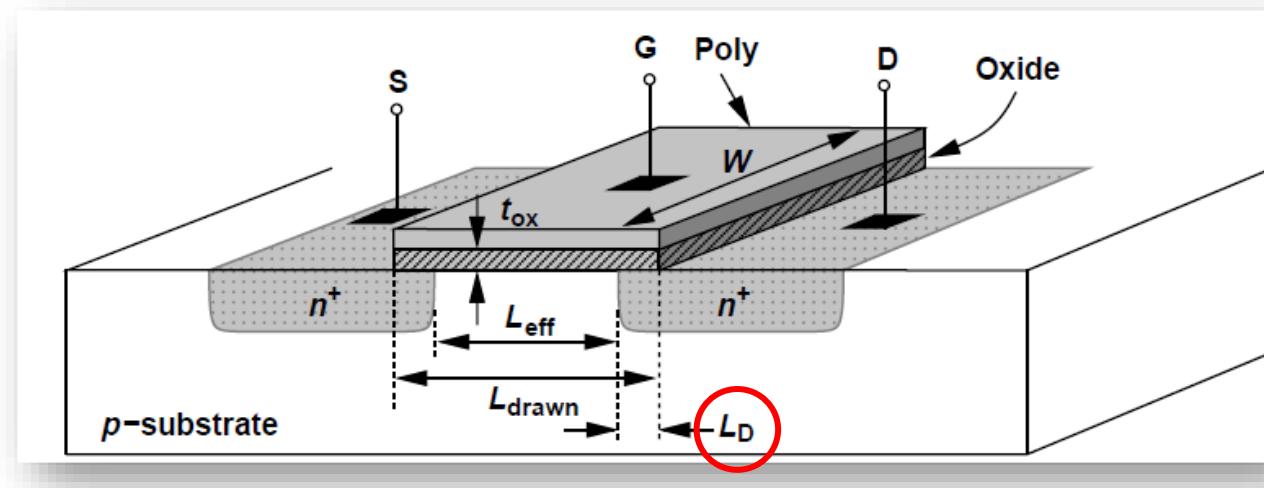
二极管接法，形成因果关系。

电流输入是因，
电压偏置是果！

》》尺寸问题-I

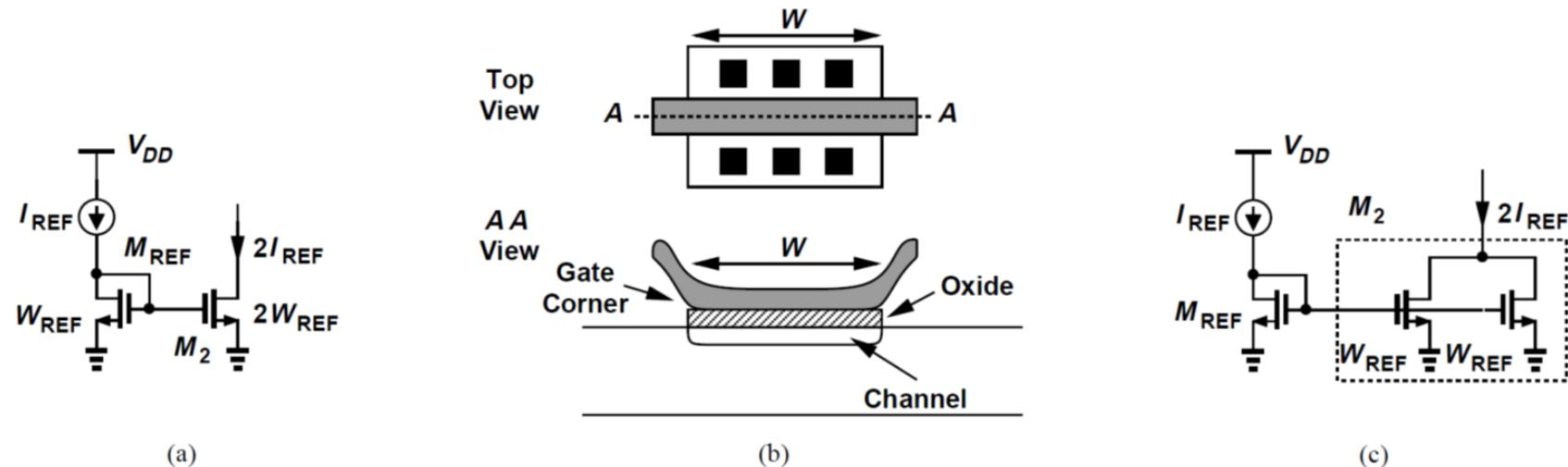
Q：改变哪些参数来改变电流的比例？

- (A) W (B) L (C) 都可以 (D) 都不建议



- 由于“侧向漫射”，通常不建议调整晶体管的沟道长度。

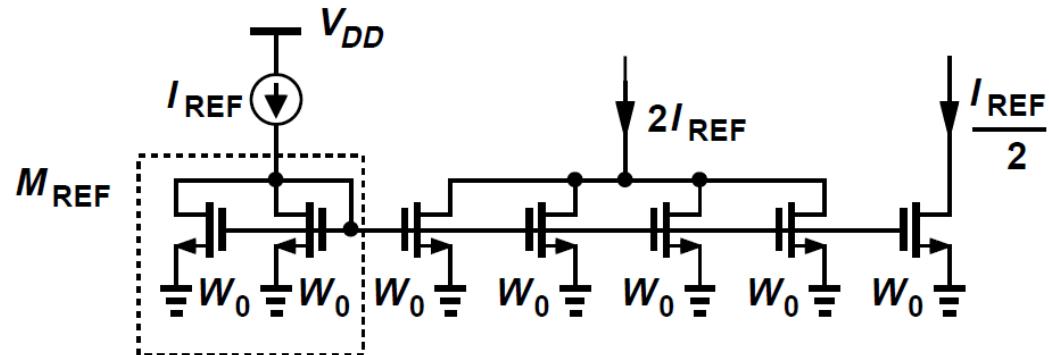
》》尺寸问题-II



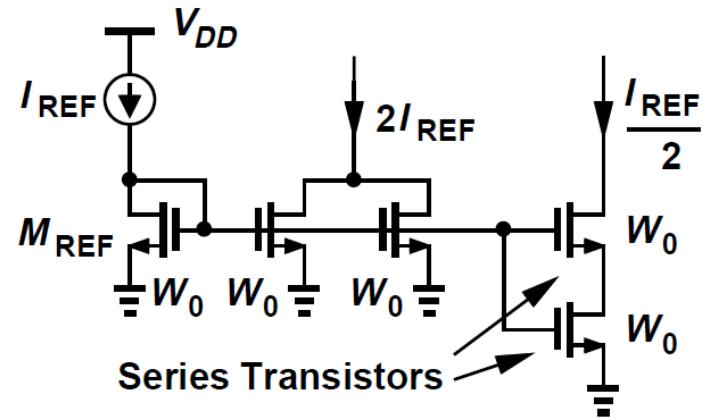
- 那么，直接缩放沟道宽度W？
- NO！直接缩放沟道宽度也不能精确加倍！
- 建议做法：使用“单元”晶体管，通过重复此器件实现沟道宽度的精确加倍。

》》尺寸问题-III

- 前述的是电流加倍的例子，那么如何使电流减半？
- 如何从 I_{REF} 中生成一个等于 $I_{REF}/2$ 的电流？



(a)

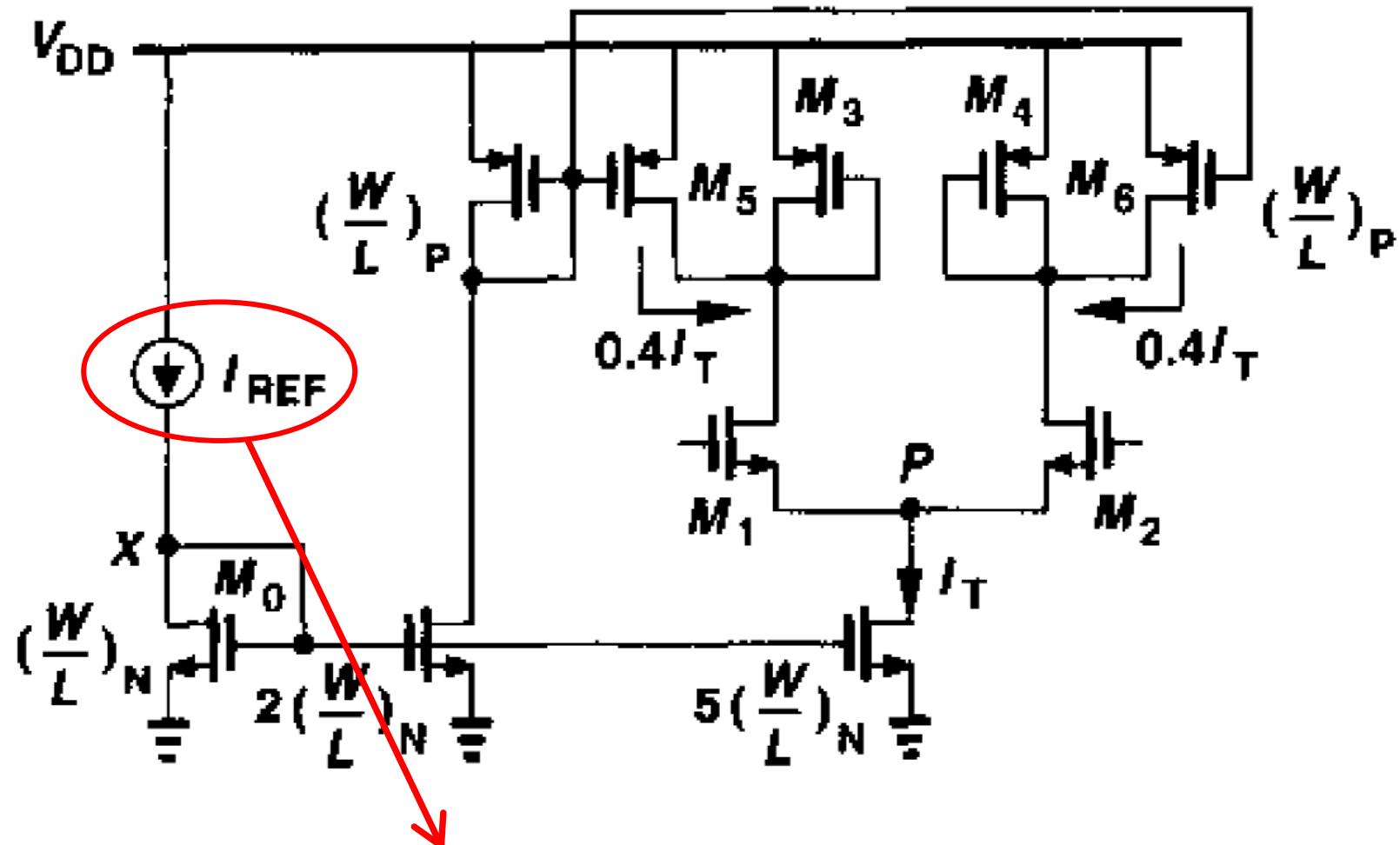


(b)

- 核心思想依旧：使用“单元晶体管”。
- 方法一：等效宽度减半，图(a)。
- 方法二：等效长度加倍，图(b)。
- 注意：方法二的一个管子工作于线性区，电流并非精确减半。

例：带电流镜偏置的差动放大器

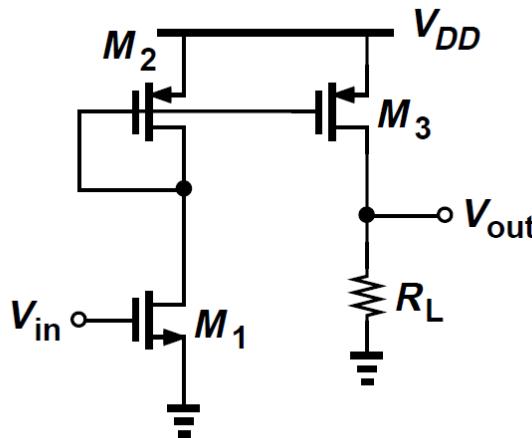
练习：识别图中的所有电流镜。



这个参考电流如何产生？答案：带隙基准。

》》 电流镜处理的信号

- 前文所述的电流镜，处理的是大信号还是小信号？
- 电流镜既能处理大信号也能处理小信号。
- 计算下图中所示电路的小信号电压增益， $\lambda = 0$ 。



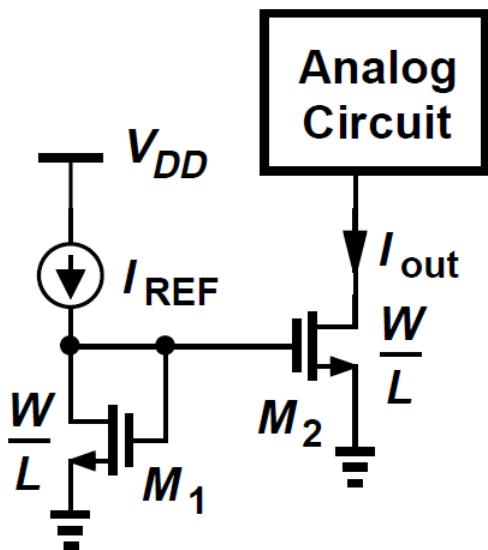
$$I_{D2} = I_{D1} = g_{m1}V_{in}$$

$$I_{D3} = I_{D2} (W/L)_3 / (W/L)_2 = g_{m1}V_{in} (W/L)_3 / (W/L)_2$$

$$V_{out} = I_{D3}R_L = g_{m1}R_LV_{in} (W/L)_3 / (W/L)_2$$

$$A_v = g_{m1}R_L(W/L)_3 / (W/L)_2$$

》》 考虑沟道长度调制效应



如果考虑沟道长度调制效应

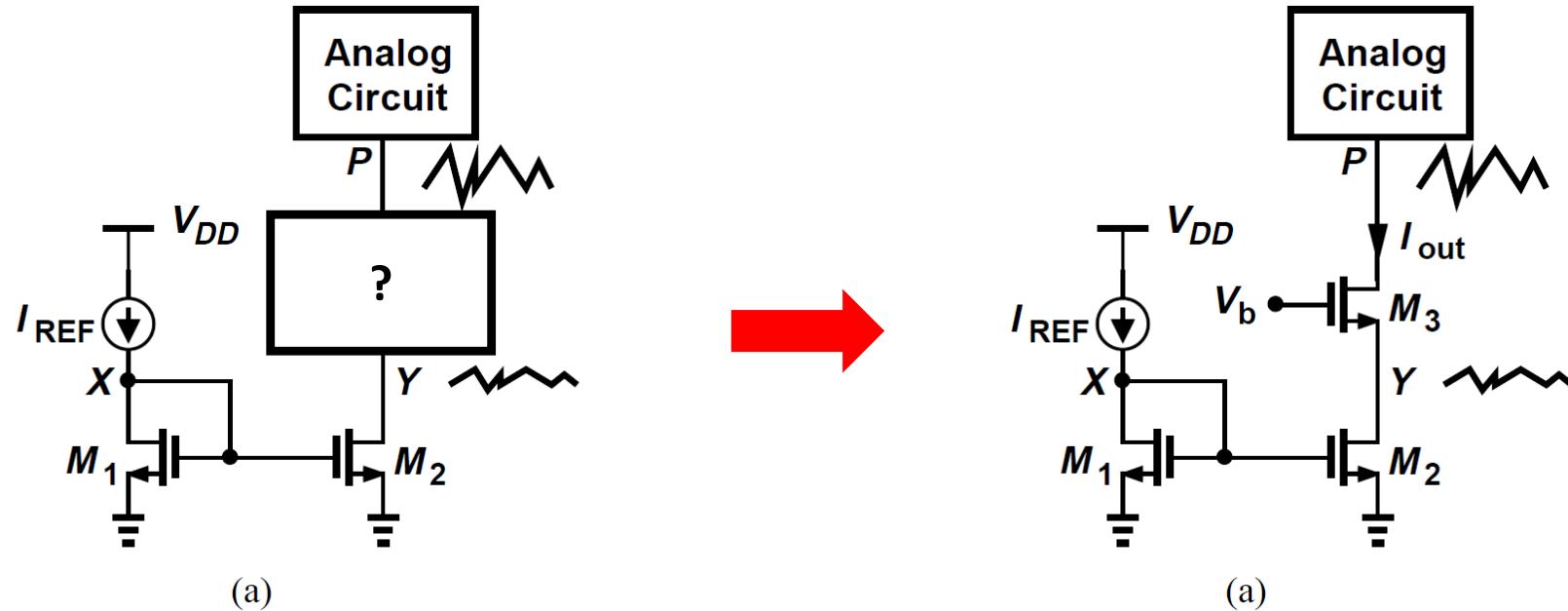
- $V_{DS1} = V_{GS1} = V_{GS2}$
- V_{DS2} 可能不等于 V_{GS2} 。

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} (W/L)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS1})$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} (W/L)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS2})$$

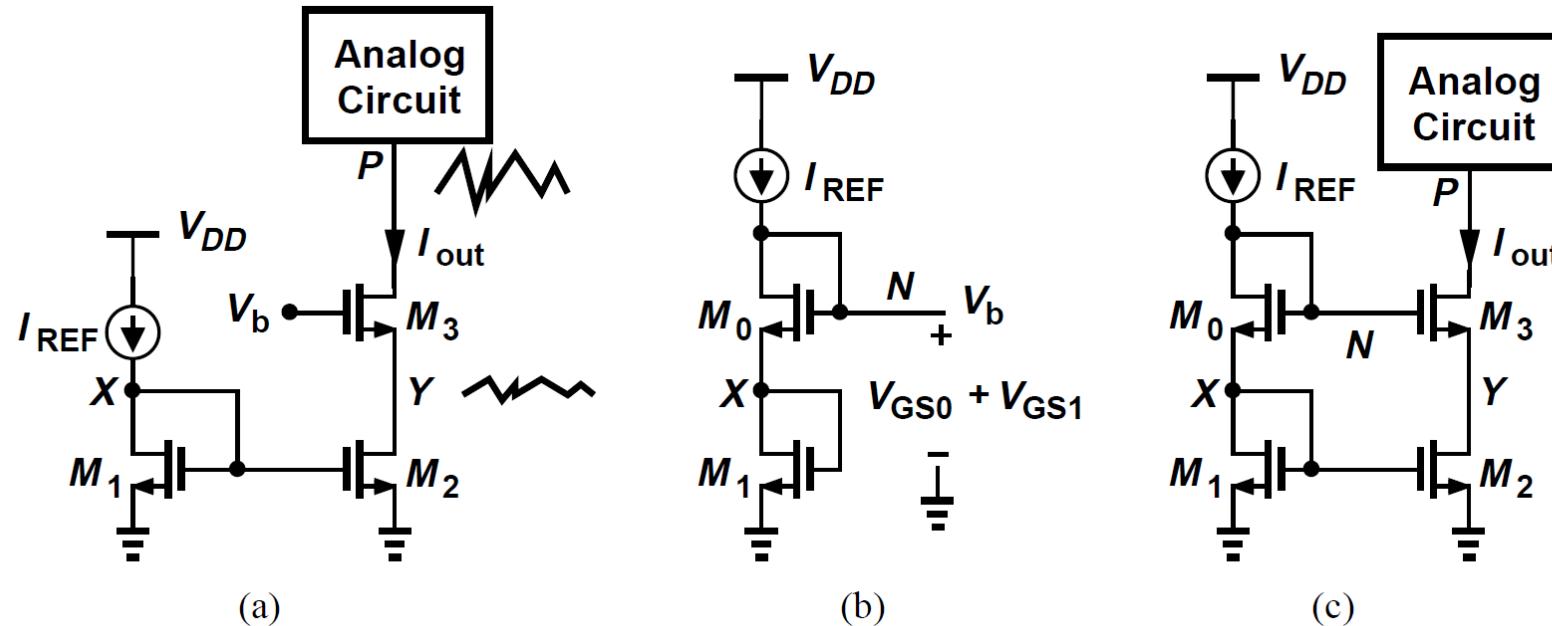
$$\frac{I_{out}}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}}$$

》》 共源共栅电流镜- I



- 共源共栅结构的“屏蔽”效应减小电流源上的电压变化。
- 但是，我们如何确保 $V_{DS2}=V_{DS1}$ 呢？
- 我们必须生成 V_b ，使得 $V_b - V_{GS3} = V_{DS1} = V_{GS1}$

》》 共源共栅电流镜-II

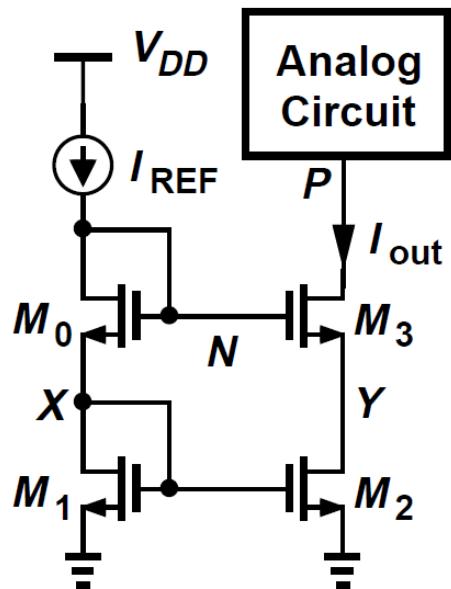


$$V_{GS0} + V_{GS1} = V_{GS3} + V_{DS2}$$

只要使 $V_{GS0} = V_{GS3}$, 则有 $V_{GS1} = V_{DS2} = V_{DS1}$

共源共栅结构的“屏蔽”效应使这一条件容易满足。

》》共源共栅电流镜的电压余度-I

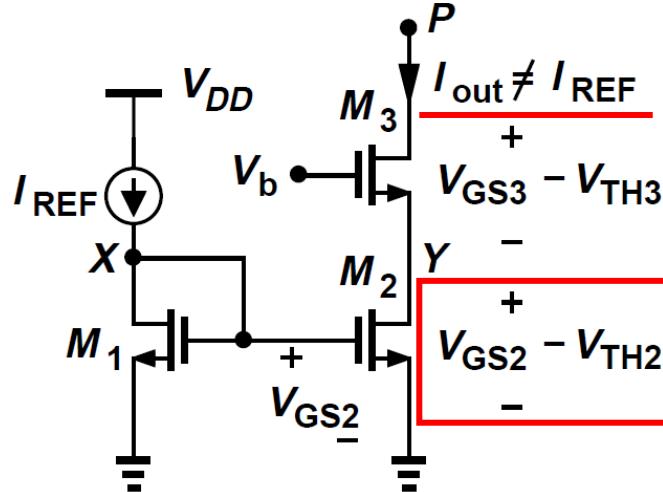


节点P处的最小允许电压为

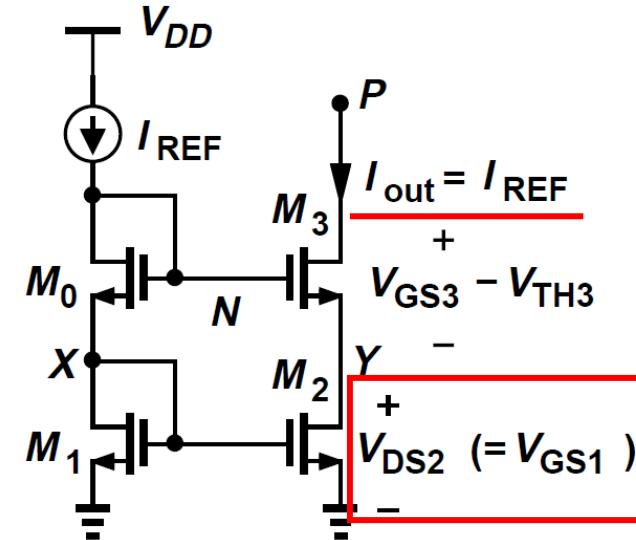
$$\begin{aligned}V_N - V_{TH} &= V_{GS0} + V_{GS1} - V_{TH} \\&= (V_{GS0} - V_{TH}) + (V_{GS1} - V_{TH}) + V_{TH}\end{aligned}$$

- 共源共栅电流镜“浪费”了一个阈值电压的余度。
- 因为 $V_{DS2}=V_{GS2}$, 但是 V_{DS2} 本来应该可以低至 $V_{GS2}-V_{TH}$, 同时保持 M_2 饱和, 而现在却被迫抬升至 V_{GS2} 。

》》 共源共栅电流镜的电压余度-II



(a)

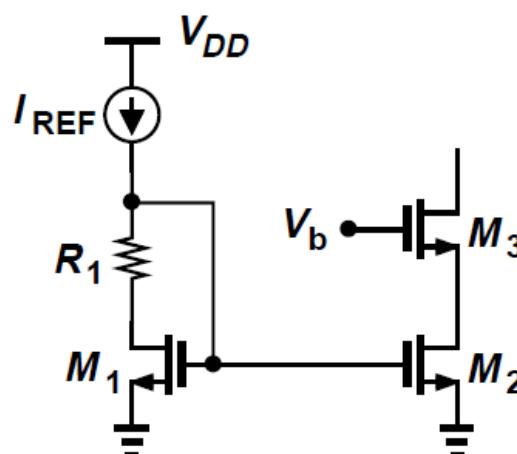
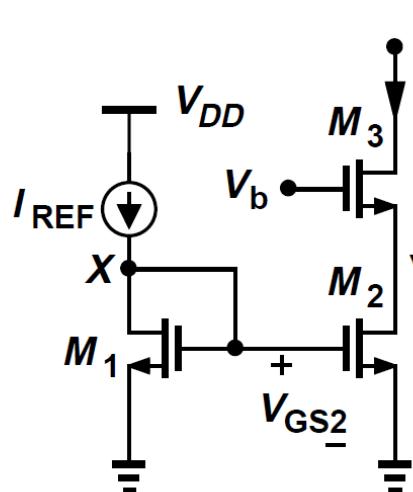


(b)

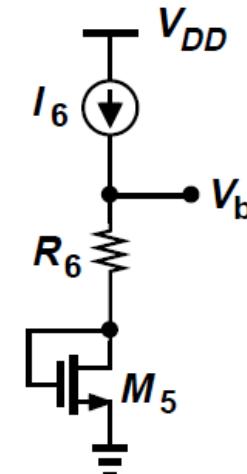
- 总体来说：
- 在图(a)中，可以选择 V_b 使 V_P 为最低允许值，但输出电流不能精确地跟随 I_{REF} 。
- 在图(b)中，输出电流得到了更高的精度，但是P点的最低电平却高了一个阈值电压。

》》改善共源共栅电流镜的电压余度-I

- 目标：使得 $V_{DS1} = V_{DS2} = V_{GS} - V_{TH}$



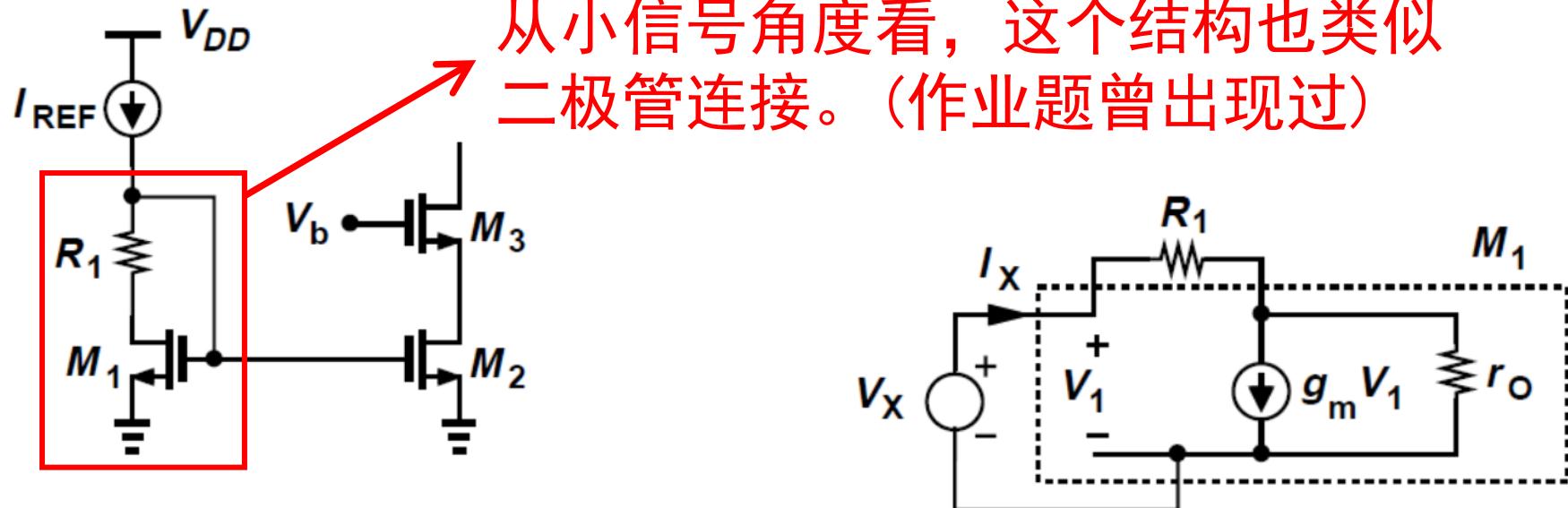
(a)



(b)

- 图(a)所示，令 $R_1 I_{REF} \approx V_{TH1}$ ，则 $V_{DS1} = V_{GS1} - V_{TH1}$
- 图(b)所示，令 $R_6 I_6 \approx V_{GS1} - V_{TH1}$ 。
 $\Rightarrow V_b = V_{GS5} + R_6 I_6 = V_{GS5} + (V_{GS1} - V_{TH1})$
只要 $V_{GS5} = V_{GS3}$
受到PVT的影响，等式很难保证！

》》改善共源共栅电流镜的电压余度-II

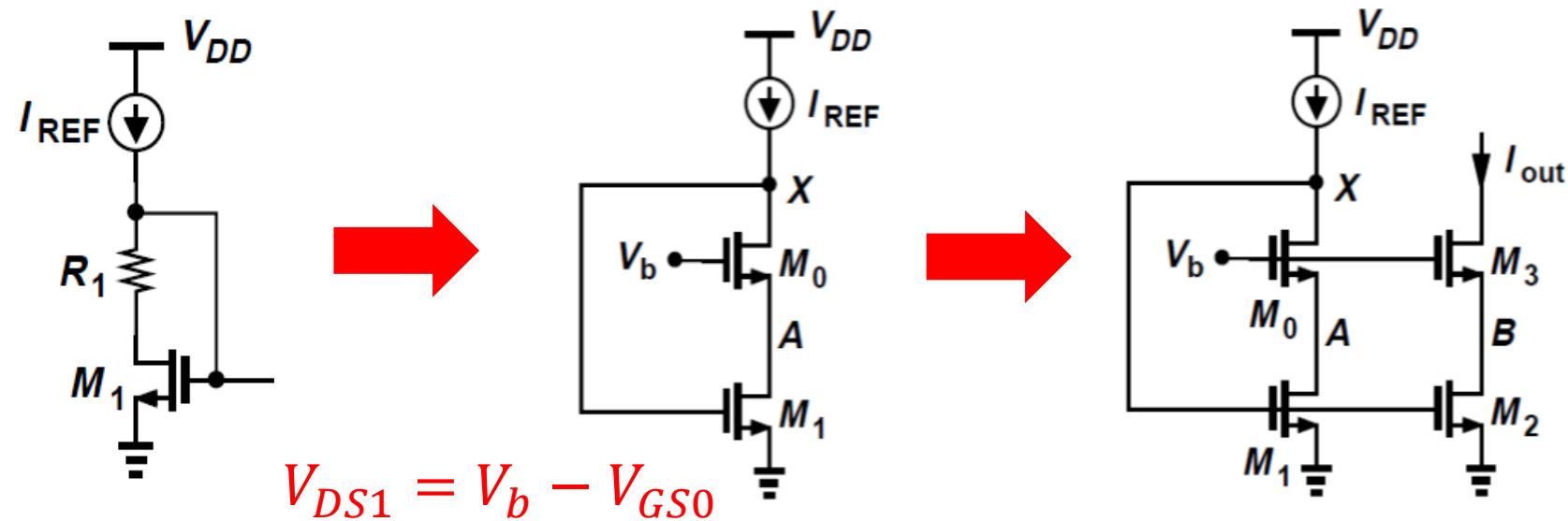


- 若忽略沟道长度调制效应，等效小信号电阻为 $1/g_m$
- 实际上，这个小信号等效电阻表达式与某一种阻抗变换相同！

$$\frac{V_X - I_X R_1}{r_o} + g_m V_X = I_X$$

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_1 + r_o}{1 + g_m r_o}$$

改善共源共栅电流镜的电压余度-III



低压共源共栅结构

$$V_b - V_{TH0} \leq V_X (= V_{GS1}) \Rightarrow V_b \leq V_{GS1} + V_{TH0}$$

$$V_{GS1} - V_{TH1} \leq V_A (= V_b - V_{GS0}) \Rightarrow V_{GS0} + (V_{GS1} - V_{TH1}) \leq V_b$$

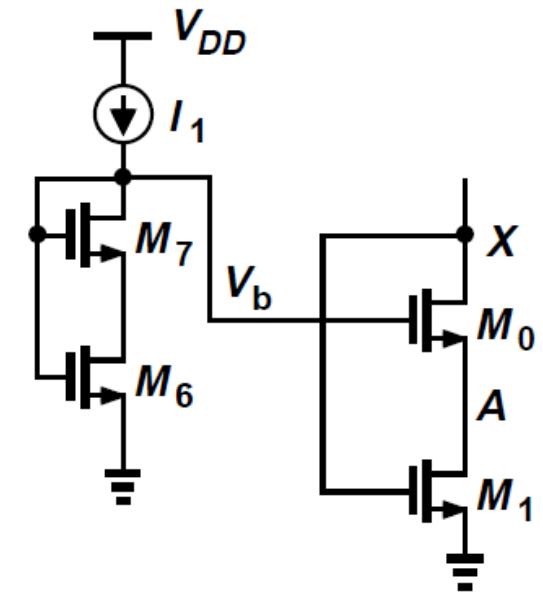
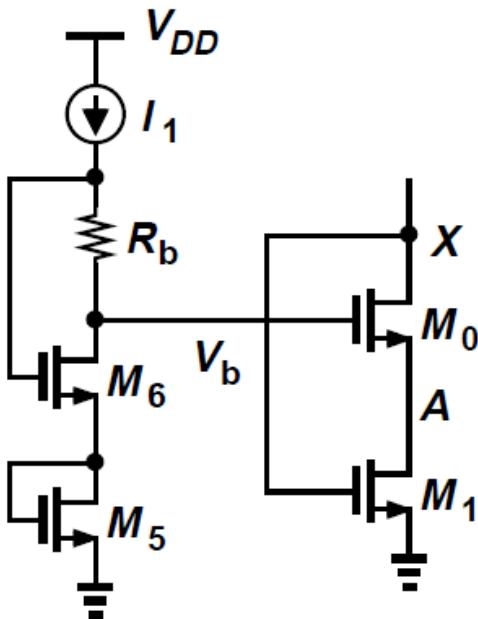
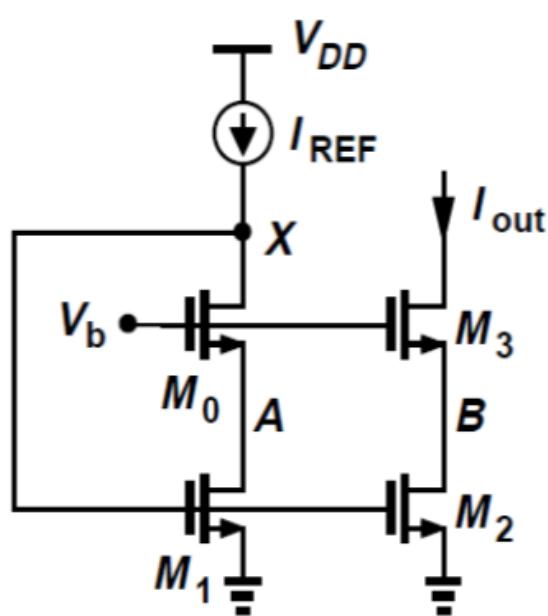
$$V_{GS0} + (V_{GS1} - V_{TH1}) \leq V_b \leq V_{GS1} + V_{TH0}$$

$$V_{GS0} - V_{TH0} < V_{TH1}$$

- 本质：确保 M_0 的过驱动电压远低于 V_{TH1} 。

》》改善共源共栅电流镜的电压余度-IV

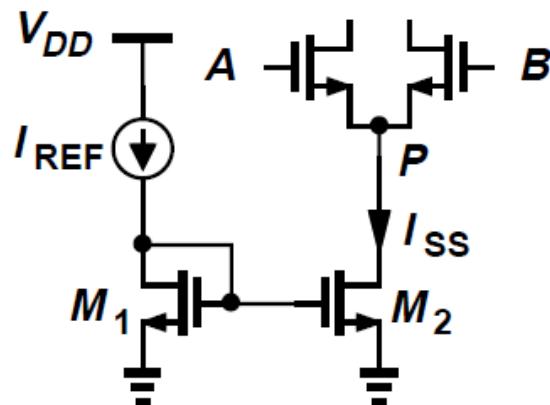
- 如何产生 $V_b \geq V_{GS0} + (V_{GS1} - V_{TH1})$?



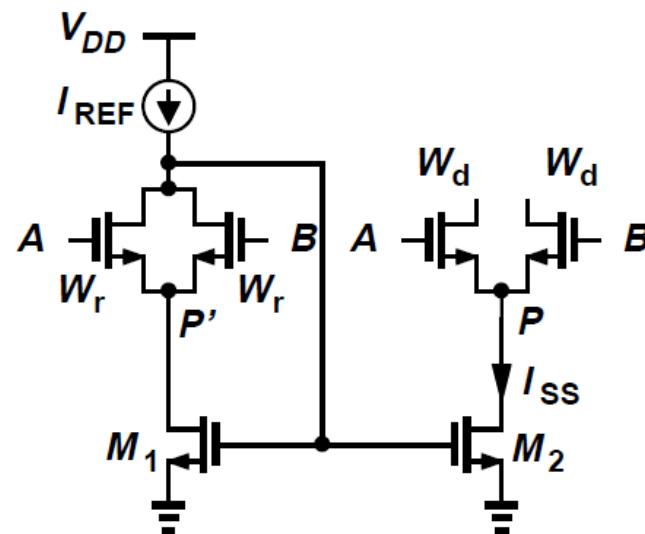
- 左图, $V_b = V_{GS5} + V_{GS6} - R_b I_1$, 令 $V_{GS6} - R_b I_1 \approx V_{GS1} - V_{TH1}$, $V_{GS5} \approx V_{GS0}$.
- 右图, $V_b \geq V_{GS7} + V_{GS6} - V_{TH6}$ 。

示例

- 差动对的电压余度太小，无法使用普通的共源共栅电流镜作偏置。设计一种方法来减少由于沟道长度调制引起 的电流镜误差。



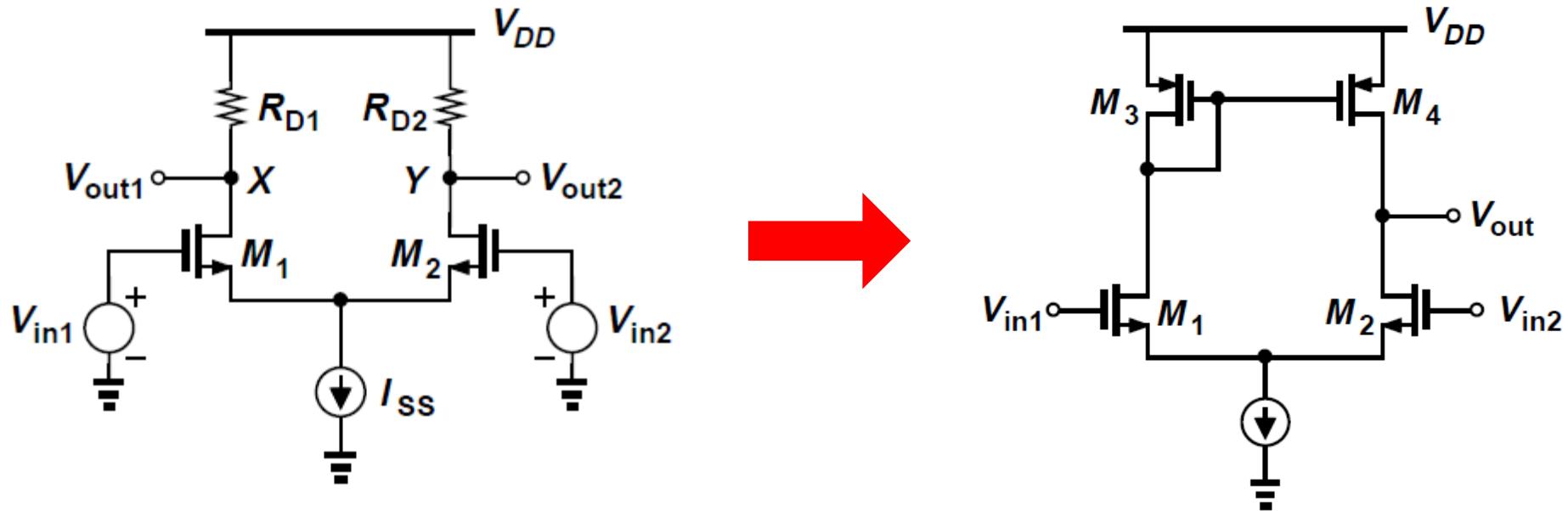
(a)



(b)

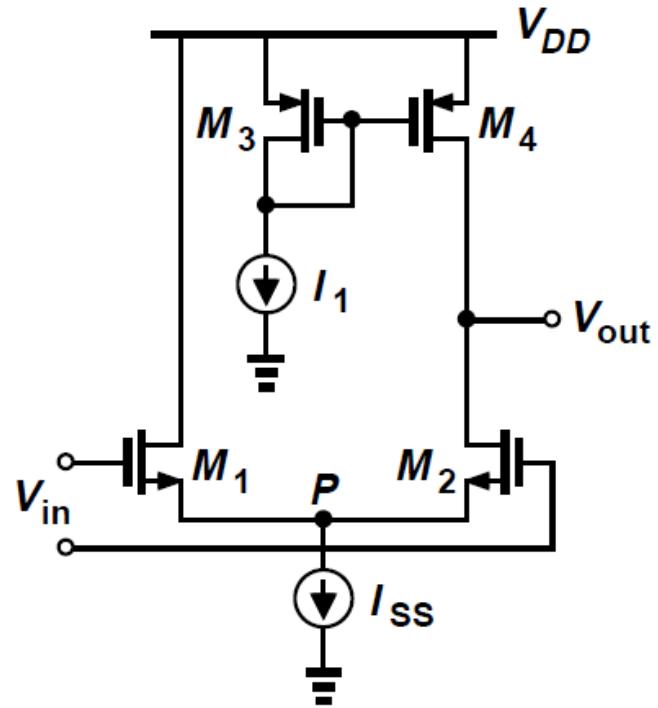
- 将M1的电流源连接拆开。
- 可以塞进一个电阻，但不易跟随共模电平的漂移。
- 可以将差动对复制塞进，即使A和B处的共模电平变化， P 和 P' 处的电压也会跟随。

》》 电流镜作负载



- 五管OTA (Operational Transconductance Amplifier) “运算跨导放大器”。
- 注意：输出是单端的，因此电路有时用于将差分信号转换为单端输出。

》》无源电流镜作负载



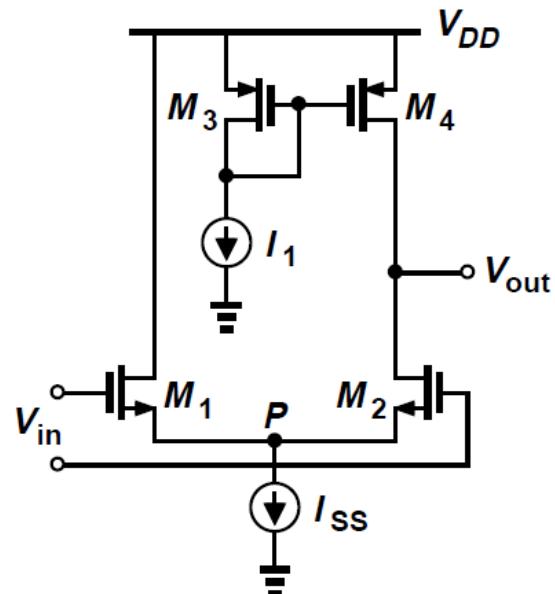
- 利用辅助定理求解增益。

$$|A_v| = G_m R_{out}$$

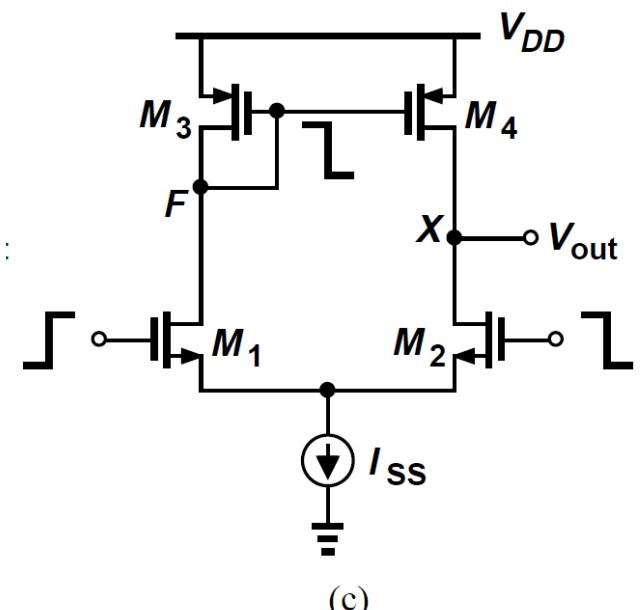
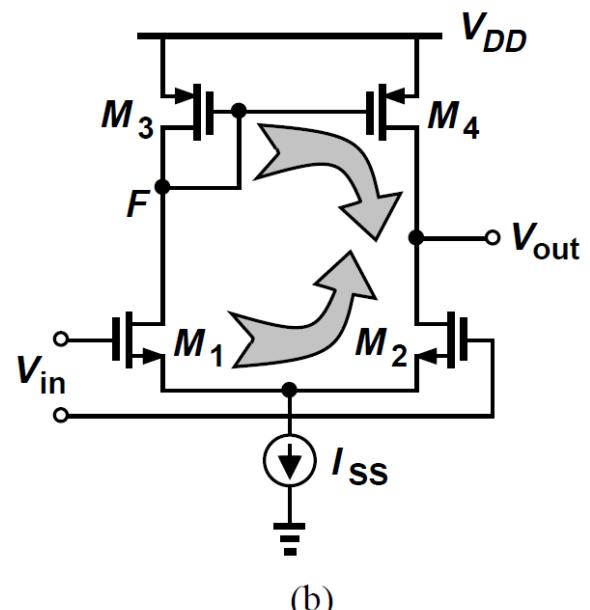
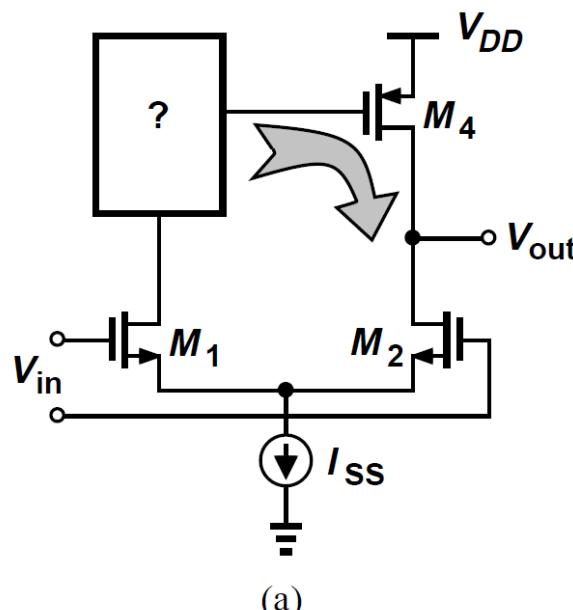
$$|A_v| = \frac{g_{m1}}{2} [(2r_{O2}) \| r_{O4}]$$

- 求解等效跨导时，输出端短路，电路左右对称。
- 求解输出电阻时，从输出端向下看的等效电阻为 $2r_{O2}$ 。
- 也可用叠加法求解。

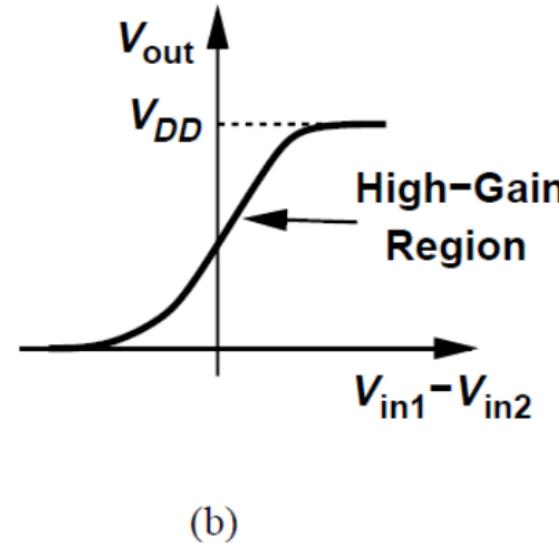
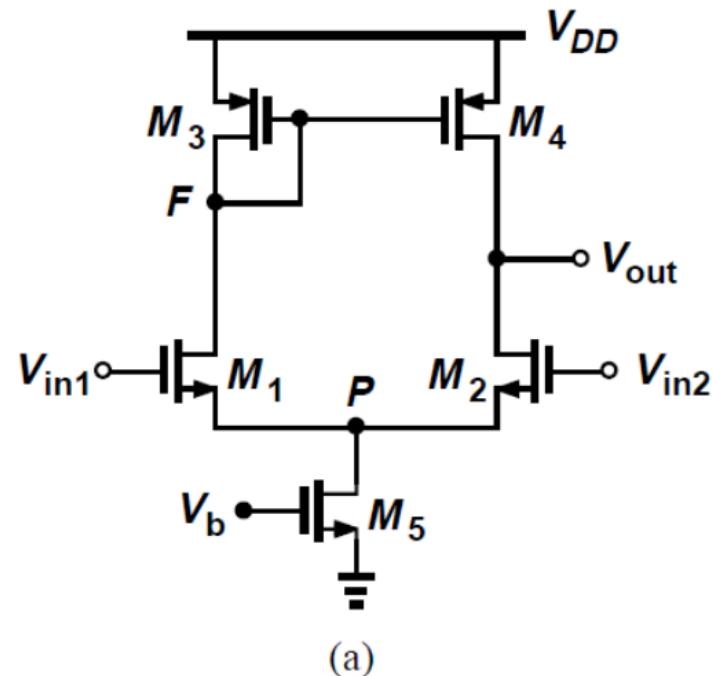
》》有源电流镜作负载的差动对：五管OTA



- M_1 的小信号漏电流被“浪费”。
- 如何在输出端用适当的极性使用这个电流？
- **五管OTA**: M_3 增强了增益。
- M_3 与 M_4 组成“有源电流镜”。



五管OTA的大信号分析



$V_{in1} \ll V_{in2}, M_1 OFF, M_{3,4} OFF, V_F = V_{DD}, V_{GS2} > V_{TH}, V_{out} = V_P = 0$

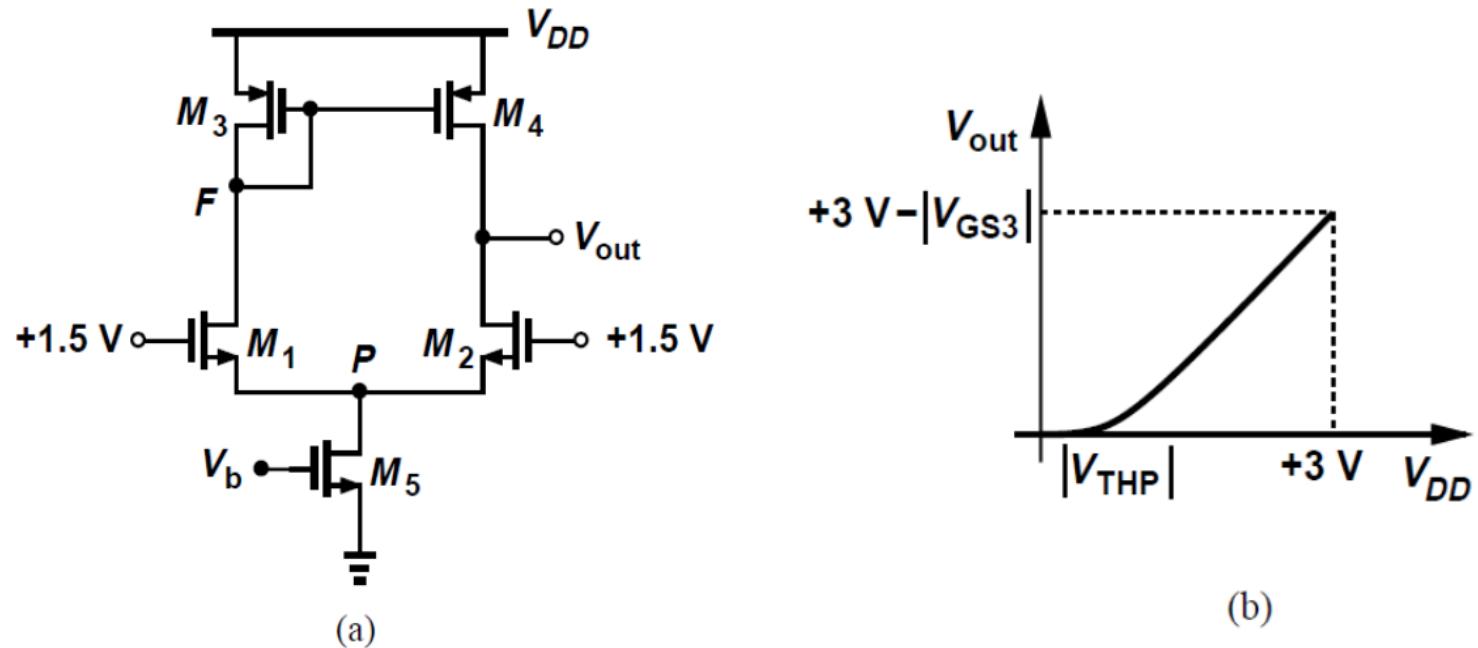
$V_{in1} \uparrow, until M_1 ON, M_{3,4} ON, I_{D1,D3} \uparrow, V_F \downarrow, I_{D2,D4} \downarrow, V_{out} \uparrow$

$V_{in1} = V_{in2}, V_F = V_{out}$

$V_{in1} \gg V_{in2}, M_2 OFF, M_{3,4} OFF, V_{GS1} > V_{TH}, V_F = V_P = 0, V_{out} = V_{DD}$

五管OTA的大信号分析：扩展练习

假设电路完全对称，当 V_{DD} 从3 V降到0 V， V_{out} 的变化？

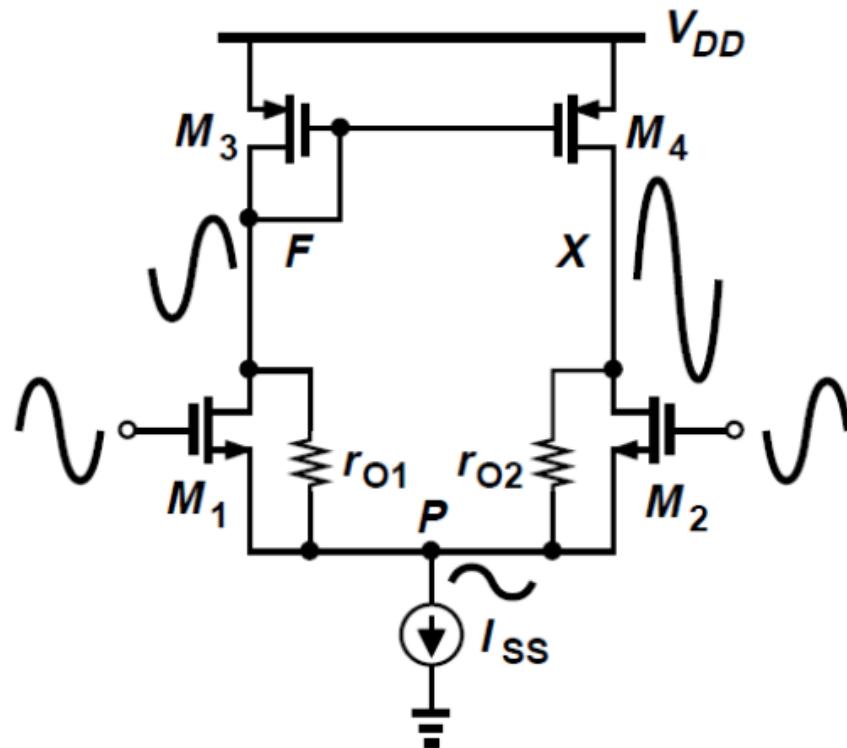


$$V_{in1} = V_{in2}, V_F = V_{out} \quad V_{DD} \downarrow, V_F \downarrow, V_{out} \downarrow$$

Until $V_{out} = 1.5 - V_{TH}$, $M_{1,2}$ linear region

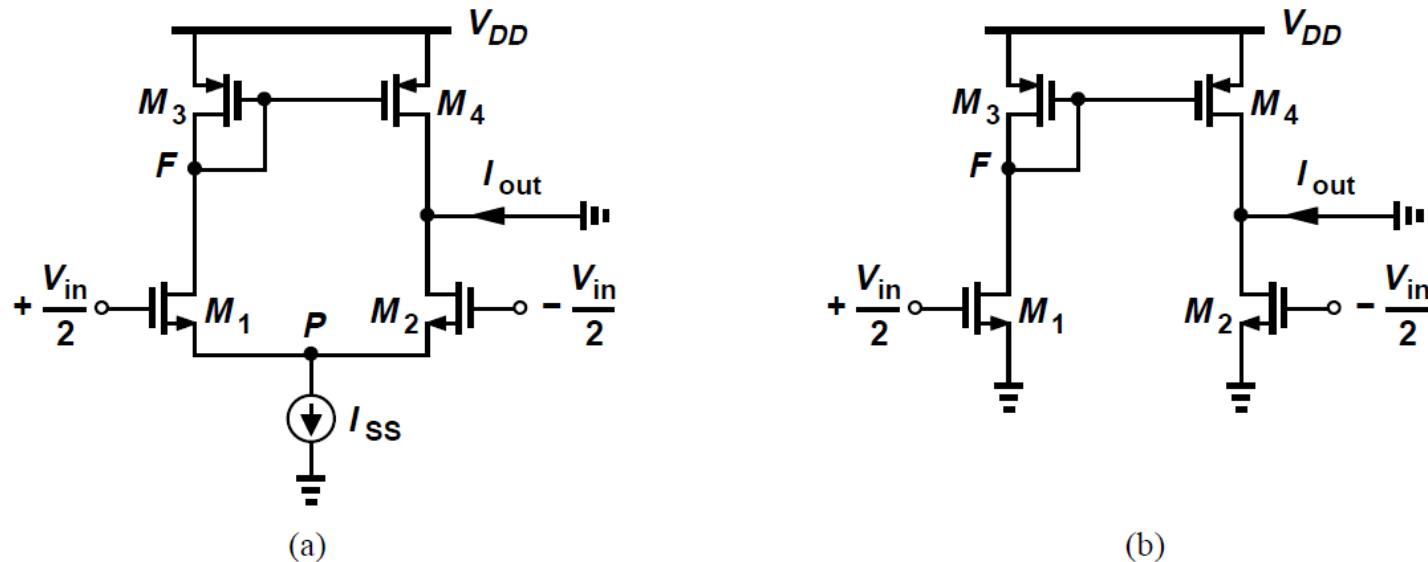
Later M_5 linear region, Finally $V_{DD} < |V_{THP}|$, $V_{out} = 0$

》》五管OTA的小信号分析



- 严格求解，能否用半边电路法分析？
- 不能，小信号等效电路并非完全对称，F点和X点处的电压摆幅相差很大。P点不能被视为小信号的“虚地”。
- 思考： g_{m1} 与 g_{m2} ， r_{o1} 与 r_{o2} 是否相等？

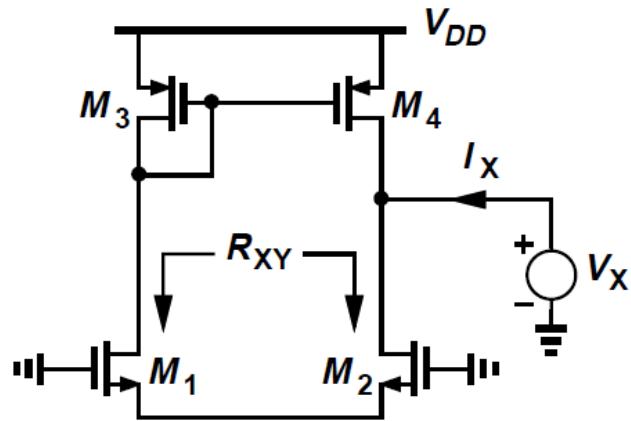
五管OTA的小信号近似分析-I



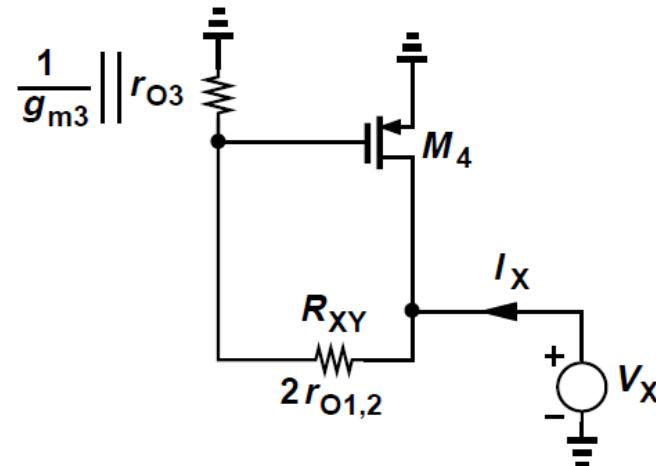
- 尽管如此，在求解等效跨导时，P点却完全可以近似为小信号的“虚地”。
- 原因： $r_{o1} \gg [(1/g_{m3}) \parallel r_{o3}]$, r_{o1} 上几乎无电流, r_{o1} 断路, 而M1与M2又对称, 因此P点必须接地才能满足KCL定律。

$$\begin{aligned}
 I_{out} &= I_{D2} + |I_{D4}| \approx I_{D2} + |I_{D3}| = I_{D2} + |I_{D1}| \\
 &= -g_{m2}V_{in}/2 - g_{m1}V_{in}/2 \\
 G_m &= -g_{m1,2}
 \end{aligned}$$

五管OTA的小信号近似分析-II



(a)



(b)

$$R_{XY} = 2r_{O1,2}$$

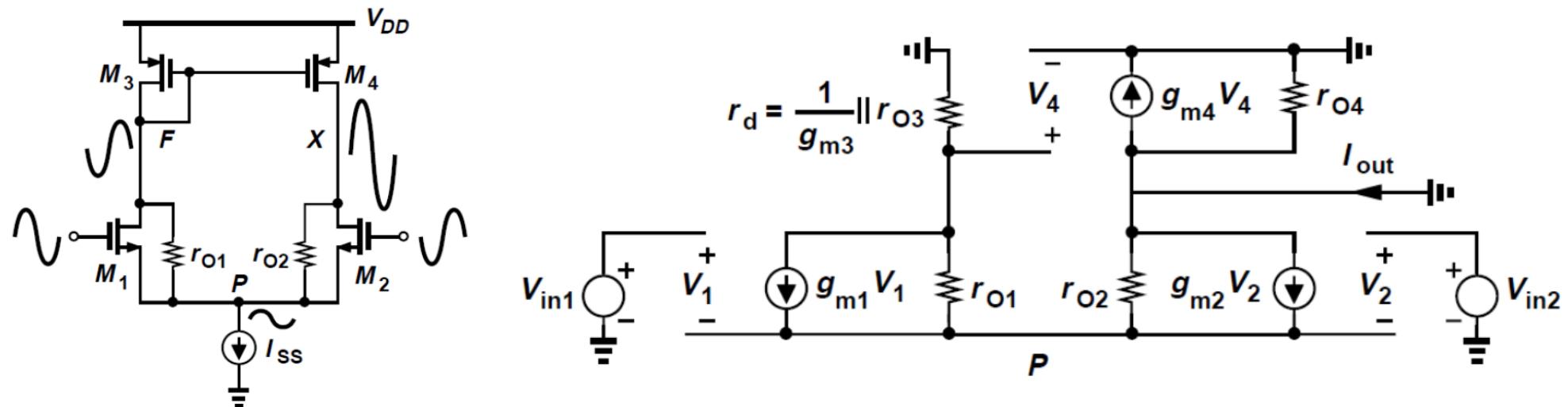
$$I_X = \frac{V_X}{2r_{O1,2} + \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{O3}} \left[1 + \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{O3} \right) g_{m4} \right] + \frac{V_X}{r_{O4}}$$

$$2r_{O1,2} \gg (1/g_{m3}) \parallel r_{O3}$$

$$R_{out} \approx r_{O2} \parallel r_{O4}$$

$$|A_v| \approx g_{m1}(r_{O2} \parallel r_{O4})$$

五管OTA的小信号精确分析



辅助定理、叠加法均可精确求解。

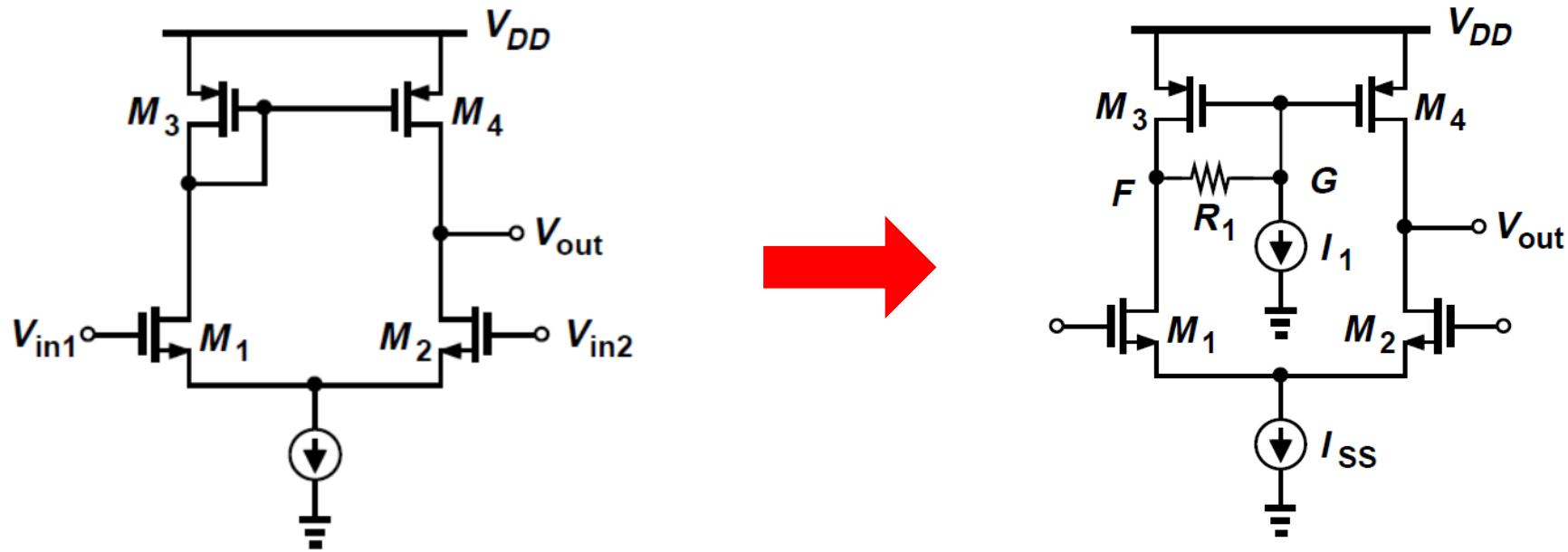
$$|A_v| = g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4}) \frac{2g_{m4}r_{o4} + 1}{2(g_{m4}r_{o4} + 1)}$$

近似结果： $|A_v| \approx g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4})$

可视为校正因子

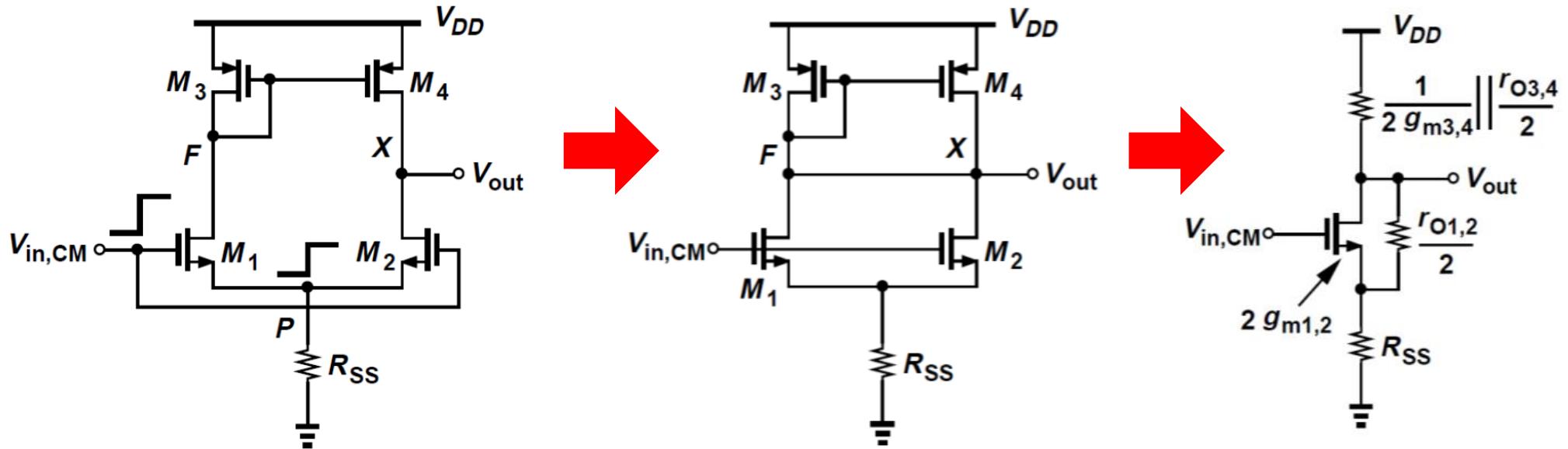
若尾电流源非理想，可自行计算，计算量较大。

五管OTA的电压余度



- 五管OTA的电压余度消耗较大， M_3 消耗了 $|V_{GS}|$ 的电压余度。
- 改进方法：在栅极与漏极之间加入电阻，抽取电流，提高漏极电位，使 M_3 消耗的电压余度小于 $|V_{GS}|$ 。通过合理设置，可以减小至 $|V_{GS} - V_{TH}|$ 。
- 改进后，仍旧能完成跨导的“传递”，但抽取电流不应过大。

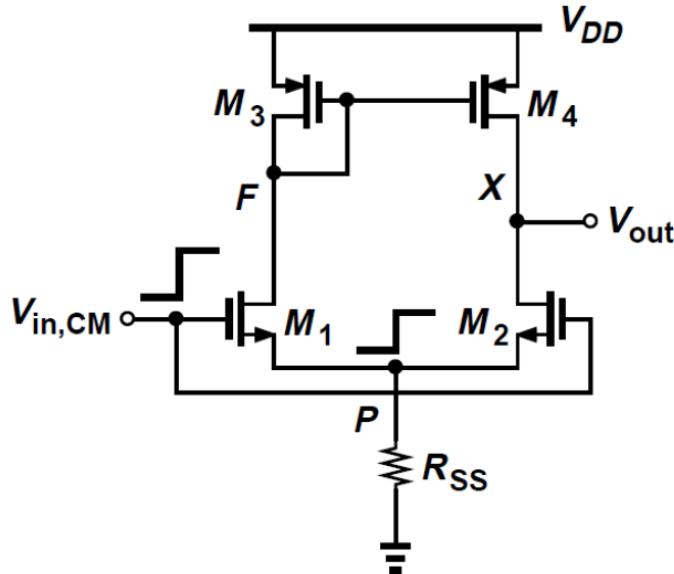
五管OTA的共模特性



$$A_{CM} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in,CM}}$$

$$A_{CM} \approx -\frac{\frac{1}{2g_{m3,4}} \parallel \frac{r_{O3,4}}{2}}{\frac{1}{2g_{m1,2}} + R_{SS}} \approx -\frac{1}{1 + 2g_{m1,2}R_{SS}} \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}}$$

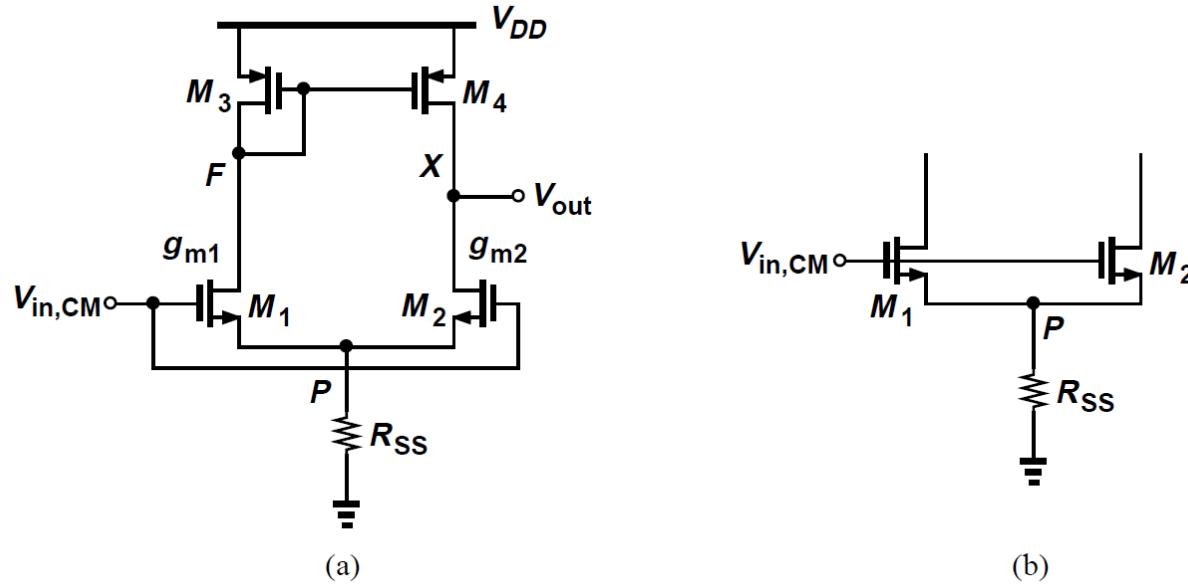
五管OTA的共模抑制比



$$\begin{aligned} CMRR &= \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right| \\ &= g_{m1,2} \left(r_{o1,2} \parallel r_{o3,4} \right) \frac{g_{m3,4}(1 + 2g_{m1,2}R_{SS})}{g_{m1,2}} \\ &= g_{m3,4}(1 + 2g_{m1,2}R_{SS}) \left(r_{o1,2} \parallel r_{o3,4} \right) \end{aligned}$$

- 如果 $R_{SS} = r_o$ ，五管OTA的共模抑制比数量级为 $(g_m r_o)^2$
- 即使电路完全对称（无失配），五管OTA也存在有限的共模抑制比。这是其缺点之一。
- 在普通差动对中，如果电路无失配，是不需要讨论共模抑制比的（为什么？）。

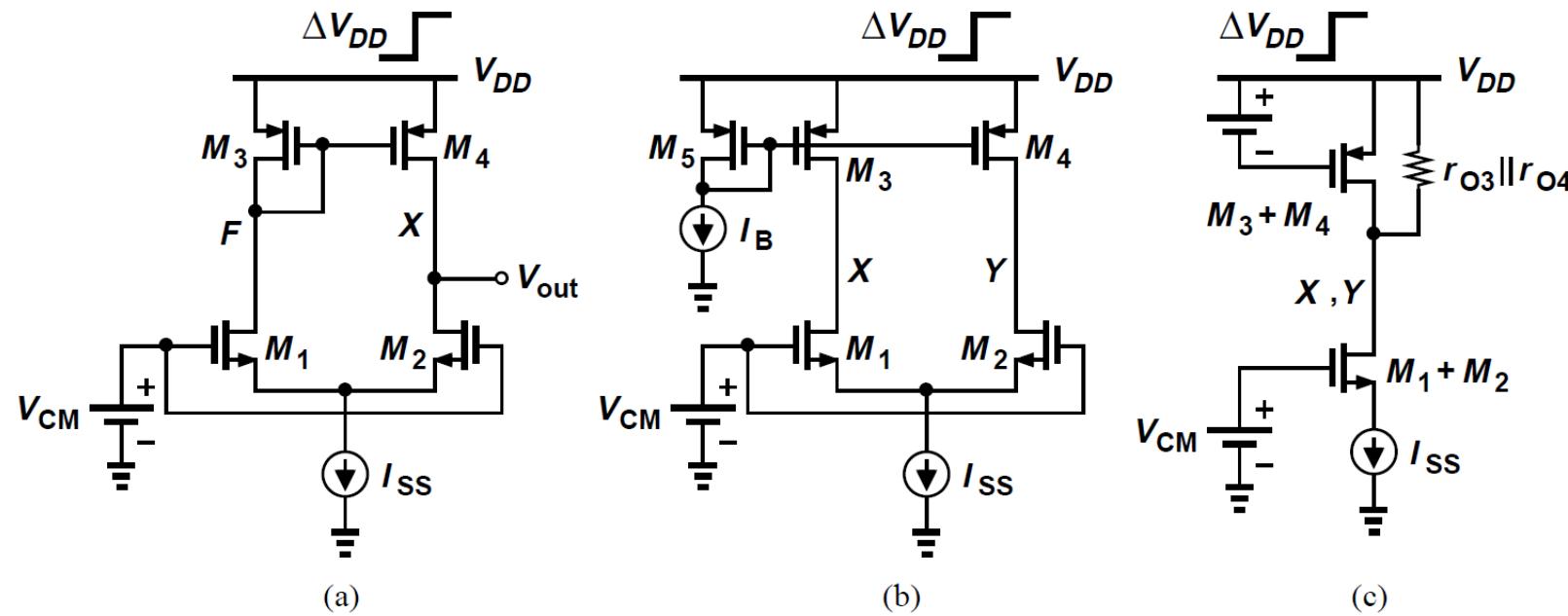
五管OTA的失配



$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in,CM}} \approx \frac{(g_{m1} - g_{m2})r_{o3} - g_{m2}/g_{m3}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}$$

- 考虑跨导失配。
- 方法与第四章类似，先以源随器的视角求解P点，然后分别接出两条支路的小信号电流。
- 也可以自行求解此时的共模抑制比，计算量较大。

五管OTA的电源噪声抑制特性



- 五管OTA的电源噪声抑制能力较差， V_F 几乎以单位增益随 V_{DD} 变化。
- 对比：全差分结构， V_{DD} 的变化引起 V_X 和 V_Y 的变化，但二者差值不受影响。
- 本质：单端输出与差动输出的优劣对比。

 作业

口手工计算

- 《拉扎维》第152页：5.5 (a): 假设 $V_P = V_b$; (b): 假设偏离后 V_b 减小100 mV，且偏离后 V_{GS3} 保持不变；(c)假设在变化之前 $V_P = V_N$, $V_X = V_Y$, 变化后 V_P 增加1 V.
- 《拉扎维》第152页：5.6, 题干：W/L的下标“1,2”应为“0,1”; “3,4”应为“2,3”. (a): 假设M1工作在饱和区边缘；只求 V_X 的值，不必求 V_b 的允许范围；(b) M4应为M3，假设在变化之前M3漏极电压与 V_X 相等， $V_B = V_A$ 。
- 《拉扎维》第155页：5.20: 只做(a), 假设M1与M2的跨导及沟道电阻仍旧相等，M3和M4也是如此。允许用近似方法估算。
- 第一版与第二版教材题号一致。忽略体效应。

第十章 CH6+ 频率响应.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

6. 频率响应

王昭昊

©2020



内容提要

■ 基本概念

□ 高通/低通电路、波特图、零极点频率、密勒效应

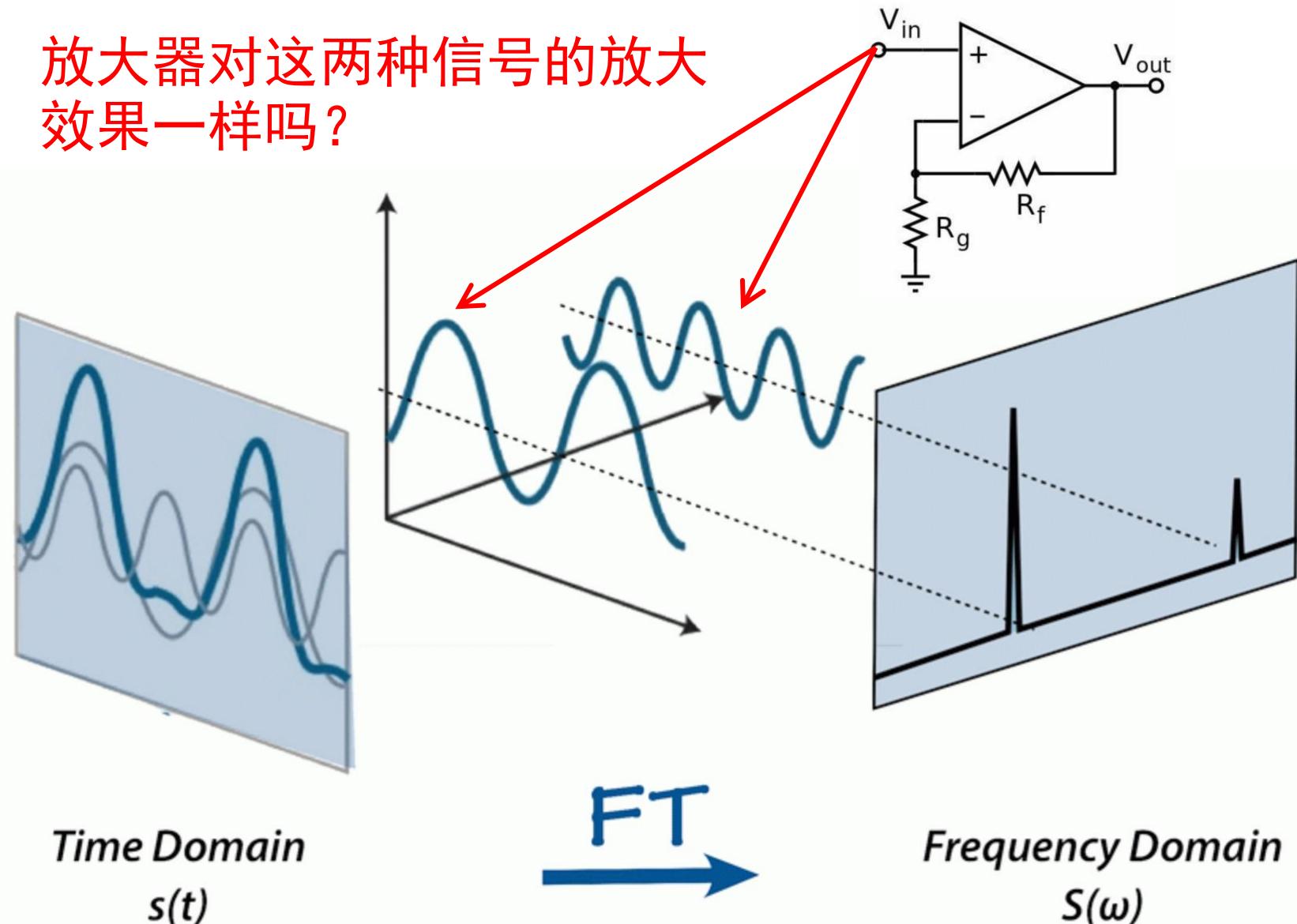
■ 频率响应分析

□ 按种类：共源级、源随器、共栅级、共源共栅级、差分对、五管OTA

□ 按特性：主极点、次极点、零点、输入/输出阻抗、增益带宽积

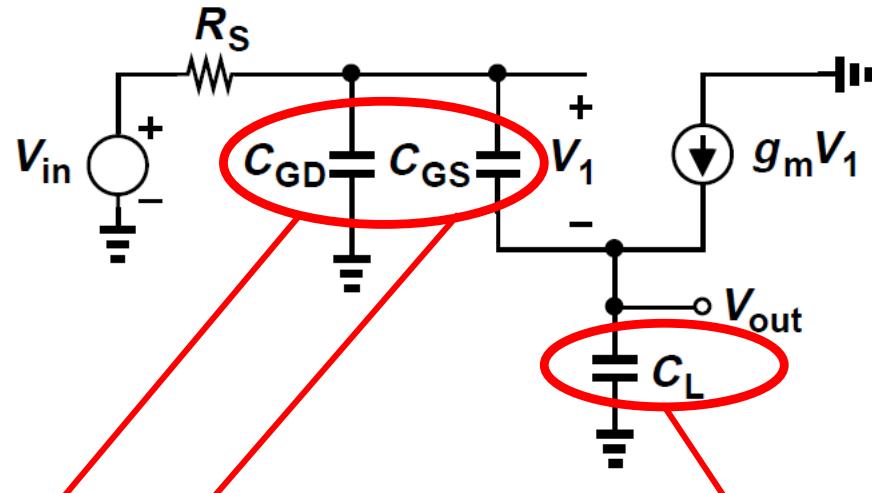
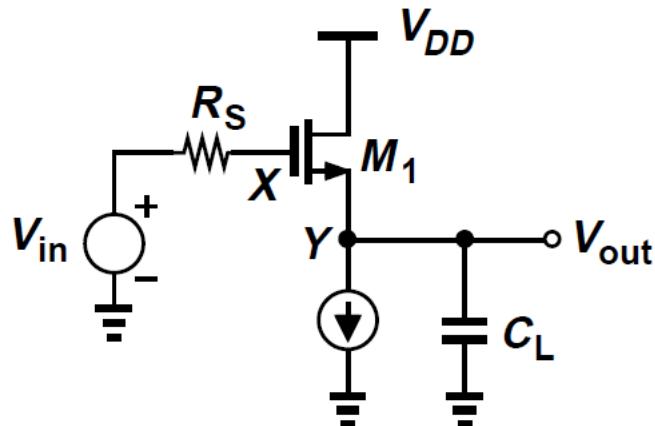
》》本章研究的问题-I

放大器对这两种信号的放大效果一样吗？



本章研究信号频率对放大效果的影响。

》》本章研究的问题-II



MOS管自带的电容

放大器的负载电容

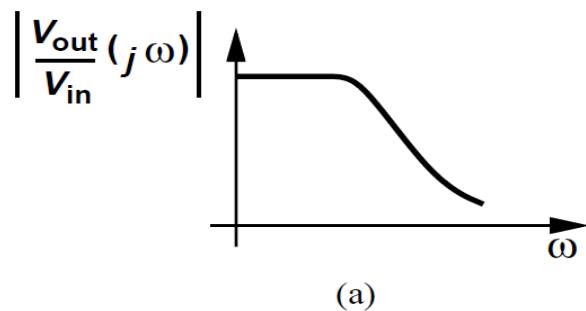
- 电容的存在，使得放大器的增益等指标都成为了频率的函数。这种函数关系称为频率响应。
- 设计一款放大器，必须明确其信号频率的范围要求。

》》本章研究的问题-III



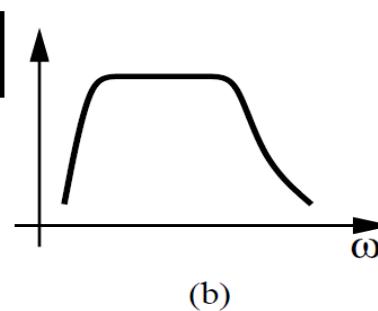
麦克风：处理信号 Hz ~ kHz

手机：发射信号可达 GHz



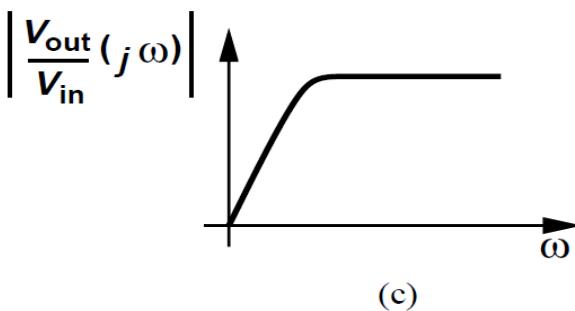
(a)

低通



(b)

带通

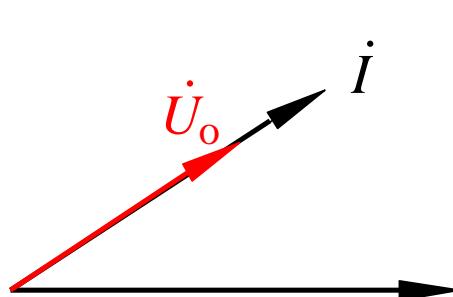
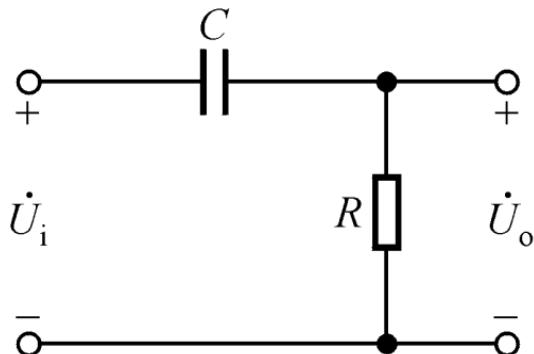


(c)

高通

》》 高通电路与低通电路

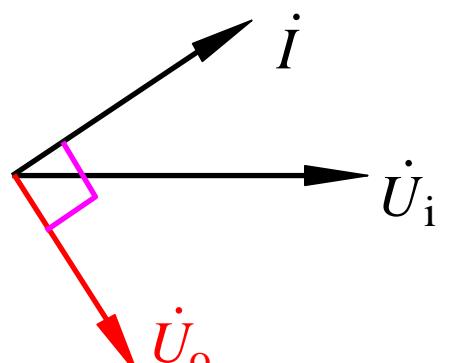
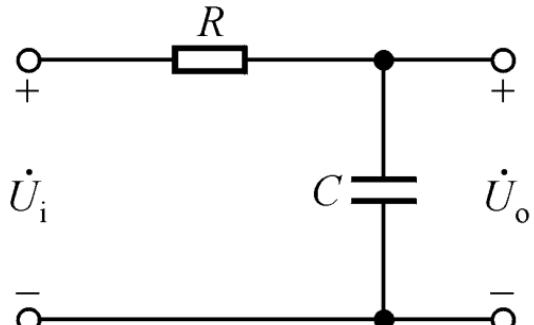
- 下列两种电路，哪一个是高通电路，哪一个是低通电路？
- 信号频率为多少时，输出信号衰减至0？此时相位如何？



$$\dot{U}_o = \frac{R}{R + (1/(j\omega C))} \dot{U}_i \quad \dot{U}_i = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \dot{U}_i$$

$$\text{增益模值: } |A_v| = \sqrt{\frac{\omega^2 R^2 C^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

$$\text{相位: } \varphi = 90^\circ - \text{atan}(\omega RC)$$



$$\dot{U}_o = \frac{1/(j\omega C)}{R + (1/(j\omega C))} \dot{U}_i \quad \dot{U}_i = \frac{1}{1 + j\omega RC} \dot{U}_i$$

$$\text{增益模值: } |A_v| = \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

$$\text{相位: } \varphi = -\text{atan}(\omega RC)$$

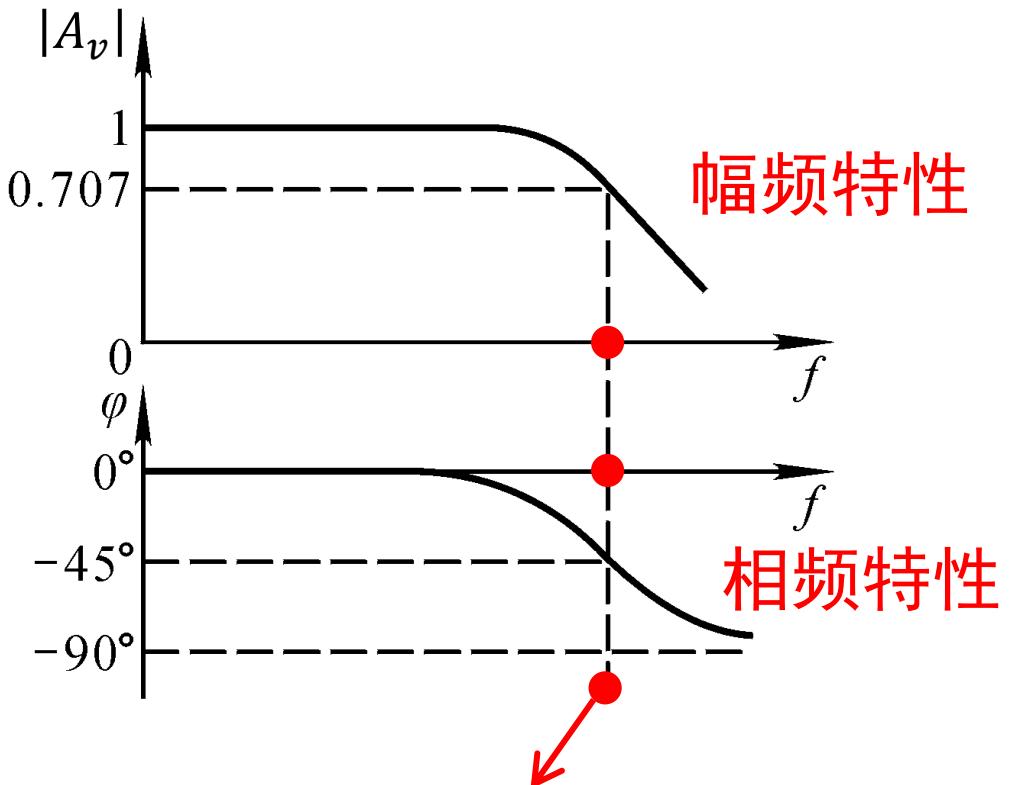
》》幅频特性与相频特性

以低通电路为例

$$\dot{U}_o = \frac{1/(j\omega C)}{R + (1/(j\omega C))} \dot{U}_i = \frac{1}{1 + j\omega RC} \dot{U}_i$$

增益模值: $|A_v| = \sqrt{\frac{1}{1+\omega^2 R^2 C^2}}$

相位: $\varphi = -\text{atan}(\omega RC)$

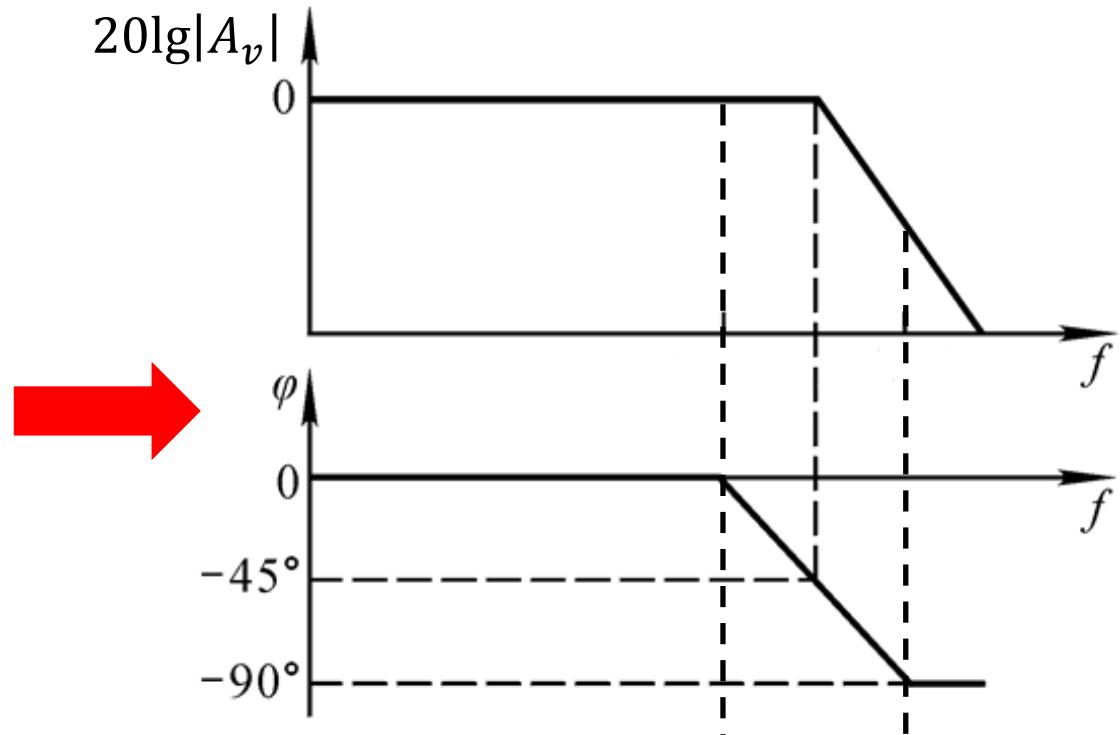
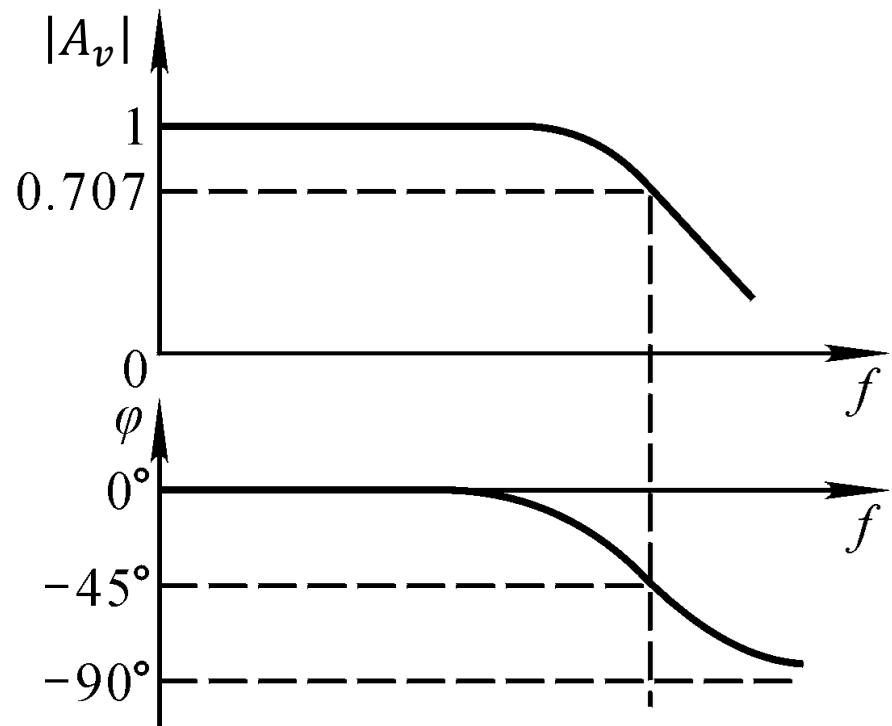


此处, $f = \frac{1}{2\pi RC}$, 相应的 $\omega = 2\pi f = \frac{1}{RC}$

此时, $|A_v| = \sqrt{\frac{1}{1+\omega^2 R^2 C^2}} = \sqrt{\frac{1}{2}} = 0.707$, 相位 $\varphi = -\text{atan}(\omega RC) = -45^\circ$

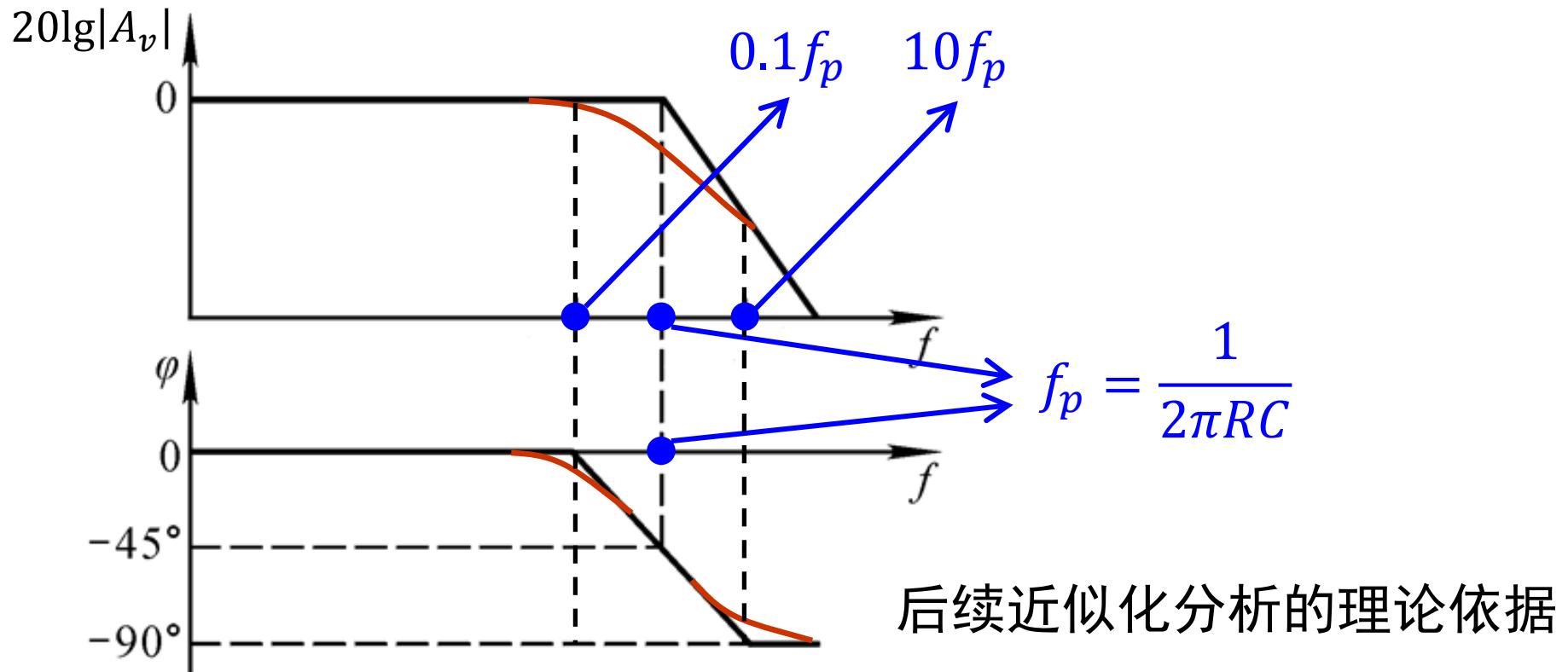
此时增益比零频时下降0.707倍, 相移45度。

》》波特图-I



- 横轴均用对数刻度 $\lg f$ 或 $\lg \omega$ 。
- 幅频特性的纵轴用对数 $20\lg|A_v|$ ，单位为**dB (分贝)**。
- 相频特性的纵轴仍用 φ 。
- 曲线折线化，容忍误差的存在。

》》波特图-II



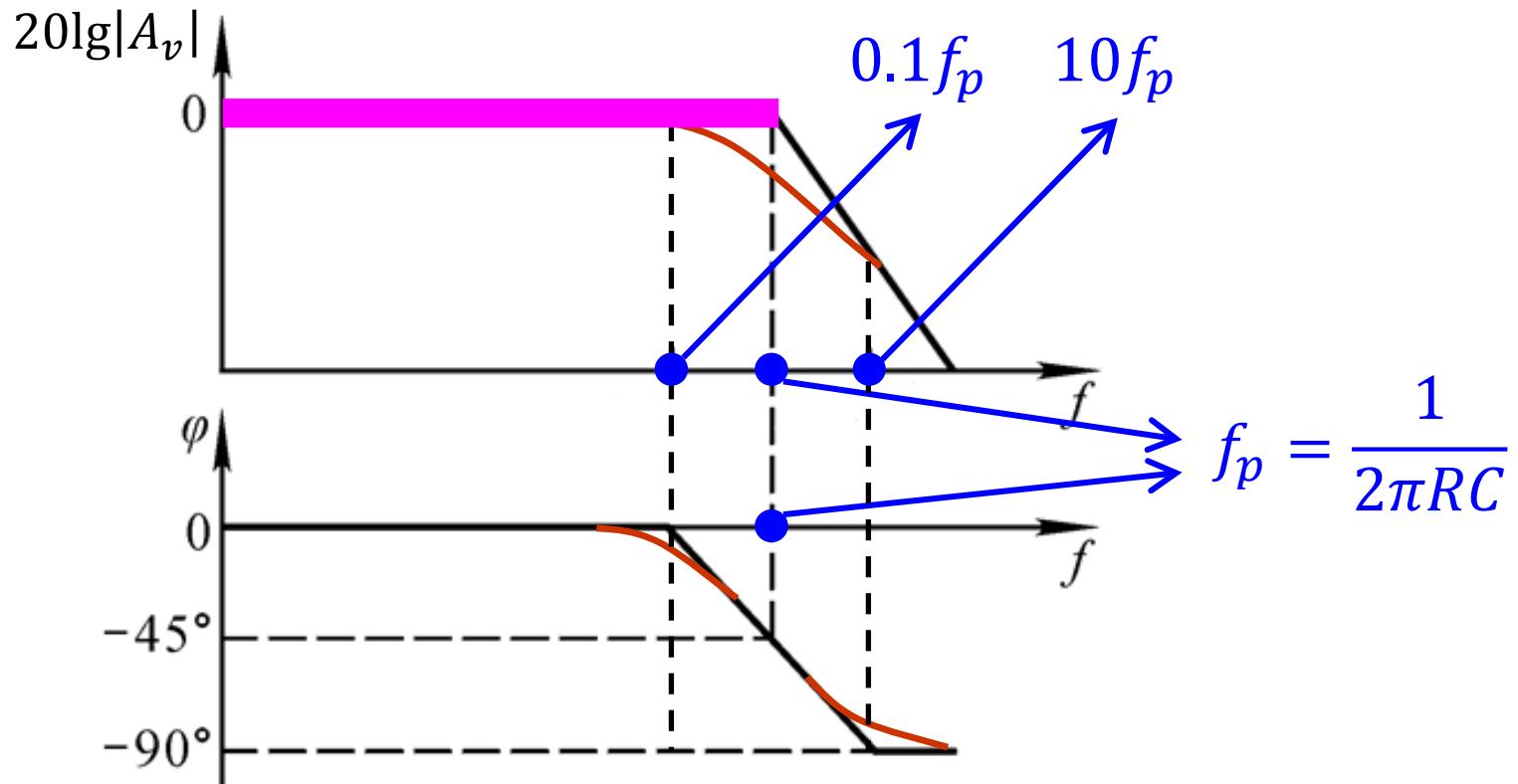
后续近似化分析的理论依据

$$\text{增益模值: } |A_\nu| = \sqrt{\frac{1}{1+\omega^2 R^2 C^2}} = \sqrt{\frac{1}{1+4\pi^2 f^2 R^2 C^2}} = \sqrt{\frac{1}{1+(f/f_p)^2}}$$

$$\text{对数形式: } 20\lg|A_\nu| = 20\lg\sqrt{\frac{1}{1+(f/f_p)^2}} = -20\lg\sqrt{1+(f/f_p)^2}$$

$$\text{相位: } \varphi = -\text{atan}(\omega RC) = -\text{atan}(2\pi f RC) = -\text{atan}(f/f_p)$$

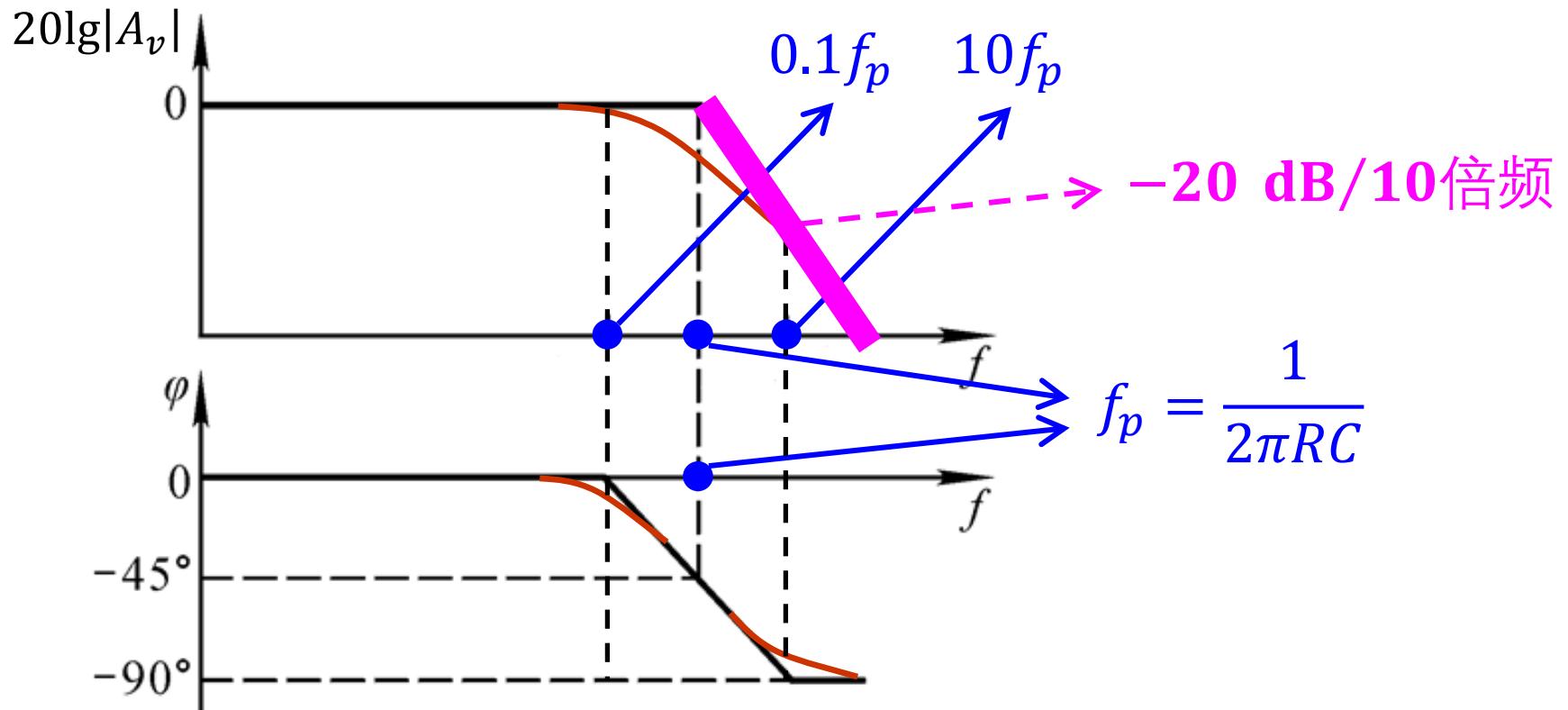
》》波特图-III



当 $f \ll f_p$

对数增益模值: $20\lg|A_\nu| = -20\lg\sqrt{1 + (f/f_p)^2} \approx -20\lg 1 = 0$

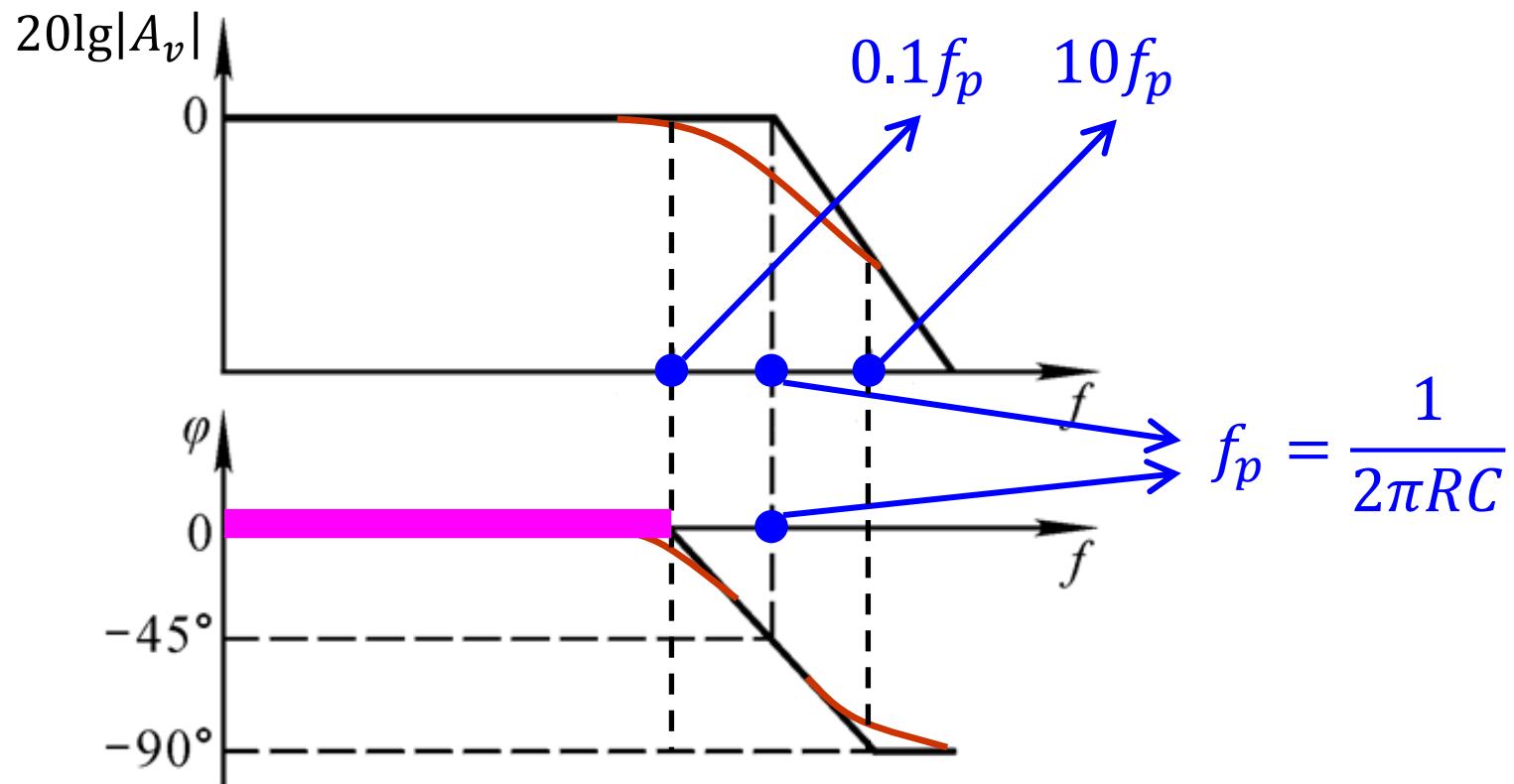
》》波特图-IV



当 $f \gg f_p$

对数增益模值： $20\lg|A_v| = -20\lg\sqrt{1 + (f/f_p)^2} \approx -20\lg(f/f_p)$

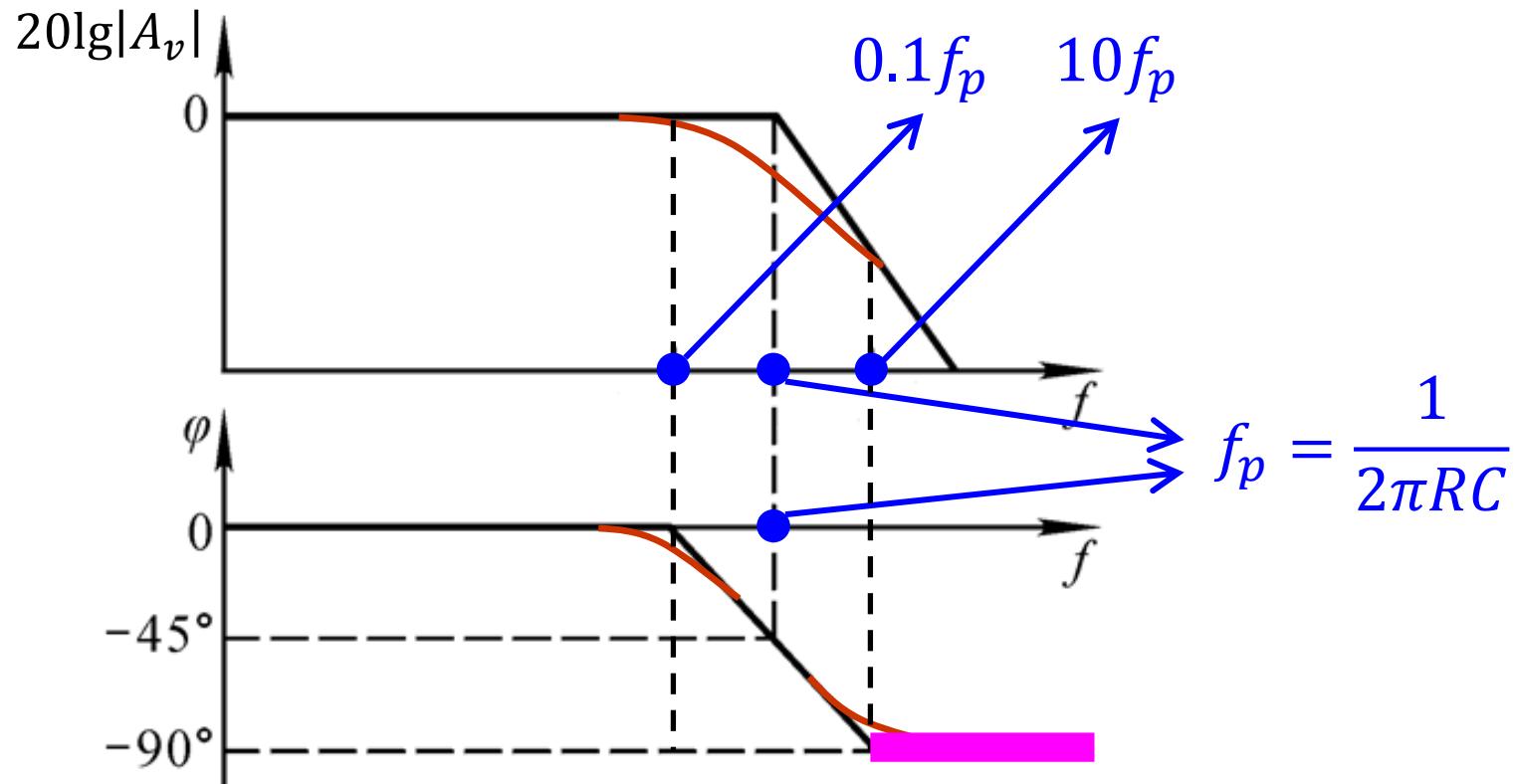
》》波特图-V



当 $f \ll 0.1f_p$

相位: $\varphi = -\text{atan}(f/f_p) \approx 0^\circ$

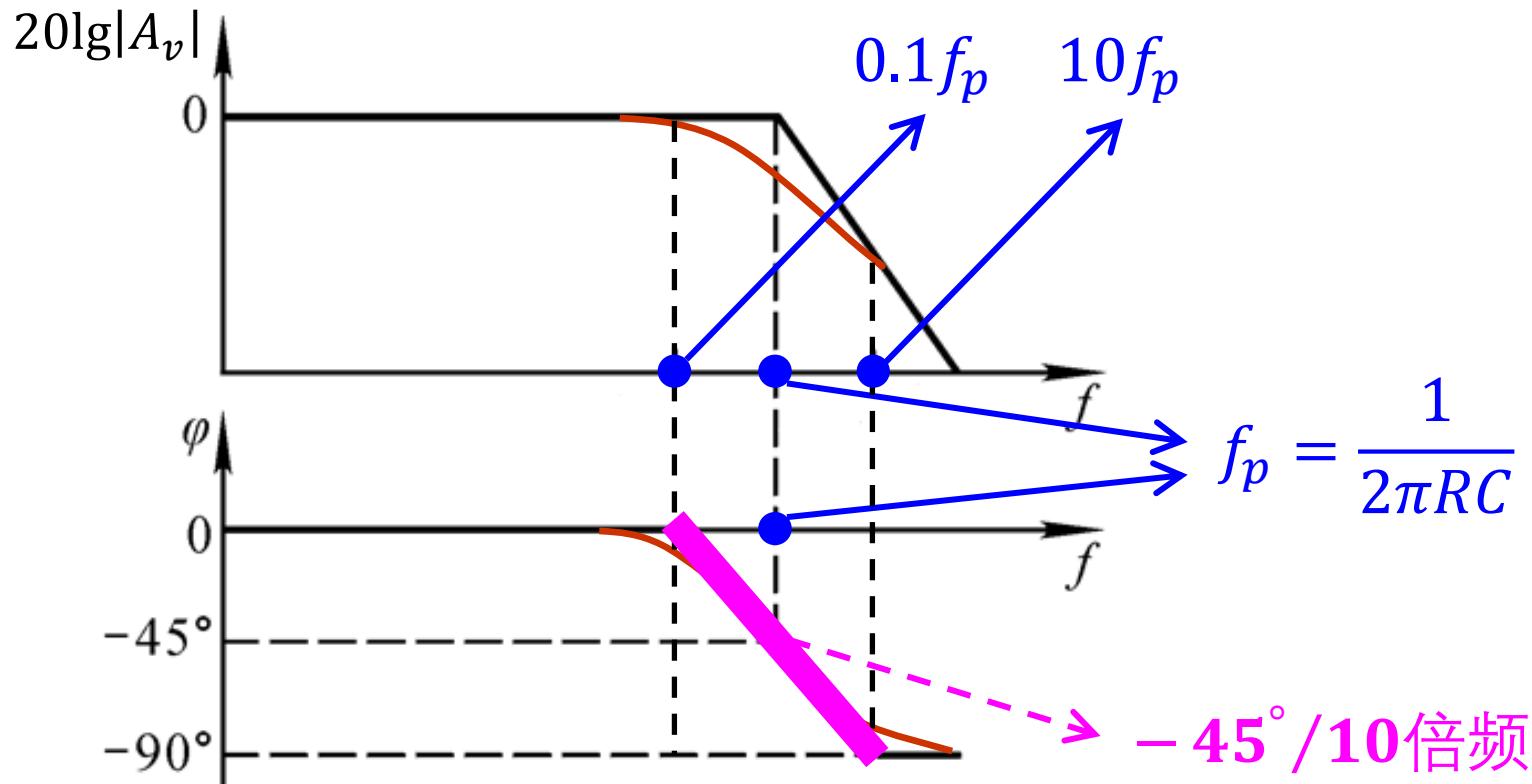
》》波特图-VI



当 $f \gg 10f_p$

相位: $\varphi = -\text{atan}(f/f_p) \approx -90^\circ$

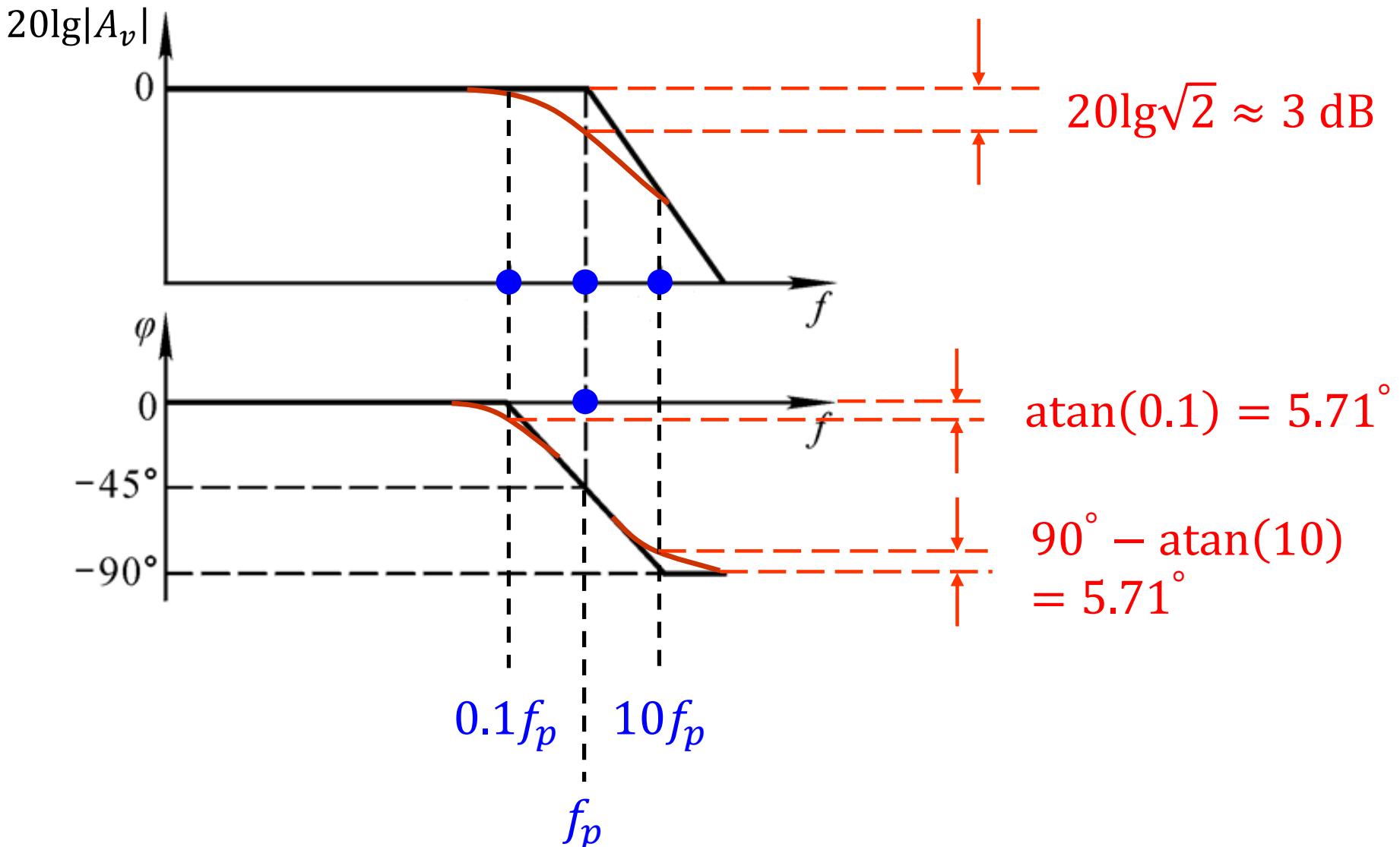
》》波特图-VII



当 $0.1f_p < f < 10f_p$, 相位随着 $\lg f$ 线性下降。

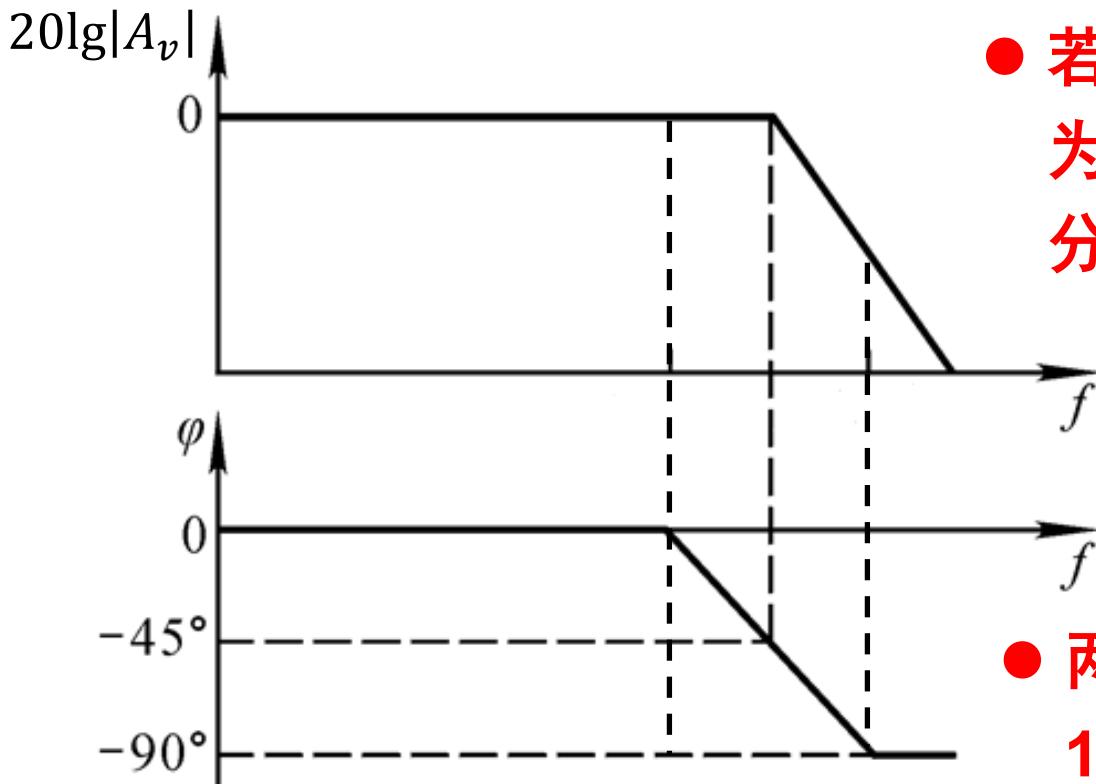
其中, 当 $f = f_p$, $\varphi = -\text{atan}(f/f_p) = -45^\circ$

》》波特图-VIII



f_p 又称为“ -3 dB 截止频率”，或者“ -3 dB 带宽”。

》》波特图小结



- 若干个放大电路的增益分别为1、10、10²、10³、10⁴，分别为多少分贝？
- 两个放大电路的增益分别为10和10³，级联后的增益为多少分贝？

- 横轴均用对数刻度，拓宽视野。
- 幅频特性的纵轴用对数，将乘除运算换算为加减运算。
- 误差较小，近似程度可以接受。

》》 波特图：对于更一般的情况-I

本教材采用拉普拉斯变换求解频率响应，可能求解出如下形式的表达式，请画出波特图。

注意：为了配合教材，从本页开始，横轴采用角频率 ω .

$$A_v = \frac{M(s + \omega_z)}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})}, \quad \omega_z \gg \omega_{p2} \gg \omega_{p1}$$

改写成 “标准形式”

$$A_v = \frac{M\omega_z}{\omega_{p1}\omega_{p2}} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} = \frac{M\omega_z}{\omega_{p1}\omega_{p2}} \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_z}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)}$$

》》 波特图：对于更一般的情况-II

$$A_v = \frac{M\omega_z}{\omega_{p1}\omega_{p2}} \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_z}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)}$$

增益换算成对数形式

$$20\lg|A_v|$$

$$= 20\lg\left(\frac{M\omega_z}{\omega_{p1}\omega_{p2}}\right) + 20\lg\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{(\omega_z)^2}} - 20\lg\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{(\omega_{p1})^2}} - 20\lg\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{(\omega_{p2})^2}}$$



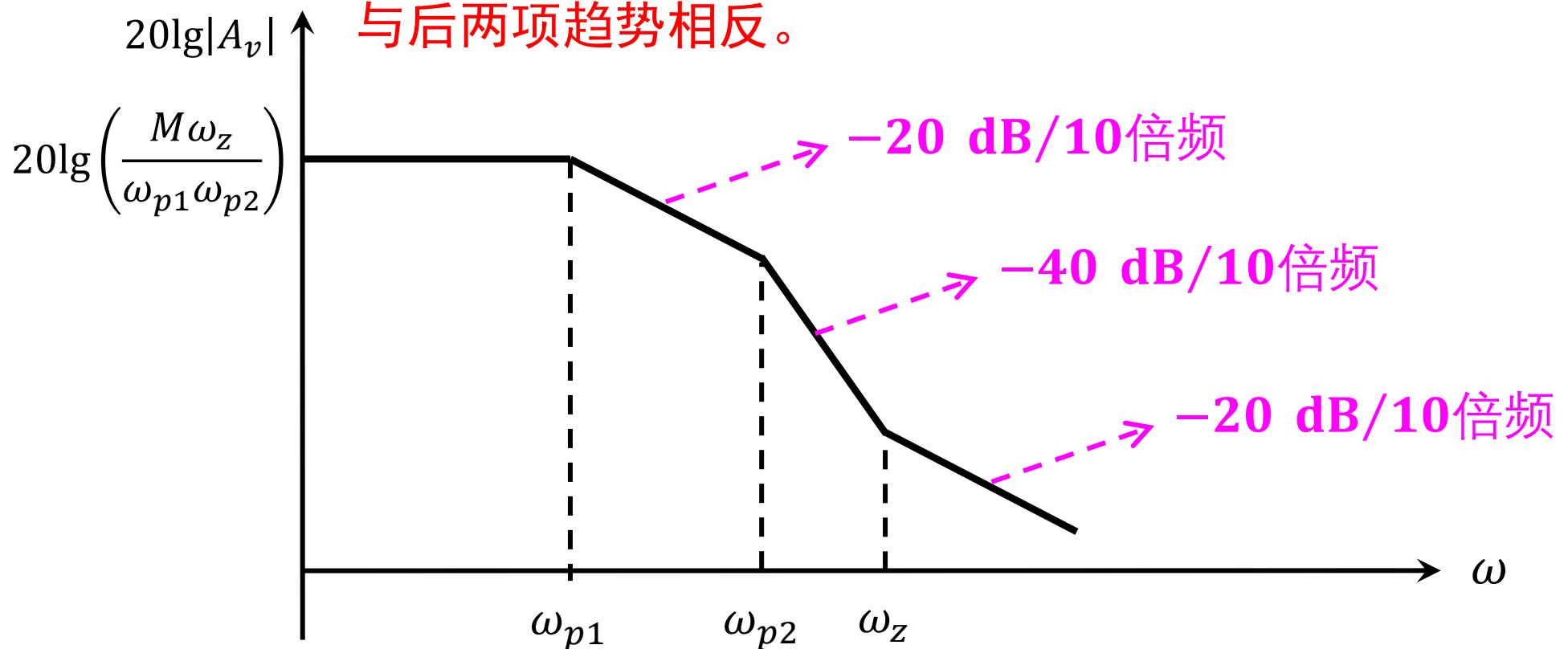
分别作波特图，然后叠加。

» 波特图：对于更一般的情况-III

$$20\lg|A_v|$$

$$= 20\lg\left(\frac{M\omega_z}{\omega_{p1}\omega_{p2}}\right) + 20\lg\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{(\omega_z)^2}} - 20\lg\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{(\omega_{p1})^2}} - 20\lg\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{(\omega_{p2})^2}}$$

注意这一项带加号，波特图
与后两项趋势相反。

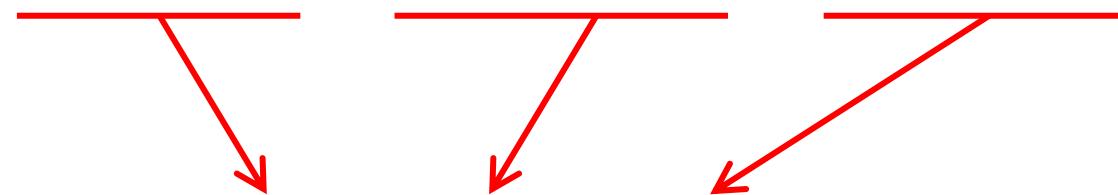


》》 波特图：对于更一般的情况-IV

$$A_v = \frac{M\omega_z}{\omega_{p1}\omega_{p2}} \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_z}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)}$$

相位

$$\varphi = \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_z} \right) - \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}} \right) - \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}} \right)$$

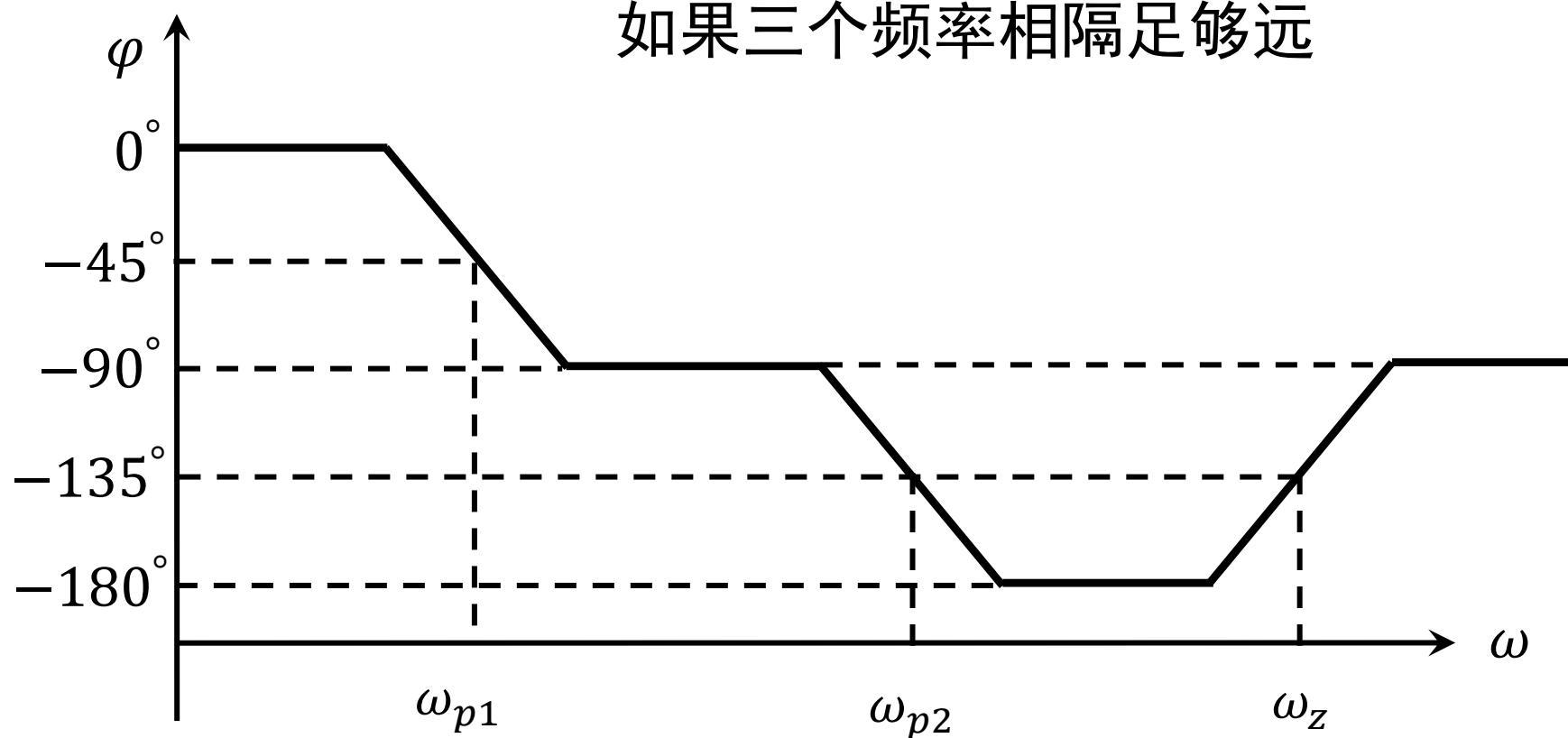


分别作波特图，然后叠加。

》》波特图：对于更一般的情况-V

相位

$$\varphi = \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_z} \right) - \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}} \right) - \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}} \right)$$

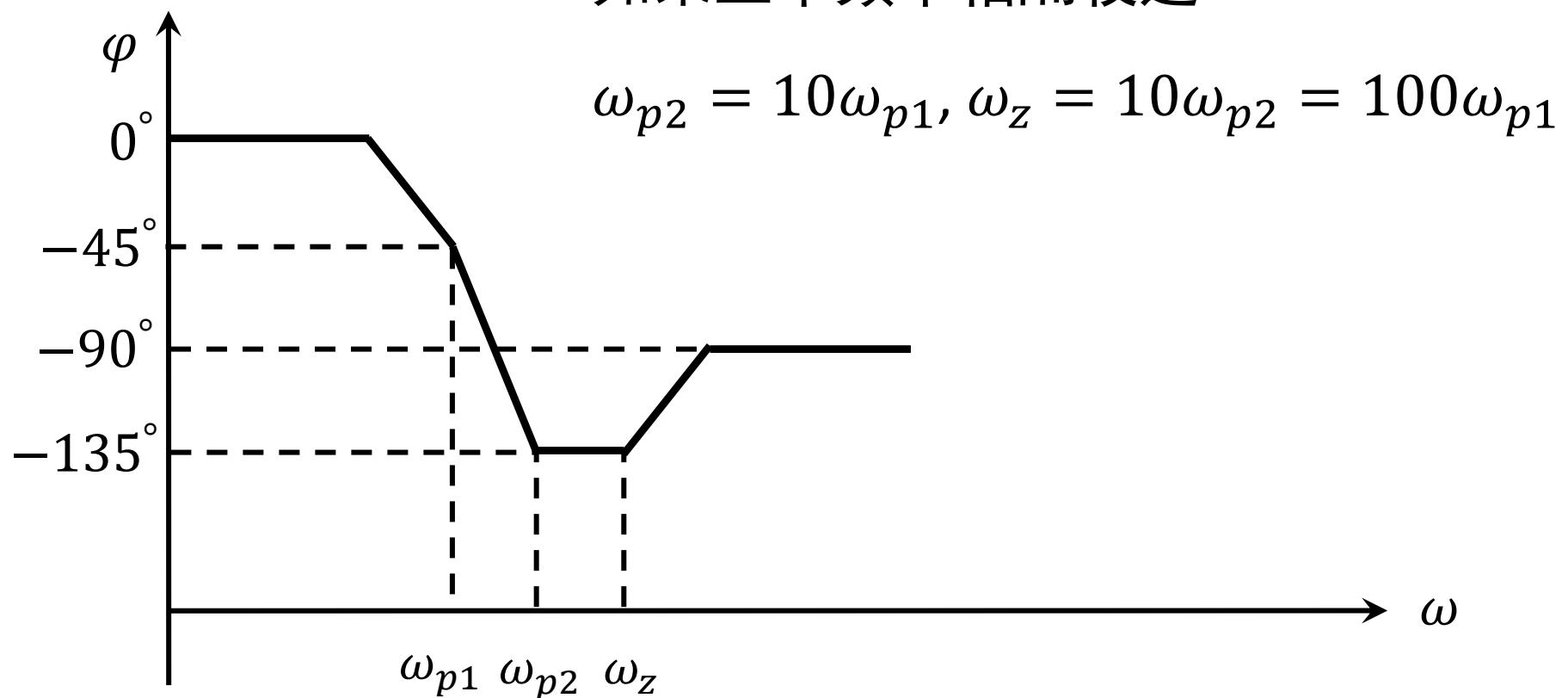


》》波特图：对于更一般的情况-VI

相位

$$\varphi = \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_z} \right) - \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}} \right) - \text{atan} \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}} \right)$$

如果三个频率相隔较近



》》 极点频率和零点频率

$$A_v = \frac{M(s + \omega_z)}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})} = \frac{M\omega_z}{\omega_{p1}\omega_{p2}} \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_z}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)}$$

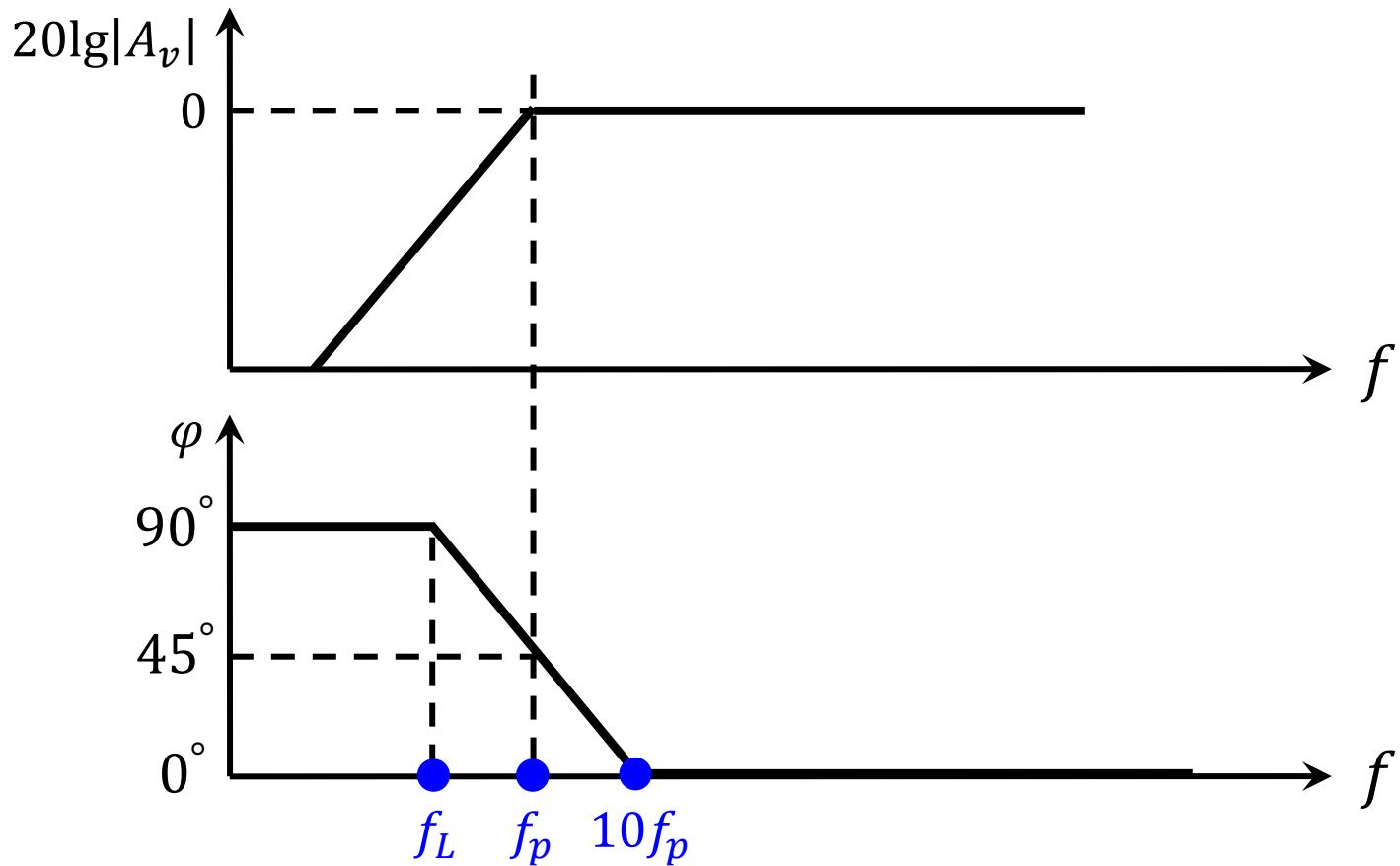
零点频率
极点频率

注意：与拉普拉斯变换中的零点、
极点概念不完全相同

□ 对于这种 “标准形式”

- 每经过一个极点，增益下降的速度增加 20 dB/十倍频，
相位在±10倍频的范围内下降90度。
- 每经过一个零点，增益上升的速度增加 20 dB/10倍频，
相位在±10倍频的范围内上升90度。
- 复杂情况下，要考虑叠加效果。

》》 波特图：对于高通电路的情况

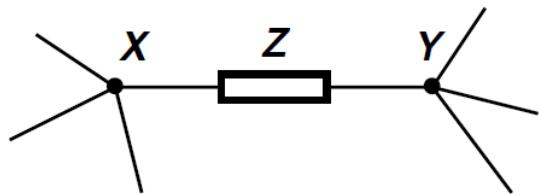


$$f_p = \frac{1}{2\pi RC}$$

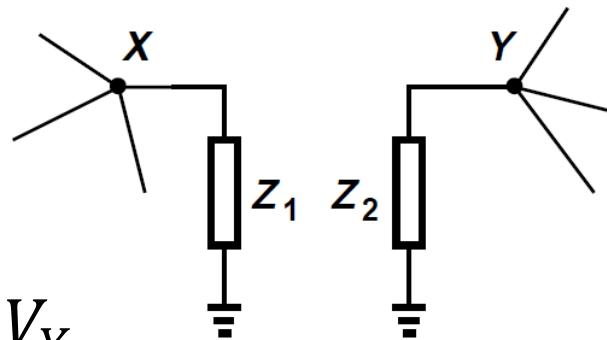
增益模值: $|A_v| = \sqrt{\frac{\omega^2 R^2 C^2}{1+\omega^2 R^2 C^2}} = \sqrt{\frac{4\pi^2 f^2 R^2 C^2}{1+4\pi^2 f^2 R^2 C^2}} = \sqrt{\frac{(f/f_p)^2}{1+(f/f_p)^2}}$

相位: $\varphi = 90^\circ - \text{atan}(\omega RC) = 90^\circ - \text{atan}(f/f_p)$

》》密勒定理



(a)



(b)

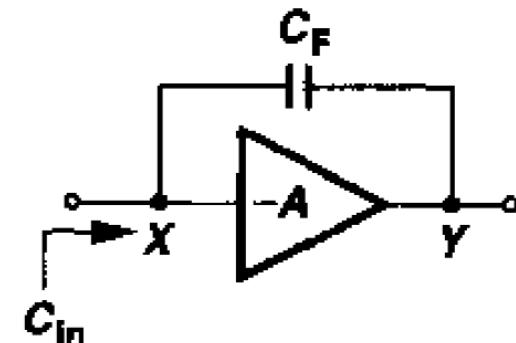
$$A_v = \frac{V_Y}{V_X}$$

如果图(a)转能够换为图(b)

便于单向化，以反馈电容为例

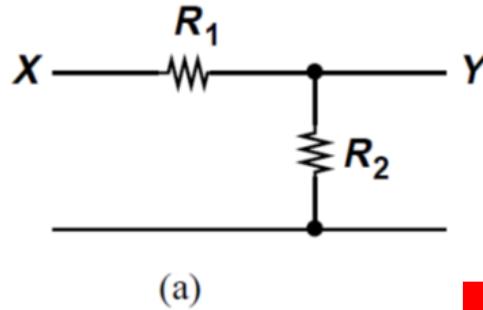
$$\frac{V_X - V_Y}{Z} = \frac{V_X}{Z_1} \Rightarrow Z_1 = \frac{Z}{1 - \frac{V_Y}{V_X}} = \frac{Z}{1 - A_v}$$

$$\frac{V_Y - V_X}{Z} = \frac{V_Y}{Z_2} \Rightarrow Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{V_X}{V_Y}} = \frac{Z}{1 - A_v^{-1}}$$



$$C_{in} = C_F(1 + A)$$

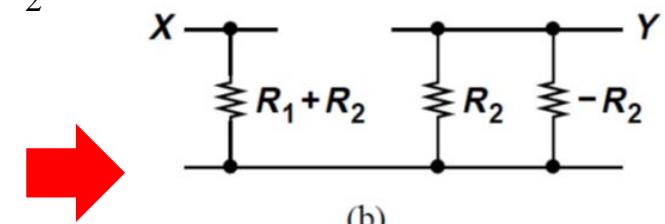
》》密勒定理成立的条件



$$A_v = \frac{V_Y}{V_X} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

X点看到的
输入阻抗

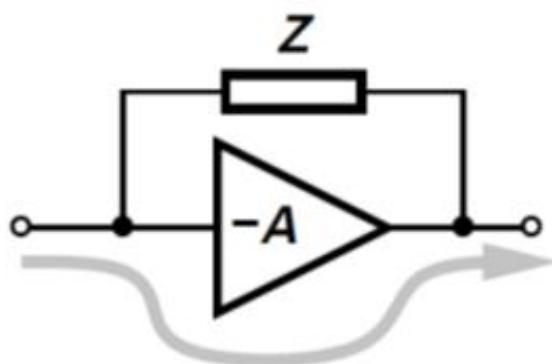
$$\frac{R_1}{1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}} = R_1 + R_2$$



Y点看到的
输入阻抗

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

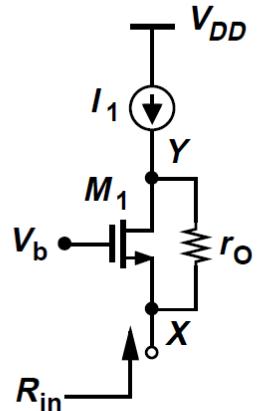
输入阻抗正确，
但增益不正确。



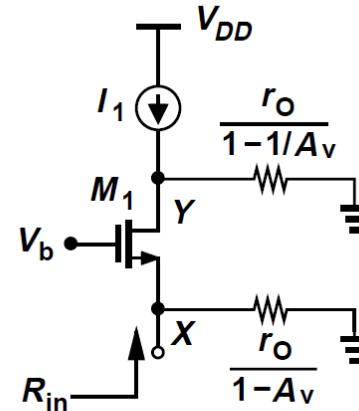
- 单信号通路时，通常不成立。
- 阻抗与信号主通路并联时，通常成立。

若X和Y之间再接一个电阻，密勒定理
所解的输入阻抗、增益均正确。

》》密勒定理的应用示例



(a)



(b)

用密勒定理计算输入电阻，符合预期

但不能用于计算输出电阻

$$A_v = 1 + (g_m + g_{mb})r_o$$

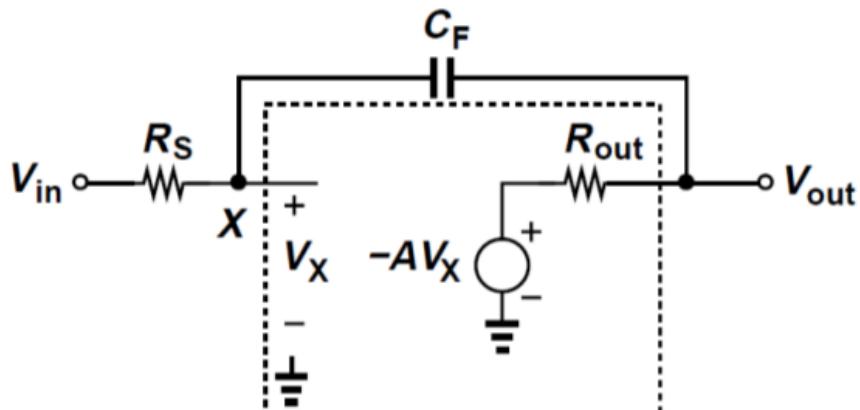
$$R_{in} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} // \frac{r_o}{1 - A_v}$$

$$= \frac{1}{g_m + g_{mb}} // \frac{-1}{g_m + g_{mb}} = \infty$$

$$\begin{aligned} R_{out} &= \frac{r_o}{1 - [1 + (g_m + g_{mb})r_o]^{-1}} \\ &= \frac{1}{g_m + g_{mb}} + r_o \end{aligned}$$

实际上 $R_{out} = r_o$

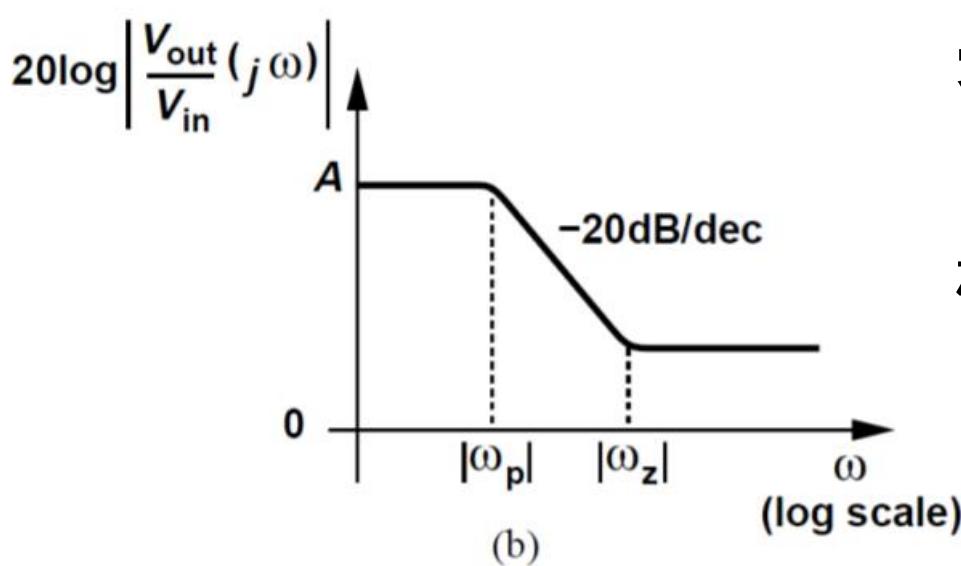
》》密勒近似-I



(a)

直接求解增益

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{sR_{out}C_F - A}{sC_F[(A + 1)R_S + R_{out}] + 1}$$

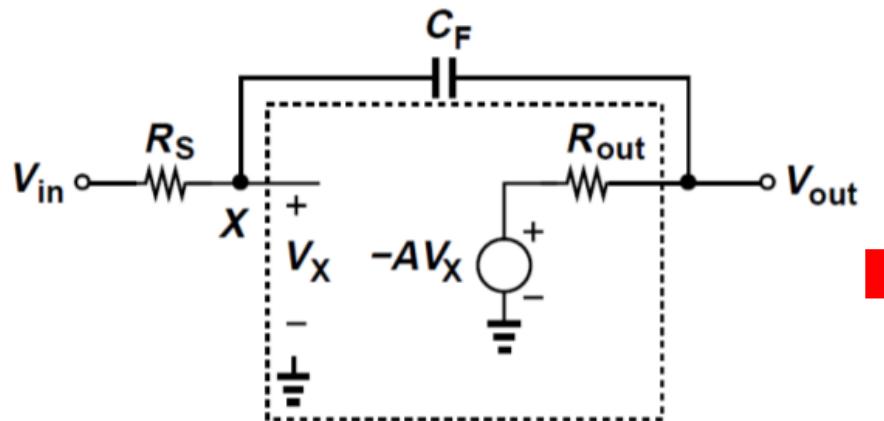


零点频率: $\omega_z = \frac{A}{R_{out}C_F}$

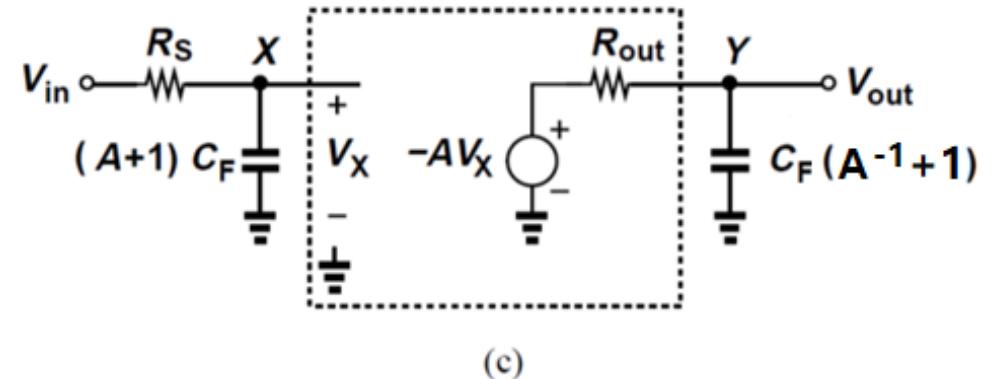
极点频率: $\omega_p = \frac{1}{C_F[(A + 1)R_S + R_{out}]}$

注意: 这个传输函数并非前文所述的标准形式。

》》密勒近似-II



(a)



(c)

改用密勒近似求解增益

密勒近似：拆解电容时，用低频的增益替代实际的增益。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-A}{[sR_S C_F (A + 1) + 1][sR_{out} C_F (1 + A^{-1}) + 1]}$$

》》密勒近似-III

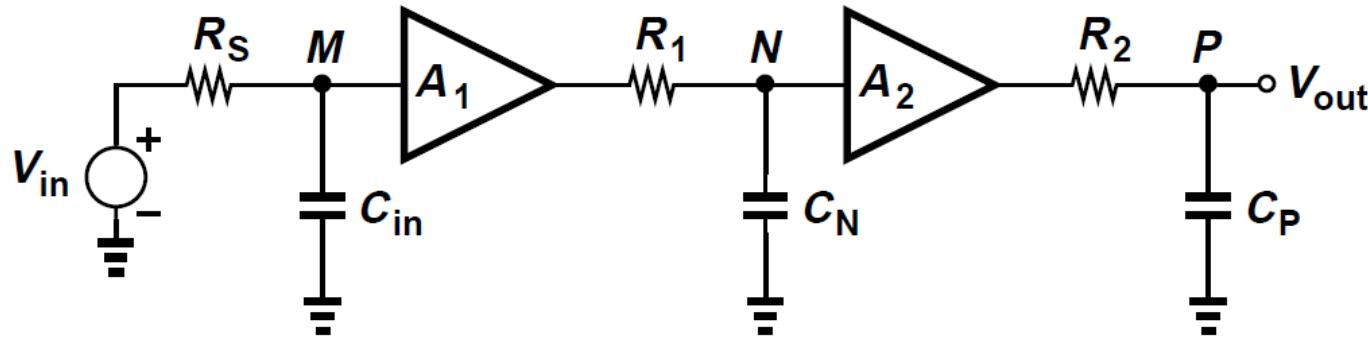
直接求解:
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{sR_{out}C_F - A}{sC_F[(A + 1)R_S + R_{out}] + 1}$$

密勒近似:
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-A}{[sR_S C_F (A + 1) + 1][sR_{out} C_F (1 + A^{-1}) + 1]}$$

用直接求解的精确的 $-\frac{V_{out}}{V_X}(s)$ 替换，则与直接求解的结果一致

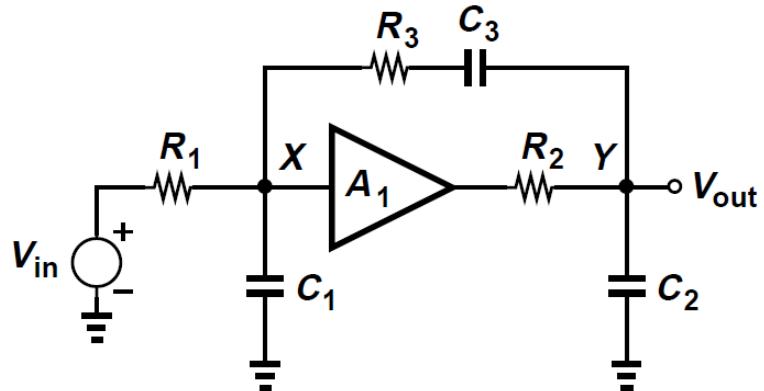
- 密勒近似未能算出零点频率。
- 密勒近似多算了一个极点频率，另一个极点频率也算错了。
- 如前述（第27页PPT），密勒近似也不能正确算出输出阻抗。
- 然而，很多情况下，我们仍旧用密勒近似估算！

》》由结点判断极点



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{A_1}{1 + sR_S C_{in}} \cdot \frac{A_2}{1 + sR_1 C_N} \cdot \frac{1}{1 + sR_2 C_P}$$

- 由上图，一个结点的RC对传输函数贡献一个极点。
- 然而，在耦合情况下，上述结论通常不成立，如下图。

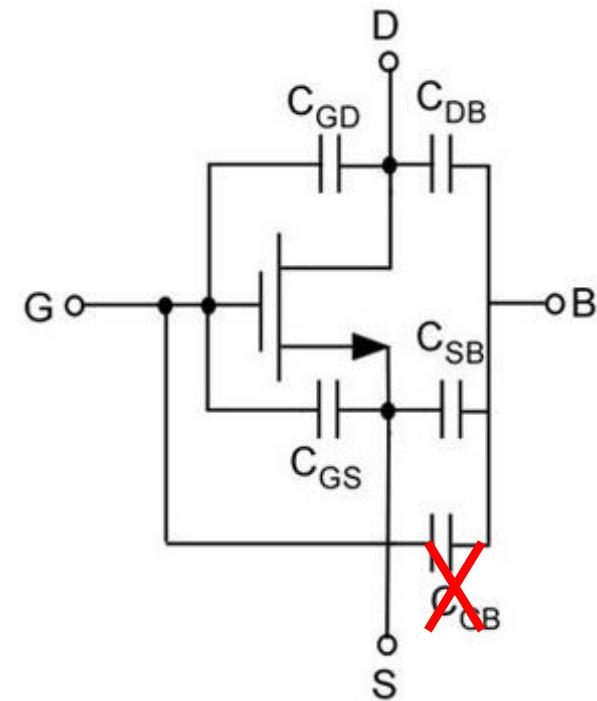
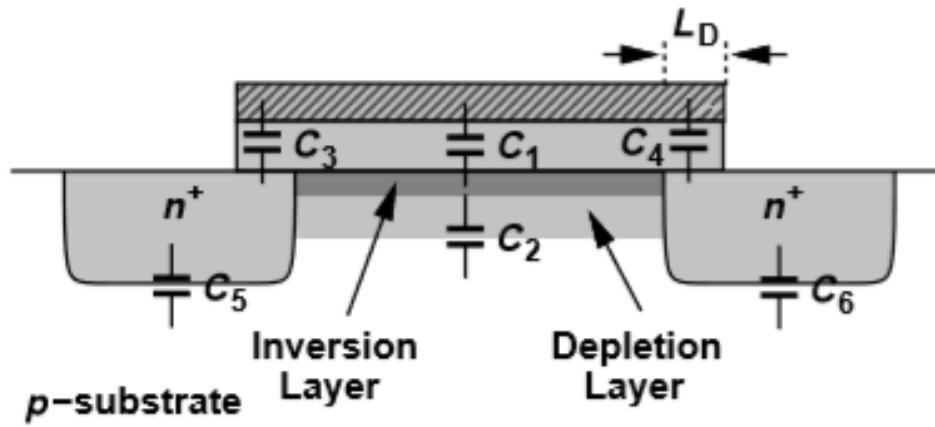


R₃和C₃在X与Y之间形成耦合，极点的计算十分复杂。

尽管如此，我们仍旧用结点法估算！

回顾：MOS管的电容

四个端口，每两个端口之间都有电容，
源漏之间电容可忽略，剩余5个电容。

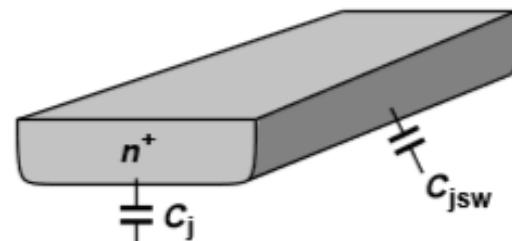


饱和区：

$$C_{GS} = \frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3} + C_{ov}W$$

$$C_{GD} = C_{ov}W$$

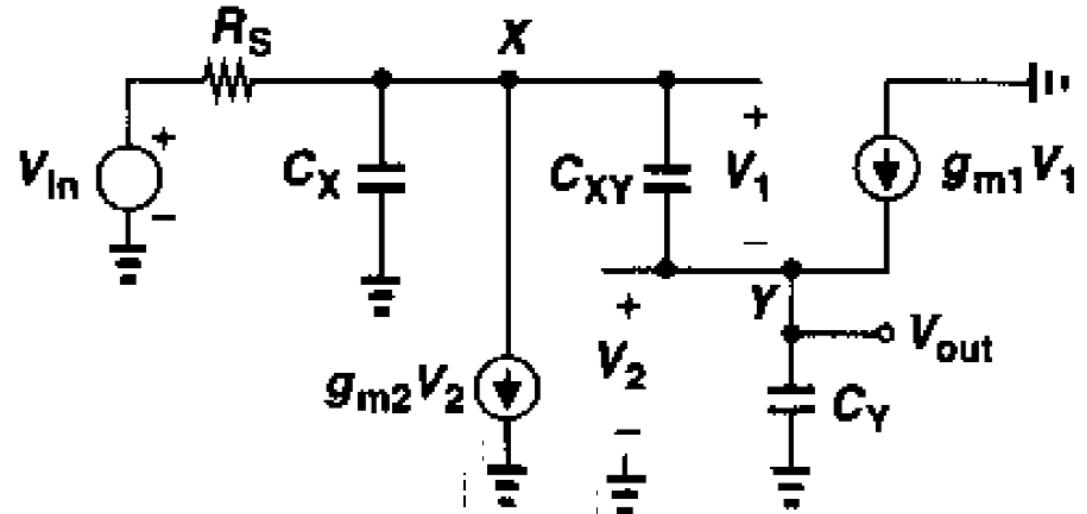
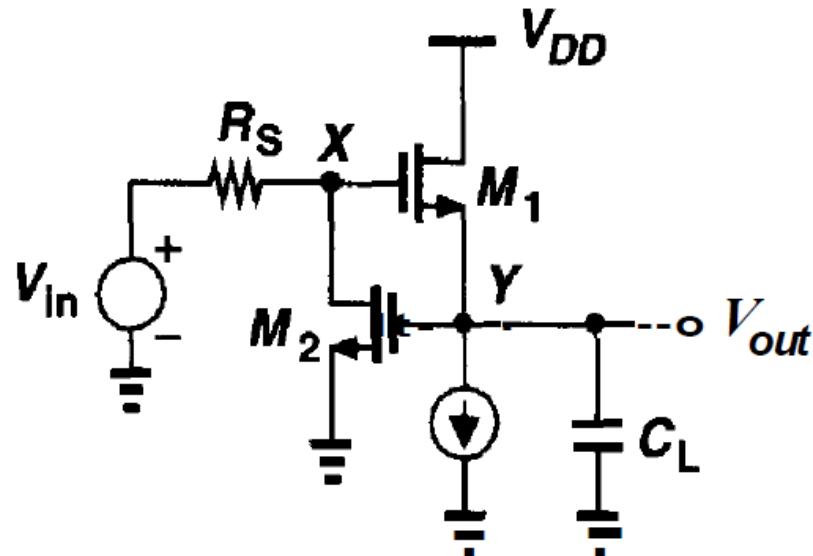
$$C_{GB} \approx 0$$



$$C_{SB,DB} = WEC_j + 2(W + E)C_{jsw}$$

工作于饱和区的MOS管，通常只需考虑4个电容。

》》 练习：识别图中所有的电容



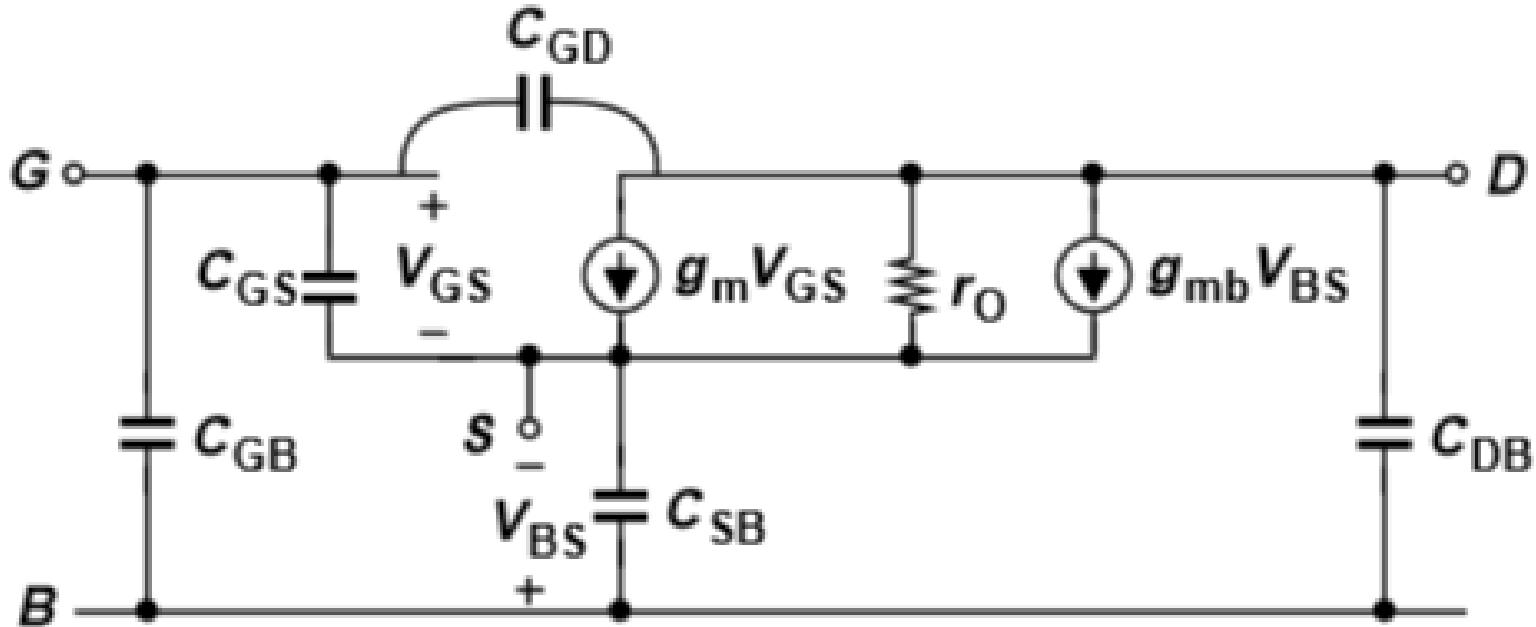
$$C_X = C_{GD1} + C_{DB2}$$

$$C_Y = C_{GS2} + C_{SB1} + C_L$$

$$C_{DB1} = C_{SB2} = 0$$

$$C_{XY} = C_{GS1} + C_{GD2}$$

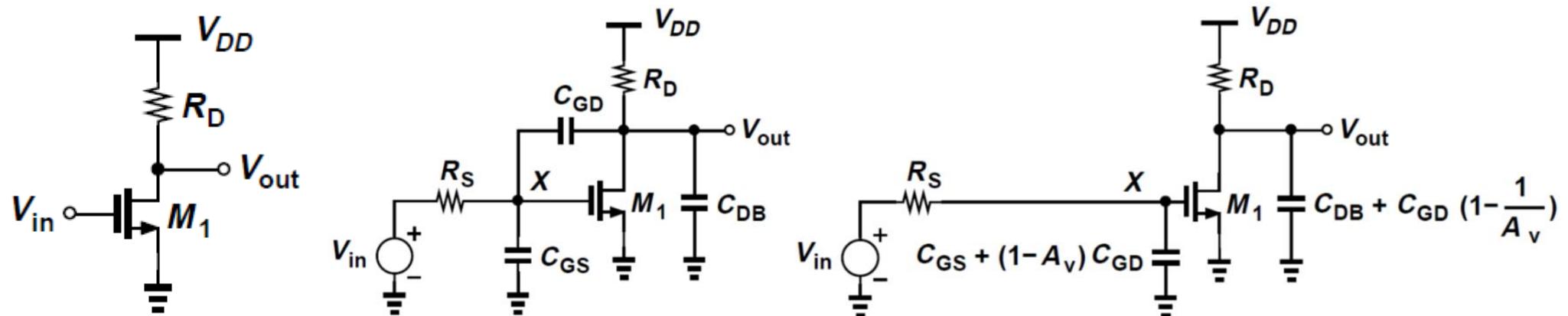
》》 回顾：MOS管的特征频率



- 特征频率：源漏交流接地时，电流增益下降为1的频率。

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_{GD})}$$

》》 共源级的频响：密勒近似估算



复习：低频增益是多少？有几个电容需考虑？

输入结点
的极点：

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [C_{GS} + (1 - A_v)C_{GD}]} = \frac{1}{R_S [C_{GS} + (1 + g_m R_D)C_{GD}]}$$

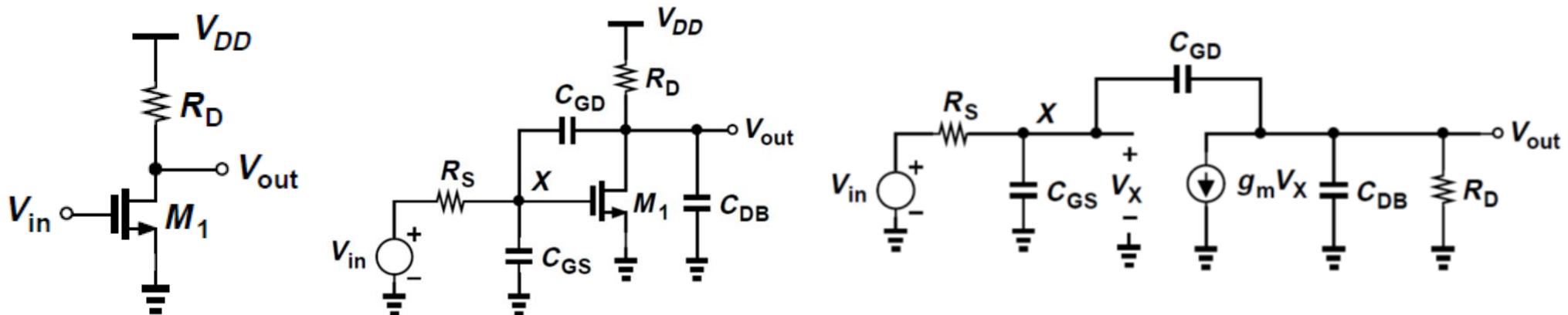
输出结点
的极点：

$$\omega_{out} = \frac{1}{R_D [C_{DB} + (1 - A_v^{-1})C_{GD}]} \approx \frac{1}{R_D (C_{DB} + C_{GD})}$$

估算传输函数：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m R_D}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$

》》 共源级的频响：精确计算



三个电容构成回路，因此得到二阶方程

$$\begin{cases} \frac{V_{in} - V_X}{R_S} = V_X(sC_{GS}) + (V_X - V_{out})(sC_{GD}) \\ (V_X - V_{out})(sC_{GD}) = g_m V_X + V_{out} \left(\frac{1}{R_D} + sC_{DB} \right) \end{cases}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

$$\xi = C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DB} + C_{GD}C_{DB}$$

》》 共源级的频响：估算 VS. 精确计算

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m R_D}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S[C_{GS} + (1 + g_m R_D)C_{GD}]}$$
$$\omega_{out} \approx \frac{1}{R_D(C_{DB} + C_{GD})}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

- 估算无法估出零点。
- 估算得到的极点也不准确。

如此复杂的结果，如何分析？
答：主极点近似法！

》》 共源级的频响：主极点近似-I

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

分母改写成： $D = \left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right) = \frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}} + \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right)s + 1$

主极点近似法：当分母很复杂时，靠直觉假定，两个极点相距很远。

主极点： $|\omega_{p1}| \ll |\omega_{p2}| \Rightarrow \frac{1}{\omega_{p1}} \gg \frac{1}{\omega_{p2}} \Rightarrow \frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} \approx \frac{1}{\omega_{p1}}$

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})}$$

》》 共源级的频响：主极点近似-II

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{\underline{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}}$$

分母改写成： $D = \left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right) = \underline{\frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}}} + \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right)s + 1$

次极点： $\omega_{p2} = \frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{R_S R_D \xi} = \frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{R_S R_D (C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DB} + C_{GD}C_{DB})}$

$$= \frac{R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})}{R_S R_D (C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DB} + C_{GD}C_{DB})}$$

» 共源级的频响：主极点近似 VS. 估算

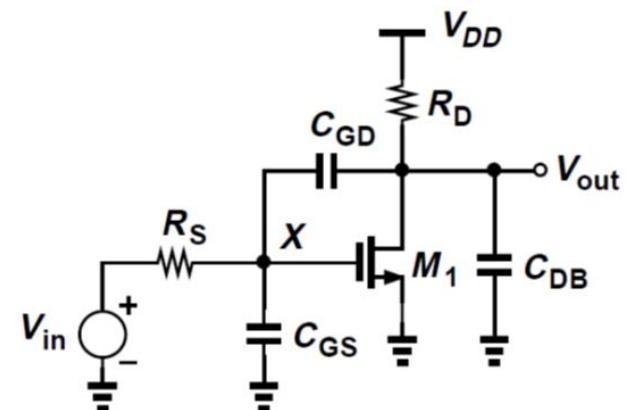
主极点: $\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})}$

估算值: $\omega_{in} = \frac{1}{R_S[C_{GS} + (1 + g_m R_D)C_{GD}]}$ 只要这一项足够小，误差很小。

次极点: $\omega_{p2} = \frac{R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})}{R_S R_D(C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DB} + C_{GD}C_{DB})}$

估算值: $\omega_{out} \approx \frac{1}{R_D(C_{GD} + C_{DB})}$

只要 C_{GS} 足够大，误差很小。

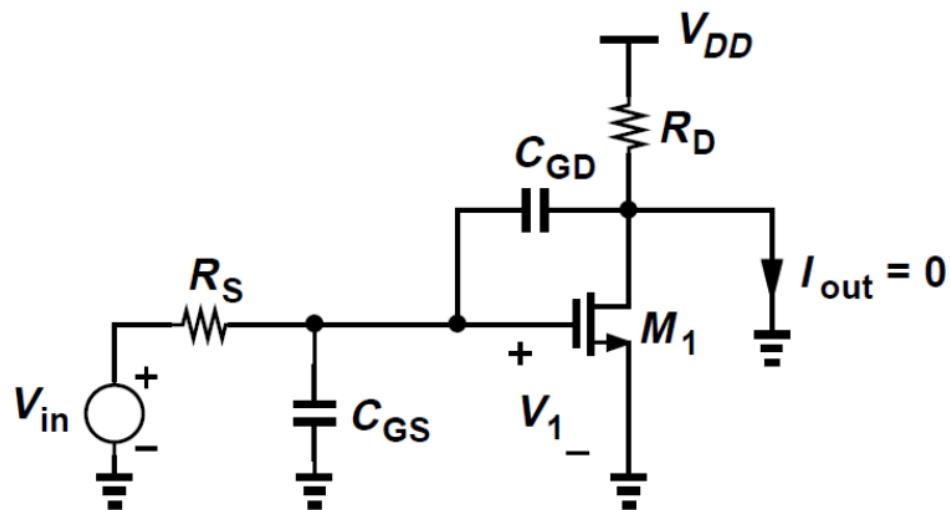


》》 共源级的频响：零点

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

零点： $s_z = \frac{g_m}{C_{GD}}$

零点的求解：当复频率为 s_z 时，放大器增益为零。



根据辅助定理，等效跨导 G_m 为零，输出端接地且对地电流为零。

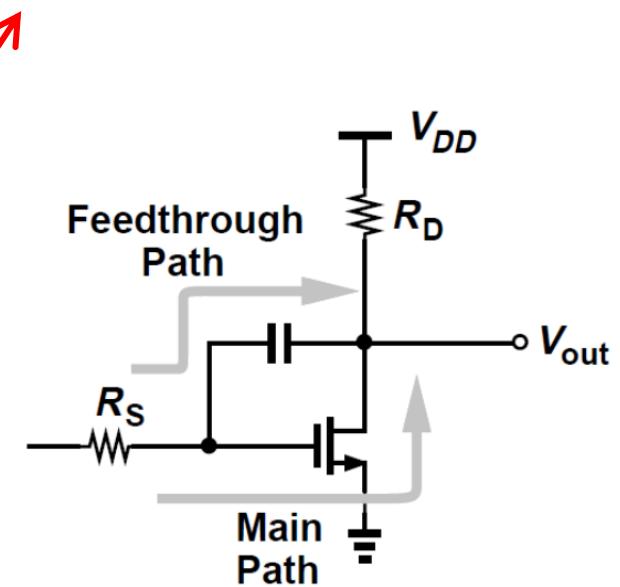
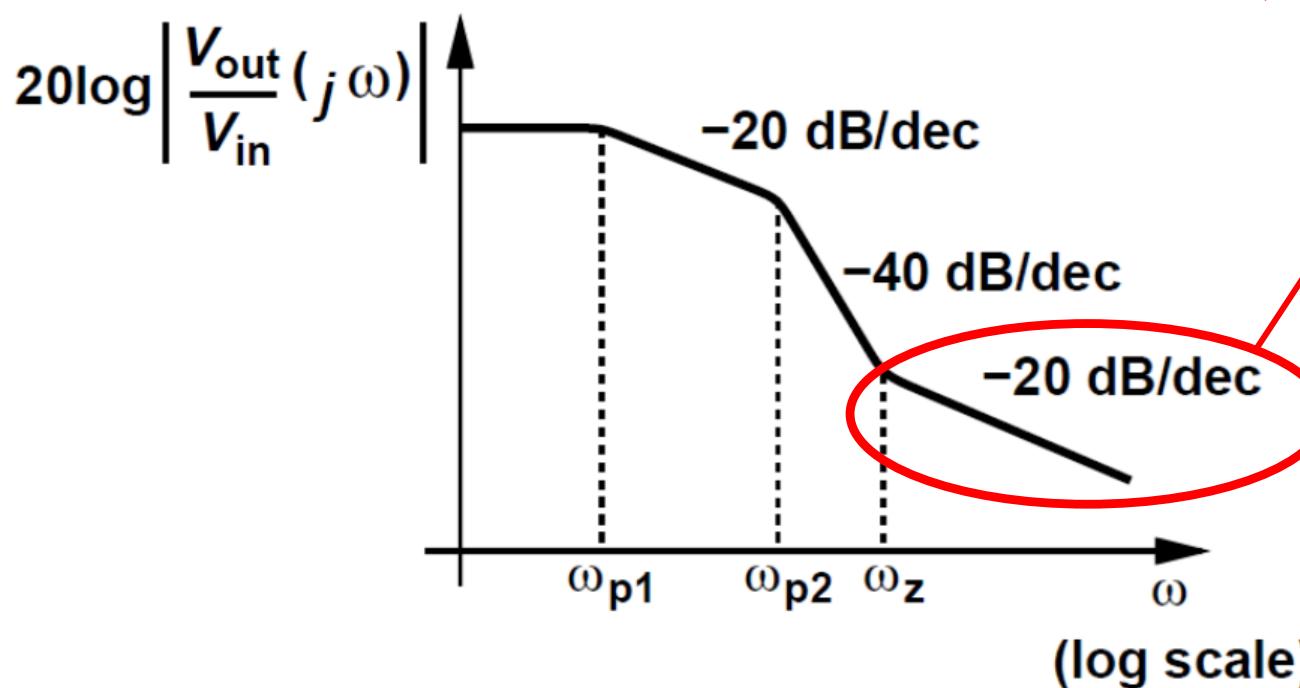
$$V_1 s_z C_{GD} = g_m V_1 \Rightarrow s_z = \frac{g_m}{C_{GD}}$$

》》 共源级的频响：幅频波特图

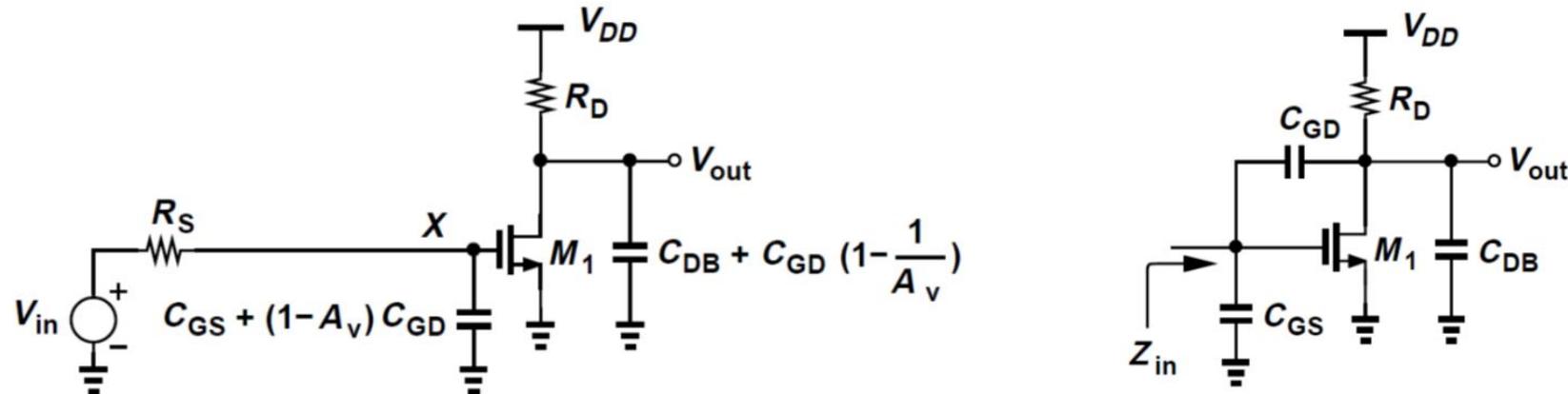
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

对零点的理解：

C_{GD} 提供前馈通路，传导高频信号到输出端。即，增益在高频区间有反弹。



》》 共源级的频响：输入阻抗-I



(a) 密勒近似: $Z_{in} = \frac{1}{sC_{GS}} \parallel \frac{1/(sC_{GD})}{1 + g_m R_D} = \frac{1}{[C_{GS} + (1 + g_m R_D)C_{GD}]s}$

(b) 精确计算: $Z_{in} = \frac{1 + R_D(C_{GD} + C_{DB})s}{sC_{GD}(1 + g_m R_D + sC_{DB}R_D)} \parallel \frac{1}{sC_{GS}}$

在低频情况下，输入阻抗无穷大，均符合预期。

》》 共源级的频响：输入阻抗-II

分析精确值： $Z_{in} = \frac{1 + R_D(C_{GD} + C_{DB})s}{sC_{GD}(1 + g_mR_D + sC_{DB}R_D)} \parallel \frac{1}{sC_{GS}}$

在低频情况下，输入阻抗趋近于密勒近似，符合预期：

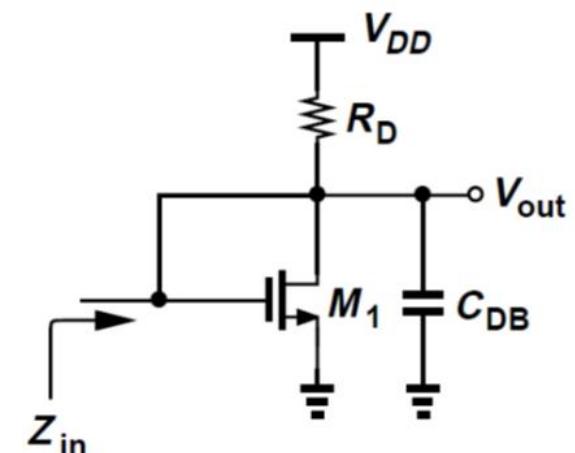
$$\begin{cases} |R_D(C_{GD} + C_{DB})s| \ll 1 \\ |sC_{DB}R_D| \ll 1 + g_mR_D \end{cases}$$

$$\Rightarrow Z_{in} \approx \frac{1}{sC_{GD}(1 + g_mR_D)} \parallel \frac{1}{sC_{GS}} = \frac{1}{[C_{GS} + (1 + g_mR_D)C_{GD}]s}$$

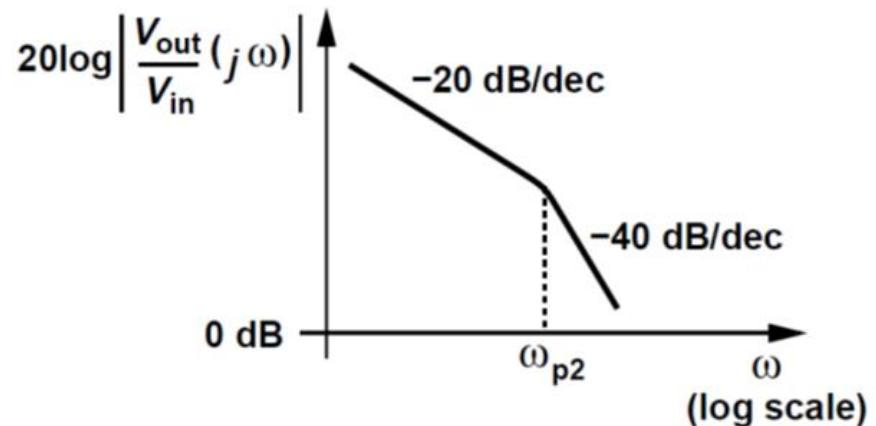
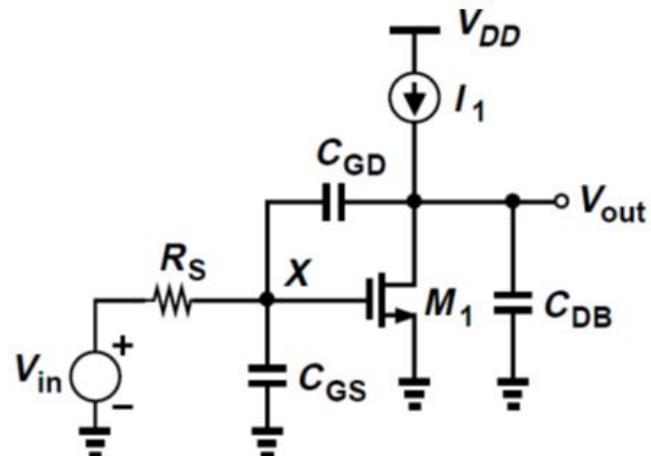
如果 C_{GD} 足够大，前馈通路短接：

$$Z_{in} \approx \frac{R_D}{1 + g_mR_D + sC_{DB}R_D} \parallel \frac{1}{sC_{GS}}$$

$$= \frac{1}{g_m} \parallel R_D \parallel \frac{1}{sC_{DB}} \parallel \frac{1}{sC_{GS}}$$



》》 共源级的频响：扩展例题



注意：此图未画全。

若改用理想电流源做负载：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{sC_{GD} - g_m}{s[sR_S(C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DB} + C_{GD}C_{DB}) + g_mR_SC_{GD} + C_{GD} + C_{DB}]}$$

- 有一个极点在原点，因为低频增益无穷大。
- 当 C_{DB} 很大时，另一个极点为：

$$\omega_{p2} \approx \frac{1}{R_S(C_{GS} + C_{GD})} \quad C_{GD} \text{ 无密勒乘积项。}$$

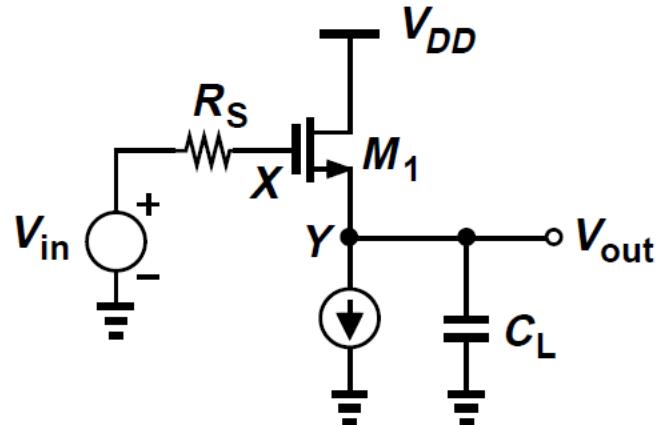


作业

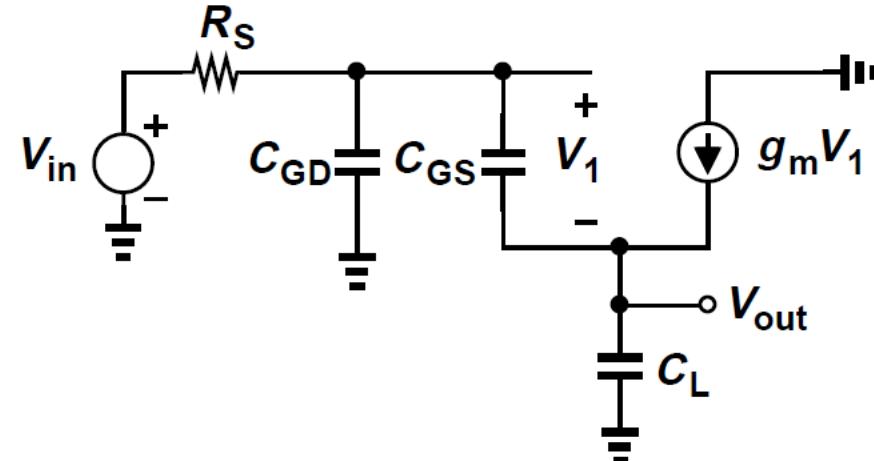
口手工计算

- 《拉扎维》第193页：习题6.7 (a)：只需用“密勒近似” + “结点法”估算，不必精确求解。
- 《拉扎维》第194页：习题6.8 (a)。每个结点处的电容可以用一个变量表示，但需注明这个变量包含哪些MOS管电容成分。
- 《拉扎维》第194页：习题6.9 (a)。可以直接求解，计算量不大。
- 第一版与第二版教材题号一致。

》》 源随器的频响：精确计算



(a)



(b)

- X点与Y点的相互作用极强，不宜用密勒近似。
- 实际上，若 $\lambda = \gamma = 0$ ，则X到Y的增益为1。

直接精确计算：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s C_{GS} + g_m}{R_S(C_L C_{GS} + C_L C_{GD} + C_{GS} C_{GD})s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$

》》 源随器的频响： 极点-1

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sC_{GS} + g_m}{R_S(C_L C_{GS} + C_L C_{GD} + C_{GS} C_{GD})s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$

仍旧采用主极点近似法：

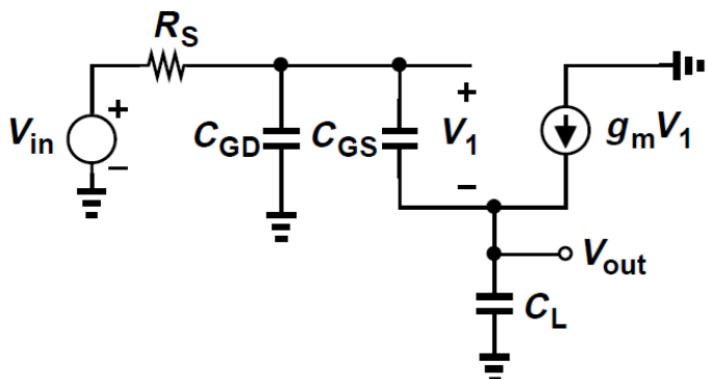
$$\omega_{p1} \approx \frac{g_m}{g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS}} = \frac{1}{R_S C_{GD} + \frac{C_L + C_{GS}}{g_m}}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\omega_{p1}} \frac{g_m}{R_S(C_L C_{GS} + C_L C_{GD} + C_{GS} C_{GD})} \approx \frac{g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS}}{R_S(C_L C_{GS} + C_L C_{GD} + C_{GS} C_{GD})}$$

若 $R_s = 0$, 只剩下一个极点

因为输入端结点处无电阻。

此时主极点近似成为精确解！



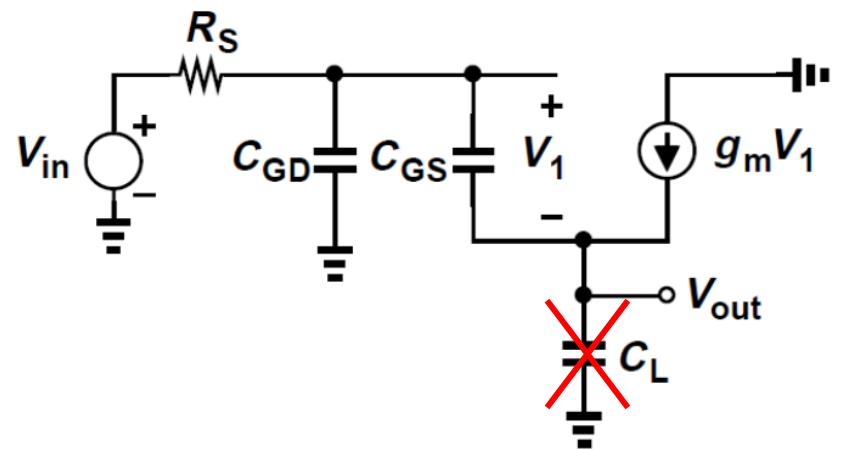
》》 源随器的频响：极点-II

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sC_{GS} + g_m}{R_S(C_L C_{GS} + C_L C_{GD} + C_{GS} C_{GD})s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$

如果无负载电容， $C_L = 0$ ：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + sR_S C_{GD}}$$

- 只剩下输入节点的极点。
- 因为此时 $V_1 = 0$ ，即， C_{GS} 两端的电压差不变，该电容被 “自举”。

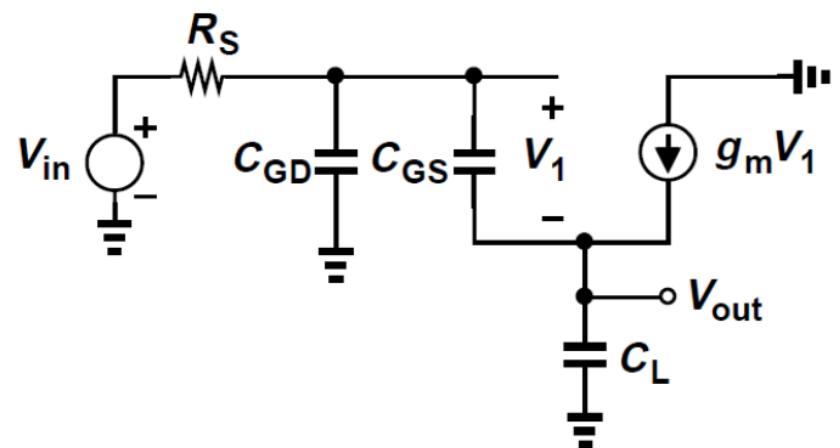


》》 源随器的频响：零点

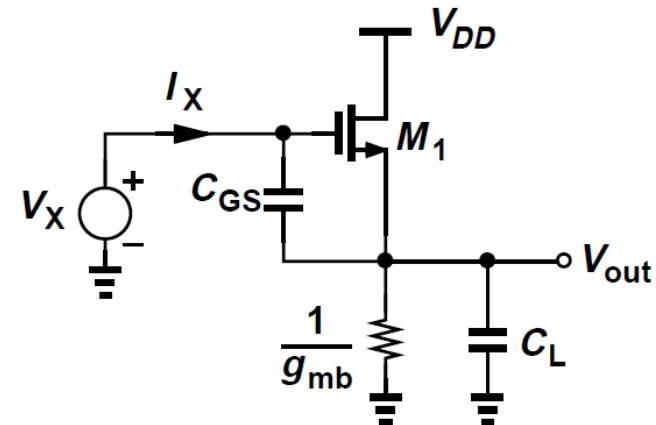
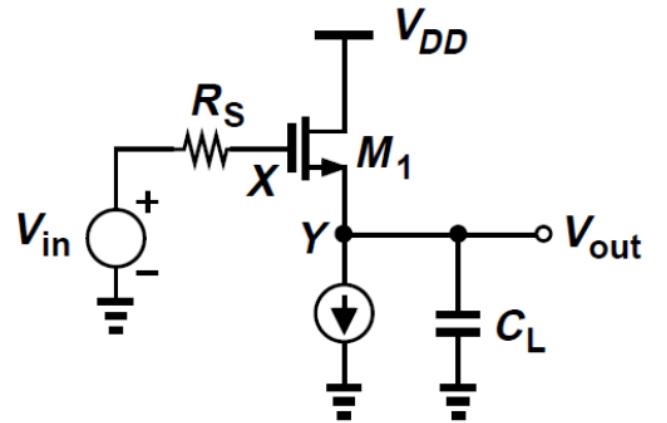
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sC_{GS} + g_m}{R_S(C_L C_{GS} + C_L C_{GD} + C_{GS} C_{GD})s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$

零点： $s_z = -\frac{g_m}{C_{GS}}$

- 复频域的零点在左半平面，与共源级情形相反，因为前馈通路的作用相反。
- 零点接近特征频率。因为与特征频率的求解方法类似。



》》 源随器的频响：输入阻抗-I

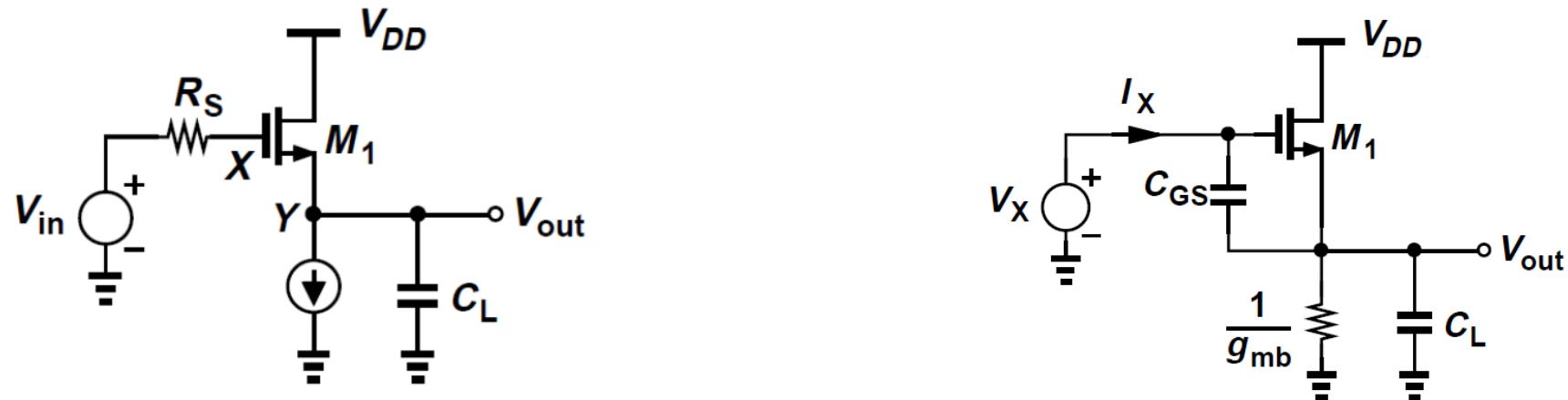


C_{GD} 可以先不考虑。加上体效应，便于使用密勒近似。

$$(部分) \text{ 输入阻抗: } Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{sC_{GS}} + \left(1 + \frac{g_m}{sC_{GS}}\right) \frac{1}{g_{mb} + sC_L}$$

- 在低频时，(部分) 输入阻抗无穷大，符合预期。
- 若 $C_L = 0, g_{mb} = 0$, (部分) 输入阻抗无穷大，因为 C_{GS} 被“自举”。

》》 源随器的频响：输入阻抗-II



$$Z_{in} = \frac{V_x}{I_X} = \frac{1}{sC_{GS}} + \left(1 + \frac{g_m}{sC_{GS}}\right) \frac{1}{g_{mb} + sC_L}$$

在低频时: $g_{mb} \gg sC_L \Rightarrow Z_{in} = \underline{\frac{1}{sC_{GS}} \left(1 + \frac{g_m}{g_{mb}}\right) + \frac{1}{g_{mb}}}$

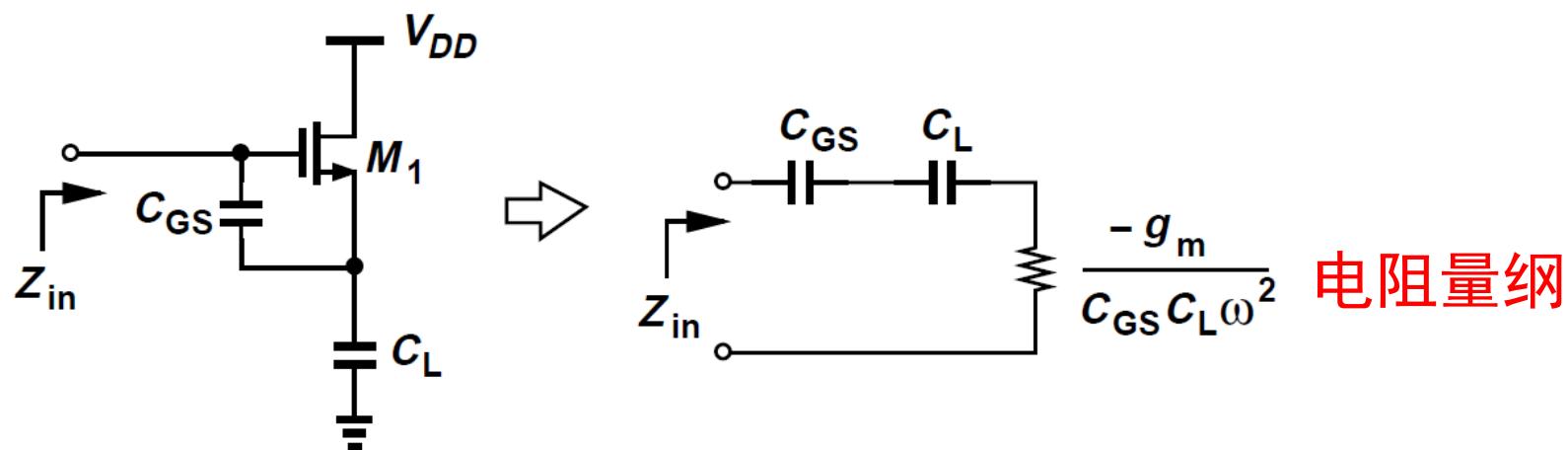
等效输入电容: $C_{GS} \left[1 - \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}\right]$ 密勒近似

》》 源随器的频响：输入阻抗-III

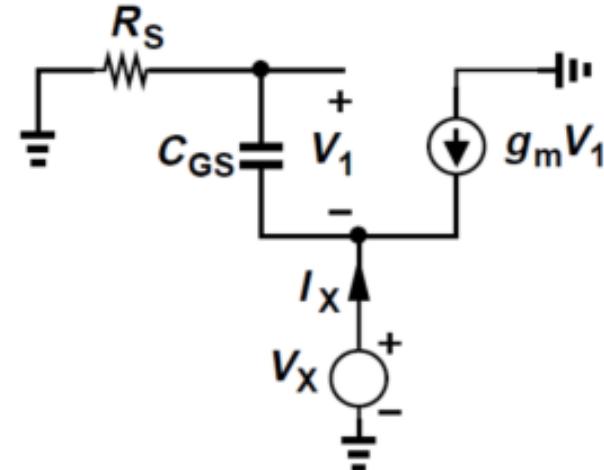
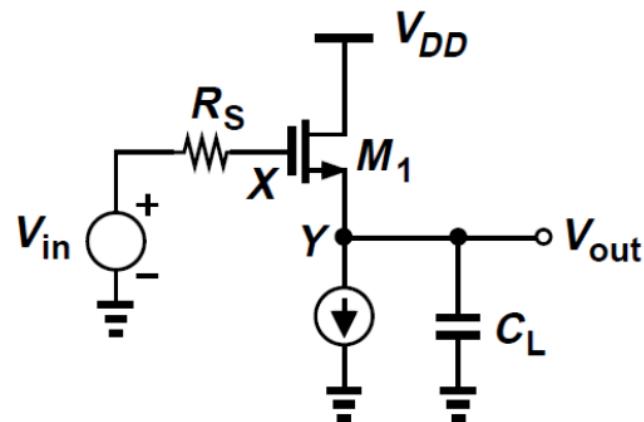
$$Z_{in} = \frac{1}{sC_{GS}} + \left(1 + \frac{g_m}{sC_{GS}}\right) \frac{1}{g_{mb} + sC_L}$$

在高频时： $g_{mb} \ll sC_L \Rightarrow Z_{in} = \frac{1}{sC_{GS}} + \frac{1}{sC_L} + \frac{g_m}{s^2 C_{GS} C_L}$

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{GS}} + \frac{1}{j\omega C_L} - \frac{g_m}{\omega^2 C_{GS} C_L}$$



》》 源随器的频响：输出阻抗-I



先不考虑 C_L 、 C_{SB} 和 g_{mb} 。由于 C_{GD} 较小，将其忽略。

$$\begin{cases} I_X = -V_1(sC_{GS}) - g_m V_1 \\ V_X = -V_1 - V_1(sC_{GS})R_S \end{cases} \Rightarrow Z_{out} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1 + sR_S C_{GS}}{g_m + sC_{GS}}$$

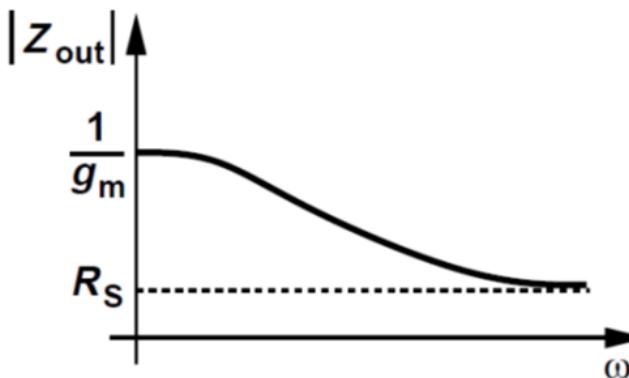
低频近似： $Z_{out} \approx 1/g_m$

高频近似： $Z_{out} \approx R_S$

低频与高频的近似值可直接观察得到。

》》 源随器的频响：输出阻抗-II

低频近似： $Z_{out} \approx 1/g_m$

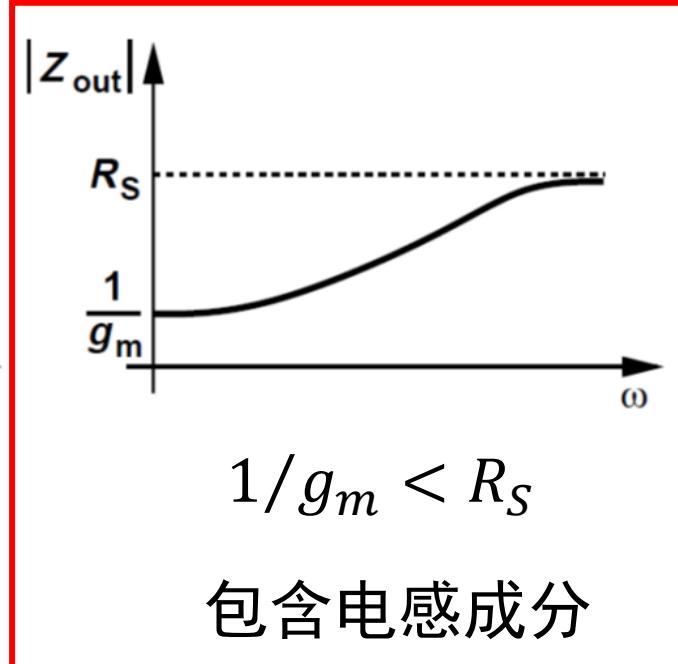


高频近似： $Z_{out} \approx R_S$

$$Z_{out} = \frac{1 + sR_S C_{GS}}{g_m + sC_{GS}}$$

$$1/g_m > R_S$$

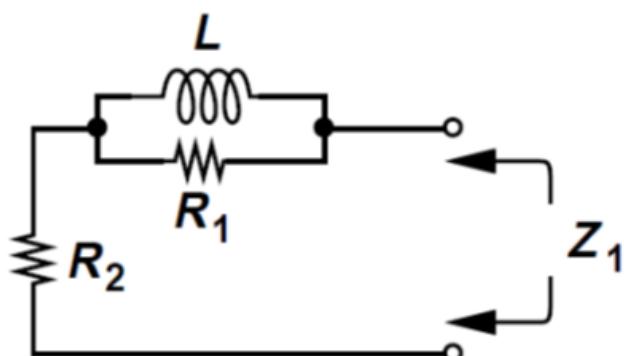
包含电容成分



$$1/g_m < R_S$$

包含电感成分

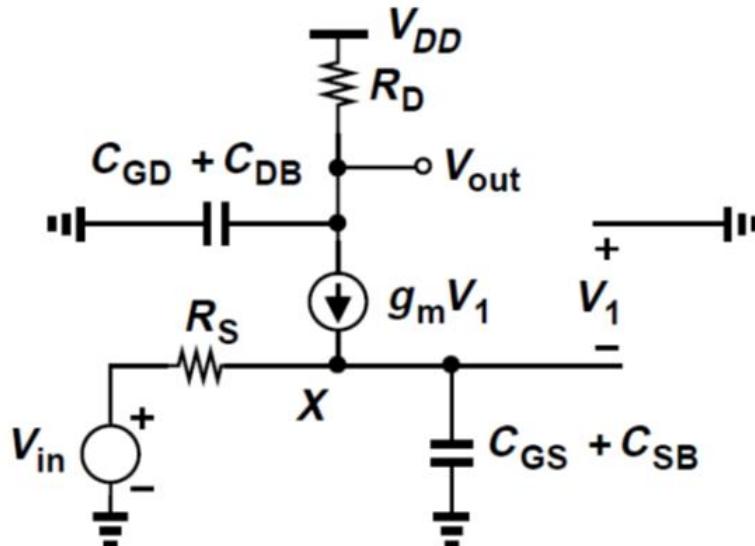
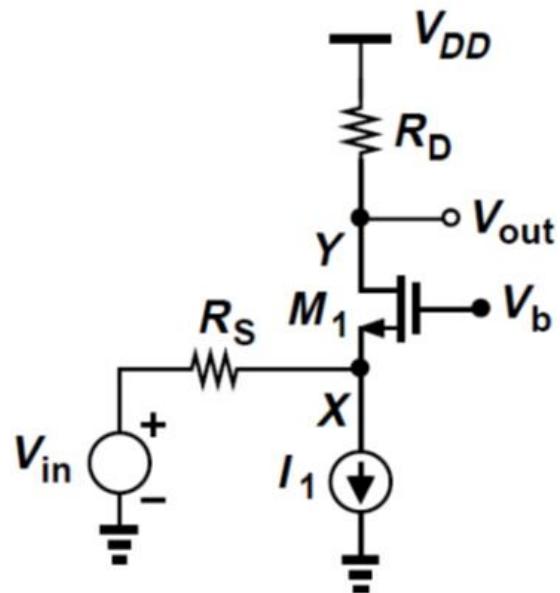
更符合实际情况



$$R_2 = 1/g_m, \quad R_1 + R_2 = R_S$$

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_2 + R_1 \parallel (sL) = Z_{out} = \frac{1 + sR_S C_{GS}}{g_m + sC_{GS}} \\ \Rightarrow L &= \frac{C_{GS}}{g_m} \left(R_S - \frac{1}{g_m} \right) \end{aligned}$$

》》 共栅级的频响：精确求解



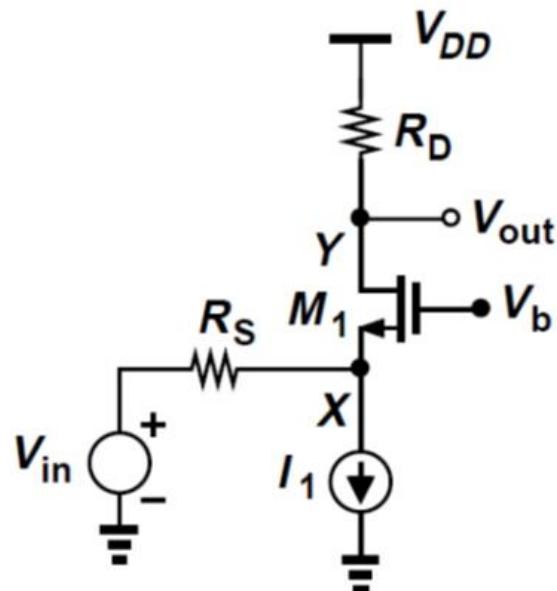
若 $\lambda = 0$, X和Y彼此“孤立”，无需使用密勒定理。

$$\text{Node X: } \omega_{in} = \left[C_S \left(R_S // \frac{1}{g_m + g_{mb}} \right) \right]^{-1} \quad \text{Node Y: } \omega_{out} = (C_D R_D)^{-1}$$

无零点

传输函数:
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$

》》 共栅级的频响：极点、输入阻抗

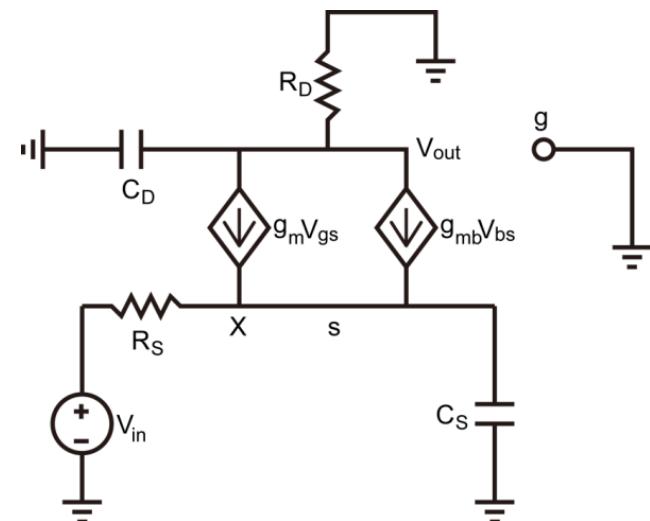


$$\text{Node X: } \omega_{in} = \left[C_S \left(R_S // \frac{1}{g_m + g_{mb}} \right) \right]^{-1}$$

$$\text{Node Y: } \omega_{out} = (C_D R_D)^{-1}$$

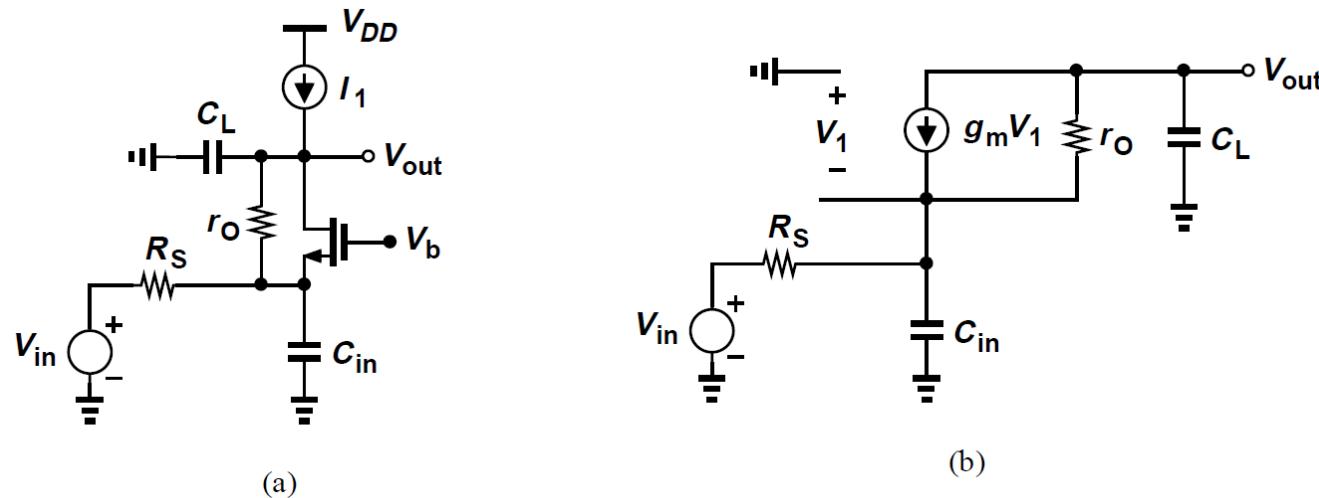
优点：电容无密勒乘积项，可达到宽带。

$$Z_{in} = R_S + \left(\frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel \frac{1}{sC_S} \right)$$



缺点：输入阻抗较低，级联时，容易引起电压信号损失。

》》 共栅级的频响：沟道长度调制效应-I

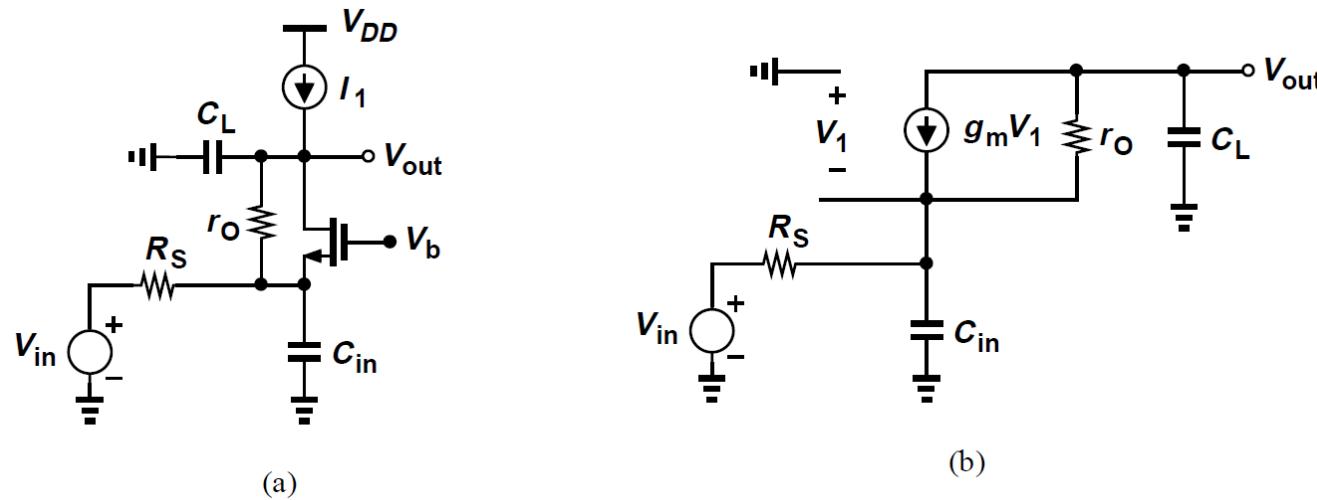


为简化计算，负载电阻用电流源代替。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + g_m r_o}{r_o C_L C_{in} R_S s^2 + [r_o C_L + R_S C_{in} + R_S C_L (1 + g_m r_o)]s + 1}$$

- 两个极点，无零点。
- 低频增益： $1 + g_m r_o$ ，符合预期。

》》 共栅级的频响：沟道长度调制效应-II

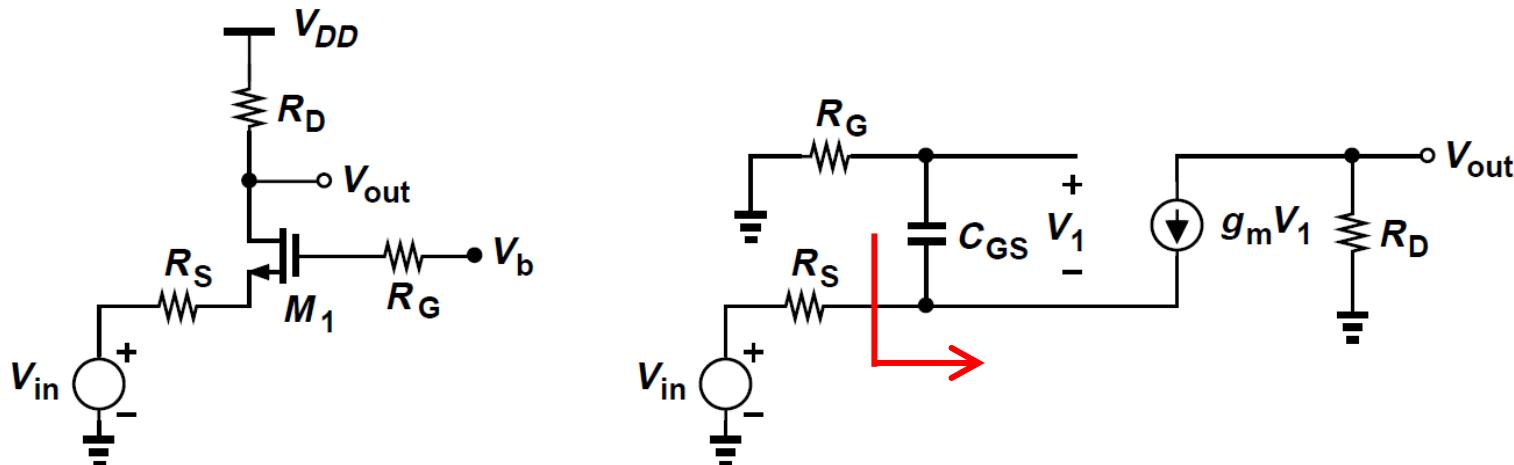


求解输入阻抗，先不考虑 R_s 和 C_{in} 。根据阻抗变换公式：

$$Z_{in} = \frac{1/(sC_L) + r_o}{1 + g_m r_o} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{1}{sC_L} - \frac{1}{g_m r_o}$$

- 低频时，(部分) 输入阻抗无穷大，符合预期。
- 频率极高时，(部分) 输入阻抗趋近 $1/g_m$ ，因为 C_L 几乎对地短路。

》》 共栅级的频响：考虑栅极电阻



为简化计算，只考虑 C_{GS} ，并忽略体效应和沟道长度调制效应。

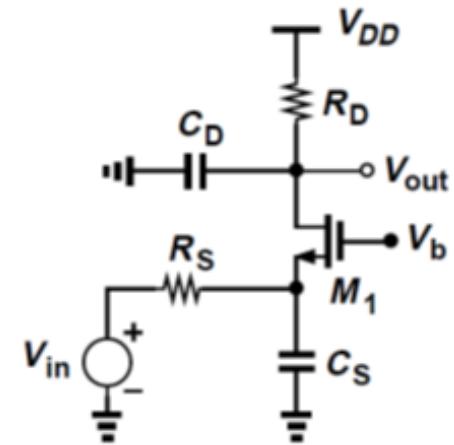
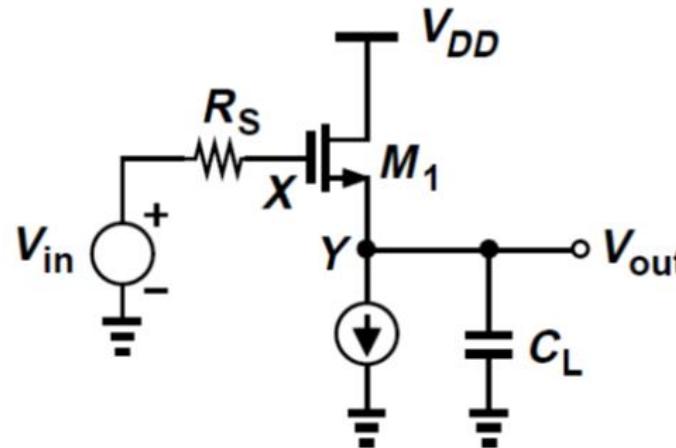
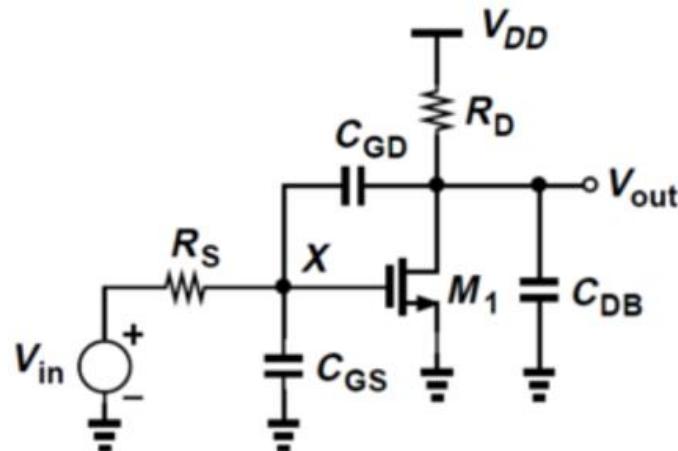
从箭头看过去的阻抗为： $Z = \frac{1 + sC_{GS}R_G}{g_m + sC_{GS}}$

V_{out} 和总电流成正比，
极点可直接判断：

$$\frac{Z}{R_S + Z} \Rightarrow \omega_p = \frac{1 + g_m R_S}{(R_G + R_S) C_{GS}}$$

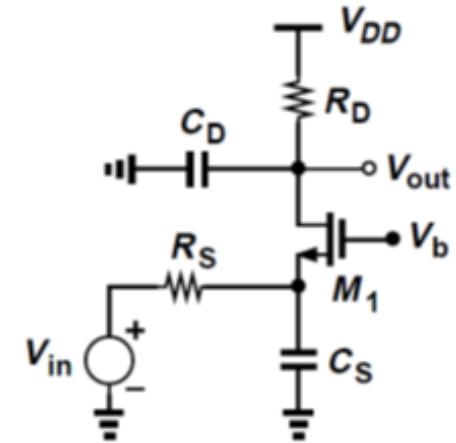
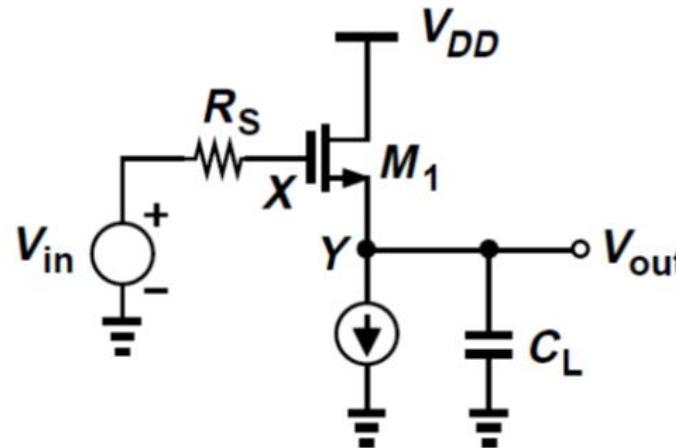
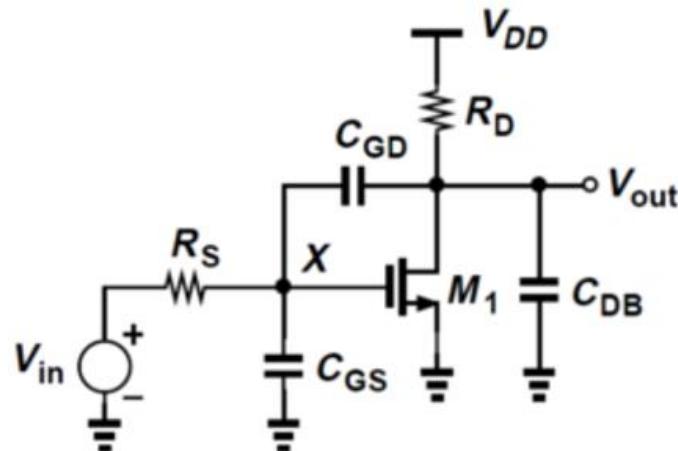
为获得宽带，应减小栅极电阻。

》》 基本组态小结：零极点情况



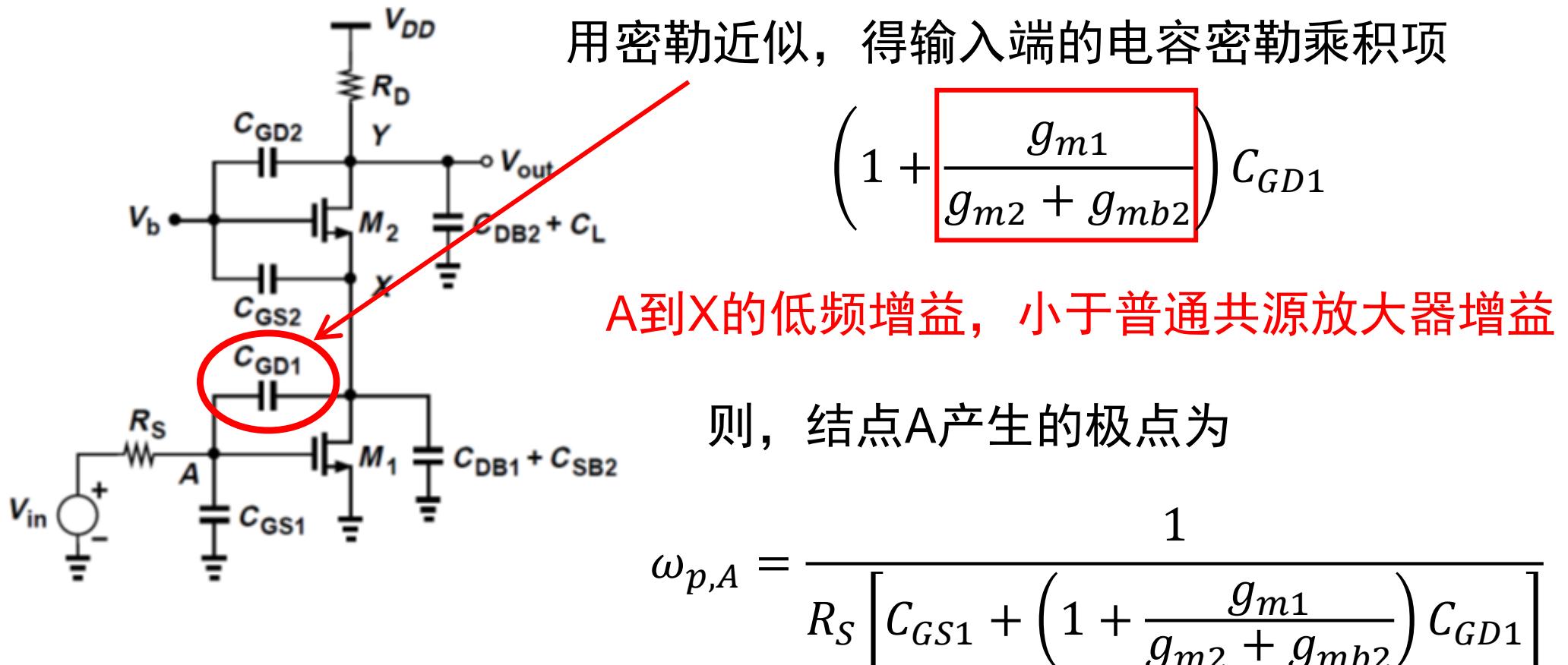
- 共源级：2极点，1零点。可用密勒近似估算极点，但无法估算零点。
- 源随器：2极点，1零点。密勒近似极不适用，因XY耦合过强。
- 共栅级：2极点，无零点。无需密勒近似(如果忽略沟道长度调制效应)，可达到宽带。

》》 基本组态小结：输入阻抗情况



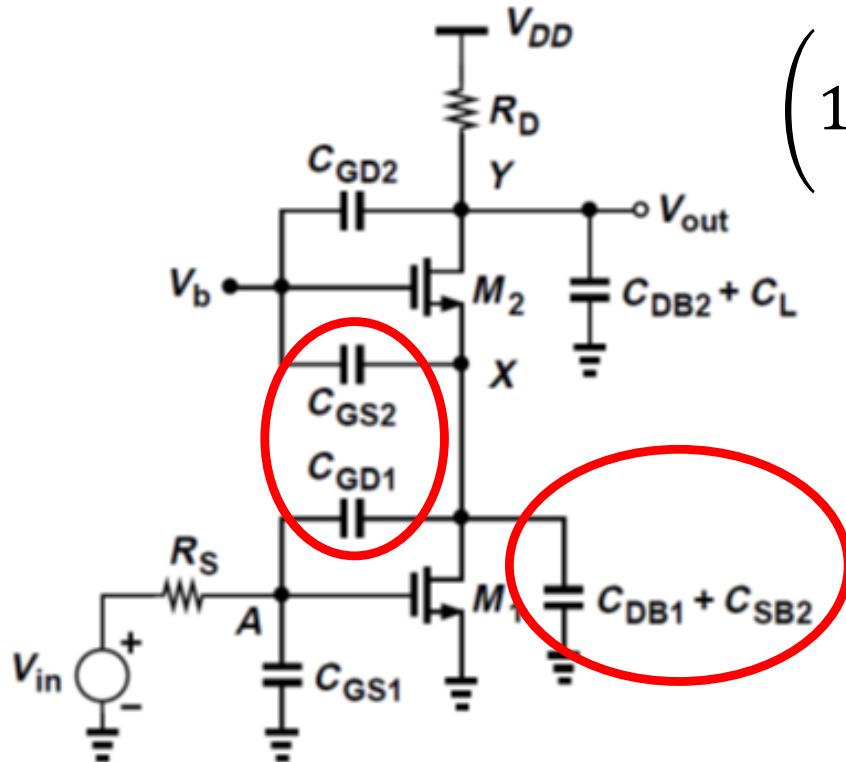
- 共源级：在较低频率下，可用密勒近似估算。
- 源随器：在较高频率下，呈现负电阻效应。输出阻抗包含电感成分。
- 共栅级：输入阻抗较低，且随频率升高而降低。

》》 共源共栅级的频响：极点-I



》》 共源共栅级的频响：极点-II

结点X处的总电容为



$$\left(1 + \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{g_{m1}} \right) C_{GD1} + C_{DB1} + C_{SB2} + C_{GS2}$$

约为1

则，结点X产生的极点约为

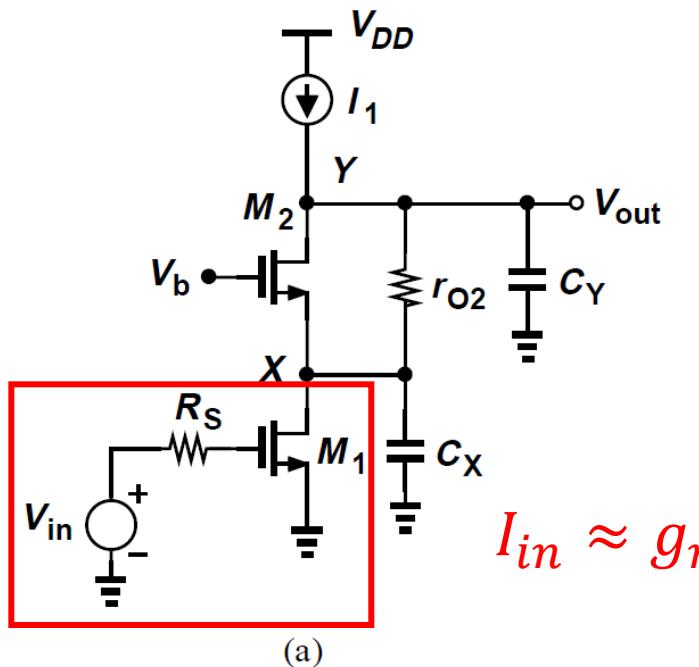
$$\omega_{p,X} = \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{2C_{GD1} + C_{DB1} + C_{SB2} + C_{GS2}}$$

结点Y产生的极点约为（无密勒乘积项）

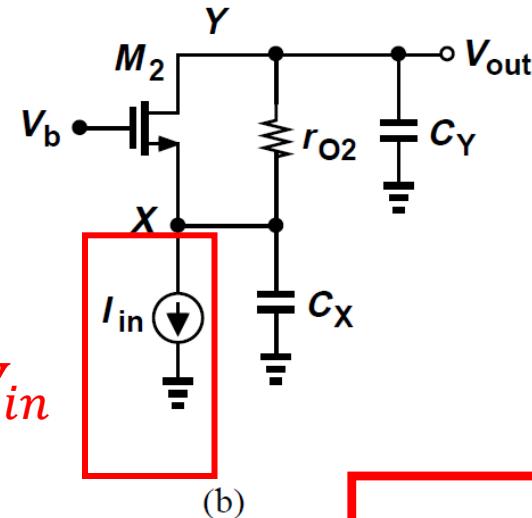
通常X结点产生的极点
频率最高

$$\omega_{p,Y} = \frac{1}{R_D(C_{DB2} + C_L + C_{GD2})}$$

》》 共源共栅级的频响：理想电流源驱动 - I



$$I_{in} \approx g_{m1} V_{in}$$

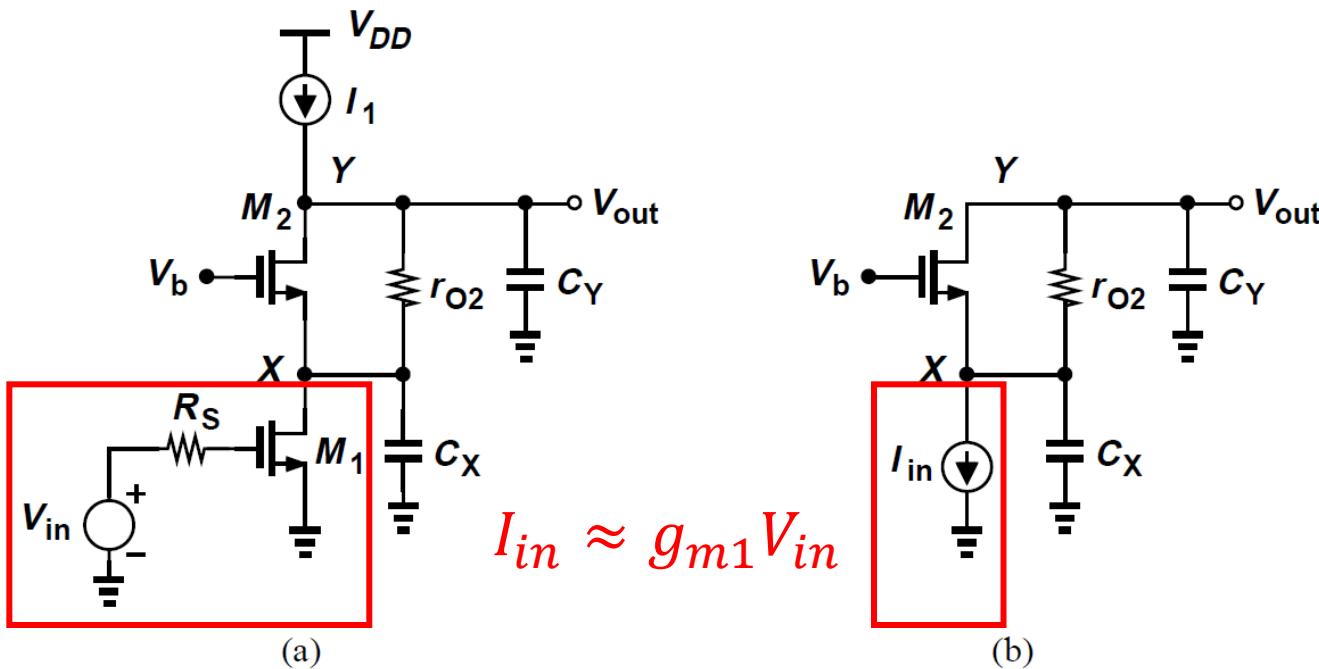


$$\begin{cases} g_{m2}V_X + (V_X - V_{out})/r_{O2} = sC_YV_{out} \\ I_{in} + sC_XV_X = -sC_YV_{out} \end{cases}$$

$$\begin{cases} g_{m2}r_{O2} \gg 1 \\ g_{m2}r_{O2} \frac{C_Y}{C_X} \gg 1 \end{cases}$$

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = -\frac{1 + g_{m2}r_{O2}}{sC_X} \cdot \frac{1}{1 + (1 + g_{m2}r_{O2})\frac{C_Y}{C_X} + sC_Yr_{O2}} \approx -\frac{g_{m2}}{sC_X} \cdot \frac{1}{g_{m2}\frac{C_Y}{C_X} + sC_Y}$$

》》 共源共栅级的频响：理想电流源驱动-II



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{V_{out}}{I_{in}/g_{m1}} = -\frac{g_{m1}g_{m2}}{sC_X C_Y} \cdot \frac{1}{g_{m2}/C_X + s}$$

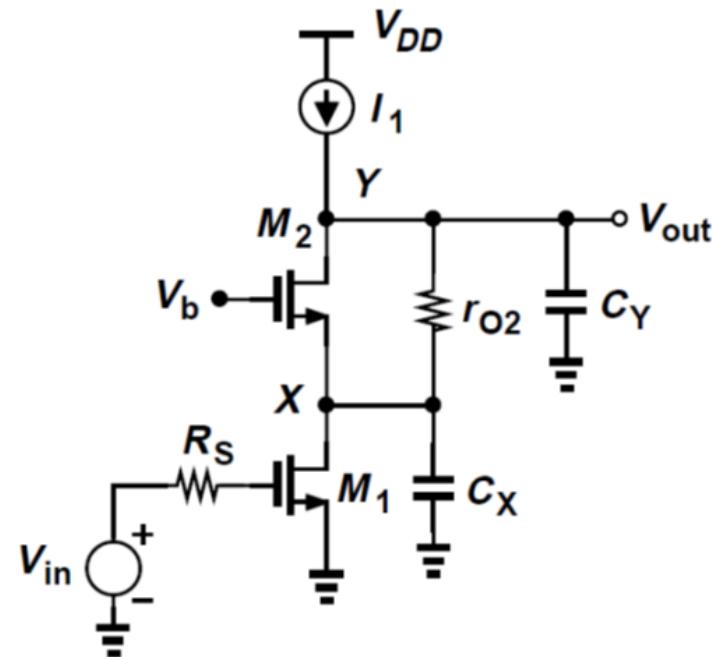
结点X处的极点: $\frac{g_{m2}}{C_X}$

回顾之前
的结果:

$$\omega_{p,X} = \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{2C_{GD1} + C_{DB1} + C_{SB2} + C_{GS2}}$$

结点X处的极点未受
影响 (g_{mb2} 忽略)

》》 共源共栅级的频响：输出阻抗



先不考虑 C_Y , 忽略 C_{GD}

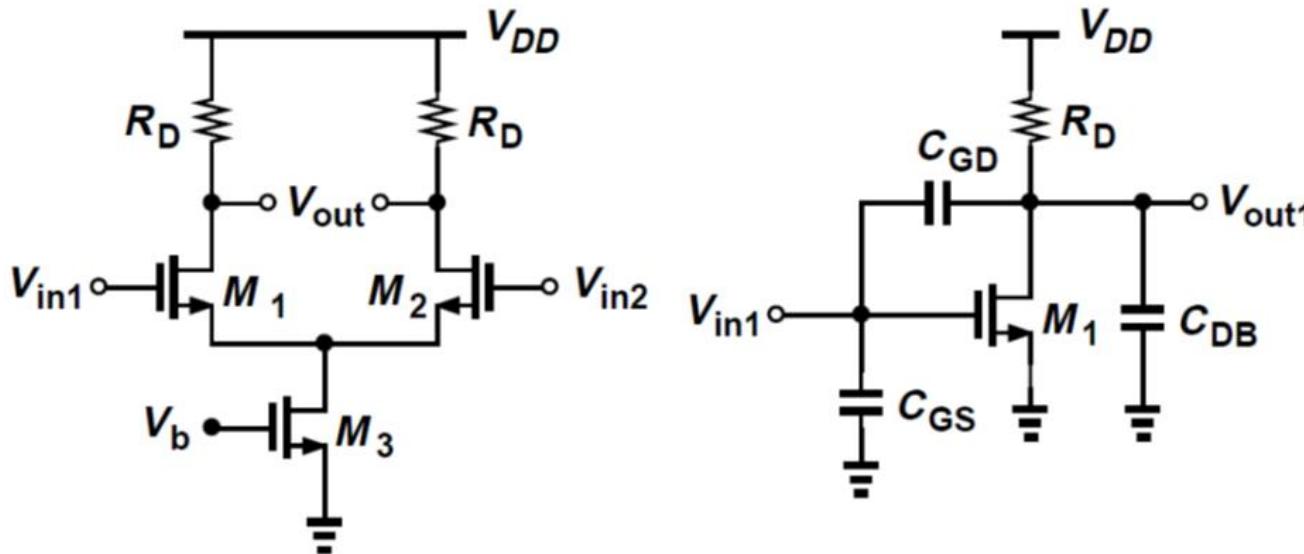
根据阻抗变换原理：

$$Z_{out} = r_{O2} + (1 + g_{m2}r_{O2}) \left(r_{O1} // \frac{1}{sC_X} \right)$$

输出阻抗极点频率 $(r_{O1}C_X)^{-1}$

在高频时，输出阻抗会下降（即使不考虑 C_Y ）。

》》 差动对的频响：差模增益

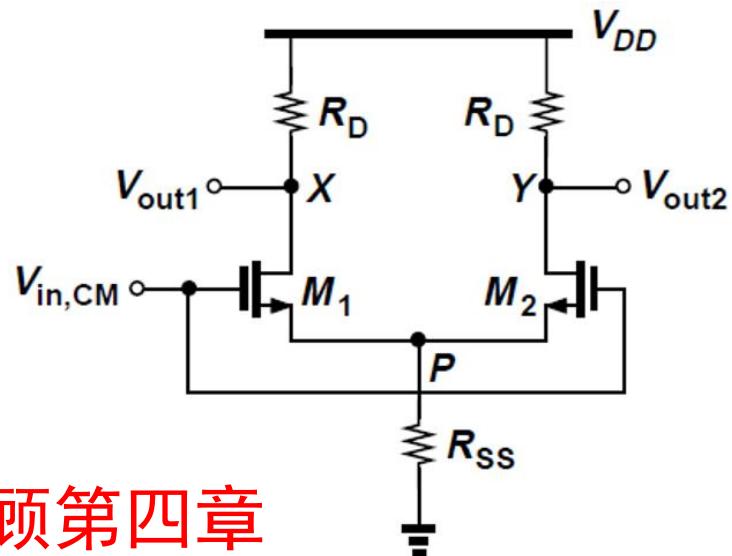
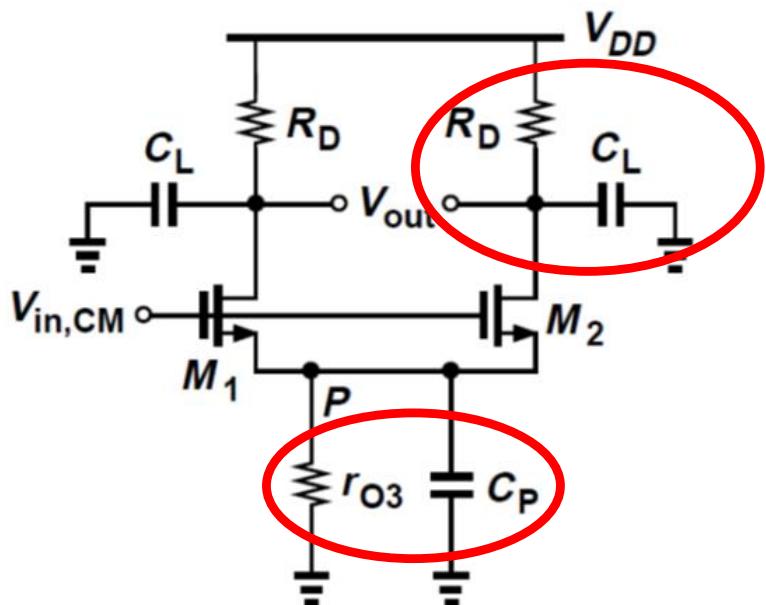


- 对于差分信号，其频率响应与共源放大器一致（半边电路法）
- 注意：虽然差分对的左右支路都有结点，但由于电路对称，极点数等于一条支路的极点数。

$$V_{DM_OUT}(s) = \frac{V_{in}(s)}{2} H(s) - \left[-\frac{V_{in}(s)}{2} \right] H(s) = V_{in}(s)H(s)$$

同一个传输函数

》》 差动对的频响：共模增益

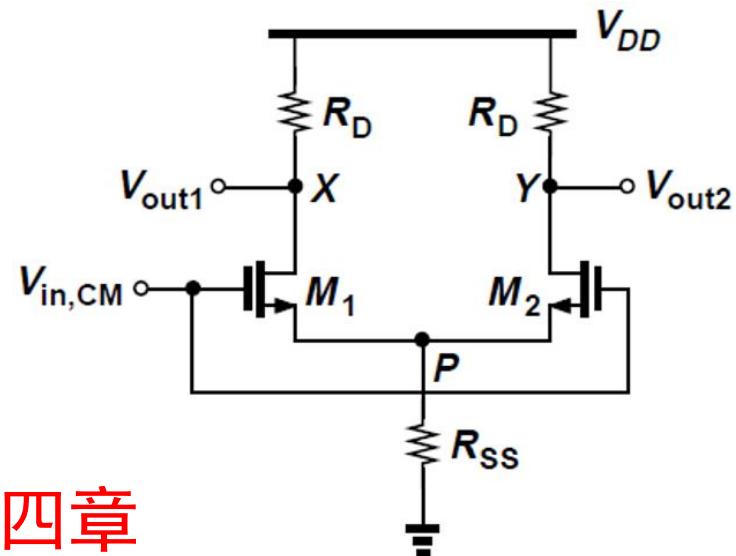
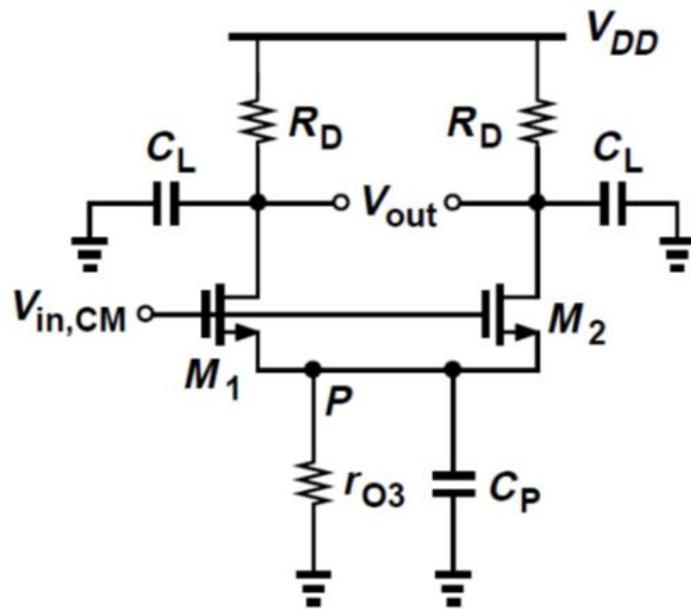


回顾第四章

$$A_{CM-DM} = \frac{\Delta g_m R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{SS}}$$

$$\begin{aligned} A_{CM-DM} &= \frac{\Delta g_m \left(R_D // \frac{1}{sC_L} \right)}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) \left(r_{o3} // \frac{1}{sC_P} \right)} \\ &= \frac{\Delta g_m R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) r_{o3}} \cdot \frac{1 + sC_P r_{o3}}{(1 + sR_D C_L) \left[1 + s \frac{C_P r_{o3}}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) r_{o3}} \right]} \end{aligned}$$

》》 差动对的频响：共模抑制比-I



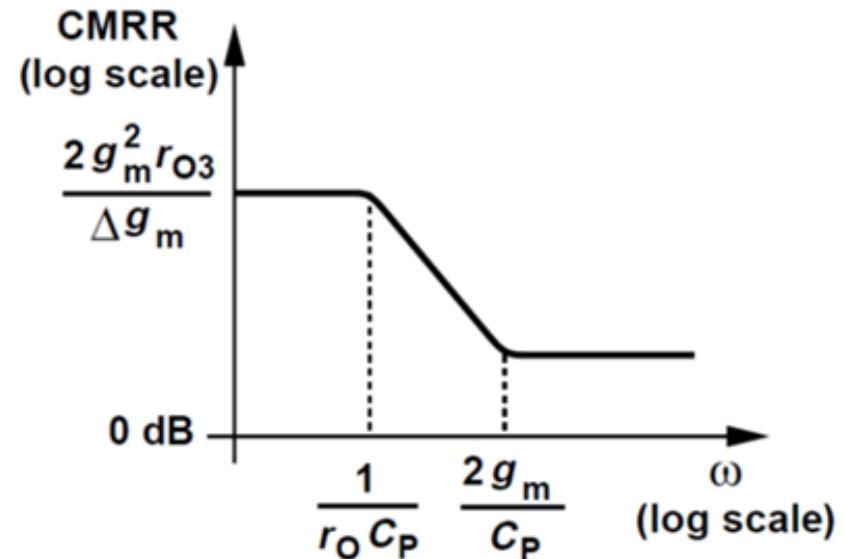
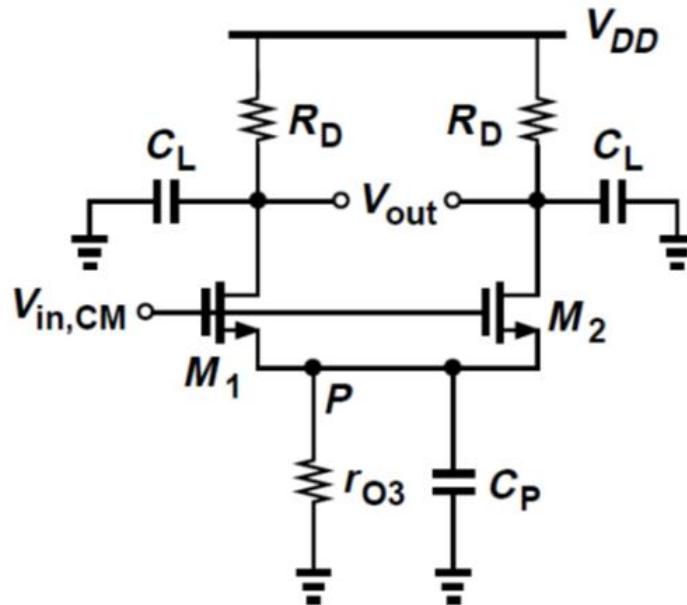
回顾第四章

$$CMRR = \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{SS}}{2(g_{m1} - g_{m2})}$$

$$CMRR = \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}\{r_{O3}/[1/(sC_P)]\}}{2\Delta g_m} \approx \frac{g_m}{\Delta g_m} \cdot \frac{1 + 2g_m r_{O3} + sC_P r_{O3}}{1 + sC_P r_{O3}}$$

$$\approx \frac{2g_m^2 r_{O3}}{\Delta g_m} \cdot \frac{1 + s[C_P/(2g_m)]}{1 + sC_P r_{O3}}$$

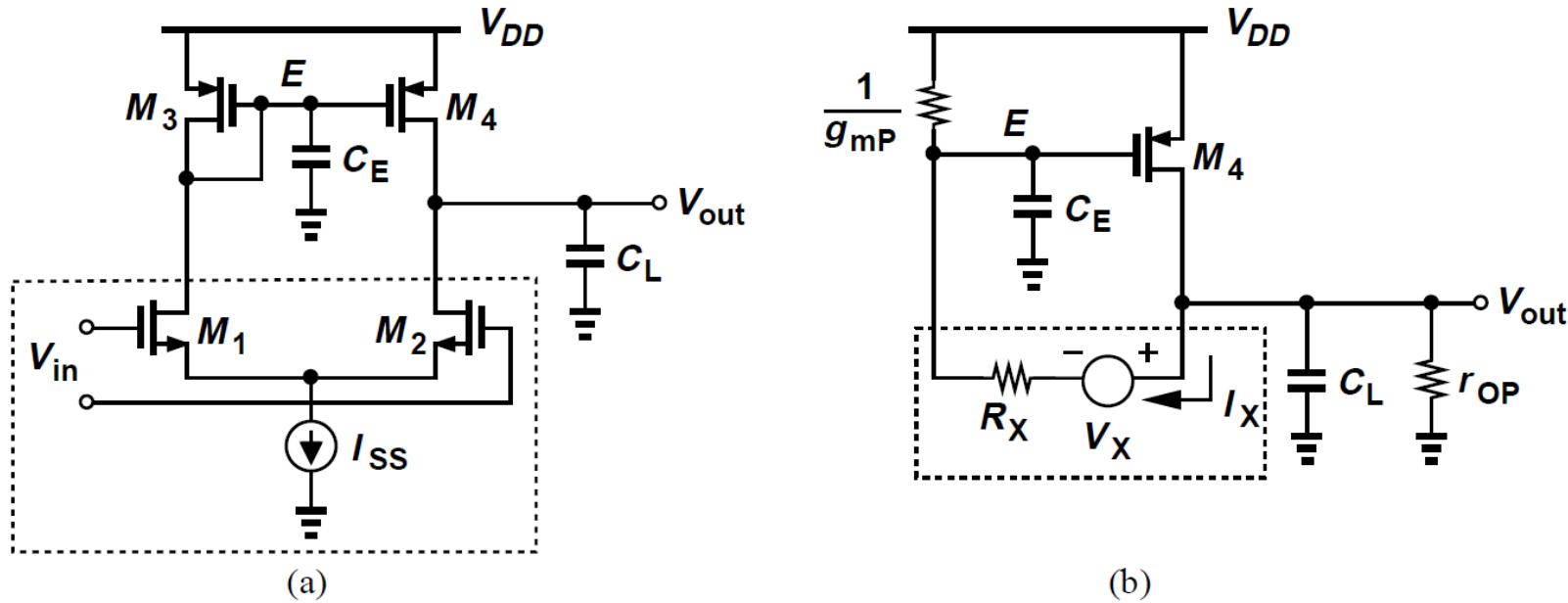
》》 差动对的频响：共模抑制比-II



$$\text{CMRR} \approx \frac{2g_m^2r_{O3}}{\Delta g_m} \cdot \frac{1 + s[C_P/(2g_m)]}{1 + sC_Pr_{O3}}$$

- 思考：共模抑制比的零点含义？ 共模抑制比在高频下降
- 实际是 A_{DM} 的零点。

五管OTA的频响：增益



简化分析，忽略其余电容。

运用戴维南定理等效: $R_X = 2r_{ON}$, $V_X = g_{mN}r_{ON}V_{in}$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mN}r_{ON}r_{OP}(2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON}r_{OP}C_EC_Ls^2 + [C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + 2r_{ON}g_{mP})]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP}) + 1}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{g_{mN}r_{ON}r_{OP}(2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON}r_{OP}C_EC_Ls^2 + [C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + 2r_{ON}g_{mP})]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}$$

五管OTA的频响：极点

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mN}r_{ON}r_{OP}(2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON}r_{OP}C_E C_L s^2 + [C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + 2r_{ON}g_{mP})]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP}) + 1}$$

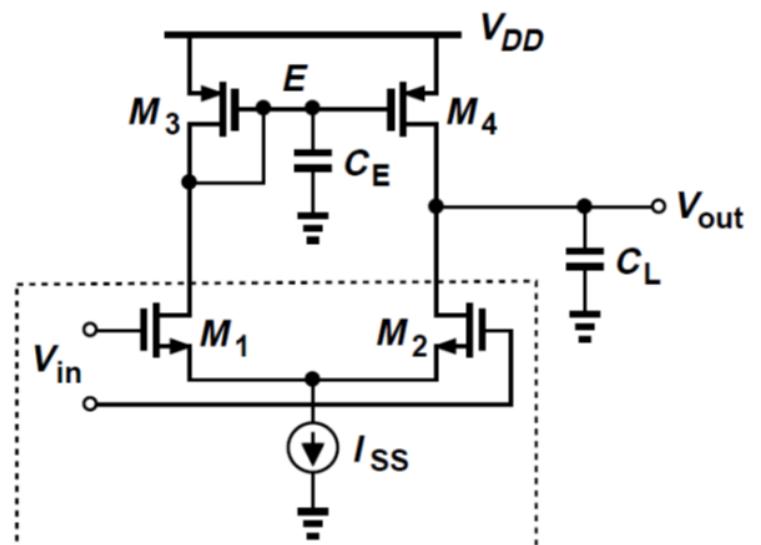
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{g_{mN}r_{ON}r_{OP}(2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON}r_{OP}C_E C_L s^2 + [C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + 2r_{ON}g_{mP})]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}$$

用主极点近似法，结果与结点法预期一致

$$\omega_{p1} = \frac{2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}{C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + \underline{2r_{ON}g_{mP}})} \approx \frac{1}{C_L(r_{ON}/\parallel r_{OP})}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{mP}}{C_E}$$

思考：低频增益是否与第五章一致？



五管OTA的频响：零点

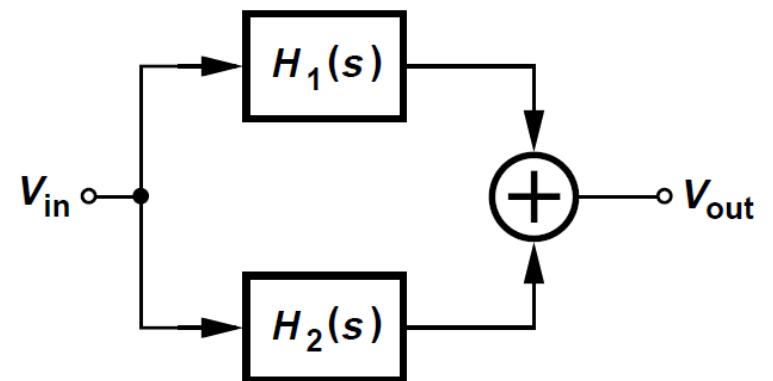
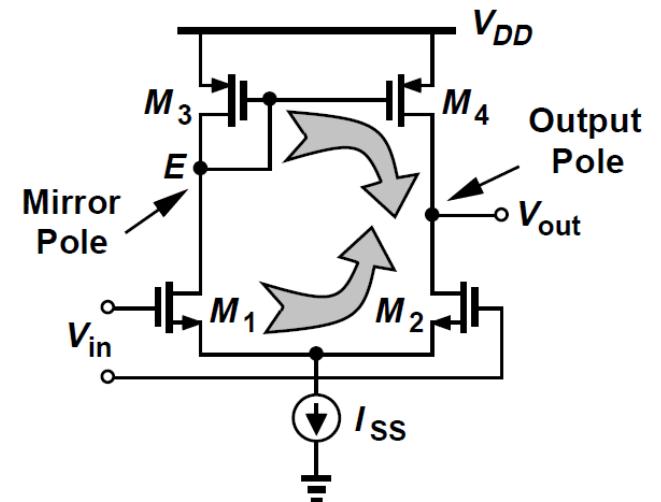
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{g_{mN}r_{ON}r_{OP}(2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON}r_{OP}C_E C_L s^2 + [C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + 2r_{ON}g_{mP})]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}$$

零点

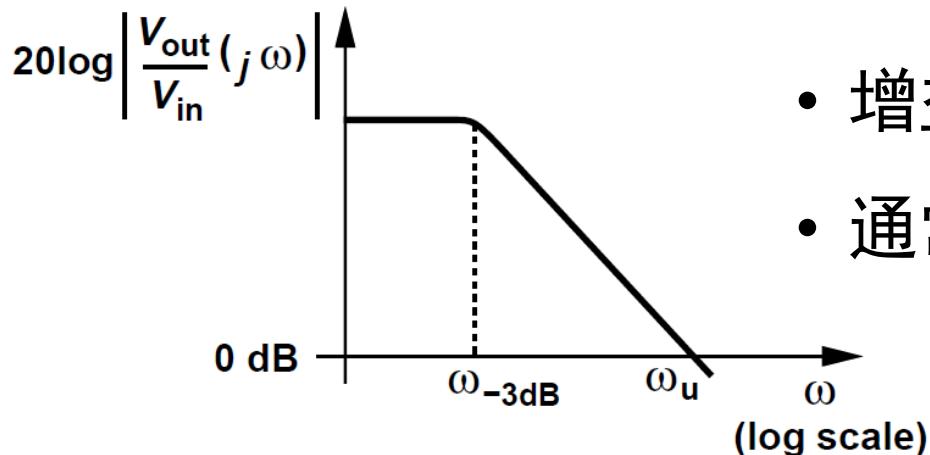
$$s_z = -\frac{2g_{mP}}{C_E} \approx -2\omega_{p2}$$

输出接地，令两路通路电流正好抵消。

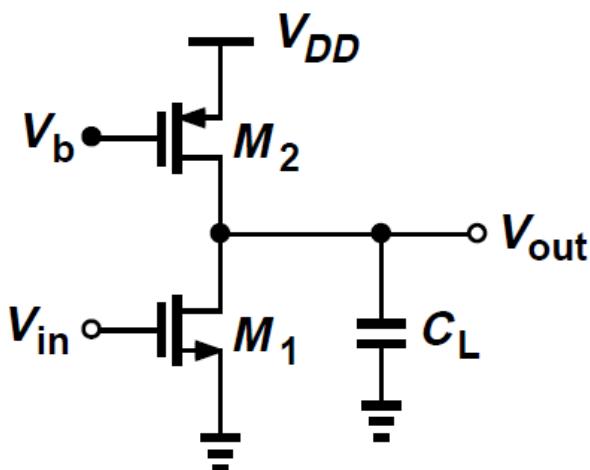
$$\begin{aligned} & H_1(s) + H_2(s) \\ &= \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)} \\ &= \frac{A_0\left(2 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \end{aligned}$$



》》 增益带宽积的概念



- 增益与带宽通常存在折中。
- 通常用**增益带宽积(GBW)**来综合考量。

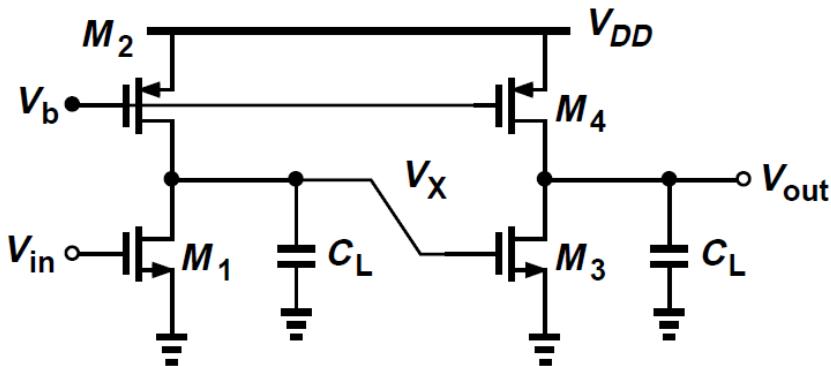


$$\begin{aligned} A_v(s) &= -g_m \left(r_{o1} // r_{o2} // \frac{1}{sC_L} \right) \\ &= \frac{-g_m(r_{o1} // r_{o2})}{1 + sC_L(r_{o1} // r_{o2})} \end{aligned}$$

$$GBW = |A_{v0}| \omega_p = g_m(r_{o1} // r_{o2}) \frac{1}{C_L(r_{o1} // r_{o2})} = \frac{g_m}{C_L}$$

增益带宽积与负载电阻无关

》》 增益带宽积：多极点电路



$$A_v(s) = \left[\frac{g_m(r_{ON}/r_{OP})}{1 + sC_L(r_{ON}/r_{OP})} \right]^2$$

首先求解-3dB频点（注：必须精确求解，不能用波特图近似）

$$|(1 + j\omega_{-3dB} C_L(r_{ON}/r_{OP}))^2| = \sqrt{2}$$
级联使-3dB带宽减小

$$\omega_{-3dB} = \sqrt{\sqrt{2} - 1} \frac{1}{C_L(r_{ON}/r_{OP})} = \sqrt{\sqrt{2} - 1} \omega_p \approx 0.64 \omega_p$$

然后，得出增益带宽积

级联可使增益带宽积增大

$$GBW = [g_m(r_{O1}/r_{O2})]^2 \frac{\sqrt{\sqrt{2} - 1}}{C_L(r_{O1}/r_{O2})} = \sqrt{\sqrt{2} - 1} \frac{g_m^2(r_{O1}/r_{O2})}{C_L}$$



作业

口手工计算

- 《拉扎维》第194页：习题 6.9(c)
- 《拉扎维》第195页：习题 6.10(b), 6.12(b)
- 第一版与第二版教材题号一致。

第十一章 CH7+ 噪声.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

7. 噪声 (基础简介)

王昭昊

©2020



内容提要

■ 基本概念

□ 噪声谱、定理、相关/非相关噪声源、信噪比

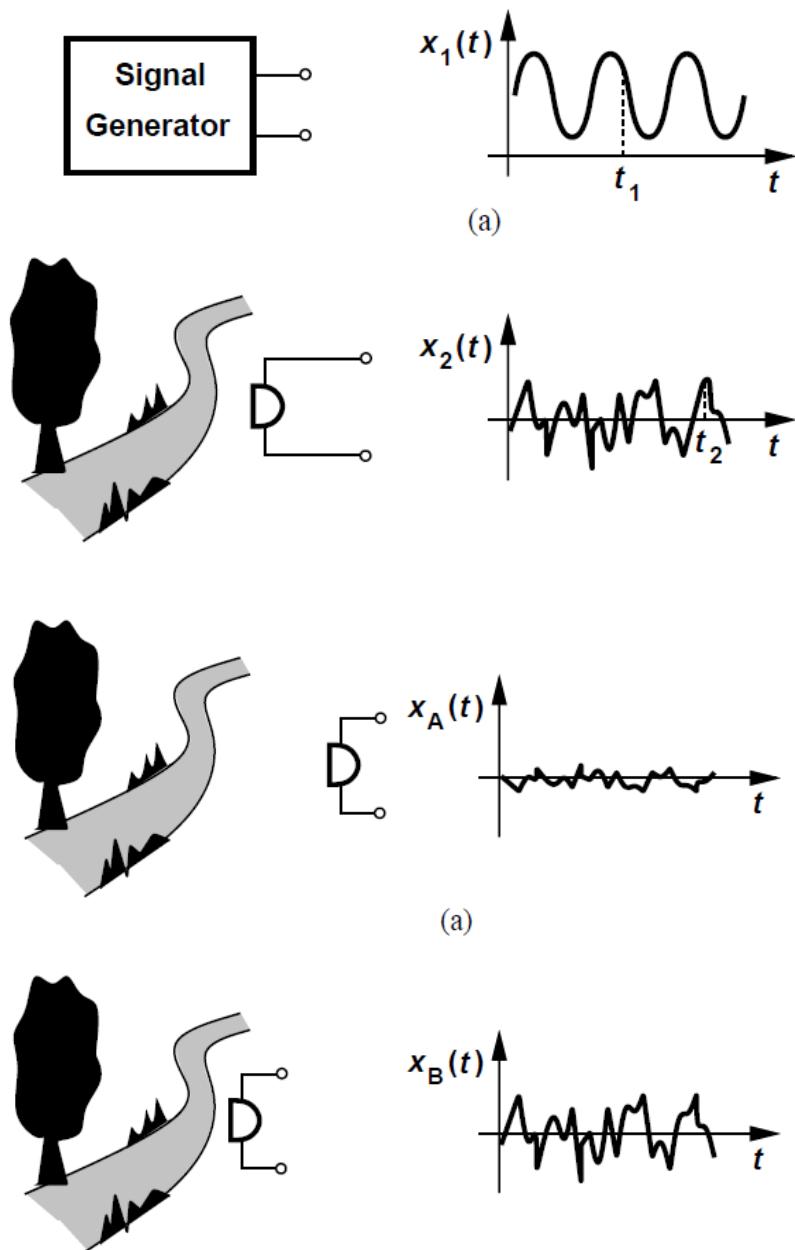
■ 电路中的噪声

□ 电阻热噪声、MOS管沟道噪声、MOS管栅极电阻
噪声、MOS管闪烁噪声

■ 输入参考噪声的求解

□ 概念、四种类型的输入参考噪声电学量
□ 共源级、共栅级、源随器

》》 噪声的统计特性



- 噪声是一个随机过程。
- 噪声在时域中的瞬时值是不可预测的。
- 所幸，噪声的**平均功率**是可以预测的。
- 允许我们用**统计模型**研究噪声。

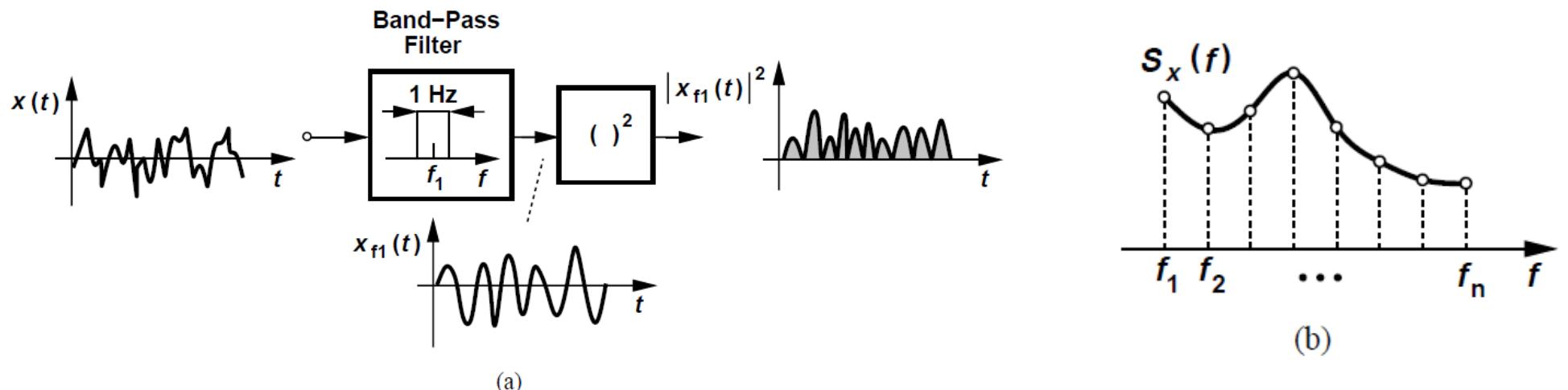
$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \frac{x^2(t)}{R_L} dt$$

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x^2(t) dt$$

简化计算后的定义

》》 噪声谱-I

- 频谱描述的是噪声的频率分布，也叫**功率谱密度 (PSD)**
—说明每个频率上信号的功率 **单位：瓦特每赫兹**
- 噪声波形 $x(t)$ 的功率谱密度 $S_X(f)$ 定义为：
 $x(t)$ 在**f附近**的1Hz带宽中携带的平均功率
- 图(a)为 $S_X(f_1)$ 的计算结果，中心频率为 f_1

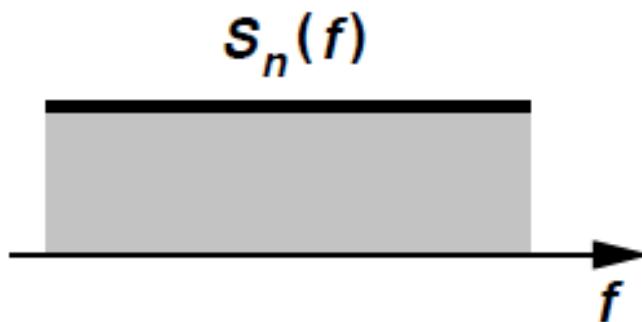


信号处理理论：功率谱密度
是自相关函数的傅里叶变换

不断改变中心频率，最终构
造出完整的功率谱密度

》》 噪声谱-II

- 与 P_{av} 一样, $S_X(f)$ 通常省略 R_L , 用 V^2/Hz 表示, 而不是 W/Hz 。
- 对 $S_X(f)$ 求平方根也很常见, 用 V/\sqrt{Hz} 表示结果。
- 常见的噪声频谱的类型是“白噪声” — 在所有频率的值相同。
- 严格地说, 白噪声并不存在, 因为噪声所携带的总功率不可能是无限的。
- 在一段频带内平坦的噪声频谱通常被称为白噪声。



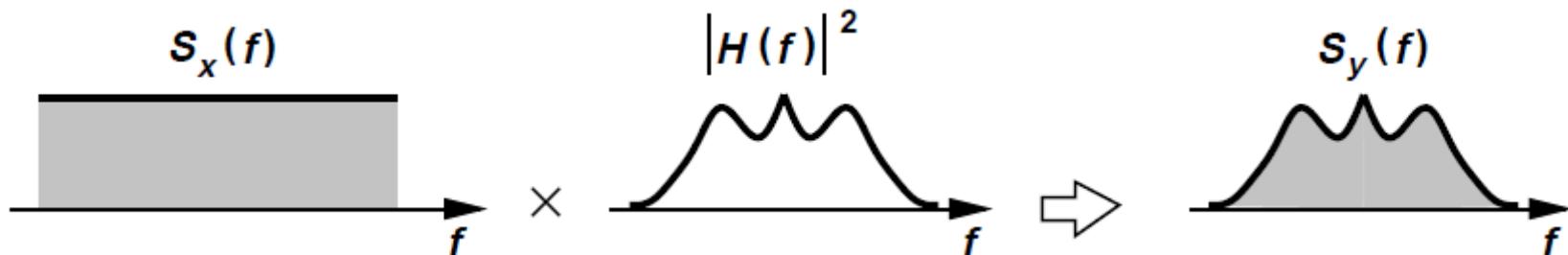
》》 定理

- 将具有噪声功率谱 $S_x(f)$ 的信号应用于具有传递函数 $H(s)$ 的线性时不变(LTI)系统，则输出噪声功率谱 $S_y(f)$ 为

$$S_y(f) = S_x(f)|H(f)|^2$$

式中 $H(f) = H(s = j2\pi f)$

- 噪声功率谱是由系统的传递函数“塑造”的(见下图)。



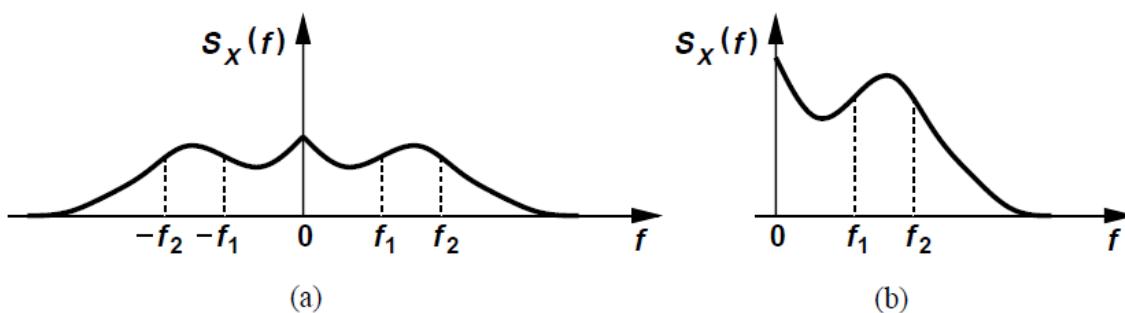
具体证明可参考《随机过程理论》、《信号与系统》。

》》 双边谱和单边谱

- 对于实 $x(t)$ ， $S_x(f)$ 是 f 的偶函数。
- 在频率范围 $[f_1, f_2]$ 内 $x(t)$ 携带的总功率等于

$$\begin{aligned} P_{f_1, f_2} &= \int_{-f_2}^{-f_1} S_x(f) df + \int_{+f_2}^{+f_1} S_x(f) df \\ &= \int_{+f_2}^{+f_1} 2S_x(f) df \end{aligned}$$

- 频谱的负频率部分围绕y轴折叠并重叠到正频率部分。
- 图(a)称为“双边”谱，图(b)称为“单边”谱。

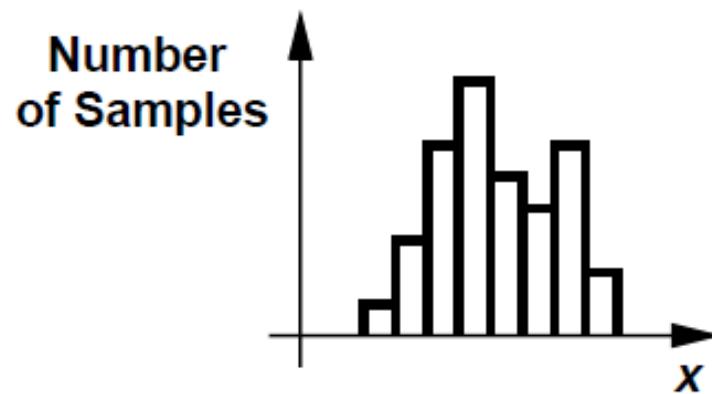
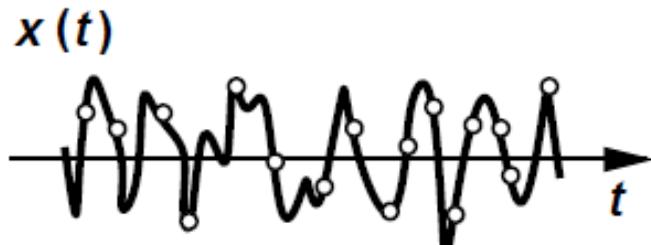


》》幅值分布

- 虽然噪声的瞬时值是不可预测的，但是通过足够长时间的观察噪声波形来构造幅值的“分布”是可能的。
- “分布”表示每个值出现的频率，也称为“概率密度函数”(PDF)， $x(t)$ 的分布定义为

$$p_X(x)dx = \text{probability of } \{x < X < x + dx\}$$

- 其中 X 是某一时刻 $x(t)$ 的测量值。





中心极限定理

- 中心极限定理指出，如果加入许多具有任意概率密度函数的独立随机过程，总和的概率密度函数近似于高斯分布。
- 许多自然现象呈现高斯统计，例如，由大量电子随机“走动”而产生的电阻噪声，每个电子都有独立的统计信息。
- 高斯概率密度函数的定义为：

$$p_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{-(x-m)^2}{2\sigma^2}$$

- σ 和 m 分别是分布的标准差和均值。
- 对于高斯分布， σ 等于噪声的均方根值。

》》 相关噪声源和非相关噪声源-I

- 叠加原理适用于确定的电压和电流，但不适用于随机噪声信号。
- 平均噪声功率更有意义。
- 考虑两种噪声波形 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的和，然后取它们的平均功率。

$$\begin{aligned} P_{av} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} [x_1(t) + x_2(t)]^2 dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x_1^2(t) dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x_2^2(t) dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} 2x_1(t)x_2(t)dt \\ &= P_{av1} + P_{av2} + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} 2x_1(t)x_2(t)dt \end{aligned}$$

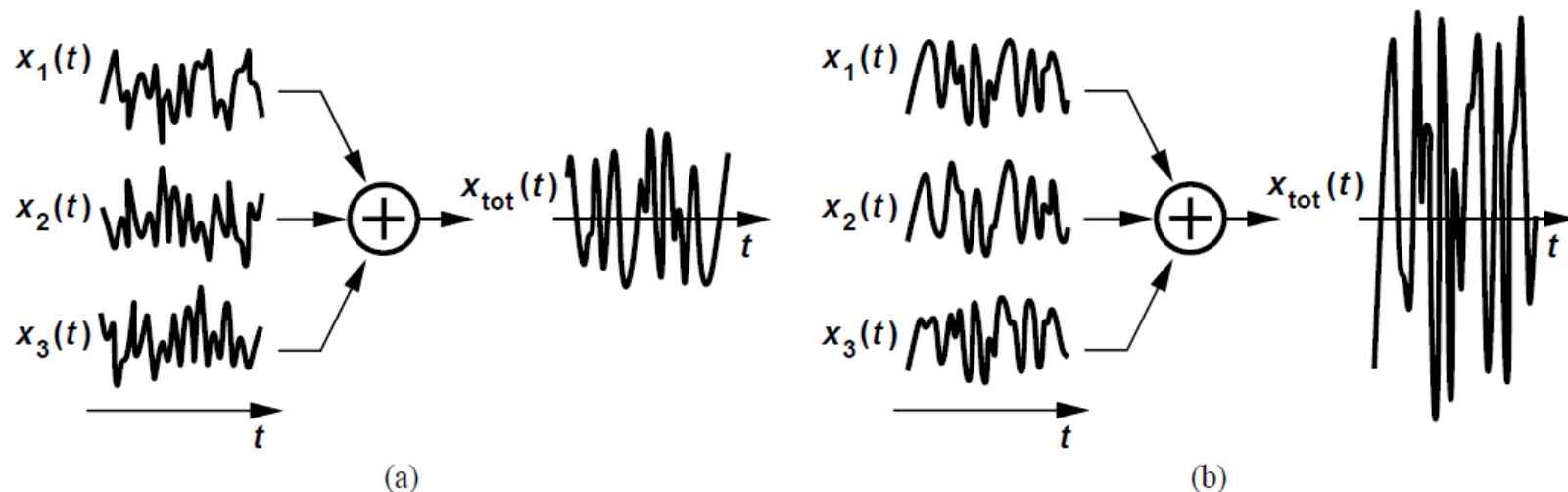
- P_{av1} 和 P_{av2} 分别表示 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的平均功率。
- 第三项是 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 之间的“相关性”。

》》 相关噪声源和非相关噪声源-II

- 相关积分表明了两种波形的“相似性”。
- 独立器件产生的噪声波形是不相关的，积分为零。

$$P_{av} = P_{av1} + P_{av2}$$

- 叠加是针对非相关噪声源的功率而言。
- 相关噪声源总功率(b)高于不相关噪声源(a)。



更多解释可参考《随机过程理论》。

》》信噪比-I

- 信噪比(SNR)定义为

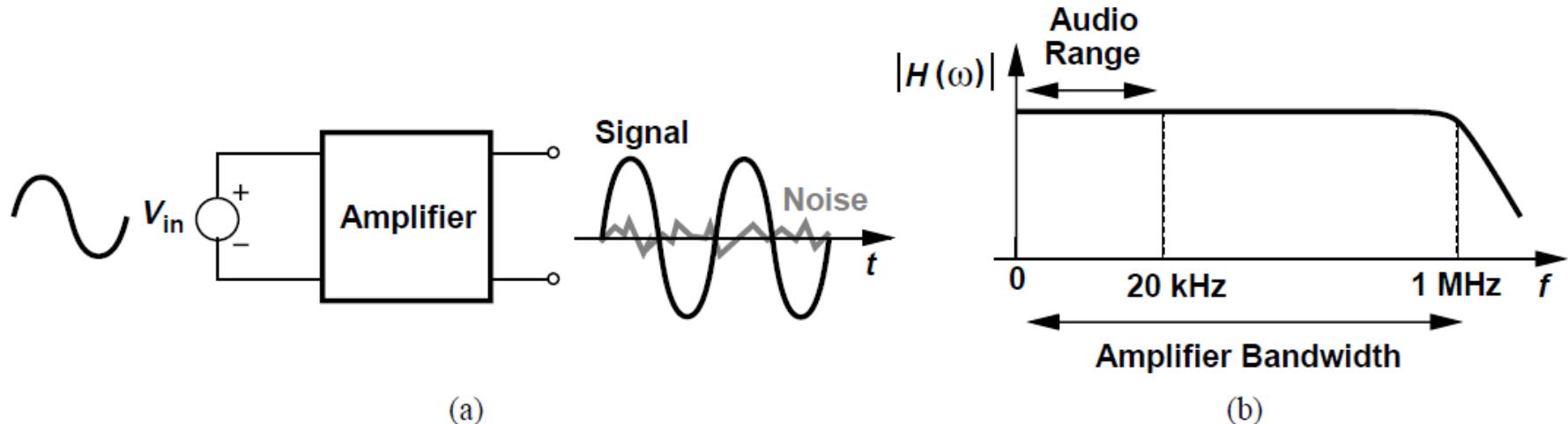
$$SNR = \frac{P_{sig}}{P_{noise}}$$

- 被噪声干扰的信号，信噪比要足够高才能被解答。
 - 音频信号需要20分贝的最小信噪比。
- 对于振幅为 A 的正弦信号， $P_{sig} = A^2/2$ 。
- 噪声所携带的总平均功率等于其频谱下的面积

$$P_{noise} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{noise}(f) df$$

- 如果 S_{noise} 的频率范围很宽，那么 P_{noise} 就会很大。

》》信噪比-II



- 上面放大器(a)在感应音频信号时提供1 MHz的带宽(b).
- 信号被1 MHz带宽内的所有噪声成分破坏。
 - 信噪比可能低得令人无法接受。
- 电路的带宽必须限制在最小可接受值，以使总集成噪声功率最小化。
 - 在放大器内部或由一个串联低通滤波器。



噪声分析步骤 (求解噪声功率)

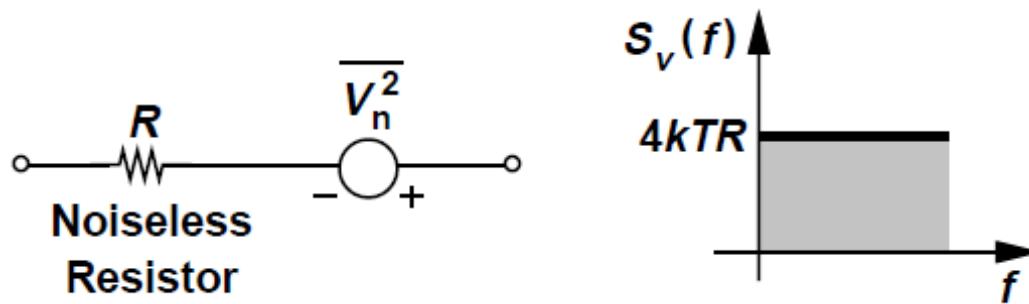
- 四个步骤：
 - 找出噪声的来源，并记录它们的频谱；
 - 找出每个噪声源到输出端的传递函数；
 - 利用定理 $S_Y(f) = S_x(f)|H(f)|^2$ 计算各噪声源贡献的输出噪声频谱；
 - 对所有输出频谱求和；
- 对输出噪声频谱从负无穷到正无穷进行积分，得到总输出噪声功率。

》》 电阻热噪声模型

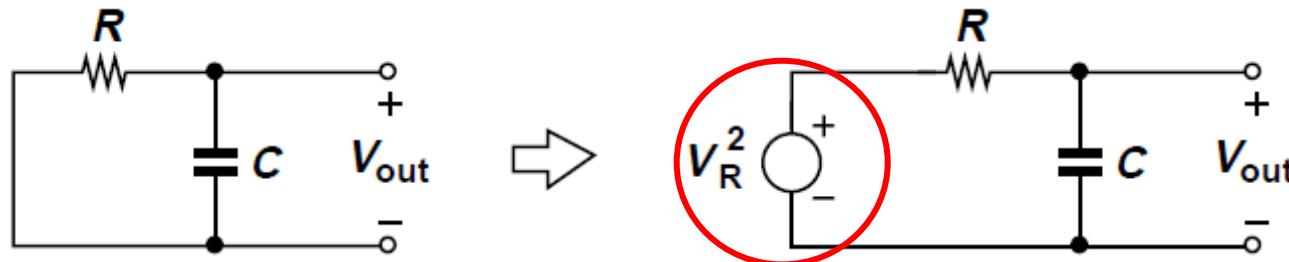
- 即使平均电流为零，导体中电子的随机运动也会引起所测电压的波动。
- 电阻R的热噪声可以用单边谱密度的串联电压源来模拟

$$S_v(f) = 4kTR, \quad f \geq 0$$

- 这里， $k = 1.38 \times 10^{-23} J/k$ 是玻尔兹曼常数。
- $S_v(f)$ 用 V^2/Hz 表示，也可以写作 $\overline{V_n^2} = 4kTR$ 。
- 50Ω电阻在 $T = 300K$ 的热噪声是 $8.28 \times 10^{-19} V^2/Hz$, 或 $0.91nV/\sqrt{Hz}$ 。
- $S_v(f)$ 直到100THz都是平坦的，对我们的研究来说是“白噪声”。



》》 电阻热噪声：例题-1



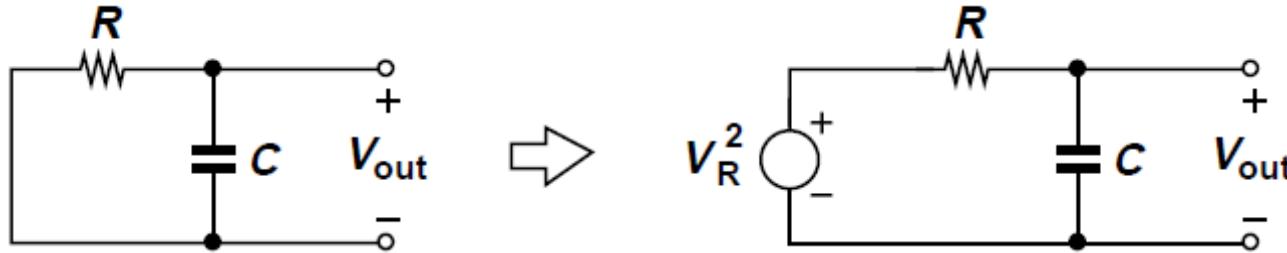
- 求 V_{out} 中的噪声频谱和总噪声功率。
注意：在噪声分析中，这些电源都具有频域的含义
- R 的噪声谱为 $S_v(f) = 4kTR$
- 由一个串联的电压源 V_R 表示噪声，传递函数从 V_R 到 V_{out} 是

$$\frac{V_{out}}{V_R}(s) = \frac{1}{RCs + 1}$$

- 利用定理，输出 $S_{out}(f)$ 处的噪声谱为 ✓ 由低通特性决定

$$S_{out}(f) = S_v(f) \left| \frac{V_{out}}{V_R}(j\omega) \right|^2 = 4kTR \frac{1}{4\pi^2 R^2 C^2 f^2 + 1}$$

》》 电阻热噪声：例题-II



- 输出处总噪声功率为

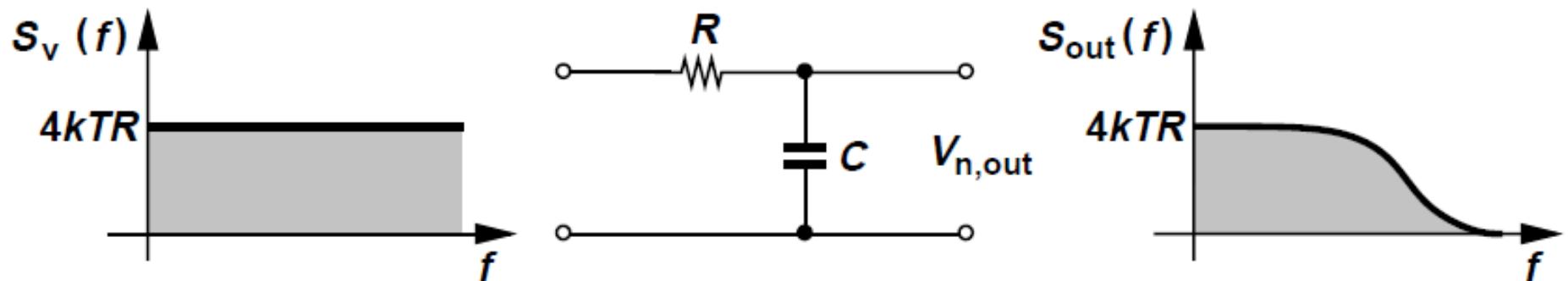
$$P_{n,out} = \int_0^\infty \frac{4kTR}{4\pi^2 R^2 C^2 f^2 + 1} df$$

- 进行积分

$$\begin{aligned} P_{n,out} &= \frac{2kT}{\pi C} \tan^{-1} u \Big|_{u=0}^{u=\infty} \\ &= kT/C \end{aligned}$$

- $P_{n,out}$ 的单位为 V^2/Hz , $\sqrt{kT/C}$ 可视为输出处测量的总均方根电压。

》》 电阻热噪声：例题-III

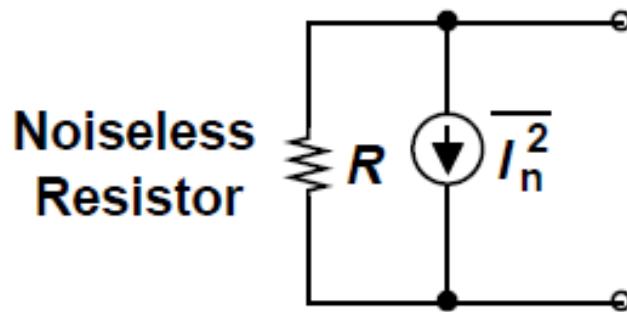


$$P_{n,out} = \int_0^{\infty} \frac{4kTR}{4\pi^2 R^2 C^2 f^2 + 1} df = kT/C$$

- 输出的总噪声 ($S_{out}(f)$ 下的面积) 与电阻 R 无关。
- R 越大， 噪声增加， 但带宽减小， 积分值不变。
- kT/C 噪声只能通过增加 C 来降低 (如果 T 是固定的)， 即， 减小带宽。

》》 电阻热噪声的电流源模型

- 电阻的热噪声也可以用并联电流源来表示

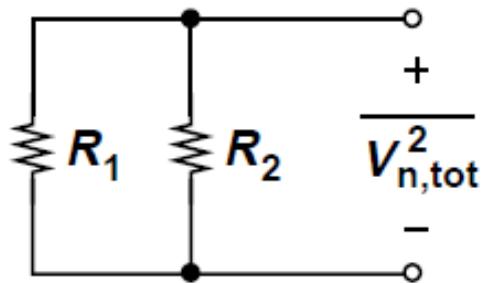


- 该表示法等价于串联电压源表示法

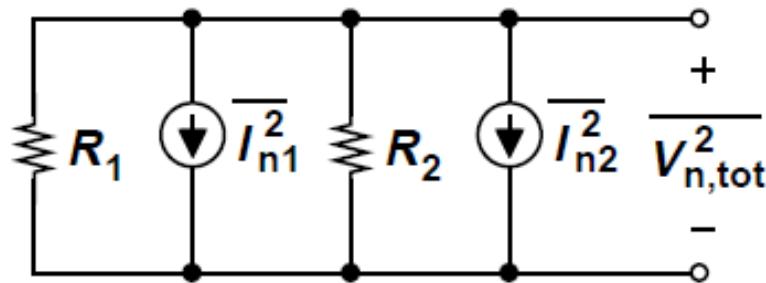
$$\overline{I_n^2} = 4kT/R$$

- $\overline{I_n^2}$ 用 A^2/Hz 表示
- 根据电路拓扑结构，一种模型可能比另一种模型计算更简单。

》》 电阻热噪声：例题-IV



(a)



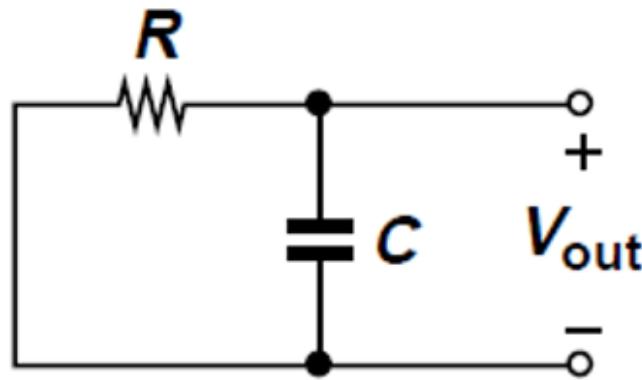
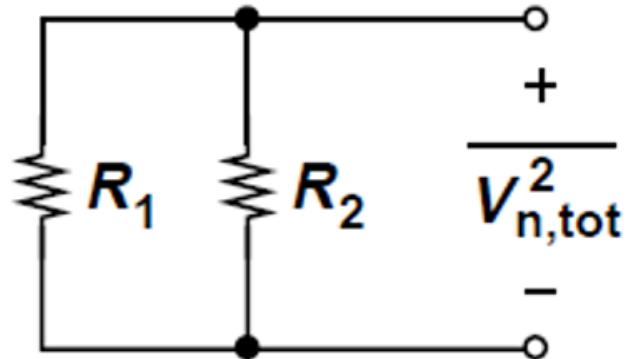
(b)

- 求出两个并联电阻 R_1 和 R_2 的等效噪声电压。
- 由于这两个噪声源是不相关的，我们可以把功率相加

$$\begin{aligned}\overline{I_{n,tot}^2} &= \overline{I_{n1}^2} + \overline{I_{n2}^2} \\ &= 4kT\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\end{aligned}$$

- 等效噪声电压为 $\overline{V_{n,tot}^2} = \overline{I_{n,tot}^2}(R_1||R_2)^2 = 4kT(R_1||R_2)$

》》 电阻热噪声：例题-V



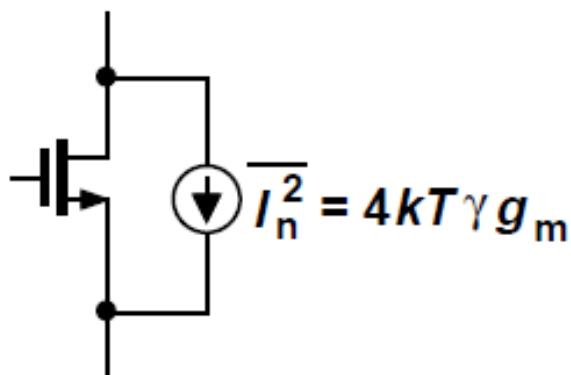
1. 用噪声电流源模型重做右图。
2. 用噪声电压源模型重做左图。

MOS管热噪声：沟道噪声

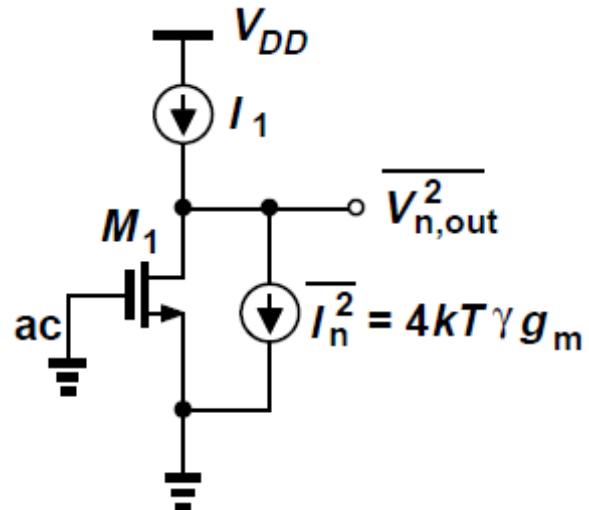
- MOS晶体管热噪声，主要是沟道噪声。
- 对于饱和工作的长沟道MOS器件，沟道噪声可以通过一个连接在漏极和源极之间的电流源来建模,该电流源谱密度为

$$\overline{I_n^2} = 4kT\gamma g_m$$

- 系数 γ (不是体效应因子！)对于长沟道晶体管是2/3，而对于亚微米MOS管更高。



MOS管热噪声：示例



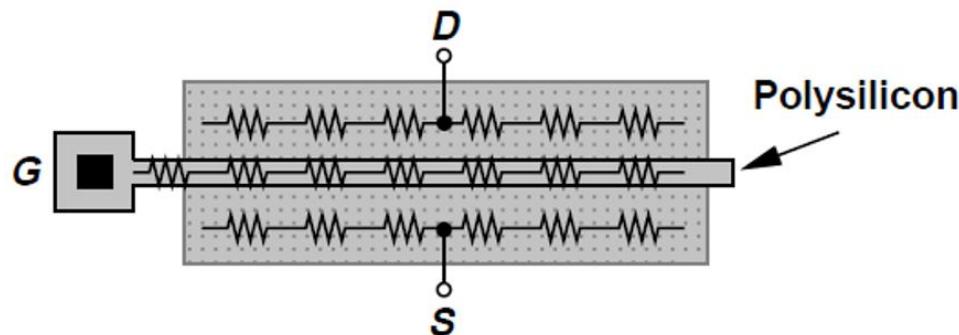
- 晶体管输出噪声电压谱为

$$S_{out}(f) = S_{in}(f)|H(f)|^2$$

$$\overline{V_n^2} = \overline{I_n^2 r_O^2} = (4kT\gamma g_m)r_O^2$$

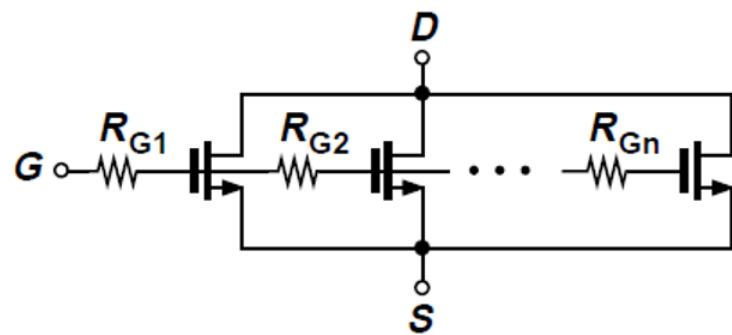
- 如果跨导降低，MOS晶体管的噪声电流就会减小。
- 在电路输出端测量的噪声与输入端的位置无关，因为在计算噪声时输入被设为零。
- 输出电阻 r_O 不产生噪声，因为它不是一个实际的电阻。

MOS管热噪声：栅极电阻噪声-I



MOS管的**欧姆部分**具有有限的电阻率和热噪声。

对于宽晶体管，源极和漏极电阻可忽略不计，而**栅极分布电阻**较为显著。



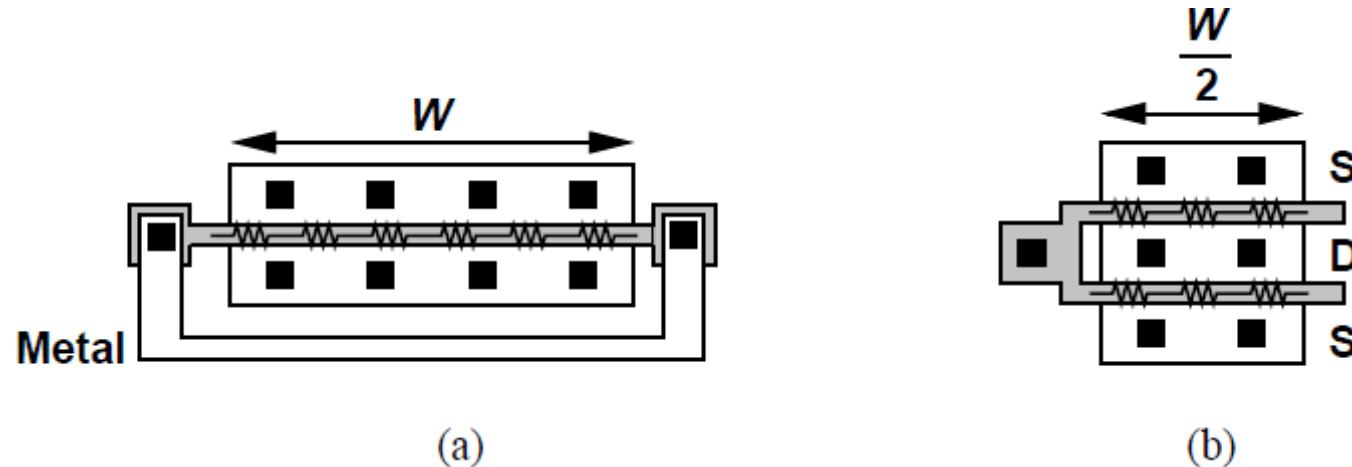
$$R_{G1} + R_{G2} + \dots + R_{Gn} = R_G$$

靠近左端的单元晶体管只看到一小部分 R_G 的噪声，而靠近右端的单元晶体管则看到大部分 R_G 的噪声。

由此可以证明 $R_1 = R_G/3$ ，栅极电阻产生的噪声为

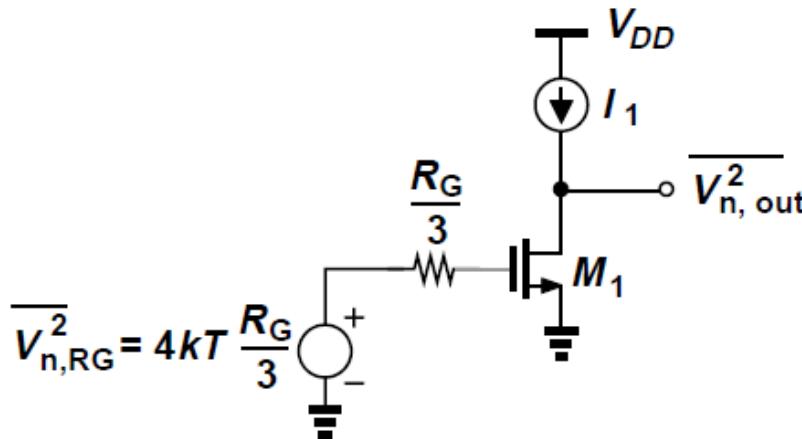
$$\overline{V_{nR_G}^2} = 4kTR_G/3$$

MOS管热噪声：栅极电阻噪声-II



- 适当的布局可以减少 R_G 的影响。
- 在图(a)中，栅极的两端被一条金属线缩短，分布电阻从 R_G 减小到 $R_G/4$ 。
- 或者，晶体管可以如图(b)所示折叠，使每个栅极“finger”的电阻为 $R_G/2$ ，从而使组合晶体管的分布电阻为 $R_G/4$ ，集总电阻为 $R_G/12$ 。

MOS管热噪声：栅极电阻噪声-III



- 若栅极分布电阻为 R_G ，则由 R_G 产生的输出噪声电压为

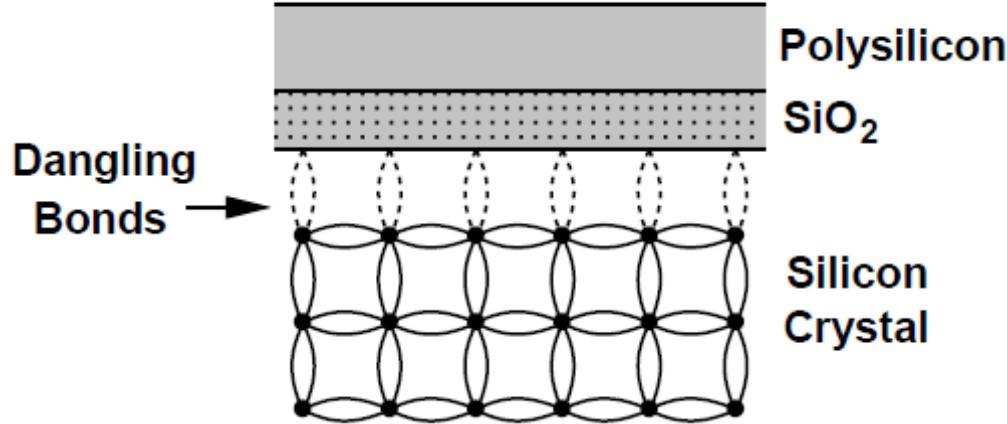
$$\overline{V_{n,out}^2} = 4kT \frac{R_G}{3} (g_m r_o)^2$$

- 为了使栅极电阻噪声可以忽略不计，我们必须保证

$$4kT \frac{R_G}{3} (g_m r_o)^2 \ll (4kT\gamma g_m) r_o^2 \Rightarrow \frac{R_G}{3} \ll \frac{\gamma}{g_m}$$

这个条件通常能够保证

》》 MOS管闪烁噪声-I

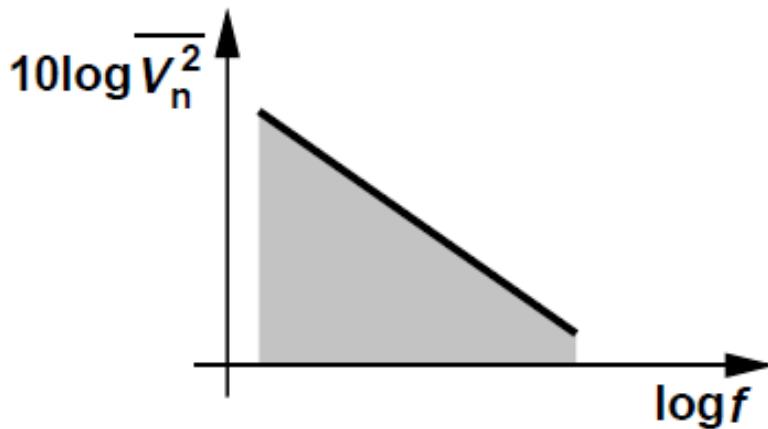


- 在栅极氧化物和硅衬底之间的界面上，出现许多“悬空”键，产生额外的能量态。
- 在界面上移动的载流子被随机捕获，随后被这种能量态释放，在漏电流中引入“闪烁”噪声。
- 被模拟成与栅极串联的电压源，在饱和区大致为

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f}$$

- K 是一个与工艺相关的常数，其数量级为 $10^{-25} V^2 F$

》》 MOS管闪烁噪声-II

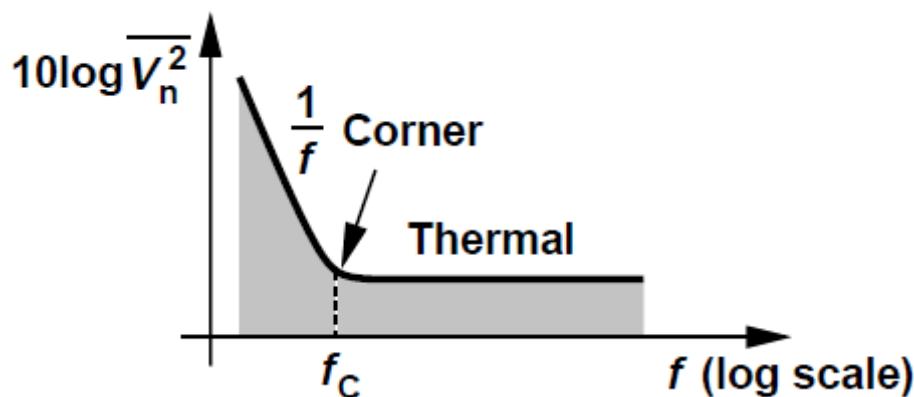


$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f}$$

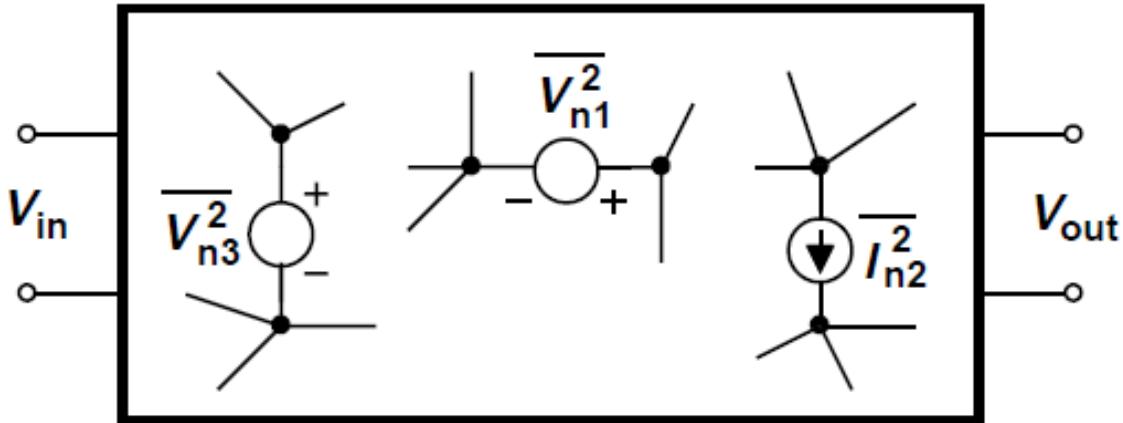
- 噪声谱密度与频率成反比。
 - 捕获和释放现象多发生在低频。
- 闪烁噪声也称为 “ $1/f$ ”噪声
- 为了降低 $1/f$ 噪声，必须增加器件面积。
- 一般来说，PMOS器件比NMOS晶体管的 $1/f$ 噪声小。
 - 在离氧化硅界面一定距离的“埋沟”中有空穴。

》》 MOS管闪烁噪声-III

- 在低频，闪烁噪声功率接近无穷大。
- 在非常慢的速度下，闪烁噪声与热漂移或设备老化难以区分
—在信号最低频率以下的噪声分量不会对其产生显著的破坏。
- 热噪声与闪烁噪声谱密度的交点称为“转角频率” f_C 。

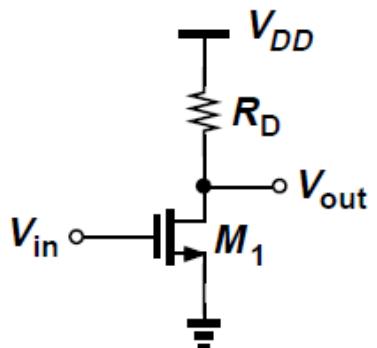


》》 电路中的噪声表示

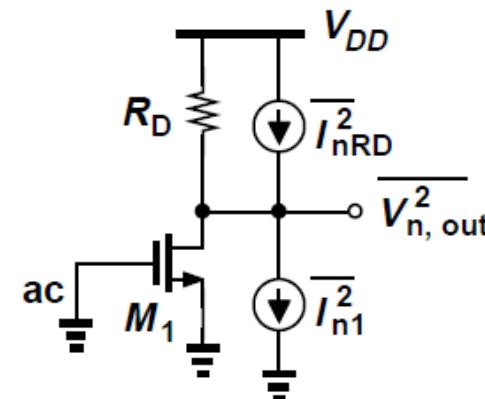


- 为了计算出输出噪声，**将输入设为零**，并根据电路中所有的噪声源计算出输出的总噪声。
- 这就是在实验室和模拟中测量噪声的方法。

》》 电路中的噪声表示：示例



(a)



(b)

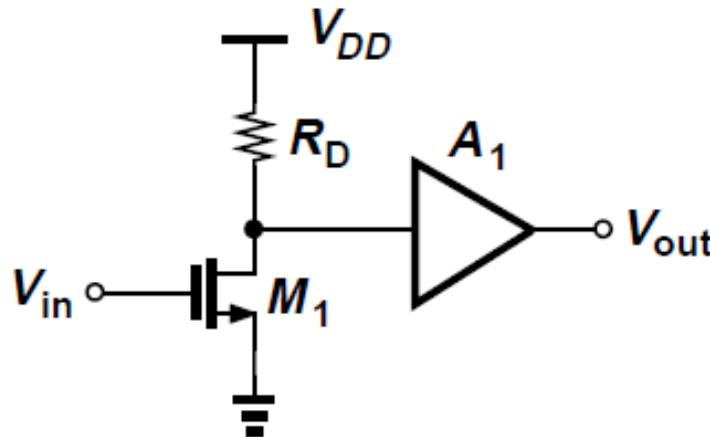
- 求：共源级总输出噪声电压。
- 按照前述的噪声分析流程。
- 将 M_1 的热噪声和闪烁噪声以及 R_D 的热噪声等效为电流源(b)

$$\overline{I_{n1,th}^2} = 4kT\gamma g_m \quad \overline{I_{n1,1/f}^2} = Kg_m^2/(C_{ox}WLf) \quad \overline{I_{n,RD}^2} = 4kT/R_D$$

- 每单位带宽输出噪声电压，作为功率量相加

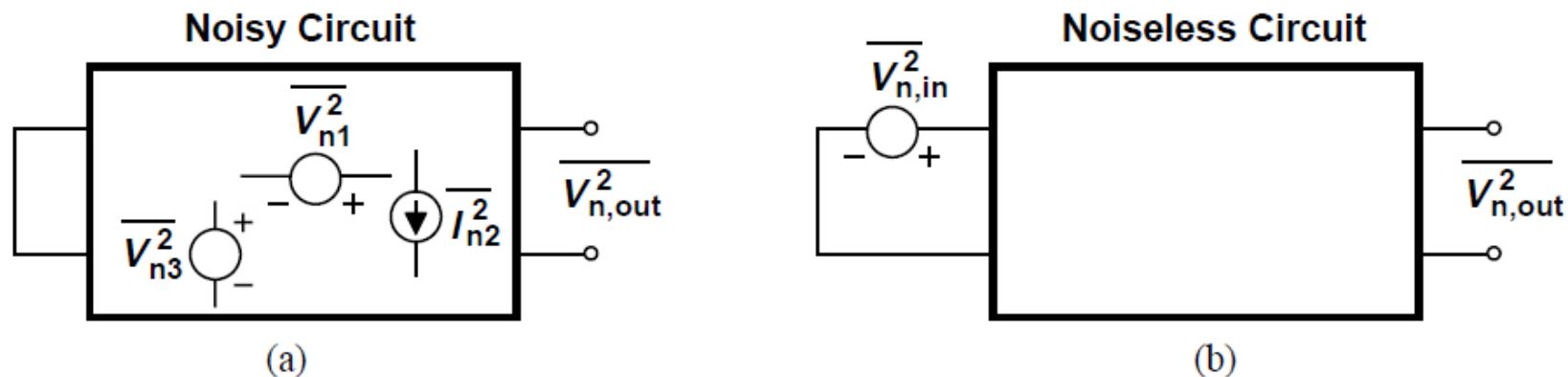
$$\overline{V_{n,out}^2} = (4kT\gamma g_m + \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f} \cdot g_m^2 + \frac{4kT}{R_D}) R_D^2$$

》》 输入参考噪声 (本章重点)



- 输出噪声大，电路性能就差？
- 不是，有可能是因为增益本身就大。
- 上图，有一个带电压增益 A_1 的无噪声放大器，总的输出噪声功率与 A_1^2 成正比，随着增益 A_1 的增加，输出噪声功率的绝对值变大，但是输出信号电平也增加，信噪比不一定变差。
- 公平比较：输出噪声应该“归一化”——输入参考噪声。

》》 输入参考噪声 (本章重点)

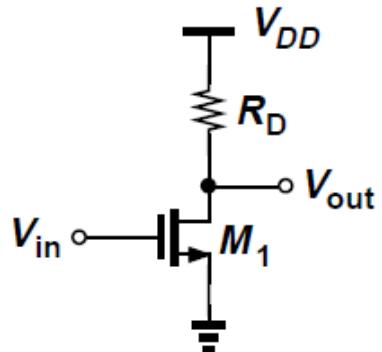


- 输入参考噪声：电路中所有噪声源在输入点处的作用，使得图(b)中的输出噪声等于图(a)中的输出噪声。
- 如果电压增益为 A_v ，则必有

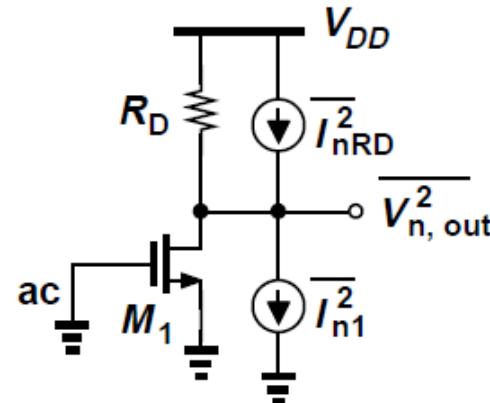
$$\overline{V_{n,out}^2} = A_v^2 \overline{V_{n,in}^2}$$

- 因此，输入参考噪声电压的解法：输出噪声除以增益的平方。

》》 输入参考噪声：例题



(a)



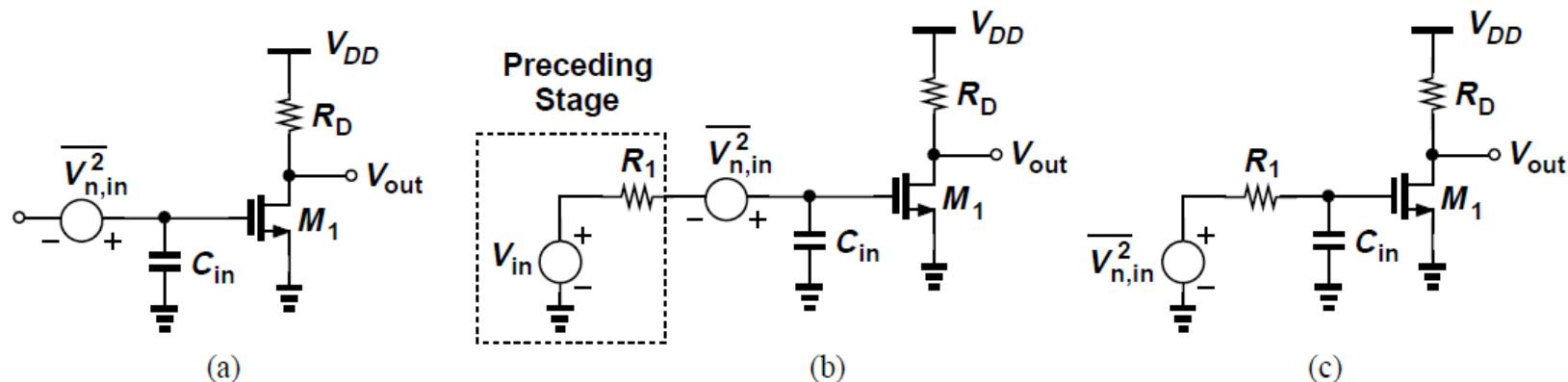
(b)

- 对于简单的共源级 (前述例题), 输入参考噪声电压为

$$\begin{aligned}
 \overline{V_{n,in}^2} &= \frac{\overline{V_{n,out}^2}}{A_v^2} \\
 &= (4kT\gamma g_m + \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f} \cdot g_m^2 + \frac{4kT}{R_D}) R_D^2 \frac{1}{g_m^2 R_D^2} \\
 &= 4kT \frac{\gamma}{g_m} + \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f} + \frac{4kT}{g_m^2 R_D}
 \end{aligned}$$

》》 输入参考噪声电压与电流-I

- 考虑有限的输入阻抗，则与输入串联的单一噪声电压源不能构成严谨、完善的等效模型。



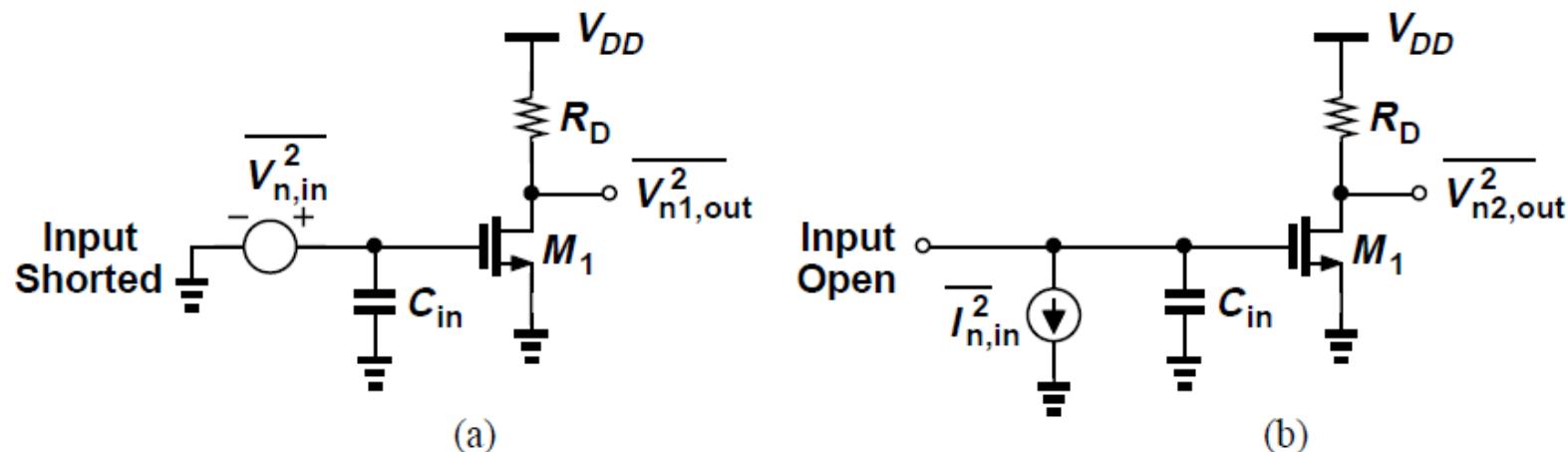
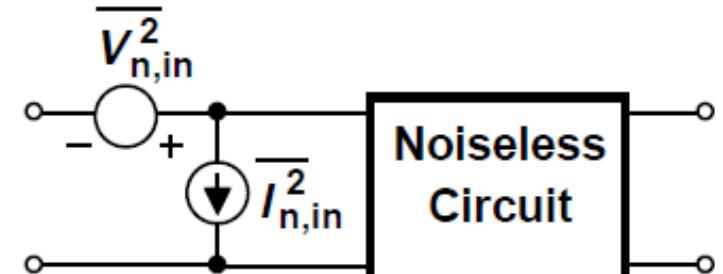
- 如果将前一级放大器用输出阻抗为 R_1 的戴维南等效电路，则分压产生的输出噪声为

$$\overline{V_{n,out}^2} = \overline{V_{n,in}^2} \left| \frac{1}{R_1 C_{in} j\omega + 1} \right|^2 (g_m R_D)^2 = \frac{4kT\gamma g_m R_D^2}{R_1^2 C_{in}^2 \omega^2 + 1}$$

- 这一结果不正确，因为 M_1 的输出噪声不会随着 R_1 的增大而减少，应与 R_1 无关。

》》 输入参考噪声电压与电流-II

- 解决方法：引入一个并联的电流源。
- 可以证明： $\overline{V_{n,in}^2}$ 和 $\overline{I_{n,in}^2}$ 可表示任意线性二端口电路的噪声。

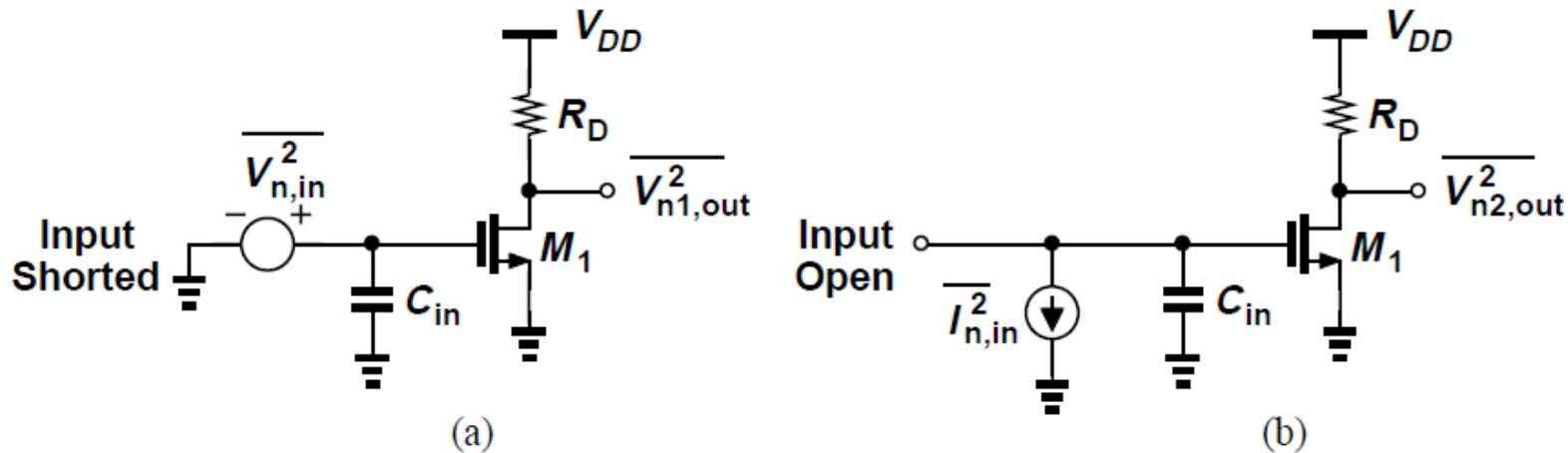


- 图(a)，将输入短路，计算输入参考噪声电压（忽略1/f噪声）

$$\overline{V_{n,in}^2} = 4kT \frac{\gamma}{g_m} + \frac{4kT}{g_m^2 R_D}$$

- 图(b)，将输入开路，计算输入参考噪声电流 $\overline{I_{n,in}^2}$

》》 输入参考噪声电压与电流-III



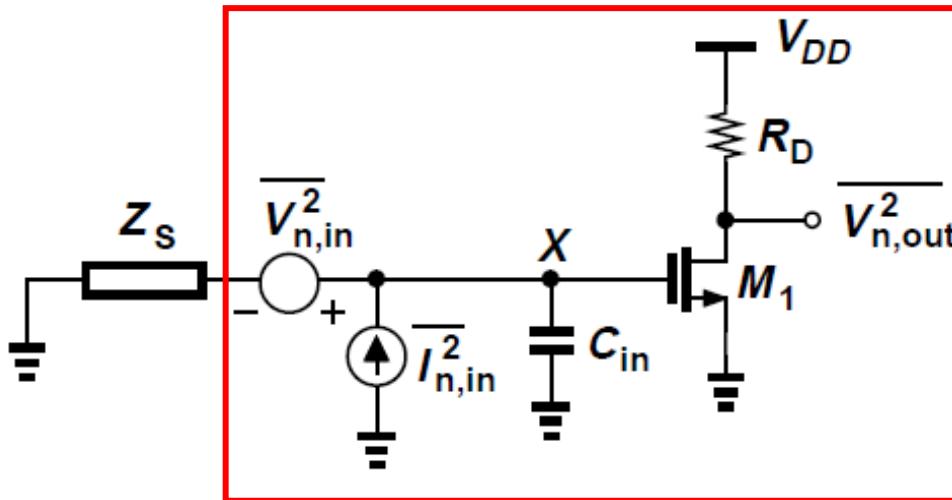
- 噪声电流通过 C_{in} ，在输出端产生噪声电压

$$\overline{V_{n2,out}^2} = \overline{I_{n,in}^2} \left(\frac{1}{C_{in}\omega} \right)^2 g_m^2 R_D^2$$

- 这个值必须等于 $\overline{V_{n2,out}^2} = (4kT\gamma g_m + \frac{4kT}{R_D})R_D^2$

- 因此， $\overline{I_{n,in}^2} = (C_{in}\omega)^2 \frac{4kT}{g_m^2} (\gamma g_m + \frac{1}{R_D})$

》》 输入参考噪声电压与电流-IV



- 如此，上图框中部分是描述噪声的完善模型。
- 可以证明，即使前一级接一个源阻抗 Z_s ，上图所计算出的输出噪声电压是正确的，与 Z_s 无关，仍旧为

$$\overline{V_{n2,out}^2} = \left(4kT\gamma g_m + \frac{4kT}{R_D}\right) R_D^2$$

- 在求解过程中发现，当输入阻抗很小时，输入参考噪声电流 $I_{n,in}$ 的作用才比较重要（后续讲单级放大器时会用）。

» 输入参考噪声电学量：求解方法

□ 计算输入参考噪声电压

- 将输入端短路
- 求解**输出开路噪声电压**
- 输出噪声电压 / (电压增益的平方)

□ 计算输入参考噪声电压

- 将输入端短路
- 求解**输出短路噪声电流**
- 输出噪声电流 / (跨导的平方)

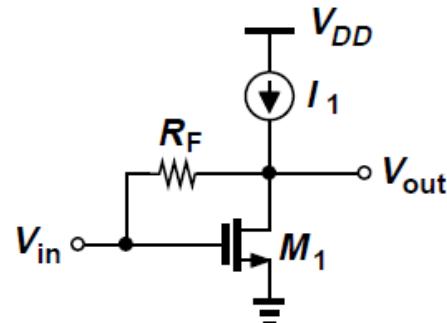
□ 计算输入参考噪声电流

- 将输入端开路
- 求解**输出开路噪声电压**
- 输出噪声电压 / (跨阻的平方)

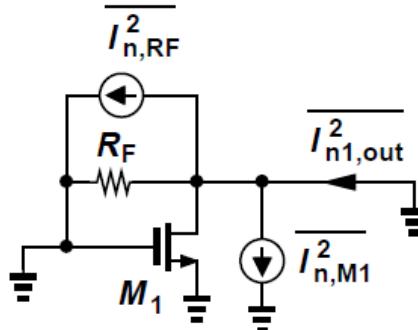
□ 计算输入参考噪声电流

- 将输入端开路
- 求解**输出短路噪声电流**
- 输出噪声电流 / (电流增益的平方)

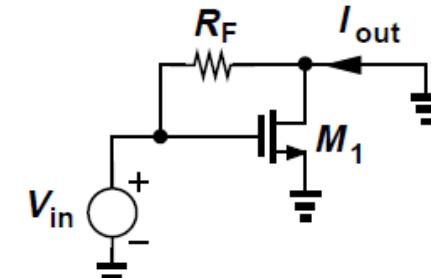
》》 输入参考噪声的计算：例题-I



(a)



(b)



(c)

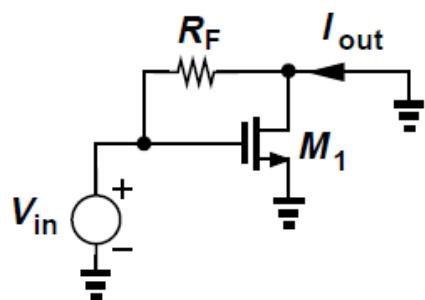
- 求: 输入参考噪声电压和电流。假设 I_1 无噪声, $\lambda = 0$
- 将输入端短路, 求解输出噪声电流, 如图(b)所示,

$$\overline{I_{n1,out}^2} = \frac{4kT}{R_F} + 4kT\gamma g_m$$

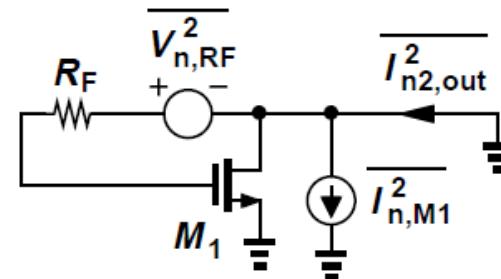
- 计算总跨导, 如图(c)所示, $G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = g_m - \frac{1}{R_F}$

• 输入参考噪声电压: $\overline{V_{n,in}^2} = \frac{\frac{4kT}{R_F} + 4kT\gamma g_m}{(g_m - \frac{1}{R_F})^2}$

》》 输入参考噪声的计算：例题-II



(c)



(d)

- 将输入端开路，求解输出噪声电流，如图(d)所示

$$\overline{I_{n2,out}^2} = 4kTR_F g_m^2 + 4kT\gamma g_m$$

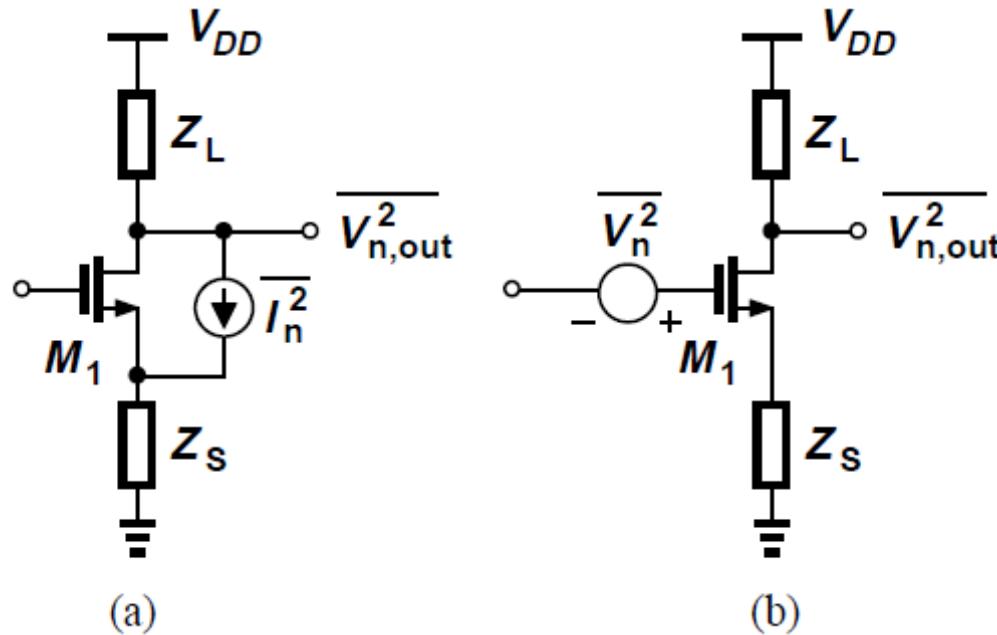
- 计算电流增益，将图(c)的电压源换为电流源

$$I_{out} = g_m R_F I_{in} - I_{in} \Rightarrow A_i = (g_m R_F - 1)$$

- 输入参考噪声电流： $\overline{I_{n,in}^2} = \frac{4kTR_F g_m^2 + 4kT\gamma g_m}{(g_m R_F - 1)^2}$

尝试用另两种方法求解？

》》 辅助定理



- 如果 $\bar{V}_n^2 = \bar{I}_n^2 / g_m^2$ 并且电路是由有限阻抗驱动的，图(a)和(b)中的电路在低频时是等效的。
- 该噪声源可以由漏源电流转换为任意 Z_s 的栅极串联电压。

》》 共源级的噪声

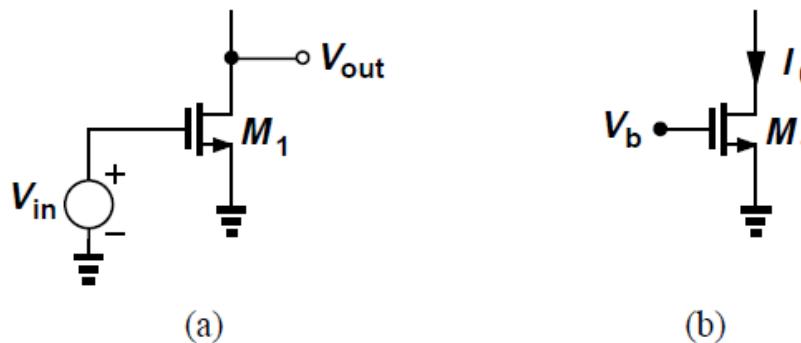
- 在前述例子中，简单共源级的输入参考噪声电压为

$$\overline{V_{n,in}^2} = 4kT \left(\frac{\gamma}{g_m} + \frac{1}{g_m^2 R_D} \right) + \frac{K}{C_{ox}WL} \frac{1}{f}$$

- 根据辅助定理

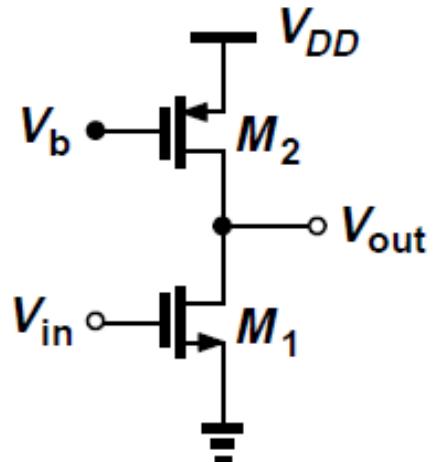
$$\frac{\overline{I_n^2}}{g_m^2} = \frac{4kT\gamma g_m}{g_m^2} = \frac{4kT\gamma}{g_m} = \overline{V_n^2}$$

- M1的热噪声电流可表示成一个和栅极串联的电压，成为输入参考噪声电压的一部分。

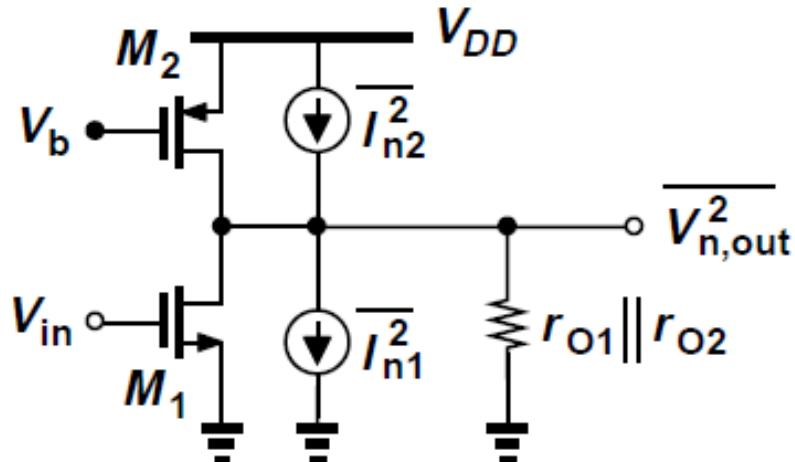


- 为了降低输入参考噪声电压，必须使跨导达到最大(a)。
- 而如果作为电流源运行则跨导必须最小化(b)，需要折中。

》》 共源级的噪声：电流源作负载-I



(a)

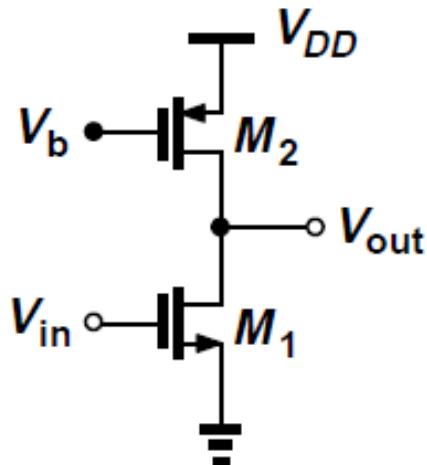


(b)

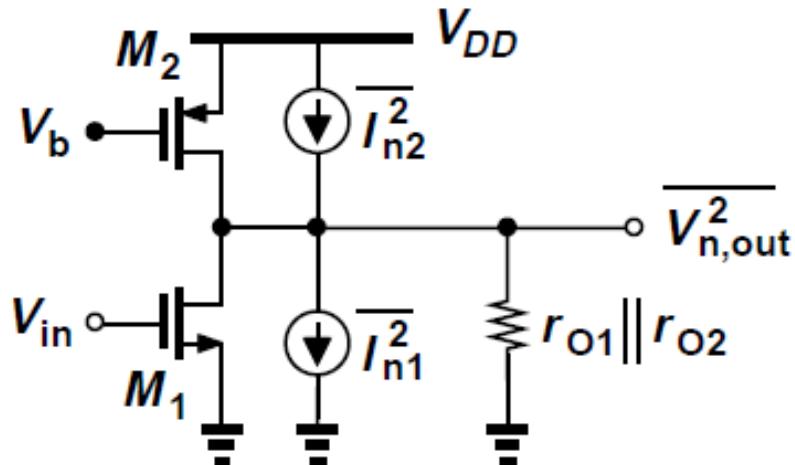
- 求：输入参考热噪声、当驱动负载电容 C_L 时的总输出热噪声。
- 用电流源表示 M_1 和 M_2 的热噪声，并且它们非相关

$$\overline{V_{n,out}^2} = 4kT(\gamma g_{m1} + \gamma g_{m2})(r_{o1} \parallel r_{o2})^2$$

》》 共源级的噪声：电流源作负载-II



(a)



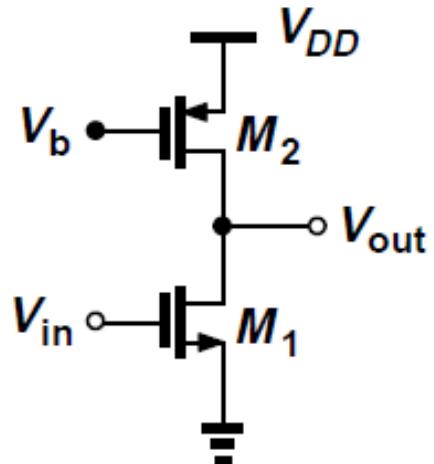
(b)

- 由于电压增益等于 $g_{m1}(r_{O1} \parallel r_{O2})$ ，所以 M_1 棚极的输入参考噪声电压为

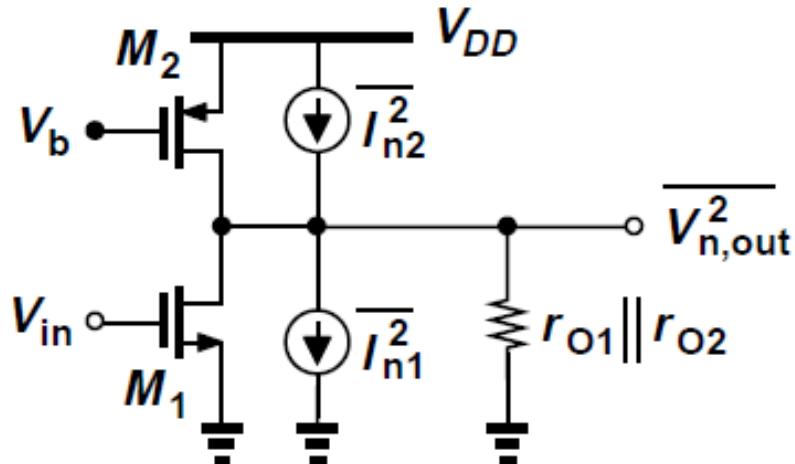
$$\begin{aligned}\overline{V_{n,in}^2} &= 4kT(\gamma g_{m1} + \gamma g_{m2}) \frac{1}{g_{m1}^2} \\ &= 4kT\gamma \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{g_{m2}}{g_{m1}^2} \right)\end{aligned}$$

- 因此， g_{m1} 应最大化， g_{m2} 应最小化。

》》 共源级的噪声：电流源作负载-III



(a)



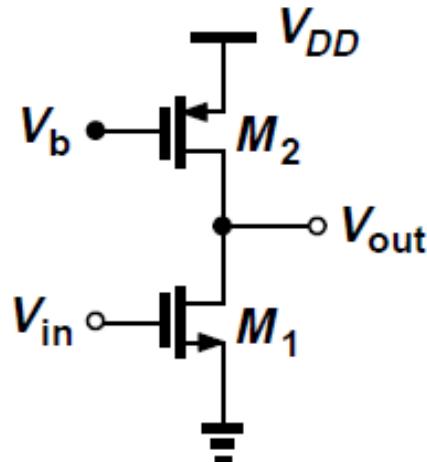
(b)

- 当驱动负载电容 C_L 时，总输出噪声为

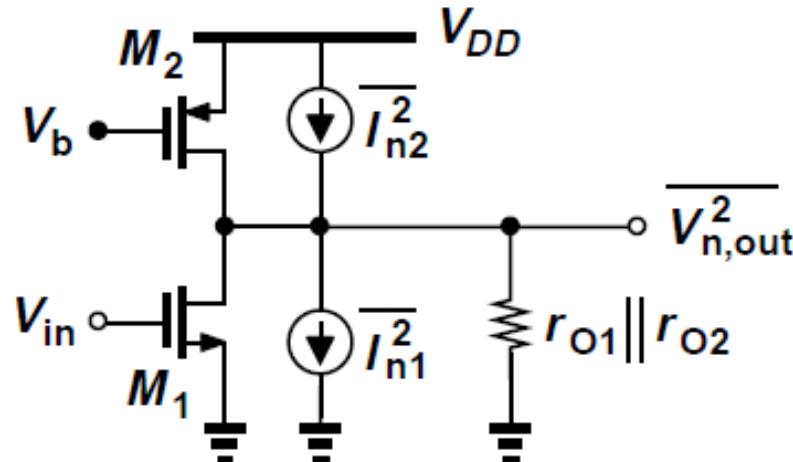
$$\overline{V_{n,out,tot}^2} = \int_0^\infty 4kT\gamma (g_{m1} + g_{m2})(r_{o1}||r_{o2})^2 \frac{df}{1 + (r_{o1}||r_{o2})^2 C_L^2 (2\pi f)^2}$$

$$\overline{V_{n,out,tot}^2} = \gamma(g_{m1} + g_{m2})(r_{o1}||r_{o2}) \frac{kT}{C_L}$$

》》 共源级的噪声：电流源作负载-IV



(a)



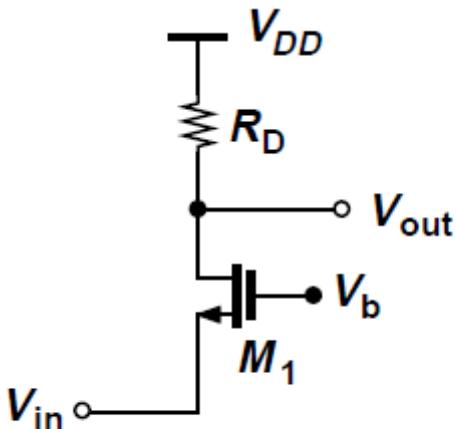
(b)

- 一个振幅 V_m 的低频输入正弦信号，其输出振幅等于 $g_{m1}(r_{o1}||r_{o2})V_m$ ，输出信噪比为

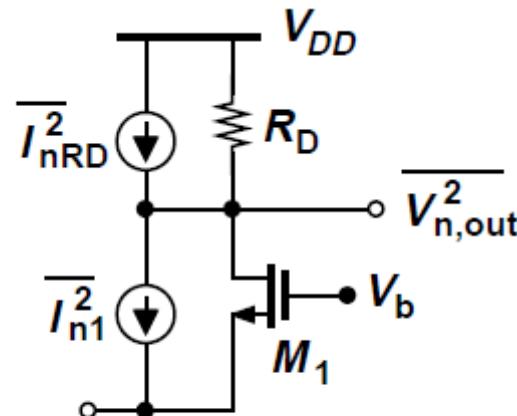
$$\begin{aligned}
 SNR_{out} &= \left[\frac{g_{m1}(r_{o1}||r_{o2})V_m}{\sqrt{2}} \right]^2 \cdot \frac{1}{\gamma(g_{m1} + g_{m2})(r_{o1}||r_{o2})kT/C_L} \\
 &= \frac{C_L}{2\gamma kT} \cdot \frac{g_{m1}^2(r_{o1}||r_{o2})}{g_{m1} + g_{m2}} V_m^2
 \end{aligned}$$

低噪要求更大的负载电容，但同时减小带宽。

》》 共栅级的热噪声



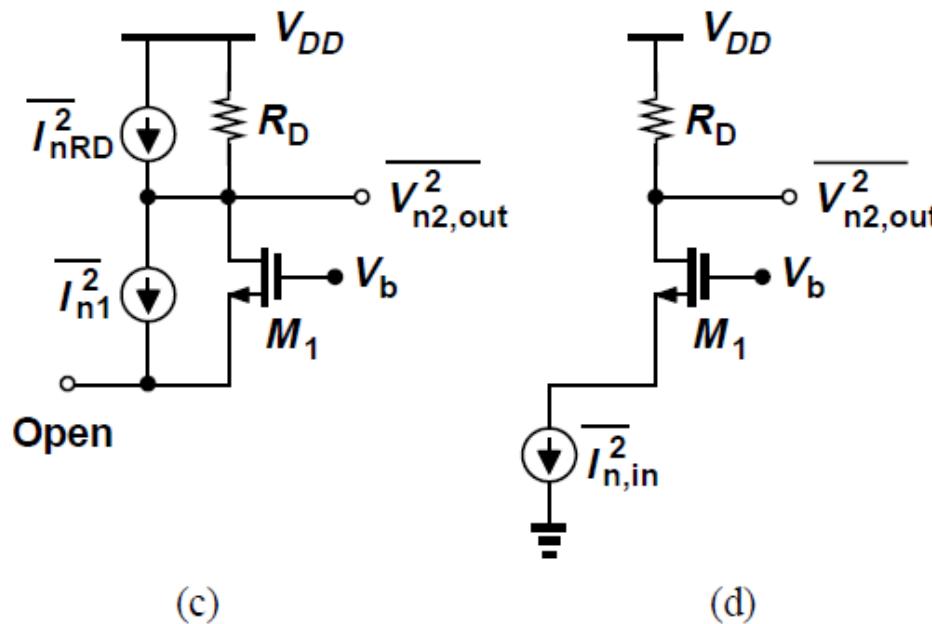
(a)



(b)

- 忽略沟道长度调制，用两个电流源来表示 M_1 和 R_D 的热噪声(b)
- 由于电路的输入阻抗较低，输入参考噪声电流即使在低频时也不可忽略。为什么？
- 为了获得完善的模型。

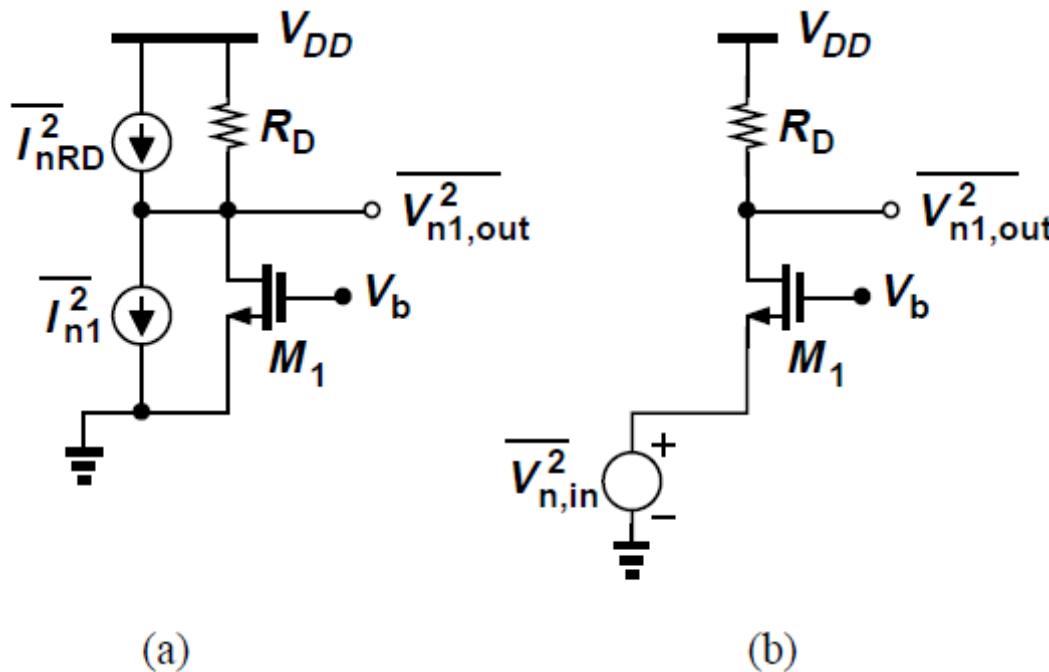
》》 共栅级的热噪声：输入参考噪声电流



- 为了计算输入参考噪声电流，对输入进行开路，使(c)图和(d)图输出噪声电压等效。或者直接根据定义按照步骤求解。
- I_{n1} 在输出端不产生噪声，因为 M_1 源电流之和为零。
- 因此，输出噪声电压为 $4kTR_D$ ，则输入参考噪声电流为

$$\overline{I_{n,in}^2}R_D^2 = 4kTR_D \Rightarrow \overline{I_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_D}$$

》》 共栅级的热噪声：输入参考噪声电压

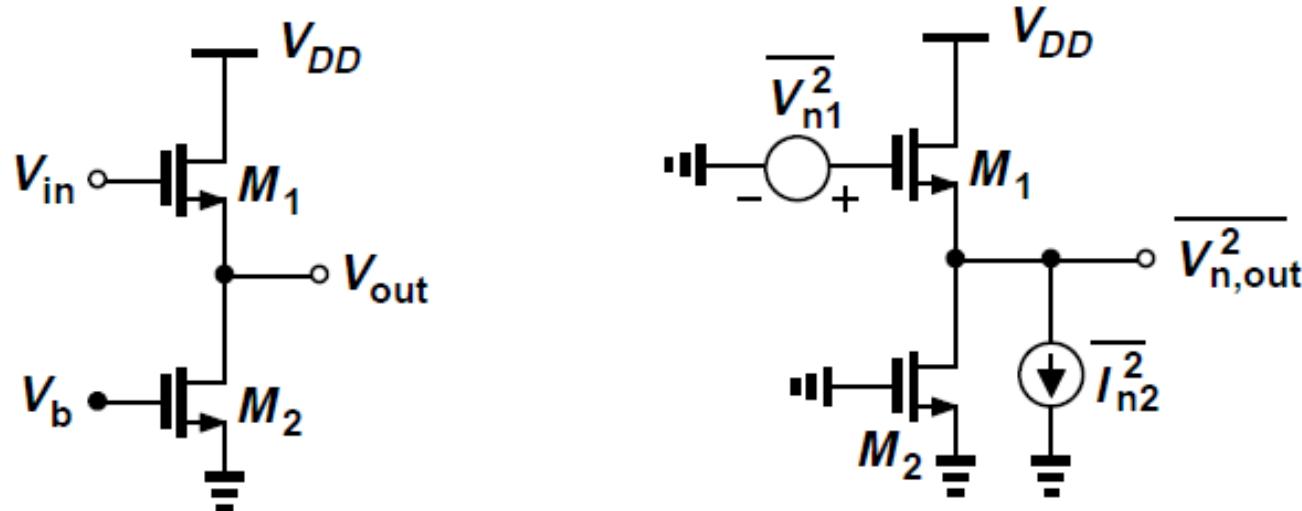


- 为了计算输入参考噪声电压，对输入进行短路，使(a)图和(b)图的输出噪声电压等效。或者直接根据定义按照步骤求解。

$$\left(4kT\gamma g_m + \frac{4kT}{R_D}\right) R_D^2 = \overline{V_{n,in}^2} (g_m + g_{mb})^2 R_D^2$$

$$\overline{V_{n,in}^2} = \frac{4kT(\gamma g_m + 1/R_D)}{(g_m + g_{mb})^2}$$

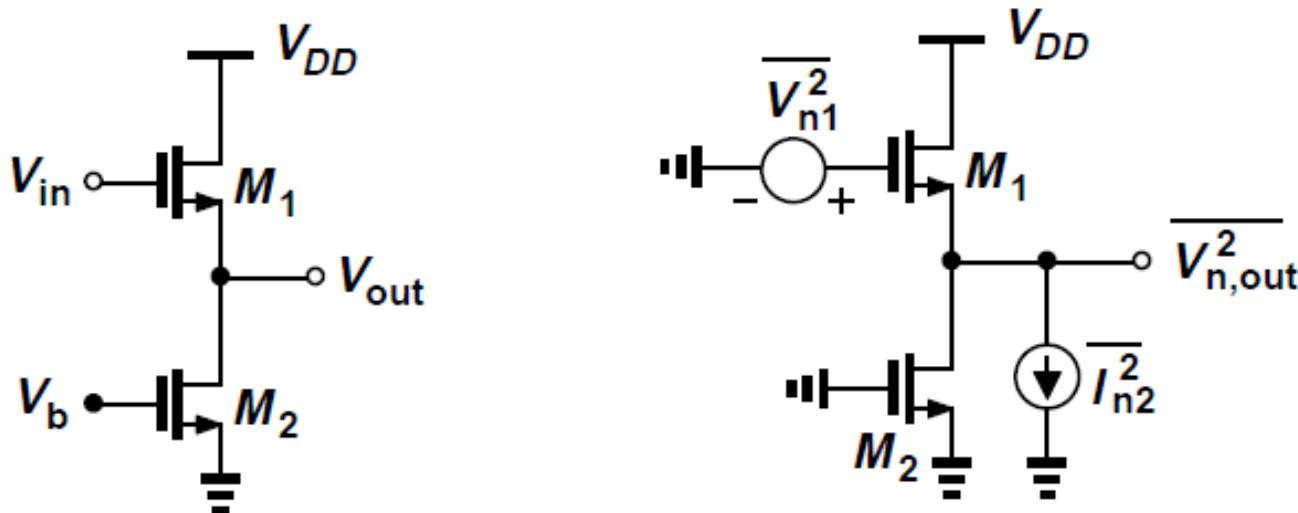
》》 源跟随器的热噪声 - I



- 由于源跟随器的输入阻抗比较高，在大小适中的驱动源阻抗下，可以忽略输入参考噪声电流。
- M_1 贡献的输入参考噪声电压直接根据定义可得 $4kT\gamma/g_{m1}$
- M_2 导致的输出噪声电压可以表示为

$$\overline{V_{n,out}^2}|_{due \ to \ M2} = \overline{I_{n2}^2} \left(\frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} || r_{o1} || r_{o2} \right)^2$$

》》 源跟随器的热噪声-II



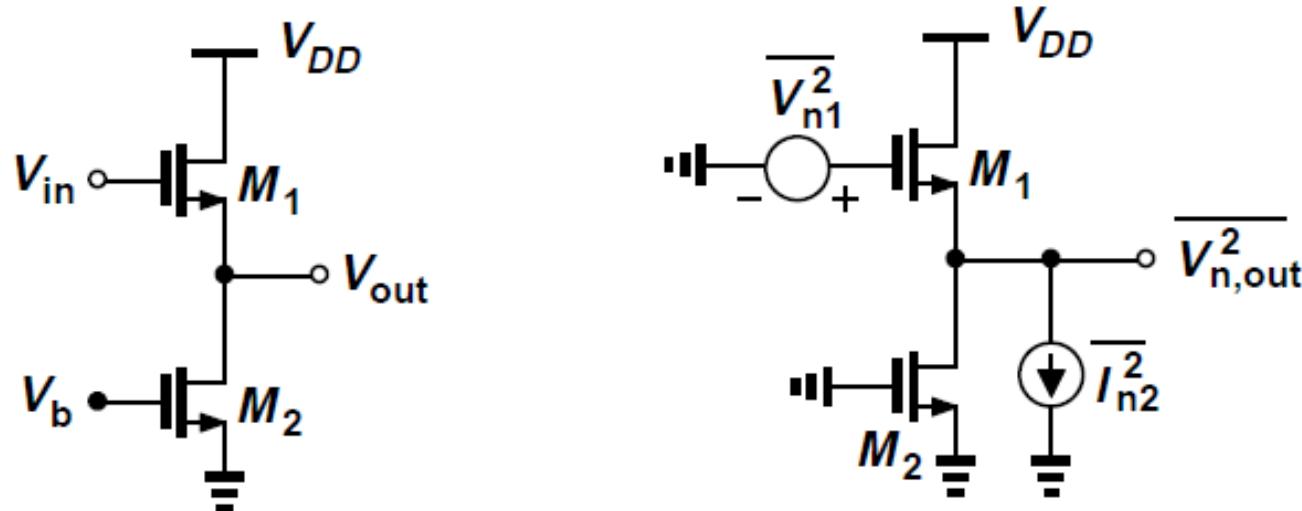
- 电压增益为

$$A_v = \frac{\frac{1}{g_{mb1}} || r_{o1} || r_{o2}}{\frac{1}{g_{mb1}} || r_{o1} || r_{o2} + \frac{1}{g_{m1}}}$$

- 输入参考噪声电压为

$$\overline{V_{n,in}^2} = \overline{V_{n1}^2} + \frac{\overline{V_{n,out}^2} |_{due\ to\ M2}}{A_v^2}$$

》》 源跟随器的热噪声-III



- 输入参考噪声电压为

$$\overline{V_{n,in}^2} = \overline{V_{n1}^2} + \frac{\overline{V_{n,out}^2} \mid \text{due to } M_2}{A_v^2} = 4kT\gamma \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{g_{m2}}{g_{m1}^2} \right)$$

- 源跟随器为输入信号添加噪声，并提供小于1的电压增益，信噪比性能较差。

在低噪放大器中通常不使用源跟随器。



作业

口手工计算

- 《拉扎维》第240页：习题7.6 (a)(d)(e)
- 第一版与第二版教材题号一致。

第十二章 CH8+ 负反馈.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

8. 负反馈

王昭昊

©2020



内容提要

■ 基本概念

□ 负反馈系统、深度负反馈、开环、闭环、环路

□ 负反馈的优点：增益、阻抗、带宽、线性度。

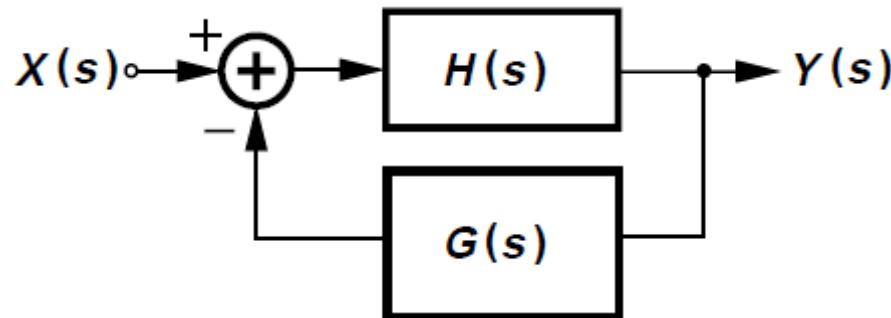
■ 四种反馈结构

□ 四种增益、四种反馈网络、输入阻抗、输出阻抗

■ 负反馈的加载效应

□ 二端口网络模型、四种反馈结构的加载分析

》》 负反馈系统的组成



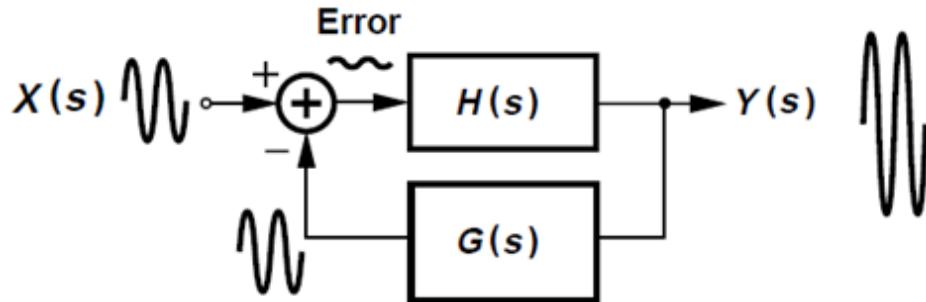
$$Y(s) = H(s)[X(s) - G(s)Y(s)]$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

- $H(s)$: 前馈网络，通常是一个放大器。
- $G(s)$: 反馈网络，通常是一个与频率无关的函数 (e.g. 电阻)。
- $X(s) - G(s)Y(s)$: 反馈误差。
- $Y(s)/X(s)$: 闭环传输函数。
- $H(s)$: 开环传输函数。

本门课程只研究负反馈系统：使净输入量减小，或者使输出量的变化减弱。

》》 负反馈系统的设计原则



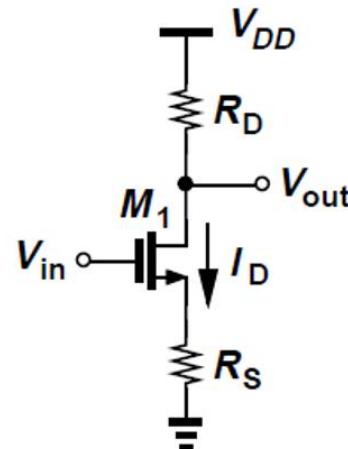
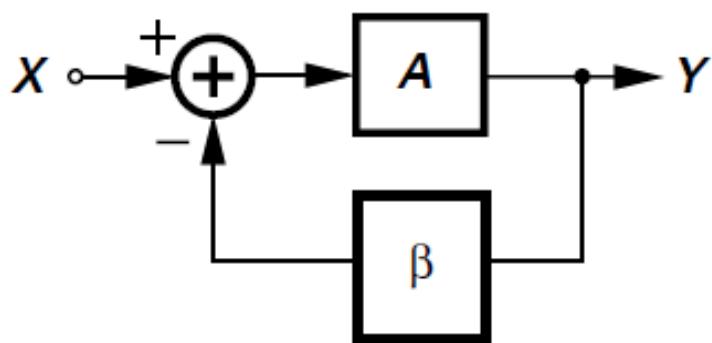
$$Y(s) = H(s)[X(s) - G(s)Y(s)]$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

- 反馈网络 $G(s)$ 与频率无关：不移相。
- 通常设计为 “深度负反馈”
- ✓ 误差项极小： $X(s) \approx G(s)Y(s)$ ，二者几乎精确“复制”。
- ✓ 前馈网络 $H(s)$ 的输入信号极小，虚地。
- ✓ $X(s)$ 和 $Y(s)$ 的比例系数只与反馈网络有关。
- ✓ 要求 $G(s)H(s) \gg 1$

具体应用将在后续课程讲解。

》》 负反馈系统的简单模型



- A : 开环增益
- β : 反馈系数
- βA : 环路增益
- Y/X : 闭环增益

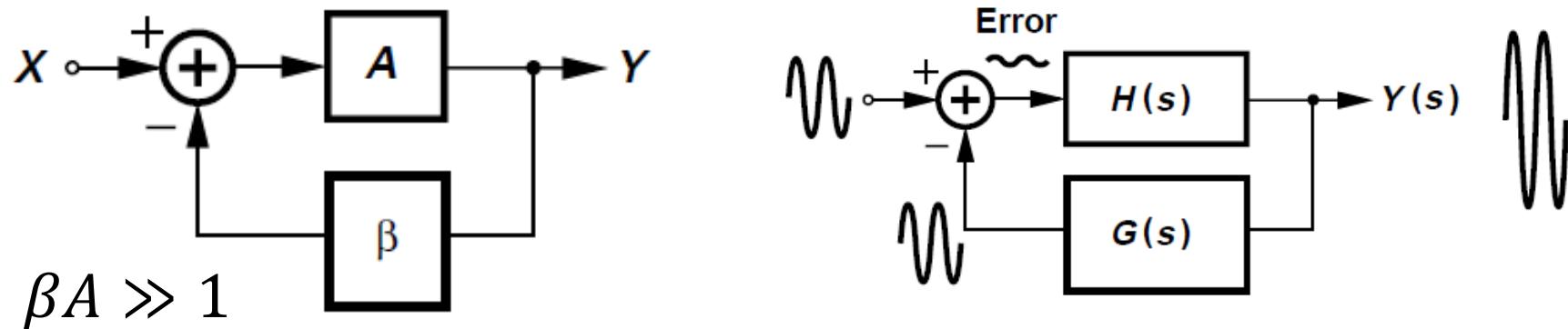
- 这是一个负反馈系统。
- 但是并不能直观的转为左图模型。

$$A = -g_m R_D$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

$$\beta = -\frac{R_S}{R_D}$$

》》 负反馈的优点： 稳定增益-Ⅰ

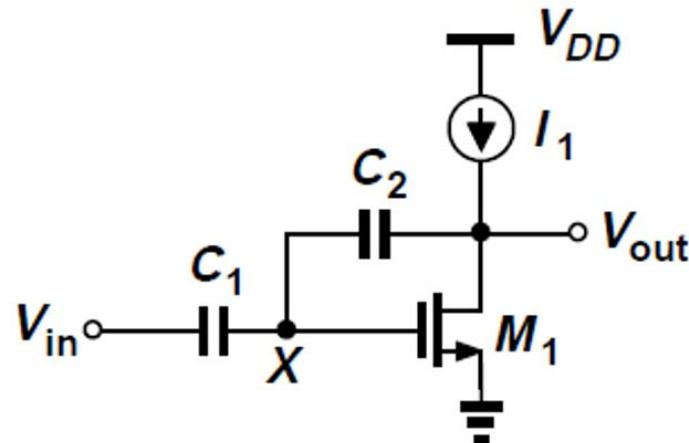
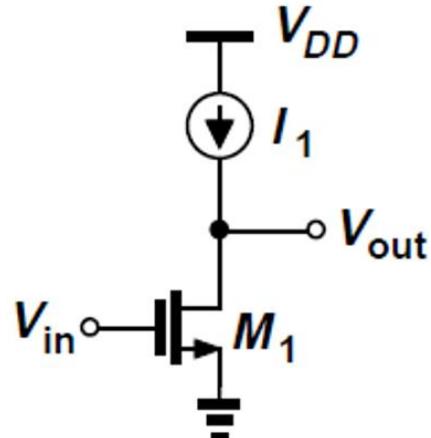


$$\frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1}{\beta} \left(1 - \frac{1}{1 + \beta A} \right) \approx \frac{1}{\beta} \left(1 - \frac{1}{\beta A} \right) \approx \frac{1}{\beta}$$

$$\beta Y = \beta X \frac{Y}{X} = \frac{X \beta A}{1 + \beta A} \approx X$$

- 闭环增益 Y/X 对于开环增益 A 的变化不再敏感。
- 代价： β 越大， 增益越稳定， 但闭环增益 Y/X 越小。

》》 负反馈的优点： 稳定增益-II



- 共源级增益: $-g_{m1}r_{o1}$
- g_{m1} 与 r_{o1} 随工艺和温度而变，不精确不稳定

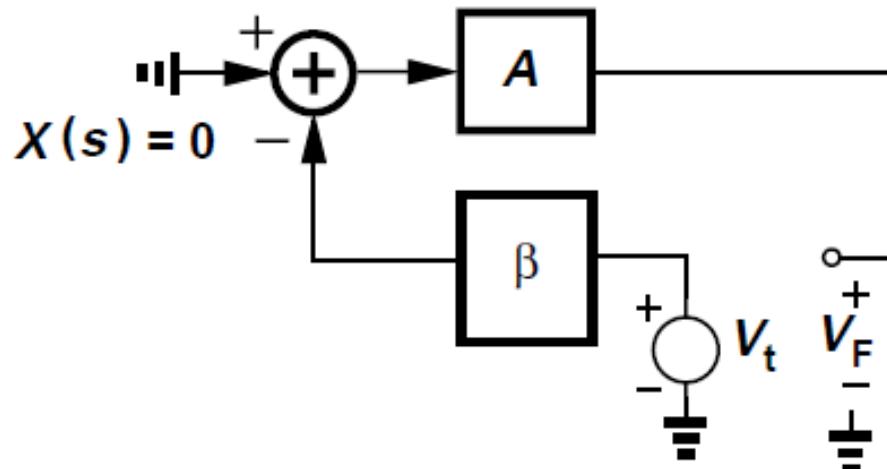
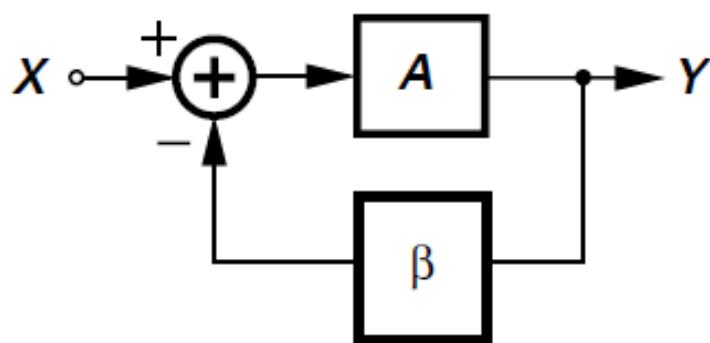
实现对增益更精确的控制 →

通过 C_2 引入负反馈，低频近似：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{g_{m1}r_{o1}}\right) \frac{C_2}{C_1} + \frac{1}{g_{m1}r_{o1}}}$$

$$g_{m1}r_{o1} \gg 1 \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{C_1}{C_2}$$

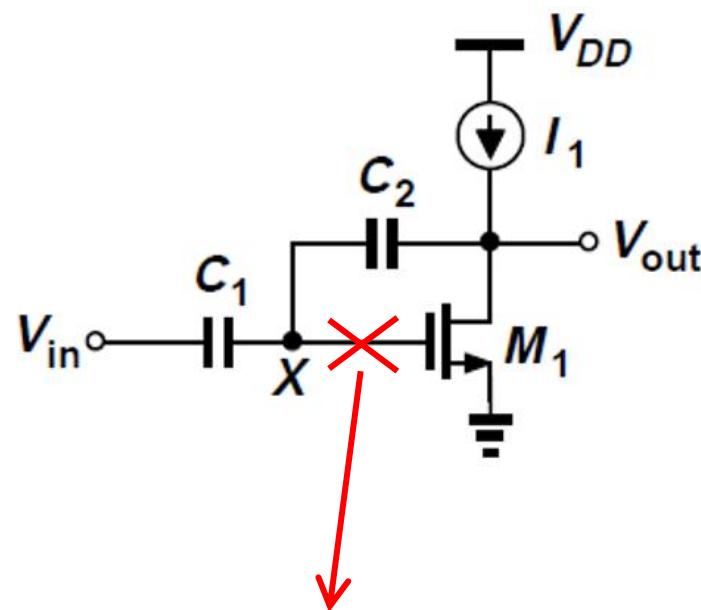
环路增益的计算



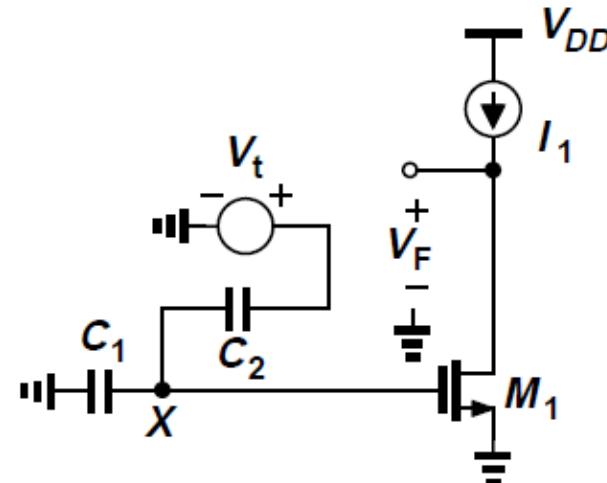
- 输入置为0。
- 在某点断开环路，增加测试信号。
$$V_t \beta (-1)A = V_F$$
- 计算回到断点的信号与测试信号之比。
$$\frac{V_F}{V_t} = -\beta A$$
- 负值即为环路增益。

试画出另一种断路方式？

环路增益的计算：例题



另一种求解方法，
应在此处拆环。



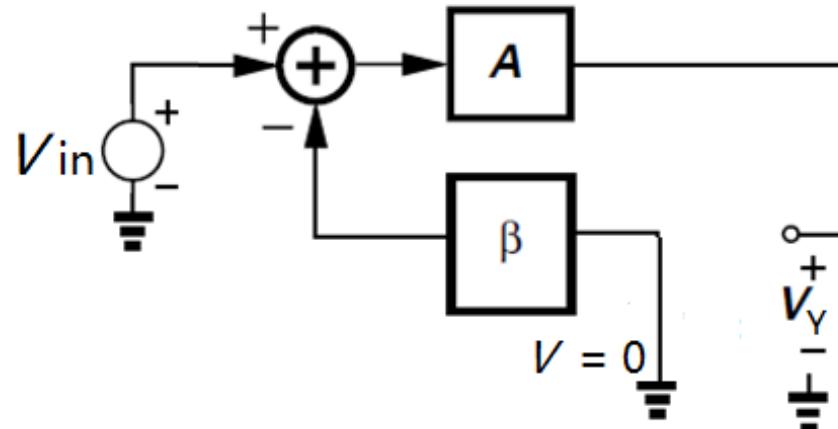
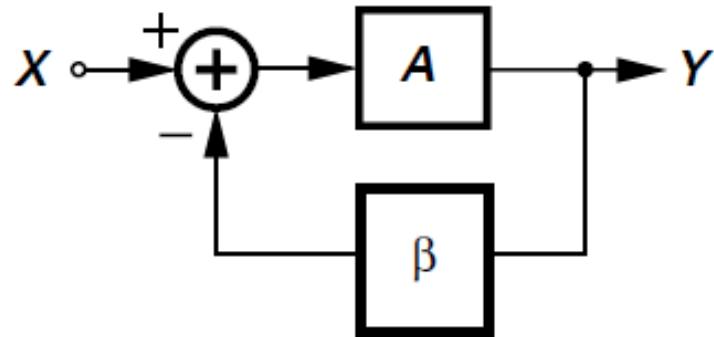
采用低频近似

$$V_X = \frac{V_t C_2}{C_1 + C_2}$$

$$V_t \frac{C_2}{C_1 + C_2} (-g_{m1} r_{o1}) = V_F$$

$$\frac{V_F}{V_t} = -\frac{C_2}{C_1 + C_2} g_{m1} r_{o1}$$

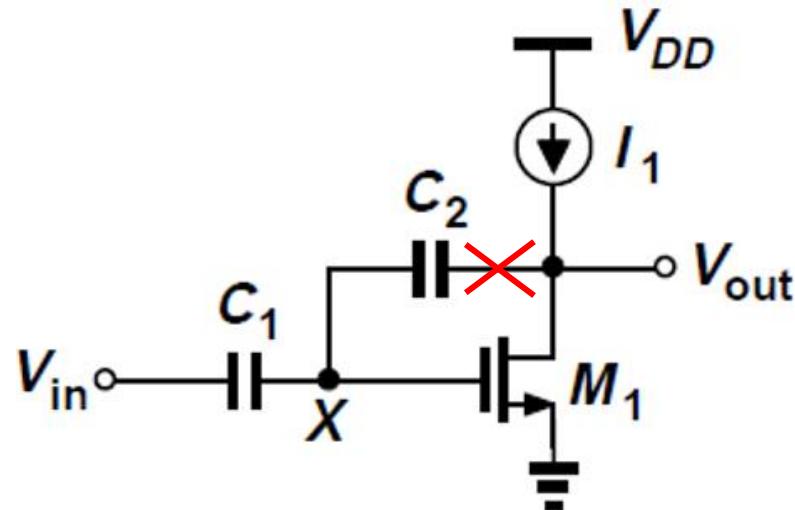
》》开环增益的计算



- 在输出端断开环路。
- 反馈输入置为0。
- 计算此时的输出与输入之比，
即为环路增益。

$$V_{in}A = V_Y$$

》》开环增益的计算：例题



求解开环增益

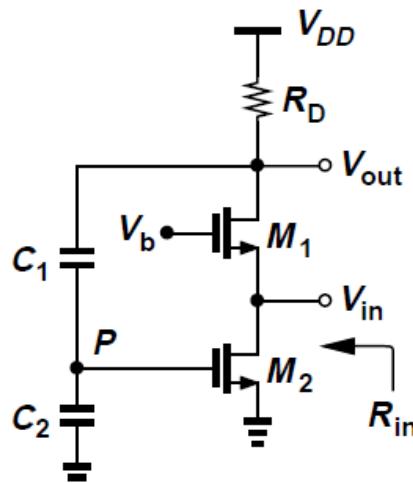
$$V_X = \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_{in} \quad V_{out} = -g_{m1} r_{o1} V_X$$

$$\left. \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{Open} = -g_{m1} r_{o1} \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

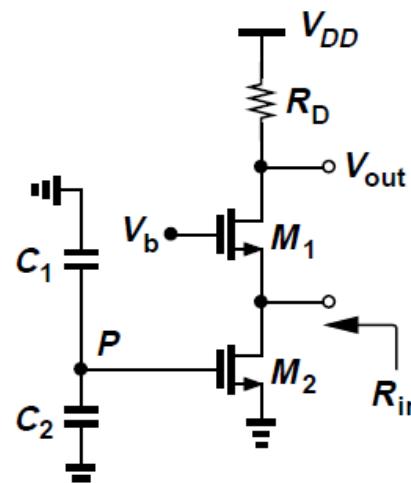
自行验证：将开环增益 A 和环路增益 β 代入下式，得闭环增益，结果与直接求解一致（PPT第7页）。

$$\frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

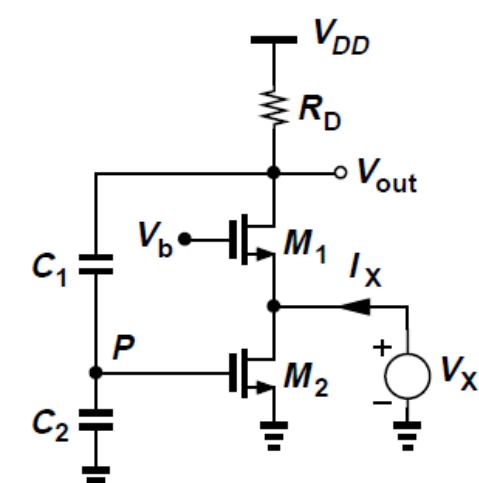
》》 负反馈的优点：改变终端阻抗-I



(a)



(b)



(c)

- 思考：反馈的是电压还是电流？
- 是电流，注意 V_p 并不与 V_{in} 相减，M2是一个电流源连接形式。

闭环输入阻抗
(即，如果有反馈)

$$R_{in,closed} = \frac{V_X}{I_X}$$

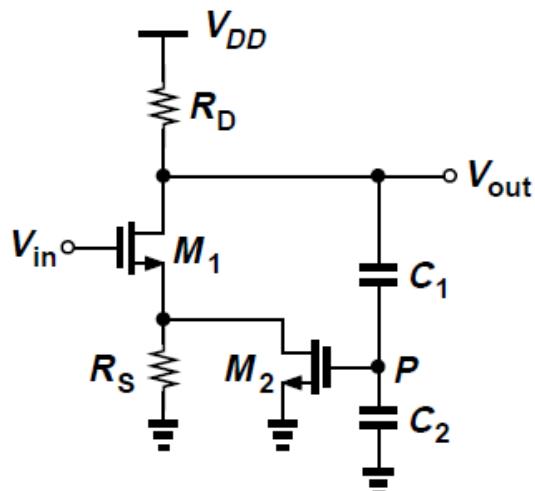
$$= \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \frac{1}{1 + g_{m2}R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2}}$$

环路增益

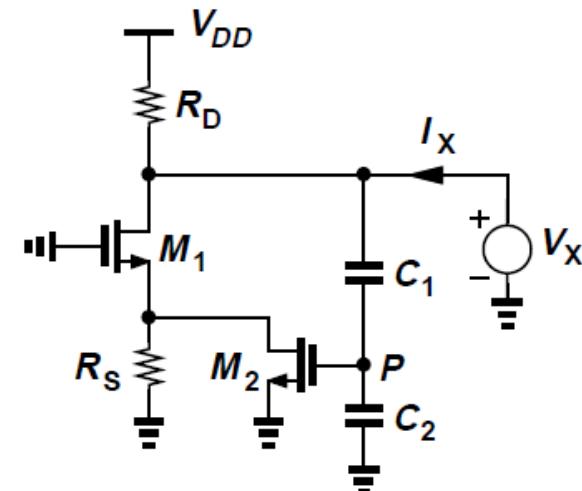
开环输入阻抗 (即，如果没有反馈)

$$R_{in,open} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}}$$

》》 负反馈的优点：改变终端阻抗-II



(a)



(b)

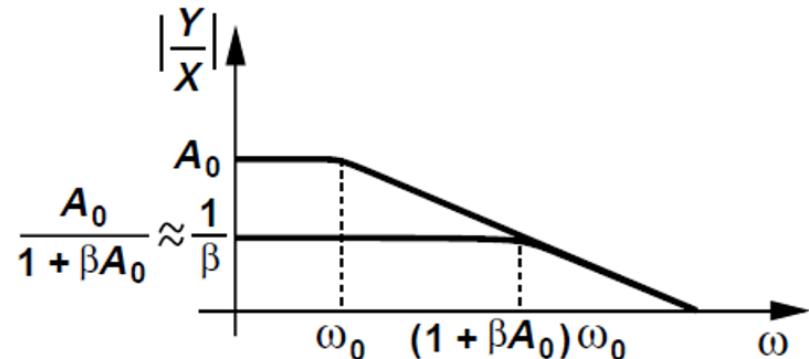
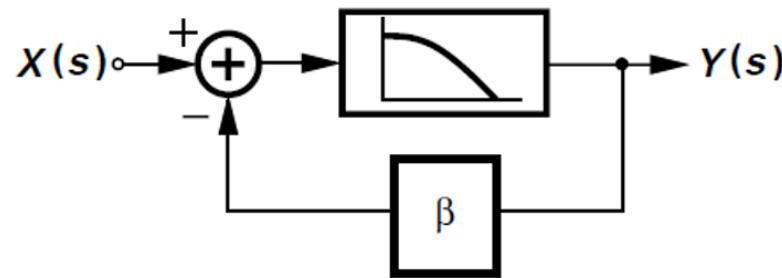
- 反馈的是电压还是电流？
- 反馈网络与前馈网络如何分割？
- 是电压。
- 实际上， R_s 既在反馈网络又在前馈网络，难以直观分析。

加上反馈后的输出电阻

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_D}{1 + \frac{g_{m2}R_s(g_{m1} + g_{mb1})R_D}{(g_{m1} + g_{mb1})R_s + 1} \frac{C_1}{C_1 + C_2}}$$

环路增益

》》 负反馈的优点：改变带宽-I



对于单极点前馈传输函数

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$$

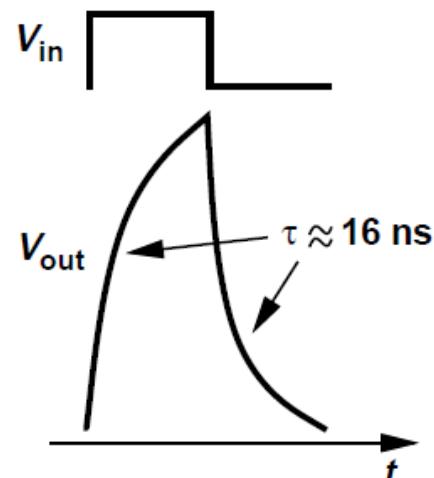
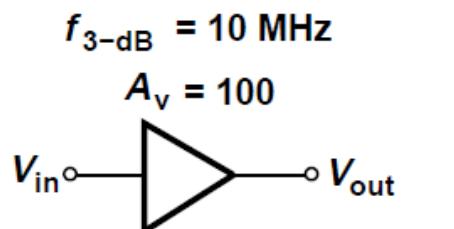
- 低频时， $\beta A \gg 1$ ，增益几乎为 $1/\beta$
- 高频时， βA 与1可比拟，闭环增益又成为频率的函数。

加上反馈之后：

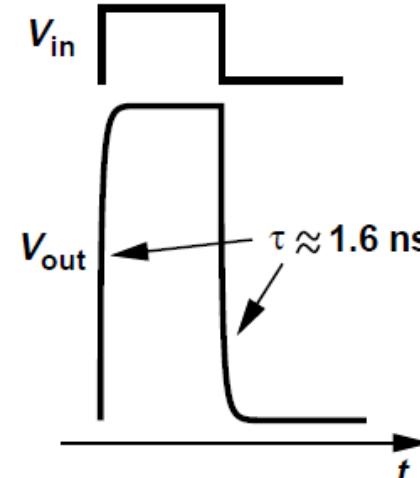
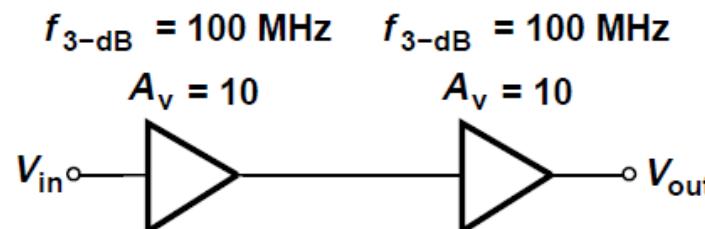
注意：增益带宽积不变。

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}}{1 + \beta \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0 + \frac{s}{\omega_0}} = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + \frac{\frac{s}{\omega_0}}{(1 + \beta A_0)}} = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + \frac{s}{(1 + \beta A_0)\omega_0}}$$

》》 负反馈的优点：改变带宽-II



(a)

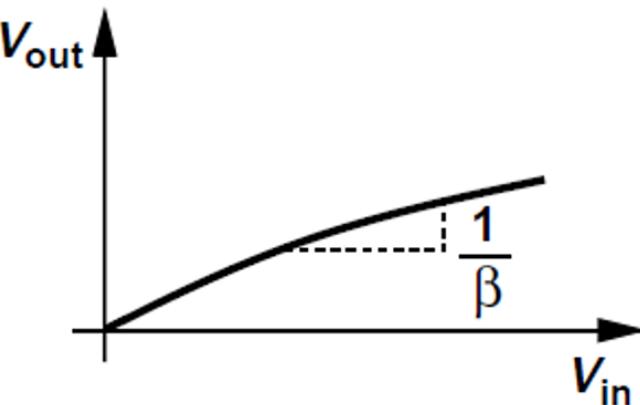
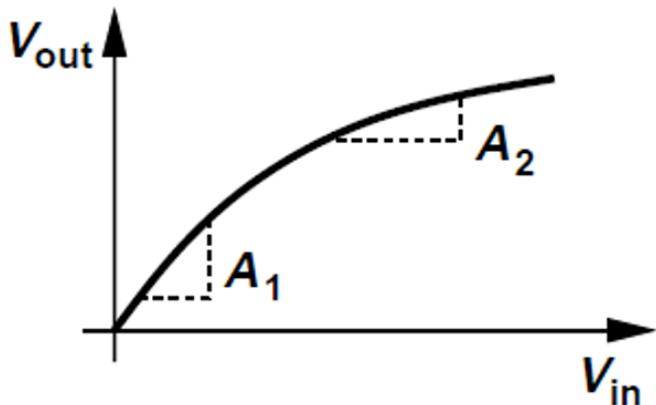


(b)

$$\omega_{-3dB} = \frac{1}{RC} \Rightarrow \tau = RC = \frac{1}{\omega_{-3dB}} = \frac{1}{2\pi f_{-3dB}}$$

(b)图利用反馈将-3dB带宽增大10倍，则时间常数减小10倍，响应速度更快。但增益减少10倍，通过级联来弥补。

》》 负反馈的优点：改善线性度



- 线性度：斜率（增益）的变化程度。
- 负反馈放大器的增益稳定性被改善，线性度较好。

如果无反馈

$$r_{open} = \frac{A_2}{A_1}$$

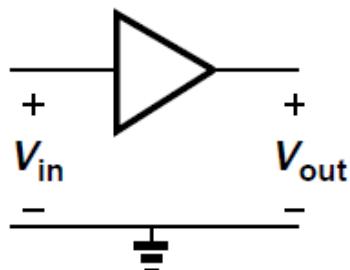
$$r_{open} = \frac{A_1 - \Delta A}{A_1} = 1 - \frac{\Delta A}{A_1}$$

如果加上反馈

$$r_{closed} = \frac{\frac{A_2}{1 + \beta A_2}}{\frac{A_1}{1 + \beta A_1}} = 1 - \frac{\Delta A}{1 + \beta A_2} \frac{1}{A_1}$$

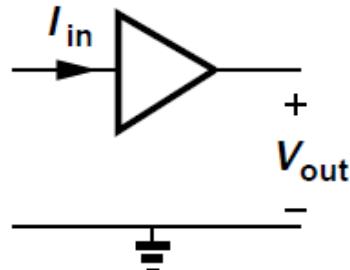
》》 回顾：四种放大器的理想模型

Voltage Amp.



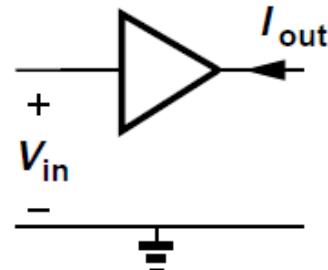
(a)

Transimpedance Amp.



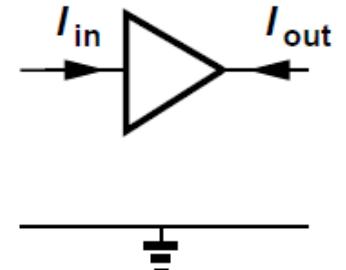
(b)

Transconductance Amp.



(c)

Current Amp.



(d)

电压放大器

高输入阻抗

低输出阻抗

跨阻放大器

低输入阻抗

低输出阻抗

跨导放大器

高输入阻抗

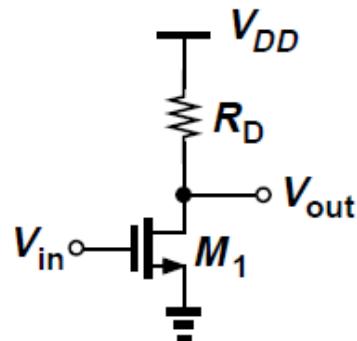
高输出阻抗

电流放大器

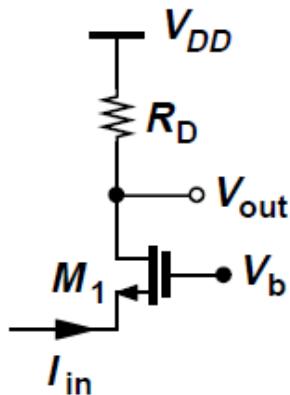
低输入阻抗

高输出阻抗

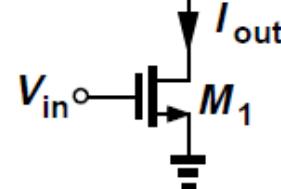
》》 四种放大器的示例-1



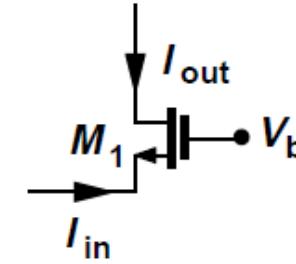
(a)



(b)

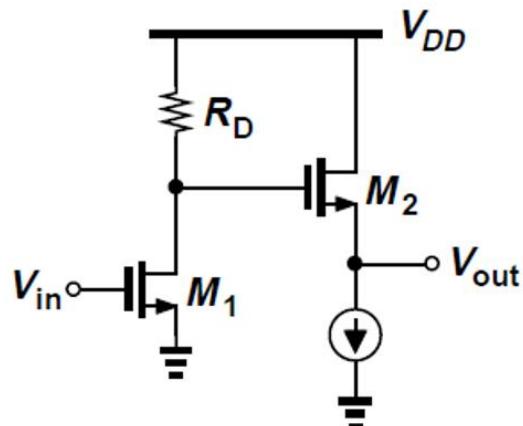


(c)



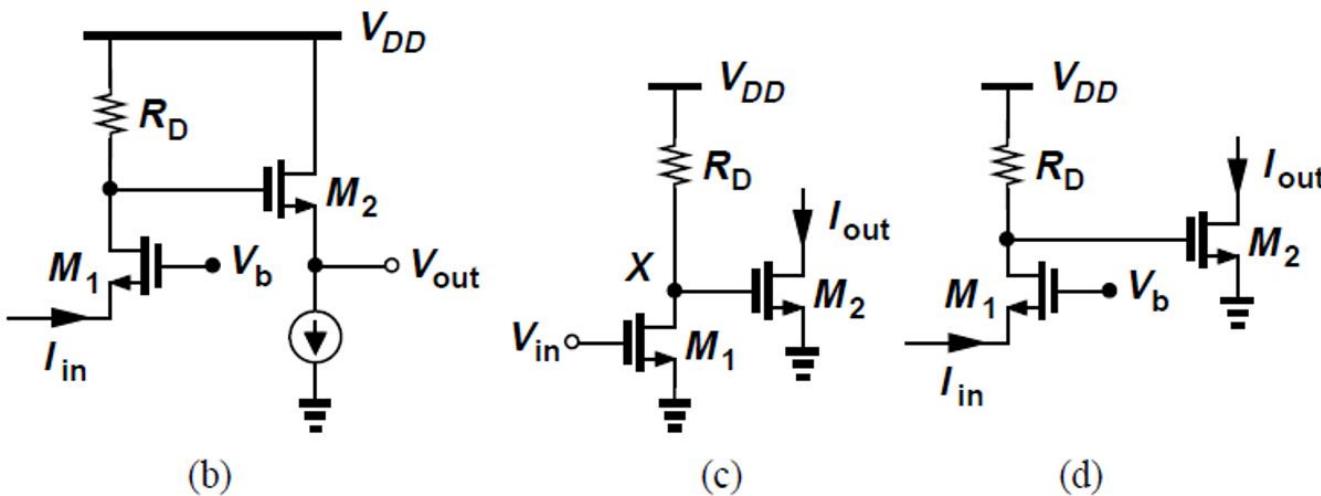
(d)

单管实现的四种放大器



- 在共源级后接一个源随器做输出级，使其更接近理想放大器。
- 输出电阻由 R_D 变为 $1/(g_{m2} + g_{mb2})$ 。

》》 四种放大器的示例-II



- 图(b): 跨阻放大器, 输入电阻很小 $1/(g_{m1} + g_{mb1})$, 输出电阻很小 $1/(g_{m2} + g_{mb2})$
- 图(c): 跨导放大器, 输入和输出电阻均很大, 跨导增益为 $-g_{m1}g_{m2}R_D$ 。忽略沟道长度调制效应。
- 图(d): 电流放大器, 输入电阻很小 $1/(g_{m1} + g_{mb1})$, 输出电阻很大。

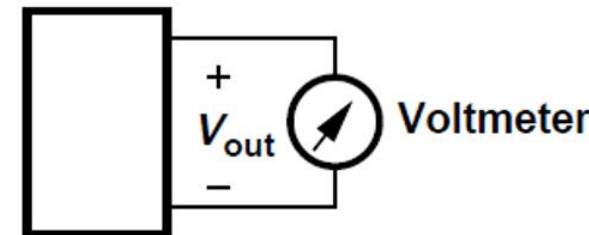
》》 负反馈系统的检测与返回机制-I

四种反馈形式（注：不同教材的命名方式不同）

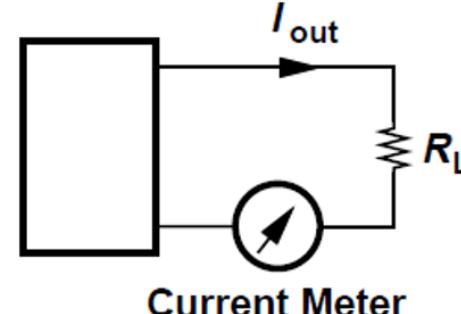
电压	—	电压	反馈
电压	—	电流	反馈
电流	—	电流	反馈
电流	—	电压	反馈

在输出端被检测
的电学量

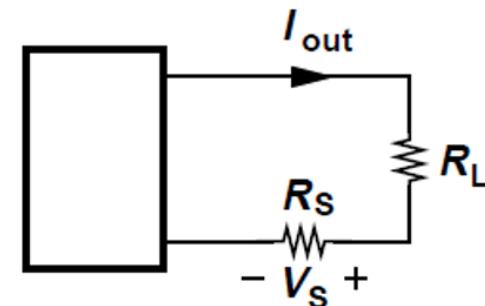
返回到输入端
的电学量



在输出端检测电压：用并联方式

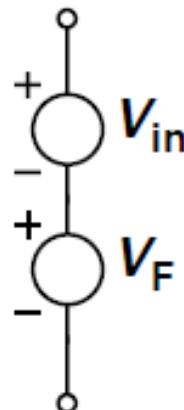


在输出端检测电流：用串联方式

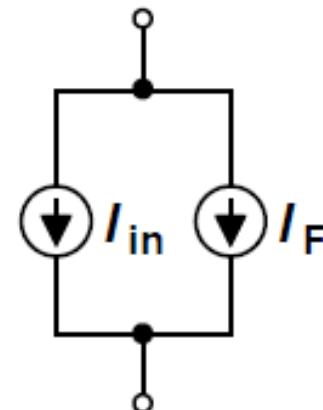


实际中，用串联电阻取代电流表

》》 负反馈系统的检测与返回机制-II



(a)



(b)

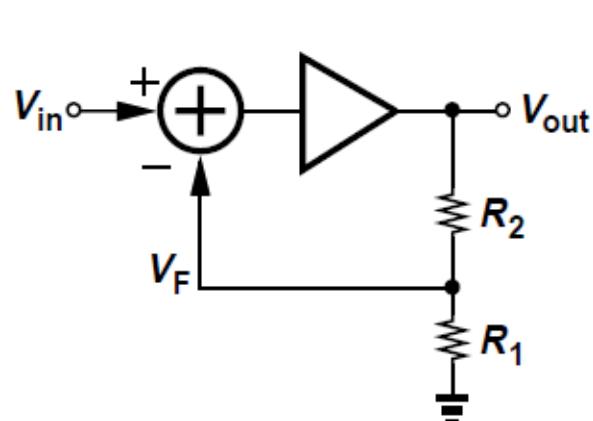
- (a) 在输入端进行“输入电压+反馈电压”，做电压加减法，用串联
- (b) 在输入端进行“输入电流+反馈电流”，做电流加减法，用并联

标准型的反馈设计：反馈量与输入量必须是同一类型，否则无法用常规方法分析。

“XX—电压反馈”的输入信号必须是电压；

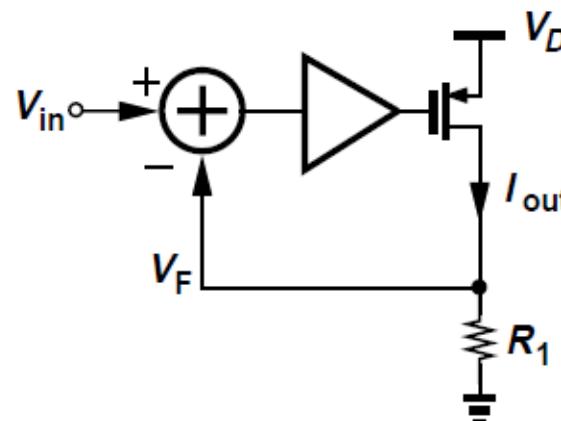
“XX—电流反馈”的输入信号必须是电流。

》》 负反馈系统的检测与返回机制-III



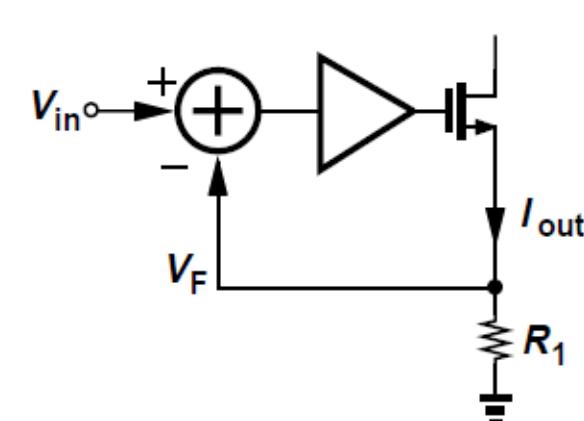
(a)

电压—电压反馈



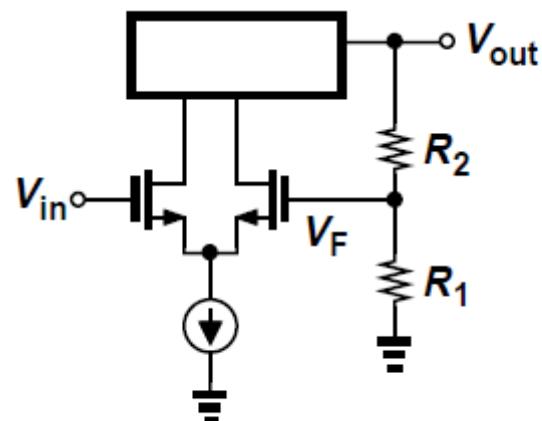
(b)

电流—电压反馈



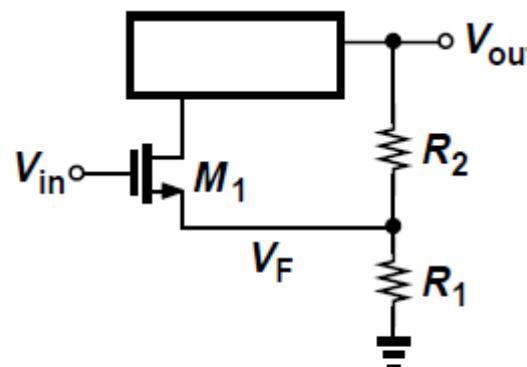
(c)

电流—电压反馈



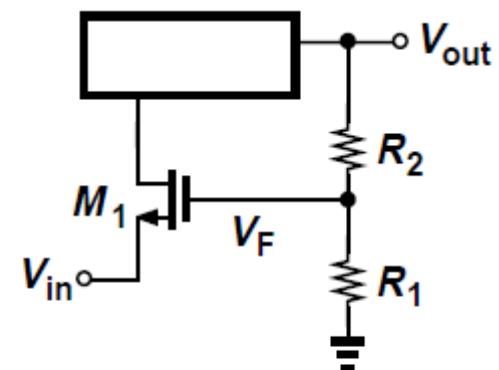
(d)

用差分对实现电压相减



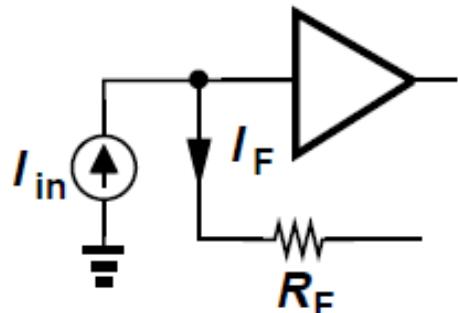
(e)

用“栅-源压降”实现电压相减

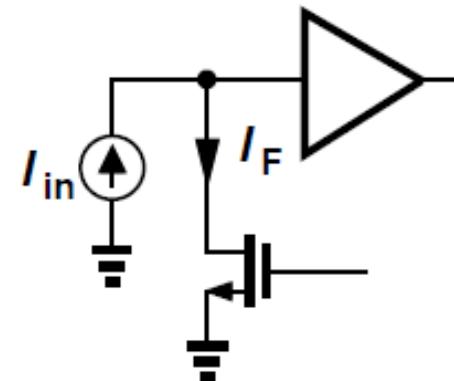


(f)

》》 负反馈系统的检测与返回机制-IV



(g)



(h)

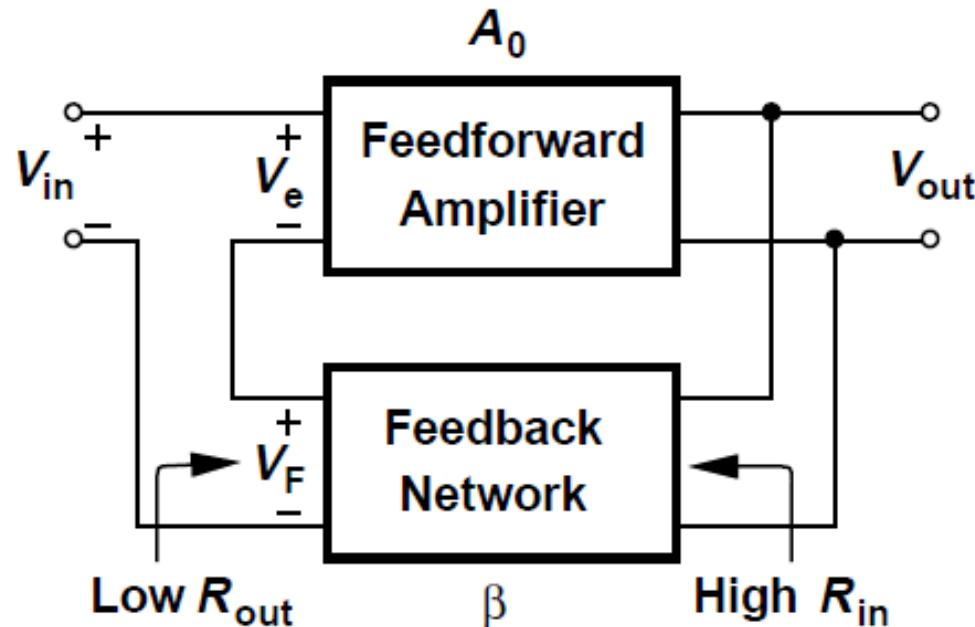
并接一个电阻或电流源MOS管，实现电流相减

规律

电压负反馈：输入量与反馈量在两个节点

电流负反馈：输入量与反馈量在同一个节点

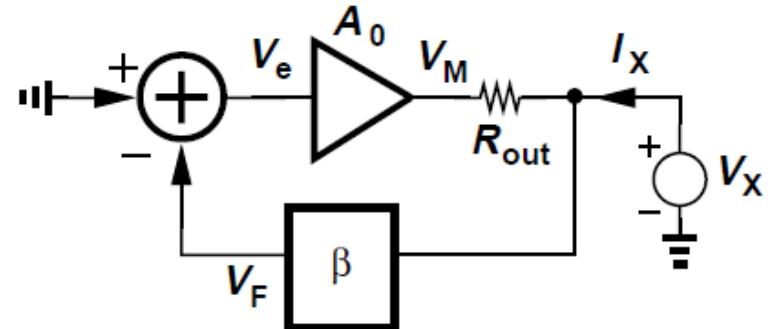
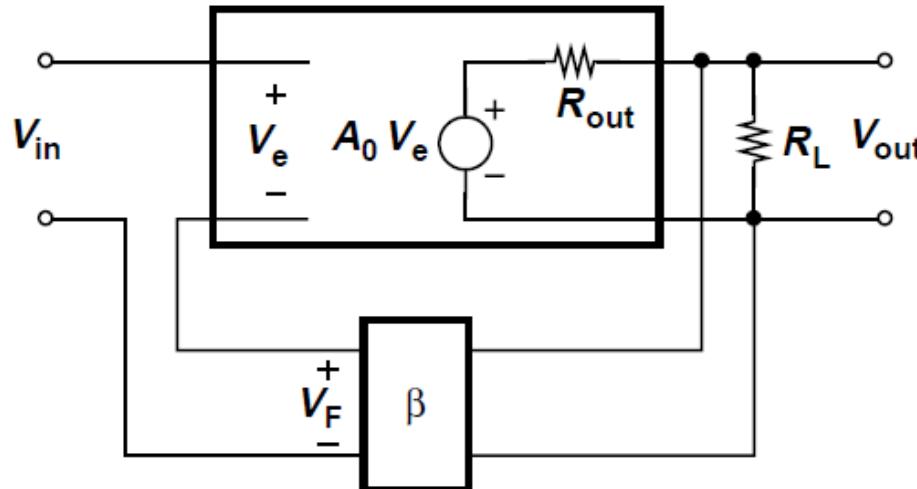
》》 电压—电压反馈



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}$$

- 反馈网络与前馈网络的输出量并联，与输入量串联。
- 理想反馈网络具有无穷大输入阻抗，将输出电压全部接收。
- 理想反馈网络具有零输出阻抗，将反馈电压全部送到输入端。

》》 电压—电压反馈：输出阻抗-I



- 结论
- 输出阻抗被减小，更接近理想电压源输出。
- 输出电压更稳定，不易受负载电阻影响。
- 反馈网络返回的电流忽略不计，理想反馈网络的输入电阻无穷大

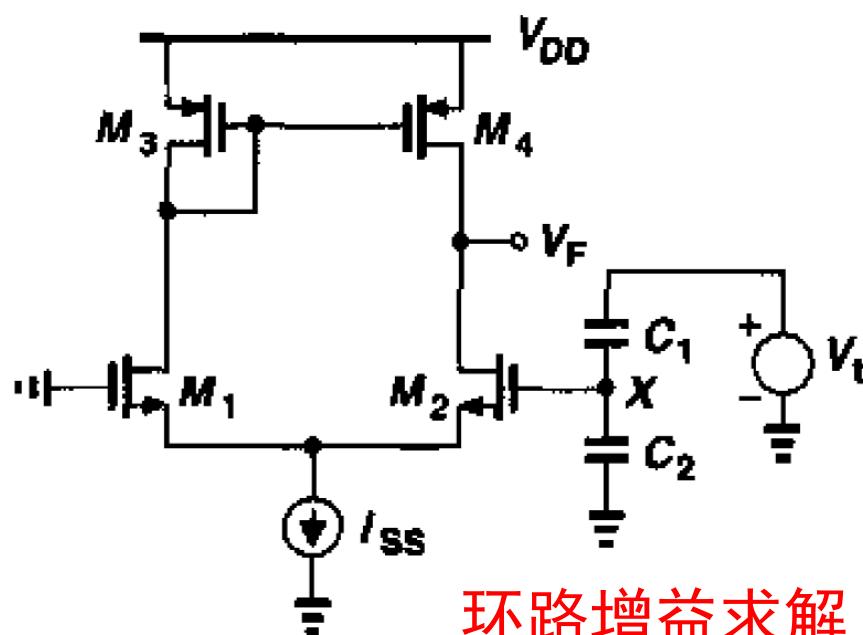
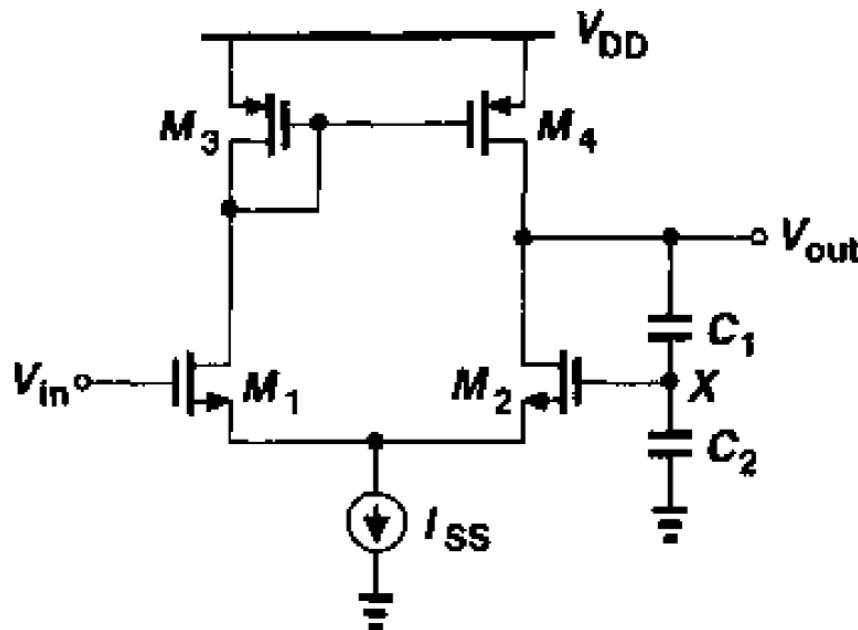
$$V_e = -V_F = -\beta V_x$$

$$V_M = A_0 V_e = -A_0 \beta V_x$$

$$I_X = [V_x - (-A_0 \beta V_x)] / R_{out}$$

$$\frac{V_x}{I_X} = \frac{R_{out}}{1 + \beta A_0}$$

》》 电压—电压反馈：输出阻抗-II



左图五管OTA，利用电容做反馈，
求解低频时闭环增益和输出电阻。

$$V_F = \left(0 - \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_t \right) g_{m1} (r_{O2} \parallel r_{O4})$$

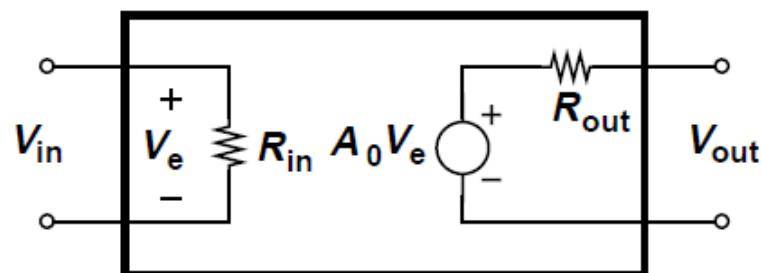
$$\beta A = \frac{C_1}{C_1 + C_2} g_{m1} (r_{O2} \parallel r_{O4})$$

$$A = g_{m1} (r_{O2} \parallel r_{O4})$$

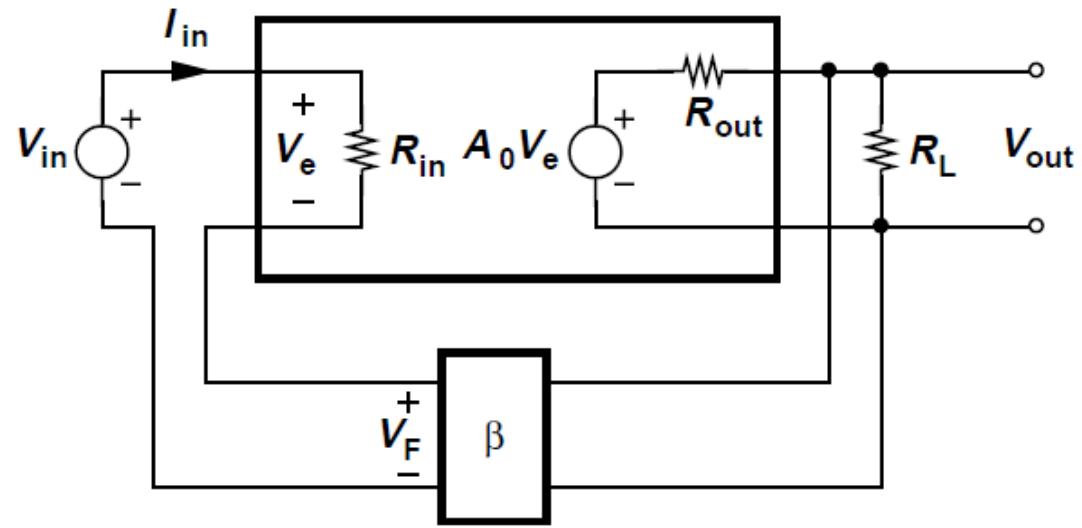
闭环增益 $\frac{A}{1 + \beta A}$

输出电阻 $\frac{r_{O2} \parallel r_{O4}}{1 + \beta A}$

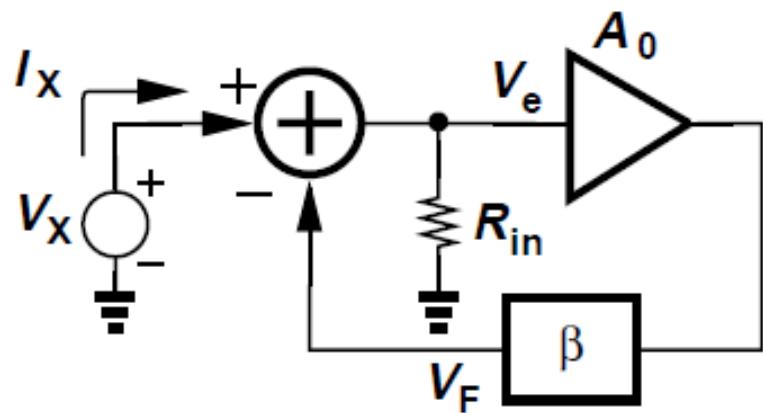
》》 电压—电压反馈：输入阻抗-I



(a)



(b)



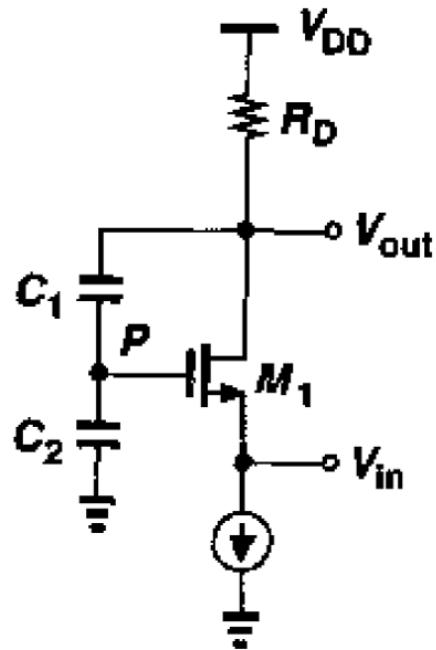
$$V_e = V_X - V_F = V_X - \beta A_0 I_X R_{in}$$

$$I_X R_{in} = V_X - \beta A_0 I_X R_{in}$$

$$\frac{V_X}{I_X} = R_{in}(1 + \beta A_0)$$

输入阻抗被增大，更接近理想电压放大器。

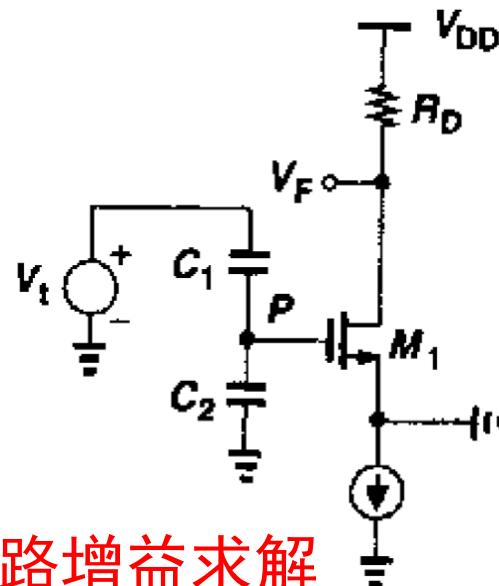
》》 电压—电压反馈：输入阻抗-II



左图共栅级，利用电容做反馈，
求解低频时闭环增益和输入电阻。

$$\beta A = -\frac{V_F}{V_t} = g_{m1} R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

$$A = (g_{m1} + g_{mb1}) R_D$$

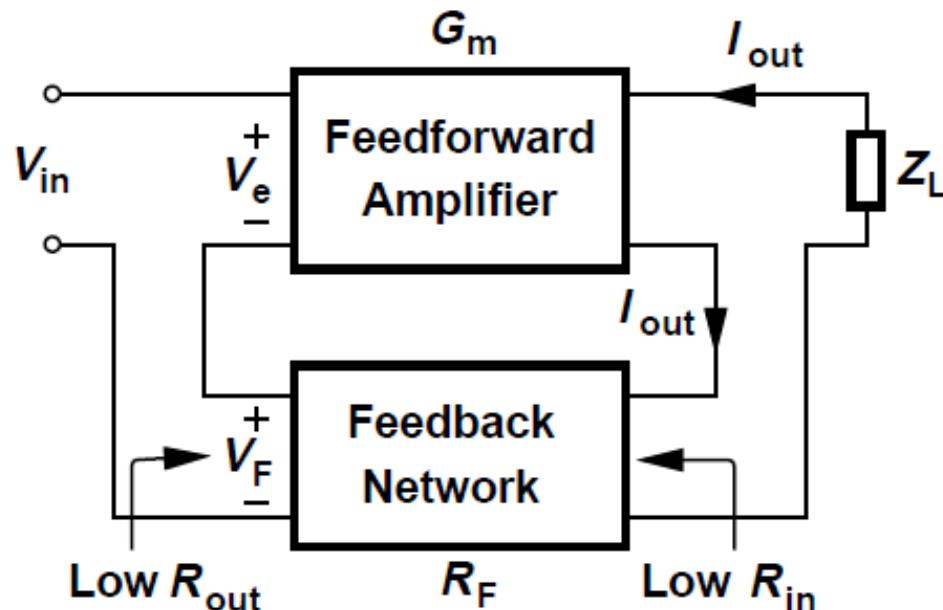


闭环增益 $\frac{A}{1 + \beta A}$

输入电阻 $\frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} (1 + \beta A)$

环路增益求解

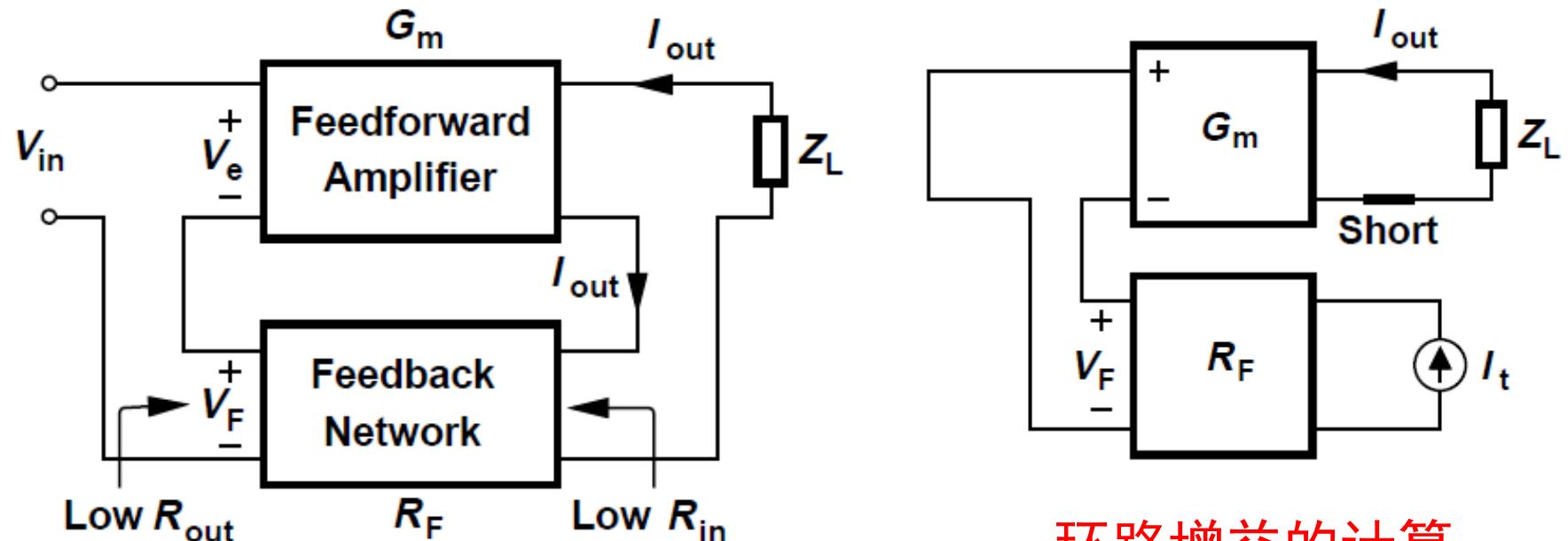
》》 电流—电压反馈



$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{1 + G_m R_F}$$

- 反馈网络与前馈网络的输出量串联，与输入量串联。
- 前馈网络必须加负载电阻，以产生电流。
- 理想反馈网络具有零输入阻抗，将输出电流全部接收。
- 理想反馈网络具有零输出阻抗，将反馈电压全部送到输入端。

》》 电流—电压反馈：增益



环路增益的计算

$$V_F = R_F I_{out}$$

$$V_F = R_F I_t$$

$$V_e = V_{in} - R_F I_{out}$$

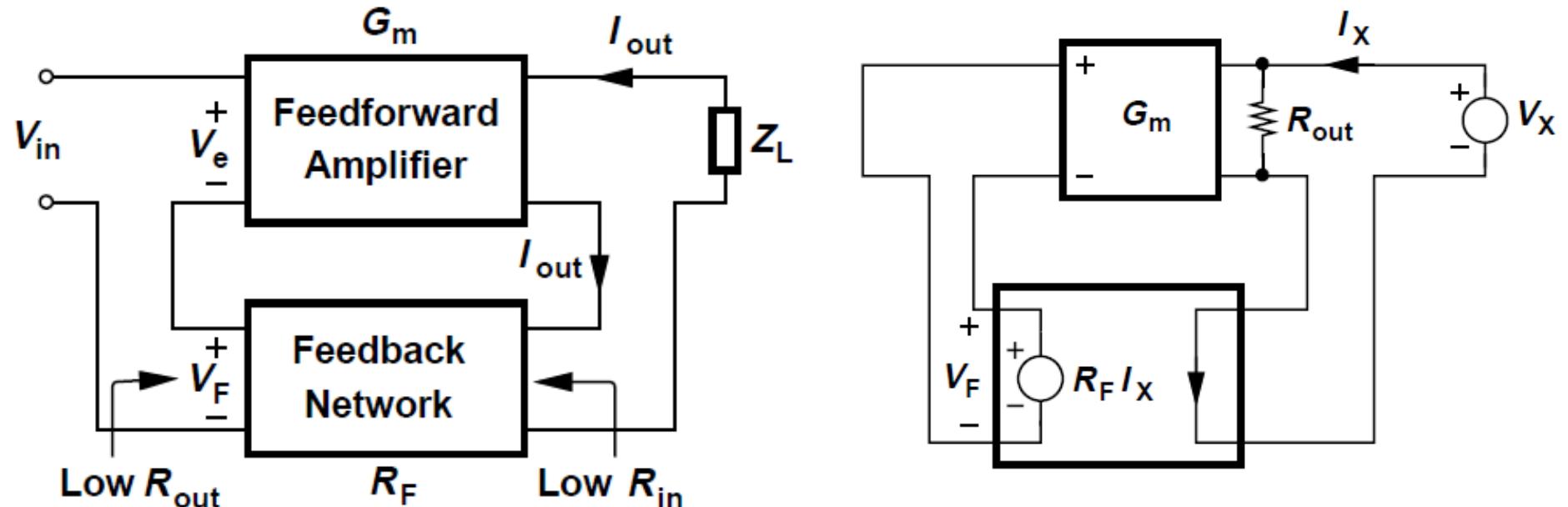
$$I_{out} = -V_F G_m$$

$$I_{out} = G_m(V_{in} - R_F I_{out})$$

$$-\frac{I_{out}}{I_t} = G_m R_F$$

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{1 + G_m R_F}$$

》》 电流—电压反馈：输出阻抗-I



理想情况下，反馈网络返回的电压忽略不计。

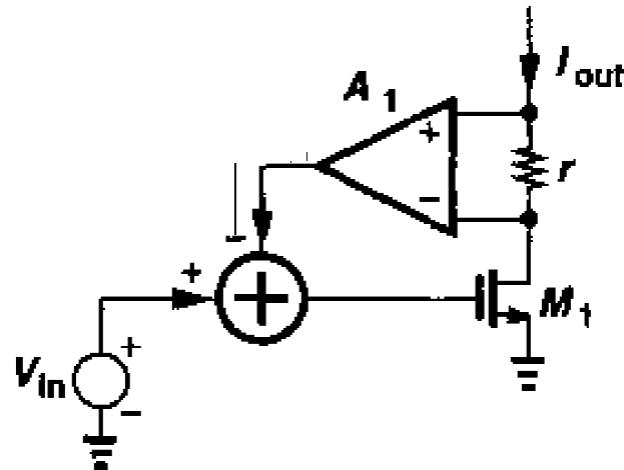
$$V_F = R_F I_X$$

$$-R_F I_X G_m = I_X - \frac{V_X}{R_{out}}$$

$$\frac{V_X}{I_X} = R_{out}(1 + G_m R_F)$$

输出阻抗被增大，更像一个理想电流源。

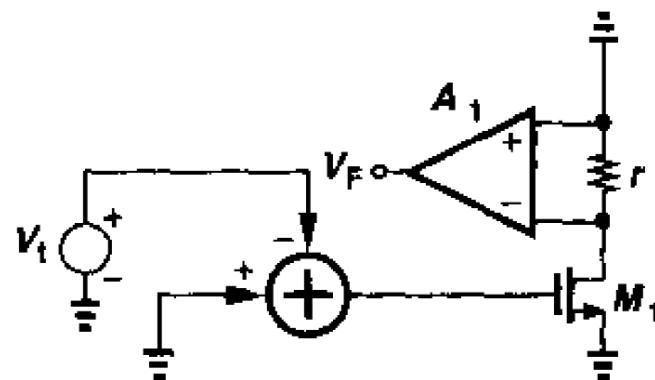
》》 电流—电压反馈：输出阻抗-II



左图电路，求解输出阻抗。

$$G_m R_F = g_m r A_1$$

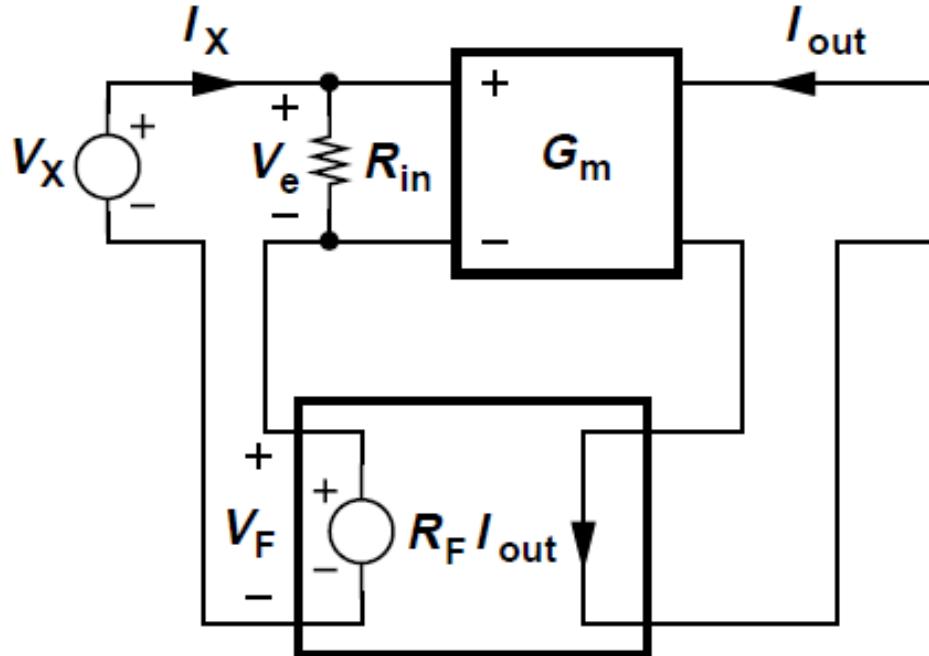
$$R_{out, closed} = (1 + g_m r A_1)(r + r_o)$$



思考：求环路增益，在 I_{out} 处
应该如何拆环？

环路增益的计算

》》 电流—电压反馈：输入阻抗



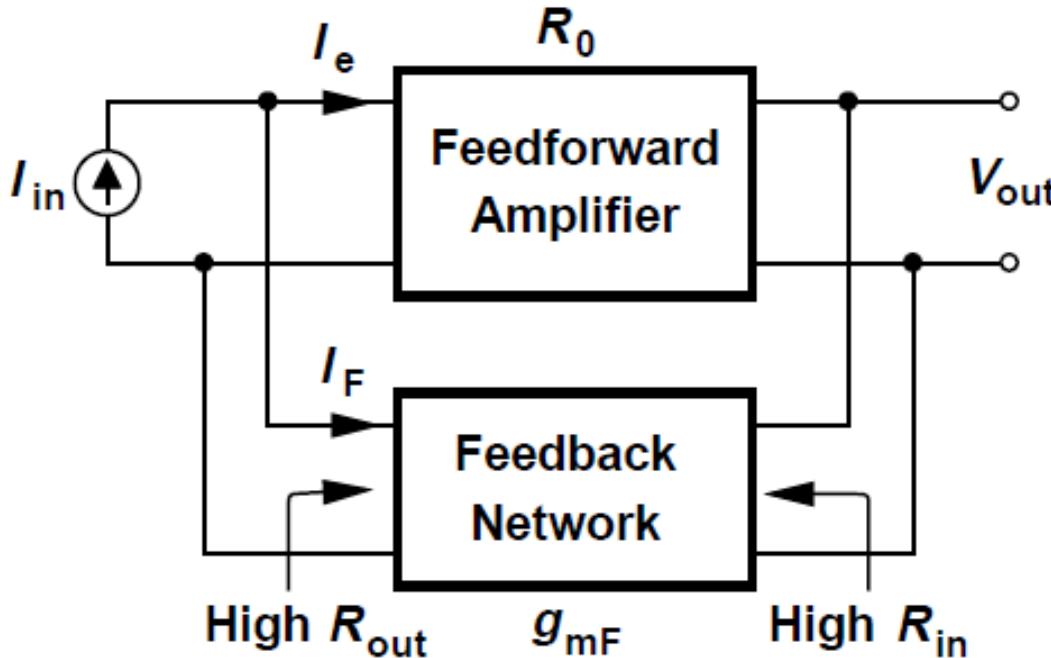
$$I_X R_{in} G_m = I_{out}$$

$$V_e = V_X - G_m R_F I_X R_{in}$$

$$\frac{V_X}{I_X} = R_{in}(1 + G_m R_F)$$

- 情形类似于“电压—电压”反馈的输入阻抗。
- 输入阻抗被增大，更接近理想电压放大器。

》》 电压—电流反馈



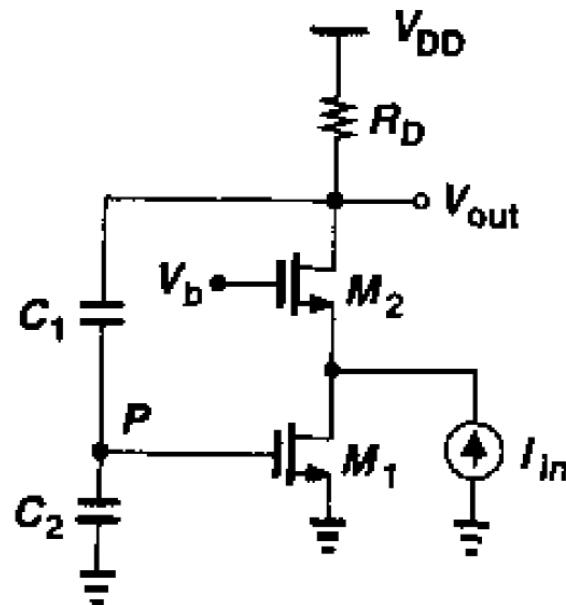
$$I_F = g_{mF}V_{out} \quad I_e = I_{in} - I_F$$

$$V_{out} = R_0 I_e = R_0(I_{in} - g_{mF}V_{out})$$

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_0}{1 + g_{mF}R_0}$$

- 反馈网络与前馈网络的输出量并联，与输入量并联。
- 理想反馈网络具有无穷大输入阻抗，将输出电压全部接收。
- 理想反馈网络具有无穷大输出阻抗，将反馈电流全部送到输入端。

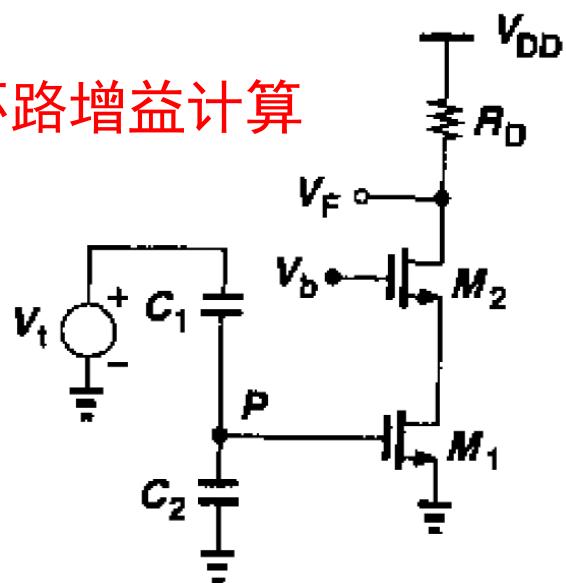
》》 电压—电流反馈：例题



左图共栅级电路，求解闭环跨阻。

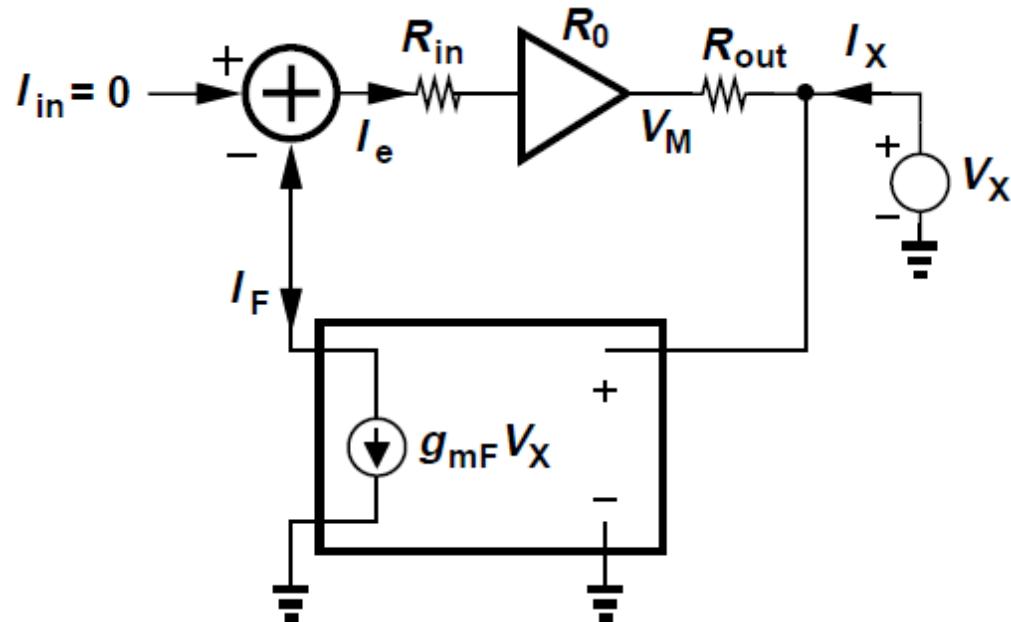
$$g_{mF}R_0 = -\frac{V_F}{V_t} = g_{m1}R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

环路增益计算



$$R_{closed} = \frac{R_D}{1 + g_{m1}R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2}}$$

》》 电压—电流反馈：输出阻抗



$$I_e = -I_F = -g_{mF} V_X$$

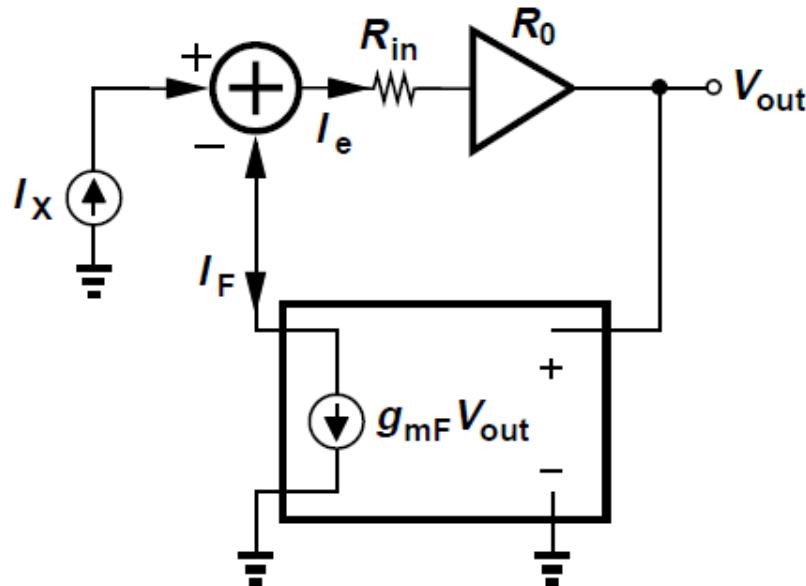
$$V_M = -R_0 g_{mF} V_X$$

$$I_X = \frac{V_X - V_M}{R_{out}} = \frac{V_X + g_{mF} R_0 V_X}{R_{out}}$$

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_{out}}{1 + g_{mF} R_0}$$

- 情形类似于“电压—电压反馈”的输出阻抗。
- 输出阻抗被减小，更接近理想电压源输出。

》》 电压—电流反馈：输入阻抗

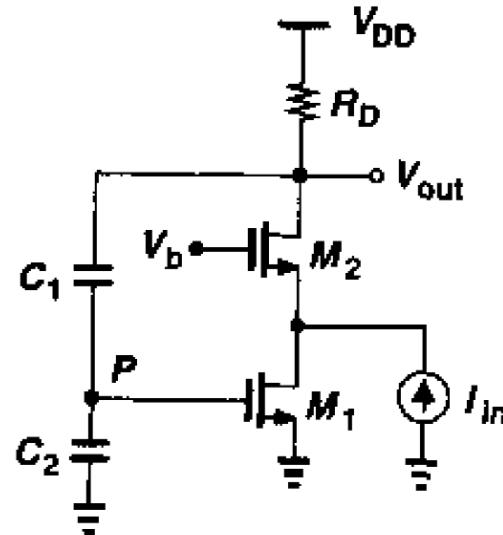


$$I_F = I_X - \frac{V_X}{R_{in}} \quad \frac{V_X R_0 g_{mF}}{R_{in}} = I_F$$

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_{in}}{1 + g_{mF} R_0}$$

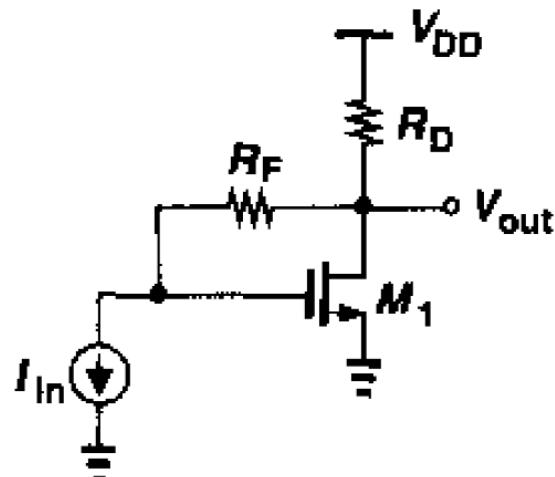
- 猜测：情形类似于后文要讲的“电流—电流反馈”的输入阻抗。
- 输入阻抗被减小，更接近理想电流放大器。

》》 电压—电流反馈：例题

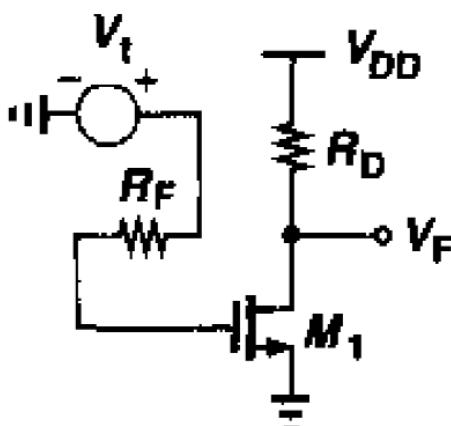


续前述例题，求解输入阻抗

$$R_{in, closed} = \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \frac{1}{1 + g_{m1}R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2}}$$



$$R_F \gg R_D$$

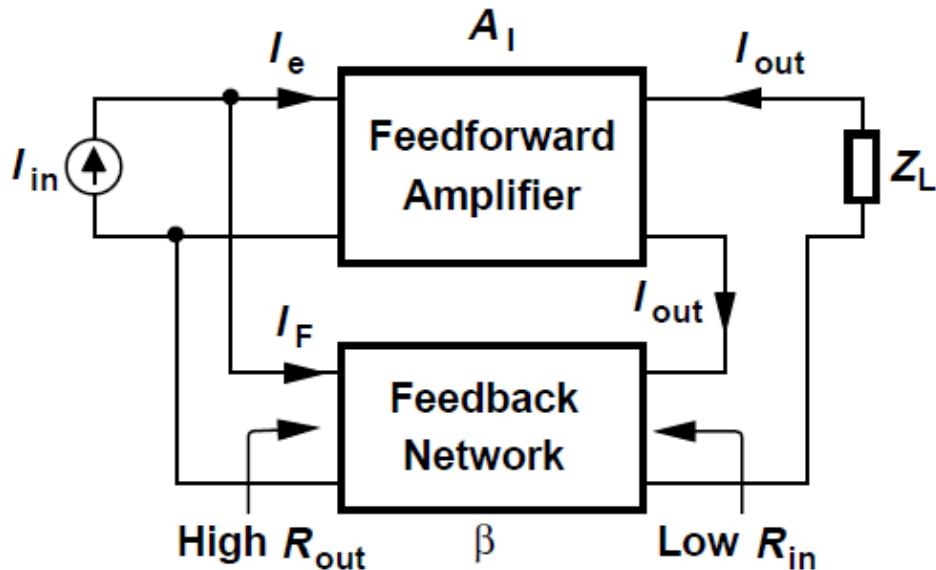


环路增益 $g_m R_D$

$$\frac{R_F}{1 + g_m R_D}$$

$$\frac{R_D}{1 + g_m R_D}$$

》》 电流—电流反馈



$$I_F = \beta I_X$$

$$I_{out} = -\beta I_X A_1 = I_X - \frac{V_X}{R_{out}}$$

$$\frac{V_X}{I_X} = R_{out}(1 + \beta A_1)$$

- 反馈网络与前馈网络的输出量串联，与输入量并联。
- 理想反馈网络具有零输入阻抗和无穷大输出阻抗。
- 闭环增益为 $A_1/(1 + \beta A_1)$
- 输入阻抗减小了 $1 + \beta A_1$ ，情形类似于“电压—电流反馈”的输入阻抗。
- 输出阻抗增大了 $1 + \beta A_1$ ，情形类似于“电流—电压反馈”的输出阻抗。

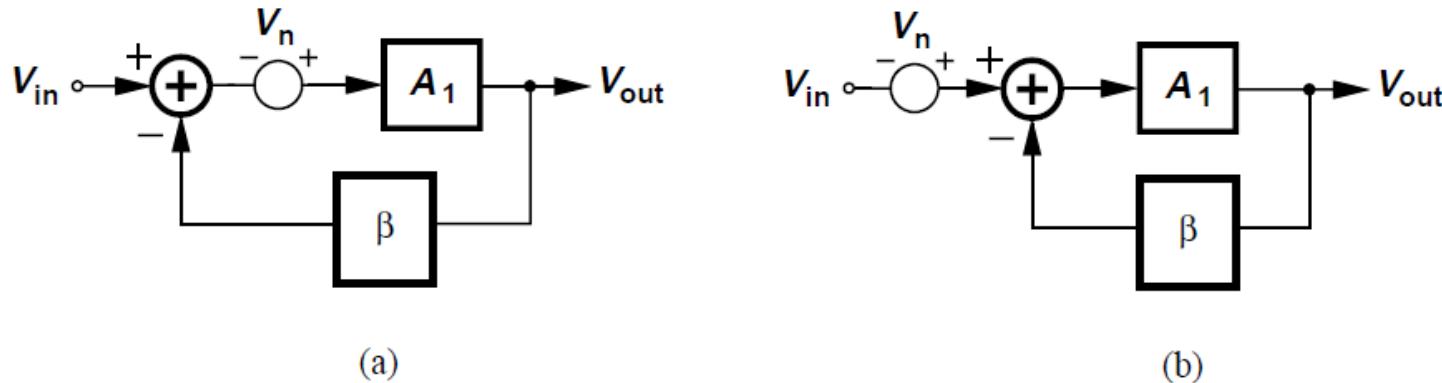


负反馈对输入输出阻抗的影响

反馈类型	输入阻抗	输出阻抗
电压—电压反馈	增大	减小
电流—电压反馈	增大	增大
电压—电流反馈	减小	减小
电流—电流反馈	减小	增大

规律：负反馈总是使放大器的输入/输出阻抗变得更加理想。

》》 负反馈不能改善噪声性能



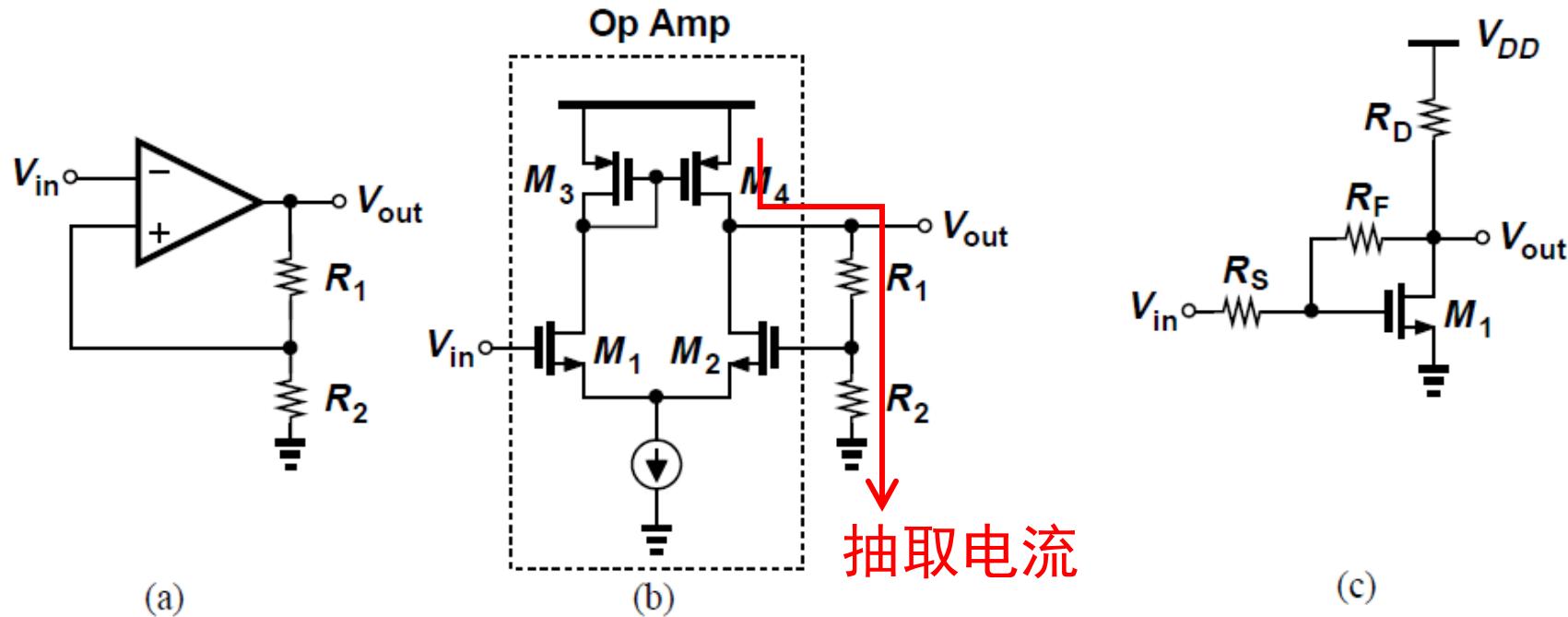
- 为便于分析，首先假设反馈网络不引入噪声，图(a)。

$$(V_{in} - \beta V_{out} + V_n)A_1 = V_{out}$$

$$V_{out} = (V_{in} + V_n) \frac{A_1}{1 + \beta A_1} \quad \text{图(b)}$$

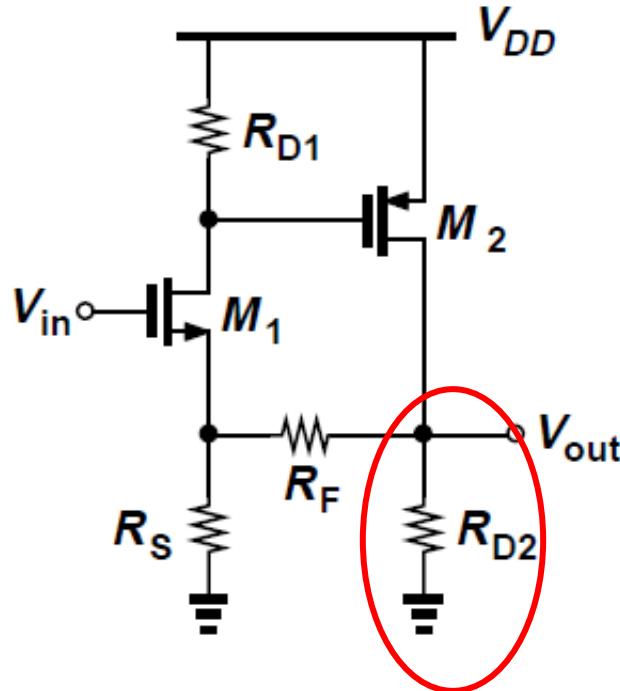
- 可见，整个电路的输入参考噪声不变。
- 实际中，反馈网络也会引入噪声，因此总的噪声性能更差。

》》 反馈分析的困难-I



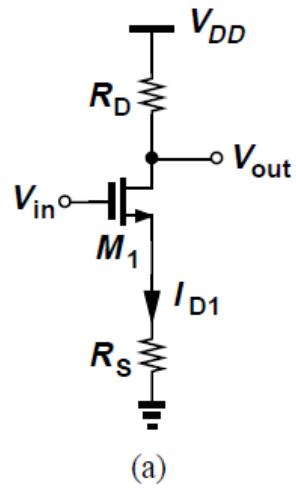
- 反馈网络的输入电阻不是“无穷大”，开环增益被减小。
- 前述理想模型下输出阻抗的计算也不适用。
- 如果由电容反馈分压，则在低频下几乎不影响开环增益。
- 这都被称为“加载效应”。

》》 反馈分析的困难-II

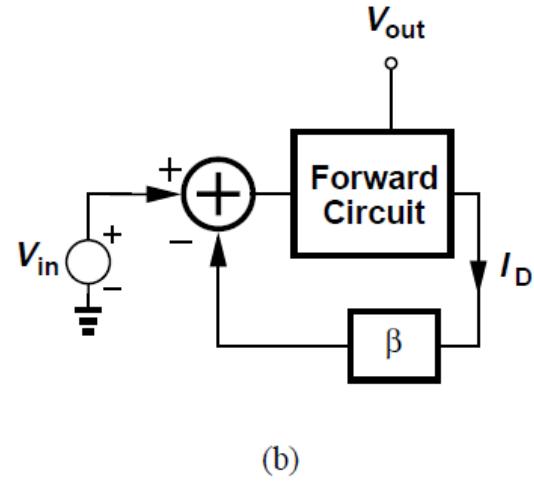


- 反馈网络和前馈网络纠缠，难以清晰分割。
- R_{D2} 既在反馈网络，也在前馈网络。
- R_S 与 R_F 都存在类似问题。
- 上一页的电路也存在类似问题。

》》 反馈分析的困难-III



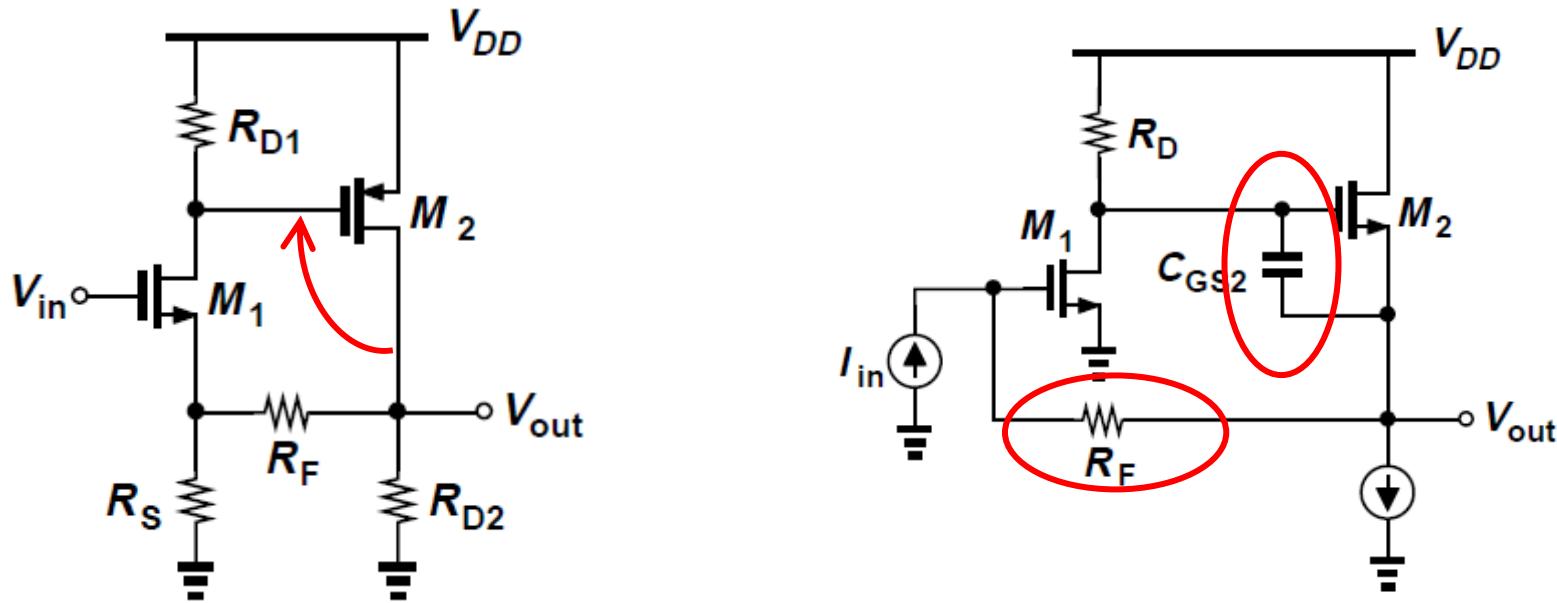
(a)



(b)

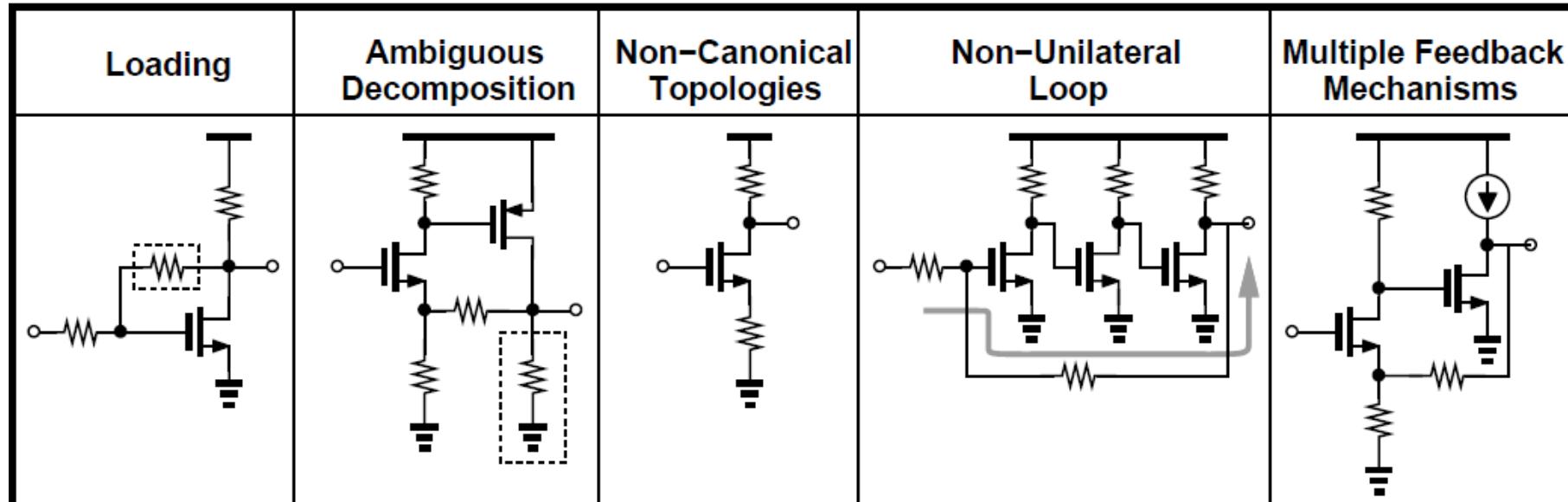
- 源极负反馈放大器，沟道电流 I_{D1} 通过电阻 R_S 被反馈至输入端源极，以“栅-源”压降的形式构成电压反馈。
- 然而，它并不能被归类于“电流—电压反馈”，因为所关心的输出是电压量 V_{out} ，不是电流量。
- 其实可以抽象为一个“电压—电压反馈”：反馈系数 $\beta = -R_S/R_D$ ，开环增益 $A_0 = -g_m R_D$ ，但是，很不直观。

》》 反馈分析的困难-IV



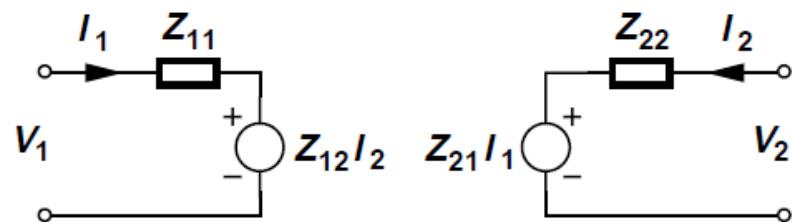
- 左图所示电路，信号不仅从 V_{out} 经反馈网络返回至输入端，还可以通过 C_{GD2} 从M2的漏极流到其栅极。
- 右图所示电路， R_F 和 C_{GS2} 分别构成两条反馈回路，环路增益难以确定。

》》 反馈分析的困难-小结

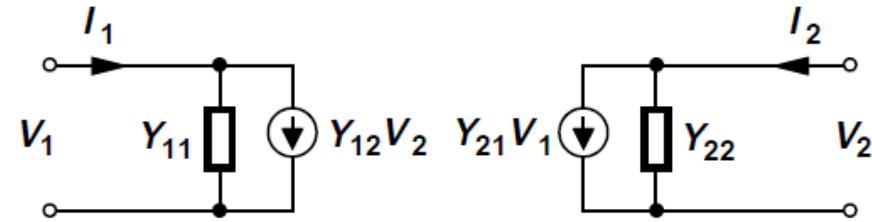


- 很多困难在同一个电路里同时存在。
- 反馈分析方法：**二端口网络法、波特法……**
- 这些方法的理论性极强。

复习：线性二端口网络模型



(a)



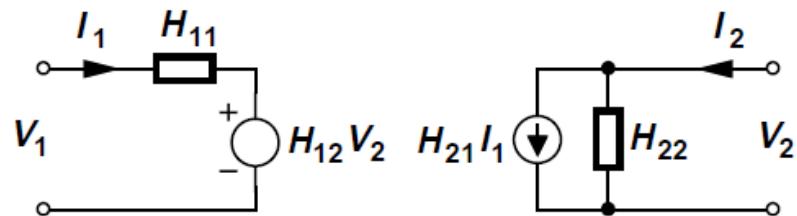
(b)

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

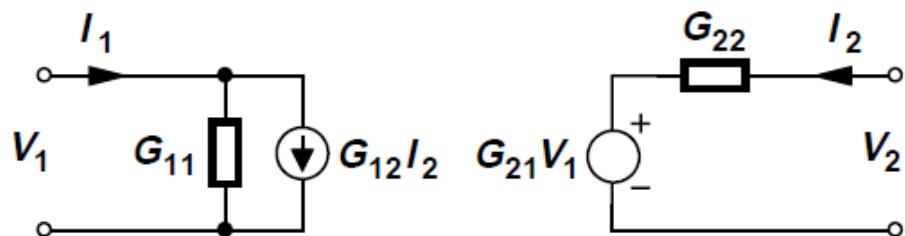
$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$



(c)



(d)

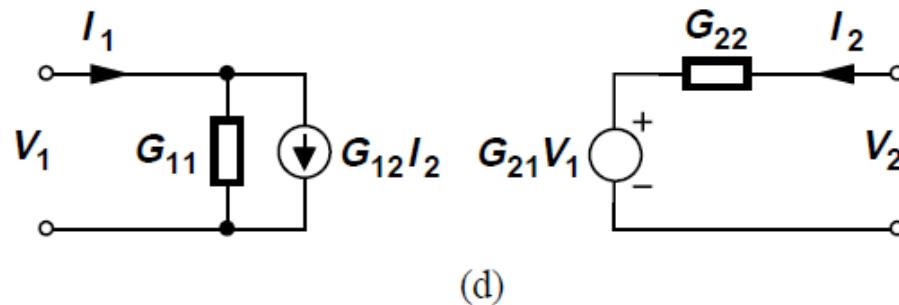
$$V_1 = H_{11}I_1 + H_{12}V_2$$

$$I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}V_2$$

$$I_1 = G_{11}V_1 + G_{12}I_2$$

$$V_2 = G_{21}V_1 + G_{22}I_2$$

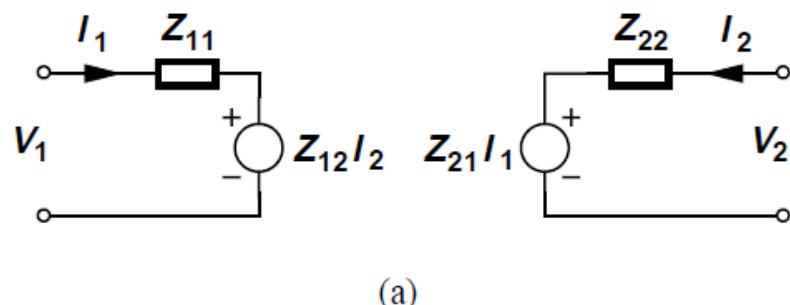
》》 电压放大器的网络模型-Ⅰ



$$I_1 = G_{11}V_1 + G_{12}I_2$$

$$V_2 = G_{21}V_1 + G_{22}I_2$$

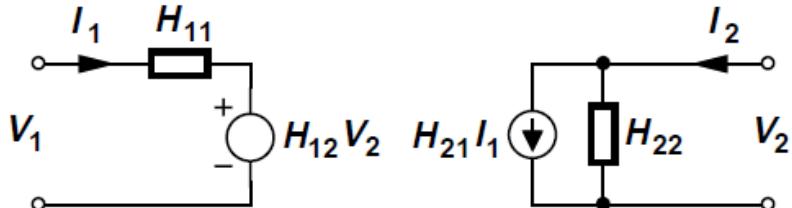
- 对于电压放大器而言，G模型更直观、更有物理意义。
- 对于普通的电压放大器，内部反馈 $G_{12}I_2$ 被忽略，则 G_{11} 就是输入导纳， G_{22} 就是输出阻抗， G_{21} 就是开路电压增益。
- Z模型不适用：内部反馈 $Z_{12}I_2$ 若被忽略， $V_1 = Z_{11}I_1$ ，理想情况下，输入阻抗无穷大， $I_1 = 0$ ， $V_2 = Z_{22}I_2$ ，电压增益无解。更适合于跨阻放大器。



$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

》》 电压放大器的网络模型-II

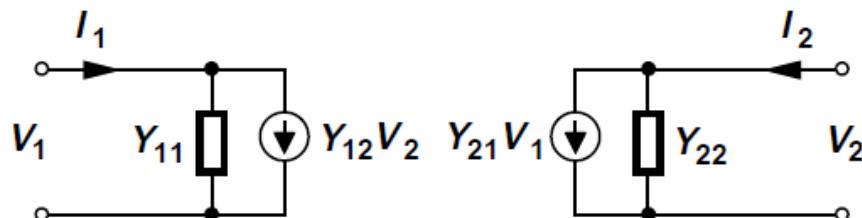


(c)

$$V_1 = H_{11}I_1 + H_{12}V_2$$

$$I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}V_2$$

- H模型不适用：内部反馈 $H_{12}V_2$ 若被忽略， $V_1 = H_{11}I_1$ ，理想情况下，输入阻抗无穷大， $I_1 = 0, I_2 = H_{22}V_2$ ，电压增益无解。更适用于电流放大器。
- Y模型不直观：内部反馈 $Y_{12}V_2$ 若被忽略， $I_1 = Y_{11}V_1$ ，输出端 $I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$ ，更适用于跨导放大器。

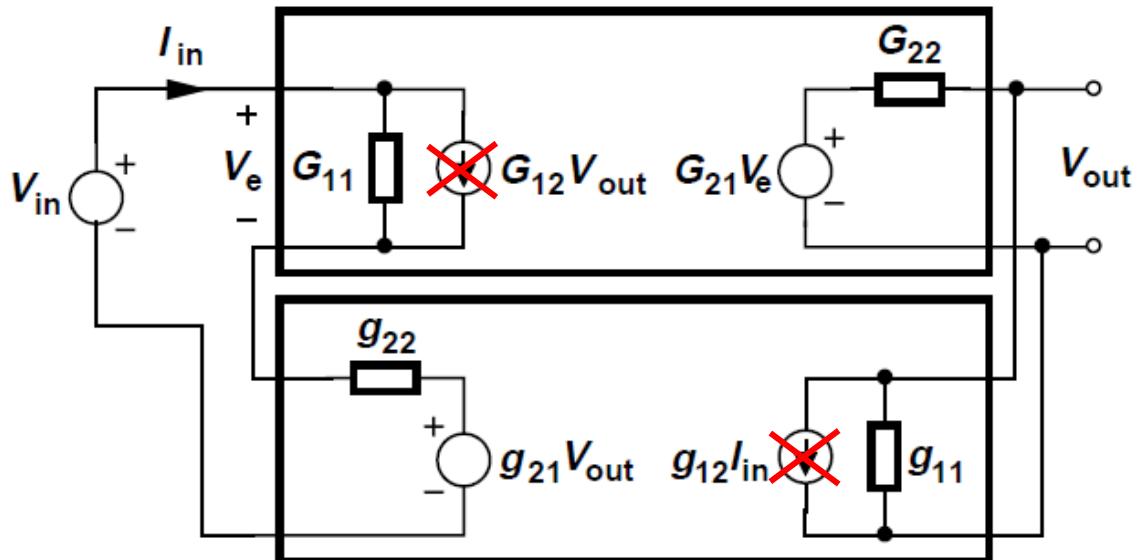


(b)

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

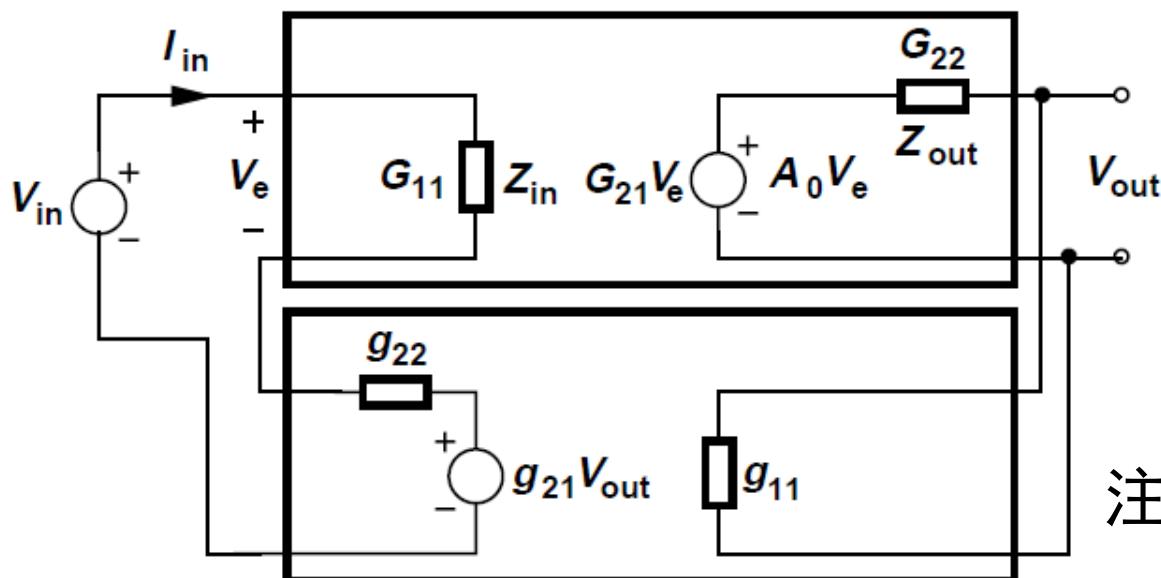
$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$

》》 电压—电压反馈的加载效应-I



(a)

为简化计算，内部反馈被忽略，实现环路单向化近似。



(b)

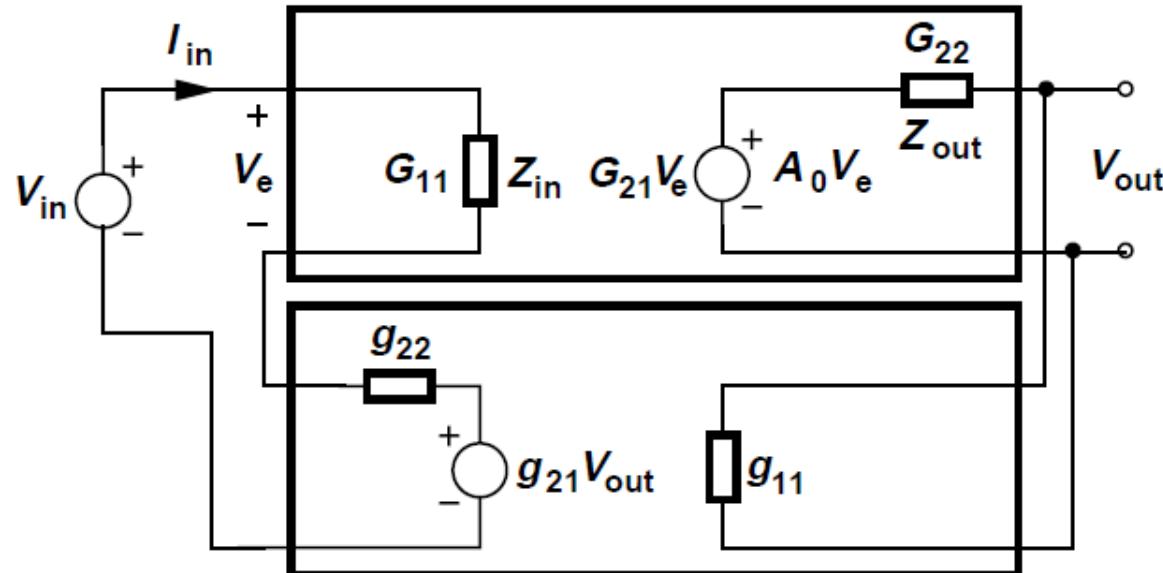
$$G_{11} \sim Z_{in}$$

$$G_{22} \sim Z_{out}$$

$$G_{21} \sim A_0$$

注意 g_{11} 是导纳， g_{22} 是阻抗。

》》 电压—电压反馈的加载效应-II



(b)

$$V_{in} = V_e + g_{22} \frac{V_e}{Z_{in}} + g_{21} V_{out}$$

$$g_{11} V_{out} + \frac{V_{out} - A_0 V_e}{Z_{out}} = 0$$

考慮加载效应后的等效闭环增益：

等效开环增益

如果 $g_{11} = g_{22} = 0$

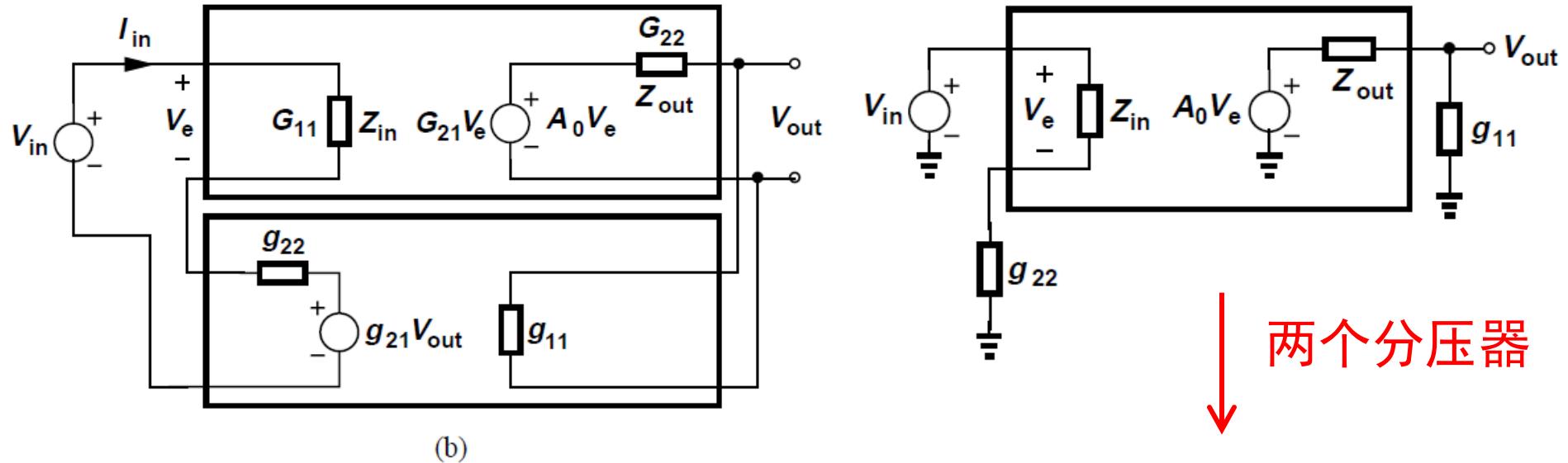
则退化为理想模型，即，

不考虑加载效应

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{A_0}{\left(1 + \frac{g_{22}}{Z_{in}}\right)(1 + g_{11}Z_{out})}}{1 + \frac{g_{21}A_0}{\left(1 + \frac{g_{22}}{Z_{in}}\right)(1 + g_{11}Z_{out})}}$$

反馈系数

》》 电压—电压反馈的加载效应-III



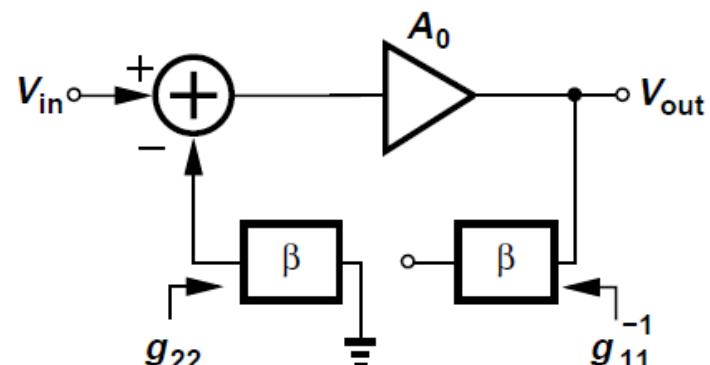
等效开环
增益

$$\frac{A_0}{\left(1 + \frac{g_{22}}{Z_{in}}\right)(1 + g_{11}Z_{out})} = A_0 \frac{Z_{in}}{Z_{in} + g_{22}} \frac{g_{11}^{-1}}{g_{11}^{-1} + Z_{out}}$$

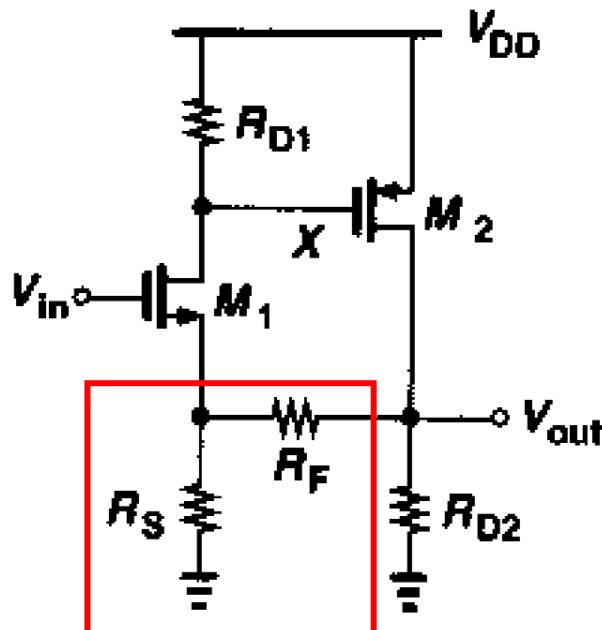
拆环方法

$$g_{11} = \frac{I_1}{V_1} \mid_{I_2=0}$$

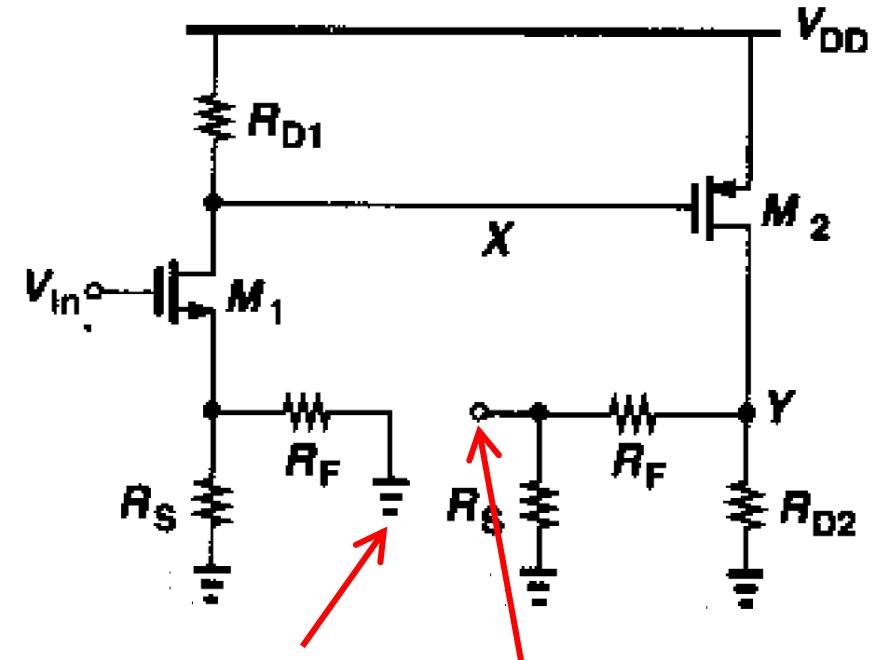
$$g_{22} = \frac{V_2}{I_2} \mid_{V_1=0}$$



》》 电压—电压反馈的加载效应：例题



令这一部分为反馈网络



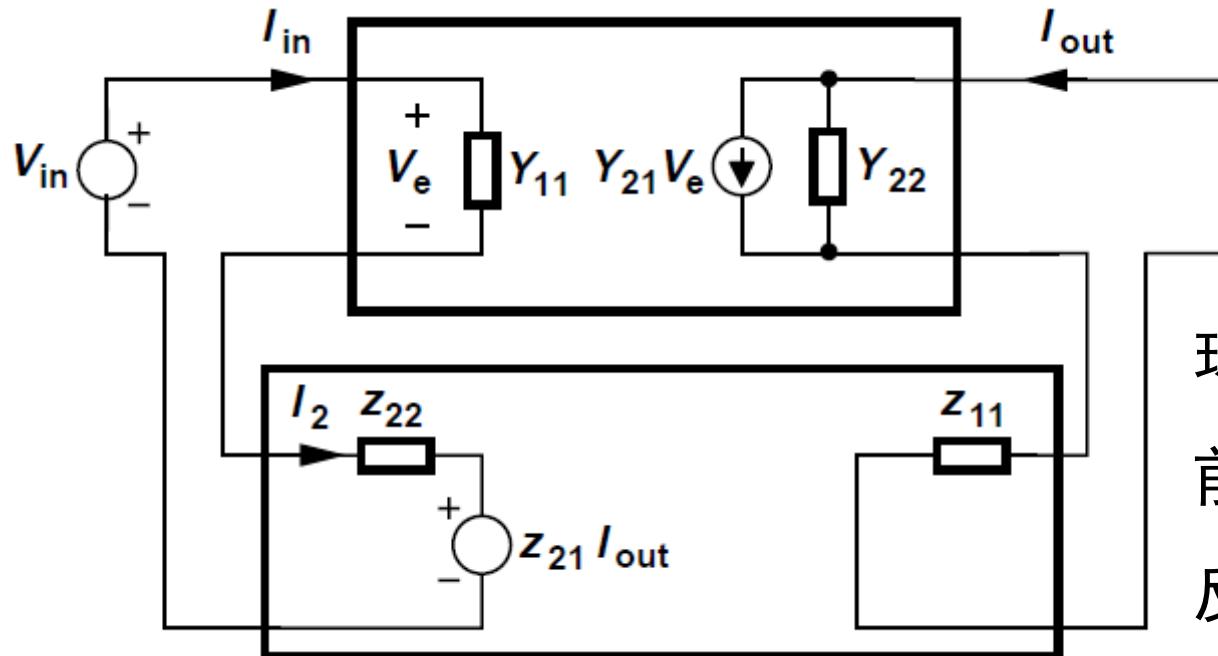
反馈网络输入端短路

反馈网络输出端开路

等效开环增益 $A_{v,open} = \frac{V_Y}{V_{in}} = \frac{-R_{D1}}{R_F || R_S + \frac{1}{g_{m1}}} \{-g_{m2}[R_{D2}||(R_F + R_S)]\}$

反馈系数 $g_{21} = \frac{V_2}{V_1} |_{I_2=0} = \frac{R_S}{R_F + R_S}$

》》 电流—电压反馈的加载效应-I



前馈网络Y模型适用；
反馈网络Z模型适用。

环路单向化近似：
前馈网络的电流源 $Y_{12}V_{out}$ 忽略
反馈网络的电压源 $Z_{12}I_{in}$ 忽略

$$V_{in} = V_e + Y_{11}V_e z_{22} + z_{21}I_{out}$$

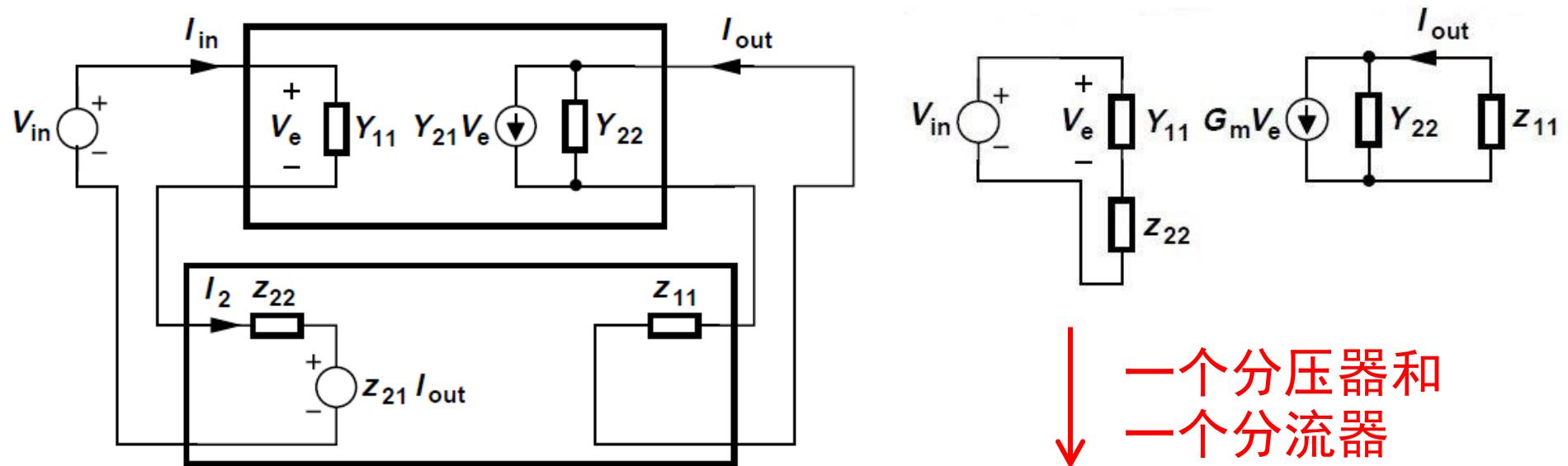
$$-I_{out}z_{11} = \frac{I_{out} - Y_{21}V_e}{Y_{22}}$$

等效开环跨导

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{\boxed{\frac{Y_{21}}{(1 + z_{22}Y_{11})(1 + z_{11}Y_{22})}}}{1 + \boxed{z_{21}} \frac{\boxed{Y_{21}}}{(1 + z_{22}Y_{11})(1 + z_{11}Y_{22})}}$$

反馈系数

》》 电流—电压反馈的加载效应-II



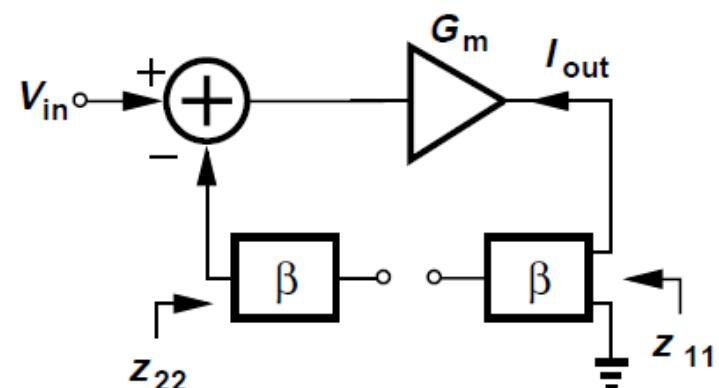
等效开环
跨导

$$\frac{Y_{21}}{(1 + z_{22}Y_{11})(1 + z_{11}Y_{22})} = Y_{21} \frac{Y_{11}^{-1}}{z_{22} + Y_{11}^{-1}} \frac{Y_{22}^{-1}}{z_{11} + Y_{22}^{-1}}$$

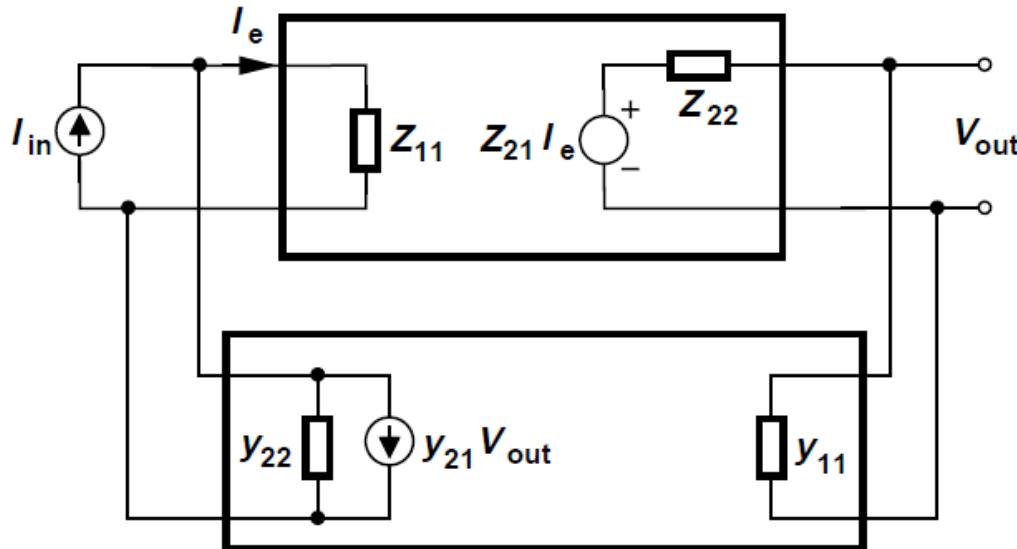
$$z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \mid_{I_2=0}$$

拆环方法

$$z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \mid_{I_1=0}$$



》》 电压—电流反馈的加载效应-I



前馈网络Z模型适用；
反馈网络Y模型适用。

环路单向化近似：
前馈网络的电压源 $Z_{12}I_{out}$ 忽略
反馈网络的电流源 $Y_{12}V_{in}$ 忽略

$$I_{in} = I_e + I_e Z_{11} y_{22} + y_{21} V_{out}$$

$$y_{11} V_{out} + \frac{V_{out} - Z_{21} I_e}{Z_{22}} = 0$$

等效开环跨阻

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{\frac{Z_{21}}{(1 + y_{22}Z_{11})(1 + y_{11}Z_{22})}}{1 + \frac{y_{21}}{(1 + y_{22}Z_{11})(1 + y_{11}Z_{22})} \frac{Z_{21}}{(1 + y_{22}Z_{11})(1 + y_{11}Z_{22})}}$$

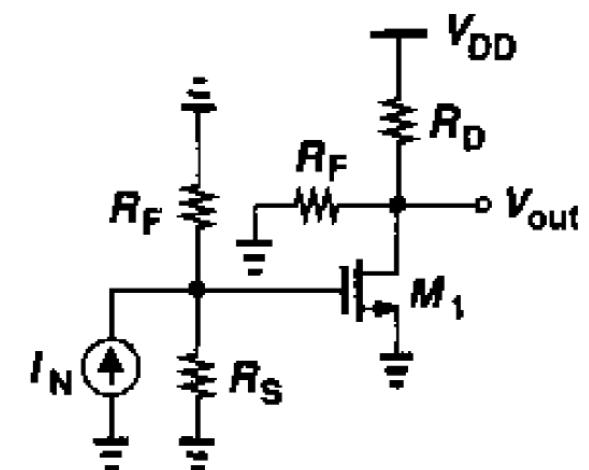
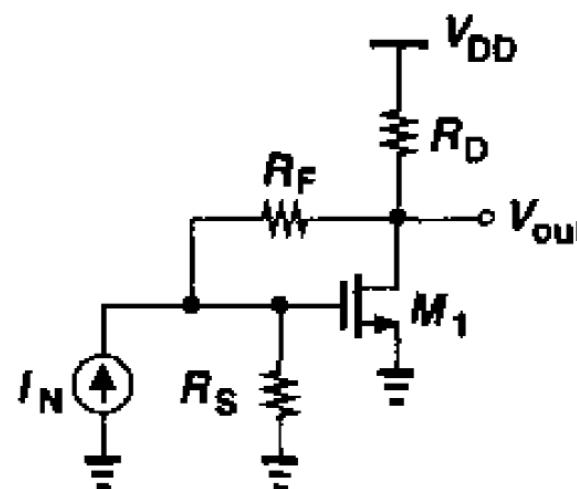
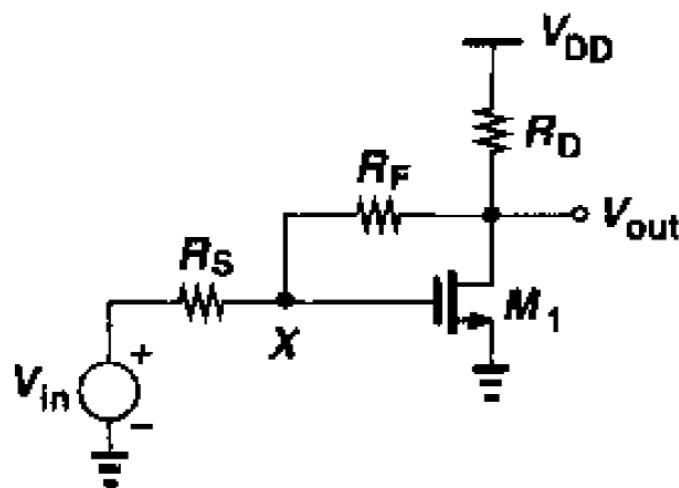
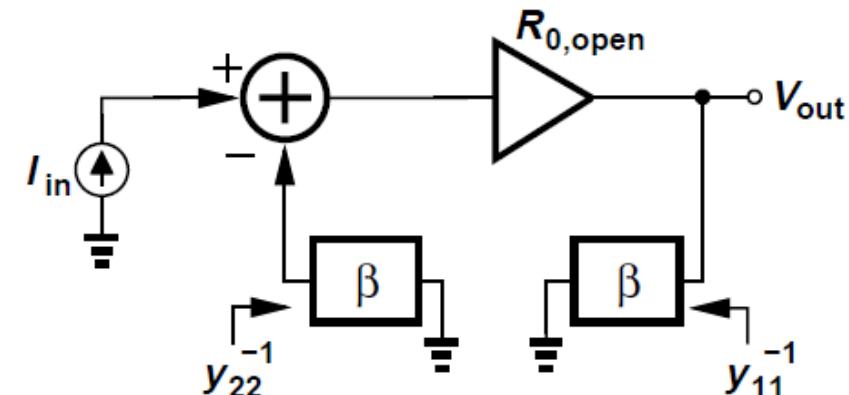
反馈系数

》》 电压—电流反馈的加载效应-II

拆环方法

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0}$$

$$y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0}$$

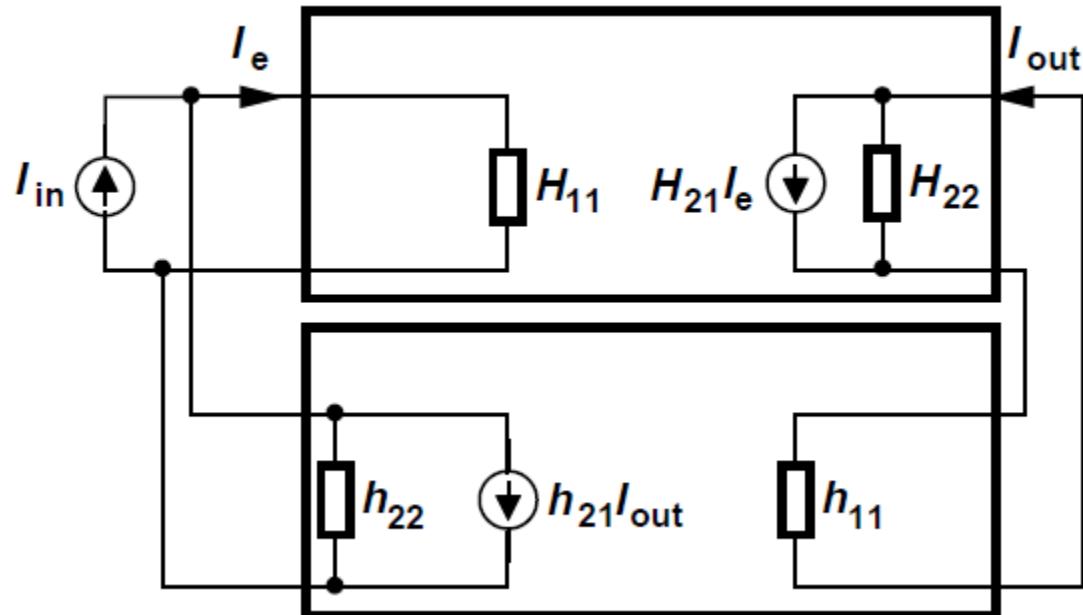


$$\frac{V_{out}}{I_N} \Big|_{open} = -(R_S || R_F) g_m (R_F || R_D)$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0} = -\frac{1}{R_F}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{R_S} \frac{-(R_S || R_F) g_m (R_F || R_D)}{1 + g_m (R_F || R_D) \frac{R_S}{R_S + R_F}}$$

》》 电流—电流反馈的加载效应-I



前馈网络H模型适用；
反馈网络H模型适用。

环路单向化近似：
前馈网络的电压源 $H_{12}V_{out}$ 忽略
反馈网络的电压源 $h_{12}V_{in}$ 忽略

$$I_{in} = I_e H_{11} h_{22} + h_{21} I_{out} + I_e \quad \text{等效开环增益}$$

$$I_{out} = -I_{out} h_{11} H_{22} + H_{21} I_e$$

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\frac{H_{21}}{(1 + h_{22}H_{11})(1 + h_{11}H_{22})}}{1 + \boxed{h_{21}} \frac{H_{21}}{(1 + h_{22}H_{11})(1 + h_{11}H_{22})}}$$

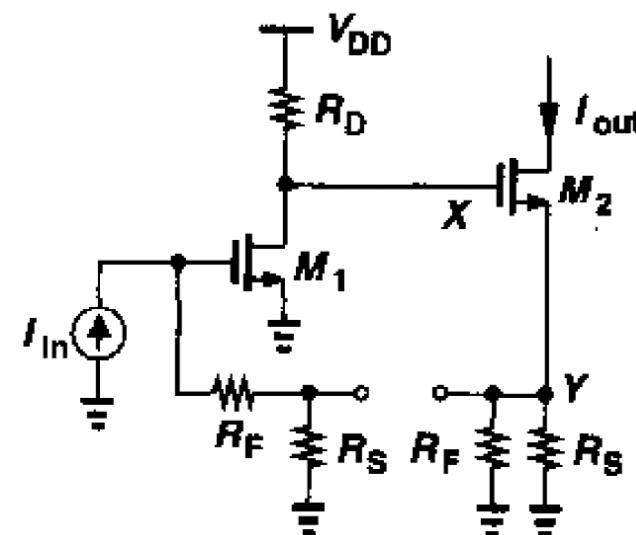
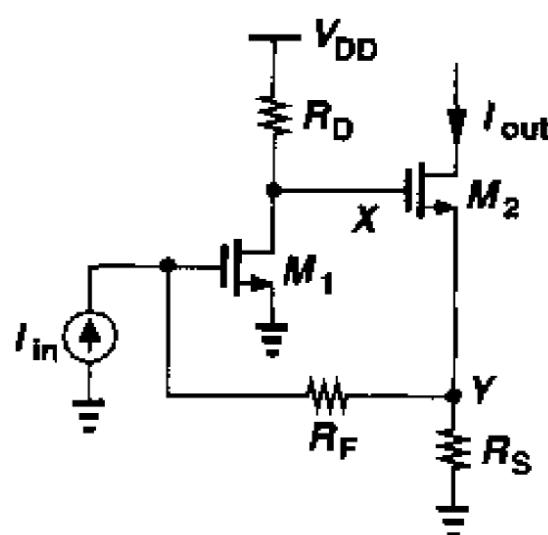
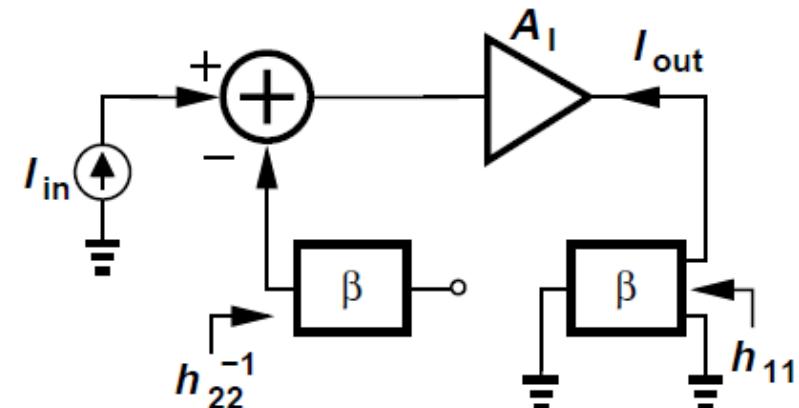
反馈系数

》》 电流—电流反馈的加载效应-II

$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \mid_{V_2=0}$$

拆环方法

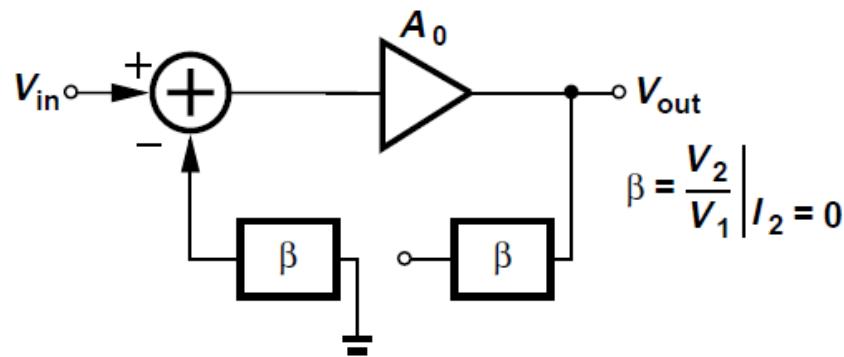
$$h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \mid_{I_1=0}$$



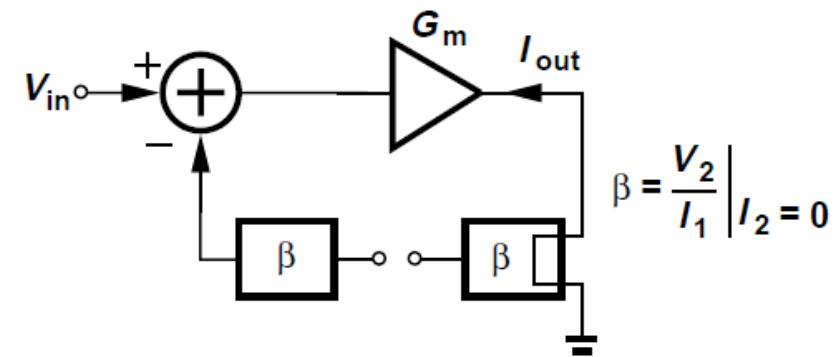
$$A_{I,open} = -(R_F + R_S)g_{m1}R_D \frac{1}{R_S || R_F + \frac{1}{g_{m2}}}$$

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \mid_{V_2=0} = -\frac{R_S}{R_S + R_F}$$

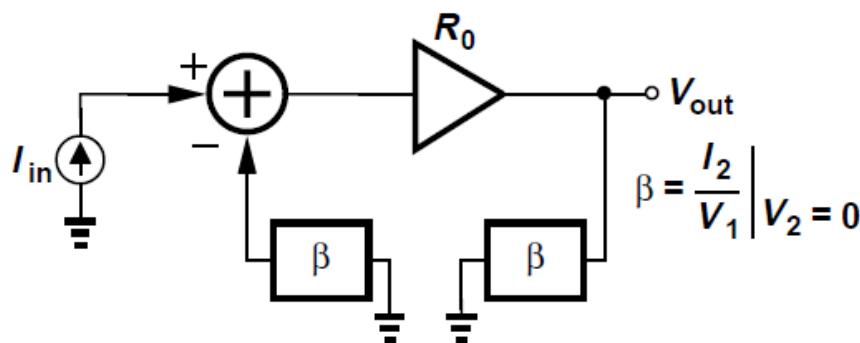
》》 负反馈的加载效应小结



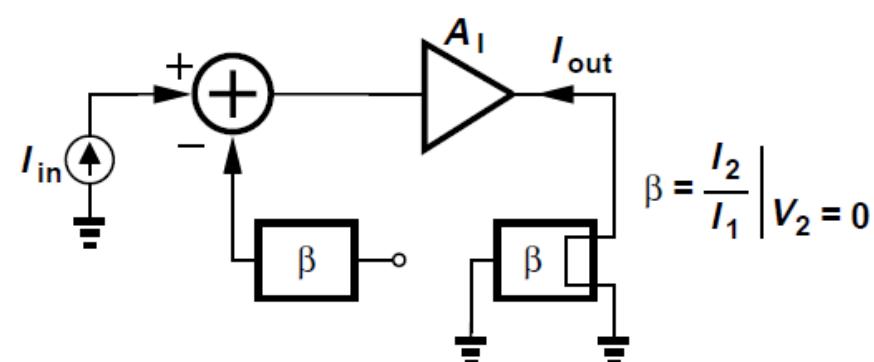
(a)



(b)



(c)



(d)

- 断开加载环路，计算开环增益。
- 确定反馈系数，得出环路增益。
- 这是一种近似（环路单向化假设），并非精确解。



作业

口手工计算

- 《拉扎维》第304页：习题8.10 (a)，注意：不能忽略M1管的沟道长度调制效应。
- 《拉扎维》第304页：习题8.11 (c) , 注意：条件改为 $\lambda \neq 0$, $\gamma = 0$ 。同时采用低频近似条件。只求解输出阻抗和环路增益，不要求解输入阻抗。
- 《拉扎维》第305页：习题8.16, 注意： $\lambda \neq 0$, $\gamma = 0$ 。对于(b), 只解出闭环电压增益的表达式即可，不用计算具体数值，也不用求解输出电阻。
- 第一版与第二版教材题号一致。

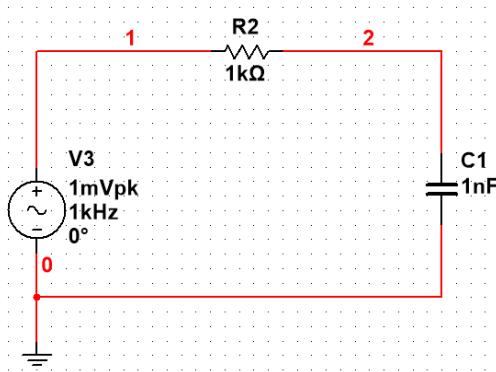


作业

口仿真

- 设计五管OTA，不要求指标，不要求参数 (VDD大约是3 V这个量级)，但功能要正常，展示瞬态仿真 (Transient Simulation) 结果。
- 展示幅频特性曲线与相频特性曲线结果。
- 修改参数，使电路的带宽增大，展示对比结果。
- 加入负反馈 (用电容或电阻都可以)，展示性能变化结果 (瞬态结果或者频响结果都可以)。
- 仿真作业提交截止日期：本学期期末 (2020.06.26)

》》 频率响应仿真：简单的RC电路-1



AC_VOLTAGE

Label	Display	Value	Fault	Pins	Variant
Voltage (Pk):	1m	V			
Voltage offset:	1	V			
Frequency (F):	1k	Hz			
Time delay:	0	s			
Damping factor (1/s):	0				
Phase:	0	°			
AC analysis magnitude:	1	V			
AC analysis phase:	0	°			
Distortion frequency 1 magnitude:	0	V			
Distortion frequency 1 phase:	0	°			
Distortion frequency 2 magnitude:	0	V			
Distortion frequency 2 phase:	0	°			
Tolerance:	0	%			

做交流分析时，此处设置的幅值、频率和相位等交流参数都不再有效。

如果电路存在非线性元件(e.g. MOS管)，这个参数影响静态工作点，仍旧有效。

在本例的RC电路中，这个值无效。

此处设置的参数有效，作为交流分析时所输入的交流信号的模值和相位。交流信号为正弦波。

》》 频率响应仿真：简单的RC电路-II

Analyses and Simulation

X

Active Analysis:

- Interactive Simulation
- DC Operating Point
- AC Sweep**
- Transient
- DC Sweep
- Single Frequency AC
- Parameter Sweep
- Noise
- Monte Carlo
- Fourier
- Temperature Sweep
- Distortion
- Sensitivity
- Worst Case
- Noise Figure
- Pole Zero
- Transfer Function
- Trace Width
- Batched
- User-Defined

AC Sweep

Frequency parameters Output Analysis options Summary

Start frequency (FSTART): Hz

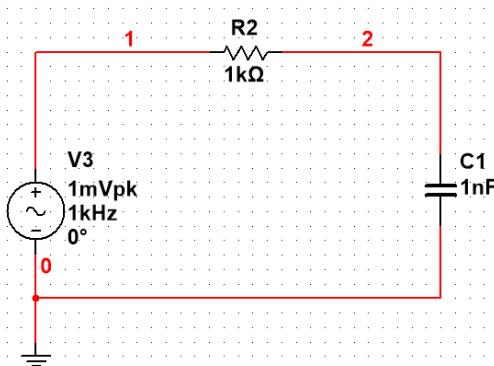
Stop frequency (FSTOP): GHz

Sweep type:

Number of points per decade:

Vertical scale:

选择“AC Sweep”，其余设置类似其它仿真类型，按字面含义理解。选择想观察的“Output”，然后点击“Run”。



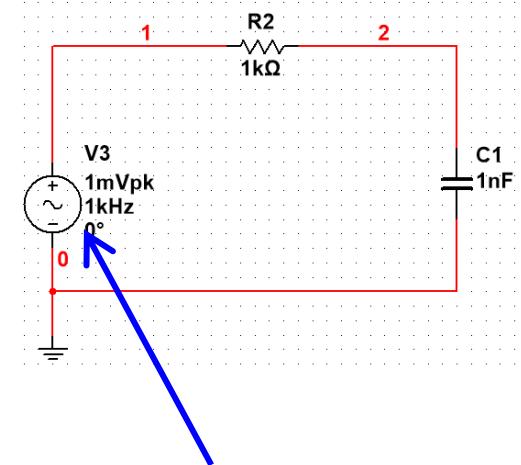
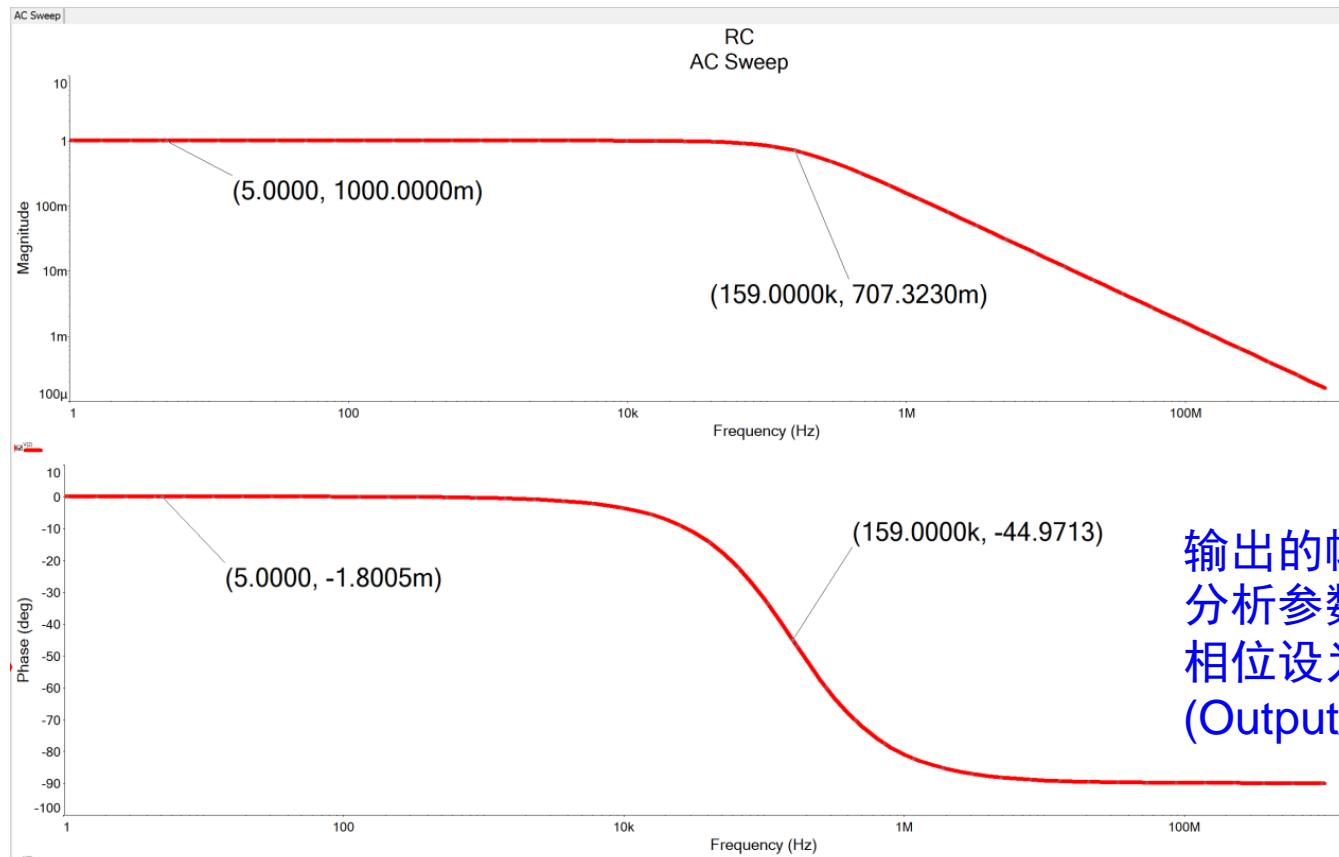
Frequency parameters Output Analysis options Summary

Variables in circuit:

Selected variables for analysis:

> >
< <

》》 频率响应仿真：简单的RC电路- III



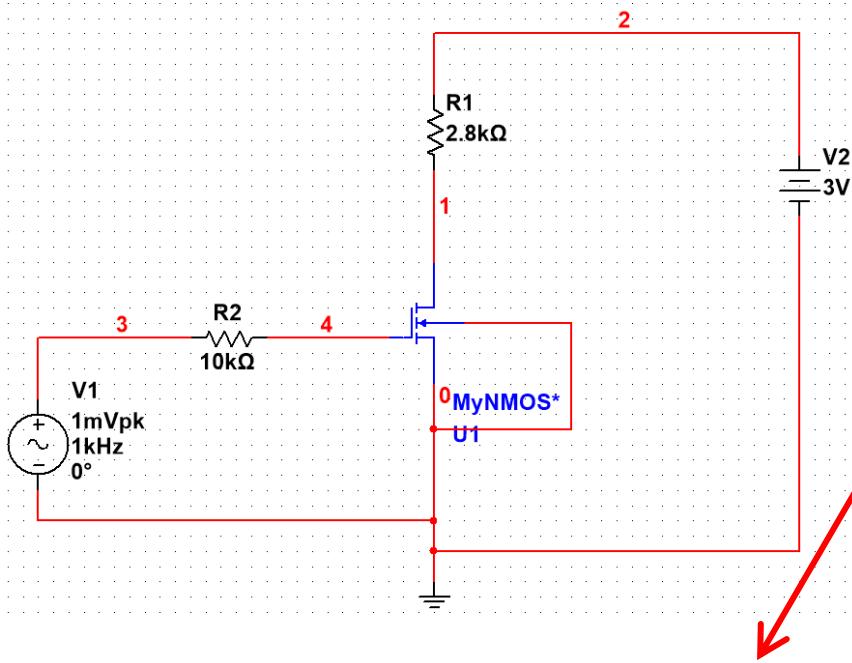
输出的幅值和相位是相对于信号源的交流分析参数而言，此处交流分析幅值设为1V，相位设为0度。输出幅值正好就是增益（Output/1V），输出初始相位从0度开始。

AC analysis magnitude:
AC analysis phase:

1 V
0 °

- 低频时(图中5 Hz)，幅值不衰减，几乎无相移。
- 在极点频率 $f_p = 1/(2\pi RC) = 159$ kHz，幅值降为原来的0.707倍 (减少3 dB)，相移45度。

》》 频率响应仿真：简单的共源级-I



这两个参数需要设置，取决于器件尺寸和结电压，但数量级差不多。
这个电路的B和S都接地，无电容。

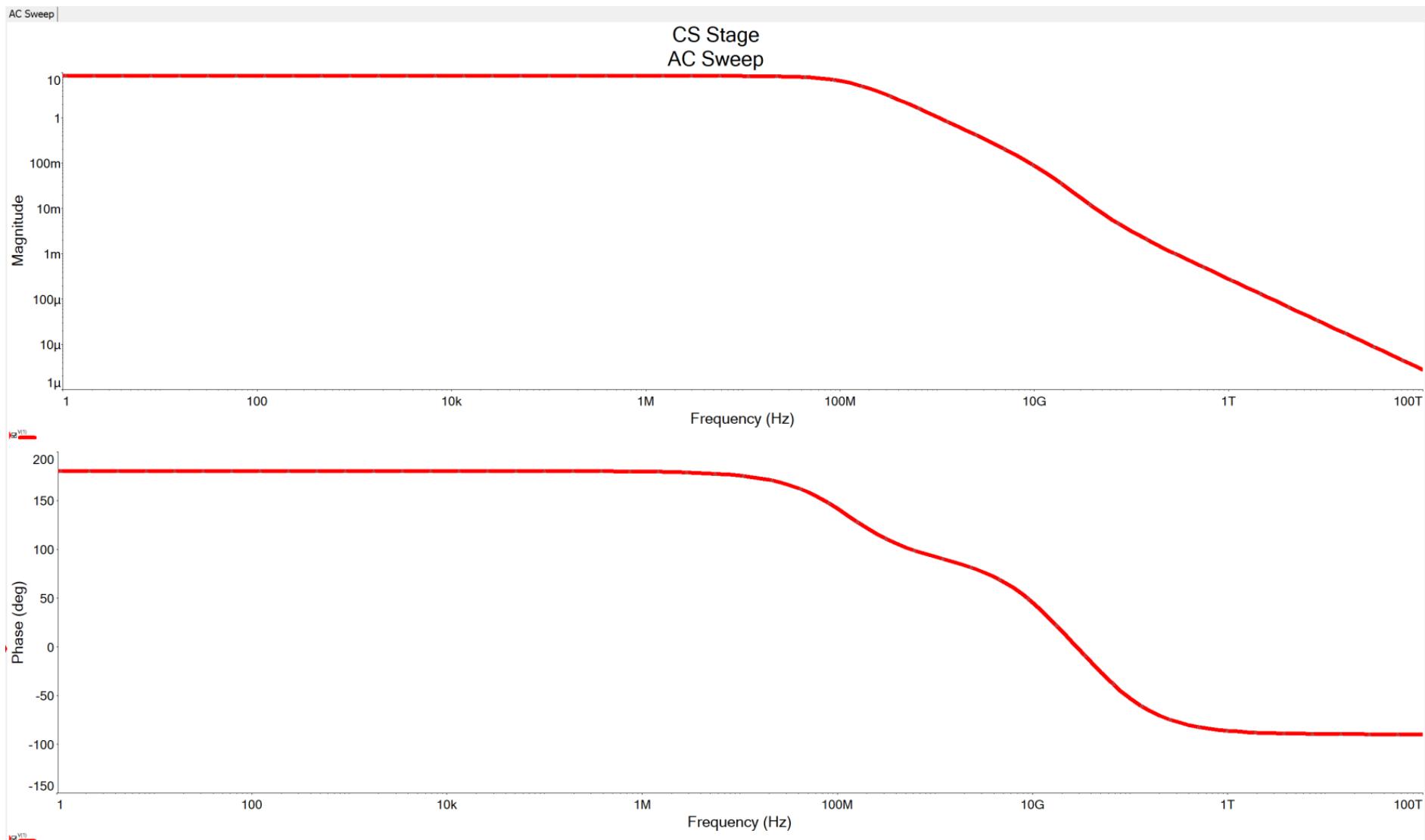
.model NMOS_1_MYNMOS_DEF_1_1 nmos		
Name	Description	Value
Level	Device model level	MOS 1 (Level 1)
VTO	Threshold voltage	0.7 V
KP	Transconductance parameter	0.000134 A/V ²
GAMMA	Bulk threshold parameter	0.45 V ^{0.5}
PHI	Surface potential	0.9 V
LAMBDA	Channel length modulation	0.1 1/V
RD	Drain ohmic resistance	0 Ω
RS	Source ohmic resistance	0 Ω
RG	Gate ohmic resistance	0 Ω
RB	Bulk ohmic resistance	0 Ω
RDS	Drain source shunt resistance	0 Ω
CBD	Bulk-drain junction capacitance	1e-014 F
CBS	Bulk-source junction capacitance	0 F
IS	Bulk junction saturation current	1e-14 A
PB	Bulk junction potential	0.9 V
CGSO	Gate-source overlap capacitance	4e-010 F/m
CGDO	Gate-drain overlap capacitance	4e-010 F/m
CGBO	Gate-bulk overlap capacitance	0 F/m
RSH	Sheet resistance	0 Ω/sq.
CJ	Bottom junction capacitance per area	0.00056 F/m ²
MJ	Bottom grading coefficient	0.45
CJSW	Side junction capacitance per area	3.5e-012 F/m
MJSW	Side grading coefficient	0.2
JS	Bulk junction saturation current density	1e-008 F/m ²
TOX	Oxide thickness	9e-009 m
LD	Lateral diffusion	8e-008 m
U0	Surface mobility	350 cm ² /(V*s)
FC	Forward bias junction fit parameter	0.5
NSUB	Substrate doping	9000000000000000 1/cm ²
TPG	Gate type	1
NSS	Surface state density	0 1/cm ²
TNOM	Parameter measurement temperature	27 °C
KF	Flicker noise coefficient	0
AF	Flicker noise exponent	1
L	Length	5e-007 m
W	Width	2.43e-005 m

Label	Display	Value	Fault	Pins	Variant
Voltage (Pk):	<input type="text" value="1m"/>	V			
Voltage offset:	<input type="text" value="1"/>	V			
Frequency (F):	<input type="text" value="1k"/>	Hz			
Time delay:	<input type="text" value="0"/>	s			
Damping factor (1/s):	<input type="text" value="0"/>				
Phase:	<input type="text" value="0"/>	°			
AC analysis magnitude:	<input type="text" value="1"/>	V			
AC analysis phase:	<input type="text" value="0"/>	°			

此处需要设置，决定静态工作点。

设为1，便于直接从仿真结果观察增益，否则还需要换算。

》》 频率响应仿真：简单的共源级-II



- 与波特图有区别，因为波特图是近似图。
- 与理论近似分析结果有差别，但数量级一致，误差可以接受。

第十三章 CH9+ 运算放大器.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

9. 运算放大器设计基础

王昭昊

©2020



内容提要

■ 一级运放

□ 套筒式、折叠式、设计步骤

■ 两级运放

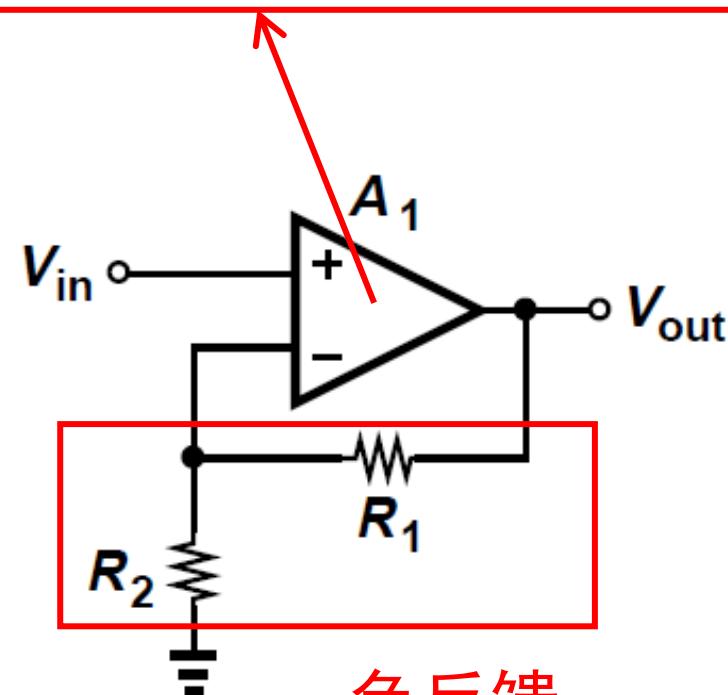
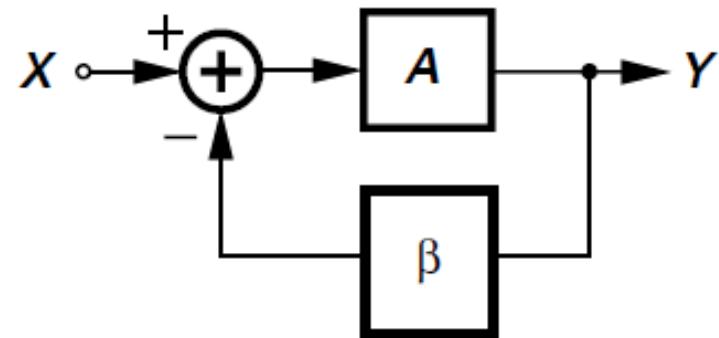
□ Miller OTA、设计步骤

■ 其它技术与指标

□ 共模反馈、转换速率、频率补偿、相位裕度

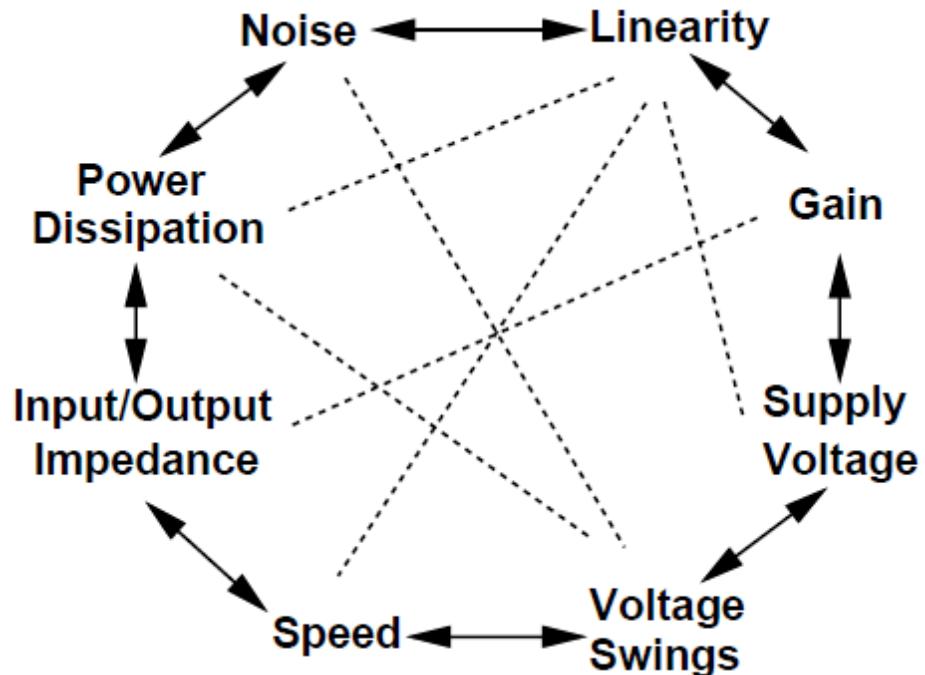
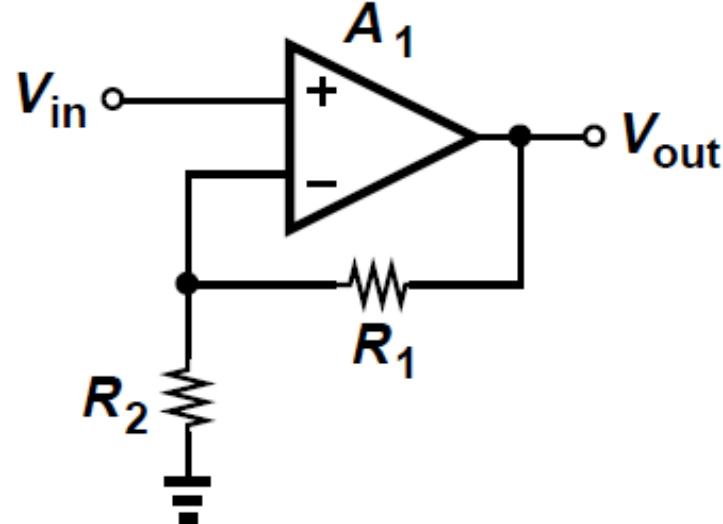
》》运算放大器的定义

- 通常将这个“高增益的差动放大器”定义为“运算放大器”。
- 通常以负反馈形式使用，以提供稳定性、精度等指标。
- 应用范围极广：信号运算、高速放大、滤波、缓冲器……



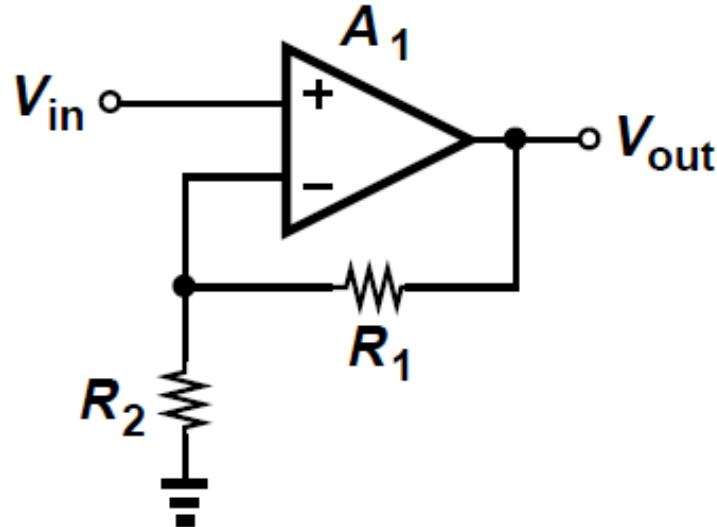
$$\frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{1}{\beta}$$

》》 运算放大器的设计需求



- 理想的运放：无限大增益、无限高输入阻抗、零输出阻抗。
- 实际的运放设计却是多个指标的复杂折中。

例：运放的精度需求



该电路的额定增益为10，要求增益误差为1%，确定 A_1 的最小值。

额定增益/期望的增益：

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 10$$

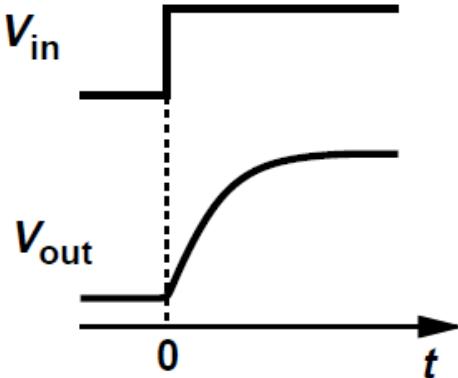
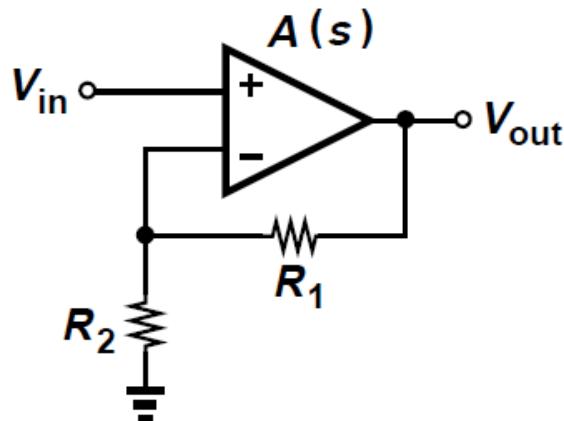
$$\frac{\frac{1}{\beta} - \frac{V_{out}}{V_{in}}}{\frac{1}{\beta}} < 1\%$$

实际增益：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_1}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} A_1}$$

$A_1 > 990$ 开环增益决定精度。

例：运放的带宽/速度需求-I



假设运放是一个单极点电压放大器，输入为阶跃信号。

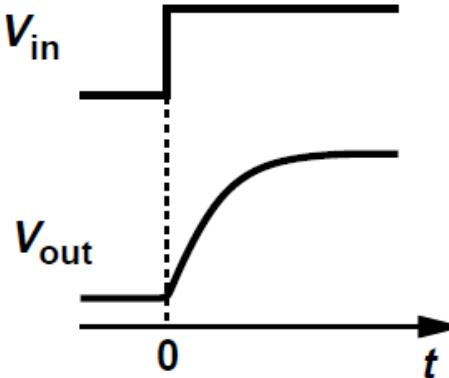
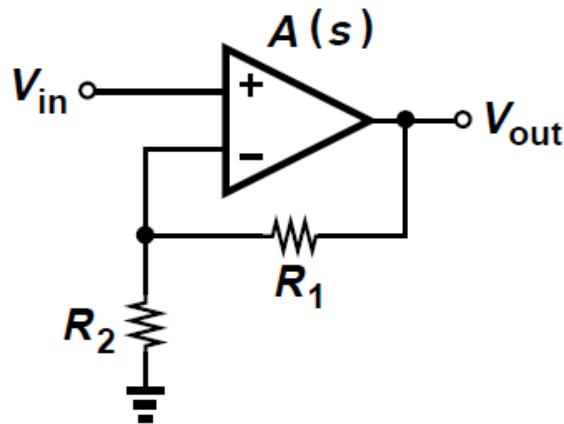
$$V_{in}(s) = \frac{a}{s}$$

$$\frac{A(s)}{1 + \beta A(s)} = \frac{A_0/(1 + s/\omega_0)}{1 + \beta A_0/(1 + s/\omega_0)} = \frac{A_0/(1 + \beta A_0)}{1 + s/[(1 + \beta A_0)\omega_0]} \approx \frac{1/\beta}{1 + s/(\beta A_0 \omega_0)}$$

$$V_{out}(t) = \mathcal{L}^{-1}[V_{out}(s)] = \mathcal{L}^{-1} \left[V_{in}(s) \frac{A(s)}{1 + \beta A(s)} \right]$$

$$\approx a \frac{1}{\beta} \left(1 - \exp \frac{-t}{1/(\beta A_0 \omega_0)} \right) u(t) \quad 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{\beta}$$

例：运放的带宽/速度需求-II



假设运放是一个单极点电压放大器，输入为阶跃信号。

请计算当输出电压处于其最终值的1%范围内所需的时间。如果 $1 + R_1/R_2 = 10$ 并且其稳定时间小于5 ns。该运放必须提供的单位增益带宽是多少？

$$V_{out}(t) \approx a \frac{1}{\beta} \left(1 - \exp \frac{-t}{1/(\beta A_0 \omega_0)} \right) u(t) \quad 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{\beta} = 10$$

$$\exp \frac{-t}{1/(\beta A_0 \omega_0)} = 1\% \Rightarrow t \approx 4.6 / (\beta A_0 \omega_0)$$

$$t \approx 4.6 / (\beta A_0 \omega_0) < 5 \text{ ns} \Rightarrow A_0 \omega_0 > 9.21 \text{ Grad/s (1.47GHz)}$$

》》 一级运放的设计：套筒式共源共栅

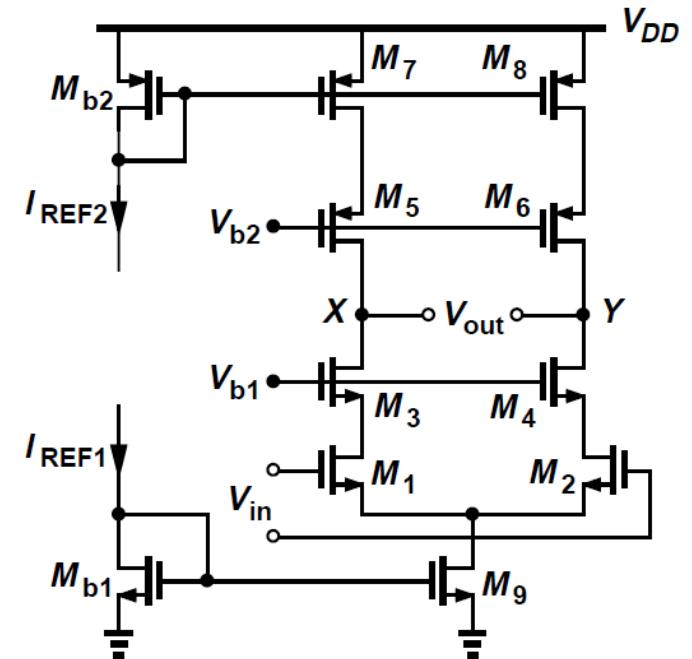
- 第一步：根据功率分配支路电流；
- 第二步：根据摆幅分配过驱动电压；
- 第三步：根据I-V特性计算宽长比；
- 第四步：检查增益是否符合要求；
- 第五步：若不符合要求，调整沟道长度。
- 第六步：确定共模电平和偏置电压。

$$I_D = (1/2)\mu C_{\text{ox}}(W/L)(V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$A_v \approx g_{mN} [(g_{mN} r_{ON}^2) \parallel (g_{mP} r_{OP}^2)]$$

$$g_m r_O = \sqrt{2\mu C_{\text{ox}}(W/L) I_D} / (\lambda I_D)$$

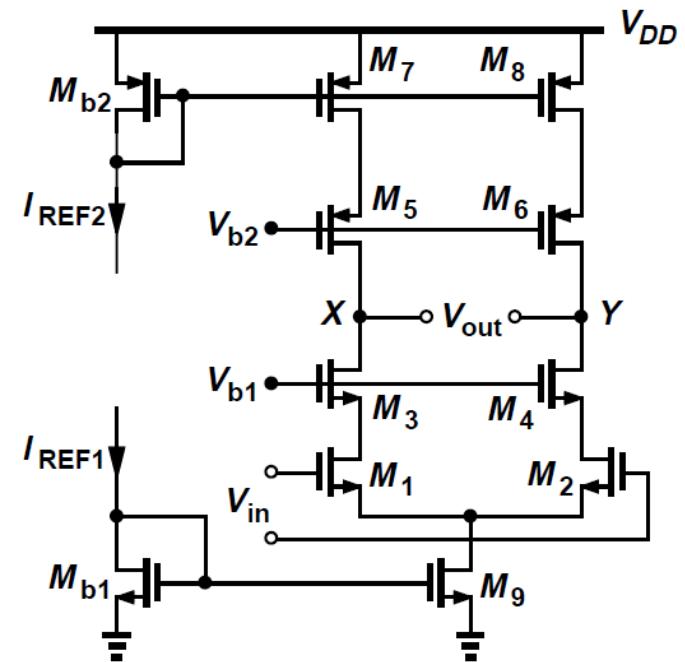
$$\lambda \propto 1/L \quad g_m r_O \propto \sqrt{WL/I_D}$$



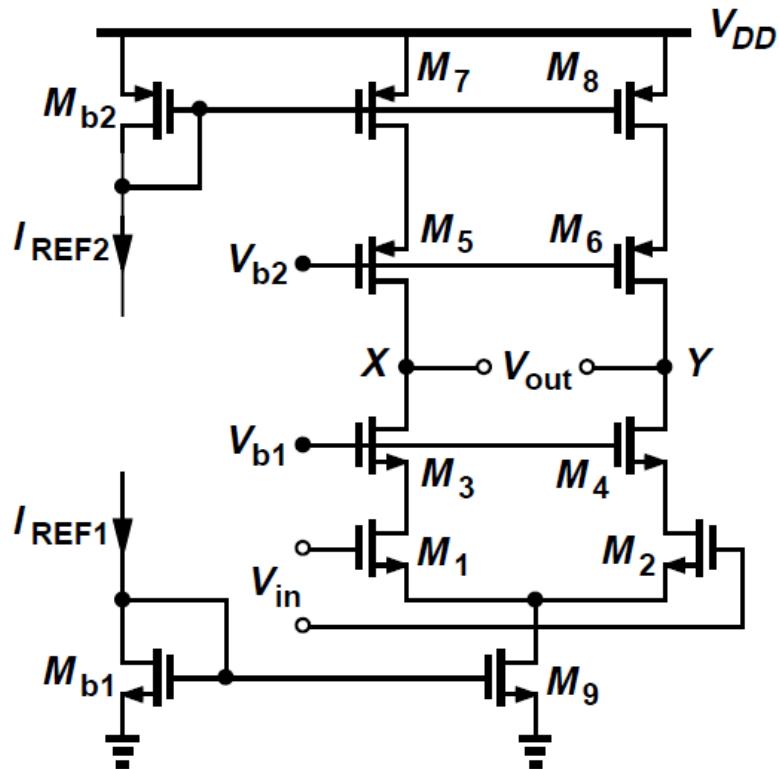
注意：设计方法不唯一。

》》 一级运放的设计：套筒式共源共栅

设计一个全差动套筒式运放。要求：
 $V_{DD} = 3\text{ V}$, 差动输出摆幅 = 3 V, 功耗
= 10 mW, 电压增益= 2000.

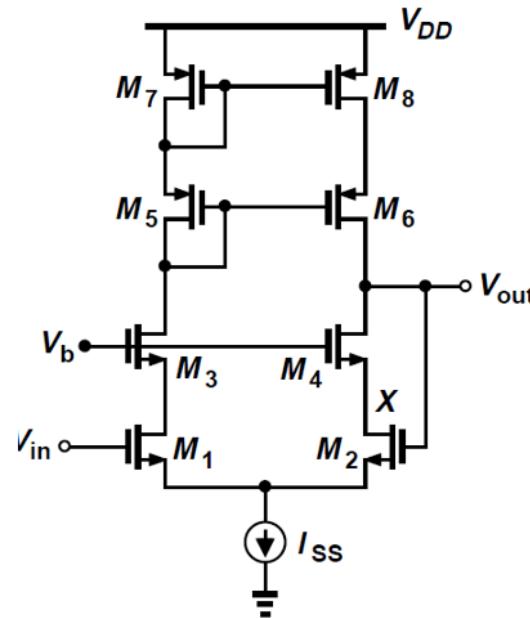
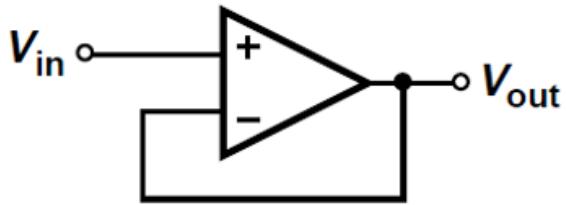


》》套筒式运放的摆幅问题-I



- 为获得最大摆幅， M_1 和 M_7 的 $V_{DS} = V_{OD}$ （过驱动电压）。
- M_1 和 M_7 刚好工作在饱和区边缘，不得不严格控制。

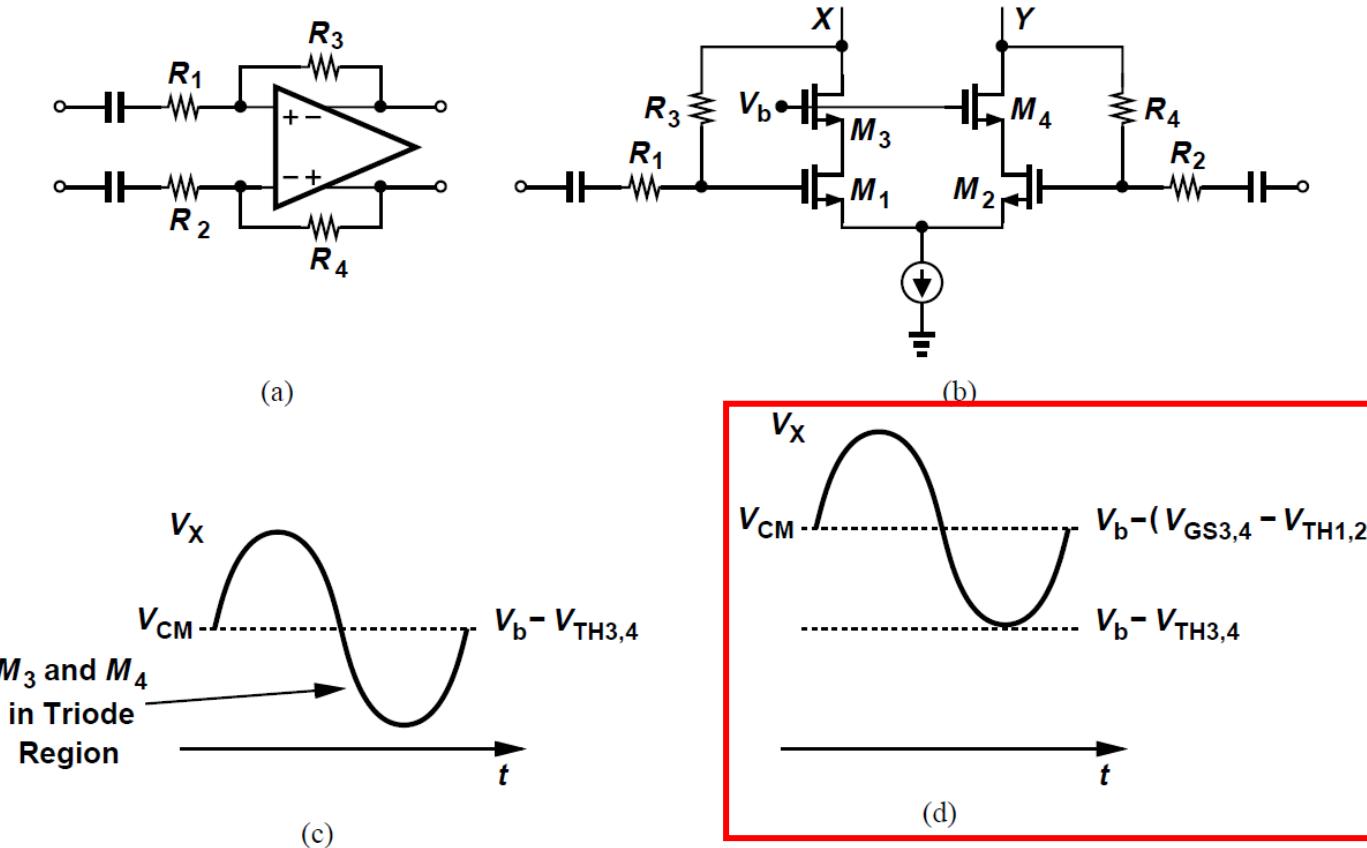
》》 套筒式运放的摆幅问题-II



如果用套筒式共源共栅OTA运放设计单位增益缓冲器。

- M₂工作在饱和区， $V_{out} < V_X + V_{TH2}$
- M₄工作在饱和区， $V_{out} > V_b - V_{TH4} = V_X + V_{GS4} - V_{TH4}$
- 输出电压范围小于一个阈值电压：
- $V_X + V_{GS4} - V_{TH4} < V_{out} < V_X + V_{TH2}$

》》》 套筒式运放的摆幅问题-III

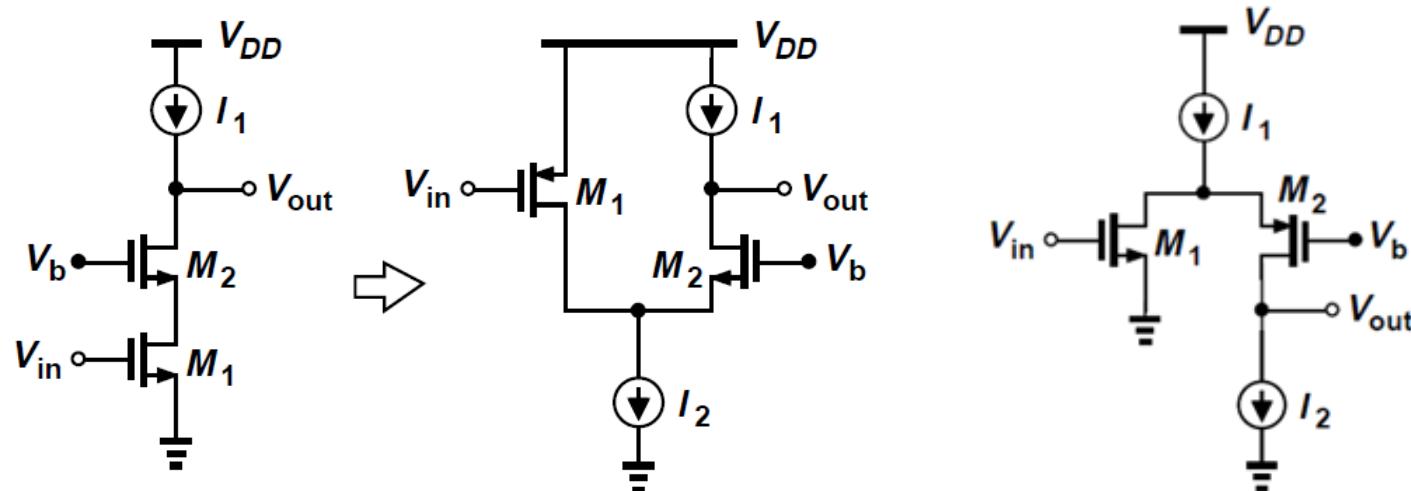


假设运放具有高开环增益，确定最大允许输出摆幅。

$$V_b - V_{TH3} < V_{X,CM} < V_b - V_{GS3} + V_{TH1} \quad \Delta V_{in} \approx 0$$

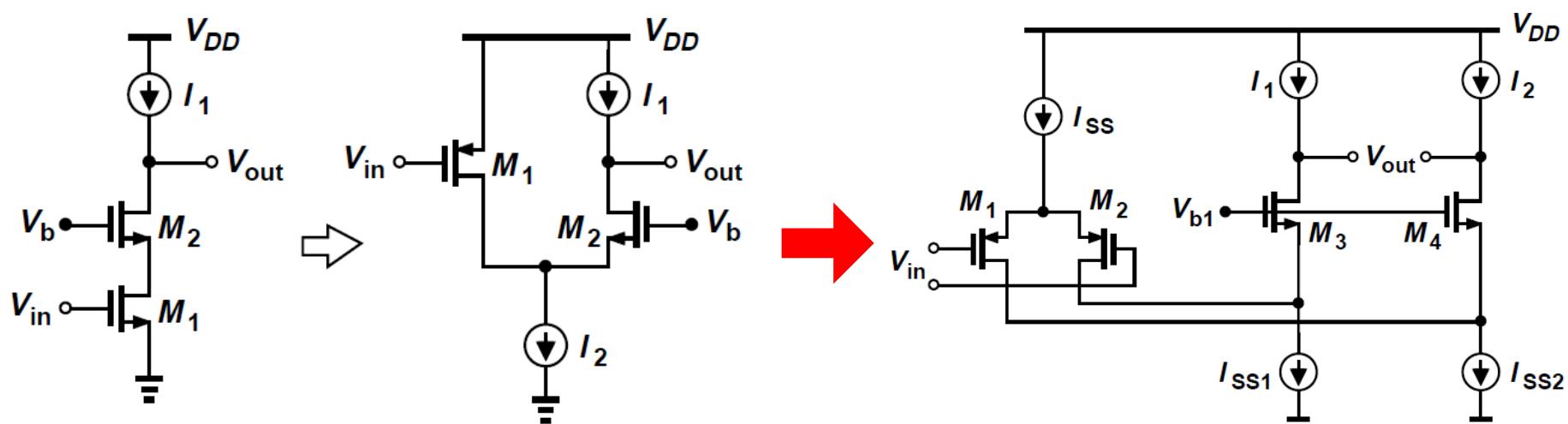
因此，可以设置 $V_{X,CM} = V_b - V_{GS3} + V_{TH1}$ ，只需控制下限。

》》 回顾：折叠式共源共栅

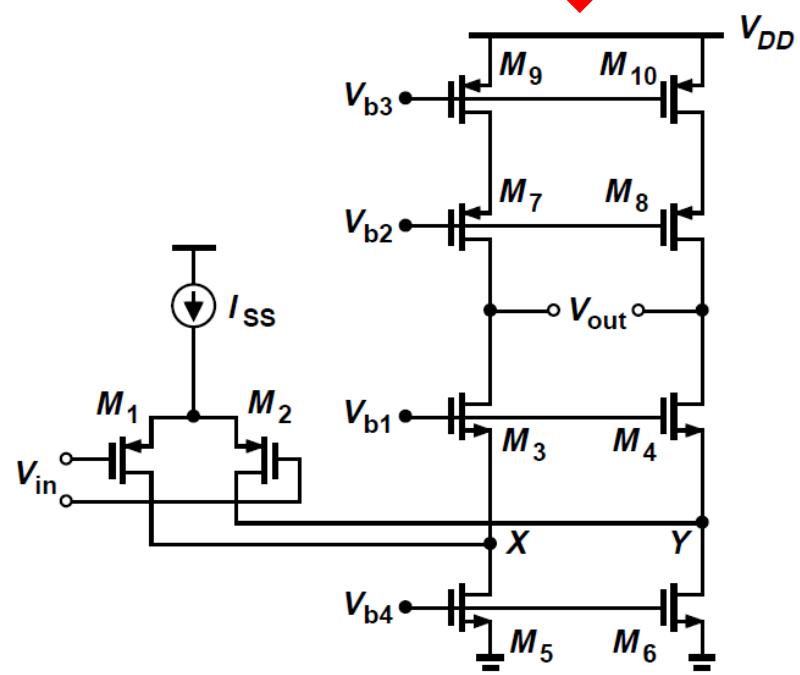


- NMOS与PMOS管混搭。
- 缺点：需要两路电流，功耗比套筒式共源共栅大。
- 缺点：输出阻抗小，增益比套筒式共源共栅小（下页）。
- 优点：输出摆幅比套筒式共源共栅大（下页）。

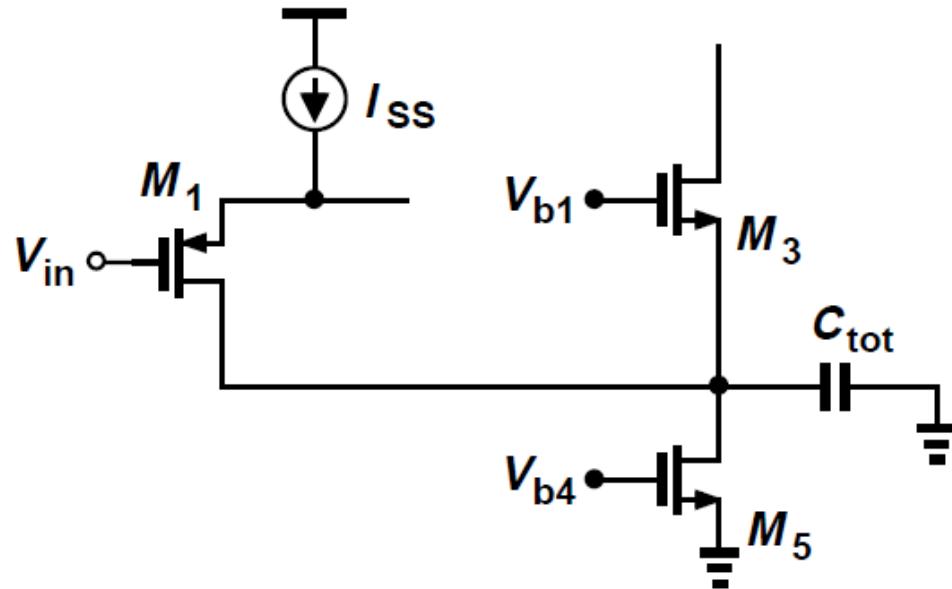
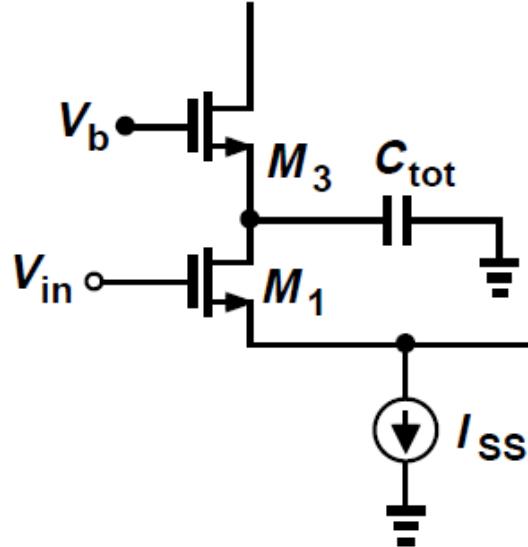
》》 折叠式共源共栅运放- I



- 摆幅：比套筒式多1个过驱动电压。
- 增益：比套筒式低2~3倍
- $g_{m1}\{[g_{m3}r_{O3}(r_{O1}\|r_{O5})]\|[g_{m7}r_{O7}r_{O9}]\}$
- 输出与输入可以短接 (搭建单位增益缓冲器)， M2与M3的饱和均要求 V_{out} 更高，不冲突。

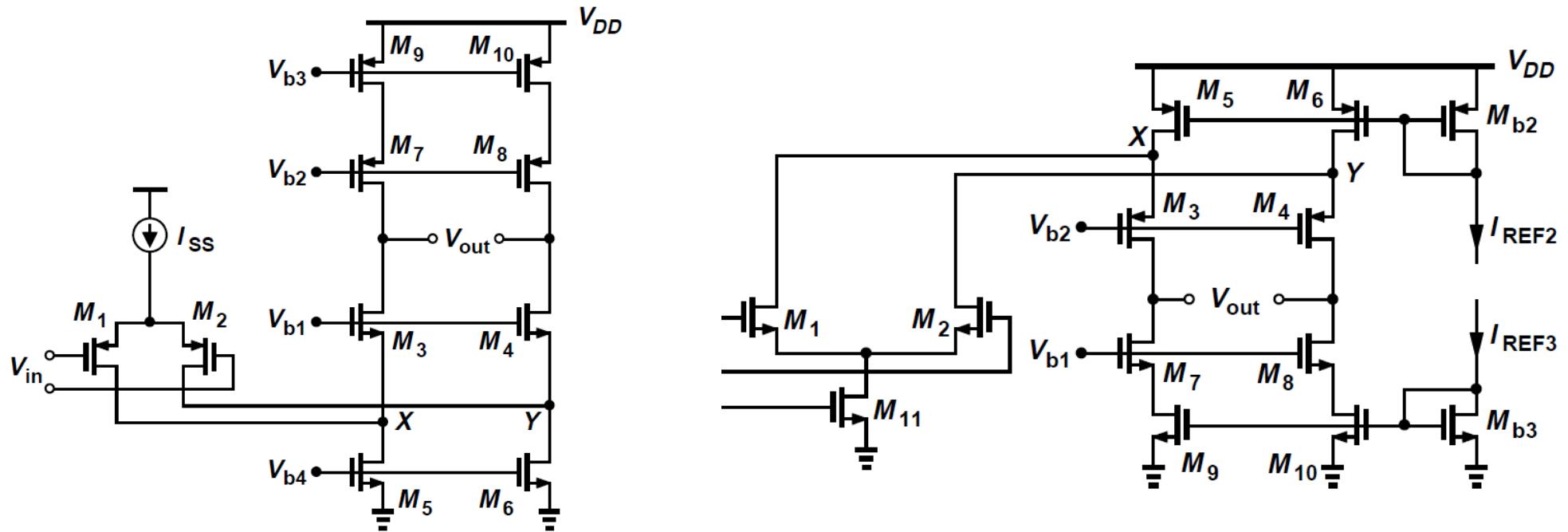


》》 折叠式共源共栅运放-II



- 折叠式比套筒式的极点频率小。
- 套筒式运放：电容包括4个成分。
- 折叠式运放：电容包括6个成分，且M5的电容成分较大。

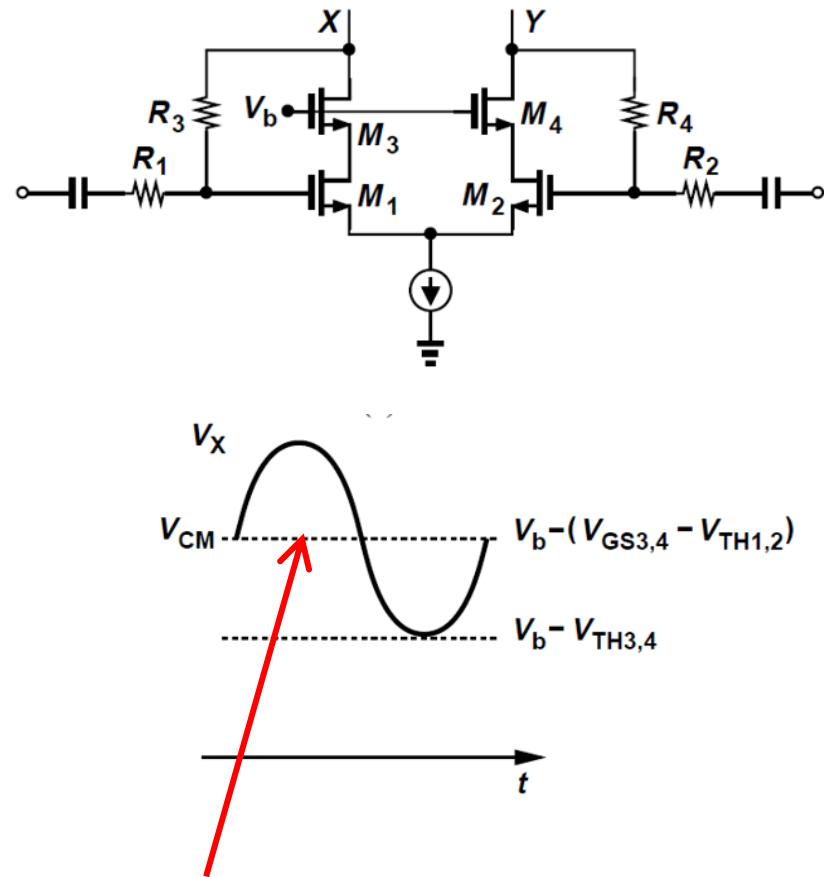
》》 折叠式共源共栅运放-III



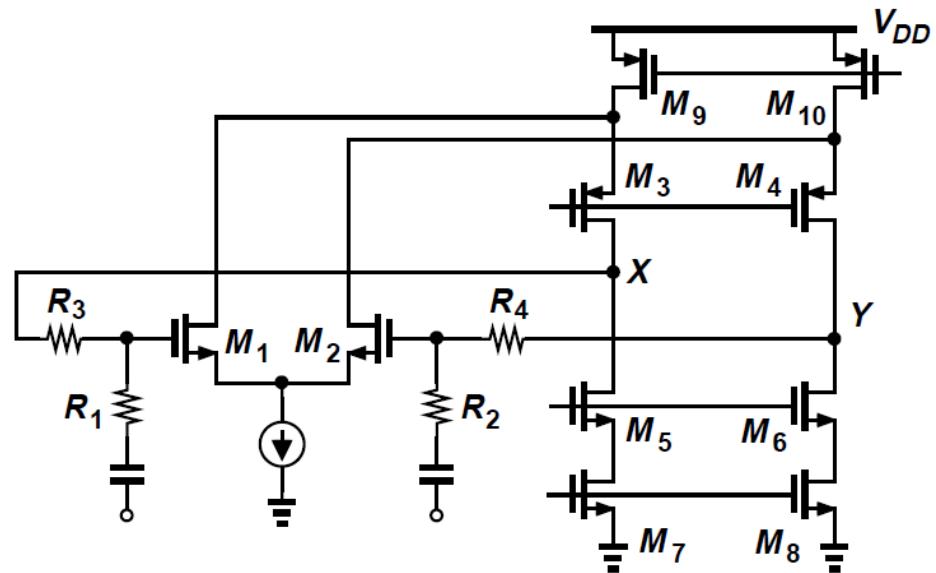
□ 如果以NMOS管作为差分输入对管

- 增益比PMOS方式更高，因为电子的迁移率高。
- 极点频率比PMOS方式更低，因为M5-PMOS的尺寸需要更大
(对于相同的偏置电流)，M3-PMOS的跨导更小。

》》 折叠式共源共栅运放-IV



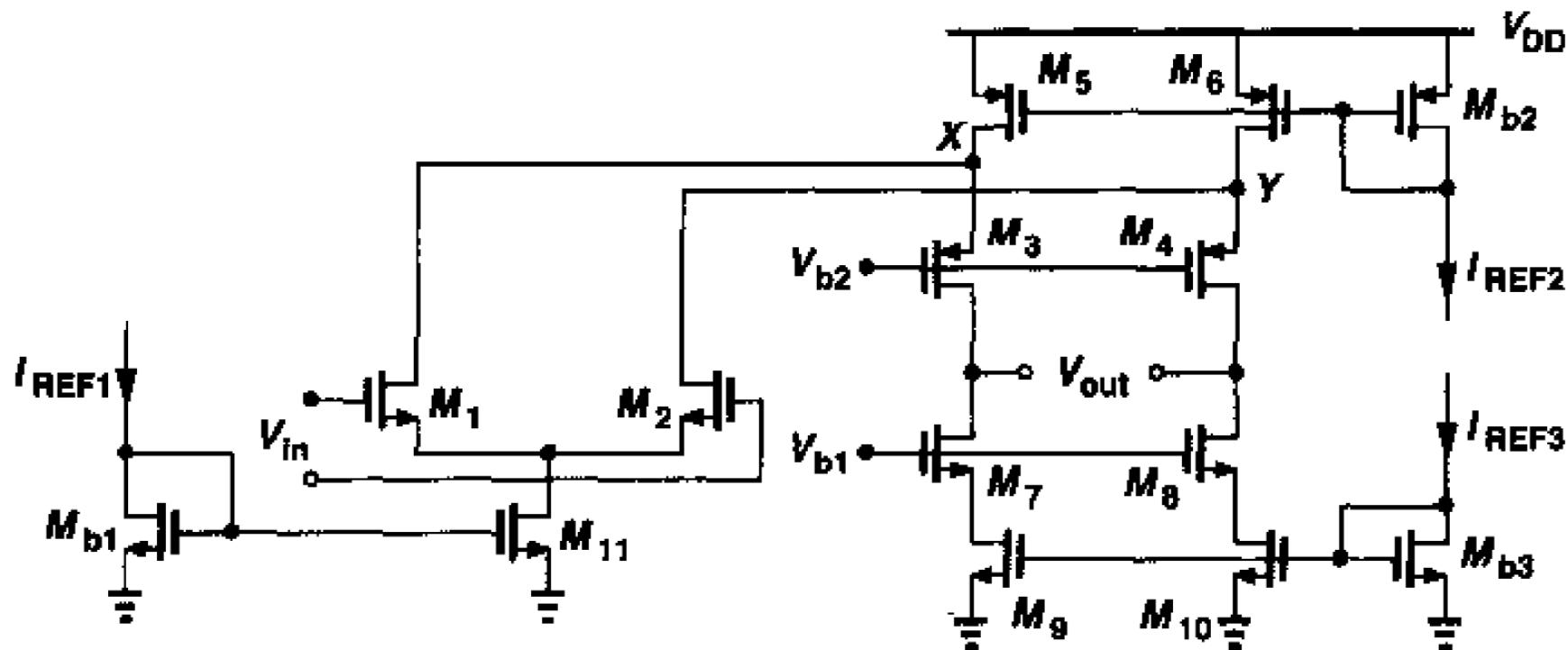
套筒式的反馈结构中，共模电平的上下限范围较窄，需同时确保M1和M3饱和。输出摆幅窄。



折叠式的反馈结构中，共模电平的下限不需要严格控制，只需与GND留够两个过驱动电压。输出摆幅更宽。

》》 一级运放的设计：折叠式共源共栅

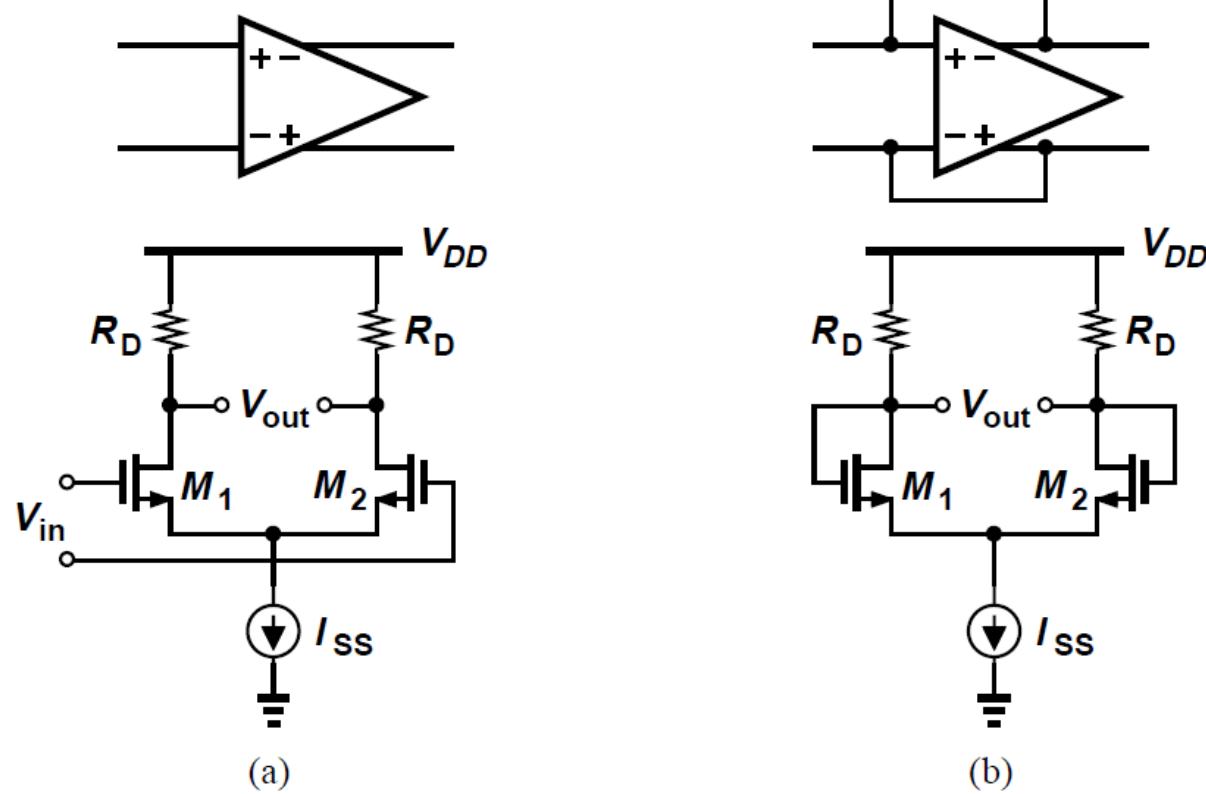
设计一个以NMOS为输入对管的折叠式共源共栅运放。要求：
 $V_{DD} = 3\text{ V}$, 差动输出摆幅= 3 V, 功耗=10 mW, 电压增益= 2000.



设计步骤与套筒式运放类似。

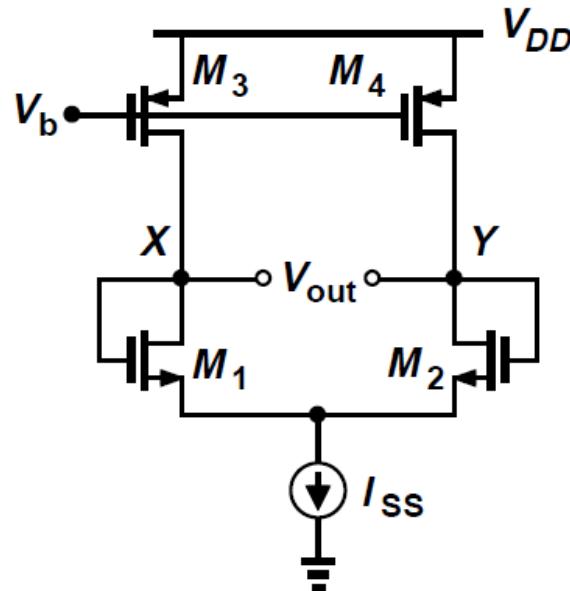
注意：教材假定被用来搭建单位增益缓冲器。

》》全差动电路需要共模反馈-I

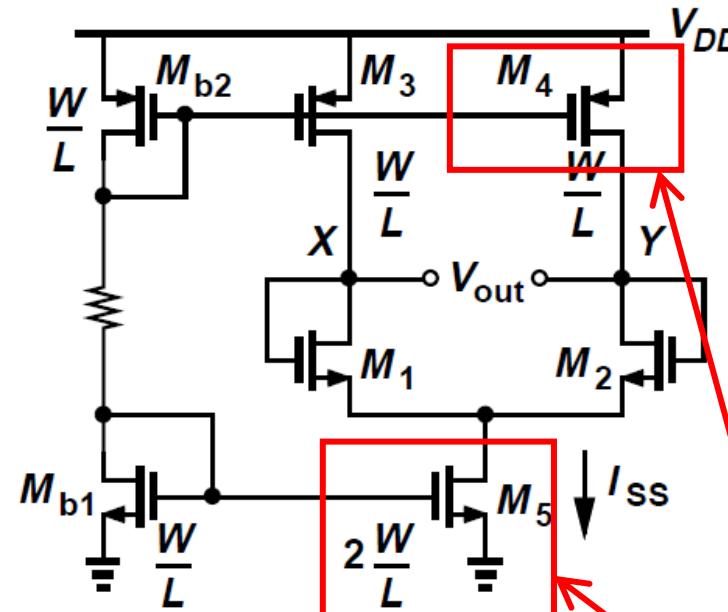


- 在某些电路中的某段时间内，输出与输入短接。
- 对于这种电路，普通电阻做负载，输入/输出共模电平比较稳定。

》》全差动电路需要共模反馈-II



(a)

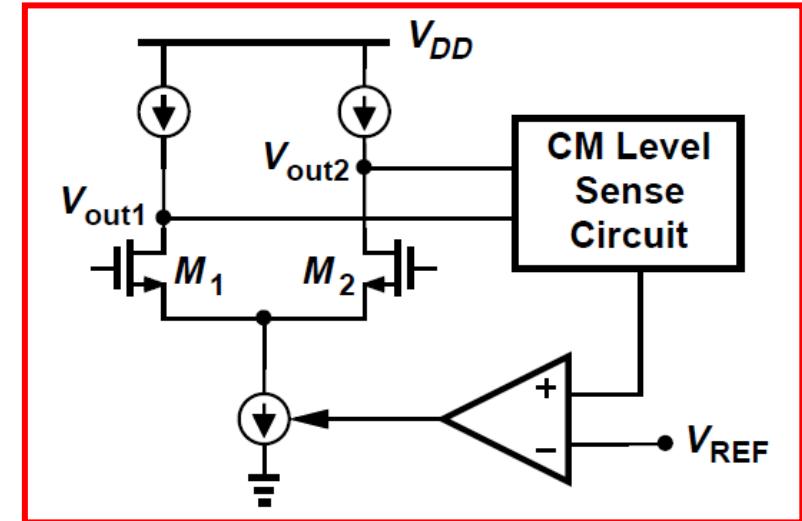
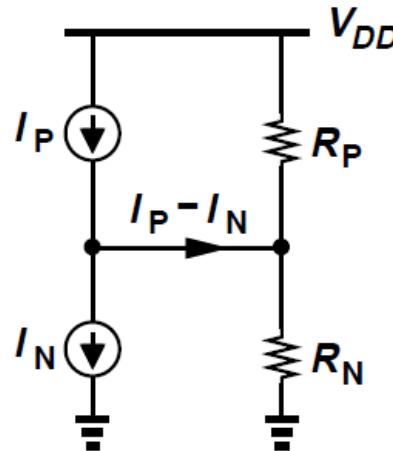
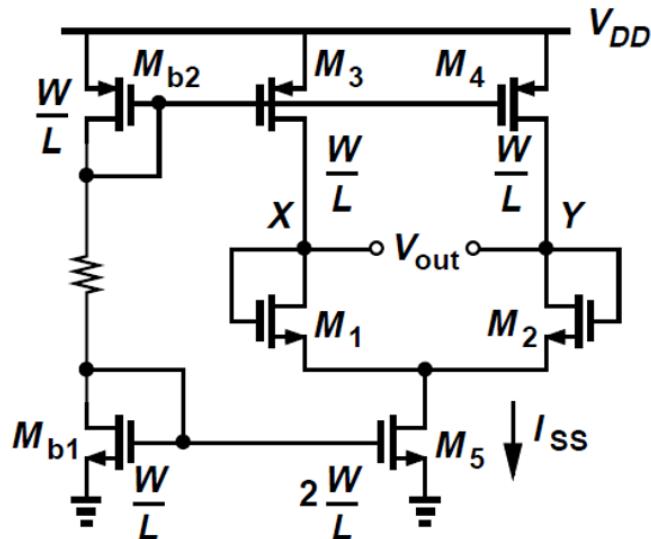


(b)

如果管子参数与设计值稍有偏差，需要X和Y点付出更大的偏差来平衡电流。

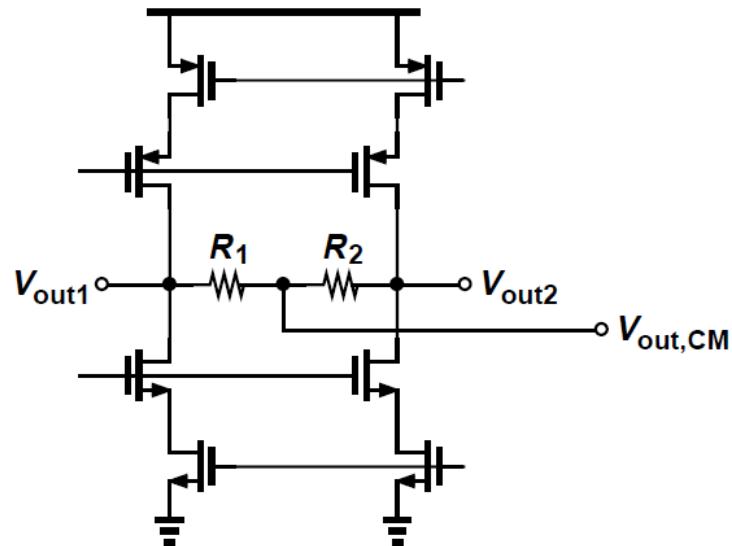
- 如果用电流源做负载，输入/输出共模电平不稳定，对环境参数较为敏感。

》》全差动电路需要共模反馈-III



- 可以理解为“两个高阻抗电流源串联”。
- 简单的差动反馈无法解决这个问题。
- 必须采用共模反馈技术来稳定输出共模电平。

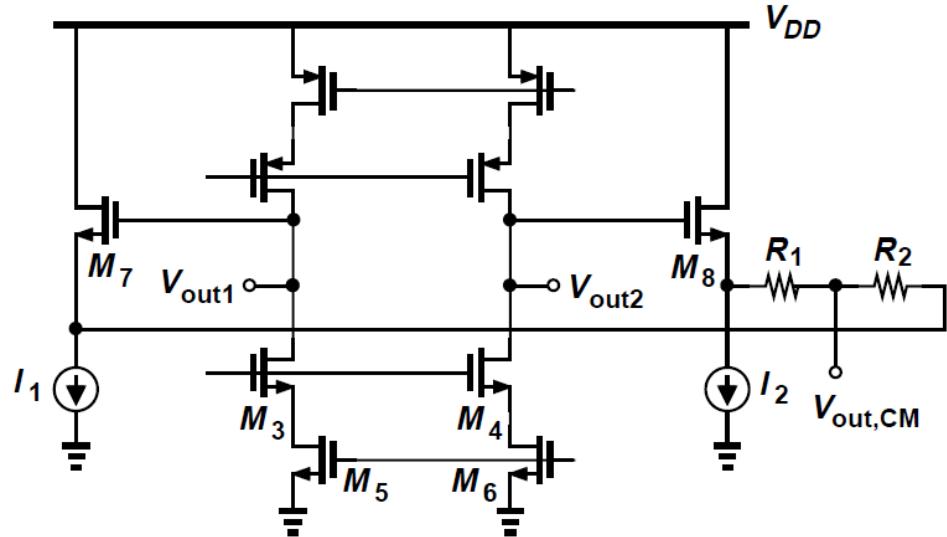
》》 共模检测技术-I



$$V_{out,CM} = \frac{R_1 V_{out2} + R_2 V_{out1}}{R_1 + R_2}$$

□ 普通电阻检测方法

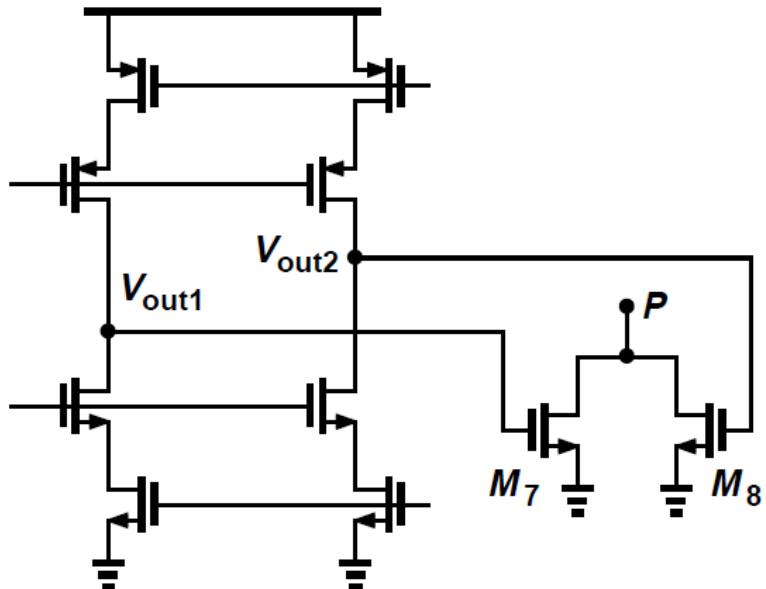
- 阻值必须很大，避免开环增益被降低。
- 面积不得不增大，电容增大，减小带宽。



□ 源跟随器检测方法

- 开环增益未受损失。
- 电阻或电流源应足够大，避免 M_7 或 M_8 的电流被抽尽。
- 摆幅减小了一个阈值电压。

》》 共模检测技术-II



□ 深线性区检测方法

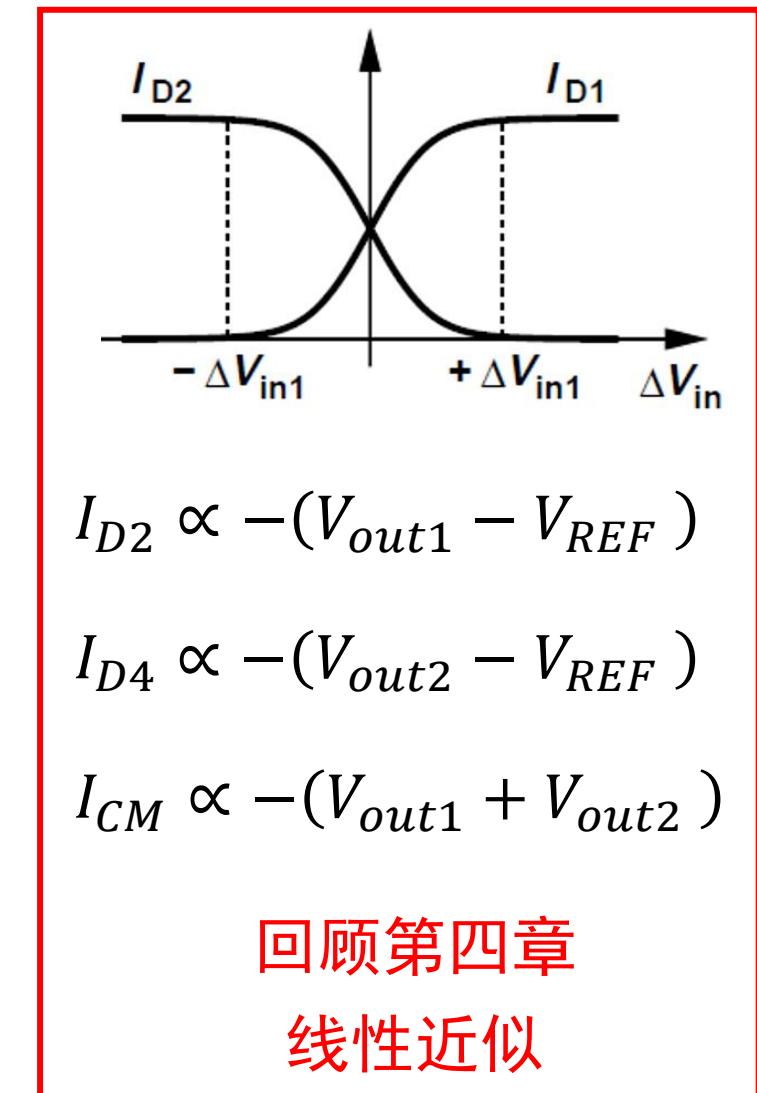
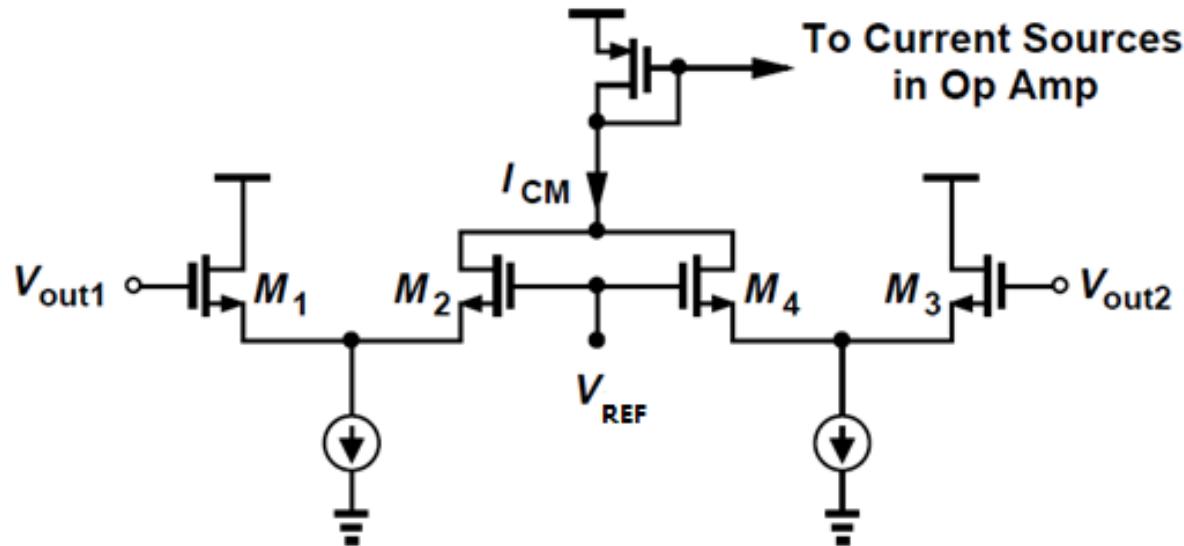
- 只检测共模电平，不检测差动信号。
- 输出电压摆幅受限，为确保深线性区，V_{out}的下限不能降至阈值电压。

$$R_{tot} = R_{on7} \parallel R_{on8}$$

$$= \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{w}{L} (V_{out1} - V_{TH})} \parallel \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{w}{L} (V_{out2} - V_{TH})}$$

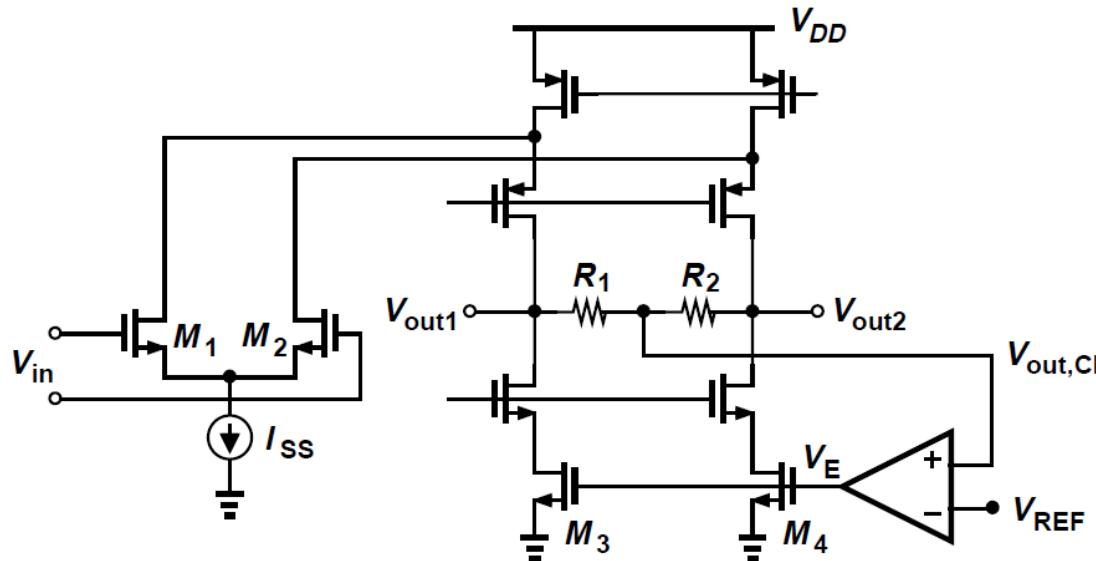
$$= \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{w}{L} (V_{out2} + V_{out1} - 2V_{TH})}$$

》》共模检测技术-III

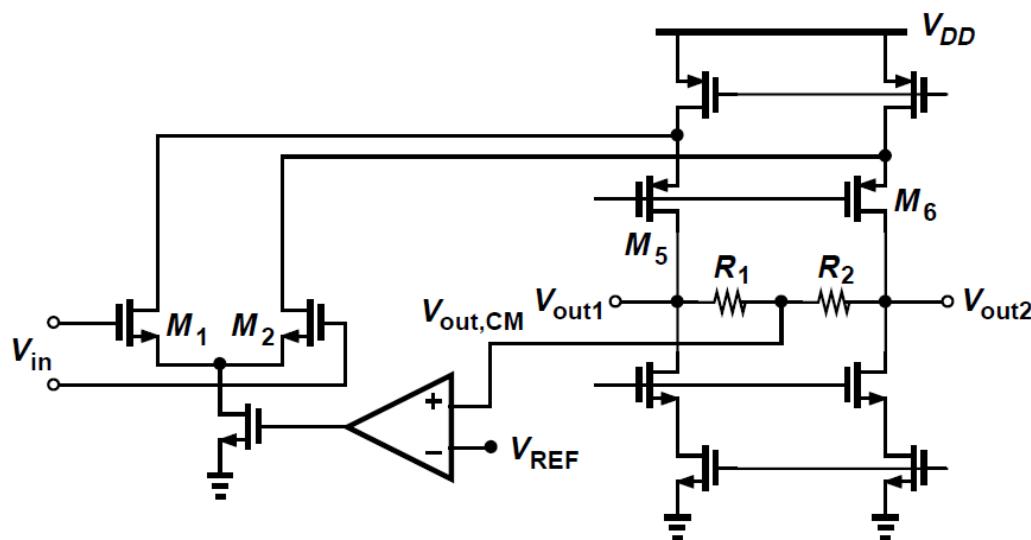
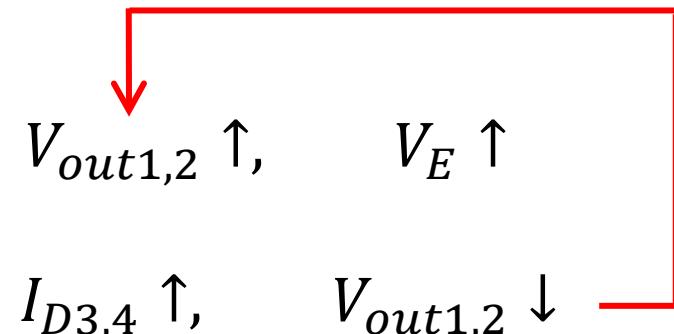


- 差动对检测方法
 - 主要缺点：严重的非线性。

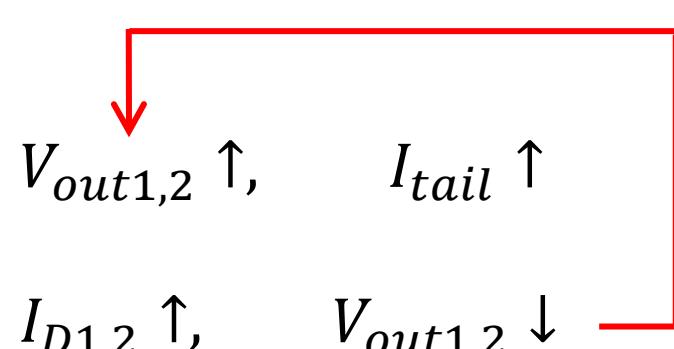
》》 共模反馈技术-I



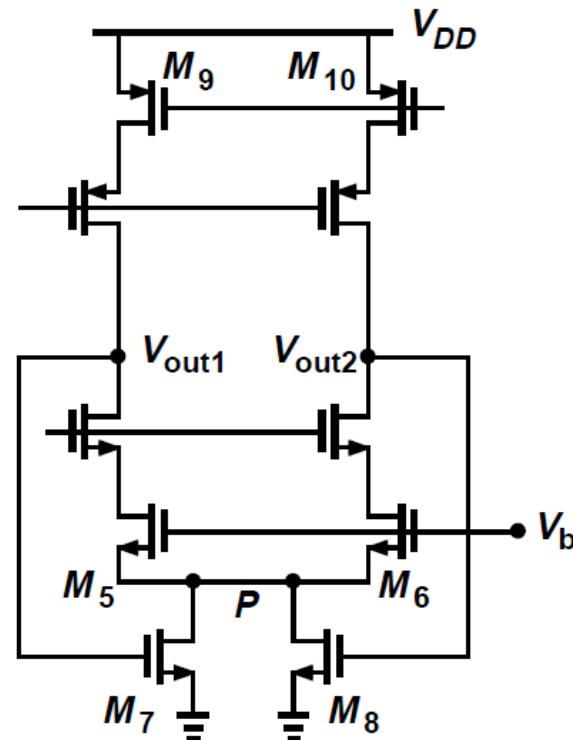
□ 反馈至共源共栅电流源



□ 反馈至尾电流源



》》 共模反馈技术-II



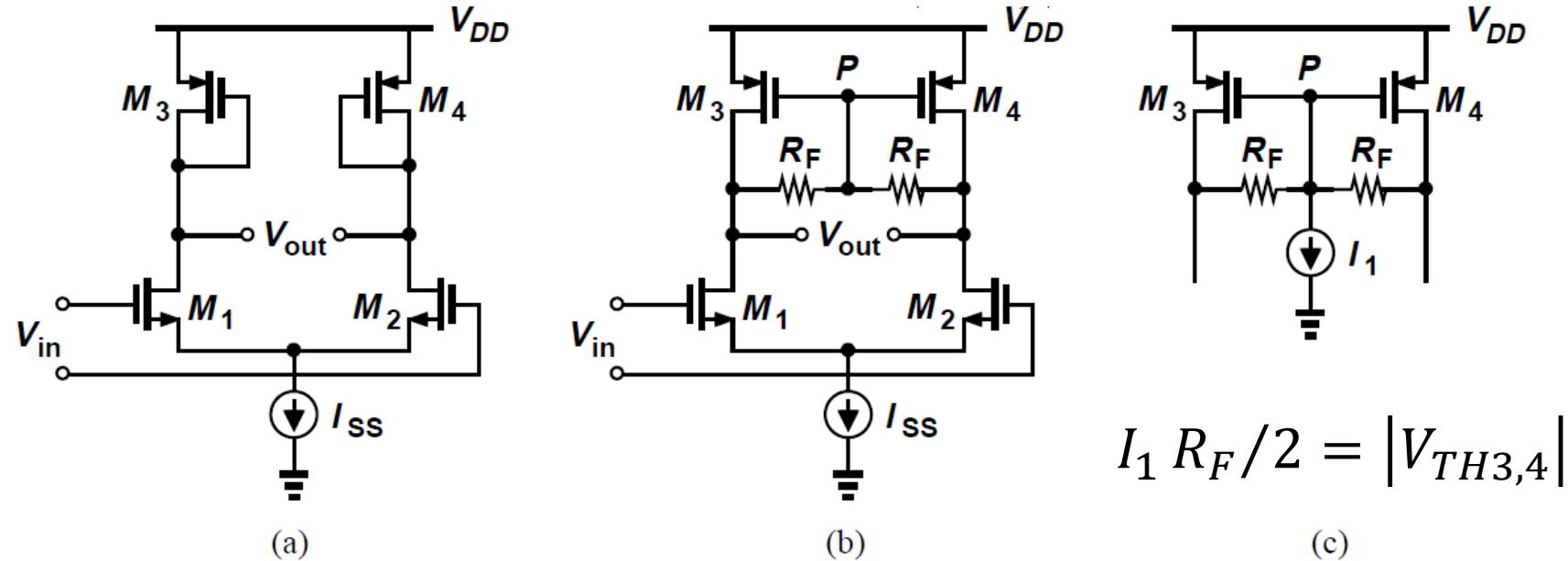
$$V_{out1} + V_{out2} = \frac{2I_D}{\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})_{7,8}} \frac{1}{V_b - V_{GS5}} + 2V_{TH}$$

$$V_{GS5} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})_5}} + V_{TH5}$$

$V_{out1,2} \uparrow, \quad I_D \uparrow \quad V_{out1,2} \downarrow$

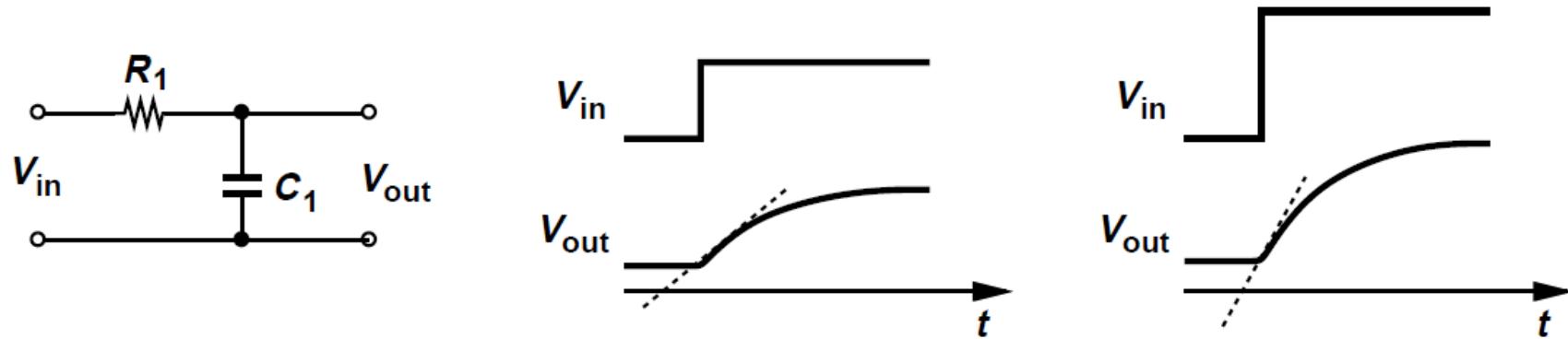
- 对器件参数较为敏感
- M7和M8需要很大的尺寸，增大了电容，减小了带宽。

》》 共模反馈技术-III



- 差动工作时，增益为 $g_{m1,2}(r_{o1,2} \parallel r_{o3,4} \parallel R_F)$ ，为实现高增益，要求 $R_F \gg r_{o1,2} \parallel r_{o3,4}$
- 共模工作时，M3和M4为二极管连接形式，输出共模电平比较稳定。
- 图c，可将M3,4消耗的电压余度降为过驱动电压。

》》 转换速率-I



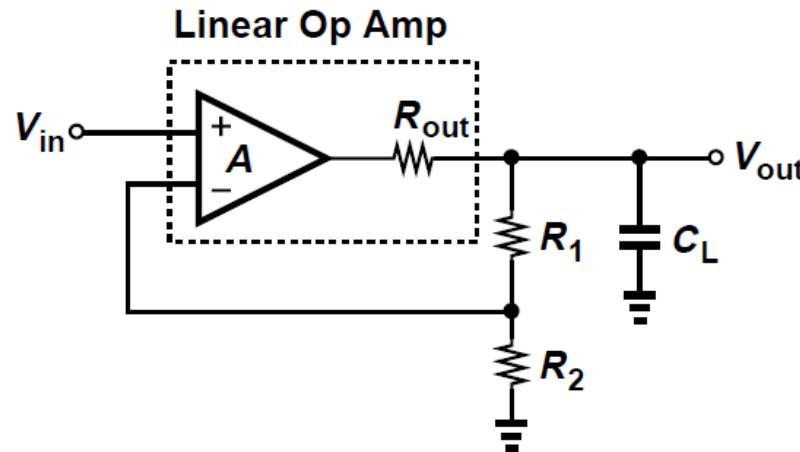
一个简单RC网络，单极点系统，输出阶跃响应波形为

$$V_{out} = V_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right]$$

阶跃响应信号的斜率正比于信号的稳态终值。

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{V_0}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$$

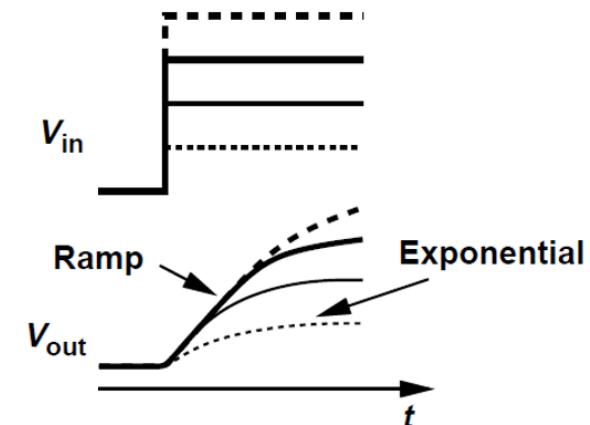
》》 转换速率-II



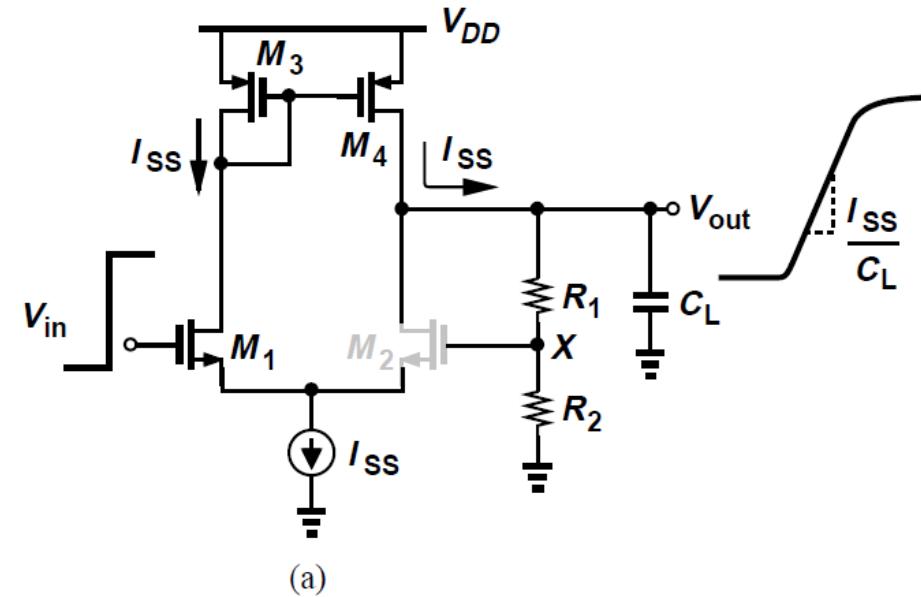
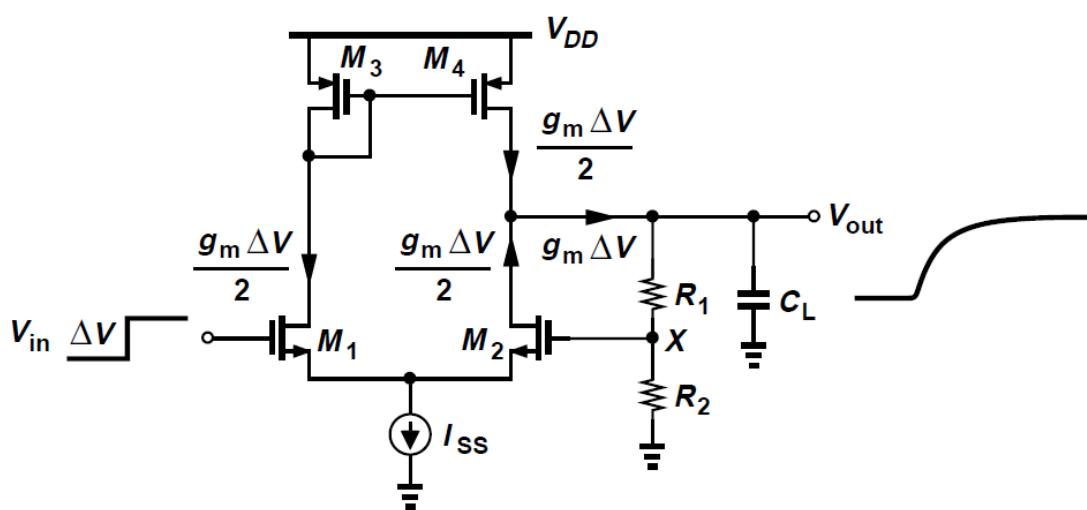
对于线性反馈系统
输出阶跃信号的斜率仍
旧正比于稳态终值。

$$V_{out} = V_0 \frac{A}{1 + A \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \left[1 - \exp \frac{-t}{\frac{C_L R_{out}}{1 + AR_2/(R_1 + R_2)}} \right] u(t)$$

- 当输入阶跃信号超过一定幅值，输出信号斜率不变，称为转换速率（压摆率）。
- 正比例关系消失，产生非线性，输出失真。



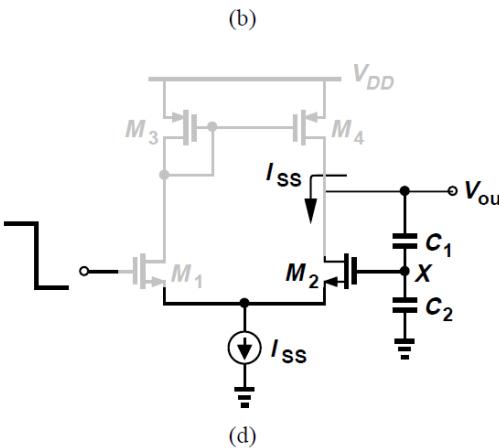
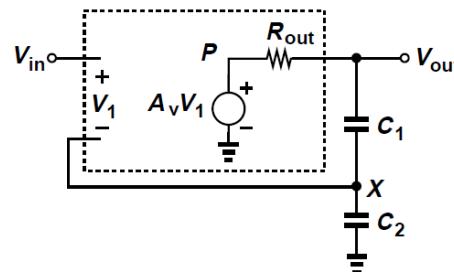
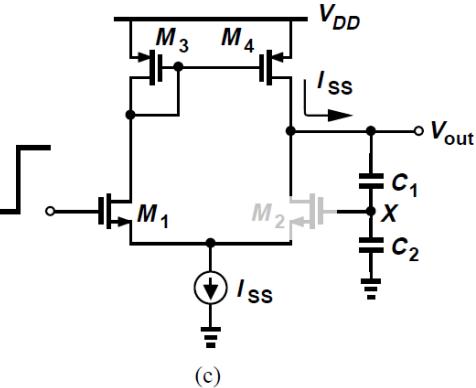
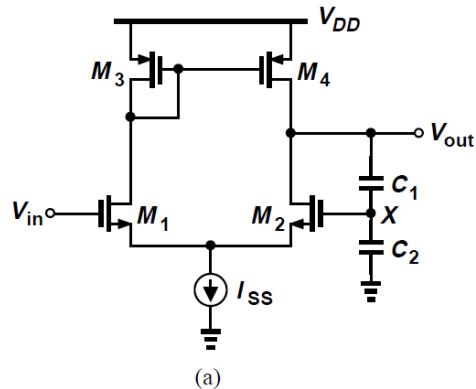
》》转换速率的直观理解



- 小的阶跃信号 ΔV 产生大小为 $g_m \Delta V$ 的输出电流，为负载电容 C_L 充电， V_{out} 上升。
- 负反馈使得 V_X 也随之上升，减弱了输出电流和充电速度，接近指数规律。
- 最终达到稳定。

- 当阶跃信号 ΔV 过大， M_1 吸收了全部的尾电流 I_{ss} ， M_2 关断，不变的电流 I_{ss} 为负载电容 C_L 充电， V_{out} 的斜率约为 I_{ss}/C_L 。
- V_X 上升到打开 M_2 时，电路恢复线性状态。

》》 转换速率示例



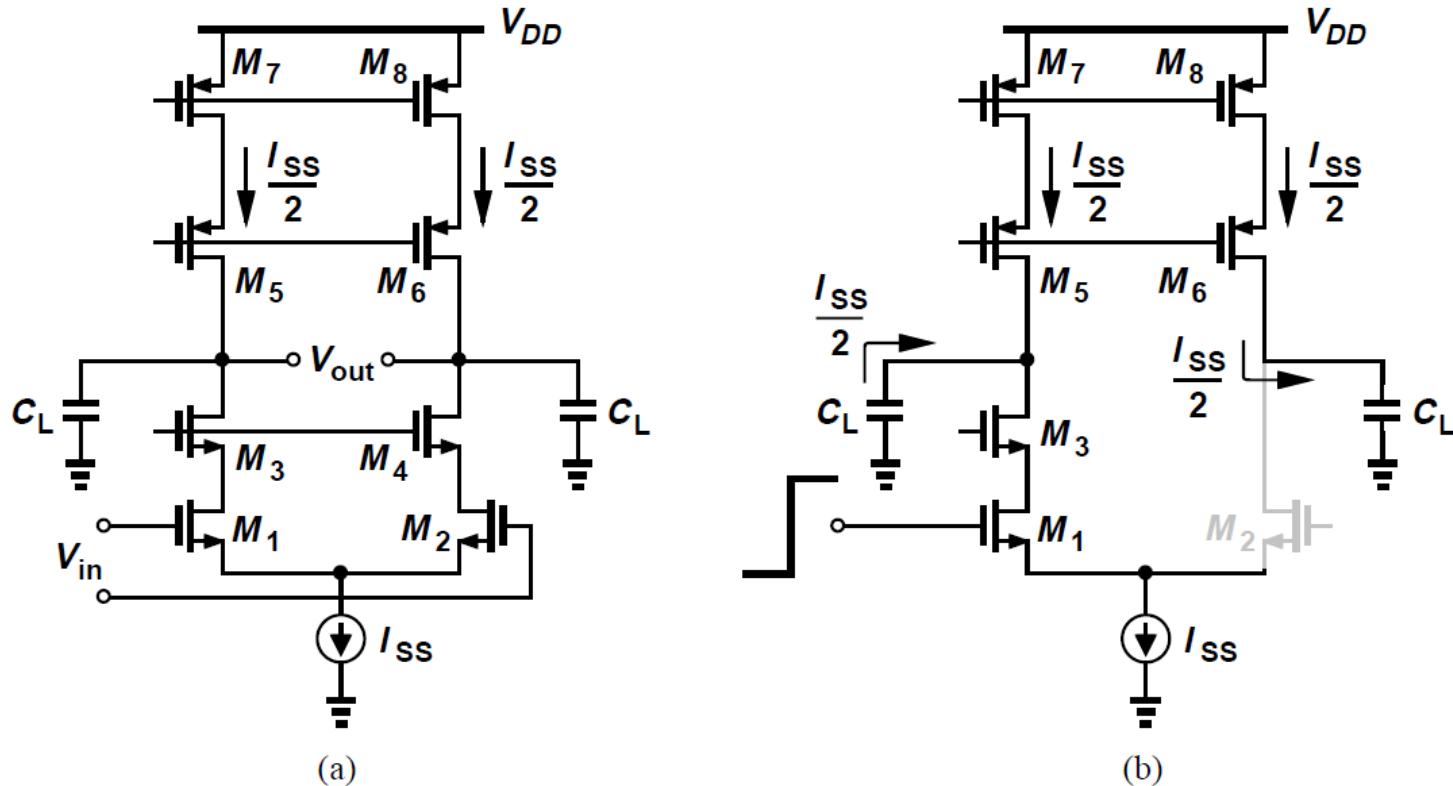
(a)确定电路的小信号阶跃响应。

(b)计算正转换速率和负转换速率。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{A_v}{1 + A_v \frac{C_1}{C_1 + C_2} + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} R_{out} s} = \frac{A_v / \left(1 + A_v \frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)}{1 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} R_{out} s / \left(1 + A_v \frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)}$$

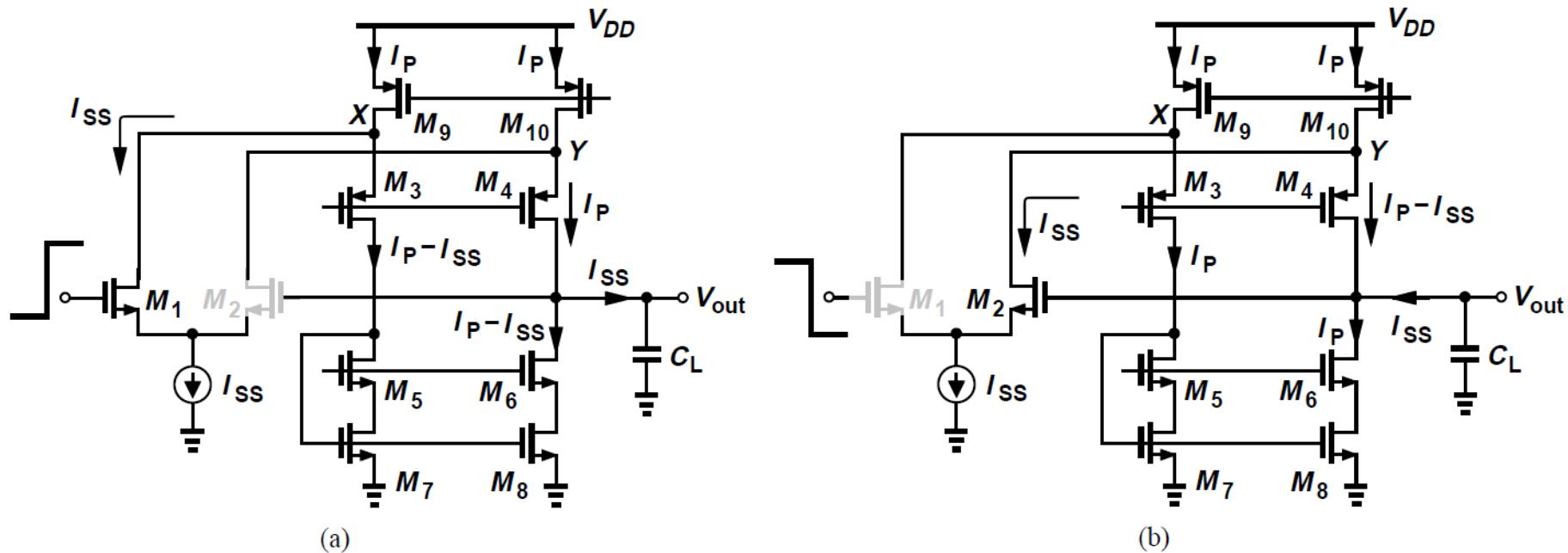
$$V_{out+}(t) = I_{ss} / [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)] t \quad V_{out-}(t) = -I_{ss} / [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)] t$$

》》 套筒式运放的转换速率



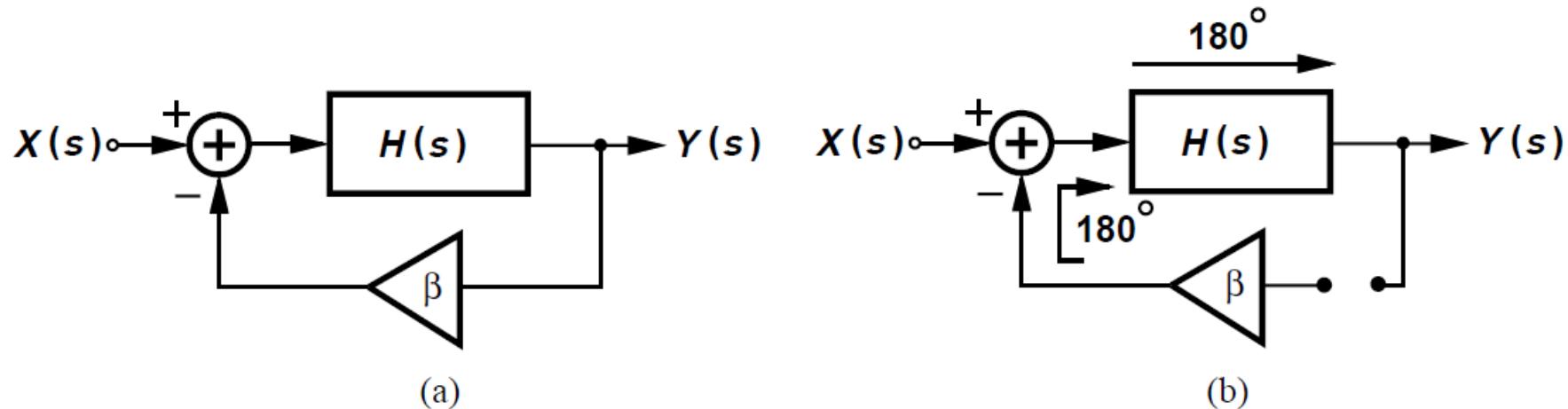
- 每边各出现一个斜率等 $\pm I_{ss}/(2C_L)$ 的斜坡。
- $V_{out1} - V_{out2}$ 的总转换速率等于 I_{ss}/C_L

》》 折叠式运放的转换速率



- 如果 $I_p > I_{SS}$, 产生转换速率 I_{SS}/C_L

》》 反馈系统的稳定性-I

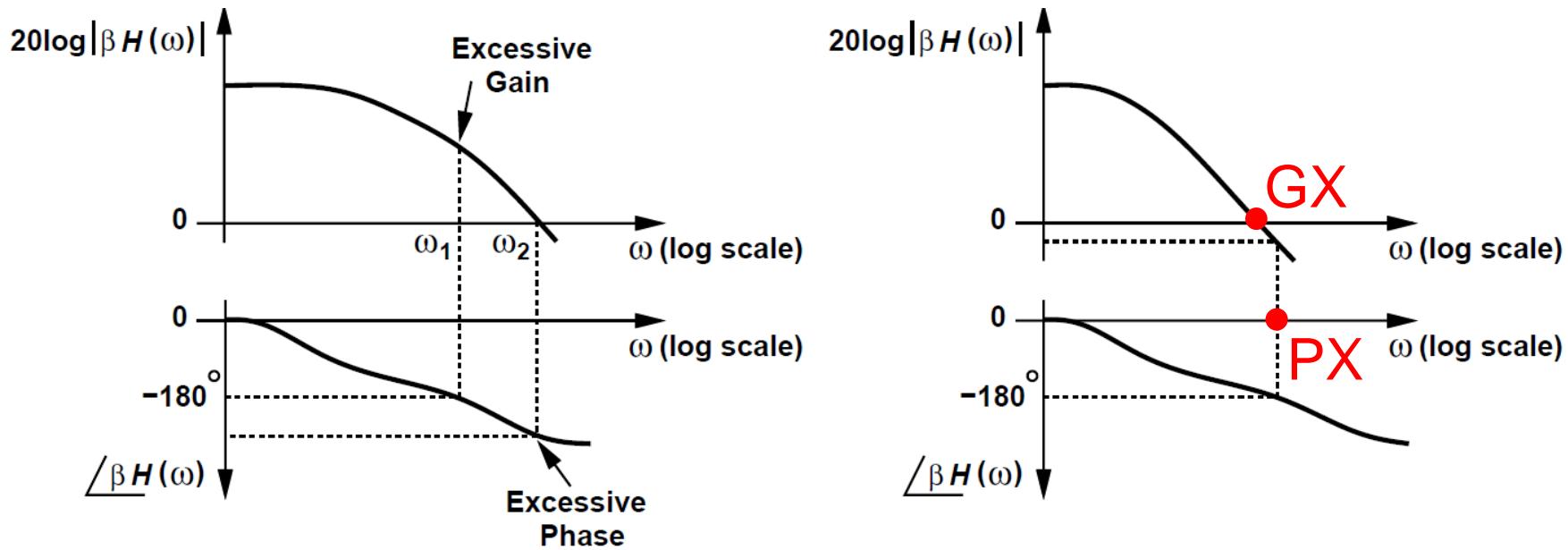


$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{H(s)}{1 + \beta H(s)}$$

$$|\beta H(j\omega_1)| = 1$$
$$\angle \beta H(j\omega_1) = -180^\circ$$

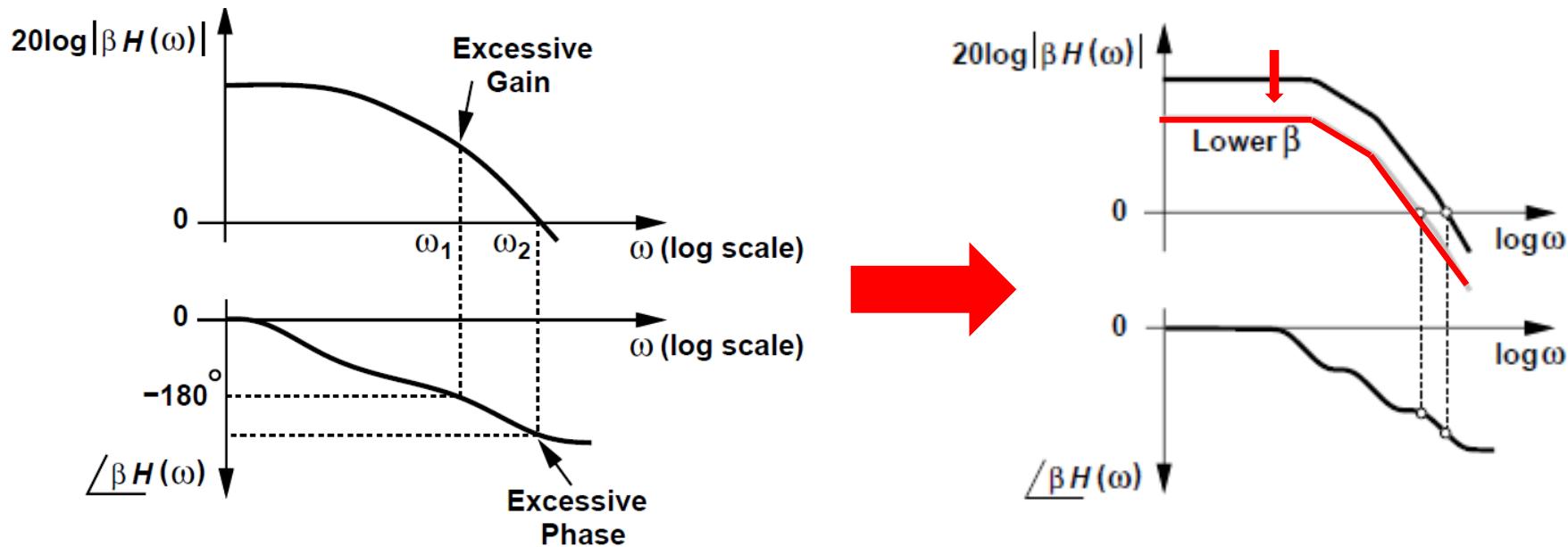
- 反馈系统存在潜在的不稳定性，如果 $\beta H(j\omega_1) = -1$ ，则系统在 ω_1 处发生振荡。
- 振荡时，环路的总相移为 360° ，环路增益 ≥ 1

》》 反馈系统的稳定性-II



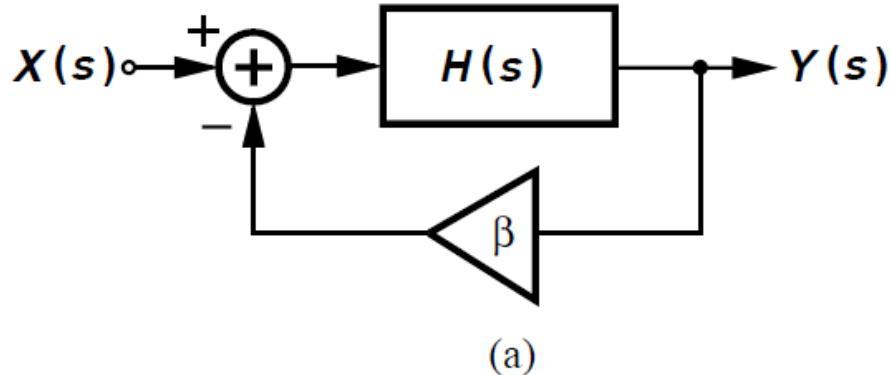
- 环路增益的幅值为1的频率点称为“增益交点(GX)”
- 环路增益的相位为-180度时的频率点称为“相位交点(PX)”。
- PX必须发生在GX之后，确保：在-180度相位时，环路增益已经小于1，不会形成振荡。

》》 反馈系统的稳定性-III



- 如果反馈减弱，之前描述的系统变得更稳定。
- 这也是提高稳定性的代价。

》》 单极点系统的稳定性

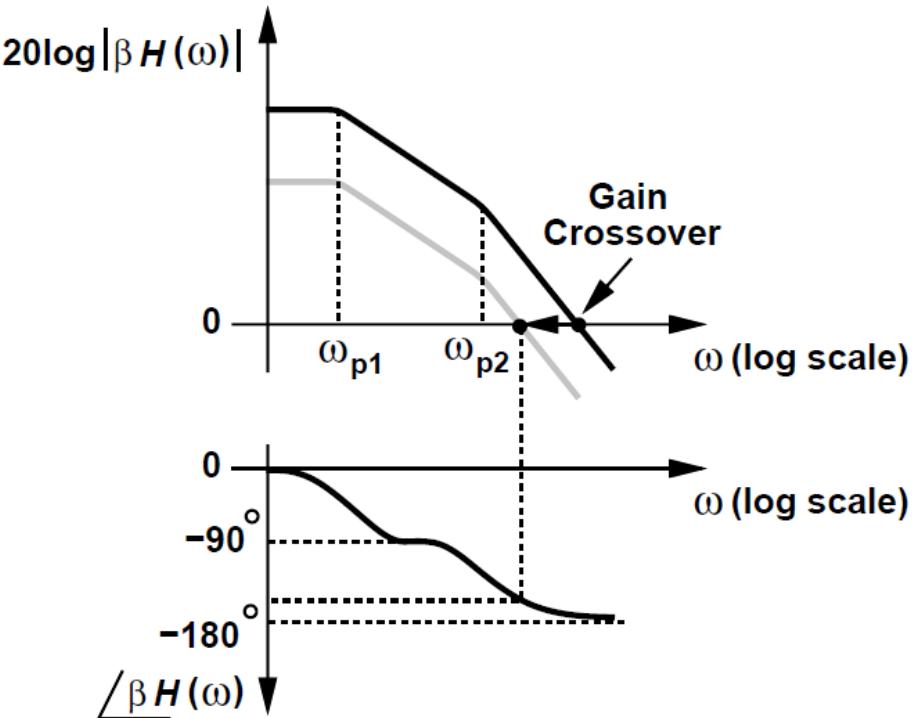


$$H(s) = A_0 / (1 + s/\omega_0)$$

$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + \frac{s}{\omega_0(1 + \beta A_0)}}$$

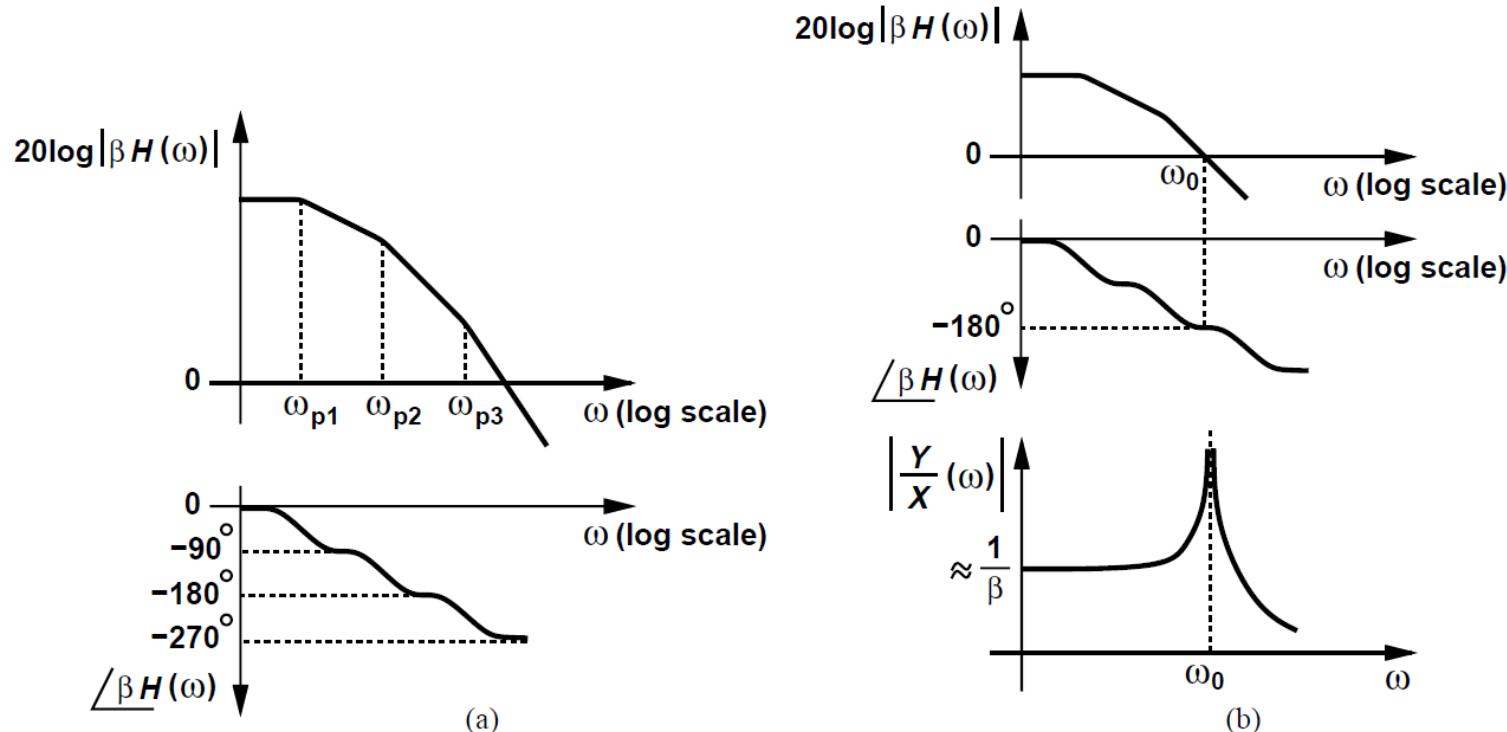
- 相移小于90度
- 系统无条件稳定

》》 两极点系统的稳定性



- 相位最终趋于-180度，因此，当环路增益的幅值降至1时，相位尚未相移180度，系统稳定。
- 如果反馈变弱，系统会更稳定。

三极点系统的稳定性



- 三极点系统可能不稳定，尤其是，PX点比GX点左移更明显。
- 如果反馈变弱，系统会更稳定。
- 当PX点与GX点重合时，闭环增益的幅值无限大，从而导致振荡。

》》 相位裕度-I

问：只要GX低于PX，反馈系统就“极其安全的”稳定吗？

- 例：GX仅略低于PX。在GX处，相位等于 -175° 。

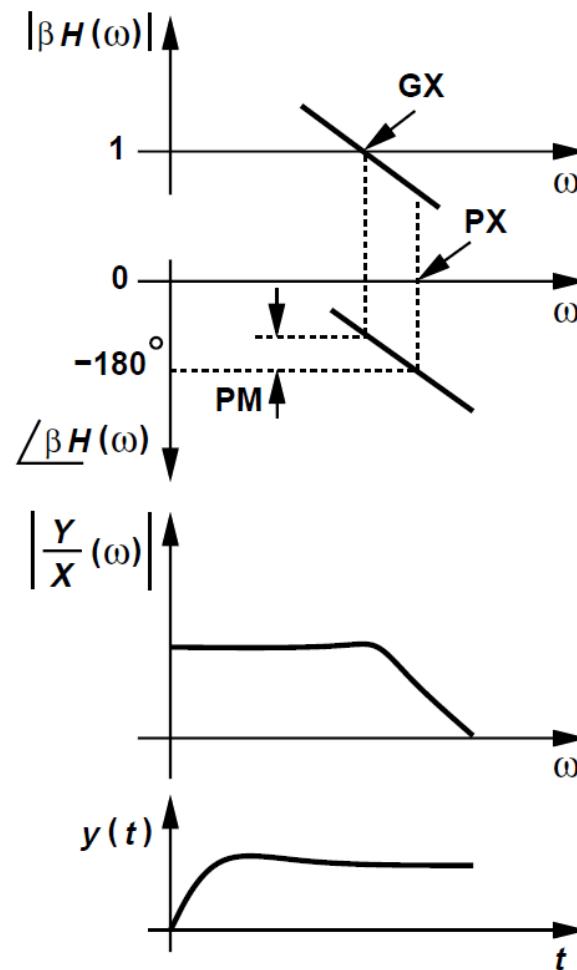
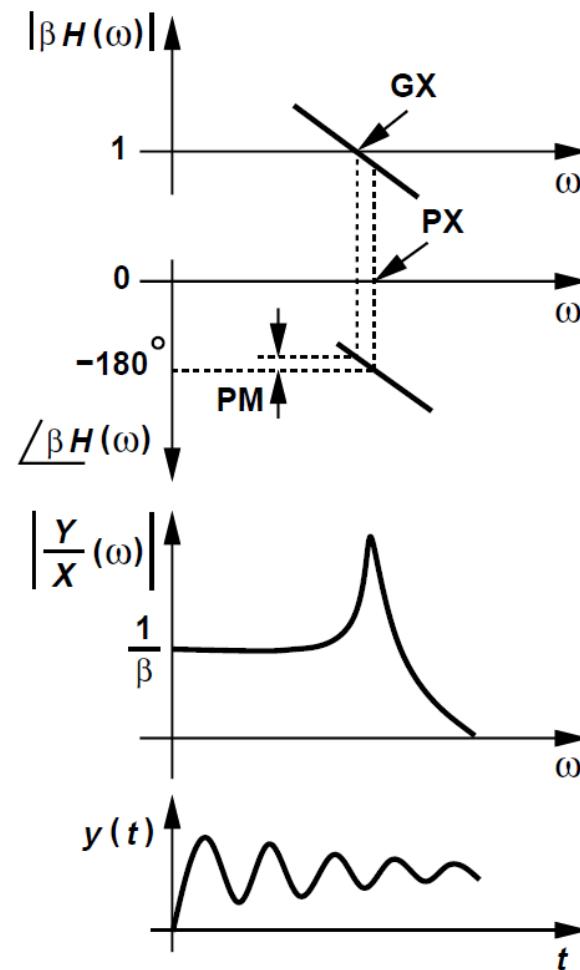
$$\beta H(j\omega_1) = 1 \times \exp(-j175^\circ)$$

$$\frac{Y}{X}(j\omega_1) = \frac{H(j\omega_1)}{1 + \beta H(j\omega_1)} = \frac{\frac{1}{\beta} \exp(-j175^\circ)}{1 + \exp(-j175^\circ)} = \frac{1 - 0.9962 - j0.0872}{\beta - 0.0038 - j0.0872}$$

$$\left| \frac{Y}{X}(j\omega_1) \right| = \frac{1}{\beta} \frac{1}{0.0872} \approx \frac{11.5}{\beta}$$

- 在 ω_1 频点处，闭环增益的幅值不是 $1/\beta$ ，而是呈现一个尖峰。如下页。

》》 相位裕度-II



- 左图，闭环系统的阶跃响应呈现欠阻尼振荡的特性。因此，二阶系统虽然稳定，但仍有可能产生减幅振荡。
- 右图，PX与GX相隔足够远，系统更稳定，无减幅振荡。

》》相位裕度-III

- PX与GX究竟相隔多远才合适？
- 用“相位裕度”(Phase Margin)这个指标来衡量，如下定义。

$$PM = 180^\circ + \angle \beta H(\omega = \omega_{GX})$$

- 相位裕度越大，PX与GX相隔越远。
-

- 例：对于两极点系统， $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ ，在第二极点 ω_{p2} 处，相移为

$$\angle \beta H(\omega = \omega_{p2}) = -135^\circ$$

- 如果GX在第二极点 ω_{p2} 之前，则有

$$\angle \beta H(\omega = \omega_{GX}) > -135^\circ \Rightarrow PM > 45^\circ$$

- 其实，45度的相位裕度是不够的，因此两极点系统的GX必须在第二极点 ω_{p2} 之前。

》》 相位裕度对比

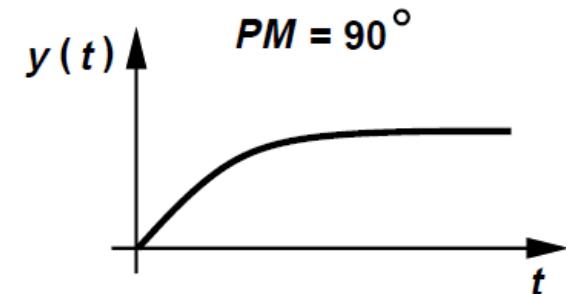
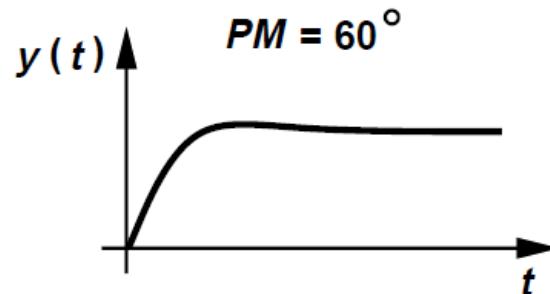
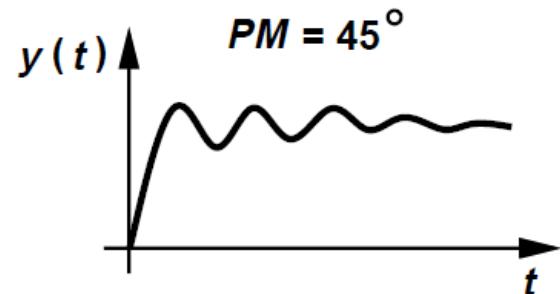
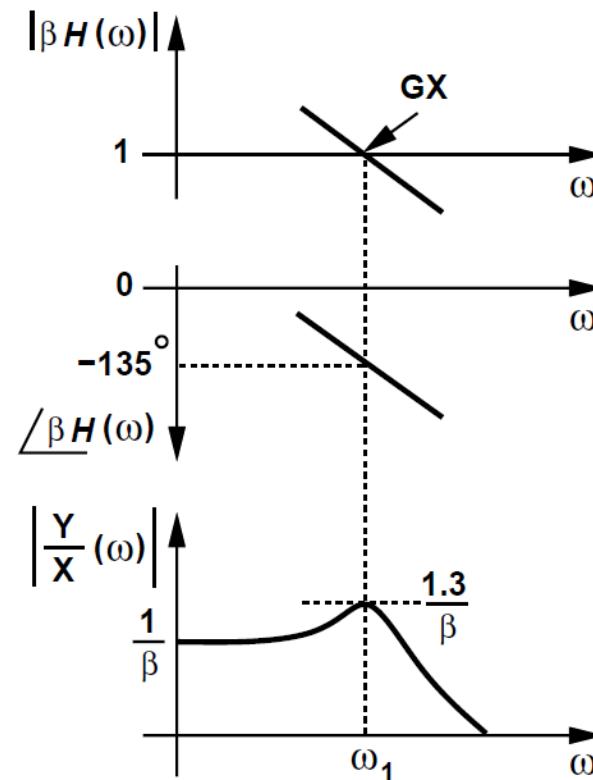
- 相位裕度多少足够?

如果 $PM = 45^\circ$

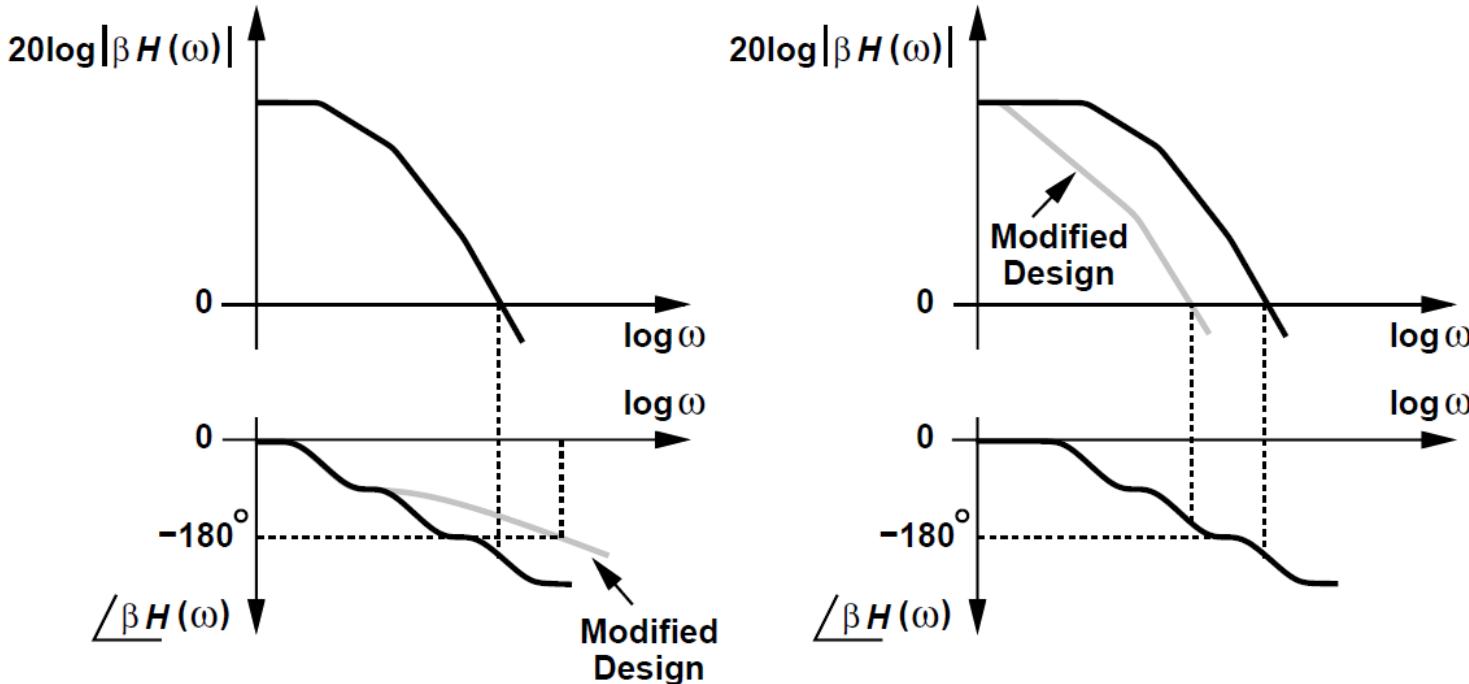
$$\frac{Y(j\omega_1)}{X(j\omega_1)} = \frac{H(j\omega_1)}{1 + 1 \times \exp(-j135^\circ)}$$

$$= \frac{H(j\omega_1)}{0.29 - j0.71} \approx \frac{1.3}{\beta}$$

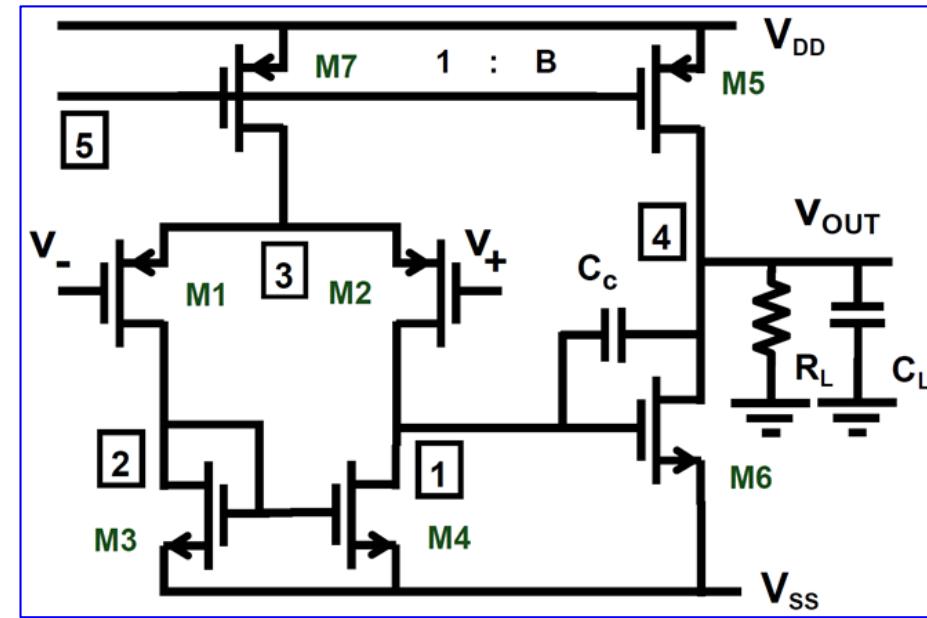
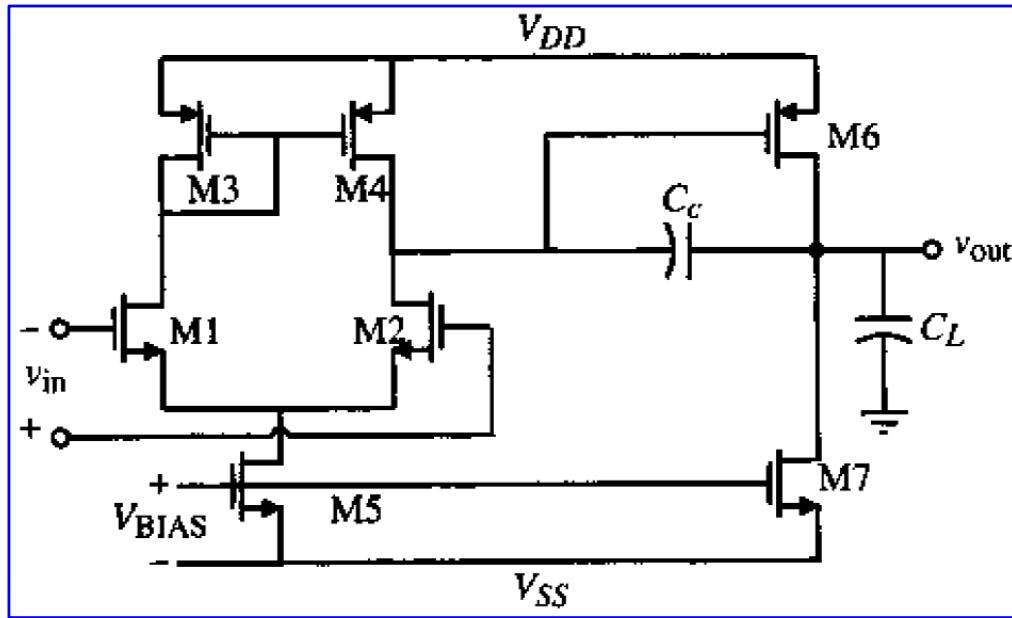
$$PM = 60^\circ \Rightarrow \frac{Y(j\omega_1)}{X(j\omega_1)} = \frac{1}{\beta}$$



》》多极点运放需要频率补偿



- 频率补偿：修正开环传输函数，改善系统稳定性。
- 最小化总相移，将PX往外推。（减少极点）
- 降低增益，将GX往里推。（减小带宽）
- 本门课程只讲密勒补偿方法，以Miller OTA为例。



两级运放的设计：Miller OTA

参考资料

- 《CMOS模拟集成电路设计》。Phillip E Allen等著，冯军等译。电子工业出版社。第六章部分内容。
- 《模拟集成电路设计精粹》。Willy Sansen著，陈莹梅译。清华大学出版社。第六章部分内容。

》》 一个经验规律-I

已知运放有两个极点和一个右半平面零点，设零点大于 $10\omega_{GX}$ ，
证明：为了使相位裕度大于 60° ，第二极点至少高于 $2.2\omega_{GX}$ 。

$$PM = 180^\circ + \angle \beta H(j\omega_{GX})$$

$$= 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p1}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_z} \right)$$

$$\omega_{GX} \text{ 可以被认为是 GBW } \quad 1 \times \omega_{GX} = A_{v0} \omega_{p1} \Rightarrow \frac{\omega_{GX}}{\omega_{p1}} = A_{v0}$$

又已知 $\omega_z > 10\omega_{GX}$ ，而且 A_{v0} 很大

$$\begin{aligned} & \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p1}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_z} \right) \\ & \quad \rightarrow < \tan^{-1}[A_{v0}] + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}} \right) + \tan^{-1}(0.1) \\ & \quad \approx 90^\circ + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}} \right) + 5.7^\circ \end{aligned}$$



一个经验规律-II

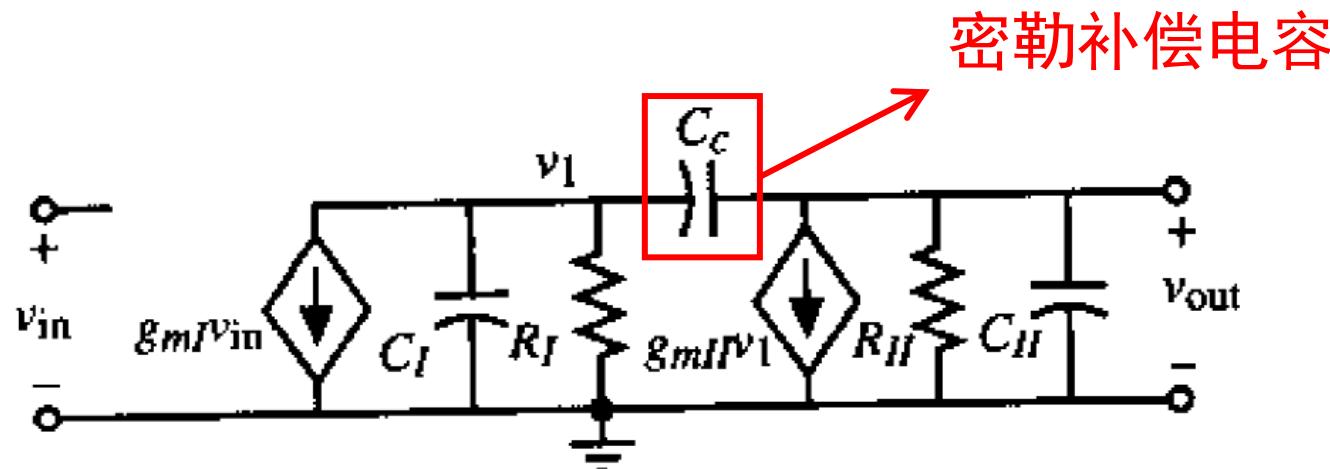
$$\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p1}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_z}\right) < 95.7^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}}\right)$$

$$PM \geq 60^\circ \Rightarrow \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p1}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_z}\right) \leq 120^\circ$$

上述两个条件联立

$$\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}}\right) < 24.3^\circ \Rightarrow \omega_{p2} > 2.2\omega_{GX}$$

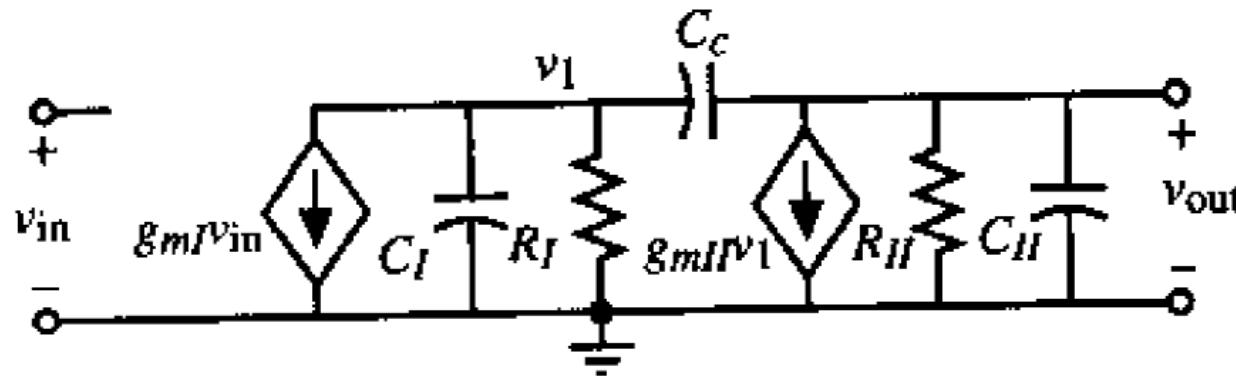
》》 两级运放的密勒补偿-1



□ 加入补偿电容后，根据密勒定理：

- 与 R_I 并联的容值增大，该点对应的极点频率减小；
- 负反馈降低第二级的输出电阻，输出点对应的极点频率增大。
- 拉远两个极点频率的距离，提高相位裕度。
- 缺点：产生一个右半平面零点频率 g_{mII}/C_c ，会增加相移和增益，使相位裕度恶化。应将零点频率推离原点。

》》 两级运放的密勒补偿-II



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{g_{mI}g_{mII}R_I R_{II}(1 - sC_c/g_{mII})}{R_I R_{II}\xi s^2 + [g_{mII}R_I R_{II}C_c + R_{II}(C_{II} + C_c) + R_I(C_I + C_c)]s + 1}$$

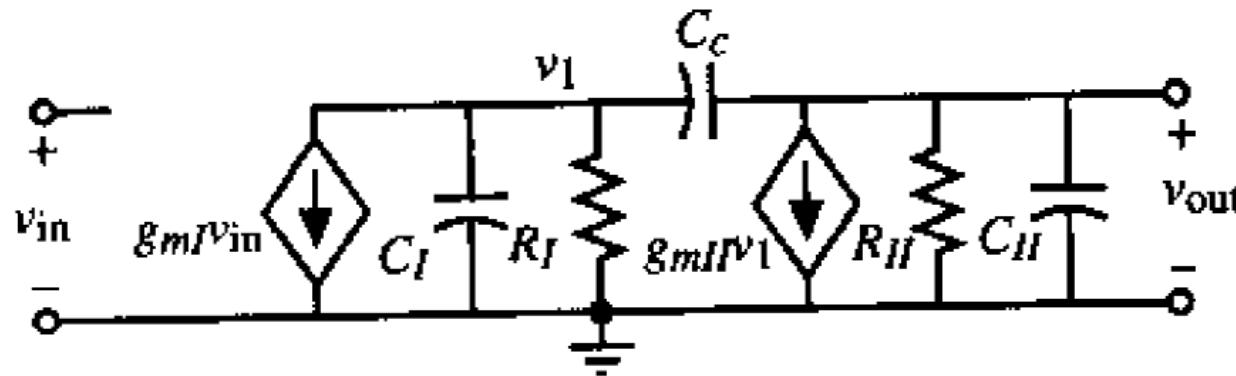
$$\xi = C_I C_{II} + C_I C_c + C_{II} C_c$$

主极点近似法：

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{g_{mII}R_I R_{II}C_c + R_{II}(C_{II} + C_c) + R_I(C_I + C_c)} \approx \frac{1}{g_{mII}R_I R_{II}C_c}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{mII}C_c}{C_I C_{II} + C_I C_c + C_{II} C_c} \approx \frac{g_{mII}}{C_{II}} \quad C_{II} \gg C_I, \quad C_c \gg C_I$$

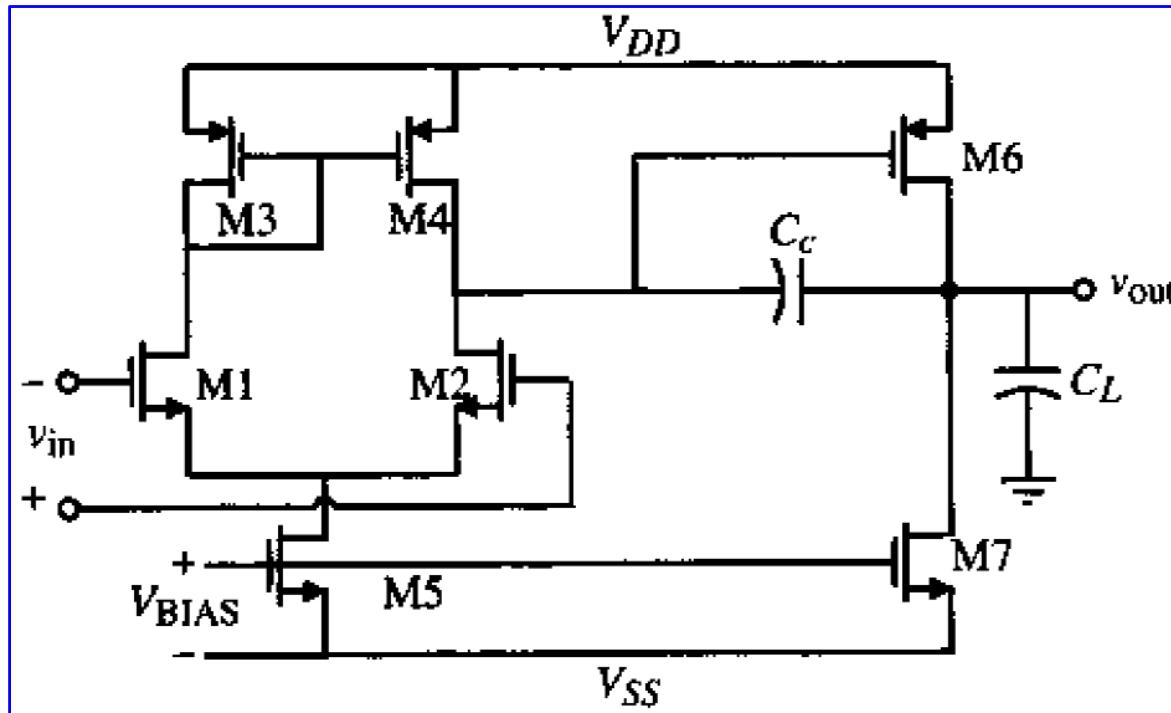
》》两级运放的密勒补偿-III



增益带宽积：

$$GBW = A_{v0}\omega_{p1} \approx g_{mI}R_Ig_{mII}R_{II} \frac{1}{g_{mII}R_IR_{II}C_c} = \frac{g_{mI}}{C_c}$$

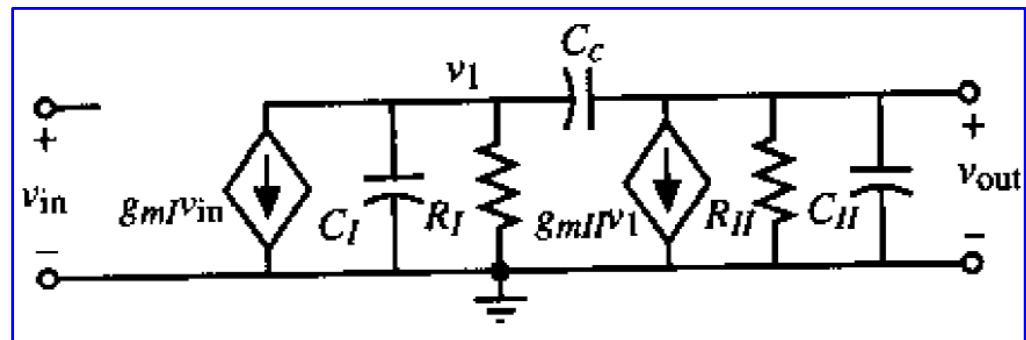
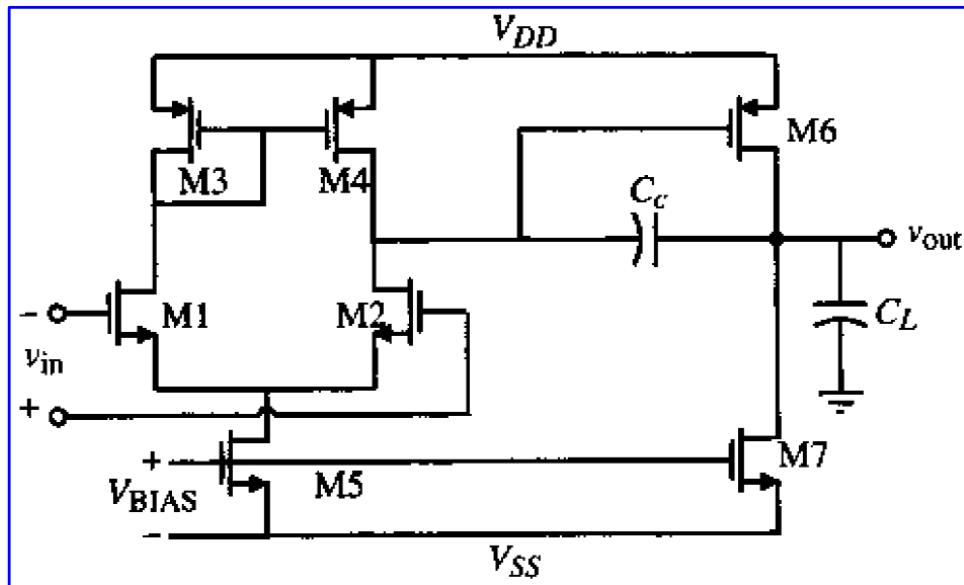
》》 Miller OTA的设计指标-I



给出如下要求：

1. 直流增益 A_v
2. 增益带宽积 GBW
3. 输入共模范围 $ICMR$
4. 负载电容 C_L
5. 转换速率 SR
6. 输出电压摆幅
7. 功耗 P_{diss}

》》 Miller OTA的设计指标-II



$$A_{v1} = -g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4}) = \frac{-2g_{m1}}{I_5(\lambda_2 + \lambda_4)}$$

$$GBW = \frac{g_{mI}}{C_c} = \frac{g_{m1}}{C_c}$$

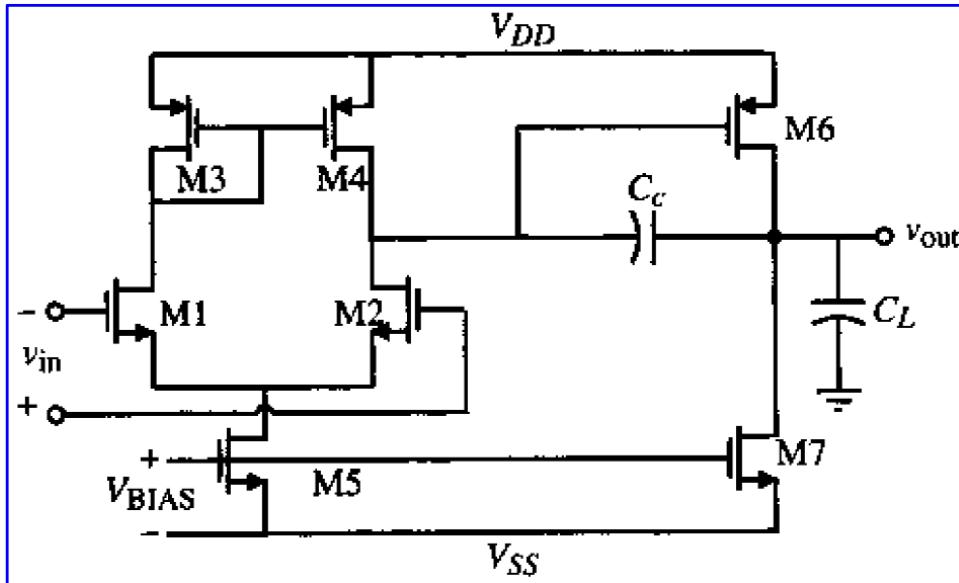
$$A_{v2} = -g_{m6}(r_{o6} \parallel r_{o7}) = \frac{-g_{m6}}{I_6(\lambda_6 + \lambda_7)}$$

$$\omega_{p2} = \frac{g_{mII}}{C_{II}} = \frac{g_{m6}}{C_L}$$

$$SR = \frac{I_5}{C_c}$$

$$\omega_z = \frac{g_{mII}}{C_c} = \frac{g_{m6}}{C_c}$$

》》 Miller OTA的设计指标-III



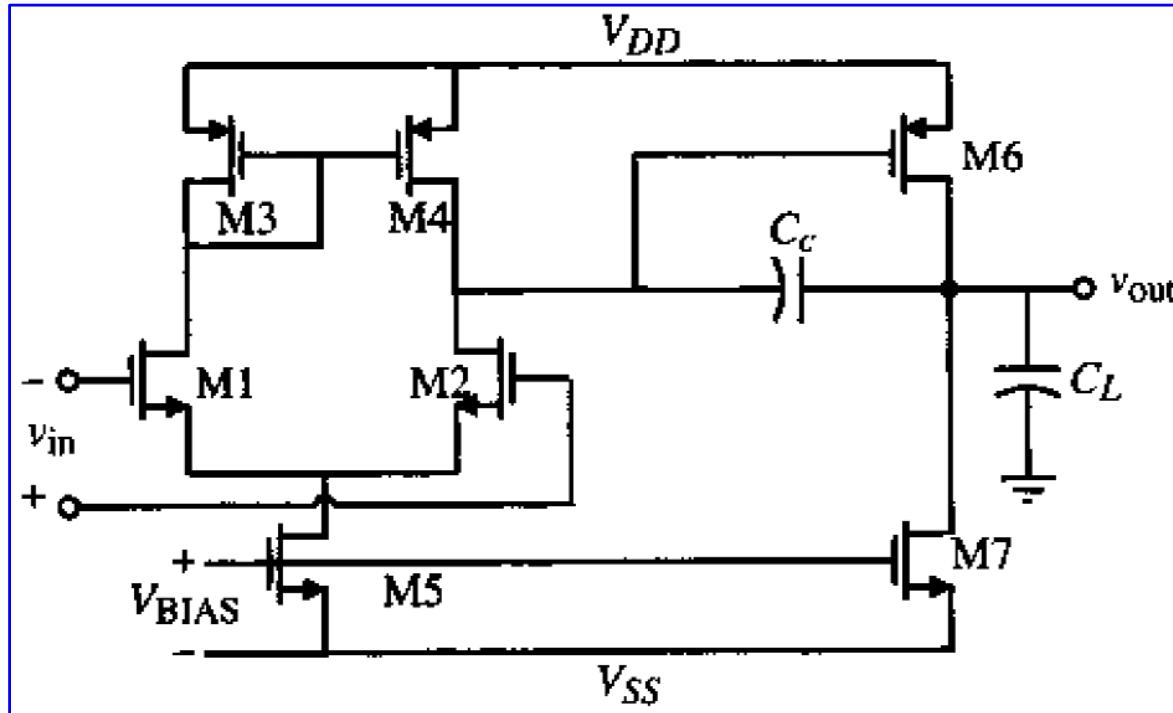
同理，输入共模电平下限：

$$V_{SS} + \sqrt{\frac{I_5}{\mu_n C_{ox}(W/L)_1}} + V_{TH1_max} + V_{OD5}$$

输入共模电平上限：

$$\begin{aligned} & V_{DD} - |V_{SG3}| + V_{TH1_min} \\ &= V_{DD} - (|V_{SG3}| - |V_{TH3_max}|) - |V_{TH3_max}| + V_{TH1_min} \\ &= V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\mu_p C_{ox}(W/L)_3}} - |V_{TH3_max}| + V_{TH1_min} \end{aligned}$$

》》 Miller OTA设计示例-I



$$A_v > 5000$$

$$GBW > 5 \text{ MHz}$$

$$\text{输出电压摆幅} = \pm 2V$$

$$V_{DD} = 2.5 \text{ V}$$

$$C_L = 10 \text{ pF}$$

$$ICMR = -1 \sim 2V$$

$$V_{SS} = -2.5 \text{ V}$$

$$SR > 10 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$P_{diss} \leq 2 \text{ mW}$$

$$\mu_n C_{ox} = 110 \text{ } \mu\text{A/V}^2, \mu_p C_{ox} = 50 \text{ } \mu\text{A/V}^2$$

$$\lambda_n = 0.04 \text{ V}^{-1}, \lambda_p = 0.05 \text{ V}^{-1}$$

$$L = 1 \text{ } \mu\text{m}$$

$$|V_{TH3_max}| = 0.85 \text{ V}$$

$$V_{TH1_min} = 0.55 \text{ V}$$

$$V_{TH1_max} = 0.85 \text{ V}$$

》》 Miller OTA设计示例-II

根据前述经验规律，60度的相位裕度要求

$$\omega_z > 10\omega_{GX} \quad \omega_{p2} > 2.2\omega_{GX}$$

又有 $\omega_{p2} = \frac{g_{m6}}{C_L}$ $\omega_{GX} = GBW = \frac{g_{m1}}{C_c}$ $\omega_z = \frac{g_{m6}}{C_c}$

因此，可得

$$\frac{g_{m6}}{C_c} > 10 \left(\frac{g_{m2}}{C_c} \right) \quad \frac{g_{m6}}{C_L} > 2.2 \left(\frac{g_{m2}}{C_c} \right)$$

$$g_{m6} > 10g_{m2} \quad C_c > \frac{2.2C_2}{10} = 0.22C_L = 2.2 \text{ pF}$$

补偿电容 C_c 选定为 3 pF

》》 Miller OTA设计示例-III

根据转换速率确定 I_5

$$SR = \frac{I_5}{C_c} \Rightarrow I_5 = SR \cdot C_c = 10 \text{ V}/\mu\text{s} \times 3 \text{ pF} = 30 \mu\text{A}$$

根据输入共模范围的上限确定 $(W/L)_{3,4}$

$$V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\mu_p C_{ox} (W/L)_3}} - |V_{TH3_max}| + V_{TH1_min} = 2 \text{ V}$$

$$(W/L)_3 = \frac{I_5}{\mu_p C_{ox} [V_{DD} - |V_{TH3_max}| + V_{TH1_min}]^2} = 15 = (W/L)_4$$

此时，可检查镜像极点 $\omega_{p3} = g_{m3}/(2C_{g3})$ ，略，不做考核要求。
(镜像极点通常很大，对设计影响很小)

》》 Miller OTA设计示例-IV

根据增益带宽积确定 g_{m1}

$$GBW = \frac{g_{m1}}{C_c} \Rightarrow g_{m1} = GBW \cdot C_c = (2\pi) \times 5 \text{ MHz} \times 3 \text{ pF} = 94.25 \mu\text{s}$$

然后确定 $(W/L)_{1,2}$ $(W/L)_1 = \frac{g_{m1}^2}{2\mu_n C_{ox}(I_5/2)} = 2.79 \approx 3.0 = (W/L)_2$

然后由输入共模电平下限确定过驱动电压 V_{OD5} ，进而确定 $(W/L)_5$

$$V_{SS} + \sqrt{\frac{I_5}{\mu_n C_{ox}(W/L)_1}} + V_{TH1_max} + V_{OD5} = -1 \text{ V} \Rightarrow V_{OD5} = 350 \text{ mV}$$

$$(W/L)_5 = \frac{2I_5}{\mu_n C_{ox} V_{OD5}^2} = 4.49 \approx 4.5$$

» Miller OTA设计示例-V

根据前述经验规律，60度的相位裕度要求

$$g_{m6} \geq 10g_{m1,2} \geq 942.5 \mu S$$

设 $g_{m6} = 942.5 \mu S$, 假设 $V_{SG4} = V_{SG6}$ (电流镜像), 则有

$$(W/L)_6 = (W/L)_4 \frac{g_{m6}}{g_{m4}} = 94.25 \approx 94$$

其中 $g_{m4} = \sqrt{2\mu_p C_{ox} (W/L)_4 (I_5/2)} = 150 \mu S$

则有

$$I_6 = \frac{g_{m6}^2}{2\mu_p C_{ox} (W/L)_6} = 94.5 \mu A \approx 95 \mu A$$

或者由输出摆幅确定 V_{OD6} , 然后配合 g_{m6} 确定 $(W/L)_6$

» Miller OTA设计示例-VI

由电流镜像原理确定 $(W/L)_7$

$$(W/L)_7 = (W/L)_5 \left(\frac{I_6}{I_5} \right) = 14.25 \approx 14$$

检查M6和M7消耗的过驱动电压，符合摆幅要求

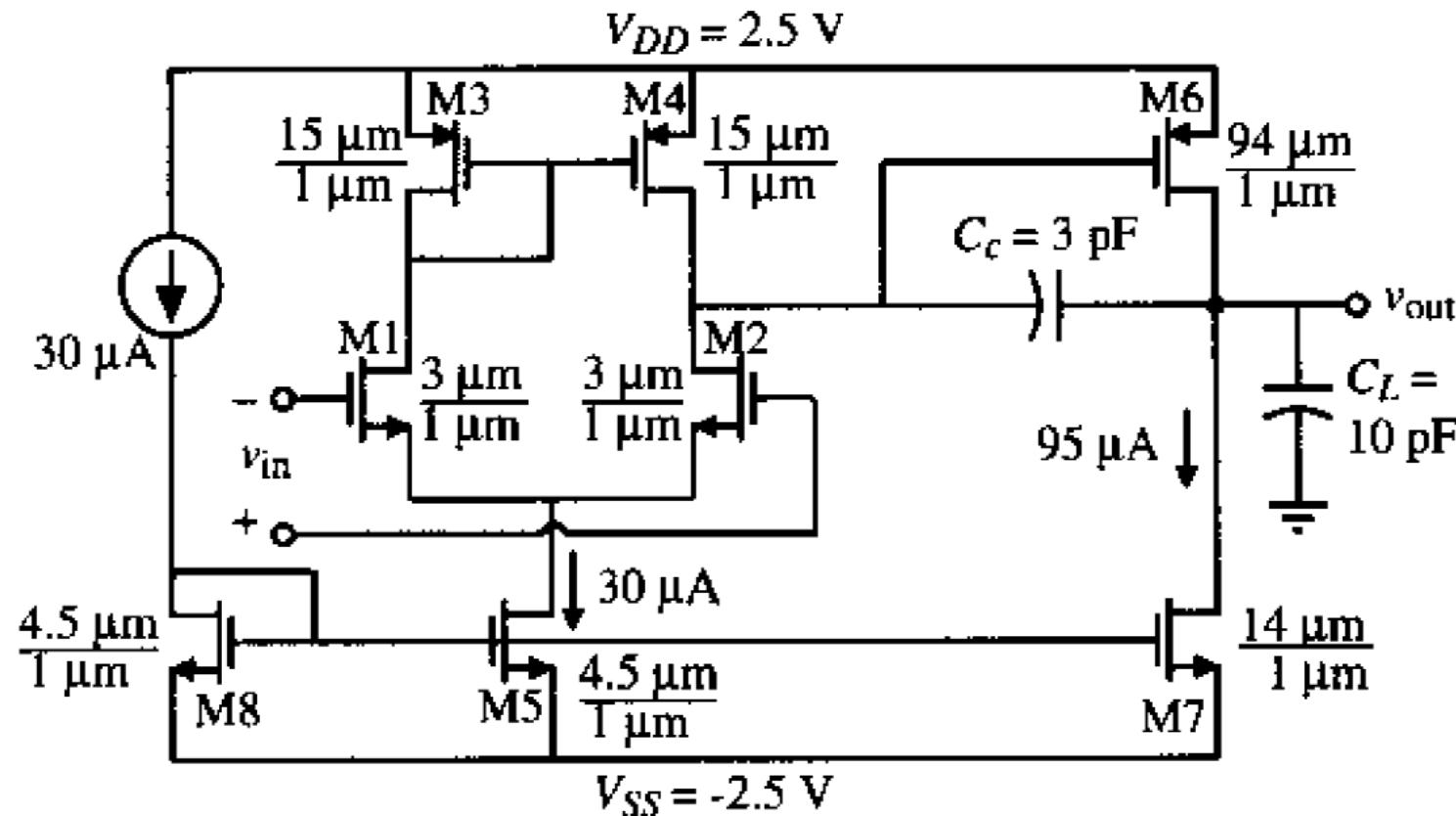
$$V_{OD6} = \sqrt{\frac{2I_{6,7}}{\mu_p C_{ox} (W/L)_6}} = 0.201 V \quad V_{OD7} = \sqrt{\frac{2I_{6,7}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_7}} = 0.351 V$$

检查功耗，符合要求 $P_{diss} = 5V \cdot (30\mu A + 95\mu A) = 0.625 mW$

检查增益，符合要求

$$A_v = \frac{2g_{m1}}{I_5(\lambda_2 + \lambda_4)} \frac{g_{m6}}{I_6(\lambda_6 + \lambda_7)} = 7696$$

》》 Miller OTA设计示例-VII



注意：这只是手工估算结果，仍需仿真调试。

第十四章 CH10+ 信号运算与处理电路.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

10. 信号运算与处理电路

王昭昊

©2020



内容提要

■ 理想运放的概念

□ 线性/非线性工作区、虚短路、虚断路

■ 信号运算电路

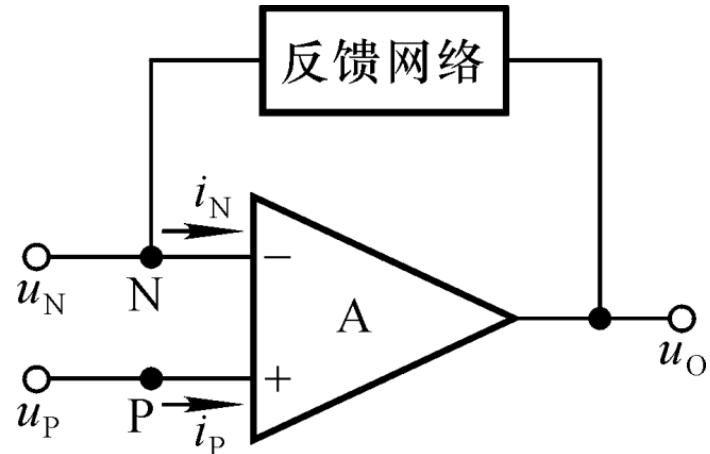
□ 比例、加减、微积分、指数/对数

■ 有源低通滤波电路

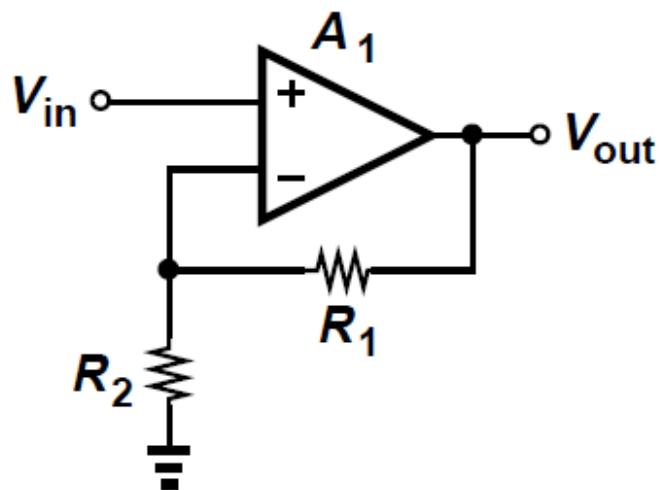
■ 比较器电路

□ 单限比较器、滞回比较器、窗口比较器

》》 理想运放的概念

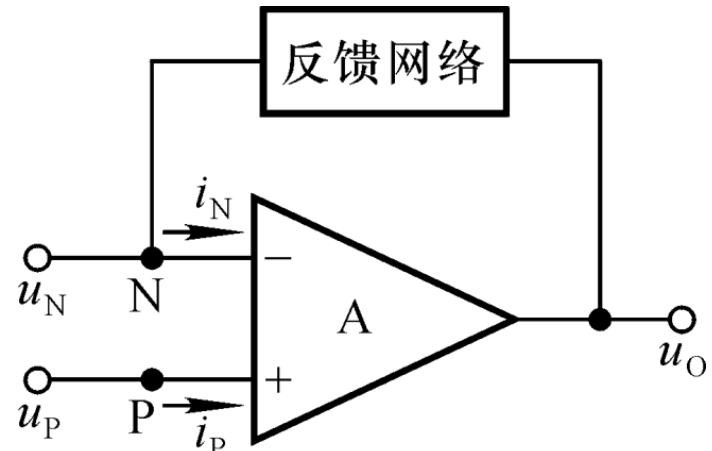
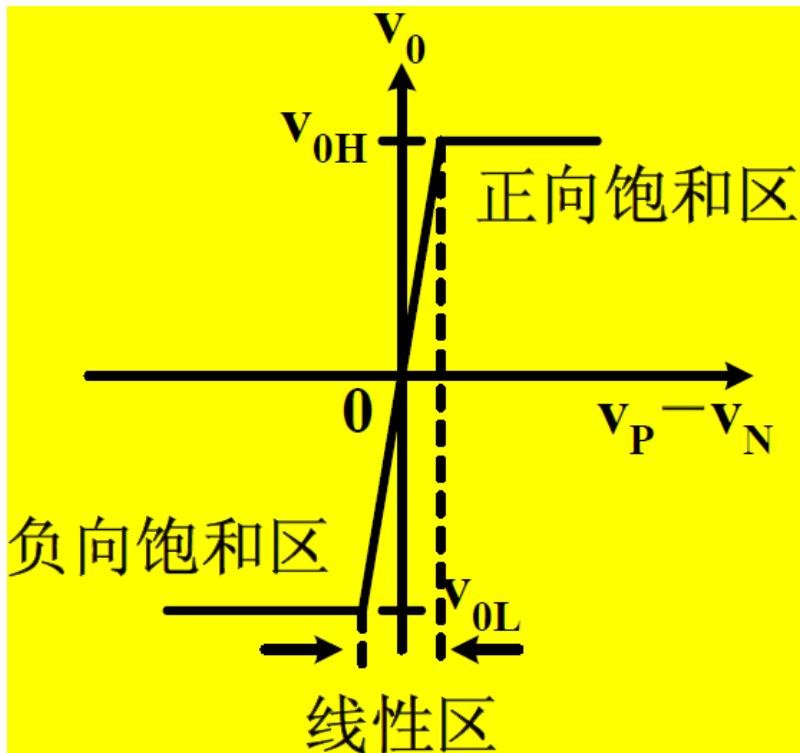


- ✓ 开环电压增益 A_{od} 无穷大
- ✓ 差模输入电阻 r_{id} 无穷大
- ✓ 带宽 f_H 无穷大
- ✓ 共模抑制比 CMRR 无穷大
- ✓ 输出电阻 r_o 为零
- ✓ 噪声为零



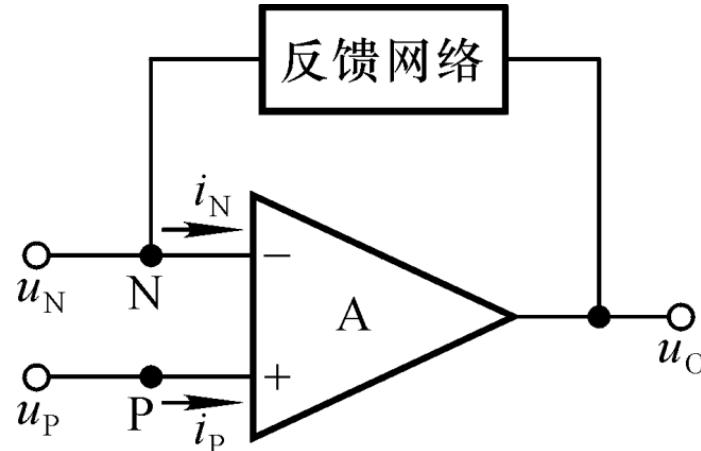
- 用来设计运算电路时，引入负反馈。
- 而且是深度负反馈，既然 $A_{od} = \infty$

》》 理想运放的线性/非线性工作区



- 运放分为线性工作区和非线性工作区（正向/负向饱和区）。
- 线性工作区： $u_o = A_{od}(u_p - u_n)$
- 用来设计运算电路时，处于线性工作区。
- 用来设计比较器时，处于非线性工作区。

》》 理想运放的虚短和虚断 (重要)



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

因为 u_o 为有限值，而 $A_{od} = \infty$

所以 $u_N - u_P = 0$ ，即 $u_N = u_P$

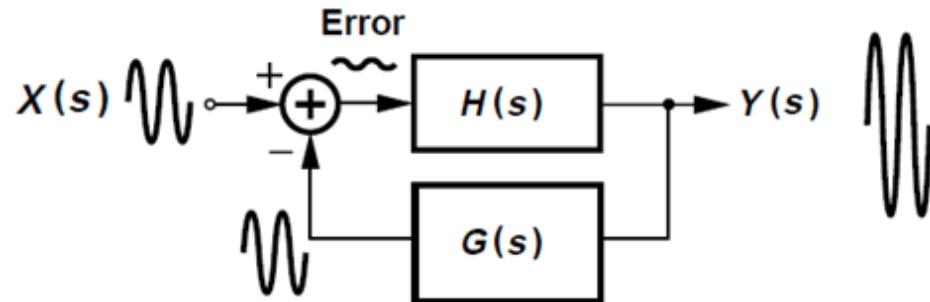
此为“虚短路”！

因为 $r_{id} = \infty$ ，所以

$$i_N = i_P = 0$$

此为“虚断路”！

》》 回顾：深度负反馈条件下的虚短



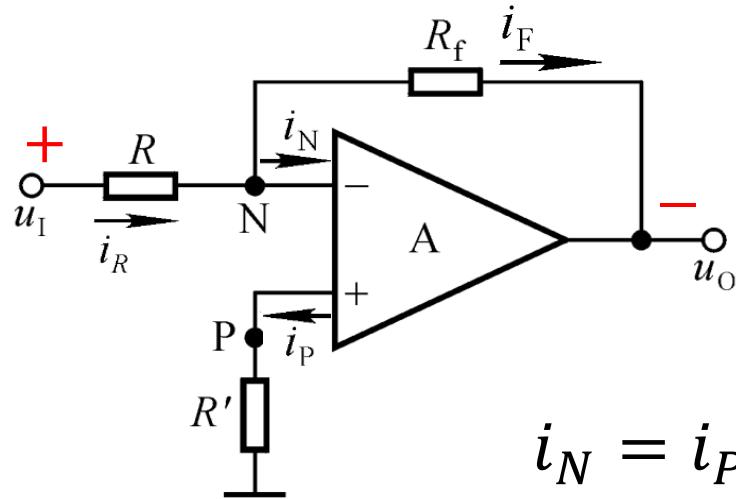
$$Y(s) = H(s)[X(s) - G(s)Y(s)]$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

• 深度负反馈

- ✓ $G(s)H(s) \gg 1 \Rightarrow Y(s)/X(s) \approx 1/G(s)$
- ✓ 误差项极小： $X(s) \approx G(s)Y(s)$ ，二者几乎精确“复制”。
- ✓ 若 $H(s)$ 为差动放大器，则意味着差模输入信号极小，虚短路。

》》 反相比例运算电路-1



$$R' = R \parallel R_f$$

确保差分输入端的对称性

$$i_N = i_P = 0, \text{ 虚断}; \quad u_N = u_P = 0, \text{ 虚短}$$

在节点N处应用KCL: $i_F = i_R = \frac{u_I}{R} = -\frac{u_O}{R_f}$

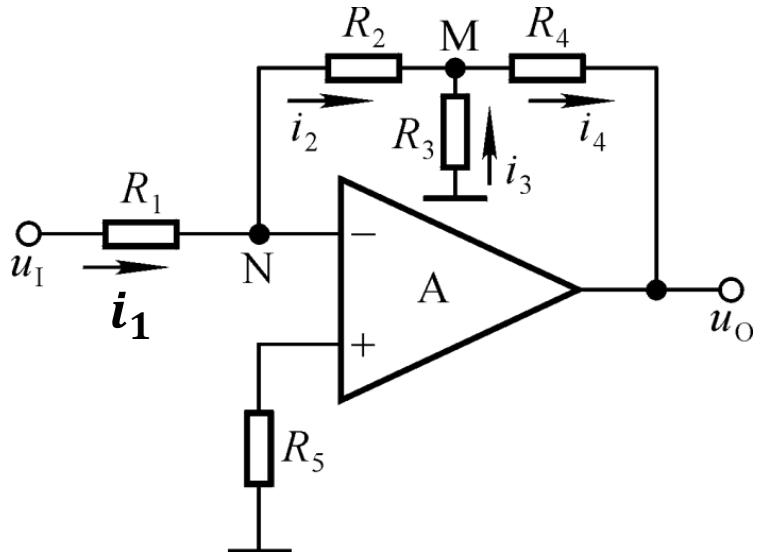
达到反相比例运算效果: $u_O = -\frac{R_f}{R} \cdot u_I$

输入电阻: $R_i = R$

对于相同的比例系数, 高输入电阻要求提高 R 和 R_f

带来不利影响: 噪声大, 比例系数漂移。

》》 反相比例运算电路-II



T形反馈网络反相比例运算电路

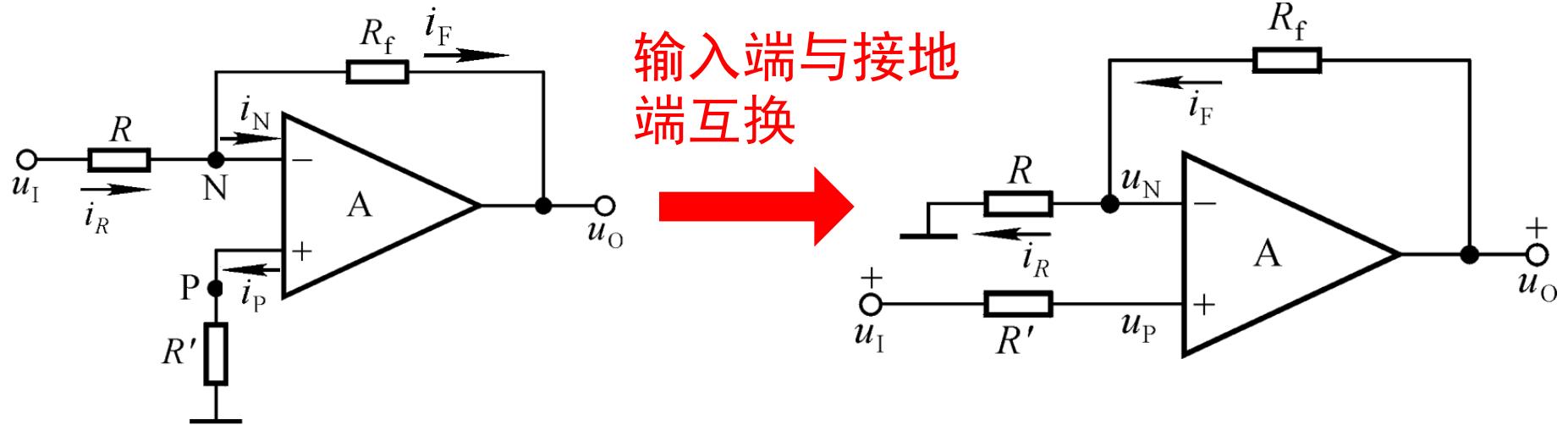
$$i_2 = i_1 = \frac{u_I}{R_1} \quad u_M = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_I$$

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

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

- 对于相同的比例系数， $R_2 \sim R_4$ 不必取很大的值。
- R_3 使反馈系数减小，需要更大的开环增益。

》》 同相比例运算电路



$$u_N = u_P = u_I$$

- 1) 这两种电路的负反馈类型?
- 2) 这两种电路的输入电阻?
- 3) 这两种电路对CMRR的要求?

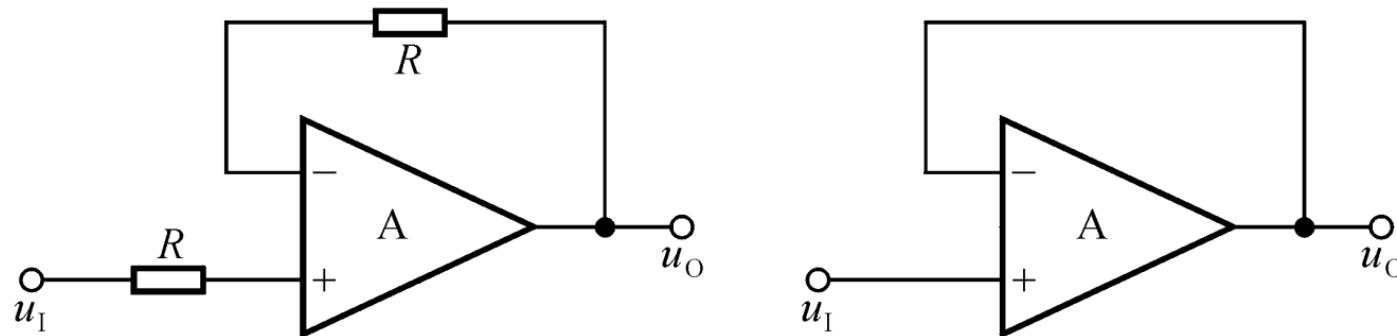
同相时，有共模输入，要求高

CMRR

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

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

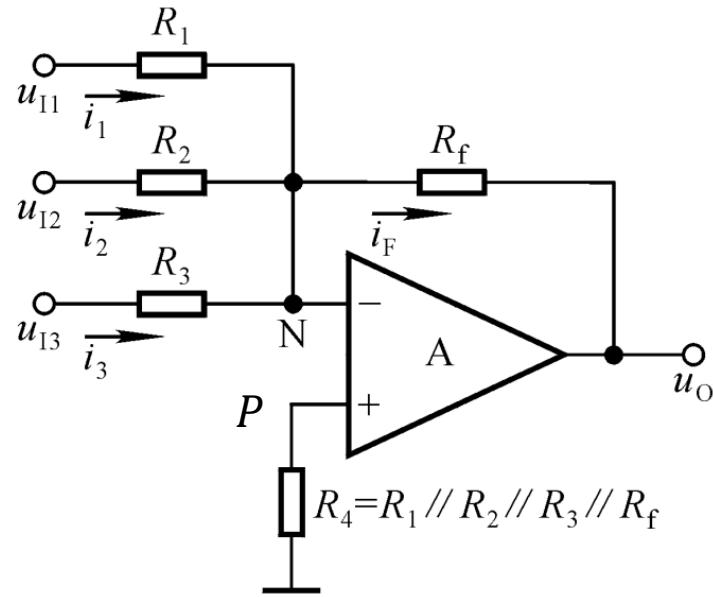
》》 电压跟随器/单位增益缓冲器



$$u_O = u_N = u_P = u_I$$

同相比例运算电路的特例

》》 反相求和运算电路



$$u_N = u_P = 0$$

$$i_F = i_{R1} + i_{R2} + i_{R3}$$

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

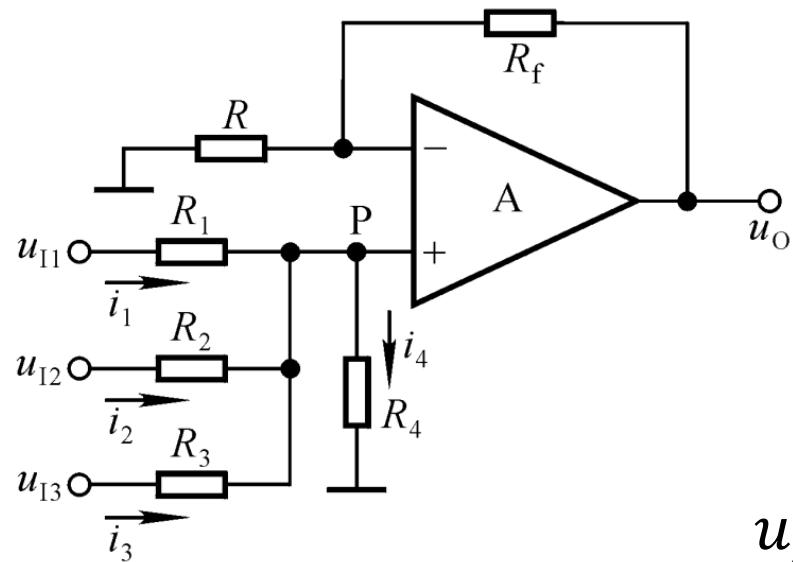
$$u_O = -i_F R_f = -R_f \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$$

或者，叠加原理

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

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

》》 同相求和运算电路



$$\text{设 } R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4 = R \parallel R_f$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_4$$

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

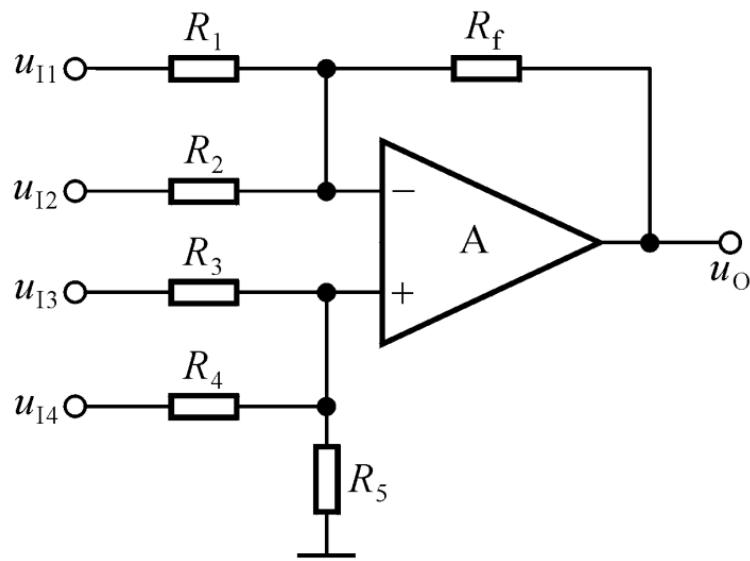
$$\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) u_P$$

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

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

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

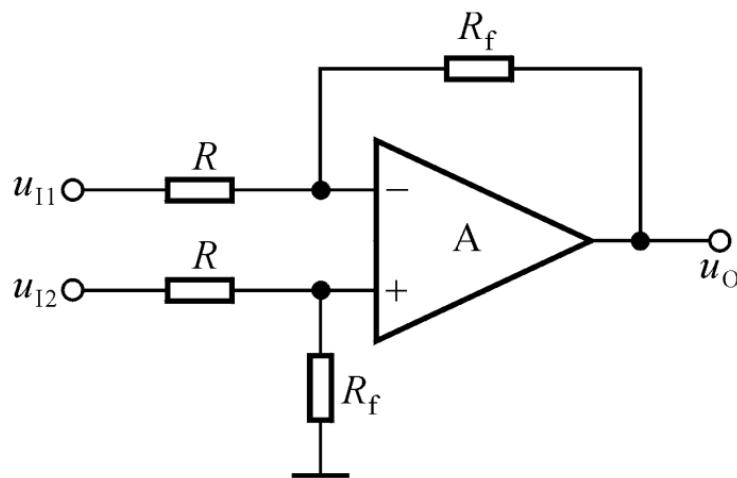
》》 加减运算电路-I



设 $R_1 \parallel R_2 \parallel R_f = R_3 \parallel R_4 \parallel R_5$

分别求解同相和反相输入，
然后叠加

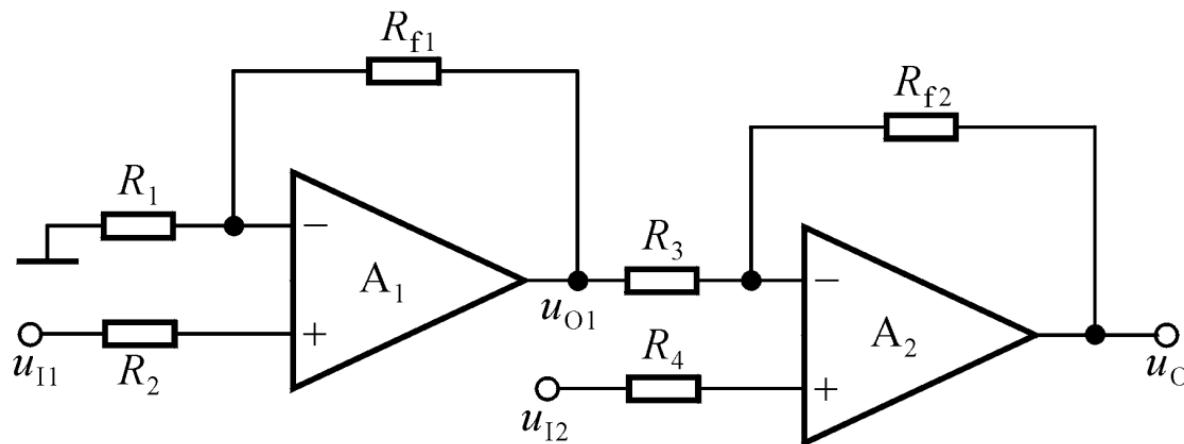
$$u_O = R_f \cdot \left(\frac{u_{I3}}{R_3} + \frac{u_{I4}}{R_4} - \frac{u_{I1}}{R_1} - \frac{u_{I2}}{R_2} \right)$$



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

减法运算电路/差分比例运算电路

》》 加减运算电路-II

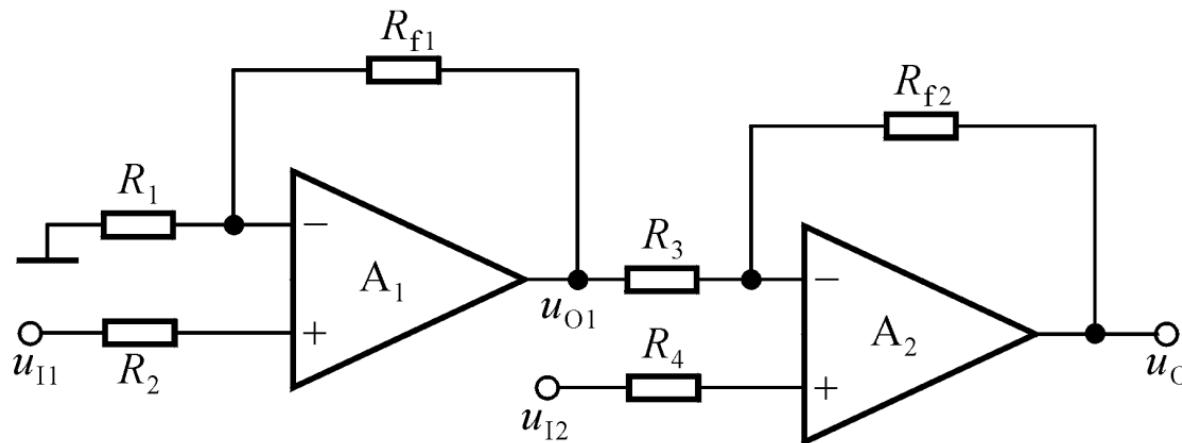


第一级是同相比例运算： $u_{O1} = \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_1}\right) \cdot u_{I1}$

第二级 u_{O1} 的单独作用： $u_O = -\frac{R_{f2}}{R_3} u_{O1}$

第二级 u_{I2} 的单独作用： $u_O = \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_3}\right) \cdot u_{I2}$

》》 加减运算电路-III



综上，如果 $R_1 = R_{f2}, R_3 = R_{f1}$ ，叠加原理：

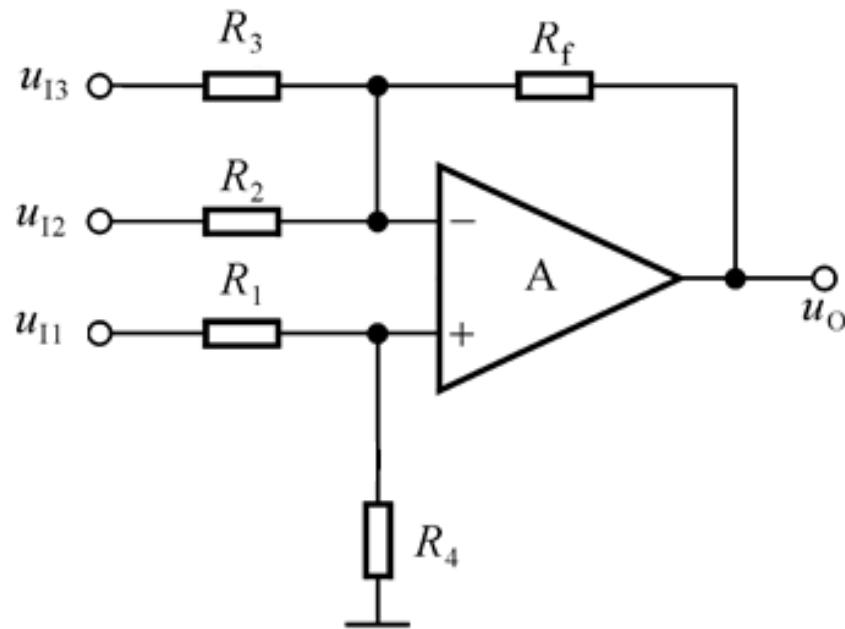
$$u_O = \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_3} \right) \cdot (u_{I2} - u_{I1})$$

与单个运放组成的差分比例运算电路相比：

- 对电阻的选取和阻值要求更简单
- 两个输入信号的输入电阻无穷大

》》 加减运算电路：设计题

设计一个运算电路，完成如下运算： $u_o = 10u_{I1} - 5u_{I2} - 4u_{I3}$



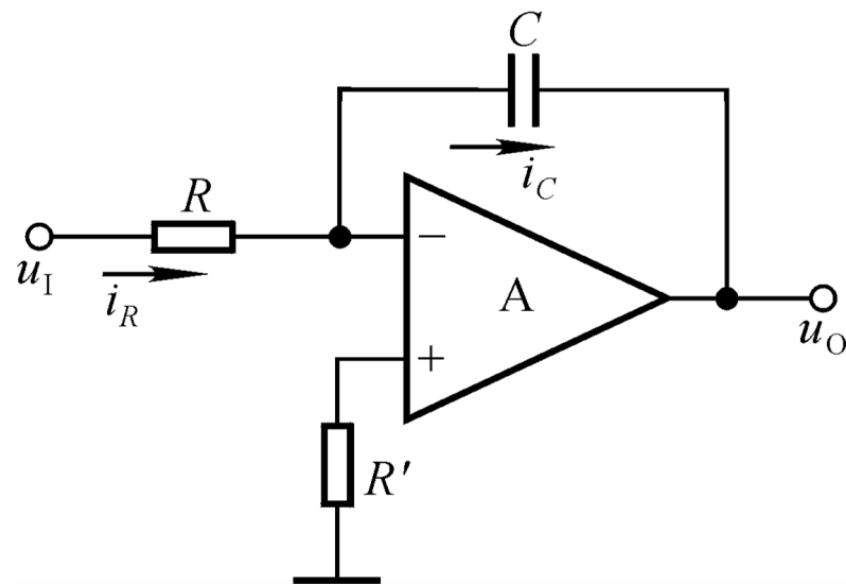
$$u_O = R_f \cdot \left(\frac{u_{I1}}{R_1} - \frac{u_{I2}}{R_2} - \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$$

要求：

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_f}$$

选取 $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ ，则 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ， $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ ， $R_3 = 25 \text{ k}\Omega$ ，
 $R_4 = \infty$ ，R4可省略。

》》 积分运算电路-I



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

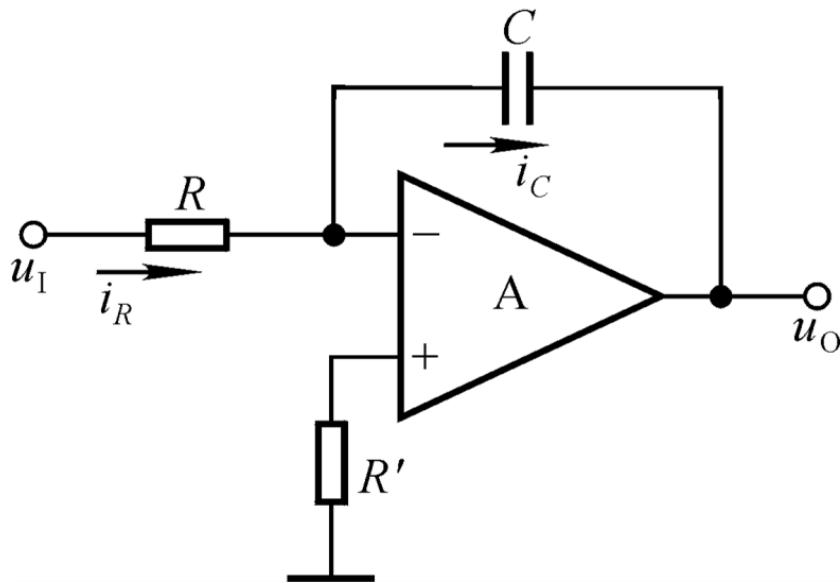
$$u_O = -u_C = -\frac{1}{C} \int \frac{u_I}{R} dt$$

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

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

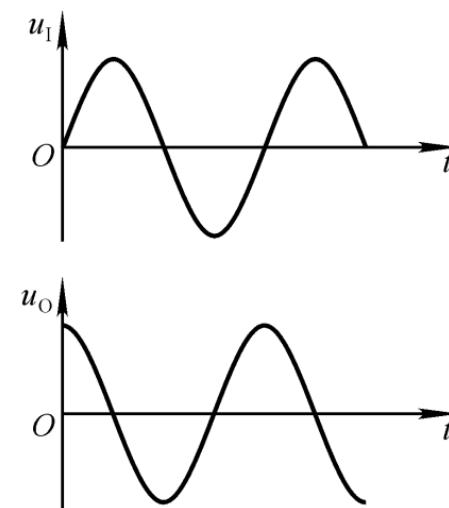
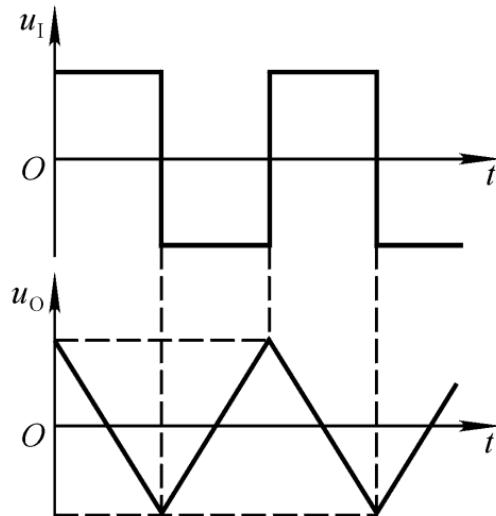
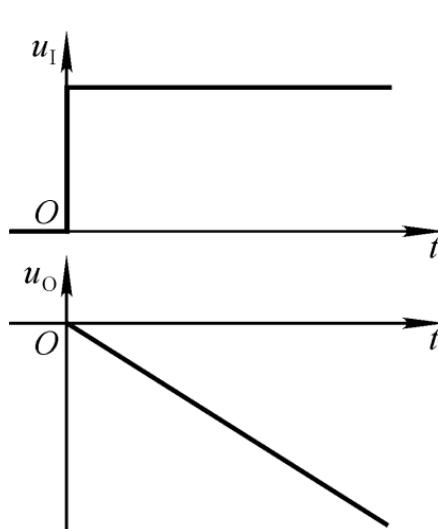
若 u_I 在 $t_1 \sim t_2$ 为常量，则 $u_O = -\frac{1}{RC} \cdot u_I (t_2 - t_1) + u_O(t_1)$

》》 积分运算电路-II

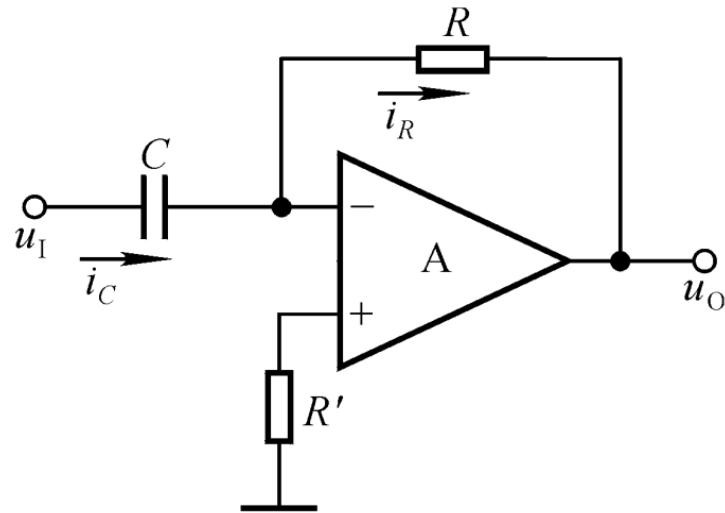


$$u_O = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_I dt + u_O(t_1)$$

- 输入为阶跃信号：积分延时
- 输入信号为方波：波形变换
- 输入信号为正弦波：移相



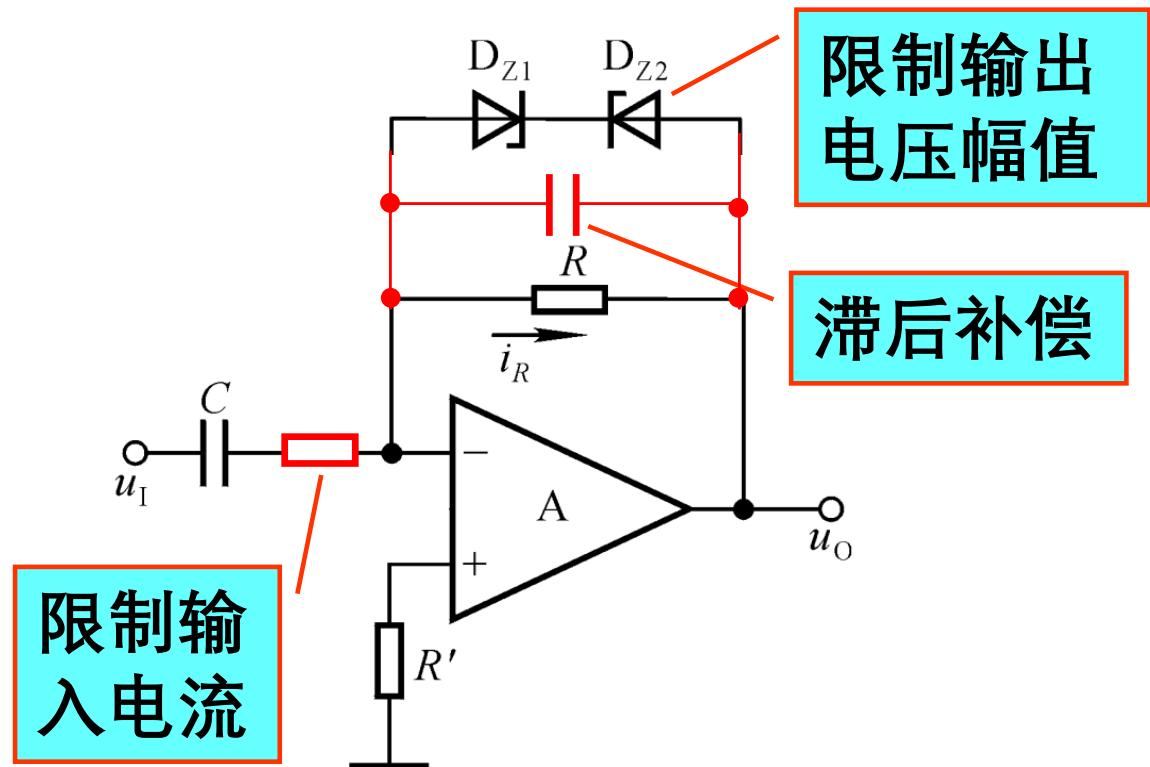
》》 微分运算电路



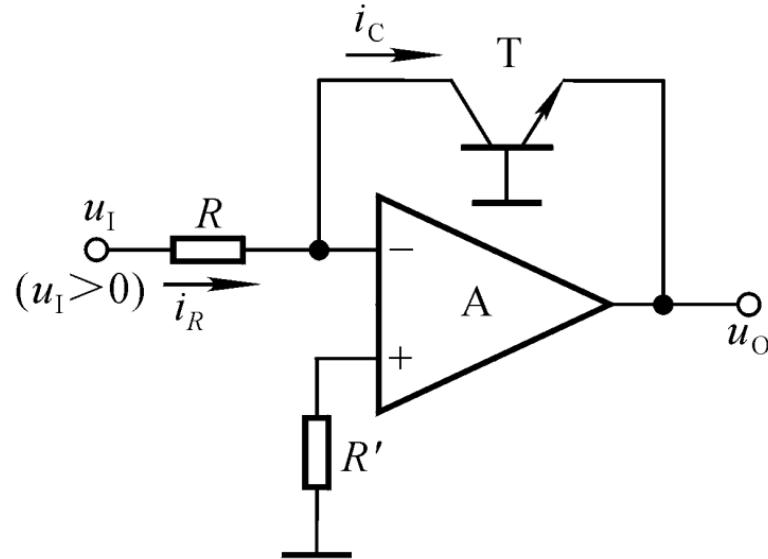
$$i_C = i_R = C \frac{du_I}{dt}$$

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

- 防止因输入信号过高或过低而造成管子脱离预期工作区。
- 防止自激振荡



» 对数运算电路



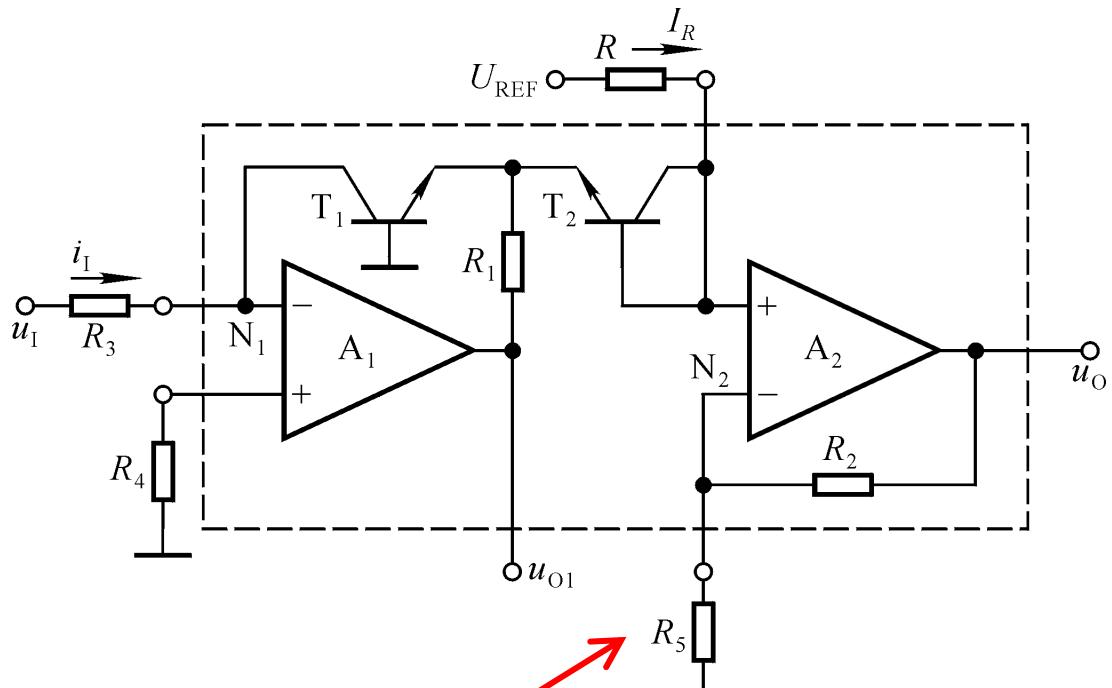
$$i_C = i_R = \frac{u_I}{R}$$

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

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

- 反向饱和电流 I_S 对温度敏感，影响运算精度。
- 输入电流应限制在三极管的最大集电极电流 I_{CM} 以下。

》》集成对数运算电路



热敏电阻

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

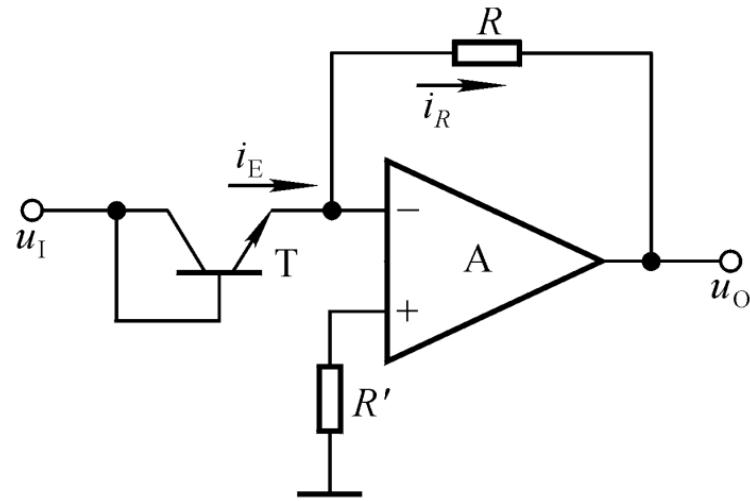
$$u_{BE1} \approx U_T \ln \frac{u_I}{I_S R_3}$$

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

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

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

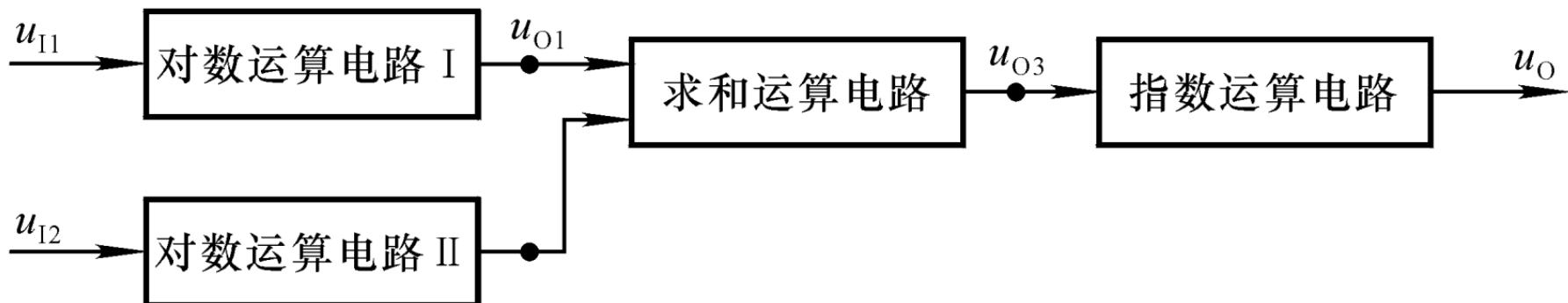
》》 指数运算电路、乘法运算电路



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

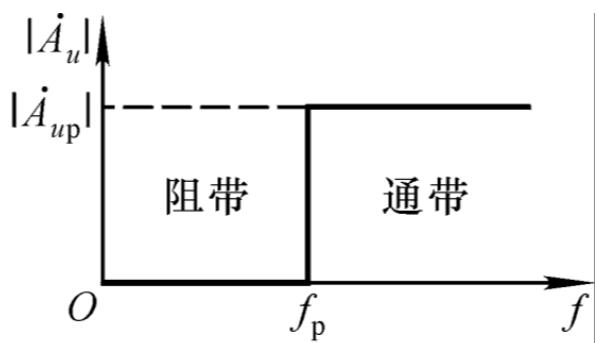
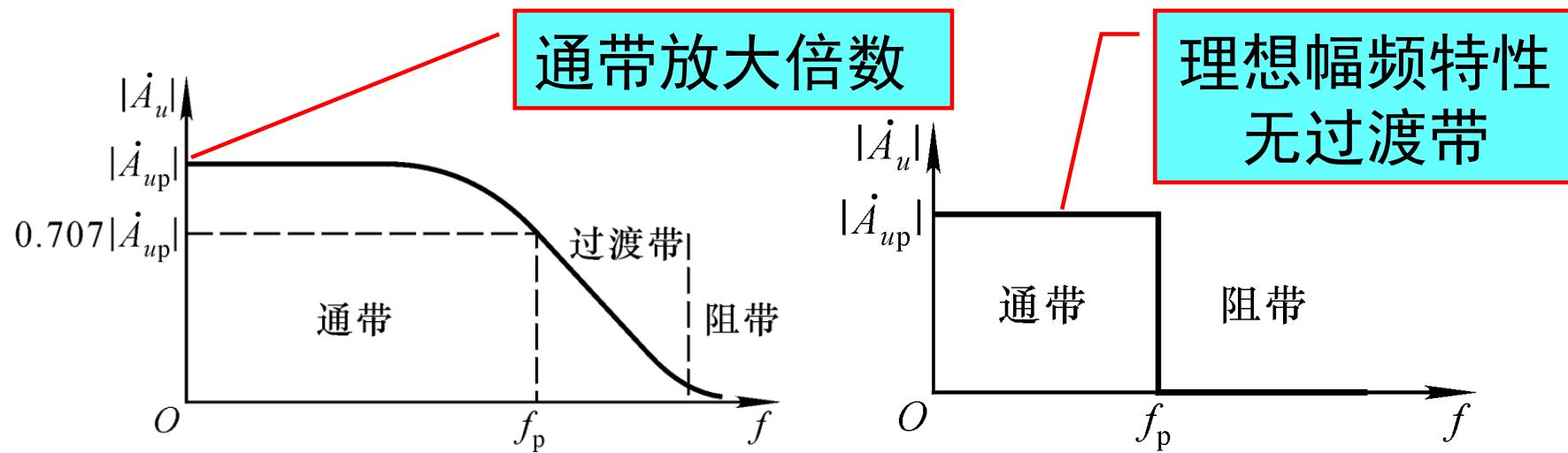
$$u_O = -i_R R \approx -I_S R e^{\frac{u_I}{U_T}}$$

- 运算精度也受温度影响（反向饱和电流 I_S ）。
- 也可以用集成指数运算电路消除 I_S 的影响。

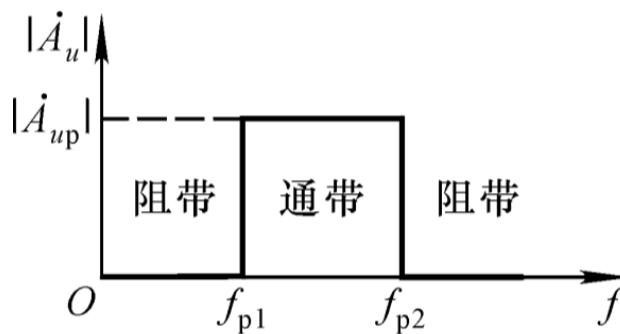


》》濾波器的概念

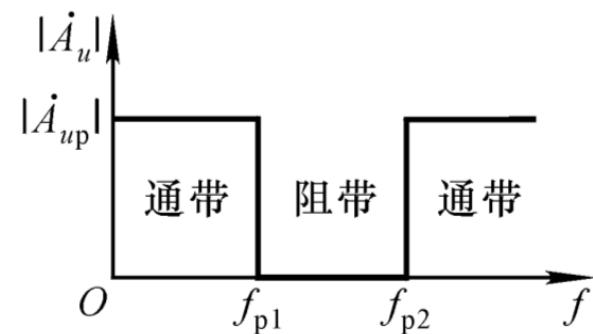
低通滤波器 (LPF)



高通滤波器 (HPF)

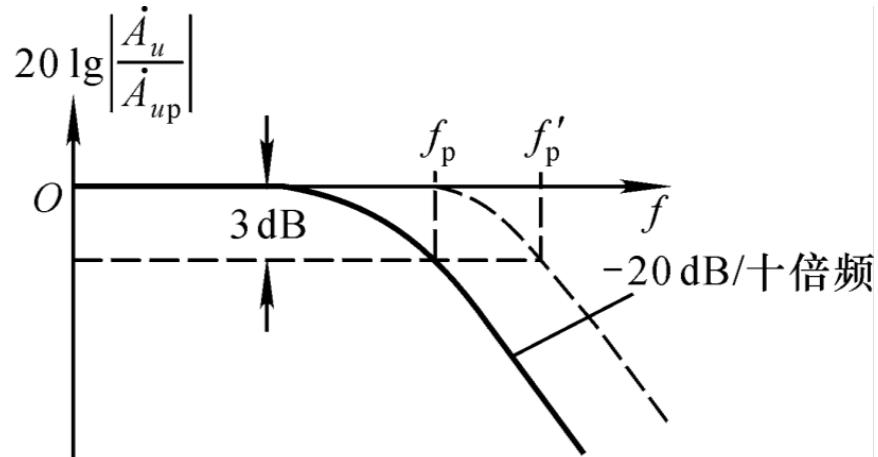
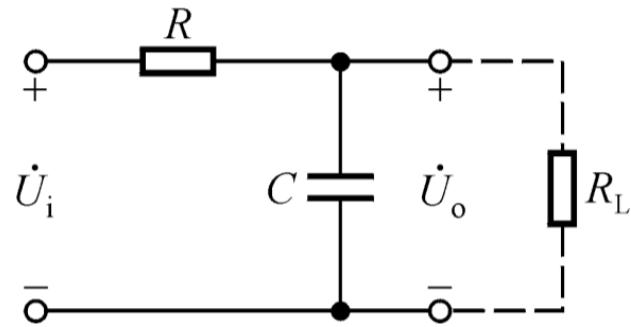


带通滤波器 (BPF)



带阻滤波器 (BIF)

》》 从无源滤波到有源滤波



- 负载变化时，无源低通滤波器的通带放大倍数和截止频率均变化。
- 因此需要用运放设计**有源滤波器**。

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

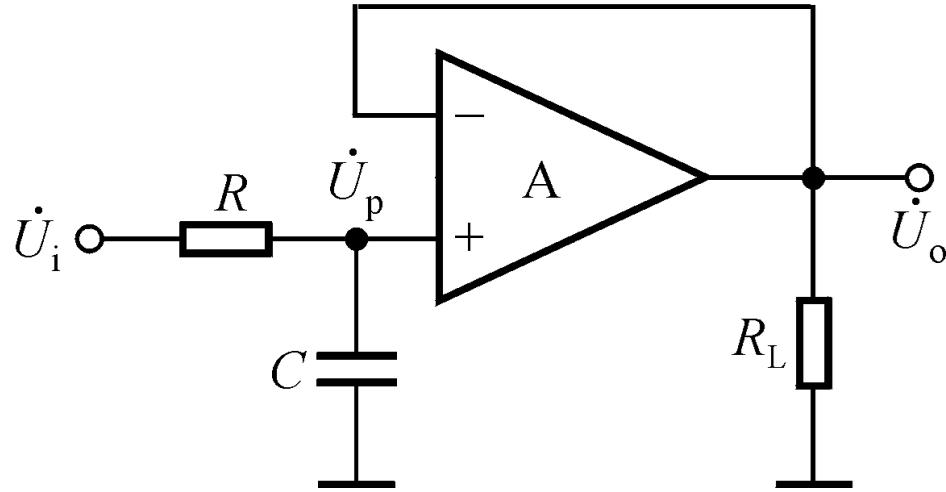
$$\dot{A}_u = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_p}}$$

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

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

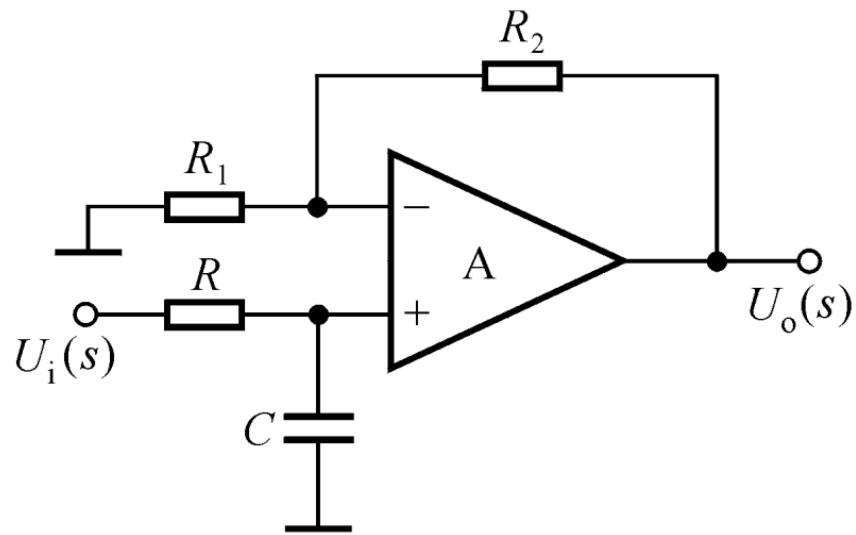
$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{up}}{1 + j \frac{f}{f_p'}}$$

》》有源滤波器



- 用电压跟随器隔离滤波电路与负载电阻，同时将滤波信号复制到输出端。
- 滤波效果几乎与负载电阻无关。
- 频率特性与负载电阻无关。
- 应选用带宽合适的运放。

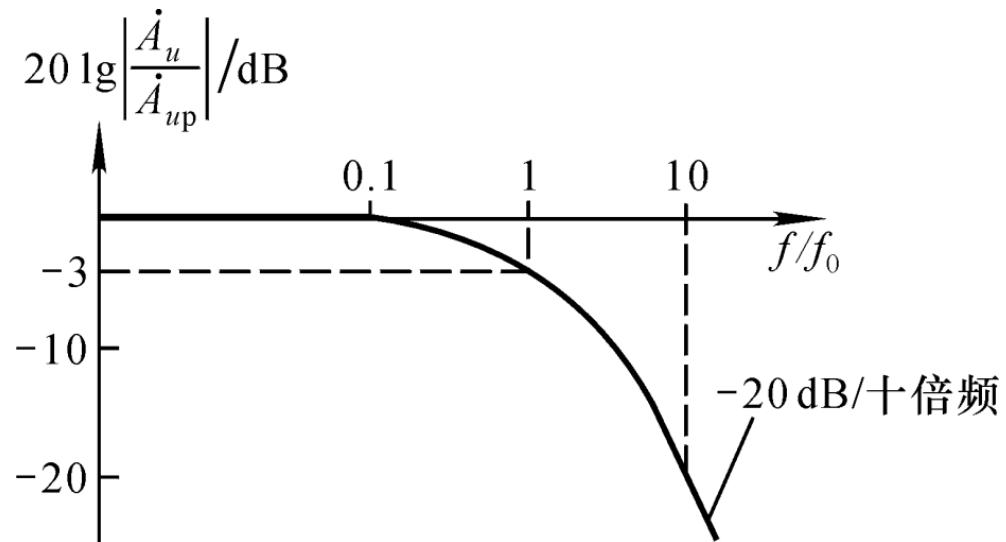
》》 同相输入低通滤波器：一阶



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

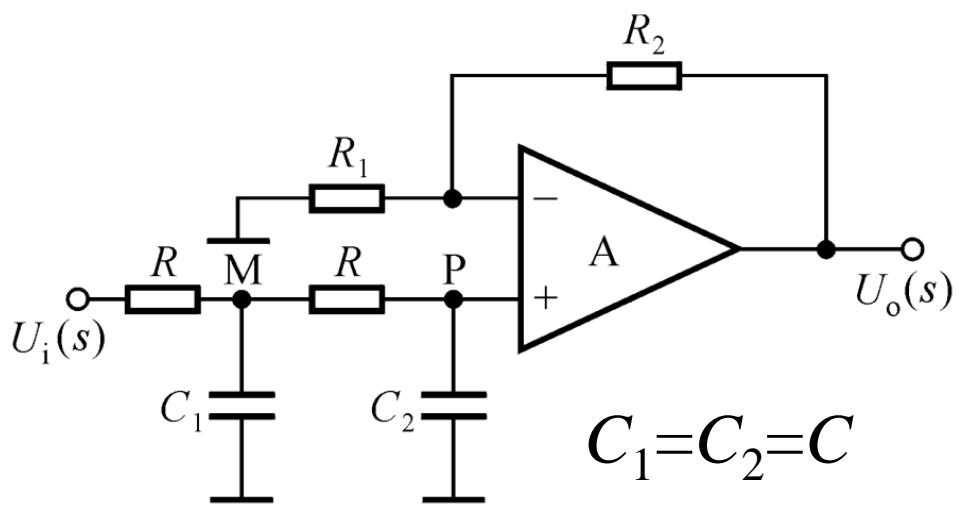
$$f_p = \frac{1}{2\pi RC}$$

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



- 过渡带不够“陡峭”，斜率只有-20 dB/十倍频
- 需采用多阶滤波器，即增加RC环节。

》》 同相输入低通滤波器：二阶



$$C_1 = C_2 = C$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad f_p \approx 0.37f_0$$

$$\dot{U}_M = \frac{\frac{1}{sC_1} // \left(R + \frac{1}{sC_2} \right)}{R + \left[\frac{1}{sC_1} // \left(R + \frac{1}{sC_1} \right) \right]} \cdot \dot{U}_i$$

$$\dot{U}_P = \frac{\frac{1}{sC_2}}{R + \frac{1}{sC_2}} \cdot \dot{U}_M$$

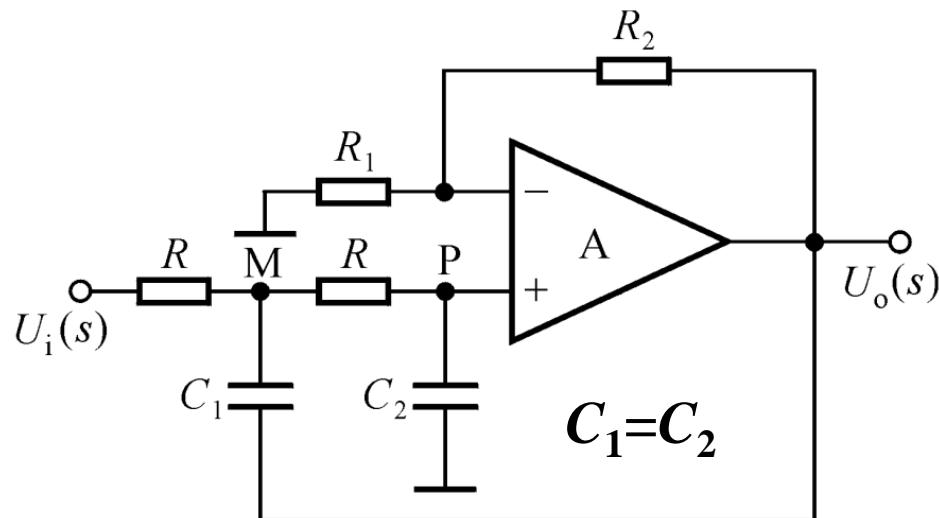
$$\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \dot{U}_P$$

$$A_u(s) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + 3sRC + (sRC)^2}$$

$$A_u(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 + 3j \frac{f}{f_0}}$$

- 两个极点，过渡带更陡峭。
- 截止频率比特征频率更早。

》》 压控电压源二阶低通滤波电路-I



引入正反馈，适当增大
特征频率处的增益

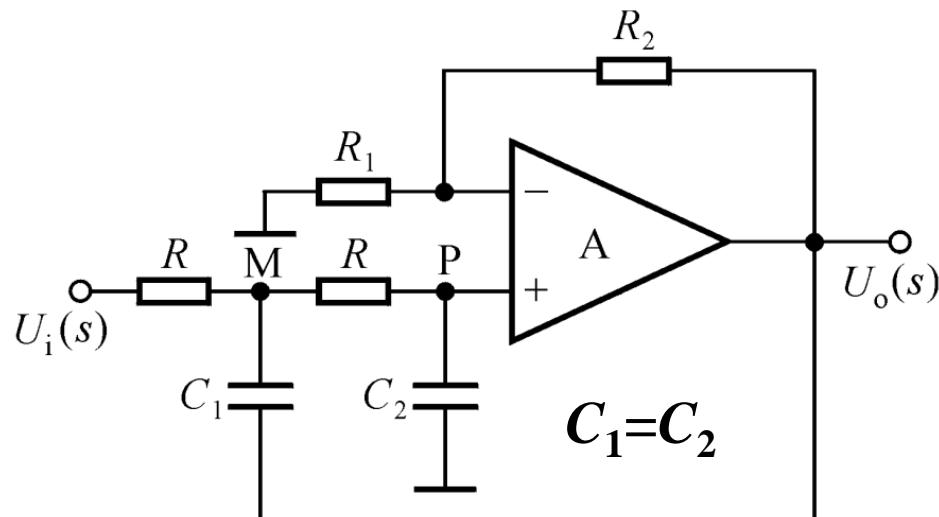
$f \rightarrow 0$ 时， C_1 断路，正反
馈断开，放大倍数为通常放
大倍数。

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

$$A_u(s) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \left(2 - \frac{R_2}{R_1}\right) sRC + (sRC)^2}$$

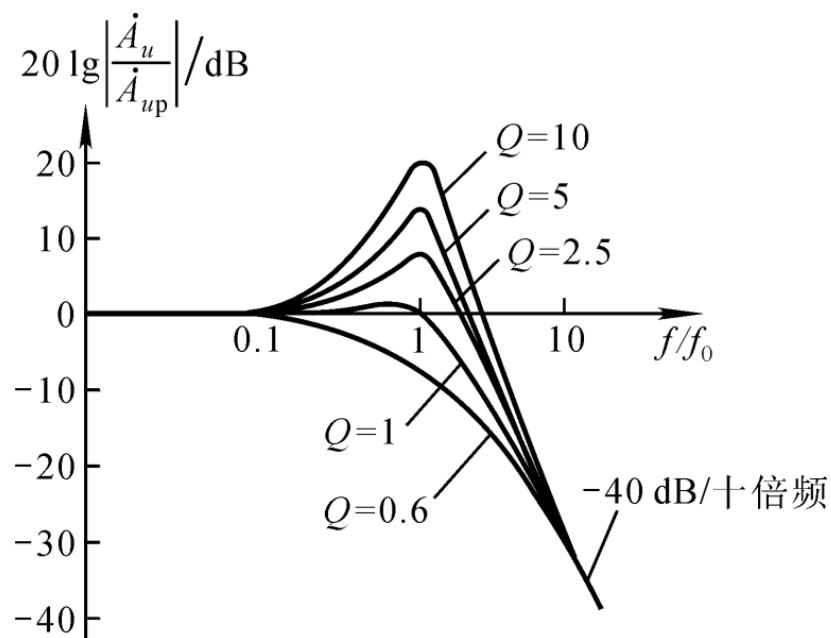
$$= \frac{A_{up}}{1 + (3 - A_{up})sRC + (sRC)^2}$$

》》 压控电压源二阶低通滤波电路-II



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

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

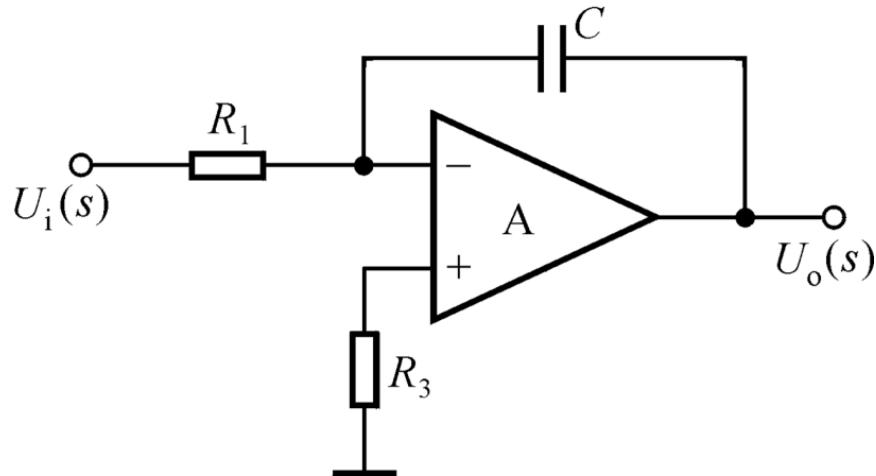


$$|\dot{A}_u|_{f=f_0} = \left| \frac{\dot{A}_{up}}{3 - \dot{A}_{up}} \right| = Q |\dot{A}_{up}|$$

$$Q = \frac{|\dot{A}_u|_{f=f_0}}{|\dot{A}_{up}|} \quad \text{品质因数}$$

$$2 \leq |\dot{A}_{up}| < 3 \Rightarrow |\dot{A}_u|_{f=f_0} \geq |\dot{A}_{up}|$$

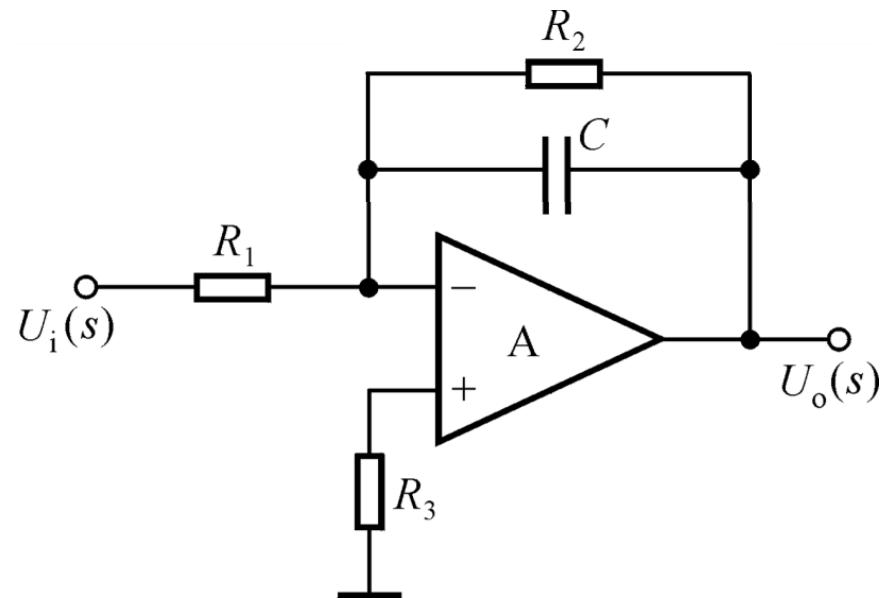
》》一阶反相输入低通滤波器



积分运算电路：

$$\dot{A}_u = \frac{1}{j\omega R_1 C}$$

$$f \rightarrow 0 \quad |\dot{A}_u| \rightarrow \infty$$

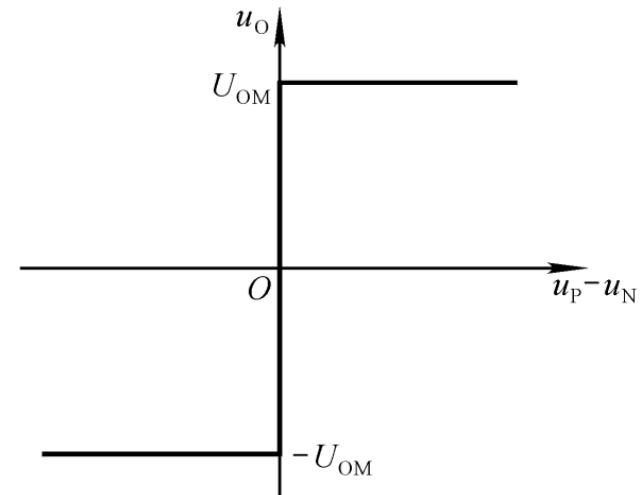
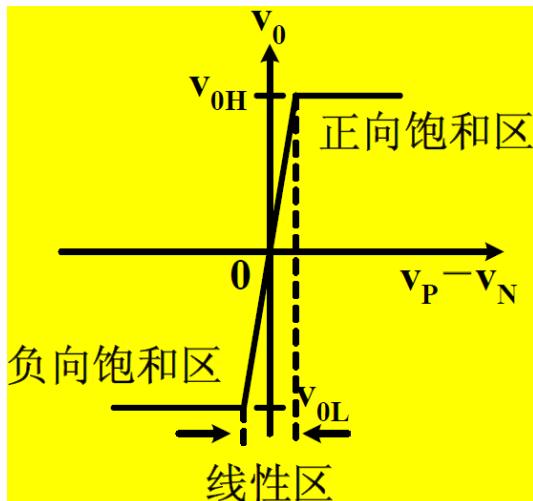
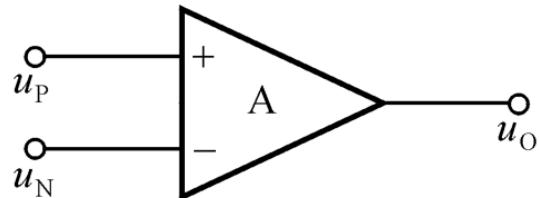


加上负反馈电阻，构成一阶
反相输入低通滤波器：

$$\dot{A}_u = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

$$f_p = f_0 \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad \dot{A}_{up} = -\frac{R_2}{R_1}$$

》》 电压比较器的概念



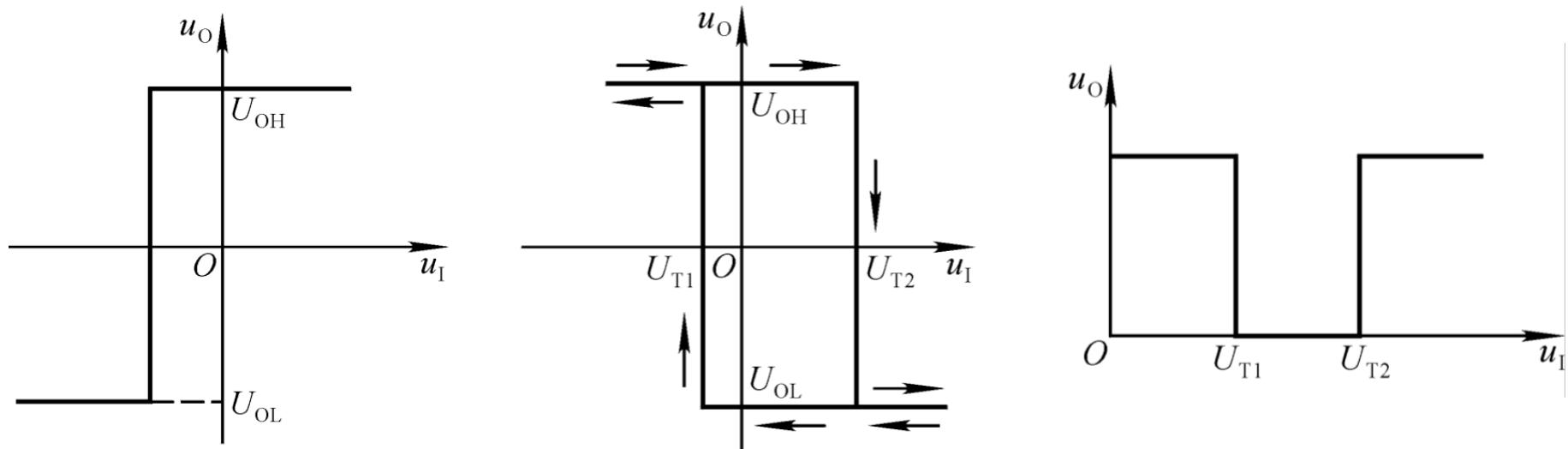
- 特点：输入电压是模拟信号；输出电压为二值信号。
- 要素：输出高低电平值、阈值电压、跃变方向。
- 工作方式：非线性区、无反馈或者正反馈。

净输入电流为0

$$u_P > u_N \text{ 时, } u_O = + U_{OM}$$

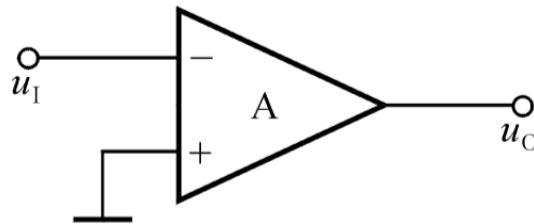
$$u_P < u_N \text{ 时, } u_O = - U_{OM}$$

» 常用电压比较器的种类

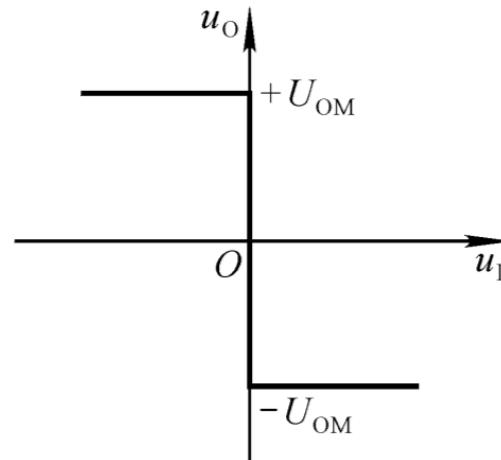


- (1) 单限比较器：只有一个阈值电压。
- (2) 滞回比较器：具有滞回特性，输入电压的变化方向不同，阈值电压也不同，但输入电压单调变化使输出电压只跃变一次。
- (3) 窗口比较器：有两个阈值电压，输入电压单调变化时输出电压跃变两次。

》》 单限比较器：过零比较器-I



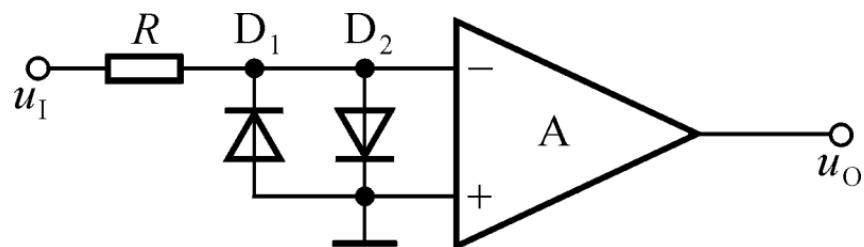
$$U_T = 0$$



$$U_{OH} = +U_{OM}, \quad U_{OL} = -U_{OM}$$

$$u_I > 0 \Rightarrow u_O = -U_{OM} \quad u_I < 0 \Rightarrow u_O = +U_{OM}$$

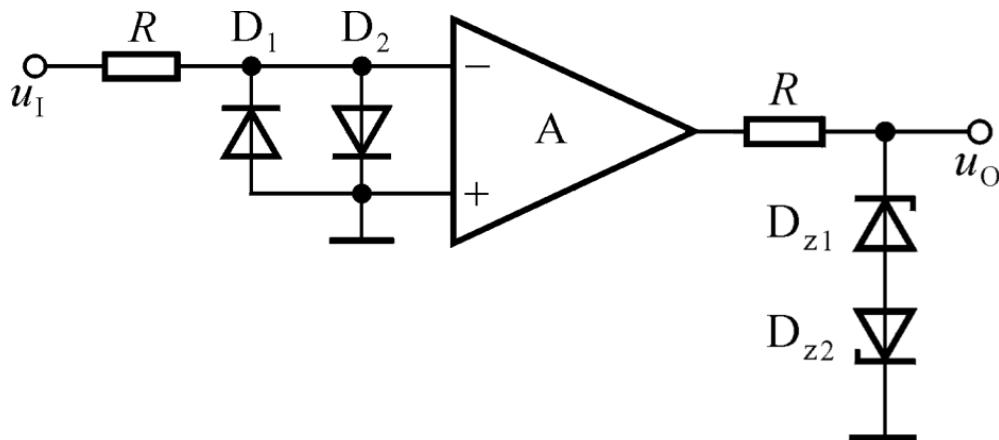
为保护运放的输入级，需加输入端限幅电路。



将净输入电压的最大值
限定在 U_{on}

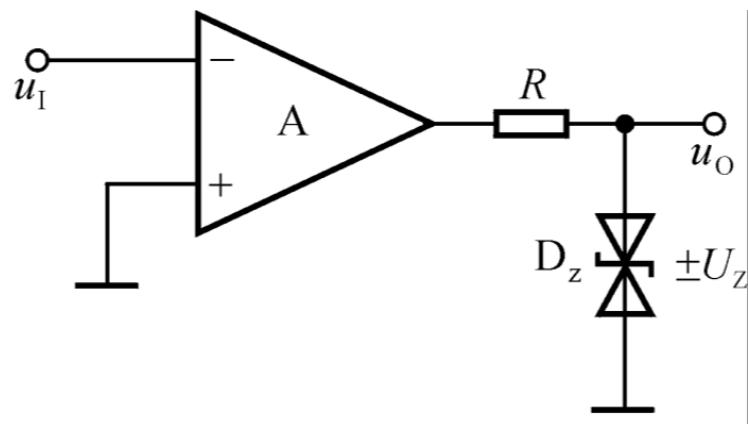
》》 单限比较器：过零比较器-II

输出端加限幅电路，满足负载需求。



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

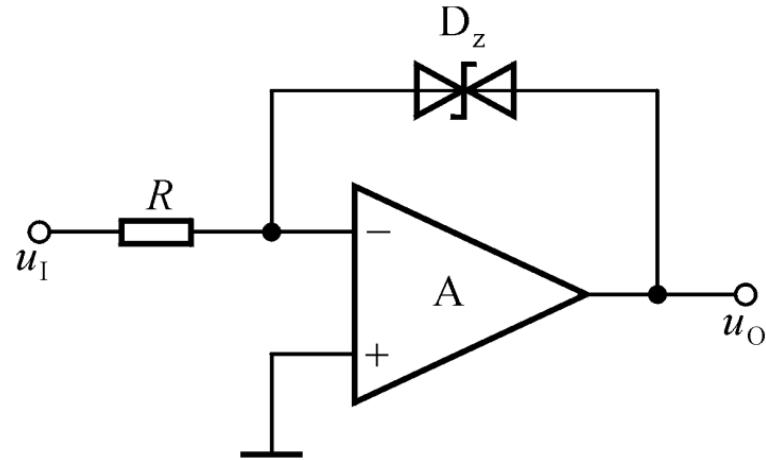
$$U_{OL} = -(U_{Z2} + U_{D1})$$



$$U_{OH} = U_Z$$

$$U_{OL} = -U_Z$$

》》 单限比较器：过零比较器-III

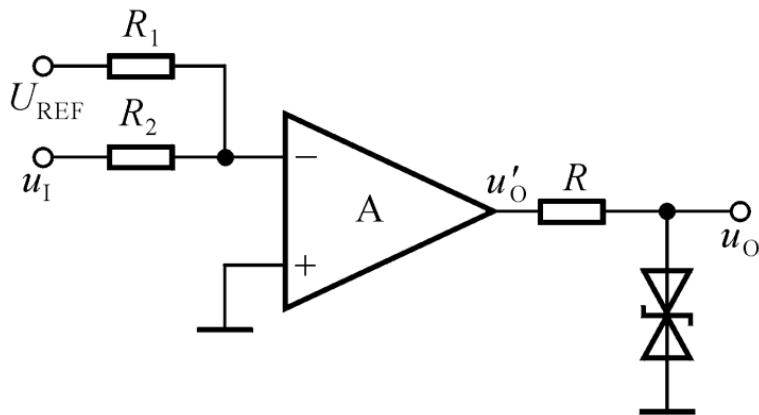


$$u_O = \pm U_Z$$

注意：引入负反馈，运放工作于线性区。
稳压管必然工作于稳压区域。

- 保护输入端：运放的差模输入电压近似为零，净输入电流近似为零。
- 加速运放状态的转换：运放的实际输入电压并不高，管子无需跨区工作。

》》 单限比较器：一般型



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

$$u_P = 0$$

根据定义

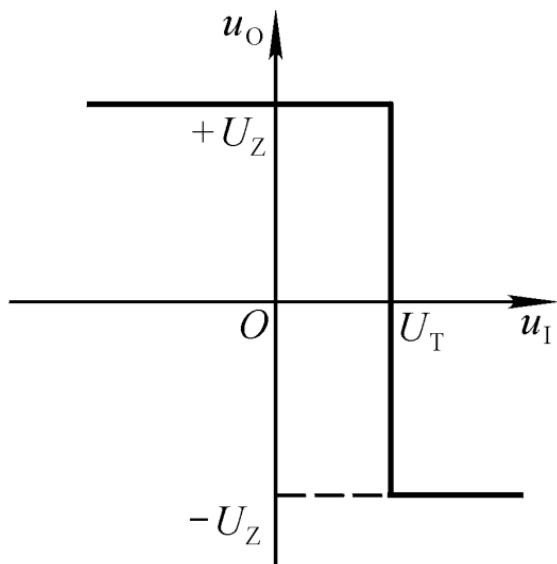
$$u_N > u_P \Rightarrow u_O = -U_Z$$

$$u_N < u_P \Rightarrow u_O = +U_Z$$

$$u_I > -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{REF} \Rightarrow u_O = -U_Z$$

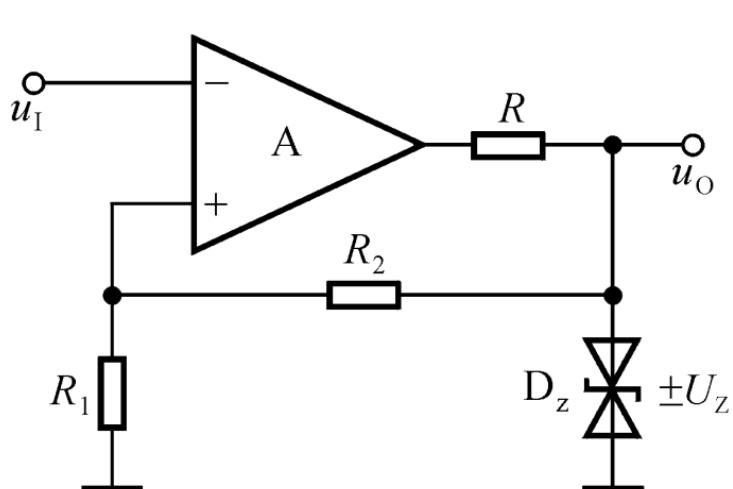
$$u_I < -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{REF} \Rightarrow u_O = +U_Z$$

阈值电压 U_T

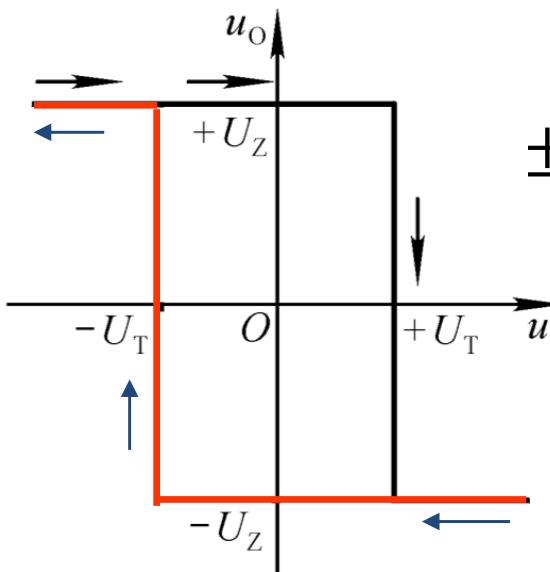


$$U_{REF} < 0$$

》》 滞回比较器-I



引入正反馈



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

$$u_O = \pm U_Z$$

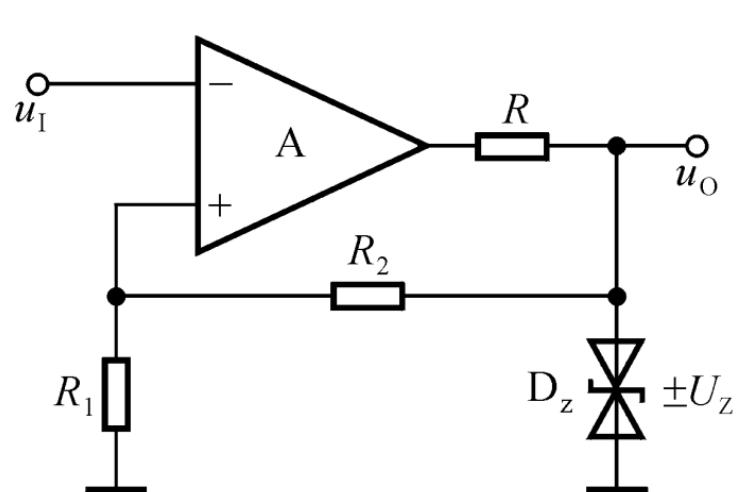
$$u_I > u_P \Rightarrow u_O = -U_Z \Rightarrow u_P = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

此时，当 u_I 逐渐减小至 $u_P = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$, u_O 跃变至 $+U_Z$

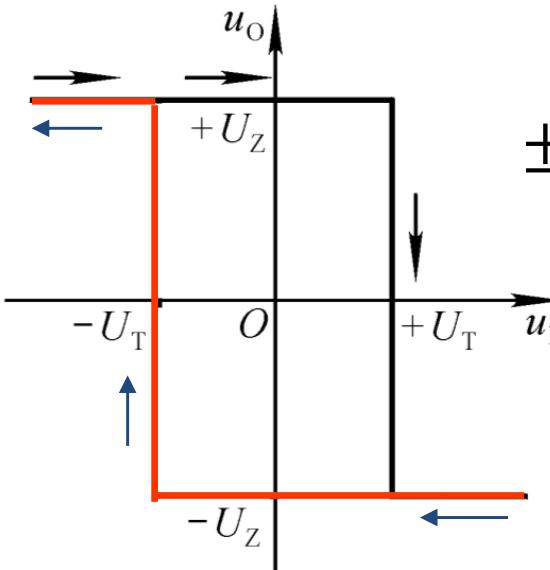
$$u_I < u_P \Rightarrow u_O = +U_Z \Rightarrow u_P = +\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

此时，当 u_I 逐渐增大至 $u_P = +\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$, u_O 跃变至 $-U_Z$

》》 滞回比较器-II



引入正反馈



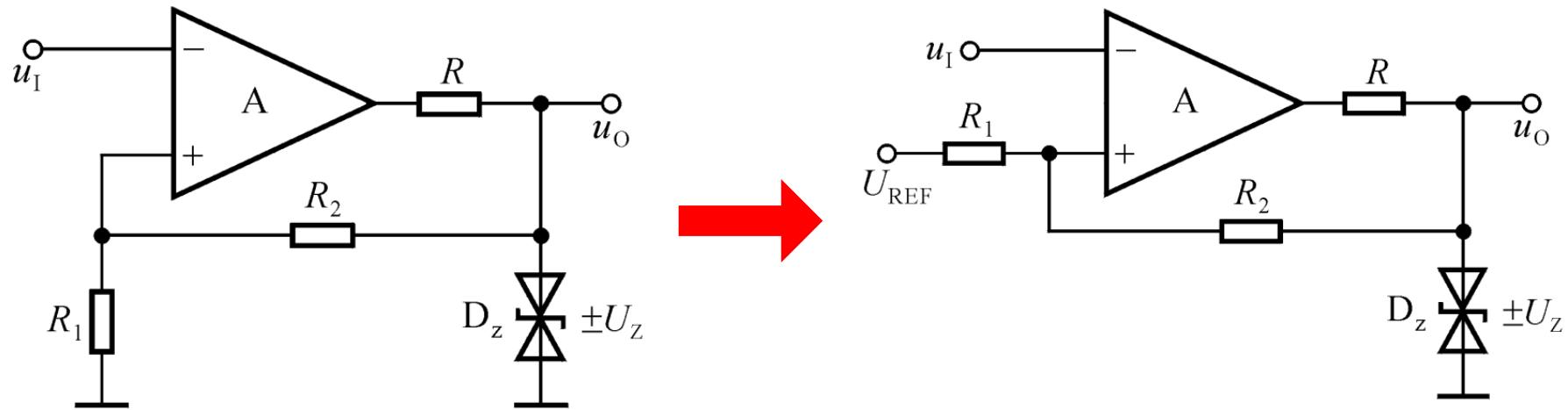
$$\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_Z$$

$$u_O = \pm U_Z$$

- 滞回比较器的抗干扰能力强，允许一定的裕度，但损失了一定的精度。
- 正反馈加快 u_O 的转换速度。

当 u_I 略大于 $+U_T$ 时， u_O 开始下降： $u_O \downarrow \Rightarrow u_P \downarrow \Rightarrow u_O \downarrow \downarrow$

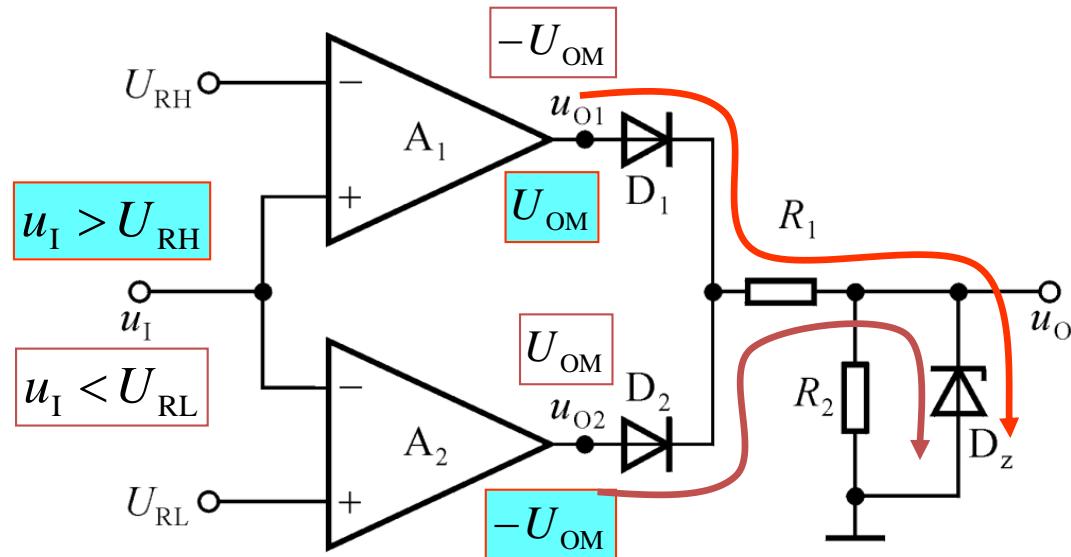
》》 滞回比较器：曲线平移



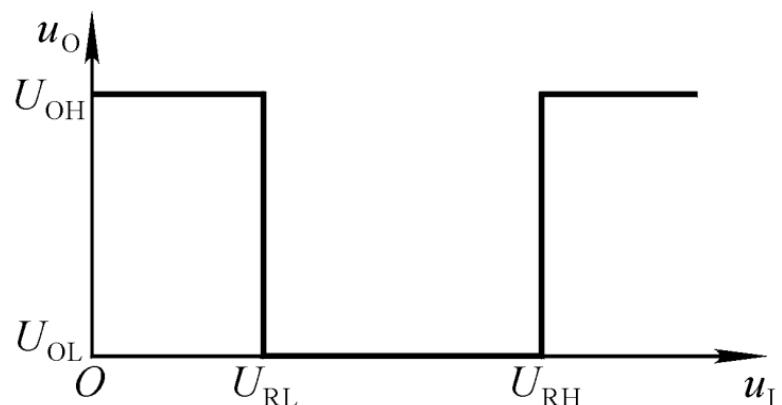
$$U_T = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

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

》》 窗口比较器



- 当 $u_I > U_{RH}$ 时, $u_{O1} = -u_{O2} = U_{OM}$, D_1 导通, D_2 截止; $u_O = U_Z$ 。
- 当 $u_I < U_{RL}$ 时, $u_{O2} = -u_{O1} = U_{OM}$, D_2 导通, D_1 截止; $u_O = U_Z$ 。
- 当 $U_{RL} < u_I < U_{RH}$ 时, $u_{O1} = u_{O2} = -U_{OM}$, D_1 、 D_2 截止; $u_O = 0$ 。



第十五章 复习重点.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

复习重点

王昭昊

©2020



概述

- 题型：选择题、填空题、计算题。没有文字简述类型的题目。
- 范围：“授课安排”划定的范围。但不考察每次习题课明确标注灰色的内容。
- 大致比例：以CMOS部分为主，二极管和三极管占比很少。
- 难度：与平时布置的作业题难度相当。无偏题怪题。
- 每道题会明确说明是否忽略各种二级效应。
- 计算题应展示分析和解答过程，不能直接写出答案。



CH1重点

- 半导体基础：以理解概念为主，不要求计算。
- 半导体二极管：二极管的大信号模型、二极管的典型应用、稳压二极管的应用。
- 晶体三极管：三极管的工作区域、三极管内的电流分布情况。
- BJT单级放大电路：能够利用三极管的大信号模型和小信号模型求解各类单级放大电路。对于图解法，只要求能看懂曲线。



CH2重点

- 熟练使用MOS管的大信号模型（各个工作区）、MOS管的小信号模型。无论NMOS还是PMOS。
- 当考虑沟道长度调制效应后，MOS管大信号模型和小信号模型的变化。
- 当考虑体效应后，MOS管小信号模型的变化。注：不要求掌握体效应下的MOS管大信号模型公式。
- 不要求掌握MOS管电容的计算，但要能识别出MOS管的电容（在CH6一章使用）。



CH3重点

- 熟练求解CMOS单级放大器的增益、输入电阻、输出电阻。不论是NMOS还是PMOS，不论是否考虑二级效应。
- 考试时，不会硬性规定使用某一种求解方法，但建议掌握常用MOS管连接形式的等效电阻，建议掌握阻抗变换方法，建议掌握诺顿辅助定理。



CH4重点

- 熟知CMOS差动放大器的大信号工作原理。
- 严格区分差模输入信号和共模输入信号。
- 会使用叠加法和半边电路法求解差动放大器的增益。
尤其建议掌握半边电路法（适用条件？），有助于减少计算量。
- 会使用叠加法分析差动放大器的失配。
- 熟知共模抑制比的概念，会计算共模抑制比。



CH5重点

- 会计算各种电流镜的大信号特性（实质仍旧是考察MOS管的大信号模型）。
- 能够从电路中识别出电流镜结构。
- 精通五管OTA：大信号特性、增益的求解、增益的近似值。



CH6重点

- 准确识别出CMOS放大器里的电容。
- 掌握波特图的作图方法。
- 熟练计算放大器的频率响应：增益、输入/输出阻抗。

不需要记结论，需要掌握方法。

- 使用“密勒近似+结点法”估算极点频率。
- 熟知增益带宽积的概念。



CH7-CH10重点

□CH7：会计算简单放大器的输入参考热噪声。

□CH8

- 用拆环方法计算环路增益、开环增益、闭环增益。
- 用二端口网络法求解具有加载效应的负反馈放大器。

□CH9：给定一组性能指标，设计套筒式一级运放、
折叠式一级运放、Miller OTA两级运放。

□CH10

- 利用理想运放的“虚短”和“虚断”求解或者设计信号运算电路（重点是加减运算）。
- 运放的比较器用法，不要求设计，只要求分析。

第十六章 01 第一次复习与习题课.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

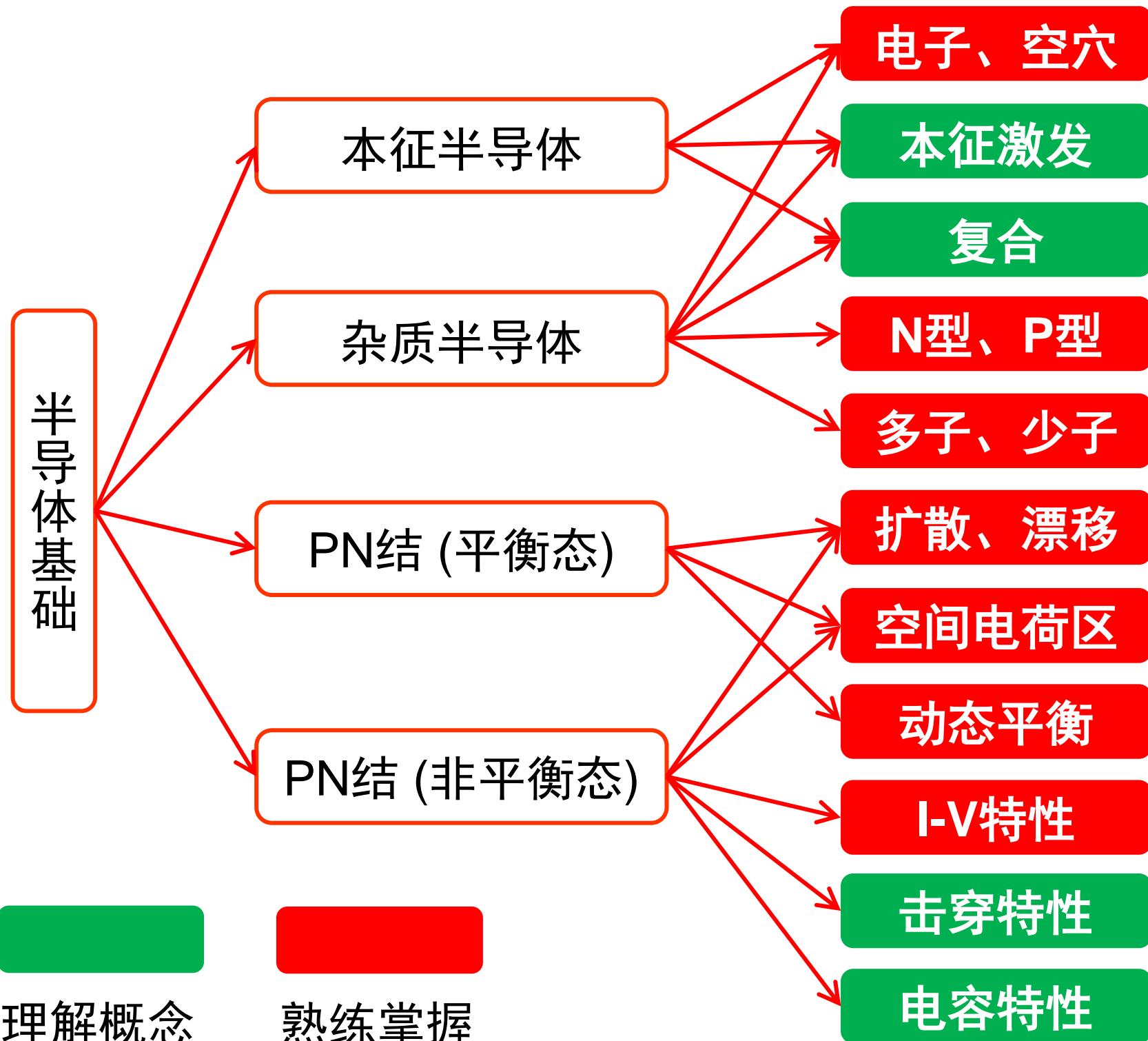
微电子学院

电子电路

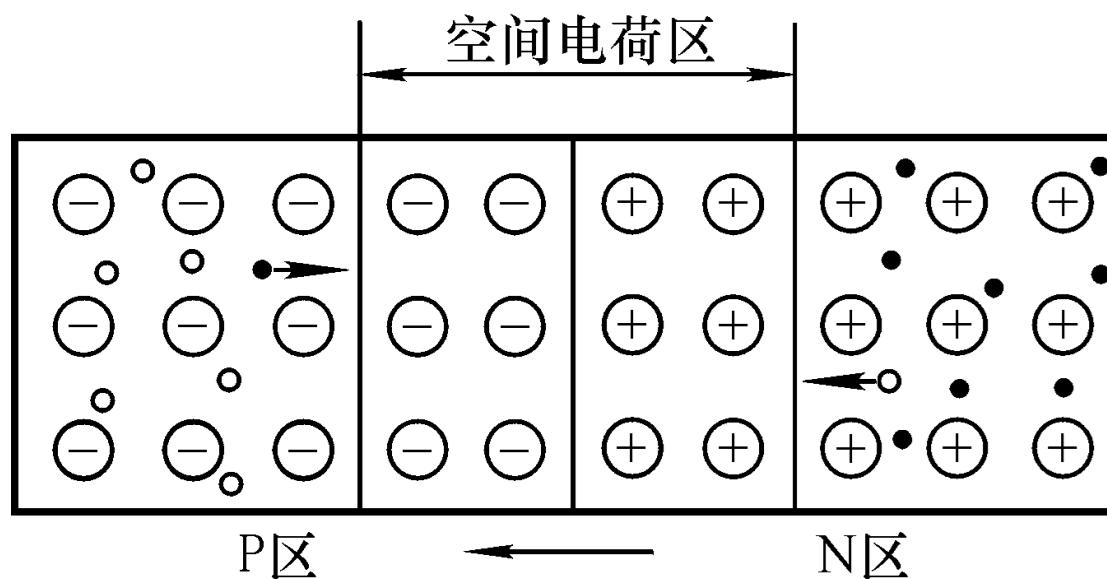
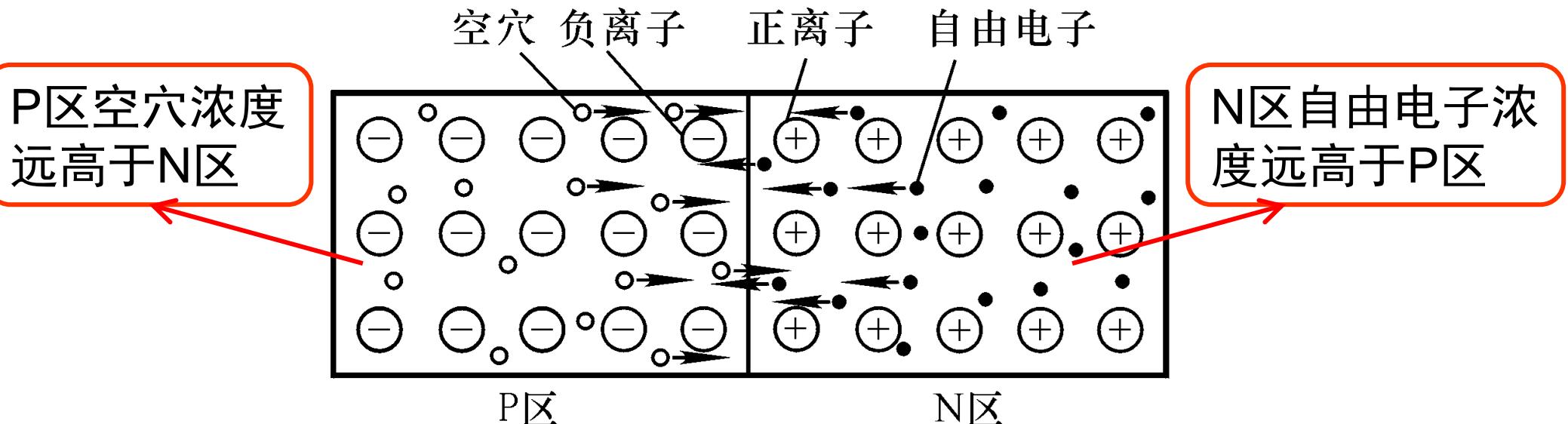
阶段复习/习题课-I

王昭昊

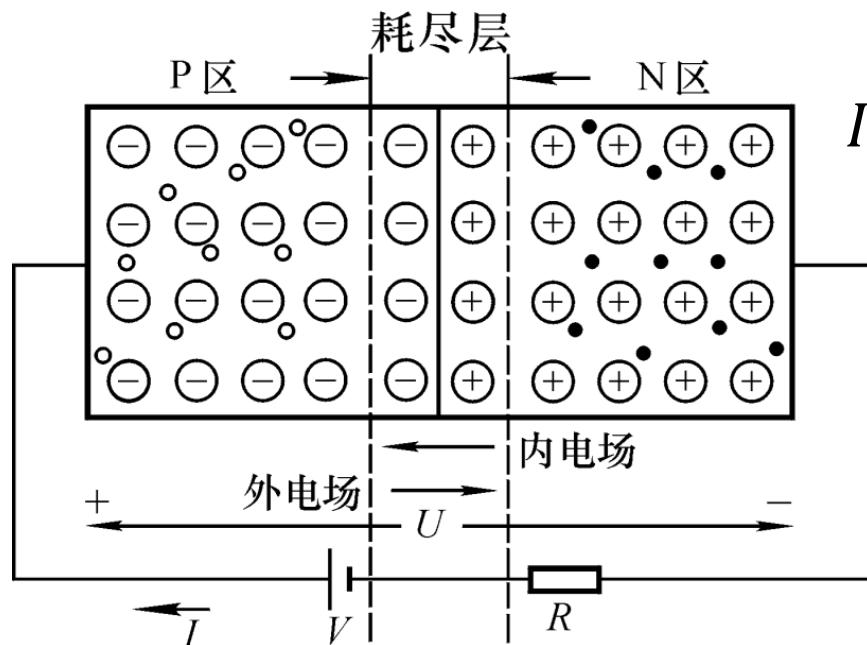
©2020



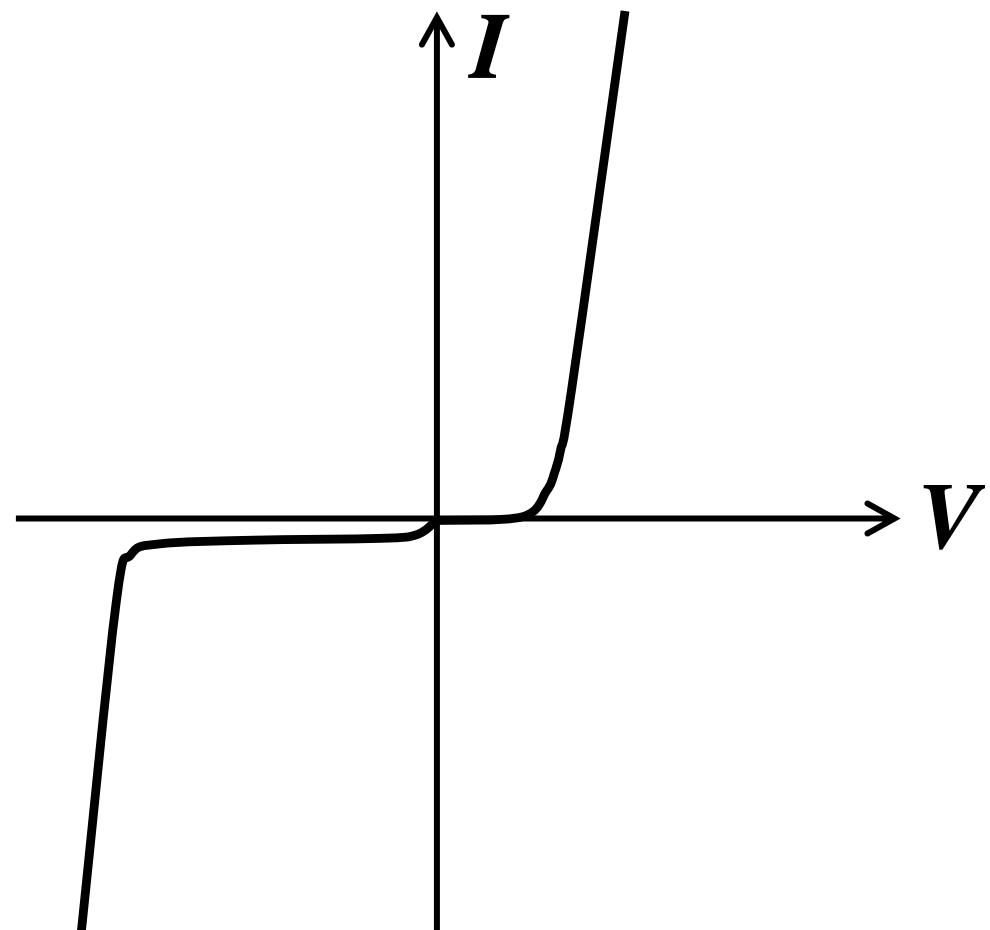
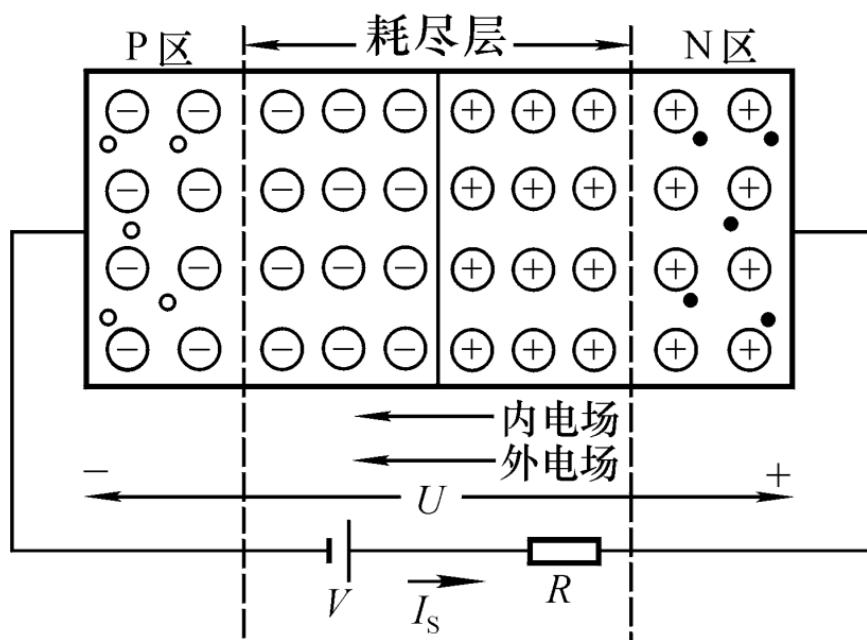
》》 PN结的形成、空间电荷区

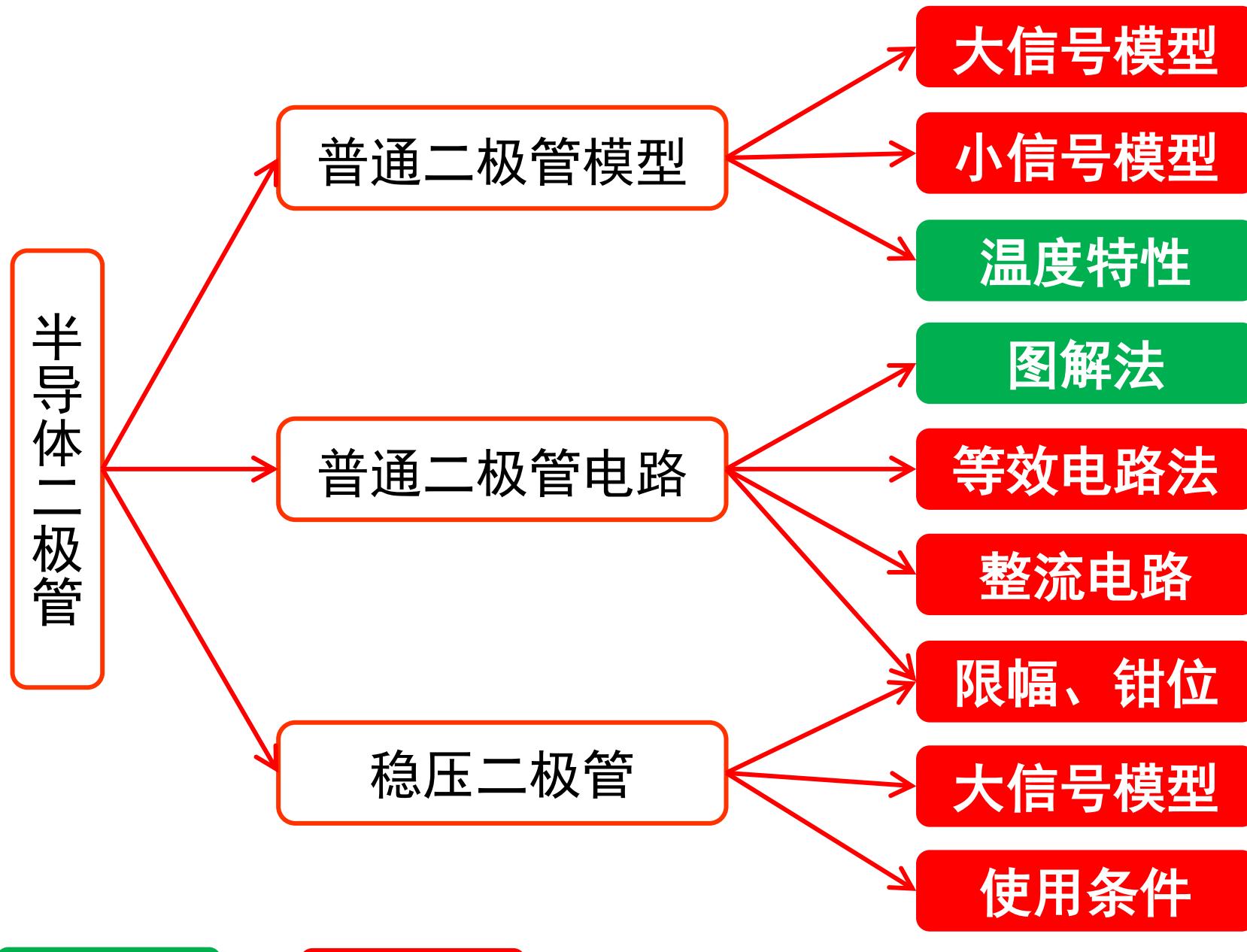


》》 PN结的单向导电性



$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right] = I_S \left[\exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right]$$

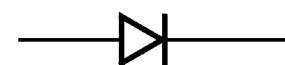
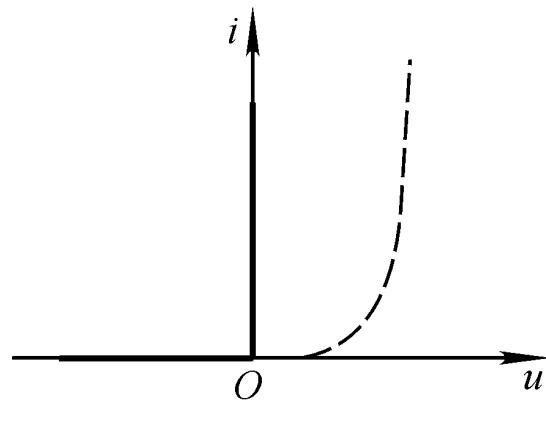




理解概念

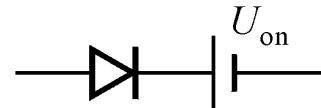
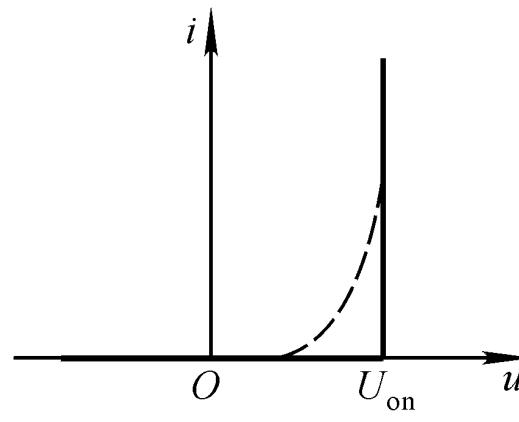
熟练掌握

》》 二极管的大信号模型



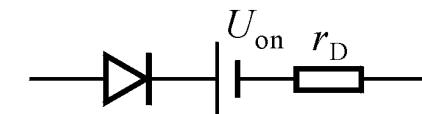
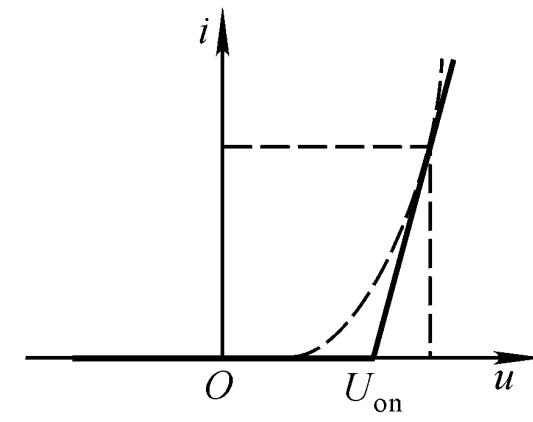
理想开关

正偏时导通: $U = 0$
反偏时截止: $I = 0$



理想开关+压降

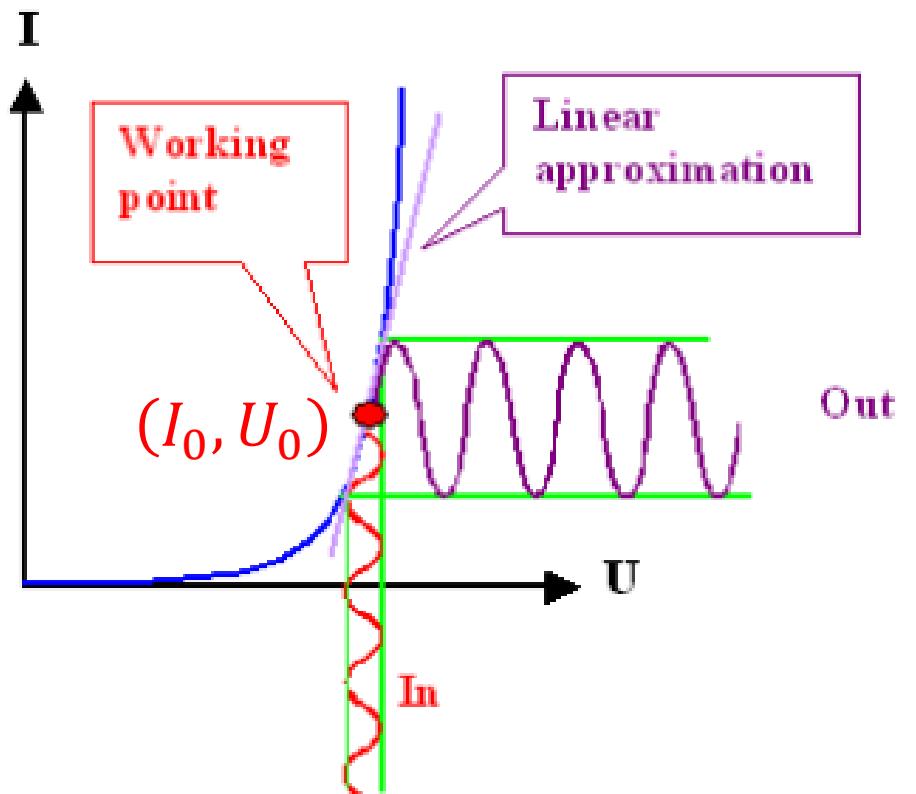
导通时: $U = U_{on}$
截止时: $I = 0$



理想开关+压降+阻抗

导通时: $I = (U - U_{on})/r_D$
截止时: $I = 0$

» 二极管的小信号模型：理论依据



$$I_0 = f(U_0)$$

$$I_0 + \Delta I = f(U_0 + \Delta U)$$

$$= f(U_0) + f'(U_0)\Delta U + \frac{1}{2!}f''(U_0)[\Delta U]^2 + \dots$$

$$\Delta I = f(U_0 + \Delta U) - f(U_0)$$

$$= f'(U_0)\Delta U + \frac{1}{2!}f''(U_0)[\Delta U]^2 + \dots$$

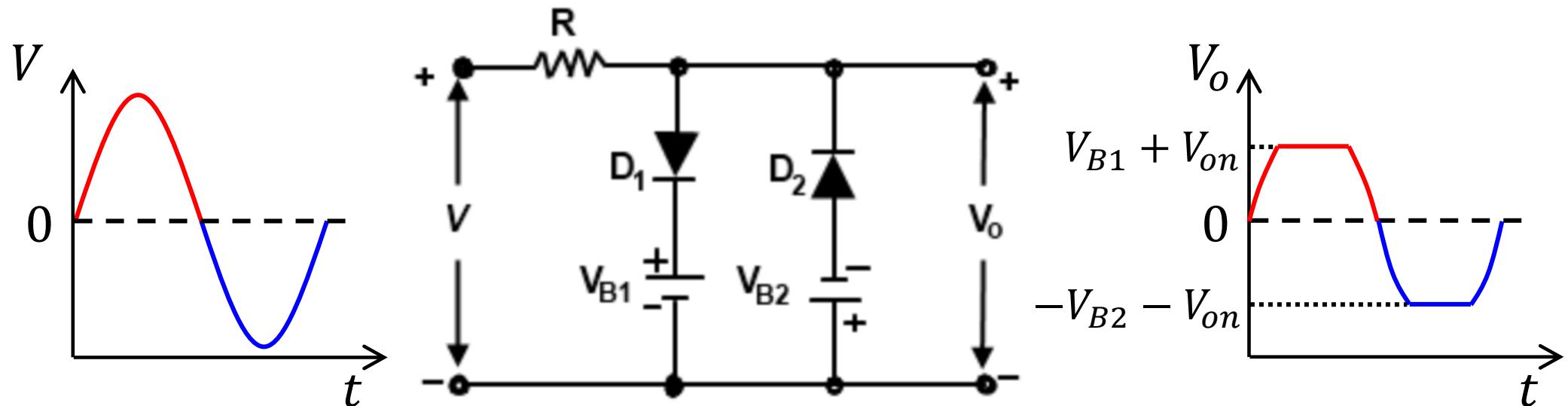
$$\Delta U \approx 0$$

$$\Delta I \approx f'(U_0)\Delta U$$

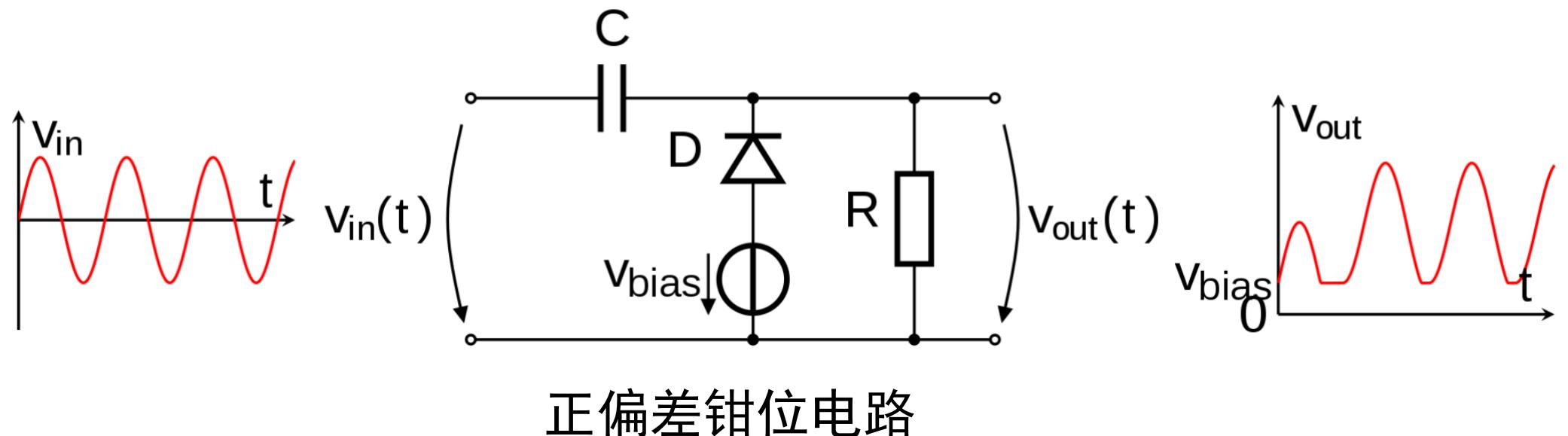
直流偏置点/静态工作点: I_0, U_0

- 小信号“依附/寄生”在大信号上，单独的小信号几乎无影响！
- 讨论小信号模型之前，必须确定直流偏置点/静态工作点！

二极管的应用：限幅电路、钳位电路



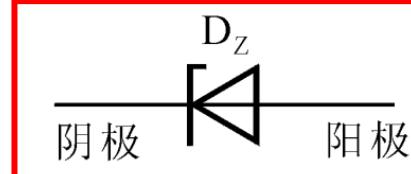
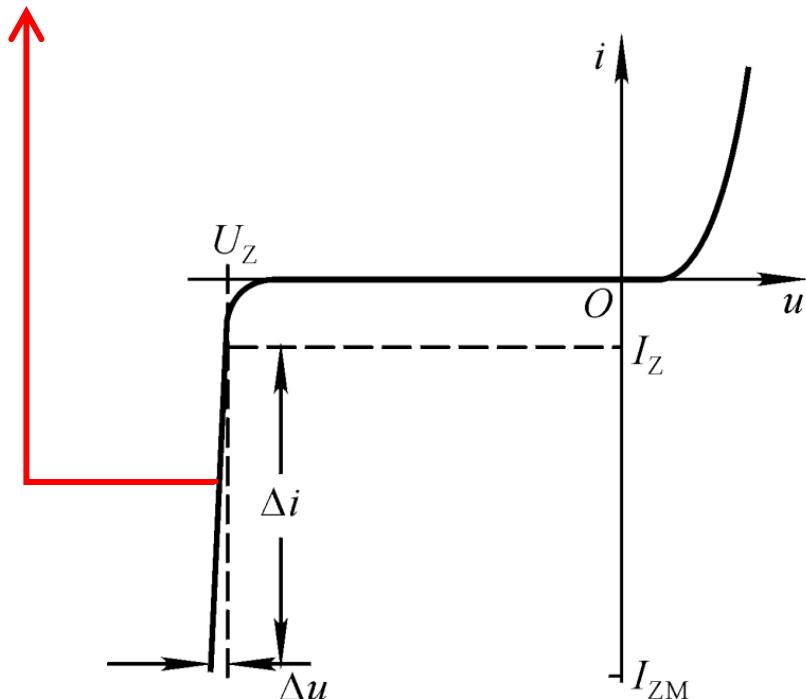
双向限幅电路



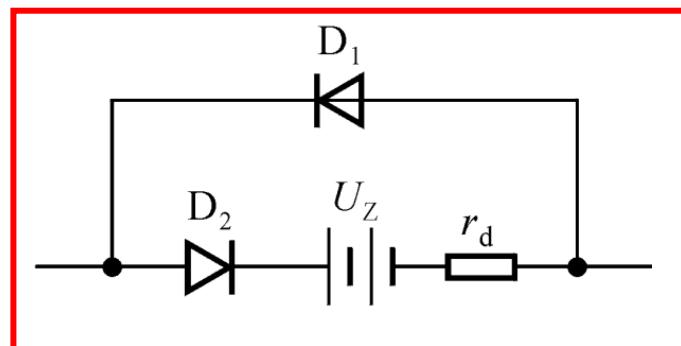
正偏差钳位电路

》》 稳压二极管

稳压二极管原理：PN结在反向击穿时，在一定的电流范围内，端电压几乎不变。（注意：正偏时，仍旧是一个普通二极管）



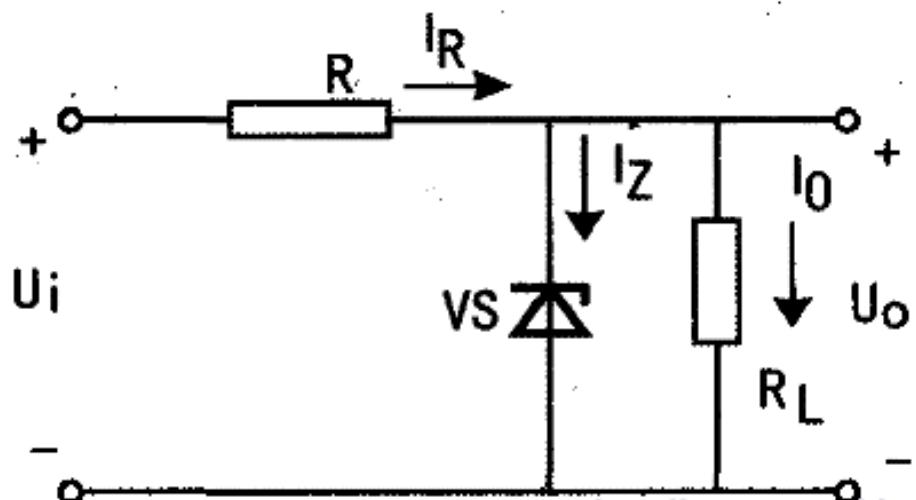
符号



等效电路
模型

》》 稳压二极管的应用：普通稳压电路

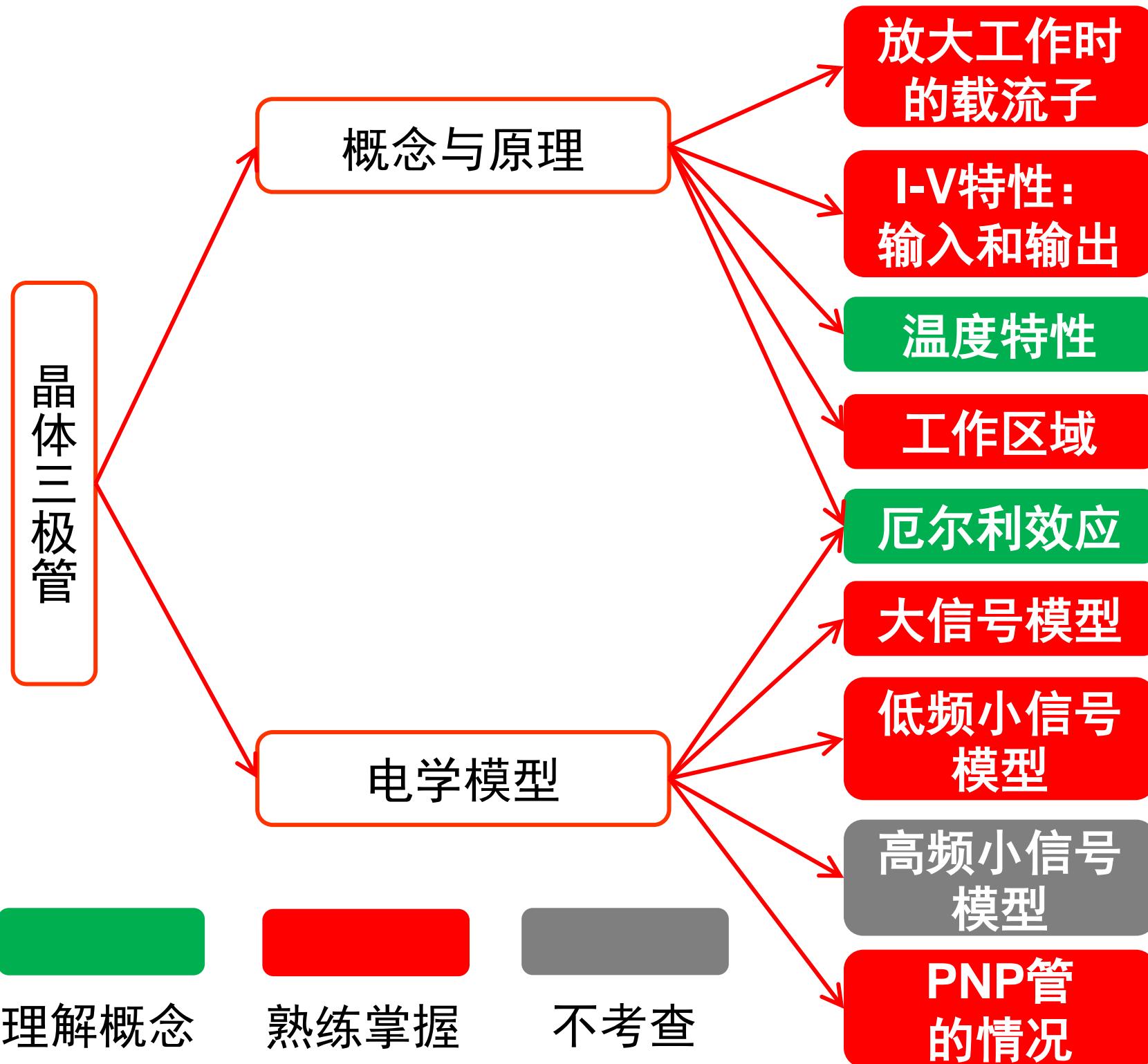
稳压二极管应用注意：电流太小不稳压，电流太大会烧坏。



$U_i = 10 \text{ V}$, 稳压管 $U_Z = 6 \text{ V}$, 最小
稳定电流 $I_{Zmin} = 5 \text{ mA}$, 最大稳定电
流 $I_{Zmax} = 25 \text{ mA}$, 负载 $R_L = 600 \Omega$,
求解限流电阻 R 的取值范围。

$$I_o = \frac{U_Z}{R_L} = \frac{6 \text{ V}}{600 \Omega} = 10 \text{ mA} \quad R_{max} = \frac{U_i - U_Z}{I_{Zmin} + I_o} = \frac{4 \text{ V}}{15 \text{ mA}} \approx 267 \Omega$$

$$R_{min} = \frac{U_i - U_Z}{I_{Zmax} + I_o} = \frac{4 \text{ V}}{35 \text{ mA}} \approx 114 \Omega$$

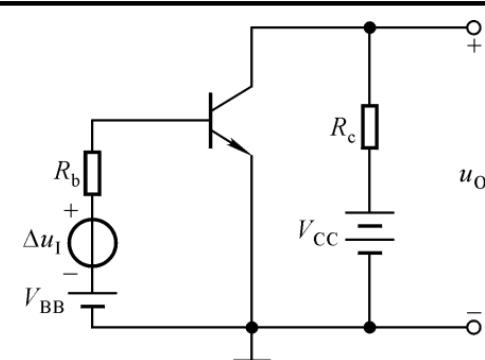


三极管的放大原理

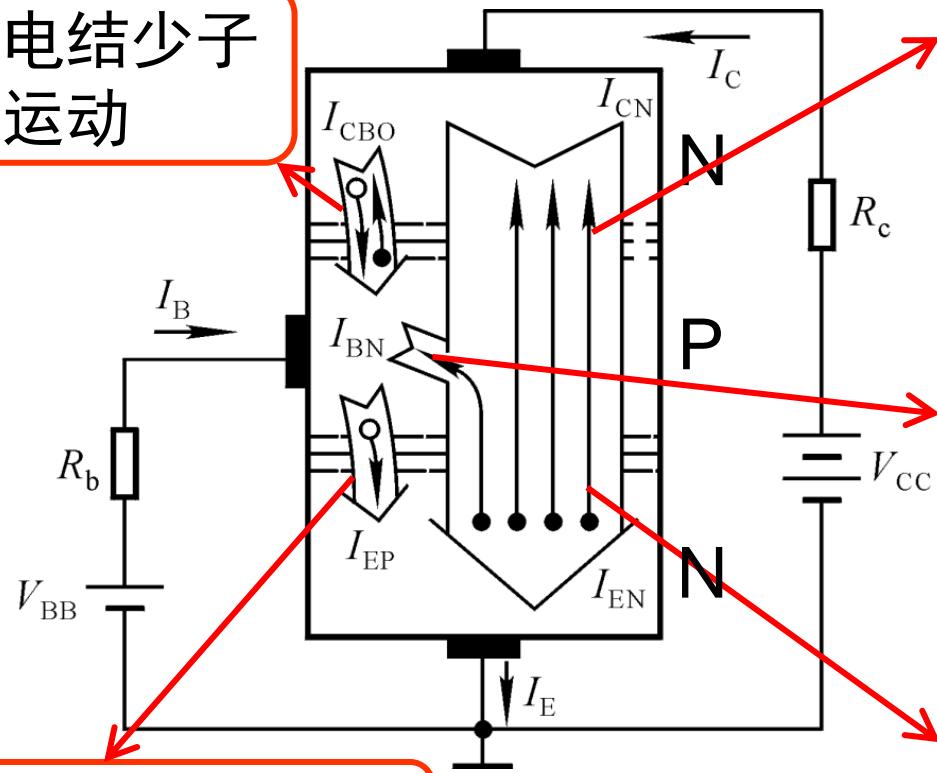
放大的条件

$u_{BE} > U_{on}$, 发射结正偏

$u_{CB} \geq 0$, 即, $u_{CE} > u_{BE}$, 集电结反偏



集电结少子的运动



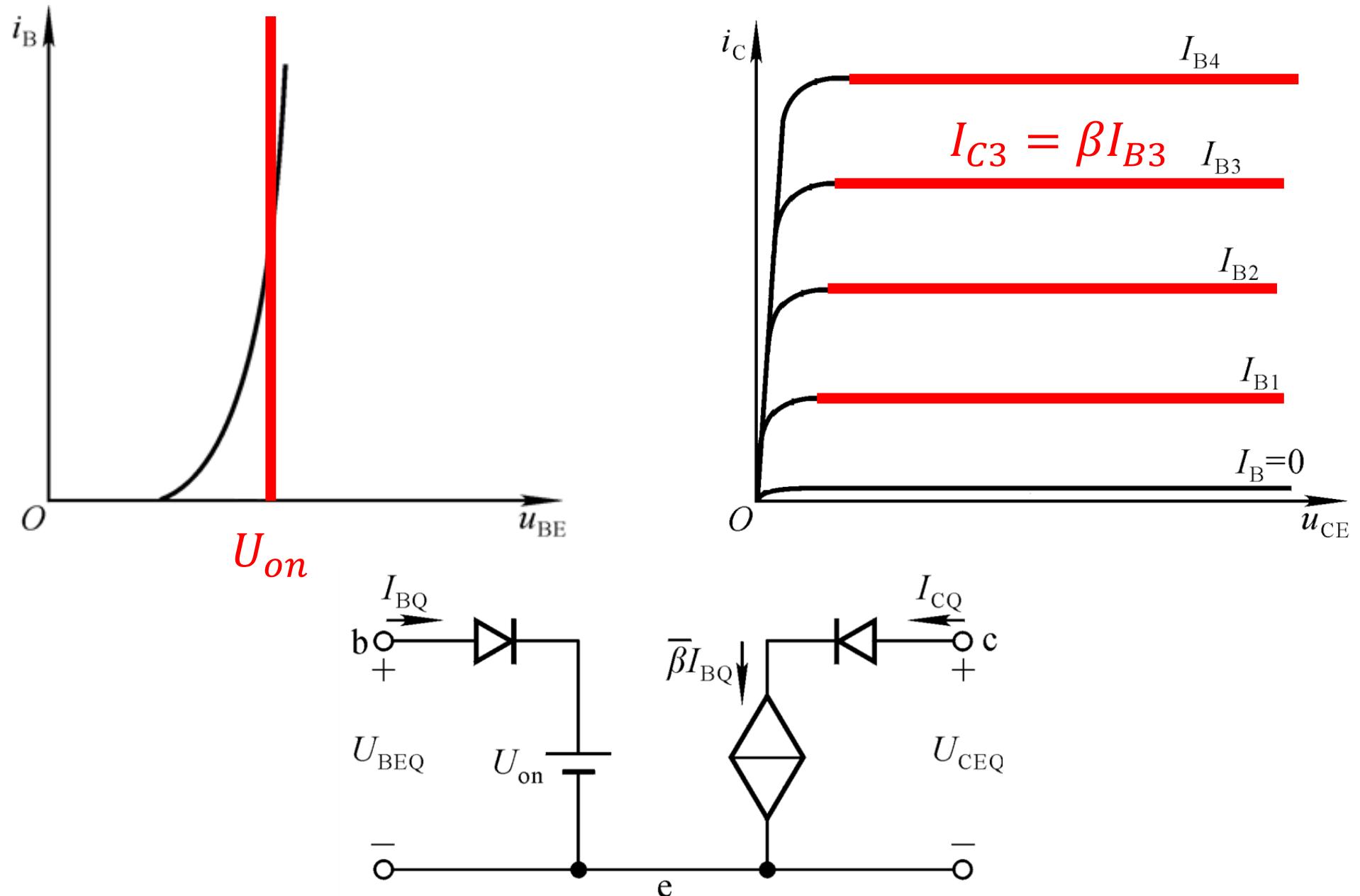
基区空穴的扩散

因: 集电区面积大、基区很薄、集电结反偏。
果: 大部分从发射区扩散来的电子能漂移到集电区, 阻碍很小。

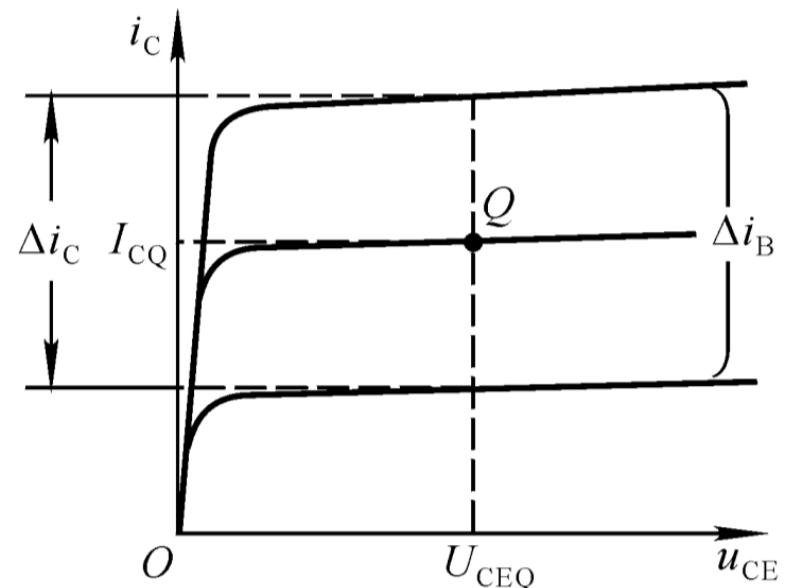
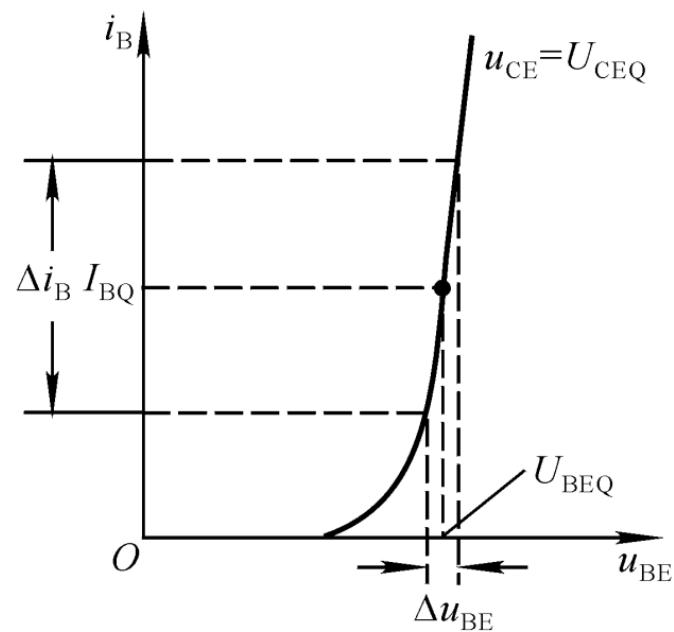
因: 基区很薄、多子浓度低。
果: 极少数从发射区扩散来的电子与基区的空穴复合。

因: 发射区重掺杂、发射结正偏。
果: 大量电子从发射区扩散到基区。

三极管的大信号模型

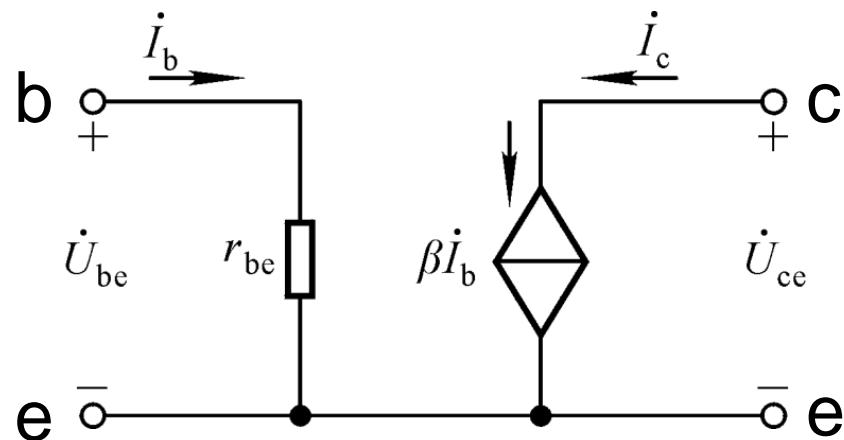


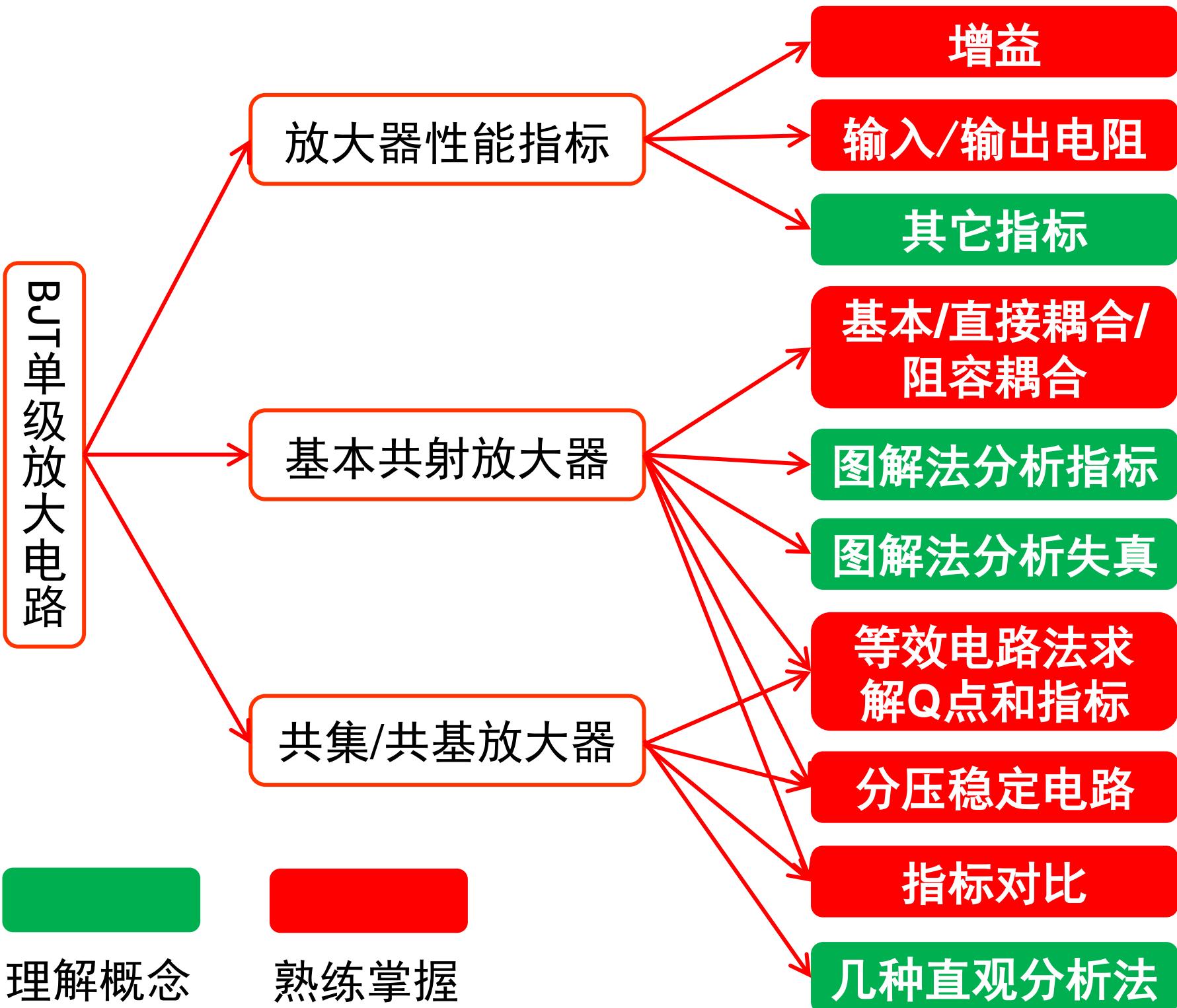
三极管的低频小信号模型



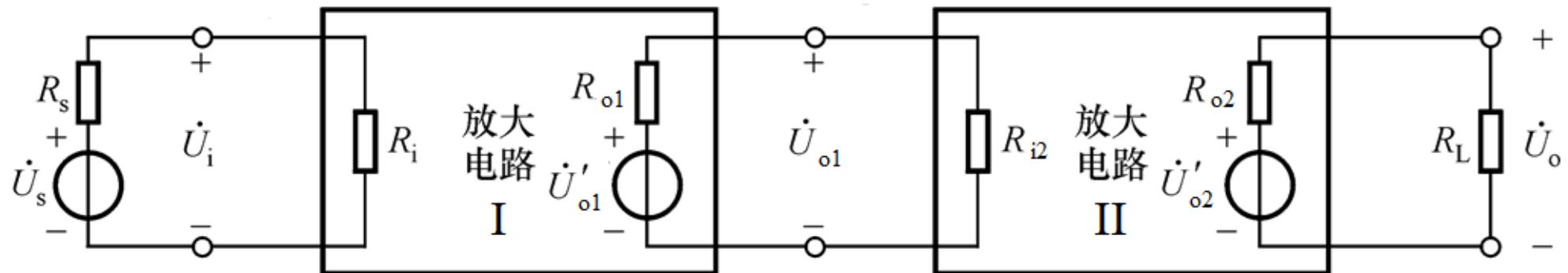
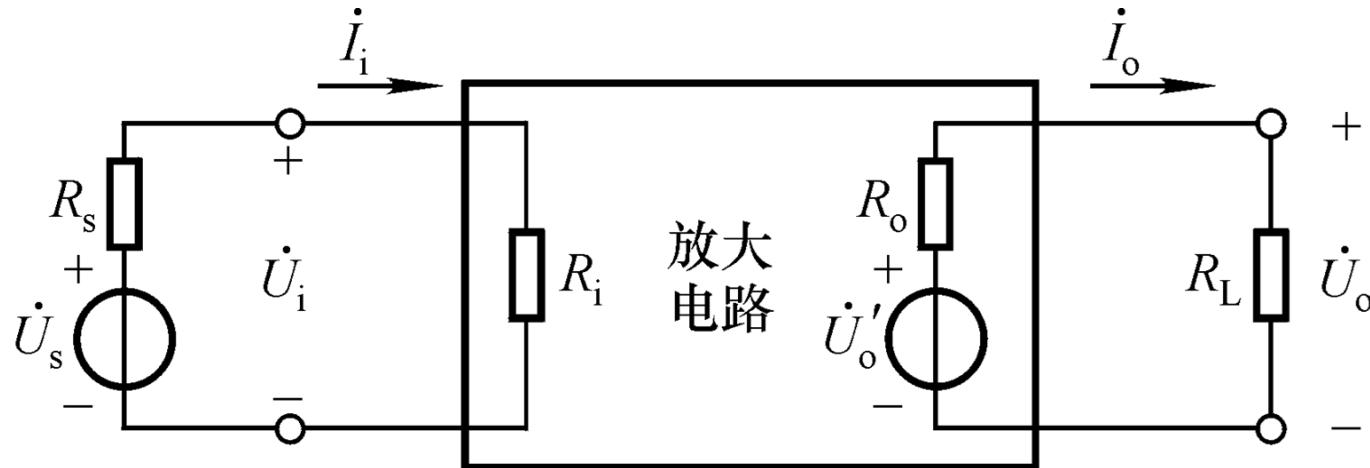
$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} = r_{be}$$

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

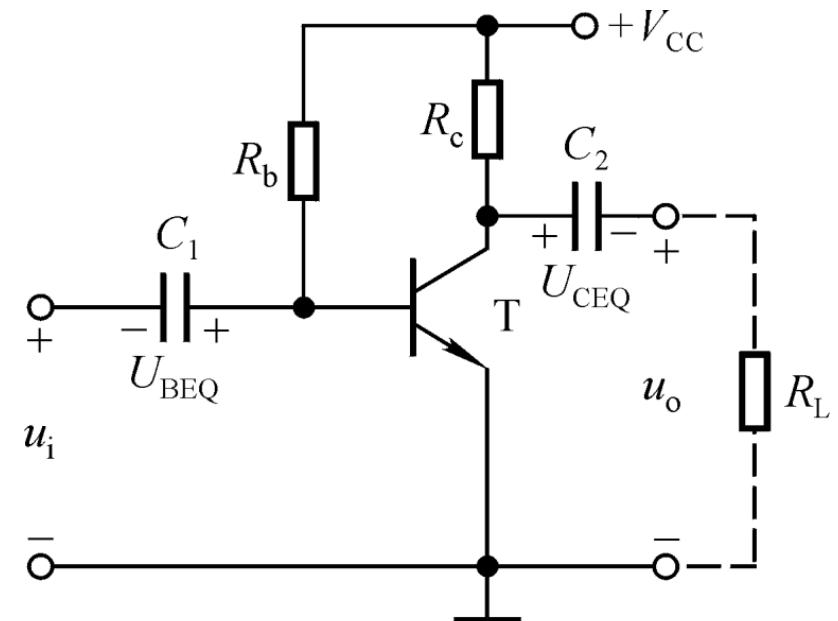
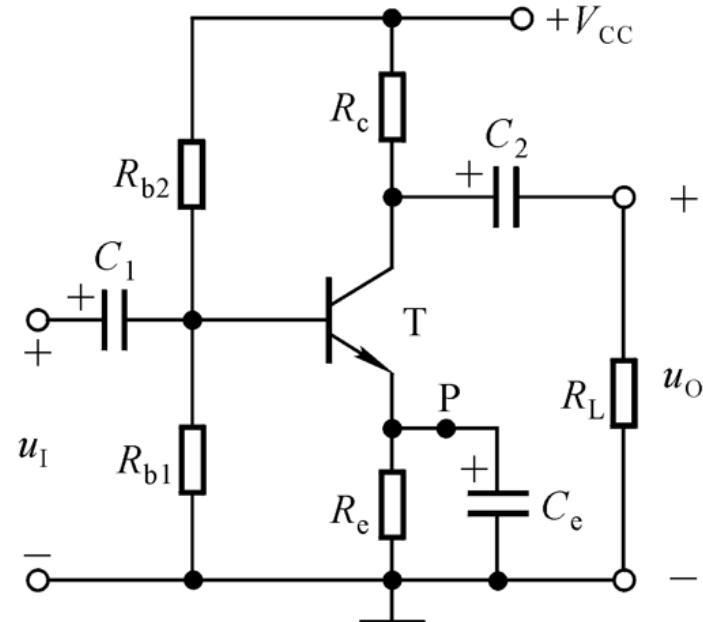
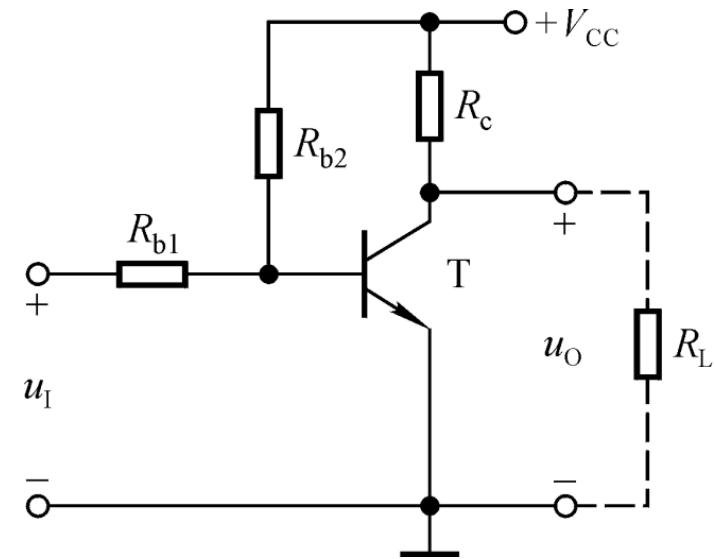
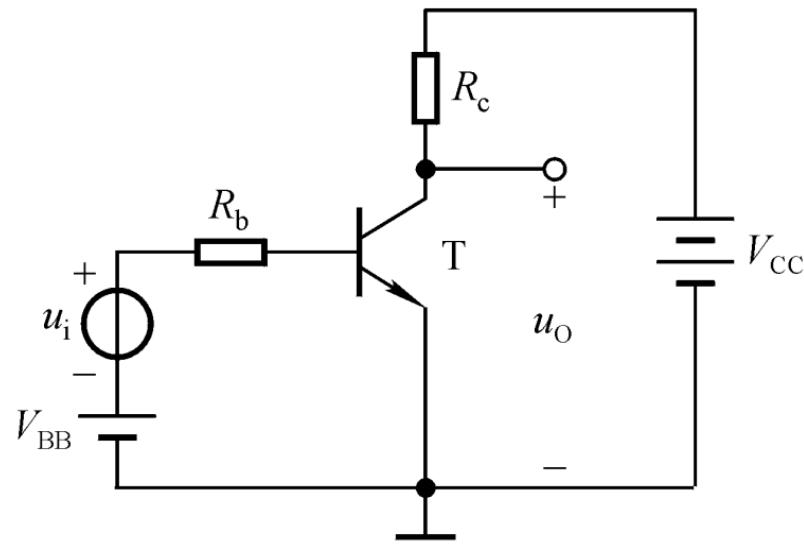




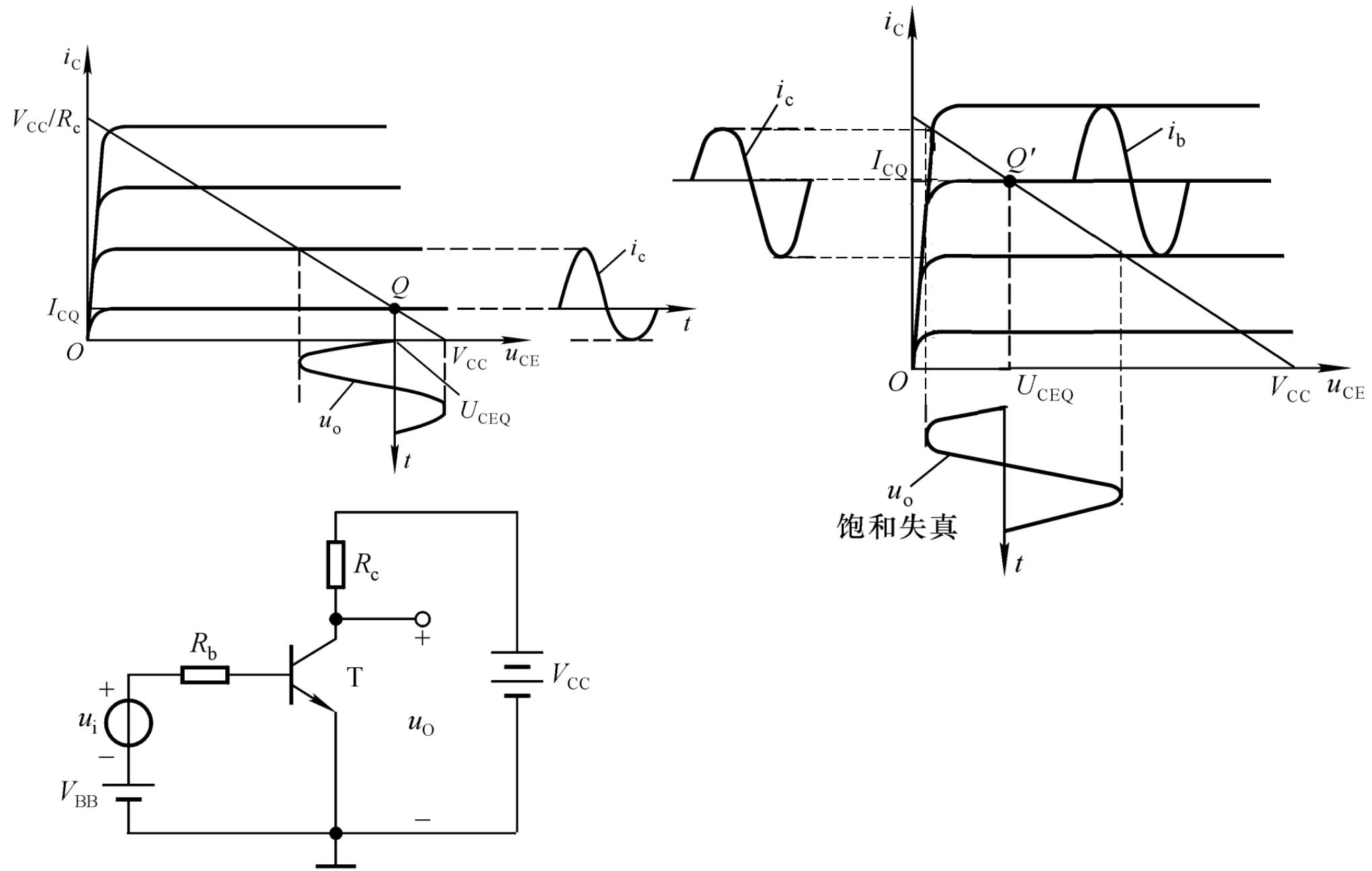
》》 放大电路的性能指标



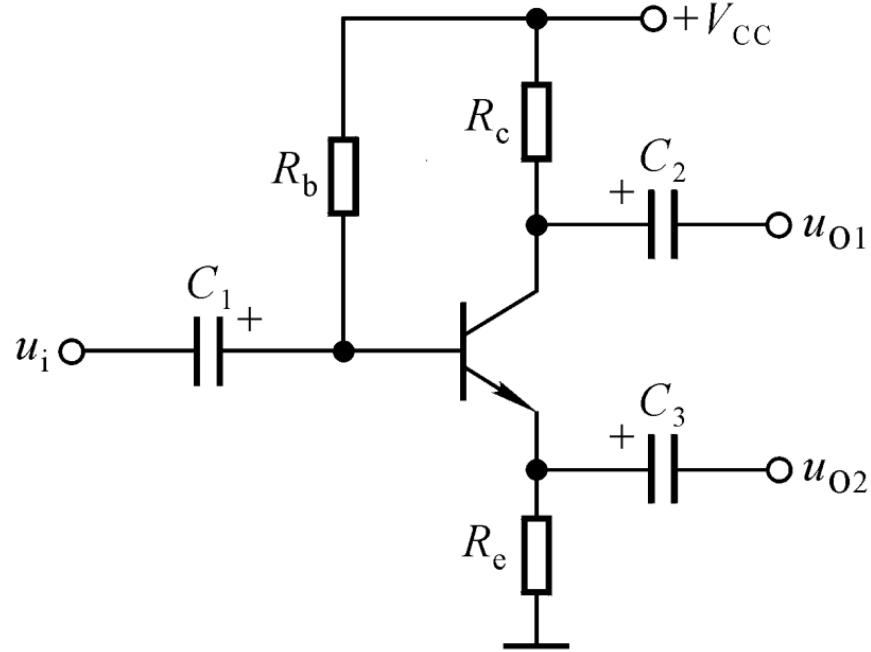
》》共射放大电路



》》共射放大电路的分析：非线性失真



例题



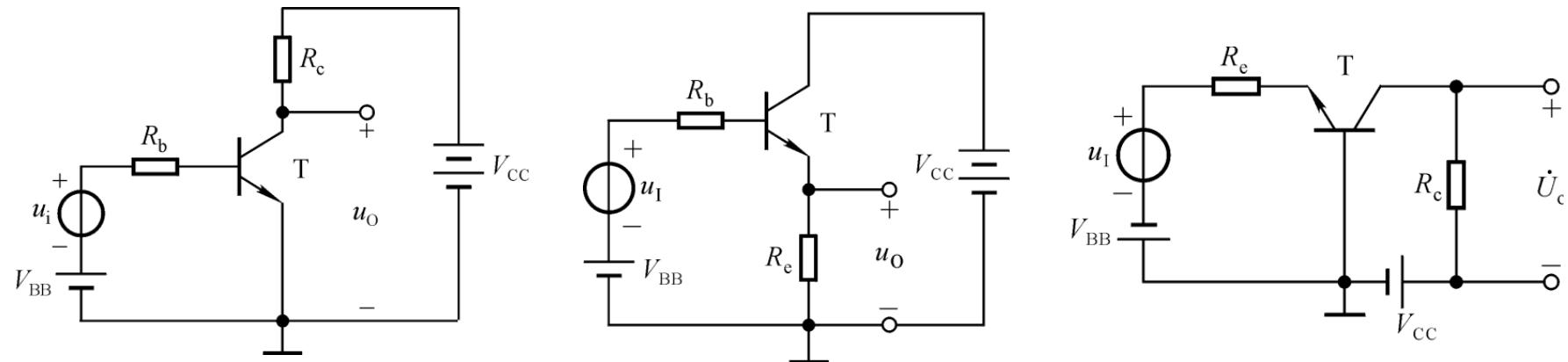
当从 u_{o1} 和 u_{o2} 输出时，分别属于哪种组态放大器？求解静态工作点，以及增益、输入/输出电阻的表达式（输出时接负载 R_L ）。

静态工作点 $I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} \Rightarrow \frac{V_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} = (1 + \beta) \frac{V_{CC} - V_{BQ}}{R_b}$

u_{o1} 输出 $A_v = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \quad R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R_e] \quad R_o = R_c$

u_{o2} 输出 $A_v = -\frac{(1 + \beta)(R_e \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)} \quad R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)] \quad R_o = R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$

》》 三种基本组态放大器的小结



A_i	β (大)	$1 + \beta$ (大)	α (小)
A_v	$-\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}}$ (大)	$\frac{(1 + \beta)R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e}$ (小)	$\frac{\beta R_c}{(1 + \beta)R_e + r_{be}}$ (大)
R_i	$R_b + r_{be}$ (中)	$R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e$ (大)	$R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta}$ (小)
R_o	R_c (大)	$R_e \parallel \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta}$ (小)	R_c (大)

常作为低频电压放大器单元电路

常作为输入级、输出级或缓冲器

常作为宽频带放大器

第十七章 02 第二次复习与习题课.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

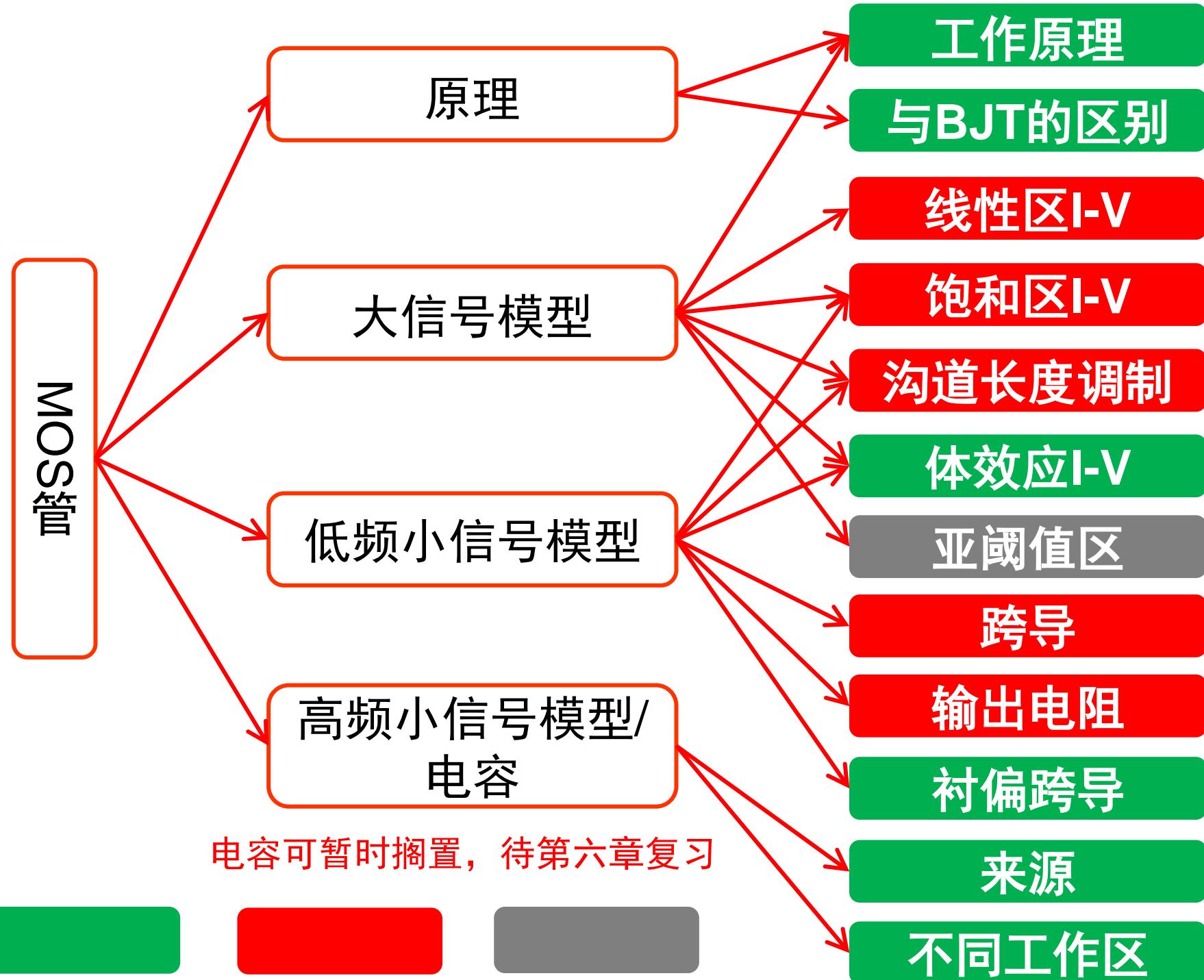
微电子学院

电子电路

阶段复习/习题课-II

王昭昊

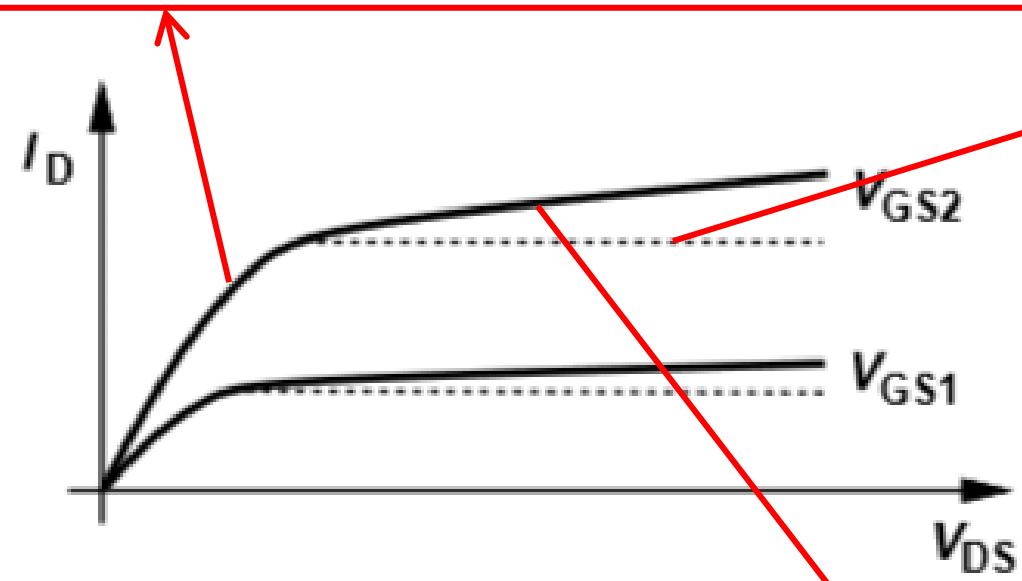
©2020



》》 MOS管的大信号模型总结 (熟练!)

线性区: $V_{GS} > V_{TH}$, $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$



饱和区, 忽略沟道长度调制效应

$$V_{GS} > V_{TH}, \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

考虑体效应

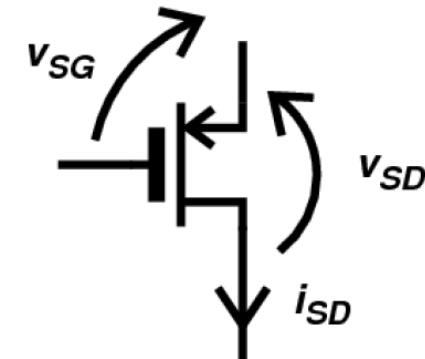
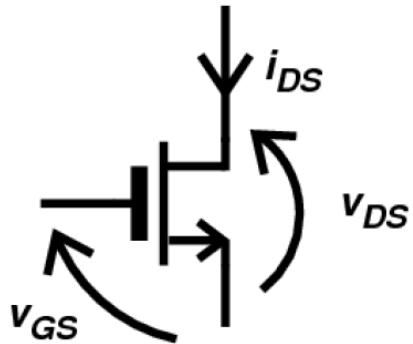
$$V_{SB} > 0 \Rightarrow V_{TH} > V_{TH0}$$

饱和区, 考虑沟道长度调制效应

$$V_{GS} > V_{TH}, \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

PMOS管的情况：信号极性相反



- ✓ 棚极接高压，衬底接低压
- ✓ 阈值电压低
- ✓ 参与导电的是电子，由源极提供
- ✓ 源极离GND较近
- ✓ 电子迁移率高

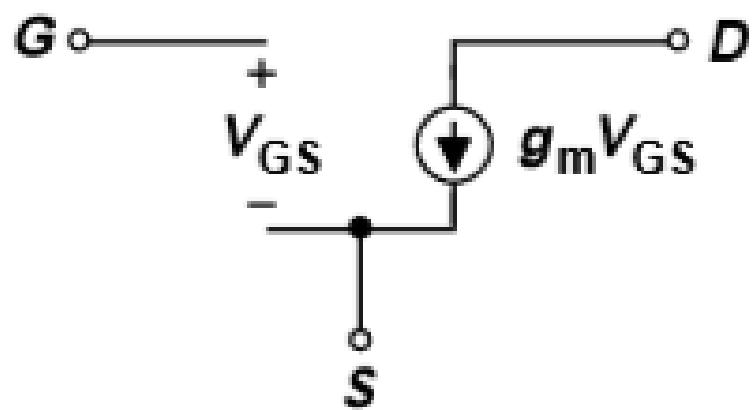
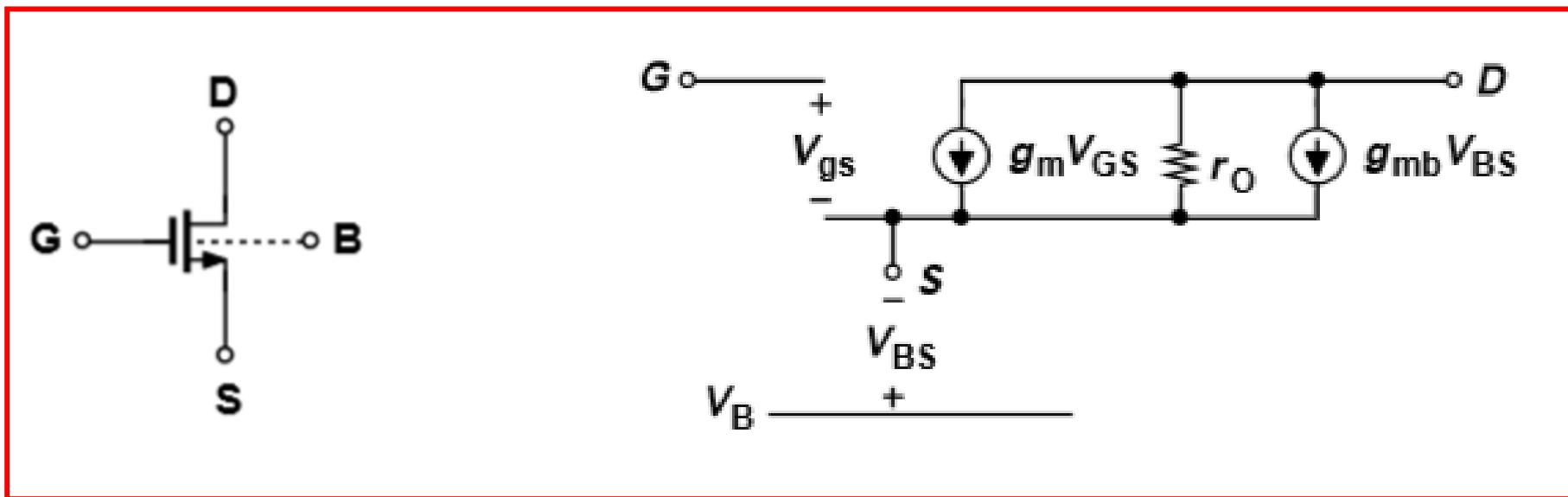
- ✓ 棚极接低压，衬底接高压
- ✓ 阈值电压高
- ✓ 参与导电的是空穴，由源极提供
- ✓ 源极离VDD较近
- ✓ 空穴迁移率低

$$I_D = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{SG} - |V_{THp}|) V_{SD} - \frac{1}{2} V_{SD}^2 \right]$$

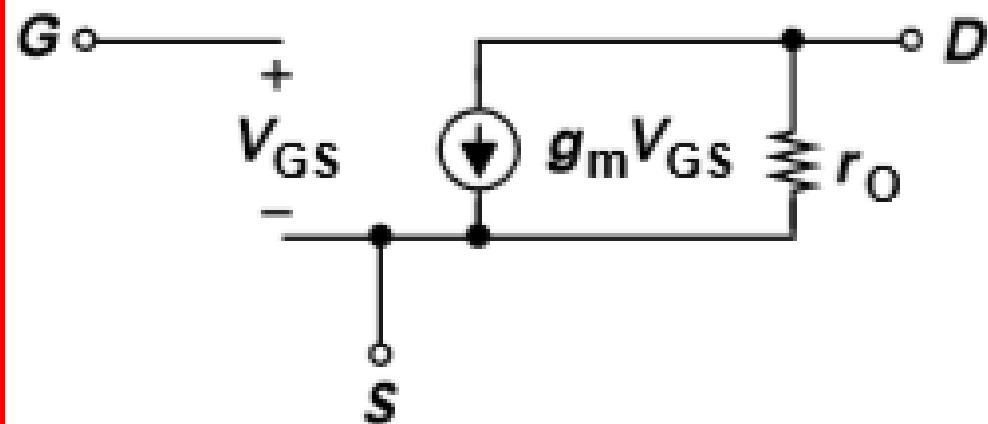
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - |V_{THp}|)^2$$

注意： V_{THp} 有时被定义为负值。

MOS管的低频小信号等效电路

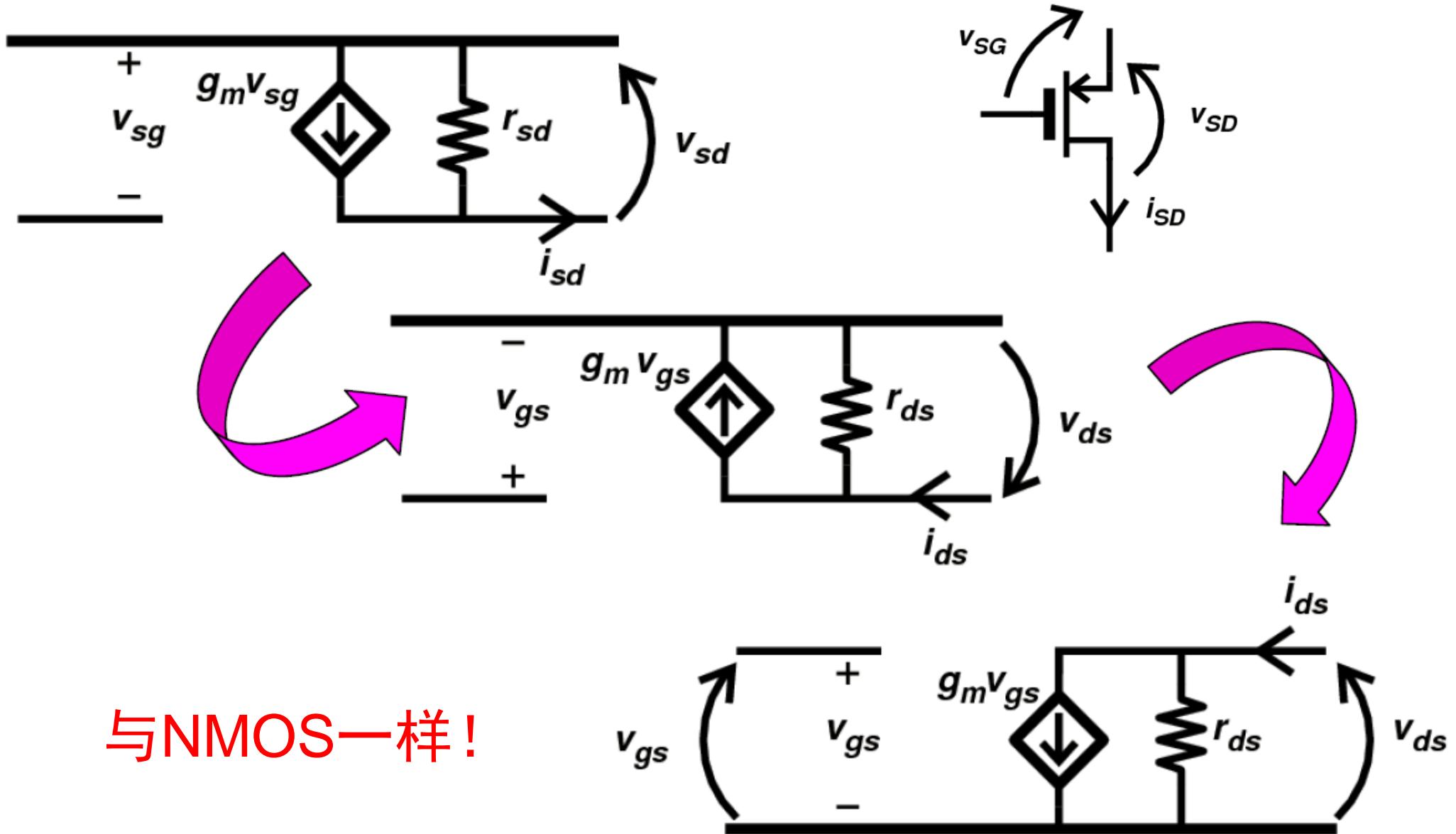


忽略沟道长度调制效应和体效应



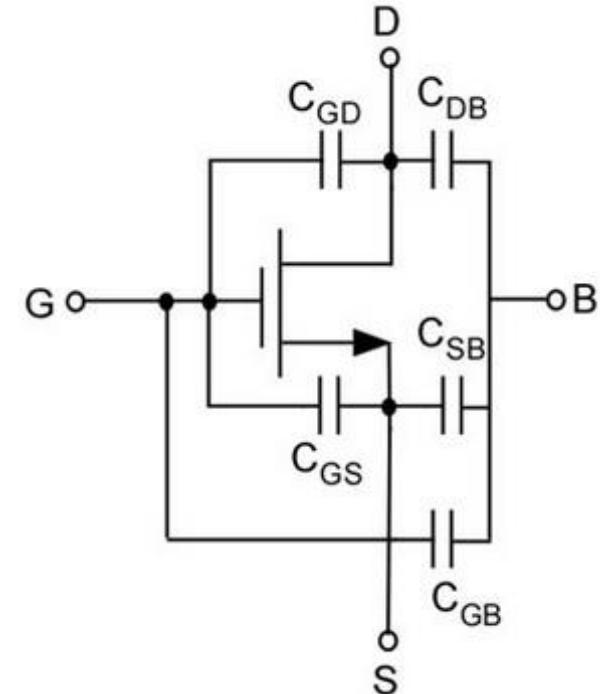
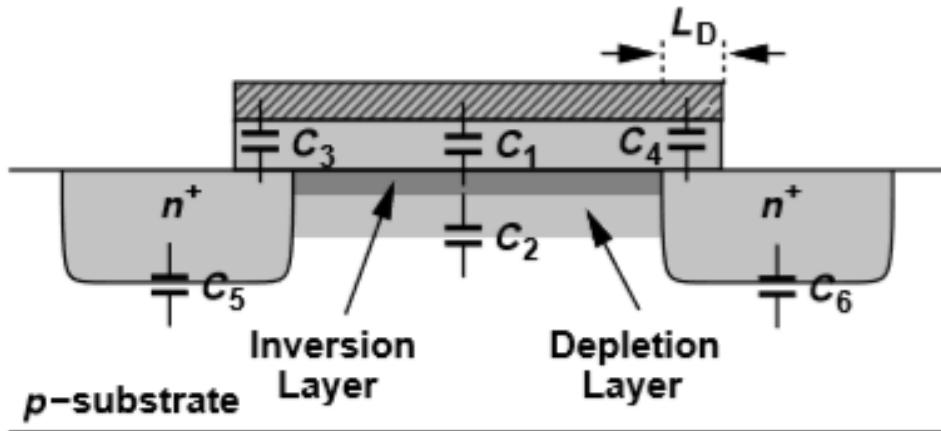
只忽略体效应

MOS管的低频小信号等效模型：PMOS



MOS管的高频小信号模型/电容

四个端口，每两个端口之间都有电容，
源漏之间电容可忽略，剩余5个电容。

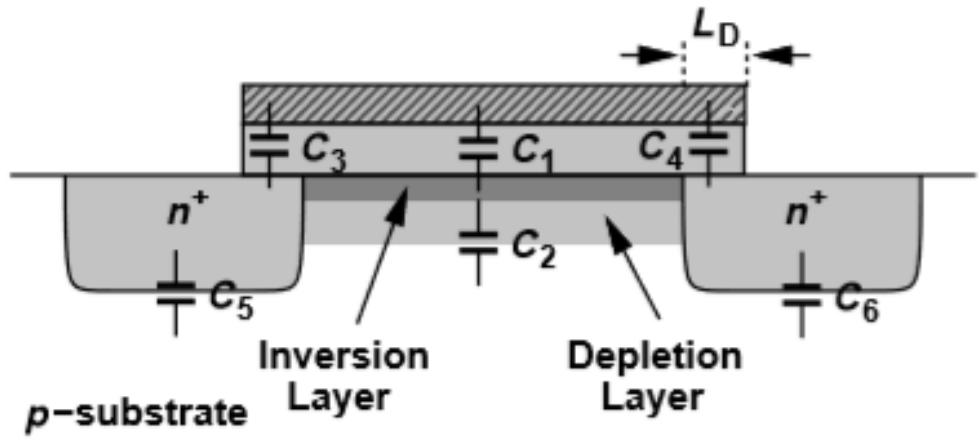


电容的来源：

- 栅和沟道之间的氧化层电容 $C_1 = WL C_{ox}$
- 沟道和衬底之间的耗尽层电容 $C_2 = WL \sqrt{q \varepsilon_{si} N_{sub} / (4 \Phi_F)}$
- 栅与源、漏之间因覆盖产生的电容 $C_{3,4}$ 或 $C_{GS, GD} = C_{ov} W$
- 源、漏与衬底之间的结电容 $C_{5,6}$ 或 $C_{SB, DB}$

注意量纲！

MOS管的电容：不同工作区的分析



截止区：

$$C_{GS} = C_{GD} = C_{ov}W$$

$$C_{GB} = C_1 // C_2$$

饱和区：

$$C_{GS} = \frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3} + C_{ov}W$$

$$C_{GD} = C_{ov}W$$

$$C_{GB} \approx 0$$

电场不均匀所致

漏极被夹断，只剩下覆盖电容

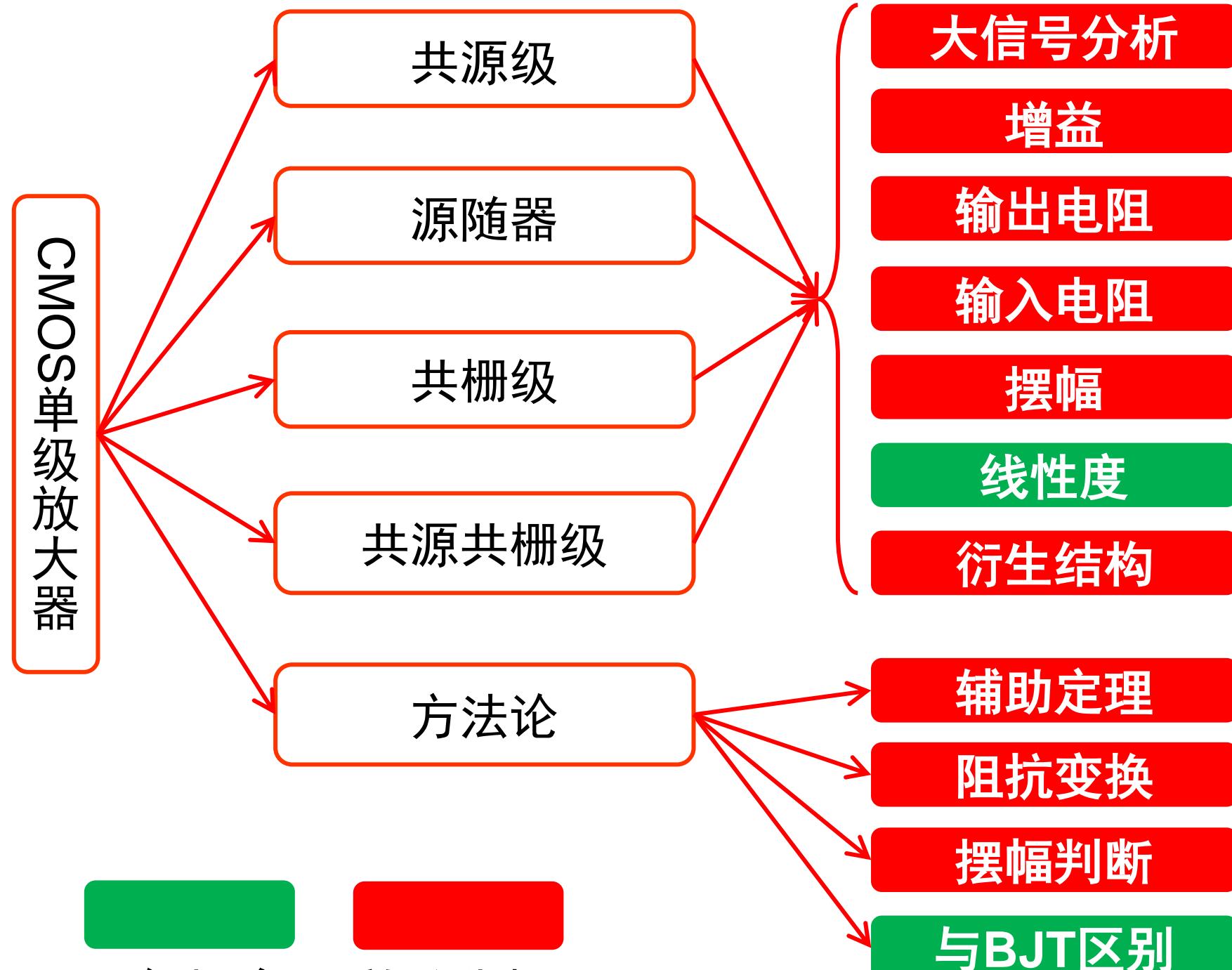
深线性区：

$$C_{GS} = C_{GD} = \frac{WLC_{ox}}{2} + C_{ov}W$$

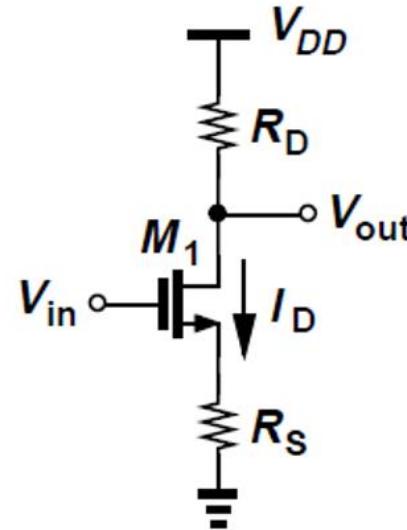
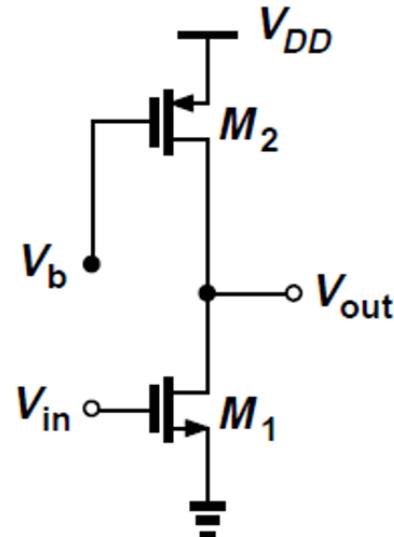
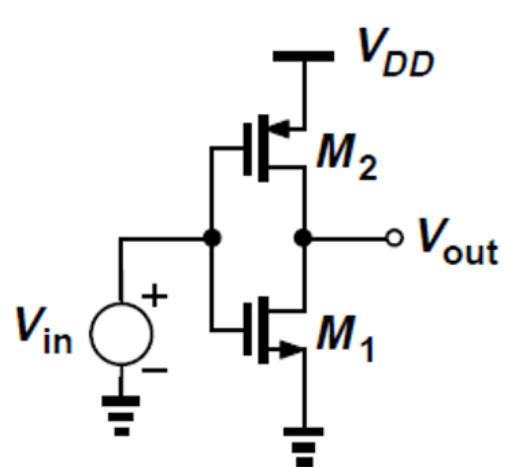
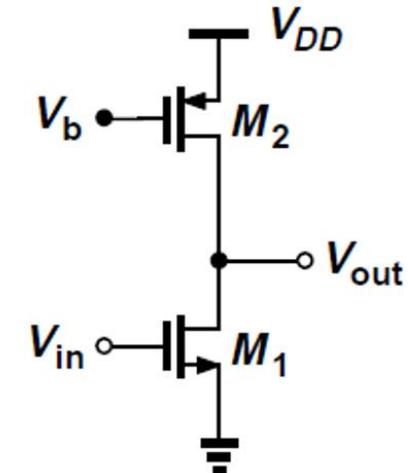
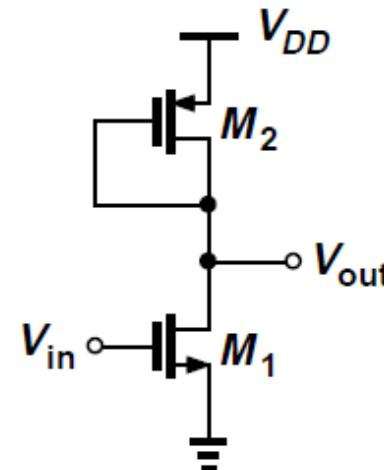
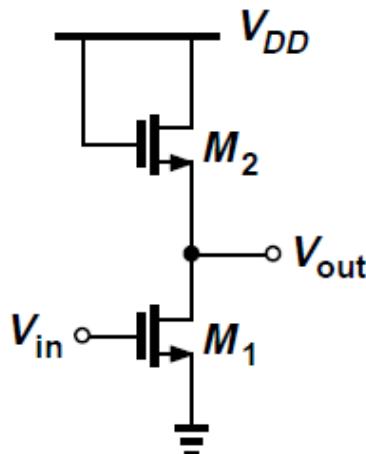
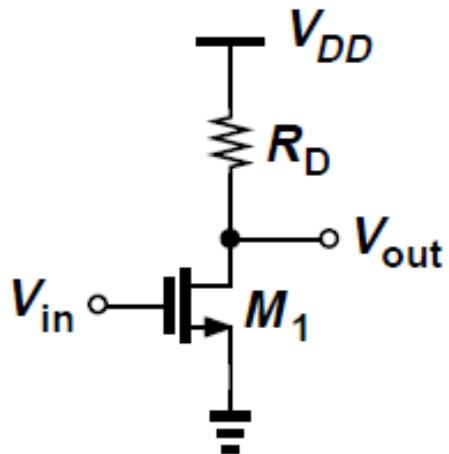
$$C_{GB} \approx 0$$

S、D电压近似相等，
平分栅-沟道电容

电荷的变化量主要来源于源漏极

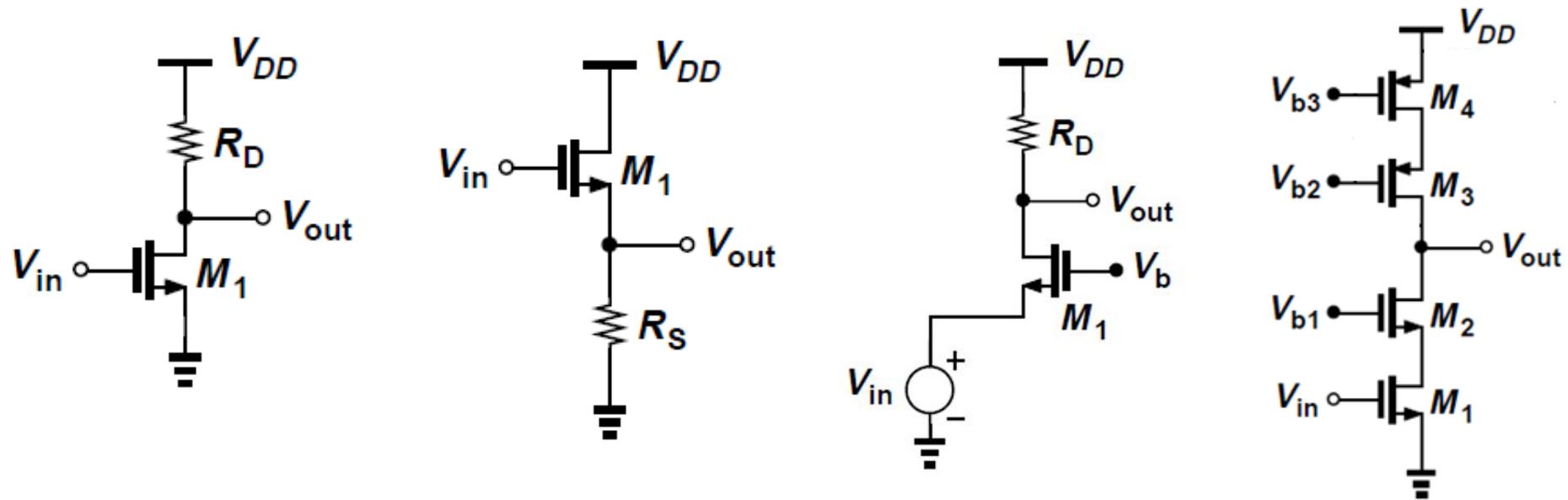


》》 CMOS共源级小结



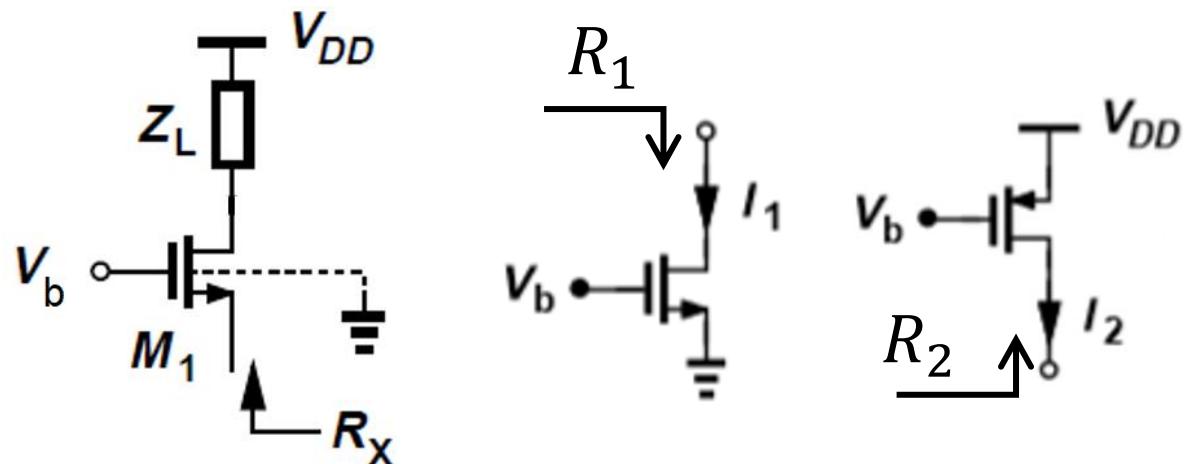
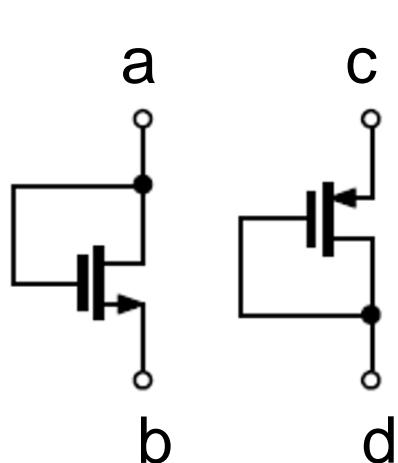
增益?
输出电阻?
摆幅?
线性度?

CMOS单级放大器小结



- 共源级：输入电阻大，倒相器，有增益，适合基本放大。
- 源随器：增益近似为1，输出电阻小，适合做缓冲级。
- 共栅级：有输入电阻，而且较低，能接收电流。
- 共源共栅级：超高的增益，但牺牲摆幅。

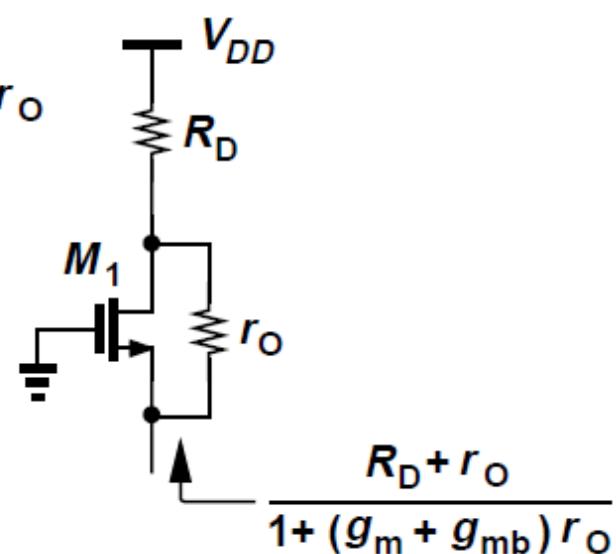
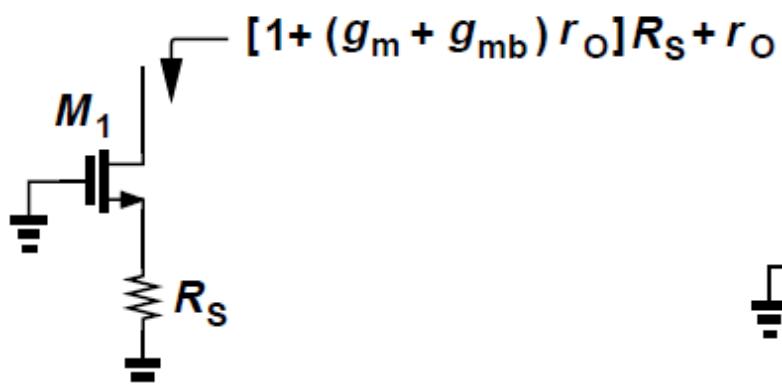
》》 小信号等效阻抗/阻抗变换：注意前提



$$R_{ab} = (1/g_m) || r_o \approx 1/g_m$$

$$R_X = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

$$R_2 = r_{o2}$$

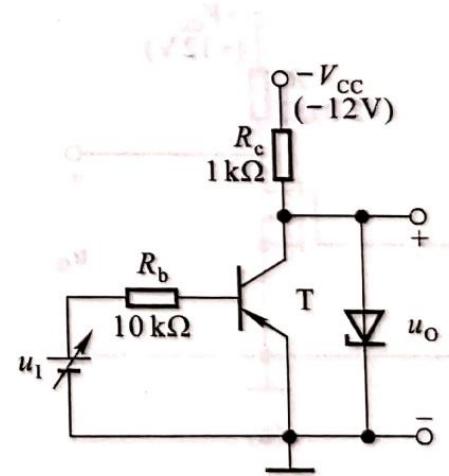
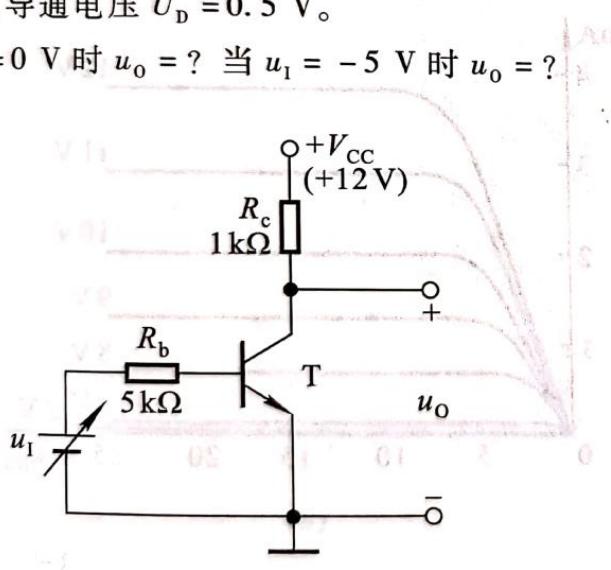


》》 BJT作业问题

- 管子符号要规范化。
- 判断BJT工作区，先假设管子工作在放大区，如果计算得 R_c 上的压降小于 V_{cc} ，并不能立即确认管子工作在放大区，应该再验证是否满足“发射结正偏，集电结反偏”。
- 例如，下图，若 R_c 过大，有可能既满足“ R_c 压降小于 V_{cc} ”，又满足“集电结正偏”。

1.11 电路如图 P1.11 所示，晶体管的 $\beta = 50$, $|U_{BE}| = 0.2$ V, 饱和管压降 $|U_{CES}| = 0.1$ V; 稳压管的稳定电压 $U_z = 5$ V, 正向导通电压 $U_D = 0.5$ V。

试问：当 $u_I = 0$ V 时 $u_O = ?$ 当 $u_I = -5$ V 时 $u_O = ?$



第十八章 03 第三章答疑课.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

微电子学院

电子电路

答疑课/复习课

王昭昊

©2020



非技术问题-I

□ 没办法“看”出来，不会使用技巧。

- 稳扎稳打，从小信号等效电路图开始练习。
- “看”，有风险。一步“看”错，满盘皆输。

□ 知识点太多，记不下来。

- 不是死记硬背，而是通过练习来加深记忆。
- 目前暂时可以把BJT部分和MOS管电容搁置。

□ 课后习题答案。

- 网上有一个手写版本，但注意：有些题目答案有错误。

□ 是否可以增加习题课。

- 需要遵守学校规定。



非技术问题-II

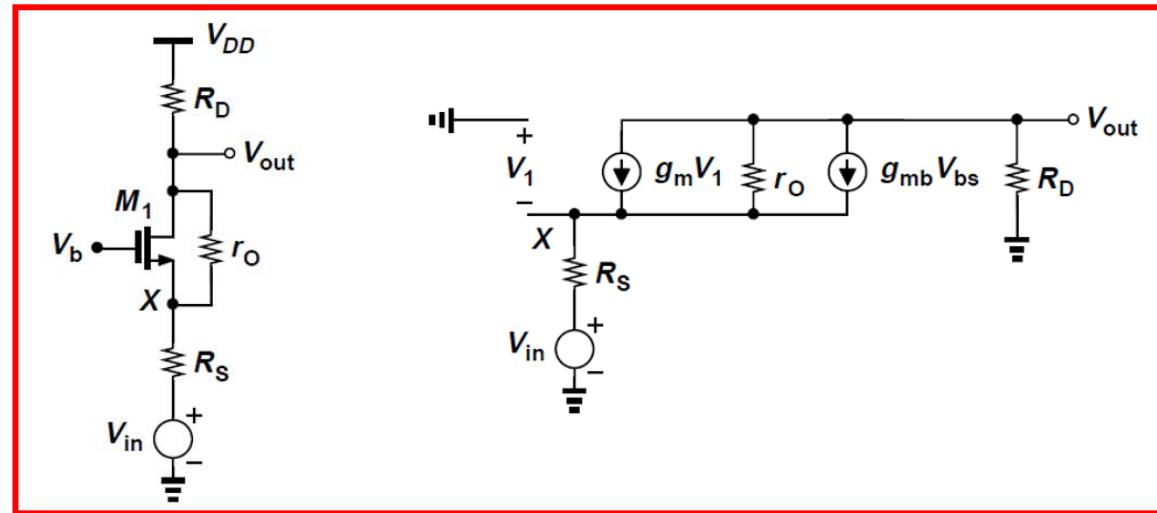
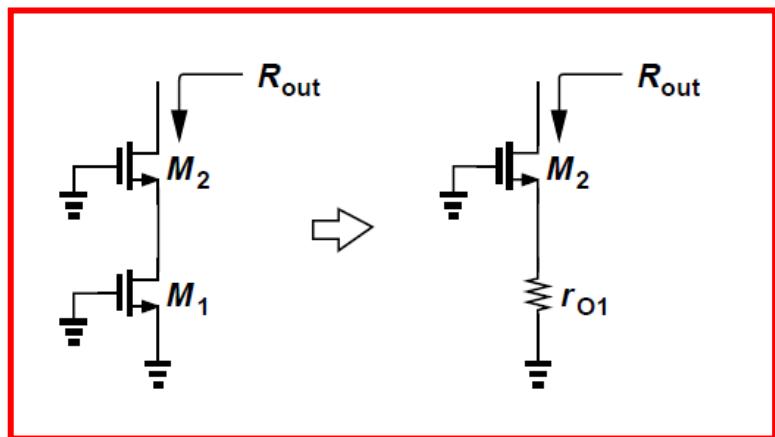
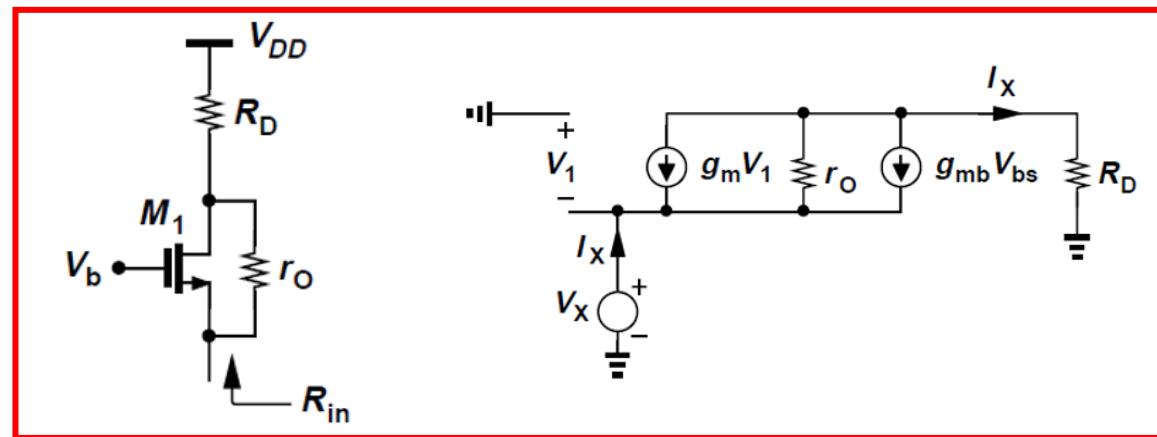
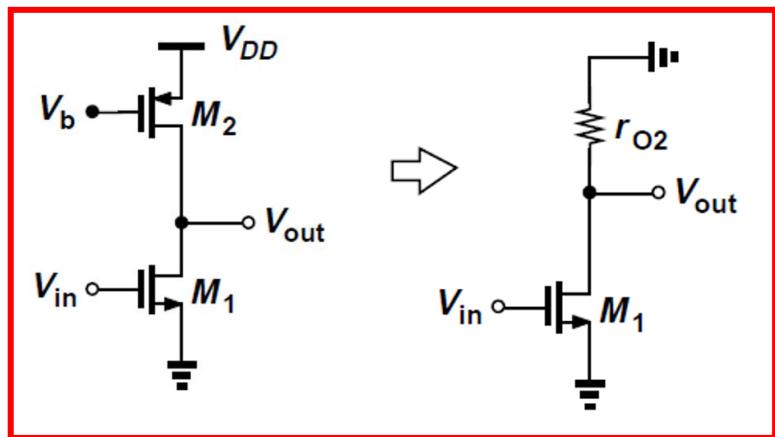
□ 讲的有点快。

- 其实目前速度比较适中。
- 目前讲的都是基础内容，后续几章内容很重要，也很难，要预留足够的时间。

□ 红色笔迹是否可以保留在课件中。

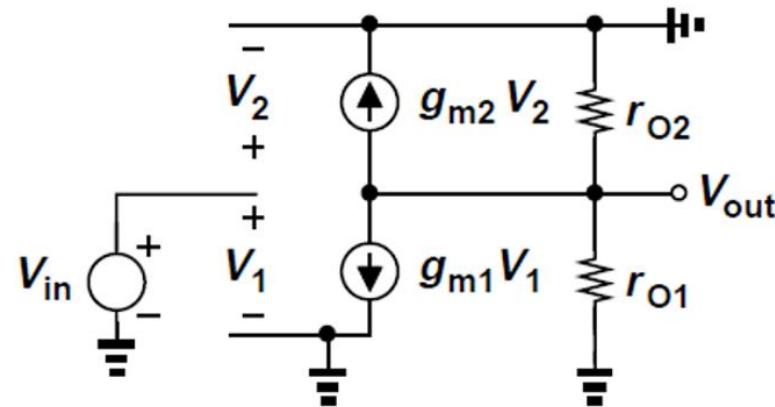
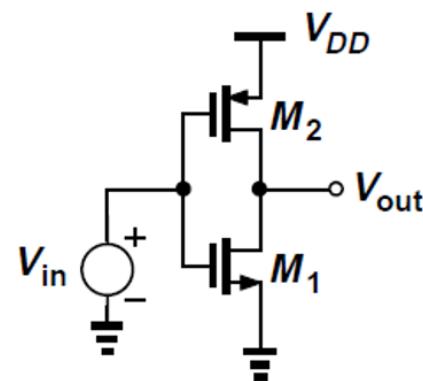
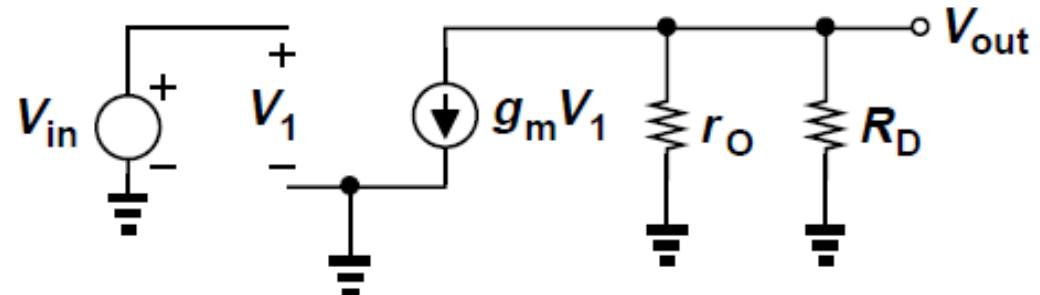
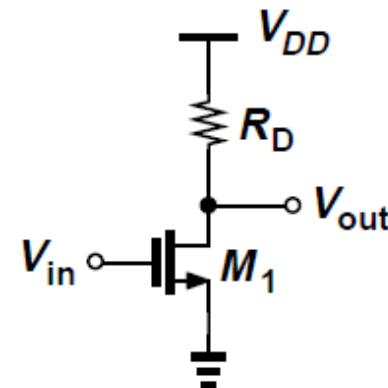
- 其实可以拍照保存。
- 很多笔迹都是临场发挥，未经过优化。
- 有时候在同一页PPT中有好多轮笔迹，会反复覆盖。
- 后续会尽量保留一些重要笔迹。

》混淆了大信号与小信号的场景



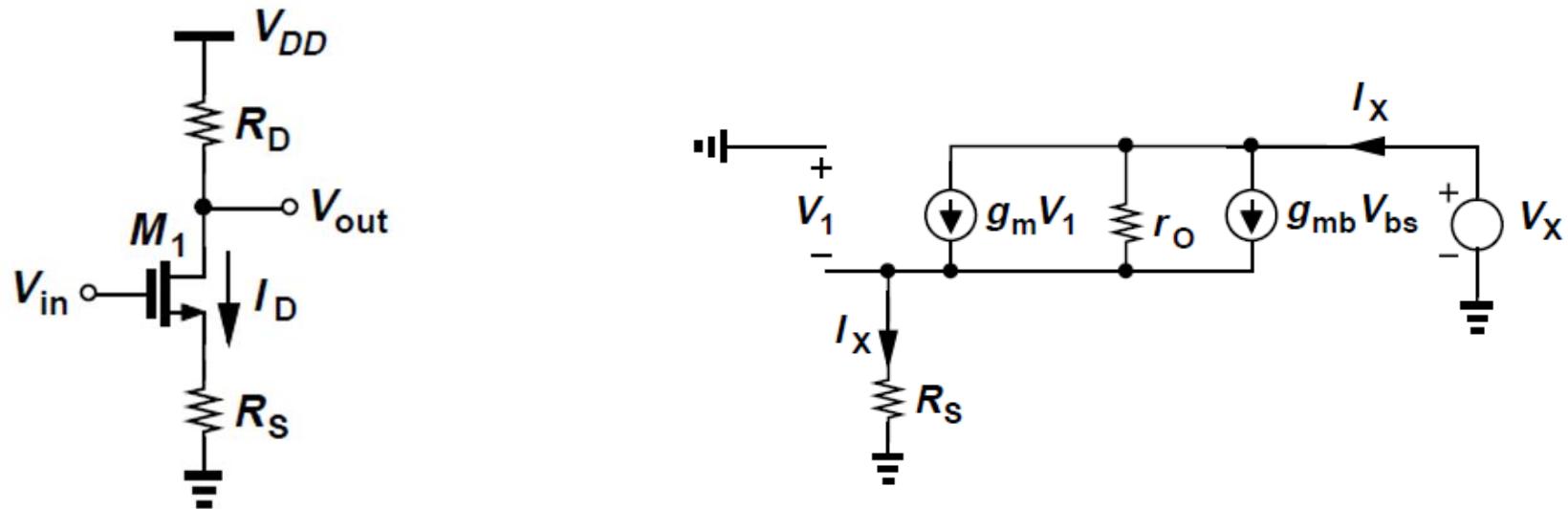
- 这几张图容易让初学者困惑。
- 课后把左面两幅图的小信号等效电路画出来，自己解惑。

》》 大信号与小信号：泾渭分明



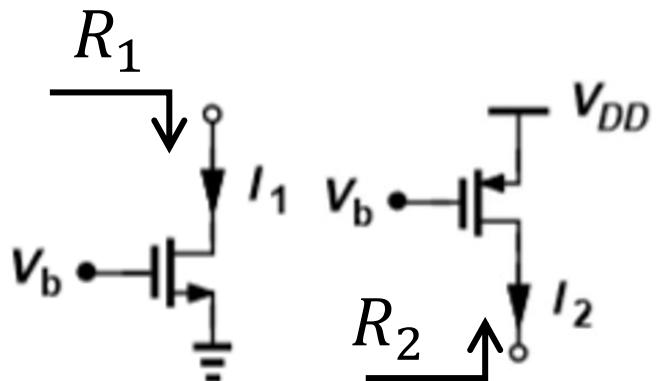
- 如果不熟练，那就仔细画小信号等效电路图。
- 教材里的图，看到后，首先自问：“这是在解大信号还是小信号？”
- 如果是小信号，那就把MOS管换成小信号的图，不要被蒙蔽。

» 看电阻，看的是什么？

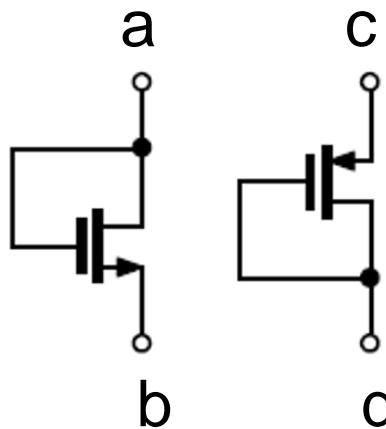


- 看的是小信号电阻。
- 看的是两个点之间的电阻，多数情况下，是“到地”的电阻。
- 本质是欧姆定律，以及相关的串并联规律。

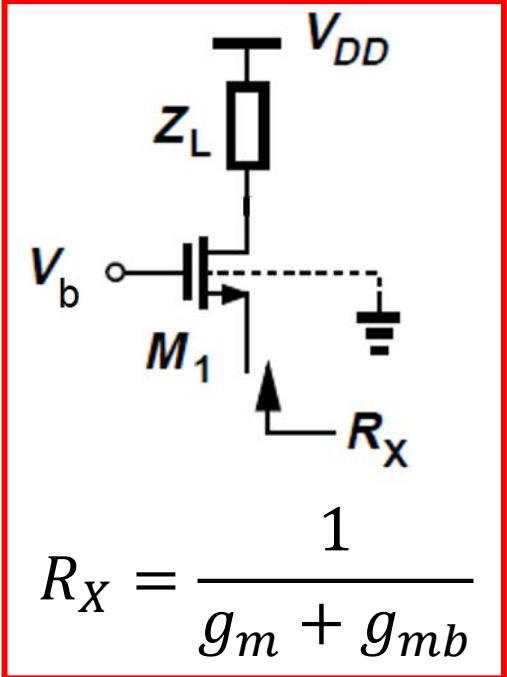
» 小信号等效电阻：初级结构



$$R_2 = r_{o2}$$



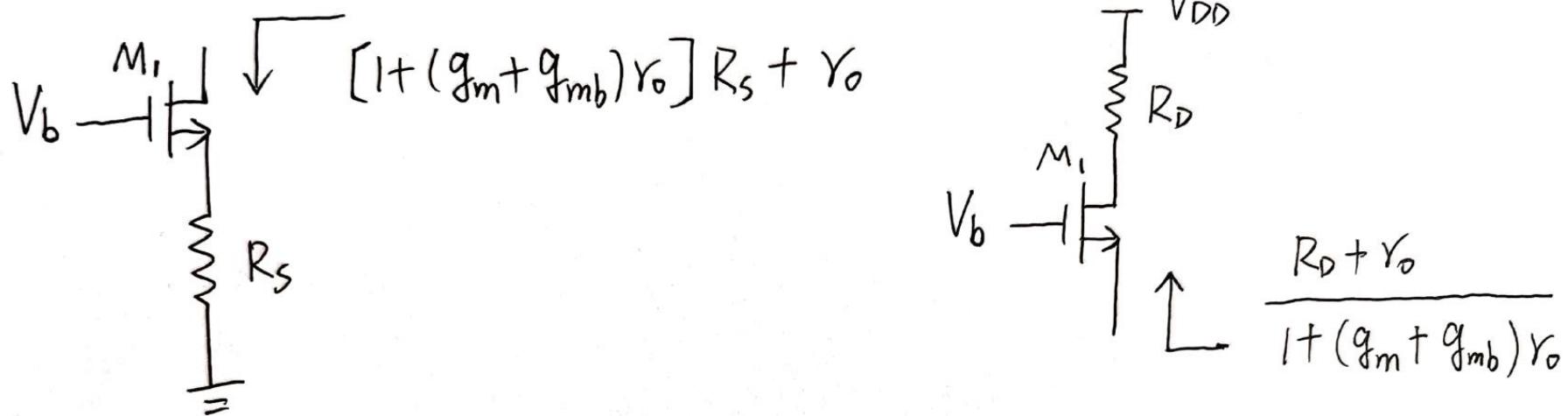
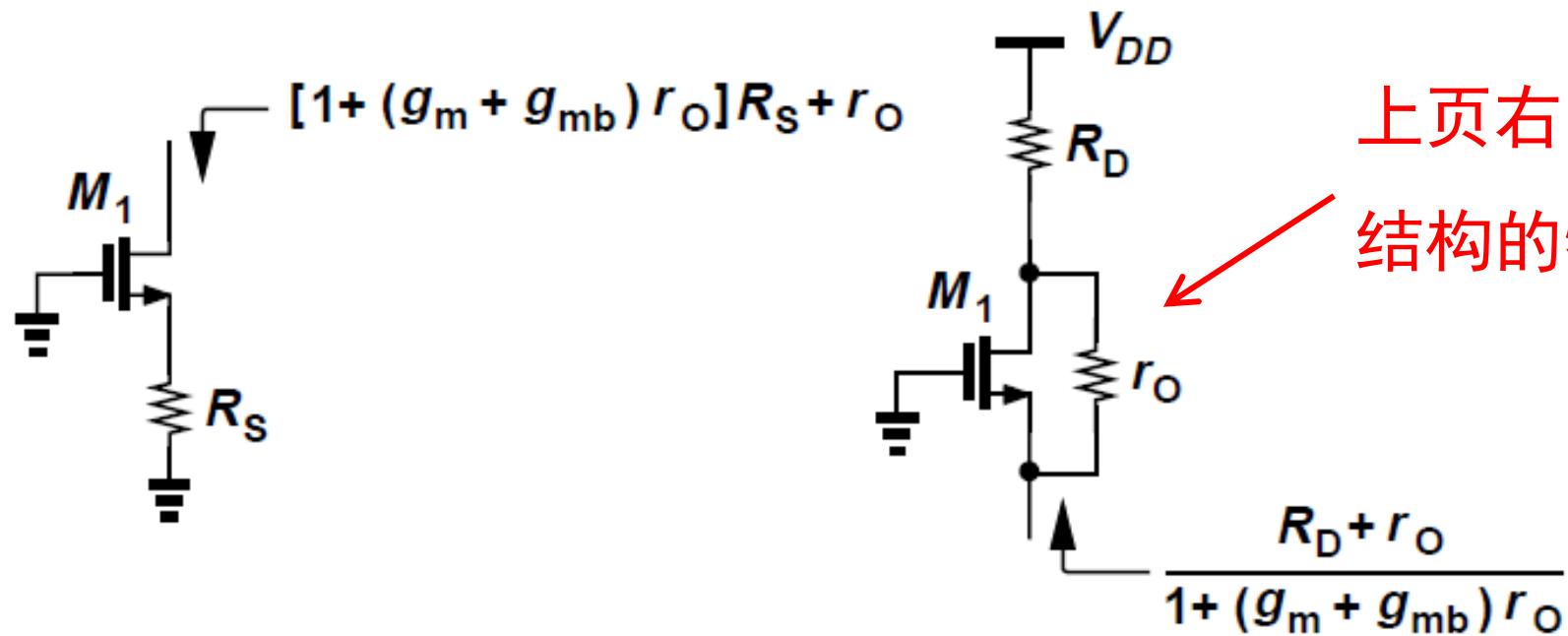
$$R_{ab} = (1/g_m) \parallel r_o \approx 1/g_m$$



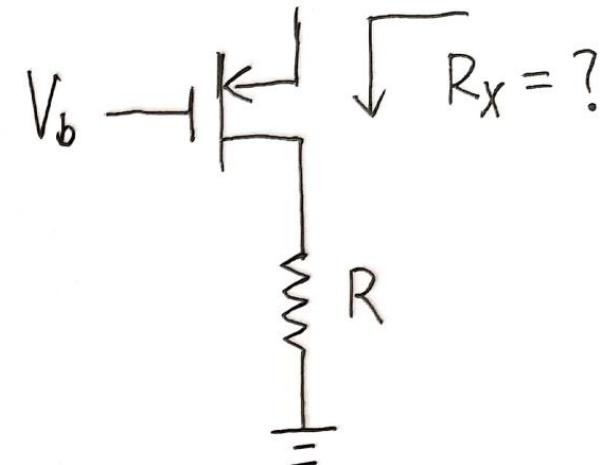
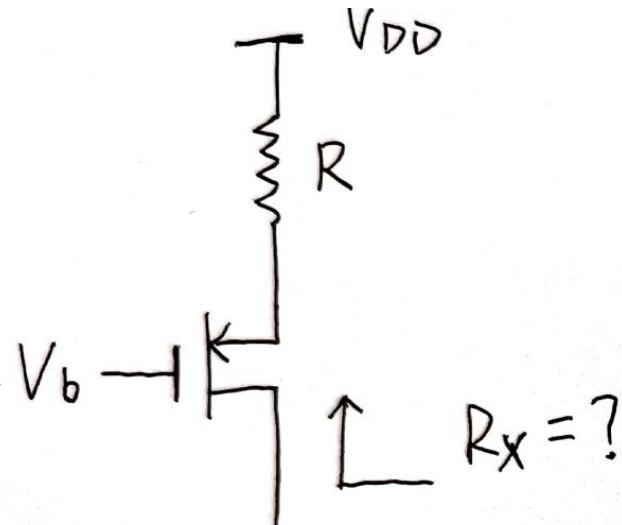
$$R_X = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

- 左图：原因是VGS的值被固定了，小信号 $v_{gs} = 0$ ，只剩下输出电阻。
- 中图：原因是G和D接在一起，VGS和VDS等效。注意忽略体效应。
- 右图：原因是G的电位被固定，如果忽略沟道长度调制效应，则沟道电流完全受源极电位控制。

》》 小信号等效电阻：高级结构



» 初学者慎用阻抗变换



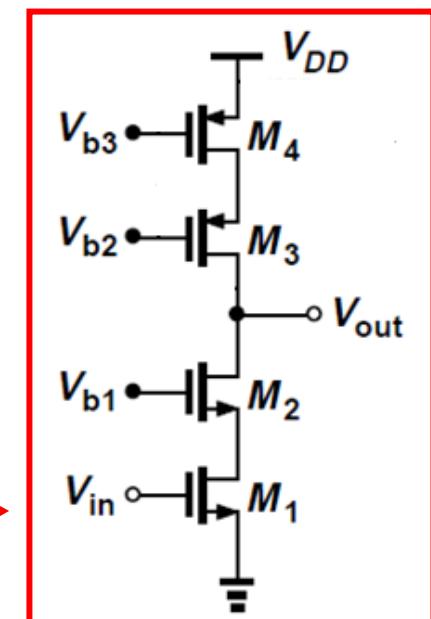
Q: 这两个结构的等效电阻是多少？

A: 与上页PPT左右图的位置对应。

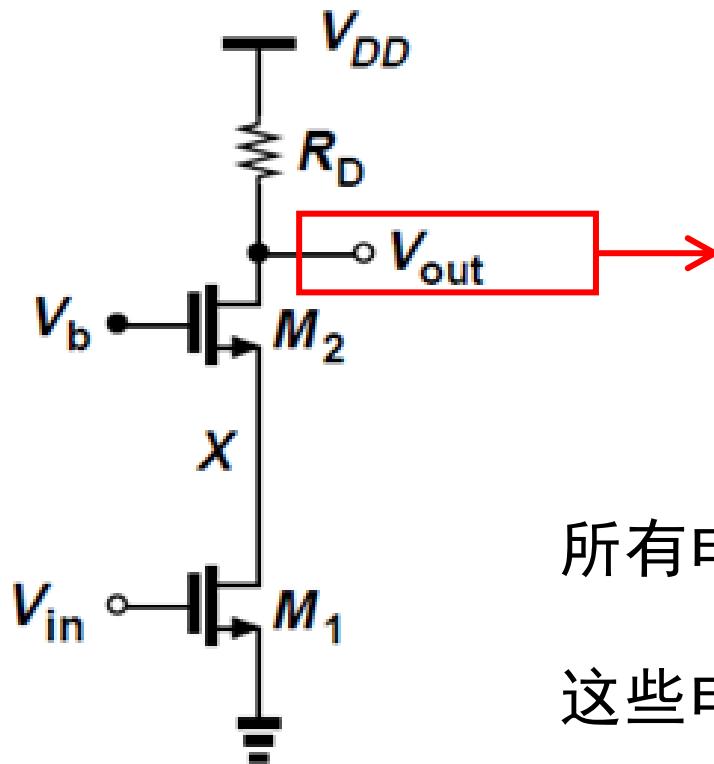
记住：要分清楚是从D看过去，还是从S看过去。

贸然使用，误入陷阱，一步走错，满盘皆输！

现在应该能理解为什么这个图的
M3和M4构成高阻抗。



》》 观察法的例子-I



V_{out} 接在这里，只通过 R_D 与 V_{DD} 相接，
那其实只要解出流过 R_D 的电流即可，
而这个电流也流经 M_1 和 M_2 。也流经从
 X 处往上看的电阻。

所有电流来自于： $-g_{m1}V_{in}$

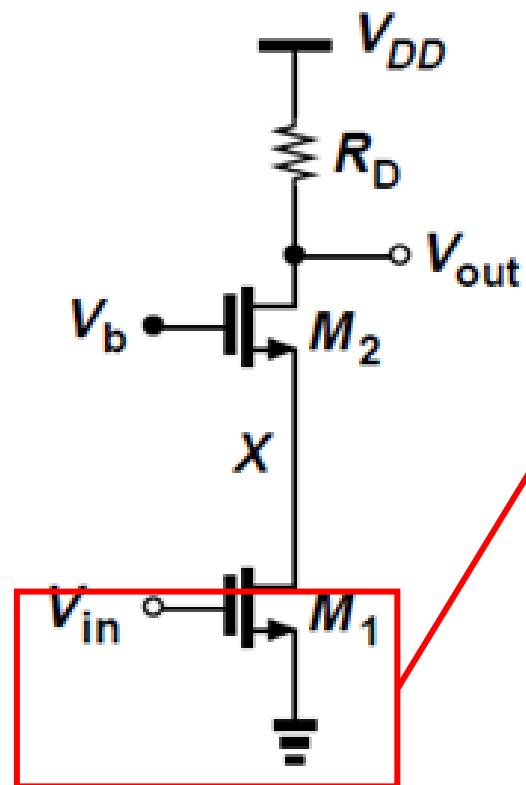
这些电流的去向只有下面两个并联电阻

从 X 处向上看的电阻： $\frac{r_{o2} + R_D}{1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}}$

从 X 处向下看的电阻： r_{o1}

然后利用并联电阻的分流原理求解。

» 观察法的例子-II



源极接地，则输入信号 V_{in} 能直接和电流建立联系： $I=gm \cdot V_{in}$ 。因此这个电路的重心很方便的被转入MOS管沟道通路上，而不必再去考虑栅极的情况。

掌握了电流，就联想到 I_{out} ，就联想到辅助定理，可以一试。

等效跨导用分流公式：
$$G_m = g_{m1} \frac{r_{o1}}{r_{o1} + \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \parallel r_{o2}}$$

输出电阻观察可得： $R_{out} = R_D \parallel \{r_{o2} + r_{o1}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]\}$



注意

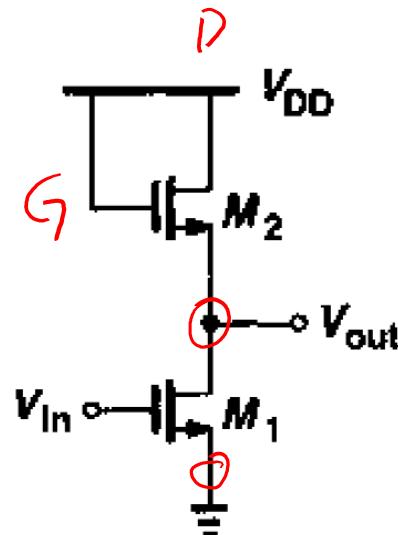
- 教材中的 V_b 都是直流信号， b 是bias的意思， V_b 表示偏置电压。
- 小信号电路里，不应该有 V_{dd} 和 V_b 这些直流量，它们在小信号电路里都接地了。
- 前两页PPT讲的观察法，不是“法则”，有时候即使满足红字所说的情况，也不一定方便求解，此时应转变思路。
- 没有通用的“法则”，要逐步培养直觉和经验。
- 方法很多，使用方式因人而异。

第十九章 04 第三章作业解答 + 笔迹.pdf

》》作业题解答

3.10 在图 3.9 所示电路中, $(W/L)_1 = 50/0.5$, $(W/L)_2 = 10/0.5$, 假定 $\lambda = \gamma = 0$ 。

(a) 输入电压为多少时, M_1 处于线性区边缘? 此时的小信号电压增益为多少?



$$V_{in} - V_{out} = V_{TH} \quad ①$$

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

$$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{in} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - V_{out} - V_{TH})^2 \quad ②$$

①② 联立

$$\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} = \frac{3 - V_{in}}{V_{in} - 0.7} = \sqrt{\frac{100}{20}} \Rightarrow V_{in} = 1.4V$$

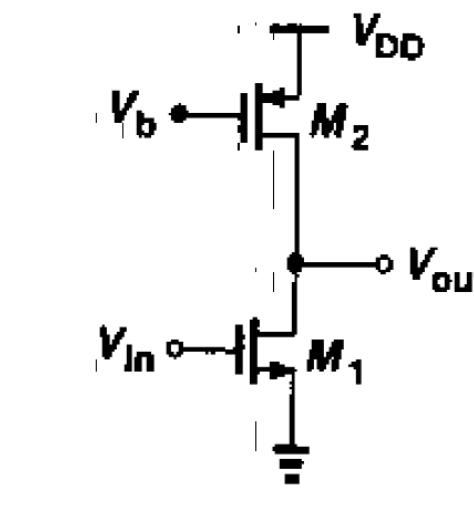
$$A_v = -g_{m1} \cdot \frac{1}{g_{m2}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\frac{\sqrt{2} \mu_n C_{ox} (W/L)_1 \cdot I_{D1}}{\sqrt{2} \mu_n C_{ox} (W/L)_2 \cdot I_{D2}} = -\sqrt{5}$$



》》作业题解答

3.14 在图 3.14 所示电路中 [偏置电流为 1mA] 小信号电压增益为 100, 为使电路的输出电压摆幅为 2.2V, 计算所需的 M_1 和 M_2 的尺寸。

两个过驱动电压之和: $V_{DD} - \text{摆幅} = 0.8V$



$$V_{GS1} - V_{Tun} + V_{SG2} - |V_{up}| = 0.8V \quad ①$$

$$\begin{aligned} |A_v| &= g_m (r_{o1} / r_{o2}) = \frac{2I_D}{V_{GS1} - V_{Tun}} \left(\frac{1}{\lambda_n I_D} \parallel \frac{1}{\lambda_p I_D} \right) \\ &= \frac{2I_D}{V_{GS1} - V_{Tun}} \cdot \frac{1}{\lambda_n I_D + \lambda_p I_D} = \frac{2}{(V_{GS1} - V_{Tun}) \cdot (\lambda_n + \lambda_p)} = 100 \end{aligned}$$

2.267V

V_{out}

$$V_{GS1} - V_{Tun} = 0.067V, \text{ 根据 } ①, V_{SG2} - |V_{up}| = 0.733V$$

0.067V

$$V_{out} = 1.167V$$

$$I_{D1} = \frac{1}{2} k_n \lambda \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{Tun})^2 (1 + \lambda_n V_{out}) \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_1 = 2977.4$$

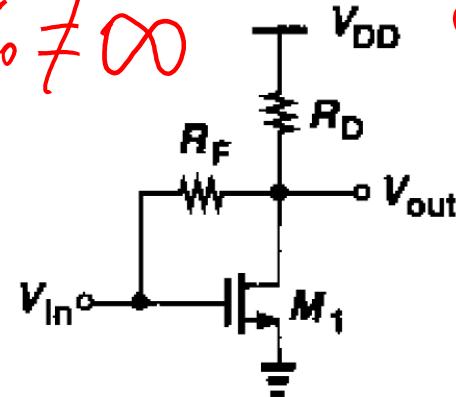
$$I_{D2} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_2 = 71.1$$



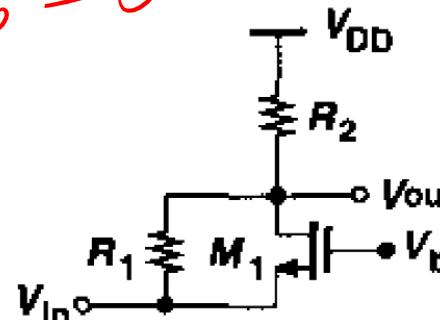
》》 作业题解答

3.20 假定图 3.72 所示各电路中的 MOS 管都工作在饱和区, 计算每个电路的小信号电压增益 ($\lambda \neq 0, \gamma = 0$)。

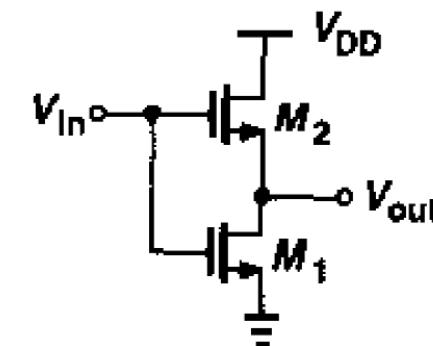
$$Y_0 \neq \infty \quad g_{mb} = 0$$



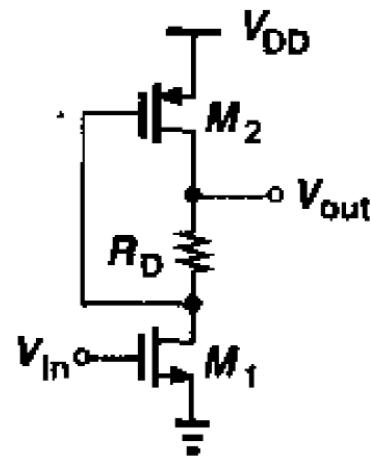
(a)



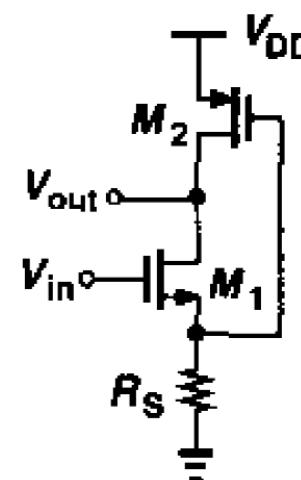
(b)



(c)



(d)

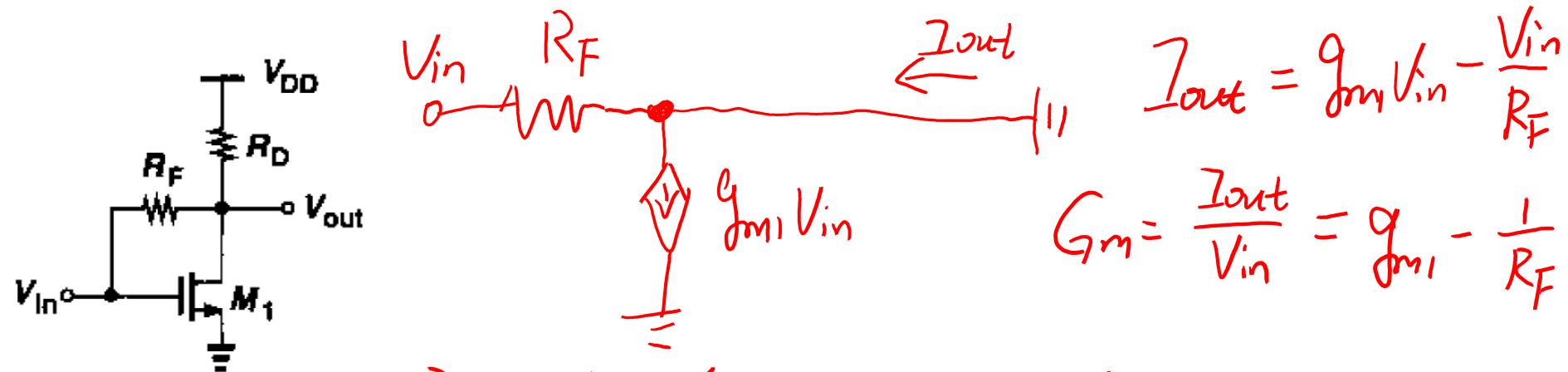


(e)



》》作业题解答

输出定理



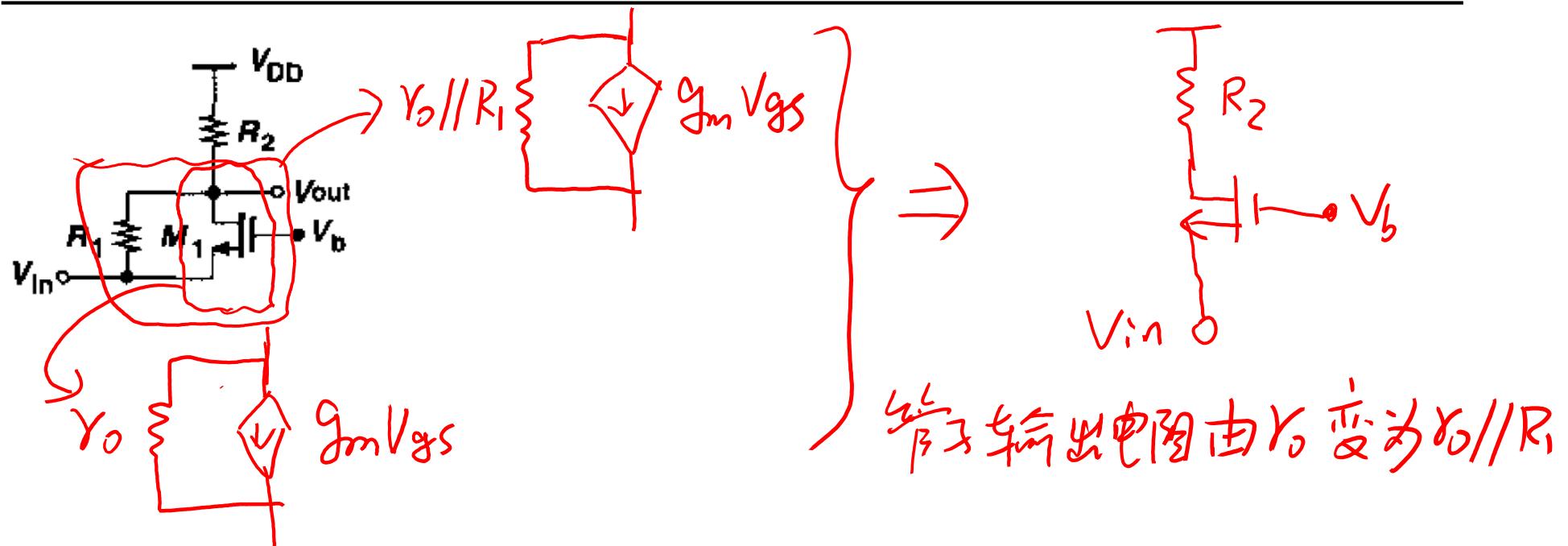
$$R_{out} \text{ 直接看 } R_{out} = R_F // R_D // r_{o1}$$

$$A_{v2} = -G_m R_{out}$$

$$= -\left(g_{m1} - \frac{1}{R_F}\right) (R_F // R_D // r_{o1})$$



》》作业题解答



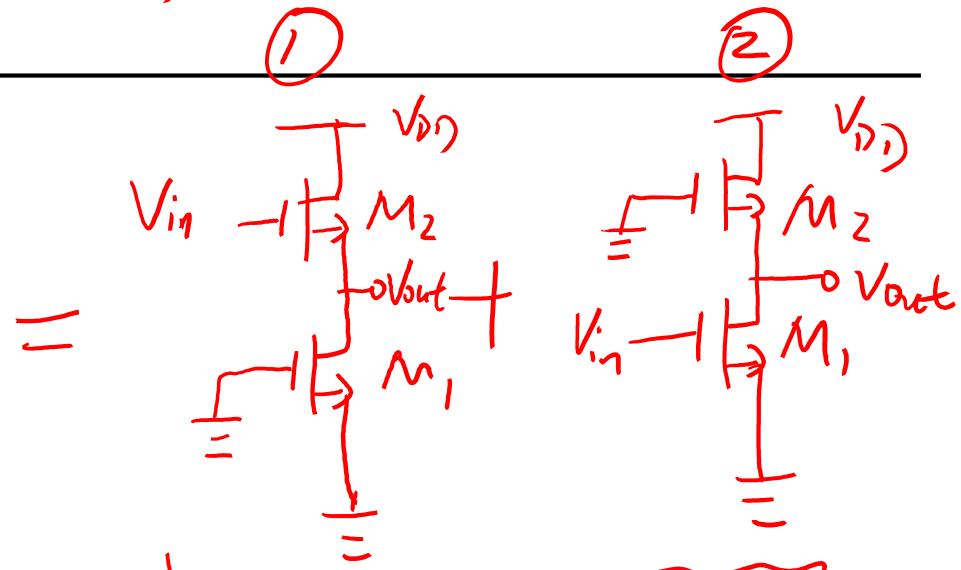
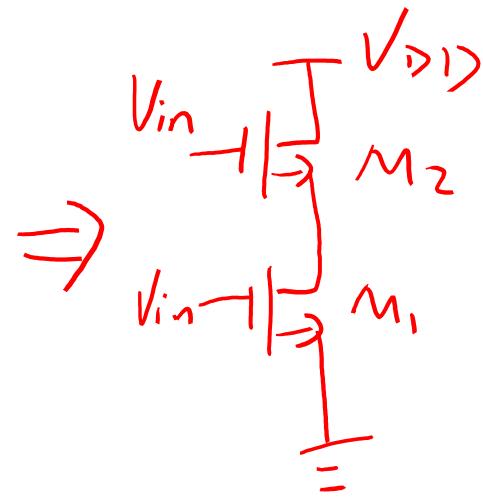
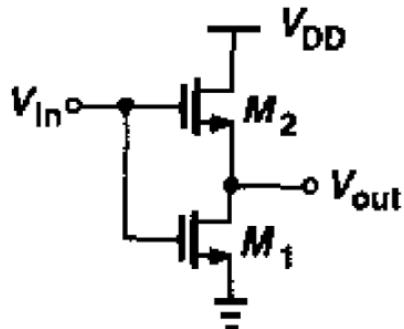
$$A_{\text{d}} \text{ (共栅) } | \gamma_0 \rightarrow \gamma_0//R_1$$

$$A_{\text{d}} = \frac{R_2 [1 + g_m (R_1 // \gamma_0)]}{R_1 // \gamma_0 + R_2}$$



》》作业题解答

叠加法



应转为小信号等效电路
(M₁, M₂ 都有小信号量, 未截止!)

① Source Follower $\frac{V_{in}}{R_s} \xrightarrow{V_{DD}}$
 $R_s \rightarrow Y_{o1}$

$$V_{out} \mid_{\text{due to } V_{in} \text{ of } M_2} = V_{in} g_{m2} \left(Y_{o1} \parallel Y_{o2} \parallel \frac{1}{g_{m2}} \right)$$

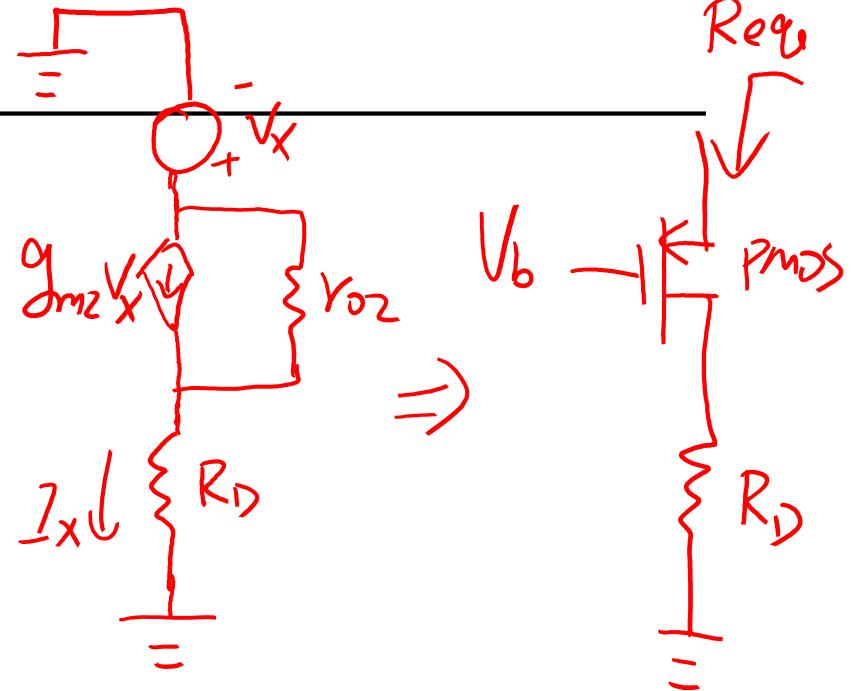
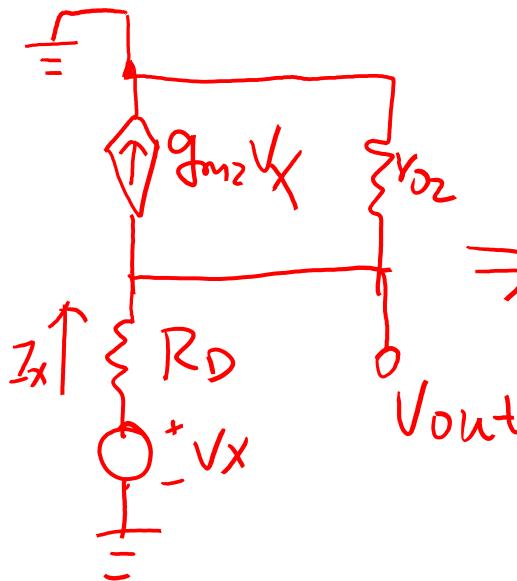
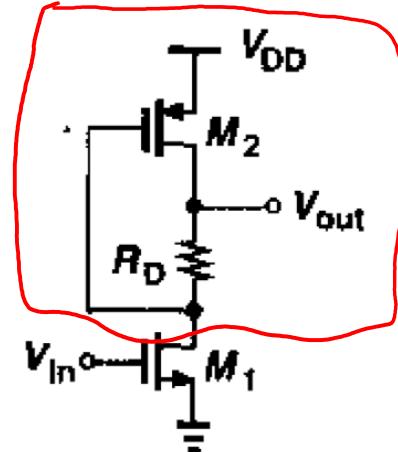
② CS

$V_{in} \xrightarrow{R_D}$

$$R_D \rightarrow Y_{o2} \parallel \frac{1}{g_{m2}} . V_{out} \mid_{\text{due to } V_{in} \text{ of } M_1} = -g_{m1} \left(Y_{o1} \parallel Y_{o2} \parallel \frac{1}{g_{m2}} \right) V_{in}$$



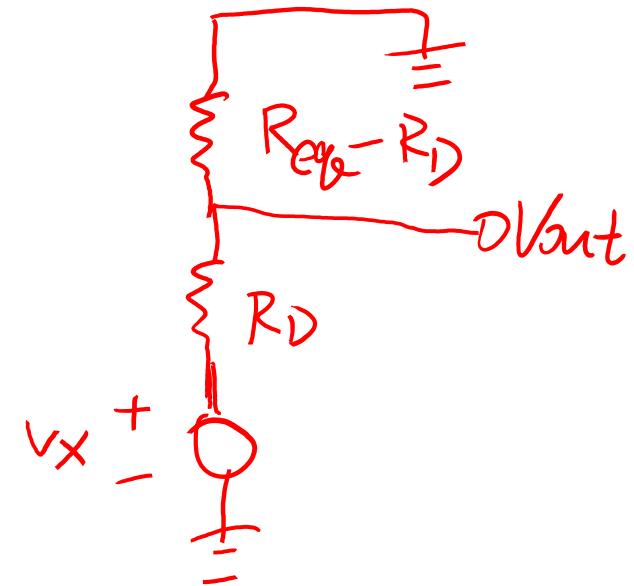
》》作业题解答



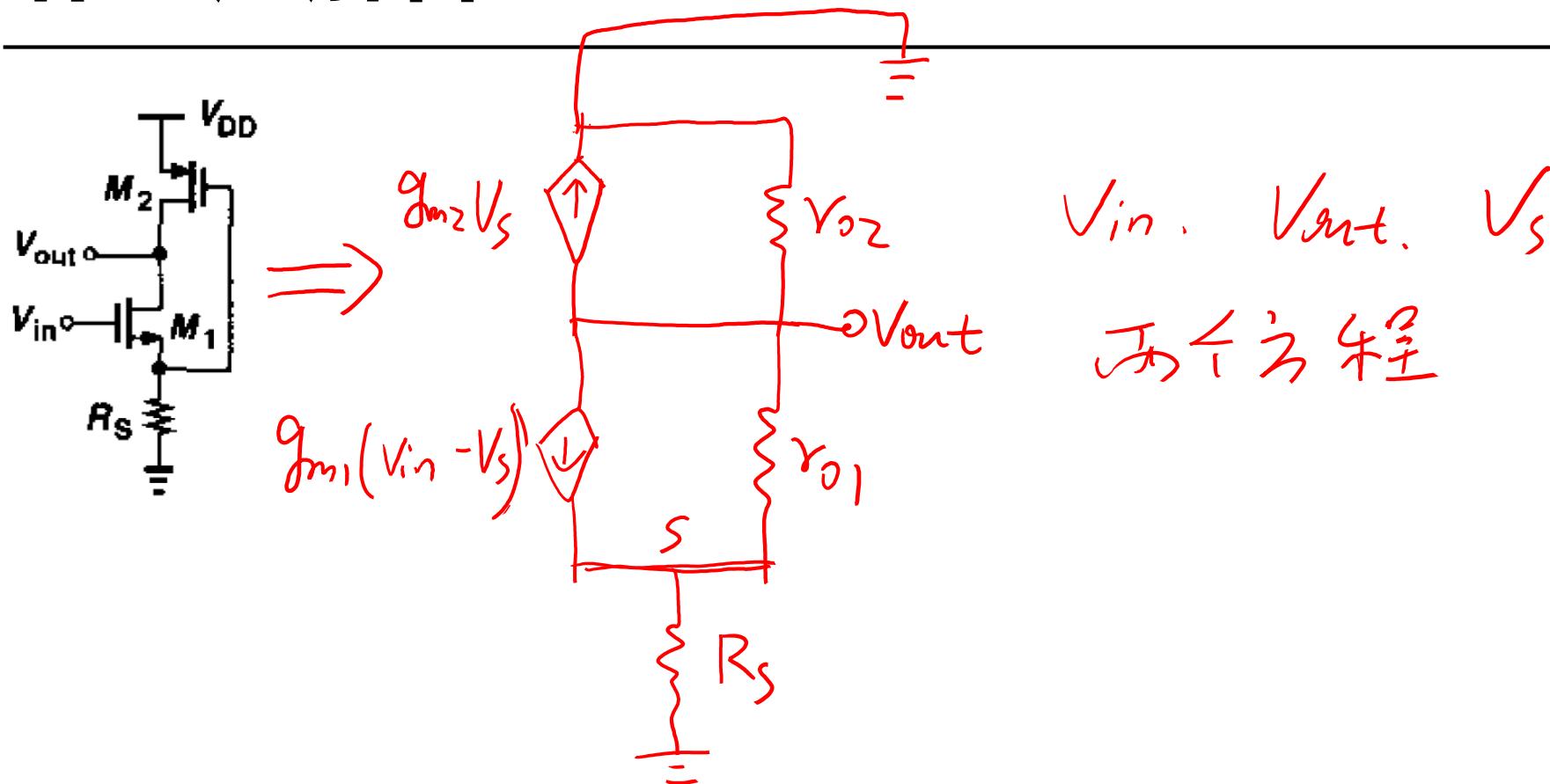
$$\textcircled{1} \quad R_{\text{eq}} = \frac{r_{o2} + R_D}{1 + g_{m2} r_{o2}}, \quad V_{\text{out}} = V_x - V_{RD}$$

$$\textcircled{2} \quad V_{\text{out}} = \frac{R_{\text{eq}} - R_D}{R_{\text{eq}}} \cdot V_x$$

$$\textcircled{3} \quad V_x = -g_{m1} (r_{o1} \parallel R_{\text{eq}}) V_{\text{in}}$$



》》作业题解答



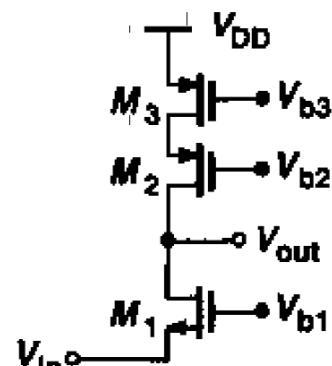
$$\left\{ \begin{array}{l} g_{m2}V_s + \frac{V_{out}}{r_{o2}} = \frac{-V_s}{R_s} \\ g_{m1}(V_{in} - V_s) + \frac{V_{out} - V_s}{r_{o1}} = \frac{V_s}{R_s} \end{array} \right. \Rightarrow A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$



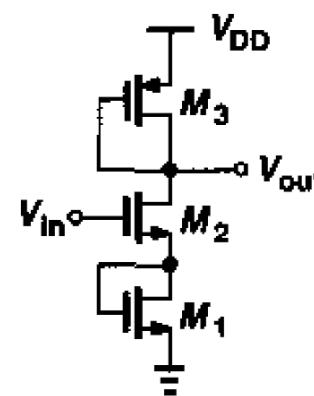
》》作业题解答

3.21 假定图 3.73 所示各电路中的 MOS 管都工作在饱和区, 计算每个电路的小信号电压增益 ($\lambda \neq 0, \gamma = 0$)。

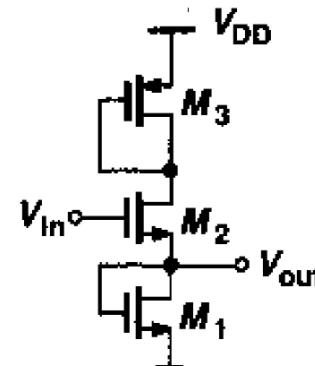
$$Y_s \neq \infty \quad g_{mb} = 0$$



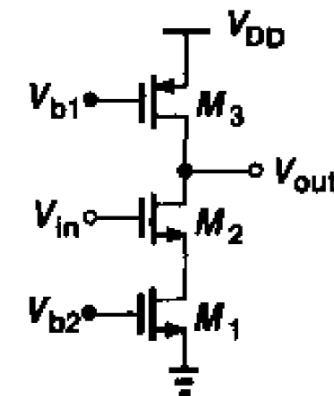
(a)



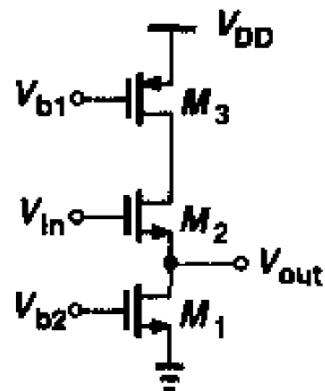
(b)



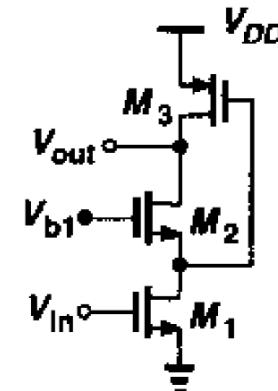
(c)



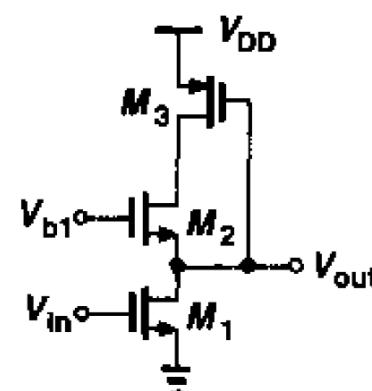
(d)



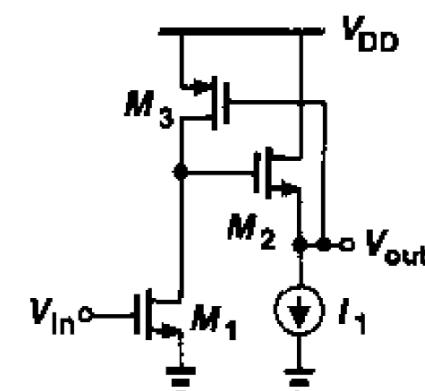
(e)



(f)



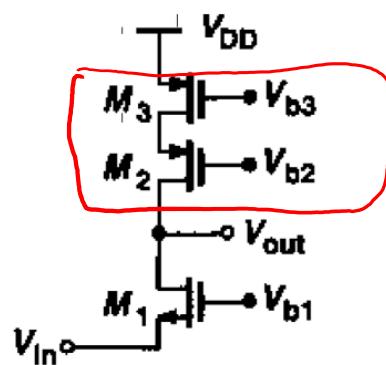
(g)



(h)

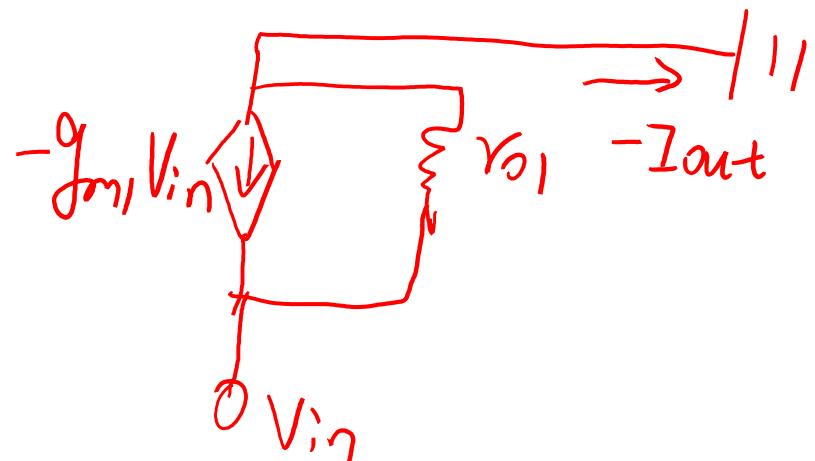
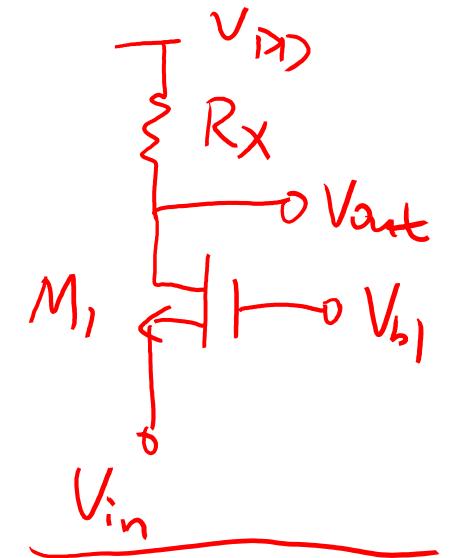


》》作业题解答



$$\Rightarrow R_X = \gamma_{\text{D}2} + \gamma_{\text{D}3} (1 + g_{m2} \gamma_{\text{D}2})$$

反馈放大原理



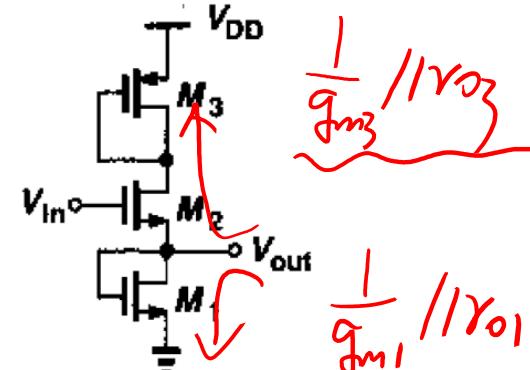
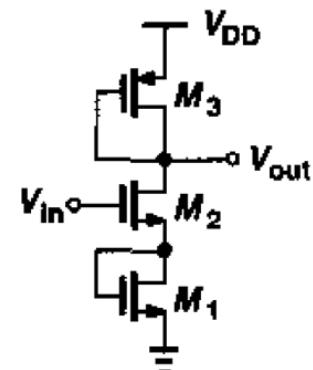
Rout 看出来

$$R_{\text{out}} = r_{\text{D}1} // R_X$$

$$-I_{\text{out}} = g_{m1} V_{in} + \frac{V_{in}}{r_{\text{D}1}} \Rightarrow G_m = \frac{I_{\text{out}}}{V_{in}} = -g_{m1} - \frac{1}{r_{\text{D}1}}$$

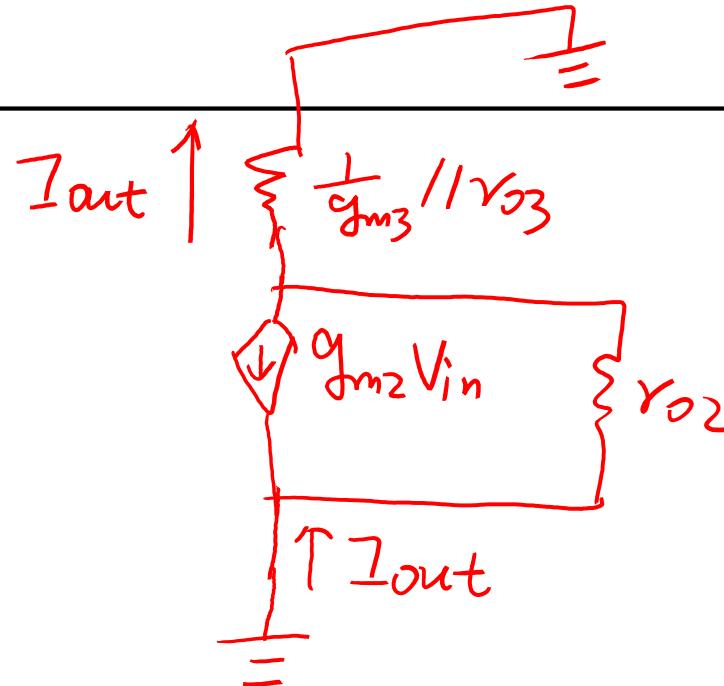


》》作业题解答



先求这题

$$A_h = -G_m \cdot R_{out}$$



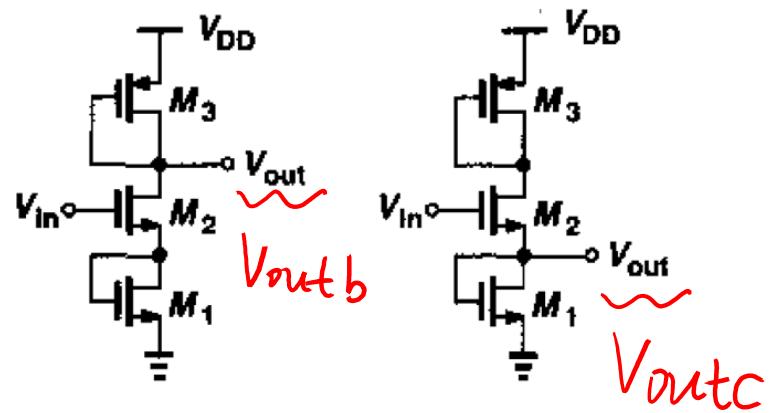
电阻分流 $I_{out} = -g_{m2}V_{in} \frac{Y_2}{Y_2 + \frac{1}{g_{m3}} // Y_{o3}}$

$G_m = I_{out} / V_{in}$ 解得

R_{out} 看出 $\left\{ \begin{array}{l} \text{往上. 阻抗变换} \quad \frac{Y_2 + \frac{1}{g_{m3}} // Y_{o3}}{1 + g_{m2}Y_{o2}} \\ \text{往下看} \quad \frac{1}{g_{m1}} // Y_{o1} \end{array} \right.$



》》作业题解答



上题已解得 V_{outc}

∴ 流过 M₁ 的信号电流为

$$\frac{V_{outc}}{\frac{1}{g_{m1}} \parallel Y_O} = I_1$$

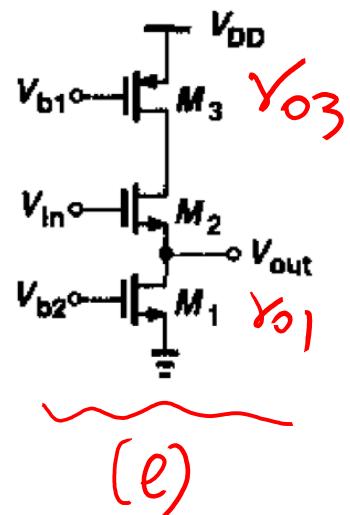
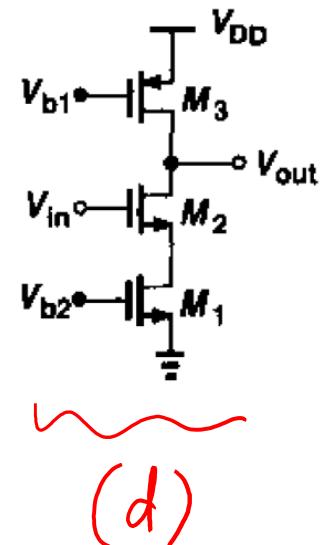
这股电流及方向流过 M₃

$$\therefore V_{outb} = -I_1 \cdot \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel Y_O \right)$$

$$V_{outb} \sim V_{outc} \sim V_{in}$$



》》作业题解答

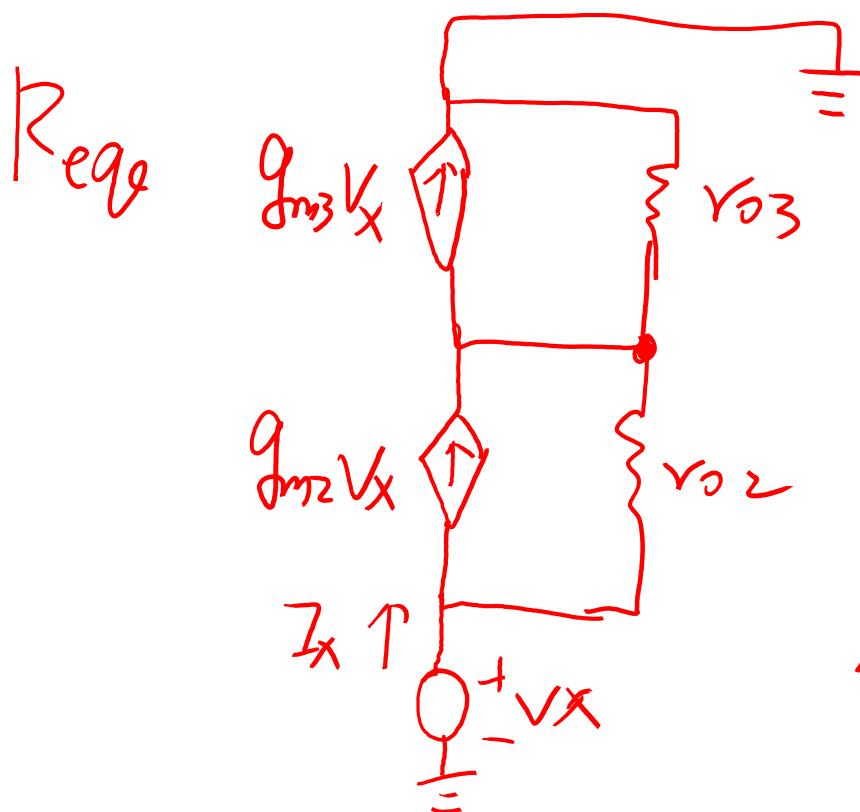
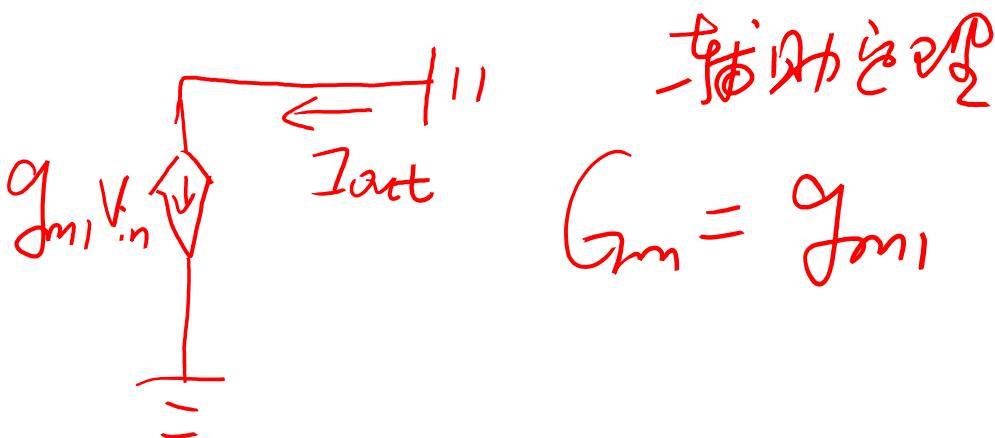
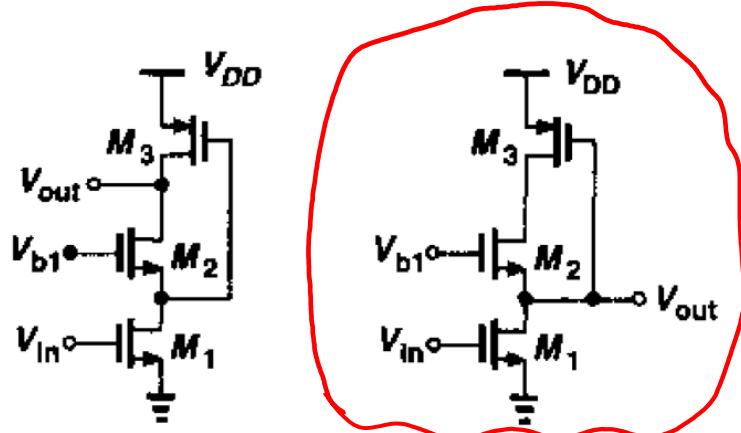


$$A_{ve} = \frac{g_{m2} Y_{O2} Y_{O1}}{Y_{O2} + Y_{O3} + Y_{O1}(1 + g_{m2} Y_{O2})}$$

$$A_{vd} = - \frac{g_{m2} Y_{O2} Y_{O3}}{Y_{O2} + Y_{O3} + Y_{O1}(1 + g_{m2} Y_{O2})}$$



》》作业题解答



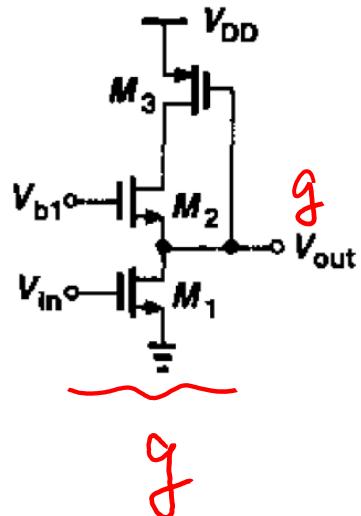
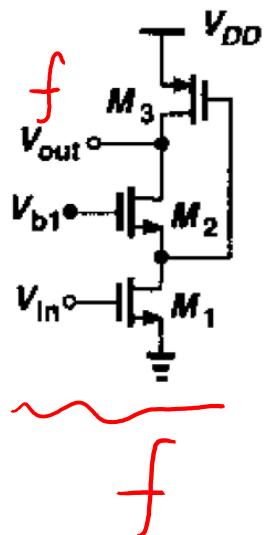
$$R_{eq1} = \frac{r_{o2} + r_{o3}}{1 + g_{m2}r_{o2} + g_{m3}r_{o3}}$$

$$R_{out} = R_{eq1} // r_{o1}$$

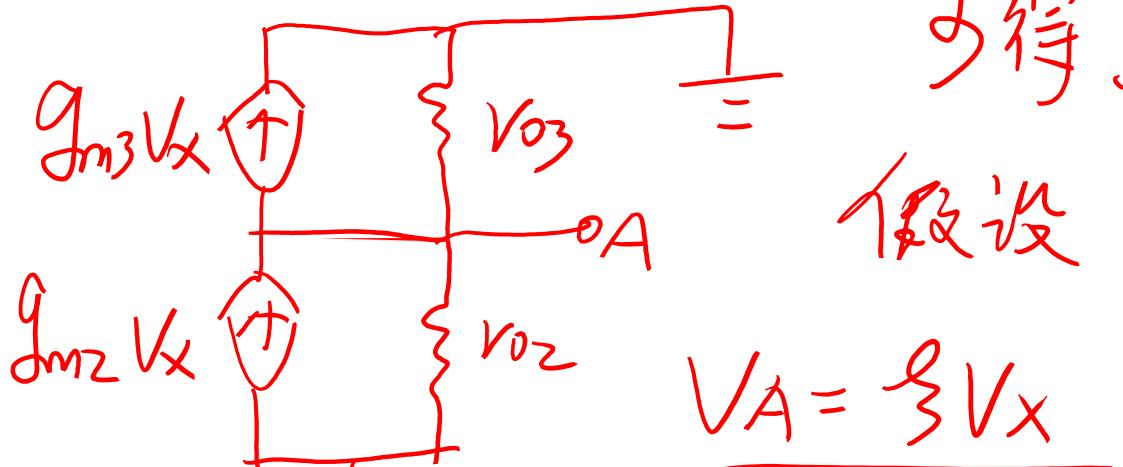
$$A_V = -G_m \cdot R_{out}$$



》》作业题解答



上页求 R_{o3} 过程中, V_x 与 V_A 关系
可得,

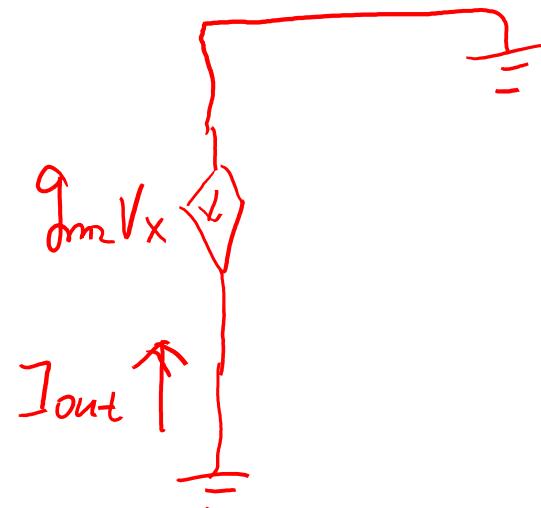
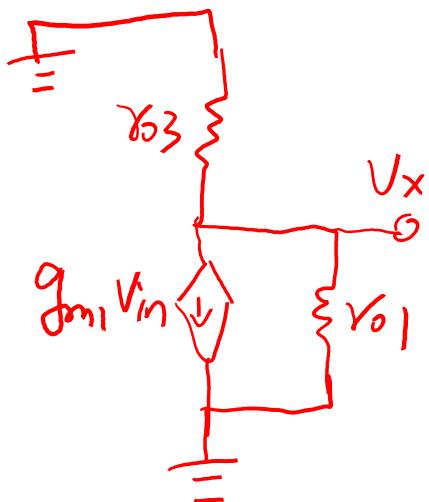
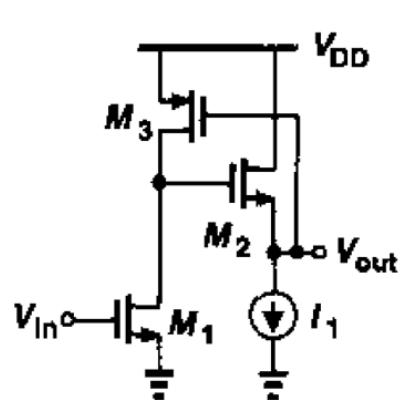


$$\begin{aligned}
 A_{vf} &= \frac{V_{outf}}{V_{in}} = \frac{V_{outf}}{V_{outg}} \cdot \frac{V_{outg}}{V_{in}} \\
 &= \frac{V_A}{V_x} \cdot A_{vg} = \frac{3}{2} \cdot A_{vg}
 \end{aligned}$$



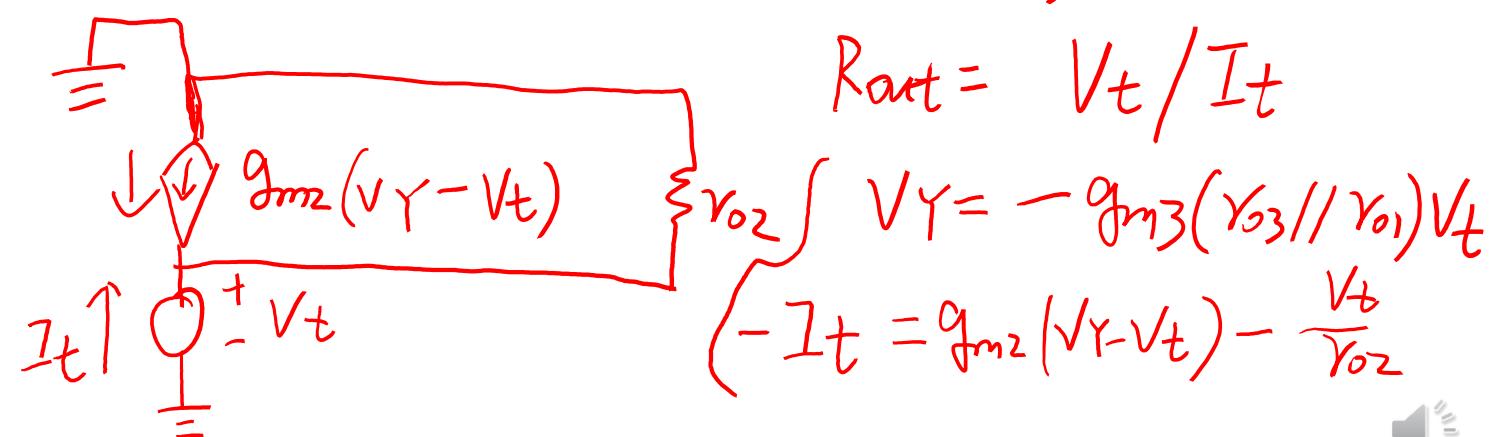
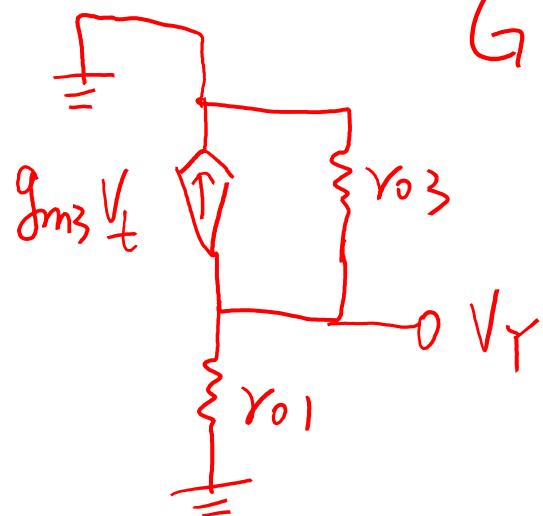
作业题解答

辅助定理



$$V_x = -g_{m1} (r_{o1} // r_{o3}) \cdot V_{in}, \quad I_{out} = -g_{m2} V_x$$

$$G_m = I_{out}/V_{in} = g_{m1} g_{m2} (r_{o1} // r_{o3})$$

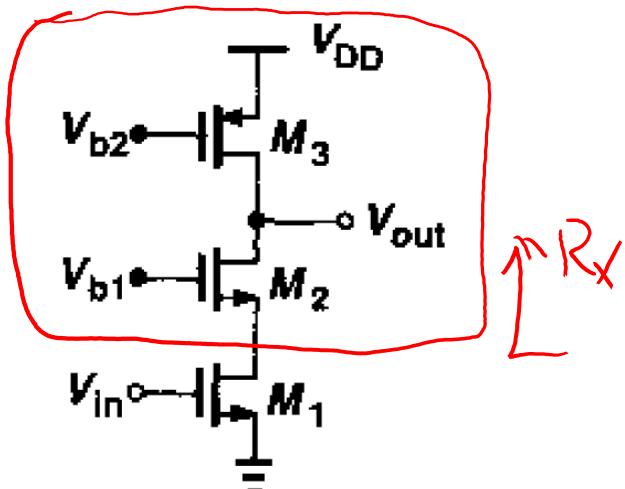


$$R_{out} = V_t / I_t$$

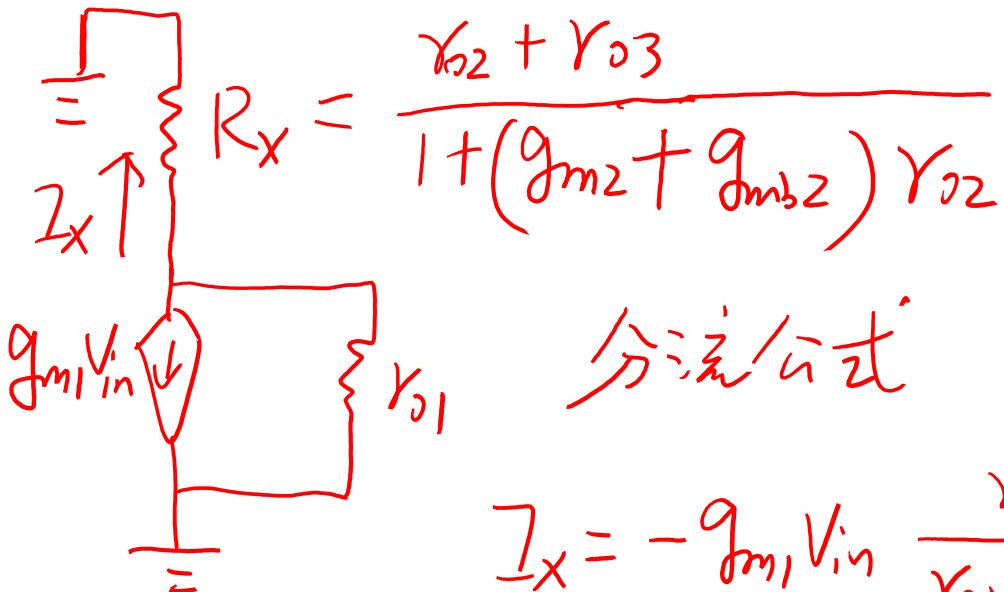
$$\begin{aligned} V_Y &= -g_{m3} (r_{o3} // r_{o1}) V_t \\ -I_t &= g_{m2} (V_Y - V_t) - \frac{V_t}{r_{o2}} \end{aligned}$$



》》作业题解答



(b)



分流公式

$$I_X = -g_{m1}V_{in} \frac{r_{o1}}{r_{o1} + R_X}$$

I_X 全部也流过 M_3 (忽略小信号电阻 r_{o3})

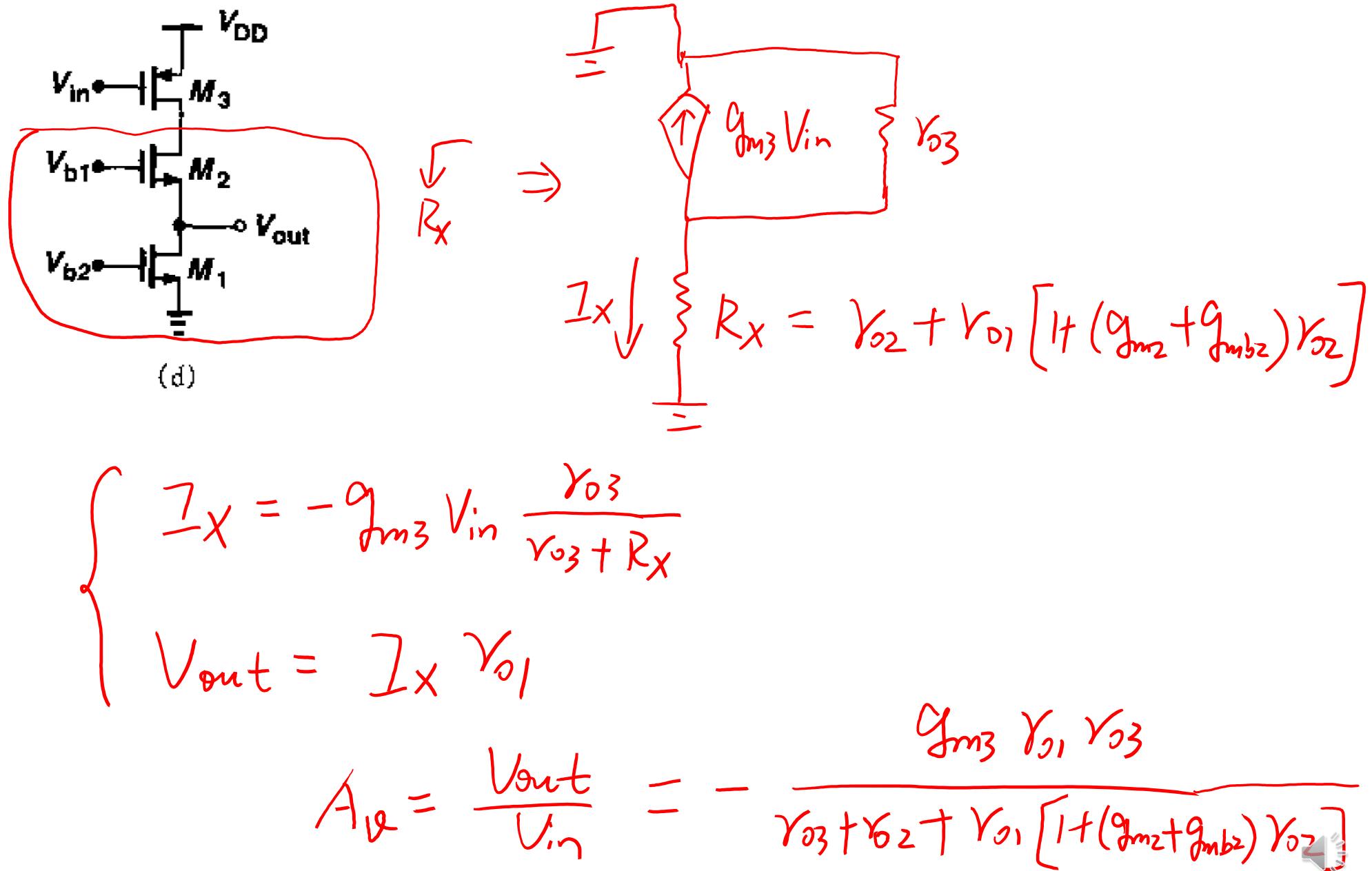
$$V_{out} = I_X \cdot r_{o3}$$

$$A_o = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{g_{m1} r_{o1} r_{o3}}{r_{o1} + \frac{r_{o2} + r_{o3}}{1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2}}}$$



》》作业题解答

与上一页原理-35



第二十章 05 第三次复习与习题课 + 笔迹.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

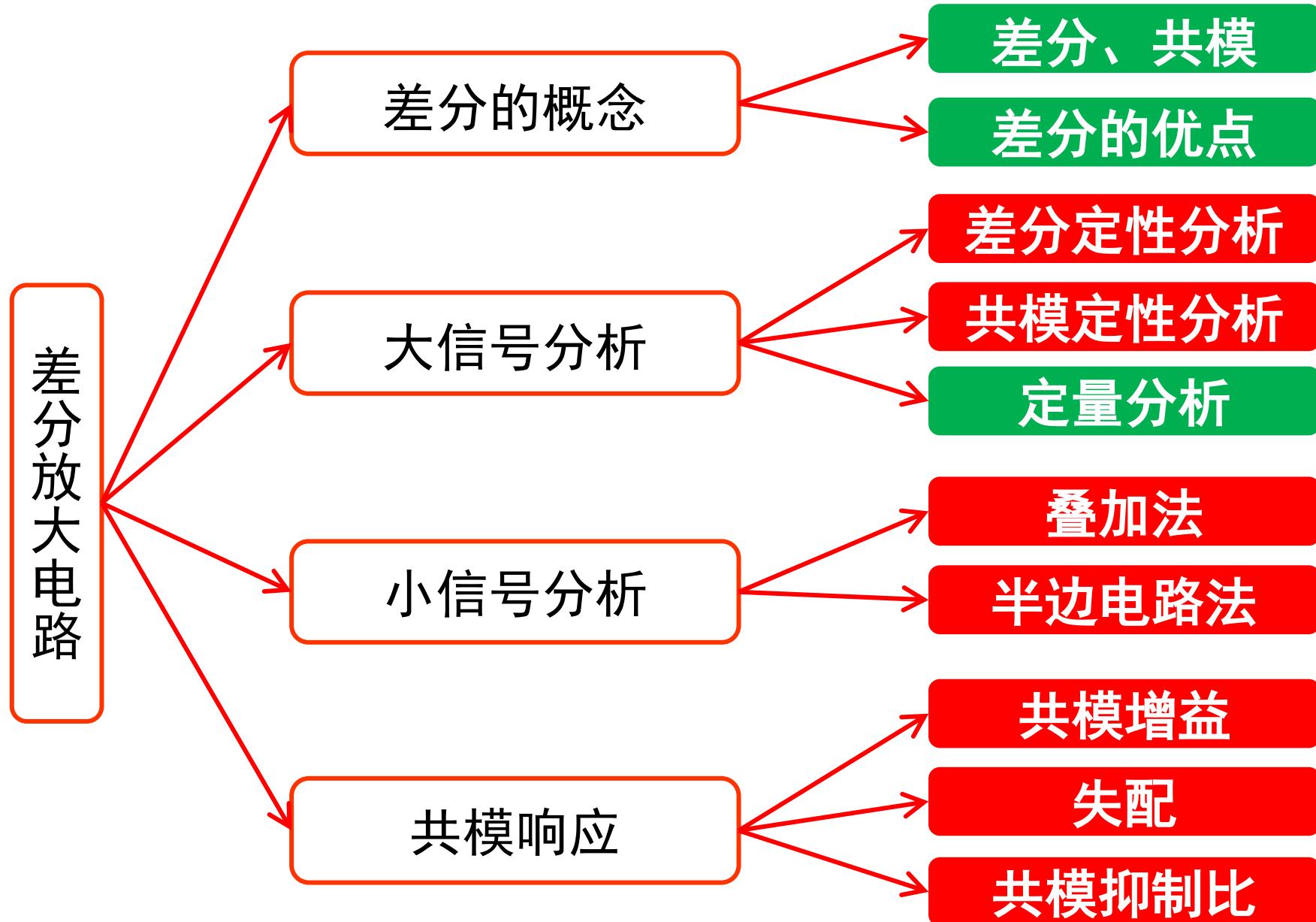
微电子学院

电子电路

阶段复习/习题课-III

王昭昊

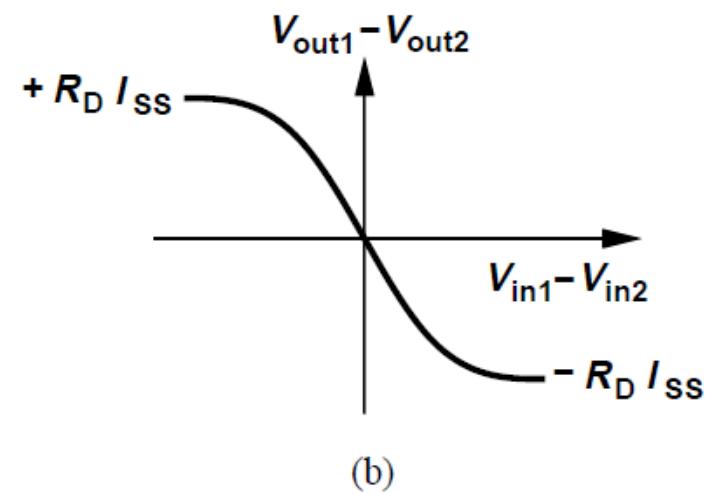
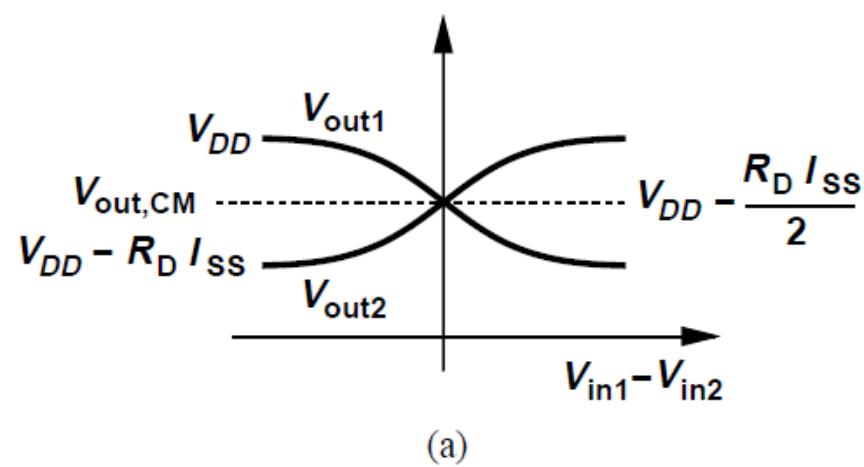
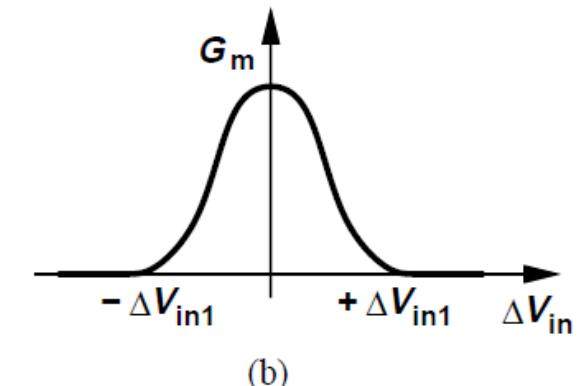
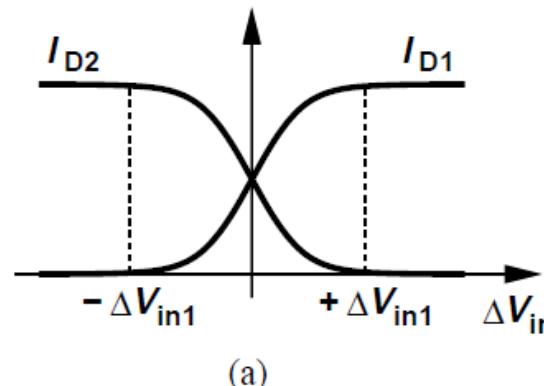
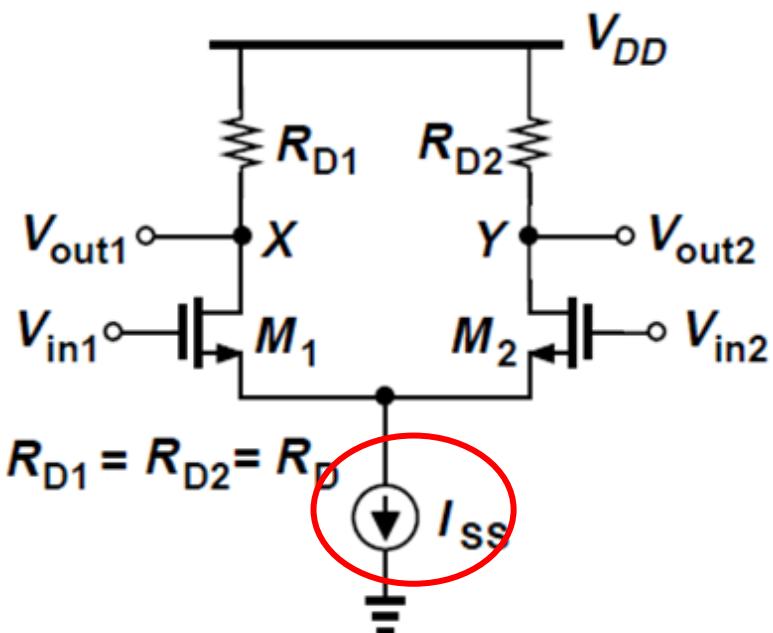
©2020



理解概念

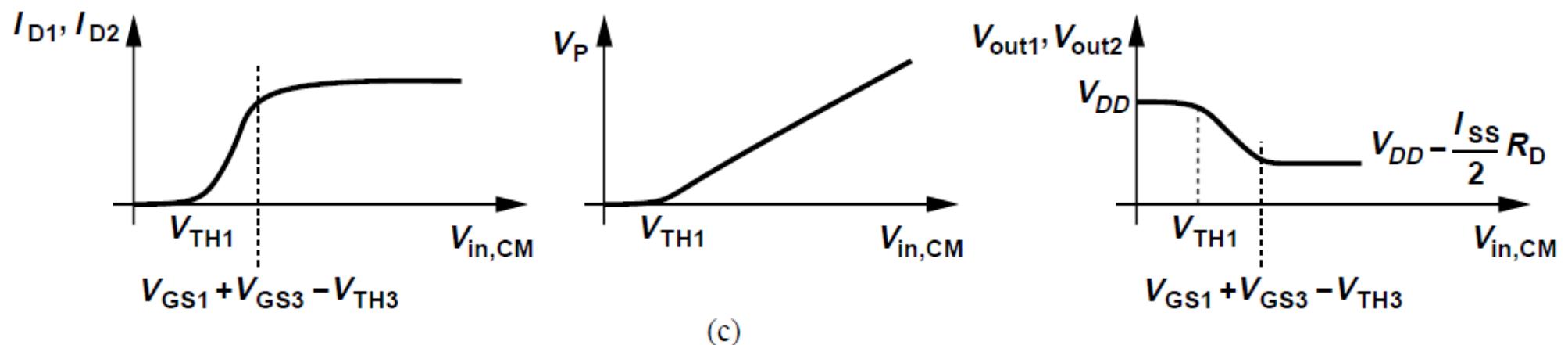
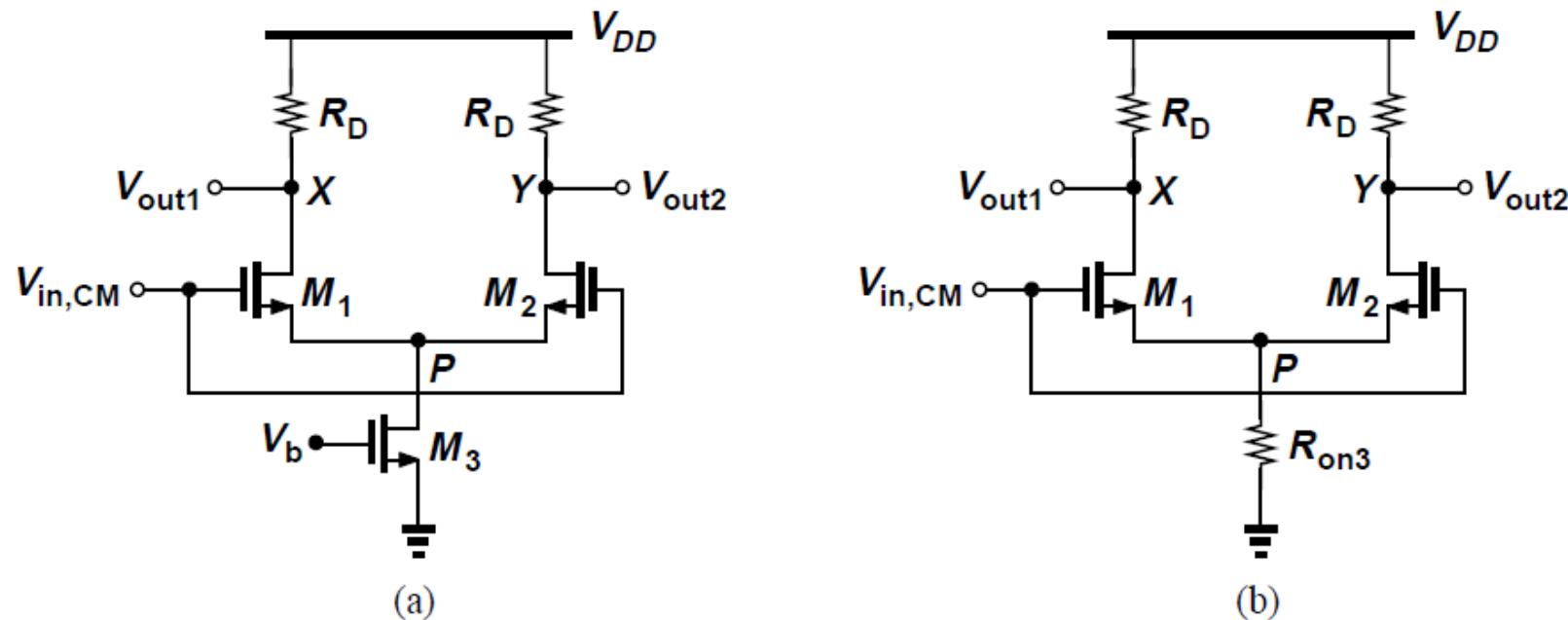
熟练掌握

》》 基本差动对：差动大信号定性分析



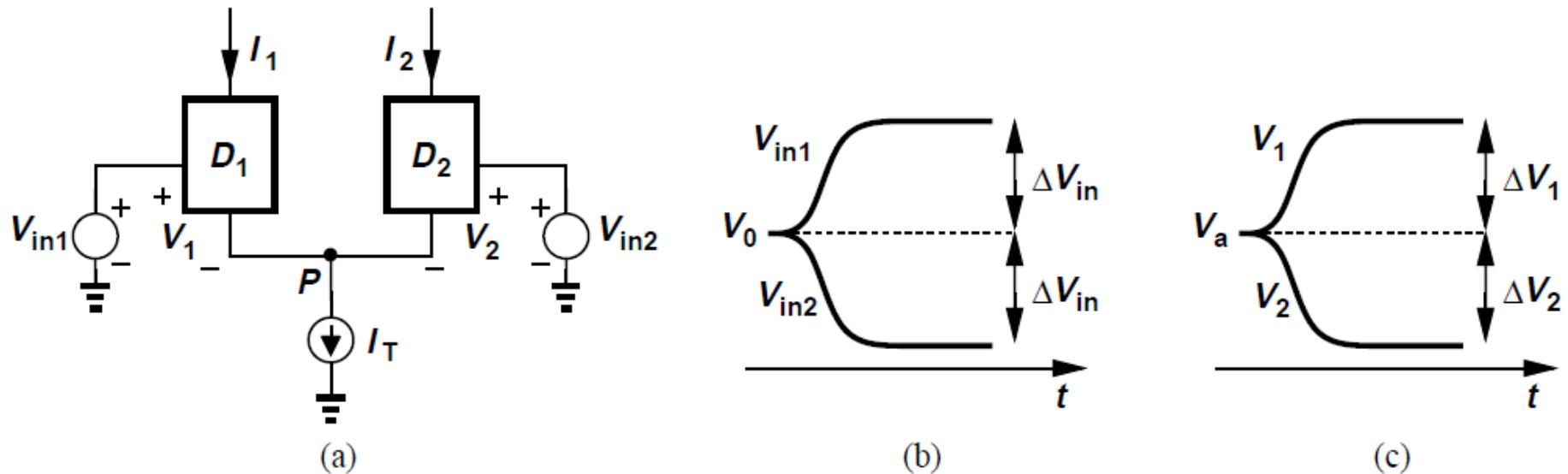
小信号增益在 $V_{in1}=V_{in2}$ 时达到最大。

》》 基本差动对：共模大信号定性分析



应确保： M_1 – M_3 均工作在饱和区。此时增益最大最稳定。

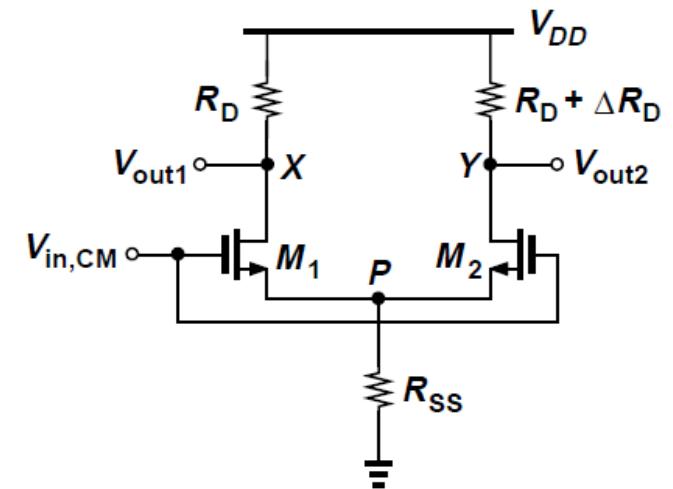
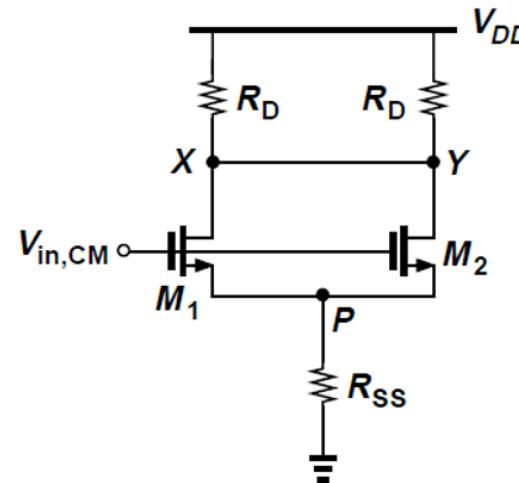
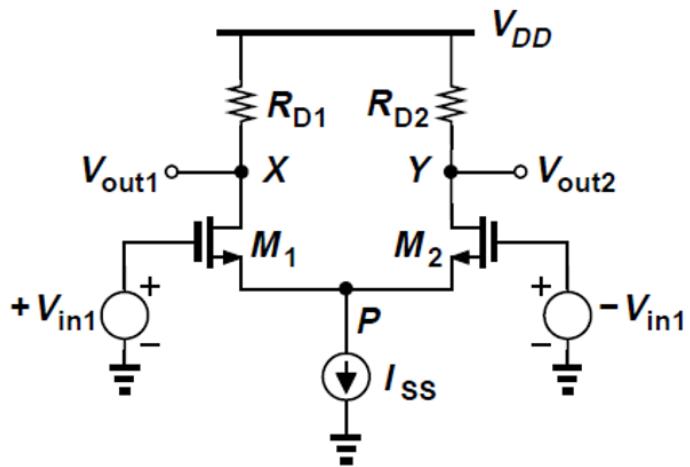
》》 半边电路法



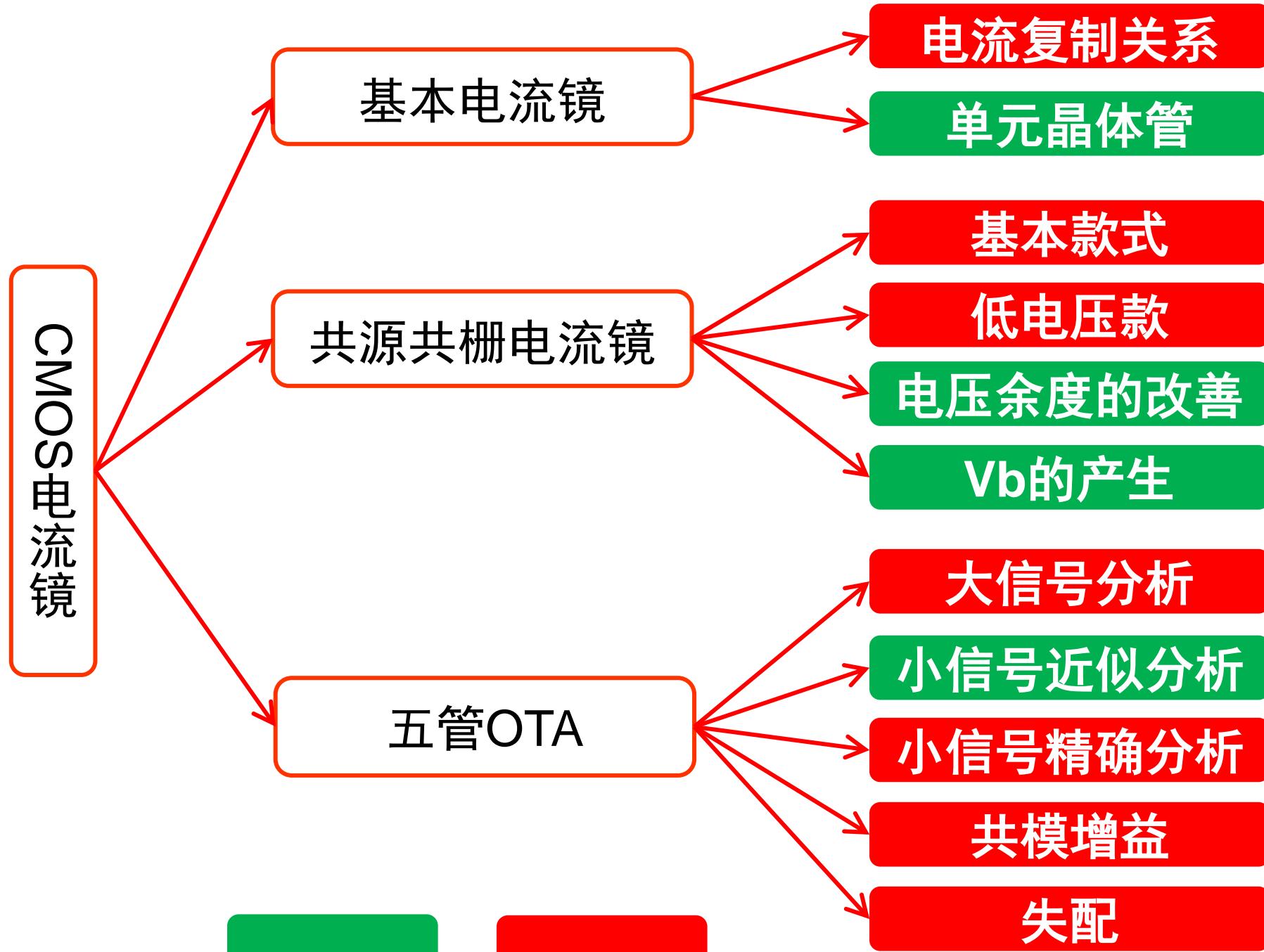
定理: 电路完全对称, D_1 和 D_2 代表任何三端有源器件。假设 V_{in1} 和 V_{in2} 差动变化, 如果电路保持线性, 则 V_p 不变 (虚地或交流接地)。

$$\begin{cases} \Delta I_1 = g_m \Delta V_1 \\ \Delta I_2 = g_m \Delta V_2 \\ \Delta I_1 = -\Delta I_2 \Rightarrow \Delta V_1 = -\Delta V_2 \end{cases} \quad \Delta V_p = 0$$

》》差分放大电路中的几种增益



- 左图，差动输入，差动输出。
- 中图，共模输入，共模输出。（非理想尾电流源引起）。
- 右图，共模输入，差动输出。（失配引起）。



理解概念

熟练掌握

》》 基本电流镜的电流复制

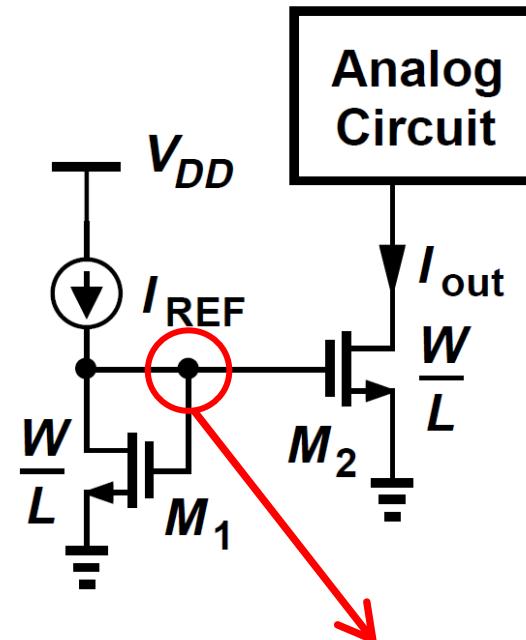
- 忽略沟道长度调制，则有

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF}$$

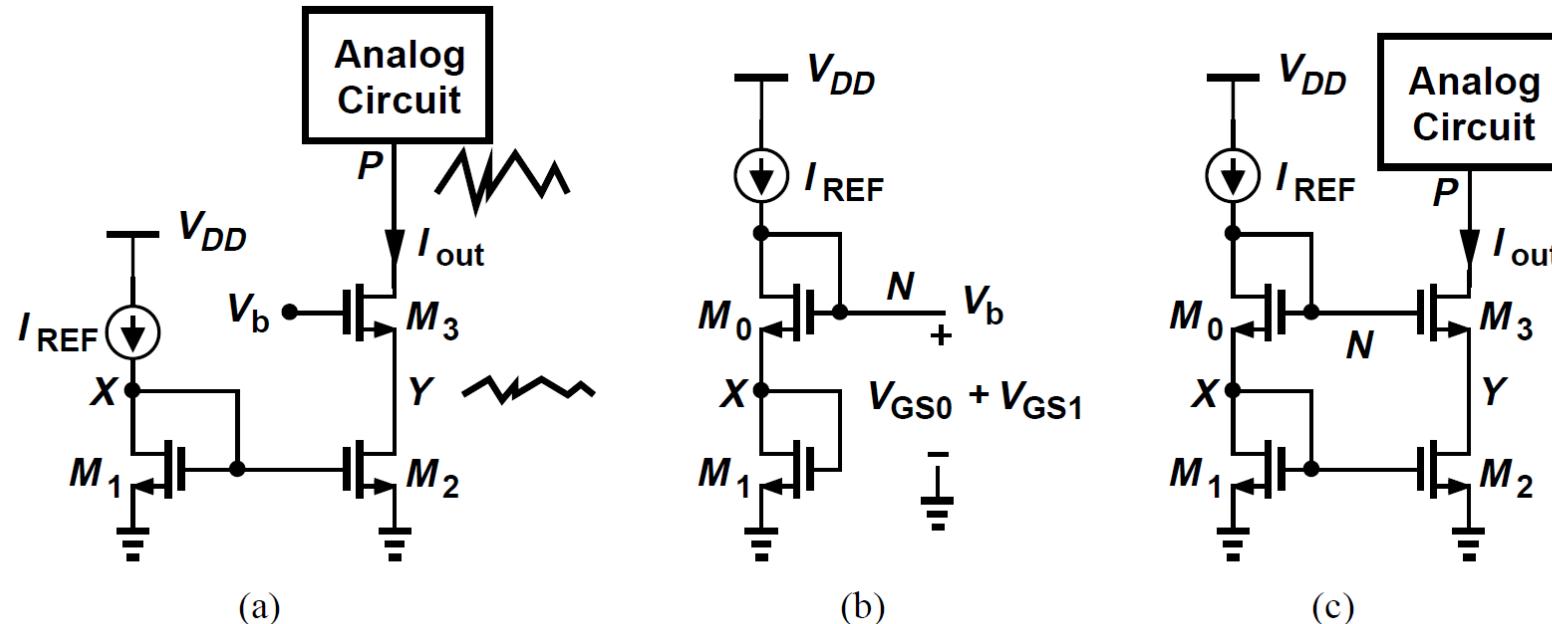
- 允许精确复制电流，不依赖于工艺和温度。



二极管接法，形成因果关系。

电流输入是因，
电压偏置是果！

》》 共源共栅电流镜

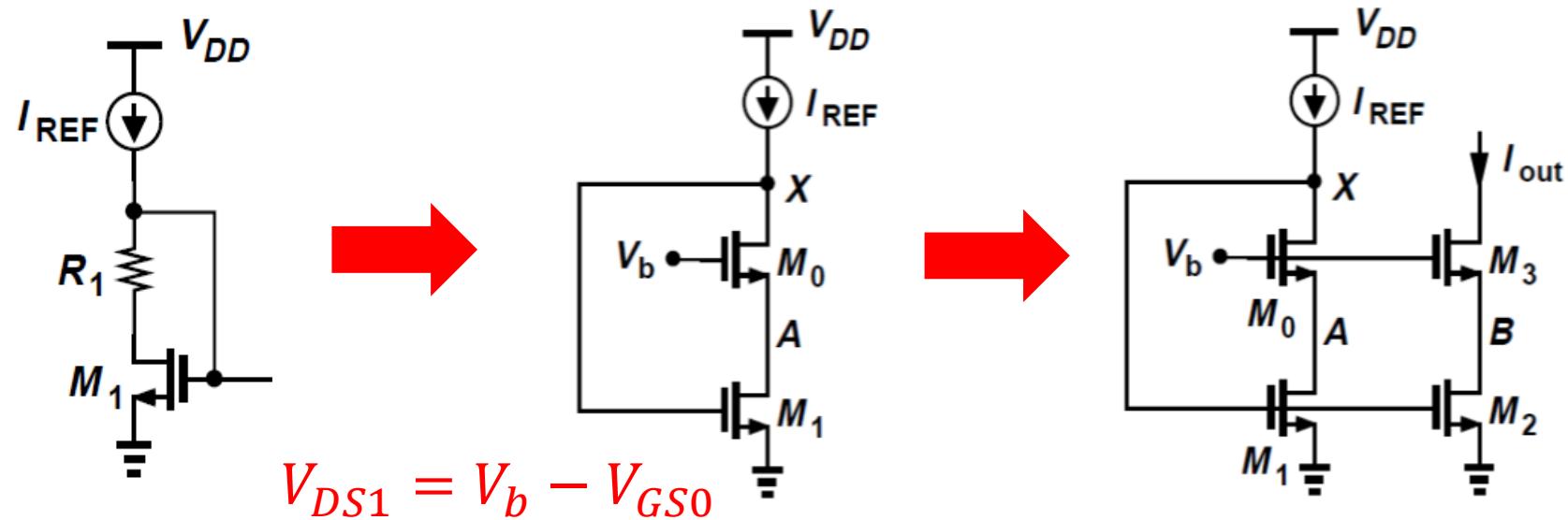


$$V_{GS0} + V_{GS1} = V_{GS3} + V_{DS2}$$

只要使 $V_{GS0} = V_{GS3}$, 则有 $V_{GS1} = V_{DS2} = V_{DS1}$

共源共栅结构的“屏蔽”效应使这一条件容易满足。

» 低压共源共栅电流镜



低压共源共栅结构

$$V_b - V_{TH0} \leq V_X (= V_{GS1}) \Rightarrow V_b \leq V_{GS1} + V_{TH0}$$

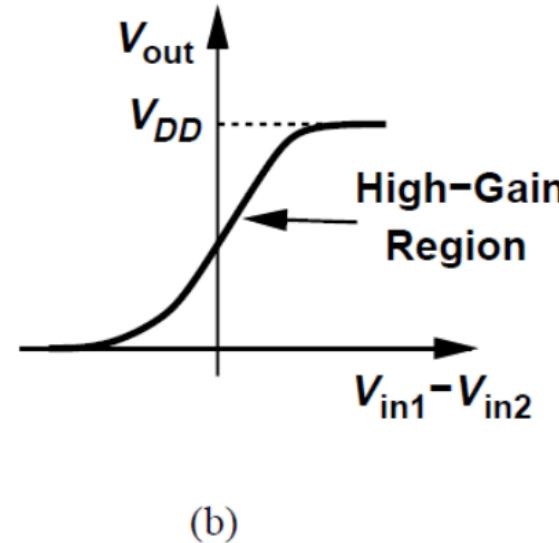
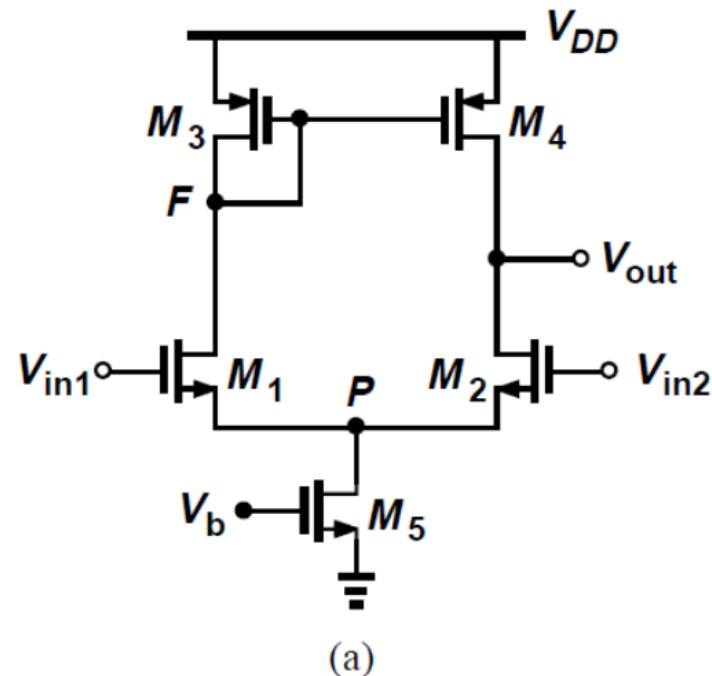
$$V_{GS1} - V_{TH1} \leq V_A (= V_b - V_{GS0}) \Rightarrow V_{GS0} + (V_{GS1} - V_{TH1}) \leq V_b$$

$$V_{GS0} + (V_{GS1} - V_{TH1}) \leq V_b \leq V_{GS1} + V_{TH0}$$

$$V_{GS0} - V_{TH0} < V_{TH1}$$

- 本质：确保 M_0 的过驱动电压远低于 V_{TH1} 。

五管OTA的大信号分析



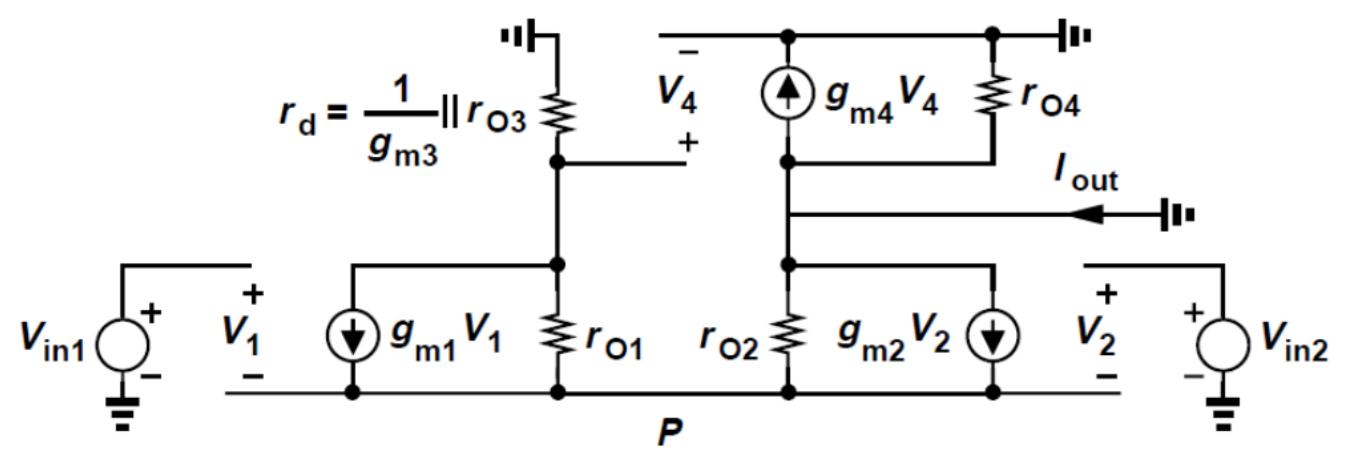
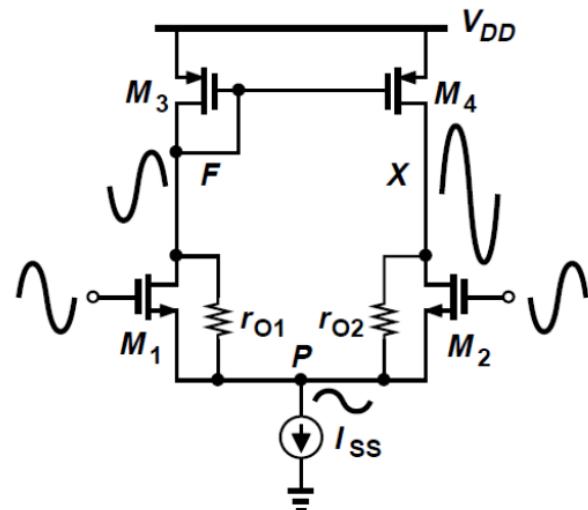
$V_{in1} \ll V_{in2}, M_1 OFF, M_{3,4} OFF, V_F = V_{DD}, V_{GS2} > V_{TH}, V_{out} = V_P = 0$

$V_{in1} \uparrow, until M_1 ON, M_{3,4} ON, I_{D1,D3} \uparrow, V_F \downarrow, I_{D2,D4} \downarrow, V_{out} \uparrow$

$V_{in1} = V_{in2}, V_F = V_{out}$

$V_{in1} \gg V_{in2}, M_2 OFF, M_{3,4} OFF, V_{GS1} > V_{TH}, V_F = V_P = 0, V_{out} = V_{DD}$

五管OTA的小信号分析



辅助定理、叠加法均可精确求解。

$$|A_v| = g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4}) \frac{2g_{m4}r_{o4} + 1}{2(g_{m4}r_{o4} + 1)}$$

近似结果： $|A_v| \approx g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4})$

可视为校正因子

》》作业题解答

4.5 若差动对的输入管为 NMOS, 且 $W/L = 50/0.5$, 尾电流为 1 mA。

(a) 求每个晶体管平衡时的过驱动电压。

(b) 当 $V_{in1} - V_{in2} = 50$ mV 时, 问尾电流在两个支路中如何分配。

(c) 求在此条件下电路的等效跨导。

$$(a) \frac{I_{ss}}{2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

$$V_{GS} - V_{th} = 273.1 \text{ mV}$$

$$(c) G_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = \underbrace{\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}_{\text{[]}} \sqrt{I_{ss}}$$

$$\Delta V_{in} = 0.05 \text{ V}$$

$$G_m (\Delta V_{in} = 0.05 \text{ V}) = 3.6 \text{ mS}$$

$$(b) \left\{ \begin{array}{l} I_{D1} - I_{D2} = \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_{ss} (V_{in1} - V_{in2})} \\ = 0.183 \text{ mA} \end{array} \right.$$

$$I_{D1} + I_{D2} = 1 \text{ mA}$$

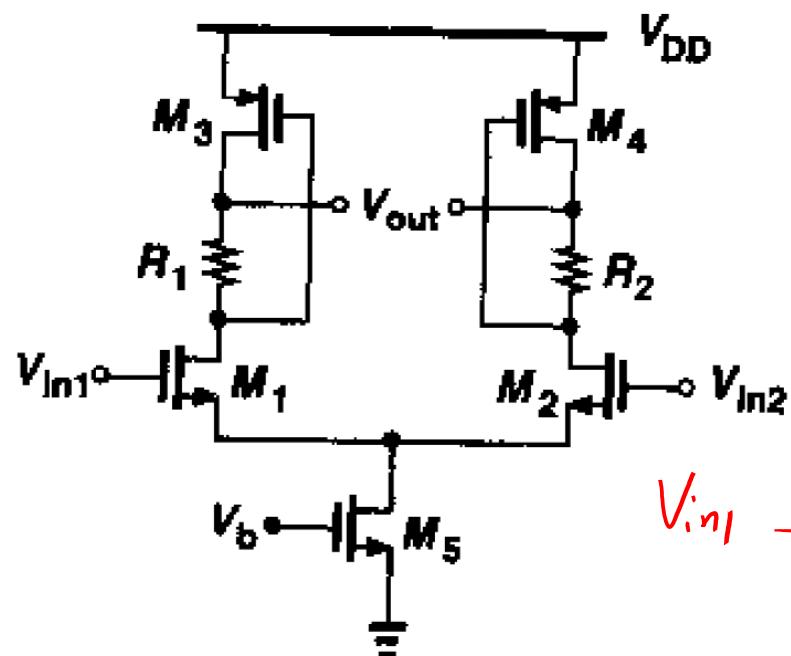
$$I_{D1} = 0.5915 \text{ mA}$$

$$I_{D2} = 0.4085 \text{ mA}$$

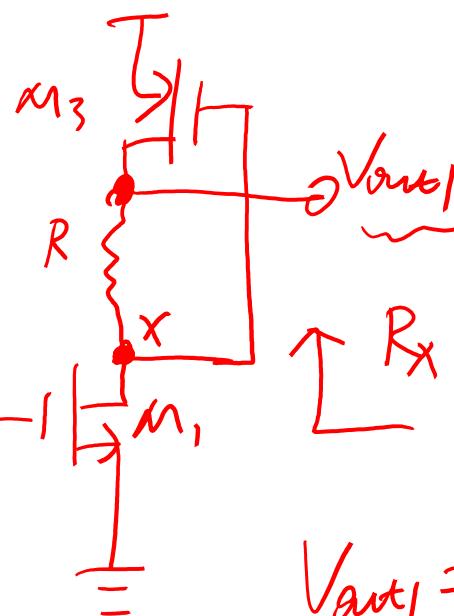


》》作业题解答

4.18 设图 4.38 和图 4.39 电路中,所有晶体管都处于饱和态, $\lambda \neq 0$,计算每个电路的小信号差动电压增益。



半边电路法



$$R_X = \frac{R + r_{o3}}{1 + g_{m3}r_{o3}}$$

$$V_X = -g_{m1}(R_X // r_{o1})V_{in1}$$

$$V_{out1} = \frac{R_X - R}{R_X} V_X$$

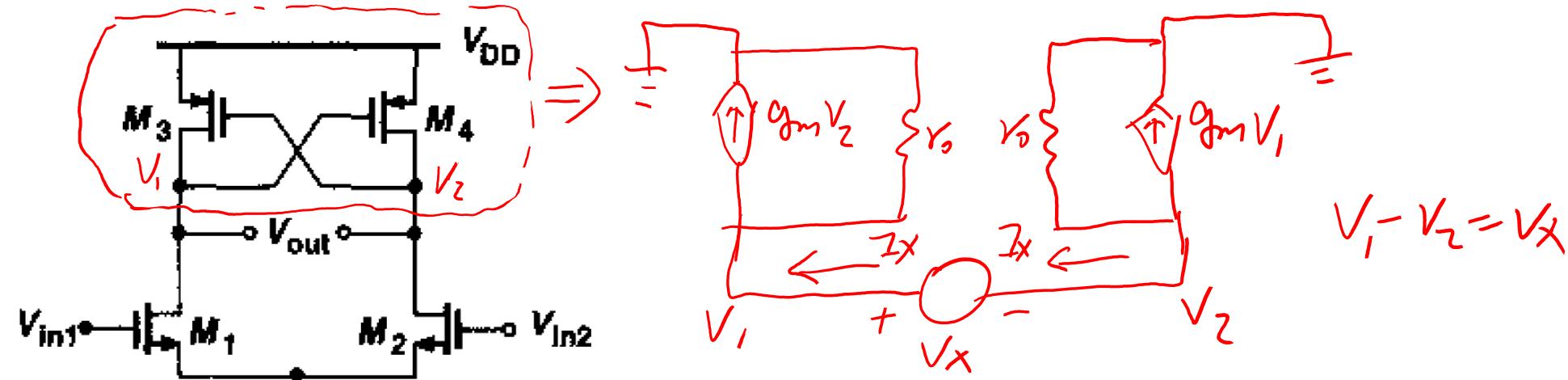
$$V_{out1} = -g_{m1}r_{o1}r_{o3} \frac{(1 - g_{m3}R)V_{in1}}{r_{o1} + r_{o3} + R + g_{m3}r_{o1}r_{o3}}$$

同理. V_{out2} 可得

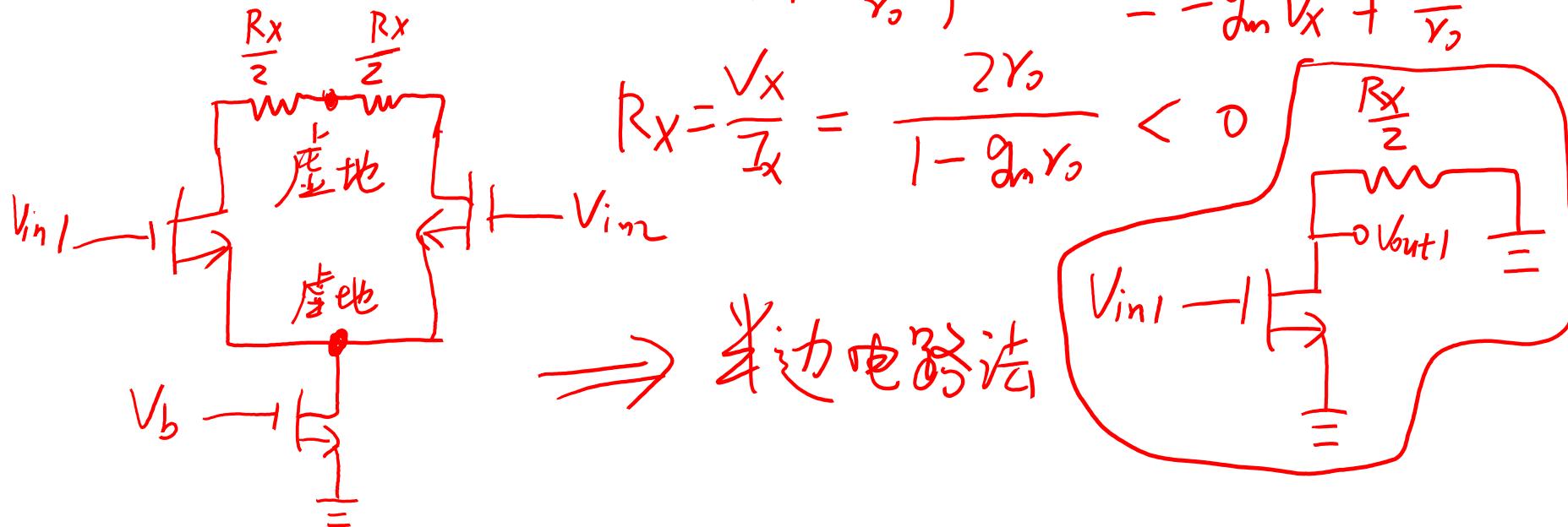
$$A_{d2} = \frac{V_{out1} - V_{out2}}{V_{in1} - V_{in2}} \quad | \quad V_{in1} = -V_{in2}$$



》》作业题解答

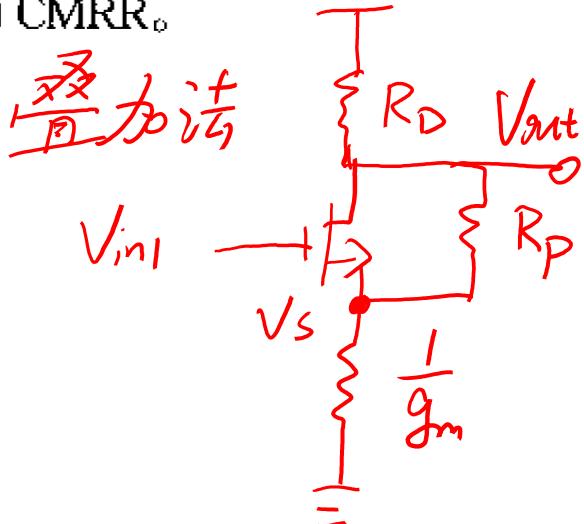
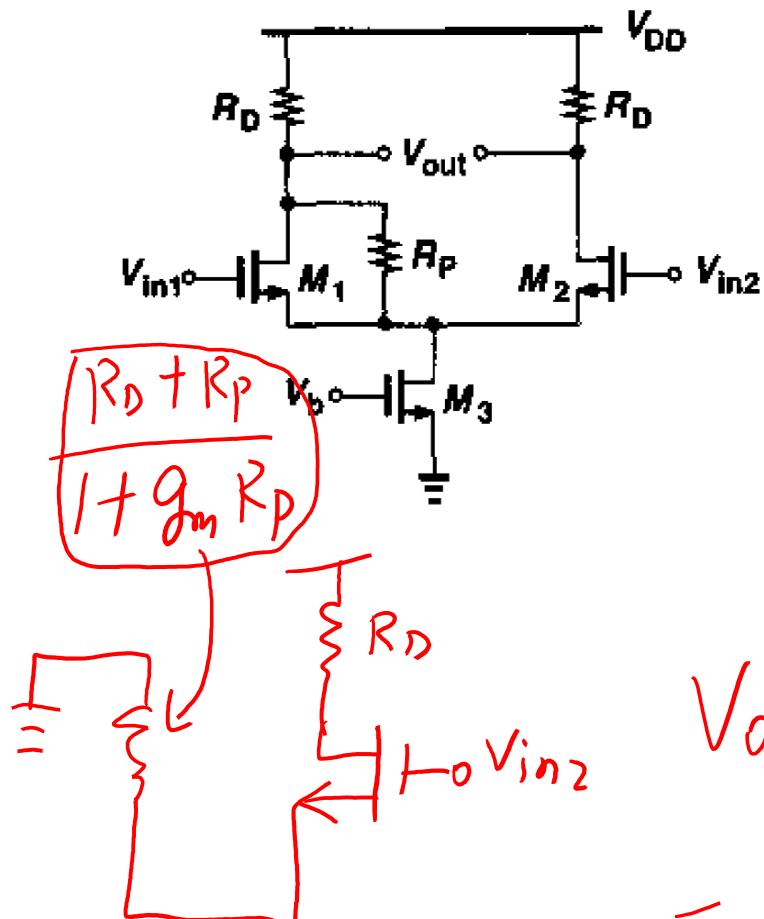


$$\begin{aligned} I_x &= g_m V_2 + \frac{V_1}{r_o} \\ -I_x &= g_m V_1 + \frac{V_2}{r_o} \end{aligned} \quad \left\{ \Rightarrow 2I_x = g_m (V_2 - V_1) + \frac{V_1 - V_2}{r_o} \right. \\ &= -g_m V_x + \frac{V_x}{r_o} \end{math>$$



》》作业题解答

4.22 由于工艺加工缺陷,在图 4.43 中 M_1 管的漏端和源端之间会出现很大的寄生电阻。设 $\lambda = \gamma = 0$, 计算小信号增益和 CMRR。



$$V_S = \frac{g_m R_P V_{in1}}{1 + g_m R_D + 2g_m R_P}$$

$$V_{out2} = \frac{V_S}{1/g_m} R_D$$

$$V_{out1} = -V_{out2}$$

$$|V_{out1} - V_{out2}| \text{ due to } V_{in1} = -2g_m^2 R_D \frac{R_P V_{in1}}{1 + g_m R_D + 2g_m R_P}$$

$$|V_{out1} - V_{out2}| \text{ due to } V_{in2} = \frac{2g_m R_D (1 + g_m R_P) V_{in2}}{1 + g_m R_D + 2g_m R_P}$$

差接, 令 $V_{in2} = -V_{in1}$
共接, 令 $V_{in2} = V_{in1}$

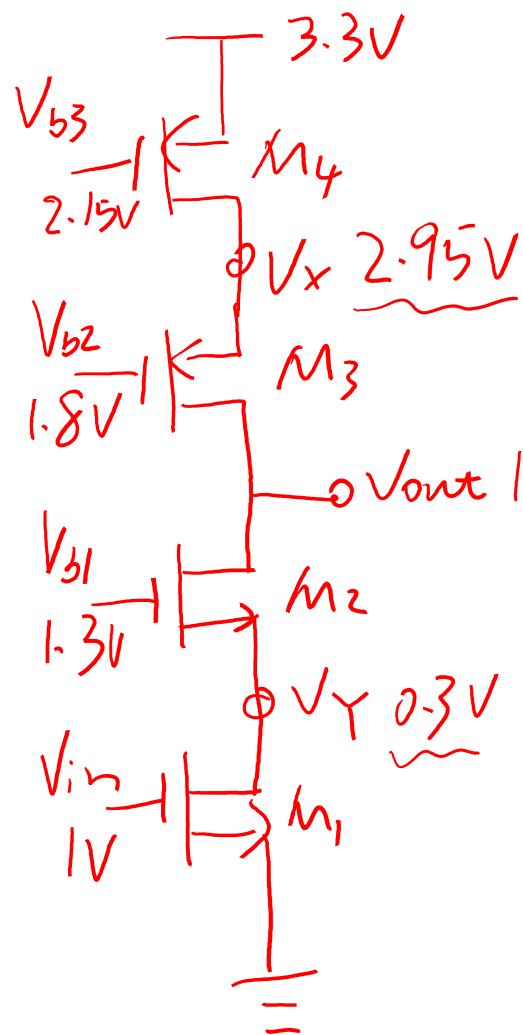
$$CMRR = \frac{1 + 2g_m R_P}{2}$$



》》》 仿真作业解答

$$\frac{1}{2}(g_m v_0)^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{2I_D}{V_{DSat}} \cdot \frac{1}{\lambda I_D} \right)^2 > 1000 \quad (\text{实际}) \\ (\lambda_n \neq \lambda_p)$$

● 设计共源共栅放大器，放大倍数在1000倍以上。



$$V_{DSat} = V_{GS} - V_{T4} < 400mV$$

$$|V_{GSP} - V_{TUP}| = 350mV$$

$$|V_{GSN} - V_{TUN}| = 300mV$$

$$V_{out}(\text{直流电平}) = 1.6V$$

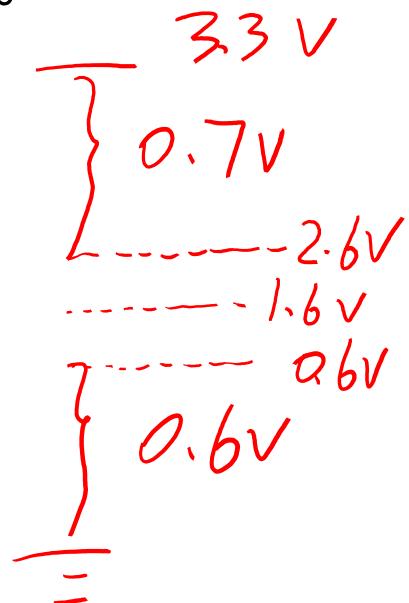
For M₁:

$$I_D = 0.5mA = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{TnN})^2 (1 + \lambda_n V_Y)$$

$$V_{in} = |V_{GSN} - V_{TUN}| + V_{MN} = 1V, \quad V_Y = V_{DSat} = 300mV$$

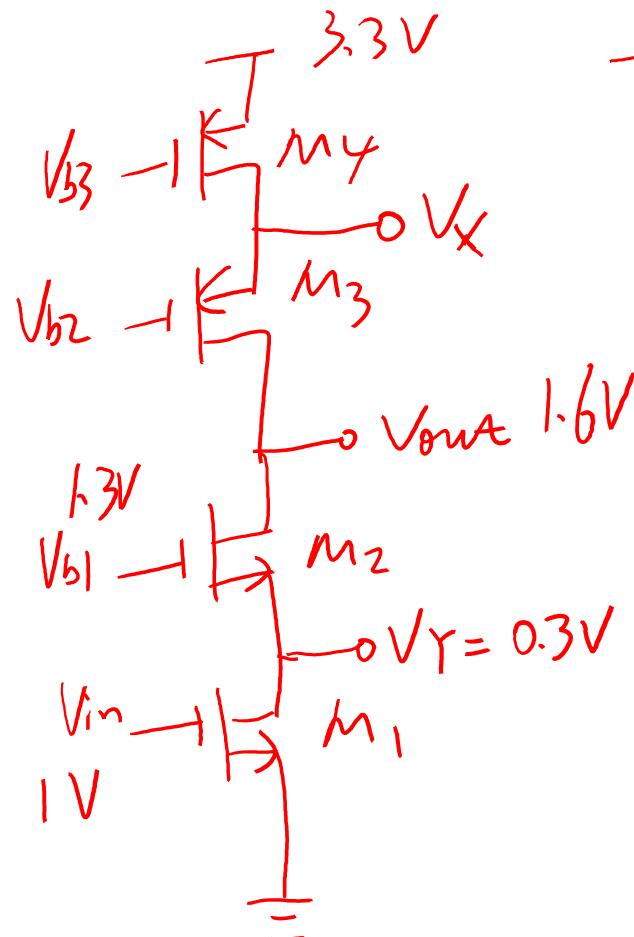
$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = 80.5, \quad \text{饱和区边缘} \quad (\text{忽略体效应})$$

$$\text{依次类推 } \left(\frac{W}{L}\right)_2 = 73.4, \quad \left(\frac{W}{L}\right)_3 = 167.8, \quad \left(\frac{W}{L}\right)_4 = 199.2$$



》》》 仿真作业解答

考虑体效应 (M_2, M_3)



一种思路: $V_{b1} \sim b_3$, V_{out} 直流电平不变

调整 $(\frac{W}{L})_2$, $(\frac{W}{L})_3$, 使 I_D 及 ΔV_{TH}

For M_2 :

$$V_{Thn} = \underbrace{V_{Th0}}_{0.7V} + \gamma \left(\sqrt{|2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right)$$

$$V_{Thn} = 0.766V$$

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} (\frac{W}{L})_2 (V_{b1} - V_T - V_{Thn})^2 [1 + \lambda_n (V_{out} - V_T)] \\ &= 0.5mA \Rightarrow (\frac{W}{L})_2 = 120.65 \end{aligned}$$

同理 $(\frac{W}{L})_3 = 264.46$

注: 可以调 V_Y , V_X , 使 M_1
与 M_4 不工作于饱和区边缘
代价: 压缩摆幅空间



第二十一章 06 第四次复习与习题课 + 笔迹.pdf



北京航空航天大學
BEIHANG UNIVERSITY

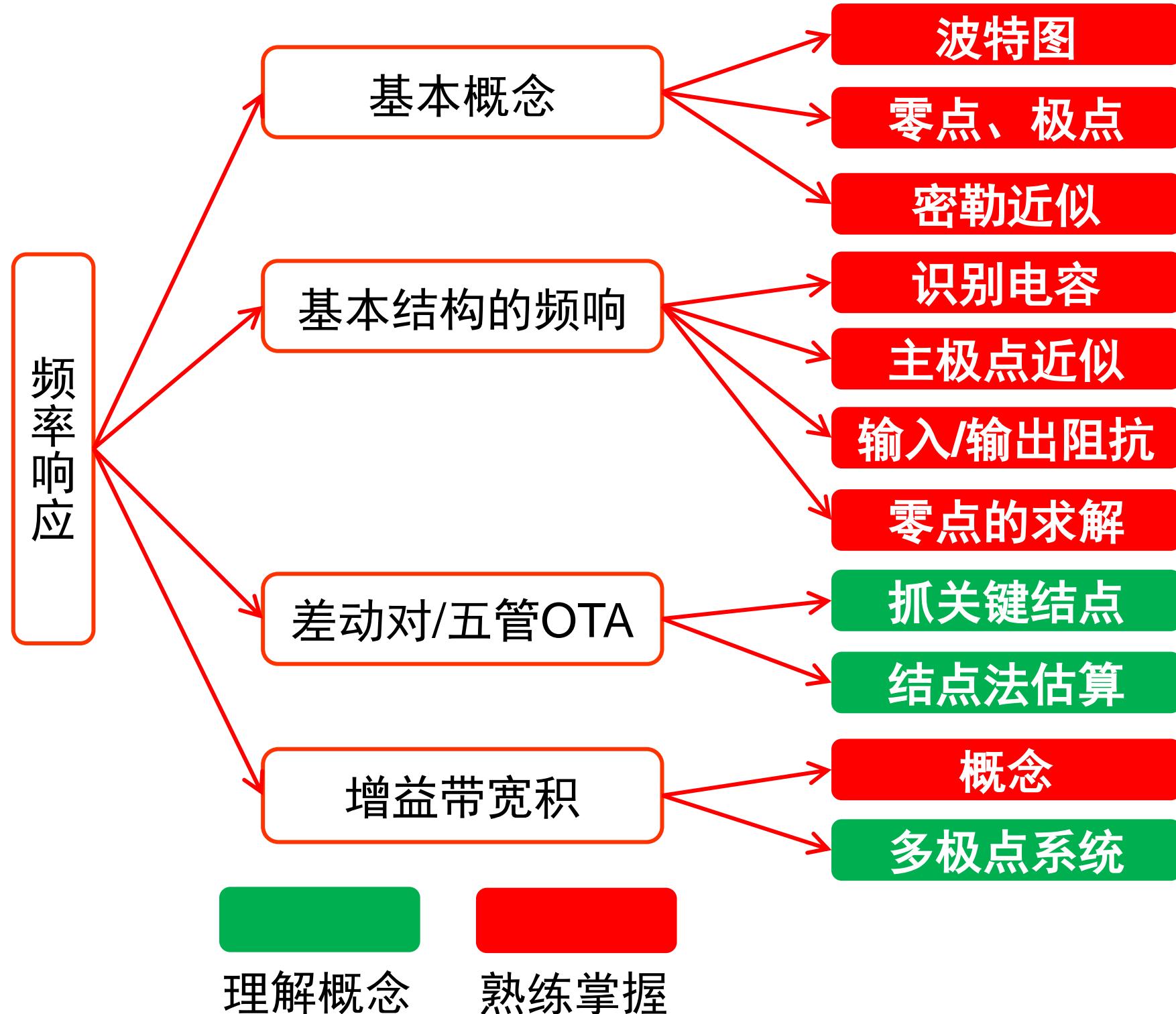
微电子学院

电子电路

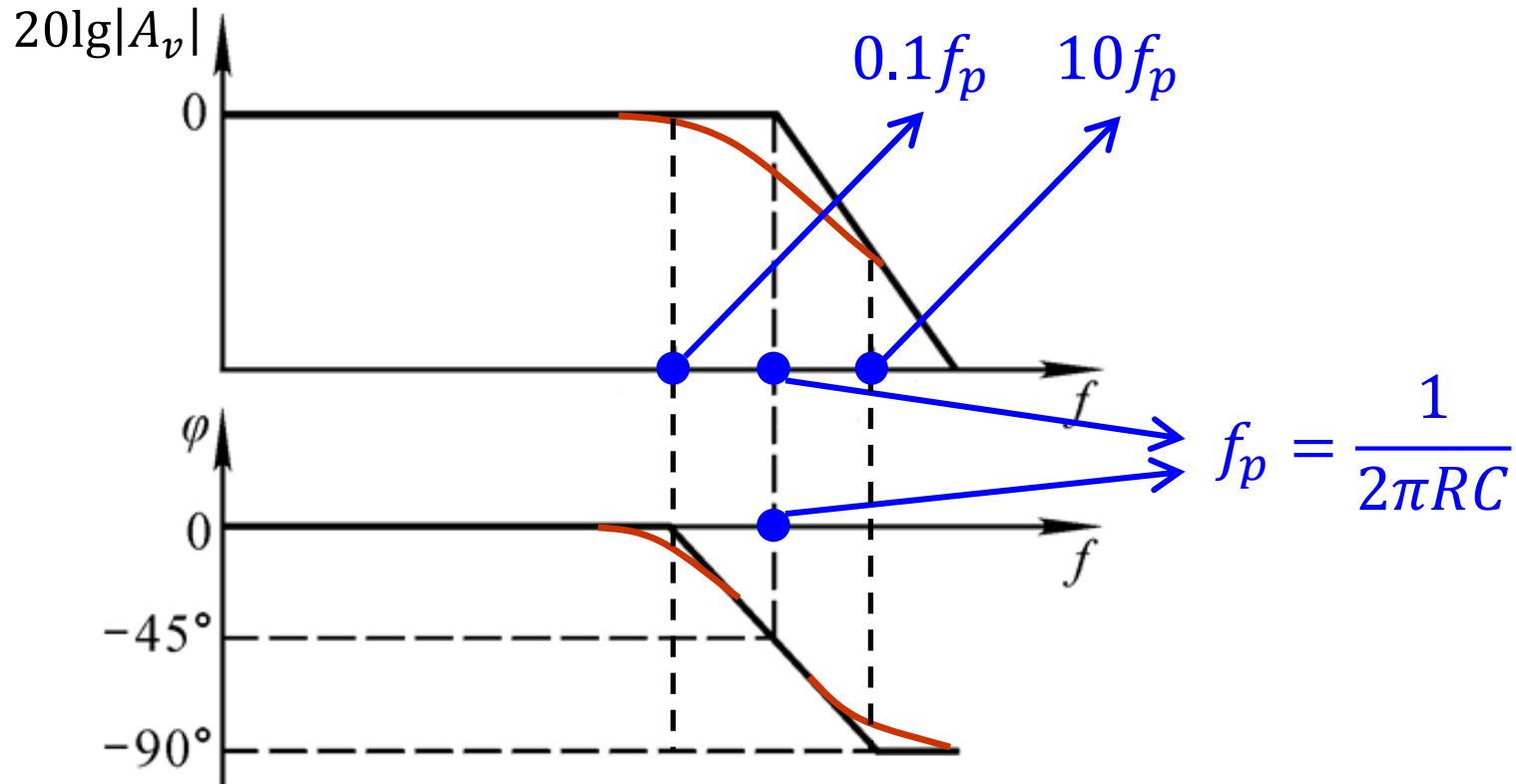
阶段复习/习题课-IV

王昭昊

©2020



》》波特图

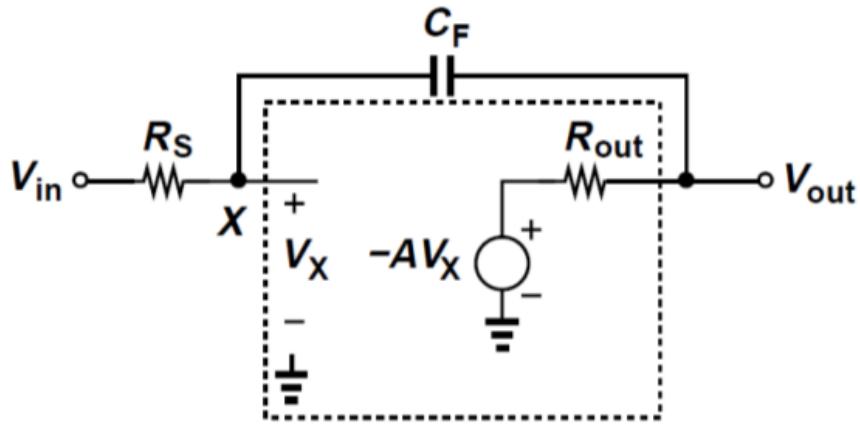


增益模值: $|A_\nu| = \sqrt{\frac{1}{1+\omega^2R^2C^2}} = \sqrt{\frac{1}{1+4\pi^2f^2R^2C^2}} = \sqrt{\frac{1}{1+(f/f_p)^2}}$

对数形式: $20\lg|A_\nu| = 20\lg\sqrt{\frac{1}{1+(f/f_p)^2}} = -20\lg\sqrt{1 + (f/f_p)^2}$

相位: $\varphi = -\text{atan}(\omega RC) = -\text{atan}(2\pi f RC) = -\text{atan}(f/f_p)$

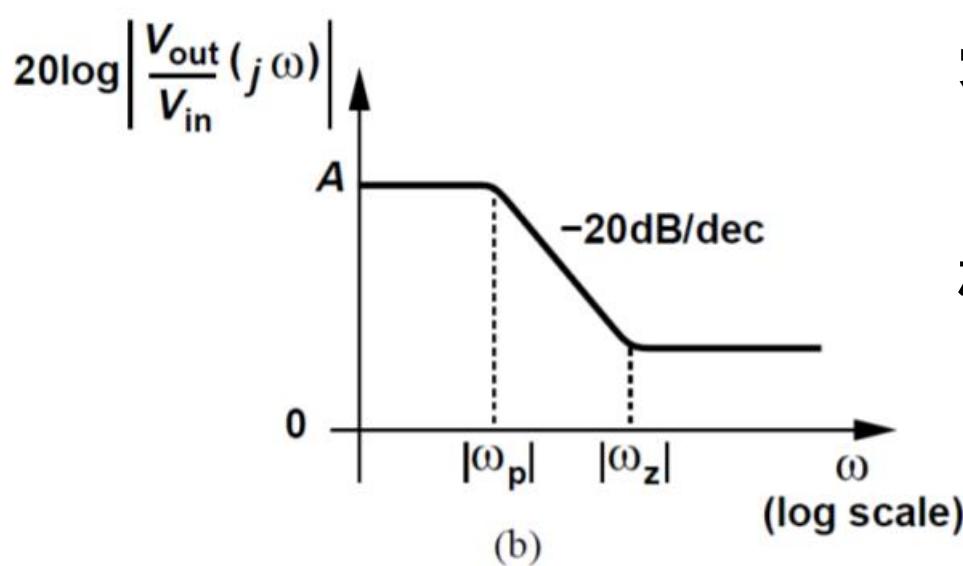
》》密勒近似



(a)

直接求解增益

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{sR_{out}C_F - A}{sC_F[(A + 1)R_S + R_{out}] + 1}$$



零点频率: $\omega_z = \frac{A}{R_{out}C_F}$

极点频率: $\omega_p = \frac{1}{C_F[(A + 1)R_S + R_{out}]}$

注意: 这个传输函数并非前文所述的标准形式。

例：主极点近似

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

分母改写成： $D = \left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right) = \frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}} + \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right)s + 1$

主极点近似法：当分母很复杂时，靠直觉假定，两个极点相距很远。

主极点： $|\omega_{p1}| \ll |\omega_{p2}| \Rightarrow \frac{1}{\omega_{p1}} \gg \frac{1}{\omega_{p2}} \Rightarrow \frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} \approx \frac{1}{\omega_{p1}}$

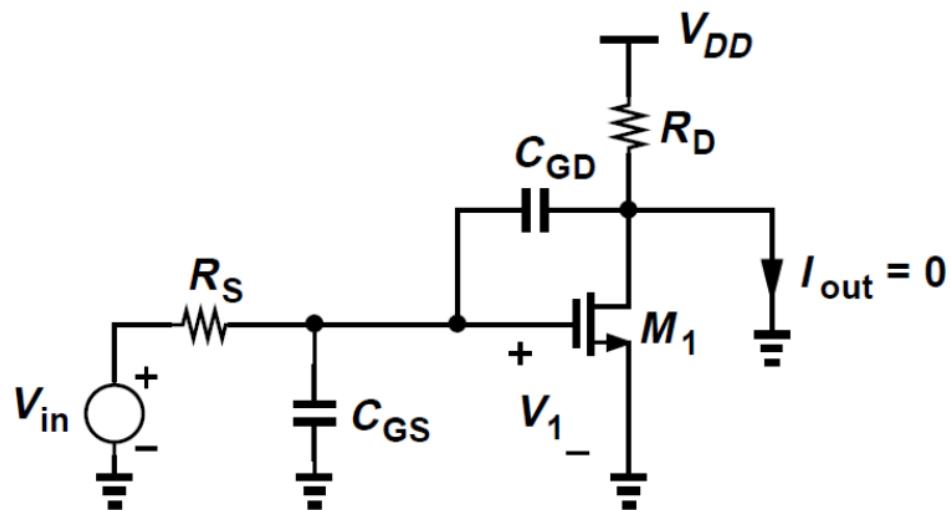
$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})}$$

例：零点的求解

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

零点： $s_z = \frac{g_m}{C_{GD}}$

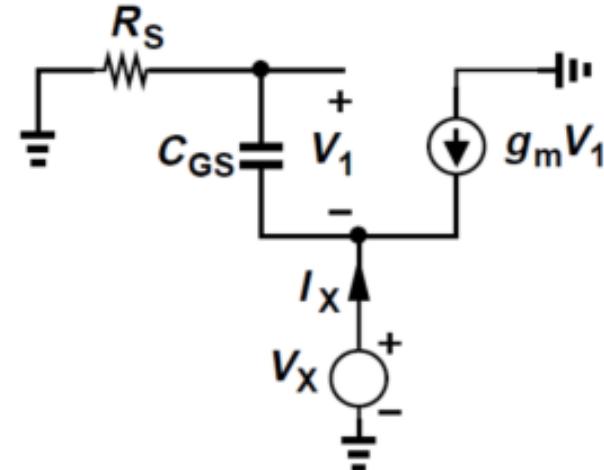
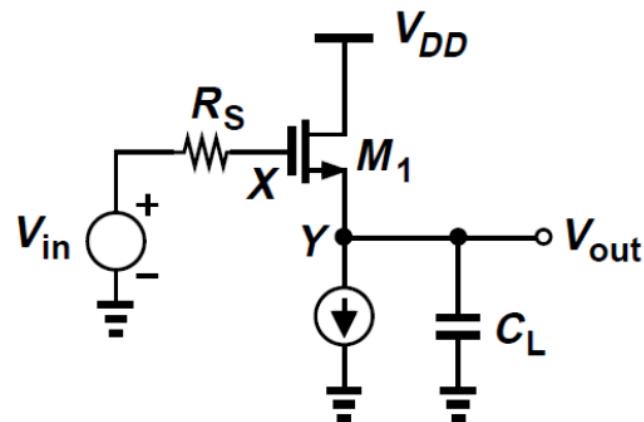
零点的求解：当复频率为 s_z 时，放大器增益为零。



根据辅助定理，等效跨导 G_m 为零，输出端接地且对地电流为零。

$$V_1 s_z C_{GD} = g_m V_1 \Rightarrow s_z = \frac{g_m}{C_{GD}}$$

例：输出阻抗的计算



先不考虑 C_L 、 C_{SB} 和 g_{mb} 。由于 C_{GD} 较小，将其忽略。

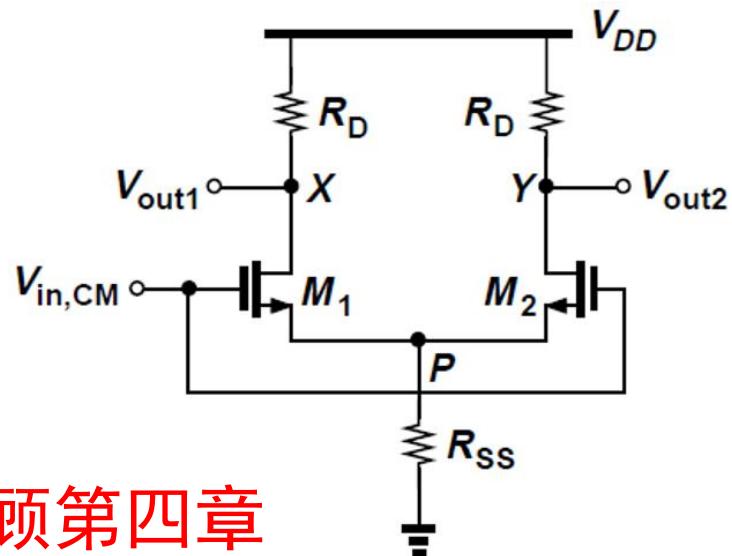
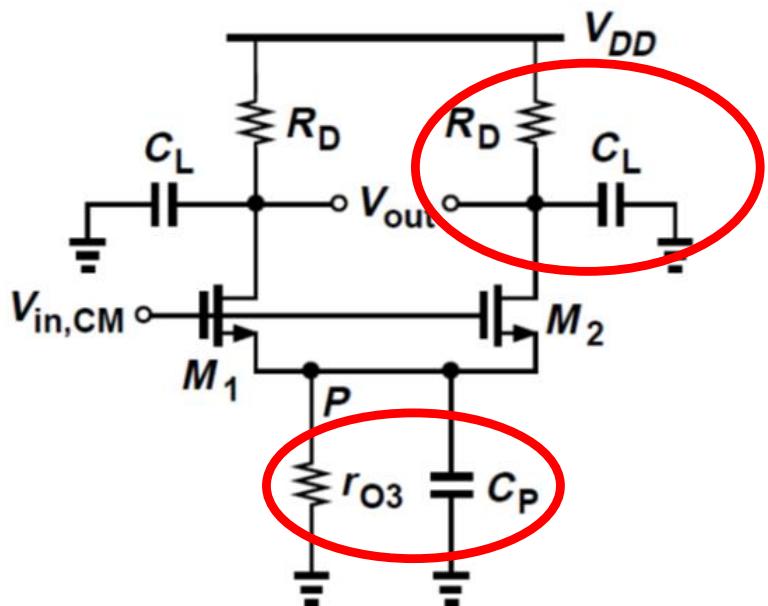
$$\begin{cases} I_X = -V_1(sC_{GS}) - g_m V_1 \\ V_X = -V_1 - V_1(sC_{GS})R_S \end{cases} \Rightarrow Z_{out} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1 + sR_S C_{GS}}{g_m + sC_{GS}}$$

低频近似： $Z_{out} \approx 1/g_m$

高频近似： $Z_{out} \approx R_S$

低频与高频的近似值可直接观察得到。

例：差动对的频响



回顾第四章

$$A_{CM-DM} = \frac{\Delta g_m R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{SS}}$$

$$\begin{aligned} A_{CM-DM} &= \frac{\Delta g_m \left(R_D // \frac{1}{sC_L} \right)}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) \left(r_{o3} // \frac{1}{sC_P} \right)} \\ &= \frac{\Delta g_m R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) r_{o3}} \cdot \frac{1 + sC_P r_{o3}}{(1 + sR_D C_L) \left[1 + s \frac{C_P r_{o3}}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) r_{o3}} \right]} \end{aligned}$$

例：五管OTA的极点估算

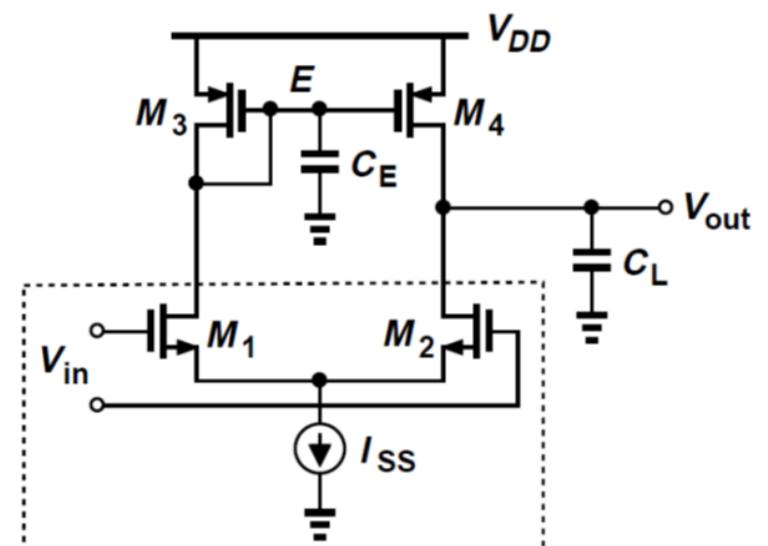
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mN}r_{ON}r_{OP}(2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON}r_{OP}C_E C_L s^2 + [C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + 2r_{ON}g_{mP})]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP}) + 1}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{g_{mN}r_{ON}r_{OP}(2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON}r_{OP}C_E C_L s^2 + [C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + 2r_{ON}g_{mP})]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}$$

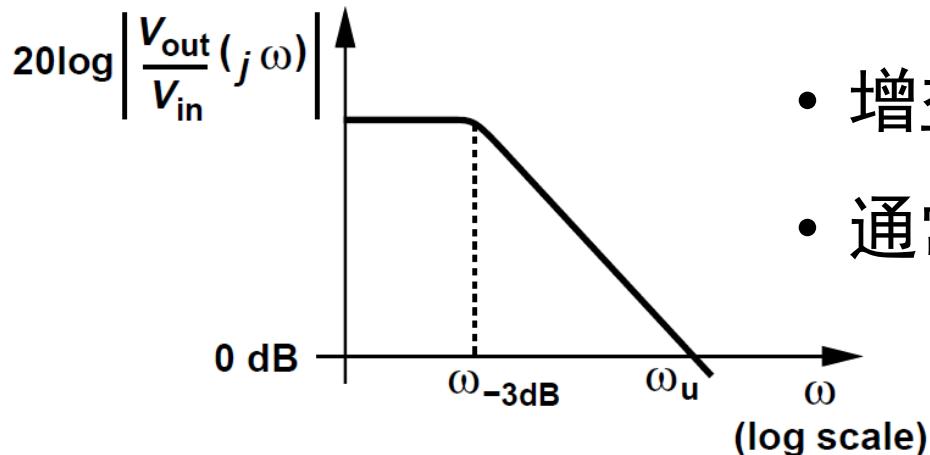
用主极点近似法，结果与结点法预期一致

$$\omega_{p1} = \frac{2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}{C_E(2r_{ON} + r_{OP}) + r_{OP}C_L(1 + 2r_{ON}g_{mP})} \approx \frac{1}{C_L(r_{ON}/\parallel r_{OP})}$$

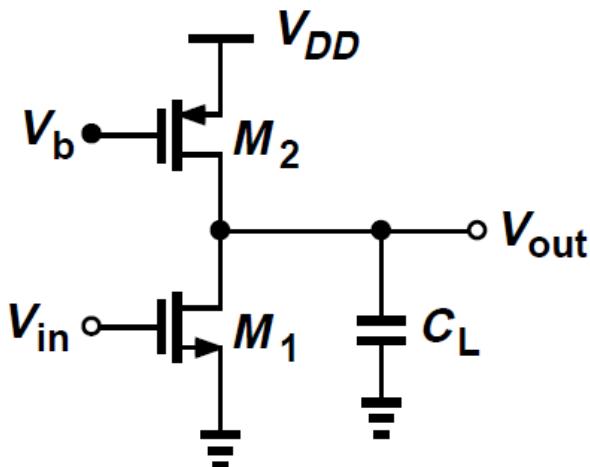
$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{mP}}{C_E}$$



》》 增益带宽积的概念



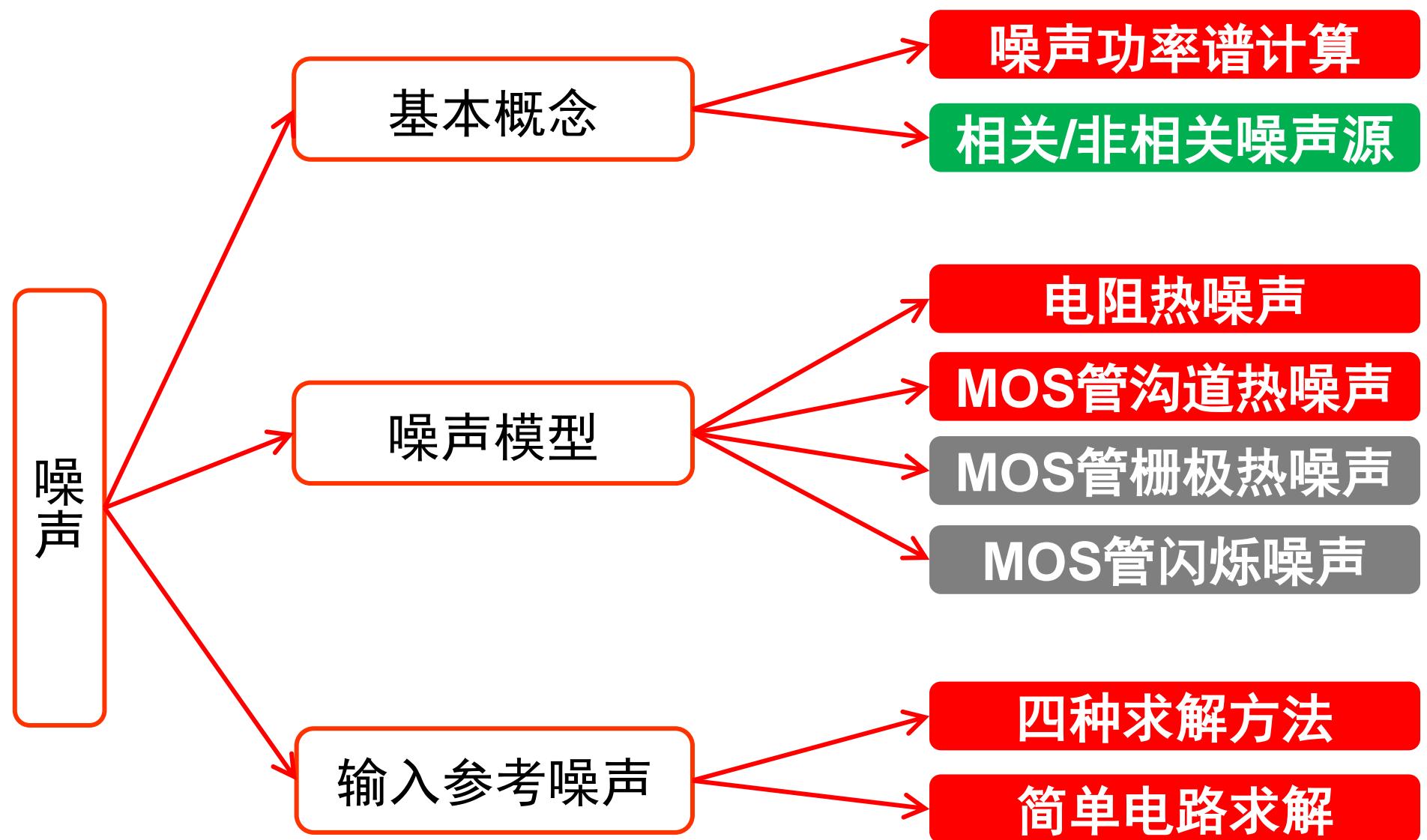
- 增益与带宽通常存在折中。
- 通常用**增益带宽积(GBW)**来综合考量。



$$\begin{aligned}A_v(s) &= -g_m \left(r_{o1} // r_{o2} // \frac{1}{sC_L} \right) \\&= \frac{-g_m(r_{o1} // r_{o2})}{1 + sC_L(r_{o1} // r_{o2})}\end{aligned}$$

$$GBW = |A_{v0}| \omega_p = g_m(r_{o1} // r_{o2}) \frac{1}{C_L(r_{o1} // r_{o2})} = \frac{g_m}{C_L}$$

增益带宽积与负载电阻无关



理解概念

熟练掌握

不考察

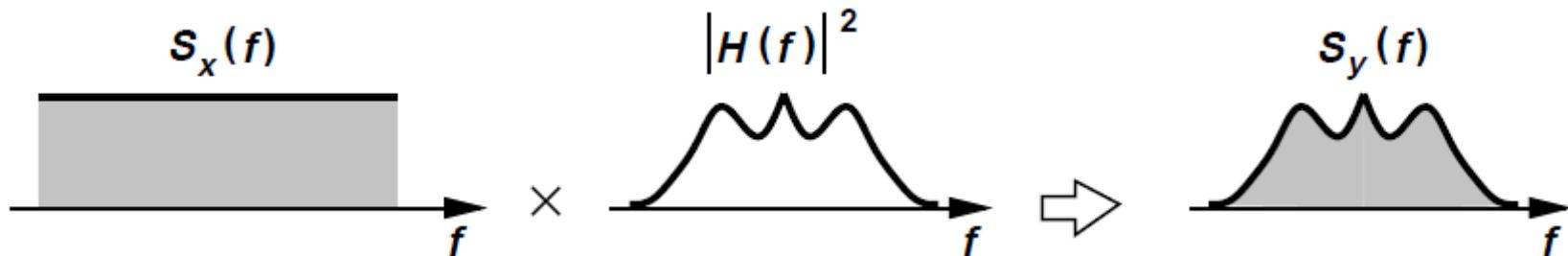
》》 定理

- 将具有噪声功率谱 $S_x(f)$ 的信号应用于具有传递函数 $H(s)$ 的线性时不变(LTI)系统，则输出噪声功率谱 $S_y(f)$ 为

$$S_y(f) = S_x(f)|H(f)|^2$$

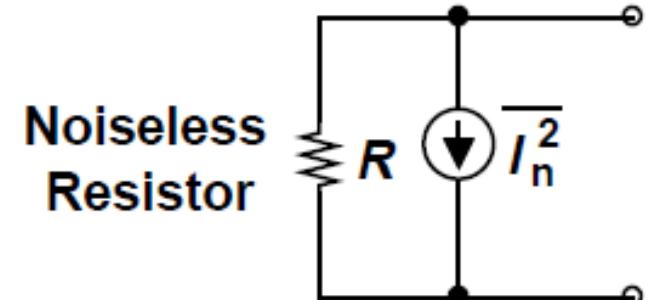
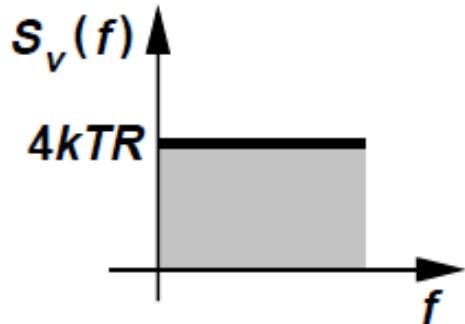
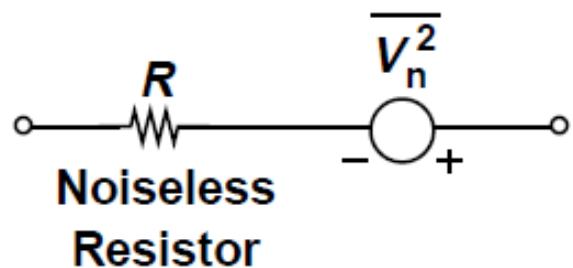
式中 $H(f) = H(s = j2\pi f)$

- 噪声功率谱是由系统的传递函数“塑造”的(见下图)。



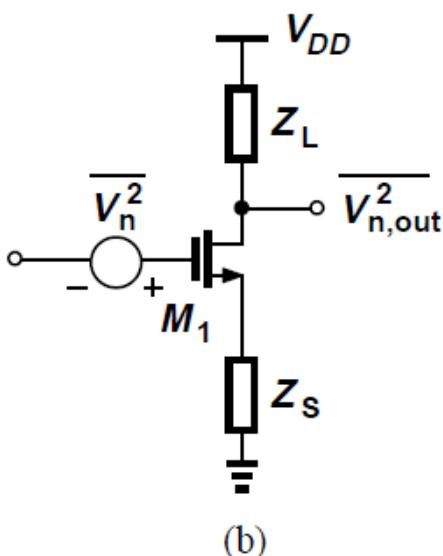
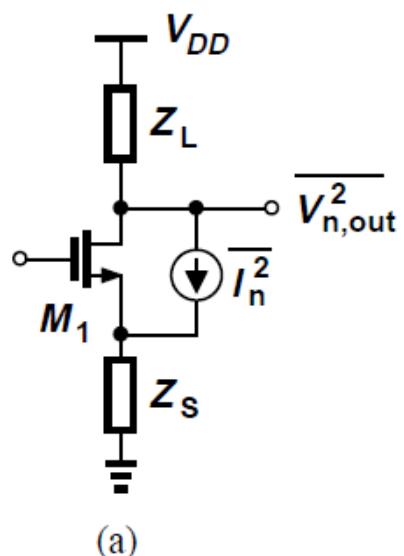
具体证明可参考《随机过程理论》、《信号与系统》。

热噪声模型



$$\overline{V_n^2} = S_v(f) = 4kTR$$

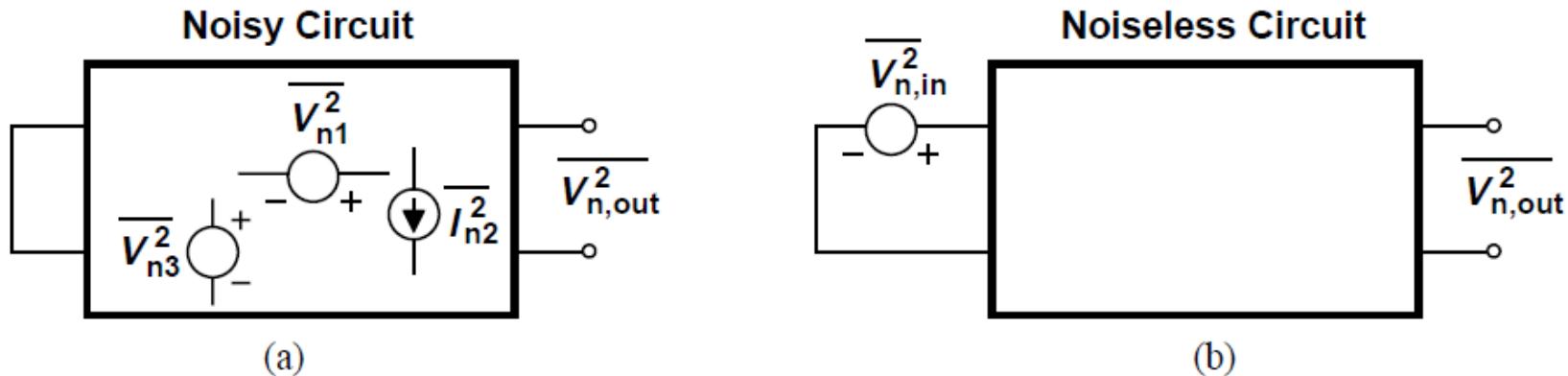
$$\overline{I_n^2} = 4kT/R$$



$$\overline{I_n^2} = 4kT\gamma g_m$$

$$\overline{V_n^2} = \overline{I_n^2}/g_m^2$$

》》 输入参考噪声的概念



- 输入参考噪声：电路中所有噪声源在输入点处的作用，使得图(b)中的输出噪声等于图(a)中的输出噪声。
- 如果电压增益为 A_v ，则必有

$$\overline{V_{n,out}^2} = A_v^2 \overline{V_{n,in}^2}$$

- 因此，输入参考噪声电压的解法：输出噪声除以增益的平方。

» 输入参考噪声电学量：求解方法

□ 计算输入参考噪声电压

- 将输入端短路
- 求解**输出开路噪声电压**
- 输出噪声电压 / (电压增益的平方)

□ 计算输入参考噪声电压

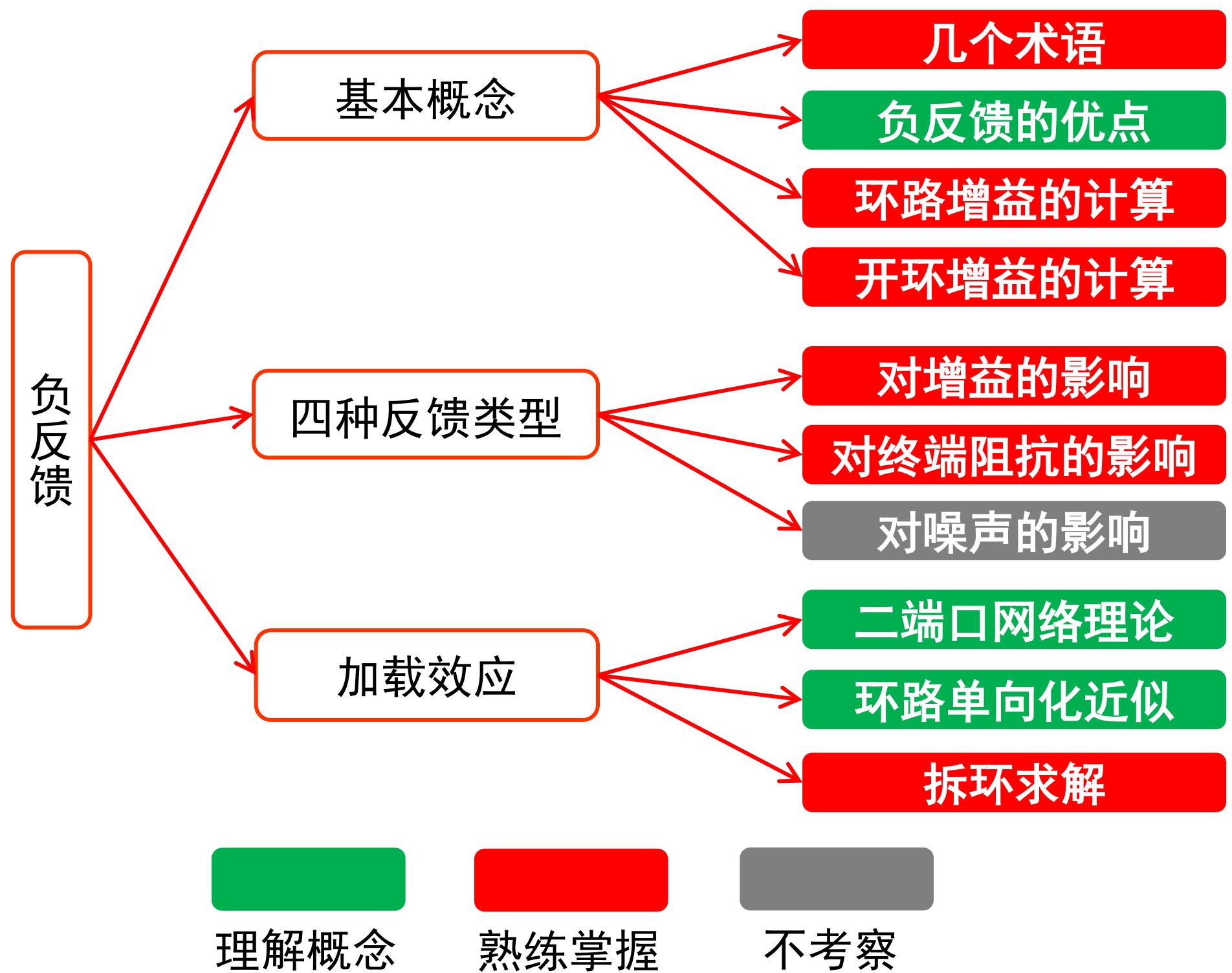
- 将输入端短路
- 求解**输出短路噪声电流**
- 输出噪声电流 / (跨导的平方)

□ 计算输入参考噪声电流

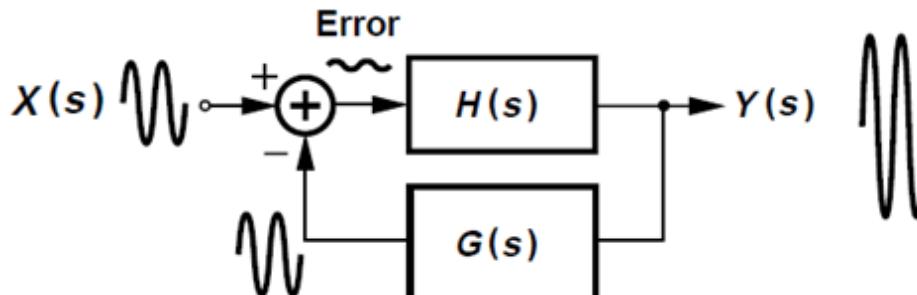
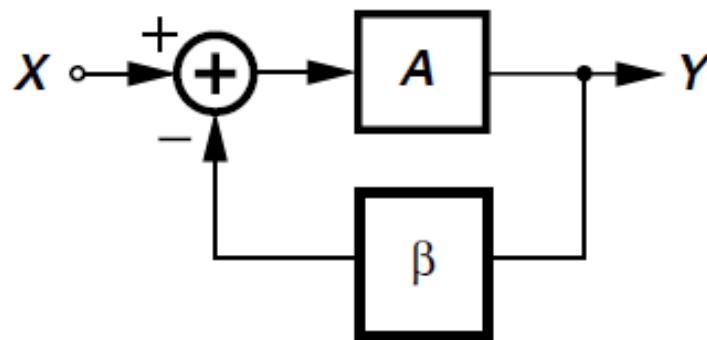
- 将输入端开路
- 求解**输出开路噪声电压**
- 输出噪声电压 / (跨阻的平方)

□ 计算输入参考噪声电流

- 将输入端开路
- 求解**输出短路噪声电流**
- 输出噪声电流 / (电流增益的平方)



》》 负反馈系统的简单模型

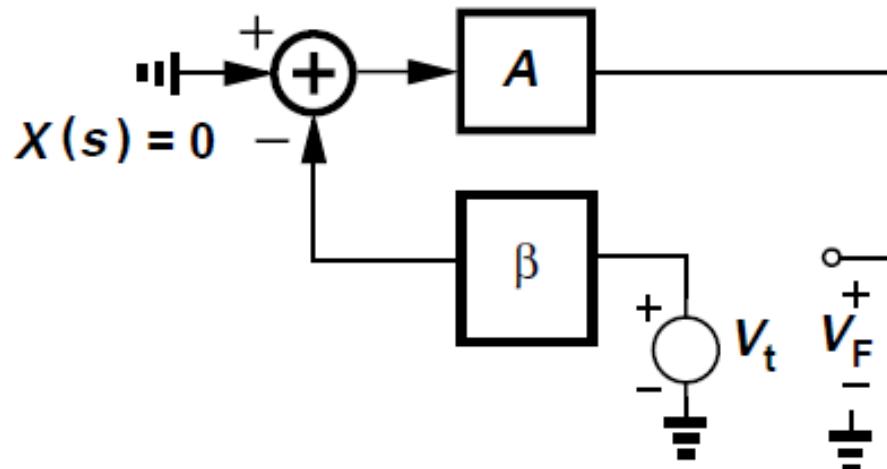
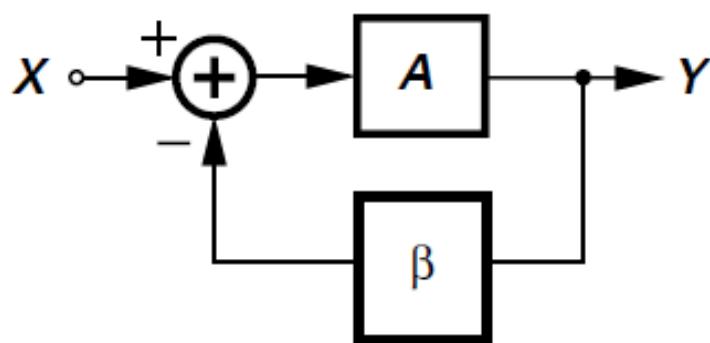


- A : 开环增益
- β : 反馈系数
- βA : 环路增益
- Y/X : 闭环增益

$$\frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

- 反馈网络 $G(s)$ 与频率无关：不移相。
- 通常设计为 “**深度负反馈**”
- ✓ 误差项极小： $X(s) \approx G(s)Y(s)$
- ✓ 前馈网络 $H(s)$ 的输入信号极小，虚地。
- ✓ $X(s)$ 和 $Y(s)$ 的比例系数只与反馈网络有关。
- ✓ 要求 $G(s)H(s) \gg 1$

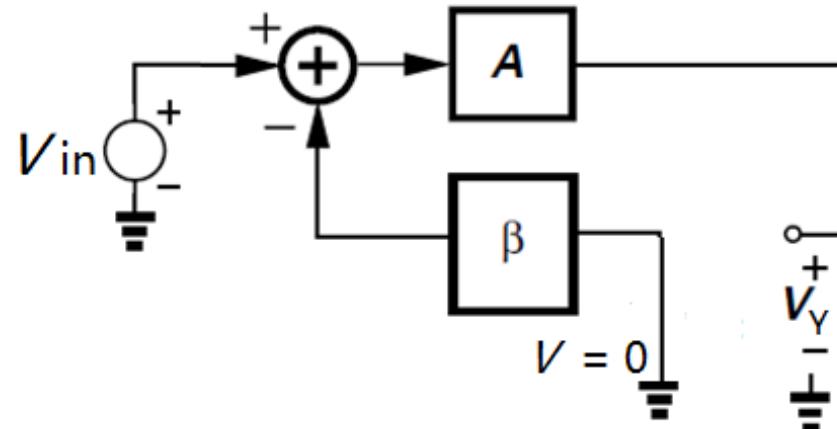
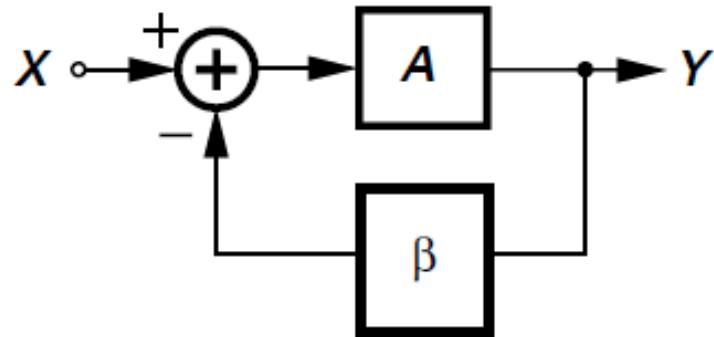
环路增益的计算



- 输入置为0。
- 在某点断开环路，增加测试信号。
$$V_t \beta (-1)A = V_F$$
- 计算回到断点的信号与测试信号之比。
$$\frac{V_F}{V_t} = -\beta A$$
- 负值即为环路增益。

试画出另一种断路方式？

》》开环增益的计算



- 在输出端断开环路。
- 反馈输入置为0。
- 计算此时的输出与输入之比，
即为环路增益。

$$V_{in}A = V_Y$$

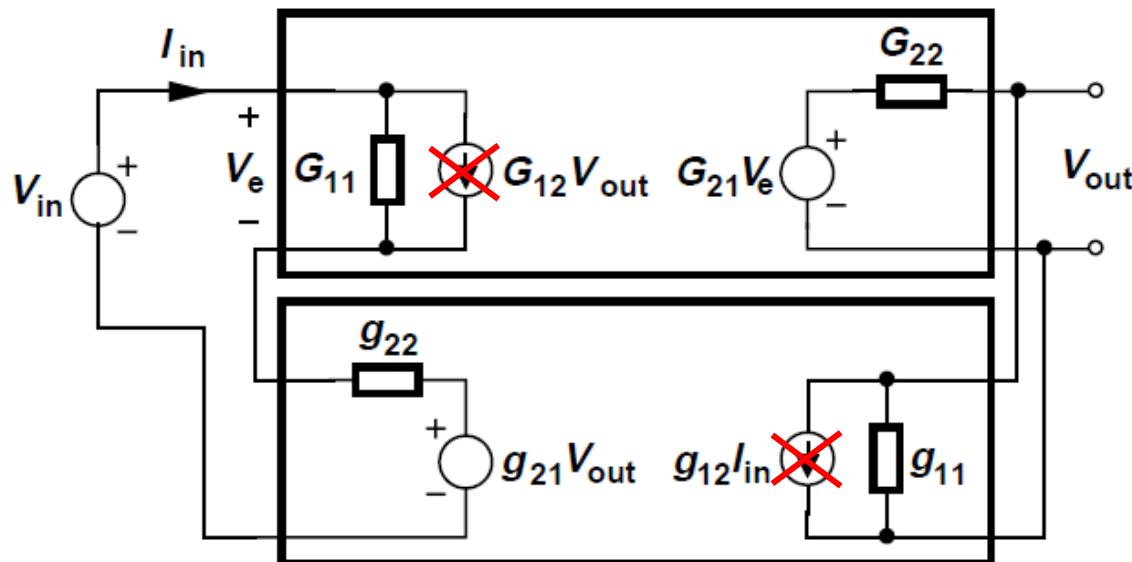


负反馈对输入输出阻抗的影响

反馈类型	输入阻抗	输出阻抗
电压—电压反馈	增大	减小
电流—电压反馈	增大	增大
电压—电流反馈	减小	减小
电流—电流反馈	减小	增大

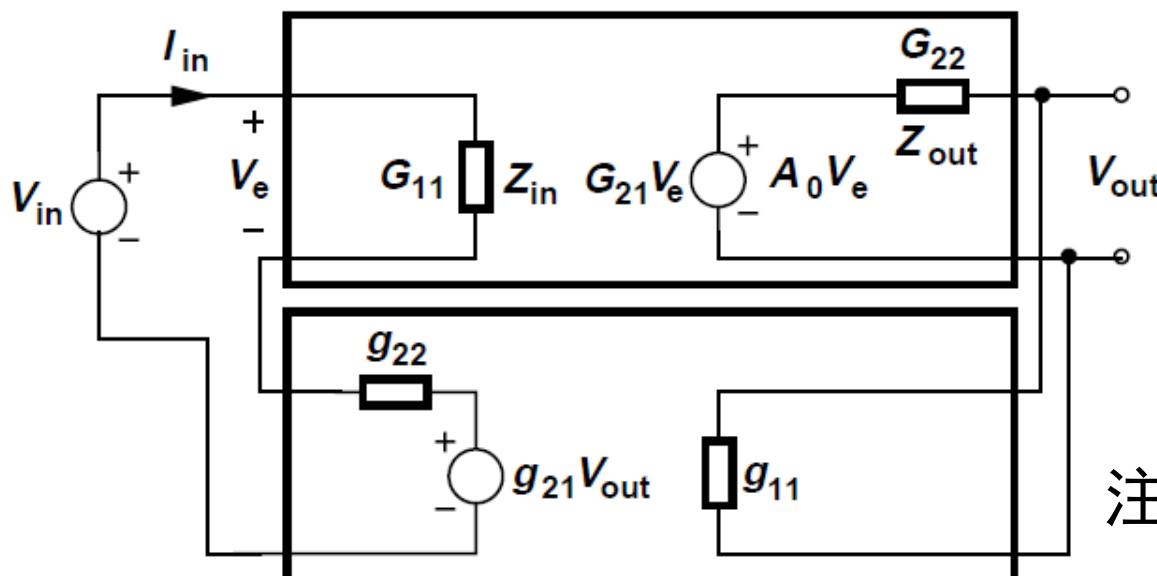
规律：负反馈总是使放大器的输入/输出阻抗变得更加理想。

例：电压—电压反馈的加载效应



(a)

为简化计算，内部反馈被忽略，实现环路单向化近似。



(b)

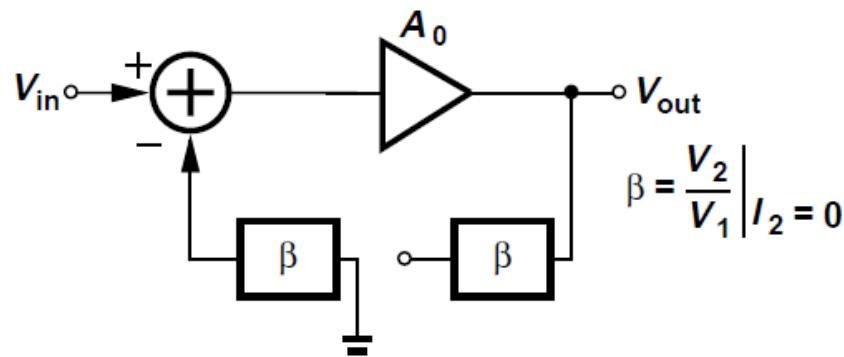
$$G_{11} \sim Z_{in}$$

$$G_{22} \sim Z_{out}$$

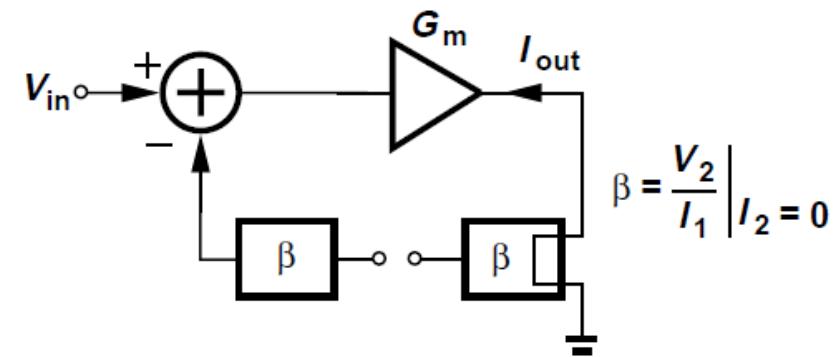
$$G_{21} \sim A_0$$

注意 g_{11} 是导纳， g_{22} 是阻抗。

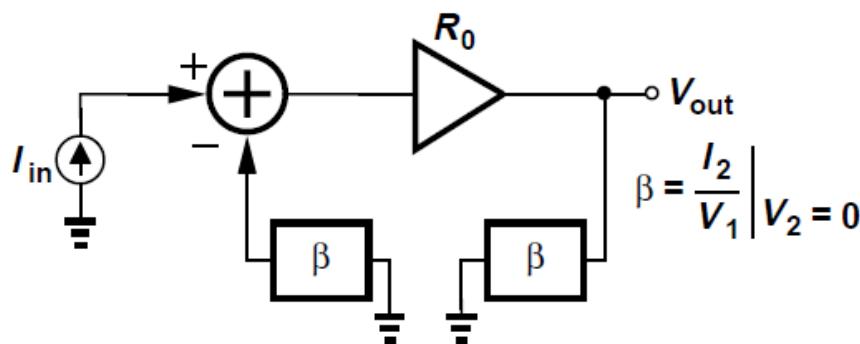
》》 负反馈的加载效应小结



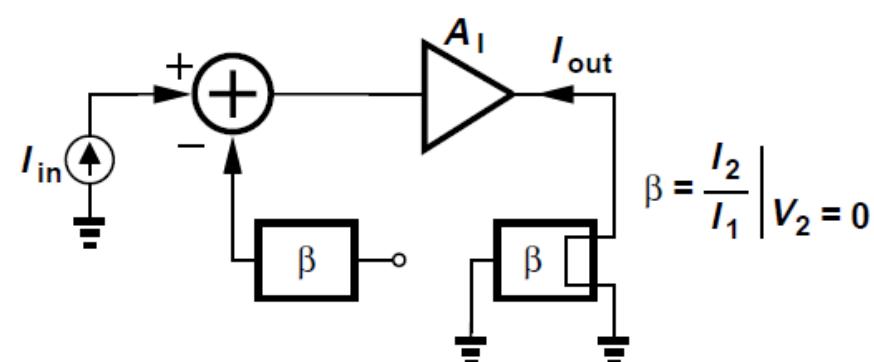
(a)



(b)



(c)



(d)

- 断开加载环路，计算开环增益。
- 确定反馈系数，得出环路增益。
- 这是一种近似（环路单向化假设），并非精确解。

》》作业题解答

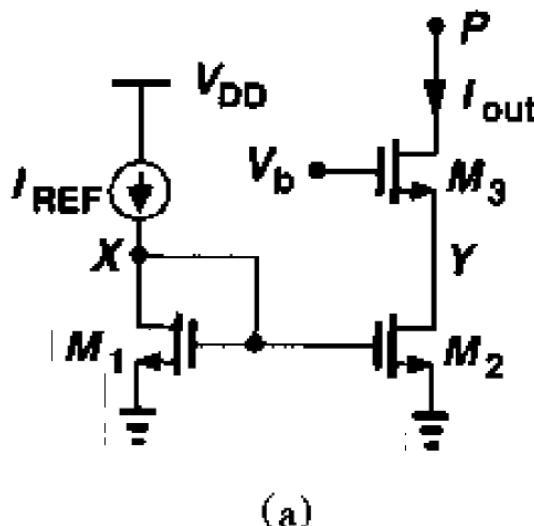
- 5.5 (a): 假设 $V_P = V_b$; (b): 假设偏离后 V_b 减小 100 mV, 且偏离后 V_{GS3} 保持不变; (c) 假设在变化之前 $V_P = V_N$, $V_X = V_Y$, 变化后 V_P 增加 1 V.

考虑图 5.9(a) 的电路, 假设 $(W/L)_{1-3} = 40/0.5$, $I_{REF} = 0.3 \text{ mA}$ 且 $\gamma = 0$.

(a) 确定使 $V_X = V_Y$ 时的 V_b .

(b) 如果 V_b 偏离 (a) 中计算的值 100 mV, I_{out} 与 I_{REF} 之间的不匹配是多少?

(c) 如果电路用共源共栅电流源作负载, 则电路使 V_P 变化 1 V 时, V_Y 将变化多少?



$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_X - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_X)$$

$$V_X = 0.9264 \text{ V}$$

$$\therefore V_Y = V_X = 0.9264 \text{ V}$$

M_3 与 M_2 情形一致

$$\therefore V_b = V_P = V_X + V_Y = 2V_X = 1.8528 \text{ V}$$



》》作业题解答

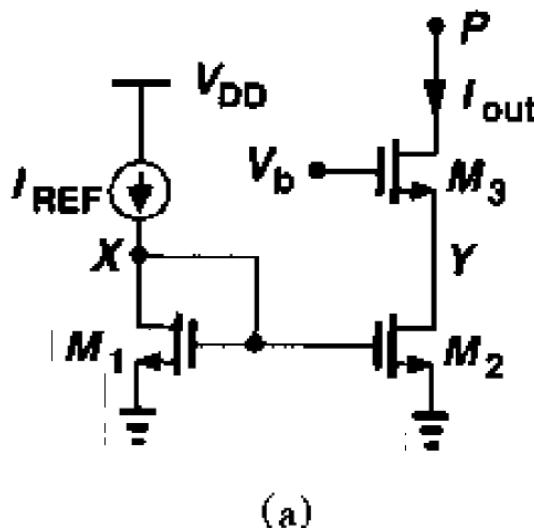
- 5.5 (a): 假设 $V_P = V_b$; (b): 假设偏离后 V_b 减小 100 mV, 且偏离后 V_{GS3} 保持不变; (c) 假设在变化之前 $V_P = V_N$, $V_X = V_Y$, 变化后 V_P 增加 1 V.

考虑图 5.9(a) 的电路, 假设 $(W/L)_{1-3} = 40/0.5$, $I_{REF} = 0.3 \text{ mA}$ 且 $\gamma = 0$.

(a) 确定使 $V_X = V_Y$ 时的 V_b .

(b) 如果 V_b 偏离 (a) 中计算的值 100 mV, I_{out} 与 I_{REF} 之间的不匹配是多少?

(c) 如果电路用共源共栅电流源作负载, 则电路使 V_P 变化 1 V 时, V_Y 将变化多少?

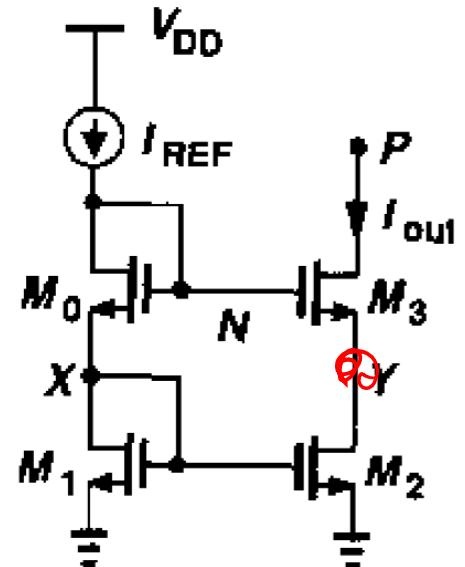


$$\begin{aligned}
 \text{改变 } V_b \quad V_Y' &= (V_b - 100\text{mV}) - V_X \\
 &= (1.8528 - 0.1) - 0.9264 \\
 &= 0.8264 \text{ V}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{out}' &= \frac{1}{2} \mu_n C_L \left(V_X - V_{TN} \right)^2 \left(1 + \lambda V_Y' \right) \\
 &= 297.44 \mu\text{A}
 \end{aligned}$$



》》作业题解答



变化点 $V_N = V_P, V_X = V_Y$

$$V_X = 0.9264V, V_N = V_P = 2V_X$$

变化点 $V'_P = V_P + I = \underline{2V_X + I}$

$$V'_Y = V_Y + \Delta V = \underline{V_X + \Delta V}$$

For M_2 : $I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_o \frac{W}{L} (V_X - V_{TH}) (1 + \lambda \underline{V'_Y})$
 $\underline{V_X + \Delta V}$

For M_3 : $I_{outA} = \frac{1}{2} \mu_n C_o \frac{W}{L} (V_N - \underline{V'_Y} - V_{TH})^2 [1 + \lambda (\underline{V'_P} - \underline{V'_Y})]$

联立方程 $\Delta V = 9.52 mV$

$$I_{out} = 300.45 \mu A$$



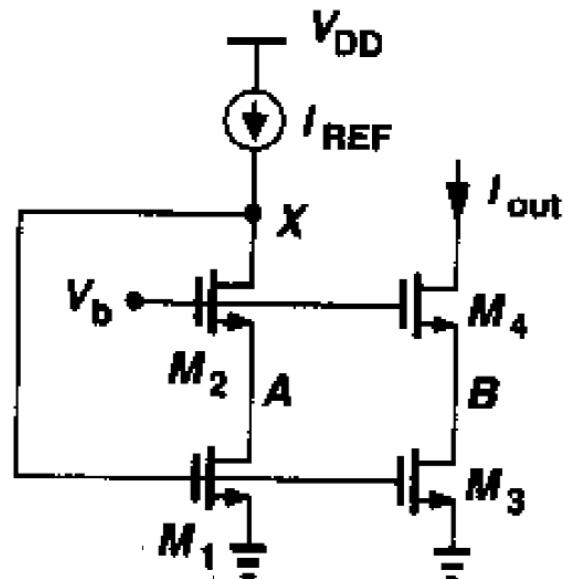
》》作业题解答

- 5.6 (a): 假设M1工作在饱和区边缘; 只求 V_X 的值, 不必求 V_b 的允许范围;
 (b) 假设在变化之前 M4 漏极电压与 V_X 相等, $V_B = V_A$ 。

图 5.13 的电路被设计为 $(W/L)_{1,2} = 20/0.5$, $(W/L)_{3,4} = 60/0.5$ 且 $I_{REF} = 100 \mu A$ 。

(a) 确定 V_X 的值和 V_b 的允许范围。

(b) 如果 M4 漏极电压比 V_X 高 1 V, 则估算 I_{out} 相当于 300 μA 偏离多少。



$$M1 \text{ 饱和区边缘: } V_A = V_X - V_{TH}$$

$$\text{For } M_1: I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_s C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_X - V_{TH})^2 [+ \lambda (V_X - V_{TH})]$$

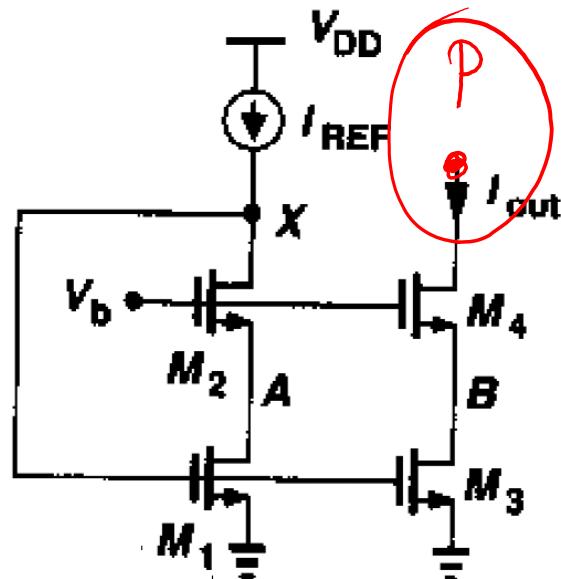
$$V_X = 0.891345 V$$

$$V_A = 0.191345 V$$

$$\text{For } M_2: V_b = 1.07809 V$$



》》作业题解答



$$\text{原来: } V_p = V_x, \quad V_B = V_A$$

$$\text{现在: } V_p' = V_p + \Delta V, \quad V_B' = V_B + \Delta V$$

$$V_p' = 1.891345 \text{ V}, \quad \underbrace{V_B' = 0.191345 + \Delta V}_{\text{underlined}}$$

For M_3 :

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_3 (V_x - V_{TH})^2 (1 + \lambda \underbrace{V_B'}_{\text{underlined}})$$

For M_4 :

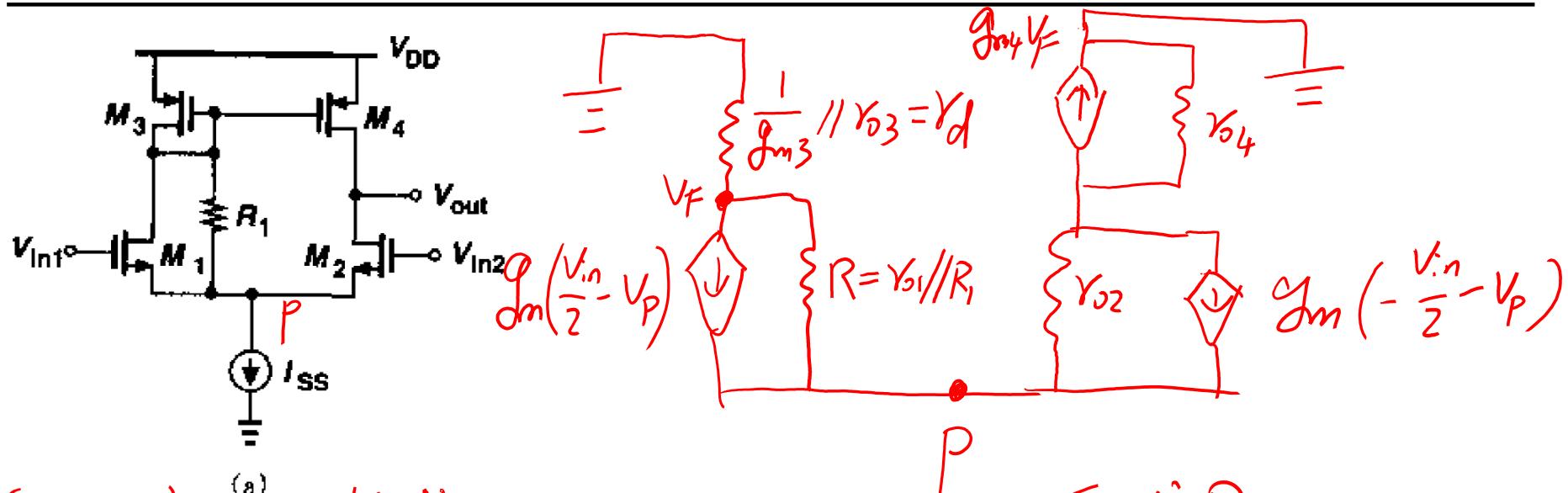
$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_4 (V_b - V_{B'} - V_{TH})^2 [1 + \lambda (V_p' - V_B')]$$

联立方程组 $\Delta V = 8.03 \text{ mV}$

$$I_{out} = 300.237 \text{ mA}$$



》》作业题解答



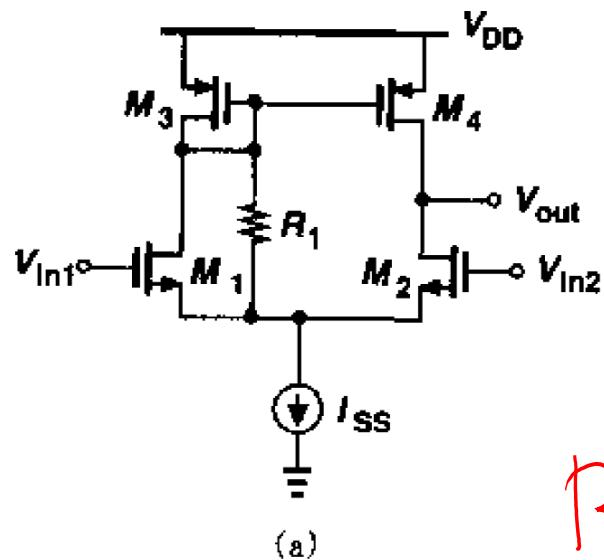
求激励电流，先求 G_m

$$\begin{cases} I_{out} = g_m V_F + \frac{V_F}{Y_d} \\ -\frac{V_F}{Y_d} = g_m \left(\frac{V_n}{2} - V_p \right) + \frac{V_F - V_p}{R} \\ \frac{V_F}{Y_d} = g_m \left(-\frac{V_n}{2} - V_p \right) - \frac{V_p}{Y_{D2}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_x = \frac{V_F}{Y_d} + \frac{V_x}{Y_{D4}} + g_m V_F \\ -\frac{V_F}{Y_d} = -g_m V_p + \frac{V_F - V_p}{R} \\ \frac{V_F}{Y_d} = \frac{V_x - V_p}{Y_{D2}} - g_m V_p \end{cases}$$



》》作业题解答



$$G_m = -\frac{g_m}{2} \cdot \frac{(1+g_m r_d)(r_o + R + 2g_m v_2 R)}{v_o + R + r_d + 2g_m v_2 R + g_m r_o r_d}$$

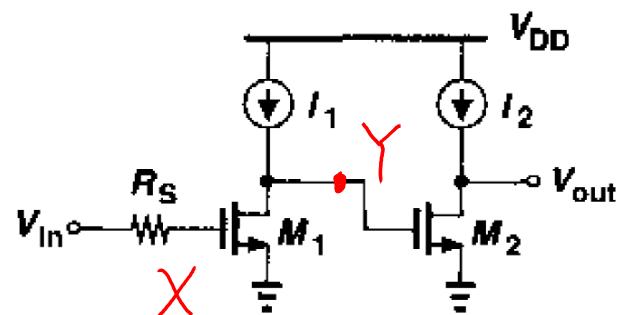
$$R_{out} = r_o // \frac{r_o + R + r_d + 2g_m v_2 R + g_m r_o r_d}{(1+g_m r_d)(1+g_m R)}$$

$$A_v = -G_m R_{out}$$



》》作业题解答

6.7 估算图 6.37 中每个电路的极点。



$$\lambda \neq 0$$

(a)

$$\omega_X = \frac{1}{R_s [C_{GS1} + C_{GD1}(1 + g_m \gamma_{D1})]}$$

$$X \rightarrow Y: A_{\text{d}} = -g_m \gamma_{D1}, |g_m \gamma_{D1}| \gg 1$$

$$\omega_{\text{out}} = \frac{1}{\gamma_{D2} (C_{DB2} + C_{GD2})}$$

$$\omega_Y = \frac{1}{\gamma_{D1} [C_{DB1} + \underbrace{C_{GD1}}_{G_D(1 + \frac{1}{g_m \gamma_{D1}})} + C_{GS2} + C_{GD2}(1 + g_m \gamma_{D2})]}$$

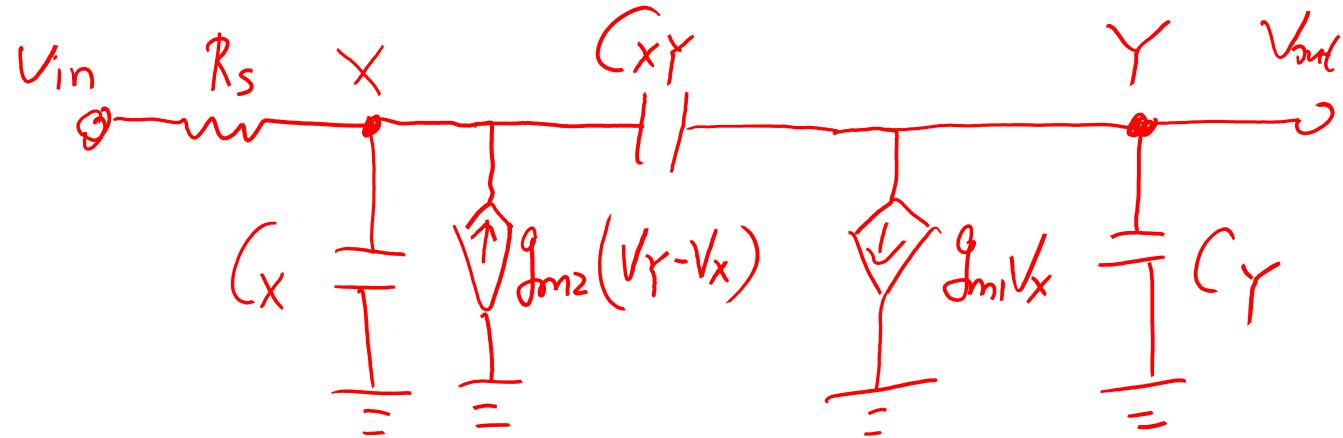
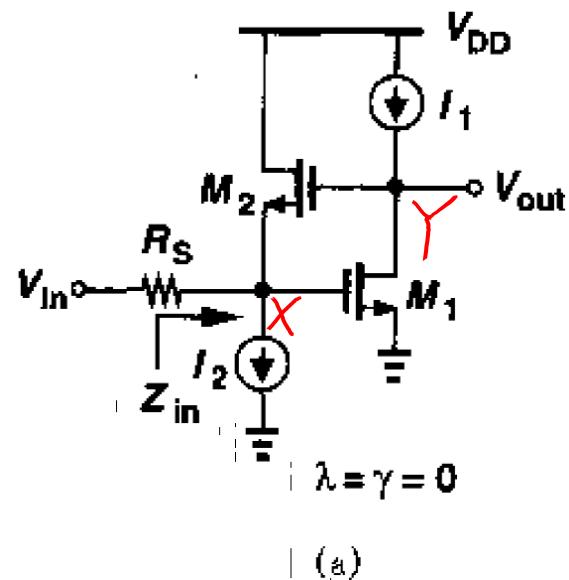
$$G_D(1 + \frac{1}{g_m \gamma_{D1}}) \approx G_D$$

$$g_m \gamma_{D2}$$



》》作业题解答

6.8 计算图 6.38 中每一个电路的输入阻抗和传输函数。



$$C_x = C_{GS1} + C_{SB2}$$

$$C_Y = C_{DB1} + C_{GD2}$$

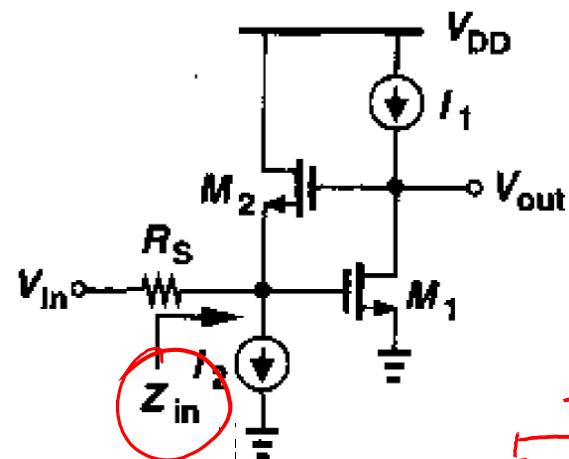
$$C_{XY} = C_{GD1} + C_{GS2}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{in} - V_x}{R_s} + g_{m2}(V_Y - V_x) = S C_x V_x + S C_{XY} (V_x - V_Y) \\ S C_{XY} (V_x - V_Y) = g_{m1} V_x + S C_Y V_Y \end{array} \right.$$



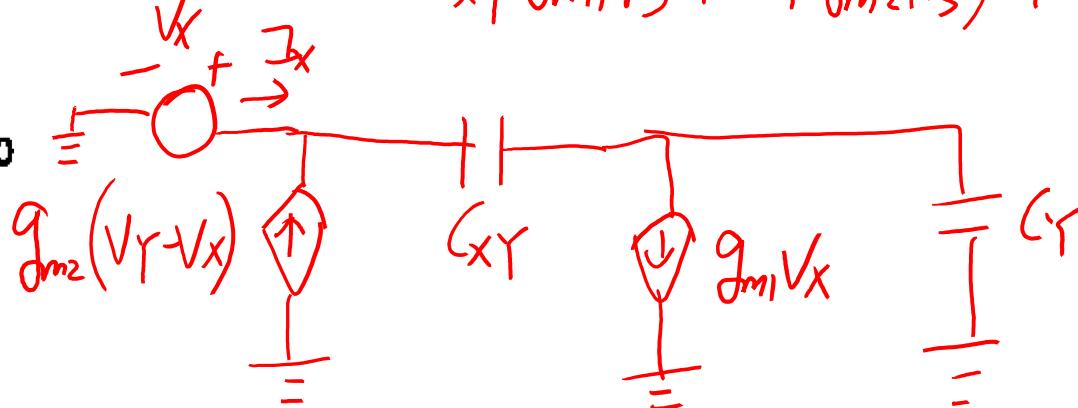
》》作业题解答

6.8 计算图 6.38 中每一个电路的输入阻抗和传输函数。



(a)

$$A(s) = \frac{s(xr - g_{m1})}{s^2(c_x c_r + c_x l_{xr} + c_r l_{xr}) R_s + s(c_x r + c_r + c_x r g_{m1} R_s + c_r g_{m2} R_s) + g_{m1} g_{m2} R_s}$$

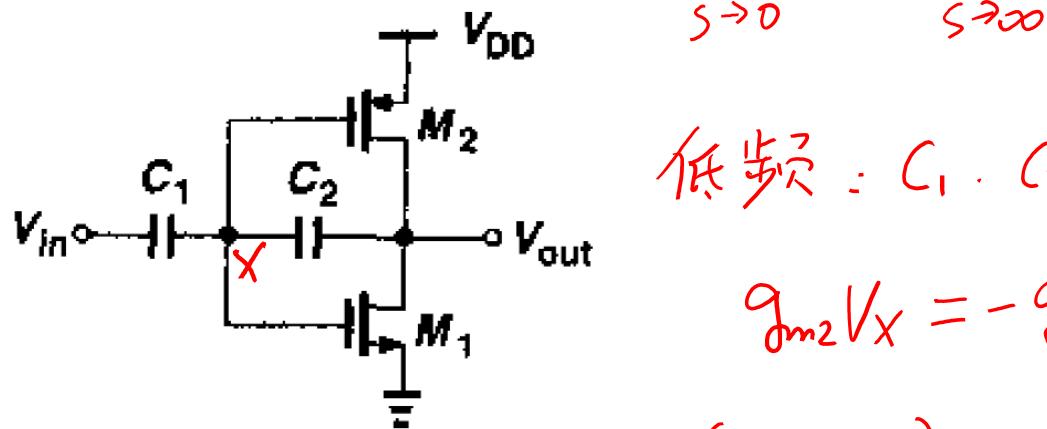


$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{s(c_{xR} + c_r)}{s^2(c_{xR}c_r + s(g_{m1}(c_x r + g_{m2}c_r) + g_{m1}g_{m2}))}, \quad Z_{in} = \frac{1}{sG_x} \parallel \frac{V_x}{I_x}$$



》》作业题解答

计算图 6.39 中每一个电路在非常低和非常高的频率下的增益。



低频: C₁, C₂ 断路

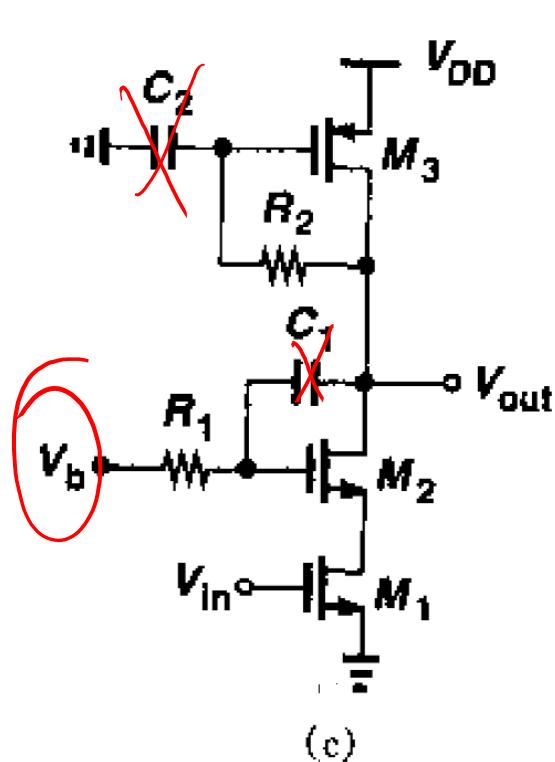
$$\left. \begin{aligned} g_{m2}V_x &= -g_{m1}V_x \Rightarrow V_x = 0 \\ C_1(V_{in} - V_x) &= C_2(V_x - V_{out}) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{C_1}{C_2}$$

高频: C₁, C₂ 短路

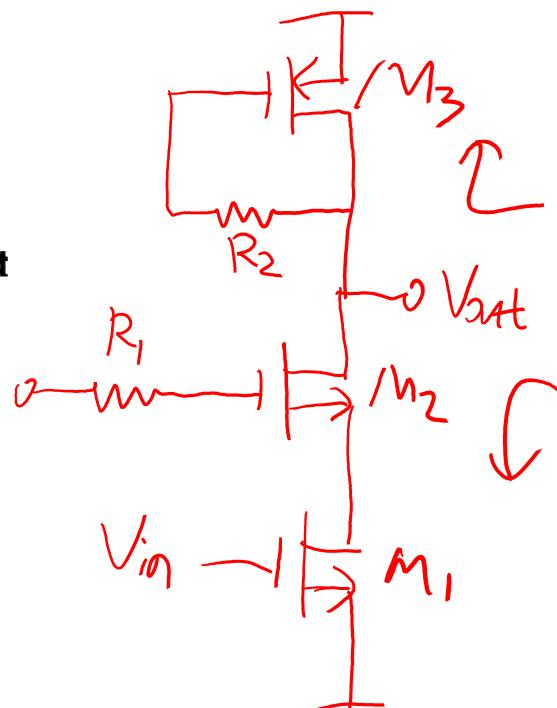
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1$$



》》作业题解答

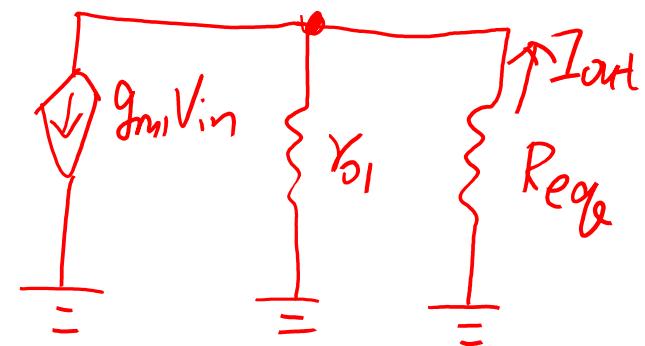


低频：



输出激励原理

$$I_{out} = g_{m1}V_{in} \frac{Y_{O1}}{Y_{O1} + R_{eq}}$$



$$R_{out} = \frac{1}{g_{m3}} // Y_{O3} // [Y_{O2} + (1 + g_{m2}Y_{O2})Y_{O1}]$$

$$\approx \frac{1}{g_{m3}}$$

$$A_v = -G_m R_{out} = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}}$$

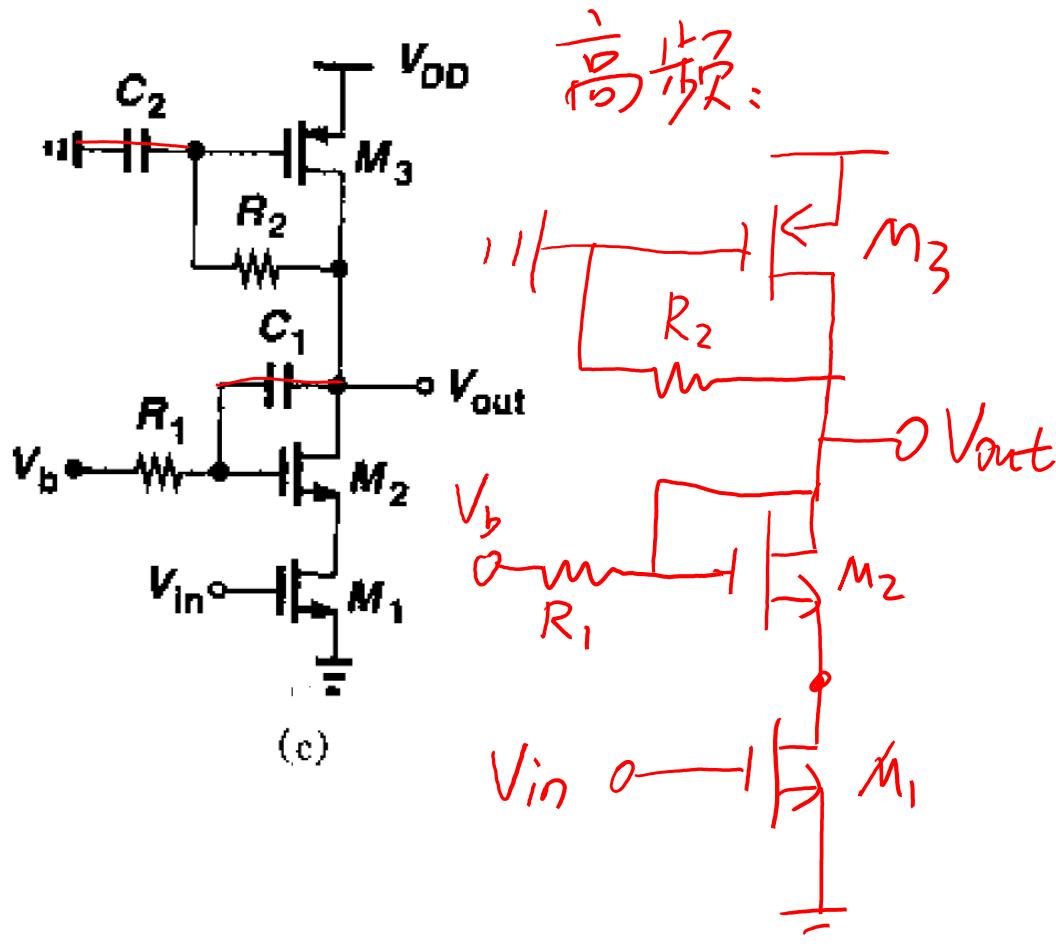
$$R_{eq} = \frac{1}{g_{m2}} // Y_{O2}$$

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = g_{m1} \frac{Y_{O1}}{Y_{O1} + R_{eq}} \approx g_{m1}$$

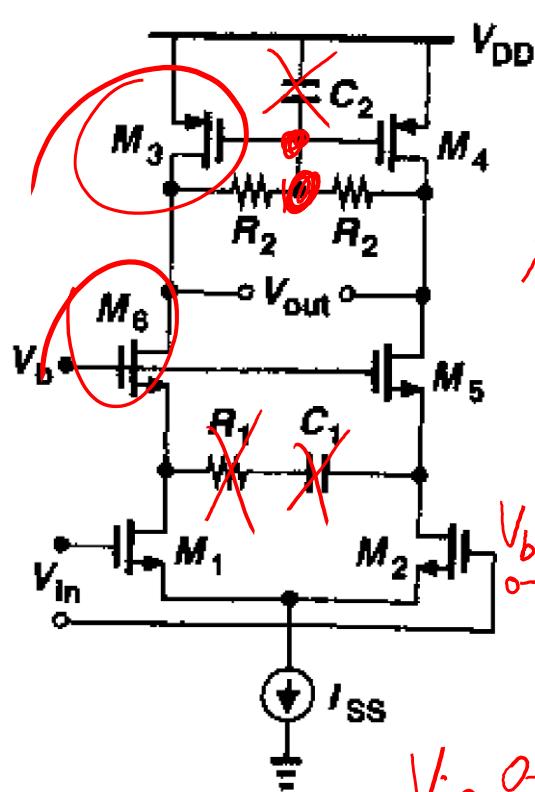
Y_{O1} 很大



》》作业题解答



》》作业题解答



低频：半边电路法

快速计算：

$$G_m \approx g_{m1}$$

$$R_{out} \approx R_2$$

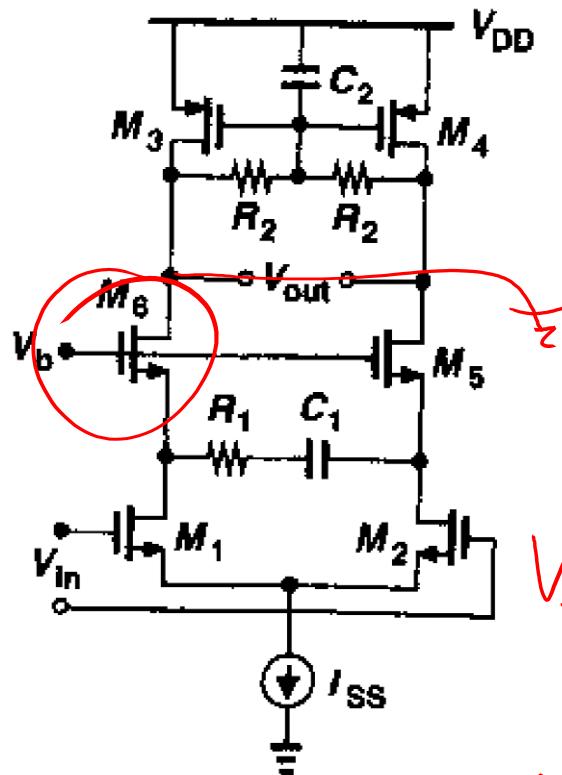
$$A_D = -G_m R_{out} \approx -g_{m1} R_2$$

详细计算 $G_m = g_{m1} \frac{r_{o1}}{r_{o1} + R_{eqb}}$

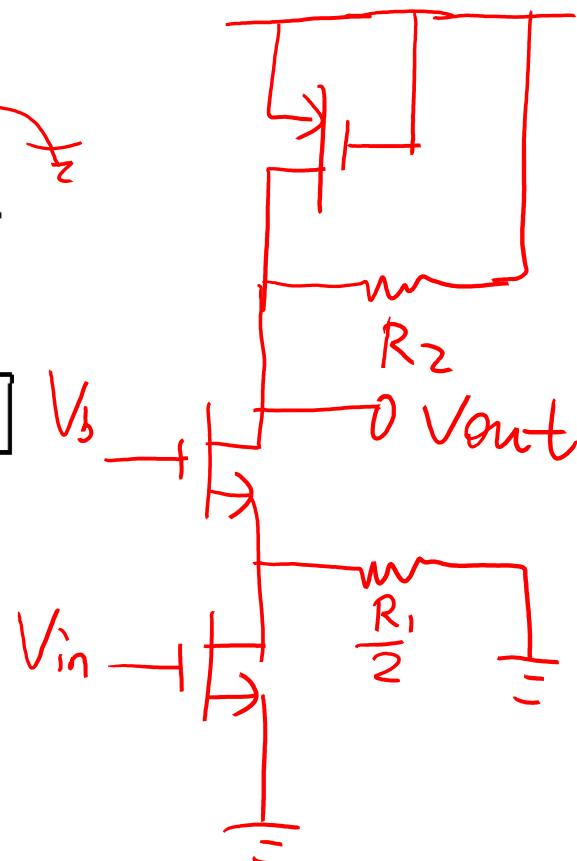
$$R_{out} = r_{o3} // R_2 // [r_{ob} + (1 + g_{mb} r_{ob}) r_o]$$



》》作业题解答



高频：半边电路法



$$A = -G_m R_{out}$$

半边电路法

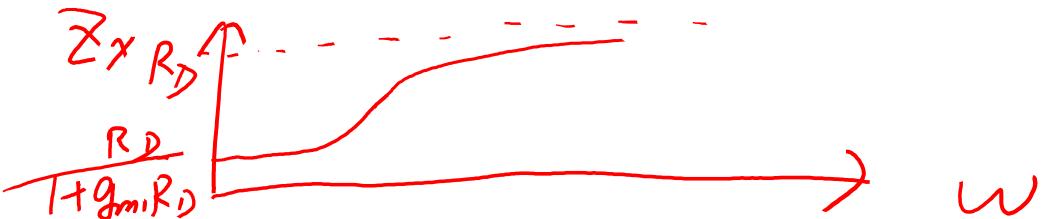
$$G_m = g_{m1} \frac{Y_{o1}/\frac{R_1}{2}}{Y_{o1}/\frac{R_1}{2} + \frac{1}{g_{mb}}/\frac{1}{Y_{ob}}} \approx \frac{g_{m1} \frac{R_1}{2}}{\frac{R_1}{2} + \frac{1}{g_{mb}}}$$

$$R_{out} = R_2 // Y_{o3} //$$

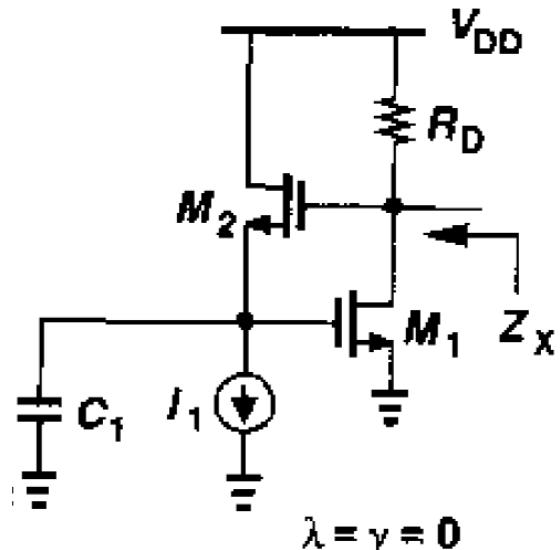
$$\left[Y_{ob} + (1 + g_{mb} Y_{ob}) \left(Y_{o1}/\frac{R_1}{2} \right) \right] \approx R_2$$



》》作业题解答

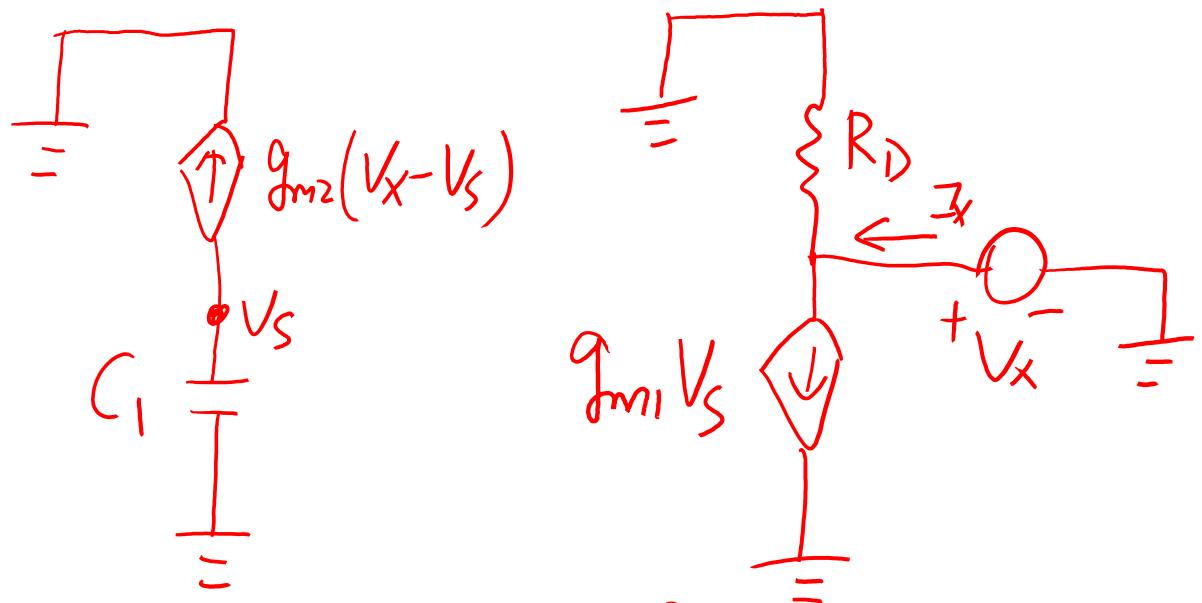


忽略其它电容,计算图 6.42 电路中的 Z_X 。画出 $|Z_X|$ 与频率的关系草图。



(b)

$$\lim_{s \rightarrow \infty} Z_X = R_D$$



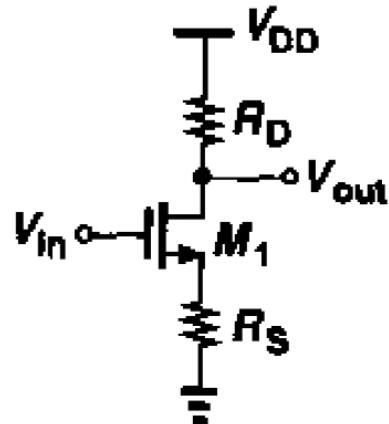
$$Z_X = \frac{V_X}{I_X} = \frac{R_D}{1 + g_m1 R_D} \frac{1 + s \frac{C_1}{g_m2}}{1 + s \frac{C_1}{g_m2 (1 + g_m1 R_D)}}$$

$$\text{零点 } \omega_z = \frac{g_m2}{C_1} < \text{极点 } \omega_p = \frac{g_m2}{C_1} (1 + g_m1 R_D)$$



》》作业题解答

7.6 求图 7.51 中每一个电路的输入参考热噪声电压。假定 $\lambda = \gamma = 0$ 。



$$A_{\text{voltage}} = \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,\text{in}}^2} &= \frac{\overline{V_{n,\text{out}}^2}}{A_{\text{voltage}}^2} \\ &= \frac{4kT\gamma}{g_m} + 4kTR_S \\ &\quad + \left(\frac{4kTR_D}{A_{\text{voltage}}^2} \right) \end{aligned}$$

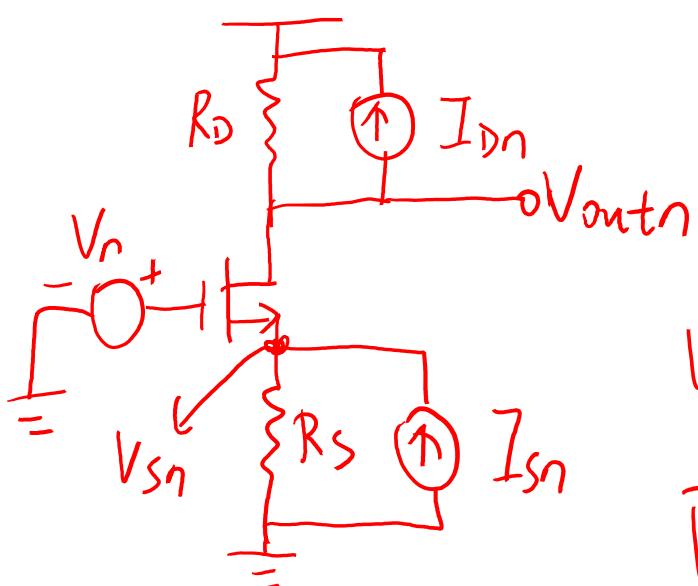
然后令 $V_{\text{in}} = 0$, 得到 $\overline{V_{n,\text{out}}^2}$

$$\begin{cases} \frac{V_{\text{out},n}}{R_D} + I_{D,n} = g_m (V_n - V_{S,n}) \\ g_m (V_n - V_{S,n}) = -I_{S,n} + \frac{V_{S,n}}{R_S} \end{cases}$$

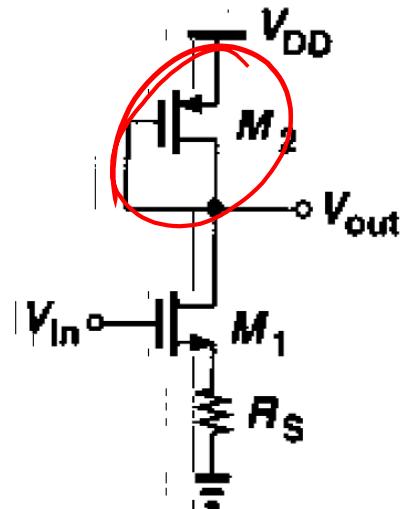
$$V_{\text{out},n} = \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} V_n - R_S \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} I_{S,n} - R_D I_{D,n}$$

$$\overline{V_{n,\text{out}}^2} = A_{\text{voltage}}^2 \overline{V_n^2} + R_S^2 A_{\text{voltage}}^2 \overline{I_{S,n}^2} + R_D^2 \overline{I_{D,n}^2}$$

$\downarrow 4kT\gamma/g_m \qquad \qquad \qquad 4kT/R_S \qquad \qquad \qquad 4kT/R_D$



》》作业题解答



与上页原理一致

$$A_{le} = \frac{g_{m1}/g_{m2}}{1 + g_{m1}R_S}$$

$$\overline{V_{outn}^2} = \overline{A_{le}^2 V_n^2} + \left(R_S A_{le} \right)^2 \overline{I_{S1}^2} - \left(\frac{1}{g_{m2}} \right)^2 \overline{I_{M2n}^2}$$

$$4kT\gamma/g_{m1} \quad 4kT/R_S \quad 4kT\gamma g_{m2}$$

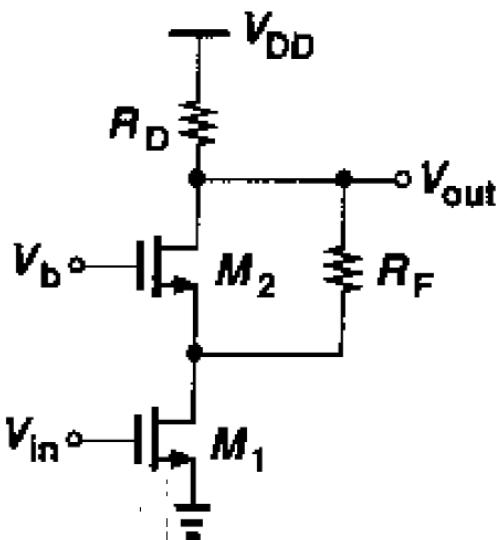
$$\overline{V_{n,in}^2} = \frac{\overline{V_{outn}^2}}{A_{le}^2} = \frac{4kT\gamma}{g_{m1}} + 4kTR_S + \frac{4kT\gamma}{g_{m2}A_{le}^2}$$

$$\overline{V_{n,out}^2} \quad \overline{V_{outn}^2}$$

noise



》》作业题解答

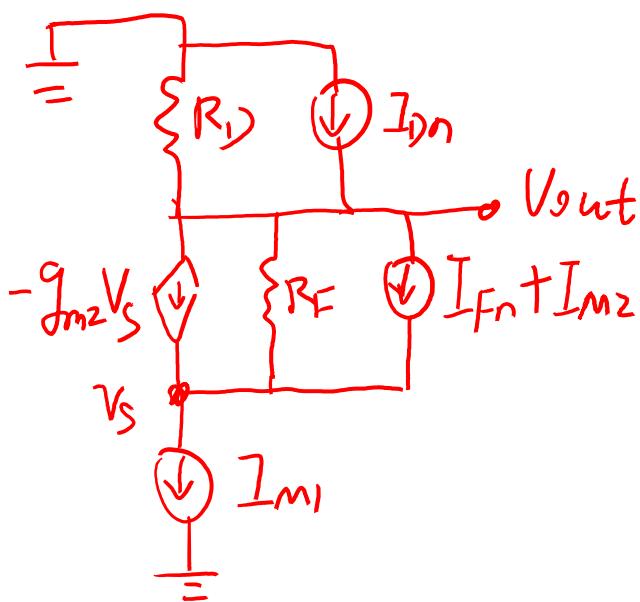


$$\lambda = \gamma = 0$$

$$\gamma_{s1} \rightarrow \infty$$

$$V_{n.out} = R_D (I_{Dn} - I_{M1})$$

$$\begin{aligned}\overline{V_{n.out}^2} &= R_D^2 \overline{I_{Dn}^2} + R_D^2 \overline{I_{M1}^2} \\ &= R_D^2 \cdot \frac{4KT}{R_D} + R_D^2 \cdot 4KT\gamma g_{m1}\end{aligned}$$



$$A_{v2} = -g_{m1} R_D$$

$$\overline{V_{n.in}^2} = \frac{\overline{V_{n.out}^2}}{A_{v2}^2} = \frac{4KT}{g_{m1}^2 R_D} + \frac{4KT\gamma}{g_{m1}}$$



第二十二章 07 第八章作业解答 + 笔迹.pdf



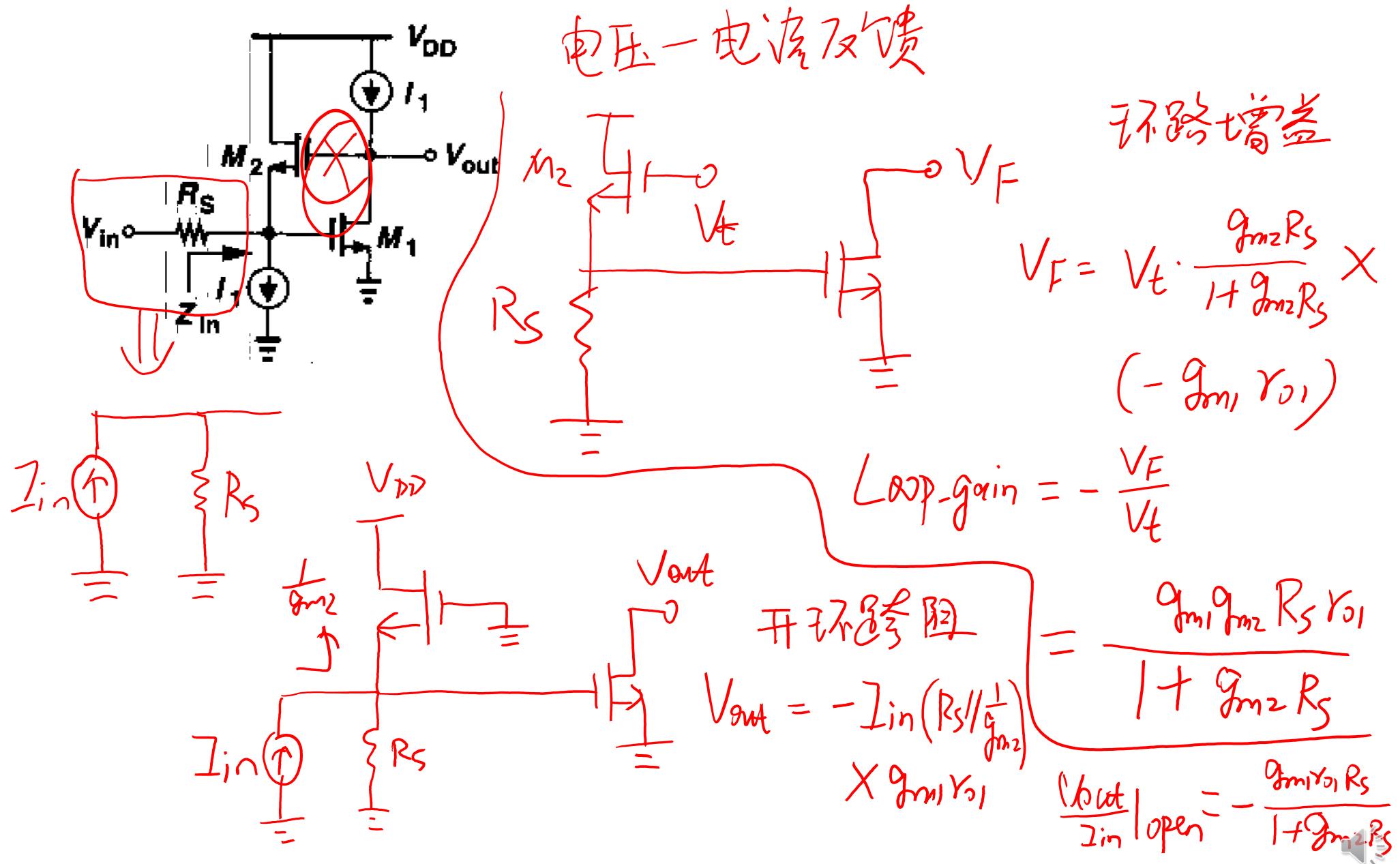
作业

口手工计算

- 《拉扎维》第304页：习题8.10 (a)，注意：不能忽略M1管的沟道长度调制效应。
- 《拉扎维》第304页：习题8.11 (c) , 注意：条件改为 $\lambda \neq 0$, $\gamma = 0$ 。同时采用低频近似条件。只求解输出阻抗和环路增益，不要求解输入阻抗。
- 《拉扎维》第305页：习题8.16, 注意： $\lambda \neq 0$, $\gamma = 0$ 。对于(b), 只解出闭环电压增益的表达式即可，不用计算具体数值，也不用求解输出电阻。
- 第一版与第二版教材题号一致。

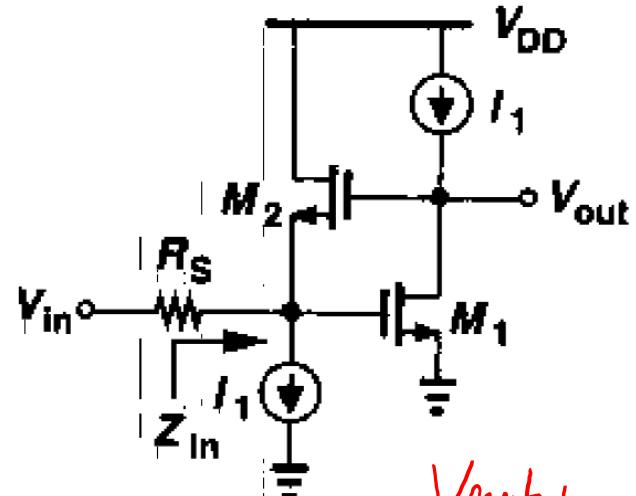


》》作业题解答



》》作业题解答

开环不增益、输出电阻与直接求解-法



$$\left\{ \frac{V_{out}}{I_{in}}|_{closed} = \frac{V_{out}|_{open}}{1 + \text{Loop-gain}} \right.$$

$$V_{in} = I_{in} R_s$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}}|_{closed} = - \frac{g_{m1} Y_{o1}}{1 + g_{m2} R_s + g_{m1} g_{m2} R_s Y_{o1}}$$

$$Z_{in}|_{closed} = \frac{Z_{in}|_{open}}{1 + \text{Loop-gain}} = \frac{R_s + \frac{1}{g_{m2}}}{1 + \text{Loop-gain}}$$

若不考虑 R_s

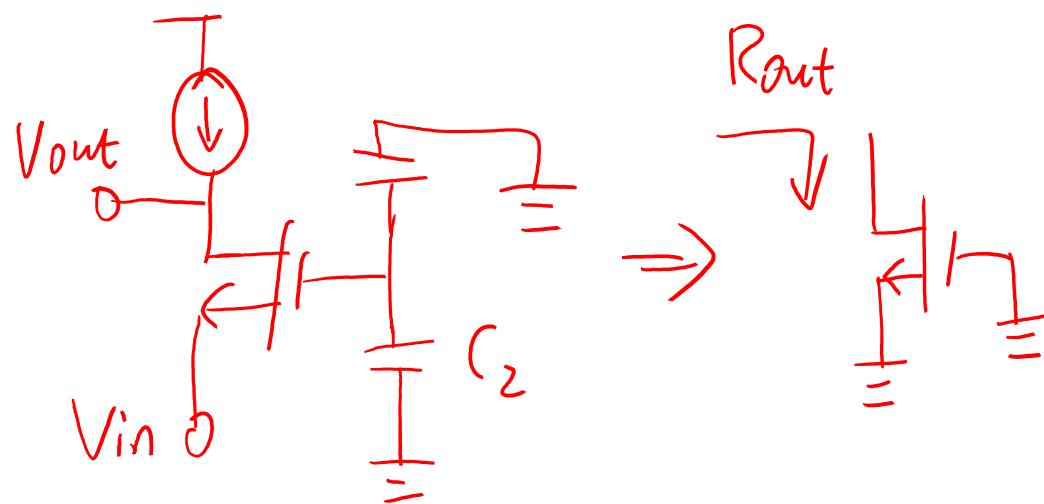
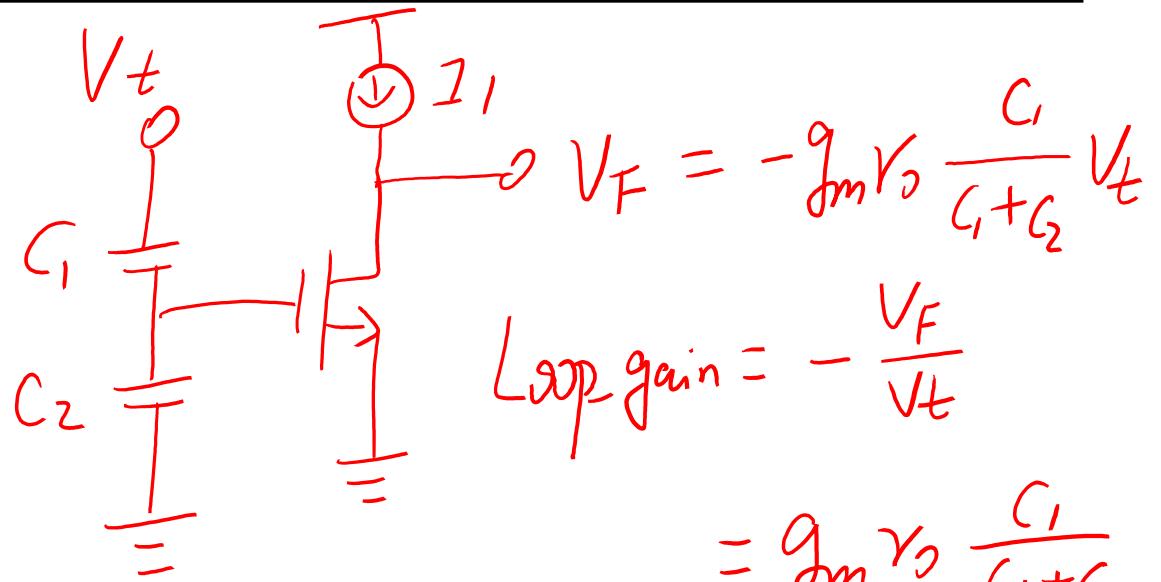
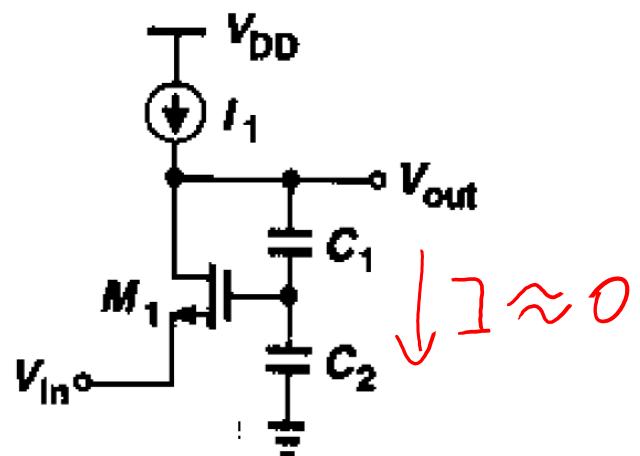
$$Z_{in}|_{closed} = \frac{1}{g_{m2}}$$

$$Z_{out}|_{closed} = \frac{Z_{out}|_{open}}{1 + \text{Loop-gain}}$$

$$= \frac{Y_{o1}}{1 + \text{Loop-gain}}$$



》》作业题解答

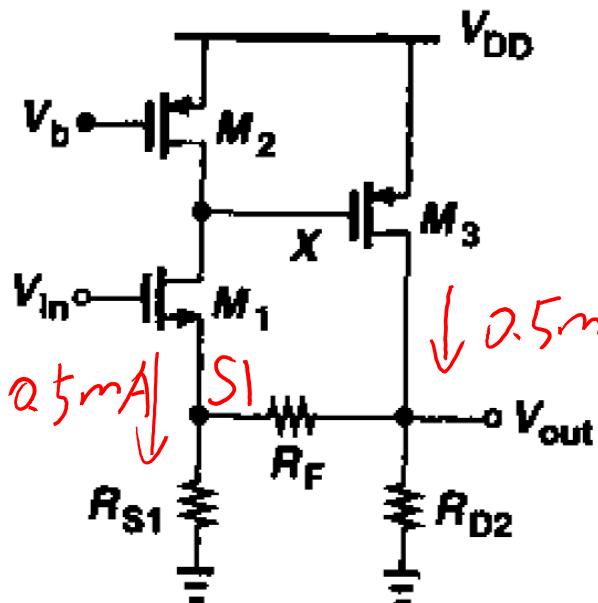


$$R_{out} = r_o$$

$$R_{out|closed} = \frac{r_o}{1 + \text{loop-gain}}$$



》》作业题解答



$$\because R_{S1} = R_{D2}, I_{D1} = I_{D3}$$

$\therefore R_F$ 上无直流电流

For M_3 :

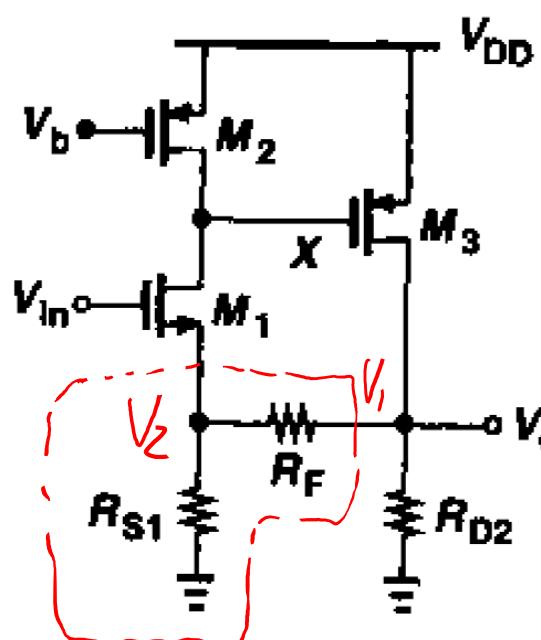
$$\left\{ \begin{array}{l} I_{D3} = \frac{1}{2} \mu_p C_o \left(\frac{W}{L} \right)_3 \left(V_{DD} - V_X - |V_{THP}| \right)^2 \\ \qquad \qquad \qquad [1 + \lambda_p (V_{DD} - V_{out})] \\ V_{out} = 0.5mA \times 3k\Omega = 1.5V \end{array} \right.$$

$$\Rightarrow V_X = 1.752V$$

$$V_{in} = 2.47V \leftarrow \left\{ \begin{array}{l} \text{For } M_1: I_{D1} = \frac{1}{2} \mu_n C_o \left(\frac{W}{L} \right)_1 \left(V_{in} - V_{S1} - V_{THN} \right)^2 \\ V_{S1} = 0.5mA \times 3k\Omega = 1.5V \quad [1 + \lambda_n (V_X - V_{S1})] \end{array} \right.$$

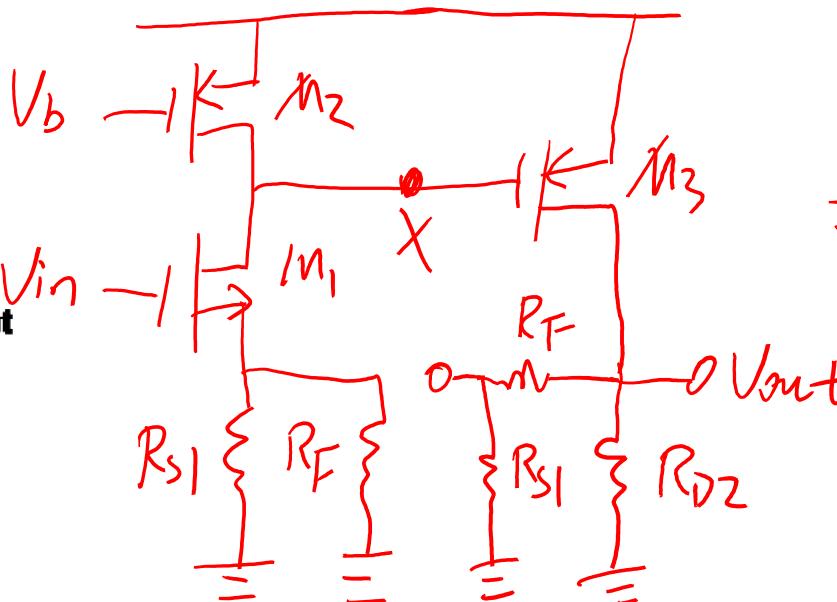


》》作业题解答



电压—电压反馈

G模型



$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = A_{v,open}$$

$$A_{v,open} = \frac{g_{m1}g_{o1}g_{o2}}{g_{o1} + g_{o2} + (1 + g_{m1}g_{o1})(R_S1/R_F)} \times g_{m3} [g_{o3} // R_D2 // (R_F + R_S1)]$$

$$\beta = g_{z1} = \frac{V_2}{V_1} \Big| I_2=0 = \frac{R_S1}{R_S1 + R_F}$$

$$\therefore A_{v,closed} = \frac{A_{v,open}}{1 + \beta A_{v,open}}$$

