Chapter 8

反馈
Feedback

中科大微电子学院

黄鲁、程林

教材:模拟CMOS集成电路设计

Behzad Razavi

第8章 内容

8.1 负反馈概述

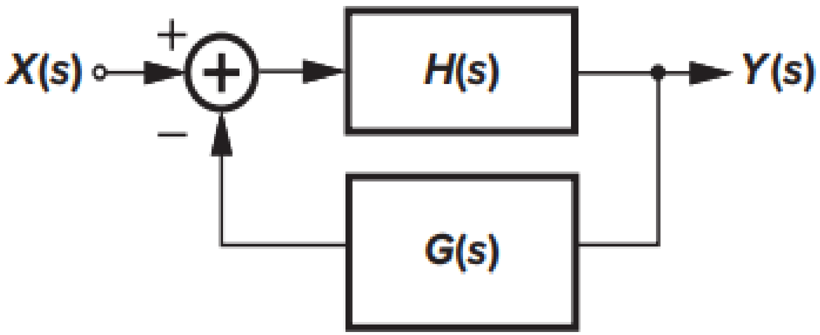


Figure 8.1 General feedback system.

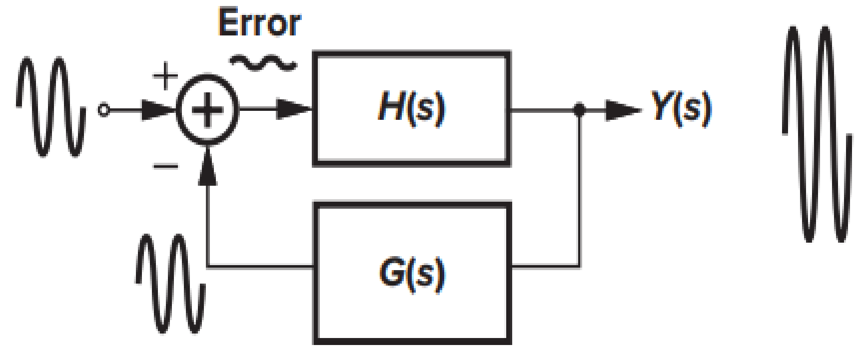


Figure 8.2 Similarity between output of feedback network and input signal.

$$Y(s) = H(s)[X(s) - G(s)Y(s)].$$

负反馈闭环增益：

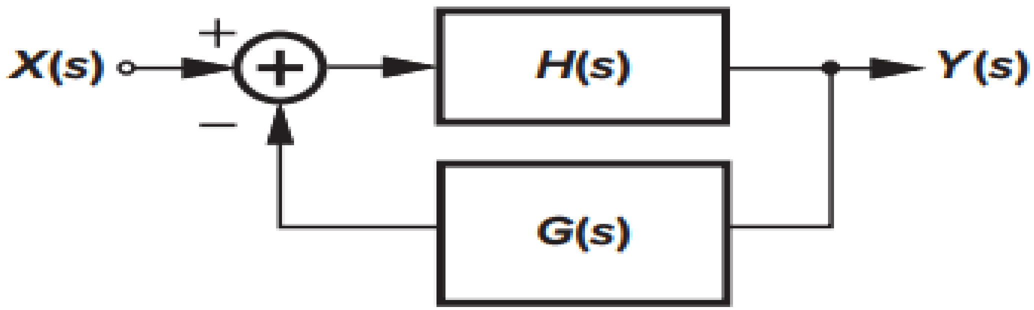
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

X(s)-G(s)Y(s)为净输入（负反馈），或反馈误差。

因H很大，故G(s)Y(s)复制X(s)，输入端虚短：条件1.负反馈、2.开环大增益

1. 任何反馈电路首先确定是正/负反馈
2. 环路增益G(s) H(s)无量纲！

负反馈系统的4个部分



负反馈信号与输入信号X(s)加在H(s)同一端，则电流相减（减小闭环输入阻抗）；负反馈信号与输入信号X(s)加在H(s)2个输入端，则电压相减（增大闭环输入阻抗）

负反馈支路检测输出电压（目的是稳定电压、减小输出阻抗）或输出电流（目的是稳定电流、增大输出阻抗）

1）the feedforward amplifier,

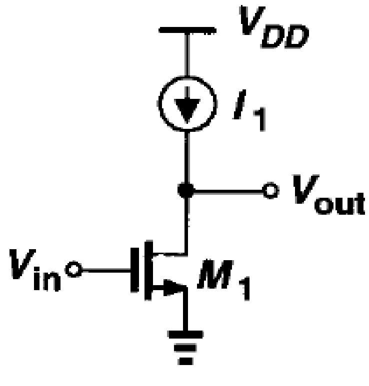
2） a means of sensing the output,

3）the feedback network， 对应负反馈支路G(s)的4种类型，
前馈电路的传递函数H(s)有4种增益形式，与反馈G量纲互补或一致。

4） a means of generating the feedback error (subtractor)。

8.1.1 负反馈电路的特性

- 增益灵敏度降低。稳定增益。



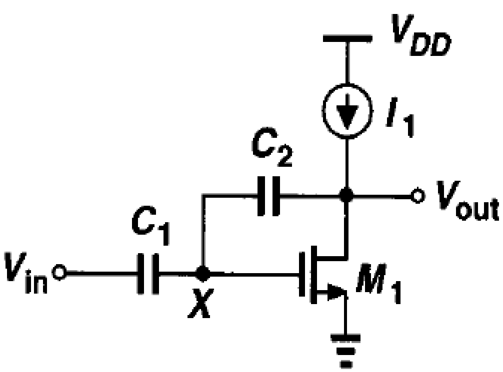
(a)

开环增益随温度和工艺变化

低频，不计C上的电流

$$V_{out}/V_X = -g_{m1}r_{O1}$$

$$(V_{out} - V_X)C_2 s = (V_X - V_{in})C_1 s$$



(b)

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

C1大，C2小

信号处理功能由反馈电路确定。相同材料器件免除温度影响

简单的反馈系统：反馈系数与频率无关

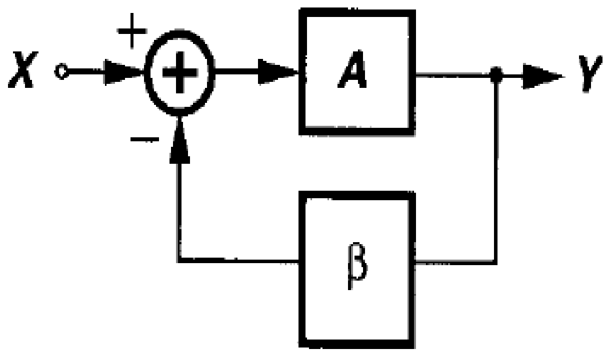


Figure 8.4 Simple feedback system.

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

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

环路增益 βA(s)

闭环增益$A_f \approx \dfrac{1}{\beta}$， 由反馈支路确定，与开环A量纲相同；

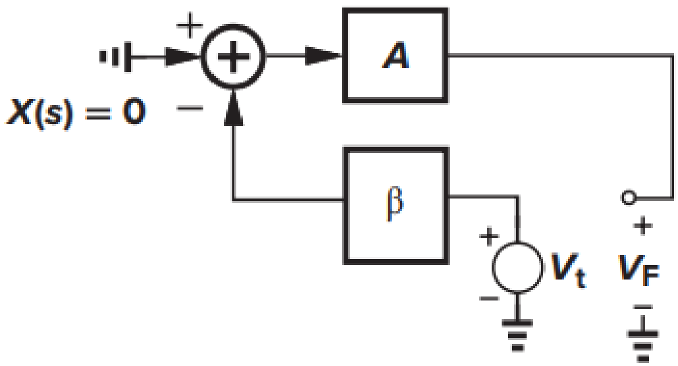
不一定是电压增益。

设反馈支路与频率无关，称β为反馈系数，与A量纲互补；

若β与频率有关，可合并到开环增益A(s)中。

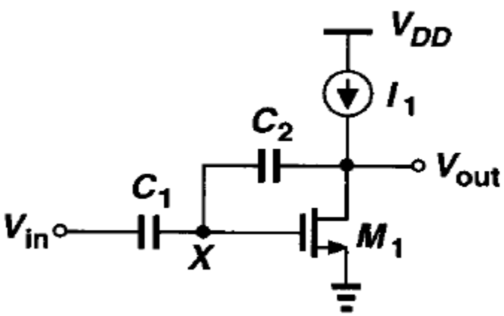
一般情况下，信号带宽内的无量纲的环路增益 β A(s) >>1

例：CS反馈电路的环路增益



$$V_t \beta(-A) = V_F$$

$$\frac{V_F}{V_t} = -\beta A$$ 无量纲，环路增益与输入无关



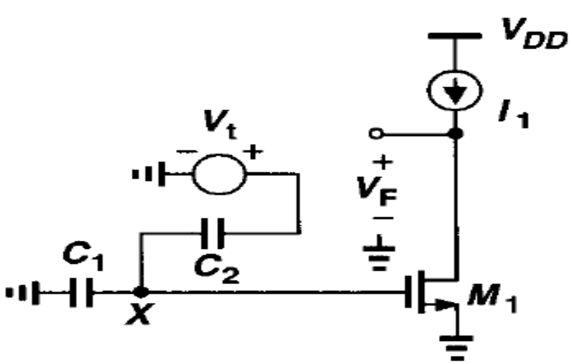
(b)

$$V_t \frac{C_2}{C_1 + C_2}(-g_{m1} r_{o1}) = V_F$$

环路增益 $\frac{V_F}{V_t} = \frac{C_2}{C_1 + C_2}(-g_{m1} r_{o1}) = -\beta A,$

$$A = -g_{m1} r_{o1}$$

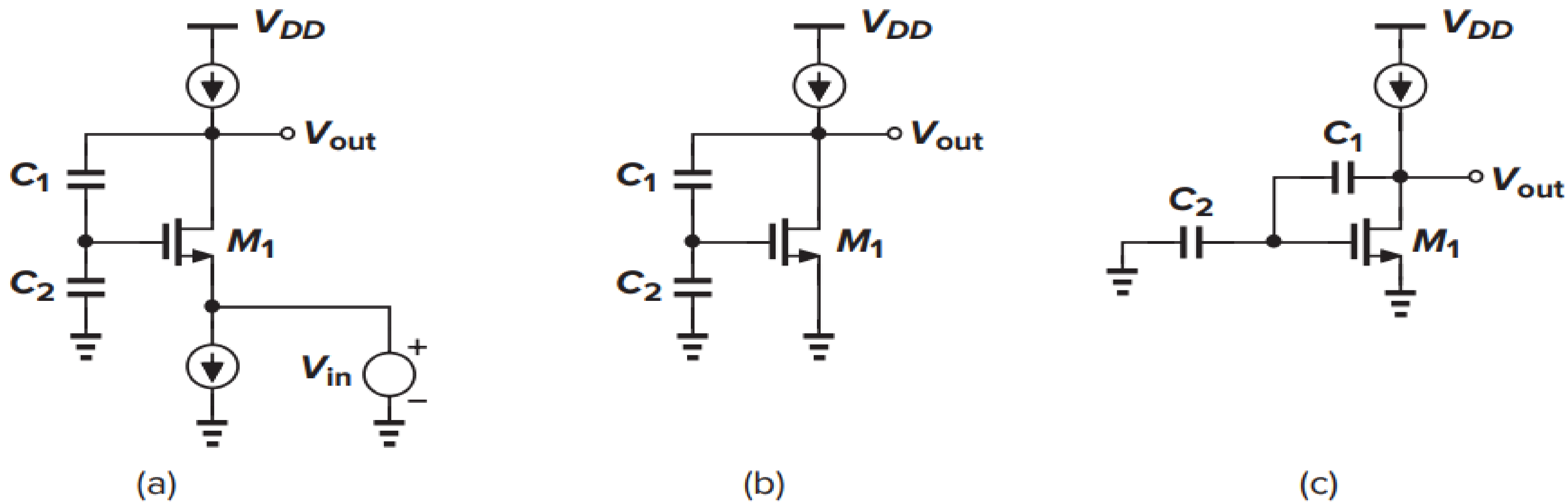
$$\beta = -\frac{C_2}{C_1 + C_2} \approx -\frac{C_2}{C_1}$$



反馈系统的闭环增益：$A_f \approx \frac{1}{\beta} \approx -\frac{C_1}{C_2}$

C1>>C2

例8.1 CG反馈电路的环路增益



环路增益与输入无关，不同结构电路可能有相同的环路增益。

$$V_t \frac{C_1}{C_1 + C_2}(-g_{m1}r_{o1}) = V_F$$

环路增益 $\dfrac{V_F}{V_t} = -\dfrac{C_1}{C_1 + C_2}(g_{m1}r_{o1}) = -\beta A$, $\quad A = g_{m1}r_{o1}$

反馈系统的闭环增益：$A_f \approx \dfrac{1}{\beta} \approx 1 + \dfrac{C_2}{C_1}$

终端电阻的变化：与反馈支路有关

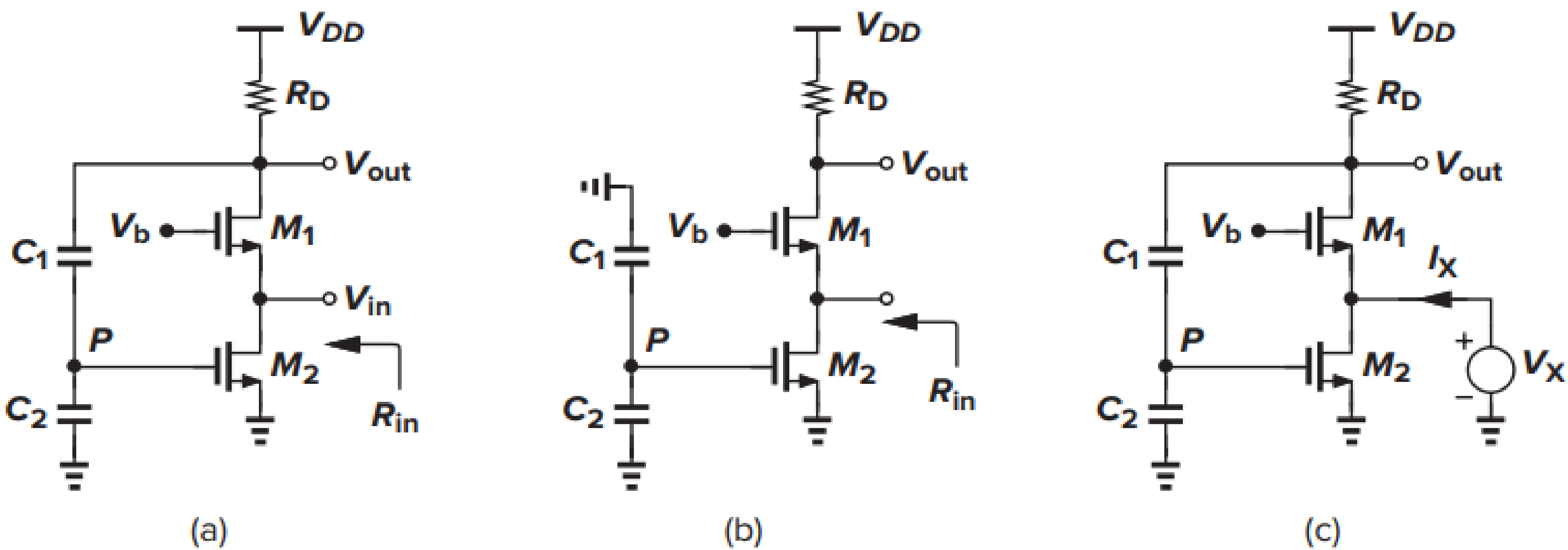


Figure 8.8 (a) Common-gate circuit with feedback; (b) open-loop circuit; (c) calculation of input resistance.

忽略C1和沟道长度调制，开环输入阻抗：

$$R_{in,open} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}}$$

开环仅是将**反馈信号**断开。

图(c)闭环电路：

$$V_{out} = (g_{m1} + g_{mb1}) V_X R_D$$

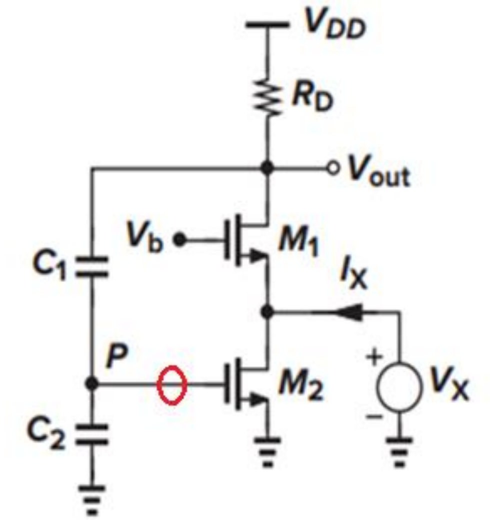
低频，C容抗大

$$V_P = V_{out} \frac{C_1}{C_1 + C_2} = (g_{m1} + g_{mb1}) V_X R_D \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

终端电阻：输入端电流反馈，电阻变小

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

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



$$R_{in,closed} = V_X / I_X$$

$$= \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \frac{1}{1 + g_{m2} R_D \dfrac{C_1}{C_1 + C_2}}$$

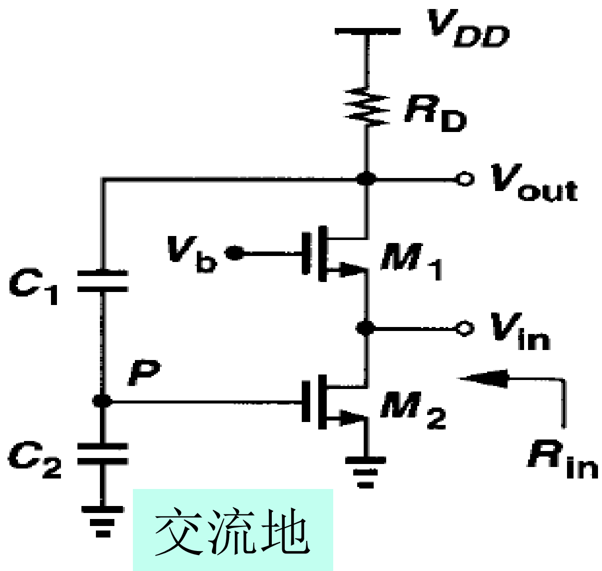
环路增益:

$$g_{m2} R_D C_1 / (C_1 + C_2)$$

输入为电流反馈，求环路增益时令Ix=0

输入端是电流负反馈（反馈与输入加在基本放大器的同一输入端），闭环比开环电路的输入阻抗减小（1+环路增益）倍

关于C的设计和交流接地问题



交流小信号:
M1源极流入电流
= 外部输入电流 - M2漏极电流

负反馈支路检测输出电压，
则为稳定输出电压！
输出阻抗必然减小。

C 的设计问题：

芯片内C1和C2不能太大，否则电容上有电流损耗，容抗与RD并联。

例如：MIM电容每平方微米1fP（多种，<2fP）；

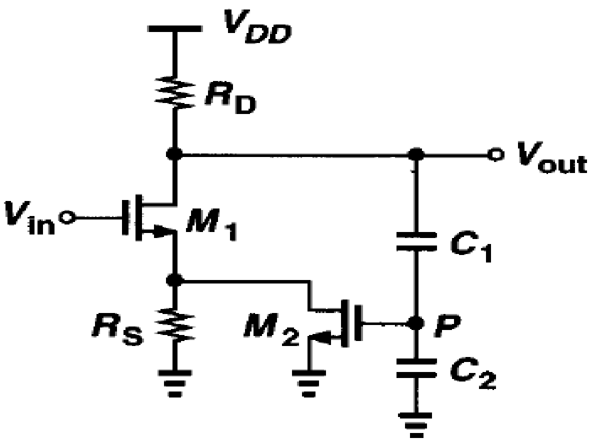
现代工艺MOM 电容与工艺有关。

C也不能太小，否则C_{GS2}影响增益。

首先要保证M1和M2工作在饱和区！

实际电路中C2接地处为 某个恒定 直流电平（交流地，一般不是地电平）。

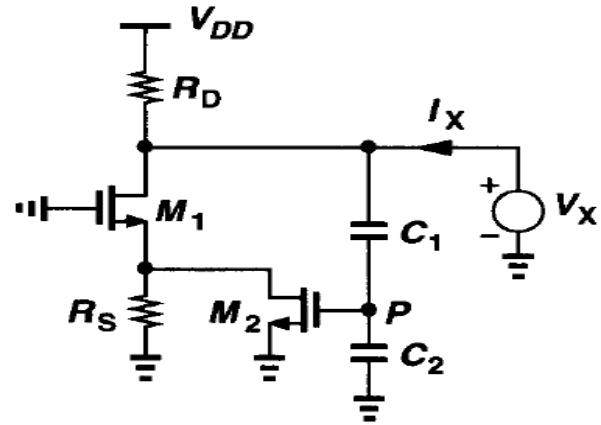
例：反馈改变输出电阻



(a)

低频，C容抗很大。
前馈放大器输出阻抗RD

交变小信号



(b)

(b) calculation of output resistance.

低频可忽略反馈支路C1和C2负载电流

$$I_X = V_X/R_D + I_{D1}$$

$$I_{D1} = V_X \frac{C_1}{C_1 + C_2} g_{m2} \frac{R_S}{R_S + \dfrac{1}{g_{m1} + g_{mb1}}}$$

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

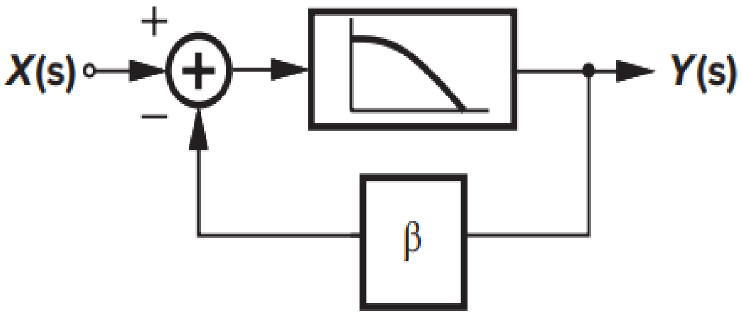
RD可包含负载CL

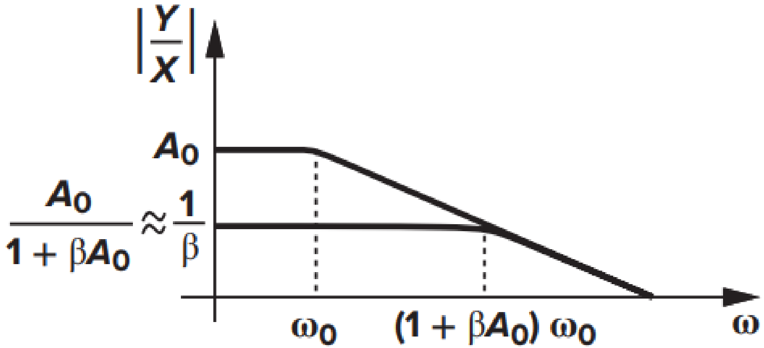
1 + loop gain

一阶系统的带宽展宽倍数=增益缩小倍数

单极点系统，传输函数：

$$A(s)=\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_0}}$$





带宽是表示传递函数幅频平坦性的人为界限，并不代表不能放大或通过信号。幅频不平坦表示各频率放大不一致，将导致信号失真。

闭环系统：

$$\frac{Y}{X}(s)=\frac{\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_0}}}{1+\beta\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_0}}}=\frac{A_0}{1+\beta A_0+\frac{s}{\omega_0}}=\frac{\frac{A_0}{1+\beta A_0}}{1+\frac{s}{(1+\beta A_0)\omega_0}}$$

对于一阶系统组成的负反馈电路，

闭环系统的增益*带宽积 不变 = 开环低频增益 * 开环带宽

例: 负反馈增加带宽以提高信号速度

时间常数:

$$\tau = \frac{1}{\omega_{3dB}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^6}$$

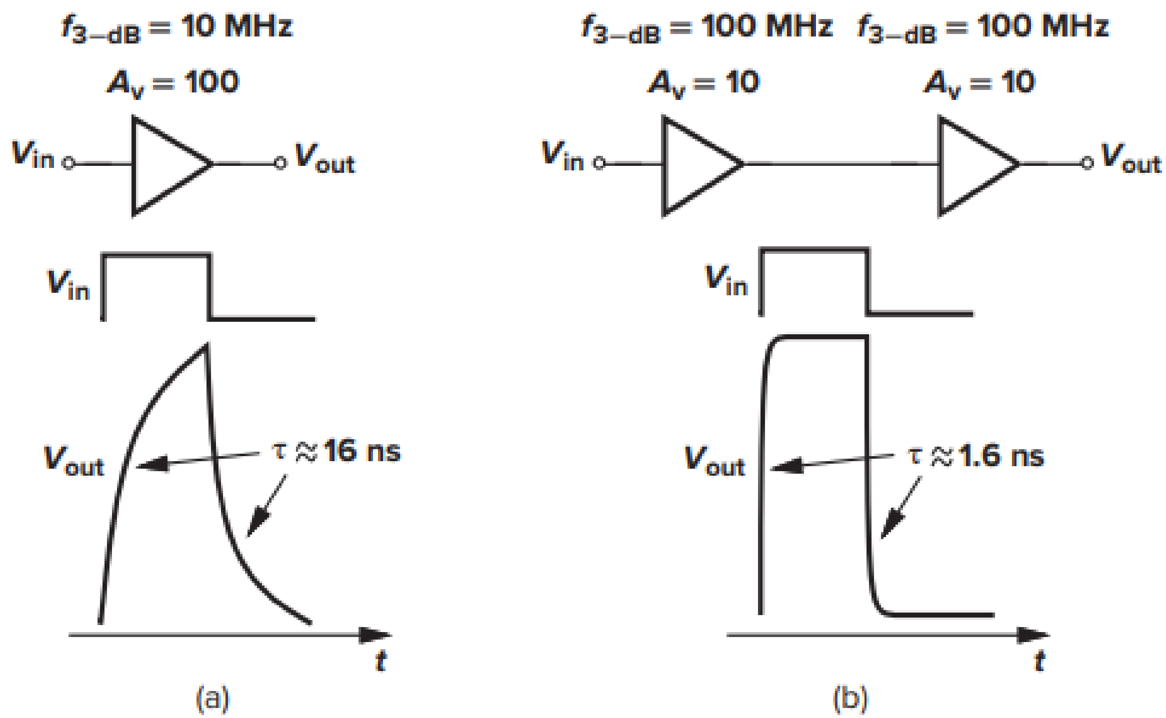
$$\approx 16ns$$

最高点比例:

$$1 - \exp(-25/16)$$

$$\approx 1 - 0.21$$

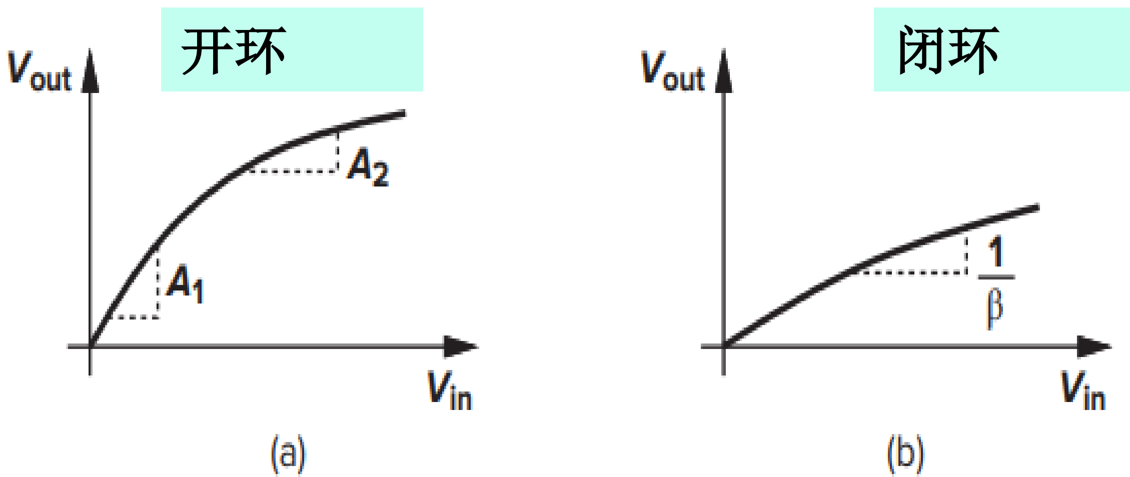
$$= 0.79$$



希望能通过20MHz方波?
半周期时间=25ns

经过4倍时间常数
的时间达到终值98%。
总带宽小于100MHz

负反馈使系统的非线性减小



Input-output characteristic of a nonlinear amplifier (a) before and (b) after applying feedback.

开环增益比

$$r_{open} = \frac{A_2}{A_1}$$

闭环增益比

$$r_{closed} = \frac{\dfrac{A_2}{1+\beta A_2}}{\dfrac{A_1}{1+\beta A_1}} = \frac{1+\dfrac{1}{\beta A_1}}{1+\dfrac{1}{\beta A_2}} \approx 1 - \frac{\dfrac{1}{\beta A_2} - \dfrac{1}{\beta A_1}}{1+\dfrac{1}{\beta A_2}}$$

$$\approx 1 - \frac{A_1 - A_2}{1+\beta A_2}\frac{1}{A_1} \approx 1 - \frac{\Delta A}{1+\beta A_2}\frac{1}{A_1} \approx 1$$

8.1.2 放大器的4个种类（开环或闭环）

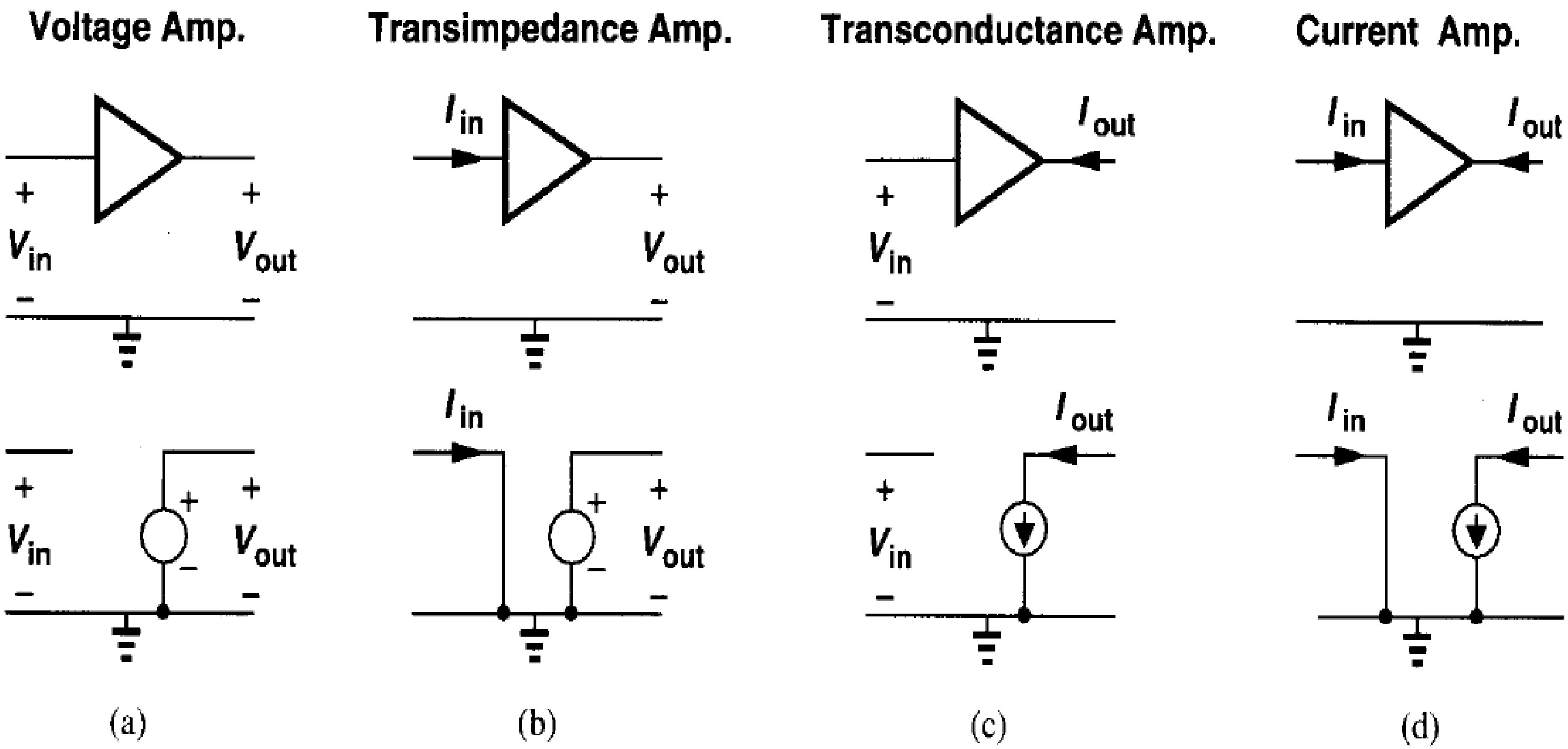


Figure 8.13 Types of amplifiers along with their idealized models

例：四种类型的基本放大器

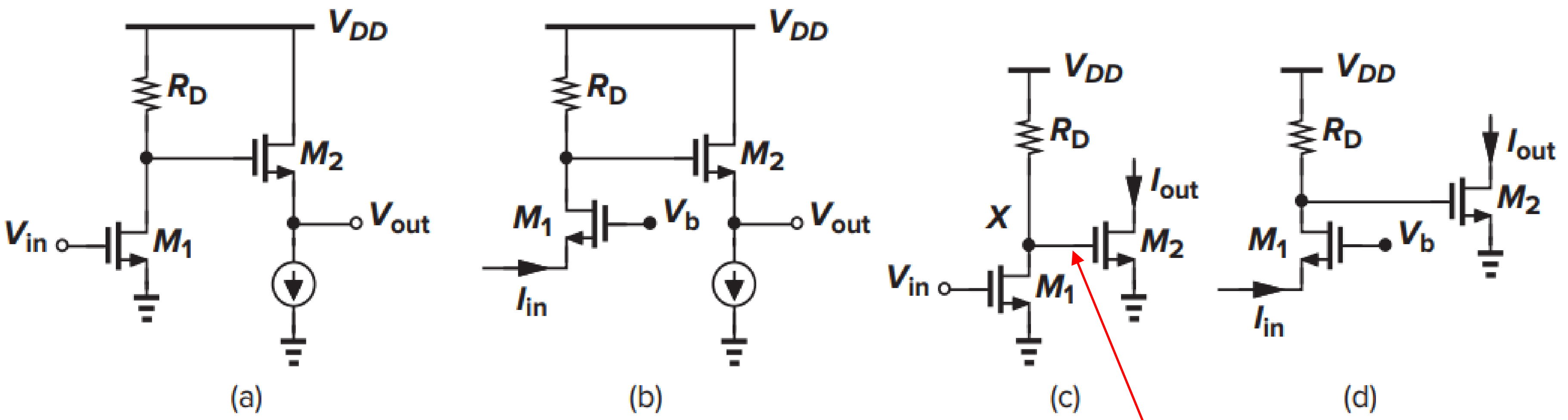


Figure 8.15 Four types of amplifiers with improved performance.

环路增益无量纲，基本放大器传递函数（增益）类型与反馈支路互补或一致确定：

（1） Av（电压增益）、反馈系数也是电压增益；

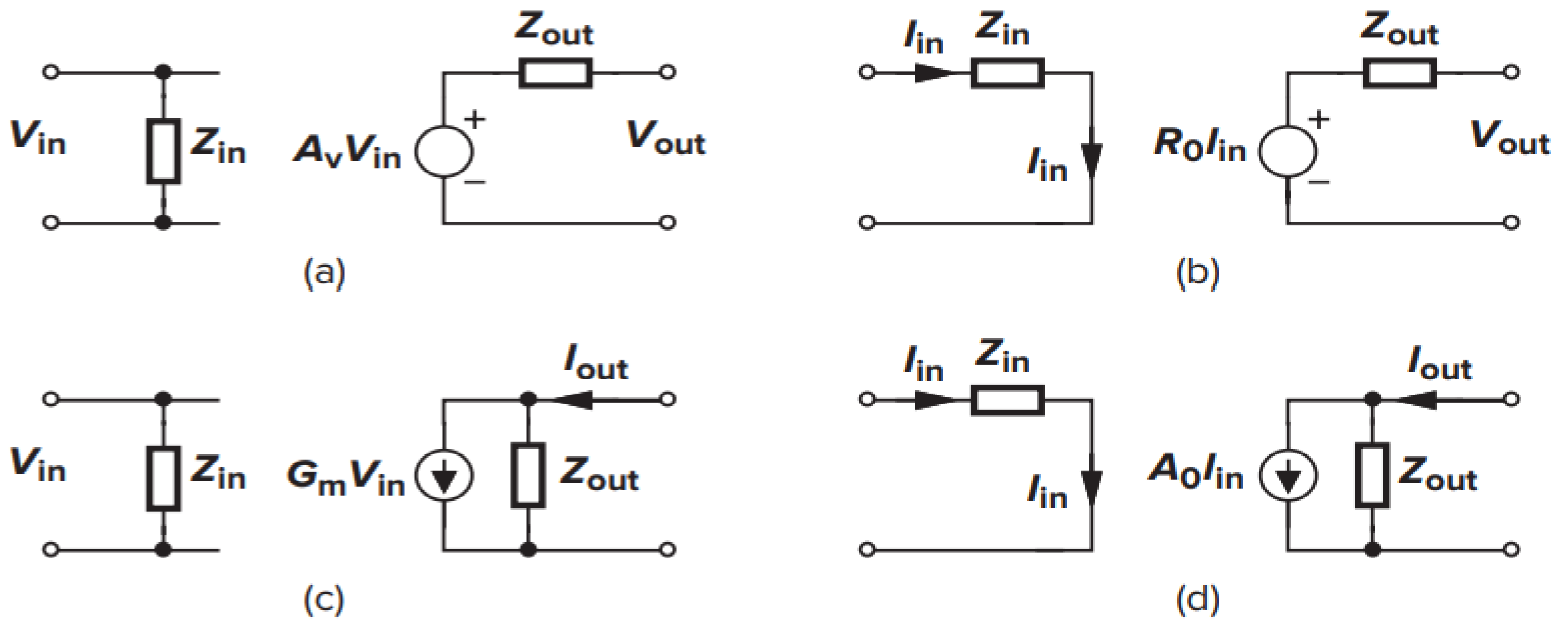
（2）Ro (跨阻），反馈支路检测输出电压、在输入端返回电流，与输入信号在基本放大器同一点相接；

（3）Gm（跨导），反馈支路检测输出电流、在输入端返回电压，与输入在基本放大器的不同2输入点。

（4）AI（电流增益），反馈系数也是电流增益。

$$G_m = \frac{V_X}{V_{in}} \cdot \frac{I_{out}}{V_X} = -g_{m1}(r_{O1} \| R_D) \cdot g_{m2}$$

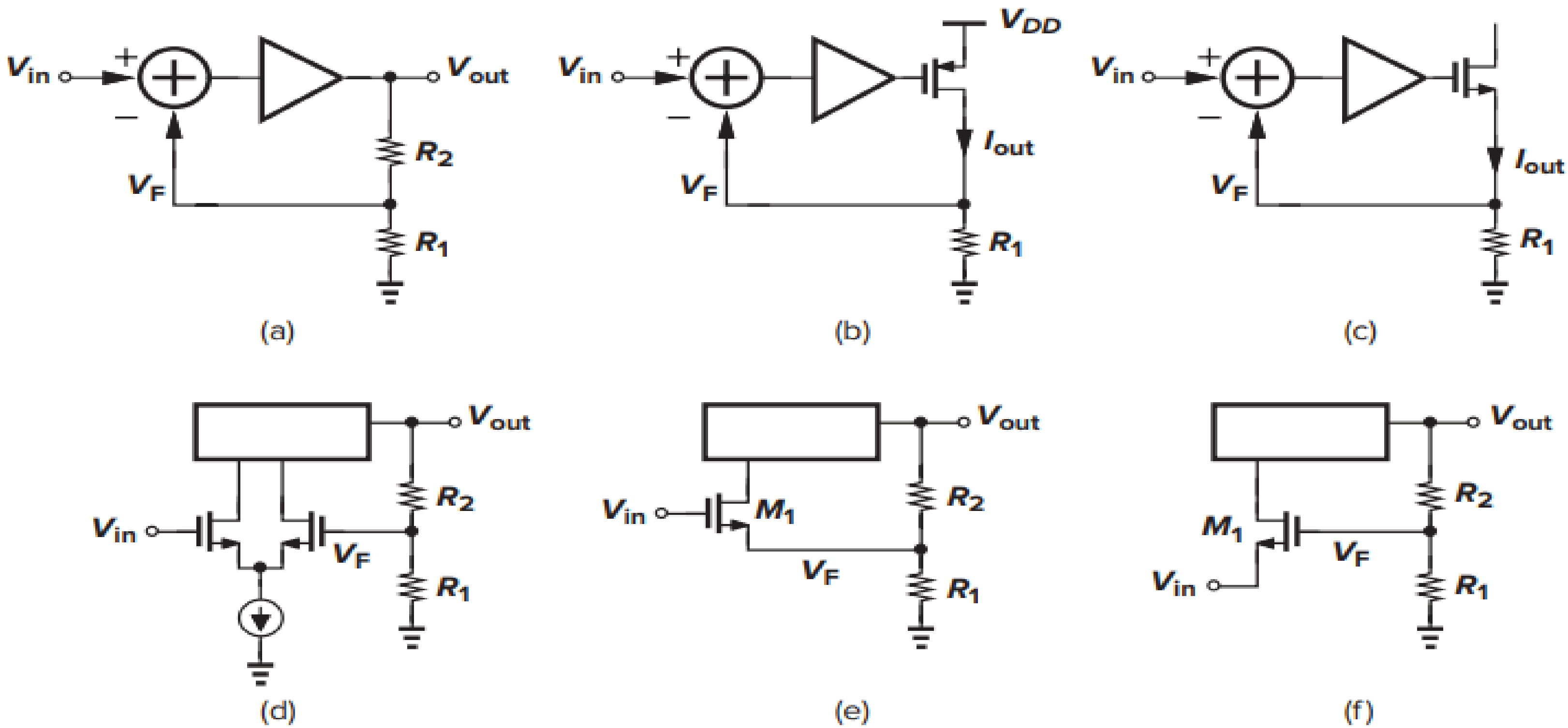
非理想（有输入输出电阻）放大器模型

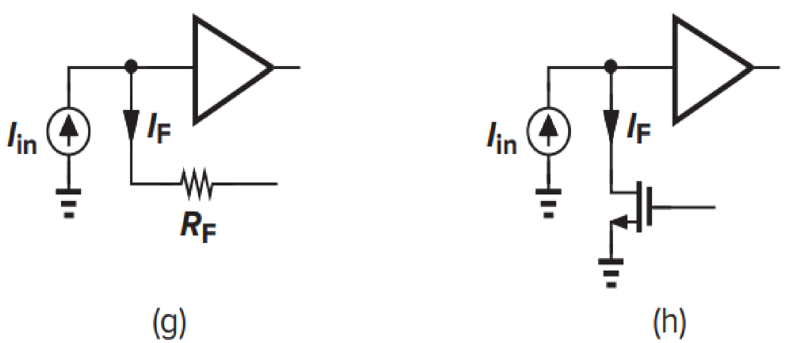


实际电路中，基本放大器（包括反馈）的输入、输出电阻的串/并联方式：
输入端：若电压，则输入阻抗与端口并联(a)；若电流，则输入阻抗与端口串联(b)。
输出端：若电压，则输出阻抗与端口串联(b)；若电流，则输出阻抗与端口并联(c)。

理想电压放大器Av：输入阻抗Zin无穷大，输出阻抗Zout （串联）为0；
理想跨阻放大器Ro：输入阻抗Zin为0，输出阻抗Zout（串联）为0；
理想跨导放大器Gm：输入阻抗Zin无穷大，输出阻抗Zout （并联）无穷大;
理想电流放大器AI： 输入阻抗Zin为0，输出阻抗Zout （并联）为无穷大。

8.1.3 检测和返回机制





(a) 电压电压负反馈 (b)电流电压负反馈
(c) 电流电压负反馈 (d) 电压电压负反馈
(e) 电压电压负反馈 (f) 电压电压负反馈
(g) 和(h)：（输入同一点）电流负反馈

8.1.4 4种反馈类型如何实现电压放大？

按照4种反馈类型，先用戴维宁-诺顿等效闭环电路输入端信号源，得到对应的互补或相同类型的4种**基本**放大器。

(a) 电压-电压负反馈对应的基本放大器是电压增益；
闭环电路是电压增益；

(a) 电流-电压负反馈对应的基本放大器是跨导增益；
闭环电路是跨导增益；输出端电压是电流*负载电阻；

(c) 电压-电流负反馈对应的基本放大器是跨阻增益，
闭环电路是跨阻增益；输入端电压是等效电流*信号源电阻；

(d) 电流-电流负反馈对应的基本放大器是电流增益，
闭环电路是电流增益；输入端电压是等效电流*信号源电阻，
输出端电压是电流*负载电阻。

8.2.1 电压-电压负反馈

输出端检测的信号类型。
并联！

反馈到输入端的信号类型。
串联！

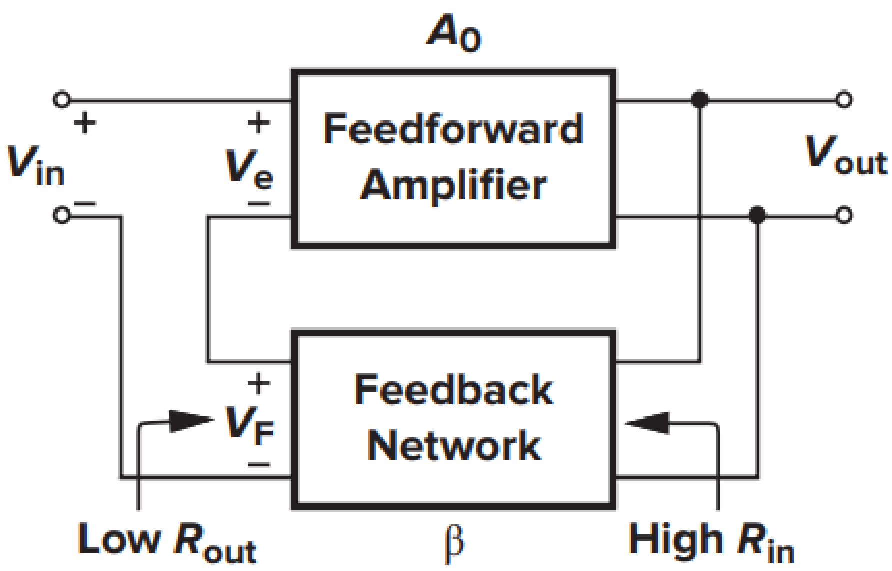
V-V反馈也称为电压串联反馈

$$V_F = \beta V_{out},$$

$$V_e = V_{in} - V_F$$

$$V_{out} = A_0(V_{in} - \beta V_{out})$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1+\beta A_0}$$



Ao为电压增益，无量纲。

环路增益无量纲，实际电路求解所需要的电压增益，是输出电流乘以输出阻抗或信号源电流乘以信号源电阻。

环路增益概念有助于简化解题和设计（尤其是求解输入和输出阻抗），也可直接列节点或回路方程求解（传递函数）。

例：V-V feedback同向放大器

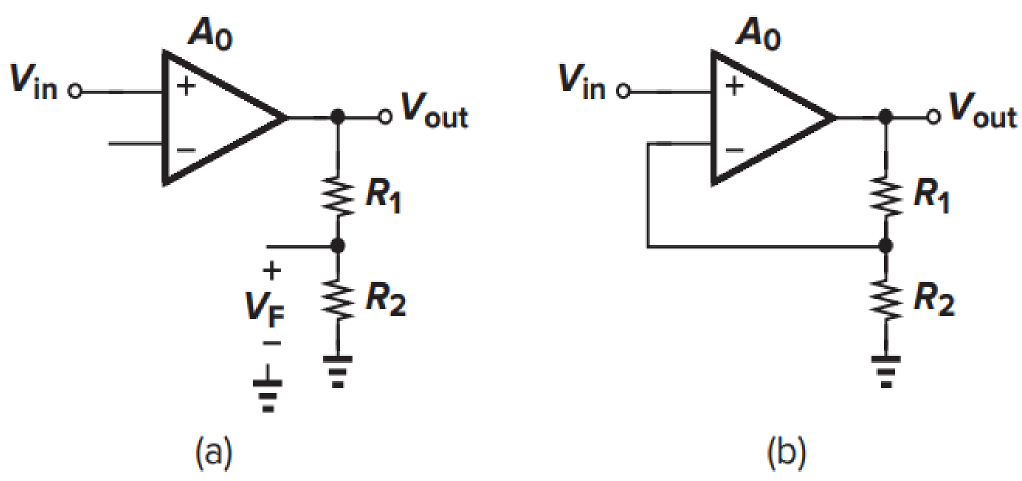


图8.22，输入与反馈分别加到基本放大器的2个端口

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1+\beta A_0}$$

反馈系数

$$\beta = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

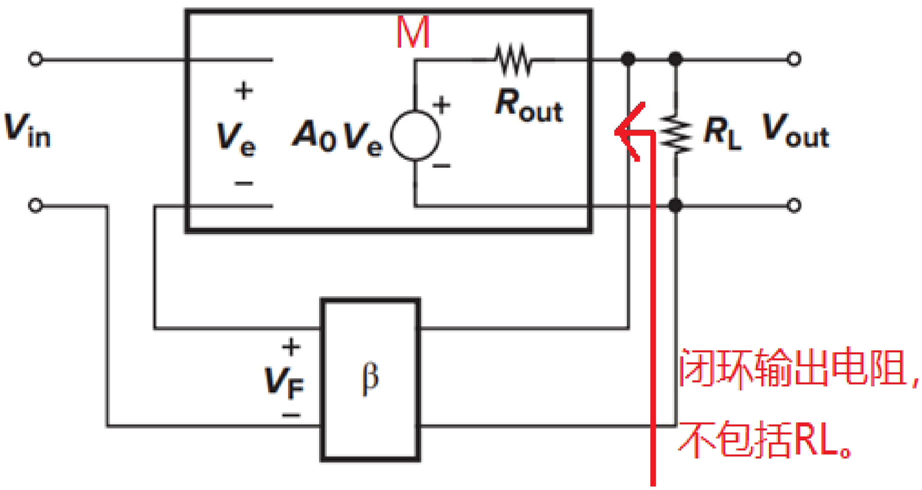
注意：R_2和R_1 值较大；

即A_0中的输出阻抗不很大。

闭环增益 $A_{vf} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{\beta}$

测量输出电压，则负反馈电路稳定输出电压，闭环输出阻抗减小

Output impedance of V-V feedback：减小



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1+\beta A_0} \approx \frac{1}{\beta}$$

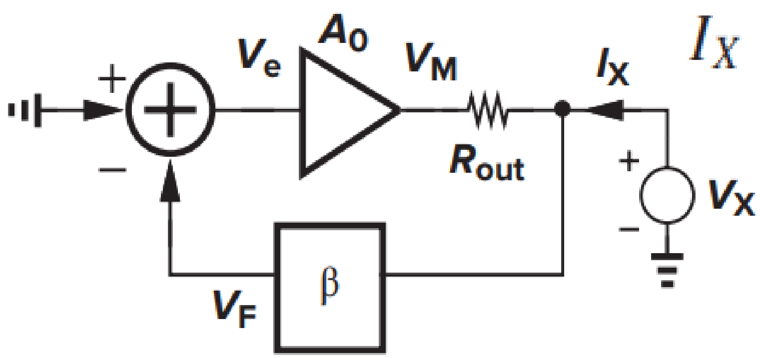
实际电路中，一般R_L 在闭环之外。

计算时，是否包括R_L对闭环输入阻抗结果可能有所不同。

输出电压反馈有稳定输出电压的作用，因此闭环输出阻抗变小。

设不包括RL:

$$V_F = \beta V_X, V_e = -\beta V_X, V_M = -\beta A_0 V_X.$$



$$I_X = [V_X - (-\beta A_0 V_X)]/R_{out}$$

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_{out}}{1+\beta A_0}.$$

忽略输出端反馈支路电流作用

计算Vout和闭环Rin时应计入RL

例 8.4 低频V-V反馈闭环增益和输出阻抗

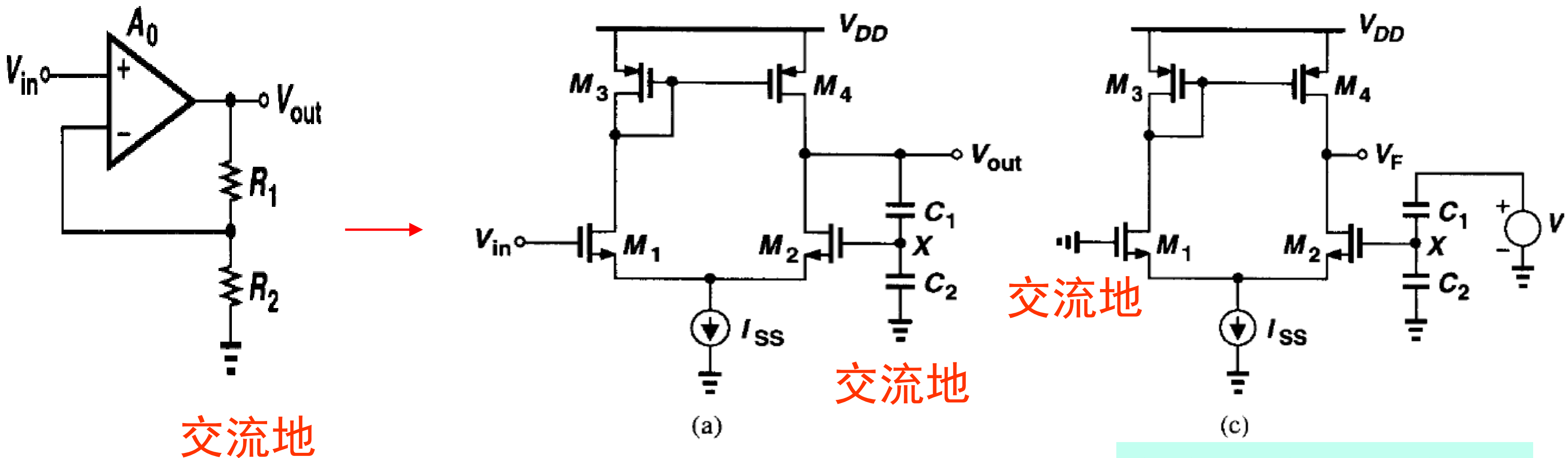


Figure 8.25

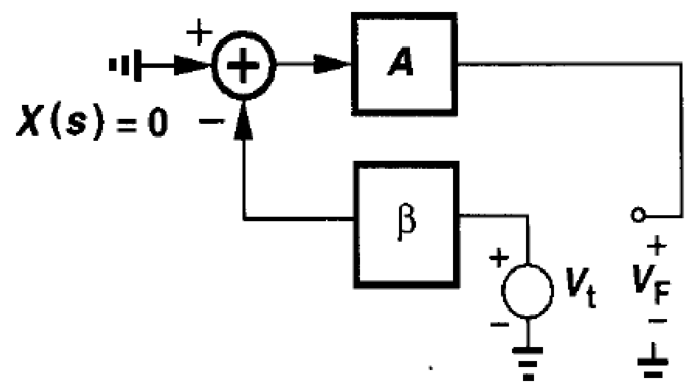
闭环增益 $A_{vf} = 1 + \dfrac{R_1}{R_2}$

低频，容抗很大。C1和C2不能太小，否则CGS影响增益

计算环路增益：

$$V_F = -V_t \frac{C_1}{C_1 + C_2} g_{m1}(r_{O2} \| r_{O4})$$

$$\beta A_0 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} g_{m1}(r_{O2} \| r_{O4})$$



例 8.4 (续) 低频V-V反馈闭环增益和输出阻抗

$$A_{closed} = \frac{g_{m1}(r_{O2}\|r_{O4})}{1 + \frac{C_1}{C_1+C_2} g_{m1}(r_{O2}\|r_{O4})}$$

$$\approx 1 + C_2/C_1$$

$$R_{out,closed} = \frac{r_{O2}\|r_{O4}}{1 + \frac{C_1}{C_1+C_2} g_{m1}(r_{O2}\|r_{O4})}.$$

$$\approx \left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)\frac{1}{g_{m1}}$$

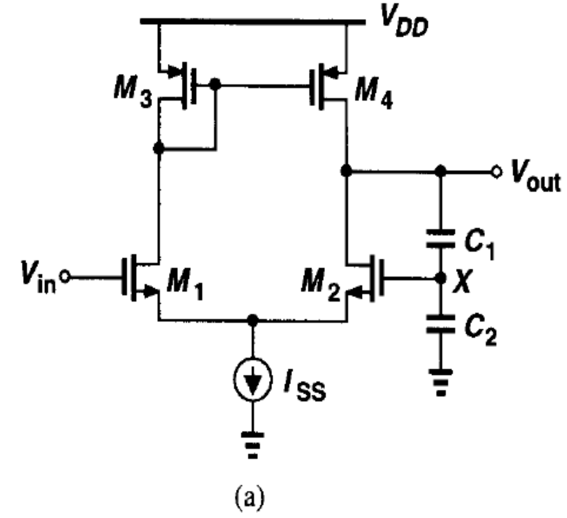


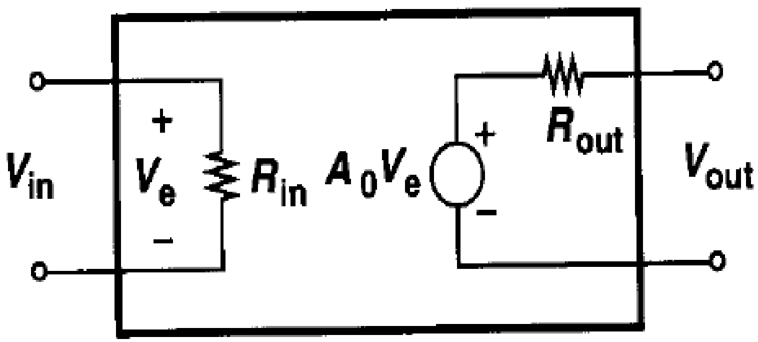
Figure 8.25

低频，忽略输出端反馈支路的负载（电流）作用。

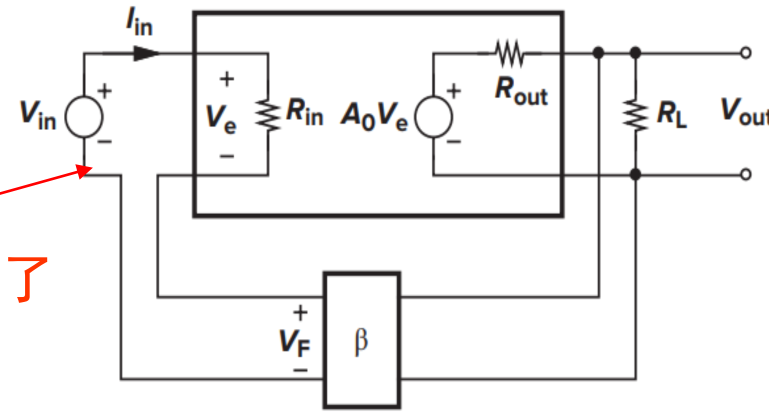
反馈支路测量输出电压，则输出阻抗很小。

V-V反馈闭环输出阻抗 = 开环输出阻抗 /（1+环路增益）。

Input impedance of V-V feedback：增大



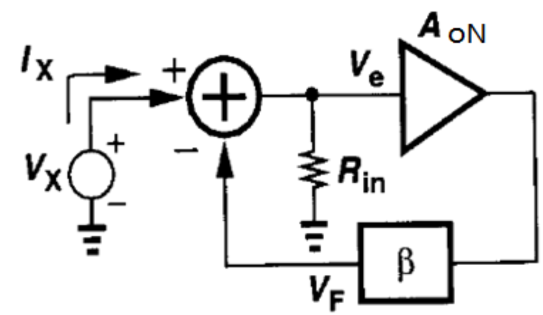
(a) 开环输入阻抗Rin



(b)

闭环增大了输入阻抗

$V_e = I_X R_{in}$ （ I_X =上图 I_{in}）



$V_F = \beta A_0 I_X R_{in}$ （R_L在闭环之外，设反馈支路的输入阻抗很大，测试输出电压）

$V_e = V_X - V_F = V_X - \beta A_0 I_X R_{in}$

即 $I_X R_{in} = V_X - \beta A_0 I_X R_{in}$,

闭环输入阻抗 $\dfrac{V_x}{I_X} = R_{in}(1 + \beta A_o)$

V-V反馈闭环电路增大输入阻抗。反馈与输入按电压方式接入基本放大器（2点，串联）。

例 8.6：计算V-V反馈闭环电路输入阻抗

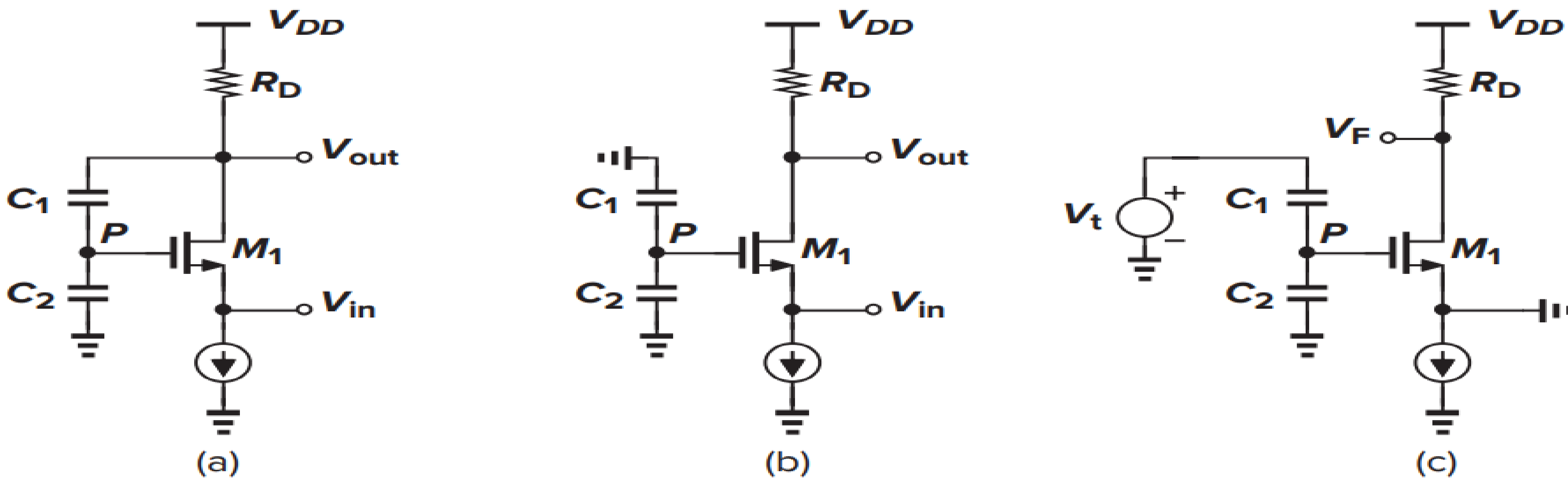


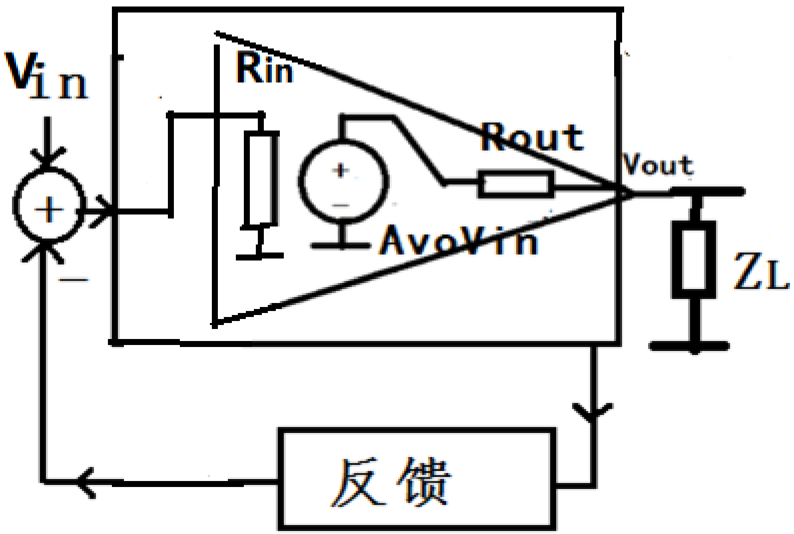
图8.29 V-V负反馈

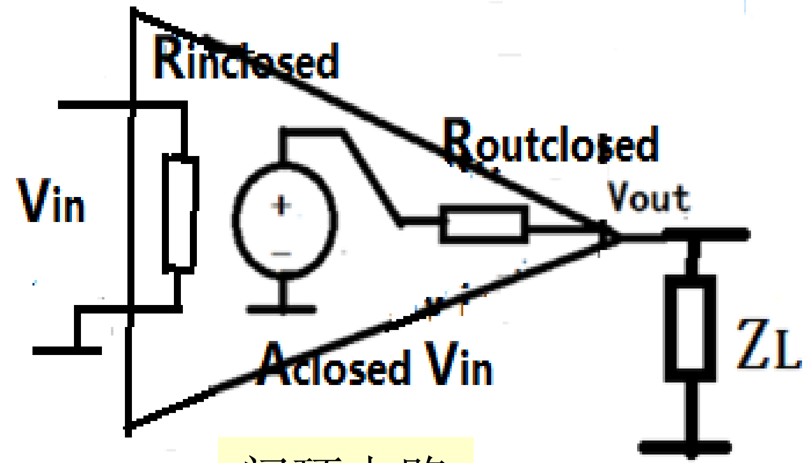
令Vin=0求环路增益： $V_F/V_t = -g_{m1}R_D{*}C_1/(C_1 + C_2) = -\beta A$

$$R_{in,closed} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}}\left(1 + \frac{C_1}{C_1 + C_2} g_{m1} R_D\right)$$

Voltage-voltage feedback decreases the output impedance and increases the input impedance, thereby proving useful as a “buffer” stage that can be interposed between a high-impedance source and a low-impedance load.

V-V负反馈总结（设RL在反馈环路外）





闭环电路

闭环与开环**增益**的关系。

小信号等效电路： $A_{closed}=A_{vo}/(1+\text{loop-gain})$

闭环与开环**输入**阻抗的关系。

小信号等效电路： $R_{in,closed}=R_{in}*(1+\text{loop-gain})$

闭环与开环**输出**阻抗的关系。

小信号等效电路： $R_{outclosed}=R_{out}/(1+\text{loop-gain})$

V-V负反馈电路级联时适应性好，缓冲器。

是否包括RL负反馈电路，可能影响**闭环输入阻抗**的计算

8.2.2 Current-Voltage feedback

Current-Voltage Feedback。

输出端检测的信号类型。串联！

反馈到输入端的信号类型。串联！

C-V反馈也称为电流串联反馈

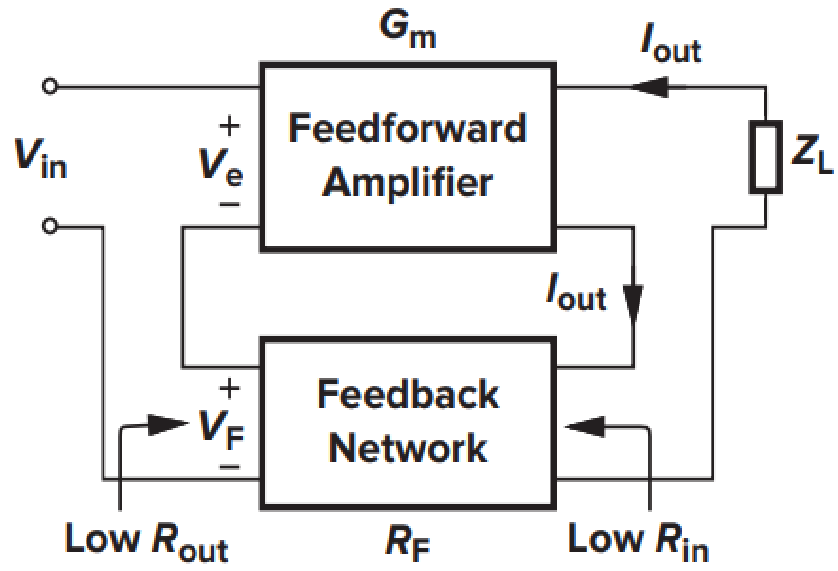


Figure 8.30 Current-voltage feedback

反馈系数量纲是电阻。

基本放大器量纲是跨导Gm。

$$V_F = R_F * I_{out}$$

$$V_e = V_{in} - R_F * I_{out}$$

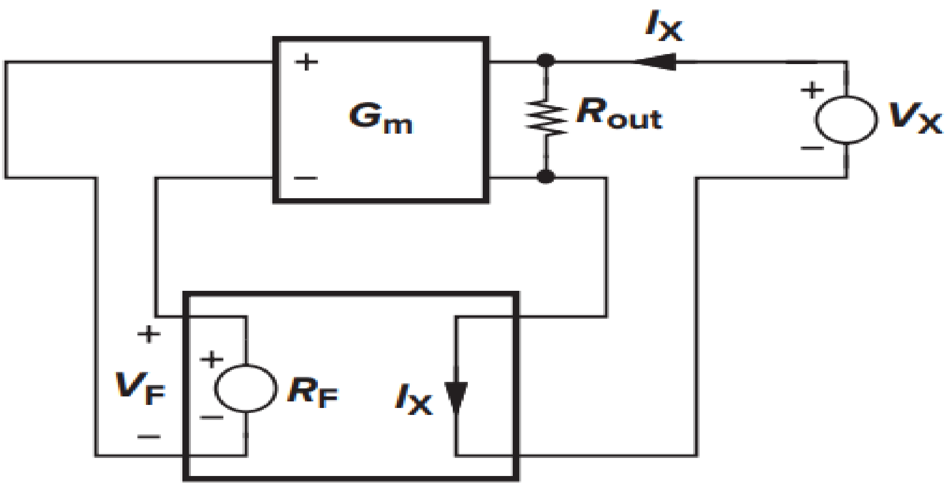
$$I_{out} = G_m(V_{in} - R_F * I_{out})$$

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{1 + G_m R_F}$$

前馈放大器 Gm 输出端等效为电流源（方向为流入！）并联输出阻抗。

环路增益$G_m R_F = V_F/V_t$（图中断开电压反馈，令$V_{in}=0$，$V_t=V_e$），与反馈模式R_F无关！

output impedance of C-V feedback: 增大



理想反馈网络。
检测电流即稳定电流。

$V_F = R_F * I_X$

$-R_F * I_X * G_m = I_X - V_X / R_{out}$

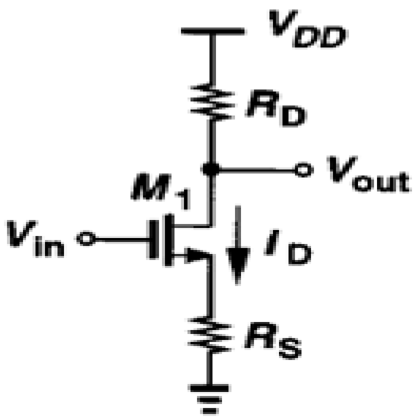
Figure 8.32 Calculation of output resistance of a current-voltage feedback amplifier.

$$\frac{V_X}{I_X} = R_{out}(1 + G_m R_F).$$

双口网络Gm电流
流进网络为正！

增大与电流源并联的输出阻抗。
大多情况下是有益的！

例：C-V负反馈的输入阻抗：增大

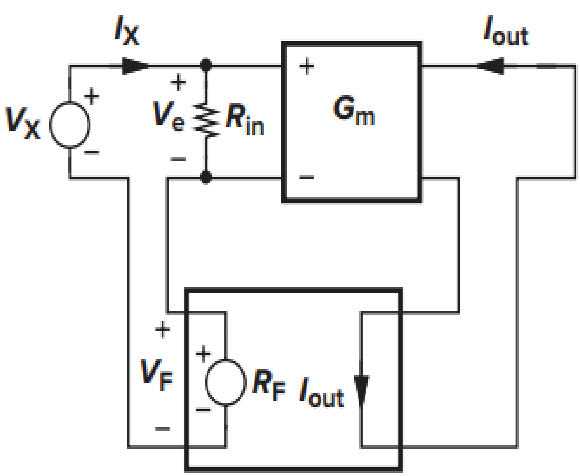


前馈放大器为跨导放大器$G_m=g_m$

反馈信号电压加在基本放大器的另一输入端，

反馈网络为 $R_F = Rs$；环路增益为 g_mRs

$$闭环跨导：G_{mclosed} = \frac{G_m}{1 + G_m R_F} = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$



$$电压增益：A_v = G_{mclosed} R_D = \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} = \frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

Gm* Ix *Rin = Iout，　　Ve / Ix = Rin　（设Gm理想）

Ve = Vx − RF *Iout = Vx − RF *Gm * Ix *Rin

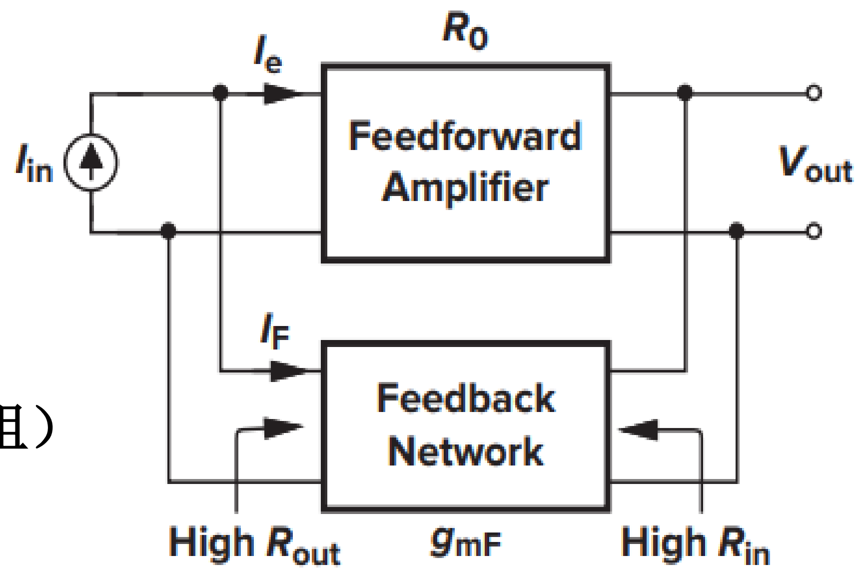
$$闭环输入阻抗：\frac{V_X}{I_X} = R_{in}(1 + G_m R_F)$$

8.2.3 Voltage-Current feedback

Voltage-Current Feedback

输出端检测电压。并联

电流信号反馈到输入端。并联，同一点。



$I_F = g_{mF} V_{out}$

（反馈信号是电流源输出，并联输出电阻）

$I_e = I_{in} - I_F$

$$V_{out} = R_0 I_e = R_0 (I_{in} - g_{mF} V_{out}).$$

$$\rightarrow \quad \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_0}{1 + g_{mF} R_0}.$$

跨阻放大器TIA

环路增益VF/Vt的大小与反馈模式无关！

$g_{mF} R_0$ is the loop gain

V-C反馈也称为电压并联反馈

例 8.5 V-C反馈环路增益、输出阻抗减小

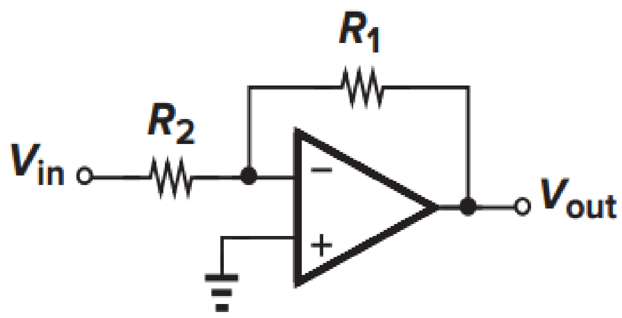
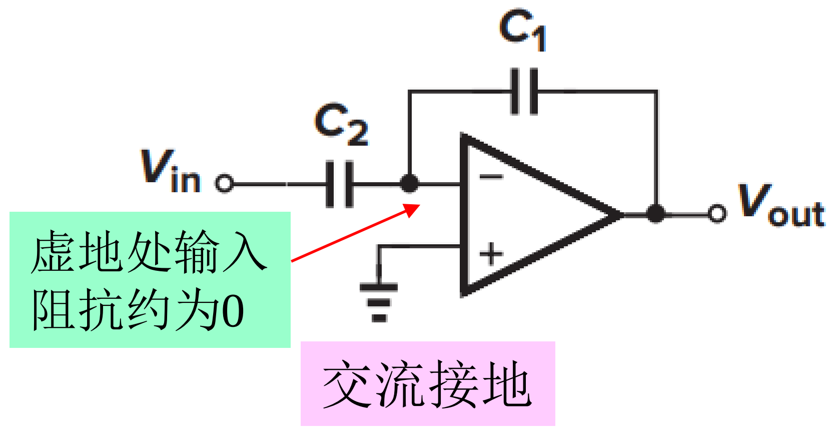


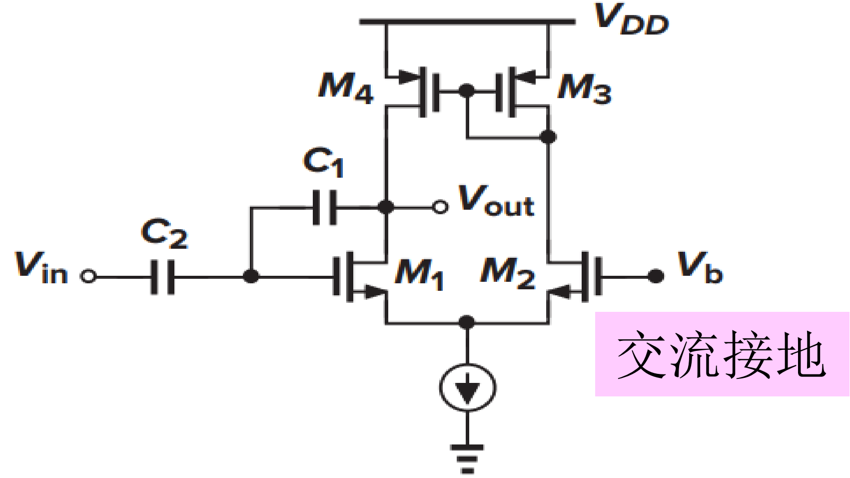
Figure 8.26(a)



闭环增益 $A_{vf} = -\dfrac{R_1}{R_2}$

求环路增益时Vin=0

$$\beta A_0 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} g_{m1}(r_{O2} \| r_{O4})$$



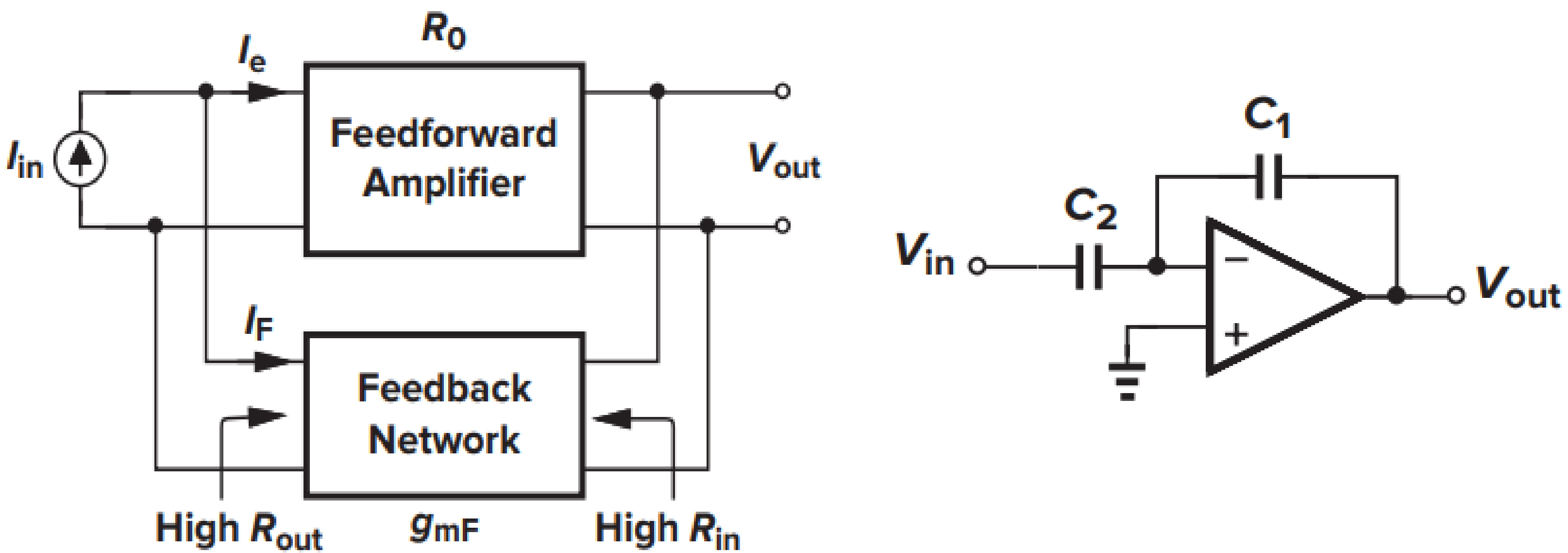
(b)

$$R_{out,closed} = \frac{r_{O2} \| r_{O4}}{1 + \dfrac{C_1}{C_1 + C_2} g_{m1}(r_{O2} \| r_{O4})} \approx \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)\frac{1}{g_{m1}}$$

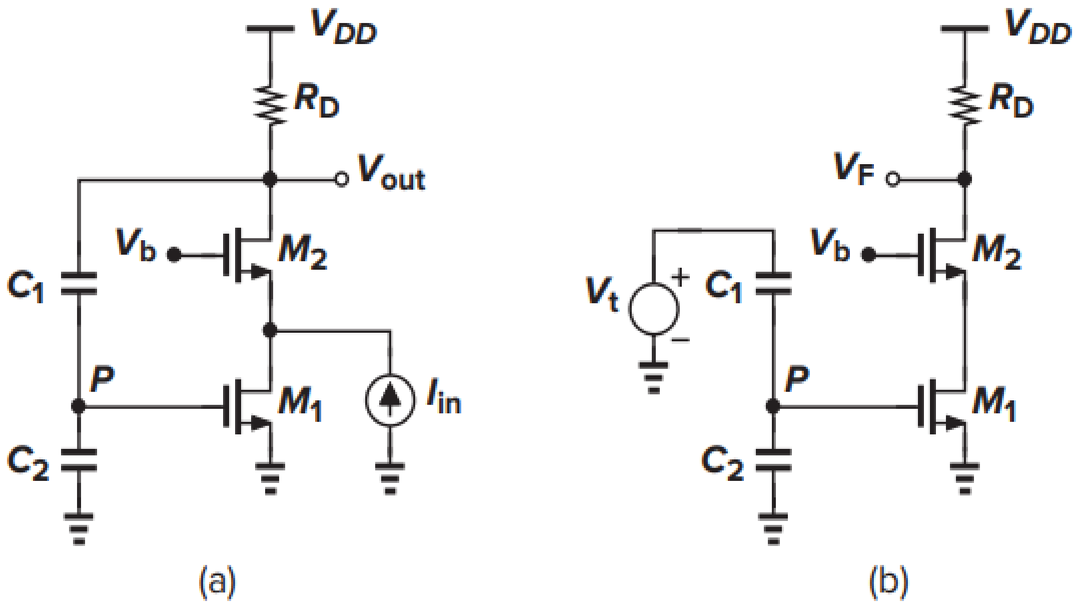
低频闭环增益约为 - C2/C1

例 8.5 （续）V-C反馈闭环增益

低频闭环增益 $A_{vf}=\dfrac{V_{out}}{V_{in}}=\dfrac{V_{out}}{I_{in}\times\dfrac{1}{sC_2}}=\dfrac{-\dfrac{1}{sC_1}}{\dfrac{1}{sC_2}}=-\dfrac{C_2}{C_1}$



例 8.8 低频V-C反馈的闭环跨阻Vout/Iin=Rtot



$\lambda = 0$

$$-V_t \frac{C_1}{C_1+C_2} g_{m1} R_D = V_F$$

$$R_{tot} = \frac{R_D}{1+\frac{C_1}{C_1+C_2} g_{m1} R_D}.$$

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m2}} \frac{1}{1+\frac{C_1}{C_1+C_2} g_{m1} R_D}$$

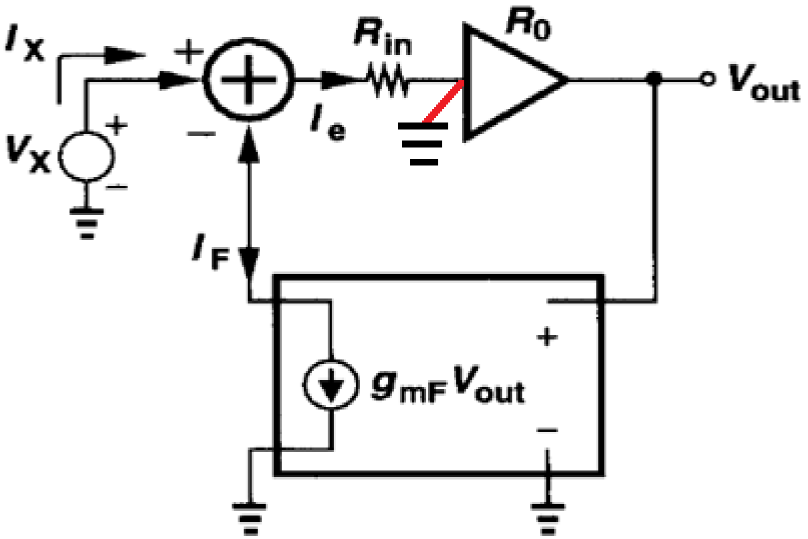
V-C 反馈电路输入和输出阻抗：均减少

求**输入**阻抗：

$$I_F = I_X - V_X / R_{in}$$

$$g_{mF}(V_X / R_{in})R_0 = I_F$$

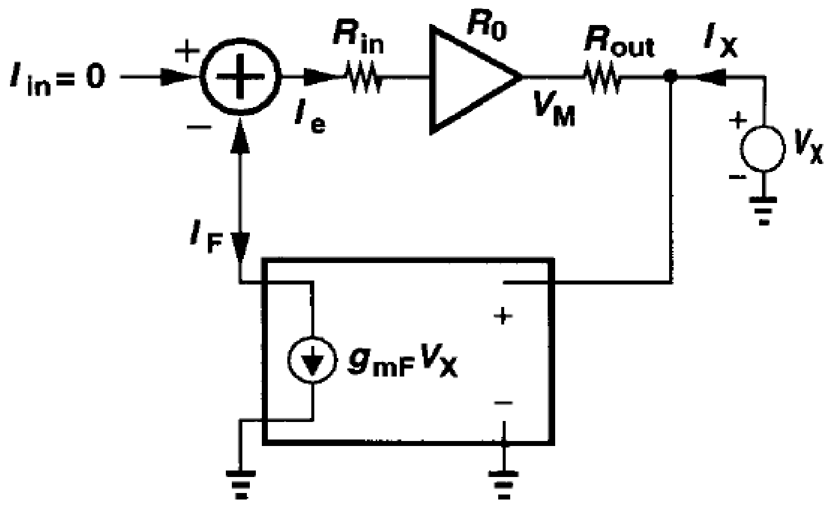
$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_{in}}{1 + g_{mF} R_0}$$



(a)

V-C 反馈电路减少输入和输出阻抗

求**输出**阻抗：



(b)

设反馈支路无负载电流

$$I_F = V_X g_{mF},$$

$$I_e = -I_F,$$

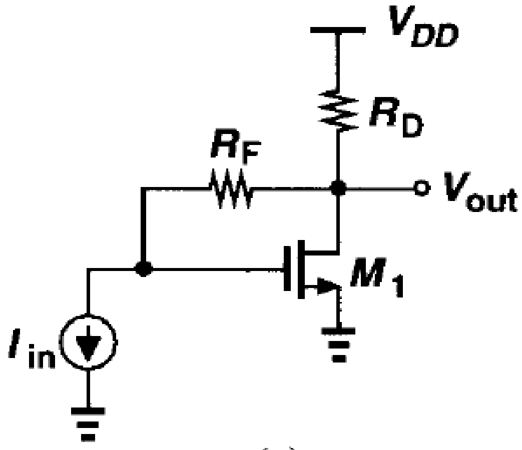
$$V_M = -R_0 g_{mF} V_X$$

$$I_X = (V_X - V_M)/R_{out} = (V_X + g_{mF} R_0 V_X)/R_{out}$$

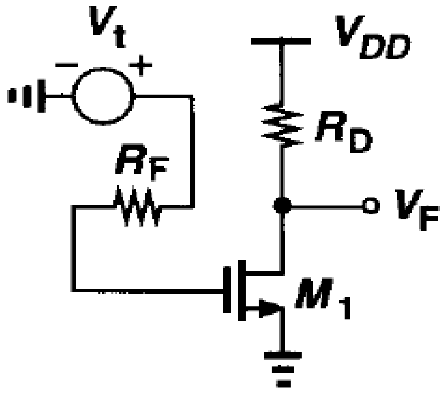
闭环输出阻抗: $$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_{out}}{1 + g_{mF} R_0}$$

例 8.10 V-C 反馈的闭环输入输出阻抗

设 $R_F >> R_D$



(a)



(b)

环路增益

g_mR_D

$$R_{out,closed} = \frac{R_D}{1 + g_m R_D}$$

精确值是将式中的

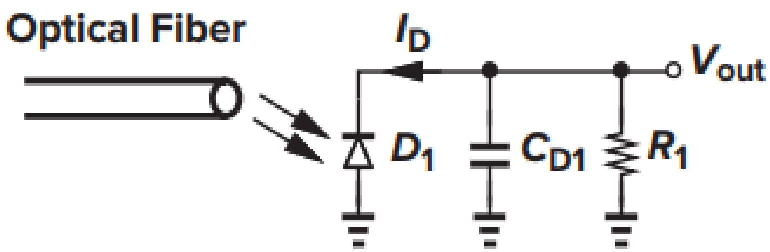
R_D用$R_D||R_F$代替

$$R_{in,closed} = \frac{R_F}{1 + g_m R_D}$$

参考密勒效应，

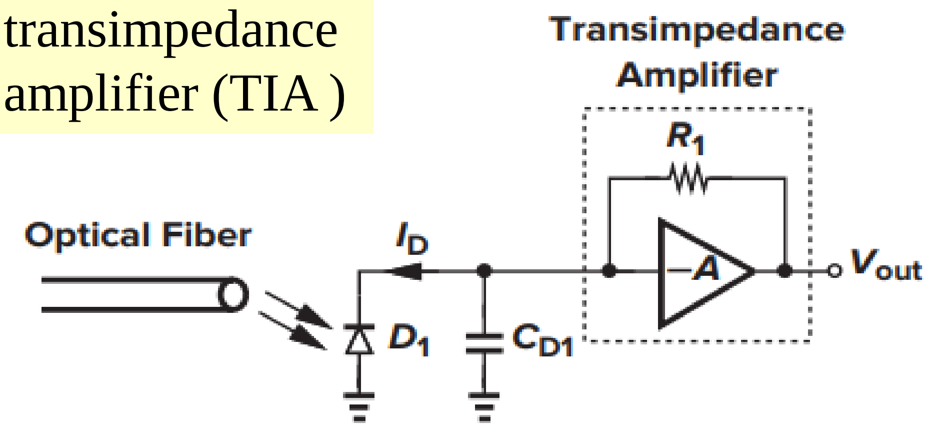
后面推导和解释

例: 光纤接收机（跨阻放大器提高带宽）



(a)

transimpedance amplifier (TIA)



(b)

输入阻抗为：$R1/(1 + A)$

低频输出电压为： $R_1 I_{D1}$

3dB带宽从(a)图的 $1/(2\pi R_1C_{D1})$ 增加到(b)图的 $(1 + A)/(2\pi R_1C_{D1})$

Figure 8.40 Detection of current produced by a photodiode by (a) resistor R1 and (b) a transimpedance amplifier.

8.2.4 Current-Current feedback

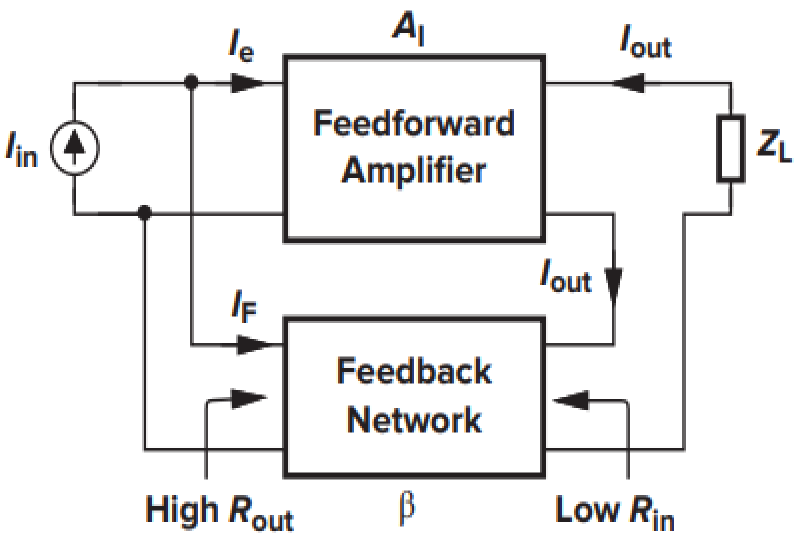
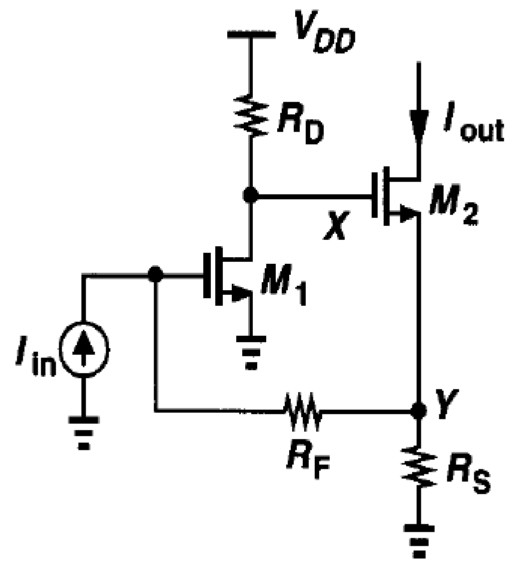


Figure 8.41 Current-current feedback.



基本（开环）放大器输入和输出阻抗应计入反馈支路的负载

the closed-loop current gain is equal to $A_I /(1 + \beta A_I)$

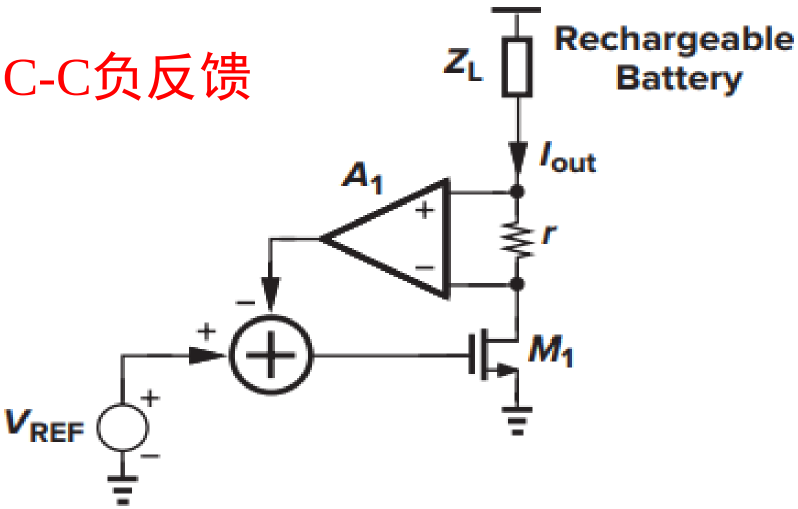
input impedance is divided by $1 + \beta A_I$：减小

output impedance is multiplied by $1 + \beta A_I$：增大

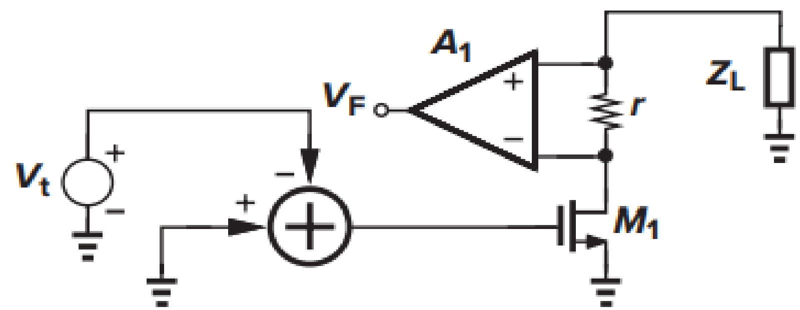
例8.7：恒流（阻抗大）对蓄电池ZL充电

assuming $|Z_L| \ll r_O$ (r_O：output resistance of M1).

C-C负反馈



(a)



(b)

$$\frac{V_F}{V_t} \approx -g_m r A_1$$

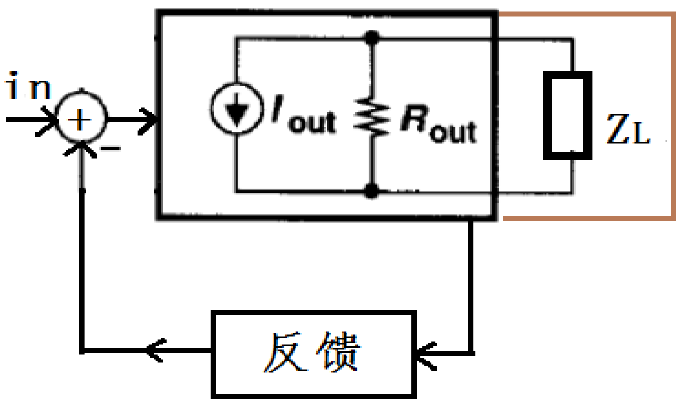
$$R_{out,closed} = (1 + g_m r A_1)(r_O + r)$$

处理电路负载ZL的一般规则

一般，ZL不在反馈环路中处理：

（1）ZL与闭环放大器输出阻抗$R_{outclosed}$并联

输入电压
或电流

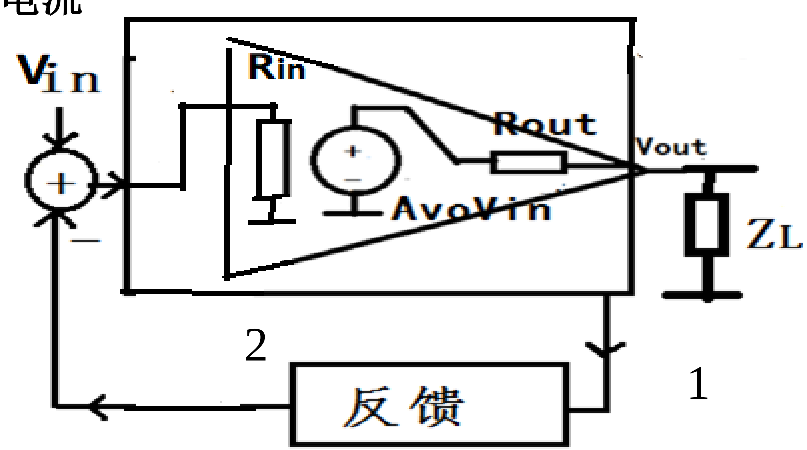


反馈检测输出电流。

反馈改变闭环输出阻抗，与Z_L无关；或列解总的电路方程。

反馈检测输出电压

输入电压
或电流



（2）负载Z_L作为闭环放大器的负载，与闭环输出电阻串联。

反馈改变闭环放大器输出阻抗，应与Z_L无关。

（3）计算闭环放大器输入阻抗时，应与Z_L有关。（环路增益误差不重要）

8.3 反馈对噪声的影响：不能改善信噪比

Feedback does not improve the noise performance of circuits。

实际上，由于反馈支路本身器件具有噪声，反馈电路总的信噪比将减小。

闭环电路的输入参考噪声可能与开环电路不一样。

8.4 反馈分析的困难

不满足反馈支路无负载效应（无电流）的假设。

先前反馈电路的分析方法：

1。断开环路，得到开环增益、输入和输出阻抗；

2。得到环路增益（开环概念），确定闭环参数。

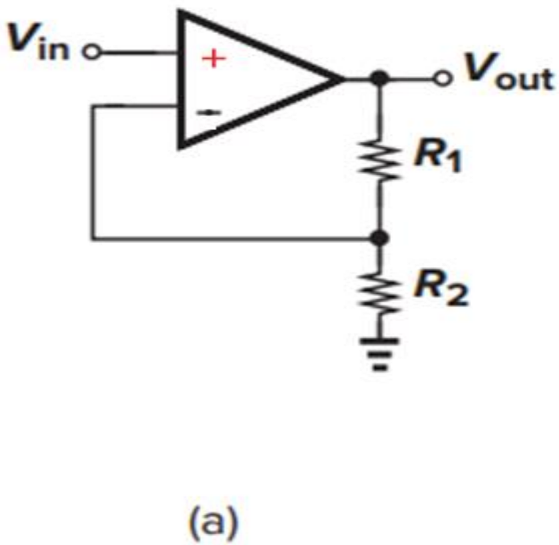
困难1：难以断开反馈信号，反馈支路有信号电流；

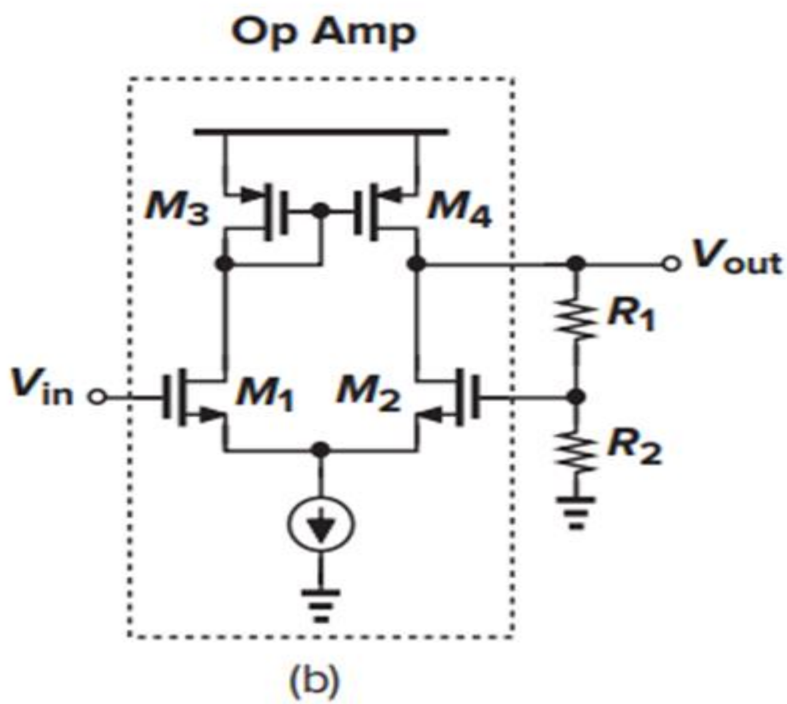
困难2：不能明确分解基本放大器和反馈支路；

反馈结构难以归类（4类）；

困难3：反馈是双向电路或有多重反馈。

困难1：反馈支路有信号电流

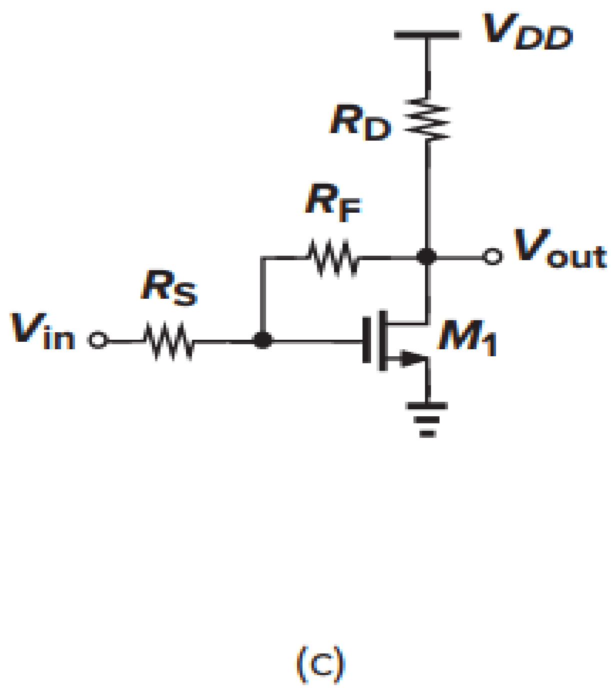


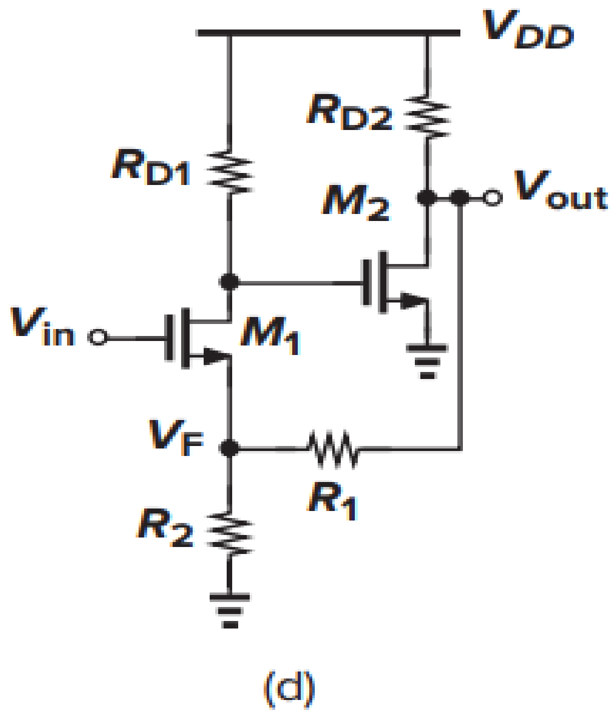


反馈支路对基本放大器有明显的负载作用（抽取信号电流），减小了开环增益；

即，实际闭环电路输出端的反馈支路（检测电压）阻抗非无穷大时，其有限电阻使基本放大器的增益减小。

困难1（续）：反馈支路有信号电流





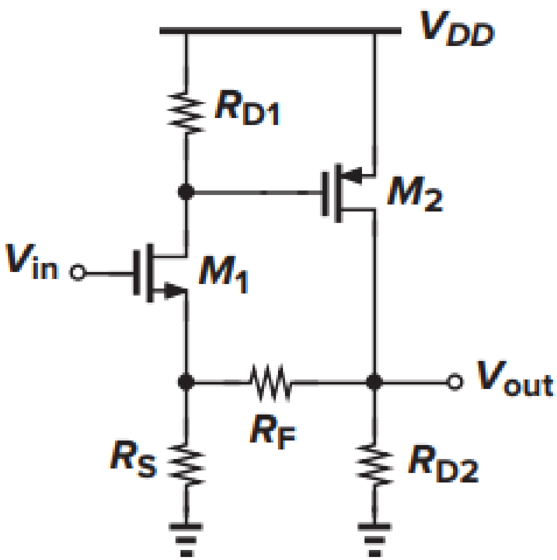
(c) 反向放大器

(d) 同向放大器

如果R_F不很大，则开环增益减小。

反馈网络具有负载效应，使开环增益减小

困难2：难以结构分解



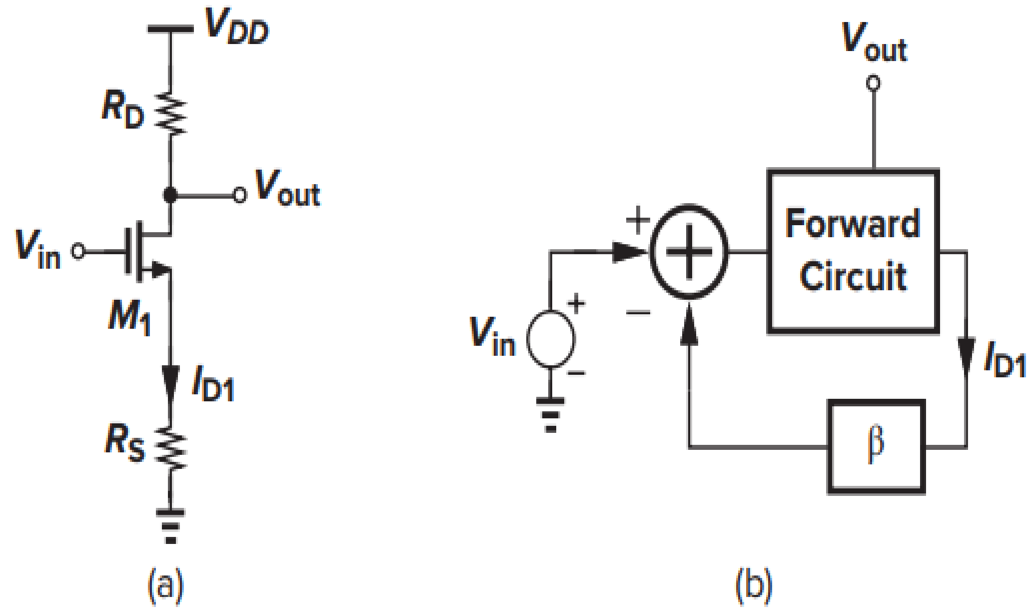


Figure 8.47 Feedback circuit without a clearly-distinguishable feedback network。
V-V负反馈

Figure 8.48 (a) CS stage and (b) block diagram showing the output and sense ports。
C-V负反馈

困难3：反馈是双向电路或多重反馈

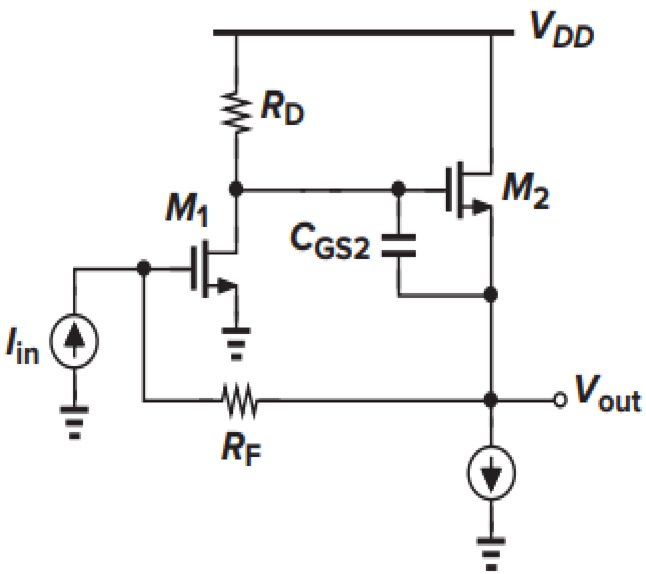


Figure 8.49 Circuit with more than one feedback mechanism.

RF provides feedback around the circuit, and CGS2 around M2。

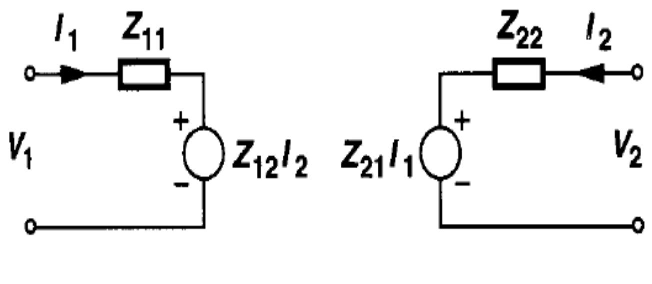
V-C 负反馈

拆除反馈信号，得到基本放大器；
基本放大器保留反馈支路的加载效应。

8.5.1 反馈支路的Two-Port Network Models

设端口流进电流为正

检测电流



反馈电压

(a)

反馈网络信号传输方向与闭环（或前馈）放大器相反

Z model：C-V负反馈，第21项

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

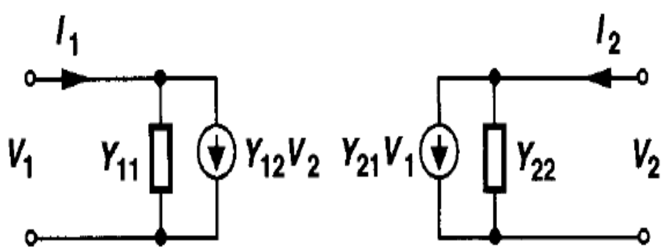
$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2.$$

希望Z11 、Z22、Z12小

下标1表示反馈网络输入端，实际是在闭环放大器输出端。

第21项表示反馈，其它是非理想参数

检测电压



反馈电流

(b)

Admittances导纳

Y model：V-C负反馈

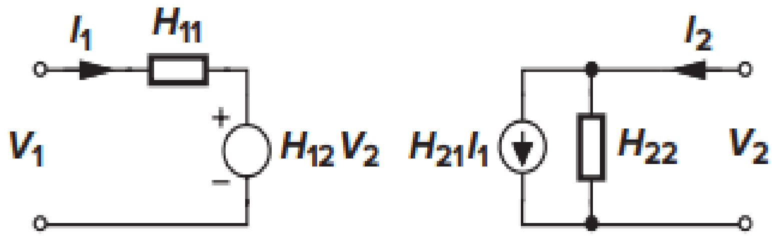
$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2,$$

Y 参数并不是Z参数的倒数

反馈支路的Two-Port Network Models

检测电流



(c)

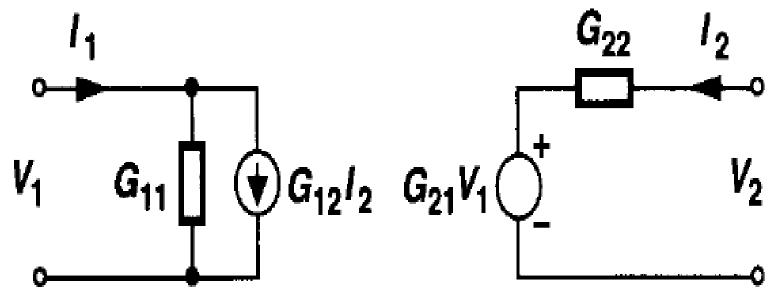
反馈电流

hybrid models： H model
C-C负反馈

$$V_1 = H_{11}I_1 + H_{12}V_2$$

$$I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}V_2,$$

检测电压



(d)

反馈电压

hybrid models： G model
V-V负反馈

$$I_1 = G_{11}V_1 + G_{12}I_2$$

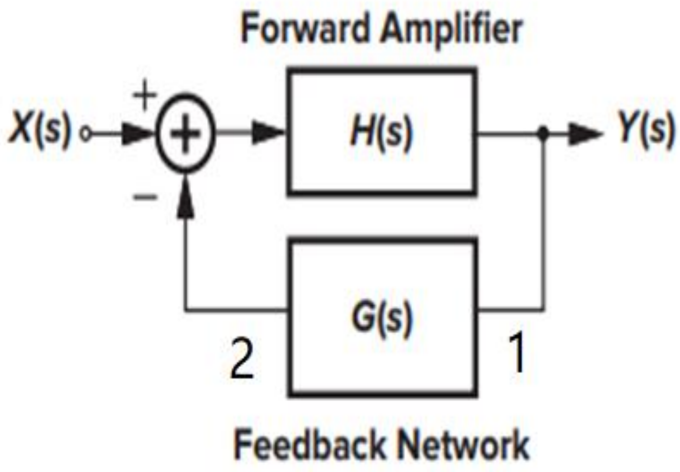
$$V_2 = G_{21}V_1 + G_{22}I_2.$$

第12项表示反馈网络的前通作用，一般无放大且输入信号小，与前馈电路输出信号相比可忽略；第11和22项表示在闭环电路输入端和输出端，由反馈支路引入的测试（输入）电阻/导和输出电阻/导。

具体处理时，第12项、第11项、第22项的理想值约为0，即：理想的反馈网络仅有第21项，反馈支路测试电路无加载；反馈支路输出的电压源串联电阻=0，或反馈支路输出的电流源并联电导=0。

反馈网络应该用哪种双端口模型？第21项

依据反馈支路的检测（在总电路输出端）信号和前馈放大器输入形式决定。



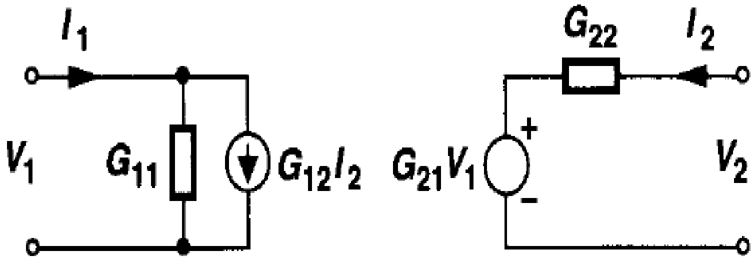
反馈网络模型判断:

- 反馈支路输入（端口下标1）检测前馈放大器输出，检测（稳定）电压（并联检测）或电流（串联检测）；
- 反馈支路输出（端口下标2）接前馈（基本）放大器输入，前馈放大器双端输入是电压反馈、单端输入是电流反馈；
- 网络模型选取：根据第21项（反馈信号）量纲确定。

电压-电压负反馈：G模型

$$I_1 = G_{11}V_1 + G_{12}I_2$$

$$V_2 = G_{21}V_1 + G_{22}I_2.$$

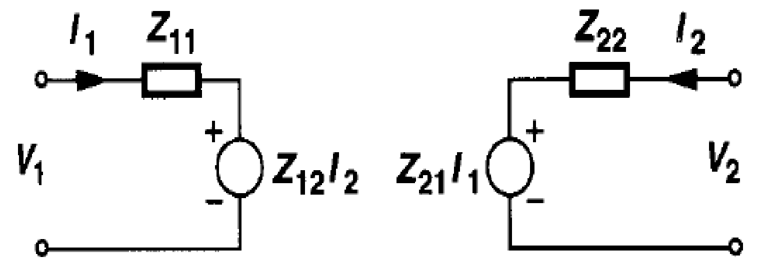


(d)

电流-电压负反馈：Z模型

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2.$$

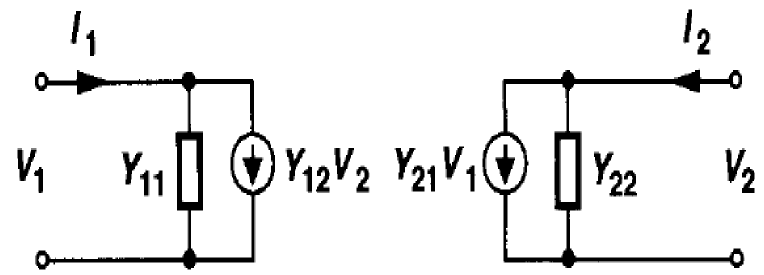


(a)

电压-电流负反馈：Y模型

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2,$$

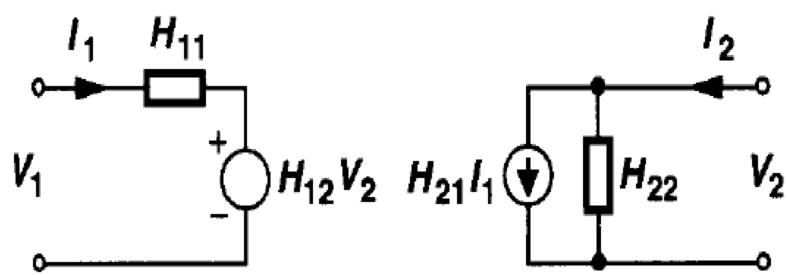


(b)

电流-电流负反馈：H模型

$$V_1 = H_{11} I_1 + H_{12} V_2$$

$$I_2 = H_{21} I_1 + H_{22} V_2,$$



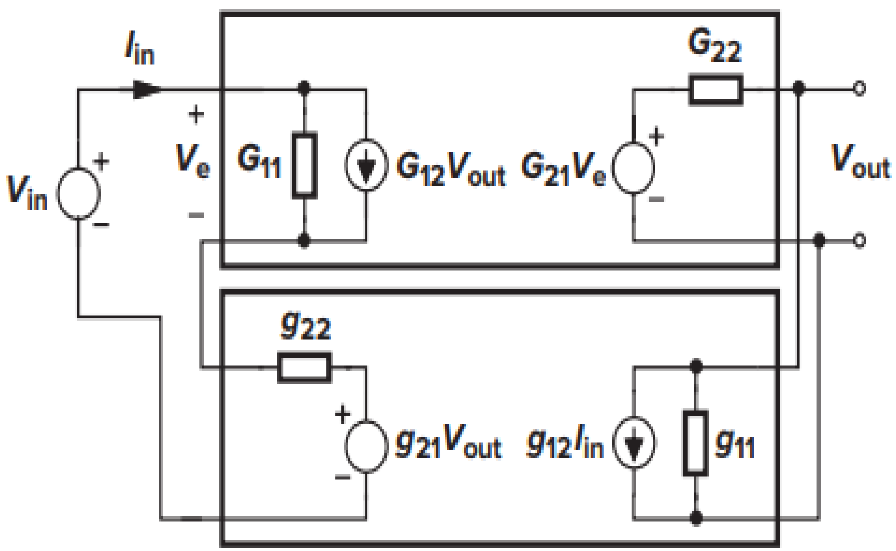
(c)

8.5.2 电压-电压反馈中的加载

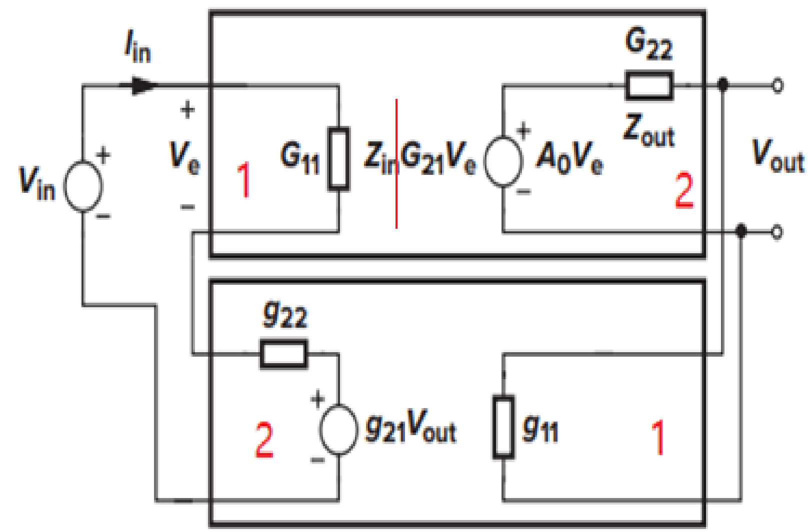
V-V反馈支路采用G模型，前馈电路也是2端口网络G（电压放大）模型。

$$I_1 = G_{11}V_1 + G_{12}I_2$$
$$V_2 = G_{21}V_1 + G_{22}I_2$$

令I2=0，得到增益G21或反馈系数g21



(a)



(b)

简化电路（单向化），令G12=0，g12=0，大多数电路符合该条件。

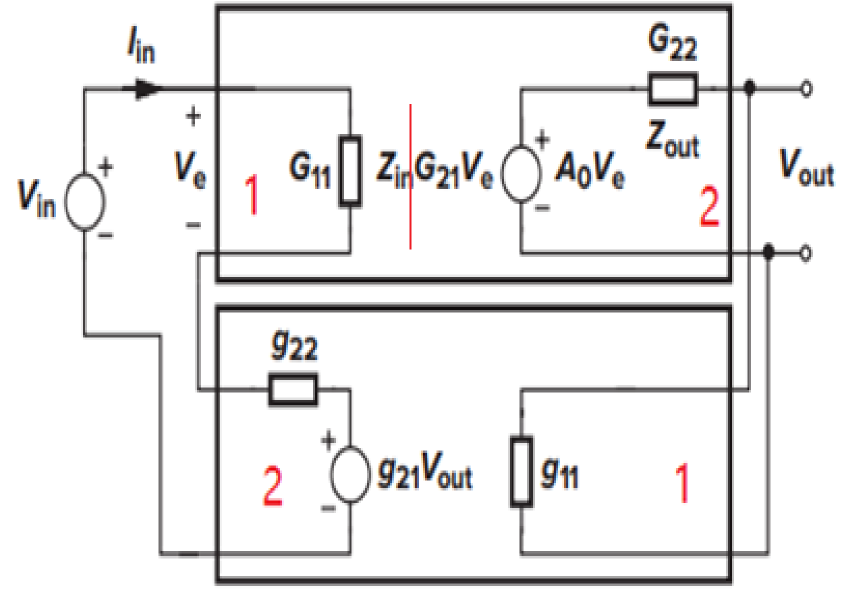
电压-电压反馈中的加载（续）

输入侧

$$V_{in}=V_e+g_{22}\frac{V_e}{Z_{in}}+g_{21}V_{out}$$

输出侧

$$g_{11}V_{out}+\frac{V_{out}-A_0V_e}{Z_{out}}=0$$



(b)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{A_0}{(1+\frac{g_{22}}{Z_{in}})(1+g_{11}Z_{out})+g_{21}A_0}$$

$$=\frac{\frac{A_0}{(1+\frac{g_{22}}{Z_{in}})(1+g_{11}Z_{out})}}{1+g_{21}\frac{A_0}{(1+\frac{g_{22}}{Z_{in}})(1+g_{11}Z_{out})}}$$

分压比

$$=A_{v,open}/(1+\beta A_{v,open})$$

2端口网络的G 模型：

$$I_1=G_{11}V_1+G_{12}I_2$$

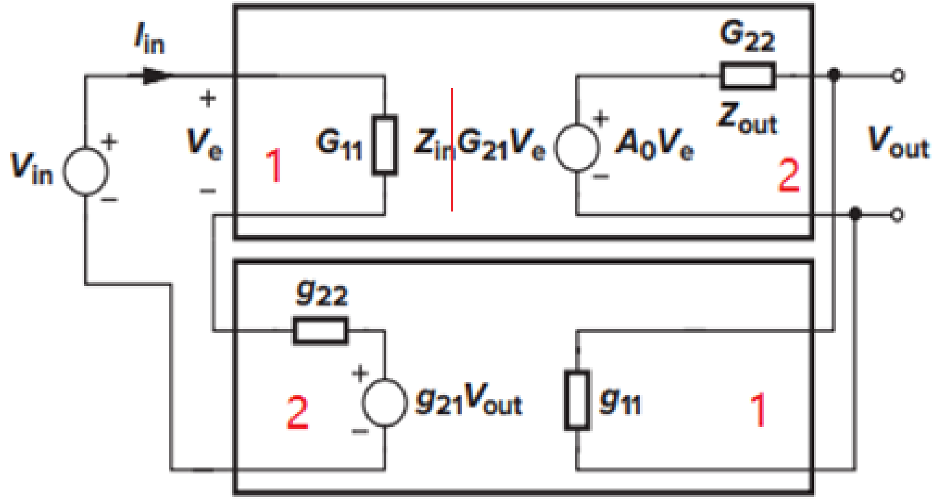
$$V_2=G_{21}V_1+G_{22}I_2$$

电压-电压反馈中的加载（续2）

前式中（物理意义：负载效应是开环电路分压）

$$A_{v,open} = \frac{A_0}{\left(1+\frac{g_{22}}{Z_{in}}\right)\left(1+g_{11}Z_{out}\right)} = \frac{A_0 \times Z_{in} \times \frac{1}{g_{11}}}{\left(Z_{in}+g_{22}\right)\left(\frac{1}{g_{11}}+Z_{out}\right)}$$

$$\beta = g_{21}$$



(b)

2端口网络的G 模型：

$$I_1 = G_{11}V_1 + G_{12}I_2$$

$$V_2 = G_{21}V_1 + G_{22}I_2$$

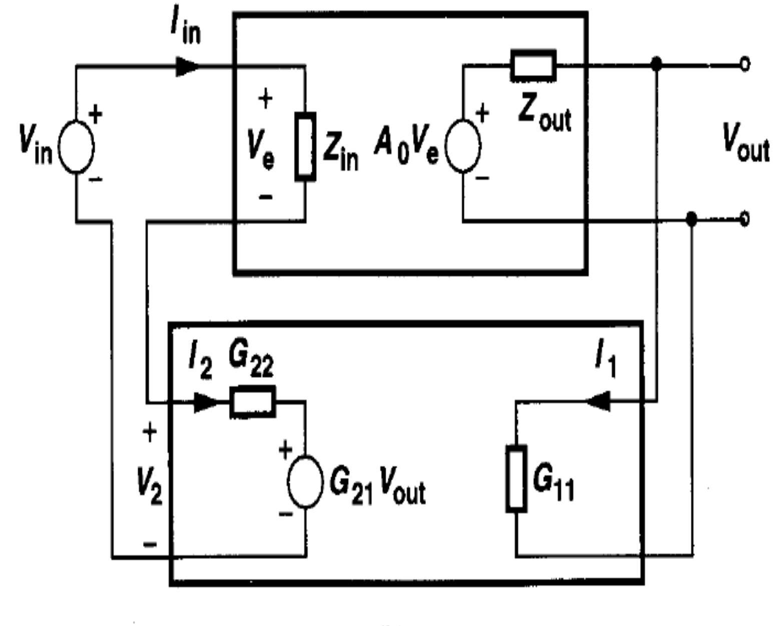
另个常见公式：反馈支路负载作用的增益

$$(V_{in}-G_{21}V_{out})\frac{Z_{in}}{Z_{in}+G_{22}}A_0\frac{G_{11}^{-1}}{G_{11}^{-1}+Z_{out}}=V_{out}.$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{A_0\dfrac{Z_{in}}{Z_{in}+G_{22}}\dfrac{G_{11}^{-1}}{G_{11}^{-1}+Z_{out}}}{1+\dfrac{Z_{in}}{Z_{in}+G_{22}}\dfrac{G_{11}^{-1}}{G_{11}^{-1}+Z_{out}}G_{21}A_0}.$$

$$A_{v,open}=\frac{Z_{in}}{Z_{in}+G_{22}}\frac{G_{11}^{-1}}{G_{11}^{-1}+Z_{out}}A_0.$$

闭环增益 $A_{v,closed}=\dfrac{A_{v,open}}{1+A_{v,open}G_{21}}$



(b)

前馈放大器采用通用形式。（实为2端口网络G模型）

反馈支路G11、G22体现对基本放大器的负载作用。

前馈放大器表达不同，但V1和V2教材结论一样

反馈网络

$$I_1 = G_{11}V_1 + G_{12}I_2$$

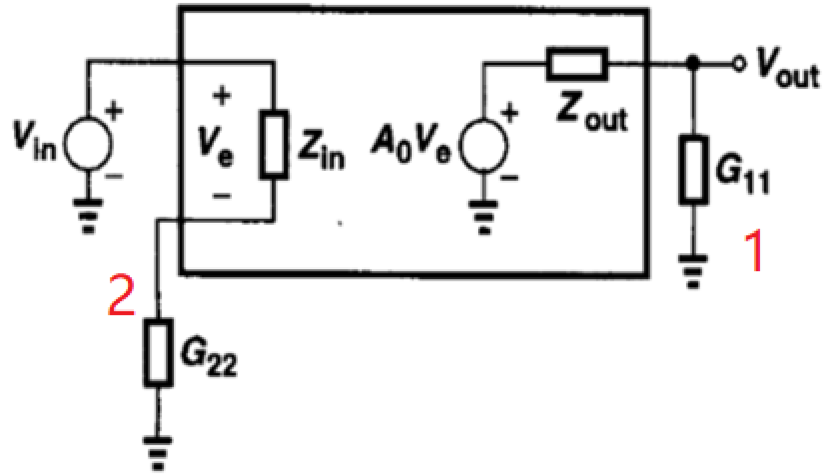
$$V_2 = G_{21}V_1 + G_{22}I_2.$$

$$G_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right|_{I2=0}$$

$$G_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right|_{V1=0}.$$

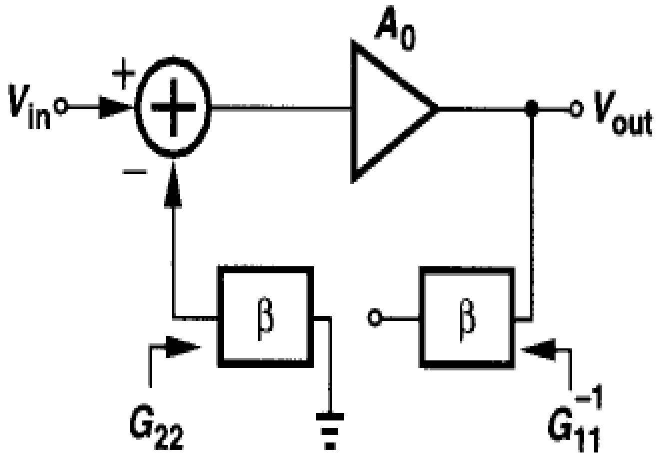
G11、G22体现了反馈支路对基本放大器的负载作用。

使得基本放大器输入和输出信号减小



包含反馈支路负载作用的

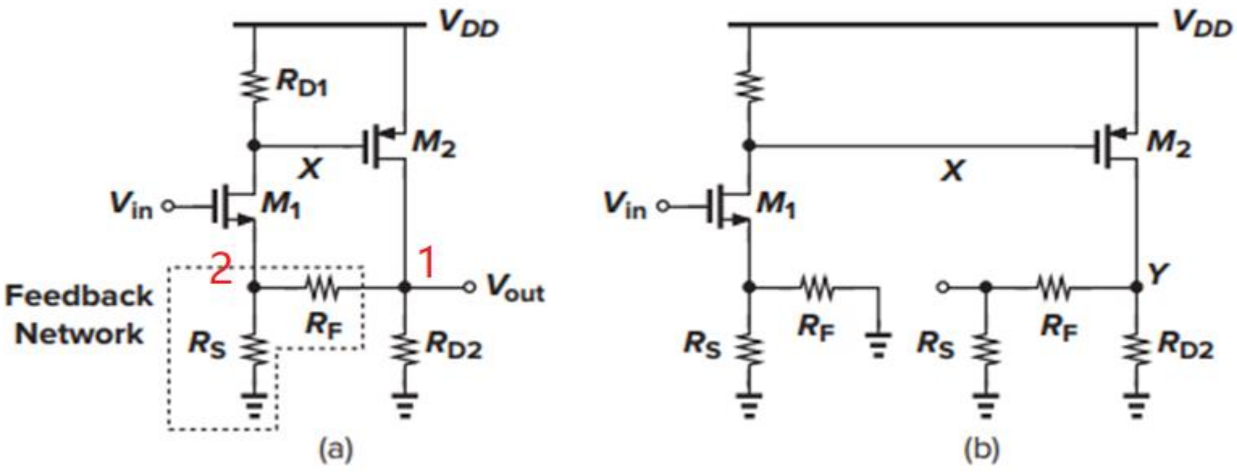
基本放大器（无反馈信号）



$$Z_{in,closed} = (Z_{in} + G_{22})(1 + A_{v,open}G_{21})$$

$$\text{闭环}Z_{out,closed} = \frac{Z_{open} \mid\mid G_{11}^{-1}}{1 + A_{v,open}G_{21}}$$

例 8.12 V-V反馈的开环和闭环增益



$$I_1 = G_{11}V_1 + G_{12}I_2$$
$$V_2 = G_{21}V_1 + G_{22}I_2.$$

$$G_{11} = \frac{I_1}{V_1}\bigg|_{I2=0}$$
$$G_{22} = \frac{V_2}{I_2}\bigg|_{V1=0}.$$

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = G_{21} = \frac{V_2}{V_1}\bigg|_{I2=0} = R_S/(R_F + R_S)$$

忽略放大器内部反馈

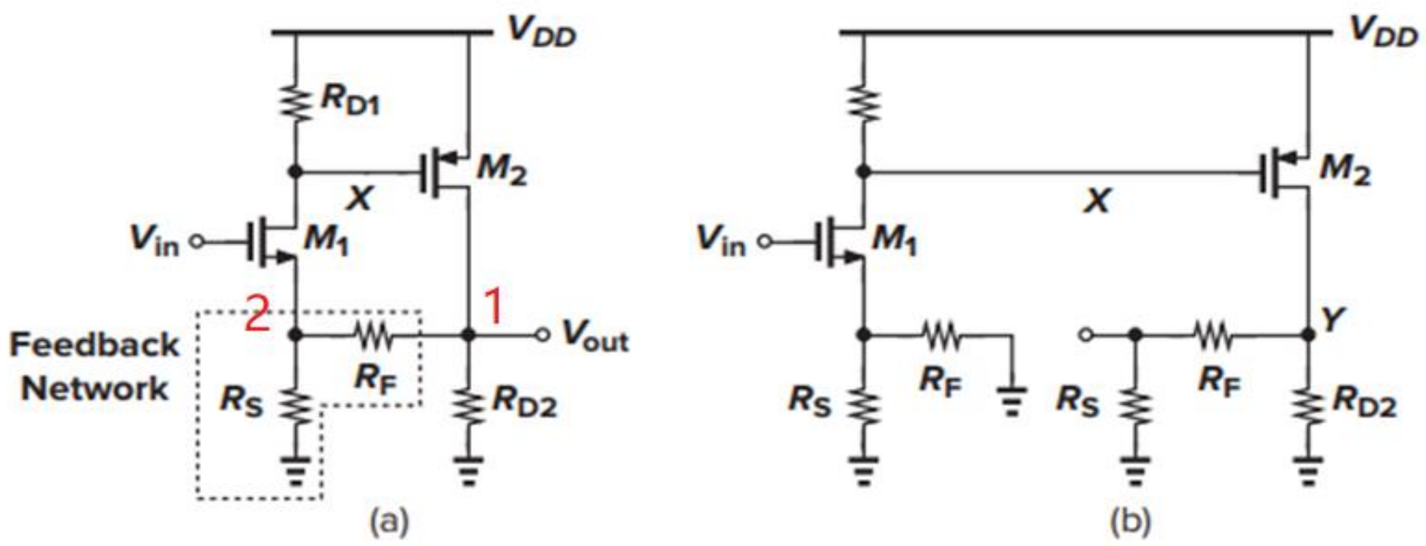
assuming $\lambda = \gamma = 0$

$$A_{v,open} = \frac{V_Y}{V_{in}} = \frac{-R_{D1}}{R_F \| R_S + 1/g_{m1}}\{-g_{m2}[R_{D2} \| (R_F + R_S)]\}$$

$$A_{v,closed} = A_{v,open}/(1 + g_{21}A_{v,open})$$

例 8.12（续） V-V反馈的闭环输出阻抗

闭环输出阻抗：$R_{\text{out, closed}} = \dfrac{R_{D2} \,||\, (R_F + R_S)}{1 + G_{21} A_{v,open}}$



闭环输入阻抗：$R_{\text{in, closed}} \approx \infty$

8.5.3 电流-电压反馈中的加载

反馈网络Z21：C-V

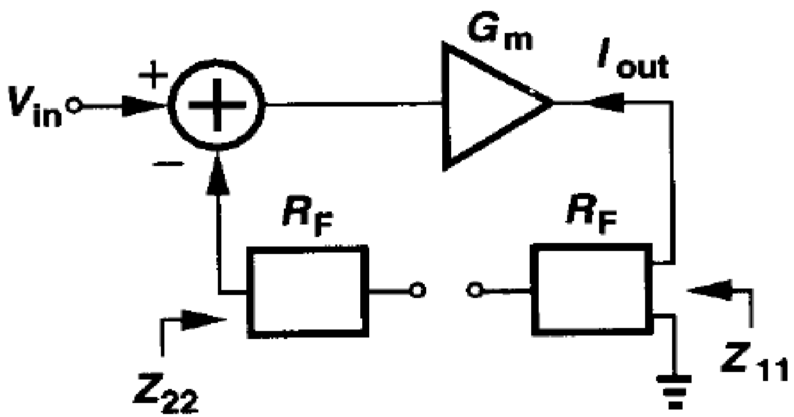
$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

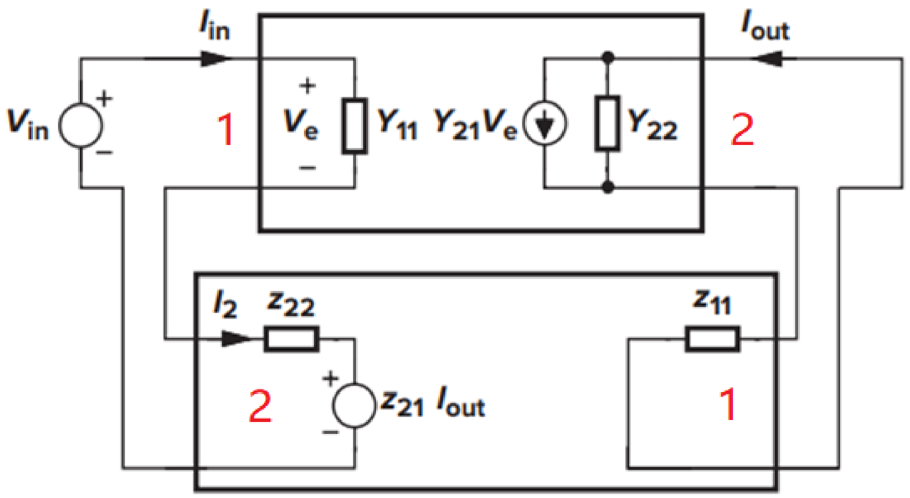
$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2.$$

前馈放大Y21: V-C

$$I_1 = Y_{11} V_1 + \cancel{Y_{12} V_2}$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2.$$





闭环输入侧 $V_{in} = V_e + Y_{11} V_e z_{22} + z_{21} I_{out}$

闭环输出侧 $-I_{out} z_{11} = \dfrac{I_{out} - Y_{21} V_e}{Y_{22}}$

电流-电压反馈的闭环跨导

闭环跨导

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{Y_{21}}{(1+z_{22}Y_{11})(1+z_{11}Y_{22})}}{1+z_{21}\dfrac{Y_{21}}{(1+z_{22}Y_{11})(1+z_{11}Y_{22})}}$$

令

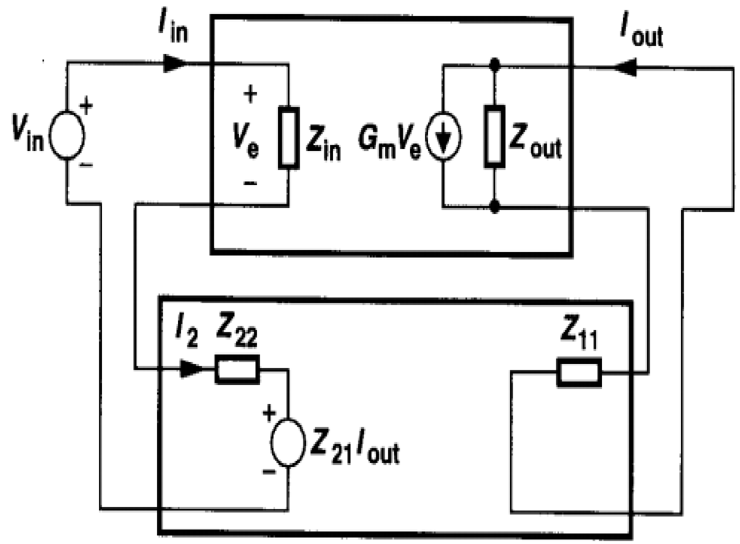
$$G_{m,open} = \frac{Y_{21}}{(1+z_{22}Y_{11})(1+z_{11}Y_{22})}$$

$$\beta = z_{21}$$

闭环跨导：$\mathrm{G}_{\mathrm{closed}} = \dfrac{G_{m,open}}{1+\beta G_{m,open}}$

电流-电压反馈闭环跨导的另个等价公式

$$(V_{in} - Z_{21} I_{out}) \frac{Z_{in}}{Z_{in}+Z_{22}} G_m \frac{Z_{out}}{Z_{out}+Z_{11}} = I_{out}$$



(b)

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{Z_{in}}{Z_{in}+Z_{22}} \dfrac{Z_{out}}{Z_{out}+Z_{11}} G_m}{1 + \dfrac{Z_{in}}{Z_{in}+Z_{22}} \dfrac{Z_{out}}{Z_{out}+Z_{11}} G_m Z_{21}}$$

$$G_{m,open} = \frac{Z_{in}}{Z_{in}+Z_{22}} \frac{Z_{out}}{Z_{out}+Z_{11}} G_m$$

$$\beta = Z_{21}$$

$$G_m = Y_{21}$$

$$Z_{in} = Y_{11}^{-1}$$

$$Z_{out} = Y_{22}^{-1}$$

闭环跨导：$G_{closed} = \dfrac{G_{m,open}}{1 + \beta G_{m,open}}$

V1和V2教材结论一样

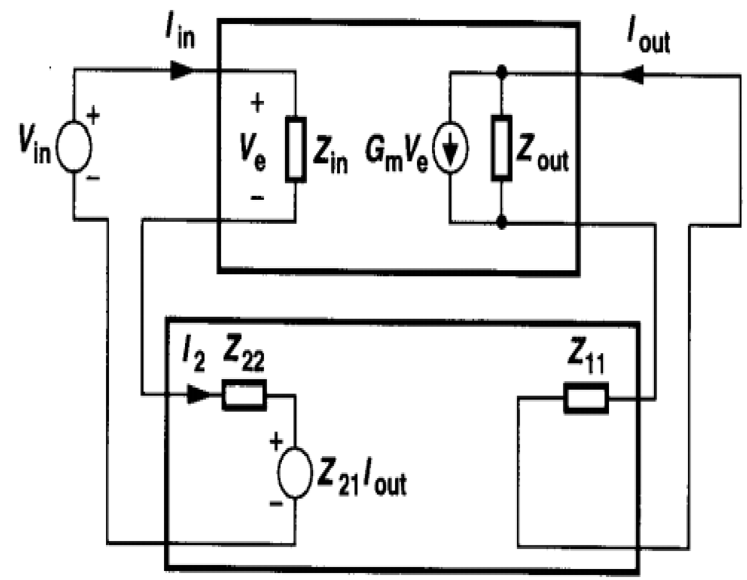
电流-电压反馈的闭环输入和输出阻抗

C-V反馈的闭环输入阻抗：

$$Z_{\text{in, closed}}$$

$$= (Z_{in} + Z_{22})(1 + Z_{21}G_{m,open})$$

$$= (Z_{in} + Z_{22})(1 + \beta G_{m,open})$$



(b)

C-V反馈的闭环输出阻抗：

$$Z_{\text{out, closed}}$$

$$= (Z_{out} + Z_{11})(1 + Z_{21}G_{m,open})$$

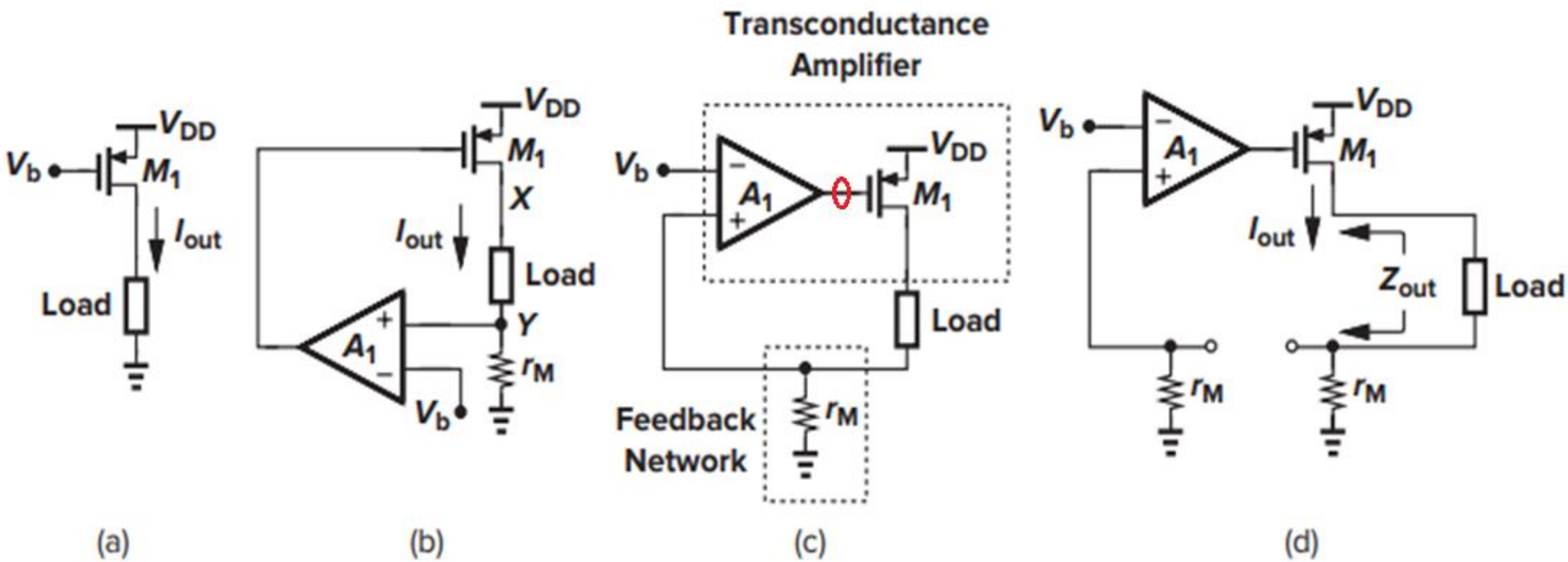
$$= (Z_{out} + Z_{11})(1 + \beta G_{m,open})$$

基本放大器Y模型：$G_m = Y_{21}$

$Z_{in} = Y_{11}^{-1}$, $Z_{out} = Y_{22}^{-1}$

开环输出$Z_{out} + Z_{11}$串联，不是并联

例8.14 求C-V反馈输出电流和输出阻抗



Load是一个可充电电池。小电阻r_M用以检测电流，**稳定MOS输出**电流。

图c: $I_{out} \approx V_b/r_M$

$$G_{m,open} = \frac{I_{out}}{V_b} \approx A_1 g_m$$

图d，开环输出阻抗

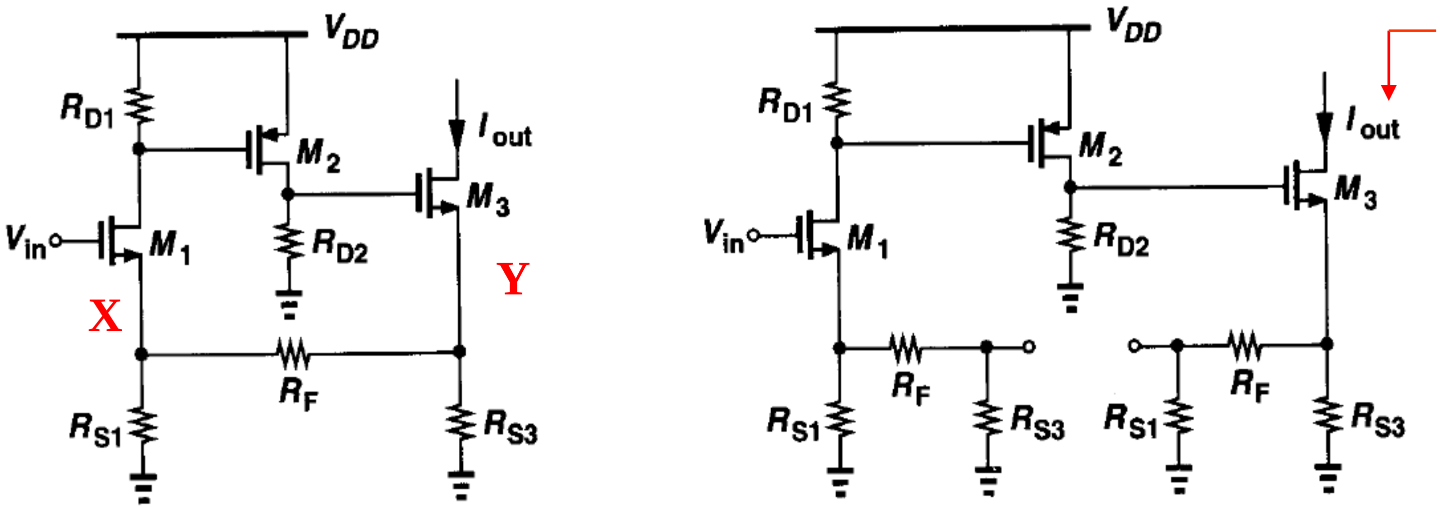
$Z_{out} = r_O + r_M$

$\beta = z_{21} = r_M$

$$I_{out} = \frac{A_1 g_m}{1 + A_1 g_m r_M} V_b$$

闭环输出阻抗(断开Load，近似与MOS并联）

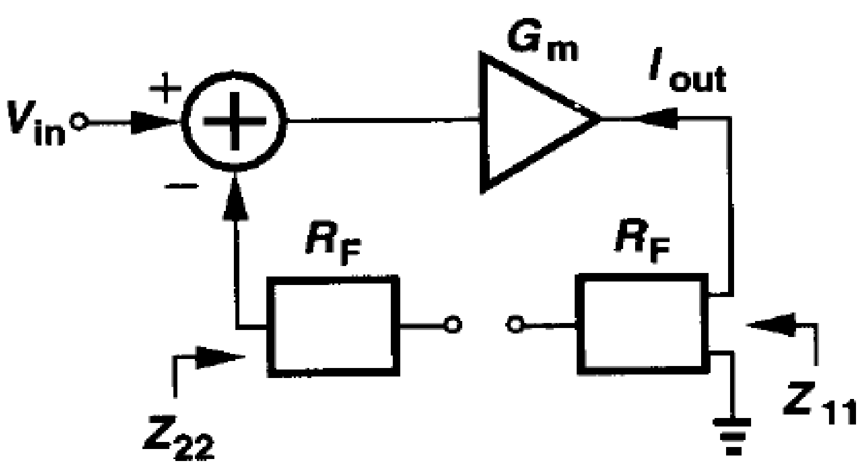
$Z_{out} = R_{XY} = (1+A_1 * g_m * r_M)(r_O + r_M)$



(a) (b)

输出阻抗与输出电流源并联

与例8.12类似



电流-电压负反馈：Z模型

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

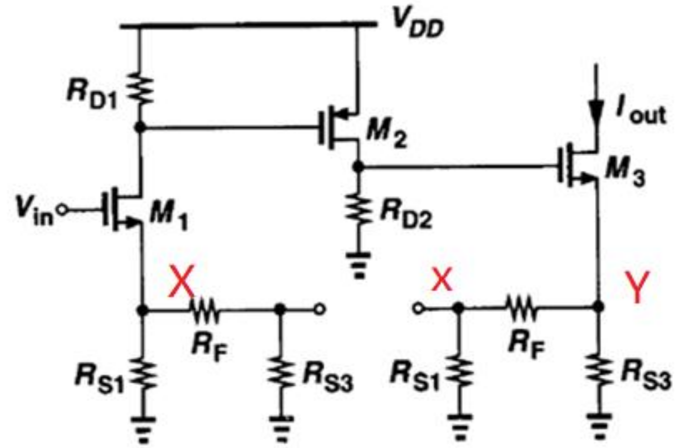
$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2.$$

例（续）：计算C-V反馈的输出阻抗

反馈支路采用Z模型：

反馈系数：$Z_{21} = \dfrac{V_X}{I_{out}} = \dfrac{V_X}{V_Y/R_Y}$

$$= \frac{R_{S1}}{R_{S1}+R_F}【(R_{S1}+R_F)||R_{S3}】= \frac{R_{S1}R_F}{R_{S1}+R_F+R_{S3}}$$



基本（开环）放大器

$$G_{m,open} = \frac{-R_{D1}}{R_{S1}||(R_F+R_{S3}) + 1/g_{m1}}(-g_{m2}R_{D2})\frac{1}{R_{S3}||(R_F+R_{S1}) + 1/g_{m3}}$$

$$G_{closed} = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{G_{m,open}}{1 + G_{m,open}Z_{21}}$$

$$R_{out,closed} = \{r_{o3} + g_{m3}r_{o3}[\ (R_{S1} + R_F)\ ||\ R_{S3}]\} \times (1 + G_{m,open}Z_{21})$$

8.5.4 电压-电流反馈中的加载

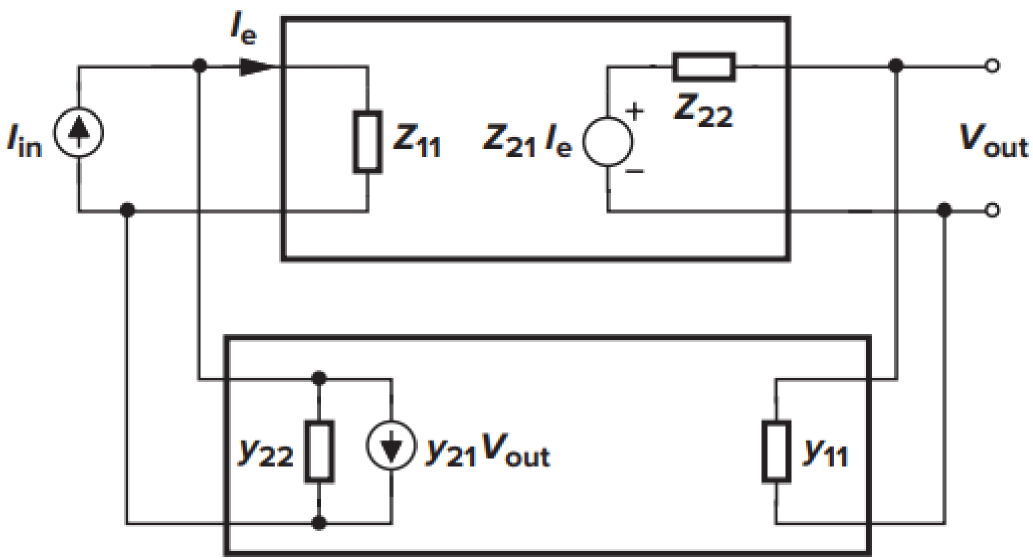


Figure 8.60 Voltage-current feedback circuit with loading.

前馈电路Z模型：C-V
（由反馈网络模型确定）

V-C反馈电路Y模型：

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2,$$

电路中反馈系数标为y21

简化的单向反馈电路。**Iin是由Vin和Rs信号源等效得到**

输入电路侧： $$I_{in} = I_e + I_e Z_{11} y_{22} + y_{21} V_{out}$$

Ie*Z11 为输入端电压

输出电路侧： $$y_{11} V_{out} + \frac{V_{out} - Z_{21} I_e}{Z_{22}} = 0$$

电压-电流反馈中的加载（续）

闭环跨阻

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{\dfrac{Z_{21}}{(1+y_{22}Z_{11})(1+y_{11}Z_{22})}}{1+y_{21}\dfrac{Z_{21}}{(1+y_{22}Z_{11})(1+y_{11}Z_{22})}}$$

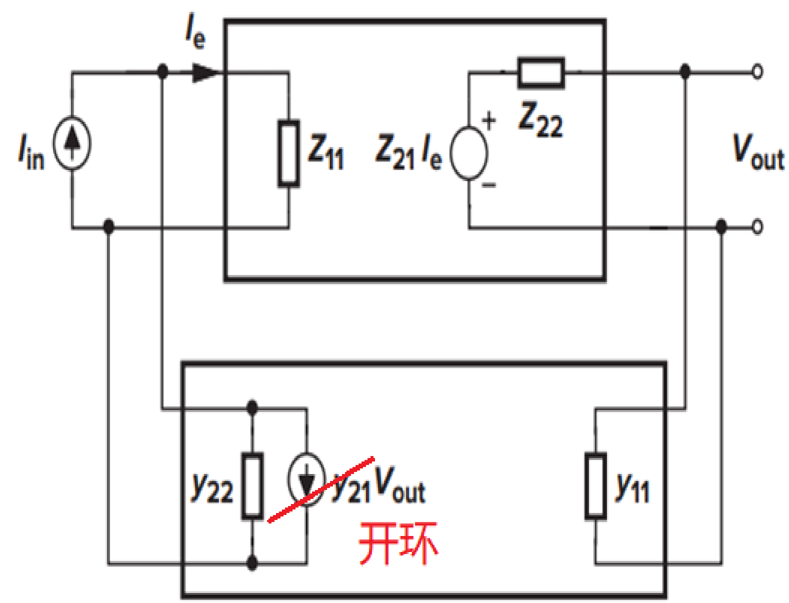


Figure 8.60 Voltage-current feedback circuit with loading.

开环(基本）放大器跨阻:

$$R_{0,open} = \frac{Z_{21}}{(1+y_{22}Z_{11})(1+y_{11}Z_{22})}$$

$$= \frac{Z_{21}\times\dfrac{1}{y_{22}}\times\dfrac{1}{y_{11}}}{(\dfrac{1}{y_{22}}+Z_{11})(\dfrac{1}{y_{11}}+Z_{22})}$$

$$\beta = y_{21}$$

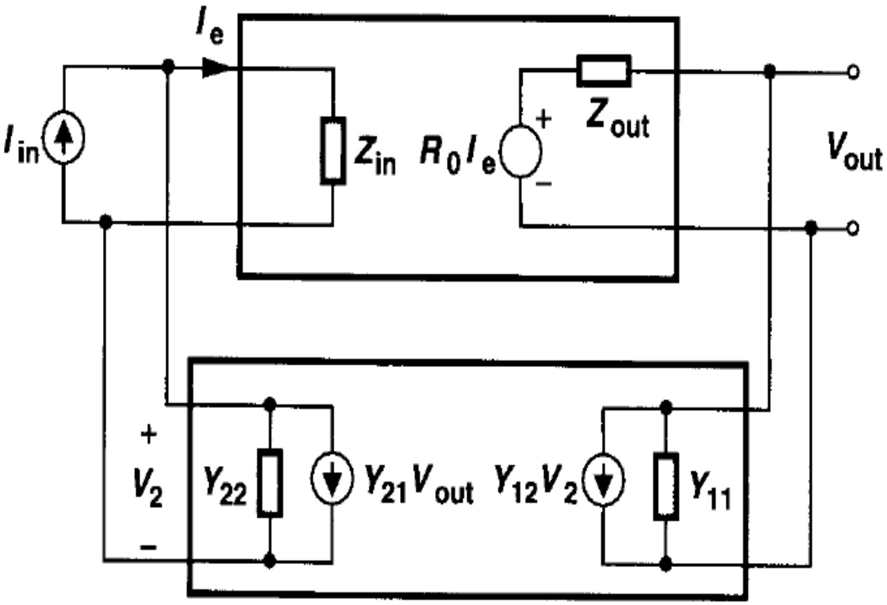
V-C反馈电路Y模型：

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

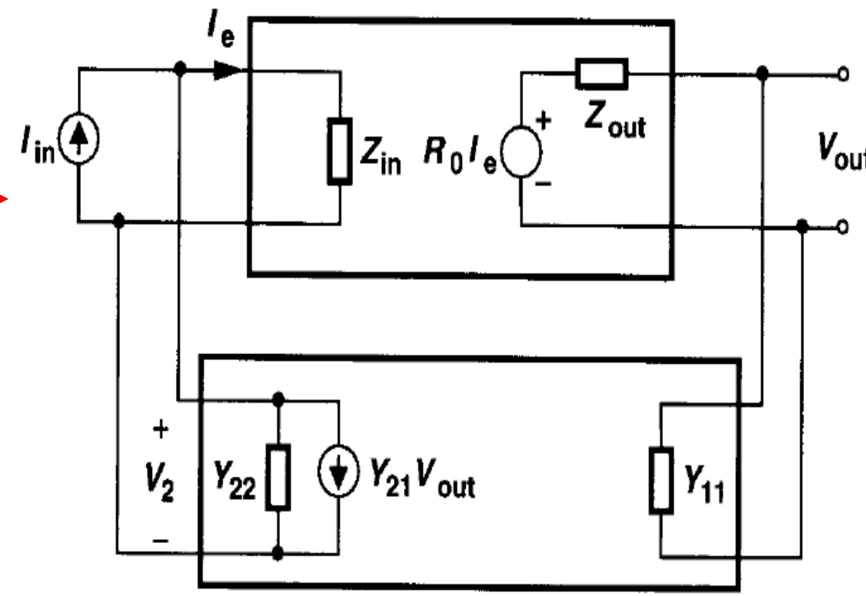
$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2,$$

负载效应是对开环电路输入分流和输出分压

电压-电流反馈中的加载（拉扎维V1）



(a)



(b)

反馈网络Y模型：
反馈系数Y21：V-C负反馈

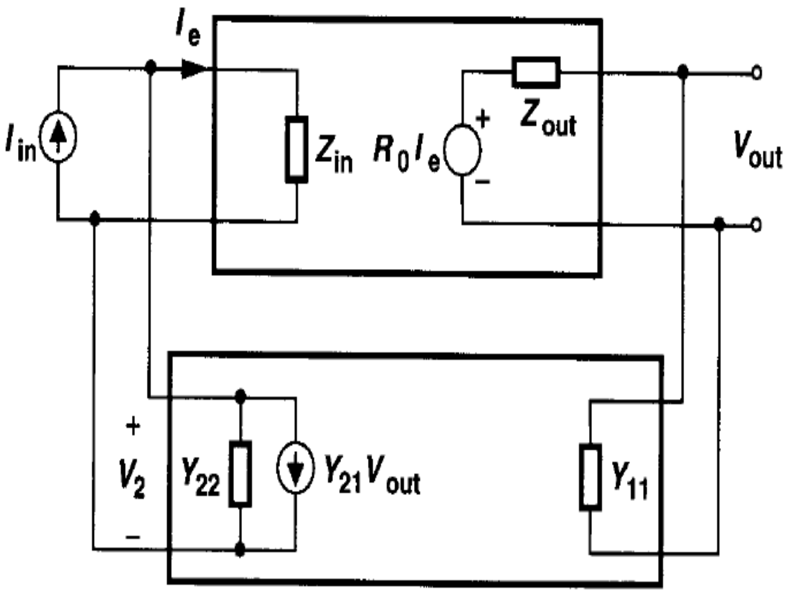
简化电路：单向性。
Iin是由Vin和Rs等效得到。

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2,$$

电压-电流反馈中的加载（拉扎维V1续）

$$\left(I_{in} - Y_{21}V_{out}\right)\frac{Y_{22}^{-1}}{Y_{22}^{-1}+Z_{in}}R_0\frac{Y_{11}^{-1}}{Y_{11}^{-1}+Z_{out}} = V_{out}$$



闭环跨阻:

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{\frac{Y_{22}^{-1}}{Y_{22}^{-1}+Z_{in}}R_0\frac{Y_{11}^{-1}}{Y_{11}^{-1}+Z_{out}}}{1+\frac{Y_{22}^{-1}}{Y_{22}^{-1}+Z_{in}}R_0\frac{Y_{11}^{-1}}{Y_{11}^{-1}+Z_{out}}Y_{21}}$$

开环(带反馈网络负载效应的基本放大器）跨阻:

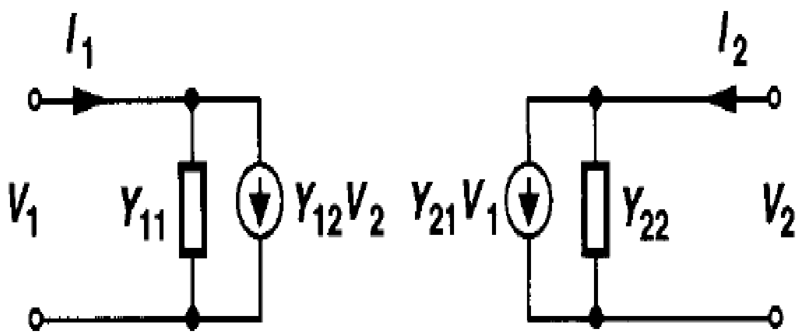
$$R_{0,open} = \frac{Y_{22}^{-1}}{Y_{22}^{-1}+Z_{in}}R_0\frac{Y_{11}^{-1}}{Y_{11}^{-1}+Z_{out}}$$

反馈网络Y模型：

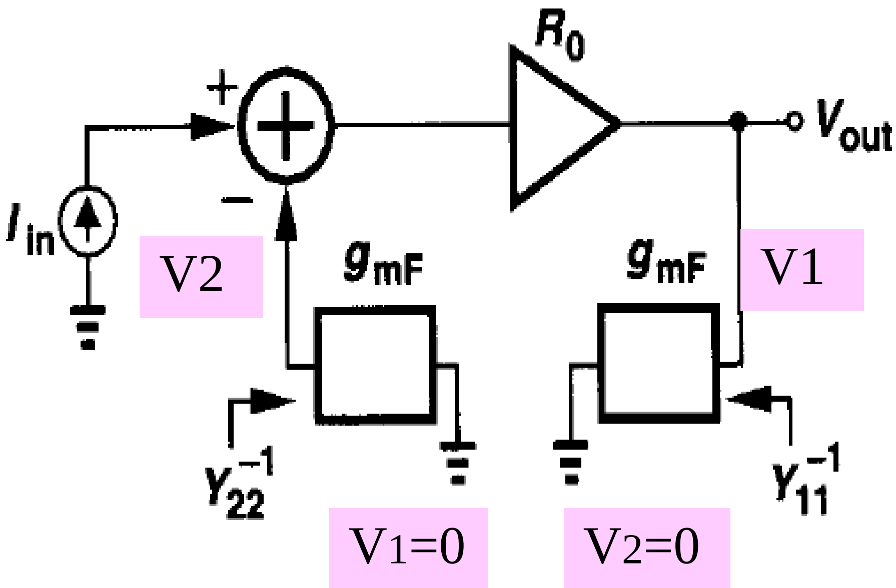
$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2,$$

$$Y_{21} = I_2/V_1 \text{ with } V_2 = 0,$$



(b)

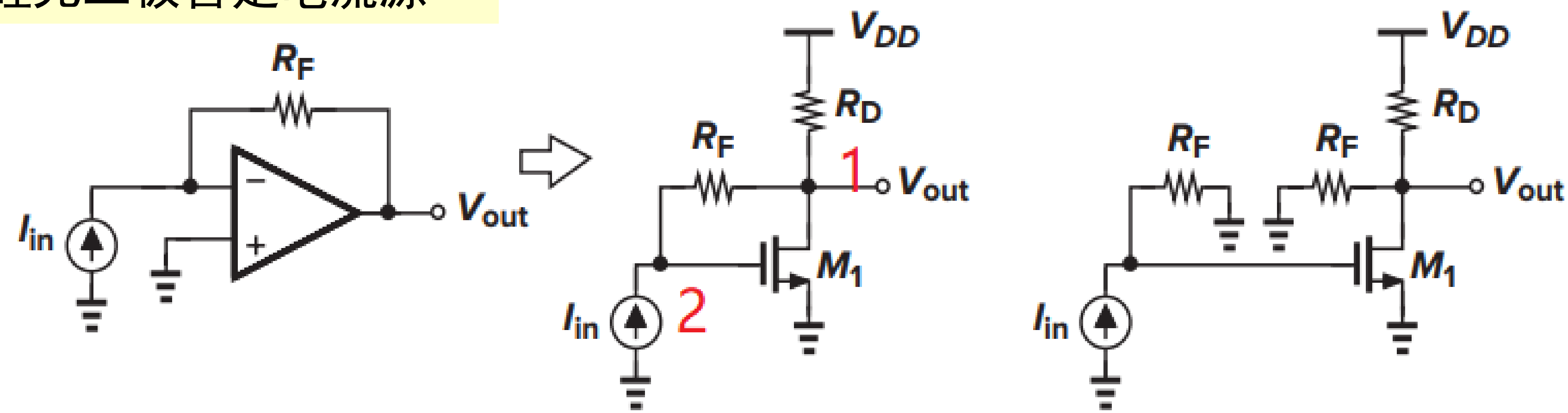


流入网络的电流为正

例 8.15 V-C反馈增益、输入和输出阻抗

Optical communication systems

硅光二极管是电流源



(a) (b)

开环跨阻：$R_{0,open} = -R_F * gm(R_F || R_D)$ open-loop

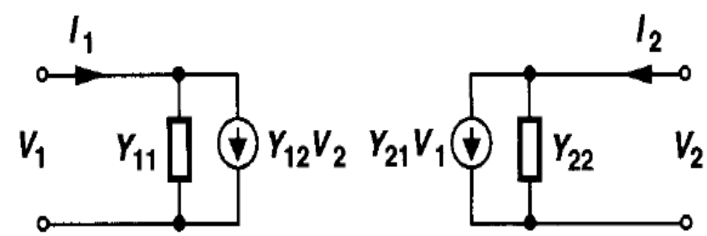
feedback factor： $y_{21} = -1/R_F$ (= I_2/V_1 with $V_2 = 0$)

提示：

V-C反馈网络Y模型

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2,$$



(b)

例 8.15续 V-C反馈增益、输入和输出阻抗

loop gain: $g_m(R_F \| R_D)$

closed-loop gain:

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

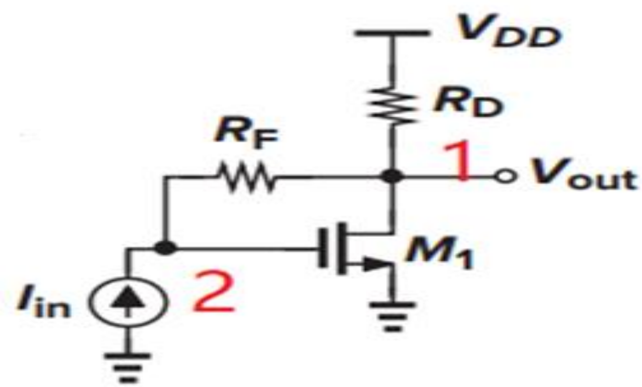
if $g_m(R_F \| R_D) >> 1$, reduces to $-R_F$

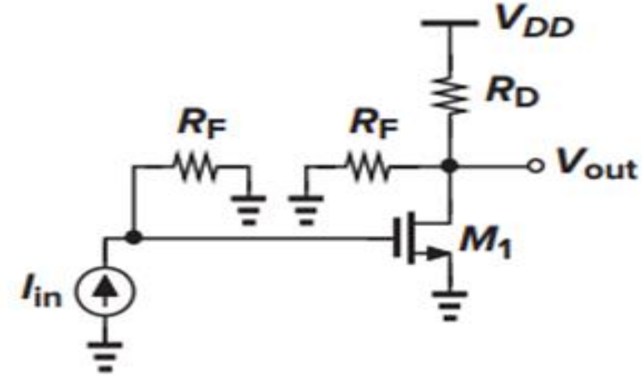
closed-loop input impedance:

$$R_{in} = \frac{R_F}{1+g_m(R_F||R_D)}$$

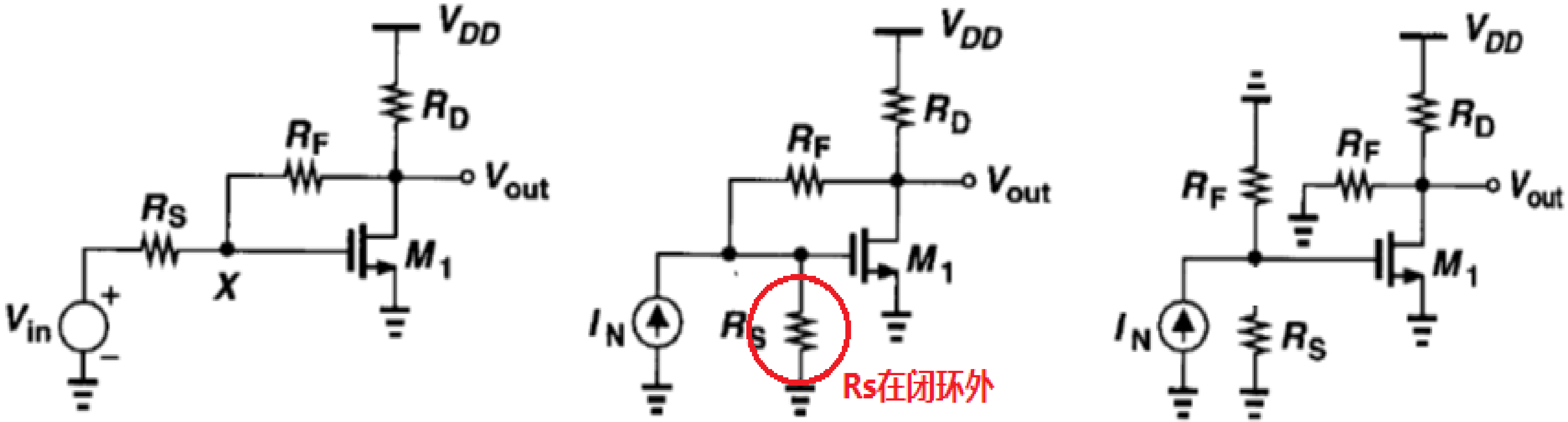
closed-loop output impedance:

$$R_{out} = \frac{R_F||R_D}{1+g_m(R_F||R_D)}$$





例 8.16 V-C反馈开环、闭环跨阻与增益



(a) (b) (c)

Rs在闭环外
计算较方便

开环跨阻，非输出电阻

$$R_{0,open}=\frac{V_{out}}{I_N}=-R_F g_m(R_F||R_D)$$

$$I_N=\frac{V_{in}}{R_S},\quad Y_{21}=-\frac{1}{R_F}$$

闭环跨阻

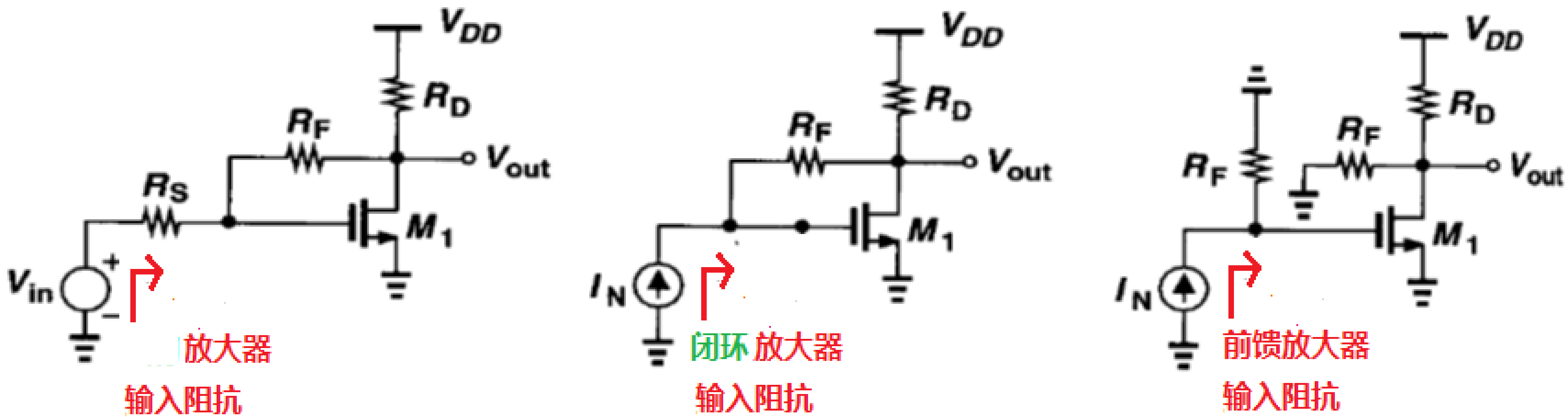
$$R_{closed}=\frac{V_{out}}{I_N}=\frac{R_{0,open}}{1+Y_{21}R_{0,open}}\approx -R_F$$

分母是1+环路增益

闭环电压增益

$$A_{V,closed}=\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{V_{out}}{R_sI_N}=\frac{1}{R_s}\frac{-R_Fg_m(R_F||R_D)}{1+g_m(R_F||R_D)}\approx -\frac{R_F}{R_S}$$

例 8.16 续：V-C反馈的输入和输出阻抗

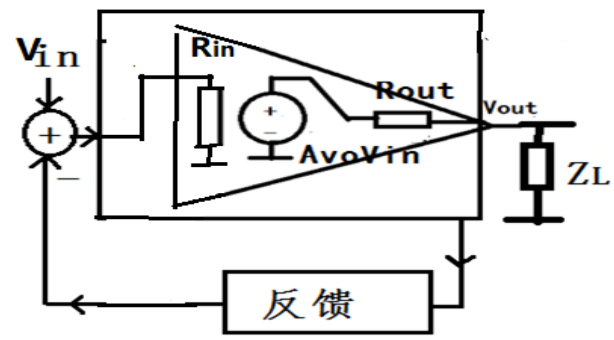


$$R_{in,closed} = \frac{R_F}{1 + g_m(R_F||R_D)} \approx \frac{R_F + R_D}{g_m R_D} \approx \frac{R_F}{g_m R_D}$$

设 RF >> RD
与密勒效应计算相同

总的放大器输入阻抗： Rin = Rs（闭环外）+Rin,closed(闭环内输入阻抗)

$$R_{out,closed} = \frac{R_F||R_D}{1 + g_m(R_F||R_D)} \approx \frac{1}{g_m}$$



闭环电压放大器的输出阻抗，与负载ZL串联分压

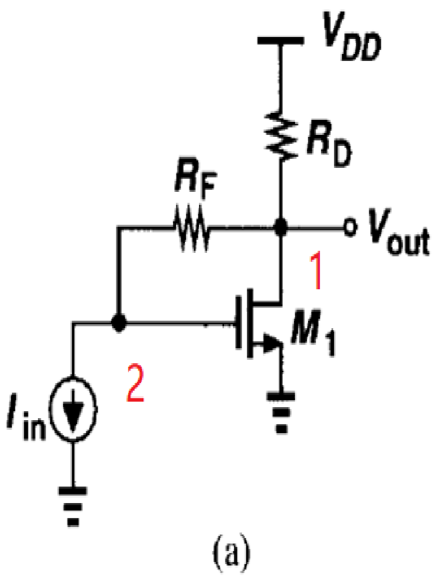
闭环输入和输出阻抗的计算方法

（1）计算带反馈支路负载的开环放大器输入或输出阻抗；
（2）乘以或除以（1+带反馈支路负载的开环放大器增益*反馈因子）
式中：增益为电压比/跨阻/跨导/电流比。

例：V-C负反馈

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$
$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2,$$

端口流进电流为正



反馈因子Y_{21}= -1/R_F, 开环放大器输入阻抗=$Y_{22}^{-1}=R_F$
开环跨阻(输入电流变换成输出电压）= $-R_F*g_m$（$R_D||R_F$)

闭环跨阻：$R_{closed} = \dfrac{R_{open}}{1+Y_{21}R_{open}} \approx -R_F$

闭环输入阻抗：$R_{in,closed} = \dfrac{R_F}{1+g_m(R_F \,||\, R_D)} \approx \dfrac{R_F + R_D}{g_m R_D}$

闭环输出阻抗：$R_{out,closed} = \dfrac{R_F \,||\, R_D}{1+g_m(R_F \,||\, R_D)} \approx \dfrac{1}{g_m}$

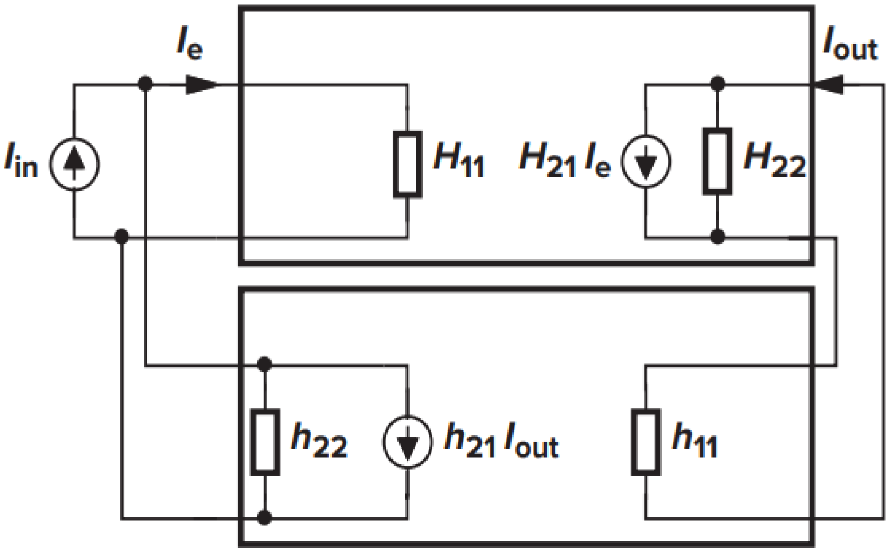


Figure 8.64 Equivalent circuit for current-current feedback.

简化的单向电路

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

$$I_{out} = -I_{out} h_{11} H_{22} + H_{21} I_e$$

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

提示：反馈网络H模型

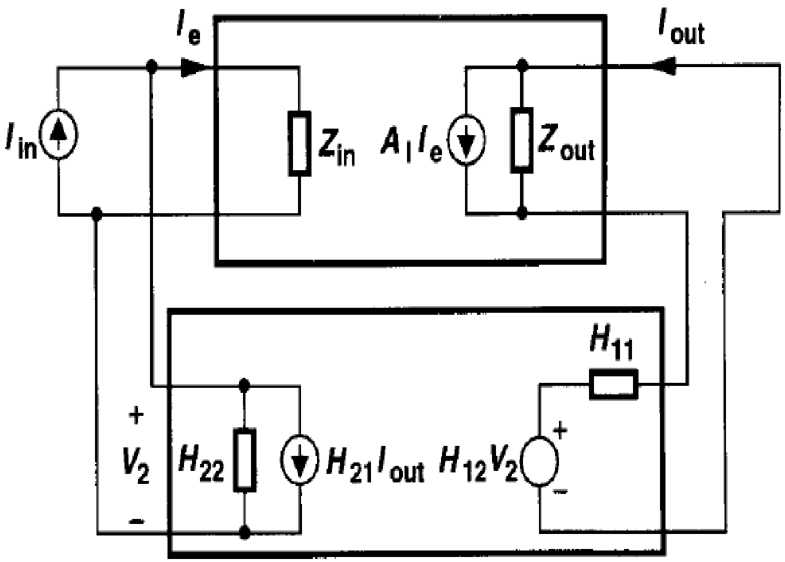
$$V_1 = H_{11} I_1 + H_{12} V_2$$

$$I_2 = H_{21} I_1 + H_{22} V_2,$$

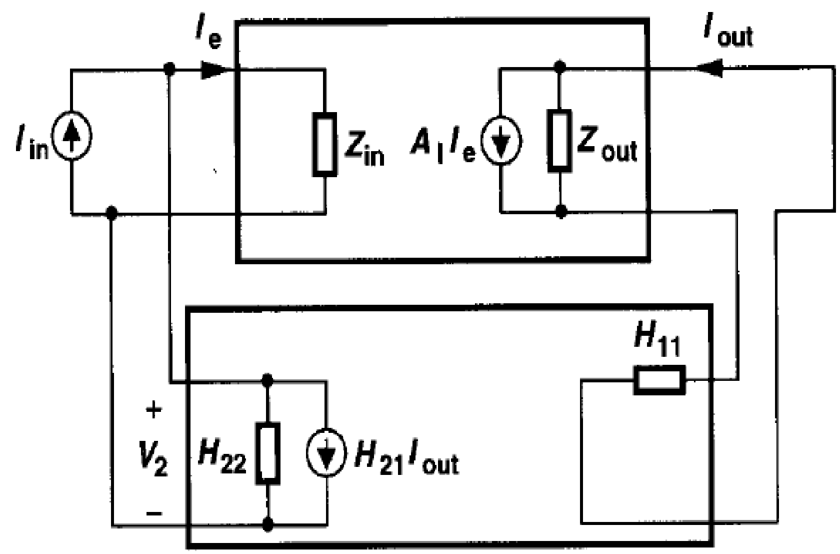
$$A_{I,open} = \frac{H_{21}}{(1+h_{22}H_{11})(1+h_{11}H_{22})}$$

$$\beta = h_{21}$$

Current -Current 的加载（拉扎维V1）



(a)



(b)

简化的单向电路

反馈网络H模型：

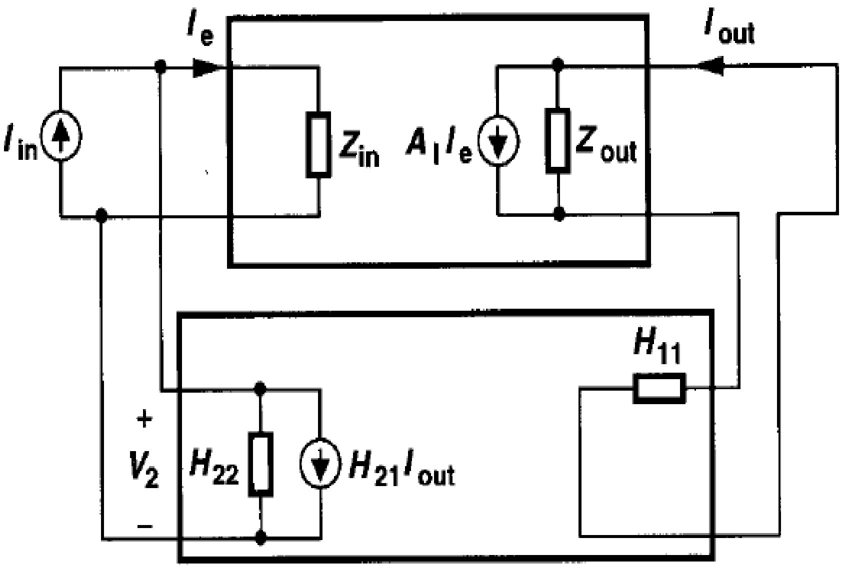
$$V_1 = H_{11} I_1 + H_{12} V_2$$

$$I_2 = H_{21} I_1 + H_{22} V_2,$$

$$Z_{out} = \text{前图中基本放大器的} H_{22}^{-1}$$

$$Z_{in} = \text{前图中基本放大器的} H_{11}$$

Current -Current 的加载（拉扎维V1续）



(b)

$$\left(I_{in} - H_{21} I_{out}\right) \frac{H_{22}^{-1}}{H_{22}^{-1} + Z_{in}} A_I \frac{Z_{out}}{H_{11} + Z_{out}} = I_{out}$$

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\dfrac{H_{22}^{-1}}{H_{22}^{-1} + Z_{in}} A_I \dfrac{Z_{out}}{H_{11} + Z_{out}}}{1 + \dfrac{H_{22}^{-1}}{H_{22}^{-1} + Z_{in}} A_I \dfrac{Z_{out}}{H_{11} + Z_{out}} H_{21}}.$$

$$A_{I,open} = \frac{H_{22}^{-1}}{H_{22}^{-1} + Z_{in}} \frac{Z_{out}}{H_{11} + Z_{out}} A_I$$

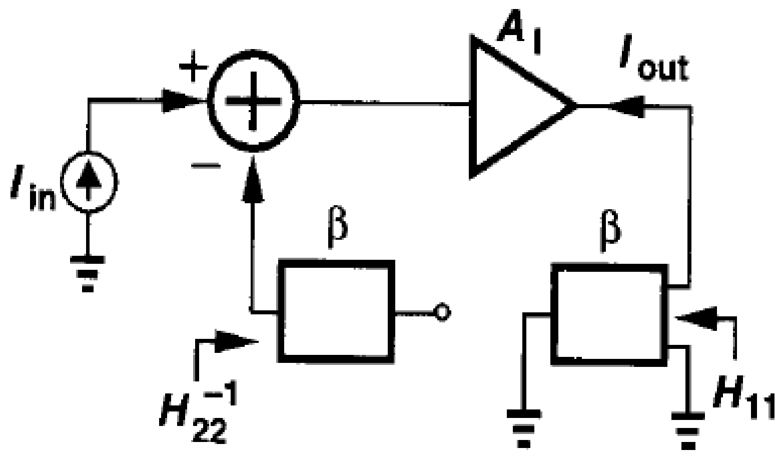
教材V1和V2
结论一致

Obtain H11 & H22

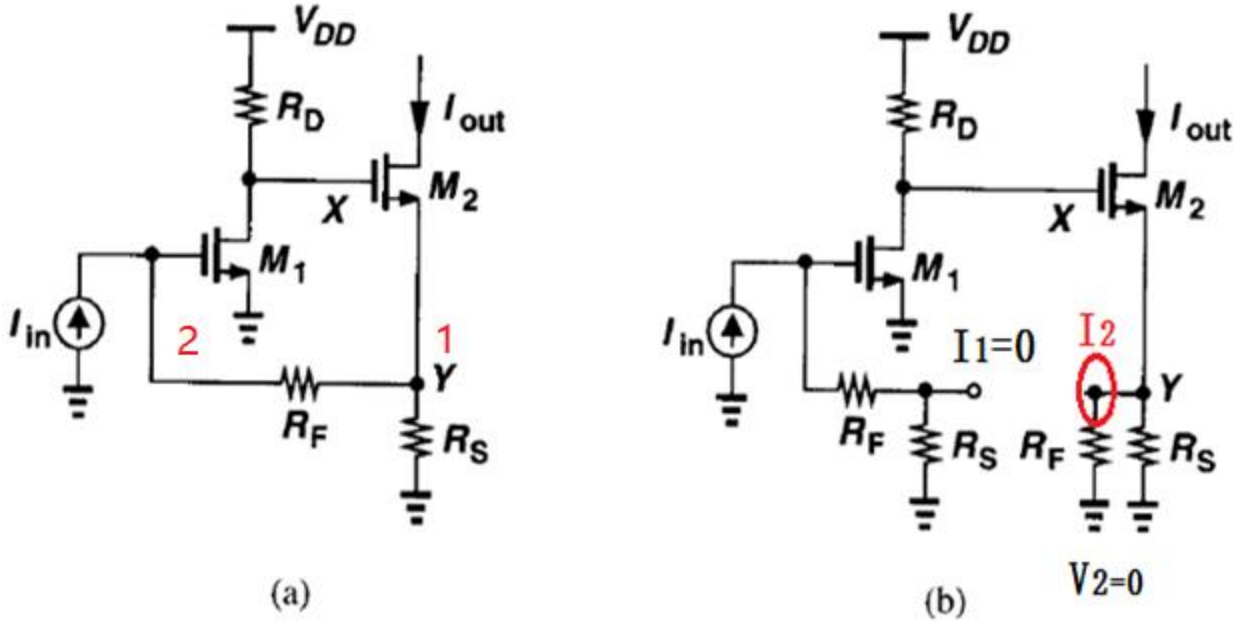
反馈网络H模型

$$V_1 = H_{11} I_1 + H_{12} V_2$$

$$I_2 = H_{21} I_1 + H_{22} V_2,$$



例8.17 计算C-C反馈的开环和闭环增益



输出阻抗与输出
电流源并联

反馈网络H模型

$$V_1 = H_{11} I_1 + H_{12} V_2$$

$$I_2 = H_{21} I_1 + H_{22} V_2,$$

$H_{21} = I_2/I_1$ with $V_2 = 0.$ $\qquad H_{21} = -R_S/(R_S + R_F).$

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

closed-loop gain： $A_{closed} = A_{I,open}/(1 + h_{21} A_{I,open})$

8.5.6 加载效应小结

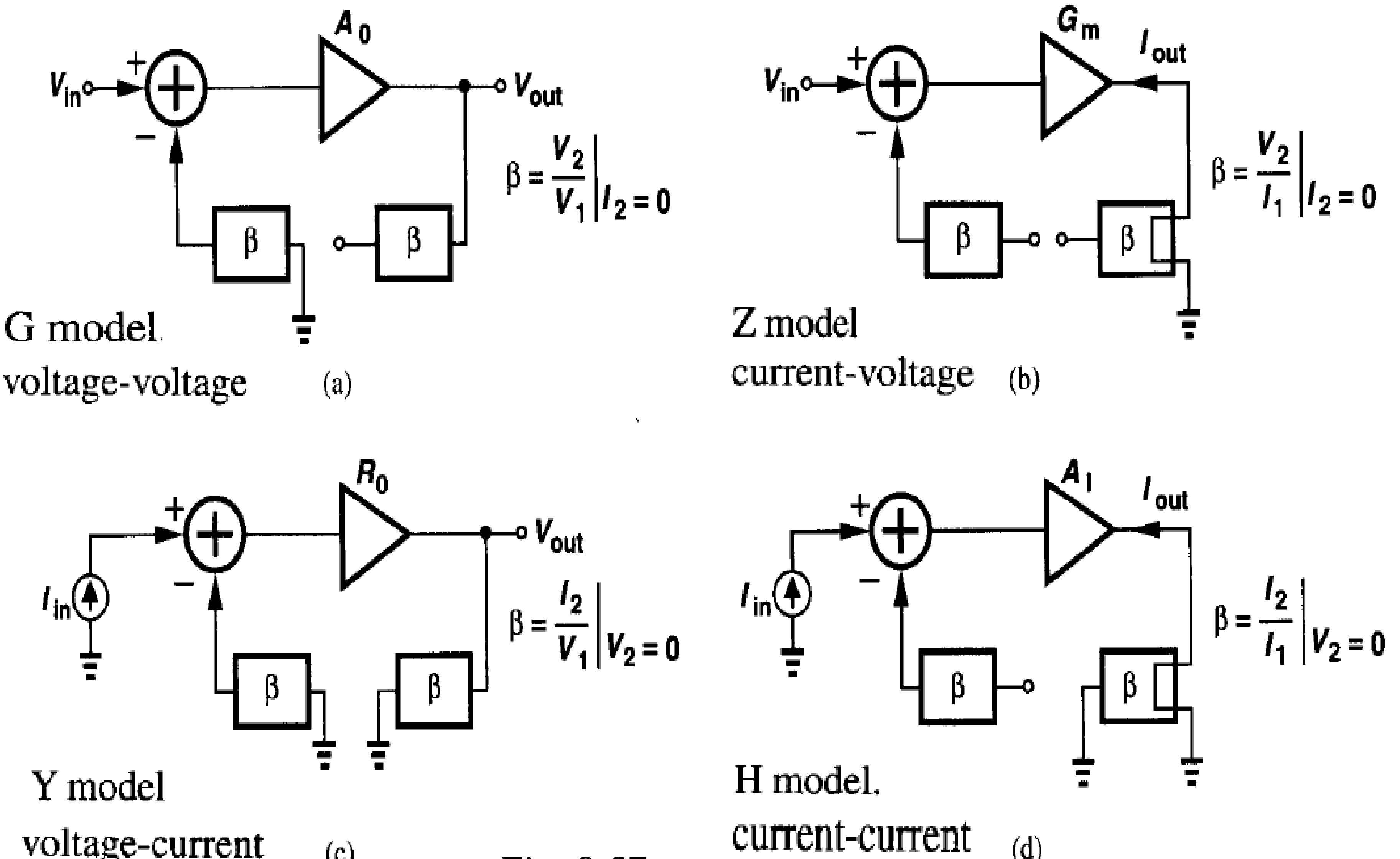


Fig. 8.67

summary of loading effects (续)

(1) open the loop with proper loading and calculate the open-loop gain, A_{OL} , and the open-loop input and output impedances;
(2) determine the feedback ratio, β, and the loop gain βA_{OL} ;
(3) calculate the closed-loop gain and input and output impedances by scaling the open-loop values by a factor of $1 + \beta A_{OL}$ 。
Note that in the equations defining β, the subscripts 1 and 2 refer to the input and output ports of the feedback network, respectively。

Obtaining the loop gain:
(1) by breaking the loop at an arbitrary point
(2) by calculating A_{OL} and β。

本章知识要点

- 用瞬时极性法确定电路是否负反馈；
- 将反馈电路分为4部分（前馈放大、反馈支路、输入和输出）目的是便于手工分析电路特点：输入和输出阻抗、增益减小、带宽增大；
- 环路增益无量纲，与反馈组态无关；按反馈定义环路与原电路端口可不同；
- 闭环电路（即负反馈系统）的总输入、输出阻抗，通过开环（基本）放大器参数与环路增益进行相乘或相除得到，增益减小可视作改善了线性度；
- 反馈支路检测输出电压是为了稳定输出电压，减小输出阻抗；检测输出电流是为了稳定输出电流，增大输出阻抗；
- 反馈信号与输入信号加在前馈放大器同一端，是电流相减，因此减小了闭环电路的总输入阻抗；反馈信号与输入信号加在前馈放大器的2个不同输入端，则为电压相减，增大了闭环电路的总输入阻抗；
- 反馈电路性能改变的主要代价是增益降低，可能会增大功耗，恶化噪声，并需解决稳定性（第10章）；
- 一阶前馈电路组成反馈系统的增益带宽积是常数；
- 断开反馈信号（在某电压处，按反馈组态确定网络21项）得到包含反馈支路负载作用的基本放大器的开环增益、输入与输出阻抗和反馈系数，得到环路增益，进而计算闭环电路的各种参数。