

图 7.64 (a)减少噪声的通常扩展方法;(b)等效电路

一般而言,如果两个电路的实例并联,输出噪声的功率会减半[图 7.64(a)].这可以通过如下的方法证明:输入设置为零,为每个实例构建戴维南噪声等效[图 7.64(b)],由于  $V_{n1,out}$  和  $V_{n2,out}$  是非相关的,我们可以用功率叠加,写出

$$\overline{V_{n,out}^2} = \frac{\overline{V_{n1,out}^2}}{4} + \frac{\overline{V_{n2,out}^2}}{4} \quad (7.143)$$

$$= \frac{\overline{V_{n1,out}^2}}{2} \quad (7.144)$$

因此,当保持电压增益和输出摆幅时,输出噪声与功耗是互相交换的。请注意,如果输入开路也可证明这个结果,这表明,输入参考噪声电流  $\overline{I_{n,in}^2}$  增加了一倍(为什么?)。

我们还应该注意,噪声频谱最终必须遍及该电路的带宽进行积分。上述的线性缩放假定,该带宽是由应用确定的,因此是不变的。

## 7.8 噪声带宽

电路中损坏信号的总噪声由电路的带宽内的所有频率成分产生。考虑一个多极点电路,其输出噪声谱如图 7.65(a)所示。因为高于  $\omega_{p1}$  的噪声成分不能忽略,所以总输出噪声必须通过计算谱密度下的总面积求出:

$$\overline{V_{n,out,tot}^2} = \int_0^{\infty} \overline{V_{n,out}^2} df \quad (7.145)$$

但是,如图 7.65(b)所示,有时把总噪声简单地表示为  $V_0^2 B_n$  是非常有用的,带宽  $B_n$  由下式决定:

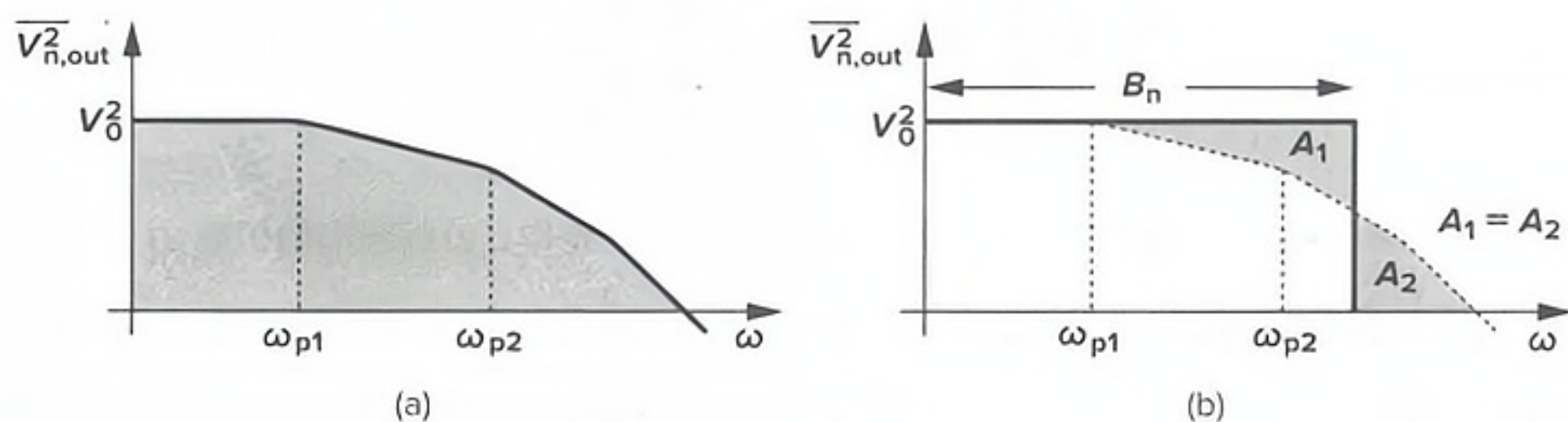


图 7.65 (a)电路的输出噪声谱;(b)噪声带宽的概念



$$V_0^2 B_n = \int_0^\infty \overline{V_{n,\text{out}}^2} df \quad (7.146)$$

$B_n$  被称为“噪声带宽”，它使得具有相同低频噪声  $V_0^2$ 、但具有不同高频传输函数的各种电路可以进行合理地比较。作为练习，读者可以证明一个单极点系统的噪声带宽等于该极点对应频率的  $\pi/2$  倍。

264

## 7.9 输入噪声积分的问题

至今的噪声研究中，我们已经计算了输出的噪声频谱，并通过积分，得到了总输出噪声电压。对输入参考噪声也进行积分，是否可行？

考虑图 7.66 所示的共源级，我们假设： $\lambda=0$ ， $M_1$  只有热噪声。为简单起见，我们忽略  $R_D$  的噪声。我们注意到，输出噪声频谱等于被放大的、被低通滤波后的  $M_1$  的噪声；这个频谱非常适合于积分（见例题 7.19）。另一方面，输入参考噪声电压，则只是等于  $\overline{V_{n,M1}^2}$ ，在输入端具有无限的功率，并禁止积分。

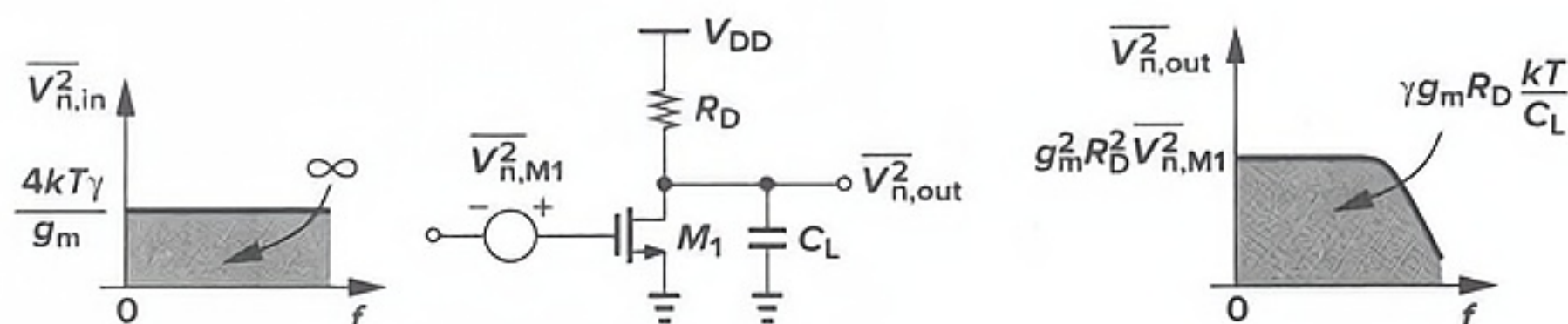


图 7.66 用输入来表示输出噪声的困难

上述困惑会出现在大多数电路中，结果是，只支持对输出噪声进行积分。毕竟，物理的和可观察到的噪声只出现在输出端，输入参考噪声仍然是一个虚构的量。然而，为了对不同的设计进行公平的比较，我们可以将积分输出噪声除以电路在低频（或中频带）的增益。例如，图 7.66 的共源级可以通过总输入参考噪声来表征，该噪声等于

$$\overline{V_{n,\text{in,tot}}^2} = \gamma g_m R_D \frac{kT}{C_L} \cdot \frac{1}{g_m^2 R_D^2} \quad (7.147)$$

$$= \frac{\gamma}{g_m R_D} \frac{kT}{C_L} \quad (7.148)$$

上式中忽略了  $R_D$  的噪声。对于包含沟道长度调制效应和  $R_D$  噪声的情况，鼓励读者重复这些计算。

## 7.10 附录 A：噪声相关的问题

正如 7.1.3 节中所解释的，输入参考噪声的电压和电流通常是相关的，这使噪声的计算变得复杂。在这个附录中，我们考虑能够避免这种相关的一些替代方法。回顾式(7.55)可知，只有当驱动电路的阻抗高到一定的程度时，输入参考噪声电流才会表现出来。这条件是：阻抗幅



值的平方与  $\overline{V_{n, \text{in}}^2} / \overline{I_{n, \text{in}}^2}$  相当。

在许多电路中,当驱动阻抗  $Z_S$  从零到无穷大变化时,即输入端口从短路到开路变化时,输出噪声电压大致保持相同<sup>①</sup>。例如,忽略  $C_{GD}$  的共源级就表现出这种特性[图 7.67(a)]:

265

$$\overline{V_{n1, \text{out}}^2} = \overline{V_{n2, \text{out}}^2} = 4kT\gamma g_m R_D^2 + 4kTR_D \quad (7.149)$$

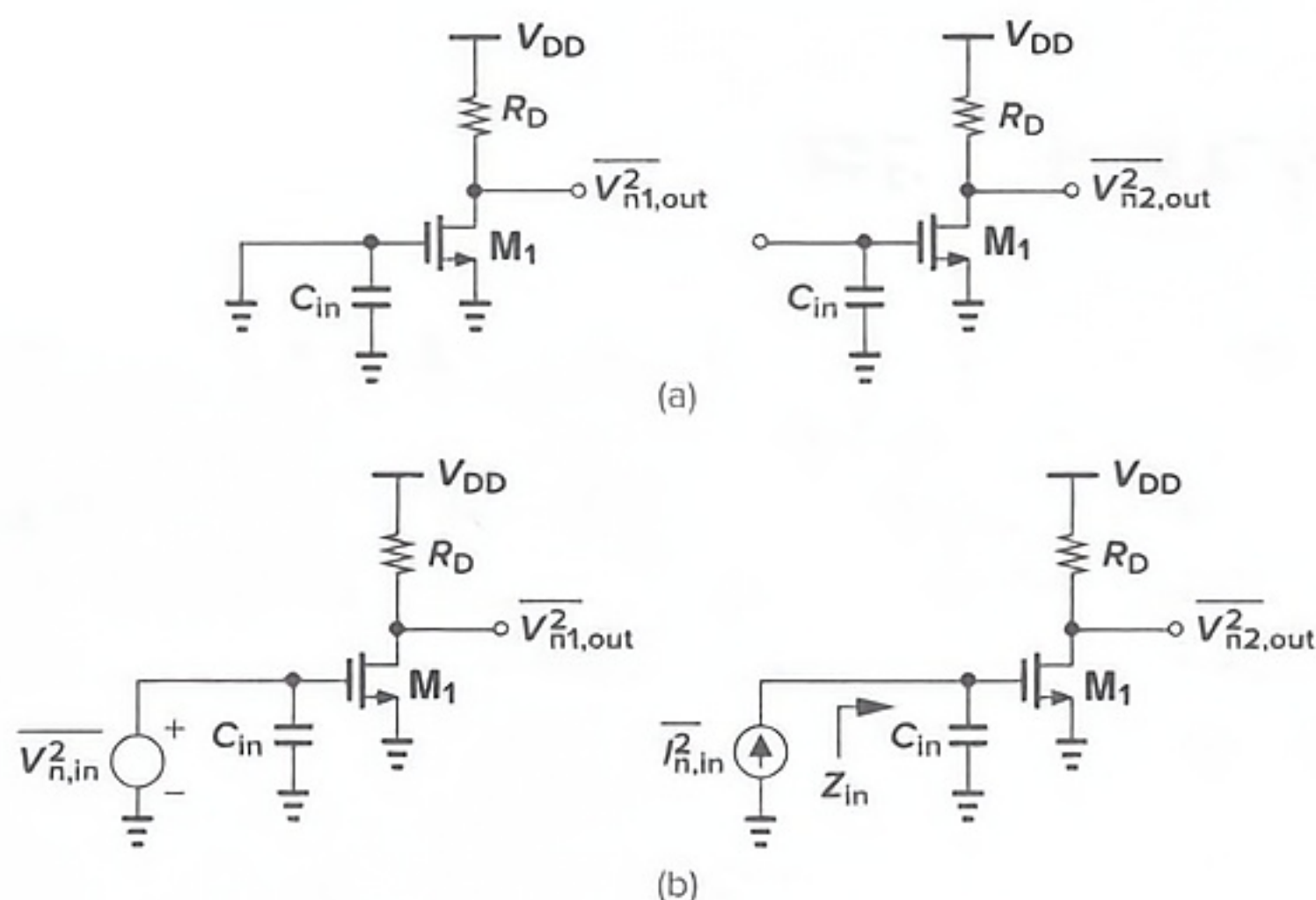


图 7.67 (a)输入短路或开路时 CS 级的输出噪声;(b)输入参考源的计算

现在我们从图 7.67(b)注意到

$$\overline{V_{n1, \text{out}}^2} = \overline{V_{n, \text{in}}^2} |H(f)|^2 \quad (7.150)$$

其中  $H(s) = V_{\text{out}} / V_{\text{in}}$ 。同样地,另一个输出为

$$\overline{V_{n2, \text{out}}^2} = \overline{I_{n, \text{in}}^2} |Z_{in}(f)|^2 |H(f)|^2 \quad (7.151)$$

由以上两式相等,得到  $\overline{I_{n, \text{in}}^2} = \overline{V_{n, \text{in}}^2} / |Z_{in}(f)|^2$ 。由于  $Z_{in}(s)$  是确定的量,我们得到  $I_{n, \text{in}} = V_{n, \text{in}} / Z_{in}(s)$ ,因而两个噪声源之间存在 100% 的相关。为了计算出  $I_{n, \text{in}}$  和  $V_{n, \text{in}}$ ,我们必须类似于对图 7.37 的处理,进行很长的计算。

现在,考虑图 7.68(a)中所示的结构,其中  $Z_S$  表示前一级的输出阻抗。我们假定,当  $Z_S$  变化时电路的输出噪声的变化可以忽略。在结点 X 的噪声电压等于

266

$$V_{n, X} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_S} V_{n, \text{in}} + \frac{Z_{in} Z_S}{Z_{in} + Z_S} I_{n, \text{in}} \quad (7.152)$$

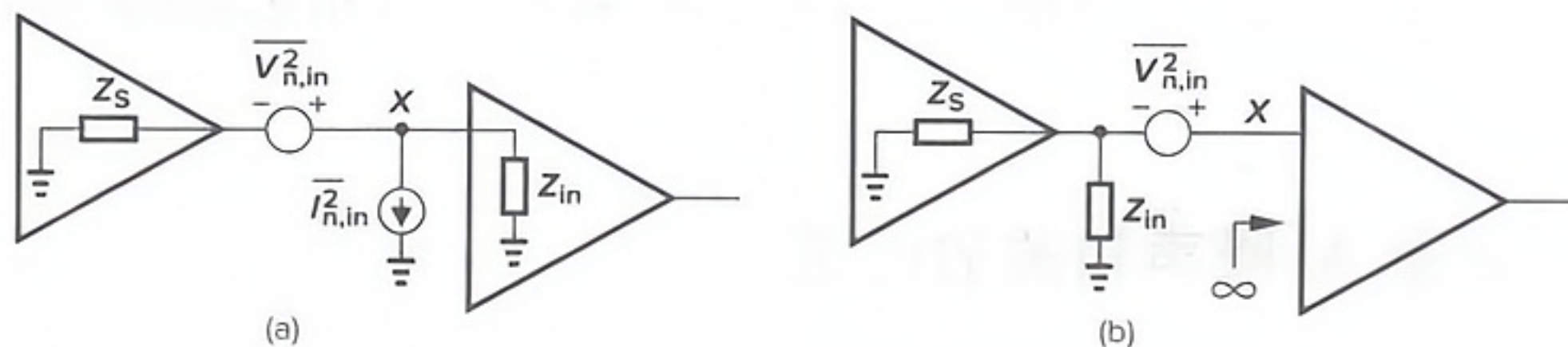


图 7.68 (a)两级的级联;(b)删除  $I_{n, \text{in}}$  的变换

① 这里不包括  $Z_S$  的噪声。



将  $I_{n,in}$  的值代入上式,得到

$$V_{n,X} = V_{n,in} \tag{7.153}$$

也就是说,对于不同的  $Z_S$  值,  $I_{n,in}$  只用来使  $V_{n,X}$  (相对于地)等于  $V_{n,in}$ 。这个有趣的结果有助于简化分析。

基于这一观察,我们将结构修改为图 7.68(b) 所示的结构,其中  $Z_{in}$  只加载到前一级,但  $I_{n,in}$  不存在了。在这里,我们也同样地得到了  $V_{n,X} = V_{n,in}$ 。因此,在输出的噪声电压是输入端电压的弱函数的电路中,如果阻抗  $Z_{in}$  被用来加载到前一级,则  $I_{n,in}$  可以省略。

如果  $V_{n,out}$  不满足上述条件,我们可以简单地把前一级作为电路的一部分,把这两级看成一个电路实体。例如,图 7.69 所示的放大器可以用具有输入参考噪声源  $V_{n,in}$  和  $I_{n,in}$  的一级来建模,从而可避免与第二级噪声电压和电流有关的复杂问题。

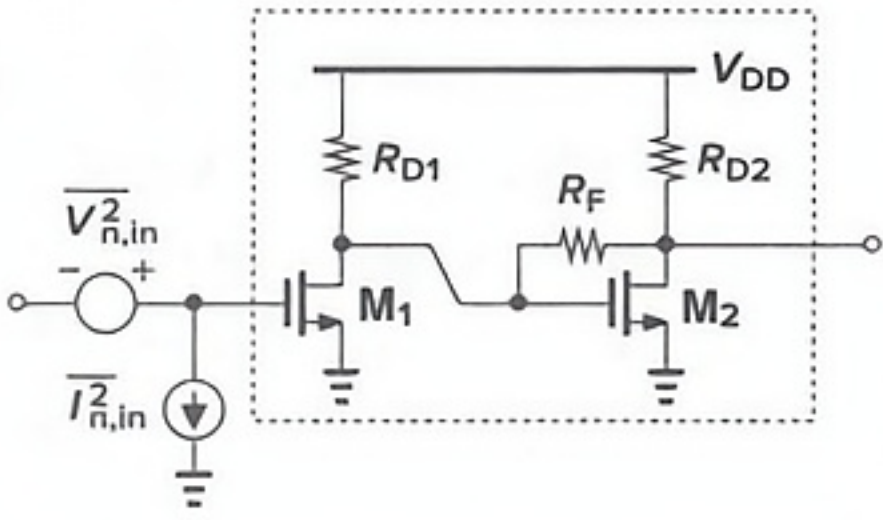


图 7.69 把级联电路看成单级电路

参考文献

[1] L. W. Couch. *Digital and Analog Communication Systems*. Fourth Ed., New York: Macmillan Co., 1993.

[2] S. M. Sze. *Physics of Semiconductor Devices*. Second Ed., New York: Wiley, 1981.

[3] B. Razavi, Y. Ran, and K. F. Lee. Impact of Distributed Gate Resistance on the Performance of MOS Devices. *IEEE Trans. Circuits and Systems, Part I*, pp. 750 – 754, Nov. 1994.

[4] Y. Tsividis. *Operation and Modeling of the MOS Transistor*. Second Ed., Boston: McGraw-Hill, 1999.

[5] A. A. Abidi. High-Frequency Noise Measurements on FETs with Small Dimensions. *IEEE Tran. Electron Devices*, vol. 33, pp. 1801 – 1805, Nov. 1986.

[6] H. A. Haus, et al. Representation of Noise in Linear Twoports. *Proc. IRE*, vol. 48, pp. 69 – 74, Jan. 1960.

[7] S. Asai, et al. High-Resistance Resistor Consisting of a Subthreshold CMOS Differential Pair. *IEICE Trans. Electronics*, vol. E93, pp. 741 – 746, June 2010.

习题

- 如无特殊说明,下面所有习题中均采用表 2.1 中的器件参数,假设  $V_{DD} = 3\text{ V}$ ,同时还假设所有的晶体管都工作在饱和区。
- 7.1 一个共源级电路包含一个  $50\text{ }\mu\text{m}/0.5\text{ }\mu\text{m}$  的 NMOS 器件,偏置电流为  $I_D = 1\text{ mA}$ ,负载电阻为  $2\text{ k}\Omega$ ,在  $100\text{ MHz}$  的带宽内总输入参考热噪声电压是多少?
- 7.2 在图 7.42 的共源级电路中,假定  $(W/L)_1 = 50/0.5$ ,  $I_{D1} = I_{D2} = 0.1\text{ mA}$ ,  $V_{DD} = 3\text{ V}$ 。如果  $M_2$  对输入参考噪声电压(不是电压的平方)的贡献必须是  $M_1$  的  $1/5$ ,放大器的最大输



267

出电压摆幅是多少?

7.3 使用图 7.21(c) 的分布模型并忽略沟道热噪声, 证明计算栅噪声时, 分布栅电阻  $R_G$  可用阻值为  $R_G/3$  的集总电阻代替。(提示: 用串联电压源模拟  $R_{Gj}$  的噪声并计算总的漏噪声电流。注意相关噪声源。)

7.4 证明图 7.39(c) 的输出噪声电流由式(7.73)给出。

7.5 求图 7.70 中电路的输入参考闪烁噪声电压。

7.6 求图 7.71 中每一个电路的输入参考热噪声电压。假定  $\lambda = \gamma = 0$ 。

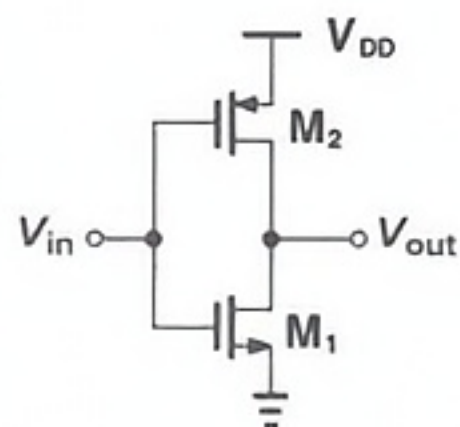


图 7.70

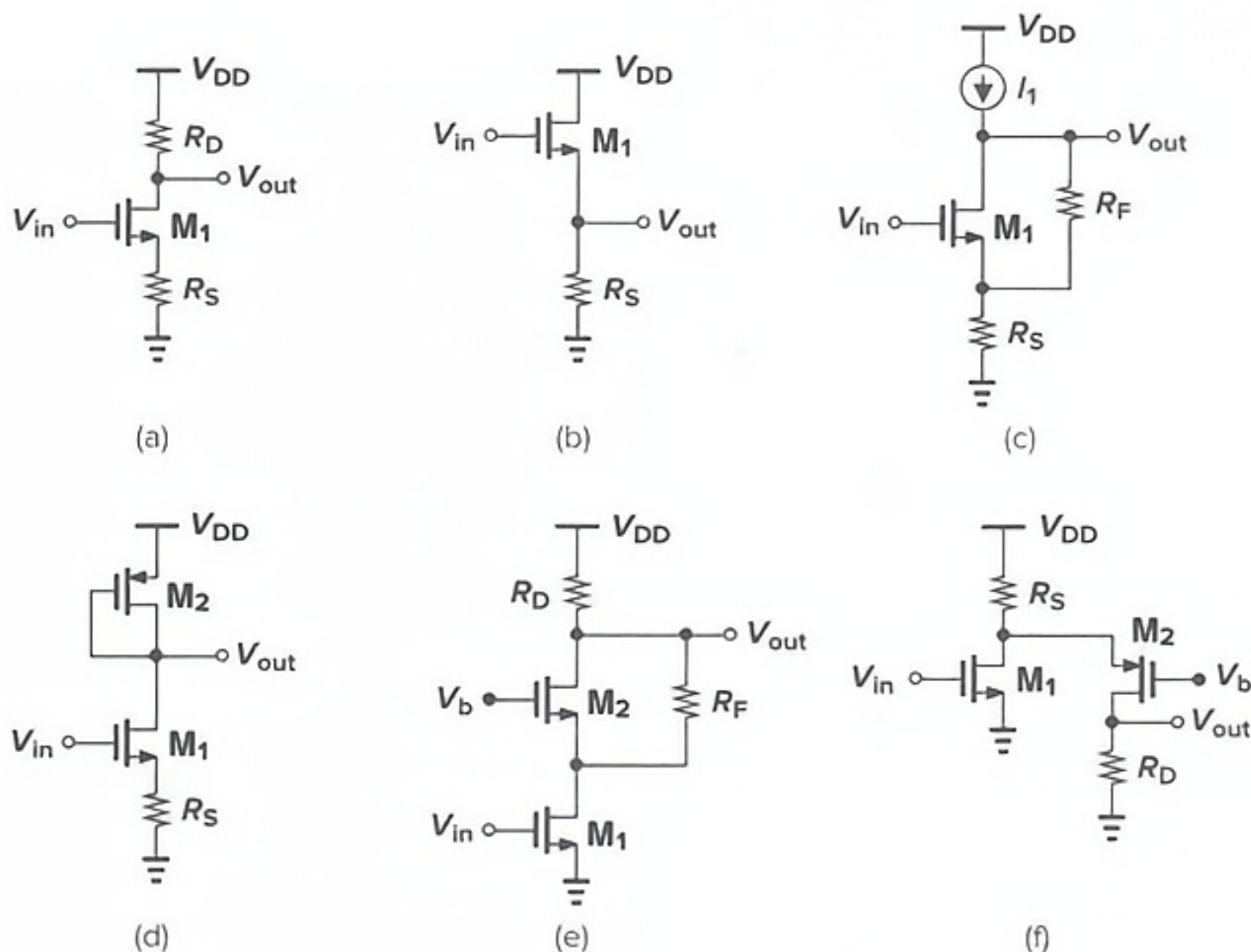


图 7.71

268 7.7 求图 7.72 中每一个电路的输入参考热噪声电压。假定  $\lambda = \gamma = 0$ 。

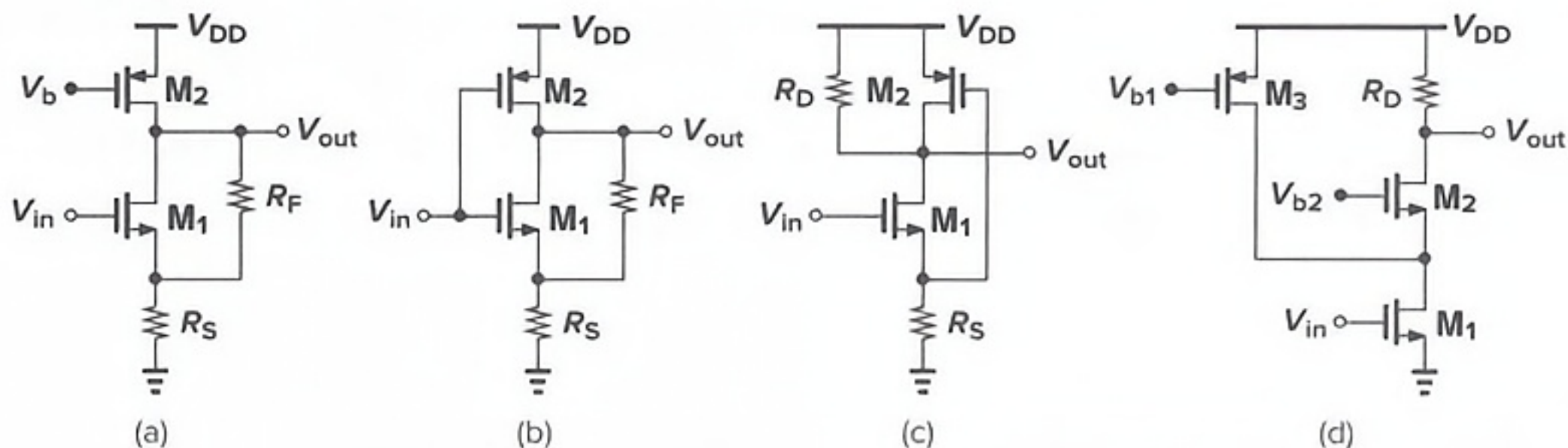


图 7.72

7.8 求图 7.73 中每一个电路的输入参考热噪声电压和电流。假定  $\lambda = \gamma = 0$ 。

7.9 求图 7.74 中每一个电路的输入参考热噪声电压和电流。假定  $\lambda = \gamma = 0$ 。

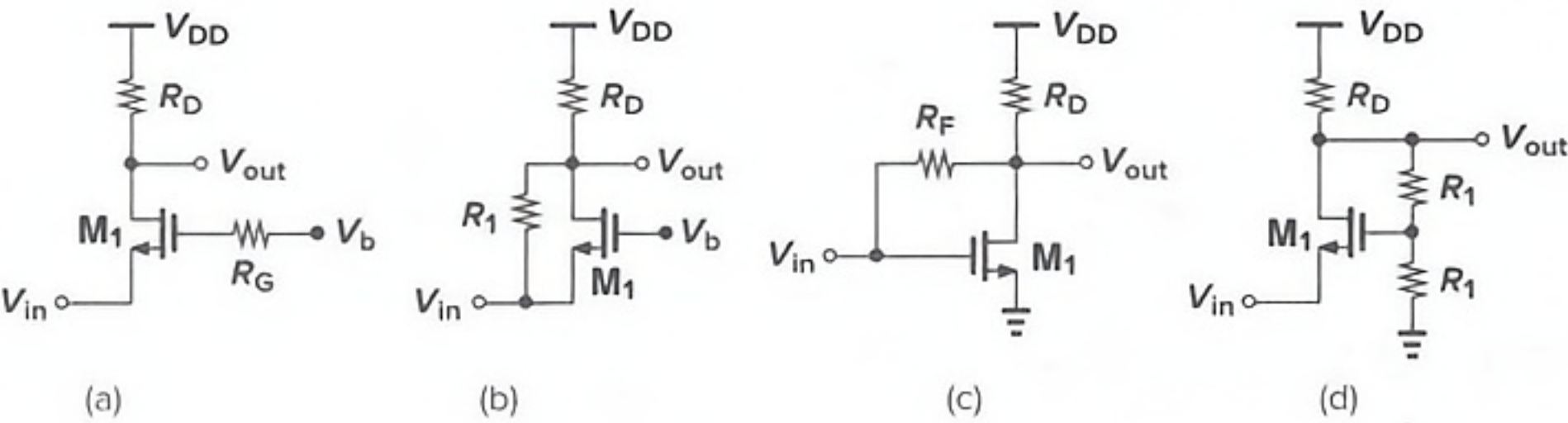


图 7.73

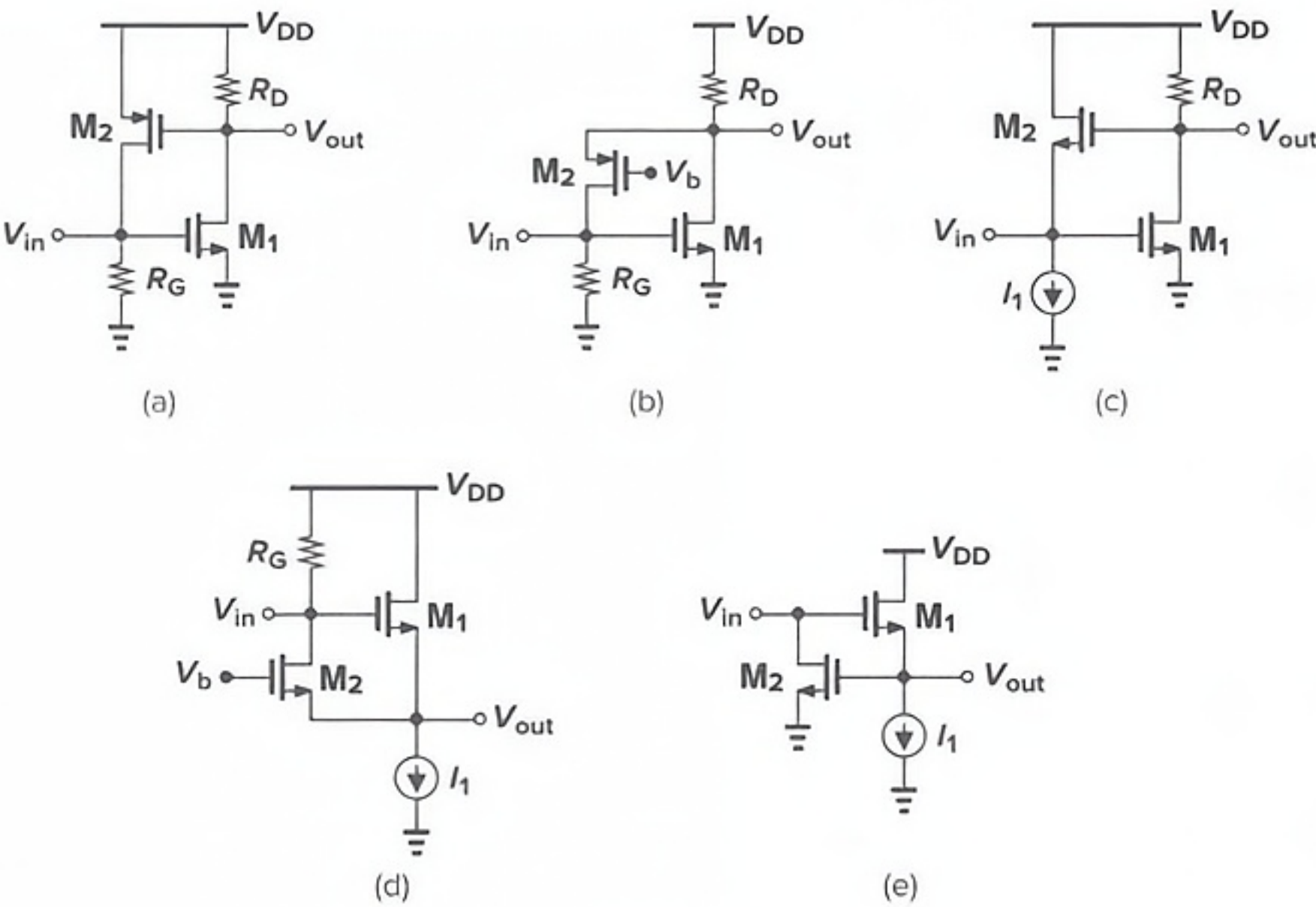


图 7.74

- 7.10 如果去掉图 7.49 电路中的两个电容,求电路的输入参考  $1/f$  噪声电压和电流。
- 7.11 求图 7.51 所示源跟随器的输入参考  $1/f$  噪声电压。
- 7.12 假定  $\lambda=\gamma=0$ ,求图 7.75 中每一个电路的输入参考热噪声电压,对于图 7.75(a),假设  $g_{m3,4}=0.5g_{m5,6}$ 。

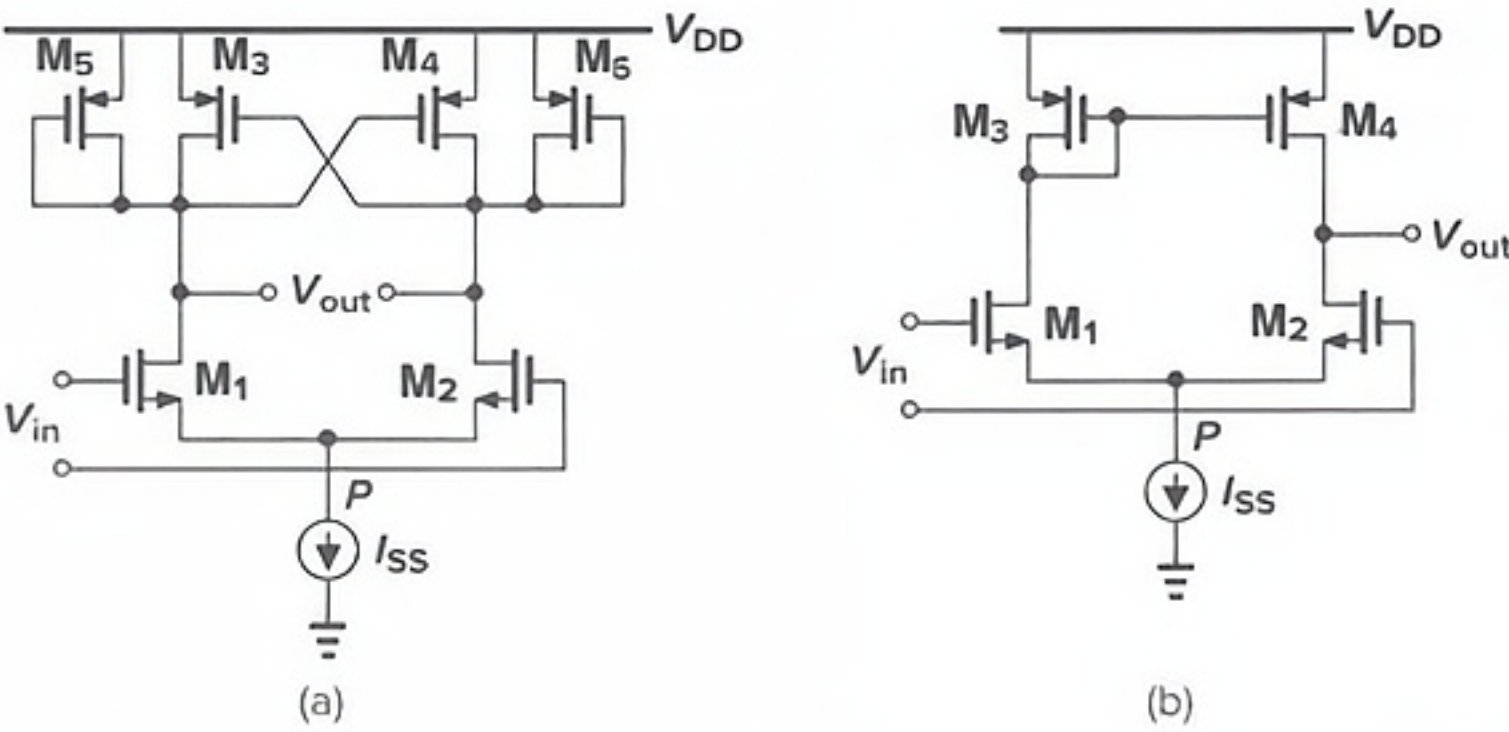


图 7.75



7.13 考虑如图 7.76 所示的带负反馈共源级电路:

(a) 如果  $\lambda = \gamma = 0$ , 计算输入参考热噪声电压。

(b) 假设线性化需要迫使  $R_s$  上的直流电压等于  $M_1$  的过驱动电压, 那么与  $M_1$  贡献的热噪声电压相比,  $R_s$  贡献的热噪声电压是多少?

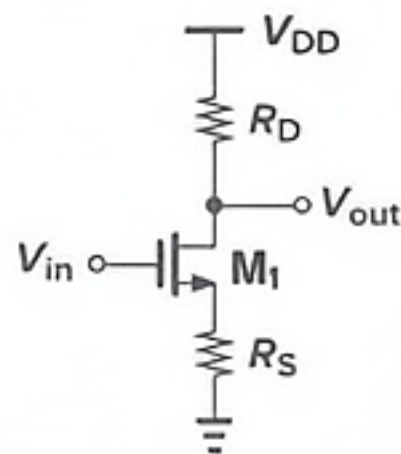


图 7.76

7.14 解释密勒原理为什么不能用来计算悬浮电阻的热噪声的影响。

7.15 图 7.20 的电路被设计成  $(W/L)_1 = 50/0.5$ ,  $I_{D1} = 0.05$  mA, 求输出在 50 MHz 带宽内总的均方根热噪声电压。

7.16 对于图 7.77 所示电路, 计算频带  $[f_L, f_H]$  内的总输出热噪声和  $1/f$  噪声。假定  $\lambda \neq 0$  但忽略其它电容。

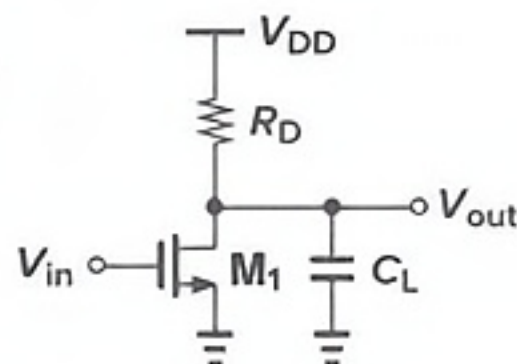


图 7.77

7.17 假设图 7.42 的电路中,  $(W/L)_{1,2} = 50/0.5$ ,  $I_{D1} = |I_{D2}| = 0.5$  mA, 输入参考热噪声电压是多少?

7.18 将图 7.42 中的电路修改成图 7.78 所示电路:

(a) 计算输入参考热噪声电压。

(b) 对给定的电流偏置和输出电压摆幅,  $R_s$  为何值时输入参考热噪声最小?

269

7.19 一个共栅级电路包含一个  $W/L = 50/0.05$  的 NMOS 器件, 偏置电流  $I_D = 1$  mA, 负载电阻是 1 k $\Omega$ , 求输入参考热噪声电压和电流。

7.20 图 7.48 的电路中,  $(W/L)_1 = 50/0.5$ ,  $I_{D1} = I_{D2} = 0.5$  mA,  $R_D = 1$  k $\Omega$ 。

(a) 确定  $(W/L)_2$  使得  $M_2$  对输入参考热噪声电流(不是电流的平方)的贡献是  $R_D$  贡献的 1/5。

(b) 为使  $M_2$  处于三极管区边缘, 计算  $V_b$  的最小值应为多少? 最大允许的输出电压摆幅是多少?

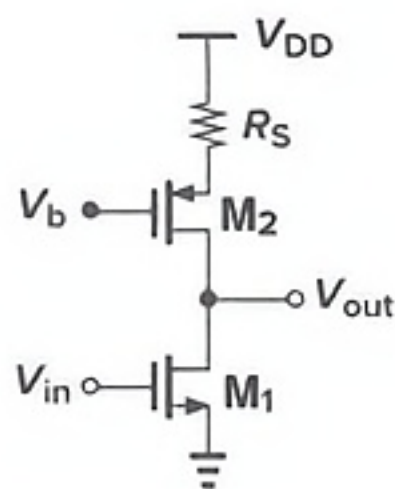


图 7.78

7.21 设计图 7.48 的电路, 使输入参考热噪声电压为 3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , 输出摆幅最大。假定  $I_{D1} = I_{D2} = 0.5$  mA。

270

7.22 考虑图 7.49 的电路, 如果  $(W/L)_{1\sim3} = 50/0.5$ ,  $I_{D1\sim3} = 0.5$  mA, 求输入参考热噪声电压和电流。

7.23 在图 7.49 的电路中,  $(W/L)_{1\sim3} = 50/0.5$ ,  $I_{D1\sim3} = 0.5$  mA, 如果要求输出摆幅是 2 V, 通过迭代估算  $M_2$  和  $M_3$  的尺寸, 使输入参考热噪声电流最小。

7.24 图 7.51 的源跟随器偏置电流为 0.1 mA, 将要提供 100  $\Omega$  的输出电阻,

(a) 计算  $(W/L)_1$ 。

(b) 确定  $(W/L)_2$  使得  $M_2$  对输入参考热噪声电压(不是电压的平方)的贡献是  $M_1$  贡献的 1/5, 最大输出摆幅是多少?

7.25 图 7.52(a)的共源共栅级电路中,  $X$  结点对地的电容为  $C_X$ , 忽略其它电容, 求输入参考热噪声电压。

7.26 求图 7.79 中两个电路的输入参考热噪声电压和  $1/f$  噪声电压, 并比较其结果。假定两个电路从电源得到的电流相等。



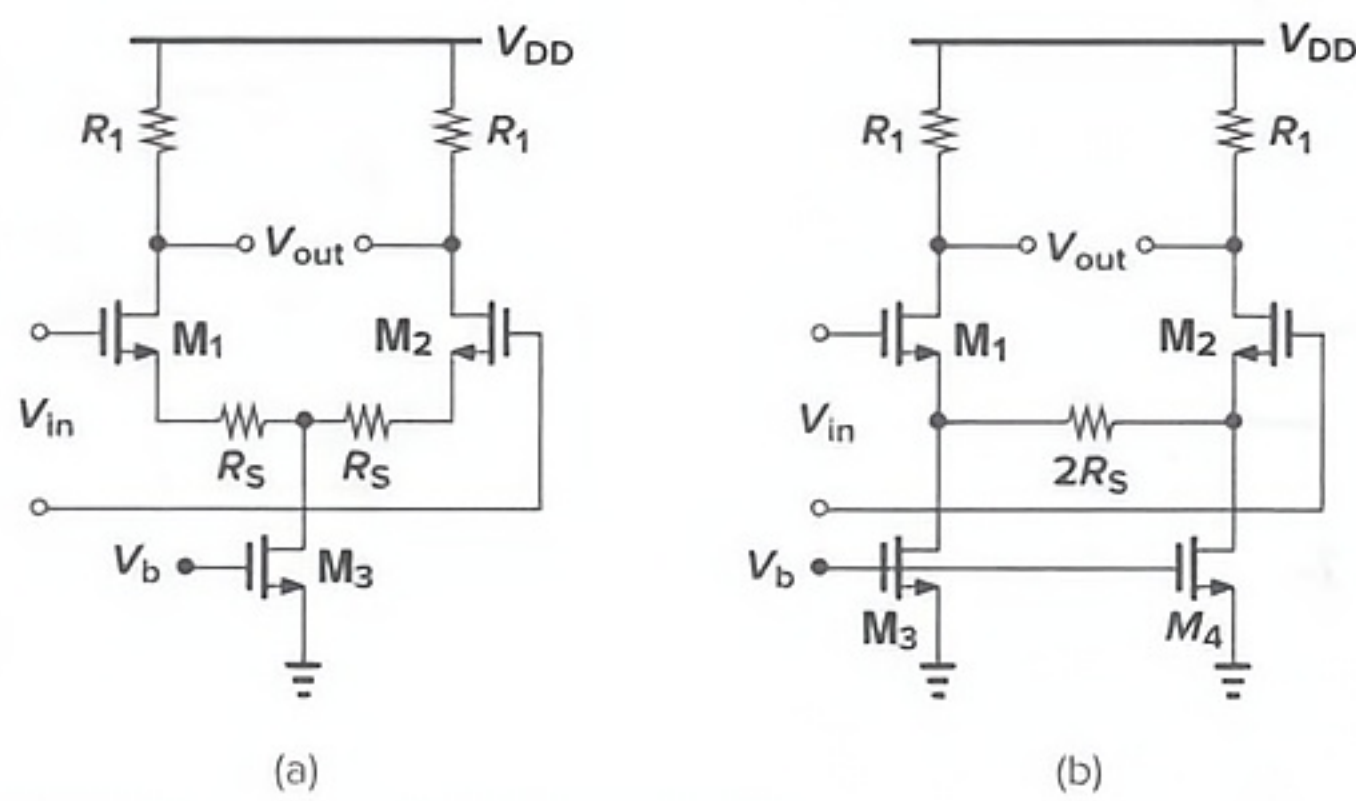


图 7.79

- 7.27 在例 7.13 中假设  $\lambda > 0$ , 重做分析。
- 7.28 假设图 7.38(a) 的电路被一个有限的源阻抗驱动, 如图 7.80 所示。假设  $\lambda = 0$ , 并忽略  $R_S$  的噪声。

- (a) 确定电路的输出噪声电压。
- (b) 用类似于对图 7.37 的分析方法, 计算以  $V_{n,RF}$  和  $V_{n,M1}$  表示的输入参考噪声电压和电流, 注意他们的相关性。
- (c) 用电压和电流的叠加 (不是功率的叠加), 如同 (b) 中的计算, 请计算出以  $V_{n,in}$  和  $I_{n,in}$  表示的输出噪声电压。现在进行如下替换:  $\overline{V_{n,RF}^2} = 4kTR_F$ ;  $\overline{I_{n,M1}^2} = 4kT\gamma g_m$ , 该结果与 (a) 中推导的结果是否相同?

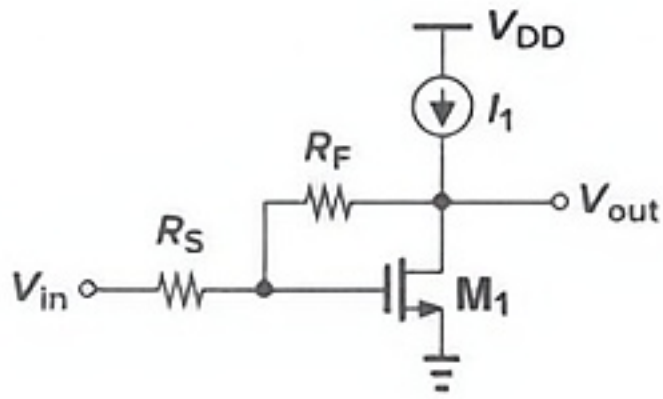


图 7.80

271

- 7.29 考虑图 7.39(c) 和 (d) 的电路, 但包括  $C_{GS}$  和与栅串联的无噪声阻抗  $Z_1$ 。推导  $I_{n,out1}$  和  $I_{n,out2}$  的表达式。在这种情况下辅助定理成立吗?
- 7.30 重做例 7.14, 但包括  $C_{GS}$  和与栅串联的阻抗  $Z_1$ 。在这种情况下辅助定理成立吗?
- 7.31 在图 7.49 中, 假设输入开路, 通过与  $M_1$  的栅串联的电压源来为  $M_1$  的热噪声建模。
- (a) 确定产生的输出电压。(第 3 章中已推导了负反馈共源级的电压增益。)
- (b) 现在用输入电流来表示这个输出电压, 将该结果与  $M_2$  和  $M_3$  的贡献进行比较。
- 7.32 图 7.81 显示了由源电阻  $R_S$  驱动的低噪声放大器。如果该放大器可以用低频增益  $A_0$  和单极点  $\omega_0$  来建模, 确定在输出端由  $R_S$  产生的总积分噪声。

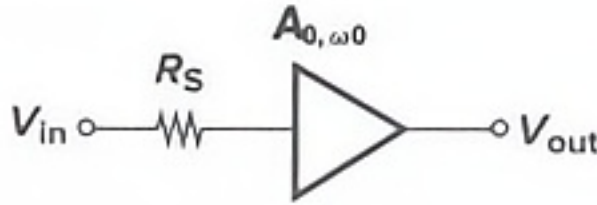


图 7.81

272

- 7.33 只考虑图 7.82 中的热噪声。确定输出噪声谱和总积分噪声。假设  $\lambda > 0$ 。
- 7.34 计算图 7.83 所示电路的输入参考热噪声和闪烁噪声, 这里关注的输出是  $I_{D3} - I_{D4}$ 。考虑两种情况: (a) 这些电流源是理想的; (b) 这些电流源均由 MOS 器件实现。忽略沟道



长度调制效应和体效应。

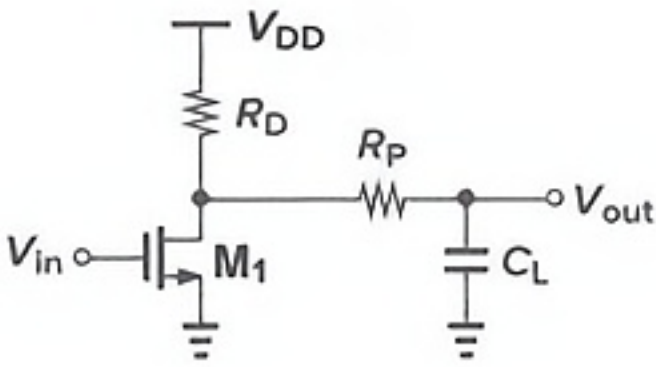


图 7.82

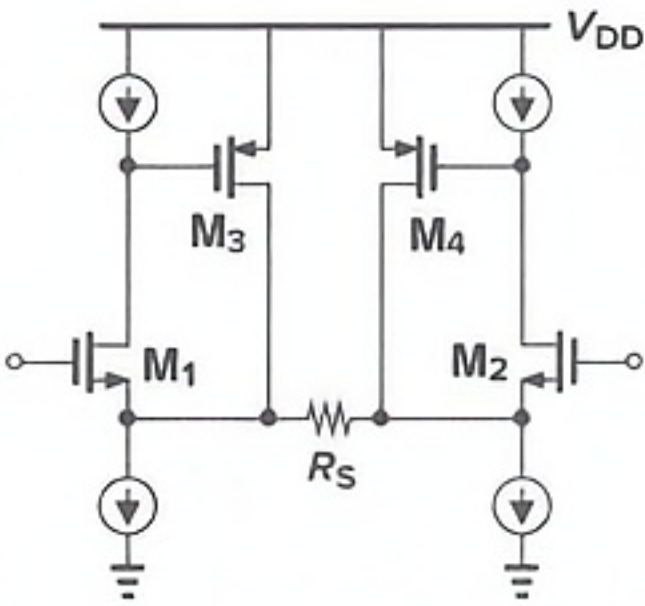


图 7.83



# 第 8 章

## 反 馈

1927 年 8 月的一个温暖的早上,哈尔德·布莱克(Harold Black)坐船从纽约去新泽西,他在那里的贝尔实验室工作。那段时间,他正和其他研究人员一起研究远程电话网络中放大器的非线性问题,寻求一种实用的解决办法。他在船上看到报纸时突然有了一个灵感,便在报纸上画了一个图,后来凭此申请了专利,这就是我们知道的负反馈放大器。

反馈是模拟电路中广泛应用的一种非常有效的技术。例如,负反馈提供高精度信号处理,正反馈使振荡器的建立成为可能。本章只研究负反馈,以下“反馈”一词均指负反馈。

我们首先从反馈电路的一般概念出发,阐述反馈带来的大量益处;接着研究四种反馈电路结构及其特性。然后,我们讨论反馈电路分析中的困难,作为可能的解决方案,介绍二端口技术、波特技术和布莱克曼定理。

### 8.1 概述

图 8.1 显示了一个负反馈系统,其中  $H(s)$  和  $G(s)$  分别叫做前馈网络和反馈网络。因为  $G(s)$  的输出是  $G(s)Y(s)$ ,所以  $H(s)$  的输入为  $X(s) - G(s)Y(s)$ ,叫做反馈误差,即

$$Y(s) = H(s)[X(s) - G(s)Y(s)] \quad (8.1)$$

则

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (8.2) \quad 274$$

称  $H(s)$  为“开环”传输函数, $Y(s)/X(s)$  为“闭环”传输函数。在本书中的大多数情况下, $H(s)$  表示一个放大器, $G(s)$  是一个与频率无关的量,换句话说,输出信号的一部分被检测并与输入信号相比较,产生一个误差项。一个设计良好的负反馈系统能使误差项最小,因而使  $G(s)$  的输出成为系统输入的精确“复制”,因此使系统的输出成为输入的按比例的可复制,如图 8.2 所示。 $H(s)$  的输入可以认为是“虚地”的,这是因为该点的信号幅值很小。在后面的讨论中用一个与频率无关的量  $\beta$  代替  $G(s)$ ,称  $\beta$  为“反馈系数”。

在此有必要认识图 8.1 中组成反馈系统的四个部分:

(1)前馈放大器;



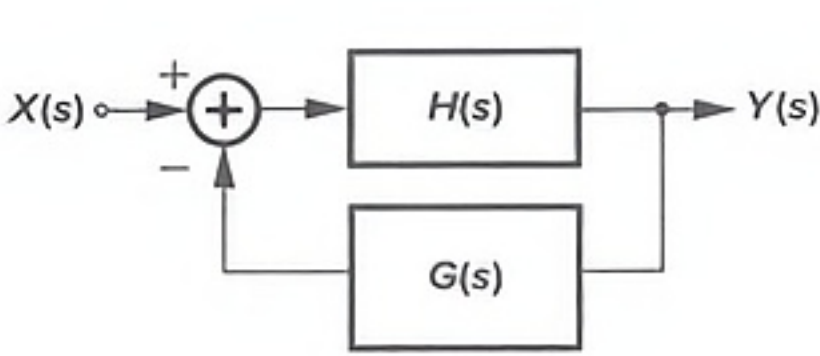


图 8.1 一般的反馈系统

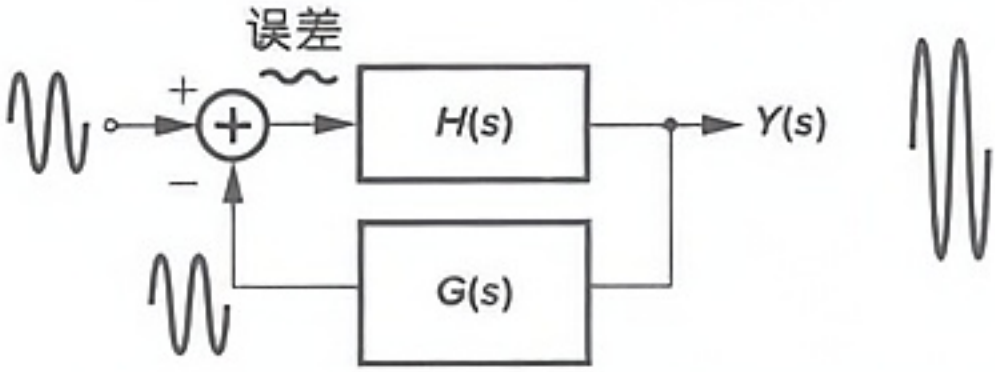


图 8.2 反馈网络的输出与输入信号的相似性

- (2)检测输出的方式;
- (3)反馈网络;
- (4)产生反馈误差的方式,即减法器(或加法器)。

虽然在一个带有电阻负反馈的简单共源级中这四部分可能不明显,但是在任何反馈系统中它们都是存在的。

8.1.1 反馈电路的特性

在分析反馈电路之前,先研究一些简单的例子来说明负反馈的好处。

增益灵敏度降低

考虑图 8.3(a)中的共源级,其电压增益是  $g_{m1} r_{O1}$ 。由于  $g_{m1}$  和  $r_{O1}$  都随工艺和温度而变,因此此电路的显著缺点是增益不精确。现在假设把此电路改进为图 8.3(b)所示,在此  $M_1$  管的栅极偏置方式没有画出(见第 13 章)。下面计算电路在较低频时的总电压增益,这频率低到使  $C_2$  从输出结点抽取的小信号电流可以忽略,即: $V_{out}/V_X = -g_{m1} r_{O1}$ , 由于  $(V_{out} - V_X)C_2 s = (V_X - V_{in})C_1 s$ , 我们得到

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{g_{m1} r_{O1}}\right) \frac{C_2}{C_1} + \frac{1}{g_{m1} r_{O1}}}$$

(8.3)

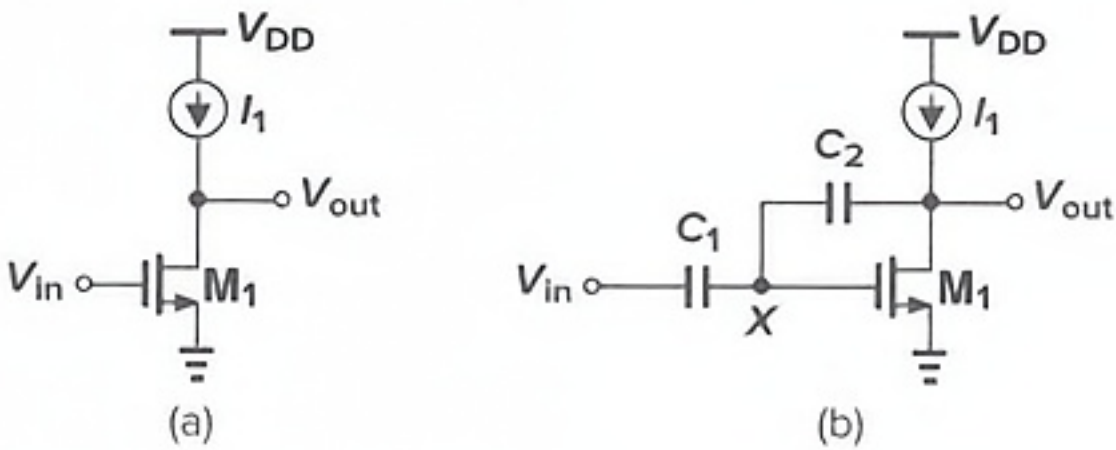


图 8.3 (a)简单共源级;(b)有反馈的共源级电路

如果  $g_{m1} r_{O1}$  很大,分母中的  $1/g_{m1} r_{O1}$  项就可忽略,得

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{C_1}{C_2}$$

(8.4)

与  $g_{m1} r_{O1}$  相比,这个增益的表达式是两个电容之比,因此增益能够更精确地控制。如果  $C_1$  和  $C_2$  是由同一材料做成的,那么  $C_1/C_2$  就不随工艺和温度而改变。

上面的例子表明负反馈使增益“灵敏度降低”,即闭环增益对器件参数的变化没有开环敏



感。人们也可以说,负反馈可“稳定”增益,从而“提高了稳定性”。但这个术语可能与频率稳定性(第10章)互相混淆,因为在第10章中,作为负反馈的一种结果,稳定性通常会恶化。图8.4是更一般的情形,增益灵敏度降低可定量表示为

$$\frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (8.5)$$

$$\approx \frac{1}{\beta} \left( 1 - \frac{1}{\beta A} \right) \quad (8.6)$$

这里假定  $\beta A \gg 1$ 。值得注意的是,一阶精度的闭环增益由反馈系数  $\beta$  决定。更重要的是,即使开环增益变为原来2倍,由于  $1/(\beta A) \ll 1$ ,所以  $Y/X$  的变化非常小。

$\beta A$  称为环路增益,是反馈系统中一个很重要的量<sup>①</sup>。从式(8.6)可以看出  $\beta A$  越大,  $Y/X$  对  $A$  的变化越不敏感。另一方面,可以通过增大  $A$  或  $\beta$  来使闭环增益更加精确。值得注意的是,如果  $\beta$  增加,闭环增益  $Y/X \approx 1/\beta$  就会减小,因此最好在闭环增益和精确度之间进行折中。换句话说,对一个高增益的放大器,可应用负反馈使闭环增益降低,但其灵敏度也会降低。这里得出的另一个结论是,反馈网络的输出等于  $\beta Y = X A \beta / (1 + \beta A)$ ,此值由于  $\beta A$  远大于1而接近于  $X$ ,这个结论与图8.2一致。

环路增益的计算一般以下面的方法进行。如图8.5所示,将主输入置为(ac)零,在某点断开环路,在“顺时针方向”注入一个测试信号,使信号沿环路环绕,直到回到这个断点,我们得到一个电压值。导出的传输函数的负值就是环路增益。环路增益是一个无量纲的量。在图8.5中  $V_i \beta (-1) A = V_F$ ,则  $V_F/V_i = -\beta A$ ,同理,对于图8.6所示的简单反馈电路,我们可写出  $V_X = V_i C_2 / (C_1 + C_2)$ ,而且得到<sup>②</sup>

$$V_i \frac{C_2}{C_1 + C_2} (-g_{m1} r_{O1}) = V_F \quad (8.7)$$

即

$$\frac{V_F}{V_i} = - \frac{C_2}{C_1 + C_2} g_{m1} r_{O1} \quad (8.8)$$

应该注意的是,在这里忽略了由  $C_2$  从输出端抽取的电流,这个问题将在8.5节中讨论。

### 例 8.1

确定图8.7(a)所示反馈共栅级的环路增益。

解:为了计算环增益,我们必须首先将主输入设置为(ac)零,得到图8.7(b)所示的结构。重画该电路,如图8.7(c)所示。我们认识到,这种结构与  $V_{in} = 0$  时的图8.3(b)的CS级是相

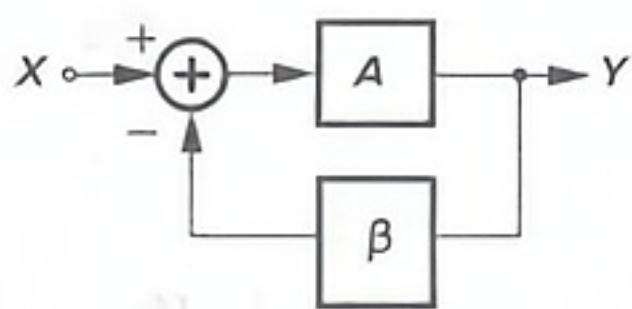


图 8.4 简单的反馈系统

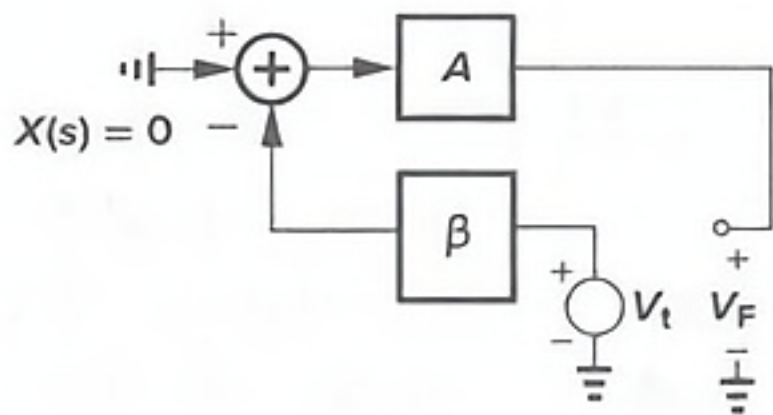


图 8.5 计算环路增益

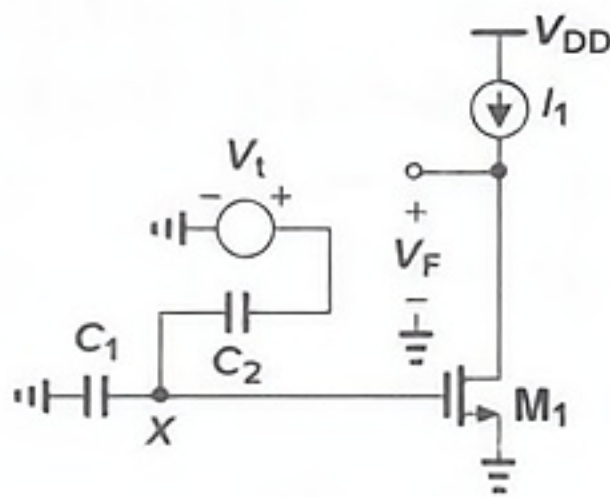


图 8.6 一个简单反馈电路中环路增益的计算

① 不要把环路增益和开环增益混淆。

② 这里常见的错误是,认为在非常低的频率下  $C_2$  不通过的信号,因此  $V_X = 0$ 。这是不正确的,因为在非常低的频率下  $C_1$  也具有高的阻抗。



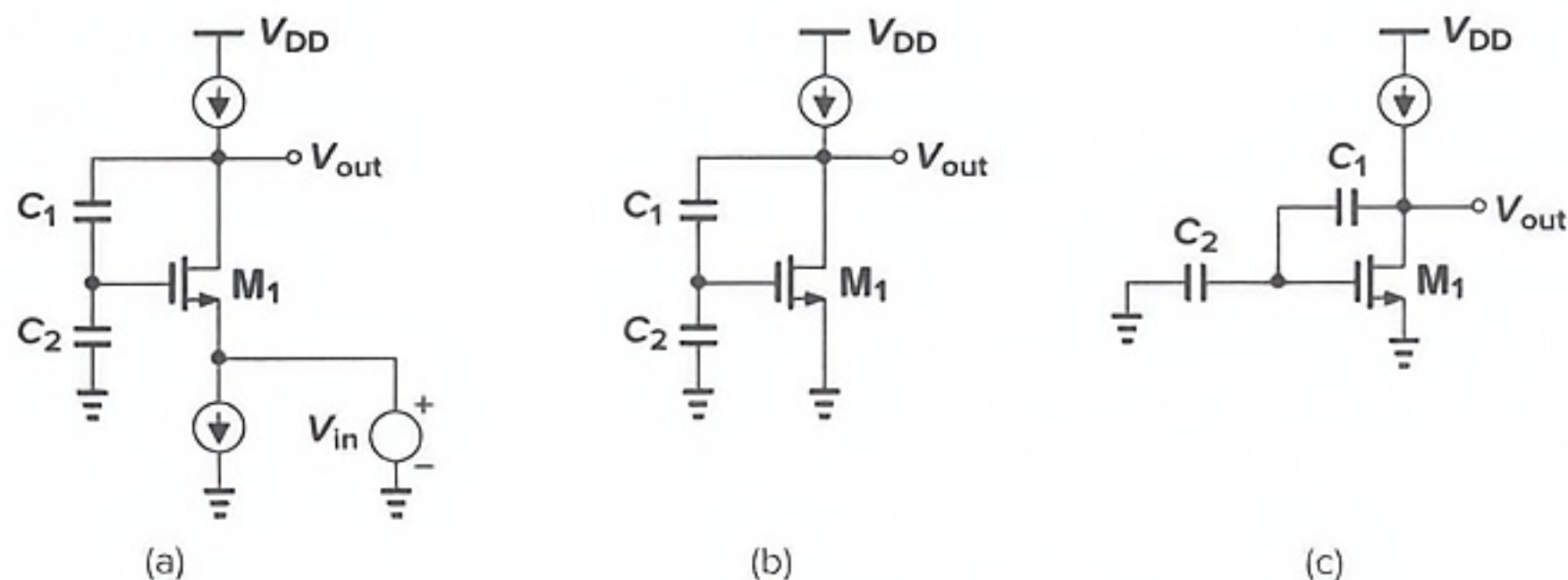


图 8.7

同的。因此,环路增益由式(8.8)给出。

这里重要的一点是,在计算环路增益时,我们不知道那里是主要输入和输出的终端。因此,看似不同的电路结构可能具有相同的环路增益。

应该强调的是,反馈所导致的增益灵敏度降低使得反馈系统具有许多其它特性。分析式(8.6)可知,当  $\beta A$  较大时,即使  $A$  的变化很大,它对  $Y/X$  的影响仍可忽略。 $A$  的这些变化可能是由于不同的原因,比如工艺、温度、频率和加载。例如,如果  $A$  在高频时减小, $Y/X$  将变化很小,而增大了带宽;同样,如果  $A$  是由于放大器驱动一个重负载而减小, $Y/X$  将不会受到多大影响。这些概念在下面将会变得很清楚。

### 终端阻抗变化

作为第二个例子,让我们研究图 8.8(a)所示电路。电路中容性分压器检测共栅级的输出电压,并把得到的电压加在电流源  $M_2$  的栅极上,这样就使电流反馈信号回到输入端<sup>①</sup>。我们的目的是计算有反馈和无反馈时低频下的输入电阻。忽略沟道调制效应和  $C_1$  抽取的电流,断开反馈环路(图 8.8(b)),我们得到

$$R_{in,open} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \quad (8.9)$$

对于闭环电路,如图 8.8(c)所示,有  $V_{out} = (g_{m1} + g_{mb1})V_x R_D$  和

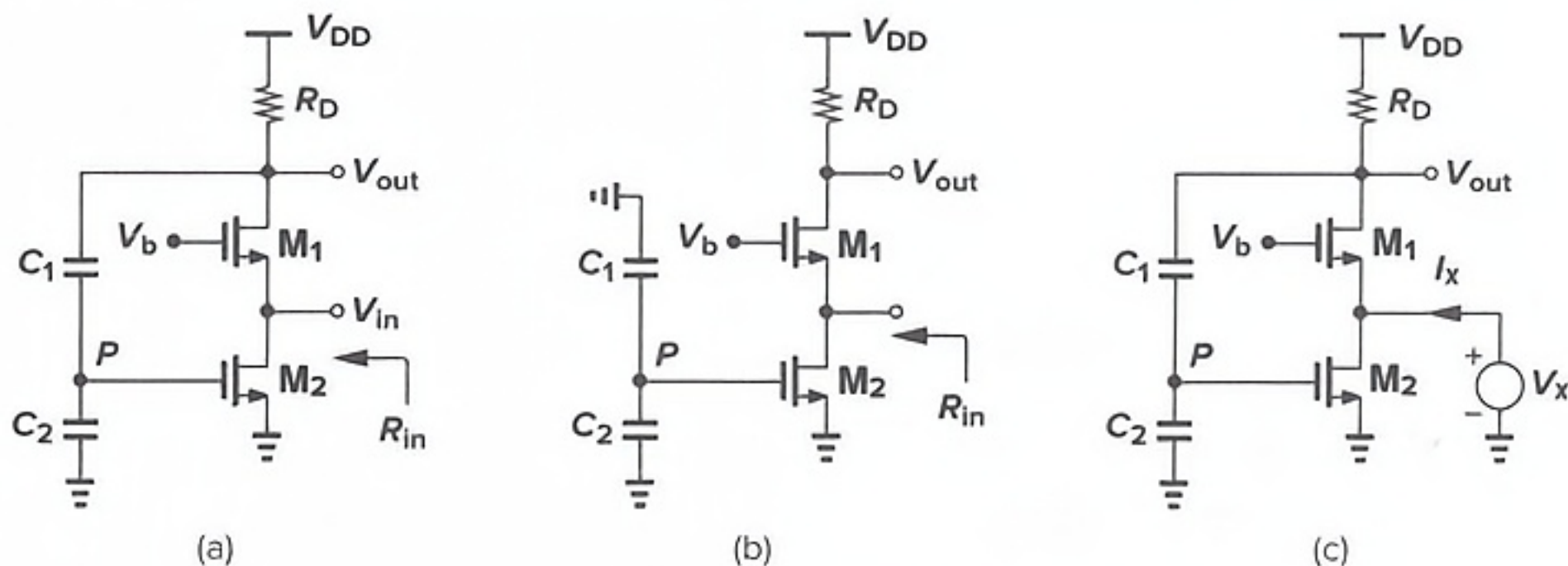


图 8.8 (a)有反馈的共栅电路;(b)开环电路;(c)输入电阻的计算

① 图中没有画出  $M_2$  的偏置网络。



$$V_P = V_{\text{out}} \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (8.10)$$

$$= (g_{m1} + g_{mb1}) V_X R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (8.11)$$

因此  $M_2$  的小信号漏电流等于  $g_{m2} (g_{m1} + g_{mb1}) V_X R_D C_1 / (C_1 + C_2)$ , 把这个电流加到有适当极性的  $M_1$  的漏电流上, 得到  $I_X$ :

$$I_X = (g_{m1} + g_{mb1}) V_X + g_{m2} (g_{m1} + g_{mb1}) \frac{C_1}{C_1 + C_2} R_D V_X \quad (8.12)$$

$$= (g_{m1} + g_{mb1}) \left( 1 + g_{m2} R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) V_X \quad (8.13) \quad 278$$

由此得出

$$R_{\text{in, closed}} = V_X / I_X \quad (8.14)$$

$$= \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \frac{1}{1 + g_{m2} R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2}} \quad (8.15)$$

由此, 我们可以得到结论: 这种反馈使输入电阻减小到原值的  $[1 + g_{m2} R_D C_1 / (C_1 + C_2)]^{-1}$ 。读者可以证明:  $g_{m2} R_D C_1 / (C_1 + C_2)$  是环路增益。

现在让我们考虑图 8.9(a) 所示电路, 此电路是一个用反馈改变输出阻抗的例子。电路中  $M_1$ 、 $R_S$  和  $R_D$  组成共源级,  $C_1$ 、 $C_2$  和  $M_2$  检测输出电压<sup>①</sup>, 并使大小为  $[C_1 / (C_1 + C_2)] V_{\text{out}} g_{m2}$  的电流返回到  $M_1$  的源极。读者可以证明, 这个反馈的确是负反馈。为了计算较低频时的输出电阻, 把输入置为零[图 8.9(b)], 则

$$I_{D1} = V_X \frac{C_1}{C_1 + C_2} g_{m2} \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}}} \quad (8.16)$$

由于  $I_X = (V_X / R_D) + I_{D1}$ , 我们得到

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_D}{1 + \frac{g_{m2} R_S (g_{m1} + g_{mb1}) R_D}{(g_{m1} + g_{mb1}) R_S + 1} \frac{C_1}{C_1 + C_2}} \quad (8.17)$$

式(8.17)说明, 这种反馈减小了输出电阻, 该式的分母的确等于 1 加上环路增益。

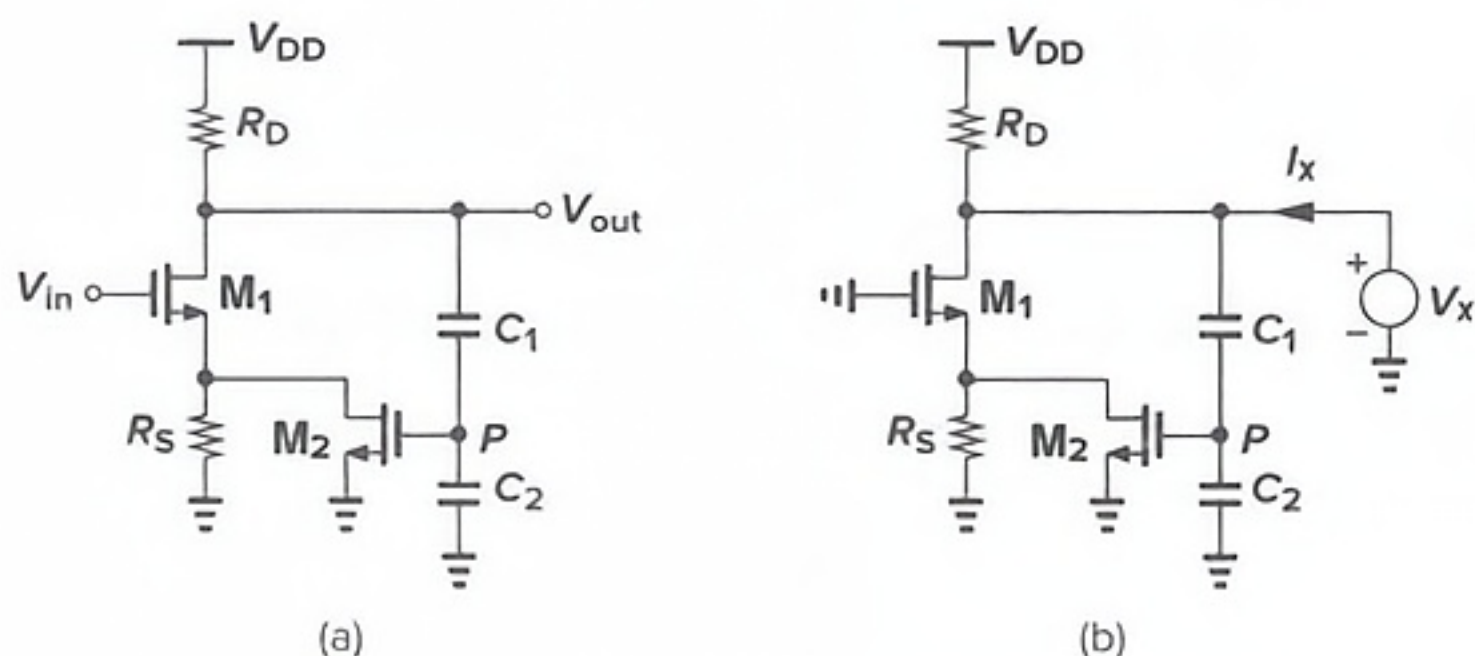


图 8.9 (a)带反馈的共源级;(b)输出电阻的计算

①  $M_2$  的偏置没有画出。