

$A = -g_m(r_o // R_D)$ $R_{in} = \infty$ $R_{out} = (r_o // R_D)$	$A = -g_m r_o$ $R_{in} = \infty$ $R_{out} = r_o$	$A = -g_m(r_{o1} // r_{o2})$ $R_{in} = \infty$ $R_{out} = (r_{o1} // r_{o2})$	$A = -g_{m1} R_{out} \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}$ $R_{out} = (r_{o1} // r_{o2}) // (1/g_{m2})$	$A = \frac{-r_o g_m R_D}{r_o + r_o g_m R_S + R_D + R_S} \approx \frac{R_D}{R_S} = -G_m R_{out}$ $R_{out} = ((1 + g_m R_S) R_S + r_o) // R_D$
$A = (R_D // r_o)(g_m + 1/r_o)$ $R_{in} = 1/g_m$ $R_{out} = R_D // r_o$	$A = \frac{g_m(r_o // R_L)}{1 + g_m(r_o // R_L)} \approx 1$ $R_{out} = r_o // R_L // 1/g_m$	$A(dB) = 20 \log  A $ $r_o = 1/\lambda I_D$	$\Delta V_{out} = -g_m R_D$ $R_{outd} = r_o // R_D$	$\Delta V_{outd} = (2(1 + g_m R_S) R_{SS} + r_o) // R_D$

**过零比较器**

- > 功能
  - ✓ 当  $V_i > 0$  时,  $V_O = V_{OH}$
  - ✓ 当  $V_i < 0$  时,  $V_O = V_{OL}$
  - ✓  $V_{OH}$  和  $V_{OL}$  取决于正、负电源电压  $V_{DD}$  与  $V_{SS}$  的大小
- > 传输特性
  - ✓ 阈值电压  $V_{th} = 0$
- > 应用实例
  - > 波形整形电路

**滞回比较器 (施密特比较器)**

- > 特点
  - ✓ 呈现滞回比较特性
- > 实例
  - ✓ 由叠加原理:  $V_P = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{REF} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_O$
  - ✓ 当输出  $V_O = V_{OH}$  或  $V_{OL}$  时, 得到滞回比较器的两个阈值:
    - $-V_{thH} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{REF} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{OH}$
    - $-V_{thL} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{REF} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{OL}$

**滞回比较器的特点**

- > 具有  $V_{thH}$  和  $V_{thL}$  两个高低阈值
- > 传输特性呈现滞回特性, 亦称为记忆特性
- > 回差电压  $\Delta V_{th} = V_{thH} - V_{thL} = F(V_{OH} - V_{OL})$  与  $V_{REF}$  大小无关, 仅与输出高低电压差和正反馈系数有关
- > 相比过零比较器而言, 滞回比较器的抗干扰能力增强, 主要体现在噪声容限的增加

传输特性

- ✓  $V_i$  从负值向正值变化: 曲线①
- ✓ 当  $V_i$  很小时,  $V_i < V_{thL}$ ,  $V_O = V_{OL}$
- ✓ 随着  $V_i$  上升, 若  $V_i < V_{thH}$ ,  $V_O = V_{OL}$
- ✓ 随着  $V_i$  上升, 若  $V_i > V_{thH}$ ,  $V_O = V_{OH}$ , 此时阈值发生突变,  $V_{th} = V_{thH}$
- ✓ 当  $V_i$  进一步上升,  $V_i$  一直保持大于  $V_{thH}$ , 则  $V_O = V_{OH}$

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**CMOS单管放大电路种类**

输入输出极性	MOSFET工作区	增益	输入电阻	输出电阻	适用场合
CS	反相	饱和区	高	理想	高
CS-源共并	反相	饱和区	较高	理想	极高
CG	同相	饱和区	高	低	极高
CD	同相	饱和区	$\approx 1$	理想	低

**MOSFET v.s. BJT**

- > 电极: G—B, S—E, D—C
- > 类型: NMOS—NPN, PMOS—PNP
- > 工作区: 饱和区—正向放大区, 线性区—饱和区, 截止区—截止区, BJT反向放大区较少采用
- > 电学特性: 平方律—指数律
- > 电流特性:  $I_C = 0 \rightarrow I_{BQ} \neq 0$ , 参数  $\beta = I_C / I_B$
- > 非理想效应: 沟道长度调制效应—基区宽度调制效应
- > 电路组态: CS—CE, CG—CB, CD—CC
- > 分析方法: 大信号模型, 小信号模型, 等效电路

**NPN管的电学特性**

- > 截止区:  $V_{BE} < 0$  且  $V_{BC} < 0$
- > 正向放大区:  $V_{BE} > 0$  且  $V_{BC} < 0$
- > 饱和区:  $V_{BE} > 0$  且  $V_{BC} > 0$
- > 反向放大区:  $V_{BE} < 0$  且  $V_{BC} > 0$

**NPN管的电学特性**

- > 饱和区:  $V_{BE} > 0$  且  $V_{BC} > 0$
- > 反向放大区:  $V_{BE} < 0$  且  $V_{BC} > 0$
- > 截止区:  $V_{BE} < 0$  且  $V_{BC} < 0$
- > 正向放大区:  $V_{BE} > 0$  且  $V_{BC} < 0$

**重要参数:  $\beta$**

表征晶体管电流放大倍数

**思考: 参考PMOS, 总结PNP晶体管的电学特性**

$R_S \rightarrow P_S$   
较少采用

**思考: 参考PMOS, 总结PNP晶体管的电学特性**

$R_S \rightarrow P_S$   
较少采用

**截止区**  $|V_{GS}| < |V_{th}|$   $I_D = 0$

**线性区**  $|V_{GS}| > |V_{th}|$   $|V_{DS}| < |V_{OD}|$

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

**饱和区**  $|V_{GS}| > |V_{th}|$   $|V_{DS}| > |V_{OD}|$

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

**CS放大器**

- > 反相、中频增益高、带宽较小
- > 低频输入阻抗高、高频输入阻抗低
- > 低频、高频输出阻抗高

**CG放大器**

- > 同相、中频增益高、带宽大
- > 低频、高频输入阻抗低
- > 低频、高频输出阻抗高

**CD放大器**

- > 同相、中频增益 $\approx 1$ 、带宽大
- > 低频、高频输入阻抗高
- > 低频、高频输出阻抗低

**计算下面所示电路的传输函数, 假设电路工作在线性区,  $\lambda_n \rightarrow \infty$   $\lambda_p \rightarrow 0$ , 不考虑沟道长度调制效应**

**例5** 计算下面所示电路的传输函数, 假设电路工作在线性区,  $\lambda_n \rightarrow \infty$   $\lambda_p \rightarrow 0$ , 不考虑沟道长度调制效应

**例5** 计算下面所示电路的传输函数, 假设电路工作在线性区,  $\lambda_n \rightarrow \infty$   $\lambda_p \rightarrow 0$ , 不考虑沟道长度调制效应

**例5** 计算下面所示电路的传输函数, 假设电路工作在线性区,  $\lambda_n \rightarrow \infty$   $\lambda_p \rightarrow 0$ , 不考虑沟道长度调制效应

**例5** 计算下面所示电路的传输函数, 假设电路工作在线性区,  $\lambda_n \rightarrow \infty$   $\lambda_p \rightarrow 0$ , 不考虑沟道长度调制效应

**例5** 计算下面所示电路的传输函数, 假设电路工作在线性区,  $\lambda_n \rightarrow \infty$   $\lambda_p \rightarrow 0$ , 不考虑沟道长度调制效应

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化只与  $g_m$  和  $r_o$  有关与电源电压无关, 因而简化了设计与优化
- > CMOS工艺中电阻的精度不易控制(精度一般为  $\pm 20\%$  左右)
- > 而MOSFET的工艺一致性较好
- > 在CMOS工艺下电源负载的CS放大器被广泛采用

**源共并CS放大器 v.s. CS放大器**

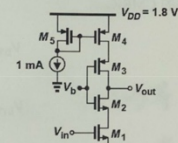
- > 增益下降  $g_m R_{ID} \rightarrow \frac{R_D}{R_S}$
- > 线性度提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 输出电阻提高  $r_{outcm} = (1 + g_m r_o) R_S + r_o \approx (1 + g_m R_S) r_o$
- > 增益较大
- > 增益最大化



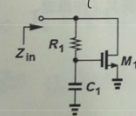
一、填空题 (每空 2 分, 共 40 分):

- 1、共源放大器的主极点往往在 输入 端出现, 原因是在高频下由于 米勒效应 使得 被放大。而共漏放大器的主极点则往往在 输出 端出现。
- 2、双极型晶体管, 有 4 个工作区, 它们是 截止区、放大区、饱和区 和 倒置区。若对于 PNP 管,  $V_{BE} < 0$  且  $V_{BC} < 0$  则它工作在 倒置区。
- 3、同样位数的流水线型 A/D 与 FLASH A/D 相比, 其作速度更 慢。一个 N 位的逐次逼近型 A/D, 完成一次转换所需要的时钟周期数为  $2^N$ 。同样位数的 FLASH A/D, 所需比较器的个数为  $2^N$ , 但需要 设计 码到二进制的转换。

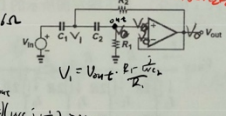
- 4、米勒 补偿方法可以使用较小的电容, 实现较大的等效补偿电容。但对于 共源 放大器来说, 它引入了负零点, 导致相位裕度发生恶化, 解决方法是 在零点处加一个极点。
- 5、下图所示电路的输出电阻为  $r_{o1} \parallel r_{o2}$ 。请表示为  $g_m$  与  $r_o$  的函数, 假设电路完全对称,  $\lambda = 0$ 。



- 6、一个 10 位的 A/D 转换器, 其信噪比 SNR 大小为  $6.02 \times 10 + 1.76$ 。若满量程的电压为  $V_{REF}$ , 则其 LSB 大小为  $\frac{V_{REF}}{1024}$ 。
- 7、假设  $\lambda = 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 不考虑高频寄生电容, 则下图所示电路的输入阻抗  $Z_{in}$  的零点和极点分别为  $0$  和  $g_m$  为 MOSFET 的跨导。



- 8、若一个 Diode 的直流工作电流为 20mA, 则其小信号等效电阻为  $\frac{V_T}{I_D} \approx 13\Omega$ 。
- 9、已知电路结构如下, 理想运放, 则其传输函数为  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1}$ 。



- 二、判断题 (10 分): 如图电路, 指出下列结果是否正确, 若有错, 试将其改正。
- 1、对于单管放大电路, 跨接在输入和输出之间的电容在高频下引入的零点可以提高相位裕度。 错
- 2、双极型晶体管工作在饱和区时, 电流  $I_{CE}$  随  $V_{CE}$  的增加而增大。 错
- 3、判断放大器工作在反馈状态下的稳定性, 环路满足  $|A\beta(j\omega)| = 1$ ,  $\angle A\beta(j\omega) = -180^\circ$  时, 电路进入自激振荡状态, 若  $|A\beta(j\omega)| < 1$ ,  $\angle A\beta(j\omega) = -180^\circ$ , 则电路是稳定的。 错
- 4、nMOS 萨方程中的电压和电流均为正值, pMOS 的电压和电流均为负值, nMOS 的跨导和输出电阻均为正值, 而 pMOS 的跨导和输出电阻均为负值。 错
- 5、放大器的单位增益带宽是幅频特性中增益幅度下降到 0dB 时对应的频率值, 它等于电路的中频增益与 3dB 带宽的乘积。 错

### Diode 的小信号参数

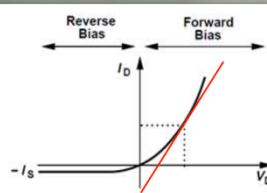
► 动态电导  $g_D$

$$I_D = I_S (\exp(\frac{qV_D}{k_B T}) - 1)$$

$$g_D = \frac{dI_D}{dV_D}$$

$$= \frac{q}{k_B T} I_S \exp(\frac{qV_D}{k_B T})$$

$$\approx \frac{q}{k_B T} I_D = \frac{I_D}{V_T}$$



热电压

$$V_T = 0.026V$$

清华大学本科生考试试题专用纸  
2020 年 1 月 6 日  
考试课程: 电子学基础  
学号: \_\_\_\_\_ 姓名: \_\_\_\_\_

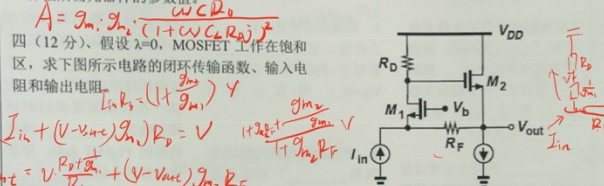
- 一、填空题 (每空 2 分, 共 36 分):
- 1、下图所示电路的反馈输出电阻为  $\frac{R_1}{1+A\beta}$ 。请表示为  $g_m$  与  $r_o$  的函数, 假设电路完全对称,  $\lambda = 0$ 。
- 2、已知电路结构如下, 运放为理想, 则电路的增益  $A_v$  为  $\frac{R_2}{R_1}$ 。
- 3、假设  $\lambda = 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 不考虑高频寄生电容, 则下图所示电路的输入阻抗  $Z_{in}$  的零点和极点分别为  $0$  和  $g_m$  为 MOSFET 的跨导。
- 4、共源放大器的主极点一般在 输入 端出现, 原因是在高频下由于密勒效应, 使得 被放大 到输入端。共漏放大器的主极点一般在 输出 端出现, 共漏放大器的主极点一般在 输出 端出现。
- 5、假设  $\lambda = 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 不考虑高频寄生电容, 则下图所示电路的两个极点为  $0$  和  $g_m$  的函数。
- 6、若一个 Diode 的直流工作电流为 1mA, 则其小信号等效电阻为  $\frac{V_T}{I_D} \approx 26\Omega$ 。
- 7、双极型晶体管, 有 4 个工作区, 它们是 截止区、放大区、饱和区 和 倒置区。若  $V_{BE} < 0$  且  $V_{BC} < 0$ , 则它工作在 倒置区。

- 8、负反馈可以通过增益降低来换取带宽和线性度提高, 采用 负反馈 来快速判断反馈电路的极性。与开环状态相比, 负反馈 负反馈可以实现电路输入电阻降低和输出电阻升高。采用 负反馈 比较器通过正反馈实现两个阈值, 好处是提高了电路的 迟滞特性。

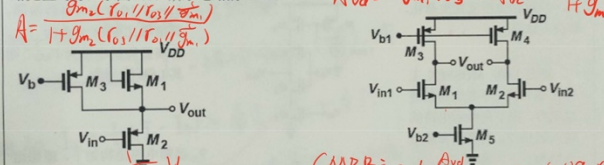
二、判断题 (12 分): 如图电路, 指出下列结果是否正确, 若有错, 试将其改正。

- 1、放大器电路中零点的引入会导致电路频率响应中幅频特性和相频特性的上升。 错
- 2、判断反馈放大器的工作状态时, 若反馈深度  $|D| = 1$ , 则电路进入自激振荡状态。 错
- 3、对于输入和输出端接前馈电容  $C_F$  的放大器 A 来说, 通过密勒定理进行解耦可以方便地分析输入和输出端引入的极点, 但是忽略了高频下的负零点。 错
- 4、理想跨阻放大器要求增益  $R$  趋于无穷大, 输入电阻  $R_{in}$  趋于无穷大, 且输出电阻  $R_{out}$  为零。 错
- 5、电压放大器 A 的单位增益带宽 GBW 是幅频特性中增益幅度下降到 0dB 时对应的频率值, 对于幅频特性为低通的电压放大器 A, 它等于电路的低频增益  $A_v$  与 3dB 带宽 BW 的乘积。 错
- 6、一个放大电路的传递函数  $H(j\omega)$ , 可以表示为当输出短路接地时的等效跨导  $G_m$  和电路输出阻抗  $Z_{out}$  乘积的相反数形式, 即  $H(j\omega) = -G_m Z_{out}$ 。 错

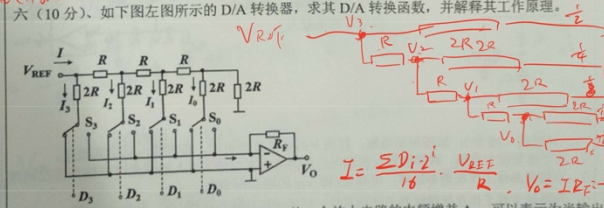
- 三 (12 分)、求下图所示电路的小信号电压增益传输函数, 并画出波特图的幅频特性和相频特性的示意图, 假设该电路工作的反馈状态时,  $K=1$ , 不考虑沟道长度调制效应, 忽略 MOSFET 的高频寄生电容, 其中  $g_m$  为 MOSFET 的跨导。该放大器是否稳定, 若稳定请说明原因, 若不稳定请设计一种补偿方案使得系统稳定, 并求出补偿所需元件的参数值。



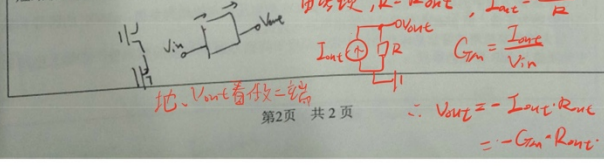
- 四 (12 分)、假设  $\lambda = 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 求图 (a) 所示电路的小信号电压增益, 其中  $g_m$  为 MOSFET 的跨导。若  $M_1$  和  $M_2$  的  $\lambda = 0$ , 而其他各管的  $\lambda > 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 求图 (b) 所示电路的 CMRR。



- 五 (16 分)、假设  $\lambda = 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 求图 (a) 所示电路的小信号电压增益, 其中  $g_m$  为 MOSFET 的跨导。若  $M_1$  和  $M_2$  的  $\lambda = 0$ , 而其他各管的  $\lambda > 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 求图 (b) 所示电路的 CMRR。



- 六 (10 分)、求下图所示电路的 D/A 转换器, 求其 D/A 转换函数, 并解释其工作原理。

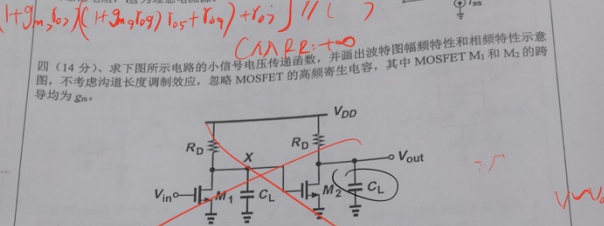


- 七、选做题 (5 分)、Lemma 准则指的是: 某一个放大电路的中频增益  $A_v$ , 可以表示为当输出短路接地时的等效跨导  $G_m$  和电路输出电阻  $R_{out}$  乘积的形式。试证明以上结论。

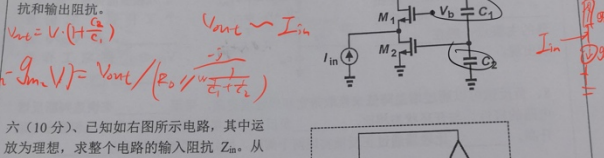


第2页 共2页

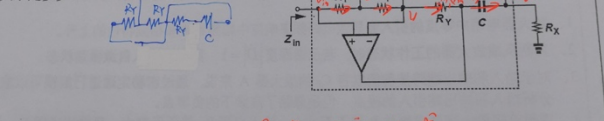
- 三 (16 分)、假设  $M_1$  和  $M_2$  的  $\lambda = 0$ , 而其他各 MOSFET 的  $\lambda > 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 电路完全对称, 求右图所示电路的小信号电压增益。若所有 MOSFET 的  $\lambda > 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 电路完全对称, 求该电路的输出电阻  $R_{out}$ 。同时, 求电路的 CMRR, 其中  $g_m$  为 MOSFET 的跨导,  $r_o$  为 MOSFET 的输出电阻,  $I_{SS}$  为理想电流源。



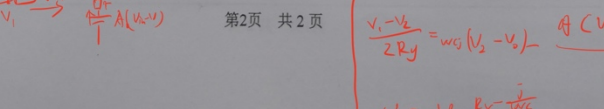
- 四 (14 分)、求下图所示电路的小信号电压增益传输函数, 并画出波特图幅频特性和相频特性示意图, 不考虑沟道长度调制效应, 忽略 MOSFET 的高频寄生电容, 其中 MOSFET  $M_1$  和  $M_2$  的跨导均为  $g_m$ 。



- 五 (12 分)、假设  $\lambda = 0$ , MOSFET 工作在饱和区, 求右图所示电路的闭环传递函数、输入阻抗和输出阻抗。



- 六 (10 分)、已知右图所示电路, 其中运放为理想, 求整个电路的输入阻抗  $Z_{in}$ 。从结果看, 该电路可以等效成什么元件, 其大小是多少?



第2页 共2页