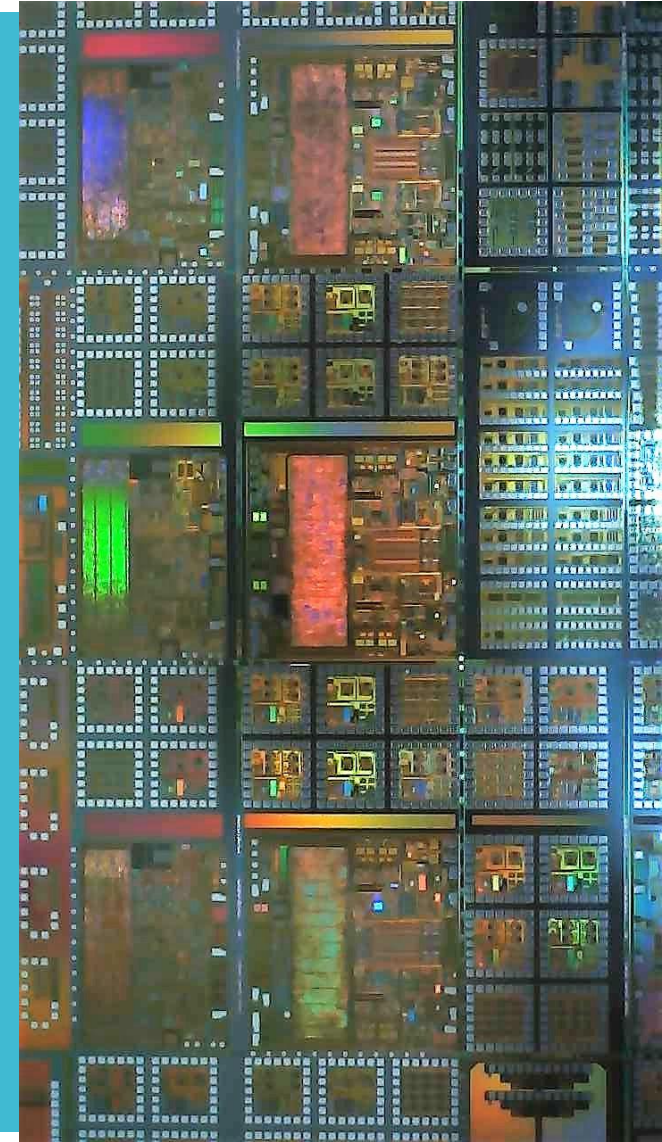


Compensación

2024



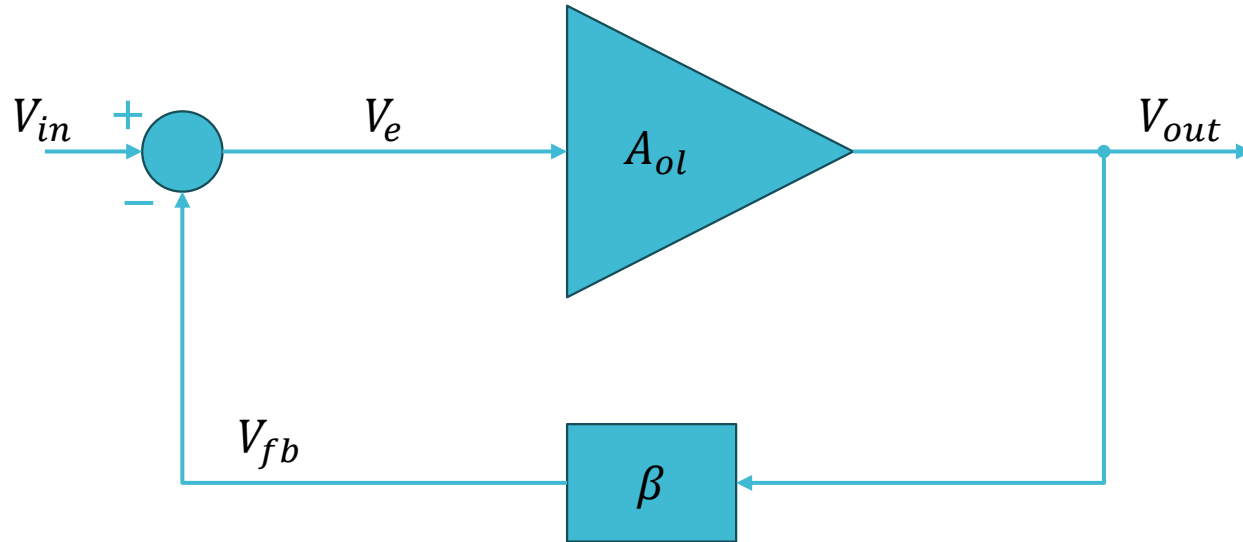
Contenido

Clase 4

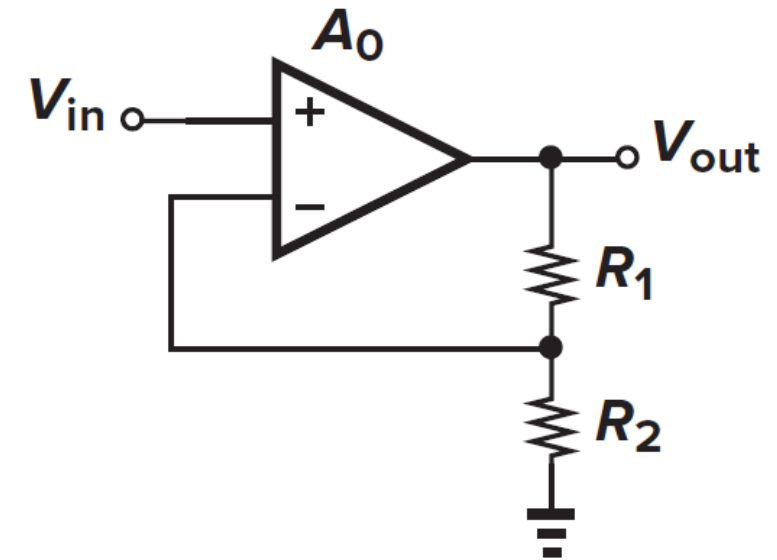
- Repaso
 - Negative Feedback
 - Ventajas
 - Bode
- Estabilidad
- Márgen de Ganancia y Márgen de Fase
- Métodos de compensación
 - Compensación Básica
 - Compensación Miller
 - Cancelación del RHP Cero
 - Compensación Indirecta
 - Versión 1
 - Versión 2
 - Versión 3

Capítulo 2: Feedback

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

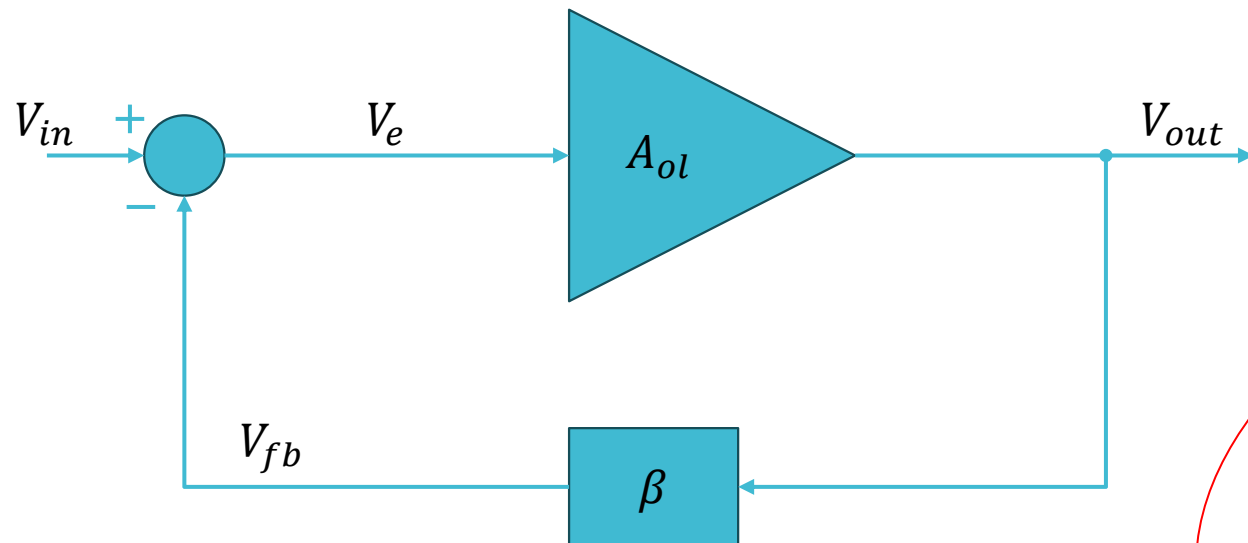


Identificar en el siguiente circuito A_{ol} , β , V_{fb} y V_e .
Calcular A_{cl} y β



Capítulo 2: Feedback

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

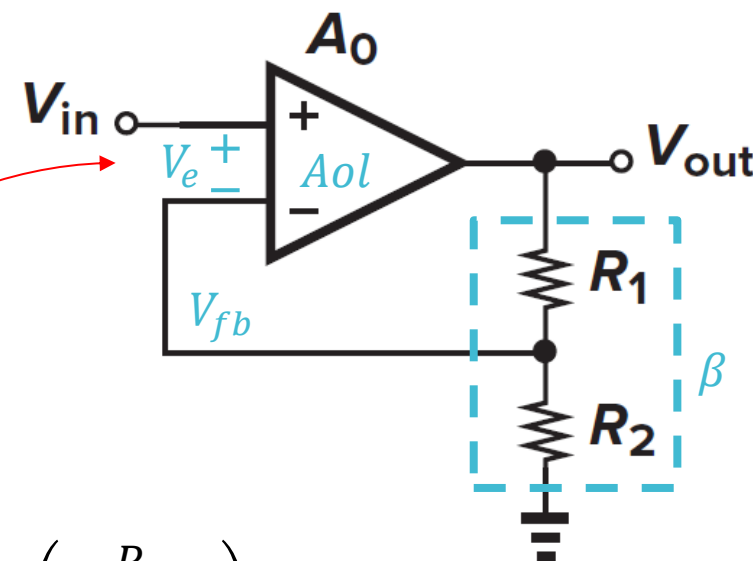


$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = A_{cl} = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol}\beta} = \frac{A_{ol}}{1 + L}$$

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

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

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

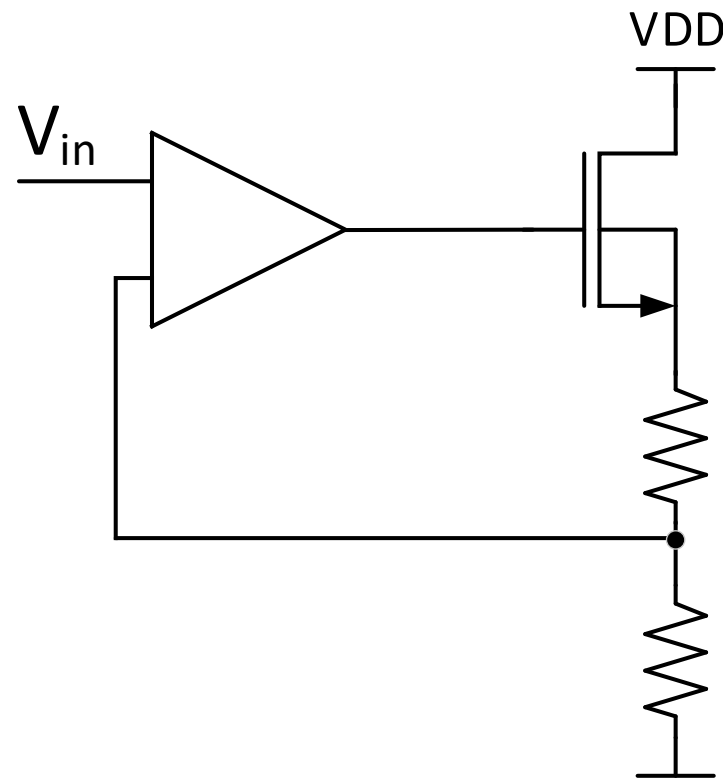
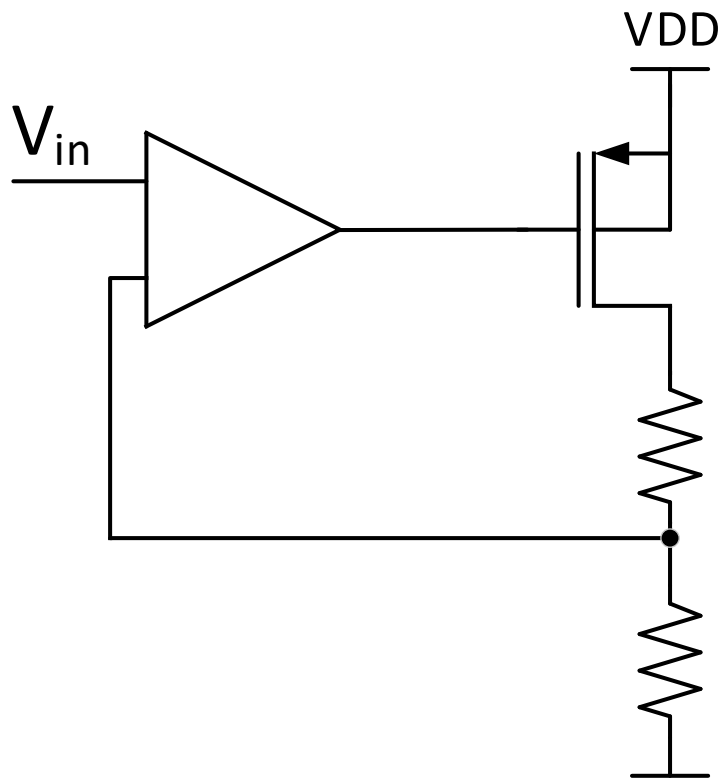


$$\beta = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

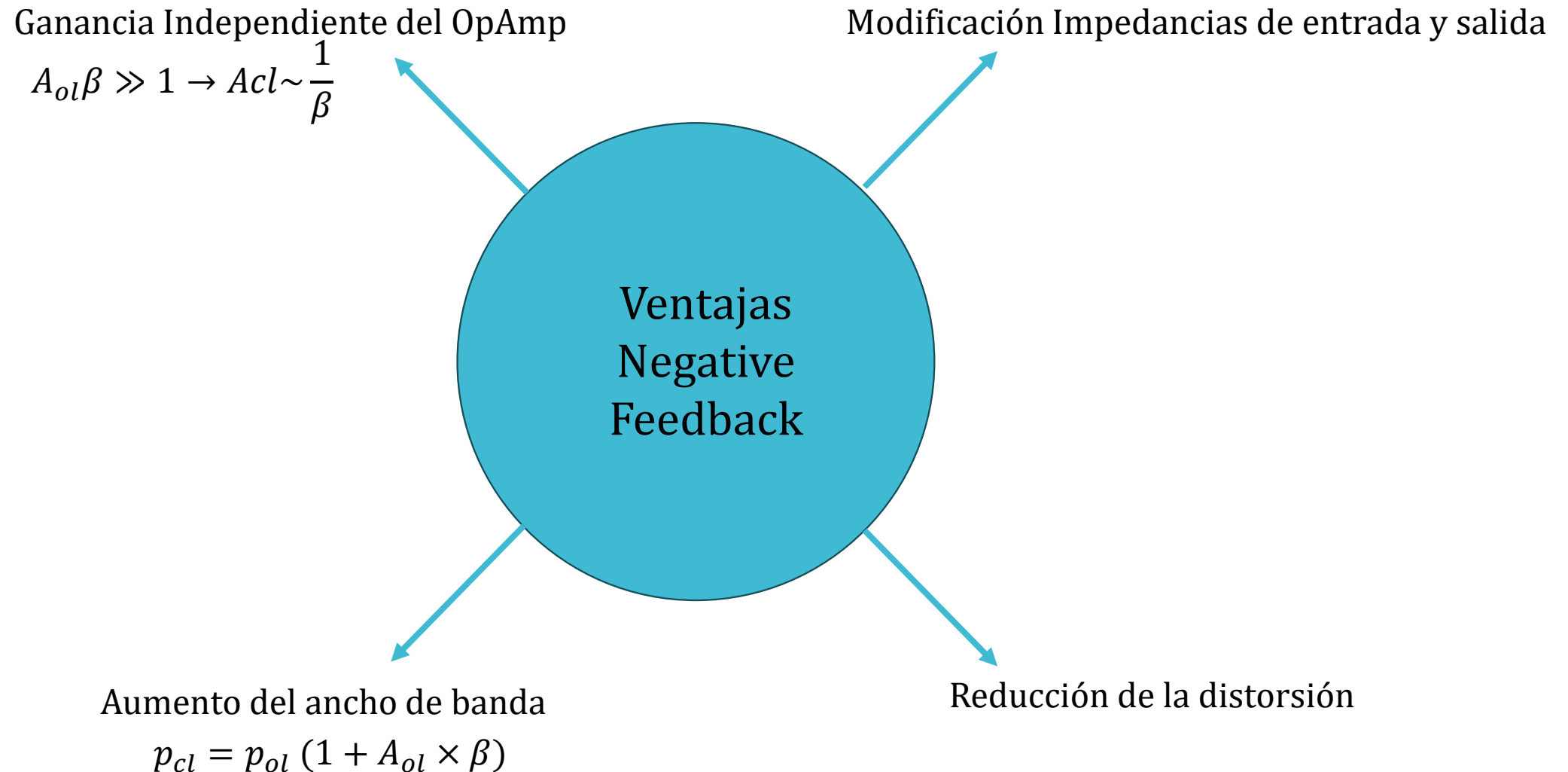
$$A_{cl} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Capítulo 2: Feedback

Poner los signos del opamp para tener feedback negativo:

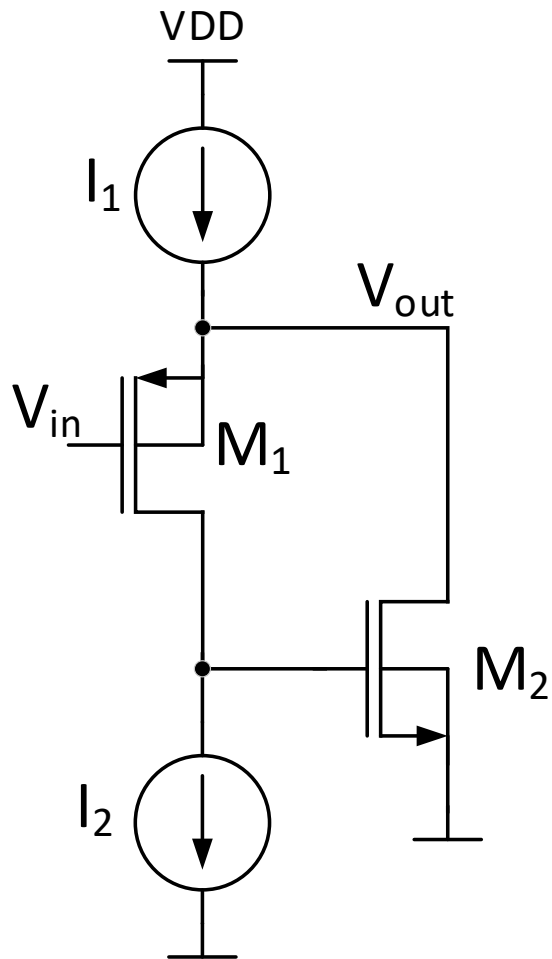


Capítulo 2: Ventajas del Negative Feedback

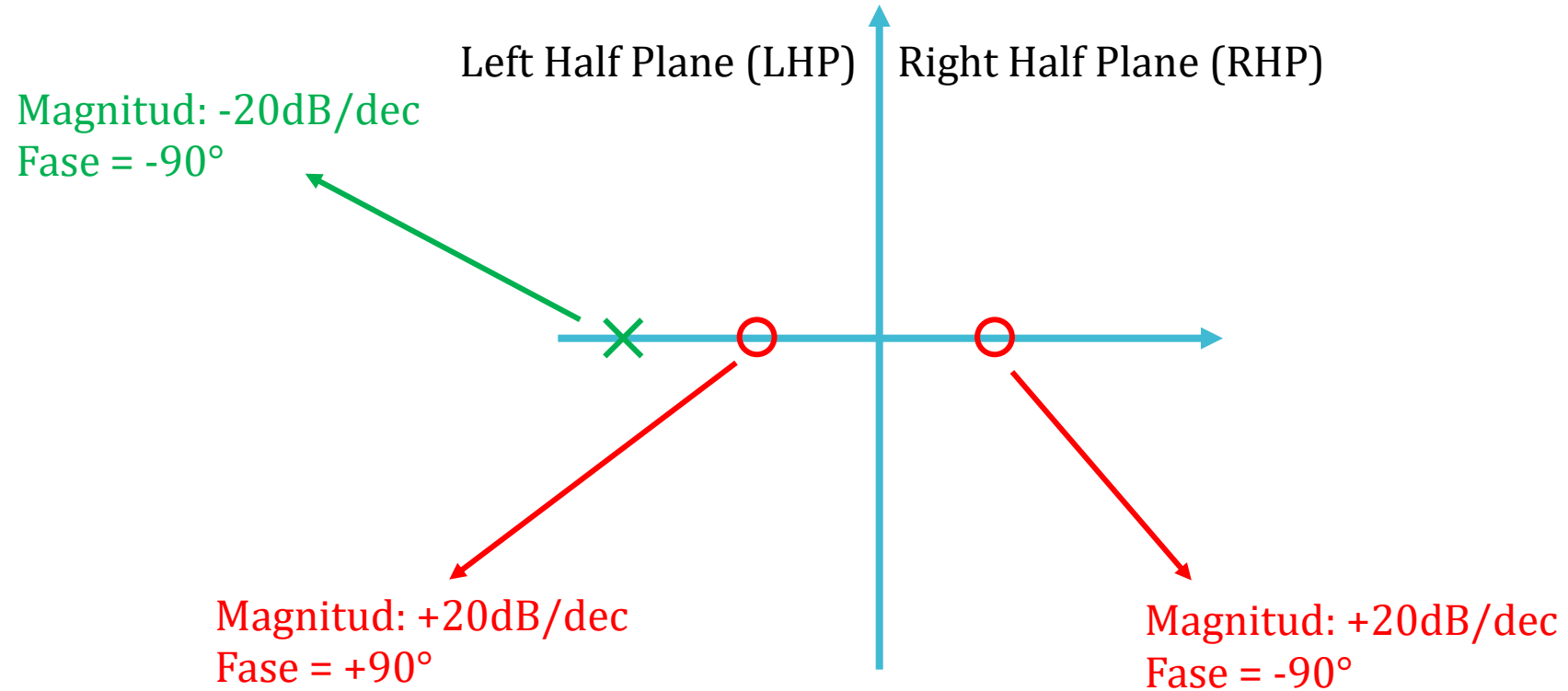


Capítulo 2: Ventajas del Negative Feedback

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?

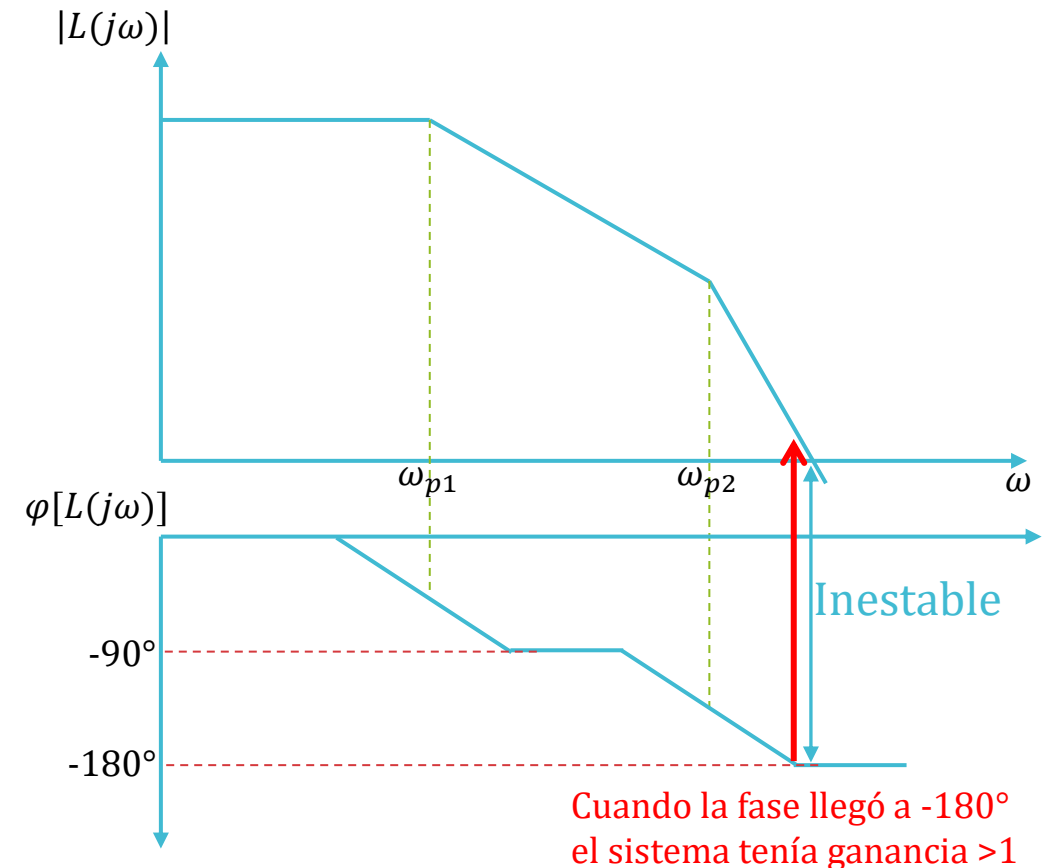
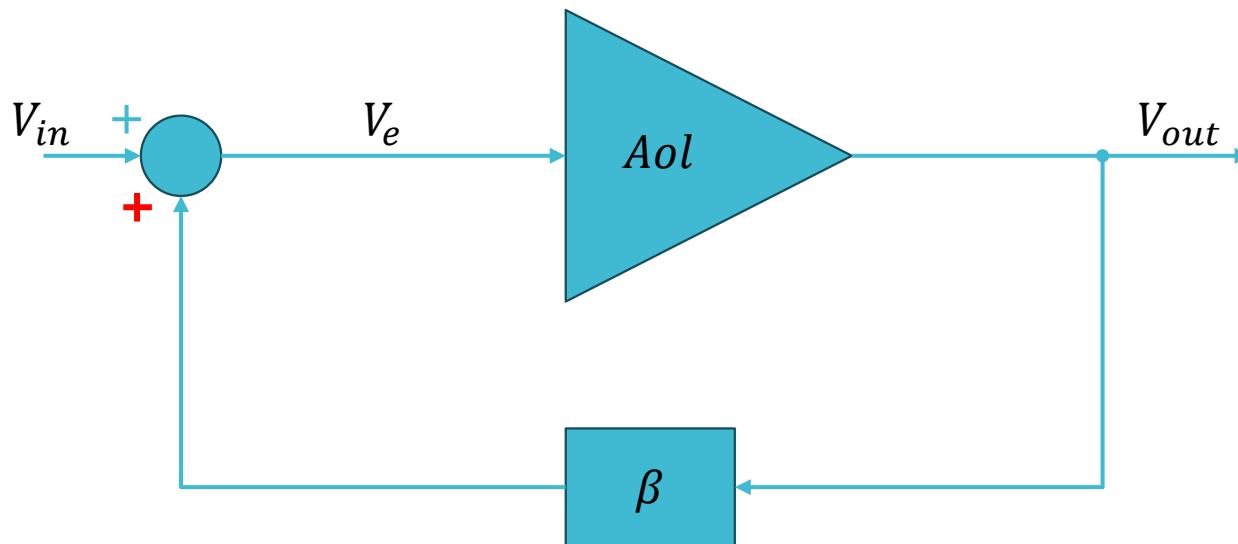


Capítulo 2: Repaso Bode

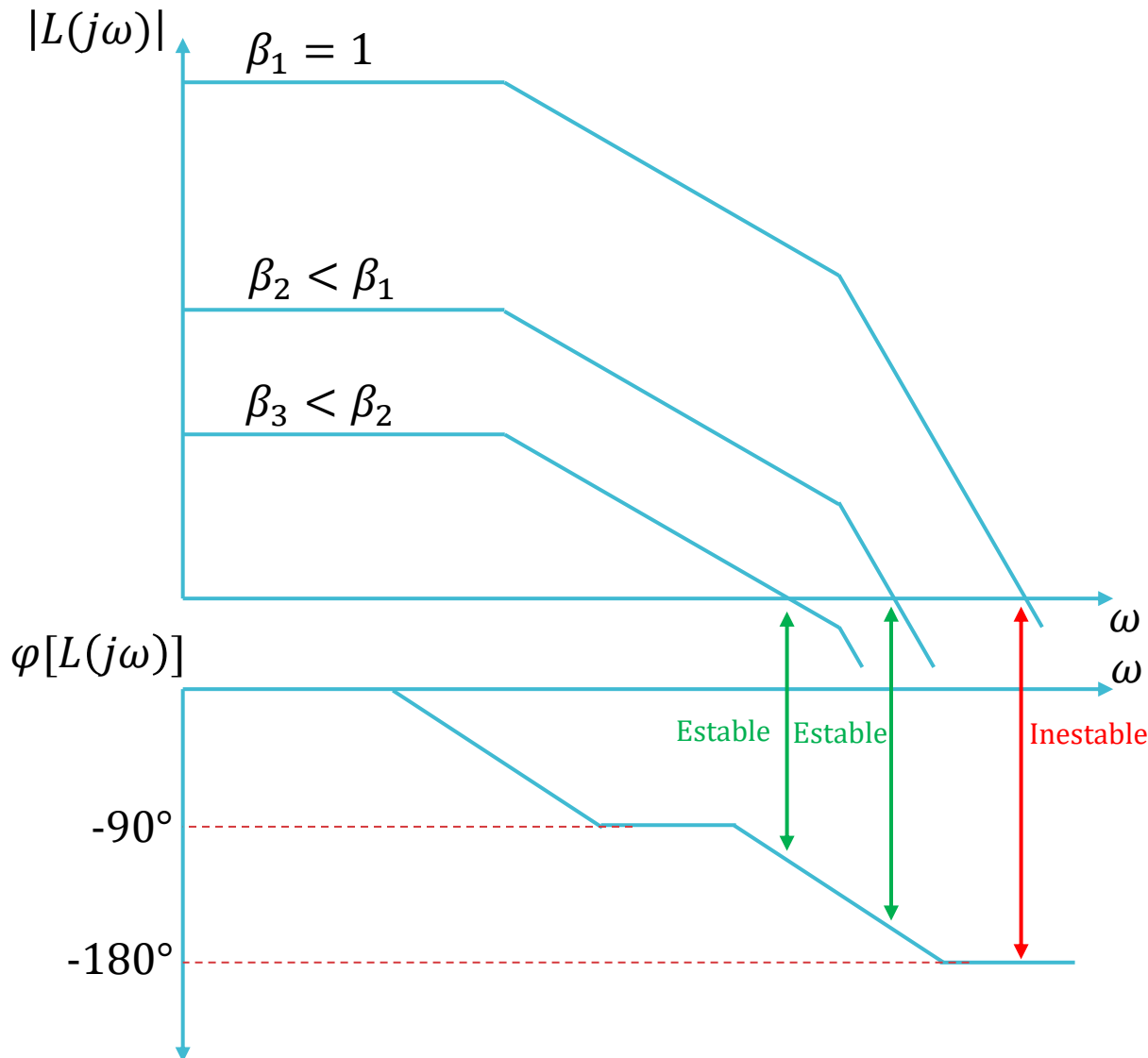


Capítulo 2: Desventaja del Negative Feedback: Estabilidad

- 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 ω_o es la frecuencia a la cual la fase de la ganancia de lazo es -180°
 - Dicho de otro modo, la fase no puede cambiar de sentido cuando el lazo todavía tiene ganancia mayor a 1



Capítulo 2: Estabilidad vs β



A medida que β 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.

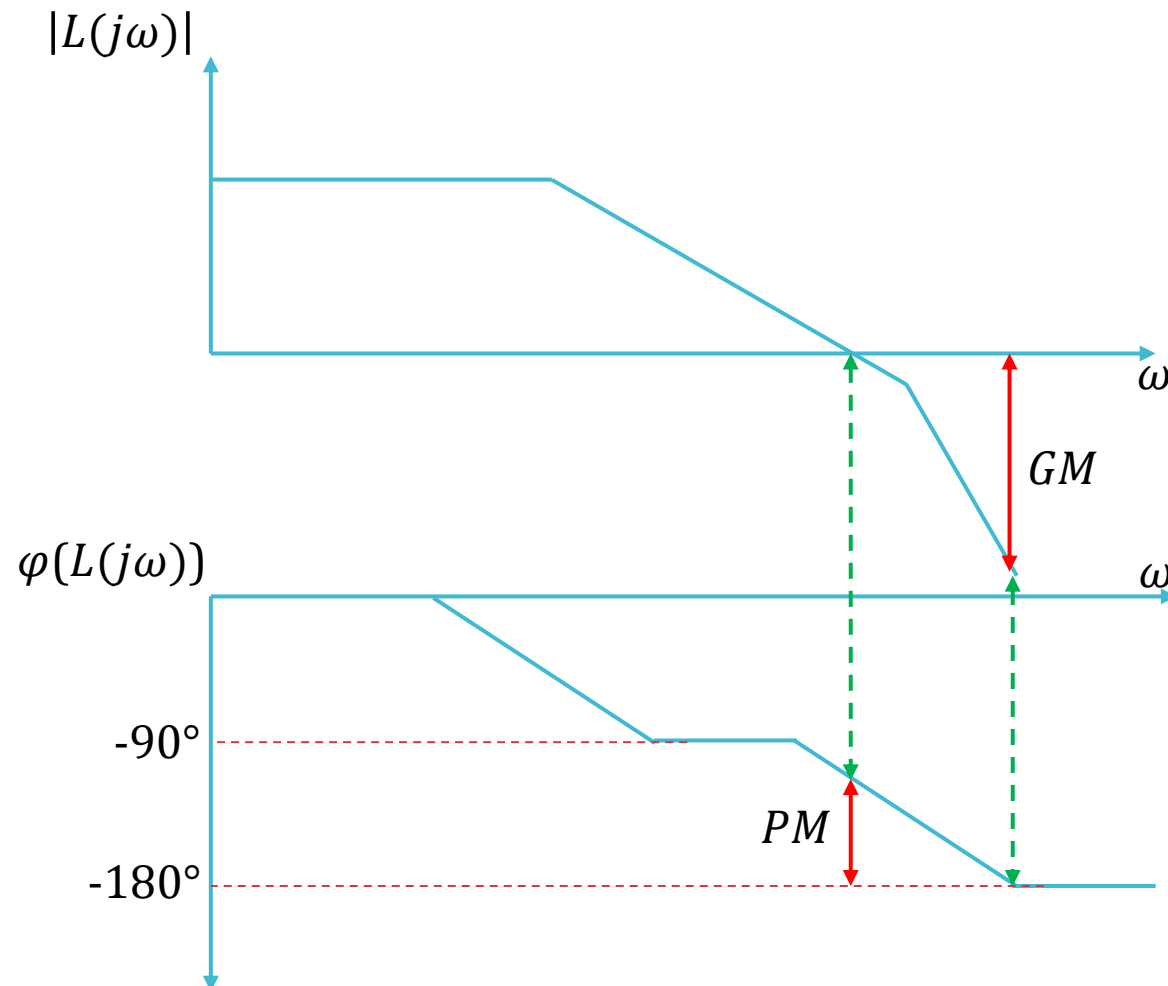
Cuando $\beta = 1$ se tiene que $L(j\omega) = A_{ol}(j\omega)$. Este es el caso más difícil para estabilizar

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

Capítulo 2: Márgen de Fase y Márgen de Ganancia

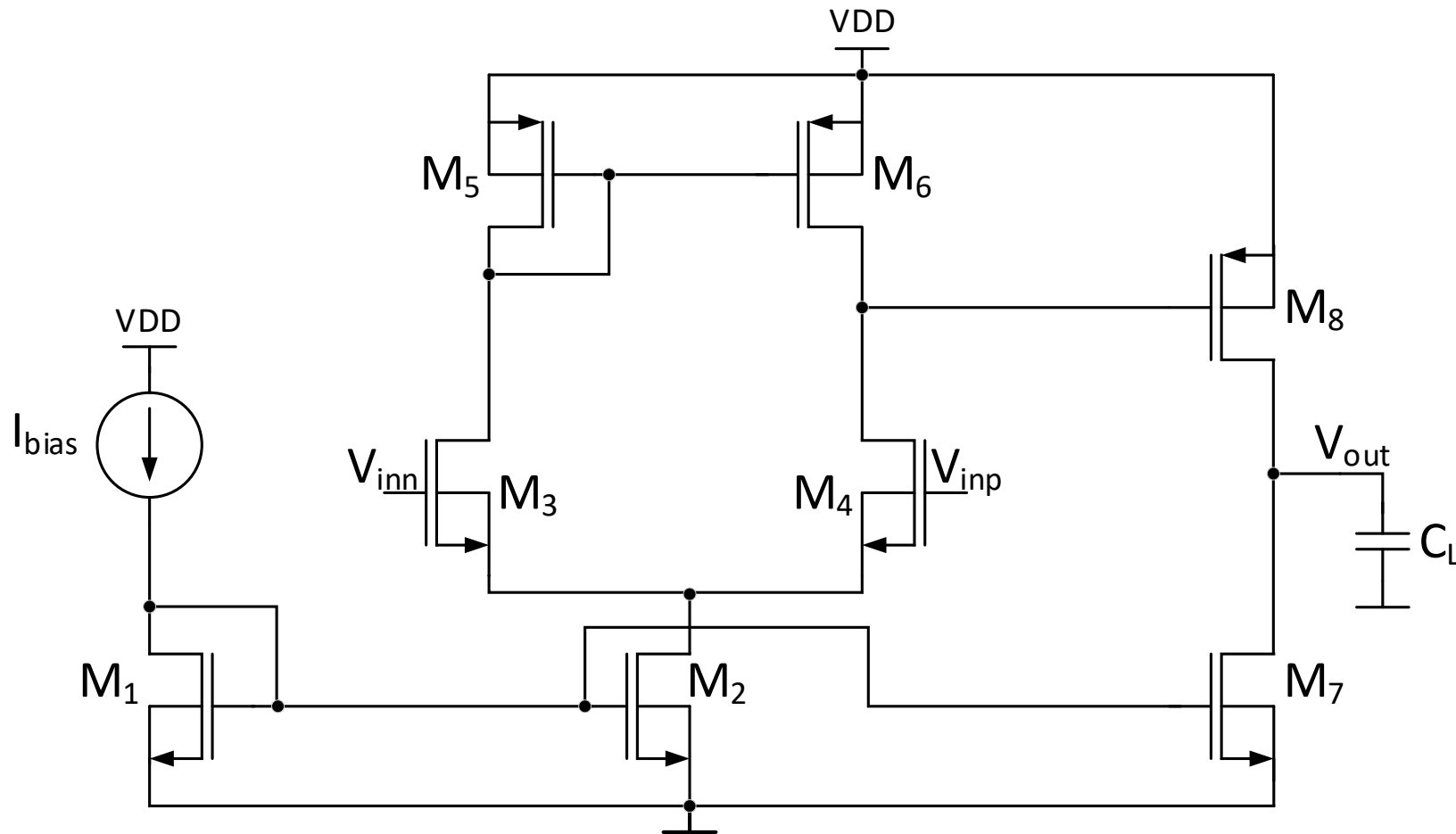
Márgen de fase (PM): distancia entre -180° y el valor de la fase para el cual $|L(j\omega)| = 0dB$

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



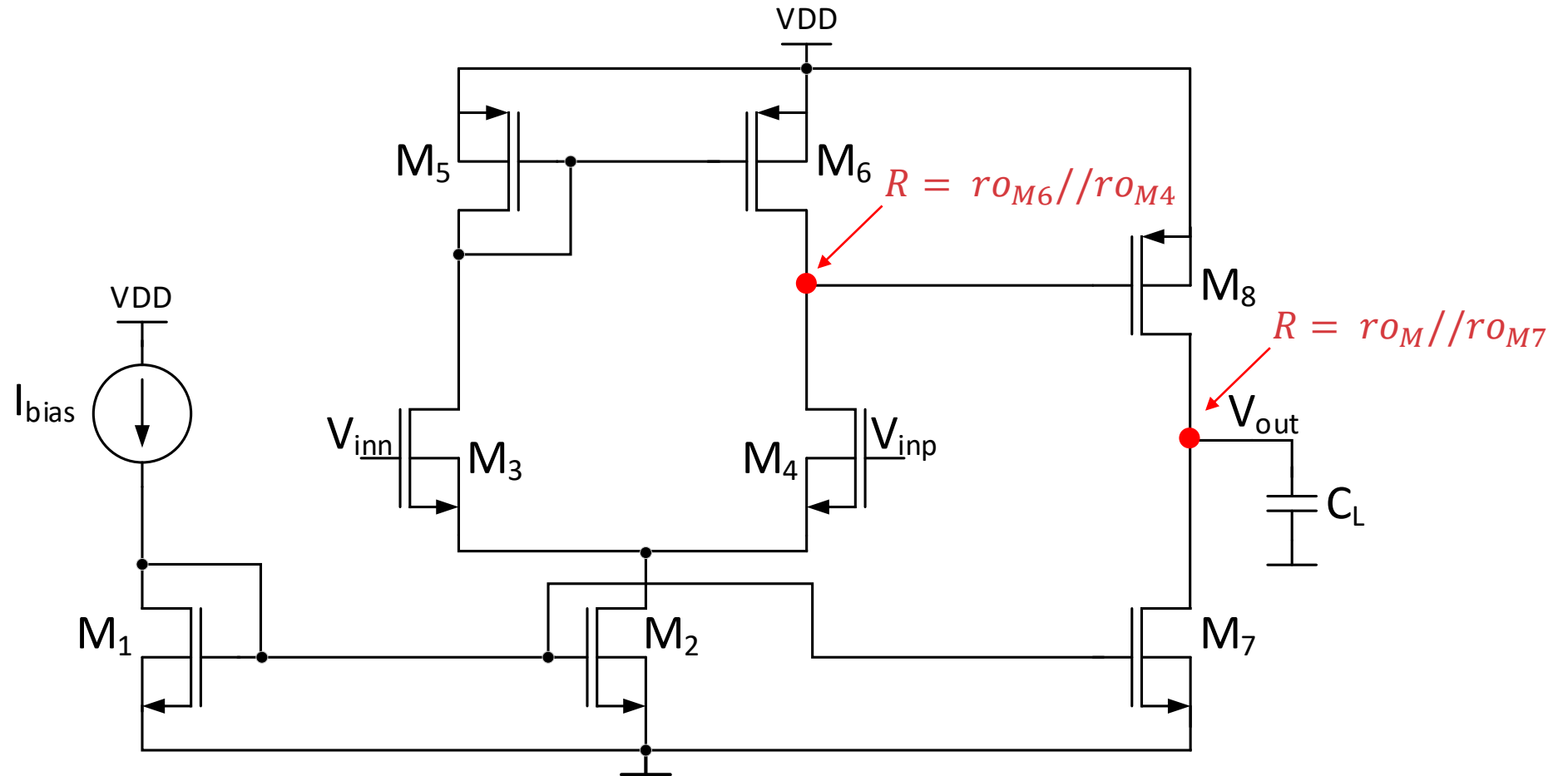
Capítulo 2: Compensación - Respuesta en Frecuencia Amplificador Dos Etapas

Identificar en el siguiente circuito los nodos de alta impedancia



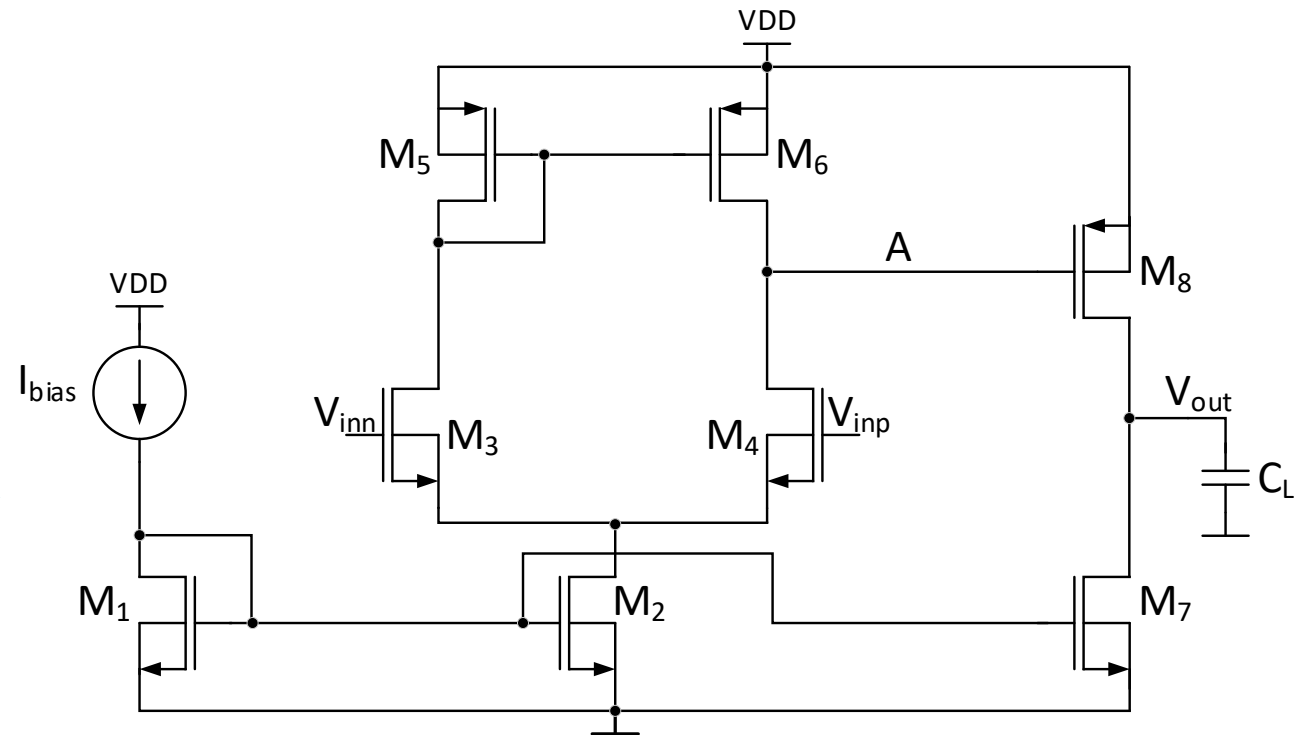
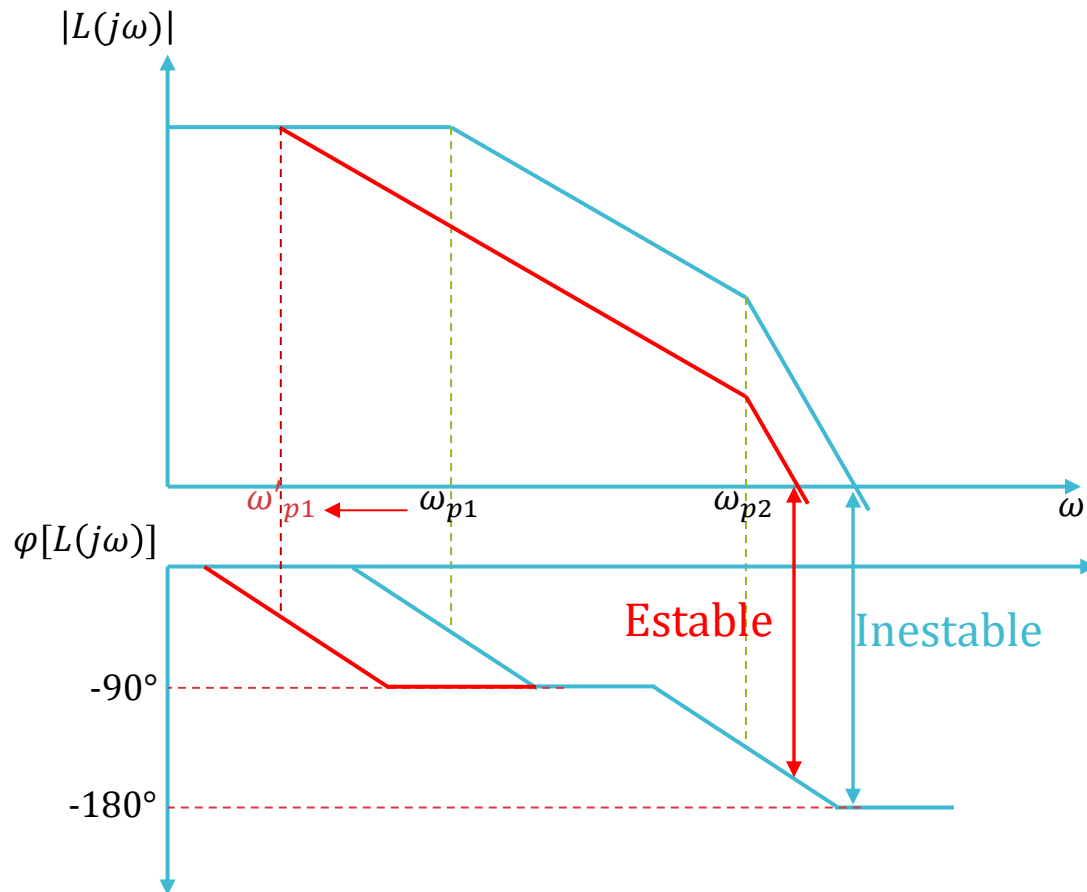
Capítulo 2: Respuesta en Frecuencia Amplificador Dos Etapas

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.



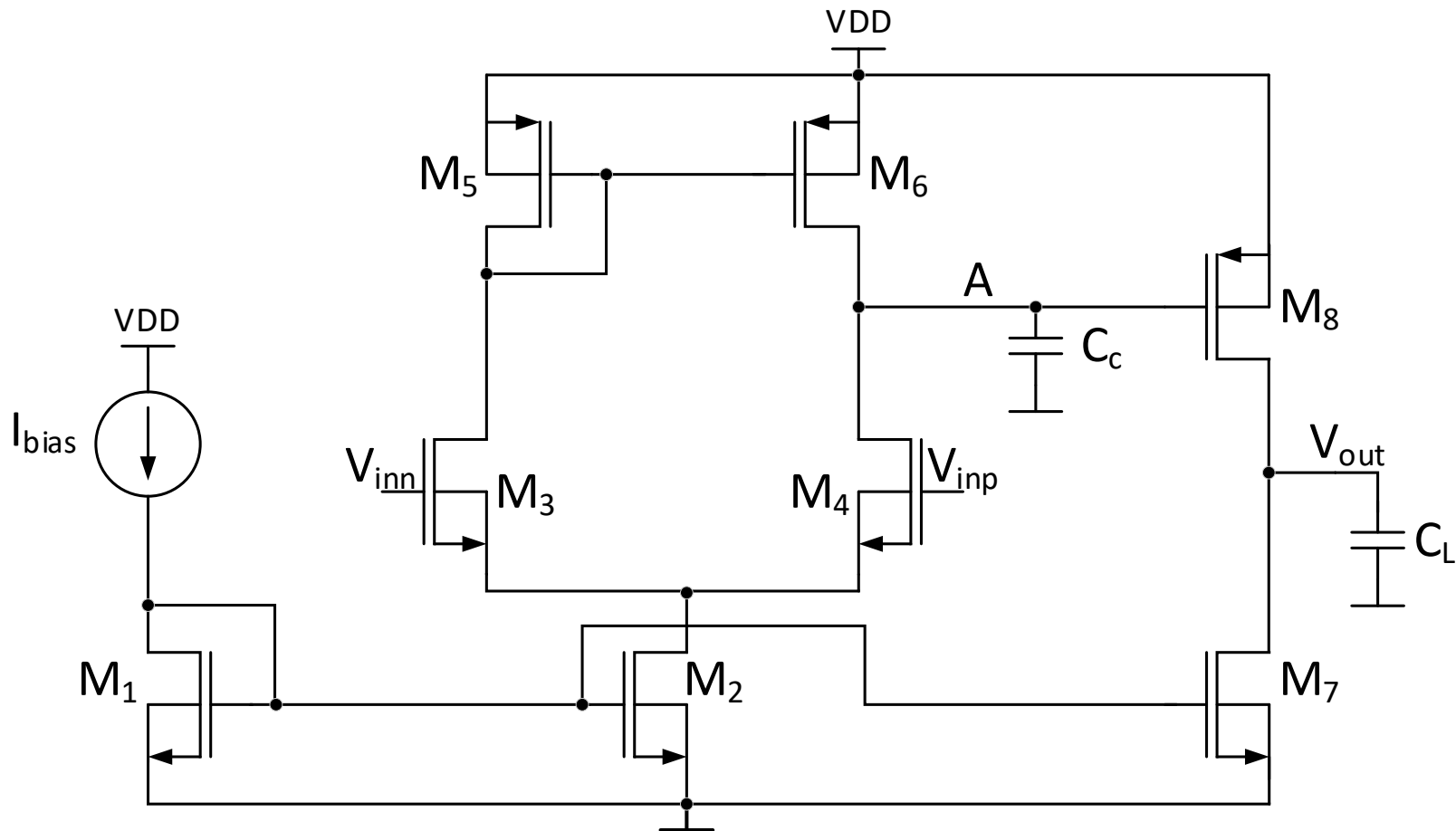
Capítulo 2: Compensación Básica

- 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

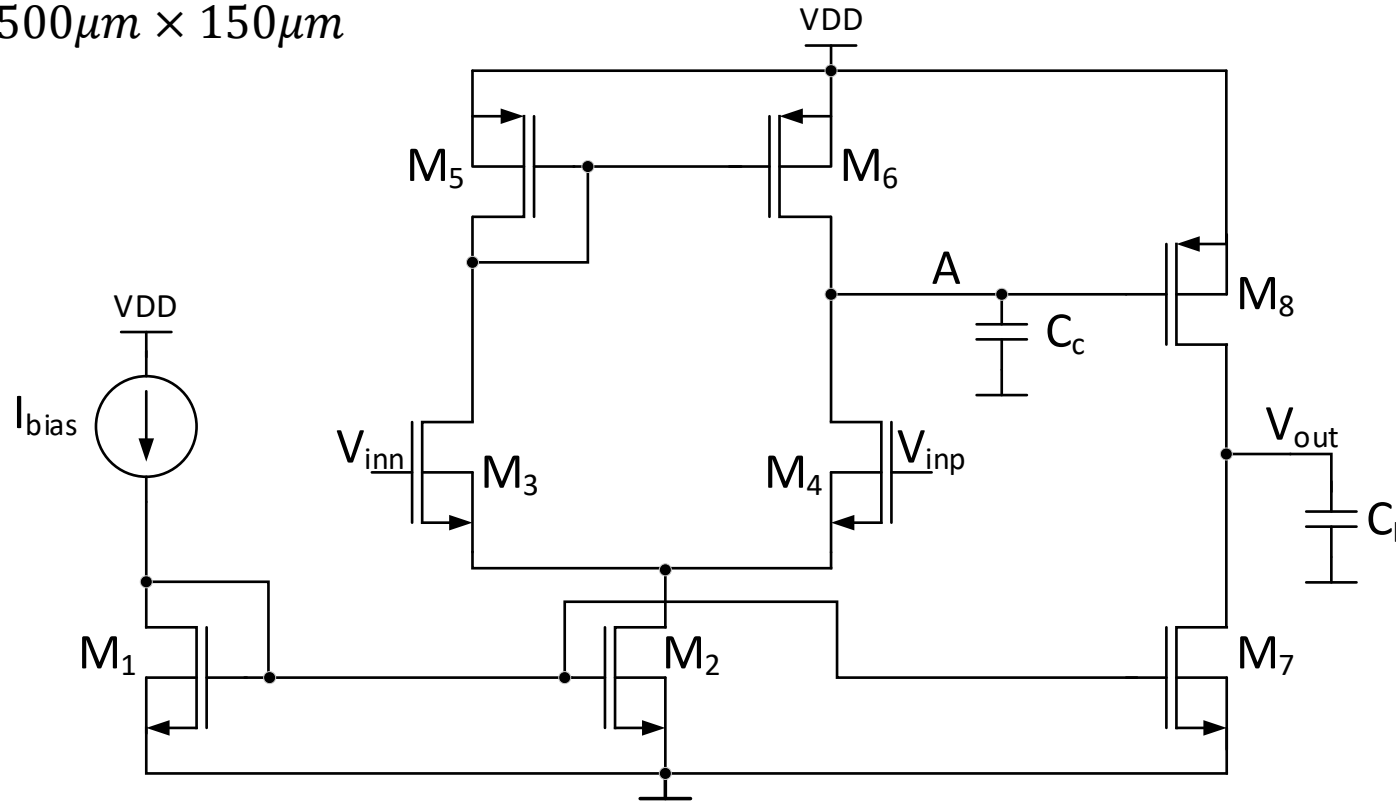
C_A : capacidad parásita en nodo A

C_{op} : capacidad parásita en nodo de salida

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

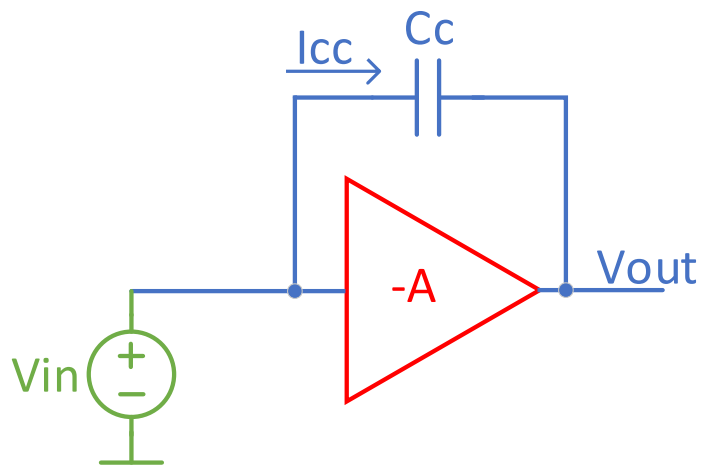
$$\omega_{pout} = \frac{1}{(r_{o8} // r_{o7})(C_L + C_{op})} \sim \frac{1}{(r_{o8} // r_{o7})C_L}$$

Para un margen de fase de 60° : $p_{out} = 1.73 \times A_{ol} \times \beta \times p_A$. 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 $500\mu\text{m} \times 150\mu\text{m}$

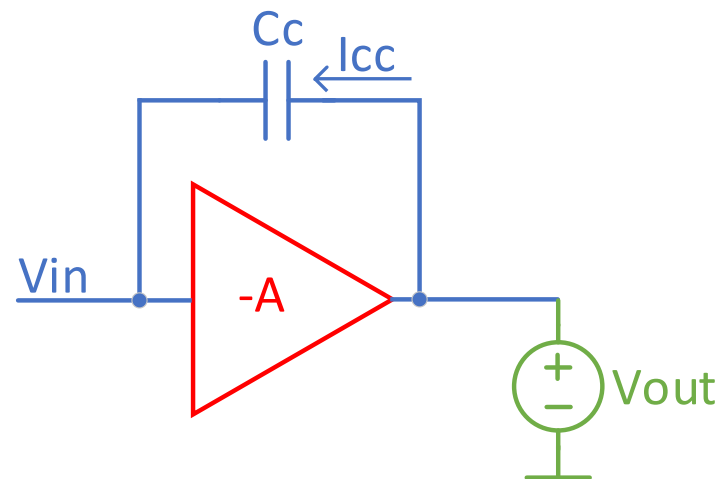


Capítulo 2: Efecto Miller

Calcular la impedancia desde V_{in}

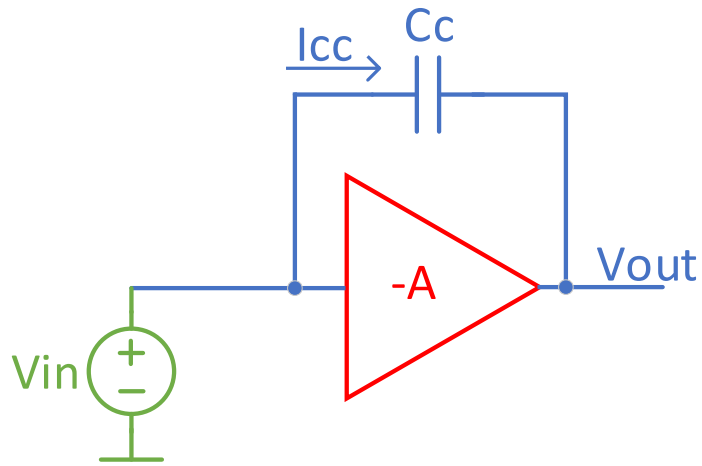


Calcular la impedancia desde V_{out}



Capítulo 2: Efecto Miller

Impedancia desde V_{in}

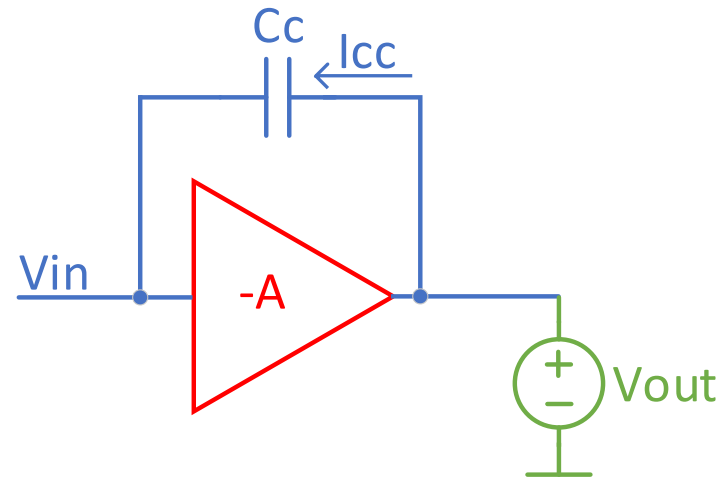


$$V_{in} - V_{out} = I_{cc} \frac{1}{sC_c}$$

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

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

Impedancia desde V_{out}

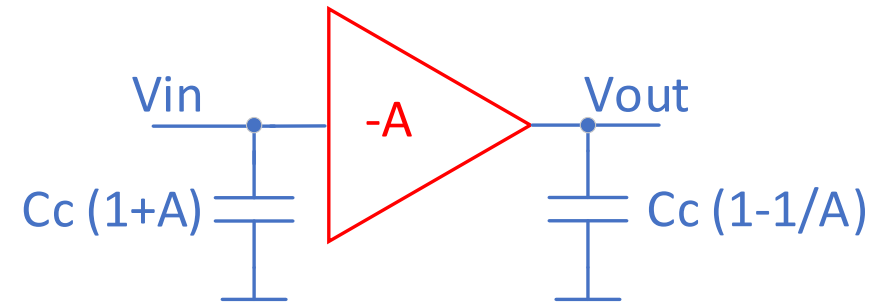


$$V_{out} - V_{in} = I_{cc} \frac{1}{sC_c}$$

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

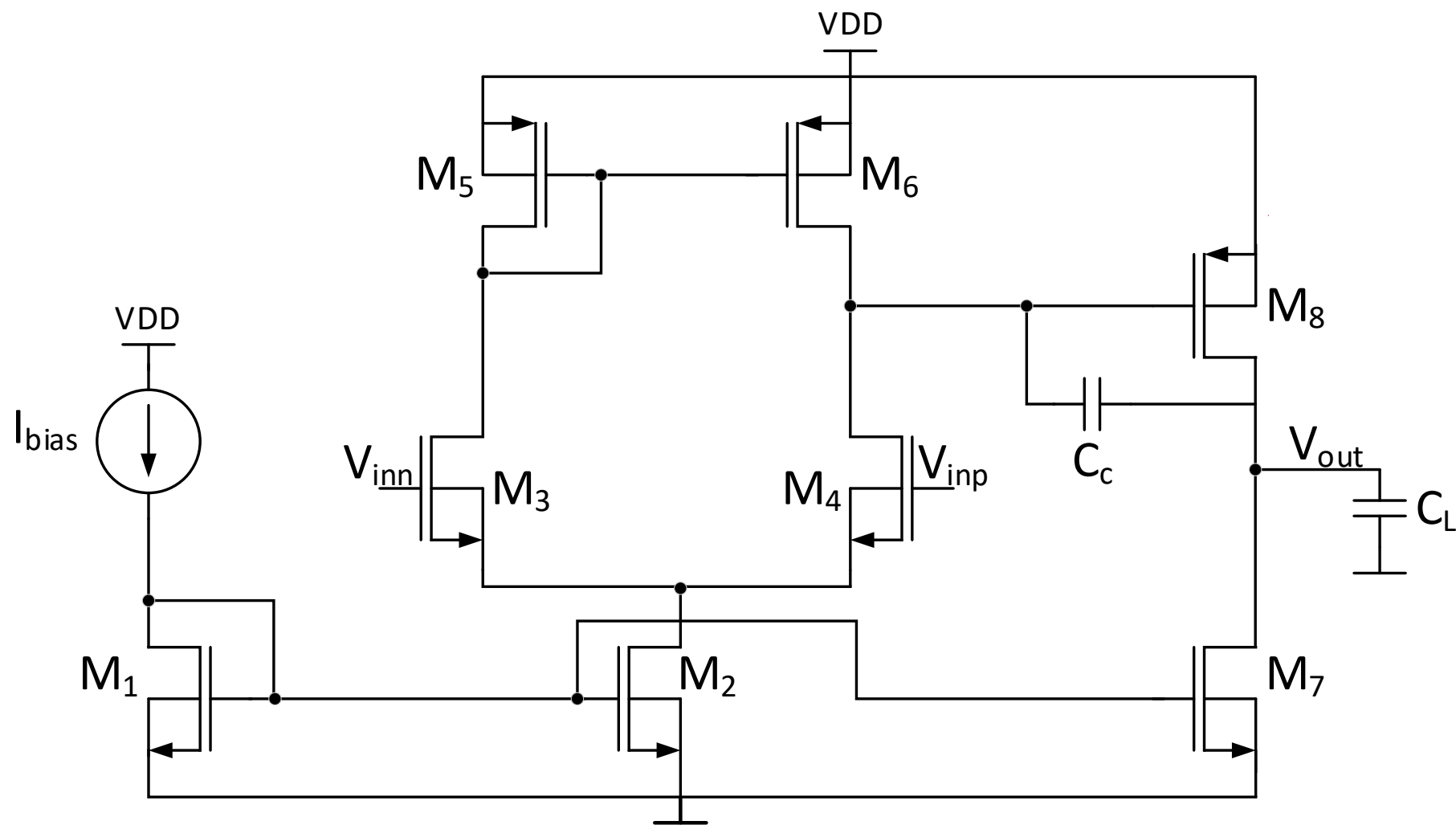
$$V_{out} = I_{cc} \frac{1}{sC_c \left(1 - \frac{1}{A}\right)} \sim I_{cc} \frac{1}{sC_c}$$

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

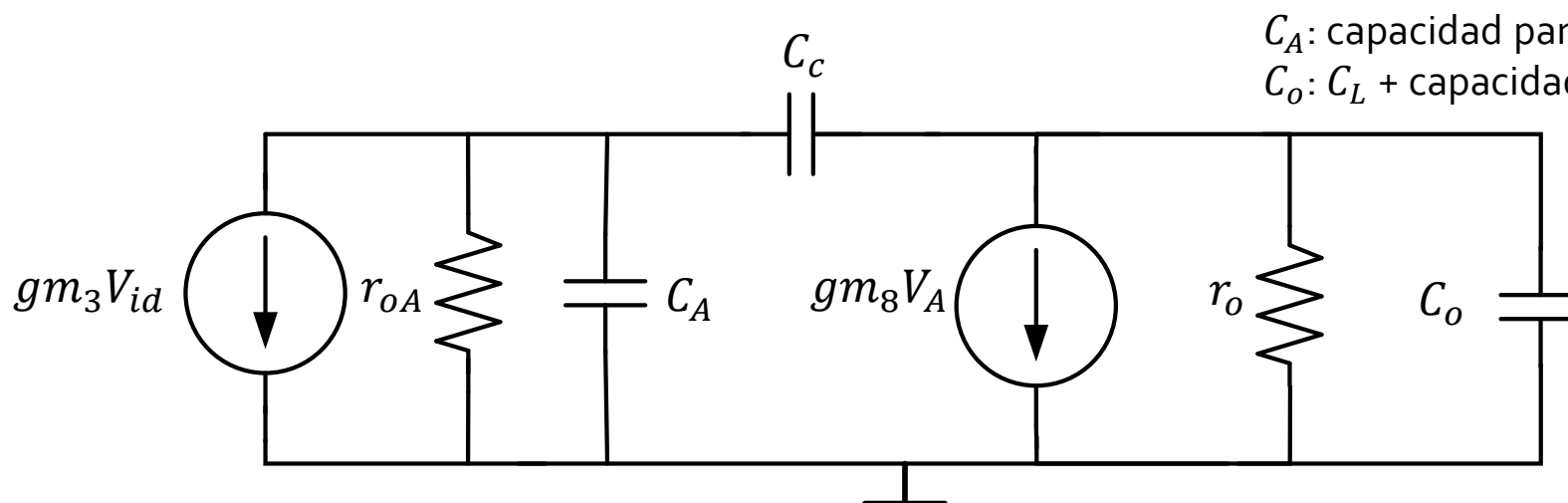


Retomando el ejemplo anterior, el nuevo valor para el capacitor de compensación $C_c = \frac{115pF}{(1+100)} = 1.14pF$ lo cual ocupa un área de $64\mu m \times 16\mu m$, un 98.6% más chico

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

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

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

$$\frac{V_{out}}{V_{id}} = \frac{gm_3 gm_8 r_{oA} r_o \left(1 - s \frac{C_c}{g_{m8}}\right)}{s^2 r_{oA} r_o (C_o C_A + C_c C_o + C_c C_A) + s[(C_o + C_c) r_o + (C_A + C_c) r_{oA} + g_{m8} r_o r_{oA} C_c] + 1}$$

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

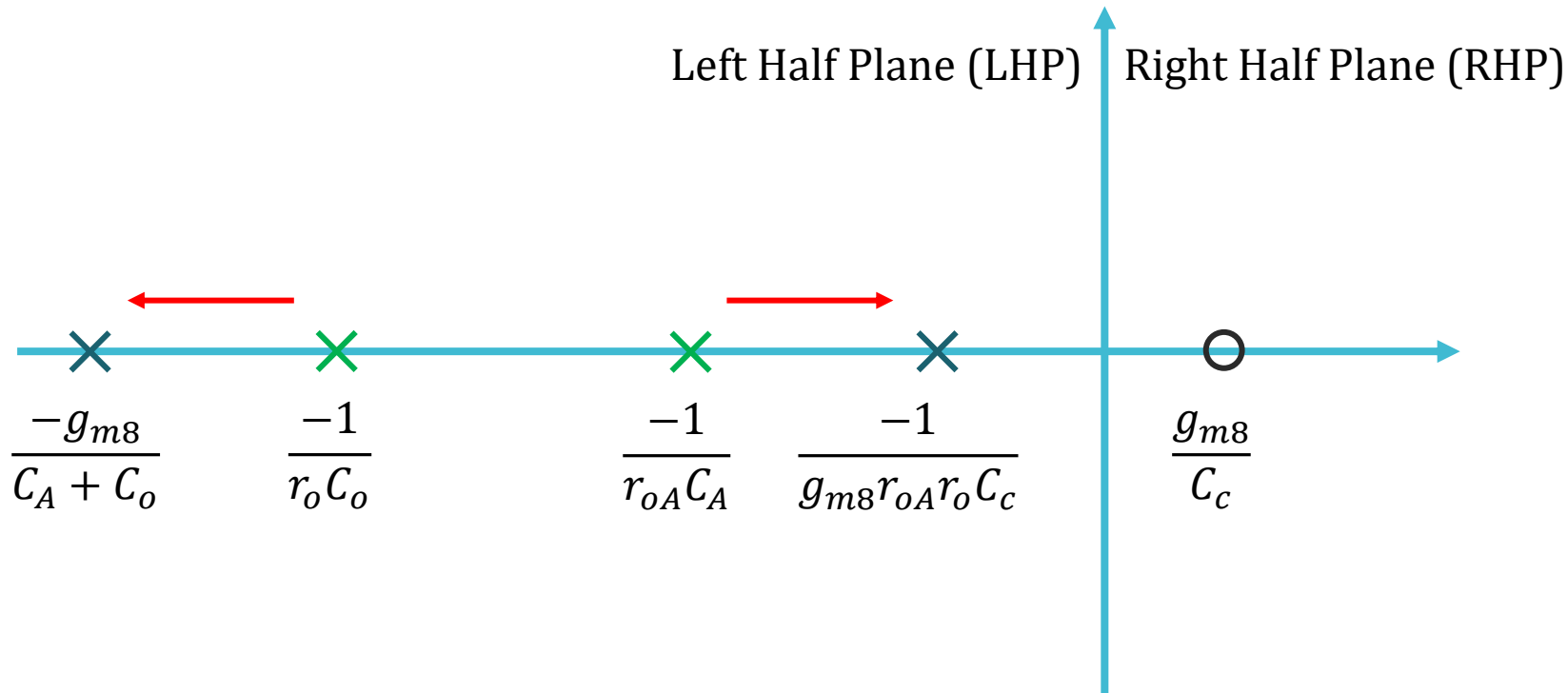
$$\omega_{p1} = \frac{-1}{(C_o + C_c) r_o + (C_A + C_c) r_{oA} + g_{m8} r_o r_{oA} C_c} \sim \frac{-1}{g_{m8} r_{oA} r_o C_c}$$

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

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

$\longrightarrow C_c \gg C_A, C_o$

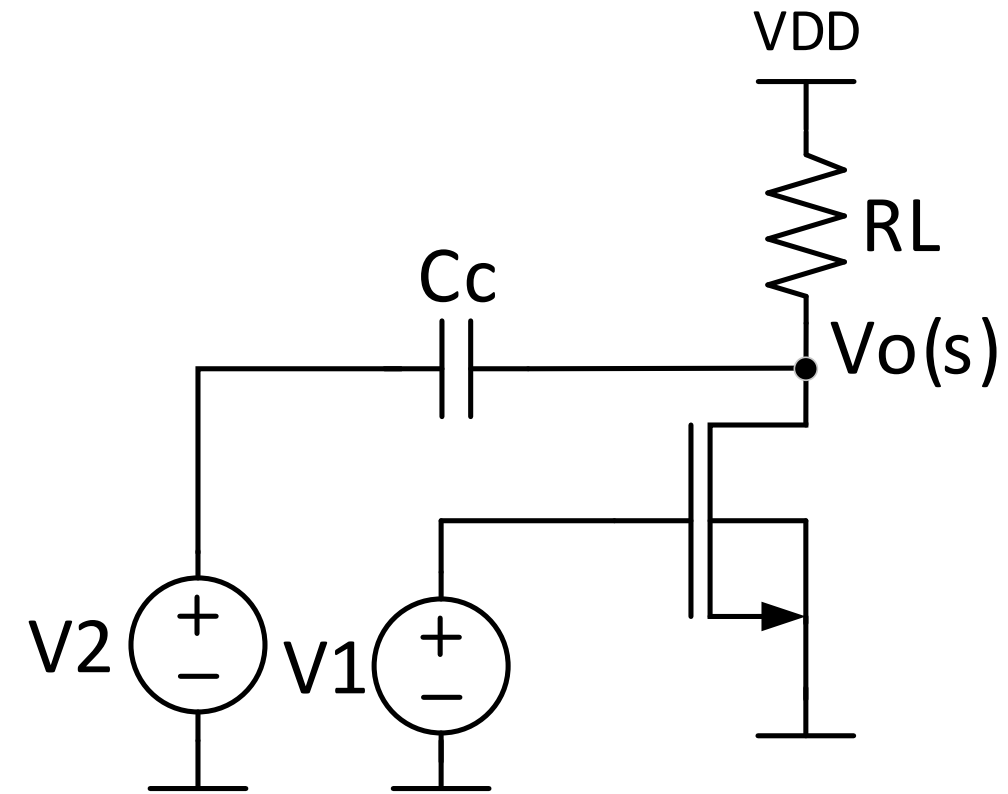
Capítulo 2: Pole Splitting



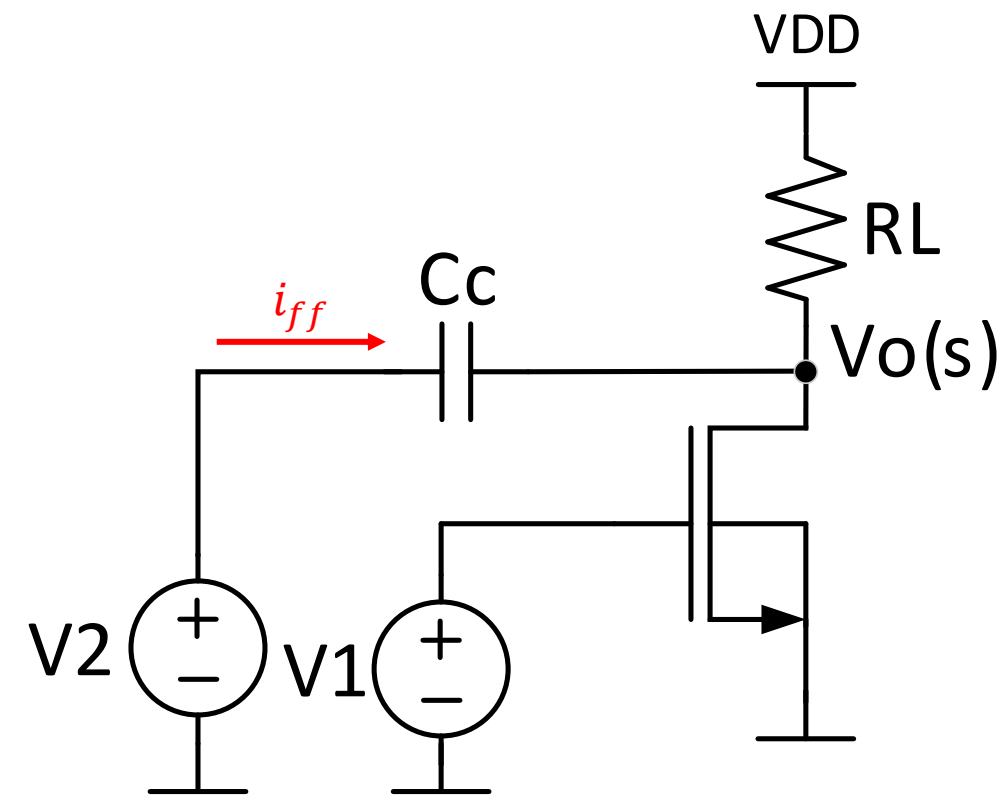
El pole splitting permite no sólo mover el polo dominante a frecuencias más bajas sino que mueve el polo no dominante a frecuencias más altas. Sin embargo, aparece un cero en el semiplano derecho que produce el peor efecto en cuanto a la estabilidad: la magnitud aumenta 20dB/dec y la fase baja 90°

El objetivo ahora será remover el cero

Capítulo 2: Por qué aparece un cero?



Capítulo 2: Por qué aparece un cero?



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

Tomando $V1 = V2 = V$

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

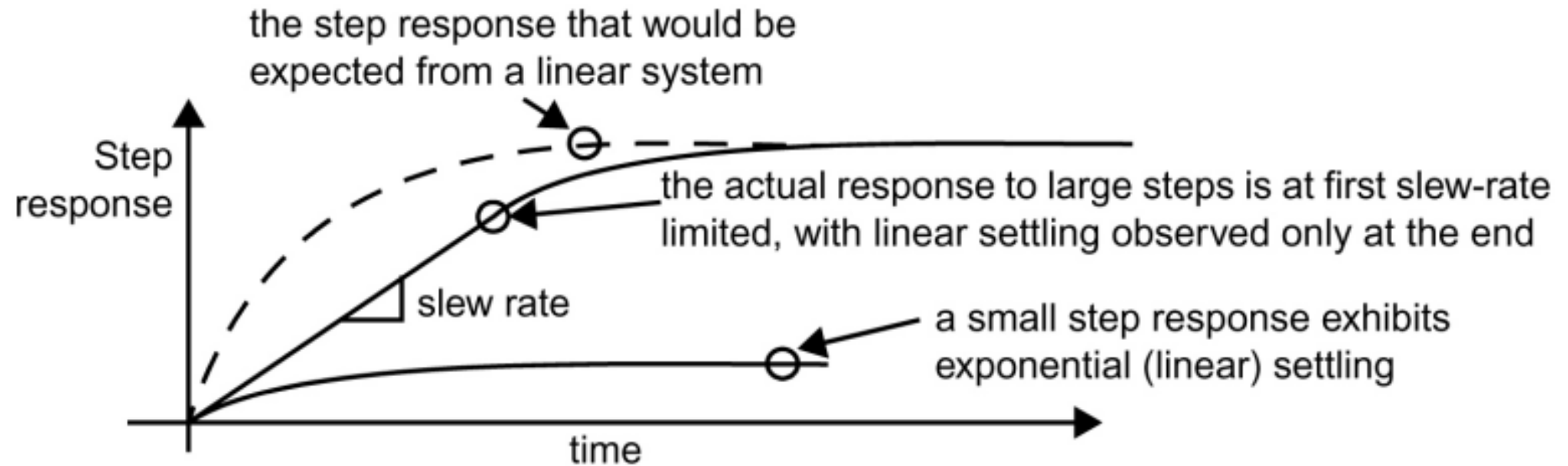
Aparece un cero en el semiplano derecho (RHP)

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

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

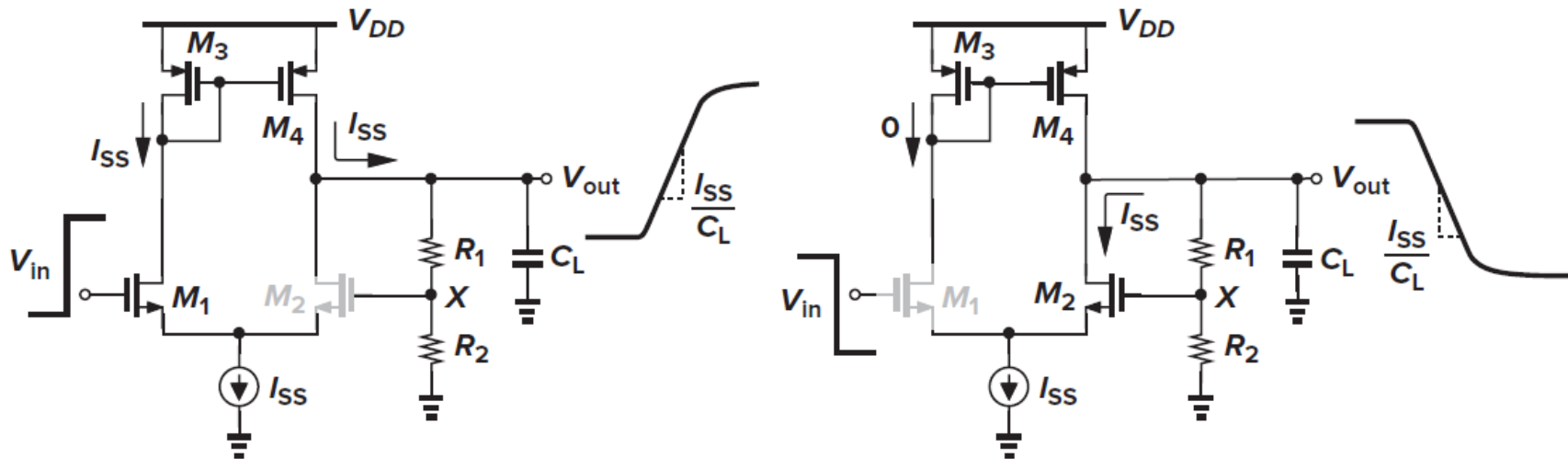
En un sistema lineal limitado únicamente por el ancho de banda, un escalón en la entrada debería generar una respuesta exponencial a la salida proporcional. Sin embargo, en un opamp real si el escalón es muy grande se puede producir el fenómeno de *slewing*. Es decir, la salida no se verá como una exponencial,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

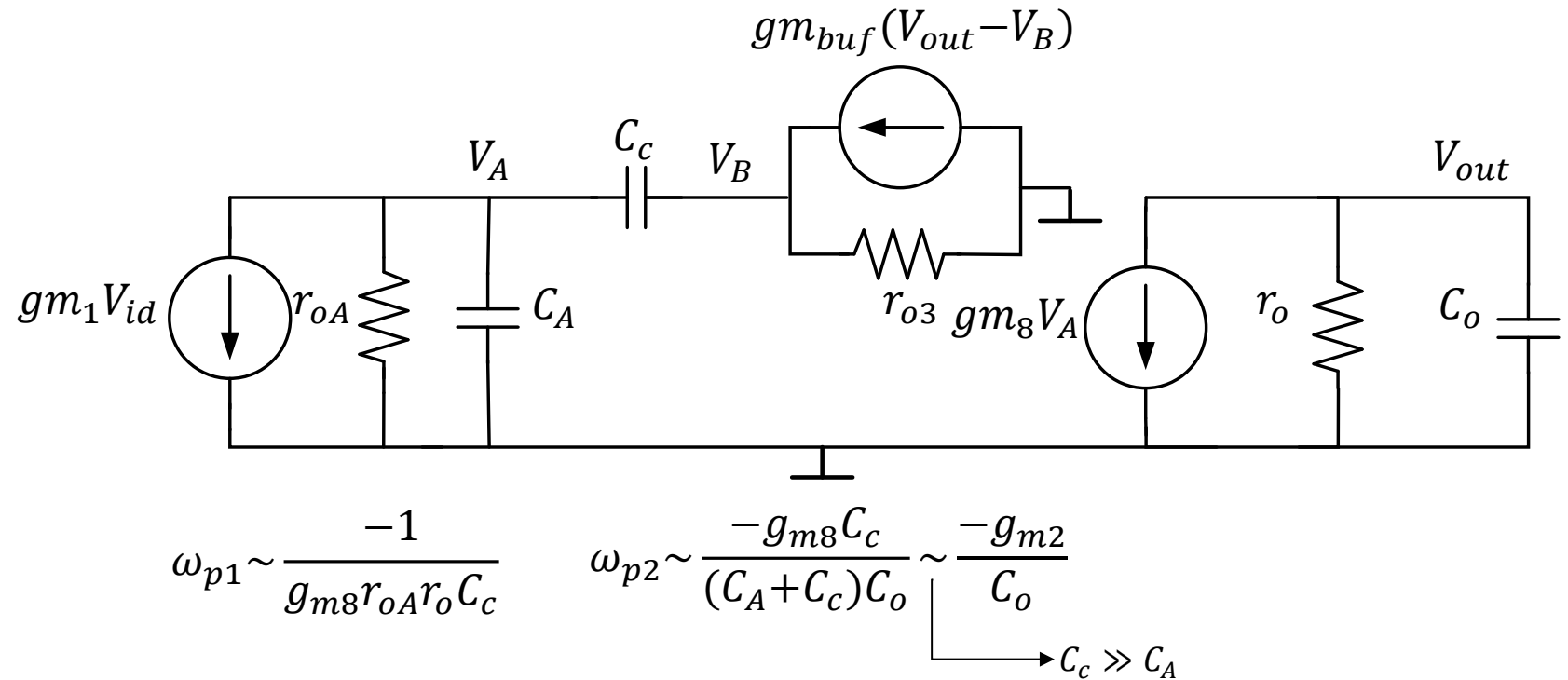
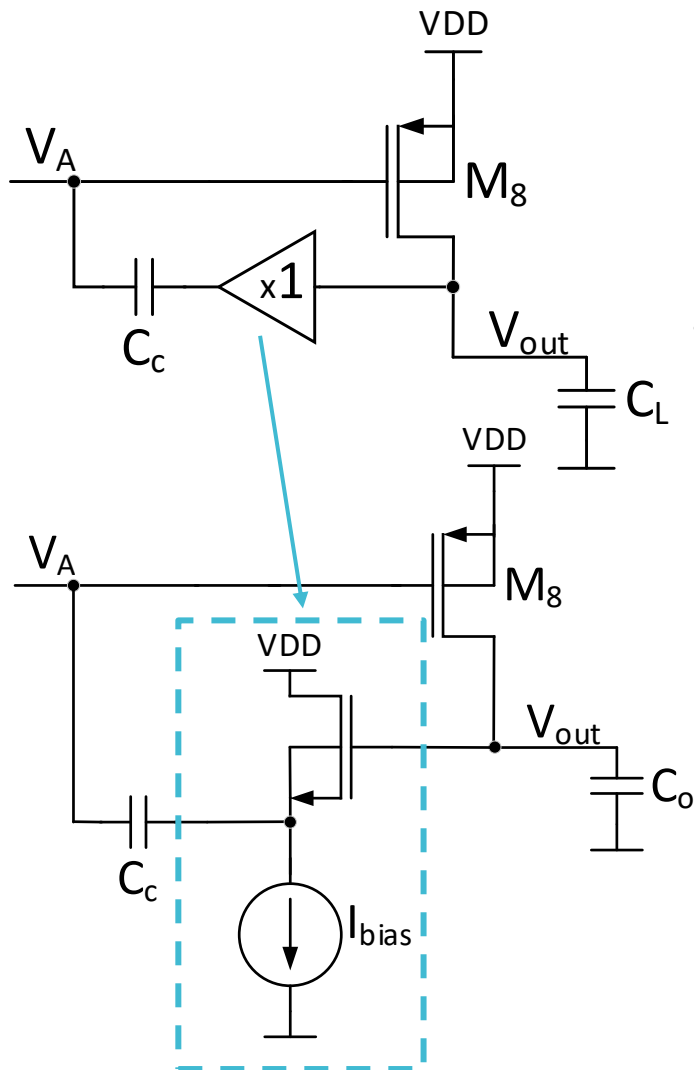
$$SR = \frac{\partial V_{out}}{\partial t} = \frac{I_{SS}}{C_L}$$



- 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

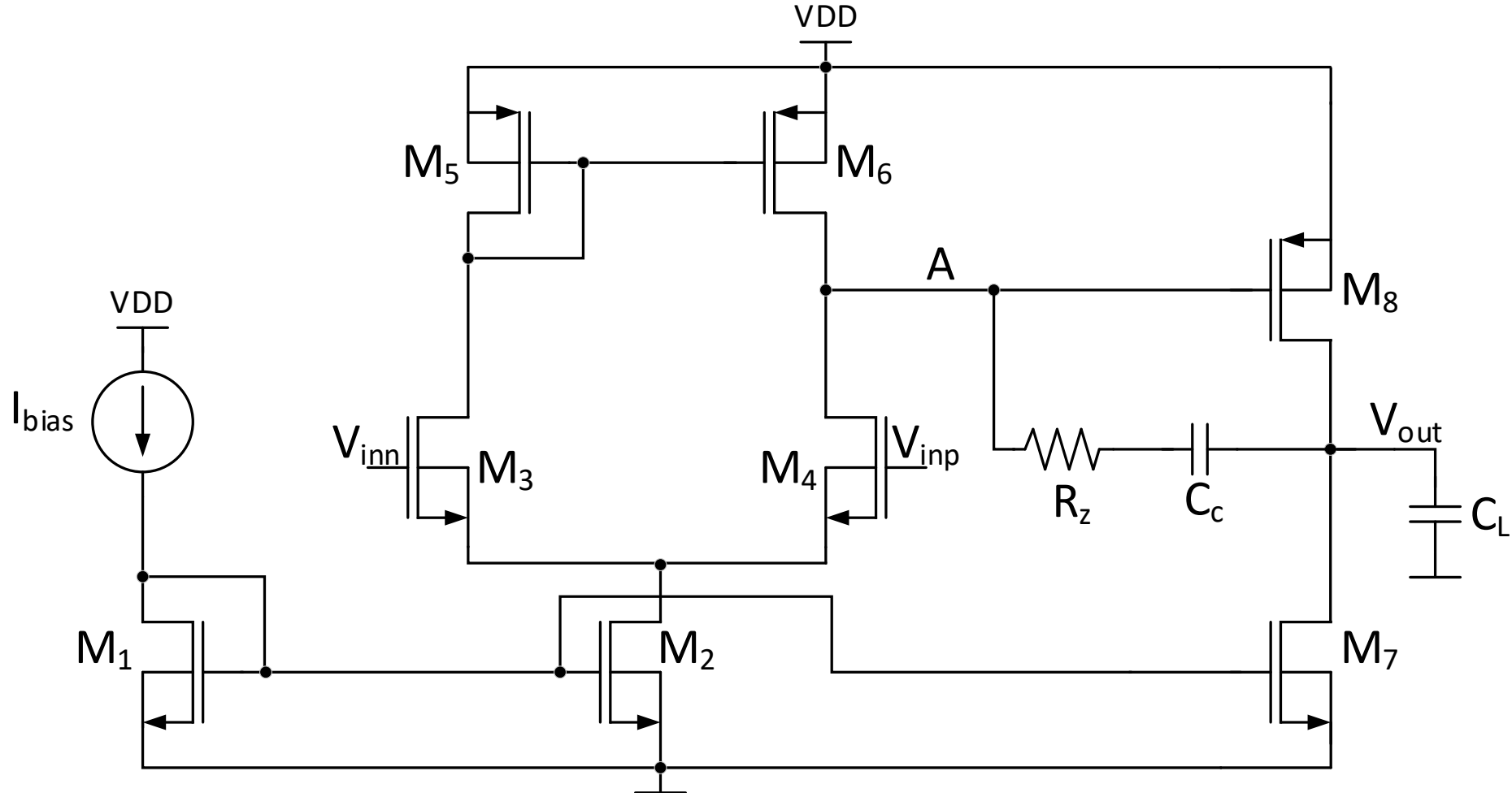


Desventajas:

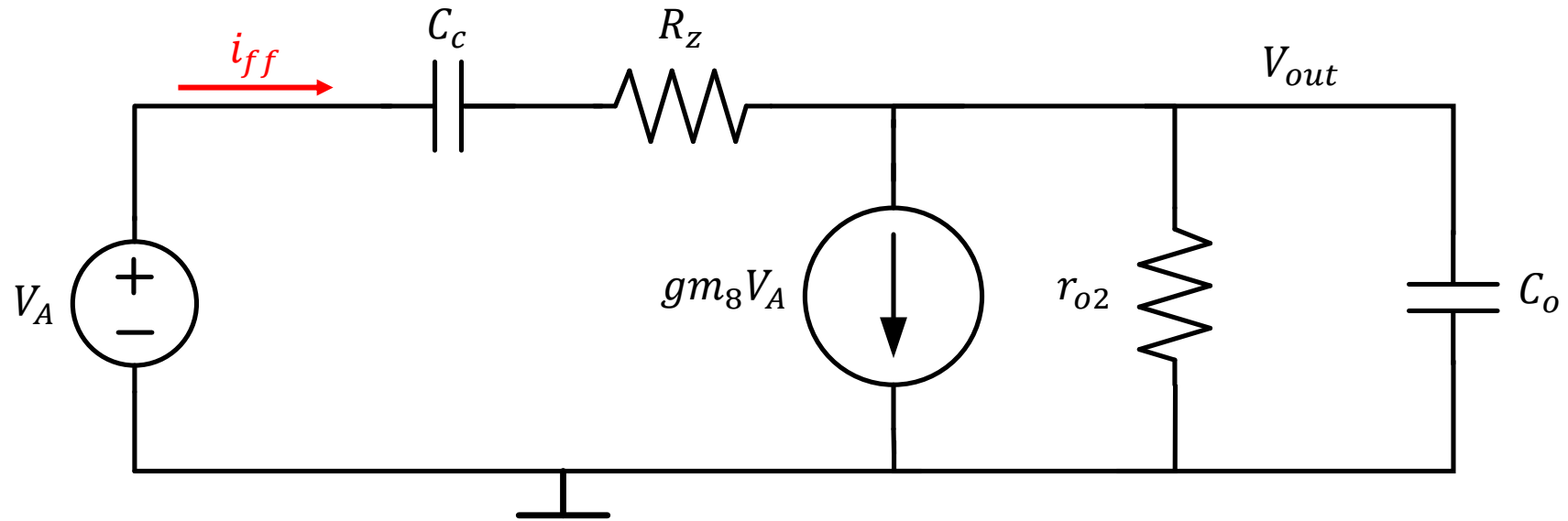
- Requiere circuito adicional y bias ✖
- Reduce el output swing ya que el buffer debe operar siempre en saturación ✖

Capítulo 2: Cancelación del cero (Método 2)

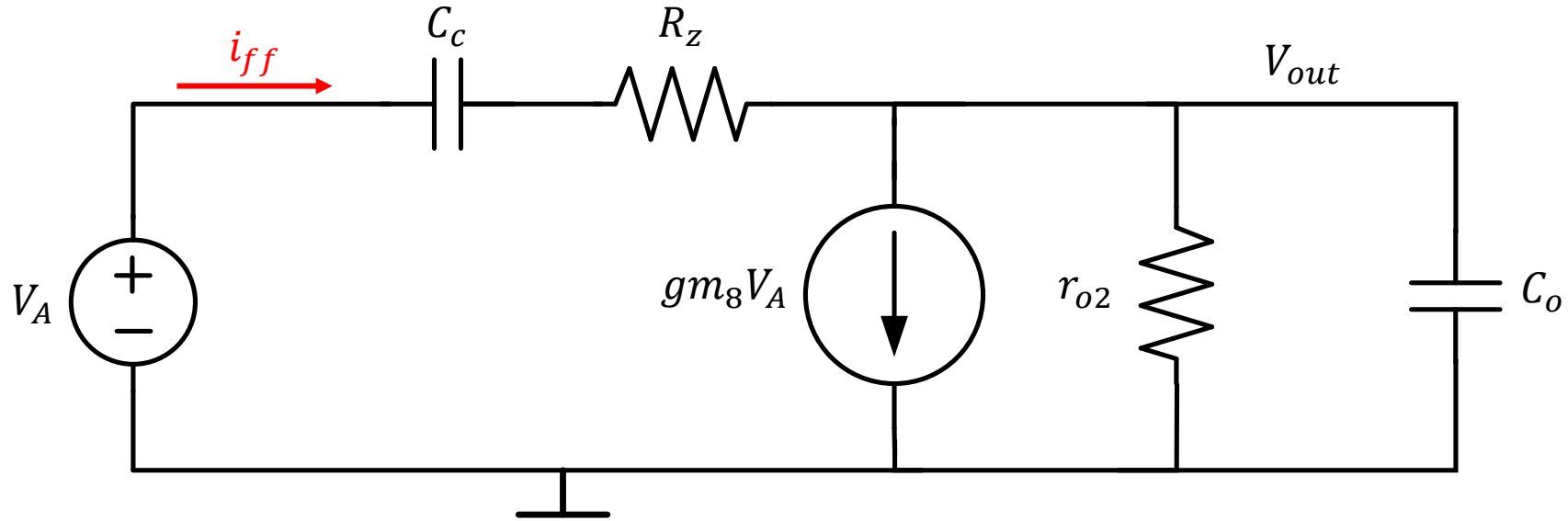
El segundo método consiste en agregar una resistencia en serie (*nulling resistor*) con el capacitor de compensación



Capítulo 2: Cancelación del cero (Método 2)



Capítulo 2: Cancelación del cero (Método 2)



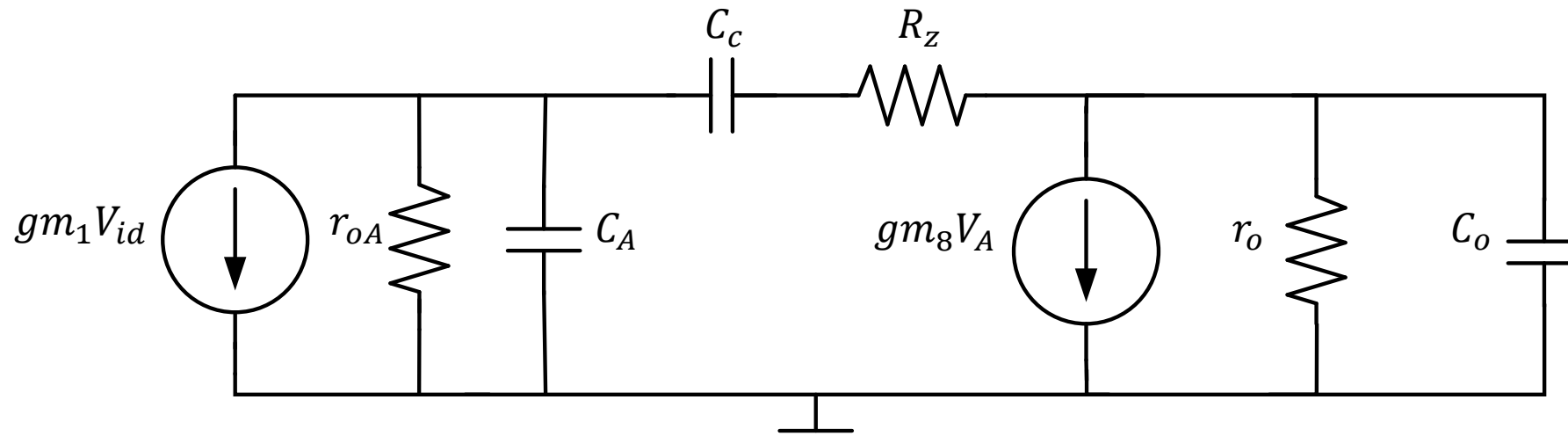
A la frecuencia del cero $V_{out} = 0$, por lo tanto

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

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



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

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

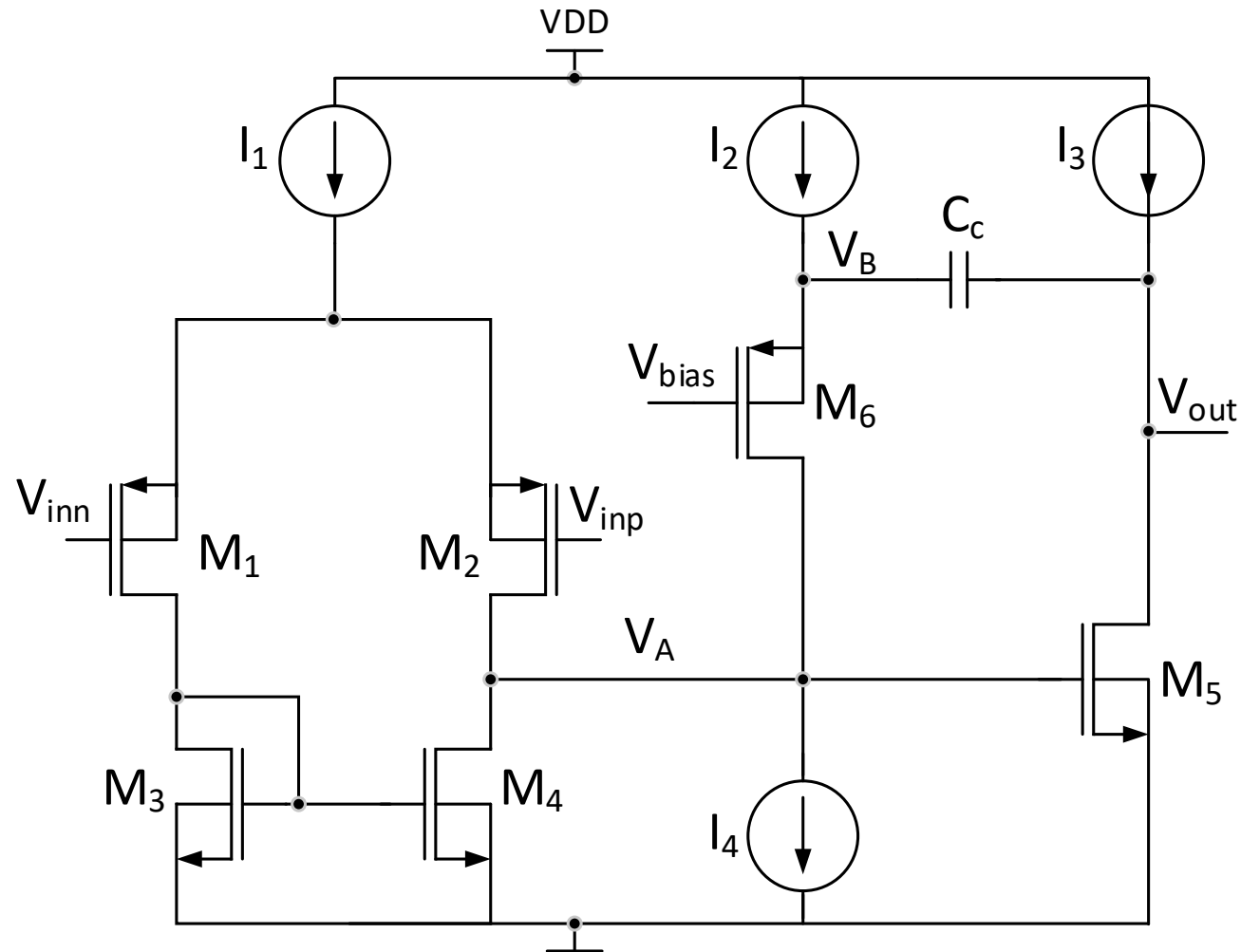
Igual que con Miller

$$\omega_{p3} = -\frac{1}{R_z C_A} \quad \text{Está en alta frecuencia}$$

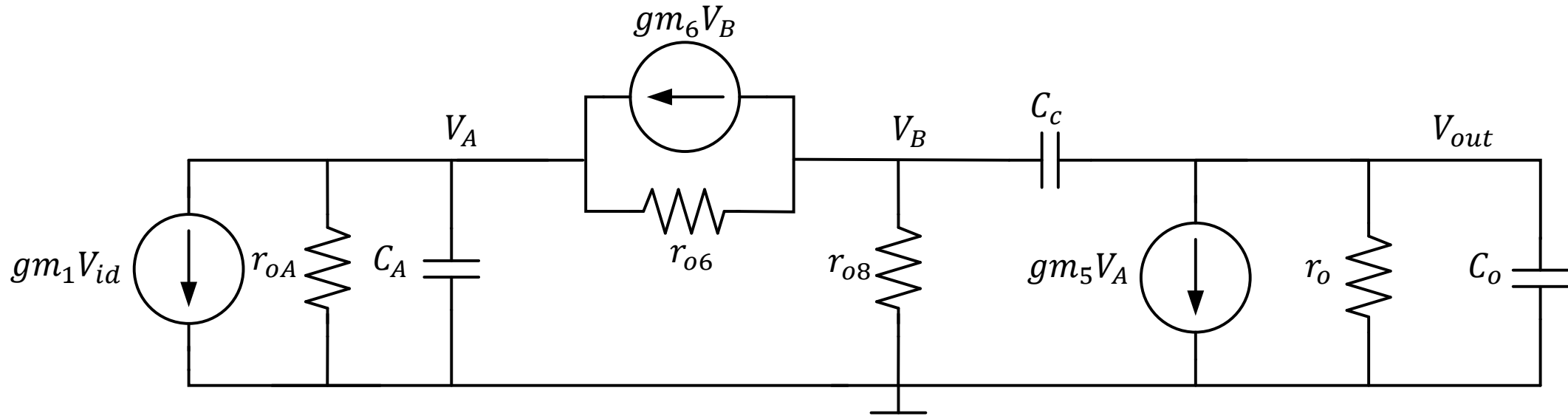
$$\omega_z = \frac{1}{C_c \left(\frac{1}{g_{m8}} - R_z \right)}$$

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)



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

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

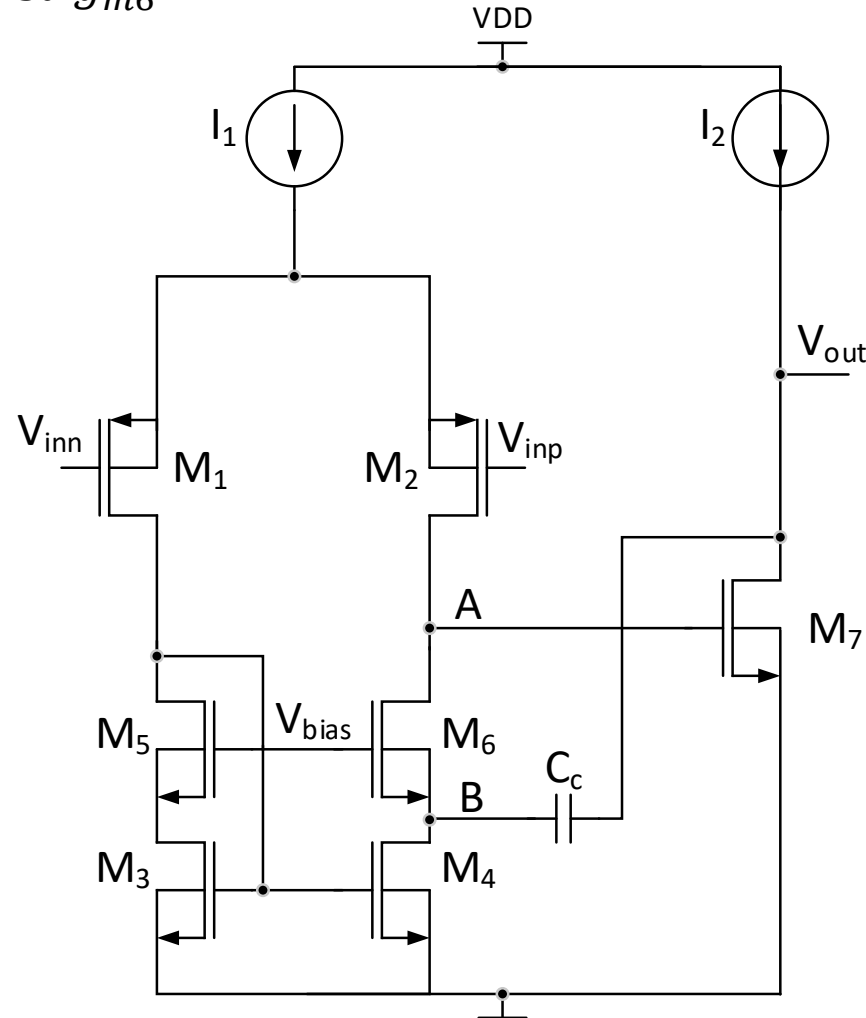
$$\omega_{p2} \sim \frac{-g_{m5}}{C_c + C_o} \frac{C_c}{C_A} > \frac{-g_{m8}C_c}{C_AC_o + C_cC_A + C_cC_o}$$

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

