

## CAPÍTULO 4

# AMPLIFICADOR OPERACIONAL

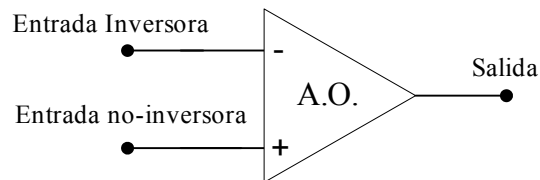
### 4.1 PRESENTACIÓN

El amplificador operacional (A.O.) se puede considerar como un amplificador universal debido a su gran versatilidad y a la forma simple en que puede reemplazar (funcionalmente) a una gran variedad de configuraciones discretas.

El uso intensivo de los A.O.'s se desarrolla con la aparición de los circuitos integrados, tecnología que permite lograr pequeños tamaños, bajo costo y excelentes características funcionales.

Debido a la complejidad de la circuitería interna de un A.O., una acabada apreciación de sus características de funcionamiento –potencialidades y limitaciones- requiere de un alto grado de habilidad (experiencia) en técnicas de análisis de circuitos, reconocimiento de configuraciones funcionales típicas, técnicas específicas de realimentación, polarización, etc.. Sin embargo, la gran mayoría de las aplicaciones pueden ser resueltas (ya sea tarea de análisis o un problema de diseño) en base a consideraciones simplificadas, traducidas en un “modelo ideal”.

### 4.2 MODELO IDEAL



**Figura 4.1:** Modelo ideal del A.O.

El dispositivo consta de dos entradas y una salida (además cuenta con terminales para polarización y, en algunos casos, para compensaciones; éstos no se incluyen para mantener una visión simplificada).

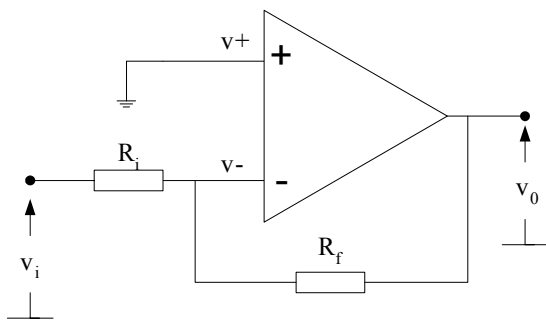
Las características funcionales que describen su comportamiento son:

1. Dispositivo analógico lineal.
2. Ganancia (de tensión) prácticamente infinita.
3. Una entrada inversora, produce en el terminal de salida una señal en contratase ( $180^\circ$ ) respecto de la señal aplicada a la entrada.
4. Una entrada no-inversora, produce en la salida una señal en fase con aquella aplicada en la entrada.
5. Impedancia de salida casi nula (cero).
6. Impedancias de entrada infinitas.

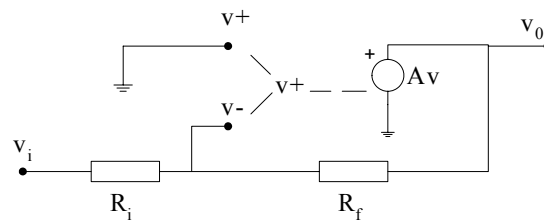
Las aplicaciones lineales utilizan el dispositivo retroalimentado en forma negativa (una muestra de la señal de salida se “retroalimenta” hacia la entrada inversora); en estas condiciones el funcionamiento del A.O. se resume en las “REGLAS DE ORO”:

- I. La salida se ajusta (automáticamente) a un valor tal que hace nula la diferencia de voltaje entre ambas entradas; en consecuencia de asumir ganancia infinita, y demostrable en base a tal consideración.
- II. No circula corriente por las entradas (equivalente a la característica de impedancias infinitas en las entradas).

### Justificación de las “Reglas de Oro” (para liberarlas del carácter dogmático)



**Figura 4.2:** Amplificador elemental



**Figura 4.3:** Modelo de análisis

Relaciones:

Siendo “A” la ganancia del A.O. y “v” el voltaje diferencial de entrada,

$$v_0 = Av$$

El voltaje diferencial puede ser escrito según:

$$v = v^+ - v^-$$

$$v = 0 - \left[ v_i + \frac{(v_0 - v_i) R_i}{R_i + R_f} \right]$$

$$v = -v_i - \frac{(v_0 - v_i) R_i}{R_i - R_f}$$

Así, el voltaje de salida,  $v_0$  estará dado por

$$v_0 = -Av_i - A \frac{(v_0 - v_i)R_i}{R_i + R_f}$$
$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{-AR_f}{R_i + R_f + AR_i}$$

Si  $A \rightarrow \infty$ ,  $AR_i \gg R_i, R_f$ . Ello implica que

$$\frac{v_0}{v_i} \approx -\frac{R_f}{R_i}$$

Además,

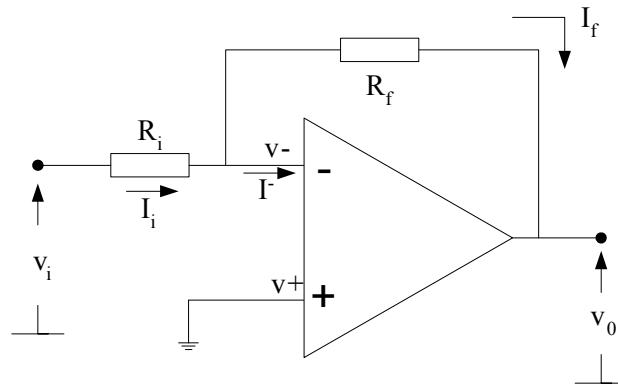
$$v(R_i + R_f) = -v_i(R_i + R_f) - (v_0 - v_i)R_i$$

$$v(R_i + R_f) = -v_i R_f - R_i \left( -\frac{R_f}{R_i} v_i \right)$$

$$v(R_i + R_f) = 0 \Rightarrow v = 0$$

### 4.3 APLICACIONES LINEALES MÁS UTILIZADAS

#### 4.3.1 AMPLIFICADOR INVERSOR



**Figura 4.4:** Amplificador inversor

Si  $v^+ = 0$ , por regla I también  $v^- = 0$ . De esta forma,

$$I_i = \frac{v_i}{R_i}$$

Por regla II,  $I^- = 0$ , entonces,

$$I_f = I_i$$

Así,

$$\begin{aligned} v_o &= -I_f \cdot R_f \\ &= -I_i \cdot R_f \\ &= -\frac{v_i}{R_i} R_f \end{aligned}$$

La ganancia de tensión será:

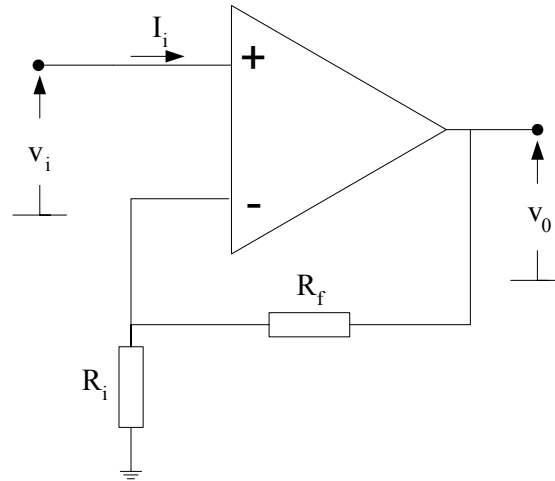
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_i}$$

La impedancia de entrada resulta

$$Z_i = \frac{v_i}{I_i} = R_i$$

El diseño resultará así extremadamente simple: la elección de  $R_i$  permite fijar la impedancia de entrada; la razón  $R_f/R_i$  permite ajustar la ganancia.

### 4.3.2 AMPLIFICADOR NO-INVERSOR



**Figura 4.5:** Amplificador no-inversor

Por regla I:

$$v_i = v_0 \frac{R_i}{R_i + R_f}$$

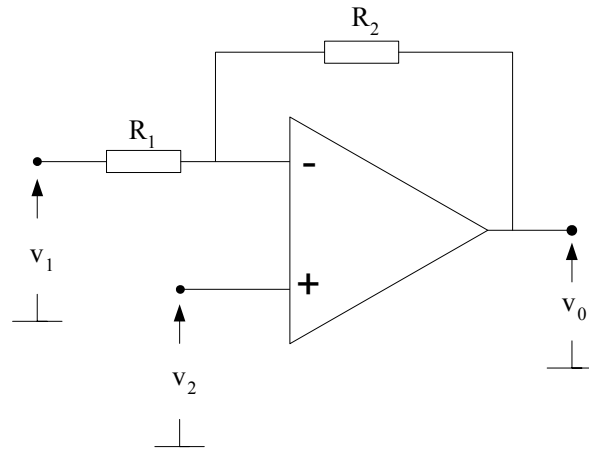
$$\frac{v_0}{v_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

Por regla II:

$$I_i = 0 \Rightarrow Z_i = \frac{v_i}{I_i} = \infty$$

Disponiendo un resistor finito desde la entrada no-inversora a tierra es posible fijar la impedancia de entrada a un valor específico.

### 4.3.2 AMPLIFICADOR DE DIFERENCIA



**Figura 4.6:** Amplificador de diferencia

Dado que se trata de un dispositivo operando linealmente, es posible (y útil) aplicar el teorema de la superposición:

- a) Haciendo  $v_2 = 0$  (cortocircuito a tierra) se llega a la configuración inversora de 4.3.1, para la cual:

$$\frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow v_{0a} = -\frac{R_2}{R_1} v_i$$

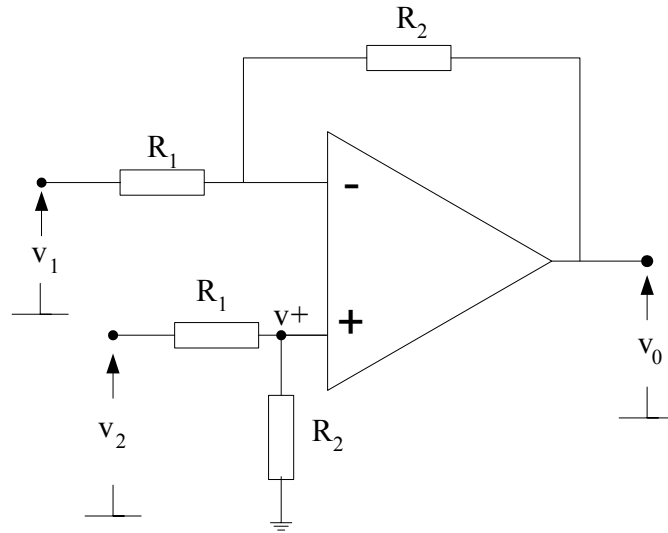
- b) Haciendo  $v_1 = 0$ , se llega a la configuración no-inversora, para la cual

$$\frac{v_0}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow v_{0b} = v_2 + \frac{R_2}{R_1} v_2$$

y la salida total  $v_0$  corresponde (según T. de superposición) a la suma de las salidas debidas a cada una de las entradas:

$$\begin{aligned} v_0 &= v_{0a} + v_{0b} \\ &= -v_1 \frac{R_2}{R_1} + v_2 \left\{ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right\} \end{aligned}$$

Dado que no se logra la diferencia (o resta) exacta, usualmente se opta por una configuración modificada (ver figura 4.7).



**Figura 4.7:** Amplificador de diferencia modificado

Es posible realizar un análisis por superposición de la siguiente forma:

a) Haciendo  $v_2 = 0$ ,

$$v_{0a} = -v_1 \frac{R_2}{R_1}$$

b) Haciendo  $v_1 = 0$ ,

$$v_{0b} = v^+ \left\{ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right\}$$

$$v^+ = v_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$v_{0b} = v_2 \frac{R_2}{R_1}$$

y finalmente,

$$\begin{aligned} v_0 &= v_{0a} + v_{0b} \\ &= \frac{R_2}{R_1} [v_2 - v_1] \end{aligned}$$

#### 4.3.4 AMPLIFICADOR SUMADOR (E INVERSOR)

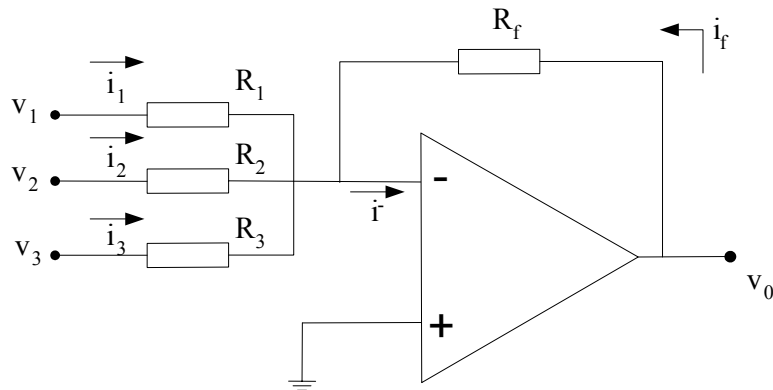


Figura 4.8: Amplificador sumador

Por la regla I,  $v^- = 0$ , de lo cual

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{v_2}{R_2}$$

$$i_3 = \frac{v_3}{R_3}$$

por la regla II,  $i^- = 0$ , de donde

$$i_f = -(i_1 + i_2 + i_3)$$

$$i_f = \frac{v_0}{R_f}$$

Así,

$$\frac{v_0}{R_f} = -\frac{v_1}{R_1} - \frac{v_2}{R_2} - \frac{v_3}{R_3}$$

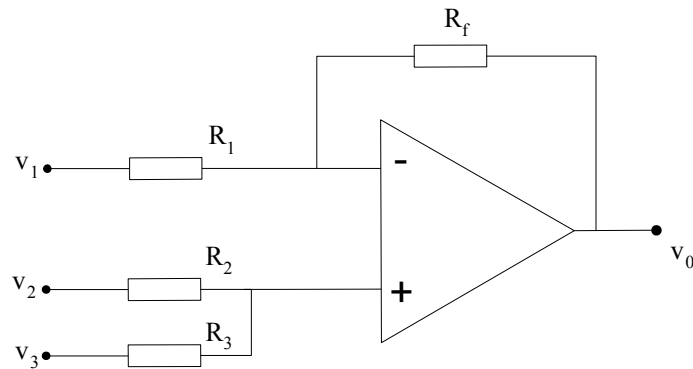
Si  $R_1=R_2=R_3=R$

$$v_0 = -\left\{ v_1 \frac{R_f}{R_1} + v_2 \frac{R_f}{R_2} + v_3 \frac{R_f}{R_3} \right\}$$

siendo posible, por medio de la elección de los  $R_i$ 's, otorgar ponderación diferente (individual) a cada uno de los sumandos.



### 4.3.5 SUMAS ALGEBRAICAS PONDERADAS



**Figura 4.9:** Amplificador – sumas algebraicas ponderadas

Aplicando superposición (una entrada a la vez):

a)  $v_2 = v_3 = 0$

$$v_{01} = -\frac{R_f}{R_1} v_1$$

b)  $v_1 = v_3 = 0$

$$v_{02} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot v_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

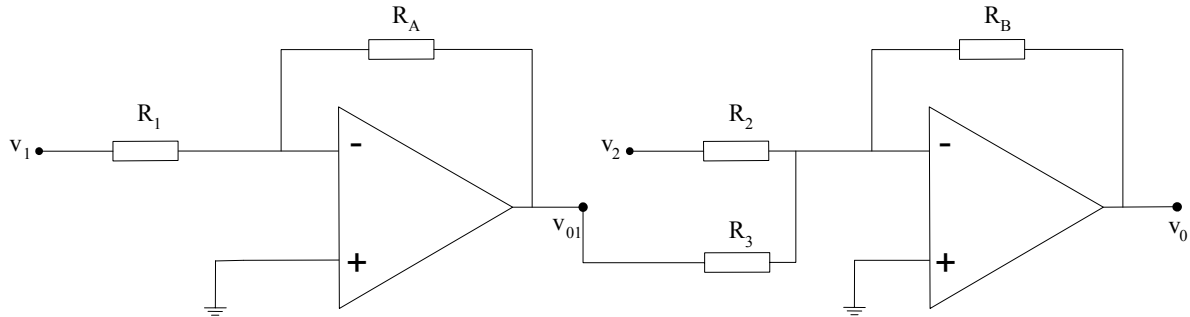
c)  $v_1 = v_2 = 0$

$$v_{03} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot v_3 \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

sumando las salidas individuales:

$$\begin{aligned} v_0 &= v_{01} + v_{02} + v_{03} \\ &= \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left\{ v_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3} + v_3 \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right\} - \frac{R_f}{R_1} v_1 \end{aligned}$$

Si bien es posible lograr la suma algebraica ponderada de (en este ejemplo) 3 variables, las incomodidades o limitaciones reducen la “popularidad” de la solución: no es posible variar la ponderación de una entrada positiva ( $v_2$  o  $v_3$ ) sin alterar la de las otras entradas positivas; no es posible variar la ponderación de la señal negativa ( $v_1$ ) sin que ello afecte la de las otras entradas positivas. Las opciones que permiten lograr control independiente de las ponderaciones resultan en un aumento de la complejidad de la configuración, por ejemplo:



**Figura 4.10:** Amplificador – sumas algebraicas ponderadas de dos etapas

La primera etapa corresponde a un inversor simple; la segunda corresponde a un sumador-inversor cuyas entradas son  $v_2$  y la salida de la primera etapa

$$v_{01} = -\frac{R_A}{R_1} v_1$$

$$v_0 = -\frac{R_B}{R_2} v_2 - \frac{R_B}{R_3} v_{01}$$

$$v_0 = -v_2 \left( \frac{R_B}{R_2} \right) + v_1 \left( \frac{R_B}{R_3} \cdot \frac{R_A}{R_1} \right)$$

## 4.4 APLICACIONES COMO FUENTE CONTROLADA

### 4.4.1 FUENTE DE TENSIÓN CONTROLADA POR TENSIÓN (VCVS: Voltaje Controlled Voltaje Source)

La definición de una fuente de tensión controlada por tensión establece:

- a) una tensión de salida  $V_0$  igual a  $k$  veces (constante) el valor de la otra tensión  $V_i$ , de control.
- b) La tensión de salida es independiente de la corriente que entrega.

Ambas condiciones se cumplen en las configuraciones amplificadoras simples, la de 4.3.1 –inversora- cuando  $k$  es negativa, y la de 4.3.2 –no inversora- para  $k$  positiva.

Dado que la impedancia de salida es nula (idealmente), la tensión de salida es independiente de la corriente en la carga.

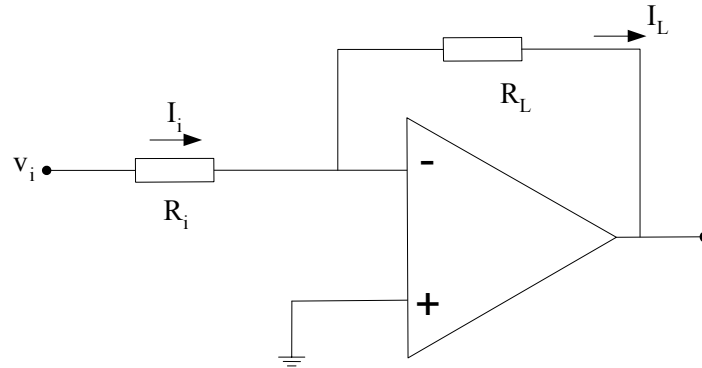
### 4.4.2 FUENTE DE CORRIENTE CONTROLADA POR TENSIÓN (VCCS: Voltaje Controlled Current Source)

La definición de una “VCCS” establece:

- a) Una corriente de salida o carga  $I_L$  igual a  $k$  veces el valor de una tensión independiente de control,  $V_i$ ; en este caso la constante  $k$  tiene dimensión de conductancia (Siemens) y, dado que relaciona variables de salida en función de otra en la entrada, se denomina TRANSCONDUCTANCIA,  $g_m$ .
- b) la corriente en la carga es independiente del valor (resistivo) de la carga.

Si la carga es “FLOTANTE”, esto es, no requiere tener uno de sus terminales conectados a tierra o referencia común con la tensión de control, es posible utilizar configuraciones muy simples, inversora o no-inversora:

---



**Figura 4.11:** Configuración inversora.

En esta configuración inversora:

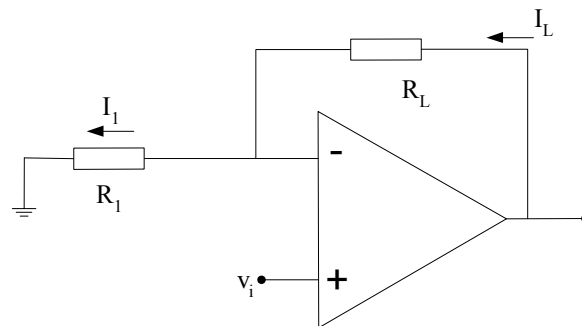
$$I_L = I_i = \frac{V_i}{R_i}$$

o

$$I_L = g_m V_i$$

donde  $g_m = 1/R_i$ , e  $I_L$  es independiente de  $R_L$ .

En la siguiente figura se exhibe la configuración no inversora.



**Figura 4.11:** Configuración no inversora.

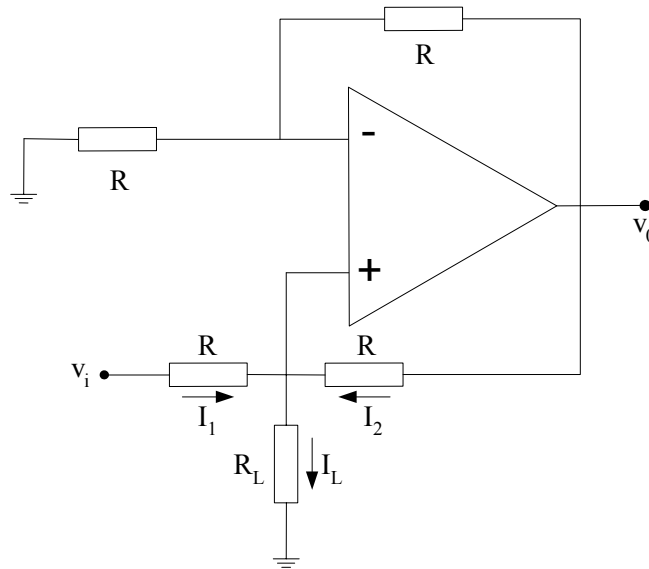
Por regla I:

$$v^- = v_i$$

$$I_1 = \frac{v^-}{R_1} = \frac{v_i}{R_1}$$

$$I_L = I_1 = \frac{v_i}{R_1} = g_m v_i$$

Si, como es frecuente, se requiere que un terminal de la carga  $R_L$  esté conectado a la referencia común (“tierra”), la configuración resulta algo más elaborada:



**Figura 4.12:** Configuración con carga conectada a tierra.

En esta configuración:

$$v^- = v_0/2 \text{ (divisor con R's iguales)}$$

$$v^+ = v^- = v_0/2 \text{ (regla I)}$$

$$I_1 = \frac{v_i - v_0/2}{R}$$

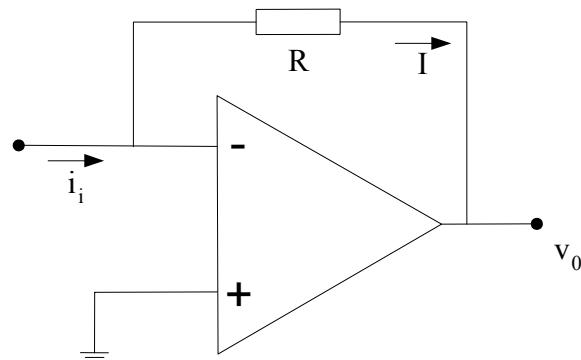
$$I_2 = \frac{v_0 - v_0/2}{R}$$

Así,

$$\begin{aligned} I_L &= I_1 + I_2 \\ &= \frac{v_i}{R} - \frac{v_0}{2R} + \frac{v_0}{R} - \frac{v_0}{2R} \\ &= \frac{v_i}{R} \end{aligned}$$

De esta forma,  $I_L = g_m v_i$  con  $g_m = 1/R$  ( $I_L$  independiente de  $R_L$ ).

#### 4.4.3 FUENTE DE TENSIÓN CONTROLADA POR CORRIENTE (CCVS: Current Controlled Voltaje Source)



**Figura 4.13:** Fuente de tensión controlada por corriente

Debe cumplirse con:

- a) una tensión de salida  $v_0$  igual a  $k$  veces el valor de una corriente independiente de control  $I_i$ ; la constante  $k$  tiene –en este caso– dimensión de impedancia (resistiva, Ohms) y como relaciona variables en nodos diferentes se denomina TRANSIMPEDANCIA

De la figura 4.13 se cumple, entonces,

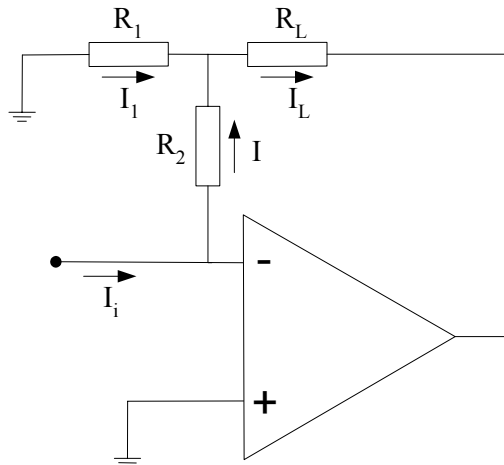
$$\begin{aligned}
 I &= I_i \text{ (regla II)} \\
 v^- &= v^+ = 0 \text{ (regla I)} \\
 v_0 &= v^- - I \cdot R \\
 &= -I \cdot R \\
 &= -I_i \cdot R
 \end{aligned}$$

y dado que la impedancia de salida es nula,  $v_0$  es independiente de la carga que se conecte a ella.

#### 4.4.4 FUENTE DE CORRIENTE CONTROLADA POR CORRIENTE (CCCS: Current Controlled Current Source)

La definición alternativa es de un “Amplificador de Corriente”; se debe cumplir que:

- una corriente de salida  $I_0$  igual a  $k$  veces (constante adimensional) el valor de la otra corriente, independiente de control  $I_i$ .
- $I_0$  independiente del valor de la carga por la cual circula.



**Figura 4.14:** Fuente de corriente controlada por corriente

En la figura 4.14,

$$I = I_i \text{ (regla II)}$$

$$v^- = v^+ = 0 \text{ (regla I)}$$

$$\begin{aligned} v_2 &= v^- - I \cdot R_2 \\ &= -I \cdot R_2 \\ &= -I_i \cdot R_2 \end{aligned}$$

Así,

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{0 - v_2}{R_1} = -\frac{v_2}{R_1} = I_i \frac{R_2}{R_1} \\ I_L &= I_1 + I = I_1 + I_i = I_i \frac{R_2}{R_1} + I_i \\ I_L &= \left\{ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right\} I_i \\ &\text{(I}_L \text{ independiente de } R_L) \end{aligned}$$

Un ejemplo de utilización: se desea medir una corriente desconocida  $I_x$  (cuyo rango es 0 a 1[mA]) empleando un galvanómetro –poco sensible– que requiere 10[mA] para deflexión a plena escala.

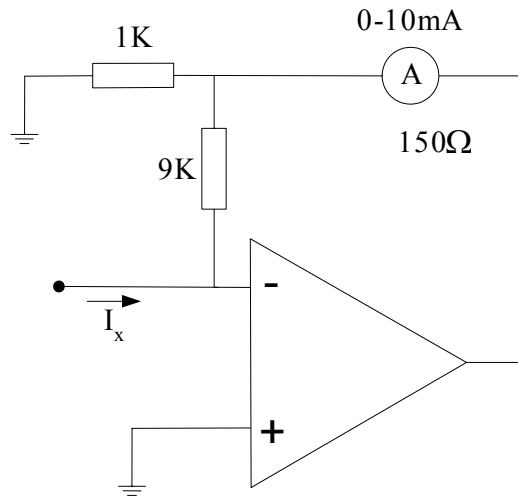


Figura 4.15: ejemplo



#### 4.5 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

Aún cuando se trata de una aplicación especializada, resulta interesante una descripción simplificada de ella para otorgar una proyección sobre la diversidad de soluciones posibles al emplear A.O.'s.

Una gran cantidad de aplicaciones requiere de la amplificación de la diferencia entre dos señales de entrada, a la vez toda componente o parte común de dichas señales debe recibir (idealmente) una atenuación absoluta. Es normal que se requiera –además– que ambas entradas presenten igual impedancia, siendo esta del mayor valor posible.

Para este tipo de requerimientos, en el proceso de integración se implementa una configuración con A.O.'s en disposición más o menos característica (típica) conocida como Amplificador de Instrumentación.

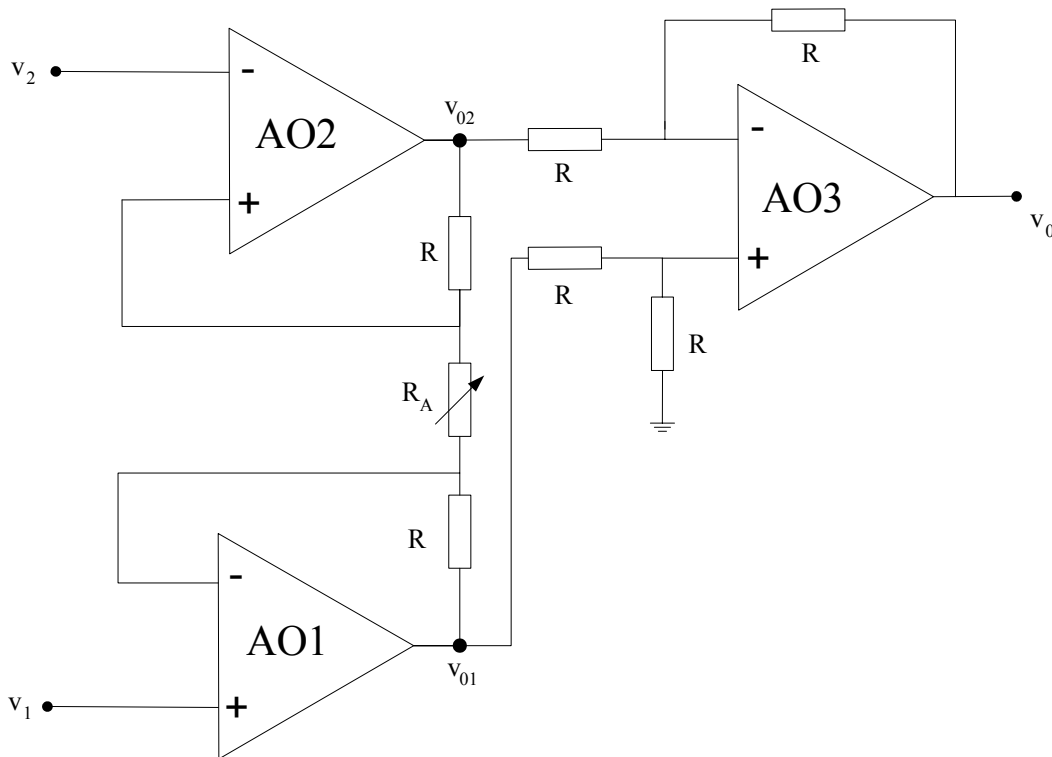


Figura 4.15: Amplificador de Instrumentación

Nótese que la configuración incluye una etapa restadora (AO3) precedida de dos etapas no-inversoras (AO1 y AO2), las que proporcionan una muy alta impedancia de entrada.

En cada una de las etapas de entrada  $v^- = v^+$ .

Suponiendo  $v_1 > v_2$ , la corriente  $i$  tendrá el sentido indicado y su valor será:

$$i = \frac{v_1 - v_2}{R_A}$$

Dado que no circula corriente hacia las entradas de los A.O.'s, la corriente  $i$  circula también por los resistores  $R$ , generando en ellos una caída de tensión:

$$v_R = iR = \frac{R}{R_A}(v_1 - v_2)$$

se tendrá

$$v_{01} = v_1 + v_R$$

$$v_{02} = v_2 - v_R$$

Las señales que son entradas para la etapa restadora:

$$v_0 = v_{01} - v_{02} = v_1 - v_2 + 2v_R$$

$$v_0 = (v_1 - v_2) \left\{ 1 + \frac{2R}{R_A} \right\}$$

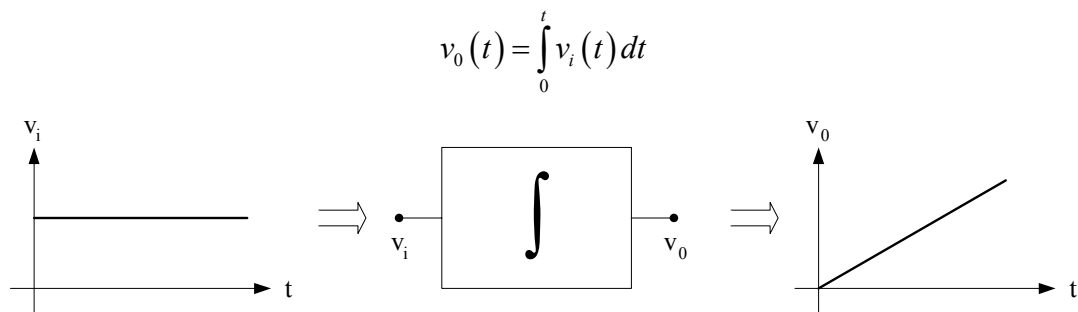
lográndose así una salida proporcional a la diferencia entre las entradas, con una ganancia ajustable por medio de la variación de sólo un componente ( $R_A$ ), para propósitos de calibración.

El rendimiento de la configuración (grado de cumplimiento del propósito) queda condicionado por la precisión y estabilidad de los resistores  $R$ , debiendo éstos ser seleccionados consecuentemente.

## 4.6 OTRAS APLICACIONES LINEALES FRECUENTES

### 4.6.1 INTEGRACIÓN

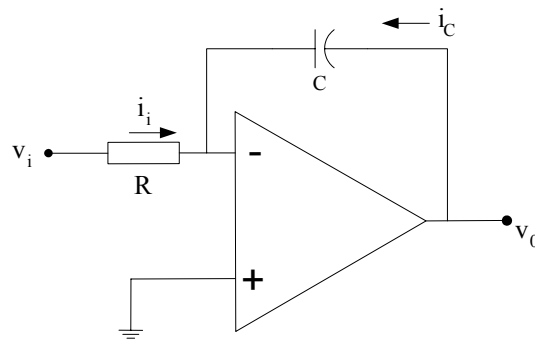
Un “integrador electrónico” corresponde a una configuración que produce una forma de onda en su salida, cuyo valor es en cualquier instante proporcional al área bajo la forma de onda aplicada a su entrada, hasta dicho instante.



**Figura 4.16:** Integrador, el concepto

Naturalmente, no es posible aplicar un nivel continuo en forma permanente como señal de entrada pues ello provocaría el crecimiento de la salida hasta alcanzar valores límites (saturación de la salida).

Suponiendo un A.O. ideal, la configuración básica es:



**Figura 4.17:** Circuito integrador

De la figura anterior es posible deducir que:

$$v^- = v^+ = 0$$

$$i_i = -i_c$$

$$i_i = \frac{v_i}{R} \quad i_c = C \frac{dv_0}{dt}$$

Además,

$$\frac{v_i}{R} = -C \frac{dv_0}{dt} \quad \frac{dv_0}{dt} = -\frac{1}{RC} v_i$$

En base a lo antes expuesto,

$$v_0 = \left[ -\frac{1}{RC} \right] \int_0^t v_i(t) dt$$

---

### 4.6.2 DIFERENCIACIÓN

Un “diferenciador electrónico” es una configuración que presenta en su salida una forma de onda cuyo valor –en cualquier instante- es proporcional a la velocidad de cambio que presenta –en dicho instante- la forma de onda aplicada en su entrada.

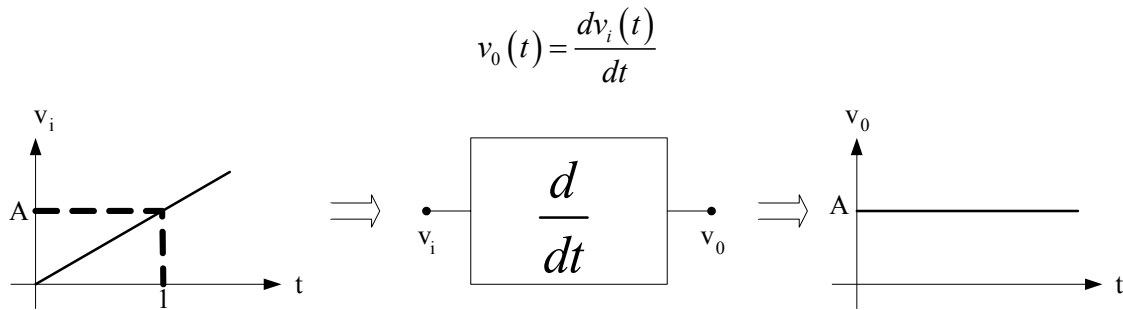


Figura 4.18: Derivador, el concepto

Adoptando condiciones idealizadas, la configuración es:

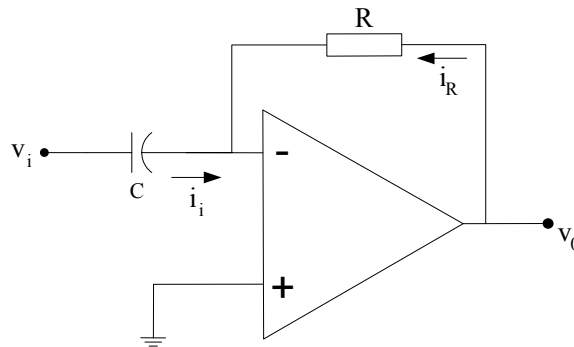


Figura 4.19: Esquemático de un derivador

A partir de la figura 4.19, es posible deducir que:

$$v^- = v^+ = 0$$

$$i_i = -i_R$$

Así,

$$i_R = \frac{v_0}{R} \quad i_i = C \frac{dv_i}{dt}$$

$$\frac{v_0}{R} = -C \frac{dv_i}{dt}$$

$$v_0 = (-RC) \frac{dv_i}{dt}$$

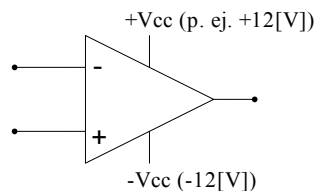
#### 4.7 OPERACIÓN NO LINEAL DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Todas las aplicaciones descritas en los puntos precedentes suponen operación lineal del amplificador operacional, para lo cual el dispositivo debe estar adecuadamente polarizado y, además, en condición de realimentación negativa.

Cuando no existe realimentación –lo que se denomina “operación en lazo abierto”- o cuando ésta es positiva, la operación del dispositivo será no lineal; al estar en lazo abierto, debido a la ganancia “muy grande” (“infinita”), cualquier señal infinitesimal presente en su entrada provocará la excursión de la salida hacia límites extremos, muy cercanos a los valores de polarización. Si se tiene una condición de realimentación positiva, igualmente los posibles estados de operación en la salida corresponderán a valores límites.

Dos formas resultan típicas para polarización:

- a) polarización doble o complementaria: dos fuentes de tensión continua –simétricas respecto a 0[V]- polarizan al A.O.; esta forma es la más común para operación lineal, pues ofrece la comodidad que tanto la entrada como la salida presentan (idealmente) nivel continuo nulo.



- b) polarización simple (unipolar): utiliza sólo una fuente de tensión continua, (normalmente) positiva respecto a 0[V].

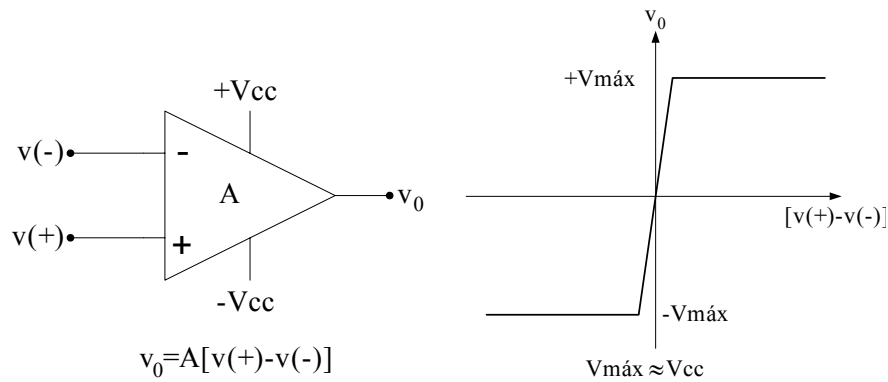
Existen dispositivos fabricados para trabajar preferentemente en una de las dos formas típicas, aun cuando es posible utilizarlos en la otra.

La forma b) requiere –para operación lineal- que la señal sea superpuesta a un nivel continuo para su aplicación en la entrada; igualmente la señal de salida aparecerá superpuesta a otro valor continuo.

En lo que sigue se supondrá –en general- polarización doble complementaria: dos fuentes simétricas.

## 4.8 APLICACIONES NO LINEALES

### 4.8.1 COMPARADOR ELEMENTAL



**Figura 4.20:** Comparador elemental.

La salida asume el máximo valor positivo ( $+V_{m\acute{a}x}$ ) cuando la tensión en la entrada no-inversora es (“infinitesimalmente”) mayor que aquella en la entrada inversora.

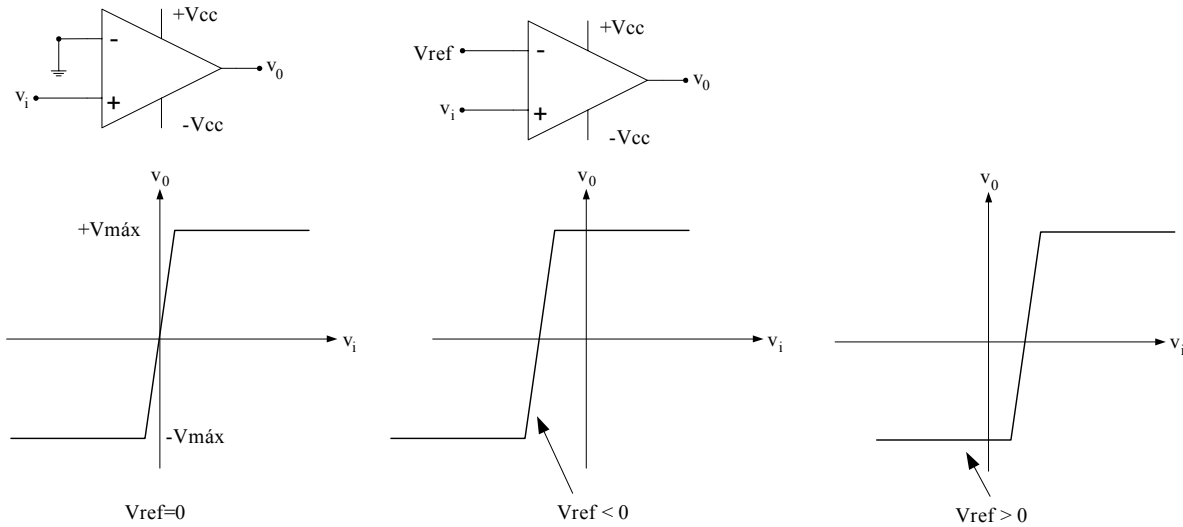
La salida suma el máximo valor negativo ( $-V_{m\acute{a}x}$ ) cuando la relación es la opuesta, esto es, para  $v(-) > v(+)$ .

La pendiente finita en la proximidad del 0 del eje de abcisa se ha introducido para mostrar el efecto de una “imperfección” del dispositivo llamada TENSION DE OFFSET EN LA ENTRADA y además el carácter finito de la tensión (aun cuando muy grande)

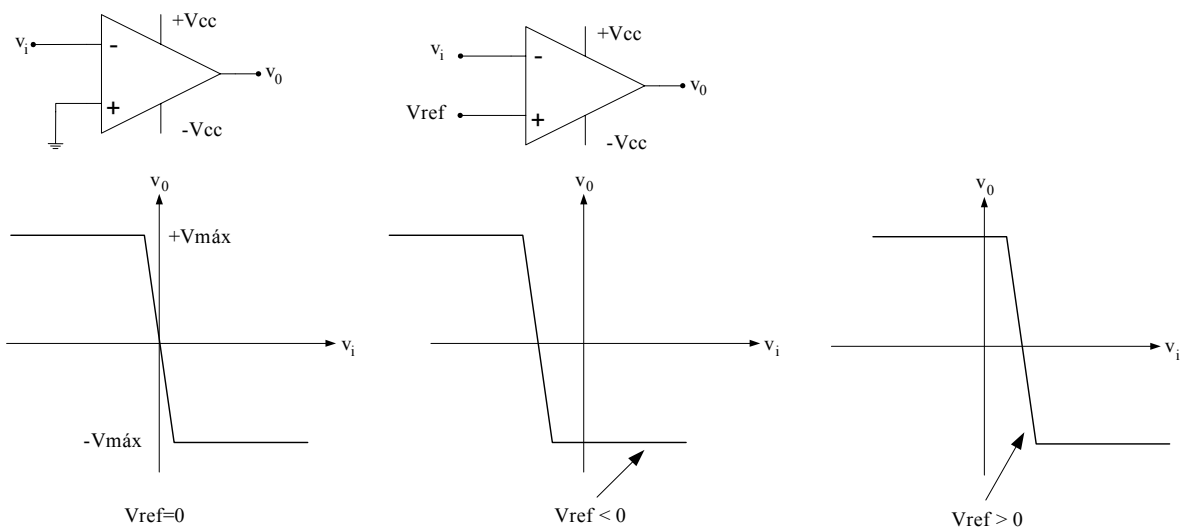
Las formas más comunes de comparación realizan ésta en base a una referencia, la que puede tener cualquier valor dentro del rango:

$$-V_{m\acute{a}x} < V_{ref} < +V_{m\acute{a}x}$$

tanto en la configuración inversora como no-inversora.



**Figura 4.21:** Configuraciones no inversoras.



**Figura 4.22:** Configuraciones inversoras.

Aunque las configuraciones de comparación presentadas son realizables utilizando cualquier A.O. de propósito general, existen dispositivos fabricados específicamente para el propósito; en ellos se optimizan algunas características tales como:

- mejor (mayor) velocidad de respuesta: menores tiempos asociados a las transiciones desde uno al otro estado de la salida.
- Posibilidad de conmutar la salida entre niveles o valores diferentes a los de polarización.

Debido a que la presencia de componentes espurias en las señales a comparar (p.ej. ruido de tipo impulsivo) provoca conmutaciones indeseadas, especialmente cuando la señal se



encuentra en las proximidades del umbral de conmutación ( $V_{ref}$ ), las aplicaciones de comparación incorporan normalmente una característica de HISTERESIS.

#### 4.8.2 COMPARADORES CON HISTÉRESIS

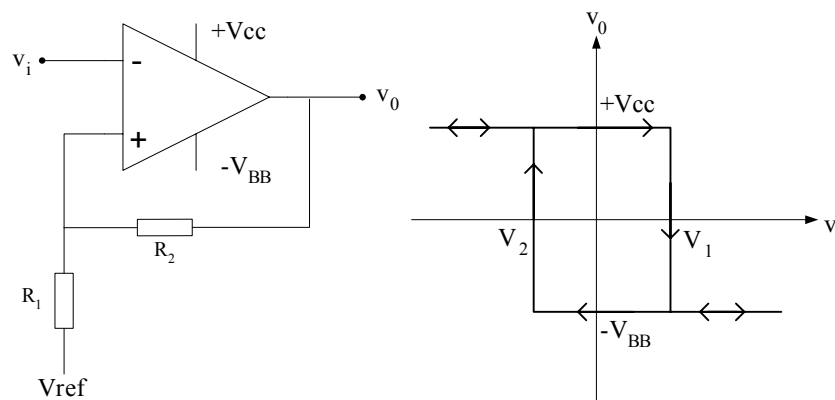
Se conocen también como “disparadores Schmitt” o “Schmitt triggers”.

Como concepto general, el término HISTERESIS denota una característica de comportamiento (respuesta) que depende del sentido en que varíe el estímulo (entrada).

En un comparador electrónico, la presencia de histéresis significa que la salida conmutará desde un estado A a un estado B cuando la señal de entrada creciente supere un nivel dado  $V_1$ , y que la conmutación desde B hacia A se producirá cuando la señal de entrada decreciente caiga por debajo de otro nivel dado  $V_2$ .

Esta forma de comportamiento –histéresis de comparación- se logra aplicando realimentación positiva, tanto en configuración inversora como no inversora.

#### COMPARADOR INVERSOR CON HISTÉRESIS



**Figura 4.23:** Comparador inversor con histéresis

En la figura 4.23, se ha incluido –para mayor generalidad- la opción de polarización asimétrica ( $|V_{cc}| \neq |V_{BB}|$ ), incluyendo el análisis del caso simétrico; igualmente  $V_{ref}$  puede ser cualquier valor dentro del rango  $-V_{BB} < V_{ref} < +V_{cc}$ , incluyendo  $0[V]$ .

El funcionamiento puede ser descrito en base a las siguientes observaciones:

- Para una señal de entrada  $v_i$  suficientemente negativa, por estar aplicada a la entrada inversora, la salida asumirá el valor máximo positivo,  $+V_{cc}$ .

Este valor de la salida, +Vcc, en conjunto con la tensión de referencia Vref (umbral) y el divisor de tensión formado por R<sub>1</sub> y R<sub>2</sub>, establece en la entrada no inversora una tensión V<sub>1</sub> dada por:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{ref} + \frac{(V_{cc} - V_{ref})R_1}{R_1 + R_2} \\ &= V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

- Si la señal de entrada v<sub>i</sub> comienza a aumentar hacia valores positivos, la salida se mantiene en +Vcc hasta que v<sub>i</sub> supera (o iguala) el valor de V<sub>1</sub> anterior; en dicho instante la salida conmutará a su valor máximo negativo, -V<sub>BB</sub>.

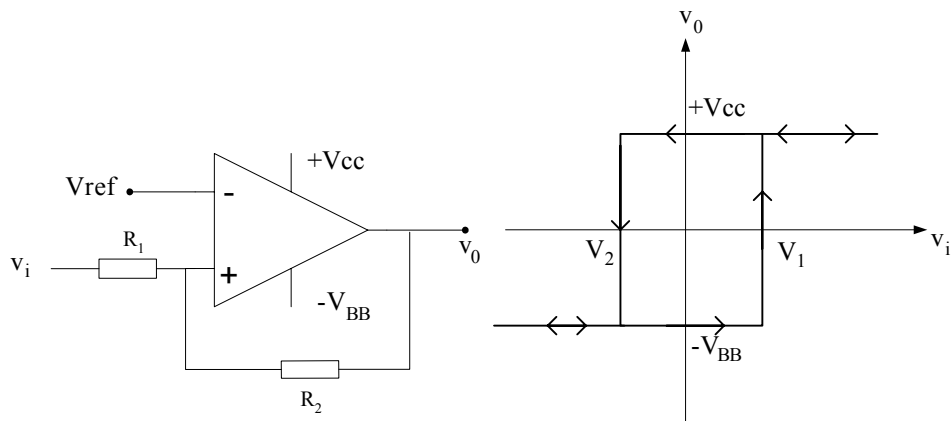
Al asumir la salida de valor -V<sub>BB</sub>, con Vref y el divisor se establece en la entrada no inversora una tensión V<sub>2</sub>, dada por:

$$\begin{aligned} V_2 &= -V_{BB} + \frac{(V_{ref} + V_{BB})R_2}{R_1 + R_2} \\ &= -V_{BB} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

Se denomina “histéresis del comparador” a la diferencia entre ambos umbrales de conmutación.

$$\text{Histéresis} \hat{=} V_1 - V_2 = (V_{cc} + V_{BB}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

### COMPARADOR NO-INVERSOR CON HISTÉRESIS



**Figura 4.24:** Comparador no-inversor con histéresis

Para una entrada  $v_i$  suficientemente negativa, la salida asumirá el valor  $-V_{BB}$ .

Al excursionar  $v_i$  hacia valores positivos, se producirá la conmutación de la salida  $v_0$  hasta  $+V_{cc}$  cuando  $v(+) \ll V_{ref}$ , esto es, para una entrada  $v_i = V_1$  tal que:

$$-V_{BB} + \frac{(V_1 + V_{BB})R_2}{R_1 + R_2} \gg V_{ref}$$

$$v_i > V_1 = V_{ref} \frac{R_1 + R_2}{R_2} + V_{BB} \frac{R_1}{R_2}$$

Al excursionar  $v_i$  en sentido negativo, la conmutación de  $v_0$  hasta  $-V_{BB}$  se producirá cuando  $v(+) < V_{ref}$ , esto es, para una entrada  $v_i = V_2$ , tal que:

$$V_{cc} - \frac{(V_{cc} - V_2)R_2}{R_1 + R_2} \leq V_{ref}$$

$$v_i \leq V_2 = V_{ref} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - V_{cc} \frac{R_1}{R_2}$$

La histéresis, definida tal como en el caso del inversor, es:

$$V_1 - V_2 = (V_{cc} + V_{BB}) \frac{R_1}{R_2}$$

Debe cumplirse con  $R_1 < R_2$ .

### 4.8.3 RECTIFICADORES

En aplicaciones de rectificación de tensiones de magnitud relativamente grande, la caída de tensión en un diodo en conducción (“voltaje de rodilla”,  $\sim 0.7[V]$ ) resulta normalmente tolerable (despreciable), pudiendo utilizarse las formas presentadas en el capítulo relativo a los Diodos.

Cuando las señales a rectificar son de pequeña magnitud, lo que es común en aplicaciones de instrumentación y de detección de señales de radio (AM), la caída de tensión en un diodo puede representar una fracción significativa de la señal, requiriéndose en tales casos mayor precisión en el proceso de rectificación.

#### RECTIFICACIÓN DE PRECISIÓN

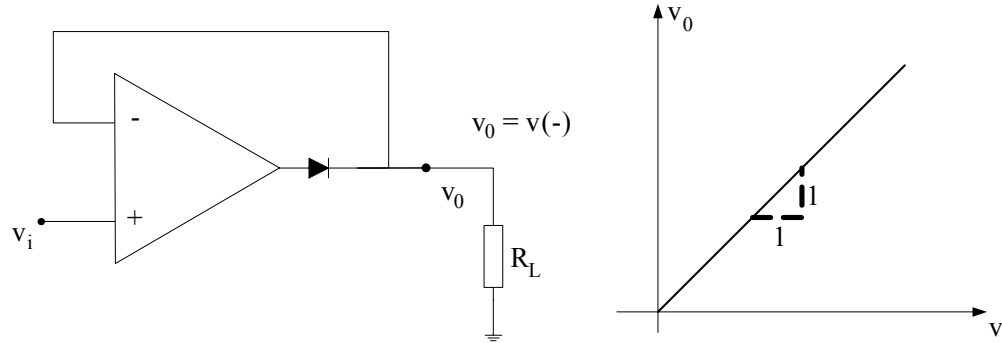
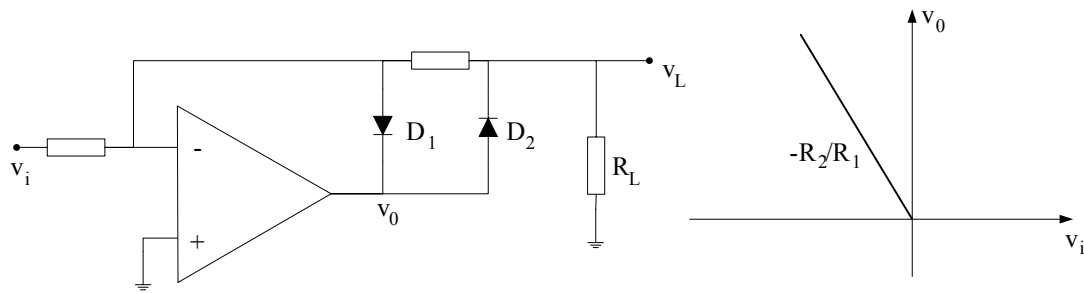


Figura 4.25: Rectificación de precisión.

Para  $v_i > 0$  el diodo conduce transformando a la configuración en un “seguidor de tensión”, es decir,  $v_0 = v_i$ .

Para  $v_i < 0$  el diodo no conduce, el A.O. opera así en lazo abierto (sin retroalimentación) y su salida (el ánodo del diodo) alcanza el valor máximo negativo, cercano a la polarización negativa.

**RECTIFICADOR INVERSOR CON GANANCIA****Figura 4.26:** Rectificador inversor con ganancia

Para  $v_i < 0$ ,  $v_0$  es positivo,  $D_1$  queda polarizado inverso (no conduce) y  $D_2$  queda polarizado directo (conduce); en tal conducción la configuración corresponde a un amplificador inversor, con ganancia  $-R_2/R_1$ .

Para  $v_i > 0$ ,  $v_0$  es negativo,  $D_1$  se polariza directo y  $D_2$  se polariza inverso.  $D_1$  polarizado directo (conduciendo) conecta la salida  $v_0$  a  $v(-)$ . Como  $v(-) = v(+) = 0$ , la tensión en la carga  $v_L = 0$ .

#### 4.8.4 GENERACIÓN DE SEÑALES (NO SINUSOIDALES)

##### MULTIVIBRADOR AESTABLE

Aún cuando la teoría general de multivibradores, la que incluye el tratamiento de los aestables, los monoestables y los biestables, no ha sido presentada, es posible, a través de un análisis relativamente simple, describir el funcionamiento de una configuración básica de multivibrador a estable basada en un comparador inversor con histéresis.

El término a estable indica la ausencia de estados estables, esto es, de estados en que un circuito pueda permanecer en forma indefinida. En la búsqueda de un estado estable el circuito oscilará conmutando (derivando) entre estados de equilibrio virtuales, los que jamás serán alcanzados. Esta oscilación o conmutación permanente constituye la disponibilidad de una señal periódica, generada en forma autónoma, sin excitación externa o independiente.

Las formas de onda obtenibles, con fuertes discontinuidades, pueden ser procesadas para obtener otras diferentes, incluso sinusoidales, de igual periodicidad.

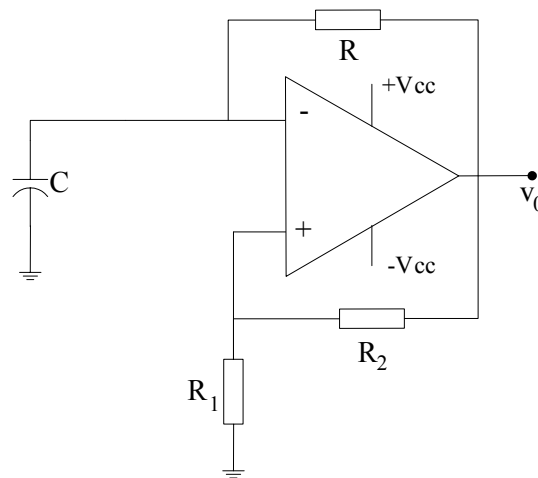


Figura 4.27: Multivibrador a estable

Aún cuando la descripción es posible para alimentación asimétrica, se presenta el caso (particular) simétrico en pro de la simplicidad.

Debido a la realimentación positiva, a través del divisor formado por  $R_1$  y  $R_2$ , la salida alcanzará los valores límites, esto es tensiones de polarización,  $+V_{cc}$  o  $-V_{cc}$ , lo cual generará en la entrada no inversora una tensión dada por:

$$\text{a) Si } v_0 = +V_{cc}, v(t) = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\text{b) Si } v_0 = -V_{cc}, v(t) = -V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

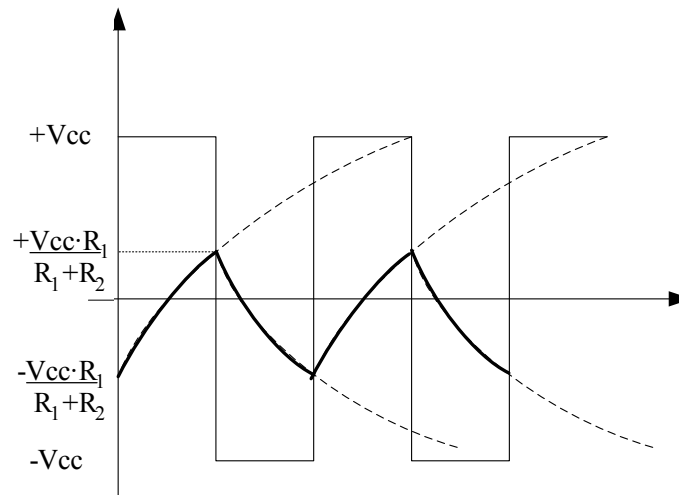
Estos dos valores constituyen los umbrales de comparación para la señal presente en la entrada inversora.

Si la tensión presente en  $v(-)$  es mayor que la tensión en  $v(+)$ , la salida alcanza  $-V_{cc}$ .

Si la tensión presente en  $v(-)$  es menor que la tensión en  $v(+)$ , la salida alcanza  $+V_{cc}$ .

Si la salida está en  $+V_{cc}$ , el condensador se cargará tendiendo su tensión a dicho valor.

Si la salida está en  $-V_{cc}$ , el condensador se descargará a través de  $R$ , tendiendo su tensión a dicho nuevo valor.



**Figura 4.28:** Señales observables multivibrador.

Estando la salida en  $+V_{cc}$ , el condensador se carga a dicho valor a través de  $R$  (constante de tiempo  $\tau = RC$ ); cuando alcanza un valor  $+V_{cc} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$ , se iguala (y supera) la tensión presente en  $v(+)$ , provocando la conmutación de la salida  $v_0$  hasta  $-V_{cc}$ .

Comienza entonces una descarga del condensador, desde  $+V_{cc} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$  hacia  $-V_{cc}$ , a través de  $R$ ; cuando alcanza el valor  $-V_{cc} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$ , la tensión en  $v(-)$ , misma del condensador, cae bajo el nivel presente en  $v(+)$ , provocando que la salida  $v_0$  aumente hasta  $+V_{cc}$ .

Estando la salida en  $+V_{cc}$ , ... (se repite el párrafo siguiente a la figura 4.28), repetición cíclica.

Dado que se conoce, para cada semiperíodo, el valor de carga inicial del condensador, la constante de tiempo asociada, el valor final hacia el cual tiende el proceso de carga o descarga y el valor de umbral de conmutación correspondiente, es posible evaluar el tiempo que tarda dicho proceso.

Se obtiene, al evaluar, que el período total de oscilación estará dado por:

$$T = 2RC \ln \left\{ \frac{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right\} \quad (4.8.1)$$
$$T = 2RC \ln \left\{ \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right\}$$

Si, por ejemplo,  $R_1 = R_2$

$$T = 2RC \ln(3) = 2.197RC \quad (4.8.2)$$

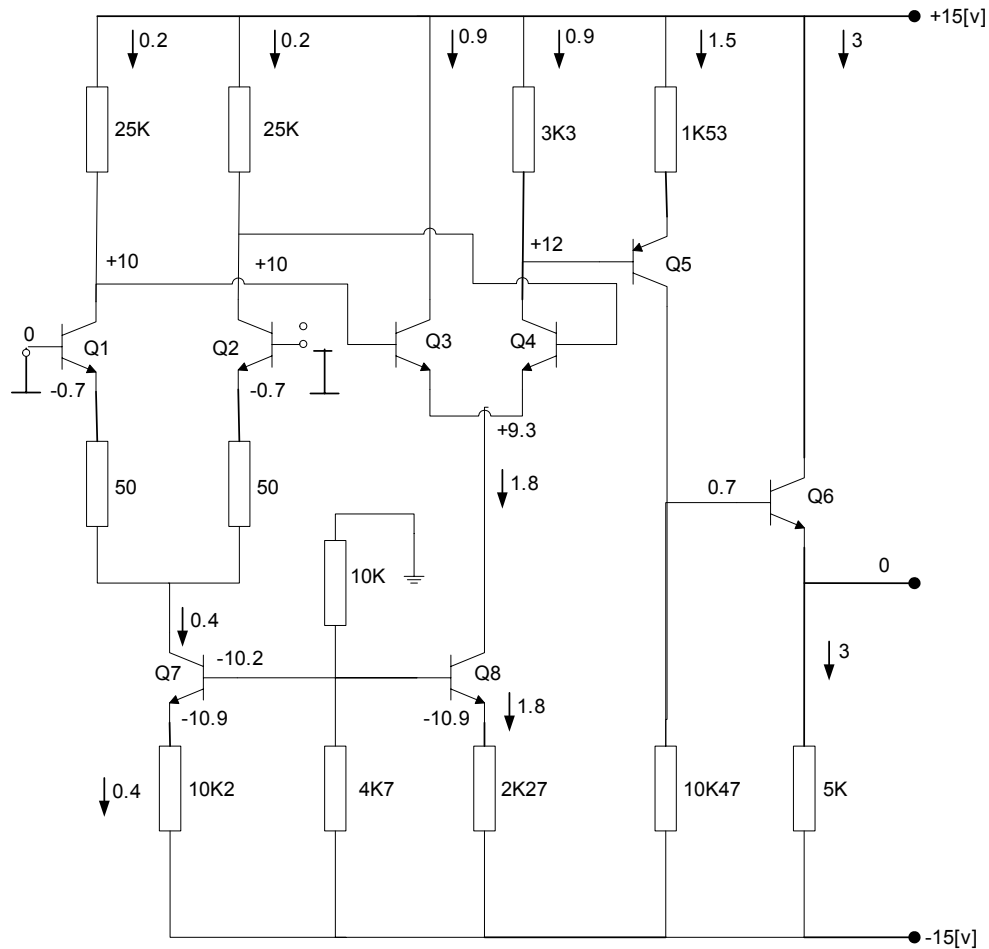
$$f = \frac{1}{2RC \ln(3)} = \frac{0.455}{RC} \quad (4.8.3)$$

siendo posible un amplio rango de frecuencias de operación.

---



#### 4.9 ESTRUCTURA INTERNA (VERSIÓN SIMPLIFICADA)



**Figura 4.29:** Estructura interna (simplificada)

Se muestran los valores de las tensiones (en [V]) y las corrientes (en [mA]) de polarización.

Si ambas entradas tienen 0[V], la salida también será 0[V].

Se aprecian dos etapas diferenciales (Q<sub>1</sub> a Q<sub>4</sub>), con “fuentes de corriente” en lugar de R<sub>E</sub> (Q<sub>7</sub> y Q<sub>8</sub>); una etapa amplificadora convencional (Q<sub>5</sub>) alimentando a un “seguidor emisor” (Q<sub>6</sub>) que es la salida, proveyendo así una baja impedancia.

## 4.10 CARACTERÍSTICAS REALES

El modelo ideal propuesto inicialmente satisface plenamente los requerimientos de análisis y de diseño en aplicaciones normales, no de muy altas exigencias.

El conocimiento de algunas de las características reales más relevantes (aquellas que el comportamiento difiera de lo que predice el modelo ideal) es importante cuando se debe cumplir con elevados requerimientos en una aplicación específica; adicionalmente, tal conocimiento permite estimar rangos de valores, tanto para las señales a procesar como para los componentes externos asociados al A.O. en cualquier aplicación.

El grado de relevancia de cada una de las características que se indica, depende de la aplicación en particular.

### 4.10.1 CORRIENTE DE ENTRADA $I_B$ (INPUT BIAS CURRENT)

La impedancia de entrada, aun cuando es muy grande, tiene carácter finito, requiriéndose una corriente (pequeña) tanto para la polarización como para señal; esta corriente será entrante o saliente dependiendo del amplificador en particular.

Se define la corriente de entrada  $I_B$  como la semisuma (promedio) de las corrientes en cada entrada. Esta forma de especificación se adopta debido a que las entradas presentan –en general- asimetría.

Valores típicos se ubican en rangos de:

1 a 100 [nA] para A.O.'s con transistores de juntura en su etapa de entrada.

10 a 100 [pA] para A.O.'s con FET's a la entrada.

Esta corriente limita el valor máximo utilizable para los resistores de entrada y de realimentación, pues genera caídas de tensión en ellos.

Además, establece la necesidad (eventualmente sólo “conveniencia”) de que ambas entradas reciban señal a través de impedancias iguales entre sí.

---

#### 4.10.2 OFFSET DE LA CORRIENTE DE ENTRADA: $I_{\text{OFFSET}}$

Tal como se mencionó, las entradas de un A.O. presentan normalmente algún grado de asimetría, debido fundamentalmente a tolerancias de fabricación.; de tales asimetrías resulta que las corrientes serán diferentes entre ambas entradas.

Estas desviaciones respecto de la especificación anterior pueden alcanzar típicamente al 25%, con máximos del orden de 40%.

Aún cuando a ambas entradas se conecten impedancias iguales, la diferencia entre las corrientes que circulan por ellas provocará diferentes caídas de tensión, generando así una tensión (la “diferencia”) que se aplica entre ambas entradas, apareciendo en la salida fuertemente amplificada.

#### 4.10.3 OFFSET DE TENSIÓN DE ENTRADA (INPUT OFFSET VOLTAGE)

También por causa de tolerancias en el proceso de fabricación se presenta asimetría en las tensiones requeridas en cada entrada para obtener salida nula, esto es, se requiere una pequeña diferencia de tensión (no nula) para lograr el balance de etapas internas.

A pesar que los valores típicos de Voffset están en el rango de unidades de [mV], dos circunstancias agravan la situación:

- Las pocas unidades de [mV] en la entrada aparecerán amplificadas en la salida por la ganancia de la configuración,
- El offset o diferencia presenta deriva ante variaciones de temperatura, reduciendo la probabilidad de éxito de algún intento de compensarla, a través de los componentes externos.

Muchos A.O.'s cuentan con terminales accesibles que permiten ajustes de compensación de acuerdo a conexiones recomendadas por el fabricante.

#### 4.10.4 GANANCIA CON TENSIÓN FINITA

Si bien la ganancia de tensión presenta valores muy altos (en el rango de 100000, 100[dB]) éstos son finitos; lo que es más relevante es la disminución que esta ganancia presenta para señales cuya frecuencia esté por sobre aprox. 100[Hz] (típico), disminución que se hace más fuerte a medida que aumenta la frecuencia.

Normalmente esta especificación se entrega en forma gráfica (frecuencia en la abcisa logarítmica y ganancia en la ordenada, expresada en [dB]). De esta gráfica puede leerse la FRECUENCIA DE TRANSICIÓN, que corresponde a la ganancia unitaria (0[dB]), límite superior del rango de frecuencias en que es utilizable el A.O.

---

La condición de realimentación reduce la ganancia y extiende el rango plano de la respuesta en frecuencia. Para estimación se logra buena aproximación al suponer que el producto ganancia x ancho de banda se mantiene constante para toda razón de realimentación ( $R_f$  a  $R_i$ ).

#### **4.10.5 IMPEDANCIA DE SALIDA FINITA**

La impedancia de salida no es nula; siendo un valor típicamente bajo, pocas decenas de Ohm, decrece aún al realimentar el A.O. Normalmente no constituye dificultad .

Lo que sí constituye una limitante de consideración en relación a la etapa de salida es la capacidad de corriente de ésta. Normalmente se especifica como límite absoluto o corriente de cortocircuito (en el orden de 20[mA]), o en función de la magnitud de la tensión en la misma salida.

La mayoría de los A.O. actuales incluye la limitación de corriente de salida como una forma de protección ante cortocircuitos, pudiendo así éstos ser soportados en forma indefinida.

#### **4.10.6 RANGO DE TENSIÓN DE ENTRADA**

Ya sea aplicada en forma común a ambas entradas, o en forma diferencial (entre ambas entradas), la tensión máxima es algo menor que la de polarización (  $V_{cc}$  menos que  $V_{cc}$ ).

#### **4.10.7 SLEW RATE**

Debido a la gran cantidad de componentes activos presentes, y a las muy pequeñas separaciones físicas entre ellos –que se traducen en capacidades parásitas de realimentación- existe un alto riesgo de inestabilidad que puede resultar en oscilaciones autónomas.

A fin de prevenir tales inestabilidades (oscilaciones), se incorporan otras capacidades de compensación.

El resultado final es una limitación en la máxima velocidad de cambio de la señal observable en la salida.

Debe destacarse que esta limitación es diferente a la de “respuesta en frecuencia”: el slew-rate se refiere a la máxima pendiente que puede presentar la señal de salida (la que depende tanto de la amplitud como de la frecuencia de la señal); la respuesta en frecuencia se refiere a una reducción de la ganancia al aumentar la frecuencia (sin importar la amplitud).

---

**4.10.8 OTRAS LIMITACIONES DIVERSAS (MENOS RELEVANTES)**

- Rechazo de modo común finito
  - Rechazo de fuente (polarización) finito.
  - Ruido (tensión o corriente) en la entrada.
  - No linealidades (distorsión armónica y de cruce).
  - Degradación de características por factores diversos.
-