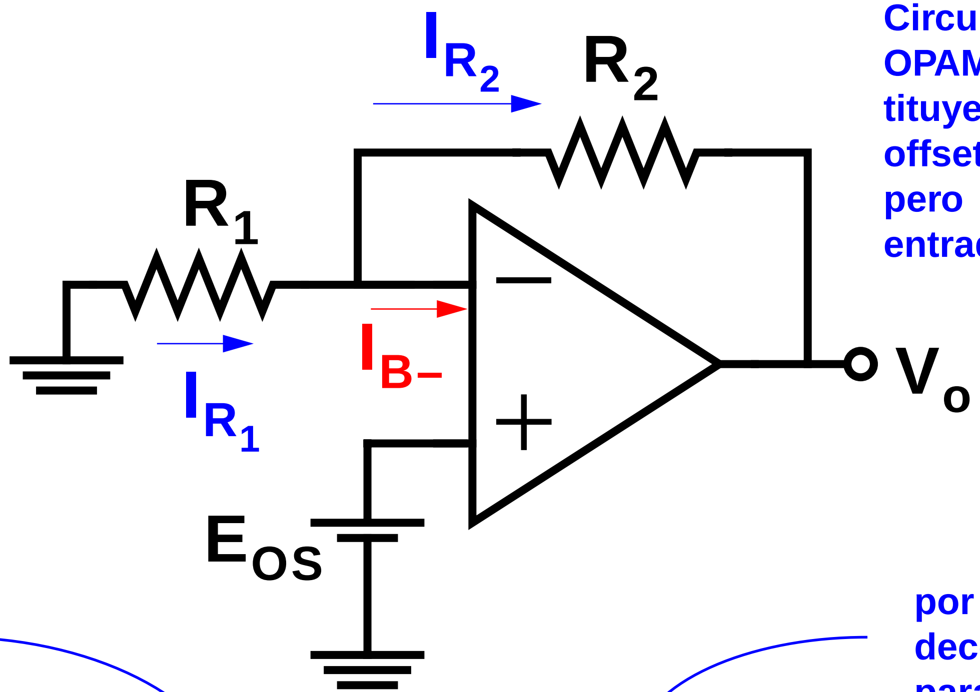
Tensión de offset referida a la entrada (E_{OS})

Valores típicos de E_{OS}:

$$[\pm 10\mu V, \pm 10 mV]$$



Circuito equivalente en el que el OPAMP con tensión de offset se sustituye por un OPAMP sin tensión de offset y una fuente de tensión E_{OS}, pero con fugas de corriente, en la entrada no-inversora

Queremos medir E_{OS} que es del orden de mV (10^{-3}), para que la lectura sea cómoda nos interesará que V_o sea del orden del voltio, para lo que necesitamos una ganancia de 1000

$$\boxed{V_o = E_{OS}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{B-}R_2}$$

por otro lado, I_{B-} es del orden de las decenas de nA (10^{-8}), por tanto, para que el error sea menor del 1% necesitamos que:

$$I_{B-}R_2 < 0.01V$$

o sea:

$$R_2 < 1M\Omega$$

Así que una elección adecuada de los valores de las resistencias sería:

$$R_2 = 100k\Omega \qquad R_1 = 100\Omega$$

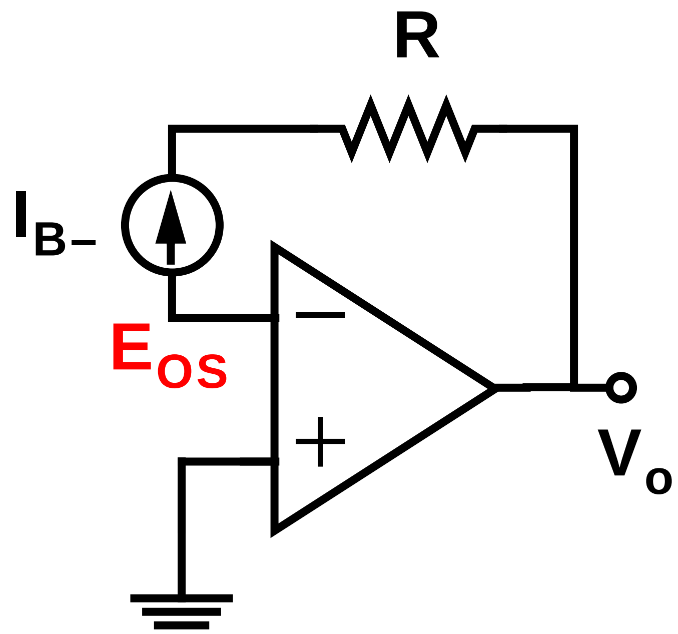
o bien:

$$R_2 = 1M\Omega \qquad R_1 = 1k\Omega$$

Fugas de corriente a la entrada (I_{B+} e I_{B-})

Valores típicos de I_{B-} e I_{B+}:

$$[\pm 10\,nA, \pm 100\,nA]$$



Ahora el circuito equivalente tiene un OPAMP con tensión de offset pero sin fugas de corriente, y una fuente de intensidad I_{B-} en la entrada inversora

Necesitamos que V_o/R sea mucho mayor que E_{OS}/R, para ello bastará con que:

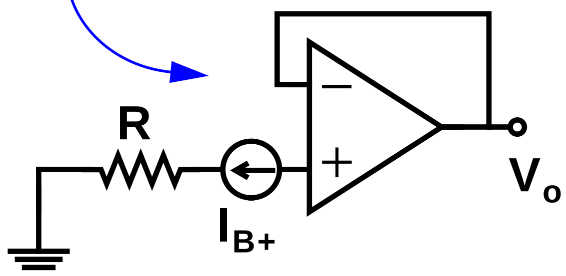
$$|V_o - E_{OS}| = |I_{B-}R| \geq 0.1V$$

$$\boxed{I_{B-} = \frac{E_{OS} - V_o}{R}}$$

y como I_{B-} es del orden de las decenas de nA (10^{-8}), tendremos que:

$$R \geq 10M\Omega$$

El mismo razonamiento se aplica para escoger la resistencia apropiada para medir I_{B+} en este circuito:

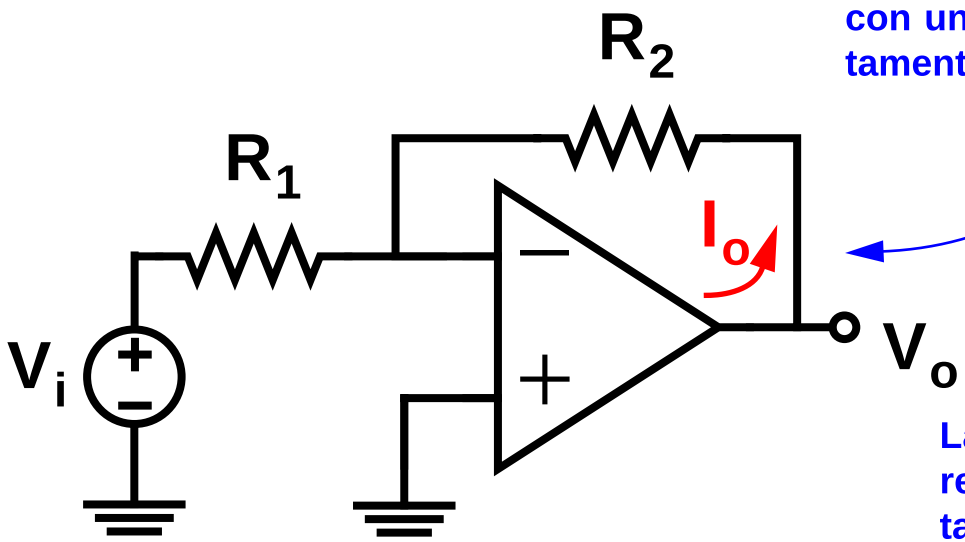


Limitación de la tensión de salida (E_{S+} y E_{S-})

Valores típicos de E_{S-} e E_{S+}:

$$\left|V_{PWS} - (0.5V, 1.5V)\right|$$

Consideramos aquí un OPAMP con una ganancia en DC infinitamente grande



Según esto, con una ganancia suficiente (de 100 a 1000), observaríamos la limitación en la tensión de salida con sólo unas décimas de voltio en la entrada

La selección adecuada de las resistencias se basa ahora en evitar que sea la limitación de la corriente de salida la que sea puesta de manifiesto en la medida

$$V_o = I_o R_2$$

$$V_i = -I_o R_1$$

$$\Rightarrow \quad V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

(en zona lineal)

Si I_S es la corriente de saturación de la salida, debe ocurrir que:

$$I_o = \frac{V_o}{R_2} < I_S$$

en todo momento, así que para la máxima tensión en la salida:

$$E_S < I_S R_2$$

Si I_S es del orden de 10mA y, E_S ronda los 10V, entonces debe ocurrir que:

$$R_2 > E_S / I_S = 1k\Omega$$

Por tanto seleccionaremos:

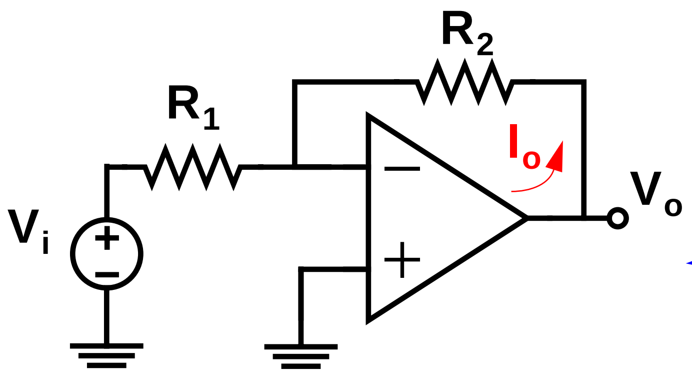
$$R_2 = 100k\Omega \qquad R_1 = 100\Omega$$

por ejemplo

Limitación de la intensidad de salida (I_{S+} y I_{S-})

Valores típicos de I_{S-} e I_{S+}:

$$[\pm 10\,\mathrm{mA}, \pm 100\,\mathrm{mA}]$$



Empleamos el mismo circuito que antes

Ahora queremos que la limitación de la corriente de salida la que sea puesta de manifiesto en la medida por tanto

$$E_S > I_S R_2$$

por tanto:

$$R_2 < E_S / I_S = 1\,\mathrm{k}\Omega$$

Si elegimos:

$$R_2 = 100\Omega \qquad R_1 = R_2$$

En zona lineal $-I_{S-} < I_o < I_{S+}$, o sea:

$$-I_{S+}R_1 < V_i < I_{S-}R_1$$

tendremos:

$$V_o = -V_i$$

Fuera de esta zona el OPAMP se comporta como una fuente ideal de intensidad de valor $-I_{S-}$ ó I_{S+}, por lo que:

$$V_o = V_i - 2I_{S+}R_2$$

$$V_o = V_i + 2I_{S-}R_2$$

Las intersecciones entre estos tramos nos permitirán obtener I_{S-} e I_{S+}:

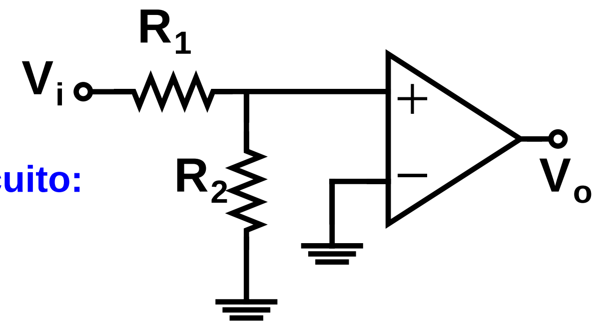
$$\boxed{\begin{aligned} V_{lim+} &= I_{S+}R_2 \\ V_{lim-} &= I_{S-}R_2 \end{aligned}}$$

Ganancia del modo diferencial (A_o)

Valores típicos de A_o:

$$[10^5, 10^6]$$

Con este circuito:



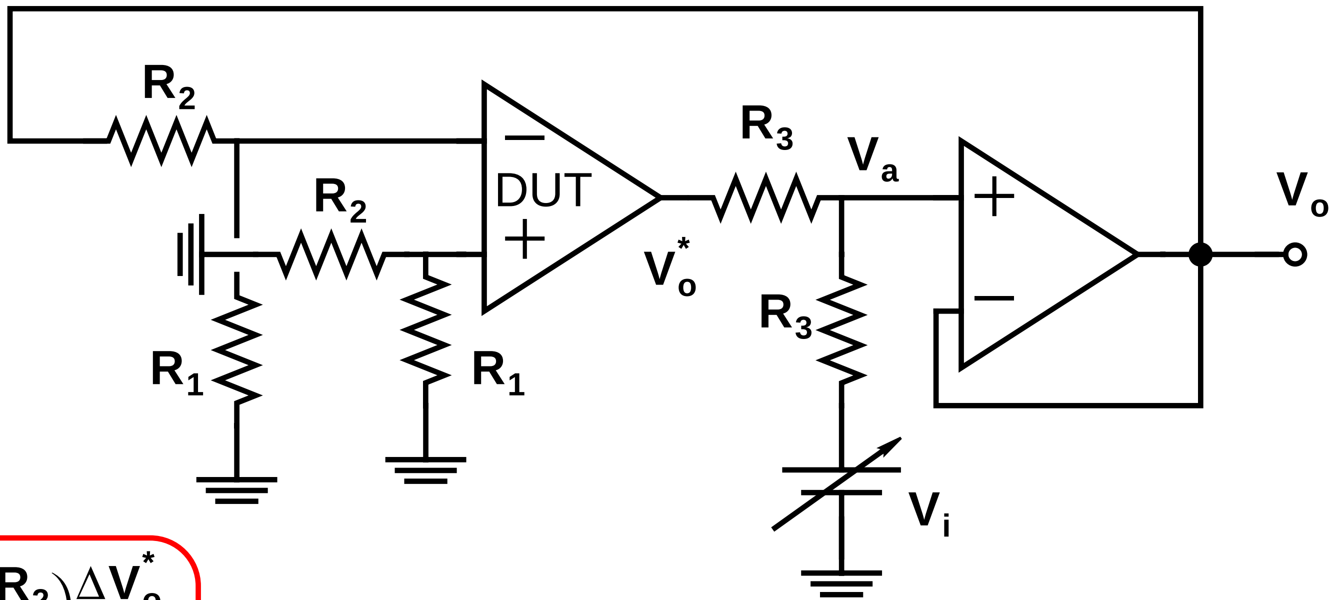
$$V_o = A_o\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}V_i + E_{OS}\right)$$

o sea:

$$A_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i}$$

necesitaríamos una precisión de micro-voltios en el control de V_i para que el OPAMP no se saliera de la zona lineal

Así que empleamos este otro:



$$V_o^* = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)E_{OS} - V_i$$

$$V_o \approx \frac{1}{2}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)E_{OS}$$

donde:

$$\boxed{A_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{\Delta V_o^*}{\Delta V_o}}$$

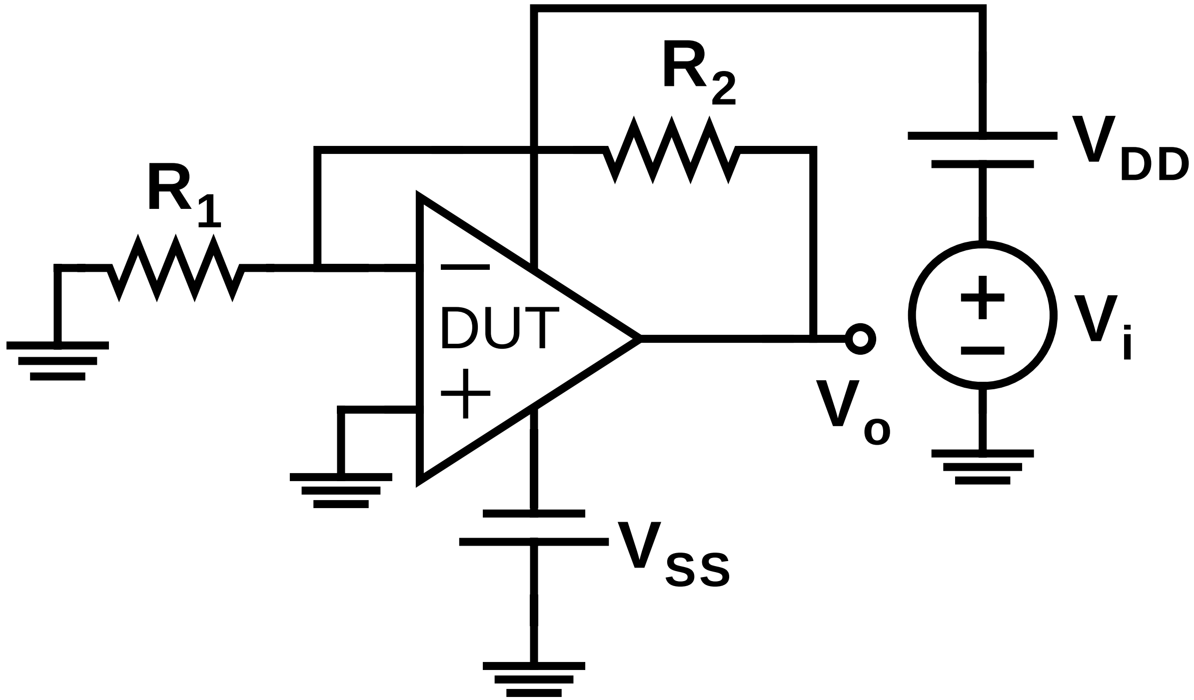
con $R_2 = 100\mathrm{k}\Omega$ y $R_1 = 100\Omega$ para que R_2/R_1 sea aproximadamente 1000

El único problema sería que el offset sacara a los OPAMPs de la zona lineal saturándolos en tensión (será conveniente verificar para cada valor de V_i).

Razón de rechazo a la fuente de alimentación (PSRR)

Valores típicos de PSRR:

$$[10^4, 10^5]$$



Partimos de:

$$V_o = A_o\left(E_{OS} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_o\right) + A_{PS+}(V_{DD} - V_i) + A_{PS-}V_{SS}$$

o sea:

$$V_o = A_o\left[E_{OS} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_o + \frac{1}{PSRR+}(V_{DD} - V_i) + \frac{1}{PSRR-}A_{PS-}V_{SS}\right]$$

de donde, midiendo diferencias de V_i y de V_o obtenemos:

$$\boxed{PSRR = \frac{A_o}{A_{PS+}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{\Delta V_i}{\Delta V_o}}$$

Para que V_i sea fácilmente controlable y V_o pueda medirse cómodamente, haremos que:

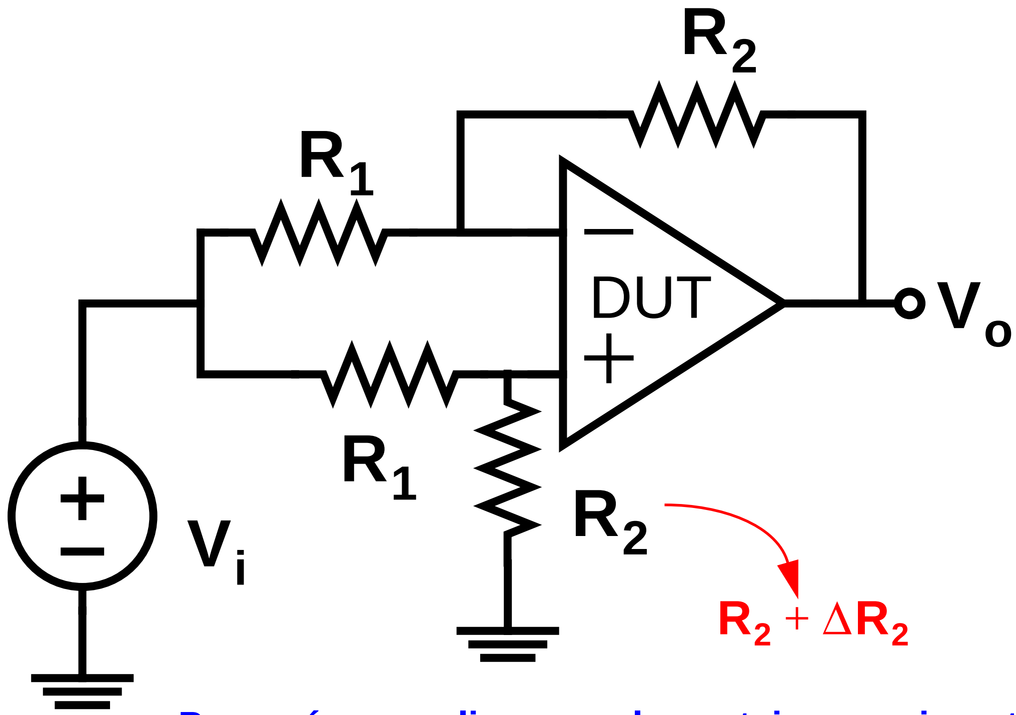
$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \approx 10^3$$

Razón de rechazo al modo común (CMRR)

— sólo simulación —

Valores típicos de CMRR:

$$[10^3, 10^4]$$



Partimos de:

$$V_o = A_o(V_+ - V_- + E_{OS}) + A_{cm}\left(\frac{V_+ + V_- + E_{OS}}{2}\right)$$

o sea:

$$V_o = A_o\left[V_+ - V_- + E_{OS} + \frac{1}{CMRR}\left(\frac{V_+ + V_- + E_{OS}}{2}\right)\right]$$

y considerando que $V_+ + V_- \approx 2V_+$:

$$V_o \approx A_o\left[V_+ - V_- + E_{OS} + \frac{1}{CMRR}\left(V_+ + \frac{E_{OS}}{2}\right)\right]$$

Por otro lado, analizando el circuito llegamos a que:

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2}V_i$$

$$V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_o + \frac{R_2}{R_1 + R_2}V_i$$

y finalmente:

$$\boxed{CMRR = \frac{A_o}{A_{cm}} = \frac{R_2}{R_1}\frac{\Delta V_i}{\Delta V_o}}$$

¿Por qué no realizamos el montaje experimental? Porque si consideramos un cierto desapareamineto entre las resistencias R_2 (por ejemplo), tenemos:

$$V_+ = \frac{R_2 + \Delta R_2}{R_1 + R_2 + \Delta R_2}V_i$$

y de aquí:

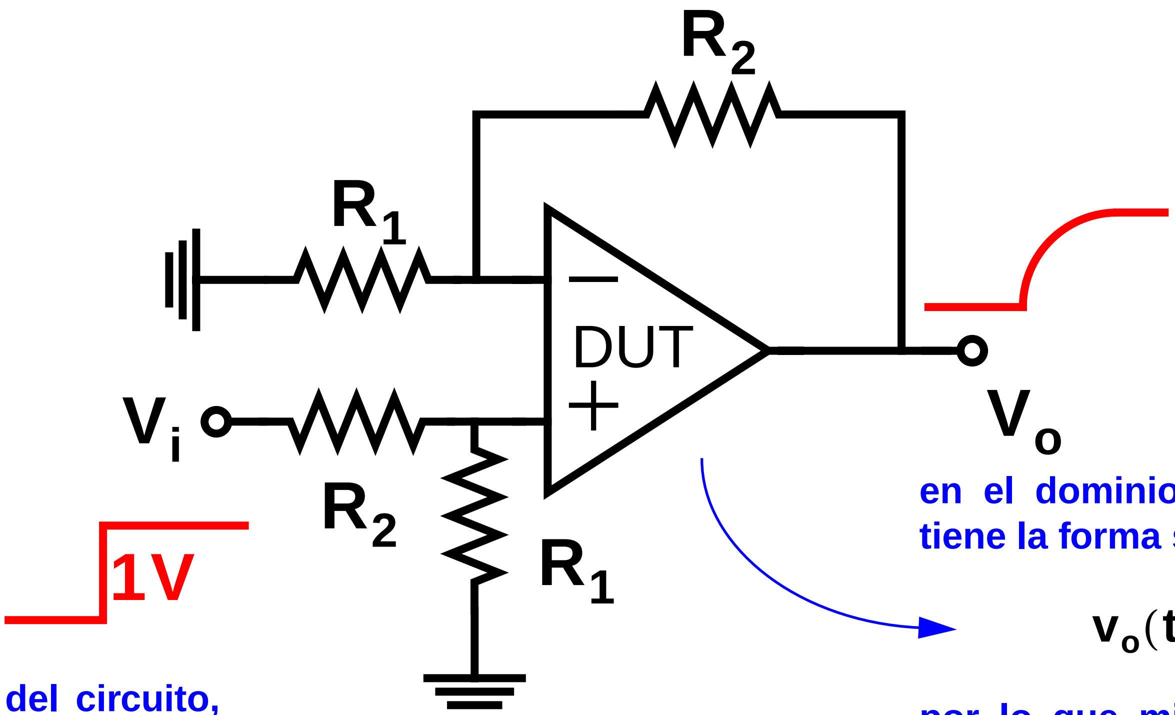
$$\frac{1}{CMRR} = \frac{R_1}{R_2}\frac{\Delta V_o}{\Delta V_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2}$$

y esto enmascararía el fenómeno que queremos medir al ser del mismo orden o mayor que $1/CMRR$

Producto Ganancia-Ancho de Banda (GB)

Valores típicos de GB:

$$[1MHz, 10MHz]$$



La función de transferencia del circuito, considerando $A(s) = GB/s$, será:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{GB}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

La respuesta a un escalón de 1V será:

$$V_o(s) = \frac{1}{s(1 + s\tau)}$$

donde:

$$\boxed{\tau = \frac{1}{GB}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

en el dominio del tiempo, la respuesta tiene la forma siguiente:

$$v_o(t) = u_0(t)[1 - e^{-t/\tau}]$$

por lo que midiendo τ obtendremos el valor del GB (en rad/s).

Puesto que $1/GB$ es del orden de los microsegundos, si seleccionamos las resistencias de modo que:

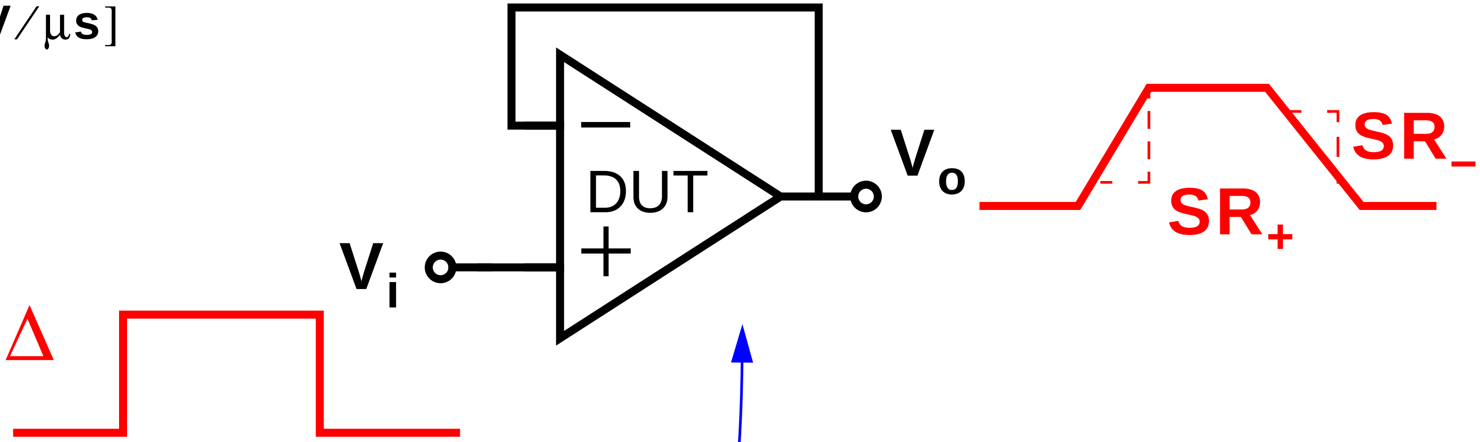
$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \approx 10^3$$

entonces τ será del orden de los milisegundos, por lo que será fácil de medir en el osciloscopio.

Slew-Rate (SR_+ y SR_-)

Valores típicos de SR_+ y SR_-:

$$[\pm 0.5V/\mu s, \pm 5V/\mu s]$$



Este comportamiento es no lineal y se debe a una limitación en la intensidad de corriente disponible para cargar condensadores tanto externos (de carga) como internos (reponsables de los polos del OPAMP).

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I}{C} < \frac{I_{bias}}{C}$$

esta limitación de I conlleva una limitación en el ritmo de cambio de la salida (slew-rate):

$$\left|\frac{dV_o}{dt}\right| < SR_+ \qquad \left|\frac{dV_o}{dt}\right| < SR_-$$

que puede medirse directamente.

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

Mientras mayor sea Δ, o sea,

$$\Delta V_o$$

más tiempo necesitará la salida para alcanzar el valor del pulso

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