

# Unidad 4

# EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

# Indice

1. Introducción.
2. Presentación.
3. Circuito equivalente.
4. Configuración inversora.
  - 4.1 Un circuito "sube y baja".
  - 4.2 Caso de ganancia finita
5. Teorema de Miller.
6. Circuito integrador.
  - 6.1 Integrando conceptos
7. Configuración no inversora.
8. El operacional como comparador.
9. Circuito Trigger Schmitt.
10. Oscilador astable
11. Recapitulando

## 1. Introducción.

Luego del proceso que hemos venido realizando, disponemos ya de un conjunto de poderosas herramientas de análisis: distribuciones, transformada de Laplace, teoremas de circuitos y conceptos derivados de los mismos.

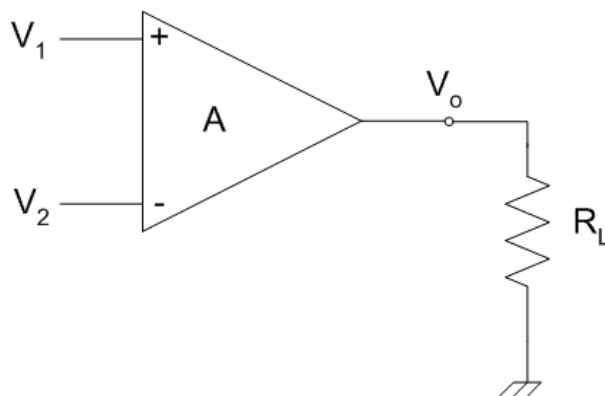
Es la oportunidad ahora de aplicar estas herramientas a algún módulo electrónico de interés teórico y práctico.

Tal es el caso del amplificador operacional.

Es un bloque de gran interés pues está implementado en forma de un circuito integrado de uso muy extendido y de precio muy bajo.

## 2. Presentación

Para comenzar, veamos el esquema del amplificador operacional:

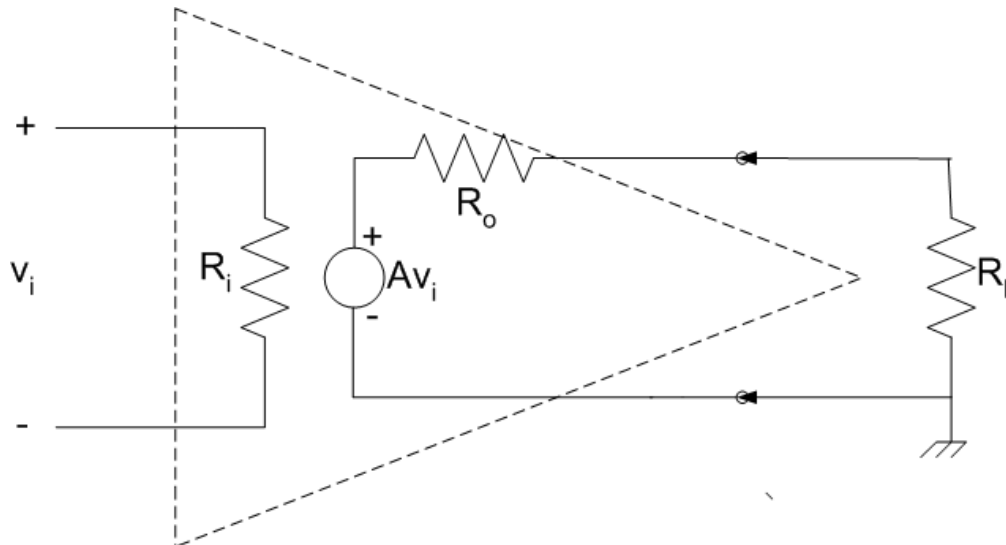


En general la entrada es "diferencial", es decir, es una pareja de terminales: la + y la - ; llamadas inversora y no inversora.

A veces la entrada es un solo terminal; se considera como caso particular de la anterior, con un “input” a tierra.

### 3. Circuito equivalente

El circuito equivalente del operacional es, Thévenin mediante, el siguiente:



El operacional se llama “ideal” si cumple:  $R_i = \infty$ ;  $R_o = 0$ ;  $A = \infty$ , más otras características del dispositivo físico:

- balance perfecto:  $V_o = 0$  si  $V_1 = V_2$  (“offset” nulo)
- sin “drift” (las características no varían con la temperatura)

En un caso real:  $A \cong 50.000$   
 $R_o = 1\Omega$   
 $R_i = 10^3$  a  $10^6 M\Omega$

Es posible valorar la fuerza del Teorema de Thévenin para la simplificación del análisis al estudiar en una hoja de datos el circuito interno de un operacional comercial en el que sea pueda observar que el mismo consta de muchos transistores y resistencias.

Se observa además en la hoja de datos, la presencia de pines de conexión a las fuentes de alimentación, necesarias para el funcionamiento del dispositivo.

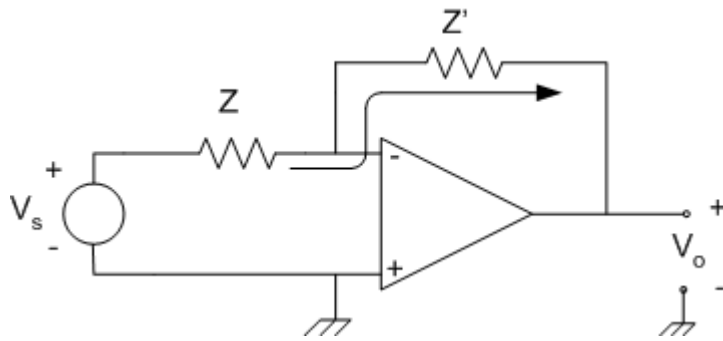
Esto significa que el voltaje de salida está limitado a la franja determinada por las fuentes de alimentación, dentro de la cual el circuito funciona en la zona lineal:

La vigencia del circuito equivalente está limitada a la zona lineal.

### 4. Configuración inversora.

En operación normal, el operacional se emplea realimentado.

El circuito inversor básico es el siguiente:



Supongamos que el operacional es ideal:

Como  $R_i = \infty$ , la corriente por  $Z$  no entra y sigue por  $Z'$ .

Además, como  $V_o = AV_i$  (y  $R_o = 0$ ) y suponemos  $A = \infty$ , debe ser  $V_i = 0$  o sea que  $V_-$  está a tierra.

Entonces:  $V_o = -Z'I = -\frac{Z'V_s}{Z} \Rightarrow \frac{V_o}{V_s} = -\frac{Z'}{Z}$

{ - determinada por parámetros externos al operacional.  
 - "inversora" (signo - )

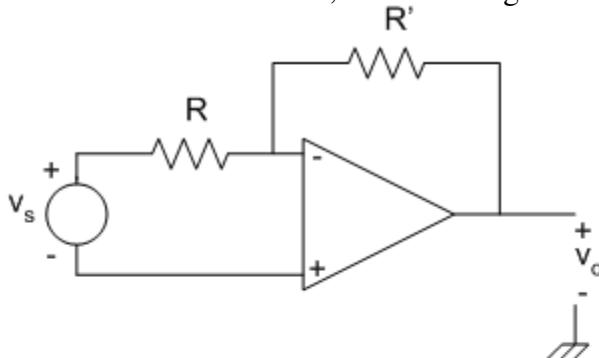
Decimos que a la entrada hay una tierra virtual.

Tierra, porque el terminal - está a igual voltaje que el +, que es tierra.

Virtual, porque no está conectado a tierra, sino por el contrario (aislado por  $R_i$ )

#### 4.1 Un circuito “sube y baja”.

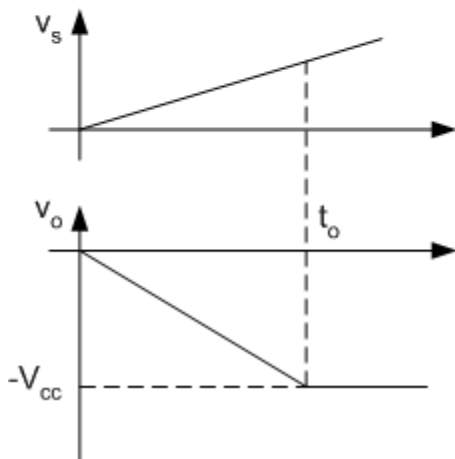
Para ver mejor el comportamiento del circuito y el funcionamiento de lo que llamamos “zona lineal”, veamos el siguiente caso:



Sea  $R' = 2R$

$$v_o = -2v_s$$

Si  $v_s$  es lineal con el tiempo  $v_o$  es negativa y de pendiente doble. (Sube y baja)



Pero  $v_o$  no puede bajar de  $-V_{cc}$ .

A partir de ese instante  $t_o$ , el “sube y baja” cambia de funcionamiento:

$$v_s \text{ pasa de largo por } v_s(t_o) = \frac{V_{cc}}{2}$$

$v_o$  queda clavada en  $-V_{cc}$ .

$v_i$  no puede seguir en 0; el input - deja de ser una tierra virtual.

Ya el operacional no funciona en zona lineal.

Cuando p.ej.  $v_s$  llegue a  $V_{cc}$ , se tendrá:

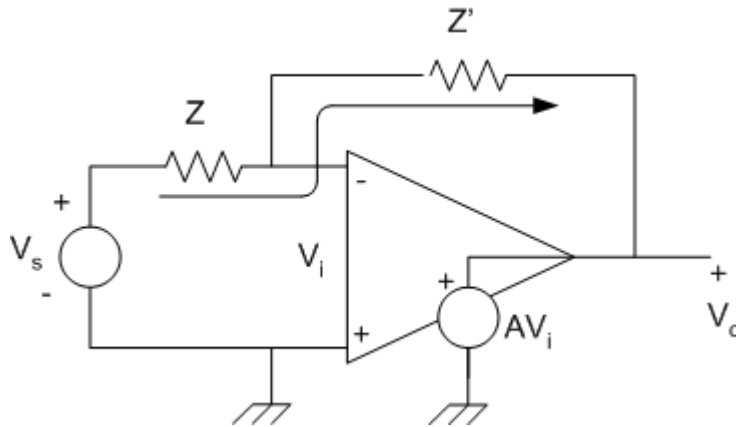
$$v_- = \frac{R'}{R+R'}V_{cc} - \frac{R}{R+R'}V_{cc} = \frac{2}{3}V_{cc} - \frac{1}{3}V_{cc} = \frac{1}{3}V_{cc}$$

Si el operacional funcionara linealmente, estaría dando  $v_o = -\infty$

## 4.2. Caso de ganancia finita.

Naturalmente, nos puede interesar obtener una expresión para la transferencia, cuando no se cumplen las condiciones ideales (todas o alguna).

En el caso de ganancia  $A$  finita (pero con  $R_i = \infty$ ;  $R_o = 0$ ):



$$V_s = ZI - V_i \quad V_s = ZI - \frac{V_o}{A} \quad ZI = V_s + \frac{V_o}{A} \quad Z'ZI = Z'V_s + \frac{Z'V_s}{A}$$

$$-V_i = Z'I + V_o \quad -\frac{V_o}{A} = Z'I + V_o \quad Z'I = -\frac{A+1}{A}V_o \quad ZZ'I = -\frac{(A+1)}{A}ZV_o$$

$$V_o = AV_i \Rightarrow V_i = \frac{V_o}{A}$$

$$0 = Z'V_s + \left[ \frac{Z'}{A} + \frac{(A+1)Z}{A} \right] V_o$$

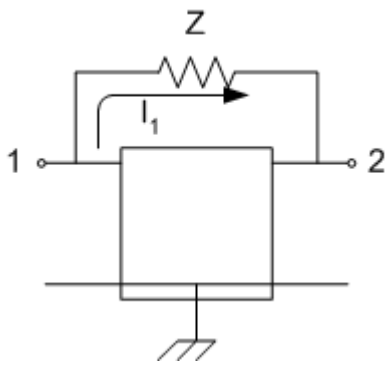
Luego:

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{AZ'}{(A+1)Z + Z'}$$

Si  $A \rightarrow \infty$ , reencontramos:  $\frac{V_o}{V_s} \rightarrow -\frac{Z'}{Z}$

## 5. Teorema de Miller

Sea una caja negra en la que consideramos los nudos 1,2. Supongamos que esos nudos están conectados por una  $Z$ , que convencionalmente tomamos como externa a la caja.



Sean  $V_1$  y  $V_2$  los voltajes de los nudos (referidos al nudo base común "Ground").

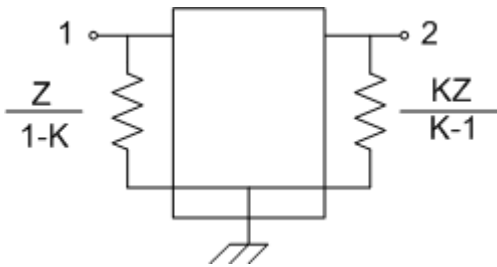
Llamemos  $K$  a la relación  $\frac{V_2}{V_1}$ . Es en general  $K(s)$ .

La corriente  $I_1$  (que sale del nudo 1 por  $Z$ ) vale:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1(1 - K)}{Z} = \frac{V_1}{\frac{Z}{1 - K}} = \frac{V_1}{Z_1}, \quad \text{con}$$

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - K}$$

Esa corriente es la misma que drenaría una impedancia  $Z_1$  puesta de 1 a tierra.



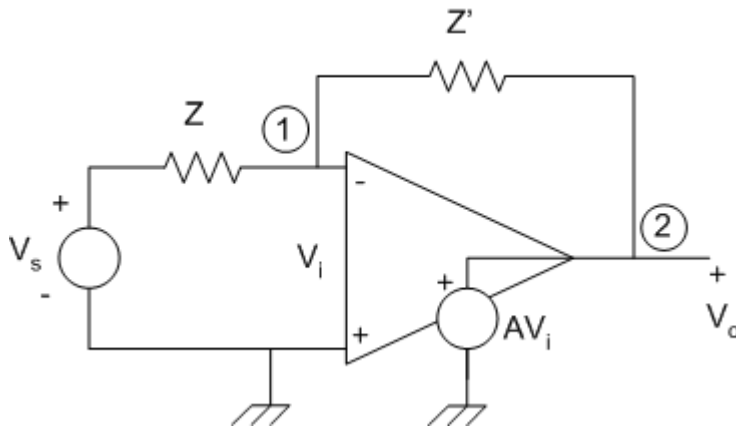
Análogamente, para la corriente  $I_2$  que sale de  $N_2$ :

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z} = \frac{V_2 - \frac{V_2}{K}}{Z} = \frac{V_2(1 - \frac{1}{K})}{Z} = \frac{V_2(K - 1)}{KZ} = \frac{V_2}{\frac{KZ}{K - 1}} \quad \text{con } Z_2 = \frac{KZ}{K - 1}$$

En la medida que las KCL de los nudos 1 y 2 son las mismas en ambas configuraciones, decimos que los circuitos son "equivalentes". (Teorema de Miller)

Por otro lado, el teorema en general sería de poca utilidad. Es útil cuando de alguna manera conocemos el valor de  $K$ .

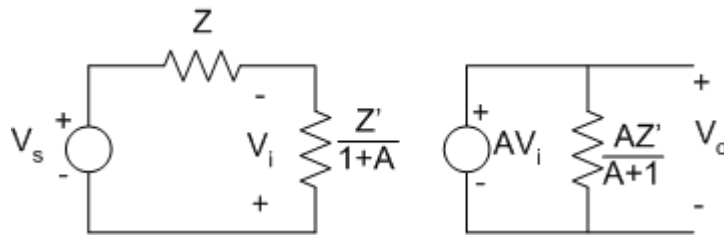
Veamos p.ej. la configuración del operacional inversor con  $A$  finita.



En este caso,  $K$  lo conocemos de antemano:

$$K = \frac{V_2}{V_1} = -A$$

Por Miller:



$$V_o = AV_i$$

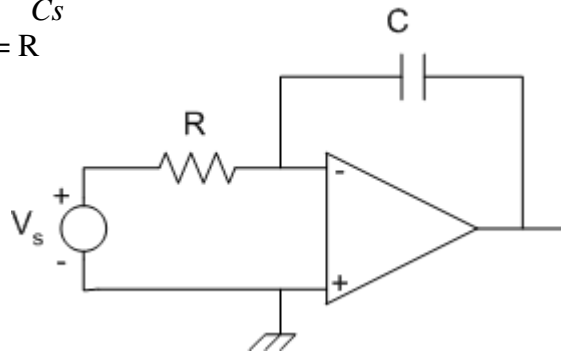
$$\text{Pero } V_i = -V_s \frac{\frac{Z'}{A+1}}{Z + \frac{Z'}{A+1}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_s} = -\frac{\frac{AZ'}{A+1}}{Z + \frac{Z'}{A+1}} = -\frac{AZ'}{(A+1)Z + Z'}$$

Miller sirve además para visualizar la impedancia vista desde la entrada.

Esencialmente, es la  $\frac{Z'}{1+A}$ .

## 6. Circuito integrador.

Un caso de aplicación:  $Z' = \frac{1}{Cs}$   
 $Z = R$



En el caso ideal:  $\frac{V_o}{V_s} = -\frac{Z'}{Z} = -\frac{1}{RCs}$  Es un integrador.

Si le aplicamos p.ej. un escalón E (negativo, para tener salida positiva).

$$V_s = -\frac{E}{s} \Rightarrow V_o = \frac{E}{RCs^2} \Rightarrow v_o(t) = \frac{E}{RC} t$$

En el caso de ganancia A no infinita:

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{A \cdot \frac{1}{Cs}}{(A+1)R + \frac{1}{Cs}} = -\frac{A}{(A+1)RCs + 1}$$

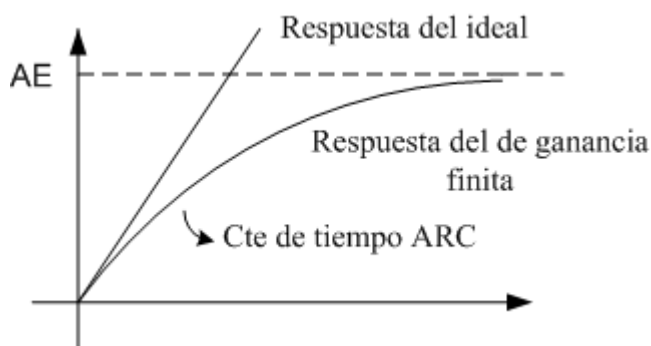
Con  $V_s = -\frac{E}{s}$ ,

$$V_o = \frac{AE}{s[(A+1)RCs+1]} \approx \frac{AE}{s[A\tau s+1]} = \frac{\frac{E}{\tau}}{s(s+\frac{1}{A\tau})} = \frac{AE}{s} - \frac{AE}{s+\frac{1}{A\tau}}$$

$$v_o(t) = AE \left[ 1 - e^{-\frac{t}{A\tau}} \right]$$

Para t chicos (frente a  $A\tau$ )  $v_o(t) \cong AE \left[ 1 - 1 + \frac{t}{A\tau} - \dots \right] \cong \frac{E}{RC} t$ , como en el caso ideal.

Para t grandes en cambio:



Físicamente, hay otro límite real:  
el amplificador opera linealmente en una zona de funcionamiento limitada por las fuentes.

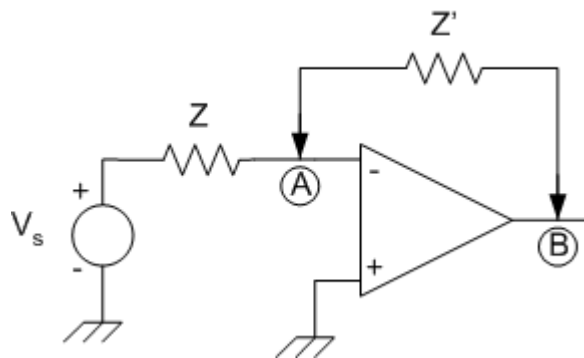
Si  $Z = \frac{1}{Cs}$ ,  $Z' = R$ ,  $\frac{V_o}{V_s} = -RCs$  Es un “diferenciador” Vale un análisis similar.

## 6.1 Integrando conceptos.

Las aplicaciones de los operacionales son muchísimas (en electrónica y en problemas de examen). Solo estamos viendo algunas que ilustran ejemplos de Teoría de Circuitos.

Por ejemplo, en el operacional realimentado, interpretando  $Z'$  como carga: para  $Z'$  ¿qué es el resto del circuito?

Una fuente de corriente, que le impone la corriente  $\frac{V_s}{Z}$

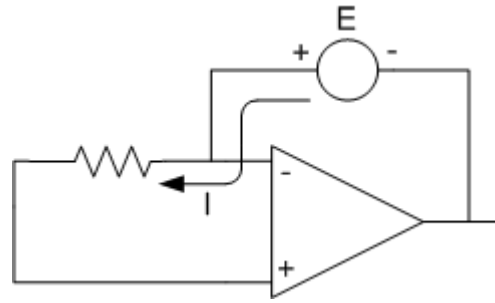




La corriente de cortocircuito es  $I_{cc} = \frac{V_s}{Z}$

La impedancia vista:

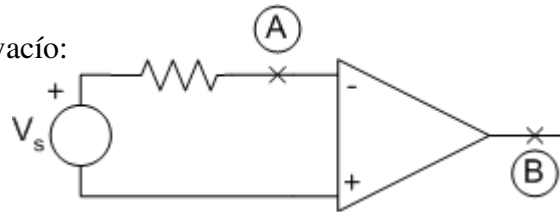
Por la tierra virtual:  $I = 0 \Rightarrow Z_{AB} = \infty$   
 Tenemos una fuente de corriente ideal.



(Si quisiéramos calcular el voltaje de vacío:

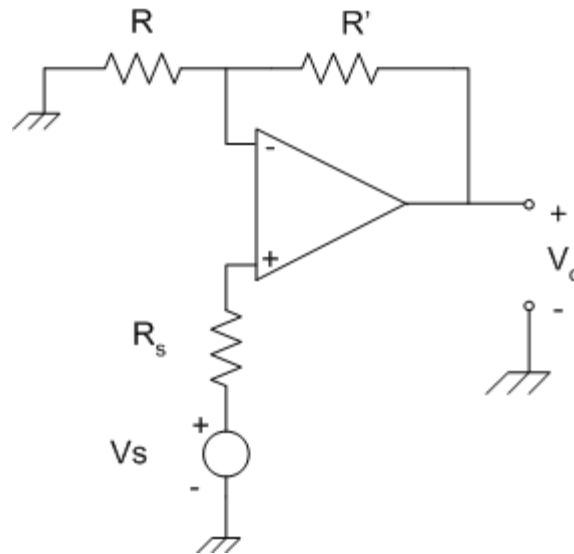
$$V_A = V_S \Rightarrow V_B = -\infty$$

Forzamos la tierra virtual)



## 7. Configuración no inversora.

La configuración no inversora básica es:



Si el Operacional es ideal:  $V_- = V_+$

$$V_- = \frac{R}{R + R'} V_o$$

$$V_+ = V_s$$

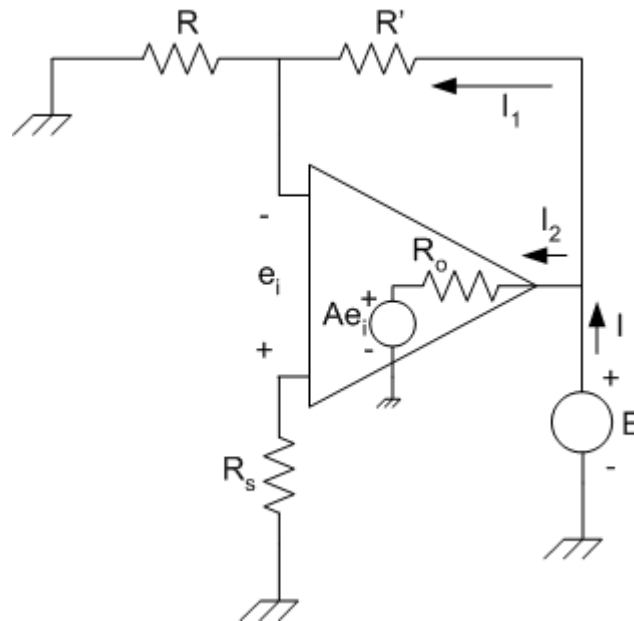
$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_s} = \frac{R + R'}{R}$$

Si  $R = \infty$ , o bien:  $R \gg R'$   $V_o \cong V_s$ , la ganancia es 1, el circuito se llama “seguidor”

¿Cuál es su utilidad?

El seguidor tiene la ventaja de aislar la fuente  $V_s$  de la carga  $R_L$ : la fuente no es cargada (caso de fuentes “delicadas”, p.ej. referencias de tensión) y la carga es alimentada por un circuito “ideal” con impedancia de salida nula.

Veamos la impedancia de salida, para un Operacional con  $R_o \neq 0$  y  $A \neq \infty$



$$I = I_1 + I_2$$

$$I_1 = \frac{E}{R + R'}$$

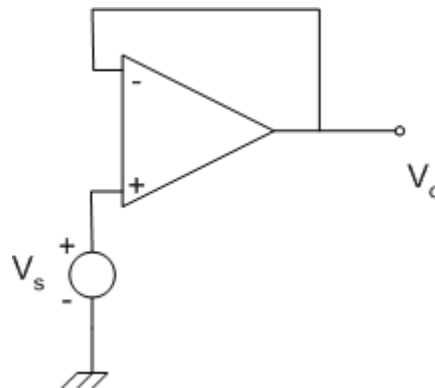
$$I_2 = \frac{E - Ae_i}{R_o} = \frac{E + AR I_1}{R_o} = \frac{E}{R_o} + \frac{AR I_1}{R_o} = \frac{E}{R_o} + \frac{AR}{R + R'} \frac{E}{R_o}$$

$$e_i = -R I_1$$

$$\frac{I}{E} = \frac{1}{R + R'} + \frac{1}{R_o} + \frac{AR}{R_o(R + R')} > \frac{AR}{(R + R')R_o}$$

$$Z_o = \frac{E}{I} < \frac{R_o(R + R')}{AR} \approx \frac{R_o}{A} \ll R_o$$

Todavía, muchas veces el circuito es más drástico.  $R = \infty$   $R' = 0$ , y el seguidor es:

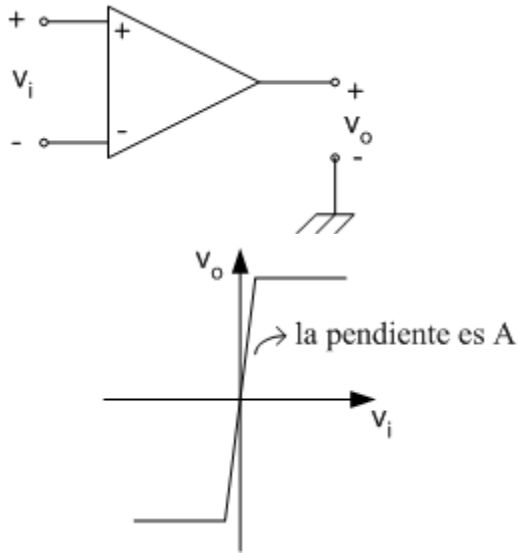


Esta es una configuración muy frecuentemente empleada como separador o ‘buffer’.

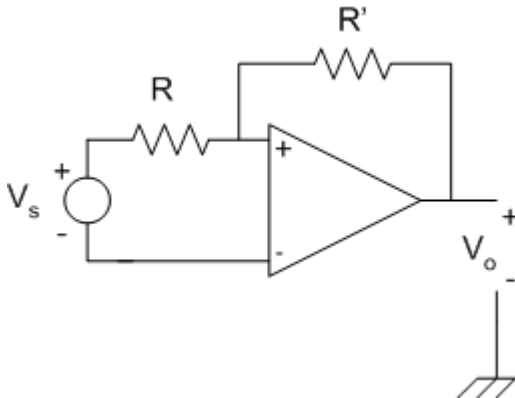
## 8. El operacional como comparador.

Dijimos que normalmente el operacional se usa realimentado. Si no realimentamos, tenemos un ‘comparador’.

Con A finito, grande:



¿Por qué realimentamos a la entrada negativa?  
Si lo hacemos a la positiva:

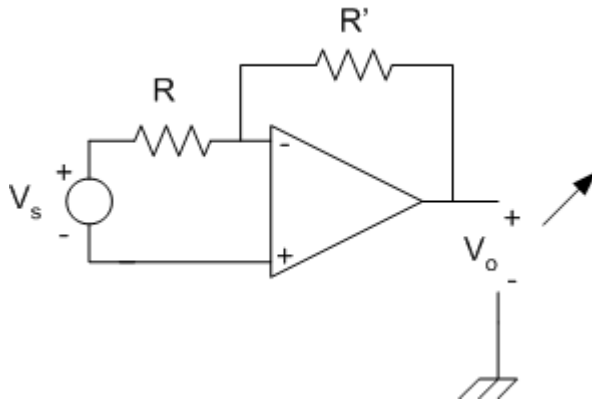


El análisis daría lo mismo:

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R'}{R}$$

Sin embargo, no realimentamos a la entrada positiva.  
La diferencia entre ambas configuraciones está en la estabilidad.

Realimentando a la pata negativa:



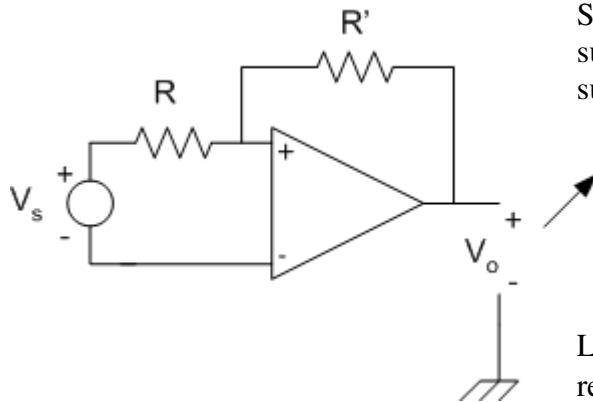
Supongamos que por un efecto térmico en el operacional,  $V_o$  tiende a subir (con  $V_s$  fijo).

Por la realimentación,  $V_-$  sube,  $V_i = V_+ - V_-$  baja,  $V_o$  baja.

Luego, la realimentación conduce a un proceso de estabilización.

$v_o \nearrow \Rightarrow v_- \nearrow \Rightarrow v_i \searrow \Rightarrow v_o \searrow$

Realimentando a la positiva:



Si por efecto térmico,  $v_o$  tiende a subir, (con  $V_s$  fijo)  $v_+$  sube,  $v_i$  sube,  $v_o$  sube

La realimentación se llama positiva o regenerativa  $\Rightarrow$  inestable.

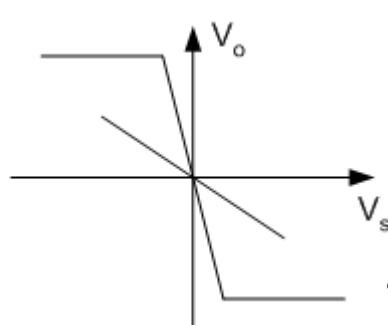
Considerando siempre la configuración inversora:

Realimentando a la pata - y con  $A$  finito:

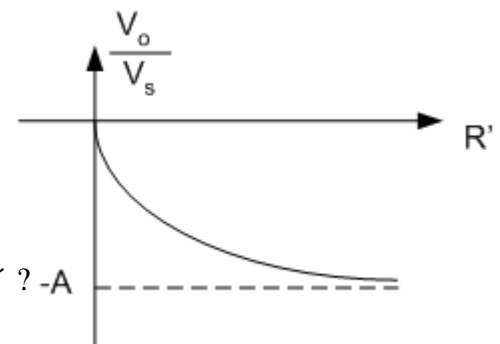
$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{AR'}{(A+1)R + R'}$$

Observábamos que si  $A \rightarrow \infty$   $\frac{V_o}{V_s} \rightarrow -\frac{R'}{R}$

Si ahora consideramos  $A$  fijo (grande pero finito), si  $R' \rightarrow \infty$   $\frac{V_o}{V_s} \rightarrow -A$



¿Cómo es  $\frac{V_o}{V_s}$  en función de  $R'$  ?  $-A$



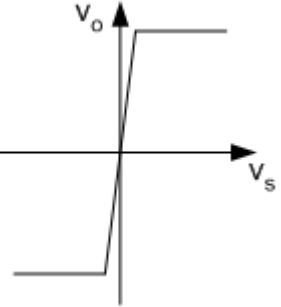
Lo que interesa observar es que sin  $R'$  la transferencia es  $-A$  (la del operacional con signo - porque entramos por la pata -) y al poner  $R'$  la ganancia sigue negativa pero de pendiente menor. (La zona lineal es más amplia).

Realimentando a la pata + y con  $A$  finito (o se hace el análisis o se reconoce que equivale a cambiar  $A$  por  $-A$ )

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{AR'}{(1-A)R + R'}$$

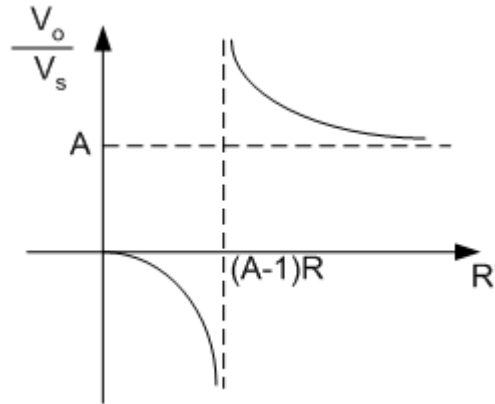
Otra vez, si  $A \rightarrow \infty$   $\frac{V_o}{V_s} \rightarrow -\frac{R'}{R}$

Si consideramos  $A$  fijo (grande pero finito) si  $R' \rightarrow \infty$   $\frac{V_o}{V_s} \rightarrow A$



Como función de  $R'$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{AR'}{R' - (A-1)R}$$



Sin  $R'$  ( $R' \rightarrow \infty$ ), es decir, sin realimentar, tenemos transferencia  $A$  (tipo comparador)

Con  $R'$  grande, la pendiente aumenta. Es más parecido a un comparador.

Si la bajamos de un valor crítico, se vuelve negativa.

¿Cómo interpretamos esto último?

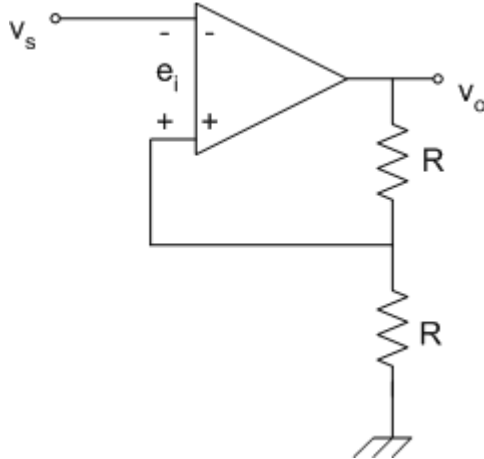
En un caso (realimentando a la pata -) la ganancia baja; y realimentando a la pata + aumenta.

En el primer caso se aumenta la zona lineal; en el otro se estrecha hasta eliminarla.

Veamos un circuito práctico basado en esta propiedad (a partir de la otra configuración)

## 9. Circuito Trigger Schmitt.

Es la configuración del seguidor cambiando las patas + y -.

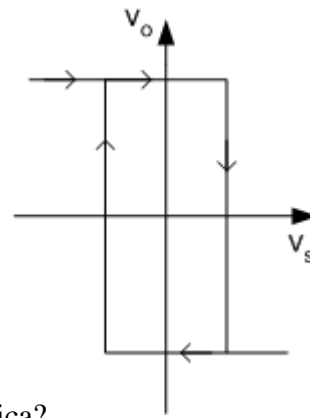


Si  $v_s < v_+$ ,  $v_o = V_{cc} \Rightarrow v_+ = \frac{V_{cc}}{2}$

Si  $v_s$  crece y pasa de  $\frac{V_{cc}}{2}$ , se cambia el signo de  $v_+ - v_- = e_i$

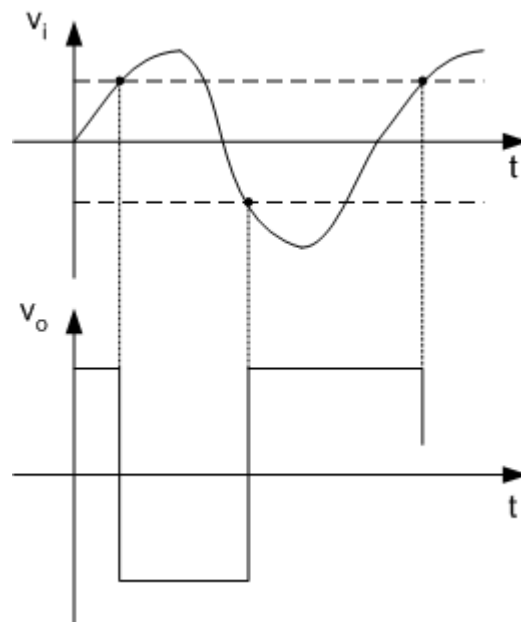
con lo que  $v_o$  salta a  $-V_{cc}$  y  $v_+ = -\frac{V_{cc}}{2}$

Ahora bajamos  $v_s$ , y hasta que llegue a  $-\frac{V_{cc}}{2}$  no se da vuelta.



Tenemos un circuito comparador con histéresis.

¿Cómo responde a una entrada como la que se indica?

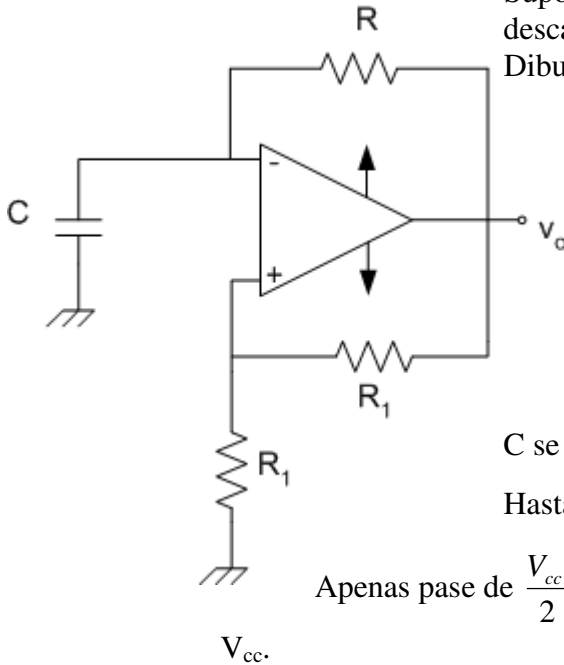


## 10. Oscilador astable.

Sea ahora el circuito de la figura. Realimentamos tanto a la pata + como a la -.

Supongamos que inicialmente, C está descargado, y  $v_o$  está a  $V_{cc}$  (dato).

Dibujar evolución de  $v_c(t)$  y  $v_o(t)$ .



¿Cómo arranca?

Si C está descargado,  $v_- = 0$

Si  $v_o$  está a  $+V_{cc}$ ,  $v_+ = \frac{V_{cc}}{2}$

Luego,  $v_i = v_+ - v_- > 0 \Rightarrow v_o = V_{cc}$

C se cargará exponencialmente hacia  $V_{cc}$ .

Hasta que .... llegue a  $\frac{V_{cc}}{2}$

Apenas pase de  $\frac{V_{cc}}{2}$ ,  $v_i$  pasa a ser negativo  $\Rightarrow v_o$  salta a -

$V_{cc}$ .

¿Qué pasa con C?

Pasa a descargarse hacia  $-V_{cc}$ . Hasta llegar a  $-\frac{V_{cc}}{2}$

Se genera una onda cuadrada.

Si queremos saber el período:

En el tiempo de subida  $T'$  p.ej.

Es útil escribir el voltaje del condensador como:

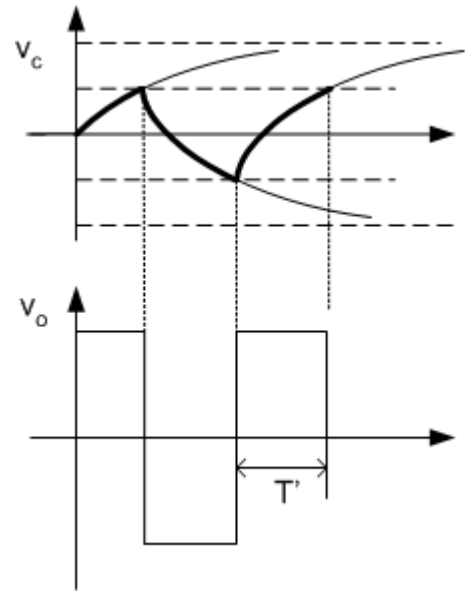
$$v_c = v_f + (v_i - v_f)e^{-t/\tau}$$

$$v_c = V_{cc} - \frac{3}{2}V_{cc}e^{-t/\tau}$$

$$\text{Para } T' : \frac{V_{cc}}{2} = V_{cc} - \frac{3}{2}V_{cc}e^{-T'/\tau}$$

$$\frac{3}{2}e^{-T'/\tau} = \frac{1}{2} \Rightarrow T' = \tau \text{Log}3$$

$$\text{El período } T = 2T' \quad T = 2\tau \text{Log}3$$



## 11. Recapitulando

Los recursos matemáticos y los teoremas de circuitos ya vistos, encuentran una primera aplicación en el análisis de los amplificadores operacionales, bloques básicos de uso muy extendido en la electrónica moderna.

Partimos de un circuito equivalente, que confirma la fuerza del teorema de Thévenin, al permitir la sustitución de un complejo circuito amplificador por un equivalente de solamente tres parámetros.

La idealización del modelo anterior simplifica aun más el análisis, sin alejarse demasiado de la realidad, que en el estado actual de la tecnología, aproxima muy bien los conceptos de ganancia “infinita”, impedancia de salida “infinita” y de salida “nula”.

Tanto en el caso ideal como en el general, se analizaron las configuraciones típicas (inversora y no inversora); en particular, se estudió el caso del circuito integrador, y del separador o “buffer”.

Una dificultad especial que plantea el análisis de los amplificadores operacionales, radica en distinguir si funcionan en zona lineal o como comparadores.

Se han estudiado ambos comportamientos, y se han analizado ejemplos de circuitos típicos; en particular, para funcionamiento no lineal, se ha visto en detalle el funcionamiento del circuito Trigger Schmitt y el oscilador astable.