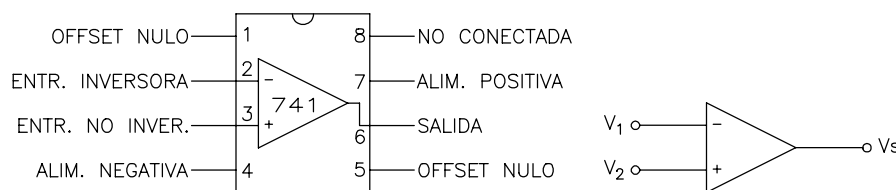


# AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El Amplificador Operacional es un amplificador con realimentación que se encuentra en el mercado como una pastilla de circuito integrado. Es difícil enumerar la totalidad de las aplicaciones de este circuito. De modo general, podemos decir que sus aplicaciones están presentes en los sistemas electrónicos de control industrial, en instrumentación nuclear, en instrumentación médica, en los equipos de telecomunicaciones y de audio, etc. El que utilizaremos normalmente será el LM741.

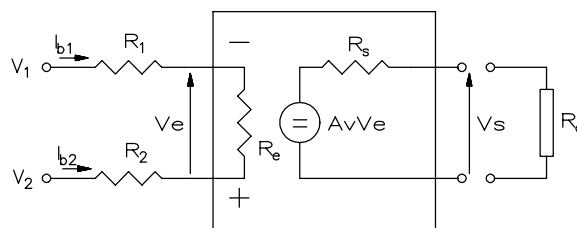
## 10.1 Generalidades

La figura siguiente muestra las funciones de cada una de las patillas del A. O. integrado, indicar que la alimentación se hará a  $\pm 15V$  como valor normal pudiéndose alimentar entre  $\pm 3V$  y  $\pm 22V$ .



**Figura 10-1. LM741. Simbología de un Operacional.**

En la siguiente figura se presenta el circuito equivalente de un amplificador operacional, con ella se pueden ver las características más importantes de los amplificadores operacionales:



**Figura 10-2. Circuito equivalente de un A.O.**

- La ganancia en tensión que en cualquier circuito se define como la relación entre las tensiones de salida y entrada se puede considerar  $A_v = V_s / V_e \approx \infty$ .

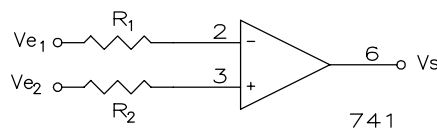
- El ancho de banda también se puede considerar como infinito. Aunque en la realidad en lazo abierto la ganancia cae con una pendiente de 20db/década y para cada frecuencia existe un valor máximo de  $V_s$  (Slew-rate).
- La impedancia de entrada  $R_e \approx \infty$  por lo que no actúa como carga (no consume corriente) y  $V_1 - V_2 = V_e$ .
- La impedancia de salida es  $R_s \approx 0$  por lo que la tensión  $V_s$  es independiente de la existencia de carga y  $V_s = A_v V_e$ .
- Puede trabajar en un amplio margen de temperaturas.

## 10.2 Circuitos básicos con A. Operacionales.

A continuación se verán las configuraciones más empleadas con los Amplificadores Operacionales.

### 10.2.1 Configuración en lazo abierto.

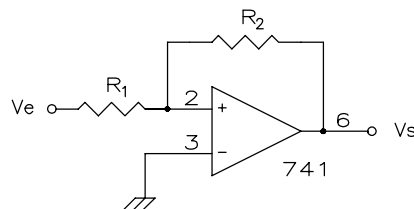
También es conocida como sin realimentación. En ella la ganancia viene determinada por el propio fabricante y sobre ella no se tiene ningún control. Esta configuración se utiliza para circuitos comparadores.



**Figura 10-3. Montaje en lazo abierto.**

### 10.2.2 Configuración con realimentación positiva.

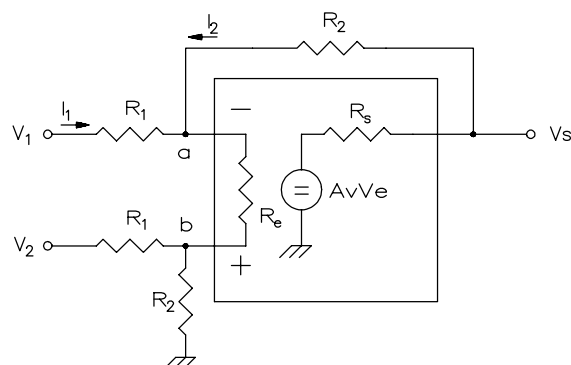
Este tipo de configuración se denomina en bucle cerrado y tiene el inconveniente de desestabilizar el circuito. Una aplicación práctica de la realimentación positiva se da en los circuitos osciladores, que se verán más adelante.



**Figura 10-4. Montaje con realimentación positiva.**

### 10.2.3 Configuración con realimentación negativa

Es la configuración en bucle cerrado más importante en circuitos con operacionales, y sus aplicaciones más comunes pueden ser: amplificador no inversor, amplificador inversor, sumador amplificador diferencial, diferenciador, integrador, filtros activos, etc.



### Figura 10-5. Montaje con realimentación negativa.

Las corrientes de polarización son del orden de nA, por lo que se pueden considerar nulas y podremos escribir  $I_1+I_2=0$ . Aplicando Kirchoff tenemos:

$$\frac{V_1 - V_a}{R_1} + \frac{A_v V_e - V_a}{R_s + R_2} = 0 \quad (10-1)$$

Sustituyendo  $V_e = V_b - V_a$  en la ecuación anterior obtendremos:

$$\frac{V_1(R_s + R_2) - V_a(R_s + R_2) + A_v V_b R_1 - A_v V_a R_1 - V_a R_1}{R_1(R_s + R_2)} = 0 \quad (10-2)$$

$$V_b = \frac{V_a(A_v R_1 + R_s + R_1 + R_2) - V_1(R_s + R_2)}{A_v R_1}$$

Tomando el límite de  $V_b$  para  $A_v$  tendiendo a infinito

$$\lim(V_b)_{A_v \rightarrow \infty} = V_a \Rightarrow V_e = 0 \quad (10-3)$$

Hemos llegado a la conclusión de que existe un cortocircuito virtual entre las entradas inversora y no inversora en el montaje con realimentación negativa, es decir, que en dicho montaje las dos entradas se encuentran a la misma tensión. Dentro de esta configuración podemos distinguir las siguientes.

#### 10.2.4 Configuración inversora

En este montaje  $R_3$  es igual al paralelo de  $R_1$  y  $R_2$ . La ganancia de este amplificador es:

$$\frac{V_e - V_2}{R_1} + \frac{V_s - V_2}{R_2} = 0; \quad (10-4)$$

$$V_2 = 0;$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (10-5)$$

Así, si introducimos una señal senoidal de amplitud B por la patilla inversora y medimos la señal de salida, veremos que esta es también senoidal de amplitud  $BR_2/R_1$  y desfasada  $180^\circ$  con la de entrada.

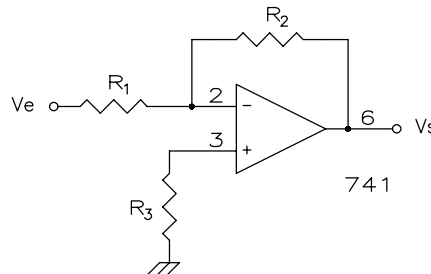
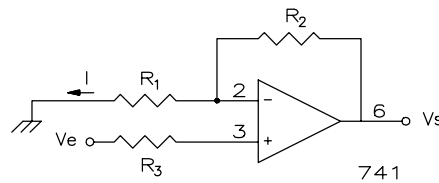


Figura 10-6. Montaje inversor.

#### 10.2.5 Configuración no inversora:

Al igual que en el anterior  $R_3$  es igual al paralelo de  $R_1$  y  $R_2$ . Para el análisis debemos de tener en cuenta que en el circuito de entrada inversora lo que existe es un circuito serie de dos resistencias alimentadas a la tensión  $V_s$ , ya que no se desvía ninguna corriente por el operacional:



**Figura 10-7. Montaje no inversor.**

$$I = \frac{V_s}{R_1 + R_2} \quad (10-6)$$

Por otro lado sabemos que la tensión en la entrada inversora es  $V_e$  ya que por la no inversora no existe corriente y por tanto en  $R_3$  no hay c.d.t., luego:

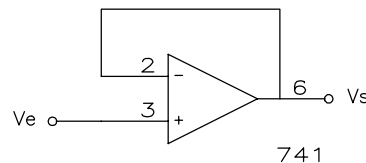
$$V_e = IR_1 \quad (10-7)$$

La ganancia del montaje será:

$$V_e = \frac{V_s}{R_1 + R_2} R_1 \Rightarrow A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (10-8)$$

### 10.2.6 Seguidor de tensión.

si para la configuración anterior hacemos  $R_1 = \infty$  y  $R_2 = 0$  obtenemos el seguidor de tensión o *Buffer*. Este circuito presenta las características de impedancia de entrada y salida más próximas a las ideales

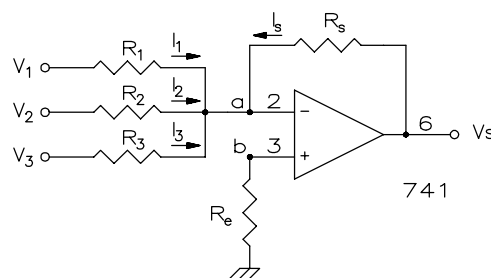


**Figura 10-8. Buffer o seguidor de tensión.**

En algunos casos, el seguidor de tensión recibe la señal a través de una resistencia en serie, con el terminal no inversor. Entonces, con el fin de equilibrar la ganancia y las corrientes, se coloca otra resistencia del mismo valor en el circuito de realimentación. Esto no es necesario cuando la tensión de entrada es relativamente alta. Este montaje se utiliza como adaptador de impedancias, como por ejemplo entre un generador de señal y un amplificador de baja impedancia de entrada.

### 10.2.7 El amplificador sumador inversor.

Partiendo de los montajes con realimentación negativa se obtiene el montaje sumador:



**Figura 10-9. Sumador inversor.**

Para este montaje  $R_e = R_s // R_1 // R_2 // R_3$ . Aplicando las leyes de Kirchhoff en el punto a

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_s}{R_s} = 0 \quad (10-9)$$

es decir

$$V_s = -R_s \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right) \quad (10-10)$$

Podemos considerar los siguientes casos particulares:

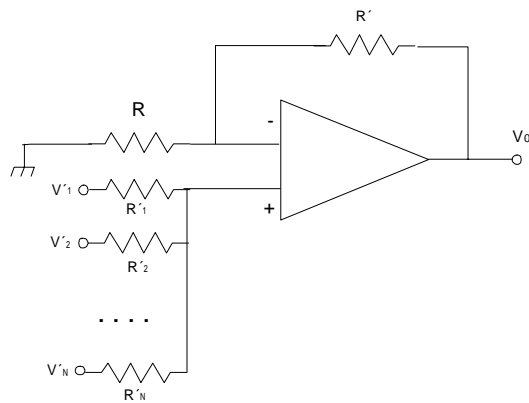
a) Si  $R_1=R_2=R_3=R_s$  obtendríamos el sumador inversor

$$V_s = -(V_1 + V_2 + V_3) \quad (10-11)$$

b) Si  $R_1=R_2=R_3=3R_s$  podríamos obtener un circuito que proporciona la media aritmética negativa

$$V_s = -\left( \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \right) \quad (10-12)$$

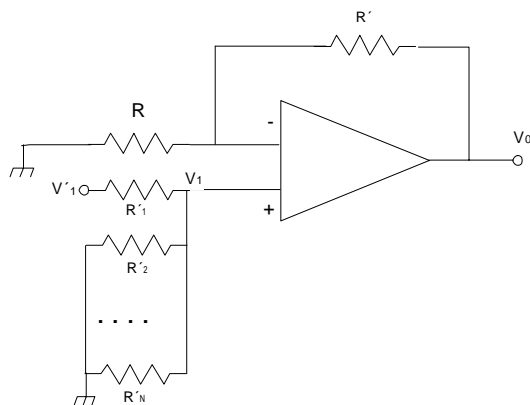
### 10.2.8 El amplificador sumador no inversor.



**Figura 10-10. Sumador no inversor.**

$$V_0 = \frac{R + R'}{R} V$$

La tensión V la obtenemos por superposición de las tensiones parciales. Supongamos que  $V'_2$  a  $V'_N$  son cero, por lo tanto la situación quedará:



**Figura 10-11. Sumador no inversor.**

La tensión  $V_1$  debida a  $V_1'$  será:

$$V_1 = \frac{V_1' R_{p1}'}{R_1' + R_{p1}'}$$

siendo  $R_{p1}'$  el paralelo de todas las resistencias ahora a tierra.

Si todas las resistencias son iguales:

$$R_{p1}' = \frac{R_1'}{N-1}$$

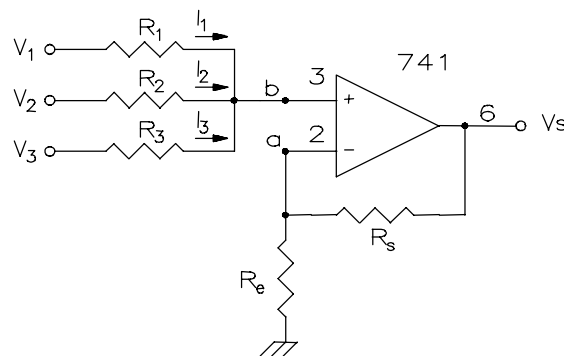
$$V_1 = \frac{V_1' R_{p1}'}{R_1' + R_{p1}'} = \frac{V_1' \frac{R_1'}{N-1}}{R_1' + \frac{R_1'}{N-1}} = \frac{V_1' R_1'}{R_1'(N-1) + R_1'} = \frac{V_1'}{N}$$

Procediendo lo mismo para las otras:

$$V = \frac{1}{N} (V_1' + V_2' + \dots + V_N')$$

$$V_0 = \frac{R + R'}{R} V = \frac{R + R'}{R} \frac{1}{N} (V_1' + V_2' + \dots + V_N')$$

Si  $R_1=R_2=R_3$  y  $R_s=0$ , aplicando las leyes de Kirchhoff en el punto b de la figura siguiente y despejando de la ecuación  $V_b$  obtendríamos un circuito que proporciona la media aritmética

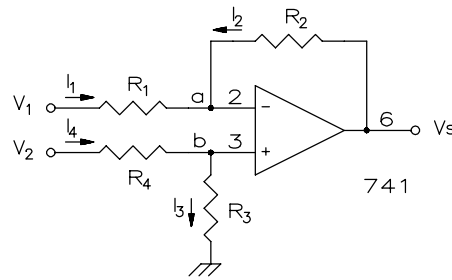
**Figura 10-12. Sumador no inversor.**

$$\frac{V_1 - V_b}{R_1} + \frac{V_2 - V_b}{R_2} + \frac{V_3 - V_b}{R_3} = 0 \quad (10-13)$$

$$V_s = \left( \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \right) \quad (10-14)$$

### 10.2.9 Amplificador sustractor.

Este circuito permite obtener en la salida una tensión igual a la diferencia de las señales aplicadas multiplicada por una ganancia.



**Figura 10-13. Montaje sustractor o diferencial.**

Aplicando al igual que antes las leyes de Kirchhoff en el punto **a** y **b**:

$$\frac{V_1 - V_a}{R_1} + \frac{V_s - V_a}{R_2} = 0 \quad (10-15)$$

$$\frac{V_2 - V_b}{R_4} - \frac{V_b}{R_3} = 0 \Rightarrow V_b = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_2 \quad (10-16)$$

En este circuito como ya se expuso anteriormente las tensiones  $V_a$  y  $V_b$  son iguales, luego podemos sustituir  $V_b$  en la anterior

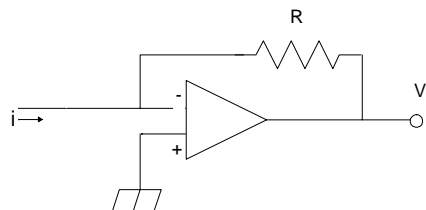
$$\frac{V_1 - \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)V_2}{R_1} + \frac{V_s - \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)V_2}{R_2} = 0 \quad (10-17)$$

Si en esta ecuación hacemos  $R_1=R_4$  y  $R_2=R_3$  la tensión de salida tendrá la expresión.

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (10-18)$$

### 10.2.10 Convertidor corriente tensión.

El circuito permite obtener una tensión que es proporcional a una corriente, presentando una impedancia de entrada nula (es decir, no perturba el camino de la corriente).

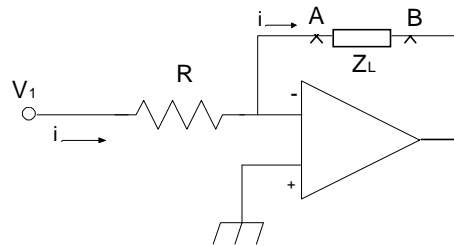


Obsérvese que se cumple  $V_0 = -iR$

El cortocircuito virtual hace que la caída de tensión entre los terminales de entrada sea nula como otras veces. Por tanto, la impedancia de entrada vista desde el terminal de entrada es nula.

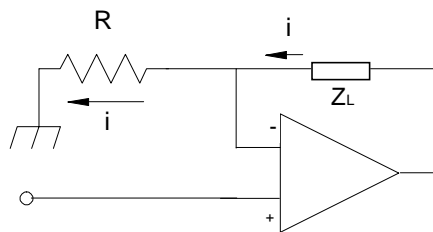
### 10.2.11 Convertidor tensión corriente.

La corriente en la carga  $Z_L$  es  $i = V_1/R$  independientemente del valor de  $Z_L$ .



El circuito se comporta, por tanto, como una fuente de corriente constante entre los terminales A y B.

El convertidor tensión corriente puede también construirse con un A.O. no inversor. El circuito sería:



Una vez más, debido a la tierra virtual la corriente  $i$  es independiente de la carga  $Z_L$ . La impedancia de entrada es muy alta debido a la configuración no inversora.

### 10.2.12 Amplificador de C. Alterna

### 10.2.13 Integrador

Este circuito, utilizado generalmente como regulador, realiza una integración de la tensión de entrada. Si analizamos el circuito llegamos a la expresión donde  $v$  es la tensión inicial en el condensador.

$$V_0 = \frac{Q}{C} = -\frac{\int Idt}{C} = -\frac{1}{RC} \int V_i = -\frac{V_i}{RC} t + v \quad (10-19)$$

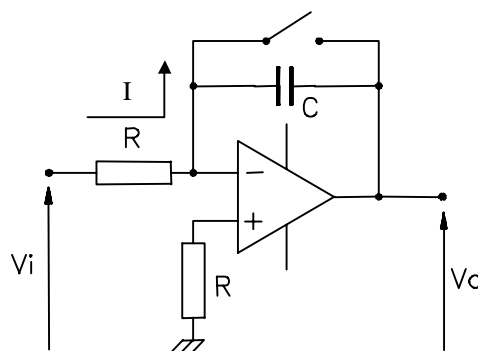


Fig.1.11 Regulador "I"

Si nos trasladamos al campo frecuencial, la función de transferencia de este circuito es la expresada en 1.5, su módulo se expresa en 1.6. Esta última se representa en la Fig.1.13. donde  $f_1$  corresponde a la frecuencia en que la ganancia es de 0db. La frecuencia  $f_2$  corresponde a la frecuencia en que el regulador se encuentra saturado y su ganancia vale  $20\log(15)$ .

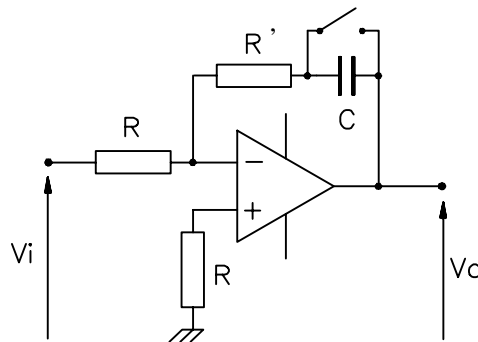


$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{RCs} \quad (10-20)$$

$$|G(s)| = \frac{1}{\omega RC} \quad (10-21)$$

#### 10.2.14 Regulador Proporcional-Integral.

Como su nombre indica este regulador se comporta inicialmente como un escalón, y superpuesto a el una componente integral como en el caso anterior. Seguidamente en Fig.1.14 se muestra su esquema eléctrico:



**Fig.1.14 Regulador "PI"**

Si se realiza un estudio detallado del circuito, su respuesta a una entrada escalón viene dada por la expresión 1.7 y es representada en Fig.1.15

$$V_o = -\left(\frac{R'}{R} + \frac{t}{RC}\right)V_i \quad (10-22)$$

$$G(s) = -\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1 + T_n s}{T_i s} = -\frac{1 + R' C s}{RCs} \quad (10-23)$$

$$|G(s)| = \sqrt{\left(\frac{R'}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{RC\omega}\right)^2} \quad (10-24)$$

La frecuencia  $f_0$  es la frecuencia de corte, en la que la ganancia es 3db superior a la ganancia constante  $20\log R'/R$ . El valor de dicha frecuencia de corte es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi T_i} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (10-25)$$

#### 10.2.15 Derivador

Un circuito derivador sería el representado en figura siguiente. A continuación se representan sus respuestas temporal y frecuencial.

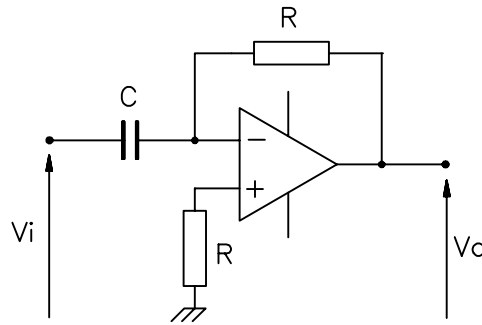


Fig1.17 Regulador "D"

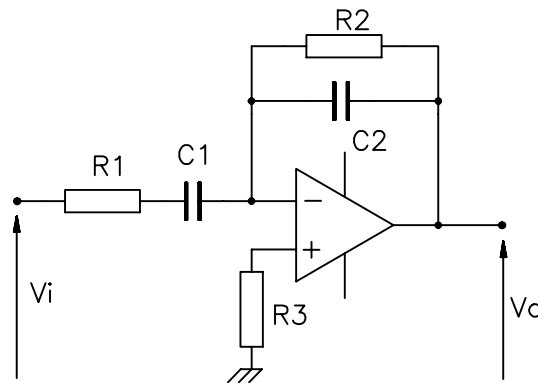
Las expresiones que definen estos comportamientos se indican a continuación:

$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt} \quad (10-26)$$

$$G(s) = -RCs$$

$$|G(s)| = RC\omega \quad (10-27)$$

El derivador práctico es el del esquema siguiente:



La función de transferencia del circuito es:

$$G(s) = \frac{R_2 C_1 s}{(R_2 C_2 s + 1) * (R_1 C_1 s + 1)} \quad (10-28)$$

$$|G(s)| = \frac{R_2 C_1 \omega}{\sqrt{R_2^2 C_2^2 \omega^2 + 1} * \sqrt{R_1^2 C_1^2 \omega^2 + 1}} \quad (10-29)$$

Los valores aconsejables para el mejor funcionamiento son:  $R_2 C_1 > R_1 C_1 > R_2 C_2$ . La respuesta en frecuencia de este circuito viene dada por Fig.1.21 donde las puestas que determinan los extremos de funcionamiento son ( $\omega = 2\pi f$ ):

$$\omega_1 = \frac{1}{R_2 C_1}, \quad \omega_2 = \frac{1}{R_1 C_1}, \quad \omega_3 = \frac{1}{R_2 C_2}, \quad \omega_4 = \frac{1}{R_1 C_2} \quad (10-30)$$

La ganancia en amplificador será  $20 \log R_2 / R_1$ .

### 10.2.16 Regulador Proporcional-Derivador.

El funcionamiento de este regulador se muestra en las siguientes figuras y ecuaciones:

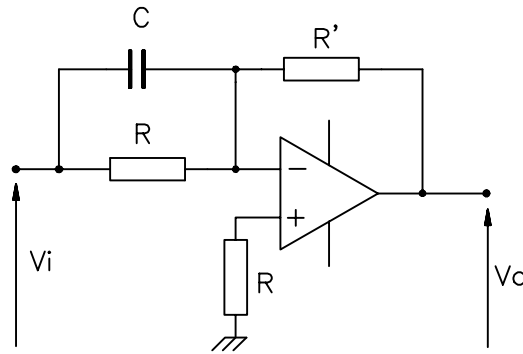


Fig.1.22: Regulador "PD".

$$V_0 = -\left(\frac{R'}{R}V_i + R' C \frac{dV_i}{dt}\right) \quad (10-31)$$

$$G(s) = -\left(\frac{R'}{R} + R' C s\right) \quad (10-32)$$

$$|G(s)| = \sqrt{\left(\frac{R'}{R}\right)^2 + (R' C \omega)^2}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R' C} \quad (10-33)$$

### 10.2.17 Regulador Proporcional-Integral-Derivador.

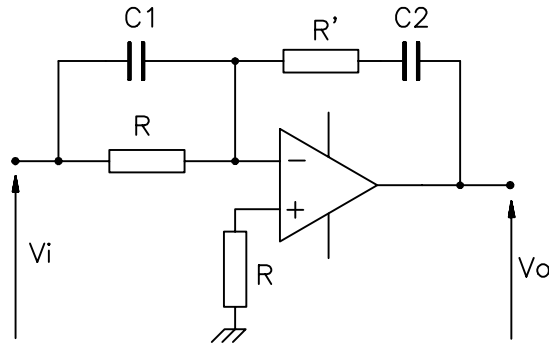
Las ecuaciones de este regulador son:

$$V_0 = -\left[\left(\frac{t}{RC_2} + \frac{RC_1 + R'C_2}{RC_2}\right)V_i + \frac{RC_1 R' C_2}{RC_2} \frac{dV_i}{dt}\right] = -\left[\left(\frac{t}{T_i} + \frac{T_n + T_v}{T_i}\right)V_i + \frac{T_n T_v}{T_i} \frac{dV_i}{dt}\right] \quad (10-34)$$

$$G(s) = \frac{(R' C_2 s + 1)(RC_1 s + 1)}{RC_2 s} \quad (10-35)$$

$$|G(s)| = G_0 \sqrt{1 + \left(T_1 \omega - \frac{1}{T_2 \omega}\right)^2} \quad (10-36)$$

$$T_1 = \frac{RR' C_1 C_2}{RC_1 + R' C_2} \quad T_2 = RC_1 + R' C_2 \quad G_0 = \frac{R'}{R} + \frac{C_1}{C_2} \quad (10-37)$$



**Fig.1.25: Regulador “PID”.**

10.2.18 Resolución de ecuaciones diferenciales con A. Operacionales.

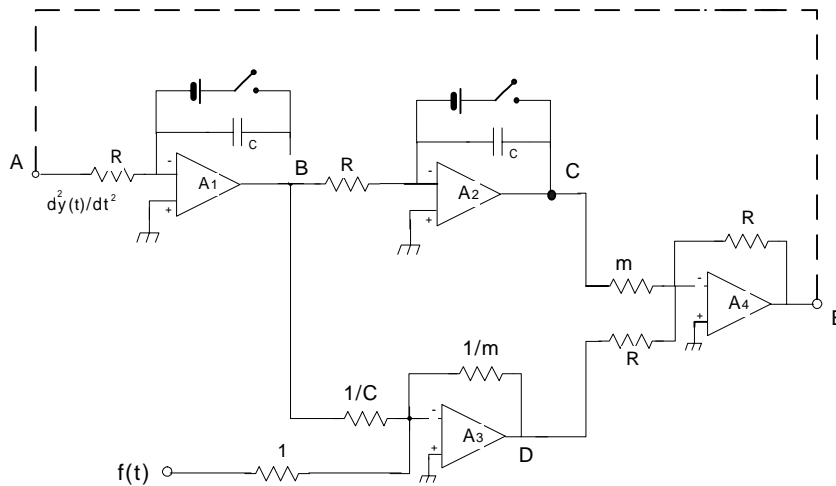
Como ejemplo vamos a resolver alguna ecuación diferencial utilizando los circuitos vistos. Deseamos diseñar un circuito capaz de resolver la ecuación diferencial

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + C \frac{dy}{dt} + ky = f(t) \quad (10-38)$$

dividiendo por m la escribimos en la forma

$$\frac{d^2 y}{dt^2} = \frac{1}{m} f(t) - \frac{C}{m} \frac{dy}{dt} - \frac{k}{m} y \quad (10-39)$$

El circuito que resuelve el problema y que pasamos a analizar es el siguiente:



Supongamos que en el punto A se introduce una tensión  $V_A$  que varía con el tiempo en la forma:

$$V_A = \frac{d^2 y}{dt^2} \quad (10-40)$$

El integrador  $A_1$  integra  $V_A$  y obtiene a la salida:

$$-\frac{1}{RC} \int V_A dt = -\frac{1}{RC} \frac{dy(t)}{dt} \quad (10-41)$$

Si hacemos que su constante RC valga 1 quedará a la salida

$$V_B = -\frac{dy(t)}{dt} \quad (10-42)$$

a la salida de  $A_2$  se obtiene la integral de  $V_B$  con RC también igual a 1, luego,

$$V_C = y(t)$$

$A_3$  es un sumador donde se suma la señal  $V_B$  que es la primera derivada  $dy(t)/dt$  con la señal externa  $f(t)$ . Si se toman para las resistencias los valores indicados la señal de salida  $V_D$  de  $A_3$  es:

$$V_D = -\frac{1}{m} f(t) + \frac{C}{m} \frac{dy}{dt} \quad (10-43)$$

y en  $A_4$  se suman  $V_C$  y  $V_E$  de modo que tenemos:

$$V_E = \frac{1}{m} f(t) - \frac{C}{m} \frac{dy}{dt} - \frac{k}{m} y \quad (10-44)$$

Vemos que esta tensión es el segundo miembro de la ecuación diferencial, es decir:

$$V_E = \frac{d^2 y}{dt^2} \quad (10-45)$$

Los puntos E y A deben unirse para resolver el problema.

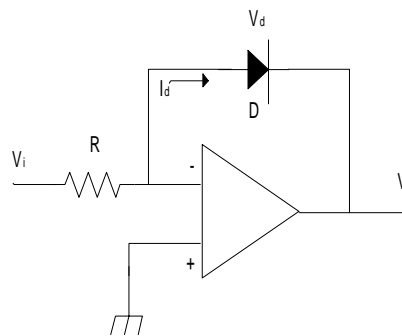
La señal  $f(t)$  es una señal de excitación según se quiera (senoide, escalón, etc).

Las condiciones iniciales se fijan mediante las baterías que aparecen en los integradores.

### 10.3 Circuitos no lineales con A. Operacionales.

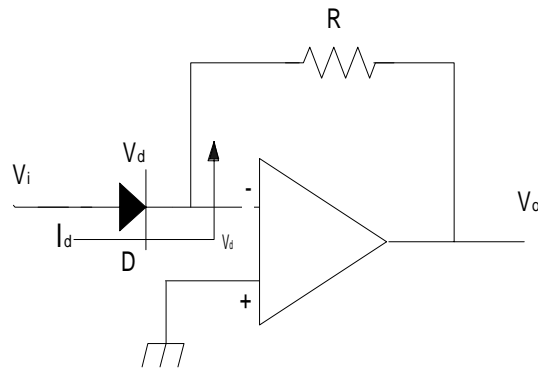
#### 10.3.1 Amplificador logarítmico.

$$\begin{aligned} i_D &= I_S (e^{V_D/V_T} - 1) \approx I_S e^{V_D/V_T} \\ V_D &= V_T (\ln i_D - \ln I_S) \\ V_T &\approx 26mV \end{aligned} \quad (10-46)$$



$$V_o = -V_D = -V_T (\ln i_D - \ln I_S) = -V_T \left( \ln \frac{V_i}{R} - \ln I_S \right) \quad (10-47)$$

10.3.2 Amplificador exponencial.

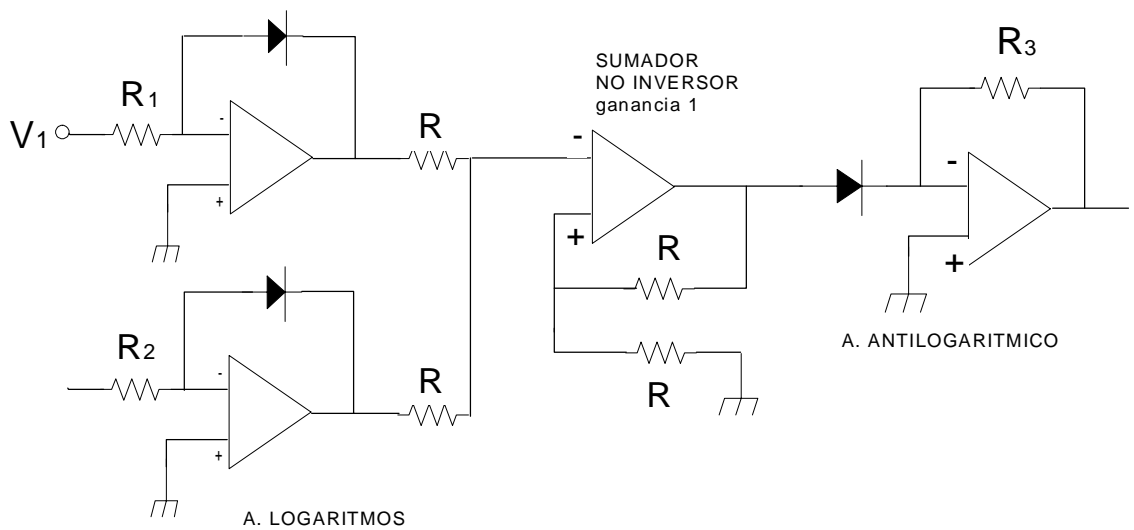


$$v_i = v_D$$

$$i_D = I_S e^{v_i/V_T} \quad (10-48)$$

$$v_0 = -RI_S e^{v_i/V_T}$$

10.3.3 Amplificador multiplicador.



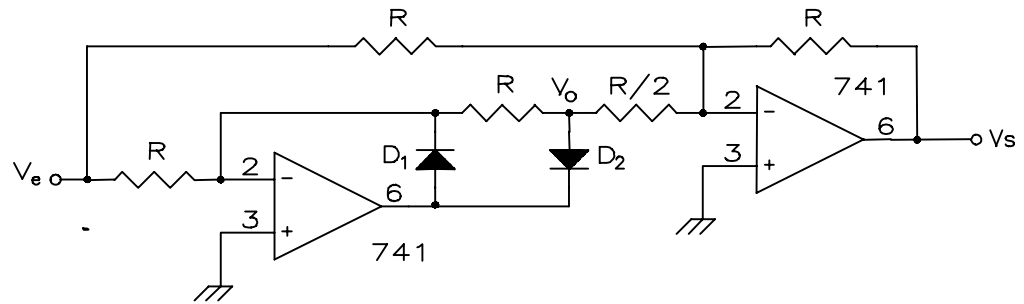
$$v_0 = v_1 \cdot v_2$$

$$\ln(v_1 \cdot v_2) = \ln v_1 + \ln v_2 \quad (10-49)$$

10.3.4 Rectificador de precisión.

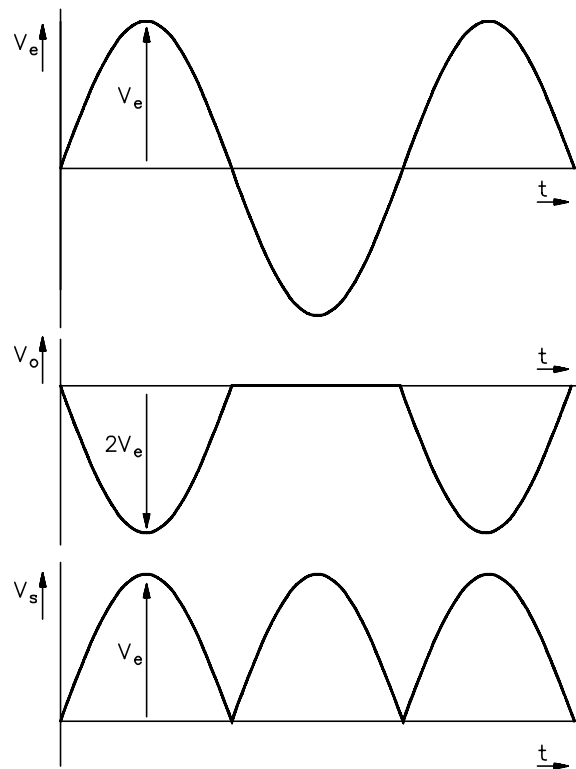
Un diodo rectificador común no consigue rectificar señales de niveles muy bajos ya que no conduce cuando está polarizado con tensiones inferiores a su tensión umbral. Sin embargo, en ocasiones, se necesita rectificar señales de decenas de milivoltios o menos, por ejemplo cuando éstas provienen de sensores o transductores utilizados en instrumentación industrial o bioelectrónica. Estudiaremos a continuación los rectificadores de precisión de media onda y onda completa.

En la figura siguiente se encuentra el rectificador de onda completa.



**Fig.4.2: Rectificador onda completa de precisión.**

El circuito anterior consta, en realidad, de un rectificador de media onda al que se le asocia un sumador. Pasemos a analizar el circuito considerando al A.O. ideal.



**Fig.4.3: Señales en un rectificador de onda completa.**

Cuando  $V_e < 0$  en el ánodo de  $D_1$  tenemos  $+V_e$  y en el cátodo (debido a la tierra virtual) tenemos una tensión nula. En esta situación  $D_2$  está bloqueado y  $V_0 = 0$ . Cuando  $V_e > 0$  sucede todo lo contrario,  $D_1$  está bloqueado al tener entre ánodo y cátodo una tensión prácticamente igual a  $-V_e$ ; luego  $V_0 = -V_e$ .

El segundo operacional esta en montaje sumador para dos señales: una de ellas es la tensión de entrada a rectificar y la otra señal es  $V_0$ . Se puede comprobar que por la red de resistencias utilizadas que la tensión  $V_0$  está siendo amplificada al doble. En la Fig.4.3 se puede comprobar que  $V_s = -(V_e + 2V_0) = -(V_e - 2V_e) = V_e$ .

### 10.3.5 Comparadores

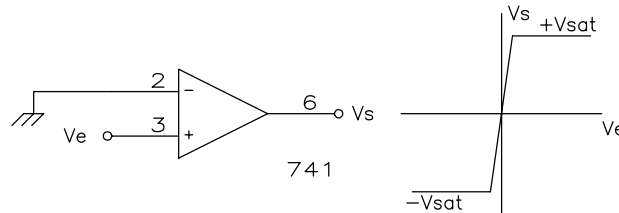
A veces se necesita comparar dos magnitudes, o sea, dos tensiones, para obtener dos estados perfectamente definidos, que nos determinen si la señal a comparar es mayor o menor que la tensión o señal llamada de referencia.

Como muestra podemos pensar en la siguiente aplicación práctica: por medio de sensores de nivel podemos detectar el estado de un recipiente de combustible líquido. Tomamos como referencia el nivel normal y ajustamos una señal de tensión correspondiente al mismo. Cuando el nivel esté por encima (o por debajo) de lo normal (referencia), el comparador deberá dar una señal de salida al sistema controlador, de forma que se

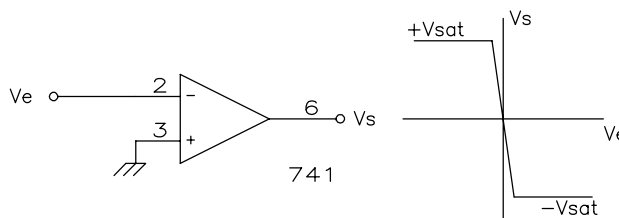
restablezca de inmediato el nivel normal. Evidentemente, la señal de referencia se conecta a una de las entradas del comparador recibiendo la otra la señal de la variable controlada (en este caso, el nivel del recipiente).

Al igual que en otros montajes descritos tendremos comparadores inversores y no inversores, en las figuras se muestra sencillos comparadores llamados “detectores de paso por cero”. El funcionamiento de este comparador es bastante sencillo: la ganancia del A.O. será la máxima al estar en lazo abierto, luego en el caso de existir una diferencia de potencial entre las entradas la salida del comparador pasará al estado de saturación independientemente de que la citada diferencia sea pequeña.

$$V_s = \begin{cases} +V_{sat}, & \text{cuando } V_e > 0 \\ -V_{sat}, & \text{cuando } V_e < 0 \end{cases} \quad (10-50)$$



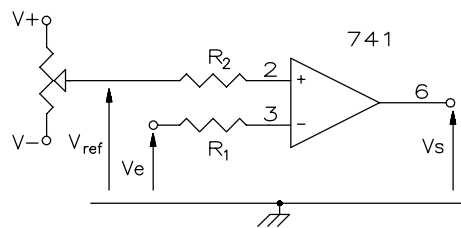
**Figura 10-14. Comparador no inversor.**



**Figura 10-15. Comparador inversor.**

$$V_s = \begin{cases} +V_{sat}, & \text{cuando } V_e < 0 \\ -V_{sat}, & \text{cuando } V_e > 0 \end{cases} \quad (10-51)$$

En los dos tipos de comparadores estudiados la señal de referencia era nula por estar conectada a masa; ahora mostraremos un circuito en el que podemos variar la tensión de referencia. Se observará que en este caso la conmutación de estados de saturación tiene lugar cuando el nivel de la señal que se quiere comparar alcanza el valor de referencia.



**Figura 10-16. Comparador con tensión de referencia variable.**

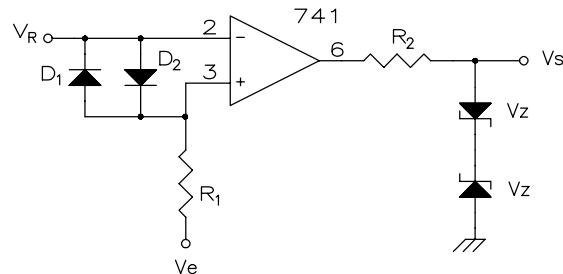
$$V_s = \begin{cases} +V_{sat}, & \text{cuando } V_e < V_{ref} \\ -V_{sat}, & \text{cuando } V_e > V_{ref} \end{cases} \quad (10-52)$$

En este montaje no existe una relación obligada entre las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , si bien es aconsejable que sean de igual valor para la compensación de las corrientes de polarización. Por la misma razón, se ha de procurar que la resistencia del potenciómetro sea mucho menor que  $R_2$ , al menos diez veces menor, ya que de lo contrario influiría excesivamente en la resistencia equivalente apoyada en la patilla no inversora.

A la hora de proyectar un comparador suele ser habitual la utilización de dos diodos en antiparalelo, colocados entre los terminales de entrada, para proteger contra posibles sobretensiones o sobrecorrientes que puedan dañar el integrado.



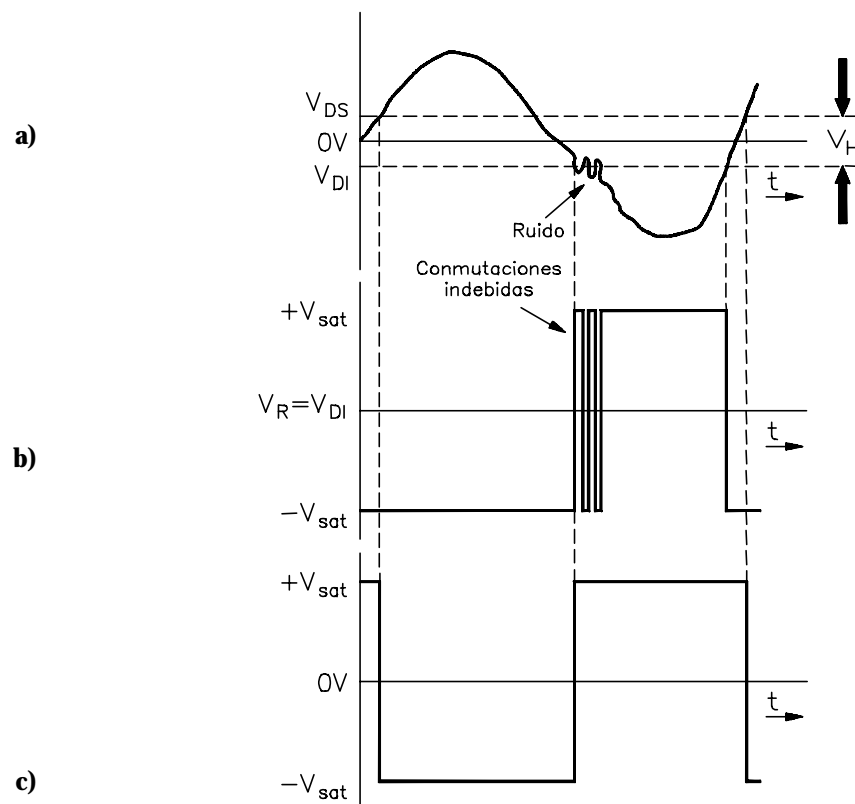
También se suele conectar a la salida una red formada por una resistencia y dos diodos zener en serie con el ánodo o el cátodo común, esta disposición nos permitirá ajustar la tensión de salida al valor que deseemos (de lo contrario  $V_s = \pm V_{sat}$ ). Si se eligen los diodos zener de distintos valores las amplitudes positiva y negativa de salida serán diferentes. La diferencia entre la tensión de los zener y la de saturación del comparador será absorbida en la resistencia de salida  $R_2$ .



**Figura 10-17. Montaje con protección y limitación de salida.**

### 10.3.6 Comparador realimentado, regenerativo o de Schmitt.

Uno de los problemas que presentan los comparadores en lazo abierto es que los cambios de su salida se producen ante cualquier variación (por pequeña que sea) en la entrada. Si los cambios en la entrada son debidos a una señal de ruido superpuesta a la entrada, la salida nos puede dar una información falsa sobre los citados cambios. Con los comparadores realimentados conseguimos fijar un intervalo de valores entre los cuales no se consideran los cambios habidos a la entrada, a este fenómeno se le denomina *histerésis*. A continuación se muestran los resultados de los comparadores sin y con realimentación.

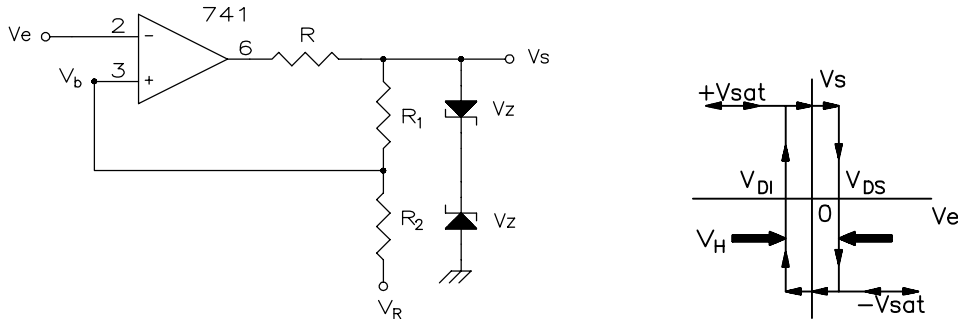


**Figura 10-18. a) Señal de entrada, b) salida comparador sin realimentación, c) salida comparador con realimentación.**

Para la construcción de un comparador regenerativo se deben establecer dos niveles de referencia, denominados tensión de disparo superior ( $V_{DS}$ ) e inferior ( $V_{DI}$ ), separados por una cierta banda de tensión que

dependerá del valor de pico estimado para la señal de ruido. La diferencia entre estos dos niveles se denomina margen de tensión de histéresis ( $V_H$ ). Las conmutaciones de salida se producen cuando la señal a comparar alcanza los citados niveles de disparo.

En primer lugar analizaremos el comparador inversor regenerativo, representado en la figura siguiente.



**Figura 10-19. Comparador de Schmitt inversor con referencia ajustable. Curva de histéresis.**

Si los diodos zener son del mismo valor, la tensión de salida será igual a la tensión zener de uno de ellos más la tensión directa del otro:  $\pm V_s = \pm(V_z + V_d)$ .

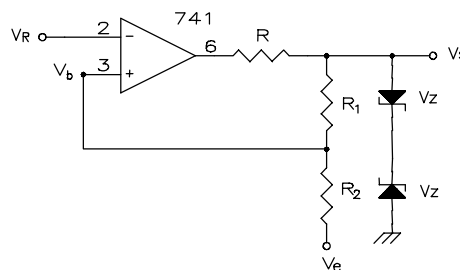
En el caso de que  $V_e < V_b$  la salida será  $+V_s$ , por tanto la tensión  $V_b$  será igual:

$$V_b = V_R + \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V_s - V_R) \equiv V_{DS} \tag{10-53}$$

Expresión que nos da el valor de la tensión de disparo superior. Si ahora aumenta  $V_e$ , la salida se mantendrá constante en  $+V_s$  hasta que  $V_e = V_{DS}$ . Cuando se cumpla esta última igualdad la salida cambiará a  $-V_s$ , permaneciendo en este valor mientras  $V_e > V_{DS}$ . La tensión en el terminal no inversor será ahora:

$$V_b = V_R - \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V_s + V_R) \equiv V_{DI} \tag{10-54}$$

En la figura anterior se muestra la característica de histéresis de este montaje para el caso particular de  $V_R = 0$ . En dicha característica se puede ver que para valores negativos de  $V_e$  superiores en módulo a  $V_{DI}$ , la salida del comparador estará en  $+V_s$  y la tensión de disparo (referencia) será  $V_{DS}$ . Al alcanzar  $V_e$  a  $V_{DS}$ , la salida cambia de  $+V_s$  a  $-V_s$  y la tensión de disparo para la próxima conmutación pasa a ser  $V_{DI}$ , situación que se mantiene mientras  $V_e$  sea superior a  $V_{DS}$ . Si  $V_e$  toma valores comprendidos entre  $V_{DI}$  y  $V_{DS}$  (margen de histéresis), la salida permanecerá inalterada. No obstante, si  $V_e$  disminuye hasta alcanzar  $V_{DI}$ , la salida conmutará nuevamente a  $+V_s$  volviendo a ser  $V_{DS}$  la tensión de disparo. Vemos, pues, que existe un cierto retardo de conmutación cuando la señal de entrada se halla dentro del margen de histéresis ( $V_H$ ).



**Figura 10-20. Comparador no inversor.**

En el caso de querer construir un comparador no inversor, bastaría con intercambiar la localización de  $V_e$  y  $V_R$  en Fig.3.6. En este caso las tensiones de disparo serían:

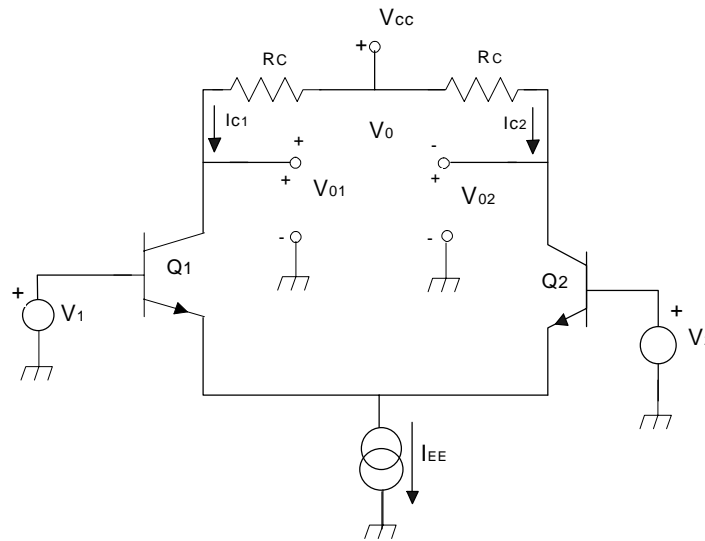
$$V_b = V_e + \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V_s - V_e) \tag{10-55}$$

$$\text{para } V_b = V_R \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{DI} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_R - \frac{R_2}{R_1} V_s \quad (V_s = V_{sat}) \\ V_{DS} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_R - \frac{R_2}{R_1} V_s \quad (V_s = -V_{sat}) \end{array} \right\} \quad (10-56)$$

Para terminar, indicar unas relaciones importantes para el diseño de los comparadores:  $V_{DS} - V_{DI}$  representa el ancho de la histéresis y la semisuma representa el valor central de la histéresis.

#### 10.4 Amplificador diferencial.

El par de emisor acoplado o diferencial se muestra en la siguiente figura y es la configuración de transistores más importante que se emplea en C.I. (circuitos integrados).



El circuito utiliza una fuente de corriente constante que puede ser como la que hemos visto anteriormente o similar.

$Q_1$  y  $Q_2$  son dos transistores idénticos y las dos resistencias también son iguales.

Vamos a ver que este circuito puede emplearse como amplificador o como interruptor. Para ello vamos a obtener la característica de transferencia en c.d. a partir de las mallas de base se puede poner:

$$V_1 = V_{BE1} - V_{BE2} + V_2 \quad (*) \quad (10-57)$$

Si el transistor va a polarizarse en la zona activa, vamos a despreciar la corriente inversa de saturación en la unión colector-base.

De las ecuaciones de Ebers-Moll podemos escribir para  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$ :

$$\begin{aligned} (1) I_{c1} &= \alpha_F I_{ES} e^{V_{BE1}/V_T} \\ (2) I_{c2} &= \alpha_F I_{ES} e^{V_{BE2}/V_T} \end{aligned} \quad (10-58)$$

donde hemos supuesto para estas ecuaciones (diodo en directa) que:

$$e^{V_{BE1}/V_T} \gg 1$$

Dividiendo (1) y (2) queda:

$$(3) \frac{I_{c1}}{I_{c2}} = e^{(V_{BE1}-V_{BE2})/V_T} = e^{V_d/V_T} \quad (10-59)$$

Siendo  $V_d = V_{BE1} - V_{BE2} = V_1 - V_2$  de (\*).

Aplicando Kirchoff al nudo de emisor se tiene,

$$(4) I_{E1} + I_{E2} = I_{EE} = \frac{I_{C1}}{\alpha_F} + \frac{I_{C2}}{\alpha_F} \quad (10-60)$$

dividiendo ambos miembros de (4) por  $\frac{I_{C1}}{\alpha_F}$  queda:

$$(5) \frac{\alpha_F I_{EE}}{I_{C1}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1 \quad (10-61)$$

sustituyendo (3) en (5):

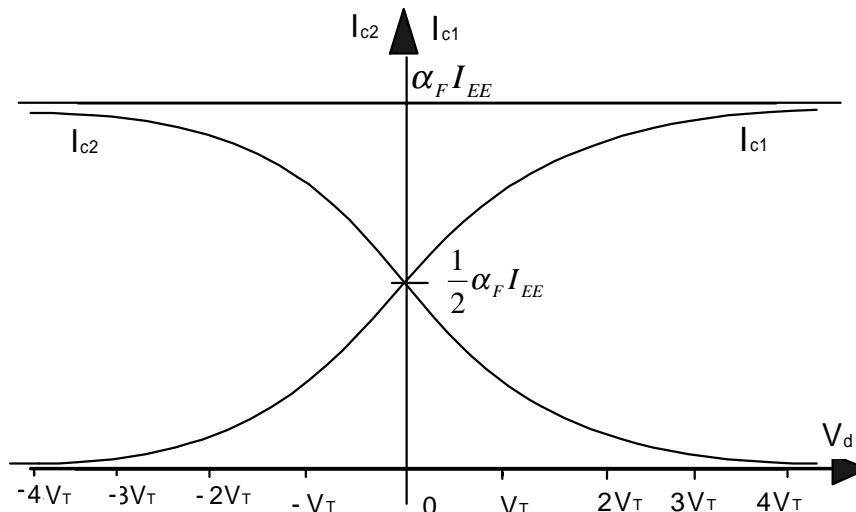
$$\frac{\alpha_F I_{EE}}{I_{C1}} = 1 + e^{-V_d/V_T} \quad (10-62)$$

$$(6) I_{C1} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + e^{-V_d/V_T}}$$

Procediendo igual para  $I_{c2}$  se obtiene:

$$(7) I_{C2} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + e^{V_d/V_T}} \quad (10-63)$$

El objetivo para obtener la característica de transferencia ha sido expresar  $I_{c1}$  e  $I_{c2}$  en función de la tensión diferencia  $V_d$ .



Vemos que aumentando  $V_d$  alrededor de  $4V_T$  entonces,

$$\begin{aligned} I_{C1} &\rightarrow \alpha_F I_{EE} \\ I_{C2} &\rightarrow 0 \end{aligned} \quad (10-64)$$

y simultáneamente si hacemos  $V_d < -4V_T$ ,

$$\begin{aligned} I_{C2} &\rightarrow \alpha_F I_{EE} \\ I_{C1} &\rightarrow 0 \end{aligned} \quad (10-65)$$

Se puede obtener la característica de transferencia utilizando las tensiones de salida  $V_{01}$  y  $V_{02}$ .

$$V_{01} = V_{CC} - I_{C1}R_C$$

$$V_{02} = V_{CC} - I_{C2}R_C$$

en donde basta sustituir  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$  por sus expresiones (6) y (7).

Asimismo se puede obtener la característica  $V_0 = V_{01} - V_{02}$ .

Estas gráficas se muestran a continuación y pueden interpretarse de la forma siguiente:

$$\text{Si } V_d > 4V_T \Rightarrow \begin{cases} I_{C1} \approx \alpha_F I_{EE} \\ I_{C2} \approx 0 \end{cases}$$

por tanto quedará,

$$V_{02} = V_{cc}$$

$$V_{01} = V_{cc} - \alpha_F I_{EE} R_C$$

La salida de  $V_{01}$  puede hacerse pequeña eligiendo adecuadamente  $R_C$ .

$$V_0 = V_{01} - V_{02} = \alpha_F I_{EE} R_C.$$

Podemos aproximar la salida de  $Q_1$  a un interruptor cerrado y  $Q_2$  a uno abierto.

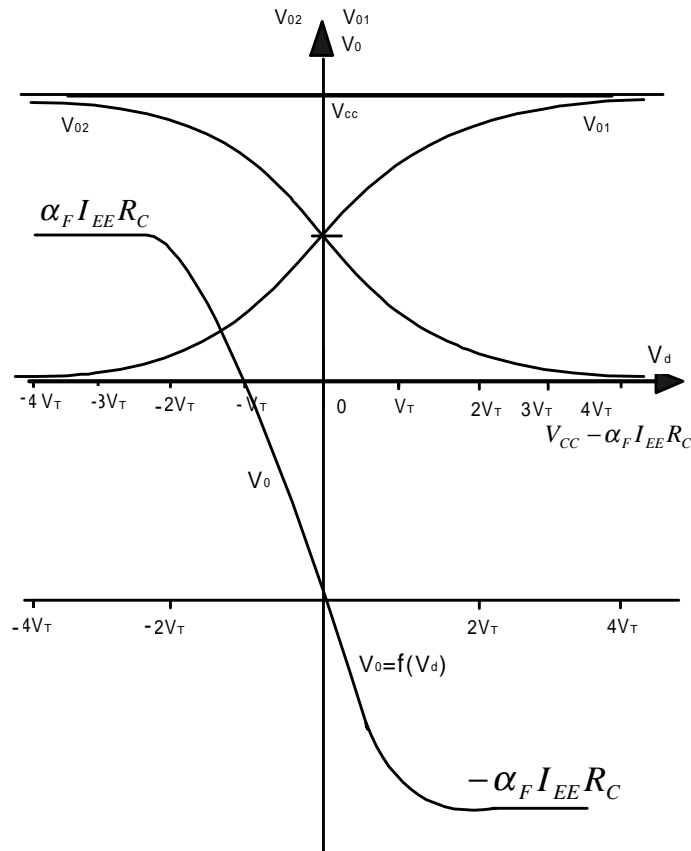
El estado de  $Q_1$  y  $Q_2$  se invierte evidentemente si hacemos  $V_d < -4V_T$ .

La salida diferencial  $V_0$  tendrá también dos niveles distintos, uno positivo y otro negativo al variar  $V_d$  alrededor de  $4V_T$ .

Una observación importante es que en la zona  $-4V_T < V_d < 4V_T$ ,  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$ ,  $V_{01}$ ,  $V_{02}$  y  $V_0$  tienen una dependencia paracticamente lineal con  $V_d$ .

En esta zona el circuito puede funcionar como un amplificador (diferencial).

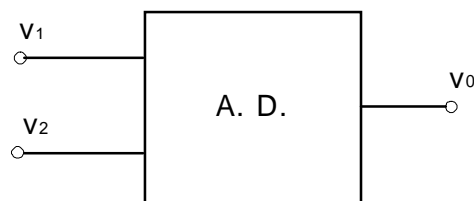
Estas propiedades de funcionamiento hacen que este circuito se emplee ampliamente como interruptor en circuitos integrados digitales y como amplificador en circuitos analógicos.



10.4.1 Ganancia en modo común y modo diferencial.

La función de un Amplificador diferencial es en general amplificar la diferencia entre dos señales de entrada  $V_1$  y  $V_2$ . Sin embargo en un amplificador práctico la salida depende en alguna medida de la suma de estas entradas.

Considerese el A.D. de la figura siguiente:



La salida  $V_0$  será igual a:

$$V_0 = A_d(v_1 - v_2)$$

Siendo  $A_d$  la ganancia en modo diferencial. Cualquier señal común a ambas entradas no afectará a la salida. Pero como se ha dicho ya, en los A.D. prácticos la salida no solo dependerá de la señal diferencia  $V_d$  sino que en cierta medida depende del valor medio, denominado señal de modo común  $v_c$  donde:

$$v_d = v_1 - v_2$$

$$v_c = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (2) \quad (10-66)$$

Con el objetivo de valorar esta situación ha sido definido un parámetro de mérito del A.D. conocido como: “*factor de rechazo en modo común*”.

La salida de la figura anterior puede ser expresada como:

$$V_0 = A_1v_1 + A_2v_2$$

Donde  $A_1$  ( $A_2$ ) son las ganancias en tensión de las entradas 1 (2) a la salida, con la condición de que la entrada 2 (1) esté conectada a tierra.

De (2):

$$\begin{aligned} 1/2V_d &= 1/2V_1 - 1/2V_2 \\ V_c &= 1/2V_1 + 1/2V_2 \\ V_c + 1/2V_d &= V_1 \end{aligned} \quad (10-67)$$

$$\begin{aligned} V_1 &= V_c + 1/2V_d \\ V_2 &= V_c - 1/2V_d \end{aligned} \quad (10-68)$$

$$V_0 = A_1(V_c + 1/2V_d) + A_2(V_c - 1/2V_d) = V_c(A_1 + A_2) + 1/2V_d(A_1 - A_2)$$

con lo que:

$$V_0 = A_cV_c + A_dV_d$$

Siendo la ganancia diferencial y común:

$$A_d = 1/2 (A_1 - A_2)$$

$$A_c = (A_1 + A_2)$$

Para medir  $A_d$  se puede hacer  $V_1 = V_2 = 0.5$  V de manera que  $V_d = 1$  V y  $V_c = 0$ , así el valor medido en la salida  $V_0$  es la ganancia  $A_d$ .

Igualmente para medir  $A_c$  se hace  $V_1 = V_2 = 1$  V, entonces  $V_d = 0$ ,  $V_c = 1$  V y  $V_0 = A_c$ .

Evidentemente lo que se quiere es que  $A_d$  sea grande y  $A_c$  idealmente nulo.

Se define por tanto el *factor de rechazo en modo común* como:

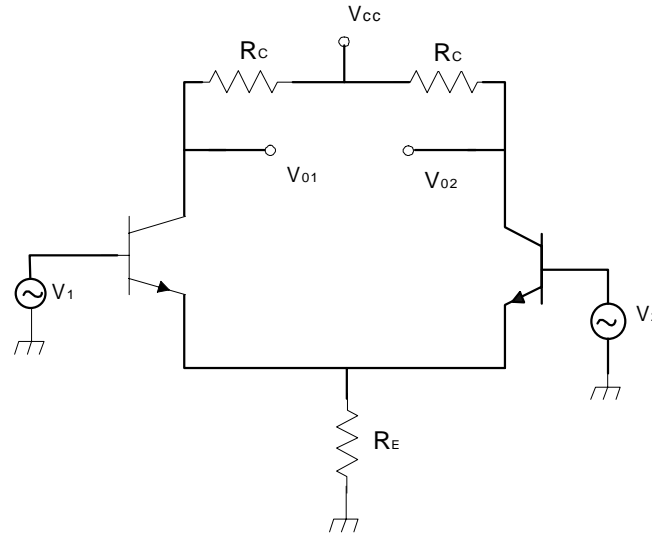
$$\text{F.R.M.C.} = \rho = \frac{A_d}{A_c} \quad (10-69)$$

Volviendo a la ecuación de salida  $V_0 = A_cV_c + A_dV_d$  quedará:

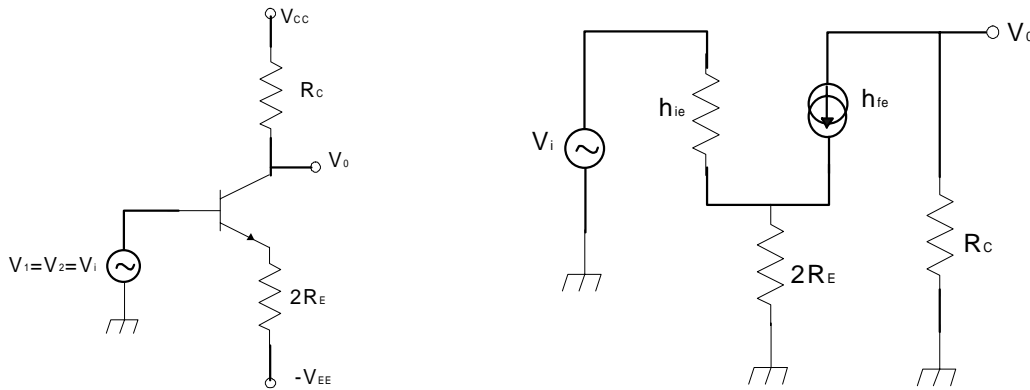
$$V_0 = A_dV_d \left(1 + \frac{1}{\rho} \frac{V_c}{V_d}\right) \quad (10-70)$$

#### 10.4.2 Análisis en pequeña señal.

Obtengamos el valor del F.R.M.C. en un amplificador diferencial real en función de sus parámetros. Sea el circuito de la figura.



Estudiamos primero el modo común, para ello  $V_1=V_2=V_c$ . Como las dos entradas son iguales y los transistores idénticos, las tensiones base emisor serán iguales. Por tanto las corrientes de colector deben ser idénticas. Como las corrientes de emisor son iguales, no hay corriente entre ambas partes del circuito. Entonces, siguiendo el teorema de Barttet, se puede analizar solo la mitad del circuito. Nótese que la resistencia en el emisor se duplica, ya que la corriente real en esa resistencia es el doble.



$$v_0 = -h_{fe} i_b R_c \tag{10-71}$$

Como:

$$i_b = \frac{v_i}{h_{ie} + 2(h_{fe} + 1)R_E} \tag{10-72}$$

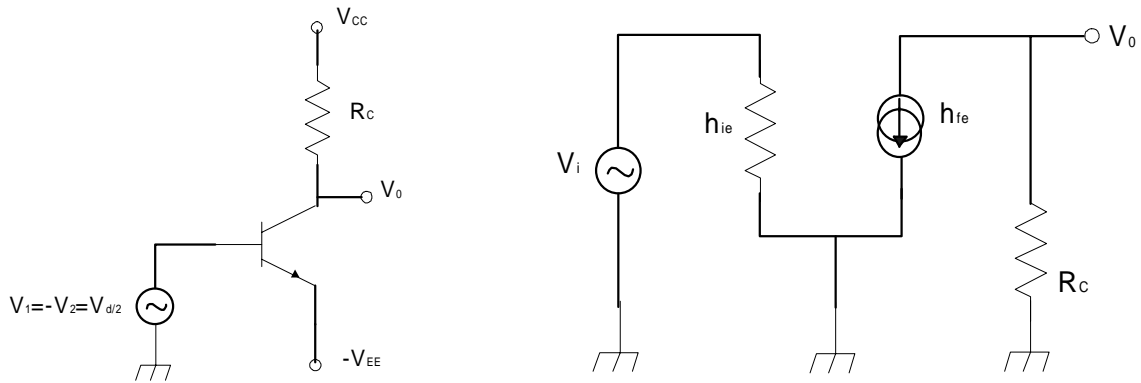
Queda:

$$v_0 = -h_{fe} \frac{v_i}{h_{ie} + 2(h_{fe} + 1)R_E} R_C \tag{10-73}$$

$$A_c = \frac{v_0}{v_i} = \frac{-h_{fe} R_C}{h_{ie} + 2(h_{fe} + 1)R_E} \approx \frac{-R_C}{2R_E} \tag{10-74}$$

Para estudiar la ganancia en modo diferencial se utiliza otra vez el teorema de Barttet para dividir el circuito en dos partes y analizar solo el semicircuito de la figura siguiente. Como la entrada es simétrica  $V_1=-V_2=V_d/2$  las corrientes entre ambas partes del circuito son iguales y contrarias por lo que las tensiones entre nodos comunes serán nulas.





$$v_0 = \frac{-R_c h_{fe} v_i}{h_{ie}}$$

$$A_d = \frac{v_0}{v_i} = \frac{-R_c h_{fe}}{h_{ie}} \quad (10-75)$$

$$\text{Como } v_1 = v_d/2 \Rightarrow A_d = \frac{v_0}{v_d} = \frac{-R_c h_{fe}}{2h_{ie}} \quad (10-76)$$

También podemos expresar la FRMC en forma logarítmica (por definición) como sigue:

$$FRMC = 20 \log_{10} \frac{A_d}{A_c} \quad (10-77)$$

### 10.5 Parámetros característicos en un A.O.

**Tensión offset de salida:** el hecho de que los transistores de la etapa diferencial de entrada no sean idénticos provoca un desequilibrio interno del que resulta una tensión (del orden de mV) en la salida, denominada tensión de Offset de salida, aun cuando las entradas estén puestas a tierra.

Para la corrección de esta tensión de offset se coloca un potenciómetro entre las patillas 1 y 5 del LM741 y el cursor se lleva a la patilla 4. La importancia de este ajuste se aprecia en las aplicaciones en que se trabaja con señales pequeñas como en instrumentación (en el área petroquímica, nuclear, electromedicina, etc).

**Tensión offset de entrada ( $V_{eo}$ ):** es la tensión que debe aplicarse entre los terminales de entrada para que la tensión de salida sea cero

**Corriente offset de entrada ( $I_{eo}$ ):** es la diferencia entre las corrientes de entrada de un amplificador equilibrado:

$$I_{eo} = I_{b1} - I_{b2} \quad \text{cuando } V_s = 0$$

Es importante conseguir, para un funcionamiento correcto de los montajes, que las corrientes de polarización sean iguales para poderse compensar. Para ello es necesario que el paralelo de las resistencias conectadas a cada una de las entradas sean iguales.

**Corriente de polarización de entrada ( $I_b$ ):** se define como la semisuma de las corrientes de entrada en un amplificador equilibrado:

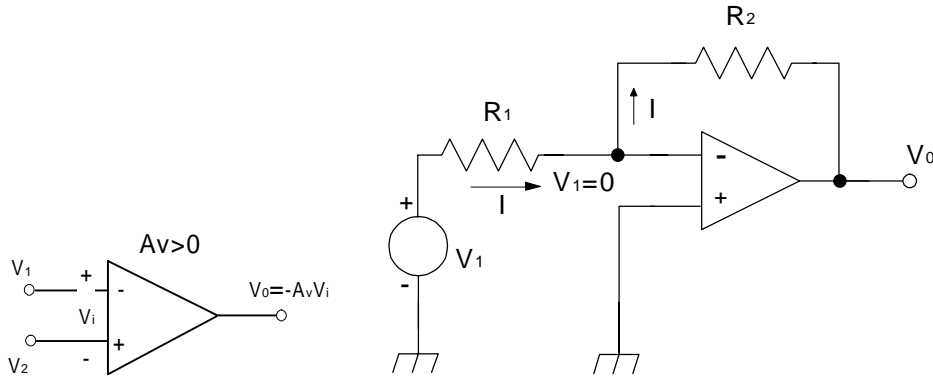
$$I_b = \frac{I_{b1} + I_{b2}}{2} \quad \text{cuando } V_s = 0$$

**Tensión de saturación:** es la tensión máxima que puede dar un operacional a la salida. Este valor máximo es del orden del 90% del valor de la tensión de alimentación. Así, si alimentamos a  $\pm 15V$  la tensión de saturación será  $\pm 13,5V$ .

### 10.6 Amplificador operacional práctico.

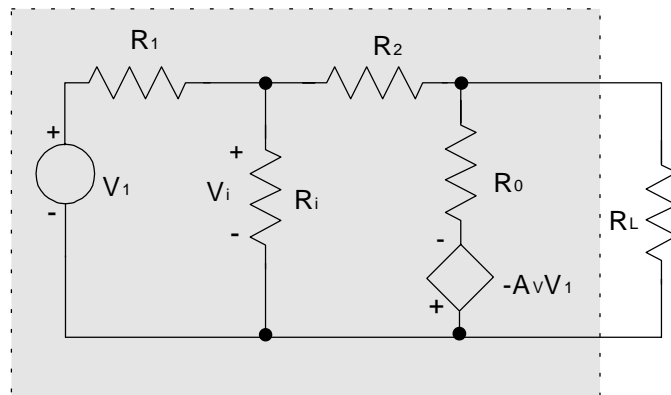
Como hemos dicho el amplificador operacional es un amplificador directamente acoplado de gran ganancia para llevar a cabo una gran variedad de funciones.

$$V_0 = -A_v V_i$$

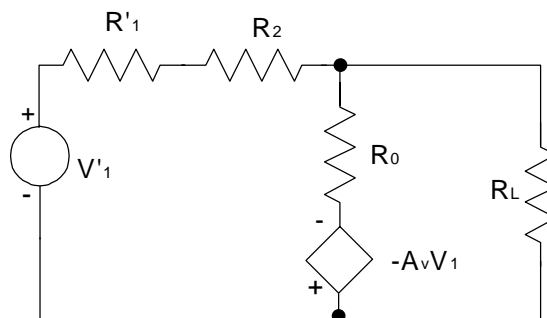


#### Etapa de Amplificador Operacional inversora

La siguiente figura (A) representa el circuito equivalente de una etapa inversora empleando Amp-Op prácticos. Para demostrar los efectos de las desviaciones respecto al ideal, hallaremos el equivalente Thevenin de la etapa vista por la resistencia de carga  $R_L$  (B). Obsérvese que cuando  $R_i \gg R_1$ , como es usual, estas magnitudes se reducen a  $V_1$  y  $R_1$  respectivamente. Así pues el efecto de la resistencia de entrada del Amp-Op puede despreciarse supuesto que  $R_i \gg R_1$ . En lo que queda del análisis supondremos que este es el caso.



#### Etapa Inversora Práctica:



$$\begin{aligned}
 v_0 &= -A_v v_i + IR_0 \\
 v_i &= IR_2 + v_0 \\
 v_1 &= I(R_1 + R_2 + R_0) - A_v v_i
 \end{aligned}
 \tag{10-78}$$

Esta tercera ecuación sale aplicando Kirchhoff

$$\begin{aligned} v_0 &= -A_v(IR_2 + v_0) + IR_0 \Rightarrow v_0(1 + A_v) = I(R_0 - A_vR_2) \\ v_1 &= I(R_1 + R_2 + R_0) - A_v(IR_2 + v_0) \Rightarrow v_1 = I(R_1 + R_2(1 - A_v) + R_0) - A_vv_0 \end{aligned} \quad (10-79)$$

Combinaremos las ecuaciones y despejaremos  $V_0/V_1$

$$I = \frac{v_0(1 + A_v)}{(R_0 - A_vR_2)} \quad (10-80)$$

$$I = \frac{v_1 + A_vv_0}{(R_1 + R_2(1 - A_v) + R_0)} = \frac{v_0(1 + A_v)}{(R_0 - A_vR_2)}$$

$$\frac{v_1}{(R_1 + R_2(1 - A_v) + R_0)} = v_0 \left[ \frac{-A_v}{(R_1 + R_2(1 - A_v) + R_0)} + \frac{1 + A_v}{R_0 - A_vR_2} \right]$$

$$\frac{v_0}{v_1} = \frac{1}{\frac{(R_1 + R_2(1 - A_v) + R_0)}{-A_v} + \frac{1 + A_v}{R_0 - A_vR_2}} = \frac{1}{-A_v + \frac{(R_1 + R_2(1 - A_v) + R_0)(1 + A_v)}{R_0 - A_vR_2}}$$

Operando la ganancia nos queda:

$$A_v = \frac{v_0}{v_1} = \frac{R_0 - A_vR_2}{R_1(1 + A_v) + R_0 + R_2} \quad (10-81)$$

Haciendo las aproximaciones:  $A_v \gg 1$ ;  $A_vR_1 \gg R_2 + R_0$ :

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \quad (10-82)$$

Si  $A_v$  es suficientemente grande tendrá el mismo valor que en el caso ideal. El efecto de  $R_0$  es despreciable siempre que  $A_vR_1$  y  $A_vR_2$  sean cada una de ellas mayor que  $R_0$ . Podemos llegar a la conclusión de que si  $A_v$  es muy grande, la tensión de Thévenin es virtualmente independiente de las desviaciones respecto al ideal del Amp-Op.