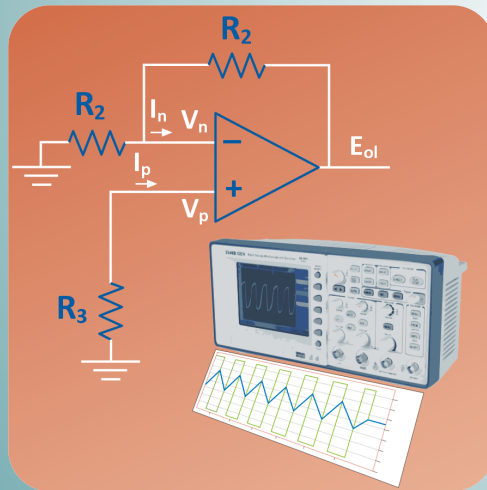


Electrónica Básica

Tema A.2.

Consideraciones prácticas del amplificador operacional



Gustavo A. Ruiz Robredo

Juan A. Michell Martín

DPTO. DE ELECTRÓNICA Y COMPUTADORES

Este tema se publica bajo Licencia:

[Creative Commons BY-NC-SA 3.0](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/3.0/)

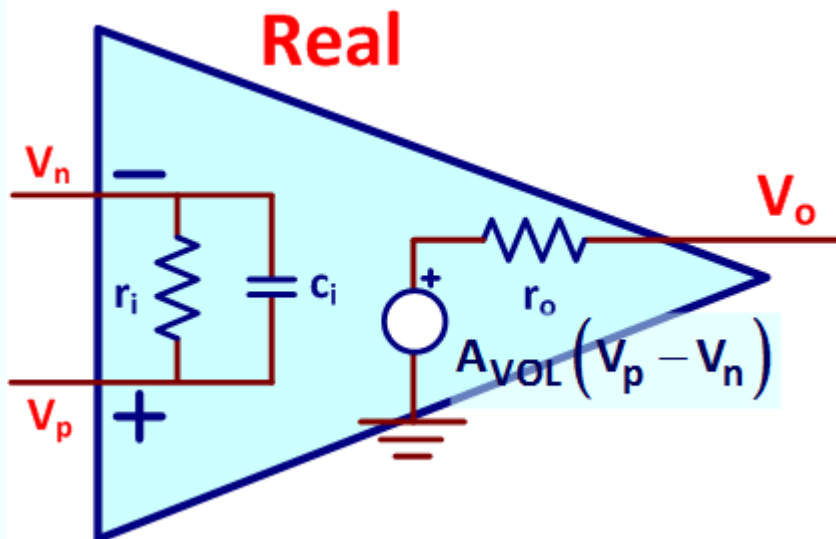


Impedancias de entrada y salida

- Resistencia (r_i) y capacidad (c_i) de entrada.
- Resistencia (r_o) de salida.

Ganancia en lazo abierto

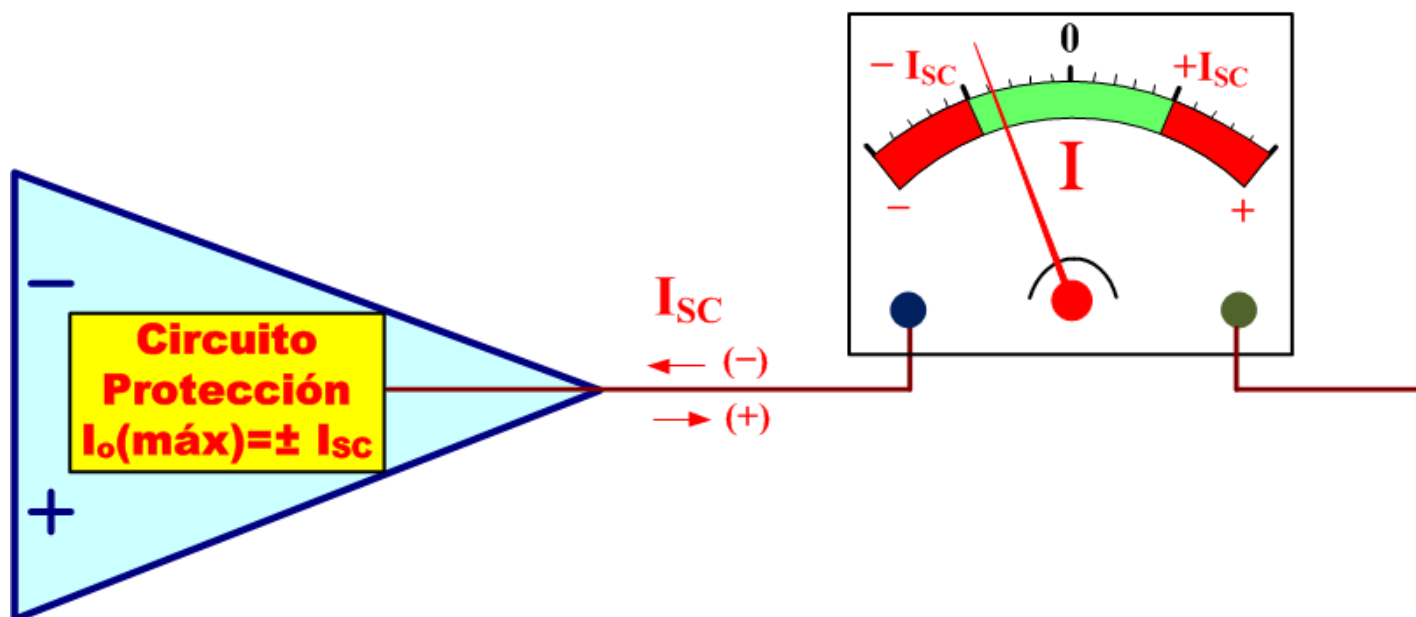
- Ganancia en lazo abierto (*open loop*) (A_{VOL}) o *Large Signal Voltage Gain*.



	uA741C(typ)	TL081(typ)
r_i	$2\text{M}\Omega$	$10^{12} \Omega$
c_i	1.4pF	---
r_o	75Ω	---
A_{VOL}	200V/mV	200V/mV

Corriente máxima de salida

- Corriente máxima de salida (I_{sc}) o *Short-circuit Output Current*. Esta corriente está limitada por el circuito de protección.



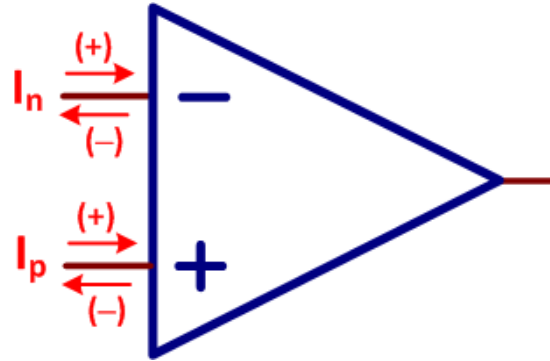
Prob II.1



LTspice IV

	uA741C(typ)	TL081(typ)
I_{sc}	$\pm 25\text{mA}$	$\pm 40\text{mA}$

Corrientes de polarización y offset de entrada



- Las corrientes de entrada de un OA (I_n , I_p) pueden ser entrantes o salientes dependiendo del tipo de circuito de entrada.
- Estas corrientes (I_n , I_p) son especificadas en términos de: **Corriente de polarización de entrada (I_B)** (*input bias current*) y **corriente offset de entrada (I_{OS})** (*input offset current*), definidas como
 - I_B es el promedio de las corrientes de entrada.
La polaridad de I_B es conocida.
 - I_{OS} es la diferencia de las corrientes de entrada.
La polaridad de I_{OS} es desconocida.
- Generalmente $I_{OS} < I_B$

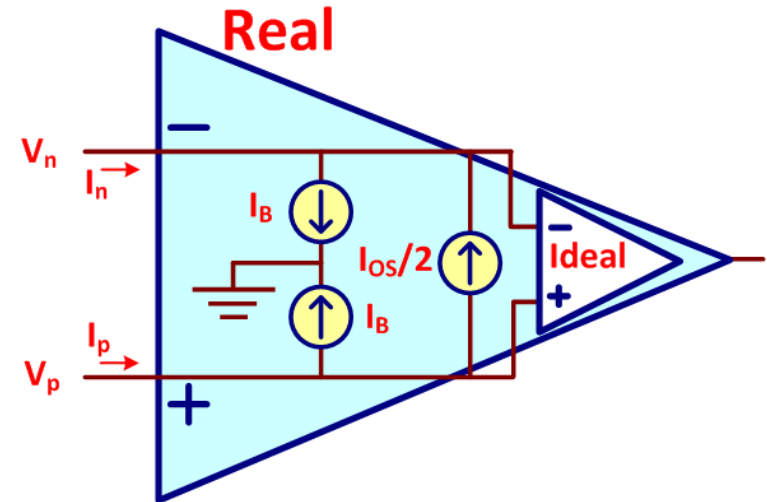
➤ La relación entre las corrientes es

$$I_B = \frac{I_n + I_p}{2}$$

$$I_{OS} = I_p - I_n$$

$$I_p = \frac{I_{OS}}{2} + I_B$$

$$I_n = -\frac{I_{OS}}{2} + I_B$$



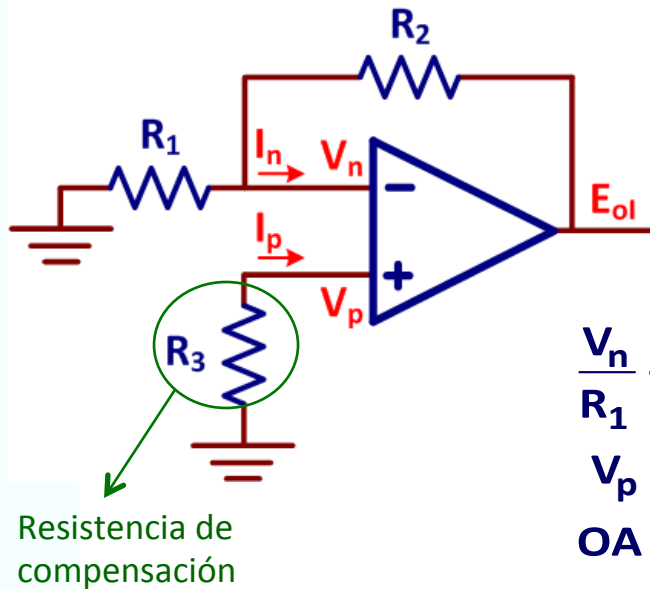
	uA741C	TL081C
I_{OS}	$\pm 20\text{nA (Typ)}$ $\pm 200\text{nA (Max)}$	$\pm 5\text{pA (Typ)}$ $\pm 200\text{pA (Max)}$
I_B	80nA (Typ) 500nA (Max)	30pA (Typ) 400pA (Max)

⇒ $I_B > 0$, corriente entrante

Para el uA741 (Typ)

$$\begin{cases} I_p = \frac{I_{OS}}{2} + I_B = \pm \frac{20\text{nA}}{2} + 80\text{nA} = \begin{cases} (-) \rightarrow 70\text{nA} \\ (+) \rightarrow 90\text{nA} \end{cases} & 70\text{nA} < I_p < 90\text{nA} \\ I_n = -\frac{I_{OS}}{2} + I_B = \pm \frac{20\text{nA}}{2} + 80\text{nA} = \begin{cases} (+) \rightarrow 90\text{nA} \\ (-) \rightarrow 70\text{nA} \end{cases} & 90\text{nA} > I_n > 70\text{nA} \end{cases}$$

■ Errores causados por I_B e I_{OS}



$$\left. \begin{aligned} \frac{V_n}{R_1} + \frac{V_n - E_{ol}}{R_2} + I_n &= 0 \\ V_p &= -I_p R_3 \\ \text{OA ideal } V_n &= V_p \end{aligned} \right\}$$

$$E_{ol} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[(R_1 \parallel R_2) I_n - R_3 I_p \right]$$

En el caso $R_3 = R_1 \parallel R_2$ y sustituyendo, resulta

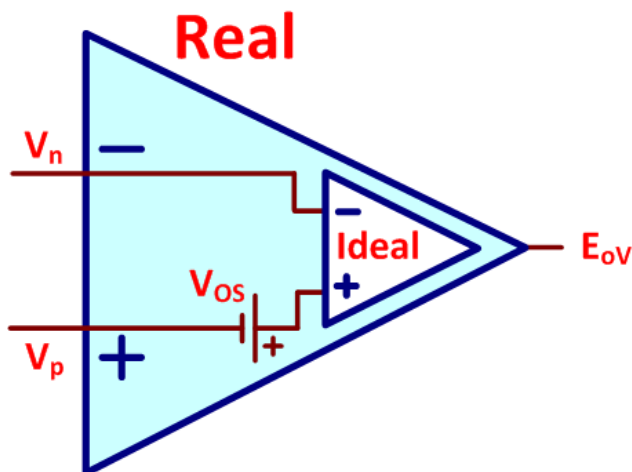
$$E_{ol} = - \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) R_3 I_{OS} = -R_2 I_{OS} \Rightarrow \text{Se cancela el efecto de } I_B$$

➤ E_{ol} se puede reducir utilizando resistencias de **bajo valor**.

Prob A.II.2

Tensión offset de entrada

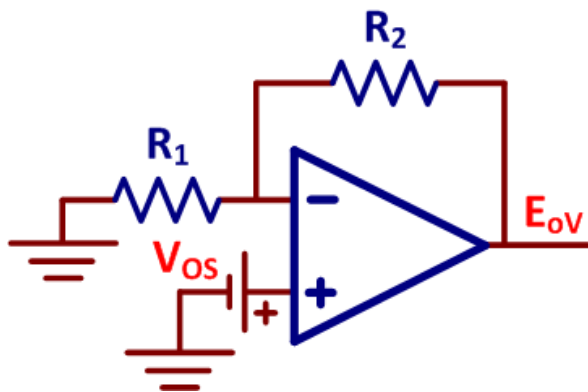
- La **tensión offset de entrada** (V_{os}) (*input offset voltage*) se define como la tensión que se debe aplicar a la entrada para que la tensión de salida sea 0.



$$V_n = V_p + V_{os}$$

	uA741C	TL081C
V_{os}	$\pm 1\text{mV (Typ)}$	$\pm 5\text{mV (Typ)}$
	$\pm 6\text{mV (Max)}$	$\pm 20\text{mV (Max)}$

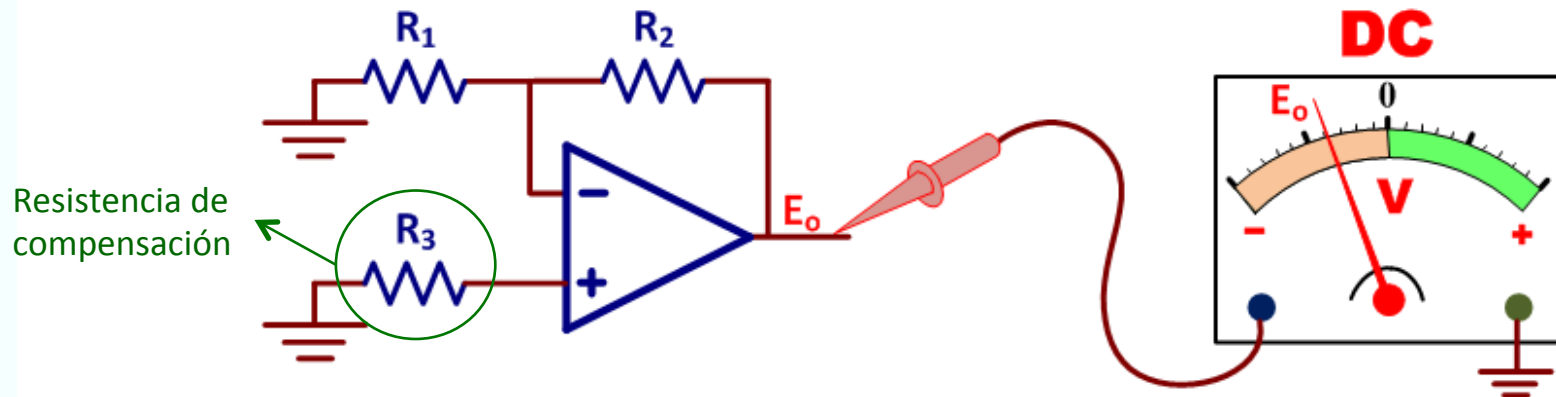
■ Error causado por V_{os}



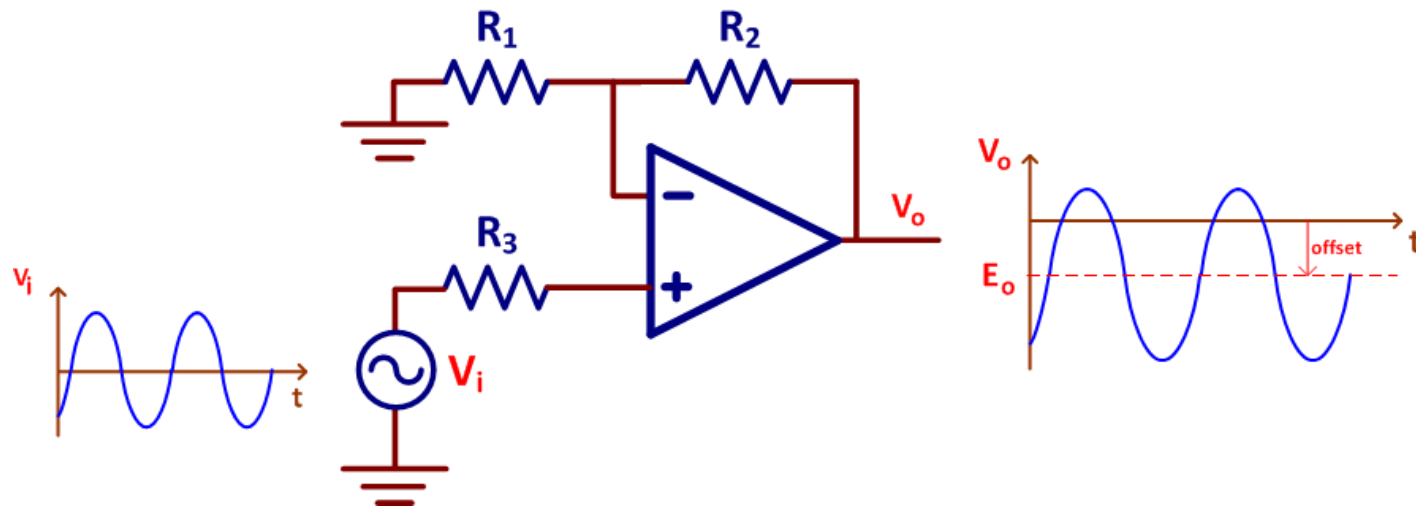
$$E_{ov} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{os}$$

Prob A.II.4

Tensión offset de salida con resistencia de compensación



- E_o introduce una componente DC no deseada a la salida (*offset*)



- Los efectos de V_{OS} e I_{OS} combinados en un circuito con resistencia de compensación permite realizar una estimación de E_O como:

$$R_3 = R_1 || R_2$$

$$E_O = E_{OI} + E_{OV} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) [V_{OS} - R_3 I_{OS}]$$

Prob A.II.5

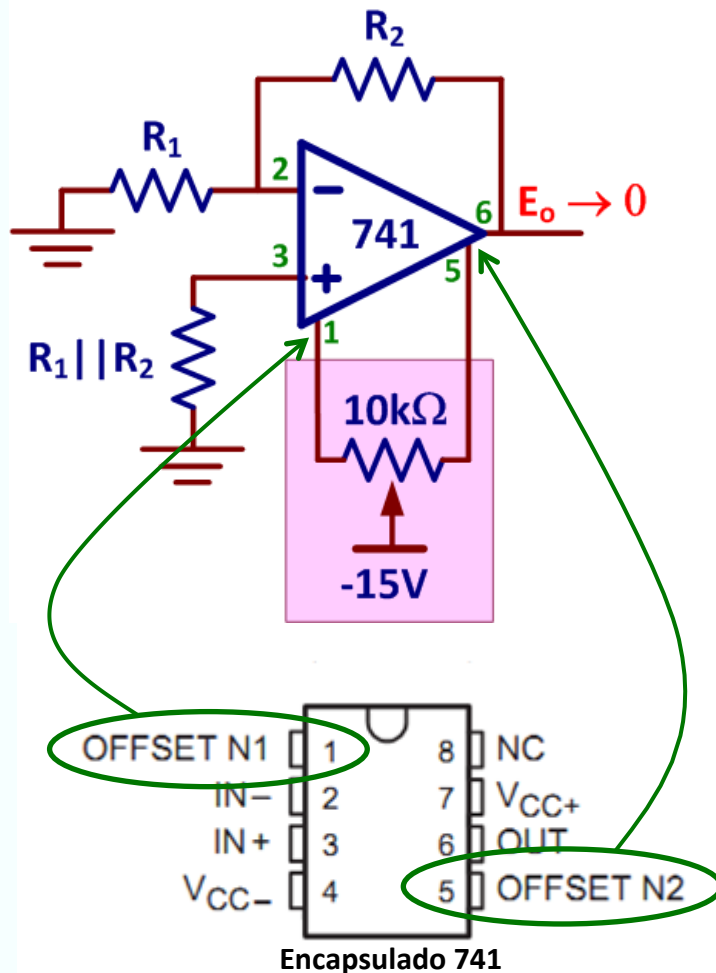


- Este valor de E_O es orientativo puesto que su valor varía de un OA a otro. El signo de E_O es aleatorio.
- V_{OS} e I_{OS} pueden tener la misma o distinta polaridad. **Peor caso: distinta polaridad** ya que maximiza el valor estimado de E_O .
- El límite de E_O se puede calcular a partir de los valores máximos de V_{OS} e I_{OS} proporcionados por el fabricante:

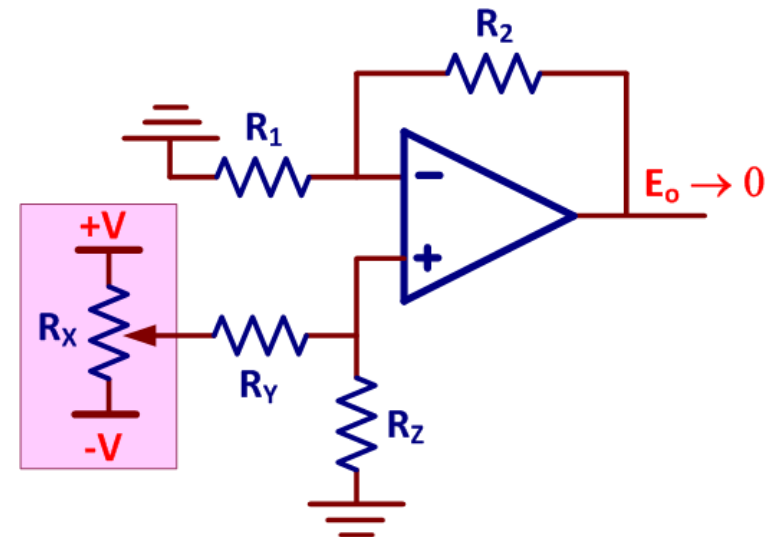
	I_{OS}	V_{OS}
uA741 (25°C)	±200nA (Max)	±6mV (Max)

■ Técnicas de cancelación de los efectos de V_{os} y I_{os}

Cancelación interno del offset

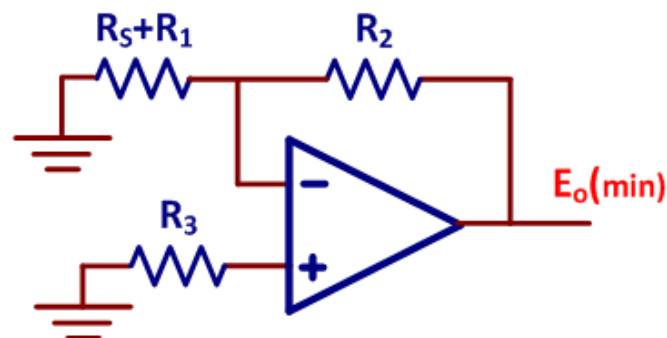
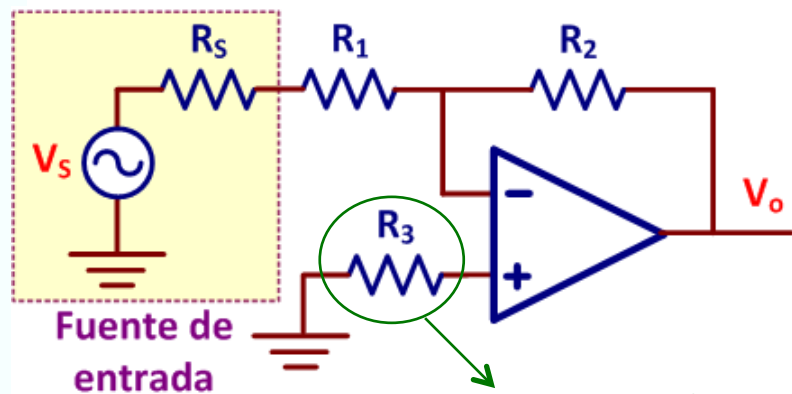


Cancelación externo del offset



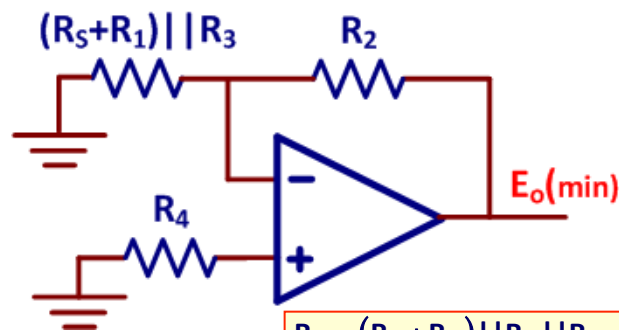
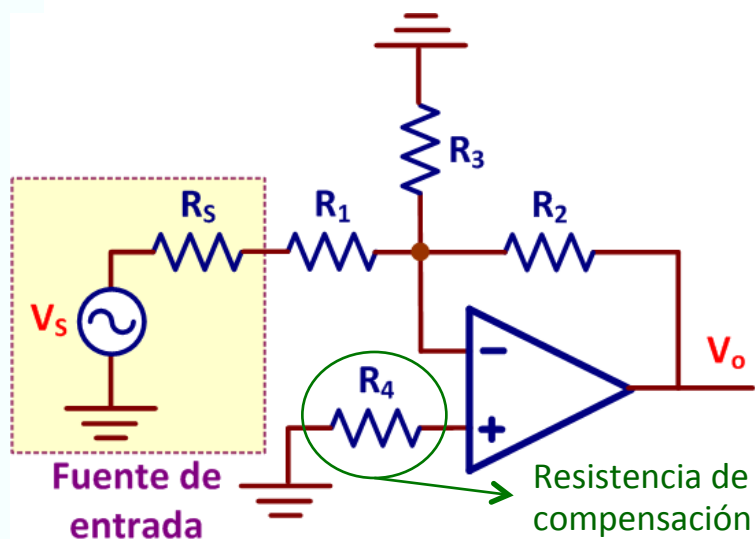
■ Casos prácticos: Minimización del error (E_o) offset a la salida

➤ Configuración inversora



$$R_3 = (R_1 + R_S) \parallel R_2$$

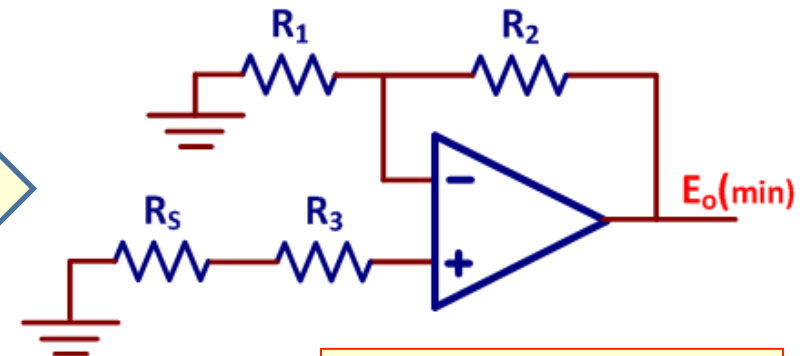
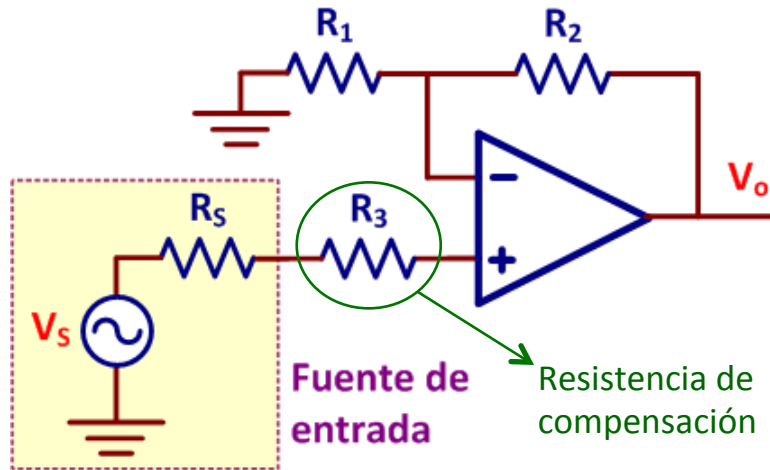
$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_S} \right) [V_{OS} - R_3 I_{OS}]$$



$$R_4 = (R_1 + R_S) \parallel R_3 \parallel R_2$$

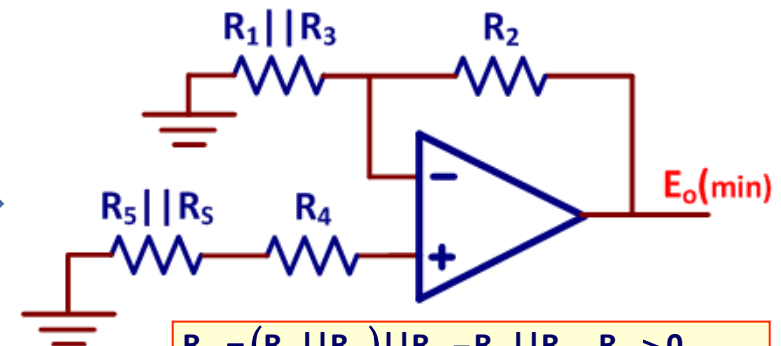
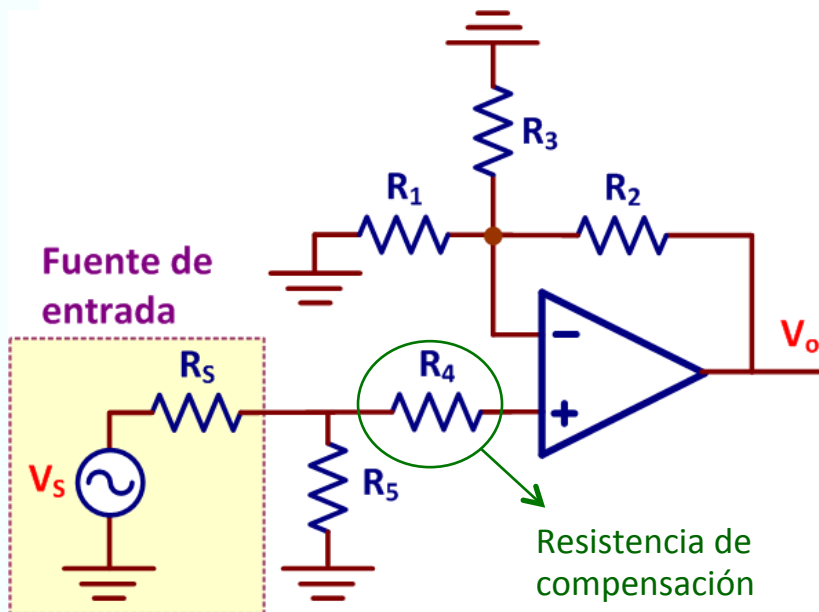
$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{(R_1 + R_S) \parallel R_3} \right) [V_{OS} - R_4 I_{OS}]$$

➤ Configuración no-inversora



$$R_3 = R_1 \parallel R_2 - R_s, R_3 > 0$$

$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) [V_{os} - (R_3 + R_s)I_{os}]$$



$$R_4 = (R_1 \parallel R_2) \parallel R_5 - R_s, R_4 > 0$$

$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}\right) [V_{os} - (R_4 + R_s \parallel R_5)I_{os}]$$

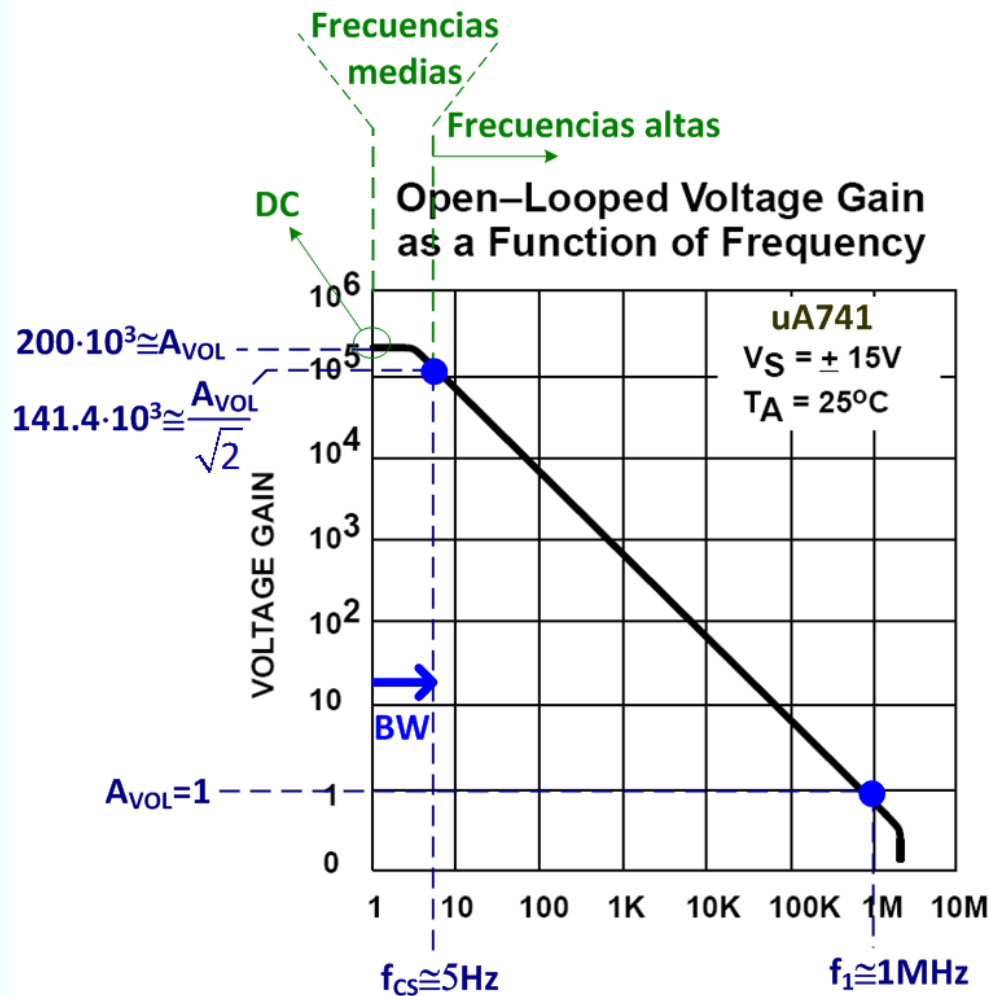
Limitaciones frecuenciales del OA

Un **amplificador** basado en un OA tiene principalmente dos limitaciones frecuenciales fijadas por las propias características del OA: **Ancho de banda** o **Slew-Rate**.

- El **ancho de banda** (“*Bandwidth*” o BW) es una limitación frecuencial del propio OA que fija el rango de frecuencias de operación del amplificador completo.
- El **Slew-Rate** se define como el rango máximo de cambio de la tensión de salida del OA de forma que si se supera esta velocidad de funcionamiento, se producirá una **distorsión** a la salida.

Ancho de banda

■ Respuesta en frecuencia del $\mu A741$



$A_{VOL} \rightarrow$ ganancia de tensión en lazo abierto
Large Signal Voltage Gain
(OL o Open-Looped)

$$A_{VOL}(f) = \frac{A_{VOL}}{1 + j \frac{f}{f_{CS}}}$$

$f_{CS} \rightarrow$ frecuencia de corte superior
(*high cut-off frequency*)=

$$f_{CS} \Leftrightarrow \frac{A_{VOL}}{\sqrt{2}}$$

BW $\rightarrow$ ancho de banda (*bandwidth*)

$$BW = f_{CS}$$

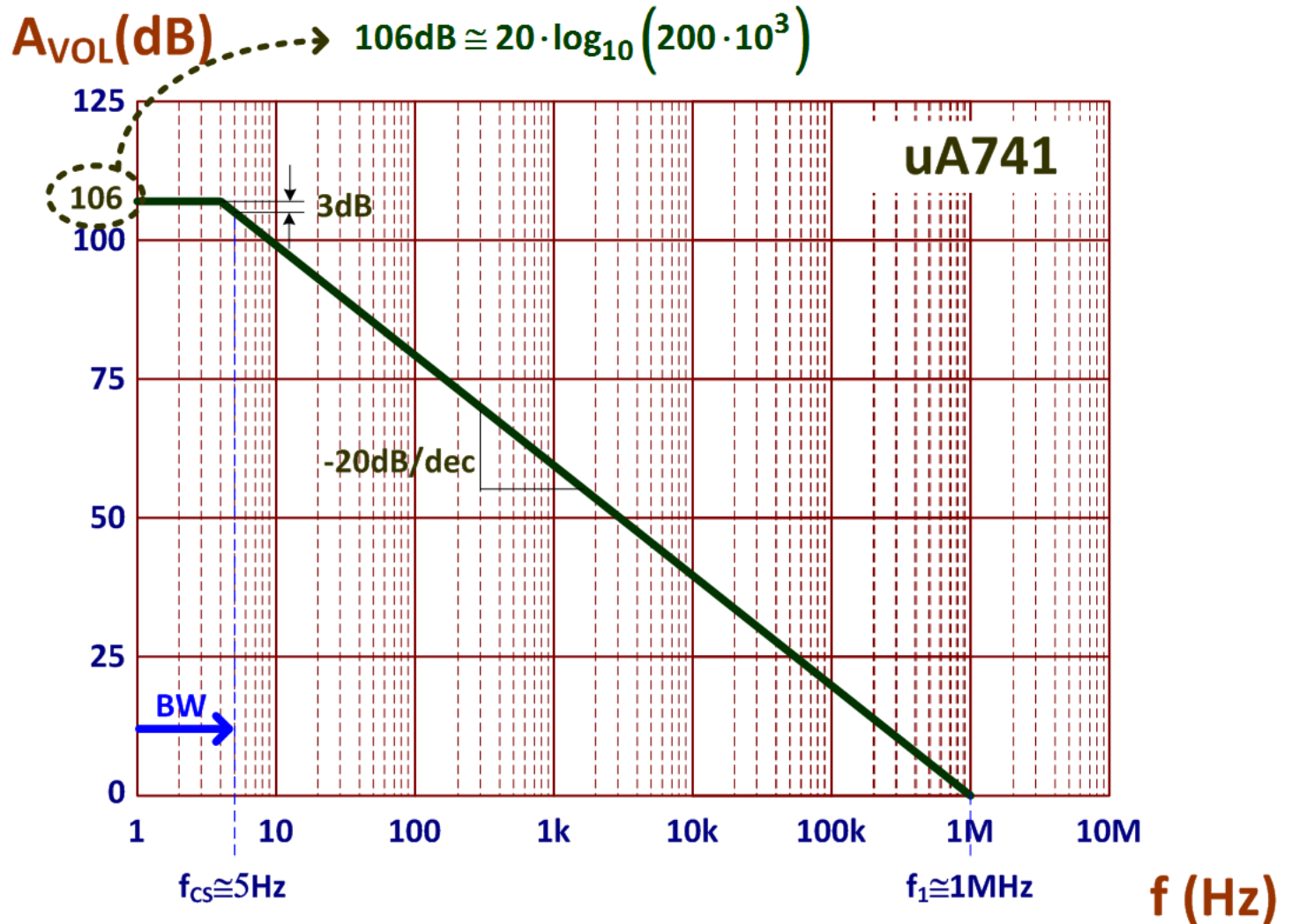
f_1 o GBW $\rightarrow$ frecuencia de ganancia unidad
(*unity gain crossover frequency*)

$$f_1 \Leftrightarrow A_{VOL} = 1$$

■ Diagrama de Bode

- Un **Diagrama de Bode** es una representación gráfica que sirve para caracterizar la respuesta en frecuencia de un sistema. Normalmente consta de dos gráficas separadas, una que corresponde a la **magnitud** y otra a la **fase**.
- Es muy útil para representar la respuesta en frecuencia de un amplificador al permitir, en un reducido espacio, representar un **amplio espectro de frecuencias** y utilizar rectas **asintóticas** para su caracterización.
- En un diagrama de Bode:
 - La magnitud (ganancia) se expresa en **decibelios (dB)** como
$$A_V(\text{dB}) = 20 \cdot \log_{10}(|A_V|)$$
 - Y la frecuencia en escala logarítmica.

Respuesta en frecuencia del $\mu A741$ (Diagrama de Bode)



■ Producto Ganancia-Ancho de banda

- En un OA, la ganancia en **lazo abierto** o A_{VOL} tiene una limitación frecuencial fijada por la frecuencia de corte superior (f_{CS}). En la mayoría de los OAs, la A_{VOL} empieza a caer a muy baja frecuencia (≈ 5 Hz para el $\mu A741$ o ≈ 27 Hz para el TL081).
- Cuando el OA opera con realimentación negativa (o **lazo cerrado**), la frecuencia de corte superior (f_S) del amplificador está condicionada por la **ganancia de ruido** o A_N .
- En los amplificadores realimentados, **el producto ganancia ancho de banda** (*Gain-Bandwidth product* o GBW o GB o GBP) es una **constante**, definida como

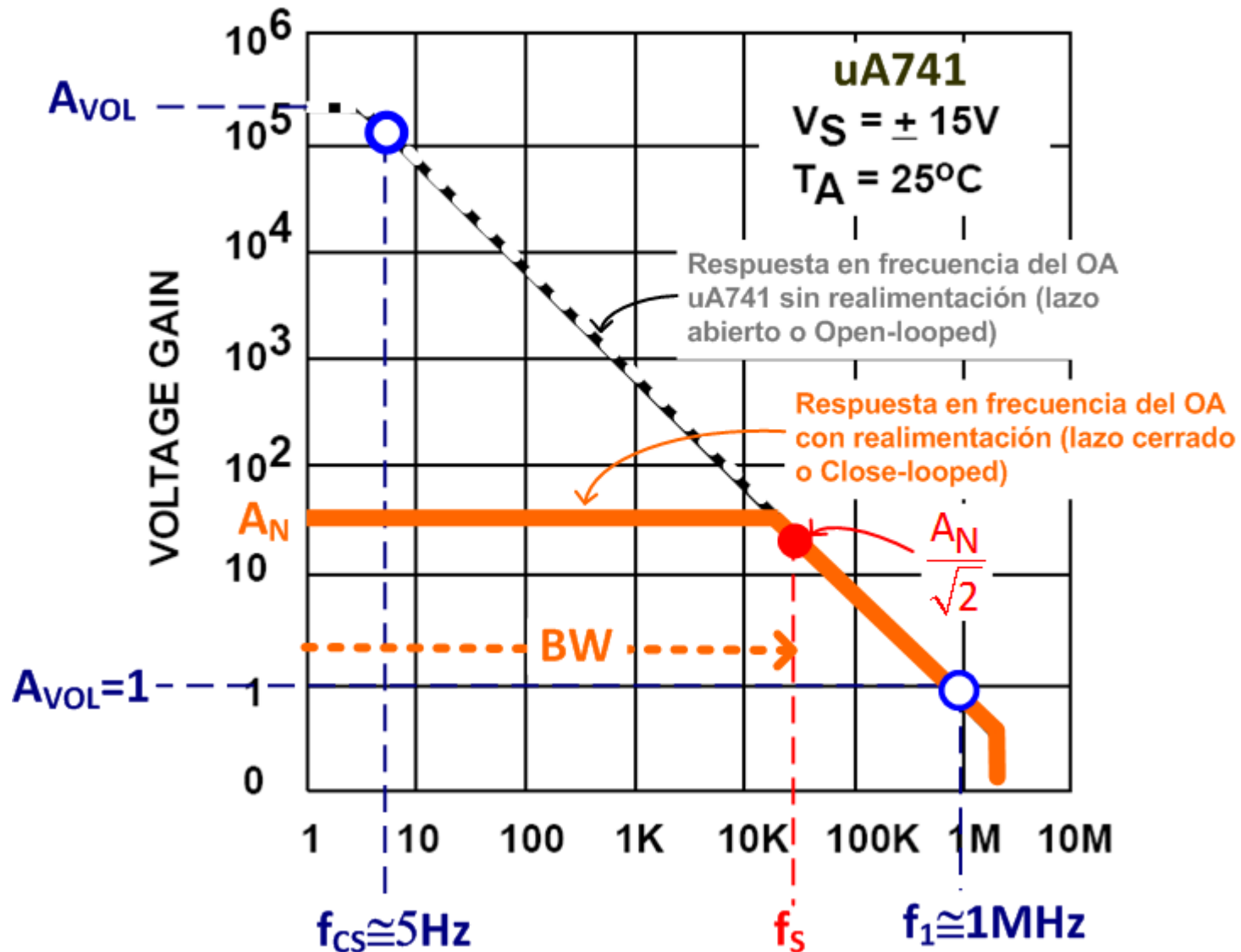
$$GBW = A_{VOL} \cdot f_{CS} = A_N \cdot f_S = f_1$$

donde f_1 es la frecuencia de ganancia unidad.

El $\mu A741$ tiene una $A_{VOL} = 200 \cdot 10^3$, $f_{CS} = 5$ Hz y $f_1 = 1$ MHz, de forma que se cumple

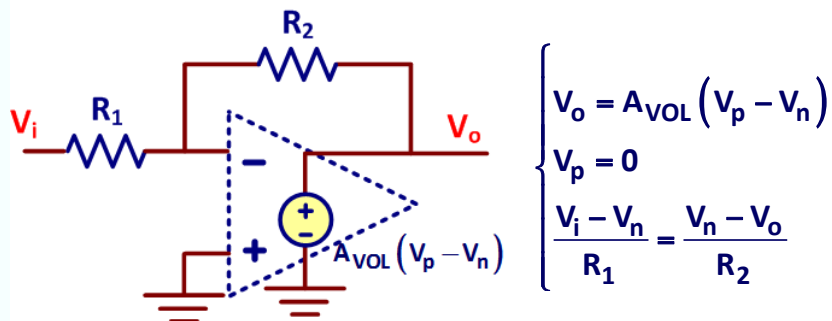
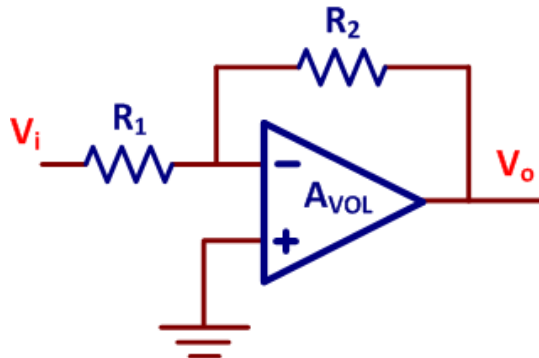
$$A_{VOL} \cdot f_{CS} = 200 \cdot 10^3 \cdot 5 \text{ Hz} = f_1 = 1 \text{ MHz}$$

■ Respuesta en frecuencia en lazo cerrado (close-looped)



■ Concepto de ganancia de ruido

Amplificador inversor

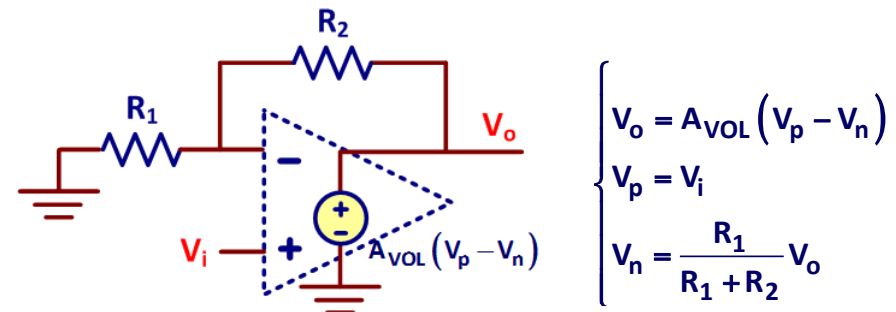
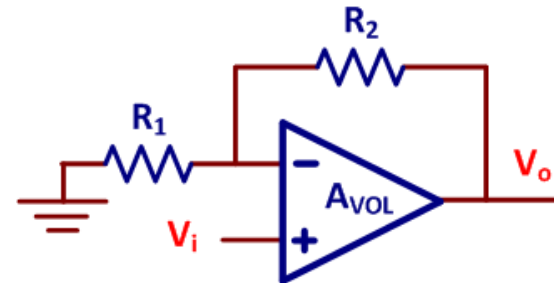


$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{\beta A_{VOL}}{1 + \beta A_{VOL}}$$

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

$$A_V(\text{ideal}) = \lim_{A_{VOL} \rightarrow \infty} \left(-\frac{R_2}{R_1} \frac{\beta A_{VOL}}{1 + \beta A_{VOL}} \right) = -\frac{R_2}{R_1}$$

Amplificador no-inversor



$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_{VOL}}{1 + \beta A_{VOL}}$$

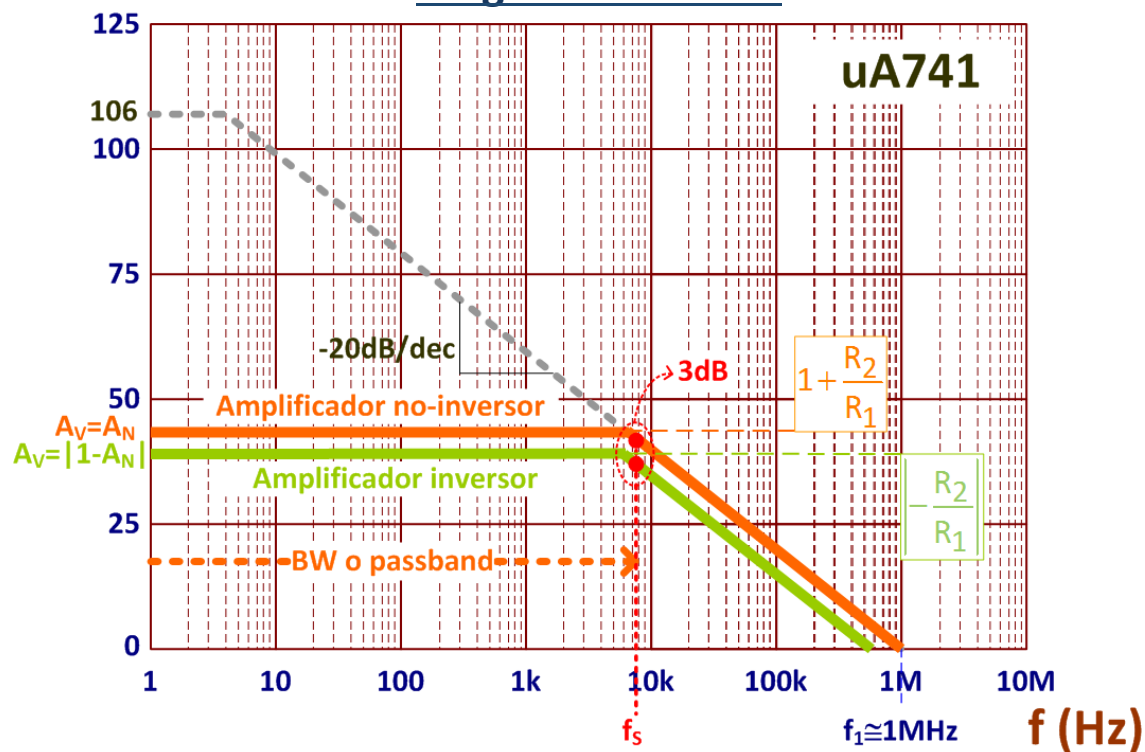
$$A_V(\text{ideal}) = \lim_{A_{VOL} \rightarrow \infty} \left(\frac{A_{VOL}}{1 + \beta A_{VOL}} \right) = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

- Se denomina **ganancia de ruido** o A_N como

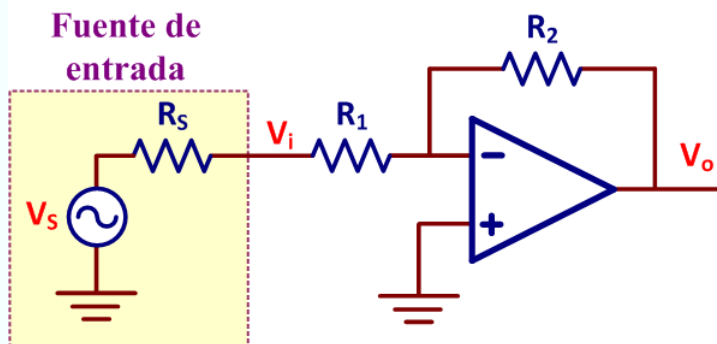
$$A_N = \frac{1}{\beta} = \frac{V_o}{V_n} \bigg|_{V_i=0} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$A_V(\text{dB})$

Diagrama de Bode

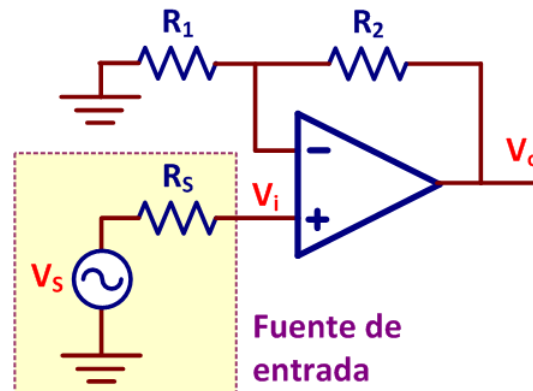


➤ Casos prácticos



$$A_N = \frac{V_o}{V_n} = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_s}$$

Prob A.II.7.A.(1)



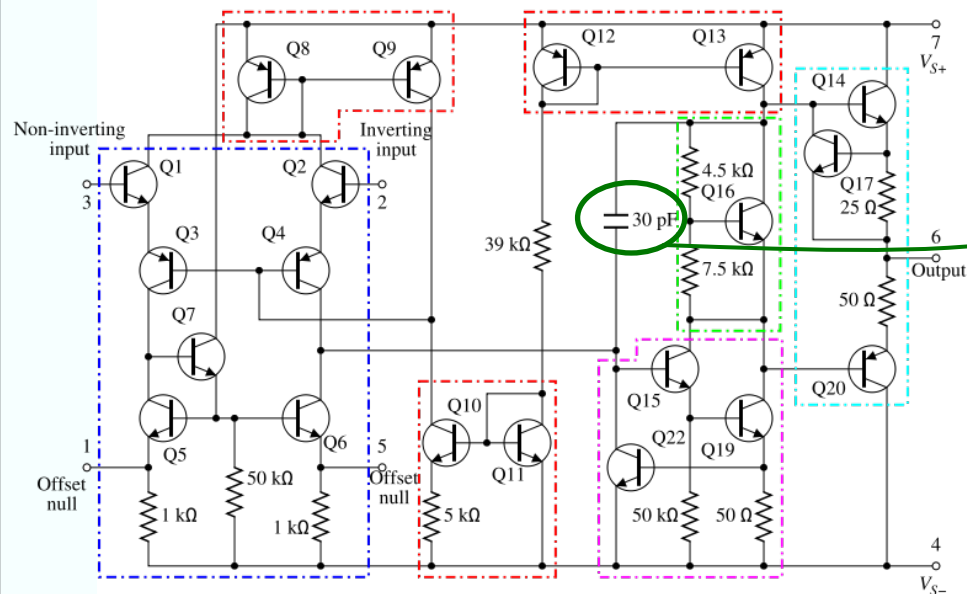
$$A_N = \frac{V_o}{V_n} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Prob A.II.7.B.(1)

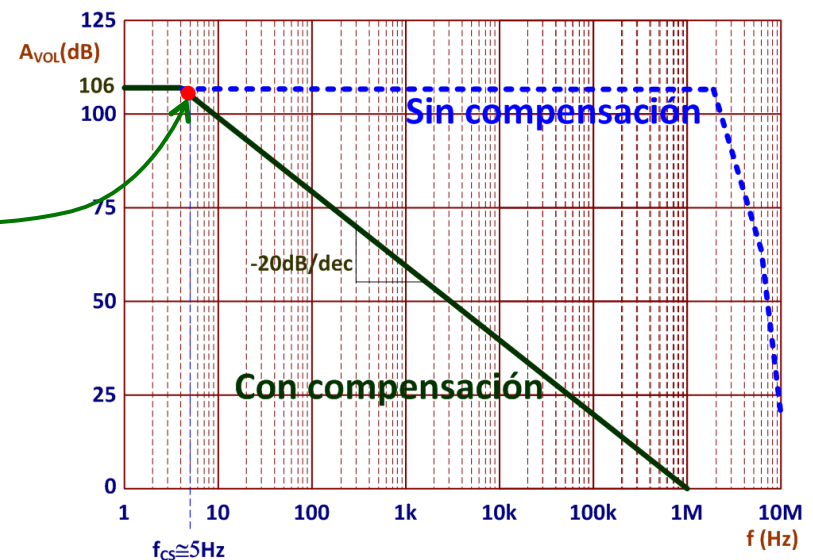


■ Compensación con polo dominante

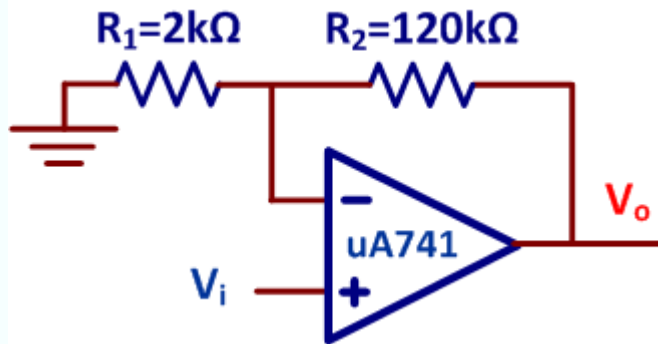
- El método por compensación de polo dominante consiste en añadir un polo adicional en la ganancia en lazo abierto mediante un condensador para lograr un desplazamiento máximo de fase de -90° y asegurar la estabilidad del OA.
- El OA 741 tiene un condensador interno de 30pF que introduce un polo a $\approx 5\text{Hz}$: compensación interna mediante polo dominante.



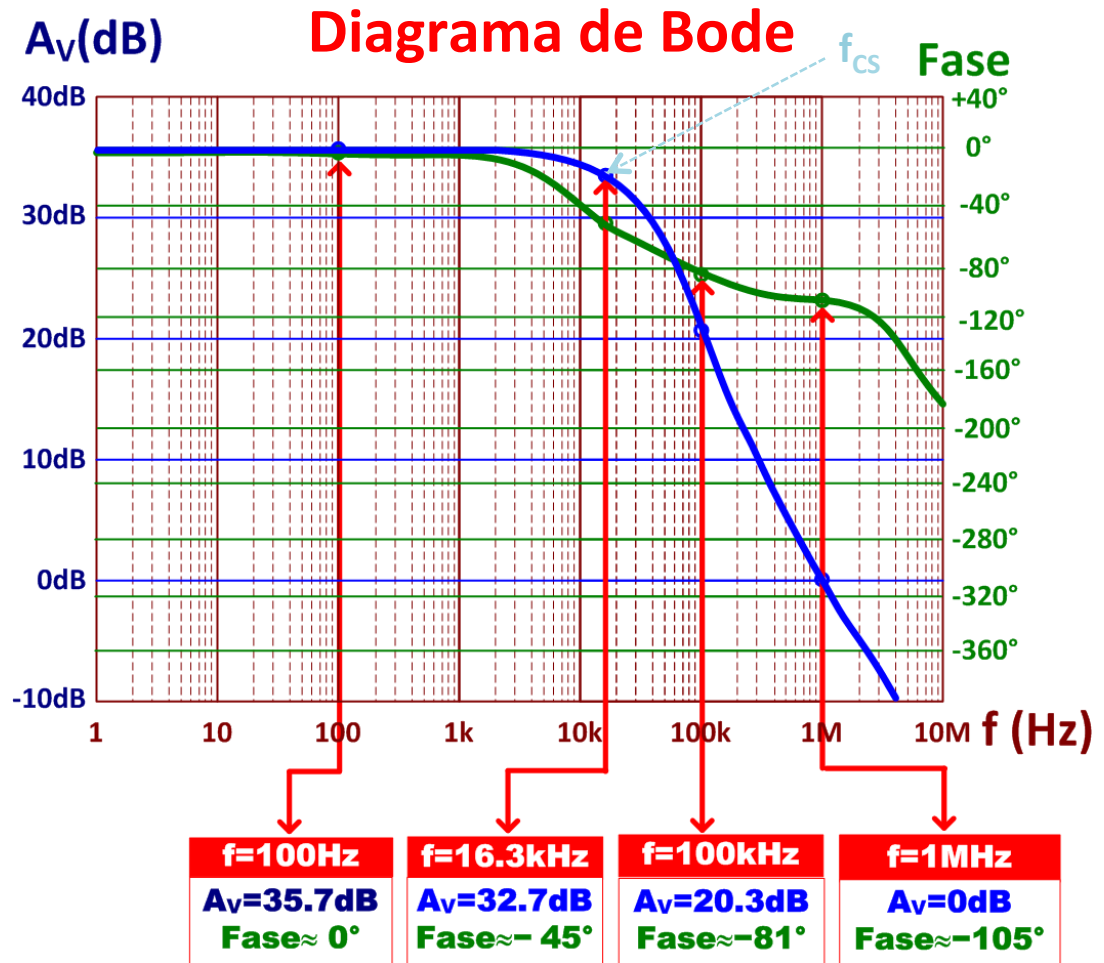
Commons License ©Daniel Braun



■ Interpretación del diagrama de Bode



¿Cuál sería la respuesta de este circuito a una señal de entrada de 100mV de amplitud y de frecuencia: 100Hz, 16.3kHz, 100kHz y 1MHz?



$$f=100\text{Hz}$$

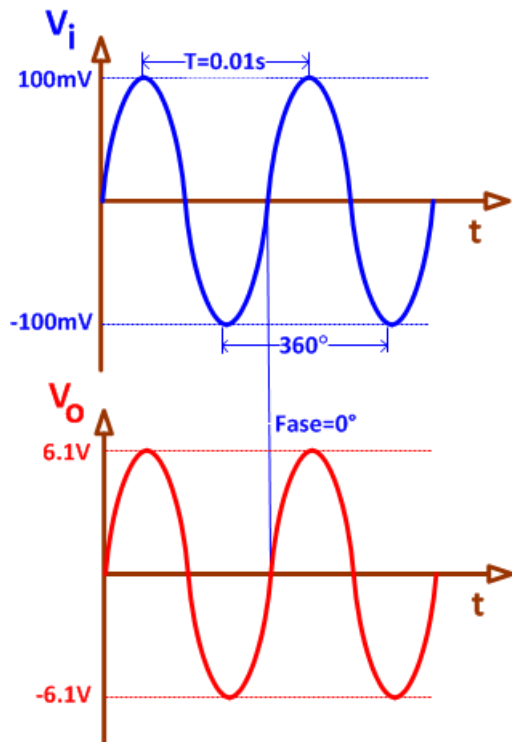
$$A_v=35.7\text{dB}$$

$$\text{Fase} \approx 0^\circ$$

$$T = 1 / 100\text{Hz} = 0.01\text{s}$$

$$A_v = 35.7\text{dB} \Rightarrow 61$$

$$V_o = A_v \cdot V_i = 61 \cdot 100\text{mV} = 6.1\text{V}$$



$$f=16.3\text{kHz}$$

$$A_v=32.7\text{dB}$$

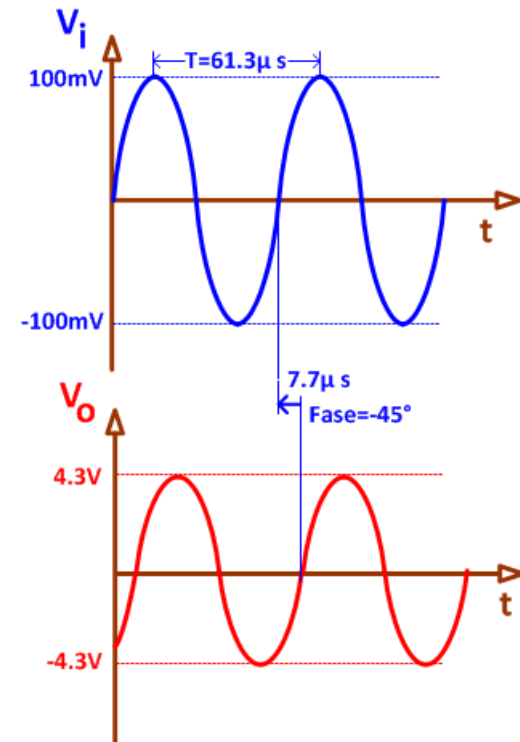
$$\text{Fase} \approx -45^\circ$$

$$T = 1 / 16.3\text{kHz} = 61.3\mu\text{s}$$

$$\text{Fase} = -45^\circ \Rightarrow \text{delay} = \frac{\text{Fase}}{360^\circ} T = -7.7\mu\text{s}$$

$$A_v = 32.7\text{dB} \Rightarrow 43.2$$

$$V_o = A_v \cdot V_i = 43.2 \cdot 100\text{mV} \approx 4.3\text{V}$$



$$f=100\text{kHz}$$

$$A_v=20.3\text{dB}$$

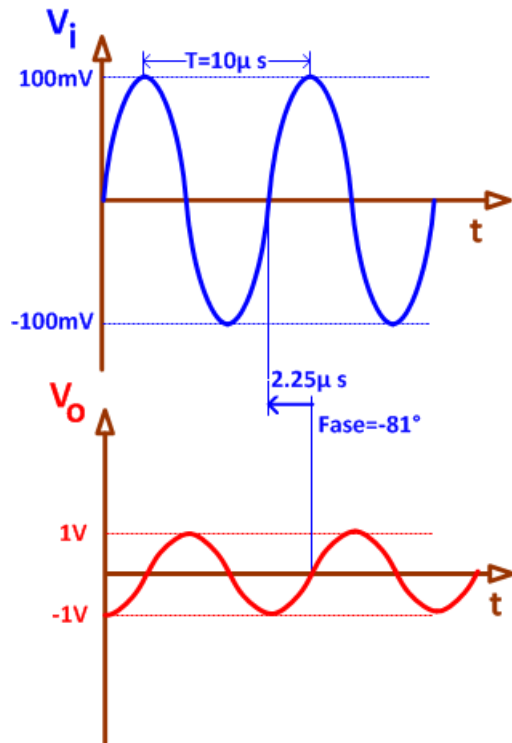
$$\text{Fase} \approx -81^\circ$$

$$T = 1 / 100\text{kHz} = 10\mu\text{s}$$

$$\text{Fase} = -81^\circ \Rightarrow \text{delay} = \frac{\text{Fase}}{360^\circ} T = -2.25\mu\text{s}$$

$$A_v = 20.3\text{db} \Rightarrow 10.3$$

$$V_o = A_v \cdot V_i = 10.3 \cdot 100\text{mV} \approx 1\text{V}$$



$$f=1\text{MHz}$$

$$A_v=0\text{dB}$$

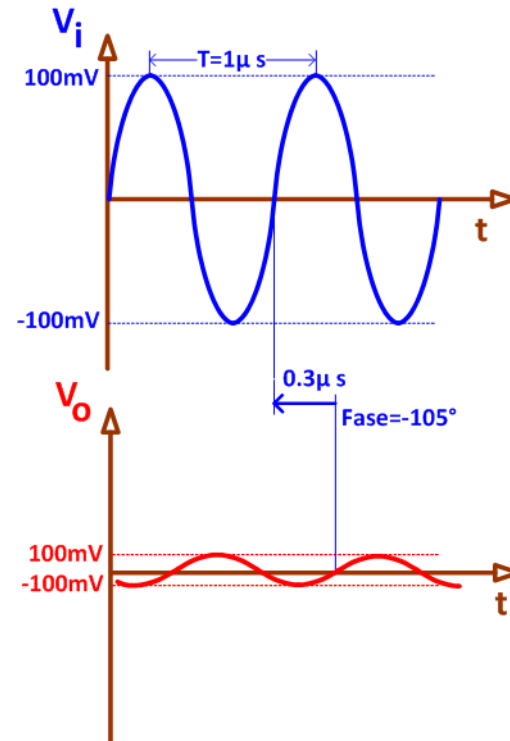
$$\text{Fase} \approx -105^\circ$$

$$T = 1 / 1\text{MHz} = 1\mu\text{s}$$

$$\text{Fase} = -105^\circ \Rightarrow \text{delay} = \frac{\text{Fase}}{360^\circ} T \approx -0.3\mu\text{s}$$

$$A_v = 0\text{db} \Rightarrow 1$$

$$V_o = A_v \cdot V_i = 1 \cdot 100\text{mV} = 100\text{mV}$$

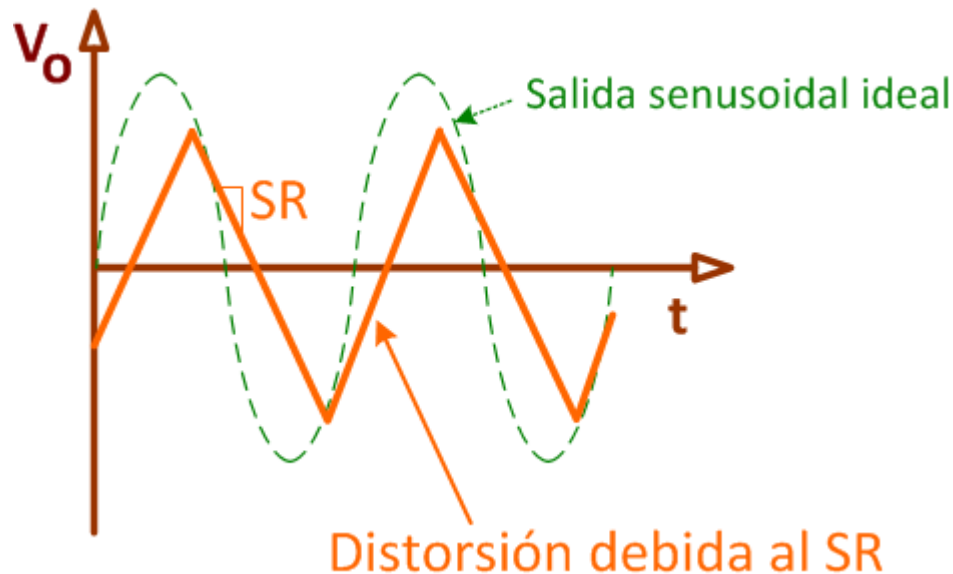


Slew-Rate

- El **Slew-Rate** (SR) de un amplificador se define como la máxima variación de la tensión de salida con el tiempo.

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t}$$

- Se especifica en **V/μs**



Prob A.II.7.A.(2)

LTspice IV

Prob A.II.7.B.(2)

LTspice IV

- La **ancho de banda de potencia** (BW_p) define la máxima frecuencia a la cual la señal de salida sinusoidal pueda cambiar sin producir distorsión.
- El (BW_p) se determina a partir de una amplitud de salida deseada y el SR de forma que

$$BW_p = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot V_o(\text{máx})}$$

- Por ejemplo, si $V_o(\text{máx})=10V$ y $SR=0.5V/\mu s$, entonces el BW_p vale

$$BW_p = \frac{0.5V / 10^{-6}s}{2 \cdot \pi \cdot 10V} \cong 8KHz$$

Esto significa que si la frecuencia de operación es mayor que 8kHz se producirá distorsión a la salida debido al SR.

¿ Qué limita la frecuencia máxima de operación de un OA?

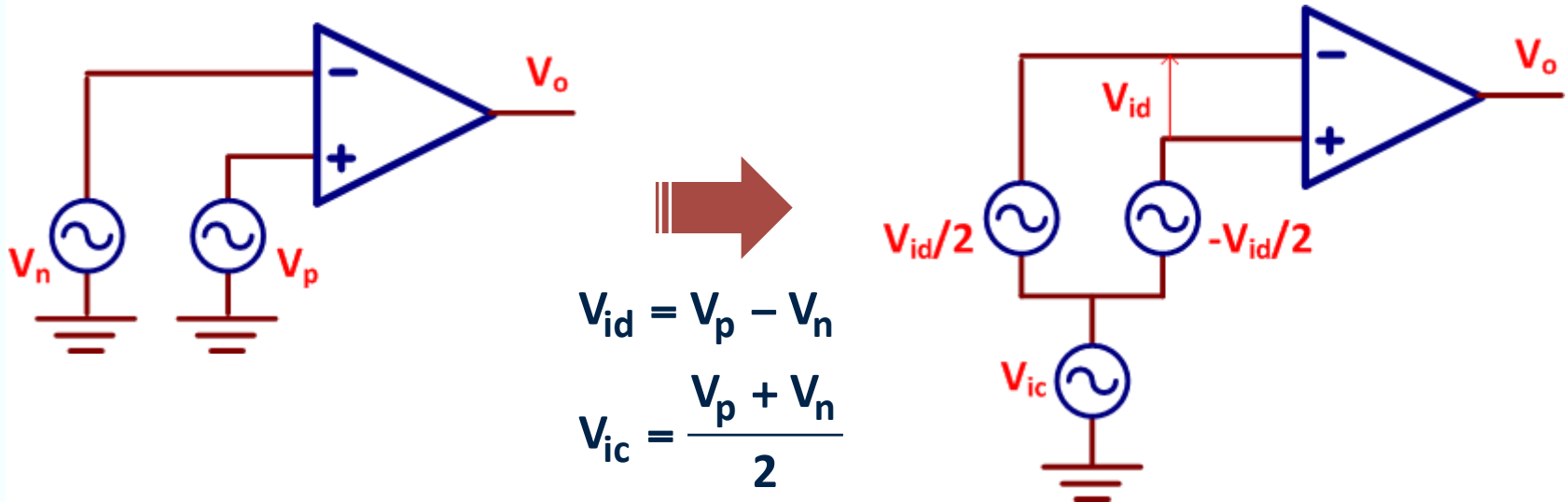
- Limita el ancho de banda si $f_s < BW_p$
- Limita el SR si $BW_p < f_s$
- Ambas limitaciones coinciden cuando $BW_p = f_s$, es decir,

$$BW_p = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot V_o(\text{máx})} = f_s = \frac{f_1}{A_N}$$

Prob A.II.7.A.(3)

Prob A.II.7.B.(3)

Relación de rechazo en modo común (CMRR)



$$V_o = A_{dm} V_{id} + A_{cm} V_{ic} \Rightarrow \begin{cases} A_{dm} \text{ es la ganancia en modo diferencial } (A_{VOL}) \\ A_{cm} \text{ es la ganancia en modo común} \end{cases}$$

- Se define la Relación de Rechazo en Modo Común (RRMC) o *Common-Mode Rejection Ratio* (CMRR) como

$$\text{CMRR} = \frac{A_{dm}}{A_{cm}}$$

- Es más común expresar el CMRR en dB

$$\text{CMRR(dB)} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right)$$

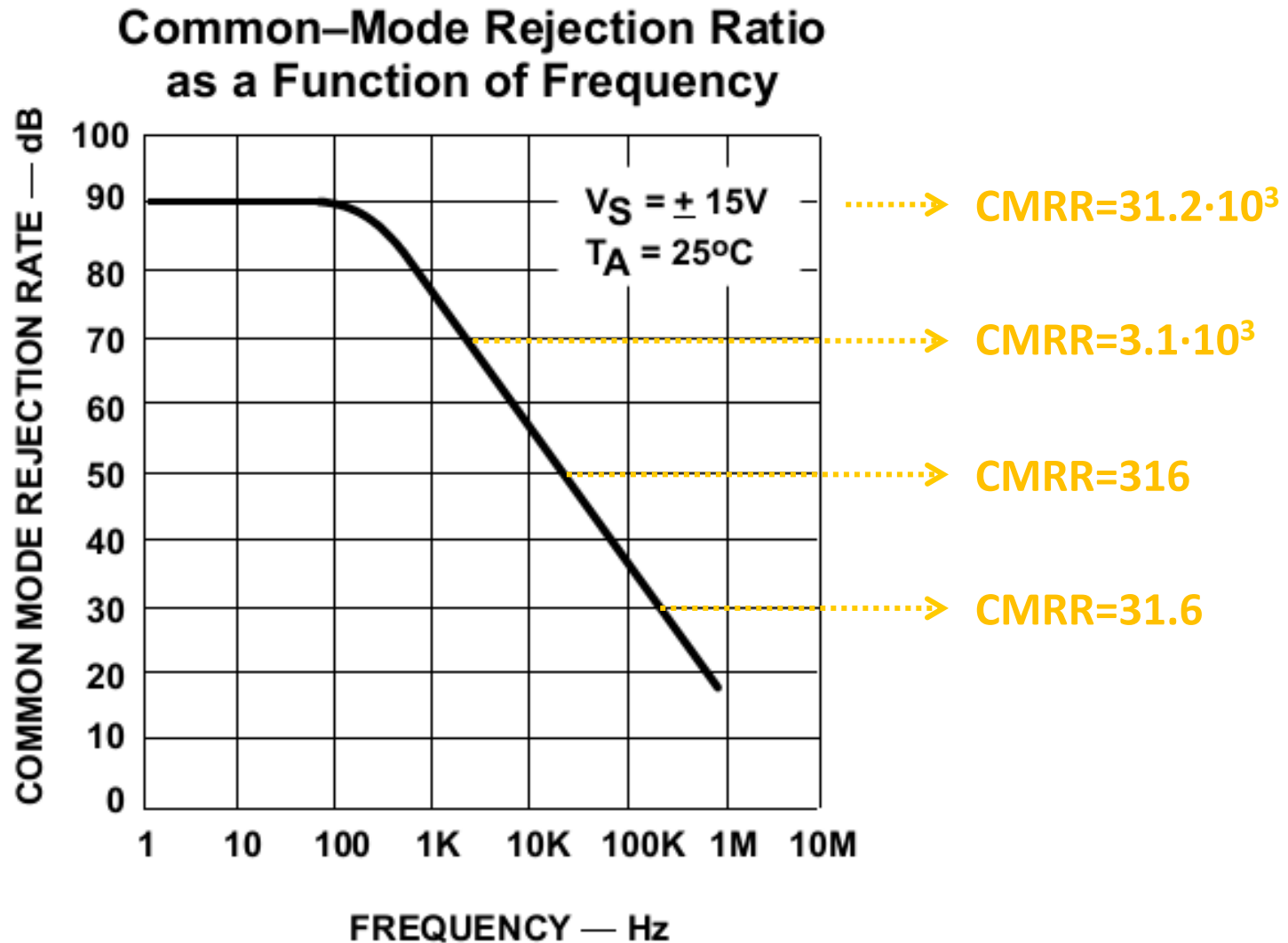
- CMRR ideal

$$\text{CMRR}_{\text{Ideal-OA}} = \frac{A_{dm} \rightarrow \infty}{A_{cm} \rightarrow 0} = \infty$$

Por ejemplo, el uA741 tiene $A_{dm}=A_{VOL}=200 \cdot 10^3$ y un $\text{CMRR}=90\text{dB}$.

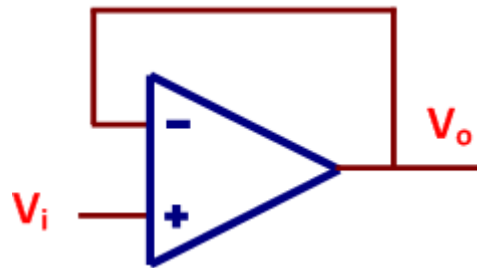
$$A_{cm} = \frac{A_{dm}}{\frac{\text{CMRR(dB)}}{10^{\frac{20}{20}}}} = \frac{200 \cdot 10^3}{\frac{90}{10^{\frac{20}{20}}}} = 6.32$$

➤ Respuesta en frecuencia del CMRR



❑ Casos prácticos

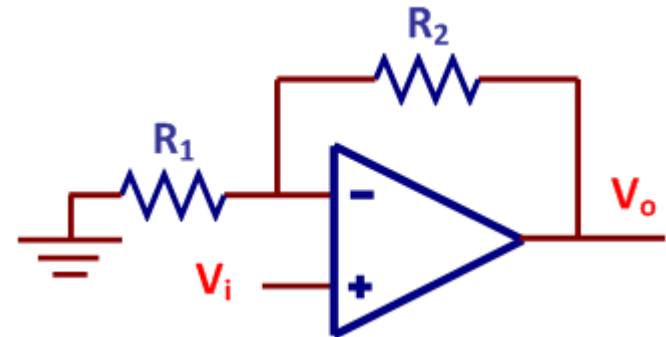
- El CMRR produce un error a la salida



Seguidor de emisor

efecto CMRR
64748

$$V_o = \left(1 \pm \frac{1}{\text{CMRR}(\text{lin})}\right) V_i$$



Amplificador no-inversor

efecto CMRR
64748

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 \pm \frac{1}{\text{CMRR}(\text{lin})}\right) V_i$$

Prob A.II.12

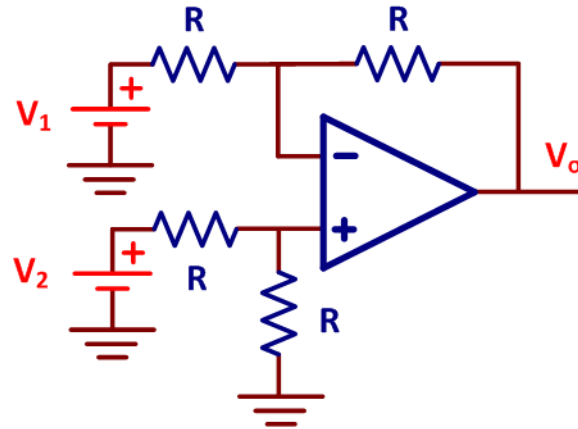
¿Tiene efecto el CMRR en la configuración inversora?

□ Ejemplo práctico: Efecto del CMRR

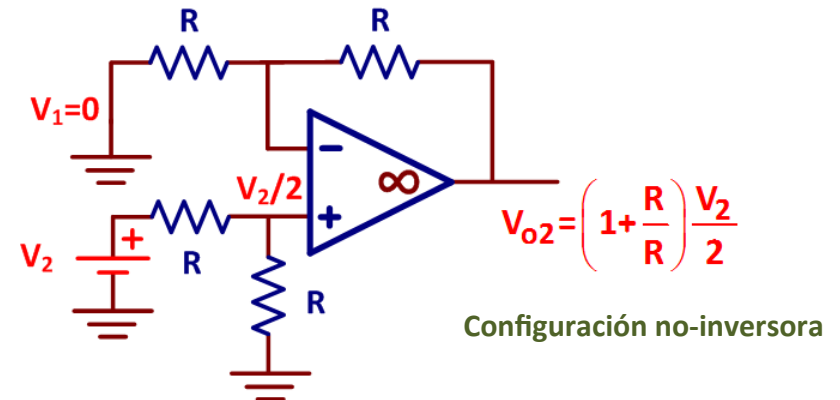
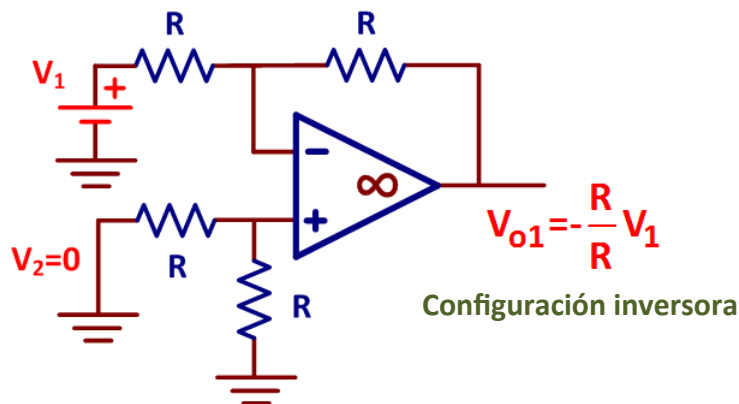
$$V_1 = 5V$$

$$V_2 = 5.001V$$

$$\text{CMRR} = 60\text{dB}$$

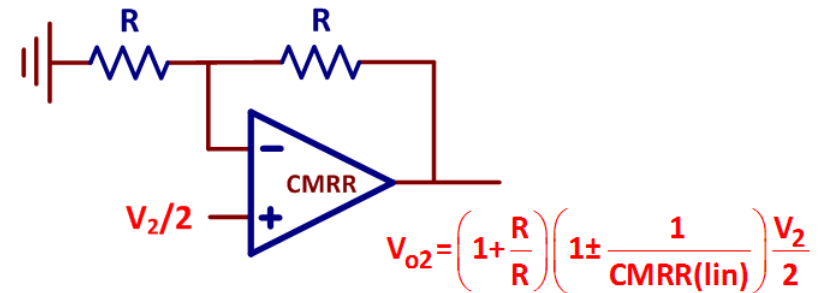
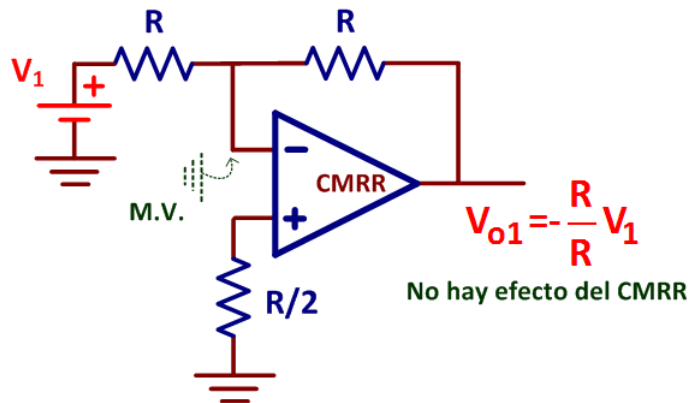


➤ Ideal CMRR = ∞



Aplicando superposición: $V_o = V_{o1} + V_{o2} = -\frac{R}{R} V_1 + \left(1 + \frac{R}{R}\right) \frac{V_2}{2} = V_2 - V_1 = 1\text{mV}$

➤ CMRR=60dB o 1000



Aplicando superposición:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = -\frac{R}{R} V_{i1} + \left(1 + \frac{R}{R}\right) \left(1 \pm \frac{1}{\text{CMRR}(\text{lin})}\right) \frac{V_2}{2} = (1 \pm 5) \text{mV} = \begin{cases} (+) 6\text{mV} \\ (-) -4\text{mV} \end{cases}$$

CMRR = ∞

CMRR=60dB
CMRR(lin)=1000

$$V_o(\text{CMRR} = \infty) \ll V_o(\text{CMRR} = 60\text{dB})$$

Prob A.II.14

Ejemplos de OAs

Device	LM741C	LF351	OP-07	LH0003	AD549K
Tecnología	BJT	BiFET	BJT	Hybrid BJT	BiFET
A_{VOL}	200 k	100 k	400 k	40 k	100 k
r_i	2 M Ω	$10^{12} \Omega$	80 M Ω	100 k Ω	$10^{13} \Omega$ 1 pF
r_o	50 Ω	30 Ω	60 Ω	50 Ω	~100 Ω
SR	0.5 V/ μ s	16 V/ μ s	0.3 V/ μ s	70 V/ μ s	3 V/ μ s
f_1	1MHz	4MHz	0.4MHz	10MHz	1MHz
CMRR	90 dB	86 dB	110 dB	90 dB	90 dB
I_B	80nA	5nA	0.7nA	0.4 μ A	75fA
I_{OS}	20nA	20pA	0.3nA	0.02 μ A	30fA
V_{OS}	1mV	3mV	10 μ V	0.4mV	0.15mV

LM741C. National Semiconductor. General purpose.

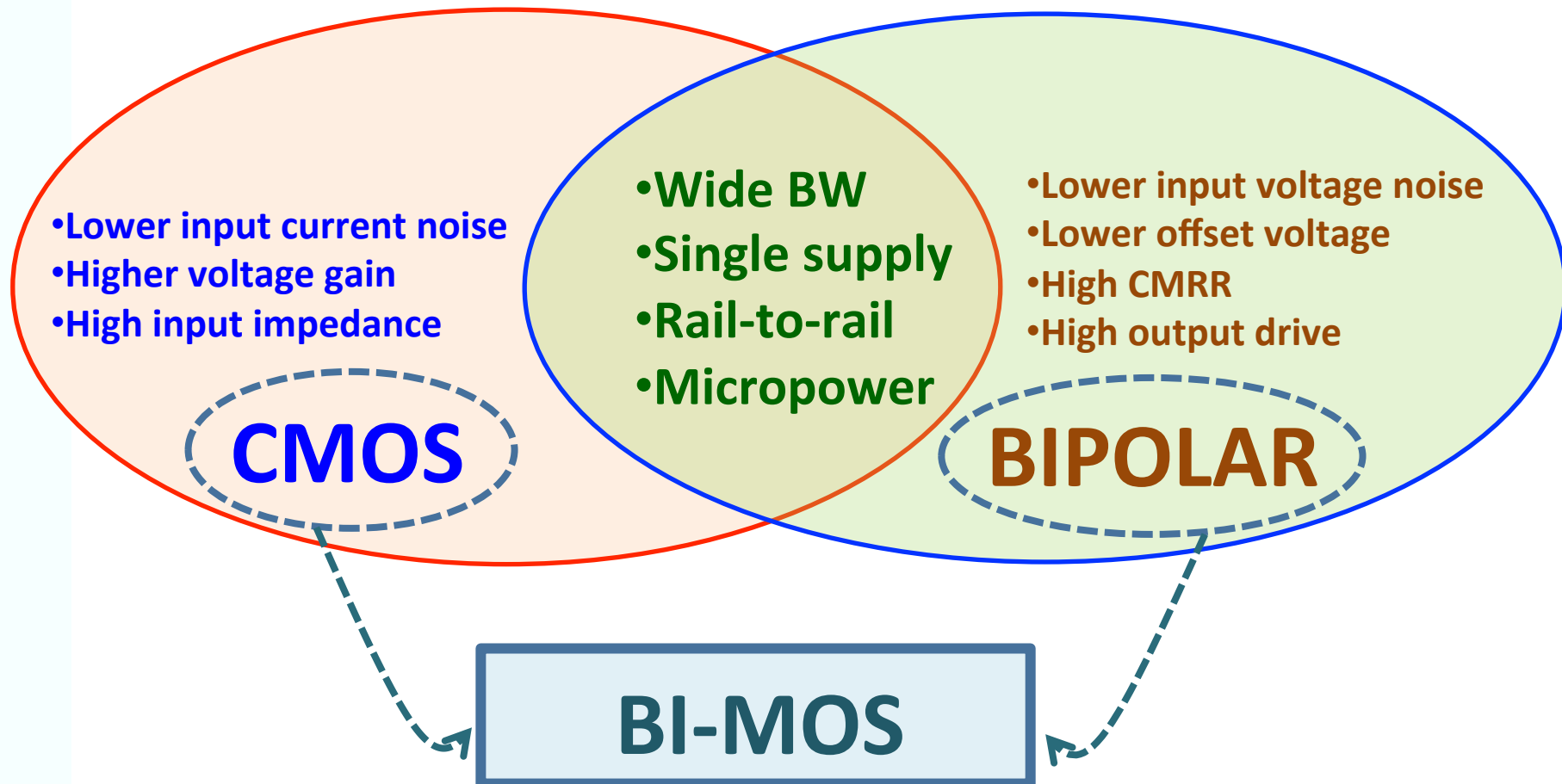
LF351. National Semiconductor. Wide bandwidth.

OP-07. National Semiconductor. Low Offset, Low Drift Operational Amplifier.

LH0003. National Semiconductor. Wide Bandwidth. High SR.

AD549K. Analog Devices. Ultralow Input Bias Current.

Elegir la tecnología: CMOS versus Bipolar



Direcciones WEB interesantes

- Un texto muy completo de 464 páginas en inglés sobre OAs: <http://focus.ti.com/lit/an/slod006b/slod006b.pdf>
- Un buen conjunto de esquemas sobre aplicaciones del OA
<http://www.national.com/an/AN/AN-31.pdf>
- Una breve historia sobre los OAs escrita por T. H. Lee
<http://www.calvin.edu/~pribeiro/courses/engr332/Handouts/ho18opamp.pdf>
- Páginas Web en Internet donde almacenan multitud de *datasheet* clasificados por fabricante y tipo de componentes, que pueden ser descargadas gratuitamente:
www.datasheetarchive.com
www.alldatasheet.com
www.datasheetcatalog.com
www.datasheet4u.com
- Datasheet del OA uA741
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/ua741.pdf>
- Datasheet del OA TL081/2/4
http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/T/L/0/8/TL081.shtml