

## Week 7 Homework

### Introduction:

This week we will study the feedback theory. Most of analog circuits involve feedback and understanding the feedback theory is essential for circuit design and troubleshooting.

### Assignments

#### Reading:

Razavi's textbook sections: 8.1 to 8.3

#### Discussions:

- Properties of Feedback Circuits
  - Benefits of using feedback in analog circuits. What does the feedback network do to a circuit?
- Feedback Topologies
  - Summarize the four types of feedback networks and discuss the similarities and differences between them.

## Propiedades de los circuitos con retroalimentación:

- Desensibilización de la ganancia:

Analizando la ganancia a lazo cerrado provocada por la retroalimentación negativa, podemos decir que esta es menos sensible a los parámetros del dispositivo que la ganancia de lazo abierto. También se puede decir que la realimentación negativa “estabiliza” la ganancia y “mejora la estabilidad” (no confundir con la estabilidad en frecuencia, que generalmente empeora). Sea:

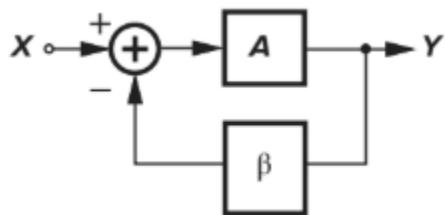


Figure 8.4 Simple feedback system.

$$\frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

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

La ganancia puede escribirse como: donde asumimos que  $\beta^*A \gg 1$ . La ganancia de lazo cerrado está determinada por  $\beta$ . Incluso si la ganancia a lazo abierto  $A$  varía en un factor de 2,  $Y/X$  varía solo un pequeño porcentaje porque  $1/(\beta^*A) \ll 1$ . A este factor  $\beta^*A$  se le llama ganancia de lazo. Cuanto mayor sea este factor, menos sensible será  $Y/X$  a variaciones de  $A$ . Otra forma de verlo es que la precisión de la ganancia de lazo cerrado mejora al maximizar  $\beta^*A$ . A medida que  $\beta$  aumenta, la ganancia de lazo cerrado  $Y/X \approx 1/\beta$ , disminuye, por lo que vemos un trade-off entre precisión y ganancia de lazo cerrado.

En resumen, empezamos con un amplificador de alta ganancia y aplicamos realimentación para obtener una ganancia más baja, pero menos sensible (más estable) en lazo cerrado. Otra conclusión interesante, es que la salida de la red de realimentación es igual a  $\beta^*Y = X^* \beta^*A / (1 + \beta^*A)$ , acercándose a  $X$  cuando  $\beta^*A$  se vuelve mucho mayor que la unidad.

Así entonces, podemos controlar la ganancia y estabilidad de un amplificador usando elementos ajenos al dispositivo. Aclaramos también que la ganancia de lazo es adimensional.

Ejemplo de cálculo:

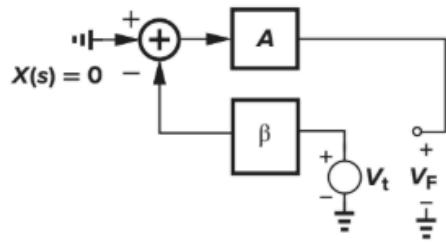


Figure 8.5 Computation of loop gain.

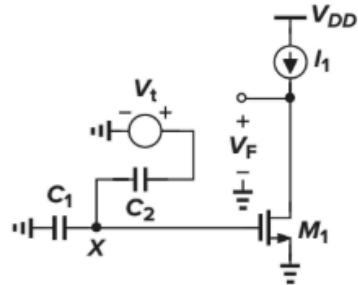


Figure 8.6 Computation of loop gain in a simple feedback circuit.

That is

$$\frac{V_F}{V_t} = -\frac{C_2}{C_1 + C_2} g_{m1} r_{o1} \quad (8.8)$$

- **Modificación de la impedancia en los terminales:**

Para esta característica, analizamos cómo varía la impedancia de entrada a lazo abierto y a lazo cerrado a baja frecuencia. Analizando el ejemplo de un common-gate sin tener en cuenta  $\lambda$ :

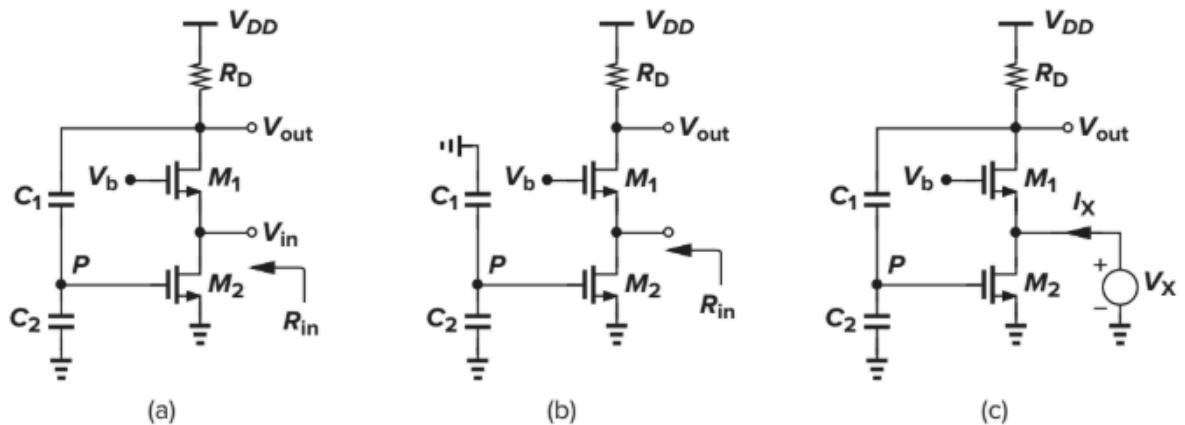


Figure 8.8 (a) Common-gate circuit with feedback; (b) open-loop circuit; (c) calculation of input resistance.

Para el caso de lazo abierto:  $R_{IN} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}}$ .

En cambio, cuando cerramos el lazo, para calcular la impedancia:

$$V_{out} = (gm_1 + gmb_1) * Vx * Rd$$

$$V_p = V_{out} * \frac{C_1}{C_1+C_2} = (gm_1 + gmb_1) * Vx * Rd * \frac{C_1}{C_1+C_2}$$

Por lo que la corriente de drain de pequeña señal en M2 es igual a:

$$gm_2 * (gm_1 + gmb_1) * Vx * Rd * \frac{C_1}{C_1+C_2}$$

Sumando esta corriente a la corriente de drain de M1 obtenemos  $I_x$ :

$$I_x = (gm_1 + gmb_1) * Vx + gm_2 * (gm_1 + gmb_1) * Vx * Rd * \frac{C_1}{C_1+C_2}$$

$$I_x = (gm_1 + gmb_1) * (1 + gm_2 * Rd * \frac{C_1}{C_1+C_2}) * V_x$$

Y finalmente:

$$R_{IN, LAZO CERRADO} = V_x/I_x = \frac{1}{gm_1+gmb_1} * \frac{1}{1+gm_2*Rd*\frac{C_1}{C_1+C_2}}$$

De donde podemos deducir que este tipo de realimentación reduce la impedancia de entrada en un factor de  $1 + gm_2 * Rd * C_1 / (C_1 + C_2)$ . Para la impedancia de salida se puede hacer un análisis similar.

- **Modificación del ancho de banda:**

Para ver el efecto de la realimentación negativa en el ancho de banda, analizamos el siguiente amplificador realimentado y suponemos que tiene una

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

función de transferencia de un solo polo: donde  $A_0$  denota la ganancia a baja frecuencia y  $\omega_0$  es el ancho de banda a -3dB.

La función de transferencia para el sistema a lazo cerrado es la siguiente:

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

$$\begin{aligned}
 &= \frac{A_0}{1 + \beta A_0 + \frac{s}{\omega_0}} \\
 &= \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + \frac{s}{(1 + \beta A_0)\omega_0}}
 \end{aligned}$$

Donde el numerador es la ganancia de lazo cerrado a baja frecuencia y el denominador revela el polo en  $(1 + \beta A_0)\omega_0$ . De este modo, podemos ver, que el ancho de banda de -3dB incrementa según un factor de  $1 + \beta A_0$ , pero a costa de una reducción de la ganancia.

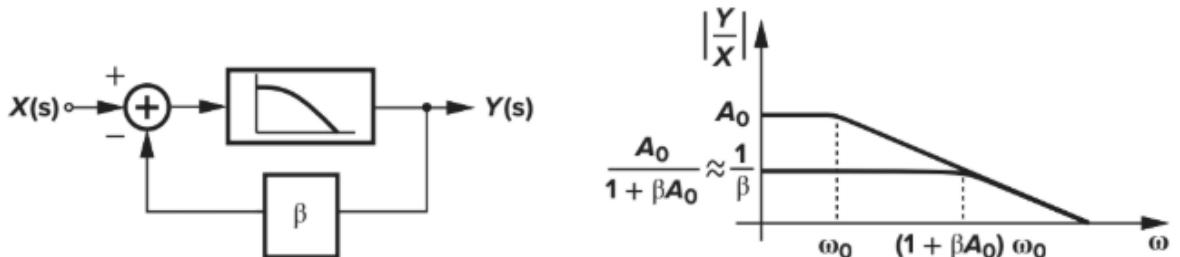
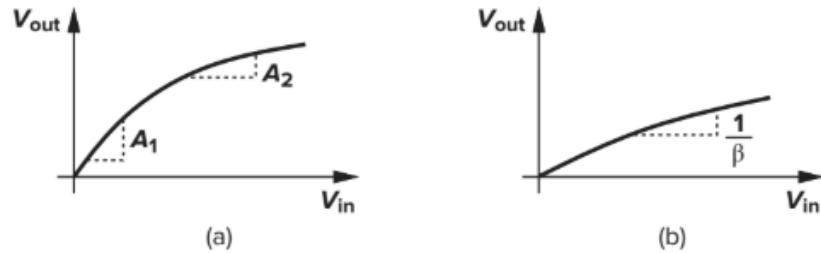


Figure 8.10 Bandwidth modification as a result of feedback.

Hay que recordar, que si  $A$  es suficientemente grande, la ganancia de lazo cerrado permanece aproximadamente igual a  $1/\beta$  incluso si  $A$  sufre variaciones significativas. Podemos ver que  $A$  varía más con la frecuencia que con el proceso o la temperatura, pero la realimentación negativa suprime el efecto de esta variación. De todas formas, en altas frecuencias  $A$  cae a valores tan bajos que  $\beta A$  se vuelve comparable a la unidad y la ganancia de lazo cerrado cae por debajo de  $1/\beta$ .

Es importante mencionar que el producto ganancia-ancho de banda de un sistema de un solo polo es igual a  $A_0 \cdot \omega_0$  y no cambia mucho con la realimentación, pero al poder modificar el ancho de banda y la ganancia, podemos poner estos amplificadores en cascada para tener un mayor ancho de banda y mayor ganancia.

- Reducción de las no linealidades:



**Figure 8.12** Input-output characteristic of a nonlinear amplifier (a) before and (b) after applying feedback.

Cuando la ganancia de lazo abierto de un amplificador varíe de  $A_1$  a  $A_2$ , el mismo sistema con realimentación en lazo cerrado que incorpore dicho amplificador presenta una variación de ganancia menor, es decir, mayor linealidad. Este efecto puede cuantificarse, observando la relación de ganancia en lazo abierto entre  $A_1$  y  $A_2$ :

$$r_{open} = A_2 / A_1$$

Por ejemplo,  $r_{open} = 0.9$  significa que la ganancia disminuye un 10% al pasar de la región 1 a la región 2. Asumiendo que  $A_2 = A_1 - \Delta A$ , podemos escribir:

$$R_{open} = 1 - \Delta A / A_1$$

Ahora si tenemos en cuenta el amplificador con realimentación negativa, para la ganancia en lazo cerrado tenemos:

$$\begin{aligned} r_{closed} &= \frac{\frac{A_2}{1 + \beta A_2}}{\frac{A_1}{1 + \beta A_1}} \\ &= \frac{1 + \frac{1}{\beta A_1}}{1 + \frac{1}{\beta A_2}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r_{closed} &\approx 1 - \frac{\frac{1}{\beta A_2} - \frac{1}{\beta A_1}}{1 + \frac{1}{\beta A_2}} \\
&\approx 1 - \frac{A_1 - A_2}{1 + \beta A_2} \frac{1}{A_1} \\
&\approx 1 - \frac{\Delta A}{1 + \beta A_2} \frac{1}{A_1}
\end{aligned}$$

La comparación entre ambas sugiere que la relación de ganancia es mucho más cercana a 1 en este último caso si la ganancia de lazo,  $1 + \beta^* A_2$ , es grande.

## Feedback Topologies

El primer término hace referencia a lo sensado a la salida y el segundo al tipo de señal que vuelve a la entrada

### Voltage-Voltage Feedback

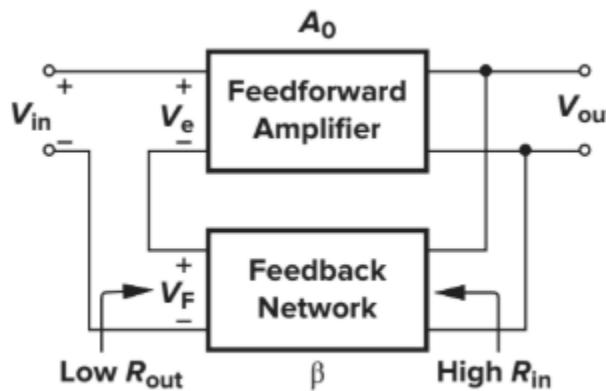


Figure 8.21 Voltage-voltage feedback.

Esta topología detecta la tensión de salida y devuelve la señal de realimentación como tensión. La red de realimentación está conectada en paralelo con la salida y en serie con el puerto de entrada. Si la red de realimentación es ideal, en este caso presenta una impedancia de entrada infinita y cero impedancia de salida, ya que sensa y genera una tensión. Por lo tanto, podemos decir que:

$V_f = \beta V_{out}$ ,  $V_e = V_{in} - V_f$ ,  $V_{out} = A_0(V_{in} - \beta V_{out})$  y reemplazando nos queda que

$V_{out}/V_{in} = \frac{A_0}{1+\beta A_0}$ , de donde podemos ver que  $\beta * A_0$  es la ganancia de lazo y que la ganancia total disminuyó en un factor de  $1 + \beta * A_0$ .

Para ver como cambia la impedancia de salida, hay que recordar que un sistema con realimentación negativa intenta hacer que la salida sea una réplica precisa (escalada) de la entrada.

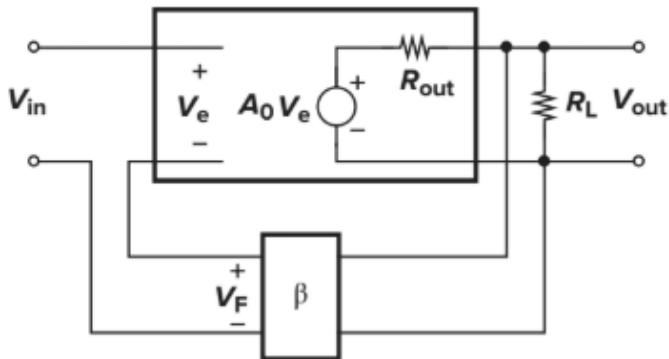
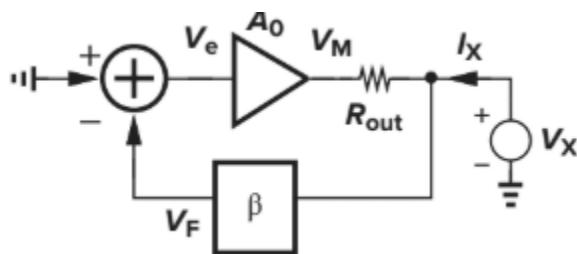


Figure 8.23 Effect of voltage-voltage feedback on output resistance.

Suponiendo que cargamos la salida con una resistencia  $R_L$  y vamos disminuyendo el valor de esta, en el sistema de lazo abierto, la salida simplemente caería en proporción a:  $R_L/(R_L+R_{OUT})$  mientras que en el sistema realimentado,  $V_{out}$  se mantiene como una réplica razonable de  $V_{in}$  incluso cuando  $R_L$  disminuye. Es decir, mientras la ganancia de lazo sea mucho mayor que uno, se cumple que  $V_{out}/V_{in} = 1/\beta$  independientemente del valor de  $R_L$ . Otra forma de verlo es que como el circuito estabiliza la tensión de salida aunque la carga cambie, este se comporta como una fuente de tensión, por lo que presenta una impedancia de salida baja. Esto se puede probar matemáticamente considerando el siguiente modelo:



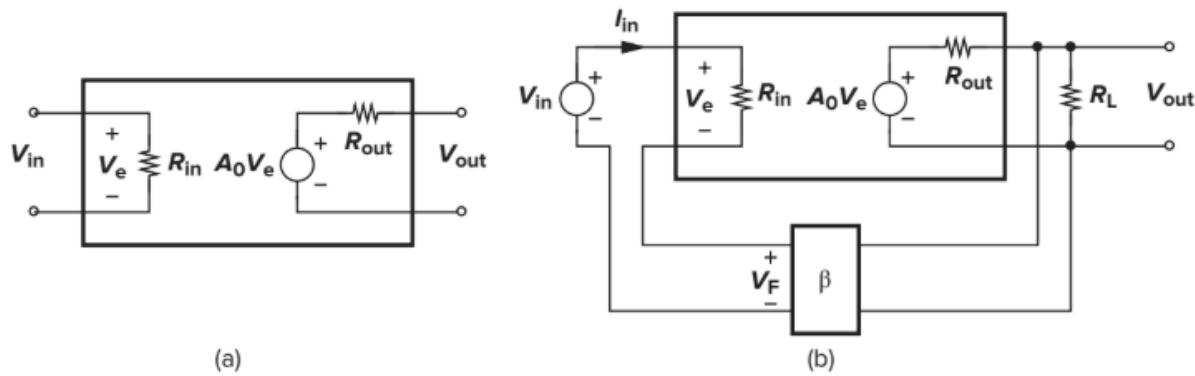
Cortocircuitando la entrada a masa y aplicando una tensión  $V_x$  en la salida, podemos escribir que  $V_f = \beta V_x$ ,  $V_e = -\beta V_x$ ,  $V_m = -\beta * A_0 * V_x$  y por lo tanto:

$I_x = [V_x - (-\beta * A_0 * V_x)]/R_{OUT}$ . Se deduce entonces que:

$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{R_{OUT}}{1 + \beta * A_0}$$

La conclusión es que la realimentación negativa reduce la impedancia de salida por un factor igual a la ganancia de lazo.

Esta topología también modifica la impedancia de entrada. En la siguiente figura podemos comparar y ver que en el amplificador directo cae toda la tensión de entrada en la  $R_{IN}$ , mientras que en el caso realimentado solo una fracción de  $V_{in}$  es caída en  $R_{IN}$ , por lo que la corriente absorbida por esta es menor que en el sistema en lazo abierto, lo que sugiere que devolver una magnitud de voltaje a la entrada incrementa la impedancia de entrada.



**Figure 8.27** Effect of voltage-voltage feedback on input resistance.

Analiticamente:

Como  $V_e = I_x \cdot R_{in}$  y  $V_f = \beta \cdot A_o \cdot I_x \cdot R_{in}$ , tenemos que  $V_e = V_x - V_f = V_x - \beta \cdot A_o \cdot I_x \cdot R_{in}$  y por lo tanto  $I_x \cdot R_{in} = V_x - \beta \cdot A_o \cdot I_x \cdot R_{in}$  y finalmente:

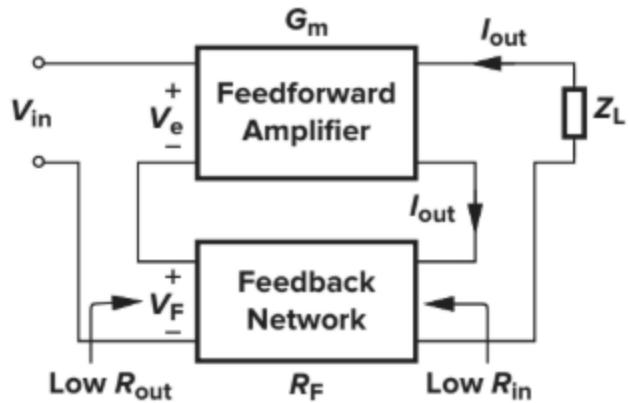
$$\frac{V_x}{I_x} = R_{in} * (1 + \beta * A_o)$$

La impedancia de entrada aumenta por el factor  $(1 + \beta * A_o)$ .

En resumen, esta topología disminuye la impedancia de salida e incrementa la impedancia de entrada, resultando útil como un buffer que puede interponerse entre una fuente de alta impedancia y una carga de baja impedancia.

### Current-Voltage Feedback

En algunos circuitos, es conveniente sensar la corriente de salida para realizar la realimentación. Esta se sonda colocando un resistor en serie con la salida y usando la caída de tensión en este como la información de realimentación. Esta tensión puede servir como la señal de retorno que se resta directamente de la entrada.

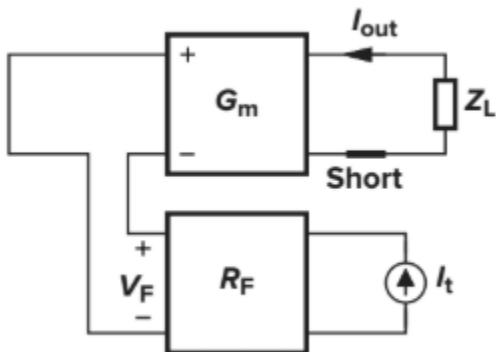


**Figure 8.30** Current-voltage feedback.

Como la red de realimentación sensa la corriente de salida y devuelve una tensión su factor de realimentación “ $\beta$ ” se mide en ohms y se denota por  $R_F$ . Es importante que la etapa  $G_m$  debe estar cargada por una impedancia finita. Si  $Z_L = \infty$ , entonces  $G_m$  mantendrá un voltaje de salida infinito. Realizando el análisis del circuito, tenemos que  $V_F = R_F * I_{OUT}$ ,  $V_e = V_{IN} - R_F * I_{OUT}$  y por lo tanto  $I_{OUT} = G_m * (V_{IN} - R_F * I_{OUT})$ . Reemplazando:

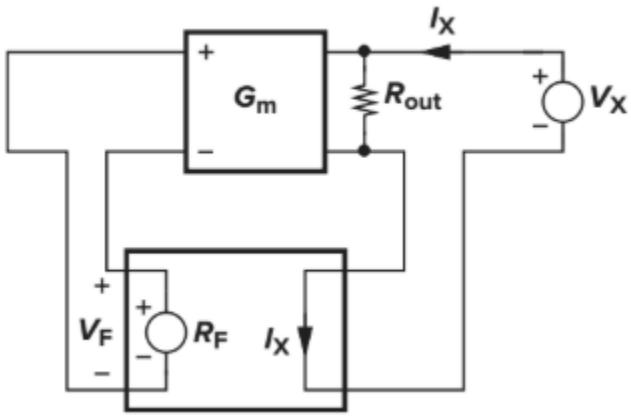
$$\frac{I_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{G_m}{1 + G_m * R_f}$$

Una realimentación ideal en este caso exhibe impedancias de entrada y salida iguales a cero.  $G_m * R_f$  es la ganancia de lazo. Esto se demuestra con ayuda de la siguiente figura:



Hacemos  $V_{IN} = 0$  y abrimos el lazo desconectando la realimentación de la salida y la reemplazamos por un cortocircuito en la salida. Luego inyectamos la señal de prueba  $I_t$ , produciendo  $V_F = R_F * I_t$  y por lo tanto  $I_{OUT} = -G_m * R_F * I_t$ . Así, la ganancia de lazo es igual a  $G_m * R_F$  y la transconductancia del amplificador se reduce en un factor de  $1 + G_m * R_F$  cuando hay realimentación.

Sensar la corriente de salida de un sistema realimentado aumenta la impedancia de salida. Esto se debe a que el sistema intenta hacer que la corriente de salida sea una réplica fiel de la señal de entrada. En consecuencia, el sistema entrega la misma forma de onda de corriente a medida que la carga varía, acercándose a una fuente de corriente ideal y por lo tanto exhibiendo una impedancia de salida alta. Para calcular la impedancia de salida consideramos la siguiente figura



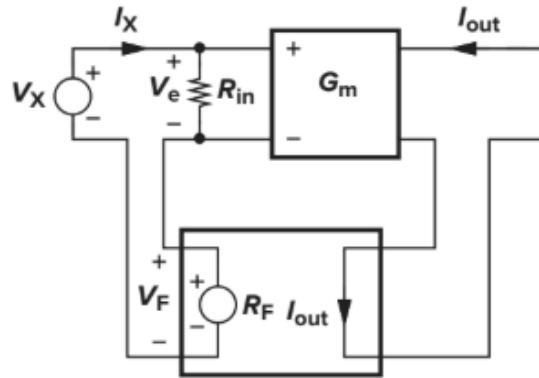
Donde  $R_{OUT}$  representa la impedancia de salida finita del amplificador directo. La realimentación produce una tensión  $V_F$  proporcional a  $I_X$ :  $V_F = R_F * I_X$  y la corriente generada por  $G_m$  es  $-R_F * I_X * G_m$ . Como resultado.  $-R_F * I_X * G_m = I_X - V_x/R_{OUT}$ , lo que nos permite obtener:

$$Z_{out} = \frac{V_x}{I_x} = Rout * (1 + Gm * Rf)$$

La impedancia de salida aumenta en un factor de  $1+Gm*R_f$  cuando el sistema se encuentra realimentado.

Para la impedancia de entrada, como en el caso de realimentación tensión-tensión, esta aumenta en un factor igual a uno más la ganancia de lazo.

Chap. 8 Rev



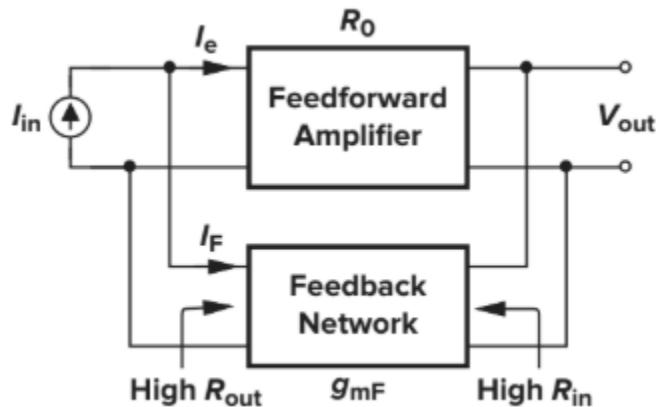
**Figure 8.34** Calculation of input resistance of a current-voltage feedback amplifier.

Tenemos  $I_x * R_{in} * G_m = I_{out}$ . Así,  $V_e = Vx - G_m * R_F * I_x * R_{in}$  y finalmente;

$$Zin = \frac{Vx}{I_x} = Rin * (1 + Gm * Rf)$$

En resumen, esta topología incrementa la impedancia de salida y de entrada mientras que disminuye la transconductancia del amplificador directo.

### Voltage-Current Feedback



En este tipo de realimentación, se sensa la tensión de salida y devuelve una corriente proporcional al punto de sumatoria. La ruta directa tiene un amplificador de transimpedancia con ganancia  $R_0$  y que el factor de realimentación tiene dimensión de conductancia.

Censando un voltaje y generando una corriente, la red de realimentación está caracterizada por una transconductancia  $g_{mF}$ , exhibiendo idealmente impedancia de

entrada y salida infinitas. Como  $I_F = g_{mF} * V_{out}$  y  $I_e = I_{IN} - I_F$  y tenemos  $V_{out} = R_0 * I_e = R_0 * (I_{IN} - g_{mF} * V_{out})$ . Finalmente esto es:

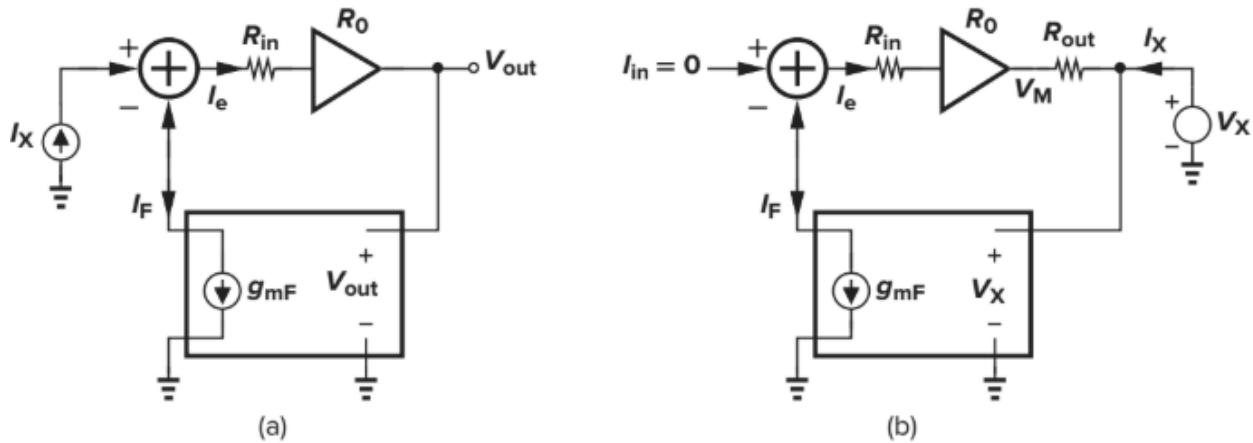
$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_o}{1 + g_{mf} * R_o}$$

La ganancia de lazo es  $g_{mF} * R_0$  y este tipo de realimentación reduce la transimpedancia en un factor igual a uno más la ganancia de lazo.

Siguiendo el razonamiento de los dos anteriores casos, deducimos que esta topología disminuye tanto la impedancia de entrada como la impedancia de salida. Como se muestra en la siguiente figura, la resistencia de entrada  $R_0$  aparece en serie con su puerto de entrada. Escribimos  $I_F = I_X - V_X / R_{IN}$  y  $(V_X / R_{IN}) * R_0 * g_{mF} = I_F$ .

Por lo tanto:

$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{R_{in}}{1 + g_{mf} * R_o}$$



**Figure 8.38** Calculation of (a) input and (b) output impedance of a voltage-current feedback amplifier.

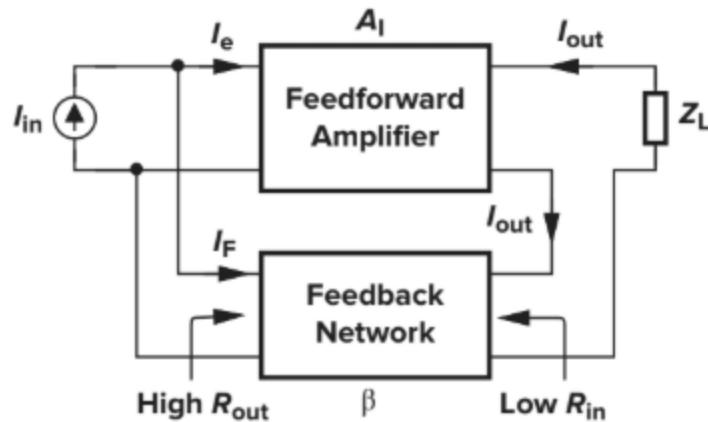
Del mismo modo, para calcular la impedancia de salida, tenemos  $I_F = V_X * g_{mF}$ ,  $I_e = -I_F$  y  $V_M = -R_0 * g_{mF} * V_X$ .

Despreciando la corriente de entrada de la red de realimentación, escribimos:

$$I_X = (V_X - V_M) / R_{OUT} = (V_X + g_{mf} * R_0 * V_X) / R_{OUT}$$

$$Z_{out} = \frac{R_{out}}{1 + g_{mf} * R_o}$$

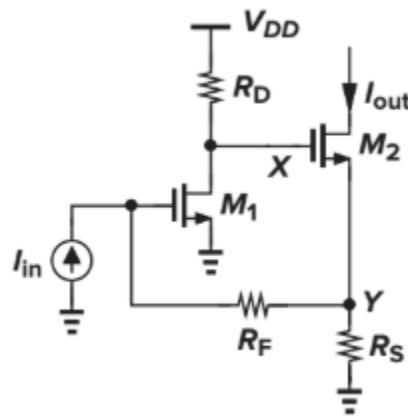
### Current-Current Feedback



**Figure 8.41** Current-current feedback.

En esta topología, el amplificador directo se caracteriza por una ganancia de corriente  $A_I$  y la red de realimentación por una razón de corriente  $\beta$ . La ganancia de corriente en lazo cerrado es igual a:  $\frac{A_I}{1+\beta \cdot A_I}$ , la impedancia de entrada se divide por  $1+\beta \cdot A_I$  y la impedancia de salida se multiplica por  $1+\beta \cdot A_I$ .

Un ejemplo de este tipo de topología es el siguiente:



Acá, dado que las corrientes de source y drain de M2 son iguales (a bajas frecuencias), se inserta la resistencia  $R_S$  en la red del source para monitorear la corriente de salida. El resistor  $R_F$  sensa la tensión de salida y devuelve una corriente a la entrada.

### Homework

1. Problem 8.12 in Chapter 8 of Razavi's textbook (change  $I_{d2}$  to 0.25mA)
2. Simulation assignment: Construct the circuit in problem 8.12 in LTSpice and simulate the open loop voltage gain and the closed loop voltage gain

**Table 2.1** Level 1 SPICE models for NMOS and PMOS devices.

NMOS Model			
LEVEL = 1	VTO = 0.7	GAMMA = 0.45	PHI = 0.9
NSUB = 9e+14	LD = 0.08e-6	UO = 350	LAMBDA = 0.1
TOX = 9e-9	PB = 0.9	CJ = 0.56e-3	CJSW = 0.35e-11
MJ = 0.45	MJSW = 0.2	CGDO = 0.4e-9	JS = 1.0e-8
PMOS Model			
LEVEL = 1	VTO = -0.8	GAMMA = 0.4	PHI = 0.8
NSUB = 5e+14	LD = 0.09e-6	UO = 100	LAMBDA = 0.2
TOX = 9e-9	PB = 0.9	CJ = 0.94e-3	CJSW = 0.32e-11
MJ = 0.5	MJSW = 0.3	CGDO = 0.3e-9	JS = 0.5e-8

VTO: threshold voltage with zero  $V_{SB}$  (unit: V)

GAMMA: body-effect coefficient (unit:  $V^{1/2}$ )

PHI:  $2\Phi_F$  (unit: V)

TOX: gate-oxide thickness (unit: m)

NSUB: substrate doping (unit:  $\text{cm}^{-3}$ )

LD: source/drain side diffusion (unit: m)

UO: channel mobility (unit:  $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ )

LAMBDA: channel-length modulation coefficient (unit:  $\text{V}^{-1}$ )

CJ: source/drain bottom-plate junction capacitance per unit area (unit:  $\text{F}/\text{m}^2$ )

CJSW: source/drain sidewall junction capacitance per unit length (unit:  $\text{F}/\text{m}$ )

PB: source/drain junction built-in potential (unit: V)

MJ: exponent in CJ equation (unitless)

MJSW: exponent in CJSW equation (unitless)

CGDO: gate-drain overlap capacitance per unit width (unit:  $\text{F}/\text{m}$ )

CGSO: gate-source overlap capacitance per unit width (unit:  $\text{F}/\text{m}$ )

JS: source/drain leakage current per unit area (unit:  $\text{A}/\text{m}^2$ )

- 8.12. Consider the circuit of Fig. 8.54(a), assuming that  $(W/L)_1 = (W/L)_2 = 50/0.5$ ,  $\lambda = \gamma = 0$ , and each resistor is equal to 2 k. If  $ID_2 = 0.25$  mA, what is the bias current of M1? What value of  $V_{in}$  gives such a current? Calculate the overall voltage gain.

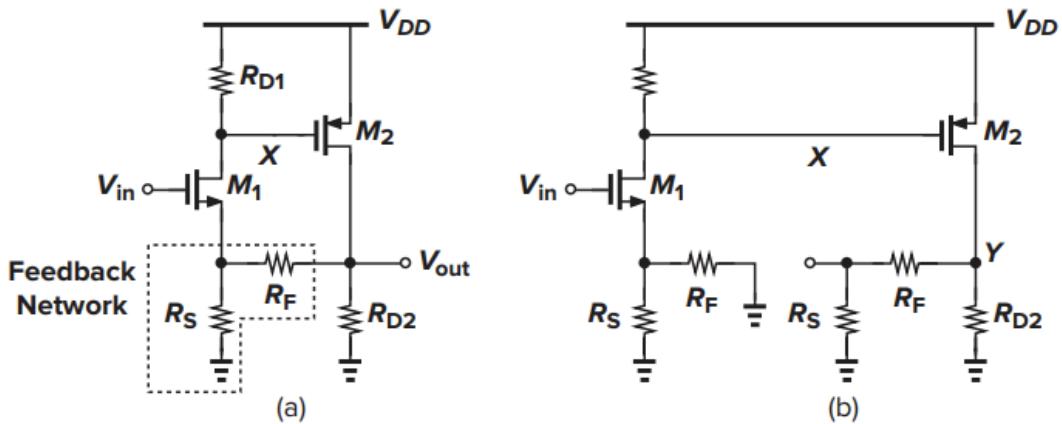


Figure 8.54

### Question 1

Problem 8.12: Enter the calculated value for  $1/2 \cdot u_p \cdot C_{ox} \cdot (W/L)^2$  (mA/V<sup>2</sup>)

$$a = 0.5 \cdot U_{OP} \cdot 1000 \cdot C_{ox} \cdot (W/L) = 1.9180 \text{ mA/V}^2$$

### Question 2

Problem 8.12: Enter the calculated value for  $|V_{gs2} - V_{th2}|$

$$V_{gsp} = -(\sqrt{2 \cdot I_d / (U_{OP} \cdot C_{ox} \cdot (W/L))}) + V_{TOp} = -1.161 \text{ V}$$

$$Q_2 = V_{OV2} = |V_{gsp} - (-V_{TOp})| = 0.361 \text{ V}$$

### Question 3

Problem 8.12: Enter the calculated value for  $V_{gs2}$  (V) notice that  $V_{gs2}$  is a negative quantity, so enter it as a negative number

$$V_{gsp} = -(\sqrt{2 \cdot I_d / (U_{OP} \cdot C_{ox} \cdot (W/L))}) + V_{TOp} = -1.161 \text{ V}$$

$$V_{gs2} = -1.161 \text{ V}$$

### Question 4

Problem 8.12: Enter the calculated value for  $V_x$  (X node in Figure 8.54(a), in units (V)

$$V_x = V_{G2}$$

$$V_{GS2} = V_{G2} - V_{S2} \quad y \quad V_{S2} = V_{DD}$$

$$V_{G2} = V_{GS2} + V_{DD} = -1.161 \text{ V} + 3 \text{ V} = 1.839 \text{ V}$$

## Question 5

Problem 8.12: Enter the calculated value for  $I_{D1}$  (mA)

$$I_{D1} = (V_{DD} - V_x) / R_{D1} = 0.5805 \text{ mA}$$

## Question 6

Problem 8.12: Enter the calculated value for  $1/2 * u_n * C_{ox} * (W/L)1$  (mA/V<sup>2</sup>)

$$b = 0.5 * U_{ON} * 1000 * C_{ox} * (W/L) = 6.7130 \text{ mA/V}^2$$

## Question 7

Problem 8.12: Enter the calculated value for  $(V_{gs1} - V_{th1})$  in units (V)

$$V_{gs1} = \sqrt{2 * I_{D1} / (U_{ON} * C_{ox} * (W/L))} + V_{TO};$$

$$V_{ov1} = V_{gs1} - V_{TO};$$

$$V_{ov1} = 0.2941 \text{ V}$$

## Question 8

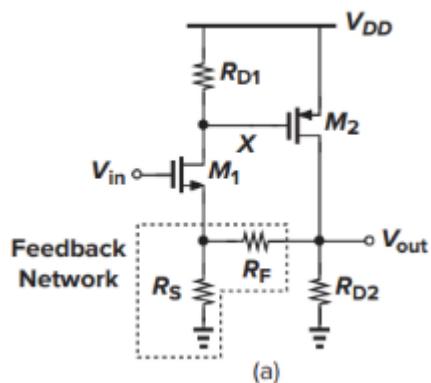
Problem 8.12: Enter the calculated value for  $V_{gs1}$  (V)

$$V_{gs1} = \sqrt{2 * I_{D1} / (U_{ON} * C_{ox} * (W/L))} + V_{TO}$$

$$V_{gs1} = 0.9941 \text{ V}$$

## Question 9

Problem 8.12: Enter the calculated value for  $V_{out}$  (V)



A partir del circuito a lazo cerrado, planteamos los nodos de  $V_{out}$  y de  $V_{Feedback}$ :

El nodo de Vout lo planteamos como:

$$Id2 = I_{RF} + I_{RD2} = \frac{Vout - Vf}{R_f} + \frac{Vout}{R_{d2}}$$

Como todas las resistencias son iguales a 2k:

$$Id2 = \frac{Vout}{R} + \frac{Vout}{R} - \frac{Vf}{R} = \frac{2*Vout}{R} - \frac{Vf}{R} \text{ (Ecuación 1 del sistema de ecuaciones)}$$

Para el otro nodo planteamos:

$$I_s = I_{D1} + I_{RF}$$

$$\frac{Vf}{Rs} = Id1 + \frac{Vout - Vf}{R_f} \text{ y como las resistencias son iguales:}$$

$$Id1 + \frac{Vout - Vf}{R} = \frac{Vf}{R} \text{ (Ecuación 2 del sistema de ecuaciones)}$$

Despejando Vf de la primer ecuación y sustituyendo en la segunda encuentro Vout:

$$Vf = (2 * \frac{Vout}{R} - Id2) * R$$

$$Vf = (2 * Vout - Id2 * R)$$

$$Id1 + \frac{Vout - (2*Vout - Id2*R)}{R} = \frac{2*Vout - Id2*R}{R}$$

$$Id1 + \frac{Vout}{R} - \frac{2*Vout}{R} + Id2 = \frac{2*Vout}{R} - Id2$$

$$Id1 + 2 * Id2 = 3 * \frac{Vout}{R}$$

Finalmente:

$$Vout = \frac{R}{3} * (Id1 + 2 * Id2) =$$

$$Vout = 0.7203 \text{ V}$$

### Question 10

Problem 8.12: Enter the calculated value for Vy (Y in this question is the circuit node connected to the source of M1, not the node marked as "Y" in the figure. The node marked as "y" in the figure is "Vout"); units (V)

Despejando, obtengo que el valor de Vy (Vf en el desarrollo anterior), nos queda:

$$Vy = 2*Vout - Id2*R$$

$$Vy = 0.9407 \text{ V}$$

### **Question 11**

Problem 8.12: Enter the calculated value for Vin (V)

$$V_{in} = Vg_{M1}$$

$$V_{gs} = Vg - Vs \rightarrow Vg = V_{gs} + Vs$$

$$Y \text{ como } Vs = Vy$$

$$V_{in} = Vg = V_{gs} + Vs = 0.9941 \text{ V} + 0.9407 \text{ V}$$

$$V_{in} = 1.9348 \text{ V}$$

### **Question 12**

Problem 8.12: Enter the calculated value for gm1 in (mA/V)

$$gm1 = (2*Id1*1e3)/Vov1$$

$$gm1 = 3.9482 \text{ mA/V}$$

### **Question 13**

Problem 8.12: Enter the calculated value for gm2 (mA/V)

$$Vov2 = -Q2;$$

$$gm2 = (2*Id*1e3)/Vov2$$

$$gm2 = 1.3849 \text{ mA/V}$$

### **Question 14**

Problem 8.12: Enter the calculated value for Av\_open\_loop

$$A_{v,open} = \frac{V_Y}{V_{in}} = \frac{-R_{D1}}{R_F \| R_S + 1/gm1} \{-gm2[R_{D2}\|(R_F + R_S)]\}$$

Como todas las resistencias son iguales:

$$Av\_OP = ((-R)/((R*R)/(R+R)+(1/Gm1)))*(-Gm2*((R*(R+R))/(R+(R+R))))$$

$$A_{V \text{ Open Loop}} = 2.9468$$

## Question 15

Problem 8.12: Enter the calculated value for Av\_closed\_loop

To compute the closed-loop gain, we first find the loop gain as  $g_{21}A_{v,open}$ . Recall from (8.64) that  $g_{21} = V_2/V_1$  with  $I_2 = 0$ . For the voltage divider consisting of  $R_F$  and  $R_S$ ,  $g_{21} = R_S/(R_F + R_S)$ . The closed-loop gain is simply equal to  $A_{v,closed} = A_{v,open}/(1 + g_{21}A_{v,open})$ .

$$g_{21} = R/(R+R);$$

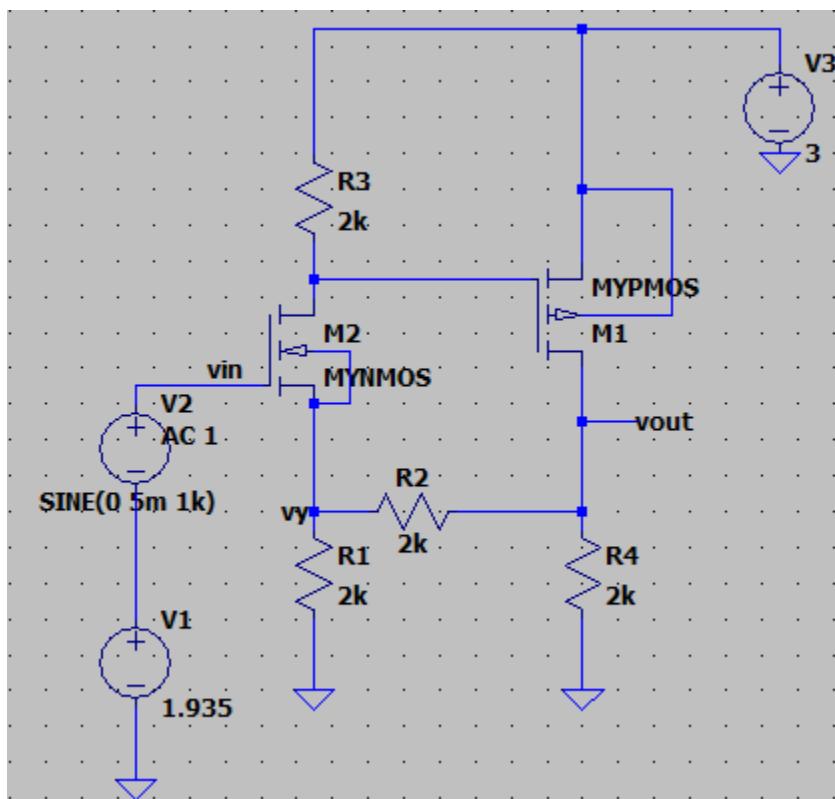
$$AV_{CO} = AV_{OP}/(1 + AV_{OP} \cdot g_{21})$$

$$AV_{Closed\ Loop} = 1.1914\text{ V}$$

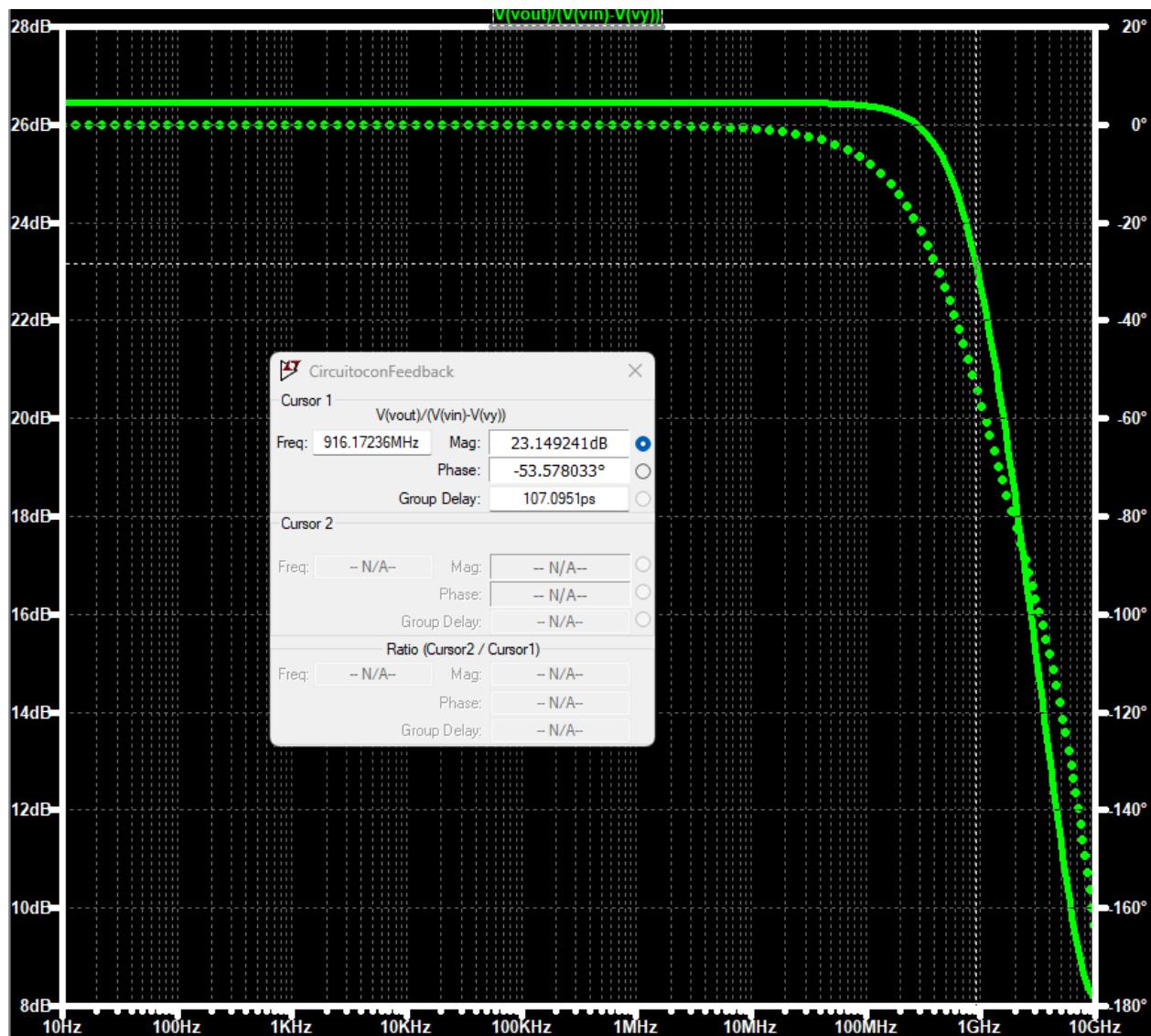
## Question 16

Simulation assignment: enter the simulated value for AV\_open\_loop

El circuito similar para ambos casos es el siguiente.



Analisis en AC



BW de 916MHz

El ancho de banda es de 916 MHz y la ganancia máxima de aproximadamente 26.4 dB. En veces son aproximadamente 21 veces.

$$A_v \text{ Calculado} = 2.9468$$

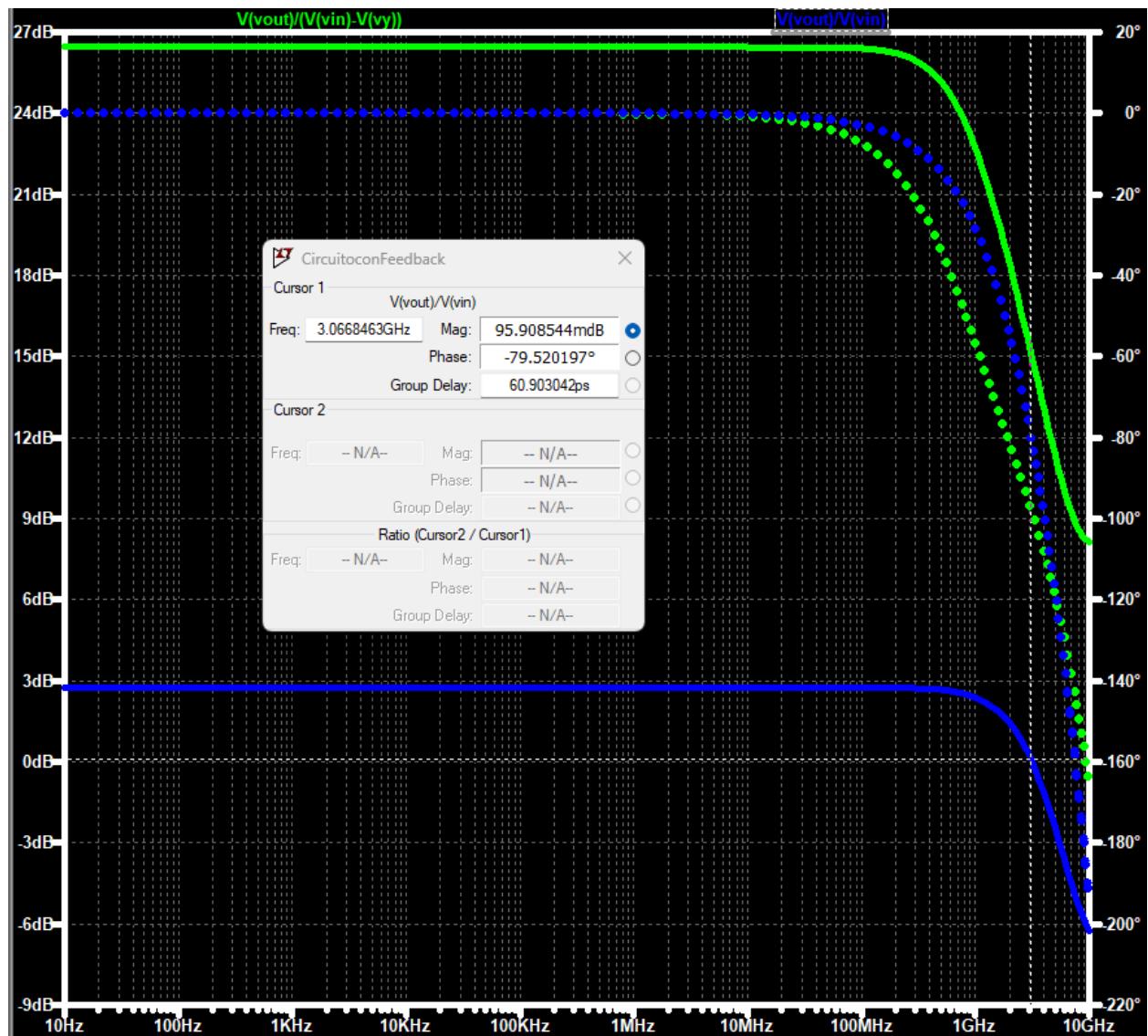
$$A_v \text{ SIMULADO} \approx 21$$

$$\text{Error relativo} = \left| \frac{A_{v\text{simulado}} - A_{v\text{calculado}}}{A_{v\text{calculado}}} \right| * 100\% = 608,26\%$$

Question 17

Simulation assignment: enter the simulated value for AV\_closed\_loop

Analisis en AC

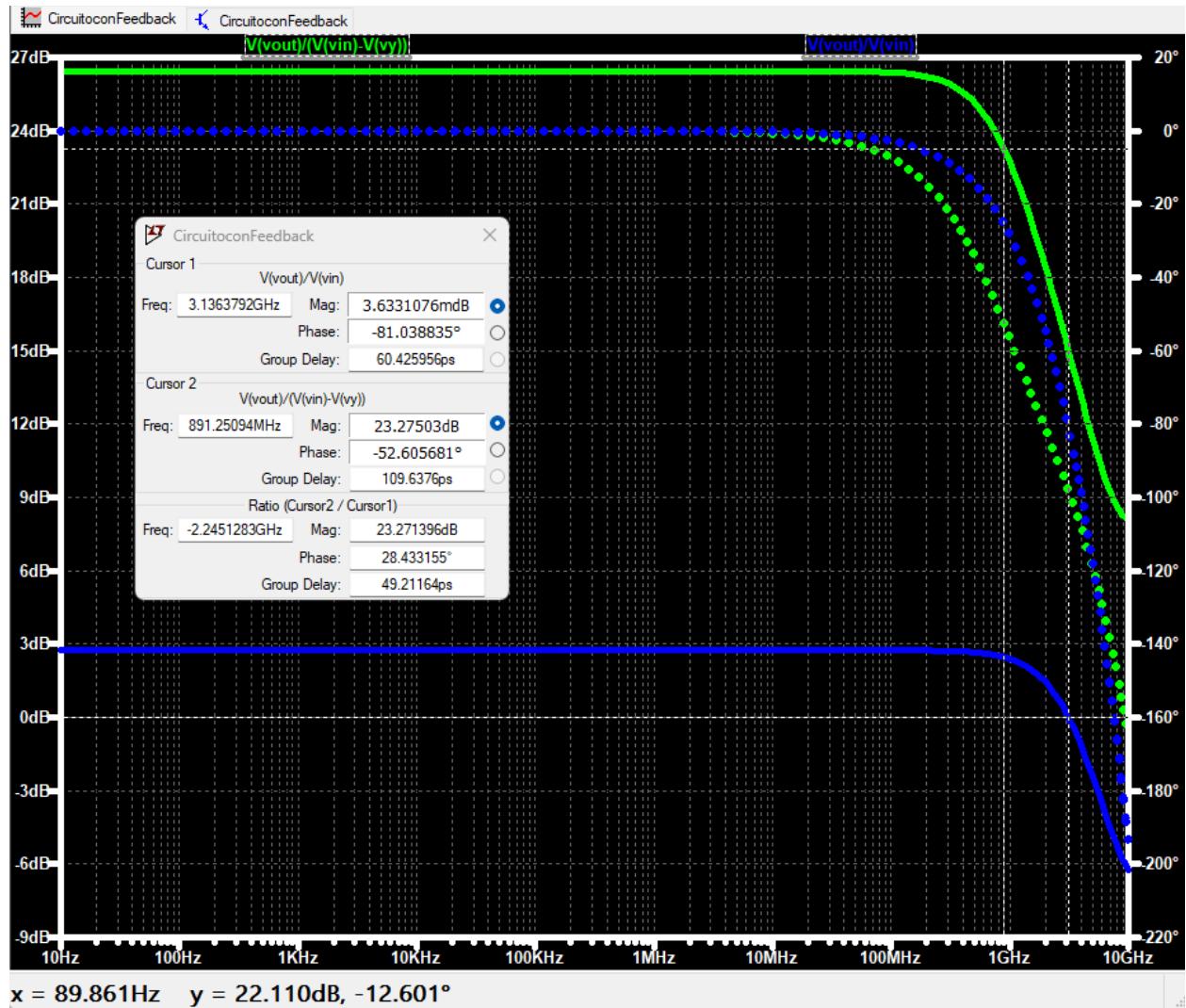


$$BW = 3.1557481 \text{ GHz}$$

Ganancia de 3dB que en veces es igual a aproximadamente 2 veces.

$$AV_{\text{Closed Loop Calculada}} = 1.1914 \text{ V}$$

$$\text{Error relativo} = \frac{2 - 1.1914}{1.1914} * 100\% = 67,9\%$$



Comparando ambos casos, podemos verificar como la realimentación aumenta el ancho de banda y disminuye la ganancia.