

A-15

Dispositivos y Circuitos Electrónicos II

Ingeniería Electrónica

Amplificador Operacional

IDEAL

Autores:

Ing. Sergio Eberlein (Profesor Asociado)
Ing. Osvaldo Vázquez (Profesor Adjunto)

Edición 2017.1

1.	NOTAS DE CLASE: Primera Parte: <i>Generalidades</i>	3
1.1	Generalidades y conceptos básicos	3
1.2	AO ideal	3
1.2.1	Modelo del AO ideal como Cuadripolo	4
1.2.2	¿Qué es la realimentación Negativa?	6
1.3	El amplificador NO INVERSOR	8
1.4	El amplificador inversor	15
1.5	Circuitos Conversores	16
1.5.1	Conversor corriente tensión (I/V)	16
1.5.2	Conversor corriente tensión de alta sensibilidad	16
1.5.3	Conversor tensión corriente V/I	17
1.6	Amplificadores de Corriente	18
1.6.1	Amplificador de corriente inversor	18
1.6.2	Amplificador de corriente NO inversor	19
2.	NOTAS DE CLASE: Segunda Parte: <i>Circuitos lineales básicos</i>	20
2.1	Amplificadores sumadores – Sumador Inversor	20
2.2	Sumador No Inversor	21
2.3	El Amplificador Diferencial	22
2.4	Circuito Integrador	25
2.4.1	Bode de Amplitud del Integrador	26
2.5	Circuito Derivador	29
2.6	Convertidor de Resistencia Negativa	32
3.	NOTAS DE CLASE: Tercera Parte: <i>Circuitos rectificadores</i>	34
3.1	Circuitos rectificadores:	34
3.1.1	Rectificador de media onda	35
3.1.2	Rectificador de onda completa:	39
3.2	Circuitos limitadores:	44
4.	NOTAS DE CLASE: Cuarta Parte: <i>AO en Conmutación</i>	49
4.1	Circuitos comparadores	49
4.1.1	Ánálisis	50
4.2	Circuitos Astables	53
4.2.1	Ánálisis	53
4.2.2	Observaciones sobre los circuitos astables	55
4.3	Circuitos Monoestables	56
4.4	Generadores de Onda Cuadrada y Triangular	58
A.	Anexo 1 (Primera Parte)	62
A.1	Limitaciones prácticas del circuito No Inversor	62
B.	Anexo 2 (Primera Parte)	64
B.1	Conversor I → V de alta sensibilidad	64
	Bibliografía:	65

1. NOTAS DE CLASE: Primera Parte: **Generalidades**

1.1 Generalidades y conceptos básicos

La denominación de Amplificador Operacional fue dada originalmente por John Ragazzini en el año 1947 (año en el que, por otro lado, se inventa el primer transistor).

Esta denominación apareció por su utilización en las técnicas operacionales, es decir circuitos que ejecutaban operaciones matemáticas tales como Derivación, Integración, Suma, resta, Logaritmos, etc.

Como podemos suponer los primeros AO fueron construidos con válvulas por lo que fueron voluminosos y con gran consumo de energía.

Con la aparición del transistor Bipolar se construyeron AO discretos, pero la verdadera revolución se produjo en el año 1968 con la fabricación del primer AO como circuito integrado: el **$\mu A741$** diseñado por Robert Widlar en Fairchild Semiconductor Corporation.

1.2 AO ideal

Normalmente el tema de los AO se inicia con la definición de lo que se conoce como “Amplificador Operacional Ideal”.

Previo a ello repasemos los tipos de amplificadores que conocemos y cuál es su denominación en función al tipo de entrada / salida:

Entrada	Salida	Denominación	Ganancia	R_i ideal	R_o ideal
V_i	V_o	Amplificador de tensión	V/V	∞	0
I_i	I_o	Amplificador de Corriente	I/I	0	∞
V_i	I_o	Amplificador de transconductancia	I/V	∞	∞
I_i	V_o	Amplificador de transresistencia	V/I	0	0

Un AO ideal es genéricamente un amplificador diferencial de tensión con las siguientes características:

$a_v \rightarrow \infty$ *Ganancia de tensión (a lazo abierto)*

$B_w \rightarrow \infty$ *Ancho de Banda*

$Z_i \rightarrow \infty$ *Impedancia de Entrada*

$Z_o \rightarrow 0$ *Impedancia de Salida*

$I_{polariz} \rightarrow 0$ *Corriente de polarización*

$CMRR \rightarrow \infty$ *Factor de rechazo a M.C.*

$V_{o\max} = \pm V_{cc}$ *Tensión de salida Max*

Genéricamente lo representamos como se ve en la figura a continuación:

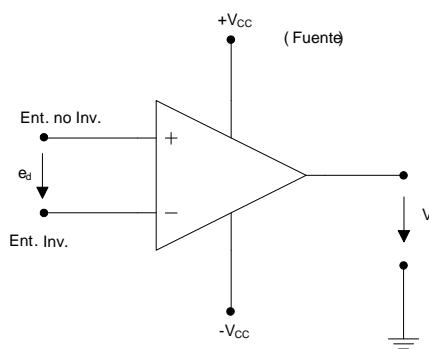


Figura 1.1

Observar que no hay conexión de masa y el acoplamiento de la entrada es en DC (No hay capacitores de acoplamiento)

1.2.1 Modelo del AO ideal como Cuadripolo

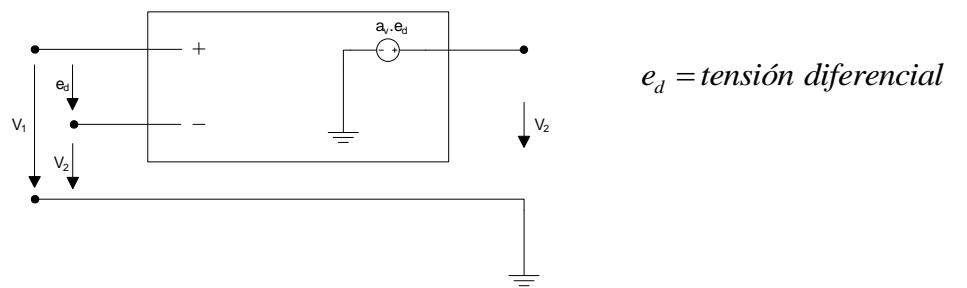


Figura 1.2

Notar que en este modelo ideal la salida $V_o = a_v e_d$ es una función exclusiva de e_d : *tensión diferencial*, independientemente de los valores absolutos que tomen V_1 y V_2 .

Observación 1

Si suponemos una ganancia a_v muy grande (p. ej. $a_v = 100.000$) y de alguna forma logramos $V_o = 10V$ la entrada de tensión diferencial e_d será muy chica:

$$e_d \approx \frac{V_o}{100.000} = \frac{1V}{100.000} = 0,1mV$$

El punto es ver cómo puedo manejar tensiones diferenciales de entrada tan chicas y lograr tensiones a la salida V_o menores a la alimentación (salidas no saturadas).

Observación 2

Analicemos qué pasa con esta conexión:

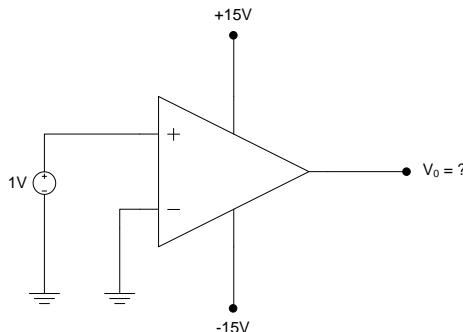


Figura 3

Figura 1.3

Esta configuración se denomina Comparador a Lazo Abierto y la salida saturará a la tensión positiva de la alimentación, $V_o = 15V$

Esta es una conclusión obvia ya que si al AO ideal pensado como Amplificador Diferencial de ganancia infinita lo alimento a su entrada con una tensión finita (en este caso $e_d = 1V$) su salida V_o tenderá a infinito. Prácticamente V_o será menor a la tensión de alimentación V_{cc} .

Por lo tanto: Un circuito con un AO ideal a lazo abierto (es decir sin ningún tipo de realimentación entre entrada y salida) se comportará como un comparador y saturará con V_o igual a alguna de las tensiones de alimentación. Surge entonces naturalmente la pregunta ¿Cómo diseño circuitos que

funcionen linealmente (es decir con salida no saturada) usando AO con ganancia $a_v \rightarrow \infty$?

Aparece el concepto de Realimentación Negativa

1.2.2 ¿Qué es la realimentación Negativa?

Si bien estamos introduciendo este concepto en circuitos conformados por AO es mucho más amplio, no sólo en aplicaciones circuitales sino en el funcionamiento de sistemas que se comporten de forma estable.

Todos empleamos en alguna medida el concepto de realimentación negativa en nuestra vida diaria y en términos humanos consiste "genéricamente" en conocer qué se hace y corregir errores cuando se cometen.

Un ejemplo típico: para el conductor de un automóvil tratar de mantener la velocidad de conducción constante controlando el velocímetro y manejando el acelerador (si sobrepasa la velocidad deseada, "levanta" el pie del acelerador). Este concepto general aplicado a un circuito sería:

Tomar una muestra (muestrear) de la señal de salida y restarla (a la señal de entrada) → El circuito verá la diferencia.

"El Amplificador Diferencial es ideal para esta función"

El esquema en bloques que permite modelar y estudiar el funcionamiento de un sistema realimentado es el típico esquema de lazo que se muestra a continuación:

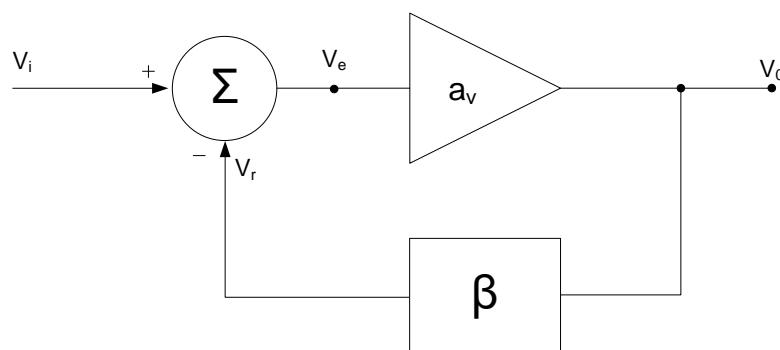


Figura 1.4

Donde:

V_i = Señal de entrada

V_o = Señal de salida que está siendo muestreada y escalada a través del bloque de realimentación β produciendo la señal de realimentación V_r .

V_r = Señal de realimentación

a_v = Ganancia del sistema a lazo abierto

β = Coeficiente de realimentación

V_e = Señal de error

Σ = Malla sumadora

En este esquema podemos escribir en forma genérica:

$$\left. \begin{array}{l} Vo = V_e \cdot a_v \\ V_e = V_i - V_r \\ V_r = Vo \cdot \beta \end{array} \right\} \begin{aligned} Vo &= (V_i - V_r) \cdot a_v \\ &= (V_i - Vo \cdot \beta) \cdot a_v \\ &= (V_i \cdot a_v - Vo \cdot \beta \cdot a_v) \\ \Rightarrow Vo + Vo \cdot \beta \cdot a_v &= V_i \cdot a_v \\ Vo(1 + \beta \cdot a_v) &= V_i \cdot a_v \end{aligned}$$

$$\therefore Av = \frac{Vo}{V_i} = \frac{a_v}{(1 + \beta \cdot a_v)}$$

Donde Av se denomina "**ganancia de lazo cerrado**"

Observación

Si a_v es muy grande ($a_v \rightarrow \infty$) se cumplirá $\beta \cdot a_v \rightarrow \infty$

$$\therefore \boxed{Av \cong \frac{a_v}{\beta \cdot a_v} = \frac{1}{\beta}}$$

Es decir, para valores grandes del producto $\beta \cdot a_v$ la ganancia de lazo cerrado Av será una función exclusiva del factor de realimentación β , resultando independiente de a_v (y de sus variaciones).

Al producto $T = \beta \cdot a_v$ se lo conoce como "Ganancia de lazo". Volveremos a este concepto más adelante cuando estudiemos las desviaciones del AO "Real" frente al ideal que estamos estudiando.

1.3 El amplificador NO INVERSOR

Habiendo introducido el concepto de realimentación negativa y el modelo de AO ideal vemos cómo podemos estudiar el comportamiento del siguiente circuito:

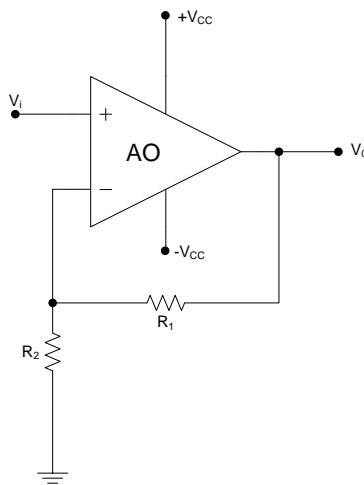
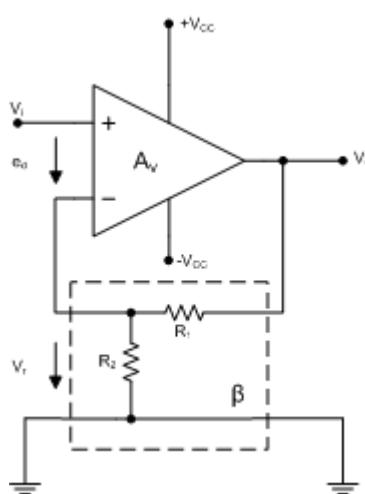


Figura 1.5

Al AO ideal le hemos conectado un “arreglo” de resistencias (R_1 y R_2) que constituyen el cuadripolo de realimentación β tal como se muestra en la siguiente figura:



Redibujando las resistencias se ve más claramente la conformación del cuadripolo de realimentación β donde puede escribirse:

$$\bullet \beta = \frac{V_r}{V_o}$$

$$\bullet V_r = V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\therefore \boxed{\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

Por otro lado, en la malla de entrada se produce la “resta” en la “malla sumadora” resultando:

$$e_d = V_i - V_r$$

$$\boxed{\text{señal de error} = \text{señal de entrada} - \text{señal de realimentación}}$$

Observación: justamente esta ecuación donde la señal de error (e_d) es la resta entre la señal de entrada (V_i) y la señal de realimentación (V_r) es lo que demuestra que la realimentación es “negativa”.

Si por alguna causa V_o tiende a aumentar (por ejemplo un incremento de a_v por aumento de la $t^{\circ}\text{C}$) aumentará V_r y por lo tanto disminuirá la señal de error (e_d) disminuyendo V_o (V_o estable).

Aplicando el concepto de ganancia a lazo cerrado que ya vimos resulta que si $\beta \cdot a_v \rightarrow \infty$ puede escribirse:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$\Rightarrow \boxed{A_v = 1 + \frac{R_1}{R_2}}$$

Esta es la ganancia final del circuito planteado que por ser mayor que cero se conoce como CIRCUITO NO INVERSOR.

Observación

Como habíamos deducido en el caso general la ganancia A_v del circuito realimentado depende solamente de la relación de las resistencias del cuadripolo de realimentación β (siempre y cuando $a_v\beta \gg 1$). Veremos luego algunas limitaciones reales a esta condición.

El procedimiento sistemático del cálculo

Veamos un procedimiento que nos permitirá calcular ganancias a Lazo Cerrado (LC) de circuitos que se configuren con AO realimentados negativamente. Nos basaremos en el mismo circuito NO INVERSOR.

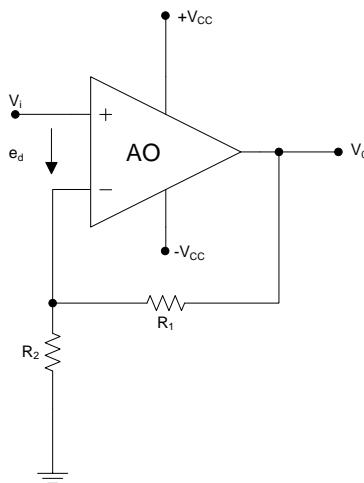


Figura 1.7

Identificaremos la realimentación negativa.

Para ello suponemos una variación en la salida y analizamos como afecta a la entrada diferencial e_d . En nuestro caso la deducción sería:

$$V_o \uparrow \rightarrow e^- \uparrow \rightarrow e_d \downarrow \rightarrow V_o \downarrow$$

Por lo tanto, la realimentación es negativa

Consideraremos condición de AO ideal.

Es decir, si $a_v \rightarrow \infty \Rightarrow e_d \approx 0$ pues la realimentación es negativa. En otras palabras, entre los terminales no inversor (+) e inversor (-) existe lo que se conoce como “cero virtual”. En un AO ideal realimentado negativamente la ganancia a lazo abierto a_v infinita fuerza un cero virtual a la entrada.

Este concepto nos permite escribir:

$$a_v \rightarrow \infty \Rightarrow e_d \approx 0 \Rightarrow e^+ = e^-$$

Además, por simple inspección del circuito vemos que:

$$e^+ = V_i$$

$$e^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o \quad (\text{divisor de tensión con corrientes de entrada al AO ideal nulas})$$

$$\text{Por lo tanto: } V_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o$$

$$\Rightarrow \boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}}$$

Que es el mismo resultado que obtuvimos antes.

Observación

En el anexo (1) veremos algunas limitaciones prácticas del circuito NO inversor que no estemos teniendo en cuenta en este análisis que estamos haciendo.

¿Qué sucede si conecto así?

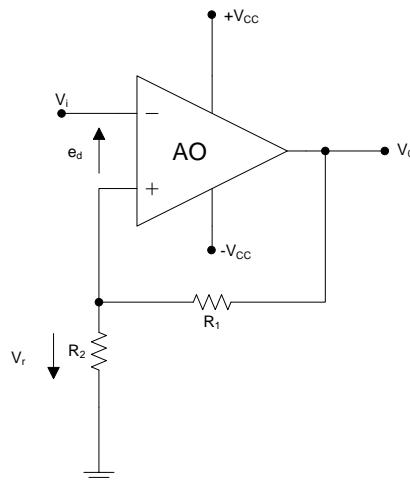


Figura 1.8

Lo “leo” de la siguiente forma:

$$Si V_o \uparrow \rightarrow e^+ \uparrow \Rightarrow e_d \uparrow \Rightarrow V_o \uparrow \Rightarrow SATURA$$

Es decir $V_o = \pm V_{cc}$ para AO ideales que saturan a V_{cc}

El circuito anterior es un COMPARADOR CON HISTERESIS que veremos luego.

Resumiendo

El análisis sistemático presentado comienza analizando si la realimentación es negativa y luego continúa aplicando consideraciones de AO ideal que nos permiten asegurar un cero virtual a la entrada. Además, las corrientes de entrada del AO son nulas.

Ejemplo 1

¿Qué tipo de realimentación tiene este circuito?

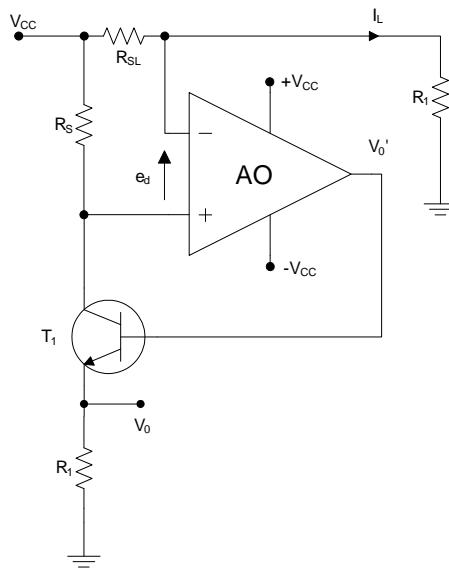


Figura 1.9

Si suponemos $V_o' \uparrow \Rightarrow e^+ \downarrow \Rightarrow e_d \downarrow \Rightarrow V_o' \downarrow \Rightarrow$ realimentacion (-)

Ejercicio: Encontrar $V_o = f(I_L)$

Caso particular del NO inversor: El Seguidor

Un caso particular del circuito NO inversor es el siguiente:

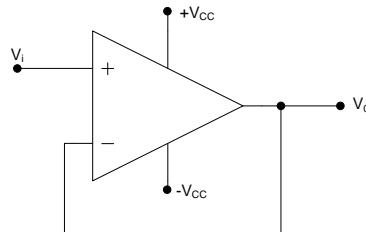


Figura 1.10

En este caso:

$$V_o = e^- \text{ y } e^+ = V_i$$

$$\Rightarrow \text{como } e_d = 0 \Rightarrow V_o = V_i$$

Es lo mismo que pensarla como el seguidor con $R_1=0$ y $R_2=\infty$ con lo que resulta:

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} = 1 \quad \therefore \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} = 1$$

La utilidad de este esquema radica que la impedancia de entrada $Z_i = \infty$ por lo que funciona como Buffer (circuito “seguidor” que no consume corriente a la etapa previa)

Observación

Siempre subsiste la limitación en la corriente máxima que puede proveer el circuito. Esta es fijada por la capacidad de corriente máxima del AO.

1.4 El amplificador inveror

Otra configuración típica es la mostrada en la siguiente figura:

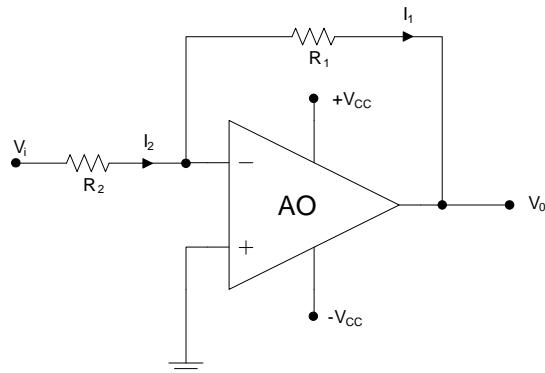


Figura 1.11

Viendo que la realimentación es (-) podemos escribir

- $e^- = e^+ = 0$, pues $a_v \rightarrow \infty$
- $I_2 = \frac{V_i}{R_2}$ pues $e^- = 0$
- $I_1 = I_2$ pues la corriente de entrada es e^- es nula
- $V_o = -I_1 \cdot R_1 = -I_2 \cdot R_1 = -\frac{V_i}{R_2} R_1$

$$\Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_1}{R_2}$$

Es la configuración que se conoce como circuito inversor.

Observaciones

- A_v es función exclusiva de R_1 y R_2
- Existen limitaciones prácticas al momento de elegir los valores de R_1 y R_2 para imponer una cierta ganancia. Si elijo $R_2 \downarrow$ (para lograr $|A_v|$ altas) se incrementa la corriente por R_2 por lo que también sube la corriente por R_1 que es absorbida por la salida del AO. Esta corriente máxima a la salida del AO (entrante o saliente) tiene un límite práctico dado por el fabricante.
- En el circuito inversor $Z_i = R_2 \neq \infty$

1.5 Circuitos Conversores

1.5.1 Conversor corriente tensión (I/V)

También se conoce como de transimpedancia o transresistencia

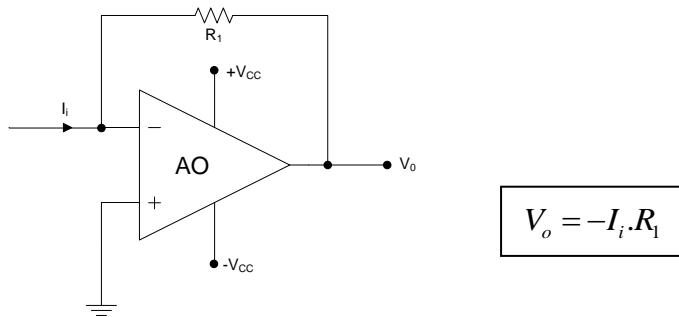


Figura 1.12

- Si considero una entrada de corriente I_i , la salida de V_o es una tensión proporcional a I_i . El caso general es suponer Z_i en la realimentación con lo que resulta $V_o(s) = -I_i(s) \cdot Z_i(s)$
- R_1 fija la sensibilidad del conversor.
- $Z_i = 0\Omega$

1.5.2 Conversor corriente tensión de alta sensibilidad

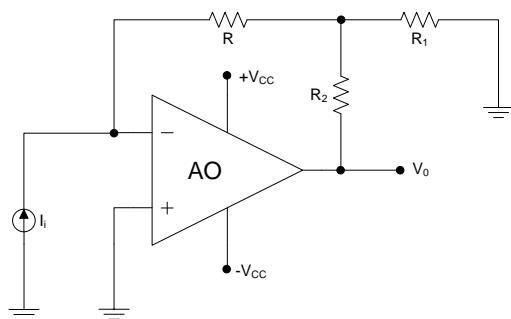


Figura 1.13

En este caso puede demostrarse (ver Anexo 2) que:

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

donde:

$$k = 1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R_1} > 1$$

es el factor de multiplicación de la sensibilidad respecto al conversor I/V básico.

1.5.3 Conversor tensión corriente V/I

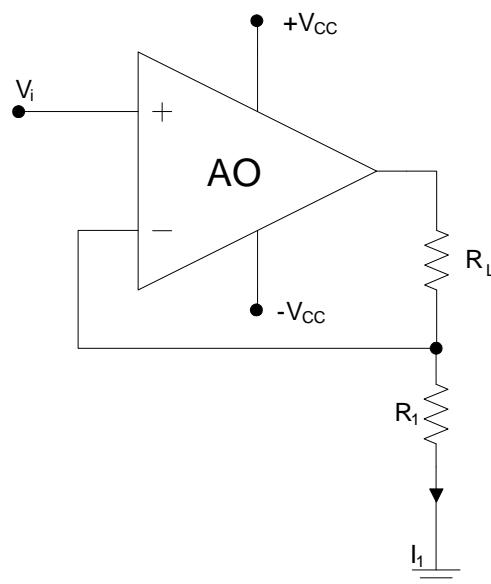


Figura 1.14

El cero virtual a la entrada permite escribir:

$$V_i = e^+ = e^- = V_{R1}$$

$$\Rightarrow I_1 = \frac{V_i}{R_1}$$

por lo tanto, la corriente por R_L será: $I_L = I_1 = \frac{V_i}{R_1}$ independiente de R_L

Veremos luego otros circuitos (fuentes de corriente) donde la carga R_L se referirá a masa.

1.6 Amplificadores de Corriente

1.6.1 Amplificador de corriente inversor

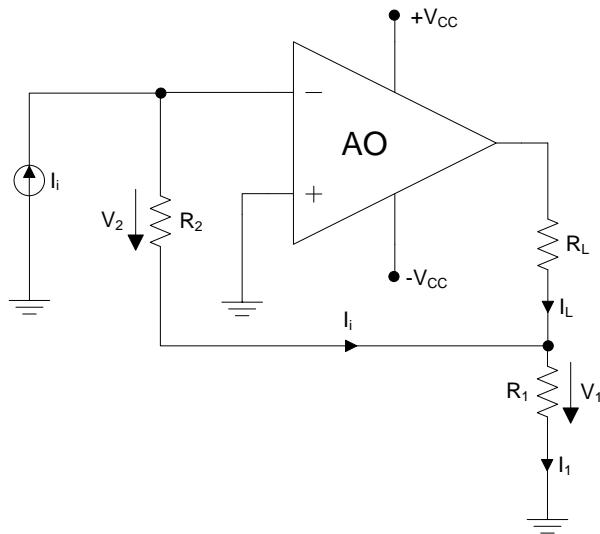


Figura 1.15

Puedo escribir:

$$V_2 = I_i R_2$$

$$e^- = e^+ = 0 = V_2 + V_1$$

Por lo que:

$$V_1 = -V_2 = -I_i R_2$$

Por lo tanto:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = -\frac{I_i R_2}{R_1}$$

Además:

$$I_L + I_i = I_1$$

Entonces:

$$I_L = \frac{-I_i R_2}{R_1} - I_i = -I_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$I_L = -I_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

1.6.2 Amplificador de corriente NO inversor

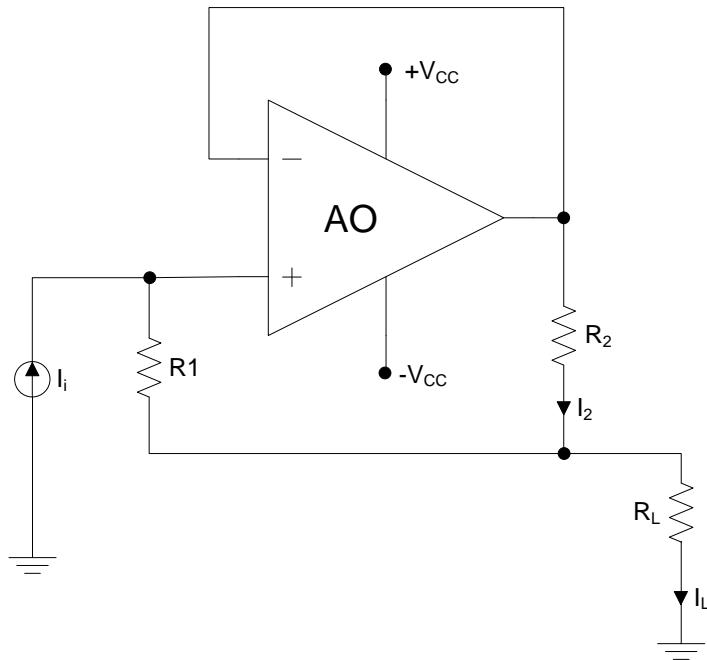


Figura 1.16

$$I_i R_1 = I_2 R_2$$

$$I_L = I_i + I_2 = I_i + I_i \frac{R_1}{R_2} = I_i \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Para pensar: ¿Cuál es el valor máximo de R_L que puedo conectar? ¿Y el mínimo?

2. NOTAS DE CLASE: Segunda Parte: Circuitos lineales básicos

2.1 Amplificadores sumadores – Sumador Inversor

Uno de los esquemas básicos de aplicación de los Amplificadores Operacionales en circuitos lineales son los “sumadores”.

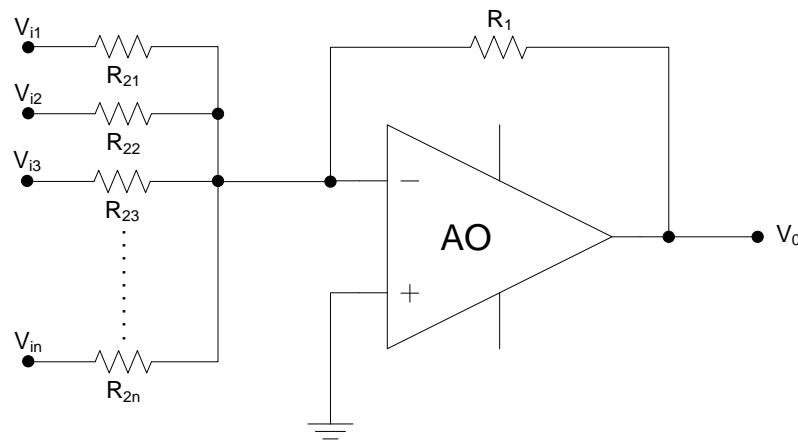


Figura 2.1

La realimentación negativa conformada por R_1 , asegura un cero virtual en el terminal inversor, lo que permite calcular la corriente por cada una de las resistencias R_{2n} como $I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{2n}}$.

Dado que consideramos un AO ideal la corriente de entrada en el Terminal (-) es nula por lo que estas corrientes “se suman” en R_1 resultando:

$$V_o = -V_{i1} \frac{R_1}{R_{21}} - V_{i2} \frac{R_1}{R_{22}} - V_{i3} \frac{R_1}{R_{23}} \dots - V_{in} \frac{R_1}{R_{2n}}$$

$$V_o = \sum_{i=1}^n V_{i_i} \cdot A_{v_i}$$

Es un sumador inversor.

La impedancia vista por cada una de las entradas es independiente de las otras. La clave está en la masa virtual en $e(-)$ que produce la realimentación negativa.

Si se pretende tener un control individual de ganancia de cada entrada (canales) se podría utilizar un control como el siguiente:

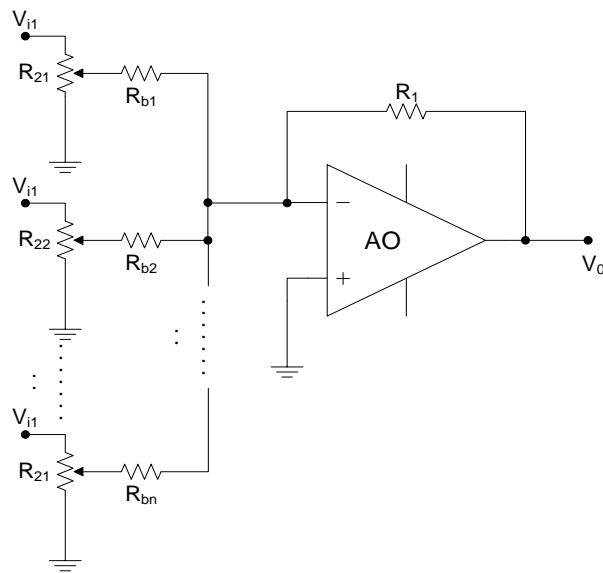


Figura 2.2

2.2 Sumador No Inversor

El esquema básico de un Sumador No Inversor es el siguiente:

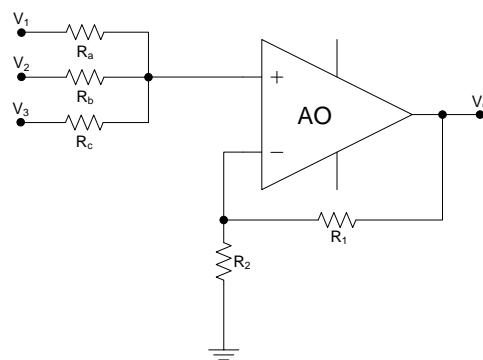


Figura 2.3

Aplicando superposición, se demuestra que:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \left(V_1 \frac{Rc \parallel Rb}{Ra + Rc \parallel Rb} + V_2 \frac{Ra \parallel Rc}{Rb + Ra \parallel Rc} + V_3 \frac{Ra \parallel Rb}{Rc + Ra \parallel Rb}\right)$$

Si $Ra = Rb = Rc$ entonces $V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$

O genéricamente:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_i$$

En este caso, la impedancia de entrada de cada canal, no es independiente de los otros canales. Esta influencia se conoce como diafonía.

2.3 El Amplificador Diferencial

Esquema general:

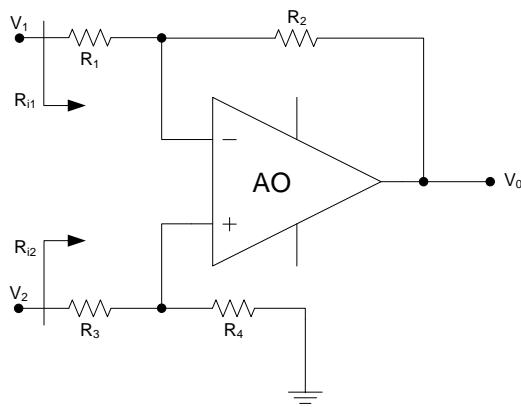


Figura 2.4

Es un circuito con realimentación negativa, por lo que el AO funcionará en la zona lineal.

Aplicando superposición en la entrada, se puede obtener $V_o = f(V_1, V_2)$.

1) Si $V_1 \neq 0$ y $V_2 = 0$ entonces:

$$V_{o1} = -V_1 \frac{R_2}{R_1}$$

2) Si $V_1 = 0$ y $V_2 \neq 0$ entonces:

$$V_{O_2} = V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})$$

Superponiendo y operando, resulta:

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

En esta expresión puede verse que el circuito planteado con $R_1 \neq R_2 \neq R_3 \neq R_4$ no constituye un AD ideal, donde debería cumplirse que $V_o = K(V_1 - V_2)$. Para visualizar mejor este hecho, se modela las entradas V_1 y V_2 como es usual, considerando una fuente simétrica y otra anti simétrica.

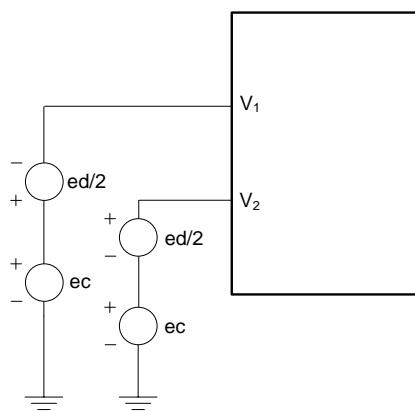


Figura 2.5

$$V_1 = -\frac{ed}{2} + ec$$

$$V_2 = \frac{ed}{2} + ec$$

Reemplazando en la expresión general:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1} \left[\left(\frac{ed}{2} + ec \right) \cdot \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} - \left(-\frac{ed}{2} + ec \right) \right]$$

Si llamamos β a $\frac{1+\frac{R_1}{R_2}}{1+\frac{R_3}{R_4}}$ resulta:

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{R_2}{R_1} \left(\beta \cdot \frac{ed}{2} + \beta \cdot ec + \frac{ed}{2} - ec \right) \\ &= \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{ed}{2} \cdot (1 + \beta) + ec \cdot (\beta - 1) \right] \end{aligned}$$

Podemos ver que aparece en la salida tanto una componente a modo común, como a modo diferencial

Si se cumple que $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ resulta $1 + \beta = 2$ y $\beta - 1 = 0$

En este caso:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot ed = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1)$$

Es decir, desaparece la componente de ganancia a modo común y el circuito se comporta como un Amplificador Diferencial Ideal.

El circuito propuesto tiene el inconveniente que las impedancias vistas por V_1 y V_2 son distintas, por lo que el circuito presentará una carga distinta a cada una de las entradas.

Por otro lado, como para que se comporte como un Amplificador Diferencial se debe imponer una condición de relación a las resistencias ($R_1/R_2 = R_3/R_4$), si es necesario modificar la ganancia, deberán modificarse las resistencias de a pares.

Otro problema que existe en el circuito, es que un desapareamiento de las resistencias (no cumplimiento de la relación impuesta) genera una componente de ganancia a modo común y por lo tanto un Factor de Rechazo $\neq \infty$.

Se verá más delante una mejora del Amplificador Diferencial, en lo que se conoce como Amplificador Diferencial de Instrumentación.

2.4 Circuito Integrador

Uno de los circuitos básicos fundamentales conformado por amplificadores operacionales funcionando linealmente es el bloque Integrador.

El siguiente circuito es lo que se conoce como “Circuito Integrador Puro”:

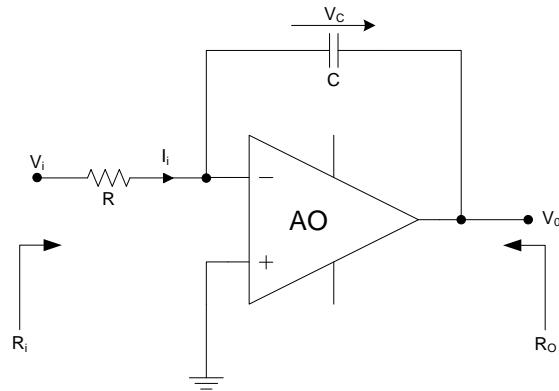


Figura 2.6

La realimentación negativa fija un cero virtual en $e^{(-)}$ de tal forma que la corriente de entrada I_i es directamente proporcional a V_i , $I_i = V_i / R$ y $V_o = -V_c$.

Si suponemos que la entrada V_i es variable en el tiempo, podemos escribir:

$$I_i(t) = \frac{V_i(t)}{R}$$

$$V_o(t) = -V_c(t)$$

Para todo capacitor, se cumple que la corriente es proporcional a la derivada de la tensión en sus bornes:

$$i_c(t) = C \cdot \frac{dV(t)}{dt}$$

Por lo tanto:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) dt + V_c(0)$$

Con $V_c(0)$ condición inicial de V_c para $t = 0$.

En el circuito resultará:

$$i_i(t) = \frac{V_i(t)}{R}$$

$$V_o(t) = -\frac{V_i(t)}{R.C} \cdot \Delta t + V_c(t_0)$$

El mismo análisis puede hacerse considerando transformada de Laplace:

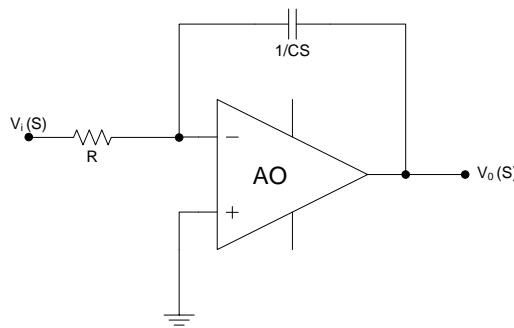


Figura 2.7

$$V_o(s) = -\frac{1}{R} \cdot \frac{1}{S.C} \cdot V_i(s) = -\frac{1}{S.C.R} \cdot V_i(s)$$

Esta función transferencia corresponde a un polo en $S = 0$ (corriente continua). Prácticamente esto significa que para $S = 0$ (c.c.) la ganancia es infinita, lo que corresponde a una salida (teórica) $V_o = \infty$ para $V_i = \text{cte.}$. Pensemos que si $V_i = \text{cte.}$, el capacitor se cargaría continuamente haciendo que $V_o \rightarrow \infty$.

En la práctica, V_o estará limitada por la saturación del amplificador operacional, que idealmente es V_{cc} o $-V_{cc}$.

2.4.1 Bode de Amplitud del Integrador

El Bode de amplitud del Integrador Puro se muestra en la figura. Graficamos la asíntota, la que resulta una recta de pendiente -20 dB/dec.

Se grafica además el Bode de Amplitud de la ganancia a lazo abierto (av) que habíamos considerado idealmente infinita. En la realidad, av es muy grande (no infinita) hasta solo unos pocos Hz, por lo que la ganancia del

circuito integrador (realimentado) o ganancia a lazo cerrado (A_v) tendrá a baja frecuencia esta misma limitación.

Es lógico que A_v a baja frecuencia no pueda ser mayor que a_v .

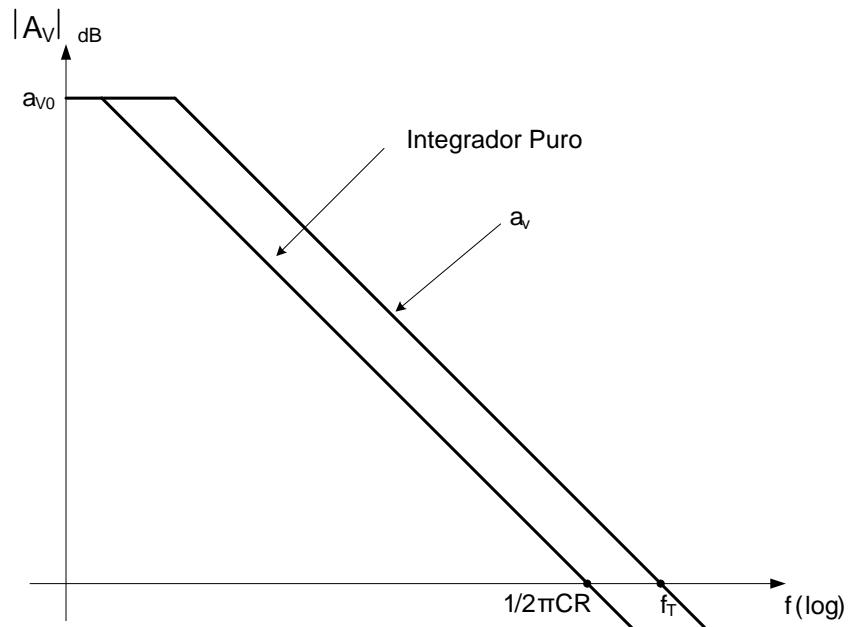


Figura 2.8

De todas formas, el valor de A_v a bajas frecuencias es tan elevado que cualquier componente de continua a la entrada producirá la saturación de V_o . Un Integrador ideal como el dibujado, no tiene aplicación práctica (pensado como amplificador) ya que no funcionará cuando se implemente con un amplificador operacional real.

Para solucionar este problema se realiza la modificación siguiente:

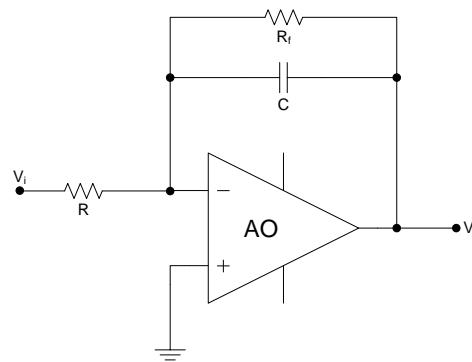


Figura 2.9

Aplicando Laplace y considerando al AO realimentado con el paralelo $R_f//C$, se deduce:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_f}{R} \cdot \frac{1}{(1+S.C.R_f)}$$

Que corresponde a un polo en $f = \frac{1}{R_f.C.2\pi}$

Si consideramos el caso $S = 0$ (c.c.) resulta $\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R}$ que se denomina "ganancia de corriente continua"

En este caso el Bode de Amplitud resulta:

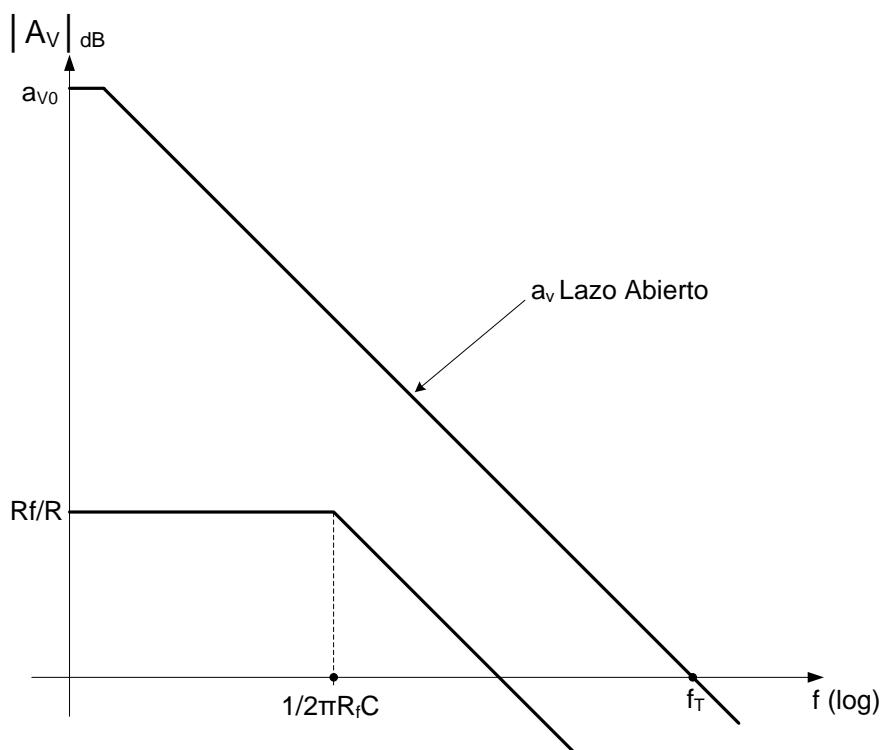


Figura 2.10

Como observación final, se puede señalar que la característica "integradora" de estos circuitos, se da a altas frecuencias donde el Bode de Amplitud coincide con la Asintota de pendiente -20 dB / dec. En estas frecuencias la fase será -90°.

2.5 Circuito Derivador

El bloque Derivador es el siguiente:

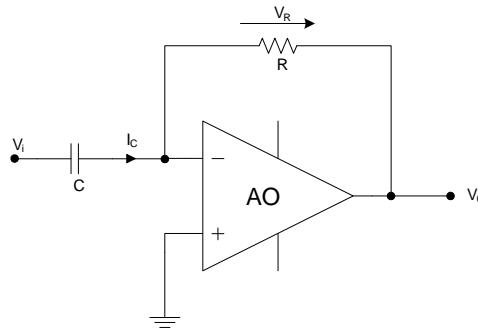


Figura 2.11

Por analogía del análisis que hicimos para el circuito integrador, puede deducirse lo siguiente:

$$I_C = C \cdot \frac{dV_i}{dt} \quad (\text{el terminal e}^{(-)} \text{ es un cero virtual})$$

$$V_o(t) = -V_R(t) = -C \frac{dV_i(t)}{dt} R$$

$$\therefore V_o(t) = -R \cdot C \cdot \frac{dV_i(t)}{dt}$$

Idéntico análisis puede realizarse aplicando Laplace:

$$i_C(s) = \frac{V_i(s)}{\frac{1}{S \cdot C}}$$

$$V_o(s) = -R \cdot V_i(s) \cdot S \cdot C$$

$$\therefore \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -R \cdot C \cdot S \quad \text{que corresponde a un cero en } S = 0.$$

Este circuito tiene una altísima ganancia para frecuencias altas, lo que también trae consecuencias de implementación práctica. El ruido de alta frecuencia montado en la señal de entrada es amplificado por el derivador.

El Bode de Amplitud es (considerando la ganancia de lazo abierto):

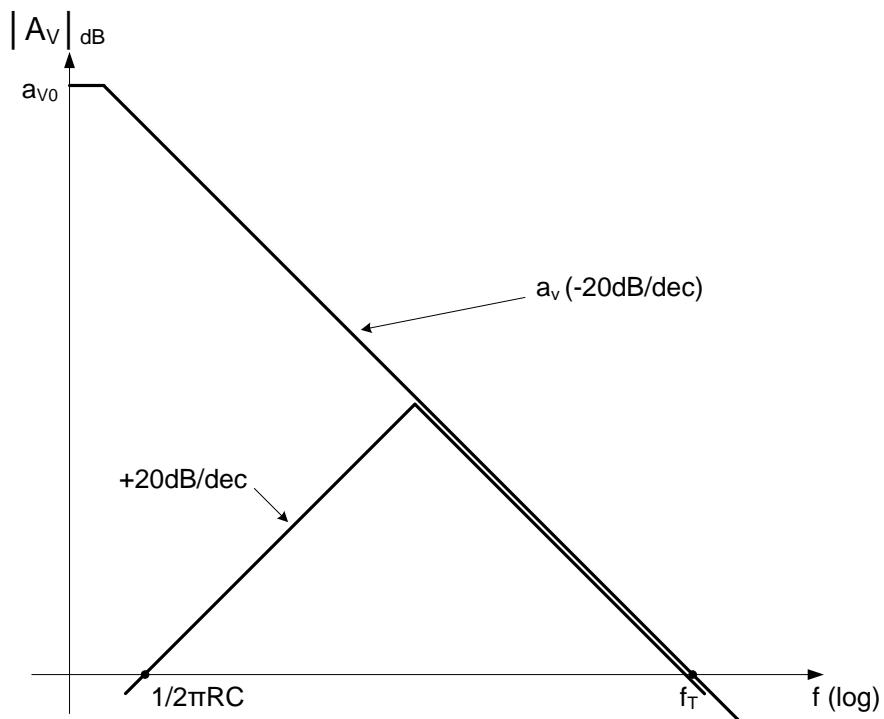


Figura 2.12

Para limitar la ganancia a altas frecuencias se modifica el circuito conectando un capacitor C_f en paralelo con R .

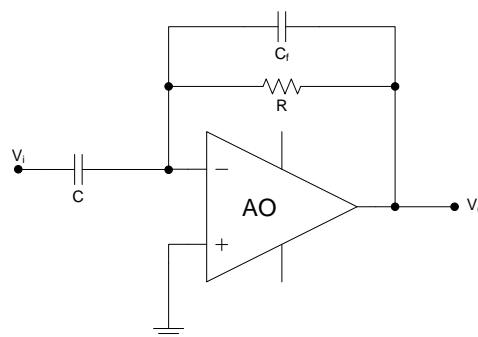


Figura 2.13

Aplicando Laplace resulta:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-S \cdot C \cdot R}{1 + R \cdot C_f \cdot S}$$

Que corresponde a un cero en $S = 0$ y un polo en $S = 1 / R \cdot C_f$

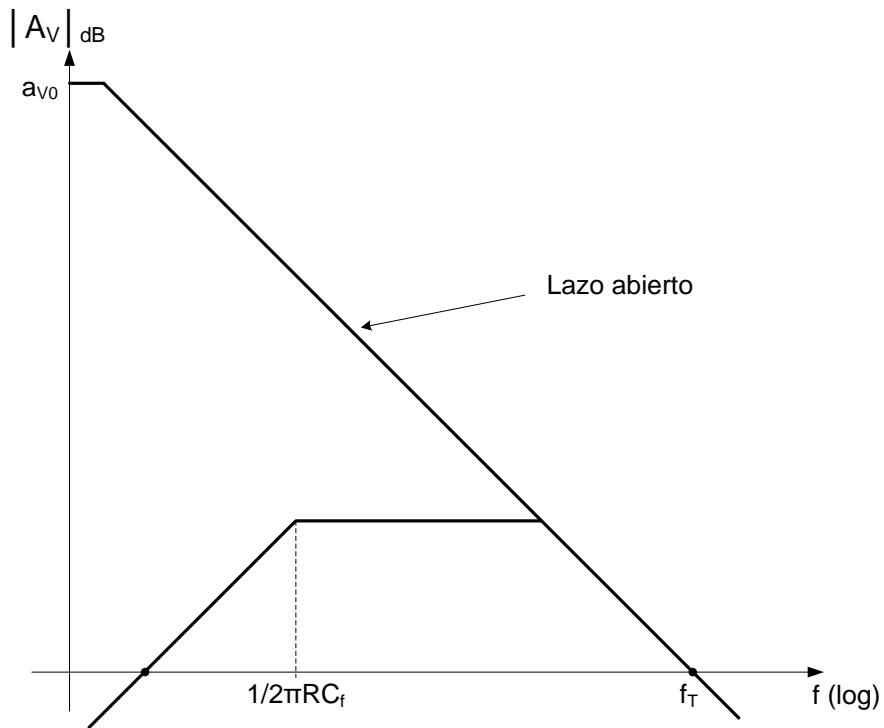


Figura 2.14

La característica “derivadora” del circuito se da para bajas frecuencias.

Subsiste en este esquema el problema de que la impedancia de entrada es muy pequeña para altas frecuencias $Z_i \rightarrow 0$ si $f \rightarrow \infty$.

Solución a este problema es el siguiente circuito:

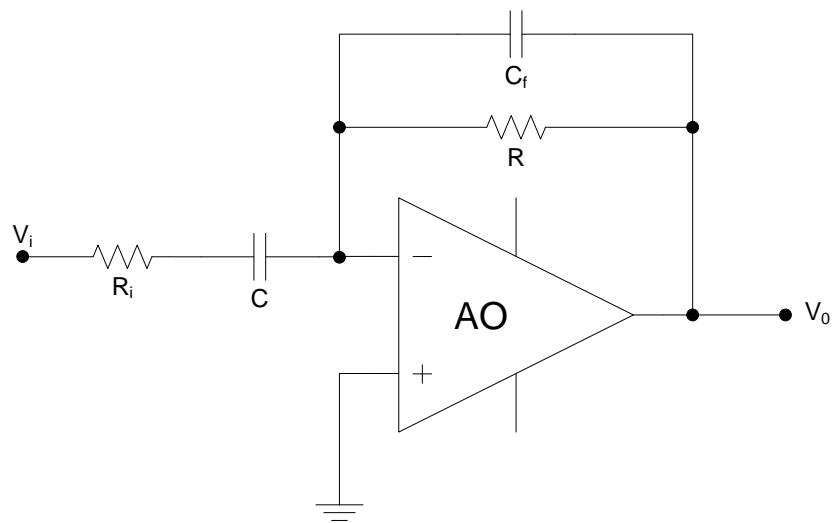


Figura 2.15

El capacitor C agrega un polo en $1 / 2\pi R_i C$ resultando el Bode de Amplitud como sigue:

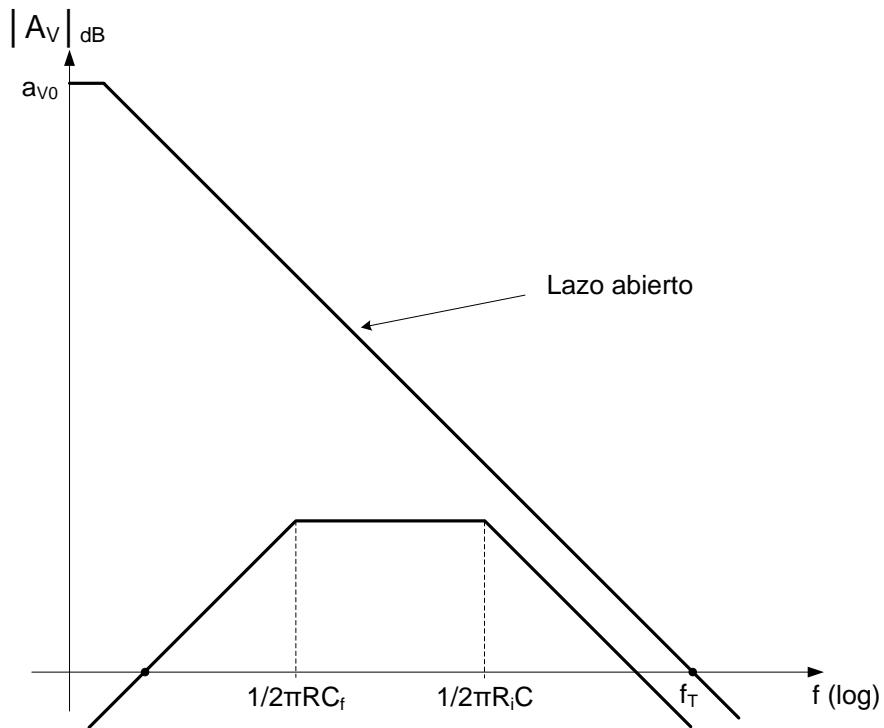


Figura 2.16

2.6 Convertidor de Resistencia Negativa

Un circuito interesante de estudiar es el que se presenta a continuación. Es un bloque con la particularidad de que su resistencia de entrada es negativa. Puede utilizarse en el diseño de fuentes de corriente o filtros activos.

Calcularemos el valor de la resistencia de entrada usando una fuente de tensión auxiliar (V_{aux}) y encontrando I_{aux} de forma que $R_i = V_{aux} / I_{aux}$.

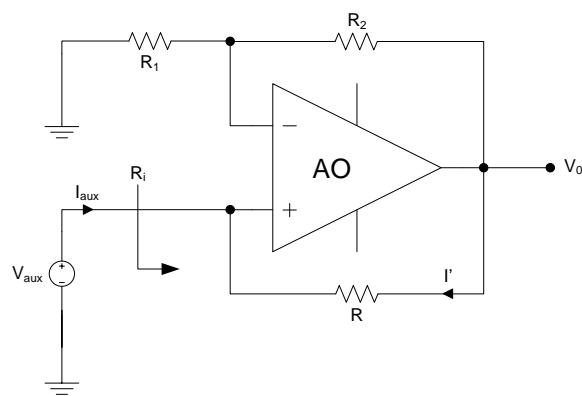


Figura 2.17

Para calcular I_{aux} supondremos al AO ideal de forma que $e^{(-)} = e^{(+)}$.

Como la corriente de entrada por el terminal no inversor es nula, resultará que $I_{aux} = -I'$, si logramos que I' tenga el sentido indicado (es decir, que sea positiva) tendremos que I_{aux} será negativa.

Esto se dará siempre pues el circuito dibujado se comporta como un No Inversor de ganancia $1+R_2 / R_1 > 0$ por lo que $V_o = V_{aux} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) > V_{aux}$, por lo que será $I' > 0$.

Resumiendo:

$$V_o = V_{aux} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$I' = \frac{V_o - V_{aux}}{R} = \frac{V_{aux} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_{aux}}{R}$$

$$= \frac{V_{aux} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} - 1\right)}{R} = \frac{V_{aux} \cdot \frac{R_2}{R_1}}{R}$$

$$I_{aux} = -\frac{V_{aux} \cdot R_2}{R_1 \cdot R}$$

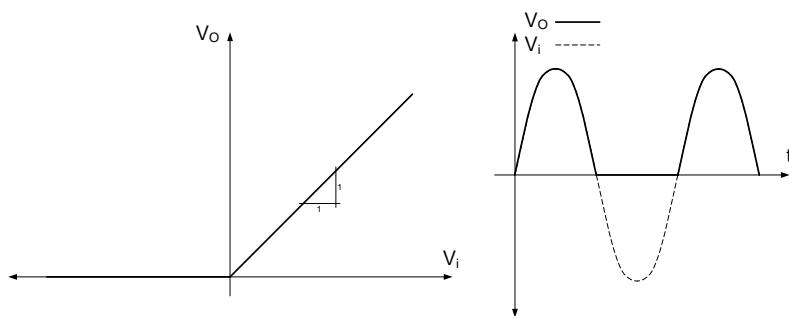
$$\therefore R_i = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = -\frac{R_1 \cdot R}{R_2} < 0$$

3. NOTAS DE CLASE: Tercera Parte: *Circuitos rectificadores*

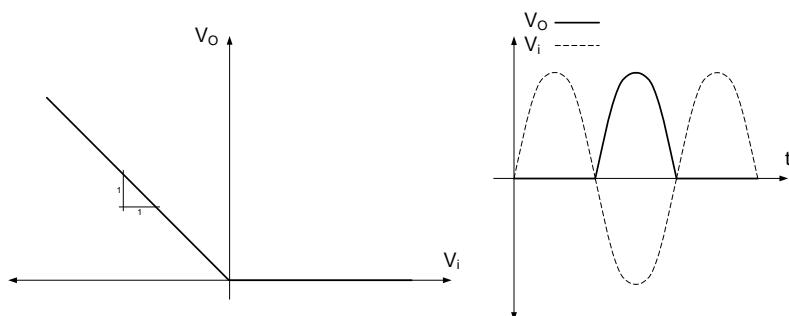
3.1 Circuitos rectificadores:

A modo de introducción veamos el siguiente resumen que muestra las variantes de características de transferencia que existen en los circuitos que permiten diseñar rectificadores.

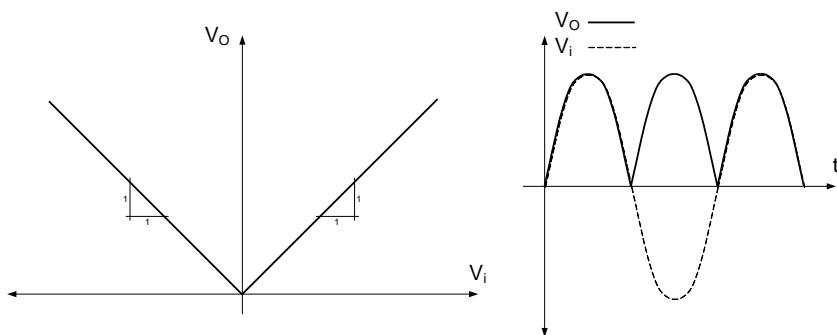
a) $\frac{1}{2}$ onda no inversora



b) $\frac{1}{2}$ onda inversora

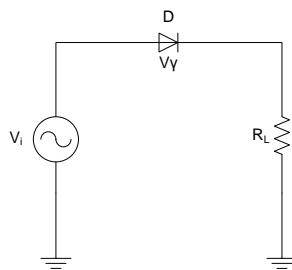


c) Onda completa (absolutador)



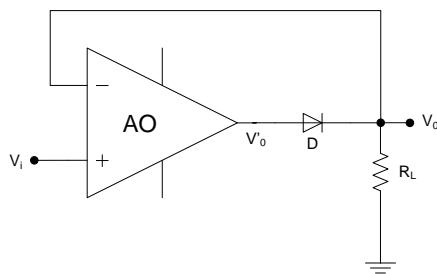
3.1.1 Rectificador de media onda

Conceptualmente el primer rectificador básico de $\frac{1}{2}$ onda que podemos plantear es el siguiente, el cual utiliza un elemento no lineal como es el diodo:



El problema que se presenta es: ¿qué sucede si $Vi < VY$?

Un primer esquema que resuelve el problema de la no conducción del diodo (es decir la posibilidad de rectificar tensiones menores que VY) es el siguiente:



El análisis de funcionamiento es el siguiente:

Suponiendo D abierto

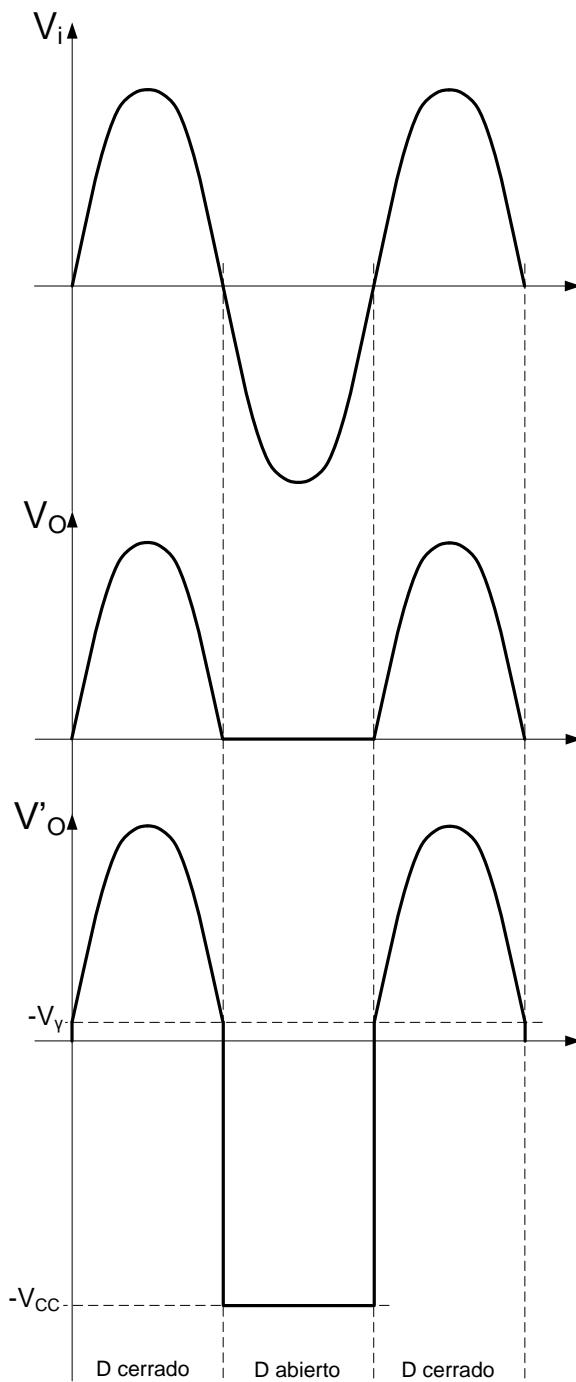
a) Si $Vi > 0 \rightarrow Vo' \uparrow$ (el AO tiende a saturar a $+Vcc$)

En este incremento de Vo' el diodo conducirá y cerrará el lazo de realimentación negativa.

$\Rightarrow Vo = Vi$ (dado que el AO es ideal y existe un corto virtual a la entrada, $e^+ = e^-$)

b) Si $Vi < 0 \rightarrow Vo' \downarrow$ el diodo se abre y $Vo = 0$ y $Vo' = -Vcc$ (saturación negativa)

Gráficamente:



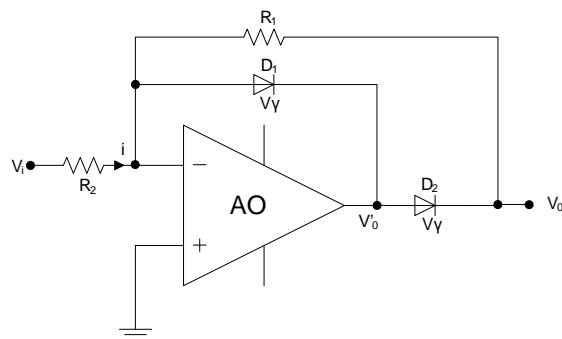
Observación: Si fuera $V_i \max < V_y$, el diodo conduciría de todas formas cuando $V_i > 0$, resultando siempre $V_o = V_i$ para $V_i > 0$ y $V_o' = V_y + V_i$.

La salida del AO se ajusta a la tensión necesaria para la conducción del diodo. Lo que en realidad sucede es que la salida del AO tiende a saturar, pero al entrar en conducción el diodo D se establece la realimentación negativa y $e^+ = e^-$ por lo que la salida V_o' se estabiliza.

El inconveniente que tiene esta configuración es que para tensiones $Vi < 0$, el AO está saturado negativamente y cuando $Vi > 0$ debe pasar de saturación

negativa a zona lineal lo cual produce distorsiones en alta frecuencia, ya que el AO necesita un tiempo para salir de saturación y llegar a la zona lineal.

La solución es colocar un segundo diodo según el esquema siguiente:



Vemos que es un circuito que tiene siempre realimentación negativa y los diodos siempre quedan en el lazo de realimentación.

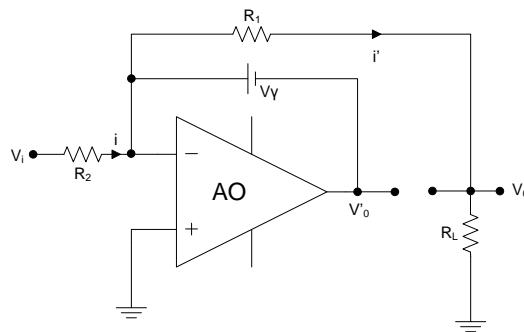
Atento a esta condición podemos ver que el sentido de la corriente i dependerá exclusivamente del signo de Vi , ya que $e^+ = e^- = 0$ v.

Por lo tanto:

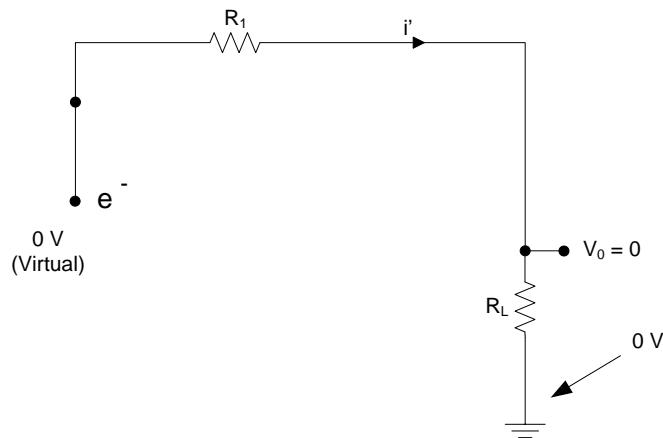
a) Si $Vi > 0$, $\rightarrow i > 0$, $V0' \downarrow \Rightarrow D_1$ conduce y cierra el lazo

$$\therefore V0' = -V_Y$$

En esta condición D_2 está abierto quedando el siguiente circuito:

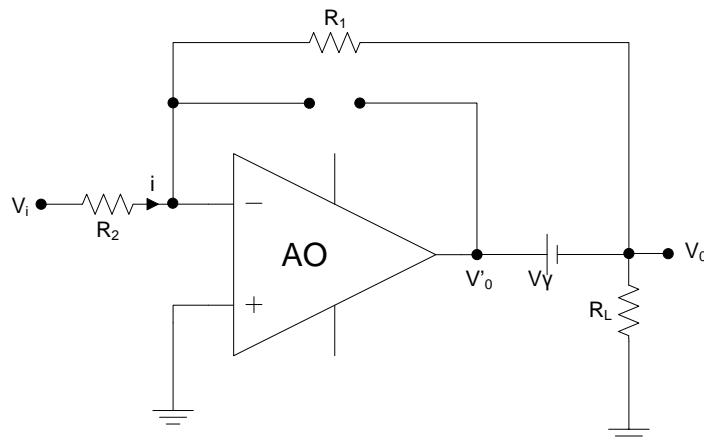


En este circuito podemos ver que $V0 = 0$ ya que si recorremos la malla e^- , R_1 , $V0$, R_L , la única opción es que $i' = 0$ pues $e^- = 0$.



Es decir no puede existir corriente por R_1 y R_L . Es decir para $V_i > 0 \Rightarrow V_o = 0$

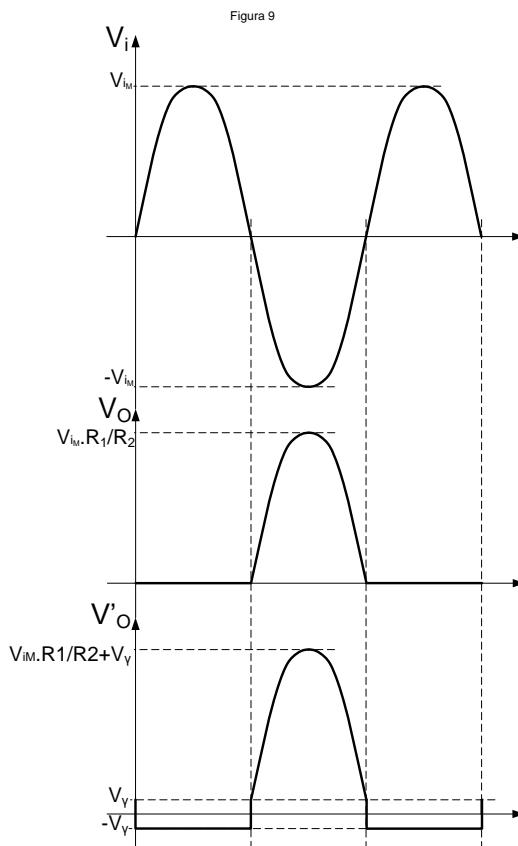
b) Si $V_i < 0$, $i < 0$, D_1 abierto, $V_{o'} \uparrow$ y D_2 conduce



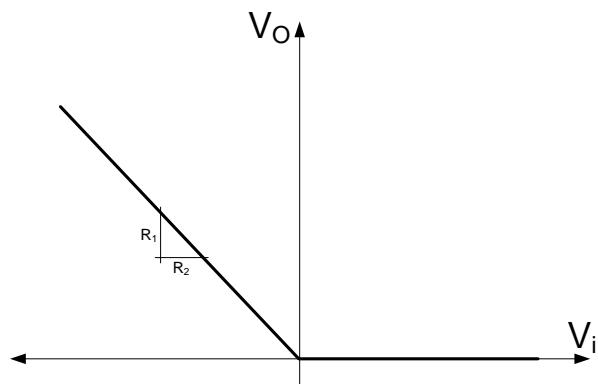
$$V_o = -V_i \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$V_{o'} = V_{\gamma} + V_o$$

Es decir, V_o es V_i invertida con una ganancia $\frac{R_1}{R_2}$



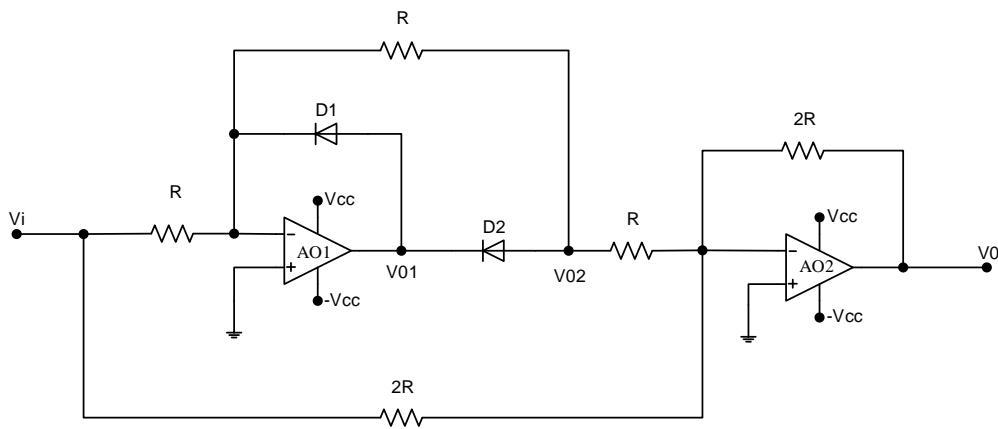
y la transferencia es del tipo:



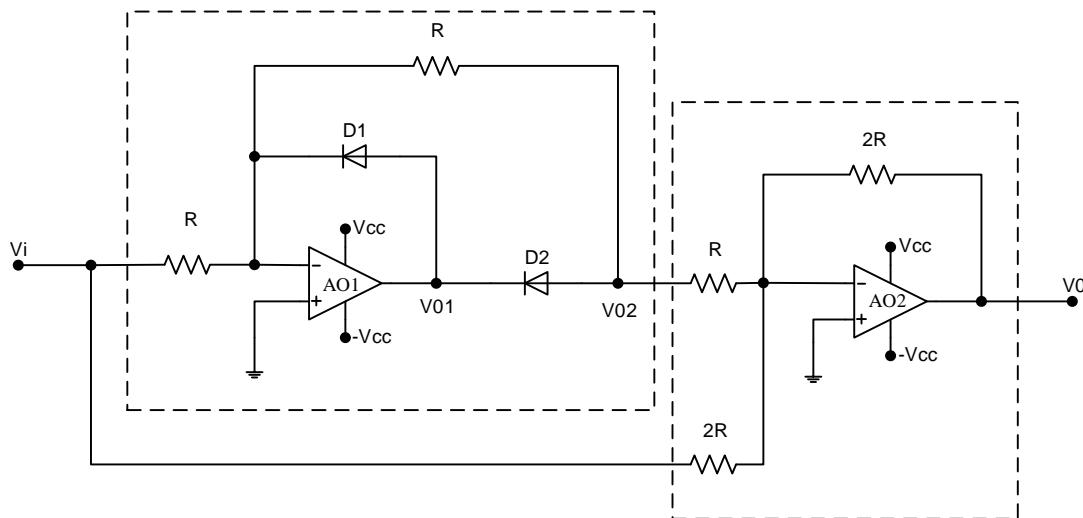
Vemos que la salida V'_O nunca satura por lo que se mejora su dinámica respecto a la anterior.

3.1.2 Rectificador de onda completa:

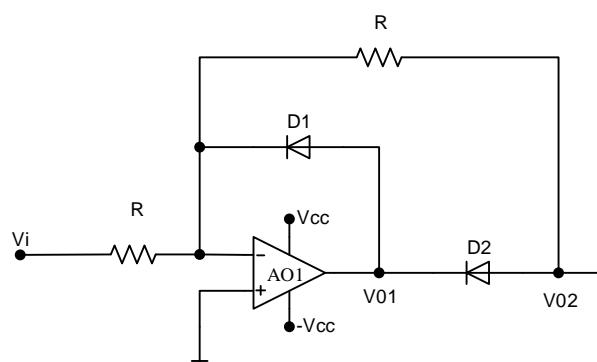
Combinando dos bloques: un rectificador de media onda como el anterior (pero invirtiendo los diodos) y un sumador podemos construir un rectificador de onda completa:



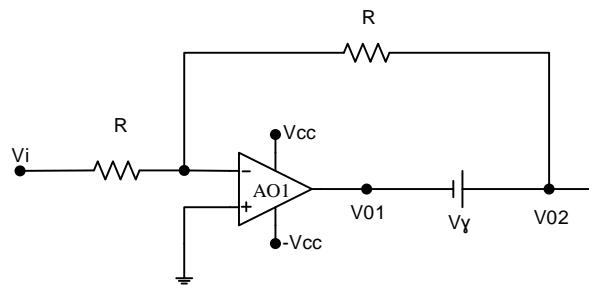
Redibujando el circuito podemos identificar bloques funcionales simples ya conocidos (rectificador de media onda y sumador):



Análisis del primer bloque AO1:



a) Si Vi es mayor que cero $Vi > 0$ (D₁ cortado, D₂ conduce y cierra el lazo)



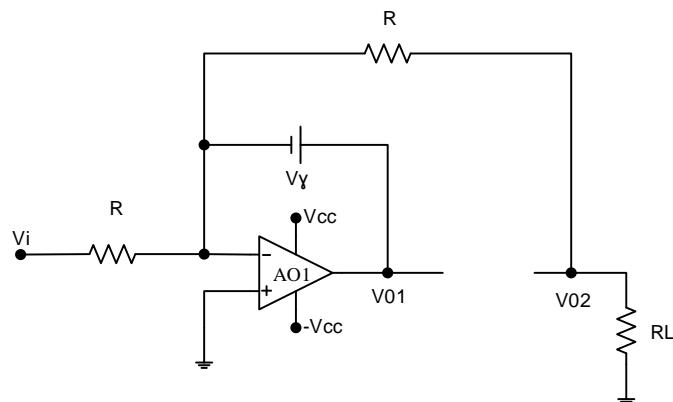
Como existe realimentación negativa y el terminal no inversor está colocado a potencial de masa, entonces $e^{(-)} = e^{(+)} = 0$.

$$\frac{Vi}{R} + \frac{Vo_2}{R} = 0 \Rightarrow \quad Vo_2 = -Vi$$

$$Vo_1 = Vo_2 - V_\gamma \Rightarrow Vo_1 = -V_i - V_\gamma$$

El AO compensa la alinealidad del diodo D₂ ($V\gamma$ y su resistencia dinámica) y de esta manera puede rectificar señales pequeñas, incluso menores a $V\gamma$ ($V\gamma = 0.6V$).

a) Si V_i es menor que cero $V_i < 0$ (D_1 conduce y cierra el lazo, D_2 cortado)



Como existe realimentación negativa, entonces $e^{(-)} = e^{(+)} = 0$

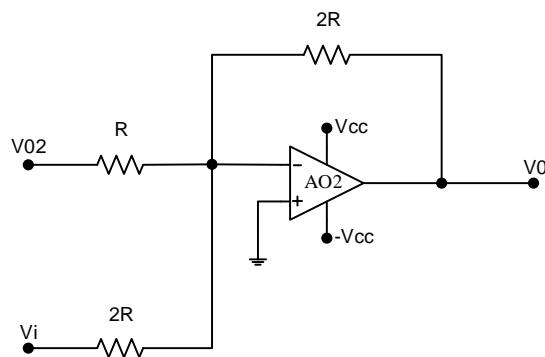
$$V_{O_2} = 0 \quad (\text{Unido a la masa virtual a través de } R)$$

$$V_{O_1} = V_{\gamma}$$

Análisis del segundo bloque AO2:

a) Si V_i es mayor que cero $V_i > 0$

Para $V_i > 0$ era $V_{o2} = -V_i$



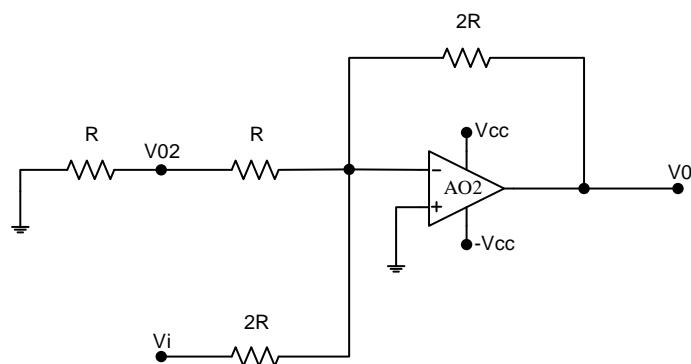
Como existe realimentación negativa, entonces $e^{(-)} = e^{(+)} = 0$

Por ley de Kirchoff, la sumatoria de las corrientes en el nudo del terminal inversor debe ser cero, entonces:

$$\frac{V_o}{2R} + \frac{V_i}{2R} - \frac{V_i}{R} = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{2R} = \frac{V_i}{R} - \frac{V_i}{2R} \Rightarrow V_o = V_i \left(\frac{2R}{R} - \frac{2R}{2R} \right) \Rightarrow$$

$$V_o = V_i (2 - 1) \Rightarrow V_o = V_i \quad \text{para toda } V_i > 0$$

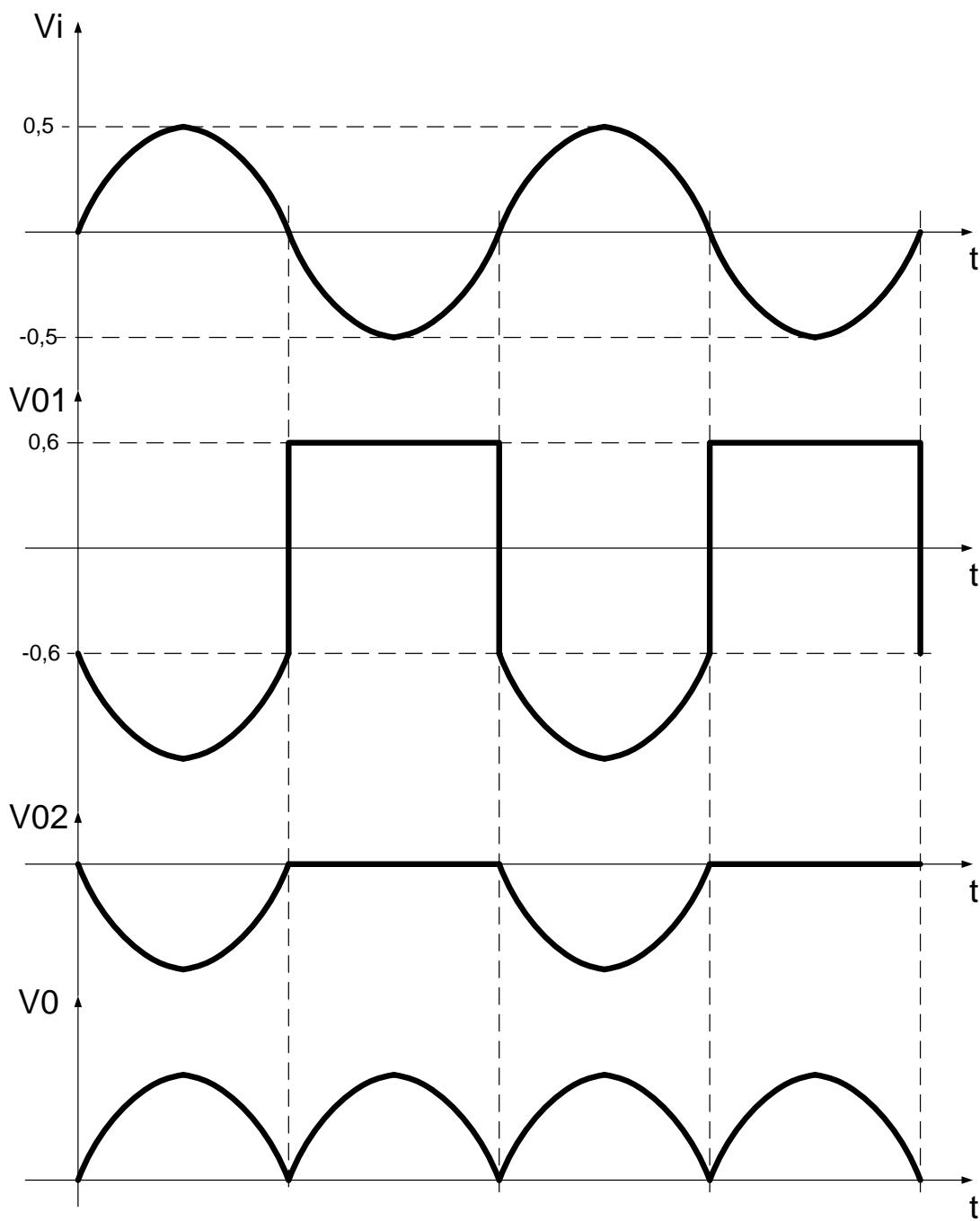
a) Si V_i es menor que cero $V_i < 0$



Como existe realimentación negativa, entonces $e^{(-)} = e^{(+)} = 0$

Por ley de Kirchoff, la sumatoria de las corrientes en el nudo del terminal inversor debe ser cero, entonces:

$$\frac{V_o}{2R} + \frac{V_i}{2R} + 0 = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{2R} = -\frac{V_i}{2R} \Rightarrow V_o = -V_i \quad \text{para toda } V_i < 0$$



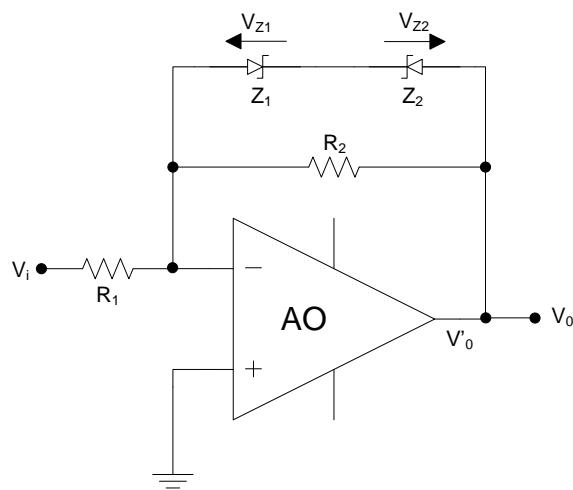
3.2 Circuitos limitadores:

Son circuitos que conceptualmente imponen una restricción al nivel de salida fijando un valor máximo.

La salida nunca está por encima de un valor prefijado y dentro de su rango de funcionamiento lineal (no saturado).

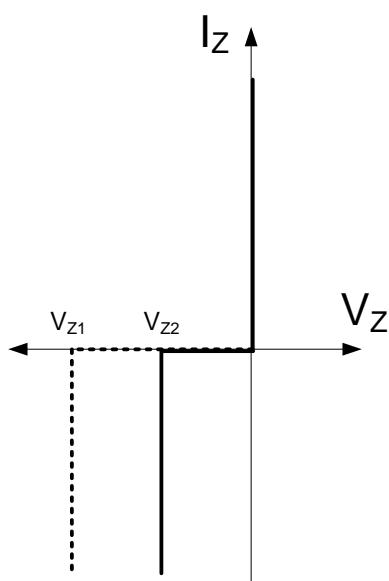
Pueden utilizarse para protección de etapas posteriores o para un tipo de conformación.

Uno de los circuitos limitadores básicos es el siguiente:

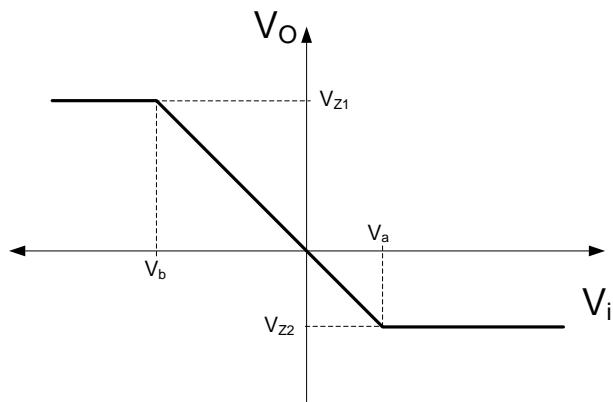


Es un circuito que siempre tiene establecida una realimentación negativa independientemente del estado de conducción de los diodos zener.

Si suponemos una característica ideal para los diodos como la dibujada:



Puede deducirse la característica de transferencia del circuito.



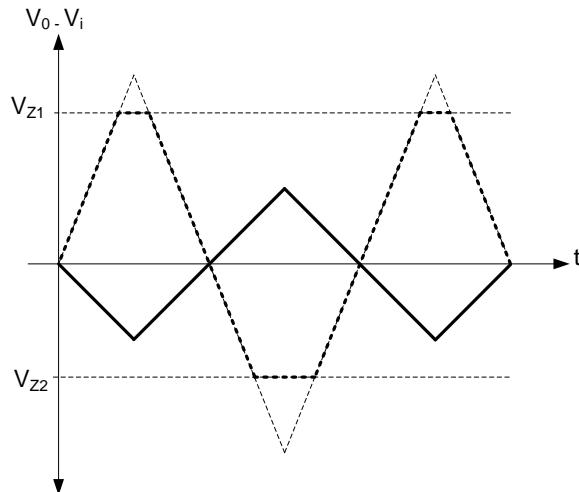
La pendiente de la transferencia corresponde a un circuito inversor de ganancia $-\frac{R_2}{R_1}$ y despreciando las tensiones V_y resulta:

$$V_a = V_{z2} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

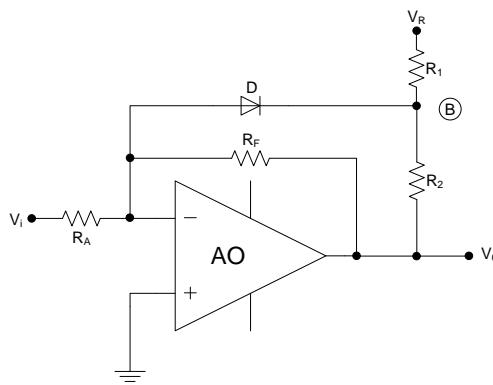
$$V_b = -V_{z1} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Como el terminal inversor es un cero virtual, la salida no superará las tensiones de zener.

La gráfica temporal suponiendo una V_i de tipo triangular resulta:



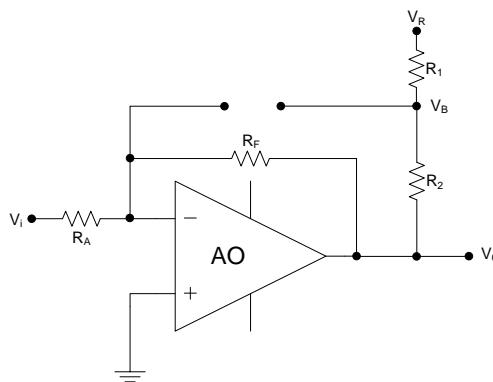
Otra variante del circuito limitador es la mostrada en la figura:



Notemos que en este circuito el estado de funcionamiento lineal se mantiene independientemente del estado de conducción del diodo D, pues R_F fija la realimentación negativa y siempre está conectada.

Para dibujar la característica de transferencia debemos considerar al diodo en un estado de conducción (abierto o cerrado) y analizar el rango de validez.

Suponiendo D abierto:



Por superposición puedo escribir:

$$V_B = \frac{V_R \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_o \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Además $V_o = -V_i \cdot \frac{R_F}{R_A}$

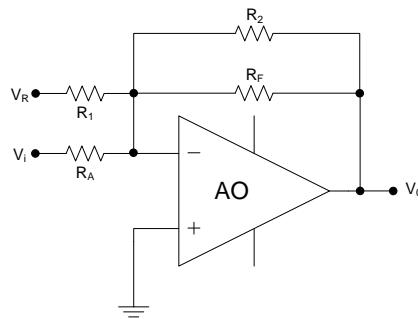
Suponiendo $V_D = 0$, el diodo conducirá cuando $V_B < 0$

$$\therefore D \text{ estará abierto si } \frac{V_R \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{(-R_F / R_A) \cdot V_i \cdot R_1}{R_1 + R_2} > 0$$

$$\Rightarrow V_i < V_R \cdot \frac{R_2 \cdot R_A}{R_F \cdot R_1} = V^*$$

Esto significa que la transferencia es una recta de pendiente $-\frac{R_F}{R_A}$ si $V_i < V^*$

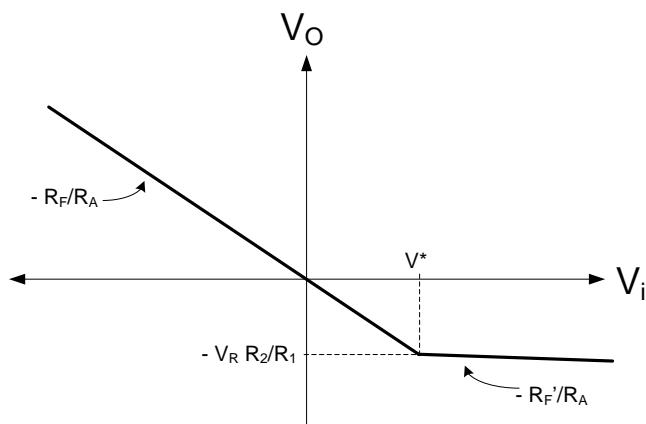
Cuando D conduce:



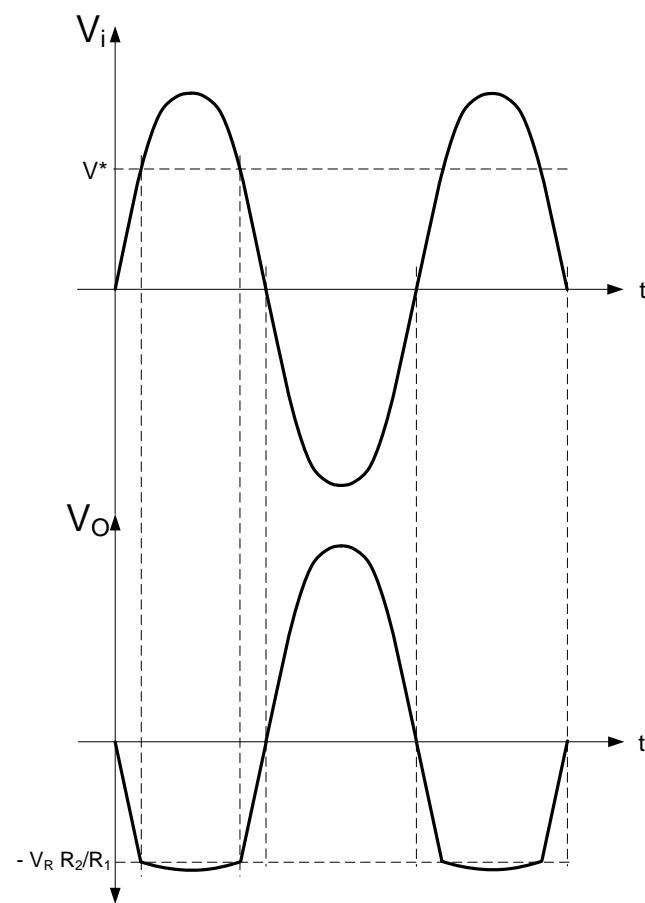
Si llamamos $R'_F = R_2 // R_F$

$$\text{Resulta: } V_o = -V_i \cdot \frac{R'_F}{R_A} - V_R \cdot \frac{R'_F}{R_1}$$

Si imponemos $R_2 \ll R_F$, la pendiente será muy pequeña y la gráfica es la mostrada:



En el dominio temporal será:



4. NOTAS DE CLASE: Cuarta Parte: AO en Conmutación

Hemos analizado circuitos con la consideración de AO ideal donde podía asegurarse que la realimentación negativa impondría un funcionamiento lineal.

Veremos ahora circuitos con AO ideales trabajando con realimentación positiva o a lazo abierto, lo que producirá un comportamiento no lineal, es decir, la salida estará en alguno de los posibles estados de saturación.

4.1 Circuitos comparadores

El circuito comparador más simple es el que funciona a lazo abierto.

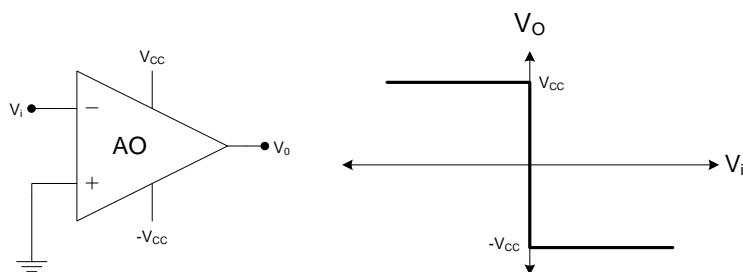


Figura 4.1

El estado de saturación de la salida (positiva o negativa) dependerá de V_i . Si $V_i > 0$ entonces $V_o = -V_{cc}$, pues $e^+ = 0$.

Es un **comparador inversor de cruce por cero**.

Se puede agregar una tensión de referencia para modificar el punto de comparación:

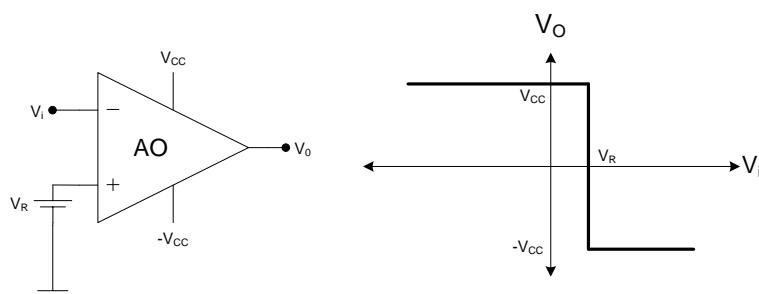


Figura 4.2

Si se agrega realimentación positiva, se configura un **comparador con histéresis o disparador Schmitt**.

Existen diferentes variantes dependiendo por dónde ingresa la señal de entrada.

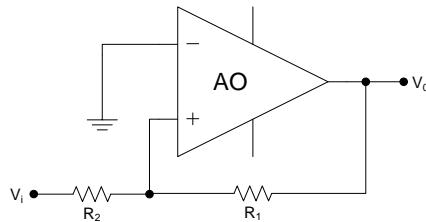


Figura 4.3

4.1.1 Análisis

Se supone un estado de saturación a la salida y se analizan cuáles son las condiciones de V_i que aseguran dicho estado.

Como aclaración, se seguirá considerando AO ideal, pero en estos circuitos se verifica que $e^- \neq e^+$ pues no existe realimentación negativa.

En el circuito anterior puede escribirse:

Si $V_o = V_{cc}$ (suponiendo saturación positiva)

Se debe cumplir que $e^- > e^+$

Por otro lado, las tensiones en ambos terminales de entrada resultan:

$$e^+ = \frac{V_i \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_o \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$e^- = 0$$

Por lo tanto, $V_o = V_{cc}$ si $\frac{V_i \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} > 0$ operando

$$V_i > -V_{cc} \frac{R_2}{R_1}$$

Es decir, $V_o = V_{cc}$ mientras $V_i > -V_{cc} \frac{R_2}{R_1}$

Suponiendo ahora $V_o = -V_{cc}$ (saturación negativa) se puede deducir que $V_i < V_{cc} \frac{R_2}{R_1}$, lo que determina una transferencia como la siguiente, donde aparece una Ventana de Histéresis.

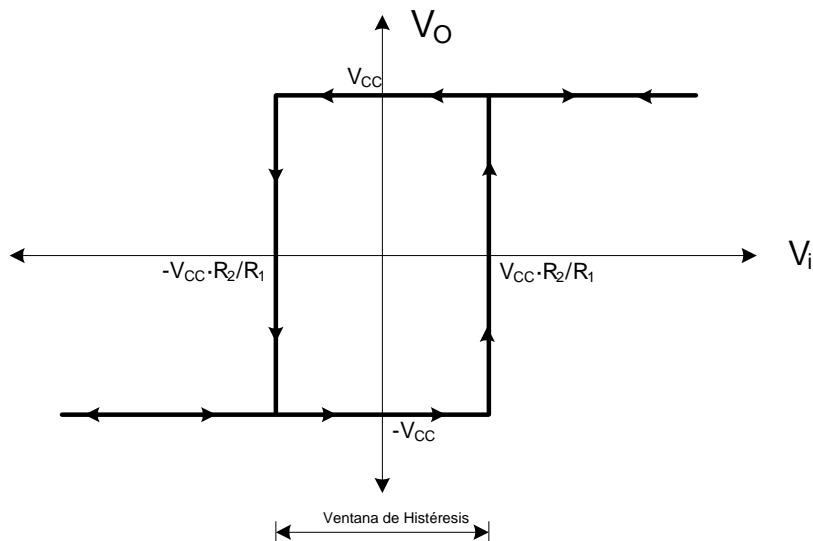


Figura 4.4

Es un comparador con histéresis no inversor.

Se define el ancho de la ventana
$$H = \frac{2V_{cc} \cdot R_2}{R_1}$$

Existen variantes de este circuito básico. Por ejemplo, conectar V_i al terminal inversor y agregar una tensión de referencia:

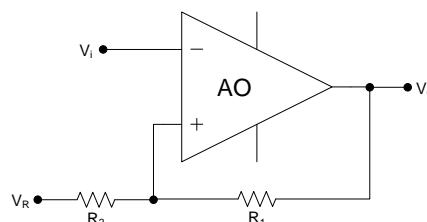


Figura 4.5

Siguiendo el mismo procedimiento de análisis puede encontrarse:

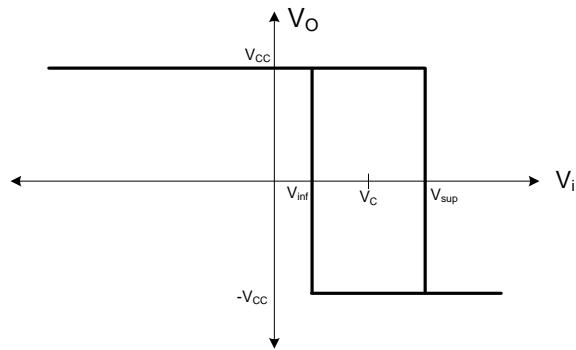


Figura 4.6

Donde:

$$V_{\text{inf}} = \frac{-V_{cc} \cdot R_2 + V_R \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{\text{sup}} = \frac{V_{cc} \cdot R_2 + V_R \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$H = \frac{2V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_c = \frac{V_R \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Notar que la ventana está centrada en V_c , que depende de la tensión de referencia V_R , de R_1 y de R_2 .

4.2 Circuitos Astables

Básicamente es un circuito con realimentación positiva, que oscila entre saturación positiva y negativa (no tiene un estado estable). La presencia de un capacitor cuya tensión en bornes evoluciona con el tiempo, genera las condiciones para una oscilación periódica.

El esquema básico es el siguiente:

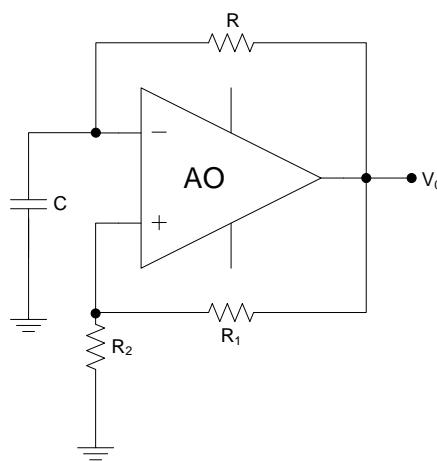


Figura 4.7

Si bien, en principio existe un elemento que genera una realimentación negativa como es R , la presencia de C en el terminal e^- , hace que cualquier variación en V_o no se refleje directamente en el terminal e^- , mientras que sí aparece en el terminal e^+ (debido a R_1 y R_2), por lo que predomina la realimentación positiva y el circuito satura.

4.2.1 Análisis

Se supone un estado de saturación en la salida, por ejemplo $V_o = V_{cc}$. Y se analiza el régimen permanente.

Se escriben entonces las condiciones en e^- y e^+ para que esta saturación se verifique:

$$e^+ = \frac{Vcc \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$e^- = Vc_{(t)} = Vf + (Vi - Vf) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\text{con } \tau = R \cdot C ; \quad Vi = -\frac{Vcc \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad y \quad Vf = Vcc$$

$$e^- = Vcc + \left(-\frac{Vcc \cdot R_2}{R_1 + R_2} - Vcc \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Por lo tanto: $e^- = Vc_{(t)} = Vcc \cdot \left(1 - \left(\frac{2 \cdot R_2 + R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$

Suponiendo que $R_1 = R_2$ entonces $Vc_{(t)} = Vcc \cdot \left(1 - \frac{3}{2} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$

El capacitor evolucionará cargándose hasta que $e^- = e^+$ (según se ve en la gráfica) lo que permite calcular el semiperíodo T_1 .

$$t = T_1$$

$$Vc(T_1) = \frac{Vcc \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{Vcc}{2}$$

Es decir:

$$\frac{Vcc}{2} = Vcc \left(1 - \frac{3}{2} e^{-\frac{T_1}{\tau}} \right) \Rightarrow \boxed{T_1 = \tau \ln \frac{1}{3}}$$

Por otro lado, como los estados de saturación son Vcc y $-Vcc$ (suponiendo AO ideales), resultará que los semiperíodos serán idénticos (para la carga y la descarga de C)

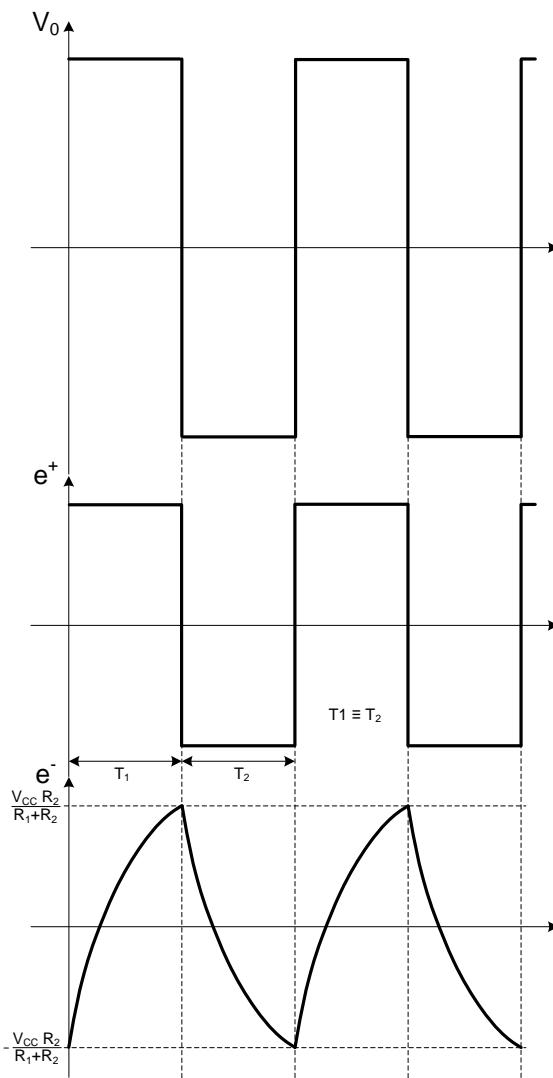


Figura 4.8

4.2.2 Observaciones sobre los circuitos astables

- Como resumen del procedimiento de cálculo podemos decir que se supone un estado de saturación y se evalúan las condiciones en las entradas que lo verifican para deducir la ecuación de diseño.
- Si las tensiones de saturación son distintas $V_M \neq |V_m|$ se cometerá un error en el cálculo.
- Si se quiere evitar este error, se puede regular la tensión a la salida.
- Es un ejercicio interesante, plantear cómo puede resolverse un circuito astable utilizando un AO alimentado con fuente imple.
- Existen variantes al circuito anterior, si se desea diseñar semiperíodos distintos y ajustables.

4.3 Circuitos Monoestables

Son circuitos que en su funcionamiento tienen un estado estable y ante una determinada entrada (normalmente un pulso de corta duración) pasan a un estado inestable durante un cierto intervalo T , regresando luego a su estado estable.

El siguiente es un bloque básico monoestable:

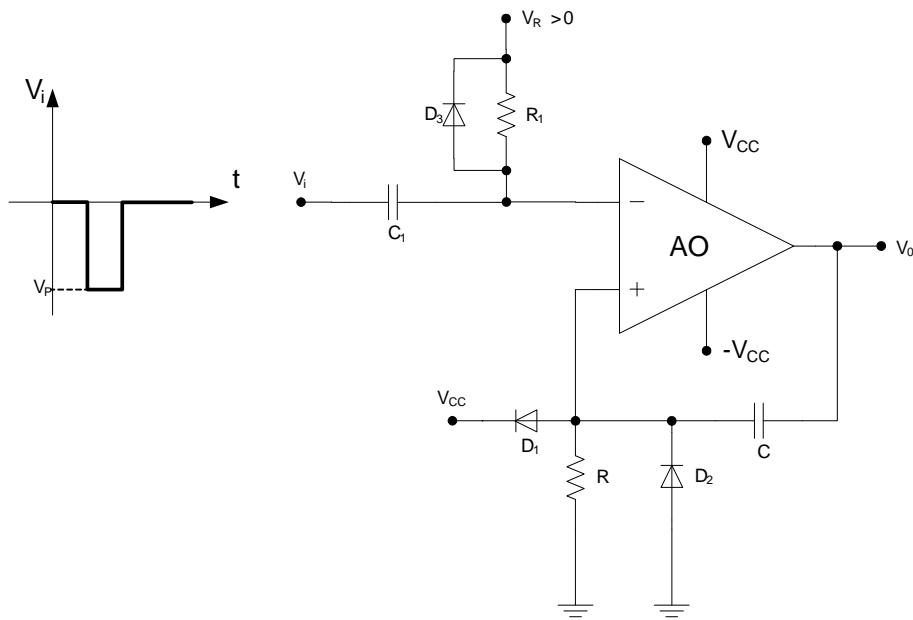


Figura 4.9

Lo primero que debemos hacer en el análisis de un circuito monoestable, es identificar su estado estable. Para ello se supone que todos los capacitores están cargados.

En el circuito anterior, las tensiones de los terminales e^- y e^+ serán en el estado estable:

$$e^- = V_R$$

$$e^+ = 0V$$

Por lo que si $V_R > 0$, la salida permanecerá en saturación negativa $V_o = -V_{cc}$

Para que se produzca la conmutación, el terminal e^- deberá excitarse con una tensión menor a 0V (por acción de V_i) por lo tanto necesito un pulso negativo en V_i como el dibujado, con $|V_{ip}| > |V_R|$

Las gráficas correlativas que muestran el funcionamiento son las siguientes:

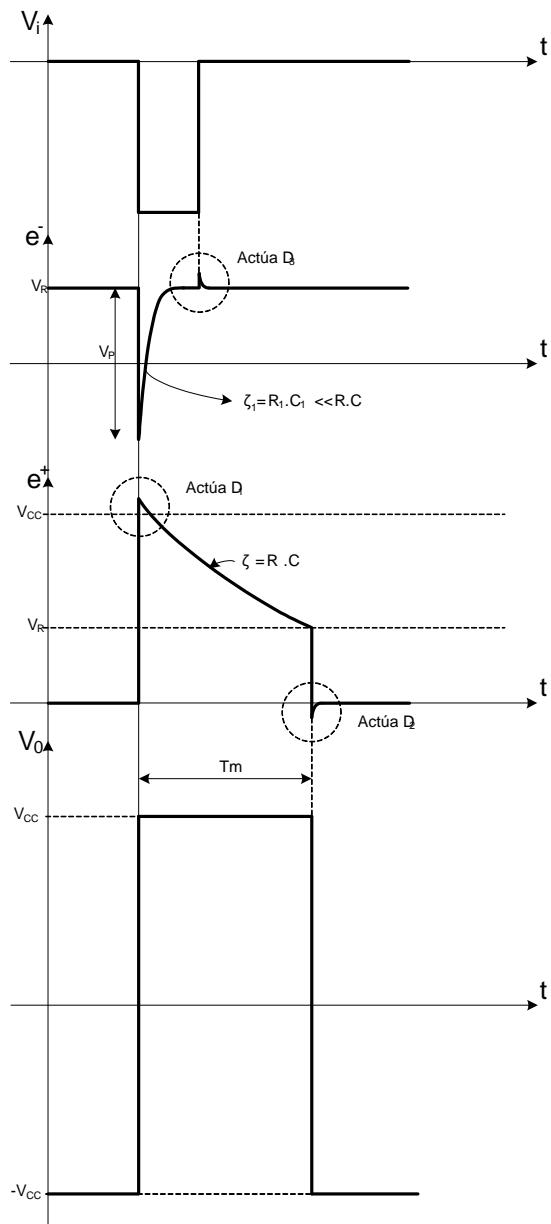


Figura 4.10

Los diodos D_1 y D_2 son básicamente de protección del terminal e^+ para que la tensión nunca supere V_{CC} o $-V_{CC}$ cosa que dañaría internamente el AO.

Particularmente D_2 asegura que en la conmutación de V_0 desde V_{CC} a $-V_{CC}$, la tensión en e^+ baje sólo a 0.6V por debajo de masa, lo que asegura que e^+ se ubique nuevamente en $e^+ = 0$ V, quedando el monoestable en el estado inicial y listo para un nuevo disparo. Un análisis similar se puede hacer con D_3 que recorta el flanco positivo de V_i en e^- como muestran las gráficas.

Para calcular el tiempo T_m , sólo se debe plantear la evolución de e^+ desde V_{cc} a masa (exponencial) y contar el tiempo que tarda en cortar a V_R .

$$e^+ = V_{cc} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Para $t = T_m$ será $e^+(T_m) = V_R$

Por lo tanto:

$$V_R = V_{cc} \cdot e^{-\frac{T_m}{\tau}} \Rightarrow T_m = -\tau \ln \frac{V_R}{V_{cc}}$$

Con $\tau = R \cdot C$

4.4 Generadores de Onda Cuadrada y Triangular

En general, las ondas triangulares (un caso particular es la Diente de Sierra) se generan utilizando la evolución de la tensión en bornes de un capacitor (carga y descarga) a corriente constante.

El esquema en bloques típico es el siguiente:

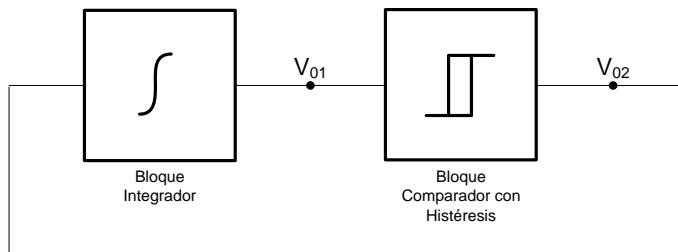


Figura 4.11

En V_{01} se generará un tipo de onda triangular y en V_{02} , un tipo de onda cuadrada.

Como se ha visto, los comparadores con histéresis son de distinto tipo dependiendo si la histéresis es inversora o no. Por lo tanto, para que el circuito oscile, debe guardarse una correlación entre el bloque integrador y el comparador con histéresis.

En la figura siguiente, se verá un ejemplo concreto y se analizará si existe oscilación.

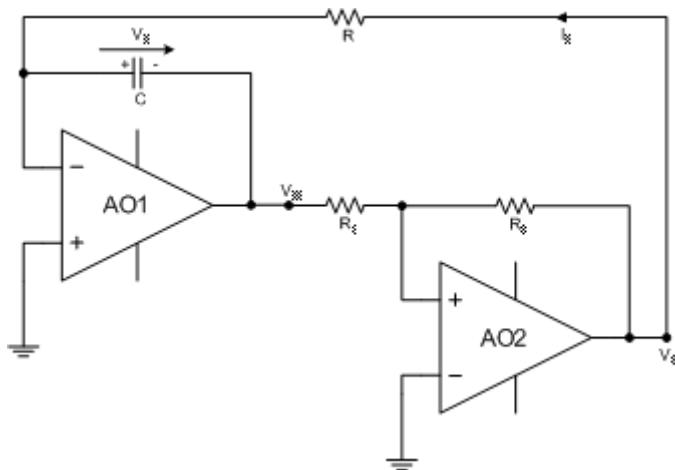


Figura 4.12

AO1, R y C Configuran el bloque integrador.

AO2 , R₂ y R₁ Configuran el bloque del comparador con histéresis.

La ventana de histéresis del comparador será como la siguiente:

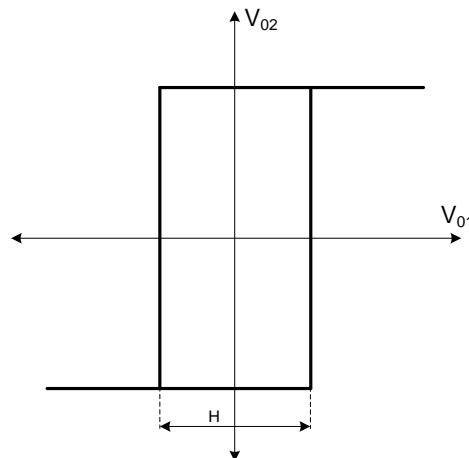


Figura 4.13

Es del tipo NO Inversor

Se analizará si esta combinación de bloques asegura la oscilación.

Las gráficas correlativas de V₀₁ y V₀₂ son las siguientes:

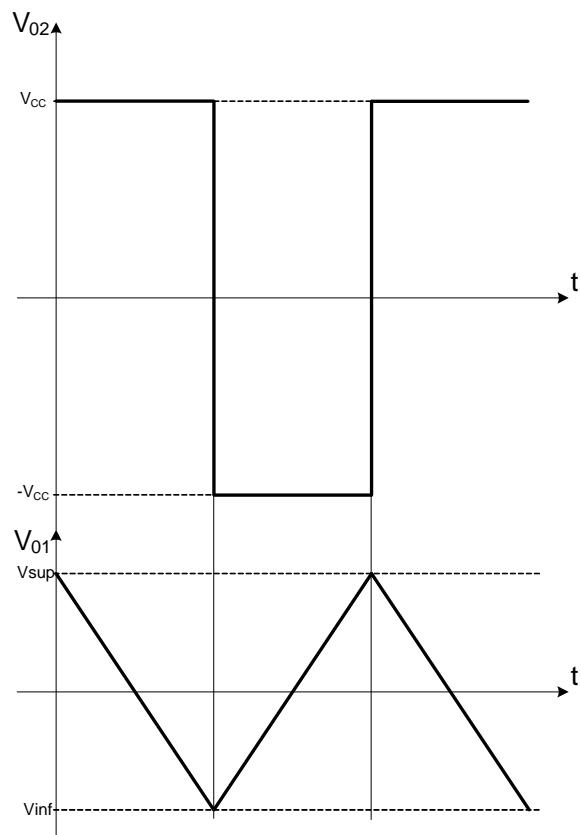


Figura 4.14

Se está suponiendo un régimen permanente.

La realimentación positiva del AO2, asegura que V_{02} será V_{cc} o $-V_{cc}$.

Si se supone $V_{02} = V_{cc}$, la corriente I_R será positiva según la referencia dibujada, por lo que V_c aumentará y V_{01} decrecerá como se muestra en el primer semiperíodo graficado.

Esta situación es equivalente a moverse en la ventana de histéresis según el siguiente gráfico:

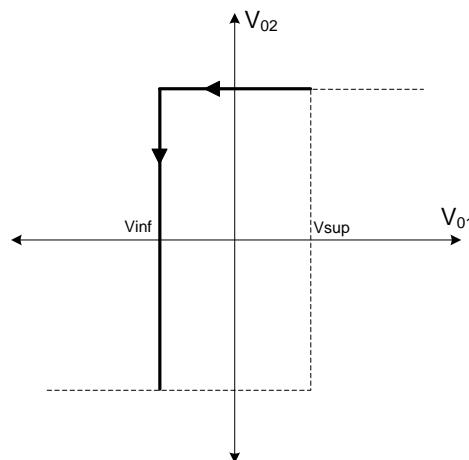


Figura 4.15

Lo que asegura una conmutación de V_{o2} cuando V_{o1} cruza V_{inf} .

En este momento, V_{o2} conmuta a $-V_{cc}$ y la corriente de carga de C se invierte generando la carga con pendiente positiva en la figura 4.14, hasta el próximo punto de conmutación V_{sup} .

No perder de vista que $e^{- (AO1)}$ es un cero virtual.

Esto demuestra que la oscilación permanecerá.

Si la histéresis del comparador hubiera sido inversora, el circuito no oscilaría.

Ya se vio que la ventana del comparador tiene un ancho de histéresis $H = \frac{2V_{cc}R_2}{R_1}$.

A su vez, este ancho será el valor de la excursión pico a pico en la gráfica temporal de $V_{o1}(t)$.

Para calcular la frecuencia de oscilación, se recurrirá a la ecuación genérica de carga de un capacitor a corriente constante.

Se verifica entonces que $\Delta V = \frac{I}{C} \cdot \Delta t$

Con

$$\begin{aligned}\Delta V &= H \\ I &= \frac{V_{o2(saturación)}}{R} = \frac{V_{cc}}{R} \\ \Delta t &= \text{semiperíodo}\end{aligned}$$

$$\Rightarrow T_1 = \frac{H \cdot C}{I} = 2 \cdot V_{cc} \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{C}{V_{cc}/R} = \frac{2 \cdot R_2 \cdot R \cdot C}{R_1}$$

Si se suponen AO ideales saturando a V_{cc} y $-V_{cc}$ será entonces $T_1 = T_2$

Por lo tanto

$$f = \frac{1}{2T_1} = \frac{R_1}{4 \cdot R_2 \cdot R \cdot C}$$

A. Anexo 1 (Primera Parte)

A.1 Limitaciones prácticas del circuito No Inversor

En el circuito NO inversor típico que estudiamos, considerando un AO ideal, llegamos a la formulación de la ganancia de tensión como:

$$A_v = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

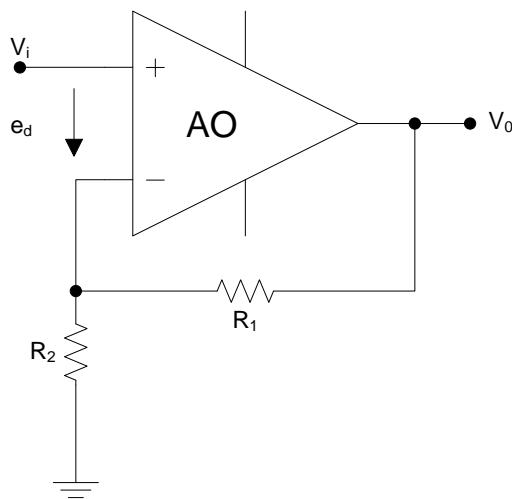


Figura A1.1

En esta igualdad supusimos la condición $a_v \beta \gg 1$ resultando que:

$$A_v \approx \frac{1}{\beta}$$

Esta aproximación, tiene un margen de validez en el caso de que se cumplan o no ciertas condiciones:

1. Si la frecuencia de trabajo sube ($f \uparrow$) la ganancia a lazo abierto (a_v) del AO baja (comportamiento justificado más adelante en el tema de AO real) por lo tanto $a_v \beta \downarrow$ y puede dejar de cumplirse que $a_v \beta \gg 1$.
2. Aun considerando a_v muy grande y sin dependencia de la frecuencia, si se quiere diseñar un amplificador No Inversor de ganancia A_v

grande, necesitaré que R_1 sea grande y R_2 chica. En este caso $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ disminuirá, por lo que α, β disminuye. Es decir, en un circuito No Inversor se comete un error mayor en la aproximación propuesta, cuando la ganancia de lazo cerrado es grande.

3. Además, si $R_2 \downarrow$ mucho, la corriente por la resistencia R_2 (I_2) crece, y esta corriente es provista por la salida del AO. Esta corriente tiene una limitación real dada por el fabricante del dispositivo en la hoja de datos.

B. Anexo 2 (Primera Parte)

B.1 Conversor I → V de alta sensibilidad

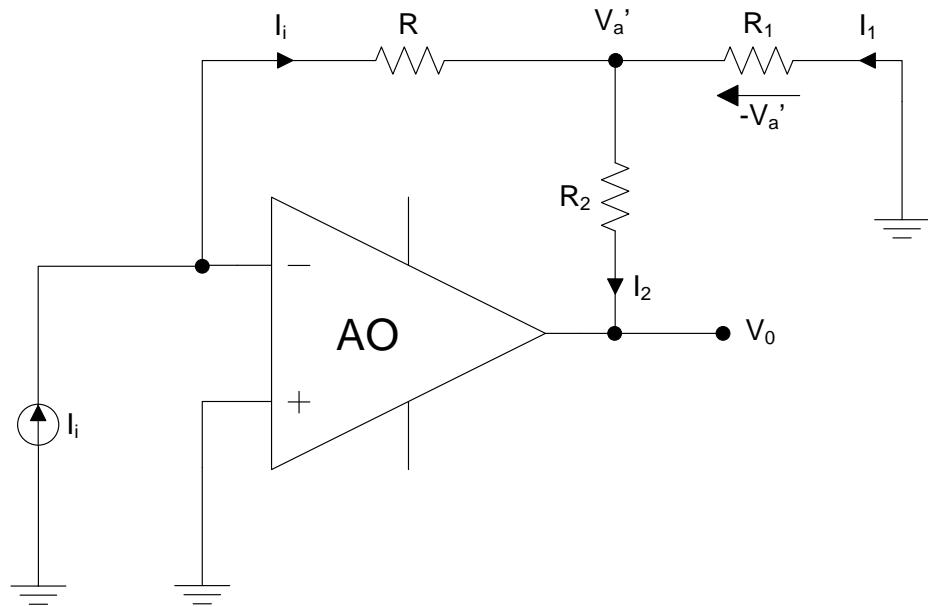


Figura A2-1

Considerando AO ideal y un cero virtual en la entrada:

$$I_2 = I_i + I_1$$

$$\begin{aligned} V_o &= -I_2 \cdot R_2 - I_i \cdot R = \\ &= -(I_i + I_1) \cdot R_2 - I_i \cdot R \\ &= -I_i \cdot (R_2 + R) - I_1 \cdot R_2 \\ I_1 &= -\frac{V_a'}{R_1} = \frac{I_i \cdot R}{R_1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_o &= -I_i \cdot (R_2 + R) - \frac{I_i \cdot R}{R_1} \cdot R_2 \\ &= -I_i \cdot (R_2 + R + \frac{R \cdot R_2}{R_1}) \\ &= -I_i \cdot R \left(1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R_1} \right) \end{aligned}$$

$$k = 1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R_l} \quad \text{Factor de Multiplicación}$$

Bibliografía:

- **Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos**, Sergio Franco, tercera edición, Ed. MacGraw Hill.