

目录

0.1	共源极放大电路	2
0.1.1	知识点回顾: MOS 小信号模型	2
0.1.2	漏极电阻负载的共源极	2
0.1.3	Diode-connected MOS Load 二极管连接的 MOS 负载	4
0.1.4	Current Source Load	6
0.1.5	线性区 MOS 负载	7
0.1.6	Source degeneration: 源极负反馈	7

0.1 共源极放大电路

0.1.1 知识点回顾：MOS 小信号模型

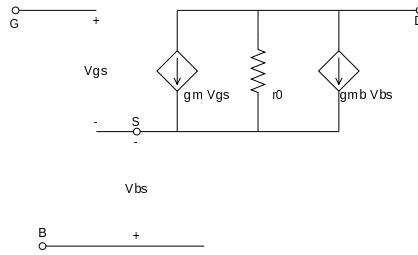


图 1: 小信号模型

$$I_{ds} = K'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (1)$$

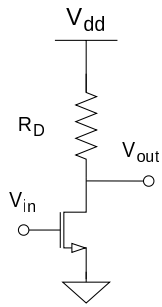


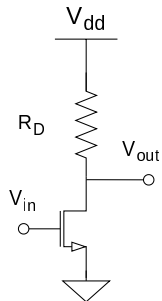
图 2: 大信号模型

$$\begin{aligned} g_m &= 2K'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \\ &= 2\sqrt{K'_N \frac{W}{L} I_{ds}} \\ &= \frac{2I_{ds}}{V_{GS} - V_{TH}} \end{aligned} \quad (2)$$

$$r_0 = \frac{V_M L}{T_{ds}} = \frac{1}{\lambda I_{ds}} \quad (3)$$

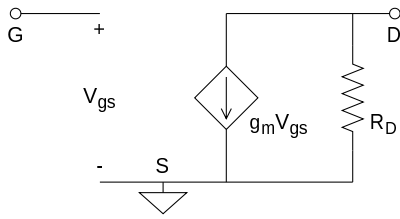
0.1.2 漏极电阻负载的共源极

0.1.2.1 Gain 增益



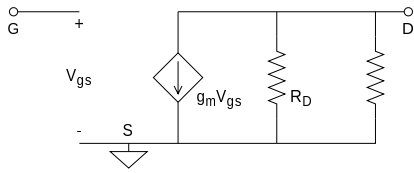
$$A_v = -g_m R_D \quad (4)$$

图 3: 共源极放大电路



(g_m 与 I_D 有关)

图 4: 不考虑沟道调制的小信号模型



$$A_v = -g_m(R_D || r_o) \quad (5)$$

图 5: 考虑沟道长度调制的小信号模型

若 MOS 管不变，其能达到的最高增益为： $R_D \rightarrow \infty$
一般来说： $\frac{1}{g_m} \ll r_o$

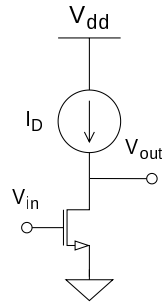
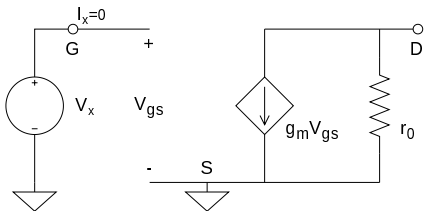


图 6: 源负载的共源放大电路

$$\text{intrinsic gain} : A_v = -g_m r_o \quad (6)$$

0.1.2.2 Input Impedance 输入阻抗

悬空输出，测试输入阻抗：



$$r_{in} = \infty \quad (7)$$

图 7: 测量输入阻抗

0.1.2.3 Output Impedance 输出阻抗

输入接地，测量输出电阻

$$r_{out} = r_0$$

(8)

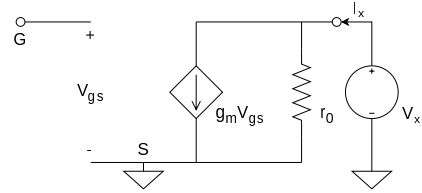


图 8: 测量输出电阻

0.1.3 Diode-connected MOS Load 二极管连接的 MOS 负载

- 求从 M2 的 S 极往上看电阻:

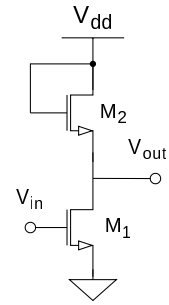


图 9: 二极管连接的 MOS 负载

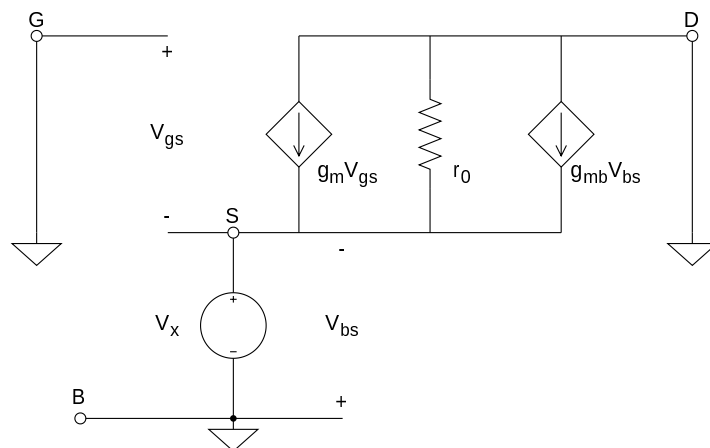


图 10: 求从 M2 的 S 极往上看电阻

$$\frac{V_x}{r_0} = i_x - g_m V_x - g_{mb} V_x \quad (9)$$

$$\left(\frac{1}{r_0} + g_m + g_{mb}\right)V_x = i_x \quad (10)$$

$$\frac{V_x}{i_x} = r_{in} = \frac{1}{\frac{1}{r_0} + g_m + g_{mb}} \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}} \approx \frac{1}{g_m} \quad (11)$$

0.1.3.1 增益

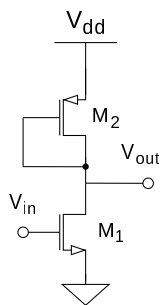
$$\begin{aligned} A_v &= -g_{m1} R_{Load} \\ &= -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \parallel r_0 \right) \\ &\approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} \\ &= -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \left(\frac{1}{1 + \eta} \right) \\ &\approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \end{aligned} \quad (12)$$

$$A_v = -\sqrt{\frac{(\frac{W}{L})_1}{(\frac{W}{L})_2}} \times \frac{1}{1 + \eta} \quad (13)$$

缺点： η 会随着 V_{in} 的变化而变化，造成增益 A_v 随着 V_{in} 而变化。

Solution: 将 M_2 换成 PMOS!

如图 11:



一种推导:

$$\begin{aligned} A_v &= -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \\ &= -\sqrt{\frac{\mu_n (\frac{W}{L})_1}{\mu_p (\frac{W}{L})_2}} \\ &= -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \end{aligned} \quad (14)$$

图 11: 二极管连接的 PMOS 作负载

这个电路的 Gain 不随着 V_{in} 的变化而变化，Gain 是恒定的。

另一种推导：

$$\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{TH1})^2 = \mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_{TH2})^2$$

$$\frac{|V_{GS2} - V_{TH2}|}{(V_{GS1} - V_{TH1})} = -\sqrt{\frac{\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_1}{\mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_2}} = A_v \quad (15)$$

我们发现了一种巧合：增益 = 过驱动电压之比

结论：要使增益很大，过驱动电压之比也要很大， M_2 与 M_1 的尺寸之比太大（电路无法实现）。

Solution: M_2 旁增加受控电流源

如图 12:

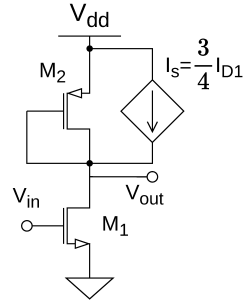


图 12: 增加旁路受控源

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}$$

$$= -\sqrt{\frac{2K'_n \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}}{2K'_p \left(\frac{W}{L}\right)_2 I_{D2}}}$$

$$= -\sqrt{\frac{4K'_n \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}}{K'_p \left(\frac{W}{L}\right)_2 I_{D2}}}$$

$$= -2\sqrt{\frac{K'_n \left(\frac{W}{L}\right)_1}{K'_p \left(\frac{W}{L}\right)_2}} \quad (16)$$

如果考虑沟道长度调制效应: $A_v = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m2}} || r_{o1} || r_{o2}\right)$

0.1.4 Current Source Load

0.1.4.1 Gain 增益

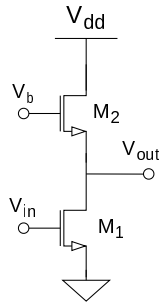


图 13: 电流源负载的共源

$$A_v = -g_m (r_{o1} || r_{o2})$$

$$\approx -\sqrt{2\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}} \frac{1}{\lambda I_{D1}} \quad (17)$$

与 I_{D1} 有关。

提高增益的方法：

1. increase r_{o1} and r_{o2} :

$\lambda \propto \frac{1}{L}$ $r_o \propto \frac{L}{I_D}$ 增大 L 即可 (W 也要等比例增大)

2. increase g_{m1} :

$$g_{m1} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})$$

$\frac{W}{L}$ 增大

增大 $(V_{GS} - V_{TH})$ 没用：因为 $I_D \propto (V_{GS} - V_{TH})^2 \rightarrow r_o \uparrow$

0.1.5 线性区 MOS 负载**0.1.5.1 Gain 增益**

M_2 工作在线性区：

$$A_v = -g_m R_{ON2} \quad (18)$$

$$R_{ON2} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - V_b - |V_{THp}|)}$$

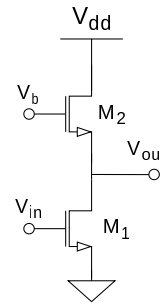
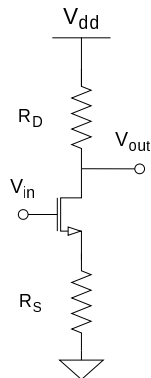


图 14: 线性区 MOS 负载

0.1.6 Source degeneration: 源极负反馈**0.1.6.1 Gain 增益**

计算增益的简单方法：

$$A_v = G_m \times R_{out}$$

求 G_m ：把输出短路看输入产生多少电流。

图 15: 带源极负反馈的共源电路

大信号法:

$$\begin{aligned}
 G_m &= \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} \\
 &= \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}} \\
 &= g_m \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}} \quad (19)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{GS} &= V_{in} - I_D R_S \\
 \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}} &= 1 - \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} R_S \quad (20)
 \end{aligned}$$

将 20 带入 19 中:

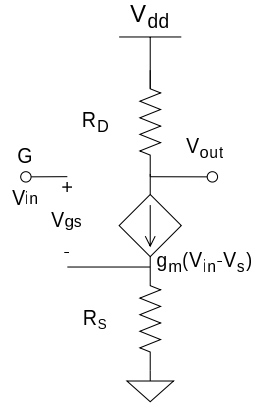
$$G_m = g_m(1 - G_m R_S) \Rightarrow G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S} \quad (21)$$

所以:

$$A_v = -G_m R_S = -\frac{g_m}{1 + g_m R_S} R_D \quad (22)$$

小信号法: ignore λ and γ :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$



$$V_{out} = -g_m(V_{in} - V_S)R_D \quad (23)$$

$$V_S = g_m(V_{in} - V_S)R_S \quad (24)$$

图 16: 小信号法

由 24 可得:

$$V_S = \frac{g_m R_S V_{in}}{1 + g_m R_S} \quad (25)$$

将 25 带入 23 有：

$$V_{out} = -g_m V_{in} \left(1 - \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}\right) R_D \quad (26)$$

所以：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_m}{1 + g_m R_S} R_D = \frac{-R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} = -G_m R_D \quad (27)$$

所以：

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S} \xrightarrow{\text{rearrange}} \frac{1}{R_S + \frac{1}{g_m}} \quad (28)$$

结论： G_m 比 g_m 变小了 $1 + g_m R_S$ 倍。

对比：若 $R_S = 0$ (不带 degeneration 的情况)：

$$G_m = \frac{1}{0 + \frac{1}{g_m}} = g_m \quad (29)$$

随着 R_S 的增大 $\rightarrow g_m$ 在 G_m 中的占比减小 $\rightarrow V_{in}$ 对 G_m 的影响减小 \rightarrow 增益更加线性！

有和没有 source degeneration 的 I_D 和 g_m 对比

如图 17 与图 18 所示：

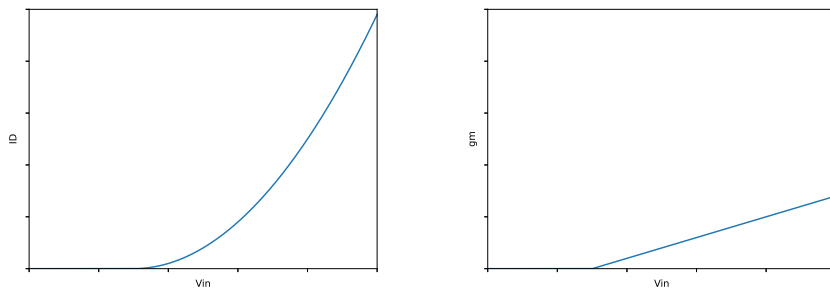


图 17: 不带 source regeneration 的图像

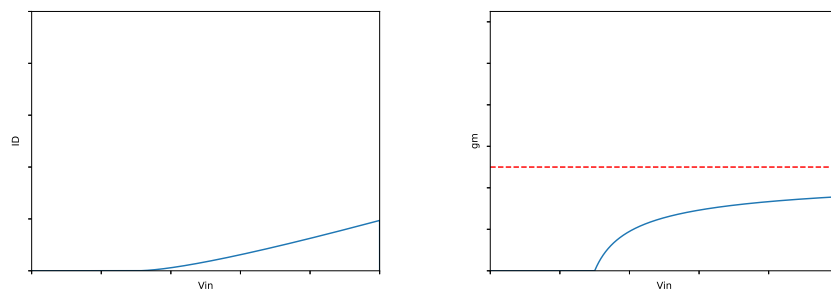
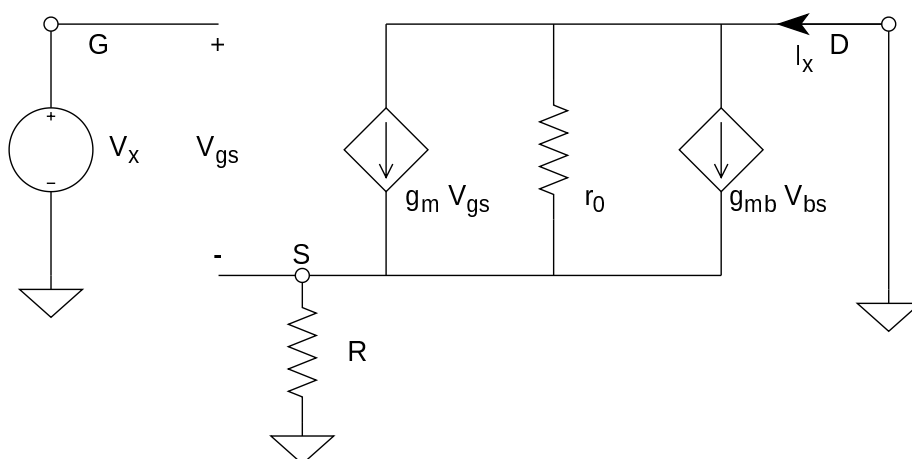


图 18: 带 source regeneration 的图像

可以注意到，带有 source degeneration 的电路增益基本不变，趋近于 $\frac{1}{R_S}$ 。

0.1.6.2 不忽略 λ 和 γ 的跨导 G_m

如图 19 所示画出小信号图 ($V_b = 0$)

图 19: 计算跨导 G_m

$$\begin{aligned}
V_S\left(\frac{1}{R} + r_0\right) &= g_m(V_x - V_S) - g_{mb}V_S \\
V_S &= \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_0} + \frac{1}{R_S}} V_x \\
I_x &= \frac{V_S}{R} \\
&= \frac{g_m}{R_S(g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_0}) + 1} V_x \\
G_m &= \frac{I_x}{V_x} \\
&= \frac{g_m}{R_S(g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_0}) + 1}
\end{aligned} \tag{30}$$

0.1.6.3 Output Impedance 输出阻抗

用一样的小信号法，可以计算出：

$$\begin{aligned}
r_{out} &= [1 + (g_m + g_{mb})r_0]R + r_0 \\
&= [(g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_0})R + 1]r_0
\end{aligned} \tag{31}$$

结论：比没有 R_S 的时候增大了很多。

0.1.6.4 增益 Gain again

$$A_V = -G_m(R_D \parallel r_{out}) \tag{32}$$

结论，比没有 R_S 的时候变小了许多。增益下降了

观察：当 $R_D = \infty$ 的时候：

$$A_V = -g_m r_0 \tag{33}$$

就是本征增益