

4.- Amplificación

4.1.- INTRODUCCIÓN

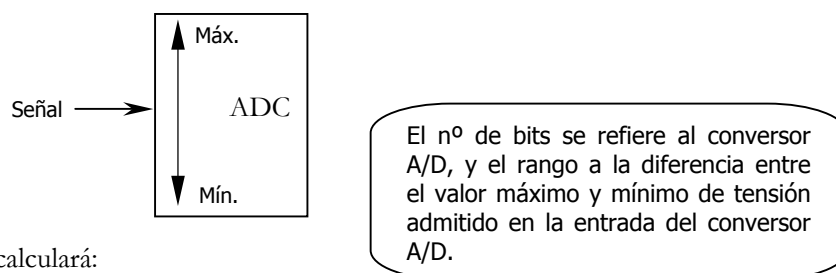
4.1.1.- OBJETIVOS DE LA AMPLIFICACIÓN:

4.1.1.1.- Aprovechar rango dinámico del ADC

Es decir, ajustar al máximo la amplitud de la señal al rango de entrada del conversor A/D (ADC), aumentando la resolución de la medida y a la postre la precisión.

Ejemplo: Aprovechamiento del rango dinámico del ADC

Si el rango de nuestra señal fuera de 0 ÷ 10 mV y el ADC tuviera una resolución de 12 bits con un rango unipolar de 10V.



La resolución se calculará:

$$1\text{LSB} = \frac{\text{Rango}}{n^{\circ} \text{ cuentas}} = \frac{\text{Máx} - \text{Mín}}{2^{n^{\circ} \text{ bits}}} \text{ (Voltios)}$$

con 12 bits → 10V en 4096 niveles → 1 LSB = 2'44 mV

Suponiendo que el error de cuantificación es de ½ LSB es decir 1'22 mV, obtenemos un valor relativo al fondo de escala:

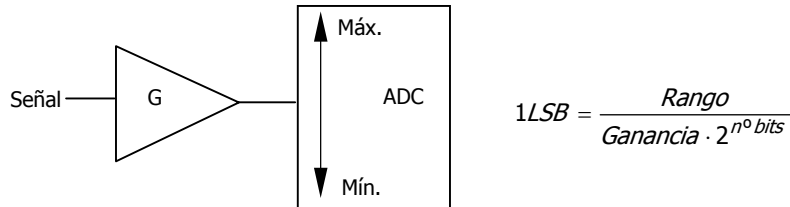
$$\text{Error cuantificación (\%)} = (1'22 \text{ mV} / 10\text{mV}) \cdot 100 = 12'2 \%$$

Error que resulta demasiado elevado.

El **error de cuantificación** es el error que se comete en la conversión A/D cuando se asigna un número binario a una magnitud analógica. Es evidente que al asignar un número binario el error máximo que puede cometerse corresponde a la mitad del bit menos significativo (i.e. ½ LSB)

Solución:

Si ponemos un amplificador antes del conversor ADC debemos incluir su ganancia en el cálculo del **LSB**.



Si queremos aprovechar al máximo el rango del ADC es obvio que debemos cumplir:

$\text{Rango señal} \cdot \text{Ganancia} = \text{Rango ADC}$

y por tanto: $\text{Ganancia} = \text{Rango ADC} / \text{Rango señal}$

en nuestro ejemplo: $\text{Ganancia} = 10\text{V} / 10 \text{ mV} = \mathbf{1000}$

Dando lugar a un valor de LSB 1000 veces menor:

$$1 \text{ LSB} = 2'44 \mu\text{V}$$

Es obvio que el error de cuantificación se reducirá en la misma proporción, es decir $1'22 \mu\text{V}$, por lo que:

$$\text{Error cuantificación (\%)} = (1'22 \mu\text{V} / 10\text{mV}) \cdot 100 = 0'0122 \%$$

Una ganancia tan alta no es habitual en amplificadores, por lo que lo normal sería dividir la amplificación en dos etapas.

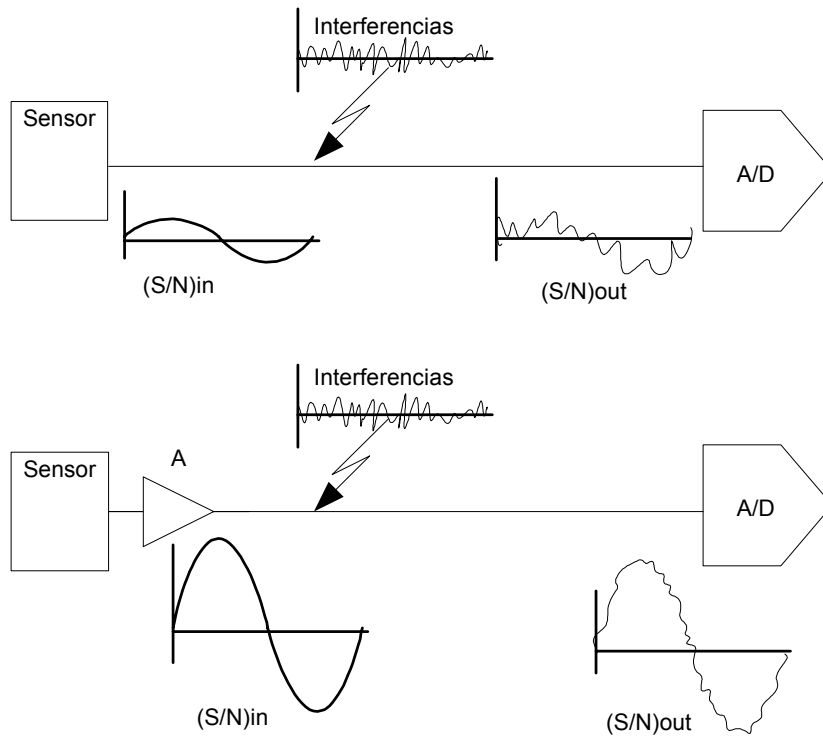
4.1.1.2.- Mejorar relación Señal/Ruido:

Relación señal/ruido (S/N)

Es la relación entre la potencia de la señal y la potencia de ruido que la acompaña.

Por ser una magnitud relativa suele expresarse en decibelios:

$$(S/N)_{dB} = 10 \log_{10} (S/N).$$



- La amplificación cercana al sensor mejora la relación Señal/Ruido ($S/N = \text{Signal/Noise}$), pues aumenta el nivel de señal antes de que se vea afectada por el ruido del entorno.
- Las tarjetas de adquisición de datos, en su mayoría, ya incluyen amplificadores, pero la distancia respecto del sensor y/o lo débil de su señal (como p. ej. termopares) requieren amplificación adicional.

4.1.2.- EL DECIBELIO

- **Tensión:** $G_{dB} = 20 \log_{10} G = 20 \log_{10} (V_{out}/V_{in})$
- **Corriente:** $G_{dB} = 20 \log_{10} G = 20 \log_{10} (I_{out}/I_{in})$

Ej. 20 dB $\rightarrow V_{out} = 10 V_{in}$

Ej. 6 dB $\rightarrow V_{out} = 2 V_{in}$

$$20 \text{ dB} = 10^1 = 10$$

$$40 \text{ dB} = 10^2 = 100$$

$$60 \text{ dB} = 10^3 = 1.000$$

$$80 \text{ dB} = 10^4 = 10.000$$

$$100 \text{ dB} = 10^5 = 100.000$$

A modo de resumen, añadir 20 dB equivale a multiplicar por 10

- **Potencia:** $G_{dB} = 10 \log_{10} (P_{out}/P_{in})$

Ej. 3 dB $\rightarrow P_{out} = 2 P_{in}$ (Sumar 3 dB significa doblar la potencia)

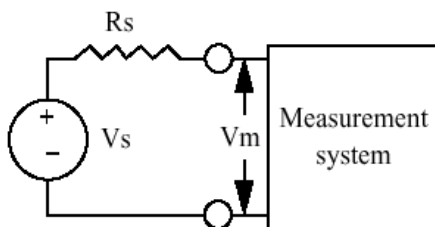
Se define **dBW** = $10 \log (\text{Potencia en W}/1 \text{ W})$, es decir potencia relativa a 1 W

Por ejemplo: 1W = 0 dBW y 1kW = 30 dBW

Se define **dBm** = $10 \log (\text{Potencia en mW}/1 \text{ mW})$. Es decir potencia relativa a 1 mW

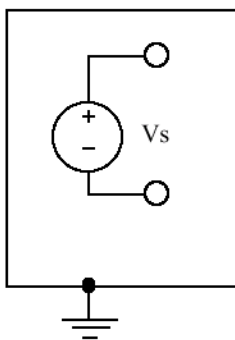
Por ejemplo: 1mW = 0 dBm y 1W = 30 dBm

4.1.3.- TIPOS DE SEÑAL A AMPLIFICAR



Antes de conectar las señales a las entradas hay que determinar si la fuente de señal es flotante o está referida a masa.

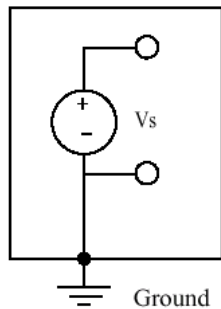
4.1.3.1.- Señal flotante



- No está conectada de ninguna forma a la masa del sistema ni a la tierra de la instalación, sólo tiene un punto de referencia aislado.

Ejemplos: Salidas de transformador, dispositivos alimentados por batería, salidas opto-aisladas, amplificadores de aislamiento, termopares, instrumentos con salidas aisladas.

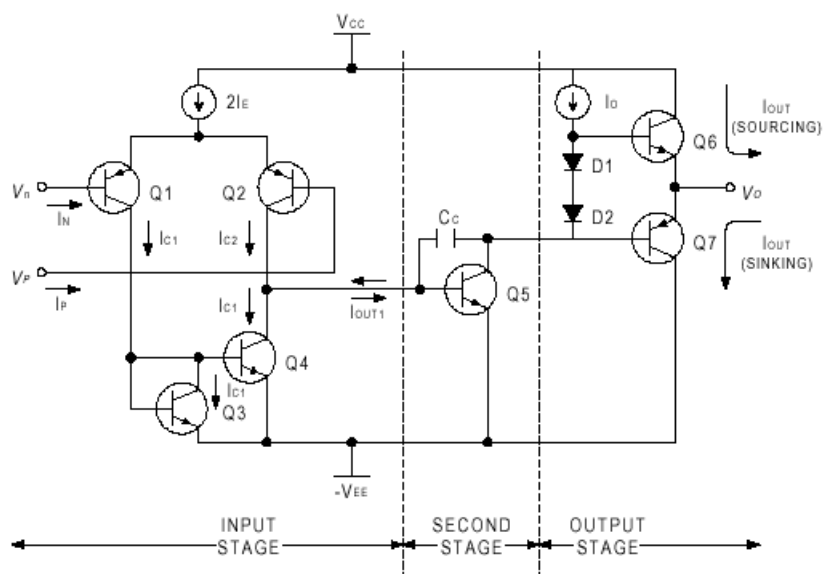
4.1.3.2.- Fuentes de señal referidas a masa



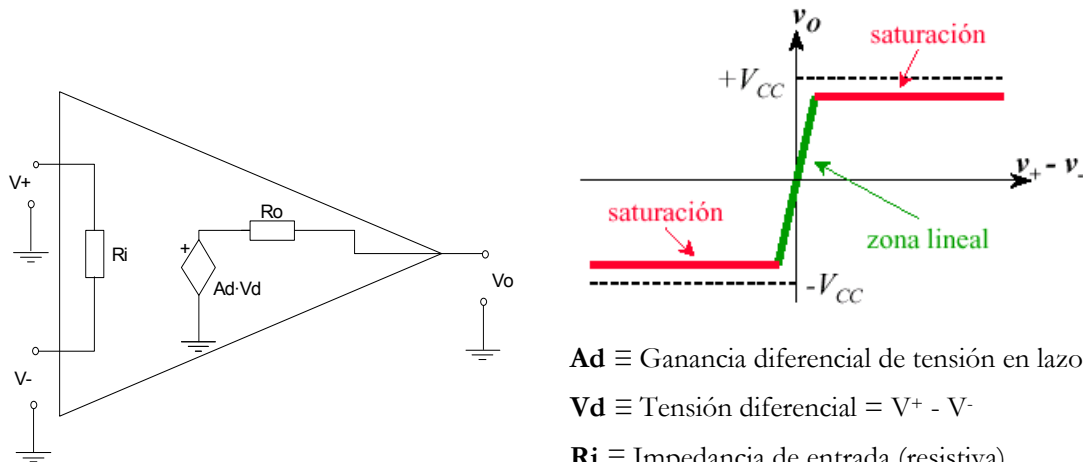
Está conectado de alguna forma a la masa del sistema y en la mayoría de los casos a la tierra de la instalación. Por lo tanto tiene un punto de masa común con el sistema de medida (p. ej. la tarjeta de adquisición de datos, siempre y cuando el ordenador esté debidamente conectado a tierra).

- Ejemplos: Salidas de instrumentos con salidas no aisladas, dispositivos conectados a la red eléctrica del edificio.
- La diferencia de potencial entre dos instrumentos conectados a la misma red de distribución se sitúa típicamente entre 1 y 100 mV. Puede ser mayor si las conexiones no son buenas. (véase tema interferencias)

4.2.- EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL



Estructura interna simplificada típica de un AO. Obsérvense la división en tres etapas y el condensador de compensación de frecuencia, C_c en la segunda etapa.

Modelo simplificado:

$A_d \equiv$ Ganancia diferencial de tensión en lazo abierto.

$V_d \equiv$ Tensión diferencial = $V_+ - V_-$

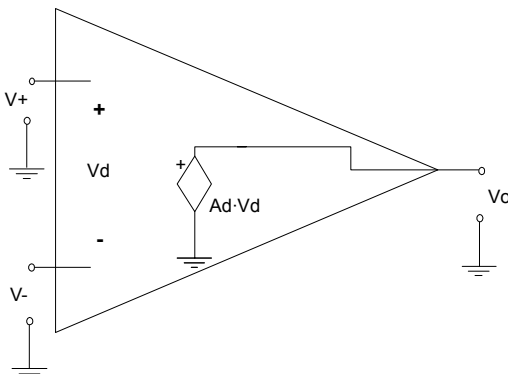
$R_i \equiv$ Impedancia de entrada (resistiva)

$R_o \equiv$ Impedancia de salida (resistiva)

4.2.1.- EL AO IDEAL

	A.O. IDEAL	A.O. REAL (741)
R_i	∞	2 M Ω
A_d	∞	200.000
R_o	0	75 Ω

Si tomamos los valores ideales, nos queda un circuito:



En la imagen, el modelo ideal, válido para cálculos aproximados.

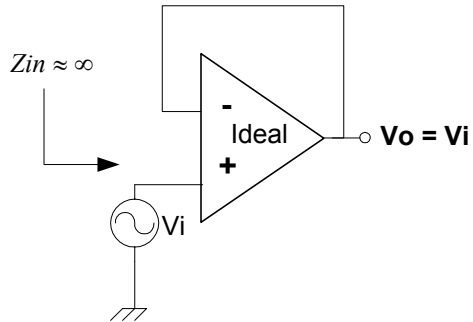
Como hemos considerado A_d infinito, la pendiente de la zona lineal sería infinita, dando como resultado un comparador ideal:

Si $V_+ > V_-$ entonces $V_o = +V_{\text{saturación}}$

Si $V_+ < V_-$ entonces $V_o = -V_{\text{saturación}}$

Cortocircuito virtual

Si realimentamos el AO considerado ideal por su terminal negativo, de cara al análisis puede considerarse, que la tensión en sus terminales de entrada es la misma.

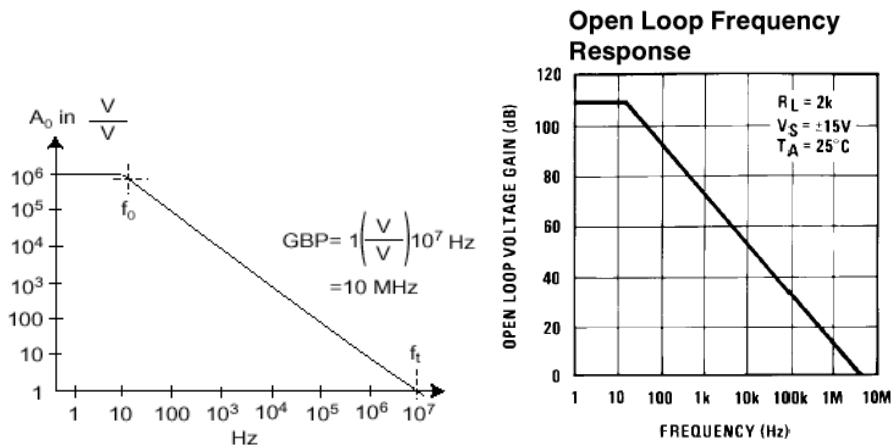


Ejemplo de aplicación de c.c. virtual en el análisis de la configuración seguidor de tensión con AO.

$$\text{Ganancia de lazo cerrado} = V_o/V_i = 1$$

Amplificador Inversor	Amplificador NO inversor
KCL en V^- : $\frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{0 - V_o}{R_2}$ $V_o/V_i = - (R_2/R_1)$	Análogamente: $V_o/V_i = (1 + R_2/R_1)$

4.2.2.- GANANCIA



Ganancia en función de la frecuencia: izda. AO genérico, dcha. del AO LF351.

El polo dominante viene determinado por el condensador interno de compensación en frecuencia que evita la inestabilidad. (En los amplificadores operacionales que lo poseen)

GBP: Producto Ganancia x Ancho de banda (Band Width)

UGB: Ancho de banda de ganancia unidad (UGB) que sería equivalente al GBP.

- La ganancia no es constante en todo el rango de frecuencias.
- No todos los amplificadores operacionales tienen El GBP constante.

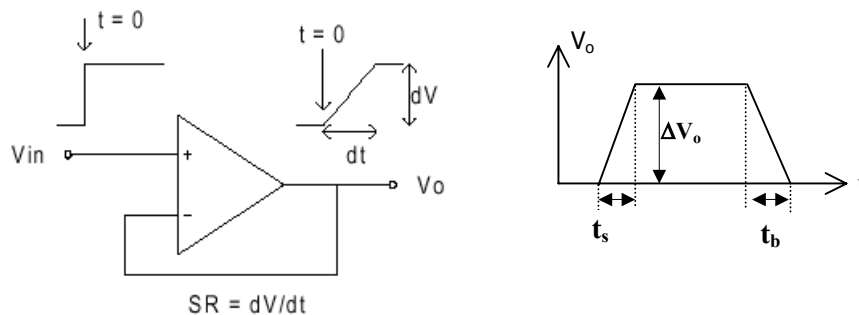
P. ej. el OP643 de Burr-Brown

Tiene un GBP de 1'5 GHz . A cambio, sólo es estable con ganancias de lazo cerrado mayores de 5 V/V, por lo que no puede usarse como seguidor de tensión para frecuencias elevadas.

4.2.3.- VELOCIDAD DE RESPUESTA

4.2.3.1.- Slew-Rate

Define la rapidez de respuesta de V_o ante cambios en la entrada, es decir la velocidad máxima con la que puede variar la tensión de salida de un A.O. Dicha velocidad de respuesta se debe a los tiempos de propagación y sobre todo al tiempo de carga-descarga del condensador interno de compensación. Si de forma experimental inyectamos una señal cuadrada, obtendríamos una respuesta de forma similar a la figura:



A partir de dicha figura, podemos plantear:

$$SR_{\text{subida}} = \Delta V_o / \Delta t_s$$

$$SR_{\text{bajada}} = \Delta V_o / \Delta t_b$$

Por comodidad, suele expresarse en $V/\mu s$

Ejemplo:

En el caso del AO741, según su hoja de especificaciones el valor del condensador de compensación es de 30 pF y el SR es de 0,5 V/ μs . Otros amplificadores operacionales típicos (p.ej. LM324, OP497) también tienen valores de slew-rate entorno a 0'5 V/ μs . Sin embargo otros más específicos como el OPA643 tiene un slew rate of 1000 V/ μs .

En el caso de necesitar un operacional para implementar un comparador, este sería un parámetro fundamental.

Veamos en el siguiente ejemplo qué efecto tiene el SR cuando amplificamos una señal senoidal, que a la postre puede representar un armónico de cualquier otra señal:

Ejemplo: Amplificador de ganancia en lazo cerrado 10 V/V, señal de entrada de hasta 1 V pico y $f_{\text{máx}} = 1$ kHz. ¿Cuál será el SR mínimo para amplificar dicha señal?

Buscaremos la variación máxima de la señal:

La máxima variación se producirá con una señal de salida de 10 V de amplitud y 1 KHz

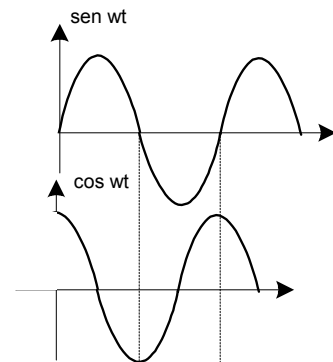
Es decir:

$$V_o(t) = 10 \cdot \sin(2\pi \cdot 1000 t)$$

La variación de dicha señal vendrá dada por su derivada:

$$dV_o(t)/dt = 10 \cdot 2\pi \cdot 1000 \cdot \cos(2\pi \cdot 1000 t)$$

[recordar que $d/dt A \sin \omega t = A \omega \cos \omega t$]



Igualando a cero para encontrar el máximo de dicha variación:

$$10 \cdot 2\pi \cdot 1000 \cos(2\pi \cdot 1000 t) = 0 \rightarrow \cos(2\pi \cdot 1000 t) = 0$$

Es decir, la máxima variación de una señal senoidal se produce en sus pasos por cero, como puede apreciarse en la figura, o sea $t = 0 \pm \pi$

Por facilidad tomaremos $t=0$ para hallar dicha variación, (i.e. la pendiente de la función seno en sus pasos por cero)

$$\begin{aligned} dV/dt &= 10 \cdot 2\pi \cdot 1000 \\ &\approx 62.831 \text{ V/s} \end{aligned}$$

Esto significa que el AO deberá tener un SR $\geq 62831 \text{ V/s}$ para poder seguir la variación de $V_o(t)$

Pasando a unidades más habituales de los fabricantes:

$$\text{SR} \geq 0.063 \text{ V}/\mu\text{s}.$$

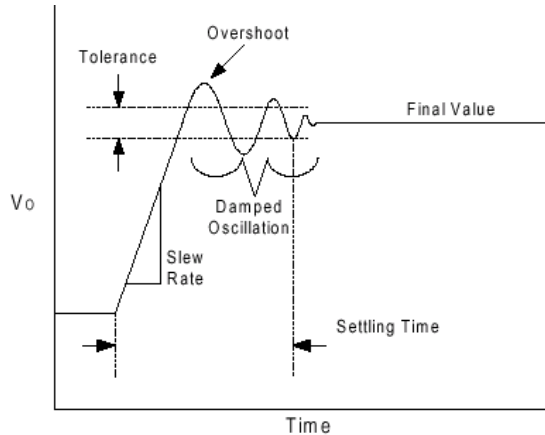
Debemos elegir un amplificador operacional con un SR de al menos $0.063 \text{ V}/\mu\text{s}$.

🔍 **PROPUESTO: En las mismas circunstancias, ¿Cuál sería la máxima frecuencia que permitirían el AO741 y el OPA643 ?**

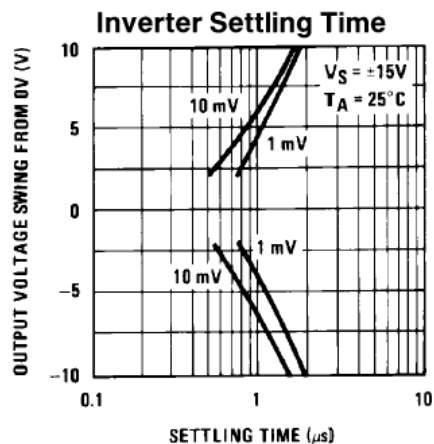
4.2.3.2.- Tiempo de establecimiento

Tiempo de establecimiento t_s es el tiempo empleado por la salida en estabilizarse dentro de un porcentaje del valor final para una entrada tipo escalón.

Como puede observarse en la figura también depende del Slew Rate.



P.ej. el AO LF351 especifica: "Fast settling time to 0.01% = 2 μs "



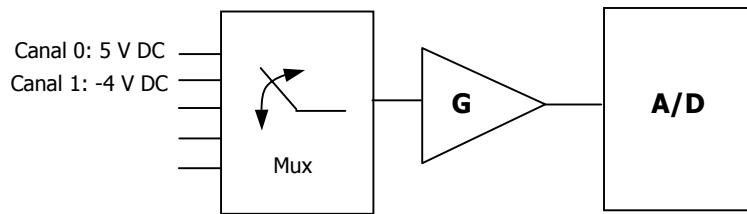
¿Cuánto tardaría en pasar de 0 V a 5V cuando la entrada es de 1 mV?

Directamente de la gráfica, aproximadamente 1 μs

Ejemplo: sistemas de adquisición de datos

Este parámetro es importante en el diseño de sistemas de adquisición de datos cuando se muestrean señales con cambios bruscos. Por ejemplo si utilizamos un seguidor de tensión como buffer entre un multiplexor y un convertor A/D. Cuando el multiplexor conmuta de canal puede producirse un cambio

brusco de tensión. La salida del amplificador operacional debe estabilizarse dentro de un margen antes de que el conversor muestree la señal.

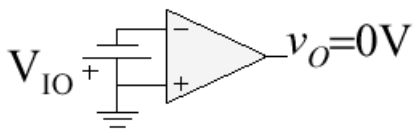


En el ejemplo de la figura, cuando el multiplexor conmuta del canal 0 al 1 se produce un cambio de 9 V. La salida del amplificador debe estabilizarse antes de que el A/D muestree la señal.

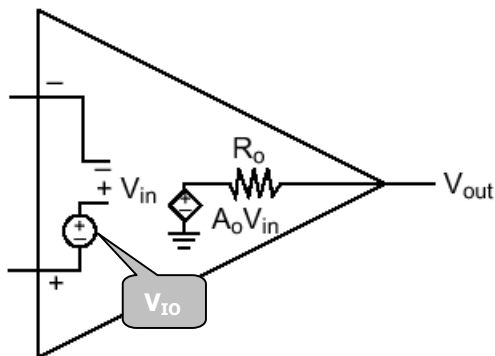
4.2.4.- TENSION DE OFFSET

4.2.4.1.- Tensión de offset de entrada

Las diferencias entre la puntos de polarización de la etapa de entrada por la asimetría de los componentes produce una tensión en la salida. Así que podemos modelar este efecto como la tensión que hay que aplicar en la entrada para conseguir una salida nula:

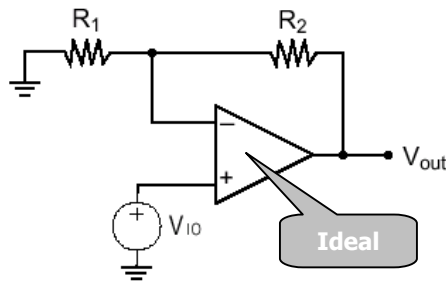


El modelo para el cálculo de su influencia sería:



Si sacamos la fuente V_{IO} del modelo al exterior del AO, podremos realizar el análisis considerándolo ideal.

Considerando únicamente el efecto de V_{IO} (superposición), tanto en la configuración inversora como en la no inversora nos quedaría el siguiente circuito:



$$V_{out} = (1 + R_2/R_1) \cdot V_{IO} \quad \leftarrow \text{Efecto de la tensión de offset en la salida}$$

Debemos compensar sobre todo si trabajamos con señales de valor no mucho mayor que V_{IO} .

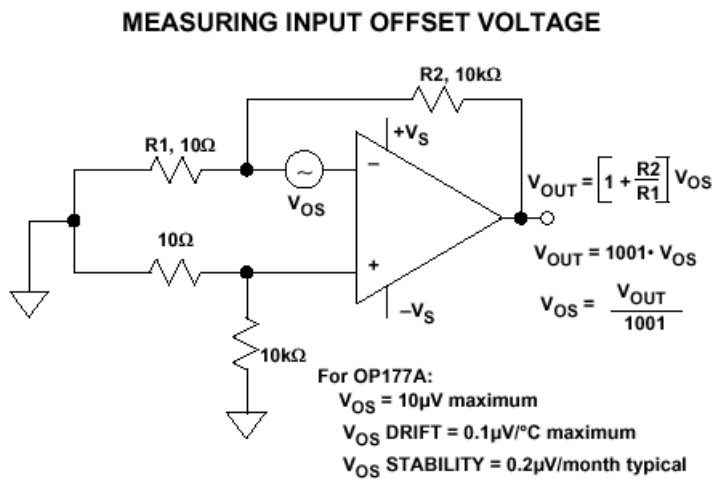
Ejemplo especificaciones:

AO741 = $V_{IO} = 2 \text{ mV typ.}$

LF351 = $V_{IO} = 5 \text{ mV typ.}$

Puede observarse que este efecto es mayor en amplificadores operacionales cuya etapa de entrada está basada en JFET como el LF351

✎ Corroborar el siguiente circuito de medida de la tensión de offset (V_{OS})

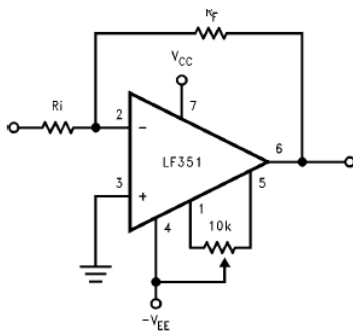


Como aplicamos cortocircuito virtual, podría ponerse la fuente V_{OS} en el terminal positivo dando el mismo resultado.

Compensación

- Introduciendo una tensión externa que cancele la tensión de offset.

- Mediante los terminales que incorporan muchos amplificadores operacionales y siguiendo las instrucciones del fabricante, vease figura siguiente:

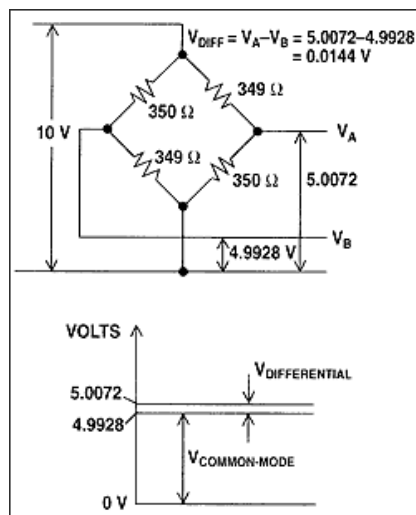


Variación con la temperatura

Observar la gran variación de este parámetro con la temperatura, sobre todo en los amplificadores operacionales con entradas basadas en FET como el LF351.

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$

4.2.4.2.- Tensión en modo Común



Se define la tensión en modo común V_{mc} como la media aritmética de las tensiones de dos puntos. En el puente de la figura la tensión en modo común entre los puntos A y B es:

$$V_{mc} = (V_A + V_B)/2 = 4,9928\text{ V}$$

Modo común en el amplificador operacional

Los puntos de polarización de las entradas del AO se desplazan también al variar la tensión en modo común, dando lugar a un desplazamiento de la tensión de salida.

- Este efecto puede modelarse mediante una fuente de tensión de offset en la entrada (V_{IO}).

- Este “pedestal de continua” en el que se encuentran ambas entradas se llama tensión en modo común.

Se define la tensión en modo común V_{mc} como la media aritmética de las tensiones en las entradas del AO:

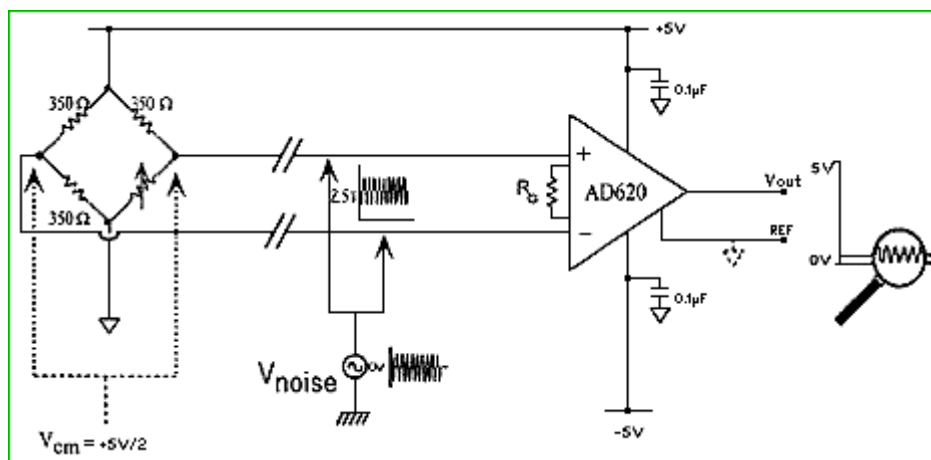
$$V_{mc} = (V^+ + V^-)/2;$$

Y se define A_{mc} como la ganancia en modo común. Quedando nueva expresión de la salida:

$$V_o = A_d V_d + A_{mc} V_{mc}$$

$$V_o = A_d (V^+ - V^-) + A_{mc} (V^+ + V^-)/2$$

Es decir, que además de amplificar la diferencia de tensión en sus terminales, el AO también amplifica la tensión común entre ambos:



En la imagen, un ruido presente en ambos terminales (i.e. ruido de modo común) es también amplificado, por lo que se halla en la salida (lupa).

CMRR

Es un indicador de lo bien que nuestro sistema rechaza la señal común presente en los terminales V_+ y V_- del amplificador.

Se define la relación de rechazo del modo común (CMRR) expresada en dB como:

$$\begin{aligned}\text{CMRR (dB)} &= 20 \log (\text{Ganancia diferencial} / \text{Ganancia en modo común}). \\ &= 20 \log (A_d / A_{cm})\end{aligned}$$

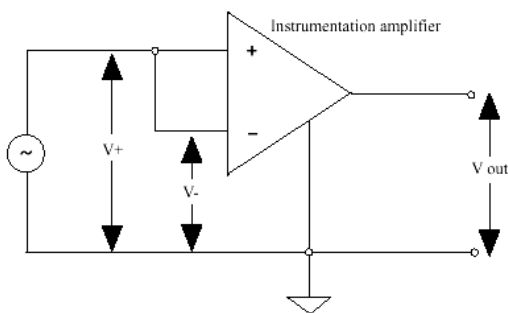


Figura 1 Circuito para la medida del CMRR

El circuito de la figura permite medir el CMRR, ya que en estas condiciones ($V^+ = V^- = V_{cm}$ y $V_d = 0$)

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log (A_d / A_{cm}) = 20 \log A_d - 20 \log A_{cm} = - 20 \log A_{cm} = - 20 \log (V_{out} / V_{cm})$$

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log (V_{cm} / V_{out}) \quad \text{cuando } V_d = 0$$

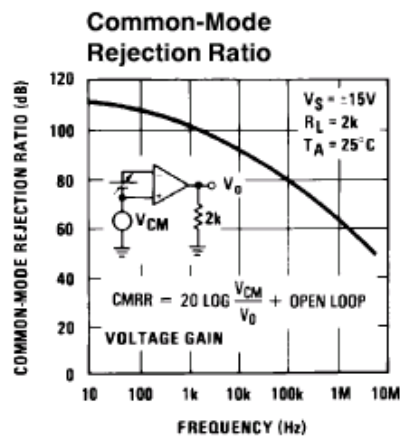
P. ej. Hallar el CMRR si en el circuito anterior conectando $V^+ = V^- = 10V$ obtenemos $V_{out} = 1mV$.

$$V_{cm} = (V^+ + V^-) / 2 = 10V$$

$$\text{CMRR} = V_{cm} / V_{out} = (10 / 10^{-3}) = 10^4$$

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \cdot \log (10^4) = 20 \cdot 4 = 80dB$$

El CMRR empeora con la frecuencia:



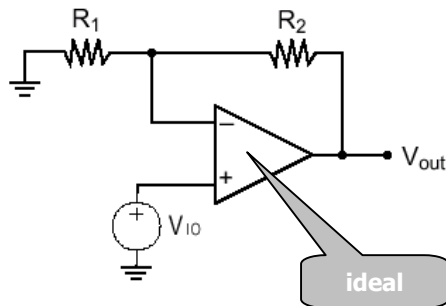
CMRR vs Frecuencia del LF351. El CMRR disminuye con la frecuencia

Máxima tensión en modo común.

Además de un buen CMRR, hay que tener en cuenta la máxima tensión en modo común que puede soportar el amplificador operacional. El límite no suele andar lejos del valor de la tensión a la que se alimenta el amplificador operacional.

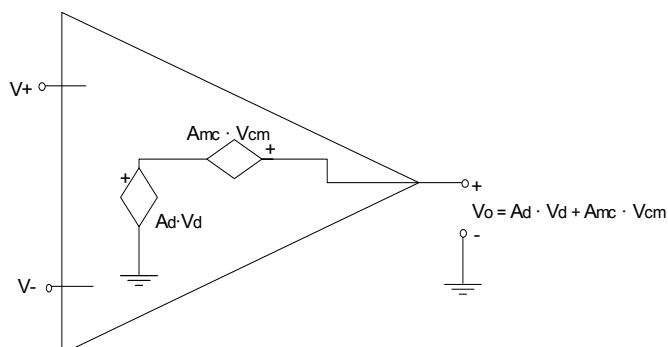
Modelo

Puede modelarse como una tensión de offset en la entrada de valor $V_{CM} / CMRR$:



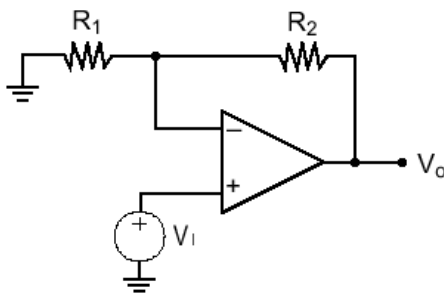
En la figura $V_{IO} = V_{CM} / CMRR$, y al sacar V_{IO} fuera del AO, este puede considerarse ideal

También puede añadirse al modelo circuital una fuente de tensión controlada. En este modelo sólo se tiene en cuenta el efecto del modo común y el valor no infinito de la ganancia diferencial:



En entornos industriales, la fuente típica de tensión en modo común es la alimentación de la red eléctrica de 50 Hz y armónicos múltiplos también presentes.

Ejemplo: Problema 15, pág. 53 de Problemas resueltos de Instrumentación y medidas electrónicas.



En el circuito de la figura, hallar la tensión de salida y el error relativo si.

CMRR = 80 dB

UGB = 1 MHz

$V_i = \sin 2\pi 1000 t$

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 90 \text{ k}\Omega$

Desde el momento que nos especifican el CMRR y el UGB, queda claro que no puedo aplicar cortocircuito virtual pues ello implica que la ganancia en lazo abierto (A_d) no es infinita y por tanto no puedo considerar al AO como ideal. Como no se citan otras imperfecciones, usamos el modelo que no tiene en cuenta Z_{in} ni Z_{out} , pero sí A_d y A_{CM} :

$$V_o = A_d (V^+ - V^-) + A_{mc} (V^+ + V^-)/2 \quad \text{Ec. 1}$$

Analicemos las incógnitas:

1) A_d : Podemos obtenerla directamente del UGB, ya que $UGB = GBP = A_d \cdot f$

$$A_d = UGB/f = 1 \text{ MHz}/1 \text{ kHz} = 1000$$

2) A_{CM} : Relacionada con el CMRR y A_d , ya que $CMRR = A_d/A_{MC}$

$$A_{MC} = A_d/CMRR = 1000/10^4 \quad (80 \text{ dB} = 10^4)$$

3) V^+ : directamente del circuito es igual a V_{in}

$$V^+ = V_{in}$$

4) V^- : Aplicando KCL en V^-

$$\frac{V_o - V^-}{R_2} = \frac{V^-}{R_1} \text{ despejando obtenemos } V^- = \frac{V_o}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{V_o}{1 + \frac{90 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}} = \frac{V_o}{10}$$

Sustituyendo estos resultados intermedios en la ecuación 1:

$$V_o = 1000 \left(V_{in} - \frac{V_o}{10} \right) + \frac{1}{10} \left(\frac{V_{in} + \frac{V_o}{10}}{2} \right)$$

Operando:

$$V_o = 1000 \cdot V_{in} + \frac{V_{in}}{20} - \frac{1000}{10} V_o + \frac{V_o}{200}$$

Agrupando términos:

$$V_o \left(1 + \frac{1000}{10} - \frac{1}{200} \right) = V_{in} \left(1000 + \frac{1}{20} \right)$$

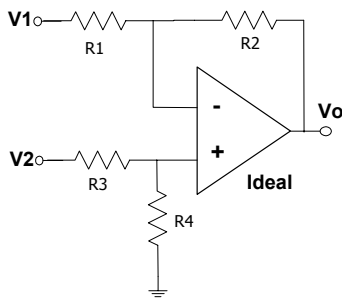
Resolviendo:

$$\boxed{V_o/V_{in} = 9,902}$$

Error relativo:

$$\boxed{\text{Error relativo (\%)} = \frac{\text{Valor real} - \text{Valor ideal}}{\text{Valor ideal}} \cdot 100 = \frac{9,902 - 10}{10} \cdot 100 = -0,98\%}$$

El amplificador diferencial basado en AO



Amplificador diferencial basado en AO.

Como tenemos 2 fuentes de entrada, parece una buena opción aplicar superposición:

La salida debida únicamente a V1 será $v_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} v_1$ (configuración inversora del A.O.)

La salida debida únicamente a V2 será $v_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot v_2$ (config. no inv. del A.O.)

Sumando, la salida total será $v_o = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot v_2$ **Ec. 1**

Nos interesa saber cuanto amplifica el modo diferencial (para lo que está pensado), pero también lo que amplifica el modo común, que supone la parte indeseable.

$$V_d \equiv V_2 - V_1 \quad V_{CM} \equiv \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (\text{Aquí } V_d \text{ y } V_{CM} \text{ se refieren al conjunto, no al AO solo})$$

Tras engorrosas operaciones en la ec. 1, quedaría:

$$V_o = \underbrace{\frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}}_{A_{cm}} \cdot V_{CM} + \underbrace{\frac{1}{2} \left[\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right]}_{A_d} \cdot V_d$$

La expresión del CMRR, quedará:

$$CMRR \equiv \frac{A_d}{A_{cm}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_2 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3}$$

Lo que nos interesa es que la ganancia de modo común sea cero o lo que es lo mismo, que el CMRR sea infinito, para lo cual el denominador debería ser cero:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

El CMRR depende del apareamiento de las resistencias. Conseguir esto con elementos discretos es mucho más difícil que con elementos integrados.

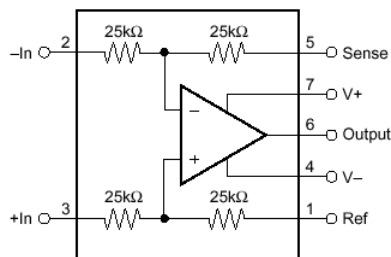
Podemos conseguir dicha igualdad haciendo $R1=R3$ y $R2=R4$, quedando una expresión:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$$

Donde la ganancia en modo diferencial sería

$$Ad = R2/R1$$

El amplificador diferencial monolítico



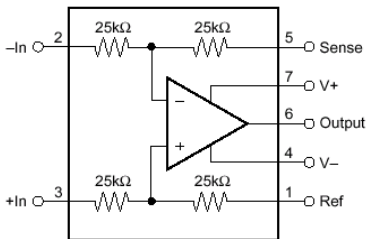
Ejemplo Burr-Brown INA105

Aumenta la precisión, ya que las resistencias de película delgada integradas en el chip:

- Permiten reducir la superficie de los bucles al mínimo (i.e. las interferencias por campo magnético).
- Además las resistencias están talladas con la precisión del laser, lo que mejora el apareamiento y por tanto aumenta el CMRR.

➤ **PROPUESTO: ¿Para qué sirve el terminal Ref?. Para contestar, hallar la función de transferencia si conectamos el terminal Ref a una tensión Vref.**

Tabla de especificaciones del Burr-Brown INA105

	PARAMETER NAME	INA105
	Gain (V/V)	1
	Common Mode Input Range (min) (V)	+ -20
	Input Offset (+/-) (max) (uV)	125
	Input Offset Drift (+/-) (max) (uV/Degrees Celsius)	10
	CMRR (min) (dB)	86
	Small-Signal Bandwidth (typ) (MHz)	1
	Slew Rate (typ) (V/us)	3
	Quiescent Current (+/-) (typ) (mA)	1.5
	Vs (max) (V)	36
	Vs (min) (V)	10

Características generales del Burr-Brown INA105:

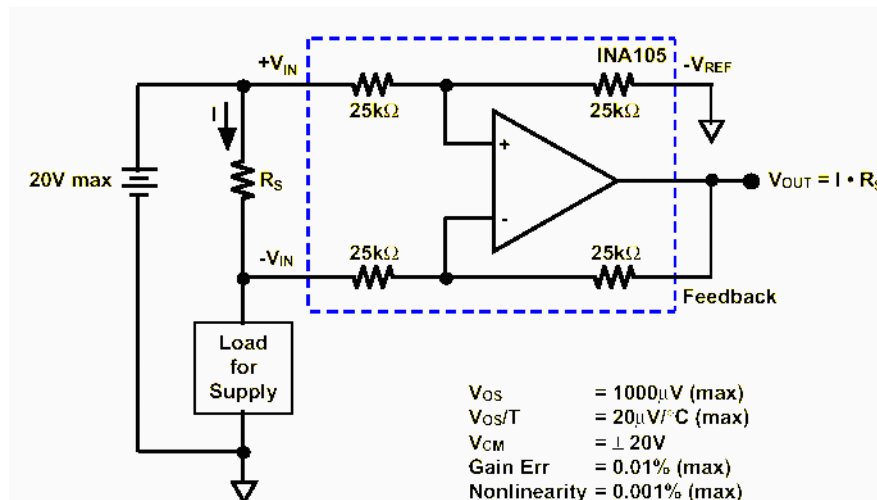
- CMR 86dB min OVER TEMPERATURE
- GAIN ERROR: 0.01% max
- NONLINEARITY: 0.001% max
- NO EXTERNAL ADJUSTMENTS REQUIRED
- EASY TO USE
- COMPLETE SOLUTION
- HIGHLY VERSATILE
- LOW COST
- PLASTIC DIP, TO-99 HERMETIC METAL, AND SO-8 SOIC PACKAGES

Ejercicio: Medida de la corriente que absorbe una carga.

Se inserta en serie una resistencia shunt de valor conocido en serie entre la fuente y la carga (en la imagen "Load for supply")

Se mide la tensión en sus bornes (diferencial) mediante el INA105. Si al poner $R_s = 1\ \Omega$ medimos $V_{out} = 4$ voltios:

- Comprobar que la función de transferencia es la que figura en la imagen: $V_{out} = I \cdot R_s$
- Encontrar el error debido al CMRR (ver especificaciones)
- Encontrar el error en la salida debido al error de ganancia del INA105.



Observar como se especifica que la tensión máxima de la fuente es de 20V, que corresponde a la máxima tensión en modo común que según sus especificaciones soporta el INA105.

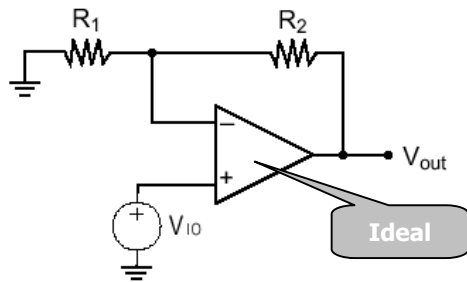
El circuito integrado INA117 es similar pero soporta una tensión en modo común de $\pm 200\text{ V}$

4.2.4.3.- Tensión de alimentación: PSRR

El efecto de la variación de la tensión de alimentación sobre las entradas del amplificador operacional es el mismo que la tensión en modo común: **variar el punto de polarización.**

Como la tensión de offset (V_{IO}) se produce por diferencias entre la puntos de polarización, podemos modelar la influencia de la alimentación mediante una tensión de offset en la entrada.

$$\text{Sensibilidad a la tensión de alimentación: } K_{SVS} = \frac{\Delta V_{IO}}{\Delta V_{SUPPLY}} \left(\frac{\mu V}{V} \right)$$



El parámetro que nos da el fabricante es el PSRR = Power Supply Rejection Ratio

La mayoría de fabricantes lo expresan en una cantidad positiva de dB, por lo que el cálculo lo han realizado invirtiendo el cociente, es decir:

$$PSRR_{dB} = 20 \cdot \log \frac{\Delta V_{SUPPLY}}{\Delta V_{IO}}$$

Por ejemplo el AO741 y LF351

El AO741 especifica $K_{SVS} = 30 \mu V/V$

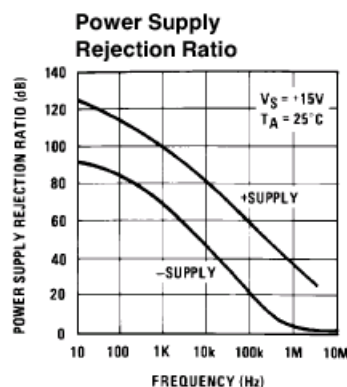
Pasando a dB:

$$PSRR = 20 \log (1 V / 30 \mu V) \approx 90 \text{ dB}$$

Sin embargo el LF351 especifica directamente:

"PSRR = 100 dB typical."

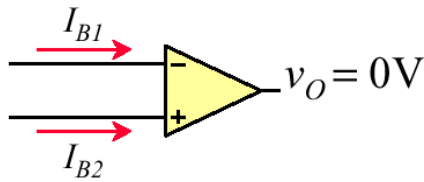
Variación con la frecuencia:



PSRR vs Frecuencia del LF351

Puede observarse que el PSRR decrece con la frecuencia.

4.2.5.- CORRIENTES EN LAS ENTRADAS



Los transistores que conforman la entrada del AO requieren de una pequeña corriente de base para su polarización.

4.2.5.1.- Polarización

Definimos corriente de polarización en la entrada como el valor medio de ambas corrientes:

$$I_{\text{Input Bias}} = I_{IB} = (I_+ + I_-)/2$$

Por ejemplo:

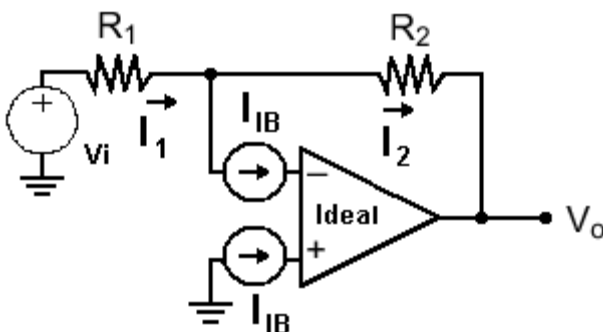
AO741 = $I_{IB} = 80 \text{ nA typ.}$

LF351 = $I_{IB} = 50 \text{ pA typ.}$

Al contrario que pasaba con la tensión de offset, puede observarse que las corrientes de polarización son varios órdenes de magnitud menores en amplificadores operacionales cuya etapa de entrada está basada en JFET como el LF351.

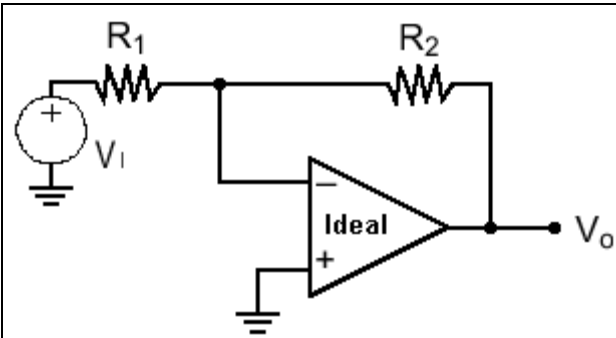
Error en continua

El efecto de las corrientes de polarización se refleja en la salida como un error de continua. Veamos que ocurre en la configuración inversora si tenemos en cuenta las corrientes de polarización y el resto del AO lo consideramos ideal:



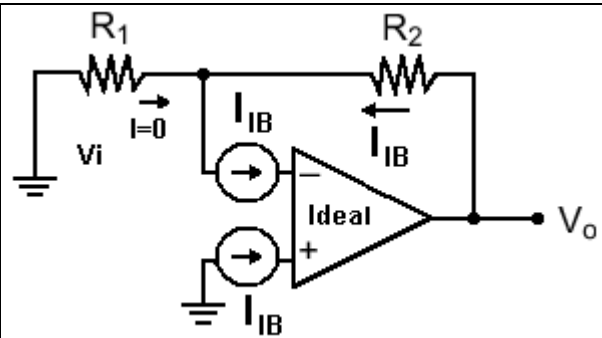
Una vez que hemos sacado fuera del AO el efecto de las corrientes de polarización, podemos considerarlo ideal, y por tanto aplicar c.c. virtual:

Aplicando superposición:



Directamente de la configuración inversora:

$$V_o/V_i = - (R_2/R_1)$$



Aplicando c.c. virtual:

$$V_o = R_2 \cdot I_{IB}$$

Resultando:

$$V_o = - (R_2 / R_1) \cdot V_1 + R_2 I_{IB}$$

El término $R_2 I_{IB}$ representa el error debido a las corrientes de polarización y como puede verse es proporcional al valor de la resistencia de realimentación.

Esta es una de las razones para no poner la resistencia de realimentación de valores muy elevados.

También puede resolverse directamente:

$$V_o = - R_2 \cdot I_2$$

Donde:

$$I_2 = (I_1 - I_{IB})$$

Quedando:

$$V_o = - R_2 (I_1 - I_{IB})$$

Donde

$$I_1 = V_1 / R_1 \quad (\text{c.c. virtual})$$

Sustituyendo:

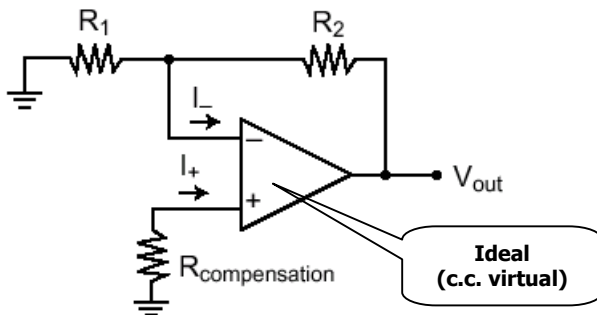
$$V_o = - R_2 ((V_1 / R_1) - I_{IB})$$

$$V_o = - (R_2 / R_1) \cdot V_1 + R_2 I_{IB}$$

- ✎ **PROPUESTO:** Analizar el efecto de las corrientes de polarización en la configuración no inversora del A0741 y compararlo con el LF351: Considerar una fuente de tensión cuya impedancia de salida es de 50Ω y cuyo valor a fondo de escala es de 1 mV . La resistencia de realimentación es de 90 K y la otra de 10 K . Hallar el error relativo debido a las corrientes de polarización.

Compensación de las corrientes de entrada

Colocamos una resistencia de compensación R_c y analizamos el efecto de las corrientes de polarización en las configuraciones inversora y no inversora. Para ver dicho efecto, desactivamos la fuente de señal. Puede comprobarse fácilmente que en ambas configuraciones el circuito resultante es:



Se trata ahora de buscar el valor de R_c que anula la diferencia entre las corrientes de polarización, para lo que analizamos el circuito:

- Entrada positiva: $V^+ = -I^+ \cdot R_c$
- Entrada negativa: $\frac{V_{out} - V^-}{R_2} - \frac{V^-}{R_1} = I^-$

Aplicando c.c. virtual (i.e. $V^+ = V^-$), obtenemos:

$$V_o = I^- \cdot R_2 - I^+ \left(\frac{R_c R_2}{R_1} + R_c \right)$$

Deseamos que la salida sea nula por el efecto de I^- y de I^+ , es decir igualamos $V_o = 0$:

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

Despejando R_c obtenemos:

$$R_c = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} = R_2 // R_1$$

$R_{\text{compensación}} = R_1 // R_2$. Es decir, que

La impedancia que ven los terminales V^+ y V^- del amplificador operacional deben ser iguales.

4.2.5.2.- Offset

Es debido a las diferencias entre los transistores de entrada del amplificador operacional. Suele ser un orden de magnitud menor que la corriente de polarización.

Definimos corriente de offset en la entrada como la diferencia entre las corrientes de polarización:

$$I_{\text{Input Offset}} = I_{\text{IO}} = I_+ - I_-$$

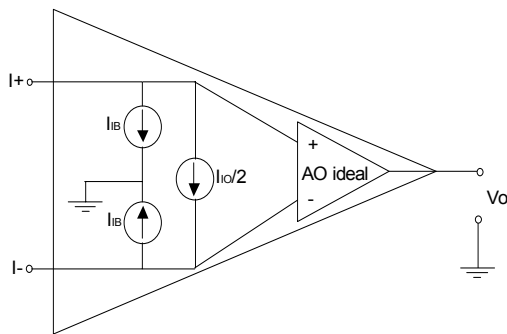
Por ejemplo:

$$\text{AO741} = I_{\text{IO}} = 20 \text{ nA typ}$$

$$\text{LF351} = I_{\text{IO}} = 25 \text{ pA typ}$$

Observar de nuevo la diferencia de 3 órdenes de magnitud debido a la entrada basada en JFET del LF351

4.2.5.3.- Modelo para las corrientes de polarización



Comprobemos el modelo de la figura:

Las corrientes de entrada al modelo son:

$$I_+ = I_{\text{IB}} + I_{\text{IO}}/2$$

$$I_- = I_{\text{IB}} - I_{\text{IO}}/2$$

Por definición :

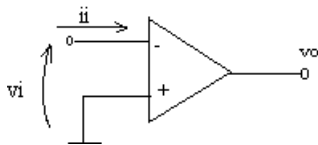
$$I_{\text{IB}} = (I_+ + I_-)/2$$

$$I_{\text{IO}} = I_+ - I_-$$

🔍 **PROPUESTO:** Verificar el modelo realizando estas dos operaciones con las corrientes de la figura.

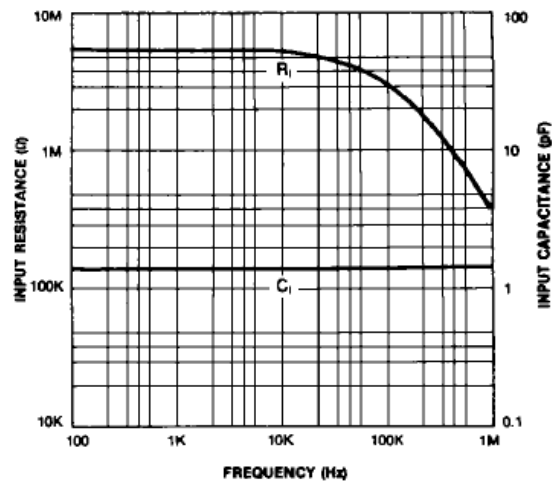
4.2.6.- IMPEDANCIA DE ENTRADA EN BUCLE ABIERTO

Impedancia que presenta un A.O. entre uno de sus terminales de entrada y masa, supuesta la otra entrada conectada también a masa. Varía con la frecuencia de la señal de entrada.



$$Z_i = V_i / I_i$$

Impedancia de entrada en bucle abierto LM741.



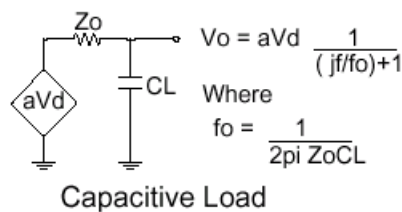
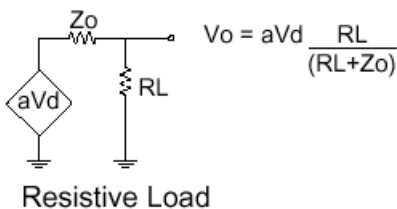
🌀 Observar la diferencia de la impedancia de entrada a 10 KHz respecto por ejemplo a 1 MHz.

4.2.7.- IMPEDANCIA DE SALIDA EN BUCLE ABIERTO

Impedancia en pequeña señal que presenta el A.O entre su salida y la masa.

Es función de la frecuencia.

Effect of Output Impedance

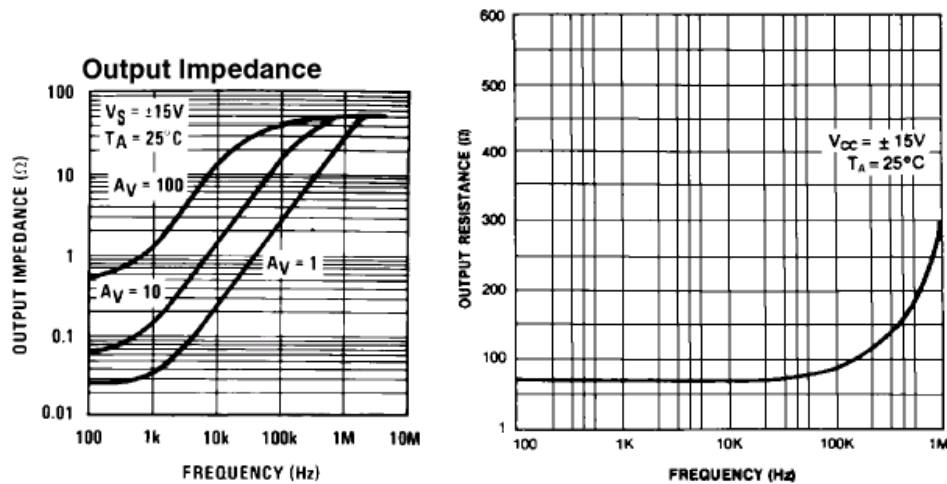


Máxima corriente de salida

La impedancia de salida está acotada por la máxima corriente que puede proporcionar el A.O. Algunos fabricantes especifican la máxima corriente de salida o corriente de salida en cortocircuito. P. ej. en el AD549 especifica “Short Circuit Current 20 mA typ.”

P. ej. en el LF351 (izda) y en el LM741:

En el LF351 se especifica "Supply current, $I_s = 3.4$ mA máx.". En el LM741 se especifica un máximo de 2,8 mA



☞ Observar el aumento de Z_{out} con la frecuencia y con la ganancia en lazo cerrado A_V para el LM741

4.2.8.- DISTORSIÓN

Idealmente, si la señal de entrada a un amplificador es una senoide pura, la salida debería ser también una senoide pura. Debido a la alinealidad del amplificador (y al ruido que genera) la salida nunca es una senoide pura.

En un amplificador operacional las dos principales causas de distorsión son el *Slew Rate* y la limitación de tensión de salida.

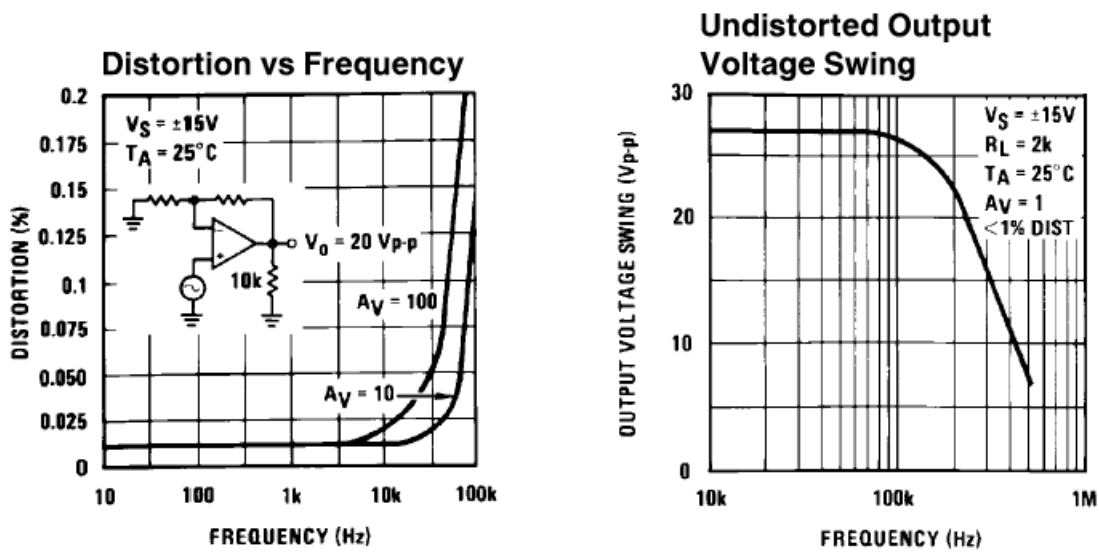
4.2.8.1.- THD

La DHT o en inglés THD (Total Harmonic Distortion) nos da una idea de la distorsión que produce el amplificador en la señal aplicada. Para ello, relaciona los armónicos que aparecen en la salida (que no estaban presentes en la entrada) con el contenido armónico total de la salida.

$$THD = \frac{\sum \text{Tensión de los armónicos indeseados}}{\text{Tensión total en la salida}} \times 100$$

P.ej. el AO LF351 especifica:

"Low total harmonic distortion $< 0.02\%$ ($A_V = 10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_O = 20\text{ Vp-p}$, $BW = 20\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$)"



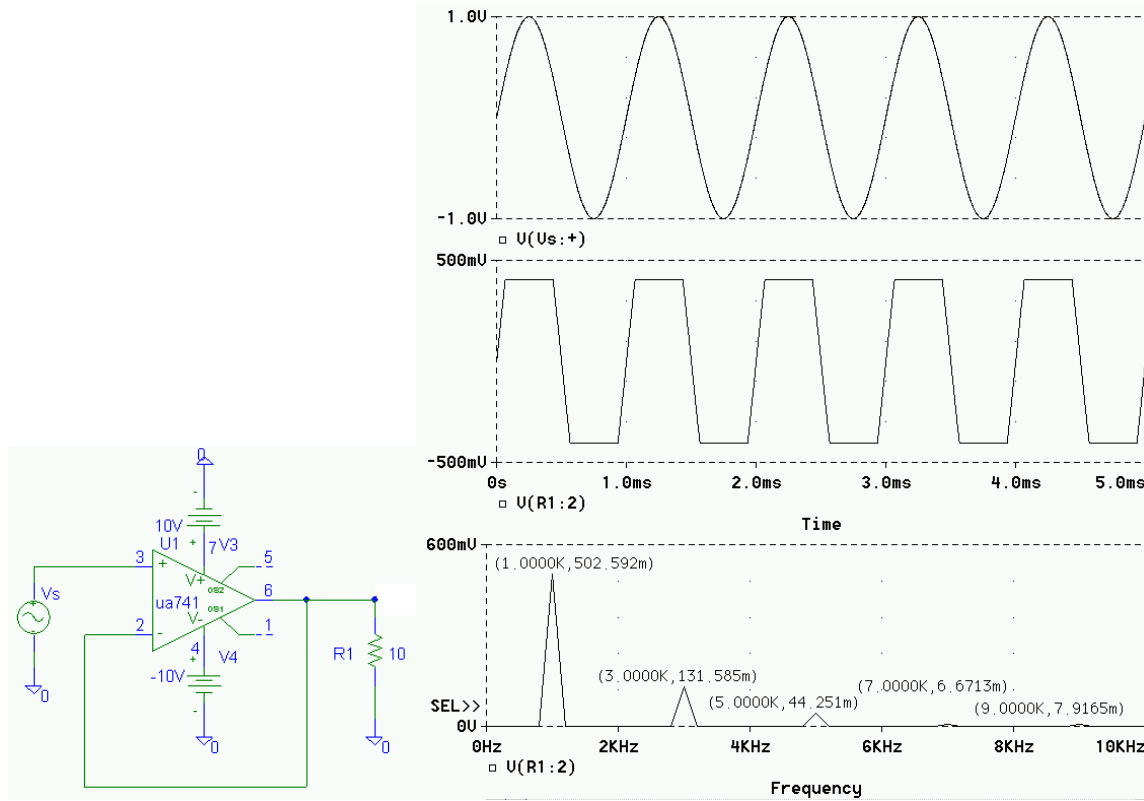
Distorsión del LF351 en función de la frecuencia (izda) y máxima tensión de salida sin pasar del 1% de distorsión (dcha)

Algunos fabricantes incluyen el efecto del ruido en la especificación:

$$THD + N = \frac{\sum \text{Tensión de los armónicos} + \text{Tensión de ruido}}{\text{Tensión total en la salida}} \times 100$$

THD en seguidor de tensión por la limitación de corriente ante un exceso de carga (10Ω)

$$V_s = 1 \cdot \sin(2\pi \cdot 1000 \cdot t)$$



$$THD = \frac{131'585 + 44'251 + 6'6713 + 7'9165}{502'592 + 131'585 + 44'251 + 6'6713 + 7'9165} \cdot 100 \approx 27'5\%$$

4.2.9.- RUIDO EN AMPLIFICADORES

Factor de ruido

Nos da una idea de la cantidad de ruido que genera un amplificador relacionando la potencia del ruido en la entrada y en la salida.

$$NF = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$$

S y N son potencias o (Voltios)² cuando se refieren a una impedancia unidad.

Figura de ruido

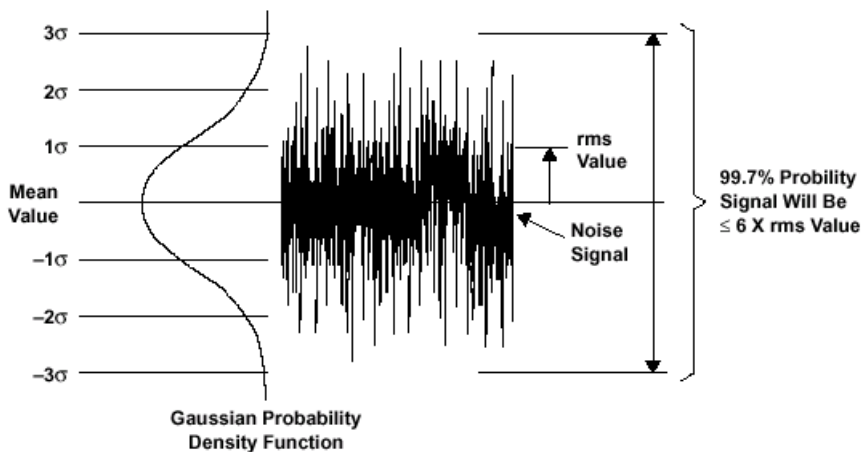
Es el factor de ruido expresado en decibelios

$$NF = 10 \cdot \text{Log} \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \text{ (dB)}$$

4.2.9.1.- Ruido térmico o Johnson

Debido a la agitación térmica de los electrones en una resistencia R por no encontrarse a 0° K

Tiene valor medio cero y una distribución Gaussiana:



Función Densidad de Probabilidad Gaussiana con valor medio (Mean Value) = 0

$\sigma \equiv$ Desviación estándar, corresponde con el valor RMS

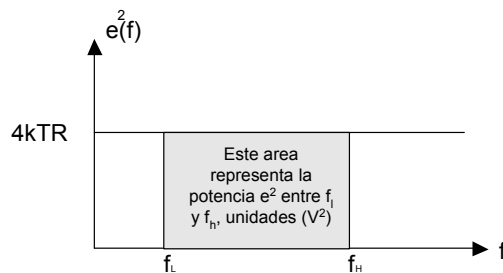
La siguiente tabla nos relaciona la probabilidad de que las muestras sobrepasen un valor determinado

Probabilidad (%)	68	95.4	99	99.63	99.9	99.99	99.9937	99.9999	99.99999
Relación (Pico-pico/RMS)	2	4	5.2	6	6.6	7.8	8	8.8	9.8

Ejemplo:

Si tenemos un valor RMS de tensión de ruido de 1 mV, el 99'9% de los valores se hallarán por debajo de los 6'6 V_{pp}. También podemos decir que existe una certeza del 99'99% de que el valor pico-pico no sobrepasará los 7'8 mV_{pp}.

Para los cálculos es habitual emplear un valor de 6'6 mV_{pp}.

Densidad espectral de potencia

La potencia del ruido debido al calentamiento térmico es constante en todas las frecuencias (i.e. los armónicos de la señal ruidosa están uniformemente distribuidos por todo el espectro). Por lo tanto tiene una densidad espectral de potencia constante dada por:

$$e_t^2(f) = 4kTR \quad (V^2/Hz)$$

⚡ Observar que la potencia viene dada en V^2 , luego están referidos a una resistencia de 1Ω . Por ello a veces se expresa como $V^2/1\Omega$

También se utiliza una raya encima indicando que se trata de densidad espectral

$$\overline{e_t^2} = 4kTR \quad (V^2/Hz)$$

Ruido blanco

Al ruido cuya densidad espectral es constante en un margen de frecuencias se le denomina genéricamente ruido blanco.

Densidad espectral de tensión

Simplemente haciendo la raíz cuadrada a la potencia obtenemos la densidad espectral de tensión en valores eficaces.

$$\overline{e_t} = e_t(f) = \sqrt{4kTR} \quad (V/\sqrt{Hz})$$

Potencia de ruido

La potencia total de ruido térmico en un margen de frecuencias se obtendrá integrando la densidad espectral en dicho rango:

$$e_t^2 = \int_{f_L}^{f_H} 4kTR \cdot df = 4kTR (f_H - f_L) \quad (V^2)$$

Valor eficaz de la tensión de ruido

Directamente se obtiene de la potencia de ruido:

$$e_t = \sqrt{4kTBR}$$

$B = f_H - f_L =$ Ancho de banda considerado.

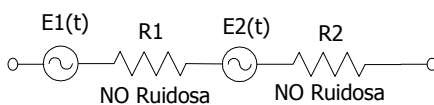
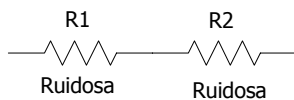
$k =$ constante de Boltzmann $= 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$

$T = T^a$ ($^\circ\text{K}$) a la que se encuentra R

La proporcionalidad con el ancho de banda aconseja limitarlo. Poner un condensador grande en paralelo con las resistencias que no afectan a la función de transferencia del circuito, y uno pequeño en las que pudiera alterarla.

Contribución de varias fuentes de ruido

Como las fuentes de ruido son de carácter aleatorio e independientes, la contribución total se halla sumando cuadráticamente las contribuciones independientes, es decir las potencias. Comprobemos porqué:



Desde el punto de vista temporal, las tensiones se suman

$$E_{total}(t) = E_1(t) + E_2(t)$$

La potencia total sería

$$E_{total}^2(t) = [E_1(t) + E_2(t)]^2$$

desarrollando:

$$E_{total}^2(t) = E_1^2(t) + E_2^2(t) + 2 \cdot E_1(t) \cdot E_2(t)$$

Ambas fuentes se producen en resistencias distintas por lo que son independientes. Además como su valor medio es cero también lo es el producto de ambas. Es decir:

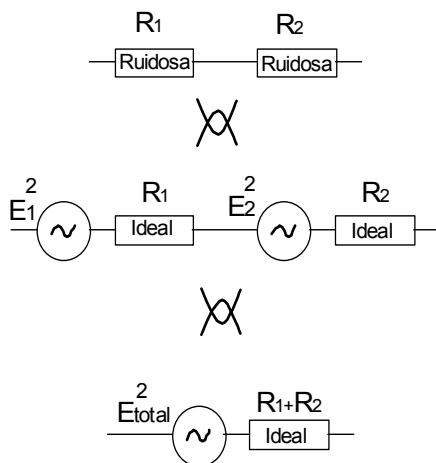
$$2 \cdot E_1(t) \cdot E_2(t) = 0$$

quedando:

$$E_{total}^2(t) = E_1^2(t) + E_2^2(t)$$

La potencia total es la suma de las potencias cuando las fuentes son independientes y de valor medio cero.

Es decir:



$$E_{total}^2 = E_1^2 + E_2^2 = (4kTBR_1) + (4kTBR_2)$$

Potencia total de ruido (V^2)

$$E_{total} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2} = \sqrt{4kTB \cdot (R_1 + R_2)}$$

Tensión eficaz de ruido (V_{ef})

4.2.9.2.- Ruido de disparo "shot".

El ruido **shot** está asociado al flujo de corriente. Se produce cuando las cargas atraviesan barreras de potencial como las uniones pn de los semiconductores. La corriente instantánea está compuesta de un gran número aleatorio de cargas independientes cuya corriente i tiene un valor medio útil, pero también un movimiento aleatorio que provoca ruido.

El ruido shot es constante en frecuencia y su valor eficaz puede expresarse:

$$i_{shot} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I \cdot B} \quad (\text{Amperios})$$

$$q = \text{carga del electrón} = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

I = Corriente media a través de la unión.

$B = f_2 - f_1$ = Ancho de banda considerado

- Distribución gaussiana.
- Ruido blanco

4.2.9.3.- Ruido 1/f ó ruido flicker

- Debido a varios factores como el mal contacto entre conductores
- Depende de la frecuencia de forma inversamente proporcional ($1/f$)
- Distribución de amplitudes es Gaussiana

Su densidad espectral de corriente es:

$$\bar{i}_{flicker} = \sqrt{\frac{2 \cdot q \cdot I_B \cdot f_{ci}}{f}} \quad (A/\sqrt{Hz})$$

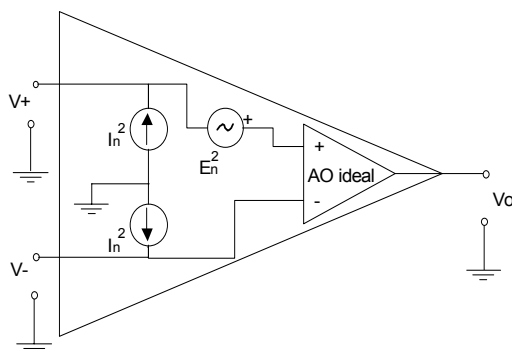
q = carga del electrón = $1.6 \cdot 10^{-19}$ C

I_B = corriente de base o de puerta

f_{ci} = frecuencia de corte. Frecuencia por debajo de la cual el ruido depende de la frecuencia. Suele ser más alta para los transistores FET que para los bipolares.

4.2.9.4.- Modelo ruidoso del amplificador operacional

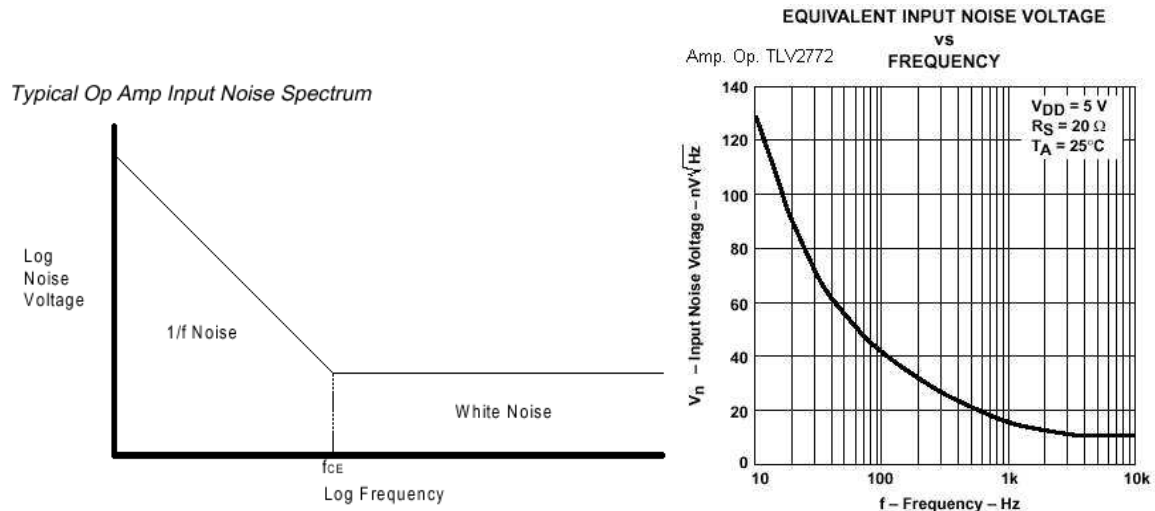
Debido a los fenómenos mencionados tenemos una potencia total de ruido que podemos usar en el modelo del amplificador operacional para estudiar los efectos del ruido.



- La fuente de tensión puede ponerse a conveniencia en el terminal negativo con la polaridad cambiada.
- Las distintas fuentes que aparecen en el modelo son independientes.

Durante el análisis del circuito se realiza la suma cuadrática de las fuentes de ruido, para posteriormente pasar a valores de tensión o corriente.

Hallemos ahora el valor de esas fuentes que usaremos en el análisis de los circuitos. E_n^2 y I_n^2 . Para ello partimos de las especificaciones del fabricante, bien en formato numérico o en forma de gráfica., como puede verse en las siguientes figuras:



⚡ Observar que en la figura de la izquierda los ejes tienen escala logarítmica.

Potencia total en un margen de frecuencias:

La potencia total de ruido se halla sumando cuadráticamente las potencias del ruido blanco (Térmico + Shot) y el flicker:

$$E_{total}^2 = E_{blanco}^2 + E_{flicker}^2 \quad (\text{Ec. 1})$$

Esto es buscamos el area bajo la curva ofrecida por el fabricante

Hallemos por separado cada uno de los sumandos:

Potencia total de ruido blanco:
$$E_{blanco}^2 = \int_{f_L}^{f_H} \overline{e_{blanco}^2} df = \overline{e_{blanco}^2} (f_H - f_L)$$

ya que $\overline{e_{blanco}^2}$ es una constante.

Potencia total de ruido flicker:
$$E_{flicker}^2 = \int_{f_L}^{f_H} \frac{k_{flicker}}{f} df = k_{flicker} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)$$

donde $k_{flicker}$ es una constante que depende del dispositivo.

Sustituyendo ambas expresiones en la ecuación 1:

$$\textbf{Potencia total de ruido: } \boxed{E_{total}^2 = \overline{e_{blanco}^2} (f_H - f_L) + k_{flicker} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} \quad (\text{Ec. 2})$$

Un dato importante que proporciona el fabricante o puede deducirse de la gráfica es el punto f_{ce} . En ese punto f_{ce} ambas funciones se cortan, es decir, la densidad de espectral de ruido blanco es igual a la de ruido flicker, podemos expresar entonces:

$$\left. \frac{k_{flicker}}{f} \right|_{f=f_{ce}} = \overline{e_{blanco}^2}$$

Y por lo tanto:

$$k_{flicker} = \overline{e_{blanco}^2} \cdot f_{ce}$$

Sustituyendo en la ecuación 2:

$$\boxed{E_{total}^2 = \overline{e_{blanco}^2} (f_H - f_L) + \overline{e_{blanco}^2} \cdot f_{ce} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

Sacando factor común:

$$\boxed{E_{total}^2 = \overline{e_{blanco}^2} \cdot \left[(f_H - f_L) + f_{ce} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \right]}$$

De forma completamente análoga obtenemos la expresión para las fuentes de corriente:

$$\boxed{I_{total}^2 = \overline{i_{blanco}^2} \cdot \left[(f_H - f_L) + f_{ci} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \right]}$$

Donde los fabricantes nos proporcionan numérica o gráficamente las densidades espectrales $\overline{e_{blanco}^2}$, $\overline{i_{blanco}^2}$ (a los que se refieren mayoritariamente como $\overline{e_n^2}$, $\overline{i_n^2}$ o simplemente e_n , i_n) y las frecuencias de corte, f_{ce} y f_{ci} .

Para evitar confusiones, lo más práctico es fijarse en las unidades ya que en eso los fabricantes no difieren.

Si el margen de frecuencias considerado se halla en la zona alta, la influencia del ruido 1/f es como su nombre indica despreciable, y podría prescindirse de ese término sin cometer un error apreciable. Quedando en esas circunstancias:

$$E_{total}^2 = e_{blanco}^2 (f_H - f_L) \text{ si } f_H \text{ y } f_L \text{ están fuera de la influencia del ruido } 1/f.$$

P.ej. el AO LF351 especifica:

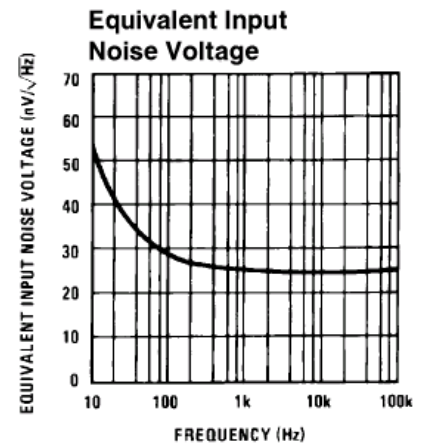
Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S = 100\Omega$, $f = 1000 \text{ Hz}$		25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_I = 25^\circ\text{C}$, $f = 1000 \text{ Hz}$		0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

Podemos observar que el efecto de las corrientes de ruido son prácticamente despreciables frente a la tensión (Entrada FET). Hay que suponer que por eso el fabricante no proporciona f_{ci} ni gráfica de donde deducirla.

A falta de un dato exacto, f_{ce} debe tomarse de forma visual teniendo en cuenta que f_{ce} se calcula como la frecuencia a la cual el ruido es $\sqrt{2}$ veces la especificación del ruido blanco:

$$25 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot \sqrt{2} = 35.35 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}.$$

En la gráfica, la densidad espectral es $35.35 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a una frecuencia aproximada de 50 Hz.



Supongamos que deseamos utilizar este amplificador para audio de alta fidelidad (20-20 kHz) y deseamos saber la tensión de ruido que produce.

$$E_n^2 = e_n^2 \left[f_H - f_L + f_{ce} \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right] = (25 \cdot 10^{-9})^2 \left[20000 - 20 + 50 \cdot \ln \left(\frac{20000}{20} \right) \right] = 1.27 \cdot 10^{-11} \text{ V}^2$$

$$E_n = \sqrt{1.27 \cdot 10^{-11}} = 3.56418 \cdot 10^{-6} \approx 3.6 \mu\text{V}_{ef}$$

El valor de tensión pico a pico no sobrepasará en el 99.9 % de los casos un valor de 6.6 mayor que el hallado. Es decir:

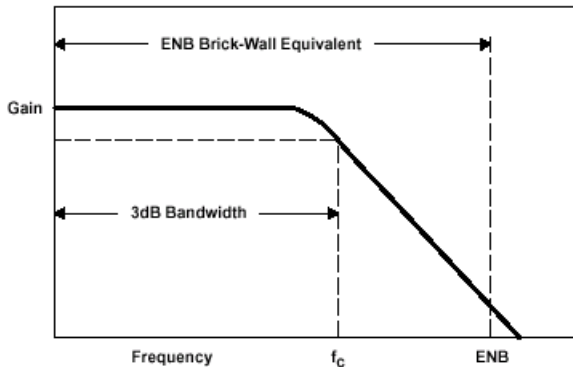
En $\leq 23.5 \mu\text{Vpp}$ en el 99.9 % de los casos

Calcular la tensión de ruido en la salida de un seguidor de tensión basado en un LM741:

e_n (1kHz) = 20 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, f_{ce} = 200 Hz, i_n (1kHz) = 550 $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, f_{ci} = 2000 Hz, Resistencia de la fuente R_s = 100 Ω , Ancho de banda desde continua hasta 100 Hz, temperatura = 27°C ($=300^\circ\text{K}$).

4.2.9.5.- Ancho de banda equivalente de ruido

Las ecuaciones anteriores son aplicables si la función de transferencia del amplificador operacional tuviese forma rectangular (i. e. pendiente infinita a partir de la frecuencia de corte). Como no es así, la potencia de ruido que se transfiere a la salida es mayor en una cantidad que depende del orden de la función de transferencia. Esto significa que los valores de f_H y f_L deberían modificarse para un cálculo más exacto.



En general al filtrar un ruido la potencia transferida se calcula aplicando un coeficiente de compensación dado según la siguiente tabla:

Orden de la f_{on} de transferencia	1	2	3	4
factor	1'57	1'11	1'05	1'025



Se llama ENB (Equivalent Noise BandWidth) Ancho de banda equivalente de ruido.

P. ej. en un filtro RC de primer orden: $ENB = f_c \cdot 1'57$