

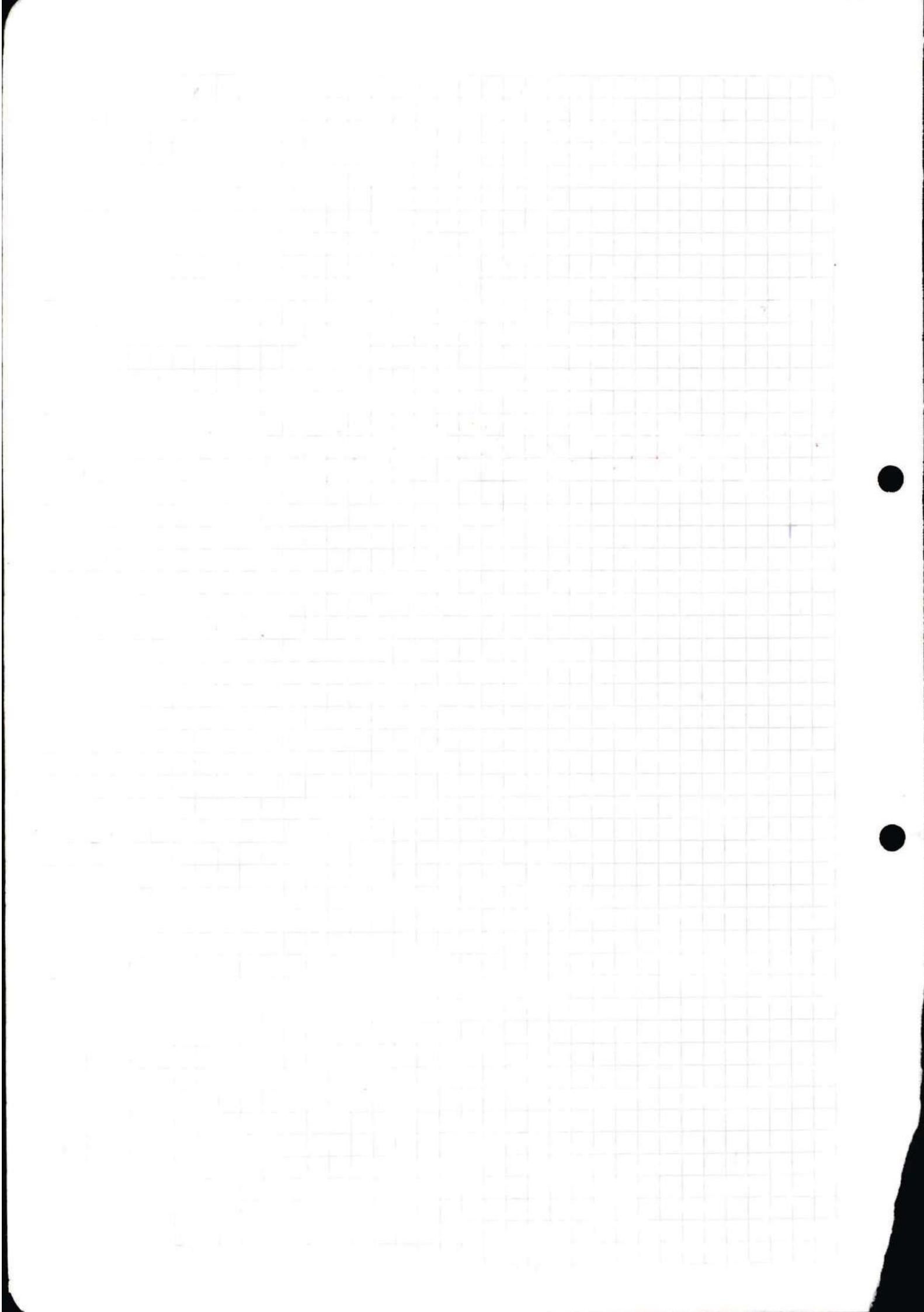


Resumen Teórico.

# ELECTRÓNICA APLICADA

II

Laura Biolato.



## Unidad 1. AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

Bibliografía: Electrónica Integrado - Millman - Halkias.  
 Circuitos Eléctricos - Schilling - Belove.  
 Apunte Ing. González.

### INTRODUCCIÓN

En la práctica se observan variaciones de la ganancia de los amplificadores con los parámetros reales del sistema, y aparecen por lo tanto, limitaciones en la respuesta, distorsión y ruido. Realimentar es remitir a la entrada una corriente o tensión proporcional a la de salida (o una combinación de ambas). La realimentación puede ser positiva, cuando incrementa la ganancia, la señal de entrada y de realimentación están en fase, o negativa, cuando dichas señales están en contrafase y la ganancia disminuye. La realimentación negativa subsana los inconvenientes mencionados de los amplificadores y varía los niveles de impedancia.

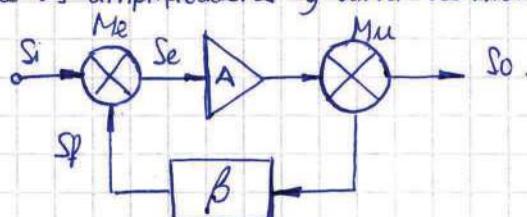


Diagrama amplificador realimentado

A: Amplificador de ganancia A

$\beta$ : Circuito de realimentación de transferencia  $\beta$

$S_i$ : Señal de entrada

$S_o$ : Señal de salida

$S_f$ : Señal de realimentación introducida por  $\beta$ . ( $\beta S_o$ )

$S_e$ : Señal de error a la entrada de A ( $S_i + S_f$ )

$M_u$ : Bloque de muestra de  $S_o$

$M_e$ : Bloque de mezcla entre  $S_i$  y  $S_f$ .

Si acá hago como en el libro  $S_e = S_i - S_f$ , me queda

$$A_f = \frac{A}{1+A\beta}$$

$$AS_i + A\beta S_o = S_o$$

$$AS_i = S_o - A\beta S_o$$

$$S_o = A \cdot S_e = A(S_i + S_f) = A(S_i + \beta S_o) \quad ①$$

$$A_f = \frac{S_o}{S_i} \quad (\text{Ganancia del amplificador realimentado})$$

De ①

$$A_f = \frac{A}{1 - A\beta} \quad ②$$

- \* No se transmite señal de la salida a la entrada a través del amplificador A
- \* No se transmite señal de la entrada a la salida a través del circuito de realimentación  $\beta$ .
- \*  $\beta$  es independiente de la impedancia del generador de excitación y de la  $Z_L$ .

Si en ② A es un n° real negativo,  $\beta$  es un n° real positivo y  $|A\beta| \gg 1$ ,  $|A_f| < |A|$ , la realimentación es negativa. Esto implica una inversión de fase de  $180^\circ$  entre  $S_i$  y  $S_f$ , y  $|S_i| > |S_f|$ .

Si quisiera mantener la misma salida que sin realimentación debería aumentar la excitación, si el circuito lo permite.

### Ejemplo 1-1 (m. básico)

$$A=200, \beta=0.1, S_i = 20\text{mV}.$$

$$A \text{ lazo abierto } S_o = A \cdot S_i = 4000 \text{ mV}.$$

Si a lazo cerrado queremos mantener la misma salida:

$$S_f = S_o \beta = 400 \text{ mV}; S_{if} = S_f + S_i = 420 \text{ mV}; S_e = S_{if} - S_f = 420 - 400 = 20 \text{ mV}.$$

(Puede ser necesario un paso más de amplificación)

De otra forma:

$$\begin{aligned} S_o &= A S_i \\ S_o &= A_f S_{if} = \frac{A}{1-A\beta} S_{if} \end{aligned}$$

$$A' S_i = \frac{A}{1-A\beta} S_{if} \Rightarrow S_{if} = S_i (1 - A\beta)$$

Entonces, para mantener el nivel de salida, hay que aumentar  $S_i$  en la misma medida que disminuye la ganancia, o sea  $(1 - A\beta)$  veces.

Si  $A$  y  $\beta$  son nros reales positivos y  $A\beta < 1$ , tenemos realimentación positiva. Esta aumenta la ganancia, pero:

- Las ventajas de la realimentación negativa se vuelven desventajas
- El amplificador se torna inestable con tendencia a oscilar.

En realimentación negativa:

$$|A\beta| = \frac{S_f}{S_e} \quad \text{se llama factor de realimentación.}$$

$$\text{Cuando } A\beta \gg 1, \quad A_f = \frac{A}{1+A\beta} \approx \frac{A}{A\beta} = \frac{1}{\beta} \Rightarrow A_f \approx \frac{1}{\beta}$$

La amplificación a lazo cerrado depende de  $\beta$  y es sustancialmente independiente de la ganancia a lazo abierto  $A$ . Una variación moderada de  $A$  genera una variación de  $S_e$  que corrige a la salida el  $S_o$  al valor correcto.

Mientras se cumpla que  $A\beta \gg 1$ , la variación de la ganancia  $A_f$  será muy pequeña para grandes variaciones de  $A$ .

### PROPIEDADES DE LA REALIMENTACIÓN NEGATIVA

#### a.- Estabilidad de la ganancia con realimentación. Función sensibilidad

La red  $\beta$  es normalmente un cuadripolo pasivo, constituido por resistores, capacitores e inductancias (principalmente por resistores), y depende de ellos (elementos que no están incluidos en  $A$ ). Por ello  $A_f$  será independiente de los parámetros de los transistores o CZ que conforman el amplificador  $A$ . Estos parámetros son afectados por el envejecimiento, temperatura de trabajo, punto y frecuencia de trabajo, sustitución, etc. La realimentación independiza a  $A_f$  de las variaciones de  $A$ , y, por tanto, de estos parámetros.

Una medida cuantitativa de la independencia de  $A_f$  respecto de  $A$  es la función SENSIBILIDAD, que es la razón entre la variación relativa o porcentual de  $A_f$  y de  $A$ .

$$S = \frac{\frac{dA_f}{A_f}}{\frac{dA}{A}}$$

$$A_f = \frac{A}{1-T}$$

Diferenciando la ecuación ② respecto a A y haciendo  $A\beta = T$ :

$$\frac{dAf}{dA} = \frac{\partial Af}{\partial A} + \frac{\partial Af}{\partial (1-T)} \cdot \frac{d(1-T)}{dA}$$

$$\frac{dAf}{dA} = \frac{1}{1-T} - \frac{A}{(1-T)^2} \cdot \frac{d(1-T)}{dA} \quad (\text{Ecuación general})$$

Y si consideramos  $\beta = \text{cte}$

$$\frac{dAf}{dA} = \frac{1}{1-T} - \frac{A}{(1-T)^2} \cdot \beta$$

$$\frac{dAf}{dA} = \frac{1}{(1-T)^2} = \frac{1}{(1-A\beta)^2} \quad ③$$

$$\frac{A}{1-T}$$

$$\frac{A}{1-A\beta}$$

Multiplicando y dividiendo por A:

$$\frac{dAf}{dA} = \frac{1}{1-A\beta} \cdot \frac{A}{1-A\beta} \cdot \frac{1}{A}$$

Af

De donde

$$\frac{\frac{dAf}{dA}}{Af} = \frac{1}{1-A\beta} \quad ④$$

Suponiendo una variación de A del 10%, la variación de Af será  $\frac{0,1}{1-A\beta} = S \cdot A$   
Lo ideal es  $S=0$ , pero en la práctica no puede lograrse.

El uso de la realimentación negativa reduce la ganancia en un factor  $(1-A\beta)$ , pero mejora la estabilidad en el mismo factor.

Si la realimentación es fuerte y  $\beta$  es una red de resistores, Af será también independiente de la frecuencia, siempre que  $|A|$  no disminuya mucho con la frecuencia y la fase no se altere.

Si se desea que Af varíe con la frecuencia, se debe diseñar  $\beta$  de modo que tenga una característica de atenuación igual a la de ganancia que se busca.

### b.- Efecto de la realimentación negativa sobre señales espurias.

Las señales extrañas indeseables son normalmente de ruido o generadas por distorsión no lineal. Su efecto puede reducirse con la realimentación, y lo que la misma provoque sobre dichas señales depende del punto del circuito en el que se introducen.

Por ejemplo, entre dos etapas amplificadoras:



Supondremos respuesta ideal del sistema, aunque en la práctica debe considerarse la variación de respuesta debida a los diferentes valores de frecuencia entre la señal de entrada y la extraña.

Nos interesa el efecto de la realimentación negativa en la relación señal ruido a la salida.

En la figura, sin realimentación:

$$S_o = S_i \cdot A_1 \cdot A_2 + S_n \cdot A_2$$

$$R_{SN} = A_1 \cdot \frac{S_i}{S_n} \quad (5)$$

Con realimentación:

$$S_o = A_1 \cdot A_2 \cdot S_e + A_2 \cdot S_n, \quad S_e = S_i + \beta S_o$$

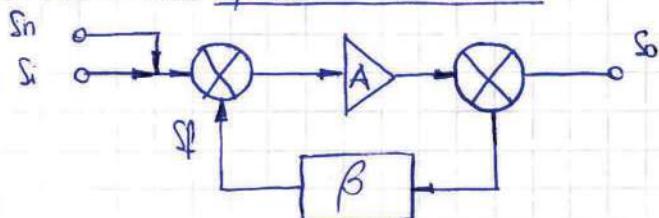
$$S_o = A_1 A_2 (S_i + \beta S_o) + A_2 S_n$$

$$S_o (1 - \beta A_1 A_2) = A_1 A_2 S_i + A_2 S_n \Rightarrow S_o = \frac{A_1 A_2 S_i}{(1 - \beta A_1 A_2)} + \frac{A_2 S_n}{(1 - \beta A_1 A_2)}$$

$$R_{SN} = \frac{\frac{A_1 A_2 S_i}{(1 - \beta A_1 A_2)}}{\frac{A_2 S_n}{(1 - \beta A_1 A_2)}} = \frac{A_1 S_i}{S_n} \quad (6)$$

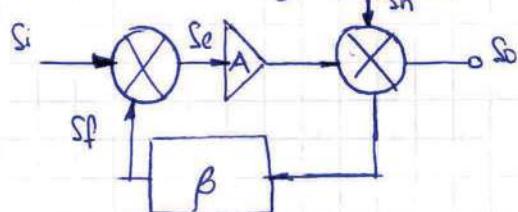
Vemos que  $R_{SN}$  es igual con o sin realimentación, pero para mejorárla habrá que aumentar  $A_1$  o  $S_i$ . Sin realimentación habrá inestabilidad y distorsión al ser mayor la excitación. Si se aplica realimentación negativa, la componente de señal puede mantenerse en un valor moderado, mientras que la de señal extraña a la salida disminuye al ser dividida por  $(1 - A_1 A_2 \beta)$ . Por lo tanto la realimentación es útil mientras permita el incremento de  $A_1$ . Si.

Si el ruido está aplicado a la entrada:



La realimentación no tendrá ningún efecto sobre la señal extraña (ruido térmico en  $R_s$ ). El amplificador no discrimina entre señal y ruido salvo que la configuración circuital sea adecuada.

Si la señal extraña se origina a la salida



$$S_o = \frac{A}{1 - A\beta} S_i + \frac{1}{1 - A\beta} S_n$$

La situación es la misma que antes y, habrá que aumentar  $A \cdot S_i$  para mejorar  $R_{SN}$ .

Las señales extrañas a la salida pueden ser zumbido de la fuente de alimentación y distorsión no lineal. El efecto apreciable a la salida es una disminución de la distorsión y el ruido por un factor  $(1 + AB)$

producidas por la distorsión

La amplitud de las armónicas es función de la amplitud de la fundamental a la salida. Cuando se aplica realimentación y se aumenta  $A$ . Si, la señal a la salida tiende a mostrarse con la misma amplitud, igual que las armónicas, pero la distorsión es dividida por  $(1 + AB)$  para la misma señal de salida. Por ejemplo, una distorsión en la segunda armónica

$$S_{2f} = S_2 + AB S_{2f} \rightarrow S_{2f} = \frac{S_2}{1 + AB}$$

( $S_2$ : amplitud 2<sup>a</sup> armónica sin realimentación  
 $S_{2f}$ : " " " " con " )

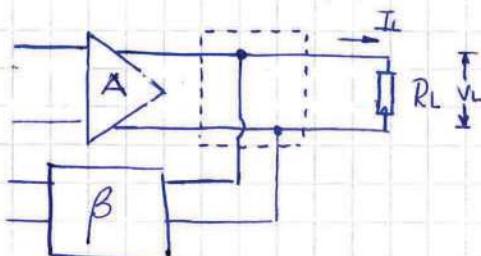
Como  $A$  y  $\beta$  pueden ser función de la frecuencia, deben calcularse para trabajar también a la frecuencia de la segunda armónica. Aquí despreciamos la "distorsión de la distorsión" por su efecto de valor reducido.

(La realimentación es útil para amplificadores de alto ruido, no los de bajo ruido).

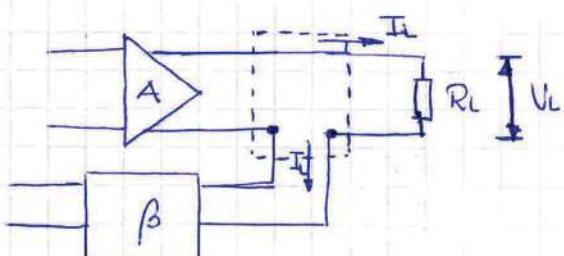
### C- Efectos de la realimentación negativa sobre los niveles de impedancia.

Con la amplificación negativa se pueden mejorar o alejar los niveles de impedancias de cada tipo de amplificador, según la topología utilizada.

A la salida: "La impedancia de salida del amplificador dependerá del tipo de muestra que se tome en la misma".

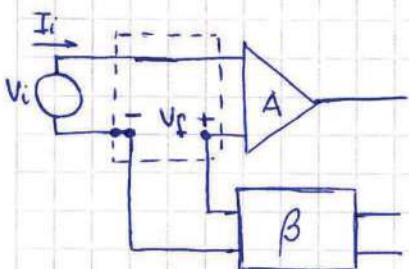


Muestreo de tensión:  
La impedancia de salida disminuye

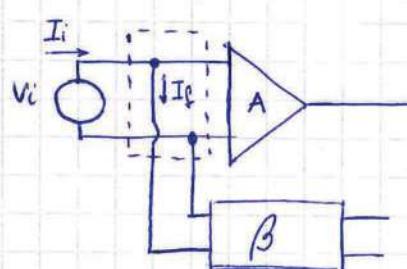


Muestreo de corriente:  
La impedancia de salida aumenta.

En la entrada: "La impedancia de entrada dependerá del tipo de mezcla"



Mezcla serie: la impedancia tiende a aumentar.



Mezcla paralelo: La impedancia tiende a disminuir.

### CLASIFICACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES.

Consideraremos a los amplificadores como cuadripolos activos, de modo que la función de transferencia no dependa de  $Z_g$  ni  $Z_L$ .

Los cuatro tipos básicos son:

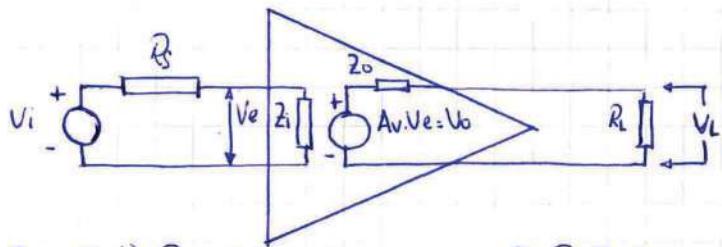
- Amplificador de tensión
- Amplificador de corriente
- Amplificador de transconductancia
- Amplificador de trans resistencia.

### Amplificador de Tensión

Son los más difundidos por razones físicas y tecnológicas.

Sus características ideales son:  $A_v$  elevada,  $Z_{in}$  elevada,  $Z_{out}$  reducida.

El equivalente de Thévenin:



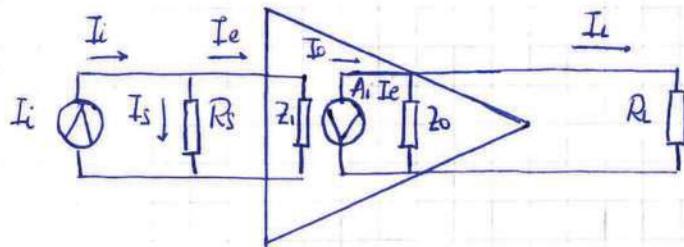
$$\text{Si } Z_i \gg R_s \Rightarrow V_e \approx V_i ; \quad \text{Si } R_L \gg Z_o \Rightarrow V_o = A_v \cdot V_e \approx V_i$$

Suministra a la salida una tensión proporcional a la de entrada. Si se dan las condiciones recién mencionadas, el factor de proporcionalidad es independiente de  $R_C$  y  $R_S$ .

Idealmente  $Z_i = 0\Omega$ ,  $Z_o = 0\Omega$  y  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$

### Amplificador de corriente

Suministra una corriente proporcional a la corriente de entrada. El equivalente de Norton:



Comparado con circuito híbrido de BJT  
 $Z_o \rightarrow \frac{1}{h_{oe}}$   
 $A_i \rightarrow h_{fe}$   
 $Z_i \rightarrow h_{ie}$

Si se dan las siguientes condiciones, se puede decir que  $A_i$  es independiente de  $R_C$  y  $R_S$ .

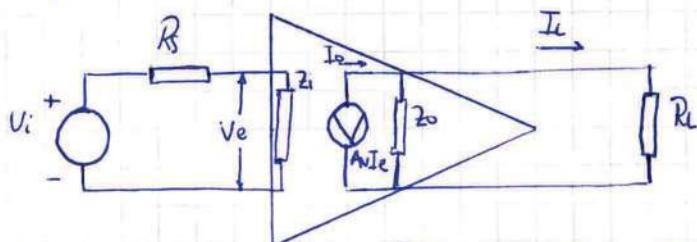
$$Z_i \ll R_s \Rightarrow I_e \approx I_i \quad \wedge \quad Z_o \gg R_L \Rightarrow A_i I_i \approx I_L$$

Idealmente  $Z_i = 0\Omega$ ,  $Z_o = \infty\Omega$ ,  $A_i = \frac{I_L}{I_i}$

### Amplificador de Transadmitancia

Suministra a la salida una corriente proporcional a la tensión de entrada.

El equivalente Thévenin a la entrada - Norton a la salida



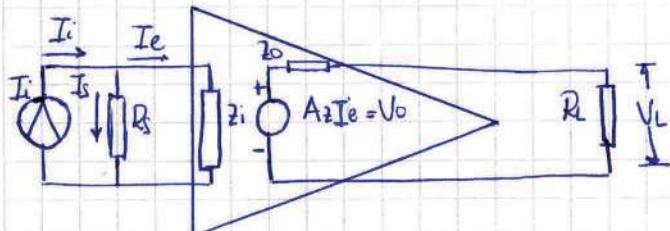
Considerando que  $Z_i \gg R_s \Rightarrow V_i \approx V_e$ ,  $Z_o \gg R_L \Rightarrow I_o \approx I_L \approx V_i A_y$ , donde  $A_y [1/\Omega]$

$A_y$  no depende de  $R_s$  ni  $R_L$ .

Idealmente  $Z_i = 0\Omega$ ,  $Z_o = \infty\Omega$ ,  $A_y = \frac{I_L}{V_i}$

## Amplificador de transimpedancia

Suministra una tensión de salida proporcional a la corriente de entrada. Su circuito equivalente: Norton a la entrada - Thévenin a la salida



$$Z_i \ll R_s \Rightarrow I_e \approx I_i ; Z_o \ll R_L \Rightarrow V_o \approx V_L \approx A_2 I_e, \text{ donde } A_2 [\Omega]$$

En ese caso el factor de proporcionalidad  $A_2$  es independiente de  $R_s$  y  $R_L$ .

Idealmente  $Z_i = 0, Z_o = 0, A_2 = V_L / I_i$

## TOPOLOGÍAS DE AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

Según el tipo de muestreo y mezcla que se use, y cuál sea la función de transferencia del amplificador de lazo abierto, se pueden obtener 16 topologías de amplificadores realimentados.

$A$ F.T. a lazo abierto	Muestreo de tensión Mezcla serie	Muestreo de corrientes f. Mezcla paralelo	Muestreo de tensión. Mezcla paralelo	Muestreo de corrientes f. Mezcla serie.
$A_V$	$A_{Vf}$	$A_{if}$	$A_{zf}$	$A_{yf}$
$A_I$	$A_{Vf}$	$A_{if}$	$A_{zf}$	$A_{yf}$
$A_z$	$A_{Vf}$	$A_{if}$	$A_{zf}$	$A_{yf}$
$A_y$	$A_{Vf}$	$A_{if}$	$A_{zf}$	$A_{yf}$

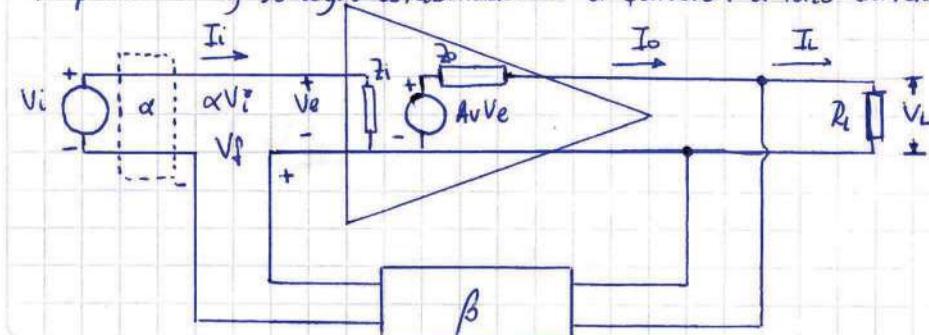
Un determinado tipo de realimentación tiende a llevar los niveles de impedancia del amplificador de lazo abierto a sus valores ideales, y el amplificador realimentado tiene la misma función de transferencia que a lazo abierto.

En el resto de los casos la transferencia migra a uno de los otros tres tipos.

## Mejora de la función de transferencia.

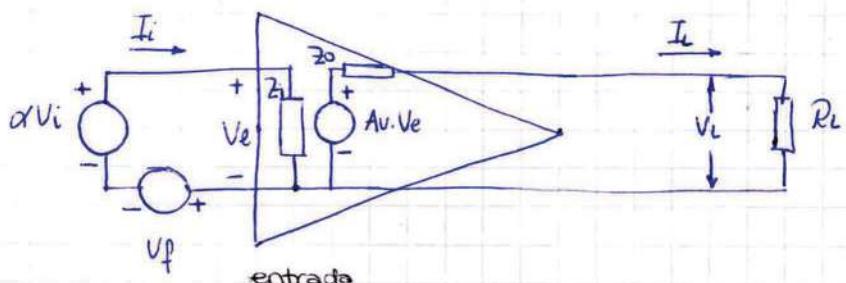
### a.- Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.

Se realimenta el amplificador de tensión de forma que se produzca una mejora en los niveles de impedancia y se logre estabilidad de la función a lazo cerrado.



$\alpha$  es la fracción de la tensión de excitación efectivamente aplicada a la entrada del amplificador. Es adimensional y  $0 < \alpha \leq 1$ . Representa la posible atenuación que puede introducir la red  $\beta$  en la señal excitadora.

Teniendo en cuenta que la red  $\beta$  no carga la salida del amplificador, se puede desconectar de la salida siempre que se introduzca mediante un generador equivalente la señal de realimentación a la entrada.



De la malla de salida:

$$V_L = \alpha V_i - V_f = \alpha V_i - \beta V_L \quad (7)$$

Si  $\beta$  no carga el circuito de salida

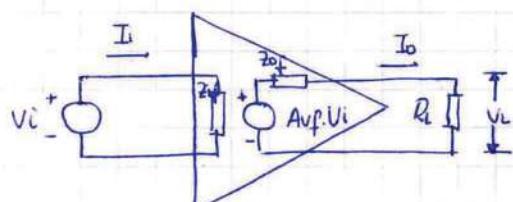
$$V_L = A_v \cdot V_e - Z_0 I_o \quad (8)$$

Introduciendo (7) en (8)

$$V_L = A_v (\alpha V_i - \beta V_L) - Z_0 I_o \quad (9)$$

$$V_L = \frac{\alpha A_v}{1 + \beta A_v} V_i - \frac{Z_0}{(1 + \beta A_v)} I_o \quad (10)$$

Del modelo simplificado del amplificador realimentado:



$$V_L = A_{vf} \cdot V_i - Z_{vf} \cdot I_o \quad (11)$$

$$A_{vf} = \frac{\alpha A_v}{(1 + A\beta)} \Rightarrow \text{Si } |A\beta| \gg 1 \Rightarrow A_{vf} = \frac{\alpha}{\beta} \quad (12)$$

$$Z_{vf} = \frac{Z_0}{(1 + A\beta)} \quad (13) \quad Z_0 \text{ disminuye con el muestreo de tensión } (1 + A\beta) \text{ veces.}$$

En muchos casos  $\alpha = 1$ ,  $A_{vf} = 1/\beta \dots$  Este concepto se extiende a todos los casos, no depende de la topología.

### IMPEDANCIA DE ENTRADA.

De la figura simplificada del amplificador realimentado:

$$Z_{if} = \frac{V_i}{I_i}, \quad I_i \approx \frac{V_e}{Z_i} \quad (14)$$

$$Z_{if} = \frac{V_i}{V_e} \cdot Z_i \quad (15)$$

Despejando  $V_i$  de (7) e introduciéndola en (15)

$$Z_{if} = \left( \frac{1}{\alpha} + \frac{\beta V_L}{\alpha V_e} \right) Z_i \quad (16)$$

Si  $Z_o \ll R_L \Rightarrow V_L \approx A_v V_e$

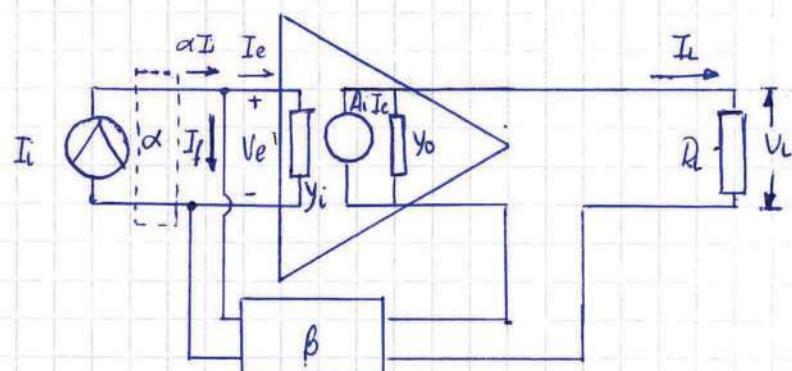
$$Z_{if} = \left( 1 + \frac{\beta A_v}{\alpha} \right) Z_i \quad (17)$$

Como  $\alpha \ll 1$ , la impedancia de entrada aumenta como mínimo  $(1 + \beta A_v)$  veces.

\*EJEMPLO: Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie : LEERLO

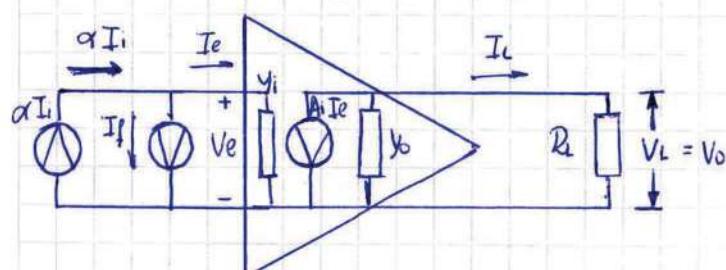
### b.- Amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralela.

(Trabajamos con admitancias)



d: [adim] → es la fracción de la corriente de excitación aplicada efectivamente a la entrada del amplificador.

Despreciando la carga de la red  $\beta$ :



Del circuito de entrada (figura anterior)

$$I_e = \alpha I_i - I_f = \alpha I_i - \beta I_L \quad (18)$$

Del circuito de salida (figura equivalente)

$$I_L = A_i I_e - Y_o V_o \quad (19)$$

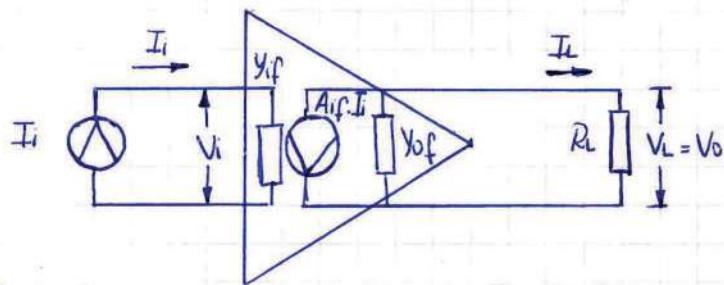
Si consideráramos la carga de  $\beta$ ,  $I_o = I_L$  y la ecuación (19) no sería correcta. Pero en general nuestra suposición es válida.

Combinando 18 y 19 y despejando  $I_L$ :

$$I_L = A_i (\alpha I_i - \beta I_L) - Y_o V_o \quad (20)$$

$$I_L = \frac{\alpha A_i}{(1 + \beta A_i)} I_i - \frac{Y_o}{(1 + \beta A_i)} V_o \quad (21)$$

El modelo simplificado:



De la figura:

$$I_L = A_{if} I_i - Y_{of} V_o \quad (22)$$

Comparando (21) y (22)

$$A_{if} = \frac{\alpha A_i}{(1 + \beta A_i)} \quad (23)$$

$$Y_{of} = \frac{Y_o}{(1 + \beta A_i)}, \quad Z_{of} = Z_o \cdot (1 + \beta A_i) \quad (24) \quad \text{Aumenta } Z_o.$$

IMPEDANCIA DE ENTRADA.

De la figura:

$$Y_{if} = \frac{I_i}{V_i}, \quad V_i = V_e \Rightarrow Y_{if} = \frac{I_i}{V_e} \quad (25)$$

De (18)

$$I_i = \frac{I_e + \beta I_L}{\alpha} \quad (26)$$

$$Y_{if} = \frac{I_e}{\alpha V_e} + \frac{\beta I_L}{\alpha V_e} \quad (27)$$

$$Y_i = \frac{I_e}{V_e}, \quad I_L = A_i I_e \Rightarrow I_o \approx I_L$$

$$Y_{if} = \frac{I_e}{\alpha V_e} + \frac{\beta A_i I_e}{\alpha V_e} \Rightarrow Y_{if} = \frac{(1 + \beta A_i)}{\alpha} Y_i \quad (28)$$

$$Z_{if} = \frac{\alpha}{(1 + \beta A_i)} Z_i \quad (29)$$

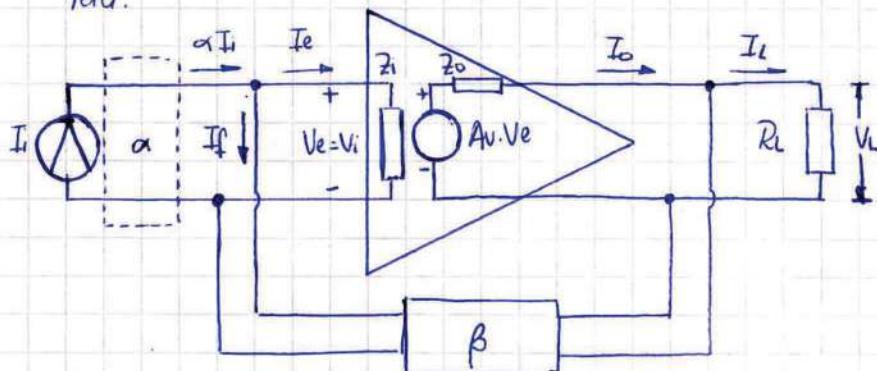
$Z_i$  disminuye con la mezcla paralela.

VER EJEMPLO.

Migración de la función de transferencia.

Migración de la función de transferencia de tensión a transimpedancia.

$A_v \rightarrow A_{zf}$ . Se debe disminuir la impedancia de entrada y de salida, ya que para transimpedancia  $Z_i \rightarrow 0$  y  $Z_o \rightarrow 0$ . Se implementa muestra de tensión y mezcla para ello.



$$I_e = \alpha I_i - I_f = \alpha I_i - \beta V_L \quad (30)$$

Multiplicando ambos miembros por  $Z_i$

$$V_e = \alpha I_i Z_i - \beta V_L Z_i \quad (31)$$

Considerando que  $\beta$  no carga la salida, obtenemos  $V_L$

$$V_L = A_v V_e - I_o Z_o \quad (32)$$

Combinando (31) y (32)

$$V_L = A_v (\alpha I_i Z_i - \beta V_L Z_i) - I_o V_o \quad (33)$$

$$V_L = \frac{\alpha A_v Z_i}{(1 + \beta A_v Z_i)} I_i - \frac{Z_o}{(1 + \beta A_v Z_i)} I_o \quad (34)$$

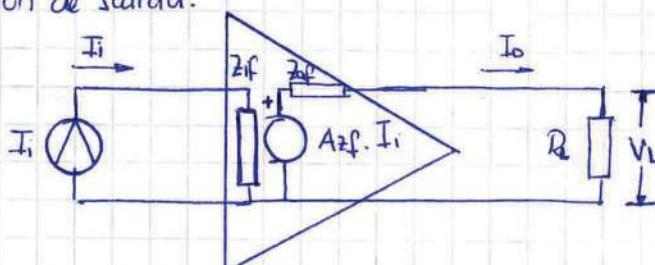
Analizando el producto  $A_v \times Z_i$ :

$$A_v \times Z_i = \frac{V_L}{V_i} \times \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_L}{I_i} = A_z \quad (\text{ganancia de transimpedancia}) \quad (35)$$

Entonces  $V_L$ :

$$V_L = \frac{\alpha A_z}{(1 + \beta A_z)} I_i - \frac{Z_o}{(1 + \beta A_z)} I_o \quad (36)$$

La función resultante es de transimpedancia. En el modelo resultante una fuente de corriente controla la tensión de salida.



$$A_{zf} = \frac{\alpha A_z}{(1 + \beta A_z)} \quad y \quad Z_{if} = \frac{Z_0}{(1 + \beta A_z)} \quad (37)$$

IMPEDANCIA DE ENTRADA

De la figura  $Z_{if} = \frac{V_i}{I_i}$  (38)

De (31)  $I_i = \frac{V_e + \beta V_L Z_i}{\alpha Z_i}$  (39)

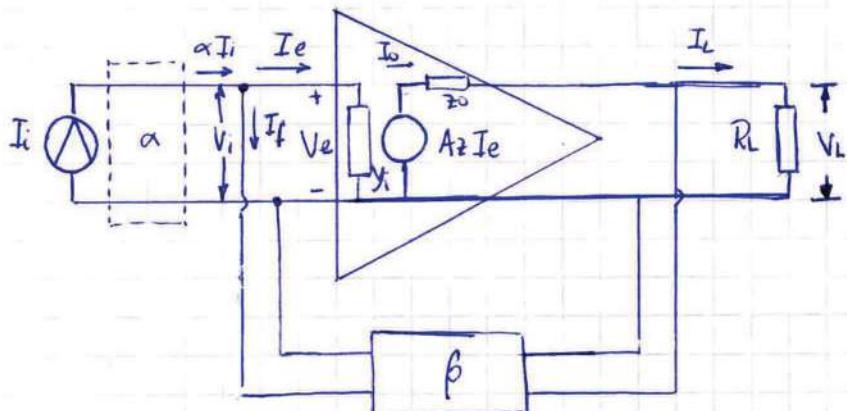
Introduciendo 39 en 38, suponiendo  $V_L \approx V_e \cdot A_v$  y  $V_i \approx V_e$ , y operando:

$$Z_{if} = \frac{\alpha Z_i}{(1 + \beta A_z)} \quad (40)$$

Si en las ecuaciones 37 y 40 se garantiza que  $|A_z \cdot \beta| \gg 1$ , la función estabilizada resulta ser  $A_{zf} = 1/\beta$ . La impedancia de entrada y la de salida disminuyen tanto como el factor de realimentación  $(1 + A_z \beta)$ . Entonces, con esta topología el amplificador de tensión realimentado se comporta como amplificador de transimpedancia, pero esto no significa que no haya ganancia de tensión o de otro tipo.

VER EJEMPLO.

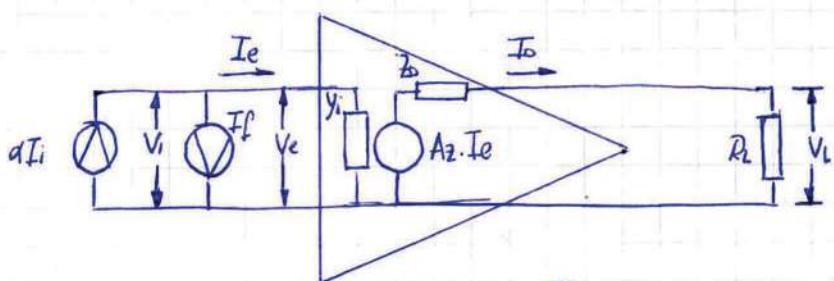
**Amplificador de transresistencia con muestreo de tensión y mezcla paralela.**



$\alpha$ : [adimensional.]

$\beta$ : fracción de tensión de salida reinyectada como corriente a la entrada  $\left[\frac{1}{\sqrt{2}}\right] = [z_f]$

Despreciando la carga de  $\beta$ :



$$I_e = \alpha I_i - I_f \quad (41)$$

$$I_e = \alpha I_i - \beta V_L \quad (42)$$

Del circuito de salida:

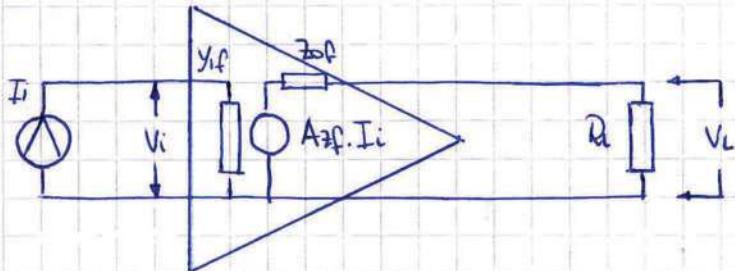
$$V_L = A_z I_e - Z_0 I_o \quad (43)$$

Combinando las ecuaciones ②₅ y ②₆

$$V_L = A_2 (\alpha I_i - \beta V_L) - Z_0 I_o$$

$$V_L = \frac{\alpha A_2 I_i}{1 + \beta A_2} - \frac{Z_0 I_o}{1 + \beta A_2} \quad (44)$$

El modelo simplificado queda:



$$V_L = A_2 f I_i - Z_0 f I_o \quad (45)$$

$$A_2 f = \frac{\alpha A_2}{1 + \beta A_2} \quad [\Omega] \quad (46)$$

$$Z_0 f = \frac{Z_0}{1 + \beta A_2} \quad (47)$$

Cálculo de la impedancia de entrada:

$$y_{if} = \frac{I_i}{V_i} \quad (48)$$

De ②₆ (?)

$$I_i = \frac{I_e + \beta V_L}{\alpha} \quad (49)$$

Introduciendo ④₉ en ④₈

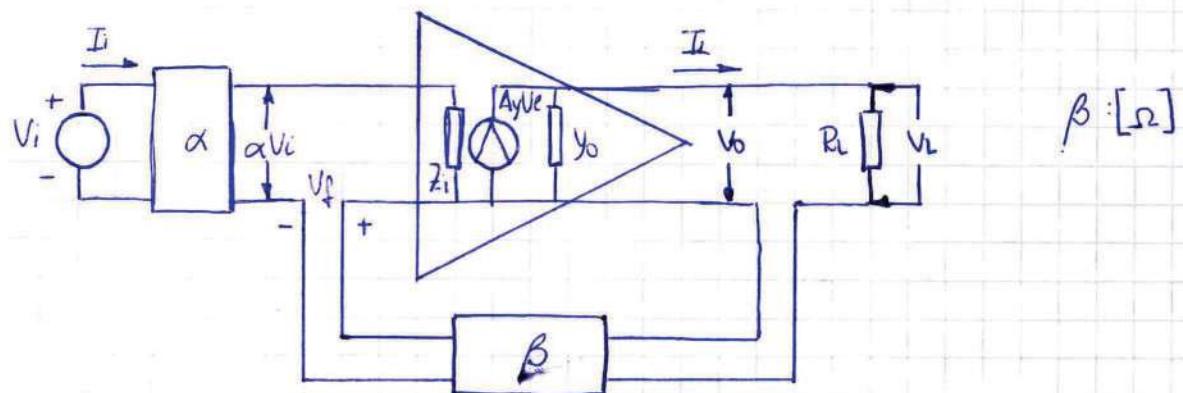
$$y_{if} = \left( \frac{1}{\alpha} \frac{I_e}{V_i} + \frac{\beta}{\alpha} \frac{I_e}{V_i} \frac{V_L}{I_e} \right)$$

Si  $V_L \approx V_o = A_2 I_e$

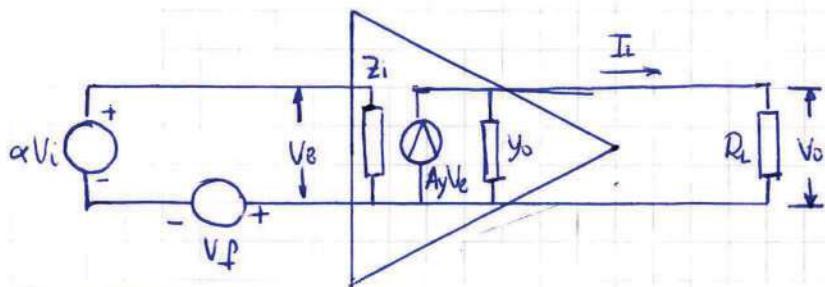
$$y_{if} = \frac{1 + \beta A_2}{\alpha} y_i \quad (50)$$

$$Z_0 f = \frac{\alpha Z_i}{1 + \beta A_2} \quad (51)$$

## Amplificador de transadmitancia con muestreo de corriente y mezcla serie.



Despreciando la carga de la red  $\beta$



En la entrada

$$Ve = \alpha Vi - Vf$$

$$Ve = \alpha Vi - \beta Ii \quad (52)$$

En la salida

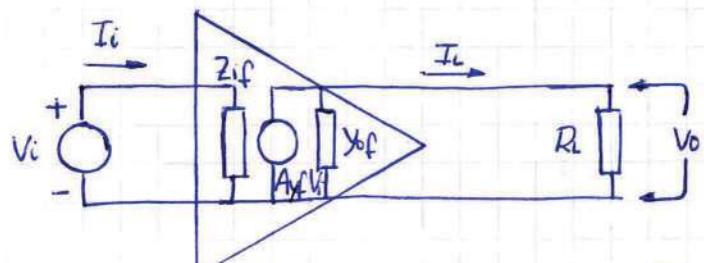
$$Ii = Ay Ve - yo Vo \quad (53)$$

Introduciendo 52 en 53 y despejando  $Ii$

$$Ii = Ay (\alpha Vi - \beta Ii) - yo Vo$$

$$Ii = \frac{\alpha Ay}{1 + Ay\beta} Vi - \frac{yo}{1 + Ay\beta} Vo \quad (54)$$

El modelo simplificado para el amplificador realimentado:



$$Ii = Ayf Vi - yo f \cdot Vo \quad (55)$$

$$Ayf = \frac{\alpha Ay}{1 + Ay\beta} \quad (56)$$

$$yo f = \frac{yo}{1 + Ay\beta}$$

$$Z_{if} = Z_0(1 + A_y \beta) \quad (57)$$

Calculamos la impedancia de entrada

$$\begin{aligned} Z_{if} &= \frac{V_i}{I_i}, \quad I_i = \frac{V_e}{Z_i} \\ Z_{if} &= \frac{V_i}{V_e} Z_i \end{aligned} \quad (58)$$

Despejando  $V_i$  de (52)

$$V_i = \frac{V_e + \beta I_L}{\alpha} \quad (59)$$

Introduciendo 58 en 59

$$Z_{if} = \left( \frac{1}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} \frac{I_L}{V_e} \right) Z_i$$

Si hacemos  $I_L = A_y V_e$

$$Z_{if} = \frac{1 + \beta A_y}{\alpha} Z_i \quad (60)$$

## RUIDOS

### Introducción

Se designa como ruido a cualquier causa eléctrica que produce una señal a la salida cuando la entrada es nula.

En un amplificador de entrada única, las señales de entrada inferiores a la tensión equivalente de ruido no podrán amplificarse, porque serán enmascaradas por el ruido.

### Clasificación de los ruidos

- Ruido generado por tensiones inducidas por campos eléctricos y magnéticos, tensiones de zumbido, vibraciones mecánicas, contactos deficientes. Puede corregirse con blindajes, montajes adecuados de los elementos, buen diseño de fuente.
- Ruido térmico de Johnson: Entre los terminales de un conductor existe una tensión que varía de forma aleatoria y es generada por electrones en movimiento a causa de la temperatura. La cantidad media de electrones que se mueven en ambos sentidos es la misma, igual que el promedio de velocidad. Pero como la distribución es aleatoria, en cierto momento una corriente puede ser mayor que la otra y se desarrolla una diferencia de potencial entre los extremos del conductor.

$$V_N = \sqrt{4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f) df} = \sqrt{4kTR_B}$$

Es de unas pocas  $\mu V$ .

$k$ : cte. Boltzmann  
 $T$ : temperatura  
 $R$ : resistencia  
 $B$ : ancho de banda

La tensión de ruido térmico actúa en serie con la resistencia.

Para resistencias que no dependen de la frecuencia,  $V_{nb}$  depende del ancho de banda y no de la frecuencia central.

El ancho de banda debe ser lo más estrecho posible.

- c) Ruido generado por elementos activos: la sensibilidad máxima de los mismos puede estar limitada por el ruido que generan.

\* Ruido térmico o de Johnson

\* Ruido de Schottky: depende de la naturaleza discreta de los portadores. Se produce por los saltos o distintos tiempos con que llegan las cargas aunque la corriente media se mantenga. Es la fluctuación en el número de portadores.

$$I_{nb} = \sqrt{2Q I_{dc} B'}$$

$q$ : carga del electrón

$I_{dc}$ : corriente continua

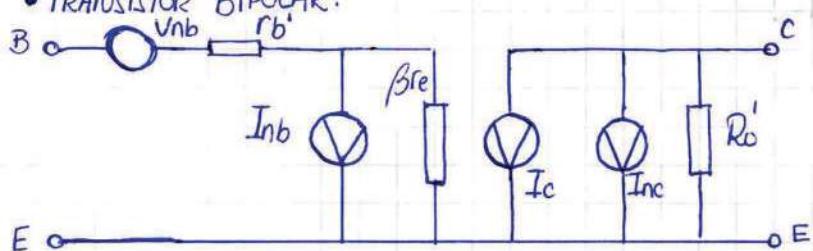
$B'$ : ancho de banda.

\* Ruido de centelleo: se debe al movimiento al azar de los portadores a través de la juntura del transistor, a la recombinación y regeneración de portadores y al efecto de partición debido a la división aleatoria de la corriente de emisor entre el colector y la base. Es inversamente proporcional a la frecuencia y se hace presente para bajos valores de la misma (0 - 1kHz).

También está presente en algunas tipos de resistencias.

### Modelo equivalente de transistores con ruido

• TRANSISTOR BIPOLEAR.



$$\left. \begin{array}{l} I_{nb} = \sqrt{2Q I_b B'} \\ I_{nc} = \sqrt{2Q I_c B} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Ruido} \\ \text{Schottky} \\ \text{asociado a} \\ I_c \text{ e } I_b \end{array}$$

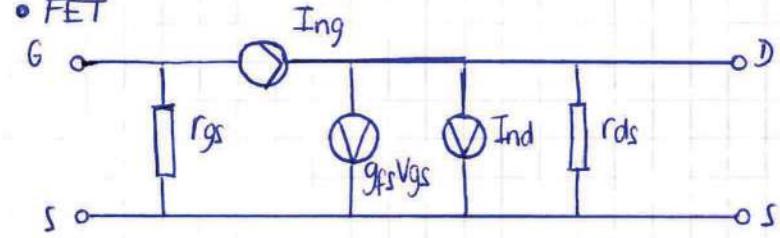
$$V_{nb} = \sqrt{4kT r_b' B'}$$

↓ Ruido térmico asociado a  $r_b'$

$$I_{ng} = \sqrt{2Q I_g B'}$$

$$I_{nd} = \sqrt{4k T g_{fs} B'}$$

• FET



$I_{ng}$  es ruido Schottky asociado a la corriente de juga de puerta que es mayor entre drenador y gate por ser mayor la diferencia de potencial.

En el canal del FET aparece un generador de ruido térmico relacionado al resistor  $\frac{1}{g_{fs}}$ . Las señales de ruido son independientes del punto de trabajo.

### Relación señal - ruido.

Sirve para medir el grado de ruidosidad de un componente. Puede darse como relación de tensión o potencia, o por su equivalente en dB.

$$R_{SN} = \frac{S(\text{señal})}{N(\text{ruido})}$$

$$R_{SN} = 10 \log \frac{P_S}{P_N} \quad ; \quad R_{SN} = 20 \log \frac{V_S}{V_N} \quad , \quad R_{SN} = 20 \log \frac{I_S}{I_N}$$

En el caso del amplificador ideal

$$R_{SN\max} = \frac{V_S}{\sqrt{4kT R_S B}} \quad \text{Sólo se logra para } R_L \rightarrow \infty.$$

### Figura de ruido

$$N^o R = \frac{R_{SN} \text{ ideal}}{R_{SN} \text{ práctico}}$$

$$N^o R = \frac{\frac{P_0(\text{señal})}{P_0(\text{ruido})}|_{\text{ideal}}}{\frac{P_0(\text{señal})}{P_0(\text{ruido})}|_{\text{real}}} = \frac{P_0(\text{ruido})|_{\text{real}}}{P_0(\text{ruido})|_{\text{ideal}}} \quad [\text{Veces}]$$

$$N^o R = 10 \log \frac{P_0(\text{ruido})|_{\text{real}}}{P_0(\text{ruido})|_{\text{ideal}}} \quad [\text{dB}]$$

$$\text{Por otra parte } \frac{P_0(\text{ruido})|_{\text{ideal}}}{P_0(\text{señal})|_{\text{ideal}}} = \frac{P_0(\text{ruido})|_{\text{ideal}}}{P_0(\text{señal})|_{\text{ideal}}} \cdot \frac{A_p = \frac{P_0(\text{ruido})}{P_0(\text{señal})}|_{\text{ideal}}}{\frac{P_0(\text{señal})}{P_0(\text{ruido})}|_{\text{ideal}}} \cdot \frac{\frac{P_0(\text{señal})}{P_0(\text{señal})}|_{\text{ideal}}}{\frac{P_0(\text{ruido})}{P_0(\text{ruido})}|_{\text{ideal}}}$$

Entonces

$$N^o R = 10 \log \frac{\frac{P_0(\text{ruido})|_{\text{real}}}{P_0(\text{señal})|_{\text{ideal}}}}{A_p \cdot \frac{P_0(\text{ruido})|_{\text{ideal}}}{P_0(\text{señal})|_{\text{ideal}}}} = 10 \log \frac{\frac{P_0(\text{ruido})|_{\text{real}}}{P_0(\text{señal})|_{\text{ideal}}}}{\frac{P_0(\text{ruido})|_{\text{real}}}{P_0(\text{señal})|_{\text{ideal}}}}$$

$$N^o R = 20 \log \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}}$$

También se lo puede definir como la relación señal - ruido a la entrada respecto a la salida.

Los fabricantes proporcionan curvas de número de ruido, teniendo en cuenta parámetros como: impedancia del generador, frecuencia y condiciones de continua.

Para transistores de alta frecuencia: en baja frecuencia la ley de variación es  $1/f$  debido al ruido de exceso. En las frecuencias medias el ruido es independiente de la misma por el efecto Schottky. En el extremo el  $N^o R$  aumenta por la disminución de la ganancia de potencia debida en general al efecto Miller.

## DISTORSIÓN NO LINEAL

### Introducción

Cuando aplicamos una señal senoidal a la entrada de un amplificador, aparece distorsión en la salida. Esta distorsión se debe a la no linealidad de los componentes activos y a la respuesta en general del circuito. La distorsión puede ser no lineal, de frecuencia y de desplazamiento de fase.

### Análisis de la distorsión no lineal (o de amplitud)

Se manifiesta mediante la aparición en la salida del amplificador de frecuencias armónicas de la señal de entrada, y productos de intermodulación entre las mismas. La causa es la no linealidad en la curva de transferencia de los elementos activos.

El valor de esta distorsión puede hallarse suponiendo que la curva de transferencia dinámica, en el tramo que equidista del punto de reposo, puede representarse en desarrollo de serie de Taylor de la cantidad de entrada. La salida se representa como una serie de Fourier.

Cuando las señales son débiles, normalmente la armónica más perjudicial es la segunda por ser la de mayor amplitud. Se puede simplificar el análisis suponiendo que la serie queda limitada hasta la segunda armónica, lo que significa que la curva dinámica con respecto al punto Q es una parábola.

Surge un cambio en el nivel de continua, por lo que hay una rectificación, y aparece una frecuencia que es el doble que la de entrada.

La distorsión armónica debida a la componente armónica x se define por la relación de su amplitud respecto de la primera en tanto %.

$$D_x = \frac{|B_x|}{|B_1|} \cdot 100\%$$

En los amplificadores de potencia se consideran más componentes armónicas.

### Influencia de la distorsión total armónica

Si la distorsión no es despreciable, la potencia total de salida será

$$P_t = P_1 (1 + D^2)$$

Donde  $P_t$  es la potencia de salida a la frecuencia fundamental y D es la distorsión total o factor de distorsión definido como

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots} \cdot 100\%.$$

El error cometido en la potencia total será mayor cuanto menor sea la cantidad de términos de la serie que se tome para calcular el coeficiente D.

La distorsión armónica no es necesariamente molesta para la audición. Normalmente, para la misma distorsión, será más molesta la que posea armónicas de mayor orden.

### Distorsión no lineal con más de una frecuencia a la entrada.

Cuando hay más de una frecuencia a la entrada, podemos esperar que aparezcan armónicas por cada una de ellas, cuyo nivel dependerá del nivel de entrada de las mismas. Además aparecen nuevas componentes de frecuencia, que son producto de la modulación cruzada o intermodulación entre las frecuencias de entrada (suma y diferencia).

Este tipo de distorsión se denomina DE INTERMODULACIÓN o DE MODULACIÓN CRUZADA. Las componentes de intermodulación son molestas para la reproducción de sonido por no ser armónicas de ninguna componente de entrada, puede ser disonante al oído.

## Unidad 2. Amplificadores Operacionales.

### INTRODUCCIÓN

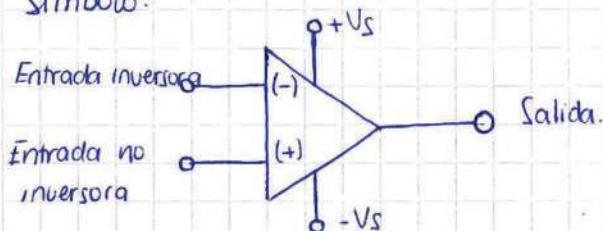
Un A.O. es un amplificador de tensión de uso universal. Debe usarse realimentado para reunir las características ideales de un amplificador de tensión:  $Z_i$  elevada,  $Z_o$  baja y ganancia elevada.

Otras características que apuntan a hacerlo más flexible en cuanto a sus aplicaciones son:

- Ancho de banda elevado (ideal infinito)
- Tiempo de respuesta pequeño (ideal cero).
- Bajo nivel de señal de error (ideal cero).
- Bajo nivel de ruido (ideal cero).
- Máximo nivel de excursión a la salida (ideal  $\pm V_{oc}$ )
- Relación de rechazo de modo común RRMC elevada (ideal infinita).
- Tensión de entrada de modo común elevada
- Gran estabilidad con la temperatura.

Necesitamos dos entradas para distinguir entre señales diferenciales (en general de información) y señales de modo común (en general ruido). En general trabajan con fuente partida y disponen de una salida que en ausencia de señal está a OV.

Símbolo:

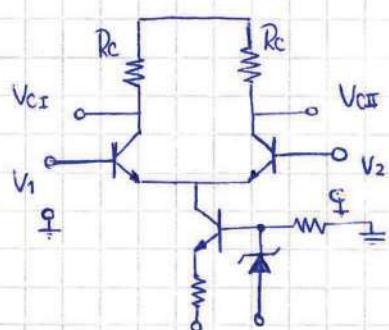


### ESTRUCTURA BÁSICA DEL A.O.

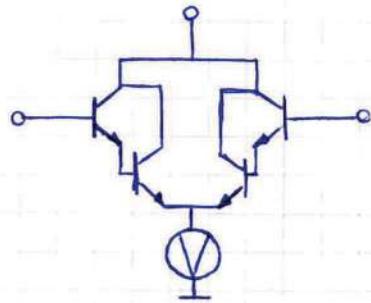


### Etapa de entrada

El circuito es siempre un amplificador diferencial, ya que permite distinguir entre señales de modo común y diferencial. Agregando un generador de corriente constante se consigue un elevado RRMC.



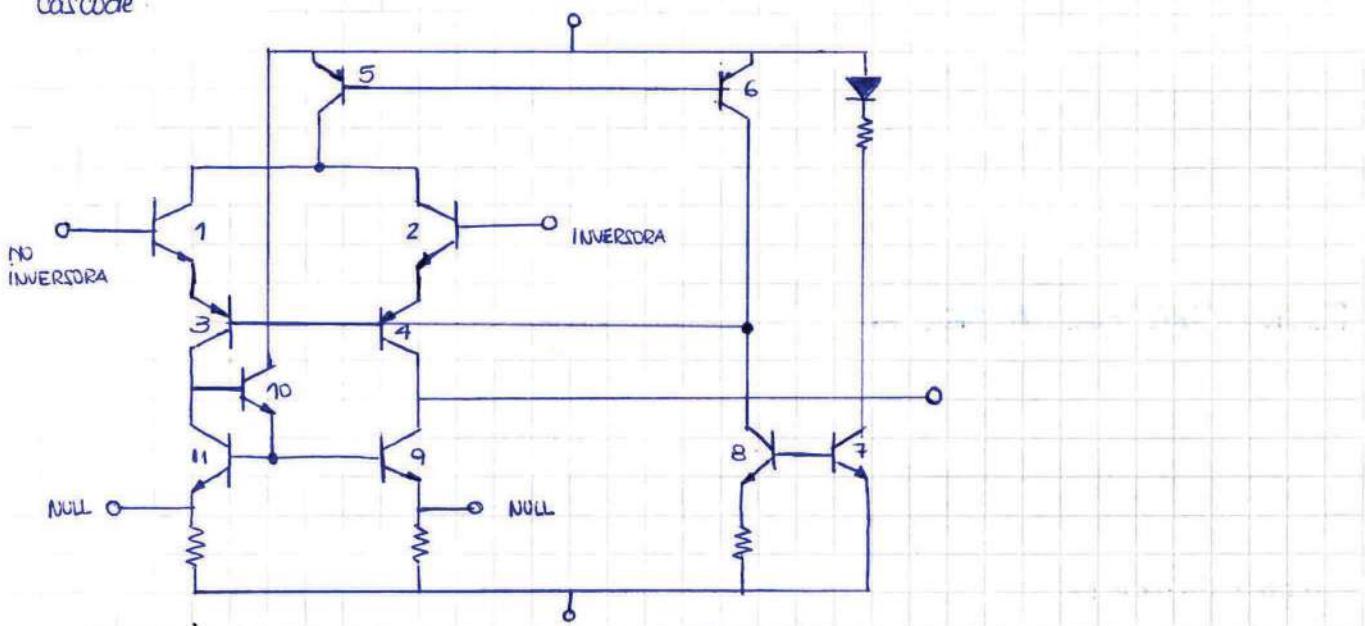
A este amplificador se le hacen sucesivas modificaciones para mejorar R<sub>RMC</sub>, alta impedancia de entrada, bajas señales de error, ruido y buen ancho de banda. Una mejora importante se da con el uso del diferencial Darlington.



Si bien mejora la impedancia de entrada y disminuye la corriente de entrada (polarización o fuga), también empeora el ancho de banda por el incremento de la capacidad de entrada, y empeora la tensión de error. Estos defectos pueden corregirse.

En esta configuración sigue habiendo un problema de R<sub>RMC</sub>: es necesario que la R<sub>RMC</sub> sea elevada, ya que la tensión de modo común que aparecerá a su salida será interpretada por la siguiente etapa como tensión diferencial.

Para mejorar la R<sub>RMC</sub> se recurre a fuentes de corriente constante de alta impedancia de salida. Lo común es usar fuentes de corriente constante tipo espejo o su variante Willar de mayor impedancia de salida. Una configuración muy utilizada es la diferencial cascode:



Los transistores 1, 2, 3, 4 forman el diferencial cascode. Admite mayor tensión de modo común en la entrada y mejora el R<sub>RMC</sub>. Los transistores 5, 6, 7, 8 forman parte del sistema de polarización. 7 y 8 componen una fuente espejo Willar aplicada a las bases de 4 y 5 para mejorar la R<sub>RMC</sub>. El transistor 9 actúa como carga activa del T4 para aumentar la ganancia de la etapa.

En el amplificador cascode, la capacidad que limita la respuesta en frecuencia es de menor valor que en un diferencial común, por lo que el ancho de banda mejora.

La impedancia de entrada es semejante a la del diferencial Darlington.

En esta etapa, y ligado al sistema de polarización, se suele poner un acceso desde el exterior del Cz para correcciones de la tensión de error, pues un ajuste en etapas posteriores implicaría un gran corrimiento de la polarización. Los terminales de offset permiten equilibrar las corrientes de colector de T3 y T4 y así corregir la tensión compensadora equivalente. Esto se realiza en gral. con un potenciómetro de ajuste fino conectado su cursor a una de las fuentes.

Las corrientes de polarización de entrada en esta etapa deben ser lo menor posible para evitar errores al circular por las resistencias conectadas a estos terminales del A.O.

Los corrientes de entrada de los A.O. bipolares son mucho mayores que las corrientes de fuga de puerta en los MOS-FET. Por eso cuando la resistencia de la fuente excitadora o del lazo de realimentación es menor que  $50k\Omega$  se pueden usar los A.O. bipolares, pero para resistencias mayores se usan A.O. con entrada FET o MOS.

Pueden encontrarse A.O. con etapas de entrada similares a la anterior, pero entran con FET o MOS. Se los llama BI-FET o BI-MOS. Aumenta considerablemente la impedancia de entrada.

### Etapa intermedia

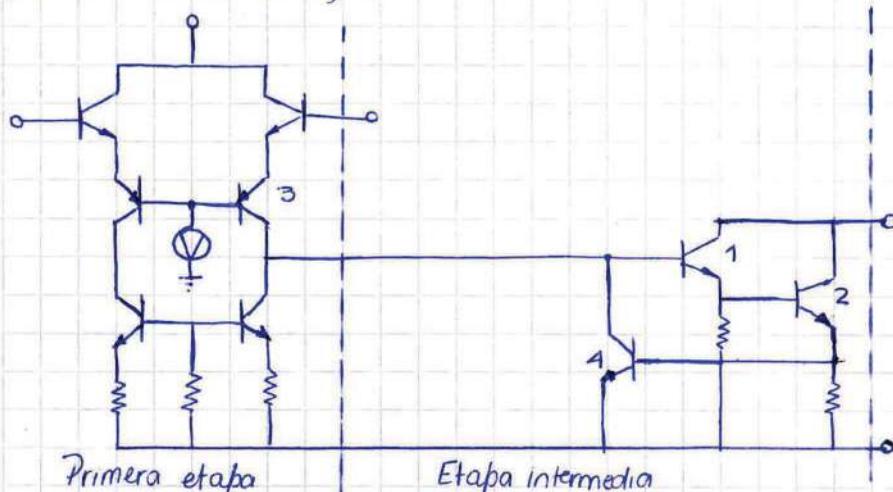
Las características de la etapa intermedia no son tan críticas, ya que en la de entrada se han mejorado bastante los parámetros. En esta etapa se trata de conseguir una ganancia adicional, normalmente de corriente, para que la etapa de salida no cargue excesivamente a la de entrada, que es básicamente un amplificador de tensión. Se trata de adaptar impedancias mediante etapas intermedias.

Además, para poder trabajar con tensiones de modo común elevadas, la etapa de entrada se polariza con niveles altos de tensión, lo que lleva a usar la etapa intermedia como de cambio de nivel, para que la salida se aproxime a 0V en ausencia de señal a la entrada. Las etapas intermedias pueden estar constituidas por amp. dif. de polaridad opuesta a los de la entrada para bajar el nivel de tensión. En este caso, nunca se usan más de 2 etapas diferenciales, pues si bien mejora la RRMC, si se agregan más etapas los errores de modo común de la primera se harían notables.

Si se usa una etapa de emisor común, la misma no distingue entre señal diferencial y común; aquí la RRMC es la de la etapa de entrada. Además hay que evaluar los efectos de la carga de CC de las dos configuraciones sobre la primera etapa.

La etapa de entrada junto a la intermedia son fundamentales para determinar la respuesta en frecuencia del A.O., y su corrección si es necesaria. Por eso los operacionales autocompensados son en la etapa intermedia, o en caso de requerir compensación externa, se disponen terminales de acceso conectados a una de ellas.

Ejemplo: emisor común Darlington



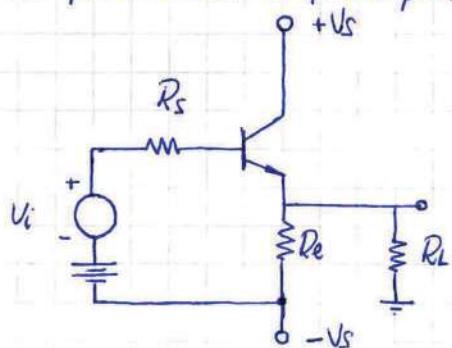
Los transistores 1 y 2 forman el circuito Darlington de polaridad NPN, opuesta a la del transistor PNP, para lograr el cambio de nivel. El Darlington tiene alta impedancia de entrada, por lo que carga poco a la primer etapa. El transistor 4 es una realimentación. Hay otro ejemplo. verlo del apunte.

## Etapa de salida

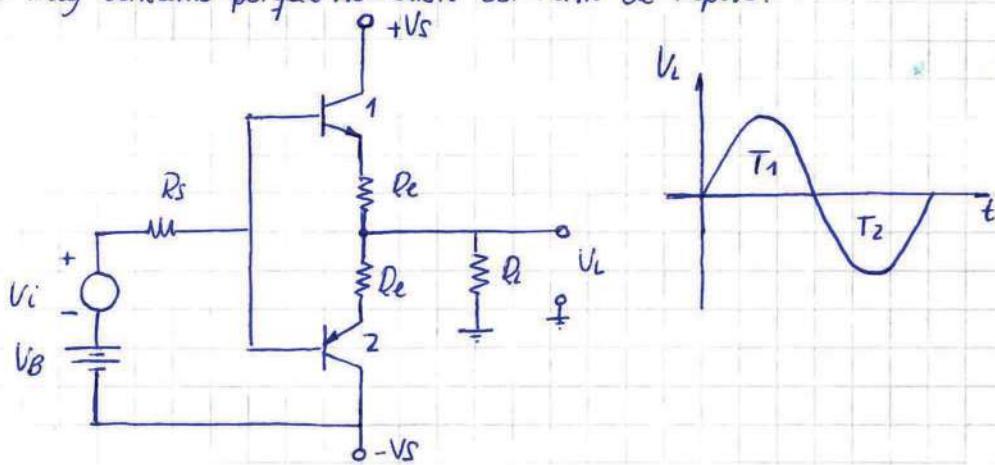
Su objetivo es adaptar impedancia entre la etapa intermedia y la carga, cualquiera sea su valor. La etapa intermedia presenta una elevada impedancia de salida (ideal  $\infty$ ) y la carga baja impedancia (ideal  $0$ ). Junto con la característica de baja impedancia de salida, debe ser capaz de suministrar la corriente necesaria a la carga, por lo tanto debe existir ganancia de corriente.

Otro requisito importante es capacidad de entrada baja, para permitir un extenso ancho de banda.

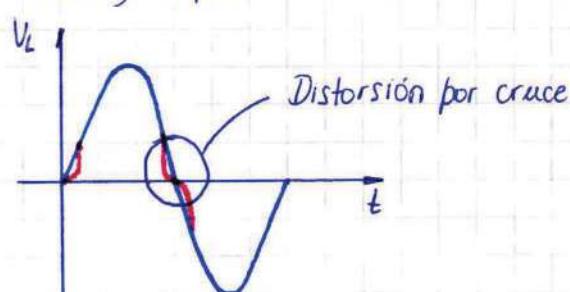
Considerando las características del seguidor de emisor (alta  $Z_i$ , baja  $Z_o$ , ganancia importante de corriente) podría decirse que es la configuración adecuada. Sin embargo no es capaz de suministrar corriente a través del transistor los dos semicírculos de señal a partir de la referencia 0 en la salida, sino que en el semicírculo negativo debe ser suministrada por la fuente  $-V_s$  a través de  $R_e$ , y además para funcionar enderezar A deberá circular una corriente de polarización en forma permanente que aumenta el consumo estático del Op.Amp.



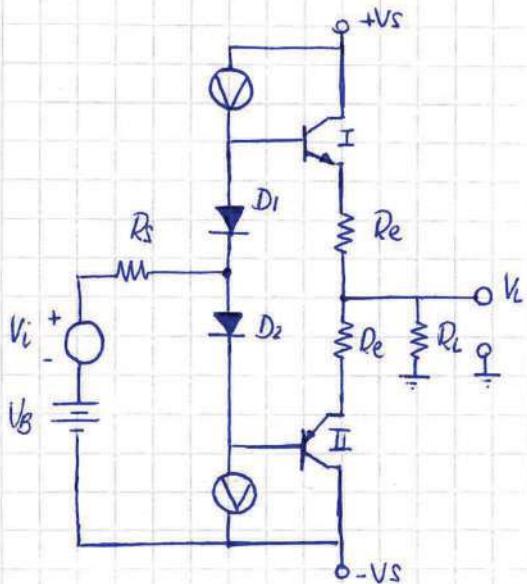
Para subsanar este problema se puede trabajar con dos seguidores de emisor polarizados en clase B, funcionando uno en el semicírculo positivo y otro en el negativo. Así la corriente es siempre suministrada por uno de los transistores, y en ausencia de señal prácticamente no hay consumo porque no existe corriente de reposo.



Sin embargo, en el cruce de un transistor a otro existe un intervalo de la señal de entrada de  $+0,6$  a  $-0,6$ , necesario para polarizar el diodo base-emisor. En este cruce los transistores no conducen y se produce la distorsión cruzada o bor cruce.



Esta distorsión puede disminuir cuando el amplificador es realimentado, pues así la señal cambia con mayor velocidad en este intervalo de no conducción. Sin embargo, para eliminar la distorsión es más común modificar la polarización de la etapa eliminando el estado de no conducción. Esto se logra con la polarización clase AB. Los diodos proporcionan una polarización directa a los transistores cuando la señal de entrada es cero.



De este modo cuando un transistor entra en corte el otro inmediatamente entra en conducción. La corriente de reposo será mínima y será controlada por la corriente de polarización de D1 y D2.

Figura ejemplo etapa de salida. Pág 59 del apunte escrito a máquina.

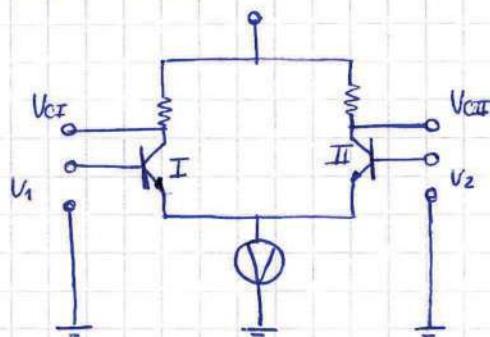
Los diodos son reemplazados por el transistor 3. Los transistores 5 y 6 forman una fuente de corriente en espejo. El transistor 4 con la Re forman una protección contra cortocircuito conocida como de repliegue: cuando la corriente por Re aumenta a causa del corto la tensión desarrollada sobre la misma satura el t4 y la base de t1 alcanza un potencial menor que el de su emisor y se corta.

El capacitor C es una compensación en frecuencia.

### PÁRAMETROS DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

#### Relación de Rechazo de Modo Común RRMC

Por simplicidad se toma la entrada del A.O. como un amplificador diferencial.



La señal de modo diferencial es

$$Vd = V2 - V1 \quad ①$$

y la señal de modo común es

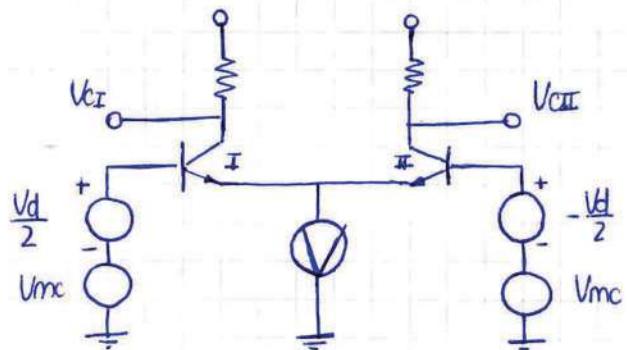
$$V_{mc} = \frac{V_2 + V_1}{2} \quad (2)$$

Despejando  $V_1$  y  $V_2$  queda

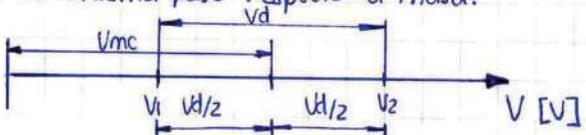
$$V_2 = V_{mc} + \frac{V_d}{2} \quad (3)$$

$$V_1 = V_{mc} - \frac{V_d}{2} \quad (4)$$

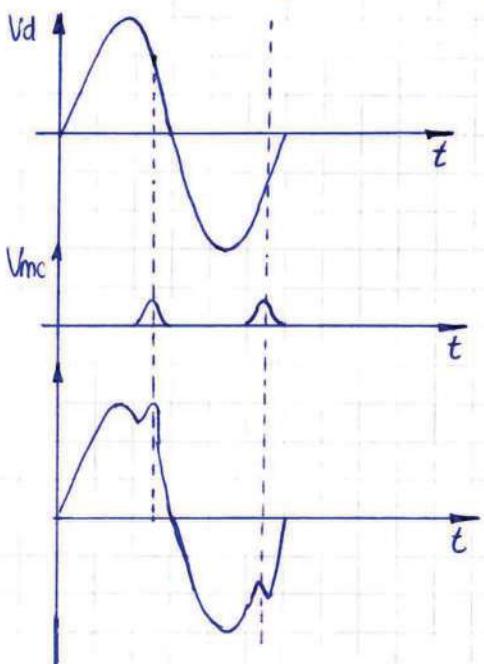
La señal de modo común es idéntica en las dos entradas, y entre las señales diferenciales hay diferencia de fase.



La señal de modo común es normalmente ruido que se introduce en la línea de entrada entre el generador excitador y el amplificador. Esta señal se introduce siempre en las dos entradas con la misma fase respecto a masa.



Si  $V_d$  es una senoidal y  $V_{mc}$  es un pulso se podría representar:



Lo ideal es que sólo se amplifique la señal diferencial  $V_d$ , pero en la práctica también se amplifica un poco  $V_{mc}$ . Por lo tanto existen dos ganancias: la diferencial  $A_d$ , y la de modo común  $A_{mc}$ . Si consideramos el circuito perfectamente simétrico podemos representar las tensiones de salida como

$$V_{CI} = A_d \cdot \frac{V_d}{2} - A_{mc} \cdot V_{mc} \quad (5)$$

$$V_{CII} = -A_d \frac{V_d}{2} - A_{mc} \cdot V_{mc} \quad (6)$$

Donde  $A_d$  es la ganancia de tensión en emisor común sin considerar  $R_e$  o  $\beta_{hoe}$  del generador de corriente constante y  $A_{mc}$  es la misma ganancia pero atenuada por la influencia de  $R_e$  o  $\beta_{hoe}$ .

La señal de salida diferencial será

$$V_{CI} - V_{CII} = A_d \cdot \frac{V_d}{2} - A_{mc} \cdot V_{mc} + A_d \frac{V_d}{2} + A_{mc} \cdot V_{mc}$$

$$V_{CI} - V_{CII} = A_d \cdot V_d \quad (7)$$

Pero normalmente en los A.O. se utiliza salida única. Supongamos  $V_{CI}$  e incorporemos el  $\frac{1}{2}$  de  $V_d$  a  $A_d$ .

$$V_{CI} = A_d V_d - A_{mc} V_{mc}$$

Se pretende que  $A_{mc} V_{mc}$  sea despreciable respecto de  $A_d V_d$ .

$$V_{CI} = A_d V_d \left(1 - \frac{A_{mc} V_{mc}}{A_d V_d}\right) \quad (8)$$

$(A_{mc} V_{mc} / A_d V_d)$  debe ser lo más próximo a cero posible.

$$V_{CI} = A_d V_d \left(1 - \frac{V_{mc} / V_d}{A_d / A_{mc}}\right) \quad (9)$$

$A_d / A_{mc}$  define el grado de aproximación a la condición deseada de despreciar  $A_{mc} V_{mc}$ . Esta relación se conoce como RELACIÓN DE RECHAZO DE MODO COMÚN. Se especifica en veces o en dB.

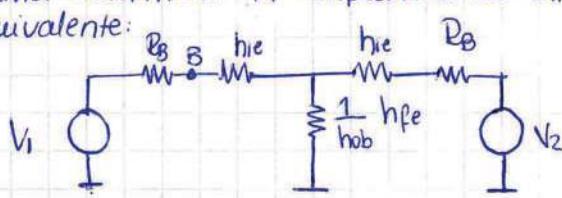
$$RRMC = \frac{A_d}{A_{mc}} \quad (10)$$

Se elige de modo que

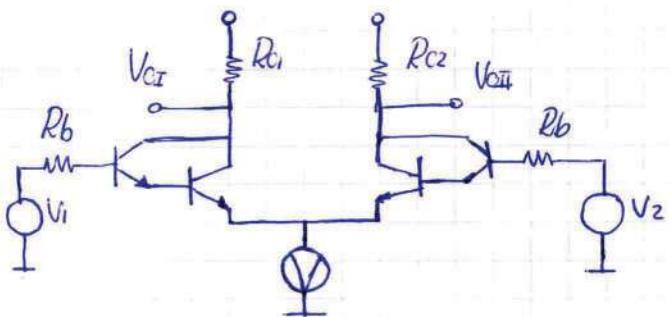
$$\frac{A_d}{A_{mc}} \gg \frac{V_{mc}}{V_d}$$

### Impedancia de entrada

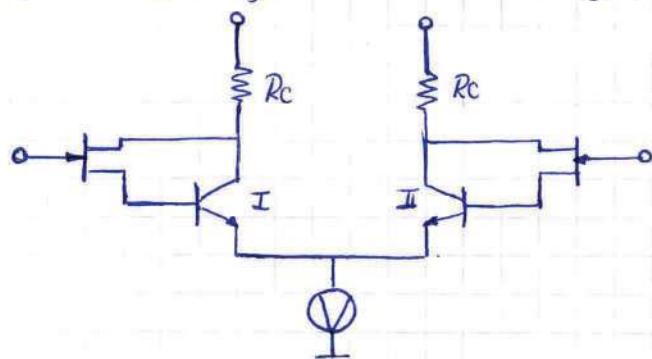
La impedancia de entrada debe ser lo más elevada posible para acercarnos al amplificador ideal. Podemos determinar la impedancia de entrada del amplificador diferencial con el circuito equivalente:



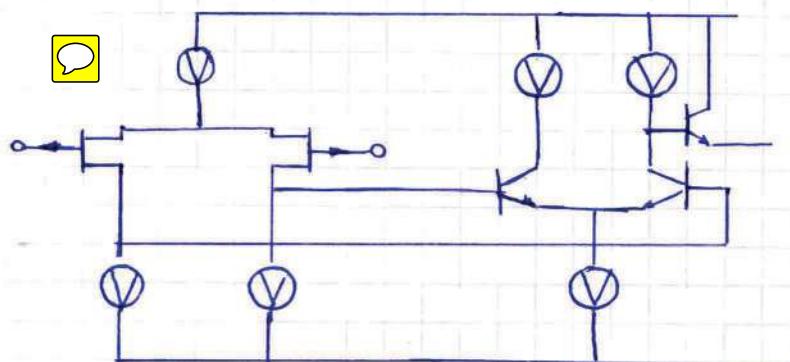
Con configuraciones Darlington se logra que las corrientes de polarización de las bases de entrada sean pequeñas, y las impedancias de entrada del orden de  $1M\Omega$ .



En el caso de necesitar mayor impedancia de entrada se puede utilizar un amplificador diferencial Darlington con entrada FET y salida bipolar.



Otra alternativa dentro de los Bi-FET es conectar dos diferenciales en cascada, cuya impedancia de entrada es del orden de los  $10^{12}\Omega$



También hay A.O. con etapas de entrada compuestas por MOS y bipolar (BiMOS) o exclusivamente por MOS.

— o —

El amplificador diferencial presenta dos impedancias distintas: a la señal diferencial  $Z_{id}$  y a la señal de modo común  $Z_{mc}$ .

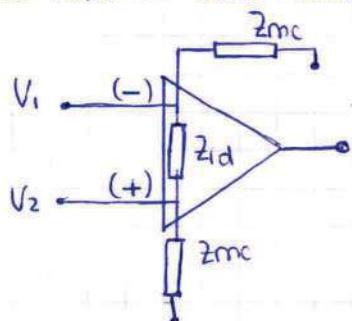


Tabla comparativa:  $Z_i$  para distintas tecnologías

Tecnología

$Z_i$  típica

Bipolar  
Bi-FET  
Bi-MOS  
CMOS

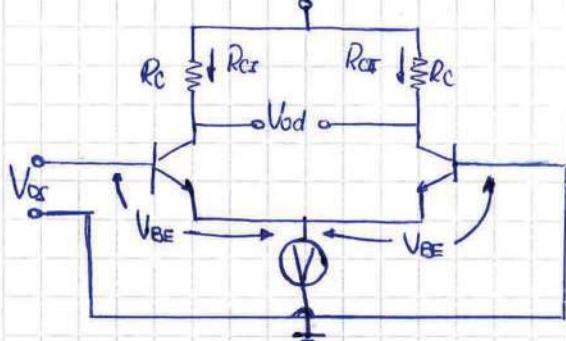
$2\Omega$   
 $10^{12}\Omega$   
 $1,5 \cdot 10^{12}\Omega$   
 $10^{12}\Omega$

## Señales de error y desviaciones

Tienen origen en la polarización del circuito de entrada del amp. diferencial y el ruido producido en el A.O. que se representa con un generador equivalente a la entrada.

- TENSIÓN COMPENSADORA DE ENTRADA O TENSIÓN DE OFFSET.

Es provocada por la desigualdad de las tensiones de polarización directa de la juntura base-emisor de los transistores del diferencial y será la diferencia de éstos.



$$V_{os} = V_{BEI} - V_{BEII}$$

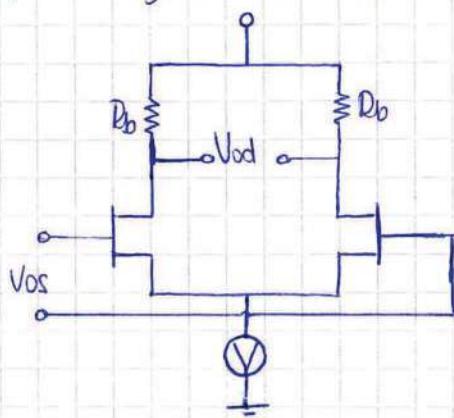
(11)

Esta tensión es interpretada como señal diferencial, entonces entre los colectores habrá una

$$V_{bd} = 0 = -I_{C1} R_{C1} + I_{C2} R_{C2}$$

Pues ahora  $I_{C1} = I_{C2}$ . O sea que la tensión de offset es la que hay que aplicar a la entrada para obtener una tensión de salida igual a cero en ausencia de otras señales.

Lo ideal sería que con las dos entradas unidas o puestas a masa la salida fuera cero. En el caso de que esta entrada fuera con FET se produce también esta descompensación por la desigualdad entre las tensiones de puerta.



De las diferenciales de entrada con CMOS se puede deducir lo mismo que en el JFET.

- No hay mejora de los valores de  $V_{os}$  de una familia a otra, ya que los mecanismos que determinan  $V_{os}$  no son tan sencillos como en los bipolares y los errores son más gruesos. Los valores típicos de  $V_{os}$  son de 2 a 3mV.

• DESVIACIÓN TÉRMICA DE LA V<sub>OS</sub>.

La tensión de polarización directa entre base y emisor varía con la temperatura según la ecuación

$$I_E = I_S (e^{\frac{V_{BE}}{kT}} - 1) \quad (13)$$

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_E}{I_S} \quad (14)$$

Se define la desviación térmica de V<sub>os</sub> como la diferencia entre las derivadas respecto de T:

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{dV_{BEI}}{dT} - \frac{dV_{BEII}}{dT} \quad (15)$$

$$\frac{dV_{BEI}}{dT} = \frac{V_{BEI}}{T} - C \quad (16)$$

$$\frac{dV_{BEII}}{dT} = \frac{V_{BEII}}{T} - C \quad (17)$$

Introduciendo (16) y (17) en (15)

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{V_{BEI}}{T} - \frac{V_{BEII}}{T} = \frac{V_{os}}{T}$$

La desviación térmica es linealmente dependiente de la temperatura.

$$V_{os}(T) = C \cdot T$$

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{V_{os}}{T} = C \quad (18)$$

Puede calcularse V<sub>os</sub> para cualquier temperatura conociendo  $C = dV_{os}/dT$  (dato de manual). Esto es válido para A.O. con entrada bipolar.

El efecto en la etapa siguiente de la V<sub>os</sub> es de segundo orden comparado con el de la primera etapa.

En el caso de A.O. con entrada FET o MOS el problema se puede plantear en los mismos términos, pero la relación no es lineal.

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{dV_{os1}}{dT} - \frac{dV_{os2}}{dT} \quad (19)$$

$dV_{os}/dT$  depende de dos factores: Variación del ancho de la caba de agotamiento, que hace que V<sub>os</sub> aumente a razón de 2,2 mV/°C, y variación de la movilidad de los portadores mayoritarios en el canal, lo que produce una disminución promedio de la corriente del orden de 0,7% /°C.

$$\frac{dV_{os}}{dT} = -2,2 \left[ \text{mV/}^{\circ}\text{C} \right] + 0,7 \left[ \%/\text{}^{\circ}\text{C} \right] \cdot \frac{1}{g_{fs}} I_D \quad (20)$$

$$\frac{dV_{os}}{dT} = 3,5 \cdot 10^{-3} (\Delta V_{os2} - V_{os}) \quad (21)$$

donde  $\Delta V_{os2} = V_{os2I} - V_{os2II}$ , que son las tensiones de polarización para la mínima desviación.

El fabricante suministra un valor promedio de este coeficiente. (entre 10 y 30 μV/°C → máximo)

la  $V_{os}$  y la  $I_B$  pueden desviarse también por la variación en la tensión de alimentación. Se define a la Relación de Rechazo de fuente de alimentación:



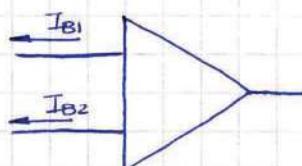
$$PSRR = 20 \log \frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{cc}}$$

Por último, en algunos A.O. se suele especificar la variación de  $V_{os}$  en el tiempo: varía según el envejecimiento de los componentes

"Offset voltage drift with time:  $\times$  V/semana"

- CORRIENTE DE POLARIZACIÓN DE ENTRADA

Provienen de la polarización de los bipolares o de las corrientes de fuga de compuerta de los FET. Cuando el acoplamiento a la entrada del amplificador es directa, esta corriente proviene de la fuente de señal y del sistema de polarización interna. El resultado es un par de corrientes,  $I_{B1}$  e  $I_{B2}$ , en cada entrada del amplificador.



Si las resistencias vistas por CC en las entradas son distintas aparecerá una tensión diferencial de error sobre ellas, y por lo tanto en la entrada del A.O. Si las resistencias fueran iguales pero las corrientes diferentes también aparecerá la tensión de error. Nos interesa el primer caso: la corriente de polarización, aunque es la misma, produce el error. Esta corriente de polarización es la necesaria para llevar a cero la salida sin señal de entrada y tensión de offset. Normalmente se especifica el promedio o los valores máximo y mínimo de una de las entradas.

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (22)$$

Algunos datos de manual:

	Bipolar	BiFET	CMOS
Valores típicos:	70 nA	30 pA	1 pA
Valores máximos	250 nA	200 pA	50-500 pA

- CORRIENTE COMPENSADORA DE ENTRADA

Es la que produce la tensión de error cuando las corrientes no son iguales, aunque lo sean las resistencias.

$$I_{os} = I_{B1} - I_{B2}$$

Datos de manual

	Bipolar	BiFET	CMOS
Típicos	3 μA	3 pA	0,5 pA
Máximos	50 μA	50 pA	50 pA

- DESVIACIÓN TÉRMICA DE  $I_B$  E  $I_{OS}$

La corriente de polarización depende de la temperatura a través de la variación del  $\beta$  con la misma.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

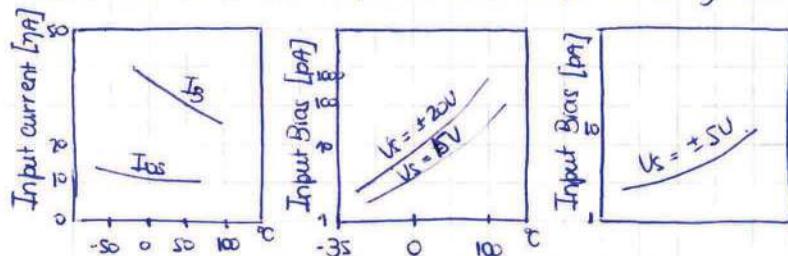
Derivando respecto a  $T$

$$\frac{dI_B}{dT} = -\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} I_B \quad (24)$$

En el caso de la corriente compensadora

$$\frac{dI_{OS}}{dT} = \frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} \cdot I_{OS} \quad (25)$$

Estas derivadas suelen presentarse en forma de gráficos o se suministra su valor promedio.



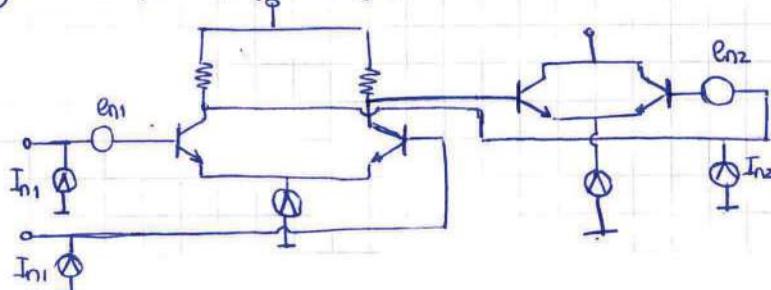
En algunos casos también se especifica la desviación de la  $I_B$  e  $I_{OS}$  en función de la tensión de fuente y el tiempo.

En el caso de los A.O. bipolares las derivadas cambian su valor a los 25°C.

	Condiciones	Típico	Máximo	Unidades
LM307	25°C $\leq T_A \leq 70^\circ C$	0,01	0,3	nA/°C
	0°C $\leq T_A \leq 25^\circ C$	0,02	0,6	nA/°C
LF355	$T_j = 25^\circ C$	3	50	pA/°C
	$T_j \leq 70^\circ C$	2	70	nA/°C
	$T_j = 25^\circ C$	30	200	pA/°C
	$T_j \geq 70^\circ C$	8	70	nA/°C.

- TENSIÓN Y CORRIENTE DE RUIDO EQUIVALENTE

Dentro de un A.O. hay muchas fuentes de ruido que pueden representarse como generadores equivalentes de tensión y corriente. Estos ruidos son generados por diversas causas físicas. Pueden representarse en las etapas diferenciales de un A.O. Normalmente las fuentes de ruido de la segunda etapa influyen muy poco en el ruido total.

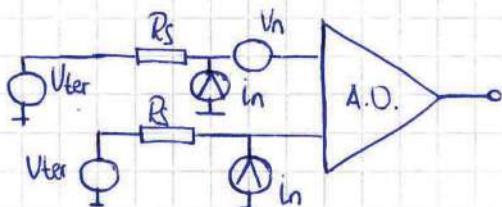


(\* tensión de)

Reflejando los generadores de las etapas a la entrada se llega a dos generadores equivalentes de ruido. La resistencia del generador excitador produce **ruido térmico** que depende del valor de la misma.

Por otra parte, la corriente de ruido equivalente, al circular por dicha resistencia, también produce tensión de ruido. Considerando entonces el valor de la resistencia del generador que se va a usar puede elegirse el A.O. que tiene el balance más adecuado de tensión y corriente de ruido. En conclusión: hay tres fuentes de ruido → dos propias del ~~generador~~ A.O.

→ tensión de ruido térmico asociada a la resistencia del generador.



La tensión de ruido total generada por el A.O. será

$$en_t^2 = en^2 + 2(inR_g)^2 \quad (26)$$

Agregando el ruido térmico de la resistencia del generador excitador

$$en_t = \sqrt{[en^2 + 2in^2R_g^2 + 4kTR_s] \Delta B} \quad (27)$$

Si se usa una sola entrada del A.O. la expresión queda sin el 2 en  $in^2R_g^2$ . (Ec 28)

$$en = \sqrt{4kTR_b \Delta B} \quad (29) \quad ; \quad in = \sqrt{2Q I_{cc} \Delta B} \quad (31)$$

$$ers = \sqrt{4kTR_s \Delta B} \quad (32)$$

Estos parámetros dependen del ancho de banda, por lo que el fabricante los presenta en función de la frecuencia. En los bipolares se especifican en forma de gráfico. En los FET o MOS la corriente de ruido equivalente no se presenta con un gráfico por ser de muy bajo valor. Cuando partiendo de los gráficos se desea calcular la tensión de ruido equivalente total, se deben dividir los tramos curvos de los gráficos y tomar valores intermedios de  $en$ . Luego se calcula el valor de ruido para cada ancho de banda subdividido y se realiza la sumatoria para el ancho de banda total.

$$en_t = \sqrt{4kTR_s \Delta B + \sum_{n=1} (en_n^2 + in_n^2 R_s) \Delta B_i}$$

Si se trabaja con BiFet o CMOS el término  $in^2 R_s$  no aparece pues  $in \approx 0$ .

### Rango de tensión de entrada

Son dos las tensiones definidas a la entrada del A.O.: tensión máxima diferencial y tensión máxima de modo común.

Normalmente se especifica el rango de la tensión de modo común, que está limitado por la saturación de la etapa de entrada. En base a esto se especifica el rango de tensión de entrada, dentro del cual se garantizan las especificaciones del A.O. para funcionamiento lineal.

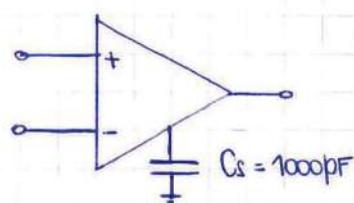
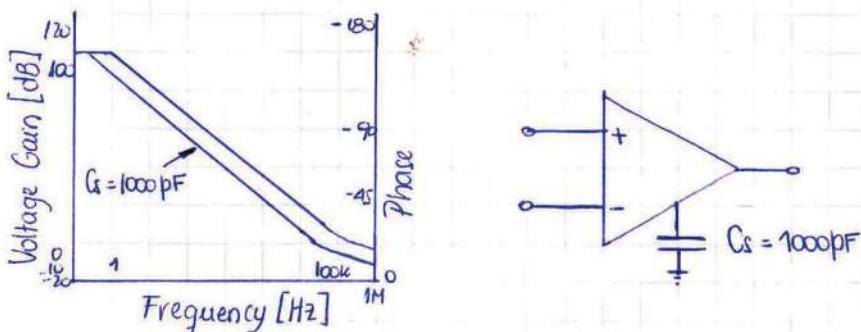
Esta tensión es de la magnitud de las fuentes de alimentación. Usualmente se suministran gráficos definiendo esta relación.

Supply Voltage vs. Input Voltage.

### Ganancia de tensión

Este parámetro se especifica en distintas formas, según la aplicación que se da al A.O. Lo normal es que se especifique a lazo abierto suministrando gráficos de la ganancia en función de la frecuencia. En algunos casos se presenta a lazo cerrado, cuando es necesario destacar alguna característica importante.

Cuando el amplificador no está internamente compensado, es común que se indique la variación de fase con la frecuencia y el circuito exterior para la compensación.

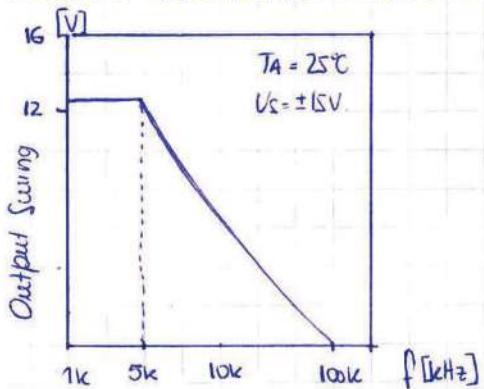


En el caso de los operacionales programables, además de las variaciones en la respuesta por compensación externa, puede haber variaciones con el valor de la corriente de programación, dependiendo dicha variación de la familia a la que pertenezca el A.O.

En otros casos se suele especificar la ganancia en función de otros parámetros de interés, como la temperatura.

### Respuesta en frecuencia y temporal de señales fuertes.

Es la excusión o amplitud pico a la salida, con referencia al cero, que se puede obtener sin recortes o distorsión de la señal en función de la frecuencia.



Obsérvese que hasta cierta frecuencia la excusión de salida casi alcanza el valor de la fuente  $\pm 15V$ , pero superando esta frecuencia dicho valor decrece. Este parámetro también depende de la corriente de programación, tensión de alimentación y temperatura ambiente, resistencia de carga y si el A.O. es o no es compensado.

El punto a partir del cual decrece la ganancia es el polo de la función y el punto donde corta al eje de frecuencia define el ancho de banda de ganancia unitaria.

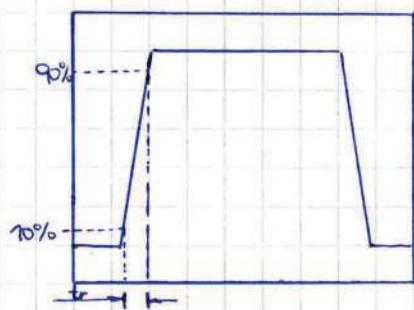
Cuando no se suministra la curva el ancho de banda se calcula:  $AB = \frac{0.135}{\text{Tiempo de respuesta}} \quad [MHz]$  (32)

### Excusión de tensión de salida

Es la excusión o amplitud de pico a la salida con referencia a cero, que se puede obtener sin recorte de la señal. La diferencia con la especificación anterior es que la frecuencia se mantiene a un valor fijo  $f = 1\text{kHz}$ , y se pone la tensión de salida en función de otros parámetros como alimentación, carga, etc.

### Tiempo de crecimiento

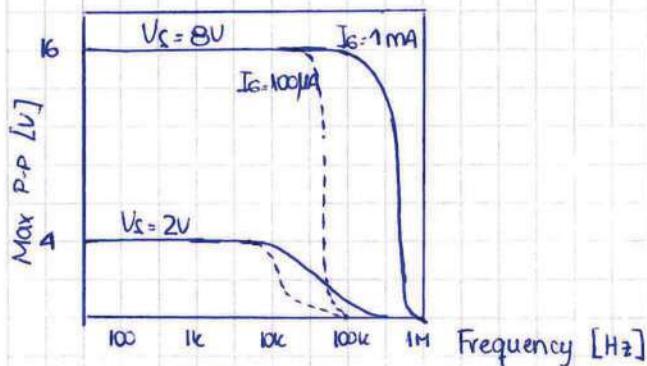
Es el tiempo que tarda la señal en la salida entre el 10% y el 90% del valor de régimen para ganancia unitaria y señal débil.



Este valor coincide con el que se puede leer en la hoja de datos.

Esta información se requiere siempre a baja señal y es útil para determinar la limitación de frecuencia superior del amplificador a diseñar.

Cuando se trata de señales fuertes esto se especifica de otra forma.

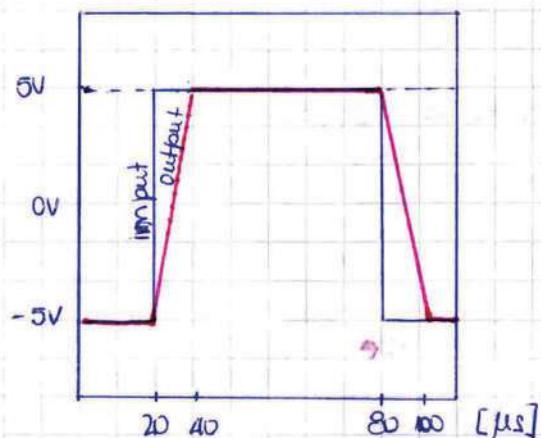
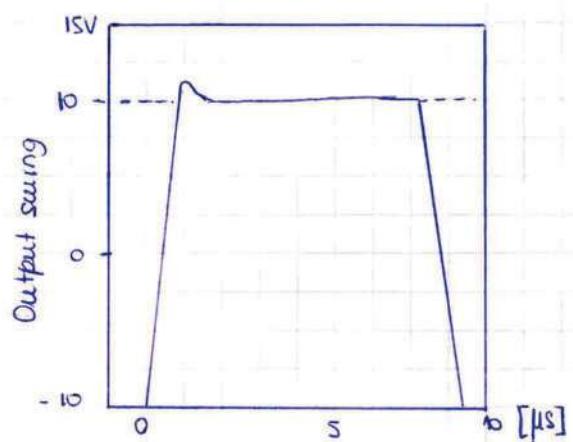


La limitación en la excusión de la tensión de salida está relacionada a varios factores, pero uno de los más importantes es el capacitor de compensación cuya velocidad de carga y descarga en los dos sentidos es limitada para grandes tensiones de salida.

El peor de los casos, o la más lenta rapidez de respuesta ocurre en ganancia unitaria y señal cuadrada. La rapidez de respuesta (slew rate) está fijada por el valor del capacitor y por la máxima corriente que es capaz de suministrar el circuito interno del A.O. para su carga. La rapidez de respuesta se define como el cambio de voltaje de salida en el tiempo.

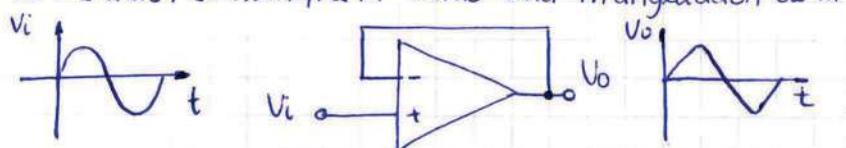
$$S_r = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{\text{Corriente suministrada por A.O.}}{\text{Capacitor}} = \frac{[Amp]}{[pF]} = \frac{[V]}{[\mu s]}$$

En algunos casos se muestra el oscilograma comparando la forma de onda a la salida con la de entrada.



La limitación de rapidez determina la máxima frecuencia sin distorsión (senoidal) que puede suministrar el A.O. Cuando la excusión de salida es máxima se dice que es respuesta a máxima potencia.

La distorsión se manifiesta como una triangulación de la señal senoidal.



Se puede determinar aproximadamente la máxima frecuencia sin distorsión que se puede obtener para un determinado Slew Rate y excusión de salida pico. Suponiendo que la tensión de carga del capacitor sea aproximadamente la tensión pico de salida,

$$V_{op} = I_{cmáx} \cdot \frac{1}{W_{máx} C} = \frac{I_{cmáx}}{C} \cdot \frac{1}{2\pi f_{máx}}$$

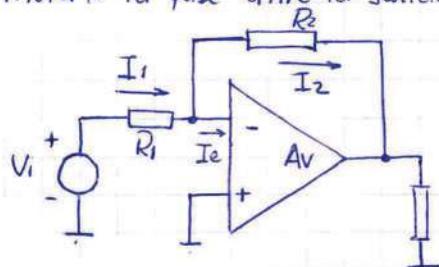
$$f_{máx} \approx \frac{S_r}{6.28 V_{op}} \quad (34)$$

Cuando se diseña un amplificador y se determina la limitación de frecuencia por señal fuerte y débil, se elige el menor valor calculado. La máxima excusión de salida depende también de otras variables como tensión de puente, temperatura, carga.

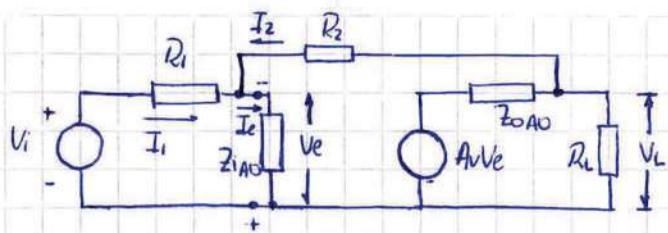
## APLICACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL (LINEALES)

### Amplificador inversor.

Se invierte la fase entre la salida y la entrada



El circuito equivalente reemplazando el A.O. por su cuadripolo sin considerar las señales de error sería:

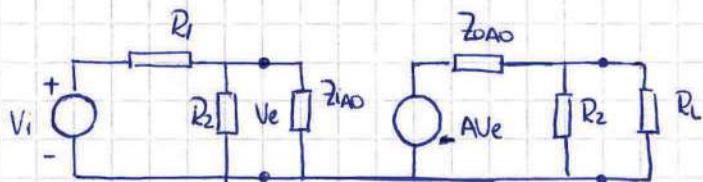


Es un amplificador de tensión realmente con muestra de tensión y mezcla paralelo.

### \* DETERMINACIÓN DE LA GANANCIA DE TENSIÓN.

$$Av_f = \frac{V_L}{V_i} = \frac{\alpha}{\beta}$$

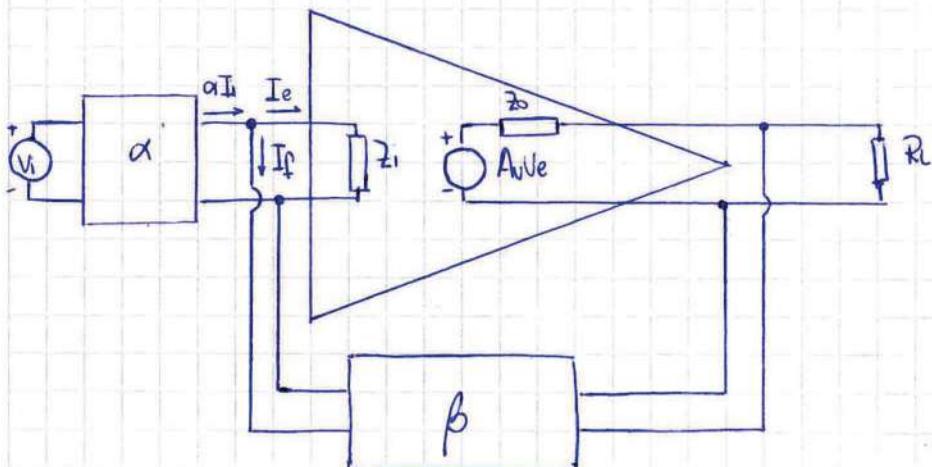
Circuito sin realimentación



Si  $Z_{IAO} \gg R_2$

$$\alpha V_i = \frac{V_i}{R_1 + R_2} \cdot R_2 \quad : \quad \alpha' = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Analizamos el inveror en bloques:



$$I_e = \alpha I_i - I_f = \alpha I_i - \beta V_L$$

Multiplicando por  $Z_I$

$$V_e = \alpha I_i Z_I - \beta V_L Z_I \quad \textcircled{A}$$

$$V_L = A_v V_e - I_o Z_o \quad \textcircled{B}$$

Introduciendo  $\textcircled{A}$  en  $\textcircled{B}$

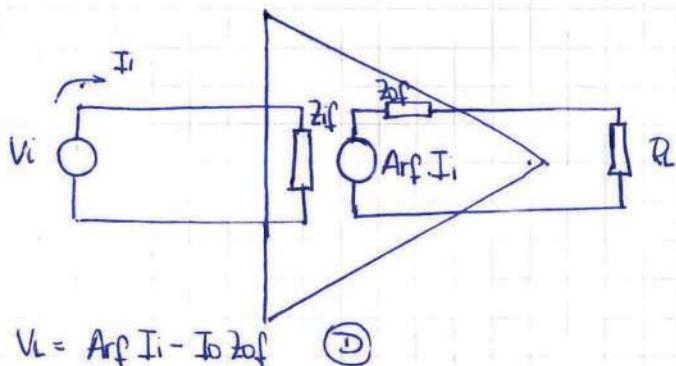
$$V_L = Av(\alpha I_i z_i - \beta V_L z_i) - I_o z_o$$

$$V_L = \frac{Av \alpha z_i}{1 + z_i Av \beta} I_i - I_o \frac{z_o}{1 + \beta z_i Av}$$

Si  $A_r = Av \cdot z_i$

$$V_L = \frac{\alpha A_r}{1 + \beta A_r} I_i - I_o \frac{z_o}{1 + \beta A_r} \quad \textcircled{C}$$

El amplificador realimentado resulta ser de transresistencia



Comparando \textcircled{C} y \textcircled{D} ....

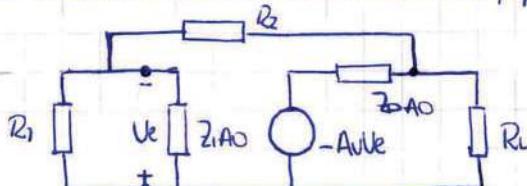
$$Z_{if} = \frac{V_i}{I_i} \quad \textcircled{E}$$

$$I_i = \frac{V_e + \beta V_L z_i}{\alpha z_i}$$

Introduciéndola en \textcircled{E} y suponiendo  $V_L \approx V_e Av$  y  $V_i \approx V_e$

$$Z_{if} = \frac{V_i \alpha z_i}{V_e + \beta V_L z_i} = \frac{V_i \alpha z_i}{V_e + \beta Av V_e z_i} = \frac{\alpha z_i}{1 + \beta A_r}$$

Si se considera sólo la realimentación, pasivando  $V_i$ :



Si  $Z_{IAO} \gg R_1$

$$\beta V_L = \frac{-V_L}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \Rightarrow \beta = \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

$$Av_f = \frac{\alpha}{\beta} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_2}{R_1}$$

Si consideramos  $A_v$  con valor finito

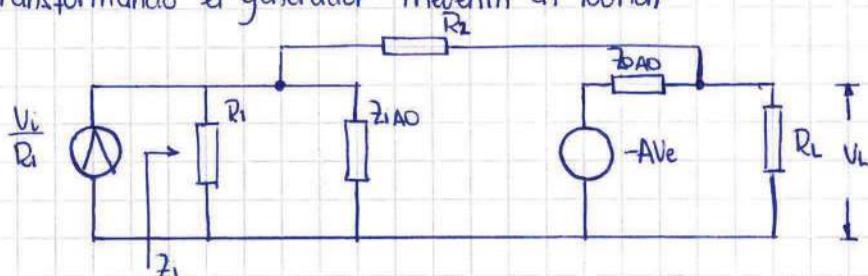
$$A_{vf} = \frac{\alpha A_v}{1 - \beta A_v} = - \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} |A_v|}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} |A_v|} = - \frac{\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} |A_v|}}}{1 + \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} |A_v|}}$$

Si  $|A_v| \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = |A_v| \cdot \beta \gg 1$

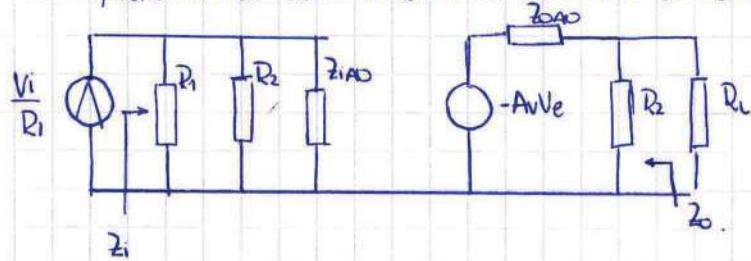
$$A_{vf} = - \frac{R_2}{R_1}$$

$A_v \rightarrow \infty$ .

\* IMPEDANCIA DE ENTRADA. (Sólo se toma impedancia de entrada de modo diferencial porque al haber masa virtual la de modo común es ~~000~~). Transformando el generador Thevenin en Norton



La impedancia de entrada sin realimentación se obtiene pasivando la realimentación



$$Z_1 = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{1AO}$$

Como  $V_e \approx 0$  en ciertos casos, la entrada inversora está virtualmente al potencial de masa, y la impedancia vista por el generador  $V_i$  es  $R_1$

Con mezcla o error de corriente

$$Z_{if} = \frac{Z_1}{1 + \beta A_v} = \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3}{1 + A_v \beta} \quad (40)$$

$$A_r = Z_i A_v.$$

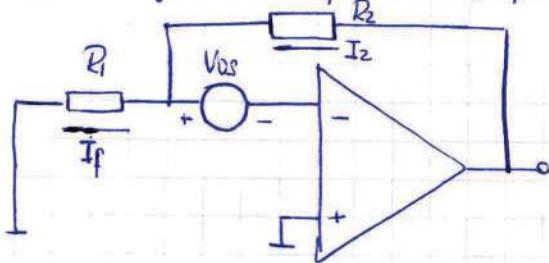
\* IMPEDANCIA DE SALIDA

$$Z_o = Z_{1AO} \parallel R_2$$

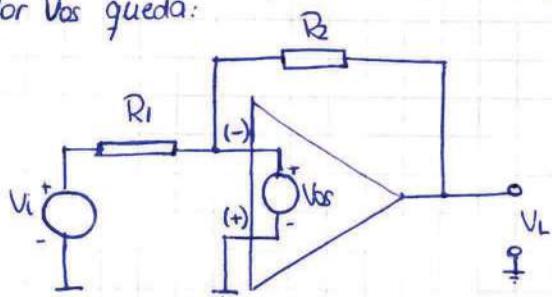
$$Z_{of} = \frac{Z_{1AO} \parallel R_2}{1 + A_v \beta} \quad (41)$$

(Me parece que es  $A_r$ , no  $A_v$ , en las  $Z_f$ ).

\* INFLUENCIA EN LA SALIDA DE LA TENSIÓN DE OFFSET  
 Considerando el generador equivalente y ~~pasando por~~



Pasivando  $V_i$  para aplicar superposición y reemplazando el A.O. por uno ideal más el generador  $V_{os}$  queda:



$$\text{Si } V_e = 0$$

$$I_1 = \frac{V_{os}}{R_1} \quad I_2 = \frac{V_{osL} - V_{os}}{R_2}$$

$$I_1 = I_2$$

$$\frac{V_{os}}{R_1} = \frac{V_{osL} - V_{os}}{R_2} = \frac{V_{osL}}{R_2} - \frac{V_{os}}{R_2}$$

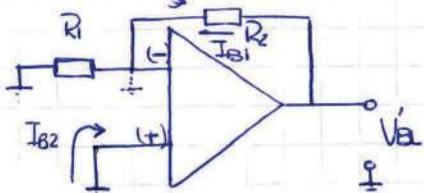
$$\frac{V_{osL}}{R_2} = \frac{V_{os}}{R_1} + \frac{V_{os}}{R_2} = V_{os} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

$$V_{osL} = V_{os} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (49)$$

~~$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta}$$~~ 
$$(50)$$

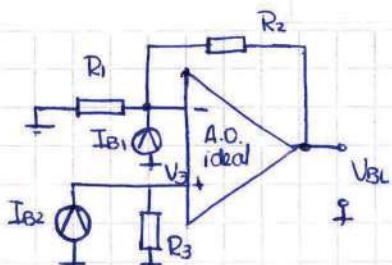
\* INFLUENCIA EN LA SALIDA DE LA CORRIENTE DE POLARIZACIÓN Y OFFSET.

Considerando el ~~g~~ A.O. ideal



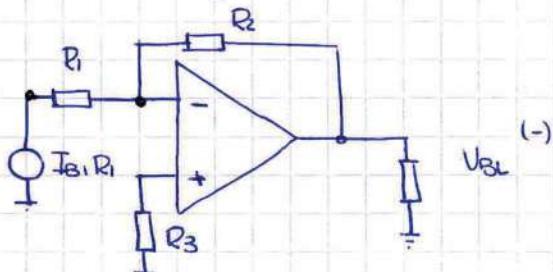
$$V_a = I_{B1} \cdot R_2 \quad (51)$$

Para compensar en parte el error de la corriente de polarización se puede agregar una resistencia en la entrada no inversora de modo que  $I_{B2}$  circule a través de ella.



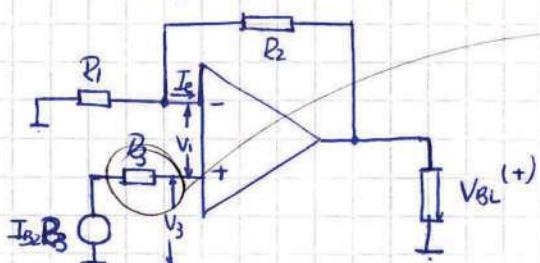
Las  $I_B$  se representan como fuentes de corriente internas.

Pasivando  $I_{B2}$  y aplicando Thévenin a la entrada inversora



$$V'_{BL}^{(-)} = I_{B1} R_1 \left( -\frac{R_2}{R_1} \right) = -I_{B1} R_2 \quad (52)$$

Pasivando  $I_{B1}$  y aplicando Thévenin a la no inversora:



$I_e = 0$ , no hay circulación de corriente por  $R_3$ , entonces los dos extremos tienen que estar al mismo potencial.  
Por eso  $V_3 = I_{B2} \cdot R_3$

Como  $I_e = 0$ ,  $I_{B2} \cdot R_3 = V_3$  y como  $V_2 = 0$ ,  $V_3 = V_1 = I_{B2} R_3$

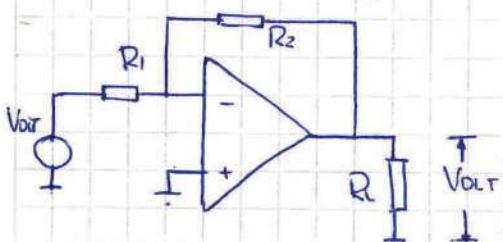
$$V_{BL}^{(+)} = \frac{I_{B2} \cdot R_3}{R_1} \cdot (R_1 + R_3) = \frac{I_{B2} R_3}{R_1} \quad (53)$$

Multiplicando y dividiendo por  $R_2$  y haciendo  $R_3 = R_1 // R_2$

$$V_{BL}^{(+)} = I_{B2} R_2$$

$$V_{BL} = R_2 (I_{B2} - I_{B1}) = R_2 I_{os} \quad (54)$$

El efecto combinado de  $V_{os}$ ,  $I_{B1}$  e  $I_{B2}$  a la salida será una tensión total de error que se considera como producida por un generador equivalente a la entrada.



$$V_{o\text{ir}} = \frac{\text{VOLT}}{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{V_{osL}}{\frac{R_2}{R_1}} + \frac{V_{BL}}{\frac{R_2}{R_1}}$$

(55)

Introduciendo (49) y (51) en (55)

$$V_{o\text{ir}} = V_{os} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_B R_2 \quad (56)$$

(56)

En caso de que se agregue  $R_3$  para compensar  $I_B$

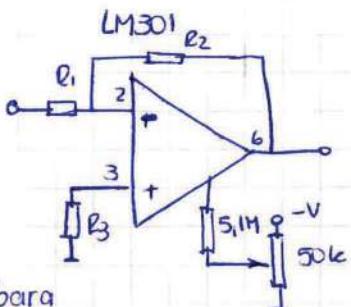
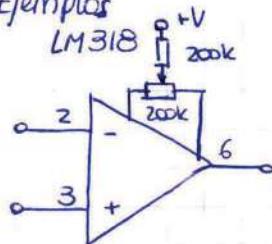
$$V_{o\text{ir}} = V_{os} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{os} R_2 \quad (57)$$

(57)

Muchos A.O. tienen terminales para anular la  $V_{o\text{ir}}$  (offset null) siempre que no exceda cierto límite. En general se actúa sobre los niveles de polarización de la etapa de entrada del A.O.

Datos de manual: auxiliary circuit offset balancing o offset voltage adjustment range.

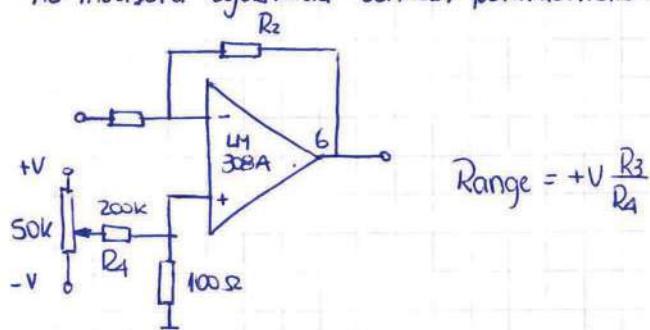
Ejemplos



$$R_3 \approx R_1 // R_2$$

Solo aclaración se usan para inversor y no inversor.

Cuando no se dispone de acceso para compensar se recurre a una tensión variable en la entrada no inversora ajustada con un potenciómetro multivuelta.

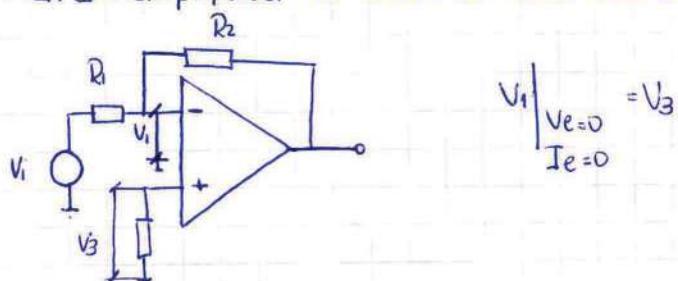


$$\text{Range} = +V \frac{R_3}{R_4}$$

Para valores apreciables de  $I_B$  es distinto.

#### \* RRMC EN EL AMPLIFICADOR INVERSOR

En este amplificador la tensión de modo común es cero porque causa de la masa virtual.

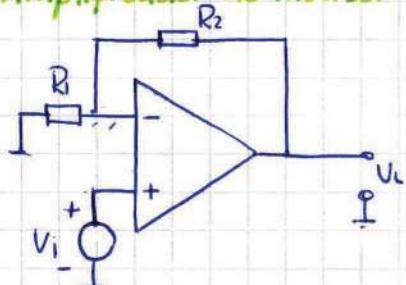


$$V_1 \Big|_{V_e=0, I_e=0} = V_3$$

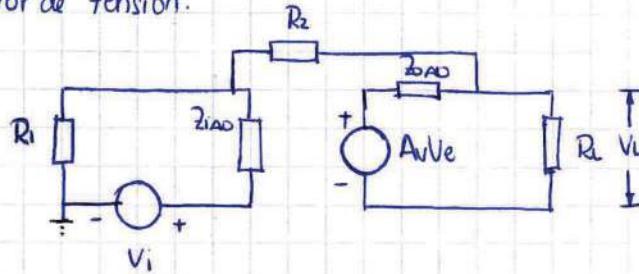
$$V_{MC} = \frac{V_1 + V_3}{2} = 0$$

Por lo que la RRMIC no es crítica.

### Amplificador no inversor



Es un amplificador con realimentación negativa: topología muestra de tensión y mezcla serie o error de tensión.



#### \* DETERMINACIÓN DE LA GANANCIA DE TENSIÓN.

$$A_{vf} = \frac{\alpha}{\beta} \quad ; \quad \alpha = 1$$

$$V_L \beta = \frac{V_L}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \Rightarrow \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$A_{vf} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (57)$$

Si  $A_v \neq \infty$

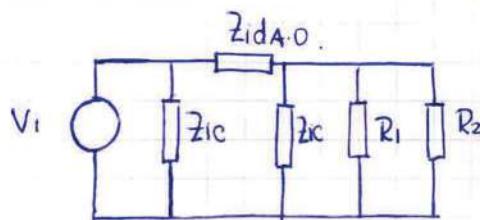
$$A_{vf} = \frac{\alpha A_v}{1 + \beta A_v} = \frac{|A_v|}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} |A_v|}$$

$$A_{vf} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{|A_v| \beta}} \quad (58)$$

$$\text{Si } |A_v| \beta \gg 1, \quad A_{vf} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

### \* IMPEDANCIA DE ENTRADA

Existen impedancias de entrada de modo común y diferencial. Como aquí no hay masa virtual tendremos en cuenta la  $Z_{ic}$ .



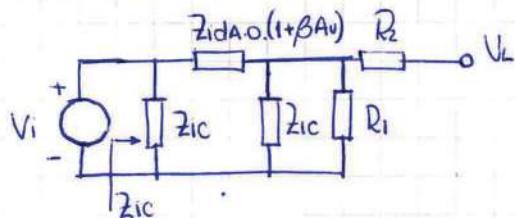
Si  $Z_{ic} \gg Z_{idAO}$ , la impedancia de entrada sin realimentación será

$$Z_i = Z_{idAO} + R_3 \approx Z_{idAO}, \text{ donde } R_3 = R_1 \parallel R_2$$

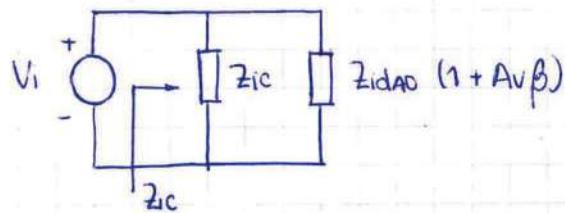
Al tratarse de mezcla serie la impedancia aumenta

$$Z_{if} = Z_i (1 + \beta A_v) = Z_{idAO} (1 + \beta A_v) \quad (59)$$

Pero  $Z_{if} \gg Z_{ic}$ , el circuito de entrada realimentado queda:

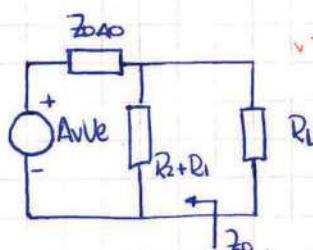
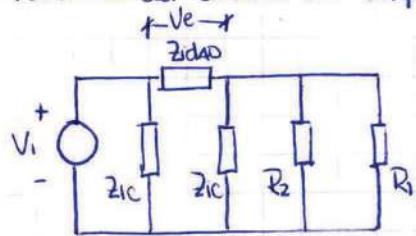


Se puede simplificar el circuito



### \* IMPEDANCIA DE SALIDA

Partimos del circuito del amplificador sin realimentar



$$Z_o = Z_{idAO} \parallel (R_1 + R_2)$$

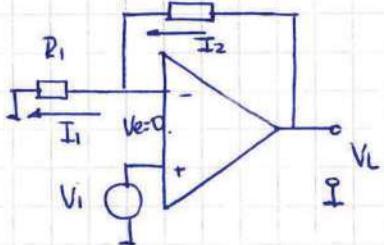
$$(R_2 + R_1) \gg Z_{idAO}$$

La  $Z_{of}$  tiende a disminuir cuando es muestra de tensión.

$$Z_{of} = \frac{Z_{idAO}}{1 + \beta A_v} \quad (61)$$

(Cálculo de la ganancia por otro método)

Si suponemos que el A.O. es ideal podemos llegar a la ecuación 57 con un análisis de mallas



Si  $I_e = 0$  y  $V_e = 0$

$$I_1 = \frac{V_i}{R_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_L - V_i}{R_2}$$

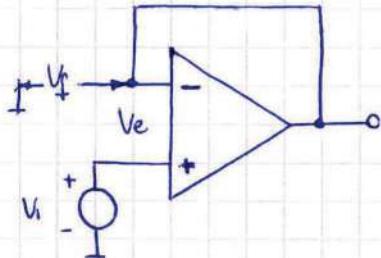
Como  $I_e = 0 \Rightarrow I_1 = I_2$

$$\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_L - V_i}{R_2} = \frac{V_L}{R_2} - \frac{V_i}{R_2} \Rightarrow \frac{V_L}{V_i} = R_2 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2 \cdot R_1}$$

$$A_{vf} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

### Seguidor de tensión de ganancia unitaria o adaptador de impedancias.

Es un caso particular del amplificador no inversor con muestra de tensión y mezcla serie.



$$A_{vf} = \frac{\alpha}{\beta}$$

$$\alpha = 1, \beta = 1$$

$$A_{vf} = 1$$

Lo cual es lógico, pues si  $V_e = 0$ ,  $V_i = V_f = V_L \Rightarrow \frac{V_L}{V_i} = 1$

La impedancia de entrada es muy elevada en el no inversor y más aún en este caso, pues adquiere su máximo valor.

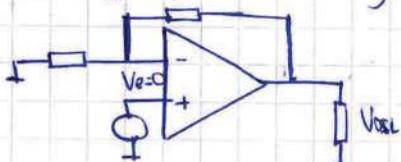
La impedancia de salida será igual que la del inversor

$$Z_{of} = \frac{Z_{AO}}{1 + \beta A_{vf}}$$

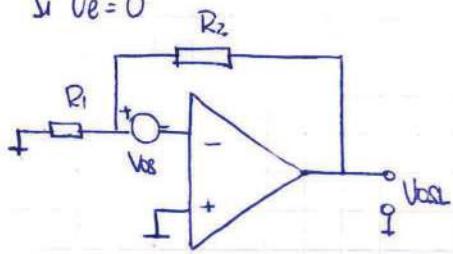
Desde aquí sigue analizando el amplificador NO INVERSOR.

\* INFLUENCIA A LA SALIDA DE LA TENSIÓN DE OFFSET.

Pasivando  $V_i$  y representando el generador equivalente  $V_{os}$ :



Si  $V_E = 0$

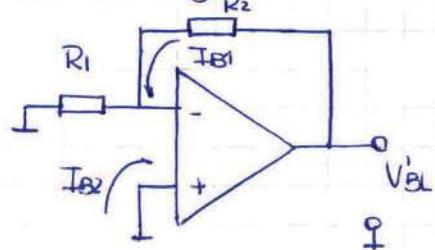


Es idéntico al inversor, o sea

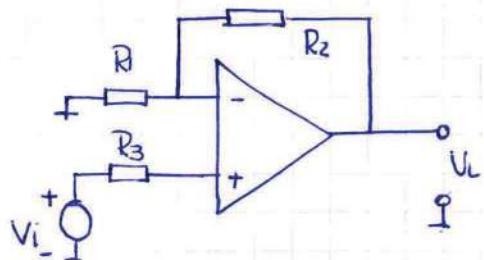
$$V_{OBL} = \frac{V_{BI}}{\beta} \quad (50)$$

#### \* INFLUENCIA DE LA CORRIENTE DE POLARIZACIÓN DE ENTRADA

Suponiendo  $V_I$  y  $V_{OBL}$



Es igual al analizado en el amplificador inversor, por lo que para compensar  $I_B$  acudiremos a  $R_3$ , siendo  $V_{BI}$  y  $V_{OBL}$  igual al caso anterior.

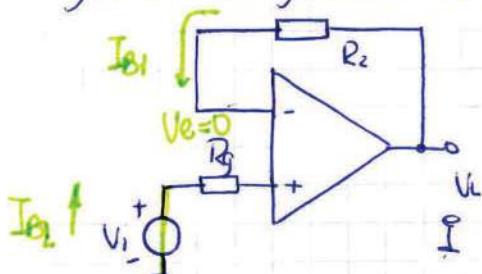


$$V'_{OBL} = I_B1 R_2 \quad (51)$$

$$V_{OBL} = I_B2 R_2 \quad (52)$$

$$R_3 + R_g = R_1 // R_2$$

En el caso del seguidor de ganancia unitaria se puede compensar poniendo una resistencia igual a la del generador en la entrada no inversora.

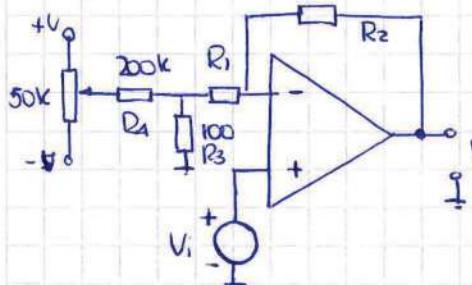


Suponiendo  $V_I$  y suponiendo  $V_E = 0$

$$V_{OBL} = I_B1 R_2 - I_B2 R_g \quad , \text{ para } R_2 = R_g$$

$$V_{OBL} = R_2 I_B2$$

El efecto combinado de  $V_{os}$  e  $I_{os}$  o  $I_{os}$  es el mismo indicado por las ecuaciones 56 y 57. Los circuitos y rangos de ajuste de la tensión residual son válidos para estas configuraciones, y se aplica lo mismo que en el caso anterior si no se dispone de terminales para el ajuste. Al incluir el sistema de ajuste se altera la ecuación de la ganancia.

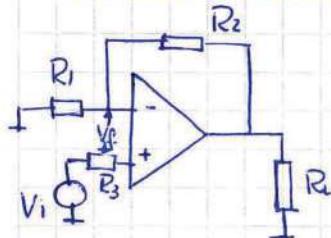


$$\text{Range} = \pm V \frac{R_3}{R_1}$$

$$A_f = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3}$$

### \* INFLUENCIA DE LA RRMC EN EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR.

La tensión de excitación es la de modo común



$$\text{Si } V_e = 0 \text{ e } I_e = 0, V_f = V_i$$

$$V_{mc} = \frac{V_i + V_f}{2} = \frac{V_i + V_i}{2} = V_i$$

Usando análisis de realimentación y considerando la ganancia de modo común y diferencial se tiene

$$V_L = V_e A_d + V_{mc} A_{mc} = V_e A_d + V_i A_{mc} \quad (62)$$

$$V_e = V_i - V_f$$

$$V_L = A_d(V_i - V_f) + A_{mc}V_i$$

$$V_f = \beta V_L$$

$$V_L = A_d(V_i - \beta V_L) + A_{mc}V_i$$

$$V_L + \beta V_L A_d = V_i A_d + V_i A_{mc}$$

$$V_L = \frac{A_d + A_{mc}}{1 + \beta A_d} V_i = \frac{A_d + A_{mc}}{\beta A_d \left(1 + \frac{1}{\beta A_d}\right)} V_i \quad (63)$$

Como RRMC es la relación entre  $A_d$  y  $A_{mc}$ , y si en (63)  $\beta A_d \gg 1 \rightarrow 1 + \frac{1}{\beta A_d} \approx 1$

$$V_L = \frac{1}{\beta} \left(1 + \frac{A_{mc}}{A_d}\right) V_i \quad (64)$$

$$V_L = \frac{1}{\beta} \left(1 + \frac{1}{RRMC}\right) V_i \quad (65)$$

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{1}{RRMC}\right) V_i \quad (66)$$

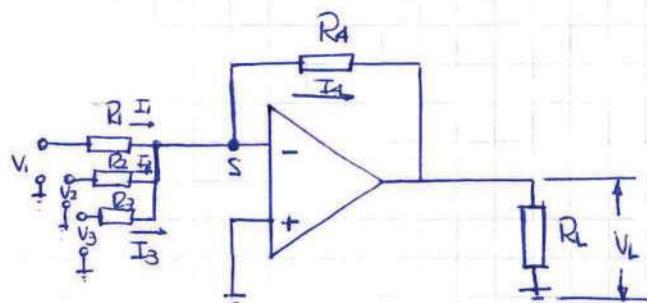
Se busca que  $V_L = (1 + R_2/R_1) V_i$ , por lo que RRMC debe ser suficientemente grande como para despreciar la señal de modo común. Esto es normalmente un dato para diseño. El efecto de la RRMC no infinita se manifiesta por el generador  $V_i / RRMC$  equivalente en la entrada no inversora.

### → EJEMPLO (LEER)

A bajar frecuencias cualquier operacional de uso general puede cumplir con una amplificación de 1000 veces (60dB). La RRMC varía con la frecuencia, pues lo hace la ganancia. El LM747 por ejemplo

### Circuito Sumador

A continuación analizamos una variante del sumador inversor



Si  $I_e=0$  en el punto de suma S la ley de Kirchoff se puede escribir

$$I_4 = I_1 + I_2 + I_3 \quad (68)$$

Si  $V_f=0$  S está a potencial cero

$$I_4 = -\frac{V_L}{R_4} \quad ; \quad I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad ; \quad I_3 = \frac{V_3}{R_3} \quad (69)$$

$$-\frac{V_L}{R_4} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}$$

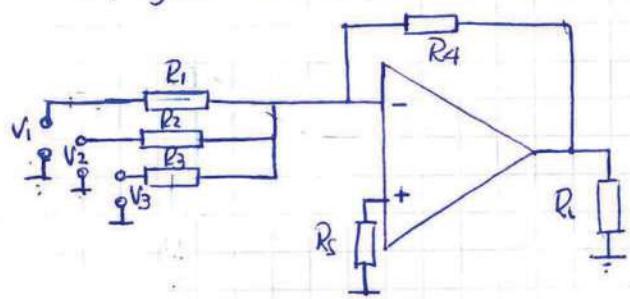
$$V_L = - \left( V_1 \frac{R_4}{R_1} + V_2 \frac{R_4}{R_2} + V_3 \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (70)$$

$V_L$  es la suma de las entradas multiplicadas por su ganancia. Para hacer un sumador sin ganancia  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

$$V_L = -(V_1 + V_2 + V_3) \quad (71)$$

### \* INFLUENCIA DE LA TENSIÓN DE OFFSET

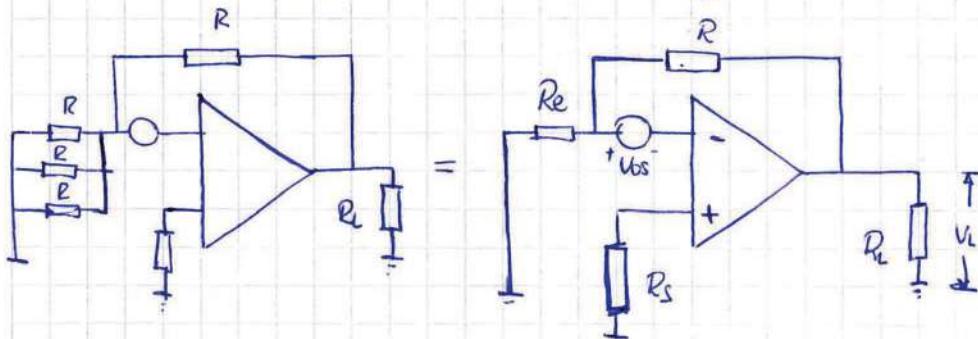
Supongamos el amplificador sumador sin ganancia.



$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$$

$$I_1 \neq I_2 \neq I_3$$

Para analizar la influencia de los pasivos en los generadores de entrada.



$$Re = R/(R+R_1+R_2+R_3) = \frac{R}{3}$$

$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta} \quad (5)$$

$$\text{De la figura } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{1}{4}$$

$$V_{osL} = 4V_{os}$$

Si aumentamos el número de entradas disminuirá  $Re$  y por lo tanto  $\beta$ , incrementándose la tensión de offset a la salida.

Agregando el efecto de  $I_{os}$

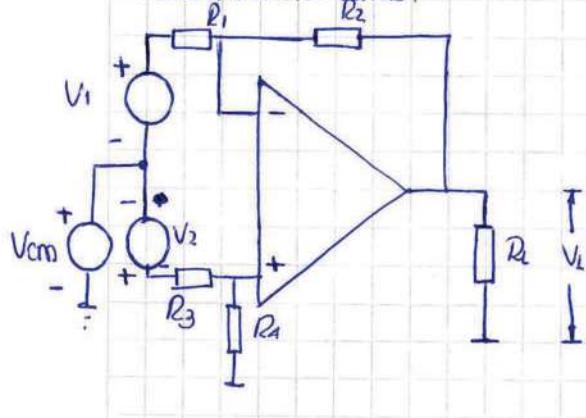
$$V_{oLT} = \frac{V_{os}}{\beta} + I_{os}R_s \quad (72)$$

### Amplificador restador diferencial

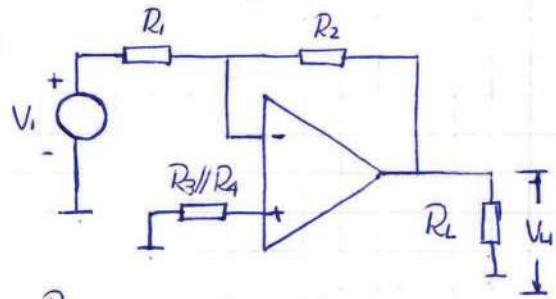
Amplifica la diferencia entre dos señales. Se usan para amplificar señales que vienen de transductores (termocuplas, termistores, deformímetros, etc.) Las características principales buscadas son:

- Impedancia de entrada elevada e independiente de la ganancia
- Impedancia de salida baja.
- Alta ganancia diferencial y fácilmente ajustable
- Alto rechazo de modo común.

Aquí la señal diferencial puede distinguirse de la señal de modo común perfectamente. Así, se pueden detectar señales diferenciales de pocos mV enmascaradas en señales de modo común relativamente altas.

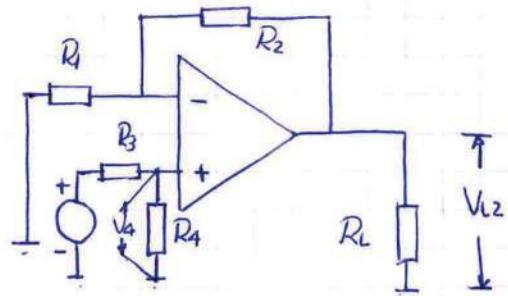


Pasaremos  $V_1$  y estudiaremos la señal diferencial, y aplicando superposición haciendo  $V_2=0$



$$V_{L1} = -V_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (73)$$

Pasando ahora  $V_1$



$$\begin{aligned} V_A &= \frac{V_2}{R_3 + R_4} \cdot R_4 \\ V_{L2} &= V_A \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{V_2}{R_3 + R_4} R_4 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \\ &= \frac{R_4}{R_3} V_2 \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \end{aligned}$$

$$\text{Si } \frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow V_{L2} = \frac{R_4}{R_3} \cdot V_2 \quad (74)$$

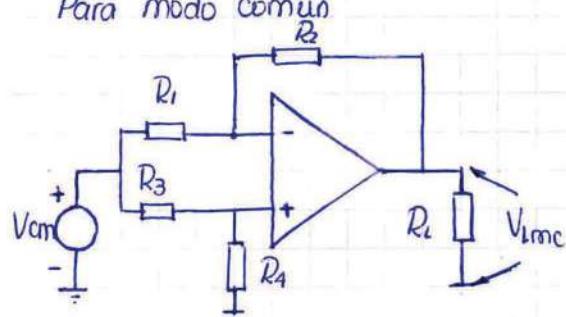
$$V_L = V_{L2} - V_{L1} = V_2 \frac{R_4}{R_3} - V_1 \frac{R_2}{R_1} \cdot V_2$$

$$V_L = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (75)$$

$$\text{Si } R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \Rightarrow V_L = V_2 - V_1 \quad (\text{resta sin ganancia})$$

\* COMPORTAMIENTO FRENTA A LA SEÑAL DE MODO COMÚN.

Para modo común



$$V_{cm} \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{cm} \frac{R_1}{R_1}$$

$$\text{Operando y haciendo } \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_{cmL} = V_{cm} \cdot \frac{\frac{R_4 R_2 + R_4 R_1 + (-R_2 R_3 - R_2 R_4)}{R_1 (R_3 + R_4)}}{(76)}$$

$$V_{cmL} = V_{cm} \frac{0}{R_1 (R_3 + R_4)} = 0$$

Debido a esto la relación de resistencias debe ser igualada con gran precisión para lograr la máxima RRMC.

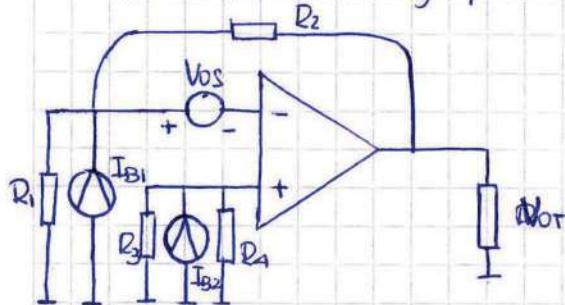
La ecuación general del circuito sería entonces

$$V_L = V_{L2} - V_{L1} + V_{comL} = V_{com} \cdot \frac{R_4 R_2 + R_4 R_1 - R_2 R_3 - R_2 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} V_2 \quad (77)$$

Se supone aquí un A.O. ideal e impedancias iguales de  $V_1$  y  $V_2$ .

#### \* INFLUENCIA DE $V_{os}$ e $I_{os}$

Posivamos las entradas y representando los generadores  $V_{os}$  e  $I_{os}$ :



Si se considera cada fuente por separado

$$V_o I_{B1} = -I_{B1} R_2 \quad (78)$$

$$V_o I_{B2} = I_{B2} \cdot \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} \quad (79)$$

$$V_{ovos} = V_{os} \frac{R_2 + R_1}{R_1} \quad (80)$$

Aplicando superposición

$$V_{oT} = V_{os} \frac{R_2 + R_1}{R_1} + I_{os} \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - I_{os} R_2 \quad (81)$$

$$\text{Si } R_4/R_3 = R_2/R_1 \text{ y } R_2 = R_4 \text{ y } R_3 = R_1$$

$$V_{oT} = V_{os} \frac{R_2 + R_1}{R_1} + I_{os} R_2 \quad (82)$$

Limitaciones: • bajo impedancia de entrada, determinada por el valor de las resistencias del circuito. Si aumentamos sus valores para mejorar la  $Z_{in}$ , también aumentamos los errores por  $I_{os}$ .

• dificultad para variar la ganancia, pues implica simultáneamente varias relaciones en forma continua sin alterar la RRMC. Se pueden hacer variaciones de forma escalonada de la ganancia ajustando el rechazo para cada salto. Para solucionar estos inconvenientes se usan configuraciones más complejas con más de un A.O., pero aún no se puede variar la ganancia fácilmente y en forma continua. Una variante se analiza en el siguiente tema.

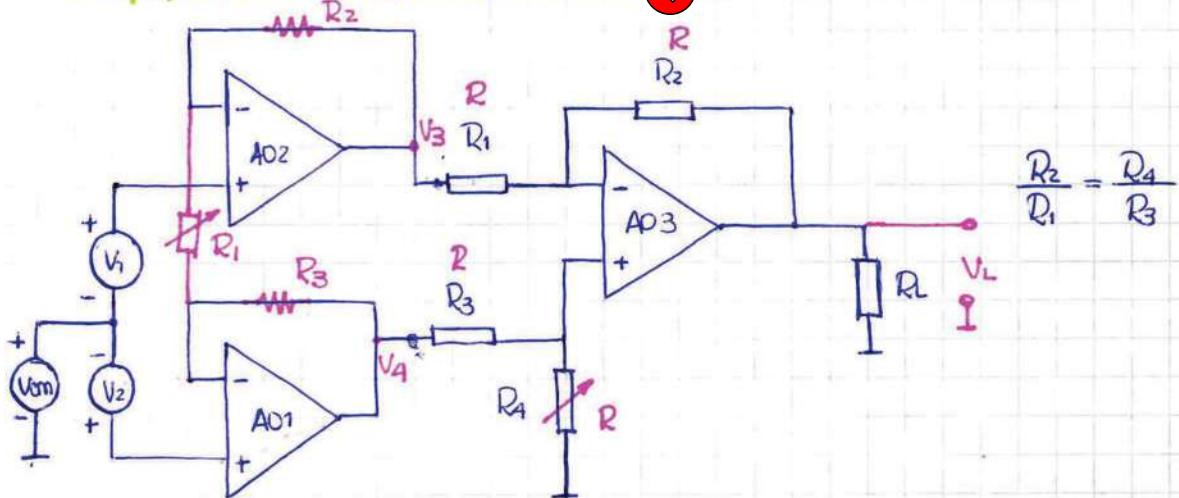


VER SI ANALIZO IMPEDANCIA DE ENTRADA Y SALIDA

## Amplificadores de instrumentación.



BUSCAR EN LIBRO.



$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

AO1 y AO2 constituyen seguidores de tensión de ganancia unitaria y elevada impedancia de entrada.

Una versión que elimina el problema del ajuste de ganancia y la independencia de  $Z_{in}$  es el siguiente: cambios realizados en en el gráfico anterior,

Buscamos  $V_3$  y  $V_4$ . Si aplicamos superposición para cada generador de entrada,  $V_3$  será

$$V_3 = V_3v_1 + V_3v_2 + V_3v_{cm} \quad (84)$$

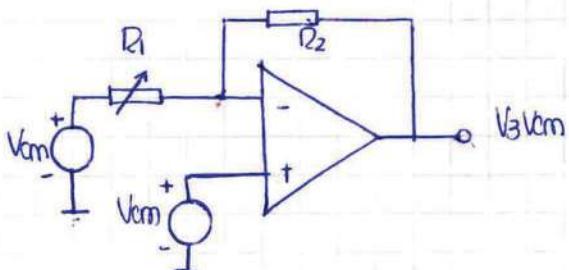
Pasivando  $V_2$  y  $V_{cm}$

$$V_3v_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_1 \quad (85)$$

Pasivando  $V_1$  y  $V_{cm}$

$$V_3v_2 = -\frac{R_2}{R_1} v_2 \quad (86)$$

Pasivando  $V_1$  y  $V_2$



No circula corriente por  $R_1$  ni  $R_2$ , por lo tanto  $V_3cm = V_{cm}$

(87)

$$V_3 = V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_2 \frac{R_2}{R_1} + V_{cm} \quad (88)$$

La etapa de entrada de alta impedancia tiene ganancia 1 para  $V_{cm}$  y muy elevada para la señal diferencial. De un análisis similar se obtiene  $V_4$

$$V_4 = V_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) - V_1 \cdot \frac{R_3}{R_1} + V_{cm} \quad (89)$$

$$V_L = V_2 \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} \right) - V_1 \cdot \frac{R_3}{R_1} + V_{cm} - V_1 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + V_2 \frac{R_2}{R_1} - V_{cm}$$

Si  $R_3 = R_2$

$$V_L = (V_2 - V_1) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + (V_2 - V_1) \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_L = (V_2 - V_1) \left( 1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (90)$$

Este rechazo de la  $V_{cm}$  es factible si siempre que el circuito restador tenga todas las  $R$  iguales, o las relaciones perfectamente equilibradas, para lo cual se usa un ajuste en lugar de la  $R_4$ .

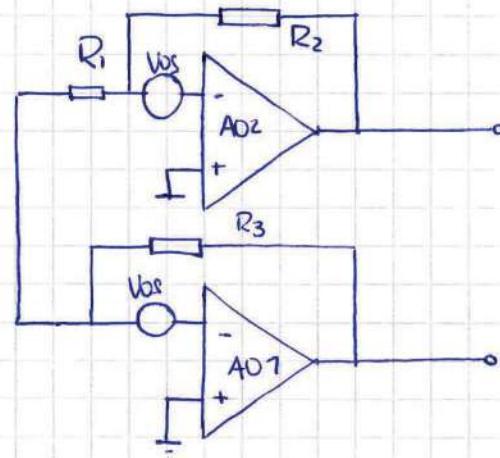
Resulta muy sencillo variar la ganancia en forma continua mediante  $R_1$ . Si  $R_3$  y  $R_2$  no son idénticas no afectará la  $RRMC$ , sólo variará la ganancia diferencial.

Las resistencias de realimentación pueden ser de bajo valor para disminuir los efectos de  $I_B$ , ya que no influyen en  $Z_{in}$ .

Como los acoplamientos son de continua, la  $I_B$  de la no inversora pasará a través de la impedancia de las fuentes generando una tensión adicional a considerar.

El efecto de  $I_B$  se vuelve despreciable en AO. con entrada FET.

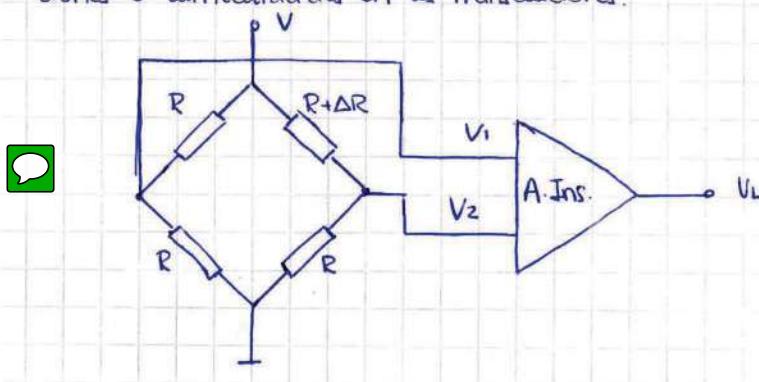
La  $V_{os}$  puede considerarse en la etapa de entrada, ya que en la salida no influye.



Si las tensiones de offset son iguales, la tensión a la salida de los dos AO. Será  $V_{os}$ , pues no circula corriente por  $R_1$ , asumiendo que los corrimientos con la  $T^\circ$  sean los mismos en los dos AO.

### Amplificador puente con medición de desbalance

Los amplificadores diferenciales o de instrumentación normalmente se asocian a un circuito puente, que define claramente la señal diferencial y la de modo común, y es factible compensar variaciones o alinealidades en los transductores.



El circuito de la figura es muy usado. Permite detectar el desbalance del puente provocado por la variación del transductor, ya que el amplificador de instrumentación identifica a la pequeña tensión de desbalance del puente como señal diferencial.

En un amplificador de instrumentación donde  $G = R_2/R_1$

$$V_L = (V_2 - V_1) \frac{R_2}{R_1} \quad (91)$$

$$V_2 = \frac{V \cdot R}{R + R + \Delta R} ; \quad V_1 = \frac{V}{2} \quad (92)$$

$$V_2 = \frac{V}{2R + \Delta R} \cdot R \quad (93)$$

$$V_L = \left[ \frac{V}{2R + \Delta R} \cdot R - \frac{V}{2} \right] \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \frac{V}{2} \left[ \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{2R}} - 1 \right] = \frac{R_2}{R_1} \frac{V}{4} \left[ \frac{-\frac{\Delta R}{2}}{1 + \frac{\Delta R}{2R}} \right]$$

Si consideramos que la resistencia del transductor sin variación es  $R$  (resistencia de referencia), la relación es la desviación porcentual de la resistencia del sensor  $\delta = \frac{\Delta R}{R}$

$$V_L = \frac{R_2}{R_1} \frac{V}{4} \left[ \frac{-\delta}{1 + \frac{\delta}{2}} \right] \quad (94)$$

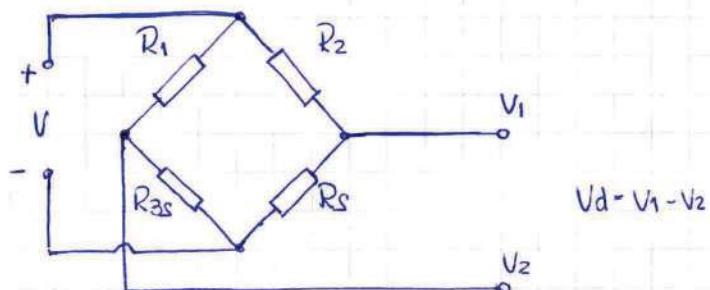
Cuando  $\delta/2 \ll 1$  se puede hacer

$$V_L = - \frac{V_1}{4} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \delta \quad (95)$$

Aquí la tensión de salida es función lineal de la variación del transductor. Si las variaciones son mayores debe usarse la ecuación exacta y se tiene que hacer una linearización en el proceso de adquisición de datos.

#### \* AJUSTE DEL EQUILIBRIO EN EL PUENTE.

Tomamos el ejemplo de un puente diseñado para medir deformaciones. Son varios los factores que pueden desbalancearlo, entre ellos la temperatura y las tolerancias de las resistencias usadas.



- Temperatura: si el sensor  $R_s$  tiene una constante de variación térmica distinta a las otras resistencias del puente se plantea lo siguiente

Si  $\vec{F} = 0$  no hay deformación,  $\Delta R_s = 0$ ,  $V_d = 0$

$$V_2 = \frac{V R_{3S}}{R_1 + R_{3S}} ; \quad V_1 = \frac{V R_s}{R_2 + R_s}$$

$$V_d = \frac{V R_s}{R_2 + R_s} - \frac{V R_{35}}{R_1 + R_{35}} = V \left[ \frac{R_s R_1 + R_s R_{35} - R_{35} R_2 - R_s R_{35}}{R_1 R_2 + R_{35} R_2 + R_1 R_s + R_s R_{35}} \right] \quad (96)$$

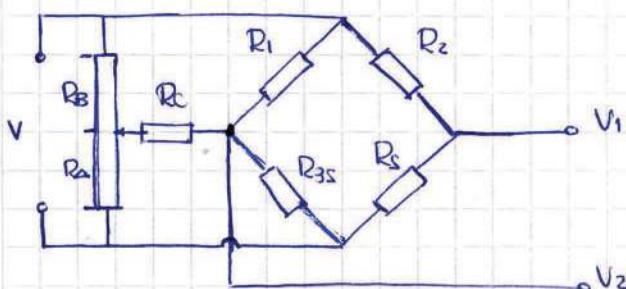
Para que  $V_d = 0$

$$R_s R_1 + R_s R_{35} = R_{35} R_2 + R_s R_{35} \quad (97)$$

Pero si  $R_s$  depende de la temperatura, cuando ésta varíe aparecerá un  $\Delta R_s$  térmico y el puente se desequilibrará por razones ajenas a la deformación del sensor. Este inconveniente puede subsanarse compensando térmicamente con otro sensor idéntico pero ubicado de modo tal que no sea afectado por la deformación: en este ejemplo se tiene la  $R_{35}$ , y aparece un  $\Delta R_{35}$  por variaciones térmicas del mismo valor que  $\Delta R_s$  térmico, por lo que  $(97)$  se mantiene y en  $(96)$ :  $V_d = 0$  (puente equilibrado).

Es posible conseguir en un solo módulo todos los elementos del puente compensados de antemano.

- Tolerancia de las resistencias: cuando hay diferencia entre  $R_1$  y  $R_2$  también se producen desequilibrios en el puente. Se pueden corregir mediante un circuito de balanceo.



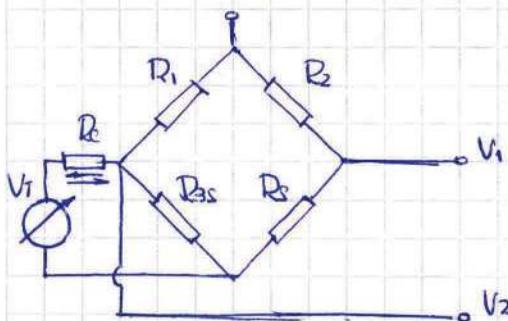
$$R_p = R_a + R_b.$$

Por Thevenin en  $V_2$

$$V_T = \frac{V_p}{R_b + R_a} \cdot R_a$$

$$R_T = R_a // R_b.$$

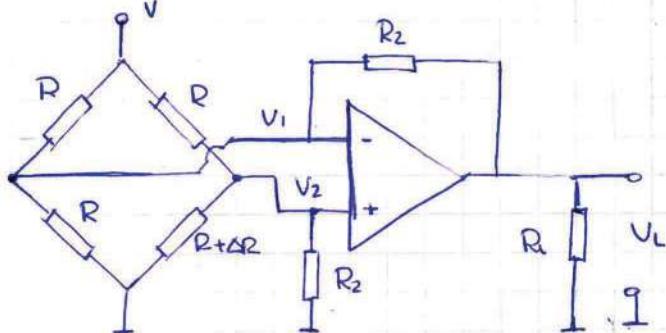
Si  $R_c \gg R_p$  y  $R_c \gg R_{35}$



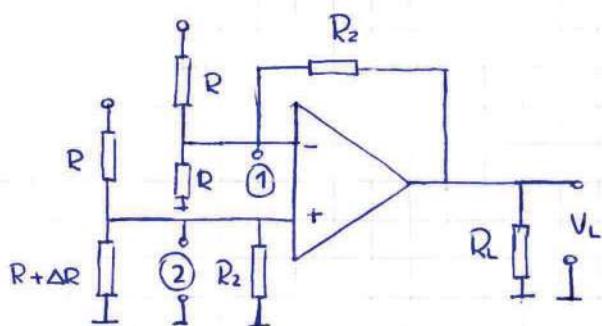
El conjunto  $V_T$  y  $R_c$  actúa como un generador de corriente constante fijada por  $R_c$  y su impedancia elevada no afecta al puente. Como  $V_T$  es ajustable podemos variar la corriente a través de  $R_{35}$  y de esta manera corregir  $V_2$  para lograr  $V_d = 0$ .

Entonces la corriente puede circular desde el generador a  $R_{35}$  o al revés, según sea necesario subir o bajar la tensión  $V_2$ .

## Generador puente con medición de corriente de cortocircuito.



La tensión de salida es directamente proporcional a la corriente de cortocircuito, porque al estar aplicada la salida del puente a la entrada del A.O., la diferencia de potencial a la salida del puente es cero.



$$\text{Recordemos que } \Delta R + R = R \left(1 + \frac{\Delta R}{R}\right) = R(1 + \delta)$$

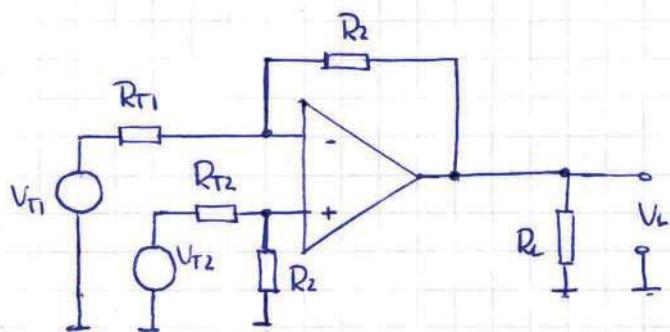
Realizamos Thévenin en los puntos ① y ②.

$$① \quad V_{T1} = \frac{V}{R+R} \cdot R = \frac{V}{2} \quad ⑩8$$

$$R_{Th} = \frac{R}{2} \quad ⑩9$$

$$② \quad V_{T2} = \frac{VR(1+\delta)}{R(2+\delta)} = \frac{V(1+\delta)}{2(1+\frac{\delta}{2})} \quad ⑩0$$

$$R_{T2} = \frac{R^2(1+\delta)}{R(2+\delta)} = \frac{R(1+\delta)}{(2+\delta)} \quad ⑩1$$



Se trata de un circuito diferenciador donde  $V_L = V_{T2} - V_{T1}$   
Teniendo en cuenta ⑩8 y ⑩9,  $V_{T1}$  será

$$V_{T1} = -V_{T1} \cdot \frac{R_2}{R_{T1}} = -\frac{V}{2} \cdot \frac{R_2}{R_{T2}} = -V \frac{R_2}{R} \quad ⑩2$$

Teniendo en cuenta (10) y (10)

$$V_{L2} = \frac{V_{T2}}{R_{T2} + R_2} R_2 \left( 1 + 2 \frac{R_2}{R} \right) = V \cdot \frac{\frac{(1+\delta)}{(2+\delta)} \cdot R_2 \left( 1 + \frac{2R_2}{R} \right)}{\frac{R(1+\delta)}{(2+\delta)} + R_2}$$

$$V_{L2} = \frac{V \cdot \frac{(1+\delta)}{(2+\delta)} R_2 \left( 1 + \frac{2R_2}{R} \right)}{\left[ \frac{(2+\delta)}{(1+\delta)} + \frac{R}{R_2} \right] \frac{(1+\delta)}{(2+\delta)} R_2} = V \cdot \frac{\frac{R+2R_2}{R}}{\frac{2+\delta}{1+\delta} + \frac{R}{R_2}}$$

Luego

$$V_L = V_{L2} - V_{L1} = V \frac{R_2}{R} \left[ \frac{\frac{2 + \frac{R}{R_2}}{\frac{(2+\delta)}{(1+\delta)} + \frac{R}{R_2}} - 1}{\frac{(2+\delta)}{(1+\delta)} + \frac{R}{R_2}} \right]$$

Operando el corchete

$$V_L = \frac{R_2}{R} \cdot \frac{\delta}{1+\delta} \cdot \frac{V}{\frac{(2+\delta)}{(1+\delta)} + \frac{R}{R_2}} \quad (103)$$

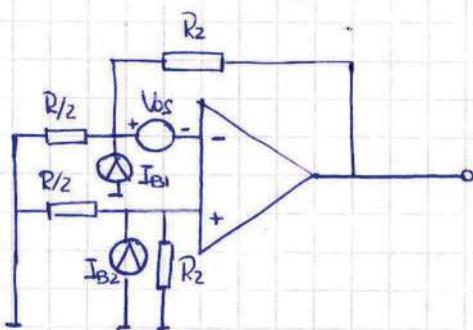
Si  $\delta \ll 1$  y  $R_2 \gg R$

$$V_L = V \frac{\delta}{2} \frac{R_2}{R} \quad (104)$$

La ecuación (103) nos da una función alineal de  $V_L$  respecto de la variación del sensor. Para pequeñas desviaciones la alinealidad es despreciable. Las condiciones de estabilidad de temperatura en los  $R$  del puente son importantes para lograr también estabilidad en la ganancia.

#### \* INFLUENCIA DE $V_{BS}$ E $I_{OS}$

Pasivando la fuente y considerando que no hay variación en  $R_S$



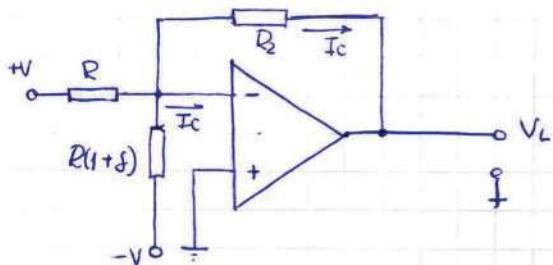
Es el mismo caso que el diferencial (ecuaciones 78, 79, 80 y 82)

$$R_1 = \frac{R}{2}$$

$$V_{OT} = V_{BS} \left( 1 + \frac{2R_2}{R} \right) + I_{OS} R_2$$

(105)

## Amplificador de medio puente con medición de corriente de cortocircuito.



El potencial se mantiene a cero en la entrada (-), por lo que la tensión de salida es proporcional a la corriente de cortocircuito del puente.

Se puede analizar como un sumador de dos entradas: +V y -V

$$V_L = - \left[ V \frac{R_2}{R} - V \frac{R_2}{R(1+\delta)} \right] = -V \frac{R_2}{R} \left[ 1 - \frac{1}{1+\delta} \right]$$

$$V_L = -V \frac{R_2}{R} \frac{\delta}{1+\delta} \quad (106)$$

Para pequeñas desviaciones

$$V_L = -V \frac{R_2}{R} \delta \quad (107)$$

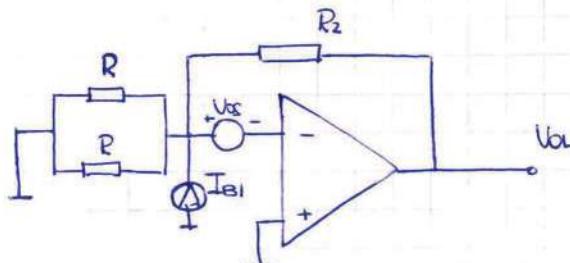
Puede trabajar con altas sensibilidades, pues se puede alimentar el medio puente con altas tensiones sin superar la máxima tensión de modo común del AO, ya que las entradas están a potencial cero. La única limitación estará dada por la máxima corriente capaz de entregar el AO. a  $R_2$  y por las  $R$  del puente.

Los ruidos inducidos en la línea de entrada y el ripple son perjudiciales, es aconsejable trabajar con blindajes y fuentes estabilizadas.

Se requiere buena estabilidad de las  $R$  del puente con otros parámetros.

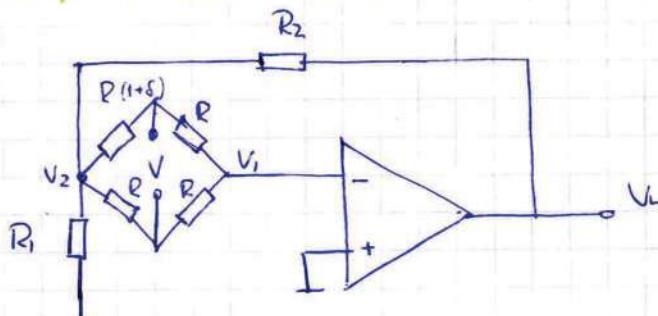
### \* INFLUENCIA DE $V_{OS}$ E $I_{BS}$

Passivando las fuentes y sin variación del sensor tenemos un sumador pasivo



$$V_{out} = V_{os} \left( 1 + \frac{2R_2}{R} \right) - I_{BS} R_2 \quad (108)$$

## Amplificador puente con medición de tensión del desbalance

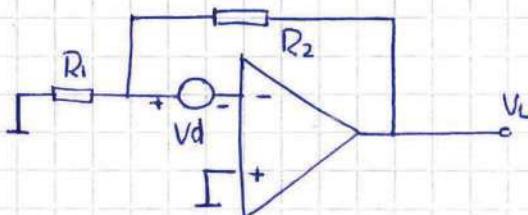


La tensión de salida es proporcional a la tensión de circuito abierto del puente, pues el operacional no extrae corriente del mismo.

De la sección de amplificadores de instrumentación, la expresión de la señal a la salida del puente era

$$V_d = \frac{V}{4} \left[ \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}} \right]$$

Redibujamos el circuito anterior



$$V_L = \frac{V}{4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\delta}{\left( 1 + \frac{\delta}{2} \right)} \quad (109)$$

Para pequeñas desviaciones  $\delta \ll 1$

$$V_L = V \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \delta / 4 \quad (110)$$

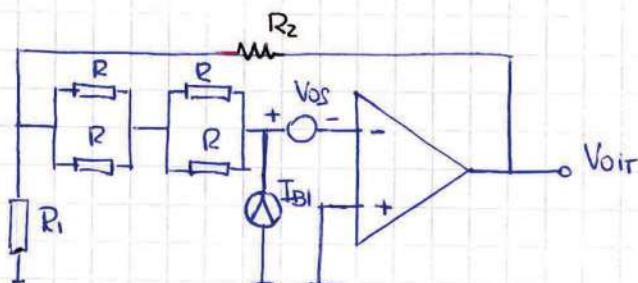
Este circuito respecto a los diseñados con un solo A.O., tiene la ventaja de que su ganancia no depende de las  $R$  del puente y puede ser variada con  $R_1$  y  $R_2$ . Se recomienda su uso para medir pequeñas señales de puente.

Desventajas:

- Se necesita fuente flotante para alimentar el puente
- no tiene ~~la~~ RRMC de un A. de instrumentación.

#### \* INFLUENCIA DE $V_{OS}$ E $I_B$

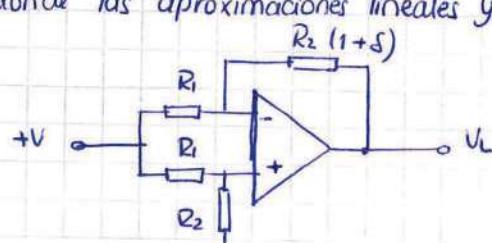
Pasivando  $V$  y sin variación de  $R_1$



$$V_{out} = V_{os} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - I_B R \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - I_B R_2 \quad (111)$$

#### Amplificador puente para grandes desviaciones

Es usado donde las aproximaciones lineales ya no son válidas. Se busca que  $R_1 = R_1$  y  $R_2 = R_2$



$$V_L = V_{L2} - V_{L1}$$

$$V_{L1} = -V \frac{R_2(1+\delta)}{R_1} \quad (112)$$

$$V_{L2} = V \frac{R_1 + R_2(1+\delta)}{R_1} \quad (113)$$

$$V_L = V_{L2} - V_{L1} = \left[ \frac{R_2 R_1 + R_2^2 + R_2^2 \delta}{R_1 (R_1 + R_2)} - \frac{R_2(1+\delta)}{R_1} \right] V$$

$$V_L = V \left[ \frac{R_2 R_1 + R_2^2 + R_2^2 \delta + R_2 R_1 - R_2^2 \delta - R_1 R_2 \delta - R_2^2}{R_1 (R_1 + R_2)} \right]$$

$$V_L = -V \frac{\frac{R_1 R_2 \delta}{R_1 R_2 (1 + \frac{R_1}{R_2})}}{= -V \frac{\delta R_2}{R_1 + R_2}} \quad (114)$$

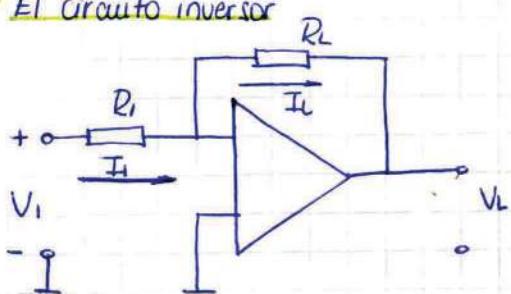
La relación es lineal

**INFLUENCIA DE  $V_{OS}$  E  $I_{BS}$** . igual que en el amplificador inverter.

$$V_{OIT} = V_{OS} \frac{R_2 + R_1}{R_1} + I_{BS} R_2 \quad (115)$$

### Circuitos convertidores de tensión a corriente con carga flotante.

#### ② El circuito inverter



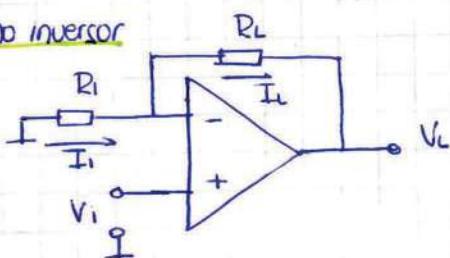
$R_2$  es la  $R_L$ . Por la masa virtual, la corriente está definida por  $R_1$ .

$$I_L = I_i = \frac{V_i}{R_1} \quad (116)$$

y por lo tanto no depende de  $R_L$ .

Esto siempre que el A.O. y el generador  $V_i$  estén en condiciones de suministrar la corriente.

#### ③ El circuito no inverter



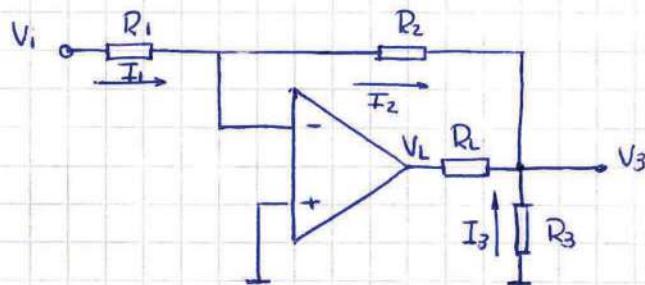
$I_L$  también depende de  $V_i$  y  $R_1$ .  
 $V_i = V_1$  porque  $V_e = 0$ .

$$I_L = I_1 = \frac{V_i}{R_1} \quad (117)$$

En este caso la fuente no es requerida en corriente. Si el A.O., que debe suministrar  $I_L$  en su salida.

### ② Circuito que permite ajustar $I_L$

Se puede ajustar  $I_L$  variando  $R_3$ , y se hace a  $R_L$  lo suficientemente grande como para que no cargue al generador. El A.O. debe ser capaz de suministrar la corriente a la carga.



$$I_L = I_2 + I_3 \quad (118)$$

$$\text{pero si } I_e = 0 \Rightarrow I_2 = I_1$$

$$I_L = I_1 + I_3$$

$$I_1 = \frac{V_i}{R_1} \quad (119)$$

$$V_3 = I_1 R_2 = \frac{V_i}{R_1} R_2$$

$$I_3 = \frac{V_3}{R_3} = \frac{V_i R_2}{R_1 R_3} \quad (120)$$

Introduciendo 119 y 120 en 118

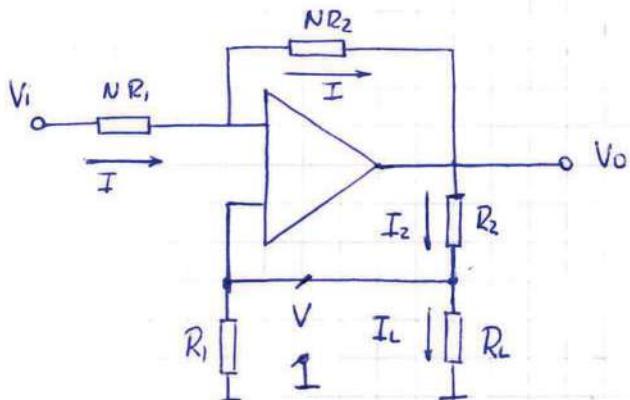
$$I_L = \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_i R_2}{R_1 R_3}$$

$$I_L = \frac{V_i}{R_1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (121)$$

La  $V_{L\max}$  que deberá suministrar el amplificador despreciando  $I_i$  será

$$V_{L\max} = I_{L\max} (R_L + R_3)$$

## Circuitos convertidores de tensión a corriente con carga a masa.



Es muy común que la carga útil tenga una terminal puesta a masa. Uno de los circuitos usados es el de la figura.  
La corriente que circula por  $R_L$  es independiente de la misma.

$$\left. \frac{I}{I_{L=0}} \right| = \frac{V_1 - V}{NR_1} = \frac{V - V_0}{NR_2} \therefore V_0 = V \frac{NR_2 + NR_1}{NR_1} - V_1 \frac{NR_2}{NR_1} \quad (122)$$

Por otra parte

$$V = I_2 \frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L} = \frac{V_0}{R_2 + \frac{R_1 R_L}{R_1 + R_L}} \cdot \frac{R_1 R_L}{R_1 + R_L}$$

$$V = \frac{V_0 R_L R_1}{R_2 R_1 + R_2 R_L + R_L R_1} \quad (123)$$

Introduciendo (122) en (123)

$$V = \frac{V \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot R_L R_1}{R_2 R_1 + R_2 R_L + R_L R_1} - \frac{V_1 R_2}{R_1} \frac{R_L R_1}{R_2 R_1 + R_2 R_L + R_L R_1}$$

$$V = - V_1 \frac{R_L}{R_1}$$

$$I_L = \frac{V}{R_L} = - \frac{V_1}{R_1} \quad (124)$$

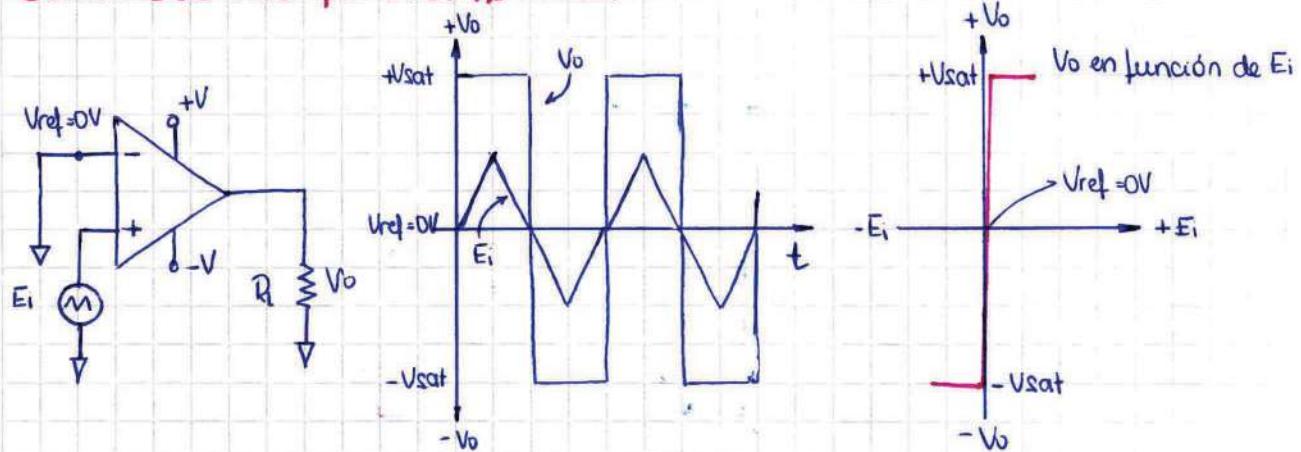
Se busca mantener la relación  $R_2/R_1 = R_2 N / R_1 N$  para tener una elevada impedancia de salida. Si esta relación no se mantiene y la impedancia de salida llega al orden de  $R_L$ , la  $I_L$  comenzará a depender de esta última.

La máxima tensión que deberá entregar el A.O. estará determinada en gran medida por  $R_2$ . Se busca entonces que  $R_2$  sea lo más pequeña posible.  $R_1$  debe ser grande para que consuma poca corriente.

El signo  $-$  de la ec. 124 indica que la corriente circula en sentido contrario al indicado en la figura.

## APLICACIONES NO LINEALES DE LOS A.D.

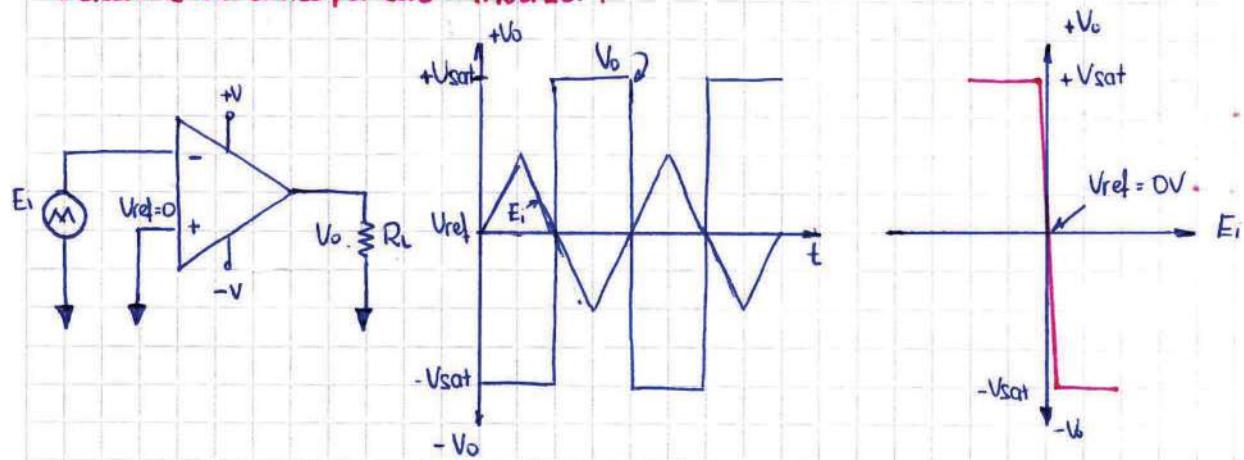
### Detectores de cruce por cero - no inversor



El A.O. de la figura funciona como comparador. Su entrada no inversora contrasta el voltaje  $E_i$  con un voltaje de referencia de  $0V$ . Cuando  $E_i > V_{ref}$ ,  $V_o = +V_{sat}$ . Esto se debe a que la tensión en la entrada (+) es más positiva que en la entrada (-).

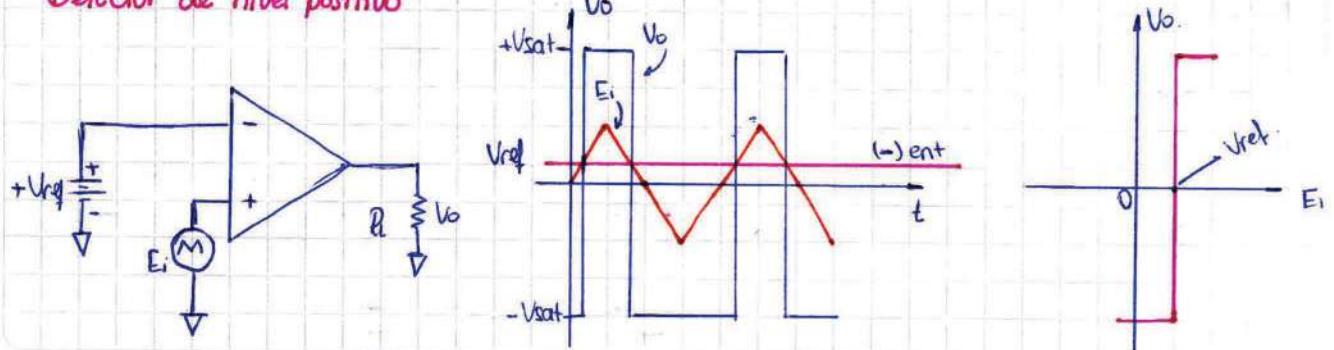
La polaridad de  $V_o$  indica si  $E_i$  está por encima o por debajo de  $V_{ref}$ . La transición de  $V_o$  señala cuándo  $E_i$  cruza la referencia y en qué dirección lo hace.

### Detectores de cruce por cero - inversor



La entrada (-) del A.O. compara  $E_i$  con un voltaje de referencia de  $0V$ . Si  $E_i > V_{ref}$ ,  $V_o = -V_{sat}$ . Cuando  $E_i$  cruza la referencia y pasa a negativo,  $V_o$  pasa de  $-V_{sat}$  a  $+V_{sat}$ .

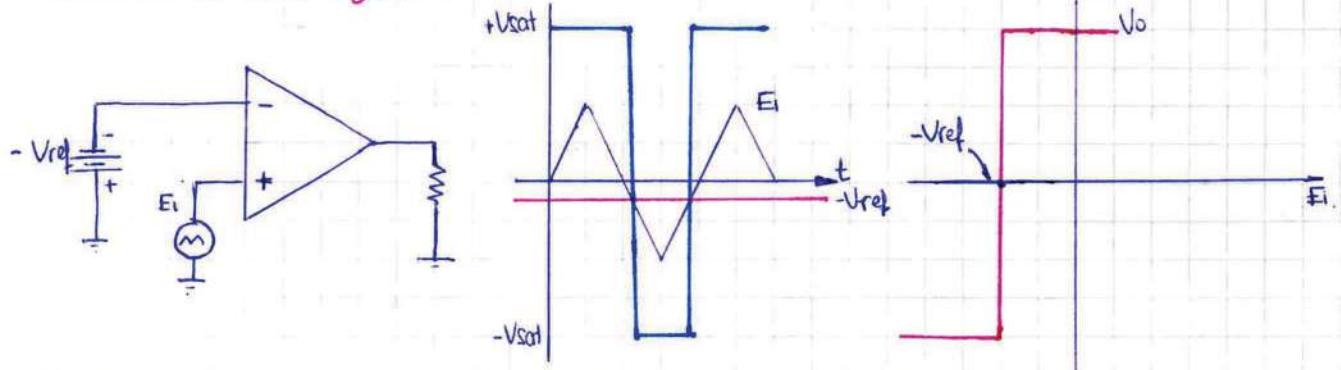
### Detector de nivel positivo



Se conecta un voltaje de referencia positivo a una de las terminales del amplificador operacional. Cuando se conecta  $E_i$  a la terminal (+) lo que se obtiene es un detector de nivel positivo no inversor. Cuando  $E_i > V_{ref}$ ,  $V_o = +V_{sat}$ .

Cuando la ... se conecta a la terminal (-) se tiene un detector de nivel positivo inversor. Cuando  $E_i > V_{ref}$ ,  $V_o = -V_{sat}$ , y cuando  $E_i < V_{ref}$ ,  $V_o = +V_{sat}$ .

### Detector de nivel negativo.

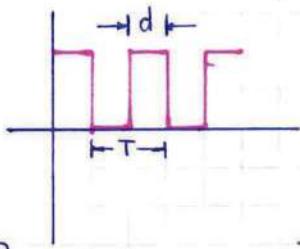


Cuando  $E_i > -V_{ref}$ ,  $V_o = +V_{sat}$ . Cuando  $E_i < -V_{ref}$ ,  $V_o = -V_{sat}$ . Es un detector no inversor de nivel negativo.

Si  $E_i$  se conecta a la terminal (-) se obtiene un detector inversor de nivel negativo.

### Ajuste del ciclo de trabajo.

El ciclo de trabajo  $D$  de una onda cuadrada se define como la razón entre el tiempo de conducción  $d$  del dispositivo y el tiempo total de conducción + no conducción  $T$ : período.

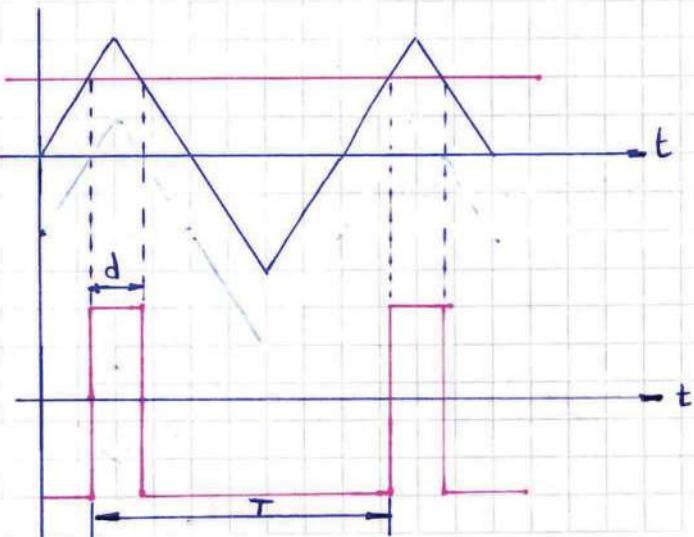
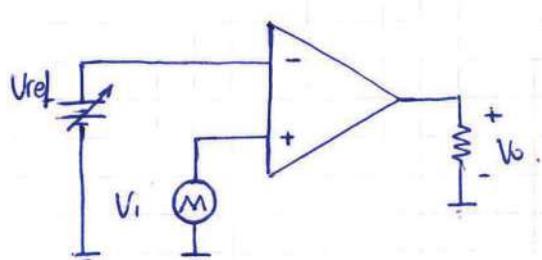


Si  $d = 0,5 \text{ ms}$  y  $T = 1 \text{ ms}$

$$D = \frac{0,5 \text{ ms}}{1 \text{ ms}} = 0,5 = 50\%.$$

Para realizar un ajuste del ciclo de trabajo se puede utilizar cualquier detector de nivel con una tensión de referencia variable y una señal  $V_i$  de frecuencia y amplitud constantes.

Por ejemplo, usando un detector de nivel no inversor



$$D = d/T$$

Podemos expresar  $D$  en función de  $V_{ref}$  utilizando equivalencia de triángulos

$$\frac{V_{ip} - V_{ref}}{d} = \frac{2V_{ip}}{T} \Rightarrow \frac{V_{ip} - V_{ref}}{2V_{ip}} = \frac{d}{T}$$

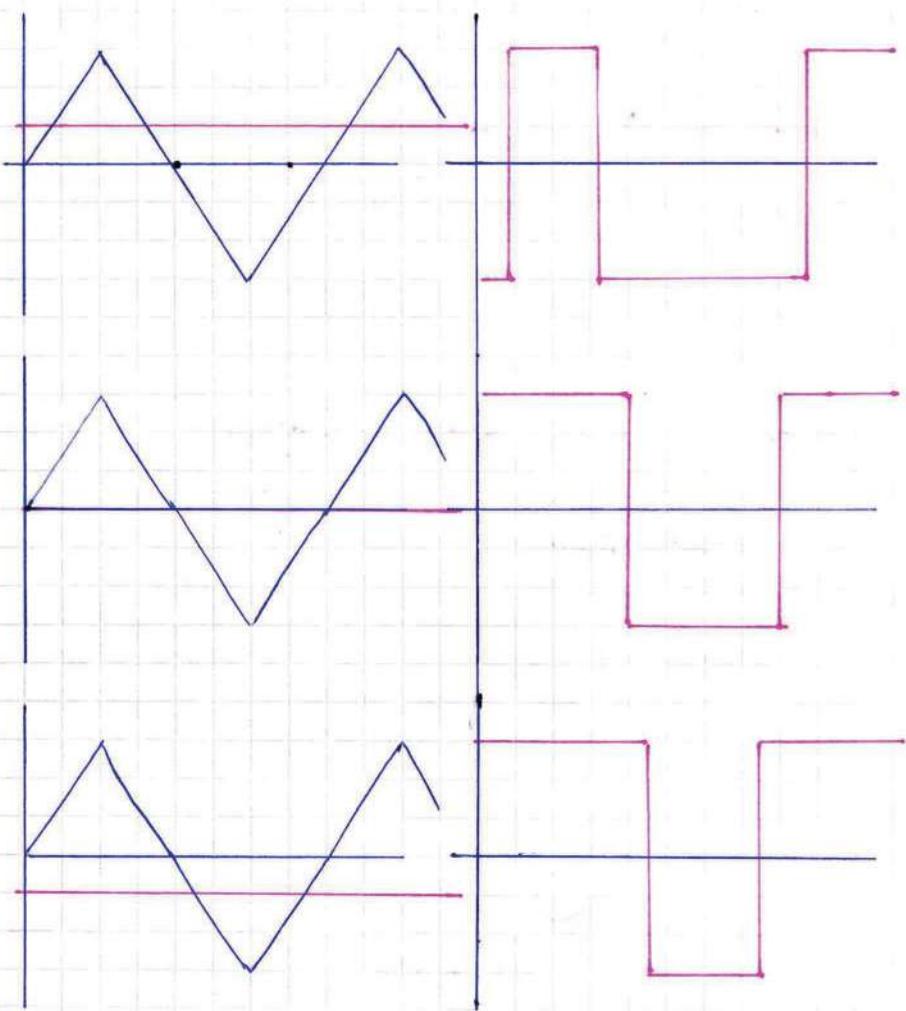
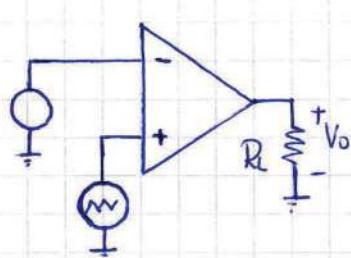
$$D = \frac{V_{ip} - V_{ref}}{2V_{ip}} \cdot 100 ; \quad V_{ref} \text{ varia entre } V_{ip} \text{ y } -V_{ip}.$$

### Modulador de ancho de pulso.

Una onda rectangular se puede usar para enviar información; para ello se ~~modula~~ modula en ancho de pulso o ciclo de trabajo.

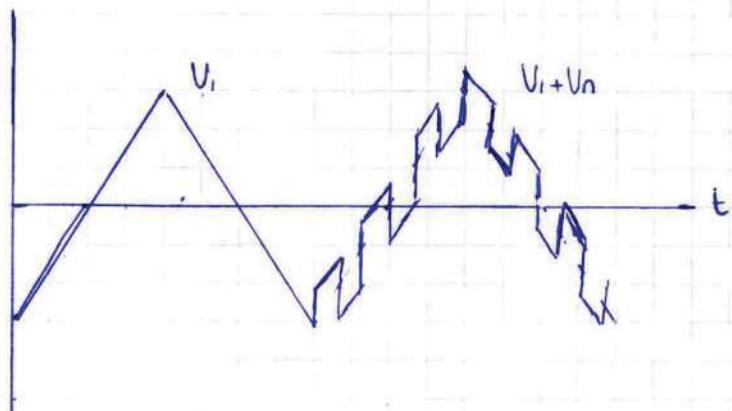
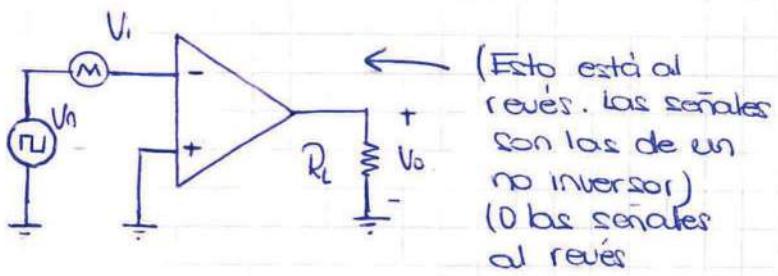
La tensión de referencia será la que module el ancho de pulso, por lo que debe seguir a la información.

En este caso implementamos el modulador con un comparador no inversor y la onda portadora  $V_i$  es una triangular de amplitud y frecuencia constantes.



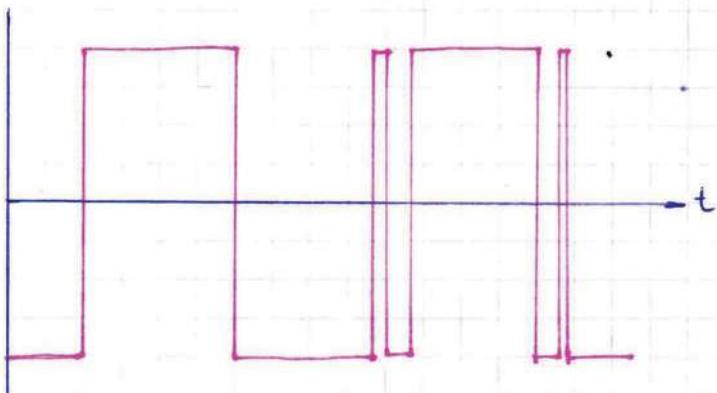
## Efecto del ruido en los circuitos comparadores

En la siguiente figura vemos un detector de cruce por cero. La señal de entrada  $V_i$  se aplica en la entrada inversora. Para ver el efecto del ruido colocamos en serie con  $V_i$  una señal cuadrada (que representa el ruido).



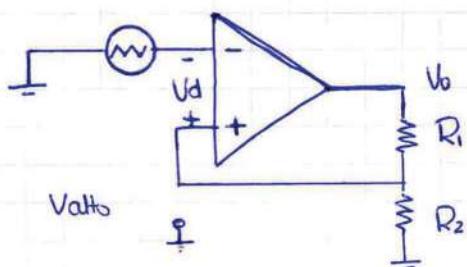
La tensión de la señal de entrada se ilustra con y sin ruido. La forma de onda de  $V_o$  muestra cómo la suma del ruido da como resultado señales falsas a la salida.

Si  $V_i$  se aproxima muy lentamente a  $V_{ref}$  o se mantiene cercano a este valor,  $V_o$  puede seguir las oscilaciones del voltaje de ruido. Estos cruces en falso se pueden eliminar mediante realimentación positiva.



### REALIMENTACIÓN POSITIVA

La realimentación positiva se logra tomando una fracción del voltaje de salida y se aplica a la entrada no inversora. En la figura el voltaje de salida se divide entre  $R_1$  y  $R_2$  y una fracción de éste se realimenta a la entrada no inversora, creando así un voltaje de referencia que depende de  $V_o$ .



$$V_o = V_{sat} \text{ cuando } V_i < Valto.$$

TENSIÓN UMBRAL SUPERIOR.

Cuando  $V_o = +V_{sat}$  el voltaje realimentado se denomina Tensión umbral superior,  $V_{alto}$ .

$$V_{alto} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

Para valores de  $V_i$  menores a  $V_{alto}$  el voltaje en la entrada (+) es mayor al de la entrada (-), por lo que  $V_o = V_{sat}$ .

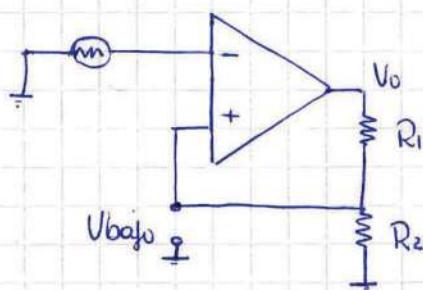
Si  $E_i$  se vuelve ligeramente más positivo que  $V_{alto}$ , la polaridad de  $V_d$  se invierte y se produce una transición en  $V_o$  pasando a  $-V_{sat}$ .

TENSIÓN UMBRAL INFERIOR

Cuando  $V_o$  está en  $-V_{sat}$  el voltaje de realimentación se denomina tensión umbral inferior  $V_{bajo}$

$$V_{bajo} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{sat})$$

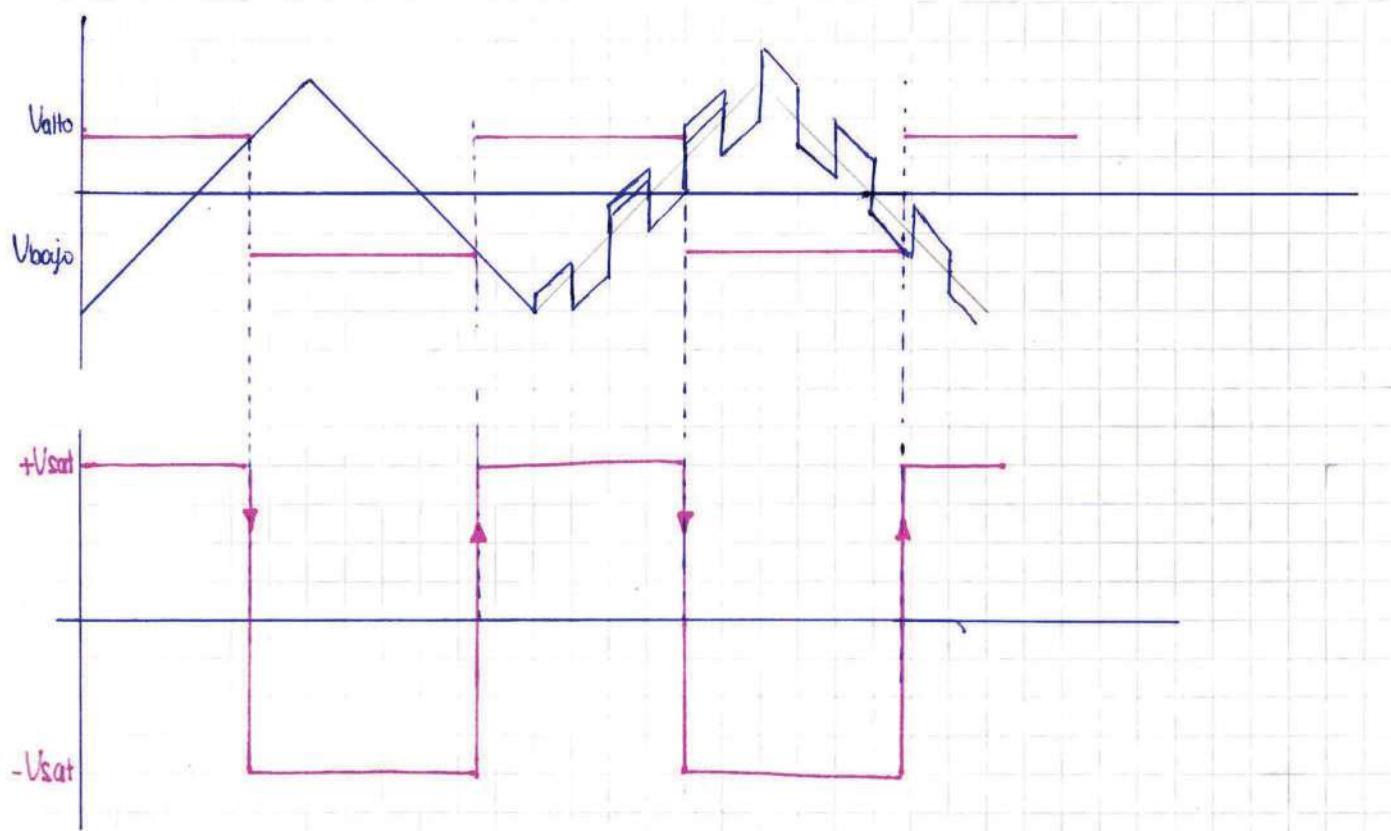
Obsérvese que  $V_{bajo}$  es negativo con respecto a tierra, por lo que  $V_o$  permanecerá en  $-V_{sat}$  mientras que  $V_i$  sea mayor a  $V_{bajo}$ . Cuando  $V_i$  es más negativo que  $V_{bajo}$ ,  $V_o$  vuelve a  $V_{sat}$ .



$$V_o = -V_{sat} \text{ mientras } V_i > V_{bajo}$$

La realimentación positiva permite cambiar la tensión de comparación de un límite a otro con gran velocidad, dependiendo del valor de  $V_o$ . Así, la realimentación positiva elimina las transmisiones falsas a la salida debidas a los ruidos.

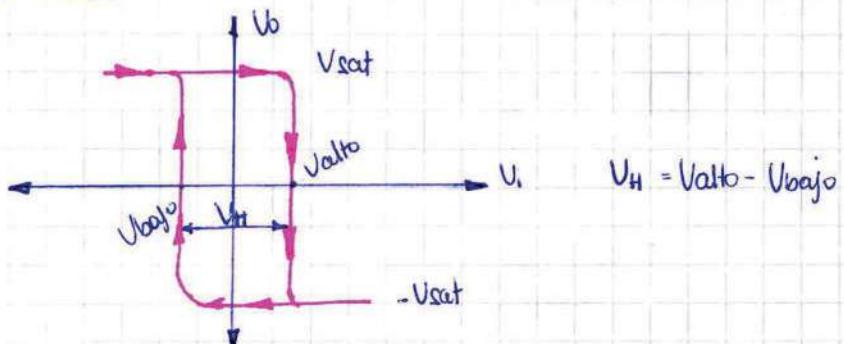
Es importante aclarar que  $V_{alto}$  sólo existe mientras  $V_o = +V_{sat}$  y  $V_{bajo}$  mientras  $V_o = -V_{sat}$ . Nunca existen  $V_{alto}$  y  $V_{bajo}$  simultáneamente.



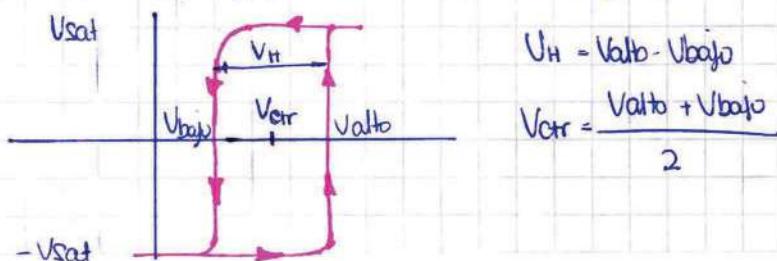
## Histeresis

Cuando un circuito pasa de un estado A a un estado B a causa de una señal de entrada y luego cambia de B a A por otra señal de entrada diferente, se dice que el circuito presenta histeresis.

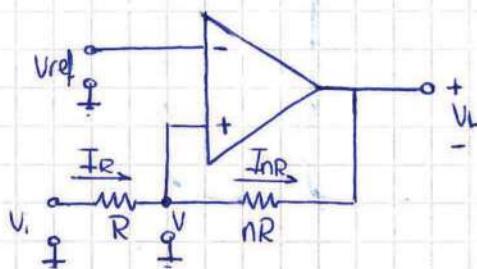
La diferencia entre las tensiones de referencia es una medida de la histeresis, y su valor debe ser mayor que el valor pico a pico del ruido para evitar cruces falsas.  
 En la siguiente gráfica vemos un ciclo de histeresis que también sirve para representar el comportamiento del circuito.



También es posible usar comparadores con histeresis cuando la tensión a detectar es distinta de cero. Por ejemplo para una tensión positiva: (histeresis del comparador no inversor).



Comparador no inversor con histeresis con  $V_{ref}$  distinta de cero.



$$I_R = I_{NR}$$

$$I_R = \frac{V_i - V_{ref}}{R}$$

La resistencia de realimentación positiva de la salida a la entrada (+) indica la presencia de histeresis. La señal  $V_i$  se aplica a la entrada (+) a través de la resistencia  $R$ , de modo que el circuito es no inversor. El voltaje de referencia se aplica a la entrada (-) del A.O.

Las tensiones de referencia pueden determinarse suponiendo un valor de  $V_i$  que genera una transición. Por ejemplo  $V_i = V_{alto}$ .

$$I_R = \frac{V_{alto} - V_{ref}}{R}$$

$$I_{NR} = \frac{V_{ref} - (-V_{sat})}{nR} = \frac{V_{ref} + V_{sat}}{nR}$$

$$I_R = I_{NR} \Rightarrow \frac{V_{alto} - V_{ref}}{R} = \frac{V_{ref} + V_{sat}}{nR}$$

$$V_{alto} = V_{ref} \left(1 + \frac{1}{n}\right) + \frac{V_{sat}}{n}$$

Mediante un análisis similar

$$V_{bajo} = V_{ref} \left(1 + \frac{1}{n}\right) - \frac{V_{sat}}{n}$$

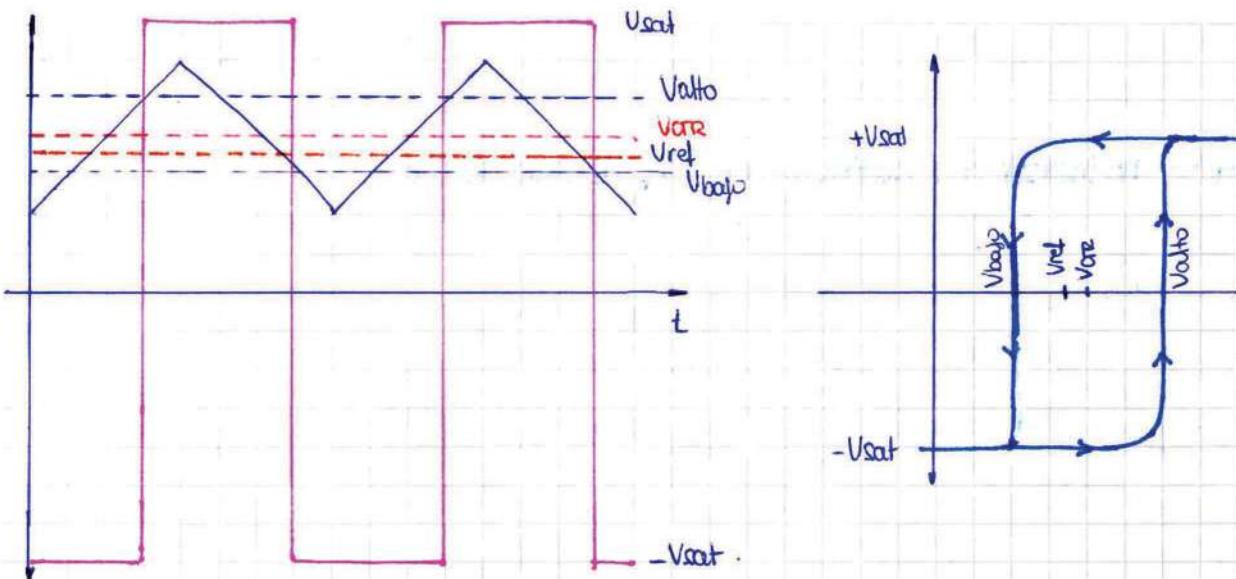
El voltaje de histeresis es

$$V_H = V_{alto} - V_{bajo} = \frac{V_{sat} - (-V_{sat})}{n} = \frac{2V_{sat}}{n}$$

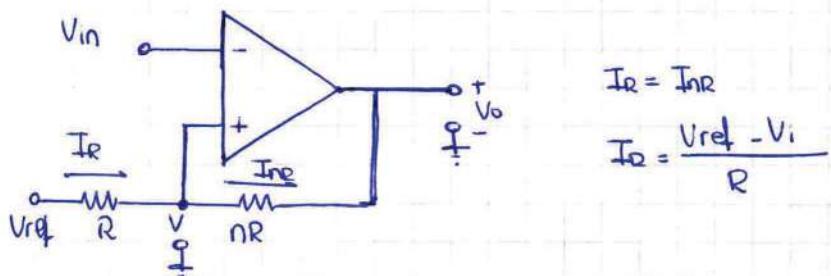
En este caso  $V_H$  no está centrada en  $V_{ref}$ , pero si es simétrico alrededor del promedio de  $V_{alto}$  y  $V_{bajo}$ , que se conoce como voltaje central.

$$V_{CTR} = \frac{V_{alto} + V_{bajo}}{2} = V_{ref} \left(1 + \frac{1}{n}\right)$$

"n" aparece en las ecuaciones de  $V_H$  y  $V_{CTR}$ , por lo que los ajustes en la resistencia  $nR$  afectan ambos valores.



Comparador inversor con histeresis con  $V_{ref}$  distinta de cero.



Las tensiones de referencia pueden determinarse suponiendo un valor de  $V_i$  que genera una transición. Por ejemplo  $V_i = V_{alto}$

$$I_R = \frac{V_{ref} - V_{alto}}{R}$$

$$I_{nR} = \frac{V_{alto} - (+V_{sat})}{nR}$$

$$I_R = I_{nR} \Rightarrow \frac{V_{ref} - V_{alto}}{R} = \frac{V_{alto} - V_{sat}}{nR} \Rightarrow V_{alto} \left( 1 + \frac{1}{n} \right) = V_{ref} + \frac{V_{sat}}{n} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{alto} \left( \frac{n+1}{n} \right) = V_{ref} + \frac{V_{sat}}{n} \Rightarrow V_{alto} = \frac{n}{n+1} V_{ref} + \frac{V_{sat}}{n+1}$$

Por un análisis similar

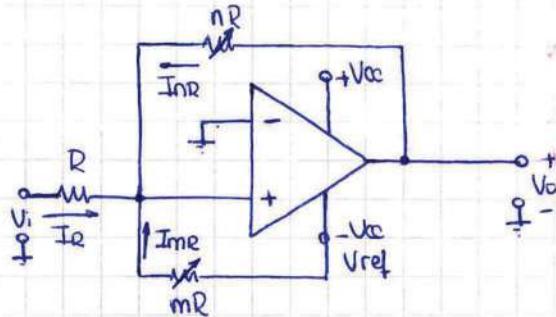
$$V_{bajo} = \frac{n}{n+1} V_{ref} - \frac{V_{sat}}{n+1}$$

$$V_{ref} = \frac{V_{alto} + V_{bajo}}{2} = \frac{n}{n+1} V_{ref}$$

$$V_H = V_{alto} - V_{bajo} = \frac{2V_{sat}}{n+1}$$

Se puede ver que tanto  $V_H$  como  $V_{TR}$  dependen de  $n$  y, por lo tanto, no son independientemente ajustables.

Comparador con histeresis no inversor con ajuste independiente de  $V_H$  y  $V_{TR}$



$V_{TR}$  está determinado por  $mR$  y por  $V_{ref}$ . La tensión de referencia puede ser el voltaje de alimentación  $+V_{cc}$  o  $-V_{cc}$ . El voltaje de histeresis está determinado por  $nR$ . Así  $V_H$  y  $V_{TR}$  se pueden variar independientemente.

Las tensiones de referencia pueden obtenerse suponiendo un valor de  $V_i$  que genere una transición, por ejemplo  $V_i = V_{alto}$ .

$$I_R + I_{NR} + I_{MR} = 0$$

$$I_R = \frac{V_{alto}}{R}$$

$$I_{NR} = -\frac{V_{sat}}{nR}$$

$$I_{MR} = \frac{-V_{cc}}{mR} = \frac{V_{ref}}{mR}$$

$$\frac{V_{alto}}{R} - \frac{V_{sat}}{nR} - \frac{V_{cc}}{mR} = 0$$

$$V_{alto} = \frac{V_{cc}}{m} + \frac{V_{sat}}{n}$$

Por un análisis similar

$$V_{bajo} = \frac{V_{cc}}{m} - \frac{V_{sat}}{n}$$

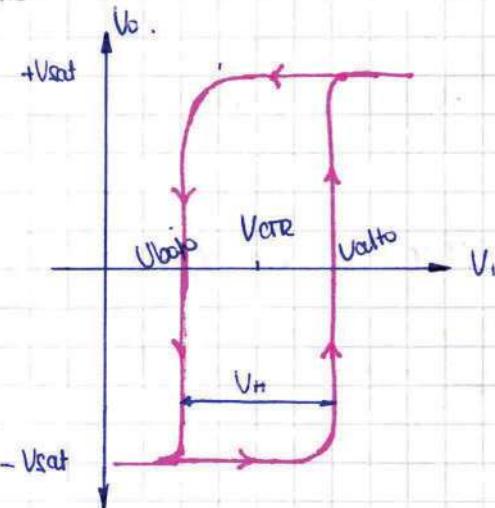
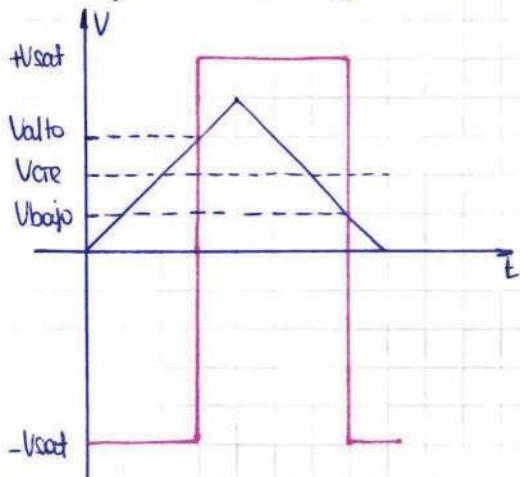
Luego

$$V_{TR} = \frac{V_{alto} + V_{bajo}}{2} = \frac{V_{cc}}{m} - \frac{+V_{sat} + (-V_{sat})}{2n}$$

Como  $|+V_{sat}| \approx |-V_{sat}| \Rightarrow V_{CTR} = V_{cc}/m$

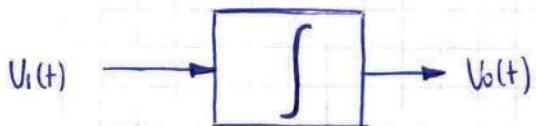
$$V_H = V_{alto} - V_{bajo} = \frac{2V_{sat}}{n}$$

El ajuste de  $V_{CTR}$  y  $V_H$  es independiente.



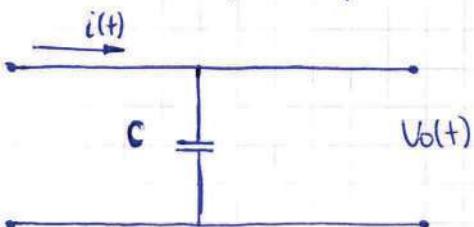
## CIRCUITOS INTEGRADORES

Definición de integrador.



$$V_o(t) = \int_0^t V_i(t) dt + V_o(0) \quad (1)$$

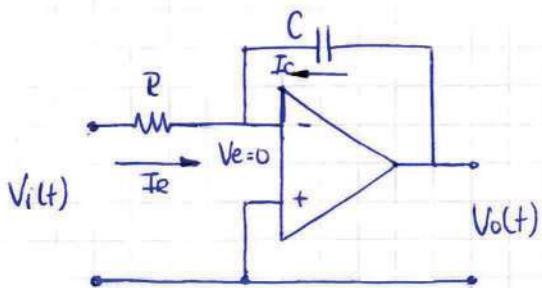
Para esta operación se puede usar un inductor o un capacitor en combinación con un A.O. En general se usa el capacitor, ya que los inductores no son confiables debido a su dispersión, inestabilidad con la temperatura, humedad, respuesta en frecuencia.



Su respuesta a la circulación de corriente es

$$i(t) = C \frac{dV_o(t)}{dt} \quad (2)$$

El siguiente circuito integrador inversor es el más difundido



$$V_C = \frac{Q}{C} \frac{[C]}{[F]}$$

$$\text{Si } V_e \approx 0 \Rightarrow V_o = \frac{Q}{C}$$

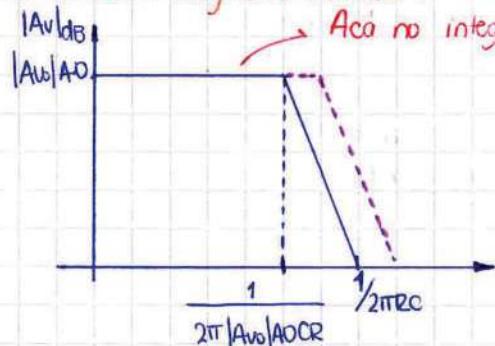
$$-I_R = I_C = \frac{V_i}{R} \quad \text{Si } I_B = 0$$

Escribimos la tensión de salida

$$Q = \int_0^t I_p(t) dt + Q_0 = \frac{-1}{R} \int_0^t V_i(t) + D_0$$

$$V_o(t) = \frac{Q}{C} = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_i(t) dt + V_o(t_0) \quad \text{donde } V_o(t_0) = \frac{Q_0}{C} \text{ para } t=0. \quad (3)$$

El circuito integrador inversor.



La ecuación del amplificador inversor es

$$Av_f = -\frac{2C}{R} = -\frac{1}{PRC} \Rightarrow |Av_f| = \frac{1}{wRC}$$

Depende de la frecuencia. Si tengo una continua (0Hz) amplificará al máximo

La función de transferencia resultante tiene un polo en el origen. La desensibilidad respecto a la curva de lazo abierto es importante porque garantiza la estabilidad y precisión del circuito. La figura anterior representa el módulo en diagrama de Bode. La curva de línea de trazos --- representa la función de transferencia del AO.

$$Av_f = 1 \text{ cuando } f = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Av_f = |Av|_{AO} \cdot \beta_1$$

$$\beta_1 = \frac{f_2}{|Av|_{AO}} = \frac{1}{2\pi |Av|_{AO} RC}$$

La integración se realiza entre  $f_1$  y  $f_2$ . Cerca de  $f_1$  la integración es imprecisa ya que la respuesta verdadera no es como la del gráfico. El error es del 50%

Una década después de  $f_1$  tengo el 99% de precisión. Es donde se tratará de ubicar el punto de integración, ya que si vamos muy abajo hay muy poca amplificación.

Imprecisiones debidas a las señales de error.

El capacitor se carga permanentemente con las fuentes  $V_{BS}$  e  $I_B$ . Esta corriente de carga es en realidad una corriente de error definida por la siguiente ecuación

$$I_{error} = \frac{V_{BS}}{R} + I_B . \text{ luego } \frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left[ \frac{V_{BS}}{R} + I_B \right] \quad (7)$$

$$\frac{\Delta V_o(t)}{\Delta t} = \frac{I_B}{C} + \frac{V_{BS}}{RC}$$

→ El producto  $RC$  debe ser constante. Hay que buscar una constante que minimice el efecto de la corriente de polarización, a menos que se trabaje con FET o, mejor aún, MOS, donde  $I_B \approx 0$ .

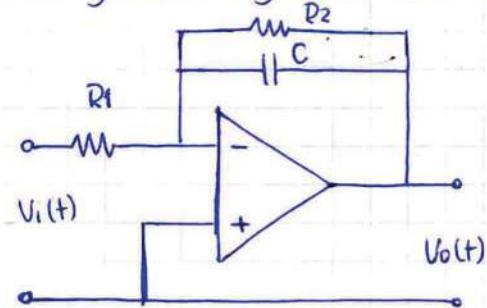
$$\frac{\Delta I_{error}}{\Delta C} = \frac{\Delta Q}{C \Delta t} = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{1}{C} \left( \frac{V_{BS}}{R} + I_B \right) \quad \text{o} \quad \frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left( \frac{V_{BS}}{R} + I_B \right)$$

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} \frac{C}{C} = \frac{\Delta V}{\Delta t} \cdot C = \frac{V_{BS}}{R} + I_B \Rightarrow \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{1}{C} \left( \frac{V_{BS}}{R} + I_B \right)$$

Debemos considerar esto a la hora de elegir un A.O. Se debe buscar que  $I_B \ll \frac{V_{os}}{R}$  para reducir el error.

### Corrección de errores

Para resolver este problema es recomendable disminuir la ganancia del circuito en baja frecuencia. Esto se consigue colocando en paralelo con el capacitor una resistencia  $R_2$  que evitara que la ganancia llegue a ser la de lazo abierto del A.O. para corriente continua.



$V_{os}$  también carga a C pero con una ganancia reducida.

Con  $R_2$  la función de transferencia está dada por:

$$A_{vf} = -\frac{\frac{1}{sC}}{R_1} = -\frac{\frac{R_2 \cdot 1}{sC}}{R_1 \left( R_2 + \frac{1}{sC} \right)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + R_2 sC} \quad (10)$$

Para bajo frecuencia ( $R_2 sC \ll 1$ )

$$|A_{vf}| = \frac{R_2}{R_1} \quad (11)$$

Se comporta como un amplificador que depende de  $R_1$  y  $R_2$ .

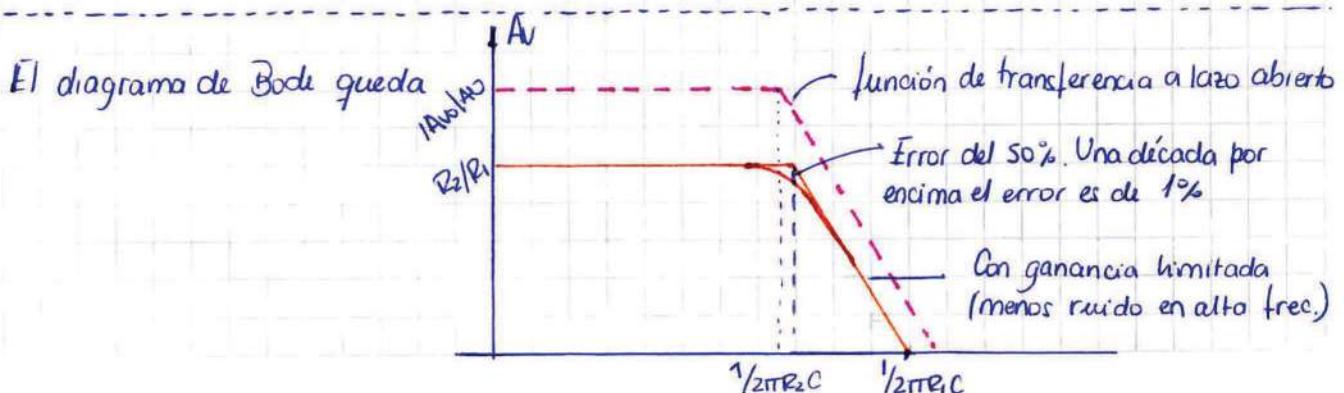
Para alta frecuencia ( $1 \ll R_2 sC$ )

$$|A_{vf}| = \frac{1}{sCR_1} \quad (12)$$

que es la función del amplificador.

Si quiero integrar con poco error tengo que elegir una frecuencia de integración a una década por encima de la frecuencia mínima de integración.

Si voy a integrar una señal con una sola componente (senoide) elijo una frecuencia a 1 década después de la mínima frecuencia de integración. Si tiene más componentes tengo que lograr una relación de compromiso entre la fundamental y las armónicas.



$$f_{\text{sup}} = \frac{1}{2\pi CR_1}$$

La frecuencia inferior de corte del integrador se puede obtener del producto de la ganancia por el ancho de banda.

$$f_{\text{inf}} \cdot \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{2\pi CR_1} \Rightarrow f_{\text{inf}} = \frac{1}{2\pi CR_2} \quad (13)$$

### Recomendaciones de diseño

- Es recomendable usar A.O. de baja corriente de error  $I_B$ , idealmente con entrada FET o MOS, para evitar la deriva de la tensión de salida debida a la carga espuria del capacitor. No obstante se deberán tomar medidas en el circuito tendientes a compensar el efecto de esta señal de error.
- La buena performance del A.O. tiene una limitación dada por la calidad del capacitor de realimentación que puede reducir la exactitud en las aplicaciones de precisión. Por lo tanto es necesario un breve análisis de las limitaciones de los capacitores que se usarán en los integradores de precisión. No deben usarse capacitores electrolíticos.

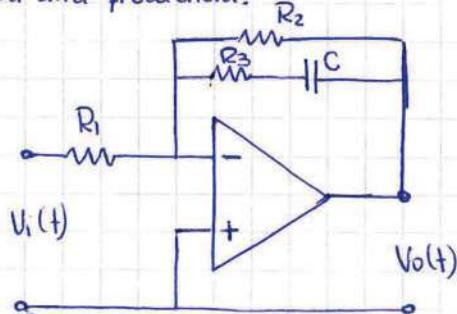
### El límite superior de frecuencia y su precisión.

La frecuencia superior de integración depende del ancho de banda del A.O. y de su nivel de ruido, que puede llegar a enmascarar la señal.

La precisión depende de la linealidad de la función de transferencia. En las proximidades de la frecuencia inferior la precisión es del 50%, mientras que para frecuencias próximas a 10 veces la inferior la precisión es del 99%.

### Fijación del ancho de banda de integración

En la siguiente figura el integrador se ve modificado; la resistencia  $R_3$  fija la ganancia para alta frecuencia.



La nueva función de transferencia será

$$Av_f = -\frac{R_2}{R_1} \frac{R_3 + \frac{1}{sC}}{\left( R_3 + R_2 + \frac{1}{sC} \right)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{(1 + sCR_3)}{[1 + s(R_3 + R_2)C]} \quad (14)$$

Si  $R_2 \gg R_3$

$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{(1 + sCR_3)}{(1 + sCR_2)} \quad (15)$$

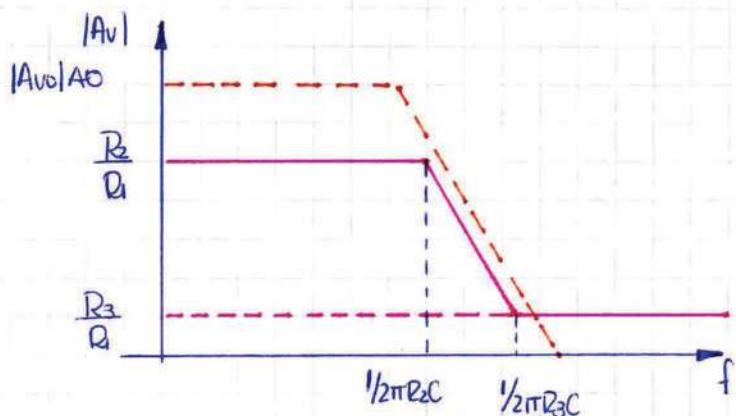
Para realizar el diagrama de Bode se deben determinar los valores de las constantes  
Para bajas frecuencias  $1 \gg sCR_2$  y  $1 \ll sCR_3$

$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Para alta frecuencia  $1 \ll sCR_2$  y  $1 \ll sCR_3$

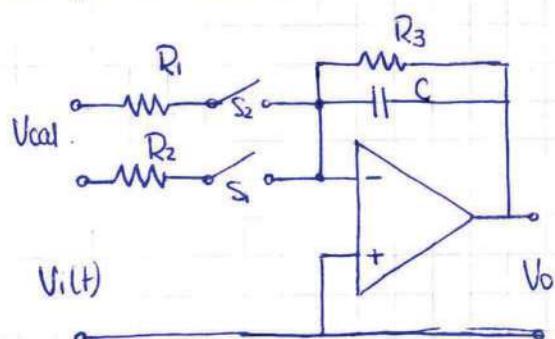
$$A_{vf} = -\frac{R_3}{R_1}$$

Con estos valores de ganancia, de frecuencia de polo y de frecuencia del cero construimos el Bode, donde podemos apreciar la zona de integración y su ancho de banda.



### Condiciones iniciales

Para la carga de condiciones iniciales y la posterior medición del resultado de la operación, se debe modificar el circuito como se muestra a continuación, agregando una fuente auxiliar para el calibrado:

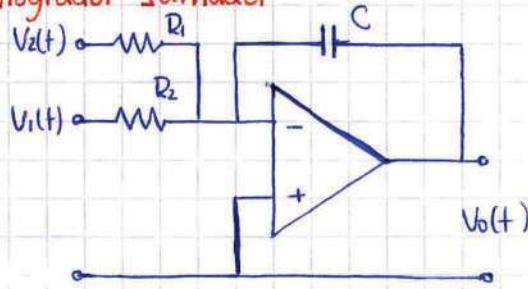


$S_1$  y  $S_2$  permiten cargar las condiciones iniciales de integración y detener el proceso para realizar la medición resultante.

- $S_1$  cerrado y  $S_2$  abierto  $\rightarrow$  Integrador
- $S_1$  abierto y  $S_2$  abierto  $\rightarrow$  Integración detenida. Se mide.
- $S_1$  abierto y  $S_2$  cerrado  $\rightarrow$  Carga de condiciones iniciales  $V_o(0)$ .

$$V_o(t_0) = -\frac{R_3}{R_1} V^2 \quad \text{El tiempo de establecimiento } t_b \text{ deberá ser mayor que } T = CR_3.$$

### Integrador sumador



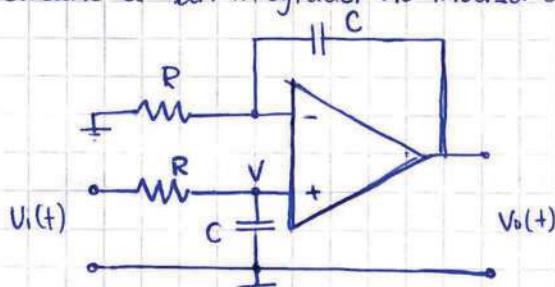
$$V_0(s) = -\frac{1}{sC} \left[ \frac{V_1(s)}{R_1} + \frac{V_2(s)}{R_2} \right]$$

Aplicando superposición se llega a:

$$V_0(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t \left[ \frac{V_1(t)}{R_1} dt + \frac{V_2(t)}{R_2} dt \right] + V_0. \quad (16)$$

### Integrador no inversor

El siguiente circuito es un integrador no inversor de ~~de~~ constantes de tiempo no apareadas.



Aplicando el mismo criterio que con el amplificador no inversor

$$V_0 = V \left( 1 + \frac{1}{SCR} \right) = V \left( \frac{1 + SCR}{SCR} \right) \quad (17)$$

Suponiendo que  $Z_{in}$  en la entrada de A.O. tiende a infinito:

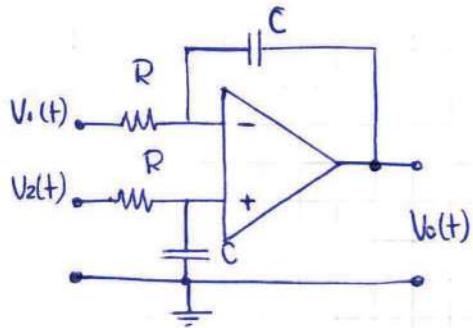
$$V = V_i \cdot \frac{\frac{1}{SCR}}{R + \frac{1}{SCR}} = V_i \cdot \frac{1}{1 + SCR} \quad (18)$$

Introduciendo 18 en 17 y suponiendo iguales las respectivas constantes de tiempo

$$V_0 = V \left( 1 + \frac{1}{SCR} \right) = V_i \cdot \frac{1}{(1 + SCR)} \cdot \frac{(1 + SCR)}{SCR} = V_i \cdot \frac{1}{SCR} \Rightarrow A_{nf} = \frac{1}{SCR} \quad (19)$$

Que es la función de un integrador no inversor.

## Integrador diferencial



Aplicando el análisis del amplificador diferencial se tiene que la componente de la tensión de salida  $V_0$  debida a  $V_2(t)$  es

$$V_{0V2} = V_2 \cdot \frac{1}{(1 + sCR)} \cdot \frac{(1 + sCR)}{sCR} = V_2 \cdot \frac{1}{sCR} \quad (20)$$

La componente de  $V_0$  debida a  $V_1$  será

$$V_{0V1} = -V_1 \cdot \frac{1}{sCR} \quad (21)$$

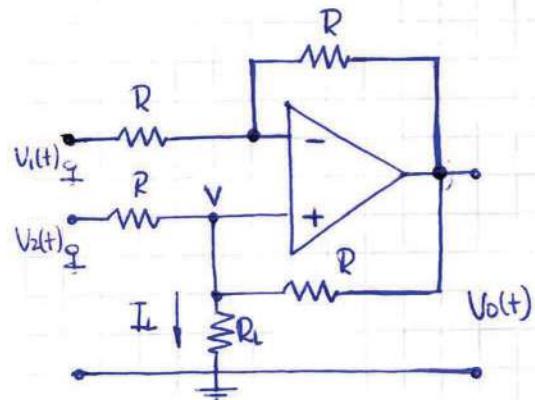
La tensión de salida será

$$V_0 = V_{0V2} - V_{0V1} = V_2 \cdot \frac{1}{sCR} - V_1 \cdot \frac{1}{sCR}$$

$$V_0 = \frac{V_2 - V_1}{sCR} \quad (22)$$

que es la integral de la diferencia de las señales de entrada.

## Convertidor de tensión a corriente diferencial



La corriente que circula por la carga está fijada por las tensiones de entrada y por algún otro elemento del circuito ( $R$ ), pero no por la carga.

El efecto en  $V$  de las dos entradas se obtiene por superposición.

$$V = V_1 \cdot \frac{R}{R+R} + V_0 \cdot \frac{R}{R+R} \rightarrow V_0 = \left(V - V_1 \cdot \frac{1}{2}\right) \cdot 2 \quad (23)$$

Para  $V_2$ :

$$V = V_2 \frac{R \cdot R_L}{R \cdot R + R \cdot R_L + R \cdot R_L} + V_0 \frac{R \cdot R_L}{R \cdot R + R \cdot R_L + R \cdot R_L} \quad (24)$$

Reemplazando en 24 con 23

$$V = V_2 \frac{R \cdot R_L}{R^2 + 2R \cdot R_L} + (2V - V_1) \frac{R \cdot R_L}{R^2 + 2R \cdot R_L} \quad (25)$$

Despejando  $V$

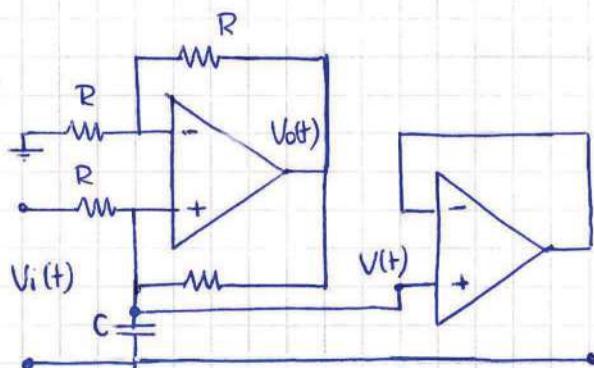
$$V = (V_2 - V_1) \cdot \frac{R_L}{R} \quad (26)$$

La corriente de carga  $I_L$

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{V_2 - V_1}{R} \quad (27)$$

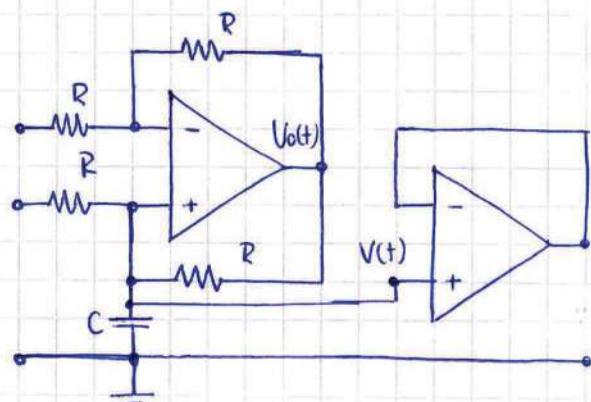
Indica que  $I_L$  no depende de  $R_L$ .

Hay ciertas consideraciones prácticas que limitan o restringen el uso de este circuito, como la capacidad del A.O. de suministrar corriente a la carga y la precisión de las resistencias.



Aquí se reemplazó  $R_L$  por un capacitor y  $V_1 = 0$ . La tensión sobre la carga,  $V$ , representará la integral de la tensión  $V_2(t)$ . Este es un INTEGRADOR NO INVERSOR CON UN SOLO CAPACITOR.

$$V = \frac{V_1}{sCR}$$

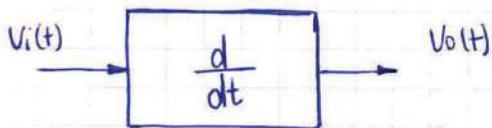


Si en ambas entradas hay señal se obtiene un INTEGRADOR DIFERENCIAL CON UN SOLO CAPACITOR.

$$V = \frac{(V_2 - V_1)}{sCR}$$

## CIRCUITOS DERIVADORES

### Definición del bloque derivador



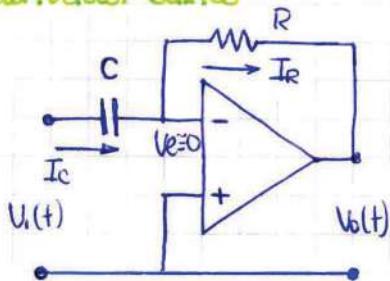
Entrega una señal de salida proporcional a la derivada de la señal de entrada.

El elemento basico que se usa es el capacitor.

La configuración más usada es la inversora por la ventaja de la masa virtual.

Por realizar la operación de derivada este circuito tiende a ser sensible a las transiciones rápidas de la señal de entrada, lo que significa que es muy sensible al ruido.

### El derivador básico



Suponiendo que el A.O. es ideal y aplicando ley de Kirchoff en el nudo de entrada:

$$I_c + I_R = 0 \quad (1)$$

La ecuación diferencial de la corriente:

$$C \frac{dV_i}{dt} + \frac{V_o(t)}{R} = 0 \quad (2)$$

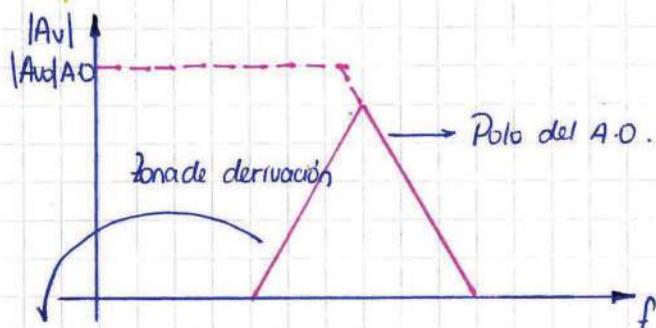
$$V_o(t) = -RC \frac{dV_i}{dt} \quad (3)$$

Otra forma de llegar a lo mismo es plantear la función de transferencia por Laplace del amplificador inversor

$$|Av_f| = \frac{R}{|X_C|} = \frac{R}{\frac{1}{sC}} = sCR = \omega RC \rightarrow \text{para } \omega \text{ muy alta} \rightarrow \text{ganancia muy alta (se soluciona cambiando la topología del circuito).}$$

Va a llegar una frecuencia para la cual la impedancia de entrada va a ser muy baja (cortocircuito) y la señal se irá a masa.

### Representación de Bode del derivador básico.



Cero al origen producido por R y C.

Para baja frecuencia la ganancia es muy baja o cero, por lo que en primera instancia el efecto de las señales de error  $I_S$  y  $V_{OS}$  será menos perjudicial que en el caso del integrador. La frecuencia mínima de entrada no tendría nivel inferior, salvo el nivel de ruido respecto a la señal.

Para alta frecuencia la ganancia aumenta hasta quedar limitada por la ganancia de lazo abierto del operacional. Esto significa un potencial problema de sensibilidad a los ruidos de alta frecuencia y posible comportamiento inestable del circuito.

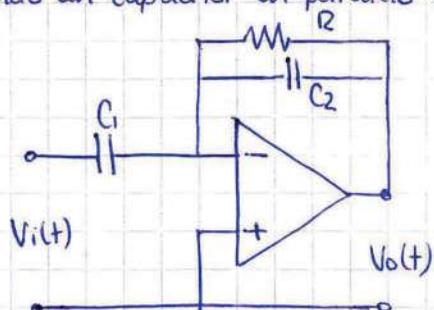
El ruido a altas frecuencias tiene pendientes muy abruptas y ~~por eso~~ ante un escalón con flanco ascendente a alta velocidad el derivador reacciona con ganancia muy alta y ~~satura~~ el operacional.

### El derivador práctico

Como se indicó anteriormente, a altas frecuencias se pueden producir dos problemas en el derivador:

- 1.- Inestabilidad en alta frecuencia pudiendo producirse oscilaciones o saturación a la salida.
- 2.- Altos niveles de ruido. El ruido puede ocupar cualquier parte del espectro de frecuencias y en general lo hace en forma homogénea; por esta razón y debido a la extensión del ancho de banda y la ganancia alta en alta frecuencia es muy frecuente observar un alto grado de ruido en los circuitos derivadores básicos.

Este problema se puede subsanar, en parte, fijando la frecuencia máxima de derivación y a la vez manteniendo constante la ganancia para alta frecuencia. Por ejemplo, colocando un capacitor en paralelo con R:



Aplicando el mismo concepto de análisis de amplificador inversor:

$$Av_f = -\frac{R_2}{R_1} \quad (8)$$

$$Z_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{sC_2}}{R + \frac{1}{sC_2}} \quad (9)$$

$$Z_1 = \frac{1}{sC_1} \quad (10)$$

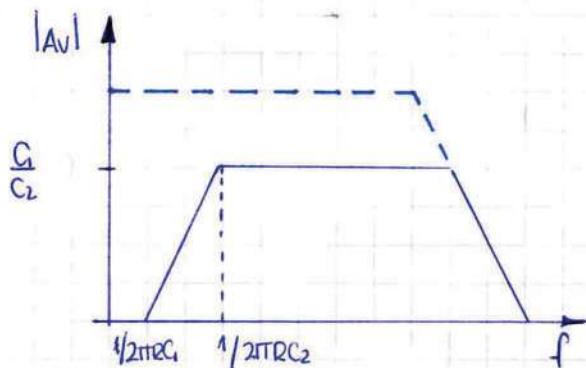
$$Av_f = \frac{\frac{R \cdot \frac{1}{sC_2}}{R + \frac{1}{sC_2}}}{\frac{1}{sC_1}} = - \frac{sRC_1}{(1+sRC_2)} \quad (11)$$

Tiene un cero en el origen y un polo en  $1/RC_2$ , y la constante de ganancia para  $s \rightarrow \infty$ :

$$Av_f = \frac{C_1}{C_2} \quad (11-a)$$

### Gráfica de Bode del derivador con ganancia reducida

La frecuencia máxima de derivación será  $f_{max} = \frac{1}{2\pi RC_2}$ ; para esta frecuencia la precisión es del 50%.

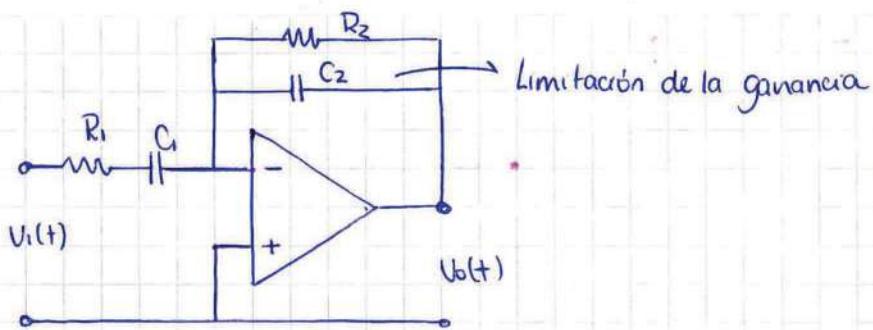


Para mejorar la precisión se debe seleccionar la constante de tiempo  $RC_1$  de modo que la frecuencia a derivar esté por debajo del polo  $RC_1$ , o sea que lo adecuado es trabajar con una frecuencia de derivación del orden de 0,1 la frecuencia del polo, de modo que se garantice que la precisión sea del orden del 99%.

Si bien es un circuito práctico, en este derivador se pierden componentes de alta frecuencia de la señal de entrada por estar limitada la zona de derivación para altas frecuencias.

### Fijación de la impedancia de entrada

La impedancia de entrada puede llegar a ser cero (o sea un cortocircuito para las frecuencias en que la reactancia de  $C_1$  sea muy pequeña). Para eso se coloca la resistencia  $R_1$ , que determinará la impedancia de entrada del circuito para la frecuencia en que la reactancia de  $C_1$  sea despreciable.



$$A_{uf} = \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{\frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC_2}}{R_2 + \frac{1}{sC_2}}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = - \frac{\frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC_2}}{\frac{1}{sC_2}(1 + sR_2C_2)}}{\frac{1}{sC_1}(1 + sR_1C_1)}$$

$$A_{uf} = - \frac{sR_2C_1}{(1 + sR_2C_2)(1 + sR_1C_1)} \quad (12a)$$

Por la presencia de  $R_1$  aparece un polo adicional a la frecuencia  $1/2\pi R_1 C_1$ . Para la zona de derivación donde  $sR_2C_2 \ll sR_1C_1 \ll 1$  se tiene

$$A_{uf} = -sR_2C_1 \quad (12b)$$

Para determinar la ganancia a frecuencias centrales se debe suponer

$$sC_2R_2 \ll sC_1R_1$$

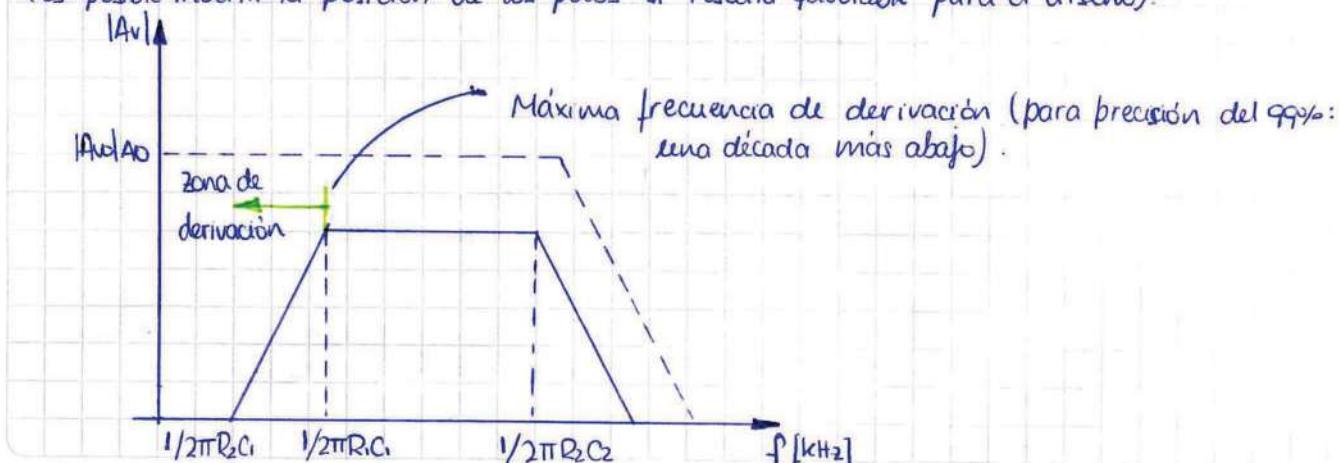
la ganancia por encima de la máxima frecuencia de integración (?) será

$$A_{uf} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (13)$$

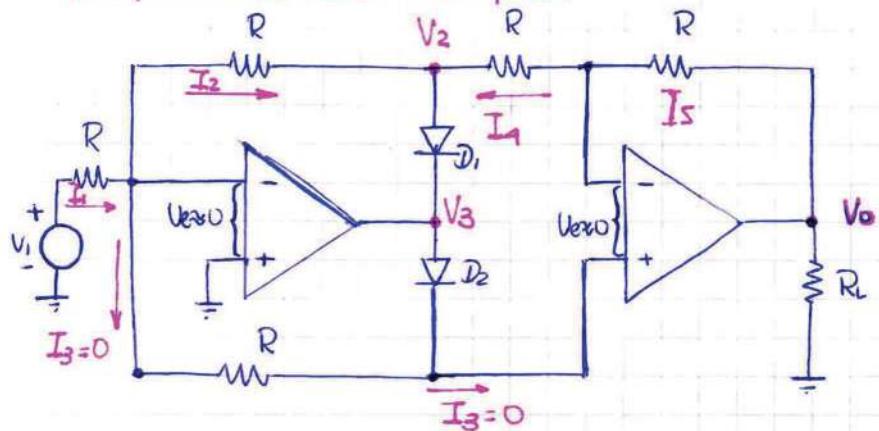
Es la ganancia que habría en el lugar del pico.

### Gráfica de Bode con $Z_1$ fijada por $R_1$

(Es posible invertir la posición de los polos si resulta favorable para el diseño).



## Rectificador de onda completa



- Semiciclo positivo

$$i_1 = \frac{V_i}{R} \quad (\text{gracias al cortocircuito virtual})$$

Debido a la alta impedancia de entrada del A.O. prácticamente no circula corriente por las entradas y se puede decir que

$$i_1 = i_2$$

Para que esto se cumpla se debe dar

$$V_2 = -V_i$$

Debido a la caída de tensión en el diodo D1

$$V_3 = -V_i - 0,7$$

Esto implica que D2 está abierto (no conduce) y de esta forma  $i_3=0$ .

La corriente  $i_4$  tiene la misma magnitud que  $i_2$ , ya que también se debe a una diferencia de potencial de  $V_i$  sobre una resistencia de valor  $R$ .

$$i_4 = |i_2|$$

Pero como no circula corriente por las entradas del A.O.

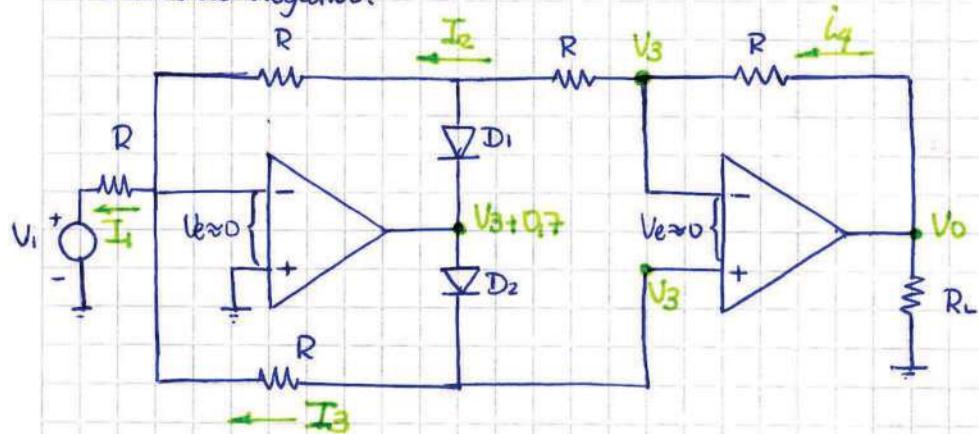
$$i_5 = i_4$$

Para que ello se cumpla es necesario que  $V_o$  genere la misma diferencia de potencial que en las otras resistencias, por lo que:

$$V_o = V_i$$

En la entrada inversora del segundo A.O. tenemos mas ya que por esa  $R$  no circula corriente, y entonces ambos extremos deben estar a igual potencial.

• Semiciclo negativo.



$$I_2 = \frac{V_3}{2R}$$

$$I_4 = I_2$$

$$I_3 = \frac{V_3}{R} = 2I_2$$

$$I_1 = -\frac{V_i}{R} = I_2 + I_3$$

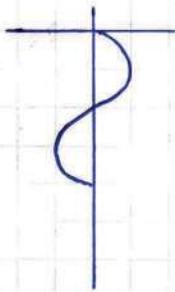
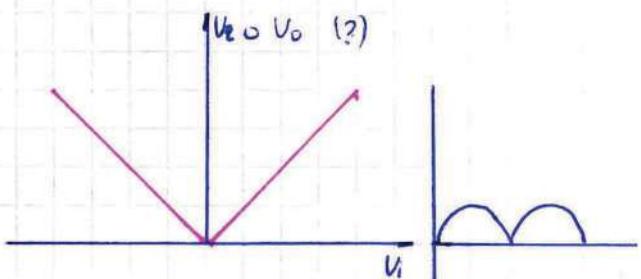
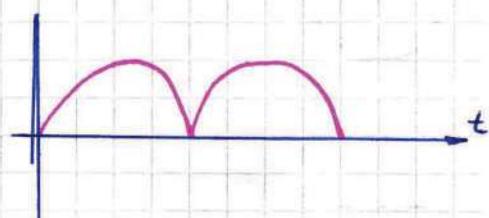
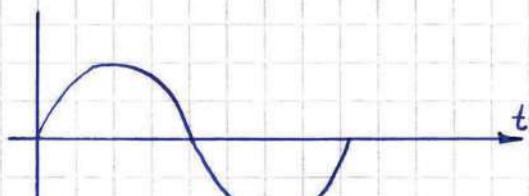
$$V_i = -(I_2 + I_3)R = -3I_2R \Rightarrow I_2 = -\frac{V_i}{3R}$$

$$V_3 = 2I_2R = -\frac{2}{3}V_i$$

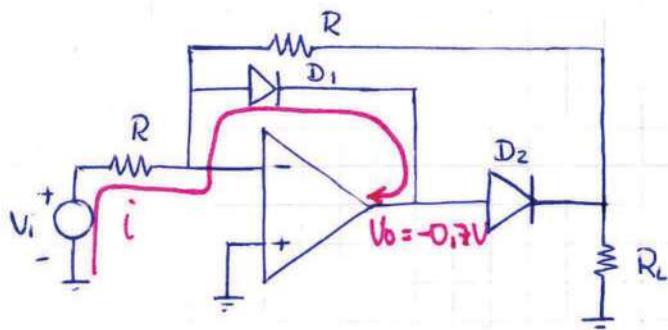
$$V_0 = V_3 + I_4R$$

$$V_0 = V_3 + \frac{V_3}{2R} \cdot R$$

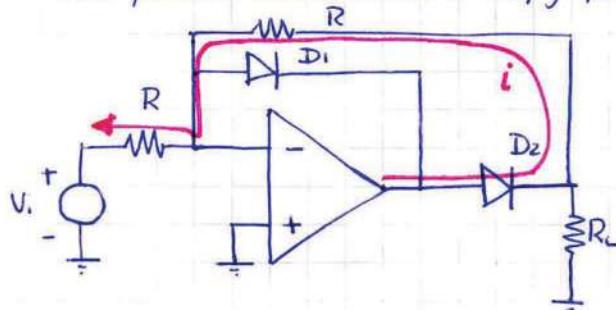
$$V_0 = \frac{3}{2}V_3 = \frac{3}{2}\left(-\frac{2}{3}V_i\right) \Rightarrow V_0 = -V_i$$



## Rectificador de media onda. Inversor con salida positiva.

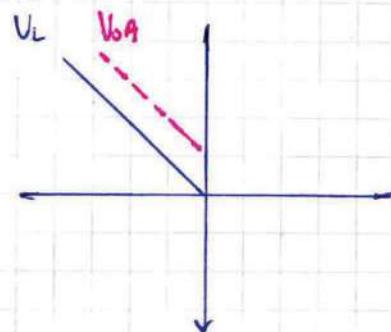
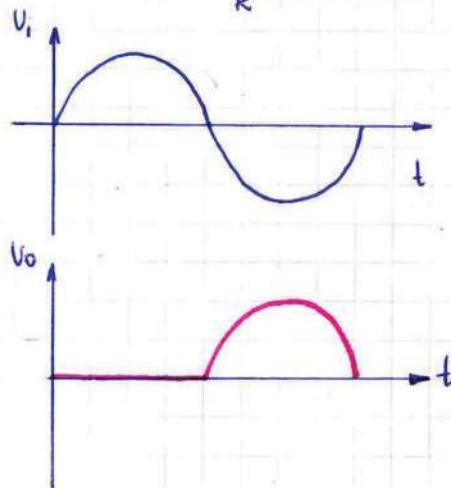


Cuando  $V_i$  es positivo el diodo  $D_1$  conduce, por lo que la salida del A.O. es  $V_0 = -0,7V$ . Esto polariza inversamente a  $D_2$ , y por lo tanto  $V_L = 0$ .

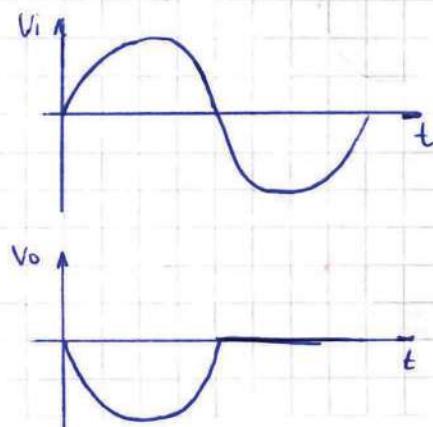
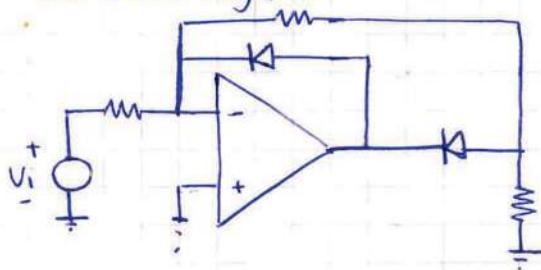


Cuando  $V_i$  es negativo fuerza a la salida del A.O. al ser positiva, lo cual obliga a  $D_2$  a conducir y  $D_1$  queda bloqueado. De esta forma el amplificador queda como un inversor y

$$V_L = -\frac{R}{R} \cdot -V_i = V_i$$



Para salida negativa





### Unidad 3. RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES NO REALIMENTADOS.

La respuesta en frecuencia de un amplificador depende de las capacidades asociadas al mismo, ya sean externas o internas. En el siguiente gráfico se indica la ganancia de corriente o tensión de un amplificador en función de la frecuencia.

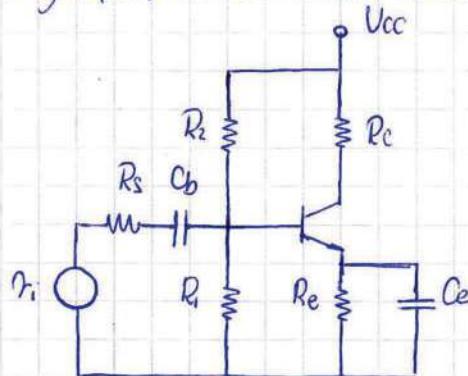


La ganancia es máxima en el rango de frecuencias medias y tiende a disminuir en frecuencias bajas y altas.

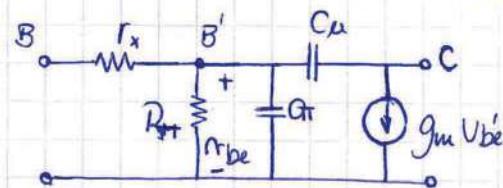
En altas frecuencias los amplificadores transistorizados tienen limitaciones debidas a las capacidades interjuntura (son internas). Para bajas frecuencias la limitación se debe a las capacidades externas, como las de acoplamiento y desacople.

Los límites de la banda de frecuencias medias se definen como las frecuencias para las cuales la respuesta está 3dB debajo de  $A_m$ . La gama total de frecuencias medias  $f_H - f_L$  se llama ancho de banda.

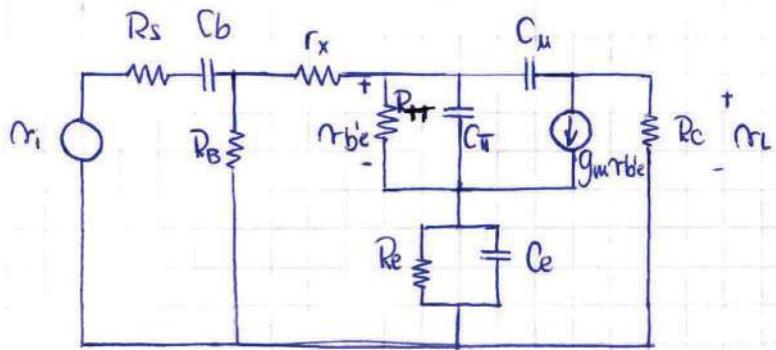
Por ejemplo, en un emisor común:



Para realizar el análisis en altas frecuencias el modelo híbrido no es útil, y es necesario utilizar el modelo incremental del transistor:



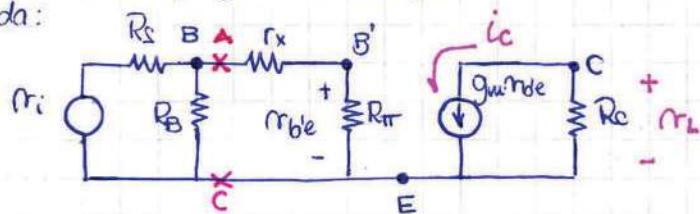
El circuito del emisor común queda:



La red es suficientemente complicada como para que el cálculo se vuelva engorroso. Pero como los capacitores se comportan de diferentes formas en las distintas gamas de frecuencias, se puede dividir el análisis en frecuencias altas, medias y bajas.

### ANÁLISIS A FRECUENCIAS MEDIAS

A frecuencias medias los capacitores externos \$C\_e\$ y \$C\_b\$ se comportan como cortocircuitos, mientras \$C\_\mu\$ y \$C\_\pi\$ se comportan como circuitos abiertos. El circuito equivalente queda:



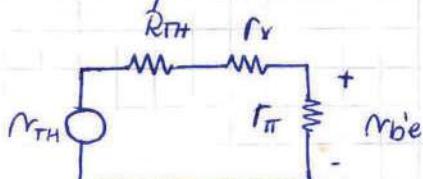
$$A_{VFM} = \frac{R_L}{R_i} = \frac{R_L}{R_{be}} \cdot \frac{r_{be}}{r_i}$$

Aplicando Thevenin en A.C

$$R_{TH} = R_i \cdot \frac{R_s}{R_s + R_B}$$

$$R_{TH} = R_s // R_B$$

El circuito equivalente de entrada es



$$r_{be} = R_{TH} \cdot \frac{r_\pi}{R_{TH} + r_x + r_\pi}$$

$$r_{be} = r_i \cdot \frac{R_B}{R_B + R_s} \cdot \frac{r_\pi}{R_B // R_s + r_x + r_\pi}$$

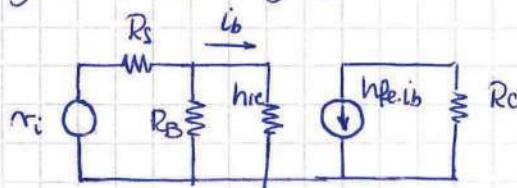
$$\frac{r_{be}}{r_i} = \frac{R_B}{R_B + R_s} \cdot \frac{r_\pi}{R_B // R_s + r_x + r_\pi}$$

$$r_L = -g_m r_{be} \cdot R_C$$

$$\frac{r_L}{r_{be}} = -g_m R_C$$

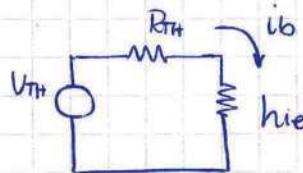
$$A_{VFM} = -g_m \frac{R_B}{R_B + R_S} \cdot \frac{r_\pi}{R_B // R_S + r_x + r_\pi} \cdot R_C$$

Si realizamos el análisis con el modelo híbrido equivalente podemos ver las relaciones entre  $g_m$ ,  $r_x$ ,  $r_\pi$ ,  $r_{be}$  y  $h_{fe}$ .



Haciendo Thevenin en el circuito de entrada

$$r_{TH} = r_i \cdot \frac{R_B}{R_S + R_B}$$



$$R_{TH} = R_B // R_S$$

La ganancia será

$$A_V = \frac{r_L}{r_i} = \frac{r_L}{r_i} \cdot \frac{i_b}{i_b} = -h_{fe} \cdot R_L \cdot \frac{R_B}{R_S + R_B} \cdot \frac{1}{h_{fe} + R_S // R_B}$$

Comparando con la ganancia obtenida a través del modelo incremental vemos que:

$$g_m \cdot r_\pi = h_{fe}$$

$$r_x + r_\pi = h_{fe}$$

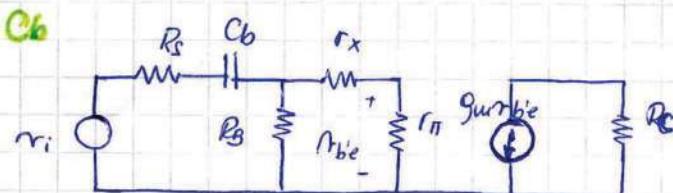
$$h_{fe} = \frac{g_m}{g_\pi}$$

### AANÁLISIS A BAJAS FRECUENCIAS

A bajas frecuencias los capacitores externos ya no se comportan como cortocircuitos, sino que tienen influencia en la respuesta del amplificador.  $C_\pi$  y  $C_B$  se comportan como circuitos abiertos.

Analizaremos los efectos de cada capacitor en la ganancia del amplificador.

### Efecto de $C_B$



Vamos a determinar la función de transferencia por inspección y luego calcularemos los elementos que la componen.

Observando el circuito vemos que a frecuencia cero la ganancia es nula ya que  $C_b$  se comporta como un circuito abierto; así tenemos un cero en el origen.

A frecuencias medias la ganancia del amplificador es constante, por lo que es necesario un polo que contrarreste al cero. La función de transferencia tiene la siguiente forma:

$$A_v = A_0 \cdot \frac{s}{s - s_b}$$

Podemos hallar la pulsación propia  $s_b$  considerando la siguiente definición: "pulsación propia es aquella pulsación compleja que da origen a un cero de admittance medida entre los terminales de cualquier parte conectada a la red". Entonces escribimos la expresión de la admittance que aparece entre los terminales de  $C_b$  y la igualamos a 0.

$$s_b \cdot C_b + \frac{1}{R_s + R_B // (r_x + r_{\pi})} = 0$$

Despejando la pulsación

$$s_b = - \frac{1}{C_b [R_s + R_B // (r_x + r_{\pi})]} = - \frac{1}{C_b R_B}$$

Como la función de transferencia tiene un solo polo, la frecuencia de corte inferior está dada por el mismo:

$$\omega_L = \frac{1}{C_b [R_s + R_B // (r_x + r_{\pi})]} = |s_b|$$

Una ecuación de diseño permite obtener un valor de  $C_b$  para una frecuencia de corte dada

$$C_b = \frac{1}{\omega_L [R_s + R_B // (r_x + r_{\pi})]}$$

Para escribir la función de transferencia completa debemos averiguar  $A_0$ . La ganancia  $A_0$  es la ganancia de la red a una frecuencia suficientemente elevada para que  $s$  sea mucho mayor que  $s_b$ ; en otras palabras, una frecuencia a la cual  $C_b$  parezca un cortocircuito.

Así,  $A_0$  es la ganancia a frecuencias medias del circuito, que es

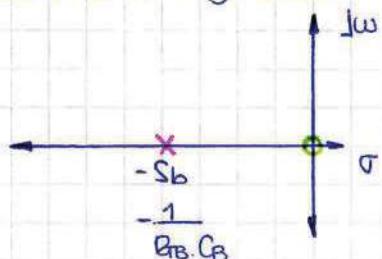
$$A_0 = A_{FM} = - g_m \cdot \frac{R_B}{R_s + R_B} \cdot \frac{r_{\pi}}{R_s // R_B + r_x + r_{\pi}} \cdot R_C$$

La función de transferencia completa es

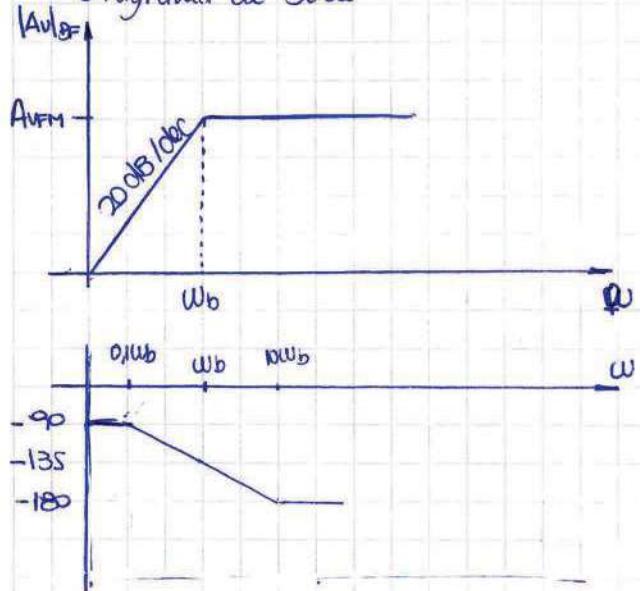
$$A_{v_{FCB}} = A_{VFM} \cdot \frac{s}{s - s_b}$$

$$A_{VBF_{CB}} = -g_m \frac{R_B}{R_S + R_B} \cdot \frac{r_{\pi}}{R_S // R_B + r_x + r_{\pi}} \cdot R_C \cdot \frac{\frac{s}{1 + [R_S + R_B // (r_x + r_{\pi})] C_B}}{s + \frac{1}{[R_S + R_B // (r_x + r_{\pi})] C_B}}$$

- Diagrama de Ceros y Polos.



- Diagrama de Bode

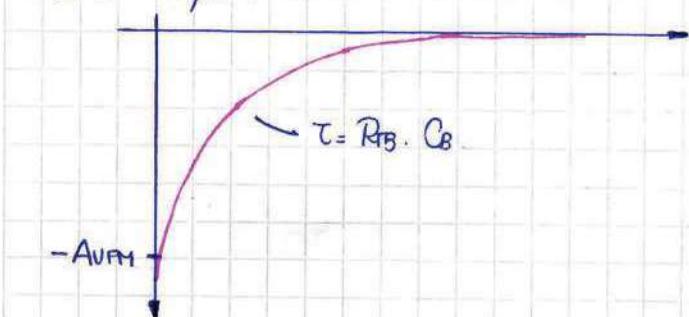


La fase se centra en  $180^\circ$  por la configuración del transistor que estamos usando. (Ec.)

- Respuesta temporal (excitación escalón)

Esta respuesta puede encontrarse antitransformando por Laplace o resolviendo la ecuación diferencial del circuito. No obstante, para este caso sencillo puede hallarse por inspección. El capacitor aparecerá como un cortocircuito para el instante en que se aplique el escalón, por lo que el escalón a la salida será  $A_{VFM}$  veces el de la entrada. La curva será una exponencial con valor final 0 y con una constante de tiempo  $T = R_B \cdot C_B$ .

Si  $V_i = 1 \cdot \mu(t)$



Es para abajo por la inversión de fase.

Existe otra forma de encontrar un valor de  $C_B$  y es por "Cero de admittance".

Sacando factor común  $C_B$  en la expresión de  $A_{VBF}$

$$A_{VBF} = A_{VFM} \cdot \underbrace{\frac{s}{sC_B + \frac{1}{R_B}}}_{\text{Admittancia}}$$

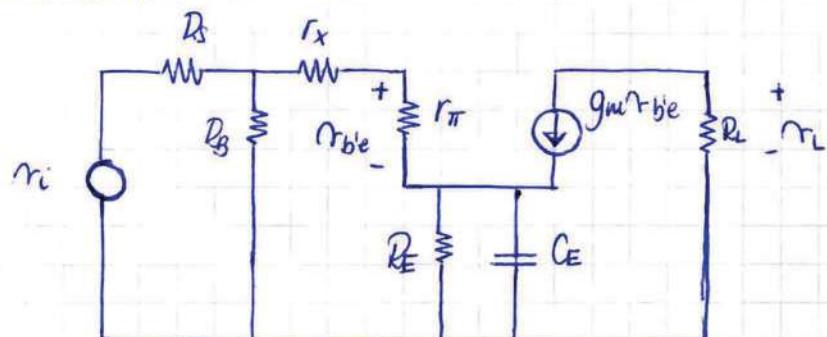
El denominador representa una admittance, si se iguala a cero ( $y=0$ ) se produce una singularidad y podemos obtener  $S_L$ .

$$sC_B + \frac{1}{R_B} = 0$$

$$S_L = -\frac{1}{C_B R_B}$$

### Efecto de $C_E$

Considerando sólo  $C_E$ :



La forma general de la función de transferencia puede hallarse observando que la red sólo tiene una frecuencia propia y ganancia finita constante, tanto a frecuencias muy bajas como medias. Teniendo en cuenta estas condiciones

$$A_{VBFCE} = A_0 \cdot \frac{s - s_c}{s - s_p}$$

Hallamos la frecuencia propia de la red averiguando la admittance total entre los terminales de  $C_E$ . Primero averiguamos la resistencia total  $R_{TE}$  que aparece en paralelo con  $C_E$ :

$$R_{TE} = R_E \parallel \left( \frac{R_s \parallel R_B + r_x + r_{\pi}}{h_{fe} + 1} \right)$$

La expresión de la admittance es:

$$C_E \cdot s_p + \frac{1}{R_{TE}} = 0$$

Luego la pulsación propia será

$$S_p = -\frac{1}{C_E \cdot R_{TE}}$$

El cero de la función de transferencia tendrá lugar a una pulsación a la cual se acuña la admittance entre el emisor y tierra, porque con admittance de emisor nula no será posible llevar ninguna corriente de señal hacia el interior de la base. De esta forma

$$\frac{1}{R_E} + S_C C_E = 0$$

Así el cero tendrá lugar en la pulsación

$$S_C = -\frac{1}{R_E C_E}$$

La expresión completa de la ganancia de tensión será:

$$A_{VBF_{CE}} = A_0 \cdot \frac{\frac{1}{R_E C_E}}{S + \frac{1}{R_E C_E}}$$

Donde  $A_0$  es la ganancia a frecuencias medias que se da con  $C_E$  cortocircuitado

$$A_{VFM} = A_0 = -g_m \cdot \frac{R_B}{R_B + R_S} \cdot \frac{r_\pi}{R_B // R_S + r_x + r_\pi} \cdot R_C$$

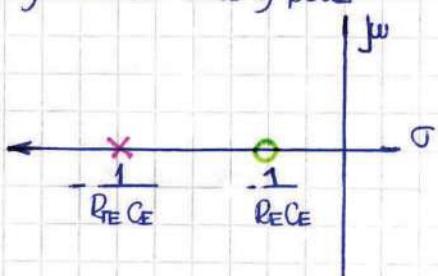
El polo de la función de transferencia se encuentra siempre a una frecuencia superior a la del cero en un factor  $R_E/R_{TE}$ . Si este factor es mayor a  $F_u/8$ , la frecuencia de corte inferior está determinada principalmente por el polo, es decir

$$\omega_L \approx |S_p| = \frac{1}{R_{TE} C_E}$$

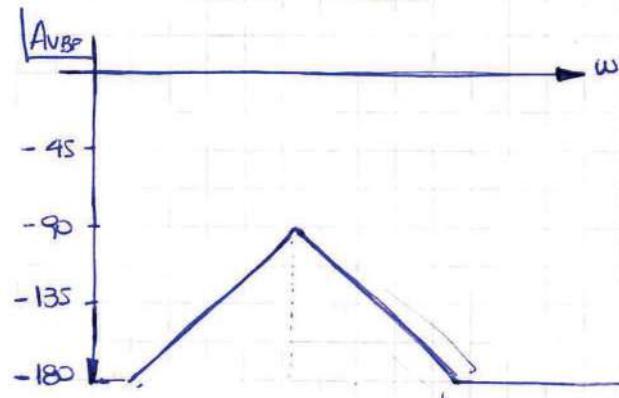
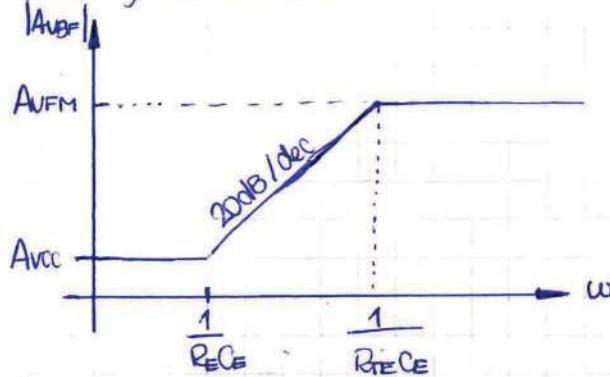
Es posible calcular un  $C_E$  para una frecuencia de corte deseada.

$$C_E = \frac{1}{\omega_L R_{TE}}$$

- diagrama de ceros y polos



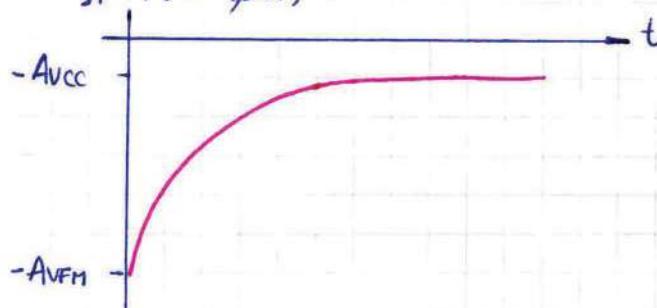
• Diagrama de Bode



• Respuesta temporal con excitación escalón

La respuesta temporal puede averiguarse nuevamente por inspección. En el instante que se aplica el escalón el capacitor es un cortocircuito, por lo que la salida será  $A_{VFM}$  veces la entrada. La curva es una exponencial con constante de tiempo  $T = R_{TE} C_E$ , pero no termina en cero ya que el capacitor no bloquea la entrada.

Si  $r_i = \gamma u(t)$



Selección de  $C_E$  y  $C_B$  en un Inversor Común

En el caso de tener los dos capacitores, el circuito tendrá 2 frecuencias propias y los capacitores tienen interacción entre ellos, por lo que las dos frecuencias de pulsación dependen de  $C_E$  y  $C_B$ .

Sin embargo es posible utilizar un criterio de diseño correcto, pero no óptimo. Lo que se hace es que la frecuencia de corte inferior dependa principalmente de sólo una de las capacidades de los condensadores. Por ejemplo, si hacemos  $C_E$  muy grande, en las proximidades de  $\omega_L$  se comportará como un cortocircuito y  $\omega_L$  sólo dependerá de  $C_B$ . En cambio, si hacemos  $C_B$  muy grande, en el corte sólo influirá  $C_E$ .

La cuestión pasa por decidir qué capacidad puede considerarse "muy grande".

Para este diseño de manual podemos considerar calcular  $C_B$  y  $C_E$  de la forma anteriormente desarrollada, y hacer una de las dos diez veces más grande para cumplir con el requisito de que "la otra es muy grande". De esta forma la función de transferencia a frecuencias muy bajas tendrá un polo predominante.

Algebraicamente

$$A_{VBF} = A_{VFM} \frac{s(s - s_C)}{(s - s_{CB})(s - s_{CE})}$$

Cuadrática

→ Indica la interacción de los polos.

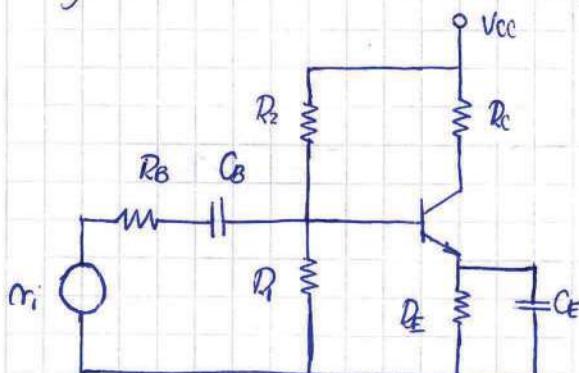
Si se hace que  $C_B = 10 \cdot \frac{1}{R_{TB} \cdot W_L}$  y  $C_E = \frac{1}{R_{TE} \cdot W_L}$

$$A_{VBF} = A_{VFM} \frac{s}{(s - s_{CE})}$$

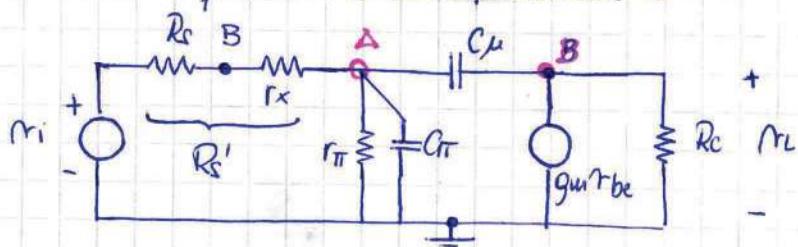
### ANÁLISIS A ALTAS FRECUENCIAS

A altas frecuencias la respuesta está limitada por el propio transistor, ya que posee capacidades entrefuentes y se representan en el circuito equivalente por los capacitores  $C_{\pi}$  y  $C_{\mu}$ .

Para altas frecuencias los capacitores externos se comportan como cortocircuitos. Seguimos el análisis sobre una configuración EC.



Su circuito equivalente a altas frecuencias es



Por simplicidad suponemos que  $R_B \gg R_s$  y  $R_B \gg r_{\pi} + r_{\mu}$

Para encontrar la función de transferencia aplicamos el método de los nudos junto con la notación de admittancia.  
(Suponemos las corrientes salientes de los nudos).

Nudo A

$$0 = (V_{be} - V_i) G'_s + \gamma_{be} (g_{\pi} + sC_{\pi}) + (V_{be} - V_L) sC_{\mu}$$

Nudo B

$$0 = g_m V_{be} + (V_L - V_{be}) sC_{\mu} + V_L G_L$$

Operando

$$V_i \cdot G'_s = V_{be} [g_{\pi} + sC_{\pi} + sC_{\mu} + G'_s] - V_L sC_{\mu}$$

$$0 = V_{be} [g_m - sC_{\mu}] + V_L (sC_{\mu} + G_L)$$

En forma matricial:

$$\begin{bmatrix} g_{\pi} + s(C_{\mu} + C_{\pi}) + G'_s & -sC_{\mu} \\ (g_m - sC_{\mu}) & (sC_{\mu} + G_L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{be} \\ V_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_i G'_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

Por Cramer la relación entre  $V_L$  y  $V_i$  será

$$V_L = \frac{\Delta_{S2}}{\Delta_P}$$

$$V_L = - \frac{V_i \cdot G'_s \cdot (g_m - sC_{\mu})}{[g_{\pi} + s(C_{\mu} + C_{\pi}) + G'_s] \cdot (sC_{\mu} + G_L) + sC_{\mu} (g_m - sC_{\mu})}$$

$$V_L = - \frac{G'_s (g_m - sC_{\mu})}{g_{\pi} sC_{\mu} + g_{\pi} G_L + s^2 C_{\mu}^2 + sC_{\mu} G_L + s^2 C_{\mu} C_{\pi} + sG_{\pi} G_L + sG'_s G_L + G'_s G_L + sC_{\mu} g_m - s^2 G_{\mu}^2}$$

$$V_L = - \frac{G'_s (g_m - sC_{\mu})}{s^2 C_{\mu} C_{\pi} + s[G_{\pi} C_{\mu} + C_{\mu} G_L + G_{\pi} G_L + G'_s C_{\mu} + C_{\mu} g_m] + g_{\pi} G_L + G'_s G_L}$$

Multiplicando y dividiendo por  $R_L$

$$\frac{V_L}{V_i} = \frac{-G'_s R_L (g_m - sC_{\mu})}{s^2 C_{\mu} C_{\pi} R_L + s[C_{\mu} + C_{\pi} + g_{\pi} C_{\mu} R_L + G'_s C_{\mu} R_L + g_m R_L] \cdot g_{\pi} + G'_s}$$

Esta función de transferencia presenta un cero en el semiplano de la derecha en

$$s_C = \frac{g_m}{C_{\mu}}$$

Pero es importante recordar que el modelo incremental es válido para pulsaciones que

$$\omega_L \ll \omega_T = \frac{g_m}{C_{\pi} + C_{\mu}}$$

Entonces, como

$$s_C = \frac{g_m}{C_{\mu}} \gg \omega_T = \frac{g_m}{C_{\pi} + C_{\mu}}$$

el cero se puede despreciar (además no existe en la práctica). Considerando la validez del modelo incremental para  $\omega \ll \omega_T = g_{mu}/C_T + C_M$ , tenemos que:

$$\begin{aligned} sC_T &\ll g_{mu} \\ sC_M &\ll g_{mu} \end{aligned}$$

Basándonos en esto podemos ver que el término cuadrático es menor que el lineal para  $\omega \ll \omega_T$

$$|s^2 C_M C_T R_L| \ll |s C_M g_{mu} R_L|$$

Entonces podemos despreciar también el término cuadrático del denominador. La función de transferencia queda

$$\frac{V_L}{V_i} = -\frac{6's R_L g_{mu}}{6's + g_{pi} + s \{ C_T + C_M [1 + R_L(g_{mu} + 6's) + g_{pi}] \}}$$

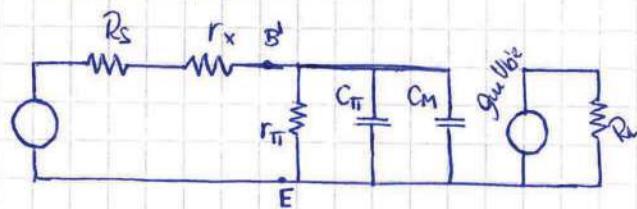
Recordando que

$$h_{fe} = \frac{g_{mu}}{g_{pi}} = g_{mu} \cdot r_{pi}$$

Podemos despreciar  $g_{pi}$  frente a  $g_{mu}$ . Finalmente la función de transferencia queda

$$\frac{V_L}{V_i} = -\frac{6's R_L g_{mu}}{6's + g_{pi} + s \{ C_T + C_M [1 + R_L(g_{mu} + 6's)] \}}$$

Estos cálculos ayudan a interpretar el circuito anterior como un circuito más sencillo. Para ello observamos que el término  $C_M [1 + R_L(g_{mu} + 6's)]$  aparece sumado a  $C_T$ , por lo que podemos decir que  $C_T$  está en paralelo con un capacitor de valor  $C_M [1 + R_L(g_{mu} + 6's)]$ . De esta forma el circuito simplificado es:



Donde  $C_M$  es la capacidad de Miller

$$C_M = C_M [1 + R_L(g_{mu} + 6's)]$$

Este circuito sólo sirve para calcular la impedancia de entrada y la función de transferencia directa. A frecuencias bajas, donde las capacidades  $C_M$  y  $C_T$  no tienen influencia en el funcionamiento, la función de transferencia es la de frecuencias medias:

$$\begin{aligned} \frac{V_L}{V_i} &= -\frac{6's}{6's + g_{pi}} \cdot g_{mu} \cdot R_L = \frac{\frac{1}{R_s + R_x}}{\frac{1}{R_s + R_x} + \frac{1}{R_T}} \cdot g_{mu} \cdot R_L = \\ &= \frac{\frac{1}{R_s + R_x}}{\frac{R_T + R_s + R_x}{(R_s + R_x) R_T}} \cdot g_{mu} \cdot R_L = \frac{R_T}{R_T + R_s + R_x} g_{mu} \cdot R_L \end{aligned}$$

la pulsación de corte superior  $\omega_h$  está dada por el polo

$$\omega_h = -\frac{6's + 9\pi}{C\pi + C_\mu [1 + R_L(g_m + 6's)]}$$

$$S_h = \omega_h = -\frac{6's + 9\pi}{C\pi + C_M}$$

El polo puede determinarse por inspección, utilizando el método de cero admittance.

$$s(C\pi + C_M) + (6's + 9\pi) = 0$$

$$\omega_h = S_h = -\frac{6's + 9\pi}{C\pi + C_M}$$

Por lo tanto la función de transferencia completa para altas frecuencias es

$$\frac{V_L}{V_i} = A_{UFM} \cdot \frac{\frac{6's}{6's + 9\pi} \cdot g_m R_L}{1 + \frac{s}{1 + \frac{9\pi + 6's}{C\pi + C_M}}} \cdot S_h$$

$$\frac{V_L}{V_i} = A_{UFM} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{|S_h|}}$$

Es importante destacar que la capacidad de Miller depende de la ganancia del amplificador, y aumenta al aumentar ésta.

$$C_M \propto g_m R_L$$

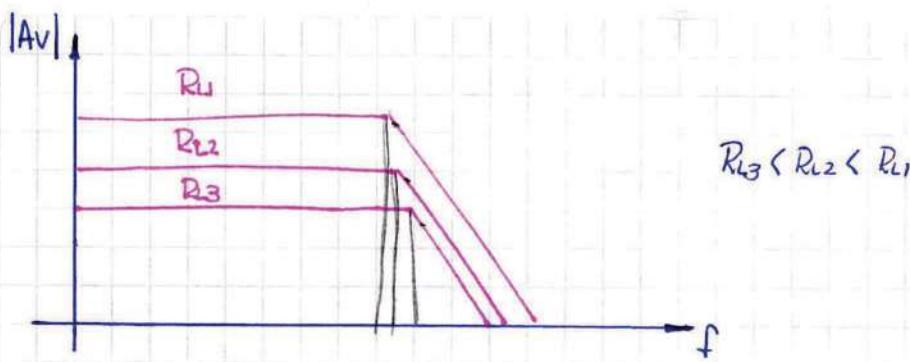
Entonces, como la frecuencia de corte superior es inversamente proporcional a  $C_M$ , podemos decir que al disminuir la ganancia del amplificador disminuye su ancho de banda.

$$f_h \propto \frac{1}{C_M} \propto \frac{1}{g_m R_L}$$

La ganancia va tiendiendo a cero al disminuir  $R_L$  mientras que el ancho de banda tiende a un límite

$$\left. \omega_h \right|_{R_L \rightarrow 0} = \frac{6's + 9\pi}{C\pi + C_\mu}$$

La siguiente gráfica muestra los efectos de la variación de  $R_L$  sobre la ganancia y el ancho de banda.



## RESPUESTA TOTAL A LA FRECUENCIA

El método de diseño nos asegura que a frecuencias bajas la respuesta está dominada por un polo generado por  $C_E$ . Por lo que a frecuencias bajas la función de transferencia puede aproximarse mediante la siguiente expresión:

$$A_{VBF} \approx A_{VFM} \cdot \frac{s}{(s - s_L)} \quad \begin{array}{l} \text{cero de C.F.} \\ \text{polo de } C_E \text{ (es negativo, al ponerlo se hace (+))} \end{array} \quad (1)$$

Esta función es válida hasta aproximadamente  $\omega_L/3$ ; a pulsaciones inferiores el otro polo comienza a tener un efecto apreciable.

A frecuencias elevadas también predomina un solo polo en la función de transferencia. Por ello a frecuencias elevadas pero ~~sobre~~ inferiores a  $\omega_F/10$  la función de transferencia es aproximadamente

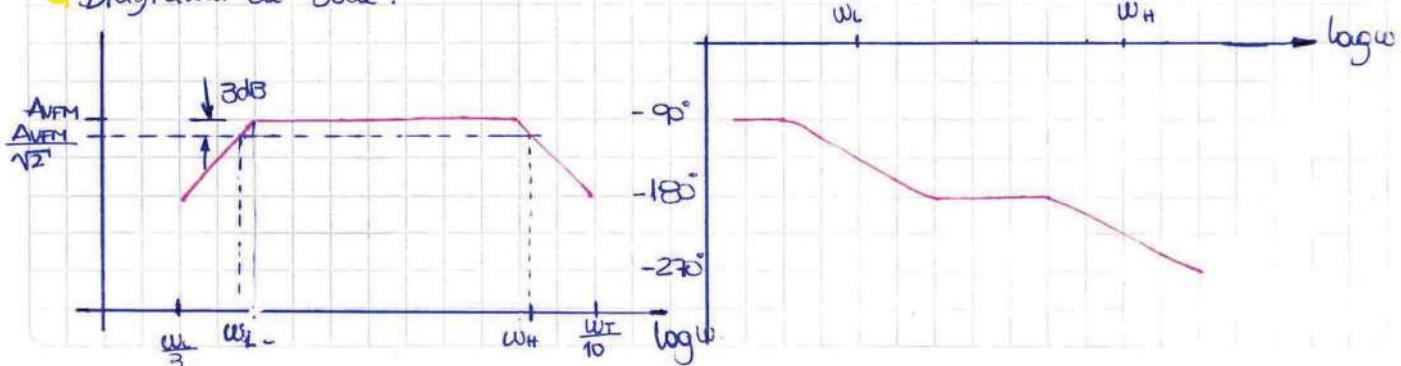
$$A_{VAF} \approx A_{VFM} \cdot \frac{1}{1 - \frac{s}{s_H}} \quad (2)$$

Combinando (1) y (2) obtenemos una función de transferencia válida entre  $\frac{\omega_L}{3}$  y  $\frac{\omega_F}{10}$

$$A_V = A_{VFM} \cdot \frac{s}{(s - s_L)(1 - \frac{s}{s_H})}$$

Esta expresión, basada solamente en los polos predominantes, podrá utilizarse para hallar la respuesta total aproximada a las frecuencias y la respuesta aproximada al escalón.

Diagrama de Bode.



## Respuesta temporal (excitación escalón)

Basándonos en la respuesta función de transferencia aproximada es posible calcular la respuesta del amplificador a un escalón. Suponiendo que en la respuesta predominan los polos  $s_L$  y  $s_H$ , la respuesta al escalón constará de 2 exponenciales

$$V_L(t) = k_1 e^{-s_L t} + k_2 e^{-s_H t}$$

Las constantes  $k_1$  y  $k_2$  se pueden calcular a partir de las condiciones iniciales del circuito. Como  $V_L(t)$  es igual a cero inmediatamente después del escalón,  $k_1$  y  $k_2$  deben ser iguales pero cambiadas de signo.

$$0 = k_1 e^0 + k_2 e^0 \Rightarrow k_1 = -k_2$$

Pero la exponencial  $e^{-s_H t}$  es mucho más rápida que  $e^{-s_L t}$ , por lo que el término de  $k_2$  tiende a cero rápidamente, dejando  $V_L$  esencialmente igual a  $k_1$ .

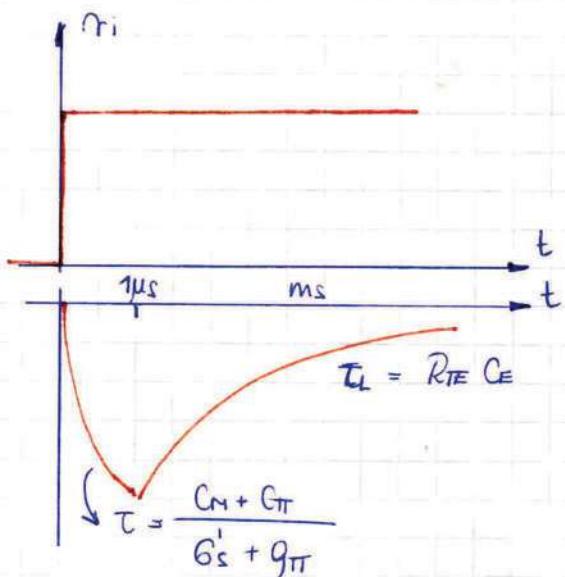
$$V_L(t) \approx k_1 e^0$$

Del análisis en bajo frecuencia

$$k_1 \approx A_{UFM}$$

La ecuación completa entonces queda

$$V_L(t) = A_{UFM} e^{-\frac{t}{R_{TE} C_E}} - A_{UFM} e^{-\frac{t}{C_M + G_{\pi}}}$$



la exponencial del segundo término se agota en aproximadamente 1μs, mientras que en ese tiempo la otra varía menos del 1%.

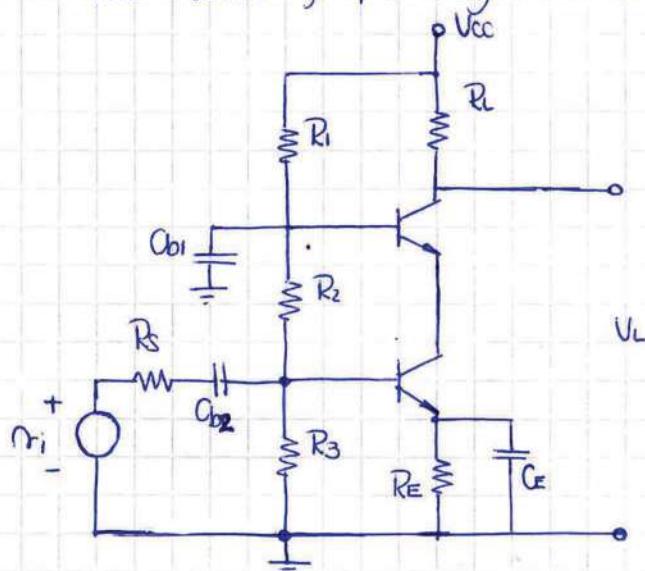
Esta es una representación aproximada, ya que la respuesta al escalón es en realidad la suma de 4 exponenciales porque el circuito completo tiene 4 elementos que almacenan energía.

Una de estas exponenciales corresponde a un polo por debajo de  $w_L$  y entonces será prácticamente una constante en el tiempo representado.

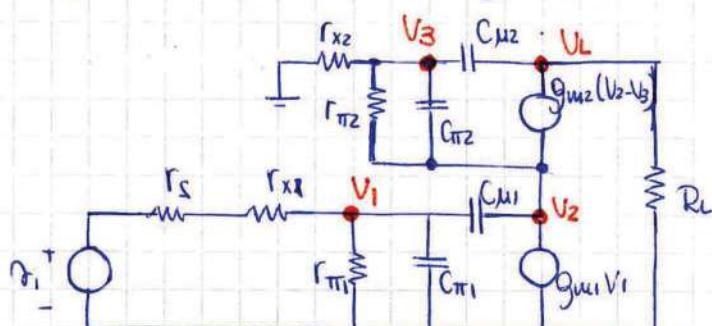


## AMPLIFICADORES MULTITAPAS

Tomaremos como ejemplo el siguiente Cascode:



El circuito equivalente para alta frecuencia es el siguiente (los capacitores externos se comportan como cortocircuitos y suponemos  $R_B \gg R_s$  y  $R_B \gg r_x + R_t$ )



Observando el circuito podemos decir que

- Tiene 4 capacitores, por lo tanto 4 polos
- No hay cero al origen
- El número máximo de ceros es 3.

Así, la función de transferencia tiene la siguiente forma:

$$AVAF = -k \cdot \frac{(s - s_a)(s - s_b)(s - s_c)}{(s - s_d)(s - s_e)(s - s_f)(s - s_g)}$$

Aplicamos el método de los nudos

$$\textcircled{V_1} \quad 0 = (V_4 - V_1) G's_1 + V_1 (G\pi_1 + C\pi_1 s) + (V_1 - V_2) s C\mu_1$$

$$V_1 G's = V_1 [G's_1 + G\pi_1 + C\pi_1 s + s C\mu_1] - V_2 s C\mu_1 + 0 V_3 + 0 V_L$$

$$\begin{aligned}
 V_2 &= (V_2 - V_1) sC_{\mu 1} + g_{m1} V_1 + (V_2 - V_3) [6\pi_2 + sC_{\pi 2} + g_{m2}] + DV_L \\
 0 &= V_1 (g_{m1} - sC_{\mu 1}) + V_2 (sC_{\mu 1} + 6\pi_2 + sC_{\pi 2} + g_{m2}) - V_3 (6\pi_2 + sC_{\pi 2} + g_{m2}) + DV_L \\
 V_3 &= DV_1 + V_3 6x_2 + (V_3 - V_L) sC_{\mu 2} + (V_3 - V_2) (6\pi_2 + sC_{\pi 2}) \\
 0 &= DV_1 - V_2 (6\pi_2 + sC_{\pi 2}) + V_3 (6x_2 + sC_{\mu 2} + 6\pi_2 + sC_{\pi 2}) - V_L sC_{\mu 2} \\
 VL &= DV_1 + (V_L - V_3) sC_{\mu 2} + g_{m2} (V_3 - V_2) + V_L 6L \\
 0 &= DV_1 + V_2 (-g_{m2}) + V_3 (-sC_{\mu 2} + g_{m2}) + V_L (6L + sC_{\mu 2})
 \end{aligned}$$

Las 4 ecuaciones fundamentales son:

$$\begin{aligned}
 V_1 6's &= V_1 (6's_1 + 6\pi_1 + sC_{\pi 1} + sC_{\mu 1}) + V_2 (-sC_{\mu 1}) + DV_3 + DV_L \\
 0 &= V_1 (g_{m1} - sC_{\mu 1}) + V_2 (sC_{\mu 1} + 6\pi_2 + sC_{\pi 2} + g_{m2}) - V_3 (6\pi_2 + sC_{\pi 2} + g_{m2}) + DV_L \\
 0 &= DV_1 - V_2 (6\pi_2 + sC_{\pi 2}) + V_3 (6x_2 + sC_{\mu 2} + 6\pi_2 + sC_{\pi 2}) - V_L sC_{\mu 2} \\
 0 &= DV_1 + V_2 (-g_{m2}) + V_3 (g_{m2} - sC_{\mu 2}) + V_L (6L + sC_{\mu 2})
 \end{aligned}$$

Aplicando Cramer

$$V_L = \frac{\Delta_{s4}}{\Delta p} = -V_1 6's \cdot \frac{\Delta_{14}}{\Delta p}$$

$$Av = \frac{V_L}{V_1} = -6's \frac{\Delta_{14}}{\Delta p}$$

Las raíces que hagan cero la ecuación característica de  $\Delta_{14}$  son ceros de Av.  
Las raíces que hagan cero la ecuación característica de  $\Delta p$  son polos de Av.

Podemos determinar la frecuencia de corte

- \* Por trazado de Bode
- \* Por existir un polo dominante
- \* Cuando los ceros están a frecuencias mucho más elevadas que los polos podemos hacer lo siguiente

$$Av_{AF} = \frac{-k s_a s_b s_c (\frac{s}{s_d} - 1)(\frac{s}{s_e} - 1)(\frac{s}{s_f} - 1)}{(s - s_d)(s - s_e)(s - s_f)(s - s_g)}$$

$$Av_{AF} \approx \frac{k s_a s_b s_c}{(s - s_d)(s - s_e)(s - s_f)(s - s_g)} = \frac{k^1}{(s - s_d)(s - s_e)(s - s_f)(s - s_g)}$$

Sacando factor común  $s_d, s_e, s_f, s_g$

$$Av_{AF} = \frac{k''}{(\frac{s}{s_d} - 1)(\frac{s}{s_e} - 1)(\frac{s}{s_f} - 1)(\frac{s}{s_g} - 1)}$$

donde  $k'' = \frac{k''}{S_d S_e S_f S_g}$

El módulo de la función para  $j\omega$  será

$$|A_{VAF}| = \left| \frac{k''}{(j\frac{\omega}{S_d} - 1)(j\frac{\omega}{S_e} - 1)(j\frac{\omega}{S_f} - 1)(j\frac{\omega}{S_g} - 1)} \right|$$

Determinando el módulo, elevando todo al cuadrado y suponiendo todos los polos reales tenemos

$$|A_{VAF}|^2 = \frac{|k''|^2}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{S_d}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{S_e}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{S_f}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{S_g}\right)^2\right]}$$

Desarrollando el denominador

$$|A_{VAF}|^2 = \frac{|k''|^2}{1 + \omega^2 \left( \frac{1}{S_d^2} + \frac{1}{S_e^2} + \frac{1}{S_f^2} + \frac{1}{S_g^2} \right) + \omega^4 \left( \frac{1}{S_d^2 S_e^2} + \frac{1}{S_e^2 S_f^2} + \dots \right) + \omega^6 (\dots)}$$

La frecuencia de corte  $\omega_H$  es menor que el polo de menor frecuencia  $S_d$ . Por lo tanto los términos  $\omega_4$  y superiores son despreciables.

Para  $\omega_H$  la ganancia cae 3dB, por lo que

$$|A_{VAF}|_{\omega_H} = \frac{k''}{\sqrt{2}} \quad \circ \quad |A_{VAF}|_{\omega_H}^2 = \frac{|k''|^2}{2}$$

De esta forma evaluando en  $\omega_H$

$$|A_{VAF}|_{\omega_H}^2 = \frac{|k''|^2}{2} = \frac{|k''|^2}{1 + \omega_H^2 \left( \frac{1}{S_d^2} + \frac{1}{S_e^2} + \frac{1}{S_f^2} + \frac{1}{S_g^2} \right)}$$

Despejando  $\omega_H$

$$\omega_H = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{S_d^2} + \frac{1}{S_e^2} + \frac{1}{S_f^2} + \frac{1}{S_g^2}}}$$

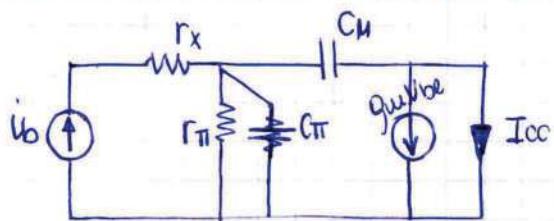
Cuando  $S_d \ll S_e < S_f < S_g$ ,  $\omega_H \approx S_d$

Tenemos polo dominante.

La respuesta temporal es

$$t_c^2 = (Z_{12})^2 \left( \frac{1}{S_d^2} + \frac{1}{S_e^2} + \frac{1}{S_f^2} + \frac{1}{S_g^2} \right) \quad ; \quad \ln \frac{0.35}{t_H} \quad ; \quad \omega_H = \frac{Z_{12}}{t_c}$$

## ANÁLISIS DEL MODELO INCREMENTAL



$$A_1 = \frac{I_{cc}}{I_b} = \frac{I_{cc}}{V_{be}} \cdot \frac{V_{be}}{I_b}$$

$$I_{cc} = -g_{mu} \cdot r_{be}$$

$$\frac{I_{cc}}{r_{be}} = -g_{mu}$$

$$r_{be} = I_b \cdot \frac{1}{g_{pi} + s(C_{pi} + C_{mu})}$$

$$\frac{r_{be}}{I_b} = \frac{1}{g_{pi} + s(C_{pi} + C_{mu})} = \frac{1}{g_{pi} \cdot \left[ 1 + \frac{s}{g_{pi}} \right] \cdot (C_{pi} + C_{mu})}$$

$$A_1 = - \frac{g_m}{g_{pi}} \cdot \frac{1}{\left[ 1 + \frac{s}{g_{pi}} \right] \cdot (C_{pi} + C_{mu})}$$

La frecuencia de corte es  $\omega_B = g_{pi} / (C_{pi} + C_{mu})$

Cuando  $A_1$  cae a 0 dB la frecuencia es la de transición

$$|A_1| = 1 = \left| \frac{g_m}{g_{pi}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_B}} \right|$$

$$\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_B^2}} = \frac{g_m}{g_{pi}} \Rightarrow 1 + \frac{\omega^2}{\omega_B^2} = \frac{g_m^2}{g_{pi}^2}$$

Para  $\omega = \omega_T$  y  $(g_{mu}/g_{pi})^2 \gg 1$

$$\omega_T = \omega_B \sqrt{\left(\frac{g_m}{g_{pi}}\right)^2 - 1} \approx \omega_B \left( \frac{g_m}{g_{pi}} \right)$$

$$\omega_T = \frac{g_{pi}}{C_{pi} + C_{mu}} \cdot \frac{g_m}{g_{pi}}$$

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{mu} + C_{pi}}$$

$$\omega_T = h_{fe} \cdot \omega_B$$

## Unidad 4. RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

Los amplificadores de 1 ó 2 polos en cadena son inherentemente estables, mientras que un amplificador con más de 2 polos puede ser inestable y llegar a oscilar con exceso de realimentación.

### EFFECTO DE LA REALIMENTACIÓN EN EL ANCHO DE BANDA DE LOS A.O.

La función de transferencia de un amplificador realimentado viene dada por

$$Af = \frac{\Delta}{1 + \beta A} \quad (\text{realimentación negativa})$$

$$\text{Si } |\Delta\beta| \gg 1, \quad Af = \frac{\Delta}{1 + \beta A} \approx \frac{1}{\beta}$$

Es importante destacar que aunque  $\beta$  sea una constante, la ganancia  $\Delta$  no lo es, ya que es función de la frecuencia.

Para ver los efectos de la realimentación en el ancho de banda vamos a suponer que la ganancia  $A$  a alta frecuencia viene dada por una función de un solo polo.

$$A_{AF} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{w}{w_H}} \quad \begin{aligned} A_{FM} &= \text{real y negativa} \\ w_H &= \text{frecuencia de corte superior.} \end{aligned}$$

Así, la ganancia con realimentación viene dada por

$$Af_{AF} = \frac{\frac{A_{FM}}{1 + j \frac{w}{w_H}}}{1 + \beta \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{w}{w_H}}} = \frac{\frac{A_{FM}}{1 + j \frac{w}{w_H}}}{\frac{1 + j \frac{w}{w_H} + \beta A_{FM}}{1 + j \frac{w}{w_H}}} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{w}{w_H} + \beta A_{FM}}$$

Dividiendo numerador y denominador por  $1 + \beta A_{FM}$  esta ecuación puede escribirse

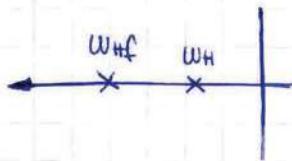
$$Af_{AF} = \frac{\frac{A_{FM}}{1 + \beta A_{FM}}}{\frac{1 + \beta A_{FM} + j \frac{w}{w_H}}{1 + \beta A_{FM}}} = \frac{\frac{A_{FM}}{1 + \beta A_{FM}}}{1 + j \frac{w}{w_H(1 + \beta A_{FM})}}$$

Si llamamos  $A_{FM}^r = \frac{A_{FM}}{1 + \Delta_{FM}\beta}$  (ganancia de realimentación a frecuencias medias)

y  $w_{HF} = w_H(1 + \beta A_{FM})$  (frecuencia de corte superior con realimentación)

Tenemos que

$$Af_{AF} = \frac{A_{FM}^r}{1 + j \frac{w}{w_{HF}}}$$



El polo se desplaza hacia la izquierda haciendo más estable el amplificador.

Vemos que la amplificación a frecuencias medias con realimentación es igual a la amplificación a frecuencias medias dividida por  $(1 + \beta A_{FM})$ . Además la frecuencia de corte superior  $\omega_Hf$  es igual a la frecuencia de corte superior sin realimentación multiplicada por  $(1 + \beta A_{FM})$ : Al aplicar realimentación la ganancia del amplificador disminuye y el ancho de banda aumenta.  
El producto de frecuencia-ganancia no cambia al aplicar realimentación ya que

$$A_{FM} \cdot \omega_Hf = A_{FM} \cdot \omega_H$$

La frecuencia de corte inferior  $\omega_L$  queda disminuida en un factor  $(1 + \beta A_{FM})$  si se aplica realimentación.

$$\Delta f = \frac{A}{1 + \beta A}$$

Para bajar frecuencias

$$A_{BF} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{\omega_L}{\omega}}$$

Reemplazando A por  $A_{BF}$  tenemos que

$$A_{BF} = \frac{\frac{A_{FM}}{1 + j \omega_L/\omega}}{1 + \beta \frac{A_{FM}}{1 + j \omega_L/\omega}} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{\omega_L}{\omega} + \beta A_{FM}}$$

multiplicando y dividiendo por  $1 + \beta A_{FM}$

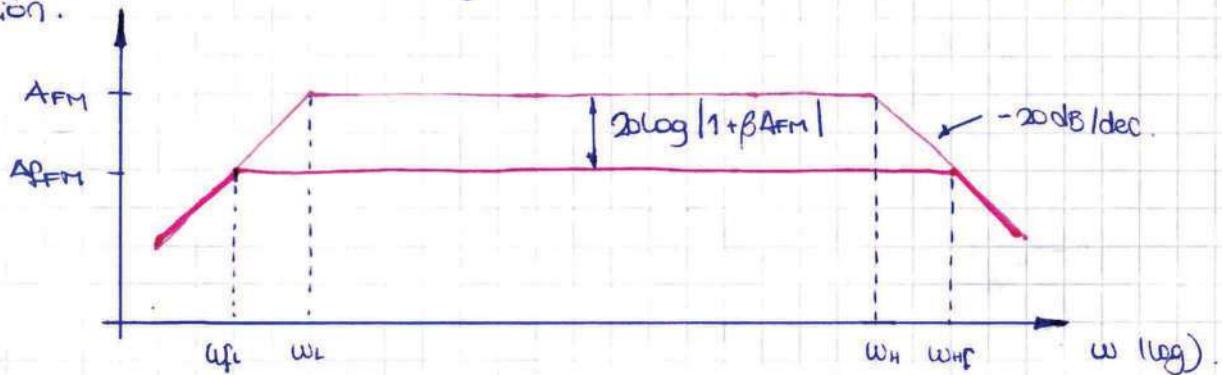
$$A_{BF} = \frac{\frac{A_{FM}}{1 + j \frac{\omega_L}{1 + \beta A_{FM}} \cdot \frac{1}{\omega}}}{1 + j \frac{\omega_L}{\omega}} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{\omega_L}{\omega}}$$

Donde  $\omega_L = \frac{\omega_L}{1 + \beta A_{FM}}$  (frecuencia de corte inferior con realimentación)

$$A_{FM} = \frac{A_{FM}}{1 + \beta A_{FM}} \quad (\text{ganancia con realimentación a frecuencias medias}).$$

Por lo general  $\omega_H \gg \omega_L$  y por lo tanto el ancho de banda será  $\Delta\omega = \omega_H - \omega_L \approx \omega_H$ , por lo que podemos considerar que el producto de ganancia por ancho de banda es el mismo con o sin realimentación.

A continuación vemos una gráfica de Bode de la respuesta con y sin realimentación.

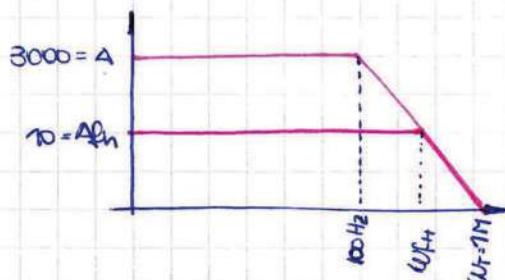


En la parte de baja frecuencia la función queda  $\frac{A_{FM}}{1 + j \frac{\omega_L}{\omega}}$ . Para llegar a eso, partiendo de  $A_{FM} \frac{s}{(s + s_L)}$  dividido y multiplicado por s.

$$\left. \Delta_{AFM} \right|_{dB} = 20 \log \frac{\Delta_{FM}}{(1 + \beta \Delta_{FM})} = 20 \log \Delta_{FM} - 20 \log (1 + \beta \Delta_{FM})$$

La gráfica de fase es la misma que sin realimentación. Del mismo modo la respuesta temporal.

Conociendo las características del amplificador sin realimentar como  $A$  y  $\omega_T$  puedo calcular  $\omega_H$ .



Teniendo en cuenta el producto de ganancia por frecuencia ancho de banda puedo calcular  $\omega_H$ .

$$\Delta_{AFM} \cdot \omega_H = \Delta_{FM} \cdot \omega_T$$

Por lo general utilizo  $\omega_T$  y  $A = 1$  ya que los 100Hz no suelen ser dato.

$$\omega_H = \frac{\omega_T}{\Delta_{AFM}} = \frac{1 \text{ MHz}}{10} = 100 \text{ kHz}$$

### FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE DOBLE POLO CON REALIMENTACIÓN.

Vamos a considerar un circuito en el que la ganancia del amplificador sin realimentar tenga 2 polos en el eje real negativo para los valores  $S_1 = -\omega_1$  y  $S_2 = -\omega_2$ . Si la ganancia a frecuencias medias es  $\Delta_{FM}$ , entonces la función de transferencia a altas frecuencias es

$$\Delta_{AF} = \frac{\Delta_{FM}}{\left(1 + \frac{S}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{S}{\omega_2}\right)} \quad (1)$$

Para obtener la función de transferencia con realimentación introducimos (1) en

$$Af = \frac{A}{1 + \beta A}$$

Así

$$Af_{AF} = \frac{\frac{\Delta_{FM}}{\left(1 + \frac{S}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{S}{\omega_2}\right)}}{1 + \beta \frac{\Delta_{FM}}{\left(1 + \frac{S}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{S}{\omega_2}\right)}} = \frac{\Delta_{FM}}{\left(1 + \frac{S}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{S}{\omega_2}\right) + \beta \Delta_{FM}}$$

$$A_f^{\text{AF}} = \frac{AFM}{1 + \frac{s}{\omega_1} + \frac{s}{\omega_2} + \frac{s^2}{\omega_1 \omega_2} + \beta \Delta FM} = \frac{AFM \omega_1 \omega_2}{s^2 + s(\omega_1 + \omega_2) + \omega_1 \omega_2 (1 + \beta \Delta FM)}$$

$$A_f^{\text{AF}} = \frac{AFM \cdot \omega_1 \omega_2}{s^2 + s(\omega_1 + \omega_2) + \omega_1 \omega_2 (1 + \beta \Delta FM)} \quad (2)$$

$$A_f^{\text{AF}} = \frac{AFM}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (3)$$

donde

$$AFM = \frac{AFM}{1 + \beta \Delta FM} \quad (4)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2 \cdot (1 + \beta \Delta F)} \quad (5)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_1 + \omega_2} \quad (6)$$

Los polos de  $A_f^{\text{AF}}$  se obtienen aplicando Baskara.

$$\frac{s}{\omega_0} = -\frac{1}{2Q} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{Q^2} - 4} \quad (7)$$

$$s = -\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \pm \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \sqrt{1 - 4Q^2} \quad (8)$$

Como  $Q$  es función de  $(1 + \beta \Delta FM)$  el valor de las raíces dependerá del factor de realimentación.

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_1 + \omega_2} = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (1 + \beta \Delta FM)}}{\omega_1 + \omega_2} \quad (9)$$

El mínimo valor de  $Q$  se da para  $\beta \Delta FM = 0$ , es decir sin realimentación.

$$Q_{\min} = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2}{\omega_1 + \omega_2}} \quad (10)$$

Reemplazando este valor de  $Q$  en la ecuación que da el lugar de las raíces tenemos que

$$s_{1f} = -\omega_1$$

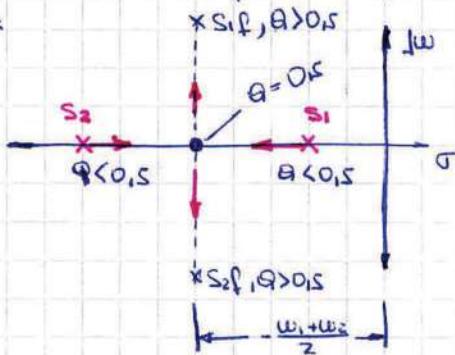
$$s_{2f} = -\omega_2$$

Esto es correcto ya que cuando  $AFM \cdot \beta = 0$  el amplificador no está realimentado y tiene los polos sin realimentación.

La ecuación (8) nos dice cómo se mueven los polos en el plano  $s$  cuando incrementamos el factor de realimentación. Los polos parten de  $-\omega_1$  y  $-\omega_2$  a  $Q_{\min}$  y se van acercando uno al otro a medida que  $Q$  crece, hasta que coinciden en  $-\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$  para  $Q = 0.5$ .

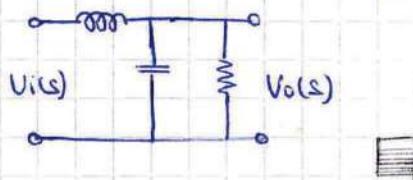
Para  $Q > 0,5$  los polos son complejos conjugados con parte real constante igual a  $-\frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)$

El movimiento de los polos en función del valor de  $Q$  se indica en la siguiente figura:



Cualquiera sea el valor de  $Q$ , dado por la realimentación, los polos siempre estarán en el semiplano izquierdo, por lo tanto el amplificador será siempre estable. Sin embargo, la respuesta temporal puede no ser muy adecuada.

La función de transferencia tiene una estructura análoga a la del circuito pasivo



$$\text{Donde } \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^2LC + s\frac{L}{R} + 1}$$

$$\text{y } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad Q = \frac{R}{\omega_0 L} = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Entonces

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

### RESPUESTA EN FRECUENCIA

Si en la ecuación (3) reemplazamos  $s$  por  $j\omega$ , la magnitud de esta expresión da la respuesta en frecuencia del amplificador de 2 polos con realimentación. Es conveniente emplear el factor de amortiguación  $k$  en lugar de  $Q$ .

$$k = \frac{1}{2Q}$$

Así la ec. (3) queda

$$\left| \frac{A_{PF}}{A_{PBM}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + 4k^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}}$$

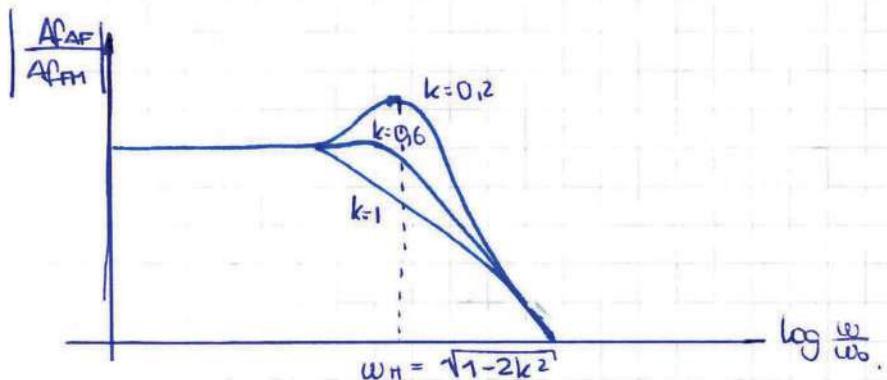
Los picos de esta función se obtienen igualando a cero la derivada de la cantidad dentro del radical. Encontraremos un pico en

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - 2k^2}$$

Para este valor el módulo será

$$\left| \frac{A_{AF}}{A_{FM}} \right| = \frac{1}{2k\sqrt{1-k^2}}$$

La curva de la respuesta en frecuencia de un amplificador de dos polos realimentado es

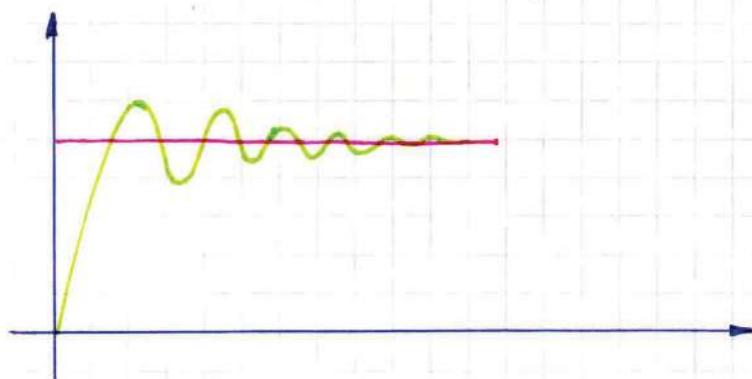


Para  $k < 0,707$  hay sobrepicos.

### RESPUESTA TEMPORAL - EXCITACIÓN ESCALÓN

El amplificador de 2 polos permanece siempre estable. Sin embargo, si la ganancia del lazo de realimentación  $\beta A_{FM}$  es excesivamente grande la respuesta transitoria del amplificador puede ser deficiente.

En la siguiente figura se muestra una posible respuesta a un escalón; en muchas aplicaciones no es aceptable una respuesta tan violenta.



Obsérvese que la salida sobre pasa en un buen porcentaje el valor final y oscila antes de llegar al valor de régimen permanente. Sobre esta forma de onda se definen algunos parámetros:

- **Tiempo de subida:** Tiempo que la onda tarda en pasar de 0,1 a 0,9 de su valor permanente.
- **Tiempo de retardo:** Tiempo que la onda tarda en pasar de 0 a 0,5 de su valor.

- Sobrevalor o punto: Valor en exceso del pico sobre el permanente.
- Período de amortiguación: intervalo de tiempo para un ciclo de oscilación.
- Tiempo de estabilización: tiempo para que la respuesta se establezca entre un  $\pm \%$  por cuenta del valor permanente.

Las expresiones analíticas para la respuesta de un ~~escalón~~ amplificador a un escalón de amplitud  $V$  se obtiene haciendo  $V(s) = V/s$  y resolviendo por transformada inversa de Laplace. Considerando que  $k = 1/2\omega$  los polos pueden escribirse como

$$s = -kw_0 \pm w_0 \sqrt{k^2 - 1}$$

Si  $k=1$  los polos coinciden y corresponde al caso de amortiguamiento crítico. Si  $k < 1$  los polos son complejos conjugados y tenemos una respuesta subamortiguada. Si  $k > 1$  los polos son reales y negativos, lo que corresponde a una respuesta sobreamortiguada.

La respuesta  $V(t)$  a un escalón de magnitud  $V$  de un amplificador de ganancia  $VAFM$  a frecuencias bajas está dada por la siguiente ecuación:

- Críticamente amortiguado,  $k=1$

 
$$\frac{V(t)}{VAFM} = 1 - (1 + w_0 t) e^{-w_0 t}$$

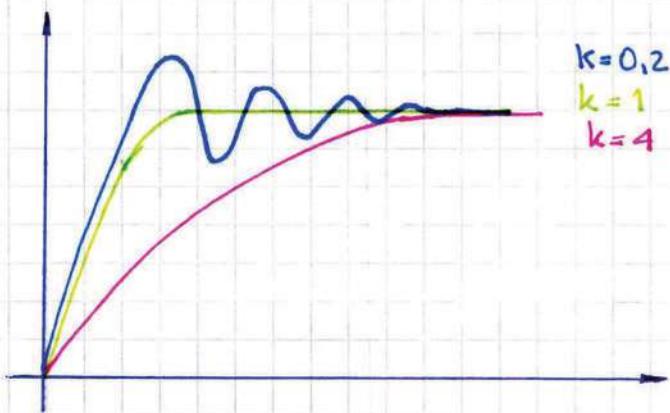
- Sobreamortiguado,  $k > 1$

$$\frac{V(t)}{VAFM} = 1 - \frac{1}{2\sqrt{k^2 - 1}} \left[ \frac{1}{k_1} e^{-k_1 w_0 t} - \frac{1}{k_2} e^{-k_2 w_0 t} \right]$$

donde  $k_1 = k - \sqrt{k^2 - 1}$  y  $k_2 = k + \sqrt{k^2 - 1}$

- Subamortiguado,  $k < 1$

$$\frac{V(t)}{VAFM} = 1 - \frac{k w_0}{w_d} \left[ \sin w_d t + \cos w_d t \right] e^{-k w_0 t}$$



## FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA: 3 POLOS CON REALIMENTACIÓN

Comprobaremos que si en este caso la ganancia del lazo de realimentación es suficiente grande los polos del amplificador realimentado están a la derecha del plano, dando lugar a un circuito inestable.

La ganancia a lazo abierto está dada por:

$$A_{AF} = \frac{AFM}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right)}$$

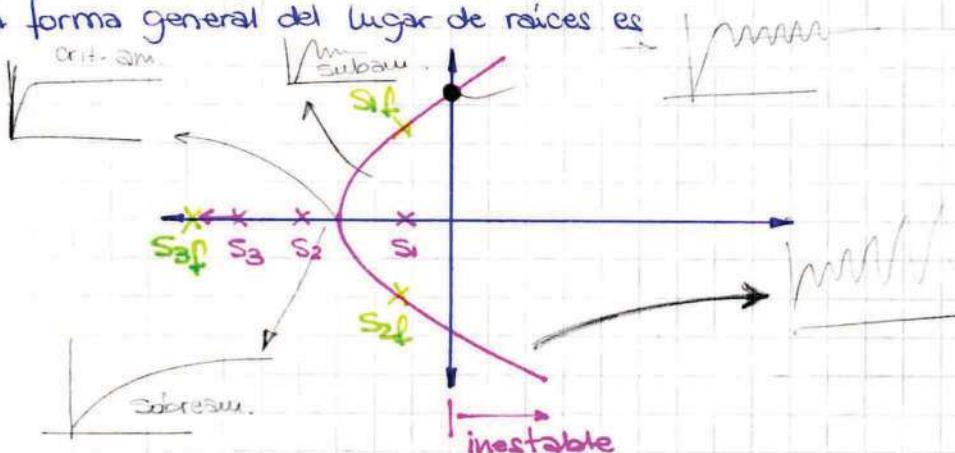
Introduciéndola en la ecuación de ganancia con realimentación:

$$\Delta\beta = \frac{A}{1 + \beta A}$$

$$Af_{AF} = \frac{AFM}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^3 + \alpha_2 \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \alpha_1 \left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

La estabilidad del amplificador realimentado se determina por los polos de su función de transferencia.

La forma general del lugar de raíces es



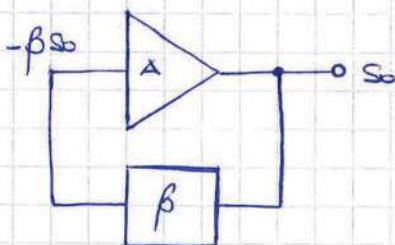
Los polos parten de  $-\omega_1$ ,  $-\omega_2$  y  $-\omega_3$  para  $A\beta=0$ . A medida que  $A\beta$  aumenta el polo de alta frecuencia  $S_{4f}$  aumenta en magnitud, pero siempre permanece en el eje real negativo. Los polos  $S_{1f}$  y  $S_{2f}$  se aproximan uno al otro y pasan a ser complejos conjugados cuando se separan del eje real.

La parte real de  $S_{1f}$  y  $S_{2f}$  es negativa cuando coinciden, pero cuando  $A\beta$  aumenta más allá de su valor crítico la parte real se hace menos negativa, pudiendo llegar a ser positiva y crear inestabilidad.

## ESTABILIDAD

Como sabemos, la realimentación negativa se da para  $|1 + A\beta| > 1$ , lo que produce una disminución de la ganancia.

Para ver si un amplificador es inestable o no, consideremos un amplificador en el que no se aplica señal a la entrada.



Supongamos que debido a alguna perturbación transitoria aparece una señal  $S_o$  en la salida; una parte de esta señal se realimentará, es decir, aparece a la entrada como  $\beta S_o$ . Luego esta señal se amplificará y aparecerá a la salida una señal  $-A\beta S_o$ . Si esta nueva salida es igual a la perturbación el circuito estará oscilando, es decir, presentará inestabilidad si se da que

$$-A\beta S_o = S_o$$

De esta forma, oscilará si se cumple  $A\beta = -1$  :  $|A\beta| = 1$ ,  $\angle A\beta = -180^\circ$ .

Por lo tanto, si se quiere hacer una gran ganancia, con  $A\beta \approx 1$  existe la posibilidad de que el circuito sea inestable.

### Condición de estabilidad

- El amplificador realimentado debe ser estable para todas las frecuencias, no solo para el rango que nos interesa.
- El circuito será estable si para cualquier perturbación transitoria la respuesta desaparece espontáneamente.
- El circuito será inestable si una perturbación transitoria genera una respuesta persistente o que aumenta hasta quedar limitada por la no linealidad del circuito.
- En un amplificador estable todos los polos de la función de transferencia deben estar en el semiplano izquierdo de frecuencia compleja.

### MARGEN DE GANANCIA Y MARGEN DE FASE.

Suele ser difícil aplicar las condiciones de estabilidad a un amplificador práctico debido a que no podemos realizar el diagrama de polos y ceros de su función. Lo que se hace es trazar la magnitud (normalmente en dB) y la fase de  $A\beta$  en función de la frecuencia para ver que el amplificador no satisface las siguientes condiciones simultáneamente :

$$|A\beta| = 1 \quad \text{y} \quad \angle A\beta = -180^\circ.$$

Si vemos que  $|A\beta| < 1$  cuando  $\angle A\beta = -180^\circ$ , el amplificador será estable.

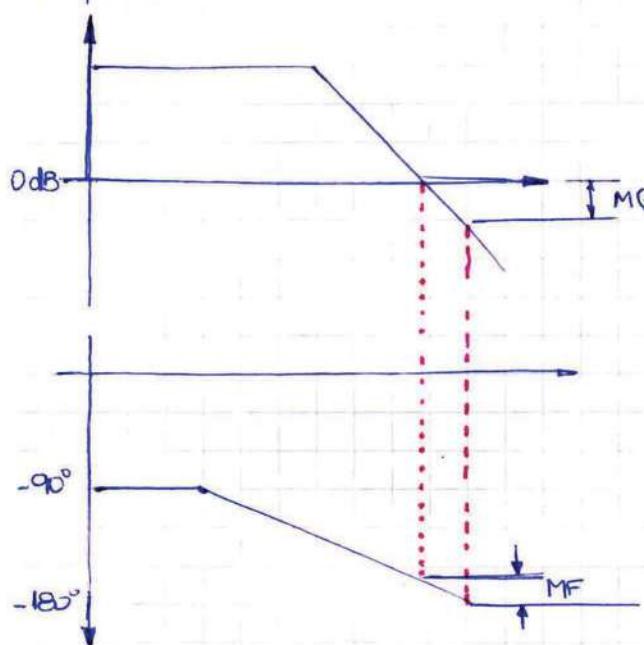
### Margen de ganancia.

Se define como el valor de  $A\beta$  en dB para la frecuencia en la cual  $\angle A\beta = -180^\circ$ .

Si el margen de ganancia es negativo el amplificador es estable y nos dice el valor teórico en el que podemos aumentar la ganancia a lazo abierto antes de que oscile. Si el valor es positivo, el amplificador es potencialmente inestable.

## Margen de fase

El margen de fase es  $180^\circ$  menos el ángulo de  $A\beta$  a la frecuencia para la que  $|A\beta|=1$



Las magnitudes de estas cantidades nos dan una idea de qué tan estable es el amplificador. Por ejemplo, en un amplificador lineal de buena estabilidad se tiene

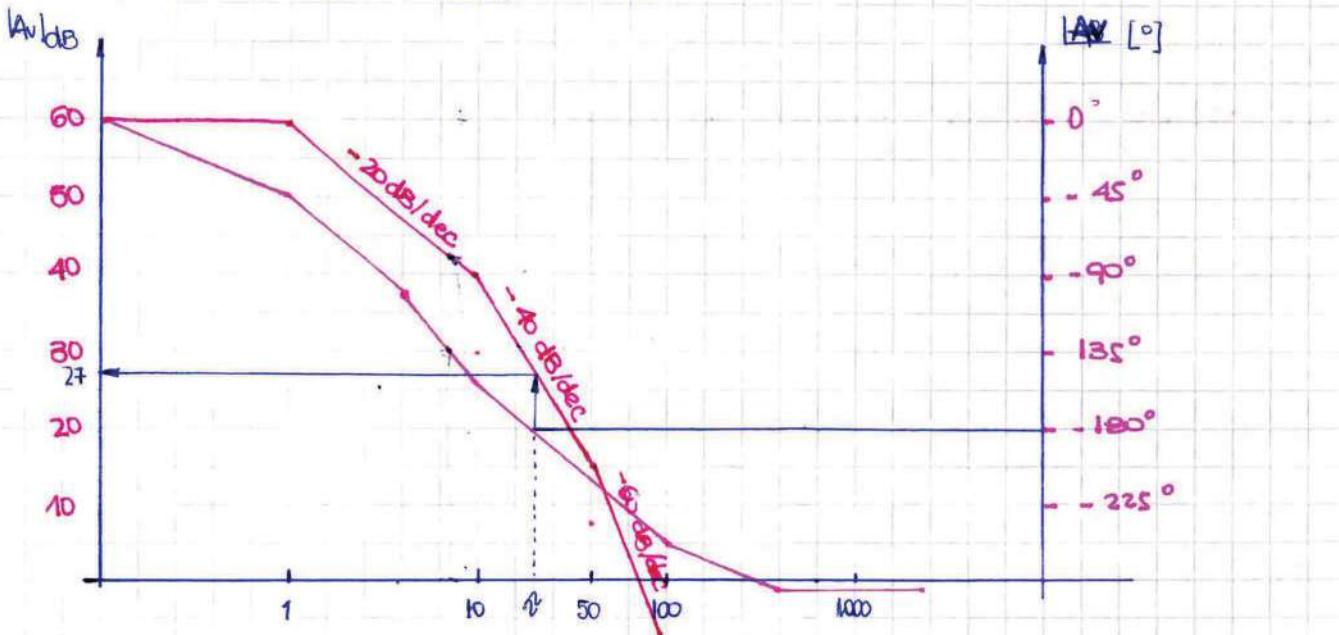
$$MG = -10 \text{ dB}$$

$$MF = 45^\circ$$

## Ejemplo

Supongamos un amplificador de 3 polos.

$$Av = \frac{-1 \cdot 10^3}{(1 + j \frac{f}{1}) (1 + j \frac{f}{10}) (1 + j \frac{f}{50})}$$



Supongamos que  $\beta$  es puramente resistivo... Este amplificador oscilará cuando  $A\beta = 1$  [ $180^\circ$ ] o cuando  $|Av| = 1/\beta$  y la fase de  $Av$  sea  $-180^\circ$ .

En la figura vemos que  $|Av| = -180^\circ$  a  $f = 22\text{MHz}$   
 Si deseamos tener un margen de fase de  $45^\circ$  debemos tener:

$$\frac{1}{\beta} = |Av|_{-135^\circ} = 42\text{dB} \quad \text{La ganancia puede ir desde 42 hasta 60dB.}$$

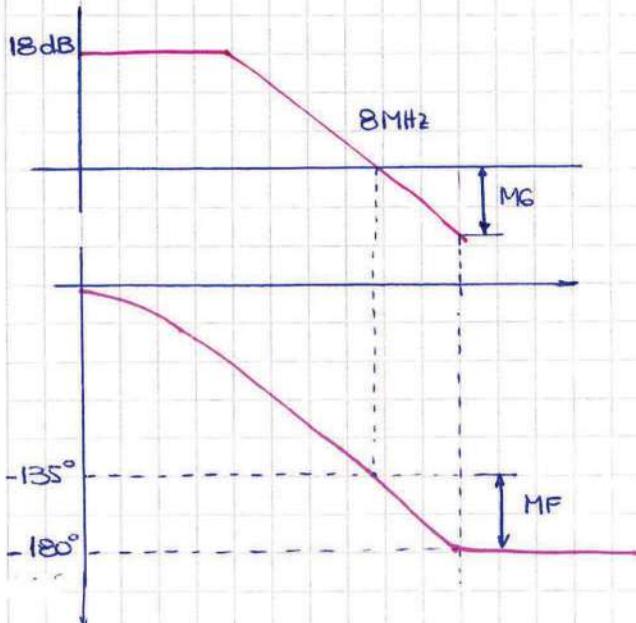
Así el máximo valor de ganancia para un MF =  $45^\circ$  será

$$20 \log |Av \cdot \beta| = 20 \log |Av| - 20 \log \left(\frac{1}{\beta}\right)$$

$$|Av \cdot \beta|_{\text{dBmax}} = 60\text{dB} - 42\text{dB} = 18\text{dB}$$

La sensibilidad no es del todo buena.

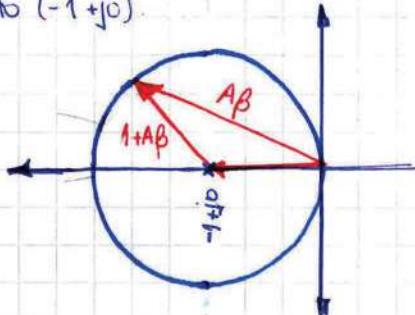
De esta forma y considerando que  $Av = 42\text{dB}$  para  $8\text{MHz}$  tenemos:



### CRITERIO DE NYQUIST

El producto  $A\beta$  es un número complejo: se puede representar como un punto en el plano complejo. El lugar geométrico de todos estos puntos forma una curva cerrada. El criterio de Nyquist dice que todo amplificador es inestable si esta curva envuelve al punto  $-1+j0$ , y es estable cuando no lo envuelve.

Los criterios de realimentación positiva o negativa pueden representarse también en el plano complejo. La expresión  $|A\beta|=1$  representa un círculo de radio unitario con centro en el punto  $(-1+j0)$ .



Si para cualquier frecuencia  $A\beta$  es exterior al círculo la realimentación es negativa ya que  $|1+A\beta| > 1$ . En cambio, si  $A\beta$  está situado dentro del círculo,  $|1+A\beta| < 1$  y la realimentación es positiva, siendo el sistema potencialmente inestable.

## MÉTODOS GENERALES DE COMPENSACIÓN

La idea de la compensación es reajustar las curvas de magnitud y fase de  $A\beta$  de modo que  $|A\beta| < 1$  cuando  $\angle A\beta = 180^\circ$ . Hay 3 métodos generales.

### 1. Compensación por polo dominante o por retardo

Este método introduce un polo extra en la función de transferencia a una frecuencia inferior a la de los polos existentes, lo cual da lugar a un retardo de fase en el amplificador. Este polo es dominante, es decir que su magnitud es mucho menor que cualquiera de los polos de la función de transferencia original. En consecuencia la ganancia cae a 0dB con una pendiente de 20dB/dec a una frecuencia con la que los polos de  $A_v$  contribuyen despreciablemente al cambio de fase, logrando así tener un buen margen de fase y de ganancia.

Consideramos la función de transferencia anterior:

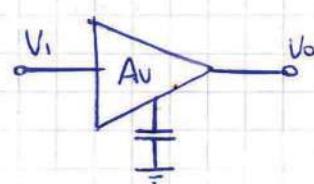
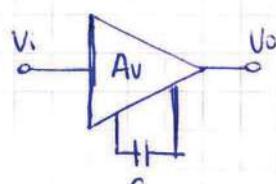
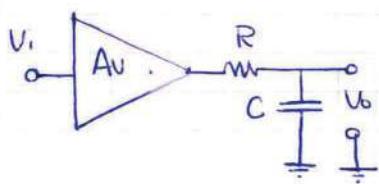
$$A_v = \frac{10^3}{(1+j\frac{f}{1\text{MHz}})(1+j\frac{f}{10\text{MHz}})(1+j\frac{f}{50\text{MHz}})}$$

Supongamos que modificamos este  $A_v$  añadiendo un polo dominante de forma que la nueva función de transferencia es

$$A_v' = \frac{1}{(1+\frac{f}{f_d})} A_v$$

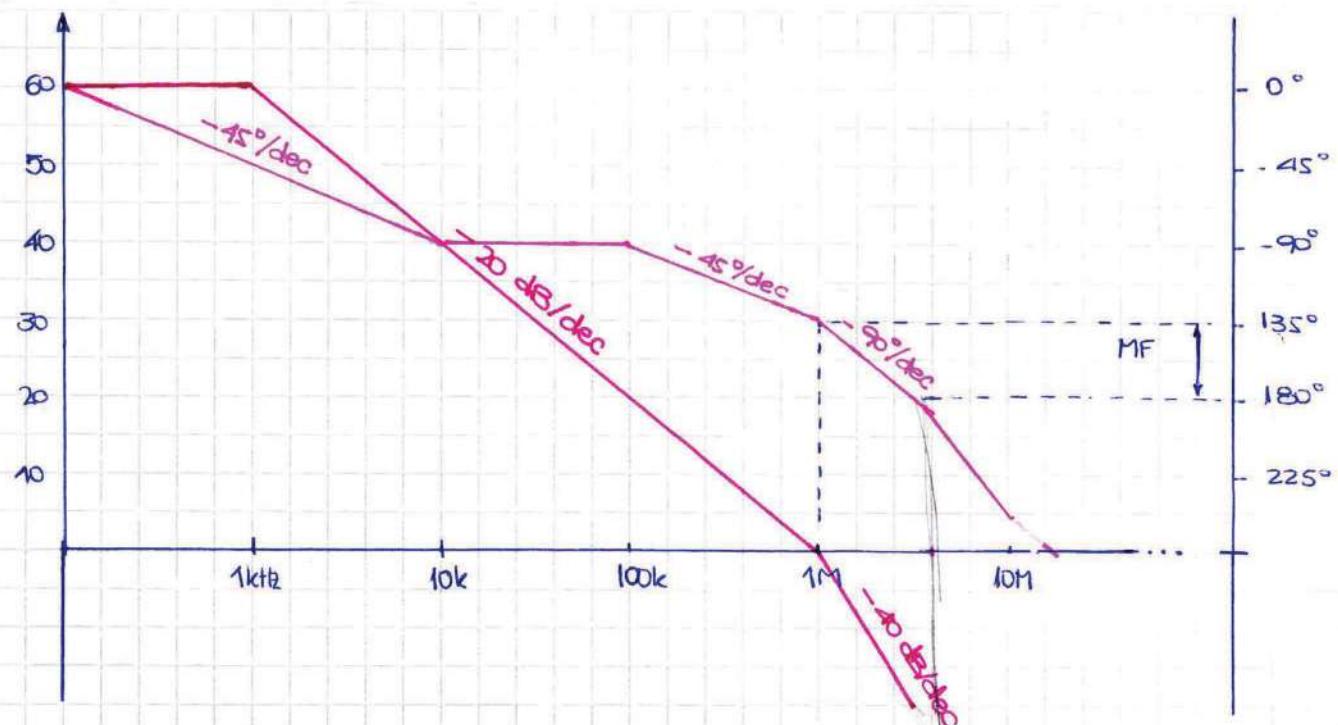
donde  $f_d \ll 1\text{MHz}$ .

Esto puede lograrse con una simple red RC colocada en el amplificador o conectando un capacitor C desde un punto de alta resistencia a tierra o entre 2 terminales del A.O. (esto se indica en la hoja de datos, al igual que el valor de C necesario).



Son A.O. que traen pines para compensación.  
Por teorema de Miller se pueden usar capacitores chicos, ya que se multiplican por la ganancia y se ven reflejados grandes.

Supongamos que elegimos  $f_d = 1\text{kHz}$ , el gráfico de Bode quedaría:

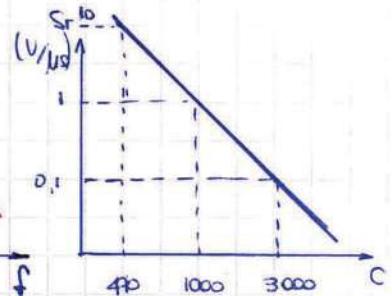
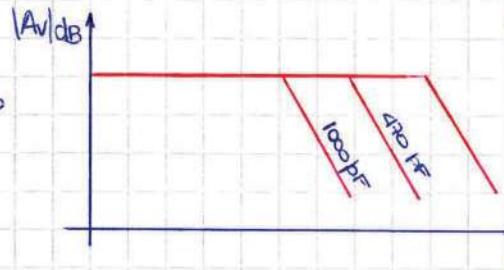
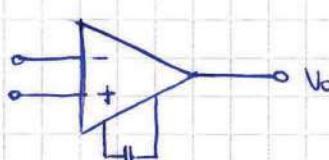


Vemos que el margen de fase de  $45^\circ$  está en  $f = 1\text{MHz}$  y que  $|Av| - \frac{1}{\beta} = 0\text{dB}$ . Por lo tanto la máxima ganancia de lazo  $|Av\beta|$  para un margen de  $45^\circ$  es de  $60\text{dB}$ . La sensibilidad se ve mejorada.

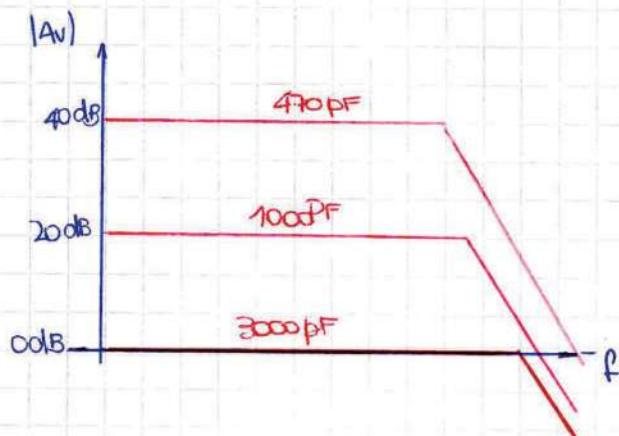
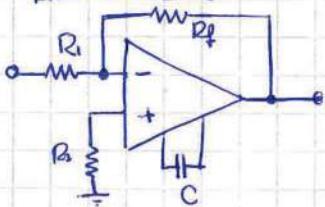
Es importante comparar el ancho de banda del amplificador con y sin compensación. **El AB se ve disminuido y se usa para señales de poco AB.**

Por último, en las hojas de datos se suele dar la curva de respuesta en frecuencia y slew rate en función del capacitor utilizado.

A lazo abierto



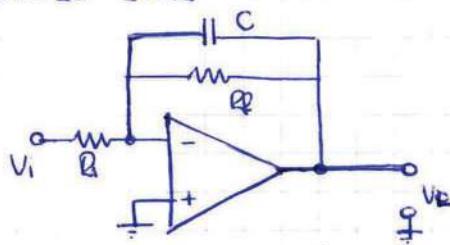
A lazo cerrado



## 2.- Compensación por adelanto

En este método se introduce un cero entre los polos de la función de transferencia de modo que se produzca un desfase positivo (aumenta la fase).

Normalmente se logra modificando la red  $\beta$ . Por ejemplo, en el amplificador inversor serie



$$\text{Donde } A_v \cdot \beta = A_v \left( -\frac{R_1}{R_1 + R_f} \right) = -\frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{SC} \cdot R_f} \cdot A_v =$$

$$= -\frac{R_1}{R_1 + \frac{R_f}{1 + R_f SC}} \Delta v = -\frac{R_1 (1 + R_f C s)}{R_1 + R_f R_1 S C + R_f} A_v =$$

$$= -\frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot \frac{(1 + R_f C s)}{\left( 1 + S \frac{R_1}{R_1 + R_f} R_f \cdot C \right)} A_v = A_v'$$

$$= -\frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot \frac{C R_f \left( \frac{1}{C R_f} + s \right)}{\cancel{R_1} \cdot R_f C \left( \frac{R_1 + R_f}{R_1} \frac{1}{R_f C} + s \right)} = -\frac{\left( \frac{1}{C R_f} + s \right)}{\left( \frac{R_1 + R_f}{R_1} \frac{1}{C R_f} + s \right)} A_v$$

Tenemos un cero y un polo de frecuencias:

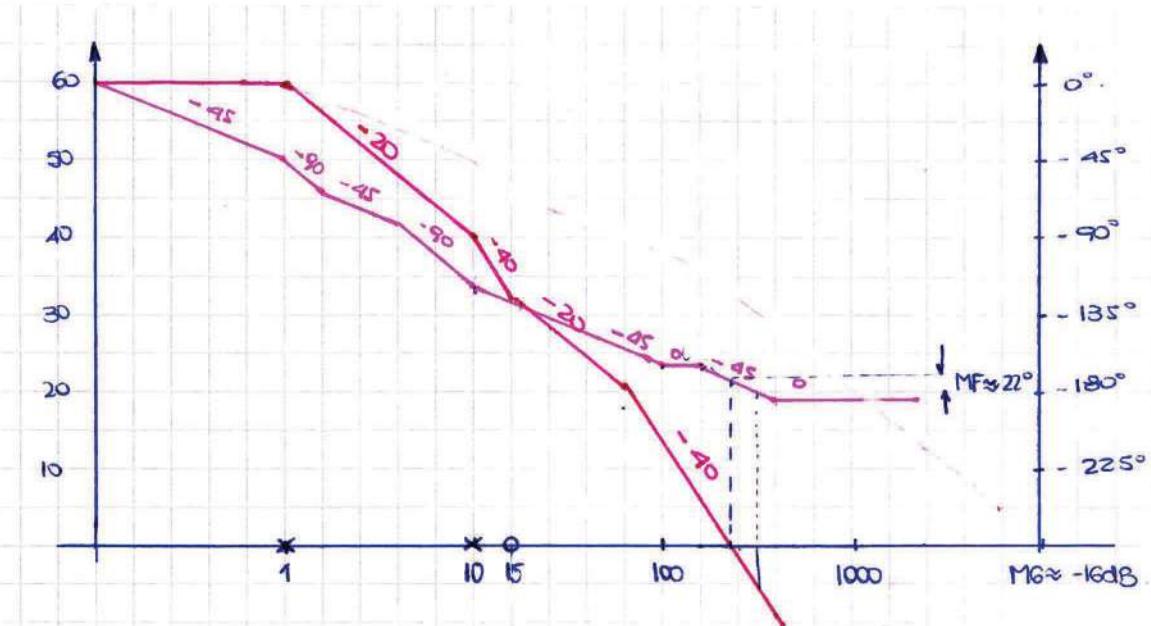
$$\omega_z = \frac{1}{C R_f} \quad \text{y} \quad \omega_p = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \frac{1}{C R_f}$$

Como generalmente  $\frac{R_1 + R_f}{R_1} \gg 1$  tenemos que  $\omega_p \gg \omega_z$ .

De esta forma el nuevo polo no tiene influencia ya que aparece muy arriba en frecuencia. Supongamos que  $A_v$  está dada por:

$$A_v = \frac{1 \cdot 10^3}{\left( 1 + j \frac{f}{1 \text{ MHz}} \right) \left( 1 + j \frac{f}{10 \text{ MHz}} \right) \left( 1 + j \frac{f}{50 \text{ MHz}} \right)}$$

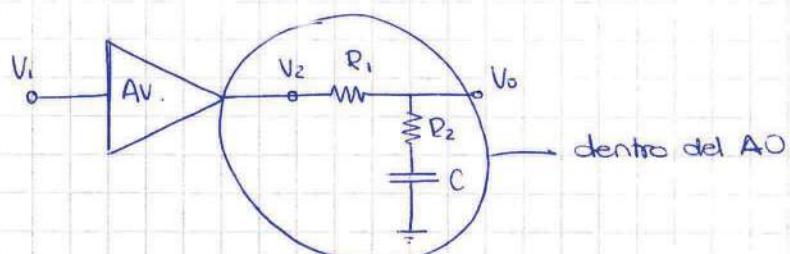
y que el cero aparece en  $f_z = 15 \text{ MHz}$ . El Bode será:



Para un  $MF = 45^\circ$  debemos tener  $|Av| = 1/\beta = 26 \text{ dB}$ . La ganancia de lazo máxima es de  $|Av\beta|_{\text{máx}} = 34 \text{ dB}$ .  
El AB a 10dB es de 3MHz

### 3.- Compensación por polo-cero (o avance-retroceso)

La función de transferencia original se altera añadiendo un polo y un cero, con el cero a mayor frecuencia que el polo (el cero anula al polo menor).  
Esto se logra con la siguiente red RC:



Donde

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_2) C}$$

La función de transferencia de la red RC es

$$\frac{V_0}{V_2} = \frac{1 + j \frac{f}{f_2}}{1 + j \frac{f}{f_p}}$$

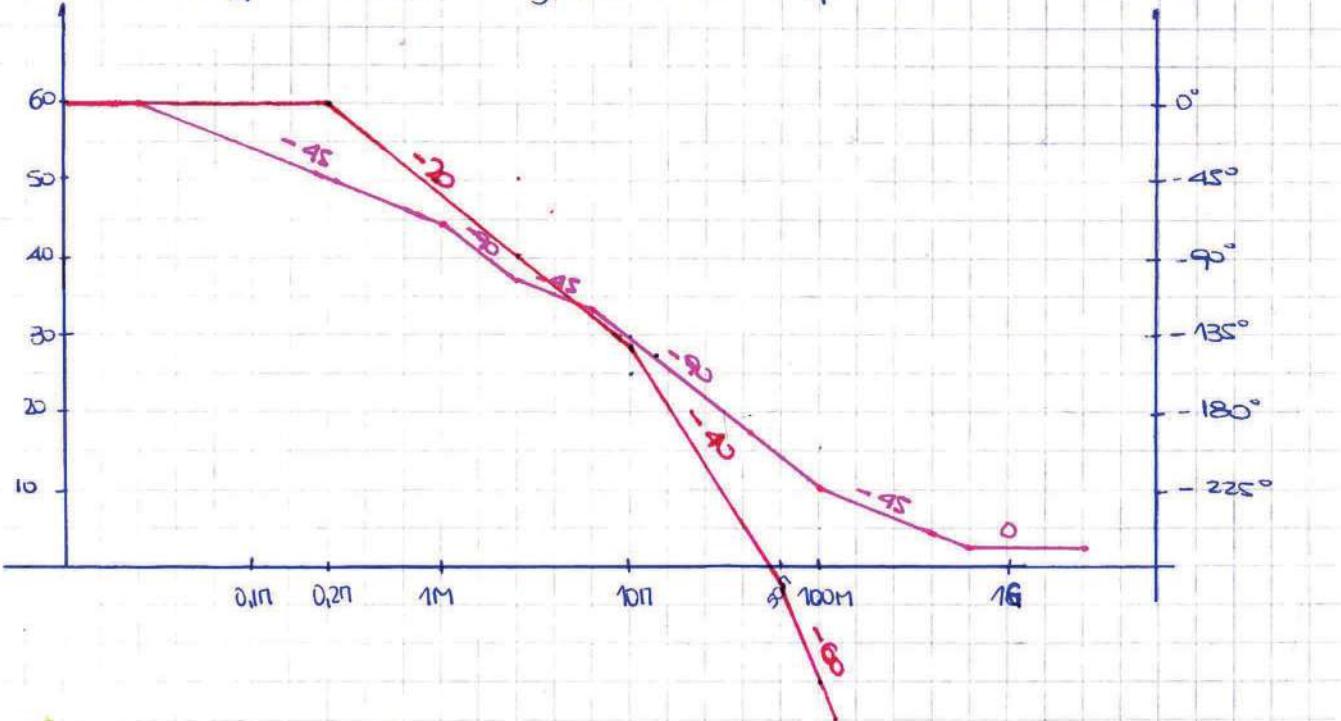
Considerando la función de transferencia que venimos utilizando y que la red RC no carga al amplificador tenemos una nueva función de transferencia.

$$Av' = Av \frac{\left(1 + j \frac{f}{f_2}\right)}{\left(1 + j \frac{f}{f_p}\right)} = \frac{1 \cdot 10^3 \left(1 + j \frac{f}{f_2}\right)}{\left(1 + j \frac{f}{f_p}\right) \left(1 + j \frac{f}{1M}\right) \left(1 + j \frac{f}{10M}\right) \left(1 + j \frac{f}{50M}\right)}$$

La frecuencia del cero se elige de modo que anule al polo de baja frecuencia de  $Av$ , o sea que  $f_2 = 1\text{MHz}$ . De esta forma la función de transferencia queda

$$Av' = \frac{1 \cdot 10^3}{\left(1 + j \frac{f}{f_p}\right) \left(1 + j \frac{f}{10M}\right) \left(1 + j \frac{f}{50M}\right)}$$

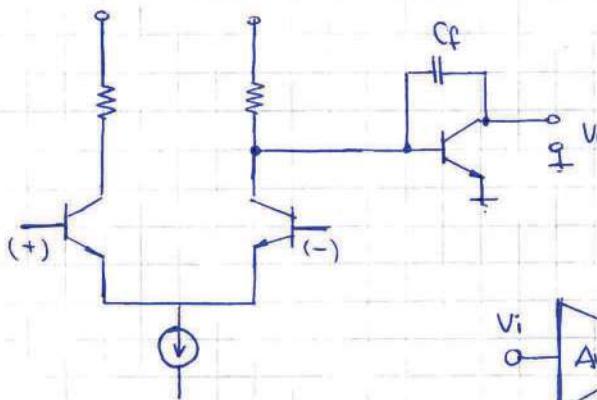
Si situamos  $f_p$  en 200kHz el gráfico de Bode queda:



Para tener  $MF = 45^\circ$ ,  $|Av| = 1/\beta = 27\text{dB}$ , por lo que la máxima ganancia de lazo es 33dB. El polo se suelte elegir de modo que la función de transferencia compensada pase por 0dB en el segundo polo de la función de transferencia no compensada.

El AB a 100dB será aproximadamente 600kHz

Se usa este tipo de compensación en los AD auto compensados. Esto se logra integrando un pequeño capacitor en el chip, que por efecto Miller produce la cancelación.



Circuito aproximado.

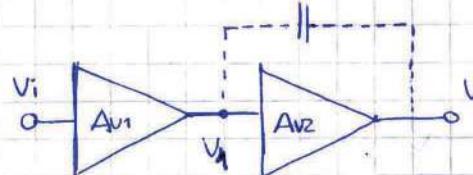
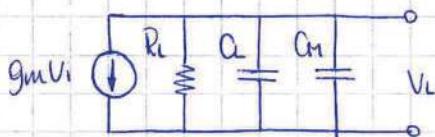


Diagrama en bloques.

El circuito equivalente de la salida de  $A_{V1}$  será



$$A_{V1} = \frac{V_L}{V_i} = \frac{A_{VFM1}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{H1}}\right)} \quad \text{donde } \omega_{H1} = \frac{1}{R_L C_m} \quad \text{si no se conecta } C_f.$$

$$A_{V2} = \frac{V_L}{V_i} = \frac{A_{VFM2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{H2}}\right)}$$

La capacidad de Miller es

$$C_M = C_f (1 - A_{V2}) \approx -A_{VFC2} C_f$$

La capacidad total será

$$C_L + C_M = C_L + C_f (1 - A_{V2}) = C_L + C_f \left[ 1 - \frac{A_{VFM2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{H2}}\right)} \right] = \frac{C_L + C_L \frac{s}{\omega_{H2}} + C_f + C_f \frac{s}{\omega_{H2}} - C_f A_{VFM2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{H2}}\right)}$$

Como  $A \ll C_f A_{VFM2}$  tenemos que:

$$C_L + C_M \approx -\frac{C_f \cdot A_{VFM2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{H2}}\right)}$$

Considerando  $C_f$  en la función de transferencia de  $A_{V1}$  se obtiene  $A'_V$

$$A'_V = \frac{A_{VFM1}}{1 + s R_L (C_L + C_M)} = \frac{A_{VFM}}{1 + s R_L C_f \frac{A_{VFM2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{H2}}\right)}} = A_{VFM} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{H2}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_{H2}} + s R_L C_f A_{VFC2}}$$

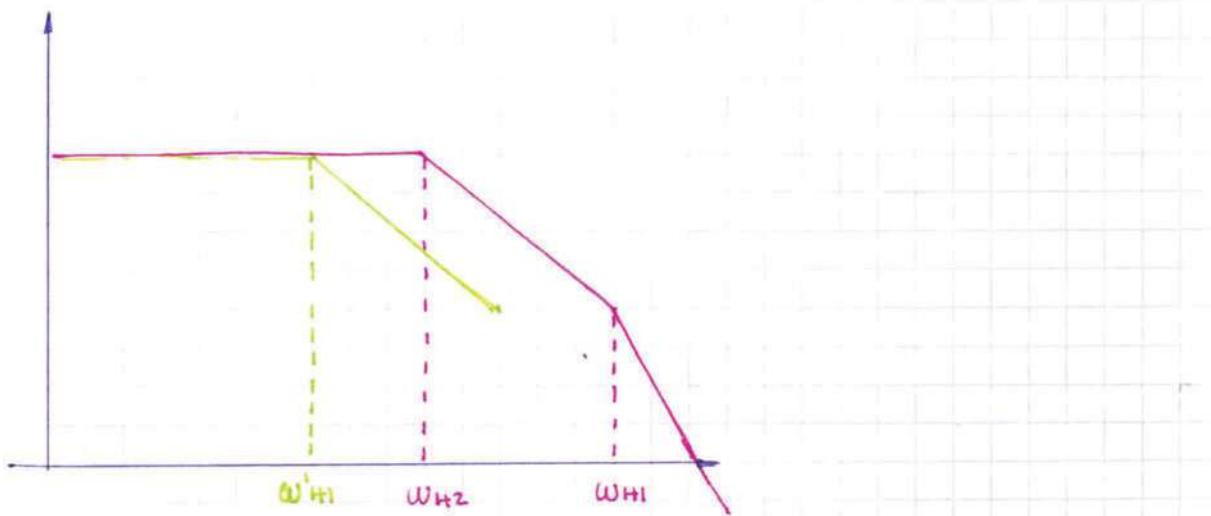
$$A'_V = A_{VFM} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{H2}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega'_{H1}} + \frac{s}{\omega_{H2}}}$$

donde  $\omega'_{H1}$  es el nuevo polo dominante y es  $\omega'_{H1} = \frac{1}{R_L (C_f \cdot A_{V2FM})}$

Se elige  $C_f$  de modo que  $\omega'_{H1} \ll \omega_{H2}$ . El cero de  $A'_V$  en  $\omega_{H2}$  se cancela con el polo de  $A_{V2}$  también en  $\omega_{H2}$ .

La nueva función de lazo abierto será

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = \frac{A_{VFM1} \cdot A_{VFM2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega'_{H1}}\right)}$$



## Unidad nº 5. AMPLIFICADORES DE POTENCIA

### X CLASIFICACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA.

Por lo general se los clasifica según la posición del punto de trabajo Q. Las posibles clases son:

**CLASE A:** La corriente circula por el dispositivo de salida durante los  $360^\circ$  (el período completo) de la señal:  $\theta_C = 360^\circ$ .

**CLASE B:** La corriente circula por el dispositivo de salida durante  $180^\circ$  de la señal ( $\theta_C = 180^\circ$ )

**CLASE AB**: La corriente circula por el dispositivo de salida durante  $180^\circ < \theta_C < 360^\circ$  de la señal.

**CLASE C:** La corriente circula por el dispositivo de salida durante  $0^\circ < \theta_C < 180^\circ$  de la señal.

### OTRAS CLASES DE AMPLIFICADORES.

#### Clase D

Es un amplificador conmutado excitado por un tren de pulsos modulado con la señal de audio que se desea amplificar.

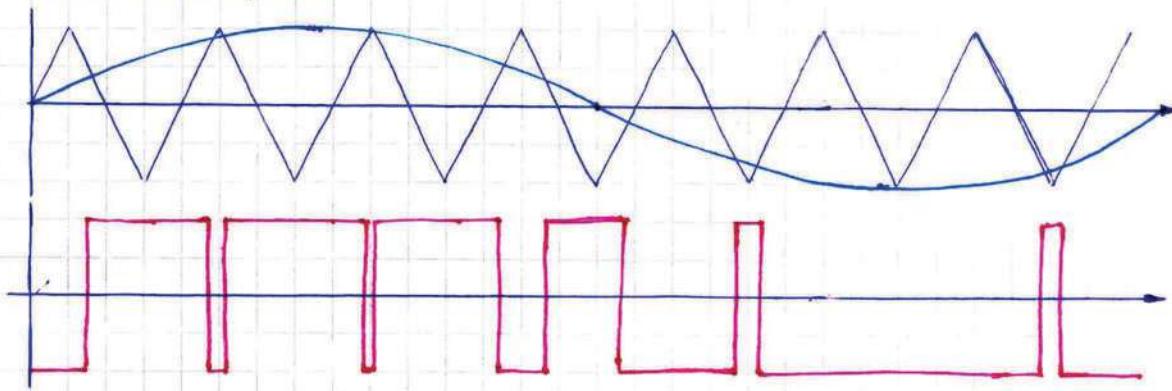
Requisitos:

- El tren de pulsos debe ser de frecuencia mucho más alta que la más alta frecuencia de los componentes de la señal de audio (lo normal es 160 o 200 kHz).
- Dispositivos de conmutación muy rápidos, típico 200ns.
- El filtro de salida debe atenuar 40 dB la frecuencia del tren de pulsos y 4 dB la más alta de los componentes de la señal de audio.

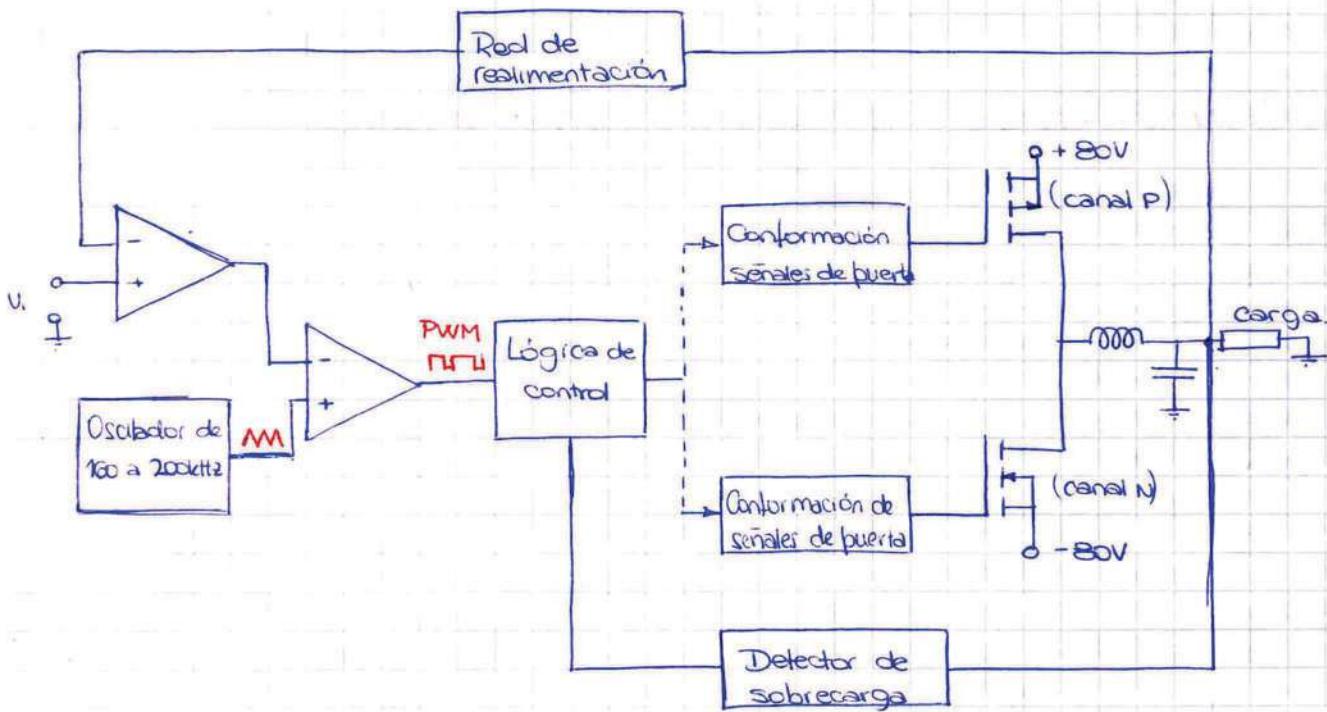
#### Características

- Buen rendimiento, del orden de 85% o superior.
- Liviano y poco voluminoso
- Se pueden conseguir grandes potencias con facilidad.

El fundamento de la modulación es un comparador utilizado como un modulador de ancho de pulso.

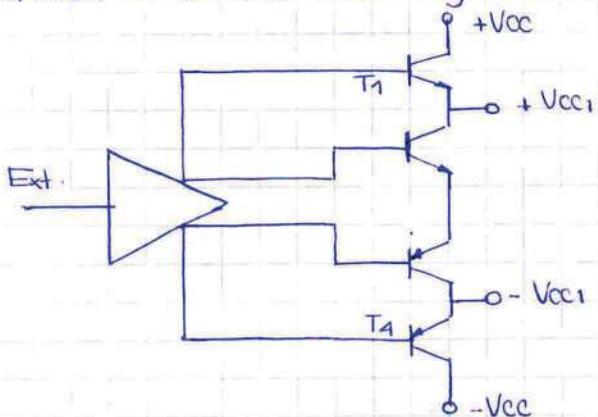


## Diagrama en bloque



## Clase E

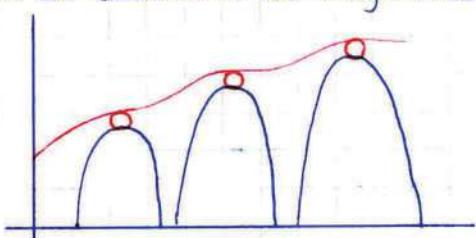
Emplea una fuente de alimentación que puede suministrar 2 niveles de tensión distintos, de acuerdo a las exigencias de potencia de la carga.



$T_1$  y  $T_4$  se habilitan o desabilitan de acuerdo a la señal de entrada, para que  $V_{ce} \cdot I_c$  sea lo más chico posible y la potencia disipada en los transistores sea mínima.

## Clase H

Emplea una fuente de alimentación que puede suministrar niveles variables de tensión de acuerdo a las exigencias de potencia de la carga.



Así las potencias disipadas se mantienen siempre muy chicas. El rendimiento es muy bueno.

## RELACIONES BÁSICAS EN LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA.

El amplificador de potencia convierte la potencia de cc. de la fuente de alimentación en una señal de potencia en la carga. La eficiencia en este proceso viene dada por:

$$\eta = \frac{P_{AC}}{P_{CC}} = \frac{\text{Potencia media de señal en la carga}}{\text{Potencia media de salida en la fuente.}}$$

$$P_{CE} = P_{CC} - P_L$$

Donde  $P_{CE}$  es la disipación media de colector y  $P_L$  es la potencia total (potencia de cc más potencia en la carga).

Para la evaluación de las distintas cantidades de potencia se usa

$$p = v \cdot i$$

Si se considera que  $v$  e  $i$  son formas de onda periódica con una componente media (cc) que puede ser cero y una componente de ca. no necesariamente sinusoidal se tiene

$$v = V_{DC} + V_{AC}$$

$$i = I_{DC} + I_{AC}$$

Tomando el periodo completo de la onda:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p \, dt = V_{DC} I_{DC} + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{AC} I_{AC} dt$$

} a la potencia media.

Si las componentes de ca. son sinusoidales

$$V_{AC} = V_m \cos \omega t$$

$$I_{AC} = I_m \cos \omega t$$

Reemplazando en la integral

$$P = V_{DC} I_{DC} + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_m \cos \omega t \cdot I_m \cos \omega t \, dt] = V_{DC} I_{DC} + \frac{V_m I_m}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2 \omega t \, dt =$$

$$= V_{DC} I_{DC} + \frac{V_m I_m \cdot \pi}{2} = V_{DC} I_{DC} + \frac{V_m I_m}{2} = V_{DC} I_{DC} + \frac{V_m I_m}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} = V_{DC} I_{DC} + V_{rms} \cdot I_{rms}$$

Quando la señal de Corriente tiene componente de continua el valor rms de la forma de onda está dado por

$$I_{rms} = \sqrt{I_{DC}^2 + I_{1rms}^2 + I_{2rms}^2 + \dots + I_{Nrms}^2}$$

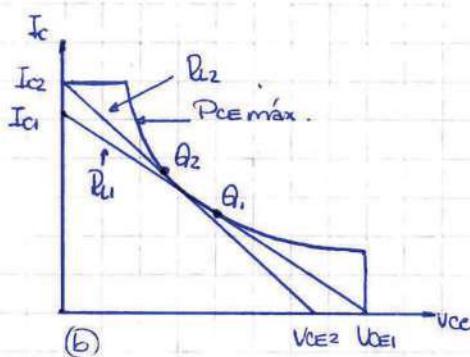
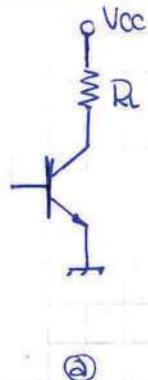
Donde  $I_{DC}$  es la componente de continua,  $I_{1rms}$  es el primer armónico, etc.

## EL AMPLIFICADOR CLASE A.

En operación clase A el amplificador reproduce toda la señal de entrada; la corriente de colector es distinta de cero todo el tiempo, lo cual se considera muy ineficiente ya que para señal cero en la entrada  $I_{CA} > 0$ , el transistor disipa potencia.

### Emitor común

Por simplicidad se hace  $R_E = 0$ . El primer paso será seleccionar  $R_L$  para máxima potencia de salida.

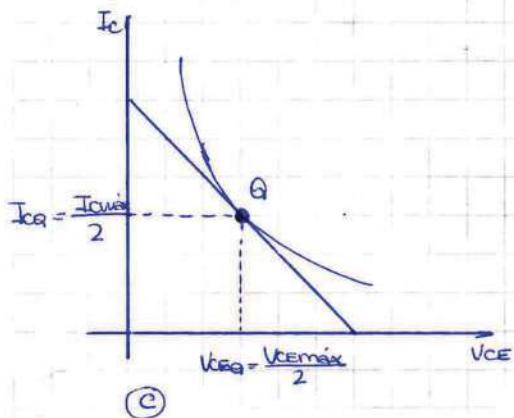


En la figura (b) se muestran las rectas de carga para dos puntos Q del amplificador, que se intersectan con la curva  $P_{CE}$ .  $I_{C2}$  será la máxima corriente permitida para  $I_C$  y  $V_{CE1}$  será el máximo voltaje permitido para  $V_{CE}$ , para el transistor en cuestión.

El óptimo elegido será el punto de reposo  $Q_1$  debido a que  $I_{C1} < I_{C2}$ , lo cual implica una disminución de la corriente de colector, que trae consigo una menor distorsión y menor corriente de base para obtener  $I_{C1}$ .

Para que esto pueda hacerse es necesario que  $V_{CE1} < V_{CEO}$ , así se tomará  $V_{CE1} = V_{CC}$ , lo cual puede no ser efectivo para otras configuraciones en clase A.

Para valores  $I_{CMAX}$  y  $V_{CEMAX}$ , el punto Q estará dado por la tangente a la curva  $P_{CEMAX}$  en las coordenadas  $I_{CA} = I_{CMAX}/2$  y  $V_{CES} = V_{CEMAX}/2$ . Se asume que la señal de entrada puede manejar el transistor entre el corte y la saturación; de esta forma para una variación de la corriente de base se tiene la variación en la corriente de colector y una variación en la potencia.

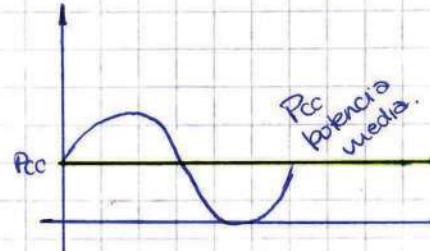
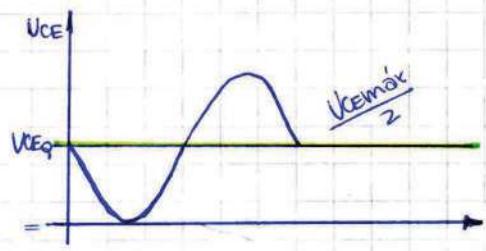
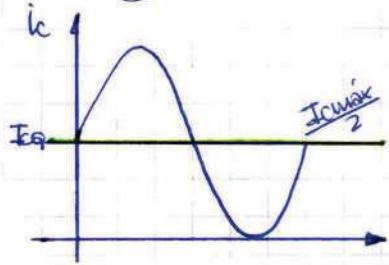


De acuerdo a la curva se pueden establecer las curvas para  $I_C$ ,  $V_{CE}$ ,  $P_{CC}$ ,  $P_{CE}$  y  $P_L$ .

El valor de la onda de potencia instantánea  $p_{oc}$  estará dado por el producto  $V_{CC} \cdot i_c$  y tiene la misma forma que  $i_c$ .  $P_{CE} = i_c V_{CE}$ ; la forma de onda de  $P_{CE}$  tiene una frecuencia de el doble de las otras formas de onda.

La potencia en la carga será:

$$P_L = I_{Cmax}^2 \cdot R_L$$



Considerando que la corriente tiene componentes continua y alterna

$$P_L = \left[ I_{CA}^2 + \left( \frac{I_{CMAX}}{2\sqrt{2}} \right)^2 \right] R_L = I_{CA}^2 R_L + \frac{I_{CMAX}^2}{8} R_L$$

De la curva de la figura ② se determina  $I_{CA} = \frac{I_{CMAX}}{2} = \frac{V_{CEMAX}}{2R_L} = \frac{V_{CC}}{2R_L}$ , luego

$$P_L = \underbrace{\frac{V_{CC}^2}{4R_L}}_{P_{CC}} + \underbrace{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}}_{P_{AC}}$$

La potencia promedio entregada por la fuente será

$$P_{CC} = V_{CC} I_{CA} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

Finalmente la eficiencia estará dada por

$$\eta = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}} = 0,25$$

La eficiencia de este amplificador es baja, 25%, debido principalmente a que se mantiene una corriente de reposo en la carga que no es usada.

Como la potencia en el transistor corresponde a la potencia de la fuente menos la potencia en la carga (total, la de ca+la de c.c.) se tiene que

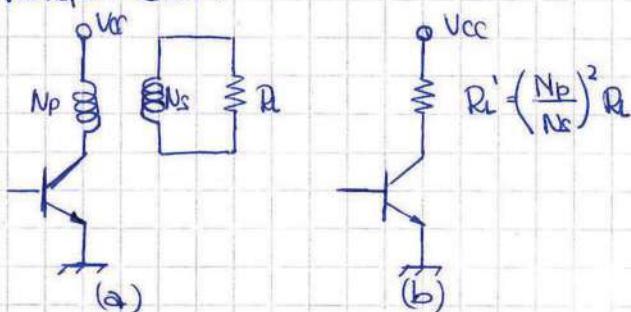
$$P_{CE} = P_{CC} - P_L = \frac{V_{CC}^2}{4R_L} - \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

Se define adicionalmente un factor de mérito

$$\frac{1}{FM} = \frac{P_L(AC)}{P_{CE}(DC)} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{4R_L}} = \frac{1}{2}$$

### Emitor común con transformador de acoplado

Una forma de mejorar el amplificador clase A es usar el acoplado de la carga mediante un transformador.



Al considerar este acoplamiento, hace que la recta de carga en cc pase por  $V_{CEA} = V_{CC}$ , pues  $P_{CC} = 0$ , luego la recta de carga de alterna corta el eje del voltaje en un valor  $2V_{CC}$ . Como consecuencia de esto cuando no hay señal no existirá corriente en el colector.

La carga vista por el colector será

$$R'_L = \left( \frac{N_P}{N_S} \right)^2 R_L = n^2 R_L$$

Para este caso la potencia de carga será

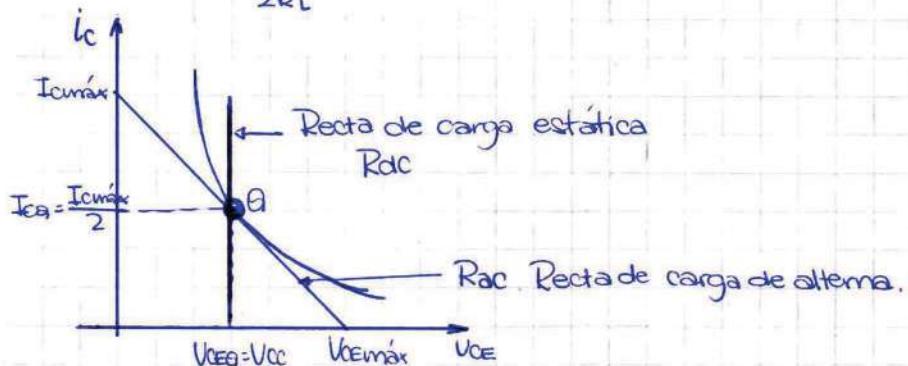
$$P_L = I_{Cmáx}^2 R'_L$$

Como sólo la carga recibe componente alterna, la corriente efectiva será la amplitud sobre  $\sqrt{2}$ , luego:

$$P_L = \left( \frac{I_{Cmáx}}{2\sqrt{2}} \right)^2 R'_L = \left( \frac{I_{Ca}}{\sqrt{2}} \right)^2 R'_L$$

Como  $V_{CEs} = V_{CC} \rightarrow V_{CEmáx} = 2V_{CC}$ , de la curva,  $I_{Cmáx} = \frac{2V_{CC}}{R'_L}$ ,

$$P_L = P_L(AC) = \frac{V_{CC}^2}{2R'_L}$$



Dado que la potencia media de la fuente es  $P_{cc} = V_{CC} \cdot I_{ca}$  entonces

$$P_{cc} = V_{CC} \cdot \frac{I_{cmáx}}{2} = V_{CC} \cdot \frac{V_{CEmáx}}{2R'_L} = \frac{V_{CC}^2}{R'_L}$$

La eficiencia de la conversión será

$$\eta = \frac{P_L(AC)}{P_{cc}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{R'_L}} = 0.5$$

Por otro lado se tiene

$$P_{ce} = \underbrace{\frac{V_{CC}^2}{R_L}}_{dc} - \underbrace{\frac{V_{CC}^2}{2R'_L}}_{ac}$$

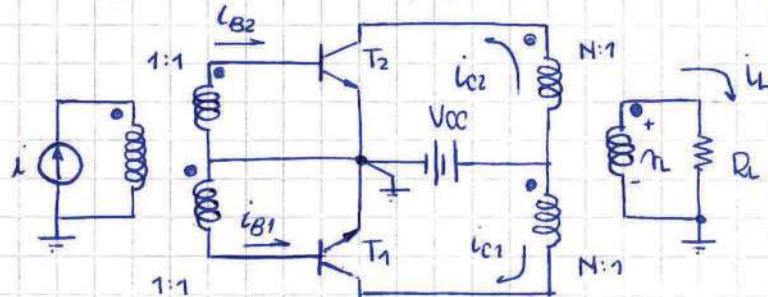
y el factor de mérito

$$\frac{1}{FM} = \frac{P_L(AC)}{P_{ce}(dc)} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{R_L}} = \frac{1}{2}$$

## EL AMPLIFICADOR CLASE B

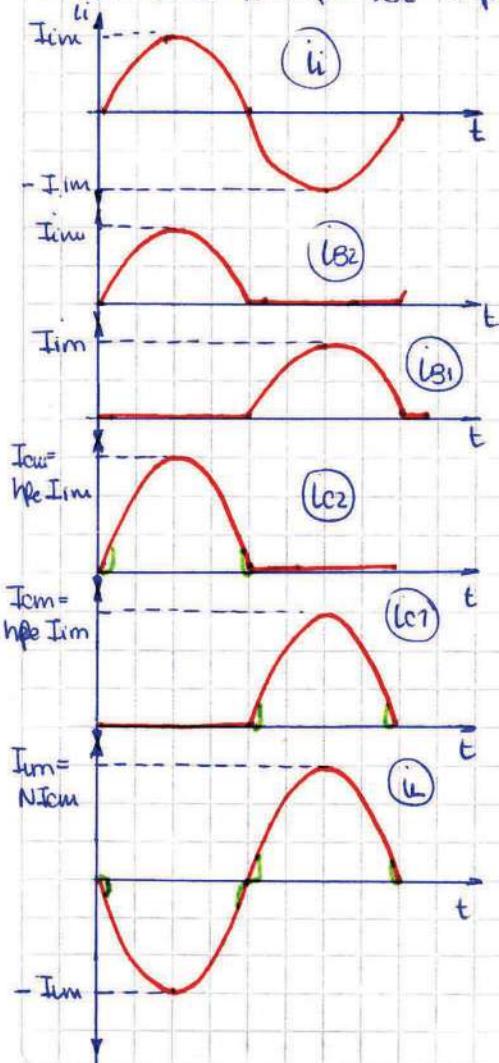
En los amplificadores de clase B el valor de la corriente continua de colector es menor que el valor pico de la componente de alterna. Esto da lugar a una menor disipación del colector y a un aumento del rendimiento.

En la figura vemos un amplificador de clase B push-pull



Supondremos transistores ideales para determinar los límites superiores de rendimiento y la potencia de salida.

El transformador de entrada con toma central suministra 2 corrientes de base de amplitudes iguales pero desfasadas  $180^\circ$  ( $i_{B1}$  e  $i_{B2}$ ). En el primer semicírculo  $i_{B1}$  es cero y como  $T_1$  está polarizado en la región de corte,  $i_{C1}$  es cero. Sin embargo en ese mismo intervalo de tiempo  $i_{B2}$  es positiva,  $T_2$  conduce y tenemos una corriente  $i_{C2}$ .



La tensión de umbral de la unión base-emisor de los transistores produce la distorsión por cruce marcada en verde.

Mientras un transistor conduce el otro está en corte. En el siguiente semiciclo  $T_1$  conduce y  $T_2$  está en corte.

Cuando  $T_2$  conduce  $i_{c2}$  circula por el arrollamiento superior del primario, por lo cual se induce una tensión en el secundario que a su vez produce el primer semiciclo de corriente en la carga.

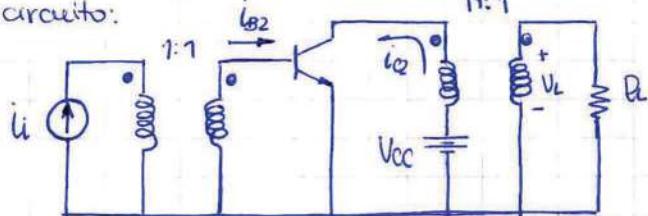
De esta forma la corriente de carga  $i_L$  es directamente proporcional a la corriente de señal  $i_s$ .

$$i_L = N(i_{c1} - i_{c2}) \quad (1)$$

Si en la práctica se usara el circuito anterior la corriente estaría muy distorsionada cerca del cero. Este efecto se llama distorsión de cruce o de paso por cero, y es debida a que la tensión base-emisor es cero en ausencia de señal, y el funcionamiento lineal del transistor sólo empieza cuando  $i_s$  es suficientemente positiva para que  $V_{BE}$  exceda la tensión umbral. Para eliminar esta distorsión las uniones base-emisor se polarizan a 0,7V aproximadamente llevando el funcionamiento a clase AB.

### Determinación de la recta de carga

Como cada transistor funciona simétricamente y la mitad del tiempo, basta con estudiar uno de ellos en su funcionamiento. Basamos nuestro estudio en el siguiente circuito:



Mediante este circuito podemos describir el funcionamiento del amplificador. La recta de carga de CC es una línea vertical ya que no hay resistencias.

$$V_{CE} = V_{CC} \quad (2)$$

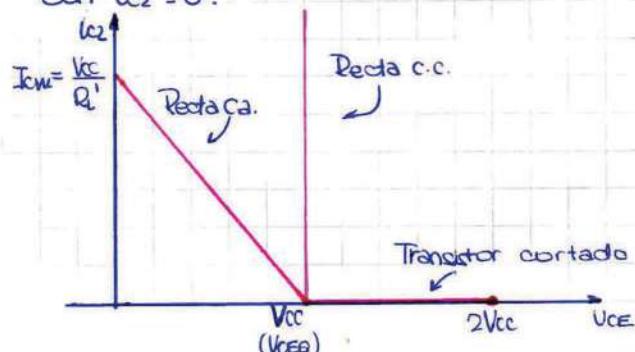
La recta de carga de CA tiene una pendiente de

$$\frac{i_C}{V_{CE}} = -\frac{1}{R'_L} = -\frac{1}{N^2 R_L} \quad (3)$$

Mientras  $T_2$  no conduce  $i_{c2}=0$  y

$$V_{CE2} = V_{CC} + N V_{UL} \quad (4)$$

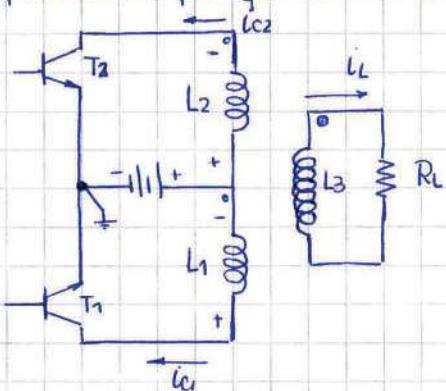
Así, con  $i_{c2}=0$   $V_{CE2}$  varía de  $V_{CC}$  (que tiene lugar cuando  $V_{CE1}=V_{CC}$  y por lo tanto  $N V_{UL}=0$ ) hasta  $2V_{CC}$  (cuando  $V_{CE1}=0$  y  $N V_{UL}=V_{CC}$ ) (esto es cuando no conduce). Mientras el transistor no conduce la recta de carga de CA es horizontal con  $i_{c2}=0$ .



El máximo valor de  $i_{c1}$  e  $i_{c2}$  es

$$I_{CM} = \frac{V_{CC}}{R'_L} \quad (5)$$

Explicación de por qué  $V_{oc}$  es como máximo 2Vcc.



Cuando  $T_2$  conduce  $L_2$  induce  $V_L$  en  $L_3$ . A su vez  $L_3$  induce una tensión en  $L_1$  que es igual a la tensión en  $L_2$  ya que  $N$  es igual en los dos casos.

Cuando  $T_2$  satura en  $L_2$  tengo aplicada una tensión máxima que tiene el valor de  $V_{cc}$ . Por el proceso de inducciones anterior en  $L_1$  se induce una tensión de valor  $V_{oc}$ . Como  $T_1$  está en corte en el caerá  $V_{cc}$  y la tensión de  $L_1$  que es  $V_{oc}$ . De esta forma soporta 2  $V_{cc}$  a sus bornes.

### Cálculos de potencia.

Suponemos que la corriente de la señal es senoidal

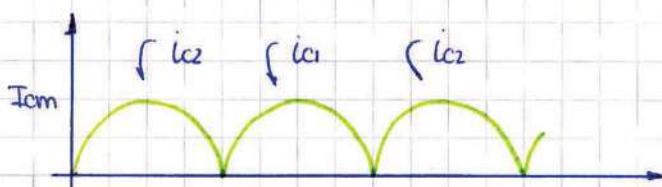
$$i_s = I_{am} \cdot \sin \omega t \quad (6)$$

#### Potencia suministrada

La potencia suministrada por la fuente de alimentación es

$$P_{cc} = V_{cc} \cdot \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [i_{c1}(t) + i_{c2}(t)] dt \quad (7)$$

$i_{c1}(t) + i_{c2}(t)$  es la corriente que circula por la fuente. De la gráfica se deduce que es una corriente rectificada de onda completa:



El valor medio de la corriente rectificada en onda completa es  $2/\pi$  veces su valor de cresta

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (i_{c1} + i_{c2}) dt = \frac{2}{\pi} I_{am} \quad (8) \quad (\text{sólo para } i_s \text{ senoidal})$$

Por lo tanto la potencia suministrada es

$$P_{cc} = \frac{2}{\pi} V_{cc} \cdot I_{am} \quad (9)$$

Su valor máximo es

$$P_{\text{comáx}} = \frac{2}{\pi} V_{\text{cc}} \cdot \frac{V_{\text{cc}}}{R'_L} = \frac{2 V_{\text{cc}}^2}{\pi R'_L} \quad (10)$$

► Potencia transferida a la carga

$$P_L = \frac{I_{\text{cm}}^2}{2} \cdot R'_L = \frac{I_{\text{cm}}^2}{2} N^2 R_L = \frac{I_{\text{cm}}^2}{2} \cdot R'_L \quad (11)$$

$$\rightarrow I^2 \cdot R = \left(\frac{I}{\sqrt{2}}\right)^2 R = \frac{I^2}{2} R$$

$$P_{\text{máx}} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{\text{cc}}}{R'_L} \right)^2 R'_L = \frac{V_{\text{cc}}^2}{R'_L \cdot 2} \quad (12)$$

► Potencia disipada en el colector

La potencia disipada en los colectores de T1 y T2 en total

$$2 P_C = P_{\text{cc}} - P_L = \frac{2}{\pi} V_{\text{cc}} I_{\text{cm}} - \frac{R'_L \cdot I_{\text{cm}}^2}{2} \quad (13)(14)$$

El valor máximo de la disipación de colector  $P_{\text{cmáx}}$  se encuentra diferenciando  $P_C$  respecto a  $I_{\text{cm}}$  e igualando a cero el resultado:

$$2 \frac{dP_C}{dI_{\text{cm}}} = \frac{2}{\pi} V_{\text{cc}} - R'_L I_{\text{cm}} = 0 \quad (15)$$

Entonces la corriente de colector para la cual la disipación en él es máxima es

$$I_{\text{cm}} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{\text{cc}}}{R'_L} \quad (16)$$

Combinando (14) y (16) la disipación máxima de colector es

$$2 P_{\text{cmáx}} = \frac{2}{\pi} V_{\text{cc}} \cdot \frac{2}{\pi} \frac{V_{\text{cc}}}{R'_L} - \frac{R'_L}{2} \cdot \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{\text{cc}}^2}{R'_L^2} = \frac{4}{\pi^2} \frac{V_{\text{cc}}^2}{R'_L} - \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{\text{cc}}^2}{2R'_L} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{\text{cc}}^2}{R'_L}$$

La potencia disipada en cada colector es

$$P_{\text{cmáx}} = \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{\text{cc}}^2}{R'_L} \approx 0,1 \frac{V_{\text{cc}}^2}{R'_L}$$

► Rendimiento

$$\eta = \frac{P_L}{P_{\text{cc}}} = \frac{\frac{1}{2} R'_L I_{\text{cm}}^2}{\frac{2}{\pi} V_{\text{cc}} I_{\text{cm}}} = \frac{\pi}{4} \frac{I_{\text{cm}}}{\frac{V_{\text{cc}}}{R'_L}}$$

Como  $I_{\text{cmáx}} = \frac{V_{\text{cc}}}{R'_L}$  el rendimiento máximo es

$$\eta_{\text{máx}} = \frac{\pi}{4} \approx 78,5\%$$

### ► Factor de calidad

Para el amplificador push-pull de clase B es

$$\frac{P_{\text{máx}}'}{P_{\text{máx}}} = \frac{\frac{V_{\text{cc}}^2}{\pi^2 R_L}}{\frac{V_{\text{cc}}^2}{2R_L}} = \frac{2}{\pi^2} \approx \frac{1}{5}$$

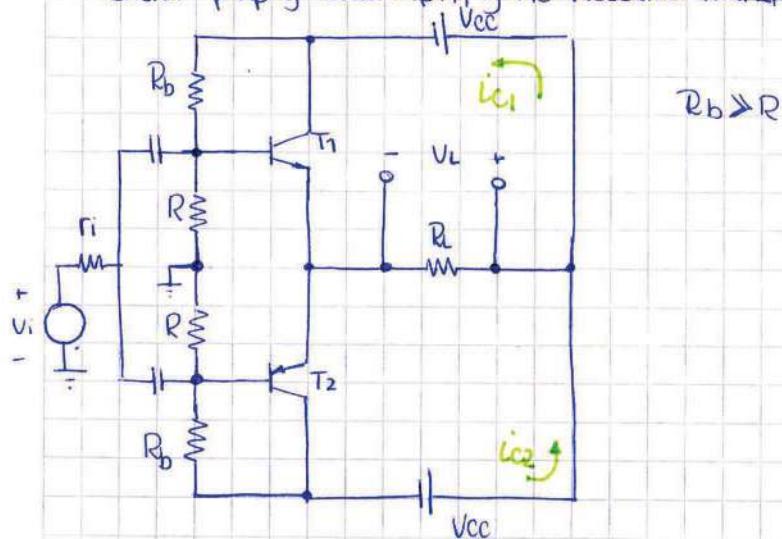
Así, si  $P_{\text{máx}} = 25\text{W}$ , cada colector debe disipar sólo  $5\text{W}$ .

Otra ventaja del clase B es que en ausencia de señal la corriente suministrada por la batería es cero.

Los valores de rendimiento y disipación de colector se han obtenido para señales senoidales y son teóricamente máximos, lo cual en la práctica sólo puede conseguirse de modo aproximado.

### AMPLIFICADORES SIMÉTRICOS COMPLEMENTARIOS

En la siguiente figura se ve un amplificador push-pull clase B que emplea un transistor pnp y uno npn, y no necesita transformadores.



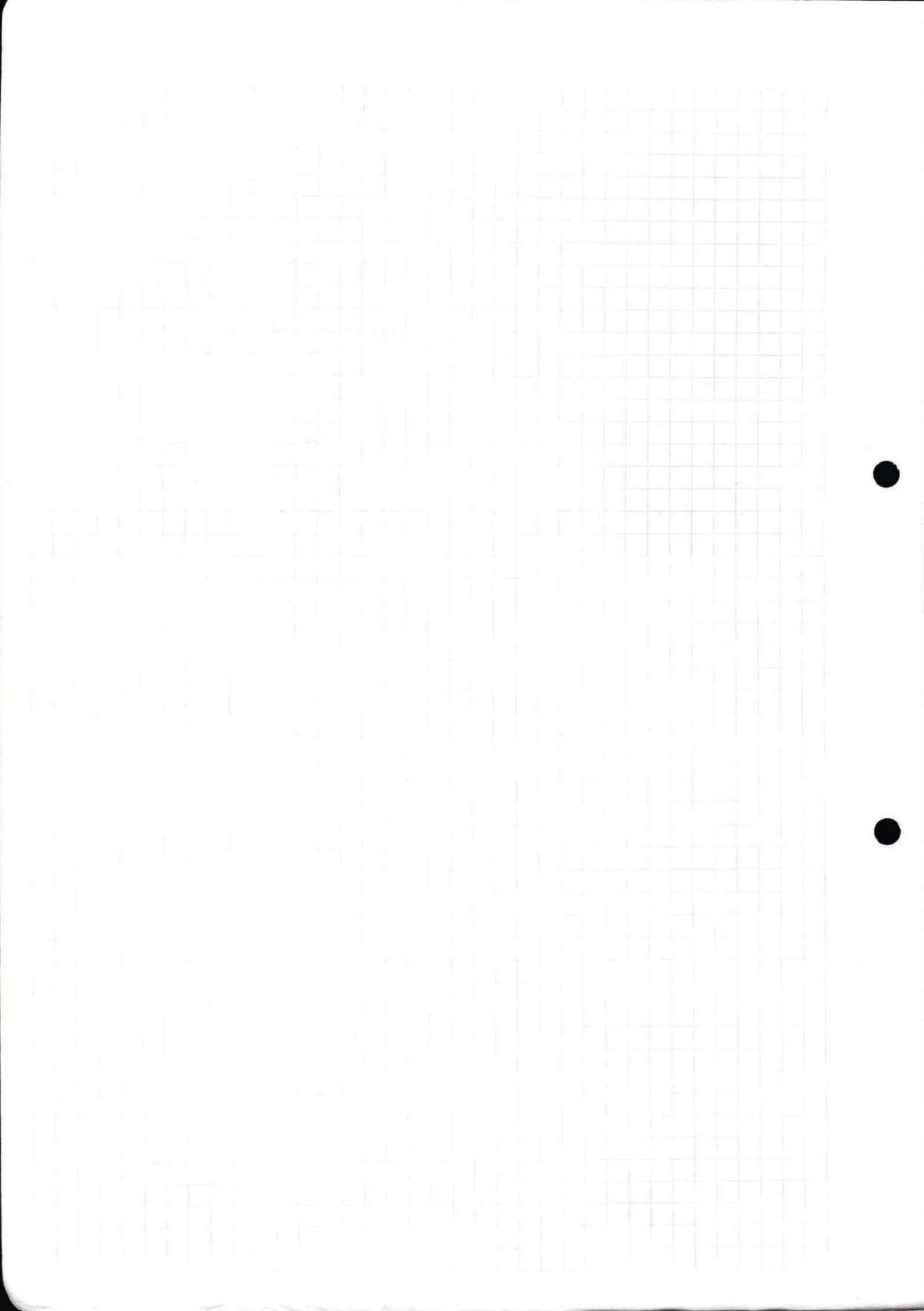
Este tipo de amplificador utiliza simetría complementaria. Cuando la tensión de la señal es positiva  $T_1$  conduce y  $T_2$  está en corte. Cuando es negativa  $T_1$  está en corte y  $T_2$  conduce. La corriente de carga es:

$$i_L = i_{C1} - i_{C2}$$

La recta de carga y las relaciones de potencia del circuito de salida de este amplificador son los mismos que los del amplificador clase B con transformador (pero con  $R_L$ ).

Este sistema tiene la ventaja de que ahorra peso y costo y no se necesitan señales de entrada defasadas  $180^\circ$ .

Sus desventajas son la necesidad de dos fuentes de alimentación y que los transistores deben ser lo suficientemente análogos para conseguir pequeña distorsión.



## UNIDAD N°6. FUENTES DE ALIMENTACIÓN

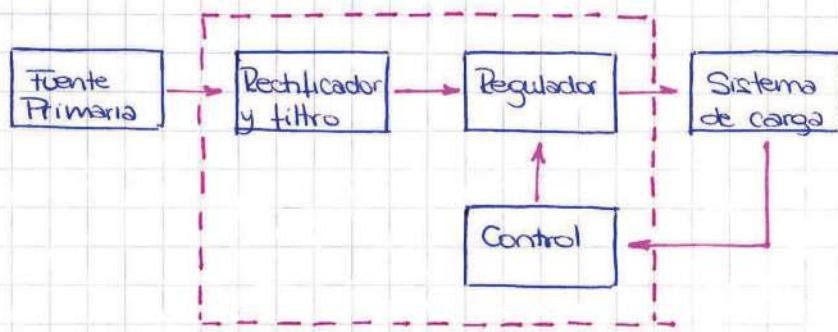
La fuente de alimentación es el bloque que se encarga de suministrar la energía. La energía con la cual se provee a la fuente proviene de la red de distribución eléctrica doméstica o de algún sistema de baterías. Fuentes primarias de energía.

$$\text{Rendimiento } \eta = \frac{P_L}{P_i} \quad \begin{array}{l} \text{(Energía suministrada al sistema (carga))} \\ \text{(Energía tomada de la fuente primaria)} \end{array}$$

Si se permite de alguna manera regular el flujo de energía de la fuente primaria al sistema, este tipo de fuentes se denominan REGULADAS. Existen dos formas de realizar esta regulación:

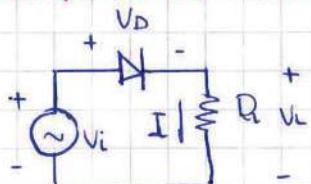
> Regulador lineal: la energía fluye de forma continua hacia la carga.

> Regulador commutado: la energía fluye por paquetes habilitados por el bloque de control.



### BLOQUES DE RECTIFICACIÓN Y FILTRADO

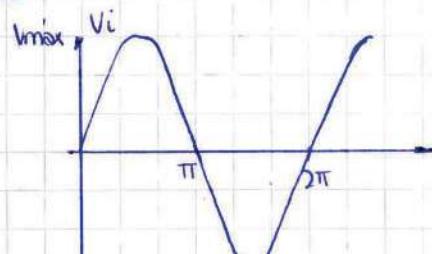
#### Rectificador de media onda



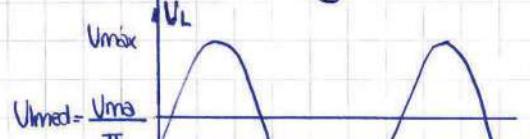
$$V_i = V_{\max} \operatorname{sen} \omega t$$

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{R_d + R_L}$$

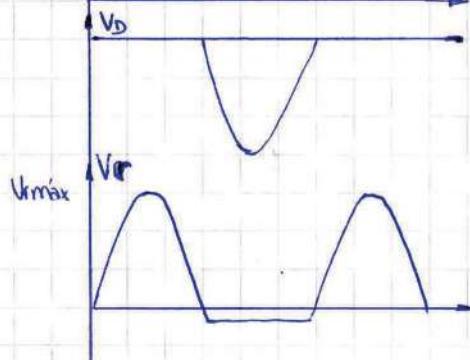
$R_d$ : resistencia directa del diodo en conducción.  
En un diodo ideal es cero.



$$I = I_{\max} \operatorname{sen} \omega t$$

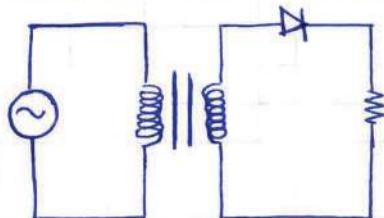


$$V_{L\text{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{\max} \operatorname{sen} \omega t dt =$$



$$\frac{V_{\max}}{\pi}$$

Durante la conducción la tensión a bornes de D se considera cero, por lo que la corriente está limitada por la carga (suponiendo nula la impedancia de la fuente). En el momento de no conducción D actúa como una llave abierta y soporta la tensión pico  $V_{max}$ . En la práctica se usa un transformador en la entrada del circuito para obtener la tensión alterna de la línea de la red de distribución eléctrica y la mínima impedancia para que su resistencia interna sea despreciable comparada a  $R_L$ .

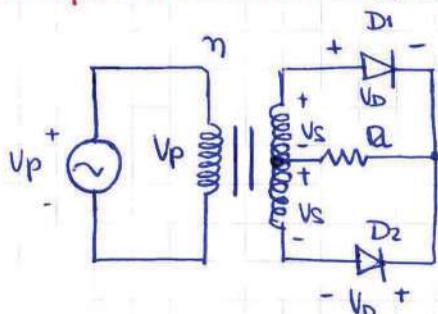


### Zumbido

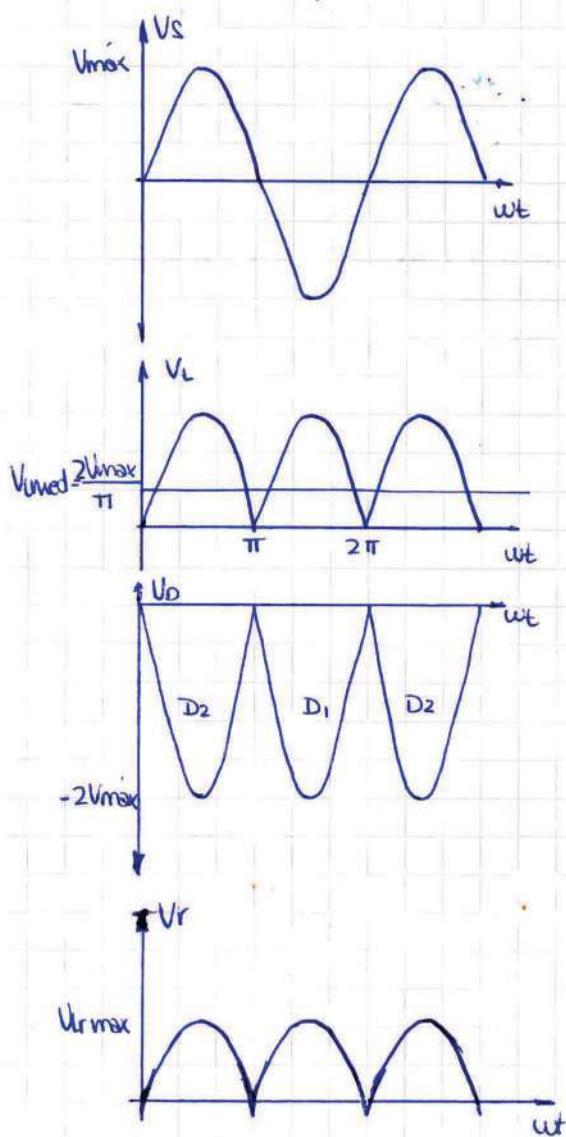
La tensión sobre  $R_L$  está compuesta por un término de continua  $V_{dc}$  y componentes armónicas: uno a frecuencia fundamental  $wt$  y el resto a múltiplos de la misma. La amplitud de los armónicos disminuye con el aumento de la frecuencia.

Si se garantiza mediante un filtro pasa bajo la eliminación del ruido de la frecuencia fundamental, las otras componentes de alta frecuencia también serán eliminadas.

### Rectificador de Onda completa con transformador de punto medio.



$$n = \frac{N_p}{N_s}$$



Está basado en dos circuitos rectificadores de media onda que conducen de forma alterna durante los semiciclos de la onda senoidal de entrada. Durante la conducción la corriente en el diodo  $\Leftrightarrow$  correspondiente es (considerando despreciable la resistencia interna de la fuente)

$$I = \frac{V_{\max}}{R_d + R_L} \operatorname{sen}wt = I_{\max} \operatorname{sen}(wt).$$

El nivel de continua suministrado a la carga:

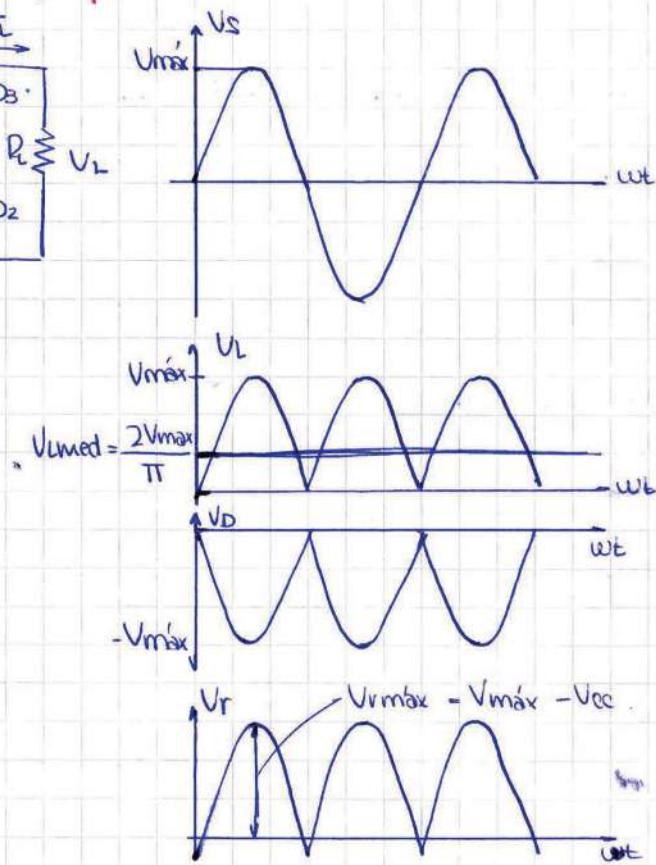
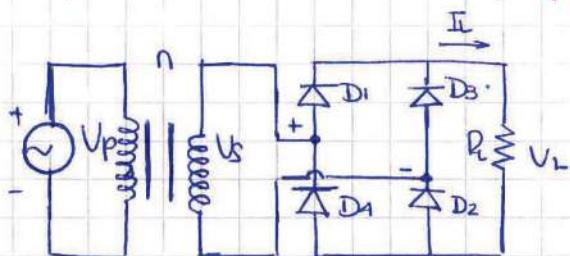
$$V_{\text{med}} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{\max} \operatorname{sen}(wt) dt = \frac{2V_{\max}}{\pi}$$

Durante la conducción, el diodo tiene una tensión cero a sus bornes, y cuando no está conduciendo soporta  $2V_{\max}$ .

Además de las componentes de continua, hay zumbido. Aparece un término constante que es el valor de continua  $V_{dc}$ , y armónicos cosenoides de un número de frecuencia par de la fundamental. La amplitud de los armónicos disminuye con el aumento de la frecuencia, y no aparecen componentes a la frecuencia de línea.

En el caso de media onda la fundamental de zumbido es la frecuencia de línea, mientras que para onda completa es dos veces la misma, por lo que es más fácil eliminar el zumbido en el último caso.

### Rectificador de onda completa tipo puente



El efecto sobre la carga es el mismo que se describió en el apartado anterior. Cuando la polaridad es la indicada en el circuito, D<sub>1</sub> y D<sub>2</sub> quedan polarizados directamente y D<sub>3</sub> y D<sub>4</sub> inversamente, y la corriente circula en el sentido indicado. Cuando la polaridad se invierte, D<sub>3</sub> y D<sub>4</sub> conducen y D<sub>1</sub> y D<sub>2</sub> no, la corriente circulará en el mismo sentido.

Los diodos polarizados en inversa soportan la U<sub>máx</sub>

En onda completa el flujo neto a través del núcleo del transformador es cero dado que la corriente continua neta que circula a través del secundario es nula, por lo que no se tiende a saturar el núcleo.

## REGULADORES LINEALES

### Clasificación

SERIE	Tensión	> Con A.O. > Con salida bipolar > Con alimentación auxiliar referida al polo > Con fuente primaria como auxiliar > Con un zener (seguidor Zener) > Con un zener y dos transistores (discreto) > Con un zener y un A.O.
	Corriente	> Básico > Con fuente primaria como auxiliar.
PARALELO.	Tensión	> Con zener > Con A.O. (realimentación)

### FACTORES DE CALIDAD DE LOS REGULADORES.

Es deseable que en una fuente de alimentación la tensión o corriente de salida se mantenga constante lo más posible. En la práctica esto no es así y las variaciones que más influyen en la salida son cuatro: de tensión de la red de alimentación a la entrada  $\Delta V_{red}$ , de corriente de carga  $\Delta I_L$ , de resistencia de salida  $\Delta R_{sal}$  y de temperatura  $\Delta T$ . Estas variaciones definen ciertos parámetros:

#### Regulación de red (R<sub>red</sub>)

Muestra la variación de la tensión de salida  $V_L$  cuando la tensión de la red  $V_{red}$  varía entre límites establecidos por norma. En nuestro país estas variaciones son alrededor del valor estandar  $220V \pm 10\%$  aproximadamente, dependiendo de la hora, región, población, actividad productiva, etc.

$$R_{red} [\%] = \frac{V_L(\text{red máx}) - V_L(\text{red min})}{V_L(\text{red min})} \cdot 100\%$$

$V_L(\text{red min})$  = tensión de carga cuando la salida de tensión de la red es mínima.

$V_L(\text{red máx})$  = tensión de carga cuando la salida de tensión de la red es máxima.

### Regulación de carga (R<sub>car</sub>)

La regulación de carga indica cuánto cambia V<sub>L</sub> cuando cambia I<sub>C</sub>.

$$R_{car} = \frac{V_L(car\ max) - V_L(car\ min)}{V_L(car\ max)} \cdot 100\%$$

Donde V<sub>L</sub>(car máx) = tensión de carga cuando la corriente por ella es nula.

V<sub>L</sub>(car min) = tensión de carga cuando la corriente por ella es máxima.

En este caso, como en el de la regulación de red, se espera que R<sub>car</sub> sea muy bajo, idealmente cero (0%). De este modo V<sub>L</sub> se mantendrá estable e inmune a las variaciones de la red.

### Resistencia de salida (R<sub>sal</sub>)

Este parámetro está inherentemente vinculado a R<sub>car</sub> dado que equivale a la resistencia de Thevenin vista desde la carga de la fuente y por lo tanto relacionado con la variación de la corriente por la carga.

$$R_{sal} [\Omega] = \frac{V_L(car\ max) - V_L(car\ min)}{I_L(car\ max) - I_L(car\ min)}$$

Donde

I<sub>L</sub>(car máx) = corriente de carga para la máxima carga (I<sub>max</sub>)

I<sub>L</sub>(car min) = Corriente de carga para la mínima carga (I<sub>min</sub> = 0)

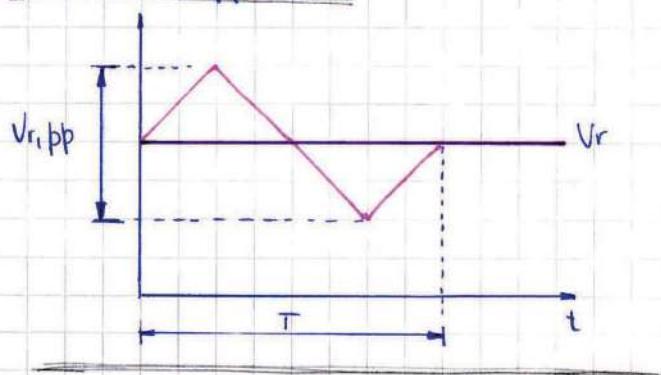
### Coeficiente de temperatura (CT)

$$CT \left[ \frac{\%}{^{\circ}\text{C}} \right] = \frac{\frac{V_L(Tamb.\ max) - V_L(Tamb.\ min)}{V_L(Tamb.\ min)}}{Tamb.\ max - Tamb.\ min} \cdot 100\%$$

En este caso se acostumbra a tomar mediciones del comportamiento de la fuente mediante saltos de temperaturas escalonadas crecientes o decrecientes (pero graduales) para evitar un golpe térmico que podría dañar los componentes de la fuente.

El momento de encendido de la fuente es cuando se produce la mayor variación de V<sub>L</sub>, dado que si ha estado apagada por mucho tiempo se encuentra a temperatura ambiente y el salto a la temperatura de trabajo generalmente es grande.

### Tensión de Ripple (V<sub>r</sub>)



Se llama ripple o zumbido al valor residual originado en el proceso de rectificación de la tensión alterna, debido a que el filtrado y la regulación no son ideales, y aparece a la salida una onda de forma aproximadamente triangular montada a la tensión continua  $V_L$ .

Este parámetro se especifica mediante su valor eficaz o su valor pico a pico, siendo preferible este último, ya que permite apreciar los picos de flancos abruptos y corta duración, que prácticamente no influyen en el valor eficaz, pero si en algunos tipos de carga.

$$V_r = \frac{V_{r,pp}}{T} \cdot t$$

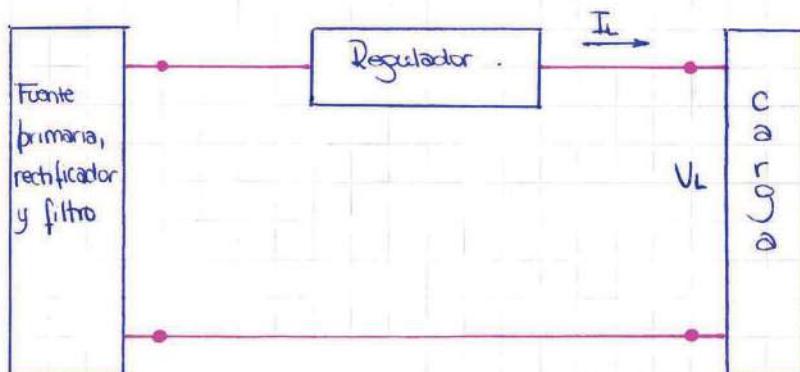
La ecuación que relaciona  $V_{r,pp}$  con  $V_{r,ef}$  es

$$V_{r,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_r^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_r^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left(\frac{V_{r,pp}}{T} - t\right)^2 dt} = \sqrt{\frac{2V_{r,pp}^2}{T^3} \frac{T^3}{24}} \approx$$

$$\approx 0,289 V_{r,pp}$$

## REGULADORES LINEALES EN SERIE

El regulador lineal se clasifica en serie y paralelo según la disposición del elemento de regulación que disipa la potencia excedente. El siguiente es el regulador serie:



El regulador y la Carga se encuentran conectados en la misma malla con la fuente primaria, por lo que la interacción entre éstos es más fuerte.

En el regulador serie se disipa potencia cuando la carga lo requiere (rendimiento elevado). Para las mismas condic. de carga, la potencia suministrada por la fuente primaria del regulador serie deberá ser menor que la suministrada por la fuente primaria del paralelo.

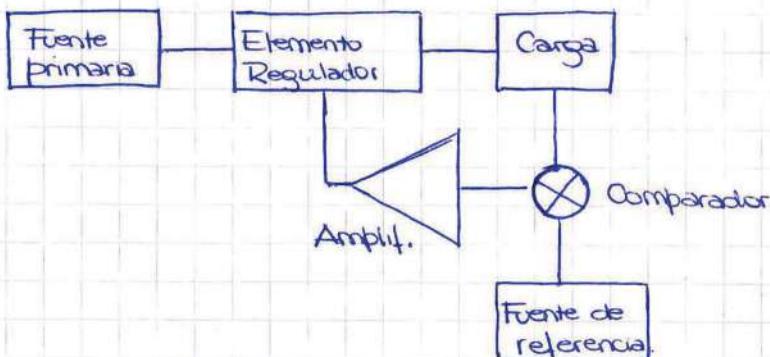
Los reguladores lineales operan siempre con corriente continua a la entrada que es de un nivel superior a la salida deseada, equivalente a una resistencia cuyo valor se ajusta automáticamente y está conectada entre la entrada y la salida. El exceso de potencia se disipa por efecto Joule. Su rendimiento es menor a 1, de lo contrario no existiría el regulador.

$$W_F = W_E + W_C$$

$W_F$ : potencia de fuente primaria

$W_E$ : potencia de regulador

$W_C$ : potencia de carga.



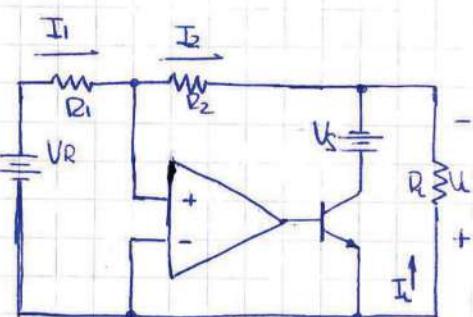
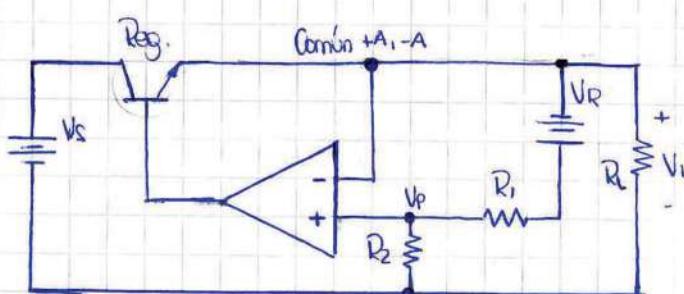
Regulador de tensión lineal

REGULADOR: dispositivo semiconductor que conduce la corriente deseada en la carga, soporta la diferencia de tensión entre la entrada y la salida, y soporta las temperaturas de trabajo. Actualmente se utilizan transistores de potencia bipolares. La configuración normalmente usada es la de Seguidor con respecto a la carga para que la impedancia que presente la fuente hacia ella sea lo más baja posible.

BLOQUE DE CONTROL: gobierna al de regulación, comparando constantemente la salida de la fuente con la referencia y entregando una señal al regulador para que transfiera a la carga la energía necesaria.

### Regulador lineal de tensión en serie (con A.O.)

Se trata de una configuración inversora del A.O. seguida de una etapa de potencia formada por un transistor en cuyo colector están, en orden inverso al habitual, la fuente primaria y la carga. La adición de esta etapa de potencia introduce una inversión de fase que implica la inversión de las entradas del A.O. para mantener la realimentación negativa propia de los montajes del A.O. La realimentación negativa se aplica a la entrada no inversora.



Reacomodo equivalente en el que se aprecia su constitución inversa.

$$I_1 = \frac{V_R}{R_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_P}{R_2} = \frac{V_N}{R_2} = \frac{V_L}{R_2}$$

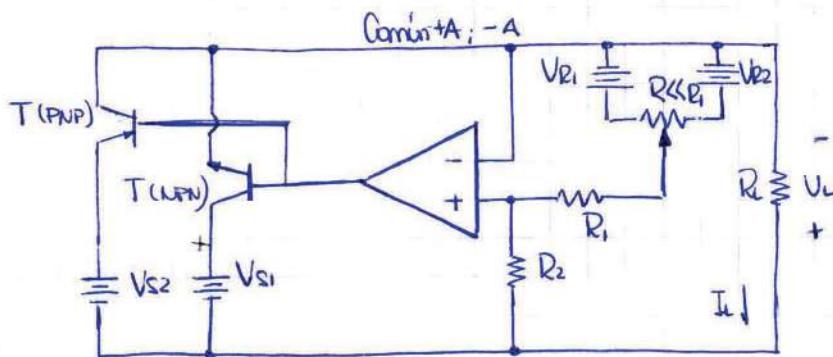
$$I_1 \cdot I_2 \Rightarrow \frac{V_R}{R_1} = \frac{V_L}{R_2} \Rightarrow V_L = V_R \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

La tensión de salida es programable tanto por  $V_R$  como por  $R_1$  y  $R_2$ . Sólo hay salida positiva.

En la práctica se eligen las resistencias para que  $I_1 \approx I_2 \approx 1 \text{ a } 10 \text{ mA}$ .

El A.O. debe ser alimentado por un par de tensiones simétricas auxiliares, cuyo punto central o tensión cero debe estar referida al polo activo de la salida del regulador.

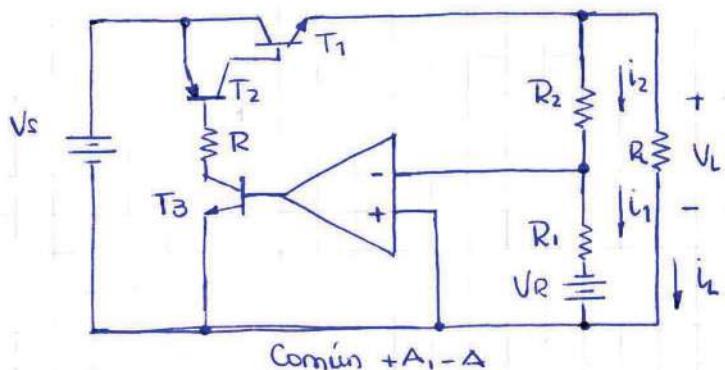
### ~~Regulador de tensión serie con salida bipolar.~~



La fuente construida como en el caso anterior sólo podrá entregar tensiones positivas. Para tensiones negativas habrá que invertir  $V_r$  y usar un transistor PNP alimentado por una  $V_s$  de polaridad invertida también. Así tendremos fuentes de tensión con salida bipolar.

### ~~Regulador de tensión lineal serie con alimentación auxiliar referida al polo.~~

En el sistema anterior el punto de tensión cero está referido al polo activo de la salida del regulador. En esta variante el punto de referencia es el polo común. Esto se consigue colocando el elemento regulador como inversor respecto a la carga. Con esto no se obtienen las ventajas del seguidor respecto de la impedancia restringida hacia la salida, por eso es mejor usar un montaje híbrido de elementos de diferente polaridad en cascada. Para referir el control al polo común hace falta un tercer elemento que actúe en serie con el circuito de control del conjunto anterior. Como se invirtió la polaridad del transistor de salida, ya no producirá inversión, por lo que la fuente de referencia se conecta a la entrada inversora del A.O.



Este montaje puede ser útil cuando se utilizan varias fuentes agrupadas referidas a un punto común, ya que las tensiones auxiliares podrán ser referidas comunes a todas las fuentes.

$$i_1 = -\frac{V_{ref}}{R_1}, \quad i_2 = -\frac{V_L}{R_2} \quad ; \quad i_1 = i_2$$

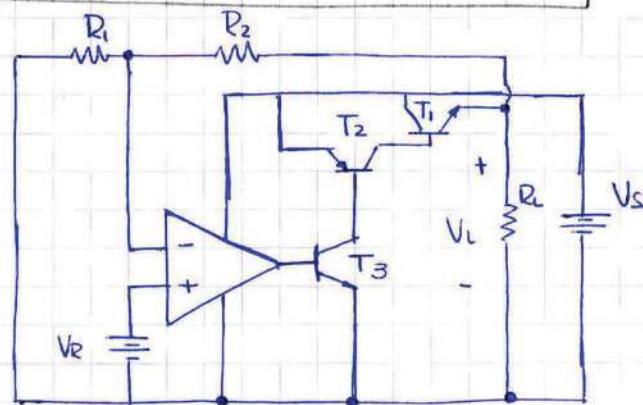
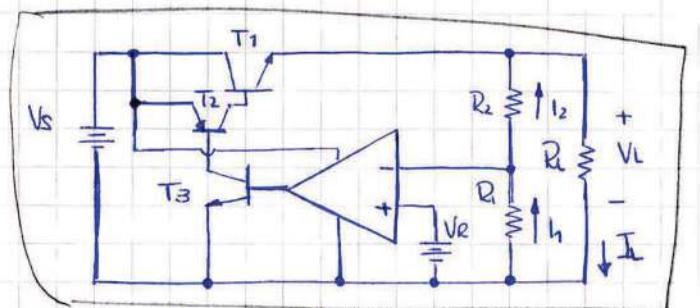
$$V_L = V_r \cdot \frac{R_2}{R_1}$$



### Regulador de tensión lineal con fuente primaria como auxiliar.

Las fuentes  $+A$  y  $-A$  para el A.O. son suministradas por la red cuando ésta es la fuente primaria. Si este no es el caso, se puede solventar, con algunas limitaciones, obteniendo la alimentación del A.O. de la misma fuente primaria.

Este circuito se puede reacomodar para ver con claridad la configuración no inversora del A.O. y que el transistor regulador y sus excitadores operan como seguidor de emisor sin introducir cambio de fase alguno. La polaridad de las entradas es la normal.



Suponemos que trabajamos con un A.O. ideal.

$$I_1 = I_2 \quad ; \quad I_1 = -\frac{V_N}{R_1} = -\frac{V_P}{R_1} = -\frac{V_E}{R_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_N - V_L}{R_2} = \frac{V_E - V_L}{R_2} = \frac{V_E - V_E}{R_2}$$

$$-\frac{V_E}{R_1} = \frac{V_E - V_L}{R_2} \Rightarrow V_L = V_E \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

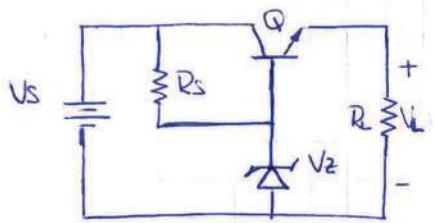
La limitación es que  $V_{L,\min} = V_E$  cuando  $R_2 = 0$ , por lo que  $V_L$  no es totalmente programable por resistencias, aunque sí por tensión. Otra limitación es que la fuente primaria no debe exceder la suma de los valores máximos de alimentación que el A.O. puede soportar.

### ✓ Regulador de tensión serie con zener y un transistor (seguidor zener)

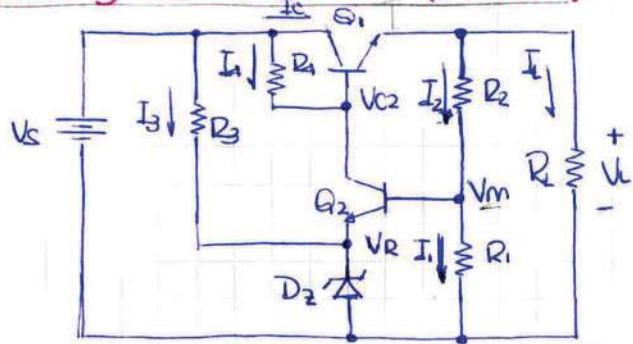
El zener funciona en la zona de ruptura produciendo una tensión de base igual a  $V_Z$ . El transistor Q está conectado a un seguidor de emisor.

$$V_L = V_Z + V_{BE}$$

Si  $V_S$  o  $I_L$  cambian,  $V_Z$  y  $V_{BE}$  cambiarán sólo ligeramente. Por eso  $V_L$  varía poco cuando aparecen grandes variaciones en la tensión de red o la corriente en la carga.



Con zener y dos transistores (discreto)



El bloque de muestreo está conformado por  $R_1$  y  $R_2$ , mientras que  $D_2$  aporta la tensión de referencia  $V_R$ .  $Q_2$  compara  $V_m$  con  $V_R$  y en función de esta comparación excita la base de  $Q_1$  para lograr el ajuste deseado de  $V_L$ .

Ante un cambio de  $V_L$  se produce una tensión de realimentación que se opone al cambio original. Si  $V_L$  aumenta  $V_m$  también lo hace,  $V_{BE2}$  aumenta, ya que  $V_2 + V_{BE2} - V_m$  y  $V_R = V_2$  es constante. Al aumentar  $V_{BE2}$  crece la corriente de colector de  $Q_2$ , que provoca una mayor caída de tensión en  $R_1$ , pues  $I_{B1}=0$ . Esta caída se reflejará en la salida, pues  $Q_1$  está en serie con  $R_L$  (actúa como seguidor de emisor), contrarrestando así el aumento inicial de  $V_L$ .

El proceso descrito es realimentación negativa y tiende a mantener  $V_L$  en el valor regulado: tensión nominal.

#### TENSIÓN NOMINAL DE SALIDA

$I_B$  es despreciable,  $I_1 \approx I_2$ ,  $R_1$  y  $R_2$  pueden considerarse como un divisor de voltaje.

$$V_m = V_R + V_{BE2} = V_2 + V_{BE} = \frac{R_1 V_L}{R_1 + R_2} \Rightarrow V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (V_2 + V_{BE})$$

$$V_2 \approx 5 \text{ ó } 6 \text{ V}$$

El coeficiente de temperatura del zener es cercano a cero, por lo que el de  $V_L$  será prácticamente el mismo.

#### POTENCIA DISIPADA

La potencia sobrante que entrega  $V_S$  es la que disipa  $Q_1$

$$P_C = P_{Q1} = I_{C1} \cdot V_{CE1}$$

Como  $Q_1$  es el único elemento serie con  $R_L$

$$V_{CE1} \approx V_S - V_L ; \quad I_C \approx I_L$$

$$P_C \approx I_L (V_S - V_L)$$

RENDIMIENTO

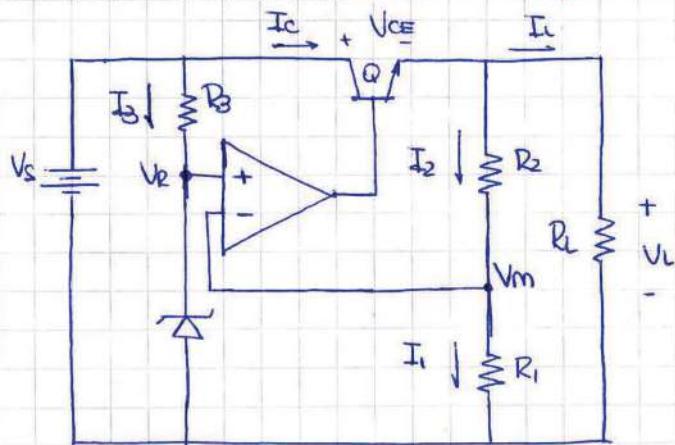
$$\eta [\%] = \frac{P_L}{P_S} \cdot 100\%$$

Si  $I_C \approx I_L$

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} \cdot 100\% = \frac{V_L I_L}{V_S I_C} \cdot 100\% \approx \frac{V_L}{V_S} \cdot 100\%$$

Si  $V_L = V_S \Rightarrow \eta = 100\%$ . Pero los transistores necesitan una tensión  $V_{CE}$ , por lo que el rendimiento nunca será ideal.

Regulador de tensión serie con zener y un A.O.



Se usa un A.O. para controlar el transistor de paso Q que suministra la corriente  $I_L$  a la carga. Esta es la corriente de salida del A.O. amplificada por Q. El A.O. mejora la regulación dado que la tensión de error que antes era  $V_{BE}$ , ahora es cero, pues es la tensión diferencial a la entrada del A.O. Esto permite regular  $V_L$  con precisión.

FUNCIONAMIENTO: Si aumenta  $V_L$  también lo hace  $V_m$  ( $= V_N$  en la entrada inversora del A.O.). Esto disminuye la tensión de salida del A.O. que es la tensión de base de Q, compensando el aumento de  $V_L$ . Ocurre lo mismo pero compensando la disminución de  $V_L$ , cuando ésta tiende a disminuir.

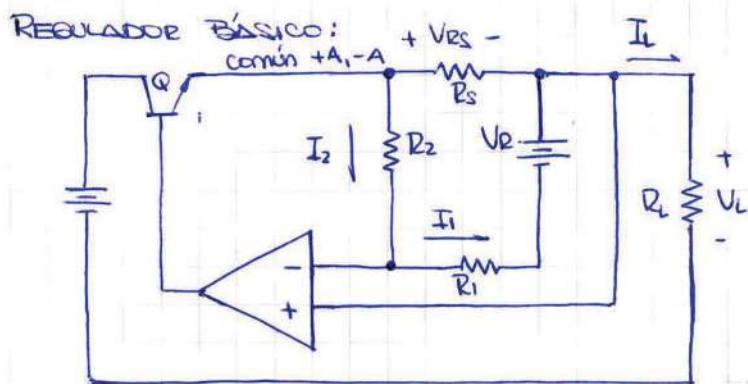
TENSIÓN DE SALIDA

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z$$

El A.O. está configurado como no inversor con  $V_Z$ . La alta ganancia de tensión del A.O. elimina el efecto de  $V_{BE}$  y posibilita gran precisión para regular  $V_L$ .

## Regulador serie de corriente básico

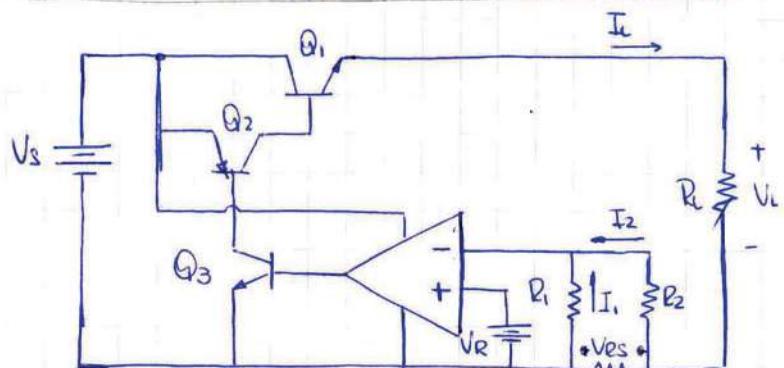
No existe en la práctica ningún dispositivo eléctrico sensor de corriente continua. La regulación de corriente se efectúa regulando la caída de tensión en una resistencia  $R_s$  que debe estar en serie con la carga y ser lo más estable posible. Este regulador puede construirse siguiendo las configuraciones inversora y no inversora.



$$I_1 = I_2 \quad ; \quad I_2 = \frac{V_{RS}}{R_2} = \frac{I_L R_s}{R_2} \quad ; \quad I_1 = \frac{V_R}{R_1}$$

$$I_L = \frac{V_R}{R_s} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

## Regulador serie de corriente con fuente primaria como auxiliar.

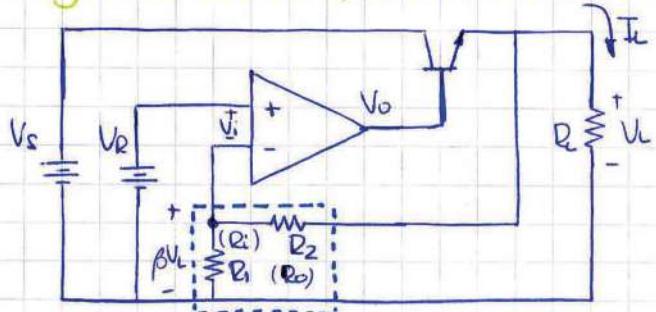


$$-I_1 = I_2 \quad ; \quad I_1 = -\frac{V_R}{R_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_{RS} - V_R}{R_2} = \frac{I_L R_s - V_R}{R_2}$$

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

## ESTABILIDAD EN UN REGULADOR LINEAL EN SERIE

Análisis general de una fuente de tensión regulada lineal en serie.



Despreciando  $V_{BE}$

$$V_L \approx V_0 = A_v \cdot V_i = A_v (V_R - \beta V_L) = A_v V_R - A_v \beta V_L$$

$$V_L (1 + \beta A_v) = A_v V_R$$

$$V_L = V_R \frac{A_v}{1 + \beta A_v}$$

$$\text{Si } A_v \rightarrow \infty \text{ y } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_L \approx \frac{V_R}{\beta} = \frac{V_R}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = V_R \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Que es la ecuación de salida de un A.O. en configuración no inversor.

Factores de estabilidad de un regulador lineal en serie.

\*Fuente primaria  
\*Carga  
\*Temperatura

} Aplicando el teorema del valor medio a  $V_L$ :

$$V_L = \frac{\partial V_L}{\partial V_p} \cdot \Delta V_p + \frac{\partial V_L}{\partial i_L} \cdot \Delta i_L + \frac{\partial V_L}{\partial T} \cdot \Delta T = S_V \cdot \Delta V_p + S_i \cdot \Delta i_L + S_T \cdot \Delta T$$

$S_V$  = Coeficiente de variación de tensión de entrada. (Variación de la tensión de salida respecto a la de entrada).

$S_i$  = Coeficiente de variación con resistencia de carga.

$S_T$  = Coeficiente de variación con la temperatura.

Para calcular cada coeficiente hacemos los otros dos iguales a cero.

\* Sv — al incrementarse la tensión colector-emisor del transistor se incrementa la corriente por la admittancia de salida h<sub>oe</sub>, por lo que la corriente por la fuente dependiente debe reducirse para mantener constante la corriente de salida.

$$\Delta V_p \cdot h_{oe} + h_{fe} \Delta i_B = 0 \Rightarrow \Delta i_B = -\frac{h_{oe}}{h_{fe}} \Delta V_p$$

$$\Delta V_{BE} = h_{fe} \Delta i_B = \frac{h_{ie} h_{oe}}{h_{fe}} \Delta V_p$$

$$\Delta V_i = \frac{\Delta V_{BE}}{A_v} = \frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v h_{fe}} \cdot \Delta V_p$$

Esta es la tensión diferencial que debe ser restada de la variación de la fuente de referencia (aquí considerada igual a cero) para obtener la variación total de tensión de la entrada inversora V(-).

$$\Delta V(-) = \Delta V_{ref} - \Delta V_{BE} = 0 - \frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v \cdot h_{fe}} \cdot \Delta V_p$$

Como V(+) = V(-)

$$\Delta V_L = \Delta V_+ \left( 1 + \frac{R_o}{R_i} \right) = \frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v h_{fe}} \Delta V_p \left( 1 + \frac{R_o}{R_i} \right)$$

$$\frac{\Delta V_L}{\Delta V_p} = S_V = \frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v h_{fe}} \left( 1 + \frac{R_o}{R_i} \right)$$

$$S_V = \frac{\Delta V_L}{\Delta V_p} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta i_L = 0 \\ \Delta T = 0 \end{array} \right.$$

\* Si. — un incremento de i<sub>b</sub> sólo repercute en la corriente de base del transistor ocasionando un incremento ΔV<sub>BE</sub> dado por

$$\Delta V_{BE} = h_{ie} \left( \frac{\Delta i_b}{h_{fe}} \right)$$

Un razonamiento similar al anterior lleva a

$$S_i = -\frac{h_{ie}}{h_{fe} A_v} \left( 1 + \frac{R_o}{R_i} \right)$$

$$S_i = \frac{\Delta V_L}{\Delta i_b} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta V_p = 0 \\ \Delta T = 0 \end{array} \right.$$

\* Sr — Se puede estimar a partir de los coeficientes de temperatura de los elementos involucrados. Los coeficientes de las resistencias tienen poca incidencia; el de la tensión base-emisor puede incidir indirectamente pero en general tampoco es significativo. En la mayoría de los casos la estabilidad de temperatura de la tensión de referencia es el factor predominante.

$$S_T = \frac{\Delta V_L}{\Delta T} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta V_p = 0 \\ \Delta i_L = 0 \end{array} \right.$$

## PROTECCIÓN DE LOS REGULADORES

Un regulador está sobrecargado cuando trabaja por encima de sus límites. Como el regulador se encuentra entre  $V_L$  y  $R_L$ , puede ser sometido a sobrecarga tanto por la fuente como por la carga. En la mayoría de los casos se protege al circuito contra esta última.

Cuando se sobrecarga un regulador lineal de tensión serie, o sea que se intenta sacar de él una corriente excesiva, puede dañarse el mismo y se disipa una potencia peligrosa.

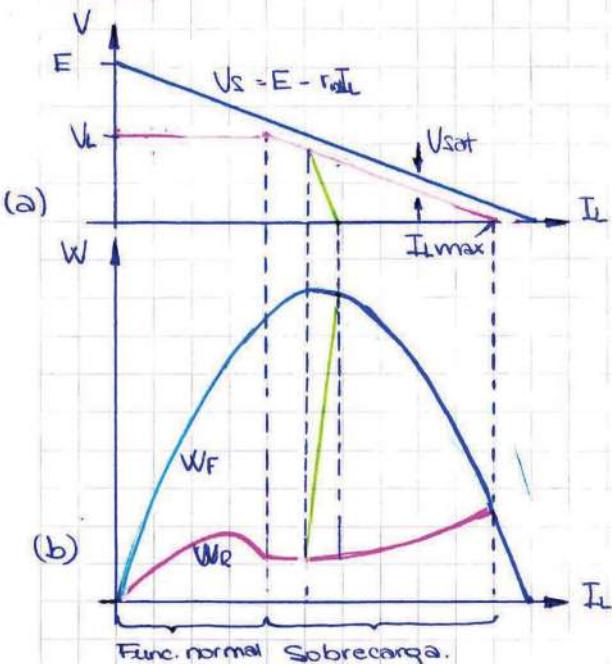
Si se sobrecarga un regulador de corriente pidiendo mayor tensión de la que puede entregar, no hay peligro para el regulador y el único efecto es que no entrega la corriente para la que está diseñado.

El regulador se puede proteger de dos formas: poniéndolo fuera de servicio o poniéndolo en un estado que no implique peligro para su integridad aunque le incapacite llevar a cabo su función adecuadamente.

La resistencia interna de la fuente primaria favorece al regulador por limitar el máximo grado de carga admisible dentro de sus posibilidades. En algunos casos se llega a prescindir del protector sobredimensionando fuertemente el regulador de manera que pueda resistir sin peligro toda la corriente o la energía disponible en la fuente primaria y siendo por lo tanto la resistencia interna de la fuente primaria el único elemento de limitación de sobrecarga. Esta práctica es poco frecuente y poco económica, sobre todo cuando la resistencia interna es muy baja.

### Sobrecarga del regulador lineal en serie

Cuando el elemento regulador en serie de un regulador de tensión lineal es sometido a sobrecarga,  $I_L$  aumenta. Este aumento tiene un límite determinado por  $r_{int}$ . El elemento Q, que es el elemento que entrega energía a la carga (antes era un transistor, ahora generalizamos), puede recibir un aumento de la potencia a disipar que dependerá de sus posibilidades de conducción de corriente en relación con el límite antes citado.



$E$ : tensión (ideal) de la fuente primaria que no sufre el efecto de la resistencia interna.

$r_{int}$ : resistencia interna.

$I_L$ : corriente de carga.

$V_L$ : Tensión de salida (línea azul figura a)

$V_{sat}$ : Tensión de saturación del elemento regulador.

$V_s =$  Tensión real de la fuente primaria que sufre el efecto de  $r_{int}$ .

$I_{L\max}$  = máximo valor de corriente que puede soportar la carga, o corriente de cortocircuito.

$W_F$  : potencia disponible de la fuente.

Figura A

En la figura (a) un regulador cuya fuente primaria  $E$  posee una resistencia interna  $r$  es sometido a una sobrecarga que provoca el cortocircuito de  $R_L$ . En la gráfica se pueden apreciar 2 zonas:

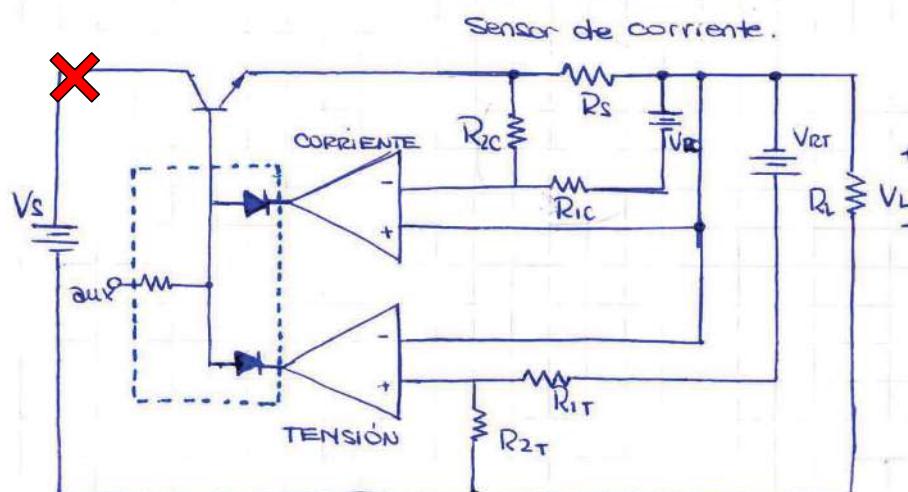
\* Zona de funcionamiento normal: al aumentar la corriente de carga  $I_L$  debido al corto,  $V_S$  decrece debido al efecto que provoca  $r$ .  $V_L$  se mantiene en un valor constante, menor que  $V_S$ .

\* Zona de sobrecarga: conforme  $I_L$  aumenta, llega un punto en que  $V_S$  es igual a la suma de la tensión de saturación  $V_{SAT}$  del elemento regulador más el valor de salida  $V_L$  para el que fue diseñada la fuente. A partir de aquí la  $V_L$  no podrá mantenerse constante, puesto que  $V_S$  no puede ser mayor que la misma.  $V_L$  toma el valor  $V_S - V_{SAT}$  hasta llegar a anularse por completo. La disipación  $W_E$  en el regulador no será muy elevada si el mismo permanece saturado hasta la corriente límite. Con algunas modificaciones, entramos en **no saturación**: si de alguna manera limitamos la corriente que puede conducir  $Q$  a un valor prefijado, menor al de sobrecarga, dejando de estar saturado,  $V_L$  caerá más bruscamente que en el caso anterior y  $W_E$  crecerá bruscamente hasta alcanzar  $W_F$ . (Línea verde)

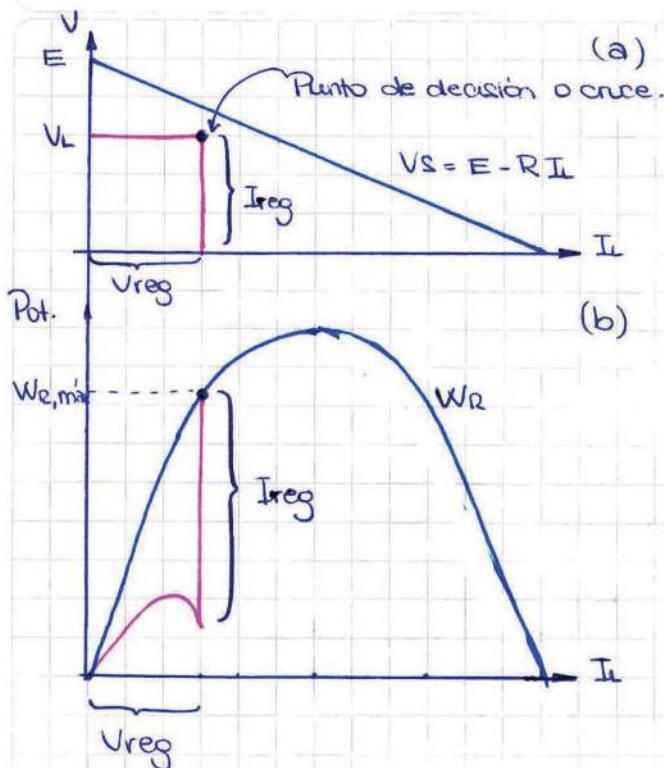
Para que un regulador de tensión lineal en serie pueda resistir la sobrecarga hasta el límite extremo de cortocircuito, ~~el~~ el elemento regulador debe ser capaz de conducir una corriente elevada o soportar una fuerte dissipación.

Si el elemento regulador no es capaz de soportar la corriente o dissipación necesarias, su destrucción durante la sobrecarga será prácticamente inmediata. Hay dos formas de proteger el regulador: limitando la corriente, o limitando la potencia. Si se limita una, la otra será elevada.

### Protección por corriente máxima regulada.



Para evitar el aumento de  $I_L$  por encima de un máximo previsto se puede combinar la fuente de tensión regulada con un regulador de corriente que la limite a una  $I_{max}$ , por más que la carga solique sobrepasar dicho límite. Para esto podemos usar el circuito de la figura anterior que combina las dos funciones de regulación (tensión y corriente) en un solo regulador que actúe de uno u otro modo según el valor que tome  $I_o$ .



Considerando  $I_{L\max}$  como referencia, podemos tomar tres casos:

$I_L < I_{L\max}$  → el regulador de corriente deja pasar toda la  $V_L$  sin disipar (teóricamente) ninguna potencia, puesto que trabaja en saturación. El regulador de tensión es el que tiene el control, regulando la tensión de entrada y disipando la energía sobrante.

$I_L = I_{L\max}$  → este es el punto de decisión o cruce. El regulador de tensión cede el control al de corriente. Para evitar que el sistema funcione entregando una  $V_L$  no regulada se procura trabajar con un margen de seguridad en el que siempre el punto de decisión sea menor al de la corriente que llevaría a la saturación a T, lo que significaría una zona intermedia entre regulación de tensión y corriente. El circuito que decide qué regulador tendrá el control es una simple puerta OR conformada por dos diodos, que deja pasar hacia Q la salida que entrega la tensión más reducida.

$I_L > I_{L\max}$  → El regulador de corriente entrega una tensión igual al producto  $R_L I_L$ . Esta es inferior a la tensión entregada por el regulador de tensión (recordemos que la salida de los A.O. es negativa), por lo que éste pierde el control.  $V_L$  baja en función del grado de sobrecarga e  $I_Q$  permanece en  $I_{L\max}$ . El elemento regulador Q soporta una disipación mucho mayor que en el primer caso, por lo que podemos decir que está sobredimensionado cuando funciona como regulador de tensión.

$W_R$ , que es la disipación en Q, es en todo caso proporcional a  $V_S$ , por lo que la protección es parcial.

## Protección por potencia máxima disipada.

El otro parámetro a limitar es la potencia disipada, que puede deberse a 3 causas:

- Aumento de  $I_L$ : si  $r$  es muy pequeña la pendiente de la recta del gráfico tensión vs. corriente es pequeña también (gráfico en tema: sobrecarga del regulador lineal serie), lo que implica que para que  $V_L$  coincida con  $V_S + V_{SAT}$  o  $Q$  llegue a saturarse, es necesaria una corriente de carga muy grande.
- Limitación de  $Q$ : si  $r$  es grande pero  $E$  no puede suministrar la corriente de sobrecarga, el mismo no es capaz de permanecer en saturación bajo régimen de sobrecarga.
- Aumento de  $E$ : otra forma de que  $Q$  no alcance la saturación es que aumente la ordenada al origen del gráfico tensión vs. corriente antes mencionado, es decir que por algún motivo aumente  $E$  (tensión de entrada) Figura A.

Para evitar el aumento de potencia en  $Q$  podemos regular limitándola a un valor predeterminado. El sistema es parecido al de una fuente de potencia regulada, pero no se regula la potencia en la carga, sino la disipada en el propio elemento  $Q$ .

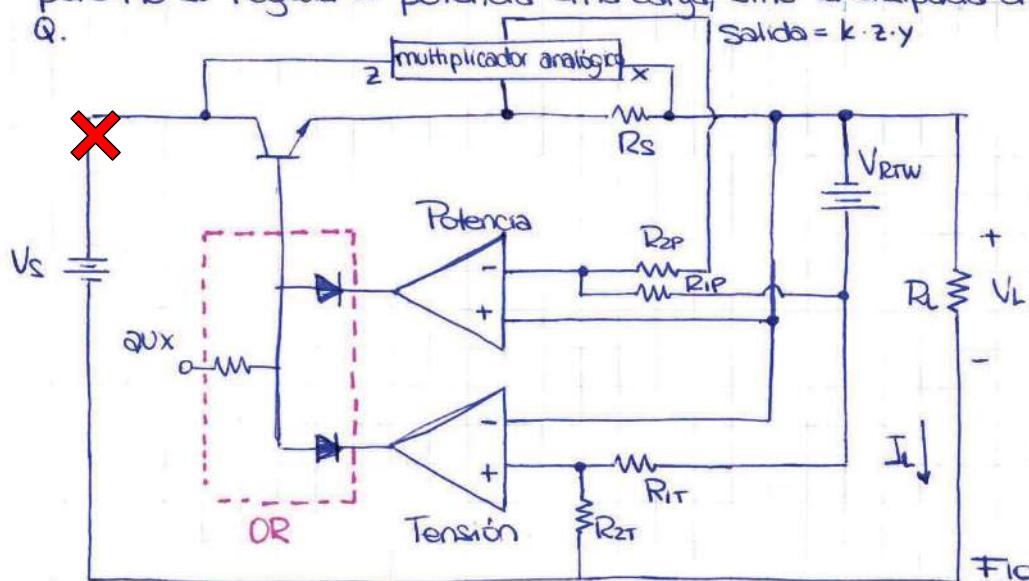
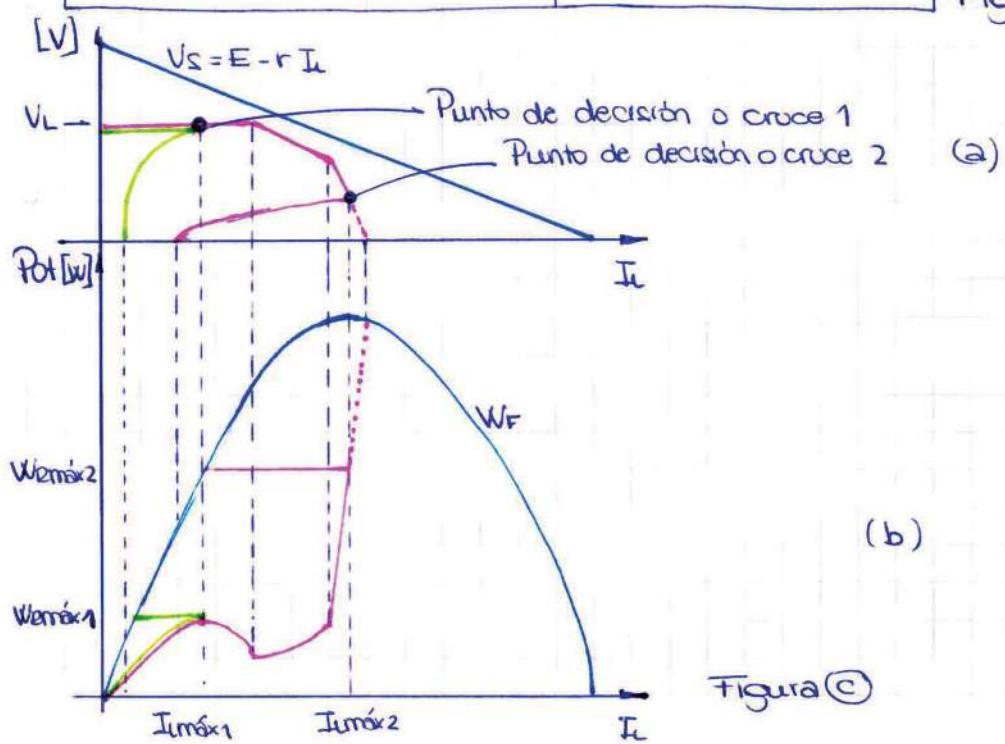


Figura B)



(b)

Figura C)

En la figura C(a) se ilustran dos de los casos citados. En el primero (línea verde) el punto de decisión está situado antes de que Q entre en saturación. En el segundo (línea rosa) el punto está situado en la zona en que el elemento regulador sale de saturación después de haber soportado una corriente mayor de la que exige el funcionamiento como regulador de tensión.

Ambos puntos de decisión son inadecuados. El primero debe estar situado siempre antes de que Q alcance el máximo de disipación. De este modo no se aprovechan las características del regulador que sería capaz de entregar mayor corriente actuando como regulador de tensión y sin sobrepasar un determinado máximo de disipación. En el segundo la característica de la fuente incluye dos zonas intermedias en las que Q está saturado y sale de la saturación sin que actúe la protección de potencia regulada, circunstancia que puede inducir corrientes de salida excesiva que no es aprovechada por caer fuera de la zona de regulación de tensión.

En cambio, el punto de decisión se desplazará hacia la izquierda si la tensión de entrada aumenta, con lo cual la protección es total si se exceptúa el aumento innecesario de la corriente en el segundo caso.

### Protección Combinada . Potencia y corriente limitada.

La combinación de las dos protecciones permite sortear los inconvenientes de ambas. Se utilizan en este caso tres circuitos de control y una compuerta OR de tres entradas.

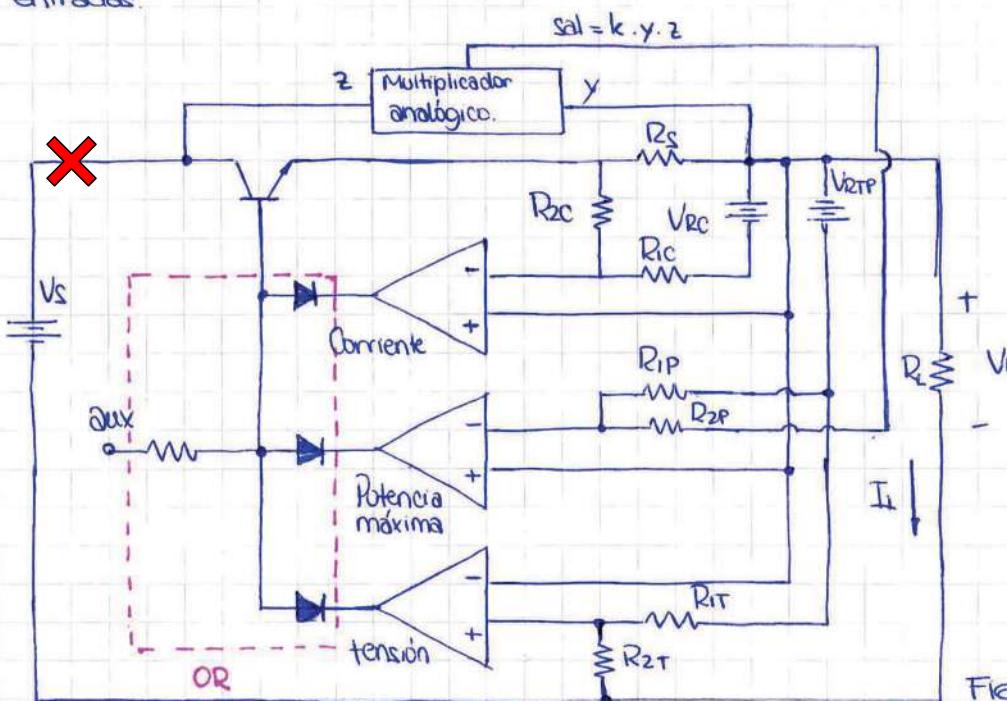
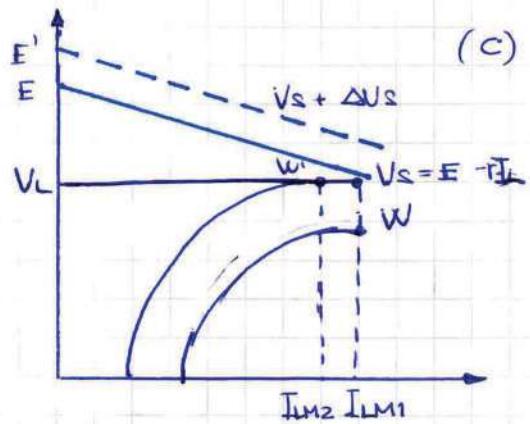
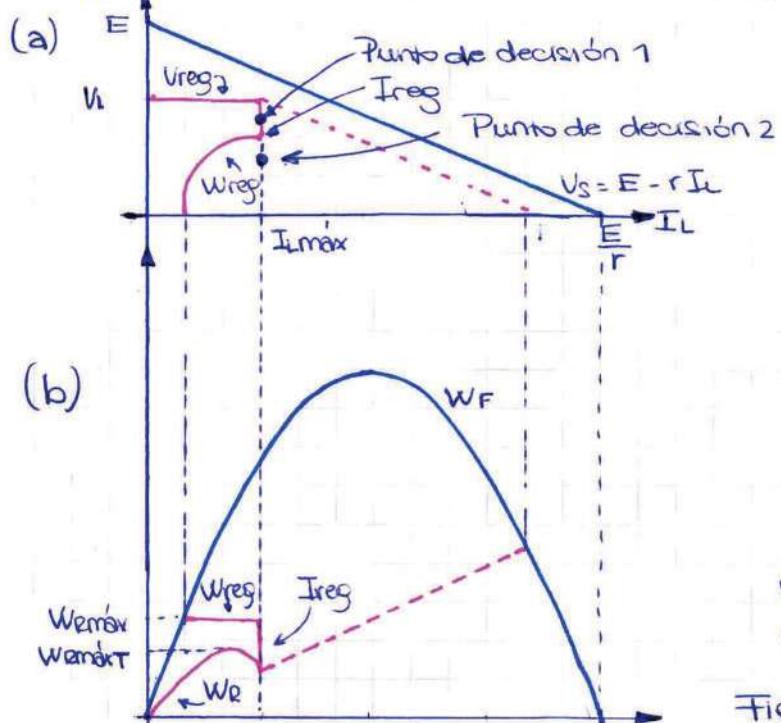


Figura D

El diagrama de tensión vs. corriente es el de la figura E(a) cuidando que la potencia regulada sea siempre superior a la máxima en funcionamiento normal.(E)b)

Esta protección tiene el mejor rendimiento constructivo ya que exige un sobredimensionado de Q apenas superior al necesario en funcionamiento normal como regulador de tensión. Por el contrario, el control es más complicado. Nos proporciona además una protección total pues incluye la aplicación de tensiones de entrada superiores a la prevista. En este último caso la máxima corriente de salida del

regulador es tanto más reducida cuanto mayor es la sobretensión de entrada ( $E$ ) - c)



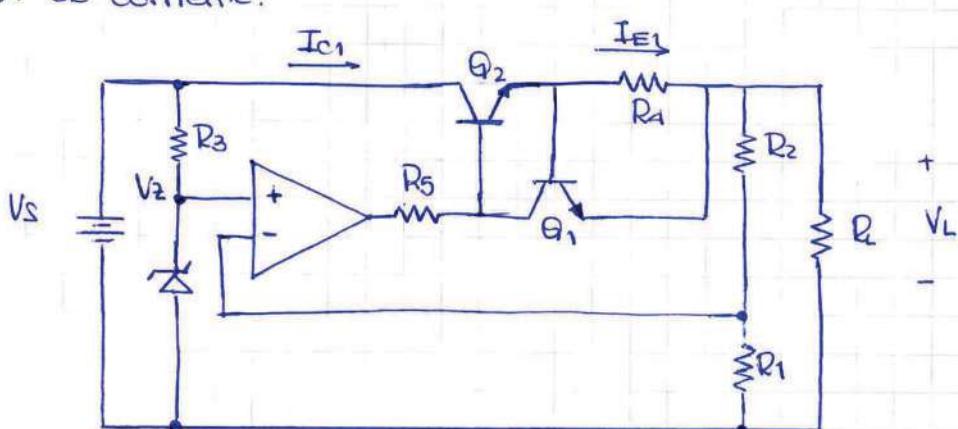
$W_{max}$  es la  $W_{max}$  en funcionamiento como regulador de tensión (normal).

Figura (E)

## ✓ Protecciones para regulador de tensión lineal serie con Zener y A.O.

### • Limitación de corriente

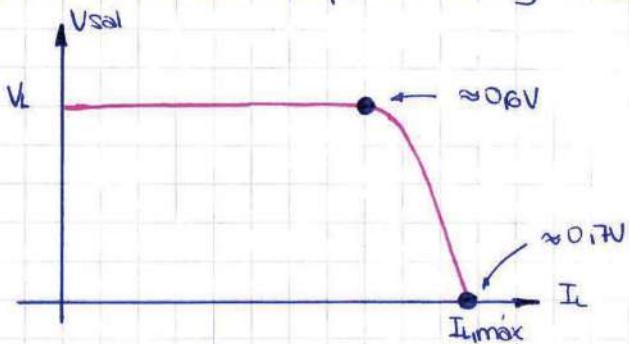
Si en el circuito del regulador de tensión lineal serie con zener y A.O. se unen accidentalmente los terminales de la carga, la corriente que la atraviesa crecerá ilimitadamente destruyendo el transistor de paso y algunos diodos en la fuente no regulada que alimenta al regulador serie. Para prevenir esta situación la alimentación regulada incluye normalmente alguna forma de regulación de corriente.



Ésta es una forma de limitar la corriente de carga a valores seguros.  $R_4$  es una resistencia pequeña llamada "resistencia para limitación de corriente". Como la corriente de carga tiene que atravesar  $R_4$ , la misma produce la tensión  $V_{BE1}$ . Se identifican 3 zonas según  $V_{BE1}$

- $V_{BE1} < 0,6V$ :  $I_L$  atraviesa  $R_4$  y produce en ella una caída de tensión menor a 0,6V. Como es igual a  $V_{BE1}$ ,  $Q_1$  está en corte y el regulador funciona normalmente. Cuando  $I_L$  es pequeña  $V_{SOL}$  permanece hasta un valor de  $V_{BE1}$  aproximadamente igual a 0,6V.

- $0,6V < V_{BE1} < 0,7V$ : cuando  $I_L$  llega a un valor tal que  $0,6V < V_{BE1} < 0,7V$ ,  $Q_1$  se pondrá en conducción. La corriente de colector de  $Q_1$  circulará por  $R_S$ , esto disminuye  $V_{BE2}$ , lo que reduce  $V_L$  e  $I_L$ . La tensión en la carga comienza a disminuir hasta llegar a cero, que es el punto correspondiente al corto.
- $0,7V < V_{BE1}$ : esta zona representa el cortocircuito en la carga.  $Q_1$  ya se encuentra plenamente activado y conduce fuertemente provocando una caída de tensión en  $V_{BE2} \approx 1,1V$  (las dos tensiones están conectadas a tierra). La corriente que atraviesa el transistor de paso típicamente está limitada a  $I_{L,\text{máx}}$ , aunque puede variar ligeramente dependiendo de las características de los transistores. En este punto  $V_L = 0$  y desaparece la regulación.



Podemos ver que variando  $R_A$  establecemos diferentes límites a  $I_{L,\text{máx}}$

$$I_{L,\text{máx}} = \frac{V_{BE1}}{R_A}$$

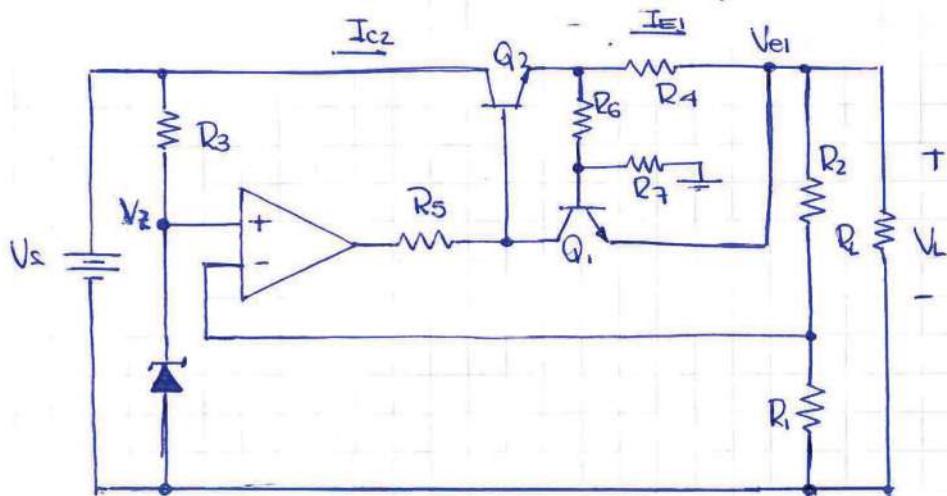
$R_S$  se añade ya que la impedancia de salida del A.O. es muy baja ( $\approx 75\Omega$ ). Sin  $R_S$ ,  $Q_1$  no tiene la suficiente ganancia de tensión para producir una limitación de corriente. El valor de  $R_S$  debe ser suficientemente grande para producir una ganancia de tensión en el transistor limitador de corriente, pero no tan elevada como para impedir que el A.O. excite al transistor de paso  $Q_2$  ( $100\Omega < R_S < 1k\Omega$ )

La contra es que en caso de cortocircuito a la salida la potencia  $P_2$  disipada por  $Q_2$  puede ser elevada, ya que prácticamente toda la tensión  $V_S$  (para  $V_S \gg V_{BE}$ ) se aplica entre colector y emisor de  $Q_2$  ( $V_S \approx V_{CE2}$ ).

$$P_{C2} = (V_S - V_{BE1}) I_{L,\text{máx}}$$

Por más que no se superen las especificaciones máximas del transistor ( $I_{cmáx}$ ,  $V_{cmáx}$ ,  $P_{cmáx}$ ) esta protección no garantiza el funcionamiento seguro del mismo. Se debe recurrir a la gráfica del SOA del transistor y verificar el desempeño para todas las condiciones de riesgo posibles. Por esto esta protección se usa cuando la corriente de cortocircuito (de salida) sea pequeña; para valores más grandes se usa la protección de corriente regresiva (foldback).

- Limitación con reducción de corriente (fold back)

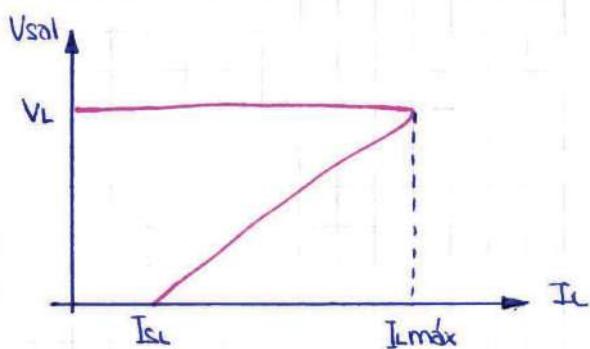


Para evitar la disipación de potencia excesiva del transistor de paso (problema del caso anterior) se añade una limitación por reducción de corriente (Holdback current limiting). En lugar de ir directamente a  $V_{BE1}$  la tensión en  $R_4$  alimenta un divisor de tensión ( $R_5$  y  $R_7$ ) que excita la base de  $Q_1$ . En la mayor parte del rango de  $I_L$   $V_{BE1} < V_{BE1}$ , lo que implica que  $V_{BE1} < 0$  y  $Q_1$  está en corte.

Cuando  $I_L$  supere cierto valor  $V_{BI}$  empezará a ser mayor que  $V_{BE}$ . Cuando  $V_{BI}$  esté entre  $0,6$  y  $0,7V$  comenzará la limitación de corriente. A partir de este punto cualquier disminución de  $R_L$  provocará que la corriente disminuya también. Como resultado la corriente en cortocircuito será mucho menor que la corriente sin el limitador.

En la siguiente figura se muestra cómo varía  $I_{SL}$  con  $I_L$ .  $V_L$  es constante hasta un valor máximo  $I_{L\max}$ . En ese momento comienza la limitación de corriente. Cuando  $R_L$  disminuye más  $I_L$  se reduce. Cuando aparece un cortocircuito en los terminales de  $R_L$ ,  $I_L$  vale  $I_{SL}$ .

La principal ventaja de este limitador es la disminución de la dissipación de potencia en  $Q_2$  cuando accidentalmente hay un corto en  $R_L$ .



La disipación de potencia del transistor bajo condiciones de máxima carga es

$$P_D = (V_S - V_L) I_{Imax}$$

Bajo cortocircuito  $P_d = V_s I_{SL}$

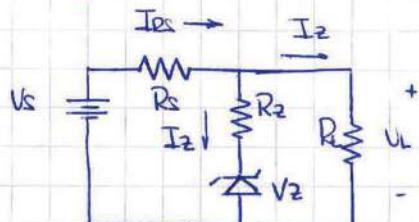
Los demás parámetros serán  $V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z$ ,  $I_{SL} = \frac{V_{BE}}{kR_1}$ ;  $I_{URM} = I_{SL} + \frac{1 - kV_L}{kR_1}$   
 donde  $k = \frac{R_7}{R_7 + R_6}$ .



## REGULADORES LINEALES EN PARALELO.

El regulador paralelo se usa cuando la pérdida de potencia involucrada no es importante, como en fuentes de referencia de tensión con diodo zener.

Con un zener



Posee una baja regulación de carga, por lo que se limita su uso como referencia de tensión en reguladores más complejos.

La resistencia auxiliar  $R_s$  soporta todo el exceso de tensión  $V_s - V_L$  que proporciona  $V_L$  limitando la corriente a un valor máximo establecido a partir de la máxima corriente  $I_{zm}$  que puede soportar el zener. La corriente que no circula por  $R_s$  lo hará por el elemento regulador manteniendo la suma  $I_{zs} = I_z + I_i$  siempre constante y evitando así que las variaciones en  $R_s$  se reflejen en  $V_s$ .

Para que el regulador zener pueda mantener constante  $V_L$ , el diodo debe permanecer en la zona de ruptura en todas las condiciones de funcionamiento, es decir, debe haber corriente por el zener para todos los puntos dentro de los rangos  $V_s \pm \Delta V_s$  y  $I_L \pm \Delta I_L$ . Para esto  $R_s$  debe ser tal que haga circular un mínimo de corriente por el diodo para permitirle trabajar siempre en su zona de ruptura..

$$\text{Si } R_2 \approx 0 \quad V_L = I_{zs} R_s + V_z = (I_z + I_i) R_s + V_z.$$

Respecto a la estabilidad del regulador, hay dos parámetros que influyen en  $V_L$ : el ripple de  $V_s$  y la variación  $\Delta I_L$ . Para determinar el efecto del ripple de  $V_s$  en  $V_L$  se hace  $\Delta I_L = 0$

$$\Delta V_L = \frac{(R_s/R_s) \cdot \Delta V_s}{R_s/R_s + R_s}$$

Para hallar  $\Delta V_L$  debido a  $\Delta I_L$  se hace  $\Delta V_s = 0$

$$\Delta V_L = (R_s/R_s) \Delta I_L$$

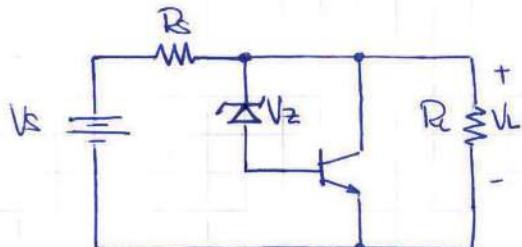
La resistencia de salida del regulador viene dada por

$$R_{sal} = R_s // R_2$$

### Con un zener y un transistor

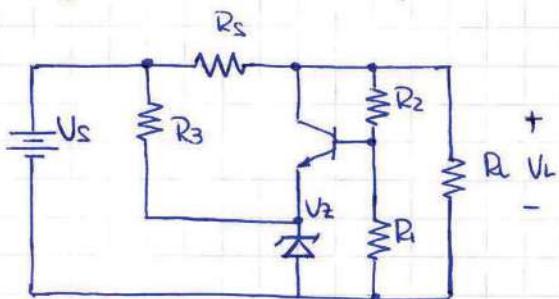
Para grandes corrientes de carga la regulación de carga del punto anterior empeora debido a que el cambio de corriente a través de la resistencia de Zener puede cambiar significativamente  $V_L$ . Una manera de mejorar la regulación de carga en este caso es agregando un transistor al circuito.

$$V_L = V_Z + V_{BE}$$



Si  $V_L$  intenta subir, el aumento es transmitido a través del diodo a la base del transistor. Esta tensión alta en la base produce mayor corriente de colector por  $R_S$ . La tensión cae a lo largo de la misma compensando los aumentos de  $V_L$ . Funciona inversamente ante un intento de disminución de  $V_L$ .

Para obtener mayor tensión de salida podemos usar el siguiente circuito.



Este circuito usa el coeficiente para bajas temperaturas de tensión zener (entre 5 y 6V). La  $V_L$  regulada tendrá más o menos el mismo CT que el diodo pero la tensión será mayor.

La realimentación negativa es similar a la del regulador anterior. Cualquier intento de cambio en  $V_L$  es realimentado al transistor que compensa el cambio casi completamente a su salida.  $V_L$  cambia mucho menos que si no tuviera realimentación negativa.

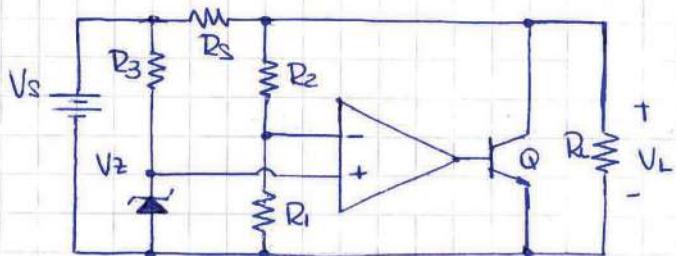
$$V_B = V_Z + V_{BE}$$

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (V_Z + V_{BE})$$

Esto es una aproximación dado que se considera  $I_B=0$ . Para mantener el rendimiento del regulador al nivel más alto posible normalmente  $R_1$  y  $R_2 \gg R_L$ .

La desventaja de este regulador es que cualquier cambio de  $V_{BE}$  se trasladará a  $V_L$ . Es útil para aplicaciones sencillas pero puede ser mejorado:

Con un zener y un AO. (realimentación negativa alta)  
 Una forma de reducir el efecto de  $V_{BE}$  sobre  $V_L$  es con el siguiente circuito



El zener mantiene la entrada inversa ( $V_N$ ) del AO. a una tensión constante. El divisor de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$  muestrea la tensión en la carga e introduce una tensión de realimentación en la entrada no inversora ( $V_P$ ). La salida del AO. excita la base de Q. Debido a la realimentación negativa la tensión de salida se mantiene constante a pesar de las variaciones de la red y de la carga.

Si  $V_L$  trata de aumentar, la señal de realimentación en  $V_P$  aumenta. La salida del AO. excita a la base más fuertemente y aumenta la corriente del colector. Esta corriente que es la misma que atraviesa  $R_S$  provoca una gran tensión en los bornes de la misma, lo que compensa el intento de aumento de  $V_L$ . Sucede una corrección similar cuando  $V_L$  trata de disminuir.

La gran ganancia de tensión del AO. elimina el efecto de  $V_{BE}$ .

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z$$

Una ventaja de los reguladores en paralelo es que son hechos con protección contra cortocircuito

## REGULADORES LINEALES MONOLÍTICOS

Son reguladores lineales integrados en chips, son en serie pues tienen mayor rendimiento. Los más usados son los que tienen 3 pines: tensión de entrada sin regular, tensión de salida regulada y toma a tierra. Cuando se necesita alimentar dispositivos con tensiones simétricas se usan reguladores duales, que se pueden adquirir usando reguladores de 3 terminales o una sola pastilla de cuatro (ó 5 contando GND) terminales: tensión de entrada positiva no regulada, tensión de entrada negativa no regulada, tensión de salida (+) regulada y tensión de salida (-) no regulada.

Una clasificación de los reguladores de tres terminales se hace según su salida:

reguladores de salida → positiva fija } Entre 5V y 24V  
 → negativa fija }  
 → ajustable → de 2V a 40V.

Otra clasificación es reguladores → Estándar  
 → de Baja Potencia  
 → de Baja Tensión diferencial.

- \* Reguladores integrados estandar: diseñados para aplicaciones sencillas y no críticas. Pueden soportar corrientes superiores a 1A con disipadores de calor.
- \* Reguladores integrados de baja potencia: son adecuados cuando  $I_L$  no supera los 100mA. Viene en encapsulados TO-92. No requieren disipadores.
- \* Reguladores de baja tensión diferencial: se usan cuando no es posible conseguir tensiones diferenciales de valores específicos. Tienen una tensión diferencial de 0,15V para  $I_L$  de 100mA, y de 0,7V para  $I_L$  de 1A.

### Especificaciones de los reguladores de tensión monolíticos

- Regulación de línea o de red: capacidad del circuito para mantener la tensión de salida  $V_o$  cuando varía la tensión de entrada  $V_i$

$$R_{red} \left[ \frac{mV}{V} \right] = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \quad R_{red} \left[ \% \right] = \frac{\Delta \frac{V_o}{V_o}}{\Delta V_i}$$

Se cumplen para un determinado rango de  $V_i$ .

- Regulación de carga  $R_{car}$ : medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida aunque cambie la  $I_L$  absorbida por la carga. Está relacionada con la resistencia de salida equivalente

$$R_{car} \left[ \frac{mV}{mA} \right] = \frac{V_o|_{R=0} - V_o|_{R=R_{max}}}{\Delta I_L}$$

(Creo que es al revés el orden de las  $V_o$ )

$$R_{car} \left[ \% \right] = \frac{\frac{V_o|_{I_L=0} - V_o|_{I_L=R_{max}}}{V_o|_{I_L=0}}}{\Delta I_L}$$

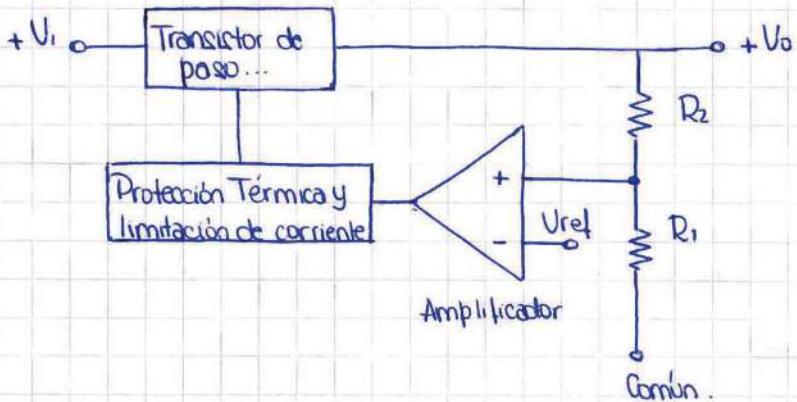
Se cumple para un determinado rango de  $I_L$ .

- Tensión de referencia (Reference Voltage)
- Corriente de ajuste (adjustment point current)
- Corriente de salida mínima: minimum output current: Debe estar asegurada para el correcto funcionamiento del regulador.
- Corriente de salida máxima (current limit): máxima corriente de salida que puede proporcionar el regulador antes que se active el circuito de protección.
- Tensión diferencial entrada-salida mínima (dropout voltage,  $V_i - V_o$ ): mínima diferencia entre  $V_i$  y  $V_o$  para que el regulador pueda regular la salida dentro de las especificaciones.
- Tensión máxima diferencial entrada-salida: valor máximo que puede tomar  $V_i - V_o$ .

El rechazo de rizado en un integrado regulador de tensión es 65 a 80 dB.

## Reguladores de tres terminales

> De salida fija (LM78xx - LM79xx)



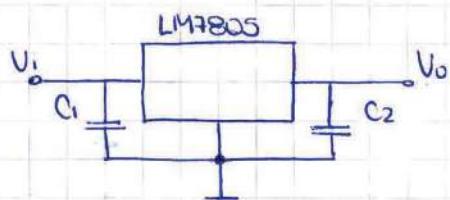
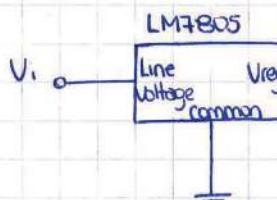
$U_{ref}$  está incluida en el regulador.  $R_1$  y  $R_2$  muestran  $V_o$  y realimentan la entrada inversora de un amplificador de ganancia alta.

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ref}$$

$R_1$  y  $R_2$  son internas y están reguladas para de fábrica para conseguir las distintas tensiones de salida (de 5 a 24V indicadas por xx). La tolerancia de la tensión de salida es  $\pm 1\%$ .

El transistor de paso soporta corrientes de carga de hasta 1A si cuenta con el disipador.

La protección térmica deja al círculo de servicio cuando  $T^{\circ} \approx 175^{\circ}\text{C}$ .



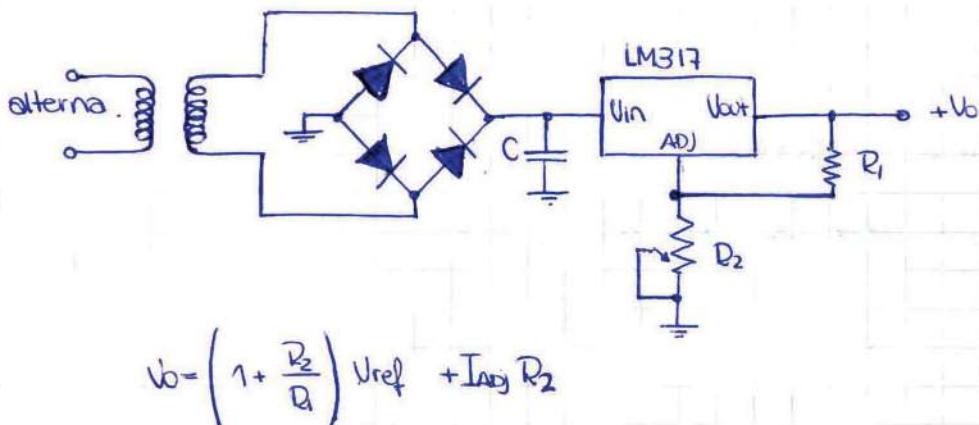
LM7805 como regulador fijo

C1: capacitor de desacoplamiento para reducir el efecto de las inductancias de los terminales cuando el C1 está a unos cuantos centímetros del filtro capacitivo de la fuente de alimentación.  
C2: capacitor para mejorar la respuesta transitoria.

> De salida ajustable (LM317)

Los reguladores integrados ajustables tienen corrientes de carga máximas que van de 1,5A a 5A.

El rechazo de rizado es muy alto (80 dB).



$I_{\text{adj}}$  es la corriente que atraviesa el pin intermedio. Como esta corriente puede variar debido a muchos factores, como diseñadores debemos hacer el primer término de la ecuación anterior mucho mayor que el segundo.

$$V_{\text{out}} \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) 1,25$$

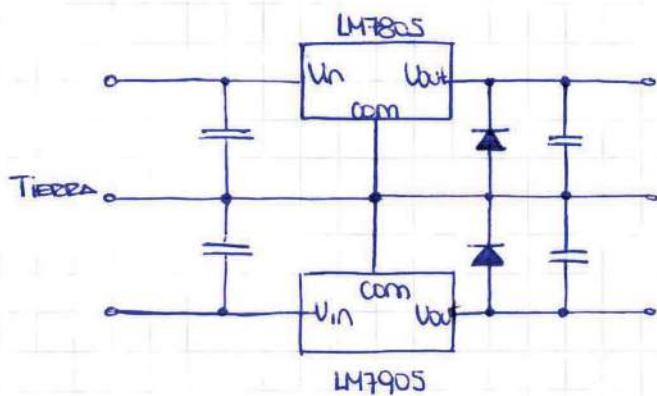
### Fuentes reguladas simétricas (duales)

Este tipo de reguladores tienen dos salidas: una positiva y una negativa, y por ende también dos entradas: una (+) y una (-). No sólo intentan mantener reguladas las tensiones de salida, sino que buscan que cuando varíen lo hagan de la misma manera. Podemos obtener las salidas reguladas a partir de reguladores como los vistos anteriormente o en una sola pastilla con dos salidas.

#### > A partir de dos reguladores fijos

- LM79XX: es similar a la serie 78XX pero con tensiones negativas. También incluye el limitador de corriente y la protección térmica y excelente rechazo de rizado.

### REGULADORES DUALES CON SALIDA FIJA

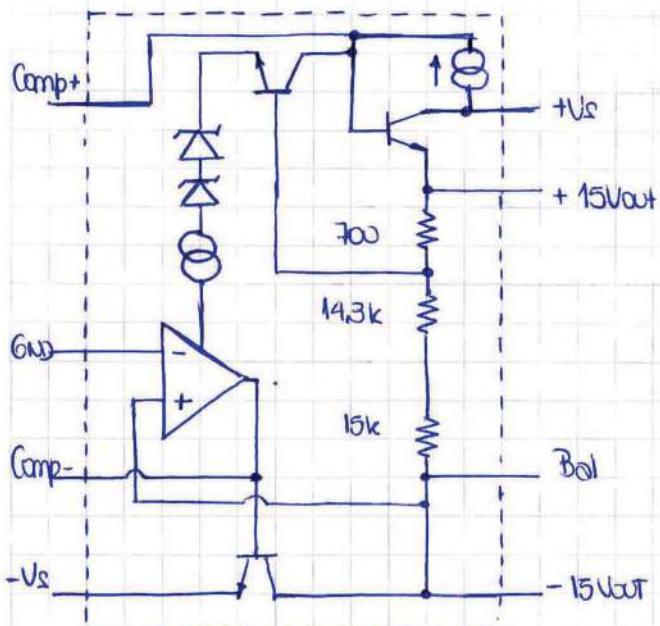


Los condensadores de entrada evitan oscilaciones y los de salida mejoran la respuesta transitoria. Los diodos aseguran que ambos reguladores entren en conducción con cualquier condición de funcionamiento.

#### > Con seguimiento (tracking)

Proporcionan doble tensión de salida, ambas iguales en magnitud y de polaridad opuesta. Mantienen su simetría para diferentes requerimientos de carga.

• RC4195



## REGULADORES CONMUTADOS A FRECUENCIA PROPIA.

Los reguladores son un tipo de convertidores de C.C.-C.C. (tensión continua de entrada a tensión continua de salida). Los reguladores conmutados incluyen regulación de tensión, típicamente modulación de ancho de pulso controlando el corte y la conducción de un transistor. Con cambios en el ciclo de trabajo pueden mantener la tensión de salida constante bajo condiciones de variación de la red y la carga.

En los reguladores en serie la potencia disipada en el transistor de paso era aproximadamente la tensión de entrada-salida por la corriente de carga, y la potencia sobrante se desperdicia en forma de calor, volviéndose voluminosos los dissipadores y peligrosas las temperaturas internas.

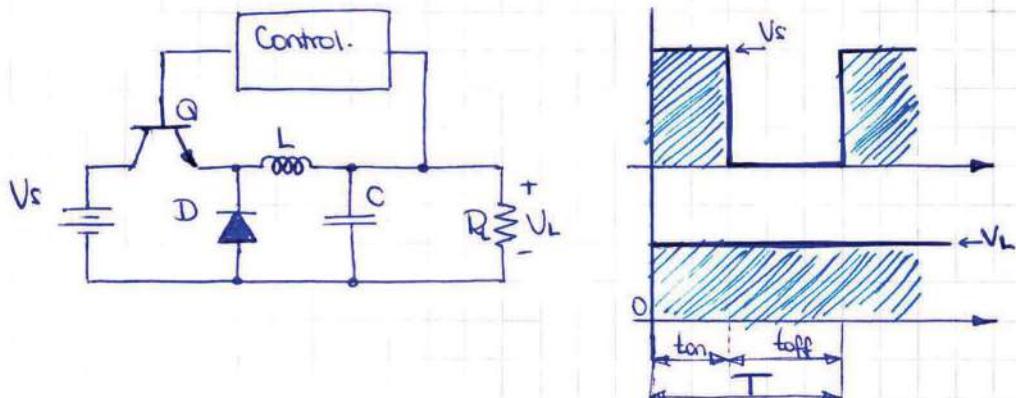
La mejor solución son los reguladores conmutados, donde el transistor de paso conmuta entre corte y saturación. En corte la potencia disipada es virtualmente cero. En saturación es muy baja ya que la tensión de saturación es mucho menor que la tensión diferencial entrada-salida de los reguladores Serie. El rendimiento está entre 75 y 95 %.

- Hay diferentes topologías → convertidor directo (buck)
- convertidor indirecto → elevador de tensión
- inversor de polaridad
- convertidor simétrico
- convertidor híbrido.

### Convertidor directo. Buck

Consta de un elemento interruptor estático (transistor Q) puesto en conducción en intervalos de duración variable y un sistema de filtrado que elimina las componentes alternas obteniéndose la media de los impulsos de conducción que

se aplican a la carga  $R_L$ . Se necesita tensión de salida nula cuando  $T$  esté bloqueado ( $t_{off}$ ) por lo que se usa un elemento de autoinducción  $L$  a la entrada pues un condensador se cargaría en los tiempos de encendido  $t_{on}$  y se descargaría en los de apagado. La forma de onda de salida es rectangular. El diodo  $D$  permite la circulación de la corriente almacenada en el inductor durante  $t_{on}$ .



Igualando las áreas correspondientes de la carga y de la conducción del interruptor en un ciclo  $T$ :

$$V_s \cdot t_{on} = V_L \cdot T$$

$V_s$  = tensión primaria de entrada

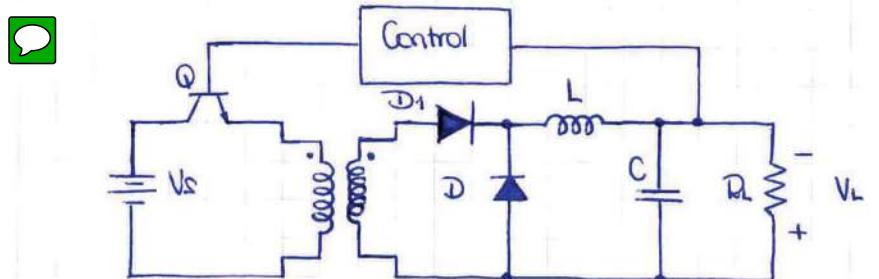
$V_L$  = tensión de salida.

$T$  = período de oscilación

$$\text{Si } \delta = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

$$\text{Entonces } V_L \cdot \delta \cdot T = V_s \cdot T$$

$$\text{Como } 0 \leq \delta \leq 1, V_L \leq V_s$$



Con un transformador elevador se pueden obtener tensiones superiores a la de entrada. Si  $N$  es la relación de transformación

$$V_L = V_s \cdot \delta \cdot N$$

### Convertidor indirecto

La energía procedente de  $V_s$  que es conducida por  $Q$  se almacena previamente en un  $L$  para ser vertida hacia la carga. El almacenamiento se produce durante  $t_{on}$ . En  $t_{off}$  la energía acumulada es vertida a la carga después de ser filtrada.

$V_L$  puede ser mayor o menor que  $V_S$  sin usar necesariamente transformadores. Hay dos configuraciones básicas: inversor de polaridad y elevador de tensión.

### ► CONVERTIDOR INDIRECTO INVERSOR DE POLARIDAD.

Aquí el diodo D evita que la energía de  $V_S$  pase al filtro y a la carga durante  $t_{off}$ , obligando a  $V_S$  a circular por L. También D permite que en  $t_{off}$  la energía almacenada en L circule por el filtro y la carga. La corriente que hace circular en  $t_{off}$  es inversa a la que circula por él (elemento de autoinducción) en  $t_{on}$  (ley de Lenz). Por ello la polaridad de  $V_L$  es inversa a la de  $V_S$ .

El filtro se compone de un condensador de entrada, C, ya que su trabajo consiste en recibir la energía previamente almacenada en L. C debe ser capaz de mantener la tensión y corriente de salida cuando L no entregue energía a la salida (en el caso anterior L era la que mantenía constante la corriente de salida).

Igualando áreas y sabiendo que entrada y salida se alternan en el tiempo:

$$V_S \cdot t_{on} = V_L \cdot t_{off}$$

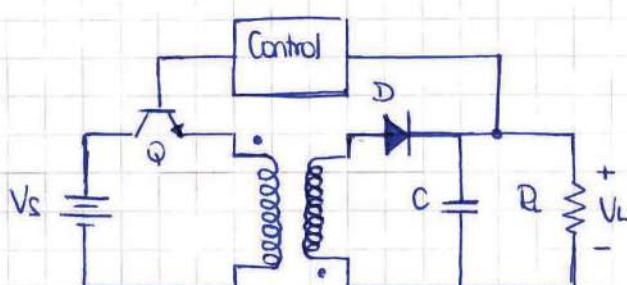
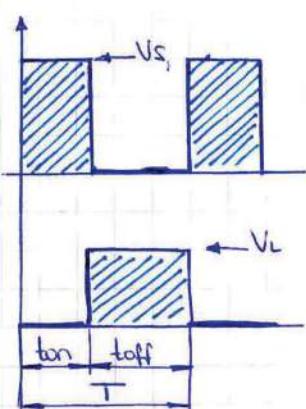
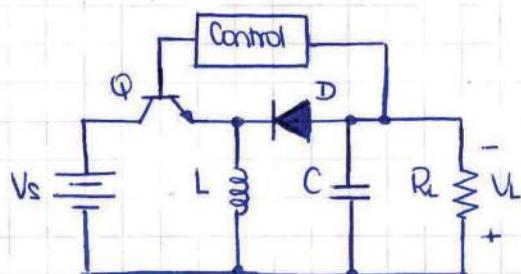
$$\frac{V_S \cdot t_{on}}{T} = \frac{V_L \cdot t_{off}}{T}$$

$$V_S \cdot \delta = \frac{V_L (T - t_{on})}{T} = V_L - V_L \frac{t_{on}}{T} = V_L (1 - \delta)$$

$$V_L = \frac{V_S \cdot \delta}{1 - \delta}$$

De esta ecuación

- $V_L < V_S$  si  $\delta < 0,5$
- $V_L = V_S$  si  $\delta = 0,5$
- $V_L > V_S$  si  $\delta > 0,5$

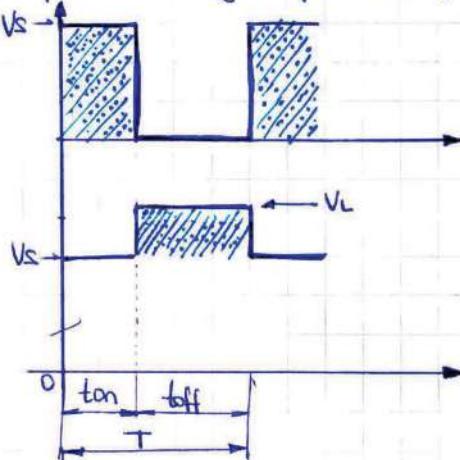
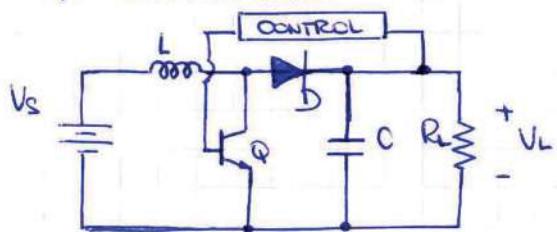


Con un transformador podemos invertir la polaridad de  $V_L$  invirtiendo el sentido de uno de los devanados del transformador, conservando las características descritas antes. Se prescinde de L pues el secundario del transformador hace de elemento de autoinducción.

En este caso:  $V_L = \frac{V_S \cdot N \cdot \delta}{1 - \delta}$

## ► CONVERTIDOR INDIRECTO ELEVADOR DE TENSIÓN

Aquí se intercambian las posiciones relativas de  $L$  y  $C$ . Así la tensión que provoca  $L$  durante  $t_{off}$  se suma a  $V_s$  y se obtiene una  $V_L > V_s$  y de idéntica polaridad. El diodo evita que la energía retroñe hacia  $V_s$  por el aumento de tensión, obligando a la circulación de energía a través del filtro ( $C$ ) y la carga. Aunque  $V_s$  entrega energía directamente a la carga este convertidor es en realidad indirecto porque la energía que maneja es previamente almacenada.

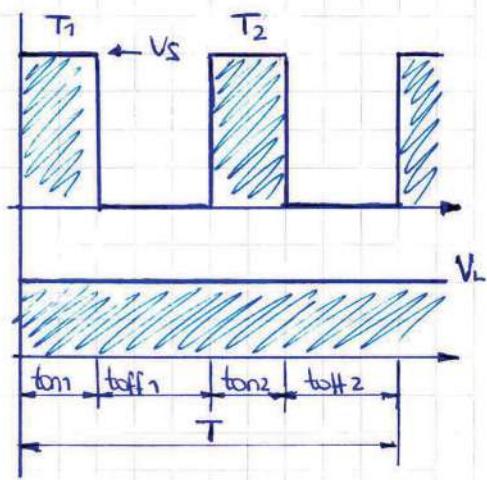
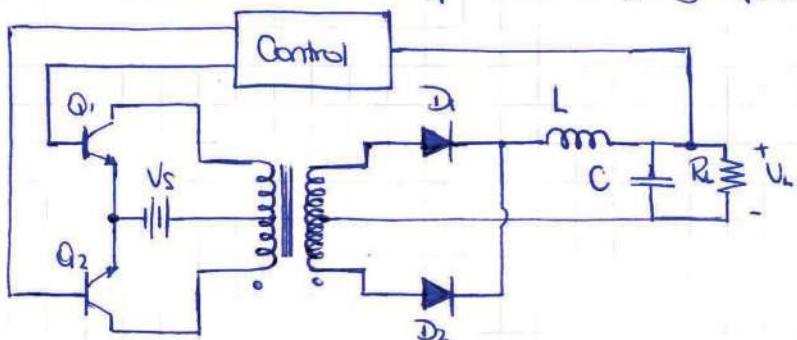


Igualando áreas

$$V_L = \frac{V_s \cdot t_{on}}{t_{off}} + V_s = V_s \left( \frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right) = V_s \left( \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} \right) = V_s \left( \frac{T}{T - t_{on}} \right) = \\ = V_s \left( \frac{1}{1 - \frac{t_{on}}{T}} \right) = V_s \left( \frac{1}{1 - s} \right) \Rightarrow V_L > V_s \text{ A.S.}$$

## Convertidor simétrico

En el Convertidor simétrico es imprescindible un transformador, ya que en él se combinan dos interruptores estables alimentándose en oposición de fase y actuando sobre un único circuito de salida. Sin transformador eso no sería posible. Los diodos se usan para combinar adecuadamente las corrientes procedentes de cada interruptor (de cada ciclo) sin que se produzcan interacciones entre ambas. Ambos diodos dan paso a la corriente en los intervalos de tiempo en que ambos transistores están bloqueados ( $t_{off1}$  y  $t_{off2}$ ).



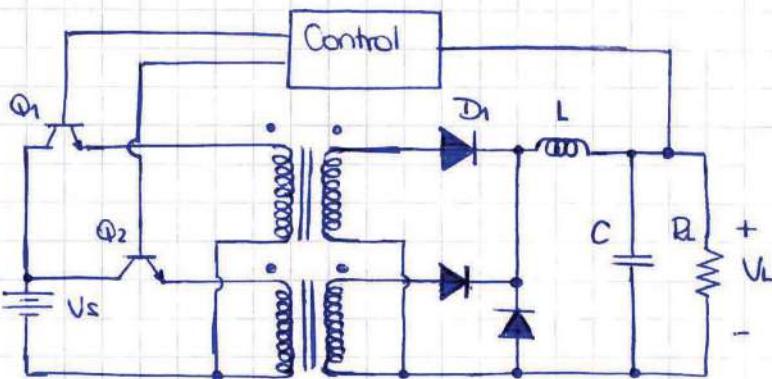
Igualando áreas

$$2Vs \cdot t_{on} = V_L \cdot T \rightarrow V_L = \frac{2Vs \cdot t_{on}}{T} = 2Vs \cdot \delta$$

Como el transformador siempre es necesario,

$$V_L = 2NVS \cdot \delta$$

Este convertidor simétrico tiene problemas de simetría. En su lugar se puede usar el convertidor directo doble siguiente. En este circuito se usan dos transformadores y un único diodo para derivar la corriente por la L cuando ambos Q estén bloqueados.



### Convertidor híbrido

El convertidor híbrido directo-indirecto es un caso muy particular de convertidor usado en la regulación de la energía entregada a las cargas que admiten c.a. de cualquier forma de onda y asimétrica (lámparas incandescentes). El circuito es igual al del convertidor indirecto inversor de tensión con la diferencia de que hemos suprimido D y C. Es decir, en  $t_{on}$  la energía que pasa por Q va a la carga directamente (al mismo tiempo que se acumula la energía en L). En  $t_{off}$  L entrega la energía almacenada a la carga con polaridad invertida.

Igualando tensiones (prescindiendo de la polaridad) y teniendo en cuenta que la parte negativa de la  $V_L$  resultante equivale a la  $V_L$  de un convertidor indirecto inversor y la positiva a la  $V_L$  de un convertidor directo) se tiene el valor medio  $V_m$  de salida.

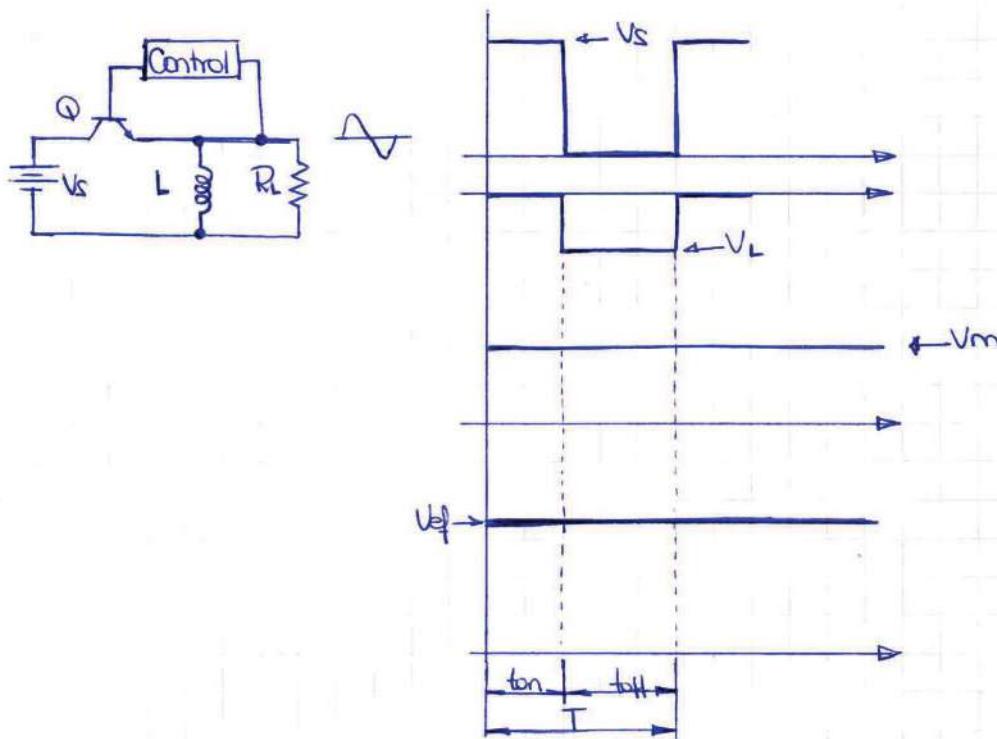
$$Vs \cdot t_{on} + V_L \cdot t_{off} = V_m \cdot T \rightarrow V_m = \frac{Vs \cdot t_{on} + V_L \cdot t_{off}}{T} = \frac{Vs \cdot \delta \cdot T + Vs \cdot \frac{\delta}{1-\delta} (1-\delta) \cdot T}{T} =$$

$$= Vs \cdot \delta + Vs \cdot \frac{\delta}{1-\delta} = 2\delta Vs = V_m$$

$$t_{on} = \frac{t_{on}}{T} \cdot T = \delta T$$

$$t_{off} = \frac{t_{off}}{T} \cdot T = \frac{T - t_{on}}{T} \cdot T = (1 - \delta)T$$

$$V_L = Vs \cdot \frac{\delta}{1-\delta} \quad V_L \text{ de un convertidor indirecto inversor.}$$



El valor medio  $V_m$  no sirve cuando se trabaja con corriente alterna. Conviene usar la tensión eficaz de salida  $V_{ef}$ . Se obtiene de la misma forma que antes pero con el cuadrado de las tensiones.

$$V_s^2 \cdot t_{on} + V_L^2 \cdot t_{off} = V_{ef}^2 T \Rightarrow V_{ef} = \sqrt{\frac{V_s^2 \cdot t_{on} + V_L^2 \cdot t_{off}}{T}} = \sqrt{\frac{V_s^2 \cdot \delta T + V_s^2 \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 (1-\delta) T}{T}} = \\ = \sqrt{V_s^2 \cdot \delta + \frac{V_s^2 \cdot \delta^2}{1-\delta}} = \sqrt{V_s^2 \left[ \delta + \frac{\delta^2}{1-\delta} \right]} = V_s \sqrt{\frac{\delta(1-\delta)}{(1-\delta)} + \frac{\delta^2}{(1-\delta)}} = V_s \sqrt{\frac{\delta - \delta^2 + \delta^2}{1-\delta}} = \\ V_{ef} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{1-\delta}}$$

Con la adición de un transformador se multiplica esta ecuación por  $N$ . Para el control del convertidor debe tenerse en cuenta el valor eficaz del parámetro controlado para compararlo con la referencia, lo cual implica una conversión a continua de  $V_{ef}$ , que es difícil y de respuesta lenta.

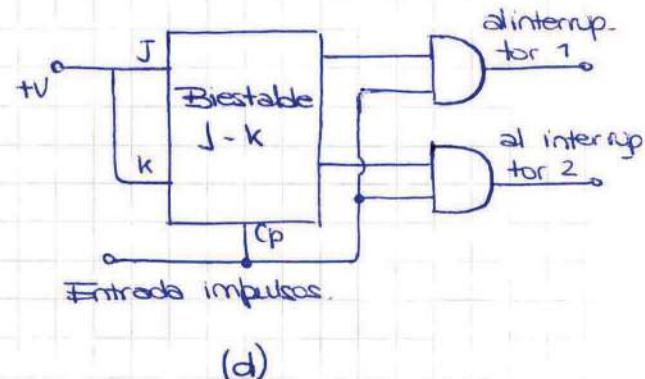
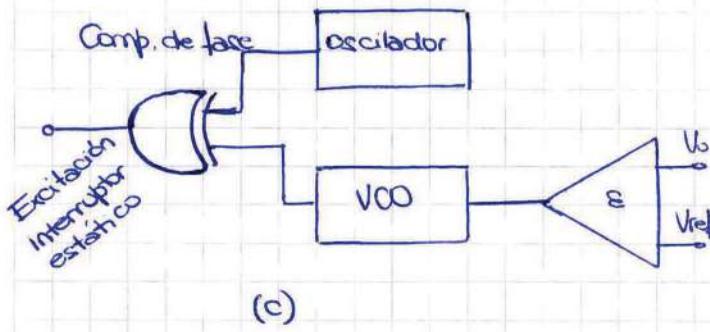
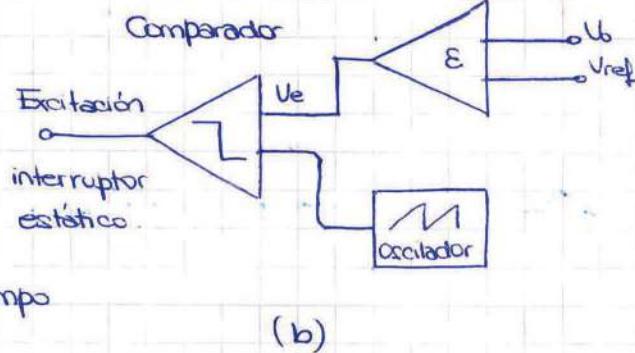
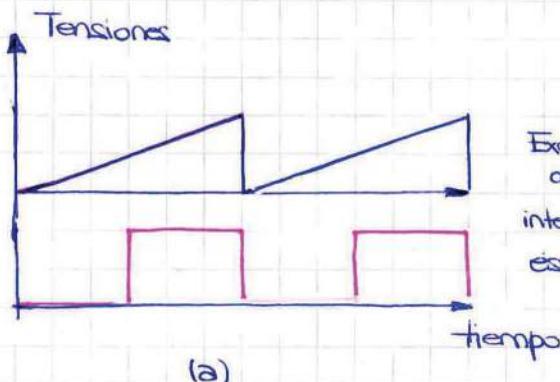
### X Control de las fuentes commutadas a frecuencia propia.

Las fuentes commutadas a frecuencia propia pueden funcionar a frecuencia fija o variable. El control de la fuente viene determinado por el ciclo de trabajo  $\delta$ . Cualquier tipo de convertidor actúa de manera muy diferente según el tipo de control. Conviene pues fijar primero las relaciones entre tensiones y corrientes presentes en el circuito. Como las mismas son en principio constantes, al menos durante un  $T$ , los corrientes variarán linealmente respecto del tiempo de acuerdo con la ley de Lenz  $V = L \frac{di}{dt}$ . Si  $L$ ,  $V_L$  y  $V_s$  son constantes,  $di/dt$  será constante. Se considera  $L$  de factor de calidad elevado.

\* **Frecuencia fija**: la frecuencia  $f$  se obtiene con un generador incorporado al sistema o exterior al, y es por lo tanto independiente de las condiciones de trabajo de la fuente y estable. El control actúa directamente sobre  $\delta$ , es decir que opera como un modulador de ancho de pulso intercalado entre el amplificador de error y  $\theta$ . El tamaño y costo de  $L$  y  $C$  son inversamente proporcionales a  $f$ , lo cual implica que cuanto más elevada, mejor.

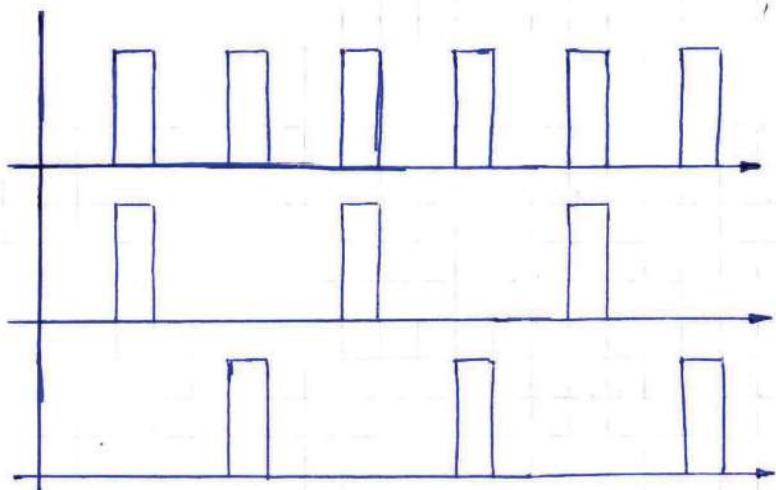
\* **Frecuencia variable**: las condiciones de trabajo de la fuente determinan la frecuencia de funcionamiento, y es por lo tanto variable. Aunque es factible un funcionamiento directo conviene fijar de antemano algún parámetro directa o indirectamente relacionado con  $f_m$ . Esto es porque con un sistema de control directo  $f$  está determinada según el tipo de convertidor por la saturación del núcleo de  $L$  y por lo que somete al interruptor a un funcionamiento forzado.

### • Control con FRECUENCIA FIJA

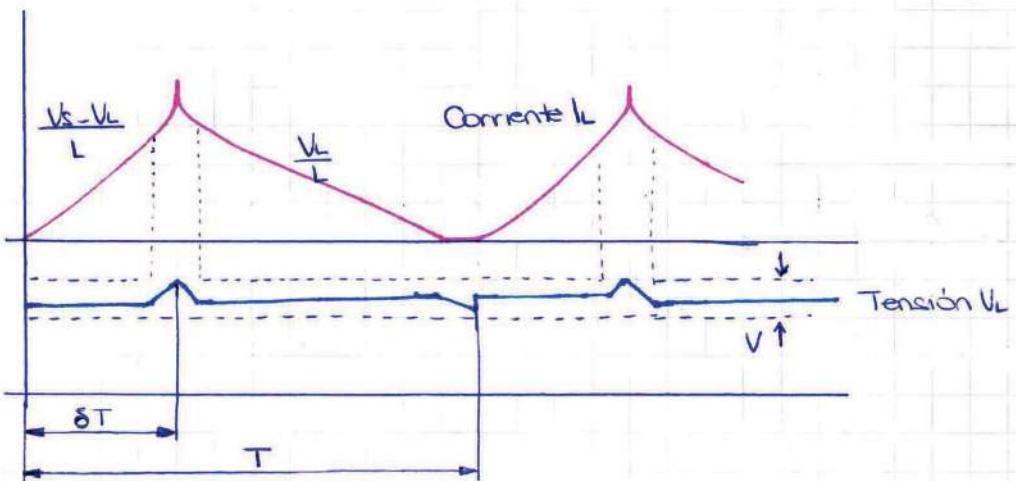


El circuito de control de una fuente conmutada puede ser un modulador de ancho de pulsos y se puede diseñar mediante la comparación de una tensión triangular o diente de sierra de la frecuencia de trabajo y una tensión de control [(a) y (b)]. También se puede usar un bucle de enganche de fase que efectúa la comparación de fase entre un oscilador de la frecuencia de trabajo y la producida por un VCO gobernado por la tensión de control (c).

Cuando el convertidor es simétrico o doble directo se utiliza un separador de impulsos (d) construido de forma que se obtengan dos salidas independientes de impulsos alternados. Para asegurar que cuando aparece un impulso de conducción en uno de los conmutadores el otro haya dejado de conducir, se puede usar un sistema lógico en que se hace intervenir la tensión en el elemento interruptor estático.



### CONTROL CON FRECUENCIA VARIABLE



Con este tipo de control las corrientes del circuito son siempre triangulares. El control "decide" directamente las características del ciclo de trabajo atendiendo que salida comienza a descender, lo cual sucede siempre y cuando la inducción autoinducción vierta toda la energía acumulada llegando a una corriente nula.

El control no determina nada con anterioridad y hace que Q deje de conducir cuando V<sub>L</sub> supera el valor deseado. Para que V<sub>L</sub> suba alguno de los factores que determinan su pendiente debe variar durante la conducción ( $V_s - V_L = L du/dt$  en un convertidor directo). Pueden suceder dos cosas: que la autoinducción baje debido a la progresiva saturación de su núcleo o que la corriente sea demasiado intensa para que pueda conducir el interruptor estático.

Cuando V<sub>L</sub> crece la conducción cesa y Q y L son sometidos a sobrecargas reactivas, que es la principal desventaja. Los intervalos en que se interrumpe la corriente en L y en que la corriente crece si se satura L se relacionan con la capacidad del filtro presente y la sensibilidad del comparador y de su rapidez de respuesta, siendo tanto más breves cuando mayores son la sensibilidad y la rapidez y menor sea la capacidad del condensador.

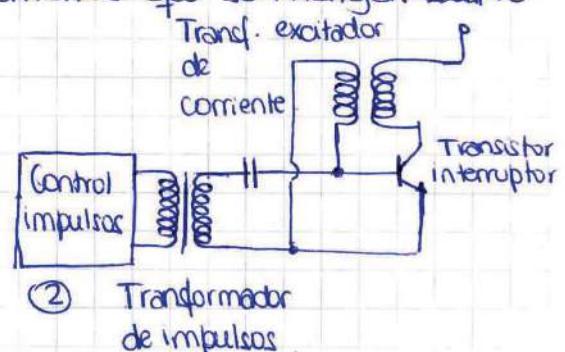
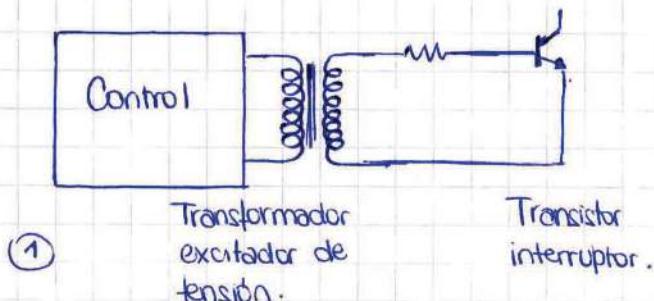
El control puede operar de dos formas: 1. Haciendo que la conducción de Q se produzca a la frecuencia necesaria para la regulación de la salida; 2.- haciendo que el parámetro preestablecido sea función de dichas necesidades.

## ● EXCITACIÓN DEL INTERRUPTOR

El interruptor estático (normalmente un transistor) debe ser excitado por el circuito de control, que trabaja generalmente con bajos niveles de potencia; por lo que se deben añadir etapas de excitación previas. Se pueden usar resistencias, condensadores y transformadores para el acoplamiento entre etapas. Pero las dos primeras introducen un gasto de energía adicional que es considerable si la fuente que las alimenta es de tensión elevada, y como el objetivo de las fuentes comutadas es el ahorro de energía, el uso de transformadores reporta ventajas. Otra ventaja es que los transformadores nos permiten obtener tensiones de polarización inversa con energía conocida y adecuadamente clasificada para conseguir un bloqueo rápido y seguro del transistor sin recurrir a fuentes negativas auxiliares.

Distintas formas de excitar el interruptor:

- Disponer en serie con el emisor de Q un diodo zener en sentido directo en paralelo con un condensador. La tensión obtenida, que levanta la tensión de emisor durante la conducción, es retenida por C y aplicada invertida a la base de Q si ésta entra en corto a masa, por un circuito auxiliar mandado por el circuito de control al final del periodo de conducción.
- Obtener la tensión invertida de un devanado auxiliar acoplado al transductor (o simple autoinducción) convenientemente filtrada y aplicada igualmente en el momento oportuno a la base.
- En los convertidores con control de frecuencia variable la corriente a través del interruptor es siempre de forma triangular. Esto significa que si la excitación se efectúa con una forma de onda rectangular, como los transistores son amplificadores de corriente, al principio del periodo de conducción se aplica una corriente de base excesiva con el fin de asegurar que la excitación sea suficiente al final del periodo. En términos del rendimiento total esto significa un desperdicio de corriente de excitación que puede ser importante si las corrientes que se manejan son lo suficientes.



- Para solucionar el inconveniente anterior se puede utilizar la excitación con transformador de corriente (figura ②). La relación de transformación del mismo se hace igual a la ganancia de corriente del transistor y proporciona por lo tanto una excitación que en todo momento es la óptima. El circuito de control actúa en este caso iniciando la conducción por medio de un breve impulso de corriente de base que desencadena el proceso de conducción autocalentando a partir de la fuente primaria, e interrumpe la corriente de base cuando termina el periodo de conducción también por medio de un impulso de corta duración que bloquea al interruptor momentáneamente.

### ● CONVERTIDORES CON TRANSFORMADORES

Se usan cuando se desea una o varias de las siguientes características:

- Aislamiento galvánico entrada-salida
- Obtención de varias salidas aisladas o no entre sí y con respecto a la entrada
- Trabajar con valores de  $\delta$  más compatibles con los tiempos de commutación de los elementos activos que son los que imponen las tensiones presentes.
- Aislamiento entrada-salida: con el uso de un transformador se obtiene aislación galvánica entre la entrada y la salida, es decir que las salidas son flotantes respecto a la entrada.  
Con respecto a la alterna, el transformador deja pasar frecuencias más elevadas con las que debe trabajar, debido a la capacidad parásita de sus devanados. Esto perjudica a los elementos que están después del transformador por no poder manejar dichas frecuencias. Para evitar este inconveniente se utilizan pantallas electrostáticas entre los devanados del transformador que reducen las capacidades parásitas

Por otra parte, el circuito de control del convertidor establece una conexión entre entrada y salida que viene a estropear el aislamiento. Además, al ser dicho circuito activo, debe ser alimentado directa o indirectamente por la fuente primaria. Para solucionar esto se aisla ~~la~~ el circuito de control de la ~~salida~~ salida de la fuente mediante un acoplamiento que permita el paso de la corriente continua, y se alimenta de la fuente primaria; esto se puede hacer con varios sistemas, cada uno con sus ventajas y desventajas

- > Aisladores ópticos lineales.
- > Aisladores ópticos digitales asociados a un modulador.
- > Acoplamientos por transformador asociados a un modulador.
- > Acoplamientos magnéticos por efecto Hall.
- > Devanado secundario auxiliar en el transformador exclusivamente como referencia de la salida.

- Obtención de varias salidas: la obtención de varias salidas de un solo convertidor exige la presencia de un transformador con varios devanados secundarios. Estas salidas pueden estar aisladas entre sí usando un devanado secundario para cada una, que igualmente pueden conectarse entre ellas con cualquier polaridad sobre un punto común o inclusive sumarse.

- Utilización de diferentes factores de trabajo: hasta ahora sólo se ha citado como límite del factor de trabajo es el valor compatible con el tiempo de commutación del interruptor. No obstante el factor de trabajo máximo utilizable  $f_{máx}$  tiene también un límite cuando utilizamos convertidores directos con transformador. Este límite viene impuesto por la necesidad de desalojar en el tiempo de bloqueo del interruptor la energía almacenada en el primario del transformador durante su conducción y que no puede ser absorbida por el circuito secundario, que consume entonces la energía almacenada en la autoinducción a través del diodo de efecto volante. Dicha energía será tanto mayor cuanto mayor sea la corriente magnetizante para la que haya sido diseñado el transformador y por lo tanto, cuanto menor sea la autoinducción del primario. Si esta energía no es desalojada su acumulación durante sucesivos ciclos acabará por saturar el núcleo del transformador, colapsando su funcionamiento y el del convertidor. Para desalojar esta energía se utiliza un devanado auxiliar fuertemente acoplado al primario que actúa con su correspondiente diodo como un convertidor indirecto trabajando con intensidades que se anulan en cada periodo en lo que a dicha energía se refiere y exclusivamente para ella. La energía así desalojada puede disiparse en una carga parásita.

