

M_2 栅极的输入共模电平等于 1.3 V 。

(a) 假设 $\lambda=0$, 计算 V_P 以及二极管接法的 PMOS 晶体管的漏极电压。

(b) 在考虑沟道长度调制效应的情况下更精确地确定 I_T 以及二极管接法的 PMOS 晶体管的漏极电流。

5.4 考虑图 5.11 的电路; 当 V_{DD} 从 0 变化到 3 V 时, 画出 $V_{out} \sim V_{DD}$ 的草图。

5.5 考虑图 5.12(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, 使 V_P 变化 1 V 时, V_Y 将变化多少?

5.6 图 5.18(b) 的电路被设计为 $(W/L)_{1,2}=20/0.5$, $(W/L)_{3,4}=60/0.5$ 且 $I_{REF}=100\text{ }\mu\text{A}$ 。

(a) 确定 V_X 的值和 V_b 的允许范围。

(b) 如果 M_4 漏极电压比 V_X 高 1 V , 则估算 I_{out} 相对于 $300\text{ }\mu\text{A}$ 偏离多少。

5.7 图 5.23(a) 的电路被设计为 $(W/L)_{1-4}=50/0.5$ 且 $I_{SS}=2I_1=0.5\text{ mA}$ 。

(a) 计算小信号电压增益。

(b) 如果输入共模电平是 1.3 V , 确定最大输出电压摆幅。

5.8 考虑图 5.29(a) 的电路, $(W/L)_{1-5}=50/0.5$ 且 $I_{D5}=0.5\text{ mA}$ 。

(a) 如果 $|V_{TH3}|$ 比 $|V_{TH4}|$ 小 1 mV , 计算 V_{out} 对 V_F 偏差。

(b) 确定放大器的 CMRR。

5.9 画出图 5.52 中每一个电路 V_X, V_Y 与 V_{DD} 之间函数关系的草图。假设每个电路中的晶体管都是相同的。

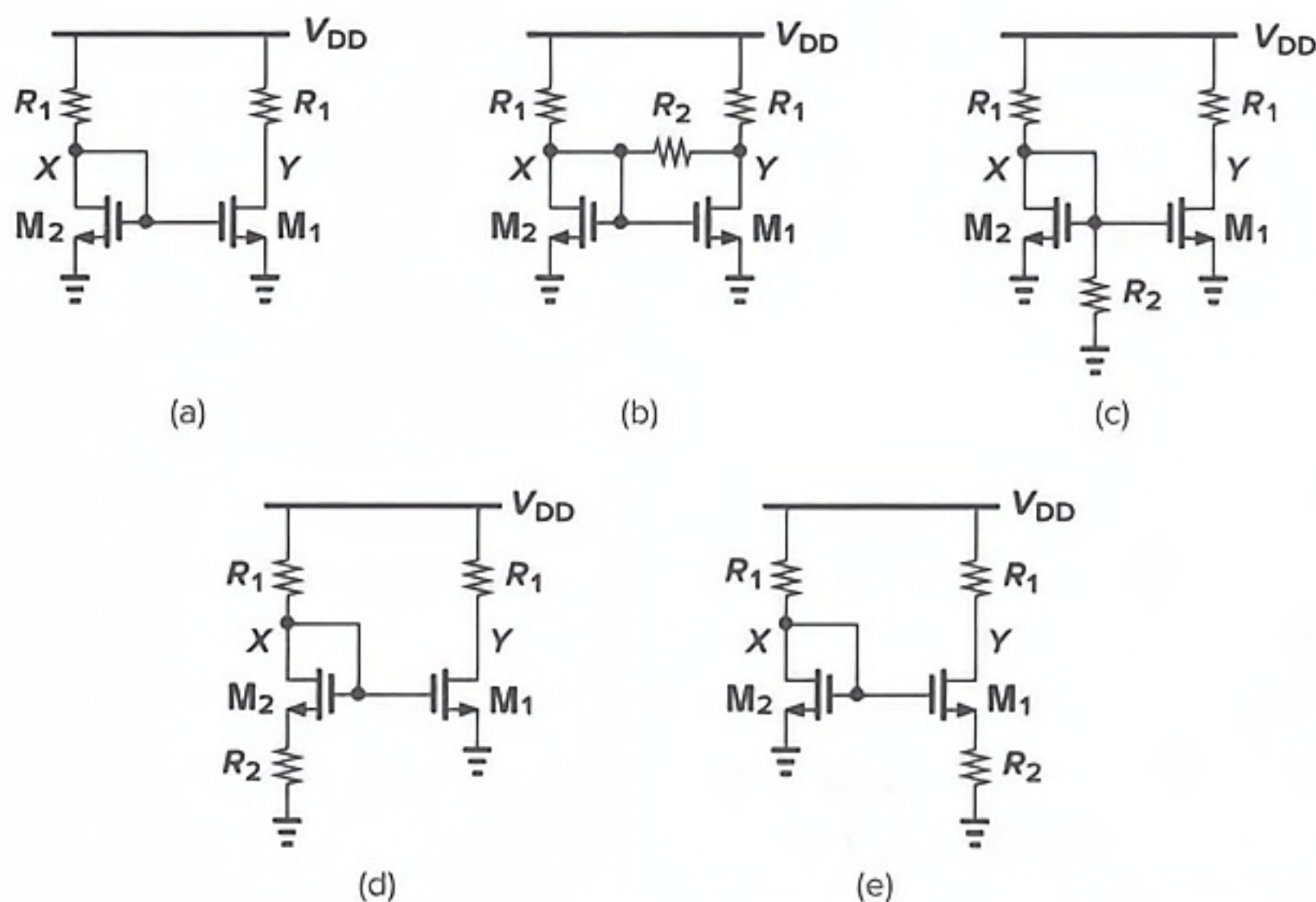


图 5.52

5.10 画出图 5.53 中每一个电路 V_X, V_Y 与 V_{DD} 之间函数关系的草图。假设每个电路中的晶体管都是相同的。

5.11 对于图 5.54 中的每一个电路, 画出 $0 < V_1 < V_{DD}$ 时 V_X, V_Y 与 V_1 之间函数关系的草图。假设每个电路中的晶体管都是相同的。

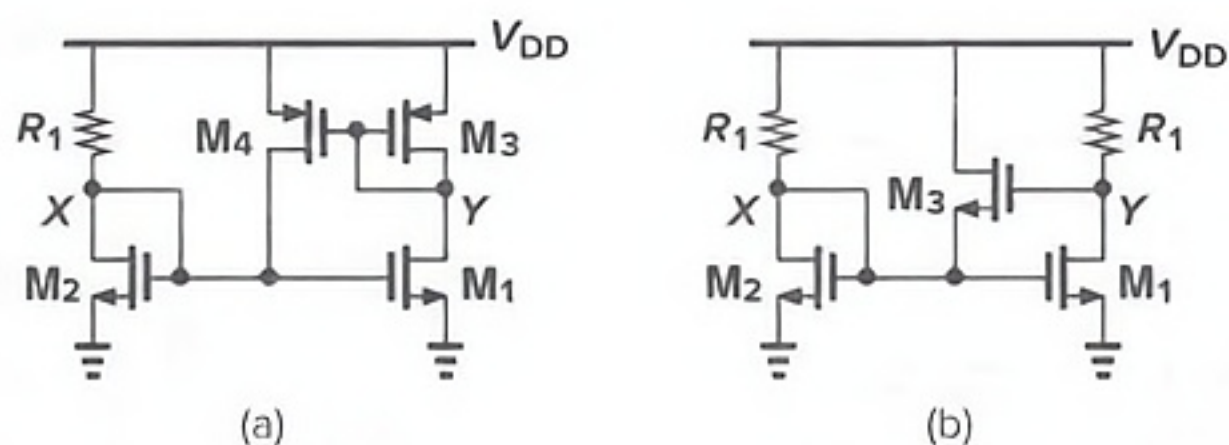


图 5.53

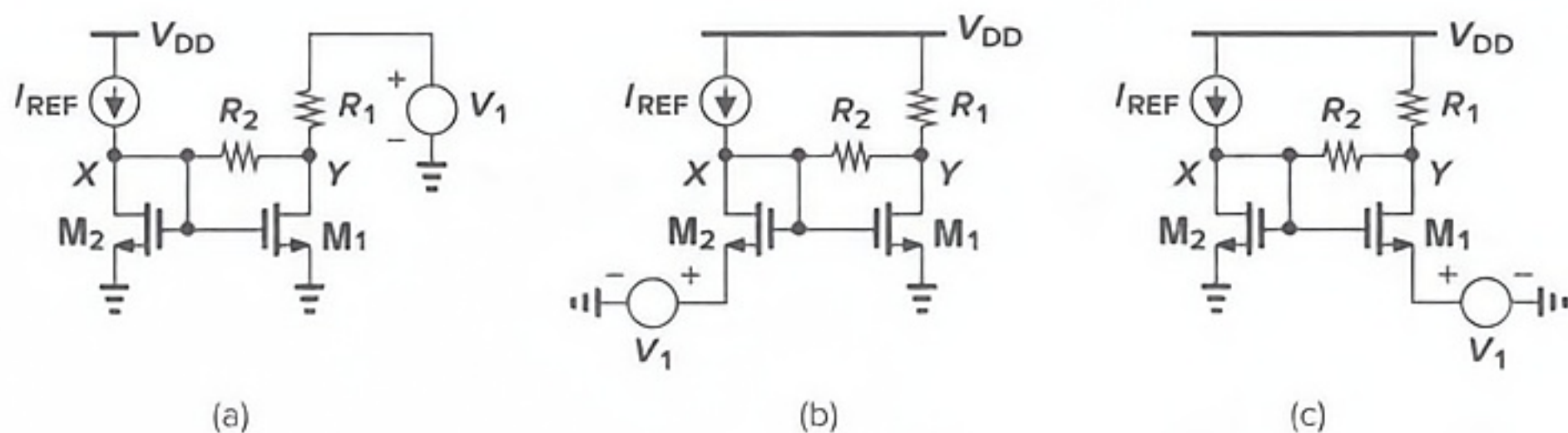


图 5.54

- 5.12 对于图 5.55 中的每一个电路,画出 $0 < V_1 < V_{DD}$ 时 V_X, V_Y 与 V_1 之间函数关系的草图。假设每个电路中的晶体管都是相同的。

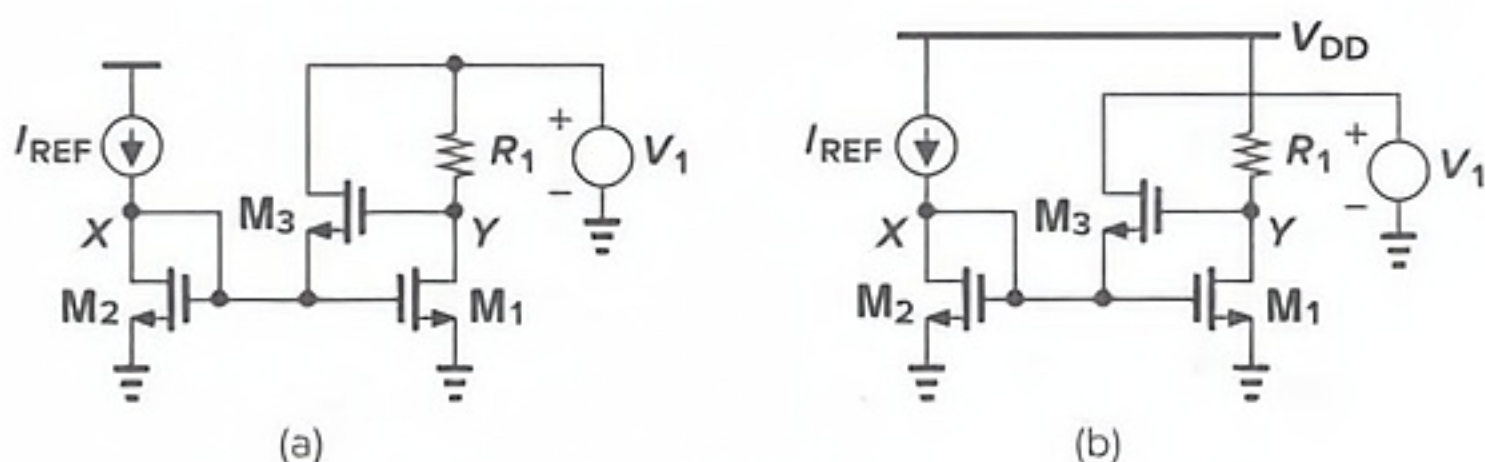


图 5.55

- 5.13 对于图 5.56 中的每一个电路,画出 V_X, V_Y 与 I_{REF} 之间函数关系的草图。

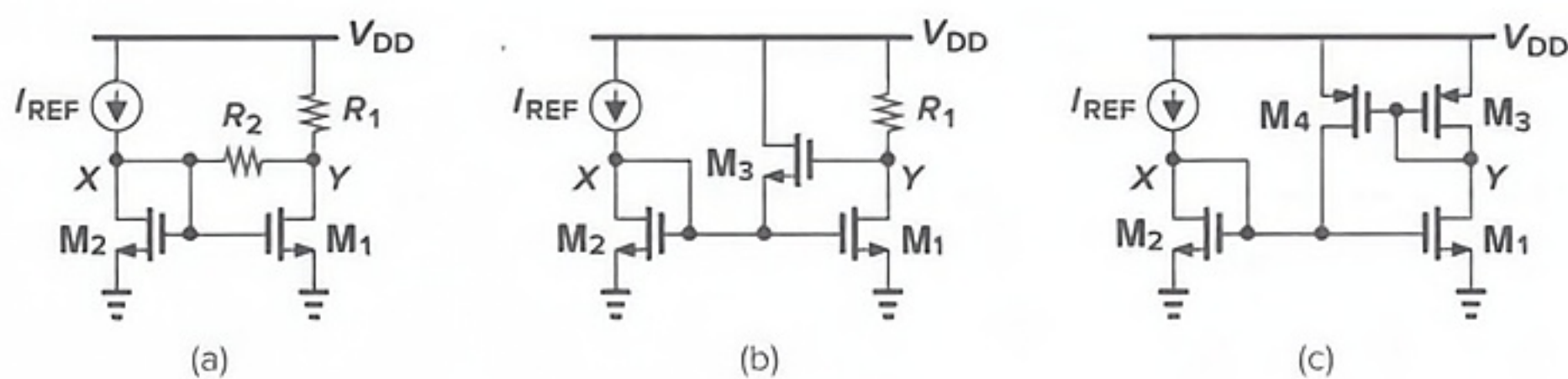


图 5.56

- 5.14 对于图 5.57 中的电路,画出 I_{out}, V_X, V_A 及 V_B 与 (a) I_{REF} , (b) V_b 之间函数关系的草图。
- 5.15 在图 5.58 所示的电路中,一个使用宽晶体管且小偏置电流的源跟随器串接在 M_3 的栅极以偏置 M_2 于饱和区的边缘。假设 M_0-M_3 都是相同的且 $\lambda \neq 0$,估算 (a) $\gamma = 0$, (b) $\gamma \neq 0$ 两种情况下 I_{out} 与 I_{REF} 之间的不匹配。

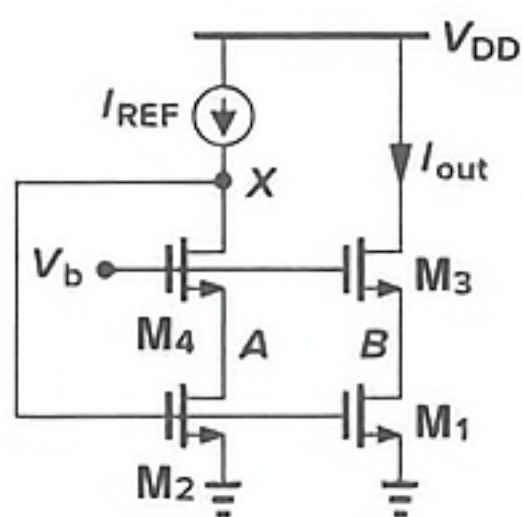


图 5.57

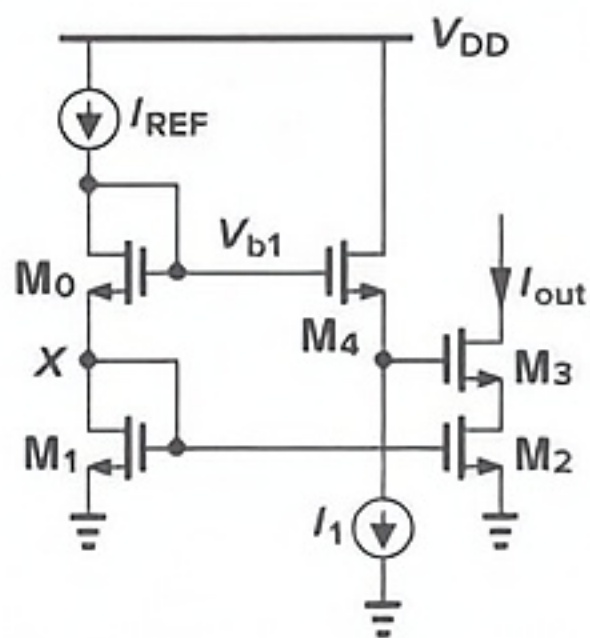
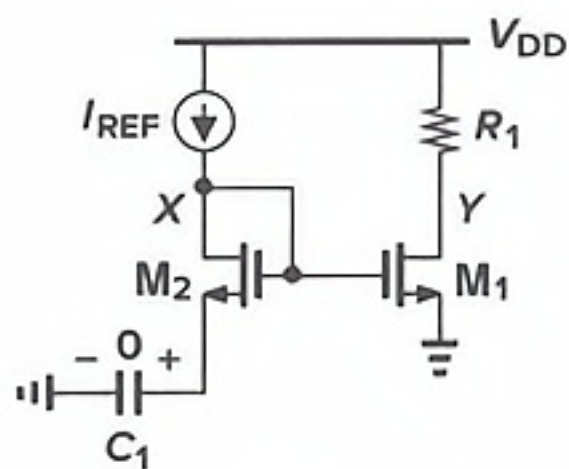


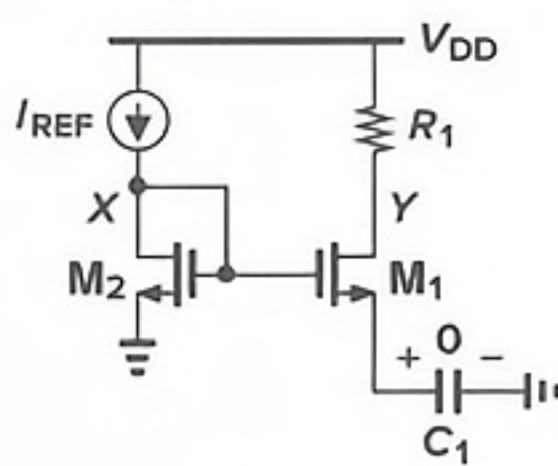
图 5.58

167 5.16 画出图 5.59 中每一个电路 V_x, V_y 与时间之间函数关系的草图。假设每个电路中的晶体管都是相同的。

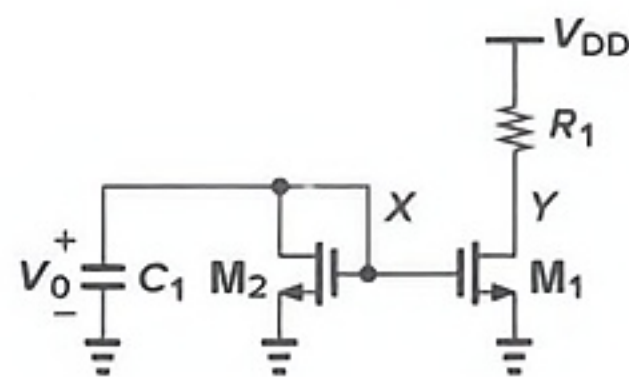
(168/
169)



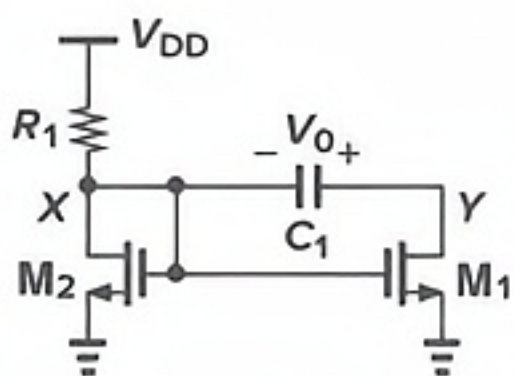
(a)



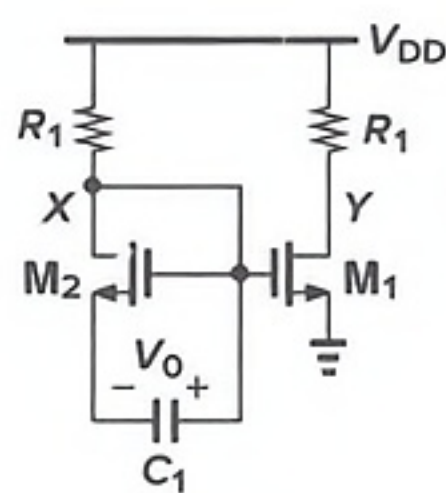
(b)



(c)



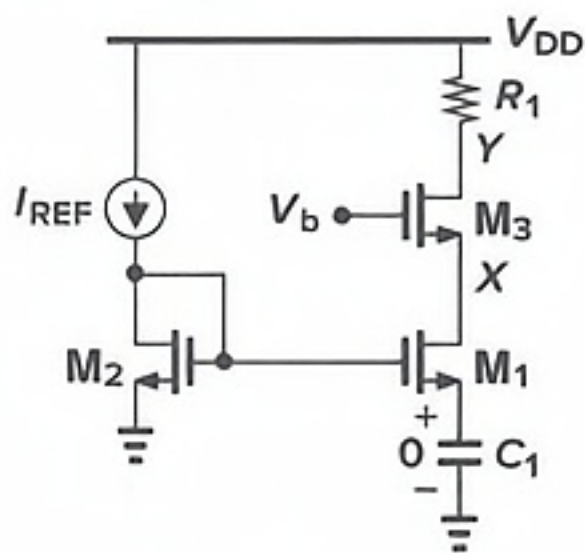
(d)



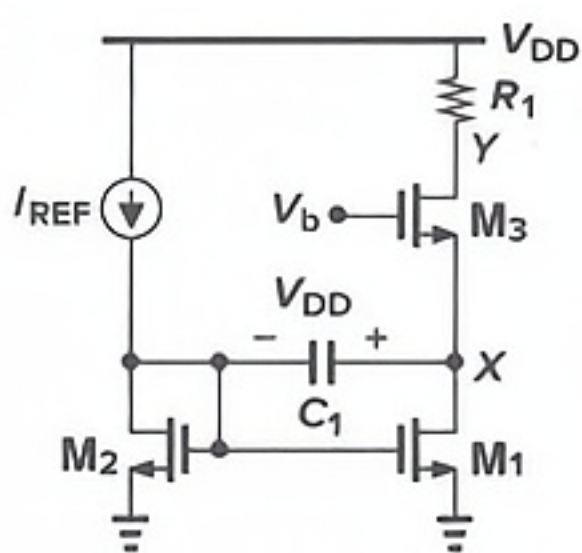
(e)

图 5.59

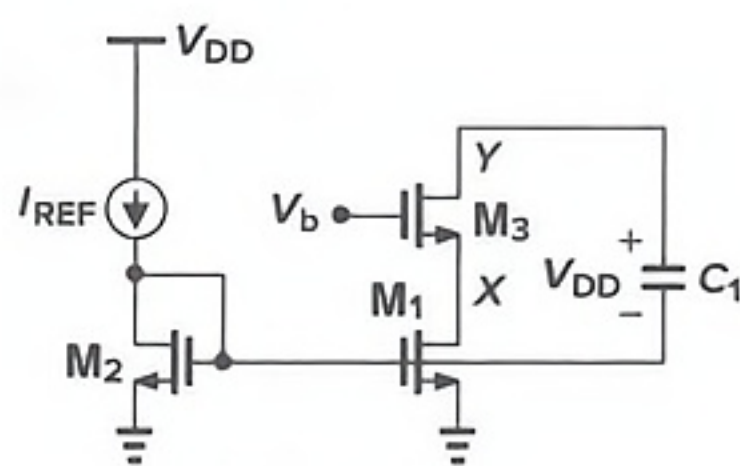
5.17 画出图 5.60 中每一个电路 V_x, V_y 与时间之间函数关系的草图。假设每个电路中的晶体管都是相同的。



(a)



(b)



(c)

图 5.60

5.18 画出图 5.61 中每一个电路 V_X, V_Y 与时间之间函数关系的草图。假设每个电路中的晶体管都是相同的。

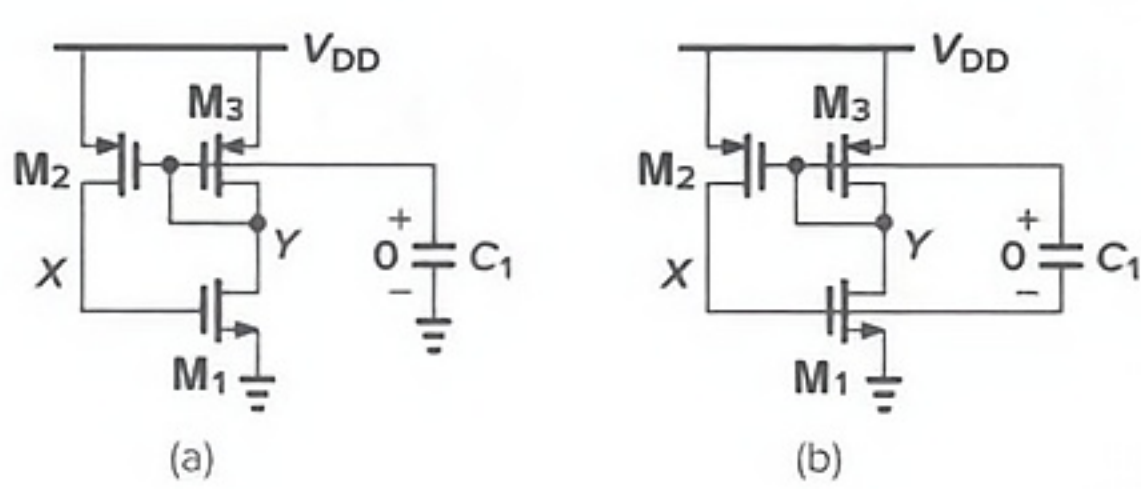


图 5.61

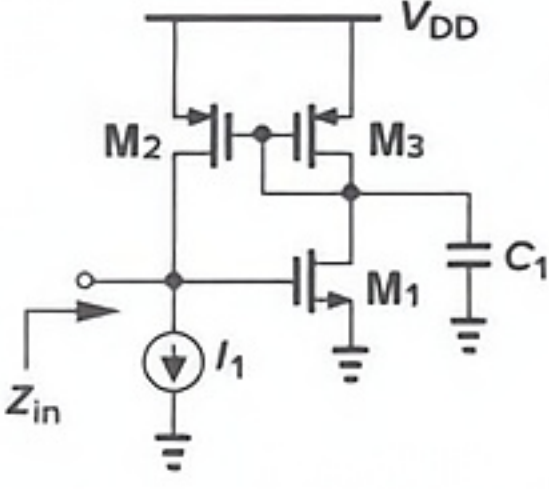


图 5.62

5.19 图 5.62 所示的电路呈现出一个负的输出电感。计算电路的输入阻抗并识别出感性器件。

5.20 由于制造缺陷,图 5.63 的电路中存在一个大的寄生电阻 R_1 。计算每个电路的增益。

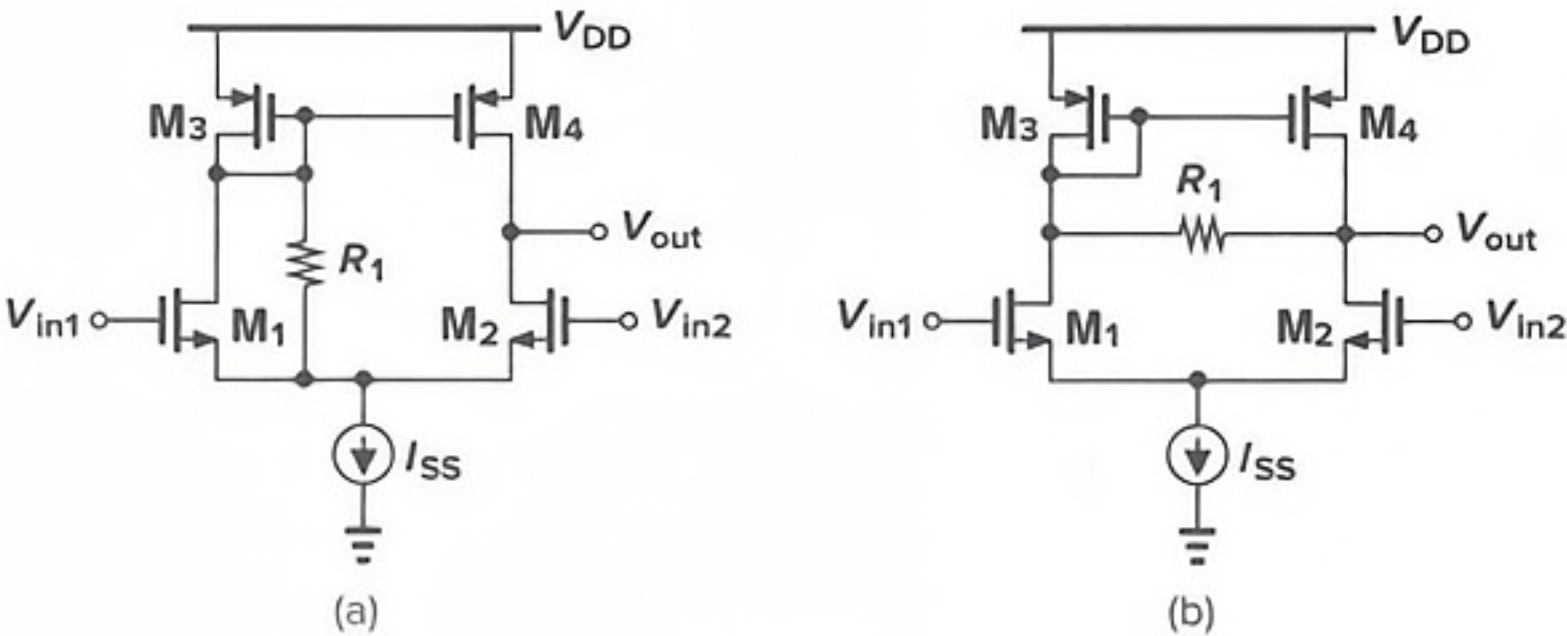


图 5.63

5.21 在像存储器这样的数字电路中,一个带有源电流镜的差动对常被用来将一个小的差动信号转换为一个大的单端的摆幅,如图 5.64 所示。在这种应用中,要求输出电平尽可能地接近电源电压。假设在一个共模电平 $V_{in,CM}$ 上加一合适的差动输入摆幅(例如 $\Delta V = 0.1\text{ V}$)且电路的增益很高,解释为什么 V_{min} 依赖于 $V_{in,CM}$ 。

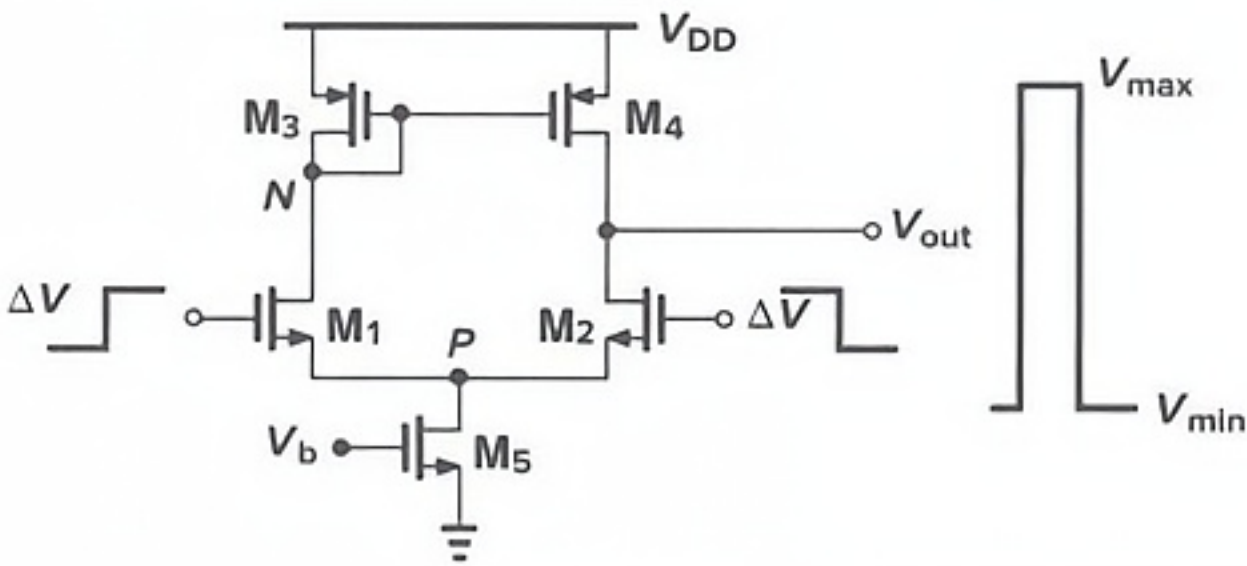


图 5.64

5.22 画出图 5.65 中每一个电路 V_X, V_Y 与时间之间函数关系的草图。 C_1 上的初始电压已经示出。

5.23 在图 5.66 中,如果 ΔV 足够小,所有的晶体管仍然处在饱和区,确定时间常量以及 V_{out} 的初始值与最终值。

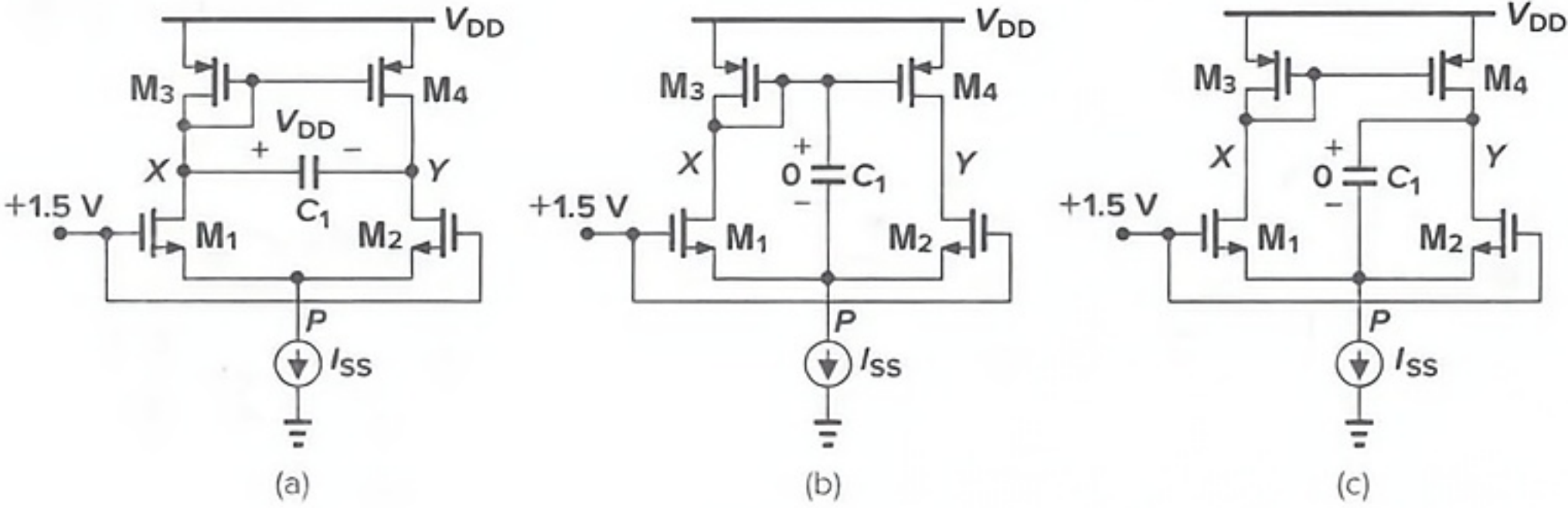


图 5.65

5.24 对于工作在亚阈值区的器件,我们得到

$$I_D = \mu C_d \frac{W}{L} V_T^2 \left(\exp \frac{V_{GS} - T_{TH}}{V_T} \right) \left(1 - \exp \frac{-V_{DS}}{V_T} \right) \tag{5.64}$$

- (a) 若器件处在深三极管区, $V_{DS} \ll V_T$, 应用 $\exp(-\epsilon) \approx 1 - \epsilon$, 求导通电阻。
- (b) 若器件处在饱和区, $V_{DS} \gg V_T$, 计算跨导。
- (c) 应用上述结果, 确定图 5.43(d) 中 $g_{m,B}$ 和 $R_{on,R}$ 之间的关系。

5.25 确定由图 5.47(d) 中的 C_{in} 产生的拐点频率。为了简单起见, 假设 C_1 被短路。

5.26 确定图 5.67 所示电路的电源抑制比。

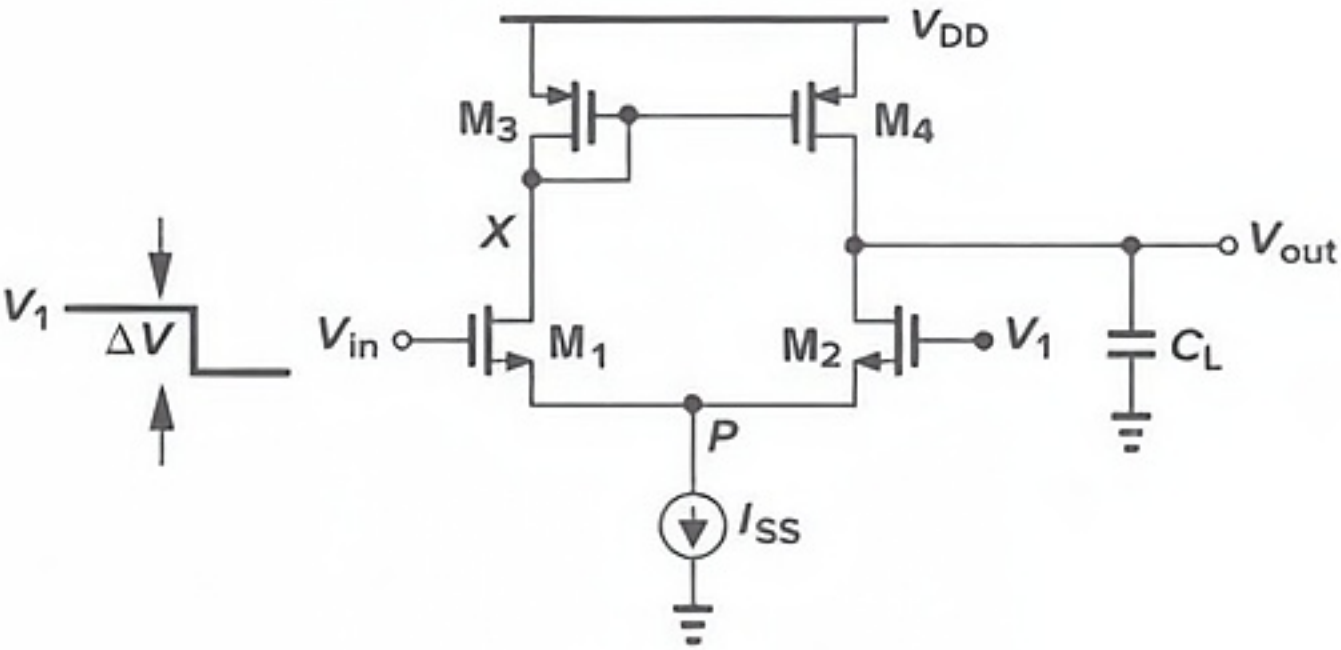


图 5.66

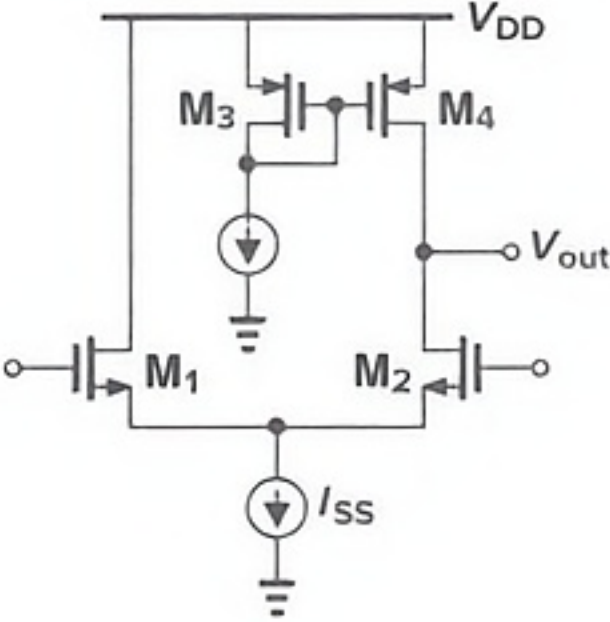


图 5.67

第 6 章

放大器的频率特性

到现在为止,我们对各种简单放大器的分析仅集中在它们的低频特性上,忽略了器件电容和负载电容的影响。然而,在多数的模拟电路中,电路的速度与电路的许多其它性能,例如增益、功耗和噪声,是相互影响、相互制约的:可以牺牲其它性能指标来换取高的速度;也可以牺牲速度指标来换取其它性能参数的改善。因此,有必要了解每种电路的频率响应的限制。

在本章中,我们研究单级放大器和差动放大器在频域中的响应。在研究一些基本概念之后,我们首先分析共源级、共栅级和源跟随器的高频性能。接着,讨论共源共栅放大器和差动放大器的频率特性。最后,考虑有源电流镜对差动对管频率特性的影响。

6.1 概述

我们记得,MOS 器件会出现四个电容: C_{GS} 、 C_{GD} 、 C_{DB} 和 C_{SB} 。因此,CMOS 电路的传输函数(传递函数)会很快地变得复杂,要求对电路进行近似处理以简化。本节中,我们引入两种近似:密勒(米勒)定理,极点与结点的关联。我们提醒读者,两端的阻抗 Z 定义为 $Z=V/I$,其中 V 和 I 表示两端的电压和流过器件的电流。例如,对一个电容, $Z=1/(Cs)$,而且,如果用 $j\omega$ 代替 s ,即假定由正弦波 $A\cos(\omega t)$ 输入,则电路的传输函数会产生频率响应。例如, $H(j\omega)=(RCj\omega+1)^{-1}$ 会给出简单低通滤波器的幅值和相位。

本章中,我们的主要兴趣是传输函数($s=j\omega$)的幅值。图 6.1 显示的是幅值响应的例子。我们还应当注意,即使准确计算,一些传输函数也不能提供更多的深入了解。因此,我们通过

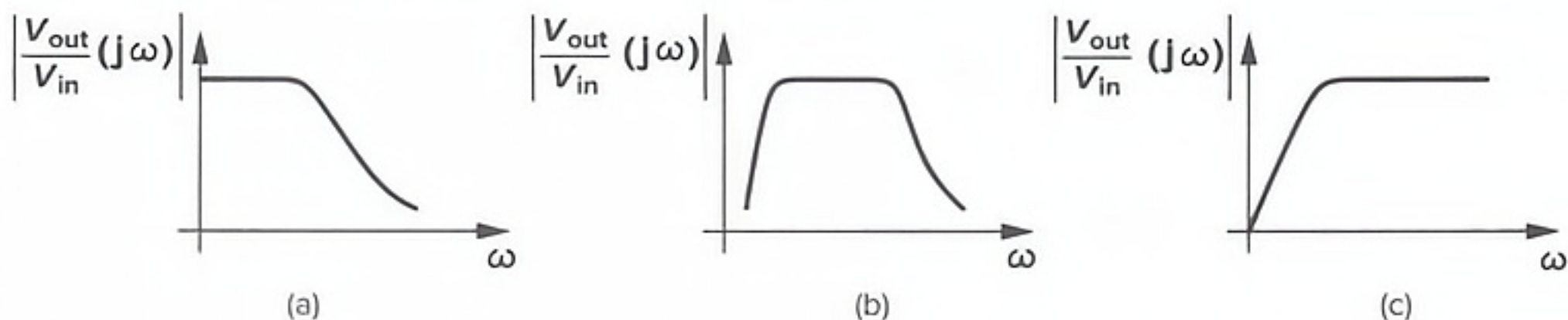


图 6.1 频率响应的示例:(a)低通;(b)带通;(c)高通

考虑极端条件来研究许多特殊的情况,例如,负载电容很大或很小。

一些基本概念将在这一章被广泛应用,值得进行简要回顾。(1)复数 $a+jb$ 的幅值是 $\sqrt{a^2+b^2}$ 。(2)零点和极点分别定义为传输函数中分子和分母的根。(3)根据波特近似,传输函数幅值的斜率,当 ω 通过一个零点频率时以 20 dB/dec 上升;当 ω 通过一个极点频率时以 20 dB/dec 下降。

6.1.1 密勒效应

在许多模拟电路和数字电路中存在一种重要现象,与“密勒效应”有关。它是由密勒以定理的形式所作的叙述。

密勒定理

如果图 6.2(a)的电路可以转换成图 6.2(b)的电路,则 $Z_1 = Z/(1-A_v)$, $Z_2 = Z/(1-A_v^{-1})$, 其中 $A_v = V_Y/V_X$ 。

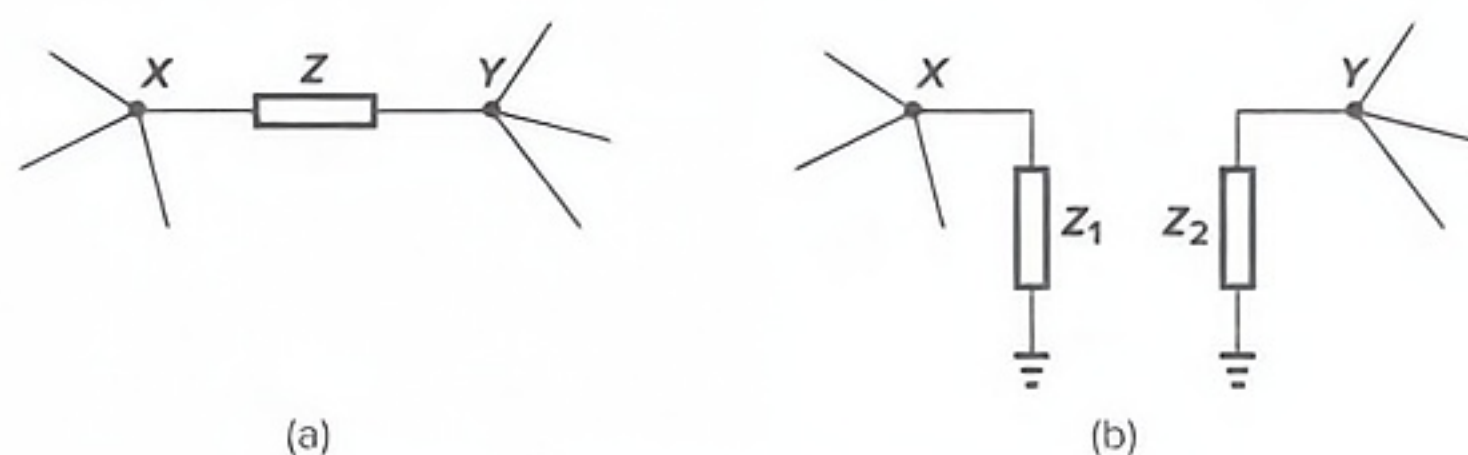


图 6.2 密勒效应在浮动阻抗中的应用

证明:通过阻抗 Z 由 X 流向 Y 的电流等于 $(V_X - V_Y)/Z$ 。由于这两个电路等效,必定有相等的电流流过 Z_1 。于是有

$$\frac{V_X - V_Y}{Z} = \frac{V_X}{Z_1} \quad (6.1)$$

即

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - \frac{V_Y}{V_X}} \quad (6.2)$$

类似有

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{V_X}{V_Y}} \quad (6.3)$$

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

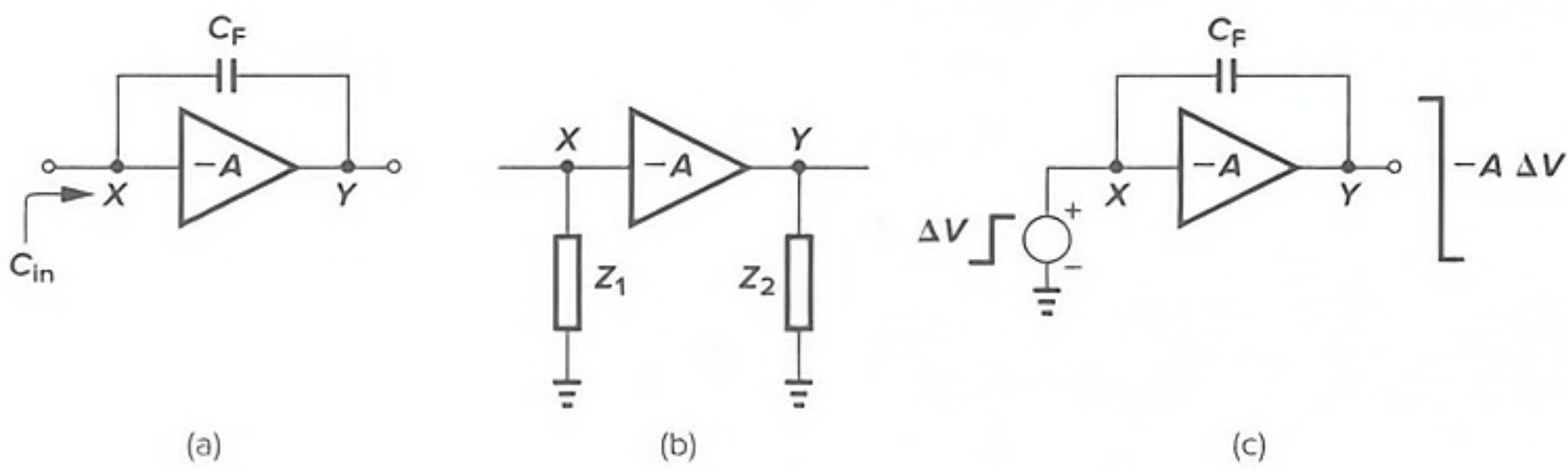


图 6.3

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 $(1+A)C_F$ 。

例 6.2

学生要求滤波器中具有更大的电容，并采用图 6.4(a) 的密勒乘积项，请解释该方法存在的问题。

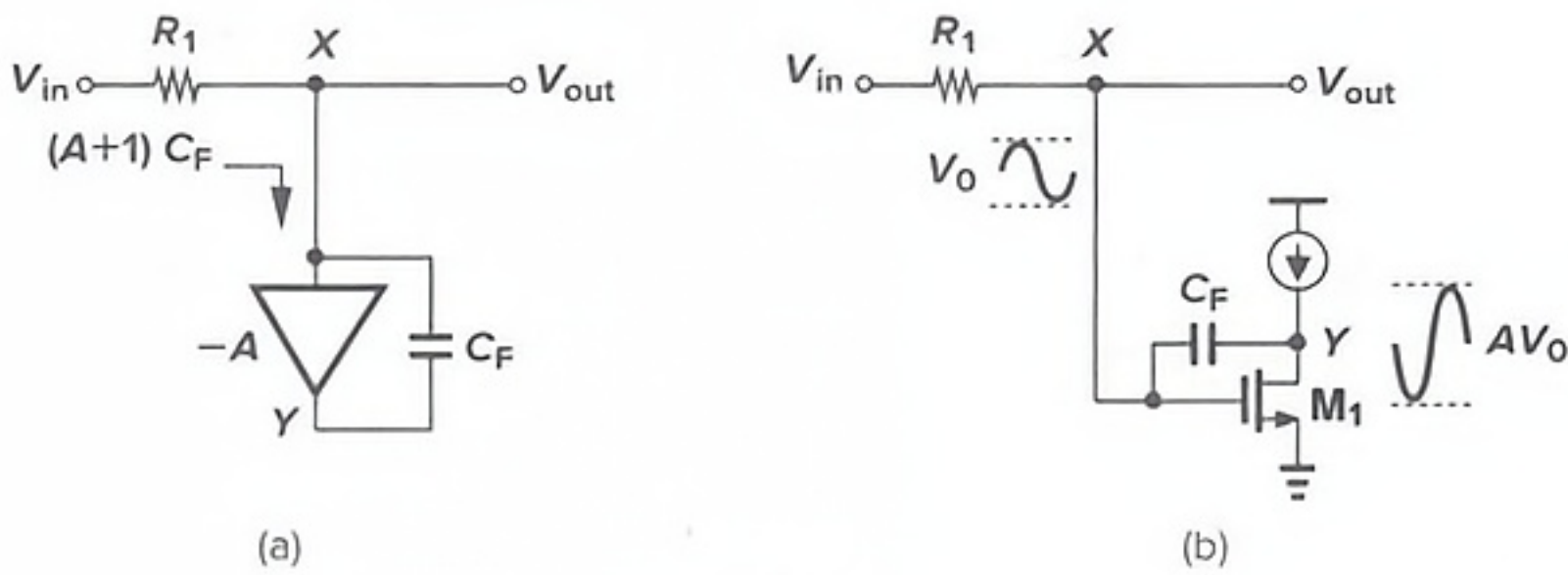


图 6.4

解：该问题涉及放大器，尤其是与放大器的输出摆幅有关。以图 6.4(b) 的实现为例，如果 X 点的电压摆幅为 V_0 ，则在放大器线性工作时， Y 点必须提供 AV_0 的摆幅。此外， V_{in} 的直流电平必须符合放大器的输入。

重要的是，如果我们事先知道图 6.2(a) 的电路能够转换成 6.2(b) 的电路，式 (6.2) 和式 (6.3) 才能成立。也就是说，密勒定理并没有规定这种转换成立的条件。如果阻抗 Z 在 X 点和 Y 点之间只有一个信号通路，则这种转换往往是不成立的。对于图 6.5 所示的简单电阻分压器，由密勒定理得到的输入阻抗是对的，但增益是错误的。尽管如此，在阻抗 Z 与信号主通

175

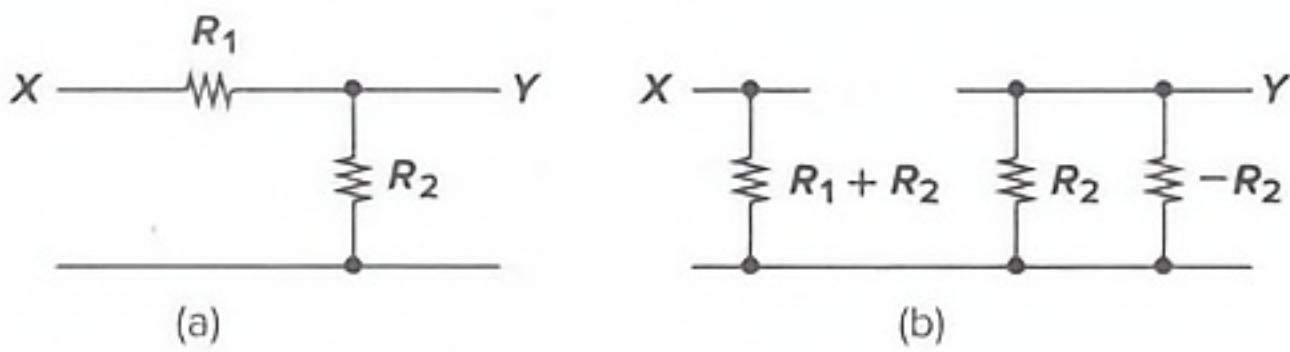


图 6.5 不适当运用密勒定理的情况

路并联的许多情况下,如图 6.6 所示,密勒定理被证明是有用的。

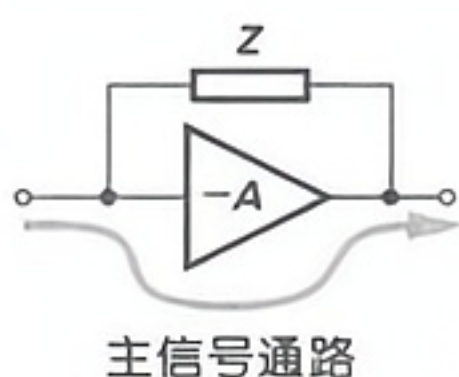


图 6.6 可以运用密勒定理的通常情况

例 6.3

计算图 6.7(a)所示的电路的输入电阻。

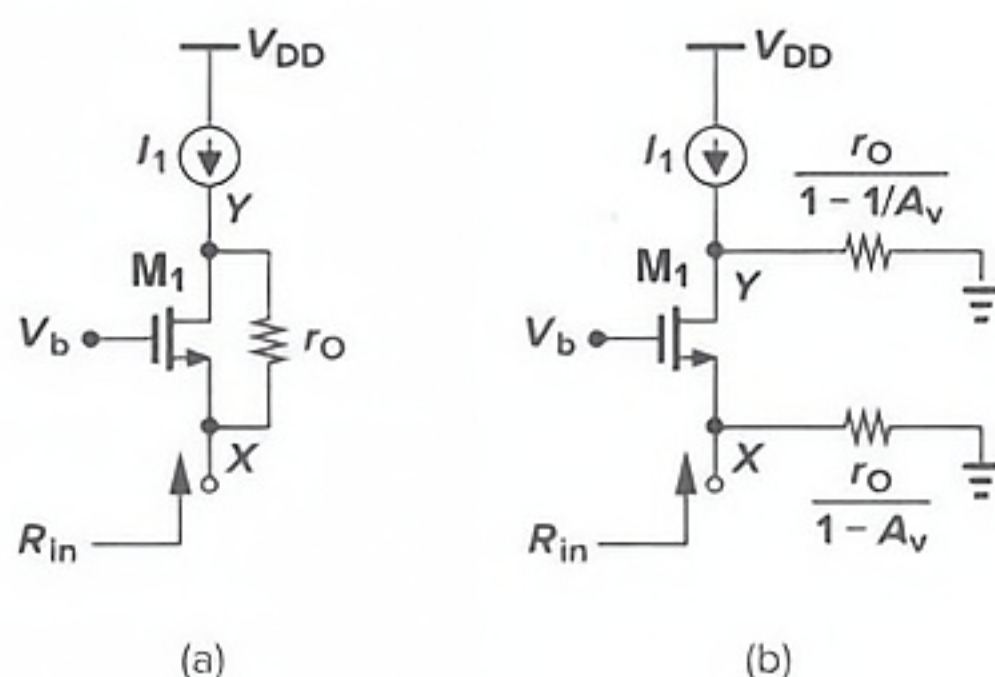


图 6.7

解:读者可以证明,从 X 点到 Y 点的电压增益等于 $1 + (g_m + g_{mb})r_o$ 。如图 6.7(b)所示,输入电阻等于电阻 $r_o/(1-A_v)$ 和电阻 $1/(g_m + g_{mb})$ 的并联电阻。由于 A_v 通常大于 1, $r_o/(1-A_v)$ 是一个负电阻。因此, R_{in} 为

$$R_{in} = \frac{r_o}{1 - [1 + (g_m + g_{mb})r_o]} \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \quad (6.4)$$

$$= \frac{-1}{g_m + g_{mb}} \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \quad (6.5)$$

$$= \infty \quad (6.6)$$

176 这结果与第 3 章(图 3.54)中直接计算的结果是相同的。

应当指出,严格地说,式(6.2)和式(6.3)中 $A_v = V_Y/V_X$ 的值必须在所关心的频率下计算,这会使代数式变得十分复杂。要理解这一点,让我们回顾例 6.1,并假设放大器的输出电阻是有限的。图 6.8 描述的等效电路显示,高频时 $V_Y \neq -AV_X$,因此输入电容的产生不能简单地由 C_F 乘以 $(1+A)$ 。然而,在许多情况下,我们采用低频的 A_v 值便能深入了解电路的特性。我们把这种方法称为“密勒近似”。

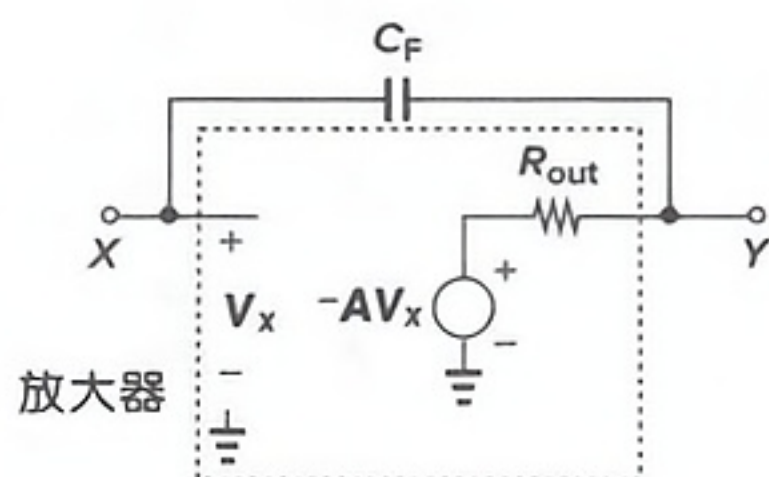


图 6.8 表示高频时增益变化的等效电路

例 6.4

采用以下方法确定图 6.9(a) 电路的传输函数:(a) 直接分析;(b) 密勒近似。

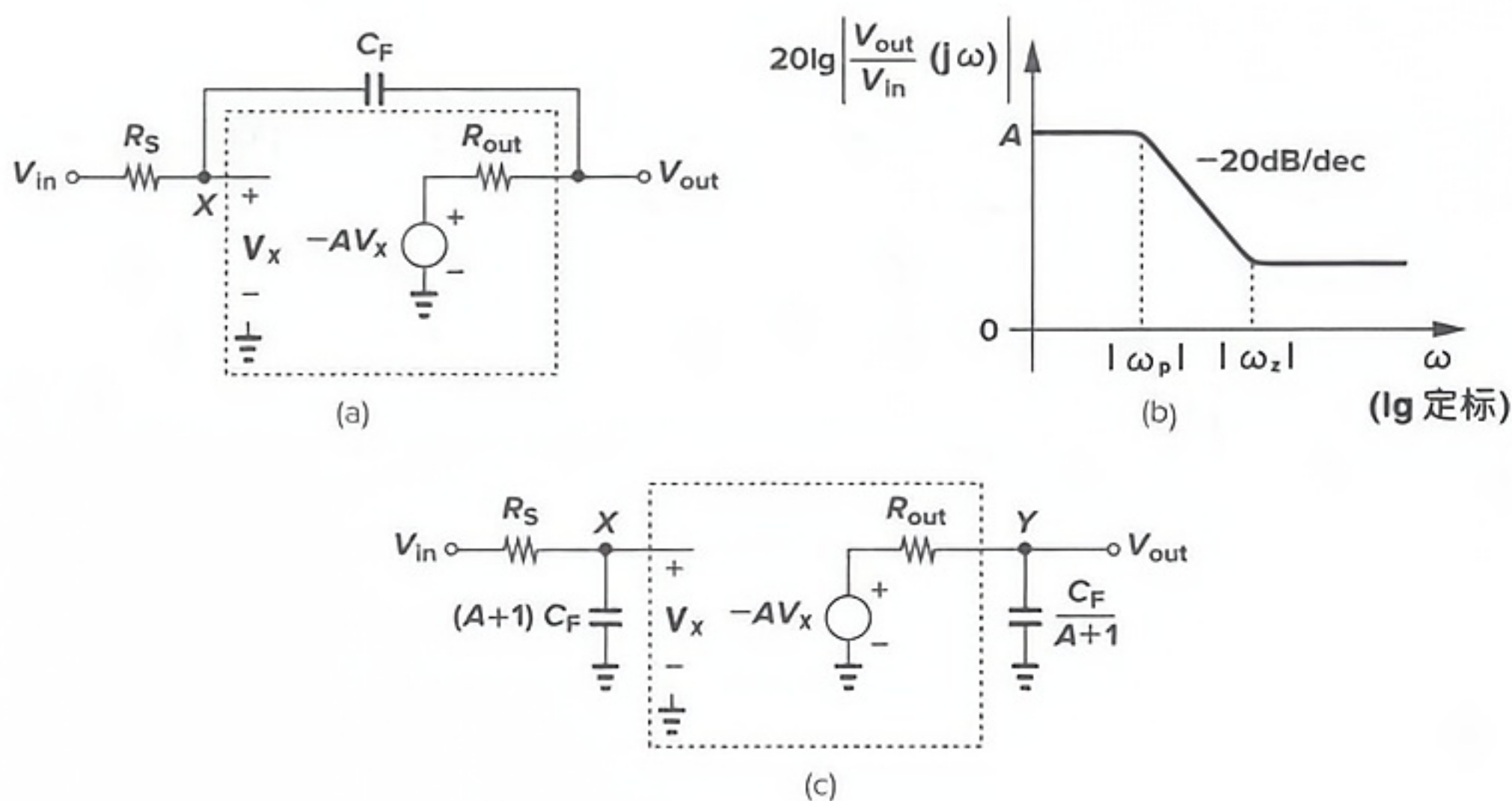


图 6.9

解:(a)我们注意到,通过 R_S 的电流为 $(V_{in} - V_X)/R_S$, R_{out} 两端产生的压降等于 $(V_{in} - V_X)R_{out}/R_S$,由此得出

$$\frac{V_{in} - V_X}{R_S} R_{out} - AV_X = V_{out} \quad (6.7) \quad 177$$

我们还认为,流过 R_S 和 C_F 的电流是相等的:

$$\frac{V_{in} - V_X}{R_S} = (V_X - V_{out})C_F s \quad (6.8)$$

读者可以从第一个等式得到 V_X , 将其代入第二个等式中,得到

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{R_{out} C_F s - A}{[(A+1)R_S + R_{out}]C_F s + 1} \quad (6.9)$$

因此,电路在 $\omega_z = A/(R_{out} C_F)$ 处出现一个零点,在 $\omega_p = -1/[(A+1)R_S C_F + R_{out} C_F]$ 处出现一个极点。图 6.9(b)画出了 $|\omega_p| < |\omega_z|$ 情况下的响应。

(b)运用密勒近似,将 C_F 分解成输入端的 $(1+A)C_F$ 和输出端的 $C_F/(1+A^{-1})$ [参见图 6.9(c)],由于 $V_{out}/V_{in} = (V_X/V_{in})(V_{out}/V_X)$,我们考虑到 R_S 与 $(1+A)C_F$ 是电压分压器,先写出

$$\frac{V_X}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{(1+A)C_F s}}{\frac{1}{(1+A)C_F s} + R_S} \quad (6.10)$$

$$= \frac{1}{(1+A)R_S C_F s + 1} \quad (6.11)$$

至于 V_{out}/V_X ,我们先使 V_X 放大到 $-A$ 倍,然后将该结果置于输出的分压器中:

$$\frac{V_{out}}{V_X} = \frac{-A}{\frac{1}{1+A^{-1}}C_F R_{out} s + 1} \quad (6.12)$$

以上两式相乘,得到

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}(s) = \frac{-A}{[(1+A)R_S C_F s + 1] \left(\frac{1}{1+A^{-1}} C_F r_{\text{out}} s + 1 \right)} \quad (6.13)$$

不幸的是,密勒近似消除了电路中的零点,并预计了两个极点。密勒近似尽管有这些缺点,仍能在许多情况下给出直观的结果。^①

如果用密勒定理来获得输入-输出的传输函数,则不能同时用该定理来计算输出阻抗。要导出传输函数,可以在电路输入端加一个电压源,得到如图 6.1(a)所示的 V_Y/V_X 的值。另一方面,为确定输出阻抗,也可以在输出端加一个电压源,得到一个 V_X/V_Y 的值,但这个值不一定等于第一次得到的 V_Y/V_X 值的倒数。例如,图 6.7(b)提供的输出阻抗等于

$$R_{\text{out}} = \frac{r_O}{1 - 1/A_v} \quad (6.14)$$

$$= \frac{r_O}{1 - [1 + (g_m + g_{\text{mb}})r_O]^{-1}} \quad (6.15)$$

$$= \frac{1}{g_m + g_{\text{mb}}} + r_O \quad (6.16)$$

然而,实际数值等于 r_O (如果 X 接地)。密勒定理的其他细微的、难以理解的内容将在附录中叙述。

总之,密勒近似通过低频增益对一个浮动阻抗进行了分离,并面临以下限制:(1)它可能会消除零点;(2)它可能会预测出额外的极点;(3)它不能正确地计算输出阻抗。

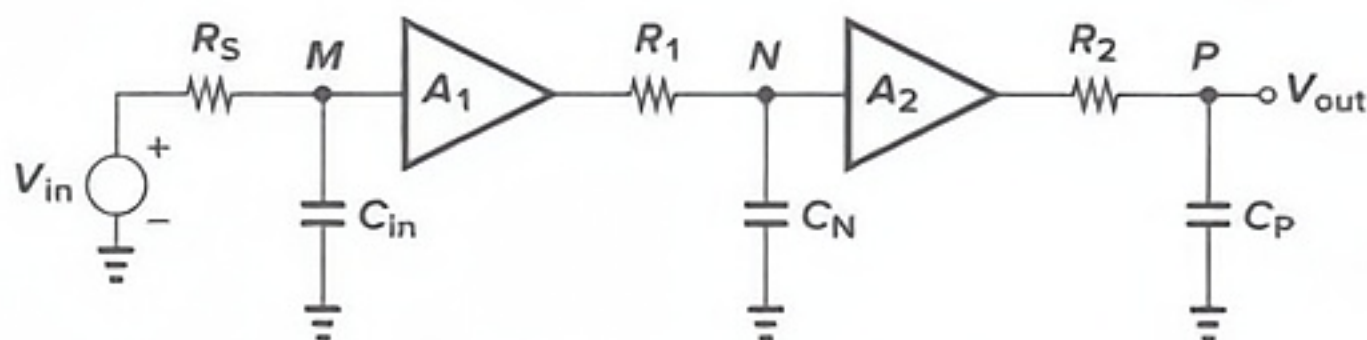


图 6.10 放大器的级联

6.1.2 极点与结点的关联

考虑几个放大器的简单级联电路,如图 6.10 所示。图中, A_1 和 A_2 是理想的电压放大器; R_1 和 R_2 模拟每级的输出电阻; C_{in} 和 C_N 表示每级的输入电容; C_P 表示负载电容。该电路的总的传输函数可以写成为

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}(s) = \frac{A_1}{1 + R_S C_{\text{in}} s} \frac{A_2}{1 + R_1 C_N s} \frac{1}{1 + R_2 C_P s} \quad (6.17)$$

这电路有三个极点。每个极点值的确定都是由相应一个结点到地“看到的”总电容乘以从这个结点到地“看到的”总电阻。因此,我们可以把每一个极点和电路的一个结点联系起来,即

^① 如果我们将 C_F 乘以 $[1 + A(s)]$, 其中, $A(s)$ 是从 V_X 到 V_{out} 的实际传输函数, 则这两个假象均可避免。但是, 代数式像(a)一样, 很长。

$\omega_j = \tau_j^{-1}$, τ_j 是从结点 j 到地“看到的”的电容和电阻的乘积。从这个观点看,我们可以说“电路中的每一个结点对传输函数贡献一个极点。”

以上叙述通常是不成立的。例如,在图 6.11 所示的电路中,这些极点是很难计算的,因为 R_3 和 C_3 在 X 点和 Y 点之间产生相互作用。尽管如此,在许多电路中,一个极点和相应结点的这种联系为估算传输函数提供了一种直观的方法。也就是说,仅仅把总的等效电容与总的等效电阻(均指的是从结点到地“看到的”值)相乘,就得到了时间常数,也就得到了一个极点的频率。

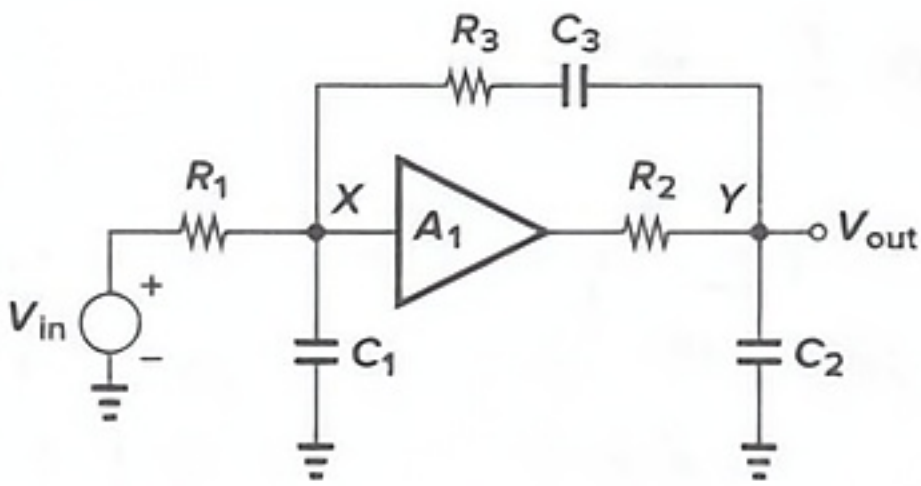


图 6.11 结点之间相互作用的例子

例 6.5

如果忽略沟道长度调制效应,请计算图 6.12(a)所表示的共栅级电路的传输函数。

179

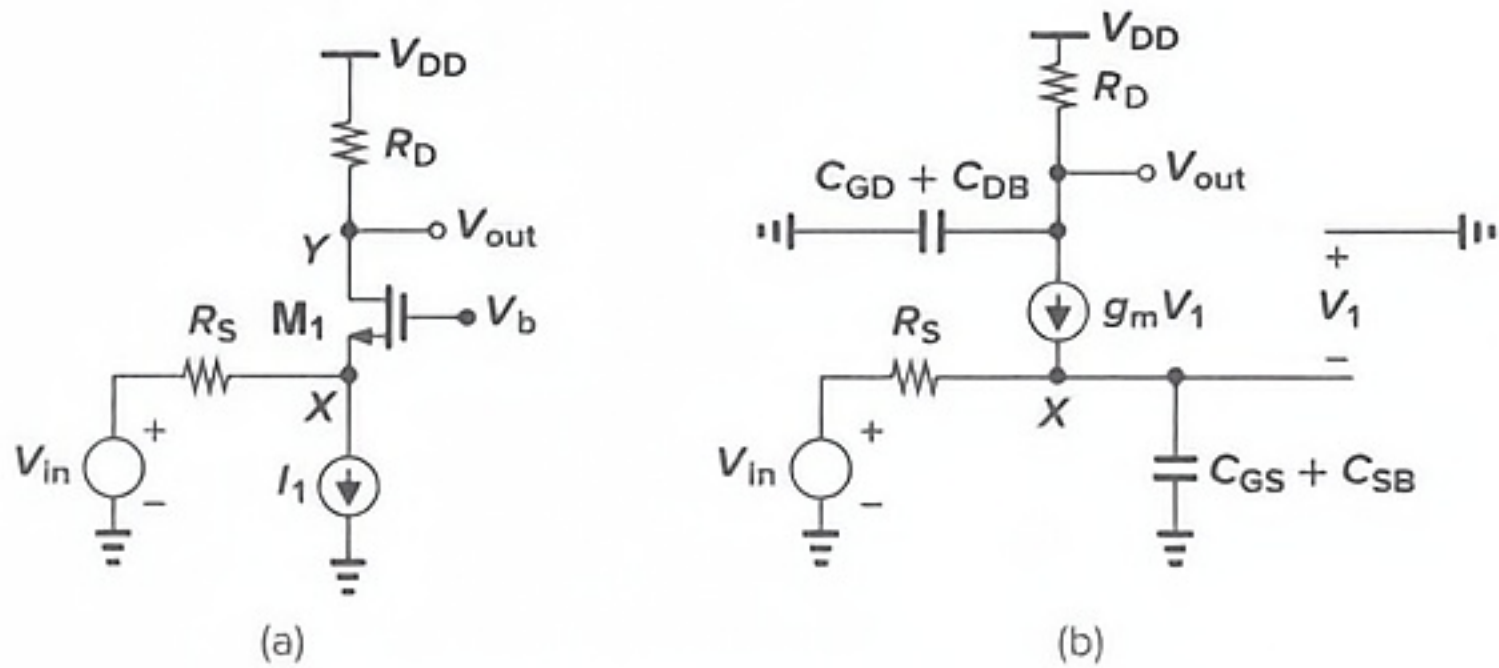


图 6.12 计入寄生电容的共栅级电路

解:图中由器件 M_1 贡献的几个电容都是一端接地,另一端接输入和输出结点[图 6.12 (b)]。在结点 X , $C_S = C_{GS} + C_{SB}$, 提供一个极点频率为

$$\omega_{in} = \left[(C_{GS} + C_{SB}) \left(R_S \parallel \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \right) \right]^{-1} \tag{6.18}$$

同样地,在结点 Y , $C_D = C_{DG} + C_{DB}$, 产生的一个极点频率是

$$\omega_{out} = [(C_{DG} + C_{DB}) R_D]^{-1} \tag{6.19}$$

因此,总的传输函数为

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(g_m + g_{mb}) R_D}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S} \frac{1}{(1 + \frac{s}{\omega_{in}})(1 + \frac{s}{\omega_{out}})} \tag{6.20}$$

上等式右边的第一项表示电路的低频增益。请注意,如果不忽略 r_{O1} , 这输入结点和输出结点存在相互作用,极点的计算将变得十分困难。

正如例 6.4 中所看到的,密勒近似把浮动阻抗转换成两个接地的阻抗,允许我们把一个极点与一个结点进行关联。本章我们将该技术运用到各种放大器结构中,但要谨慎并回顾,以避免它的陷阱。MOS 晶体管的 f_T 大约等于 $g_m / (2\pi C_{GS})$, 当今的技术条件,它可超过 300 GHz。(然而,由于 $f_T \propto V_{GS} - V_{TH}$, 当使器件工作在低电压时,我们倾向于减小 f_T)。记住这些,也是很重要的。

6.2 共源级

共源级结构在提供电压增益并要求最小的电压余度的同时呈现较高的输入阻抗。因此,共源级电路在模
拟电路中得到了广泛应用,它的频率特性也十分重要。

图 6.13 所表示的是由有限源电阻 R_S ^① 所驱动的共源级电路。在识别电路中的所有电容时,应当注意, C_{GS} 和 C_{DB} 是“接地”电容,而 C_{GD} 则出现在输入和输出之间。

密勒近似

假定: $\lambda=0$, M_1 工作在饱和区。我们首先通过某个极点与对应结点相关联的方法估算传输函数。从 X 点到地“看到的”总电容等于 C_{GS} 加上 C_{GD} 的密勒乘积项: $C_{GS} + (1-A_v)C_{GD}$, 其中 $A_v = -g_m R_D$ 。因此,输入极点的值为

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [C_{GS} + (1 + g_m R_D) C_{GD}]} \quad (6.21)$$

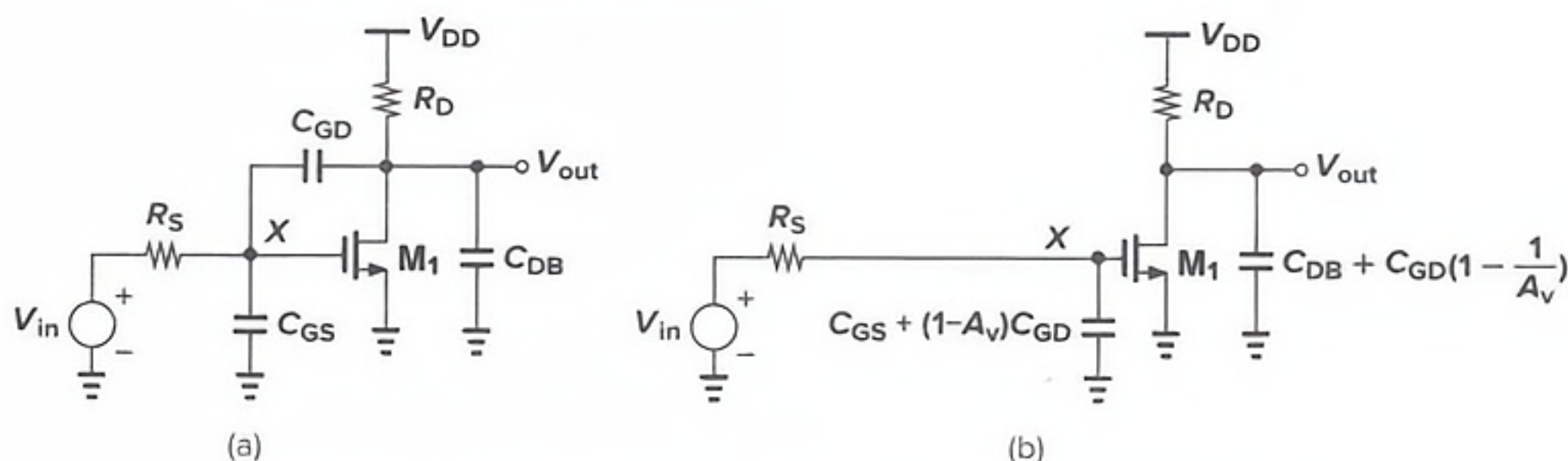


图 6.13 (a)共源级的高频模型;(b)采用密勒近似的简化电路

在输出点,从这点到地“看到的”总电容等于 C_{DB} 加上 C_{GD} 的密勒效应产生的电容: $C_{DB} + (1-A_v^{-1})C_{GD} \approx C_{DB} + C_{GD}$ 。

因此, ω_{out} 为

$$\omega_{out} = \frac{1}{R_D (C_{DB} + C_{GD})} \quad (6.22)$$

如果 R_S 相对较大,则可以得到输出级极点的另一种近似表达。这种情况下,电路可以简化成图 6.14 的模型。在图 6.14 中,忽略了 R_S 的影响。读者可以证明

$$Z_X = \frac{1}{C_{eq}s} \parallel \left(\frac{C_{GD} + C_{GS}}{C_{GD}} \frac{1}{g_{m1}} \right) \quad (6.23)$$

纳米设计注意 6.1

特征频率 f_T 定义为器件的小信号电流增益等于 1 的频率。MOS 晶体管的 f_T , 随过驱动电压的增大而增大,但由于纵向电场会减小迁移率,此后变得平坦。下图是 NMOS 器件在 $W/L=5 \mu\text{m}/40 \text{ nm}$ 和 $V_{DS}=0.8 \text{ V}$ 条件下的 f_T 。

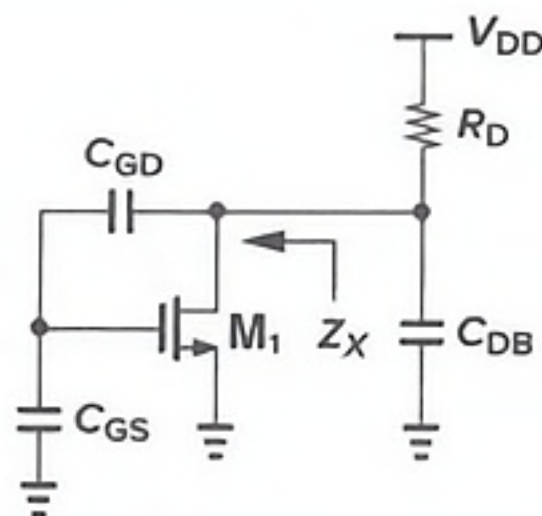
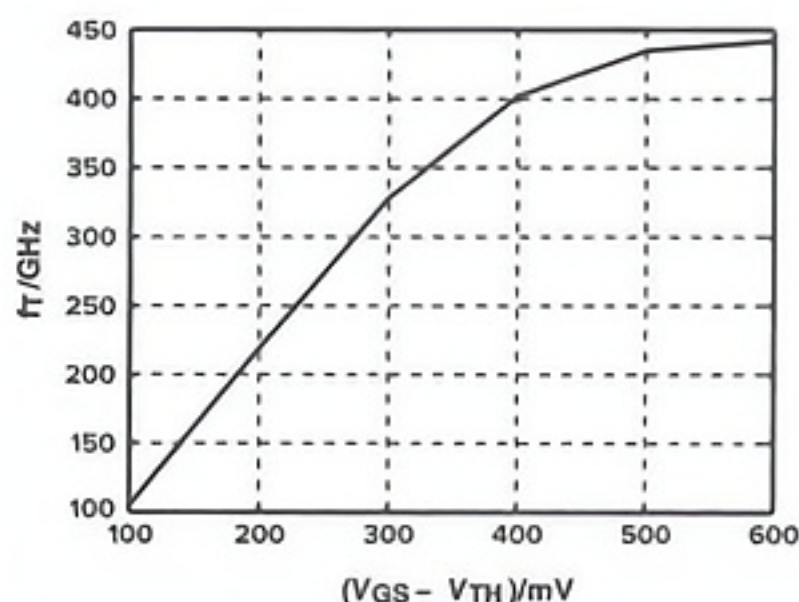


图 6.14 计算输出阻抗的模型

① 注意, R_S 并不是故意添加到电路中的,它是模拟前一级的输出电阻。

其中, $C_{eq} = C_{GD}C_{GS}/(C_{GD} + C_{GS})$ 。于是, 输出极点近似等于

$$\omega_{out} = \frac{1}{\left[R_D \parallel \left(\frac{C_{GD} + C_{GS}}{C_{GD}} \frac{1}{g_{m1}} \right) \right] (C_{eq} + C_{DB})} \quad (6.24)$$

我们应该指出, 以上等式中 ω_{in} 和 ω_{out} 的符号是正的, 因为我们最终写传输函数分母的形式是 $(1 + s/\omega_{in})(1 + s/\omega_{out})$, 即, 分母在 $s = -\omega_{in}$ 和 $s = -\omega_{out}$ 时等于零。或者, 我们可以用负号表达 ω_{in} 和 ω_{out} 的值, 因此分母写为 $(1 - s/\omega_{in})(1 - s/\omega_{out})$ 。本书中, 我们采用前者的符号。因此, 我们可以推断, 传输函数为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m R_D}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)} \quad (6.25)$$

注意, 这里能很容易地包括 r_{o1} 和任一个负载电容。

这种估算的主要误差是没有考虑电路零点的存在。另一个误差来源于用 $-g_m R_D$ 近似放大器的增益。实际上, 由于输出结点的电容等原因, 放大器的增益是会随频率而变化的。

直接分析

在研究了上述方法的可行性之后, 我们现在可以获得精确的传输函数。利用图 6.15 所示

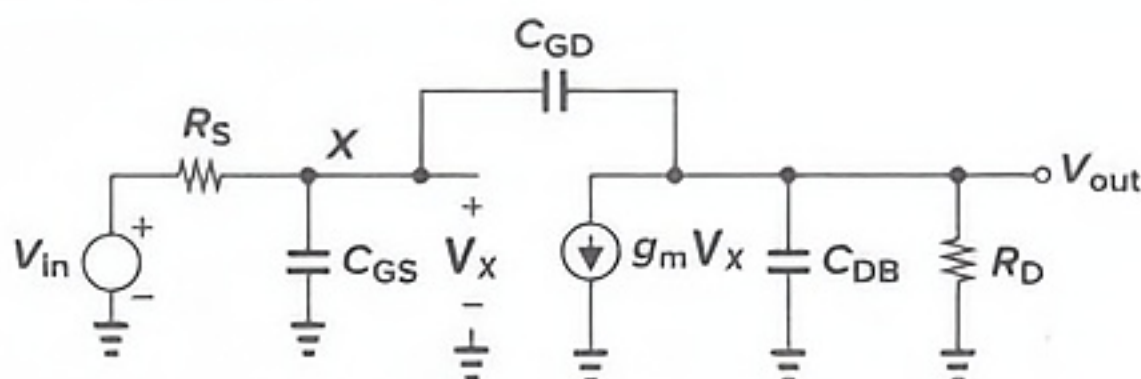


图 6.15 图 6.13 的等效电路

的等效电路, 我们对每个结点上的各路电流求和如下:

$$\frac{V_X - V_{in}}{R_S} + V_X C_{GS} s + (V_X - V_{out}) C_{GD} s = 0 \quad (6.26)$$

$$(V_{out} - V_X) C_{GD} s + g_m V_X + V_{out} \left(\frac{1}{R_D} + C_{DB} s \right) = 0 \quad (6.27)$$

从式(6.27), 可得 V_X 为

$$V_X = - \frac{V_{out} \left(C_{GD} s + \frac{1}{R_D} + C_{DB} s \right)}{g_m - C_{GD} s} \quad (6.28)$$

上式代入式(6.26)后, 得到

$$-V_{out} \frac{[R_S^{-1} + (C_{GS} + C_{GD})s][R_D^{-1} + (C_{GD} + C_{DB})s]}{g_m - C_{GD} s} - V_{out} C_{GD} s = \frac{V_{in}}{R_S} \quad (6.29) \quad 182$$

也就是

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(C_{GD} s - g_m) R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] s + 1} \quad (6.30)$$

其中, $\xi = C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}$ 。值得注意的是, 尽管这个电路包含了三个电容器, 但是其传输函数是二阶的。这是因为这些电容器形成一个环路, 在电路中只允许两个独立的初始条件, 因此产生了对时间的二阶微分方程。