1.0.AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Son circuitos integrados con un nivel de componentes y estructura interna complicada por lo que los vamos a estudiar desde fuera como cajas negras. Su símbolo es el siguiente:

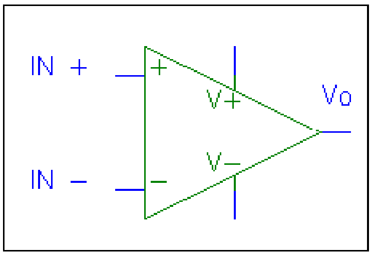


Fig. 1-1

La alimentación del circuito se realiza por medio de dos fuentes de alimentación (alimentación simétrica). Como se aprecia en la figura 2, el terminal de referencia de tensiones (masa) no está conectado directamente al amplificador operacional. La referencia de tensiones debe realizarse a través de elementos externos al operacional tales como resistencias.

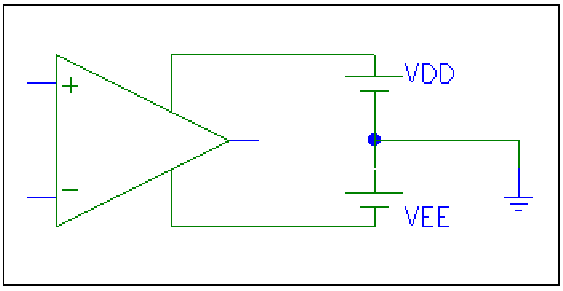


Fig. 1-2

Tienen dos entradas la - que se denomina "inversora" y la + que se denomina "no inversora" y una salida Vo. Se alimentan a través de dos terminales uno con tensión positiva +V y otro con tensión negativa -V. Adicionalmente pueden tener otros terminales específicos para compensación de frecuencia, corrección de derivas de corriente continua etc.

Se encuentran integrados de forma que en una pastilla puede haber 1, 2 ó 4 OP (amplificadores operacionales). En el caso de 4 el número de patillas mínimo es 3x4(I/O)+2(alim)=14. Son muy baratos (más que muchos transistores).

Existen varios modelos de OP. Vamos a estudiar en primer lugar el IDEAL. Es un modelo simplificado que se adapta bien al comportamiento real. Sin embargo a veces necesitaremos aproximarnos más con lo que describiremos el modelo REAL que es el ideal más una serie de imperfecciones.

1.1. AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.

En el modelo de amplificador ideal, la salida del amplificador se obtiene a través de la expresión:

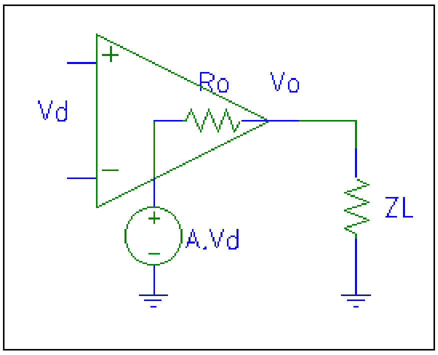
$$V_o = A(V_+ - V_-) = AV_d \qquad (1)$$

Esta expresión nos dice que la salida del amplificador es directamente proporcional a la diferencia de potencial V_d en la entrada. Designaremos a la constante de proporcionalidad A como GANANCIA EN LAZO ABIERTO. Con esta definición podemos decir también que el amplificador operacional es DIFERENCIAL ya que la salida depende de la diferencia de tensión en sus entradas.
A es una constante para cada amplificador y sus valores son muy altos (>200000 para amplificadores reales). En lazo abierto significa que es la ganancia del propio dispositivo sin conectar a nada.

Propiedades del amplificador operacional ideal

1. La ganancia en lazo abierto A es infinita
2. Las resistencias que se ven desde cada uno de los terminales de entrada son infinitas o, lo que es lo mismo, las intensidades de entrada I_- e I_+ son nulas.
3. La impedancia de carga de un circuito conectado en cascada con el OP no influye en la tensión de salida: $V_0 \neq f(Z_L)$. Esto significa que, si tenemos el equivalente del amplificador de la forma:

Fig. 1-3



$$V_0 = \frac{Z_L}{R_0 + Z_L} A V_d$$

Por tanto para que se cumpla la condición de que $V_0 \neq f(Z_L)$ tiene que ser $R_o = 0$ es decir la impedancia de salida del OP es nula.

4. Es un amplificador de corriente continua y alterna
5. Es capaz de amplificar la señal de entrada independientemente de su frecuencia. El ancho de banda es por tanto infinito.

Por la primera propiedad, tendríamos que si A es infinito como V_d es un valor finito debería ser V_o infinito. Como esto no puede ser debe ocurrir que $V_d = 0$ es decir $V_+ = V_-$

Las alimentaciones de un amplificador suelen ser iguales en magnitud y tienen como valores típicos +/-5V, +/-9V, +/-12V, +/-15V, +/-18V, +/-22V. La salida puede tener valores máximos algo inferiores que las tensiones de alimentación. Por tanto se elegirá la alimentación en función de las disponibilidades y de los niveles de señal necesarios en la salida del OP.

Los OP se suelen utilizar con realimentación ya que esto hace que podamos controlar su ganancia. Como veremos la ganancia en lazo cerrado no dependa nada más que del circuito externo aplicado. Según como sea este circuito tendremos varias configuraciones de amplificador.

1.1.1. AMPLIFICADOR INVERSOR

Sea el circuito:

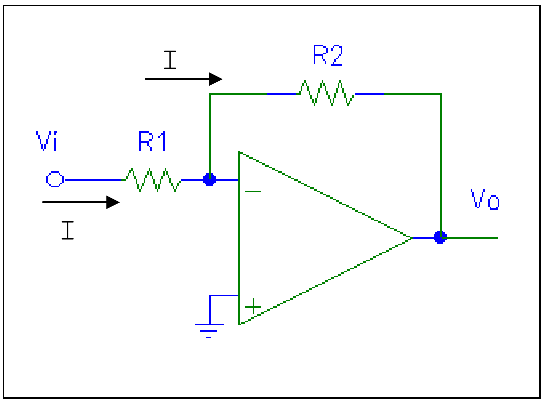


Fig.1-4

Vamos a calcular su ganancia en lazo cerrado G y su resistencia de entrada R_i.

Como V_+ está unida a tierra, será $V_- = 0$. Esto se conoce como TIERRA VIRTUAL ya que está como conectada a tierra pero sin estarlo.

$$I = \frac{V_{R_1}}{R_1} = \frac{V_i - V_-}{R_1} = \frac{V_i}{R_1}$$

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

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} = G$$

donde, por tanto, G puede ser mayor o menor que 1 sin más que elegir las resistencias de la forma adecuada.

El valor de la resistencia de entrada se puede calcular de la siguiente forma:

$R_i = \frac{V_i}{I} = \frac{V_{R1}}{I}$ ya que $V_{R1} = V_+ - V_- = V_i - 0 = V_i$

Como $V_{R1} = IR_1$ resulta $\boxed{R_i = \frac{IR_1}{I} = R_1}$

1.1.2. AMPLIFICADOR NO INVERSOR

Sea el circuito:

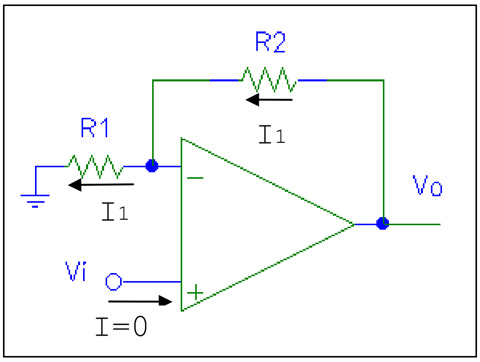


Fig.1-5

La resistencia de entrada se obtendrá

$$R_{entrada} = \frac{V_i}{I} = \frac{V_i}{0} = \infty$$

ya que por definición, en el modelo ideal la intensidad I=0.

En cuanto a la ganancia, sabemos que $V_- = V_+ = V_i$, si suponemos que por R_1 pasa una intensidad I_1 cuyo valor sería

$$I_1 = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{V_i}{R_1}$$

la tensión V_o se obtendría

$$V_o = I_1 R_2 + V_- = I_1 R_2 + V_i = I_1 R_2 + I_1 R_1 = I_1(R_2 + R_1) = \frac{V_i}{R_1}(R_1 + R_2)$$

La ganancia será $G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

Como se puede observar, en este caso, la ganancia será siempre positiva ya que las R_i son siempre positivas y además siempre será mayor o igual a 1. G=1 para el caso en que $R_1 = \infty$ (circuito abierto) ó $R_2 = 0$ (sustituyendo la R por un cable) o ambas cosas a la vez. Este circuito hace la función de un circuito ADAPTADOR DE IMPEDANCIA ya que presenta una impedancia de entrada infinita y una impedancia de salida nula.

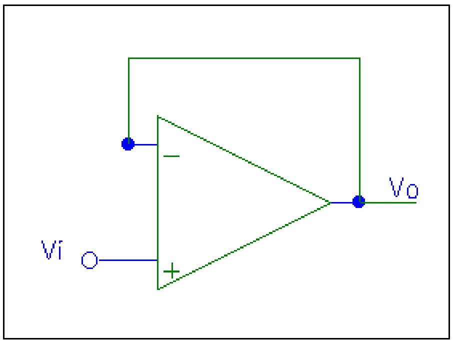


Fig. 1-6

También recibe el nombre de SEGUIDOR DE TENSIÓN ya que la tensión de salida V_o coincide con la de entrada V_i.
Los amplificadores se pueden encadenar. Así si se pretende conseguir un amplificador cuya ganancia sea negativa y con impedancia de entrada alta, lo conseguiremos colocando un amplificador no inversor a la entrada, el cual suministra una alta impedancia de entrada, y un segundo amplificador inversor a la salida para obtener la ganancia negativa buscada.

EJEMPLO 1: Diseñar un amplificador inversor con las siguientes características: $R_{entrada} = 1K\Omega, G = -50$

Las ecuaciones del amplificador inversor eran:

$$R_i = R_1 \quad \text{y} \quad G = -\frac{R_2}{R_1}$$

De la primera de ellas obtenemos que $R_1 = R_i = 1K\Omega$

de la segunda $R_2 = -GR_1 = 50 \cdot 1K\Omega = 50K\Omega$

EJEMPLO 2: Diseñar un amplificador inversor con las siguientes características: $R_i = \infty, G = -50$

La primera de las condiciones no se pueden conseguir con un único amplificador no inversor, por ello habrá que unir dos amplificadores en cadena: un amplificador no inversor que proporcione $R_i = \infty$, seguido de un amplificador inversor que nos proporcione, al menos, el signo - que necesitamos en la ganancia.

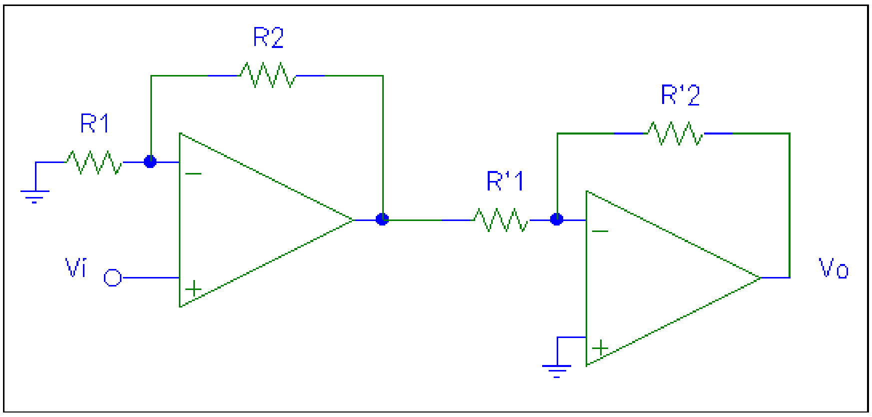


Fig. 1-7

Para el primer amplificador $G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, para el segundo tenemos que $G = -\frac{R'_2}{R'_1}$.

La ganancia total será

$$G_{TOTAL} = G_1 \bullet G_2 = \underbrace{(1 + \frac{R_2}{R_1})}_{A}\underbrace{(-\frac{R'_2}{R'_1})}_{B} = -50$$

Este valor se puede conseguir de muchas formas diferentes así podemos hacer que tomara los valores A= 1, 10 ó 50 y B sería respectivamente -50, -5 ó -1.

Para el caso A=10 B=-5 sería

$1+\frac{R_2}{R_1}=10 \Rightarrow R_2 = 9\,R_1$ Por ejemplo R_1=1K y R_2=9K

$-\frac{R'_2}{R'_1}=-5 \Rightarrow R'_2 = 5R'_1$ Por Ejemplo R'_1=1K y R'_2= 5K

Para otro caso A=1 B=-50 sería

$1+\frac{R_1}{R_2}=1 \Rightarrow$ R_1=0 y $R_2=\infty$ (seguidor de tensión)

$-\frac{R'_2}{R'_1}=-50 \Rightarrow$ R'_2= 50K y R'_1= 1K

Para conseguir una ganancia muy precisa se suele sustituir la resistencia R'_2 por una resistencia fija más una variable (potenciómetro) con lo cual conseguimos un ajuste mucho más fino y actuar con mayor sensibilidad.

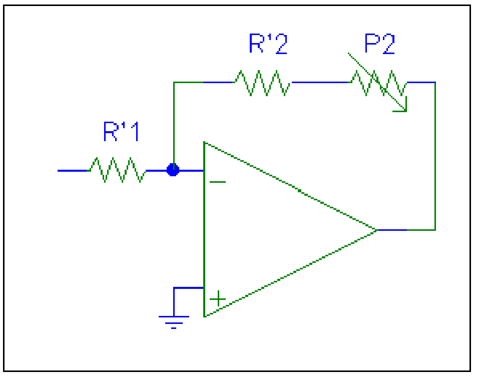


Fig. 1-8

1.1.3. AMPLIFICADOR SUMADOR

Esta configuración tiene la siguiente estructura:

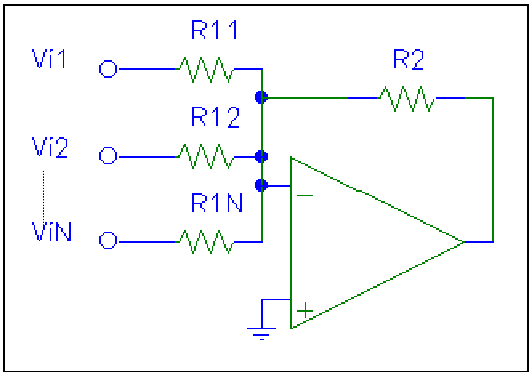


Fig. 1-9

La salida de este amplificador es proporcional a la suma de las señales de entrada. Dado que V_- =0 por ser igual a V_+ que sí es igual a cero, las intensidades que circulan por cada rama son independientes de las demás y no se produce redistribución de intensidad alguna. Con ello la intensidad total que atraviesa R_2 será la suma de las intensidades de cada una de las ramas de entrada.

$$I_j = \frac{V_{ij}}{R_{1j}} \qquad I_T = \sum_{j=1}^{N} I_j$$

La tensión de salida V_o será

$$V_o = -I_T R_2 = -\frac{V_{i1}}{R_{11}} R_2 - \frac{V_{i2}}{R_{12}} R_2 \ldots\ldots - \frac{V_{iN}}{R_{1N}} R_2$$

Haciendo que R_{11} = R_{12} = ... = R_{1N} = R_2 se consigue que $V_o = -\sum V_{ij}$

Lo normal sería obtener una suma ponderada de manera que a cada término se le puede dar el peso que nos interese.

1.1.4. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Se trata de una configuración con dos entradas, en la que se amplifica la diferencia de potencial entre ambas. Para obtener las expresiones correspondientes a esta configuración tendremos en cuenta que su comportamiento es en todo momento lineal. Por ello, aplicaremos el teorema de superposición. Primero supondremos que una de las tensiones de entrada es nula y obtendremos la salida correspondiente, a continuación supondremos que la otra tensión es nula y también obtendremos la expresión de V_o, la solución completa se consigue mediante la suma de ambas soluciones.

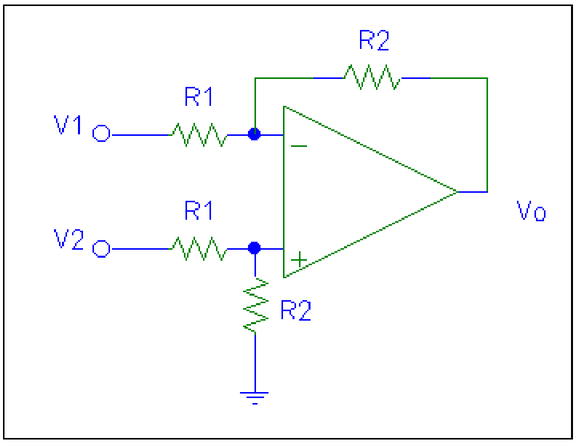


Fig. 1-10

Analizamos el circuito por superposición dividiéndolo en los dos subcircuitos siguientes:

Primer caso: $V_2=0$.
En este caso al considerar que V_2 es igual a cero obtenemos que R_1 y R_2 están en paralelo lo cual el circuito tomaría la forma:

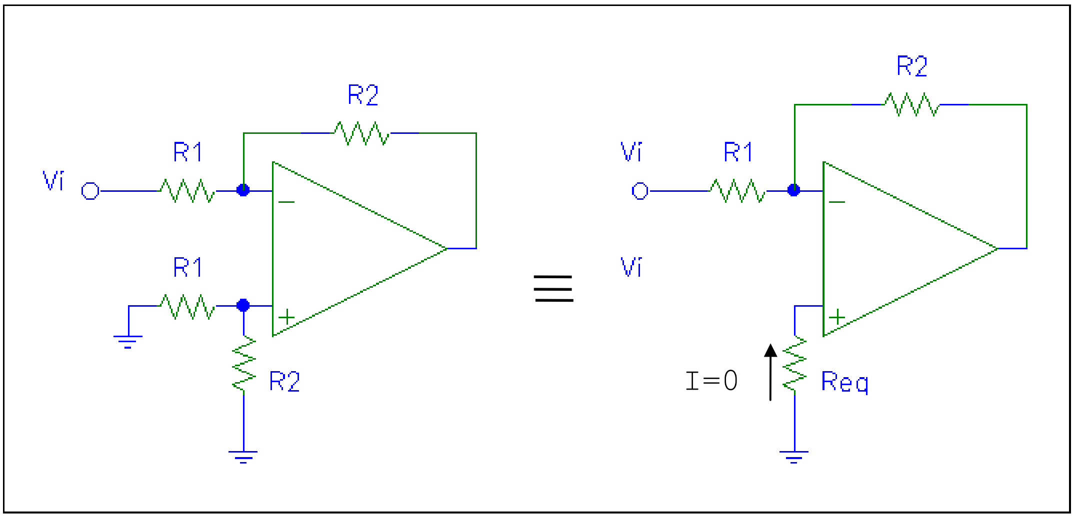


Fig. 1-11

Sabemos que la intensidad I que atraviesa la resistencia equivalente debe ser nula, por lo que $V_+=0$. Con esto nuestro circuito se convierte en un circuito amplificador inversor, que ya conocemos y por tanto podemos decir que

$$V_{O(V2=0)} = -\frac{R_2}{R_1} V_1$$

<u>Segundo caso:</u> $V_1=0$

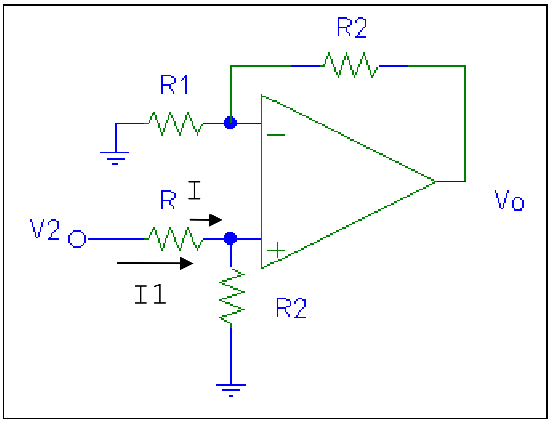


Fig. 1-12

Ahora el circuito es un amplificador NO inversor con la única diferencia de que en nuestro caso no aplicamos una tensión directamente sobre V_+. Por ello, debemos buscar primero el valor de V_+.

Como sabemos que I=0, por lo tanto

$$V_+ = I_1 R_2 = \frac{V_2}{R_1 + R_2} R_2$$

sustituyendo en la expresión de V_o del amplificador NO inversor que ya conocemos obtenemos

$$V_{O(V1=0)} = (1+\frac{R_2}{R_1})V_+ = (1+\frac{R_2}{R_1})\frac{R_2}{R_1+R_2}V_2 = \frac{R_2}{R_1}V_2$$

La expresión de V_{ototal} aplicando el teorema de superposición será

$$V_{O(TOTAL)} = V_{O(V2=0)} + V_{O(V1=0)} = -\frac{R_2}{R_1}V_1 + \frac{R_2}{R_1}V_2 = (V_2 - V_1)\frac{R_2}{R_1}$$

En cuanto a la ganancia G será

$$G = \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

Las expresiones que hemos obtenido anteriormente se deben en parte al hecho de disponer de dos resistencias R_1 exactamente iguales entre sí y lo mismo ocurre con las R_2. Por ello se dice que las R_1 deben estar apareadas así como las dos resistencias R_2, lo que quiere decir que deben ser exactamente iguales.

Un tema importante a tener en cuenta en la utilización de este dispositivo es el de la impedancia que ofrece al exterior. Así, si colocamos los extremos de una pila en las entradas del circuito, debe de producir en la salida una señal amplificada de la entrada. Sin embargo esto no siempre es así.

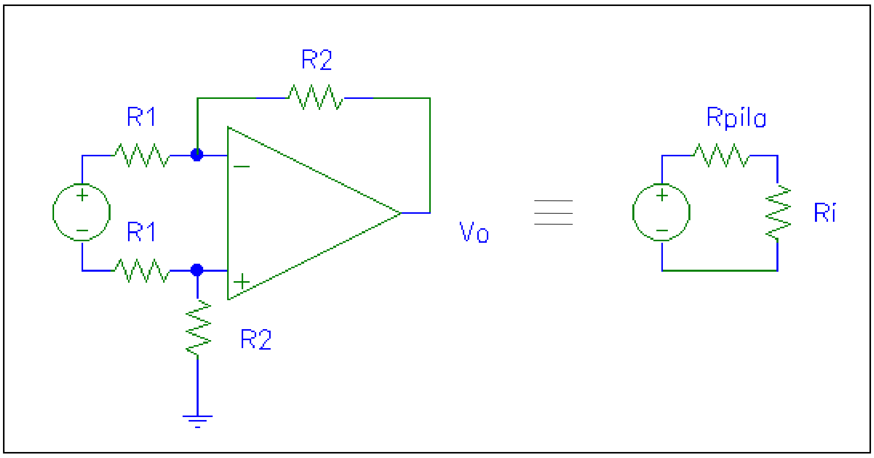


Fig. 1-13

En la figura de la izquierda mostramos cómo se conectaría la pila al circuito y a la derecha se muestra el esquema correspondiente formado por la pila ideal, una resistencia interna de la misma R_0 y la resistencia de entrada R_i que muestra nuestro circuito al exterior. En caso de que R_0 sea comparable a R_i caerá una tensión importante en los extremos de R_0 y la tensión en los extremos de R_i (la que el circuito tomará como señal de entrada) será muy diferente de la nominal de la pila. Por el contrario en el caso de que R_0 sea muy pequeña frente a R_i casi toda la tensión caerá en R_i y por tanto se parecerá mucho a la tensión nominal de la pila.
Vamos a calcular la resistencia de entrada de nuestro circuito.

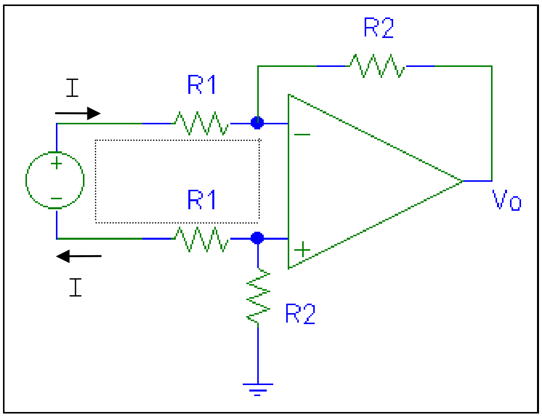


Fig. 1-14

Estudiando la malla señalada en la figura...

$$V = I\,R_1 + (V_- - V_+) + I\,R_1 = 2I\,R_1$$

en donde el término ($V_- - V_+$) es nulo al considerar el caso ideal.
La resistencia de entrada será

$$R_i = \frac{V}{I} = \frac{2\,IR_1}{I} = 2\,R_1$$

expresión que nos indica que nuestra resistencia de entrada no debe ser muy elevada. Si recordamos que $G=R_2/R_1$ y suponemos que G es muy grande, realmente estamos diciendo que R_2 debe ser muy grande con respecto a R_1 pero eso no indica que R_1 sea grande. En muchos casos R_1 puede alcanzar valores de 10^3, 10^4 e incluso más pero esos valores no son desde luego infinito.
Para evitar los problemas presentados arriba y que nuestro circuito siga funcionando como se pretende colocamos un SEGUIDOR DE TENSIÓN a cada una de las entradas de nuestro circuito, como se muestra en la figura siguiente.

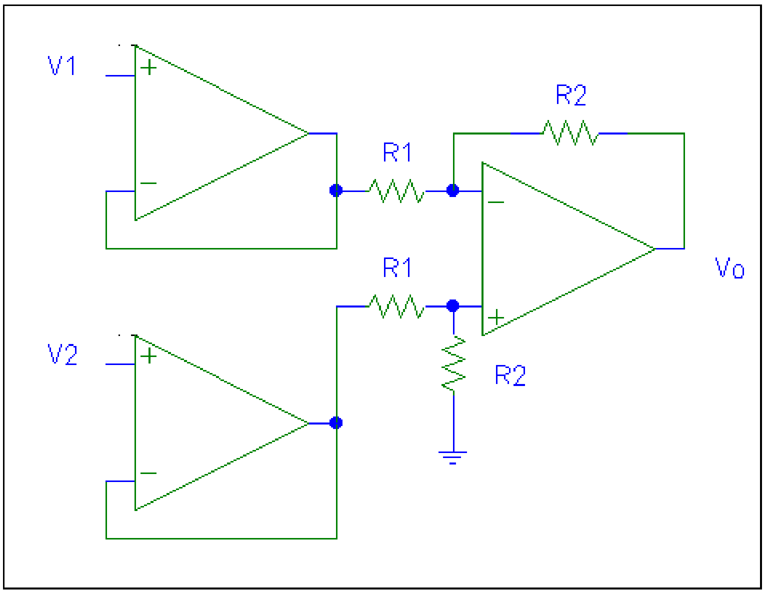


Fig. 1-15

Dado que la intensidad de entrada en los dos seguidores de tensión es nula, la impedancia de entrada que ofrece el circuito será infinita. Este tipo de amplificadores forman la base principal de los amplificadores utilizados en los instrumentos de medidas.

1.1.5. AMPLIFICADOR DIFERENCIADOR

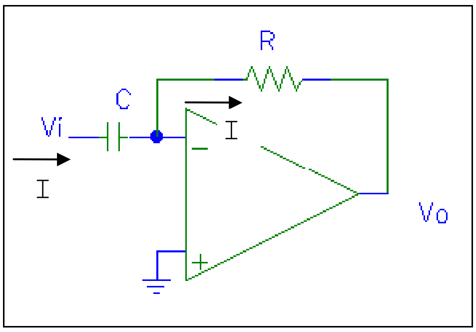


Fig. 1-16

Este dispositivo nos permite obtener la derivada de la señal de entrada. En el caso general la tensión de entrada variará con el tiempo $V_i = V_i(t)$. La principal diferencia que se observa en este circuito es la presencia de un condensador de capacidad constante C. Como se sabe la carga Q que almacena un condensador es proporcional a su capacidad C y a la diferencia de potencial V a la que estén sometidos las armaduras de éste (Q=CV). Es fácil entender que si la tensión varía con el tiempo y la capacidad del condensador es constante, la carga que éste almacena también variará con el tiempo, Q= Q(t).

$$\frac{dQ}{dt} = C\frac{dV}{dt}$$

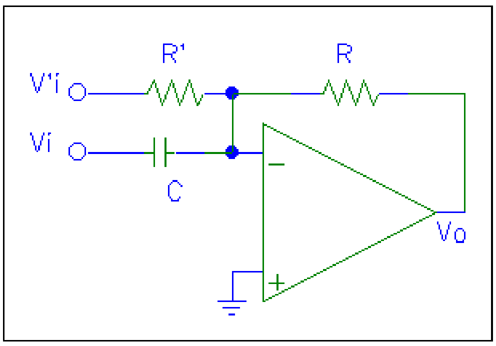
Está claro también que el primer miembro de esta igualdad representa el concepto de intensidad $I = \frac{dV}{dt}.C$ Además la diferencia de potencial en los extremos del condensador es V_i ya que una de sus armaduras tiene un potencial V_i y la otra, ver la Fig. 1-16, tiene un potencial cero ya que $V_-=0$ al ser $V_+=0$.

La señal de salida V_o se obtiene sabiendo que $V_o = -IR$, sustituyendo los valores obtenidos queda

$$V_o = -IR = -RC\frac{dV_i}{dt}$$

Como se puede ver en esta expresión V_o es proporcional a la derivada con respecto al tiempo de la señal de entrada. La constante de proporcionalidad RC es la conocida constante de tiempo. Para la utilización de este dispositivo debemos "vaciar" previamente el condensador de toda carga, para ello producimos un cortocircuito entre sus armaduras. A continuación, deshaciendo ese cortocircuito, dejamos que el sistema evolucione durante el tiempo deseado obteniendo su derivada a la salida.

Con este dispositivo se pueden hacer muchas combinaciones, así, por ejemplo, podemos conseguir un circuito que obtenga la derivada de una señal determinada y además le sume una segunda señal, con el esquema siguiente



$$V_o = -\frac{R}{R'}V'_i - RC\frac{dV_i(t)}{dt}$$

Fig. 1-17

1.1.6. AMPLIFICADOR INTEGRADOR

Para conseguir un dispositivo integrador intercambiamos la resistencia y el condensador de un circuito diferenciador según el esquema siguiente.

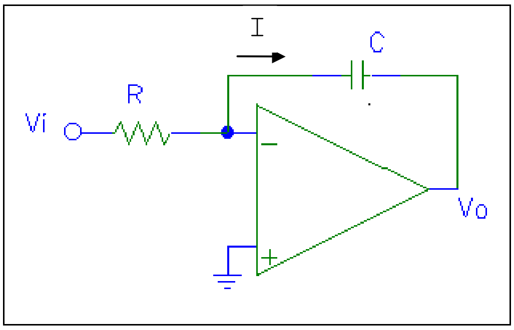


Fig. 1-18

Como ya vimos antes $I = C\frac{dV_c}{dt}$ despejando dV_c será

$$dV_c = \frac{1}{C} Idt$$

integrando en ambos miembros...

$$V_c(t) = \frac{1}{C}\int Idt$$

la intensidad I que "atraviesa" el condensador será la misma que la intensidad I que atraviesa la resistencia R ya que al ser V_- =0 la intensidad hacia ese terminal V_- es nula. Por ello, $I=V_i/R$ sustituyendo en la expresión de V_o tendremos...

$$V_o = -V_C = -\frac{1}{RC}\int V_i(t)dt$$

expresión que nos indica que la señal de salida de este circuito es proporcional a la integral de la señal de entrada. En el caso particular en el cual $V_i(t)$ fuera constante en el tiempo ese término saldría de la integral y la expresión tomaría la forma

$$V_i(t) = cte. \quad \Rightarrow \quad V_o = -\frac{1}{RC} V_i\, t$$

expresión que muestra que la salida sería una recta con una determinada pendiente. Esta característica es muy útil, por ejemplo, para utilizar estos dispositivos en el diseño de generadores de señales. Así podemos conseguir una señal triangular de salida como respuesta a una señal cuadrada de entrada.

1.2.AMPLIFICADORES REALES.

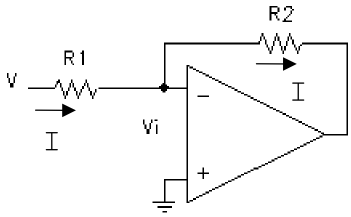
Hasta ahora hemos visto aproximaciones ideales al caso real. Por ello, sería conveniente acercarnos un poco más a ese caso real. El hecho de que un determinado amplificador sea real o no, no va a depender únicamente del propio circuito, sino que también habrá que tener en cuenta la señal de entrada que éste utiliza.

Una primera idea sería pretender obtener un amplificador real que tuviera en cuenta todas las posibilidades, lo cual sería factible, aunque nos llevaría a obtener una "super" ecuación que tuviera en cuenta todos esos aspectos. Creemos que es mucho más interesante estudiar las variaciones reales del amplificador ideal cada una por separado y hacer un estudio, en cada ocasión, para saber cuántas de estas desviaciones influyen en nuestro estudio concreto y de esa manera utilizar el aspecto real sólo en esos casos, utilizando la descripción ideal para el resto de los casos. Vamos, pues, a ver distintos aspectos:

1.2.1.GANANCIA.

En el modelo ideal habíamos supuesto que la ganancia en lazo abierto era infinita y también que esta ganancia no dependía de la frecuencia
($A^{1}f(w)$). Lo primero será comparar estas afirmaciones con la realidad: en el peor de los casos la ganancia en lazo abierto nunca es menor que 200.000 y en general no se trabaja con todo el rango de frecuencias las más utilizadas se encuentran entre 40 y 50 KHz. *Vamos a ver ahora qué ocurre con el amplificador inversor y el no inversor si suponemos que A no es infinito*.

a) Amplificador real inversor



Si A no es infinito, V_i no será nulo, por lo tanto $V_o=AV_i$ de donde se obtiene que $V_i=V_o/A$. Con ello...

$$I = \frac{V_{R_1}}{R_1} = \frac{V - V_-}{R_1} = \frac{V + V_i}{R_1} = \frac{V + \frac{V_o}{A}}{R_1}$$

Ya que $V_i= V_+-V_-$ y como $V_+=0$, entonces $V_i = - V_-$.
Sustituyendo en la expresión de V_o tendremos...

$$V_o = V_{R_2} + V_- = - IR_2 + V_- = - IR_2 - \frac{V_o}{A}$$

sustituyendo la I...

$$V_o = - \frac{VR_2}{R_1} - V_o \frac{R_2}{AR_1} - V_o \frac{1}{A}$$

despejando V_o tenemos...

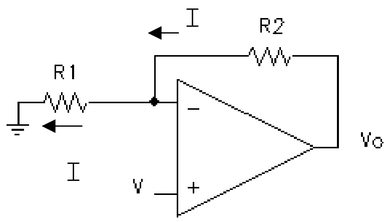
$$V_o = - \frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{A}(1 + \frac{R_2}{R_1})} V$$

Si lo comparamos con la expresión ideal vemos que la diferencia aparece en el término que acompaña al 1 en el denominador, desarrollándolo nos queda...

$$1 + \frac{1}{A} + \frac{R_2 / R_1}{A}$$

Dado que A es del orden de 10^6 el término 1/A será un millón de veces más pequeño que 1, y por lo tanto despreciable, el segundo término dependerá del cociente R_2/R_1 o ganancia. Si esta ganancia es grande frente a A, tendremos que aplicar las ecuaciones reales, por el contrario si ese cociente es pequeño frente a A se podrá utilizar la expresión ideal con total tranquilidad. En el peor de los casos reales el error cometido será del orden de 10^{-3} y en ningún caso alcanzará el 10^{-2}.

b) Amplificador real no inversor



Consideramos de nuevo que A no es infinito...

$$V_o = A(V_+ - V_-) = A(V - V_-)$$

despejando V_- tendremos...

$$V_- = V - \frac{V_o}{A}$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación que nos da la intensidad obtenemos...

$$I = \frac{V_{R_1}}{R_1} = \frac{V_- - 0}{R_1} = \frac{V - \frac{V_o}{A}}{R_1}$$

Si calculamos ahora V_o

$$V_o = I(R_1 + R_2) = \frac{V - \frac{V_o}{A}}{R_1}(R_1 + R_2)$$

agrupando los términos en V_o por un lado tenemos...

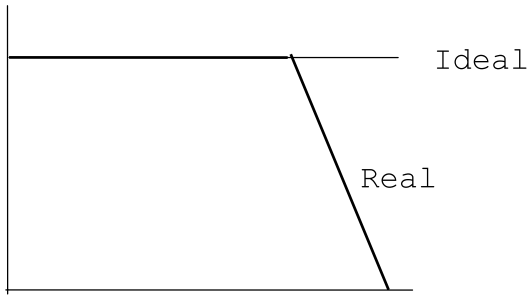
$$V_o[1 + \frac{1}{A}\frac{R_1 + R_2}{R_1}] = V\frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

de donde podemos obtener la ganancia

$$\frac{V_o}{V} = \frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{1}{A}(1+\frac{R_2}{R_1})}$$

Si comparamos esta solución con el caso del amplificador inversor se observa que el denominador es el mismo en ambos casos y por ello el criterio de aplicación de esta ecuación coincidiría plenamente con el caso anterior, todo depende de la importancia que tenga el segundo término frente a 1. Para G=20 se utilizaría el caso ideal, para ganancias del orden de 1000 sería conveniente aplicar la ecuación real.

La segunda característica que comentábamos antes indicaba que la ganancia en lazo abierto del amplificador no dependía de la frecuencia de la señal. Si representamos el módulo de A frente a la frecuencia (o también w) obtendríamos una recta horizontal ya que sería una constante.



Si suponemos ahora que varía con la frecuencia (A=f(w)) y observamos el comportamiento real que presenta, vemos en la figura anterior que éste tendría un comportamiento casi constante hasta alcanzar un determinado valor de la frecuencia, al que llamaremos frecuencia de corte. A partir de ese valor de la frecuencia caería a cero siguiendo casi un comportamiento lineal. Utilizando DIAGRAMAS DE BODE podemos aproximar mediante rectas el comportamiento real, en lo que también se llama representación asintótica.

Vamos a considerar como aproximación la siguiente relación de la ganancia del amplificador con la frecuencia:

$$A = \frac{A_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_b}}$$

El término A_0 se denomina ganancia en baja frecuencia o de continua y w_b frecuencia de corte. Si representamos el módulo de esta función de forma asintótica frente a w obtendremos el diagrama de BODE. Normalmente en el eje de ordenadas se suele poner, en lugar del modulo de A, el modulo de A en dB siendo A_{dB}=20 log A.

$$|A| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\dfrac{\omega}{\omega_b})^2}}$$

Para representar esta función hacemos dos aproximaciones:

1) Si $w \ll w_b$ (bajas frecuencias)

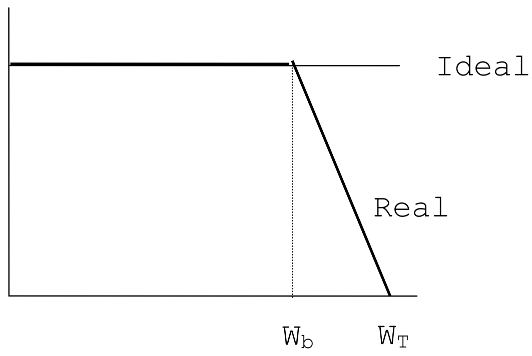
Será entonces $w/w_b \ll 1$ con lo que su cuadrado es despreciable frente a 1 y por tanto $|A|=A_0$.

Por la representación asintótica suponemos que esto es igual hasta $w=w_b$: $|A|_{dB}= 20 \log A_0$.

2) Si $w \gg w_b$ (altas frecuencias) es $w/w_b \gg 1$ y el 1 resulta despreciable frente al cociente quedando:

$$|A| = \frac{A_0}{\dfrac{\omega}{\omega_b}} = \frac{\omega_b A_0}{\omega}$$

Esto representado en el plano A_{dB} - w(en escala logarítmica) es una recta. La representación de ambos tramos es la que se da en la figura.



La pendiente de una recta en este plano se expresa en dB/década o en dB/octava, entendiéndose por década un intervalo de un factor 10 entre dos medidas de w (por ej. w_1 y $10w_1$) y por octava un intervalo de un factor 2 entre dos medidas de w (por ej. w_1 y $2w_1$).
Vamos a calcular la pendiente de la recta dada en dB/década. Para ello suponemos dos valores de w: w_1 y $10w_1$ y vamos a ver el intervalo de valores que les corresponden en ordenadas.
Para el primer valor:

$$|A_1| = \frac{\omega_b A_0}{\omega_1}$$

que en dB resulta:

$$\begin{aligned} |A_1|_{dB} &= 20\log\frac{\omega_b A_0}{\omega_1} = \\ &= 20\log\omega_b A_0 - 20\log\omega_1 = \\ &= 20\log\omega_b + 20\log A_0 - 20\log\omega_1 \end{aligned}$$

y para el segundo valor:

$$\begin{aligned} |A_2|_{dB} &= 20\log\frac{\omega_b A_0}{10\,\omega_1} = \\ &= 20\log\omega_b A_0 - 20\log 10\,\omega_1 = \\ &= 20\log\omega_b + 20\log A_0 - 20\log 10 - 20\log\omega_1 = \\ &= 20\log\omega_b + 20\log A_0 - 20 - 20\log\omega_1 \end{aligned}$$

por lo tanto:

$$|A_2|_{dB} - |A_1|_{dB} = -20dB$$

luego la pendiente es - 20 dB/década.
Siguiendo el mismo proceso pero en octavas se obtiene que

$$|A_2|_{dB} - |A_1|_{dB} = -20\log 2 = -6dB$$

o lo que es lo mismo la pendiente es - 6 dB/octava.
El valor de la frecuencia para la cual la recta corta al eje de abcisas lo representamos por w_T y lo denominamos FRECUENCIA DE GANANCIA UNITARIA. Su valor se obtiene teniendo en cuenta que para el punto de corte con el eje de abcisas $|A|_{dB}=0$ lo cual significa que 20 log |A1=0 o lo que es lo mismo |A|=1 (de aquí el nombre que recibe la frecuencia). Por tanto la frecuencia que cumpla esto debe ser aquella para la que

$$\frac{A_0 \omega_b}{\omega_T} = 1$$

Esta frecuencia es dato de catálogo y por tanto nos permite conocer la frecuencia para cada valor de w.
En efecto, de la ecuación anterior se tiene que $A_0\ w_b = w_T$ por lo que para cualquier frecuencia se puede escribir

$$A = \frac{A_0 \omega_b}{\omega} = \frac{\omega_T}{\omega}$$

de donde como w_T es conocida se puede obtener A para cada w.
Vamos a obtener a continuación el máximo error que se produce en la aproximación asintótica de la ganancia

$$A = \frac{A_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_b}}$$

Si obtenemos su módulo...

$$|A| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_b})^2}}$$

y le damos valores a w obteniendo para cada caso |A|, el error máximo que se observa ocurre cuando $w=w_b$ y, por tanto...

$$|A| = \frac{A_o}{\sqrt{1+1}} = \frac{A_o}{\sqrt{2}}$$

expresando esto en dB...

$$|A|_{dB} = 20\log A_0 - 20\log\sqrt{2} = 20\log A_0 - \frac{20}{2}\log 2 =$$
$$= 20\log A_0 - 10 \bullet 0{,}3 = 20\log A_0 - 3$$

comparándolo con el valor horizontal de la gráfica (20 $\log A_0$)....

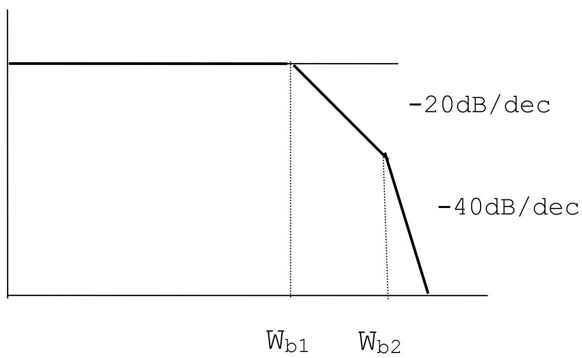
$$\Delta|A|_{\omega=\omega_b} = 20\log A_0 - 20\log A_0 + 3 = 3dB$$

error máximo producido, que ocurre a $w=w_b$.

Si la expresión hubiera sido de la forma

$$A = \frac{A_0}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_{b_1}})(1 + j\frac{\omega}{\omega_{b_2}})}$$

se obtendría una gráfica como ésta



en la que se observa una caída de 20 dB/dec en cada frecuencia de corte.

Para el amplificador en lazo cerrado, teníamos para la ganacia del amplificar inversor

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{A}(1 + \frac{R_2}{R_1})}$$

sustituyendo A en esta expresión resulta:

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + (1 + \frac{R_2}{R_1})(\frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_b}}{A_0})} =$$

$$= -\frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{A_0}(1 + \frac{R_2}{R_1}) + j\omega\frac{(1 + \frac{R_2}{R_1})}{A_o \omega_b}}$$

A_o tiene siempre valores muy elevados y el término $1+R_2/R_1$, que representa la ganancia en lazo cerrado, tiene valores limitados que pueden alcanzar los 10^3. Con ello el segundo término del denominador de la ecuación anterior será siempre bastante menor que la unidad, con lo cual, haciendo que $w_T = A_0\ w_b$ se podría escribir la expresión anterior en la forma...

$$\frac{V_o}{V_i} \simeq -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + j\frac{\omega}{\frac{\omega_T}{(1 + \frac{R_2}{R_1})}}}$$

Haciendo ahora que

$$\omega_c = \frac{\omega_T}{(1 + \frac{R_2}{R_1})}$$

se escribiría ahora

$$\frac{V_o}{V_i} \simeq - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}$$

en donde se aprecia que la dependencia del amplificador inversor con la frecuencia en lazo cerrado es la misma que en el caso de lazo abierto. En el caso del amplificador NO INVERSOR se hubiera obtenido el mismo resultado.

Es interesante estudiar con más detenimiento la expresión

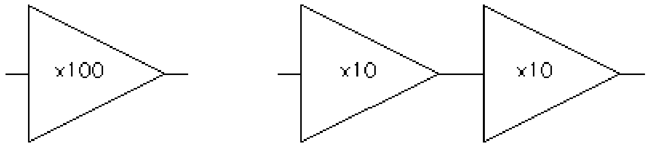
$$\omega_c = \frac{\omega_T}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

en ella se observa cómo se relacionan tres características importantes del amplificador. Así, w_T es un valor constante, que representa el ancho de banda de ganancia unidad del amplificador. Por otro lado, el término $1+R_2/R_1$ es la ganancia en el amplificador no inversor y casi representa lo mismo en el amplificador inversor (en cuyo caso sería $-R_2/R_1$ y para valores muy grande de este cociente en ambos amplificadores la ganancia sería la misma en los dos). Por último, w_c representa el ancho de banda del amplificador. Con todo esto se puede reescribir la ecuación de partida en la forma:

Ancho de banda x ganancia en lazo cerrado = constante

Expresión que es <u>totalmente</u> cierta en el amplificador no inversor y bastante aproximada en el inversor (y en algunos casos también es cierta). De esta igualdad obtenemos que a medida que G aumenta, el ancho de banda disminuye y viceversa
Por ello, si nos encontramos justos de frecuencia, debemos elegir un amplificador con w_T alta, con la idea de a igual ganancia mayor frecuencia posible. Si, por otro lado, deseamos una ganancia de 100 y no encontramos amplificadores con una w_T adecuada, podemos resolver el problema bajando la ganancia a 10, con una w_T adecuada, colocando dos amplificadores de ese tipo en

cascada, lo cual nos va a permitir una ganancia total de 100 con el ancho de banda deseado.



1.2.2.SLEW-RATE.

Otra diferencia importante entre el amplificador real y el ideal es la máxima velocidad posible de cambio de la señal de salida del amplificador. Existen ocasiones en las cuales a pesar de que la frecuencia de la señal se encuentre dentro del rango permitido, ésta posea saltos muy rápidos cuya respuesta también deba ser muy rápida y no siempre esa respuesta es tan rápida como se desearía.

Por ello, la máxima velocidad posible de cambio en una señal, a la que se denomina SLEW-RATE, se mide en unidades SR (V/micro s) siendo del orden de 1 V/micro s en amplificadores normales (para el 741 vale 0,5 V/ micro s). Para amplificadores rápidos alcanza los 3000 ó 4000 V/ micro s. El slew-rate se puede relacionar para una señal senoidal, con f_M. Si llamamos f_M al ancho de banda a plena potencia, es decir, la máxima frecuencia a la cual una señal senoidal con amplitud máxima comienza a distorsionar.

Si v = V sen (ωt) su velocidad de cambio se obtendrá derivando esta expresión respecto al tiempo...

$$\frac{dv}{dt} = V\omega \cos \omega t$$

la condición de máximo ocurrirá cuando el coseno sea 1 y además la ω sea la máxima, por tanto...

$$\frac{dv}{dt}\bigg|_{max} = V\,\omega_{max} = por\ definición = SR$$

De esta expresión se obtiene...

$$\omega_{max} = \frac{SR}{V} = 2\pi f_M \;\_\; f_M = \frac{SR}{2}\pi V$$

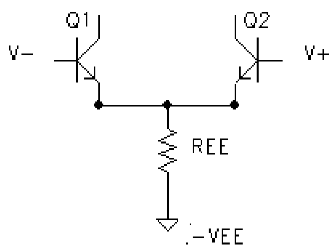
ecuación que nos da la frecuencia máxima a la cual la señal, a plena potencia, empieza a distorsionar.

1.2.3.PROBLEMAS DE CONTÍNUA.

Este tipo de problema suele ser de los más habituales que se presentan en los amplificadores operacionales, aunque no siempre tienen la misma importancia. Básicamente se pueden clasificar en dos categorías:

a) Tensión de desplazamiento (OFFSET)
b) Corrientes de polarización

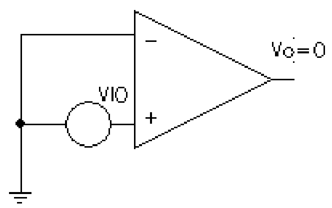
En el primer caso (a) dependen generalmente de problemas de simetría y de condiciones como la temperatura.



En el segundo caso (b), dependerán de la fabricación de los transistores y de los valores reales de las intensidades I_{B1} e I_{B2} que son parecidas pero no exactamente iguales.
Además, con el tiempo, se produce un envejecimiento de los componentes de manera que el OFFSET varía, siendo el mayor problema que nos vamos a encontrar.

La tensión de OFFSET se aprecia cuando, al unir los dos terminales de entrada a masa, en lugar de dar $V_o=A(V_+ - V_-)=0$ como debía ser se observa una tensión diferente de cero en salida. Esto suele ocurrir por efecto de la falta de simetría. Si además, esta medida se hace a lo largo de un cierto tiempo, se observa que la tensión V_o no es constante sino que depende del tiempo y de la temperatura que, a corto plazo, es el factor más influyente.

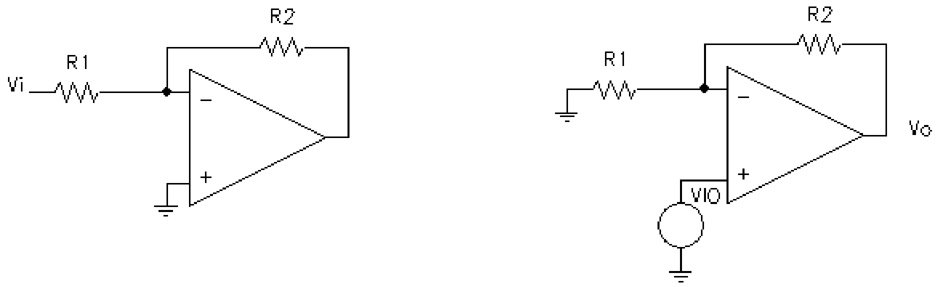
Sin embargo, el OFFSET no se suele medir de la forma antedicha sino que se hace al contrario, definiéndose una tensión de OFFSET o de desplazamiento en la entrada como la tensión necesaria entre los terminales del amplificador para conseguir en salida una tensión nula. Se suele representar por una fuente de tensión V_{IO} en uno de los dos terminales.



La V_{IO} llamada tensión de entrada de desplazamiento tiene un valor que oscila entre 0'1 mV y 100 mV. El fabricante da información sobre el valor máximo de esta tensión, así como de la variación de la misma con la temperatura: $\Delta V_{IO}/\Delta T$. Un valor típico de este último parámetro es 10 μV/ ºC.

Se tiene por tanto un error en salida que además no es constante sino que varía con la temperatura y el envejecimiento.

Cuando se trabaja con continua habrá, por tanto, que eliminar dos errores. Vamos a ver cómo eliminar el offset. Para ello, consideraremos el amplificador como si fuese ideal concentrando el efecto del offset como una fuente en la entrada de uno de los terminales. Además anularemos las dos tensiones de entrada. Tendremos entonces un montaje como el de la fig.



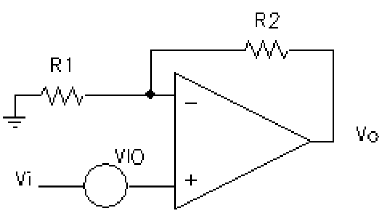
Hay que hacer notar que, una vez anuladas las tensiones en las entradas, ambos montajes, inversor y no inversor coinciden. La fuente V_{IO} se dibuja sin polaridad ya que puede ser positiva o negativa, dependiendo del signo de la salida (El fabricante da valores absolutos).

Si analizamos la salida en el circuito dado se tiene que es

$$V_o = V_{IO}(1+\frac{R_2}{R_1})$$

ya que se comporta como un no inversor. Es decir es el producto de V_{IO} por la ganancia en lazo cerrado. Por tanto el efecto del offset será importante si la ganancia en lazo cerrado lo es. Por ej. si V_{IO}= 10 mV y la G es 100 tendremos una V_O = 1 V lo cual es importante.

También depende de la magnitud el valor de la señal de entrada incluso aunque la ganancia no sea muy alta.

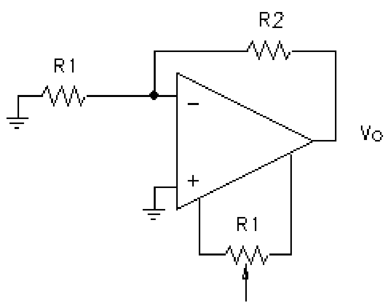


En efecto, en el montaje de la fig. observamos que si consideramos el efecto del offset, el circuito está alimentado por una señal suma de V_i y V_{IO} y por tanto la importancia de esta última viene condicionada por la magnitud relativa de una fuente respecto a la otra.

El problema del offset tiene tres formas básicas de resolverse:

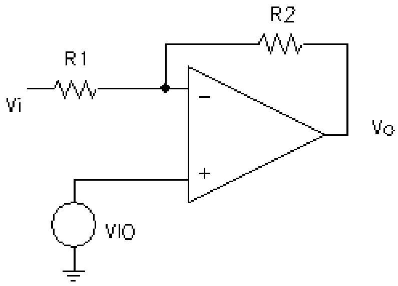
1) La más sencilla sería buscar un amplificador que tenga un offset mucho menor que la señal de entrada, es decir que $V_{IO} << V_i$. De esta forma su efecto no tendría importancia.

2) Utilizando recursos del propio amplificador: además de los terminales habituales, la mayoría de los OP tienen otros dos terminales llamados de balance que se utilizan para anular el efecto del OFFSET. Para ello, se coloca un potenciómetro entre ambos terminales uniendo el cursor del mismo a la señal negativa de alimentación $-V_{EE}$. El procedimiento para anular la tensión de desplazamiento es el que se muestra en la fig.



Se anula la fuente de entrada y, midiendo la salida, se mueve el potenciómetro hasta conseguir que V_o=0.

3) Utilizando un sumador para conseguir cancelar la parte de salida no deseada debida a la tensión de desplazamiento. En el circuito de la fig.



es

$$V_o = -V_i \frac{R_2}{R_1} + V_{IO}(1 + \frac{R_2}{R_1}) \qquad \textbf{Ec. 1}$$

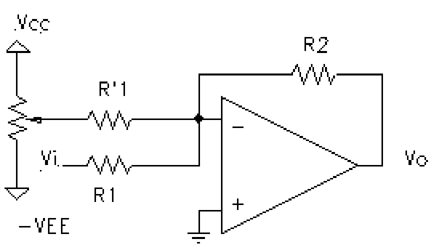
donde el término

$$-V_i \frac{R_2}{R_1}$$

es la salida deseada y el segundo sumando

$$V_{IO}(1 + \frac{R_2}{R_1})$$

representa el término de tensión de offset medido a la salida. El error que produce es de tipo aditivo, es decir independiente de la entrada. Para quitar este término basta por tanto sumarle otro igual de signo contrario de forma que ambos se anulen. Para ello se utiliza un circuito como el de la figura:



Dado que no se conoce a priori si el V_{IO} es positivo o negativo, se introduce el potenciómetro conectado a ambas fuentes de alimentación positiva y negativa que anulará el efecto no deseado. Para ajustar el valor del potenciómetro, se anula la tensión de entrada V_i y se mueve el cursor hasta que se consiga $V_o=0$.

Queda por resolver, sin embargo, el problema producido por la variación de temperatura sobre esta tensión de offset.

Supongamos, por ejemplo, un amplificador donde $\Delta V_{IO}/\Delta T$ = 0'1 mV/ºC. Sabemos que, según la ec. 1, el término de offset es V_{IO} (1+ R_2/R_1), que se puede escribir teniendo en cuenta esta variación como

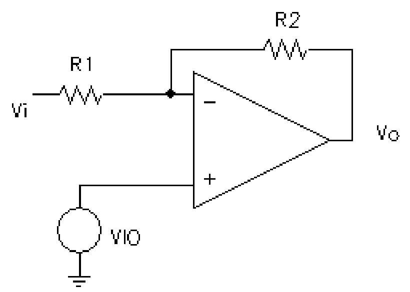
$$[V_{IO}\ |_{T_{amb}} + \delta V_{IO}(T - T_{amb})](1+\frac{R_2}{R_1}) \qquad \textbf{Ec. 2}$$

donde δV_{IO} representa la variación de dicha tensión con la temperatura. Se observa por tanto que, este término influirá más cuanto mayor sea $\Delta V_{IO}/\Delta T$ y sobre todo cuanto mayor sea la variación de temperatura. Por tanto, cuando se elige un OP determinado el factor más importante a tener en cuenta no es el valor de la tensión de desplazamiento sino su variación con la temperatura ya que el error producido por esta variación no es eliminable. Además será tanto más importante cuanto menor se la tensión de entrada.

Para aparatos que trabajen con tensiones pequeñas de entrada y sobre todo si van a situarse a la intemperie, habrá que aislarlos lo mejor posible. La forma más perfecta de mantener la temperatura invariable tanto si sube como si baja es introduciendo el aparato de medida en una caja a temperatura constante. La forma más fácil y barata de hacerlo es mediante una resistencia, calentando el aparato a una temperatura siempre superior a la posible máxima exterior al mismo.

Otra posible forma de disminuir el error producido por la variación de temperatura sería el añadir un terminal sumador en la entrada de forma que su tensión varíe de forma inversa a como lo hace el amplificador.

En efecto, supongamos el circuito de la fig. en el que se ha añadido el efecto de la V_{IO} como una fuente de tensión en la entrada.



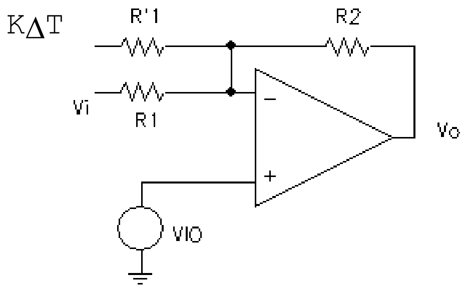
Se tiene entonces que si aplicamos superposición es

$$V_o = -V_i \frac{R_2}{R_1} + V_{IO}(1 + \frac{R_2}{R_1})$$

y segun la ec. 2 esto es

$$V_o = -V_i \frac{R_2}{R_1} + V_{IO} \ \big|_{T_{amb}} (1 + \frac{R_2}{R_1}) + \delta V_{IO} \Delta T (1 + \frac{R_2}{R_1})$$

el término de $V_{IO}\big|_{Tamb}$ se puede anular por alguno de los métodos enunciados anteriormente. Queda por tanto por anular el otro término no deseado. esto es lo que conseguimos mediante el terminal sumador citado. Para ello, como se muestra en la fig. debemos conseguir mediante un sensor de temperatura que la tensión de entrada a la rama añadida sea proporcional al ΔT.



Aplicando superposición en este circuito queda

$$V_o = -V_i \frac{R_2}{R_1} - K\Delta T \frac{R_2}{R_{1'}} + V_{IO}(1 + \frac{R_2}{R_1 // R_{1'}})$$

y con la igualdad de la ec. 2

$$V_o = -V_i \frac{R_2}{R_1} - K\Delta T \frac{R_2}{R_{1'}} + V_{IO}\ \Big|_{T_{amb}}(1 + \frac{R_2}{R_1 \_ R_{1'}}) + \delta V_{IO} \Delta T(1 + \frac{R_2}{R_1 \_ R_{1'}})$$

Eligiendo convenientemente los valores, se pueden eliminar los términos en V_{IO}.
Hay que indicar que el offset sólo influye con alimentación de continua ya que en el caso de existir sólo alterna, el nivel de offset en salida podría ser evitado con un condensador en serie.

Independientemente de todos estos errores hay que tener en cuenta el envejecimiento que sufre el aparato y que obliga a calibrarlo cada cierto tiempo (de 6 meses a 1 año) ya que los errores varían con el tiempo. Como norma hay que decir que todos los instrumentos de medida por muy buenos que sean necesitan una calibración periódica.

La segunda fuente importante de error a que hacíamos referencia es la aparición de CORRIENTES DE POLARIZACIÓN. Hasta este punto hemos supuesto que la impedancia de entrada era infinita o, lo que es lo mismo, que la intensidad de entrada es nula. Pero para que el amplificador funcione como tal son necesarias unas intensidades de entrada que permitan a los transistores de la etapa de entrada entrar en conducción.

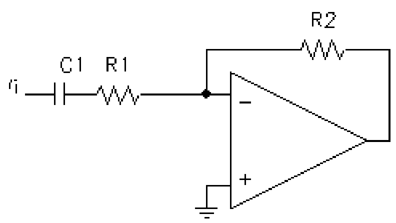
La etapa de entrada es diferencial y si está realizada en tecnología bipolar, los transistores de entrada al estar polarizados en activa tendrán una intensidad de base que es del orden del mA o como muy poco del μA. En el caso de que la etapa se fabrique en tecnología JFET la intensidad de entrada será la de puerta de un JFET en conducción que es del orden del pA.

Además estas intensidades, que representaremos por I_{B+} e $I_{B\_}$, por efectos de simetría no son iguales aunque sí muy similares. Se define entonces una intensidad de offset como

$$I_{offset} = I_{B+} - I_{B-}$$

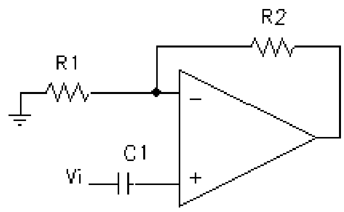
que es de varios órdenes de magnitud inferior a cada una de las intensidades de entrada.

Como se ha indicado, estas intensidades son imprescindibles para el funcionamiento del amplificador. Si se está trabajando con alterna, el efecto de alta impedancia en entrada se puede conseguir mediante un condensador de desacoplo que impida el paso de la corriente de continua. Para el inversor de alterna el circuito sería el siguiente

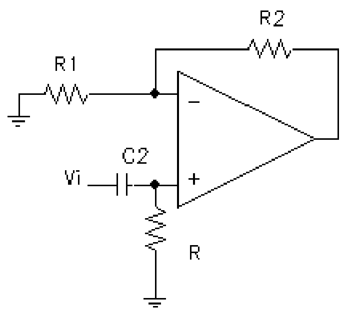


Como se observa, las intensidades I_B circulan sin problema en las entradas del amplificador, no pudiendo en cambio circular la intensidad de continua hacia la fuente.

Con este mismo procedimiento en el circuito no inversor tendríamos el montaje de la fig.

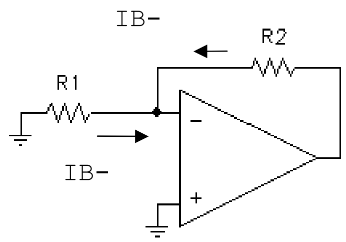


que tiene el problema de que puede circular la I_{B-} pero no la I_{B+} ya que el condensador se lo impide. Por tanto este montaje no funcionaría y hay que introducir una modificación. Esta consiste en colocar una resistencia entre el terminal + y tierra como se muestra



La intensidad I_{B+} puede circular por esta resistencia R sin problema. Sin embargo, este montaje presenta el inconveniente de que la impedancia de entrada se disminuye ya que se pone en paralelo con la R. Por tanto conviene que R sea alta para solventar en algo este problema. Un valor adecuado es $R \geq 100K\Omega$.

Vamos ha realizar a continuación un estudio de las consecuencias que tienen estas intensidades. Por ser un estudio de continua, anulamos las fuentes de entrada ya que sólo nos interesa conocer el efecto producido por las fuentes de polarización. Como ya se ha indicado en otro punto, al anular la fuente de entrada es equivalente el estudio para el inversor y para el no inversor. Consideremos el amplificador ideal salvo en lo que se refiere a las corrientes de polarización.

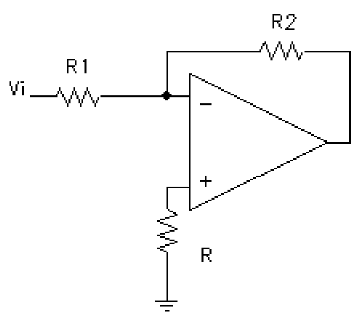


Por tanto

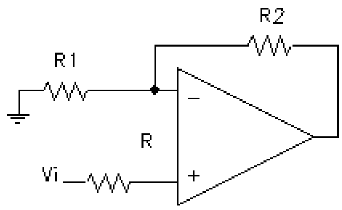
$$V_+ = 0 = V_- ; \quad I_{R_1} = 0; \quad I_{R_2} = I_{B-} ; \quad V_o = V_{R_2} + V_- = I_{B-} \cdot R_2$$

con lo que observamos que debiendo ser V_o=0 no lo es sino que depende de la intensidad de base y de R_2. Pero esta resistencia interviene en la ganancia en lazo cerrado en ambos montajes, inversor y no inversor, debiendo ser alta si queremos que la ganancia lo sea. Además en el inversor sabemos que la impedancia de entrada es R_1 que debe ser alta por lo que aun con más razón lo debe ser R_2 si se quiere una ganancia G alta. Se tiene por tanto que la influencia de la corriente de polarización en la salida tiene un valor no despreciable ya que aunque la I_{B-} sea baja al multiplicarla por la R_2 da una V_o que puede estar en torno a 0'1V.

Una posible modificación del circuito para evitar este efecto es poner una resistencia desde el terminal + de forma que el circuito inversor quede

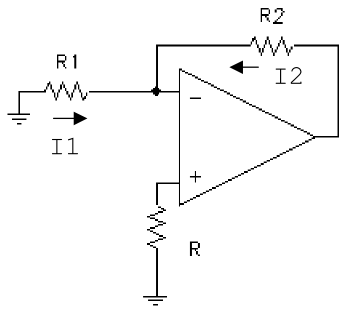


y el no inversor



Como se observa la resistencia R en ninguno de los dos casos modifica la impedancia de entrada. En el no inversor quedaría R en serie con la Z_{ent} que seguiría siendo muy alta.

Vamos a ver cómo influye esta resistencia R en la salida. Para ello analizamos en continua, anulando la fuente de entrada.



$$V_+ = -I_{B+}.R$$

y

$$I_1 = -\frac{V_-}{R_1} = \frac{I_{B+}.R}{R_1}$$

Aplicando Kirchoff en el nudo

$$I_1 + I_2 = I_{B-} \Rightarrow I_2 = I_{B-} - I_1 = I_{B-} - \frac{I_{B+}.R}{R_1}$$

y

$$V_o = V_{R_2} + V_- = I_2 R_2 + V_- = I_{B-}.R_2 - \frac{I_{B+}.R.R_2}{R_1} + V_-$$

pero $V_+=V_-$ y por tanto

$$V_o = I_{B-} R_2 - \frac{I_{B+} R R_2}{R_1} - I_{B+} R = I_{B-} R_2 - I_{B+} R \frac{(R_1 + R_2)}{R_1}$$

Habrá que elegir la resistencia R de forma que V_o se haga lo menor posible. Hay que tener en cuenta que las intensidades de base no son exactamente iguales y por tanto no se puede hacer $V_o=0$ pero sí se puede conseguir muy pequeña sin más que hacer

$$R \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} = R_2$$

ya que entonces la salida queda

$$V_o = (I_{B-} - I_{B+}) R_2 = - I_{offset} R_2$$

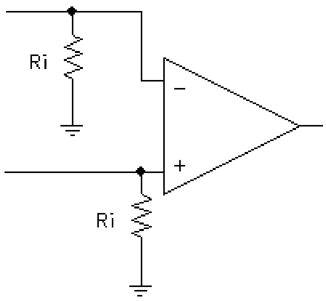
Es evidente que esto disminuye la V_o considerablemente ya que la I_{offset} es mucho menor que la I_{B-} que aparecía antes en la expresión de V_o. Optamos entonces por esta solución que consiste en colocar una resistencia R de valor

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

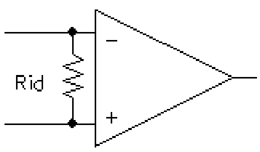
1.2.4.RESISTENCIA DE ENTRADA.

En el modelo ideal decíamos que no circula intensidad alguna por los terminales de entrada del amplificador operacional debido a la impedancia infinita de entrada. Vamos a considerar qué ocurre si esta impedancia no es infinita. Para ello, consideramos el problema desde dos aspectos diferentes:

en uno de ellos modelamos las resistencias de forma individual para cada entrada

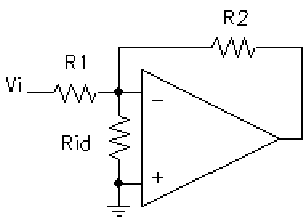


en la otra posibilidad la modelamos como una resistencia diferencial entre los terminales de entrada



Si tenemos en cuenta los valores reales obtenidos para ambos casos, observamos que R_{i-} y R_{i+} son del orden de 10^8, mientras que los valores de la resistencia diferencial es del orden de 10^6. Dado que este caso es más desfavorable que el otro nos centraremos básicamente en él.

Para ello, consideremos el caso siguiente...



dado que existe una R_{id}, esto implica que existe una intensidad en los terminales de entrada al amplificador, lo cual nos lleva a que las tensiones en esos terminales no son iguales como ocurría en el caso ideal.

Si consideramos las intensidades dibujadas en la figura y analizamos el circuito obtenemos...

$$I_1 = \frac{V_i - V}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{V - V_o}{R_2}$$

$$I_1 = I_2 + I$$

Por otro lado tenemos que:

$$V = I\,R_{id} \Rightarrow V_o = (V_+ - V_-)A = -VA$$

y sustituyendo queda

$$\frac{V_i + \frac{V_o}{A}}{R_1} = \frac{-\frac{V_o}{A} - V_o}{R_2} + \frac{-\frac{V_o}{A}}{R_{id}}$$

$$\frac{V_i}{R_1} = -V_o\left[\frac{1}{AR_1} + \frac{1}{AR_{id}} + \frac{1}{AR_2} + \frac{1}{R_2}\right]$$

Obteniendo la ganancia...

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{\frac{1}{R_1}}{\left[\frac{1}{AR_1} + \frac{1}{AR_{id}} + \frac{1}{AR_2} + \frac{1}{R_2}\right]}$$

Multiplicando y dividiendo por R_2...

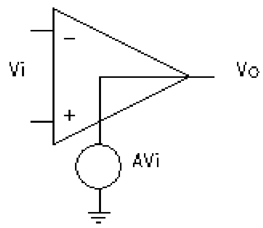
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{\left[\frac{R_2}{AR_1} + \frac{R_2}{AR_{id}} + \frac{1}{A} + 1\right]} =$$

$$= -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{R_2}{AR_{id}}}$$

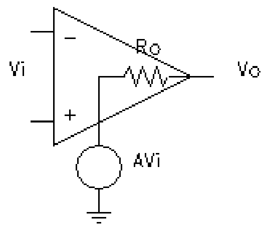
Observando la expresión obtenida se ve que tenemos la misma ecuación del caso ideal a la cual le hemos añadido un tercer término sumado en el denominador. Este término (R_2/AR_{id}) es debido a la resistencia residual y se anula cuando ésta es infinita. Si no es así, produce una disminución de la ganancia del dispositivo, aunque dado los valores que presenta, su importancia es prácticamente nula casi siempre. Por ello, salvo que se indique lo contrario, esta influencia la despreciaremos.

1.2.5.RESISTENCIA DE SALIDA.

En el modelo ideal la salida V_o es independiente de la carga ya que en R_L siempre vamos a tener AV_i lo que nos quiere decir que la R_o del amplificador es nula.

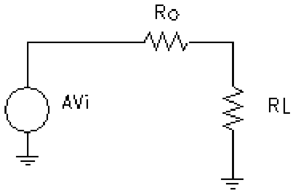


El modelo más preciso sería considerar un equivalente Thevenin de $V_{TH}= AV_i$ y una $R_{TH}= R_o$ en serie. Dependiendo de los valores de R_o la descripción dada por el caso ideal será más o menos adecuada.



En los amplificadores reales el valor de R_o suele ser del orden de las decenas de ohmios, en el peor de los casos puede alcanzar el valor de algún centenar de ohmios. El valor real de R_o dependerá del modelo de amplificador. En los catálogos aparecen los valores máximos de R_o.

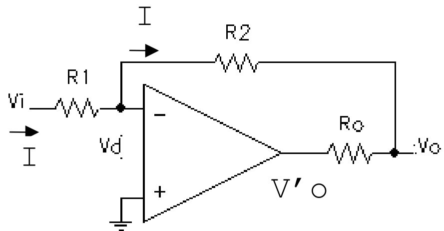
Vamos a tratar ahora la importancia que pueda tener el hecho de que R_o no sea nulo. Si nos fijamos en la figura adjunta, R_o introduce un divisor de tensión en donde



$$V_o = AV_i \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

En esta expresión si R_o=0 entonces obtenemos el caso ideal $V_o=AV_i$ también si $R_L>>R_o$ ocurre lo mismo ya que R_o+R_L es R_L y por tanto de nuevo obtenemos que $V_o=AV_i$. El problema, pues, aparece cuando R_o y R_L son comparables en cuyo caso nos encontramos con el caso real, en el que la salida queda muy por debajo de la ideal. Por ejemplo, si suponemos que $R_o=R_L$ la salida V_o tendría un valor que sería la mitad del ideal. Por ello, nos vamos a replantear el modelo estudiando cómo se modifica la expresión de la ganancia al tener una R_o.

Consideremos un amplificador inversor ideal al que le añadimos externamente y en serie una resistencia R_o para tener en cuenta su carácter real.



Según esto tenemos que

$$V'_o = -AV_d \quad \Rightarrow \quad I = \frac{V_d - V_o}{R_2}$$

Suponiendo el circuito aislado, nos permite decir que la intensidad I que pasa por R_o es la misma que atraviesa R_2. Con ello tenemos que...

$$V_o = IR_o + V'_o = \frac{V_d R_o}{R_2} - \frac{V_o R_o}{R_2} - AV_d$$
$$V_o\left(1 + \frac{R_o}{R_2}\right) = -V_d\left(A - \frac{R_o}{R_2}\right)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = -\frac{A - \frac{R_o}{R_2}}{1 + \frac{R_o}{R_2}}$$

expresión obtenida en lazo cerrado en donde en el numerador aparece A, que generalmente tiene valores muy altos (10^5 - 10^6) y el término R_o/R_2 que posee valores menores que 1 ya que en general $R_o \ll R_2$ por ello se puede despreciar frente a A y podemos escribir...

$$\frac{V_o}{V_d} \simeq -\frac{A}{1 + \frac{R_o}{R_2}} = -A'$$

Comparándola con la expresión en lazo abierto $V'_o/V_d=-A$ observamos que la diferencia se encuentra en el denominador en el que la el cociente R_o/R_2 no es despreciable frente a la unidad y por ello provoca una disminución efectiva de la ganancia en lazo abierto. A' disminuye respecto a A y depende de R_o y R_2. Cuanto mayor sea R_2 menor influencia tendrá R_o en la ganancia. Además aumentar R_2 en un amplificador inversor implica que hay que aumentar también R_1 para conseguir la misma ganancia, lo cual quiere decir aumento de la impedancia de entrada que siempre es deseable.

Hemos obtenido V_o/V_d que no es la ganancia G que buscamos, para obtener esta ganancia partimos de la expresión de la intensidad I en R_1 y en R_2...

$$I = \frac{V_i - V_d}{R_1} = \frac{V_d - V_o}{R_2}$$

Poniendo V_d en función de V_o a través de la expresión $V_d=-V_o/A'$ obtenida anteriormente tenemos...

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

agrupando los términos en V_o por un lado y los de V_i por otro obtenemos...

$$V_o\left(\frac{1}{A' R_1}+\frac{1}{A' R_2}+\frac{1}{R_2}\right)=-\frac{V_i}{R_1}$$

despejando el cociente V_o/V_i, multiplicando y dividiendo por R_2

$$\frac{V_o}{V_i}=-\frac{\frac{R_2}{R_1}}{\left[1+\frac{1}{A'}+\frac{R_2}{A' R_1}\right]}=-\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{1}{A'}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Sustituyendo ahora A' por su valor...

$$\frac{V_o}{V_i}=-\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{\left(1+\frac{R_o}{R_2}\right)}{A}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}=$$

$$=-\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{1}{A}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+\frac{R_o}{AR_2}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}$$

El término que aparece en el denominador debido a R_o produce una disminución de G y depende de la magnitud de A. Si A aumenta el error producido disminuye, también de la ganancia en lazo cerrado. Además si R_o aumenta produce un aumento del error, lo que también ocurre si aumenta el término $(1+R_2/R_1)$. Por último, si aumenta R_2 el error inducido será menor. Con todo esto llegamos a la idea de que cuanto mayor sea G mayor es la influencia de R_o y cuanto mayor sea R_2 menor es esa influencia.
Podemos ver el orden de magnitud de este factor para un caso desfavorable:

Suponemos que $R_o= 10^2$ ohmios
$A= 10^5$
$(1+R_2/R_1)=100$

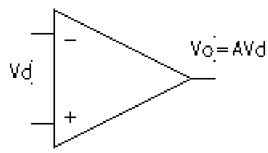
R_2= 100 Kohmios

el error obtenido es del orden de 10^{-6} lo cual representa un error muy pequeño ya que ese término está sumado a 1, con lo cual es totalmente despreciable.

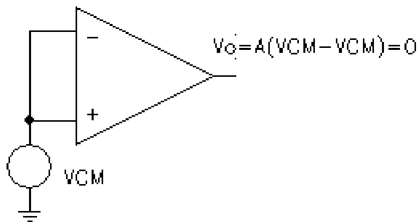
En la mayoría de los casos los errores de magnitud de la resistencia tanto de entrada como de salida son muy pequeños y por tanto sólo se tendrán en cuenta en casos en los que se requiera una precisión muy alta.

1.2.6.RAZON DE RECHAZO AL MODO COMUN.

El último efecto que vamos a tratar del amplificador real es este del rechazo al modo común. Es un problema ligado siempre a la característica del amplificador diferencial. Lo tratamos ahora debido a que el amplificador operacional es un amplificador diferencial cuando lo estudiamos en lazo abierto.



A representa la ganancia diferencial del amplificador operacional. Si se hiciera el siguiente montaje



la salida V_o debería ser cero ya que

$$V_o = AV_d = A(V_{CM} - V_{CM}) = 0$$

sin embargo, al llevarlo a la práctica se observa que V_o no es cero, y además al aumentar V_{CM} aumenta también el valor de V_o. Todo esto nos obliga a replantearnos el caso ideal: ahora la salida se podría expresar como AV_i más algo que dependa de V_{CM}

que se podría expresar en la forma...

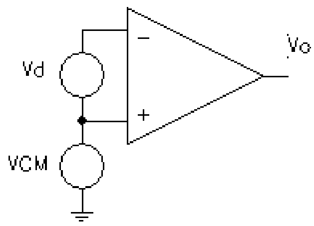
$$V_o = AV_d + K\,V_{CM}$$

donde K es una constante que se obtendría fácilmente haciendo que V_d=0 y midiendo V_o de manera que K=V_o/V_{CM}.

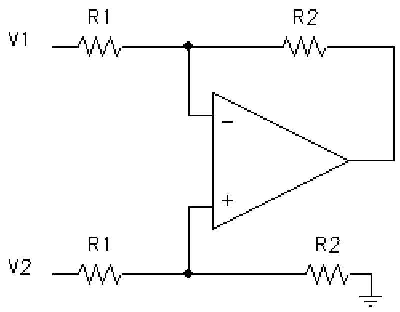
Todo esto lo podemos reescribir de nuevo de otra manera si entendemos el proceso de otra forma. Así, suponemos que V_o es debido a una tensión diferencial V_d entre los terminales y a una tensión en modo común V_{CM} que es el nivel de tensión de referencia que tienen aplicados los dos terminales y sobre el que se superpone V_d. Ahora V_o será...

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

en donde podemos representar las tensiones aplicadas en la forma



Si tenemos un montaje diferencial resulta



en donde

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) = G_d V_d$$

a ese término habrá que añadirle un término en la forma $G_{CM}V_{CM}$.

Estos términos, llamados en modo común, aparecen por problemas de simetría en el circuito y los vamos a entender como un error del amplificador.
Nos interesa saber si los términos en modo común son grandes o no, si A_{CM} influye mucho o poco en la salida, o más aún, si es muy grande o muy pequeño respecto al modo diferencial. En general sabemos que si A_{CM} es grande el error será también grande y si A_{CM} es muy pequeño entonces el amplificador no tendrá error. Por tanto A_{CM} podría ser un parámetro adecuado para conocer el error cometido debido al modo común. Sin embargo, no es el más adecuado ya que para conocer su influencia real hay que compararlo con el término A_dV_d. Para conseguir un buen parámetro, definimos la RAZÓN DE RECHAZO AL MODO COMÚN, que representaremos por CMRR, como el cociente entre la ganancia en diferencial y en común...

$$CMRR = \frac{G_d}{G_{CM}}$$

dependerá de la calidad del aparato y dado que $G_d >> G_{CM}$ son de esperar valores altos de este parámetro, del orden de 10^5 ó 10^6.

Para trabajar con valores más manejables redefinimos este parámetro expresando su valor en decibelios

$$CMR|_{dB} = CMRR = 20 \log \frac{G_d}{G_{CM}}$$

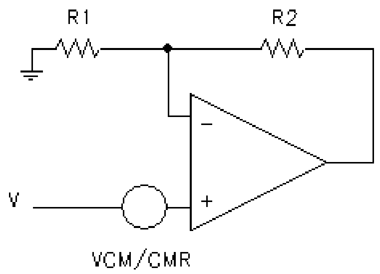
este parámetro suele tener valores mayores de 100 y cuanto mayor sea su valor, mejores condiciones presentará el amplificador como amplificador diferencial, teniendo mayor capacidad de rechazo de señales en modo común. En amplificadores en lazo cerrado, valores típicos de CMRR son del orden de 120, 130 dB.

Si modelamos este error como algo externo al amplificador en la forma $V_o = G_dV_d + G_{CM}V_{CM}$ tendremos que añadir una fuente V_{CM} en la entrada que produzca a la salida la tensión aumentada $G_{CM}V_{CM}$, por ello...

$$A_d V_{CR} = A_{CM} V_{CM}$$

$$V_{CR} = \frac{G_{CM}}{G_d} V_{CM} = \frac{V_{CM}}{\frac{G_d}{G_{CM}}} = \frac{V_{CM}}{CMR}$$

Está claro entonces, que podemos modelar el error si en la entrada ponemos una tensión igual a V_{CM}/CMR en la forma...



en la salida tendremos que

$$V_o = V(1+\frac{R_2}{R_1}) + \frac{V}{CMRR}(1+\frac{R_2}{R_1})$$

En este tipo de configuración este error no suele ser muy importante ya que CMR es mucho mayor que V.