

清华大学工程物理系

电路原理期中复习

2021年10月21日

主讲人：夏子睿

目录

- 电路的结构、组成与参数
- 电路的等效变换
- MOSFET及其应用
- 线性电路的一般分析方法
- 电路的定理
- 运算放大器
- 二端口
- 非线性电阻电路

1.1 电流、电压和电功率

- 电流
- 电压、电位： $u_{AB} = \phi_A - \phi_B$
- 电动势： $e_{BA} = u_{AB}$
- 关联参考方向与非关联参考方向
- 参考方向与真实方向之间的关系
- 电功率
 - 关联参考方向下， $P_{\text{吸}} = UI$ 。
 - 非关联参考方向下， $P_{\text{发}} = UI$ 。

1.2 基尔霍夫定律

- 支路、节点、路径、回路、网格、接线端、端口
- 基尔霍夫电流定律 (KCL)：流入（流出）节点的电流的代数和为零。（只适用于集总参数电路）
- 广义KCL：流入（流出）网络（集成元件）的电流的代数和为零。
- 基尔霍夫电压定律 (KVL)：回路中所有电压降的代数和为零。
- 广义KVL：电路中任意两点间的电压等于两点间任意一条路径经过的各元件电压的代数和。

1.3 电阻器

• 电路符号： 

• 电阻与电导： $R = \frac{1}{G}$ ， R 的单位为 Ω （欧姆）， G 的单位为S（西门子）。

• 欧姆定律：关联参考方向下， $u = iR$ ， $i = Gu$ 。

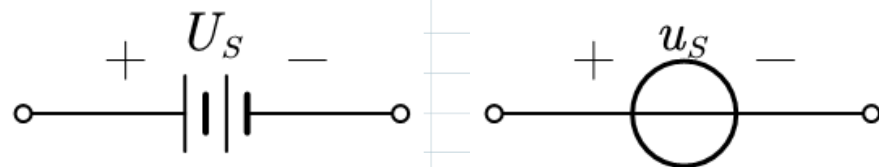
• 电阻消耗的功率： $p = ui = i^2 R = \frac{u^2}{R}$

• 开路与短路：开路可视作 $R = \infty$ ，短路可视作 $R = 0$

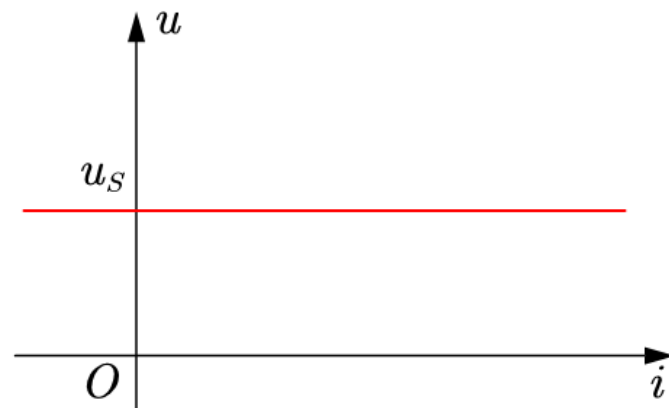
1.4 理想独立电源

- 理想独立电压源

- 电路符号:



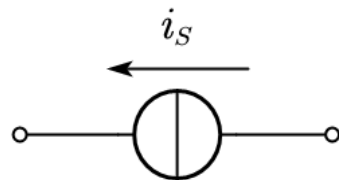
- 交流与直流: u_s 的方向会改变的电压源称为交流电压源, 反之称为直流电压源。
- 特性: 独立电压源的电压与电路的其余部分无关, 电流由外电路决定。



1.4 理想独立电源

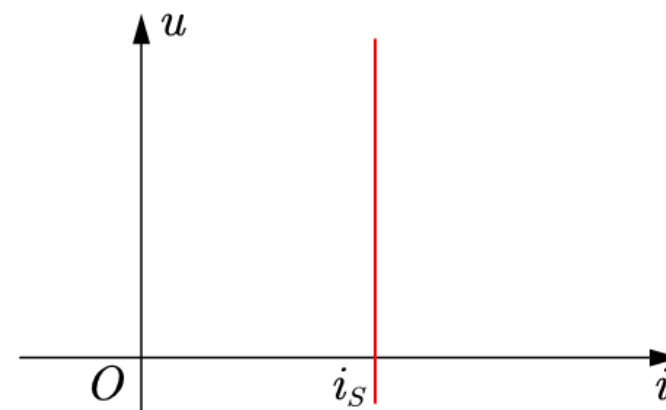
- 理想独立电流源

- 电路符号:



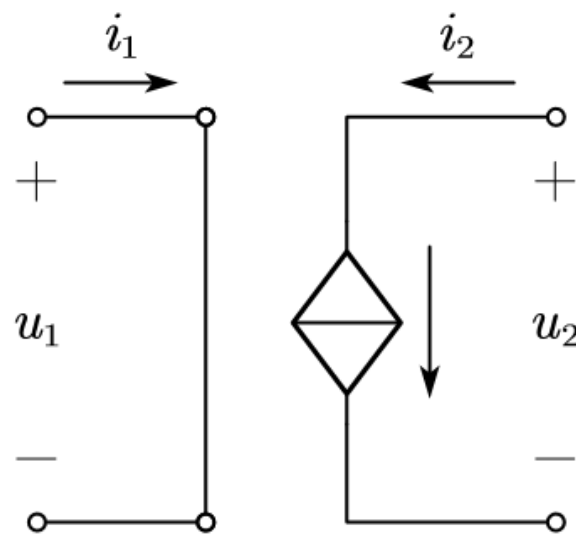
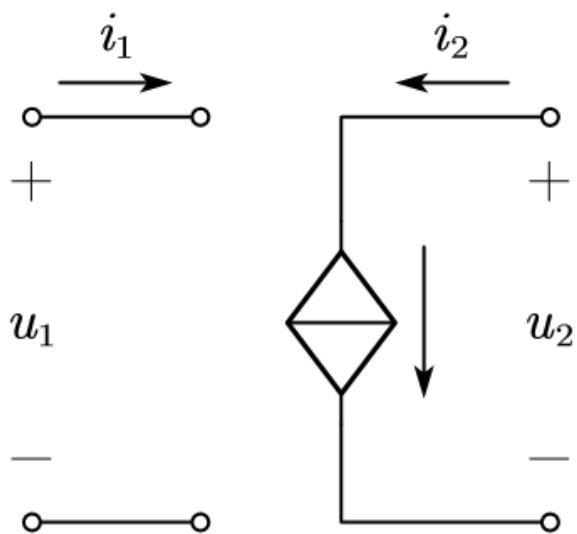
- 交流与直流: i_s 的方向会改变的电流源称为交流电流源, 反之称为直流电流源。

- 特性: 独立电压源的电流与电路的其余部分无关, 电压由外电路决定。



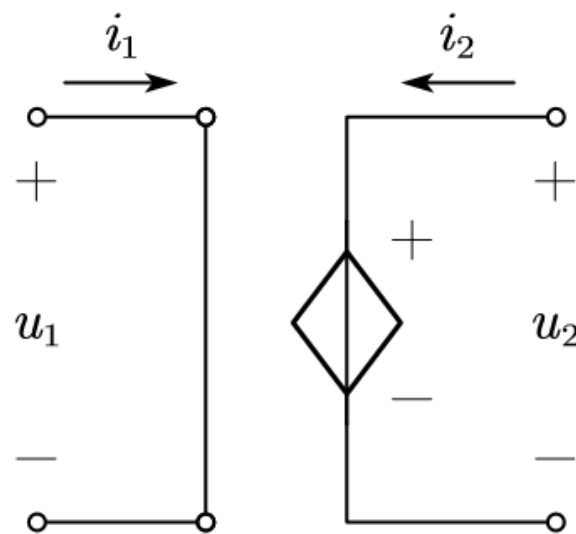
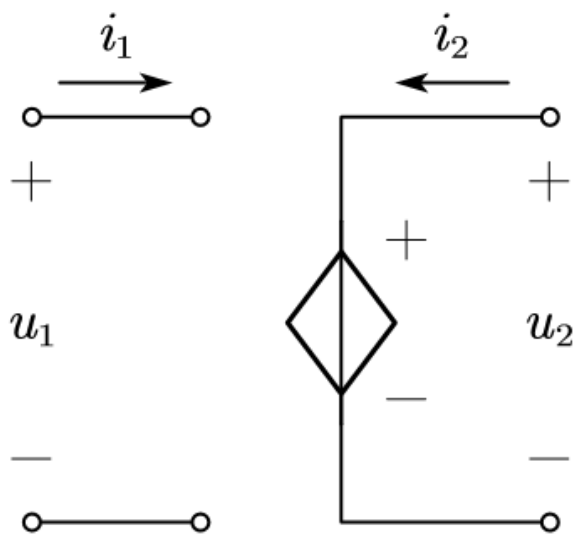
1.5 受控电源

- **压控电流源 (VCCS)** : $i_1 = 0$, $i_2 = gu_1$, g 称为转移电导。
- **流控电流源 (CCCS)** : $u_1 = 0$, $i_2 = \beta i_1$, β 称为转移电流比。



1.5 受控电源

- 压控电压源 (VCVS) : $i_1 = 0$, $u_2 = \mu u_1$, μ 称为转移电压比。
- 流控电压源 (CCVS) : $u_1 = 0$, $u_2 = r i_1$, r 称为转移电阻。



目录

- 电路的结构、组成与参数
- 电路的等效变换
- MOSFET及其应用
- 线性电路的一般分析方法
- 电路的定理
- 运算放大器
- 二端口
- 非线性电阻电路

2.1 电阻的串并联

- 电阻的串联

- 等效电阻: $R_{\text{eq}} = R_1 + R_2 + \cdots + R_n$

- 串联分压公式: $U_k = \frac{R_k}{R_{\text{eq}}} U$

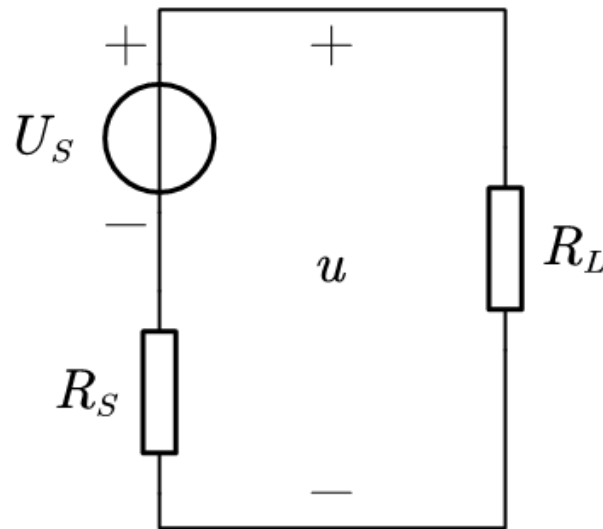
- 电阻的并联

- 等效电导: $G_{\text{eq}} = G_1 + G_2 + \cdots + G_n$

- 并联分流公式: $I_k = \frac{G_k}{G_{\text{eq}}} U$

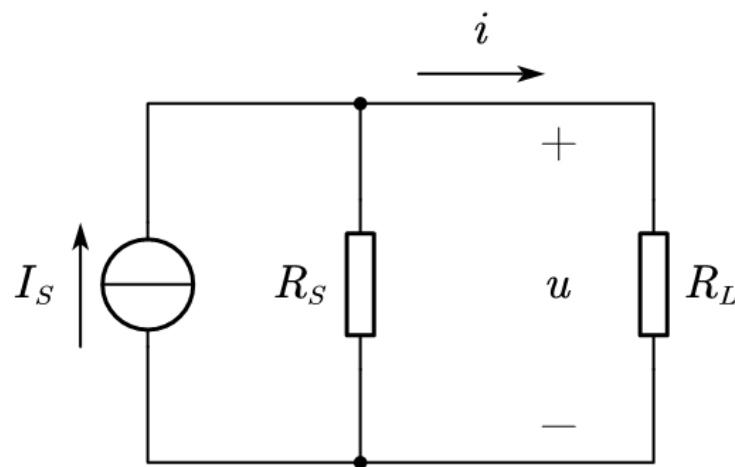
2.1 电阻的串并联

- 欲尽可能无损地采样 U_S 上的电压（替代定理），负载电阻 R_L 和电压源内阻 R_S 应满足什么样的关系？
- 根据分压关系，有 $U_L = \frac{R_L}{R_L + R_S} U_S$
- 当 R_L 越大时，负载上得到的信号 U_L 就越大。
- 当 R_S 越小时，为负载提供信号的能力就越强。



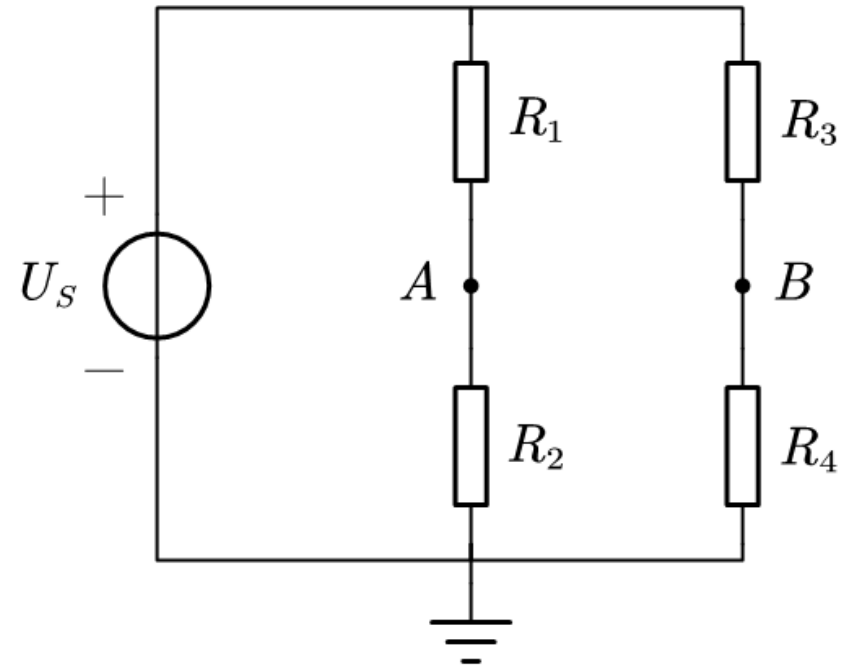
2.1 电阻的串并联

- 欲尽可能无损地采样 I_S 上的电流（替代定理），负载电阻 R_L 和电流源内阻 R_S 应满足什么样的关系？
- 根据分流关系，有 $I_L = \frac{R_S}{R_L + R_S} I_S$
- 当 R_L 越小时，负载上得到的信号 I_L 就越大。
- 当 R_S 越大时，为负载提供信号的能力就越强。



2.2 平衡电桥

- 如图所示, $U_A = \frac{R_2}{R_1+R_2} U_S$, $U_B = \frac{R_4}{R_3+R_4} U_S$ 。
- 当 $R_1 R_4 = R_3 R_2$ 时, 有 $U_A = U_B$ 。
- 等势点间可以接任意阻值电阻。



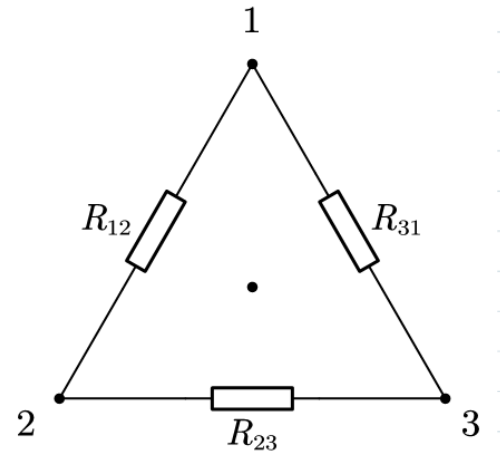
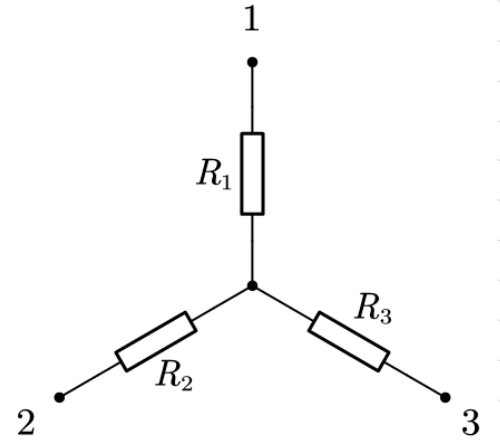
2.3 Y- Δ 变换

- 变换公式

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{12} = R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} \\ R_{23} = R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \\ R_{31} = R_3 + R_1 + \frac{R_3 R_1}{R_2} \end{array} \right., \text{逆变换为} \left\{ \begin{array}{l} R_1 = \frac{R_{12} R_{31}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}} \\ R_2 = \frac{R_{23} R_{12}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}} \\ R_3 = \frac{R_{31} R_{23}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}} \end{array} \right.$$

- 特殊情况

- 当 $R_1 = R_2 = R_3$ 或 $R_{12} = R_{23} = R_{31}$ 时, 有 $R_{\Delta} = 3R_Y$

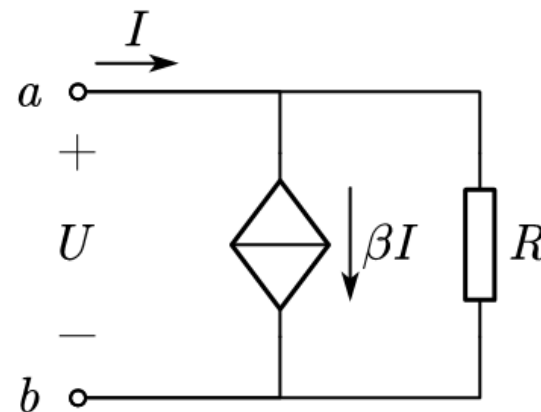


2.4 含受控源二端网络的入端电阻

- 加压求流法或加流求压法

- 由KCL可得 $I = \beta I + \frac{U}{R} \Rightarrow U = R(1 - \beta)I \Rightarrow R_{eq} = \frac{U}{I} = (1 - \beta)R$

- 当含受控源二端网络的控制量不在网络内的时候，用上述方法就无法求出入端电阻。



2.5 理想独立源的串并联

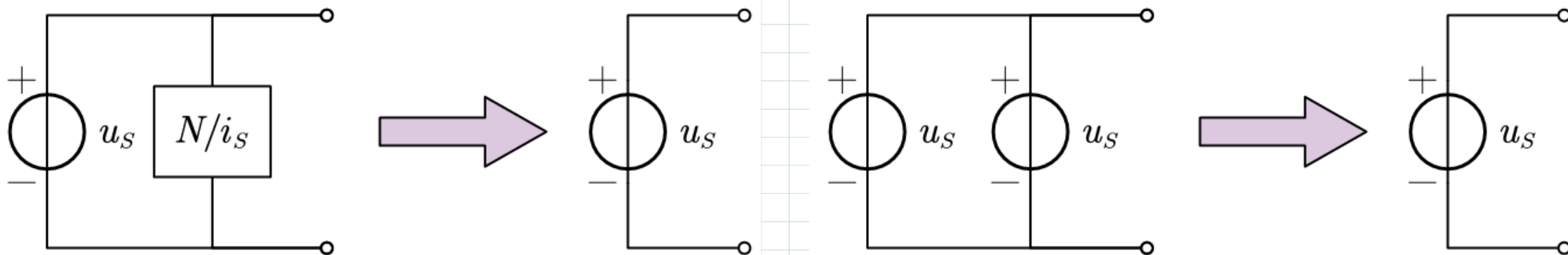
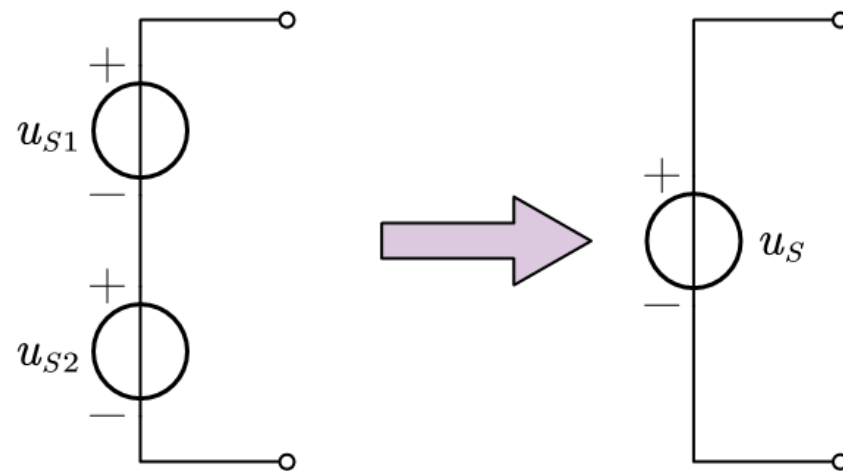
- 理想电压源的串并联

- 串联

- $u_S = u_{S1} + u_{S2}$

- 并联

 - 电动势相同的电压源才能并联，且每个电压源的电流不确定。



2.5 理想独立源的串并联

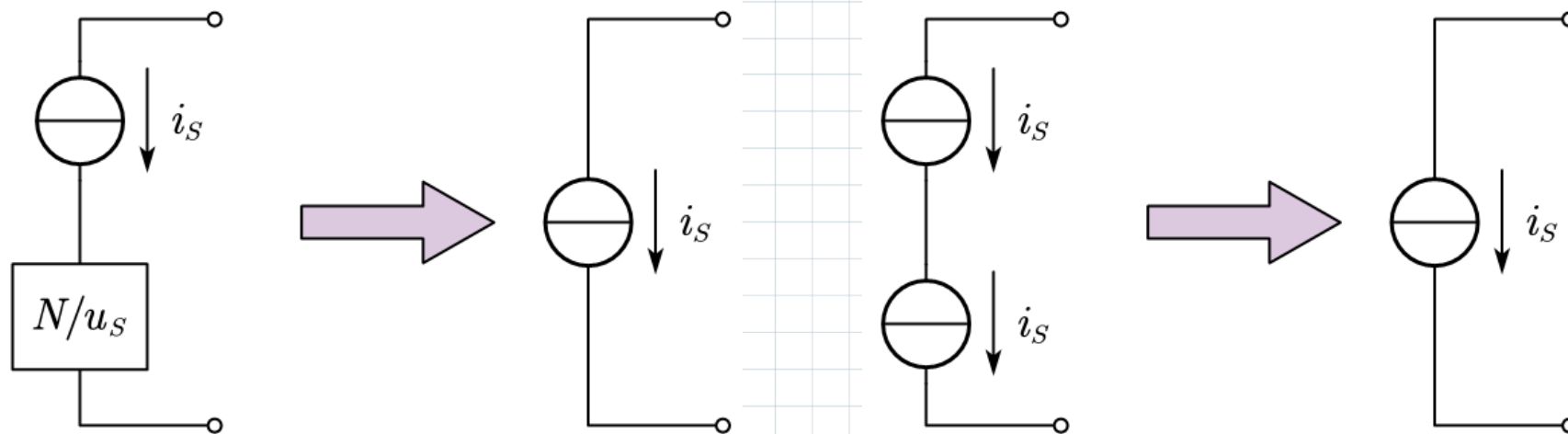
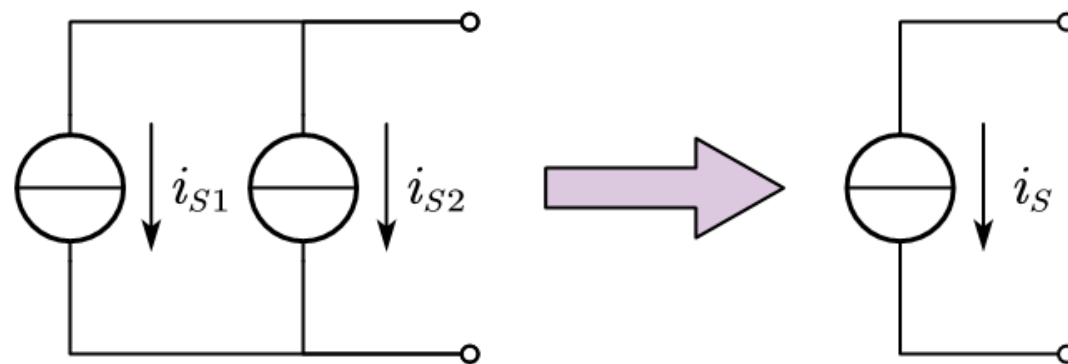
- 理想电流源的串并联

- 并联

- $i_S = i_{S1} + i_{S2}$

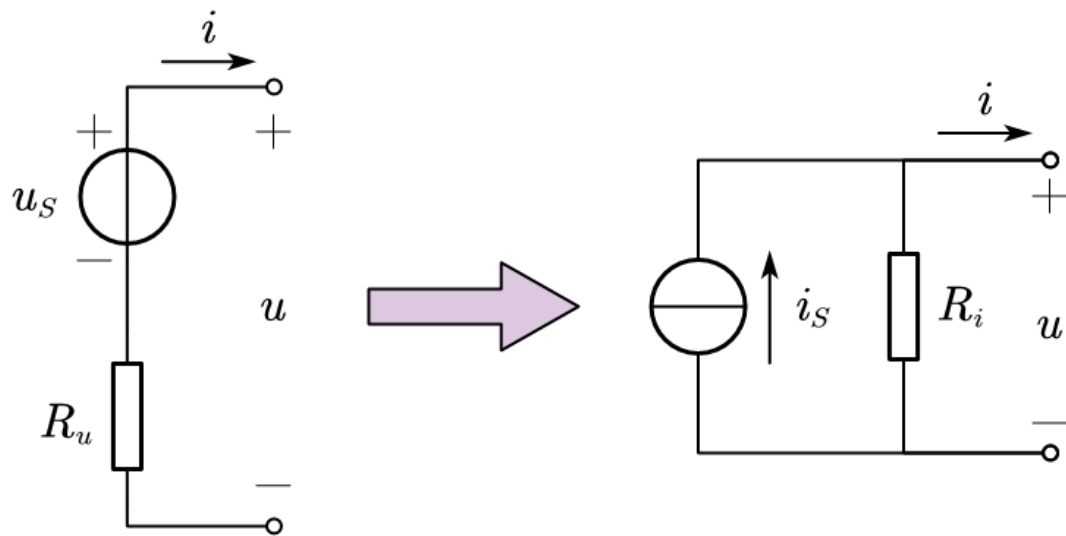
- 串联

 - 电流相同的电流源才能串联，且每个电流源的电压不确定。



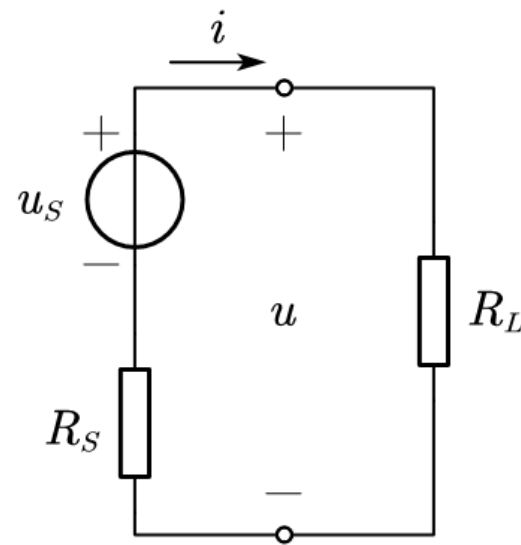
2.6 实际独立源的等效变换

- 独立电压源： $u = u_S - iR_u$
- 独立电流源： $i = i_S - \frac{u}{R_i} \Rightarrow u = i_S R_i - iR_i$
- 所以 $R_u = R_i = R_S$ ， $u_S = i_S R_S$ 。
- 上述变换同样适用于受控电源。



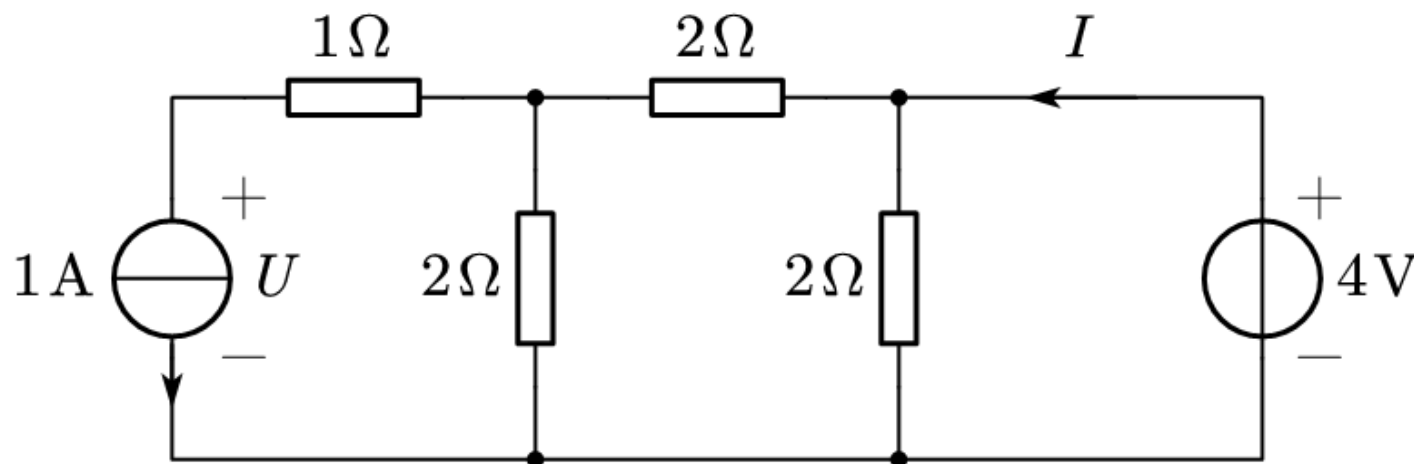
2.7 最大功率传输

- 对于实际电压源，由欧姆定律可得 $i = \frac{u_S}{R_S + R_L}$
- 负载消耗的功率为 $p = i^2 R_L = \frac{u_S^2 R_L}{(R_S + R_L)^2}$
- 由基本不等式得 $p = \frac{u_S^2}{R_L + \frac{R_S^2}{R_L} + 2R_S} \leq \frac{u_S^2}{2\sqrt{R_L \cdot \frac{R_S^2}{R_L}} + 2R_S} = \frac{u_S^2}{4R_S}$
- 取等条件为 $R_L = R_S$
- 对于实际电流源，作变换后可得 $p \leq \frac{1}{4} i_S^2 R_S$ ，取等条件相同



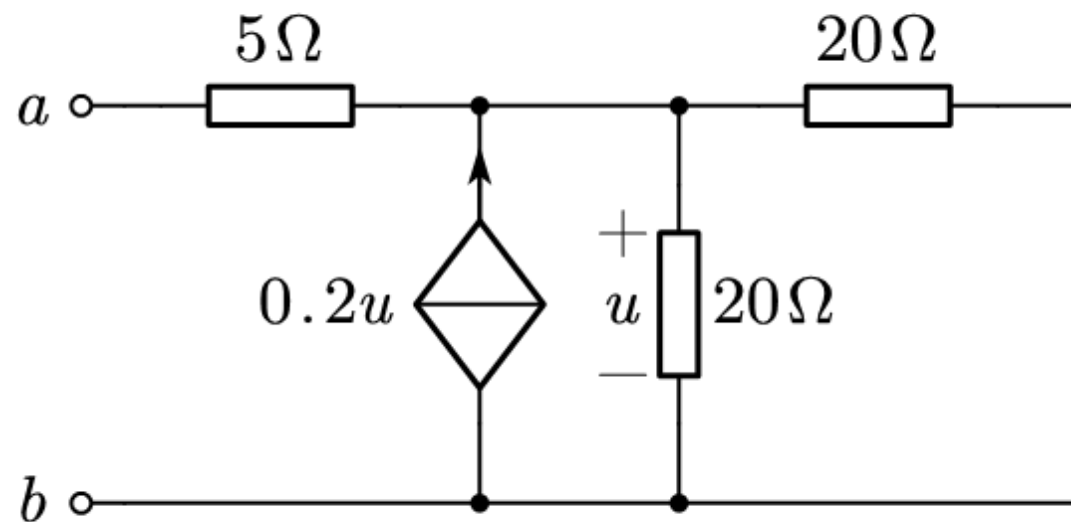
题1/9 3min

- 求图中的电压 U 和电流 I 。



题2/9 3min

- 求等效电阻 R_{ab} 。



目录

- 电路的结构、组成与参数
- 电路的等效变换
- MOSFET及其应用
- 线性电路的一般分析方法
- 电路的定理
- 运算放大器
- 二端口
- 非线性电阻电路

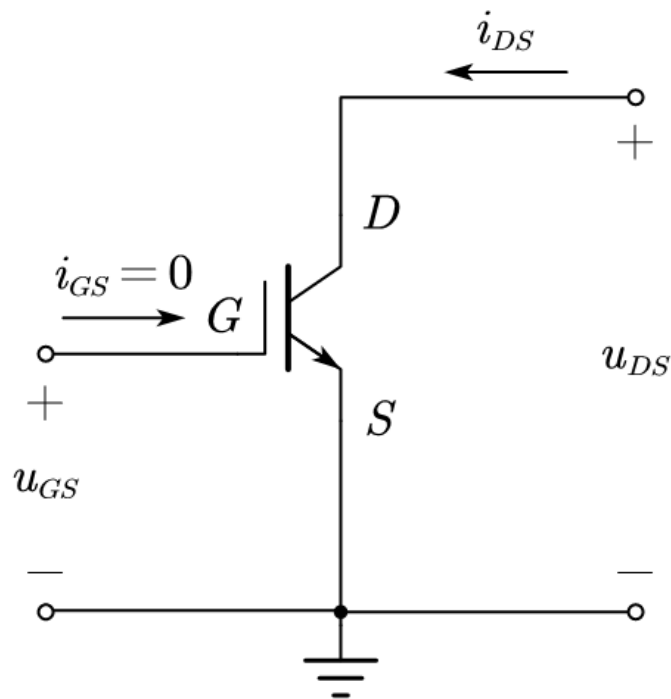
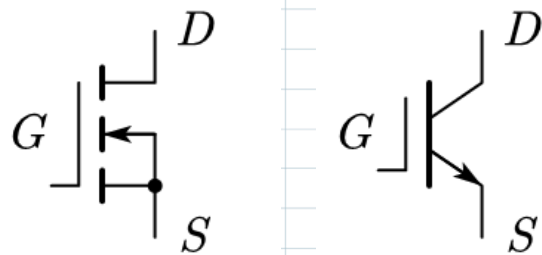
3.1 MOSFET的电路模型

- 电路符号 (N沟道增强型) :

- 运行电路:

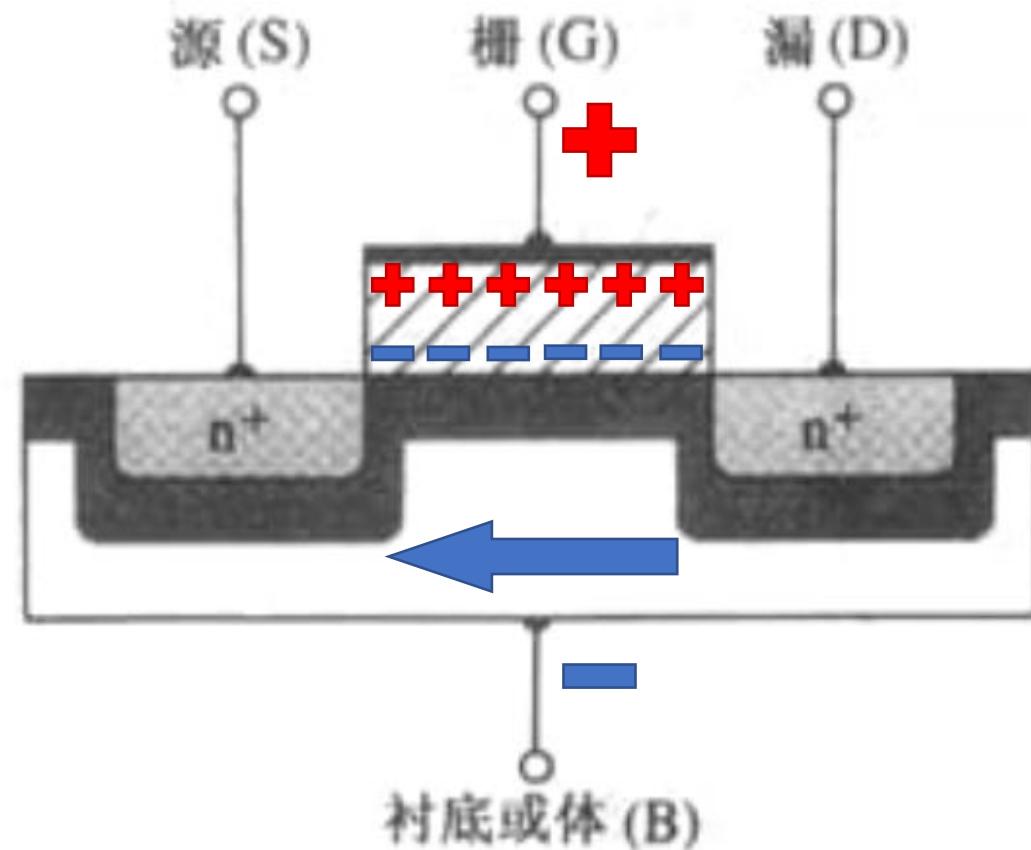
- 输出特性:

$$i_{DS} = \begin{cases} 0 & u_{GS} < u_T \\ \frac{K}{2}(u_{GS} - u_T)^2 & 0 < u_{GS} - u_T < u_{DS} \\ \frac{K}{2}(2(u_{GS} - u_T)u_{DS} - u_{DS}^2) & u_{GS} - u_T > u_{DS} \end{cases}$$



3.1.X 如何理解MOSFET模型？

- 我们先从0开始逐渐增大 u_{GS} 。
- $u_{GS} > 0$ ：电介质极化
- $u_{GS} < u_T$ ：未到阈值，不导通
- $u_{GS} \geq u_T$ ：达到阈值，开始导通
- 此时 u_{GS} 分为两部分，一部分为 u_T 用于抵消阈值、开始导通，另一部分为 $u_{GS} - u_T$ 用于继续增加负电荷浓度、提升导电能力



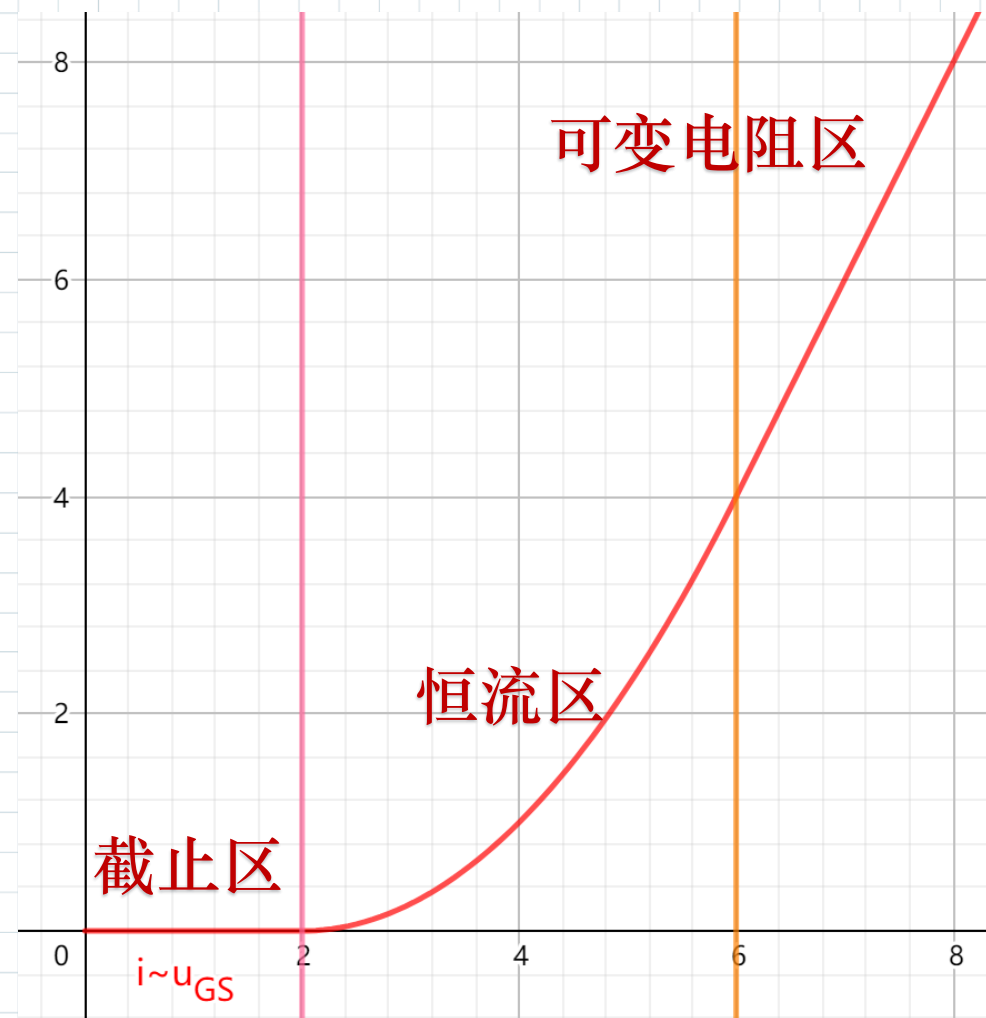
3.1.X 如何理解MOSFET模型？

- u_{GS} 增大，导电能力 $u_{GS} - u_T$ 继续增强，电流 i_{DS} 不断增大，且满足下列关系：

- $i_{DS} = \frac{K}{2} (u_{GS} - u_T)^2$

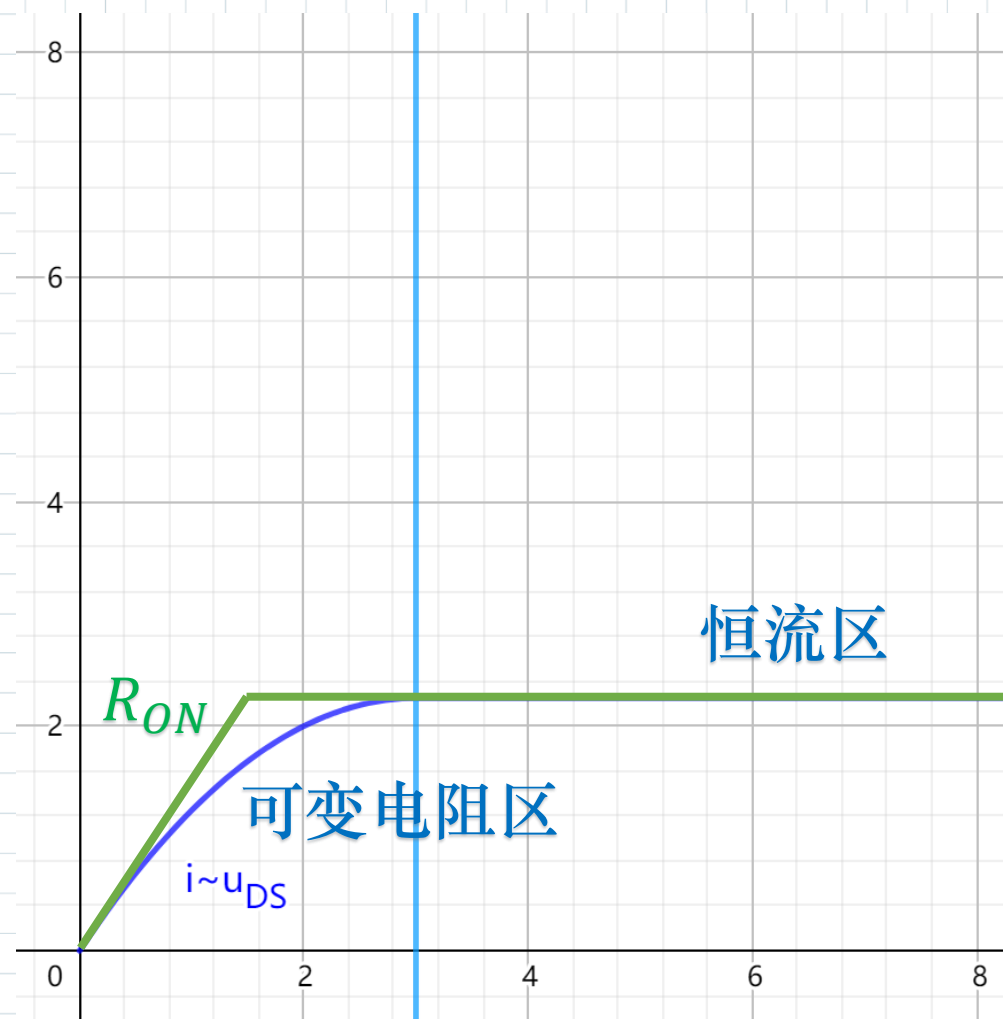
- 但是，材料的导电能力有上限，是由 u_{DS} 决定的，所以当 $u_{GS} - u_T \geq u_{DS}$ 时，电流满足：

- $i_{DS} = \frac{K}{2} (2(u_{GS} - u_T)u_{DS} - u_{DS}^2)$



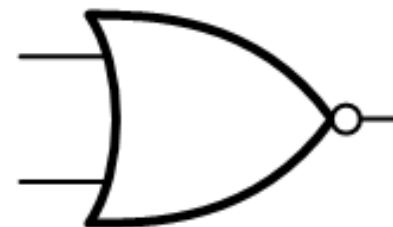
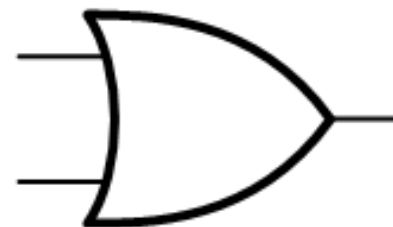
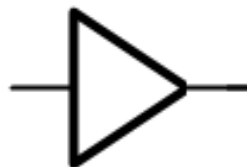
3.1.X 如何理解MOSFET模型？

- 刚才逐渐增大 u_{GS} ，现在开始逐渐增大 u_{DS} 。设 $u_{GS} > u_T$ 。
- 如果 $0 < u_{DS} < u_{GS} - u_T$ ，此时正处于材料的导电能力的上限，MOSFET表现得像一个电阻，故称为可变电阻区（或称三极管区）。
- 如果 $u_{DS} > u_{GS} - u_T$ ，此时还没有到材料的导电能力的上限，故电流完全由“阀门”决定，故称为恒流区（或饱和区）。



3.2 逻辑门

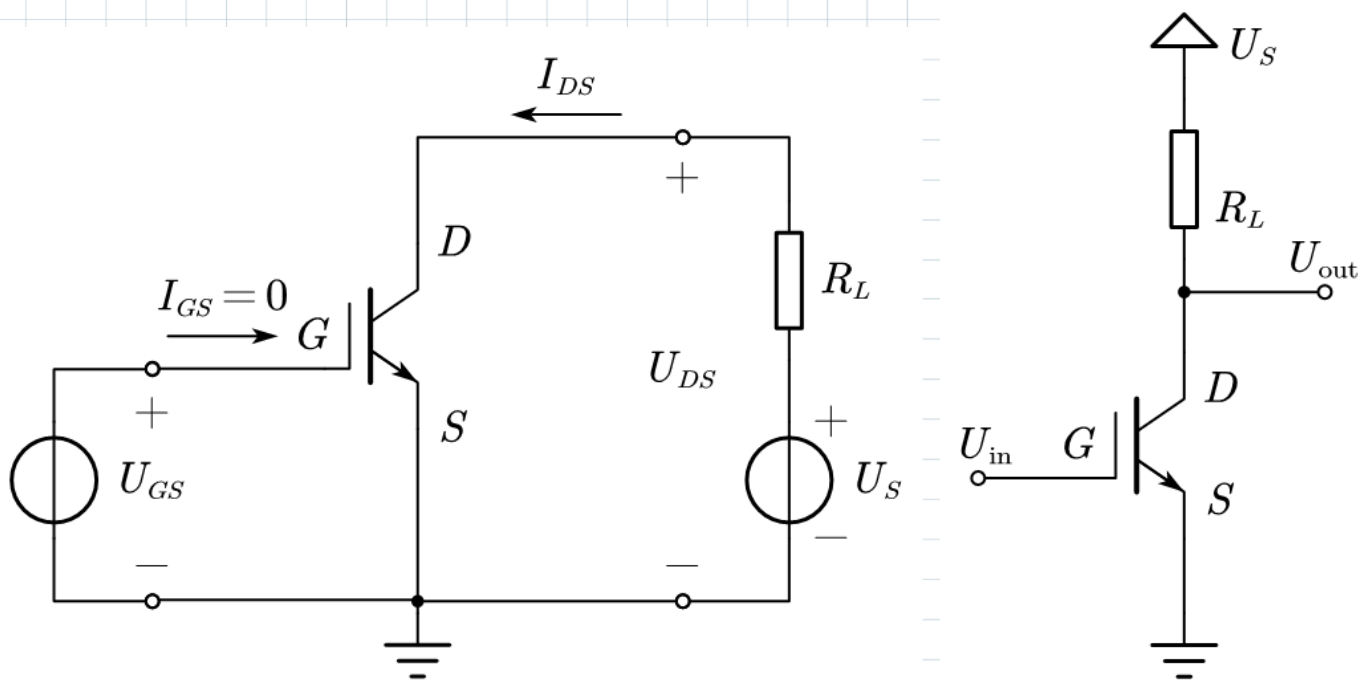
- 缓冲器、反相器
- 与门、与非门
- 或门、或非门



3.3 用MOSFET构成逻辑门

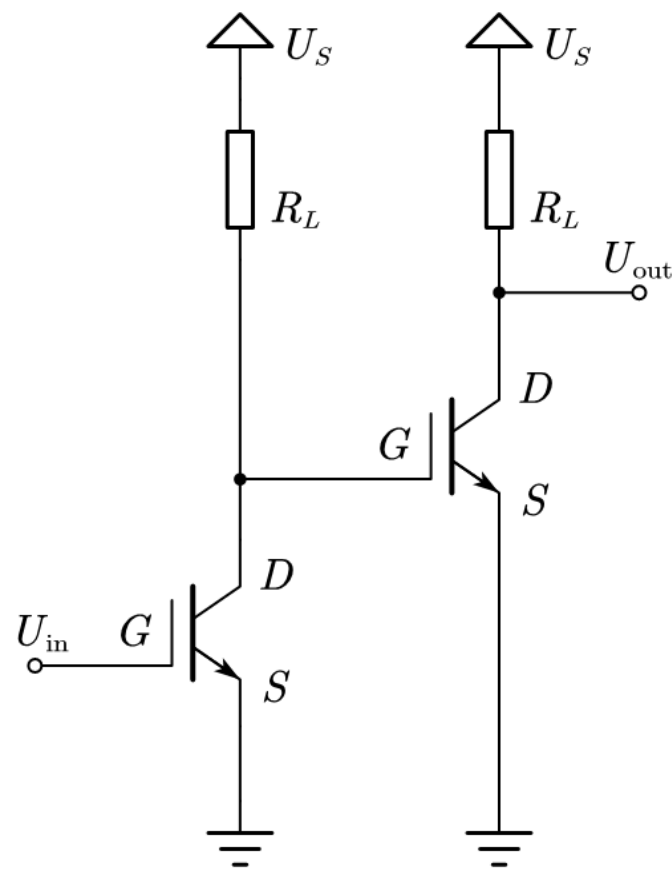
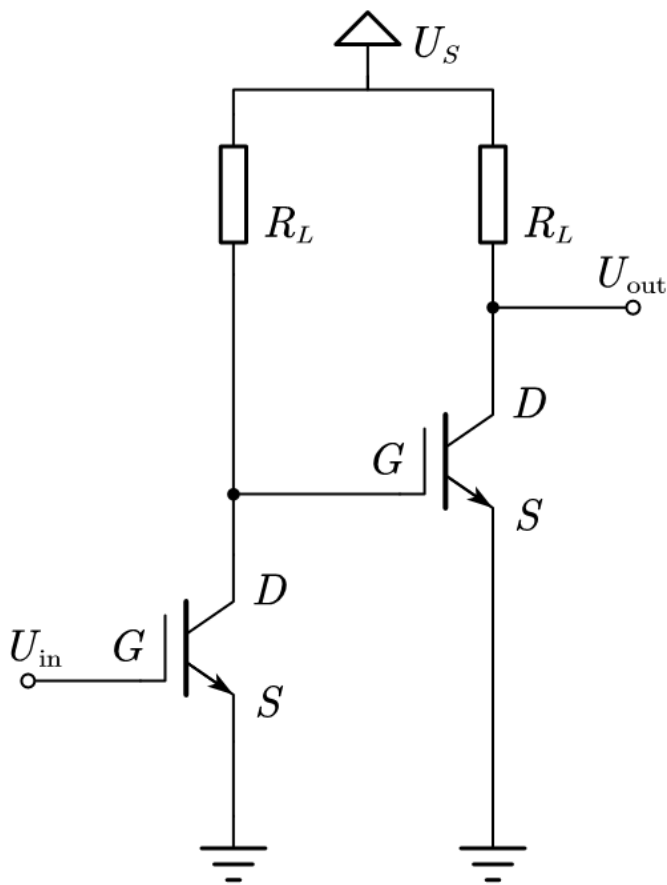
• 反相器

- 输入的 u_{GS} 为“1”，MOSFET表现为可变电阻，输出的 u_{DS} 为“0”
- 输入的 u_{GS} 为“0”，MOSFET表现为开路，输出的 u_{DS} 为“1”
- 所有的信号都从G端输入
- 需满足 $R_{ON} \ll R_L$
- 功率
 - $p_0 = 0$
 - $p_1 = \frac{U_S^2}{R_{ON} + R_L}$



3.3 用MOSFET构成逻辑门

- 缓冲器：两个反相器相连



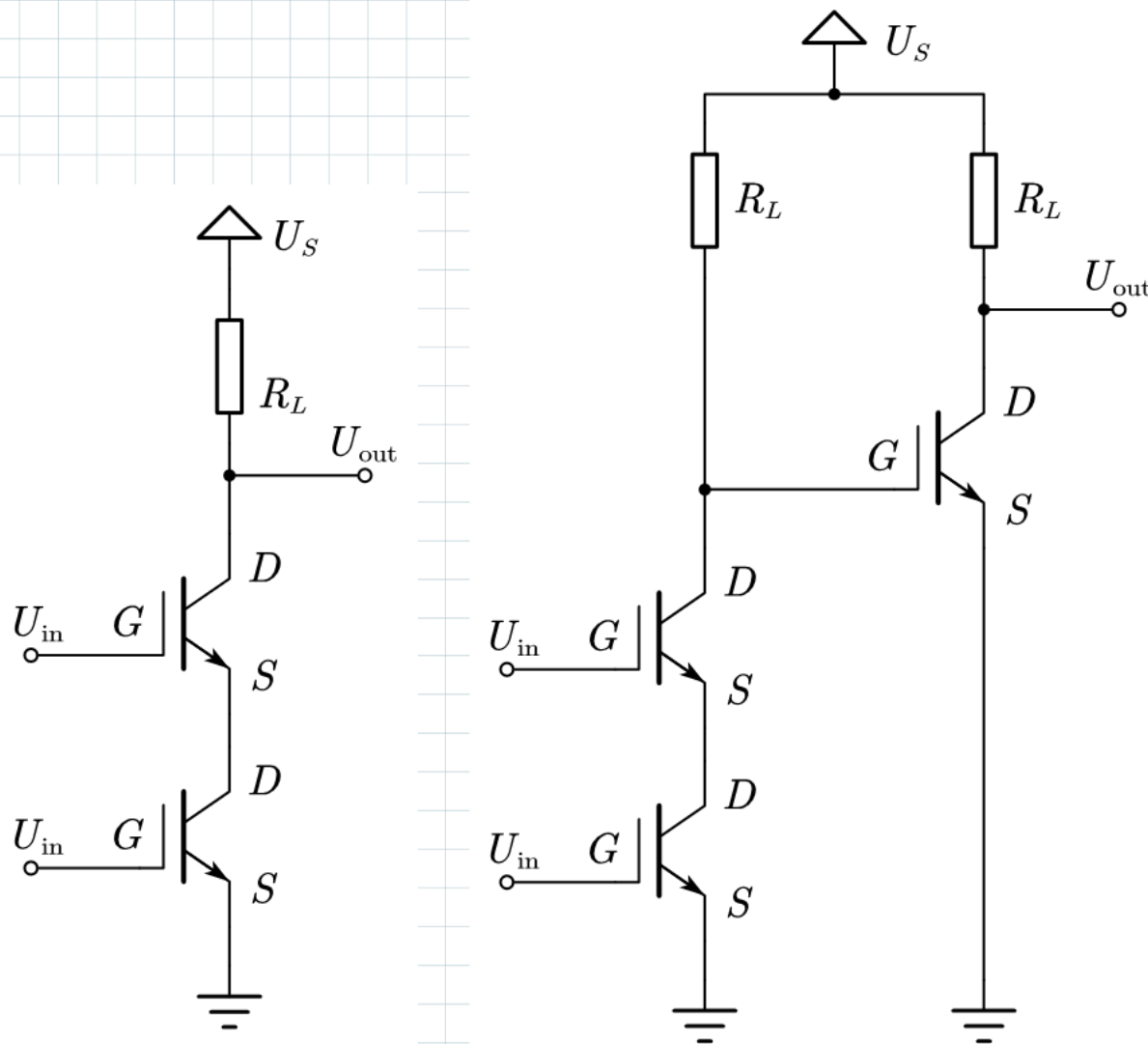
3.3 用MOSFET构成逻辑门

• 与非门

- 思路：两个MOSFET的输入同时为“1”，输出才为“0”
- 输出为“0”的时候电路导通，故MOSFET应串联

• 与门

- 与非门与反相器



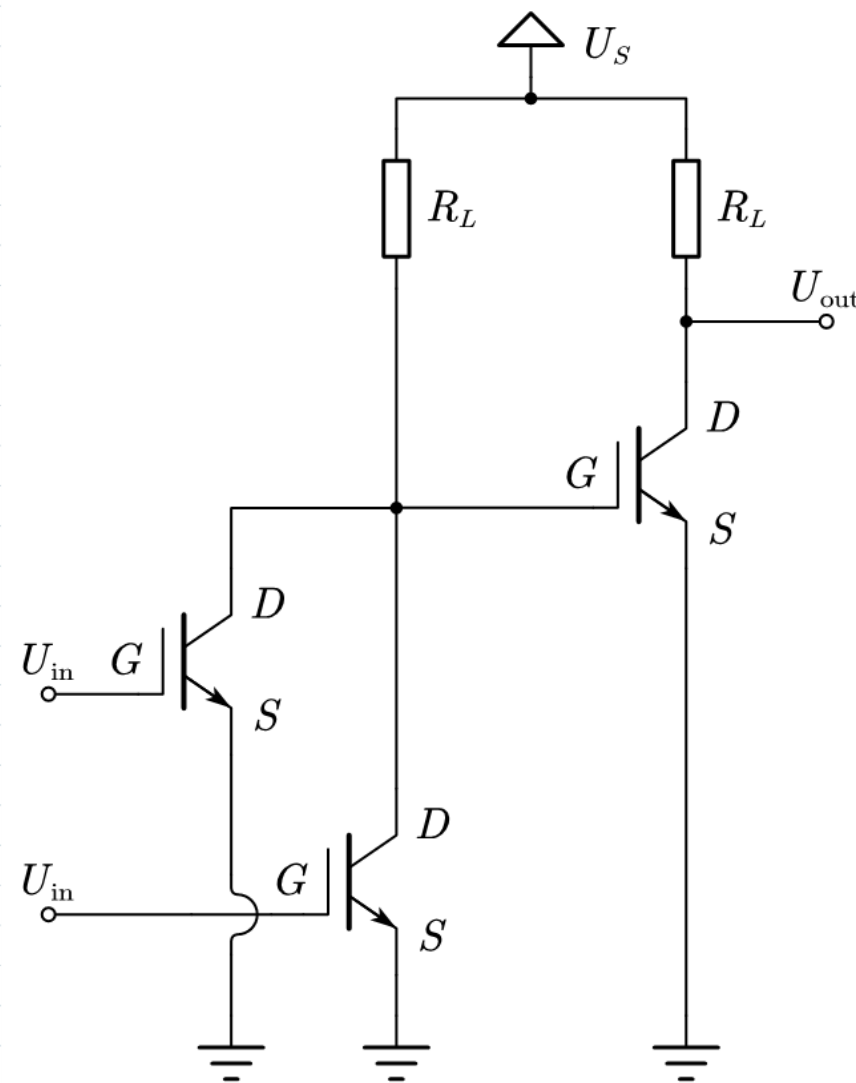
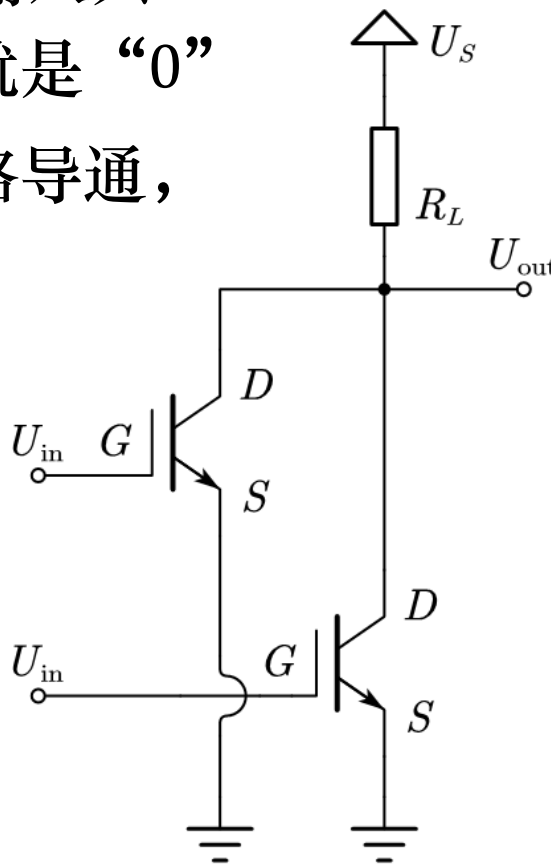
3.3 用MOSFET构成逻辑门

• 或非门

- 思路：两个MOSFET的输入只要有一个“1”，输出就是“0”
- 输出为“0”的时候电路导通，故MOSFET应并联

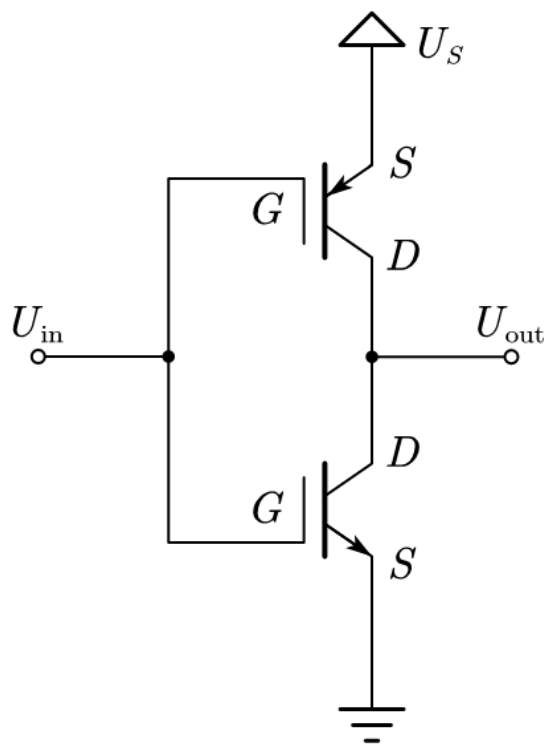
• 或门

- 或非门与反相器

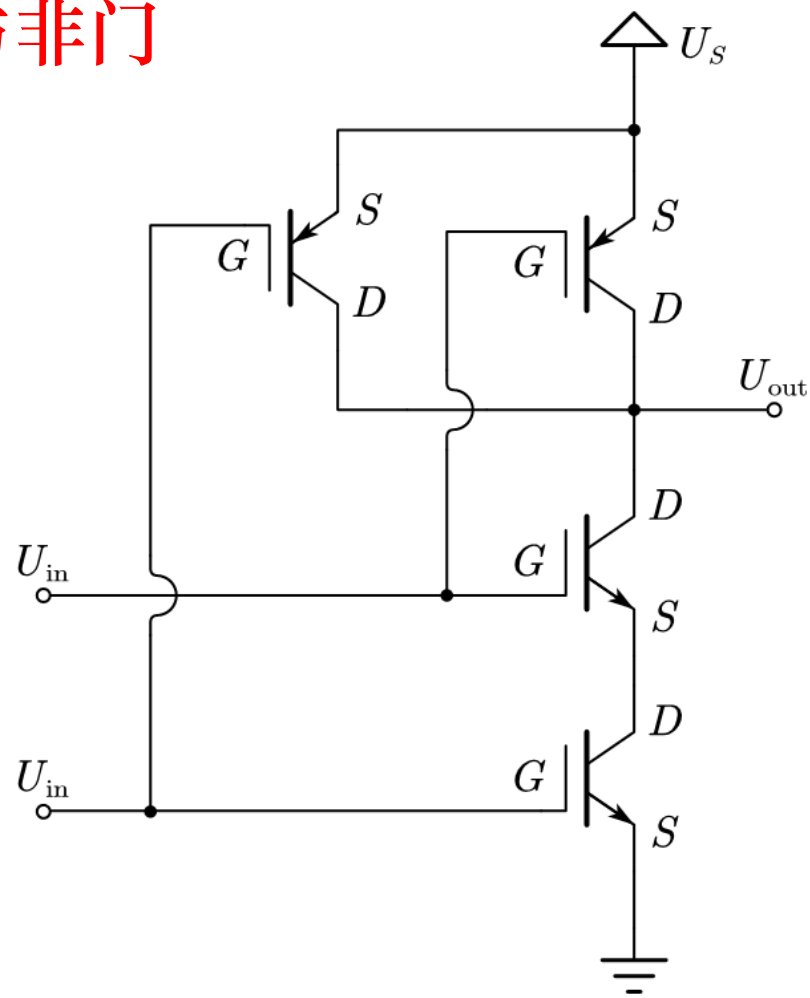


3.4 用CMOS构成逻辑门

- CMOS反相器
- 静态功率消耗为零



- CMOS与非门

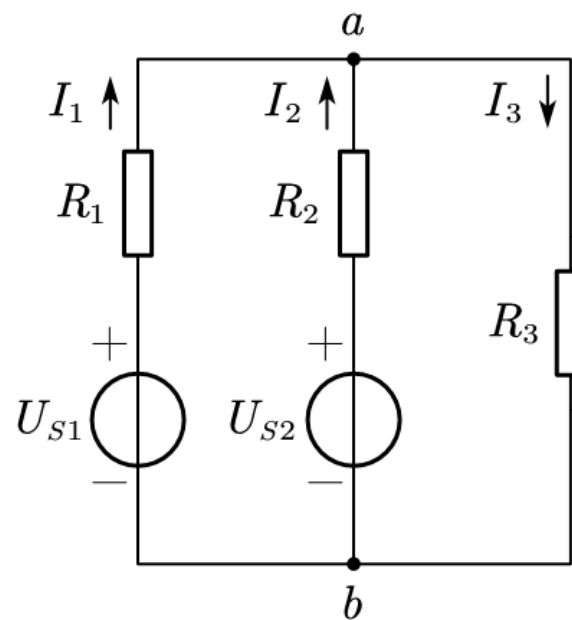


目录

- 电路的结构、组成与参数
- 电路的等效变换
- MOSFET及其应用
- 线性电路的一般分析方法
- 电路的定理
- 运算放大器
- 二端口
- 非线性电阻电路

4.1 支路电流法

- KCL: $n - 1$
 - a: $-I_1 - I_2 + I_3 = 0$
 - b: $I_1 + I_2 - I_3 = 0$ (非独立)
- KVL: $b - (n - 1)$
 - $I_1 R_1 - I_2 R_2 = U_{S1} - U_{S2}$
 - $I_2 R_2 + I_3 R_3 = U_{S2}$
 - $I_1 R_1 + I_3 R_3 = U_{S1}$ (非独立)



4.1 支路电流法

- 标定各支路电流的参考方向
- 选定 $n - 1$ 个节点，列写KCL方程
- 选定 $b - n + 1$ 个独立回路，列写KVL方程，用支路电流表示支路电压
- 求解上述方程，得到 b 个支路电流
- 根据元件约束得到 b 个支路电压
- 如何选择独立回路：
 - 平面电路可选择网孔
 - 对于一般的电路，每选择一个回路使这个回路至少具有一条新支路

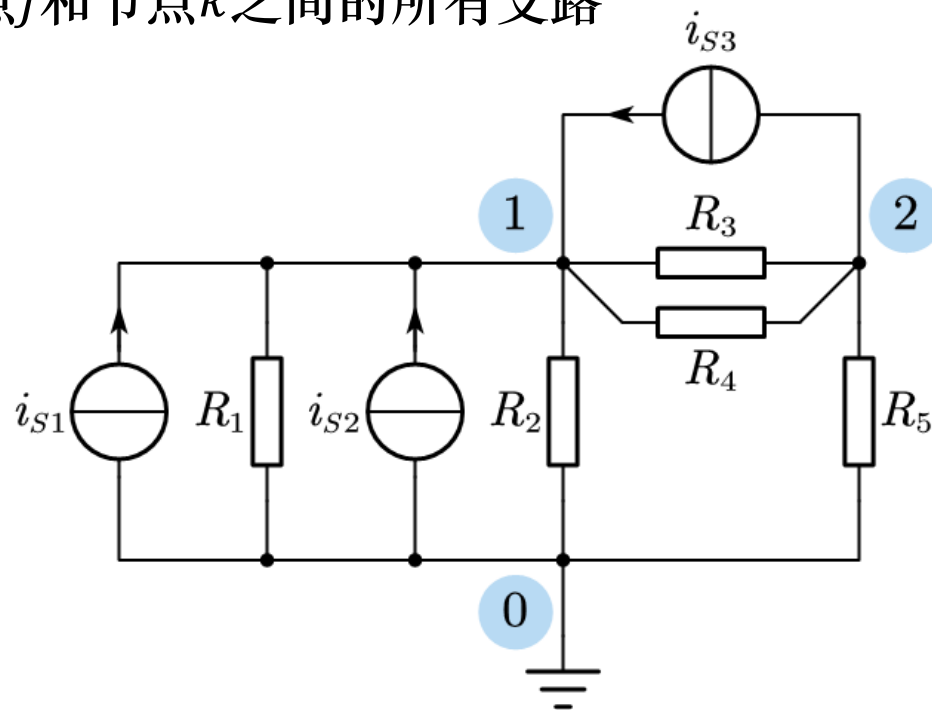
4.2 节点电压法

- 选定参考节点，标明其余 $n - 1$ 个独立节点的电压
- 计算系数矩阵
 - G_{jj} : 节点 j 的自电导，接在节点 j 上所有支路的电导之和
 - $G_{jk} = G_{kj}$: 节点 j 与节点 k 之间的互电导，接在节点 j 和节点 k 之间的所有支路的电导之和，并冠以负号
 - i_{Snj} : 流入节点 j 的电流源电流的代数和

- 列标准方程 ($v = n - 1$)

$$\begin{bmatrix} G_{11} & \cdots & G_{1v} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{v1} & \cdots & G_{vv} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{n1} \\ \vdots \\ u_{nv} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{Sn1} \\ \vdots \\ i_{Snv} \end{pmatrix}$$

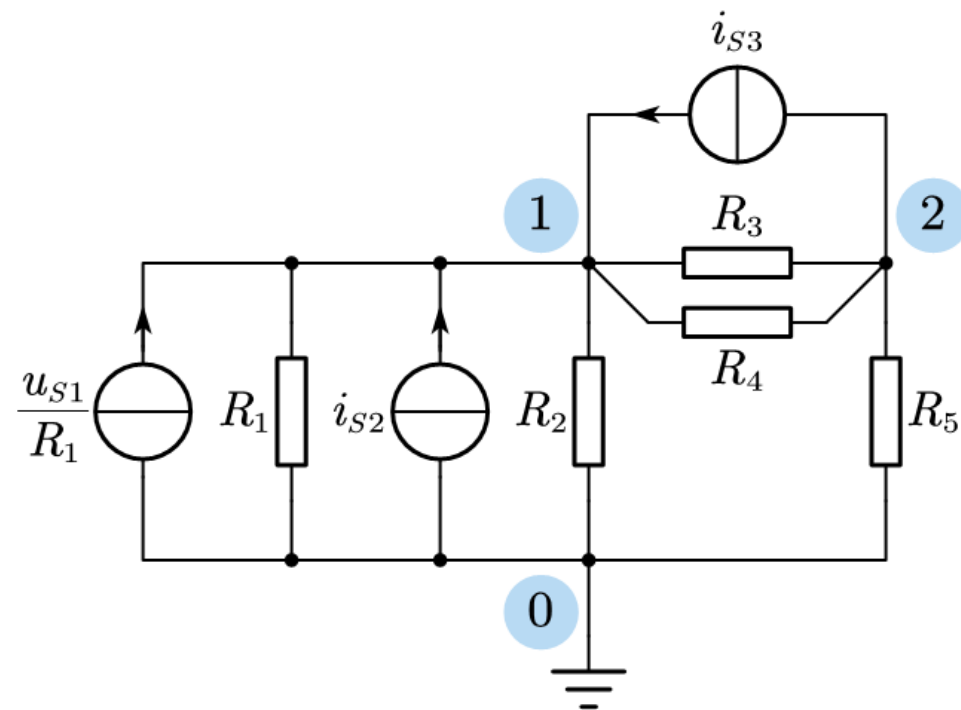
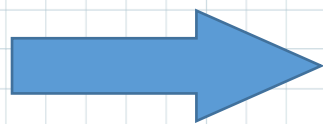
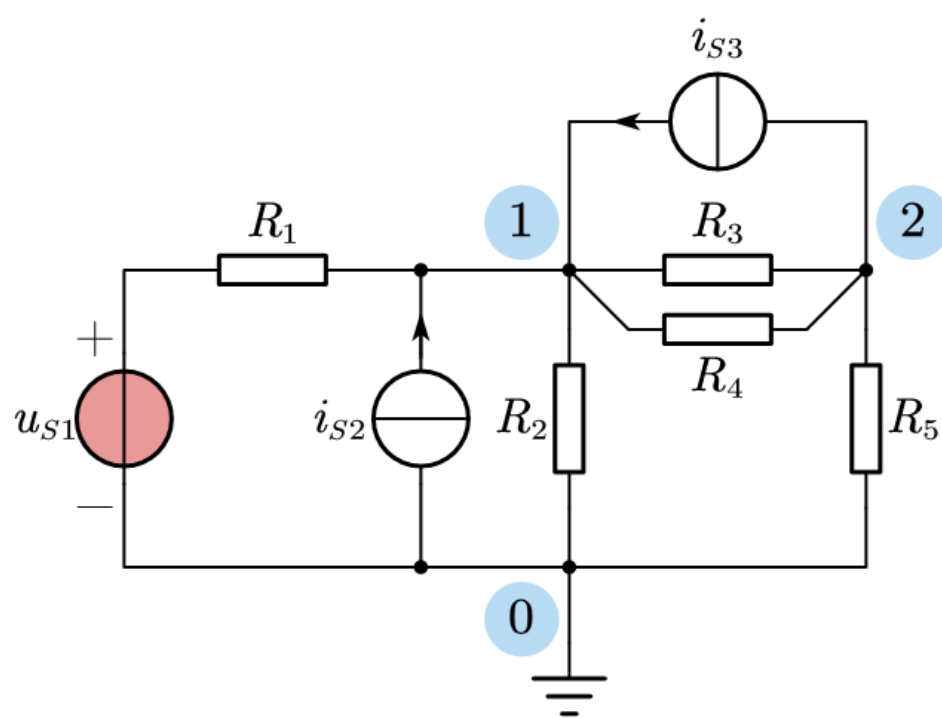
- 校验: 选择参考节点，检验 $\sum I = 0$ 是否满足



4.2 节点电压法

• 特殊情况

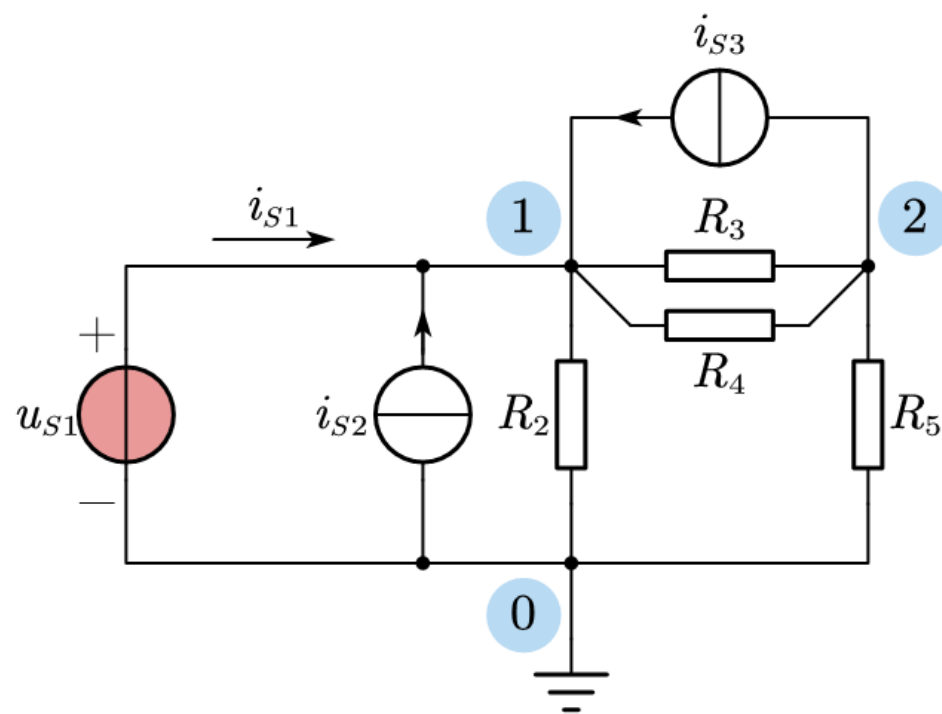
- 含电压源与电阻串联（实际电压源）的支路：等效变换为实际电流源



4.2 节点电压法

• 特殊情况

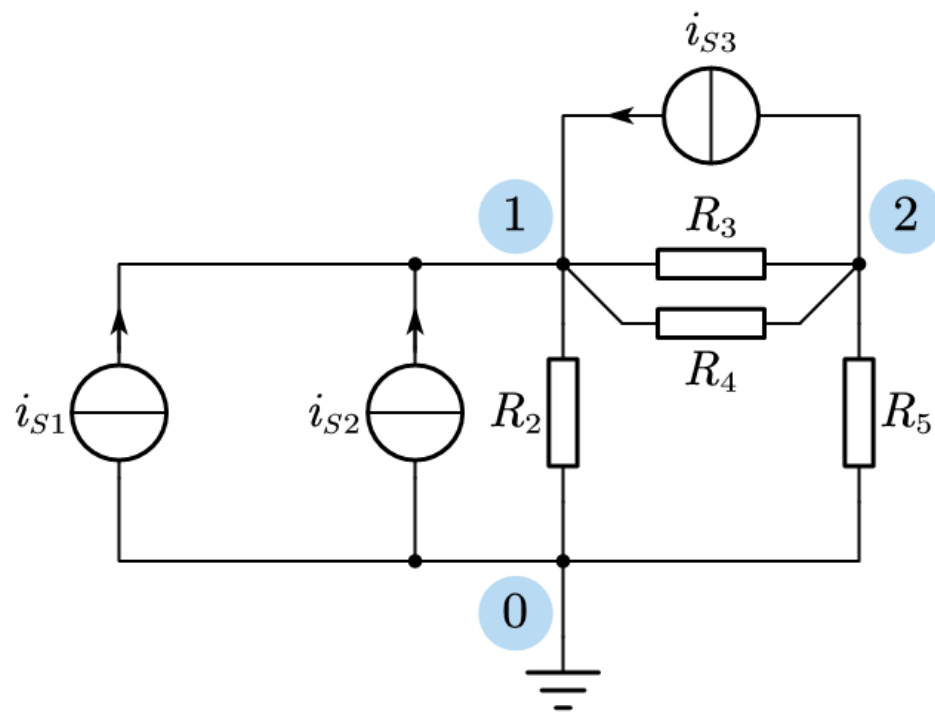
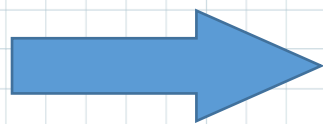
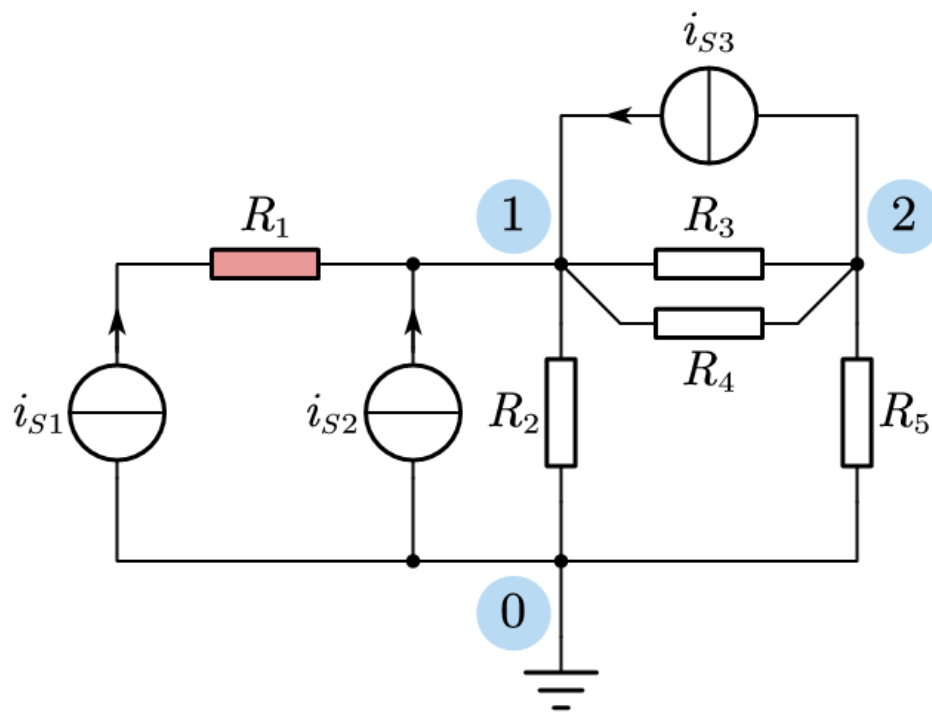
- 含电压源的支路：将电压源所在支路的电流 i_s 设出来，此后将电压源当作电流为 i_s 的电流源；最后补充方程：电压源所在支路的两端（两个节点）的电压为电压源的电压



4.2 节点电压法

• 特殊情况

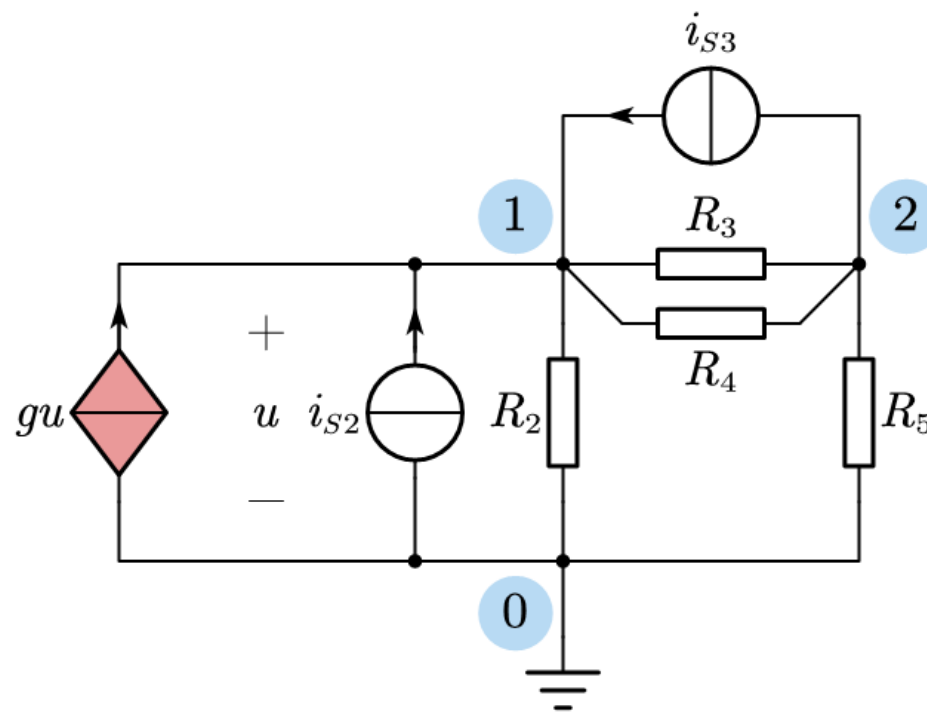
- 含电流源与电阻串联的支路：直接去掉电阻，但注意计算电流源的电压时还要考虑电阻



4.2 节点电压法

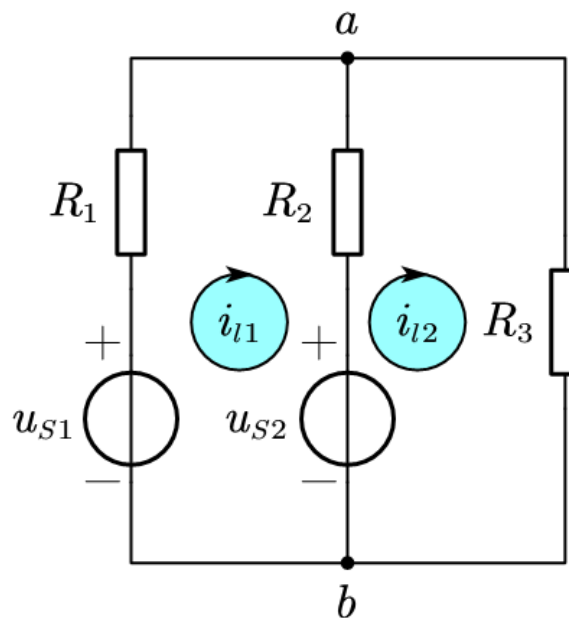
- 特殊情况

- 含受控源：把受控源当作独立源处理，最后补充用节点电压表示控制量的方程



4.3 回路电流法

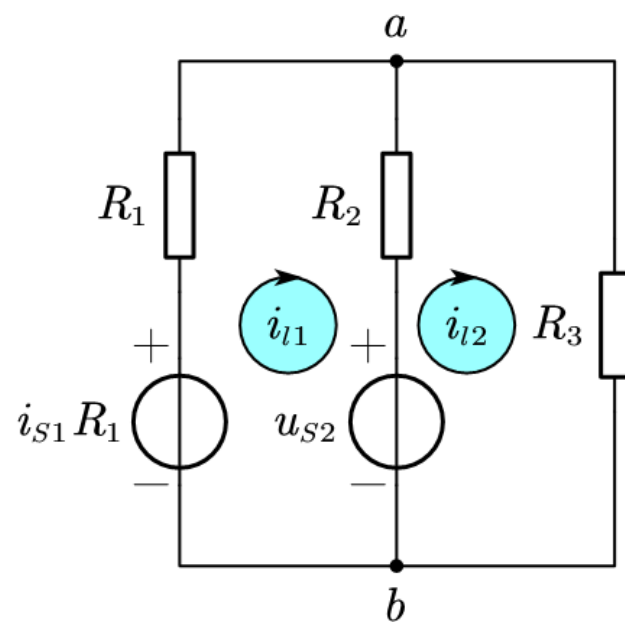
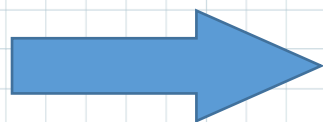
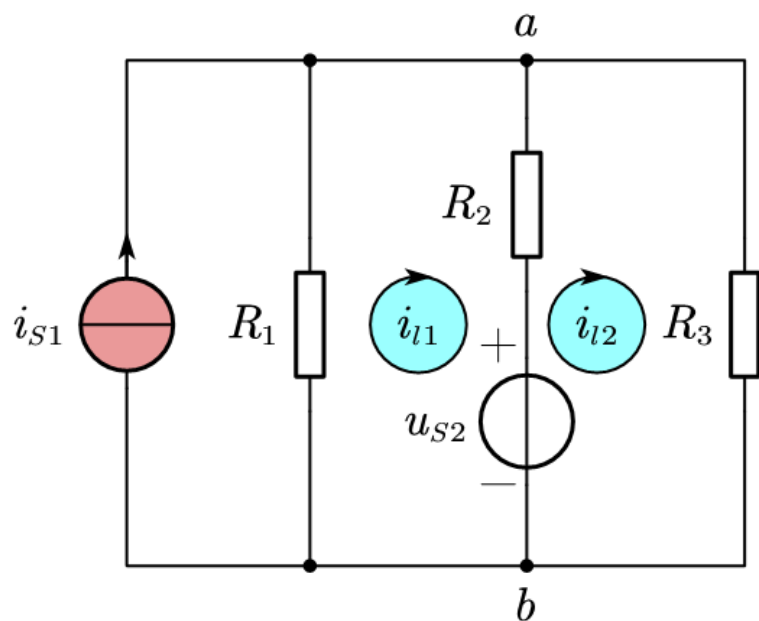
- 选择 $b - n + 1$ 个独立回路，标明假想回路电流
- 计算系数矩阵
 - R_{jj} : 回路 j 的自电阻，回路 j 的总电阻
 - R_{jk} : 回路 j 和回路 k 之间的互电阻，回路 j 和回路 k 的公共电阻；如果流过公共电阻的两个回路电流的方向相同则取正号，相反则取负号
 - u_{Slj} : 回路 j 的所有电压源电压升的代数和
- 列标准方程 ($l = b - n + 1$)
$$\begin{pmatrix} R_{11} & \cdots & R_{1l} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{l1} & \cdots & R_{ll} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{l1} \\ \vdots \\ i_{ll} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{Sl1} \\ \vdots \\ u_{Sll} \end{pmatrix}$$
- 校验：选择新回路，检验 $\sum U = 0$ 是否成立



4.3 回路电流法

- 特殊情况

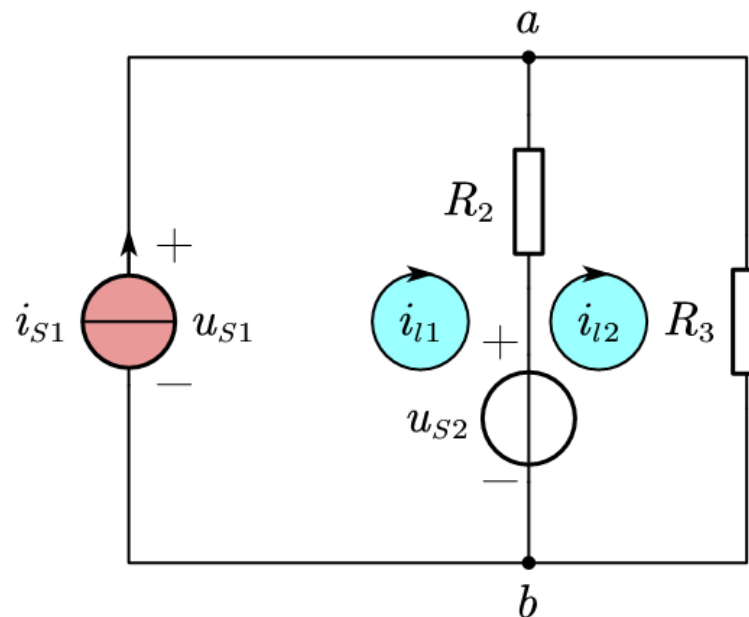
- 含电流源与电阻并联（实际电流源）的支路：等效变换为实际电压源



4.3 回路电流法

- 特殊情况

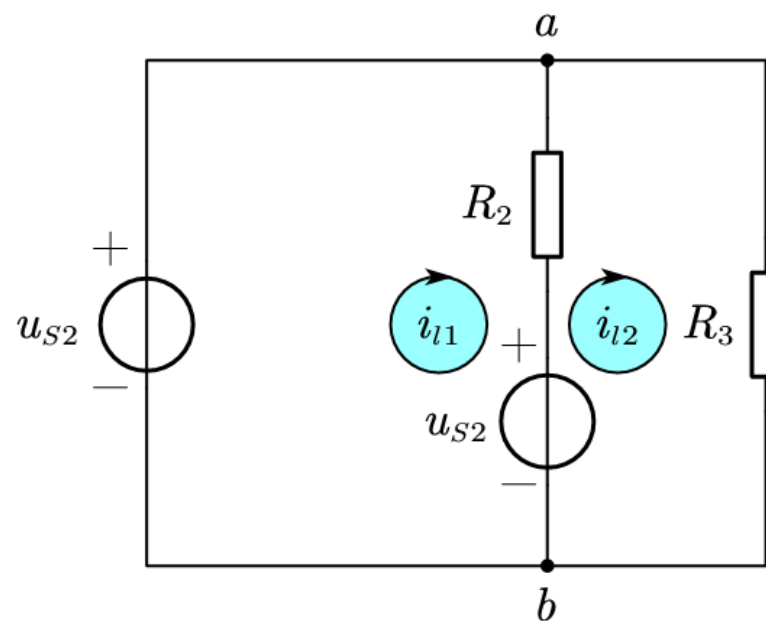
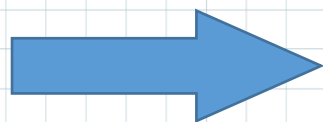
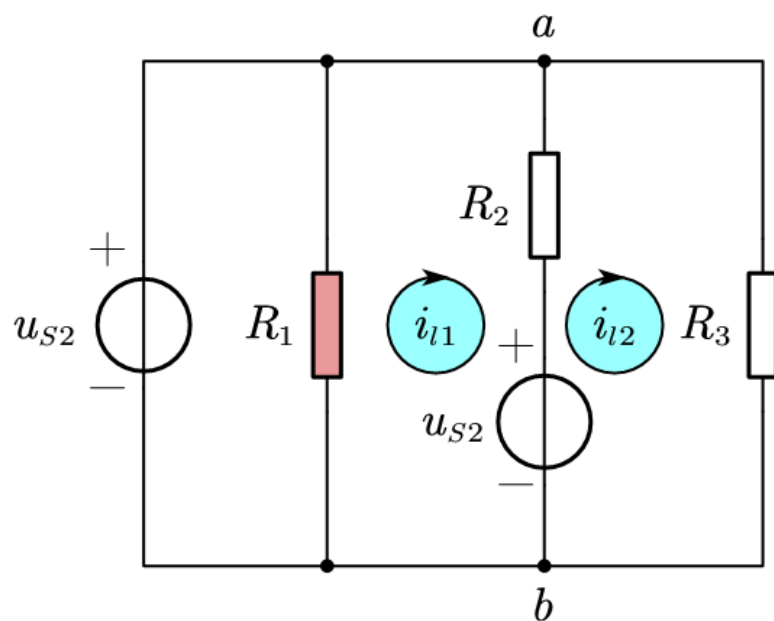
- 含电流源的支路：将电流源所在支路的电压 u_s 设出来，此后将电流源当作电压为 u_s 的电压源；最后补充方程：电流源所在支路的总电流为电流源的电流



4.3 回路电流法

- 特殊情况

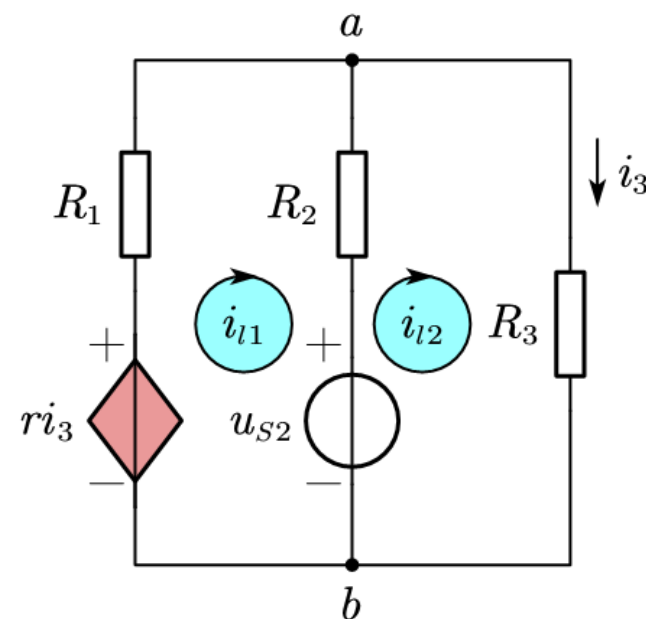
- 含电压源与电阻并联的支路：直接去掉电阻，但注意计算电压源的电流时还要考虑电阻



4.3 回路电流法

- 特殊情况

- 含受控源：把受控源当作独立源处理，最后补充用支路电流表示控制量的方程



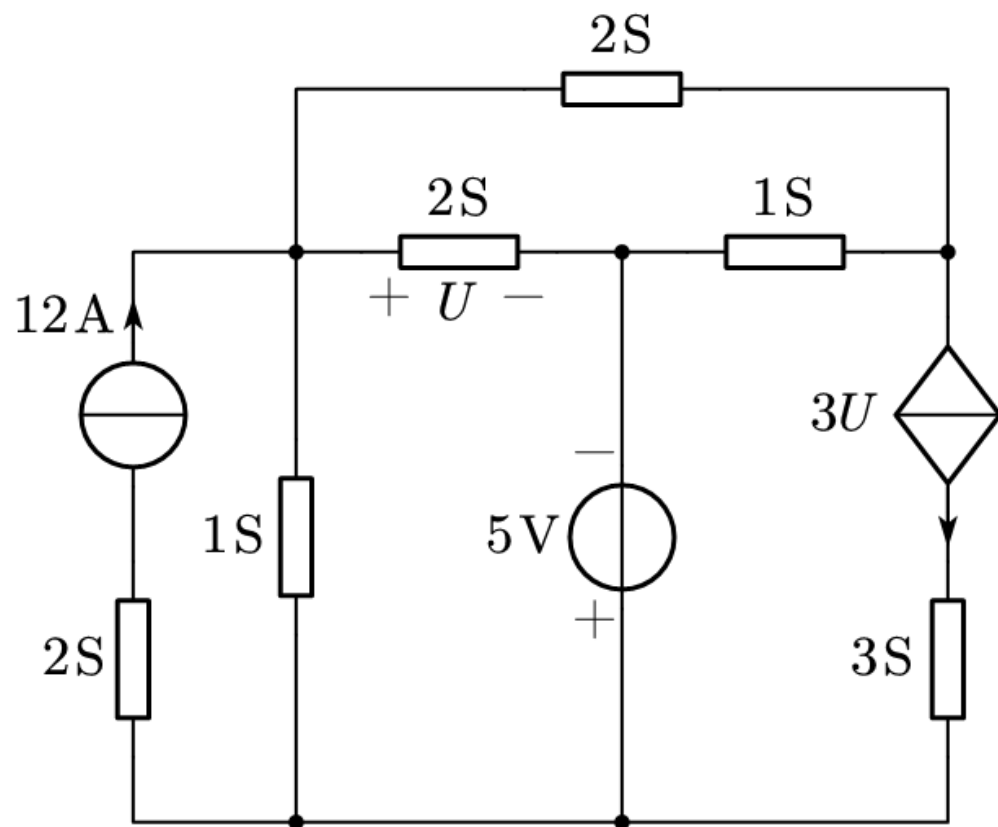
4.4 总结

	KCL	KVL	方程总数
支路电流法	$n - 1$	$b - n + 1$	b
节点电压法	$n - 1$	0	$n - 1$
回路电流法	0	$b - n + 1$	$b - n + 1$

- 对于非平面电路，选择独立回路不容易，而选择独立节点较容易。

题3/9 3min

- 用节点电压法求解图中各支路的电流。



目录

- 电路的结构、组成与参数
- 电路的等效变换
- MOSFET及其应用
- 线性电路的一般分析方法
- 电路的定理
- 运算放大器
- 二端口
- 非线性电阻电路

5.1 线性系统

- **线性系统**：满足齐次性和可加性的系统。
- **齐性原理**：当线性电路中只有一个激励（独立源）时，则响应（电压或电流）与激励成正比。

5.2 叠加定理

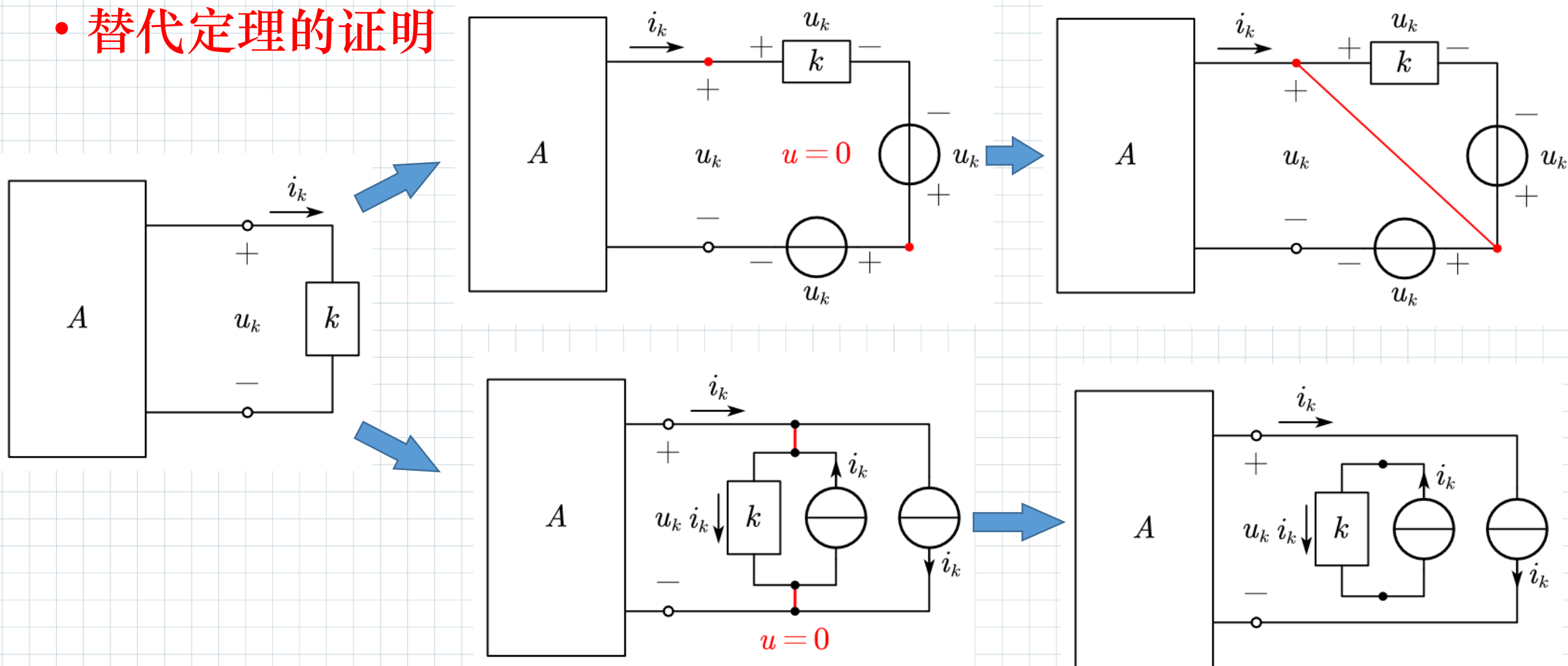
- **叠加定理**：在线性电路中，任一支路电流（或节点电压）都是电路中各个独立源单独作用时，在该支路产生的电流（或电压）的代数和。
 - 电流源不作用是开路，电压源不作用是短路。
 - 应用时电路的结构参数必须前后一致。
 - 叠加时应注意在同一参考方向下求代数和。
 - 受控源不能看作独立源进行叠加，应用叠加定理时受控源应始终保留。
 - 不能用叠加定理求功率。叠加定理只适用于线性电路。

5.3 替代定理

- **替代定理**：任意一个电路，其中第 k 条支路的电压为已知的 u_k （电流为 i_k ），那么就可以用一个电压为 u_k 的理想电压源（电流为 i_k 的理想电流源）来替代该支路，替代前后电路中各处的电压和电流均保持不变。
 - 替代定理适用于线性、非线性、定常和时变电路。
 - 原电路和替代后的电路必须有唯一解。
 - 被替代的支路和电路的其它部分应无耦合关系。

5.3 替代定理

• 替代定理的证明

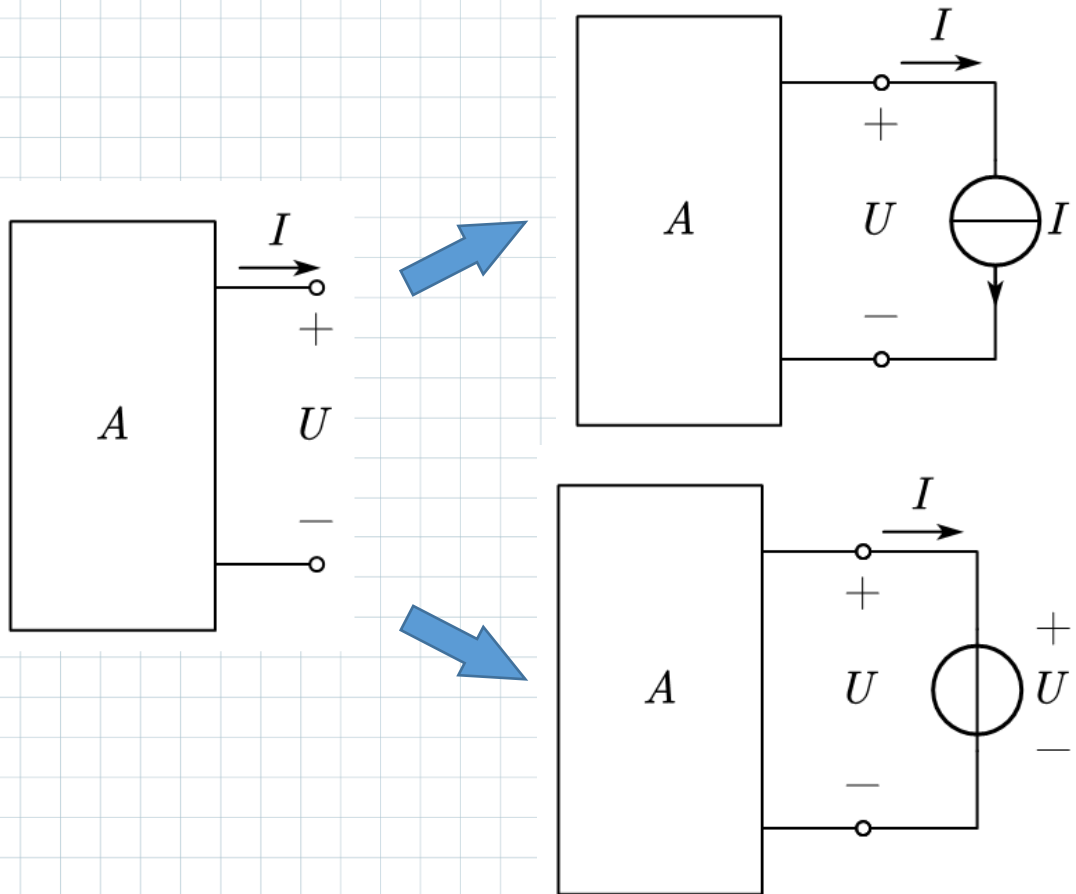


5.4 Thevenin-Norton定理

- **Thevenin-Norton定理**: 任意一个含有独立电源、线性电阻和线性受控源的一端口网络, 可以用一个
 - 独立电压源 U_{OC} 和电阻 R_i 的串联来等效替代, 其中 U_{OC} 等于端口的开路电压, R_i 等于网络中所有独立电源置零后的入段等效电阻
 - 独立电流源 I_{SC} 和电阻 R_i 的并联来等效替代, 其中 I_{SC} 等于端口的短路电流, R_i 等于网络中所有独立电源置零后的入段等效电阻
 - 求入段等效电阻可用电阻等效变换、加压求流、加流求压以及 $R_i = \frac{U_{OC}}{I_{SC}}$
- Thevenin-Norton定理适用于只关心部分电路的参数的时候

5.4 Thevenin-Norton定理

• Thevenin-Norton定理的证明



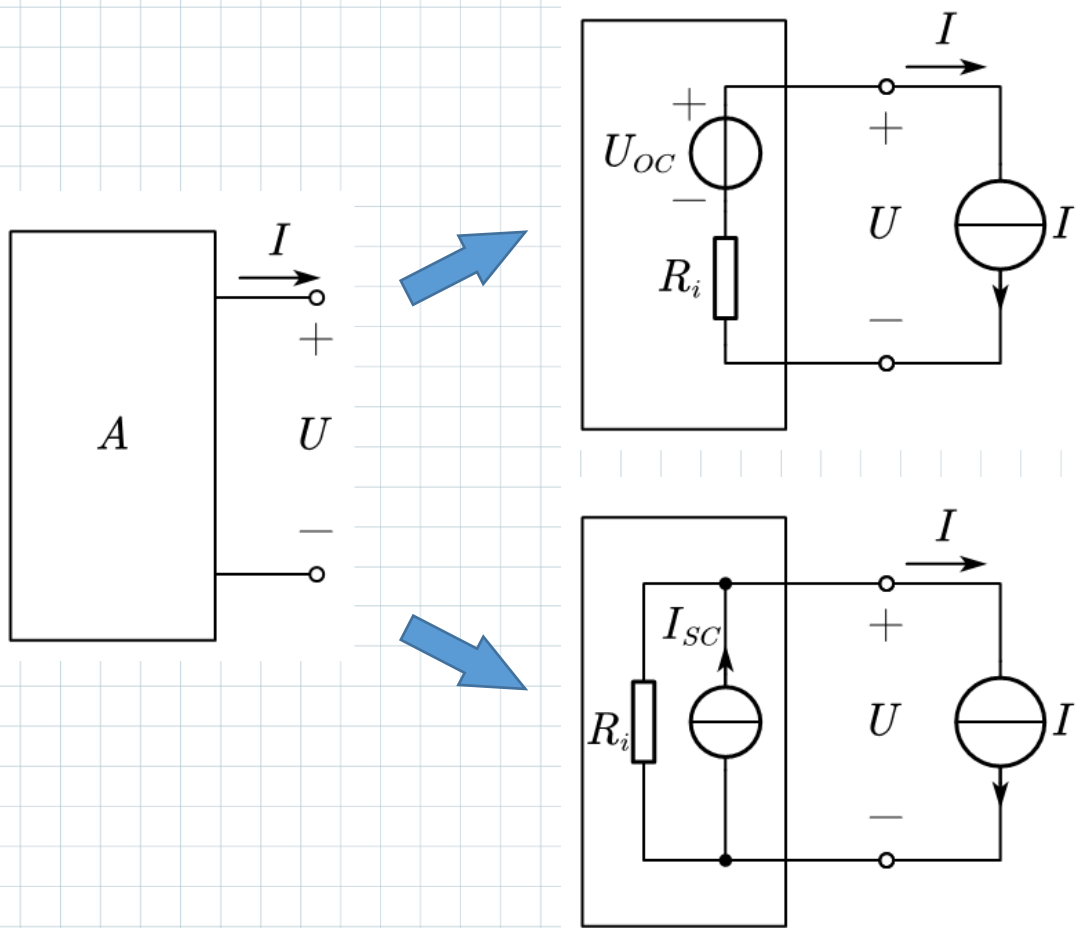
• Thevenin

- 电流源不作用: $U_1 = U_{OC}$
- A 不作用: $U_2 = -IR_i$
- 叠加定理: $U = U_{OC} - IR_i$

• Norton

- 电压源不作用: $I_1 = I_{SC}$
- A 不作用: $I_2 = -\frac{U}{R_i}$
- 叠加定理: $I = I_{SC} - \frac{U}{R_i}$

5.4 Thevenin-Norton定理



- Thevenin-Norton定理的证明

- Thevenin

- $U = U_{OC} - IR_i$

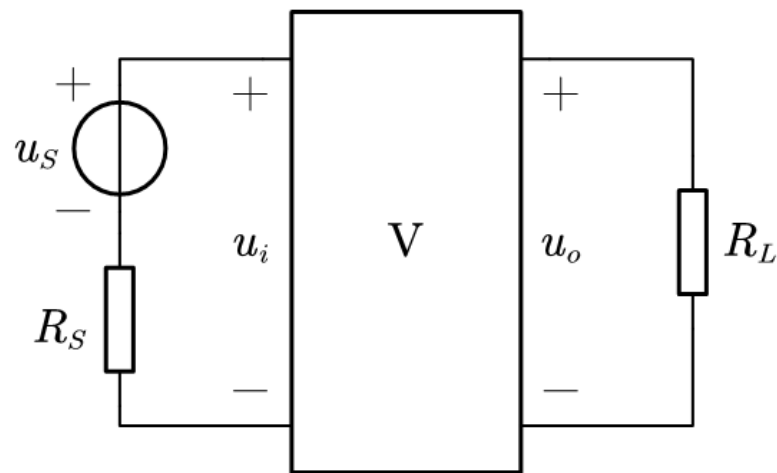
- Norton

- $I = I_{SC} - \frac{U}{R_i}$

5.5 电压型信号处理电路

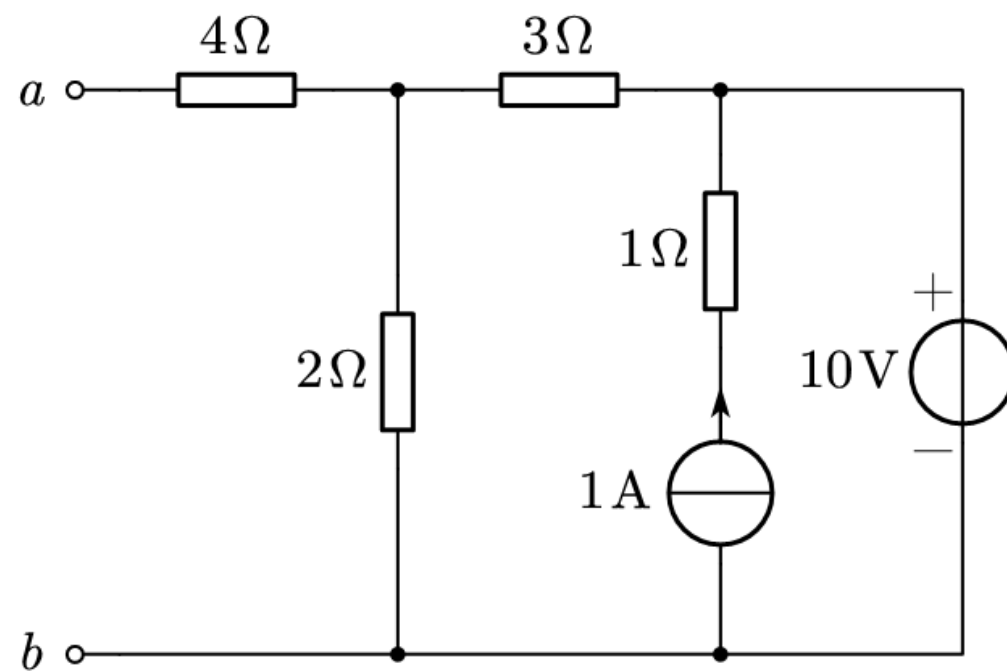
- 电压型信号处理电路3个最重要的性质

- 电压放大倍数 A : $A = \frac{u_o}{u_i}$
- 输入电阻 R_i : 从输入端口向输出端口方向看, 一端口网络开路时的等效电阻
- 输出电阻 R_o : 从输出端口向输入端口方向看, 一端口网络短路时的等效电阻
- R_i 越大越好, 对信号源的影响小
- R_o 越小越好, 带载能力强



题4/9 3min

- 求端口 a, b 的Thevenin等效电路。



目录

- 电路的结构、组成与参数
- 电路的等效变换
- MOSFET及其应用
- 线性电路的一般分析方法
- 电路的定理
- 运算放大器
- 二端口
- 非线性电阻电路

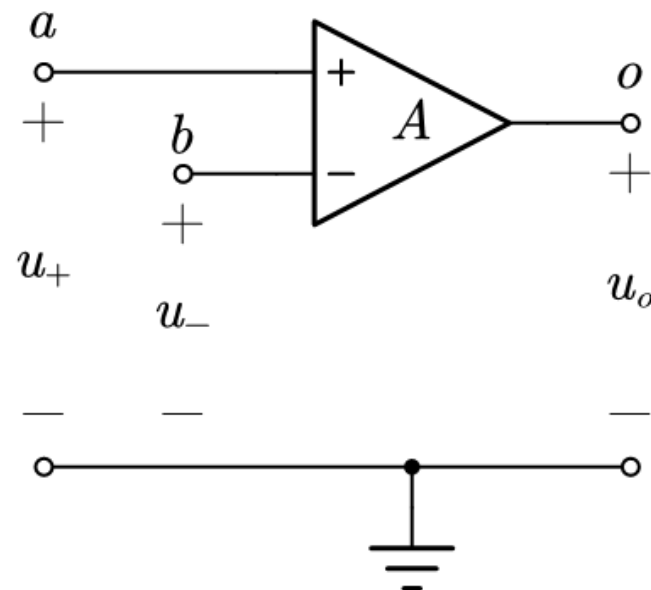
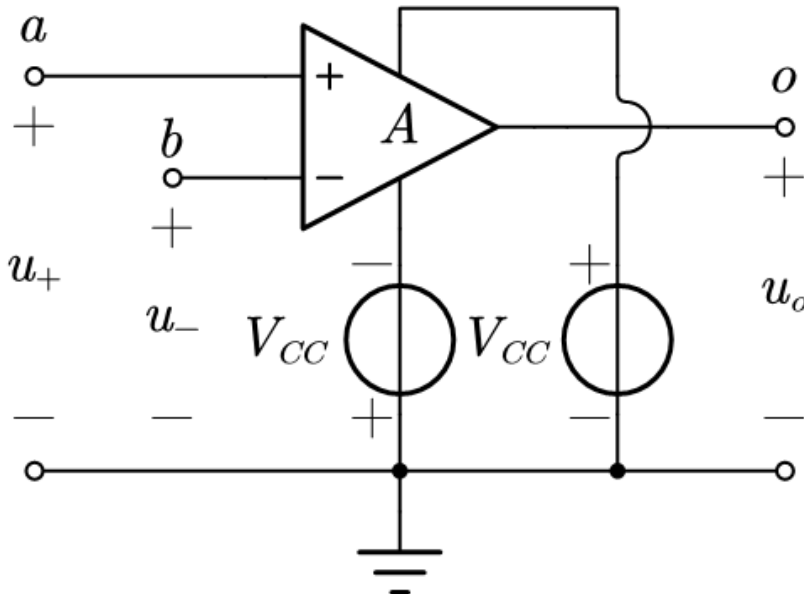
6.1 运算放大器

- 电路符号

- 同相输入 a 、反相输入 b 、输出 o 、供电电压 V_{CC}
- 接地（只是为了统一参考点）、开环电压增益 A

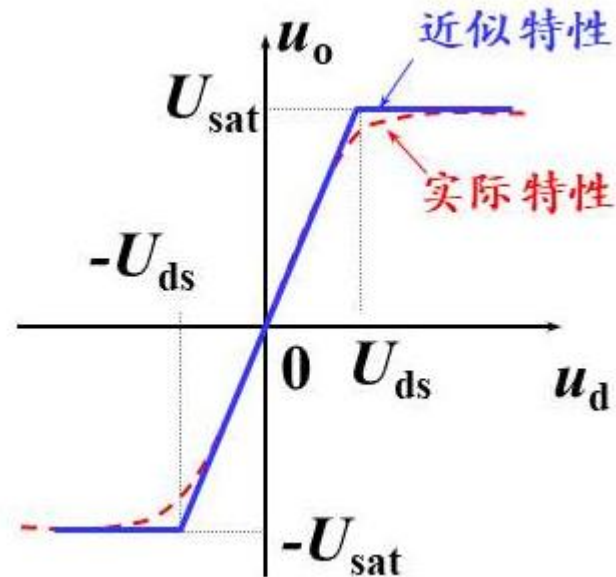
- 简化符号

- 不要随便使用KCL



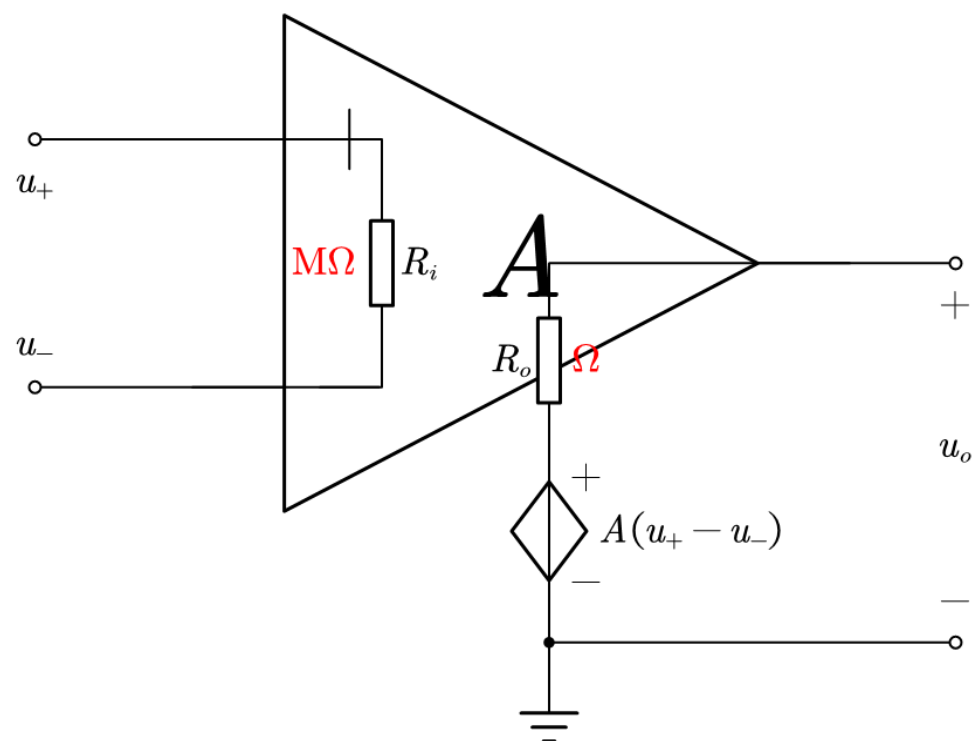
6.1 运算放大器

- 待放大的信号是： $u_d = u_+ - u_-$
- 三个工作区域
 - 线性工作区： $|u_d| < U_{ds}$ ，则 $u_o = Au_d$
 - 正向饱和区： $u_d > U_{ds}$ ，则 $u_o = U_{sat}$
 - 反向饱和区： $u_d < -U_{ds}$ ，则 $u_o = -U_{sat}$
- 基本参数数量级
 - 输入电阻： Ω 级
 - 输出电阻： $M\Omega$ 级
 - 放大倍数： M 级

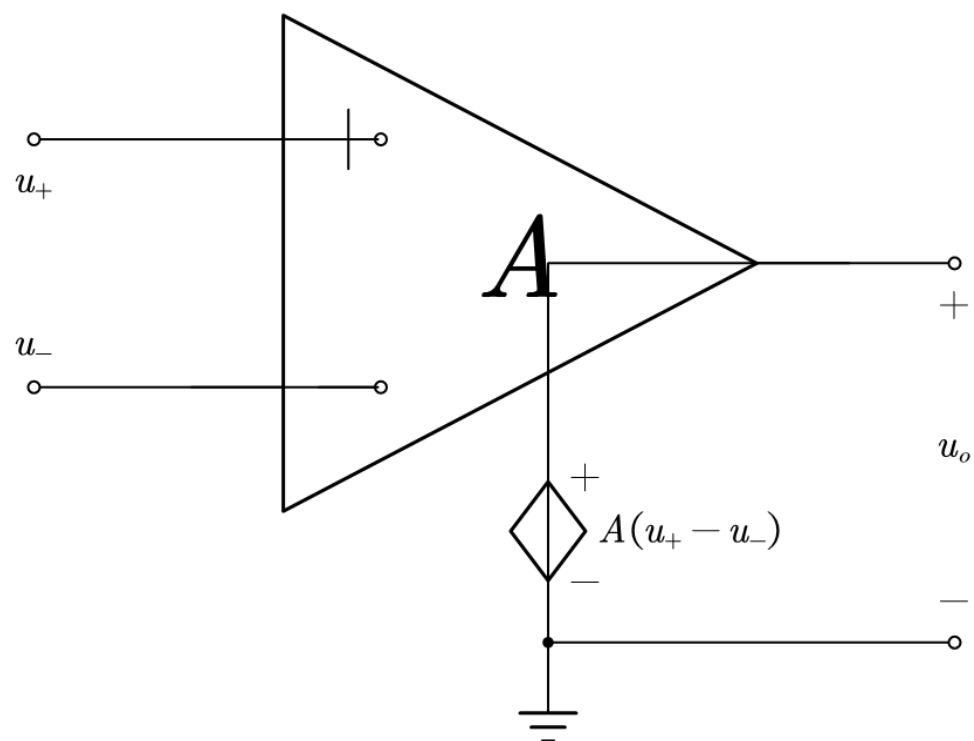


6.1 运算放大器

- 电路模型



- 简化模型：如果电路中的电阻均为 $k\Omega$ 量级，则



6.2 负反馈运算放大器

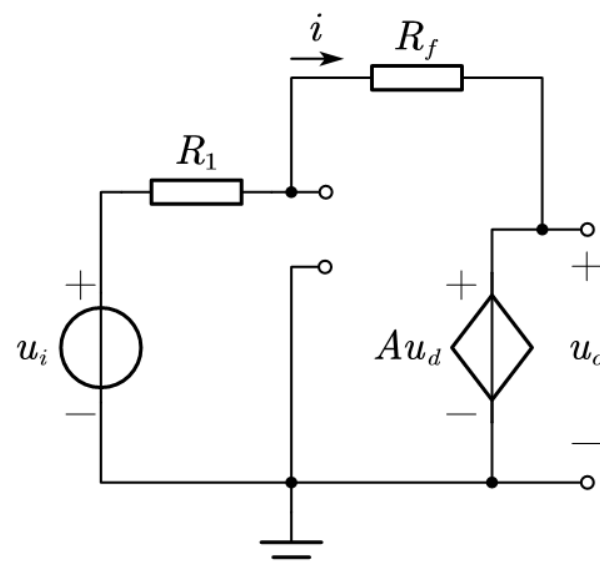
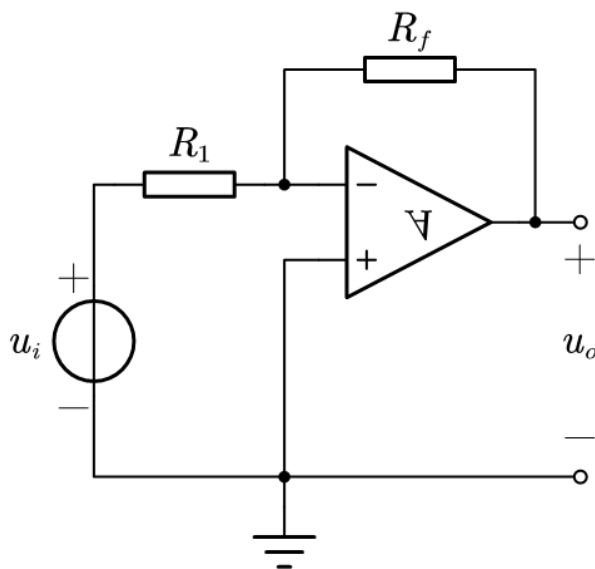
- **负反馈**：在实际工程应用中， A 很大而且不稳定，如何利用 A 的特点让 A 变小点并稳定下来？

- $u_i - A(iR_1 - u_i) = i(R_1 + R_f)$, 解得 $i = \frac{(A+1)u_i}{AR_1 + R_1 + R_f}$

- $\frac{u_o}{u_i} = \frac{A(iR_1 - u_i)}{u_i} = -\frac{AR_f}{AR_1 + R_1 + R_f}$

- 由于 $A \approx 10^6$, 故 $\frac{u_o}{u_i} \approx -\frac{R_f}{R_1}$

- 称为闭环放大倍数



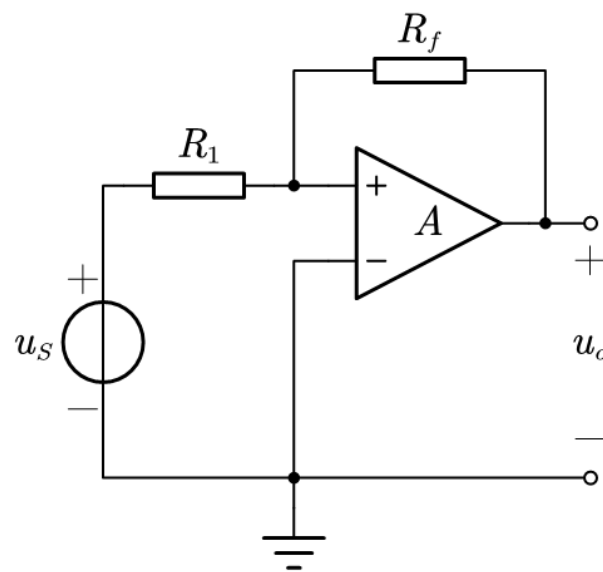
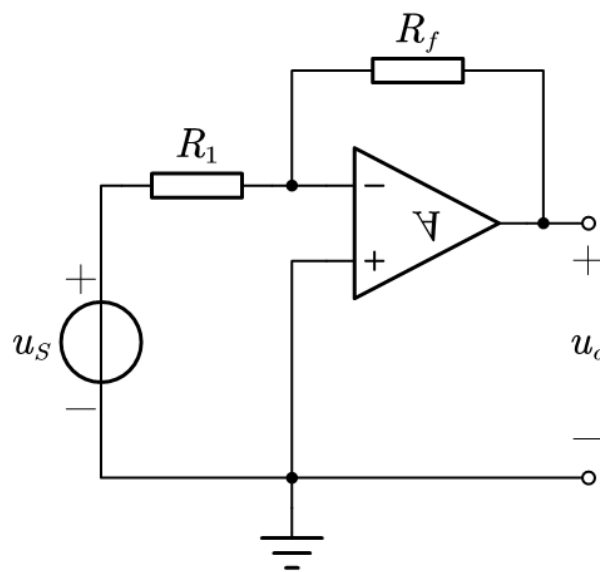
6.2 负反馈运算放大器

• 噪声抑制

- 输出端有微小正扰动
- u_- 有微小正扰动
- $u_+ - u_-$ 变小
- 输出值变小

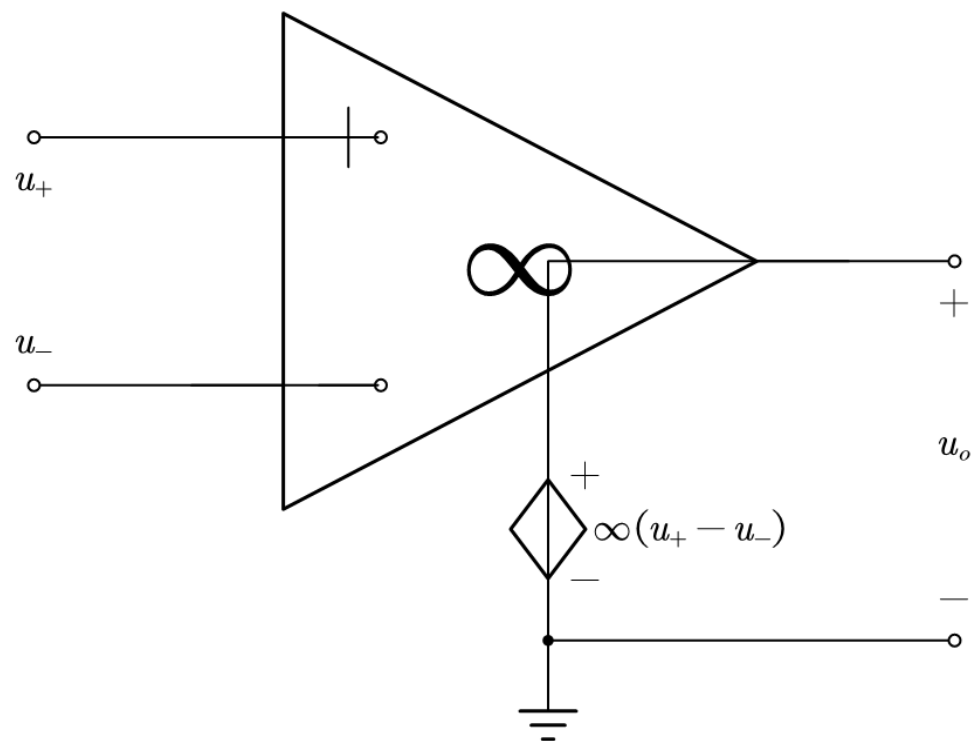
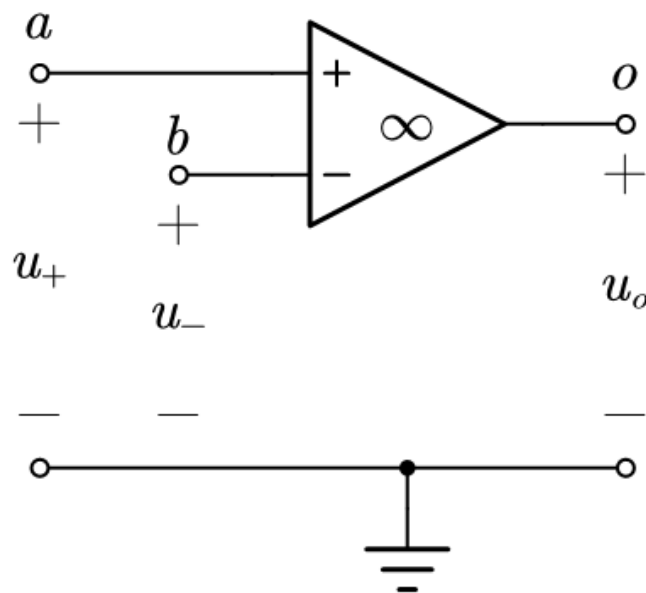
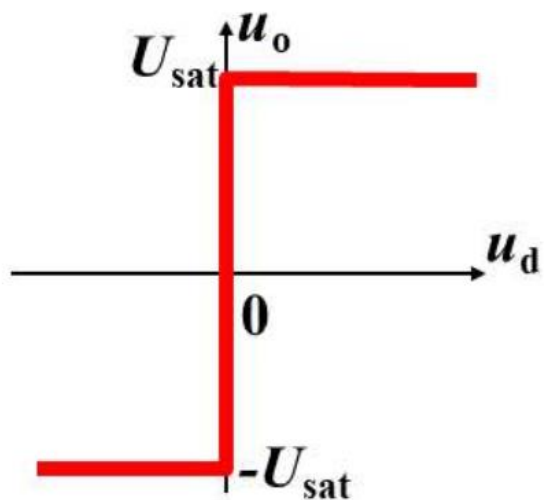
• 正反馈的分析

- 输出端有微小正扰动
- u_+ 有微小正扰动
- $u_+ - u_-$ 变大
- 输出值变大



6.3 理想运算放大器

- 理想运算放大器：令 $R_i \rightarrow \infty$ 、 $R_o \rightarrow 0$ 、 $A \rightarrow \infty$ ，则模型变为理想运算放大器



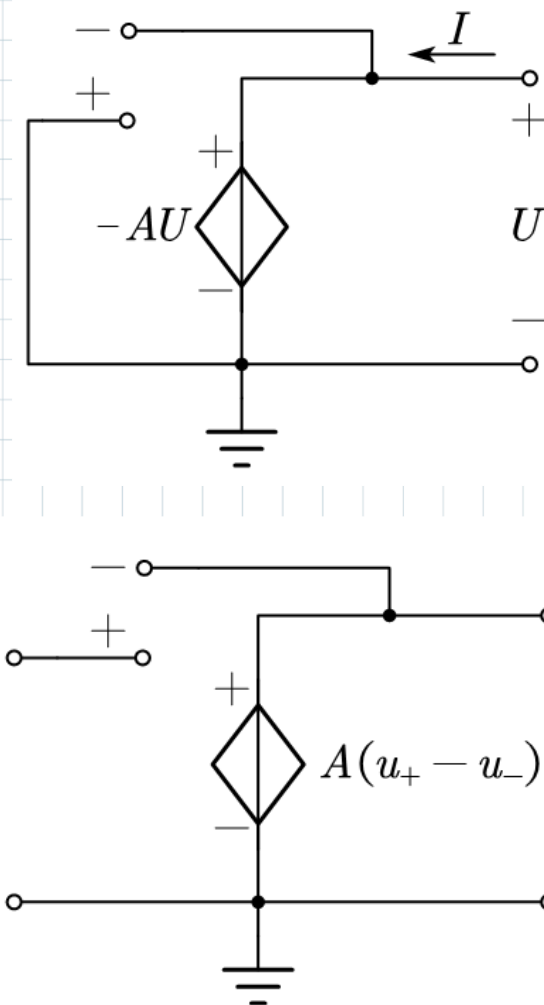
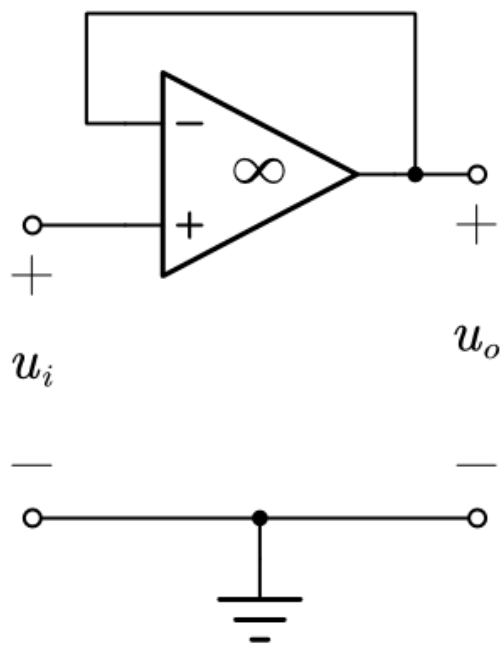
6.3 理想运算放大器

- 理想运算放大器的输出特性

- 在理想运算放大器的线性工作区，可对其作如下近似处理
- 虚短： $u_o = \infty u_d$ ，因 u_o 有限，故 $u_d = 0$
- 虚断： $R_i = \infty$ ，故 $i_d = \frac{u_d}{R_i} = 0$
- 同相、反相输入端间没有电压（虚短），端口没有电流（虚断）

6.3 理想运算放大器

- **电压跟随器**: $u_o = u_i$
- 输出电阻为0
 - 应用加流求压法
 - $U = -AU \Rightarrow U = 0$
 - 输出电阻为 $R = \frac{U}{I} = 0$
- 输入电阻无穷大
- 实现对原电路不影响的电压转移



6.3 理想运算放大器

• 反相比例放大器

- 虚断: $i_1 = i_f = i$

- 虚短: $u_+ = u_- = 0$

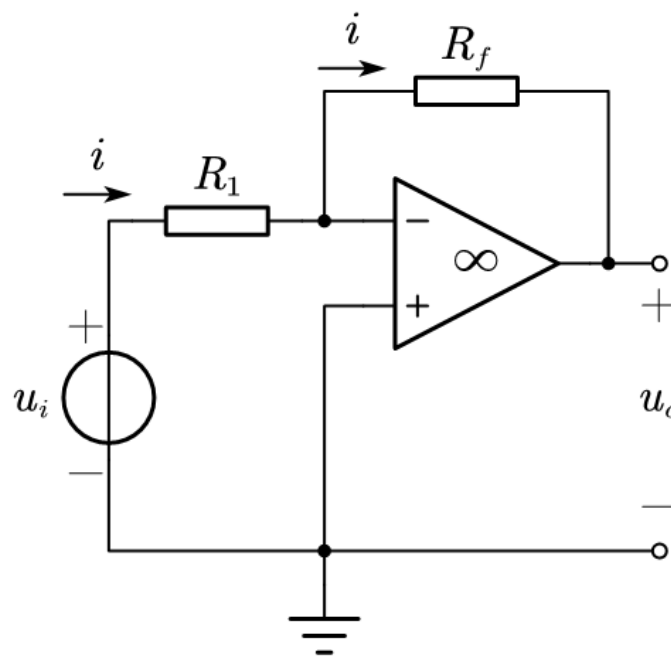
- KVL: $i = \frac{u_i}{R_1}$, 则 $\frac{u_o}{u_i} = -\frac{iR_f}{u_i} = -\frac{R_f}{R_1}$

• 注意事项

- 为使 u_o 不超过饱和电压, 对 u_i 有一定限制

- R_f 接在输出端和反相输入端, 称为负反馈

- 信号接入反相输入端, 输入输出反相



6.3 理想运算放大器

• 同相比例放大器

- 虚断: $i_+ = i_- = 0$, $i_1 = i_2 = i$

- 虚短: $u_+ = u_- = u_i$

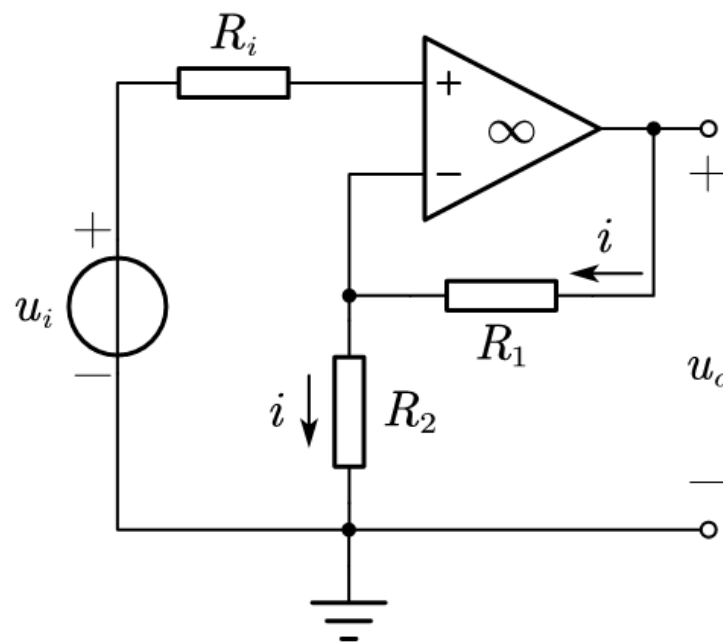
- KVL: $i = \frac{u_i}{R_2}$, 则 $\frac{u_o}{u_i} = \frac{i(R_1+R_2)}{u_i} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$

• 注意事项

- 为使 u_o 不超过饱和电压, 对 u_i 有一定限制

- 仍为负反馈电路

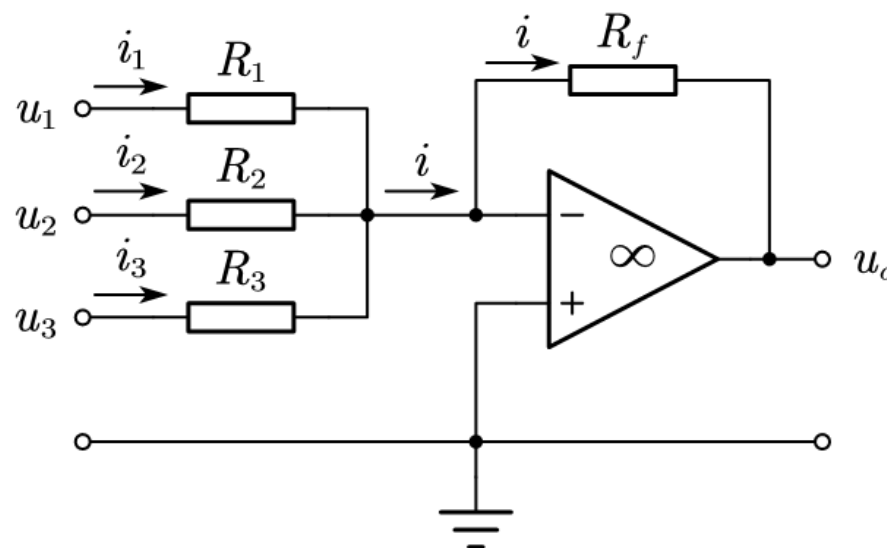
- 信号接入同相输入端, 输入输出同相



6.3 理想运算放大器

• 反相加法器

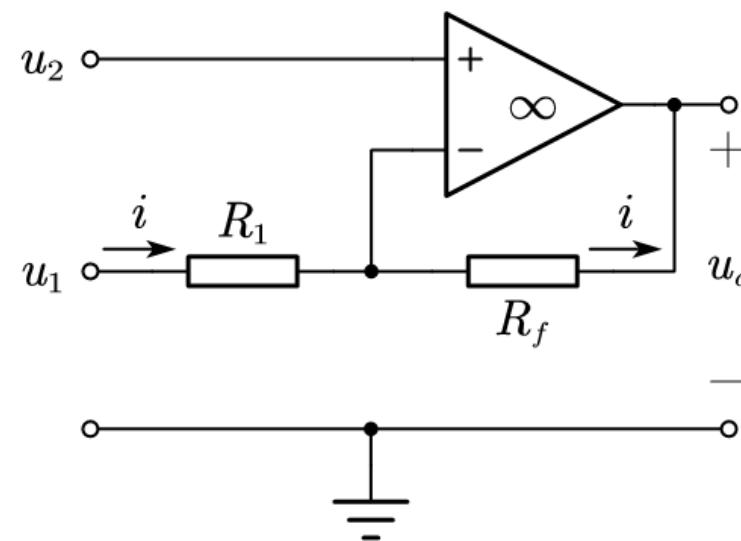
- 虚断: $i_+ = i_- = 0$, $i_f = i$
- 虚短: $u_+ = u_- = 0$
- KVL+KCL: $i = i_1 + i_2 + i_3 = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3}$
- $u_o = -iR_f = -\frac{R_f}{R_1}u_1 - \frac{R_f}{R_2}u_2 - \frac{R_f}{R_3}u_3$



6.3 理想运算放大器

• 减法器

- 虚断: $i_+ = i_- = 0$, $i_1 = i_f = i$
- 虚短: $u_+ = u_- = u_2$
- KVL: $i = \frac{u_1 - u_2}{R_1}$
- $u_o = u_2 - iR_f = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)u_2 - \frac{R_f}{R_1}u_1$



6.3 理想运算放大器

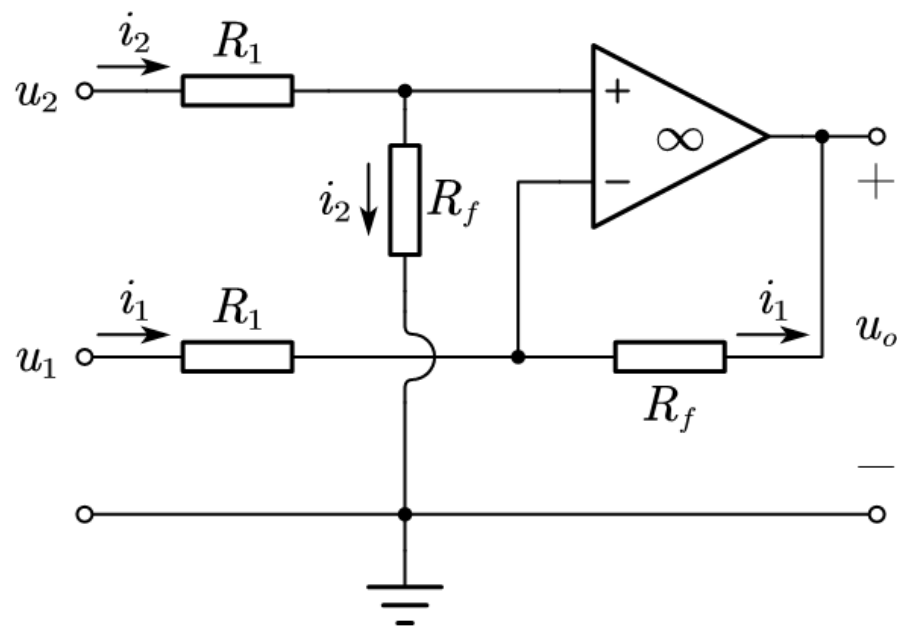
• 改进的减法器

• 虚断: $i_+ = i_- = 0$, $i_1 = i_{f1}$, $i_2 = i_{f2}$

• 虚短: $u_+ = u_-$, $u_2 - i_2 R_1 = u_1 - i_1 R_1 \Rightarrow i_1 = \frac{u_1 - u_2}{R_1} + i_2$

• KVL: $i_2 = \frac{u_2}{R_1 + R_f}$

• $u_o = u_1 - i_1 (R_1 + R_f) = \frac{R_f}{R_1} (u_2 - u_1)$



6.3 理想运算放大器

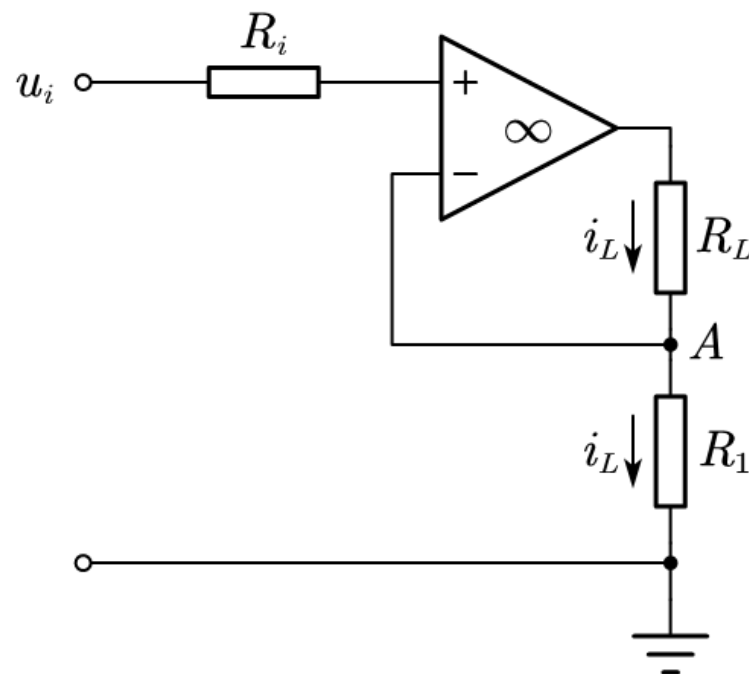
- 电流源

- 虚断: $i_+ = i_- = 0$, $i_1 = i_L = i$

- 虚短: $u_+ = u_- = u_A = u_i$

- KVL: $i_L = \frac{u_i}{R_1}$

- 流过负载 R_L 的电流与其阻值无关

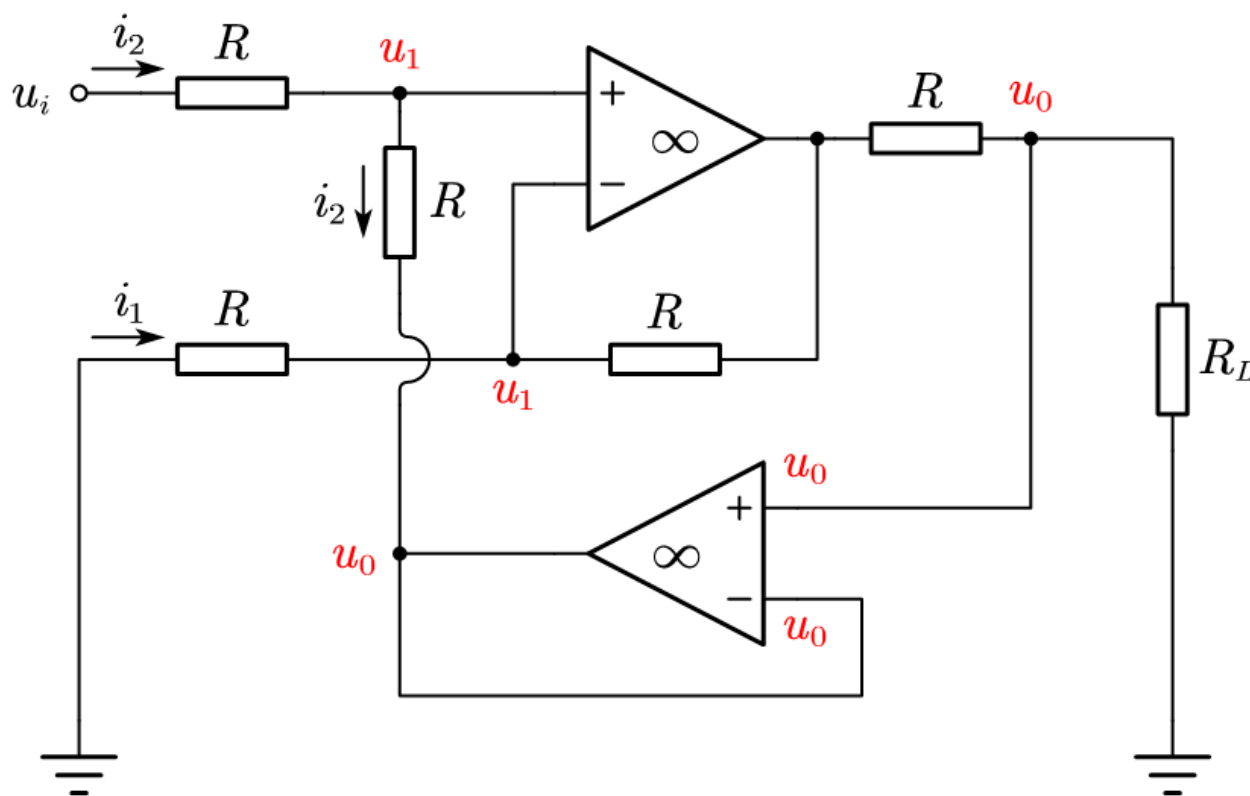


6.3 理想运算放大器

- 改进的电流源

- $i_L = \frac{u_i}{R_L}$

- 流过负载 R_L 的电流与其阻值无关，且负载可接地



6.3 理想运算放大器

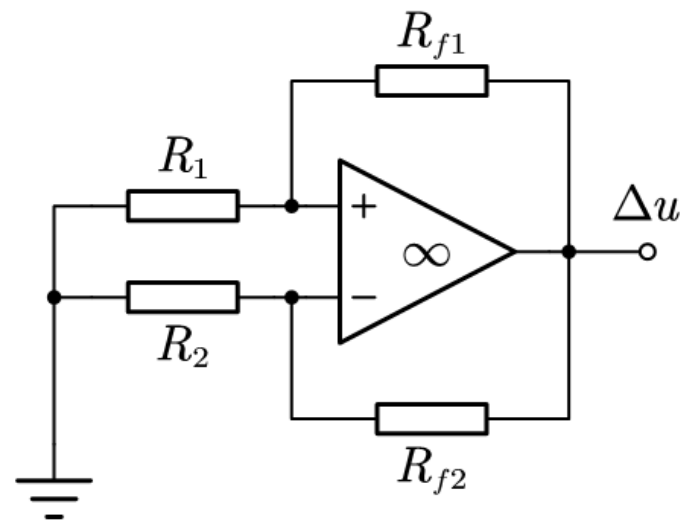
• 反馈深度分析

- $u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_{f1}} \Delta u$

- $u_- = \frac{R_2}{R_2 + R_{f2}} \Delta u$

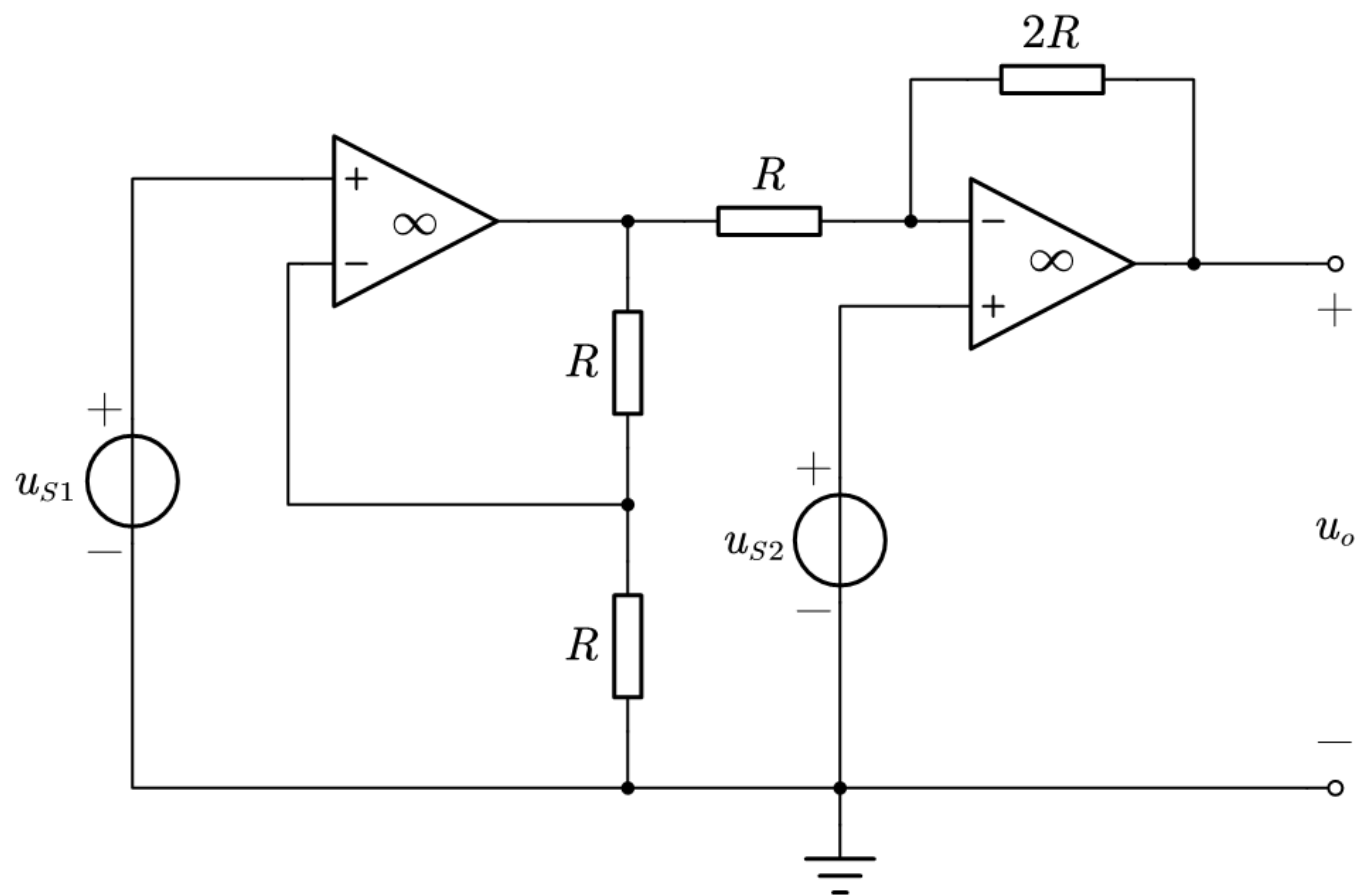
- 正反馈: $u_+ > u_-$

- 负反馈: $u_+ < u_-$



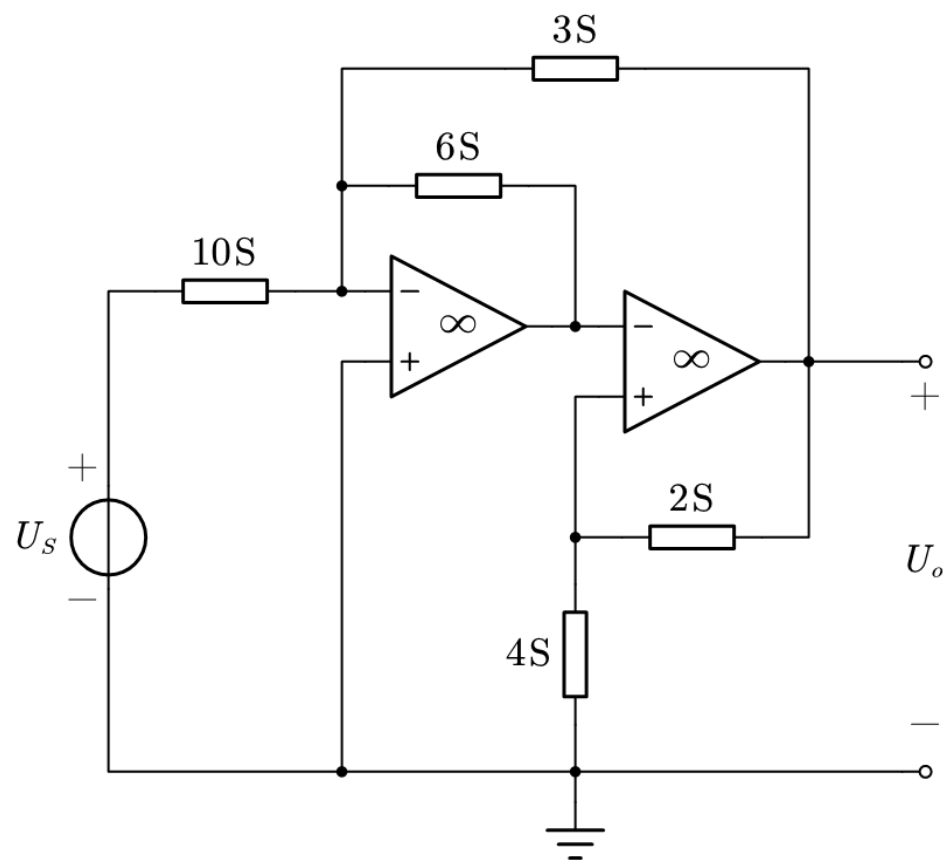
题5/9 3min

- 若电路中的理想运算放大器工作在线性区，求输出电压 u_o 。



题6/9 3min

- 对图示电路，求(1)电压增益 $\frac{U_o}{U_s}$ ；(2)从 U_s 看进去的入端电阻 R_{in} 。

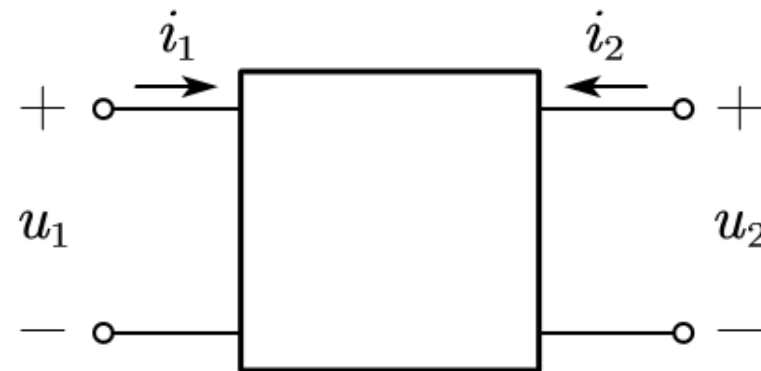


目录

- 电路的结构、组成与参数
- 电路的等效变换
- MOSFET及其应用
- 线性电路的一般分析方法
- 电路的定理
- 运算放大器
- 二端口
- 非线性电阻电路

7.1 二端口

- **端口**：由两个接线端构成，且满足从一个接线端流入的电流等于从另一个接线端流出的电流。
- **二端口的四个参数**： i_1, i_2, u_1, u_2
- **互易二端口**：无论激励加在哪一侧，在对侧产生的响应都一样
 - 互易二端口只有三个参数是独立的
 - 由线性电阻组成的二端口一定是互易二端口
- **对称二端口**：两个端口的特性完全一样
 - 对称二端口只有两个参数是独立的
 - 结构对称的二端口一定是对称二端口



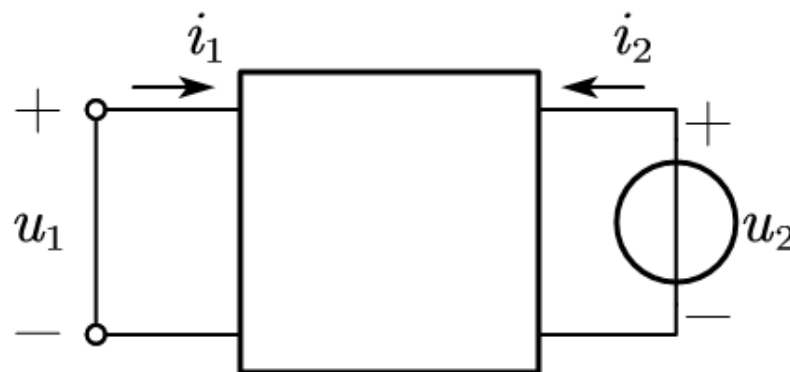
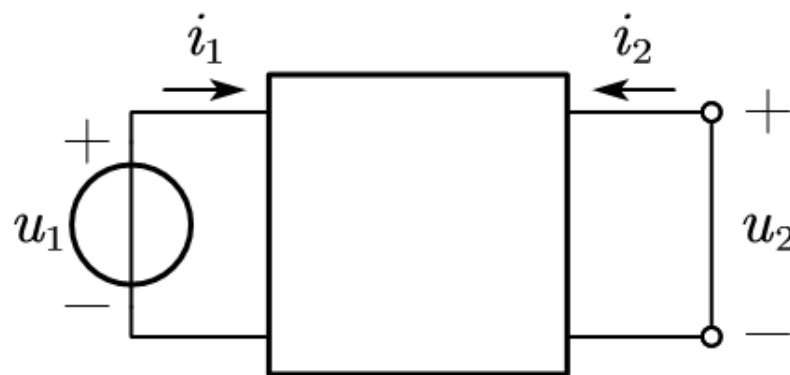
7.2 G参数

- G参数（短路电导参数矩阵）

- $\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = G \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$

- G参数的获得

- 黑箱法： $G_{jk} = \frac{i_j}{u_k}$ （前提：端口能被短路）
 - 白箱法：直接求端口电压电流关系
 - 互易二端口： $G_{12} = G_{21}$
 - 对称二端口： $G_{12} = G_{21}$ 且 $G_{11} = G_{22}$



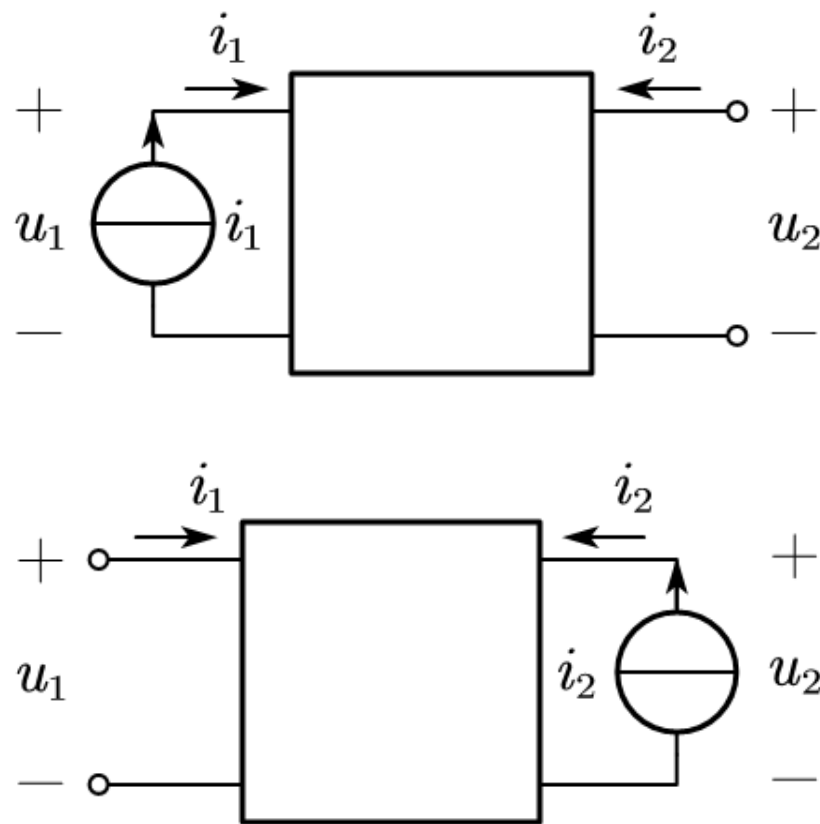
7.3 R参数

- R参数（开路电阻参数矩阵）

- $$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

- R参数的获得

- 黑箱法： $R_{jk} = \frac{u_j}{i_k}$ （前提：端口能被开路）
- 白箱法：直接求端口电压电流关系
- 矩阵求逆： $RG = I$ （前提： G 可逆）
- 互易二端口： $R_{12} = R_{21}$
- 对称二端口： $R_{12} = R_{21}$ 且 $R_{11} = R_{22}$



7.4 T参数

- T参数（传输参数矩阵）

- $\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$

- T参数的获得

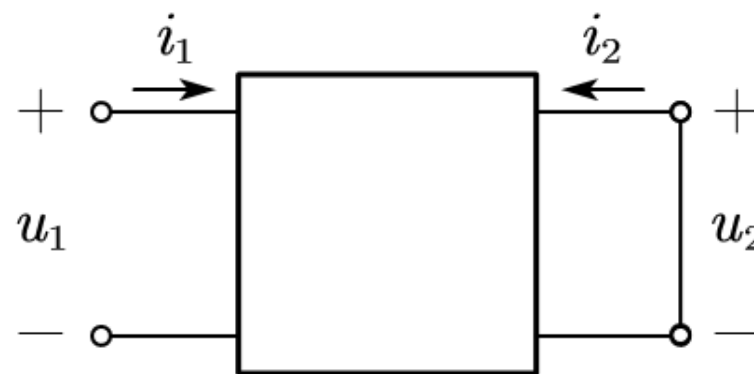
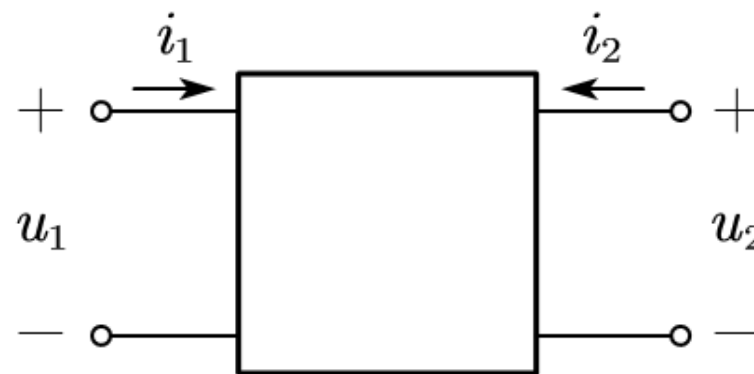
- 黑箱法： $T = \begin{pmatrix} u_1/u_2 & -u_1/i_2 \\ i_1/u_2 & -i_1/i_2 \end{pmatrix}$

- 白箱法：直接求端口电压电流关系

- 矩阵： $T = -\frac{1}{G_{21}} \begin{pmatrix} G_{22} & 1 \\ \det G & G_{11} \end{pmatrix} = \frac{1}{R_{21}} \begin{pmatrix} R_{11} & \det R \\ 1 & R_{22} \end{pmatrix}$

- 互易二端口： $\det T = 1$

- 对称二端口： $\det T = 1$ 且 $T_{11} = T_{22}$



7.5 由R参数画等效电路

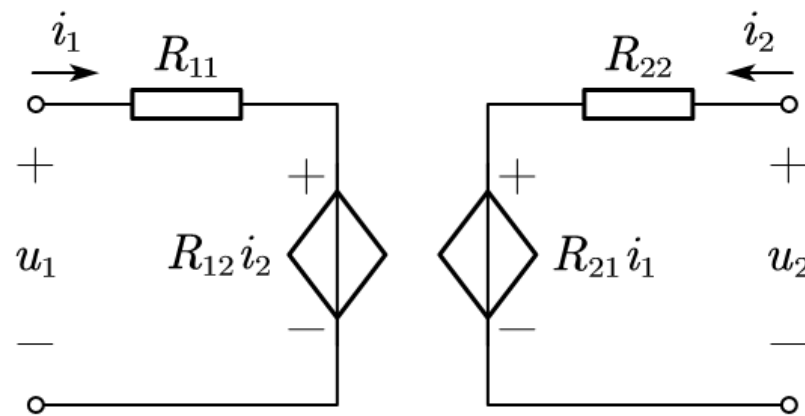
- 直观画法

- $u_1 = R_{11}i_1 + R_{12}i_2, \quad u_2 = R_{21}i_1 + R_{22}i_2$

- 改进画法

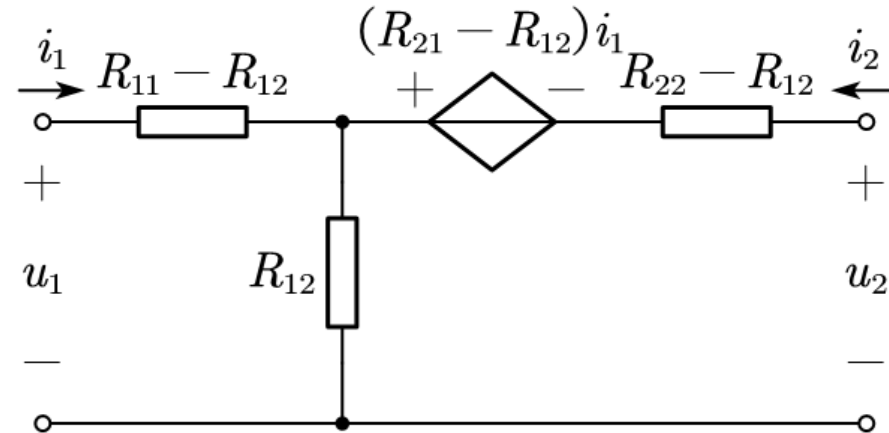
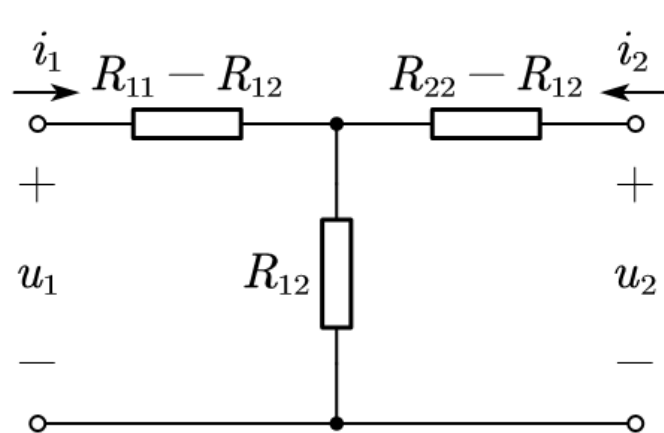
- $u_1 = (R_{11} - R_{12})i_1 + R_{12}(i_1 + i_2)$

- $u_2 = (R_{22} - R_{12})i_2 + (R_{21} - R_{12})i_1 + R_{12}(i_1 + i_2)$



- 互易网络

- 对称网络



7.6 由G参数画等效电路

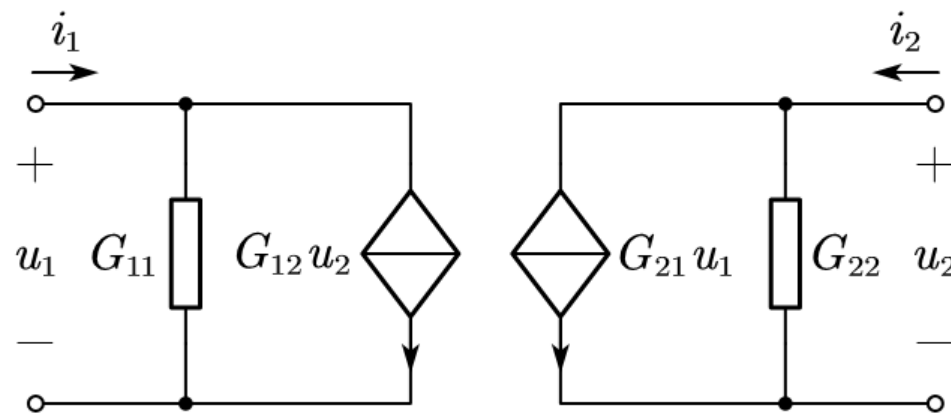
- 直观画法

- $i_1 = G_{11}u_1 + G_{12}u_2, \quad i_2 = G_{21}u_1 + G_{22}u_2$

- 改进画法

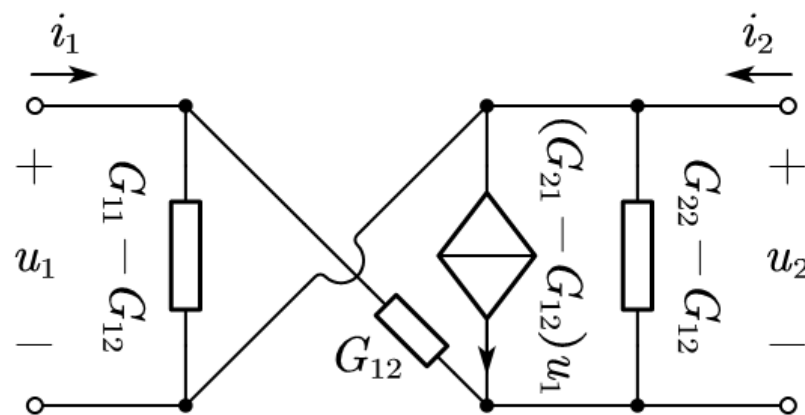
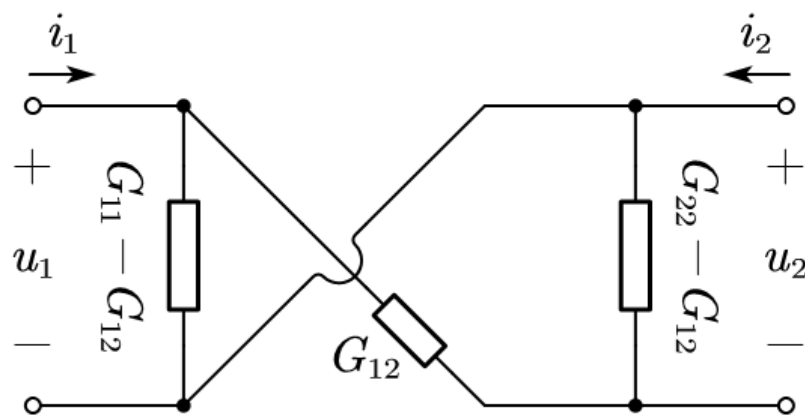
- $i_1 = (G_{11} - G_{12})u_1 + G_{12}(u_1 + u_2)$

- $i_2 = (G_{22} - G_{12})u_2 + (G_{21} - G_{12})u_1 + G_{12}(u_1 + u_2)$



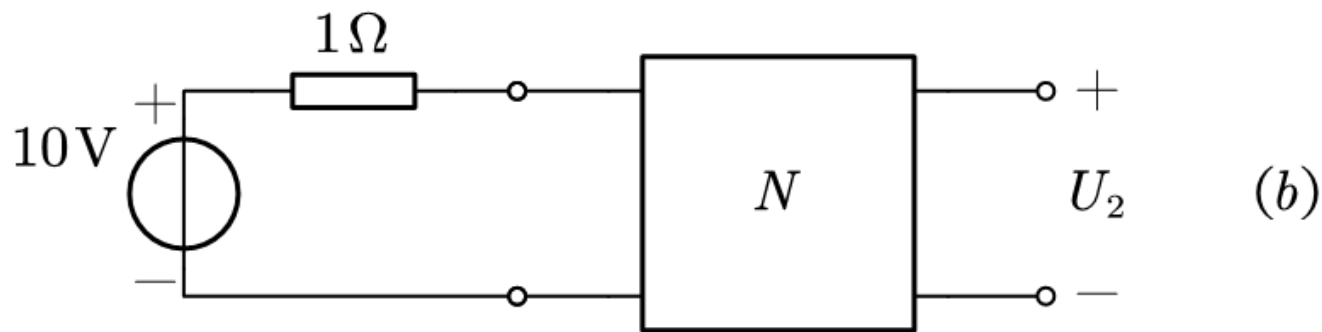
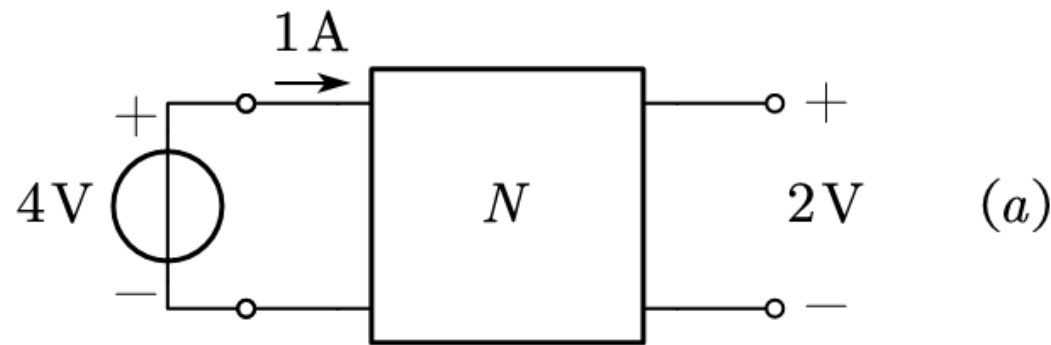
- 互易网络

- 对称网络



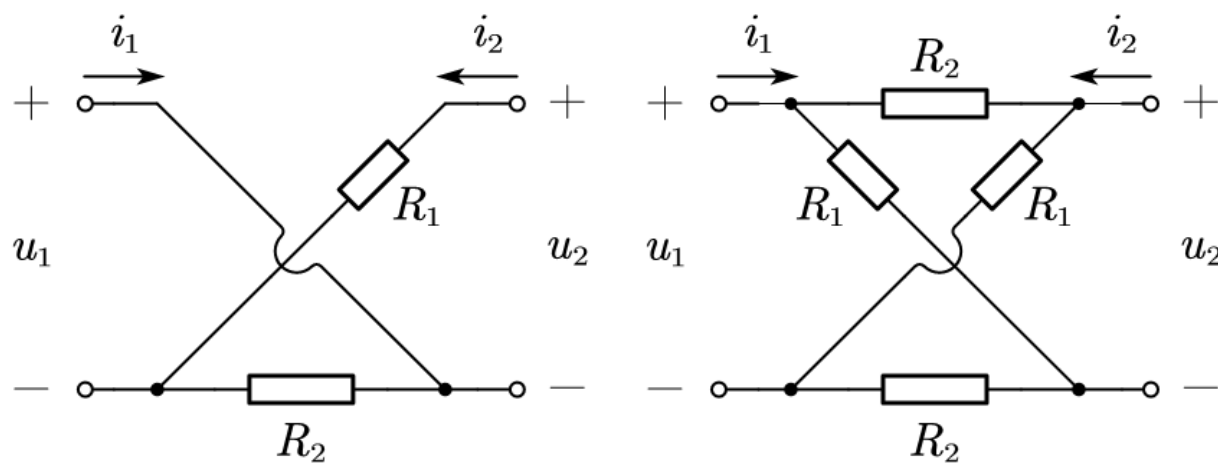
题7/9 3min

- 图中N为线性无源电阻网络，已知图(a)中该网络的工作状态，求图(b)中的 U_2 。



题8/9 3min


- 求各网络的G、R参数。



目录

- 电路的结构、组成与参数
- 电路的等效变换
- MOSFET及其应用
- 线性电路的一般分析方法
- 电路的定理
- 运算放大器
- 二端口
- 非线性电阻电路

8.1 非线性电阻

• 电路符号: 

• 非线性电阻的分类

• 压控型: $i = g(u)$

• 流控型: $u = f(i)$

• 非线性电阻的特点

• $u = f(i)$ 或 $i = g(u)$ 过原点

• 不满足齐次性与可加性

• 能产生与输入信号不同的频率

• 非线性电阻电路解的存在性与唯一性

• 线性电路一般有唯一解

• 非线性电阻电路可以有多个解或没有解

• 非线性电阻的解析解法

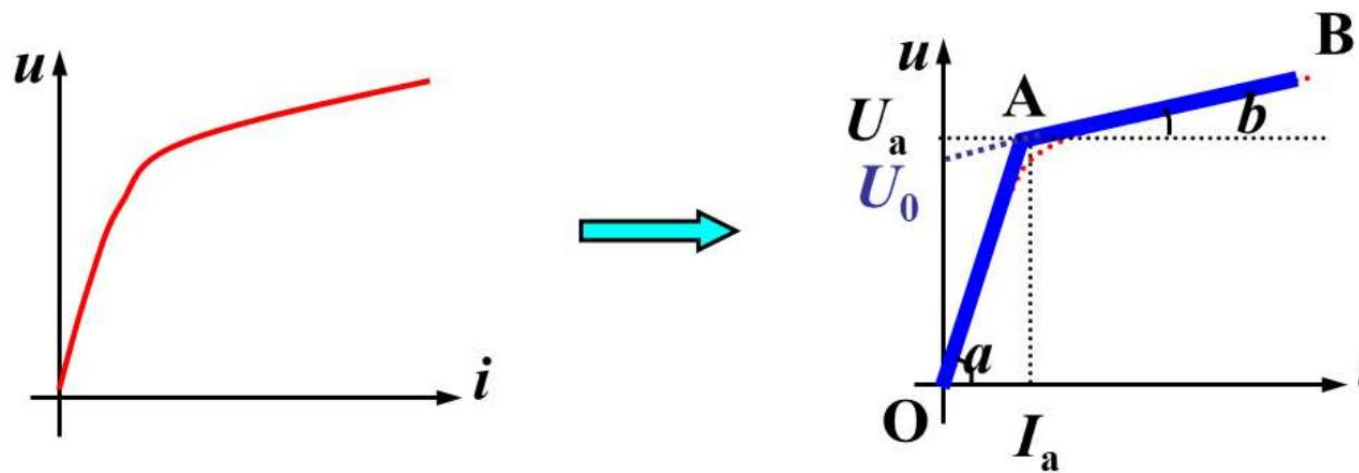
• 压控型: 节点电压法

• 流控型: 回路电流法

8.2 非线性电阻的分段线性解法

- 分段线性法

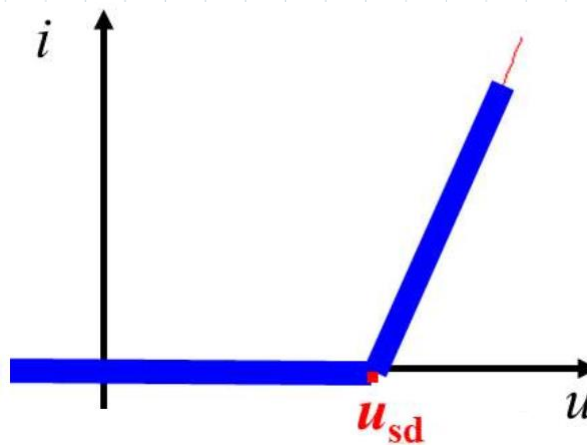
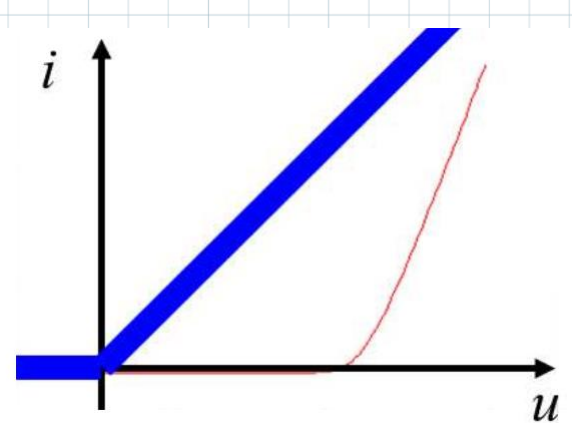
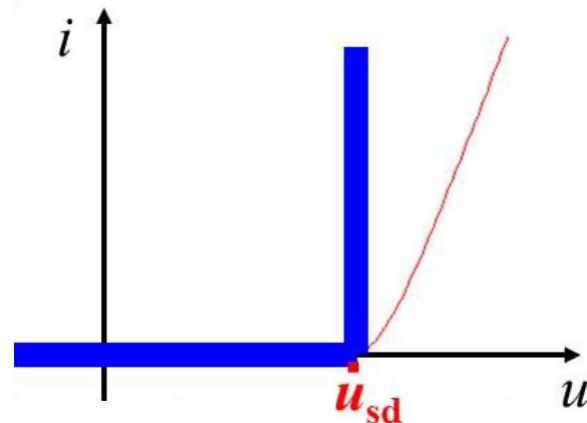
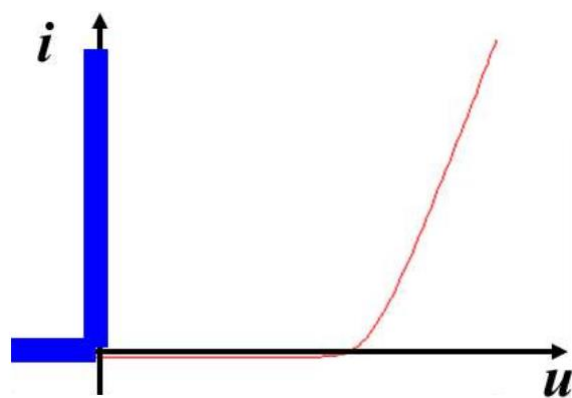
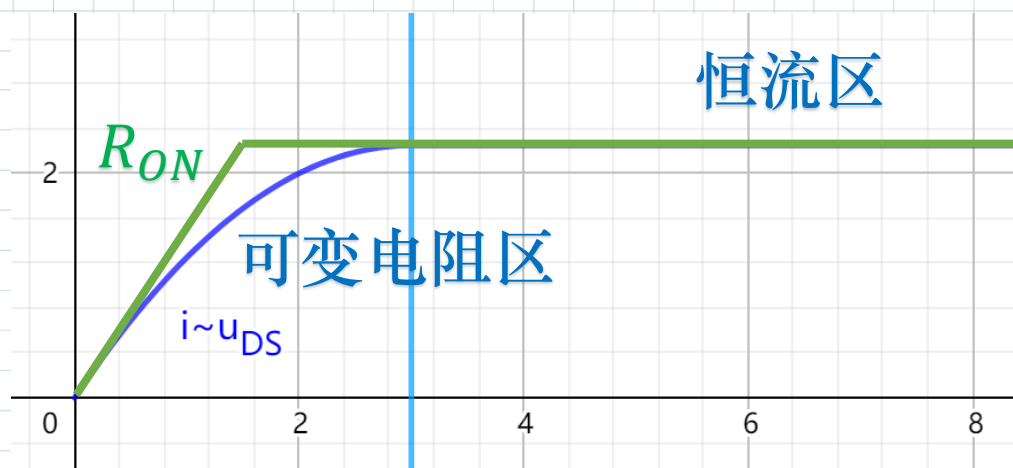
- 分段：将 $u \sim i$ 曲线分为几个线性段
- 假设：分别假设非线性电阻工作在某一段，此时分析线性电路
- 检验：检验解得的工作点是否在该线性段内
- 如果电路中有两个非线性电阻，各分为 m, n 段，则总共要假设 mn 个状态



8.2 非线性电阻的分段线性解法

- 二极管的分段线性模型
- MOSFET的分段线性模型

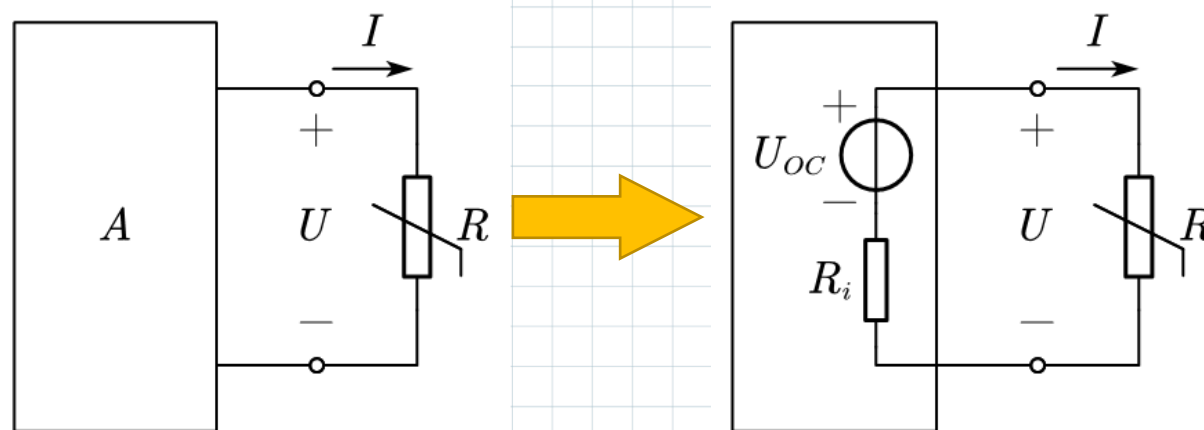
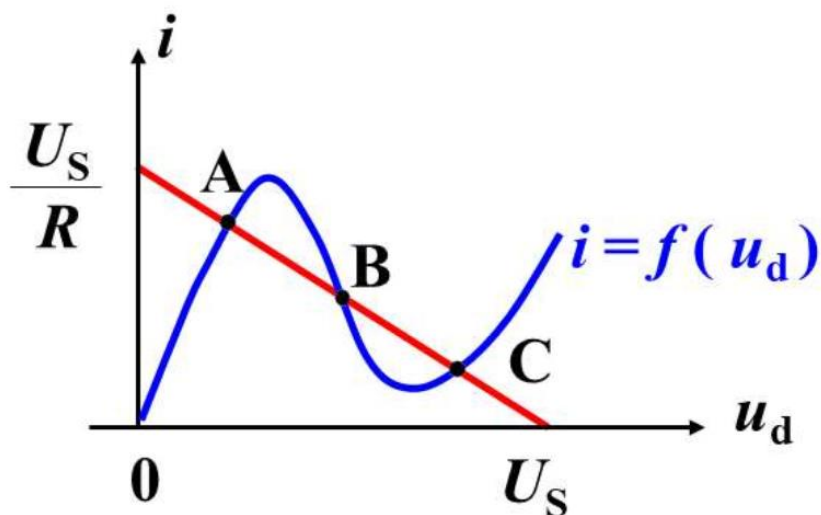
$$I_{sat} = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_T)^2$$



8.3 非线性电阻的图形解法

• 图形解法

- 当非线性电阻电路中仅含一个非线性电阻元件时，可将该元件以外的部分使用Thevenin定理进行等效变换
- 在同一幅图中画出Thevenin电路和非线性元件的 $u \sim i$ 关系，其交点即为非线性电路的电压和电流（工作点）



8.4 非线性电阻的小信号分析法

- 小信号分析法

- 求解直流偏置激励作用下非线性电阻电路的工作点
- 画线性小信号电路（拓扑结构相同，元件换为小信号模型），求解得到小信号响应
- 将直流与小信号激励作用下电路的相应合成为电路的总响应
- 多个小信号扰动的作用效果可以叠加

- 静态电阻与热电阻

- 静态电阻: $R_S = \frac{u_0}{i_0}$

- 动态电阻: $R_d = f'(i_0) = \frac{1}{g'(u_0)}$

8.4 非线性电阻的小信号分析法

- 电路元件的小信号模型

- 独立电压源：短路

- 独立电流源：开路

- 非线性电阻： $\Delta u = \left. \frac{df(i)}{di} \right|_{i=i_0} \Delta i = f'(i_0) \Delta i = \frac{1}{g'(u_0)} \Delta i$

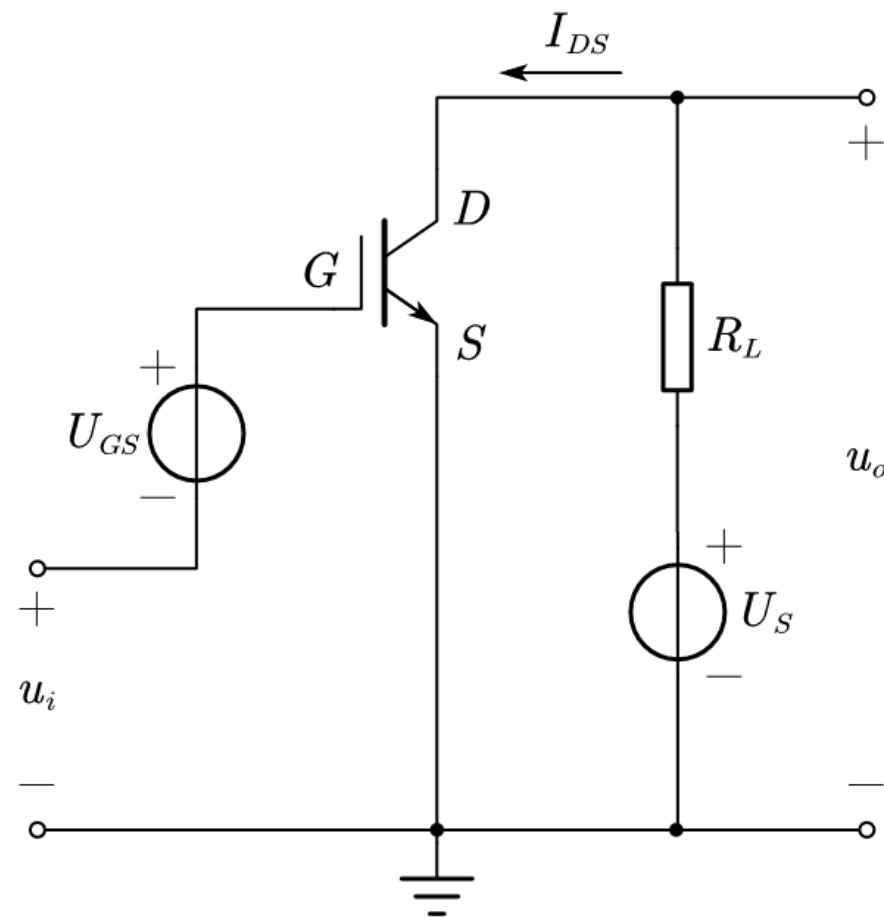
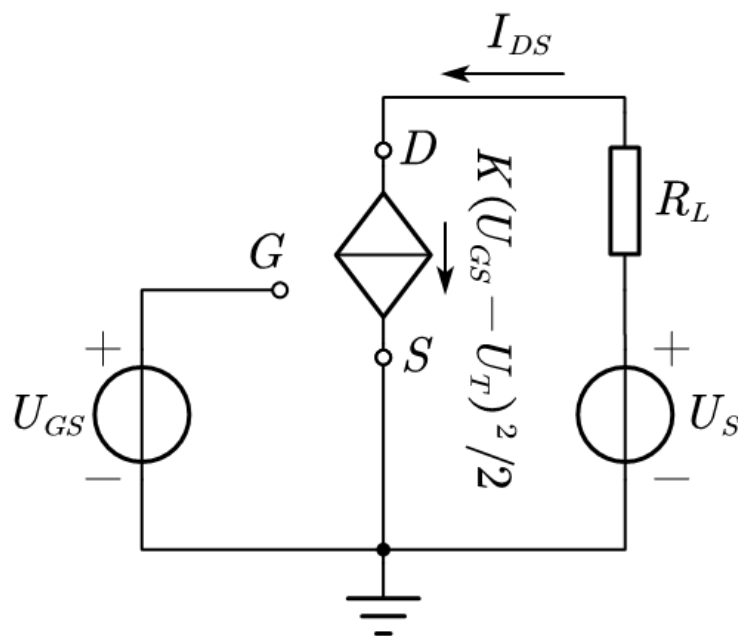
- 线性电阻： $\Delta u = R \Delta i$

- 非线性受控源（以VCCS为例）： $\Delta i = \left. \frac{dg(u_1)}{du_1} \right|_{u_1=U_1} \Delta u_1 = g'(U_1) \Delta u_1$

- 线性受控源（以VCCS为例）： $\Delta i = g \Delta u_1$

8.5 MOSFET小信号放大器

- MOSFET小信号放大器
 - 分段线性法求解直流工作点
 - 判断MOSFET是否工作在饱和区



8.5 MOSFET小信号放大器

- MOSFET小信号放大器

- $U_L = U_S - I_{DS}R_L = U_S - \frac{K}{2}(U_{GS} - U_T)^2 R_L$

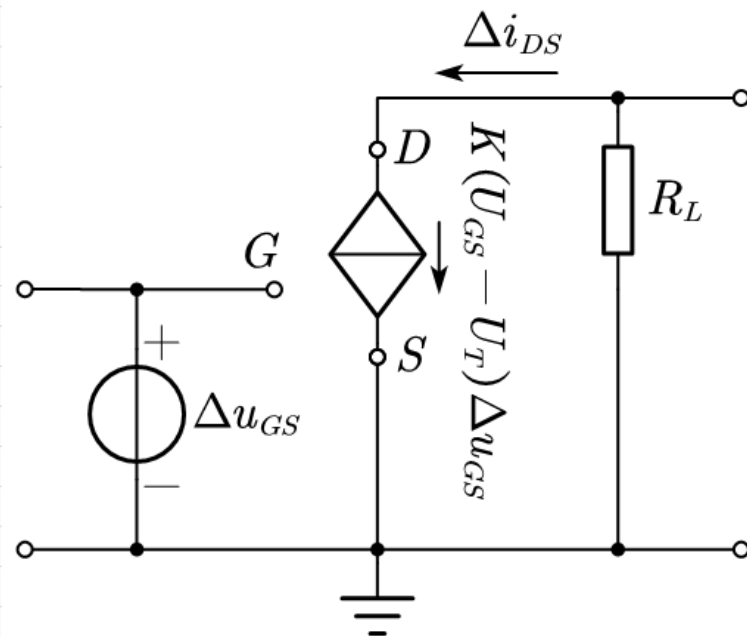
- 画小信号电路图，求解小信号响应

- $\frac{\Delta u_o}{\Delta u_i} = \frac{\Delta u_{DS}}{\Delta u_{GS}} = \frac{-\Delta i_{DS}R_L}{\Delta u_{GS}} = -K(U_{GS} - U_T)R_L$

- 合成为总响应

- $u_o = U_S - \frac{K}{2}(U_{GS} - U_T)^2 R_L - K(U_{GS} - U_T)R_L u_i$

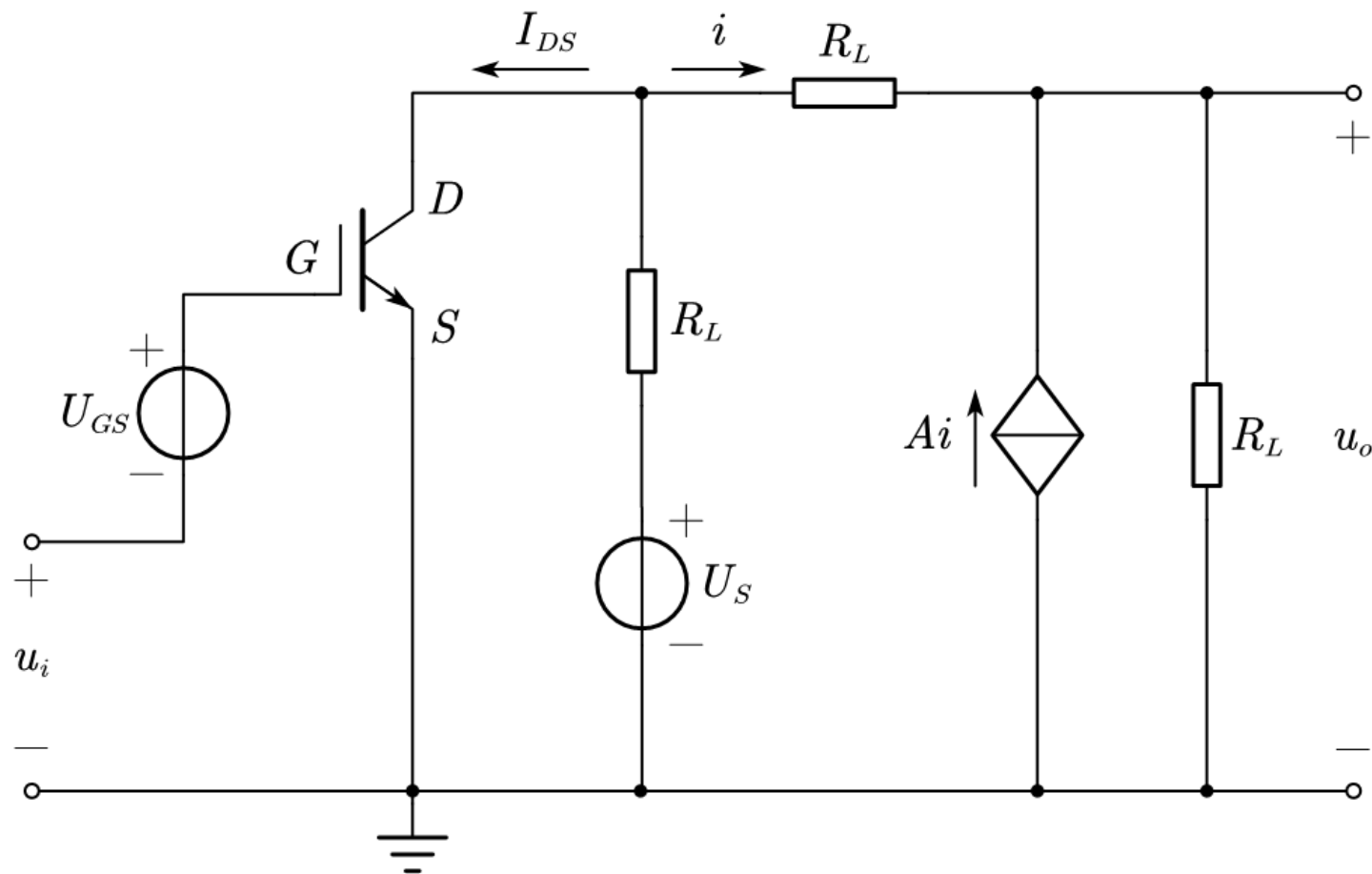
- 输入电阻为 ∞ ，输出电阻为 R_L （不够好）



8.5 MOSFET小信号放大器

- 改进的MOSFET小信号放大器

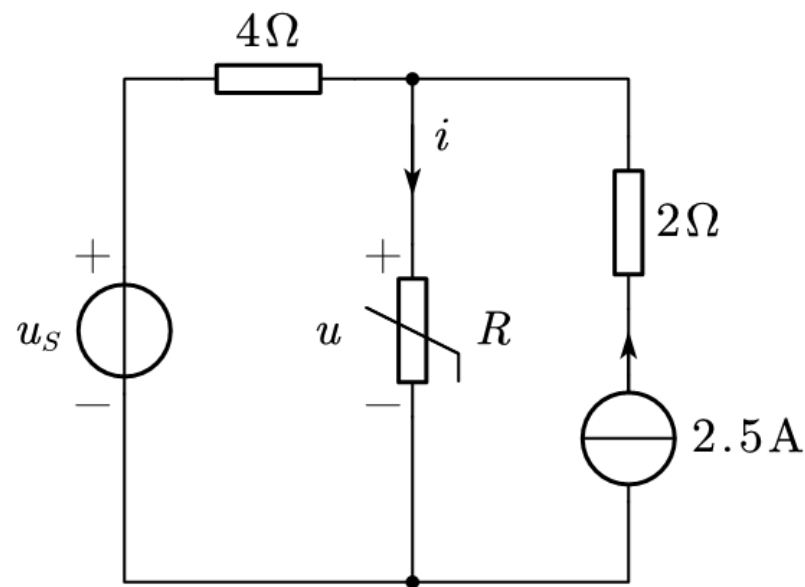
- 输入电阻为 ∞
- 输出电阻为 $\frac{R_L}{A+2}$



题9/9 5min

- 如图所示, $u_s = (10 + \Delta u_s) \text{ V}$, 其中 $|\Delta u_s| \ll 10$, 非线性电阻 R 满

足 $i = \begin{cases} 0.25u^2, & u > 0 \\ 0, & u \leq 0 \end{cases}$ 。求电路中 i 的值。



谢谢大家

2021年10月21日

主讲人：夏子睿