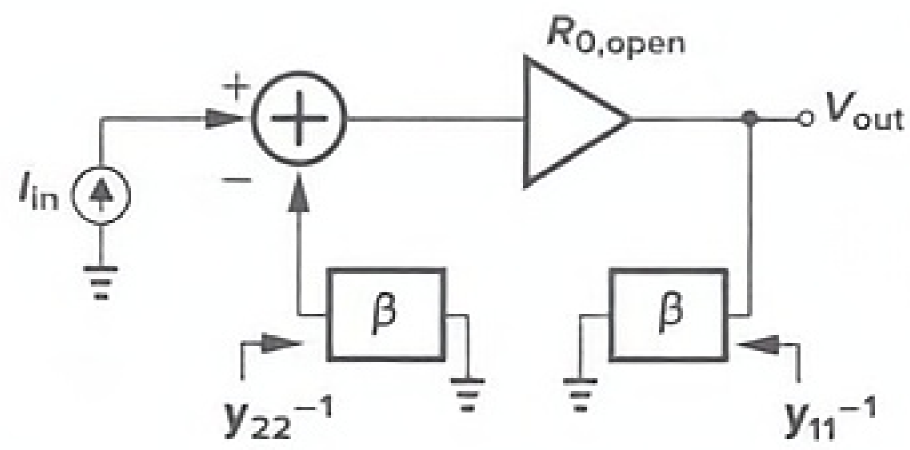

311 图 8.61 断开电压-电流反馈环路的原理图

例 8.15

图 8.62(a)显示了光通信系统中常用的跨阻放大器的结构。如果 $\lambda=0$,确定电路的增益和输入、输出阻抗。

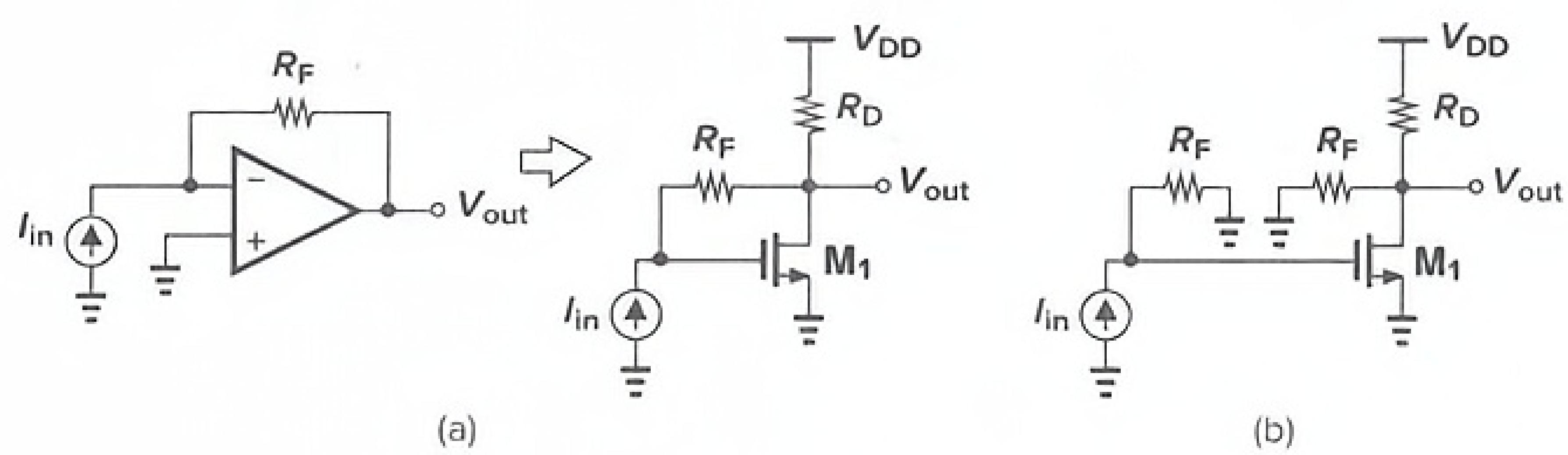

图 8.62

解:我们可以把反馈电阻 R_F 看成一个网络,该网络检测输出电压,将它转换为电流,并将结果返回到输入。根据图 8.61,构建如图 8.62(b)所示的加载的开环放大器,并表示开环增益为

$$R_{0,open}=-R_F g_m(R_F \parallel R_D) \tag{8.94}$$

反馈系数 $y_{21}(=I_2/V_1$,如果 $V_2=0)$等于 $-1/R_F$。因此得出,闭环增益为

$$\frac{V_{out}}{I_{in}}=\frac{-R_F g_m(R_F \parallel R_D)}{1+g_m(R_F \parallel R_D)} \tag{8.95}$$

如果 $g_m(R_F \parallel R_D)\gg 1$,上式的值变为 $-R_F$,这是预期的结果(为什么?)。闭环的输入阻抗为

$$R_{in}=\frac{R_F}{1+g_m(R_F \parallel R_D)} \tag{8.96}$$

如果上述条件成立,R_{in} 约等于 $(1+R_F/R_D)(1/g_m)$。同样,闭环输出阻抗为

$$R_{out}=\frac{R_F \parallel R_D}{1+g_m(R_F \parallel R_D)} \tag{8.97}$$

如果 $g_m(R_F \parallel R_D)\gg 1$,上式为 $1/g_m$。注意,如果 $\lambda>0$,上式中,我们可以简单地用 $(R_D \parallel r_O)$ 代替 R_D。

这个跨导放大器十分简单,以至于可以直接求解,鼓励读者直接求解。但是,我们可以很容易地发现两个与上述结果不一致的地方。第一,在 M_1 的栅极断开环路所产生的环路增益为 $g_m R_D$,而不是 $g_m(R_D \parallel R_F)$。第二,闭环输出阻抗[图 8.62(a)中 I_{in} 设置为零]等于 $R_D \parallel (1/g_m)=R_D(1+g_m R_D)$。上述推导得到的值可以表示为 $R_D/(1+g_m R_D+R_D/R_F)$,显示出了附加的一项 R_D/R_F。这些错误来源于模型的近似性质。

例 8.16

计算图 8.63(a)所示电路的电压增益。

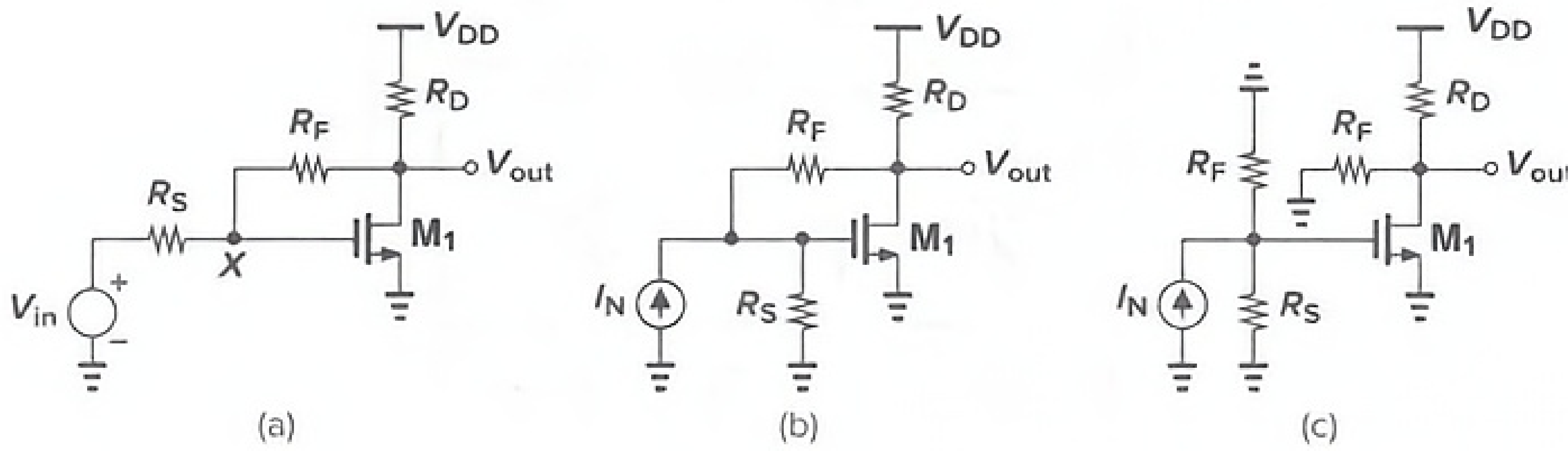

图 8.63

解:这个电路的反馈类型是什么?电阻 R_F 检测输出电压并向 X 结点返回一个与其成正比的电流,因此这种反馈可以看作是电压-电流型。然而在图 8.60(a)所示的一般情况下,输入信号是电流量,而在本例中输入信号是电压量。因此,我们通过诺顿等效来代替 V_{in} 和 R_S[图 8.63(b)],并把 R_S 看作主放大器的输入电阻。如图 8.61 所示,断开环路,忽略沟道长度调制效应,由图 8.63(c)可以写出开环增益为 312

$$R_{0,open} = \left.\frac{V_{out}}{I_N}\right|_{open} \tag{8.98}$$

$$= -(R_S \| R_F)g_m(R_F \| R_D) \tag{8.99}$$

这里,$I_N = V_{in}/R_S$。我们同样可以求出环路增益为 $Y_{21}R_{0,open}$。这样,图 8.63(a)中电路的电压增益为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{R_S}\frac{-(R_S \| R_F)g_m(R_F \| R_D)}{1+g_m(R_F \| R_D)R_S/(R_S+R_F)} \tag{8.100}$$

有趣的是,如果用一个电容替换 R_F,按照以上分析,在传输函数中不会产生零点,这是因为我们忽略了反馈网络的反向传输(从反馈网络的输出端到输入端)。计算电路的输入和输出阻抗也是有用的,这里作为练习留给读者。鼓励读者把这个练习的题解应用到图 8.3(b)的电路中。

8.5.5 电流-电流反馈中的加载

在这种情况下,前馈放大器对输入电流的响应是产生输出电流,可通过模型 H 来表示,反馈网络也同样以 H 模型表示。图 8.64 所示的是等效电路,其中忽略了 H_{12} 和 h_{12} 两个发生器。根据该图可以写出

$$I_{in} = I_e H_{11} h_{22} + h_{21} I_{out} + I_e \tag{8.101}$$

$$I_{out} = -I_{out} h_{11} H_{22} + H_{21} I_e \tag{8.102}$$ 313

因此,

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\dfrac{H_{21}}{(1+h_{22}H_{11})(1+h_{11}H_{22})}}{1+h_{21}\dfrac{H_{21}}{(1+h_{22}H_{11})(1+h_{11}H_{22})}} \tag{8.103}$$

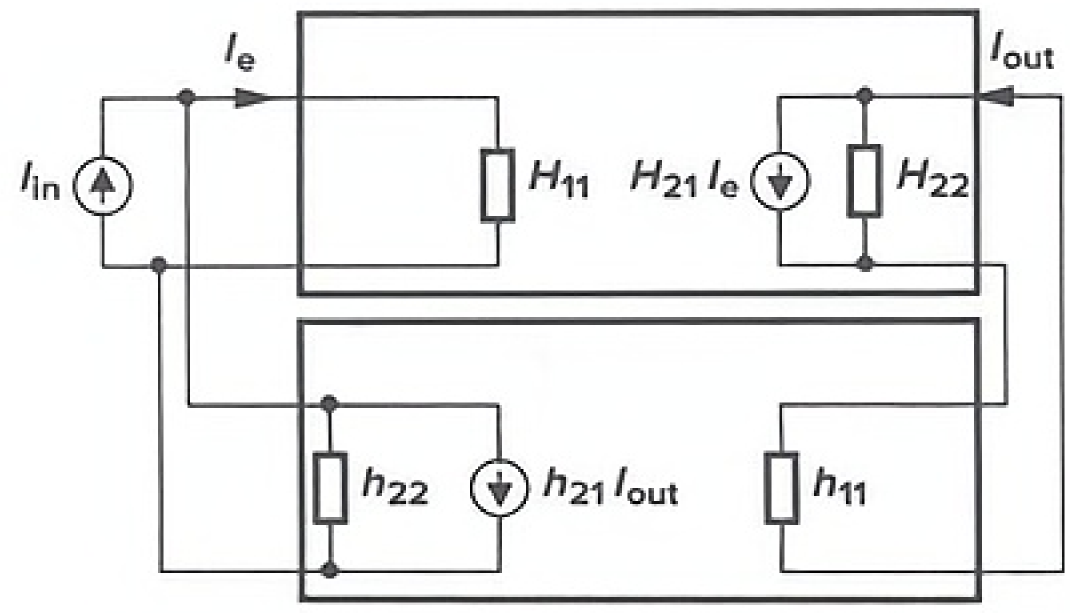

图 8.64 电流-电流反馈的等效电路

如同以前的结构,我们定义等效的开环电流增益和反馈系数分别为

$$A_{I,open} = \frac{H_{21}}{(1 + h_{22}H_{11})(1 + h_{11}H_{22})} \tag{8.104}$$

$$\beta = h_{21} \tag{8.105}$$

断开环路的原理图如图 8.65 所示,环路增益等于 $h_{21}A_{I,open}$。

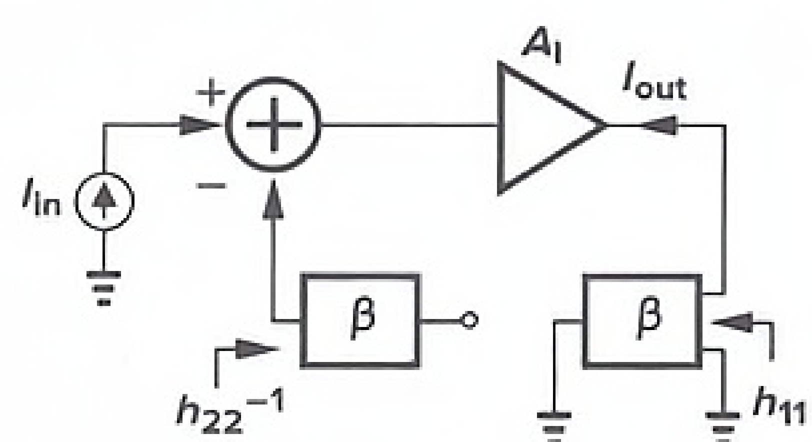

图 8.65 电流-电流反馈中加载的原理图

例 8.17

计算图 8.66(a)中电路的开环和闭环增益。假设 $\lambda=\gamma=0$。

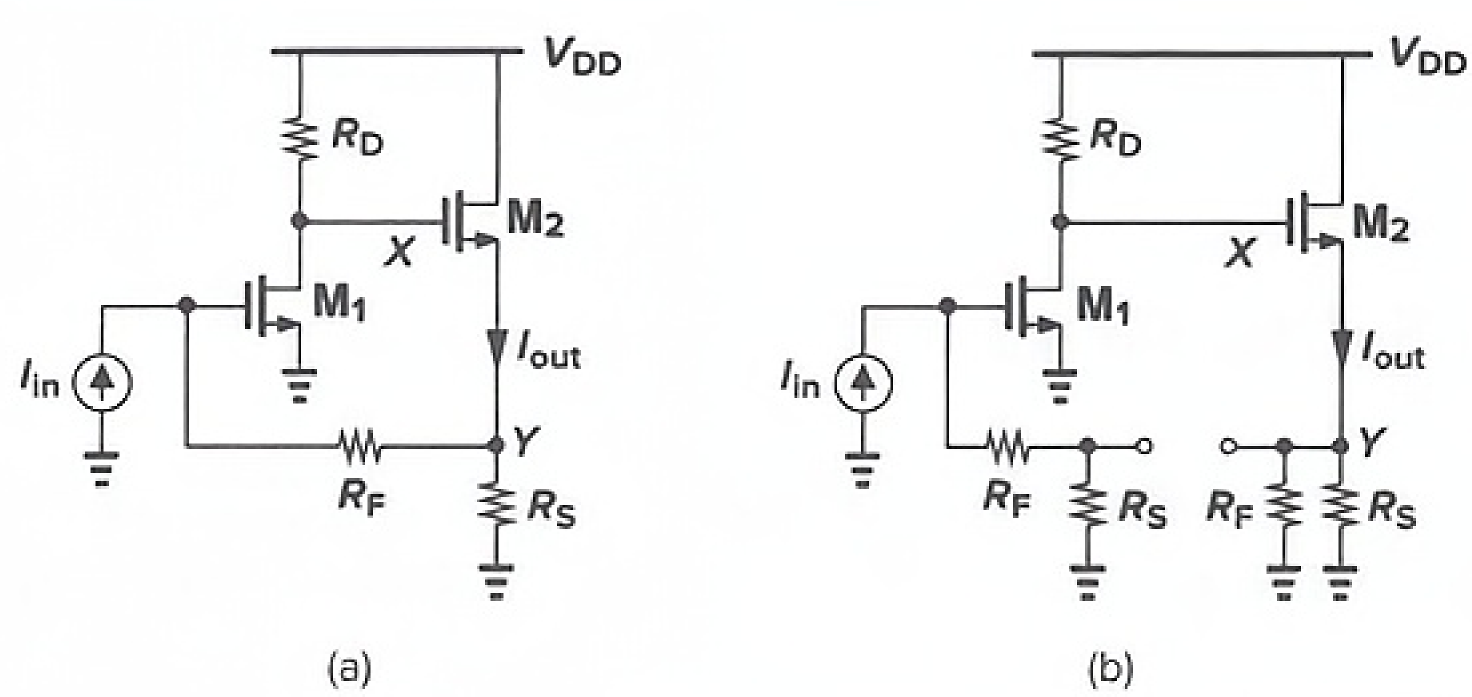

图 8.66

解:在这个电路中,R_S 和 R_F 检测输出电流并把它的一部分返回到输入端。根据图 8.65 断开环路,得到图 8.66(b)的电路,我们得到

$$A_{I,open} = -(R_F + R_S)g_{m1}R_D \frac{1}{R_S \parallel R_F + 1/g_{m2}} \tag{8.106}$$

环路增益为 $h_{21}A_{\mathrm{I,open}}$。由式(8.62)可知，$V_2=0$ 时 $h_{21}=I_2/I_1$。对于由 R_S 和 R_F 构成的反馈网络，我们得到 $h_{21}=-R_S/(R_S+R_F)$。闭环增益等于 $A_{\mathrm{I,open}}/(1+h_{21}A_{\mathrm{I,open}})$。 314

8.5.6　加载效应小结

对前面各种加载的研究结果在图 8.67 中进行了小结。分析可以分三步进行：

(1)断开含有完全加载的环路，计算开环增益 A_{OL} 及开环输入和输出阻抗；

(2)确定反馈系数 β，得出环路增益 βA_{OL}；

(3)将开环的各个值通过比例因子 $1+\beta A_{OL}$ 的变化，计算闭环增益、输入和输出的阻抗。注意，在定义 β 的式子中，脚标 1 和 2 分别指反馈网络的输入和输出端口。

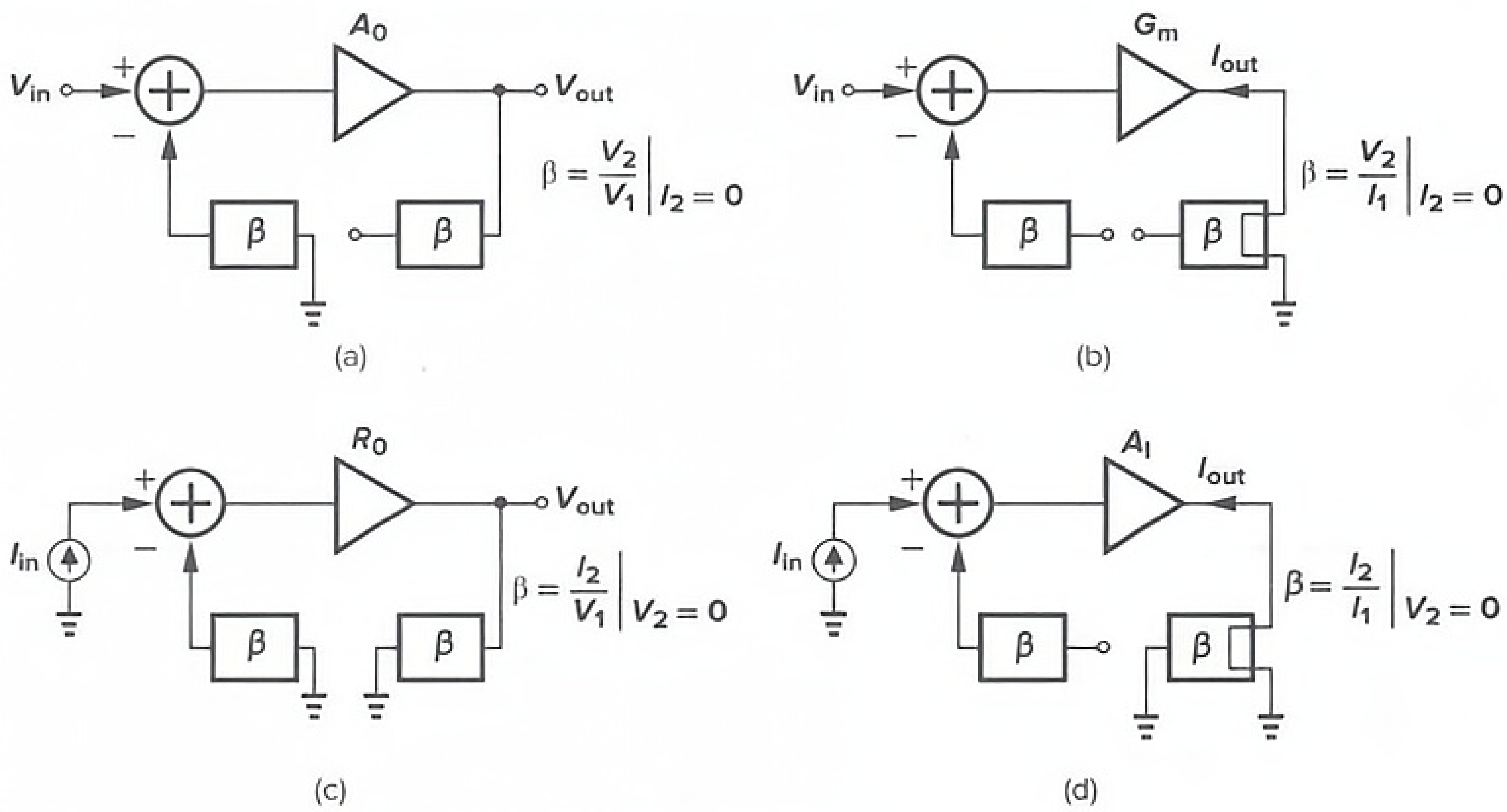

图 8.67　加载效应小结

在本章中，我们阐述了得到环路增益的两种方法：

(1)通过如图 8.5 所示在任意点断开环路；

(2)通过如图 8.67 所示计算 A_{OL} 和 β。

由于表 8.1 所列出的各种问题，用这两种方法得到的结果稍有不同。

8.6　反馈电路中的波特分析方法

波特方法为电路的闭环参数(无论它是否包含反馈)提供了严格的解决方法，但是它不能提供多个反馈机制存在条件下的环路增益。本节中提出的分析最初是由波特(Bode)在其 1945 年的经典教材《网络分析和反馈网络的设计》中叙述的。由于这种方法不那么直观，我们鼓励读者耐心地、多次地阅读本节内容。

8.6.1 观察结果

探讨波特分析方法之前,我们应该进行两个简单的、然而是新的关于电路方程式的分析。

首先,考虑图 8.68(a)中所示的一般电路,其中一个晶体管明确地显示了理想的形式。从前面的章节中关于小信号增益和传输函数的分析我们知道,V_{out} 最终可以表示为 A_vV_{in} 或 $H(s)V_{in}$。但是,如果我们用 I_1 表示受控的电流源而不进行 $I_1=g_mV_1$ 的替换,结果会怎样?
315 这时,得到的 V_{out} 作为 V_{in} 和 I_1 两者的函数:

$$V_{out}=AV_{in}+BI_1 \tag{8.107}$$

以图 8.68(b)所示的带负反馈的共源级为例,我们注意到,向上流过 R_D(和向下通过 R_S)的电流等于 $-V_{out}/R_D$,因此 r_O 两端的电压降为 $(-V_{out}/R_D-I_1)r_O$。因此,由绕输出网络的 KVL 得出

$$V_{out}=\left(-\frac{V_{out}}{R_D}-I_1\right)r_O-\frac{V_{out}}{R_D}R_S \tag{8.108}$$

即

$$V_{out}=\frac{-r_O}{1+\dfrac{r_O+R_S}{R_D}}I_1 \tag{8.109}$$

在这种情况下,$A=0$ 和 $B=-r_OR_D/(R_D+r_O+R_S)$。

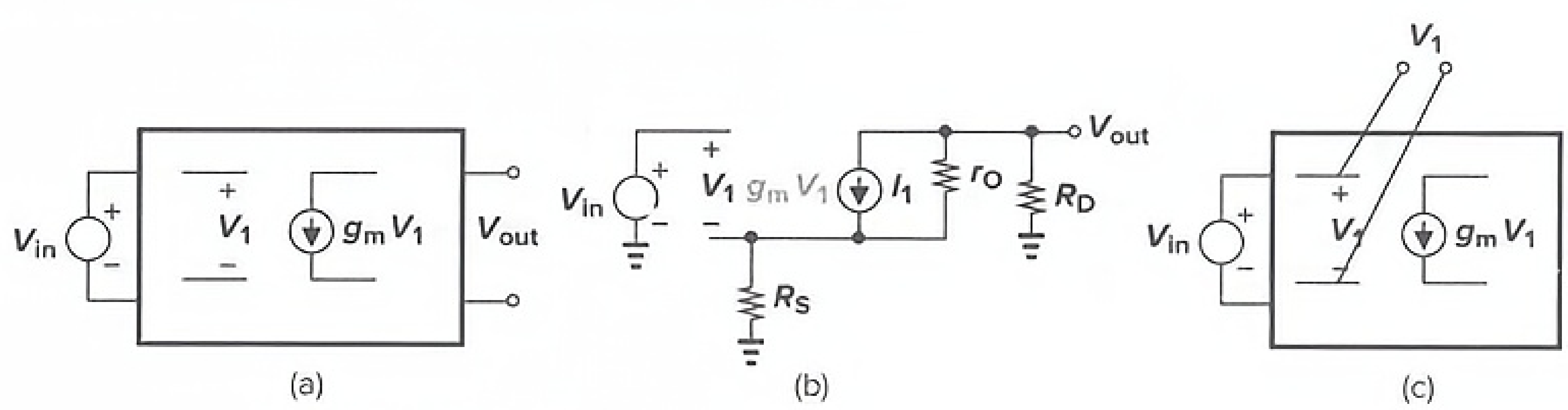

图 8.68 (a)含有受控源的电路;(b)电路的例子;(c)V_1 作为所关注的信号

其次,让我们返回到图 8.68(a)的一般电路,并把 V_1 作为所关注的信号,即,我们希望 V_1 作为 V_{in} 的函数,以 A_vV_{in} 或 $H(s)V_{in}$ 的形式来计算 V_1。通过假装 V_1 就是"输出",这总是可能的,如图 8.68(c)所示。类似于式(8.107),V_1 可以写成

$$V_1=CV_{in}+DI_1 \tag{8.110}$$

如果我们暂时忘记 $I_1=g_mV_1$。例如在图 8.68(b)中,我们把通过 R_S(和 R_D)的电流表示为 $(V_{in}-V_1)/R_S$(译者注:原文此式中无"/"号,有误),从 I_1 中减去这个电流,并让所得到的电流通过 r_O。由绕输出网络的 KVL 得到

$$V_{in}-V_1-\left(I_1-\frac{V_{in}-V_1}{R_S}\right)r_O=-\frac{V_{in}-V_1}{R_S}R_D \tag{8.111}$$

因此得到

$$V_1=V_{in}-\frac{r_OR_S}{R_D+r_O+R_S}I_1 \tag{8.112}$$

也就是说，$C=1$，$D=-r_OR_S/(R_D+r_O+R_S)$。 316

总之，在一个给定的、至少包含一个晶体管的电路中（无论有无反馈），我们最终可以得到关于 V_{out} 和 V_1 的两个方程式，它们均用 V_{in} 和 I_1 来表示。为了得到 V_{out}/V_{in}，我们求解这两个方程，同时要应用 I_1 实际上等于 g_mV_1 的知识。

上述的研究，特别是式(8.107)和式(8.110)，似乎是不必要的、繁琐的。毕竟我们可以用更少的代数方程直接求解图 8.68(b)中的电路。然而，关于系数 A、B、C 和 D 的解释提供了一个简单而优雅的反馈分析方法。

8.6.2 系数的解释

我们关注式(8.107)和式(8.110)，对给定的电路，系数 $A\sim D$ 是否可以直接计算？我们从 A 开始：

$$A=\frac{V_{out}}{V_{in}},\ \text{如果}\ I_1=0 \tag{8.113}$$

这一结果意味着，如果受控的电流源设置为零，便可得到该电路的电压增益 A，这可以通过“禁用”晶体管、即迫使晶体管的 g_m 为零的方法很容易地实现。在这种情况下，我们可以考虑 V_{out} 作为输入信号的“馈通”（在没有理想的晶体管时）[图 8.69(a)]。在共源级中，如果 $I_1=0$，则 $V_{out}=0$，因为没有电流通过 R_S、r_O 和 R_D，即 $A=0$。

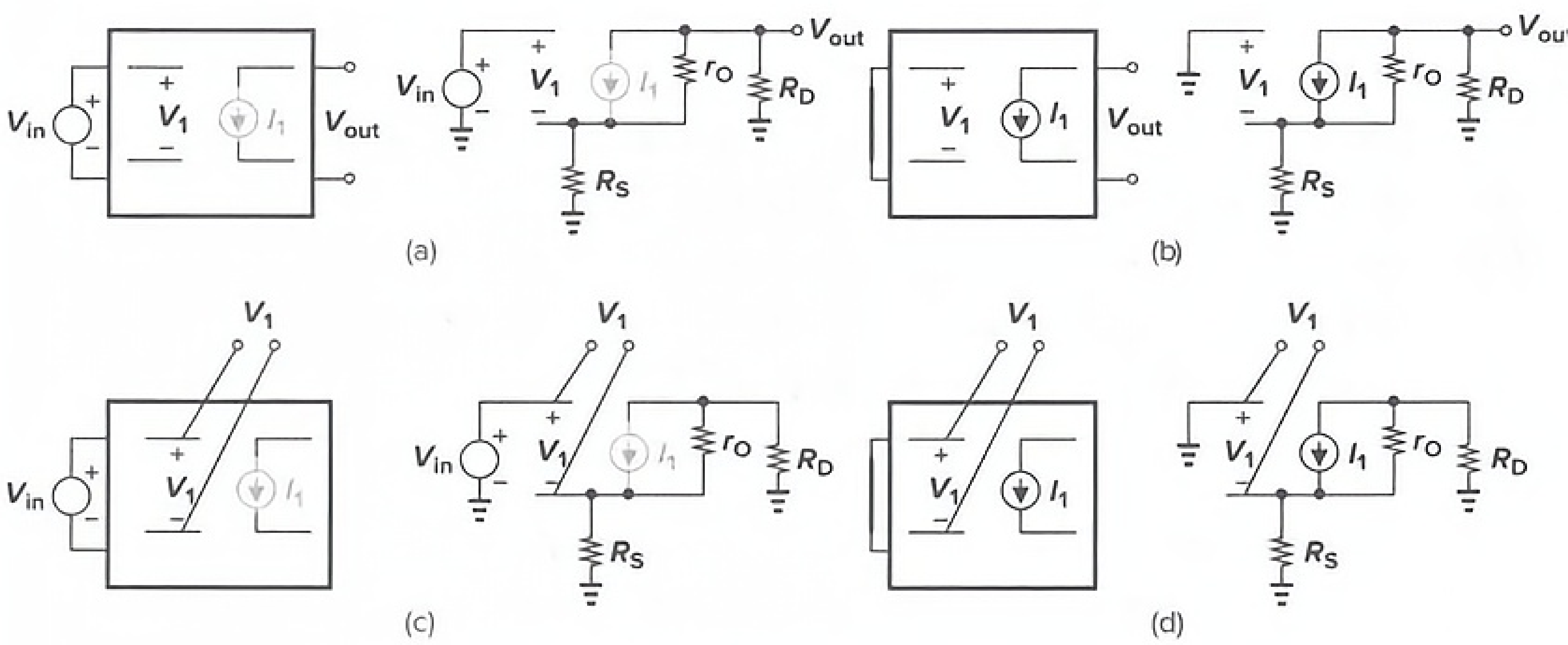

图 8.69 为计算以下系数进行的设置：(a)A；(b)B；(c)C；(d)D

至于式(8.107)中的系数 B，我们有

$$B=\frac{V_{out}}{I_1},\ \text{如果}\ V_{in}=0 \tag{8.114}$$

也就是说，我们将输入设置为零，通过 I_1 来计算 V_{out}[图 8.69(b)]，假装 I_1 是一个独立的电流源[①]。在共源级的例子中，有

$$\left(-\frac{V_{out}}{R_D}-I_1\right)r_O-\frac{V_{out}}{R_D}R_S=V_{out} \tag{8.115}$$ 317

① 如果 I_1 仍然被认为是一个受控源，则电路没有外部的激励，因此不会产生电压或电流。

由此可得

$$V_{out}=\frac{-r_O R_D}{R_D+r_O+R_S}I_1 \tag{8.116}$$

因此,$B=-r_O R_D/(R_D+r_O+R_S)$。

式(8.110)中的系数 C 被解释为

$$C=\frac{V_1}{V_{in}},\ \text{如果}\ I_1=0 \tag{8.117}$$

即,如果晶体管的 g_m 设置为 0,C 是从输入到 V_1 的传输函数[图 8.69(c)]。在共源电路中,这种情况下没有电流流过 R_S,产生 $V_1=V_{in}$和 $C=1$。

最后,得到的系数 D 为

$$D=\frac{V_1}{I_1},\ \text{如果}\ V_{in}=0 \tag{8.118}$$

如图 8.69(d)所示,如果输入为零,D 表示从 I_1 到 V_1 的传输函数。在共源级中,流经 R_S(和 R_D)的电流在这种情况下等于$-V_1/R_S$,r_O 两端产生的电压降为$(-V_1/R_S-I_1)r_O$。绕输出网络的 KVL 得到

$$-V_1-\left(\frac{V_1}{R_S}+I_1\right)r_O=\frac{V_1}{R_S}R_D \tag{8.119}$$

由此我们得到

$$V_1=-\frac{r_O R_S}{R_D+r_O+R_S}I_1 \tag{8.120}$$

因此,$D=-r_O R_S/(R_D+r_O+R_S)$。

总之,系数 $A\sim D$ 的计算如图 8.70 所示:(1)通过设置 g_m 为 0 来禁用晶体管,并作为从 V_{in}到 V_{out}和 V_1 的馈通分别得到 A 和 C;(2)将输入设置为零,并作为从 I_1 到 V_{out}和 V_1 的增益分别我们计算 B 和 D。从另一个角度看,前一步求得 $g_m=0$ 时对 V_{in}产生的响应;后一步求得 $V_{in}=0$ 时对 I_1 的响应。我们甚至可以说,电路每次只被 V_{in}或 I_1 中的一个输入激励,并产生
318 两个所关注的输出:V_{out}和 V_1。读者可能还看不到这些推导的原因,但耐心是一种美德!

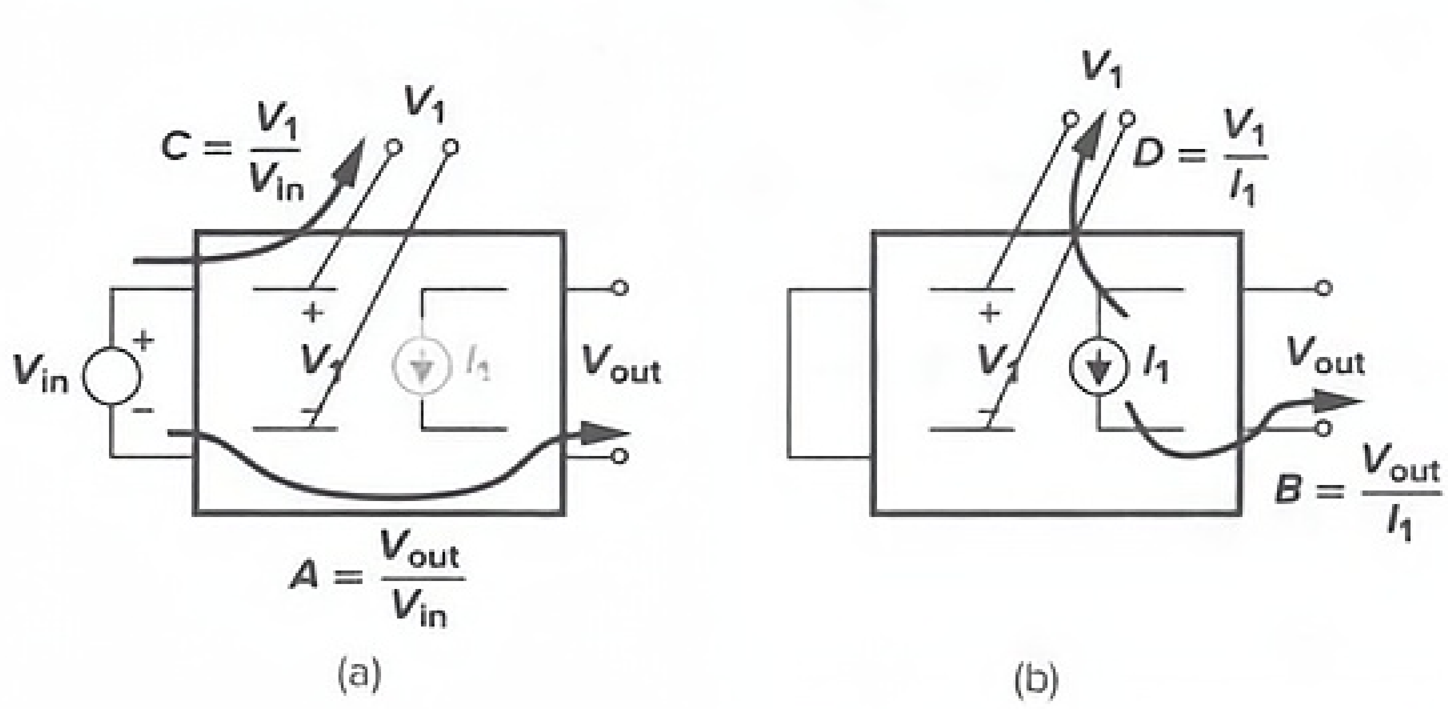

图 8.70 计算 $A\sim D$ 的小结

例 8.18

计算图 8.71(a)所示电路的系数 $A\sim D$。

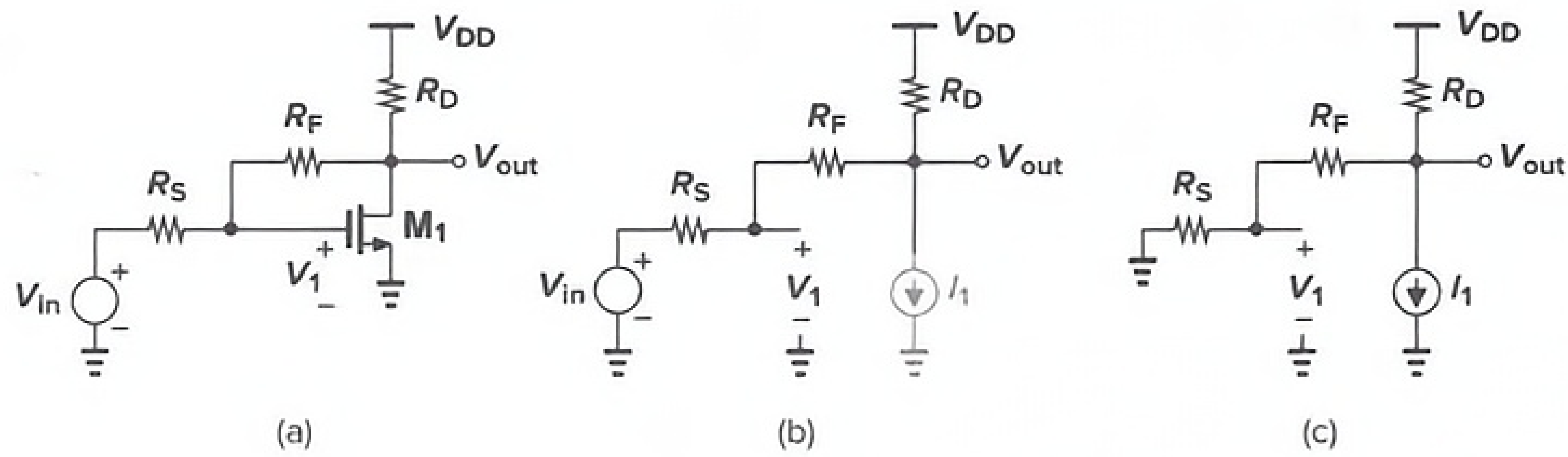

图 8.71

解:根据图 8.70 中所示的步骤,我们首先设置 I_1(即 g_m)为零,并确定馈通成分 V_{out}/V_{in} 和 V_1/V_{in}。从图 8.71(b),我们得到

$$A=\frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{8.121}$$

$$=\frac{R_D}{R_D+R_S+R_F} \tag{8.122}$$

和

$$C=\frac{V_1}{V_{in}} \tag{8.123}$$

$$=\frac{R_F+R_D}{R_D+R_S+R_F} \tag{8.124}$$

其次,我们令 V_{in} 为 0,并计算从 I_1 到 V_{out} 和 V_1 的传输函数[图 8.71(c)]:

$$B=\frac{V_{out}}{I_1} \tag{8.125}$$

$$=-R_D \parallel (R_S+R_F) \tag{8.126}$$

$$=-\frac{R_D(R_S+R_F)}{R_D+R_S+R_F} \tag{8.127}$$

和

$$D=\frac{V_1}{I_1} \tag{8.128}$$

$$=\frac{R_S}{R_S+R_F}\frac{V_{out}}{I_1} \tag{8.129}$$

$$=-\frac{R_S R_D}{R_D+R_S+R_F} \tag{8.130}$$

对于后续研究,我们必须更新关于环路增益计算的记忆。 319

例 8.19

确定图 8.71(a)所示电路中精确的环路增益。

解:我们喜欢在一个不会引起加载效应的端点来断开环路。让我们在 M_1 的栅极断开,如

图 8.72(a)所示。加一个测试电压 V_t,并计算反馈电压 V_F,得到

$$\text{环路增益} = -\frac{V_F}{V_t} \tag{8.131}$$

$$= g_m[R_D \parallel (R_S + R_F)]\frac{R_S}{R_S + R_F} \tag{8.132}$$

$$= \frac{g_m R_S R_D}{R_D + R_S + R_F} \tag{8.133}$$

注意,环路增益和式(8.130)的系数 D 只相差系数 $-g_m$。下面我们将返回到这一点。

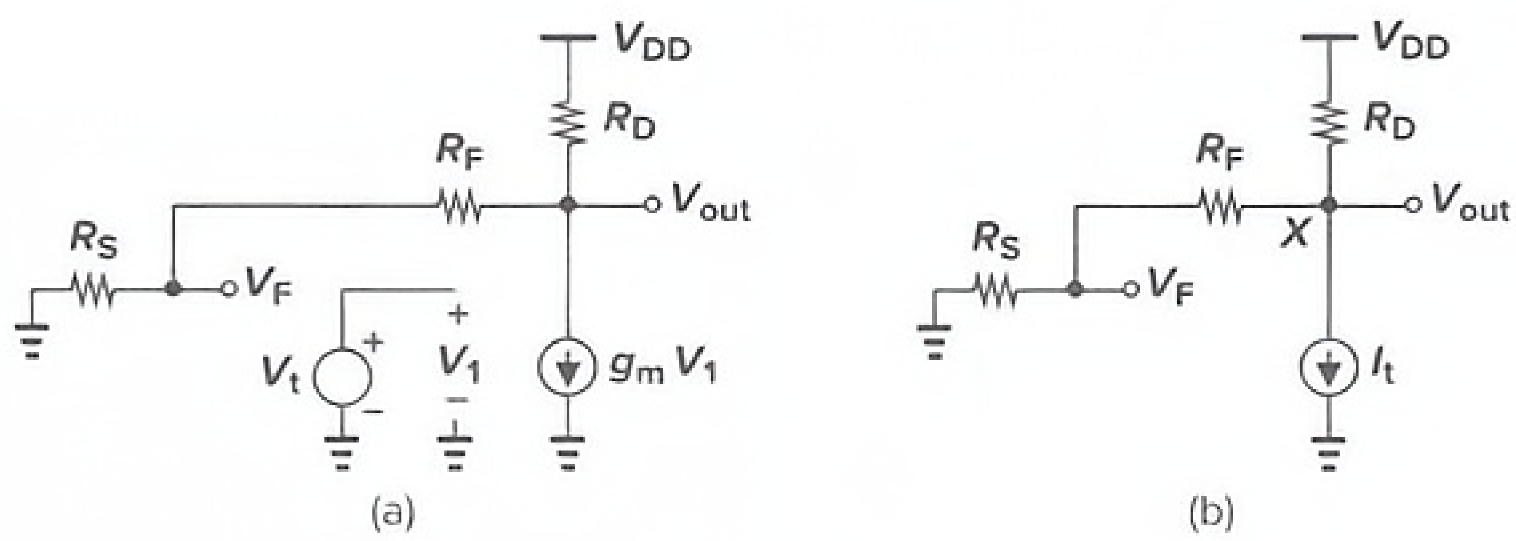

图 8.72

或者,我们可以在受控电流源的顶端断开环路。如图 8.72(b)所示,这个想法是从结点 X 抽取测试电流 I_t,并测量产生的反馈电压 V_F。我们认识到,要得到环路增益,比值 $-V_F/I_t$ 必须乘以 g_m:

$$V_F = -I_t[R_D \parallel (R_S + R_F)]\frac{R_S}{R_S + R_F} \tag{8.134}$$

因此,有

$$\text{环路增益} = -\frac{g_m V_F}{I_t} \tag{8.135}$$

$$= \frac{g_m R_S R_D}{R_D + R_S + R_F} \tag{8.136}$$

我们看到了图 8.69(d)中 D 的计算和图 8.72(b)中环路增益的计算之间的相似性。在两种情况下,我们将输入设置为零,应用 I_1 或 I_t,并测量控制电压 V_1。因此,我们推测 D 和环路增益可能有关。现在我们仍保持读者的悬念。

8.6.3 波特分析

上一节中我们看到,可以相对容易地计算系数 $A \sim D$。现在,我们用这些系数来表示 V_{out}/V_{in}。由于

320

$$V_{out} = AV_{in} + BI_1 \tag{8.137}$$

$$V_1 = CV_{in} + DI_1 \tag{8.138}$$

以及在实际电路中 $I_1 = g_m V_1$,我们得到

$$V_1 = \frac{C}{1 - g_m D} V_{in} \tag{8.139}$$

因此,闭环增益为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = A + \frac{g_m BC}{1 - g_m D} \tag{8.140}$$

正如所料,第一项表示输入-输出的馈通,当 $g_m = 0$ 时,它会表现出来。我们也可以将上式写为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A + g_m(BC - AD)}{1 - g_m D} \tag{8.141}$$

与闭环电路的直接分析不同,波特方法把计算分解成几个更简单的步骤。虽然在我们的公式表示中假设的是受控的电流源,所得到的这些结果也同样适用于受控电压源。让我们采用波特方法求解一些电路。

例 8.20

确定图 8.69 所示负反馈共源级的电压增益。

解:利用对图 8.69 的分析所得到的结果,并注意 $A=0$ 和 $C=1$,我们得到

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m \dfrac{-r_O R_D}{R_D + r_O + R_S}}{1 + g_m \dfrac{r_O R_S}{R_D + r_O + R_S}} \tag{8.142}$$

$$= \frac{-g_m r_O R_D}{R_D + r_O + (1 + g_m r_O) R_S} \tag{8.143}$$

鼓励读者在体效应存在的条件下重做这一分析。

例 8.21

不断开环路,确定图 8.71(a)中反馈放大器的电压增益。

解:借助于例 8.18 中得到的结果,得到

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_D}{R_D + R_S + R_F} + \frac{-g_m \dfrac{r_D(R_S + R_F)(R_F + R_D)}{(R_D + R_S + R_F)^2}}{1 + \dfrac{g_m R_S R_D}{R_D + R_S + R_F}} \tag{8.144}$$

$$= \frac{R_D}{R_D + R_S + R_F} + \frac{-g_m R_D (R_S + R_F)(R_F + R_D)}{(R_D + R_S + R_F + g_m R_S R_D)(R_D + R_S + R_F)} \tag{8.145}$$

请注意,此结果是精确的。第一项表示在没有晶体管工作($g_m = 0$)时电路的直接馈通。 321

在什么条件下上述的电压增益会简化为熟悉的理想形式 $-R_F/R_S$? 我们可以推测,R_D 必须足够小,以便不会"感觉"到 R_F 的加载效应。但是,$R_D \ll R_F$ 的条件不会产生 $-R_F/R_S$ 的电压增益。毕竟,这个理想值也意味着高的开环增益。因此,为使上述的结果简化为 $-R_F/R_S$,我们需要两个条件:$R_D \ll R_F$ 和 $g_m R_D \gg 1$。

让我们做一个有用的观察。如果 $A=0$,式(8.140)得到 $V_{out}/V_{in} = g_m BC/(1 - g_m D)$,该结果类似于一般反馈方程式 $A_0/(1+\beta A_0)$。因此,我们不精确地称 $g_m BC$ 为"开环"增益。

返回比与环路增益

如例 8.19 中提到的，系数 $D(=V_1/I_1$，如果 $V_{in}=0)$和环路增益似乎有关。事实上，式(8.141)中的闭环增益表达式表明，$1-g_mD=1+$环路增益，因此环路增益$=-g_mD$。这不是巧合：在这两种情况下，我们均将主输入设置为 0，通过用独立源替代受控源来断开环路，并计算返回的量。

波特在最初的反馈处理中，引入了术语“返回比”(RR)来表示$-g_mD$，并认为它是由电路中给定的受控源产生的[1]。因此，获得返回比的方法是，通过注入电压来替代 V_{GS}或注入电流来替代 I_D，即使不能完全断开环路，都表现得与真正的环路增益一样①。事实上，如果该电路只包含一个反馈机制，并且环路通过所关注的晶体管，返回比就等于环路增益。我们稍后将详细说明这一点。

例 8.22

采用波特方法确定图 8.73(a)所示的源跟随器的电压增益。假设 $\lambda=\gamma=0$。

解：图 8.73(b)画出了小信号模型。图 8.70 表明，为计算系数 A 和 C，应设置 g_m 为 0，从而得到

$$A=\frac{V_{out}}{V_{in}}=0 \tag{8.146}$$

$$C=\frac{V_1}{V_{in}}=1 \tag{8.147}$$

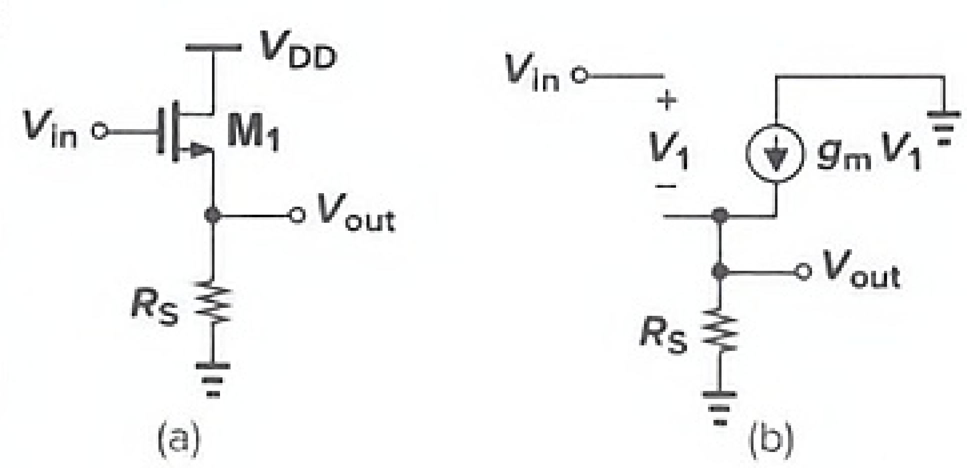

图 8.73

对于系数 B 和 D，我们设置 V_{in}为 0，并应用电流源 I_1 来代替 g_mV_1：

$$B=\frac{V_{out}}{I_1}=R_S \tag{8.148}$$

322

$$D=\frac{V_1}{I_1}=-R_S \tag{8.149}$$

由式(8.140)或(8.141)，我们得到

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{g_mR_S}{1+g_mR_S} \tag{8.150}$$

与受控源关联的返回比等于$-g_mD=g_mR_S$。

如果 R_S 趋于理想的电流源的电阻，这里出现一个奇怪的结果：返回比 g_mR_S 趋于无穷大，B 也趋于无穷大。由于式(8.140)通过除以 B 和 D 来得到结果，如果 B 和 D 是无穷大，一般可能会产生错误的值。然而，在源跟随器的情况下，式(8.140)产生了正确的结果。

例 8.23

图 8.74 显示的电路中，晶体管 M_1 处在反馈环路之外。采用波特方法，计算 V_{out}/V_{in}。

解：我们首先通过设置 g_{m1}为 0 得到 A 和 C：

① 我们所说的真正环路增益，是没有任何近似得到的环路增益，例如，没有忽略加载或输入信号通过网络反馈到主输出的传输。

$$A = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = 0 \tag{8.151}$$

$$C = \frac{V_1}{V_{\text{in}}} = \frac{g_{m2} R_S}{1 + g_{m2} R_S} \tag{8.152}$$

其次，我们设置 V_{in} 为 0 并应用 I_1 代替 M_1：

$$B = \frac{V_{\text{out}}}{I_1} = -R_D \tag{8.153}$$

$$D = \frac{V_1}{I_1} = 0 \tag{8.154}$$

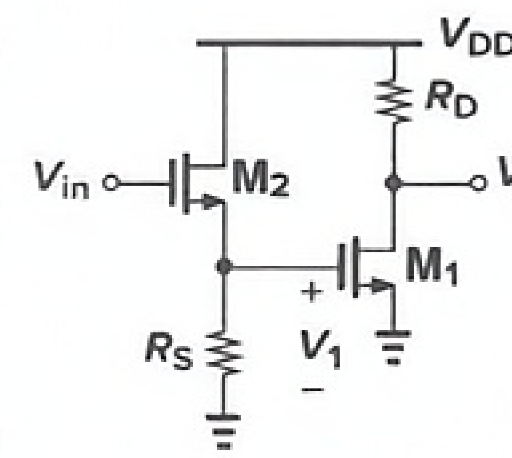

图 8.74

正如所料，对 M_1 的返回比为 0。因此，我们有

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = g_{m1}\left(-R_D \frac{g_{m2} R_S}{1 + g_{m2} R_S}\right) \tag{8.155}$$

另外，通过将 M_2 作为所关注的受控源也可得到增益。对 M_2 的返回比，与前一个例题中对源跟随器所求出的结果是一样的。尽管该电路包含一个反馈机制，由于反馈环路不通过 M_1，这两个返回比是不相等的。

例 8.24

计算图 8.75(a)所示电路的闭环增益。假设 $\lambda = \gamma = 0$。 323

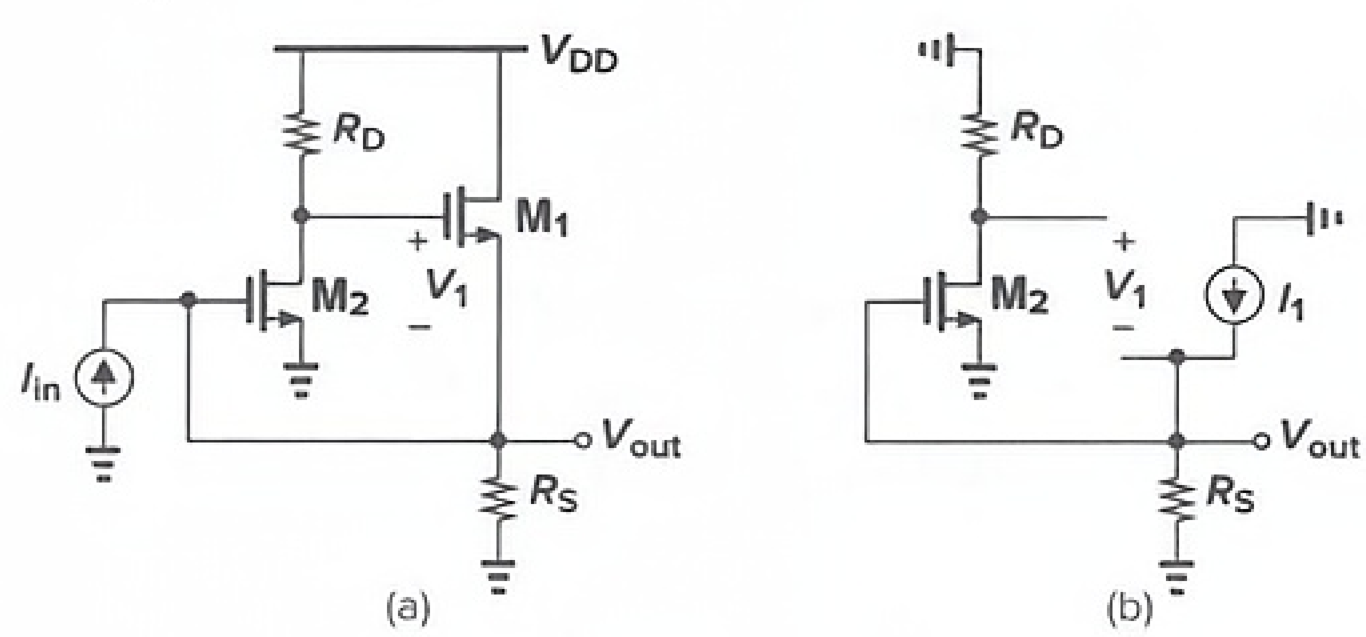

图 8.75

解：根据图 8.70 中的原理图，我们计算系数 $A \sim D$。我们可以选择其中的一个晶体管作为关注的器件。设置 g_{m1} 为 0，我们得到

$$A = \frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{in}}} \quad 如果\ g_{m1} = 0 \tag{8.156}$$

$$= R_S \tag{8.157}$$

因为没有 M_1，I_{in} 只流过 R_S，结果在输出产生反馈成分。对于 C，我们注意到 $V_1 = I_{\text{in}} R_S(-g_{m2} R_D) - I_{\text{in}} R_S$，因此

$$C = \frac{V_1}{I_{\text{in}}} \quad 如果\ g_{m1} = 0 \tag{8.158}$$

$$= -(1 + g_{m2} R_D) R_S \tag{8.159}$$

我们现在设置 I_{in} 为 0，并注入一个独立电流源来代替 M_1，如图 8.75(b)所示。由于 $V_{\text{out}} = I_1 R_S$，故

$$B=\frac{V_{\text{out}}}{I_1}\quad 如果\ I_{\text{in}}=0 \tag{8.160}$$

$$=R_S \tag{8.161}$$

此外,$V_1=I_1R_S(-g_{m2}R_D)-I_1R_S=-I_1R_S(1+g_{m2}R_D)$,可得到

$$D=\frac{V_1}{I_1}\quad 如果\ I_{\text{in}}=0 \tag{8.162}$$

$$=-R_S(1+g_{m2}R_D) \tag{8.163}$$

因此,由式(8.140)得到

$$\frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{in}}}=A+\frac{g_{m1}BC}{1-g_{m1}D} \tag{8.164}$$

$$=R_S-\frac{g_{m1}(1+g_{m2}R_D)R_S^2}{1+g_{m1}R_S(1+g_{m2}R_D)} \tag{8.165}$$

$$=\frac{R_S}{1+g_{m1}R_S(1+g_{m2}R_D)} \tag{8.166}$$

324 对于以 M_2 作为关注的受控源,鼓励读者重做推导。

8.6.4 布莱克曼阻抗定理

我们继续努力,在不断开环路的情况下来计算反馈系统的闭环参数,现在学习布莱克曼定理(Blackman's theorem)。该定理可确定通常电路中任一个端点所看到的阻抗。该定理可以采用波特方法来证明。

考虑图 8.76(a)中所示的一般电路,其中结点 P 和 Q 之间的阻抗是我们所关注的。正如在波特的分析中那样,我们已明确地表明,各晶体管中的一个按照理想模型:压控电流源 I_1。让我们假装 I_{in}是输入信号而 V_{in}是输出信号,以便可以利用波特的结果:

$$V_{\text{in}}=AI_{\text{in}}+BI_1 \tag{8.167}$$

$$V_1=CI_{\text{in}}+DI_1 \tag{8.168}$$

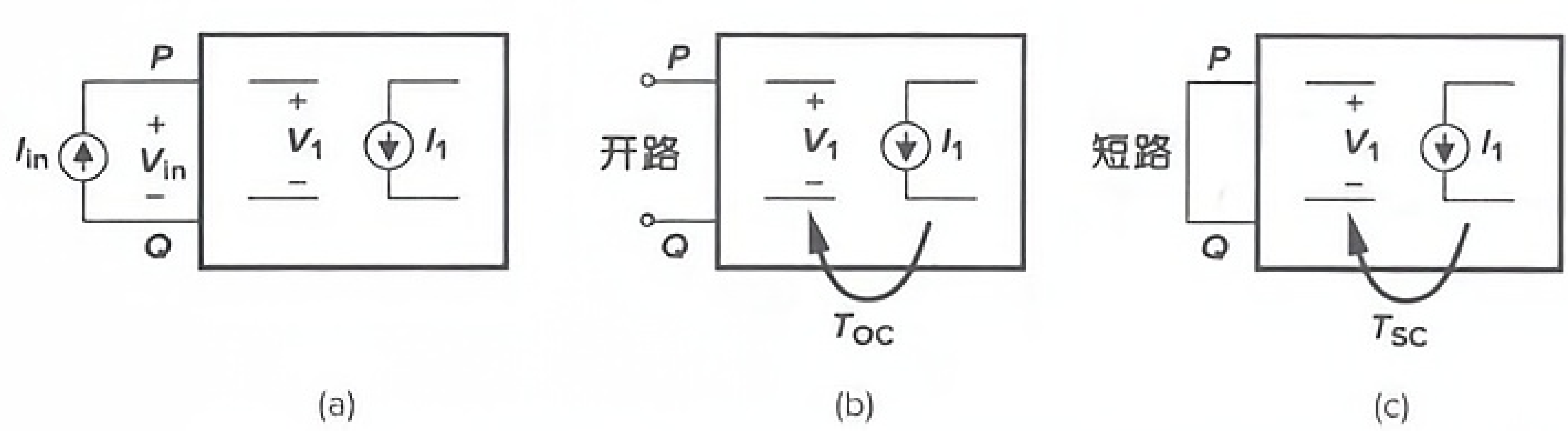

图 8.76 (a)计算端口阻抗的结构;(b)T_{OC}的计算;(c)T_{SC}的计算

由此得出

$$Z_{\text{in}}=\frac{V_{\text{in}}}{I_{\text{in}}}=A+\frac{g_mBC}{1-g_mD} \tag{8.169}$$

其中的 g_m 表示由 I_1 模拟晶体管的跨导,如图 8.76(a)所示。现在我们用三个步骤来处理上述的结果,以获得更直观的表达式。首先,从式(8.168)可知,如果 $I_{\text{in}}=0$,则 $V_1/I_1=D$。我们

称 $-g_m D$ 为“开路环路增益”(因为所关注的端口处于**开路**),并以 T_{OC} 来表示[图 8.76(b)]。在第二步中,由式(8.167)我们注意到,如果 $V_{in}=0$,则 $I_{in}=(-B/A)I_1$,因此,由式(8.168)得到

$$\frac{V_1}{I_1}=\frac{AD-BC}{A} \tag{8.170}$$

我们把这个量乘以 $-g_m$ 称为“短路”环路增益(因为 $V_{in}=0$),并以 T_{SC} 表示[图 8.76(c)]。注意,在这两种情况下该电路拓扑结构出现的变化。对这两种结构,T_{OC} 和 T_{SC} 均可以被看作是与 I_1 关联的返回比。总之,有

$$T_{OC}=-g_m\frac{V_1}{I_1}\bigg|_{I_{in}=0} \tag{8.171}$$

$$T_{SC}=-g_m\frac{V_1}{I_1}\bigg|_{V_{in}=0} \tag{8.172}$$ 325

在第三步中,我们采用 T_{OC} 和 T_{SC} 来重写式(8.169),得到

$$Z_{in}=\frac{V_{in}}{I_{in}}=\frac{A-g_m(BC-AD)}{1-g_mD} \tag{8.173}$$

$$=A\frac{1+T_{SC}}{1+T_{OC}} \tag{8.174}$$

这个结果最初是由布莱克曼推导的[2],有助于许多直觉理解。通过回顾我们知道,如果 $I_1=0$,即当所考虑的晶体管被禁用时,$A=V_{in}/I_{in}$。我们粗略地将 A 看作“开环”阻抗,因为它是在反馈环路中没有晶体管的条件下得到的。此外,我们观察到:(1)如果 $T_{SC}\ll 1$,则 $Z_{in}\approx A/(1+T_{OC})$;就是说,开环阻抗除以 $(1+T_{OC})$;(2)如果 $|T_{OC}|\ll 1$,则 $Z_{in}\approx A(1+T_{SC})$,即开环阻抗乘以 $(1+T_{SC})$。这让人联想到前面推导的、闭环的输入和输出的阻抗,但是,这两种情况表明,在一般情况下闭环阻抗**不能**表示为 Z_{in} 乘以或除以(1+环路增益)。

例 8.25

确定负反馈共源级[图 8.77(a)]的输出阻抗。假设 $\gamma=0$。

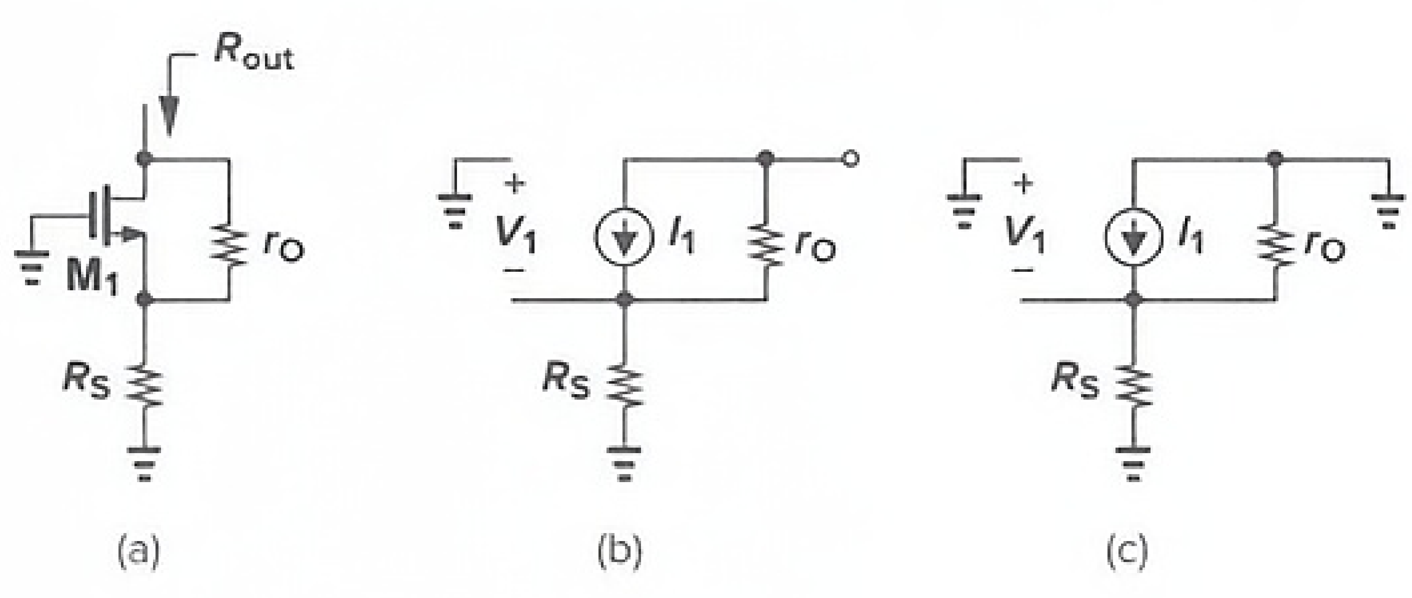

图 8.77

解:我们必须计算三个量。第一,如果晶体管被禁用,则有

$$A=r_O+R_S \tag{8.175}$$

第二,如果所关注的端口处于开路[图 8.77(b)],我们得到

$$T_{OC}=-g_m\frac{V_1}{I_1} \tag{8.176}$$

$$=0 \tag{8.177}$$