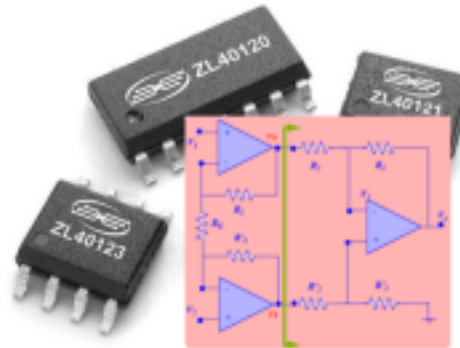




Electrónica Analógica

Capítulo 6: **Amplificadores Operacionales reales.**





- ❑ Material de estudio:
 - Sedra-Smith, capítulo 2, secciones:
 - *De 2.1 a 2.6; y 2.9*
 - Malik, capítulo 2, secciones:
 - *De 2.2 a 2.3.4; de 2.5.1 a 2.5.10; y 2.6*
 - Hambley, capítulo 2.
- ❑ Gráficas extraídas de los textos y secciones detallados.



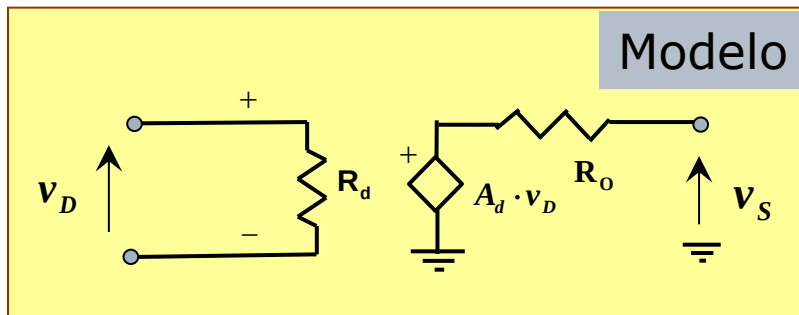
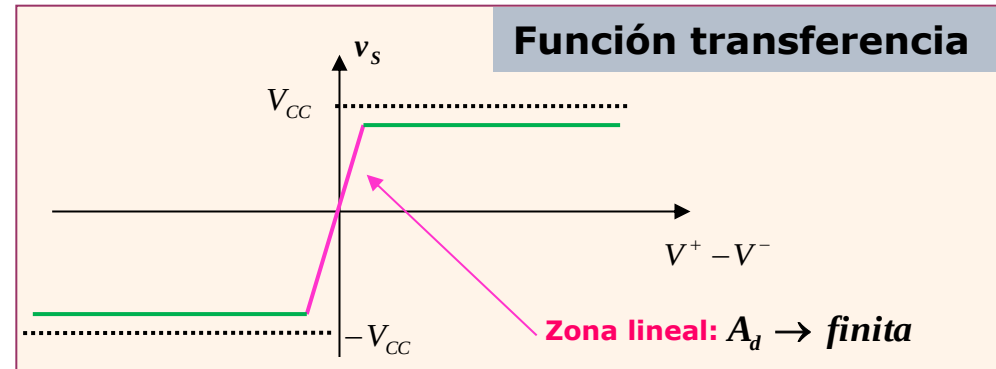
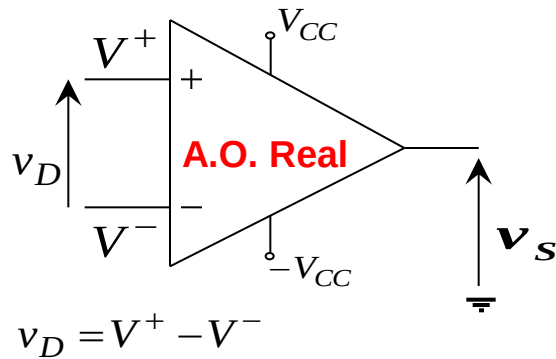
Sección 2: El A.O. real



1. Introducción.
 - Diferencias entre el AO ideal y el AO real
Ejemplo: el 741
2. Parámetros reales:
 - Ganancia e impedancias terminales no ideales
 - Modelado del CMRR
3. Desviaciones en continua.
 - Tensiones de offset. Corrientes de polarización
4. Límites de funcionamiento.
 - Tensiones, corrientes, potencias
 - Límites temporales y en frecuencia



1. A.O. real $\leftrightarrow$ ideal: diferencias principales.



$\begin{cases} A_d \rightarrow \text{Muy grande} \\ R_d \rightarrow \text{Muy grande} \\ R_o \rightarrow \text{Muy pequeña} \end{cases}$

	A_d	Z_e	Z_s	BW	$CMRR$	$ v_{Smax} $	i_{Smax}	i_E
Ideal	∞	∞	0	∞	∞	V_{cc}	Sin límite	0
Real	Muy grande	Muy grande	Muy Pequeña	Grande	Muy grande	$\leq V_{cc}$	Limitada	Muy pequeña



1. A.O. real: ejemplos. El 741

- ❑ Un ejemplo de AO real: el tipo **741**
 - De los primeros AO's comerciales, es un referente de estudio.



LM741

Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

August 2000

LM741 Operational Amplifier

output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

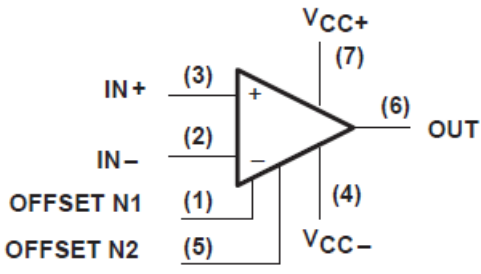
Features

Connection Diagrams

μA741M . . . JG PACKAGE
μA741C, μA741I . . . D, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

OFFSET N1	1	8	NC
IN-	2	7	V _{CC} +
IN+	3	6	OUT
V _{CC} -	4	5	OFFSET N2







1. A.O. real: ejemplos. El 741



□ **741**: hoja de datos (*data-sheet*)

- Muestra los valores típicos (*typ.*) de los parámetros reales y en algunos casos los peores valores (*max., min.*) de los mismos
- Aquí mostraremos, como referencia, la parte de la *data-sheet* que recoge los parámetros que estudiaremos en este tema:

$\mu A741, \mu A741Y$ GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

Detalles en las páginas:

17-20 →

21 →

22-26 →

22-26 →

27 →

PARAMETER		TEST CONDITIONS	$T_A^\dagger$	$\mu A741C$			$\mu A741I, \mu A741M$			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$	25°C		1	6		1	5	mV
			Full range			7.5			6	
$\Delta V_{IO(adj)}$	Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	25°C		± 15			± 15		mV
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$	25°C		20	200		20	200	nA
			Full range			300			500	
I_{IB}	Input bias current	$V_O = 0$	25°C		80	500		80	500	nA
			Full range			800			1500	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		25°C	± 12	± 13		± 12	± 13		V
			Full range	± 12			± 12			



1. A.O. real: ejemplos. El 741



□ **741**: hoja de datos (*data-sheet*)

- Observe las anotaciones finales, correspondientes a las condiciones de medida de los parámetros citados:

Detalles en las páginas:

28 →

10-12 →

13-14 →

15 →

16 →

29 →

27 y 29 →

27 →

V _{OM}	Maximum peak output voltage swing	R _L = 10 kΩ	25°C	±12	±14	±12	±14	V
		R _L ≥ 10 kΩ	Full range	±12		±12		
		R _L = 2 kΩ	25°C	±10	±13	±10	±13	
		R _L ≥ 2 kΩ	Full range	±10		±10		
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	R _L ≥ 2 kΩ	25°C	20	200	50	200	V/mV
		V _O = ±10 V	Full range	15		25		
r _i	Input resistance		25°C	0.3	2	0.3	2	MΩ
r _o	Output resistance	V _O = 0, See Note 5	25°C		75		75	Ω
C _i	Input capacitance		25°C		1.4		1.4	pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	V _{IC} = V _{ICRmin}	25°C	70	90	70	90	dB
			Full range	70		70		
k _{SVS}	Supply voltage sensitivity (ΔV _{IO} /ΔV _{CC})	V _{CC} = ±9 V to ±15 V	25°C		30 150		30 150	μV/V
			Full range		150		150	
I _{OS}	Short-circuit output current		25°C		±25 ±40		±25 ±40	mA
I _{CC}	Supply current	V _O = 0, No load	25°C		1.7 2.8		1.7 2.8	mA
			Full range		3.3		3.3	
P _D	Total power dissipation	V _O = 0, No load	25°C		50 85		50 85	mW
			Full range		100		100	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for the μA741C is 0°C to 70°C, the μA741I is -40°C to 85°C, and the μA741M is -55°C to 125°C.

NOTE 5: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.



1. A.O. real: ejemplos. El 741

- ❑ **741**: Respuesta temporal y frecuencial
 - Estos datos se dan de forma diversa: tablas, gráficas, etc.



LM741

www.ti.com

SNOSC25C – MAY 1998 – REVISED MARCH 2013

Electrical Characteristics⁽¹⁾ (continued)

Parameter	Test Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Transient Response Rise Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.25	0.8		0.3			0.3		μs
Bandwidth ⁽²⁾	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs

(2) Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time (μs).

Copyright © 1998–2013, Texas Instruments Incorporated

[Submit Documentation Feedback](#)

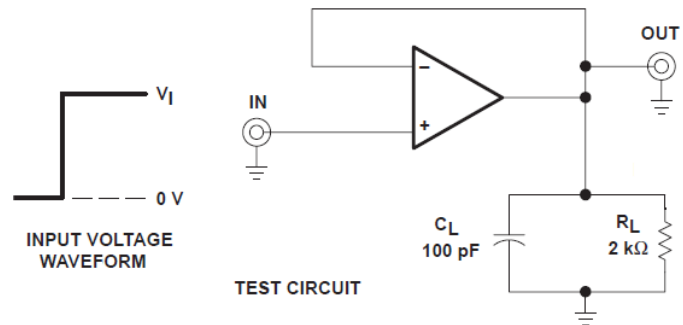
3

Detalles en las páginas:

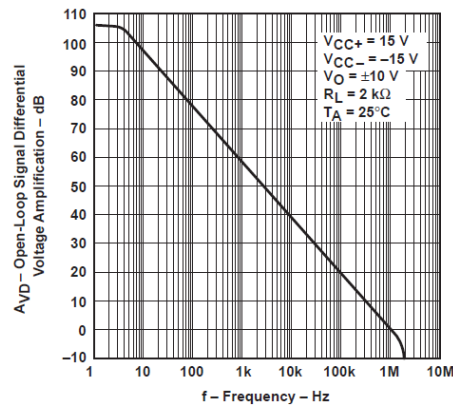
30-33 y 37 →
34-37 →

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1. Rise Time, Overshoot, and Slew Rate



Circuito de medida del Slew Rate



Respuesta en frecuencia del AO 741



1. Parámetros reales: efectos derivados.

- ❑ La suposición de '*ganancia infinita*' facilita el trabajo con el A.O.
 - En zona lineal, la entrada del AO es un **cortocircuito virtual**.
 - Otros parámetros ($Z_E \rightarrow \infty$, $Z_S = 0$, etc.) al ser ideales, también ayudan a trabajar con el AO y sus configuraciones básicas.
- ❑ Usando AO's reales ¿qué pasa con todos los estudios anteriores?
 - Estudiaremos los efectos individualizados por cada parámetro.
 - De ese estudio obtendremos **criterios** para poder trabajar con los AO's de forma sencilla y eficaz.
- ❑ A recordar:
 - En primera aproximación, las configuraciones con AO's reales se pueden analizar/diseñar considerando al AO como ideal.
 - Conociendo los parámetros reales podremos:
 - Determinar, en su caso, los **valores idóneos** para los componentes externos (por ejemplo, las R de ajuste de ganancias).
 - Conocer los **límites y rangos de funcionamiento** del circuito real.



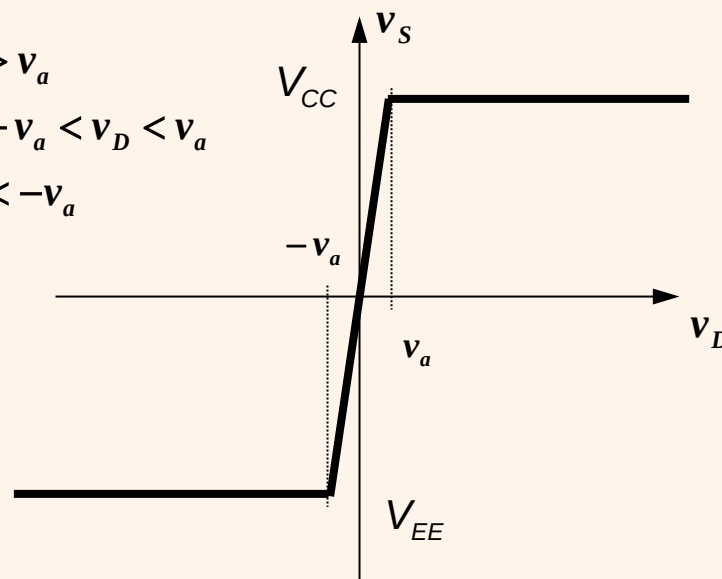
2. Ganancia diferencial finita



- ❑ Ganancia finita: A_d es muy grande pero acotada (distinta de ∞)
- ❑ Consecuencias:
 - Cambios en la Zona Lineal de la función de transferencia
 - Existe una *margen de entrada* (margen dinámico) para la tensión diferencial de entrada:

Función de transferencia.

$$v_S = \begin{cases} V_{CC} & \text{si } v_D > v_a \\ A_d \cdot v_D & \text{si } -v_a < v_D < v_a \\ V_{EE} & \text{si } v_D < -v_a \end{cases}$$



❑ Ejercicio:

- Supuesta una variación máxima de la tensión de salida del 741 de $\pm 10V$, ¿cuál sería el margen dinámico típico en su tensión de entrada?

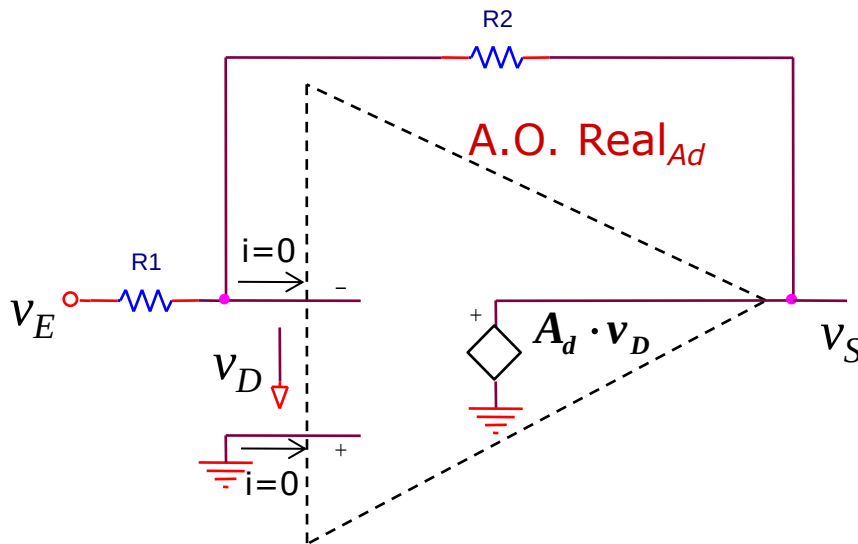


2. Efecto de la ganancia diferencial finita

- ❑ Con A_d finita, el cálculo de los circuitos con AO's se complica.
 - Ejemplo: obtención de la ganancia de tensión, (v_S/v_E) , de un AO real en configuración inversora.

Aunque se tiene Re- ya **no hay c.c. virtual**:

$$v^+ \neq v^-$$



4 ecuaciones y 4 incógnitas(v_S , v_D , v^+ , v^-)

$$\left. \begin{aligned} \frac{v_E - v^-}{R_1} + \frac{v_S - v^-}{R_2} &= 0 \\ v_S &= A_d \cdot v_D \\ v_D &= v^+ - v^- \\ v^+ &= 0 \end{aligned} \right\}$$

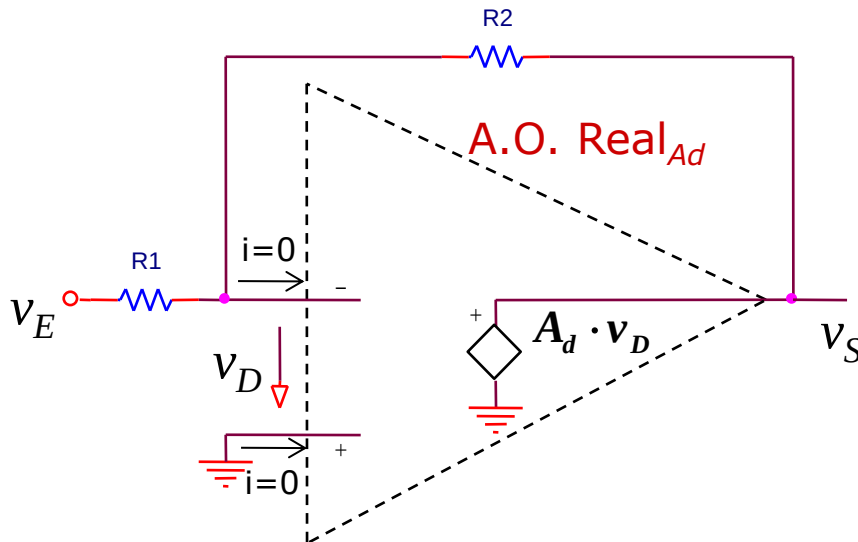
Ganancia real:

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_d}}$$



2. Efecto de la ganancia diferencial finita

- ❑ Sin embargo, bajo ciertas condiciones la **ganancia real** se puede aproximar a la **ideal**
 - Basta con cumplir una relación entre los valores de los resistores y la ganancia finita del operacional:



Ganancia real:

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_d}}$$

...si se cumpliera:

$$R_1 \gg \frac{R_1 + R_2}{A_d} \rightarrow A_d \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

...entonces se tiene:

Ganancia ideal →

$$\frac{v_S}{v_E} \approx \frac{-R_2}{R_1}$$

❑ Ejercicio. Para el 741:

- Teniendo en cuenta el 'caso peor' de A_d , justifique qué relación de resistores (R_2 y R_1) permite considerar la ganancia G_v ideal.

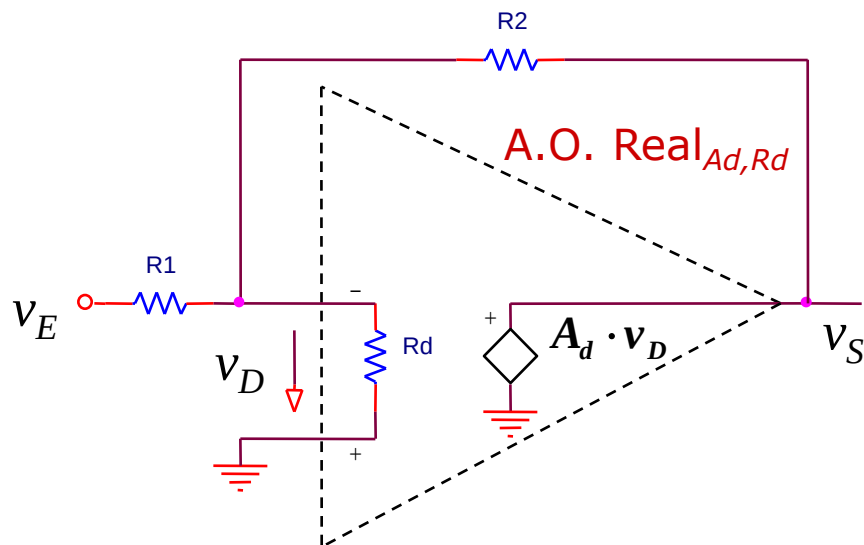


2. Impedancia de entrada finita



□ Su efecto sólo se hace patente con A_d finita.

- Ejemplo: efecto de la Z_E finita en la ganancia de tensión, (v_S/v_E) , de un AO real en configuración inversora.
- Al ser A_d finita, aunque Re- se tiene que: $v^+ \neq v^-$
- Además, habrá corriente por la Z_E finita $i^+ = -i^- \neq 0$



4 ecuaciones y 4 incógnitas(v_S , v_D , v^+ , v^-)

$$\left. \begin{aligned} \frac{v_E - v^-}{R_1} + \frac{v_S - v^-}{R_2} + \frac{v_D}{R_d} &= 0 \\ v_S &= A_d \cdot v_D \\ v_D &= v^+ - v^- \\ v^+ &= 0 \end{aligned} \right\}$$

Ganancia real:

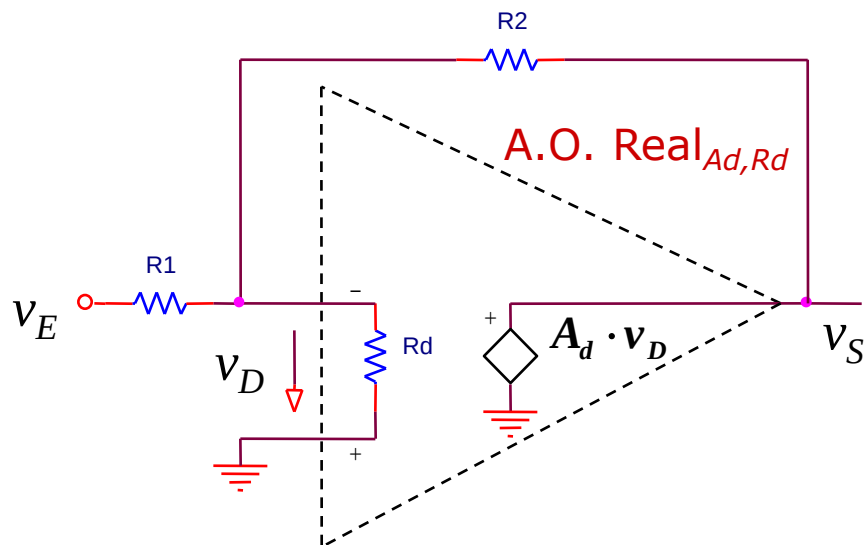
$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_d} + \frac{R_1 R_2}{R_d A_d}}$$



2. Impedancia de entrada finita



- ❑ Como antes, bajo ciertas condiciones *la ganancia **real** se puede aproximar a la **ideal***
 - Hay que cumplir una relación similar entre los valores de los resistores y la ganancia finita del operacional:



Ganancia real:

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_d} + \frac{R_1 R_2}{R_d A_d}}$$

...si se cumpliese:

$$R_1 \gg \left\{ \frac{R_1 + R_2}{A_d} + \frac{R_1 R_2}{R_d A_d} \right\} \quad A_d \gg \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_d}$$

...entonces se tiene:

Ganancia ideal ➔

$$\frac{v_S}{v_E} \approx \frac{-R_2}{R_1}$$



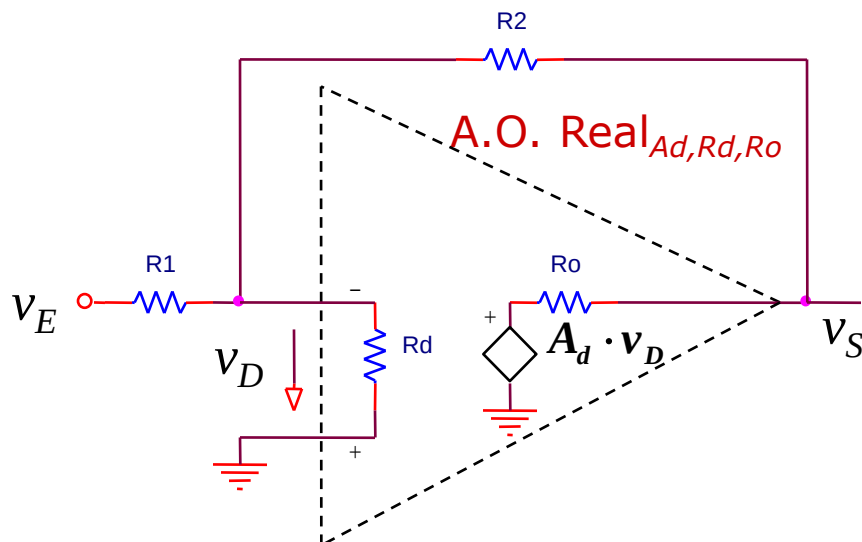
2. Impedancia de salida no-nula



- Las ecuaciones derivadas del circuito se complican aún más:

Ejemplo: obtener $G_V = (v_S / v_E)$

4 ecuaciones y 4 incógnitas(V_S , V_D , V^+ , V^-)



$$\left. \begin{aligned} \frac{v_E - v^-}{R_1} + \frac{v_S - v^-}{R_2} + \frac{v_D}{R_d} &= 0 \\ \frac{v^- - v_S}{R_2} + \frac{A_d \cdot v_D - v_S}{R_o} &= 0 \\ v_D &= v^+ - v^- \\ v^+ &= 0 \end{aligned} \right\}$$

- Comentarios:

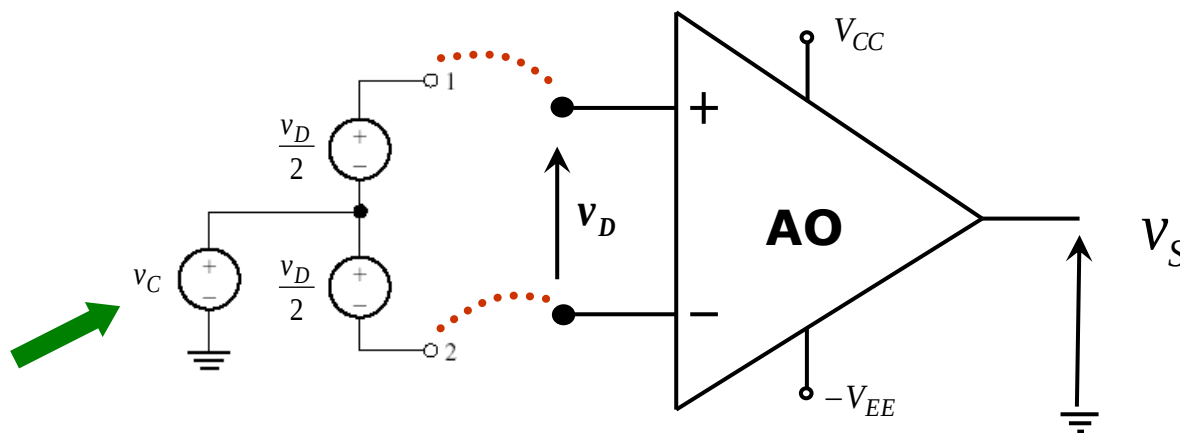
- El trabajo con el modelo completo del AO real se complica...
 - Además se tiene que el efecto de una R_o real es muy reducido.
- En un tema posterior (*Realimentación*) se estudiarán técnicas que modelan mejor los efectos derivados de A_d , R_d y R_o reales.



2. Modelado del CMRR



- ❑ El AO es un amplificador diferencial a todos los efectos
 - Tenemos dos modos de funcionamiento: diferencial y común
 - *El modo diferencial es el único considerado hasta ahora*
 - *El modo común se puede abordar usando un **modelo apropiado** que nos permita operar con el AO de forma sencilla pero correcta.*
 - *Estas técnicas, en su caso, se estudiarán en asignaturas posteriores*



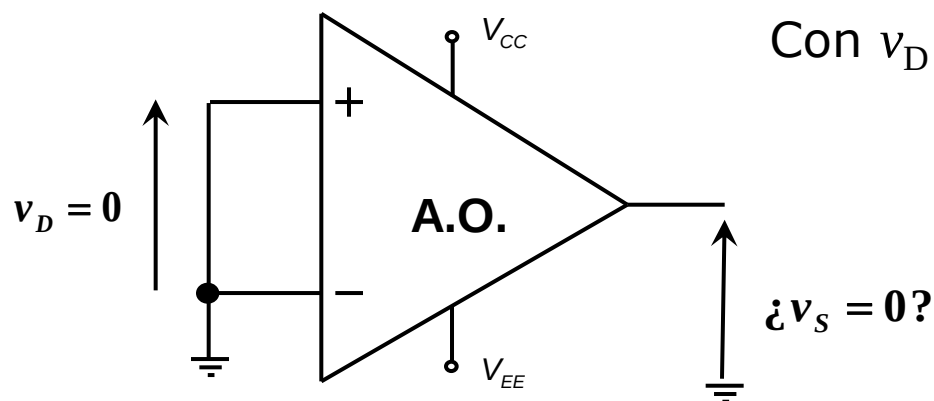
$$v_S = A_d \left(v_D + \frac{A_c}{A_d} v_C \right) = A_d \left(v_D + \frac{1}{CMRR} v_C \right)$$



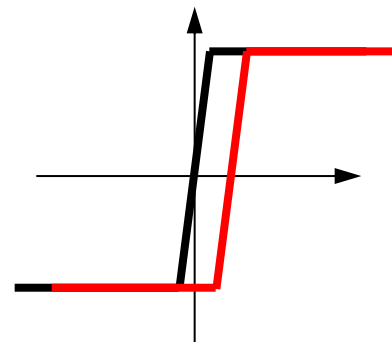
3. Desviaciones en DC: tensión de *offset*



- Tensión de desviación (*offset*): V_{IO}



Con $v_D = 0$, la salida debiera ser $v_S = 0$:



✗ Pero en la práctica, la salida se *desvía* del origen

➔ Este hecho se denomina error de *offset*

✓ V_{IO} es la tensión continua diferencial que habría que aplicar en la entrada del AO real para que la tensión de salida fuese cero.

- Para definirlo, se toma normalmente en la entrada (subíndice IO)
- Su valor (módulo, signo) depende de cada C.I., de la T^a , etc.
- Por tanto: no puede asegurarse que *siempre* valga lo mismo



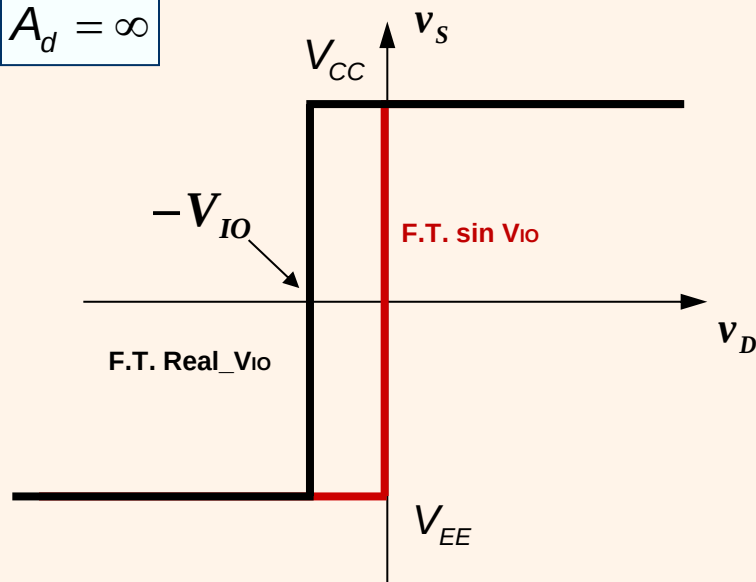
3. Tensión de *offset*



- ❑ Observación de la tensión de *offset* V_{IO} en la f. de transferencia:

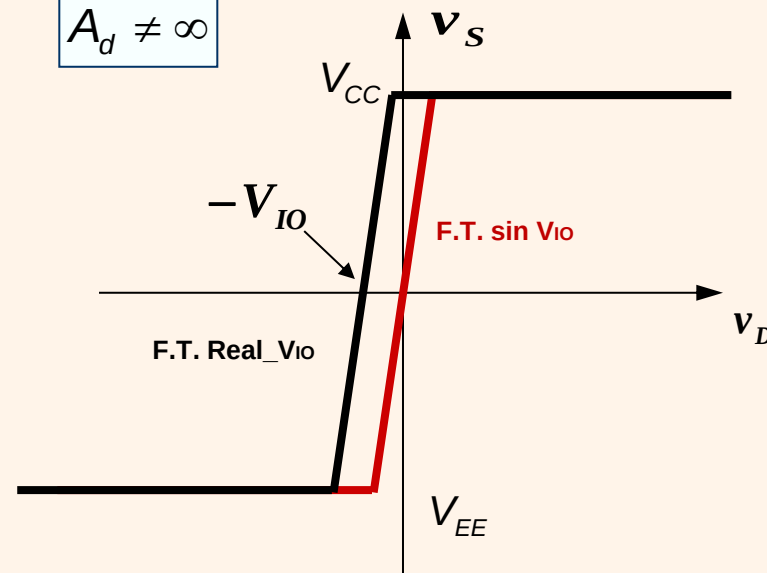
✓ F. de T. con ganancia infinita

$$A_d = \infty$$



✓ F. de T. con ganancia finita

$$A_d \neq \infty$$



- ❑ La tensión de *offset* es un *dato estadístico*:
 - El fabricante da valores típicos (*typ*) y máximos (*max*)
 - Su valor real sólo se puede conocer bajo medida



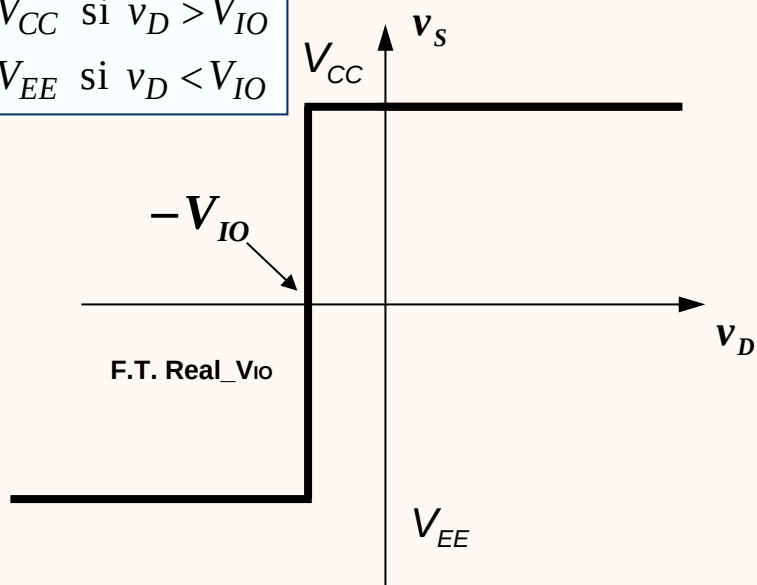
3. Tensión de *offset*: modelado



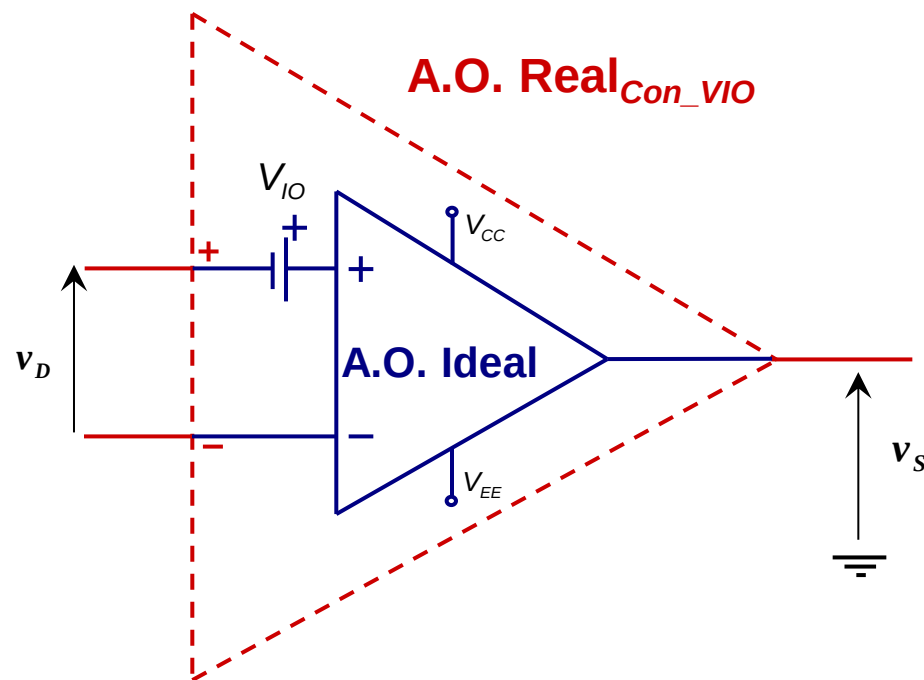
- ❑ Los errores o desviaciones se modelan fácilmente como generadores *externos* a un AO sin tal efecto.
 - En el caso de la tensión de *offset* se tiene:

✓ Función de transferencia.

$$v_S = \begin{cases} V_{CC} & \text{si } v_D > V_{IO} \\ V_{EE} & \text{si } v_D < V_{IO} \end{cases}$$



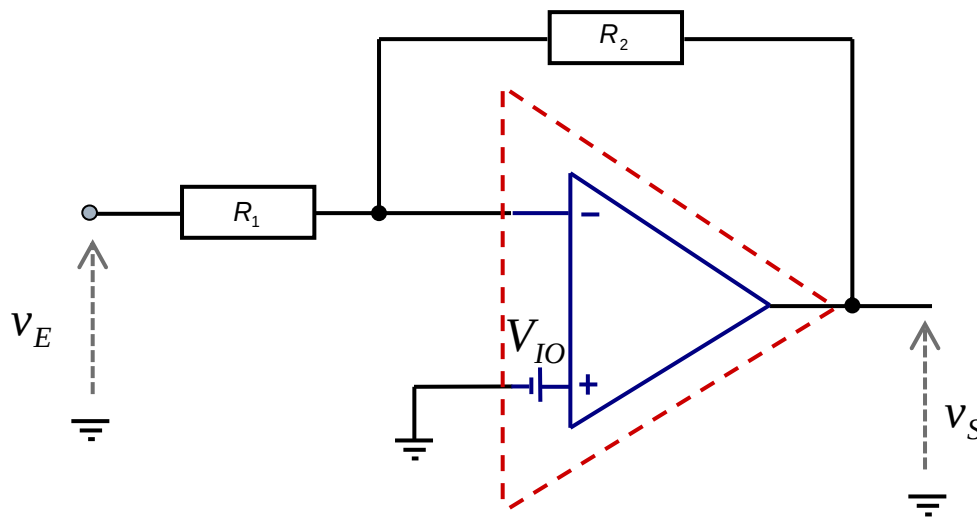
✓ Modelo.





3. Tensión de *offset*: ejemplo de cálculo

- ❑ El problema se analiza fácilmente aplicando ***superposición***.
 - El efecto de la tensión de *offset* (de valor casi constante) es la introducción de un ***error en DC***, añadido a la señal útil.
 - Ejemplo: efecto de la V de *offset* sobre un amplificador inversor



1. - Análisis en señal : $v_S|_{\text{debida a } v_E} \rightarrow V_{IO} = 0$

$$v_S|_{\text{debida a } v_E} = v_{SE} = -\frac{R_2}{R_1} v_E$$

2. - Análisis de offset : $v_S|_{\text{debida a } V_{IO}} \rightarrow v_E = 0$

$$v_S|_{\text{debida a } V_{IO}} = V_{SO} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{IO}$$

❑ Salida total (señal + *offset*) $\rightarrow$

$$v_S = v_{SE} + V_{SIO} = -\frac{R_2}{R_1} v_E + \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{IO}$$

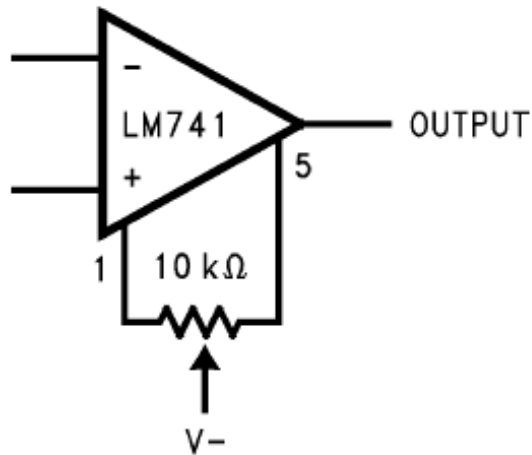


3. Tensión de *offset*: ajuste o corrección

- ❑ La tensión de *offset* es de bajo valor,
 - Pero su efecto puede llegar a ser importante en aplicaciones de instrumentación o con altas ganancias.
 - En estos casos, puede ser necesario un *ajuste* para eliminarlo:

■ Ajuste **interno**:

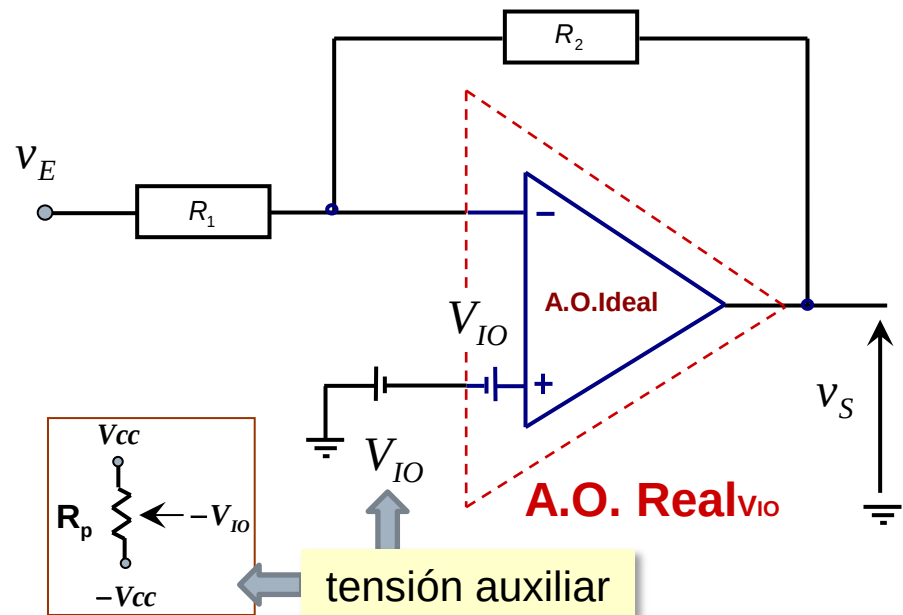
Offset Nulling Circuit



Problemas anulación interna:

- No disponible en todos los A.O.
- Puede degradar otros efectos.

■ Ajuste **externo**, añadiendo una tensión auxiliar:

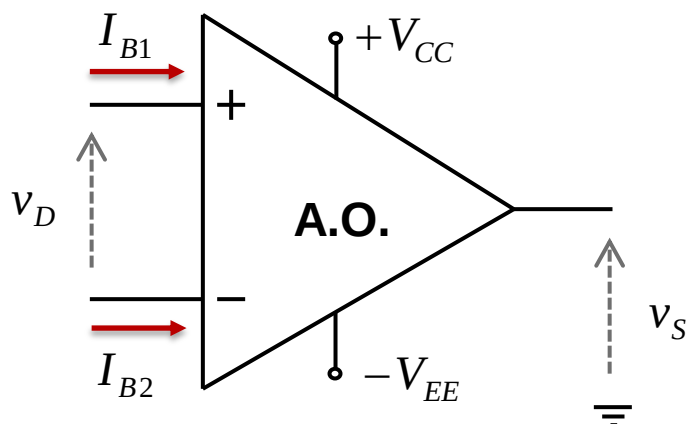




3. Corrientes de polarización: I_B ; I_{IO}



- ❑ En las entradas del operacional puede haber **corrientes en DC** denominadas de *polarización* (Bias) y de *desviación* (offset)



¿Qué son y por qué aparecen? Las corrientes de polarización I_B (Bias), son las corrientes continuas necesarias, en su caso, para que funcionen los dispositivos que hay en cada entrada. Suelen ser muy pequeñas (μA) y ligeramente diferentes (I_{B1} , I_{B2}). Su diferencia es la I_{IO} (corriente de *offset*)

Sus definiciones y relaciones son:

$$\left. \begin{aligned} I_B &= \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \\ I_{IO} &= I_{B1} - I_{B2} \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow \begin{cases} I_{B1} = I_B + I_{IO}/2 \\ I_{B2} = I_B - I_{IO}/2 \end{cases}$$

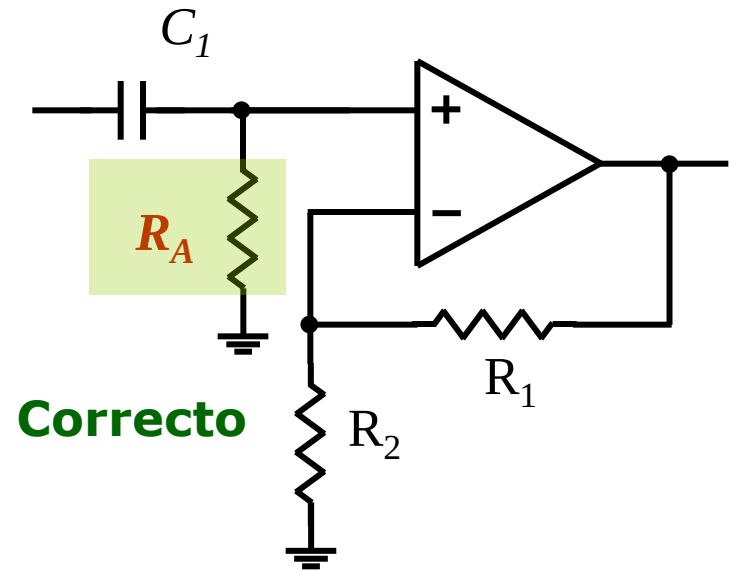
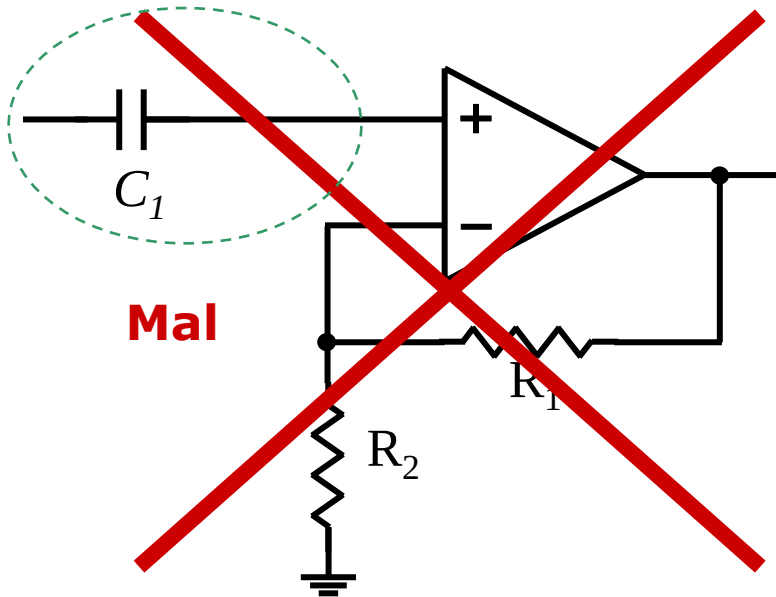


3. Importante: problemas prácticos por I_B



❑ Muy importante:

- Para que el AO pueda funcionar, ha de **garantizarse** que el diferencial de su entrada pueda estar polarizado
- El parámetro que modela esto es la $I_B = I_{Bias}$ (bias = polarización).
- Debe garantizarse que pueda existir tal **corriente en DC**.



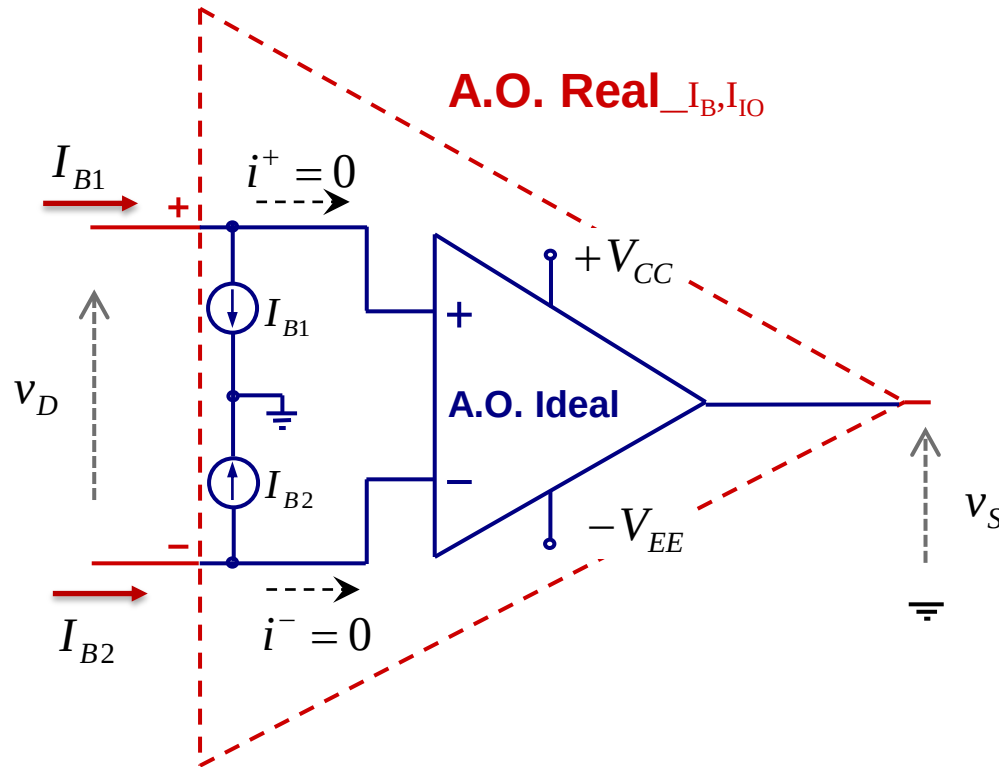


3. Corrientes de polarización: modelado



- ❑ Como en casos anteriores, este efecto en DC se *extrae* del AO, con lo que el modelo resultante es:

- **A.O. Real** _{I_B, I_{IO}} = **A.O. Ideal** + generadores externos DC de valores I_{B1} e I_{B2}

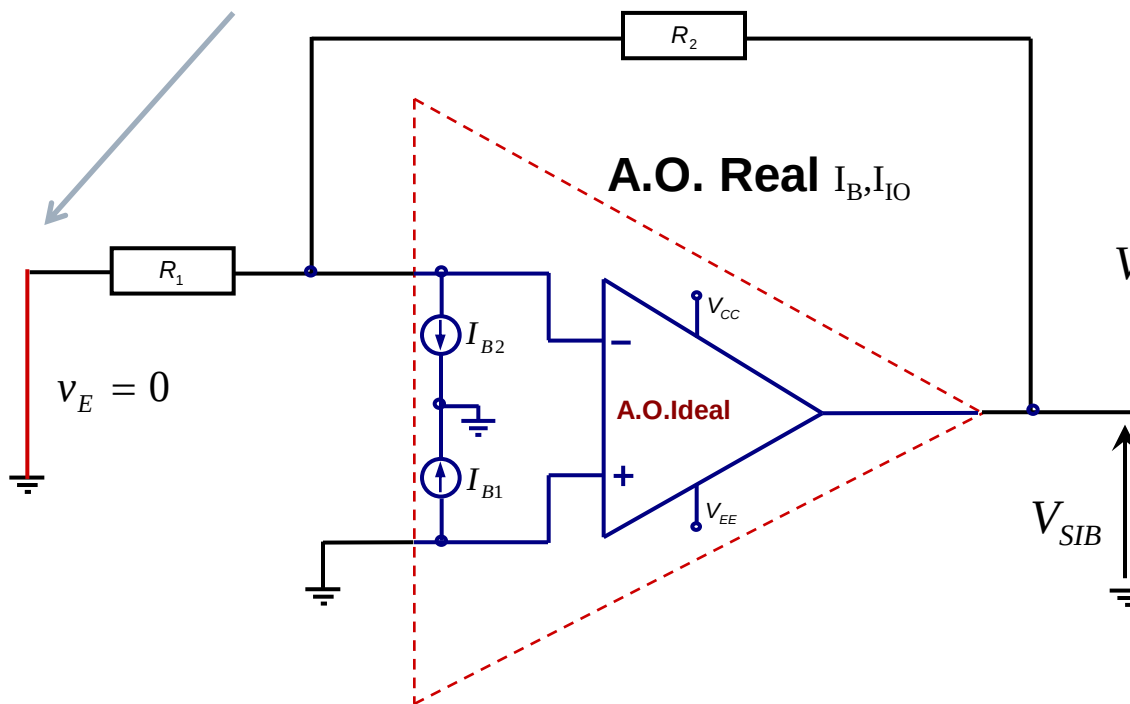




3. Corrientes de polarización: modelado

- ❑ Como en el caso de la tensión de *offset*, el efecto de I_B se estima fácilmente con este modelo (aplicando *superposición*)
 - Ejemplo: estimar el error introducido en la salida de un amplificador inversor por efecto de las corrientes de polarización.

Para ver sólo el valor del error, anulamos v_E



1. - Error debido a $I_{B1} \rightarrow I_{B2} = 0$

$$V_{SIB1} = 0 \leftarrow \underbrace{\text{; note que } I_{B1} \text{ está en c.c.}}_{\text{Error DC por } I_{B1}}$$

2. - Error debido a $I_{B2} \rightarrow I_{B1} = 0$

$$V_{SIB2} = \underbrace{R_2 I_{B2}}_{\text{Error DC por } I_{B2}}, \text{ con } I_{B2} = I_B - \frac{I_{IO}}{2}$$



▪ Error total en la salida:

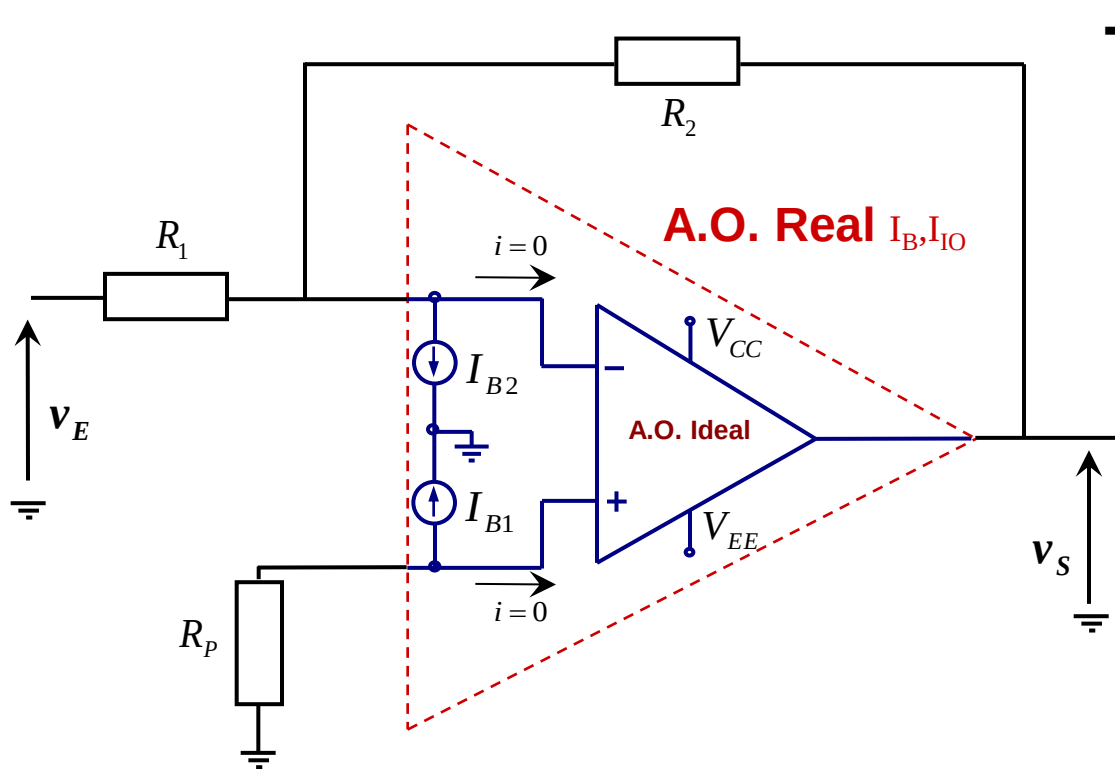
$$V_{SIB} = V_{SIB1} + V_{SIB2} = V_{SIB2} = R_2 \cdot I_{B2}$$



3. Corrección del error debido a I_B



- Una solución a este problema es equilibrar la R (en DC) en ambas entradas: basta con una R_p de valor adecuado en el sitio adecuado.
- Ejercicio:** en el inversor de la figura, si $I_{B1} \approx I_{B2} = I_B$ ¿qué valor de R_p anularía el error de I_B ?



→ Para ver sólo el error: $v_E = 0$

$$V_{SIB1} = \underbrace{(-R_p I_{B1}) \frac{R_2 + R_1}{R_1}}_{\text{Error por } I_{B1}}$$

$$V_{SIB2} = \underbrace{R_2 I_{B2}}_{\text{Error por } I_{B2}}$$

$$\begin{aligned} V_{SIB} &= V_{SIB1} + V_{SIB2} = \\ &= I_{B2} R_2 - I_{B1} R_p \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \text{¿0?} \end{aligned}$$

$$\text{Solución : } R_p = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_2 + R_1}$$



4. Límites de funcionamiento



- ❑ En los Amplificadores Operacionales reales, existen otras limitaciones de interés indicadas en sus hojas de datos
 - Respuesta en frecuencia y rapidez de variación de la salida.
 - Tensiones máximas de operación (*antes de **ruptura***)
 - *Alimentación, entradas, salida, etc.*
 - Límites de entrada: tensión diferencial y común (**V_{ICR}**)
 - Corriente de salida en cortocircuito (**I_{os}**)
 - *La salida suele estar protegida con un circuito interno. Esto limita la intensidad máxima de salida del AO real.*
 - Potencia máxima de operación (*antes de **destrucción***) (**P_D**)
 - Rangos de temperatura
 - *Según la aplicación:*
 - *Mayor rango, mayor coste.*
- Comercial: 0°C a 70°C
Industrial: -25°C a 85°C
Militar: -55°C a 125°C
-
- ❑ Algunos de estos límites o efectos los veremos a continuación; los demás, se estudiarán en su momento.

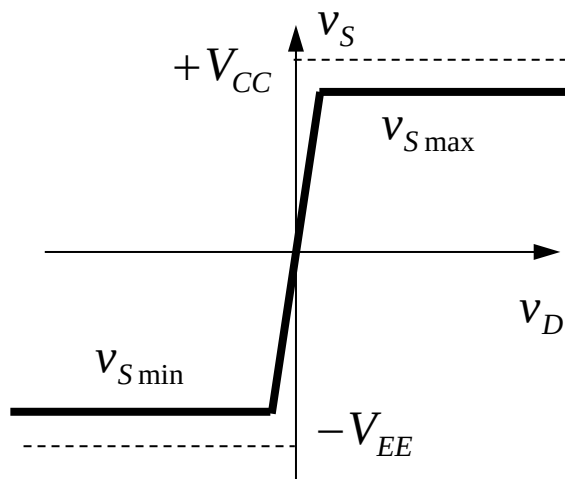


4.1. Límites eléctricos en salida: *tensiones*



- **Tensiones de salida máximas ($v_{S\max}$).**

Función de transferencia real



- La mayoría de los A.O saturan a un valor (en módulo) algo menor de los límites de la alimentación ($+V_{CC}$ y $-V_{EE}$).
- El rango posible de valores de salida se denomina *margen dinámico de salida* (*voltage swing*): $V_{OM} = v_{S\max} - v_{S\min}$.
- Los operacionales que sí llegan a los valores de la alimentación se conocen como *rail-to-rail amplifiers*

□ Ejercicio (para laboratorio). Referidos al 741:

- A partir de las **hojas de datos** del AO, determine que ancho típico tiene la *zona muerta* (sin salida) existente entre las alimentaciones y la máxima tensión de salida posible
- Según esos datos ¿de qué depende la anchura de la zona muerta? Busque en la *hoja de datos* una gráfica que detalla dicha dependencia.

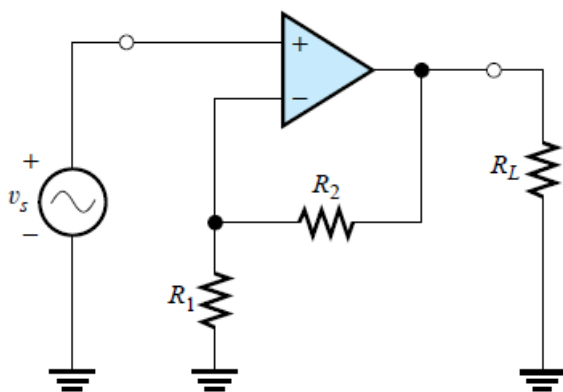


4.1. Límites eléctricos en salida: *corrientes*



- **Corriente de salida máxima** (i_{Smax}).

- El consumo de las ramas conectadas a la salida del A.O. no debe superar los límites de corriente y potencia máxima.
- Además, los A.O. incluyen usualmente una **protección** de cortocircuito que limita la corriente de salida máxima.
- Todos estos factores **limitan** el valor de los resistores que pueden cargar la salida del operacional (tanto la carga en sí como la realimentación)



□ **Ejercicio.** El amplificador no-inversor de la figura tiene una ganancia de +10. Se construye usando un AO tipo **rail-to-rail** alimentado a $\pm 12V$. Determine:

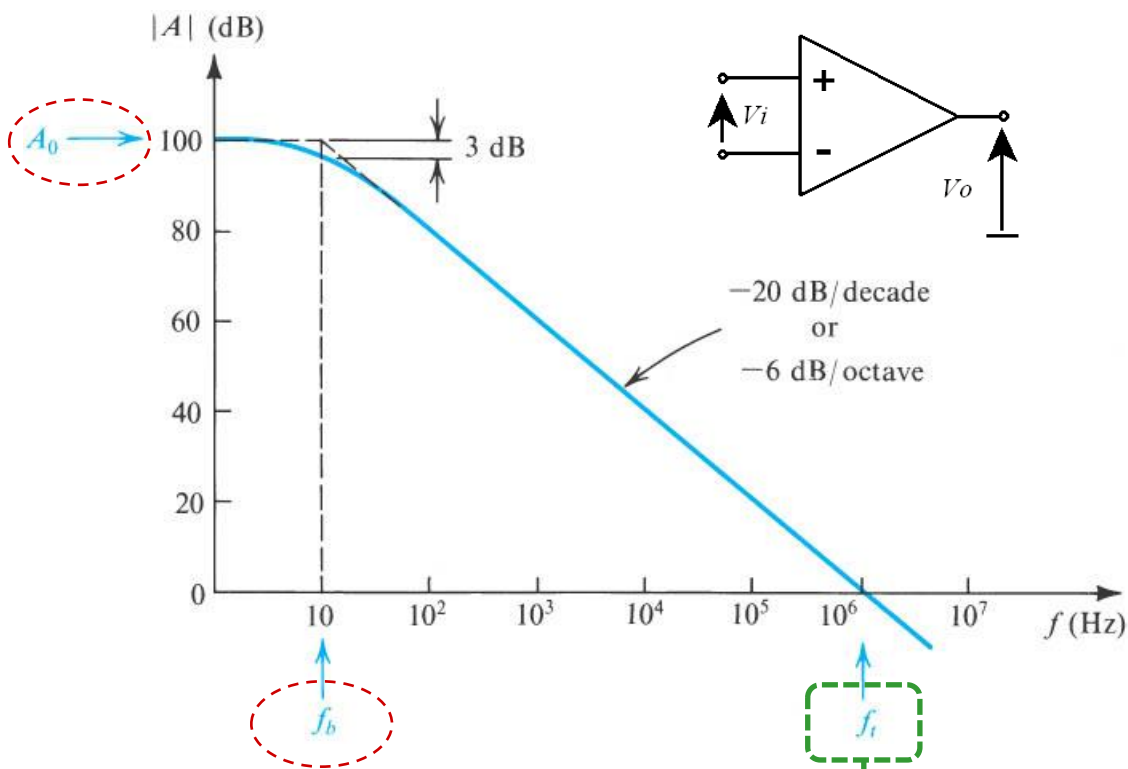
- Expresión algebraica de la corriente que deberá entregar el AO en su salida.
- Si la corriente límite de salida del AO fuese de 10mA ¿qué carga máxima total podría soportar el AO?
- Para minimizar el efecto de las R de ganancia (R_2 y R_1) se diseñan para que la corriente que absorben sea despreciable frente a R_L ¿qué valores serían apropiados para tales resistores?



4.2. Límites en frecuencia



- ❑ A estudiar: el efecto de su r. en f. sobre un circuito hecho con él.
 - Veremos solo el **A.O. compensado** (el más cómodo de usar)
 - Estos AO's tienen una respuesta con un **polo dominante**:



Polo dominante (f_b) en una frecuencia muy baja

$$A_V(s) = A_0 \frac{1}{1 + (s/\omega_b)}$$

A_0 = Ganancia en D.C.

ω_b = f. de corte (polo dom.)

Un dato importante:

ω_t = f. de **ganancia unidad**

$$\omega_t = A_0 \cdot \omega_b = GBW$$



4.2. Conservación del GBW: *no-inversor*

❑ Configuración no-inversora, **Realimentación S-P (V-V)**

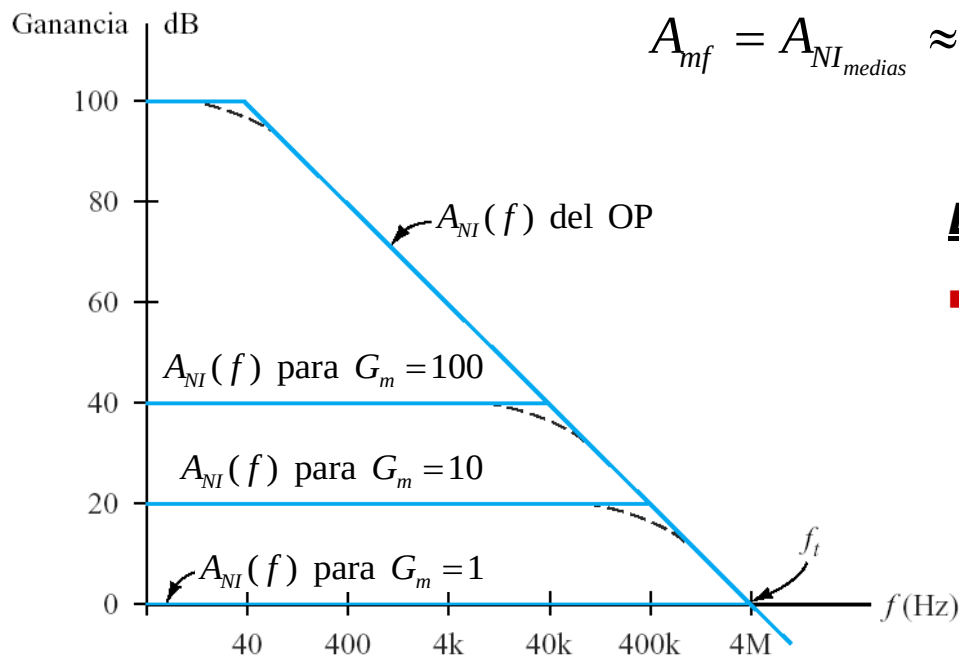
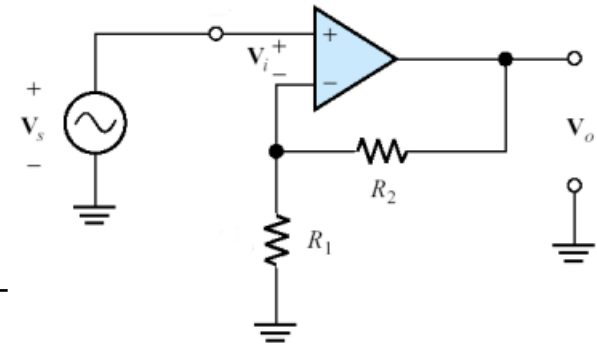
■ El **GBW** es constante:

$$\omega_t = A_0 \cdot \omega_b = GBW = A_{mf} \cdot \omega_{Hf}$$



$$A_{mf} = A_{NI_{medias}}$$

$$\approx \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$



Ejemplo

- Se tiene un AO en cuya *data-sheet* se indica que su ganancia en lazo abierto es **$A_0 = 100\text{dB}$** y su **$GBW = 4\text{MHz}$** . Determine:

- Valor del polo original del AO.
- Si se construye con él un amplificador no-inversor de ganancia 20dB ¿Cuál sería su frecuencia de corte superior?

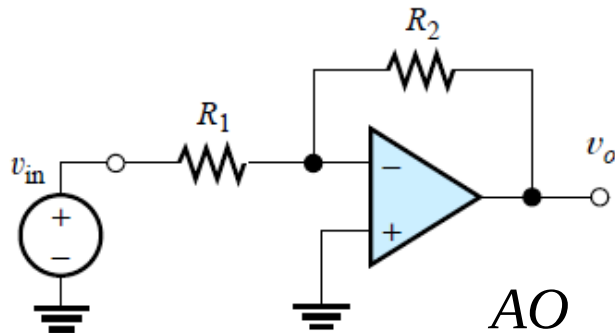


4.2. GBW: aplicación al caso del *inversor*.

❑ Configuración inversora: **Realimentación P-P (I-V)**

- Ojo: *habría que definir su R . en F . para la $A_z(s)$*
- Proceso coherente pero **complicado** y **largo** de realizar
- En la práctica es más ventajoso realizar un **cálculo directo**...

➔ **Ejercicio:** conocida la $A_V(s)$ del AO, obtenga la $G_V(s)$ del inversor (ver [trp. 11](#))



$$G_V(s) = \frac{V_S}{V_E} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_V(s)}}$$

$$AO \rightarrow A_V(s) = A_0 \frac{1}{1 + (s / \omega_b)}$$

Solución:

$$G_V(s) = G_{Vm} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}$$



$$G_{Vm} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_0}} \approx \frac{-R_2}{R_1}$$

$$\omega_H = \omega_t \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$



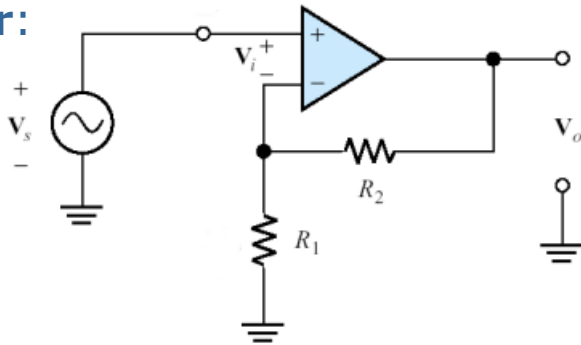
4.2. Ejercicio comparativo.



- Se usa el AO de la trp. 30, con **GBW = 1MHz**, para construir sendos amplificadores de ganancia +2 y -2.

- ¿Cuál será el ancho de banda obtenido en cada caso?

No-inversor:

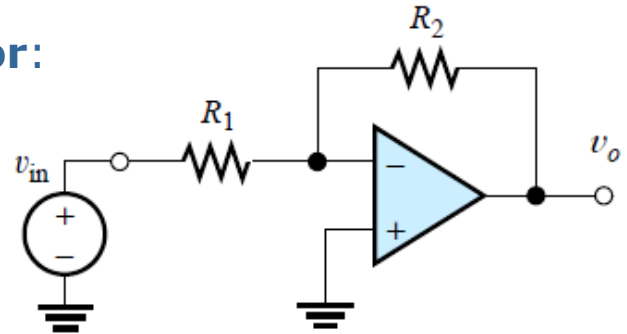


$$G_{NI} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = +2 \rightarrow R_2 = R_1$$

$$G_{NI} \cdot \omega_{H_{NI}} = \omega_t \rightarrow \omega_{H_{NI}} = \frac{\omega_t}{G_{NI}} = \frac{\omega_t}{2}$$

$$f_{H_{NI}} = \frac{f_t}{2} = \frac{1\text{MHz}}{2} = 500\text{kHz}$$

Inversor:



$$G_{INV} = \frac{-R_2}{R_1} = -2 \rightarrow R_2 = 2R_1$$

$$\omega_{H_{INV}} = \omega_t \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1} = \omega_t \cdot \frac{R_1}{2R_1 + R_1} = \frac{\omega_t}{3}$$

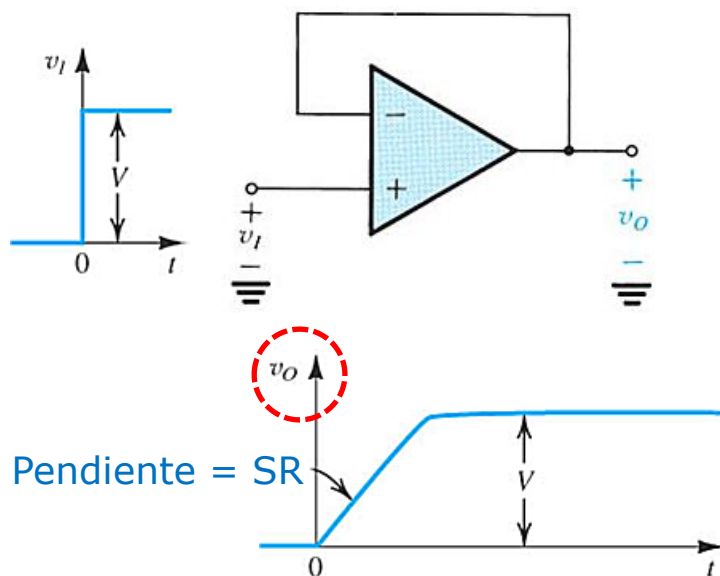
$$f_{H_{INV}} = \frac{f_t}{3} = \frac{1\text{MHz}}{3} = 333\text{kHz}$$



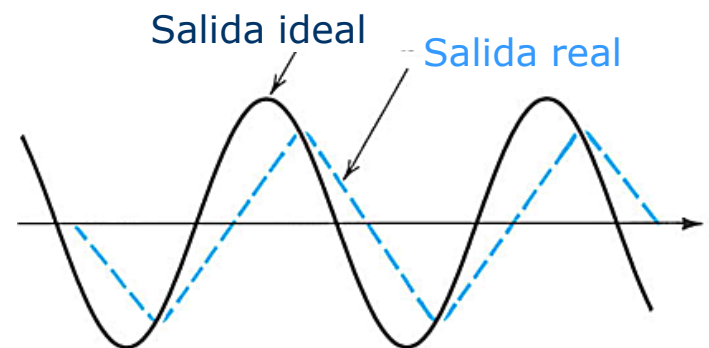
4.3. Límites en la respuesta temporal: S.R.



- Aparte del límite en frecuencia, el AO real tiene un límite en el tiempo: **no puede variar con rapidez su tensión de salida**
 - Se hace patente ante una señal de entrada muy rápida (p.e. un escalón)
 - Esta limitación se denomina **Slew-Rate (SR)**
 - Si se alcanza este límite, la señal de salida se deforma (distorsiona) obteniéndose unas rampas características (ver figuras)



Efecto del
SR sobre
senoides:



Si la amplitud y frecuencia de la señal son grandes, se corre el **riesgo** de alcanzar el **límite de respuesta temporal**: el SR.



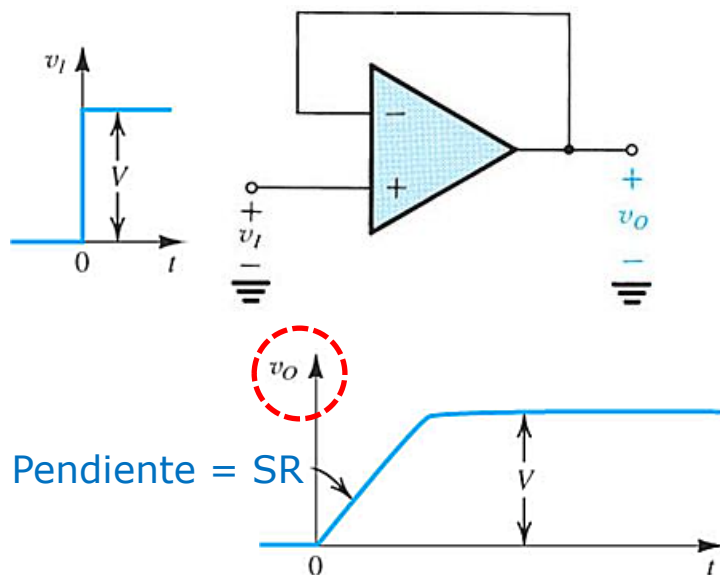
4.3. Definición del S.R. (*Slew Rate*)



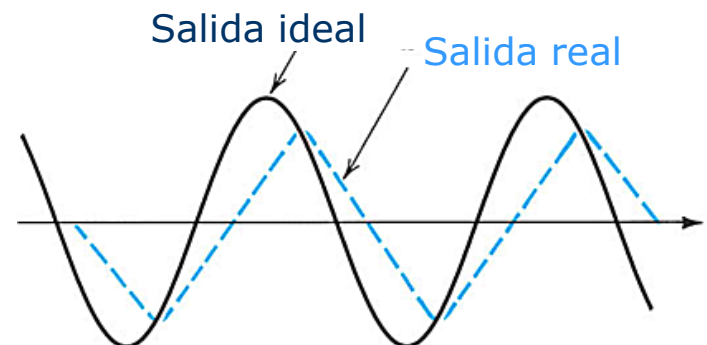
□ El S.R. se define como:

- La máxima velocidad de variación que puede tener la señal presente en la salida del A.O.
- Se mide introduciendo una señal **escalón** en la entrada:

$$SR = \left. \frac{dv_o(t)}{dt} \right|_{\max}$$



- Con señales senoidales, es fácil ver en qué afecta el SR a la salida:



$$v_s(t) = A \sin(\omega t) \Rightarrow \frac{dv_s(t)}{dt} = A\omega \cos(\omega t)$$

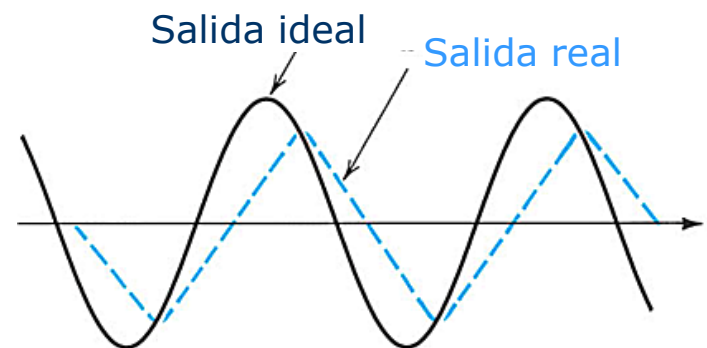
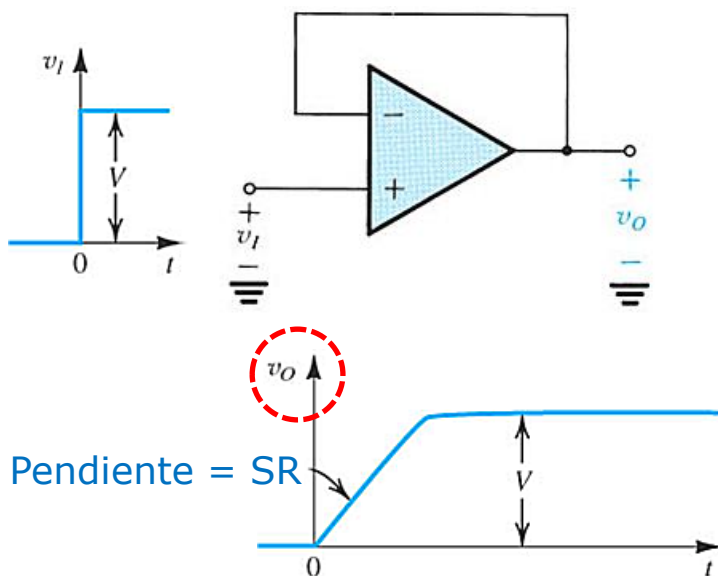
$$\left. \frac{dv_s(t)}{dt} \right|_{\max} = A\omega \Leftrightarrow A\omega \leq SR$$



4.4. Límite combinado: BW y SR



- ❑ Las dos limitaciones estudiadas son diferentes, pero complementarias:
 - **En (ω):** la respuesta en frecuencia (BW) modela la frecuencia máxima que puede reproducir el AO en r.p.s.
 - **En (t):** El S.R. modela una limitación en la velocidad de subida (o bajada) de la señal de salida
- ❑ Con señales senoidales, el ***límite práctico es el menor de ambos.***



$$\left. \frac{dv_s(t)}{dt} \right|_{\max} \leq SR \quad \Leftrightarrow \quad A\omega \leq SR$$



4.4. Ejemplo: límites por BW y SR



- ❑ Con el LM741 se construye un inversor de ganancia -2.
 - a) ¿Cuál será el ancho de banda de dicho amplificador?
 - b) En señal senoidal, se desea que la salida tenga un *margen dinámico* de 10V ¿Cuál será la frecuencia máxima posible para dicha señal?

De las data-sheet del 741 obtenemos:

LM741: $GBW = 1MHz$; $SR = 0,5(V/\mu s)$

Solución (a):

De la demostración vista en la trp. 33, podemos saber que el BW del inversor será:

$$\Rightarrow f_{H_{INV}} = \frac{f_t}{3} = \frac{1MHz}{3} = 333kHz$$

Solución (b):

De las demostraciones vistas en las trp. 35 y 36, sabiendo que el Margen Dinámico especifica la máxima variación requerida en la salida (V_{pp}) obtenemos la frecuencia máxima pedida:

$$\left\{ \begin{array}{l} A\omega \leq SR = 0,5(V/\mu s) \\ \omega \leq \frac{SR}{A} = \frac{0,5(V/\mu s)}{5V} = 0,1 \cdot \mu s^{-1} \\ f_{max} = \frac{0,1}{2\pi} \cdot 10^6 Hz = 15,9kHz \end{array} \right.$$



Conclusiones



- ❑ El AO real presenta parámetros y límites que hay que tener en cuenta de una u otra forma, según el caso.
 - Algunos de tales efectos serán objeto de estudio detallado, en temas posteriores (en esta u otras asignaturas).
- ❑ Parámetros no-ideales
 - En general pueden ser obviados con una adecuada selección de los valores de los resistores de ganancia.
- ❑ Desviaciones y errores en continua
 - Pueden ser modelados con facilidad. En su caso, podemos anular o corregir tales desviaciones.
- ❑ Límites de funcionamiento
 - Tensiones, corrientes y potencias han de ser respetadas. Esto implica de nuevo una selección de los valores de las R de carga.
 - Las respuestas en frecuencia y en el tiempo limitan el margen de señales que pueden ser procesadas en la práctica



Control de revisiones.



- 2016-11-03: versión inicial.
- 2016-11-09: completa revisión y actualización de las transparencias de la 30 en adelante. Inclusión de ejemplos y ejercicios resueltos. Actualizadas las referencias de los parámetros que se resaltan en la trp. 8.