

46

# AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y OTROS AMPLIFICADORES

Autor: Ing. Alberto C. GALIANO  
Profesor Titular

ELECTRONICA II (A-3.24.2)

*ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRÓNICA*

FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, INGENIERIA Y AGRIMENSURA

*UNIVERSIDAD NACIONAL DE ROSARIO*

Edición 2001

## 1 - GENERALIDADES Y DEFINICIONES

### 1.1 - Introducción

El término "AMPLIFICADOR OPERACIONAL" (A.O.), tiene su origen en su primitiva aplicación, cual era la de conformar circuitos que efectuaban operaciones matemáticas.

Suele pensarse erróneamente, que el A.O. nació con los circuitos integrados, sin embargo los conceptos básicos del amplificador operacional que manejamos hoy en día, tienen su origen en la época de las válvulas electrónicas. Se atribuye su autoría a John R. Ragazzini en 1947 (Ref. ....).

En ese entonces, su utilización estaba sumamente restringida a las áreas de computación analógica e instrumentación, que eran las únicas que justificaban el importante aumento en la cantidad de válvulas electrónicas, necesario para operar bajo este principio.

Alrededor de 1950, se consiguen ya A.O. a semiconductores de alta calidad, cuyo destino casi exclusivo siguió siendo el de la computación analógica.

La aparición en el mercado de A.O. modulares en los comienzos de 1960, expande su uso por su baratura y resistencia, no obstante se trata siempre de módulos armados a base de componentes discretos.

Hacia el final de 1960, la introducción de los circuitos integrados monolíticos, produce la gran innovación que reduce notablemente los costos, y se inicia la etapa del desplazamiento de los circuitos discretos, el cual fue acentuándose a través del tiempo hasta nuestros días.

Juntamente con la reducción de los costos, se producen mejoras en los diseños, que dan como resultado la aparición del tradicional y todavía en vigencia "741", cuya versión original la constituyó el  $\mu$ A-741 de la firma Fairchild, y del cual se agrega en el apéndice una reproducción de la hoja original de especificaciones, que data del año 1968. El mismo fue gestado en ese entonces por Robert J. Widlar del cual se pueden leer aun hoy sus notas de Aplicación (Ref. ....).

Muchos de los diseños posteriores dan origen a variantes y mejoras en los valores de las especificaciones, pero que mantienen en principio, la estructura original.

Un paso significativo hacia la electrónica actual, es el logro tecnológico de integrados que combinan transistores bipolares con JFET, que se traduce en mejoras sustanciales en algunas características de entrada de los A.O..

En épocas mas recientes, aparecen en el mercado A.O. que funcionan bajo conceptos algo distintos, agrupados no obstante dentro de la misma clasificación genérica de A.O., tal es el caso de los de "Transconductancia", "Norton", etc., que describiremos oportunamente.

Una nueva variante toma fuerza alrededor del 90, los integrados realizados con dispositivos CMOS, incluidos por supuesto, los A.O. que ostentan ventajas comparativas en algunos aspectos.

Otra importante y relativamente reciente variante es el surgimiento de un diseño denominado como "Amplificadores Realimentados en Corriente" (Current Feedback Amplifier), con características sumamente diferenciadas del "tradicional", del cual se ofrecen versiones de Amplificadores y de A.O..

En el campo de las altas frecuencias, los Circuitos Integrados basados en el Arseniuro de Galio (As Ga), con su gran diversidad de ofertas, vienen a contribuir a poner su granito de arena en el ya complicado panorama de ofertas

Esta diversidad actual, que se acentúa día a día, tanto sea en las tecnologías utilizadas como en las funciones que se ofrecen plantea un problema casi insoluble al tratar de encarar un tratamiento académico unificado de sus características y utilización, que resulte útil para los distintos dispositivos incluidos por supuesto los A.O..

A los efectos de obviar hasta donde sea posible este inconveniente y la necesidad de contar para los A.O. con una referencia que actúe de alguna forma como una "unidad de medida", inclusive en el aspecto conceptual se adopta en este trabajo el siguiente criterio:

**Suponer que nos referimos al "741", denominado como "tradicional", salvo indicación en contrario.-**

Posteriormente se analizaran aquellos integrados que en forma parcial o total se aparten de la forma de la estructura original.-

## 1.2 - Caracterización

Como anticipamos, trataremos de enunciar las características de los A.O. tradicionales en sus versiones más habituales.

Conviene reafirmar, aunque parezca redundante que como tradicionales que son se trata de Amplificadores de Tensión

Una de las más importantes es que poseen entrada diferencial (en contraposición con sus antecesores valvulares), según puede observarse en la fig. 1.1. En ella simbolizamos con “-” al terminal de entrada denominado como inversor y con “+” al no inversor.

Las correspondientes tensiones de entrada, se simbolizan con “ $e^-$ ” y “ $e^+$ ”.

Los símbolos “ $+V_c$ ” y “ $-V_c$ ”, se refieren a los terminales de alimentación de los A.O. Estos se alimentan normalmente con fuentes dobles (fuente partida o alimentación trifilar según se la conozca), que constan de una tensión positiva y otra negativa de igual valor nominal y centradas en el terminal de tierra, o de tensión cero. El valor más habitual de la tensión de alimentación es el de  $\pm 15$  V.

Es costumbre en los diagramas de circuito no indicar los terminales de alimentación por razones de simplicidad del dibujo, pero conviene recalcar aunque parezca obvio, que el A.O. como cualquier circuito electrónico no funciona sin alimentación (sin polarización) y que en cualquier práctica su correcta conexión es lo primero que debiera verificarse.

El último terminal que describiremos por el momento, es el terminal de salida indicado con “ $e_o$ ” que conceptualmente puede asimilarse como la salida simple de un amplificador diferencial. En rigor de verdad un A.O. puede pensarse en principio como un amplificador diferencial con salida simple, no obstante que su estructura interna contiene otros bloques que describiremos oportunamente.

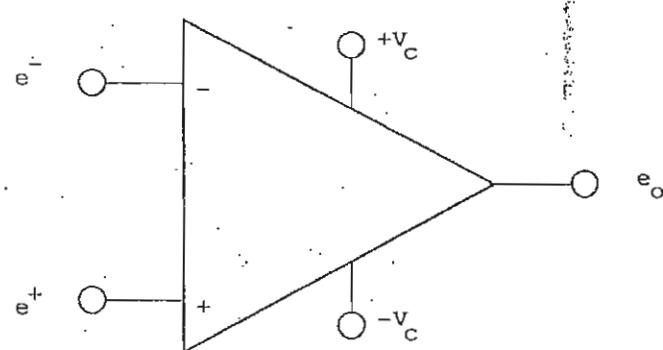


Figura 1.1 - Símbolo del A.O. con indicación de los terminales de alimentación.-

La ecuación principal que define el funcionamiento de un A.O., es la siguiente:

$$e_o = a_v (e^+ - e^-) \quad (1-1)$$

$$\text{Si: } e_d = e^- - e^+ \quad (1-2)$$

la (1-1) queda expresada sencillamente como:

$$e_o = -a_v \cdot e_d \quad (1-3)$$

donde: " $a_v$ ", simboliza la ganancia diferencial con salida simple del A.O., o simplemente ganancia, sobre la cual daremos mayores precisiones a lo largo de este trabajo.

" $e_d$ ", representa la tensión de entrada diferencial que se corresponde con la expresión (1-2), siempre que se respete la referencia indicada en la figura 1.2.

Como puede verse fácilmente, si cancelamos alternativamente  $e^-$  y  $e^+$ , emergen naturalmente las denominaciones de entrada inversora y no inversora.

Resulta entonces que:

$$\text{si } e^+ = 0 \rightarrow e_o = -a_v \cdot e^- \quad (1-4a)$$

$$\text{si } e^- = 0 \rightarrow e_o = +a_v \cdot e^+ \quad (1-4b)$$

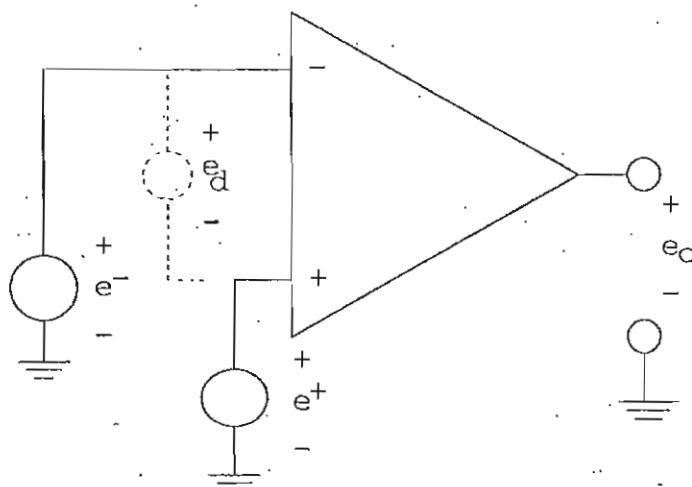


Figura 1.2 - Distintas posibilidades de aplicación de tensión a un A.O.

Si bien las definiciones matemáticas presentadas y las distintas formas de aplicar tensión, parecieran definir con exactitud un A.O., en realidad ninguna de ellas dejan traslucir el verdadero concepto de este. A poco que se analice, se verá que su presentación no difiere en nada a la de cualquier amplificador diferencial.

**El concepto fundamental, sin embargo, se apoya en el hecho de que el A.O. posee una gran ganancia de tensión, independiente de su estructura (Diferencial o no), sirviendo de base para conformar circuitos de ganancia mucho menor, en los cuales esa ganancia del circuito goza de una gran uniformidad como consecuencia de la realimentación.**

Dado que el tema "Realimentación", no es motivo de este trabajo, por corresponder a estudios posteriores, utilizaremos otras herramientas más simples, pero a este nivel también efectivas para encarar el análisis de los circuitos con A.O. .

## 2 - AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

### 2.1 - Definición

Una metodología universalmente aceptada en este tema, y sin lugar a dudas la más conveniente, consiste en utilizar para el estudio de un circuito, y en una primera etapa, un modelo de A.O. al que se le asigna ciertas características de idealidad. Una vez comprendido el funcionamiento básico del circuito en cuestión, se van introduciendo las "realidades" del A.O., que no son más que los distintos parámetros que definen el funcionamiento real del dispositivo, y que como es lógico, difieren de los ideales.

Definiremos entonces, como Amplificador Operacional Ideal, al que cumple con las siguientes características:

- a) Ganancia de tensión infinita  $(A_V \rightarrow \infty)$
- b) Impedancia de entrada infinita  $(Z_i \rightarrow \infty)$
- c) Impedancia de salida cero  $(Z_o \rightarrow 0)$

Con la definición de estas tres idealidades resultaría suficiente para las primeras deducciones, pero agregaremos unas pocas que nos permitirán resolver algunos conflictos que puedan aparecer mas adelante, continuamos entonces:

- d) Ancho de banda infinito  $(B \rightarrow \infty)$

Esta última definición en el dominio frecuencial equivale en el dominio temporal a:

- d') Tiempo de respuesta = 0  $(t_s=0)$

Que se corresponde también con:

- d'') Defasaje nulo  $(\phi=0)$
- e) Salida cero con entradas iguales  $(e_d=0 \rightarrow e_o=0)$
- f) Factor de Rechazo infinito  $(CMRR \rightarrow \infty)$

Que se podría plantear también como:

- f\*) Ganancia a modo común = 0  $(A_{MC}=0)$

Aunque estas dos últimas características pareciera redundante con lo definido en la expresión (1-3), resulta conveniente aquí reafirmar los conceptos, ya que en una situación real, como veremos oportunamente, no se cumplen.-

Algunos autores agregan otras "idealidades", pero ante el riesgo de confundir mas que facilitar, se prefiere limitarse a las ya enunciadas.-

Definidas las condiciones de nuestro A.O. ideal, pasaremos a estudiar el funcionamiento de los circuitos, bajo dichas premisas y bajo la forma de funcionamiento lineal.

La condición de amplificador lineal para el A.O., solamente la abandonará, en el caso extremo que al circuito conformado por el se le apliquen señales cuyo valor supere los márgenes previstos en el diseño, provocando que el A.O. alcance la saturación.

## 2.2 - Circuitos lineales básicos

(Funcionamiento lineal con componentes lineales)

Pasaremos entonces a estudiar los circuitos básicos o fundamentales y algunos que pueden considerarse como una extensión natural de estos

### INVERSOR

Es el primero y más universalmente utilizado, cuyo diagrama se puede observar en la Figura 2.1

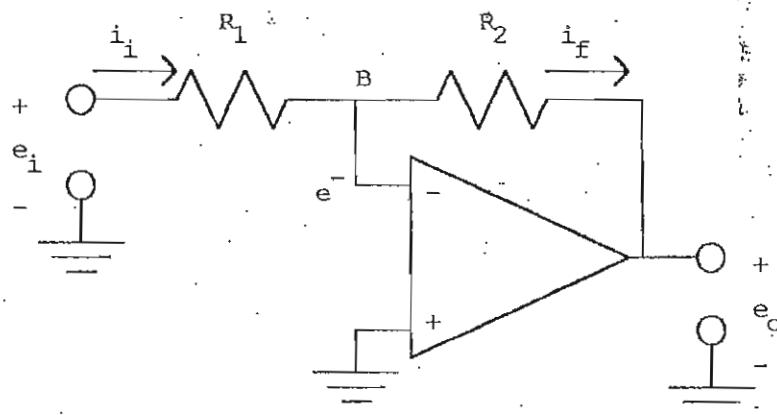


Figura 2.1 - Configuración básica del Circuito Inversor

Podemos escribir, con referencia a la figura 2.1 que:

$$i_i = \frac{e_i - e^-}{R_1} \quad i_f = \frac{e^- - e_o}{R_2} \quad (2-1a/b)$$

Si considero al A.O. como ideal, su impedancia de entrada tiende a infinito ( $Z_i \rightarrow \infty$ ), por ello no tendrá corrientes de entrada y no existirá derivación de corriente desde el nudo B hacia el terminal inversor, por lo cual las corrientes por ambas resistencias serán iguales pudiendo plantear:

$$i_i = \frac{e_i - e^-}{R_1} = \frac{e^- - e_o}{R_2} = i_f \quad (2-2)$$

Por otro lado y siempre usando las propiedades del A.O. ideal, podemos considerar que la ganancia tiende a infinito y partiendo de la fórmula (1-4a), resulta sucesivamente:

$$e^- = \frac{-e_o}{a_v} \quad \lim_{a_v \rightarrow \infty} e^- = \lim_{a_v \rightarrow \infty} \frac{-e_o}{a_v} = 0 \quad (2-3a/b)$$

Para que el razonamiento anterior tenga validez, debemos considerar  $e_o$  finito lo cual resulta lógico y compatible con la realidad, ya que la excursión de la salida, para un circuito como el planteado, está limitada por un valor igual o menor que la tensión de alimentación.

Aplicando la conclusión de la (2-3b) a la (2-2), resulta:

$$\frac{e_o}{e_i} = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow e_o = -\frac{R_2}{R_1} e_i \quad (2-4a/b)$$

Otra forma de presentación resulta de definir la ganancia del A.O. ( $A_v$ ), como sigue:

$$A_v = \frac{e_o}{e_i} \Rightarrow A_v = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2-5a/b)$$

El signo negativo que precede las fórmulas (2-4b) y (2-5b) es el que da origen al nombre de inversor del circuito en estudio.

Obsérvese que la ganancia del circuito resulta independiente del valor exacto de la ganancia del A.O. ( $a_v$ ), siempre que a esta se la pueda considerar como infinita. La precisión del circuito recaerá, bajo estas premisas, sobre las resistencias por lo que si sus valores son exactos y estables el circuito operará de acuerdo a lo previsto. Mas aún, si se producen variaciones, por ejemplo con la temperatura, pero ambas varían en igual porcentaje el circuito mantiene su ganancia.

### Cero Virtual

Obsérvese que el nudo "B" de la figura 2.1, que está conectado a la entrada inversora, es mantenido a un potencial igual al terminal "+" o sea cero, en virtud de la ganancia infinita (Fórmula 2-3b), no obstante no tratarse de una tierra real. Esta particular condición hace que el citado nudo se lo designe como "Cero virtual".

Conviene recalcar aquí, que el A.O. por intermedio de su ganancia ideal infinita, mantiene el cero virtual, por lo que si esta no cumple esa condición, por cualquier circunstancia, tampoco existirá el citado cero. Esta condición puede darse si el A.O. sufriera alguno de los siguientes problemas:

- a) Es saturado por un exceso de señal (la ganancia ya no puede considerarse como infinita).
- b) sufriera un desperfecto.
- c) Se desconecte la vía de realimentación
- d) Le falte alimentación.

### NO INVERSOR

A veces se lo denomina como seguidor, nombre genérico utilizado para definir los circuitos que a la salida respetan la polaridad de entrada y se corresponde con los circuitos seguidores discretos ya estudiados tales como el seguidor por emisor y por fuente (y con el antiguo y predecesor de todos, el seguidor catódico).

El nombre de "No Inversor" aparece en principio como algo contradictorio al designar a un dispositivo por lo que no puede hacer, por la negativa. La explicación de la generalización de este nombre se origina en el hecho de que su predecesor valvular tenía solamente entrada inversora por lo tanto el único circuito posible era el Inversor y fue por lo tanto el primero popularizado. Al pasar a los dispositivos de estado sólido se concretó la entrada diferencial que posibilitó el circuito seguidor, que para diferenciarlo se apodó como "No-Inversor".

Si nos referimos a la Figura 2.2 y recordando que estamos considerando que  $Z_i \rightarrow \infty$ , podremos escribir:

$$e^- = e_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2-6)$$

Partiendo de la Fórmula (1-1), resultará sucesivamente:

$$e_o = a_v (e^+ - e^-) \Rightarrow e^+ - e^- = \frac{e_o}{a_v}$$

$$\lim_{a_v \rightarrow \infty} (e^+ - e^-) = \lim_{a_v \rightarrow \infty} \frac{e_o}{a_v} = 0 \Rightarrow e^+ = e^- \Rightarrow \quad (2-7)$$

$$e_o = e^+ \frac{R_1 + R_2}{R_1} \Rightarrow A_v = \frac{e_o}{e^+} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Evidentemente este circuito no invierte y de allí deriva su nombre. (2-8 a/b)

La expresión (2-7), se obtiene por un razonamiento similar a la (2-3b), y que en definitiva nos dice que si  $a_v \rightarrow \infty$ , ambos terminales tienen la misma tensión.

Esta conclusión hace que en algunas publicaciones se hable de "corto virtual" (Virtual Short, Ref.....), para el cual valen las mismas advertencias indicadas en el párrafo "Cero Virtual".

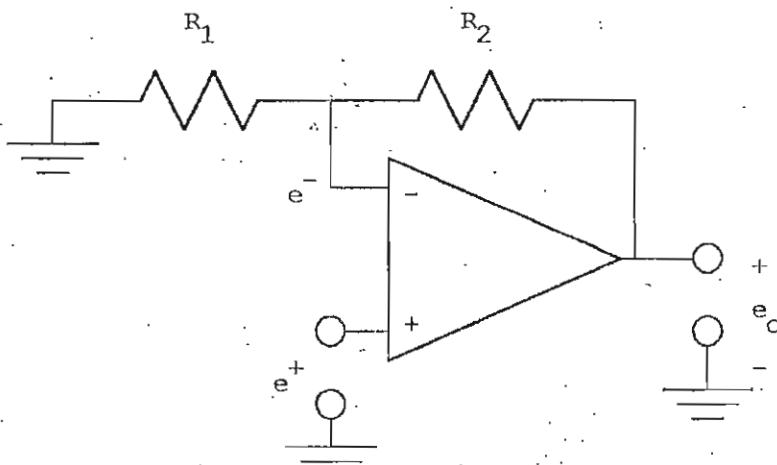


Figura 2.2 - Configuración básica del circuito No-Inversor

Conviene destacar que este circuito seguidor, en contraposición con los discretos ya citados, permite obtener ganancia de tensión.

Una variante muy utilizada consiste en hacer  $R_1 \rightarrow \infty$ , con lo que resulta  $A_v=1$ . En realidad, en la práctica se suele hacer además  $R_2=0$ , salvo que por razones circuitales ello no sea posible; tal es el caso de que puedan quedar aplicadas a la salida del A.O. tensiones provenientes de otros circuitos, que resulten inadmisibles para la entrada. Su versión más simple puede observarse en la Figura (2-3).

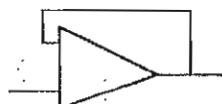


Figura 2.3 - Seguidor de ganancia unidad

Esta aparente incongruencia de un amplificador que no amplifique (ganancia igual a uno), tiene su explicación probablemente ya conocida por el lector, dado que estos tipos de circuitos no son extraños en la electrónica. Si observamos la Figura citada, vemos que la impedancia de entrada tiende a infinito, y la de salida está definida idealmente como igual a cero. Este tipo de función resulta de suma utilidad cuando

es necesario acoplar circuitos cuya salida es de alta impedancia con aquellos cuya entrada es de baja. Cumplen la función de adaptadores de impedancia siendo ésta una característica común a los "seguidores" incluidos los vistos en el ambiente discreto. Estos y otros circuitos de funciones similares, se los conoce en la bibliografía inglesa bajo el nombre genérico de "Buffer"(\*)

### Comparación entre los circuitos

Independientemente de su posibilidad de invertir o no, los circuitos anteriormente descriptos tienen entre sí otras diferencias significativas. Para ello y con referencia al circuito inversor de la figura 2.1, observemos a este desde la entrada para tratar de estimar el valor de la impedancia vista. Recordemos que el nudo "B" se lo consideraba una cero virtual, por lo que resulta simple deducir que la impedancia vista resulta igual a  $R_1$ . Esta sería una primera limitación, frente a la aparente libertad de elección de las resistencias que definen la ganancia cuya única condición, era hasta el momento, la de tener una relación igual a la ganancia deseada. Van emergiendo así los primeros conflictos y conceptos relativos al diseño de los circuitos, ya que el requisito de una resistencia de entrada demasiado alta, junto a una ganancia también alta, puede dar como resultado un valor de  $R_2$  inadmisible, por otras condiciones de diseño, que veremos mas adelante, o simplemente irreal (por arriba de los valores normales de mercado). En contraposición el circuito No-Inversor tiene, como ya dijimos, una impedancia de entrada que tiende a infinito que marca otro de los contrastes entre estos dos circuitos y que da lugar a la aplicación ya citada, para este último, de adaptador de impedancia.-

Si comparamos la expresión (2-5b) con la (2-8), observamos que el valor absoluto de la ganancia puede ser, para el inversor mayor o menor que uno, mientras que el no inversor tiene su mínimo en uno. En general el circuito inversor es el mas usado por su mayor versatilidad, del cual veremos algunas variantes sencillas.

Siempre con referencia a la Figura 2.1, si hacemos por ejemplo  $R_2 = 10 R_1$ , y en la posición de  $R_2$  colocamos un potenciómetro de valor  $\rho R_2$ , resultará que:

$$e_o = -10 \rho e_i \quad \text{o} \quad |A_V| = 10 \rho$$

Si el mismo es de varias vueltas, con linealidad garantida e indicación del valor de  $\rho$  (\*\*), la ganancia multiplicada por 10 es leída directamente en el frente del potenciómetro, con una precisión aceptable para aplicaciones comunes.

### Circuito Sumador

Es una de las variantes mas utilizadas del circuito Inversor, se observa en la Figura 2.4

El planteo es idéntico al realizado para el inversor básico, que no repetiremos (queda para el lector como ejercicio), salvo que en el nudo "B" concurren varias corrientes, que permiten llegar a una expresión ampliada, tal como

$$e_o = -\left( \frac{R_f}{R_1} e_1 + \frac{R_f}{R_2} e_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} e_n \right) \quad (2-9)$$

(\*)Buffer: Circuito o dispositivo destinado a separar o aislar dos etapas, para evitar reacciones perjudiciales entre el circuito excitador y el excitado

(\*\*)Los hay en presentación analógica o digital

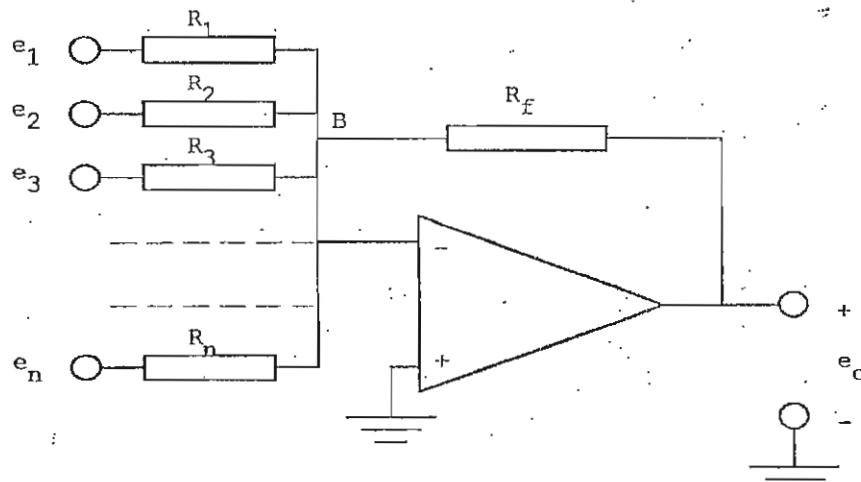


Figura 2.4 - Circuito Sumador

Es evidente que el circuito efectúa la suma de las tensiones de entrada, afectadas c/u por una relación propia de forma genérica  $R_f / R_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) y la invierte. En este caso se dice que la suma es ponderada y esta es la forma mas general y amplia en que se lo utiliza. En su aplicación mas popular en circuitos de Audio, permite mezclar señales provenientes de diversos orígenes (micrófono, reproductor a cinta, C.D., etc.), adaptando la ganancia de cada entrada de acuerdo a cada reproductor. En todo lo anterior está implícito que estuvimos considerando que en general:

$$R_1 \neq R_2 \neq R_3 \neq \dots \neq R_n$$

si en cambio hacemos que:

$$R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_n = R_f$$

tendremos una suma simple y la (2-9) se convierte en:

$$e_o = -(e_1 + e_2 + e_3 + \dots + e_n) \quad (2-10)$$

Si queremos generalizar las expresiones; podemos hacerlo llevándolas al campo de la transformada (Laplace), y suponiendo que las resistencias son reemplazadas en forma mas general por impedancias, es posible plantear en el campo de la transformada:

$$\frac{E_1(s)}{Z_1(s)} + \frac{E_2(s)}{Z_2(s)} + \dots + \frac{E_n(s)}{Z_n(s)} = -\frac{E_o(s)}{Z_f(s)}$$

de la cual despejando la tensión de salida llegamos a:

$$E_o(s) = -\sum_{k=1}^n \frac{Z_f(s)}{Z_k(s)} E_k(s) \quad (2-11)$$

Las distintas impedancias pueden ser circuitos de cualquier configuración de elementos, siempre que los mismos mantengan la condición de ser Lineales, bilaterales, e invariantes con el tiempo. Esta generalización puede aplicarse a cualquiera de los circuitos vistos, o los que veremos a continuación, siempre que cumplan las condiciones explicitadas.

### Círcuito Diferencial o simétrico

El tercer y último circuito fundamental que veremos es el Diferencial que se observa en la Figura 2.5, sobre el cual podemos plantear:

$$e^- = (e_1 - e_0) \frac{R_f}{R_s + R_f} + e_0 \quad (2-12)$$

$$e^+ = e_2 \frac{R_f}{R_s + R_f} \quad (2-13)$$

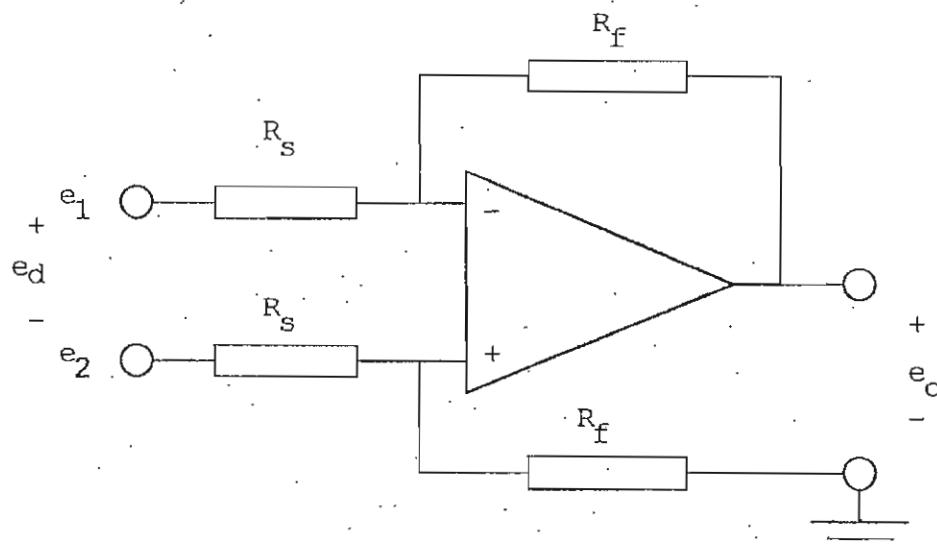


Figura 2.5 - Círcuito Diferencial

Ambas expresiones, que se corresponden a la del divisor de tensión ideal, son válidas sobre la base de las condiciones ideales de las impedancias de entrada que ya conocemos. Si utilizamos la condición de ganancia tendiendo a infinito, podremos escribir:

$$e^+ = e^- \Rightarrow (e_1 - e_0) \frac{R_f}{R_s + R_f} + e_0 = e_2 \frac{R_f}{R_s + R_f} \Rightarrow e_0 = (e_2 - e_1) \frac{R_f}{R_s} \quad (2-14)$$

$$\text{Si: } e_d = e_1 - e_2 \Rightarrow e_0 = -e_d \frac{R_f}{R_s} \quad (2-14')$$

En resumen tenemos una configuración en la cual la salida es proporcional a la diferencia de las entradas, a través de una ganancia diferencial:

$$A_{V_d} = \frac{e_0}{e_2 - e_1} = \frac{R_f}{R_s} \quad (2-15) \quad \text{o} \quad A_{V_d} = \frac{e_0}{e_d} = -\frac{R_f}{R_s} \quad (2-15')$$

A lo largo de esta sencilla, clásica y aparentemente inobjetable deducción, existe una trampa que quizás el lector ya ha detectado. La misma consiste en que existen dos pares de resistencias con iguales denominaciones, entre las cuales en la práctica real, van a existir diferencias mayores o menores de acuerdo a sus tolerancias. En la sección 4 ... ¿?, estudiaremos en detalle la influencia de estas asimetrías pero, para no alterar el orden didáctico, conviene por el momento destacar que este circuito requiere, para un funcionamiento aceptable, un montaje con un muy buen apareamiento entre las dos  $R_f$  y las dos  $R_s$ .

### Sumador-Restador

Se trata de una generalización del uso del Amplificador Diferencial, que puede observarse en la figura 2.6.

Como siempre y manteniendo las condiciones de idealidad definidas, aplico en forma genérica a ambos nudos la ley:  $\sum i = 0$ .

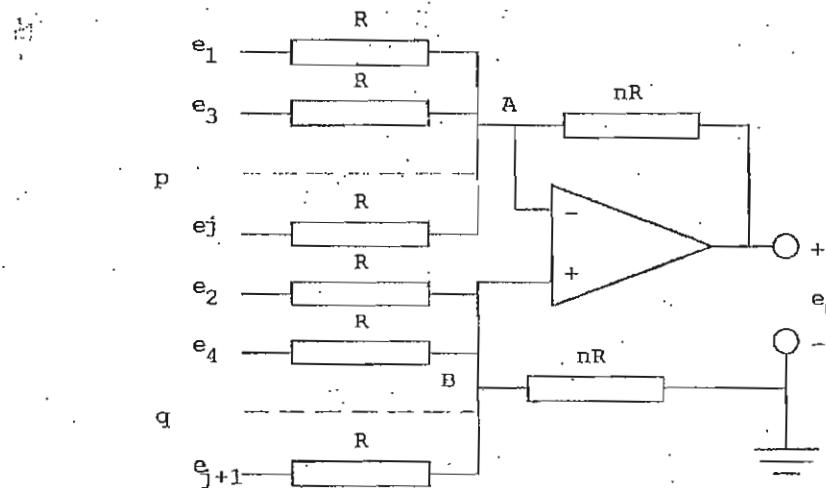


Figura 2.6 - Circuito Sumador-Restador

En el nudo A tendremos:

$$\frac{e_1 - e^-}{R} + \frac{e_3 - e^-}{R} + \dots + \frac{e_j - e^-}{R} - \frac{e^- - e_0}{nR} = 0 \Rightarrow$$

$$n(e_1 + e_3 + \dots + e_j) - (np - 1)e^- + e_0 = 0 \Rightarrow$$

$$e^- = \frac{e_0 + n(e_1 + e_3 + \dots + e_j)}{np - 1}$$

Igualmente en el nudo B podemos plantear:

$$\frac{e_2 - e^+}{R} + \frac{e_4 - e^+}{R} + \dots + \frac{e_{j+1} - e^+}{R} - \frac{e^+}{nR} = 0 \Rightarrow$$

$$n(e_2 + e_4 + \dots + e_{j+1}) - (nq - 1)e^+ = 0 \Rightarrow$$

$$e^+ = \frac{n(e_2 + e_4 + \dots + e_{j+1})}{nq - 1}$$

Bajo las premisas establecidas podemos plantear  $e^+ = e^- \Rightarrow$

$$\frac{e_0 + n(e_1 + e_3 + \dots + e_j)}{np - 1} = \frac{n(e_2 + e_4 + \dots + e_{j+1})}{nq - 1}$$

Si establecemos la condición que:  $p = q \Rightarrow$

$$e_0 = n[e_2 + e_4 + \dots + e_{j+1} - (e_1 + e_3 + \dots + e_j)] \quad (2-16)$$

**PRECAUCIONES:** Para que esta expresión resulte válida, debe cuidarse que siempre se cumpla la condición "  $p = q$  ", lo que implica circuitualmente que las entradas no utilizadas deben ponerse a masa.

### 2.3 - Circuitos lineales típicos

Si se generaliza el uso de los componentes de un circuito operacional a inductancias y capacitores se generan a partir del circuito inversor dos circuitos particulares, de uso corriente en especial en circuitos de control, cuales son:

#### Integrador

El circuito puede observarse en la Figura 2.7, sobre el cual aplicaremos las mismas consideraciones que las planteadas para el inversor básico (ver párrafo 2.2), que nos permiten plantear:

$$i_R = -i_C \Rightarrow \frac{e_i}{R} = -C \frac{de_0}{dt} \Rightarrow e_0 = -\frac{1}{RC} \int e_i dt \quad (2-17)$$

Tenemos un integrador, en principio sin limitaciones visibles (mientras se considere al A.O. como ideal) en oposición con los integradores pasivos (circuitos RC), que debían cumplir con una serie de condiciones para responder como tales y que estaban severamente limitados a la frecuencia para la cual habían sido diseñados y con fuerte atenuación en ese rango.

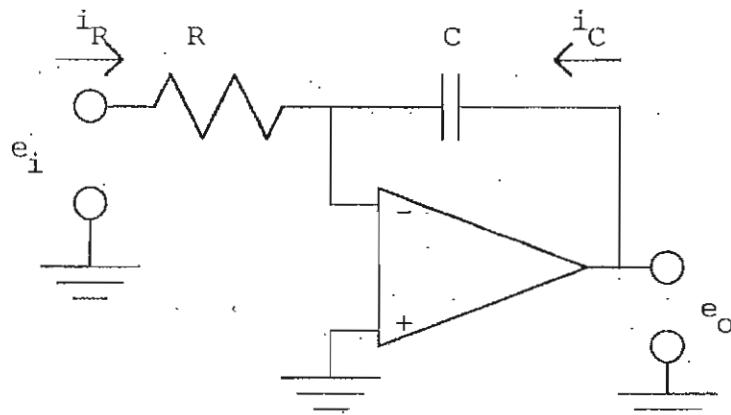


Figura 2.7 - Circuito Integrador

Una variante del circuito anterior, puede ser el indicado en la Figura 2.8. Para una mayor facilidad operativa, trabajaremos en el campo de la transformada y aplicando las fórmulas ya conocidas en forma generalizada, planteamos:

$$A_v(s) = \frac{E_0}{E_i} = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{R_f + \frac{1}{C_f s}}{R_i} = -\frac{R_f}{R_i} \left( 1 + \frac{1}{R_f C_f s} \right) = -\left( \frac{R_f}{R_i} + \frac{1}{R_i C_f s} \right) \quad (2-18)$$

El mismo consta, como puede verse, de una parte proporcional ( $R_f/R_i$ ), mas una parte integral. Se trata de un circuito de uso intensivo en Control conocido como "P + I".

#### Derivador

Si con respecto al integrador, invertimos resistencia y capacidad, según puede observarse en la Figura 2.9, el circuito se convierte en Derivador.

Como siempre podemos plantear:

$$\frac{e_0}{R} = -C \frac{\partial e_i}{\partial t} \Rightarrow e_0 = -R C \frac{\partial e_i}{\partial t} \quad (2-19)$$

En principio este derivador tampoco tendría limitaciones de frecuencia o ganancia, pero presenta algunos inconvenientes al igual que el Integrador que veremos a continuación.

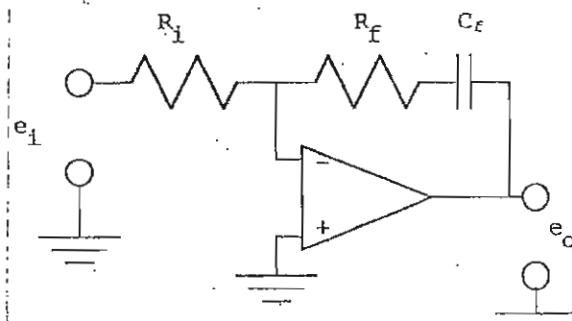


Figura 2.8 - Circuito Proporcional mas integral (P+I)

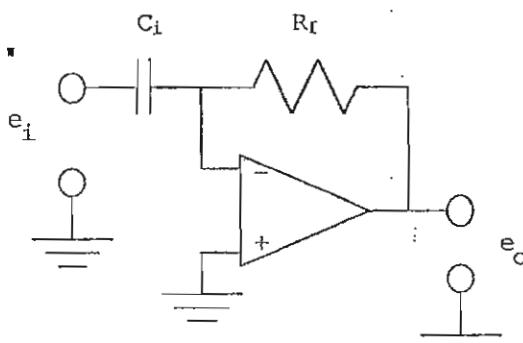


Figura 2.9 - Circuito Derivador

#### Limitaciones en el uso de derivadores e Integradores

Idealmente un Derivador, no tiene limitaciones en su respuesta, por arriba de la banda de frecuencias para la cual se lo piensa utilizar. No obstante, en esa condición cualquier tensión espuria de frecuencia superior a la señal, es intensamente amplificada y superará la señal objeto del estudio, impidiendo observarla. Una visión gráfica del problema puede verse en la Figura 2-10a, en la cual hemos representado en un diagrama de Bode la función ganancia del Derivador.

Una solución al problema es modificar el circuito de tal forma, que se introduzcan polos a partir de la máxima frecuencia para la cual fue diseñado, o próxima a ella (ejemplo una octava mas arriba). Una forma pudiera ser la presentada en el diagrama de la Figura 2-10b.

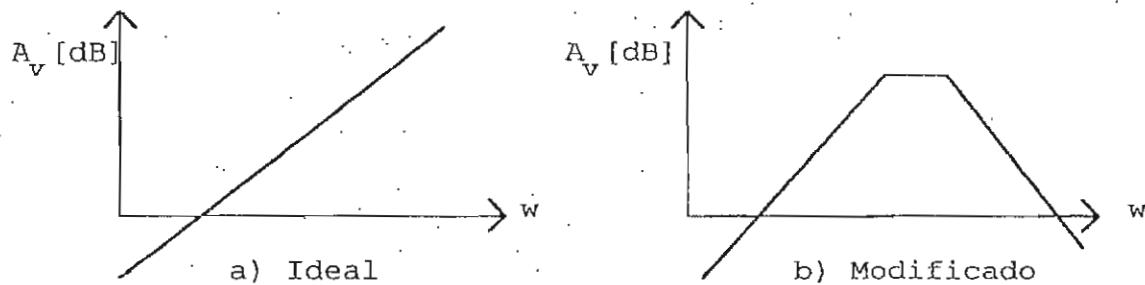


Figura 2-10 - Diagrama de Bode de una Derivador

El objetivo es producir una sensible disminución de ganancia a las frecuencias mas altas, fuera del ancho de banda de diseño.

En la realidad, cuando se trabaja con operacionales, u otro componente real, el propio dispositivo presenta una disminución de ganancia en alta frecuencia que puede producir una autolimitación, pero esta cuestión la veremos en oportunidad de tratar el Amplificador Operacional Real.

En la Figura 2-11, se puede observar un circuito que cumple con las condiciones propuestas y la expresión que lo caracteriza.

En el caso del Integrador, el problema es exactamente contrario al anterior. Las frecuencias mas amplificadas son las bajas, resultando en corriente continua una ganancia sola limitada por las propias características del A.O. (hasta ahora considerado como ideal, con  $a_V \rightarrow \infty$ ).

La gráfica de Bode para este caso puede observarse en la Figura 2-12<sup>a</sup>.

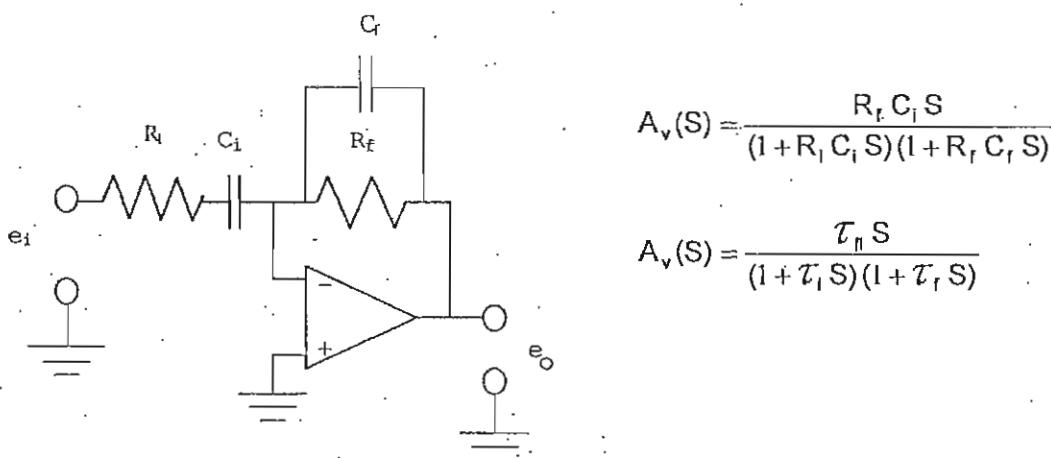


Figura 2-11 – Circuito Derivador modificado y su función transferencia

La presencia de una tensión continua, superpuesta con la señal de entrada o de otro origen interno o externo, no siempre posible de evitar, combinadas con la ganancia, produce en un tiempo determinado la saturación del dispositivo.

Una forma de limitarlo en la práctica, consiste en agregar una resistencia al circuito para modificar su respuesta según puede observarse en la curva modificada de la Figura 2-11a que se corresponde al circuito de la Figura 2-11b.

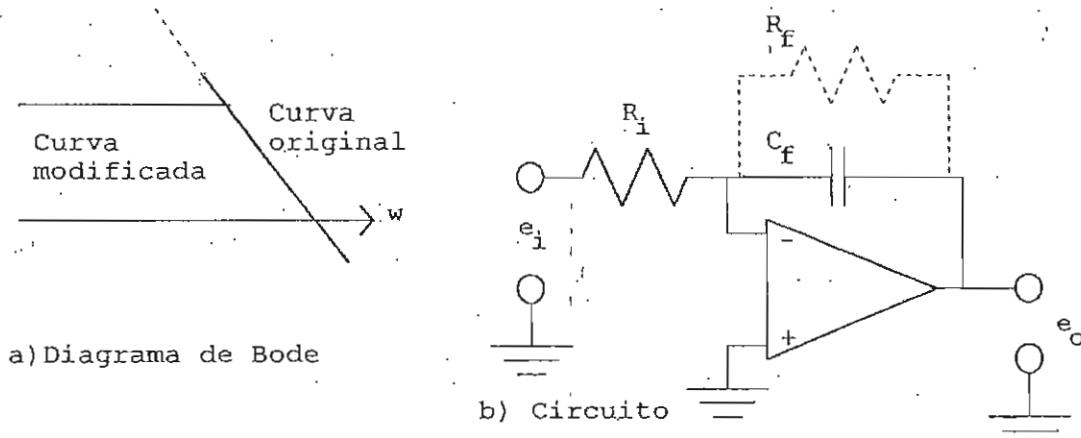


Figura 2-12 - Integrador modificado

La función transferencia que corresponde al Integrador modificado está indicada en la expresión (2-20).

$$A_v = \frac{e_o}{e_i} = -\frac{R_f}{R_i} \left( \frac{1}{1 + R_f C_f S} \right) \quad (2-20)$$

De acuerdo a la misma en frecuencia cero (Corriente continua) la ganancia está limitada a la relación  $-R_f / R_i$ , dando una salida fija con relación a la tensión continua de entrada. Siempre que esta componente continua sea pequeña con respecto a la señal, el problema estaría solucionado.

## 2.4 - Circuitos de conmutación (Funcionamiento no-lineal con componentes pasivos lineales)

### Generalidades

El A.O. está pensado y diseñado como un dispositivo esencialmente lineal, para el cual, y dentro de sus básicas y primitivas aplicaciones, se desemboca en circuitos en los cuales se busca la mejor linealidad posible como los vistos hasta el momento. Además se suele pedir una buena y a veces excelente precisión y exactitud.

No obstante lo anterior, es posible extender su utilidad a aplicaciones No-Lineales, en las cuales, el operacional trabaja la casi totalidad del tiempo en condiciones de saturación, salvo en los breves instantes de la conmutación.

Las diferencias conceptuales son muy grandes y el lector deberá prestarles especial atención, estas se tratarán de remarcar todas las veces que resulte posible.

Todos sabemos, o presumimos, que ningún dispositivo real, puede ostentar la característica de manejo ilimitado de tensión o corriente. El A.O. no escapa a esta regla, por lo que a partir de cierta excitación la tensión de salida comienza a perder su relación de ganancia con la entrada, tal que, si los valores de excitación continúan aumentando, se llega en la salida a un valor fijo prácticamente constante, denominado como condición de saturación, que puede suceder tanto en la excursión positiva como en la negativa.

A estos dos valores los denominaremos de aquí en mas:

$$V_M = \text{Valor máximo (positivo) de la tensión de salida en saturación} \quad (2-21a)$$

$$V_m = \text{Valor mínimo (negativo) de la tensión de salida en saturación} \quad (2-21b)$$

Conviene aclarar que no puede asegurarse que los valores absolutos de ambas tensiones sean iguales, no obstante que el A.O. esté alimentado por una fuente exactamente simétrica. Asimetrías propias del diseño interno, que veremos oportunamente, son las causantes de esta desigualdad.

### Comparadores

Es de necesidad común en electrónica, el disponer de circuitos que indiquen cuando una tensión está por arriba o por debajo de un cierto nivel prefijado, o simplemente detecten el instante del cambio. Este cambio se suele reflejar en la tensión de salida mediante un cambio permanente (Escalón), o transitorio (Pulso), que por lo común acciona a su vez otros circuitos de control.

Los circuitos que funcionan con la primera de estas dos opciones, se los denomina en forma genérica como "Comparadores", y los conformados con A.O. constituyen el objeto de esta primera parte de los circuitos No-Lineales.

Un primer pensamiento idealizado, pretendería suponer que la mejor opción es utilizar directamente al propio A.O. como comparador. En una de sus entradas se aplicaría la tensión de referencia ( $V_{ref}$ ), que constituye el nivel de comparación prefijado; en la otra se conectaría la tensión a analizar, de la cual se pretende detectar su cruce por la referencia citada.

Dado que el A.O. tiene una gran ganancia (Hasta ahora la estamos considerando infinita), en cuanto la tensión monitoreada, que está variando, se diferencie por exceso o por defecto, en un valor infinitesimal con respecto al nivel prefijado ( $V_{ref}$ ), la salida conmutará del valor negativo al positivo ( $V_m \rightarrow V_M$ ), o viceversa ( $V_M \rightarrow V_m$ ).

Este comportamiento, que a primera vista parece excelente, por su gran sensibilidad, hace que variemos demasiado pequeñas de la señal, cerca de la tensión de referencia, debidas a inestabilidad de la misma o de la propia fuente de referencia, y que no tienen importancia para la operación real del sistema, conduzcan al comparador a comutar repetidamente y con un comportamiento aleatorio que se traslada a los dispositivos subsiguientes (relé, contactores, válvulas, motores, etc.). El fenómeno descripto, conocido en la jerga eléctrica como "Tableteo", también sucede, no obstante estar la tensión monitoreada sumamente estable, pero cerca del punto de decisión; por la influencia de tensiones espúreas (ruido), generadas por el propio circuito o por influencias externas.

Cualquiera sea su origen, el funcionamiento del comparador resulta errático, la información inutilizable, y si del circuito dependen accionamientos electromecánicos, los mismos se dañarían o autodestruirían.

Todo lo descripto, hace que se busquen configuraciones que tengan una "Zona Muerta" seleccionable a voluntad, cuya amplitud sea mayor que la suma de todos los efectos indeseables presentes en las tensiones del sistema. Los dispositivos así construidos, se dice que tienen "Histéresis", por analogía con el comportamiento de los materiales magnéticos. A continuación estudiaremos el circuito que cumple con esta condición.

#### Comparador con Histéresis (Schmitt-Trigger)

Una de las versiones de este circuito, se corresponde con el diagramado en la figura 2.12, sobre el cual se aplicarán, como siempre, las condiciones de idealizado del A.O. ya definidas (Párrafo 2.1), comenzando por suponer que  $Z_i \rightarrow \infty$ , con lo que el divisor de tensión que forman las resistencias no está cargado y podemos escribir:

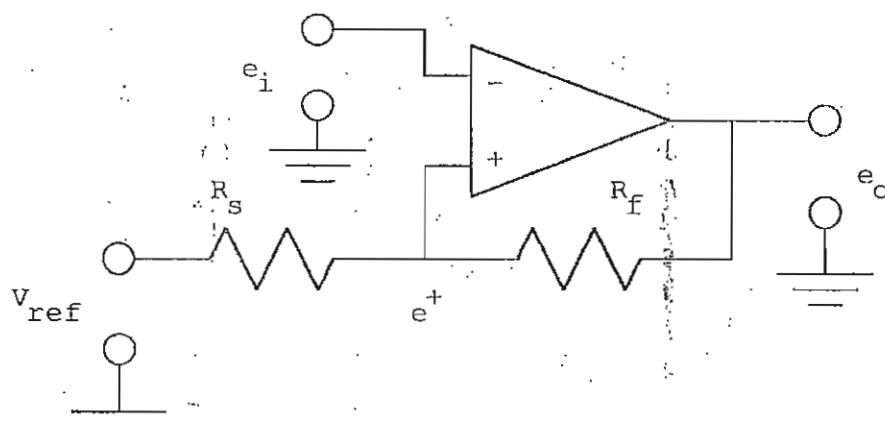


Figura 2-12 - Comparador con Histéresis (modo Inversor)

$$e^+ = (e_o - V_{ref}) \frac{R_s}{R_s + R_f} + V_{ref} \quad (2-22)$$

Se puede suponer a partir de la expresión (2-22), similar a otras presentadas en párrafos anteriores, que se puede continuar en el intento de lograr una fórmula final que exprese el valor de  $e_o$  en función de  $e_i$ . Tal objetivo pasaría por la premisa de considerar  $e^+ = e^-$ , propiedad que solo se puede asegurar en la zona lineal ( $a_V \rightarrow \infty$ )

En nuestro caso se produce una diferencia substancial en la respuesta del circuito, que notará el lector (ver Fig. 2.12), al observar que la salida está relacionada con la entrada No-Inversora, lo que produce un efecto denominado como "realimentación positiva".

Si bien este fenómeno, da lugar a desarrollos muy detallados y profundos, que no corresponde tratar aquí, intentaremos presentar una descripción física sencilla del fenómeno.

Supongamos que se produce un desplazamiento de la tensión de salida ( $e_o$ ), en el sentido positivo, motivado por ejemplo, en la aplicación de una señal de entrada. Como resultado del mismo, el terminal "+" sufrirá un desplazamiento en ese mismo sentido, en un valor proporcional a la salida dado por la fórmula (2-22). Este desplazamiento de  $e^+$ , dado que se trata de la entrada No-Inversora, inducirá a su vez, un desplazamiento muy importante de la tensión de salida también en el sentido positivo, (recordar que todavía mantenemos la suposición  $a_V \rightarrow \infty$ ). Esta a su vez, reinyectará una tensión al terminal "+" a través del divisor y así sucesivamente hasta que se llegue a alcanzar la condición de saturación.

Este efecto hace que el circuito no pueda mantenerse en condiciones estables, en puntos intermedios de la excursión dentro de la zona lineal de funcionamiento, sino que por el contrario tenderá a situarse en alguna de las condiciones de saturación ( $V_M$  ó  $V_m$ ), quedando incluido dentro de los circuitos denominados genéricamente como "Biestables". En ciertas condiciones muy especiales y no habituales, en los circuitos reales, pudiera lograrse condiciones estables, pero el tema corresponde estudiarse dentro de la temática de "Realimentación", que ya comentamos.

A los efectos de deducir las fórmulas que gobiernan su operación, supondremos en un comienzo que:

$$e_i \ll V_{ref} \Rightarrow e_i < e^+ \Rightarrow e_o = V_M$$

Para esta condición, la tensión en la entrada "+", tendrá un particular valor de tensión ( $V_{Sup}$ ) que quedará expresado por:

$$e^+_{(e_o = V_M)} = V_{Sup} = (V_M - V_{ref}) \frac{R_s}{R_s + R_f} + V_{ref} \quad (2-23)$$

Supongamos ahora el caso contrario, a saber:

$$e_i \gg V_{ref} \Rightarrow e_i > e^+ \Rightarrow e_o = V_m$$

Para esta condición la expresión de la tensión de entrada "+" ( $V_{inf}$ ), quedará expresada como:

$$e^+_{(e_o = V_m)} = V_{inf} = (V_m - V_{ref}) \frac{R_s}{R_s + R_f} + V_{ref} \quad (2-24)$$

La tensión de histéresis valdrá entonces la diferencia entre estos dos particulares valores del terminal "+" expresados por la (2-23) y la (2-24), resultando:

$$V_H = V_{Sup} - V_{inf} = (V_M - V_m) \frac{R_s}{R_s + R_f} \quad (2-25)$$

Para un mejor entendimiento del funcionamiento del circuito, representaremos en la figura 2.13 la función transferencia del comparador que estamos estudiando.

En dicha representación hemos indicado con flechas, los caminos que se recorrerían sobre la gráfica, si fuéramos variando la tensión de entrada desde un valor  $e_i \ll V_{ref}$  a otro  $e_i \gg V_{ref}$  (Nº1), y viceversa (Nº2).

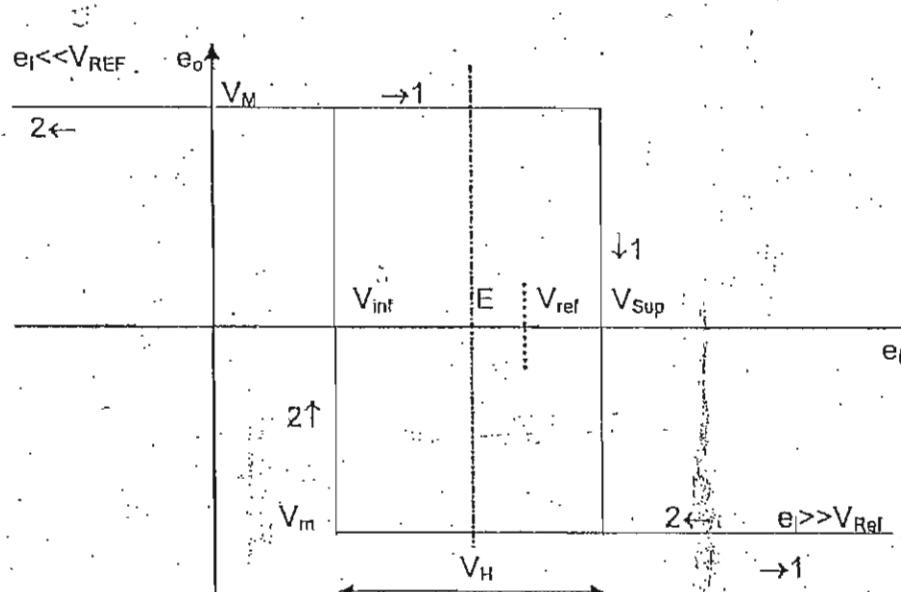


Figura 2.13 - Función transferencia del Comparador con histéresis, modo inversor.

Cuando comenzamos por  $e_i < V_{Ref}$ , la salida está en su valor máximo y el terminal  $e^+$  en el valor  $V_{sup}$ . Por lo tanto cuando la tensión de entrada, que suponemos en proceso de crecimiento, alcance y supere este valor, la tensión diferencial a la entrada se invertirá. Como resultado de esta acción, se iniciará el desplazamiento de la tensión de salida a su valor mínimo, desplazamiento que se reflejará en  $e^+$ , lo que reforzará el proceso en virtud de la conexión en realimentación positiva, de la cual ya se dio una somera eriunciación. El resultado concreto es la commutación de la tensión de salida, "e<sub>o</sub>", de la tensión  $V_M$  a la  $V_m$ , que mientras sigamos considerando al A.O. como ideal se producirá en forma instantánea. Un razonamiento similar, que queda para el lector, permitirá analizar el camino indicado con "2".

Podemos suponer un eje del proceso de histéresis que se correspondería con el nivel ideal de comparación, alrededor del cual bascula el sistema, cuyo valor puede pensarse como un promedio, dado por la expresión:

$$E = \frac{V_{sup} + V_{inf}}{2} \quad (2-26)$$

Si en ella se reemplaza  $V_{sup}$  y  $V_{inf}$  por las expresiones (2-23) y (2-24) se obtiene:

$$E = V_{Ref} \frac{R_f}{R_f + R_s} \quad (2-26')$$

En caso de estar diseñando el circuito, lo mas probable es que se conozca el valor medio de comparación "E", sobre la base de los datos del problema. En ese caso será necesario explicitar el valor de  $V_{ref}$  necesario, despejándolo de la expresión (2-26')

$$V_{Ref} = E \frac{R_s + R_f}{R_f} \quad (2-27)$$

Si es posible asegurar que los valores máximos y mínimos de la tensión de salida, son iguales en valor absoluto, podremos plantear:

$$\text{Si } |V_M| = |V_m| = V_S \Rightarrow V_H = 2V_S \frac{R_s}{R_s + R_f} \quad (2-28)$$

La histéresis, por lo tanto, puede ajustarse sencillamente modificando los valores relativos de  $R_s$  y  $R_f$ . Como en todo diseño electrónico, la elección de estos valores resulta de una solución de compromiso entre un valor mínimo que supere el conjunto de tensiones espurias, y un máximo, que se relaciona con el error que la histéresis introduce ( $V_{\text{sup}} - E$ ), por exceso o por defecto alrededor del punto ideal de conmutación "E", que se relaciona con la precisión impuesta al comparador.

No obstante debe observarse que al variar la relación entre  $R_s$  y  $R_f$ , se altera además el valor del punto medio de decisión "E" por lo que debe ajustarse también  $V_{\text{ref}}$ .

Si el valor medio de decisión resulta ser igual a cero, lo cual implica que la tensión de referencia es también cero, se puede corregir la histéresis sin otros ajustes complementarios.

El circuito descripto no es el único utilizado; uno correlativo al este es el que resulta de permutar las tensiones de entrada y de referencia, entre los terminales de entrada del A.O.. Queda para el lector como ejercitación repetir el análisis completo para esta nueva versión de comparador, denominado a veces como Comparador No-Inversor.

Cualquier de estos comparadores, sirven de base a la mayoría de los circuitos de conmutación con A.O., de los cuales veremos algunos ejemplos.

#### Astable (Generador de Onda Cuadrada)

Este circuito fue presentado originalmente por A.G. Bose en 1963 y se lo representa en la figura 2.14.

Para poder establecer las ecuaciones del Generador de Onda Cuadrada (que en realidad es rectangular), se debe suponer que el mismo este funcionando, o dicho de otra manera hayan transcurridos suficientes ciclos como para poder afirmar que se agotó el régimen transitorio y el circuito opera en régimen permanente.

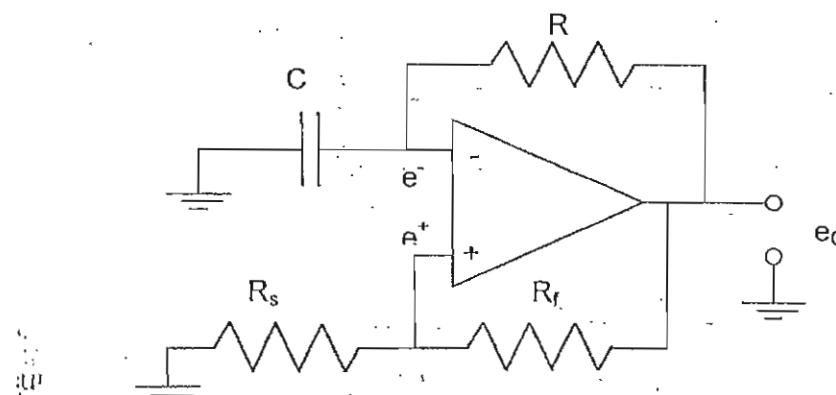


Figura 2.14 - Generador de Onda Cuadrada

Como punto de partida se deberá suponer que la salida está en algún máximo, positivo o negativo, aseveración que tiene su fundamento en la presencia, en la parte

inferior del circuito, de un comparador con histéresis ya estudiado. La entrada inversora también está conectada con la salida a través de  $R_f$  pero la presencia del capacitor impide una respuesta rápida de la tensión  $e^-$  por lo que en un primer momento preponderará la acción del circuito comparador hasta que esta alcance el valor de  $e^+$  al ritmo de la constante de tiempo  $RC$ , como veremos a continuación.

Supongamos que la salida está en el máximo negativo y se produce la conmutación hacia el máximo positivo (ver Figura 2-15). En el instante anterior ( $t_1^-$ ), la tensión en el terminal inversor era:

$$e^-(t_1^-) = \frac{R_s}{R_s + R_f} V_m = \gamma V_m \quad (2-29)$$

$$\text{con } \gamma = \frac{R_s}{R_s + R_f}$$

Como ya se indicó la tensión  $e^-$ , antes de la conmutación no puede cambiar instantáneamente y a partir de la misma comienza a crecer tiendiendo a la nueva tensión que existe en la salida  $V_M$ , cumpliendo con la ecuación genérica para un capacitor en un circuito  $RC$  que recordamos:

$$v_c = v_f + (v_i - v_f) e^{-t/\tau} \quad \text{con } \tau = RC$$

Reemplazando por los valores particulares de nuestro circuito y según (2-21a/b) se tendrá:

$$v_c = e^- = V_M + (\gamma V_m - V_M) e^{-t/\tau} \quad (2-30)$$

La nueva conmutación se producirá en el tiempo que la tensión del terminal inversor, que está recorriendo una curva ascendente hacia  $V_M$ , alcance la del no-inversor, y podemos afirmar que  $e^- = e^+$ , que explicitando cada miembro resulta:

$$e^- = V_M + (\gamma V_m - V_M) e^{-t_A/\tau} = \gamma V_m = e^+ \quad \text{con: } t_A = t_2 - t_1 \quad (2-31)$$

$$\therefore t_A = -\tau \ln \frac{V_M(\gamma - 1)}{\gamma V_m - V_M} \quad (2-32)$$

De igual manera puede analizarse el otro semiperíodo luego de la conmutación, en el cual sencillamente se invierten las posiciones de  $V_m$  y  $V_M$  en las fórmulas anteriores a los efectos de calcular  $t_B$ , (la curva es descendente).

Si suponemos que:  $|V_m| = |V_M| = V_S$

los semiperíodos resultaran iguales siendo:

$$t_A = t_B = \frac{T}{2}$$

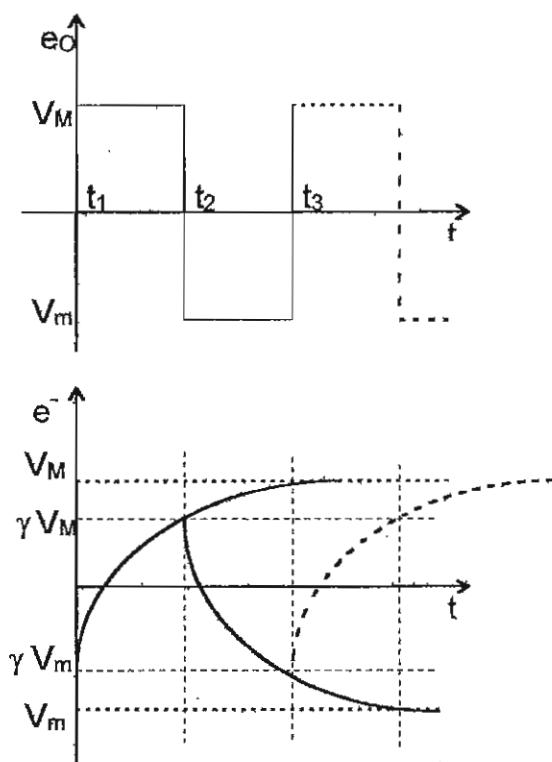


Figura 2.15 - Evolución temporal del Generador de Onda Cuadrada

Cuando se requiere variar la frecuencia, sin variar la relación entre los períodos, se opera sobre la relación entre  $R_1$  y  $R_2$ . En ese caso el punto de conmutación se produce en puntos distintos de la curva exponencial que tienen distintas pendientes y que generan en consecuencia errores distintos ante las tolerancias de los componentes (R y C), mayores cuando se trabaja sobre puntos mas altos de la curva exponencial.

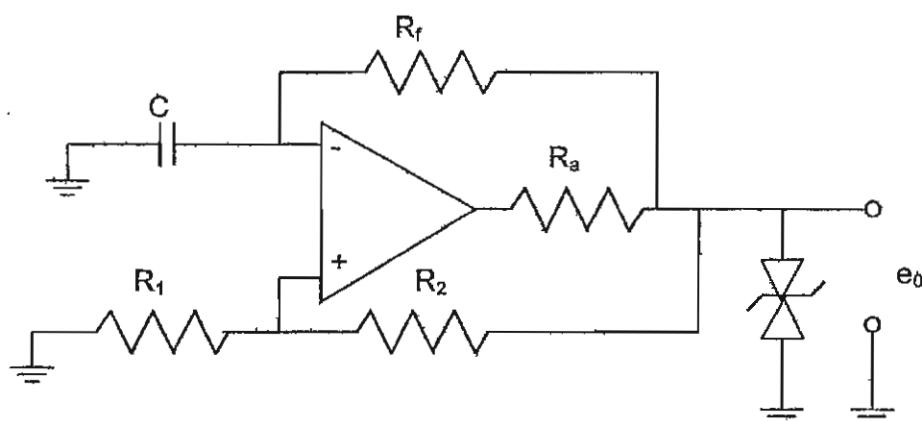


Figura 2.16 - Generador de onda cuadrada con simetría de tensión mejorada

si aplicamos la (2 - 32) a esta expresión y operamos resulta:

$$T = 2 \tau \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \quad (2 - 33)$$

Cuando no es posible asegurar que la tensión de saturación sea constante o que las tensiones tengan una aceptable simetría, ya sea por causa del A.O., por la tensión de alimentación o por ambas, se hace mano a alguna forma de estabilización. Un ejemplo con diodos Zener, se muestra en la Figura 2.16. Otra variante de gran utilidad es la que consiste en asimetrizar los tiempos de los semiperíodos, que permite entre otras aplicaciones disponer de un tren de pulsos de ancho variable y/o de período variable. Un posible esquema se observa en la Figura 2.17, el cual puede implementarse con resistencias variables de acuerdo a la aplicación.

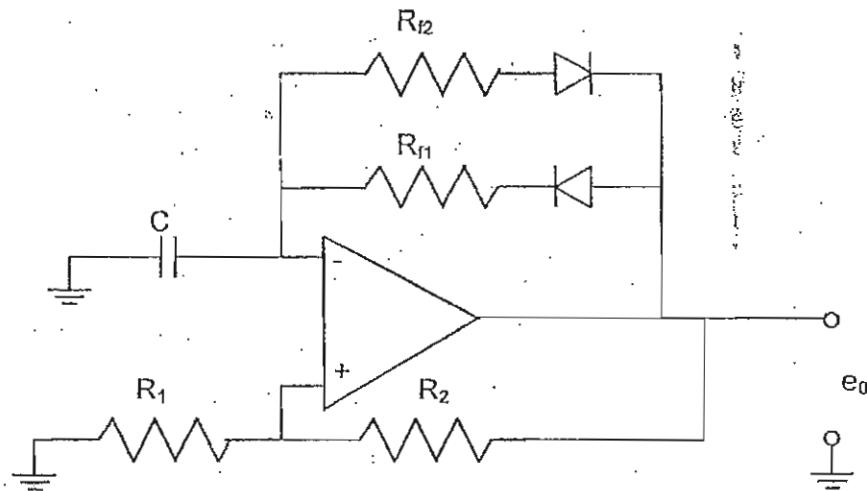


Figura 2.16 - Generador de pulsos de ancho y frecuencia variable.

Cuando tal cosa sucede la especificación global garantida sobre precisión del conjunto resulta ser la peor dentro del rango operativo, según el  $\tau$  adoptado, aunque existan condiciones mejores.

Para uniformar el funcionamiento del circuito para las distintas condiciones de funcionamiento, resulta necesario que la pendiente sea constante para todos los  $\tau$ , lo cual se consigue aplicando en lugar de  $R$  una fuente de corriente. El tema de las fuentes de corriente ha sido estudiado previamente y existen implementaciones con componentes bipolares y FET. A modo de ejemplo presentaremos uno de los circuitos más simples para lograr el objetivo enunciado, que puede observarse en la Fig. 2.18

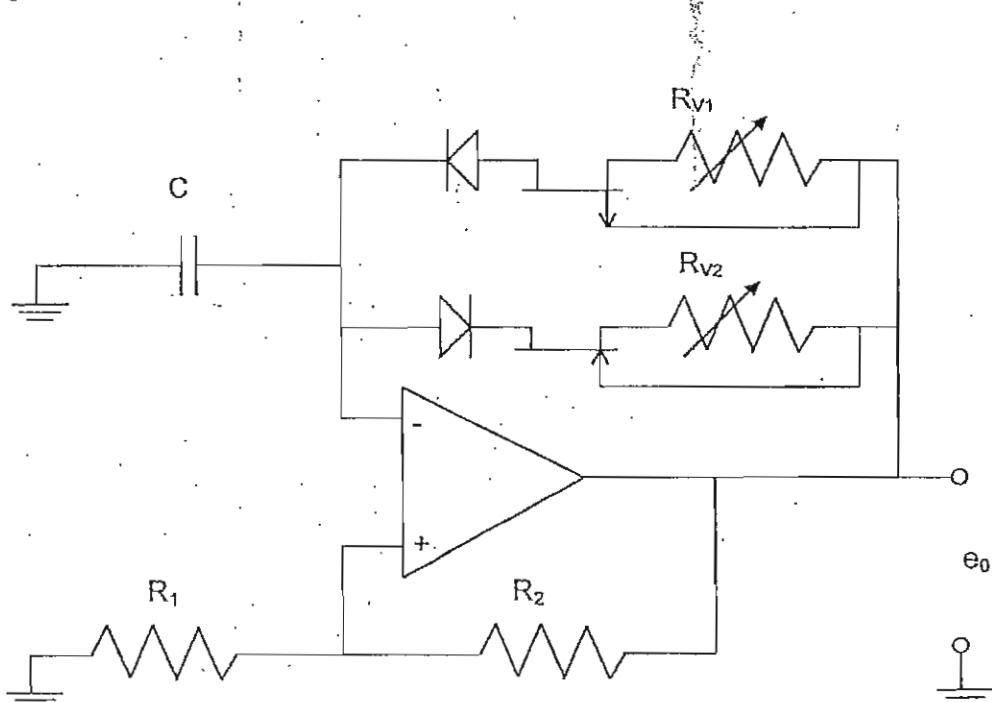


Figura 2.18 - Generador con pendiente de carga constante

### Generador de onda triangular y cuadrada

La necesidad de disponer de generadores que provean funciones que incluyan rampas lleva al diseño del generador de onda triangular que accesorialmente provee también una salida de onda cuadrada, como siempre generada por la presencia como componente del circuito del ya tratado "Comparador con Histéresis", que combinado con un integrador que generará la función rampa da forma al circuito de la Fig. 2.19.

El planteo de las ecuaciones que caracterizan al circuito es similar al del Astable, lo que implica considerar que los posibles transitorios se han agotado y que el conjunto está operando en régimen permanente. La deducción queda como ejercicio para el lector.

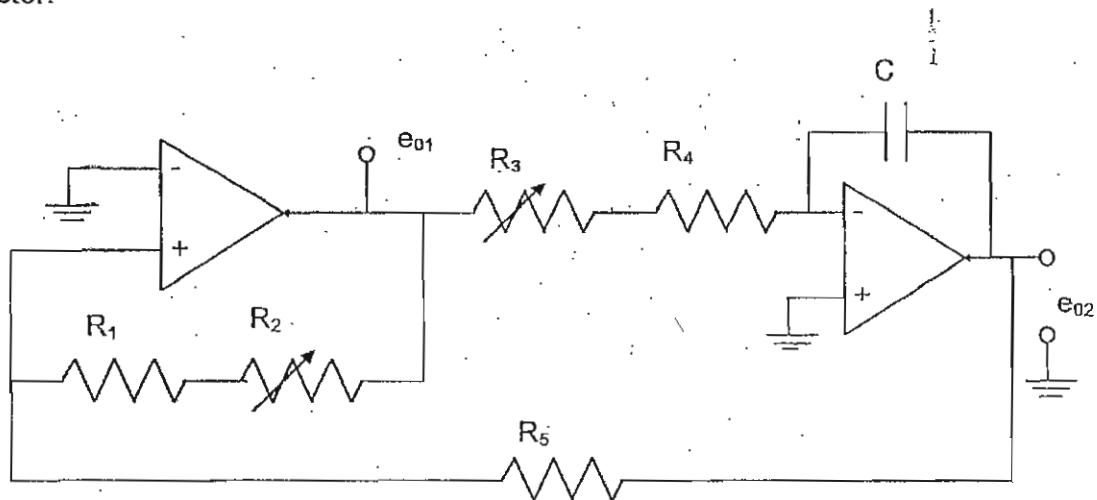


Figura 2.19 - Generador de onda triangular y cuadrada

### Monoestable

Un circuito monoestable es aquel que provee un pulso de tensión con duración predecible ante un escalón de tensión. Debido al necesario escalonamiento de sucesos o a la necesidad de cumplir con una adecuada sincronización de funciones, los pulsos que emitan los distintos sensores de un circuito de conmutación deben tener fijado un tiempo determinado y óptimo de acuerdo a como ha sido proyectado el mismo o de acuerdo a la frecuencia de sincronización si está implementada.

Un ejemplo de un circuito monoestable, del cual existen varias versiones, se presenta en la Fig. 2.20.

En circuitos de este tipo, como ya vimos, existen realimentaciones positivas no exclusivamente resistivas, implementado en este caso por un circuito RC (que conecta la salida con la entrada no-inversora), y por otro circuito RC en la entrada inversora, siendo en general complementado por otros elementos de circuito.

En estos casos, el análisis debe realizarse ordenadamente y el primer paso del mismo resulta inexorablemente el de determinar cual es el estado estable, si existe, luego de suponer que ha transcurrido un largo período de inactividad sin que haya ingresado ninguna señal de entrada. A partir de ese estado debe considerarse la aplicación de un escalón y de allí en mas seguir la evolución del circuito.

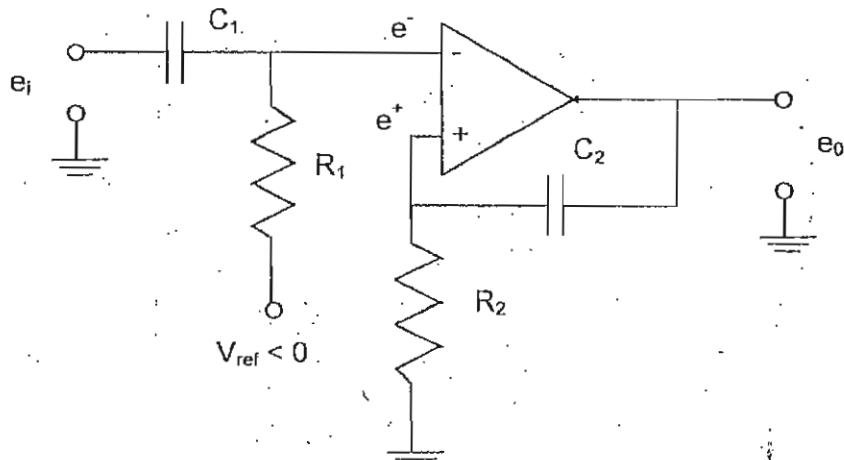


Figura 2.20 - Un ejemplo de circuito Monoestable

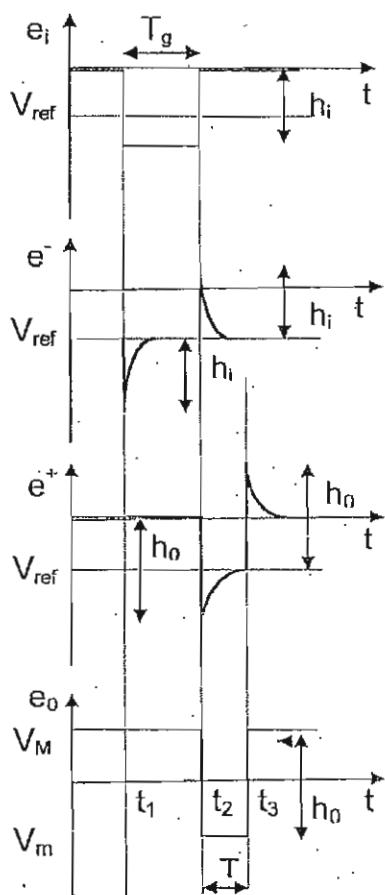


Figura 2.21 - Evolución temporal del Monoestable

En líneas generales el diseño de la mayoría de los monoestables exige que el circuito RC de la entrada tenga una constante de tiempo bastante menor que el de realimentación que expresado matemáticamente es:

$$\tau_1 = R_1 C_1 \text{ y } \tau_2 = R_2 C_2, \text{ tal que: } \tau_1 \ll \tau_2$$

Como se dijo deberemos determinar en que estado está el circuito luego de transcurrido un cierto tiempo de funcionamiento sin aplicación de pulso. Resulta obvio en este caso que el capacitor  $C_1$  tendrá en su entrada tensión cero y en el otro extremo la tensión de referencia ( $V_{ref}$ ), por lo que el terminal de entrada  $e^-$  del operacional estará a dicha tensión  $V_{ref}$ . Por otra parte el terminal  $e^+$  luego de transcurrido un cierto tiempo está a tensión cero por haber cesado la carga del capacitor  $C_2$  y en consecuencia no circular corriente por  $R_2$ .

Dado que la tensión  $V_{ref}$  es negativa la salida estará al máximo positivo denominado  $V_M$ .

Según puede apreciarse en la figura 2.21 en el tiempo  $t_1$  se aplicó al circuito un pulso negativo de ancho  $T_g$  y de alto  $h_i$ . Obviamente el escalón inicial es negativo y dado que el capacitor  $C_1$  no puede adquirir carga instantáneamente el pulso pasa directamente al terminal  $e^-$  integrador y a partir de ese momento comienza la carga del

capacitor hacia la tensión final  $h_i - V_{ref}$ . No obstante el terminal  $e^-$  evoluciona como siempre hacia la tensión  $V_{ref}$  que alcanzará en un tiempo breve de acuerdo a las previsiones sobre tiempos descriptas mas arriba. Resulta evidente que dado que el terminal  $e^-$  estaba a la tensión de referencia, que es negativa, el pulso negativo la refuerza sin alterar la relación de signo con  $e^+$  por lo que no causa influencia a la salida que permanece en la tensión máxima positiva  $V_M$ .

En el instante  $t_2$  el pulso de entrada se completa provocando un escalón positivo desde el valor  $h_i$  a cero el que en la misma forma que antes pasa íntegramente a través del capacitor al terminal  $e^+$ . Dado que el valor de  $h_i$  es mayor que  $V_{ref}$ , se logra en  $e^+$  una tensión positiva que obliga al A.O. a conmutar hacia  $V_m$ , con lo que se aplica al capacitor un escalón de tensión  $h_0$  igual a la diferencia entre  $V_M$  y  $V_m$  que pasa a través del mismo al terminal  $e^+$ . A partir de allí se comienza simultáneamente a contarse los tiempos para las dos constantes de tiempo del circuito. De acuerdo a lo especificado previamente la constante de tiempo  $\tau_1$  se extingue rápidamente volviendo el terminal  $e^+$  al valor de  $V_{ref}$ , por lo tanto cuando la evolución del capacitor  $C_2$  a través de la constante de tiempo  $\tau_2$  logre que el terminal  $e^+$  alcance ese valor se producirá una nueva conmutación de amplitud  $h_0$  hacia  $V_M$ . Este pulso pasará íntegramente al terminal  $e^+$  sin producir ningún efecto a la salida ya que reforzará favorablemente el estado de tensión entre los terminales de entrada para mantener la tensión de salida en  $V_M$ . Cuando se extinga la evolución de la constante de tiempo  $\tau_2$  el terminal  $e^+$  volverá a su condición de tensión cero, quedando el sistema a la espera de un nuevo pulso.

Es de nuestro interés el ciclo de carga-descarga del capacitor  $C_2$  para calcular el tiempo del pulso de salida "T<sub>P</sub>" ( $t_2$  a  $t_3$ ), que responde a la constante de tiempo  $\tau_2$ , que actúa sobre el terminal  $e^+$  para lo cual plantearemos las ecuaciones aplicables según lo previamente descrito:

$$h_0 = V_M - V_m = V_M + |V_m| \quad (2-34)$$

$$e^+ = e_0 - V_C \quad (2-35)$$

$$V_C = V_f + (V_i - V_f) e^{-t/\tau_2} \quad (2-36)$$

Reemplazando (2-36) en (2-35) se obtiene:

$$e^+ = e_0 - [V_f + (V_i - V_f) e^{-t/\tau_2}] \quad (2-37)$$

Reemplazamos cada uno de los términos de la (2-37) por sus particulares valores para el ciclo  $T_P$  se obtiene:

$$V_{ref} = V_m - [V_m + (V_M - V_m) e^{-T_P/\tau_2}] \quad (2-38)$$

Consideramos que  $V_M = |V_m| = V_s$  y despejando  $T_P$  resulta finalmente:

$$T_P = \tau_2 \ln \frac{|V_{ref}|}{2 V_s} \quad (2-39)$$

Como siempre para el diseño el proceso es inverso, siendo por lo general el dato  $T_P$ , por lo que habrá que despejar  $\tau_2$  de la (2-39), adoptar algún componente de la red RC y luego calcular el otro.

Debe recordarse también que, para esta configuración deben adoptarse valores que cumplen con la condición impuesta por el circuito; explicada en el razonamiento de mas arriba, según el cual:

$$h_i > V_{ref} \quad (2-40)$$

## 2.5 - Circuitos de funcionamiento lineal con componentes pasivos no lineales

En estos casos, el A.O. mantendrá su funcionamiento lineal ( $a_v \rightarrow \infty$ ) pero el circuito no tendrá una funcionamiento lineal, debido a que todos o algunos de sus componentes pasivos tienen características no-lineales, aunque podría tener funcionamiento lineal por tramos. Luego de analizar algunas causas que justifican la utilización de estos circuitos, veremos algunos ejemplos.

### Rectificadores de precisión

El proceso de rectificación permite obtener una tensión continua a partir de una fuente de energía de corriente alterna. Este proceso en su forma mas sencilla, solamente con diodos, tiene como característica una tensión continua cuyo valor tiene una fuerte dependencia con la carga y en especial una fuerte alinealidad en su relación de transferencia.

Si se trata de instrumental de medición, es común que se mida la corriente alterna por rectificación y medición de la corriente continua resultante. En este proceso un mecanismo de rectificación como el descripto mas arriba sería inaplicable, por los errores introducidos. Veamos un circuito elemental de rectificación de  $\frac{1}{2}$  onda como el representado en la Figura 2.22 "a", en cuya parte "b" se representa la función transferencia del diodo y en la "c" la función transferencia del circuito.

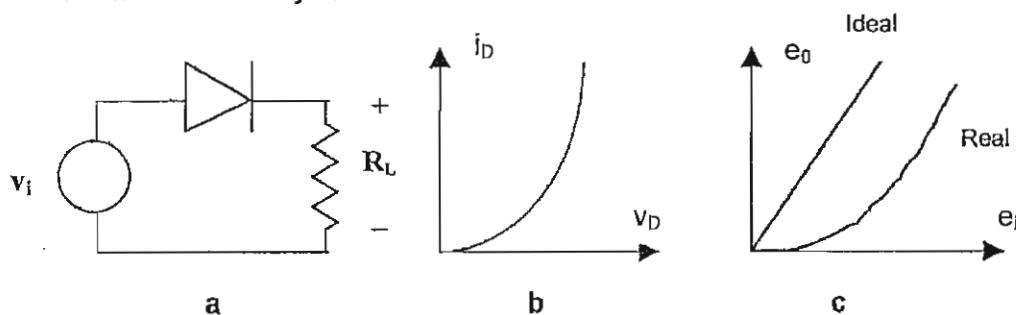


Figura 2.22 – Circuito elemental de rectificación

Resulta evidente que la relación entre la tensión de entrada y salida no es constante, en especial si se trabaja con tensiones bajas.

Los antiguos "Tester" utilizaban este tipo de rectificación que luego transferían a un instrumento de corriente continua de bobina móvil. Para obviar el inconveniente de la transferencia alineal se procedía a grabar empíricamente una escala separada para el rango mas bajo, habitualmente 3V, de aspecto fuertemente alineal, no obstante utilizar rectificadores de baja tensión de arranque de aquella época como lo eran los de óxido de cobre. Para rangos menores prácticamente no existían instrumentos disponibles dentro de esa categoría.

Como veremos a continuación, con ayuda de los A.O. se podrá obviar ese problema.

### Rectificador de $\frac{1}{2}$ onda con A.O. (Rectificador con codo en cero)

Puede observarse su configuración en la Figura 2.23a, en la cual por razones de simplicidad adoptaremos  $R_1$  igual a  $R_2$ .

Supongamos aplicar una polaridad negativa a la entrada, lo que provocará que la salida responda con una polaridad positiva, como es lógico por tener el circuito la configuración básica de un inversor. Esto provocará que el diodo  $D_1$  conduzca con lo cual tendremos tensión de salida en  $e_0$  que para este caso será igual a la entrada por la relación adoptada para las resistencias.

En el caso de aplicar a la entrada una tensión positiva, la salida responderá con una tensión negativa sobre el ánodo del diodo produciendo su bloqueo, por lo que el A.O. no podrá transmitir tensión a la salida. La función transferencia resultante bajo este razonamiento se indica en la Figura 2.23 "b", con " $e_0$ ".

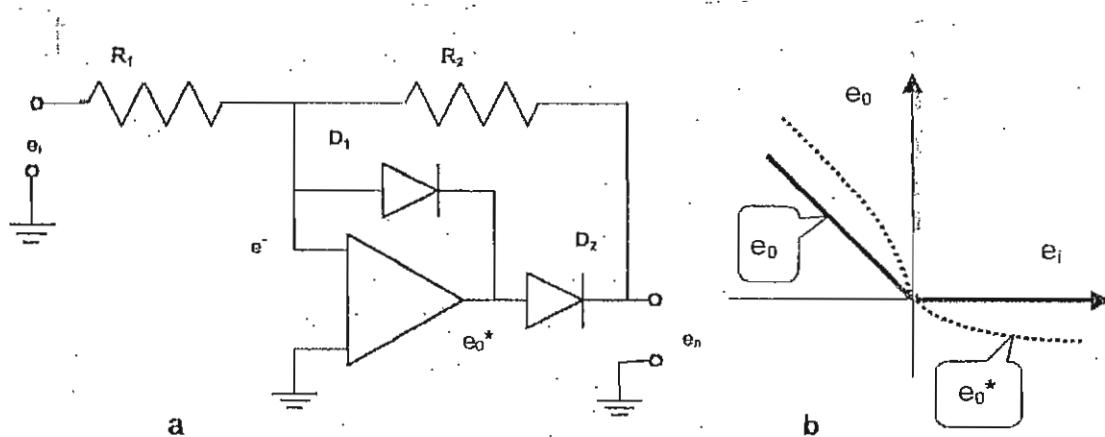


Figura 2.23 – Rectificador de Media Onda con Amplificador Operacional

Aunque en apariencia el razonamiento parece correcto, no obstante el mismo tiene una falla, porque la tensión aplicada a la entrada "e<sub>i</sub>" cuando el diodo D<sub>1</sub> no conduce puede llegar a la salida conducida por las resistencias R<sub>1</sub> y R<sub>2</sub>, con una tensión a la salida que dependerá de la carga aplicada. Para solucionar este problema es que se agrega el diodo D<sub>1</sub> que conduce cuando la tensión de salida del operacional (e<sub>o</sub>\*) es negativa (entrada positiva), en cuyo caso queda realimentado y se cumplen las reglas ya estudiadas, con lo cual la entrada inversora adquiere la característica de cero virtual, bloqueando todo paso de tensión hacia la salida.

Este diodo también cumple otra importante función: cual es la de prevenir la saturación del A.O. cuando D<sub>2</sub> no conduce en cuyo caso el A.O. quedaría en circuito abierto. Esta imperfección en el funcionamiento cobra importancia a medida que la frecuencia de operación aumenta, dado que volver al Operacional a la zona activa, lleva en la realidad un tiempo que deforma la función transferencia del circuito, motivando errores de medición.

Vale la pena puntualizar que el A.O. es el que provee la tensión necesaria extra para compensar la caída en los diodos dando como resultado la función transferencia del circuito que deseamos. Obsérvese la diferencia entre la tensión de salida del circuito "e<sub>o</sub>" y la tensión de salida propia del A.O. "e<sub>o</sub>\*" representada, como ya se indicó en la Figura 2.23 "b". Queda para el lector como ejercicio invertir los diodos y graficar la nueva función transferencia.

El circuito comentado ha sido propuesto en alguna oportunidad para ser usado sin el diodo D<sub>1</sub> en cuyo caso cuando la tensión es positiva la carga se alimenta a través de las resistencias, como ya citamos, con lo cual el circuito adquiere las características de rectificador de onda completa. Otro buen ejercicio para el lector es establecer las condiciones para que el mismo funcione como tal manteniendo las características de circuito de precisión, con una función transferencia fija y predecible.

### Rectificador de Precisión con codo desplazado

Puede resultar necesario que el circuito comience a rectificar a partir de una cierta tensión de referencia y que su salida sea proporcional al exceso con respecto a ella. Tal puede ser el caso de medir una componente alterna montada sobre una continua sin usar capacitores.

El circuito apropiado es el representado en la Figura 2.24a, en el cual se ha tomado arbitrariamente una tensión de referencia positiva (E<sub>Ref</sub><sup>+</sup>), y un valor para la resistencia R<sub>3</sub> igual a R<sub>1</sub> y R<sub>2</sub>. La entrada e<sub>i</sub> deberá superar el valor de la tensión de referencia, pero con signo contrario, a partir del cual la salida comenzará a tener valores proporcionales a la entrada, en nuestro caso particular iguales.

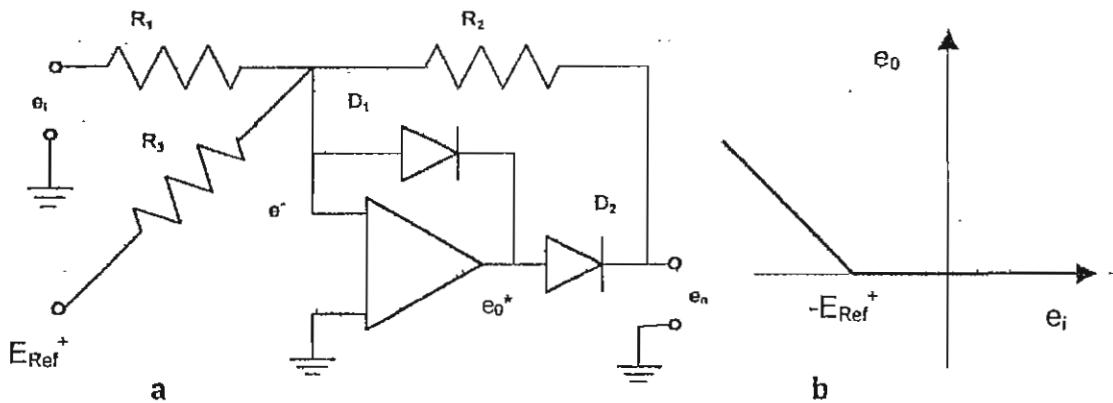


Figura 2.24 – Rectificador de precisión con codo desplazado

En un caso general, las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  pueden tomar cualquier valor, por lo cual la ganancia del circuito podrá ser distinta de uno, y de acuerdo a la relación entre  $R_1$  y  $R_3$  la tensión de referencia se verá amplificada o atenuada por dicha relación. En un ejemplo concreto, supongamos los siguientes valores:

$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 10 \text{ K}\Omega \quad R_3 = 2 \text{ K}\Omega$$

Para determinar el punto de inflexión o codo a partir del cual comienza a actuar el rectificador. Eso sucederá en el momento en que la tensión de entrada logre en la salida una tensión cero para lo cual deberá cumplirse:

$$e_o^* = -e_i \frac{R_2}{R_1} - E_{\text{Ref}} \frac{R_2}{R_3} = 0 \quad \Rightarrow \quad e_i = -E_{\text{Ref}} \frac{R_1}{R_3} \quad (2-40)$$

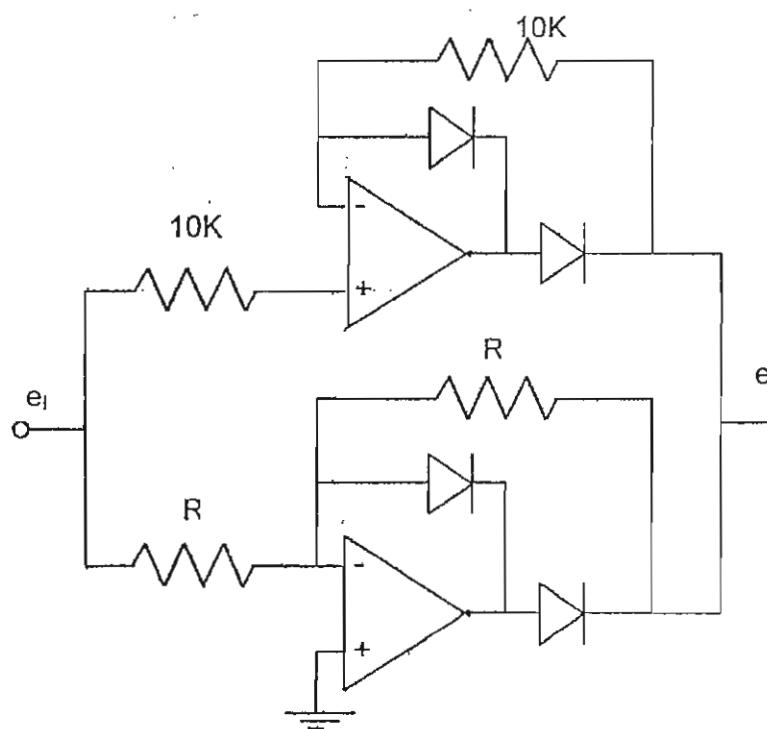
Otra forma de razonamiento, que queda para el lector, es pensar que no puede haber corriente por  $R_2$ , porque en ese caso habría salida y no estaríamos exactamente en el codo. Dicho de otra manera la suma de las corrientes por  $R_1$  y  $R_3$  deben ser cero.

### Rectificador de Onda Completa (Absolutador)

Todos los rectificadores presentados (de precisión o comunes), aprovechan solamente la mitad de la onda de entrada, en la otra mitad el rectificador no entrega tensión alguna. Esta forma de funcionamiento da como resultado una pobre relación entrada-salida. Por ello es deseable disponer de un rectificador que aproveche ambos semiciclos y que se lo conoce como "Rectificador de Onda Completa".

Una de las formas más sencillas desde el punto de vista conceptual es el que combina dos rectificadores de  $\frac{1}{2}$  onda en un circuito paralelo, que puede apreciarse en la Figura 2.25.

En la figura citada, el circuito superior es en esencia un circuito seguidor de ganancia unitaria (ver Página 10), que en función de la forma de conexión de los diodos solo entrega tensión cuando la entrada es positiva. A diferencia del seguidor descrito en la página citada aparece aquí una resistencia de  $10 \text{ K}\Omega$ , igual a la colocada a la entrada del circuito, que tiene como misión fundamental la compensación de corrientes de polarización, tema que comprenderá el lector en cuanto alcance los capítulos del Amplificador Operacional Real. Esta resistencia también suele colocarse para evitar posibles sobrecorrientes cuando la salida está en valores positivo y el A.O. superior tiene salida negativa ( $e_o^* < 0$ ), condición que en este circuito no se da. El circuito inferior ya ha sido estudiado.



Un detalle a tener en cuenta es que las resistencias indicadas con "R", deben estar perfectamente apareadas para que el circuito inferior tenga la ganancia exacta del superior, o sea uno. De lo contrario el circuito dejaría de ser de precisión.

Existen otros muchos circuitos rectificadores de onda completa posibles de ser rastreados en las "Notas de Aplicación" de los Fabricantes o en la parte de "Aplicaciones" de los distintos A.O.

Figura 2.25 – Rectificador de Onda Completa (Paralelo)

#### Un circuito de Aplicación

La combinación de rectificadores simples, rectificadores con codo desplazado y otros circuitos permite múltiples aplicaciones de las cuales veremos un ejemplo ilustrativo que se representa en la Figura 2.26:

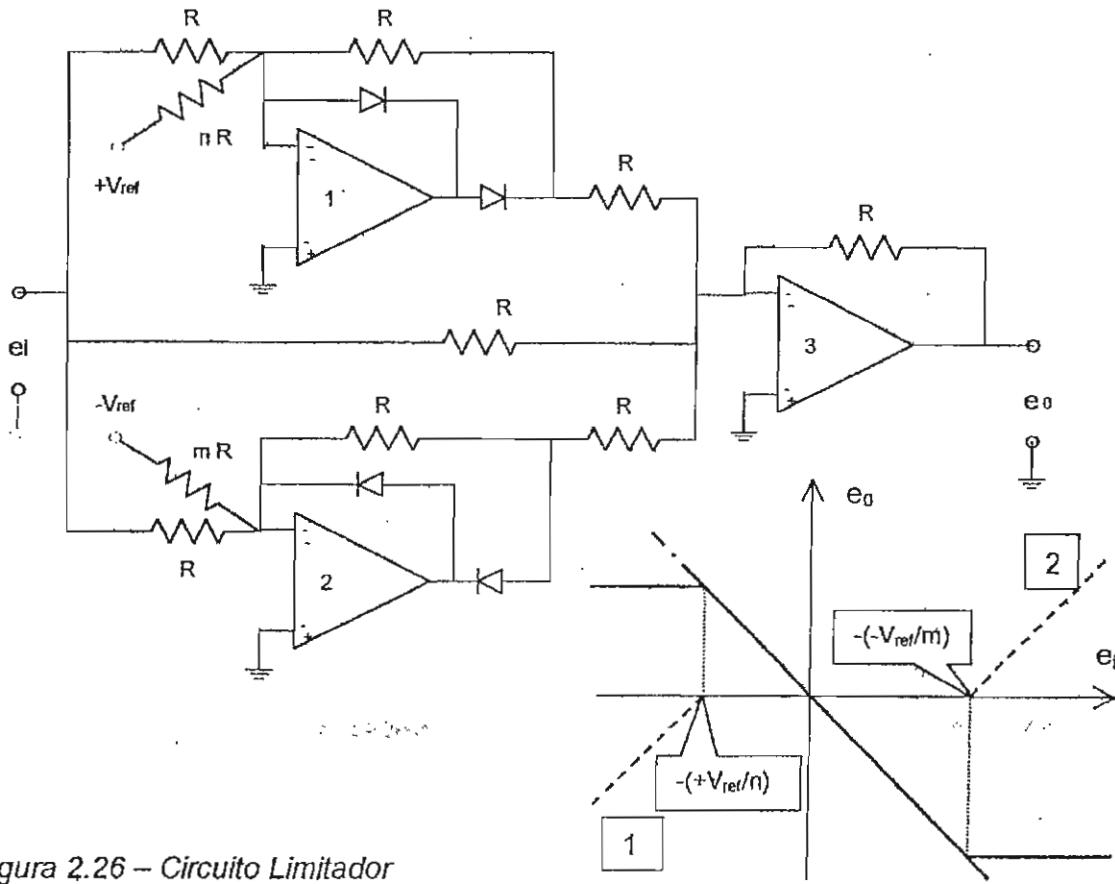


Figura 2.26 – Circuito Limitador

Como puede apreciarse el circuito limitador presentado en la figura 2.26, consta de dos rectificadores con codo desplazado, mas un circuito sumador que recibe señales de la salida de ellos y de una resistencia "R" (posicionada en el centro), que ingresa directamente la señal de entrada al circuito sumador.

Como ya vimos, si se desea conocer el valor del codo desplazado del rectificador superior, se deberá igualar a cero la sumatoria de las salidas, en concreto:

$$-(+V_{ref}) (R/nR) - e_i (R/R) = 0 \Rightarrow e_i = 1/n (+V_{ref})$$

Calculo similar deberá efectuarse para el rectificador inferior.

Supongamos que el valor de la tensión de referencia es de 6 V, que  $m=2$  y  $n=3$ , los codos estarán ubicados en los valores de "-2 V" y "3V". Entre estos valores ninguno de los rectificadores entregará salida alguna; por lo que la salida final ( $e_0$ ) dependerá exclusivamente de la señal ( $e_i$ ) a través de la resistencia "R" central. A partir de allí y hacia cualquiera de los lados, la ganancia de los rectificadores se compensa con la que inyecta la resistencia central quedando solamente como válidas, en cada caso, las señales de las tensiones de referencia que obviamente al ser de valores fijos dan una salida fija que se constituyen en los valores límites de este dispositivo.

En nuestro caso particular, donde adoptamos ganancia uno para los circuitos que amplifican la señal de entrada, la gráfica de transferencia tiene una pendiente de  $45^\circ$ , por lo que los valores de limitación son iguales a los del codo, respectivamente "-2 V" y "3 V".

En la gráfica de transferencia, anexa a la Figura 2.26, la imaginaria repuesta de los rectificadores transferida al circuito de salida, está indicada con líneas de trazo, la de la resistencia "R" central con puntos y trazo grueso y la respuesta total con línea llena gruesa