

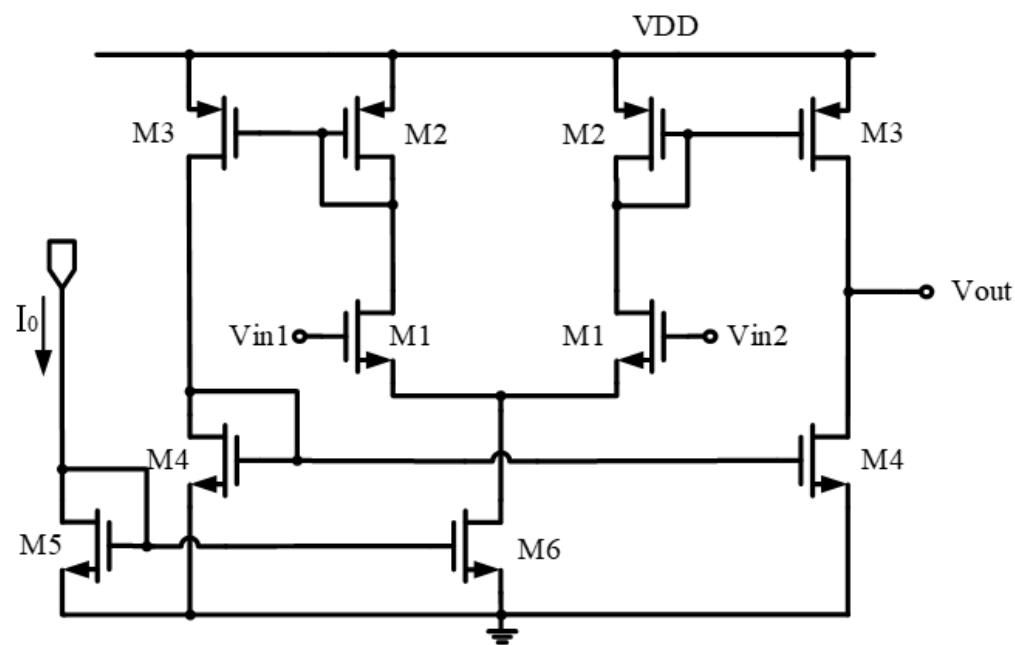
2-6章习题课

第5、6章小测

1、下图所示电路各管工作在饱和区, 有尺寸关系 $(\frac{W}{L})_3 = 2(\frac{W}{L})_2$, $(\frac{W}{L})_6 = 4(\frac{W}{L})_5$

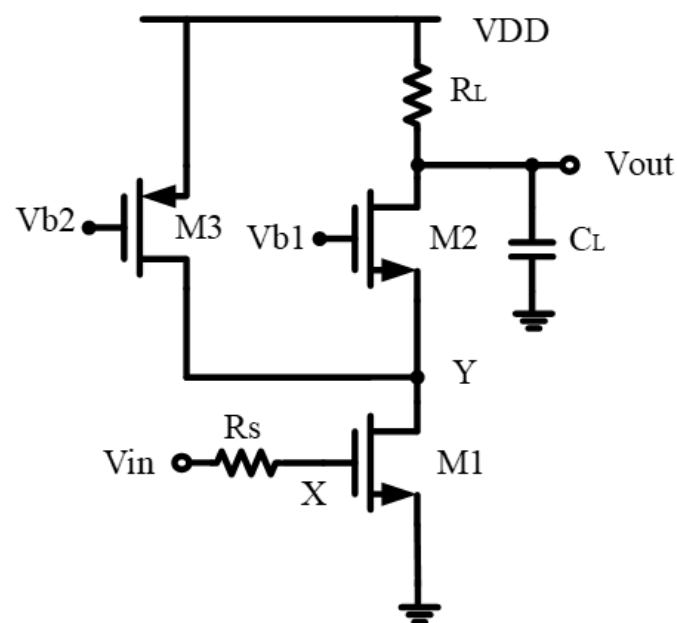
a) 输入电流 I_0 , 写出流过 M_1 、 M_3 、 M_6 的电流。

b) 只考虑输出级 (M_3 、 M_4) 的沟道长度调制效应下, 计算下图电路的增益表达式。



2、假设 $\gamma = 0$, $\lambda = 0$, \leftarrow

- 列出 X、Y、Vout 节点的对地电容。 \leftarrow
- 列出在该三个节点处的极点表达式。 \leftarrow
- 列出该电路在密勒近似下的传输函数 $\frac{V_{out}}{V_{in}}(s)$ (利用低频增益和极点估算)。 \leftarrow



例 6.1

考虑图 6.3(a)所示的电路,其中的电压放大器的增益为 $-A$,该放大器的其它参数是理想
174 的。请计算这个电路的输入电容。

解:运用密勒定理,把该电路转换成图 6.3(b)的电路。由于 $Z = 1/(C_F s)$,则 $Z_1 = [1/(C_F s)]/(1+A)$ 。因此,输入电容等于 $C_F(1+A)$ 。

为什么 C_F 乘以 $(1+A)$? 如图 6.3(c)所示,我们测量输入电容的方法是:假定在输入端加

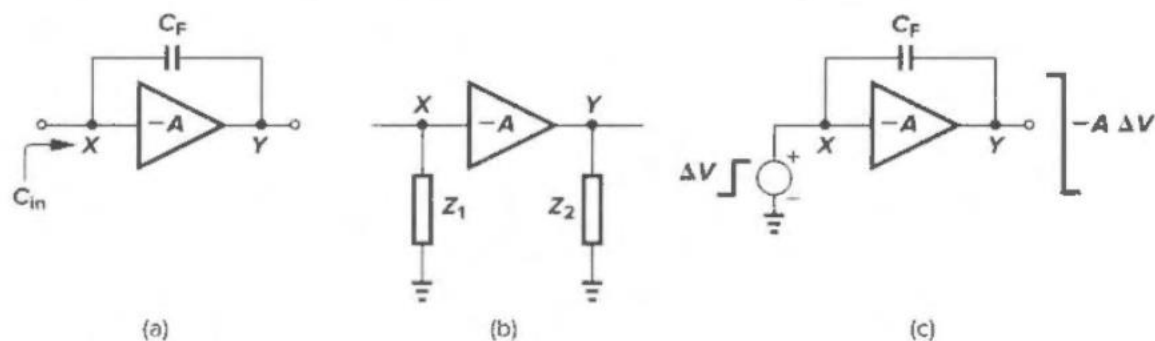


图 6.3

一个阶跃电压并计算由此电压源供给的电荷。在 X 点的阶跃电压 ΔV 将在 Y 点产生的电压变化是 $-A\Delta V$,在电容 C_F 两极板的总的变化是 $(1+A)\Delta V$ 。因此, C_F 从 V_{in} 抽取的电荷等于 $(1+A)C_F\Delta V$,即等效的输入电容等于 $(1+A)C_F$ 。

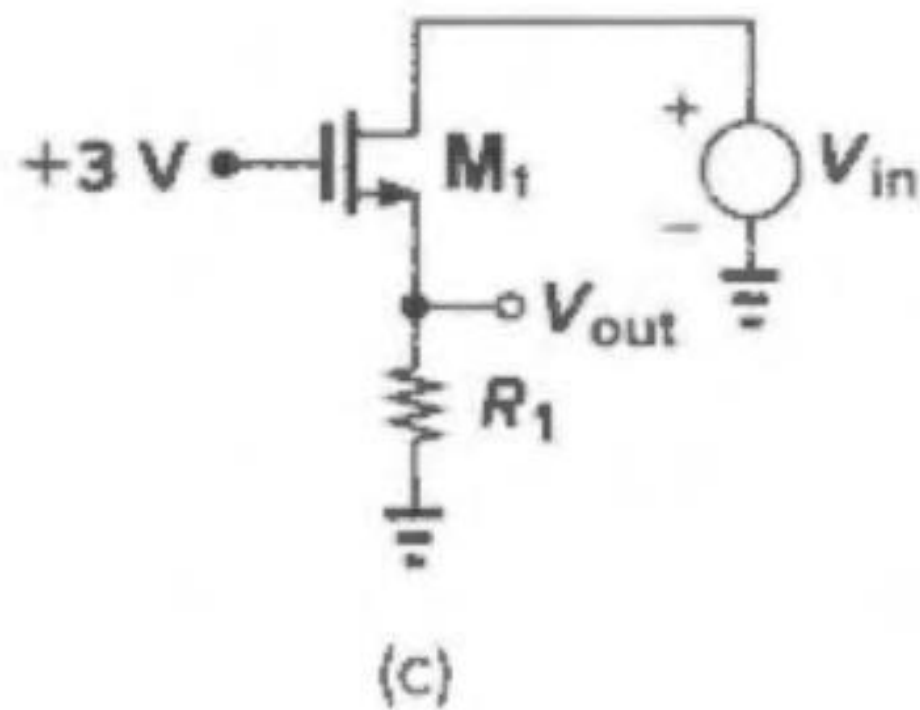
第2章作业

2.2 $W/L=50/0.5$, $|I_D|=0.5$ mA, 计算 NMOS 和 PMOS 的跨导和输出阻抗, 以及本征增益 $g_m r_O$ 。

课本第11页中, $t_{ox} \approx 20 \text{ \AA}$ 时, $C_{ox} \approx 17.25 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$

表 2-1 中, $t_{ox} = 90 \text{ \AA}$. $C_{ox} = \frac{20}{90} \times 17.25 \approx 3.83 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$

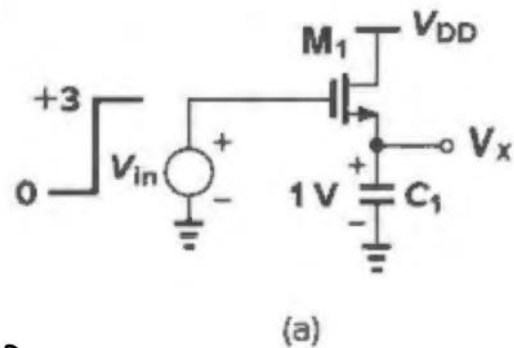
2.7 对于图 2.49 的每个电路,画出 V_{out} 关于 V_{in} 的函数曲线草图。 V_{in} 从 0 变化到 V_{DD} 。



2.11 对于图 2.53 的每个电路,画出 V_x 关于时间的函数曲线草图。每个电容器的初始电压如图所示。

$$I_x = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_x - V_{Th})^2$$

$$= C_1 \frac{dV_x}{dt}$$

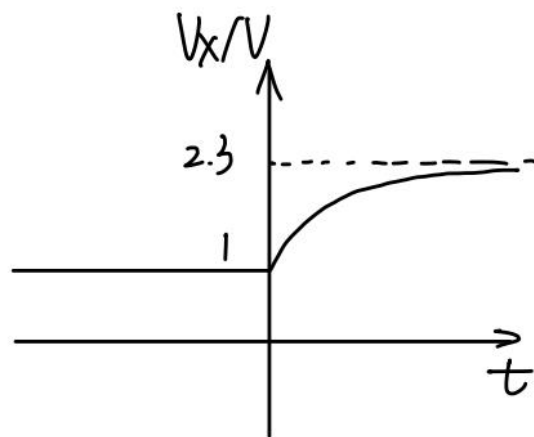


$$\Rightarrow \frac{dV_x}{dt} = \frac{1}{2C_1} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (2.3 - V_x)^2$$

初始条件: $V_x(t=0) = 1V$

电容电压不能突变

$$\Rightarrow V_x = 2.3 - \frac{1}{\frac{1}{2C_1} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} t + \frac{1}{1.3}}$$



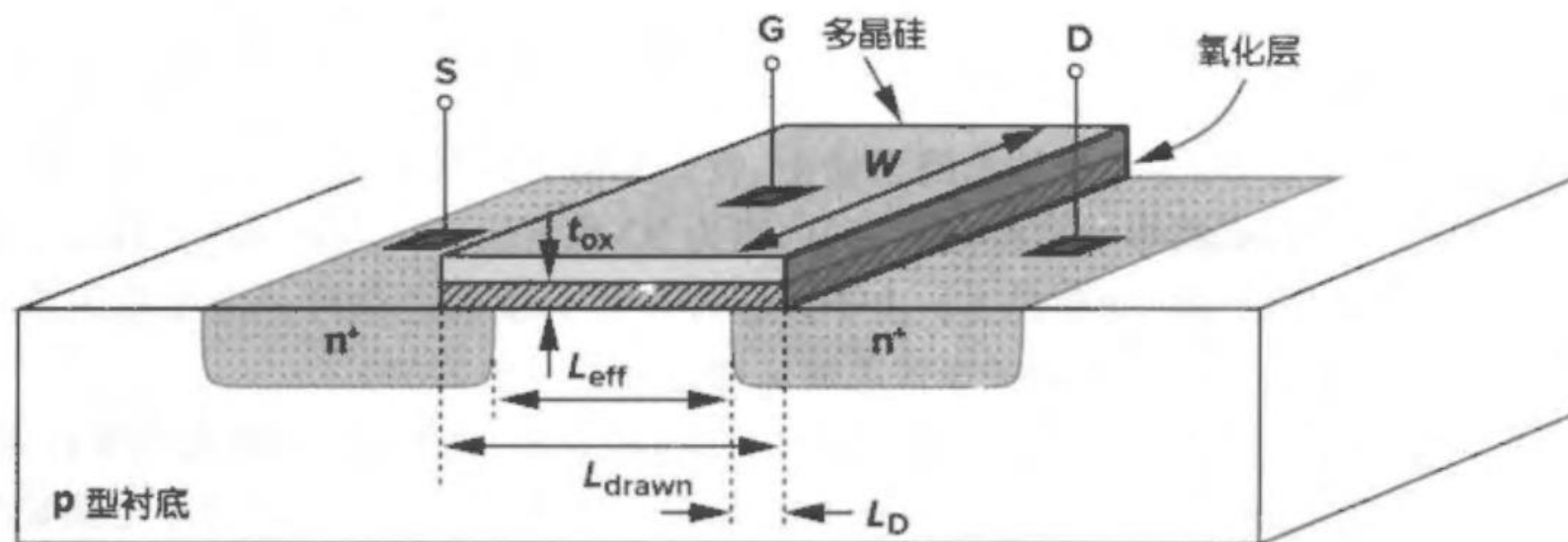


图 2.2 MOS 器件的结构

栅沿源漏通道的横向尺寸叫栅长 L ，与之垂直方向的栅的尺寸叫做栅宽 W 。由于在制造过程中，源/漏结的横向扩散，源漏之间实际的距离略小于 L 。为了避免混淆，我们定义 $L_{\text{eff}} = L_{\text{drawn}} - 2L_D$ ，式中 L_{eff} 称为有效栅长， L_{drawn} 是总长度^②，而 L_D 是横向扩散的长度。正如在以后我们将会看到的那样， L_{eff} 和氧化层厚度 t_{ox} 对 MOS 电路的性能起着非常重要的作用。因此，MOS 技术发展中的主要推动力就是不使器件的其它参数退化而一代一代地减小这两个尺寸。本书写作时这两个尺寸的典型值为 $L_{\text{eff}} \approx 10 \text{ nm}$ ， $t_{\text{ox}} \approx 15 \text{ \AA}$ 。本书以后将用 L 来表示有效长度，除非另有说明。

沟道长度调制

在 2.2 节分析沟道夹断中,我们注意到,当栅和漏之间的电压差增大时,实际的反型沟道长度逐渐减小。也就是说,在式(2.13)中, L' 实际上是 V_{DS} 的函数。这一效应称为“沟道长度调制”。定义 $L' = L - \Delta L$, 即 $1/L' \approx (1 + \Delta L/L)/L$, 并且假设 $\Delta L/L$ 和 V_{DS} 之间的关系是线性的, 如 $\Delta L/L = \lambda V_{DS}$, 在饱和区, 我们得到

$$I_D \approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.27)$$

式中 λ 是沟道长度调制系数。如图 2.26 所示, 这种现象使 I_D/V_{DS} 特性曲线在饱和区出现非零斜率, 因而使 D 和 S 之间电流源非理想。参数 λ 表示给定的 V_{DS} 增量所引起的沟道长度的相对变化量。因此, 沟道越长, λ 值越小。

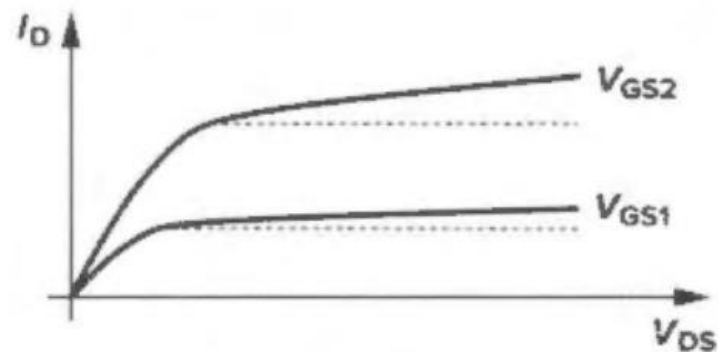
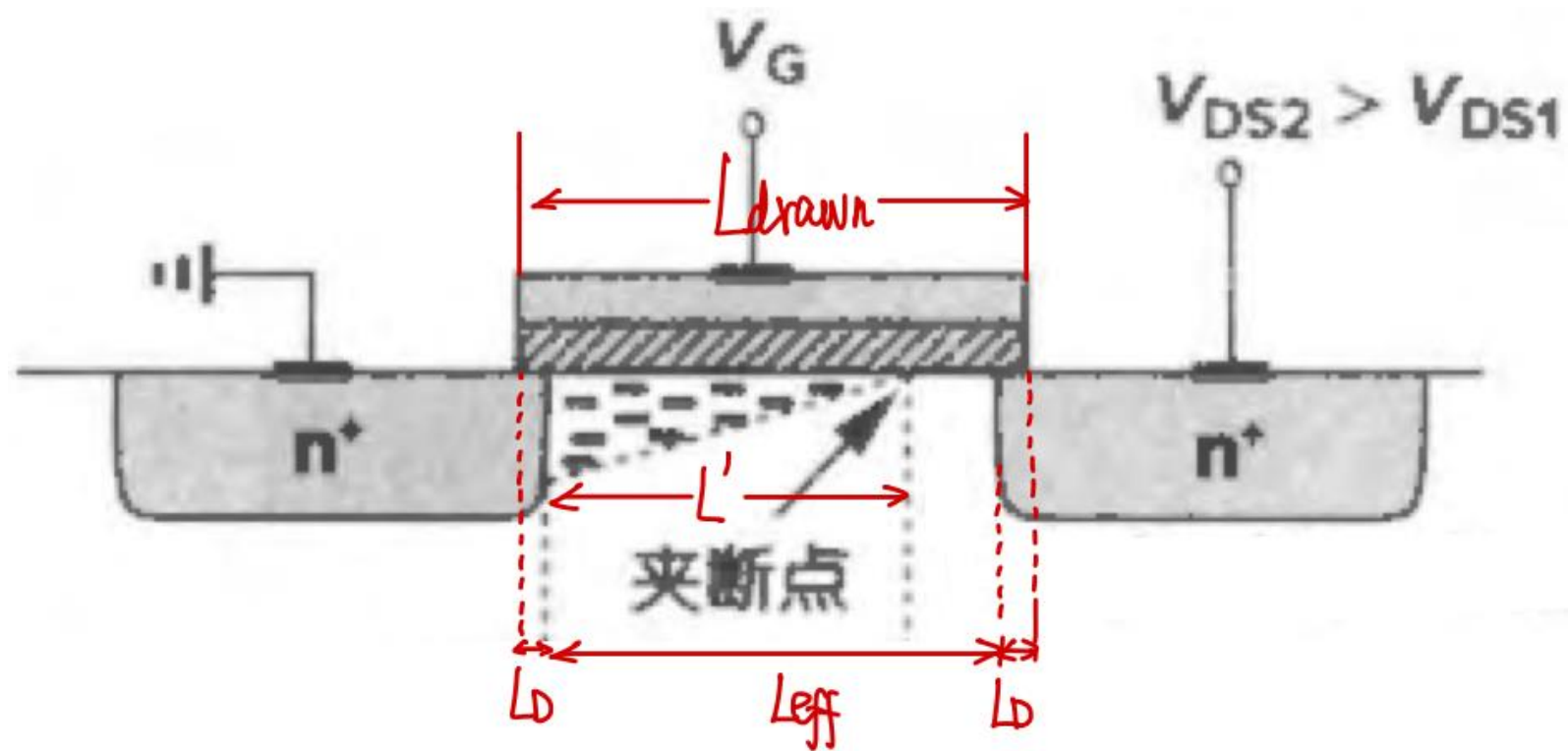


图 2.26 沟道长度调制效应所引起的饱和区有限斜率



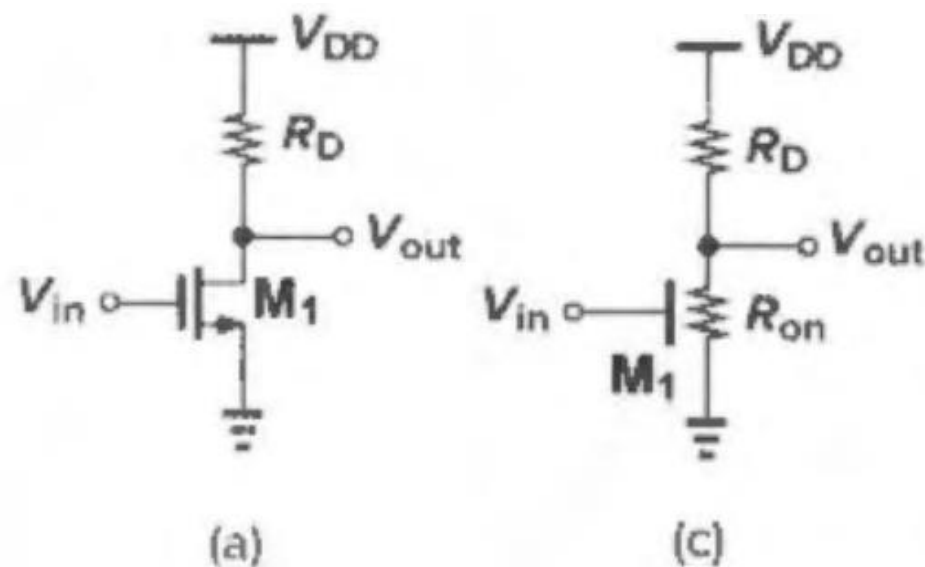
$$L_{eff} = L_{drawn} - 2L_0$$

$$L' = \frac{L_{eff}}{1 + \lambda V_D}$$

第3章作业

3.3 在图 3.4(a)所示电路中,假定 $(W/L)_1 = 50/0.5$, $R_D = 2 \text{ k}\Omega$, $\lambda = 0$ 。

- (a) 如果 M_1 工作在饱和区,而且 $I_{D1} = 1 \text{ mA}$,求电路的小信号增益。
- (b) 使 M_1 工作在线性区的边缘的输入电压为多少? 此时的小信号电压增益是多少?
- (c) 使 M_1 进入线性区 50 mV 的输入电压为多少? 此时的小信号电压增益是多少?



画出图 3.4(a)中 M_1 的漏电流和跨导随输入电压变化的草图。

解: 当 $V_{in} > V_{TH}$ 时, 漏电流显著增大, 如果 $R_{on1} \ll R_D$, 它将最终接近 V_{DD}/R_D (图 3.5(a))。在饱和区, $g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})$, 当 $V_{in} > V_{TH}$ 时, 跨导将开始增大。在线性区, $g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS}$, 当 V_{in} 超出 V_{in1} 之后, g_m 将会下降 (图 3.5(b))。根据式 (3.5), 读者可以证明

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = - \frac{\mu_n C_{ox} (W/L) R_D V_{out}}{1 + \mu_n C_{ox} (W/L) R_D (V_{in} - V_{TH} - V_{out})} \quad (3.11)$$

当 $V_{out} = V_{in} - V_{TH}$ (A 点), A_v 达到最大值。

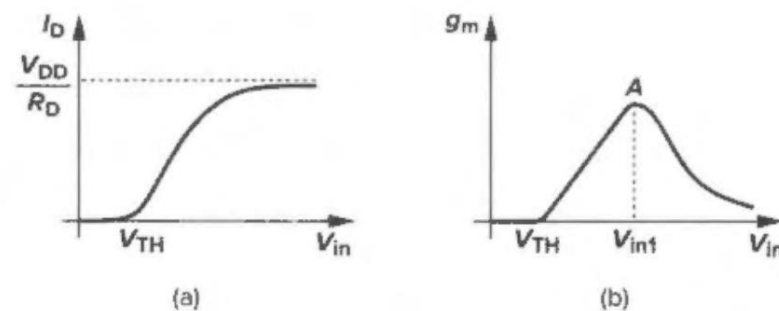
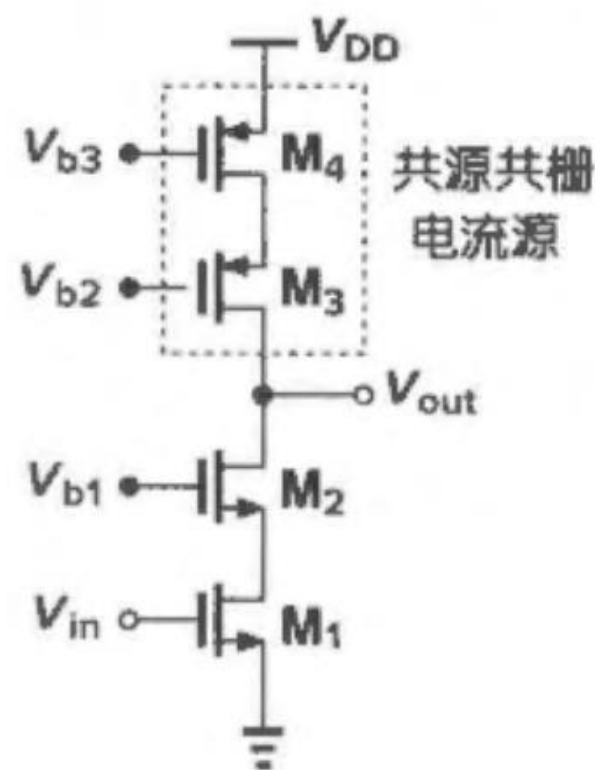


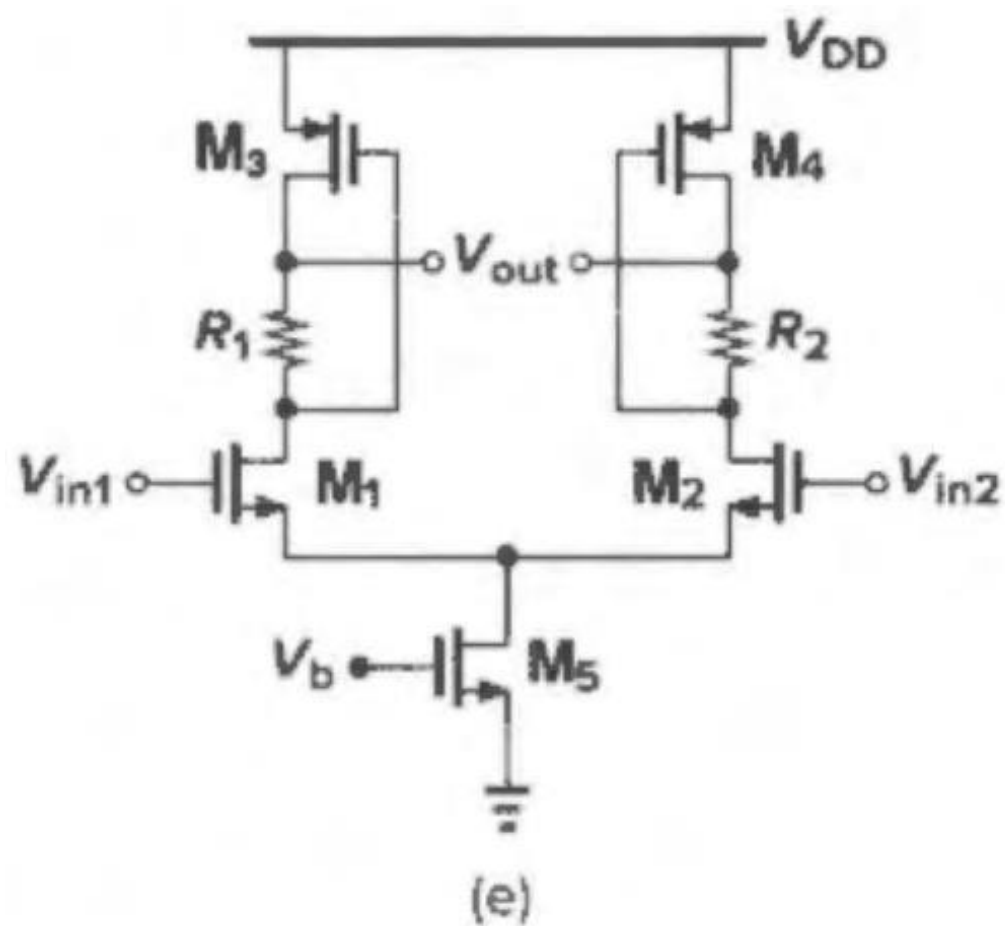
图 3.5

- 3.29 在图 3.70 所示共源共栅结构中, 偏置电流为 0.5 mA , 输出电压摆幅为 1.9 V 。如果 $(W/L)_{1-4} = W/L$ 且 $\gamma = 0$, 计算 V_{b1} , V_{b2} 与 W/L 。如果 $L = 0.5\mu\text{m}$, 求此时的电压增益。



第4章作业

- 4.18 设图 4.44 和图 4.45 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。

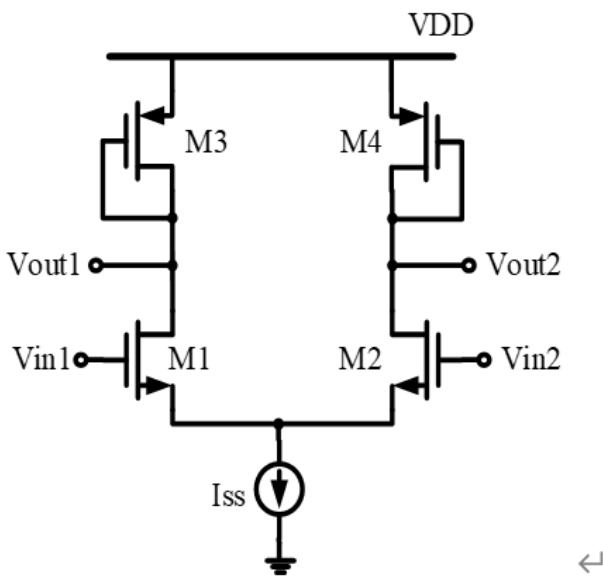


第4章小测

1、 设 $\mu_n C_{ox} = 2 \times 10^{-4} \text{ F/V} \cdot \text{S}$, $\mu_p C_{ox} = 4 \times 10^{-4} \text{ F/V} \cdot \text{S}$, $V_{DD} = 3 \text{ V}$, $V_{th} = 0.7 \text{ V}$,

$I_{SS} = 0.5 \text{ mA}$, $\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2} = \frac{2.5}{0.5}$ 。 ◀

- a) 求最大差模输入电压范围。(2 分) ◀
- b) 求当 V_{th1} 比 V_{th2} 大 50 mV 时的最大差模输入电压范围。(3 分) ◀



但是,当 $|V_{in1}-V_{in2}|$ 很大时,情况如何呢? 可以看出,当 $\Delta V_{in} = \sqrt{4I_{SS}/(\mu_n C_{ox} W/L)}$ 时,平方根项的值下降为零, ΔI_D 会在 ΔV_{in} 的两个不同的值处穿过零点。这一点在图 4. 8 的定性分析中并没有预示。然而,这一结论是不正确的。要了解原因,让我们回顾,式(4. 9)是在 M_1 管和 M_2 管都导通的假设下得到的。实际中,当 ΔV_{in} 超过某一限定值时,所有的 I_{SS} 电流就流经一个晶体管,而另一晶体管截止^①。用 ΔV_{in1} 表示这一限定值,由于 M_2 管几乎截止,我们得到 $I_{D1} = I_{SS}$ 以及 $\Delta V_{in1} = V_{GS1} - V_{TH}$ 。从而可得

$$\Delta V_{in1} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} \tag{4. 14}$$

对于 $\Delta V_{in} > \Delta V_{in1}$, M_2 管截止,式(4. 9)不再成立。如前所述,当 $\Delta V_{in} = \Delta V_{in1}$ 时, G_m 降为零。图 4. 13 画出了该特性。

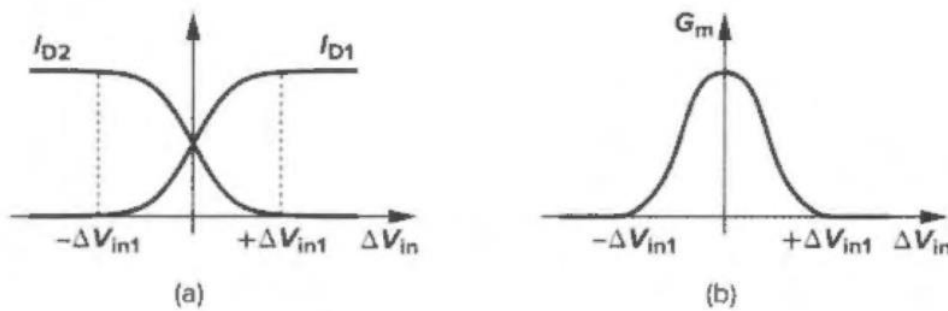
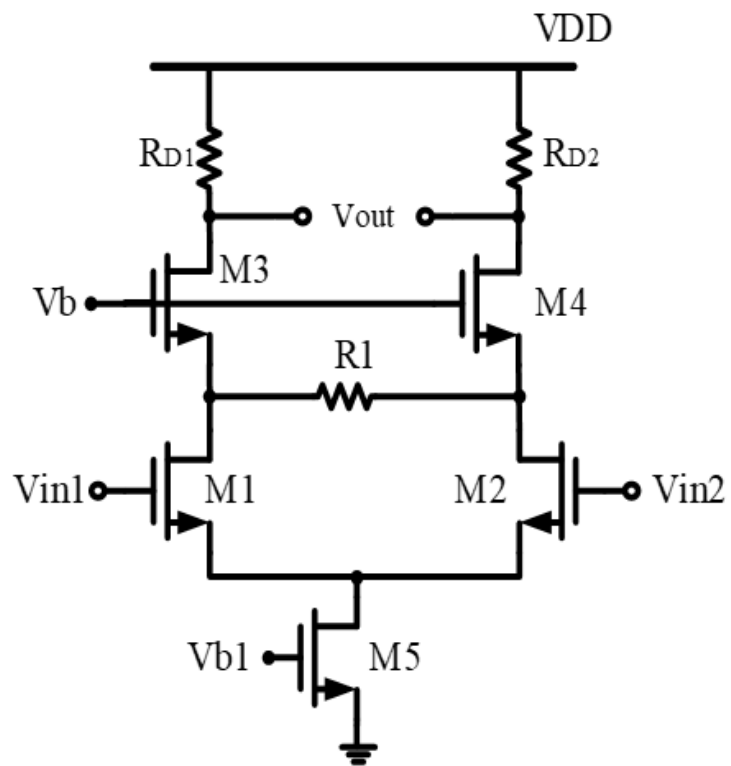


图 4. 13 漏极电流和总跨导随输入电压变化的曲线

2、下图所示电路，不考虑体效应

a) 忽略沟道长度调制效应， $R_{D1} = R_{D2}$ ，求差动电压增益。(2 分)

b) 只考虑 M5 沟道长度调制效应， $R_{D1} - R_{D2} = \Delta R$ ，求 A_{CM-DM} 。(3 分)



现在我们研究当电路不对称且尾电流源的输出阻抗有限时,输入共模电压变化对电路的影响。如图 4.31 所示,假设 $R_{D1} = R_D$, $R_{D2} = R_D + \Delta R_D$, 其中 ΔR_D 表示电路的一个小的失配,而电路其余部分是对称的。假设 M_1 和 M_2 的 $\lambda = \gamma = 0$, 当 $V_{in,CM}$ 增大时, V_X 和 V_Y 是如何变化呢? 我们知道 M_1 和 M_2 以源跟随器方式工作, V_P 的增量为

$$\Delta V_P = \frac{R_{SS}}{R_{SS} + \frac{1}{2g_m}} \Delta V_{in,CM} \quad (4.43)$$

因为 M_1 管和 M_2 管是相同的, I_{D1} 和 I_{D2} 都增加 $[g_m / (1 + 2g_m R_{SS})] \Delta V_{in,CM}$, 但是 V_X 和 V_Y 的变化却不相等, 分别为

$$\Delta V_X = -\Delta V_{in,CM} \frac{g_m}{1 + 2g_m R_{SS}} R_D \quad (4.44)$$

$$\Delta V_Y = -\Delta V_{in,CM} \frac{g_m}{1 + 2g_m R_{SS}} (R_D + \Delta R_D) \quad (4.45)$$

因此,输入端共模的变化在输出端产生了一个差动成分。我们说,电路表现出共模到差模的转换。这是问题的关键之所在,因为如果差动对的输入既有差动信号又有共模噪声,输入共模的变化会损坏放大的差动信号。这个影响如图 4.32 所示。

