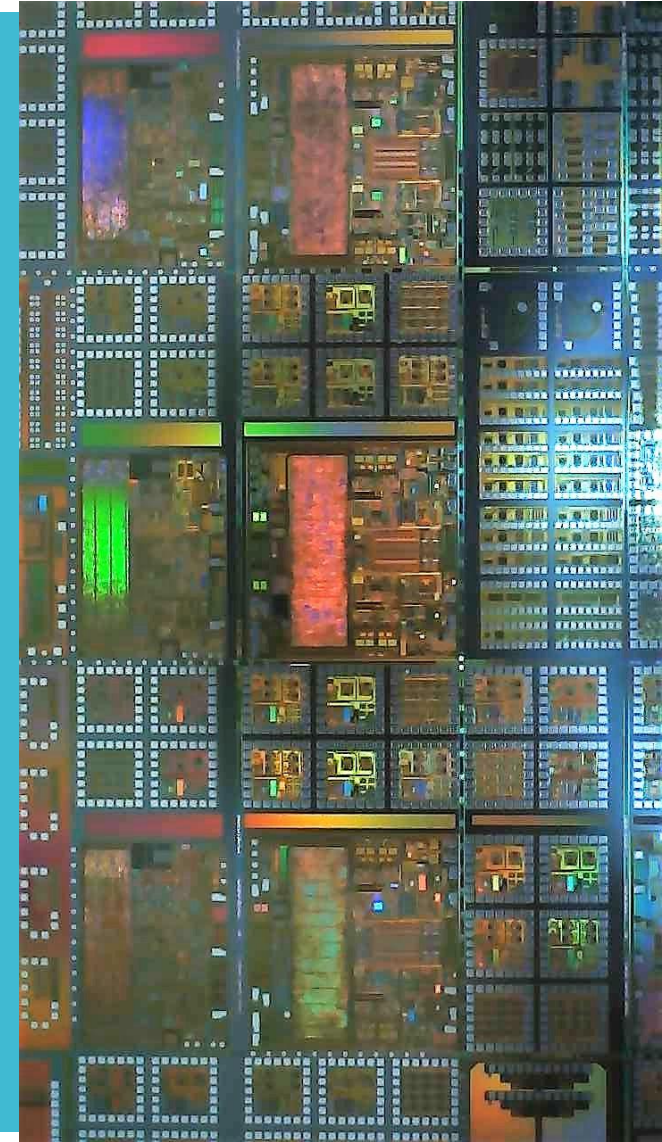


# Compensación

2024



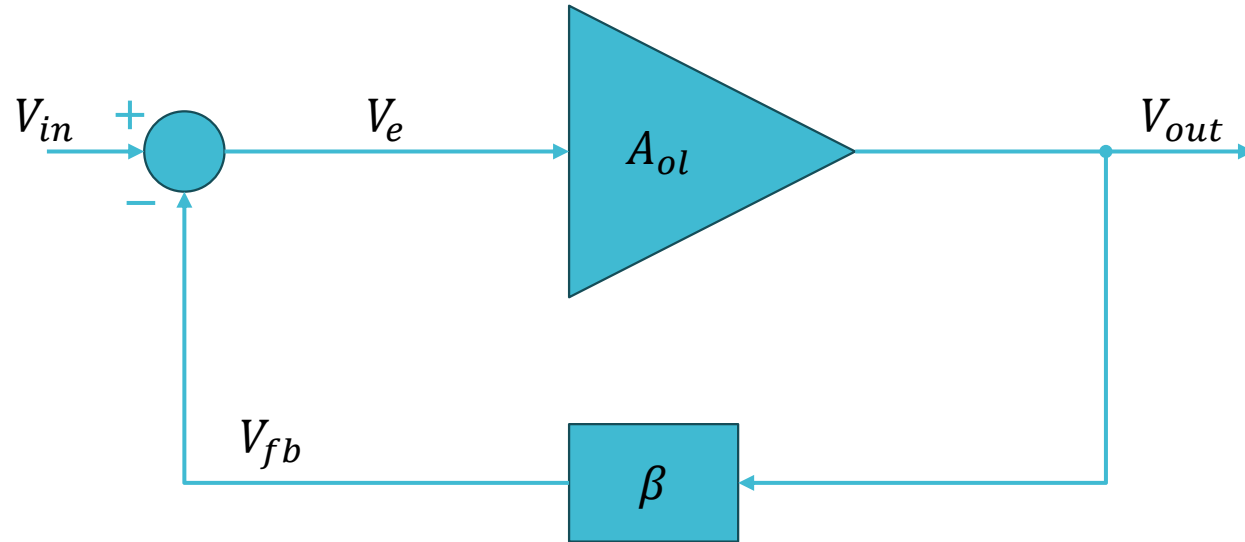
# Contenido

## Clase 4

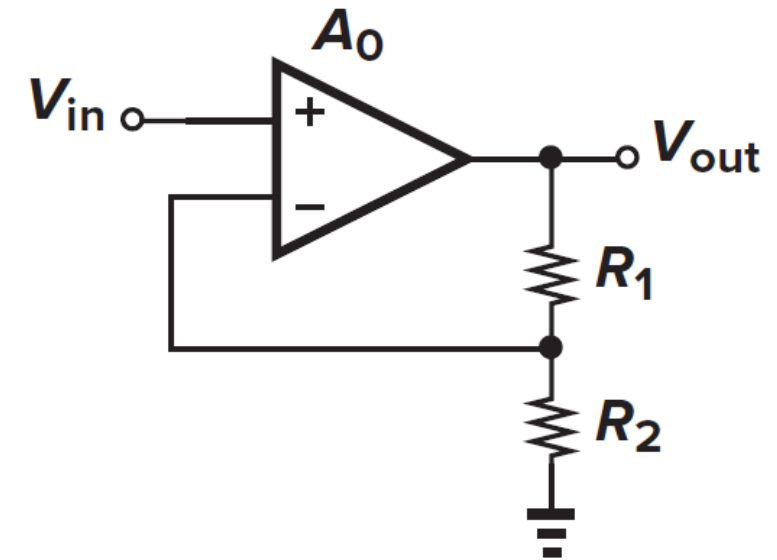
- Repaso
  - Negative Feedback
  - Ventajas
  - Bode
- Estabilidad
- Márgen de Ganancia y Márgen de Fase
- Métodos de compensación
  - Compensación Básica
  - Compensación Miller
  - Cancelación del RHP Cero
  - Compensación Indirecta
    - Versión 1
    - Versión 2
    - Versión 3

## Capítulo 2: Feedback

Obtener  $A_{cl}$  y  $V_e/V_{in}$

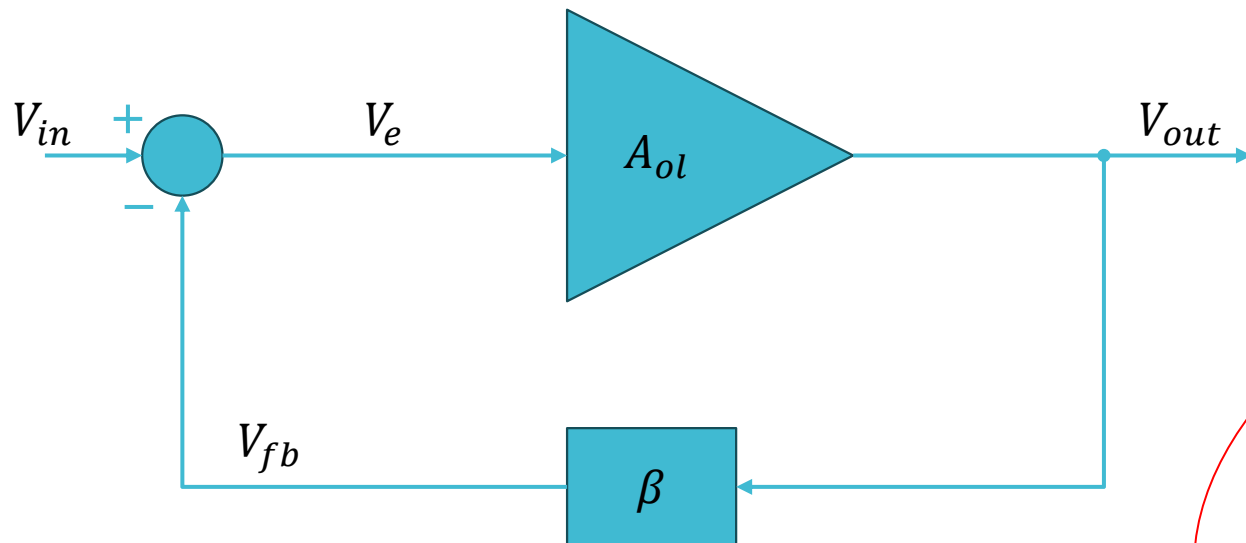


Identificar en el siguiente circuito  $A_{ol}$ ,  $\beta$ ,  $V_{fb}$  y  $V_e$ .  
Calcular  $A_{cl}$  y  $\beta$



## Capítulo 2: Feedback

Obtener  $A_{cl}$  y  $V_e/V_{in}$

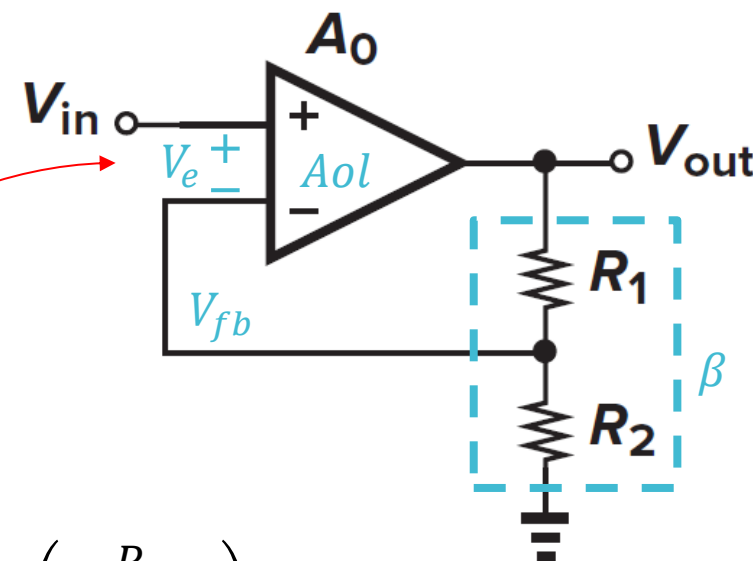


$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = A_{cl} = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol}\beta} = \frac{A_{ol}}{1 + L}$$

$$\frac{V_e}{V_{in}} = \frac{1}{1 + A_{ol}\beta}$$

Si  $A_{ol} \times \beta \gg 1 \rightarrow$  corto virtual

Identificar en el siguiente circuito  $A_{ol}$ ,  $\beta$ ,  $V_{fb}$  y  $V_e$ .  
Calcular  $A_{cl}$  y  $\beta$

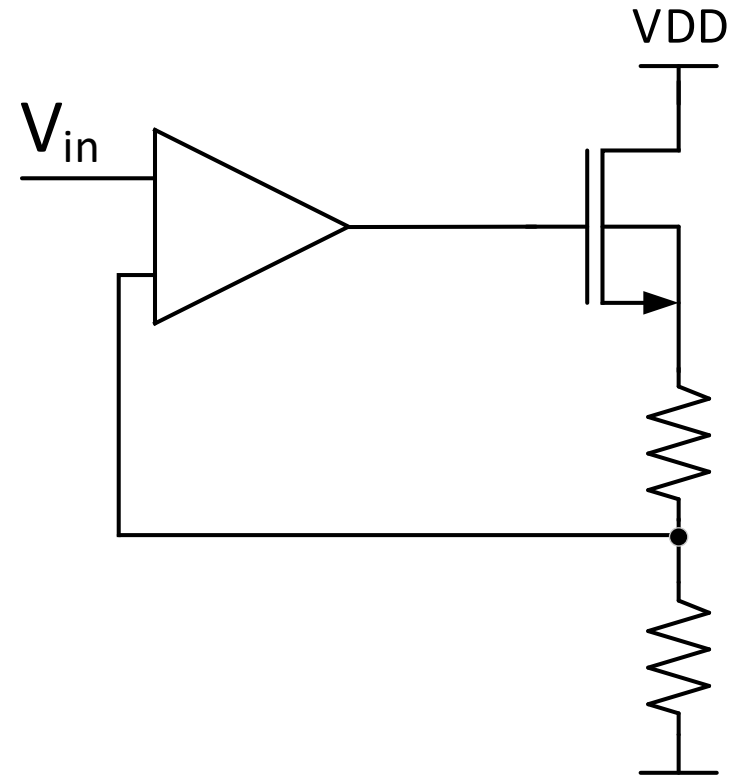
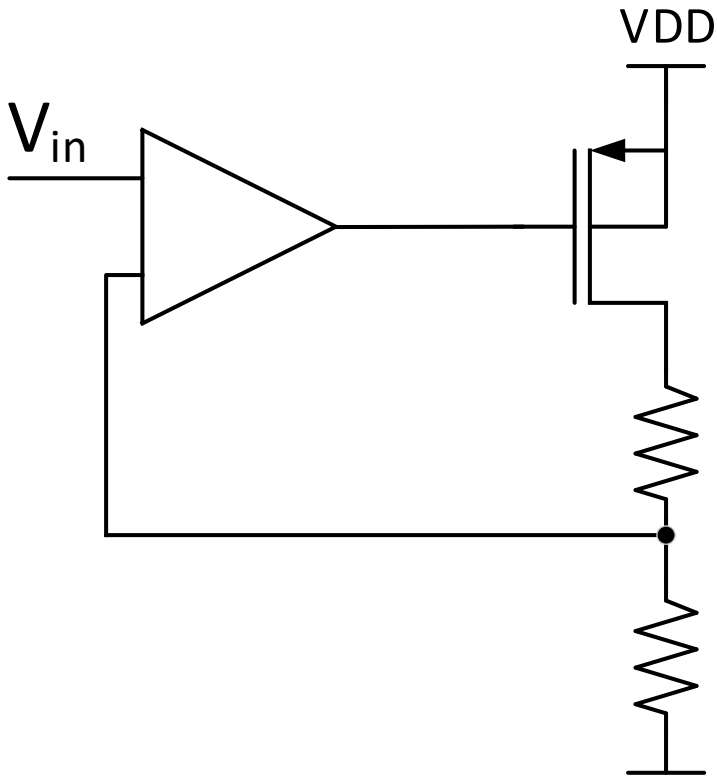


$$\beta = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

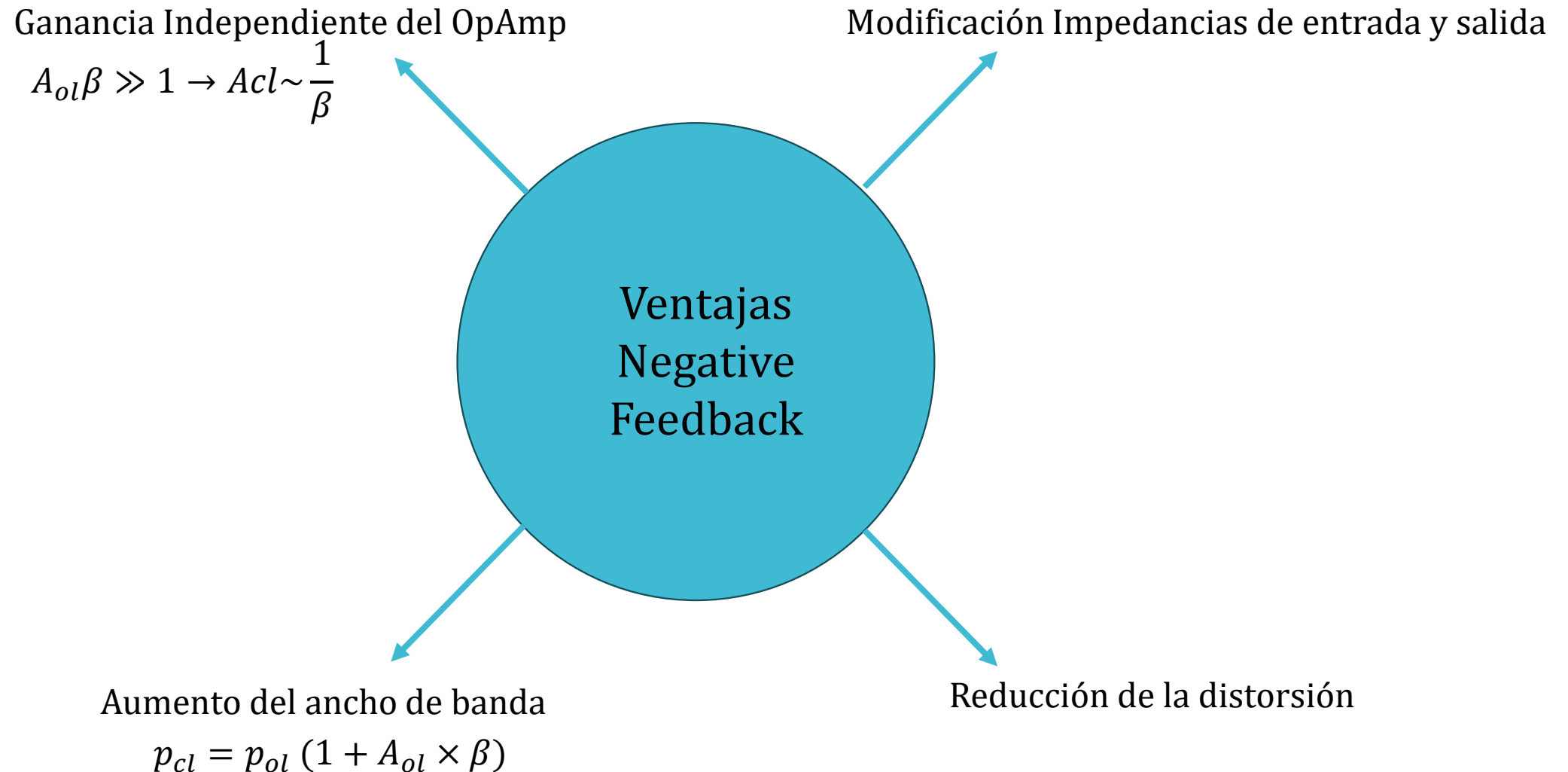
$$A_{cl} = \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

## Capítulo 2: Feedback

Poner los signos del opamp para tener feedback negativo:

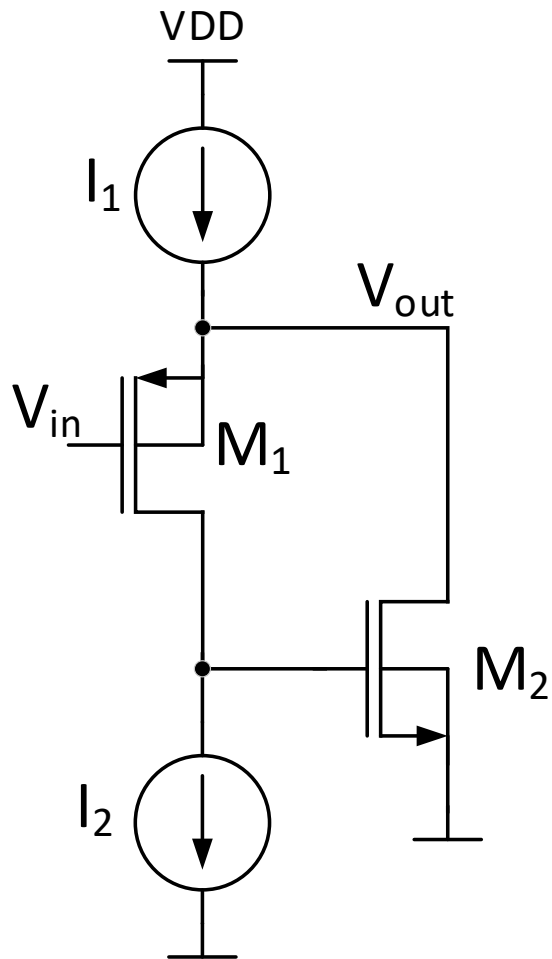


## Capítulo 2: Ventajas del Negative Feedback

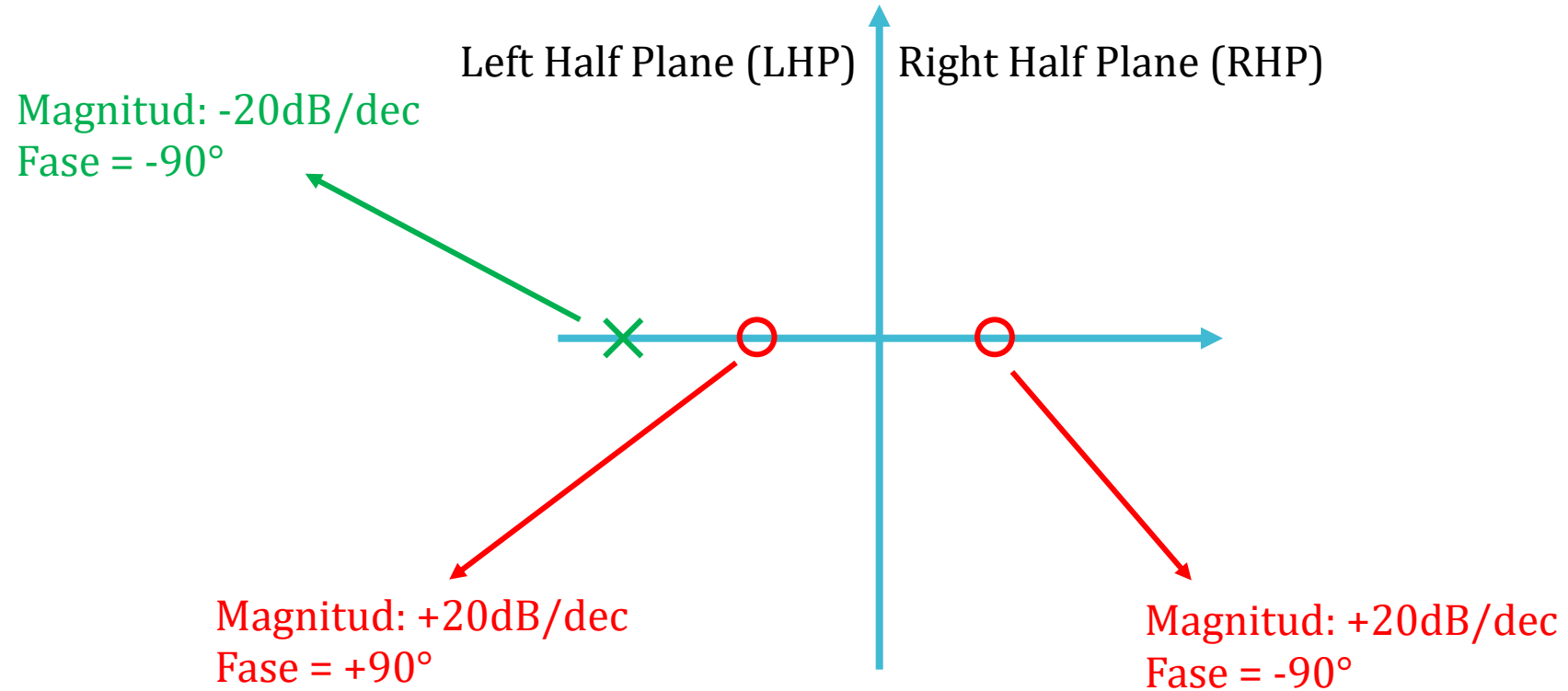


## Capítulo 2: Ventajas del Negative Feedback

El siguiente circuito se denomina *Super Buffer* o *Super Source Follower*. Calcular la impedancia de salida y la ganancia de lazo. Cómo se compara su impedancia de salida con la de un Buffer monoetapa?



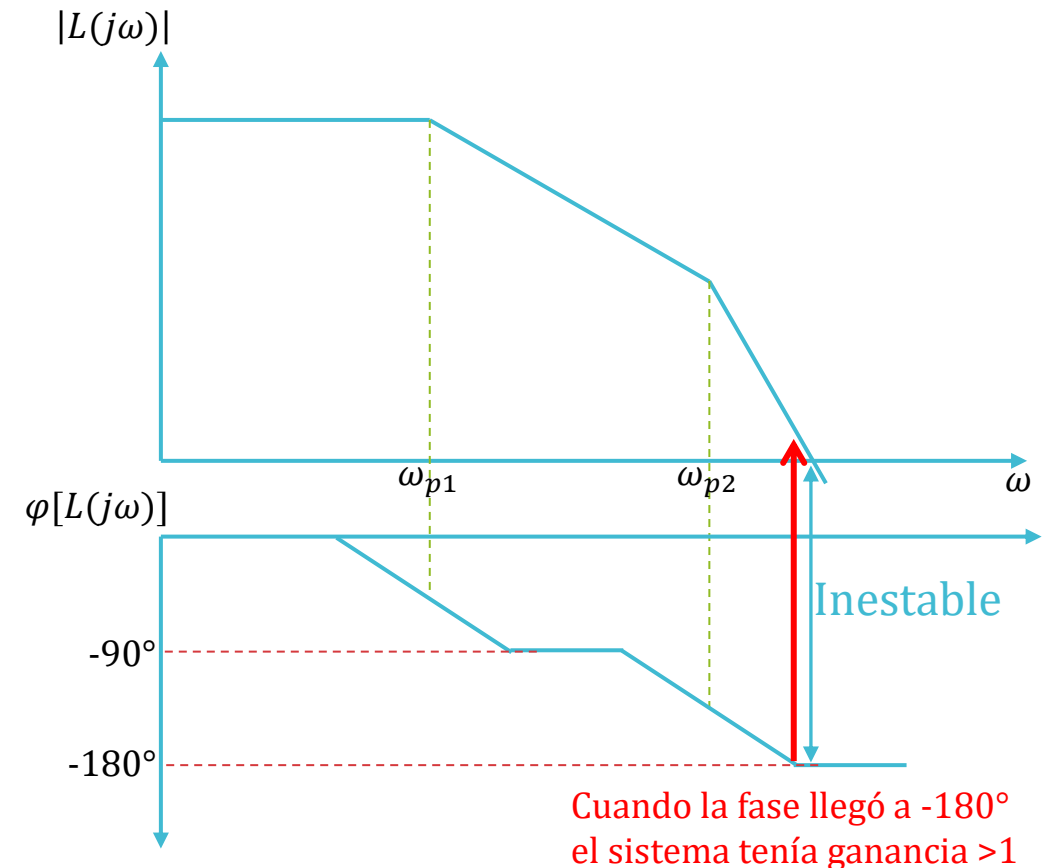
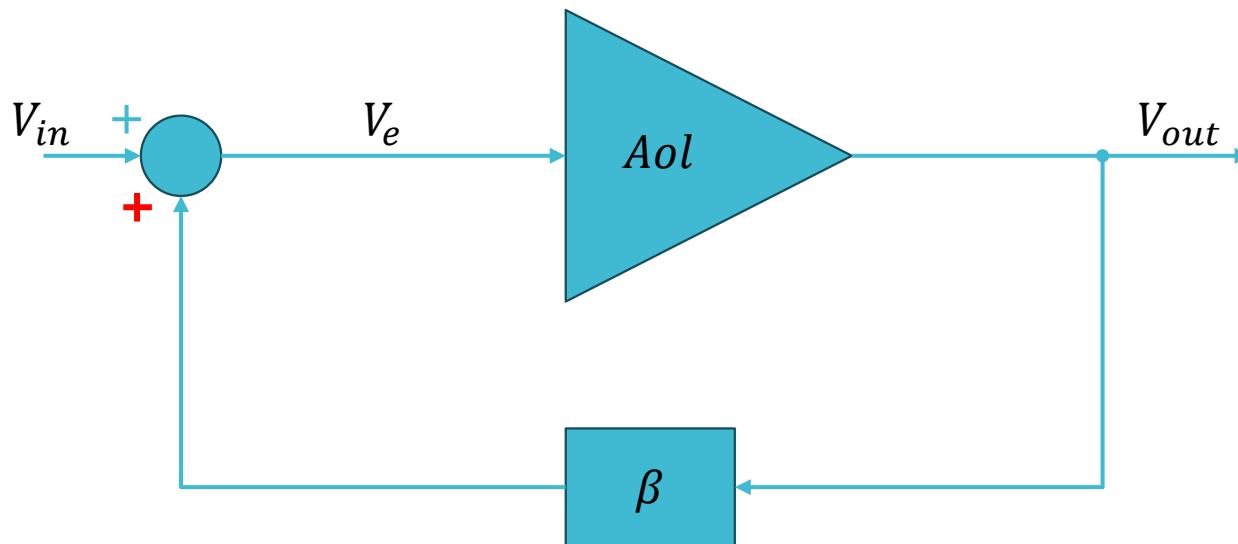
## Capítulo 2: Repaso Bode



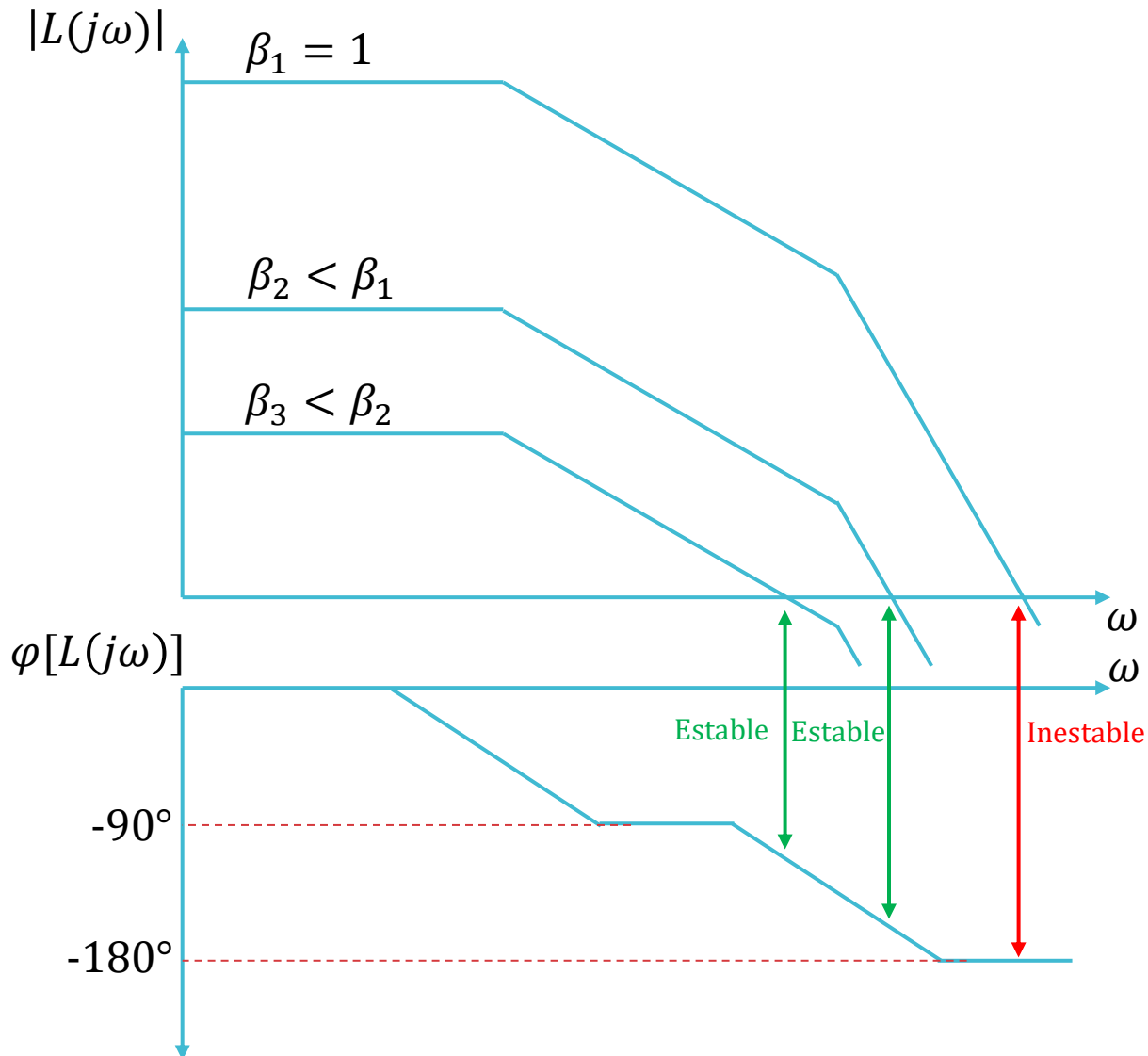


## Capítulo 2: Desventaja del Negative Feedback: Estabilidad

- La gran desventaja de un sistema realimentado es la posibilidad de oscilación
- Un sistema será inestable si  $|A_{ol}(j\omega_o)\beta| < 1$  donde  $\omega_o$  es la frecuencia a la cual la fase de la ganancia de lazo es  $-180^\circ$ 
  - Dicho de otro modo, la fase no puede cambiar de sentido cuando el lazo todavía tiene ganancia mayor a 1



## Capítulo 2: Estabilidad vs $\beta$



A medida que  $\beta$  disminuye, la curva del módulo de la ganancia de lazo baja. Esto hace que la magnitud en las frecuencias de los polos sea cada vez menor.

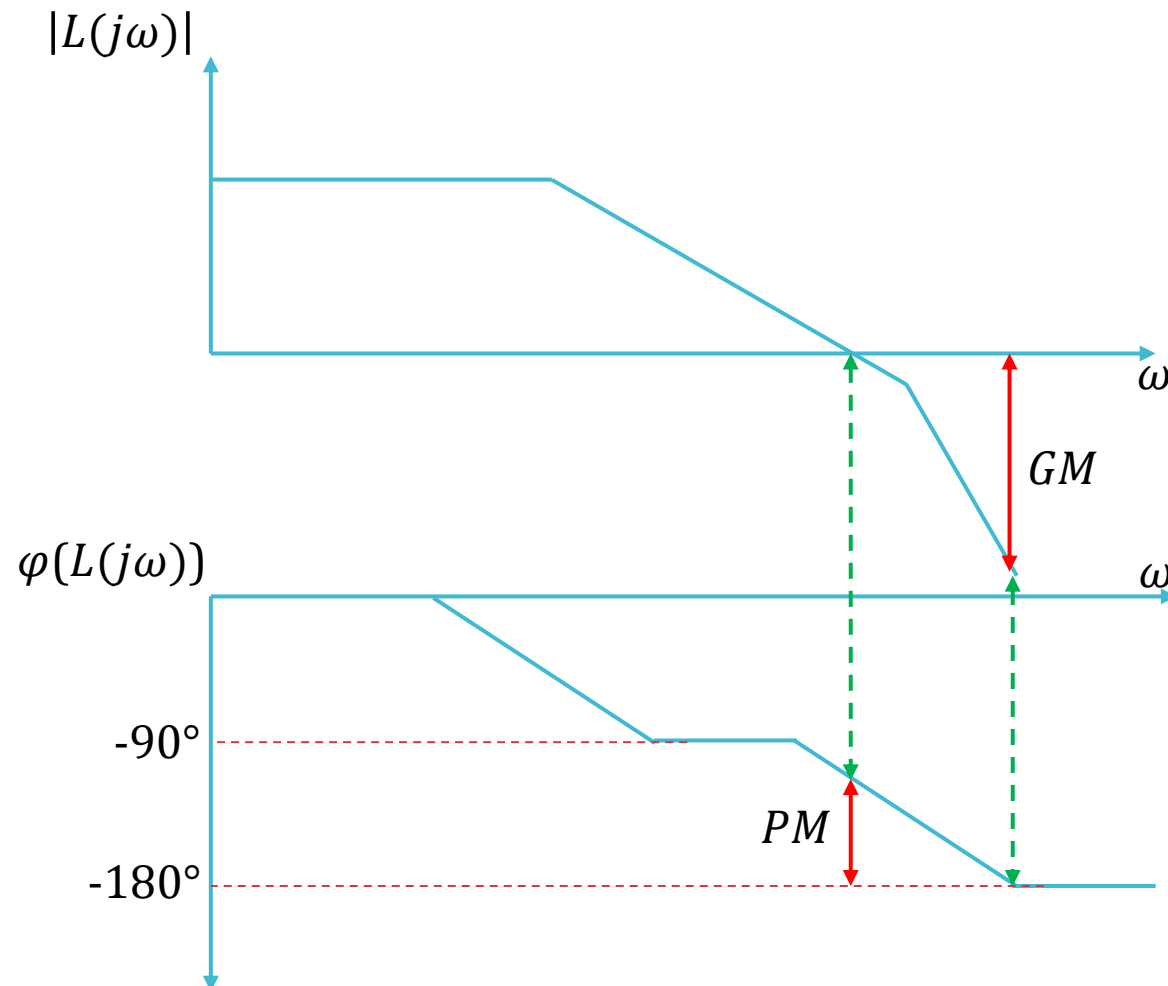
Cuando  $\beta = 1$  se tiene que  $L(j\omega) = A_{ol}(j\omega)$ . Este es el caso más difícil para estabilizar

Un sistema no necesariamente tiene que ser estable para todos los valores de  $\beta$ . Muchas veces es suficiente con que sea estable para la realimentación pretendida

## Capítulo 2: Márgen de Fase y Márgen de Ganancia

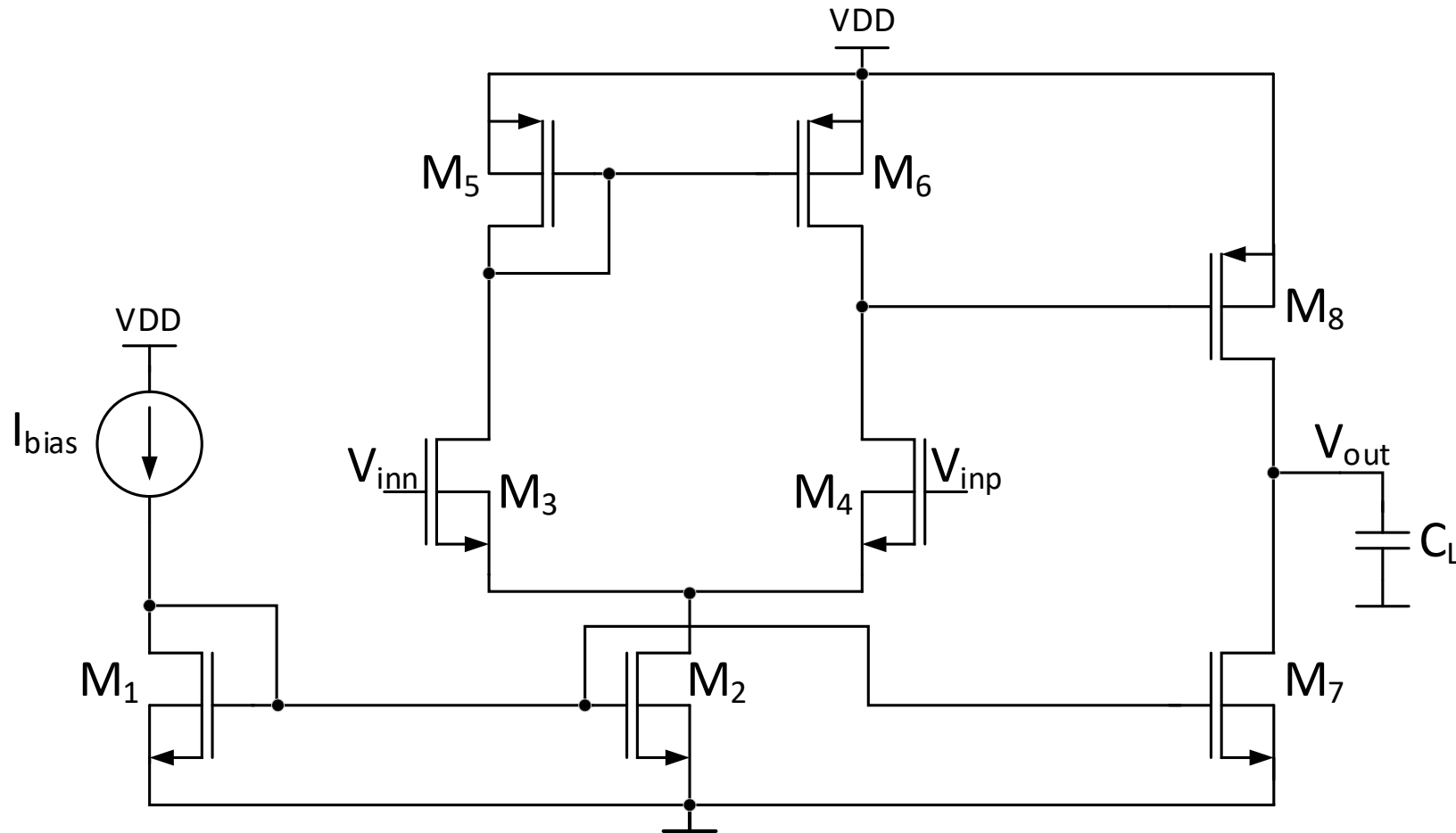
Márgen de fase ( $PM$ ): distancia entre  $-180^\circ$  y el valor de la fase para el cual  $|L(j\omega)| = 0dB$

Márgen de ganancia: distancia entre  $0dB$  y el valor del  $|L(j\omega)|$  para el cual la fase vale  $-180^\circ$

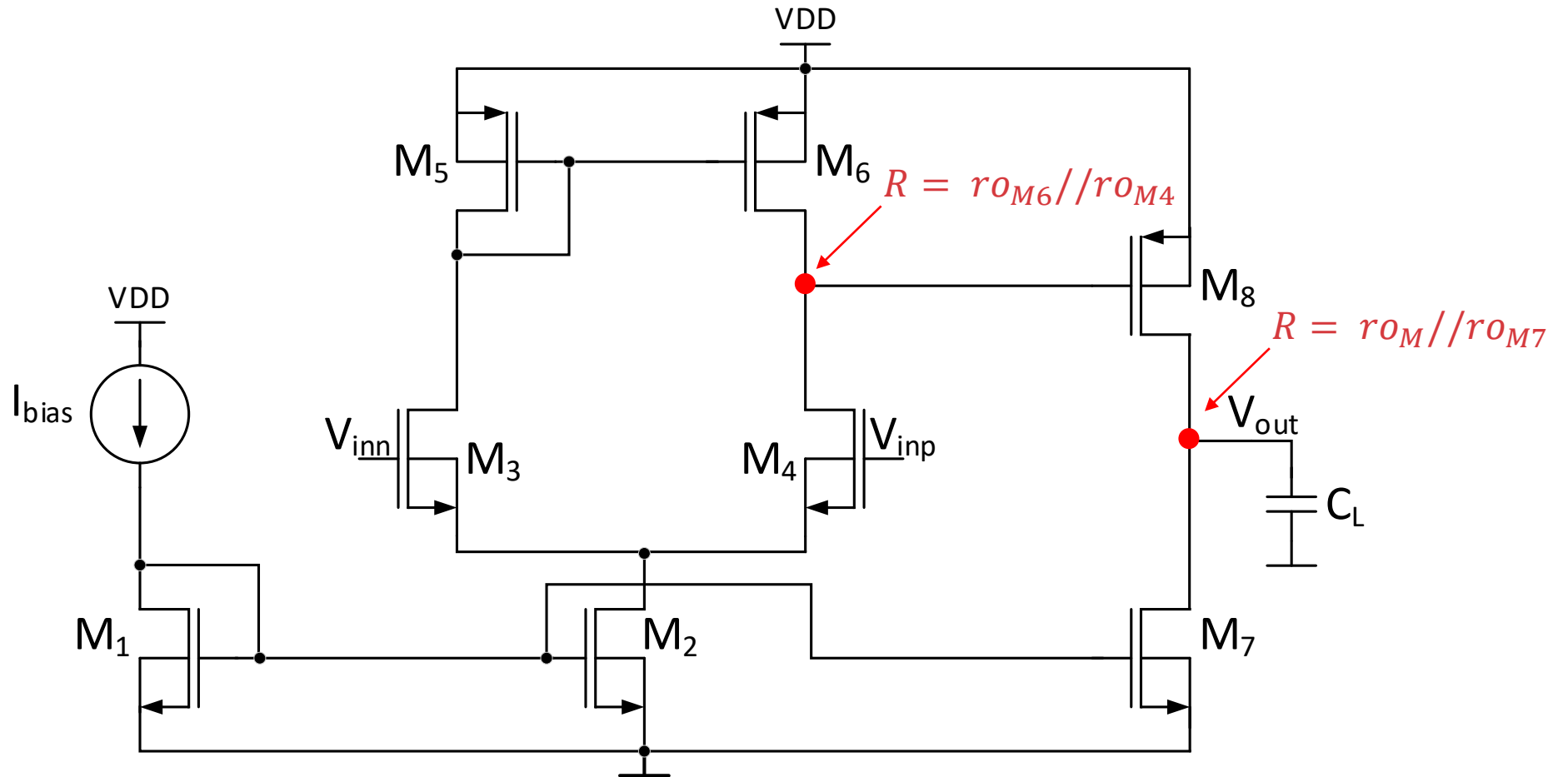


## Capítulo 2: Compensación - Respuesta en Frecuencia Amplificador Dos Etapas

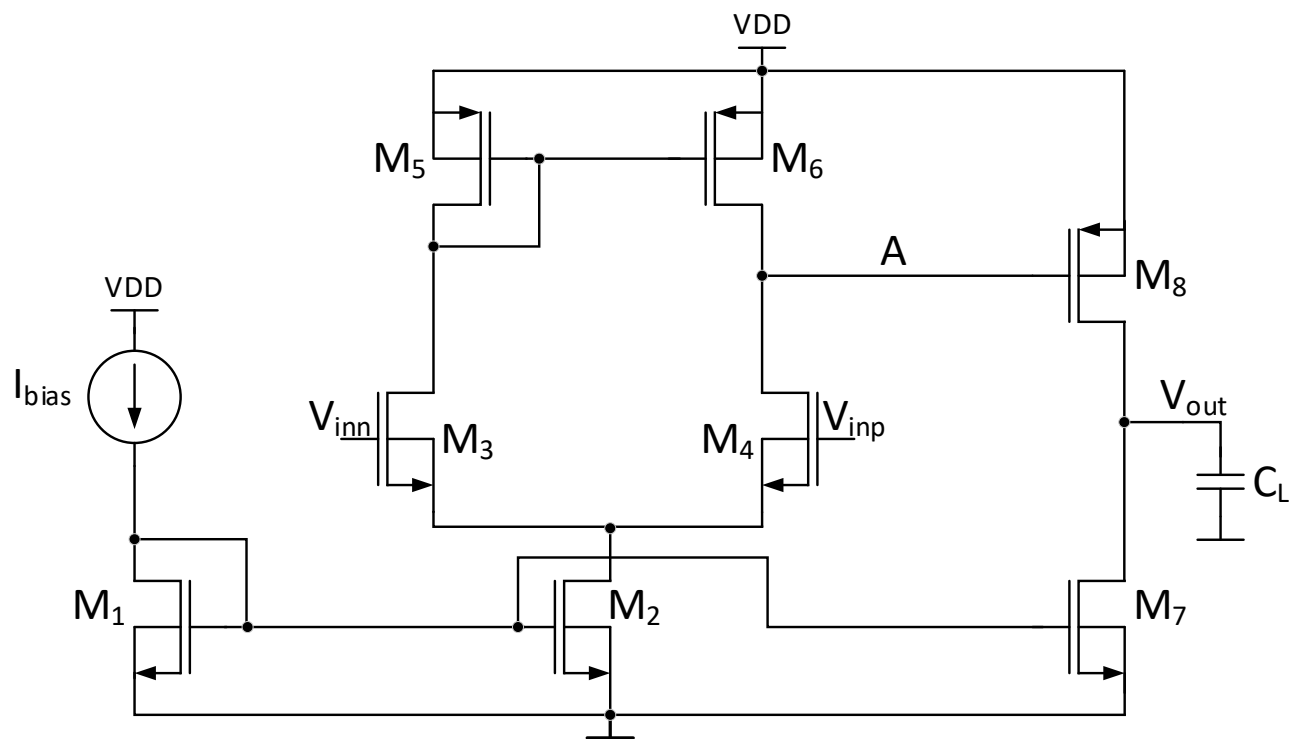
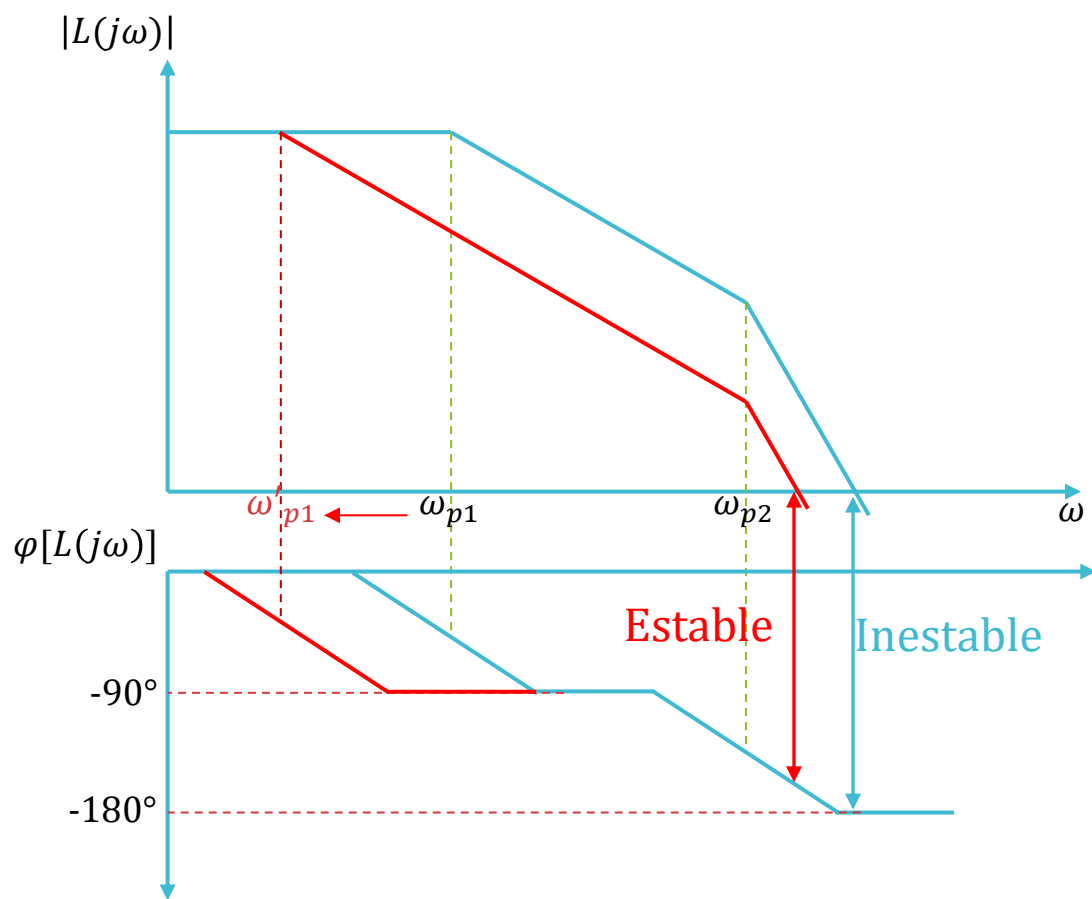
Identificar en el siguiente circuito los nodos de alta impedancia



En los nodos de alta impedancia vamos a encontrar los polos principales del circuito. El resto de los nodos fijaran polos, pero debido a su baja impedancia estarán muy alejados en frecuencia.

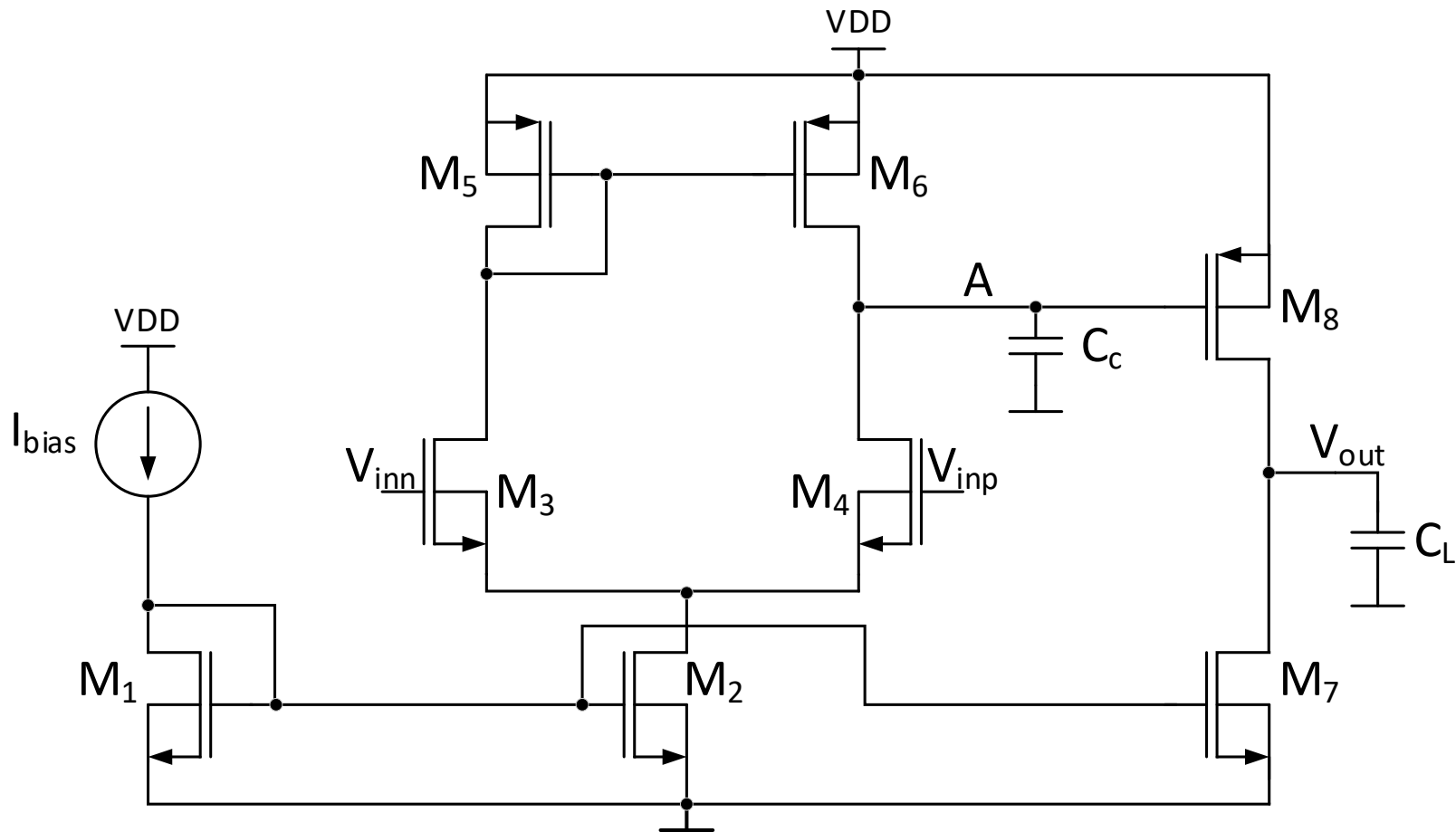


- El mecanismo más básico de compensación consiste en reducir el ancho de banda, es decir, introducir deliberadamente un polo dominante.
- En el caso del amplificador de 2 etapas hay dos posibles lugares: el nodo A o el nodo de salida. El nodo de salida en un principio no es deseable ya que es preferible que la compensación esté contenida en el amplificador y no dependa de parámetros externos como el valor de  $C_L$



## Capítulo 2: Respuesta en Frecuencia Amplificador Dos Etapas

- Determinar la posición de los polos en el siguiente amplificador



## Capítulo 2: Respuesta en Frecuencia Amplificador Dos Etapas

- Determinar la posición de los polos en el siguiente amplificador

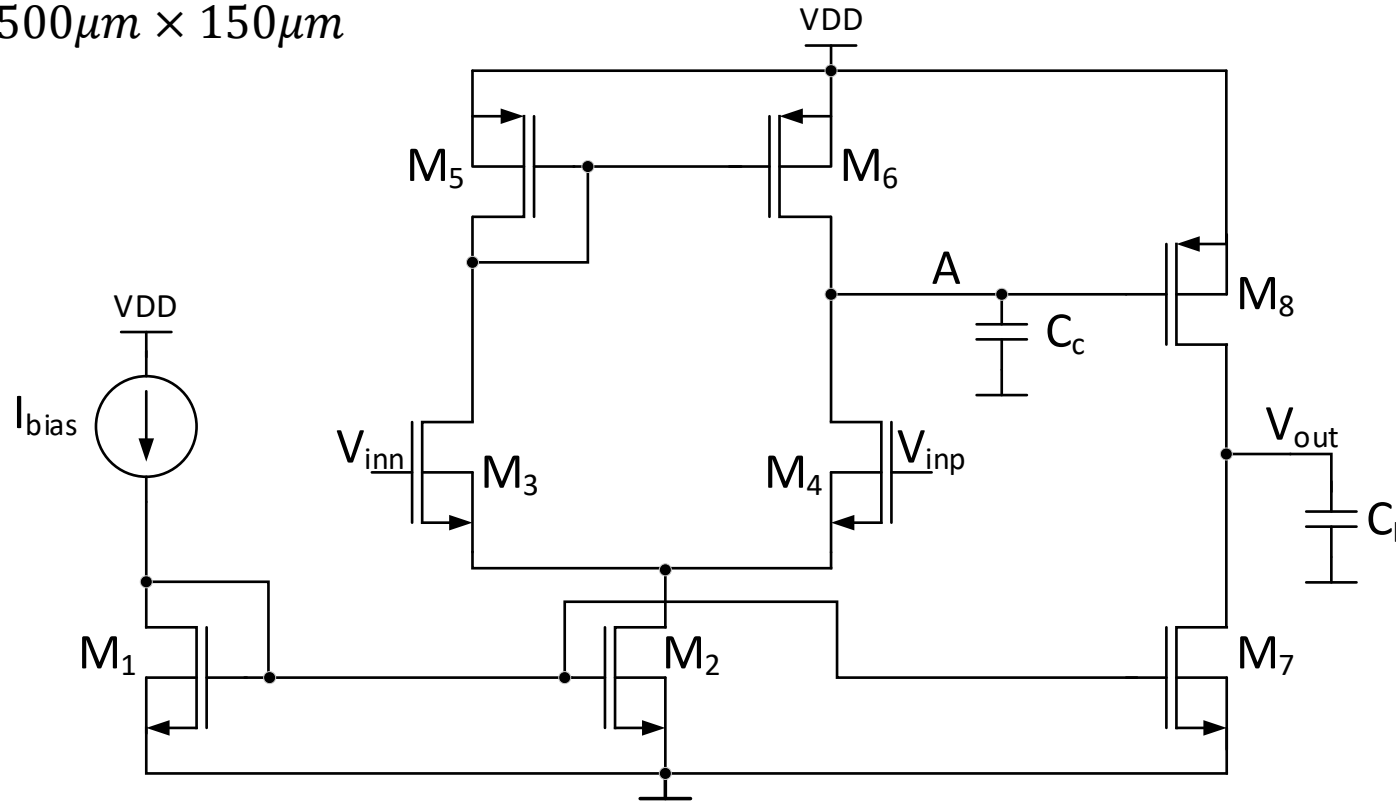
$C_A$ : capacidad parásita en nodo A

$C_{op}$ : capacidad parásita en nodo de salida

$$\omega_{pA} = \frac{1}{(r_{o6} // r_{o4})(C_c + C_A)} \sim \frac{1}{(r_{o6} // r_{o4})C_c}$$

$$\omega_{pout} = \frac{1}{(r_{o8} // r_{o7})(C_L + C_{op})} \sim \frac{1}{(r_{o8} // r_{o7})C_L}$$

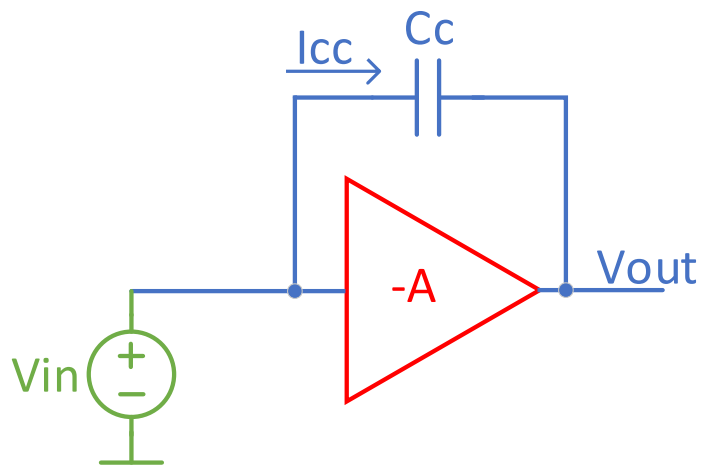
Para un margen de fase de  $60^\circ$ :  $p_{out} = 1.73 \times A_{ol} \times \beta \times p_A$ . Suponiendo  $r_{o6} // r_{o4} = 3\text{M}\Omega$ ,  $r_{o8} // r_{o7} = 1\text{M}\Omega$ ,  $C_L = 1\text{pF}$ ,  $A_{ol} = 100\text{V/V}$  y  $\beta = 1$ . El valor del capacitor es  $C_c = \mathbf{115\text{pF}}$ !! En el proceso del curso eso ocuparía un área de  $500\mu\text{m} \times 150\mu\text{m}$



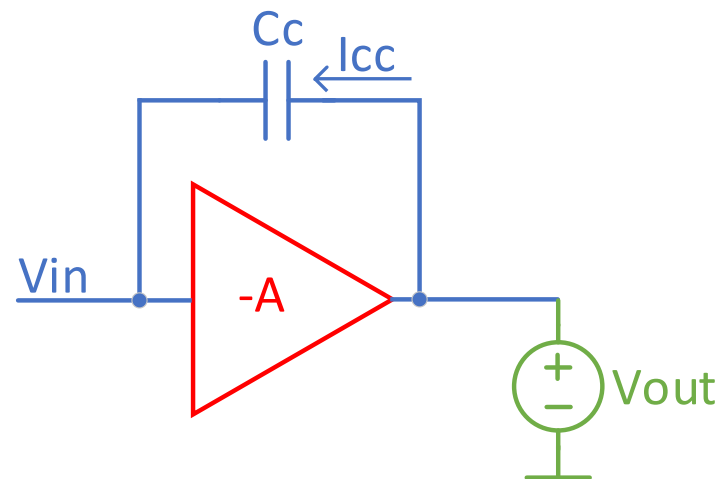


## Capítulo 2: Efecto Miller

Calcular la impedancia desde  $V_{in}$

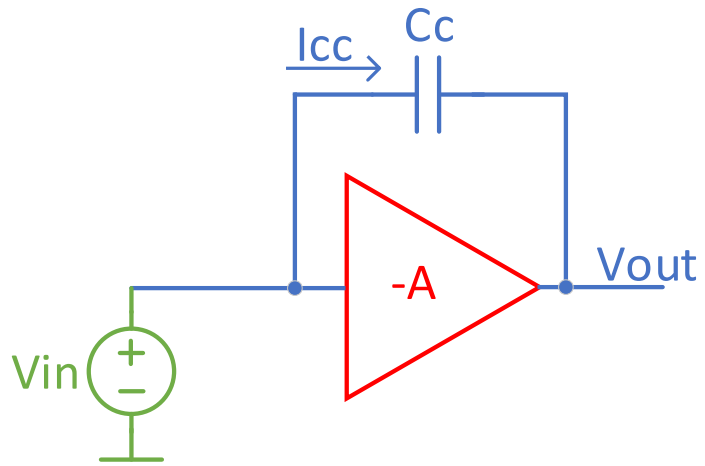


Calcular la impedancia desde  $V_{out}$



## Capítulo 2: Efecto Miller

Impedancia desde  $V_{in}$

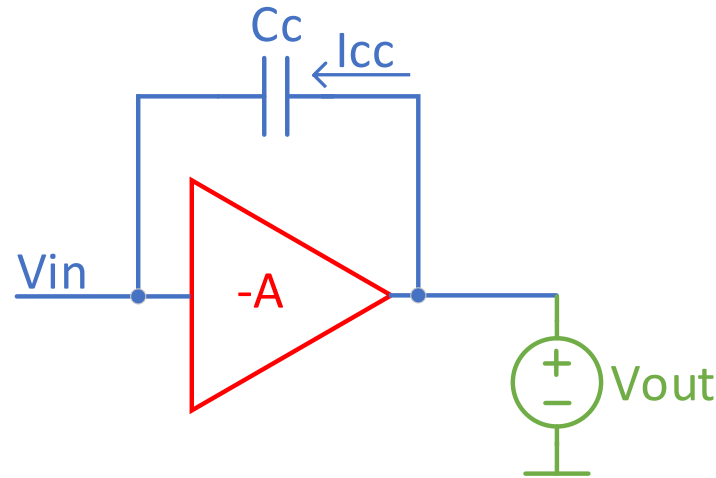


$$V_{in} - V_{out} = I_{cc} \frac{1}{sC_c}$$

$$V_{in} + AV_{in} = I_{cc} \frac{1}{sC_c}$$

$$V_{in} = I_{cc} \frac{1}{sC_c(1+A)} \sim I_{cc} \frac{1}{sC_c A}$$

Impedancia desde  $V_{out}$

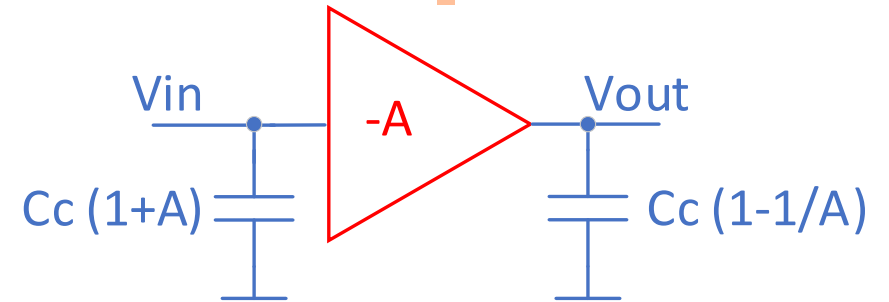


$$V_{out} - V_{in} = I_{cc} \frac{1}{sC_c}$$

$$V_{out} - \frac{V_{out}}{A} = I_{cc} \frac{1}{sC_c}$$

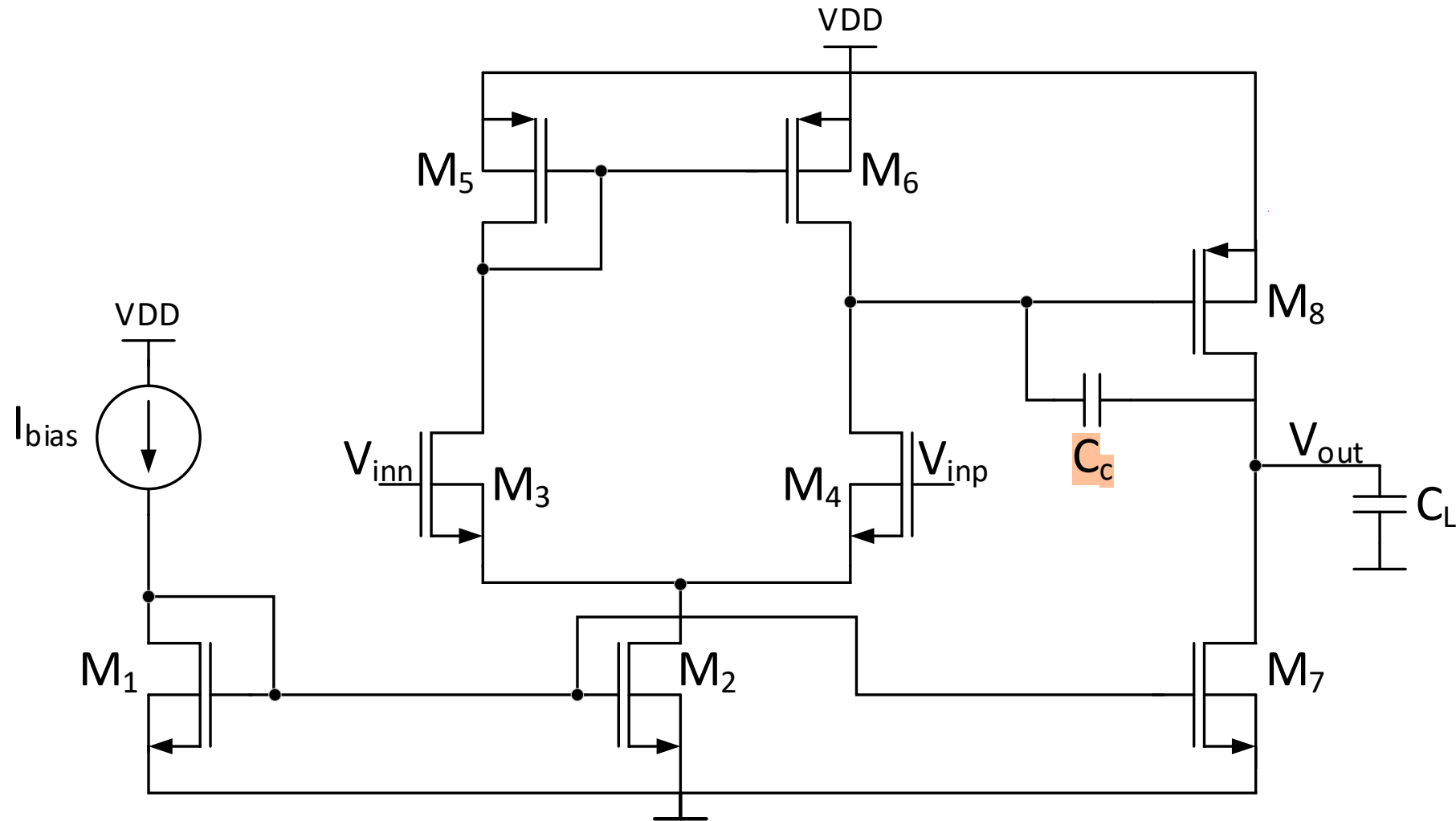
$$V_{out} = I_{cc} \frac{1}{sC_c \left(1 - \frac{1}{A}\right)} \sim I_{cc} \frac{1}{sC_c}$$

En resumen, la capacidad equivalente en el nodo de entrada aumenta por la ganancia del opamp mientras que la impedancia equivalente en el nodo de salida será aproximadamente  $C_c$

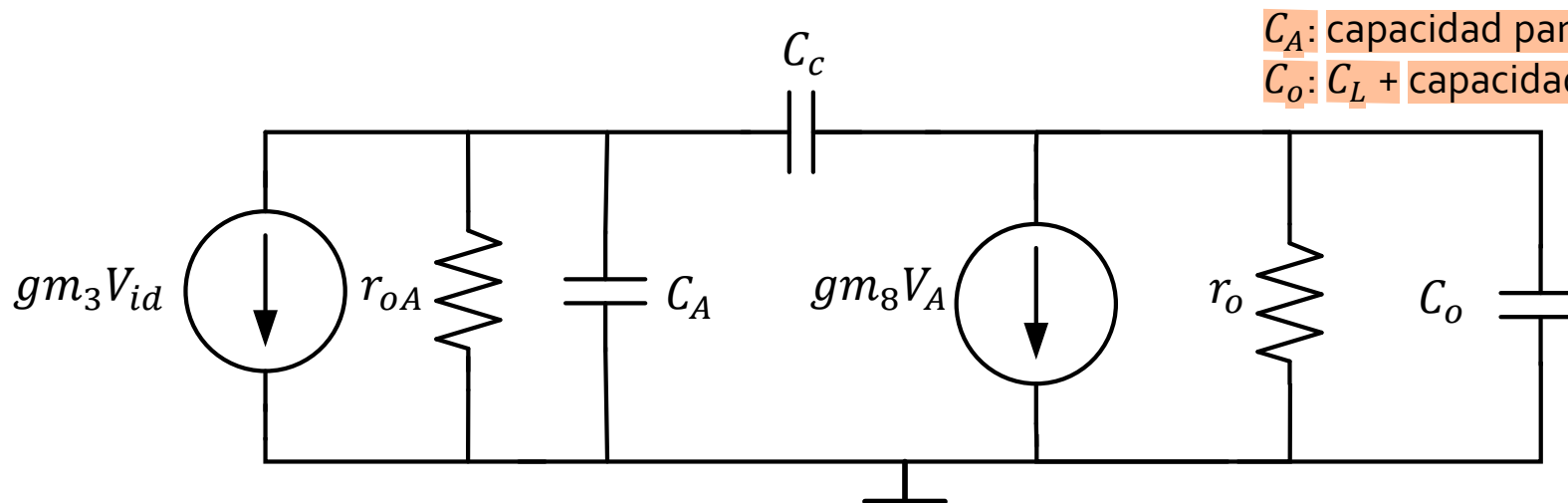


Retomando el ejemplo anterior, el nuevo valor para el capacitor de compensación  $C_c = \frac{115pF}{(1+100)} = 1.14pF$  lo cual ocupa un área de  $64\mu m \times 16\mu m$ , un 98.6% más chico

## Capítulo 2: Two Stage OpAmp con capacitor de Miller



## Capítulo 2: Pole Splitting



$C_A$ : capacidad parásita en nodo A

$C_o$ :  $C_L$  + capacidad parásita en nodo de salida

$$r_{oA} = r_{o4} // r_{o6}$$

$$r_o = r_{o7} // r_{o8}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{id}} = \frac{g_{m3}g_{m8}r_{oA}r_o \left(1 - s \frac{C_c}{g_{m8}}\right)}{s^2 r_{oA}r_o (C_o C_A + C_c C_o + C_c C_A) + s[(C_o + C_c)r_o + (C_A + C_c)r_{oA} + g_{m8}r_o r_{oA} C_c] + 1}$$

$$\omega_z = \frac{g_{m8}}{C_c} \longrightarrow \text{Aparece un cero en el semiplano derecho!}$$

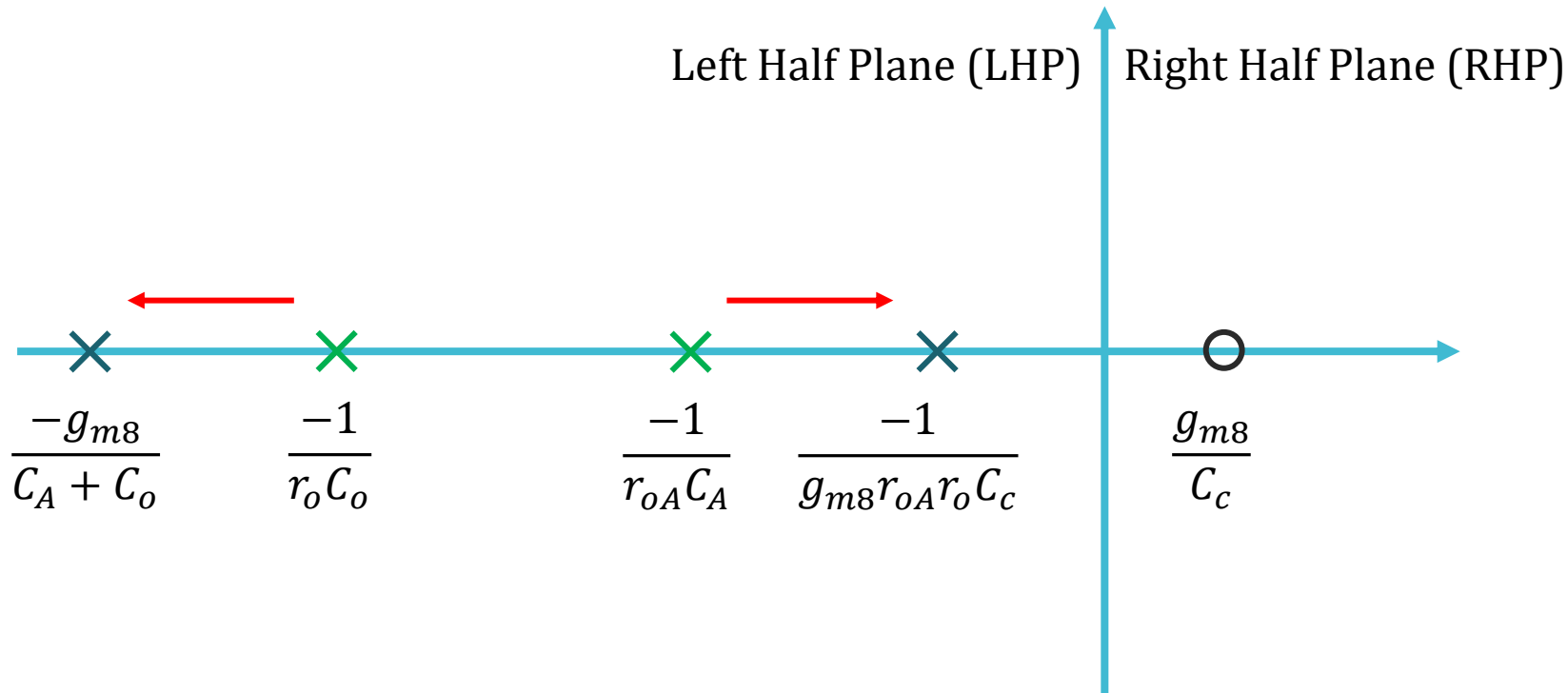
$$\omega_{p1} = \frac{-1}{(C_o + C_c)r_o + (C_A + C_c)r_{oA} + g_{m8}r_o r_{oA} C_c} \sim \frac{-1}{g_{m8}r_o r_{oA} C_c}$$

$g_{m8}r_o r_{oA} C_c \gg (C_o + C_c)r_o, (C_A + C_c)r_{oA}$

$$\omega_{p2} = \frac{-g_{m8}C_c}{C_A C_o + C_c(C_A + C_o)} \sim \frac{-g_{m8}}{C_A + C_o}$$

$C_c \gg C_A, C_o$

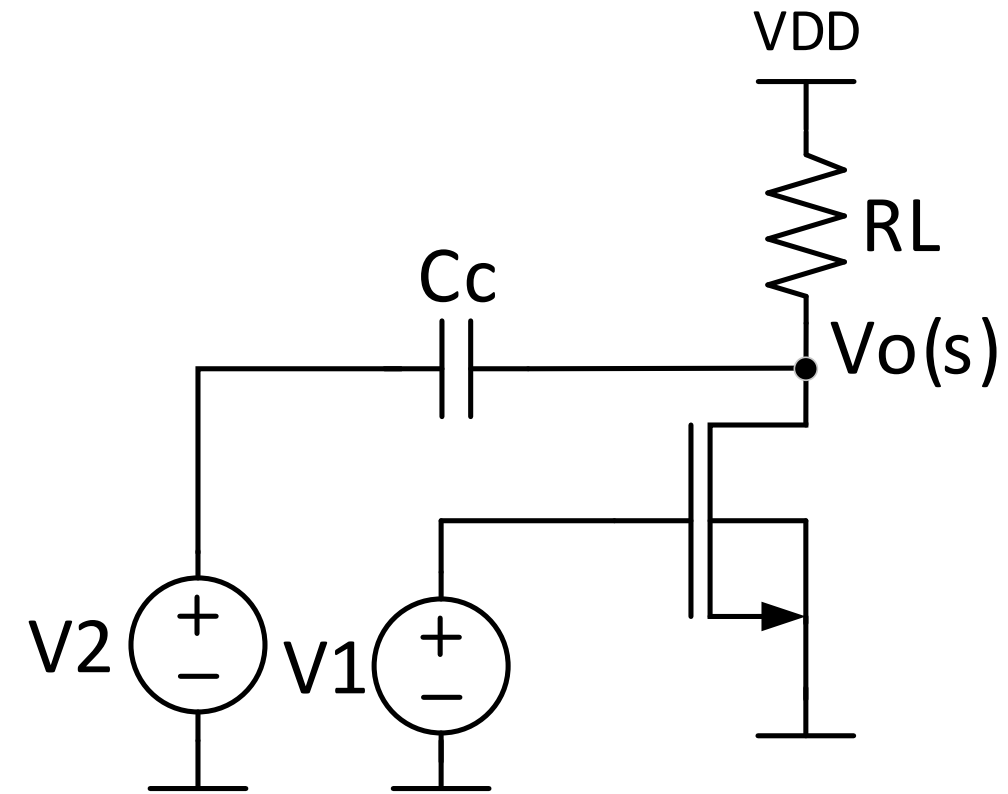
## Capítulo 2: Pole Splitting



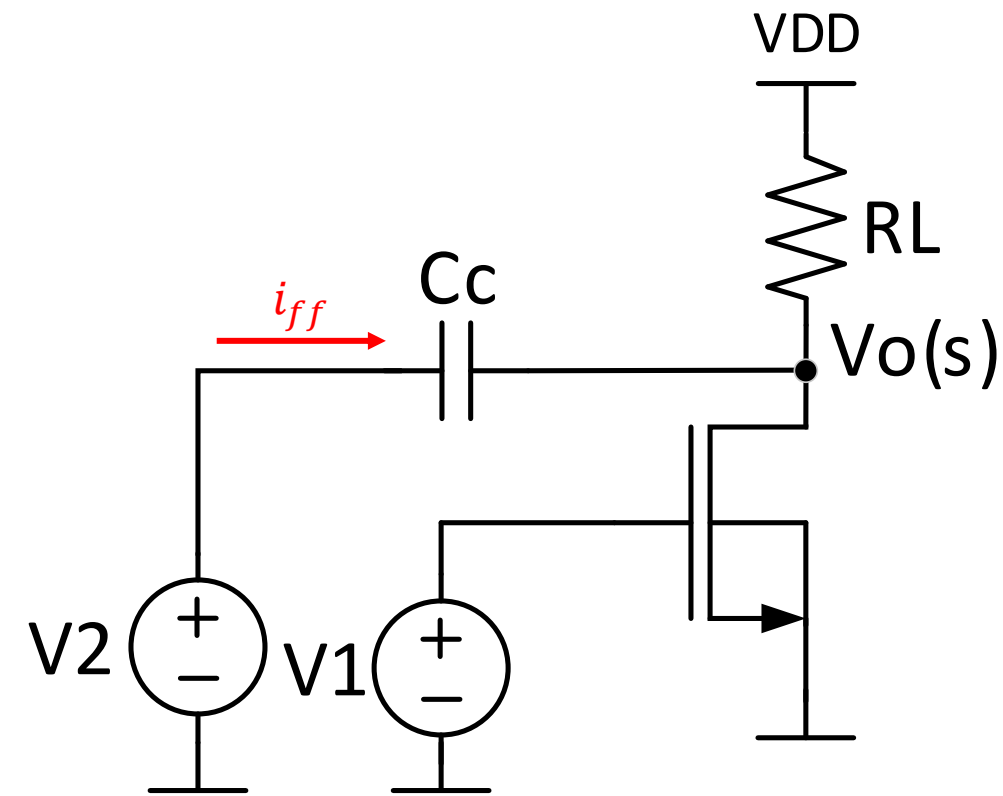
El pole splitting permite no sólo mover el polo dominante a frecuencias más bajas sino que mueve el polo no dominante a frecuencias más altas. Sin embargo, aparece un cero en el semiplano derecho que produce el peor efecto en cuanto a la estabilidad: la magnitud aumenta 20dB/dec y la fase baja 90°

El objetivo ahora será remover el cero

## Capítulo 2: Por qué aparece un cero?



## Capítulo 2: Por qué aparece un cero?



$$V_o(s)_{V1} = \frac{-gm \times R_p \times \frac{1}{sC_c}}{R_p + \frac{1}{sC_c}} \times V1 \quad V_o(s)_{V2} = \frac{R_p}{R_p + \frac{1}{sC_c}} \times V2$$

Tomando  $V1 = V2 = V$

$$V_o(s) = V_o(s)_{V1} + V_o(s)_{V2} = \frac{R_p \times (-gm + sC_c)}{1 + sR_pC_c}$$

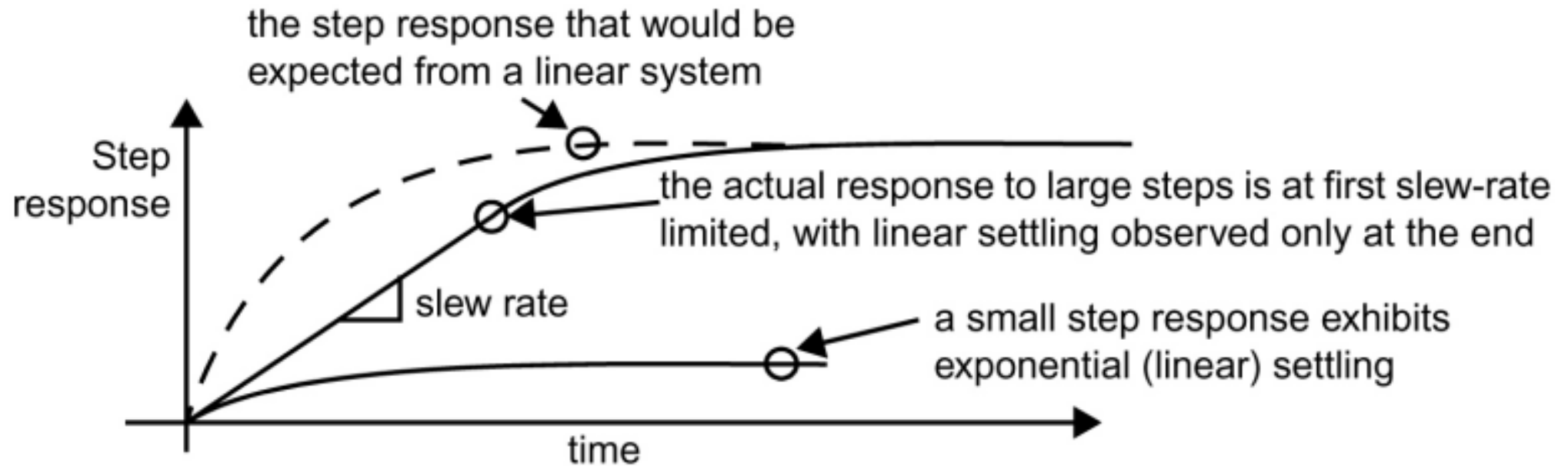
Aparece un cero en el semiplano derecho (RHP)

$$z = \frac{gm}{C_c}$$

Cada vez que tengamos un capacitor conectando la entrada con la salida se generará un *feedforward path* y aparecerá un cero en el semiplano derecho

## Capítulo 2: Slew Rate

En un sistema lineal limitado únicamente por el ancho de banda, un escalón en la entrada debería generar una respuesta exponencial a la salida proporcional. Sin embargo, en un opamp real si el escalón es muy grande se puede producir el fenómeno de *slewing*. Es decir, la salida no se verá como una exponencial, sino como una recta de pendiente constante llamada *slew rate*.

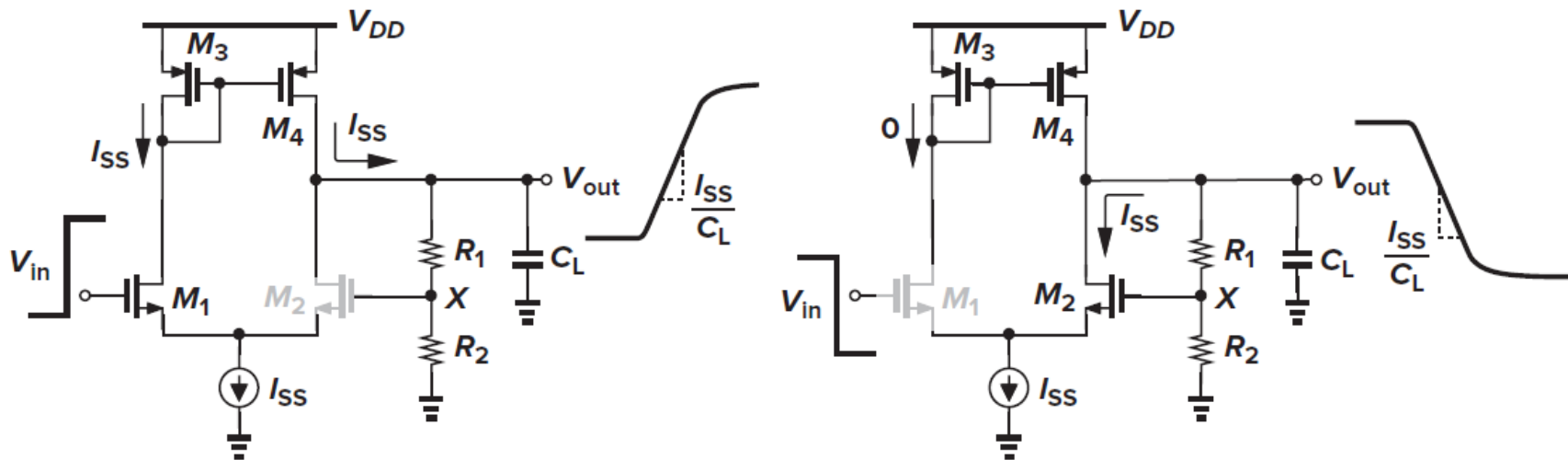




## Capítulo 2: Slew Rate

- En un escalón positivo, el transistor  $M_1$  se llevará toda la corriente de bias dejando a  $M_2$  apagado. Dicha corriente  $I_{SS}$  circulará hacia el capacitor  $C_L$  cargándolo. El nodo  $X$  comenzará a subir hasta que su tensión iguale  $V_{in}$ . En este caso el feedback se reestablece y el opamp vuelve a funcionar normalmente
- Con un escalón negativo el transistor  $M_2$  se llevará toda la corriente dejando a  $M_1$  apagado. La descarga de  $C_L$  hará que el nodo  $X$  baje. El opamp volverá a funcionar normalmente cuando dicho nodo alcance el valor de  $V_{in}$
- El slew rate estará dado por:

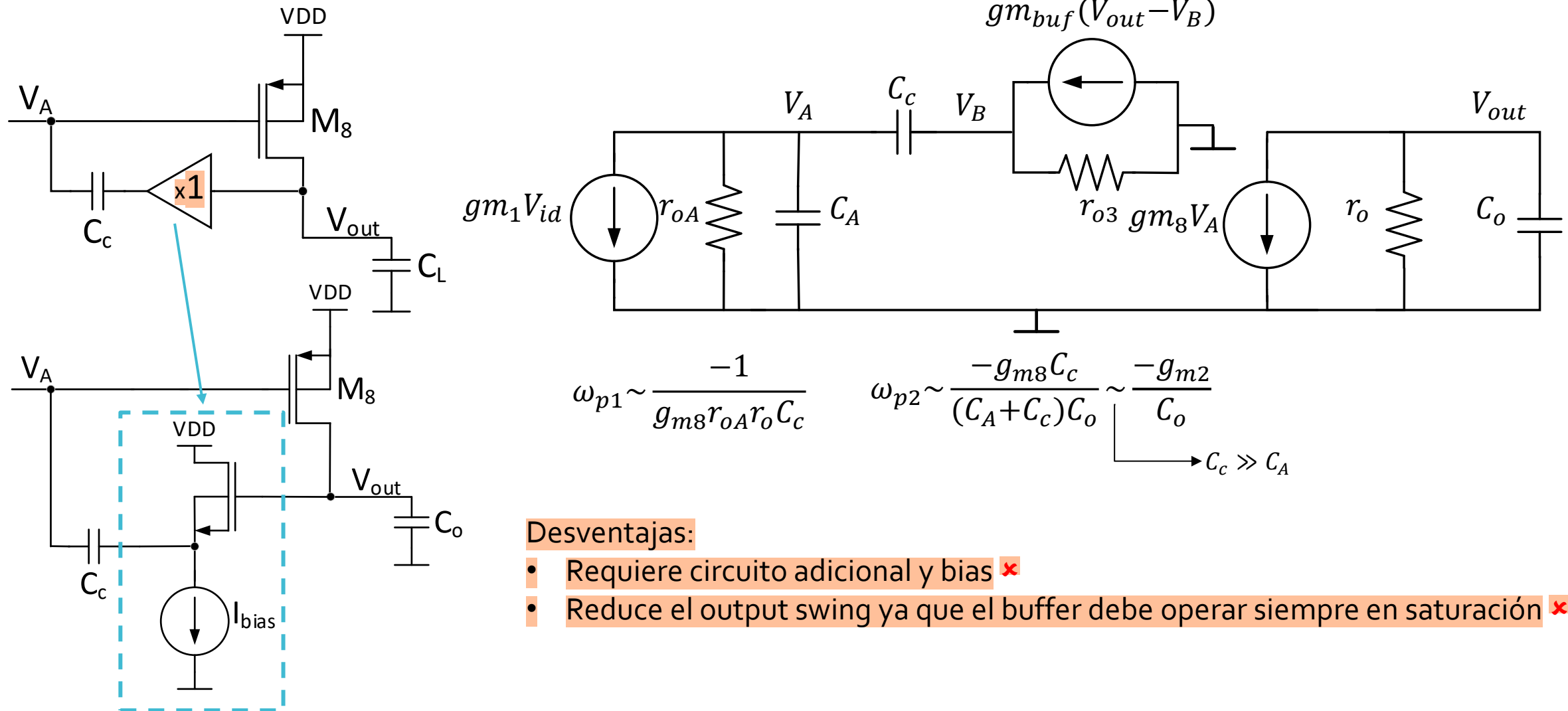
$$SR = \frac{\partial V_{out}}{\partial t} = \frac{I_{SS}}{C_L}$$



- En un amplificador de dos etapas, el capacitor de compensación limitará el slew rate

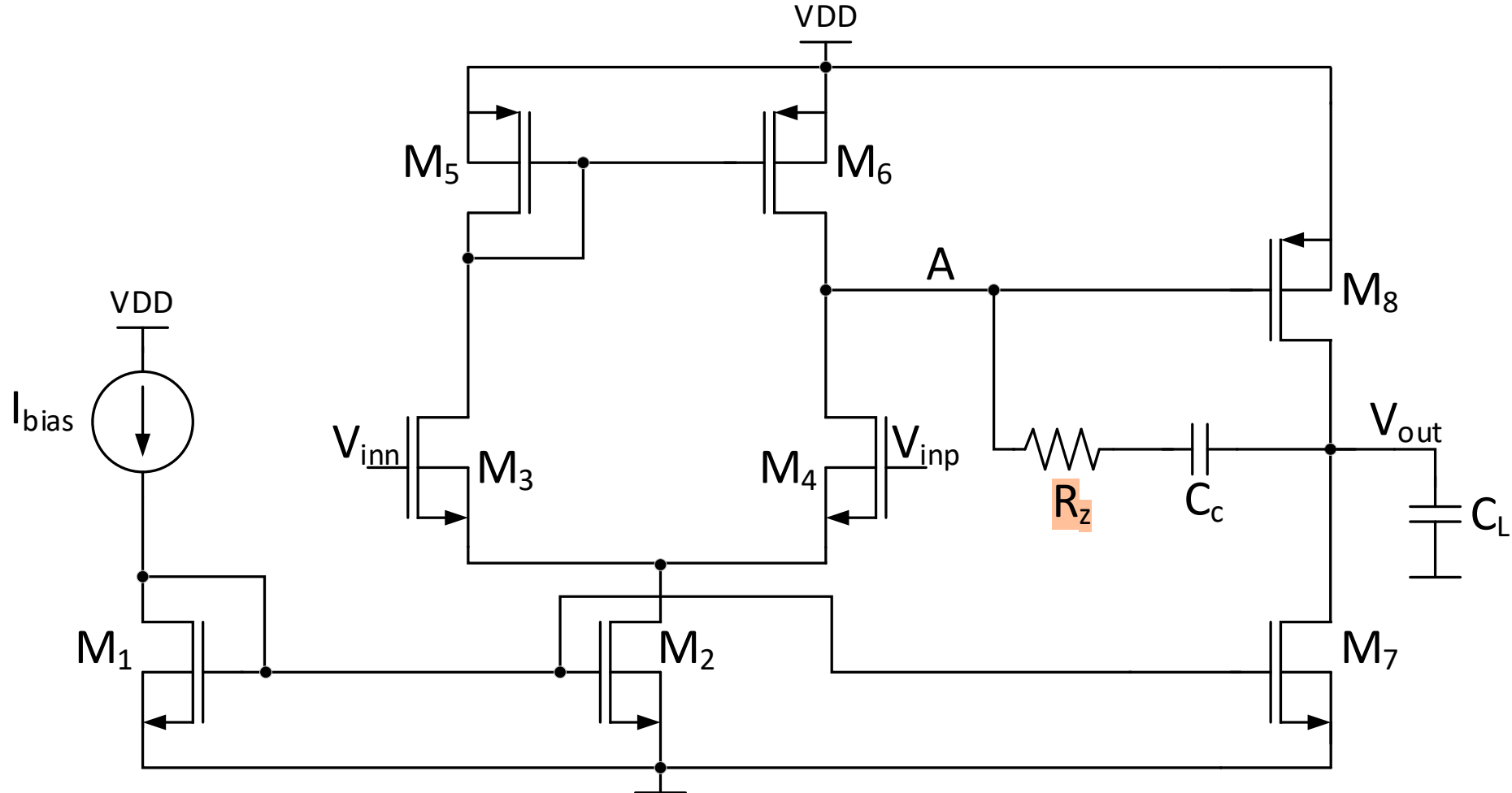
## Capítulo 2: Cancelación del cero (Método 1)

El método más intuitivo para remover el cero es bloquear el feedforward path. Esto puede hacerse, por ejemplo, poniendo un buffer en serie con el capacitor

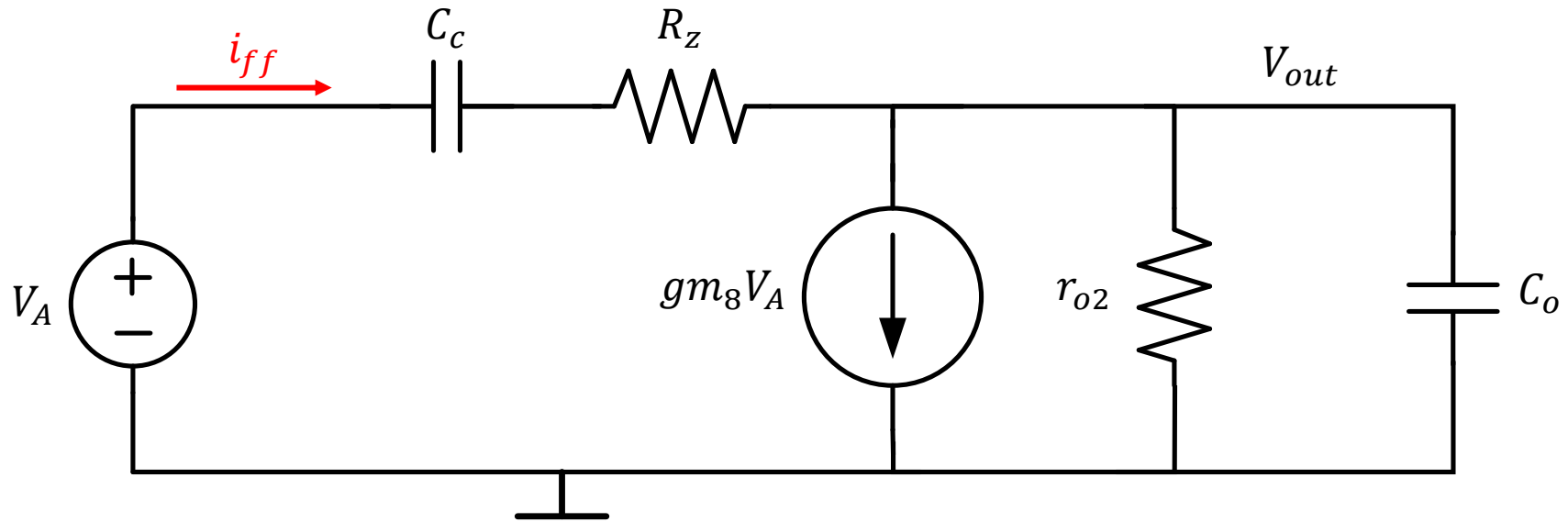


## Capítulo 2: Cancelación del cero (Método 2)

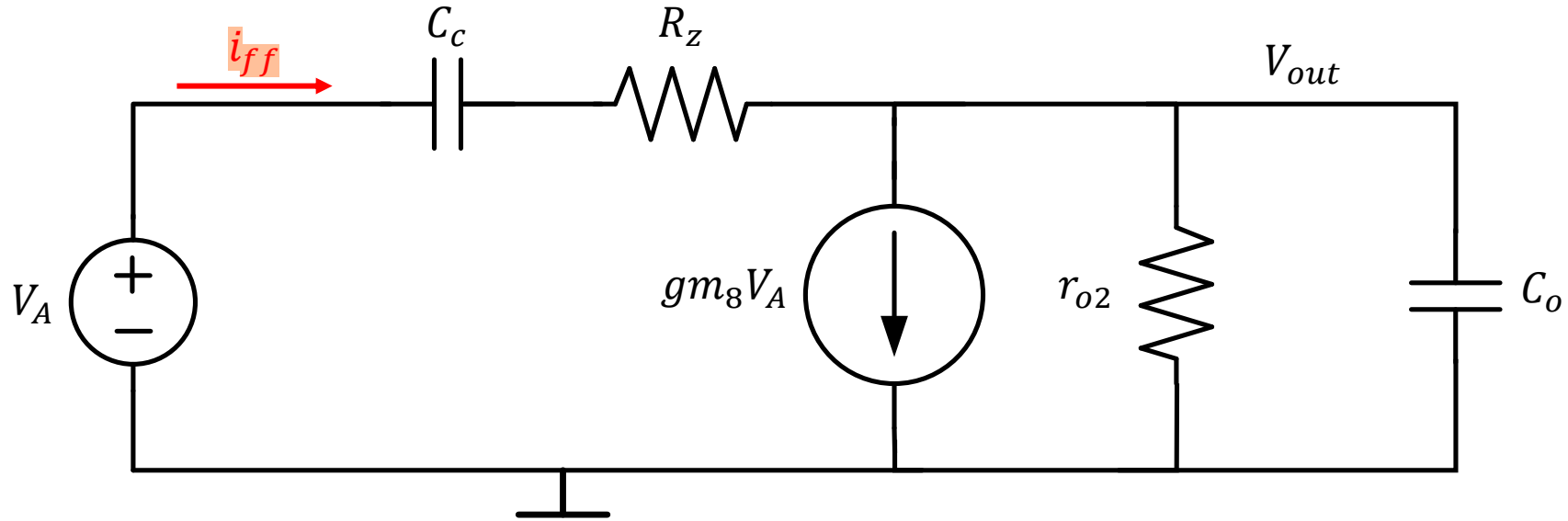
El segundo método consiste en agregar una resistencia en serie (*nulling resistor*) con el capacitor de compensación



## Capítulo 2: Cancelación del cero (Método 2)



## Capítulo 2: Cancelación del cero (Método 2)



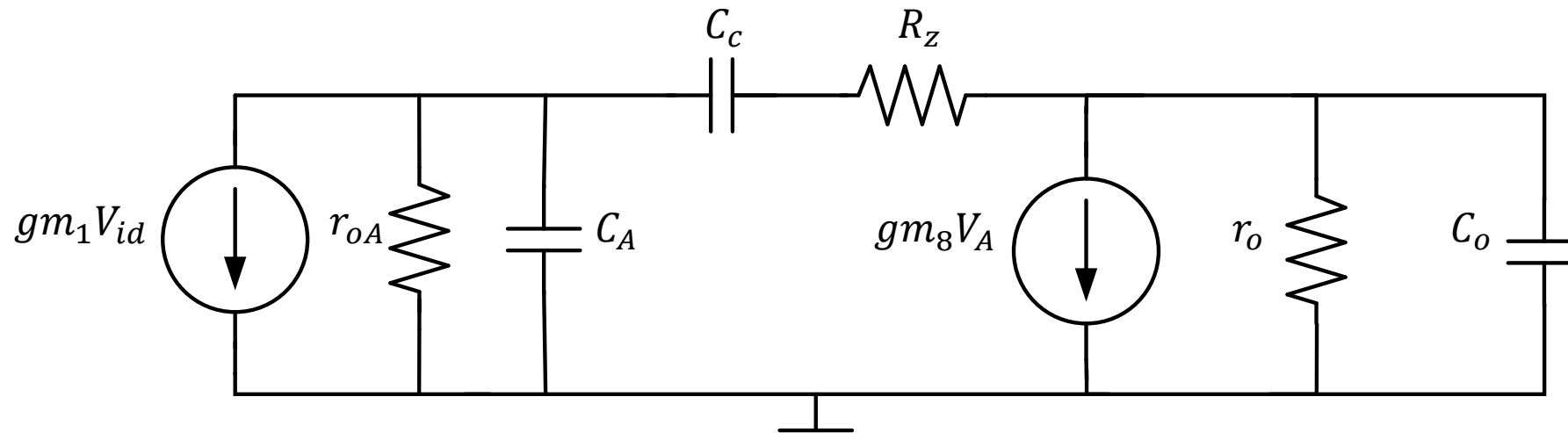
A la frecuencia del cero  $V_{out} = 0$ , por lo tanto

$$\left. \begin{aligned} i_{ff} &= g_{m8}V_A \\ i_{ff} &= \frac{V_A - 0V}{R_z + \frac{1}{sC_c}} \end{aligned} \right\} \quad g_{m8} = \frac{1}{R_z + \frac{1}{sC_c}} \rightarrow \omega_z = \frac{1}{C_c \left( \frac{1}{g_{m8}} - R_z \right)}$$

Si  $R_z = \frac{1}{g_{m8}} \Rightarrow \omega_z \rightarrow \infty$

## Capítulo 2: Cancelación del cero (Método 2)

La ubicación de los dos primeros polos será igual que usando solamente un capacitor de Miller. Aparecerá un Tercer polo pero para valores bajos de  $R_z$  estará en frecuencias altas



$$\omega_{p1} \sim \frac{-1}{g_{m8} r_{oA} r_o C_c}$$

$$\omega_{p2} \sim \frac{-g_{m8}}{C_A + C_o}$$

Igual que con Miller

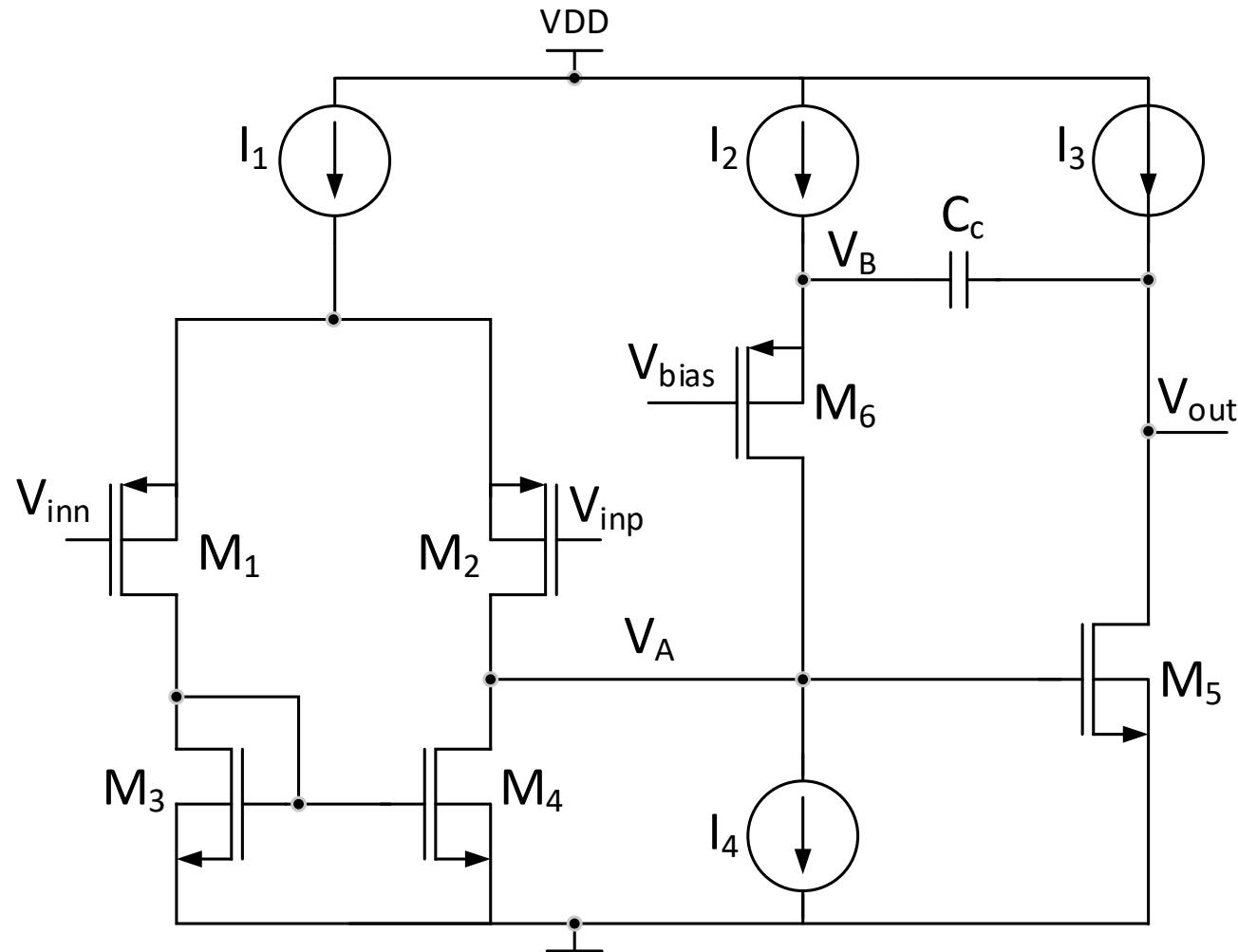
$$\omega_{p3} = -\frac{1}{R_z C_A}$$

Está en alta frecuencia

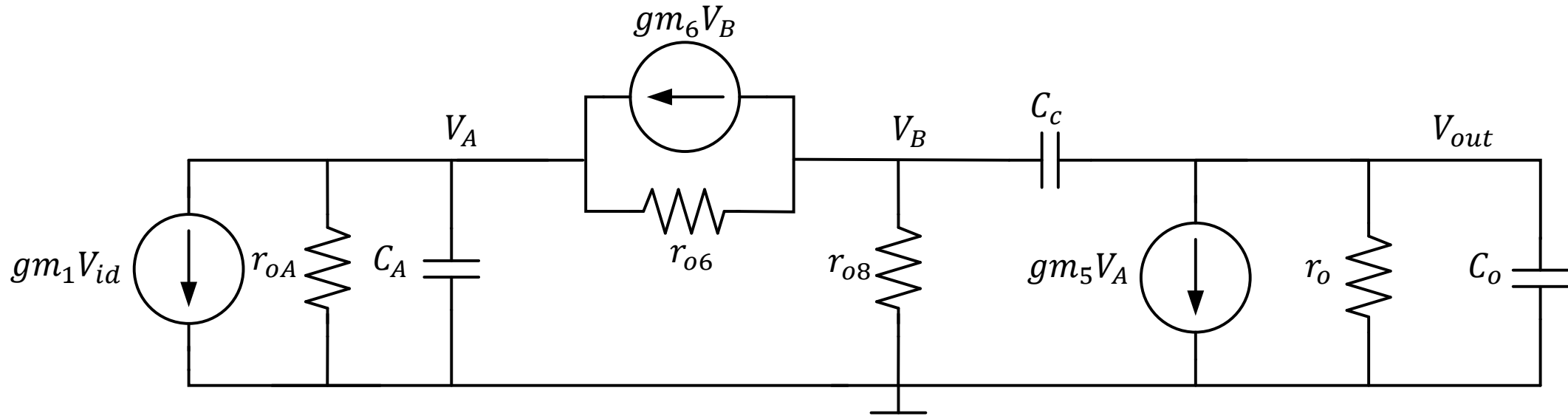
$$\omega_z = \frac{1}{C_c \left( \frac{1}{g_{m8}} - R_z \right)}$$

## Capítulo 2: Compensación Indirecta (versión 1)

La compensación indirecta consiste en conectar el capacitor de compensación a un nodo de baja impedancia. El transistor  $M_6$  bloquea el feedforward path



## Capítulo 2: Compensación Indirecta (versión 1)



$$\omega_z = -\frac{g_{m6}}{C_c}$$

$$\omega_{p1} \sim \frac{-1}{g_{m5} r_{oA} r_o C_c}$$

$$\omega_{p2} \sim \frac{-g_{m5}}{C_c + C_o} \frac{C_c}{C_A} > \frac{-g_{m8} C_c}{C_A C_o + C_c C_A + C_c C_o}$$

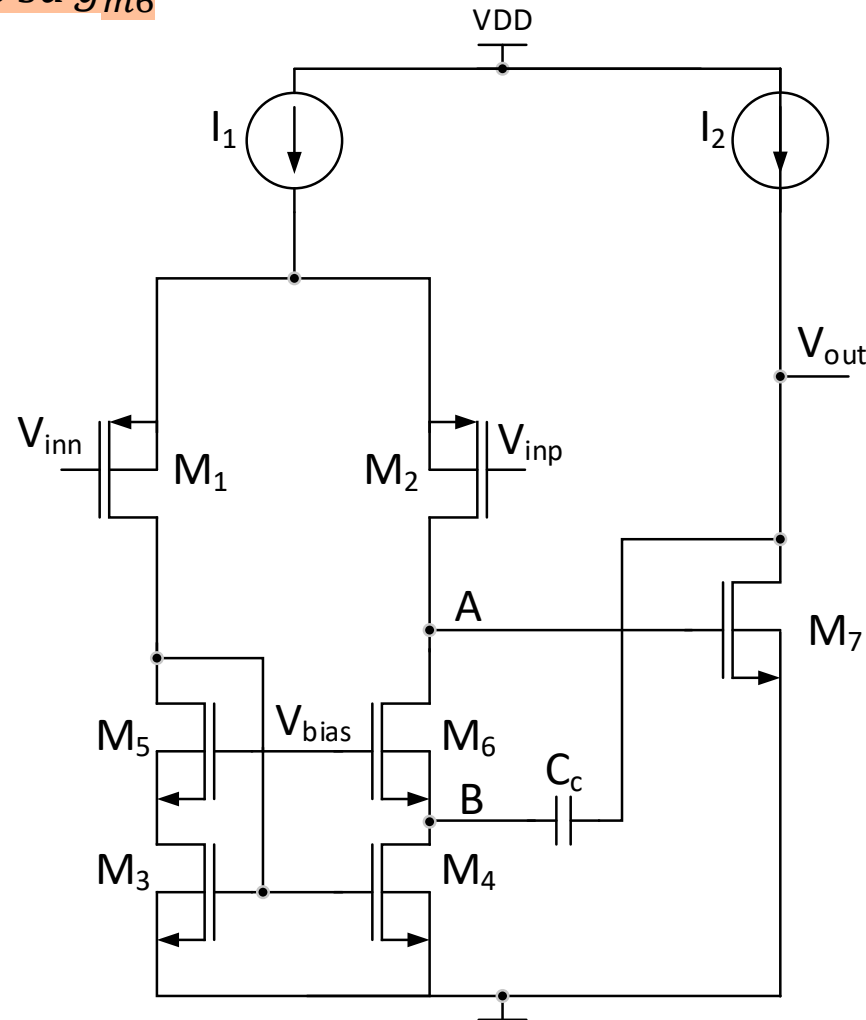
Polo no dominante usando  
compensación Miller

- El polo no dominante se encuentra más lejos que con la compensación de Miller, por lo tanto  $C_c$  puede ser más chica y no es necesario reducir tanto el ancho de banda → opamp más rápido ✓
- Mejor Power Supply Rejection ✓
- Requiere circuito adicional y bias ✗
- Un mismatch entre la corriente de  $I_2$  e  $I_4$  generará un desbalance en el par diferencial → offset ✗



## Capítulo 2: Compensación Indirecta (versión 2)

Si el diseño ya tiene la carga activa con cascode puede utilizarse el nodo intermedio para conectar el capacitor. La desventaja de este esquema es que al  $M_6$  formar parte del cascode de la fuente de corriente, se tendrá menos libertad a la hora de elegir su  $g_{m6}$



## Capítulo 2: Compensación Indirecta (versión 3)

Si el par diferencial de entrada está cascodeado, puede conectarse el capacitor entre  $M_2$  y  $M_6$ . Para que el camino de feedforward se cancele completamente  $g_{m6} \rightarrow \infty$  de forma que toda la corriente circule por  $M_6$ . En aplicaciones reales, con un  $g_{m6}$  finito, habrá corriente de feedforward, pero será menor que si se conectara  $C_c$  directo al gate de  $M_7$

