

**CAPITULO VIII - Amplificadores Operacionales: su utilización:**

VIII.1. - INTRODUCCIÓN:

De acuerdo a los conceptos adquiridos en los Capítulos precedentes, en general puede afirmarse que un amplificador operacional., en adelante llamado OpAmp. se halla constituido por un conjunto de etapas amplificadoras, generalmente integradas en una misma pastilla, tal que proporciona muy altas ganancia y resistencia de entrada y una muy baja resistencia de salida, disponiendo de una etapa de entrada tipo diferencial que facilita la aplicación de realimentación negativa externa.

Efectivamente, tal como se estudiara oportunamente al analizar las configuraciones de entrada del OpAmp. tipo 741, normalmente todos los OpAmp. poseen una etapa de entrada en configuración diferencial, polarizada mediante una fuente de corriente activa que asimismo cuenta con un sistema de carga activa, tal que le proporciona una alta Relación de Rechazo de Modo Común, permitiendo disponerse del par de terminales de entrada. Le sigue luego una etapa del tipo separadora acoplada a alguna configuración apropiada para conseguir la alta ganancia recién mencionada, terminando todo el conjunto con una etapa de salida que le permite proporcionar una señal de potencia relativamente elevada y una resistencia de salida baja.

Esquemáticamente se lo suele representar mediante el símbolo indicado en la figura VIII.1. Allí pueden observarse los dos terminales de entrada: el llamado INVERSOR (a veces denotado con **INV** ó con **-**) y el NO INVERSOR (ó **+**), así como el terminal de salida que proporciona la tensión de salida  $V_o$  con referencia de masa. En dicha figura, **A** es la llamada ganancia a lazo abierto del operacional o simplemente ganancia (de tensión diferencial) del operacional.

Las tensiones de señal que se apliquen al terminal de entrada NO INVERSOR son amplificadas sin modificación alguna de su componente de fase: la ganancia **A** resulta positiva o no inversora. En cambio las tensiones de señal aplicadas al terminal INVERSOR son amplificadas y proporcionadas a la salida con una ganancia (**A**) negativa, vale decir que se les introduce una componente de fase de  $180^\circ$  (Ganancia negativa o Inversora)

En la figura VIII.2. se observa un cuadripolo equivalente que se puede asociar con el OpAmp. En dicha figura la tensión de salida a circuito abierto ( $V_o$ )<sub>o</sub> queda representada por:

$$(V_o)_o = A \cdot V_i$$

siendo entonces **A** la ganancia de tensión o simplemente ganancia del OpAmp. con la salida a circuito abierto ( $R_L =$  infinito) o bien para una carga  $R_L$  no inferior a un cierto valor mínimo (por lo menos diez veces mayor que  $R_o$ ) y que se reconoce por la denominación de Ganancia a Lazo Abierto (Open Loop Gain), siendo  $V_i$  la tensión diferencial de entrada.

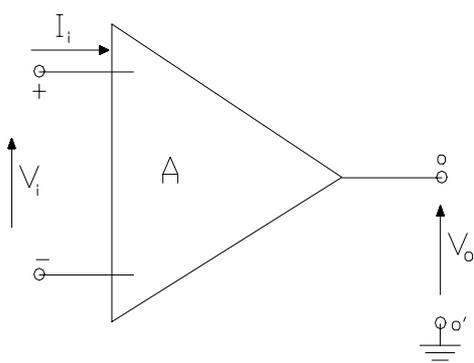


Figura VIII.1.

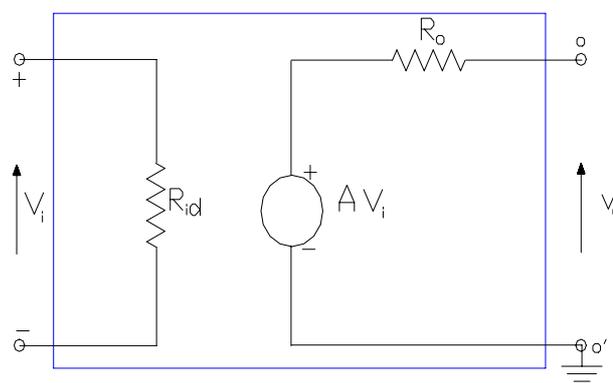


Figura VIII.2.

$R_{id}$  es la Resistencia de Entrada del OpAmp. y queda definida por la resistencia de entrada diferencial de la etapa de entrada, mientras que  $R_o$  es la resistencia de salida del OpAmp.

Un OpAmp. ideal debería poseer las siguientes características:

$$A = \text{Infinito} \qquad R_{id} = \text{Infinito} \qquad R_o = 0$$

además de una serie de requisitos en el comportamiento general que iremos viendo en detalle a medida que avancemos en el trabajo.

Así un OpAmp. que cumpla con dichos requisitos, aún en forma relativa, como ocurre en la mayoría de los OpAmp. reales, se comportará como un “componente” sumamente versátil y apto para ser utilizado como amplificador básico en sistemas realimentados, de modo tal que las características finales a lazo cerrado sean prácticamente independientes del propio OpAmp. y en cambio “únicamente” dependientes de la red de realimentación externa utilizada. Luego, variando dichas redes de realimentación se puede considerar al dispositivo resultante como un elemento capaz de desempeñar innumerables funciones.

A los efectos de comprobar el grado de cumplimiento relativo de tales requisitos pueden considerarse los datos que al respecto se suministren para diferentes OpAmp., centrando la atención sobre los citados tres parámetros dinámicos. Se observará entonces que tal como ocurre en el tipo 741, la ganancia A es del orden de  $10^5$  ó más, típicamente  $R_{id}$  resulta del orden del MOhm y normalmente  $R_o$  se encuentra por debajo de los 100 Ohm. Así, en el esquema de la figura VIII.1. se tiene:

$$V_i = \frac{V_o}{A} \quad \text{por lo que siendo } V_o \text{ distinto de cero, al ser } A \text{ muy grande (idealmente infinito), resultará } V_i \text{ despreciable (idealmente cero). Es decir } V_i \text{ prácticamente cero.}$$

Por otra parte, en la entrada del circuito equivalente de la figura VIII.2. la corriente de entrada  $I_i$  resultará:

$$I_i = \frac{V_i}{R_{id}} \quad \text{y dado que en esta ecuación } V_i \text{ es aproximadamente cero y } R_{id} \text{ muy grande (idealmente infinito), se tendrá que por ambas razones } I_i = 0 \text{ (prácticamente sin error con respecto al caso ideal).}$$

En resumen, dadas las características dinámicas de operación, en un OpAmp. siempre se tendrá:

$$V_i = 0 \qquad \text{e} \qquad I_i = 0$$

### VIII.2.- AMPLIFICADOR OPERACIONAL NO INVERSOR:

Una de las aplicaciones básicas del OpAmp. en la electrónica lineal consiste en su utilización en un circuito tal como el indicado en la figura VIII.3. En la figura VIII.4. puede observarse el mismo circuito amplificador en donde se ha reemplazado el símbolo del OpAmp. por el modelo circuital presentado en la figura VIII.2. Puede comprobarse que la topología de realimentación de este circuito es del tipo TENSION-SERIE y en consecuencia la transferencia de la red de realimentación es:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{(VIII.1.)}$$

En la malla de entrada del circuito de la figura VIII.4. la ecuación de las tensiones es:  $V_s - I_i \cdot R_s - V_i - V_f = 0$  y si consideramos las características ideales del OpAmp. ( $V_i = 0$  e  $I_i = 0$ ) la ecuación se reduce a:

$$V_s = V_f \text{ por lo que la ganancia de tensión a lazo cerrado quedará } A_{V_{ST}} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_f} = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \qquad \text{(VIII.2.)}$$

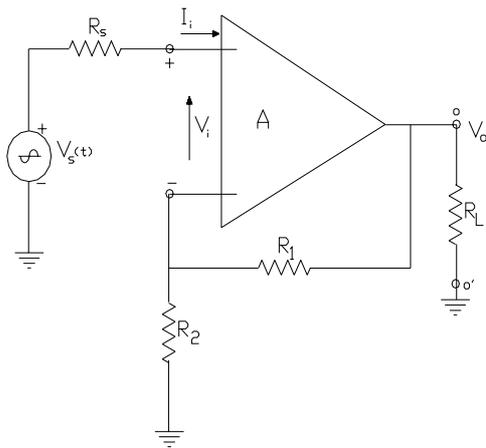


Figura VIII.3.

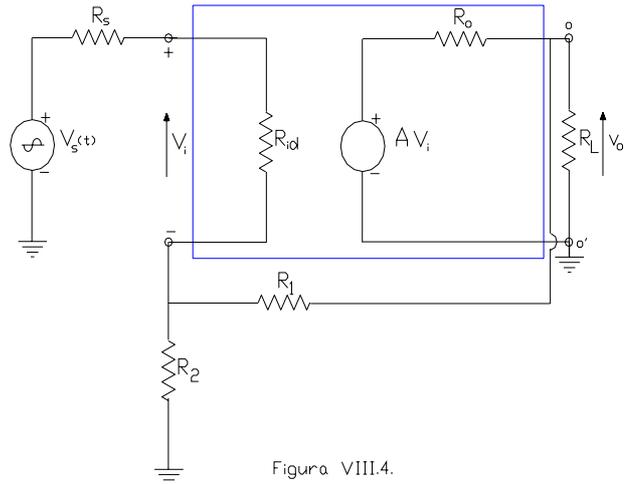


Figura VIII.4.

cuyo resultado es una GANANCIA NO INVERSORA y fijada únicamente por la relación entre las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  constitutivas de la red de realimentación.

Si estudiamos este mismo circuito con los conceptos de la teoría de realimentación, tal como lo hemos visto a lo largo del Capítulo precedente, a partir del circuito de la figura VIII.4. pasaríamos a un circuito auxiliar derivado de aquel en donde la realimentación sea nula. Tal circuito puede observarse en la figura VIII.5 y a partir de él consideramos que siendo:

$$R'_L = R_L // (R_1 + R_2) \quad \text{y} \quad R = R_s + (R_1 // R_2)$$

la ganancia de tensión, resistencia de entrada y resistencia de salida serán:

$$A_{Vs} = \frac{V_o}{V_s} = -A \cdot \frac{R'_L}{R'_L + R_o} \cdot \frac{R_{id}}{R_{id} + R} \quad \text{o bien} \quad A_{Vs} = -A \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R}{R_{id}}} \quad \text{(VIII.3.)}$$

$$R_{is} = R + R_{id} = R_s + (R_1 // R_2) + R_{id} \quad \text{y} \quad R_{os} = R_o // R'_L = R_o // R_L // (R_1 + R_2)$$

y tal como dicha teoría lo establece, con  $\beta$  dado por la ecuación (VIII.1.):

$$D = 1 + \beta \cdot A_{Vs} \quad ; \quad A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{D} \quad \text{(VIII.4.)} \quad ; \quad R_{isf} = D \cdot R_{is} \quad \text{y} \quad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D}$$

Particularmente, en relación con la ecuación (VIII.4.) precedente, la misma también puede expresarse como:

$$A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{1 + \beta \cdot A_{Vs}} = \frac{1}{\frac{1}{A_{Vs}} + \beta} = \frac{1}{\beta \left(1 + \frac{1}{\beta \cdot A_{Vs}}\right)} \quad \text{y considerando la ecuación (VIII.2.)}$$

$$A_{Vsf} = A_{VsFT} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta \cdot A_{Vs}}\right)} \quad \text{en donde hemos interpretado que} \quad \frac{1}{\beta} = A_{VsFT} \quad \text{(T de teórica)}$$

$$\text{y considerando que el término} \quad \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta \cdot A_{Vs}}\right)} = \varepsilon \quad \text{(Error de la ganancia)} \quad A_{Vsf} = \frac{A_{VsFT}}{\varepsilon} \quad \text{(VIII.5.)}$$

$$\beta \cdot A_{Vs}$$

$$1 + \epsilon$$

si en un caso práctico se cumple que  $R'_L \gg R_o$  y además que  $R \ll R_{id}$  como normalmente ocurre en la mayoría de los amplificadores operacionales de aplicaciones múltiples, se tendrá

$$A_{Vs} = A \cdot \frac{R_{is} = R_{id}}{R_{os} = R_o} \quad \text{con lo que} \quad \epsilon = \frac{1}{A \cdot \beta} \quad \text{(VIII.6.)}$$

En cuanto al error hagamos un ejemplo de interpretación: Supongamos tener un amplificador realizado con el OpAmp tipo 741 con un lazo de realimentación tal que  $A_{vsf} = 10$ . A una frecuencia de 1 KHz en la que  $A = 1000$ , el error  $\epsilon$  indicará la medida en que la transferencia a lazo cerrado que consideramos solo función de  $\beta$ , en realidad depende del OpAmp.:

$$A_{vsf} = A_{vsfT} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{R_1}{R_2} = 10 \quad \text{por lo que de acuerdo a (VIII.6.):} \quad \epsilon = \frac{10}{1000} = 0,01 = 1 \%$$

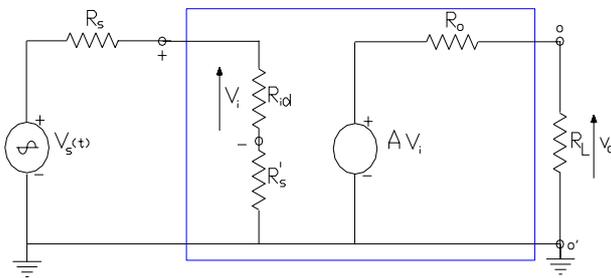


Figura VIII.5.

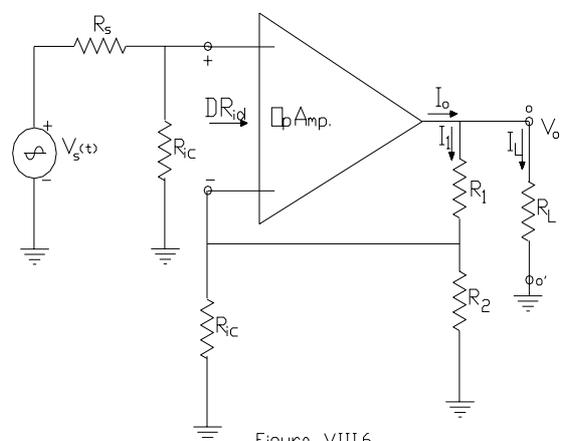


Figura VIII.6.

$$\text{asimismo} \quad D = 1 + \beta \cdot A_{Vs} = 1 + \frac{1}{\epsilon} = 1 + 100 = 101 \quad \text{y en consecuencia}$$

$$R_{isf} = D \cdot R_{is} = D \cdot R_{id} = 101 \cdot 2 \cdot 10^6 = 202 \text{ MOhm} \quad \text{y} \quad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{R_o}{D} = \frac{75}{101} = 0,75 \text{ Ohm}$$

Con relación al valor de  $R_{isf} = 202 \text{ MOhm}$  para este orden de magnitud debe analizarse la influencia de la Resistencia de Entrada de Modo Común  $R_{ic}$ . Aunque el fabricante no especifique directamente esta  $R_{ic}$ , la misma se puede estimar considerando las especificaciones de  $A$  y de C.M.R.R. y teniendo en cuenta que circuitalmente  $R_{ic} = 2 \cdot h_{ie} \cdot R_{o3}$ . Tal estimación arroja un valor similar al calculado para  $R_{isf}$ . Su presencia en el circuito estudiado nos llevaría a considerar el esquema equivalente que se muestra en la figura VIII.6. en donde se observa a  $R_{ic}$  conectada entre cada una de las entradas del OpAmp. y masa.

Con respecto a la  $R_{ic}$  del terminal INV, dado que  $R_2 \ll R_{ic}$  y  $R_2 \ll (D \cdot R_{id})$  su presencia no trasciende, de modo que prácticamente el circuito de entrada de esta configuración se reduce al indicado en la figura VIII.7. La resistencia de entrada que ve el generador de excitación exterior, que llamamos  $R_{ent}$  resultará:

$$R_{ent} = R_{ic} // (D \cdot R_{id})$$

comprobándose que si bien  $R_{isf}$  es alta, al ser  $R_{ic}$  del mismo orden de  $(D \cdot R_{id})$  la misma queda limitada por la resistencia de entrada para el modo común. No obstante ello es posible utilizar  $R_s$  altas sin afectar la transferencia de tensión ya determinada.

Otro aspecto muy interesante para tener en cuenta es la comprobación de que la corriente de salida del OpAmp. pueda ser sostenida por el mismo en atención a la carga a la cual se ve sometido. En tal sentido y a los efectos de realizar una comprobación numérica, en el circuito de la figura VIII.6. supondremos que  $R_L = 3 \text{ KOhm}$ ,

$R_1 = 10 \text{ KOhm}$  y  $R_2 = 1 \text{ Kohm}$ . y que el Operacional se alimenta con una tensión  $V_{CC} = V_{EE} = 10 \text{ V}$ . En el nodo de salida del OpAmp se tendrá:

$$I_o = I_1 + I_L = \frac{V_o}{R_1 + R_2} + \frac{V_o}{R_L} = \frac{10 \text{ V}}{11000} + \frac{10 \text{ V}}{3000} = 4 \text{ mA}$$

En algunas notas de aplicación del 741 puede comprobarse que la corriente de salida se encuentra vinculada con la carga a través de una función similar a la que se representa en la figura VIII.8. En la misma se observa que la corriente aumenta linealmente hasta unos 10 á 15 mA y luego tiende a un valor fijo comprendido entre unos 20 y 22 mA debido al sistema de protección contra cortocircuitos del propio OpAmp. por lo que

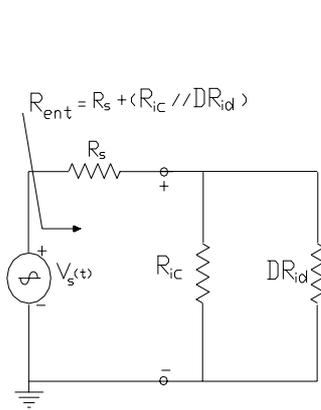


Figura VIII.7.

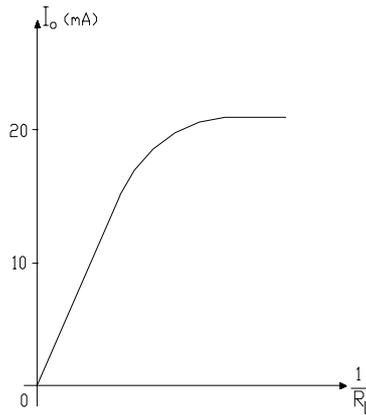


Figura VIII.8.

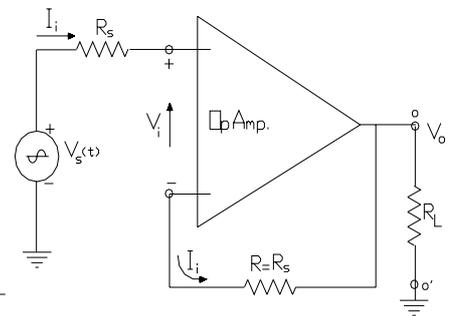


Figura VIII.9.

comparando los valores resultantes se deduce que en esta aplicación no existirán inconvenientes en la operación lineal.

VIII.2.1.- Amplificador Operacional Seguidor:

Un caso particular de la configuración recién estudiada lo constituye el OpAmp. Seguidor, cuyo nombre deriva de configuraciones monoetapas discretas que cumplen similares funciones. En este caso el circuito responde al indicado en la figura VIII.9.

Recorriendo la malla de entrada de este circuito, que cierra a masa a través de la carga  $R_L$ , se puede plantear la ecuación de la 2da. ley de Kirchoff:

$$V_s - I_i \cdot R_s - V_i - I_i \cdot R - V_o = 0$$

si consideramos las condiciones de idealización del OpAmp.:  $I_i = 0$  y  $V_i = 0$  por lo que  $V_s - V_o = 0$

y dado que  $A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s}$  como según lo anterior  $V_o = V_s$   $A_{VsfT} = 1$

el resultado es una ganancia de tensión unitaria y con componente de fase nula vale decir una Ganancia Seguidora.

Analizado el circuito en base a las características del OpAmp. No Inversor, en esta aplicación se tendrá:

$R_1 = R = R_s$  y  $R_2 = \text{infinito}$  por lo que  $\frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1$  ( $\beta = 1$ ) y  $A_{VsfT} = 1$

$$\beta \quad R_2$$

si bien dicho resultado es independiente del valor de  $R_1$ ,  $R_1 = R$  según veremos más adelante es conveniente que tenga igual valor a  $R_s$  de modo que ambas entradas queden balanceadas y se reduzca la influencia de las corrientes de base de polarización de la etapa diferencial de entrada del OpAmp..

VIII.3.- AMPLIFICADOR OPERACIONAL INVERSOR:

Se trata ahora de otra de las aplicaciones básicas del OpAmp. en la electrónica lineal, y consiste en su utilización en un circuito tal como el indicado en la figura VIII.10. La fuente de excitación de tensión se conecta sobre la entrada inversora y la red de realimentación se conecta entre la salida y el mismo terminal de entrada inversor, mientras que el terminal no inversor se refiere a masa, sea directamente o bien a través de otro resistor.

En un estudio en donde se consideren las características ideales de operación del OpAmp., la componente dinámica de la tensión del nodo de mezcla o nodo "A" resulta ser:

$$V_{AT} = V_i = 0$$

por lo que dicho nodo "A" se comporta dinámicamente como si estuviera vinculado con masa, motivo por el cual se lo describe como una TIERRA VIRTUAL. Cabe agregar asimismo, que mas tarde agregaremos un resistor en serie con el terminal no inversor y aún así, dado que la corriente  $I_i = 0$ , al no registrarse diferencia de potencial en el mismo, dicho nodo "A" continuará comportándose como Tierra Virtual.

Como una consecuencia de ello la corriente  $I$  en  $R_s$  es la misma que la corriente  $I_f$  en  $R$  comprobándose que la inversión de fase asociada a dicho terminal de excitación, posibilita una  $I_f$  positiva y por lo tanto una realimentación negativa. Ambas corrientes pueden determinarse como:

$$I = \frac{V_s - V_{AT}}{R_s} \quad \text{y como } V_{AT} = 0 \quad \text{resulta} \quad I = \frac{V_s}{R_s}$$

$$I_f = \frac{V_{AT} - V_o}{R} \quad \text{y como } V_{AT} = 0 \quad \text{resulta} \quad I_f = \frac{-V_o}{R}$$

y dado que, como ya se dijo:  $I = I_f$  resulta:  $\frac{-V_o}{R} = \frac{V_s}{R_s}$  por lo que:  $A_{VsfT} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s}$  (VIII.7.)

cuyo resultado ahora es una GANANCIA INVERSORA y nuevamente fijada con exclusividad por la relación entre las resistencias  $R_s$  y  $R$  conectadas sobre el terminal inversor.

Estudiando el problema mediante la teoría de realimentación puede comprobarse que la topología de realimentación de este circuito es del tipo TENSION-PARALELO y en consecuencia la transferencia de la red de realimentación que en este caso denominaremos  $\beta'$  y que fue ampliamente justificada en este trabajo es:

$$\beta' = \frac{-1}{R}$$

En la figura VIII.11. puede observarse el circuito amplificador básico sin realimentar pero cargado con la red de realimentación, tanto a la entrada como a la salida. y en donde se ha reemplazado el símbolo del OpAmp.

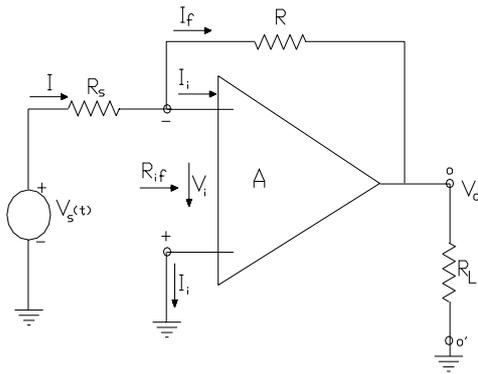


Figura VIII.10.

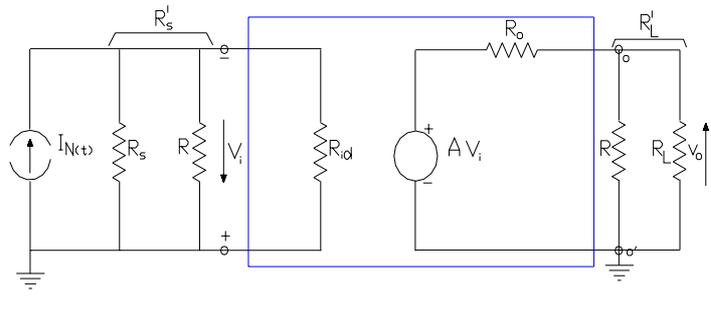


Figura VIII.11.

por el modelo circuital presentado en la figura VIII.2. Asimismo, en dicho circuito puede observarse que, dada la topología identificada, la fuente de excitación exterior se ha adecuado al método por lo que:

$$I_N = \frac{V_s}{R_s}$$

Como es de práctica, a partir de este circuito auxiliar determinamos:

$$R_{is} = \frac{V_i}{I_N} = R_s \parallel R \parallel R_{id} \quad - \quad R_{os} = R_o \parallel R \parallel R_L \quad \text{y} \quad R_{Ms} = \frac{V_o}{I_N}$$

y respecto a esta última con  $R'_L = R \parallel R_L$  :

$$R_{Ms} = \frac{V_o}{I_N} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{I_N} = -A \cdot \frac{R'_L}{R'_L + R_o} \cdot R_{is} = -A \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{id}}}$$

por lo que:

$$D = 1 + \beta' \cdot R_{Ms} = 1 + \frac{1}{R} \cdot A \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{id}}}$$

$$D = 1 + A \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{\frac{R_s + R}{R_s} + \frac{1}{R_{id}}} \quad \text{y recordando que} \quad \beta = \frac{R_s}{R_s + R} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$D = 1 + A \cdot \beta \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R'_s}{R_{id}}}$$

Si se comparan los resultados obtenidos para la configuración no inversora con la diferencia de retorno que corresponde este OpAmp. inversor, se puede constatar que:

$$\beta' \cdot R_{Ms} = \beta \cdot A_{vs} \quad \text{(VIII.8.)}$$

y si además se considera el mismo caso práctico en que  $R'_L \gg R_o$  y  $R_{id} \gg R'_s$  se tiene que también aquí:

$$D = 1 + A \cdot \beta = 1 + \frac{1}{\epsilon} \quad \text{y} \quad R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{1 + \beta' \cdot R_{Ms}} = \frac{1}{\beta'} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{R_{Ms} \cdot \beta'}} = \frac{R_{MsfT}}{1 + \epsilon}$$

e igualmente:

$$A_{Vsf} = \frac{A_{VsfT}}{1 + \epsilon}$$

El circuito realimentado, considerándolo excitado con la fuente de excitación equivalente de Northon se aprecia en la figura VIII.12. y en el mismo:

$$R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} \quad \text{prácticamente igual que} \quad R_{isf} = \frac{R'_s}{D}$$

y esta puede ser interpretada como el paralelo entre  $R_{isf} = R_s \parallel R_{if}$  tal como se definen y señalan en dicha figura. Luego la resistencia de entrada a lazo cerrado, definida sobre el terminal inversor, que hemos llamado  $R_{if}$  se puede determinar realizando la operación inversa:

$$R_{if} = \frac{R_{isf} \cdot R_s}{R_s - R_{isf}}$$

luego transportando este resultado al circuito original de la figura VIII.10. arrojará una resistencia de entrada, vista por el generador de tensión que resulta:

$$R_{ent} = R_s + R_{if}$$

y como  $R_{if}$  es normalmente muy pequeña, el resultado es que la resistencia de entrada a lazo cerrado que ve el generador ideal de tensión es sólo  $R_s$  cosa que es totalmente lógica si recordamos que la propiedad del terminal inversor de esta configuración es la de comportarse como una tierra virtual.

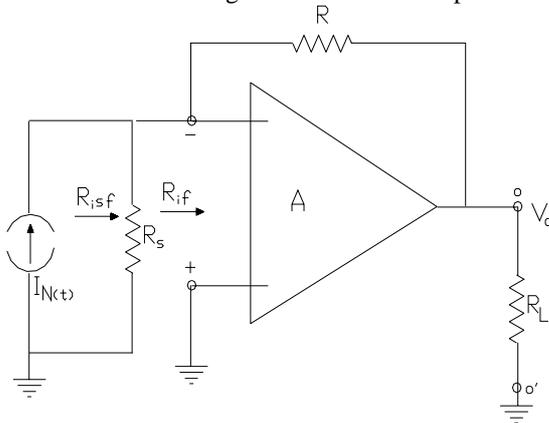


Figura VIII.12.

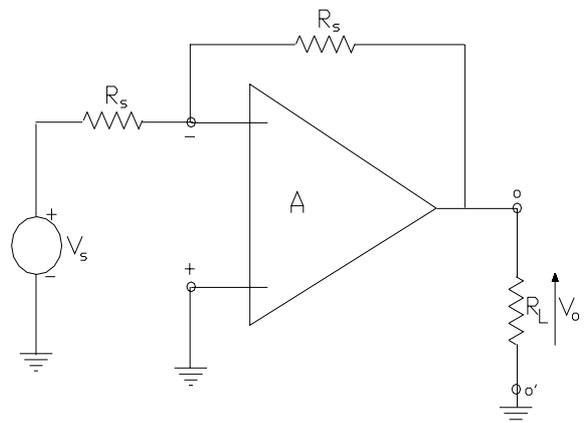


Figura VIII.13.

Por otro lado la resistencia de salida en el lazo cerrado resulta:

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} \quad \text{prácticamente igual que} \quad R_{osf} = \frac{R_o}{D}$$

y nuevamente, esta puede ser interpretada como el paralelo entre  $R_{osf} = R_L // R_{of}$  tal como se definen y señalan en la misma figura. Luego la resistencia de salida a lazo cerrado, definida como aquella que ve la carga  $R_L$  y que hemos llamado  $R_{of}$  se puede determinar realizando la operación inversa:

$$R_{of} = \frac{R_{osf} \cdot R_L}{R_L - R_{osf}}$$

En esta configuración la resistencia de entrada de modo común no influye como ocurría en el anterior caso ya que el terminal no inversor se halla conectado físicamente a masa, mientras que el terminal de mezcla se comporta como una tierra virtual, de modo que la  $R_{ic}$  entre ambos terminales de entrada y masa se hallan cortocircuitadas.

Un caso particular de esta configuración es el circuito operacional Inversor Unitario que se observa en el figura VIII.13. en donde ambos resistores, el que se coloca en el lazo de realimentación (y que llamábamos  $R$ ) así como aquel ubicado en serie con el terminal inversor de excitación (y que llamábamos  $R_s$ ) son idénticos, así  $A_{Vsf} = -1$ .

#### VIII.4.- OTRAS APLICACIONES DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES:

##### VIII.4.1.- Amplificador Operacional Sumador:

En el circuito indicado en la figura VIII.14. si consideramos las condiciones ideales de funcionamiento, en que:

$$I_i = 0 \quad \text{y} \quad V_i = 0$$

y además que el terminal inversor o de mezcla se comporta como tierra virtual, se tiene:

$$I_f = I_1 + I_2 \quad \text{en donde} \quad I_f = \frac{-V_o}{R}; \quad I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2}$$

en consecuencia:

$$V_o = -\left(\frac{R}{R_1}\right) \cdot V_1 - \left(\frac{R}{R_2}\right) \cdot V_2 \quad \text{(VIII.9.)}$$

En base a este principio, en la figura VIII.15.a. se ha representado un esquema de circuito que permite establecer una transferencia ajustada a la ecuación de la recta, tal como por ejemplo indica la figura VIII.15.b.

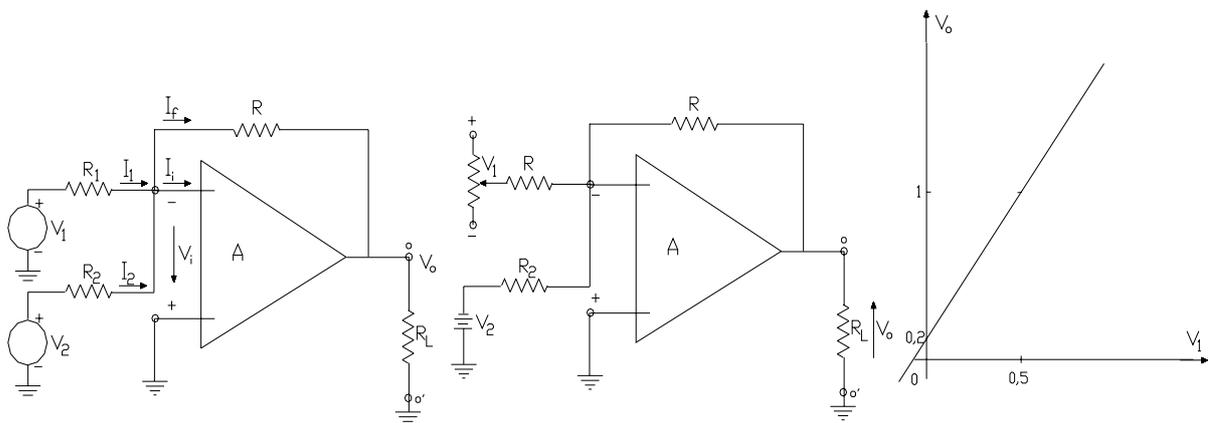


Figura VIII.14.

Figura VIII.15.a.

Figura VIII.15.b.

##### VIII.4.2.- Amplificadores Operacional Diferencial:

En este caso el circuito de aplicación se representa en la figura VIII.16. En el mismo debe cumplirse la identidad de componentes resistivos conectados en ambas entradas, es decir que  $R_1 = R_1'$  y que  $R_2 = R_2'$ . Por la presencia de las dos fuentes de excitación  $V_1$  y  $V_2$ , se puede anticipar que la salida de este circuito se hallará constituida por dos partes ( $V_{o1}$  y  $V_{o2}$ ) de tal manera que al ser:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

para su obtención es posible la utilización del principio de superposición:

- a) en este paso consideramos  $V_2 = 0$  y  $V_1$  distinto de cero. El circuito original queda transformado en el que se indica en la figura VIII.17, en el cual:

$$V_{AT} = V_i + I_i \cdot (R_1' // R_2') = 0$$

dado que el terminal INV o nodo (A) se comporta como una tierra virtual en razón de que se esta presente ante una configuración operacional inversora, en cuyo caso la tensión de salida resulta ser:

$$V_{o1} = - \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_1 \quad \text{(VIII.10.)}$$

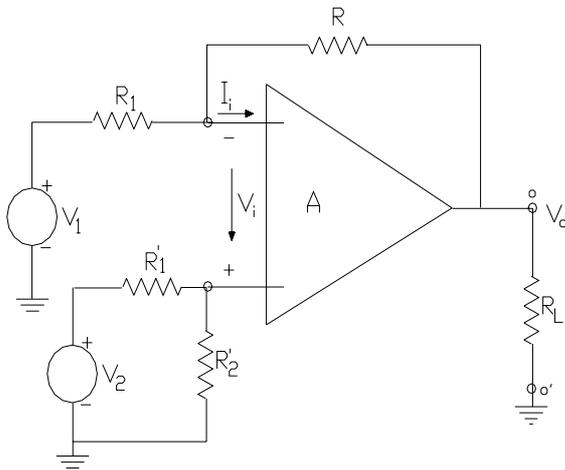


Figura VIII.16.

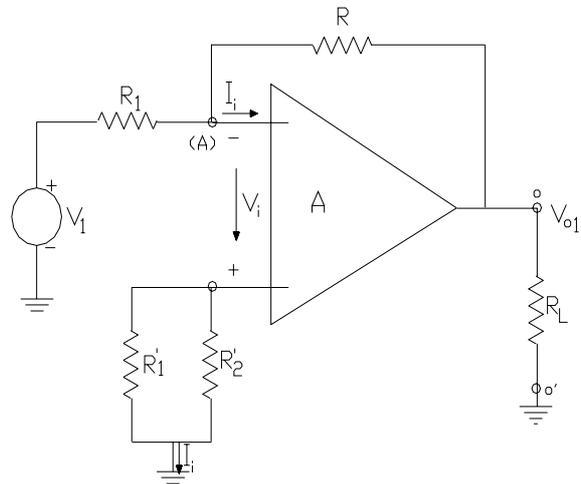


Figura VIII.17.

- b) Ahora se considerará  $V_1 = 0$  y  $V_2$  distinto de cero. Para facilitar el análisis, aplicamos el Teorema de Thevenin en la entrada no inversora, con lo que se obtendrá:

$$V_T = \left( \frac{R_2'}{R_1' + R_2'} \right) \cdot V_2 \quad \text{y} \quad R_T = \frac{R_1' \cdot R_2'}{R_1' + R_2'}$$

y el circuito equivalente se representa en la figura VIII.18. En este nuevo circuito, la ecuación de malla planteada en los terminales de entrada del OpAmp. nos lleva a:

$$V_f + V_i - I_i \cdot R_T - V_T = 0 \quad \text{y como} \quad V_i = 0 \quad \text{e} \quad I_i = 0 \quad \text{resulta} \quad V_f = V_T$$

es decir equipotencialidad de terminales de entrada y topología compatible con la estudiada para el OpAmp. no inversor, por lo tanto:

$$V_{o2} = \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot V_T \quad \text{o sea} \quad V_{o2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_2'}{R_1' + R_2'} \cdot V_2 \quad \text{(VIII.11.)}$$

y si la hipótesis de simetría se satisface:

$$V_{02} = \frac{R_2}{R_1} \cdot V_2$$

c) Sumando los efectos debido a ambas causas:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \quad (\text{VIII.12.})$$

resultado coherente con el principio de funcionamiento de un amplificador diferencial, al cual se llega únicamente imponiendo la condición de identidad de los componentes resistivos que conforman el circuito.

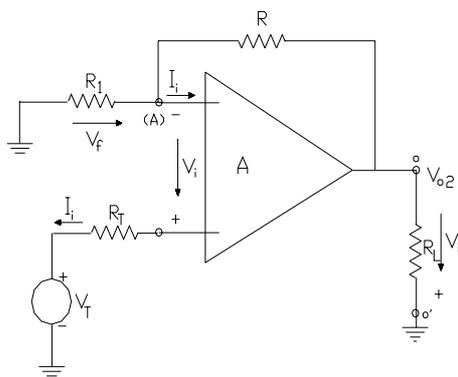


Figura VIII.18.

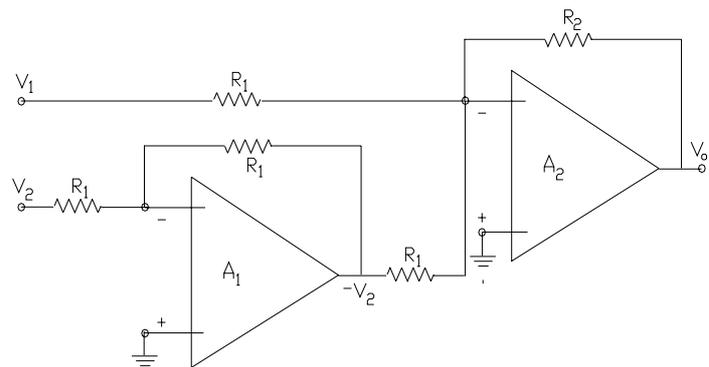


Figura VIII.19.

Recordemos la importancia de esta propiedad de la configuración diferencial: Si excitamos al amplificador con una señal en modo diferencial (entre ambos terminales de entrada de nuestro OpAmp. diferencial), ya que el ruido se comporta como un modo común (con respecto a masa tiene la misma intensidad en ambos puntos de excitación), a la salida se obtiene la señal diferencial amplificada según la ecuación (VIII.12.) con un rechazo al ruido teóricamente infinito. Otra razón más que determina la ventaja de emplear este tipo de configuración como etapa de entrada o primera etapa de una cadena amplificadora de bajo nivel.

Volviendo a la topología bajo análisis, la misma posee la desventaja de requerir una gran exactitud de los componentes resistivos de igual subíndice, de no ser así, la ganancia de modo común toma valores apreciables y dependientes de dicha dispersión de componentes resistivos. Su valor puede obtenerse de considerar que  $V_1 = V_2 = V_c$  por lo que el tercer paso del principio de superposición en este caso arroja:

$$V_0 = V_c \cdot \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} - \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (\text{VIII.13.})$$

Esto significa que si se desea modificar la ganancia diferencial el circuito presenta el inconveniente de que para ello se requiere siempre modificar el valor de dos resistencias para mantener bajo el modo común. Asimismo si consideramos las resistencias de entrada que se le presentan a los generadores de  $V_1$  y  $V_2$  (resistencias de entrada de modo común) las mismas son diferentes, ya que si consideramos la resistencia que ve el generador  $V_1$  la misma es  $R_1$ , mientras que la que ve  $V_2$  es  $(R_1 + R_2)$ .

El circuito de la figura VIII.19. presenta una alternativa para la realización de un circuito OpAmp. diferencial. En él se emplea una configuración sumadora a la cual en una de las entradas se ha agregado un inversor unitario. Su simplicidad se consigue en base a la utilización de dos amplificadores operacionales y la optimización del rechazo al modo común igualmente requiere igualdad de resistencias entre los componentes resistivos con subíndice unitario. La ganancia aquí puede ser modificada variando únicamente  $R_2$  y en este caso el circuito

presenta a ambos generadores la misma resistencia de entrada, de valor  $R_1$  y por lo tanto puede ser baja y afectada por la dispersión.

Ya aceptando la utilización de dos amplificadores operacionales también puede realizarse un OpAmp. diferencial en base al circuito indicado en la figura VIII.20. el cual responde a tal principio de funcionamiento siempre que se cumplan las condiciones que pasamos a describir seguidamente:

a) En la primera etapa el OpAmp.  $A_1$  opera en la configuración no inversora, de modo que:

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_1 \quad \text{(VIII.14.)} \quad \text{y la corriente por } R_3 \text{ es:} \quad I_1 = \frac{V_{o1} - V'}{R_3}$$

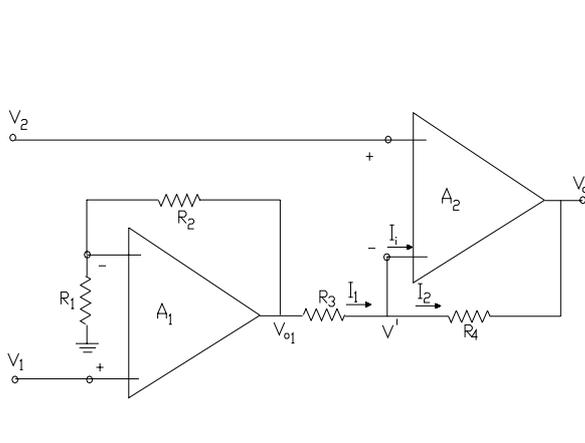


Figura VIII.20.

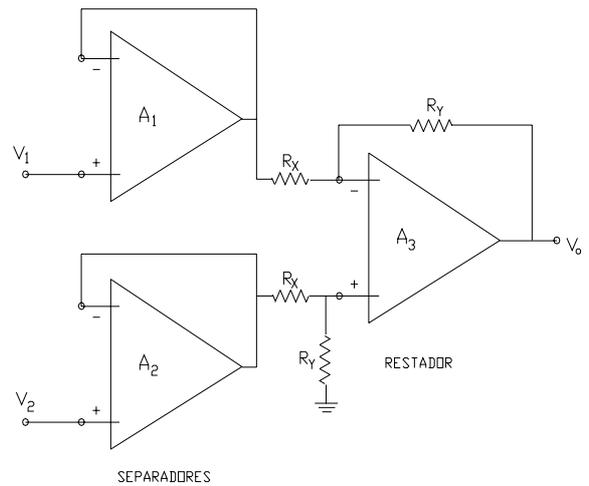


Figura VIII.21.

b) En la segunda etapa conformada por el OpAmp.  $A_2$  se tiene:

$$I_2 = \frac{V' - V_o}{R_4} \quad \text{y considerando al operacional ideal, dado que} \quad I_i = 0 \quad I_1 = I_2 \quad \text{y} \quad V' = V_2$$

$$\frac{V' - V_o}{R_4} = \frac{V_{o1} - V'}{R_3} \quad \text{por lo tanto} \quad V_2 \cdot R_3 - V_o \cdot R_3 = V_{o1} \cdot R_4 - V_2 \cdot R_4$$

luego reemplazando  $V_{o1}$  por la ecuación (VIII.14.), sacando factor común y despejando:

$$V_o = V_2 \frac{R_3 + R_4}{R_3} - V_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) - V_1 \cdot \left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3}\right)$$

que corresponde a la transferencia de un restador de alta resistencia de entrada (entrada no inversora). Si en el mismo además se hace cumplir que la relación entre los componentes  $R_1$  y  $R_2$  sea la misma que la relación entre los  $R_3$  y  $R_4$ , es decir:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} \quad \text{entonces se tiene que:} \quad V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot (V_2 - V_1)$$

El circuito resta y amplifica y su resistencia de entrada resulta idéntica para ambas entradas, compatible con la que presenta una configuración no inversora, es decir alta y limitada únicamente por la resistencia de entrada de modo común del operacional, tal como se viera al estudiar dicha configuración.

Una característica similar pero ya utilizando tres amplificadores operacionales, se consigue con el circuito indicado en la figura VIII.21. en donde los dos OpAmp. de entrada, en disposición seguidora se emplean como separadores (BUFFERS) y presentan la misma alta resistencia de entrada, mientras que el OpAmp. de salida es el restador con ganancia ( $R_y / R_x$ ).

VIII.4.3.- Amplificadores de Instrumentación:

El amplificador diferencial de la figura VIII.16., diseñado en base a un solo OpAmp., mostraba claras desventajas no permisibles para muchas aplicaciones. Se pudo observar posteriormente que mediante el empleo de dos o tres amplificadores operacionales se pueden ir optimizando alguna de las características que resulten de interés. El último circuito que se representa en la figura VIII.21. emplea tres amplificadores operacionales y su comportamiento es satisfactorio, especialmente en lo que al rechazo de modo común se refiere, cuando al integrarse en la misma pastilla, todos los componentes conectados a la entrada inversora de la etapa de salida son idénticos a los conectados a su terminal no inversor.

Precisamente, utilizando tres amplificadores operacionales se puede realizar el circuito de la figura VIII.22., constituido también en este caso por dos etapas, la primera de ellas formada por el par de OpAmp.  $A_1$  y  $A_2$  y la segunda etapa formada por el OpAmp.  $A_3$ , este último trabajando en la configuración diferencial ya analizada.

El par  $A_1$  y  $A_2$  constituye una etapa con entrada y salida diferencial. Si  $A_1$  y  $A_2$  se analizan separadamente, se reconocen a sendos amplificadores no inversores con resistencias de realimentación  $R_1$  y  $R_G$  para  $A_1$  y  $R'_1$  y la misma  $R_G$  para  $A_2$  respectivamente, con la particularidad de que  $R_G$  no se encuentra conectada a masa. En este caso  $R_G$  es compartida tanto por  $A_1$  como por  $A_2$  y en lugar de conectarse a tierra lo hace al operacional opuesto.

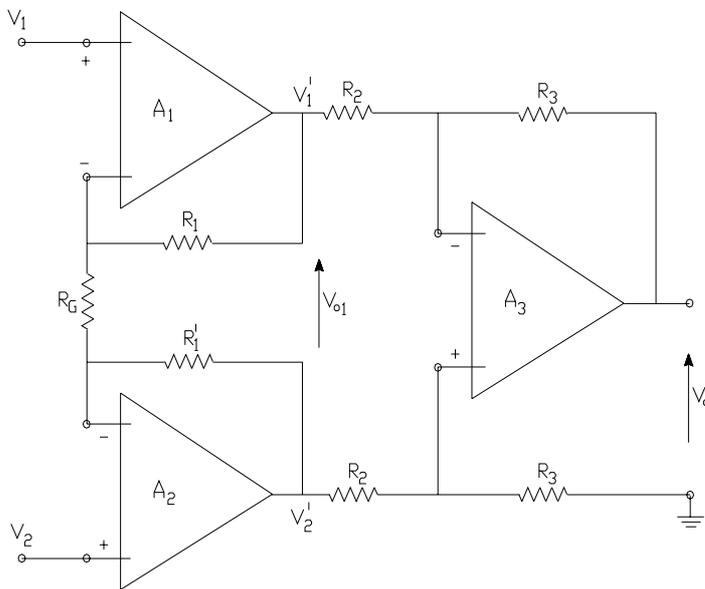


Figura VIII.22.

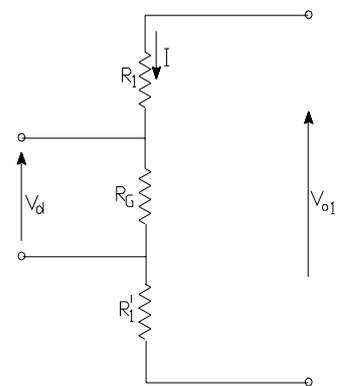


Figura VIII.23.

Atento la equipotencialidad de los terminales de entrada inherente al principio de funcionamiento de la configuración no inversora, que puede describirse también como cortocircuito virtual de los terminales de entrada de  $A_1$  y de  $A_2$ , para la tensión de entrada de modo común  $V_1 = V_2 = V_c$ , no fluye corriente por  $R_G$  y por el contrario, las señales diferenciales  $V_d$  aplicadas entre los terminales no inversores de  $A_1$  y  $A_2$ , por igual cortocircuito virtual, dan lugar a una corriente  $I$  en  $R_G$ , la cual dado que  $I_i = 0$  debe cerrarse a través del circuito formado por  $R_1$  y  $R'_1$  de modo tal que ello nos permite analizar el circuito equivalente para la señal diferencial, tal como se indica en la figura VIII.23.

En consecuencia:

$$I = \frac{V_d}{R_G} \quad \text{y} \quad V_{od} = I \cdot (R_G + R_1 + R'_1) \quad \text{por lo que reemplazando e imponiendo } R_1 = R'_1$$

$$V_{od} = (R_G + 2 \cdot R_1) \cdot \frac{V_d}{R_G}$$

con lo que la ganancia diferencial con salida diferencial de la etapa de entrada resulta ser :

$$\frac{V_{od}}{V_d} = \left( 1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_G} \right) = A_{Vdd}$$

finalmente y dado que la ganancia del conjunto es el producto de las ganancias de cada etapa, se tiene:

$$A_V = \left( 1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_G} \right) \cdot \frac{R_3}{R_2} \quad \text{(VIII.15.)}$$

Las ventajas que se consiguen con este circuito son varias; la primera se deriva del hecho de que la salida diferencial de la primera etapa se encuentra exenta de modo común independientemente de los desapareamientos de  $R_1$  y  $R'_1$ . Ello sumado al hecho de que tal primera etapa contribuye con la ganancia  $A_{Vdd}$  hace posible la obtención de un muy alto rechazo al ruido en modo común. Por la misma razón tampoco tienen influencia las tensiones residuales o de "OFFSET" de los OpAmp. de la primera etapa que como veremos mas adelante en general producen apartamientos indeseables en el comportamiento de la mayoría de los amplificadores con operacionales.

Asimismo, si ambos OpAmp. que conforman la etapa de entrada se encuentran apareados y afectados por los mismos cambios térmicos tampoco afectan las derivas térmicas de los parámetros residuales (Thermal Drift) de los mismos ya que tales derivas térmicas se manifiestan como una señal de modo común y es rechazada por la segunda etapa. Esto disminuye las exigencias de derivas térmicas de  $A_1$  y de  $A_2$  siempre que los mismos se encuentren integrados en la misma pastilla.

Por otra parte la Ganancia  $A_V$  puede hacerse grande pudiéndose modificar variando un solo componente: el resistor  $R_G$  como resultado también de una  $A_{Vdd}$  grande, de modo tal que los errores estáticos y derivas térmicas de la segunda etapa comparados con la señal a la entrada de la misma, son despreciables, disminuyendo el nivel de exigencias también para el OpAmp. de la segunda etapa.

Por dichos motivos este tipo de amplificadores son ampliamente utilizados y son conocidos como amplificadores de instrumentación. Un ejemplo concreto se aprecia en la Nota de Aplicación de P.M.I., tal como se representa en la figura VIII.24. en donde de los tres amplificadores operacionales, dos de ellos OP-10 producidos por la firma P.M.I. están integrados en el mismo "chip", con características apareadas lo que permite obtener:

$$R_{id} = 500 \text{ MOhm} \quad - \quad \text{C.M.R.R.} > 120 \text{ dB}$$

y si  $(R_6 / R_4) = (R_7 / R_5)$ , una ganancia de tensión de  $A_V = 100$ .

sin embargo otros amplificadores operacionales puede ser posible aplicar para conformar dicho circuito de bajo Offset y Deriva Térmica, tales como los AD504 o AD510 de Analog Device, o bien los LM308 de National Semiconductor o bien el 725 de fuentes varias, la única condición es que los dos que conforman la etapa de entrada se encuentren integrados en el mismo chip.

La configuración presenta tan buen comportamiento que al estado actual de la tecnología puede inferirse que el amplificador de instrumentación pasaría a constituirse como un nuevo "componente" destinado a reemplazar al OpAmp. con ventajas. Burr Brown a lanzado al mercado el amplificador de instrumentación tipo INA101, de

muy alta precisión y cuya configuración es la clásica, formada por tres amplificadores operacionales, cuyo esquema simplificado se ilustra en la figura VIII.25.

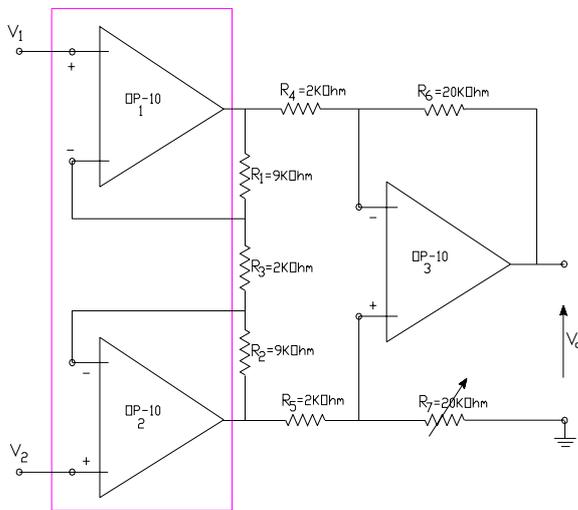


Figura VIII.24.

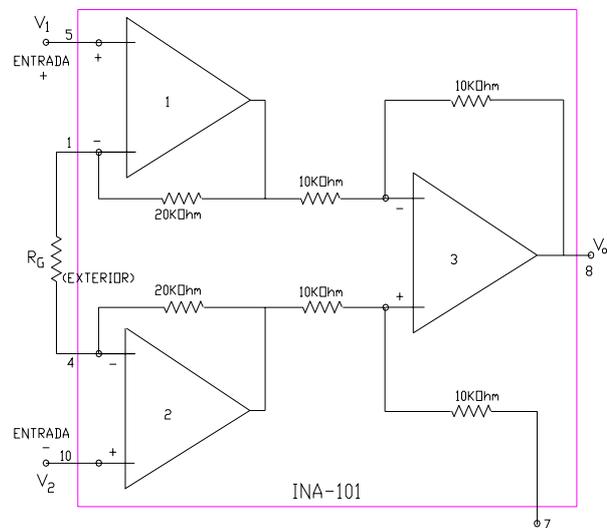


Figura VIII.25.

La mencionada configuración se caracteriza técnicamente porque todas las resistencias de película delgada y amplificadores operacionales están integrados en un único sustrato monolítico, con excepción del resistor  $R_G$  que se deja a elección del usuario con el objetivo de que el mismo pueda fijar la ganancia del amplificador. Se emplean los últimos adelantos tecnológicos para minimizar la tensión de entrada de Offset así como su deriva con la temperatura. Igualmente se optimiza la C.M.R.R. y la exactitud de la ganancia en un amplio rango de temperaturas.

La ganancia puede ajustarse entre 1 y 1000 veces mediante la expresión:

$$A_V = 1 + \frac{40 \text{ KOhm}}{R_G}$$

Estos amplificadores de instrumentación se utilizan entre otros campos, para amplificar señales provenientes de transductores tales como termopares, shunts de corriente, sondas biológicas, etc. En la figura VIII.26. se ilustra la aplicación como amplificador de electrocardiógrafo, en donde el nivel de la señal de entrada es tan solo del orden del milivolt pico a pico, mientras que por selección de la resistencia por medio de la caja de resistores por pasos puede obtenerse a la salida tensiones del orden del volt con un alto rechazo del ruido.

Al igual que los amplificadores operacionales están diseñados para trabajar fundamentalmente en un bloque de ganancia a lazo cerrado y la diferencia con aquellos es que los necesarios circuitos de realimentación están incorporados dentro del mismo chip amplificador, requiriéndose únicamente ajustar una resistencia exterior que controla el valor de la ganancia ( $R_G$ ) sin afectar otras características del dispositivo.

#### VIII.4.4.- Amplificador de Ganancia Controlada:

En este caso el circuito amplificador operacional se ajusta el circuito indicado en la figura VIII.27. y en el cual debe tenerse presente que el factor “q” puede variar entre 0 y 1. Por ese motivo estudiaremos el

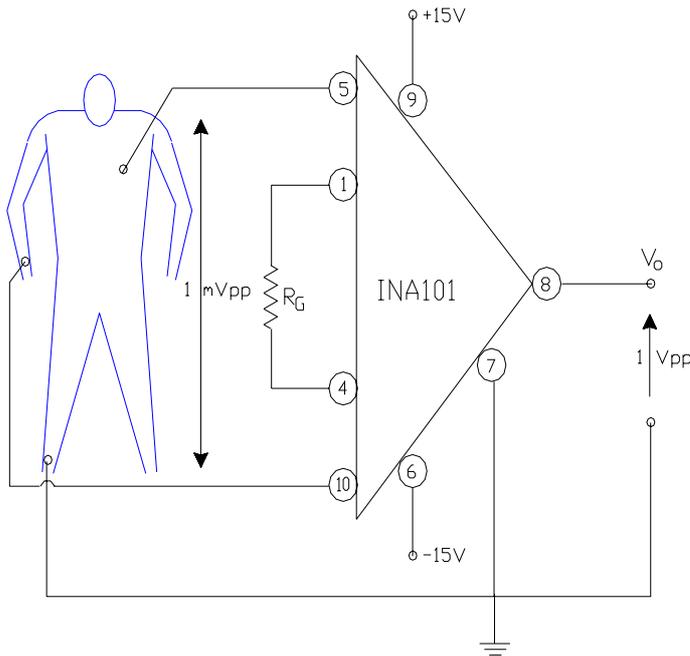


Figura VIII.26.

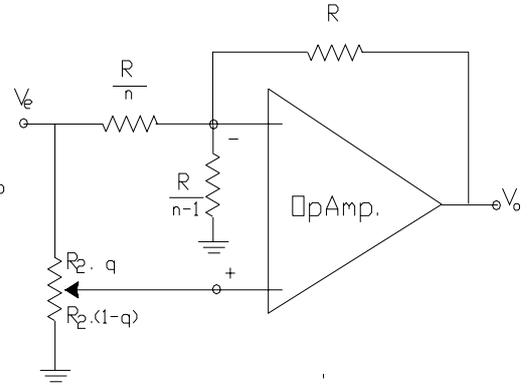


Figura VIII.27.

comportamiento del circuito frente al caso de los dos valores extremos de “q”:

a) En primer lugar analizaremos el caso en que  $q = 1$ , de modo tal que la configuración resultante en este caso se indica en la figura VIII.28. Se trata de una configuración inversora en donde el terminal inversor se comporta como una tierra virtual por lo que todo pasa como si el resistor conectado entre dicho terminal y masa, es decir  $[R / (n-1)]$ , no estuviera presente en el circuito. La transferencia en este caso resulta:

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{R}{(R/n)} \quad \text{o sea:} \quad V_o = -n \cdot V_e$$

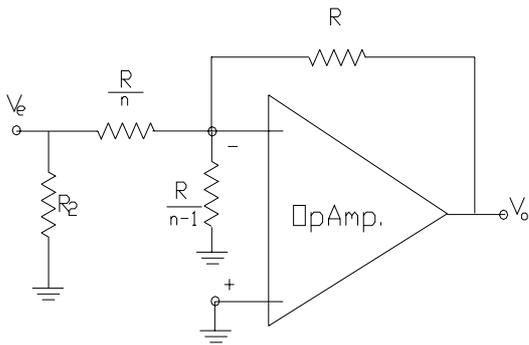


Figura VIII.28.

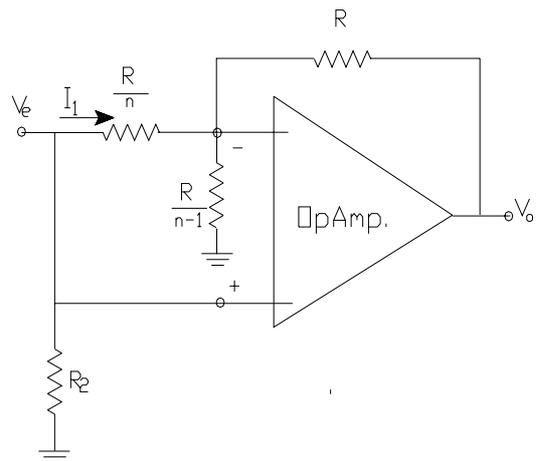


Figura VIII.29.

b) La figura VIII.29. representa el circuito correspondiente a la condición  $q = 0$  y dado que en el mismo  $V_i = 0$ , resulta que  $V_1 = V_2$ , por lo que  $I_1 = 0$  y la diferencia de potencial en el resistor  $(R/n)$  resulta nula. Así se

puede interpretar a dicho resistor como un circuito abierto. Se trata ahora de una configuración no inversora de modo que:

$$\frac{V_o}{V_e} = 1 + \frac{R}{[R / (n - 1)]} \quad \text{o sea:} \quad V_o = n \cdot V_e$$

Pudiéndose extrapolar diciendo que para posiciones intermedias de q, entre cero y uno la ganancia de tensión variará entre ambos límites es decir entre n y -n.

Otra variante que a diferencia del circuito anterior, contribuye a minimizar los errores estáticos, se representa en la figura VIII.30. En dicho circuito se cumple que:

$$R_2 < R' \quad \text{con lo cual} \quad I \gg I_2 \quad \text{y} \quad V'_o = \frac{V_o \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

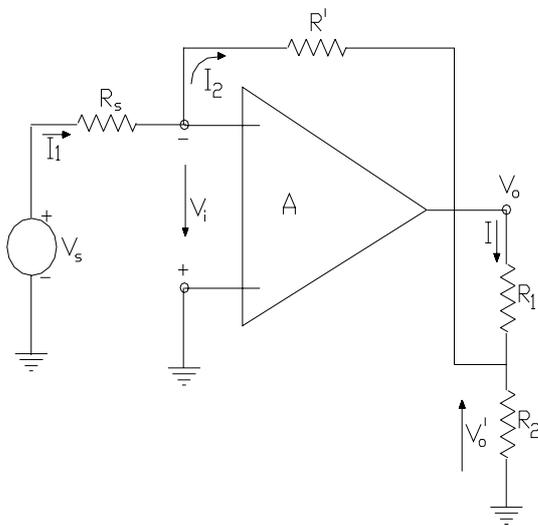


Figura VIII.30.

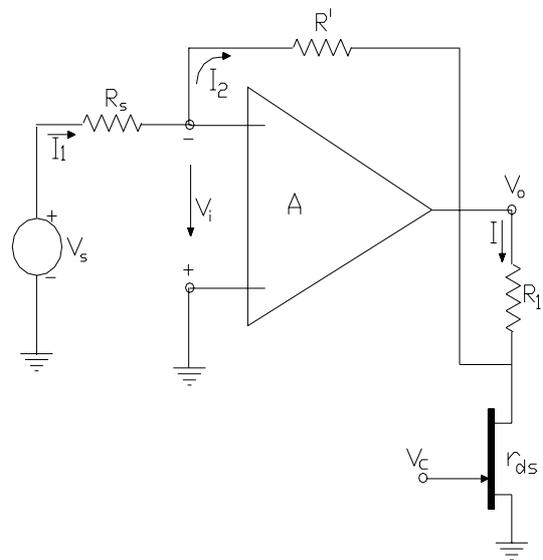


Figura VIII.31.

Por otra parte

$$I_1 = \frac{V_s - V_i}{R_s} = \frac{V_s}{R_s} \quad \text{así como:} \quad I_2 = \frac{-V'_o}{R'} \quad \text{y dado que} \quad I_i = 0$$

la igualdad  $I_1 = I_2$  nos permite plantear:  $V_s \cdot \frac{V'_o}{R_s} = \frac{R'}{R_s}$  o bien:  $V'_o = -V_s \cdot \frac{R'}{R_s}$

con lo que reemplazando  $V'_o$

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R'}{R_s} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

Se observa entonces que variando la relación  $(R_1 / R_2)$  se puede modificar la ganancia. Una aplicación de esta topología se observa en amplificadores con control automático de ganancia, en donde  $R_2$  se reemplaza por la resistencia de canal de un transistor efecto de campo que, como sabemos, en cierto rango puede ser controlada mediante la tensión de compuerta. La figura VIII.31. muestra un circuito típico de esta aplicación.

VIII.4.5.- Amplificador Tipo Puento:

Esta configuración se representa en la Figura VIII.32. y se utiliza frecuentemente cuando es preciso obtener potencias relativamente grandes a partir de fuentes de alimentación con tensiones de valor limitado (autoradios por ejemplo). En dicho circuito, si los resistores  $R_D$  y  $R_C$  satisfacen la igualdad de resistencias, es decir  $R_D = R_C$  la tensión de salida resultará:

$$V_o = -2 \cdot V_s \cdot \frac{R_B}{R_A}$$

VIII.4.6.- Circuito Operacional Limitador:

En este caso el circuito se representa en la Figura VIII.33. La tensión de salida del mismo debe ser el fiel reflejo de la de entrada hasta que ésta exceda un límite predeterminado, fijado por la tensión de referencia o de codo de los diodos Zener conectados en la rama paralelo a  $R_2$ . Antes de alcanzar dicho valor de limitación, la tensión de salida resulta:

$$V_o = -V_s \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

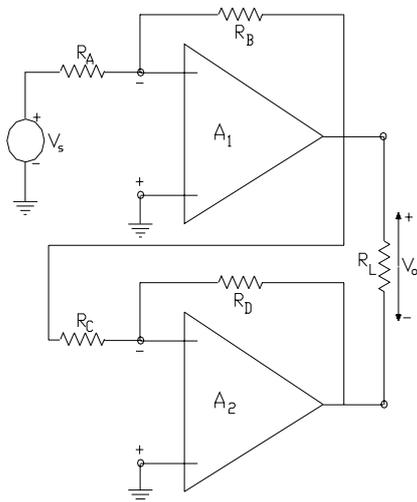


Figura VIII.32.

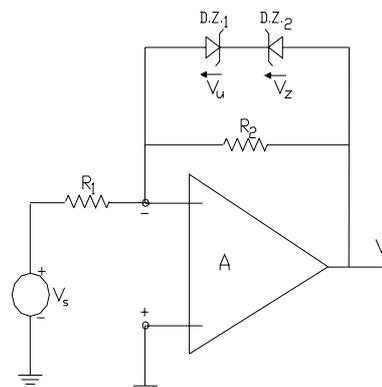


Figura VIII.33.

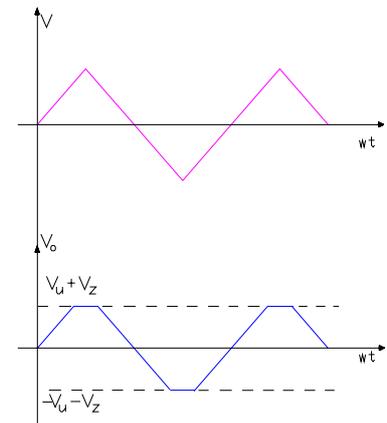


Figura VIII.34.

Cuando se alcanza el referido nivel de limitación se cumple que:

$$V_Z + V_u = V_L \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

por lo tanto la tensión de excitación a partir de la cual el circuito comienza a limitar es:

$$V_L = (V_Z + V_u) \cdot \frac{-R_1}{R_2}$$

La Figura VIII.34. representa este efecto de limitación para el caso de una excitación del tipo triangular y de amplitud suficiente.

VIII.4.7.- Circuito Operacional Separador de Polaridad:

En el procesamiento de señales de televisión es muy común la necesidad de rescatar una señal de sincronismo que se encuentra superpuesta por otro conjunto de señales útiles de T.V. y en donde la diferencia se establece por la diferente polaridad que presentan ambos tipos de señales. Para tal fin puede utilizarse un circuito en base a un amplificador operacional tal como el indicado en la Figura VIII.35.

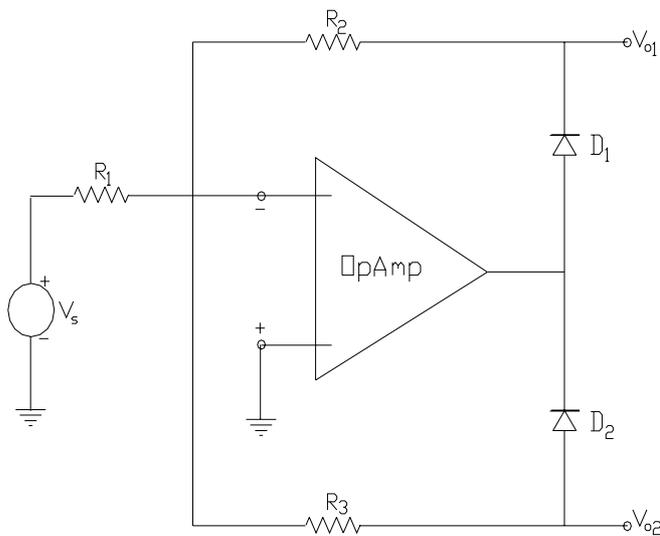


Figura VIII.35.

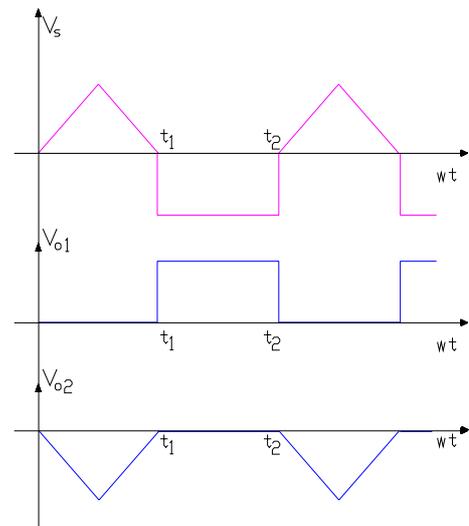


Figura VIII.36.

En dicho circuito, para una excitación  $V_s$  positiva el diodo  $D_1$  permanece abierto y la tensión de salida  $V_{o1}$  resulta nula, mientras que bajo la misma condición y ya que el diodo  $D_2$  queda polarizado directamente,  $V_{o2}$  viene expresada por:

$$V_{o2} = V_s \cdot \frac{-R_3}{R_1}$$

En cambio mientras que la tensión de excitación  $V_s$  sea negativa, las condiciones de polarización de los diodos se invierten y así  $D_2$  queda abierto mientras que  $D_1$  queda en cortocircuito, por lo que para esa condición, la tensión de salida  $V_{o2}$  es ahora nula mientras que por el otro terminal de salida:

$$V_{o1} = V_s \cdot \frac{-R_2}{R_1}$$

La Figura VIII.36. presenta gráficamente los resultados precedentemente obtenidos para el caso en que la excitación presente formas de señal diferentes según la polaridad que se considere en la misma.

#### VIII.4.8.- Circuito Operacional Comparador:

Se trata de una de las aplicaciones más simples cuyo objetivo es provocar un cambio abrupto de la señal en el circuito de salida cuando la señal de entrada alcanza un cierto valor predeterminado. Un ejemplo de este tipo de circuitos, que se presenta solo con fines descriptivos y en el cual se han agregado los elementos de ensayo en las entradas del OpAmp. Puede observarse en la Figura VIII.37. Allí la finalidad del Diodo Emisor de Luz (LED) tiene por objeto la visualización de que en el proceso de comparación se ha alcanzado la igualdad en las tensiones de las dos entradas.

Efectivamente, en dicho circuito si  $V_1 = V_2$  a la salida del OpAmp. La tensión  $V_o = 0$ , el transistor se encuentra en operación al corte y el diodo LED apagado. Un pequeño desequilibrio en la entrada, en el sentido de que la tensión bajo análisis, es decir  $V_1$  resulte inferior a  $V_2$  ( $V_1 < V_2$ ), arroja como resultado un  $V_o < 0$  que

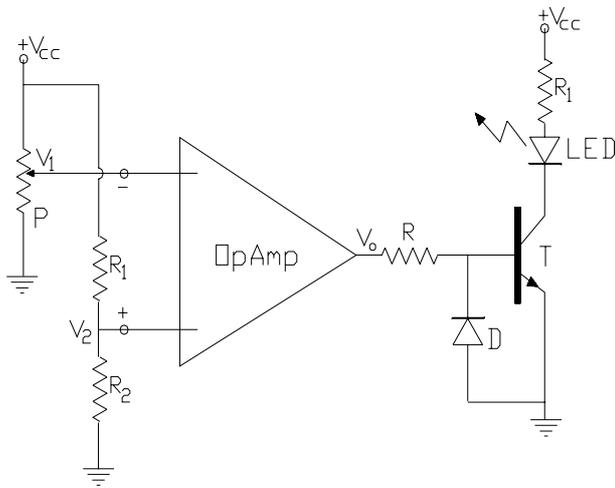


Figura VIII.37.

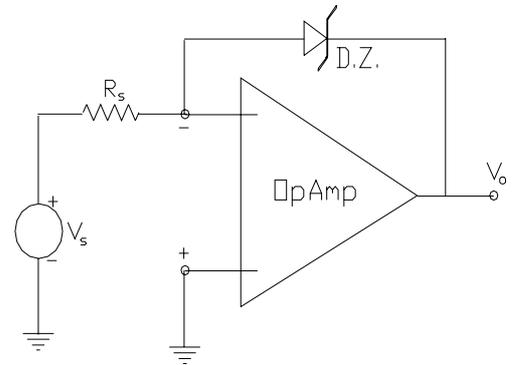


Figura VIII.38.

polariza inversamente a la unión B-E del transistor NPN que de esta forma continúa cortado, con su tensión  $V_{BE}$  inversa limitada por el diodo de protección D.

En cambio , cuando  $V_1 > V_2$  se hace  $V_o > 0$ , el transistor conduce y el diodo LED se enciende. La corriente en el diodo queda limitada por un lado mediante el resistor R que establece un limite para la corriente de base y los valores de  $V_{cc}$  y  $R_1$  que limitarían la corriente en el diodo cuando el transistor se satura.

Si en cambio la necesidad fuera la de identificar los cruces por cero de la señal de excitación, o bien la comparación contra el nivel cero, el circuito apropiado se indica en la Figura VIII.38. mientras que en la Figura VIII.39.a) se ha representado el comportamiento del circuito, es decir su respuesta en términos de tensión de salida para una excitación determinada, tomada como ejemplo. Se puede constatar que cada vez que la excitación toma el valor cero se produce un cambio de estado en la tensión de salida, entre el valor de la tensión de codo del diodo Zener ( $V_R$ ) y cero.

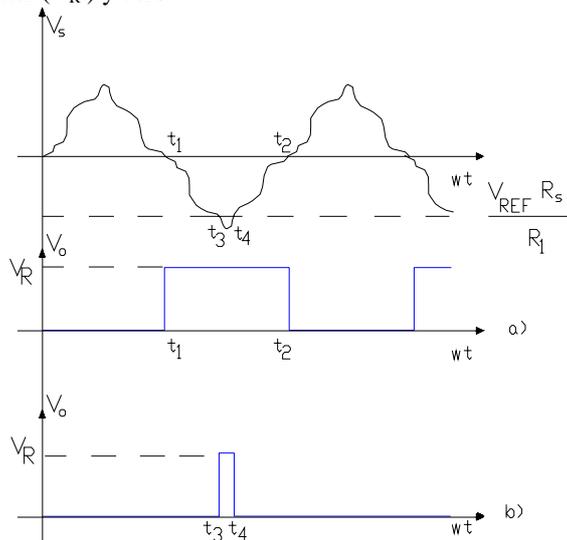


Figura VIII.39.

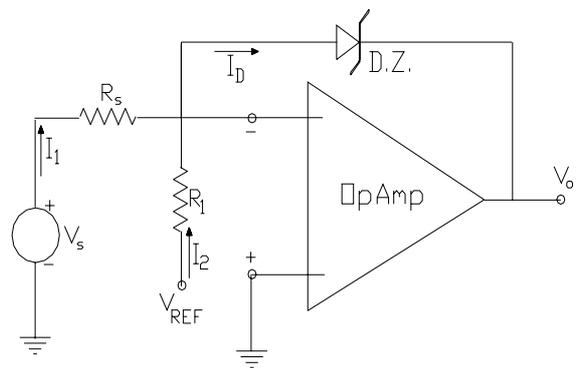


Figura VIII.40.

Para comparar contra un valor diferente a cero, se debe realizar una ligera modificación circuital, resultando la configuración indicada en la Figura VIII.40. en la que puede observarse el agregado del circuito  $V_{REF} - R_1$  que impone una pre-polarización directa en el diodo Zener, de modo que ahora la respuesta en términos de la tensión de salida puede observarse en la Figura VIII.39.b).

En ambos circuitos mientras el diodo Zener conduce polarizado en forma directa se considera que el mismo presenta una resistencia nula en el lazo de realimentación, de modo que para este intervalo la tensión de salida resulta:

$$V_o = V_s \cdot \frac{-R = 0}{R_s} = 0$$

En el circuito de la Figura VIII.40.:

$$I_1 = \frac{V_s}{R_s} \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{V_{REF}}{R_1} \quad \text{y como} \quad I_D = I_1 + I_2 = \frac{V_s}{R_s} + \frac{V_{REF}}{R_1}$$

cuando el diodo Zener queda polarizado en forma inversa y previo a que se registre su operación en la región de ruptura, la corriente  $I_D = 0$  y se produce un cambio abrupto en la tensión de salida. El nivel de la tensión de excitación a la que dicho cambio tiene lugar puede obtenerse operando con la ecuación de  $I_D$ , así:

$$I_D = \frac{V_s}{R_s} + \frac{V_{REF}}{R_1} = 0 \quad \text{por lo tanto} \quad V_s = - \frac{R_s}{R_1} \cdot V_{REF}$$

Durante dicho intervalo el diodo Zener presenta una alta resistencia (R infinito en el lazo de realimentación) y la tensión de salida aumenta rapidamente hasta alcanzar el nivel de la tensión de ruptura o de zener del diodo, manteniendo dicho valor hasta que nuevamente el referido diodo quede polarizado en forma directa.

### VIII.5.- ERRORES ESTATICOS EN LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES:

En el presente trabajo se analizó ya el comportamiento dinámico de las dos configuraciones básicas de los OpAmp. que corresponden a las aplicaciones en la electrónica lineal y en bajas frecuencias. Se definió al OpAmp. Ideal y en base a él se obtuvieron importantes conclusiones respecto del comportamiento de los terminales de entrada de ambas configuraciones: equipotencialidad en el Amplificador Operacional No Inversor y Tierra Virtual en el terminal inversor del Amplificador Operacional Inversor. Paralelamente se evaluaron las transferencias teóricas o ideales ( $A_{VIT}$ ) tanto para una como para la otra configuración para luego definir los errores que se cometían al considerar a dichas transferencias en los circuitos reales, definiéndose a aquellos como Errores Dinámicos ( debido a  $A_{OL}$  distinto de infinito,  $R_{id}$  distinto de infinito y  $R_o$  distinto de cero).

Ahora vamos a reexaminar algunas de las características estáticas de funcionamiento de los OpAmp. pero en este caso no con el objetivo de cuantificar condiciones de reposo en sus elementos constitutivos, como lo hiciéramos con anterioridad, sino con la finalidad de considerar ciertos apartamientos que se registran en el funcionamiento estático de un OpAmp. real con respecto al caso ideal, que dan lugar a la existencia de lo que en los párrafos precedentes hemos llamado Tensiones y Corrientes Residuales (Offsets), cuya influencia estudiaremos bajo el título Errores Estáticos.

La interpretación de lo dicho precedentemente puede realizarse con ayuda de la experiencia que se representa en la Figura VIII.41. en la cual a un OpAmp. real convenientemente alimentado y sin otro circuito exterior se le colocan en corto circuito el par de terminales de entrada, refiriéndolos al potencial de masa. Ante dicha situación y de acuerdo con los estudios realizados hasta el presente, la tensión de salida esperable debe ser nula, es decir  $V_o = 0$ .

Sin embargo en la realidad se puede constatar que a la salida de cualquier OpAmp. en esas condiciones aparece un cierto valor de tensión de salida, que por tal motivo es denominada Tensión Residual de Salida  $V_{Ro}$  lo

cual significa que desde el punto de vista estático (no hay señal aplicada) el comportamiento del OpAmp. se aparta del comportamiento ideal. A esta Tensión Residual de Salida ( $V_{R_o}$ ) también se la reconoce como  $V_{OFFSEt}$  o literalmente, en idioma inglés como OFFSET VOLTAGE OUTPUT.

VIII.5.1.- Orígenes de los Parámetros Residuales:

Resulta bastante razonable pensar que el origen de tal tensión residual de salida se deba al conjunto de asimetrías que se registren en las ramas de la etapa diferencial de entrada de todo OpAmp. y sin señal aplicada, las cuales, a pesar de ser integradas en la misma pastilla semiconductor, presentan desbalances asociados con la dispersión en la tecnología del componente semiconductor. Dado que su origen se deba al comportamiento sin señal, a estas componentes residuales se las asocia con un apartamiento del funcionamiento estático del amplificador, motivo por el cual se las estudia como ERRORES ESTATICOS del OpAmp..

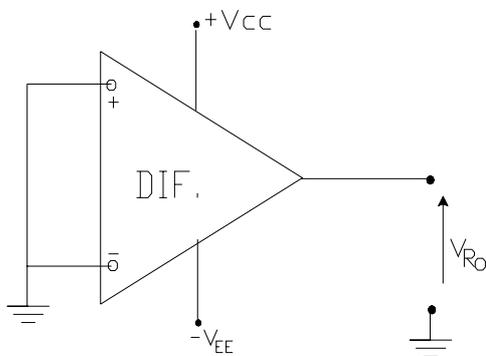


Figura VIII.41.

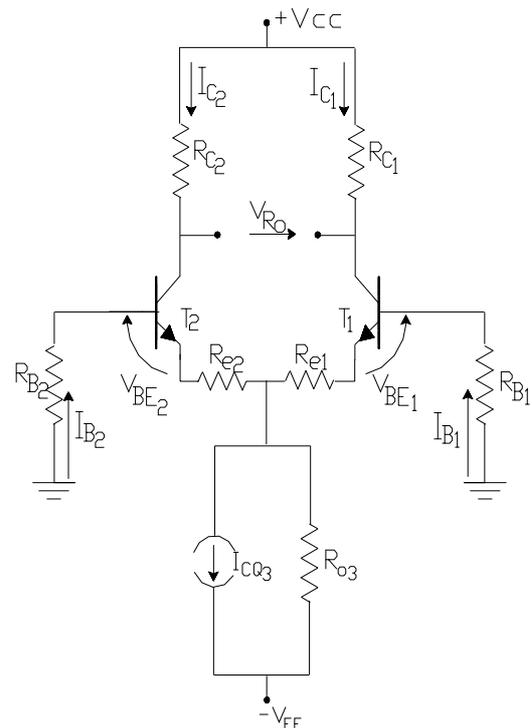


Figura VIII.42.

En su momento cuando se estudiaba a la etapa diferencial, en primer lugar se admitió una exacta simetría de ramas y hasta pudo considerarse que una asimetría en un circuito amplificador diferencial con componentes discretos podía ser atenuada o anulada mediante el ajuste de preset colocado en la unión de los emisores de ambas ramas del diferencial.

Por otra parte, ahora, de acuerdo con lo visto en las aplicaciones de los OpAmp., tanto el Inversor como el No Inversor poseen conectadas en las entradas del amplificador diferencial, resistencias tales que sus equivalentes entre cada terminal de entrada y masa pueden ser diferentes, por lo que ello constituye una nueva fuente de asimetría.

Para tener en cuenta los efectos de tales asimetrías consideremos el circuito genérico que se presenta en la figura VIII.42. considerando como tensión residual de salida a la diferencia:

$$V_{R_o} = I_{C1} \cdot R_{C1} - I_{C2} \cdot R_{C2} \quad (VIII.16.)$$

Recorriendo las dos mallas de entrada simultáneamente puede expresarse:

$$I_{B1} \cdot R_{B1} + V_{BE1} + I_{C1} \cdot R_{e1} - I_{B2} \cdot R_{B2} - V_{BE2} - I_{C2} \cdot R_{e2} = 0$$

en donde  $R_{e1}$  y  $R_{e2}$  representarían la aplicación al menos parcial (resistores fijos integrados) del mecanismo de control de balance, habiéndose ya estudiado la influencia de las mismas sobre la resistencia de entrada y sobre la transconductancia diferencial de la etapa. Introduciéndose la ganancia  $h_{FE}$ , la misma ecuación puede escribirse como:

$$I_{C1} \cdot \left( R_{e1} + \frac{R_{B1}}{h_{FE1}} \right) = (V_{BE2} - V_{BE1}) + I_{C2} \cdot \left( R_{e2} + \frac{R_{B2}}{h_{FE2}} \right)$$

a partir de la cual puede obtenerse:

$$I_{C1} = \frac{h_{FE1} \cdot (V_{BE2} - V_{BE1})}{R_{B1} + h_{FE1} \cdot R_{e1}} + I_{C2} \cdot \frac{h_{FE1}}{h_{FE2}} \cdot \frac{R_{B2} + h_{FE2} \cdot R_{e2}}{R_{B1} + h_{FE1} \cdot R_{e1}} \quad (\text{VIII.17.})$$

correspondiendo aclarar que por tratarse de Silicio y de componentes integrados, todos con igual temperatura, no se ha tomado en consideración a las corrientes  $I_{CB0}$ .

#### VIII.5.1.1.- Tensión Residual de Entrada (Input Offset Voltage):

En la expresión (VIII.17.) se puede observar que si ambas ramas son perfectamente simétricas ( $V_{BE1} = V_{BE2}$ ;  $h_{FE1} = h_{FE2}$ ;  $R_{B1} = R_{B2}$  y  $R_{e1} = R_{e2}$ ) se obtendrá  $I_{C1} = I_{C2}$ . En cambio, si solo consideramos que hay una diferencia entre las tensiones base-emisor de umbral de los transistores, de tal manera que llamamos

$$V_R = V_{BE2} - V_{BE1} \quad (\text{VIII.18.})$$

la diferencia entre las corrientes de cada rama será:

$$I_{C1} - I_{C2} = \frac{h_{FE} \cdot (V_{BE2} - V_{BE1})}{R_B + h_{FE} \cdot R_e} = \frac{h_{FE} \cdot V_R}{R_B + h_{FE} \cdot R_e}$$

notándose que aún siendo fija, la presencia de  $R_e$  hace disminuir la diferencia.

Si ahora además consideramos simétricas a las resistencias del circuito de colector ( $R_{C1} = R_{C2}$ ), la tensión residual de salida resultará:

$$V_{Ro} = R_C \cdot (I_{C1} - I_{C2}) = \frac{h_{FE} \cdot V_R}{R_B + h_{FE} \cdot R_e} \cdot R_C \quad (\text{VIII.19.})$$

$V_R$  definido según la expresión (VIII.18.) en este caso representa el origen de esta tensión Residual de salida y por producirse en los terminales de entrada del OpAmp. es usual describirla como la TENSIÓN RESIDUAL DE ENTRADA (Input Offset Voltage), tratándose de un parámetro residual que normalmente es especificado por los fabricantes de los OpAmp. adquiriendo valores típicos ubicados en el orden del milivolt hasta decenas de milivolt.

Si bien todos los parámetros subindizados de la ecuación (VIII.17.) que resulten asimétricos estarían contribuyendo al valor final de la tensión residual de salida, toda vez que los componentes  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  son variables en función de la aplicación particular del usuario, los fabricantes prevén su influencia en la tensión residual total de salida especificándolos por separado, constituyendo la asimetría en las diferencias de potencial generadas en sus extremos una segunda fuente u origen de la tensión residual total de salida.. Efectivamente, si se tuviera:

$$R_{B1} \cdot I_{B1} = R_{B2} \cdot I_{B2}$$

no se registraría tal asimetría y no habría contribución en la tensión residual de salida por parte de estos componentes. Pero en la práctica se estima siempre una desigualdad entre ambos términos, desigualdad que puede producirse por dos causas, a saber:

VIII.5.1.2.- Corriente de Polarización (Current Bias):

Si  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  son diferentes ya que así lo ha establecido el usuario del OpAmp., corrientes de base de los transistores diferenciales idénticas producirán sobre éstas una tensión residual diferencial a la entrada que originará una nueva contribución a la tensión residual de salida. Para esta eventualidad el fabricante proporciona el dato de la mayor corriente de base de polarización de las ramas diferenciales constituyéndose en la especificación de la Corriente de Polarización  $I_B$  (Current Bias) que por convención se define como:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (\text{VIII.20.})$$

es decir que se interpreta como el promedio entre las corrientes de base de la primera etapa diferencial del amplificador operacional y su presencia produce en la entrada del mismo una tensión residual diferencial  $I_B \cdot (R_{B1} - R_{B2})$ . Los valores típicos que se pueden recoger en los manuales de diferentes OpAmp. Oscilan en las centenas de nA.

VIII.5.1.3.- Corriente Residual de Entrada (Input Offset Current):

Cuando el usuario decide trabajar al OpAmp. Con ambas entradas balanceadas, es decir con  $R_B = R_{B1} = R_{B2}$  la única asimetría en los valores de las diferencias de potencial sobre ellas la produce una diferencia entre los valores de las corrientes de base de polarización de la etapa diferencial de entrada del OpAmp., diferencia ésta que recibe el nombre de Corriente Residual de Entrada (Input Offset Current) y esta dada por  $I_R = I_{B2} - I_{B1}$  que también es especificada por los fabricantes de los OpAmp. tomando valores típicos del mismo orden que la corriente de polarización, aunque para un mismo OpAmp. resulta inferior a ésta.

VIII.5.2.- Efectos de la Realimentación negativa sobre la magnitud de los Parámetros Residuales:

En la Figura VIII.42. se ha considerado que en la etapa de entrada del OpAmp. tiene lugar el efecto de la realimentación negativa tipo corriente serie representado, para una mayor simplicidad, por la presencia de los resistores de emisor  $R_{e1}$  y  $R_{e2}$  y que tal como se viera en el Capítulo V en el caso del 741 se introduce mediante componentes activos (transistores  $T_3$  y  $T_4$ ). A continuación y a través de un ejemplo numérico evaluaremos la tensión residual de salida debido a un desbalance entre las tensiones de umbral de las junturas base-emisor de ambas ramas sin y con la presencia de dicha realimentación.

Para tal fin consideraremos, a título de ejemplo que los datos de la primera etapa diferencial del OpAmp. son:

$$h_{FE1} = h_{FE2} = 240 ; R_{B1} = R_{B2} = 100 \text{ Ohm} ; R_{C1} = R_{C2} = 1 \text{ KOhm} ; \text{ y se registra un } V_R = V_{BE2} - V_{BE1} = 1 \text{ mV.}$$

a) Si consideramos que  $R_{e1} = R_{e2} = 0$  aplicando la ecuación (VIII.19.) La tensión residual total de salida resulta:

$$V_{R0} = R_C \cdot (I_{C1} - I_{C2}) = \frac{h_{FE} \cdot V_R}{R_B + h_{FE} \cdot R_e} \cdot R_C = \frac{240 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{100 + 0} \cdot 1000 = 2,4 \text{ V}$$

b) En cambio si consideramos que  $R_{e1} = R_{e2} = R_e = 50 \text{ Ohm}$  en la misma ecuación se tendrá:

$$V_{R0} = R_C \cdot (I_{C1} - I_{C2}) = \frac{h_{FE} \cdot V_R}{R_B + h_{FE} \cdot R_e} \cdot R_C = \frac{240 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{100 + 240 \cdot 50} \cdot 1000 = 0,020 \text{ V}$$

notándose que al incluir la realimentación negativa se desensibiliza la etapa respecto a la influencia de las variaciones de las  $V_{BEu}$  pudiéndose demostrar lo propio si se consideran los demás factores de desequilibrio de las ramas.

El desbalance considerado como Tensión Residual de Entrada puede ser interpretada como una tensión de dicha magnitud pero de polaridad opuesta que debe ser aplicada a la entrada del OpAmp. a fin de anular la Tensión Residual de Salida precedentemente calculada.

VIII.5.3.- Influencia de la Tensión Residual de Entrada en el comportamiento a lazo cerrado:

Para las configuraciones Amplificador Operacional Inversor y Amplificador Operacional No Inversor puede considerarse la influencia de la tensión Residual de Entrada interpretándola como un generador de error aplicado a la entrada de un OpAmp. Ideal incluido en un lazo de realimentación, tal como se indica en la Figura VIII.43, circuito en el cual se considera nula a la señal de excitación exterior.

Se comprueba que siendo nula la señal de excitación exterior el mismo circuito de la Figura VIII.43. es representativo de ambas configuraciones amplificadoras con operacional, es decir la Inversora y la No Inversora. El amplificador operacional de dicho circuito es ideal desde todo punto de vista ya que en este apartado se estudia la influencia a lazo cerrado de la Tensión Residual de Entrada ( $V_R$ ) solamente por lo que toda otra fuente de apartamiento se considera nula y atento a que el generador de tensión  $V_R$  conectado fuera del OpAmp. esta representado tal apartamiento del amplificador operacional real respecto del ideal.

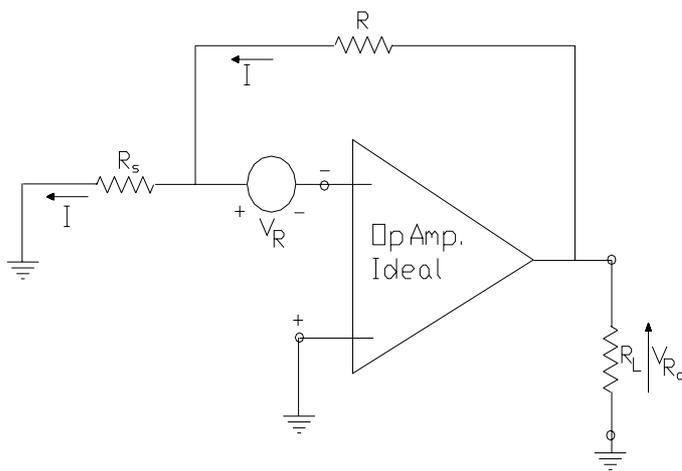


Figura VIII.43.

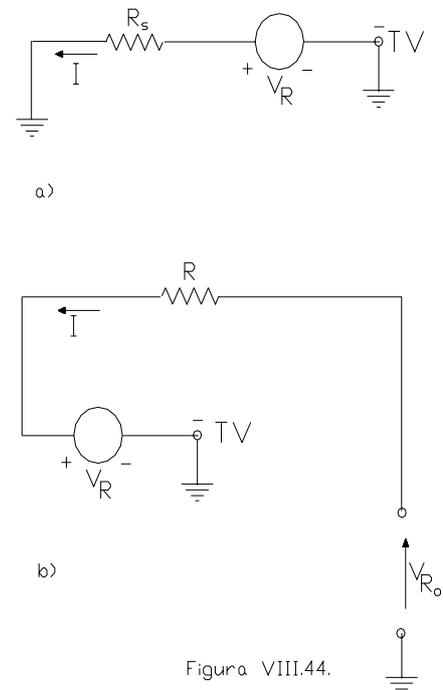


Figura VIII.44.

Debemos recordar que en ambas configuraciones amplificadoras con operacional (la Inversora y la No Inversora) ambos terminales de entrada se comportan equipotencialmente y en la Inversora además este igual potencial es nulo por lo cual decimos que en dicho amplificador el terminal Inversor se comporta como una "Tierra Virtual". En el circuito bajo análisis ahora, dado que no hay señal aplicada, independientemente del tipo de amplificador de que se trate, el terminal inversor se comporta como una Tierra Virtual. Además, dado que  $R_{id}$  es infinito,  $I_i = 0$  y por ello la corriente por  $R_s$  y por  $R$  es la misma ( $I$ ). Luego, con ayuda de los circuitos equivalentes de las Figuras VIII.44.a) y b) se deduce lo siguiente:

De VIII.44.a) 
$$I = \frac{V_R}{R_s} \quad \text{(VIII.21.)} \quad \text{y de VIII.44.b)} \quad I = \frac{V_{R_o} - V_R}{R} \quad \text{(VIII.22.)}$$

con lo que igualando las expresiones (VIII.21.) y (VIII.22.) se tiene:

$$\frac{V_R}{R_s} = \frac{V_{R_o} - V_R}{R} \quad \text{ó} \quad V_R \cdot \frac{R_s + R}{R} = V_{R_o} \cdot \frac{1}{R} \quad \text{y} \quad V_{R_o} = \frac{V_R}{R} \quad \text{(VIII.23.)}$$

$$R_s \qquad R \qquad R_s \cdot R \qquad R \qquad \beta$$

en donde al término  $\beta$  se le ha dado la interpretación que describe la expresión (VIII.1.) para el caso de la configuración operacional no inversora y su equivalencia descrita en la demostración de la expresión (VIII.8.) para el amplificador operacional inversor.

Queda demostrado entonces que tanto para el Amplificador Operacional Inversor como para el Amplificador Operacional No Inversor, la Tensión Residual de Entrada se refleja sobre la salida amplificada por la transferencia  $(1/\beta)$  que por dicho motivo es con frecuencia llamada Ganancia del Ruido (denominación en la que se interpreta a la tensión residual de entrada como un ruido presente a la entrada del amplificador operacional).

VIII.5.4.- Influencia de la Corriente de Polarización ( $I_B$ ):

Tal como se estudió precedentemente en la primera etapa diferencial de cualquier OpAmp. se tendrán corrientes en las bases, tales que por las asimetrías propias de los semiconductores integrados, en general serán diferentes, es decir  $I_{B1}$  e  $I_{B2}$  y tanto mayores cuanto mayor corriente imponga la fuente de corriente de polarización y cuanto menor sea la ganancia del par de transistores de dicha etapa de entrada. Asimismo se definió a la Corriente de Polarización del OpAmp. como al promedio entre dichas dos corrientes de base de la etapa diferencial de entrada.

Ahora y nuevamente para analizar la influencia de este apartamiento del OpAmp. real respecto del ideal, en el comportamiento a lazo cerrado tanto para las configuraciones Inversora como para la No Inversora, nuevamente procederemos a idealizar a dicho OpAmp. desde todo punto de vista, salvo por la presencia de las corrientes de polarización a las que consideraremos a través de sendos generadores de corriente de Error que conectaremos en ambas entradas del OpAmp. procediendo a considerar a éste como un elemento Ideal.

Dicho circuito equivalente de análisis incluido en la red de realimentación correspondiente y con la anulación de la señal de excitación exterior se representa en la Figura VIII.45. En dicho circuito la tensión  $V'_{Ro}$  es la nueva tensión de error a la salida del amplificador a lazo cerrado y generada únicamente por la presencia de los generadores de corriente de polarización de ambas entradas y cuya relación se pretende encontrar.

Para tal fin y admitiendo la existencia de estas corrientes de polarización, en el nodo de mezcla de entrada se podrán definir sendas corrientes  $I_4$  en  $R$  e  $I_3$  en  $R_s$ , de modo que:

$$I_4 = I_3 + I_{B1}$$

La corriente en  $R_s$ , es decir  $I_3$  desarrollará en dicha resistencia una diferencia de potencial de valor  $V_1 = I_3 \cdot R_s$  que se encuentra aplicada a la entrada del operacional, de modo que  $V'_{Ro} = A \cdot V_1$  con lo que puede interpretarse que dicha diferencia de potencial es:

$$V_1 = \frac{V'_{Ro}}{A}$$

pero si se considera que  $A$  tiende a infinito, para un  $V'_{Ro}$  no nulo resulta una diferencia de potencial  $V_1 = 0$  por lo que también  $I_3 = 0$ . En consecuencia se tendrá:

$$I_4 = I_{B1} = \frac{V'_{Ro} - V_1}{R} = \frac{V'_{Ro}}{R} \quad \text{y finalmente} \quad V'_{Ro} = I_B \cdot R \quad (\text{VIII.24.})$$

Se deduce entonces que existe una segunda componente de la tensión residual a la salida de un OpAmp. operando a lazo cerrado (ahora llamada  $V'_{Ro}$ ) que se debe a la circulación de la Corriente de Polarización  $I_B$  a través de  $R$ .

Esta tensión  $V'_{Ro}$  puede ser reflejada a la entrada del lazo cerrado, dando como resultado una tensión residual equivalente de entrada que llamaremos  $V'_R$  y que se puede obtener haciendo:

$$V'_{Ro}$$

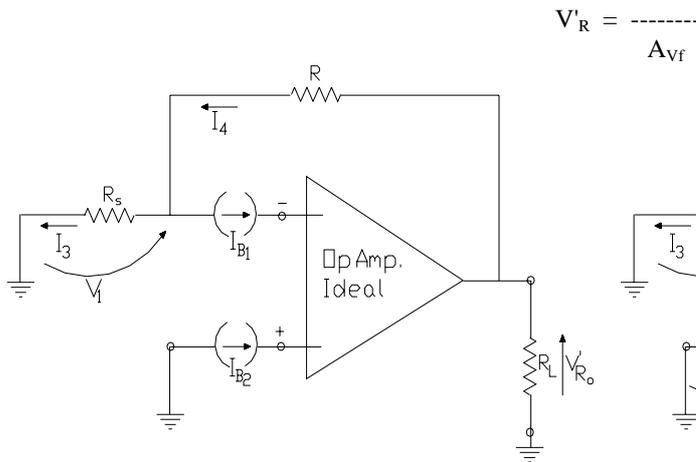


Figura VIII.45.

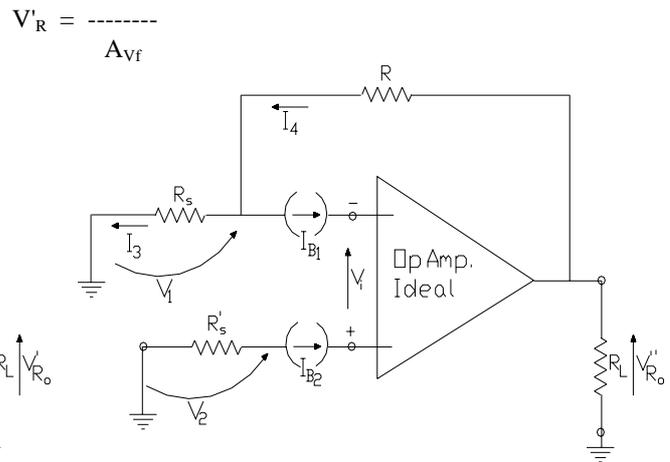


Figura VIII.46.

tal que para el caso del Op.Amp. inversor, al ser  $A_{Vf} = \frac{-R}{R_s}$  y por lo tanto  $V'_R = I_B \cdot R_s$  (VIII.25.)

mientras que para el Op.Amp. no inversor, atento a que su  $A_{Vf} = 1 + \frac{R}{R_s}$ , la ecuación (VIII.25.)

también representa la tensión residual equivalente a la entrada del lazo cerrado debida a la corriente de polarización siempre que en su aplicación se trabaje con  $R \gg R_s$  quedando invalidada para el caso del amplificador seguidor operacional.

VIII.5.5.- Compensación para reducir influencia de la  $I_B$  - Influencia de la corriente residual de entrada  $I_B$ :

Este método de compensación consiste en el agregado, en el restante terminal de entrada del OpAmp. de una resistencia que llamaremos  $R'_s$  (en el terminal NO INV.) tal como se observa en el circuito de la Figura VIII.46.

Además de las corrientes y tensiones que se señalaron en el circuito anterior (Figura VIII.45.) ahora la diferencia de potencial  $V_2$  es producida por la corriente  $I_{B2}$  sobre la  $R'_s$ , o sea:

$$V_2 = - I_{B2} \cdot R'_s$$

en consecuencia, a la entrada del OpAmp. se tendrá:

$$V_i = V_1 - V_2 \quad \text{e igual que antes:} \quad V_i = \frac{V''_{Ro}}{A}$$

y si volvemos a considerar que para un A tendiendo a infinito, aún con  $V''_{Ro}$  no nulo debe corresponder un  $V_i = 0$  y  $V_1 = V_2$  con lo que:

$$I_3 \cdot R_s = - I_{B2} \cdot R'_s \quad \text{por lo que} \quad I_3 = - \frac{R'_s}{R_s} \cdot I_{B2} \quad \text{(VIII.26.)}$$

Por otra parte:

$$I_4 = \frac{V''_{Ro} - V_1}{R} = \frac{V''_{Ro}}{R} - \frac{V_1}{R} = \frac{V''_{Ro}}{R} - I_3 \cdot \frac{R_s}{R} \quad \text{en consecuencia:}$$

$$I_4 = \frac{V''_{Ro}}{R} - \frac{R_s}{R} \cdot I_3$$

$$I_{B1} = I_4 - I_3 \quad \text{o sea} \quad I_{B1} = \frac{V''_{Ro}}{R} - I_3 \cdot \frac{R_s}{R} - I_3 = \frac{V''_{Ro}}{R} - I_3 \cdot \left(1 + \frac{R_s}{R}\right)$$

luego reemplazando  $I_3$  por la ecuación (VIII.26.):

$$I_{B1} = \frac{V''_{Ro}}{R} + I_{B2} \cdot \frac{R'_s}{R_s} \left(1 + \frac{R_s}{R}\right) = \frac{V''_{Ro}}{R} + I_{B2} \cdot R'_s \cdot \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R}\right)$$

Si la resistencia del resistor agregado en la entrada NO INV se hace igual a la resistencia total equivalente conectada en la otra entrada (la INV), es decir:

$$\left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R}\right) = \frac{1}{R'_s} \quad \text{la anterior ecuación se reduce a} \quad I_{B1} = \frac{V''_{Ro}}{R} + I_{B2}$$

por lo que despejando se obtiene:

$$V''_{Ro} = (I_{B1} - I_{B2}) \cdot R \quad \text{o sea} \quad V''_{Ro} = I_R \cdot R \quad \text{(VIII.27.)}$$

o bien, referida a la entrada del lazo cerrado:  $V''_R = I_R \cdot R_s \quad \text{(VIII.28.)}$

#### VIII.5.6.- Tensión Residual Total de Salida:

Si nos situamos bajo las peores condiciones en que ambas componentes de tensión de error a la salida de un amplificador operacional a lazo cerrado se suman la Tensión Residual Total de Salida que puede presentarse, dependiendo de que sus entradas tengan o no las resistencias balanceadas, resulta ser:

sin  $R'_s$  :

$$V_{Rot} = V_{Ro} + V'_{Ro} = \frac{V_R}{\beta} + I_B \cdot R \quad \text{(VIII.29.)}$$

con  $R'_s = R // R_s$  :

$$V_{Rot} = V_{Ro} + V''_{Ro} = \frac{V_R}{\beta} + I_R \cdot R \quad \text{(VIII.30.)}$$

siendo ambas expresiones totalmente válidas tanto para la configuración amplificadora operacional inversora como para la no inversora y para referir dichas componentes de error residual total a la entrada del lazo cerrado bastará dividir a  $V_{Rot}$  por la transferencia de la configuración de que se trate, es decir:

$$V_{Rit} = \frac{V_{Rot}}{A_{Vf}} \quad \text{(VIII.31.)}$$

#### VIII.5.7.- Equilibrio de la Tensión Residual de Salida:

Las expresiones (VIII.29.) o (VIII.30.) representan el apartamiento en el comportamiento estático de un amplificador operacional real a lazo cerrado expresado como una tensión de error presente a la salida del sistema amplificador. Dependiendo del tipo de aplicación de que se trate dicha presencia puede constituirse en un serio inconveniente, por ejemplo:

a) si se utiliza al OpAmp. a lazo cerrado como amplificador de continua, el nivel de la información a amplificar debe arrojar como consecuencia un nivel de salida mucho mayor que el valor de tal  $V_{Rot}$  como para que tal error sea tolerable;

b) la utilización del OpAmp. como comparador de dos señales aplicadas a sus entradas INVERSORA Y NO INVERSORA requieren una tensión de salida nula cuando las dos señales de entrada sean iguales ( $v_1 = v_2$ ) en magnitud y fase por lo que habrá que verificar si  $V_{Rot}$  puede ser resistida bajo esta condición de operación o si por el contrario generan una banda de indeterminación para la detección de la misma, tal que la hacen inaplicable.

c) la existencia de  $V_{Rot}$  da lugar a la modificación del valor de la componente de continua de cualquier señal presente a la salida del amplificador operacional a lazo cerrado y consecuentemente puede llegar a producir distorsiones por recortes al excederse del rango dinámico de excursión en su tratamiento posterior.

Las situaciones descritas requieren una mayor atención cuando en los circuitos se debe trabajar con altos valores de resistencia conectadas a los terminales de entrada del OpAmp. ya que allí toman mucha importancia las componentes residuales debido a la corriente de polarización o a la corriente residual de entrada.

Previendo que ante tales situaciones los errores tolerados por el dispositivo ensayado sean inferiores a los resultantes ERRORES ESTÁTICOS ya descritos, normalmente los fabricantes de los OpAmp. Proveen de un método relativamente sencillo de anular o por lo menos reducir a la Tensión Residual Total de Salida. Efectivamente, la mayoría de los OpAmp. disponen de dos o más terminales que permiten la conexión de un circuito, dispositivo o componente de balance o equilibrio que el mismo fabricante especifica.

Tal es el caso del Amplificador Operacional tipo 741 ampliamente analizado en este trabajo para el cual el fabricante recomienda la utilización de un "preset" o potenciómetro de 10 KOhm conectado entre los terminales 1 y 5, que como puede verse en el circuito de la Figura V.11. corresponden a los emisores de los transistores  $T_5$  y  $T_6$  con funciones de carga activa de la primera etapa o etapa diferencial de entrada de dicho OpAmp., con su punto medio o derivación central volcada sobre la tensión de alimentación más negativa con la que se lo alimenta. Es decir que mediante este componente se fuerza una asimetría exteriormente al integrado con el objeto de compensar o equilibrar una asimetría interna o derivada de su aplicación.

Usualmente la recomendación del fabricante es que con la intervención de dicho preset es posible anular la  $V_{Rot}$  siempre que la tensión residual total equivalente, referida a la entrada del lazo cerrado no exceda de un determinado valor que en este caso es de 15 mV ( $V_{Rit} < 15$  mV). Si bien es sumamente conveniente lograr la anulación del error residual de salida y por lo tanto antes de conectar dicho preset comprobar que  $V_{Rit}$  entre dentro del rango de anulación, no quiere decir que si eso no se cumplimenta el método no sea efectivo, lo que es probable en esos casos es que solo se logre disminuir pero no anular dicho error residual de salida.

#### VIII.6.- INFLUENCIA DE LAS VARIACIONES DE LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN:

Si bien se comentó ya que en general los circuitos de polarización de los amplificadores operacionales contienen elementos o configuraciones circuitales que tienden a independizarse de las variaciones de la tensión de alimentación dentro de ciertos límites (fuente de corriente Widlar por ejemplo) ello no se consigue en su totalidad por lo que se debe verificar ahora una nueva componente de error derivado de las variaciones, ya sea por mala estabilización o por mala regulación, de las tensiones de alimentación tanto la positiva como la negativa.

Para cuantificar este nuevo error los fabricantes de OpAmp. especifican una nueva relación de rechazo, denominada Relación de Rechazo de la Fuente de Alimentación, caracterizada por las abreviaturas de las mismas palabras en Ingles P.S.R.R. o bien S.V.R.R. y que en este trabajo denominaremos  $\rho'$  para una mayor comodidad.

Su definición se deriva del esquema de ensayo que se muestra en la Figura VIII.47. en donde para tal fin se considera un OpAmp. idealizado desde todo otro punto de vista salvo por su característica dependiente de las variaciones de la fuente de alimentación al que además de alimentarlo con una fuente de tensión ( $V_{CC} + \Delta V_{CC}$ ) le colocamos en corto circuito sus terminales de entrada

Tal como se representa en la Figura VIII.47.a). debido a la existencia de dicha variación  $\Delta V_{CC}$  aparece en la salida una nueva componente de tensión de error  $\Delta V'_{Ro}$ . Posteriormente, en la Figura VIII.47.b) se idealiza al OpAmp. desde todo punto de vista inclusive su característica dependiente de las variaciones  $\Delta V_{CC}$  y se incluye en uno de los terminales de entrada un nuevo generador de error  $\Delta V_R$  o sea interpretado como una Variación de la Tensión Residual de Entrada tal que produce en la salida la misma tensión de error que se presenta en la Figura VIII.47.a). Así entonces para  $\Delta V'_{Ro}$  constante, por definición  $\rho'$  es:

$$\rho' = \frac{\Delta V_R}{\Delta V_{CC}}$$

$\Delta V_R$  sería el necesario incremento de la tensión residual de entrada, tal que sin variación de fuente ( $\Delta V_{CC} = 0$ ) produce la misma tensión residual de salida que causó la  $\Delta V_{CC}$  en el paso previo.

En consecuencia el dato que provee el fabricante como P.S.R.R. = S.V.R.R. =  $\rho'$  permite que cualquier variación de fuente, ya sea la positiva o la negativa, o ambas simultáneamente, afectadas por esta relación de rechazo sean tratadas como una tensión residual de entrada  $\Delta V_R$  para luego evaluar su influencia en el comportamiento a lazo cerrado de acuerdo con la expresión VIII.23., es decir:

$$\Delta V_R = \rho' \cdot \Delta V_{CC} \quad \text{y} \quad \Delta V_{Ro} = \frac{\Delta V_R}{\beta} \quad \text{o sea} \quad \Delta V_{Ro} = \frac{\Delta V_{CC}}{\beta} \cdot \rho' \quad (\text{VIII.32.})$$

Si bien como se dijo precedentemente esta nueva componente de apartamiento o tensión de error a la salida expresada por la ecuación (VIII.32.) y que es aplicable a cualquiera de las dos configuraciones amplificadoras del OpAmp. tiene un origen similar a los que hemos llamado errores estáticos originados por la tensión residual de entrada, la corriente de polarización o la corriente residual de entrada, la diferencia es que mientras que los anteriores son compensables mediante algún método de balance, la influencia de las variaciones de la fuente de alimentación son aleatorias y por lo tanto no controlables por parte del usuario y consecuentemente no compensables.

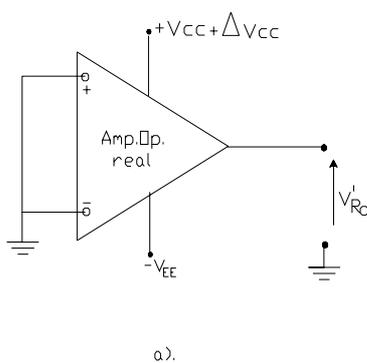


Figura VIII.47.

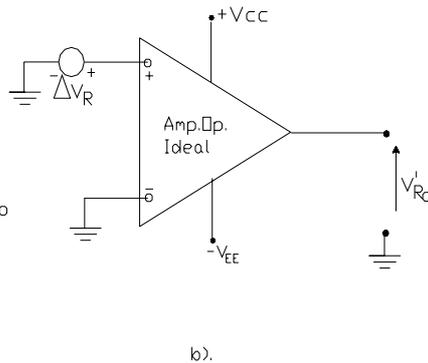


Figura VIII.48.

### VIII.7.- INFLUENCIA DEL MODO COMÚN DE ENTRADA:

El Modo Común presente a la entrada de un OpAmp. se constituye en otra fuente de error o apartamiento en la tensión a la salida del mismo que, al no ser controlable por parte del usuario ya que depende de la aplicación, no puede ser compensado.

En oportunidad de estudiarse la característica dinámica del comportamiento de un amplificador diferencial fue definido dicho modo de excitación y analizada la capacidad de un amplificador diferencial real como para impedir que la tensión de salida del mismo contenga una componente dependiente de dicho modo de excitación, a través de la definición de la Ganancia de Tensión de Modo Común y la Relación de Rechazo de Modo Común sintetizadas en las expresiones (IV.9.) y IV.10.).

Dado que como se ha dicho, el OpAmp. puede ser considerado, en su conjunto y a lazo abierto, como una etapa diferencial, se pueden interpretar cada una de estas variables en relación a las que se definen en el OpAmp. tal como se interpreta en el circuito de la Figura VIII.48. y atento las especificaciones de  $\rho = \text{CMRR}$  que proporcionan los fabricantes, en el caso de los OpAmp.:

$$V_o = A \cdot \left( V_i + \frac{V_C}{\text{CMRR}} \right) \quad \text{en donde como se recordará:} \quad V_C = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

En consecuencia para evaluar dicha nueva fuente de error se debe analizar la importancia que puede tener la presencia o no de Modo Común de Entrada y el valor asegurado para la CMRR por parte del fabricante, en cada una de las aplicaciones básicas del OpAmp. ya sea como amplificador operacional inversor o como amplificador operacional no inversor

#### VIII.7.1.- Caso del Amplificador Operacional Inversor:

Esta aplicación representada en la Figura VIII.10. fue ya estudiada y se dedujo como característica de funcionamiento dinámico que el terminal inversor se comporta como Tierra Virtual, al tiempo que el restante terminal o no inversor se encuentra conectado a masa. Se podría concluir en que la aplicación, desde su característica de funcionamiento dinámico fuerza a que ambas tensiones de entrada sean nulas, es decir  $V_1 = 0$  y  $V_2 = 0$ .

Es por ello que en esta configuración o aplicación del OpAmp. el Modo Común de Entrada resulta nulo independientemente de los valores que adquiera la excitación externa por lo tanto con independencia de la CMRR del OpAmp. no existe componente de error a la salida debido al Modo Común de Entrada.

Aún en el caso en que la aplicación emplee la resistencia de balance  $R'_s$  conectada entre la entrada no inversora y masa, dada la características dinámicas del OpAmp. que establecen que al ser  $A = \text{infinito}$   $V_i = 0$  y simultáneamente  $R_{id} = \text{infinito}$  dan como resultado  $I_i = 0$ , en dicha resistencia no se registra diferencia de potencial y por ello igualmente se mantiene la inexistencia de modo común a la entrada.

#### VIII.7.2.- Caso del Amplificador Operacional No Inversor:

En la Figura VIII.49. se reproduce la aplicación para la cual y de acuerdo con los estudios ya realizados se verifica la característica dinámica de equipotencialidad de los terminales de entrada del OpAmp. lo cual significa que ahora  $V_1 = V_2$  por lo que dado que la misma  $V_2$  es la tensión de excitación exterior se comprueba que en este caso existe modo común en la entrada y la magnitud del mismo depende exclusivamente de la aplicación y por ello debe considerarse su influencia en el comportamiento a lazo cerrado.

Para tal fin y dado que como se dijo, en esta aplicación la misma excitación exterior coincide con la magnitud del Modo Común de Entrada, tal influencia puede ser considerada a través del circuito equivalente de la Figura VIII.50. en donde luego de idealizarse al OpAmp. se ha procedido a considerar su limitación en el rechazo al modo común de entrada a través del generador de error conectado en serie con el mismo terminal de entrada.

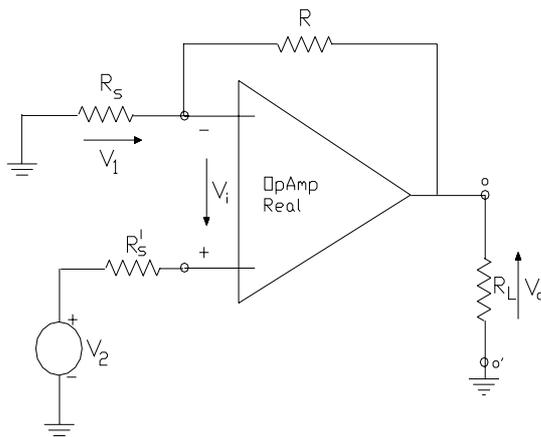


Figura VIII.49.

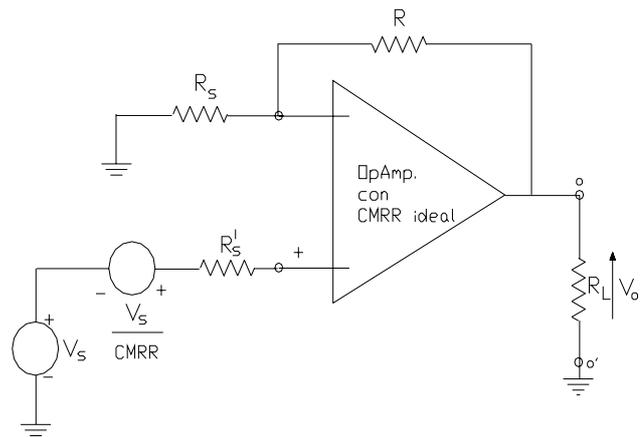


Figura VIII.50.

En consecuencia en este esquema de aplicación, en el terminal de salida además de la tensión determinada por la ecuación (VIII.2) aparece a la salida una componente de error debido al Modo Común de Entrada, de modo que:

$$V_o = \frac{R_s + R}{R_s} \cdot \left( V_s + \frac{V_s}{\text{CMRR}} \right) \quad \text{o sea} \quad V_o = A_{VsfT} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \right) V_s$$

por lo que recordando las definiciones del error dinámico y la ecuación (VIII.5.), para esta aplicación del OpAmp. se puede interpretar que al error debido al comportamiento dinámico se le agrega una componente debido a la presencia del modo común de entrada y al hecho de que en un Op.Amp. real su característica de rechazo al modo común es distinta de infinito por lo que dicha ecuación pasa a ser:

$$A_{Vsf} = \frac{A_{VsfT}}{1 + \epsilon} + \frac{A_{VsfT}}{(1 + \epsilon) \cdot \rho} \quad (\text{VIII.5}')$$

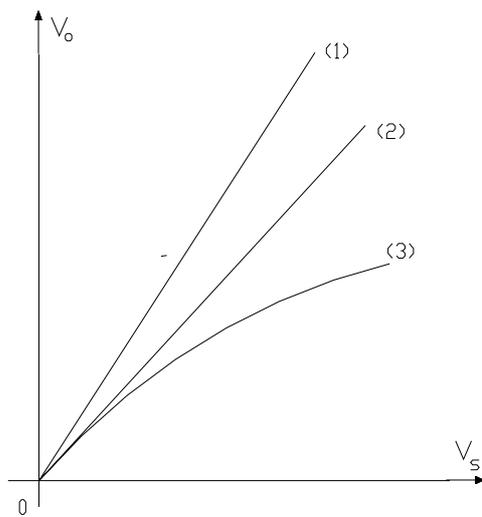
en donde el término que se agrega representa la nueva componente de error en la tensión a la salida a lazo cerrado, debido al modo común de entrada.

Ya que el mismo puede ser cuantificado no sería extremadamente inconveniente su presencia si no es por el hecho de que dicho nuevo término posee una característica de fuerte alinealidad. La Figura VIII.51. permite la interpretación de lo dicho al representar la transferencia de este circuito de aplicación del Op.Amp. para el caso ideal ( $\rho$  infinito) para el caso de semi ideal en el que se considera  $\rho = \text{constante}$  así como para el caso real. Tal alinealidad se deriva del hecho de que el mismo rechazo al modo común es dependiente de la magnitud de la tensión de entrada de modo común.

Efectivamente, tal como se considerara en el apartado II.2.4. al estudiarse la máxima excitación de modo común, se observó que las condiciones de polarización y por lo tanto la resistencia de salida de las fuentes de corriente de polarización de las etapas diferenciales de entrada, se modifican en función de la magnitud de dicha tensión de entrada de modo común estableciendo una dependencia entre la relación de rechazo y dicha excitación.

### VIII.8. - DERIVAS TÉRMICAS DE LOS PARÁMETROS RESIDUALES:

Un factor más que contribuye a separar las características de los amplificadores operacionales reales respecto del ideal es la dependencia de su funcionamiento respecto de los cambios que se registren en la temperatura ambiente de trabajo a que se los someta. Tal apartamiento puede ser considerado estudiando y



- (1) OpAmp. Ideal
- (2) OpAmp. con CMRR constante
- (3) OpAmp.

Figura VIII.51.

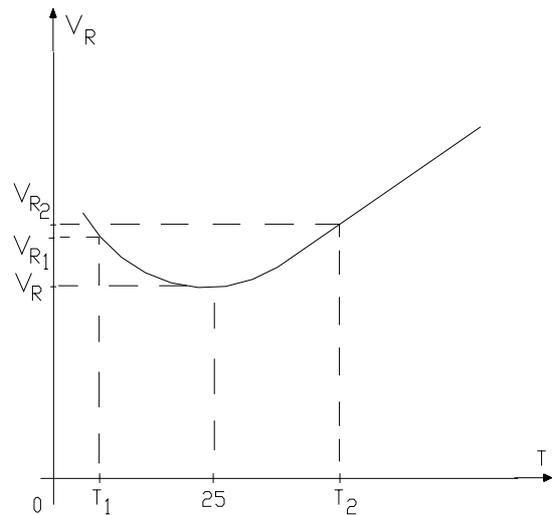


Figura VIII.52.

evaluando la influencia de la dependencia de los parámetros residuales con respecto a la temperatura de trabajo cuando ésta se aparta de los \$25^\circ\text{C}\$ que se considera como normales destacándose desde ya la imposibilidad de su compensación o equilibrio debido, aquí también, a la ingobernabilidad de la variable temperatura por parte de los usuarios.

En efecto, al ser \$V\_R\$, \$I\_B\$ o \$I\_R\$ todos función de la temperatura y al enfrentarse al usuario ante un cierto cambio térmico o \$\Delta T\$ en la operación del circuito, aparece una nueva componente de error en la tensión de salida, debida en este caso a las llamadas DERIVAS TERMICAS de los parámetros residuales (THERMAL DRIFT) que por lo dicho anteriormente no puede ser anulado y que en consecuencia resulta necesario, en primer lugar interpretar y luego calcular.

VIII.8.1.- Deriva Térmica de la Tensión Residual de Entrada:

Tal como se definiera en la expresión (VIII.18.) la tensión residual de entrada es: \$V\_R = V\_{BE2} - V\_{BE1}\$ mientras que de acuerdo a la ecuación del diodo Base-Emisor y según el estudio llevado a cabo en la Sección IV.4.3.

$$V_{BE} = \frac{K \cdot T}{q} \cdot \ln (I_C / I_s)$$

y al considerarse la influencia de la temperatura en un transistor bipolar en la Sección I.11.1. se le adjudicó a esta tensión de umbral de la juntura base-emisor, un coeficiente térmico \$k''\$ cuyo valor máximo se estimó en \$-2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}\$. Ello fue así en razón de que:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{K}{q} \cdot \ln \left( \frac{I_C}{I_s} \right) + \frac{K \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} = \frac{V_{BE}}{T} + \frac{K \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} \quad \text{(VIII.33.)}$$

y en tanto la corriente de saturación inversa \$I\_s\$ es función del cuadrado de la concentración de portadores intrínsecos, o sea:

$$I_s = f ( N_i^2 ) = f [ K \cdot T^3 \cdot e^{- (E_G / K.T)} ]$$

el producto  $\frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} = \frac{1}{N_i^2} \cdot 3 \cdot K \cdot T^2 \cdot e^{-(E_G/K.T)} \cdot \frac{1}{N_i^2} \cdot K \cdot T^3 \cdot e^{-(E_G/K.T)} \cdot \frac{E_G}{K \cdot T^2}$

y por lo tanto:  $\frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} = \frac{1}{N_i^2} \cdot 3 \cdot \frac{N_i^2}{T} - \frac{1}{N_i^2} \cdot N_i^2 \cdot \frac{E_G}{K \cdot T^2} = \frac{3}{T} - \frac{E_G}{K \cdot T^2}$

con lo que reemplazando en la expresión (VIII.33.):

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{V_{BE}}{T} + \frac{K \cdot T}{q} \cdot \left( \frac{3}{T} - \frac{E_G}{K \cdot T^2} \right) = \frac{V_{BE}}{T} - \frac{E_G}{q \cdot T} + \frac{3 \cdot K}{q} \quad \text{(VIII.34.)}$$

finalmente operando con los valores de las constantes físicas consideradas:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{V_{BE} - 1,1 \text{ V}}{T} - 0,26 \text{ (mV/}^\circ\text{C)} = \frac{(0,6 - 1,1) \text{ V}}{300 \text{ }^\circ\text{C}} - 0,26 \text{ (mV/}^\circ\text{C)} = -1,93 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

mientras que la realidad muestra que su valor puede fluctuar entre este límite recién calculado y un valor máximo cercano a -2,6 mV/°C por lo que es común en la practica operar con el valor previamente adjudicado a la constante "k".

Ahora para el caso de la Tensión Residual de Entrada se tendrá:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{d(V_{BE1} - V_{BE2})}{dT} = \frac{dV_{BE1}}{dT} - \frac{dV_{BE2}}{dT}$$

por lo que en esta diferencia se cancelarán los términos fijos de la ecuación (VIII.34.) resultando como consecuencia:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{T} = \frac{V_R}{T} \quad \text{(VIII.35.)}$$

finalmente considerando nuevamente la ecuación del diodo base emisor transcripta precedentemente:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{T} = \frac{K}{q} \cdot \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) = \text{CONSTANTE independiente de T} \quad \text{(VIII.36.)}$$

lo cual significa que si el valor típico de la tensión residual de entrada es por ejemplo 1 mV, la deriva térmica de dicho parámetro residual a 25 °C resulta ser:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{V_R}{T} = \frac{1 \text{ mV}}{300 \text{ }^\circ\text{C}} = 3,3 \text{ } \mu\text{V/}^\circ\text{C}$$

En realidad, la medición experimental de V<sub>R</sub> a diferentes temperaturas no arroja una función exactamente lineal sino que su representación típicamente es como se indica en la Figura VIII.52. por lo que las especificaciones que al respecto suministran los fabricantes, tal como puede comprobarse de la lectura de las hojas de datos del OpAmp. tipo 741, surge de efectuar una evaluación del tipo:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{V_R}{T} = \frac{[V_{R1} - V_R] + [V_{R2} - V_R]}{T} \quad (\mu\text{V/}^\circ\text{C)}$$

VIII.8.2.- Deriva Térmica de la Corriente Residual de Entrada:

Según hemos visto la corriente residual de entrada es por definición  $I_R = I_{B1} - I_{B2}$  y su existencia puede deberse a distintas ganancias de corriente en cada uno de los transistores que conforman las ramas de la etapa diferencial de entrada, es decir que:

$$I_R = I_C \cdot \left( \frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2} \right)$$

y como la ganancia estática de corriente para emisor común  $\beta$  es un parámetro que varía con la temperatura, la deriva térmica de esta corriente residual resultará:

$$\frac{dI_R}{dT} = I_C \cdot \left[ \frac{d}{dT} \left( \frac{1}{\beta_1} \right) - \frac{d}{dT} \left( \frac{1}{\beta_2} \right) \right]$$

o también:

$$\frac{dI_R}{dT} = I_C \cdot \left[ \left( \frac{1}{\beta_1^2} \cdot \frac{d\beta_1}{dT} \right) - \left( \frac{1}{\beta_2^2} \cdot \frac{d\beta_2}{dT} \right) \right] = I_{B1} \cdot \left( - \frac{1}{\beta_1} \cdot \frac{d\beta_1}{dT} \right) + I_{B2} \cdot \left( \frac{1}{\beta_2} \cdot \frac{d\beta_2}{dT} \right)$$

Para el caso de los transistores integrados que conforman el amplificador operacional, los coeficientes térmicos de  $\beta$  se ha encontrado que son casi iguales y para el caso del silicio oscilan alrededor de los siguientes valores estadísticos:

para temperaturas superiores a 25 °C:

$$\left( \frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) = +0,005 (1/^\circ\text{C})$$

y para un rango de temperaturas inferiores a 25 °C:

$$\left( \frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) = -0,015 (1/^\circ\text{C})$$

que como se observa resulta mayor para temperaturas por debajo de los 25 °C que para temperaturas superiores. Finalmente:

$$\frac{dI_R}{dT} = I_R \cdot \left( \frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) \quad (\text{VIII.37.})$$

por extensión y de acuerdo al desarrollo precedente puede demostrarse que la deriva térmica de la corriente de polarización es también:

$$\frac{dI_B}{dT} = I_B \cdot \left( \frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) \quad (\text{VIII.38.})$$

Ambas derivas térmicas suelen ser normalmente especificadas por los fabricantes de amplificadores operacionales. Para el caso del OpAmp. 741 dicha especificación se indica en forma indirecta ya que pueden observarse los siguientes valores máximos:

$I_B$  para T hasta 125 °C: 500 nA  
 $I_B$  para T hasta -55 °C: 1500 nA

$I_R$  para T hasta 125 °C: 200 nA  
 $I_R$  para T hasta -55 °C: 500 nA

### VIII.8.3.- Influencia de las Derivas Térmicas en el comportamiento a lazo cerrado:

Dada la aplicación de un determinado OpAmp. con sus correspondientes derivas térmicas, en un cierto rango térmico de trabajo a partir de los 25 °C, se podrán determinar los cambios de los parámetros residuales frente a los valores extremos de la temperatura:

$$\Delta V_R = \frac{dV_R}{dT} \cdot \Delta T \quad ; \quad \Delta I_B = \frac{dI_B}{dT} \cdot \Delta T \quad \text{o bien:} \quad \Delta I_R = \frac{dI_R}{dT} \cdot \Delta T$$

dT

dT

dT

para luego ser tratados en forma similar o como se tratan las variables residuales absolutas que le dan origen. La gran diferencia que tendrán estas nuevas componentes residuales (de origen térmico) es que al no poderse gobernar los cambios térmicos, a diferencia de aquellas, no existe ningún método para poder compensarlas.

Este hecho hace que a veces en ciertos proyectos la variación térmica en conjunto con las derivas intrínsecas asociadas al OpAmp. utilizado, suelen ser condicionantes del proyecto por sobre otras relaciones de vínculo.

A título de ejemplo, consideremos el caso de trabajar con un OpAmp. cuyos datos respecto a las derivas térmicas fuesen:

$$\frac{dV_R}{dT} = 10 \mu V/^{\circ}C \quad ; \quad \frac{dI_B}{dT} = 1 \text{ nA}/^{\circ}C \quad ; \quad \frac{dI_R}{dT} = 0,2 \text{ nA}/^{\circ}C$$

y se requiere realizar una configuración inversora, pudiendo ser compensada (igual resistencia en las dos entradas) o bien sin compensar (resistencia diferente en ambas entradas) de modo que la ganancia de tensión a lazo cerrado será  $A_{vf} = -10$ , con la mayor Resistencia serie con el terminal inversor ( $R_s$ ) posible, compatible con el menor error a la salida.

De acuerdo con la recientemente visto:

$$\frac{dV_{Rit}}{dT} = \frac{dV_R}{dT} + \frac{dI_B}{dT} \cdot R_s \quad \text{con entradas desbalanceadas. (VIII.37.)}$$

$$\frac{dV_{Rit}}{dT} = \frac{dV_R}{dT} + \frac{dI_R}{dT} \cdot R_s \quad \text{con entradas balanceadas. (VIII.38.)}$$

Suponiendo que no hay límite en el valor de  $R_s$  en cuanto a la efectividad del ajuste de balance o anulación de la tensión residual de salida a 25 °C, procedemos a verificar los resultados de las ecuaciones (VIII.37.) y (VIII.38.) precedentes con distintos valores de  $R_s$  confeccionando la siguiente tabla:

$A_{vf} = -10$		$\frac{dV_R}{dT}$	$\frac{dI_B}{dT} \cdot R_s$	$\frac{dI_R}{dT} \cdot R_s$	VIII.37.	VIII.38.
$R_s$ (KOhm)	R (KOhm)	$\mu V/^{\circ}C$	$\mu V/^{\circ}C$	$\mu V/^{\circ}C$	$\mu V/^{\circ}C$	$\mu V/^{\circ}C$
1	10	10	1	0,2	11	10,2
10	100	10	10	2	20	12
100	1000	10	100	20	110	30
1000	10.000	10	1000	200	1010	210

Puede observarse que en este caso de proyecto, las derivas de la Corriente de Polarización o de la Corriente Residual de Entrada pueden llegar incluso a limitar el valor máximo del nivel de impedancias de la red de realimentación  $R_s$  y R, sobre todo si el  $\Delta T$  que se deba considerar es importante.