

AMPLIFICADOR REALIMENTADO

1

Diagrama en bloque clásico. Ecuación general. 3 supuestos.

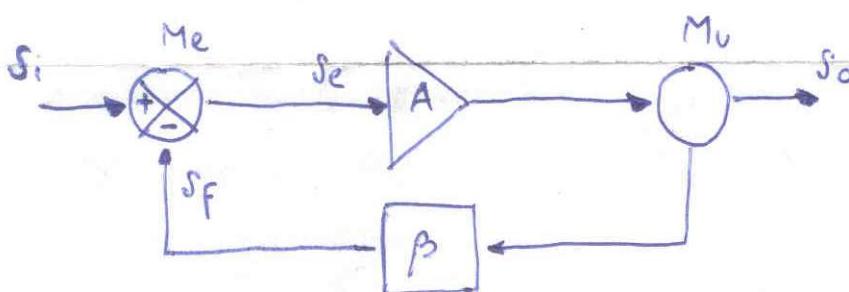
El amplificador ideal posee una ganancia estable: la resp. temporal es instantánea, la resp. en frecuencia es infinita y no existe distorsión ni ruidos de ningún tipo.

En el amplif. real la ganancia tiene cierta variación. La aplicación de la realimentación negativa subsanía en gran medida estos inconvenientes (al mismo tiempo modifica los valores de impedancia).

REALIMENTACIÓN → consiste en remitir a la entrada del amplificador una tensión o corriente proporcional a la tensión o corriente de salida.

FASE { Aumentar GANANCIA POSITIVA }

CONTRAFASE { Disminuir GANANCIA NEGATIVA }



$$S_e = S_i - S_f \quad (\text{otros plantean } S_e = S_i + S_f; \text{ ambos están bien})$$

$$S_o = A \cdot S_e = A \cdot (S_i - S_f)$$

$$S_f = \beta \cdot S_o$$

$$S_o = A \cdot (S_i - \beta \cdot S_o)$$

$$S_o + A \cdot \beta \cdot S_o = A \cdot S_i$$

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

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

$$A_F = \frac{S_o}{S_i}$$

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

A: ganancia sin realimentación

A_F: ganancia con realimentación

Para que este análisis sea correcto deben cumplirse 3 condiciones:

- 1) No se transmite señal de la salida a la entrada a través de A.
- 2) No se transmite señal de la entrada a la salida a través de B.
- 3) β es indep. de la imped. del generador (exitador) y de la imped. de carga.

Ganancia con realimentación → estabilidad

$|A \cdot \beta|$ se denomina "factor de realimentación" o "ganancia de bucle". $S_f = S_e \cdot A \cdot \beta \therefore A \cdot \beta = \frac{S_f}{S_e}$

- ④ Si $|1 + A \cdot \beta| \gg 1 \rightarrow |A_f| < |A| \rightarrow$ Realim. Negativa
 \downarrow
 $A_f \approx \frac{1}{\beta} \rightarrow A_f$ es independiente de A

Así obtenemos la estabilidad deseada sacrificando la ganancia.

- ⑤ Si $|1 + A \cdot \beta| < 1 \rightarrow$ Realimentación positiva $\rightarrow A_f > A$

Puede parecer atractivo pero tiene inconvenientes:

- a) Los vantajos que introduce la realimentación negativa se convierten en desventajas
- b) El oscilador se torna inestable con tendencia a oscilar.

⑥ Función de sensibilidad (estabilidad de la ganancia)

Como β depende de los elementos del circuito de realimentación (generalmente pasivos), la A_f será independiente de los transistores y CI que conforman el amplif. A (que varían con la temperatura, el envejecimiento, punto de trabajo, sustitución, etc.)

Una medida cuantitativa de la independencia de A_f respecto de A es la función sensibilidad: razón entre la variación relativa de A_f y la variación relativa de A.

$$S = \frac{\frac{dA_f}{A_f}}{\frac{dA}{A}} ; \quad A_f = \frac{A}{1 + \beta A}$$

$$dA_f = \frac{\partial A_f}{\partial A} \cdot dA + \frac{\partial A_f}{\partial (1+\beta A)} \cdot \frac{\partial (1+\beta A)}{\partial A} \cdot dA$$

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

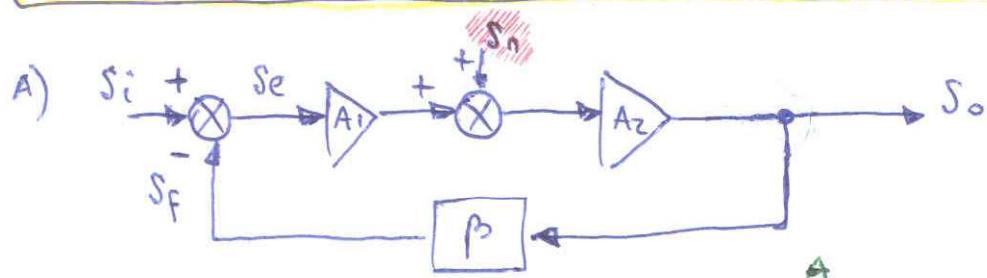
$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{A}{1+\beta A} \cdot \frac{1}{A \cdot (1+\beta A)} = \frac{A_f}{A} \cdot \frac{1}{1+\beta A}$$

$$\frac{\frac{dA_f}{dA}}{A_f} = \boxed{\frac{1}{1+\beta A} = S} \quad \begin{cases} A_f = S \cdot A \\ A_f = \frac{A}{D} \end{cases} \quad S = \frac{1}{D}$$

$D = \text{desensibilidad}$

En conclusión el uso de la realimentación negativa o reducido la ganancia en un factor de $(1+\beta A)$ pero también ha mejorado la estabilidad en el mismo factor al impedirnos de la variación de A .

④ Efecto de la realiment. negat. sobre señales espurias.



$$\text{Sin realimentación} \rightarrow S_o = \underbrace{S_i \cdot A_1 \cdot A_2}_{A} + \underbrace{S_n \cdot A_2}_{B}$$

$\rightarrow R_{sn} = \text{relación señal ruido a la salida}$
(a la salida)

$$R_{sn} = \frac{A}{B} = \frac{S_i \cdot A_1 \cdot A_2}{S_n \cdot A_2} = \boxed{\frac{S_i \cdot A_1}{S_n} = R_{sn}}$$

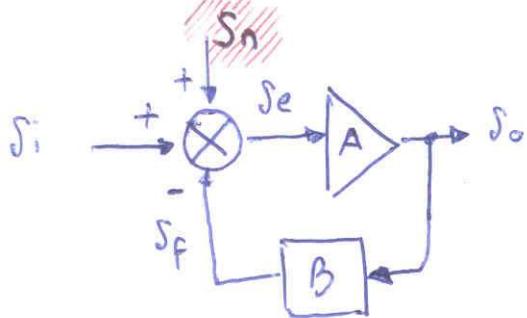
$$\text{Con realimentación} \rightarrow S_o = S_i \cdot \frac{A_1 \cdot A_2}{1 + A_1 \cdot A_2 \cdot \beta} + \frac{S_n \cdot A_2}{1 + A_1 \cdot A_2 \cdot \beta}$$

$$R_{sn} = \frac{S_i \cdot A_1 \cdot A_2}{S_n \cdot A_2} = \boxed{\frac{S_i}{S_n} \cdot A_1 = R_{sn}}$$

La relación señal ruido aumenta (el ruido se multiplica)

La R_{sn} es la misma en ambos casos pero la realimentación permite aumentar el producto $(A_1 \cdot S_i)$ sin generar problemas de inestabilidad.

B)



Sin realimentación →

$$S_o = S_i \cdot A + S_n \cdot A$$

$$R_{SN} = \frac{S_i \cdot A}{S_n \cdot A} = \boxed{\frac{S_i}{S_n} = R_{SN}}$$

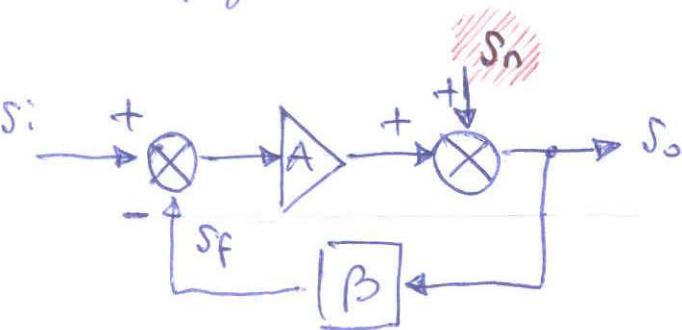
Con realimentación →

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

$$\boxed{R_{SN} = \frac{S_i}{S_n}}$$

El amplificador no discrimina entre señal y ruido salvo que la configuración circuital sea adecuada.

c)



Sin realimentación →

$$S_o = S_i \cdot A + S_n$$

$$\boxed{R_{SN} = \frac{S_i \cdot A}{S_n}}$$

Con realimentación →

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

$$\boxed{R_{SN} = \frac{S_i \cdot A}{S_n}}$$

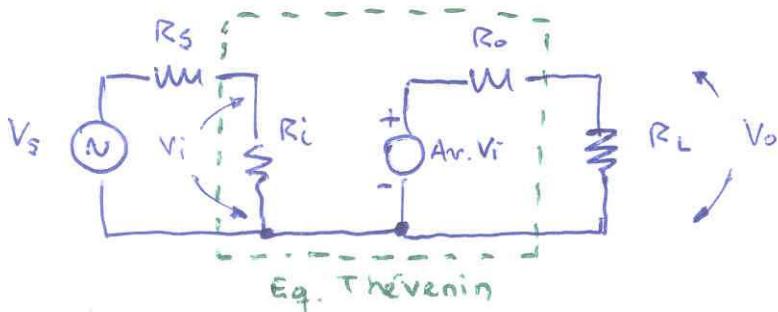
Hay que aumentar ($S_i \cdot A$) para aumentar R_{SN} . (Idem A).

(5) Clasificación de los amplificadores

Siempre $R_i = f(R_s)$

$R_o = f(R_L)$

A) Ampl. de TENSIÓN :



$$\left. \begin{array}{l} R_i \gg R_s \\ R_o \ll R_L \end{array} \right\} \begin{array}{l} V_i \approx V_s \\ V_o \approx A_v V_i \end{array}$$

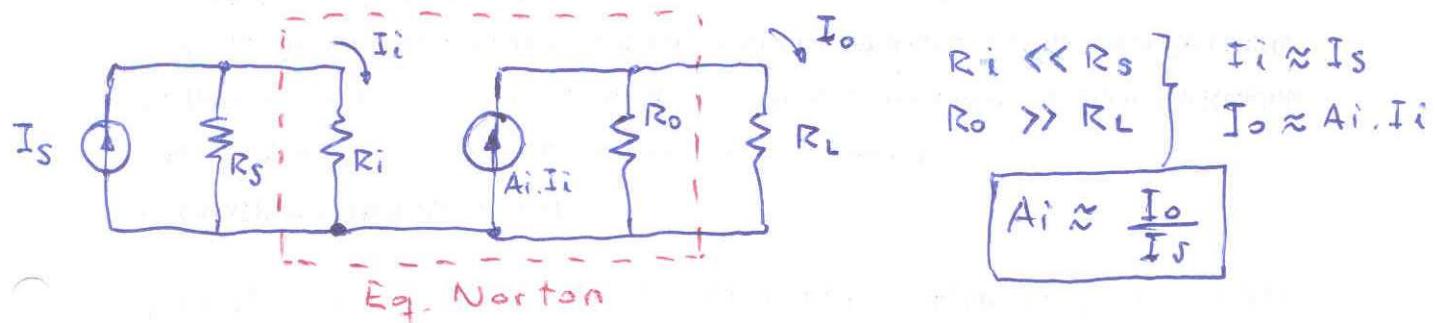
$$A_v \approx \frac{V_o}{V_s}$$

El factor de proporcionalidad es independiente del valor de las resist. de la carga y la puente.

Un amplif. ideal $\rightarrow R_i = \infty$
 $R_o = 0$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \Big|_{R_L = \infty} \quad \left(\begin{array}{l} \text{Ganancia de tensión} \\ \text{a circuito abierto} \end{array} \right)$$

B) Ampl. de CORRIENTE :



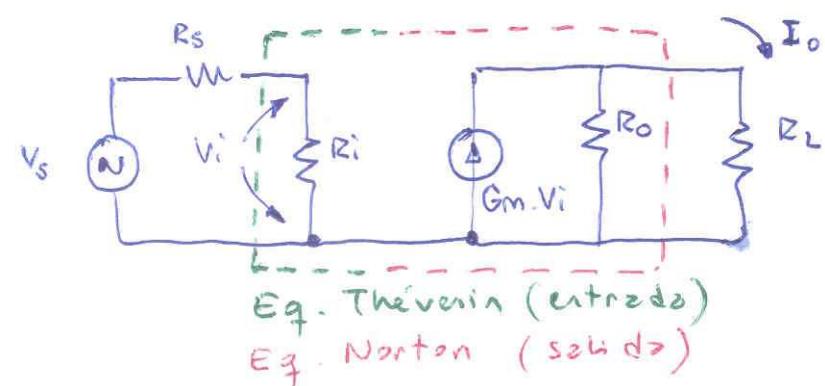
$$\left. \begin{array}{l} R_i \ll R_s \\ R_o \gg R_L \end{array} \right\} \begin{array}{l} I_i \approx I_s \\ I_o \approx A_i I_i \end{array}$$

$$A_i \approx \frac{I_o}{I_s}$$

Un amplif. ideal $\rightarrow R_i = 0$
 $R_o = \infty$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \Big|_{R_L = 0} \quad \left(\begin{array}{l} \text{Ganancia de corriente} \\ \text{en cortocircuito} \end{array} \right)$$

c) Amplif. de TRANS CONDUCTANCIA:



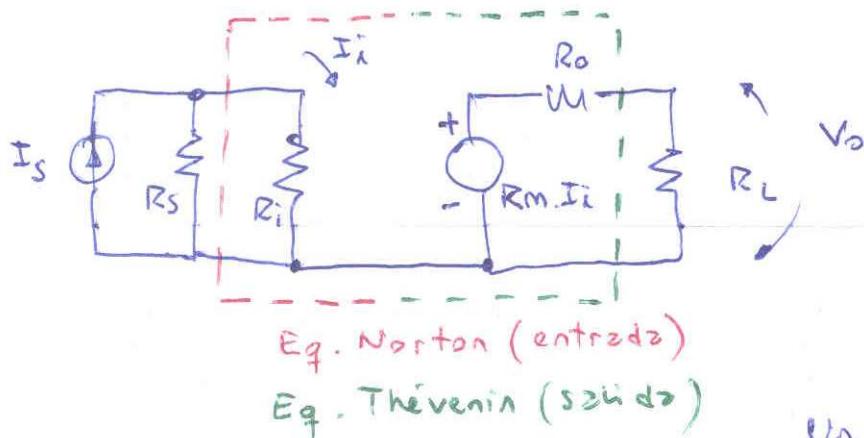
$$\begin{cases} R_i \gg R_s \\ R_o \gg R_L \end{cases} \quad \begin{cases} V_i \approx V_s \\ I_o \approx G_m \cdot V_i \end{cases}$$

$$G_m \approx \frac{I_o}{V_s}$$

Un amplif. ideal $\rightarrow R_i = \infty$
 $R_o = \infty$

$$G_m = \left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L=0} \quad \text{(Ganancia de transconductancia en cortocircuito)}$$

D) Amplif. de TRANS RESISTENCIA:



$$\begin{cases} R_i \ll R_s \\ R_o \ll R_L \end{cases} \quad \begin{cases} I_i \approx I_S \\ V_o \approx R_m \cdot I_i \end{cases}$$

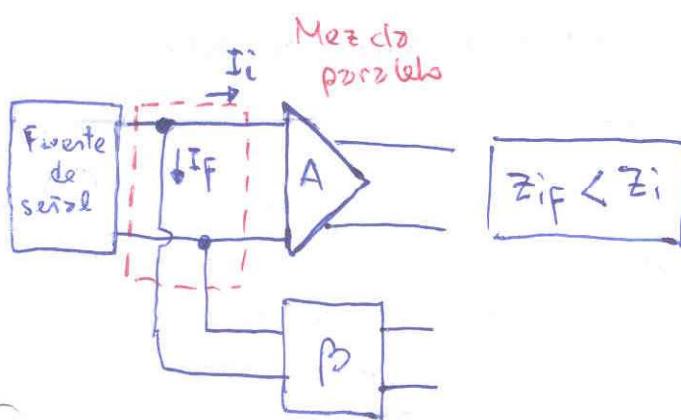
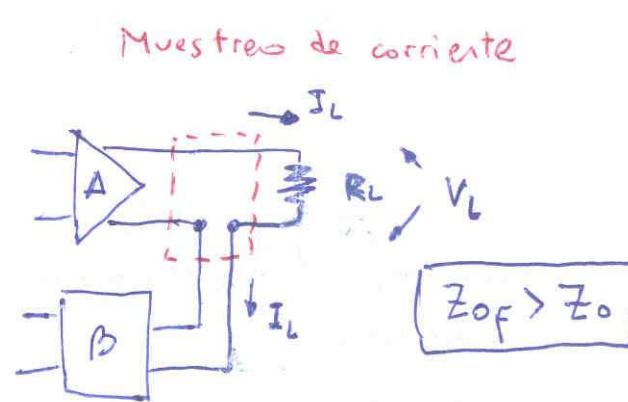
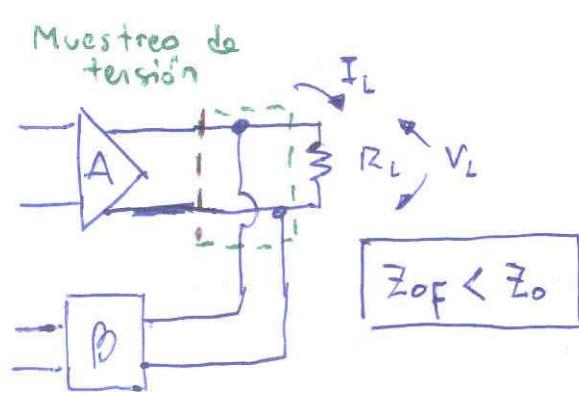
$$R_m \approx \frac{V_o}{I_i}$$

Un amplif. ideal $\rightarrow R_i = 0$
 $R_o = 0$

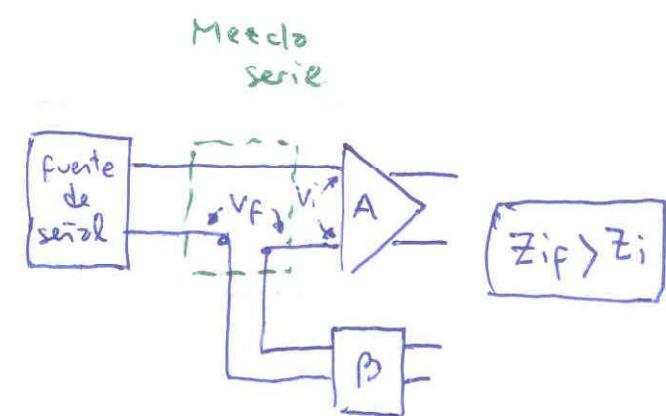
$$R_m = \left. \frac{V_o}{I_i} \right|_{R_L=\infty} \quad \text{(Ganancia de transresist. a circuito abierto)}$$

⑥ Topologías de amplificadores restringidos

Para implementar la restricción debemos tomar una "muestra" de la señal de salida (s_o) y remitirla a la entrada mediante una "mezcla" con la señal de entrada (s_i). La impedancia de salida del ampl. restring. dependerá del tipo de "muestra" y la imp. de entrada del tipo de "mezcla".



(la fuente de señal se debe representar con un equivalente Norton)

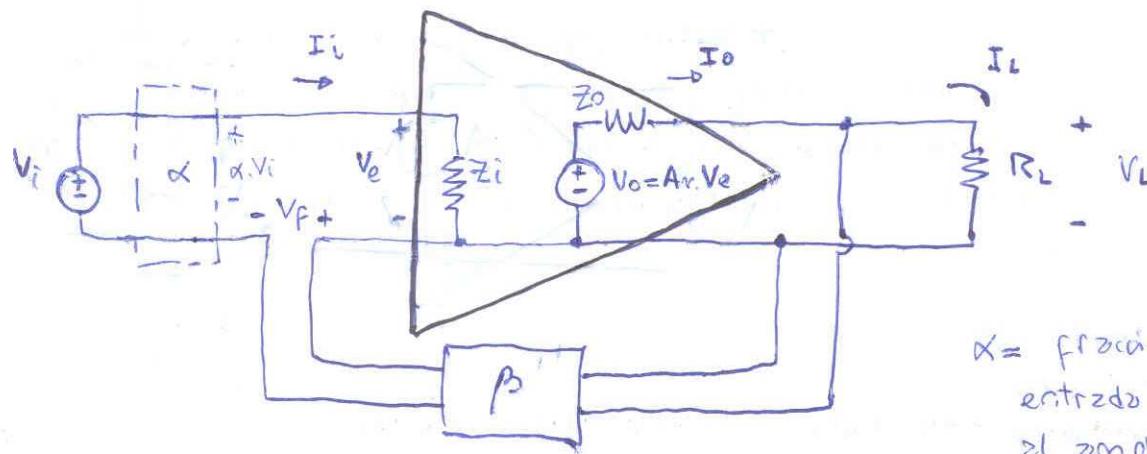


(la fuente de señal se debe representar con un equiv. Thévenin)

① De acuerdo a los tipos de muestreo y mezcla que usamos y así de los 4 amplif. definidos anteriormente, se pueden obtener 16 variantes de topologías de amplific. restringidas.

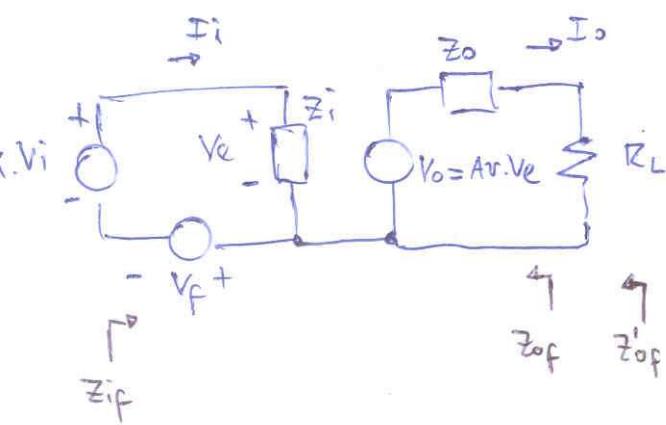
De éstas variantes solo 4 son las que se utilizan ya que los valores de imped. de entrada y salida se ven optimizados por el tipo de "muestro" y "mezcla" utilizados.

a) Amplif. de tensión con muestreo de tensión y mezcla serie :



α = fracción de la tensión de entrada aplicada efectivamente al amplificador.

Si despreciamos la carga del bloque B sobre la salida:



$$V_L = \frac{Av \cdot V_e}{Z_0 + R_L} \cdot R_L \quad (1^{\circ} \text{ ANÁLISIS})$$

$$\frac{V_L}{V_e} = \frac{Av \cdot R_L}{R_L + Z_0} = Av$$

Ganancia de tensión sin restringir teniendo en cuenta la carga

$$A_v = \lim_{R_L \rightarrow \infty} Av$$

Gan. tensión sin restring. con salida abierta

$$V_L = Av \cdot V_e - I_o \cdot Z_0 \quad (2^{\circ} \text{ ANÁLISIS})$$

$$\alpha \cdot V_i = V_f + V_e ; \beta = V_f / V_L$$

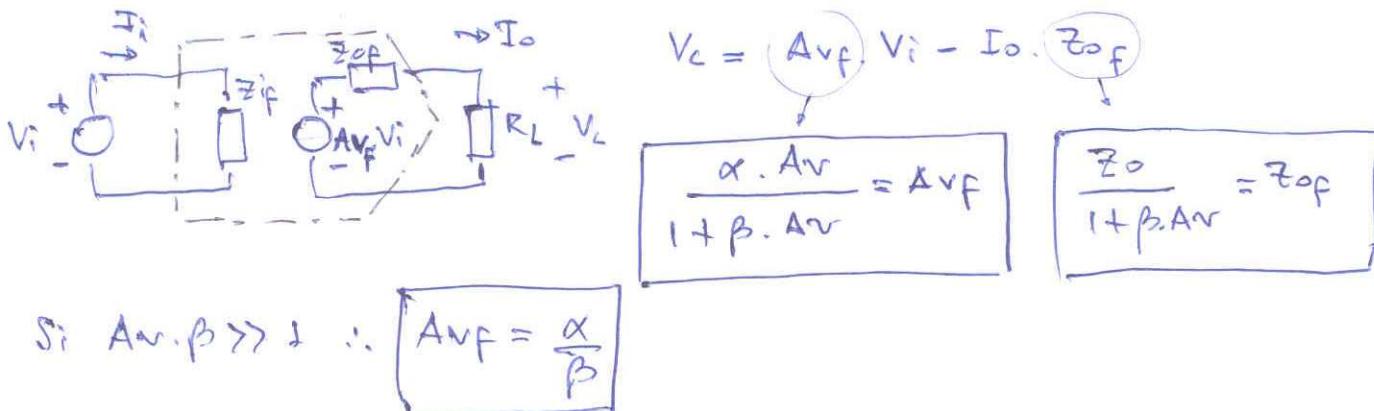
$$V_e = \alpha \cdot V_i - \beta \cdot V_L$$

$$V_L = Av \cdot (\alpha \cdot V_i - \beta \cdot V_L) - I_o \cdot Z_0$$

$$V_L (1 + Av \cdot \beta) = Av \cdot \alpha \cdot V_i - I_o \cdot Z_0$$

$$V_L = \frac{\alpha \cdot Av}{1 + \beta \cdot Av} \cdot V_i - \frac{Z_0}{1 + \beta \cdot Av} \cdot I_o$$

Analizando el modelo simplificado del amplif. restringido...



$$\text{Si } Av \cdot \beta \gg 1 \therefore Av_f = \frac{\alpha}{\beta}$$

$$Z_{of}' = Z_{of} \parallel R_L = \frac{Z_0 \cdot R_L}{Z_0 + R_L (1 + \beta \cdot Av)} = \frac{Z_0 \cdot R_L}{Z_0 + R_L + R_L \beta \cdot Av}$$

$$Z_{of}' = \frac{Z_0 \cdot R_L}{Z_0 + R_L} \cdot \frac{1}{1 + \beta \cdot \frac{Av \cdot R_L}{Z_0 + R_L}} \Rightarrow Z_{of}' = \frac{Z_0'}{1 + \beta \cdot Av}$$

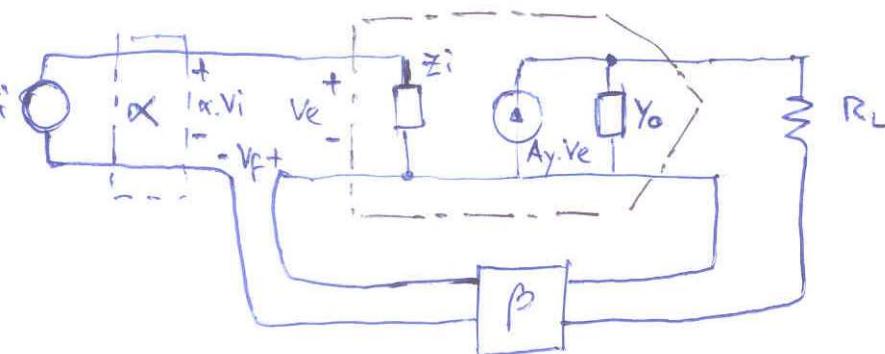
$$(Z_{of}' = \lim_{R_L \rightarrow \infty} Z_{of}')$$

$$Z_{if} = \frac{V_i}{I_i} \quad \text{pero sabemos: } \begin{cases} \alpha \cdot V_i = V_f + V_e \therefore V_i = \frac{V_f + V_e}{\alpha} \\ V_f = \beta \cdot V_L \wedge V_e = I_i \cdot Z_i \end{cases} \quad ⑨$$

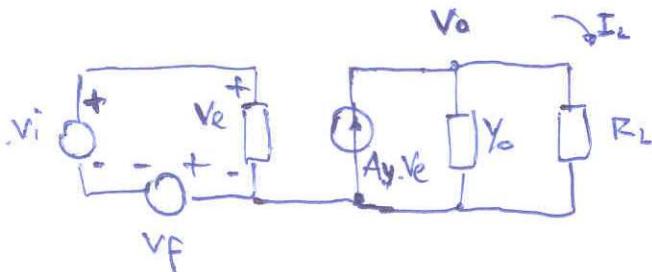
$$Z_{if} = \frac{\beta \cdot V_L + I_i \cdot Z_i}{\alpha \cdot I_i} \quad \text{tambien sabemos: } \begin{cases} V_L = A_v \cdot V_e \wedge V_e = I_i \cdot Z_i \end{cases}$$

$$Z_{if} = \frac{\beta \cdot A_v \cdot I_i \cdot Z_i + I_i \cdot Z_i}{\alpha \cdot I_i} = \boxed{Z_i \frac{(j + \beta \cdot A_v)}{\alpha} = Z_{if}}$$

⑧ Ampl. de transadmitancia con muestas de corriente y mezcla serie:



$$I_L = \frac{A_y \cdot V_e \cdot Z_0}{Z_0 + R_L}; \quad Z_0 = \frac{1}{Y_0}$$



$$\frac{I_L}{V_e} = A_y = \frac{A_y \cdot Z_0}{Z_0 + R_L}$$

$$A_y = \lim_{R_L \rightarrow 0} A_y$$

Grenz de transadmit. sin restringido en cortocircuito

Grenz de transadmit. sin restring. teriendo en cuenta la carga.

$$I_L = A_y \cdot V_e - V_o \cdot Y_0$$

$$\alpha \cdot V_i = V_f + V_e; \quad V_e = \alpha \cdot V_i - V_f; \quad \beta = \frac{V_f}{I_L}$$

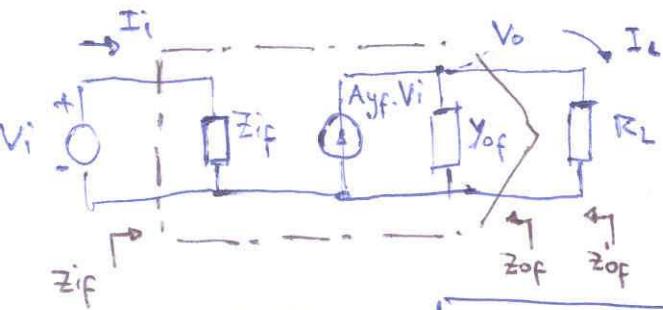
$$I_L = A_y \cdot (\alpha \cdot V_i - \beta \cdot I_L) - V_o \cdot Y_0$$

$$I_L (j + A_y \cdot \beta) = A_y \cdot \alpha \cdot V_i - V_o \cdot Y_0$$

$$I_L = \frac{\alpha \cdot A_y \cdot V_i - \frac{Y_0}{j + \beta \cdot A_y} \cdot V_o}{j + \beta \cdot A_y}$$

Analizando el modelo simplificado del ampl. restringido:

(10)



$$I_L = A_{YF} \cdot V_i - V_o \cdot Y_{OF}$$

$$A_{YF} = \frac{\alpha \cdot A_y}{1 + \beta \cdot A_y}$$

$$Y_{OF} = \frac{Y_o}{1 + \beta \cdot A_y}$$

si $\beta \cdot A_y \gg 1 \therefore A_{YF} = \frac{\alpha}{\beta}$

$$Z_{OF} = Z_o (1 + \beta \cdot A_y)$$

$$Z_{OF}' = Z_{OF} // R_L = \frac{Z_o (1 + \beta \cdot A_y) \cdot R_L}{Z_o (1 + \beta \cdot A_y) + R_L} = \frac{Z_o \cdot R_L}{Z_o + R_L} \cdot \frac{(1 + \beta \cdot A_y)}{(1 + \beta \cdot A_y + R_L / Z_o)}$$

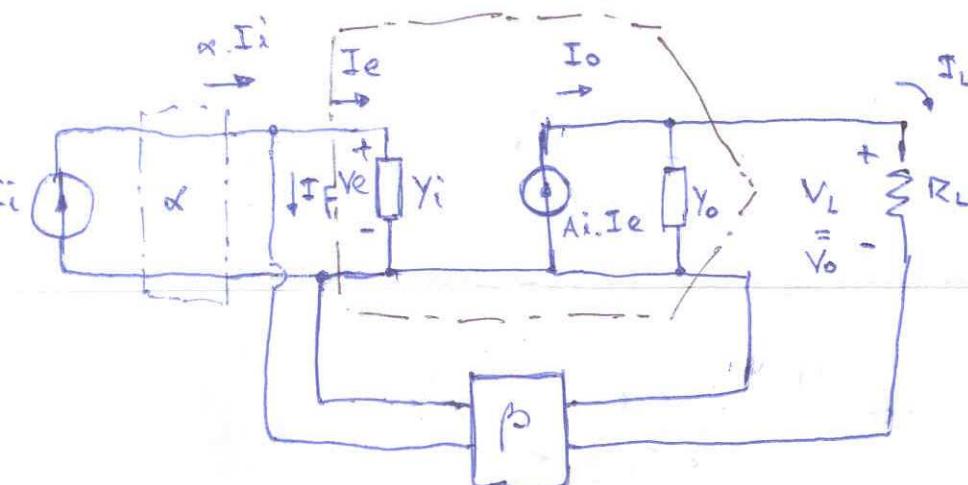
$$Z_{OF}' = Z_o \cdot \frac{(1 + \beta \cdot A_y)}{(1 + \beta \cdot A_y)}$$

$$(Z_{OF}' = \lim_{R_L \rightarrow 0} Z_{OF})$$

$$Z_{IF} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{\beta \cdot I_L + I_i \cdot Z_i}{\alpha \cdot I_i} = \frac{\beta \cdot A_y \cdot I_i \cdot Z_i + I_i \cdot Z_i}{\alpha \cdot I_i}$$

$$Z_{IF} = Z_i \cdot \frac{(1 + \beta \cdot A_y)}{\alpha}$$

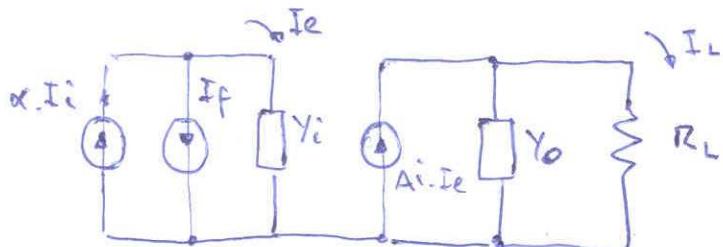
c) Amplif. de Corriente con muestras de corriente y mezcla paralela:



$$I_L = \frac{A_i \cdot I_e \cdot Z_o}{Z_o + R_L}$$

$$\frac{I_L}{I_e} = \frac{A_i \cdot Z_o}{Z_o + R_L} = A_I$$

Ganancia de corriente sin restringación
teniendo en cuenta la carga



$$A_i = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_I$$

Gan. corriente sin restring. con salida en cortocirc.

$$I_L = A_i \cdot I_e - V_o \cdot Y_o$$

$$\alpha \cdot I_i = I_f + I_e \quad ; \quad \beta = \frac{I_f}{I_L}$$

$$I_e = \alpha \cdot I_i - I_f = \alpha \cdot I_i - \beta \cdot I_L$$

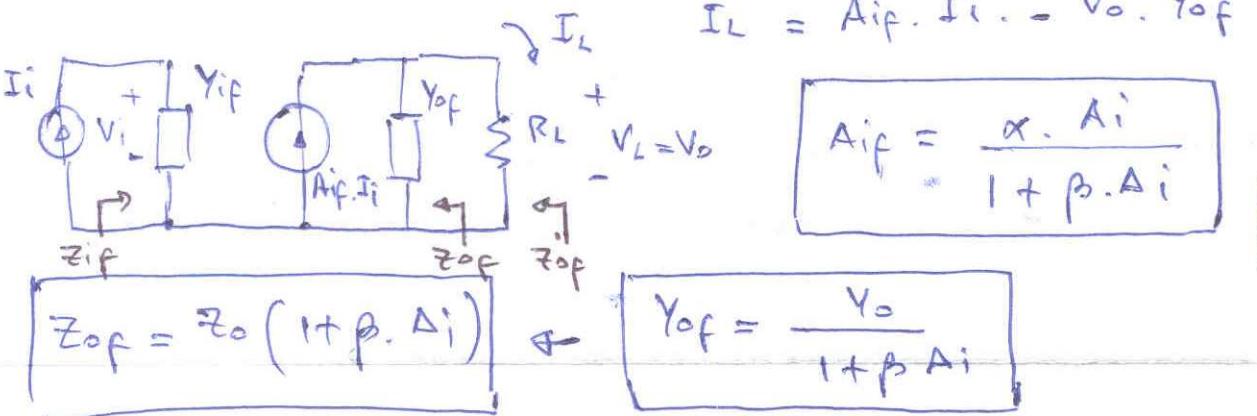
$$I_L = A_i \cdot (\alpha \cdot I_i - \beta \cdot I_L) - V_o \cdot Y_o$$

$$I_L (1 + \beta \cdot A_i) = A_i \cdot \alpha \cdot I_i - V_o \cdot Y_o$$

$$I_L = \frac{\alpha \cdot A_i}{1 + \beta \cdot A_i} \cdot I_i - \frac{V_o}{1 + \beta \cdot A_i} \cdot Y_o$$

Analizzando il modello semplificato del amplif. restringendo:

$$I_L = A_{if} \cdot I_i - V_o \cdot Y_{of}$$



$$A_{if} = \frac{\alpha \cdot A_i}{1 + \beta \cdot A_i}$$

si $\beta \cdot A_i \gg 1$

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

$$Y_{of} = \frac{Y_o}{1 + \beta \cdot A_i}$$

$$z'_o = z_o // R_L = \frac{z_o (1 + \beta \cdot A_i) \cdot R_L}{z_o (1 + \beta \cdot A_i) + R_L} = \frac{z_o \cdot R_L (1 + \beta \cdot A_i)}{z_o + R_L + z_o \cdot \beta \cdot A_i}$$

$$z'_o = \frac{z_o \cdot R_L}{z_o + R_L} \cdot \frac{(1 + \beta \cdot A_i)}{\left(1 + \frac{z_o}{z_o + R_L} \beta \cdot A_i\right)} = \frac{z_o \cdot (1 + \beta \cdot A_i)}{(1 + \beta \cdot A_i)}$$

$$(z_o = \lim_{R_L \rightarrow 0} z'_o)$$

$$Y_{if} = \frac{I_i}{V_i} \quad ; \quad \alpha \cdot I_i = I_f + I_e$$

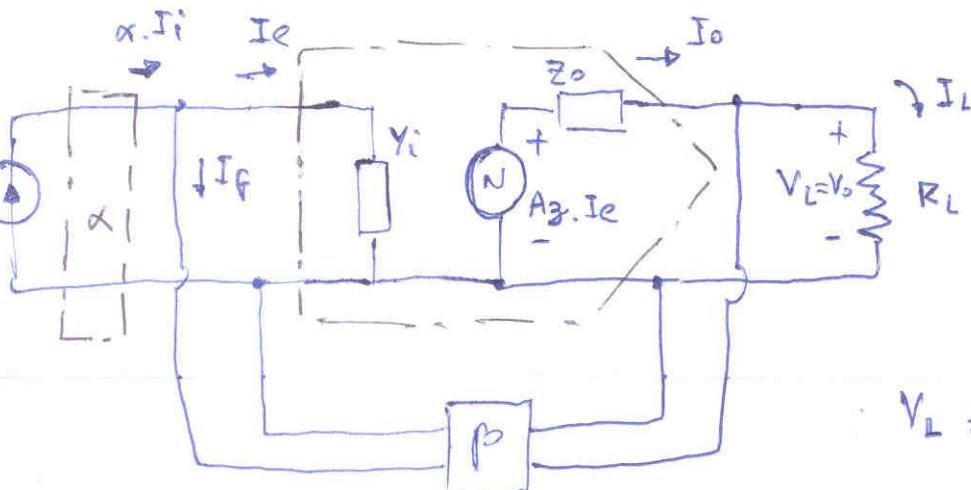
$$I_i = \frac{I_f + I_e}{\alpha} = \frac{\beta \cdot I_L + I_e}{\alpha} = \frac{\beta \cdot A_i \cdot I_e + I_e}{\alpha}$$

$$Y_{if} = \frac{\beta \cdot A_i \cdot V_i \cdot Y_i + V_i \cdot Y_i}{\alpha \cdot V_i}$$

$$Y_{if} = Y_i \cdot \left(\frac{1 + \beta \cdot A_i}{\alpha} \right) \rightarrow$$

$$z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta \cdot A_i}$$

D) Ampl. de transresist. con muestra de tensión y medida paralela



$$V_L = \frac{A_z \cdot I_e}{Z_0 + R_L} \cdot R_L$$

$$\frac{V_L}{I_e} = A_z \cdot \frac{R_L}{Z_0 + R_L} = A_Z$$

Gener. de transresist. sin
celdim. teniendo en cuenta
la carga

$$A_Z = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_Z$$

Gener. de transresist.
sin celdim. con salida
el circuito abierto

$$\beta = \frac{I_f}{V_L}$$

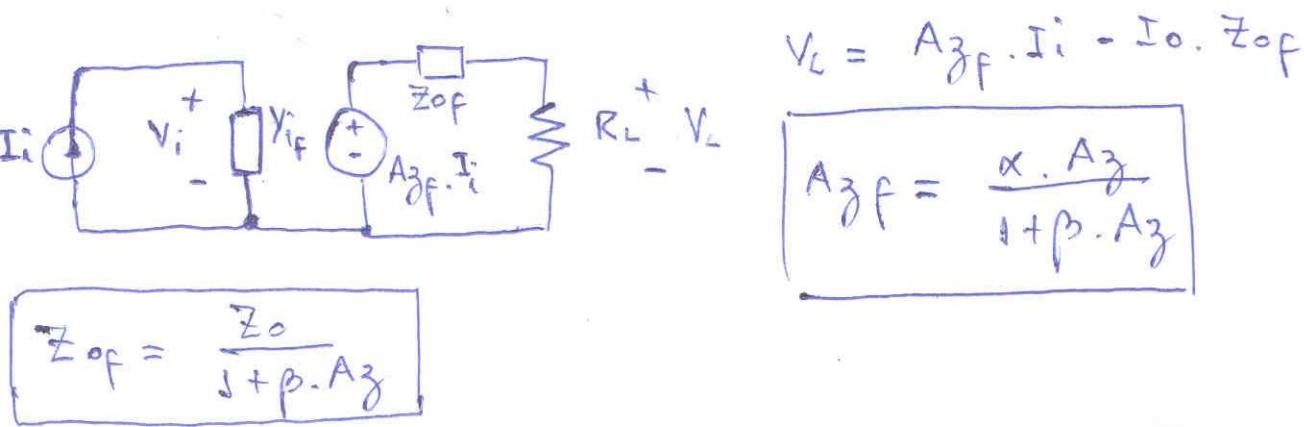
$$V_L = A_Z \cdot I_e - Z_0 \cdot I_o$$

$$\alpha \cdot I_i = I_f + I_e ; \quad I_e = \alpha \cdot I_i - I_f = \alpha \cdot I_i - \beta \cdot V_L$$

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

$$V_L = \frac{\alpha \cdot A_Z}{1 + \beta \cdot A_Z} \cdot I_i - \frac{Z_0}{1 + \beta \cdot A_Z} \cdot I_o$$

Analizando el modelo simplif. del ampl. restring.



$$Z_0f = \frac{Z_0}{1 + \beta \cdot A_Z}$$

$$Z_{o'f} = Z_{of} // R_L = \frac{Z_0 \cdot R_L}{Z_0 + R_L(1 + \beta \cdot A_Z)}$$

$$Z_{o'f} = \frac{Z_0 \cdot R_L}{Z_0 + R_L} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_L \cdot \beta \cdot A_Z}{Z_0 + R_L}\right)} = \boxed{Z_0 \cdot \frac{1}{1 + \beta \cdot A_Z} = Z_{o'f}}$$

$$(Z_{of} = \lim_{R_L \rightarrow \infty} Z_{o'f})$$

$$Y_{if} = \frac{I_i}{V_i} = \frac{I_f + I_e}{\alpha \cdot V_i} = \frac{\beta \cdot V_L + I_e}{\alpha \cdot V_i}$$

$$Y_{if} = \frac{\beta \cdot A_Z \cdot I_e + I_e}{\alpha \cdot V_i} = \frac{\beta \cdot A_Z \cdot V_i \cdot Y_i + V_i \cdot Y_i}{\alpha \cdot V_i}$$

$$\boxed{Y_{if} = Y_i \left(\frac{1 + \beta \cdot A_Z}{\alpha} \right)}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{if} = Z_i \left(\frac{\alpha}{1 + \beta \cdot A_Z} \right)}$$

RUIDOS

① Introducción

El término ruido se utiliza para expresar cualquier causa eléctrica en la salida de un amplificador cuando la señal aplicada a la entrada del mismo es nula. Es representado por un generador equivalente a la entrada del amplif. de manera que a la salida del mismo obtenemos el ruido medido.

② Clasificación (ruidos electrónicos)

A) Ruidos generados por tensiones inducidas por campos magnéticos

y eléctricos, por vibraciones mecánicas de algún elemento de circuito, por contactos deficientes, tensiones de zumbido. La solución es un buen montaje, blindado y un buen diseño de fuente.

B) Ruido Térmico de Johnson: tensión generada entre los terminales de un conductor por el movimiento de los electrones a causa de la temperatura.

$$V_n = \sqrt{4 k \cdot T \cdot B \cdot R}$$

K: cte Boltzmann

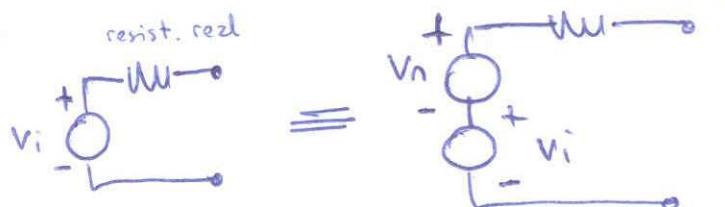
T: temp. en Kelvin

R: resistencia.

B: ancho de banda.

Si $R = f(frec.)$: $V_n = \sqrt{\frac{4 k T}{f} R \cdot d\omega}$

c) circuito equivalente:

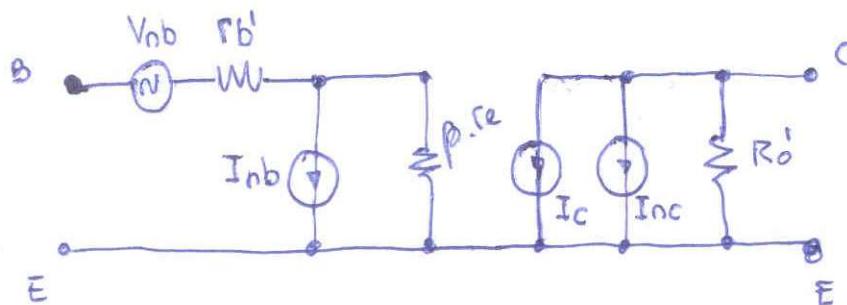


El ruido térmico se denomina "ruido blanco" también ya que da el mismo nivel de ruido por unidad de ancho de banda en cualquier lugar del espectro.

c) Ruido generado por elementos activos:

Ruido	Características principal	Fórmula
De Johnson	Es una forma de ruido Térmico. Está asociado a las resistencias internas de los transistores (de la base, del emisor, del colector).	$V_n^2 = 4kT\theta R$
Schottky	Depende de la naturaleza discreta de los portadores. Se produce por los saltos, o distintos tiempos con que llegan los cargos, es decir, la fluctuación en el número de portadores.	$I_n^2 = 2.q \cdot I_{dc} \cdot B$
De centelleo	Se debe al movimiento al azar de los portadores que atraviesan las uniones de colector y emisor y a la recombinación portadora de huecos y electrones en la base. También el efecto de partición de la corriente I_e entre el colector y la base \rightarrow presente en bajas prec. ($0 \text{ a } 1 \text{ kHz}$)	$[C] = f(1/f)$ proporcional al inverso de la freq.

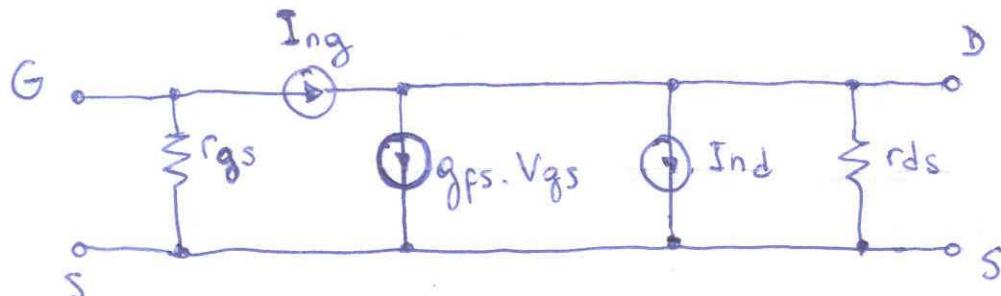
3) Modelo equiv. de transistor con ruido



$$V_{nb} = \sqrt{4kT\theta r_b}$$

$$I_{nb} = \sqrt{2q \cdot I_b \cdot B}$$

$$I_{nc} = \sqrt{2q \cdot I_c \cdot B}$$



$$I_{ng} = \sqrt{2q \cdot I_g \cdot B}$$

$$I_{nd} = \sqrt{4kT\theta \cdot g_{fs}}$$

4) Relación Señal a Ruido

Sirve para medir el grado de ruidosidad de un componente. Expresa la medida en que una señal va acompañada de ruido. Es la relación entre la señal y el ruido en la señal.

Esta relación puede darse como de tensión, de corriente, de potencia o por el equivalente en dB.

$$R_{SN} = \frac{S(\text{sinal})}{N(\text{ruído})}$$

$$R_{SN}|_{dB} = 10 \log \frac{P_S}{P_N}$$

$$R_{SN}|_{dB} = 20 \log \frac{V_S}{V_N}$$

$$R_{SN}|_{dB} = 20 \log \frac{I_S}{I_N}$$

5 Figura de ruido

$$\textcircled{A} F = \frac{S_i/N_i}{S_0/N_0} = \frac{N_o}{\frac{S_0}{S_i} \cdot N_i} = \frac{N_o}{G \cdot N_i} = \frac{\text{Pot. N. real}}{\text{Pot. N. ideal}}$$

$$\frac{S_i}{N_i} \rightarrow \boxed{\quad} \rightarrow \frac{S_0}{N_0}$$

$$\textcircled{B} F = \frac{\frac{S_0}{N_i \cdot G}}{\frac{S_0}{N_0}} = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_0}{N_0}} = \dots$$

$$\textcircled{A} F = \frac{R_{SN} \geq 10 \text{ dB entrada}}{R_{SN} \geq 10 \text{ dB salida}} \Rightarrow \frac{\text{Pot. de ruido} \geq 10 \text{ dB salida real}}{\text{Pot. de ruido} \geq 10 \text{ dB salida ideal}}$$

$$\textcircled{B} F = \frac{R_{SN} (\text{ideal}) \geq 10 \text{ dB salida}}{R_{SN} (\text{real}) \geq 10 \text{ dB salida}}$$

DISTORSIÓN NO LINEAL

① Introducción

En un amplif. ideal aplicando una señal senoidal a la entrada, debería mos obtener la misma senoide amplificada a la salida, esto no es así en un amplif. real debido a la no linealidad de los elementos activos y a la resp. en gris del circuito → tenemos distorsión. Existen de 3 tipos: dist. no lineal, dist. de frecuencia, dist. por desplazamiento de fase.

Distorsión no lineal

También llamada dist. de amplitud, se manifiesta mediante la aparición, en la salida del amplificador, de frecuencias que no están presentes en la entrada → son armónicas de la señal de entrada y también el producto de la intermodulación entre ellas.

Se debe a que la característica de transferencia dinámica no es una recta.

② Distorsión del segundo armónico

Como primera aproximación para hallar el valor de esta distorsión supondremos que la curva dinámica con respecto al punto de reposo θ_1 , puede representarse por una parábola en lugar de una linea recta.

Antes

$$i_c = G \cdot i_b$$

Ahora

$$i_c = G_1 \cdot i_b + G_2 \cdot i_b^2$$

(comienzo de un desarrollo en serie de Taylor)
de i_c en función de i_b

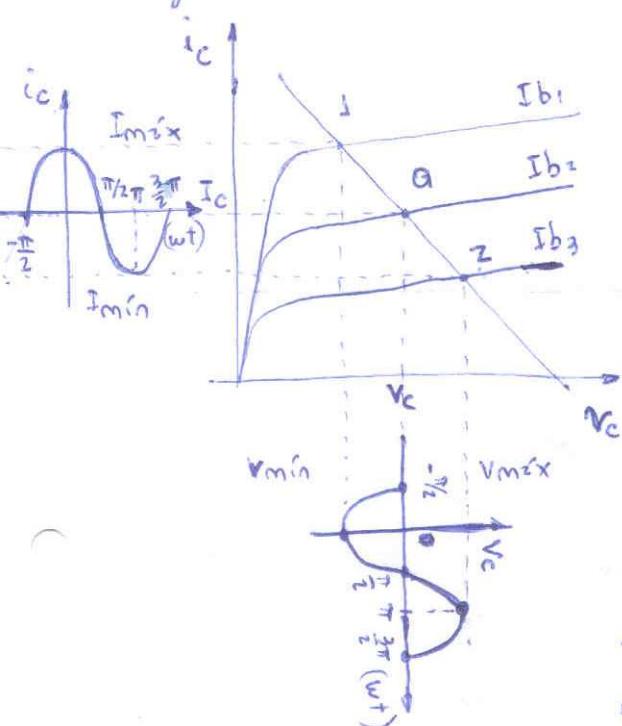
si $i_b = I_{bm} \cdot \cos(wt)$ ∴

$$i_c = G_1 \cdot I_{bm} \cdot \cos(wt) + G_2 \cdot I_{bm}^2 \cdot \cos^2(wt)$$

$$i_c = G_1 \cdot I_{bm} \cdot \cos(wt) + \underbrace{\frac{G_2 \cdot I_{bm}^2}{2}}_{z} + \underbrace{\frac{G_2 \cdot I_{bm}^2}{2} \cos(2wt)}$$

$$i_C = i_{ct} + I_c = I_c + \beta_0 + \beta_1 \cdot \cos(wt) + \beta_2 \cdot \cos(2wt)$$

La distorsión no lineal parabólica introduce en la salida una componente cuya freq. es el doble de la de entrada. Asimismo como una señal de entrada senoidal cambia el valor medio de la corriente de salida, tiene lugar una rectificación".



Obtención de B_0 , B_1 y B_2

De la figura:

$$\text{cuando } wt = 0 \rightarrow i_C = I_{\text{max}}$$

$$wt = \frac{\pi}{2} \rightarrow i_C = I_c$$

$$wt = \pi \rightarrow i_C = I_{\text{min}}$$

Sustituyendo estos valores en la ec. de i_C :

$$\left. \begin{array}{l} i_C = I_{\text{max}} = I_c + B_0 + B_1 + B_2 \\ i_C = I_c = I_c + B_0 - B_2 \\ i_C = I_{\text{min}} = I_c + B_0 - B_1 + B_2 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{deducimos} \\ B_0, B_1, B_2 \end{array}$$

$$B_0 = B_2$$

$$B_1 = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}{2}$$

$$B_2 = B_0 = \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}} - 2I_c}{4}$$

$$D_2 = \left| \frac{B_2}{B_1} \right|$$

$\left(\begin{array}{l} \text{Los datos } I_{\text{max}}, I_{\text{min}}, I_c \text{ se obtienen} \\ \text{de las curvas caract. del transistor y de} \\ \text{la linea de carga} \end{array} \right)$

③

Generación de armónicos de orden superior

La aproximación anterior suele ser suficiente para pequeñas variaciones de entrada. Para variaciones de entrada grande:

$$i_C = G_1 \cdot i_b + G_2 \cdot i_b^2 + G_3 \cdot i_b^3 + G_4 \cdot i_b^4 + \dots$$

$$\text{si } i_b = I_{bm} \cdot \cos(wt)$$

$$i_C = i_C + I_c = I_c + B_0 + B_1 \cdot \cos(wt) + B_2 \cdot \cos(2wt) + B_3 \cdot \cos(3wt) + \dots$$

Para calcular las componentes de Fourier ($B_0, B_1, B_2, B_3, B_4, \dots$) se procede de manera análoga al punto anterior pero tomando dos puntos

más del gráfico, si consideramos B_0, B_1, B_2, B_3 y B_4 :

$$\text{cuando } w_t = 0 \therefore i_C = I_{cm} z^x$$

$$w_t = \frac{\pi}{3} \therefore i_C = I^{1/2} = (\text{mitad del valor máximo})$$

$$w_t = \frac{\pi}{2} \therefore i_C = 0$$

$$w_t = \frac{2\pi}{3} \therefore i_C = I^{-1/2} = (\text{mitad del valor mínimo})$$

$$w_t = \pi \therefore i_C = I_{min}$$

} deducimos los coeficientes $B_{...}$

luego definimos ...

$$D_2 = \frac{|B_2|}{|B_1|} ; D_3 = \frac{|B_3|}{|B_1|} ; D_4 = \frac{|B_4|}{|B_1|} ; \text{ etc...}$$

Si la distorsión no es despreciable:

$$P_I = I_{LJ} (\text{eficaz})^2 \cdot R_L = \left(\frac{B_1}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R_L = \frac{B_1^2}{2} R_L$$

$$P_{\text{TOTAL SALIDA}} = \left(B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 + \dots \right) \frac{R_L}{2} = B_1^2 \cdot \frac{R_L}{2} \left(1 + \frac{B_2^2}{B_1^2} + \frac{B_3^2}{B_1^2} + \dots \right)$$

$$P_{\text{TOTAL SALIDA}} = P_I \left(1 + D_2^2 + D_3^2 + \dots \right)$$

$$\text{Si } D^2 = D_2^2 + D_3^2 + \dots \Rightarrow$$

$$P_T = P_I \cdot (1 + D^2)$$

$$\text{Siendo } D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots}$$

Distorsión Total o Factor de distorsión

Por ejemplo: si $D = 10\%$ del fundamental $\rightarrow P_{T\text{SAL}} = P_I (1 + 0,01) = 1,01 \cdot P_I$

La $P_{T\text{SAL}}$ es solo un 1% mayor que la fundamental \rightarrow pequeño error.

④ Distorsión por Intermodulación

Si la entrada contiene más de una freq., por ejemplo dos: w_1 y w_2 , entonces la salida tendrá un término de continua y componentes senoidales de frecuencias $w_1, w_2, 2w_1, 2w_2, w_1+w_2, w_1-w_2$. Los frecuencias suma y diferencia se denominan freq. de intermodulación o de combinación. Con más freq. de entrada se obtienen a la salida múltiples freq. suma y diferencia.

$$i_i = i_a + i_b$$

$$i_a = I_{am} \cdot \cos(\omega_a \cdot t)$$

$$i_b = I_{bm} \cdot \cos(\omega_b \cdot t)$$

$$i_c = G_1 \cdot i_i + G_2 \cdot i_i^2 = G_1 \cdot (i_a + i_b) + G_2 \cdot (i_a + i_b)^2$$

$$i_c = G_1 \cdot I_{am} \cdot \cos(\omega_a \cdot t) + G_1 \cdot I_{bm} \cdot \cos(\omega_b \cdot t) + G_2 \cdot I_{am}^2 \cdot \cos^2(\omega_a \cdot t) + G_2 \cdot I_{am} \cdot I_{bm} \cdot \cos(\omega_a \cdot t) \cdot \cos(\omega_b \cdot t) + G_2 \cdot I_{bm}^2 \cdot \cos^2(\omega_b \cdot t)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{que: } A \cdot \cos^2(\alpha) = \frac{A}{2} + \frac{A}{2} \cdot \cos(2\alpha) \\ A \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = A \cdot \cos(\alpha + \beta) + A \cdot \cos(\alpha - \beta) \end{array} \right\}$$

$$\boxed{i_c = i_c + I_c = I_c + B_0 + B_{1a} \cdot \cos(\omega_a \cdot t) + B_{1b} \cdot \cos(\omega_b \cdot t) + B_{2a} \cdot \cos(2\omega_a \cdot t) + B_{2b} \cdot \cos(2\omega_b \cdot t) + C \cdot \cos[(\omega_a + \omega_b) \cdot t] + C \cdot \cos[(\omega_a - \omega_b) \cdot t]}$$

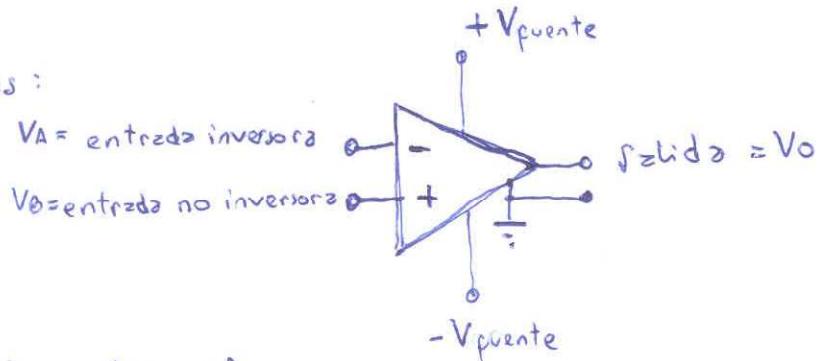
AMPLIFICADORES OPERACIONALES

① INTRODUCCIÓN

Un A.O. es básicamente un amplificador de tensión de uso general o universal. Se acerca mucho a un amplif. ideal, sus características son:

- ① Imped. entrado elevada (ideal ∞)
- ② Imped. salida baja (ideal cero)
- ③ Ganancia elevada (ideal ∞)
- ④ Gran ancho de banda (ideal ∞)
- ⑤ Tiempo de respuesta pequeño (ideal cero)
- ⑥ Señales de error pequeñas (ideal cero)
- ⑦ Bajo nivel de ruido (ideal cero)
- ⑧ Máxima excusión de tensión a la salida (ideal $\pm V_{cc}$)
- ⑨ RRRM elevada (ideal ∞)
- ⑩ Corrientes de polarización muy bajas (ideal cero)
- ⑪ Tensión de entrada de modo común elevada (ideal V_{cc})
- ⑫ Gran estabilidad con la temperatura.

Su símbolo es:

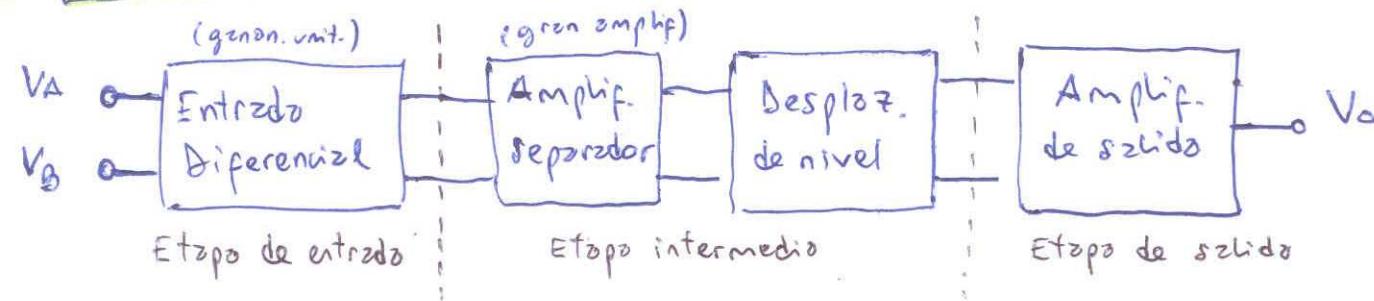


$$V_o = A_d(V_B - V_A) \quad (\text{ideal})$$

$A_d \gg 1 \rightarrow$ en la práctica si el A.O. no está restringido $\Rightarrow V_B > V_A \therefore V_o = +V$

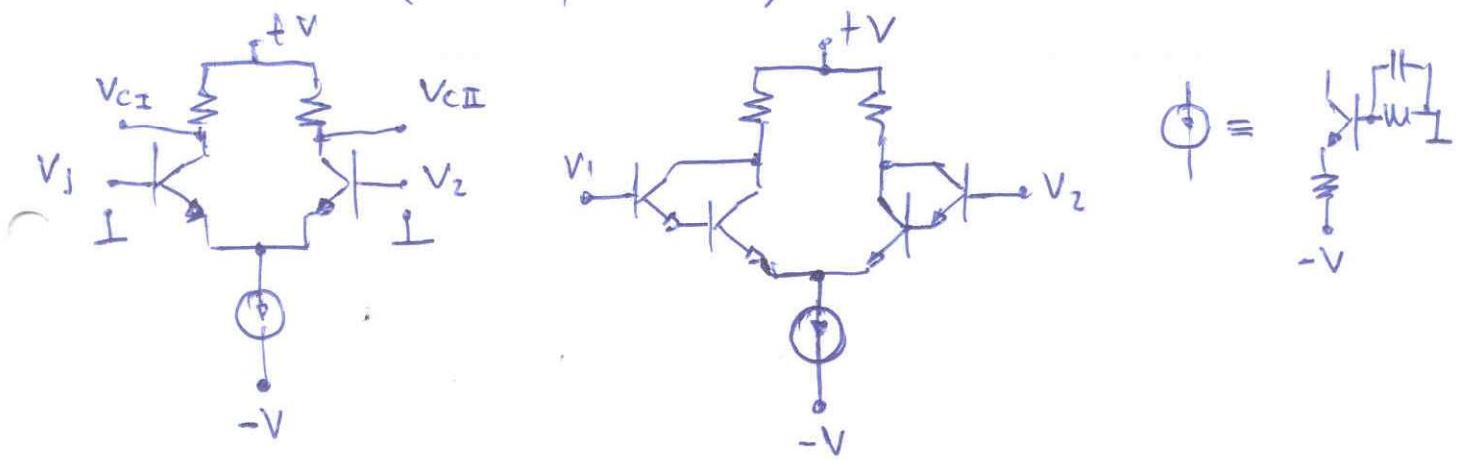
$\Rightarrow V_B < V_A \therefore V_o = -V$

2 Estructura básica del A.O.



Etapas de entrada

Se trata siempre de un amplif. diferencial por su característica de distinguir entre señales o modo común y modo diferencial. Es necesario una alta impedancia de entrada (para tener bajas corrientes de polarización de entrada) y una elevada RRM_{DC}: lo que se logra mediante fuente de corriente cte, diferencial Darlington, diferencial Cascode, transistores FET (JFET y MOSFET) \rightarrow BiFet ó BiMos. Willard,

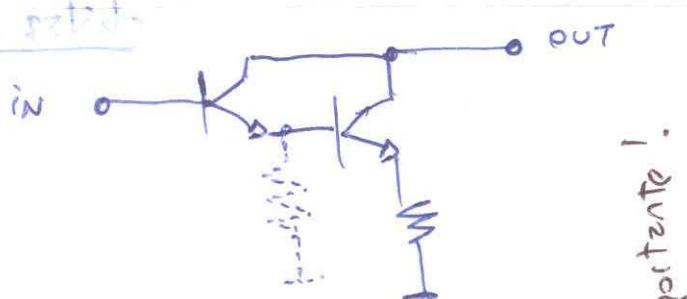


Etapas Intermedias

Se busca alto de ganancia de corriente para que la salida no cargue tanto a la 1^{er} etapa (adaptación de impedancias) separación). Un amplif. diferencial adicional (2^{da} de las etapas) puede proveer la ganancia de tensión elevada.

Como la primera etapa está polarizada con niveles altos de tensión (para permitir trabajar con tensiones de modo común elevadas) es necesario realizar un cambio de nivel en la etapa intermedia \rightarrow para lo cual los Tr de esta etapa deben ser de polaridad opuesta a los de la primera. La config adecuada es Emisor Común (Darlington).

Etapa de salida

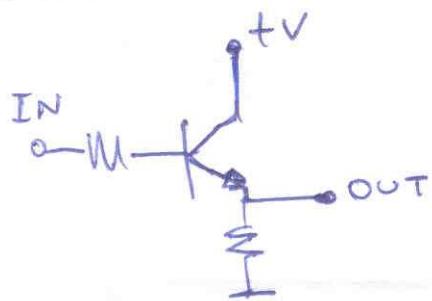


Cuando un operacional es autocompensado, la compensación se realiza en la etapa intermedia y cuando necesita compensación externa, la compensación se hace en la etapa de entrada.

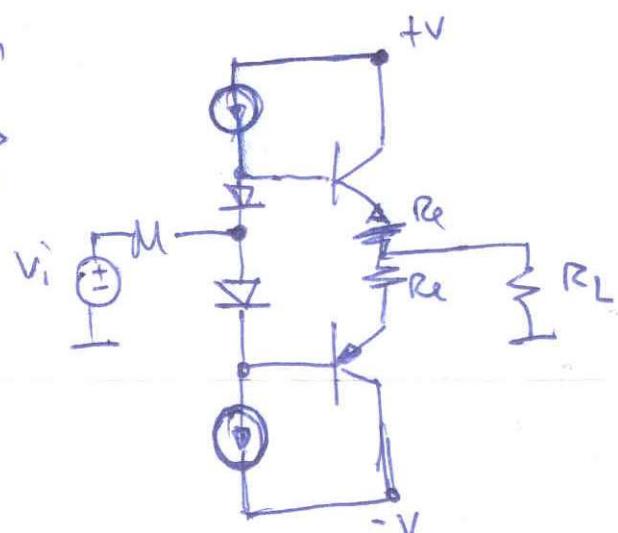
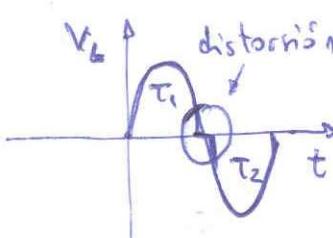
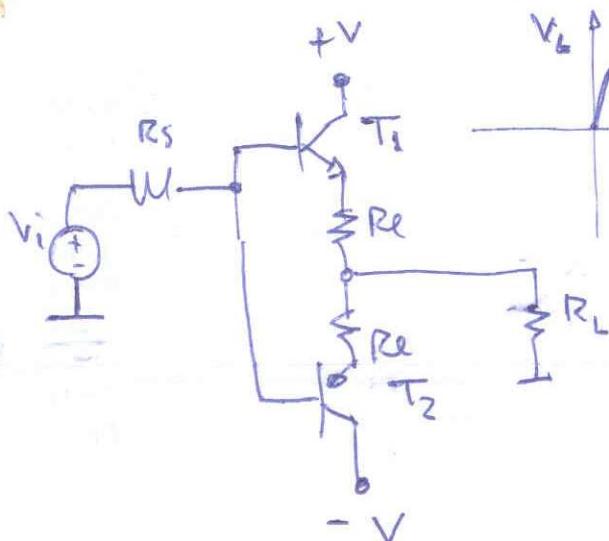
Etapa de salida

El principal objetivo es adaptar impedancias entre la etapa intermedia y la salida, lo cual, enquiero sea su valor.

Debe existir generación de corriente para entregar a la carga. La configuración deseada es "seguidor de emisor". También debe presentar baja capazidad de entrada para obtener un extenso ancho de banda.



Pero esto configuración no es capaz de suministrar corriente en los dos semiciclos. → Se utiliza una configuración push-pull (dos transistores en seguidor de emisor clase B). Pero existe distorsión por "crossover". Por lo que se dispone de dos diodos → clase AB.

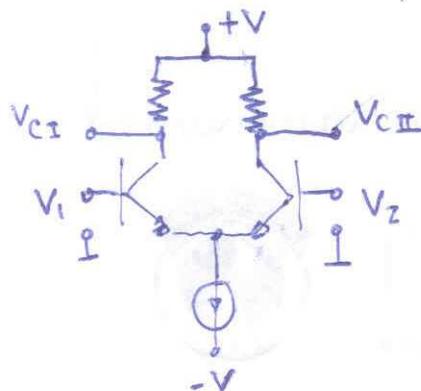


Debido a los diodos cuando T_1 corto, T_2 inmediatamente empieza a conducir y viceversa.

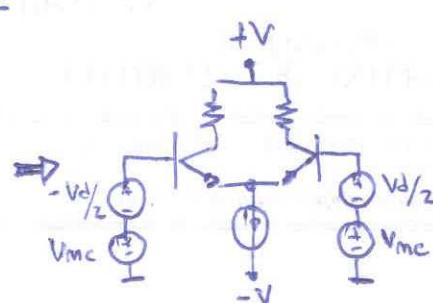
③ Parámetros importantes en un A.O.

a) RRMIC:

Para una entrada diferencial básica como lo siguiente:



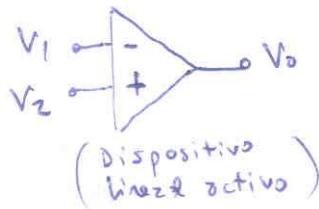
Identificamos:



$V_d = V_2 - V_1 = \text{señal de modo diferencial}$
$V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2} = \text{señal de modo común}$

$$\begin{aligned}
 & \left[\begin{array}{l} V_2 - V_1 = V_d \\ V_1 + V_2 = V_{mc} \cdot 2 \end{array} \right] \quad \left[\begin{array}{l} V_2 - V_1 = V_d \\ V_1 + V_2 = 2 \cdot V_{mc} \end{array} \right] \\
 & \begin{aligned} -2V_1 &= V_d - 2V_{mc} \\ V_1 &= V_{mc} - \frac{V_d}{2} \end{aligned} \quad \begin{aligned} V_2 - V_1 &= V_d \\ V_1 + V_2 &= 2V_{mc} \\ 2V_2 &= 2V_{mc} + V_d \\ V_2 &= V_{mc} + \frac{V_d}{2} \end{aligned}
 \end{aligned}$$

Para un A.O. ideal:



$$V_o = Ad \cdot (V_2 - V_1), \text{ pero en la práctica no es así.}$$

si consideremos el ruido $\rightarrow V_{mc}$ } deseñizmos que
señal $\rightarrow V_d$ } el ruido no aparecerá en la salida.

Para un A.O. real:

$$V_o = A_1 \cdot V_1 + A_2 \cdot V_2$$

$$\left[A_1 = \frac{V_o}{V_1} \Big|_{V_2=0} ; A_2 = \frac{V_o}{V_2} \Big|_{V_1=0} \right] \xrightarrow{\text{superposición}}$$

$$V_o = A_1 \cdot \left(V_{mc} - \frac{V_d}{Z} \right) + A_2 \cdot \left(V_{mc} + \frac{V_d}{Z} \right)$$

$$V_o = A_1 \cdot V_{mc} - \frac{A_1 \cdot V_d}{Z} + A_2 \cdot V_{mc} + \frac{A_2 \cdot V_d}{Z}$$

$$V_o = (A_1 + A_2) V_{mc} + \left(\frac{A_2 - A_1}{Z} \right) \cdot V_d$$

$$V_o = A_{mc} \cdot V_{mc} + Ad \cdot V_d$$

\rightarrow podemos medir A_{mc} y Ad

$$\text{① si } V_2 = -V_1 \therefore V_{mc} = 0 \rightarrow Ad = \frac{V_o}{V_d}$$

$$\text{② si } V_2 = V_1 \therefore V_d = 0 \rightarrow A_{mc} = \frac{V_o}{V_{mc}}$$

$$V_o = Ad \cdot V_d \cdot \left(1 + \frac{A_{mc} \cdot V_{mc}}{Ad \cdot V_d} \right)$$

$$V_o = Ad \cdot V_d \cdot \left(1 + \frac{\frac{V_{mc}}{V_d}}{\frac{Ad}{A_{mc}}} \right) = Ad \cdot V_d \left(1 + \frac{V_{mc}}{\frac{V_d}{RRMC}} \right)$$

Si $RRMC$ = relación de rechazo de modo común \Rightarrow se acerca a ∞ entonces

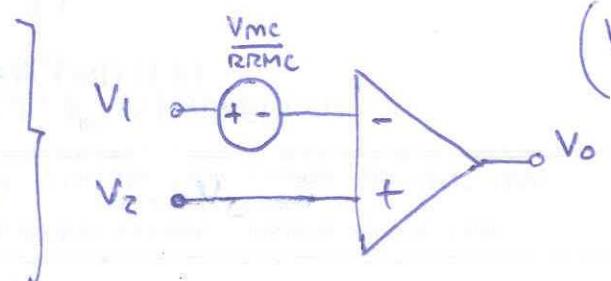
$V_o \approx Ad \cdot V_d \rightarrow$ amplif. ideal.

$$RRMC = \frac{Ad}{A_{mc}} \quad (\text{veas})$$

$$RRMC_{dB} = 20 \log \frac{Ad}{A_{mc}}$$

$$V_o = Ad \cdot \left(V_d + \frac{V_{mc}}{RRMC} \right)$$

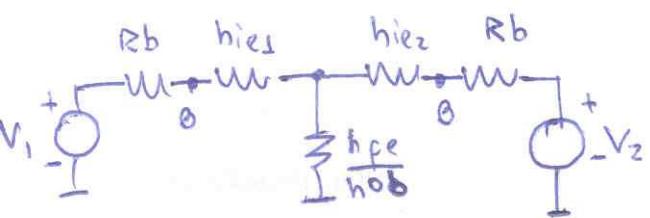
$$V_o = Ad \cdot \left(V_2 - V_1 + \frac{V_{mc}}{RRMC} \right)$$



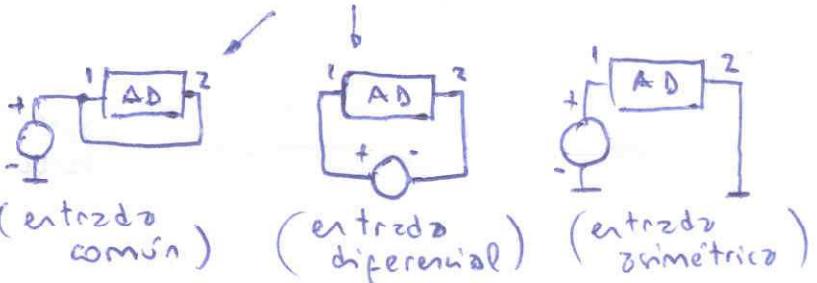
$$(V_{omc} = \frac{V_{mc}}{RRMC} \cdot Ad)$$

b) Impedancia de entrada:

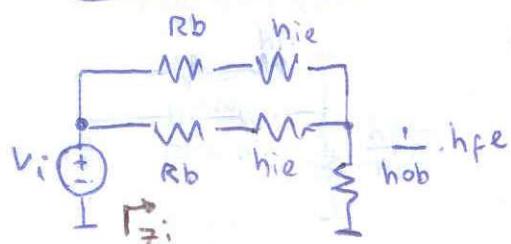
Debe ser lo más elevada posible. Se determina a partir del siguiente circuito equiv. de una entrada diferencial básica:



La Z_i va a depender de la configuración de entrada:



Entrada común

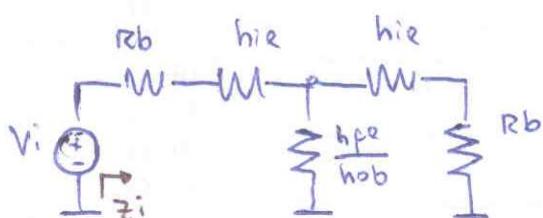


$$Z_i = \frac{R_b + h_{ie}}{2} + \frac{h_{fe}}{h_{ob}}$$

$$\text{como } \frac{h_{fe}}{h_{ob}} \gg \frac{R_b + h_{ie}}{2}$$

$$\therefore Z_i = \frac{h_{fe}}{h_{ob}} \gg 1$$

Entrada simétrica



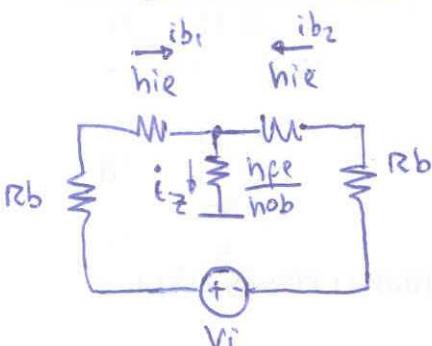
$$Z_i = R_b + h_{ie} + \left(\frac{h_{fe}}{h_{ob}} \parallel (h_{ie} + R_b) \right)$$

$$\text{como } \frac{h_{fe}}{h_{ob}} \gg (h_{ie} + R_b) \therefore$$

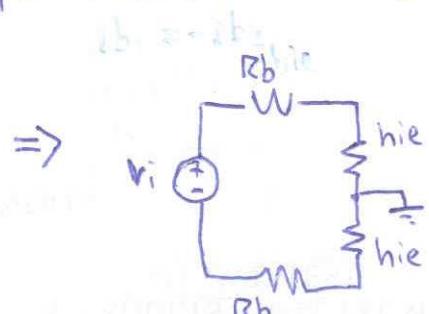
$$Z_i = 2(R_b + h_{ie})$$

$$\text{si } R_b = 0 \ll R_b \therefore Z_i = 2 h_{ie}$$

Entrada diferencial



$$\text{pero } i_{b1} = -i_{b2} \therefore i_z = 0 \therefore$$

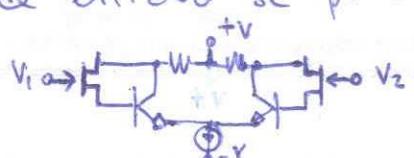


$$Z_i = 2(R_b + h_{ie})$$

$$\text{si } R_b \ll h_{ie}$$

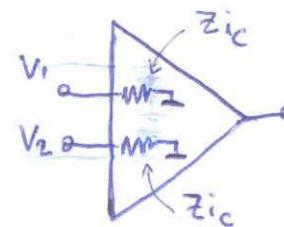
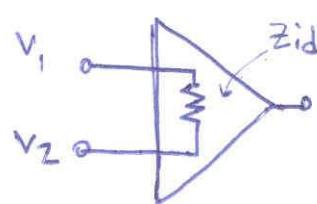
$$Z_i = 2 h_{ie}$$

Si se busca mayor impedancia de entrada se pueden utilizar las tecnologías Bi-Fet o Bi-Mos. / o una entrada Darlington ($Z_{ij} = 4 h_{ie}^2$)



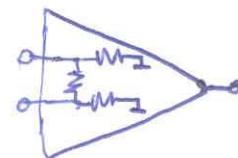
Como vemos existen dos impedancias de entrada para un A.O.

$$\left. \begin{array}{l} Z_{id} = Z_i \text{ modo diferencial} \\ Z_{ic} = Z_i \text{ modo común} \end{array} \right\}$$



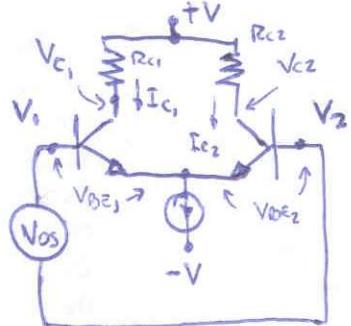
(25)

$$Z_{id} < Z_{ic} \quad (Z_{id} \approx 1 \text{ M}\Omega ; Z_{ic} \approx 10 \text{ M}\Omega)$$



c) Senales de error y desviaciones:

Tensión de offset (V_{os})



Es provocado por la desigualdad de las tensiones V_{be1} y V_{be2} de los transistores de entrada del A.O.

Si $V_1 = V_2 \therefore V_{c1} = V_{c2}$ (debería) pero no lo es ya que $V_{BE1} \neq V_{BE2} \therefore I_{c1} \neq I_{c2} \therefore V_{c2} - V_{c1} = V_{od}$

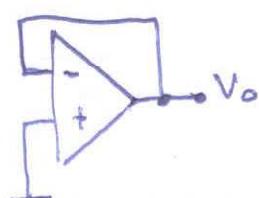
$$V_{od} = I_{c2} \cdot R_{c2} - I_{c1} \cdot R_{c1} \quad (\text{R}_{c1} = \text{R}_{c2})$$

$$V_{od} = R_c (I_{c2} - I_{c1}) \quad \text{con} \quad V_{os} = V_{BE2} - V_{BE1}$$

dato de

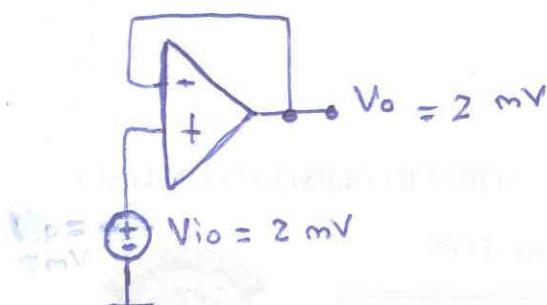
Si la tensión V_{od} se aplicare a la entrada $\rightarrow V_{os}$ (de menor de compensar la disparidad de los transistores) entonces zhora:

$$V_{od} = R_c (I_{c2} - I_{c1}) = 0 \quad \text{ya que} \quad I_{c2} = I_{c1}$$

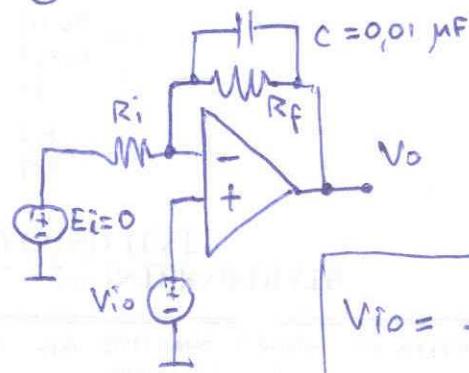


En esta config. V_o debería ser cero, pero no lo es, en lo práctico $\rightarrow V_o \approx 2 \text{ mV} \rightarrow$ debido a que existe una tensión de offset $= V_{os} = V_{io}$ en la entrada debida a las disparidades de los Tr.

↓
(circuito equiv.)



○ Para medir V_{io} :

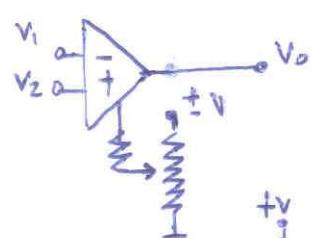
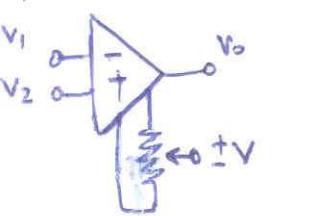


$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \cdot V_{io}$$

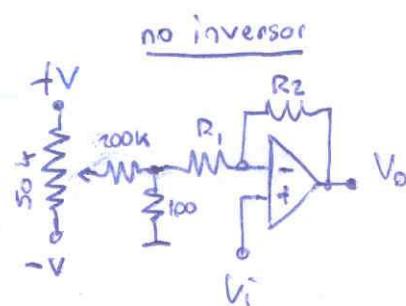
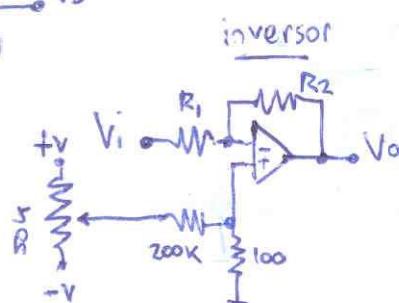
(config. no inversora)

$$V_{io} = \frac{V_o}{1 + \frac{R_f}{R_i}} = \frac{V_o}{101} \quad \left| \begin{array}{l} R_f = 10 \text{ k} \\ R_i = 10 \end{array} \right.$$

① Algunos A.O. vienen con terminales para corregir el V_{os}:



② Método general



(Desvíos de los V_{os})

③ Desviación por temperatura

V_{be} varía con la temperatura, a partir de la sig. ecuación:

$$I_E = I_0 \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{be}}{k \cdot T}} - 1 \right) \approx I_0 \cdot e^{\frac{q \cdot V_{be}}{k \cdot T}}$$

$$\frac{I_E}{I_0} = e^{\frac{q \cdot V_{be}}{k \cdot T}} \quad \ln \frac{I_E}{I_0} = \frac{q \cdot V_{be}}{k \cdot T}$$

$$V_{be} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{I_E}{I_0}$$

$$\text{Buscamos: } \frac{dV_{os}}{dT} = \frac{d(V_{os} - V_{be})}{dT} = \frac{dV_{BE2}}{dT} - \frac{dV_{BE1}}{dT}$$

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{I_E}{I_0} = \frac{V_{be}}{T} \Rightarrow \frac{dV_{os}}{dT} = \frac{V_{be2}}{T} - \frac{V_{be1}}{T} = \boxed{\frac{V_{os}}{T} = C}$$

C = dato de manual = lineal con la temperatura = 15 mV/°C por ejemplo.
(de 5 μV a 50 μV por °C)

④ PSRR

PSRR = relación de rechazo de la fuente de alimentación → desviación de los V_{os} debido a cambios en la V_{cc}

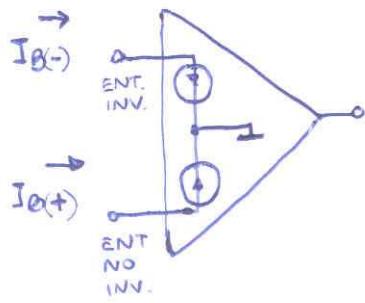
$$\boxed{PSRR_{dB} = 20 \log \frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{cc}}} = \underline{\text{dato de manual}}$$

⑤ Desviación por envejecimiento de los V_{os}

por ejemplo → 10 nV/semana.

(Corriente de polarización de entrada)

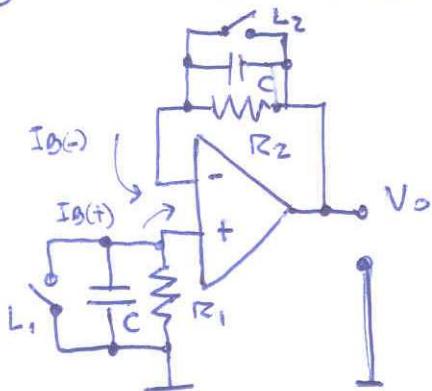
En la práctica los terminales de entrada conducen una pequeña corriente continua para polarizar los transistores del A.O. (corrientes de fuga en los FET y MOS)



$$I_B = \frac{|I_B(+)| + |I_B(-)|}{2}$$

Si las resistencias de cc vistas en los terminales de entrada no son iguales, o si a pesar de ser iguales, los $I_B(+)$ e $I_B(-)$ no son iguales \rightarrow entonces aparecerá una tensión de error debido a las corrientes de polarización.

① Medición de los $I_B(+)$ e $I_B(-)$:



1) Si L_2 cerrado y L_1 abierto

$$V_o = I_B(-) \cdot R_2$$

$$I_B(-) = \frac{V_o}{R_2}$$

2) Si L_2 abierto y L_1 cerrado

$$V_o = -I_B(+). R_1$$

$$I_B(+) = -\frac{V_o}{R_1}$$

R_2 y R_1 deben ser valores elevados para apreciar la tensión de error debido a los $I_B(+)$ e $I_B(-)$ que son muy pequeñas (μA ó nA). Además deben ser lo suficiente grandes como para que la tensión de error debido a los R_1 y R_2 sea mucho mayor que la V_{os} . ($R_2=R_1=1M\Omega$, $C=0,01\mu F$)

3) Si L_2 cerrado y L_1 cerrado

$$V_o = I_B(-) \cdot R - I_B(+). R$$

$$V_o = R (I_B(-) - I_B(+))$$

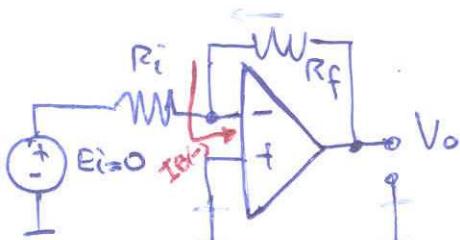
$$V_o = R \cdot |I_{os}|$$

$$|I_{os}| \ll |I_B|$$

(\Rightarrow disminuye el error)

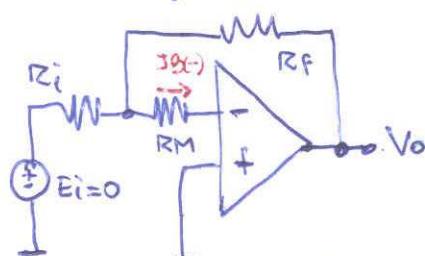
② Aumentar el efecto de la I_B ($I_B(-)$ por ejemplo):

Circuito inversor básico



$$V_o = I_B(-) \cdot R_f$$

Agregaremos R_M



$$\text{Si } R_f = 1M\Omega, R_M = 10k\Omega \\ R_i = 1k\Omega$$

$$V_o \approx 11 \cdot R_f \cdot I_B(-)$$

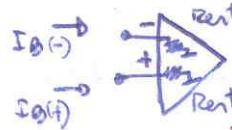
$$V_o = I_B(-) \cdot R_M + \left(\frac{I_B(-) \cdot R_M + I_B(-)}{R_i} \right) \cdot R_f$$

$$V_o = I_B(-) \cdot \left[R_M + \left(\frac{R_M}{R_i} + 1 \right) \cdot R_f \right]$$

Corriente de desvío I_{os}

Debido a que $I_{B(+)}$ e $I_{B(-)}$ no son iguales aparece una tensión de error a la salida del A.O. La corriente resultante que produce dicho error es la I_{os}

$$I_{os} = |I_{B(-)} - I_{B(+)}|$$



una tensión

de error a la salida

$$V_{err. ext.} = I_{B(-)} \cdot R_{out} - I_{B(+)} \cdot R_{out}$$

$$V_{ce} = (I_{B(-)} - I_{B(+)}). R_{out} = I_{os} \cdot R_{out}$$

$$V_{err. sal} = A_{OL} \cdot I_{os} \cdot R_{out}$$

Desviación de la I_B y la I_{os}

② Por temperatura

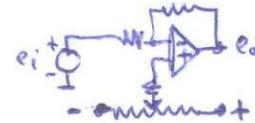
$$I_B = \frac{I_c}{\beta} \rightarrow \frac{dI_B}{dT} = I_c \cdot (-1) \cdot \beta^{-2} \cdot \frac{d\beta}{dT} = -\frac{\beta \cdot I_B}{\beta^2} \cdot \frac{d\beta}{dT} = -\frac{I_B}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT}$$

$$\frac{dI_{os}}{dT} = \frac{d(I_{B1} - I_{B2})}{dT} = -\frac{I_{B1}}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} + \frac{I_{B2}}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} = \frac{I_{os}}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} = \frac{dI_{os}}{dT}$$

$$[0,5 \text{ nA/}^\circ\text{C}]$$

③ También se pueden expresar las desviaciones debido a variaciones en la V_{ce} y debido al envejecimiento.

④ Corregir efecto de la I_B



D) Rango de tensión de entrada:

Se especifica un rango de tensión de entrada dentro del cual se garantizan las especificaciones del A.O para funcionamiento lineal.

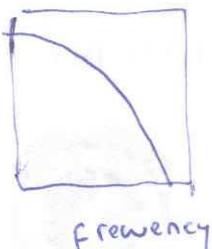
- Tensión máxima diferencial } por ejemplo: $V_{CMR} = \pm 4,4 \text{ [V]}$
- Tensión máxima común } La más usada $V_{CC} = \pm 5 \text{ [V]}$

E) Ganchillo de tensión:

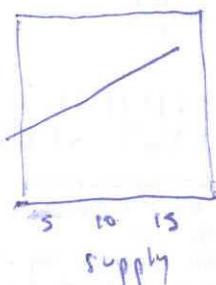
Lo normal es que se especifique la ganancia de tensión a lazo abierto suministrando gráficos de la ganancia en función de la frecuencia (correspondiente al concepto de respuesta de frecuencia) o de la tensión de alimentación.

(desde 50.000 a 200.000 veces $\rightarrow 100 \text{ dB}$ aprox.)

$G_{in}[\text{dB}]$



$G_{in}[\text{dB}]$



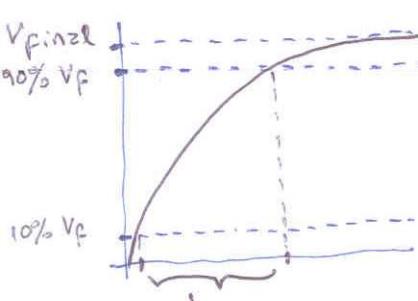
F) Máxima Excursión Simétrica (MES):

Es la máxima variación de voltaje a la salida (medida general en V_{pp}) que se puede obtener sin rebote de la señal (o para una distorsión dada), con una tensión de alimentación estipulada y una freq. fija (generalmente 1 kHz).

G) Respuesta en frecuencia (señales débiles):

La función de transferencia que representa la ganancia a lazo abierto de un A.O. tiene polos que provocan que la ganancia disminuya a partir de ciertas vueltas de freq. Si consideramos el capacitor de compensación que poseen, como principal causante de las limitaciones en frecuencia podemos hacer el siguiente análisis:

- ① La respuesta del sistema planteado (tipo RC \rightarrow simple polo) ante una entrada escalón es la siguiente \Rightarrow [Tiempo de crecimiento]



$$\text{para } t = t_2 \therefore V = 0,9 \cdot V_f$$

$$\ln(0,9) = -\frac{t_2}{RC}$$

$$t_2 = 2,3 \cdot RC$$

$$t_r = t_2 - t_1 = [2,2 \cdot RC = t_r]$$

! esto prueba
se realizó para
pequeño señal, con
ganancia unitaria!

$$V = V_f \cdot (1 - e^{-t/RC})$$

$$\text{para } t = t_1 \therefore V = 0,1 \cdot V_f$$

$$0,1 \cdot V_f = V_f \cdot (1 - e^{-t_1/RC})$$

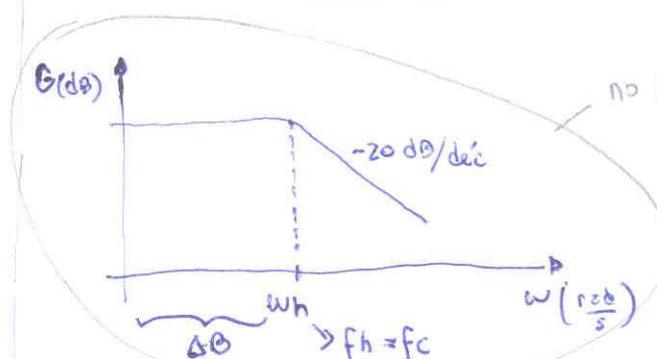
$$-t_1/RC$$

$$0,1 - 1 = -e^{-t_1/RC}$$

$$\ln(0,9) = -\frac{t_1}{RC} \cdot \ln e$$

$$t_1 = -R \cdot C \cdot \ln(0,9)$$

$$t_1 = 0,1 \cdot RC$$



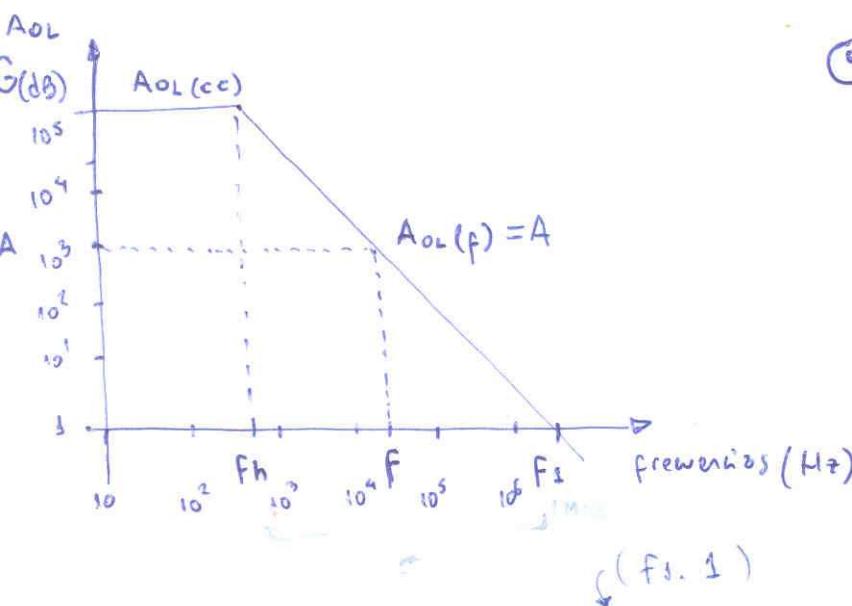
El polo de la ganancia se encuentra en $\omega_h = \frac{1}{RC}$

$$2\pi \cdot f_c = \frac{1}{RC} = \frac{1}{t_r/2,2}$$

$$f_c = \frac{2,2}{2\pi \cdot t_r} \approx \frac{0,35}{t_r} \Rightarrow$$

$$\theta \approx \frac{0,35}{t_r}$$

El fabricante puede dar el dato "tr" para ganancia unitaria con la que podemos calcular el nicho de banda para ganancia unitaria. \leftarrow (creo)



○ En el gráfico de respuesta en frecuencia se observa la frecuencia de corte superior f_h introducida por el cap. interno del A.O.

A la freq. en la cual la ggnia $\text{a} = 1 = 0\text{dB}$ se denomina "ancho de banda de ggnia unidad" = F_1

$$\boxed{\text{AOL(cc)} \cdot f_h = A \cdot f = F_1}$$

$$\boxed{A = \text{AOL}(f)}$$

$f_1 \Rightarrow$ "producto ggnia ancho de banda del A.O" = cte. = B

$$\boxed{\text{AOL}(f) = \frac{F_1}{f}}$$

$$f_1 = B$$

$f =$ freq. señal

$$\boxed{f_h = \frac{F_1}{\text{AOL(cc)}}}$$

$\text{AOL(cc)} = \text{AOL para señal cont.}$

$\text{AOL}(f) = \text{AOL para una det. freq. de la señal}$

Cuando trabajamos con A.O. restringidos disminuimos la ggnia de acuerdo a la restricción introducida, pero al mismo incrementamos el ancho de banda = $\Delta B =$ freq. corte sup = f_c , ya que el producto "ggnia-ancho de banda" es cte. Luego para una config. dada con una ggnia a lo tanto arredondada, podemos obtener la f_c :

$$\boxed{f_c = \frac{B}{A_{cl}}}$$

$$\rightarrow \boxed{f_c \cdot A_{cl} = B = \text{cte}}$$

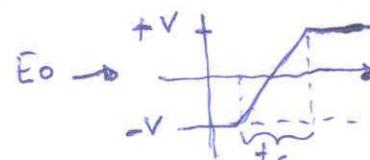
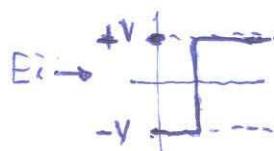
a) Slew-Rate:

○ Refleja la capacidad del A.O. de manejar señales fuertes variables, se define como: la máxima variación de la tensión de salida con el tiempo.

Se mide en $\text{V}/\mu\text{s}$.

$$\boxed{SR = \frac{\Delta V}{\Delta t}}$$

La forma de medir el SR. es en el peor de los casos (entrada escalón):



$$\text{Luego } SR = \frac{(+V) - (-V)}{t_r} = \frac{\Delta V}{t_r} \quad (\text{ojo } \rightarrow \text{este "tr" no es el mismo de la pág. anterior})$$

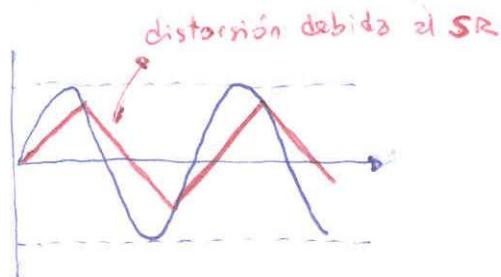
El SR es "velocidad de respuesta" está relacionado con la capacidad del A.O. de suministrar corriente al capacitor interno del A.O. Entonces:

$$SR = \frac{I_{\max}}{C}$$

$$\text{Veamos: } C = \frac{dQ}{dV} = \frac{dQ/dt}{dV/dt} = \frac{I}{dV/dt}$$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I}{C} \quad \leftarrow \left(V = \frac{1}{C} \int I dt \right)$$

⑥ Al intentar variar la tensión de salida con un valor mayor al SR se producirá una distorsión:



Se puede determinar la f_{\max} de trabajo (sin distorsión) para una señal de salida de cierta amplitud:

$$V_o = V_p \cdot \sin(2\pi f \cdot t)$$

$$\text{Determinemos la pendiente de } V_o \rightarrow \frac{dV_o}{dt} = V_p \cdot 2\pi f \cos(2\pi f \cdot t)$$

El valor máximo ocurre cuando $\cos(2\pi f t) = 1$ (lo que ocurre en el cruce del eje x de la señal senoidal),

$$\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{\max} = 2\pi f \cdot V_p \rightarrow \text{Habrá distorsión si}$$

$$2\pi f \cdot V_p > SR$$

Luego podemos decir que:

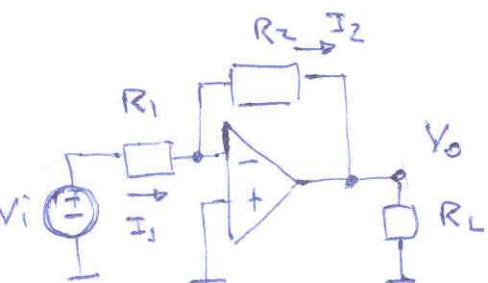
$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{SR}{6,28 \cdot V_p}$$

La mÍx. freq. con que puede operar un A.O. no depende solamente del ancho de banda (f_c), sino que puede estar limitada por el SR:

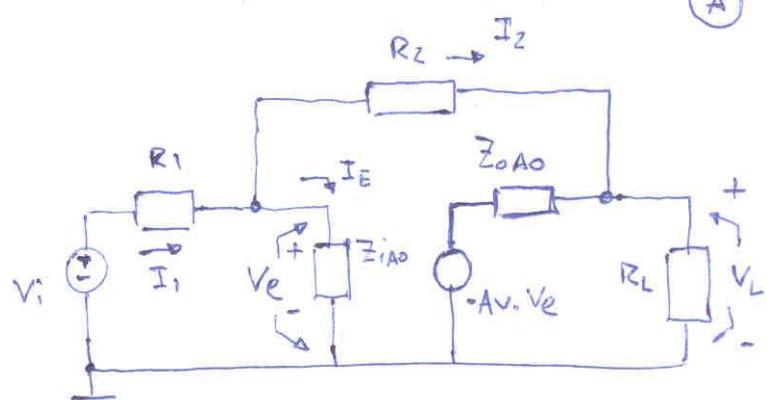
$$\text{si } f_c < \frac{SR}{V_p \cdot 2\pi} \Rightarrow f_{\max} = f_c \quad (\text{límite el ancho de banda})$$

$$\text{si } f_c > \frac{SR}{V_p \cdot 2\pi} \Rightarrow f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} \quad (\text{límite el SR})$$

AMPLIFICADOR INVERSOR



cruzripolo



Se trata de un amplif. de tensión restringido con muestra de tensión y mezcla paralela.

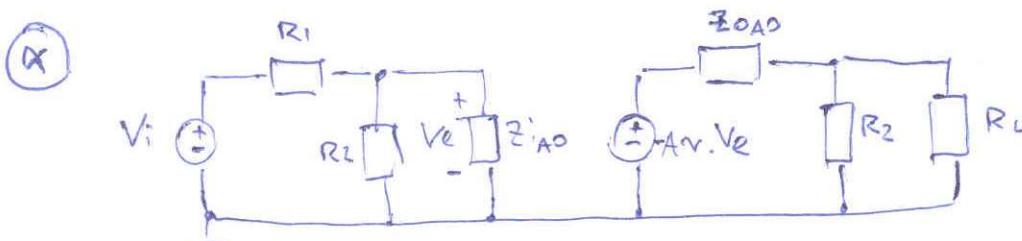
Determinación de Avf

Si tratamos esta configuración como si se tratara de un amplif. de tensión con muestra de tensión y mezcla serie, obtenemos que:

$$V_L = \frac{\alpha \cdot A_v}{1 + \beta \cdot A_v} V_i = \frac{Z_o}{1 + \beta \cdot A_v} \cdot I_o \quad \text{con lo que}$$

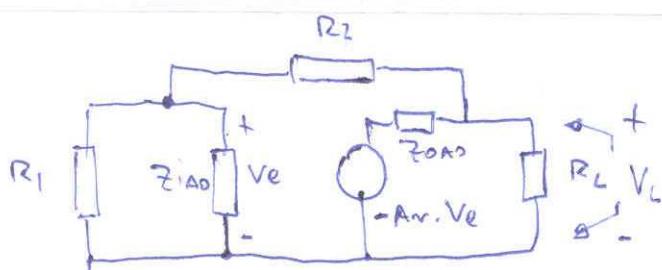
$$A_{vf} = \frac{\alpha \cdot A_v}{1 + \beta \cdot A_v} \rightarrow A_{vf(\text{ideal})} = \frac{\alpha}{\beta}$$

Debemos determinar ahora α y β



(circuito sin restringir)

$$\alpha \cdot V_i = \frac{V_i \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad \therefore \quad \alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} ; \quad (\text{si } Z_{IAO} \gg R_2)$$



(pasivando la entrada)

$$\beta \cdot V_L = -\frac{V_L \cdot R_1}{R_2 + R_1} ; \quad (\text{si } Z_{IAO} \gg R_1)$$

$$\beta = -\frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

A

④ Considerando $A_v = \text{finito}$: $A_{vf} = \frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot (-A_v)}{1 + \left(\frac{-R_1}{R_2+R_1}\right)(-A_v)}$

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

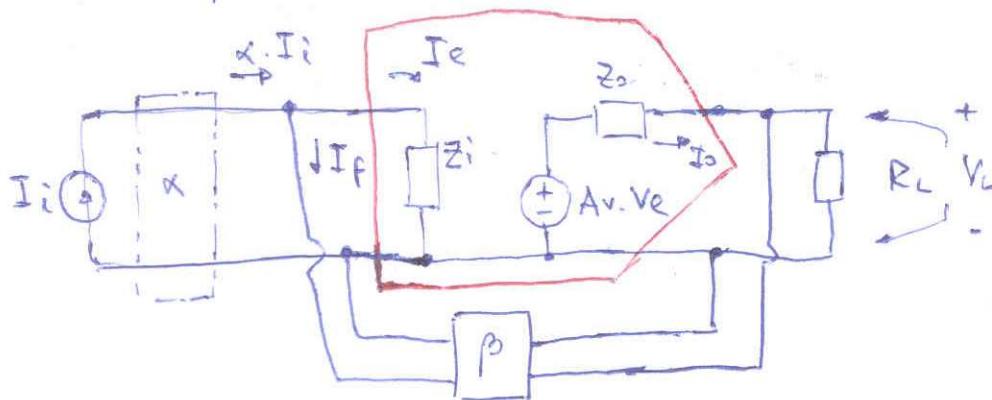
$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{R_1 \cdot |A_v|}{R_1+R_2}}}$$

⑤ Considerando $A_v = \text{infinito}$ (ideal) $A_{vf} = \frac{\alpha}{\beta} = \frac{\frac{R_2}{R_1+R_2}}{\frac{R_1}{R_1+R_2}}$

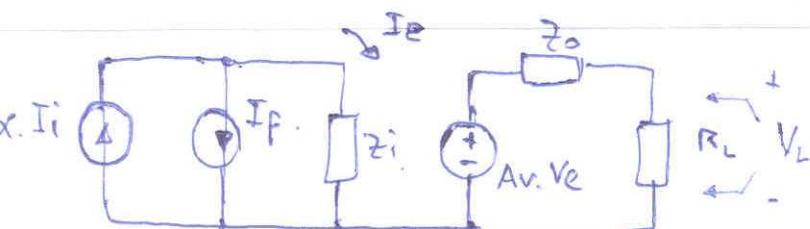
$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Comprendiendo el circuito inversor

Debido a que la mezcla es paralela aplicamos Norton en la entrada:
 $I_{in} = I_i = V_i / R_i \rightarrow Z_N = R_i \rightarrow$ (comprendido dentro del bloque " α ")



Si consideramos que " β " no carga la salida:



$$V_L = A_v \cdot V_e - I_o \cdot Z_o$$

$$V_e = I_e \cdot Z_i = (\alpha \cdot I_i - I_f) Z_i$$

$$I_f = \beta \cdot V_L$$

$$V_L = A_v \cdot (\alpha \cdot I_i - \beta \cdot V_L) \cdot Z_i - I_o \cdot Z_o$$

$$V_L (1 + \beta \cdot A_v \cdot Z_i) = A_v \cdot \alpha \cdot I_i \cdot Z_i - I_o \cdot Z_o$$

$$\therefore V_L = \frac{\alpha \cdot A_v \cdot Z_i \cdot I_i - Z_o}{1 + \beta \cdot A_v \cdot Z_i} \cdot I_o$$

Ahora analicemos una cosa:

©

$$Av \cdot V_e = V_o$$

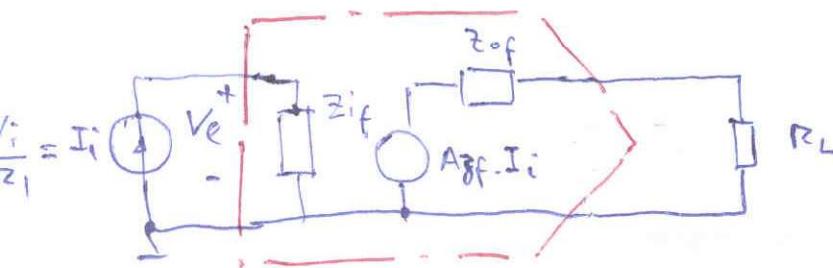
$$A_Z \cdot I_e = V_o \quad o' \quad Av \cdot I_e = V_o \quad (\text{genzo de transimped. o transresist.})$$

$$\text{Entonces: } Av \cdot V_e = A_Z \cdot I_e$$

$$Av = \frac{A_Z \cdot I_e}{V_e} = A_Z / Z_i \Rightarrow A_Z = Av \cdot Z_i$$

$$V_L = \frac{\alpha \cdot A_Z}{1 + \beta \cdot A_Z} \cdot I_i - \frac{Z_0}{1 + \beta \cdot A_Z} \cdot I_o$$

El amplif. resultante
resulta ser de transresis-
tencia (o transimpedancia).



$$A_{Zf} = \frac{\alpha \cdot A_Z}{1 + \beta \cdot A_Z}$$

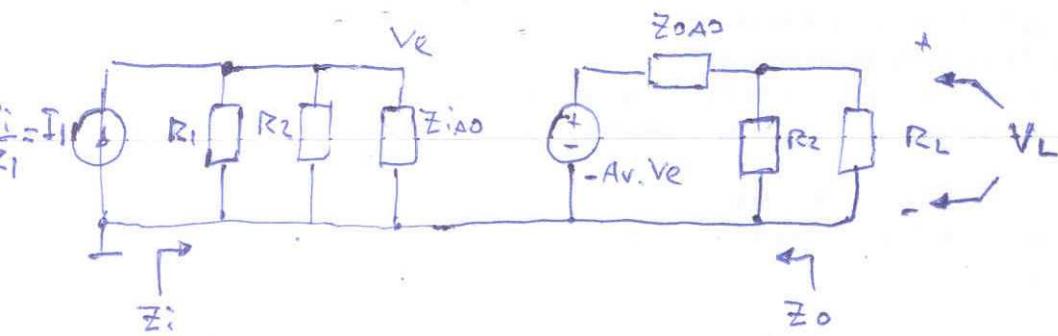
$$Z_{of} = \frac{Z_0}{1 + \beta \cdot A_Z}$$

$$Z_{if} = \frac{V_e}{I_i} = \frac{V_e}{I_f + I_e} = \frac{\alpha \cdot V_e}{\beta \cdot A_Z \cdot I_e + I_e}$$

$$Z_{if} = \frac{\alpha}{1 + \beta \cdot A_Z} \cdot \frac{V_e}{I_e} = \boxed{\frac{\alpha \cdot Z_i}{1 + \beta \cdot A_Z} = Z_{if}}$$

$$(A_Z = \frac{A_{Zf} \cdot R_L}{Z_0 + R_L} = \frac{V_L}{I_e}) \quad (A_Z = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_Z)$$

Impedancia de entrada y salida



Primero calculamos
las imp. de entrada
y salida sin realim.

$$Z_i = R_1 // R_2 // Z_{iao}$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta \cdot Av} = \frac{R_1 // R_2 // Z_{iao}}{1 + \beta \cdot Av \cdot Z_{iao}}$$

(Con mezcla paralela $\Rightarrow Z_{if}$ tiende
 \Rightarrow disminuir)

$$Z_o = R_2 // Z_{iao}$$

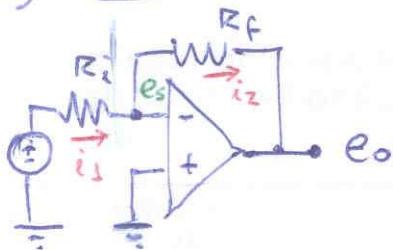
$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta \cdot Av} = \frac{R_2 // Z_{iao}}{1 + \beta \cdot Av \cdot Z_{iao}}$$

(Con muestra de tensión la Z_{of} tiende
 \Rightarrow disminuir)

OPERACIONAL

① Amplificador Inversor

(Amplif. de tensión con muestra de tensión y medida paralela)

a) Ganancia de tensión:

$$\frac{e_i - e_s}{R_i} = i_1$$

$$\frac{e_s - e_o}{R_f} = i_2$$

$$e_o = -e_s \cdot A_{AO}$$

$$e_s = -\frac{e_o}{A}$$

$$e_s = 0$$

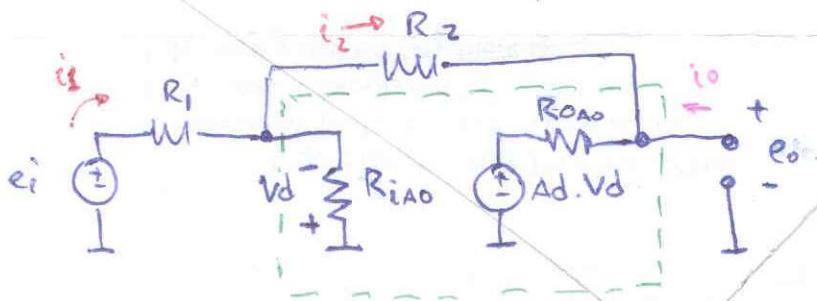
pero $i_1 = i_2 \therefore$

$$\frac{e_i}{R_i} = -\frac{e_o}{R_f} \Rightarrow e_o = -e_i \cdot \frac{R_f}{R_i}$$

$$A_{vf} = -\frac{R_f}{R_i}$$

b) Impedancia de entrada:

Trazamos el circuito equivalente:



$$R_i = \frac{e_i}{i_1}; \quad e_i = i_1 \cdot R_1 - v_d$$

$$\text{si A.O. es ideal} \rightarrow v_d = 0 \therefore \frac{e_i}{i_1} = R_1 = R_i$$

si A.O. es real

$$R_i = R_1 + (R_{IAO} // R_{eq}); \quad R_{eq} = \frac{-v_d}{i_2}$$

Aplicando Kirchoff al anillo central tenemos:

$$-v_d = i_2 \cdot R_2 + i_2 \cdot R_{IAO} + Ad \cdot V_d$$

$$-v_d(1 + Ad) = i_2 (R_2 + R_{IAO})$$

$$\frac{-v_d}{i_2} = \frac{R_2 + R_{IAO}}{1 + Ad} = R_{eq}$$

En la práctica:

$$R_{IAO} \gg R_{eq} \quad y$$

$$R_{eq} \ll R_1 \quad \therefore$$

$$R_i \approx R_1$$

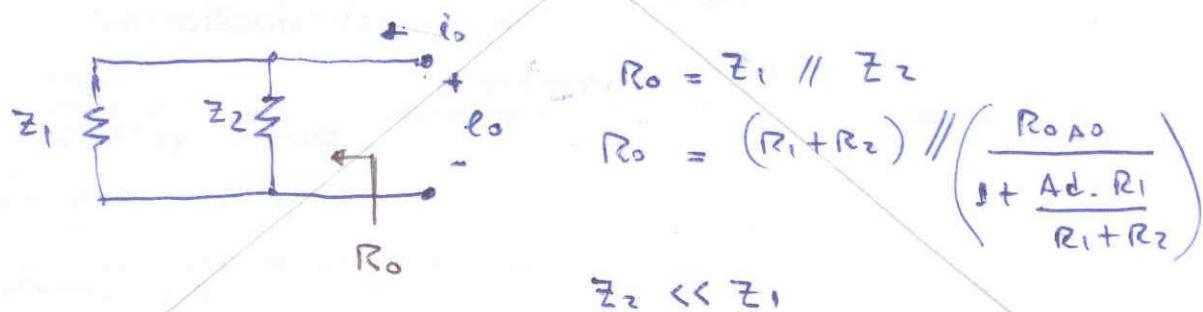
c) Impedancia de salida:

$$i_o = \frac{e_o - Ad \cdot v_d}{R_o A_o} + \frac{e_o}{R_1 + R_2} ; \quad R_o A_o \gg R_1$$

siendo $-v_d = \frac{e_o}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \rightarrow i_o = \frac{e_o + \frac{Ad \cdot e_o}{R_1 + R_2} \cdot R_1}{R_o A_o} + \frac{e_o}{R_1 + R_2}$

$$\frac{i_o}{e_o} = \frac{1}{(R_1 + R_2)} + \frac{1 + \frac{R_1 \cdot Ad}{R_1 + R_2}}{R_o A_o}$$

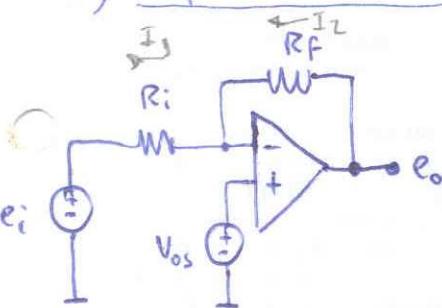
$$\frac{i_o}{e_o} = Y_1 + Y_2 ; \quad Y_1 = \frac{1}{Z_1} ; \quad Y_2 = \frac{1}{Z_2}$$



$$R_o = \frac{R_o A_o}{1 + \frac{Ad \cdot R_1}{R_1 + R_2}}$$

$R_o \approx 0$

d) Influencia en la salida de V_{os} :



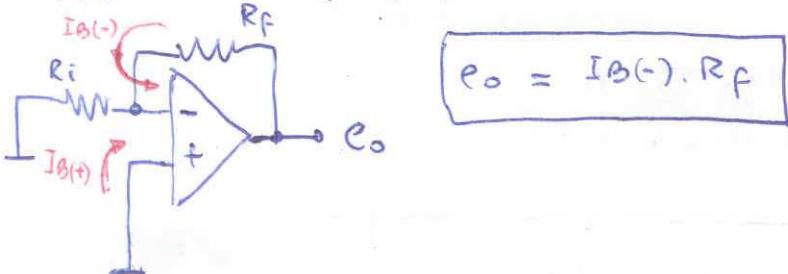
Passivando e_i (superposición):

$$e_o = V_{os} \cdot \left(1 + \frac{RF}{R_i} \right) \rightarrow \text{nos queda un "no inversor".}$$

(Hacer todo el cálculo de las corrientes)

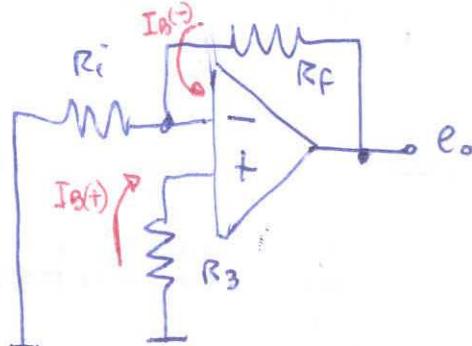
e) Influencia en la salida de I_B e I_O :

Passivando e_i (superposición):



$$e_o = I_B(-) \cdot R_f$$

Para compensar parte del error podemos agregar R_3 :



si consideramos $I_B(-) = 0 \therefore$ si consideramos $I_B(+) = 0 \therefore$

$$e_o = \left[-I_B(+).R_3 \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{R_f}{R_i} \right) \right] \quad | \quad e_o = I_B(-).R_f$$

Luego sumamos los efectos:

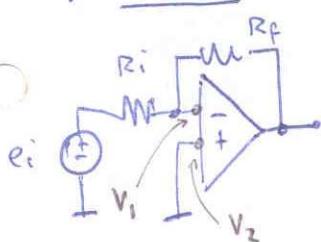
$$e_{o\text{ total}} = I_B(-).R_f - (I_B(+).R_3) \cdot \left[1 + \frac{R_f}{R_i} \right]$$

si $R_3 = R_i // R_f \therefore e_{o\text{T}} = I_B(-).R_f - I_B(+). \frac{R_i \cdot R_f}{R_i + R_f} \cdot \frac{R_i + R_f}{R_i}$

$$e_{o\text{T}} = I_B(-).R_f - I_B(+).R_f = R_f \cdot (I_B(-) - I_B(+))$$

$$\boxed{e_{o\text{T}} = R_f \cdot I_{os}}$$

f) RRMC:



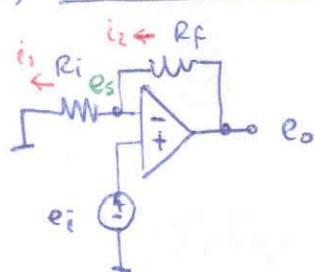
$$V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{V_1 + 0}{2} \quad ; \quad \text{pero } V_1 \text{ es una masa virtual}$$

$V_{mc} = \frac{0 + 0}{2} = 0 \quad \text{La RRMC no es crítica, ya que la config. hace que el } V_{cm} \text{ sea despreciable.}$

② Amplificador no inversor

(Amplif. de tensión con muestra de tensión y mezcla serie)

A) Ganancia de tensión:



$$e_o = Ad \cdot (e_i - e_s)$$

$$\text{si } Ad = \infty \therefore \frac{e_o}{Ad} = 0$$

$$R_i - e_s = 0 \therefore e_i = e_s$$

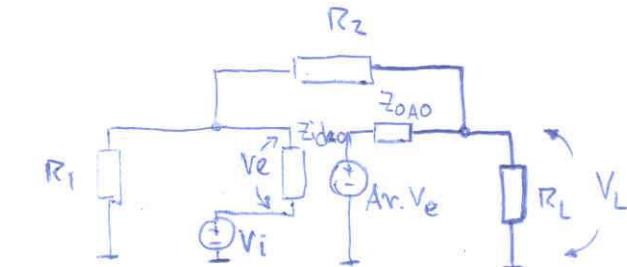
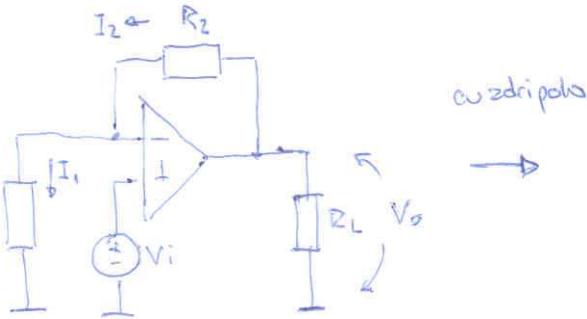
$$i_1 = \frac{e_s}{R_i} = \frac{e_i}{R_i}$$

$$\frac{e_o - e_s}{R_f} = i_2 = \frac{e_o - e_i}{R_f}$$

$$i_1 = i_2 \therefore \frac{e_i}{R_i} = \frac{e_o - e_i}{R_f} \therefore e_i \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f} \right) = \frac{e_o}{R_f}$$

$$e_o = e_i \cdot \frac{R_i + R_f}{R_i} = e_i \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) \therefore \boxed{Av_f = 1 + \frac{R_f}{R_i}}$$

Esta es un análisis ideal ↑

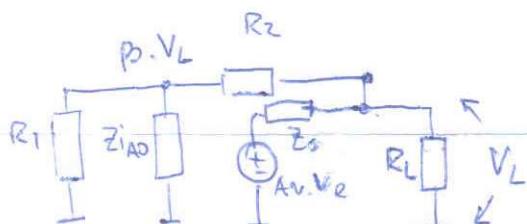
AMPLIFICADOR NO INVERSOR

Se trata de un amplificador de tensión alimentado con muestra de tensión y medida serie.

Determinación de Avf

$$Av_f = \frac{\alpha \cdot A_v}{1 + \beta \cdot A_v} \rightarrow Av_f(\text{ideal}) = \frac{\alpha}{\beta}$$

(a) \rightarrow es igual a "1".



$$\beta \cdot V_r = \frac{V_L \cdot (R_1 \parallel Z_{idao})}{R_2 + R_1 \parallel Z_{idao}}$$

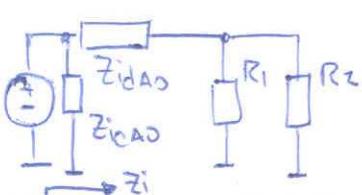
pero $Z_{idao} \gg R_1 \therefore$
 $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

(b) Considerando A_v finito:

$$Av_f = \frac{A_v}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_v} = \left[\frac{R_2 + R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{|A_v| \cdot \beta}} = Av_f \right]$$

(c) Considerando A_v infinito

$$Av_f = \frac{\alpha}{\beta} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \boxed{1 + \frac{R_2}{R_1} = Av_f} \quad (\text{ideal})$$

Imped. de Entrada

$$Z_i = Z_{ic} \parallel \{ Z_{id} + R_1 \parallel R_2 \} \quad \text{pero } Z_{ic} \gg Z_{id} \therefore$$

$$Z_i = Z_{id} + (R_1 \parallel R_2) \approx Z_{id}$$

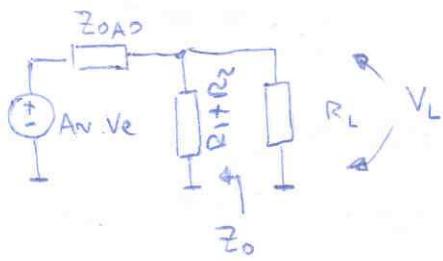
$$Z_{if} = Z_{id} (1 + \beta A_v) \Rightarrow \text{pero } Z_{if} \gg Z_{ic} \Rightarrow \boxed{Z_{ie} = Z_{ic}}$$

$$Z_{ie} = (Z_{ic} \parallel Z_{if})$$

Imped. de salida

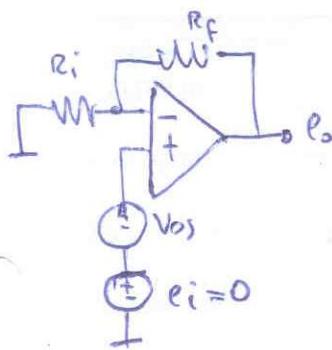
$$Z_0 = (R_2 + R_1) // Z_{0AO} \approx Z_{0AO}$$

35



$$\boxed{Z_{0f} = \frac{Z_{0AO}}{1 + \beta A_v}}$$

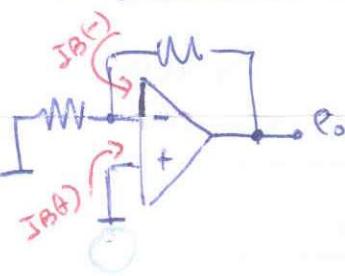
D) Influencia en la salida de Vos:



Posicionando R_i nos queda el mismo caso que en el circuito inversor.

$$\boxed{e_0 = V_{OS} \left(1 + \frac{R_F}{R_i} \right)}$$

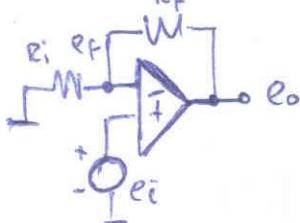
E) Influencia en la salida de FB e fOS:



Posicionando R_i nos queda el mismo caso que en el circuito inversor.

F) RRMC (influencia en la salida de la Vmc)

$$e_0 = v_d \cdot A_d + V_{MC} \cdot A_{MC}$$



$$v_d = e_i - e_f$$

$$V_{MC} = \frac{e_f + e_i}{2} \approx e_i$$

$$e_0 = (e_i - e_f) \cdot A_d + e_i \cdot A_{MC} ; e_f = \beta \cdot e_0$$

$$e_0 = (e_i - \beta \cdot e_0) \cdot A_d + e_i \cdot A_{MC}$$

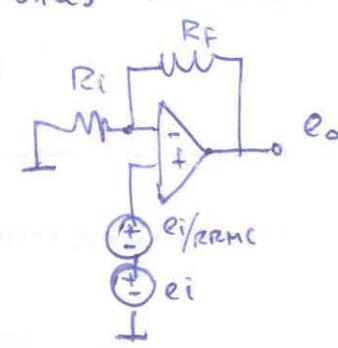
$$e_0 \cdot (1 + \beta \cdot A_d) = e_i (A_d + A_{MC})$$

$$e_0 = e_i \cdot \frac{A_d + A_{MC}}{1 + \beta \cdot A_d} ; \text{ si } A_d \gg \beta$$

$$e_0 = \frac{e_i}{\beta} \left(1 + \frac{A_{MC}}{A_d} \right) = \frac{e_i}{\beta} \cdot \left(1 + \frac{1}{RRMC} \right) = e_0$$

$$e_0 / e_i = \frac{e_i}{\beta} = e_i \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_i} \right)$$

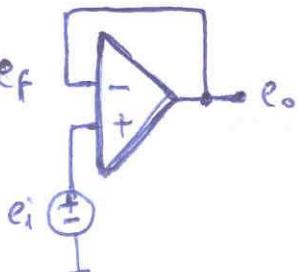
entonces $RRMC = \infty$ (debe ser)





F) Seguidor de tensión (buffer):

Es un caso particular de un amplif. no inversor:



$$e_o = e_i \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right); \text{ pero } R_f = 0 \text{ y } R_i = \infty$$

$$e_o = e_i$$

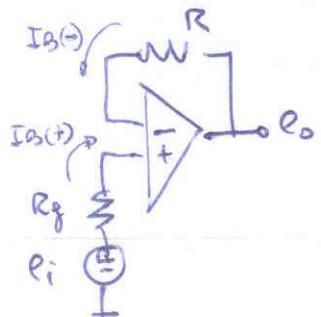
$$(Z_{i_o} = Z_{i_{AO}})$$

$$Z_i = Z_{i_{AO}} \cdot A_v$$

$$(\text{y o que } \beta = 1) \Rightarrow Z_i \approx \infty$$

$$Z_o = \frac{Z_{o_{AO}}}{1 + A_v} \approx 0$$

- La influencia de I_B e I_{OS} es despreciable pero podemos poner una R en el lado de restringimiento igual a la R_g del generador exitztor para disminuir el error.



$$e_o = I_B(t) \cdot R - I_B(t) \cdot R_g$$

$$e_o = I_{OS} \cdot R_g$$

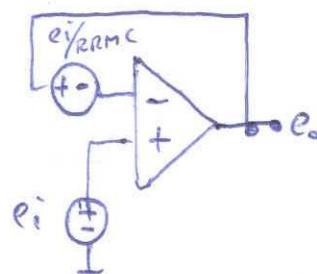
- La influencia de RRMC en la salida \rightarrow , considerando el análisis del circuito no inversor:

$$e_o = e_i \cdot \frac{A_d + A_{MC}}{1 + \beta \cdot A_d}; \text{ si } \beta = 1 \Rightarrow e_o = \frac{A_d \cdot \left(1 + \frac{A_{MC}}{A_d}\right)}{1 + \frac{1}{A_d}}$$

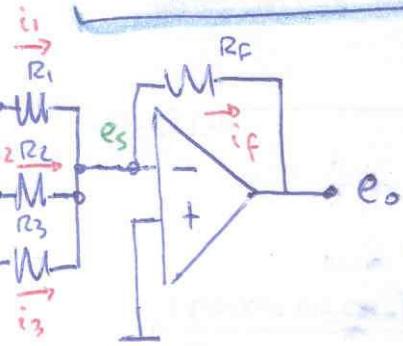
$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{1 + \frac{1}{RRMC}}{1 + \frac{1}{A_d}}$$

siendo que $A_d \approx \infty$

$$\Rightarrow e_o = e_i + \frac{e_i}{RRMC}$$



③ Amplificador sumador



$$e_s = 0 \text{ (mazo virtual)}$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_f$$

$$\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} = -\frac{e_0}{R_f}$$

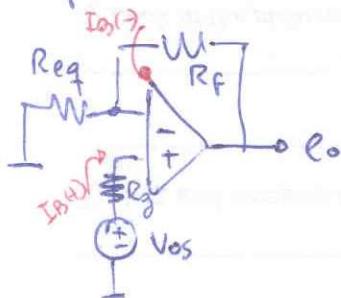
$$e_0 = -\left[e_1 \cdot \frac{R_f}{R_1} + e_2 \cdot \frac{R_f}{R_2} + e_3 \cdot \frac{R_f}{R_3}\right]$$

$$\text{si } R_1 = R_2 = R_3 = R_f$$

$$e_0 = -[e_1 + e_2 + e_3]$$

sumador inversor

④ Influencia de las señales de error:



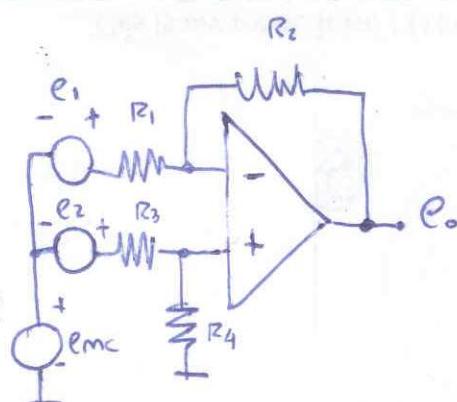
Poniendo las puentes y colocando R_g para disminuir el error debido a I_B :

importante!

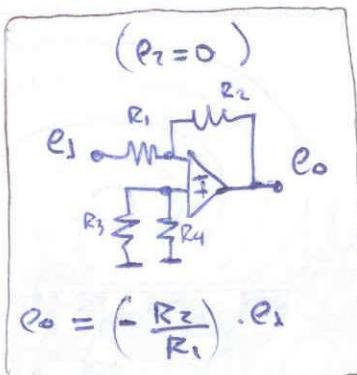
$$V_o(vos) = V_{os} \left(1 + \frac{R_f}{R_{eq}}\right) \rightarrow \text{mientras más entradas más se aumenta } V_{os}$$

$$V_o(I_{os}) = I_{os} \cdot (R_f) \quad | \quad R_g = R_f // R_{eq}$$

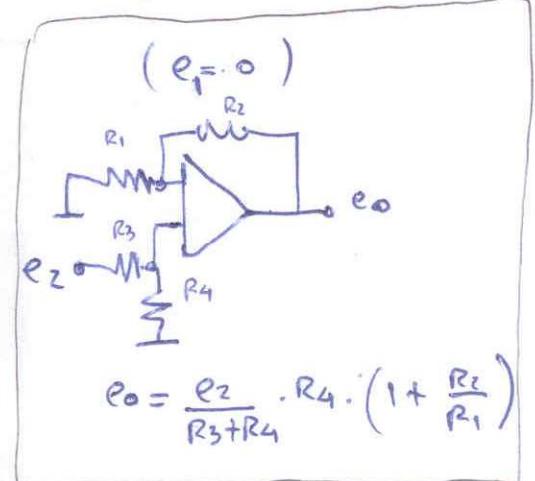
⑤ Amplificador Diferencial



⑥ Resp. diferencial ($V_{CM}=0$)



$$e_0 = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot e_2$$



$$e_0 = \frac{R_2}{R_3+R_4} \cdot R_4 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$e_0 = e_2 \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)} - e_1 \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

$$\text{si } \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow$$

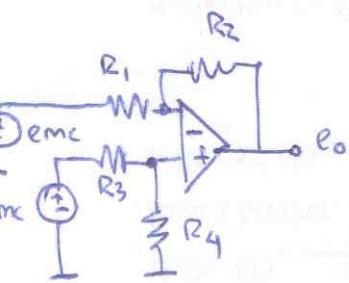
$$e_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (e_2 - e_1)$$

amplificador diferencial con ganancia

$$\text{si } \frac{R_2}{R_1} = 1 \therefore R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \Rightarrow e_0 = e_2 - e_1$$

amplif. diferencial sin ganancia.

④ Resp. a modo común



$$e_o = e_{mc} \left(-\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3+R_4} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1} \right)$$

$$e_o = e_{mc} \cdot \left[\frac{-R_2(R_3+R_4) + R_4 \cdot R_1 + R_4 \cdot R_2}{R_1 \cdot (R_3+R_4)} \right]$$

$$e_o = e_{mc} \cdot \left[\frac{-R_2 \cdot R_3 - R_2 \cdot R_4 + R_4 \cdot R_1 + R_4 \cdot R_2}{R_1 \cdot (R_3+R_4)} \right]$$

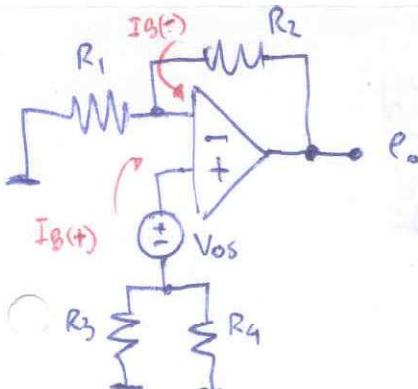
si $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \therefore R_4 \cdot R_1 = R_2 \cdot R_3 \Rightarrow e_o = e_{mc} \cdot \left[\frac{0}{R_1(R_3+R_4)} \right]$

$e_o = 0 \rightarrow A_{mc} = 0$

! La relación de resistencias planteada debe ser igualada con gran precisión para lograr la máxima RRMC!

⑤ Influencia de los Vos y los Ios:

Desviando las entradas:



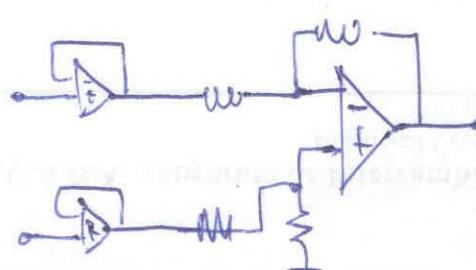
$$e_o = I_B(-) \cdot R_2 + I_B(+) \cdot (R_3//R_4) \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1} + V_{os} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1}$$

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

$$e_o = I_B(-) \cdot R_2 - I_B(+) \cdot \frac{R_4}{j + \frac{R_4}{R_3}} \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\frac{R_4}{R_3}} + V_{os} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1}$$

si también $R_4 = R_2 \Rightarrow R_3 = R_1 \quad \boxed{e_o = I_{os} \cdot R_2 + V_{os} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$

Inconveniente → variar simultáneamente ambas relaciones de resistencias de manera continua sin alterar la RRMC para variar la ganancia. Además presenta baja impedancia de entrada. Una solución parcial es la siguiente (ganancia fija):

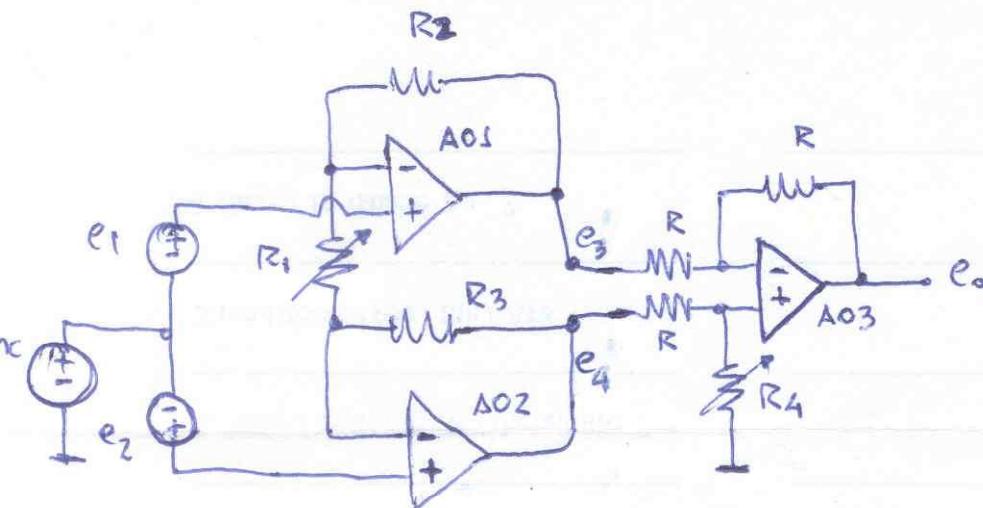


5) Amplificador de instrumentación.

(39)

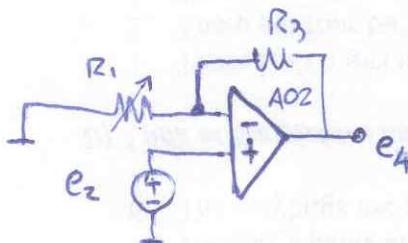
$$e_0 = e_4 - e_3$$

El trabajo
consiste en
encontrar e_4 y e_3 .



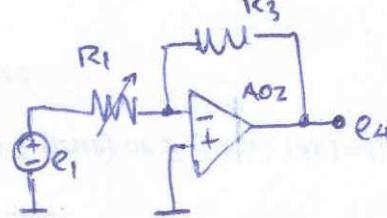
Cálculo de e_4 :

$$[e_{mc} = 0; e_1 = 0]$$



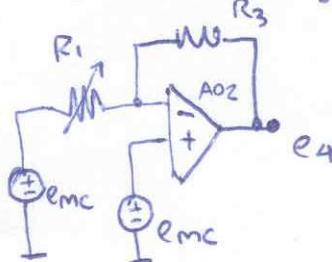
$$e_4 = e_2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)$$

$$[e_{mc} = 0; e_2 = 0]$$



$$e_4 = e_1 \cdot \left(-\frac{R_3}{R_1}\right)$$

$$[e_1 = 0; e_2 = 0]$$



$$e_4 = e_{mc} \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) + e_{mc} \left(-\frac{R_3}{R_1}\right)$$

$$e_4 = e_{mc}$$

Sumando los efectos:

$$e_4 = e_{mc} + e_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) - e_1 \cdot \frac{R_3}{R_1}$$

Realizando el mismo cálculo para e_3 el resultado es análogo:

$$e_3 = e_{mc} + e_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - e_2 \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Luego:

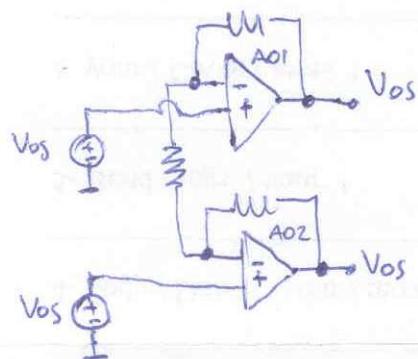
$$e_0 = e_{mc} + e_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) - e_1 \cdot \left(\frac{R_3}{R_1}\right) - e_{mc} - e_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + e_2 \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

$$e_0 = e_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right) - e_1 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\boxed{\text{Si } R_3 = R_2 \quad \therefore \quad e_0 = (e_2 - e_1) \cdot \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

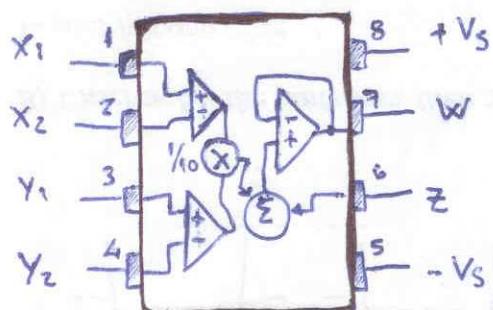
- ① El rechazo de RMC es gracias a la variable en el A03: $\uparrow \text{RRMC}$
- ② Es muy sencillo variar la ganancia con R_2 . No es crítico que $R_3 \neq R_2$, ya que no afecta la RRMC, solo varía un poco la ganancia diferencial.
- ③ Con resist. de restring. bajas se eliminan errores por $I_B \rightarrow$ no se ve afectado la impedancia de entrada debido a la configuración no inversora de lo mismo ($\uparrow Z_i$).
- ④ El error generado por $I_B(+)$ al circular por las imped. de los puentes se vuelve despreciable si se usan A.O. con entrada FET.

⑤ Influencia de Vos:



La salida del A01 y A02 es V_{os} en c/u, luego el restador diferencial suma esta tensión de error \rightarrow salva por la diferencia que existe entre ambas V_{os} (despreciable).

⑥ Multiplicador Análogo:

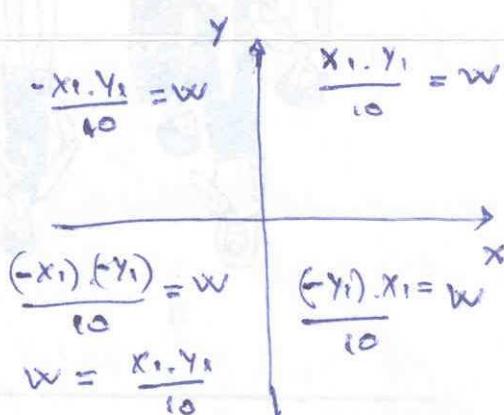


$1/I_o$ = factor de escala de la multiplicación

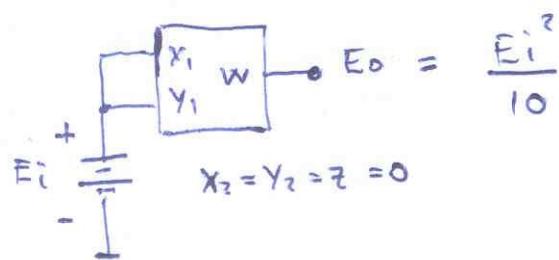
$$\begin{aligned} -10[V] &\leq X \leq +10[V] \\ -10[V] &\leq Y \leq +10[V] \end{aligned}$$

⑦ Multiplicación:

$$W = V_o = \frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10} + Z$$



① Cuadrado de una función:



② Duplicación de frecuencias:

si $e_i = A \cdot \sin(2\pi f \cdot t)$
 $e_o = e_i^2 / 10 = \frac{A^2}{10} \cdot \sin^2(2\pi f \cdot t)$
 $e_o = \frac{A^2}{10} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(4\pi f \cdot t) \right]$

$e_o = \underbrace{\frac{A^2}{20}}_{\text{c.c.}} - \underbrace{\frac{A^2}{20} \cdot \cos(2 \cdot 2\pi f \cdot t)}_{\text{c.a. del doble de frecuencia que el original}}$ $\Rightarrow e_o' = -\frac{A^2}{20} \cdot \cos(4\pi f \cdot t)$

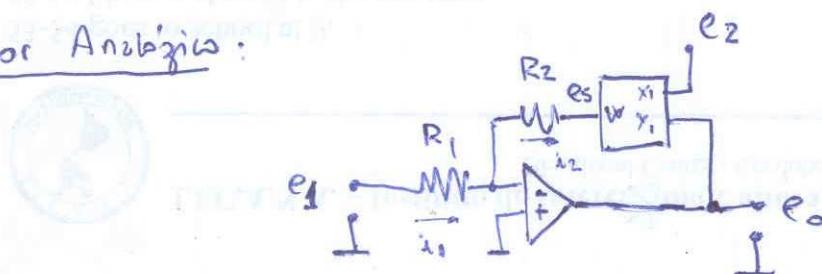
③ Detección del signo de fase:

si $e_1 = A_1 \cdot \sin(2\pi f \cdot t)$
 $e_2 = A_2 \cdot \sin(2\pi f \cdot t + \theta)$
 $e_o = \frac{A_1 \cdot A_2}{10} \left[\frac{1}{2} \cos(\theta) - \frac{1}{2} \cos(2\omega t + \theta) \right]$

$e_o = \underbrace{\frac{A_1 \cdot A_2}{20} \cos(\theta)}_{\text{c.c.}} - \underbrace{\frac{A_1 \cdot A_2}{20} \cos(2\omega t + \theta)}_{\text{c.a.}}$ $\Rightarrow e_o' = \frac{A_1 \cdot A_2}{20} \cdot \cos(\theta)$

si $A_1 \cdot A_2 = 20 \Rightarrow \cos \theta = e_o'$ (lectura directa) $\cos \theta = \frac{e_o' \cdot 20}{A_1 \cdot A_2}$

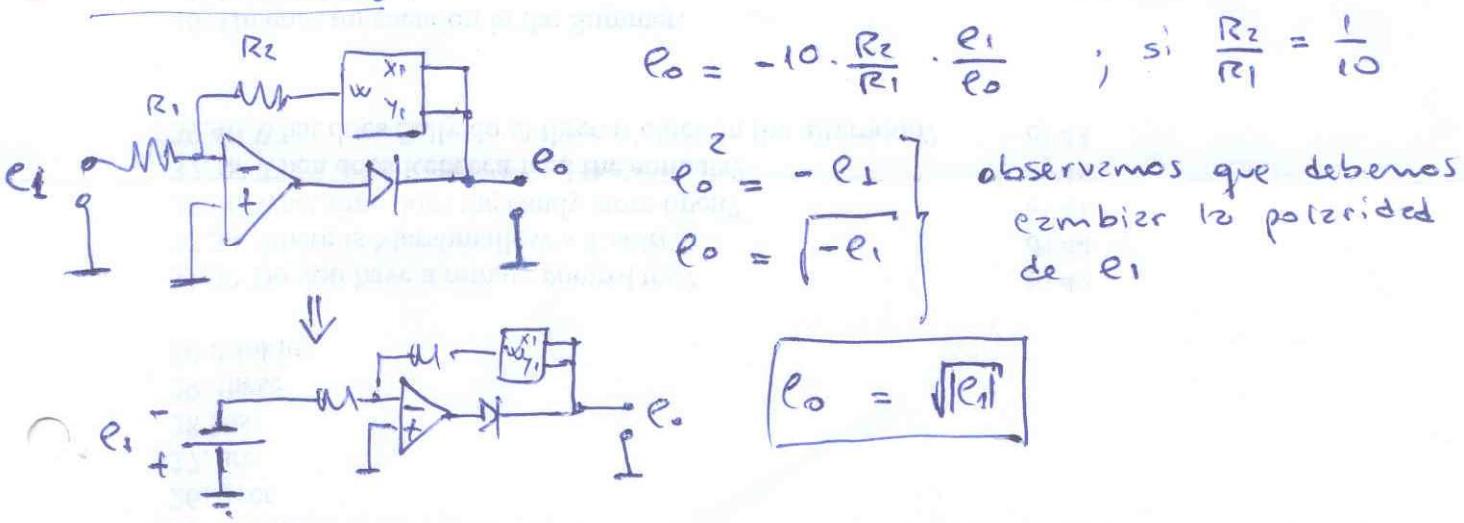
④ Divisor Analogico:



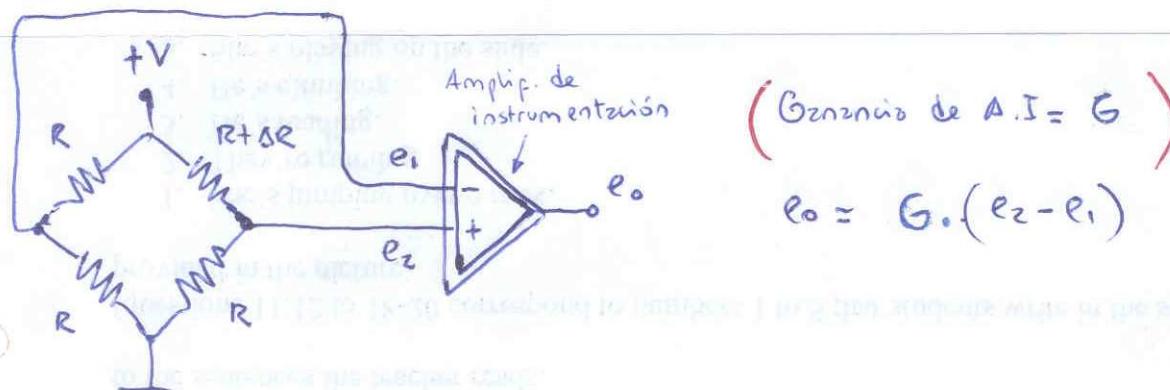
$$\frac{e_1}{R_1} = -\frac{e_s}{R_2} ; \quad e_s = \frac{e_2 \cdot e_0}{10} \Rightarrow \frac{e_1}{R_1} = -\frac{e_2 \cdot e_0}{10 \cdot R_2}$$

$$e_0 = -10 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{e_1}{e_2} ; \quad \text{si } \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{10} \Rightarrow \boxed{e_0 = -\frac{e_1}{e_2}}$$

⑥ Raíces cuadradas:



⑦ Amplificador puente para pequeñas desviaciones (con medición de desbalance):



$$e_2 = \frac{V \cdot (R)}{R + R + \Delta R} = \frac{V \cdot R}{2R + \Delta R} = \frac{V}{2 + \frac{\Delta R}{R}} ; \quad \text{si } \frac{\Delta R}{R} = \delta$$

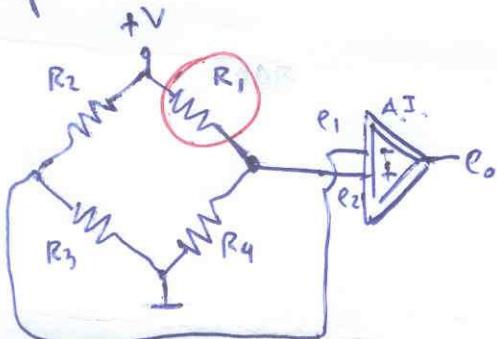
$$e_2 = \frac{V}{2 + \delta} \quad \left. \begin{array}{l} e_2 - e_1 = \frac{V}{2 + \delta} - \frac{V}{2} = \frac{2V - V(2 + \delta)}{(2 + \delta) \cdot 2} = -\frac{V \cdot \delta}{4 + 2\delta} \\ e_2 - e_1 = -\frac{V}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}} \end{array} \right\} \Rightarrow e_0 = -G \cdot \frac{V}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}}$$

Observamos que la salida es lineal para pequeñas variaciones
 $\delta \Delta R \rightarrow \delta \ll 1$

$$\Rightarrow e_0 \approx -G \cdot \frac{V}{4} \cdot \delta$$

③ Ajuste del equilibrio en el puente:

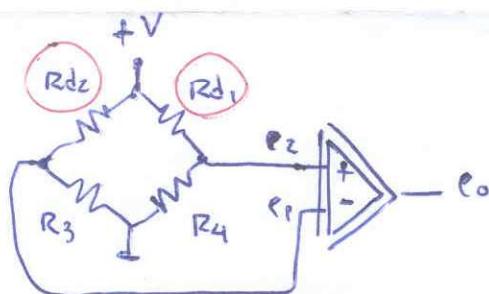
a) Temperatura



$$R_1 \Rightarrow R_1 + \Delta R = R_{\text{dinámico}}_1 = R_{d1}$$

Planteamos que R_2 sea del mismo tipo de sensor que R_1 , pero no se ve afectado por la variable física a medir sino sólo por la temp de manera que varíe de igual forma que R_1

$$R_2 \Rightarrow R_2 + \Delta R = R_{\text{dinámico}}_2 = R_{d2}$$



$$e_2 - e_1 = V \cdot \frac{R_4}{R_{d1} + R_4} - V \cdot \frac{R_3}{R_{d2} + R_3}$$

$$e_2 - e_1 = V \left[\frac{R_4 \cdot R_{d2} + R_4 \cdot R_3 - R_3 \cdot R_{d1} - R_3 \cdot R_4}{(R_{d1} + R_4) \cdot (R_{d2} + R_3)} \right]$$

Si queremos equilibrar el puente

$$\Rightarrow e_2 - e_1 = 0 \quad \therefore R_4 \cdot R_{d2} - R_3 \cdot R_{d1} = 0$$

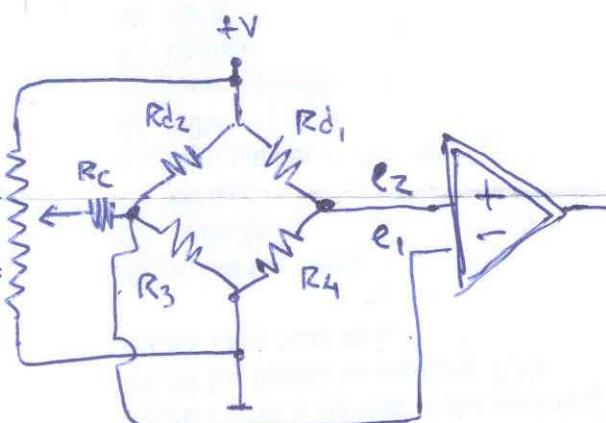
$$R_4 \cdot (R_{d2}) = R_3 \cdot (R_{d1})$$

$$R_3 = R_4 = R$$

$$R_1 = R_2 = R$$

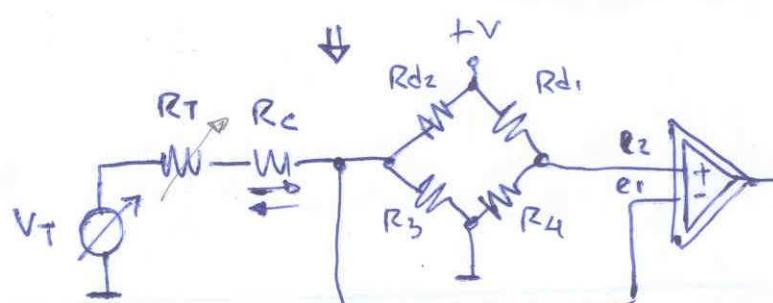
Vemos que una variación por temperatura en R_{d1} (sensor) se ve compensada por una variación igual (o muy parecida) en R_{d2} (que no es el sensor) y el puente se mantiene compensado

b) Tolerancia de las resistencias:



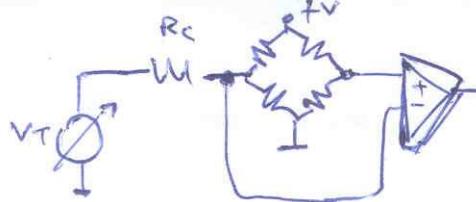
$$V_{\text{Thévenin}} = V_T = \frac{V \cdot R_A}{R_A + R_B}$$

$$R_{\text{Thévenin}} = R_T = R_A // R_B$$



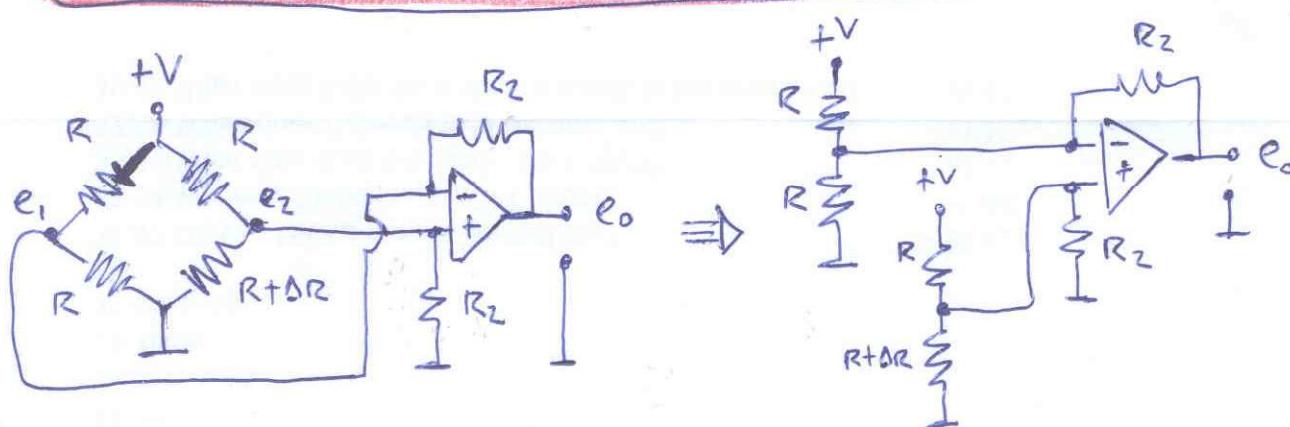
$$\begin{cases} \text{si } R_C \gg R_T \\ \text{si } R_C \gg R_3 \\ \text{si } R_C \gg R_{d2} \end{cases}$$

El conjunto V_T y R_C actúan como un puente de corriente constante y la impedancia elevada de R_C no afecta al puente



Como V_T es ajustable podemos variar la corriente que circula por R_C y así ajustar e_1 para lograr $e_2 - e_1 = 0$

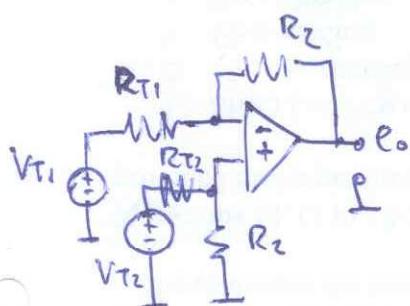
⑧ Amplificador Puente (con medición de corriente de cortocircuito):



Aplicando Thévenin:

$$V_{T_1} = \frac{V \cdot R}{R+R} = \frac{V}{2}; \quad R_{T_1} = \frac{R}{2} \quad (\delta = \Delta R/R)$$

$$V_{T_2} = \frac{V (R+\Delta R)}{2R+\Delta R} = \frac{V (1+\delta)}{(2+\delta)}; \quad R_{T_2} = \frac{R \cdot (R+\Delta R)}{R+R+\Delta R} = \frac{R (1+\delta)}{(2+\delta)}$$



$$e_0(V_{T_1}) = V_{T_1} \left(-\frac{R_Z}{R_{T_1}} \right)$$

$$e_0(V_{T_2}) = \frac{V_{T_2}}{R_{T_2} + R_Z} \cdot R_Z \cdot \left(\frac{R_{T_1} + R_Z}{R_{T_1}} \right)$$

$$e_0(V_{T_1}) = - \frac{V}{2} \left(\frac{2R_Z}{R} \right) = - \frac{V \cdot R_Z}{R}$$

$$e_0(V_{T_2}) = V \frac{(1+\delta)}{(2+\delta)} \cdot \frac{R_Z}{R \frac{(1+\delta)}{(2+\delta)} + R_Z} \cdot \left(1 + \frac{2R_Z}{R} \right)$$

~~$$e_0(V_{T_2}) = V \cdot \frac{(1+\delta)}{(2+\delta)} \cdot R_Z \cdot \frac{\left(1 + \frac{2R_Z}{R} \right)}{\left(\frac{1+\delta}{2+\delta} \right) \cdot R_Z \left[\frac{R}{R_Z} + \frac{2+\delta}{1+\delta} \right]}$$~~

$$e_o = e_o(v_{T2}) + e_o(v_{T1}) = \frac{V \cdot \left(1 + \frac{2R_2}{R}\right)}{\frac{R}{R_2} + \frac{z+s}{1+s}} = \frac{V \cdot R_2}{R} =$$

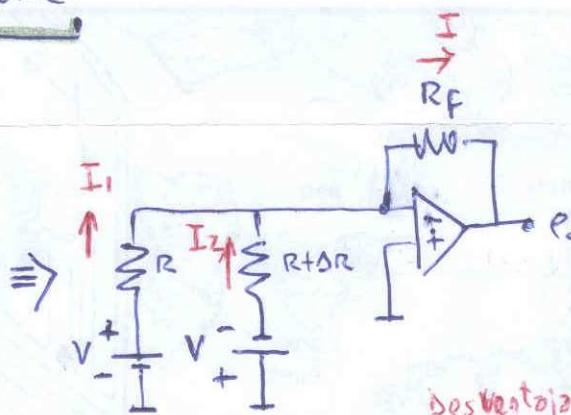
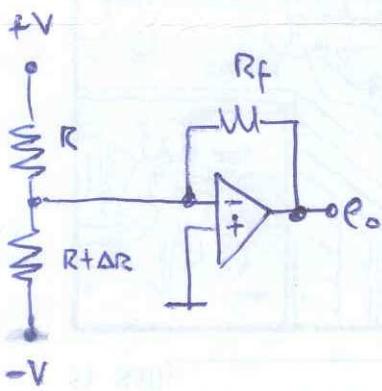
$$e_o = \frac{V \cdot R_2}{R} \left[\frac{\frac{2+R/R_2}{R/R_2} - 1}{\frac{R}{R_2} + \frac{z+s}{1+s}} \right] = \frac{V \cdot R_2}{R} \cdot \left[\frac{\frac{2+R/R_2}{R/R_2} - \frac{R/R_2}{R/R_2} - \frac{(z+s)}{(1+s)}}{\frac{R}{R_2} + \frac{z+s}{1+s}} \right]$$

$$e_o = \frac{V \cdot R_2}{R} \cdot \frac{\frac{2+2s-z-s}{(1+s)}}{\frac{R}{R_2} + \frac{z+s}{1+s}} = \boxed{\frac{V \cdot R_2}{R} \cdot \frac{s}{1+s} \cdot \frac{1}{\frac{R}{R_2} + \frac{z+s}{1+s}} = e_o}$$

si $s \ll 1$ y $R_2 \gg R$ \Rightarrow $e_o = \frac{V}{Z} \cdot \frac{R_2}{R} \cdot s$

Para pequeñas variaciones la similitud es despreciable.

⑨ Amplificador medio puente:



Ventaja

- Se puede trabajar con altas sensibilidades, pues se puede eliminar el puente con grandes tensiones sin superar la max. tensión de modo común, pues las entradas están potenciadas.

Desventajas: 1) Limitación en la max. corriente que puede entregar el AO a la R_f y R del pte.
2) Perjudiciales los ruidos inducidos en la linea de entrada y ripple de la fuente. 3) Rf debe ser muy estable.

$$e_o = -I \cdot R_f ; \quad I = I_1 + I_2 ; \quad I_1 = \frac{V}{R} ; \quad I_2 = -\frac{V}{R+\Delta R}$$

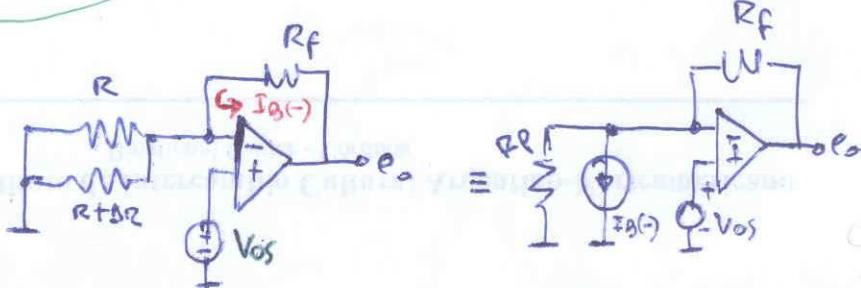
$$e_o = -R_f \left(\frac{V}{R} - \frac{V}{R+\Delta R} \right) = -\frac{V \cdot R_f}{R} \left(1 - \frac{1}{1+s} \right) = -\frac{V \cdot R_f}{R} \cdot \left(\frac{1+s-1}{1+s} \right)$$

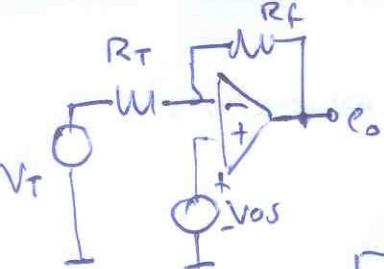
si $s \ll 1 \rightarrow e_o = -V \cdot \frac{R_f}{R} \cdot s$ (vemos que aumenta la sensibilidad)

⑩ Influencia de I_B y V_{OS} :

$$R_p = R // (R+\Delta R)$$

$$R_p \approx R/2$$



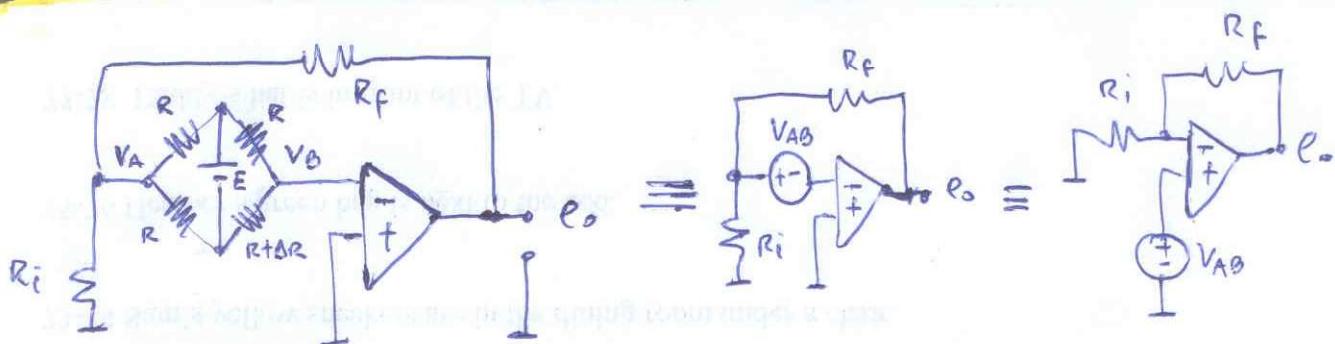


$$V_T = - I_B(-) \cdot R_P ; \quad R_T = R_P$$

$$e_o(\text{error}) = V_T \left(-\frac{R_F}{R_T} \right) + V_{OS} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_T} \right)$$

$$e_o(\text{error}) = I_B(-) \cdot R_f + V_{OS} \left(1 + \frac{2R_F}{R_P} \right)$$

10) A.O. con entrada puente con puente flotante (amplif. puente con med. de tensión de desbalance)



$$e_o = V_{AB} \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

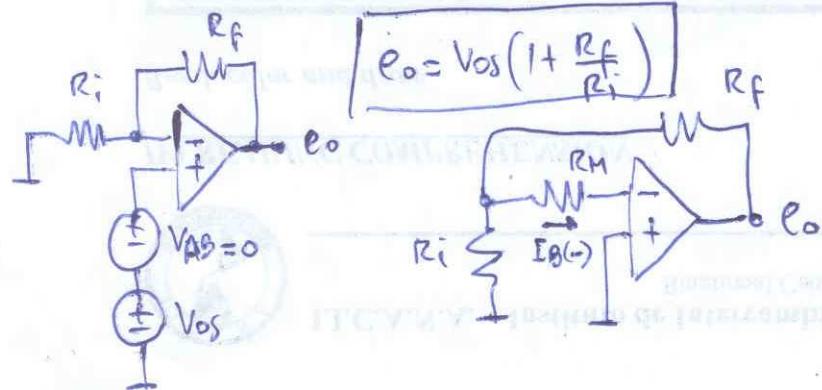
$$V_A = \frac{E}{2} ; \quad V_B = \frac{E(R+\Delta R)}{2R+\Delta R} = E \cdot \frac{1+\delta}{2+\delta}$$

$$V_{AB} = E \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1+\delta}{2+δ} \right) = \frac{E}{2} \cdot \frac{1+\frac{\delta}{2}-1-\delta}{1+\frac{\delta}{2}}$$

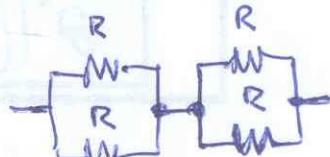
$$V_{AB} = -\frac{E}{4} \cdot \frac{\delta}{1+\frac{\delta}{2}} \approx -\frac{E}{4} \cdot \delta$$

$$e_o = -\frac{E}{4} \cdot \delta \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

① Influencia de V_{OS} e I_B :



$$R_M = R$$

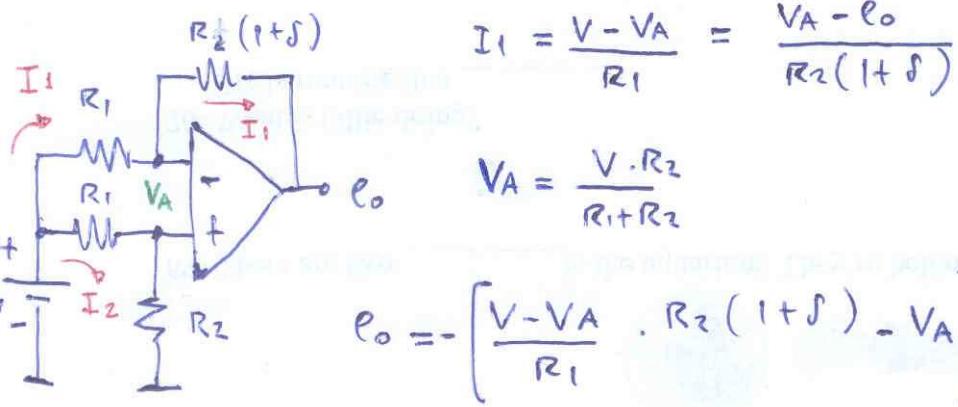


$$e_o \approx I_B(-) \cdot R_M \cdot R_f$$

$$\left(R_f > R_M > R_i \right)$$

$$R_f = 1M\Omega ; R_M = 10k\Omega ; R_i = 1k$$

11 Amplificador puente para grandes desviaciones



De este circuito se destaca que es lineal respecto de "s"

$$e_o = -\left[\frac{V - V \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot R_2(1+s) - \frac{V \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right]$$

$$= -\left[\frac{[(R_1 + R_2) - R_2] \cdot R_2(1+s) - R_2 \cdot R_1}{R_1(R_1 + R_2)} \right] V =$$

$$= -\frac{(R_1 + R_2) \cdot R_2(1+s) - R_2^2(1+s) - R_2 \cdot R_1}{R_1(R_2 + R_1)} : V =$$

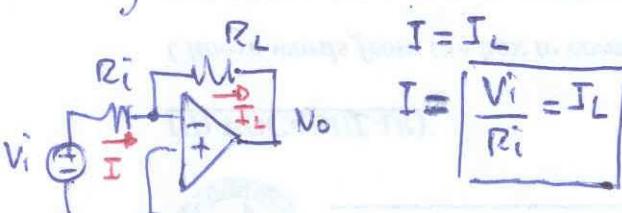
$$= -\frac{R_1 \cdot R_2(1+s) + R_2^2(1+s) - R_2^2(1+s) - R_2 \cdot R_1}{R_1(R_2 + R_1)} : V =$$

$$e_o = -V \cdot \frac{R_2(1+s) - R_2}{R_2 + R_1} = -V \cdot \frac{1 + s - 1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} = -V \cdot s \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = e_o$$

lineal

12 Circuitos convertidores tensión a corriente con carga flotante

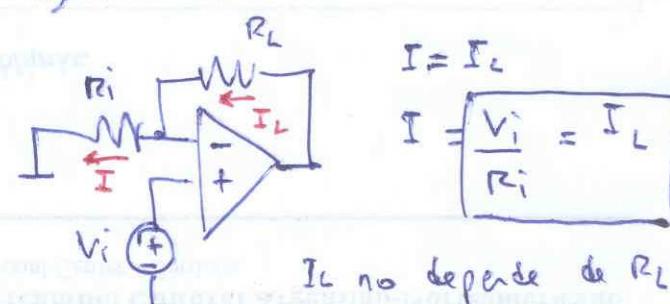
a) Inversor



I_L no depende de R_L

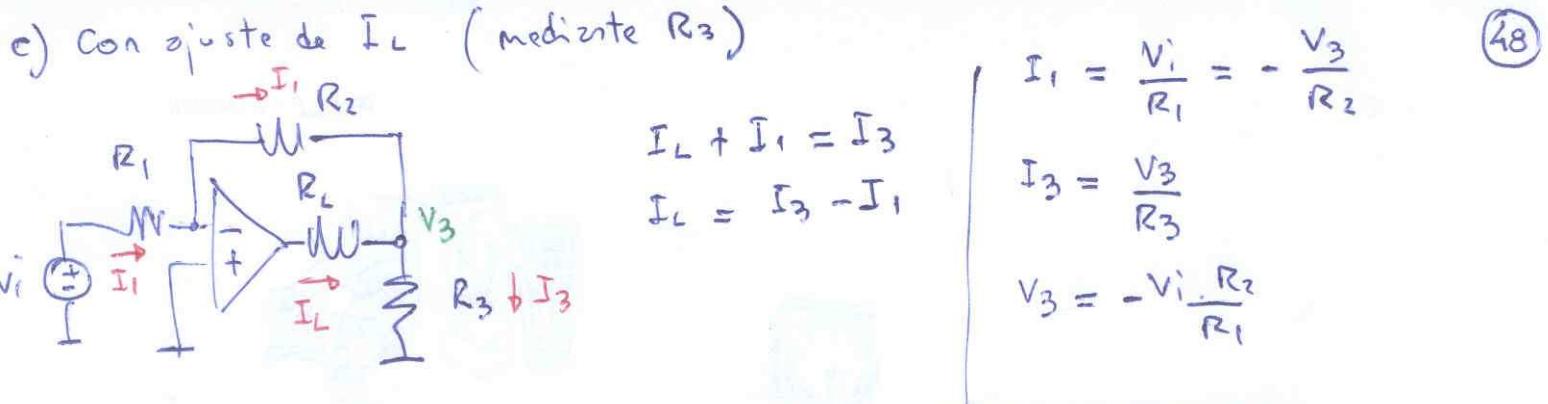
La fuente V_i no se ve cargada.

b) No inversor



I_L no depende de R_L

La fuente V_i no se ve cargada.



$$I_L = \frac{V_3}{R_3} - \frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_i \cdot R_2}{R_3 \cdot R_1} - \frac{V_i}{R_1} = \boxed{-\frac{V_i}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)} = I_L$$

R_1 puede ser lo suficiente grande como para no cargar la entrada.

(13) Circuito convertidor de tensión a corriente
con carga a masa

$$I_L = \frac{V_L}{R_L}$$

$$V_L = \frac{V_o \cdot (R_1 // R_L)}{R_2 + R_1 // R_L}$$

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

$$V_L = \frac{V_L (R_2 + R_1)}{R_1} \cdot \frac{V_i \cdot R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 // R_L}{R_2 + R_1 // R_L}$$

$$V_L \left[1 - \frac{R_2 + R_1}{R_1} \cdot \frac{R_1 // R_L}{R_2 + R_1 // R_L} \right] = -V_i \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 // R_L}{R_2 + R_1 // R_L}$$

$$V_L = -V_i \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 // R_L}{R_2 + R_1 // R_L} \cdot \frac{R_1 \cdot (R_2 + R_1 // R_L)}{R_1 \cdot (R_2 + R_1 // R_L) - (R_2 + R_1) \cdot (R_1 // R_L)}$$

$$V_L = -V_i \cdot R_2 \cdot \frac{R_1 // R_L}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot (R_1 // R_L) - R_2 \cdot (R_1 // R_L) - R_1 \cdot (R_1 // R_L)}$$

$$V_L = -\frac{V_i \cdot R_2 \cdot R_1 \cdot R_L}{(R_1 + R_L) \cdot R_2 \left(R_1 - \frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L} \right)} = \frac{N_i \cdot R_1 \cdot R_L}{(R_1 + R_L) \cdot (R_1^2 + R_1 \cdot R_L - R_1 \cdot R_2)}$$

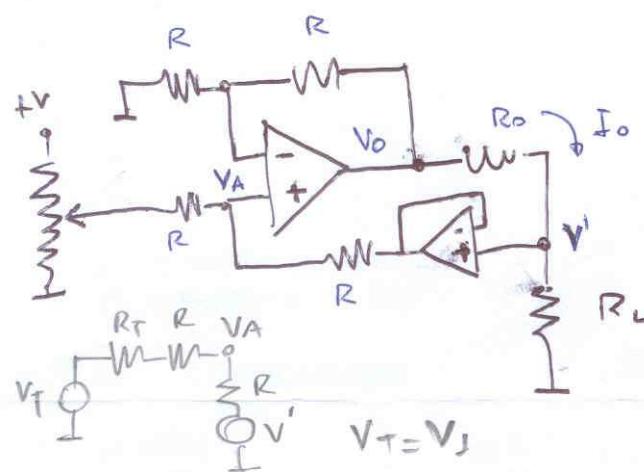
$$V_L = -\frac{V_i \cdot R_1 \cdot R_L}{R_2 \cdot R_1} = -\frac{V_i \cdot R_L}{R_1} \Rightarrow I_L = \frac{V_L}{R_L} = \boxed{-\frac{V_i}{R_1} = I_L}$$

N.R1 → grande
R2 → pequeño.

14

Convertidor de Tensión a corriente con rectificacióñ

48-B



$$\left. \begin{aligned} V_A &= \frac{V_1 \cdot R}{R_T + 2R} + \frac{V' (R_T + R)}{R_T + 2R} \\ V_o &= V_A \cdot \left(1 + \frac{R}{R}\right) = 2V_A \\ V' &= \frac{V_o \cdot R_L}{R_o + R_L} \\ I_o &= \frac{V_o}{R_o + R_L} \end{aligned} \right\}$$

Aplicando superposición

$$V_o = 2 \cdot \left[\frac{V_1 \cdot R}{R_T + 2R} + \frac{V_o \cdot R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{(R_T + R)}{R_T + 2R} \right]$$

$$V_o \cdot \left\{ 1 - \frac{2 \cdot R_L}{(R_o + R_L)} \frac{(R_T + R)}{(R_T + 2R)} \right\} = \frac{2V_1 \cdot R}{R_T + 2R}$$

$$V_o = \frac{2 \cdot V_1 \cdot R}{R_T + 2R} \cdot \frac{(R_o + R_L)(R_T + R)}{\left[(R_o + R_L)(R_T + 2R) - 2R_L(R_T + R) \right]}$$

$$I_o \cdot \cancel{(R_o + R_L)} = \frac{2 \cdot V_1 \cdot R \cancel{(R_o + R_L)}}{R_o \cdot R_T + R_o \cdot R \cdot 2 + R_L \cdot R_T + 2R_L \cdot R - 2R_L \cdot R_T - 2R_L \cdot R}$$

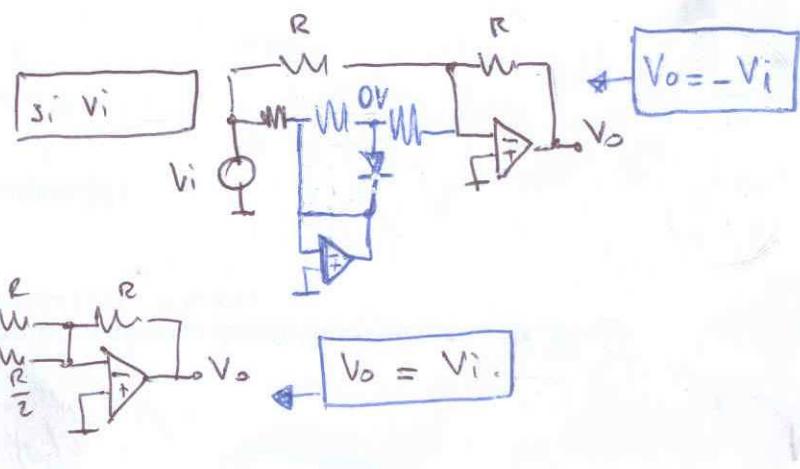
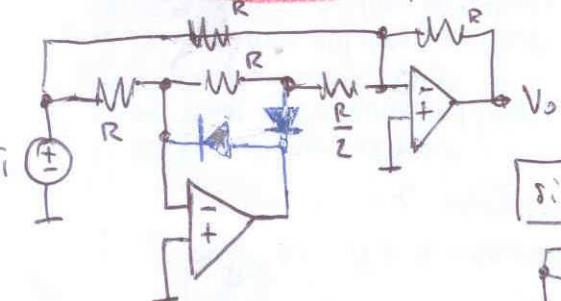
$$I_o = \frac{2V_1 \cdot R}{R_o \cdot R_T + 2R_o \cdot R - R_L \cdot R_T}$$

Para máxima transf de pot. $\rightarrow R_o = R_L \quad \therefore$

$$I_o = \frac{2V_1 \cdot R}{R_o \cdot R_T + 2R_o \cdot R - R_o \cdot R_T} = \frac{2V_1 \cdot R}{2R_o \cdot R} = \frac{V_1}{R_o} = I_o$$

15

Rectificador de precisión

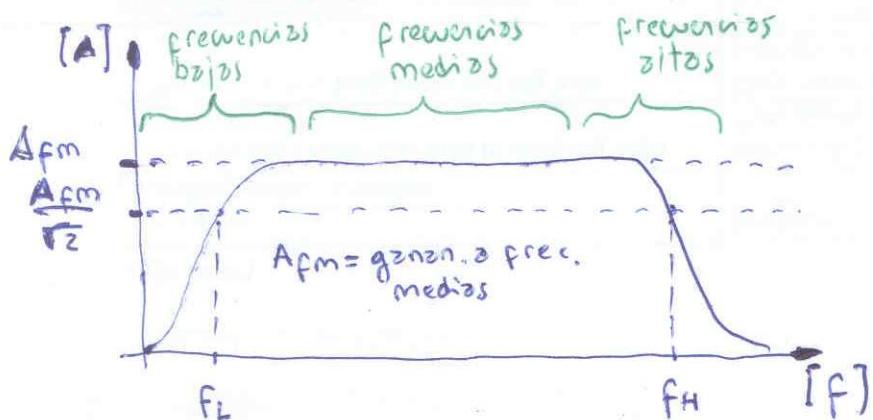


49

RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES NO REALIMENTADOS

① Introducción

La respuesta en frecuencia de un amplificador depende de los capacidades asociadas al mismo (capacidades internas y externas).

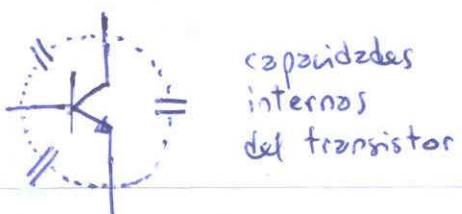
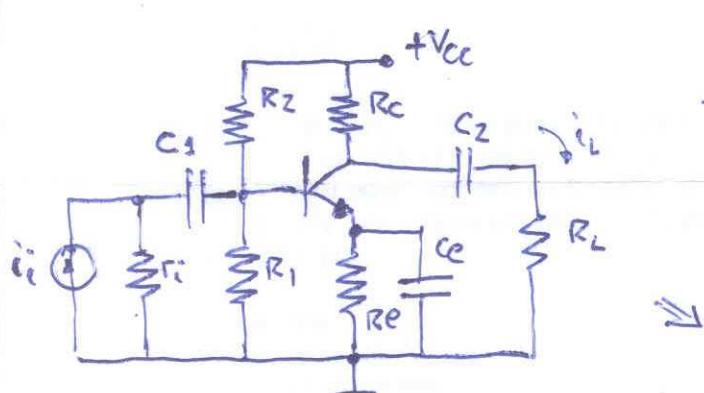


Características de un amplificador transistorizado en función de la frecuencia.

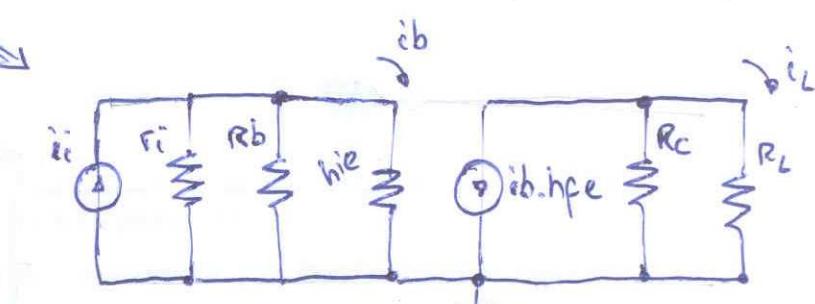
$$f_H - f_L = \text{Ancho de banda}$$

- La limitación en alta frecuencia se debe a las capacidades internas del transistor.
- La limitación en baja frecuencia se debe a las capacidades externas al transistor (de acoplamiento entre etapas y de desacoplamiento de emisor).

② Análisis de la configuración emisor común en frecuencias medios



$$(R_b = R_1 // R_2)$$



Para frecuencias medios
 $C_1 = C_2 = C_z = \infty$
 (capacidades internas del Tx = 0)

(circuito equivalente)
 parámetros híbridos

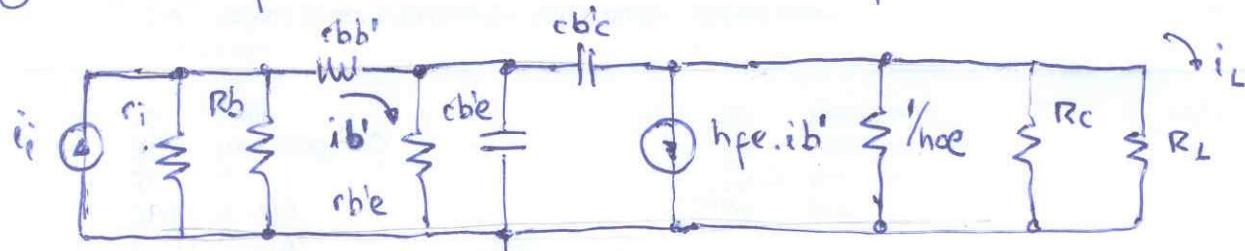
$$A_{i\text{frec.med}} = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_C}{i_B} \cdot \frac{i_B}{i_I} = -h_{FE} \cdot \frac{R_C}{R_{CT} + R_L} \cdot \frac{(r_i // R_b)}{(r_i // R_b) + h_{IE}}$$

(50)

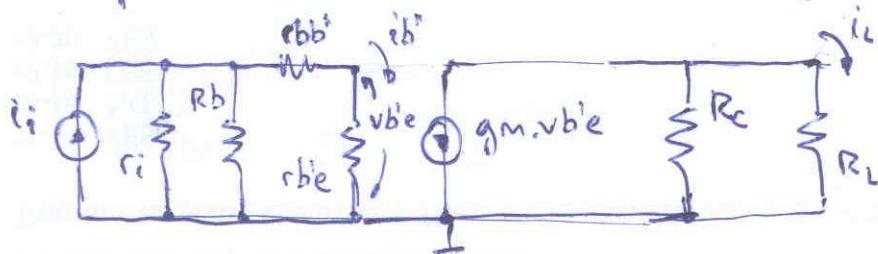
$$A_{i\text{fM}} = \frac{-h_{FE} \cdot R_C}{R_{CT} + R_L} \cdot \frac{(r_i // R_b)}{(r_i // R_b) + h_{IE}}$$

para ver la introducción de parámetros π ir a la hoja 60

④ También podemos hacer el análisis con parámetros π :



Pero a frecuencias medias $cb'e = cb'c = 0$ (se los pone despreciar).



$$\text{Luego } A_i = \frac{i_C}{vbb'e} \cdot \frac{vbb'e}{i_i}$$

$$\begin{aligned} ib' &= \frac{vbb'e}{rb'e} \\ ib' \cdot h_{FE} &= \frac{vbb'e \cdot h_{FE}}{rb'e} \\ \frac{h_{FE}}{rb'e} &= gm \end{aligned}$$

$$A_i = -gm \cdot \frac{R_C}{R_{CT} + R_L} \cdot \frac{(r_i // R_b) \cdot rb'e}{(r_i // R_b) + rbb' + rb'e}$$

Comparando parámetros híbridos
y parámetros π

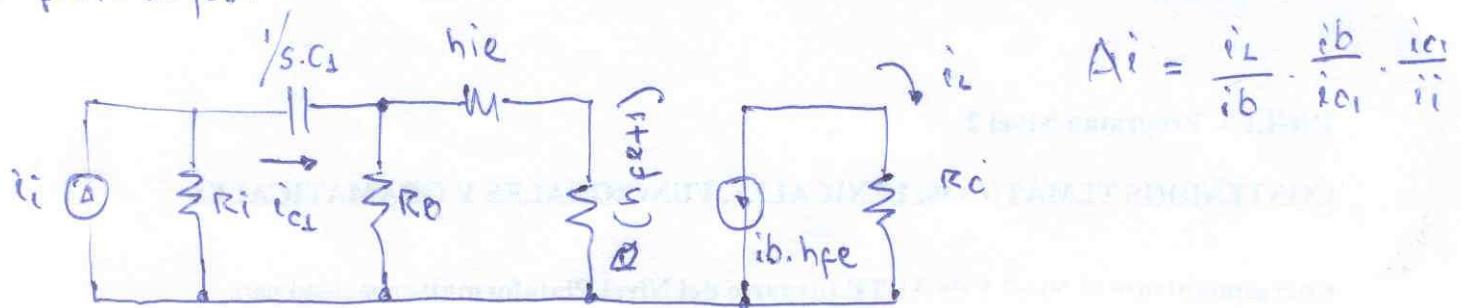
$$\Rightarrow \begin{cases} h_{FE} = gm \cdot rb'e \\ h_{IE} = rbb' + rb'e \\ rb'e \gg rbb' \therefore rb'e \approx h_{IE} \end{cases}$$

③ Análisis de la configuración emisor común en frecuencias bajas

Podemos analizar por separado cómo influye c/u de los capacitores externos en la ganancia del amplificador. Mientras que $cb'e$ y $cb'c$ son un circuito abierto en todo momento:

4) Considerando capacitor de escalamiento de entrada:

Utilizamos parámetros híbridos que son más adecuados para freq. bajas.



$$\frac{i_L}{i_b} = -h_{FE}$$

$$\frac{i_b}{i_{C1}} = \frac{R_B}{R_B + h_{IE} + R_E(h_{FET})} = \frac{R_B / [h_{IE} + R_E(h_{FET})]}{h_{IE} + R_E(h_{FET})}$$

$$\frac{i_b}{i_{C1}} = \frac{R_B}{h_{IE} + R_E(h_{FET})}$$

$$\frac{i_{C1}}{i_i} = \frac{R_i}{R_i + \frac{1}{sC_1} + R_B'} = \frac{(C_1 \cdot R_i \cdot s)}{(R_i + R_B') sC_1 + 1} = \left(\frac{R_i}{R_i + R_B'} \right) \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_1 \cdot (R_i + R_B')}}$$

$$A_i = -\frac{R_i \cdot R_B'}{R_i + R_B'} \cdot \frac{1}{\frac{h_{IE}}{h_{FET}} + R_E} \cdot \frac{h_{FE}}{h_{FET}} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_1 \cdot (R_i + R_B')}}$$

$$A_i = \frac{-(R_i // R_B')}{h_{IB} + R_E} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_1 \cdot (R_i + R_B')}}$$

$A_i \rightarrow A_{ifm}$ para freq. elevadas.

$$A_i = A_{ifm} \cdot \frac{s}{s - P_1}$$

Tenemos un cero y un polo,

en el plano de freq. compleja se ve:



El cero se encuentra en el origen, y el polo en: $w_1 = \frac{1}{C_1 (R_i + R_B')}$



Para encontrar las frec. de corte f_L debemos hacer $|A_i| = \left| \frac{A_{ifm}}{\sqrt{2}} \right|$

$$A_i(j\omega) = A_{ifm} \cdot \frac{j\omega}{j\omega + w_1}$$

$$|A_i(j\omega)| = |A_{ifm}| \cdot \frac{\sqrt{\omega^2}}{\sqrt{\omega^2 + w_1^2}} = \frac{|A_{ifm}|}{\sqrt{2}}$$

$w_L^2 = w_L^2 + w_1^2$
 $w_L^2 = w_1^2$
 $w_L = w_1$

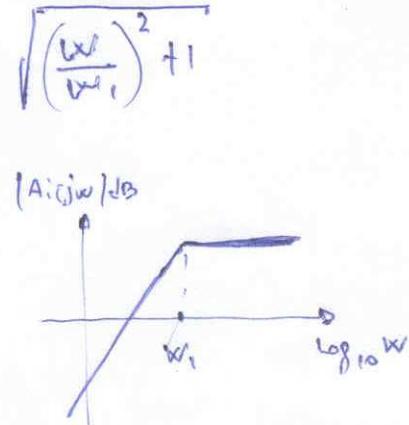
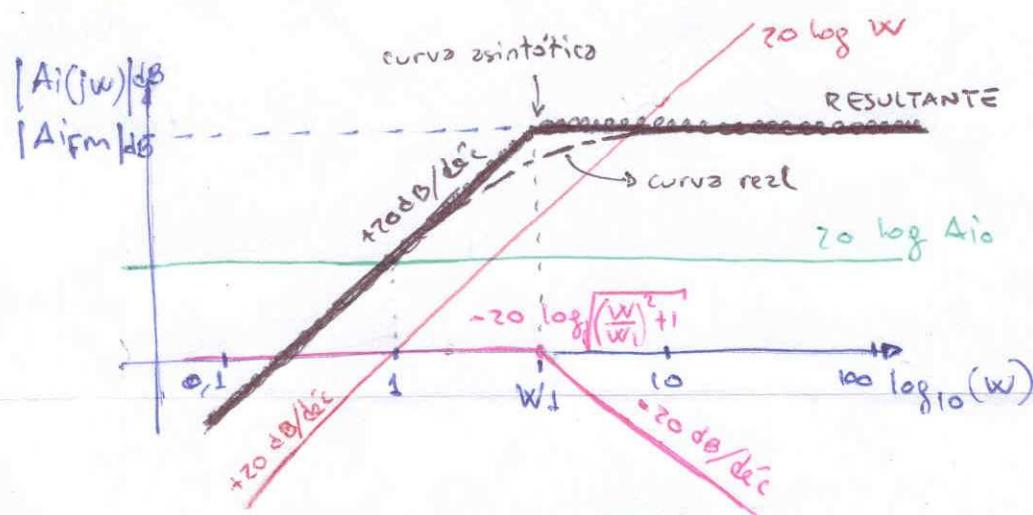
$f_L = f_1 = \frac{1}{2\pi C_s [R_i + R_B']}$

① Diagrama de Bode:

$$A_i(j\omega) = A_{ifm} \cdot \frac{j\omega}{j\omega + w_1} = \underbrace{\frac{A_{ifm}}{w_1}}_{\Delta_{10}} \cdot \frac{j\omega}{\frac{j\omega}{w_1} + j}$$

$$|A_i(j\omega)| = \sqrt{A_{10}^2} \cdot \frac{\sqrt{\omega^2}}{\sqrt{\frac{\omega^2}{w_1^2} + 1}} = A_{10} \cdot \frac{\omega}{\sqrt{\frac{\omega^2}{w_1^2} + 1}}$$

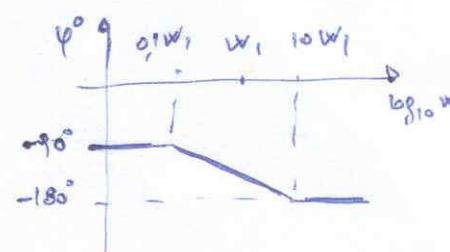
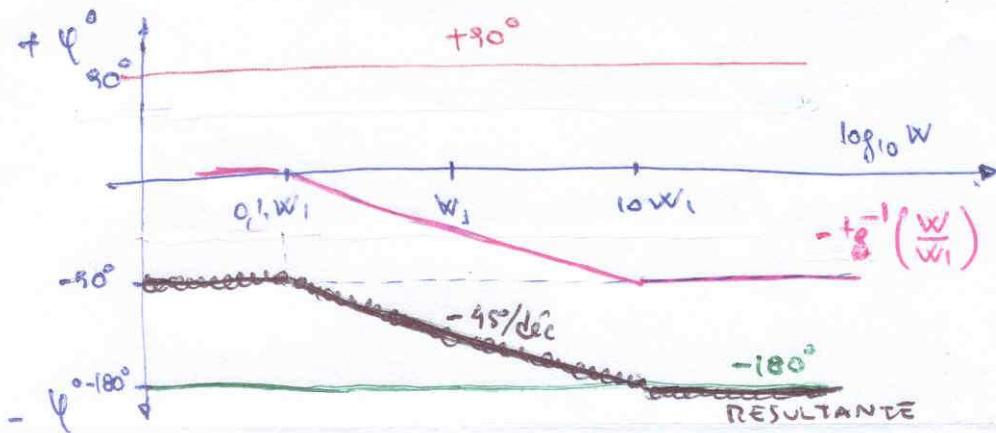
$$|A_i(j\omega)|_{dB} = 20 \log A_{10} + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{\left(\frac{\omega}{w_1}\right)^2 + 1}$$



$$[A_i(j\omega)] = \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{A_{10}} \right) - 180^\circ + \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_L} \right)$$

Recordemos que A_{ifm} es negativo, modifica la fase en -180° .

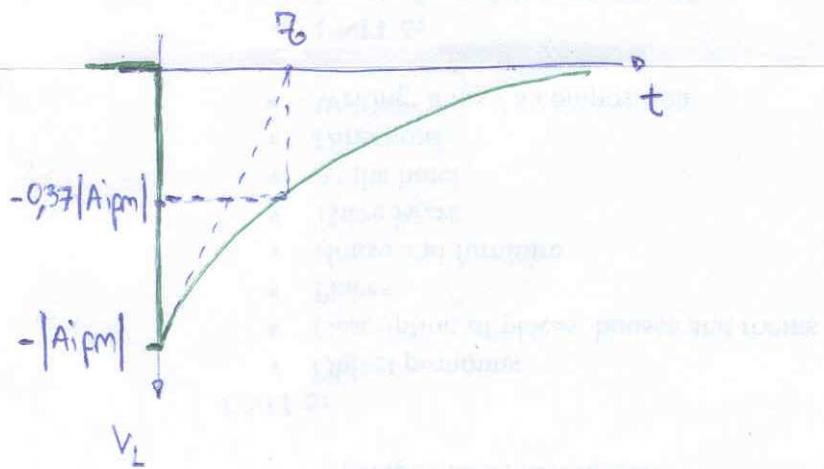
$$\boxed{A_i(j\omega)} = 0^\circ - 180^\circ + 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)$$



⑥ Respuesta Transitoria:

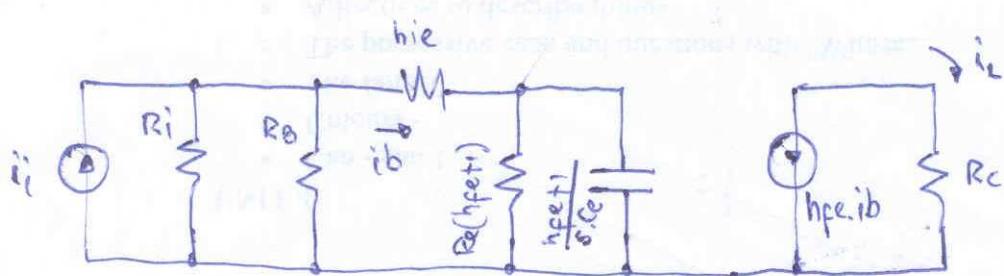
Ante una entrada escalón $= \frac{1}{s}$ la salida será: $S_{el}(s) = A_i(s) \cdot \frac{1}{s}$

$$\begin{aligned} S_{el}(s) &= A_{ifm} \cdot \frac{s}{s+\omega_1} \cdot \frac{1}{s} = \frac{A_{ifm}}{s+\omega_1} \\ S_{el}(t) &= A_{ifm} \cdot e^{-\omega_1 t} = A_{ifm} \cdot e^{-t/\tau} \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} \tau &= \frac{1}{\omega_1} = C_1 [R_i + R_B] \\ \tau &= C_1 \cdot R_{eq} \end{aligned} \right\}$$



⑦ Considerando el capacitor de desacoplo de emisor

$$(C_1 = C_2 = \infty)$$



$$A_i = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_i} = -h_{fe} \cdot \frac{R_3 // R_4}{(R_1 // R_2) + h_{ie} + (R_3 // \frac{1}{sC_2})(h_{fe} + 1)}$$

$$R_i // R_B = R_{B'}$$

$$A_i = \frac{-h_{fe} \cdot R_{B'}}{R_{B'} + h_{ie} + \frac{R_e(h_{fet}+1)}{R_e \cdot C_e \cdot s + j}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{B'} \cdot (R_e \cdot C_e \cdot s + j)}{(R_e \cdot C_e \cdot s + j) \cdot (R_{B'} + h_{ie}) + R_e(h_{fet}+1)}$$

$$A_i = \frac{-h_{fe} \cdot R_{B'} \cdot R_e \cdot C_e (s + 1/R_e \cdot C_e)}{s \cdot R_e \cdot C_e (R_{B'} + h_{ie}) + R_{B'} + h_{ie} + R_e(h_{fet}+1)}$$

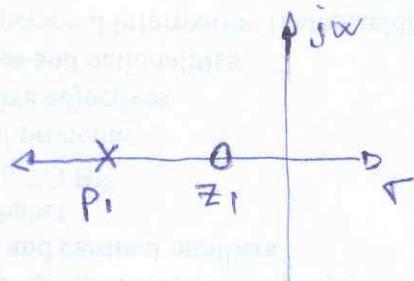
$$A_i = \frac{-h_{fe} \cdot R_{B'} \cdot R_e \cdot C_e (s + 1/R_e \cdot C_e)}{R_e \cdot C_e \cdot (R_{B'} + h_{ie}) \cdot \left[s + \frac{R_{B'} + h_{ie} + R_e(h_{fet}+1)}{R_e \cdot C_e \cdot (R_{B'} + h_{ie})} \right]}$$

$$A_i = \frac{-R_{B'} \cdot (s + 1/R_e \cdot C_e)}{\left[\frac{R_{B'}}{(h_{fet}+1)} + h_{ib} \right] \cdot \left[s + \frac{1}{C_e \cdot \left[R_e // \left(\frac{R_{B'} + h_{ie}}{h_{fet}+1} \right) \right]} \right]}$$

$$A_i = A_{ifm} \cdot \frac{s - Z_1}{s - P_1}$$

$A_i \rightarrow A_{ifm}$ para freq. elevadas.

Tenemos un cero
y un polo



$$\begin{aligned} Z_1 &= -\frac{1}{R_e \cdot C_e} \\ P_1 &= -\frac{1}{R_{eq} \cdot C_e} \end{aligned} \quad R_{eq} > R_{eg}$$

$$\text{El cero se encuentra en } W_1 = \frac{1}{R_e \cdot C_e}$$

$$\text{El polo se encuentra en } W_2 = \frac{1}{C_e \cdot \left[R_e // \frac{R_{B'} + h_{ie}}{h_{fet}+1} \right]} = \frac{1}{C_e \cdot R_{eq}}$$

Normalmente se fija $R_e \gg R_{eq}$ de modo que el cero se encuentre a freq. mucho menores que el polo.

Para encontrar la freq. de corte f_L : $|A_i(jw)| = |A_{ifm}| / \sqrt{2}$

$$= |A_{ifm}| \cdot \frac{|jw + w_1|}{|jw + w_2|} = |A_{ifm}| \cdot \frac{\sqrt{w^2 + w_1^2}}{\sqrt{w^2 + w_2^2}}$$

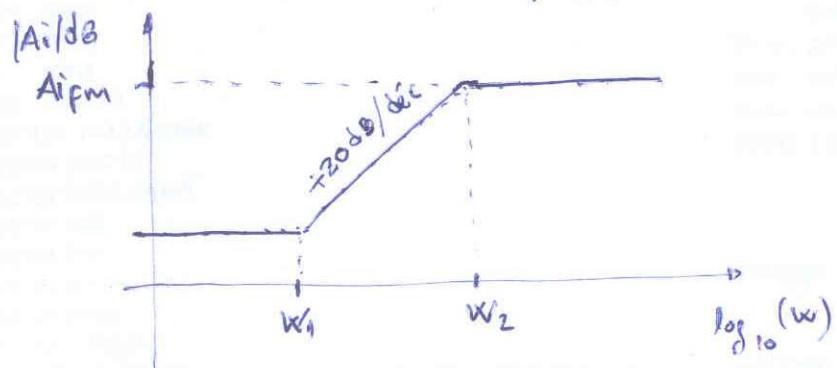
$$\text{como } w_2 \gg w_1 \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + w_2^2}} \therefore 2\omega^2 = \omega^2 + w_2^2$$

$$w_L = w_2 \rightarrow f_L = f_Z = \frac{1}{2\pi \cdot G \left[\text{Re} \left(\frac{R_B + j\omega}{h_{FE} + j} \right) \right]}$$

① Diagrama de Bode Asintótico:

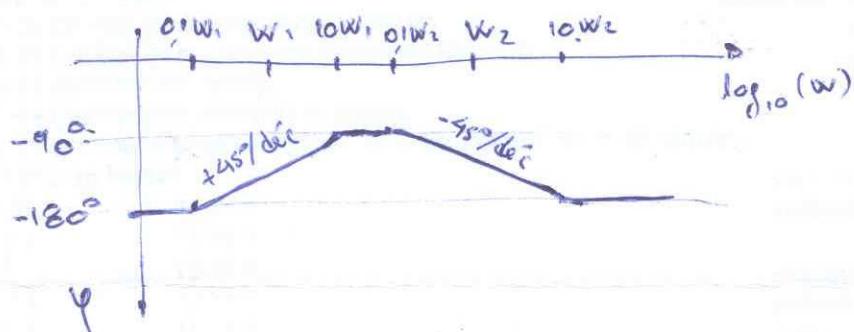
$$A_i = A_{ifm} \cdot \frac{s + w_1}{s + w_2} \Rightarrow A_i(j\omega) = A_{ifm} \cdot \frac{w_1}{w_2} \frac{j \frac{\omega}{w_1} + 1}{j \frac{\omega}{w_2} + 1} = A_{io} \cdot \frac{j \frac{\omega}{w_1} + 1}{j \frac{\omega}{w_2} + 1}$$

$$|A_i|_{dB} = 20 \log |A_{io}| + 20 \log \sqrt{\frac{\omega^2}{w_1^2 + 1^2}} - 20 \log \sqrt{\frac{\omega^2}{w_2^2 + 1^2}}$$



$$\underline{A_i(j\omega)} = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{0}{|A_{io}|} \right) + \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\omega}{w_1} \right) - \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\omega}{w_2} \right)$$

$$\varphi = 0 + \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega}{w_1} \right) - 180^\circ - \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega}{w_2} \right)$$



② Respuesta temporal:

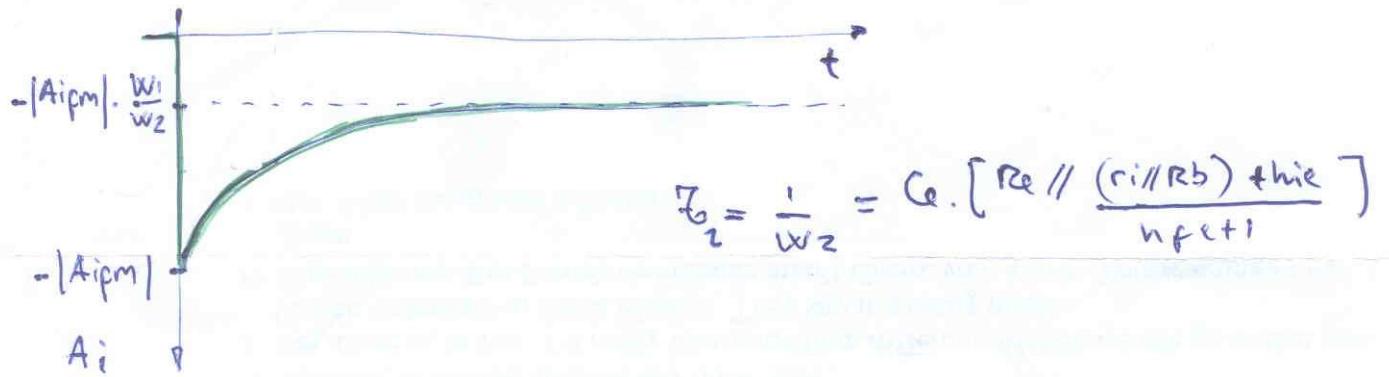
$$\text{La salida ante una entrada escalón es: } f_{sl}(s) = A_{ifm} \cdot \frac{s + w_1}{s + w_2} \cdot \frac{1}{s} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s + w_2}$$

$$A = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{A_{ifm}}{s} \cdot \frac{s + w_1}{s + w_2} = A_{ifm} \cdot \frac{w_1}{w_2}$$

$$B = \lim_{s \rightarrow -w_2} (s + w_2) \cdot \frac{A_{ifm}}{s} \cdot \frac{s + w_1}{s + w_2} = A_{ifm} \cdot \frac{(-w_2 + w_1)}{-w_2}$$

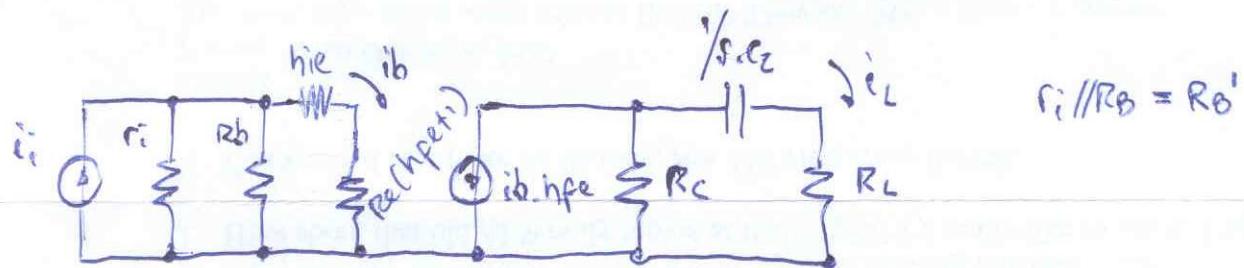
$$S_{2L}(s) = A_{ifm} \cdot \left[\frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{1}{s} - \frac{w_1 - w_2}{w_2} \cdot \frac{1}{s + w_2} \right]$$

$$S_{2L}(t) = A_{ifm} \cdot \left[\frac{w_1}{w_2} - \frac{w_1 - w_2}{w_2} \cdot e^{-w_2 t} \right]$$



e) Considerando el capacitor de zonas planas de salida C_2 :

$$C_1 = \infty \text{ }, C_e = 0$$



$$A_i = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_i} ; \quad \frac{i_b}{i_i} = \frac{r_i \parallel R_b}{(r_i \parallel R_b) + h_{ie} + R_e (h_{fe} + 1)}$$

$$\frac{i_L}{i_b} = -h_{fe} \cdot \frac{R_c}{R_c + \frac{1}{s \cdot C_2} + R_L} = -h_{fe} \cdot \frac{R_c \cdot s \cdot C_2}{s \cdot C_2 (R_c + R_L) + 1}$$

$$\frac{i_L}{i_b} = -h_{fe} \cdot \frac{R_c \cdot C_2}{C_2 (R_c + R_L)} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_2 (R_c + R_L)}}$$

$$A_i = -h_{fe} \cdot \frac{R_B'}{R_B' + h_{ie} + R_e (h_{fe} + 1)} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_2 (R_c + R_L)}}$$

$$A_i = A_{ifm} \cdot \frac{s}{s - P_s}$$

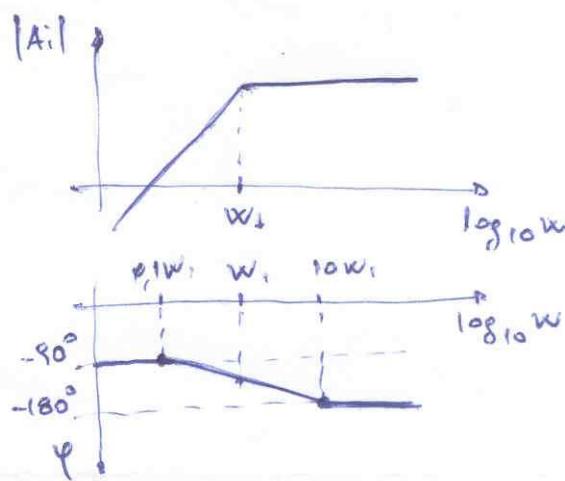
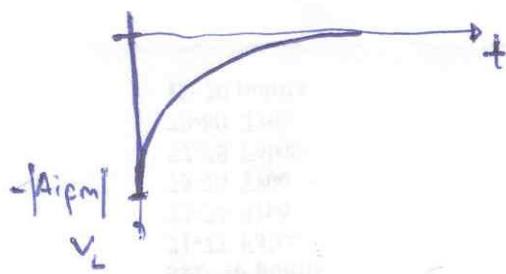
Para frec. elevadas
Ai \rightarrow Ai_{fm}

Tenemos el mismo caso que para el capacitor de desplazamiento de entrada

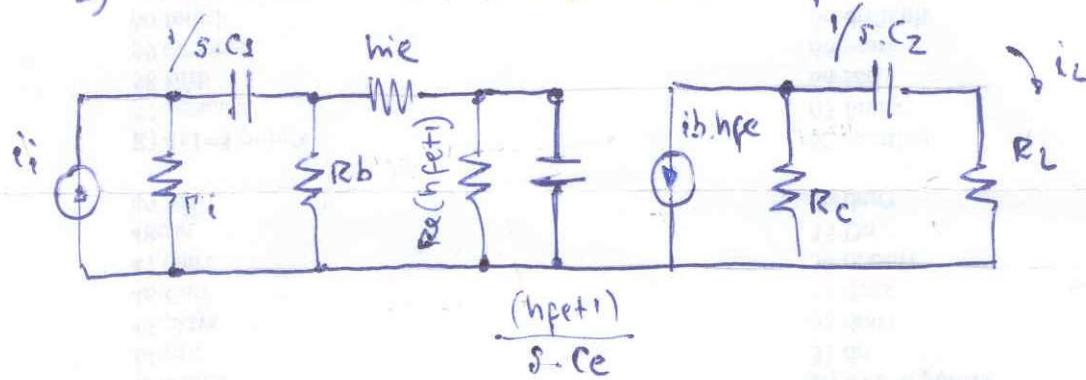
59

$$jw \text{ } \textcircled{5} \quad \omega_1 = \frac{1}{C_2(R_{ct} + R_L)}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 (R_{ct} + R_L)}$$



D) Teniendo en cuenta los 3 capacitores :



$$A_i = A_{ifm} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_1 [R_B + R_{B'}]}} \cdot \frac{s + \frac{1}{r_{ce} \cdot C_e}}{s + \frac{1}{C_e [R_c \parallel (R_B' + h_{ib})]}}$$

$$\cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_2 \cdot (R_{ct} + R_L)}}$$

$$A_i = A_{ifm} \cdot \frac{s}{s + \omega_1} \cdot \frac{s + \omega_2}{s + \omega_3} \cdot \frac{s}{s + \omega_4}$$

Para elevadas frecuencias

$A_i \rightarrow A_{ifm}$

Tenemos 3 ceros y 3 polos para el circuito se proyecta de manera que el capacitor de desacoplamiento de emisor determine la frecuencia de corte inferior (f_L), entonces teniendo f_L como dato se determina C_e :

$$C_e = \frac{1}{2\pi \cdot f_L \cdot [R_E \parallel \frac{(R_B' + h_{fe})}{h_{fe} + 1}]}$$

Los capacitores C_1 y C_2 deben elegirse de manera que sus polos se encuentren muy por debajo de la prec. considerada para C_e , una década por debajo por ejemplo. Entonces

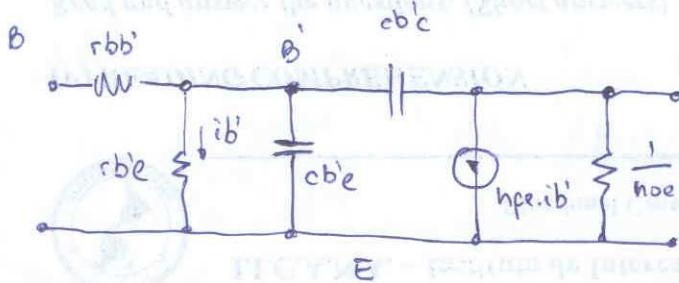
$$f_o = \frac{f_L}{10}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_o [R_E + R_B']}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_o [R_C + R_L]}$$

④ Amplificador a transistores en alta frecuencia - Emisor Común

Cuando se trabaja con transistores a altas frecuencias se utilizan los parámetros híbridos Π .



Se deben tener en cuenta c_{be} y c_{bc} ya que a elevadas frecuencias estos capacitores ya no son un circuito abierto. Su impedancia debe ser tenida en cuenta.

r_{bb}' = resistencia óhmica de dispersión de la base (10 a 50 ohmios)

r_{be} = equivalente de h_{ie} , en rezipido $h_{ie} = r_{bb}' + r_{be} \approx r_{be} = 0,026 \cdot h_{fe}$ (1k Ω)

C_{be} = capacidad de dispersión entre base y emisor (100 pF)

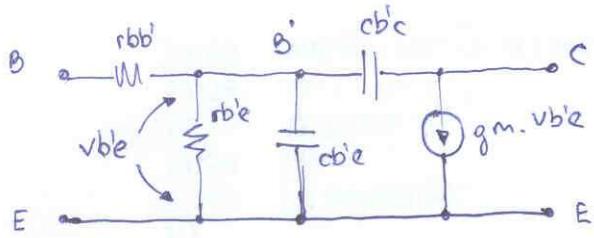
C_{bc} = capacidad de la barrera de la unión del colector (3 pF)

$$r_{bb'} i_b' = v_{be} \rightarrow i_b' = \frac{v_{be}}{r_{bb'}} \quad h_{fe} i_b' = g_m v_{be}$$

$$h_{fe} i_b' = h_{fe} \cdot \frac{v_{be}}{r_{bb'}} = g_m v_{be}$$

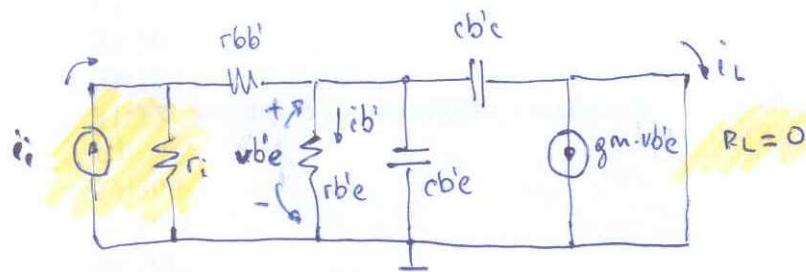
$$h_{fe} i_b' = g_m v_{be}$$

En alta frecuencia
se comporta como
un FET



① Frecuencia de corte f_B :

Para calcular la frecuencia de corte f_B se define primero la ganancia de corriente en cortocircuito en emisor común:



$$\frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{v_{be}} \cdot \frac{v_{be}}{i_i} = A_i \Big|_{V_{CE}=0}$$

Si $r_i \gg j$ (consideramos un circuito abierto)

$$A_i \Big|_{V_{CE}=0} = -g_m \cdot \left[r_{be} \parallel \frac{1}{j \omega (c_{be} + c_{bc})} \right]$$

$$A_i \Big|_{V_{CE}=0} = \frac{-g_m \cdot r_{be}}{r_{be} \cdot j \omega (c_{be} + c_{bc}) + 1}$$

$$A_{ifm} \cdot \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_p} + 1} = A_i \Big|_{V_{CE}=0}$$

Donde A_{ifm} = ganancia a frecuencias medias $= -g_m r_{be} = -h_{fe}$

ω_p = pulsación a frecuencia a la que A_{ifm} cae 3 dB

$$f_B = \frac{1}{2\pi \cdot r_{be} \cdot (c_{be} + c_{bc})}$$

Observamos que la ganancia A_i tiene la forma de la función de transferencia de un circuito RC pasa bajo.

Frecuencia de transición f_T :

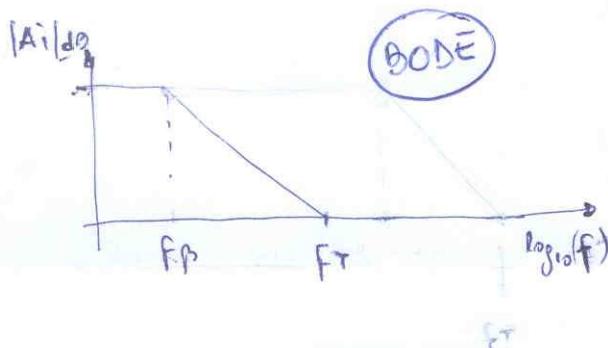
El límite de frecuencia superior de un transistor se define algunas veces en términos de la frecuencia f_T en que la ganancia de corriente en cortocircuito de emisor común es igual a la unidad:

$$A_i \Big|_{V_{CE}=0} = \left| A_{ifm} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \right| = 1 \quad \therefore |A_{ifm}| = \sqrt{1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_p^2}}$$

$$|A_{ifm}| \approx \frac{w_T}{w_B} \quad (\text{despreciando el } b) \quad ; \quad \text{como } |A_{ifm}| = g_m \cdot r_{be} = h_{fe} \quad (62)$$

$$|A_{ifm}| = \frac{f_T}{f_B} \quad ; \quad |A_{ifm}| \cdot f_B = f_T$$

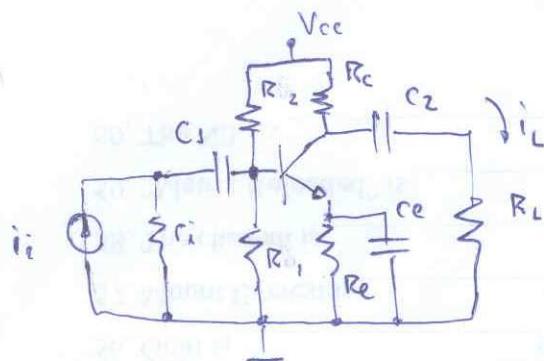
$$h_{fe} \cdot f_B = f_T$$



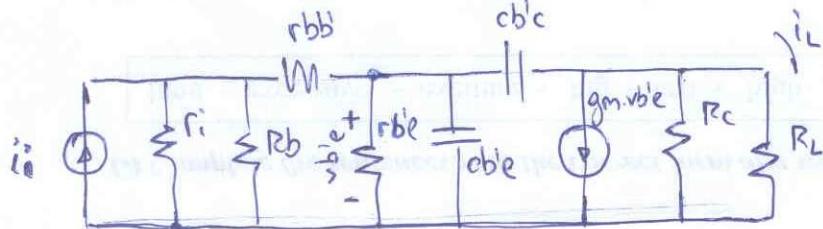
$$f_T = g_m \cdot r_{be} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot r_{be} (c_{be} + c_{bc})}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi (c_{be} + c_{bc})}$$

① Capacidad de Miller:

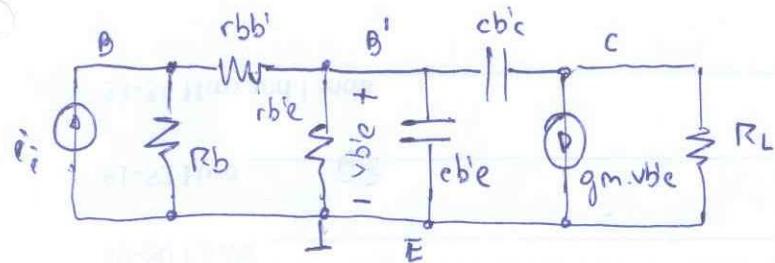


Ejemplo completo en configuración en emisor común.



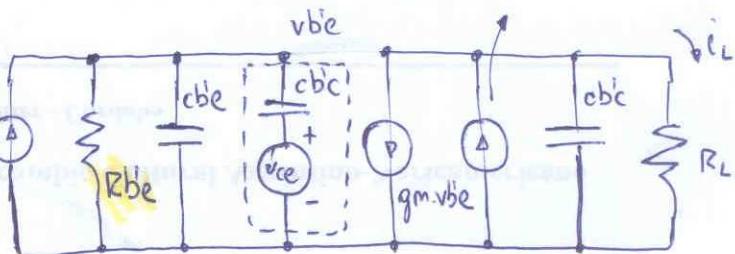
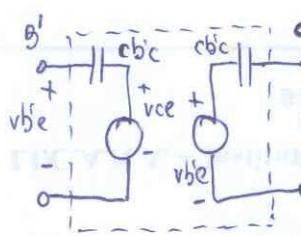
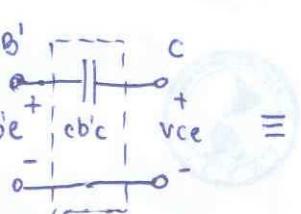
Circuito equivalente para alto frecuencia con C_1 y C_e y C_2 considerados cortocircuitos.

$$R_b = R_1 \parallel R_2$$



$r_i \gg R_b$ } circuito equivalente
 $R_c \gg R_L$ } simplificado

Para facilitar el análisis convertimos c_{bc} en la siguiente red de 4 terminales equivalentes:



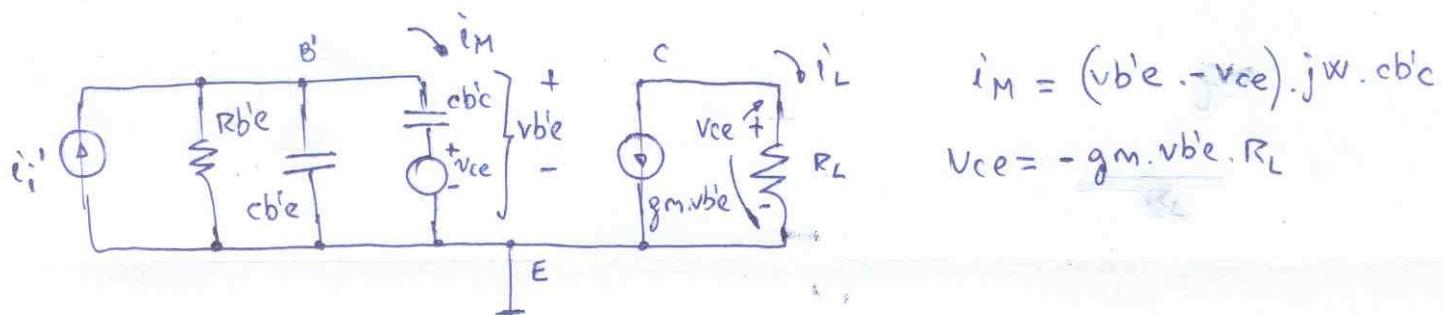
$$i_i' = \frac{i_i \cdot R_b}{R_b + r_{bb'}} ; \quad R_{be}' = r_{be} \parallel (R_b + r_{bb'})$$

Suponemos que :

$$\frac{1}{w \cdot cb'e} \gg R_L$$

$$gm \gg w \cdot cb'e$$

Estas dos suposiciones nos determinan el margen de frecuencias en el cual justamente es válido el siguiente circuito equivalente:

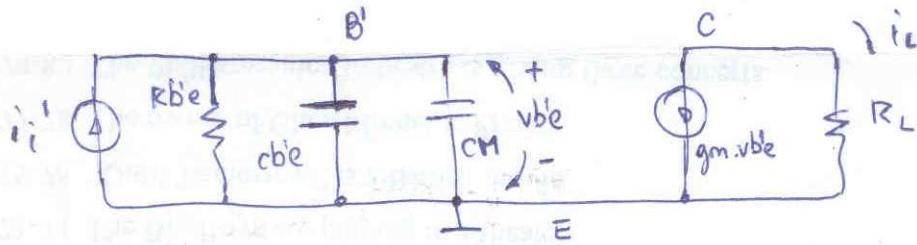


$$i_M = (1 + gm \cdot R_L) \cdot v_{be} \cdot jw \cdot cb'e$$

$$\frac{v_{be}}{i_M} = Z_{ACM} = \frac{1}{jw \cdot cb'e \cdot (1 + gm \cdot R_L)} \Rightarrow \frac{1}{jw \cdot CM}$$

$$CM = \frac{\text{capacidad de Miller}}{cb'e} = cb'e (1 + gm \cdot R_L)$$

Esto también se puede resolver por ganancia de lazo $T = A \cdot \beta = \frac{V_L}{V_{L'}}$



Admitancia de entrada

$$Y_i \rightarrow Y_{ip}$$

Admitancia de salida

$$Y_o \rightarrow Y_{op}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} ; \text{ si } i_i \approx i_i' \rightarrow A_i = \frac{i_L}{i_i'} = \frac{i_L}{v_{be}} \cdot \frac{v_{be}}{i_i'}$$

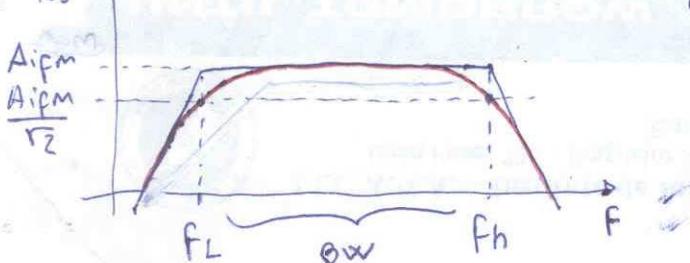
$$A_i = -gm \cdot \frac{\frac{Rbe}{jw(cb'e + CM)}}{Rbe + \frac{1}{jw(cb'e + CM)}} = -gm \cdot \frac{Rbe}{1 + jw \cdot Rbe(cb'e + CM)} = A_i$$

$$A_i = A_{ipm} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{w}{w_h}}$$

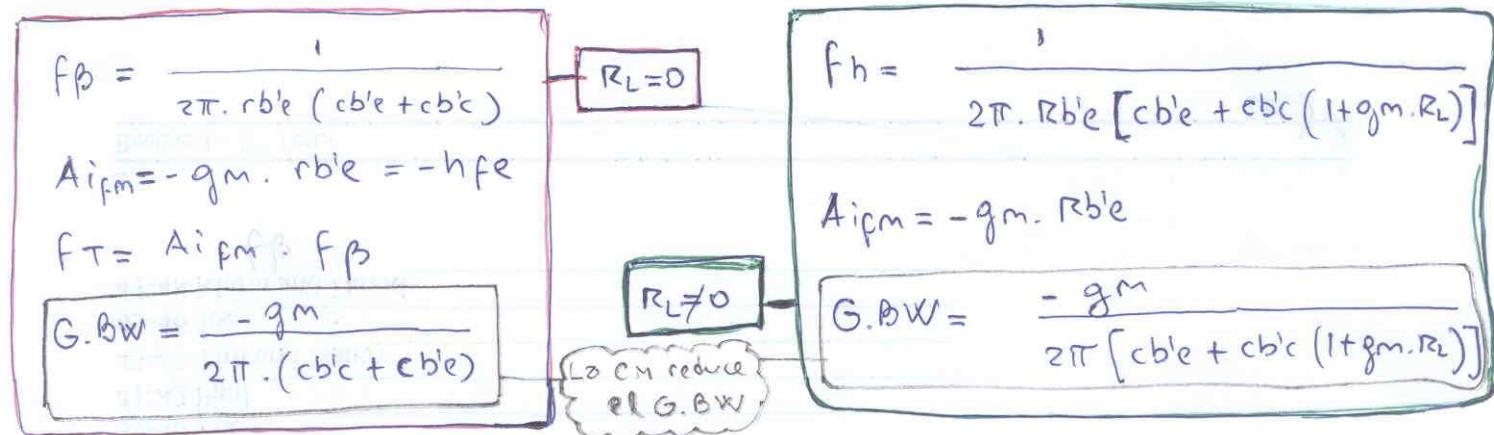
$$f_h = \frac{1}{2\pi \cdot Rbe(cb'e + CM)}$$

$$|A_i|_{dBs} = A_{ipm} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{w}{w_h}}$$

$$(A_{ipm} \text{ está dada para } \frac{w_L}{3} < w < \frac{w_h}{10})$$

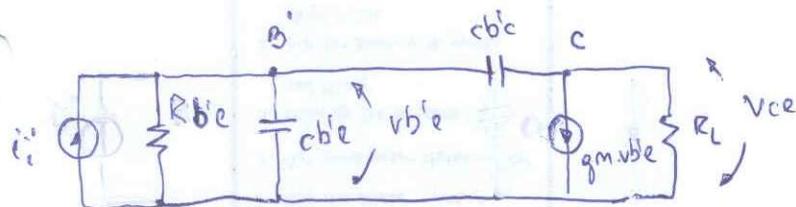


Resumiendo:



④ Ecuaciones de Kirchhoff en los nudos:

Si resolvemos el circuito mediante ecuaciones en los nudos:



$$\left. \begin{array}{l} B \rightarrow i_1 = v_{be} \cdot \left[\frac{1}{R_{be}} + s \cdot (r_{be} + c_{be}) \right] - v_{ce} \cdot (s \cdot c_{ce}) \\ C \rightarrow -g_m \cdot v_{be} = v_{ce} \cdot \left[s \cdot c_{ce} + \frac{1}{R_L} \right] - v_{be} \cdot s \cdot c_{ce} \\ 0 = v_{be} \left[g_m - s \cdot c_{ce} \right] + v_{ce} \left[s \cdot c_{ce} + \frac{1}{R_L} \right] \end{array} \right\}$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones, nos queda una ecuación de la siguiente forma:

$$\frac{V_o}{V_s} = A_{vm} \cdot \frac{(s - s_0)}{(s - s_1)(s - s_2)}$$

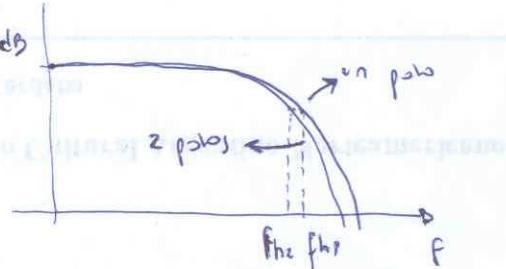
→ una función de dos polos

Resolviendo mediante la regla de Miller y haciendo las simplificaciones propuestas:

$$\frac{V_o}{V_s} = A_{vm} \cdot \frac{1}{s - s_1} \quad \rightarrow \text{una función de un solo polo}$$

El error que cometemos es pequeño. $|A|_{dB}$

Luego la f_h será ligeramente menor con dos polos (más exacta).



4-B Respuesta total \rightarrow la respuesta es

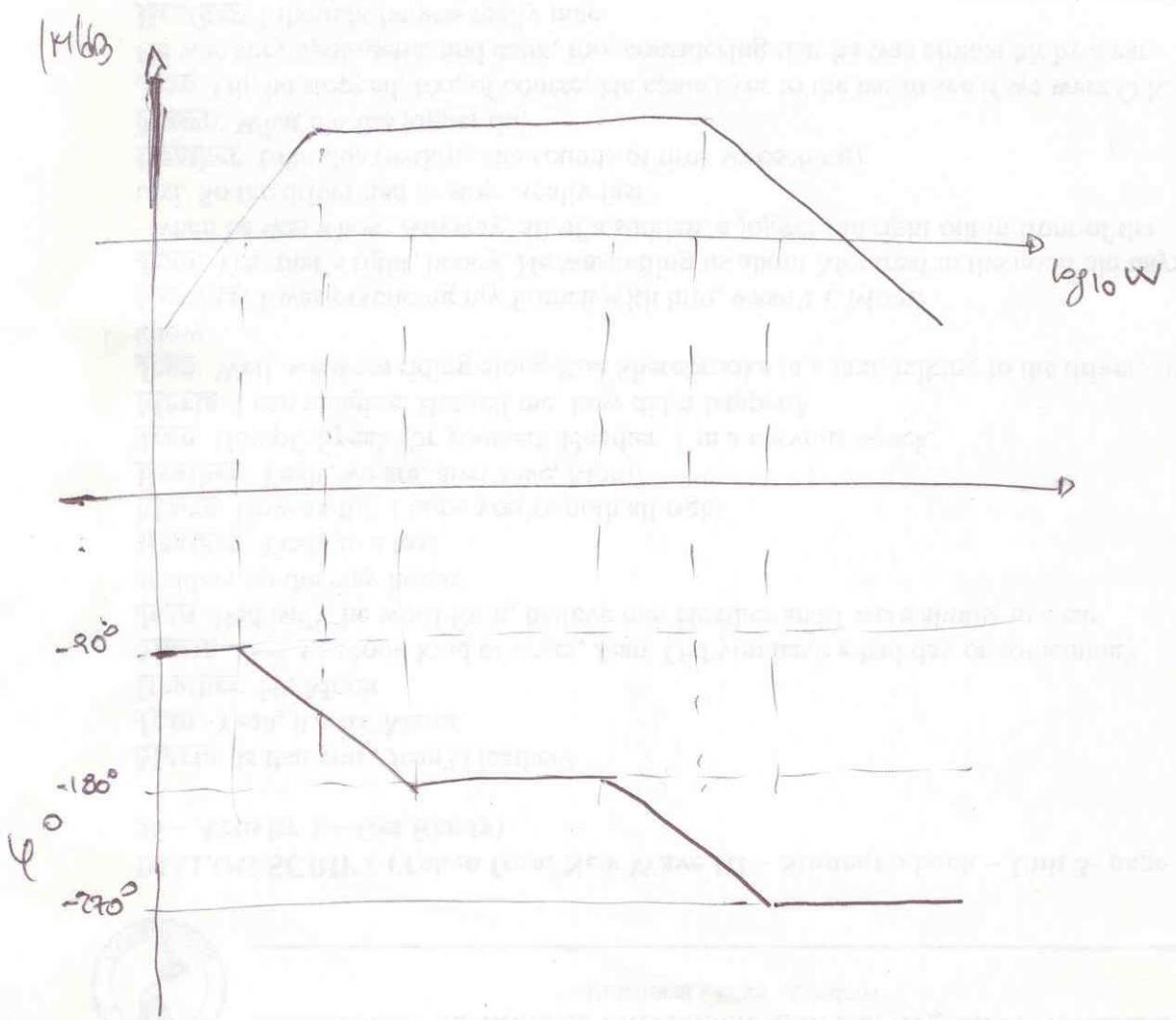
$$(W_L) \rightarrow C_L \rightarrow A_{VFN} \approx A_{VFm} \cdot \frac{s}{(s + W_L)}$$

válida para $W = \frac{W_L}{3}$

$$(W_H) \rightarrow C_T + C_X \rightarrow A_{VAF} \approx A_{VFM} \cdot \frac{s}{(s + W_H)}$$

válida para $W = \frac{W_T}{10}$

Resp. total es \rightarrow
$$A_V = A_{VFm} \cdot \frac{s}{(s + W_L)(\frac{s}{W_H} + 1)}$$



5) Resposta temporal

Mediente la excitación escalón podemos analizar la respuesta del sistema y obtener F_L , F_h .

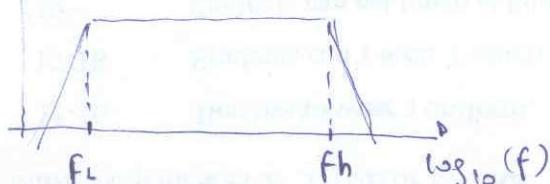
Si suponemos que la función de transferencia tiene un polo en baja frecuencia y otro en alta frecuencia, la respuesta al escalón tendrá dos componentes exponenciales.

$$V_L(t) = K_1 \cdot e^{-t/Z_L} + K_2 \cdot e^{-t/Z_h}$$

para $t=0 \rightarrow V_L(0) = K_1 + K_2 = 0 \therefore K_1 = -K_2$

pero la exponencial e^{-t/Z_h} es mucho más rápida que e^{-t/Z_L}

|AV|dB



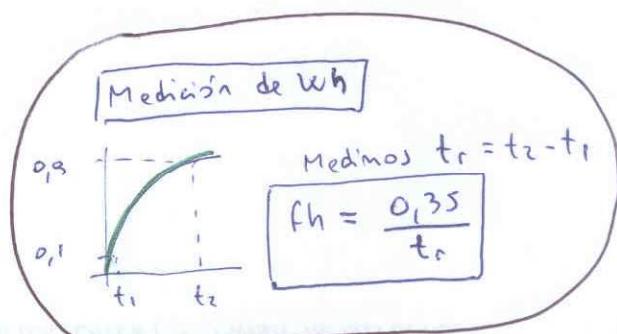
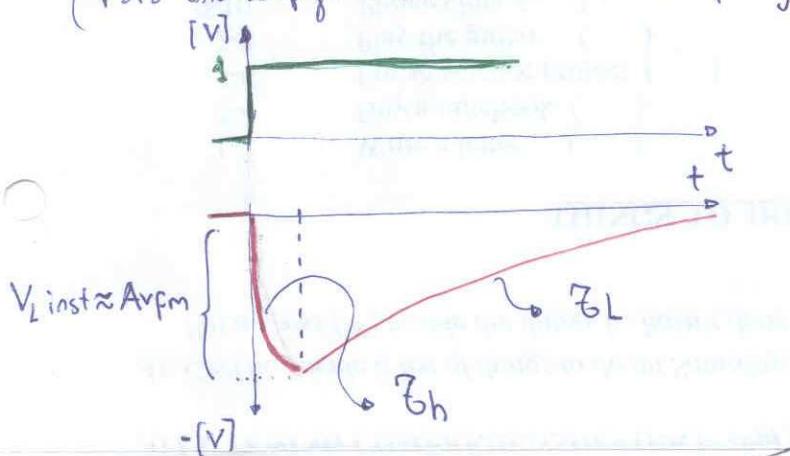
entonces: $V_L(0) \approx K_1$

que de la respuesta en baja frecuencia...

$$K_1 = Av_{fm}$$

$$V_L(t) = Av_{fm} \cdot e^{-t/Z_L} - Av_{fm} \cdot e^{-t/Z_h}$$

(Para una config. en emisor común \rightarrow por ejemplo: $Z_L = C_e \cdot R_{eq}$; $Z_h = R_b'e(c_b'e + C_m)$)

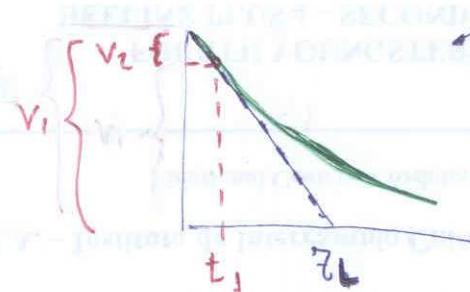


Por semejanza de triángulos

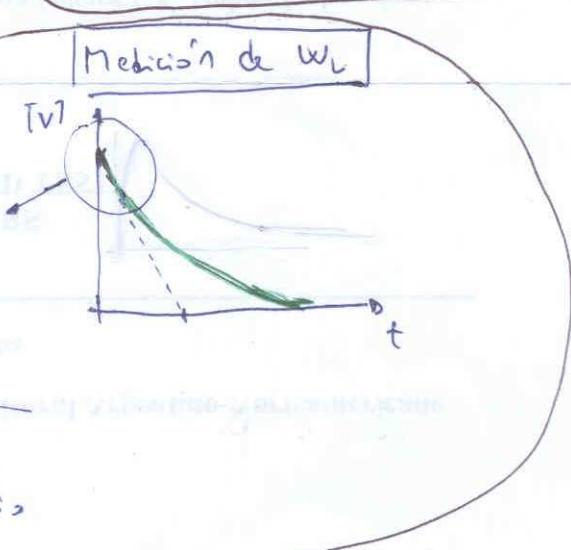
$$\frac{V_2}{t_1} = \frac{V_1}{Z_L} \therefore Z_L = \frac{V_1}{V_2} \cdot t_1$$

$$N_L = \frac{1}{Z_L}$$

$$F_L = \frac{1}{2\pi \cdot Z_L}$$



Medimos con el osciloscopio



5) Amplificadores multietapas

La frecuencia superior de 3 dB para "n" etapas en cascada es f_H^* y es igual a la frecuencia a la cual el valor total de la ganancia de tensión (corriente) disminuye 3 dB de su valor respecto a la parte plana a frecuencias medias.

- En etapas que no tienen interacción entre sí: se multiplican las ganancias de transferencia de todas las etapas individuales. Entonces

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{f_H^*}{f_{H1}}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{f_H^*}{f_{H2}}\right)^2} \cdots \frac{1}{1 + \left(\frac{f_H^*}{f_{Hn}}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{z}}$$

Para "n" etapas con idénticas frecuencias de corte $f_H \rightarrow f_{H1} = f_{H2} = \cdots = f_{Hn} = f_H$

$$\left[\frac{1}{1 + \left(\frac{f_H^*}{f_H}\right)^2} \right]^n = \frac{1}{\sqrt{z}} \quad | \quad z = \left[1 + \left(\frac{f_H^*}{f_H} \right)^2 \right]^{1/n} \quad | \quad f_H^* = \sqrt{2^{1/n} - 1} \cdot f_H$$

$$z^{1/n} - 1 = \left(\frac{f_H^*}{f_H} \right)^2$$

si $n=2 \rightarrow f_H^* = 0,64 \cdot f_H$

Para "n" etapas con idénticas frecuencias de corte $f_L \rightarrow f_{L1} = f_{L2} = \cdots = f_{Ln} = f_L$

$$\left[\frac{1}{1 + \left(\frac{f_L}{f_L^*}\right)^2} \right]^n = \frac{1}{\sqrt{z}} \quad | \quad f_L^* = \frac{f_L}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \quad | \quad \text{si } n=2 \rightarrow f_L^* = \frac{f_L}{0,64}$$

Para varias etapas en cascada se tiene menor f_H y mayor $f_L \rightarrow$ disminuye el ancho de banda!

- En etapas que interactúan entre sí: no se pueden multiplicar las ganancias, hay que tener en cuenta los impedimentos de entrada y salida de cada etapa. Una vez encontrada la función de transf. total veremos que contiene "n" polos (podemos de "k" ceros), si las frecuencias de los polos son f_1, f_2, \dots, f_n , entonces podemos encontrar f_H^*

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{f_H^*}{f_1}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{f_H^*}{f_2}\right)^2} \cdots \frac{1}{1 + \left(\frac{f_H^*}{f_n}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{z}}$$

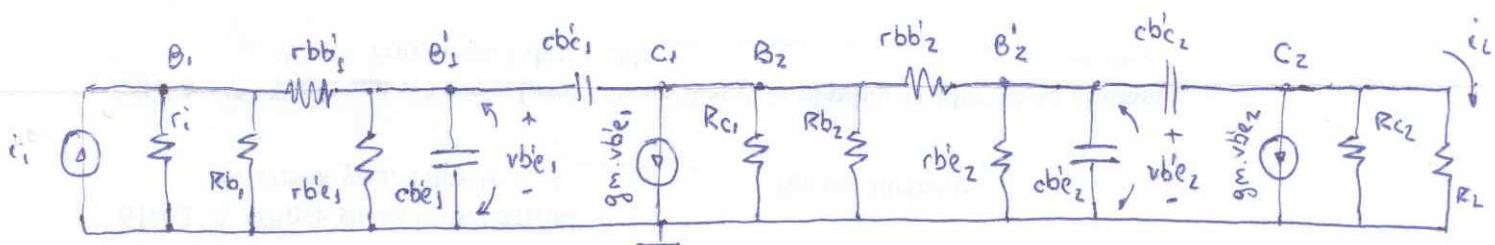
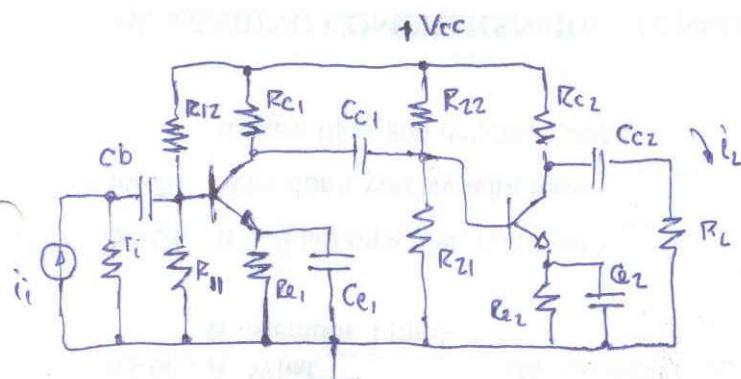
Si existe un polo dominante f_D mucho menor que todos los demás polos entonces $f_{H^*} = f_D$.

Una buena aproximación cuando los polos no están tan separados es:

$$\frac{1}{f_{H^*}} = \sqrt{\frac{1}{f_1^2} + \frac{1}{f_2^2} + \dots + \frac{1}{f_n^2}}$$

(demonstración en pág 72)

⑥ Dos etapas emisor común en cascada

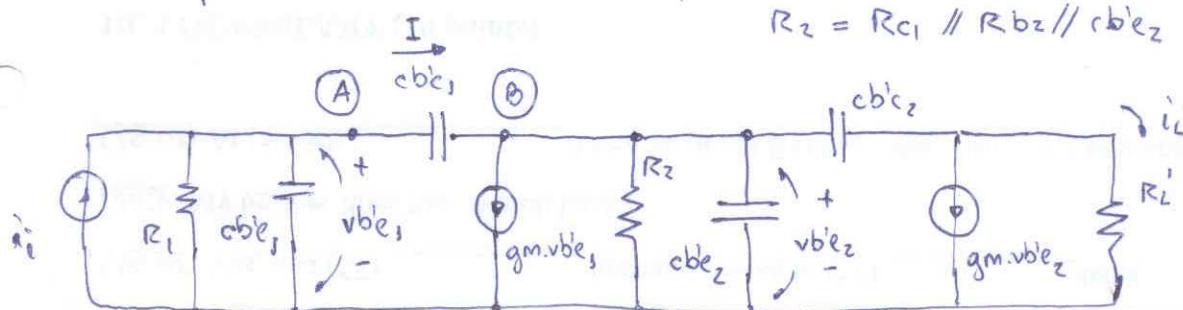


Si despreciamos $rbb'e_1$ y $rbb'e_2$ y

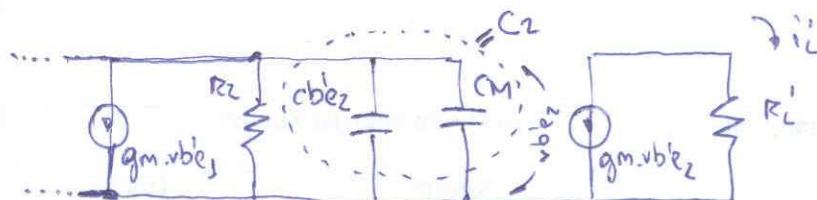
$$R_1 = r_i \parallel R_{b1} \parallel rbb'e_1$$

$$R_2 = R_{c1} \parallel R_{b2} \parallel rbb'e_2$$

$$R_L' = R_{cz} \parallel R_L$$



$$CM = cb'e_2 (1 + gm R_L')$$



Aplicamos "impedancia de Miller" en los puntos A y B donde se conecta $cb'e_1$

$$(V_A - V_B) \cdot s \cdot cb'e_1 = I$$

$$V_A \left(1 - \frac{V_B}{V_A}\right) \cdot s \cdot cb'e_1 = I$$

$$\frac{V_A}{I} = \frac{1}{s \cdot cb'e_1 \cdot \left(1 - \frac{V_B}{V_A}\right)} = Z_A = \frac{1}{s \cdot cb'e_1 \left(1 - \frac{vb'e_2}{vb'e_1}\right)}$$

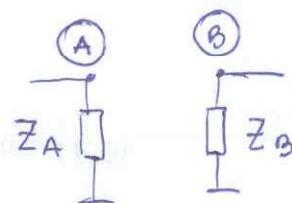
$$Z_A = \frac{1}{s \cdot cb'e_1 \cdot \left[1 + \cancel{g_m \cdot vb'e_1} \cdot \left(R_2 // \frac{1}{s \cdot c_2} \right) \right]} = \frac{1}{s \cdot cb'e_1 + s \cdot cb'e_1 \cdot g_m \cdot \left(R_2 // \frac{1}{s \cdot c_2} \right)}$$

$$Z_A = \frac{1}{Y_A}; Y_A = Y_{A1} + Y_{A2}; Y_{A1} = s \cdot cb'e_1$$

$$Y_{A2} = \frac{s \cdot cb'e_1 \cdot g_m \cdot R_2}{R_2 \cdot s \cdot c_2 + j} = \frac{\cancel{R_2 \cdot s \cdot c_2}}{\cancel{s \cdot cb'e_1 \cdot g_m \cdot R_2}} + \frac{1}{s \cdot cb'e_1 \cdot g_m \cdot R_2}$$

$$Y_{A2} = \frac{1}{Z_{A2}}; Z_{A2} = Z_{A21} + Z_{A22}$$

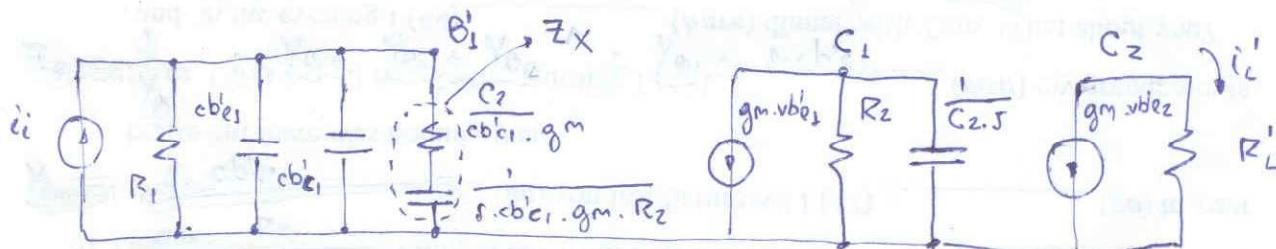
$$Z_A \Rightarrow \frac{1}{s \cdot cb'e_1} \parallel \frac{c_2 / cb'e_1 \cdot g_m}{s \cdot cb'e_1 \cdot g_m \cdot R_2}$$



Ahora calcularemos Z_B :

$$\frac{-V_B}{I} = Z_B \quad \therefore (V_A - V_B) \cdot s \cdot cb'e_1 = I \quad \left| \begin{array}{l} -\frac{V_B}{I} = \frac{1}{s \cdot cb'e_1 \left(1 - \frac{V_A}{V_B} \right)} = Z_B \\ (-V_B) \cdot \left(\frac{V_A}{-V_B} + 1 \right) \cdot s \cdot cb'e_1 = I \end{array} \right.$$

$$Z_B = \frac{1}{s \cdot cb'e_1 \cdot \left(j - \frac{vb'e_1}{vb'e_2} \right)}; \quad \left| \begin{array}{l} \frac{vb'e_1}{vb'e_2} \ll 1 \quad \therefore Z_B \gg R_2 \\ Z_B \gg X_{C2} \end{array} \right\} \text{la despreciamos del paralelo}$$



$$Z_i = R_1 // \frac{1}{s \cdot (cb'e_1 + cb'e_2)} // Z_X$$

$$Z_i = \frac{R_1}{R_1 \cdot s \cdot (cb'e_1 + cb'e_2) + 1} // Z_X$$

$$Z_i = \frac{R_1}{R_1 \cdot s \cdot (cb'e_1 + cb'e_2) + 1} \cdot \left(\frac{C_2}{cb'e_1 \cdot g_m} + \frac{1}{s \cdot cb'e_1 \cdot g_m \cdot R_2} \right)$$

$$Z_i = \frac{R_1}{R_1 \cdot s \cdot (cb'e_1 + cb'e_2) + 1} + \frac{C_2}{cb'e_1 \cdot g_m} + \frac{1}{s \cdot cb'e_1 \cdot g_m \cdot R_2}$$

$$Z_i = \frac{R_1 \cdot [C_2 \cdot s \cdot R_2 + 1]}{R_1 (cb'e_1 \cdot gm \cdot s \cdot R_2) + C_2 \cdot s \cdot R_2 [R_1 \cdot s (cb'e_1 + cb'c_1) + 1] + R_1 \cdot s (cb'e_1 + cb'c_1) + 1}$$

$$Z_i = \frac{s \cdot C_2 \cdot R_2 + 1}{s^2 [R_1 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot (cb'e_1 + cb'c_1)] + s [R_1 \cdot R_2 \cdot cb'e_1 \cdot gm + R_2 \cdot C_2 + R_1 (cb'e_1 + cb'c_1)] + 1}$$

$$Z_i = \frac{R_1 (s \cdot C_2 \cdot R_2 + 1)}{s^2 [R_1 \cdot R_2 \cdot C_2 (cb'e_1 + cb'c_1)] + s [R_2 \cdot C_2 + R_1 (cb'e_1 + cb'c_1 + cb'c_1 \cdot gm \cdot R_2)] + 1}$$

$$Z_i = \frac{R_1 (s \cdot C_2 \cdot R_2 + 1)}{s^2 [R_1 \cdot R_2 \cdot C_2 (cb'e_1 + cb'c_1)] + s [R_2 \cdot C_2 + R_1 \cdot [cb'e_1 + cb'c_1 \cdot (1 + gm \cdot R_2)]] + 1}$$

~~si $C_1 = cb'e_1 \cdot (1 + gm \cdot R_2) + cb'e_1$~~

$$Z_i = \frac{R_1 \cdot (s \cdot C_2 \cdot R_2 + 1)}{s^2 [R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot \frac{(cb'e_1 + cb'c_1)}{C_1}] + s [R_1 \cdot C_1 + R_2 \cdot C_2] + 1}$$

$$Z_i = \frac{R_1 \cdot \left(\frac{s}{\omega_2} + 1 \right)}{s^2 \left(\frac{1}{\omega_1 \cdot \omega_2} \right) \cdot \frac{cb'e_1 + cb'c_1}{C_1} + s \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2} \right) + 1}$$

$$A_i = \frac{i_L}{v b'e_2} \cdot \frac{v b'e_2}{v b'e_1} - \frac{v b'e_1}{i_i}$$

$$A_i = \left(-gm \cdot \frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_L} \right) \cdot \left(-gm \cdot \frac{R_2}{R_2 \cdot C_2 \cdot s + 1} \right) \cdot \left(\frac{R_1 (1 + \frac{s}{\omega_2})}{\frac{s^2 (cb'e_1 + cb'c_1)}{\omega_1 \cdot \omega_2 \cdot C_1} + s \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2} \right) + 1} \right)$$

$$A_i = A_{ipm} \cdot \frac{1}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2} \right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1} \right)}$$

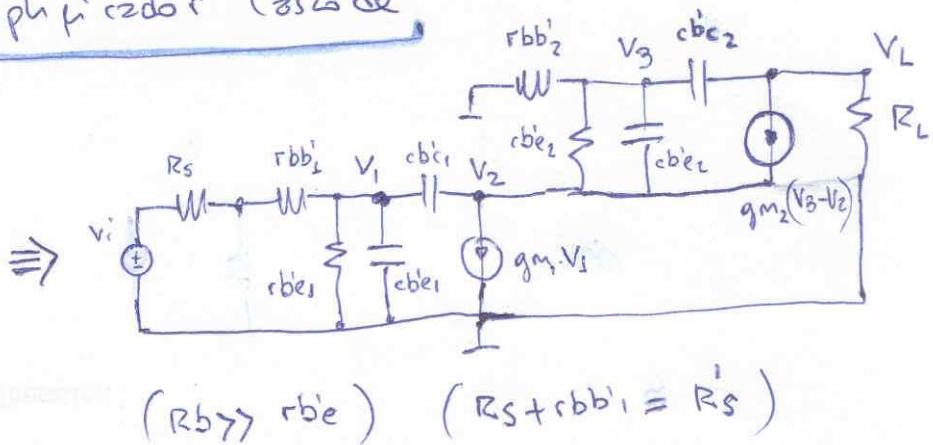
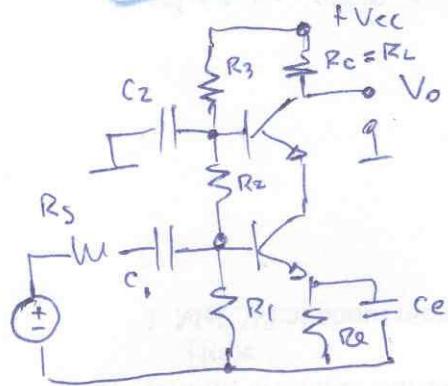
Para obtener la frecuencia de corte superior:

$$|A_i| = \frac{|A_{ipm}|}{\sqrt{2}} = \frac{|A_{ipm}|}{\sqrt{1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}}} \cdot \sqrt{1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}}$$

$$\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2} \right) \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2} \right) = Z \quad |w^4 + w^2(w_1^2 + w_2^2) - w_1^2 w_2^2| = 0$$

$$1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2} + \frac{\omega^2}{\omega_2^2} + \frac{w^4}{\omega_1^2 \cdot \omega_2^2} = Z \quad \begin{cases} w^2 = \left[-(w_1^2 + w_2^2) \pm \sqrt{(w_1^2 + w_2^2)^2 + 4w_1^2 w_2^2} \right] / 2 \\ w^2 = \left[-(w_1^2 + w_2^2) \pm \sqrt{w_1^4 + w_2^4 + 6w_1^2 w_2^2} \right] / 2 \end{cases}$$

⑦ Dos etapas. Amplificador Cascode



- Existen cuatro elementos almacenadores de energía independientes, por lo que el circuito tendrá 4 freq. propios
- En el numerador no podrá haber factor en p, ya que para $p \rightarrow 0$ la ganancia es finita
- Cuando $p \rightarrow \infty$ todos los condensadores son cortocircuitos, pero solo uno de estos, $C_{b'e_1}$ reduce $\frac{V_L}{V_i} = \text{cero}$. Así a frecuencias elevadas esperamos que $\frac{V_L}{V_i}$ varíe como $\frac{1}{p}$. \rightarrow no puede haber más de 3 ceros.

$$A_{VAF} = -k \cdot \frac{(p-p_a)(p-p_b)(p-p_c)}{(p-p_d)(p-p_e)(p-p_f)(p-p_g)}$$

Estructura general
de la función en
alta frecuencia

Para resolver tomamos como independientes las otras tensiones modo tierra V_1, V_2, V_3, V_L .

$$(V_1 - V_i) \cdot G_s + V_1 (g_{b'e_1} + s \cdot c_{b'e_1}) + (V_1 - V_2) \cdot s \cdot c_{b'c_1} = 0 \quad -V_2(0) = V_i(0)$$

$$(V_2 - V_1) \cdot s \cdot c_{b'c_1} + g_{m1} \cdot V_1 - g_{m2} (V_3 - V_2) + (V_2 - V_3) \cdot (g_{b'e_2} + s \cdot c_{b'e_2}) = 0$$

$$(V_3 - V_2) \cdot (g_{b'e_2} + s \cdot c_{b'e_2}) + V_3 \cdot g_{bb'i_2} + (V_3 - V_L) \cdot s \cdot c_{b'c_2} = 0$$

$$V_L \cdot G_L + g_{m2} (V_3 - V_2) + (V_L - V_3) \cdot s \cdot c_{b'c_2} = 0$$

$$\begin{aligned}
 ① \quad V_1 \cdot G's &= V_1 (G's + gbe_1 + s(cb'e_1 + cb'c_1)) - V_2 \cdot s \cdot cb'c_1 - V_3 \cdot o - V_L \cdot o \\
 ② \quad o &= -V_1 (-g_{m1} + s \cdot cb'c_1) + V_2 (g_{m2} + gbe_2 + s(cb'e_2 + cb'c_1)) - V_3 (g_{m2} + gbe_2 \\
 ③ \quad o &= -V_1 \cdot o - V_2 (gbe_2 + s \cdot cb'e_2) + V_3 (gbb_2 + gbe_2 + s(cb'e_2 + cb'c_2)) - V_L \cdot s \cdot cb'c_2 = \\
 ④ \quad o &= -V_1 \cdot o - V_2 g_{m2} - V_3 (-g_{m2} + s \cdot cb'c_2) + V_L (G_L + s \cdot cb'c_2)
 \end{aligned}$$

$[I] = [G] \cdot [v]$ \Rightarrow Aplicando Cramer.

$$V_L = \frac{\Delta_{S4}}{\Delta} = -V_1 \cdot G's \cdot \frac{\Delta_{14}}{\Delta}$$

menor adjunto
ya que el resto de los enunciados son ceros ($= 0$)

$$\boxed{Av = \frac{V_L}{V_i} = -G's \cdot \frac{\Delta_{14}}{\Delta}}$$

→ Las raíces que hacen cero la ec. característica de Δ_{14} son ceros de Av.
 → Las raíces que hacen cero la ec. característica de Δ son polos de Av.

Determinación de la frecuencia de corte:

- 1) Por trazado de Bode
- 2) Por existir un polo dominante
- 3) Cuando los ceros se encuentran a frecuencias mucho más elevadas que los polos podemos hacer lo siguiente:

$$Av_{AF} = \frac{-K \cdot P_d \cdot P_e \cdot P_f \cdot P_g \left(\left(\frac{f}{P_d} - 1 \right)^0 \left(\frac{f}{P_e} - 1 \right)^0 \left(\frac{f}{P_f} - 1 \right)^0 \left(\frac{f}{P_g} - 1 \right)^0 \right)}{(P - P_d)(P - P_e)(P - P_f)(P - P_g)} \approx \frac{K \cdot P_d \cdot P_e \cdot P_f \cdot P_g}{(P - P_d)(P - P_e)(P - P_f)(P - P_g)}$$

$$Av_{AF} = \frac{K'}{(P - P_d)(P - P_e)(P - P_f)(P - P_g)} \Rightarrow \text{segundo factor común } (-P_d)(-P_e)(-P_f)(-P_g)$$

$$Av_{AF} = \frac{K''}{\left(1 - \frac{f}{P_d}\right)\left(1 - \frac{f}{P_e}\right)\left(1 - \frac{f}{P_f}\right)\left(1 - \frac{f}{P_g}\right)} = \frac{V_L}{V_i}$$

$$\frac{V_L}{V_i}(j\omega) = \frac{K''}{\left(1 - \frac{j\omega}{P_d}\right)\left(1 - \frac{j\omega}{P_e}\right)\left(1 - \frac{j\omega}{P_f}\right)\left(1 - \frac{j\omega}{P_g}\right)}$$

$$\Rightarrow \text{frecuencia de corte } f_h \text{ ocurre cuando } \left| \frac{V_L}{V_i} \right| = \frac{A_{VPM}}{R_2} = \frac{k''}{R_2} \quad (7)$$

$$\frac{k''}{R_2} = \sqrt{1 + \frac{w_h^2}{P_d^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{w_h^2}{P_e^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{w_h^2}{P_F^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{w_h^2}{P_g^2}}$$

$$z = \left(1 + \frac{w_h^2}{P_d^2} \right) \left(1 + \frac{w_h^2}{P_e^2} \right) \left(1 + \frac{w_h^2}{P_F^2} \right) \left(1 + \frac{w_h^2}{P_g^2} \right)$$

$$z = 1 + w_h \left(\frac{1}{P_d^2} + \frac{1}{P_e^2} + \frac{1}{P_F^2} + \frac{1}{P_g^2} \right) + w_h^4 \cdot \left(\frac{1}{P_d^2 \cdot P_e^2} + \frac{1}{P_F^2 \cdot P_g^2} + \dots \right) + w_h^6 \cdot \dots$$

Se sabe que $w_h \ll |P_d|$ (P_d "d" → de más baja frecuencia), luego los términos de w_h^4 y w_h^6 , etc... pueden desprecizarse.

$$1 = w_h^2 \left(\frac{1}{P_d^2} + \frac{1}{P_e^2} + \frac{1}{P_F^2} + \frac{1}{P_g^2} \right)$$

$$w_h^2 = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{P_d^2} + \frac{1}{P_e^2} + \frac{1}{P_F^2} + \frac{1}{P_g^2}}}$$

si $P_d \ll P_e < P_F < P_g$
entonces $w_h \approx |P_d|$

○ El ancho de banda de un amplificador monoestapa en emisor común es

$$f_h = \frac{1}{2\pi \cdot \text{Req.} (C_{ble} + C_{b'e} (1 + g_m \cdot R'_L))}$$

El término capacitivo de $C_{b'e}$ resulta muy grande porque $g_m \cdot R'_L$ es muy grande. En la conexión cascada, la etapa de E.C. trabaja sobre una impedancia muy baja, la impedancia que presenta el B.C (emisor de la segunda etapa), por lo que el efecto de $C_{b'e}$ es muy pequeño sobre el ancho de banda.

73

RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES REALIMENTADOS - ESTABILIDAD

① Amplificador de un solo polo,

La ganancia A de un amplificador de un solo polo viene dada por:

$$A_{AF} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_h}} = \frac{A_{FM}}{j + j \frac{f}{f_h}}$$

$\underline{A_{FM}}$: (real y negativa) ganancia en la mitad de la banda sin realiment.

$\underline{f_h}$: freq. de corte s.p. sin realiment.

$\underline{A_{AF}}$: ganancia a alta frecuencia

$$A_{F_{AF}} = \frac{A_{AF}}{1 + \beta \cdot A_{AF}} \quad \rightarrow \text{con realimentación}$$

$$A_{F_{AF}} = \frac{A_{FM} / (j + j \frac{\omega}{\omega_h})}{1 + \beta \cdot A_{FM} / (j + j \frac{\omega}{\omega_h})} = \frac{A_{FM}}{j + j \frac{\omega}{\omega_h} + \beta \cdot A_{FM}}$$

$$A_{F_{AF}} = \frac{A_{FM}}{(1 + \beta \cdot A_{FM}) \cdot \left(j + j \frac{\omega}{\omega_h \cdot (1 + \beta \cdot A_{FM})} \right)}$$

Si decimos que $\frac{A_{FM}}{1 + \beta \cdot A_{FM}} = A_{FFM}$ = ganancia en la mitad de la banda con realimentación

y que $\omega_h \cdot (1 + \beta \cdot A_{FM}) = \omega_{f_h}$ = pulsación o frecuencia de corte con realimentación

$$A_{F_{AF}} = \frac{A_{FFM}}{j + j \frac{\omega}{\omega_{f_h}}}$$

Si hacemos el producto "Ganancia por Ancho de Banda" del amplif. sin restringimiento y el amplif. restringido obtendremos.

A) Sin restric. $\rightarrow G \cdot BW = A_{FM} \cdot \frac{W}{h}$

B) Con restric. $\rightarrow G \cdot BW = A_{FM} \cdot \frac{W}{f_h} = \frac{A_{FM}}{1 + \beta \cdot A_{FM}} \cdot \frac{W}{h} \cdot (1 + \beta \cdot A_{FM})$

$$G \cdot BW = A_{FM} \cdot \frac{W}{h}$$

Vemos que no ha variado \rightarrow se mantiene cte.

Si analizamos la ganancia en bajo frecuencia de una sola etapa amplificada en RC:

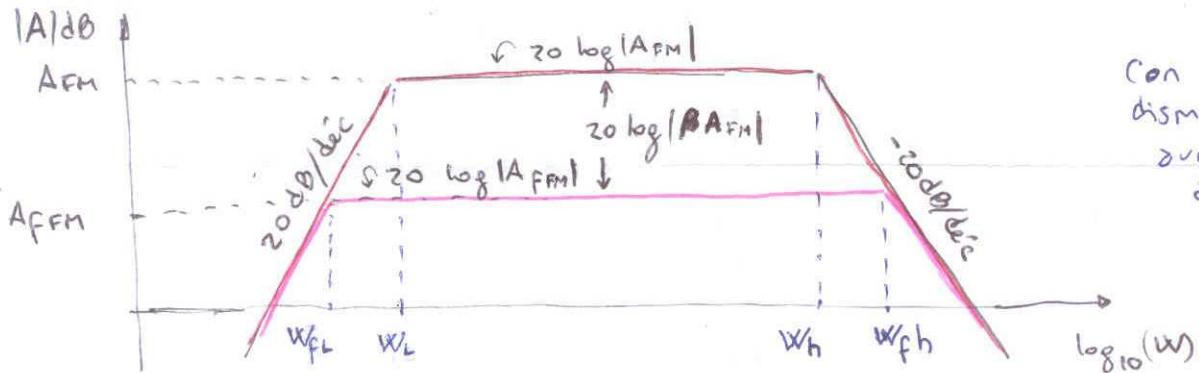
$$A_{BF} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{W_L}{W}} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{F_L}{F}} \Rightarrow A_{FBF} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{W_L}{W} + \beta \cdot A_{FM}}$$

$$A_{FBF} = \frac{A_{FM}}{(1 + \beta \cdot A_{FM}) \left(j \cdot \left(\frac{W_L}{1 + \beta \cdot A_{FM}} \right) \cdot \frac{1}{W} + 1 \right)}$$

$$A_{FBF} = \frac{A_{FM}}{1 + j \frac{W_{FL}}{W}}$$

$W_{FL} \rightarrow$ disminuye con la restringición
 $(W_{FL} = \frac{W_L}{1 + \beta \cdot A_{FM}})$

El gráfico de Bode de la respuesta total en Baja y Alta freq. es:

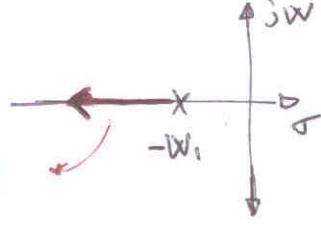


Con restringición
disminuye la ganancia
durante el ancho
de banda

En amplif. de alta freq. $f_h \gg f_L$, luego $BW = f_h - f_L \approx f_h$

En el plano S:

con restric.
 $-W_1 \cdot (1 + \beta \cdot A)$



La función de transferencia es siempre estable
dado que el polo siempre se encuentra en el
semiplano izquierdo del plano S

7) Amplificador de dos polos,

La ganancia de un amplif. de dos polos es:

$$A_{AF} = \frac{\Delta_{FM}}{\left(1 + j\frac{w}{wh_1}\right)\left(1 + j\frac{w}{wh_2}\right)} \Rightarrow \frac{\Delta_{FM}}{\left(1 + \frac{s}{wh_1}\right)\left(1 + \frac{s}{wh_2}\right)}$$

$$= \frac{\Delta_{FM} \cdot w_1 \cdot w_2}{(s+w_1)(s+w_2)} = \frac{\Delta_{FM} \cdot w_1 \cdot w_2}{s^2 + s(w_1+w_2) + w_1 \cdot w_2} = A_{AF}$$

$$A_{F_{AF}} = \frac{A_{AF}}{1 + \beta A_{AF}} = \frac{\Delta_{FM} \cdot w_1 \cdot w_2}{[s^2 + s(w_1+w_2) + w_1 \cdot w_2] + \Delta_{FM} \cdot w_1 \cdot w_2 \beta}$$

$$A_{F_{AF}} = \frac{\Delta_{FM} \cdot w_1 \cdot w_2}{s^2 + s(w_1+w_2) + w_1 \cdot w_2 (s + \beta \Delta_{FM})}$$

$$A_{F_{FM}} = \frac{\Delta_{FM} \cdot w_1 \cdot w_2}{w_1 \cdot w_2 \cdot (1 + \beta \Delta_{FM}) \cdot \left[s + \frac{s^2 + s(w_1+w_2)}{w_1 \cdot w_2 \cdot (1 + \beta \cdot \Delta_{FM})}\right]}$$

si definimos: $w_0^2 \equiv w_1 \cdot w_2 (1 + \beta \Delta_{FM})$

$$Q \equiv \frac{w_0}{w_1 + w_2}$$

$$A_{F_{AF}} = \frac{\Delta_{FM}}{\frac{s^2}{w_0^2} + \frac{s}{w_0 \cdot Q} + 1} \Rightarrow$$

Podemos a determinar las raíces del denominador para encontrar los polos de la respuesta�

$$\frac{s^2}{w_0^2} + \frac{s}{w_0 \cdot Q} + 1 = 0$$

$$s^2 + \frac{s w_0}{Q} + w_0^2 = 0$$

$$s = \frac{-\frac{w_0}{Q} \pm \sqrt{\left(\frac{w_0}{Q}\right)^2 - 4 w_0^2}}{2}$$

$$s_{1,2}(p) = -\frac{(w_1+w_2)}{2} \pm \sqrt{\frac{(w_1+w_2)^2 - 4 w_0^2}{4}}$$

$$s_{1,2}(p) = -\left(\frac{w_1+w_2}{2}\right) \pm \frac{w_1+w_2}{2} \sqrt{1 - 4 Q^2}$$

Observemos un caso:

$G = F(\beta \cdot A_{FM}) \rightarrow$ depende de la rezimentación implicada. Los polos de la punión también entonces dependen de la rezimentación (y que dependen de G).

Para un valor de rezimentación, $\beta A_{FM} = 0$ tendremos un G_{min} :

$$G_{min} = \frac{W_0}{W_1 + W_2} \quad \left|_{\beta \cdot A_{FM} = 0} \right. = \frac{\sqrt{W_1 \cdot W_2 (1 + \beta \cdot A_{FM})}}{W_1 + W_2} \quad \left|_{\beta \cdot A_{FM} = 0} \right.$$

$$G_{min} = \frac{\sqrt{W_1 \cdot W_2}}{W_1 + W_2}$$

→ sustituyendo este valor en la ecuación de los caídes...

$$S_{1,2} = -\left(\frac{W_1 + W_2}{z}\right) \pm \left(\frac{W_1 + W_2}{z}\right) \cdot \sqrt{1 - 4 \left(\frac{\sqrt{W_1 \cdot W_2}}{W_1 + W_2}\right)^2}$$

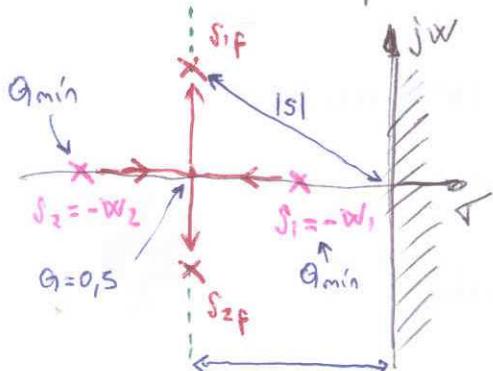
$$S_{1,2} = \frac{W_1 + W_2}{z} \cdot \left[-1 \pm \sqrt{\frac{(W_1 + W_2)^2 - 4 W_1 \cdot W_2}{(W_1 + W_2)^2}} \right]$$

$$S_{1,2} = \frac{W_1 + W_2}{z} \left[-1 \pm \frac{1}{W_1 + W_2} \cdot \sqrt{W_1^2 + W_2^2 - 2 W_1 \cdot W_2} \right]$$

$$S_{1,2} = \frac{(W_1 + W_2)}{z} \pm \frac{1}{2} \sqrt{(W_1 - W_2)^2} = -\frac{W_1 + W_2}{z} \pm \frac{W_1 - W_2}{z}$$

$$\begin{cases} S_{1f} = -W_1 \\ S_{2f} = -W_2 \end{cases} \rightarrow G_{min} \rightarrow \text{coincide con los polos de la punión sin reziment. obviamente.}$$

② Lugar de forces: indica el movimiento de los polos en el plano S en función del incremento de la rezimentación.

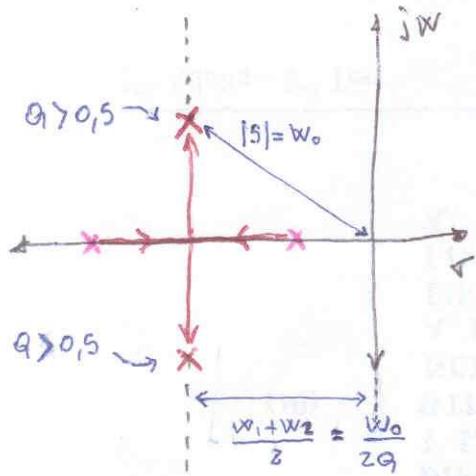


Observemos: si $1 - 4G^2 > 0 \rightarrow$ raíces reales distintas

si $1 - 4G^2 < 0 \rightarrow$ raíces complejas conjugadas

si $1 - 4G^2 = 0 \rightarrow$ raíces reales iguales

(En este último caso $G = \sqrt{\frac{1}{4}} = 0,5$)



A) $|s| = w_0 \rightarrow$

$$\text{para } q > 0,5 \quad s_{(1,2)} = -\frac{(w_1+w_2)}{z} \pm \left(\frac{w_1+w_2}{z} \right) \cdot j \sqrt{4q^2-1}$$

$$|s_{(1,2)}| = \sqrt{\left(\frac{w_1+w_2}{z}\right)^2 + \left(\frac{w_1+w_2}{z}\right) \cdot \left(\sqrt{4q^2-1}\right)^2} \\ = \sqrt{\left(\frac{w_1+w_2}{z}\right)^2 \cdot (1+4q^2-1)}$$

$$|s| = \left(\frac{w_1+w_2}{z}\right)(2q) = (w_1+w_2) \frac{w_0}{(w_1+w_2)}$$

$$|s| = w_0$$

B) Para $q > 0,5 \quad s_{(1,2)} = -\frac{(w_1+w_2)}{z} \pm j \frac{w_1+w_2}{z} \sqrt{4q^2-1}$

La parte real se mantiene cte $\rightarrow \tau = \text{cte}$

$$\boxed{\tau \Big|_{q>0,5} = -\frac{(w_1+w_2)}{z} = -\frac{w_0}{zq}}$$

C) Para todos los valores de realimentación ($\beta \cdot A_o = \text{positivo}$) la función de transferencia tiene polos que permanecen en el lado izquierdo del plano s , entonces "el amplificador con realimentación negativa es estable" (para dos polos).

D) Respuesta en frecuencia:

$$f \equiv zeta \equiv \text{factor de amortiguación} = \frac{1}{2q} \quad (q = \frac{1}{2f})$$

Si reemplazamos $s \rightarrow jw$ obtendremos la resp. en freq. de la función de transf:

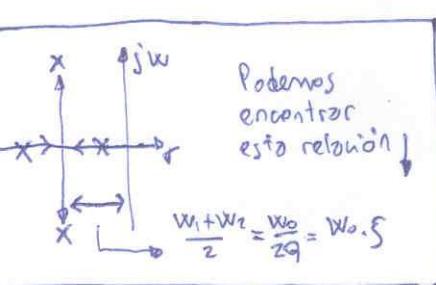
$$A_{F\bar{A}F} = \frac{A_F(FM)}{\left(\frac{(jw)^2}{w_0^2} + \frac{jw}{w_0} \cdot 2f + 1\right)} = \frac{A_F FM}{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right) + j\left(\frac{w \cdot 2f}{w_0}\right)}$$

$$\left| \frac{A_{F\bar{A}F}}{A_F FM} \right| = \sqrt{\left[1 - \left(\frac{w}{w_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{2fw}{w_0}\right)^2}$$

↑ Normalizamos

En algunos casos esta función presenta sobrepico para cierto valor de $w \rightarrow$ se obtiene derivando la cantidad subrayada e igualando a cero...

$$\frac{d \left[\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right)^2 + \left(\frac{z\varsigma w}{w_0}\right)^2 \right]}{dw} = 2\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right) \cdot \left(-\frac{2w}{w_0^2}\right) + 2\left(\frac{z\varsigma w}{w_0}\right)^2 \cdot w = 0$$



$$-\frac{4w}{w_0^2} + \frac{4w^3}{w_0^4} = -\frac{8\xi^2 \cdot w}{w_0^2}$$

$$-1 + \frac{w^2}{w_0^2} = -2\xi^2$$

$$w^2 = (1 - 2\xi^2) \cdot w_0^2$$

$$w = w_0 \sqrt{1 - 2\xi^2} = w_r$$

La magnitud de $\left| \frac{A_{F\text{AF}}}{A_{F\text{FM}}} \right|$ para $w = w_r$ es:

$$\left| \frac{A_{F\text{AF}}}{A_{F\text{FM}}} \right|_{\text{pico}} = \sqrt{\left[1 - \left(\frac{w_0 \sqrt{1 - 2\xi^2}}{w_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{z\xi w_0 \sqrt{1 - 2\xi^2}}{w_0} \right)^2}$$

$$= \sqrt{(1 - 1 + 2\xi^2)^2 + 4\xi^2 (1 - 2\xi^2)} = \sqrt{4\xi^4 + 4\xi^2 - 8\xi^4}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{-4\xi^4 + 4\xi^2}} = \frac{1}{\sqrt{4\xi^2(1 - \xi^2)}} = \frac{1}{2\xi\sqrt{1 - \xi^2}} = \left| \frac{A_{F\text{AF}}}{A_{F\text{FM}}} \right|_{\text{pico}}$$

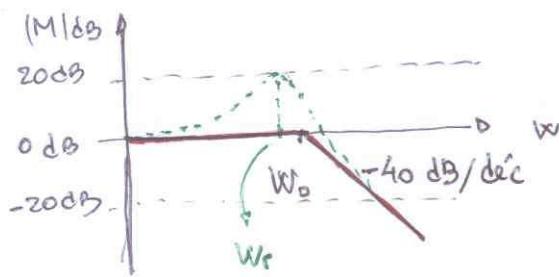
Observemos el diagrama de Bode analizado por partes:

$$\left| \frac{A_{F\text{AF}}}{A_{F\text{FM}}} \right|_{\text{dB}} = -20 \log \sqrt{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right)^2 + \left(\frac{z\xi w}{w_0}\right)^2} = |M|_{\text{dB}}$$

si $w \gg w_0$ $M_{\text{dB}} = -20 \log \sqrt{\left(\frac{w^2}{w_0^2}\right)^2} = -20 \log \left(\frac{w}{w_0}\right)^2 = -40 \log \frac{w}{w_0}$

si $w \ll w_0$ $M_{\text{dB}} = -20 \log \sqrt{1} = 0 \text{ dB}$

Luego tenemos la siguiente resp. en frecuencia aproximada:



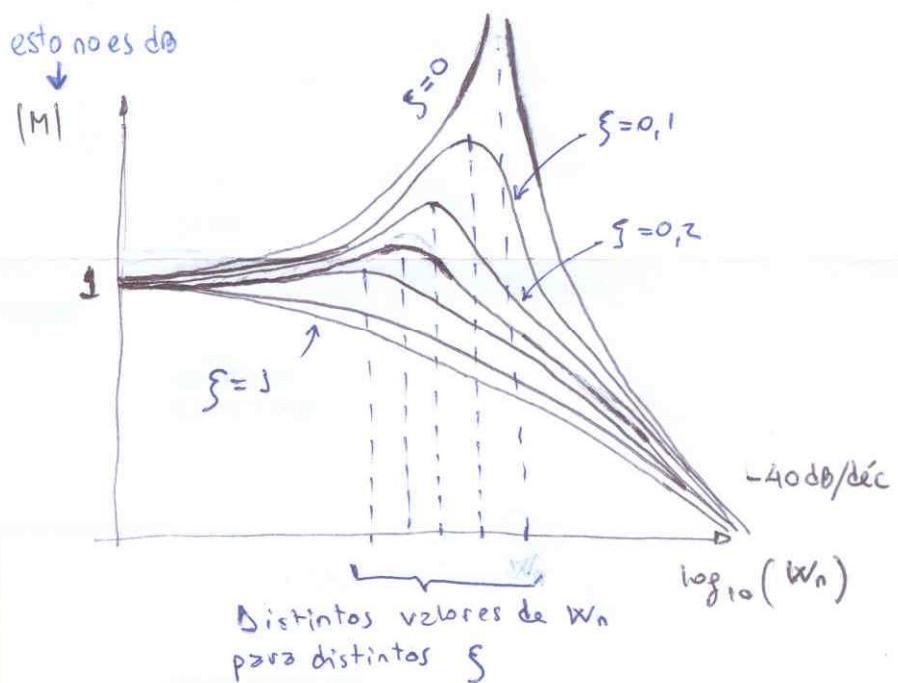
$$\frac{W_r}{W_0} = W_r(\text{normalizado}) = W_n$$

$$W_n = \sqrt{1 - 2\xi^2}$$

Observamos que para $\xi = 0 \rightarrow W_n = 1 \therefore W_r = W_0$.

$$\left| \frac{A_{F\text{AF}}}{A_{F\text{FM}}} \right|_{\text{pico}} = \infty$$

Pero debido al ξ tenemos un sobreímpo en las cercanías de W_0 .



Hay un valor de ξ para el cual no existe sobreímpo, o sea,

$$\left| \frac{A_{F\text{AF}}}{A_{F\text{FM}}} \right|_{\text{pico}} = 1 = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \Rightarrow 2\xi\sqrt{1-\xi^2} = 1 ; 4\xi^2(1-\xi^2) = 1^2$$

$$4\xi^2 - 4\xi^4 = 1 \rightarrow \xi^4 - \xi^2 + \frac{1}{4} = 0$$

$$\text{si } x = \xi^2 \rightarrow x^2 - x + \frac{1}{4} = 0$$

$$x_{1,2} = \frac{1 \pm \sqrt{1-1}}{2} = 0,5 \rightarrow \xi^2 = 0,5 \therefore \xi = \sqrt{0,5} = \boxed{0,707 = \xi}$$

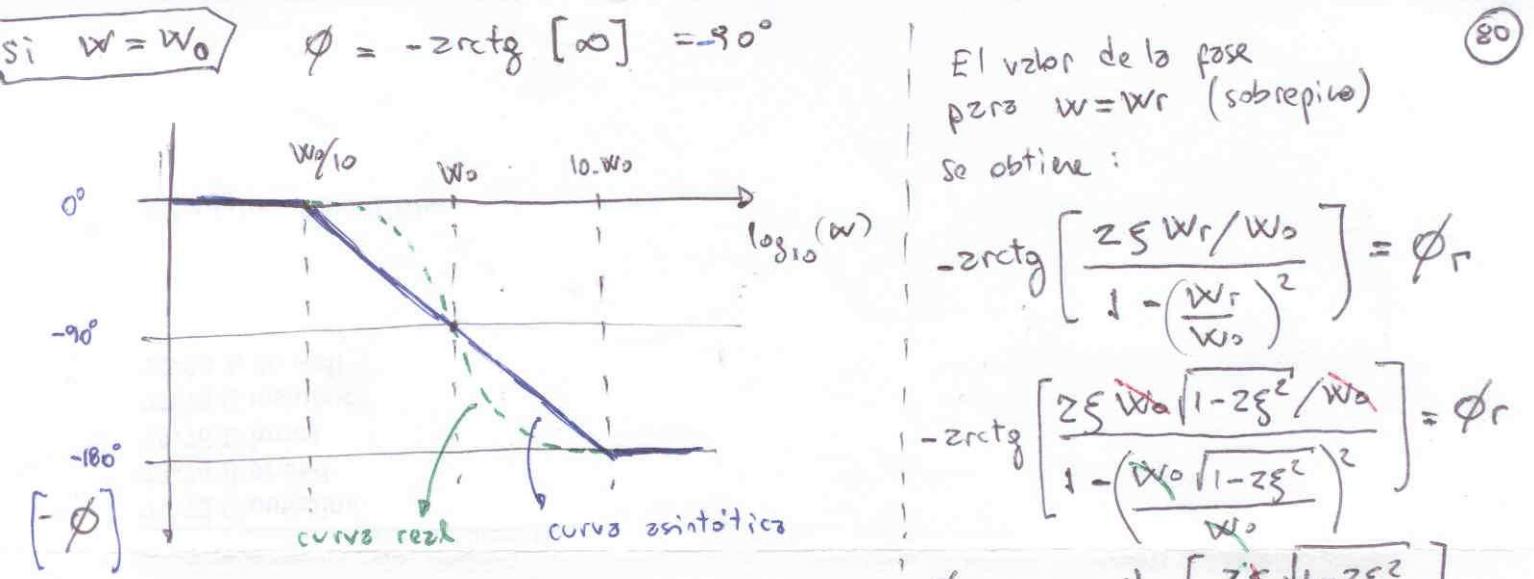
Entonces para $\xi > 0,707$ la respuesta en frecuencia no tiene picos"

Ahora observemos qué sucede con la fase:

$$\left(\frac{A_{F\text{AF}}}{A_{F\text{FM}}} \right) = \phi \left(\frac{A_{F\text{AF}}}{A_{F\text{FM}}} \right) = -\arctg \left[\frac{2\xi W/W_0}{1 - \frac{W^2}{W_0^2}} \right]$$

si $W \gg W_0$ $\phi = -\arctg \left[-2\xi \frac{W_0}{W} \right] = -180^\circ$

si $W \ll W_0$ $\phi = -\arctg \left[2\xi \frac{W}{W_0} \right] = 0^\circ$



El valor de la fase para $w=w_r$ (sobreimp.)

se obtiene:

$$-\pi \operatorname{ctg} \left[\frac{z\varsigma w_r/w_0}{1 - \left(\frac{w_r}{w_0} \right)^2} \right] = \phi_r$$

$$-\pi \operatorname{ctg} \left[\frac{z\varsigma w_0 \sqrt{1-z\varsigma^2}/w_0}{1 - \left(\frac{w_0 \sqrt{1-z\varsigma^2}}{w_0} \right)^2} \right] = \phi_r$$

$$\phi_r = -\pi \operatorname{ctg} \left[\frac{z\varsigma \sqrt{1-z\varsigma^2}}{z\varsigma^2} \right]$$

$$\boxed{\phi_r = -\pi \operatorname{ctg} \left[\frac{\sqrt{1-z\varsigma^2}}{z\varsigma} \right]}$$

① Respuesta temporal a excitación escalón:

La resp. depende de la ubicación de los polos (como habíamos visto hay 3 casos):

a) si $1-4Q^2 > 0 \Rightarrow$ raíces reales distintas

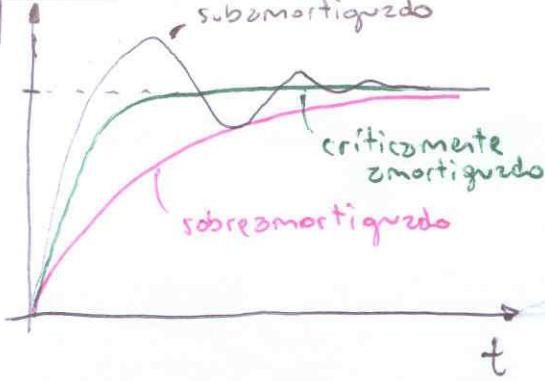
$$\text{si } S = \frac{1}{2Q} \quad \therefore \quad j - \frac{4}{(2S)^2} > 0 \quad \therefore \quad j - \frac{1}{S^2} > 0 \quad \therefore \quad j > \frac{1}{S^2} \quad \therefore \quad S > 1$$

si $S > 1 \Rightarrow$ sistema sobreacodado

b) si $1-4Q^2=0 \Rightarrow$ raíces reales iguales $S = 1 \Rightarrow$ sist. críticamente amortiguado

c) si $1-4Q^2 < 0 \Rightarrow$ raíces complejas conjugadas $S < 1 \Rightarrow$ sist. subamortiguado

Observemos que como Q depende de la realimentación aplicada, para realiment. cero tenemos $Q_{\min} \rightarrow$ sist. sobreacodado, cuando la realimentación aumenta de manera que $Q=0,5 \rightarrow$ sist. críticamente amortiguado, para suficiente realiment. como para que $Q > 0,5 \rightarrow$ sist. subamortiguado. Si la ganancia de lazo $B.A_E$ es excesivamente grande, la respuesta transitoria del amplificador puede ser muy débil.



Se admite $\xi \geq 0,707$ ya que da una respuesta satisfactoria (sobrevalor de 4,3% o menos)

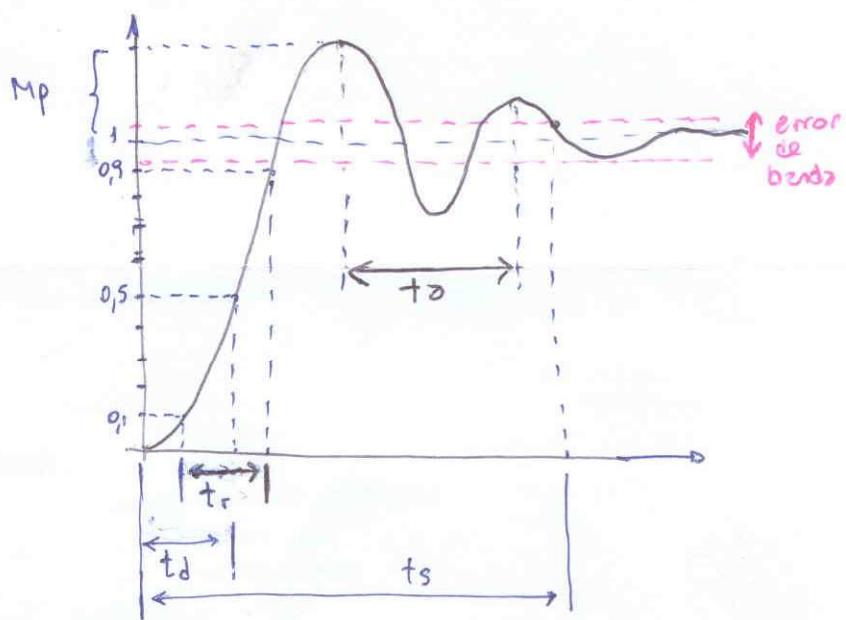
t_r = rise time = tiempo de subida
(tiempo que la onda tarda en pasar del 0,1 al 0,9 de su valor final)

t_d = delay time = tiempo de retraso
(tiempo que la onda tarda en pasar de 0 a 0,5 de su valor final)

t_s = storage time = tiempo de almacenamiento (tiempo que la resp. se estabiliza en un \pm error de banda especificado).

M_p = sobrevalor { valor en exceso por sobre el valor de permanencia}

t_z = período de amortiguación



$$M_p \% = \frac{V_{\max} - V(\infty)}{V(\infty)} \cdot 100$$

3 Amplificador de 3 polos

$$A_{AF} = \frac{A_{FM}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right)}$$

Aplicando retroalimentación

$$A_{FAF} = \frac{A_{FM}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^3 + \beta_2 \cdot \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \beta_1 \cdot \frac{s}{\omega_0} + \beta_0}$$

$$A_{FAF} = \frac{A_{AF}}{1 + \beta \cdot A_{AF}}$$

$$A_{FFM} = \frac{A_{FM}}{1 + \beta \cdot A_{FM}} ; \quad \omega_0 = f(\omega_1, \omega_2, \omega_3, \beta, A_{FM})$$

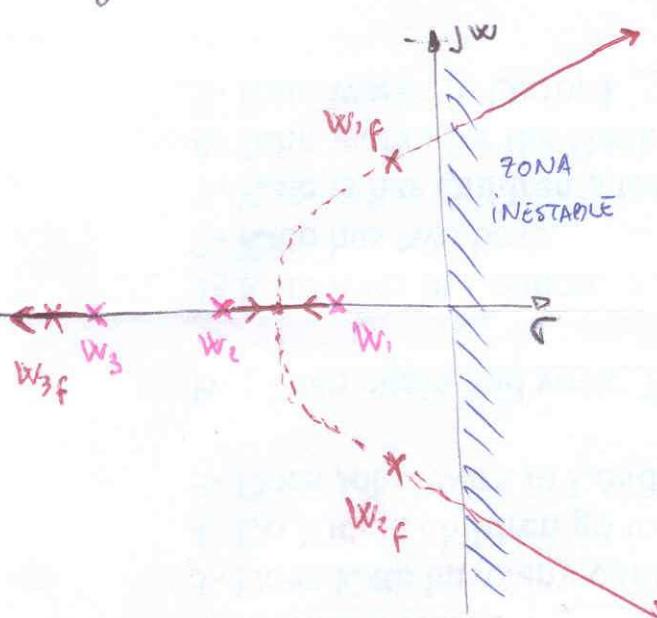
$$\beta_2 = f(\quad " \quad)$$

$$\beta_1 = f(\quad " \quad)$$

$$\beta_0 = f(\quad " \quad)$$

La estabilidad del amplificador restringido se determina por los polos de su función de transferencia.

Lugar de raíces



Los polos parten de w_1, w_2, w_3 (polos de la función sin restringido) y a medida que aumenta la restringido los polos se desplazan como indica el lugar de raíces: w_{3f} tiende a $-\infty$ sobre el eje " τ ", w_{1f} y w_{2f} se mueven hacia el semiplano derecho, zona de inestabilidad. Cuando cruzan el eje imaginario el sistema se vuelve instable.

Existe un punto crítico de restringido

○ Por ejemplo si tienen 3 polos coincidentes:

$$A_{FAF} = \frac{A_{FM}}{\left(1 + \frac{s}{w_1}\right)^3 + \beta \cdot A_{FM}}$$

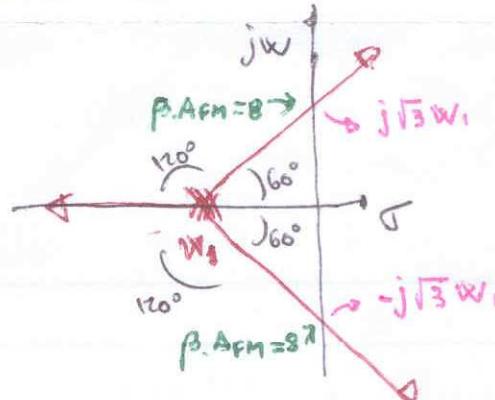
A medida que aumentamos la restringido $\beta \cdot A_{FM}$ los polos se desplazan y dos de ellos se dirigen hacia la zona de inestabilidad. Para cuando los polos están en el eje imaginario \rightarrow en este punto el sistema se vuelve instable y la ganancia tiende a infinito, entonces podemos despejar $\beta \cdot A_{FM}$ (ganancia límite)

$$\left[\left(1 + \frac{s}{w_1}\right)^3 + \beta \cdot A_{FM} \right] = 0 \rightarrow$$

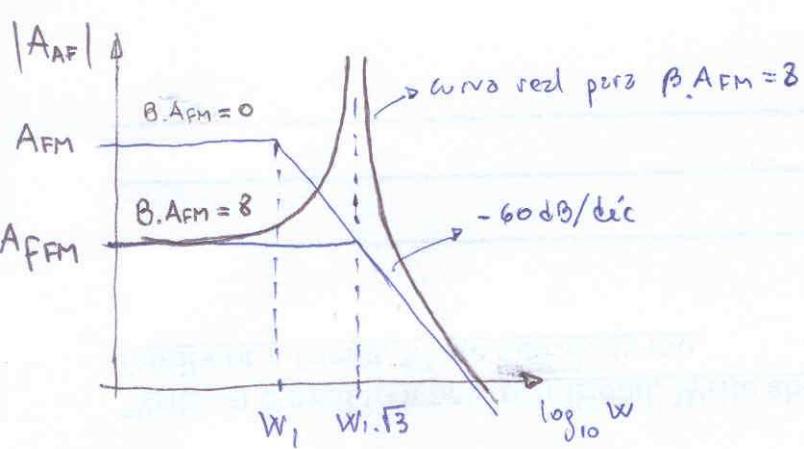
entonces para $s = j\sqrt{3} \cdot w_1$ ó $s = -j\sqrt{3} \cdot w_1$

$$\beta \cdot A_{FM} = -\left(s + \frac{j\sqrt{3} \cdot w_1}{w_1}\right)^3 = -\left[\left(1 + j\sqrt{3}\right)\left(1 + 2j\sqrt{3} - 3\right)\right] = -\left[-2 + 2j\sqrt{3} - 3j\sqrt{3} - 2\cdot 3\right]$$

$$\beta \cdot A_{FM} = 8$$

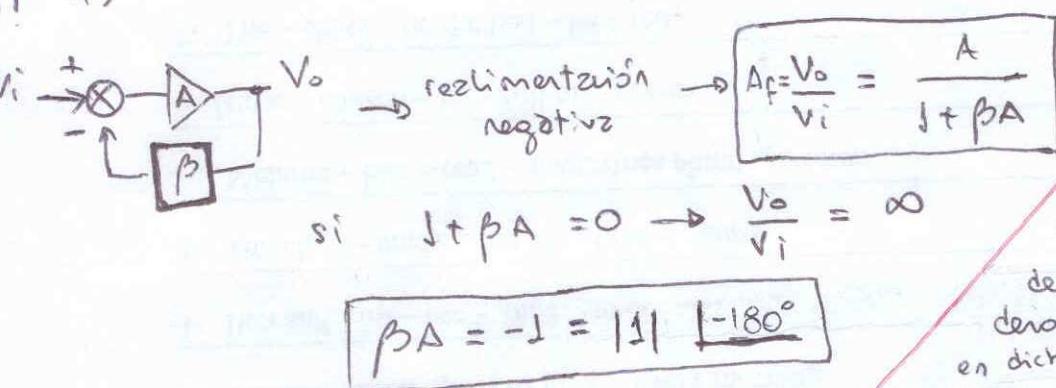


$$\left\{ \begin{array}{l} \tan 60^\circ = \frac{A}{w_1} \\ A = \sqrt{3} \cdot w_1 \end{array} \right.$$



6 Instabilidad y redes de compensación

Cuando la función de transferencia del amplificador sin realimentación posee más de dos polos, puede ocurrir que para cierto valor de realimentación $\beta \cdot A$, el sistema se vuelva instable.



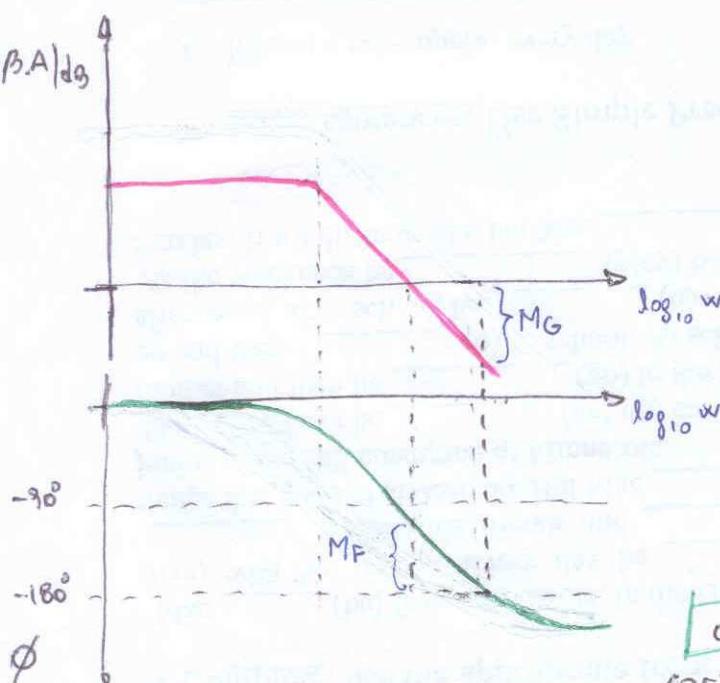
Si suponemos que A y β son funciones de transferencia estables, la única manera de que A_f tenga polos en la mitad de la derecha del plano "s" es que el denominador " $1 + \beta A$ " tenga zeros en dicha mitad del plano "s". Esto equivale a encontrar si hay valores de s con parte real positiva en que $\beta A = -1$

$M_G =$ Margen de ganancia

$M_G =$ indica cuánto puedo incrementar la realimentación antes de que empiece a oscilar.

$M_F =$ Margen de fase

$$M_F = 180^\circ + 1/|AB|_{\text{unidad}}$$



Analizando el diagrama de Bode el criterio para la estabilidad es que $|\beta \cdot A|$ corte el eje 0 dB (gruencia unidad) en una frecuencia inferior a la necesaria para que el desplazamiento de fase alcance 180° .

Vemos que no podemos hacer un buen uso de la realimentación (y las ventajas que trae) sin modificar el circuito para obtener mayores valores de realimentación sin incurrir en la oscilación.

Para la w_c aplicamos compensació:

- A) Comp. por "retardo simple" o "polo dominante"
- B) Comp. por "retardo" (polo-cero)
- C) Comp. por "adelanto" (cero-polo)
- D) Comp. "retardo-adelanto"

⑤ Polo Dominante

Se agrega un polo dominante en la función del amplificador a lazo abierto

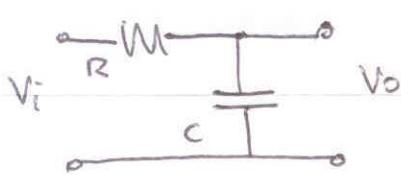
$$\hat{A}_{V(s)} = A_{V(s)} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_d}}$$

Por ejemplo si $A_{V(s)} = \frac{10^3}{(1 + j \frac{f}{1 \text{MHz}})(1 + j \frac{f}{10 \text{MHz}})(1 + j \frac{f}{50 \text{MHz}})}$

Introduciendo un polo en 1 kHz podemos tener que (P.A.) disminuya 0 dB en una freq. en la w_c los polos de $A_{V(s)}$ son causa de una variación de fase despreciable.

$$\hat{A}_{V(s)} = \frac{10^3}{(1 + j \frac{f}{1 \text{MHz}})(1 + j \frac{f}{10 \text{MHz}})(1 + j \frac{f}{50 \text{MHz}}) \cdot (1 + j \frac{f}{1 \text{kHz}})}$$

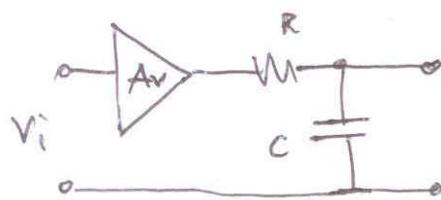
Se logra con una red RC:



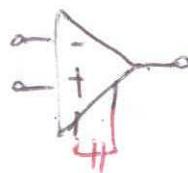
$$\frac{V_o(s)}{V_i} = \frac{1}{R + \frac{1}{Cs}} = \frac{1}{R(Cs + 1)} = \frac{1}{s + j \frac{W}{W_1}}$$

$$(W_1 = \frac{1}{RC})$$

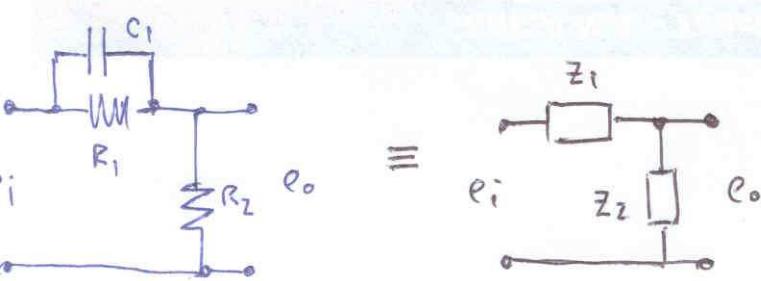
Aplicando a un A.O. serie:



En algunos A.O. el polo se consigue conectando un capacitor de valor conveniente (según especif. de hoja de datos) entre dos terminales de zócalo a la masa. La información se completa con la curva de resp. en freq. y su explicación de "C".



⑥ Red de adelanto (paso alto)



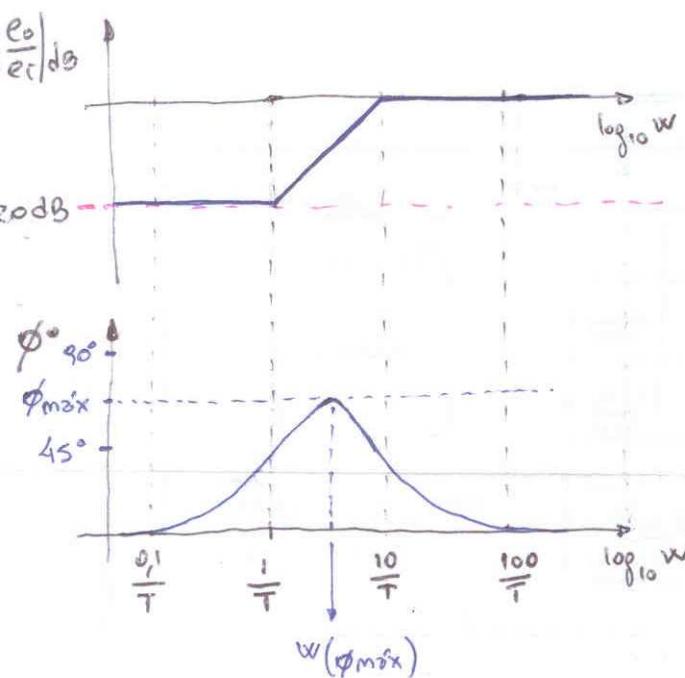
$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \left| \begin{array}{l} \frac{e_o}{e_i}(s) = \frac{R_2}{R_2 + (R_1 \parallel \frac{1}{s \cdot C_1})} \\ Z_1 = R_1 \parallel \frac{1}{s \cdot C_1} \\ Z_2 = R_2 \end{array} \right. = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1}}$$

$$\frac{e_o}{e_i}(s) = \frac{R_2(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1)}{R_2(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1) + R_1} = \frac{R_2(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1)}{(R_1 + R_2)(1 + \frac{R_2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot s}{R_2 + R_1})}$$

$$\left. \begin{array}{l} T = R_1 \cdot C_1 \\ \alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{array} \right\} \frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \alpha \cdot \frac{(1 + s \cdot T)}{(1 + s \cdot \alpha \cdot T)} = \boxed{\frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\alpha \cdot T}} = \frac{e_o(s)}{e_i(s)}}$$

$W_1 = \text{cero} \Rightarrow \frac{1}{T}$ $W_2 = \text{polo} \Rightarrow \frac{1}{\alpha \cdot T}$ como $0 < \alpha < 1 \Rightarrow W_1 < W_2$., el cero aparece antes que el polo por lo que se produce un adelanto de fase.

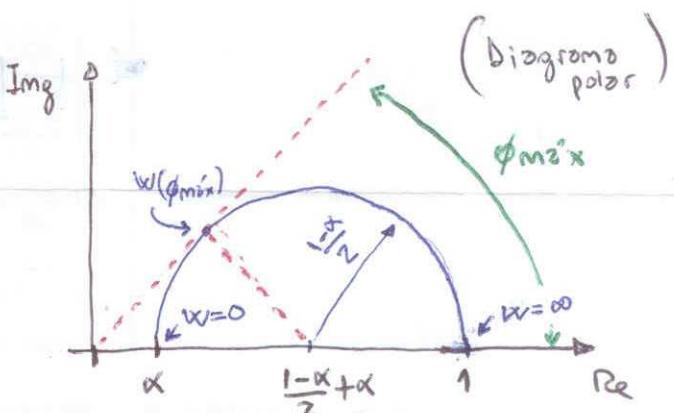
Por ejemplo $\alpha = 0,1$



El valor de W para ϕ_{\max} es la media geométrica de las dos frecuencias esquinas:

$$\log W(\phi_{\max}) = \frac{1}{2} \left(\log \frac{1}{T} + \log \frac{1}{\alpha T} \right)$$

$$W(\phi_{\max}) = \frac{1}{T\sqrt{\alpha}}$$

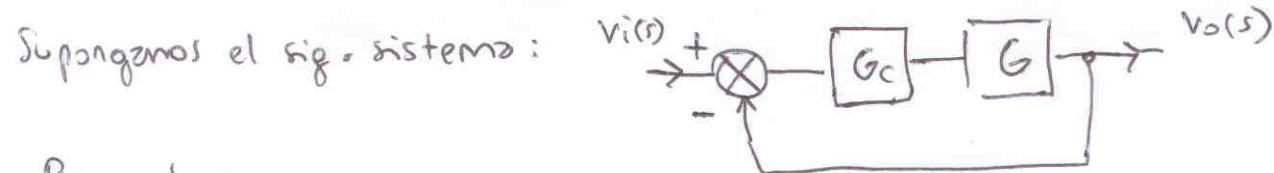


Para calcular el ϕ_{\max} lo podemos obtener del diagrama polar:

$$\sin(\phi_{\max}) = \frac{(1-\alpha)/2}{1-\alpha + \alpha} = \frac{\frac{1-\alpha}{2}}{1+\alpha} = \sin(\phi_{\max})$$

→ de aquí se determina el valor de W_{\max} en el proyecto

"La función principal del compensador de adelanto es modificar la curva de respuesta en frecuencia para proporcionar un zíngulo de adelanto de fase suficiente para compensar el excesivo retraso de fase asociado con los componentes del sistema"



Proyecto:

- 1) $G_c(s) \cdot G(s) = K \cdot \frac{(1+s \cdot T)}{s + s \cdot \alpha \cdot T} \cdot G(s) = K \cdot \frac{1+s \cdot T}{1+s \cdot \alpha \cdot T} \cdot G(s)$

Determinar la ganancia K (loop abierto) para satisfacer el requisito del coeficiente de error estático (especificación de comportamiento en estado estacionario).

- 2) $G_1(s) = K \cdot G(s)$ Graficar Magnitud de $G_1(s)$ (sist. sin compensar) y calcular el Margen de fase.

- 3) Determinar el zíngulo de fase que es necesario añadir para cumplir el requerimiento (agregando entre 5° y 12° extra dado que la adición del compensador de adelanto desplaza la freq. de cruce de ganancia hacia la derecha).

- 4) Determinar el valor de α ^{luego} el adelanto de fase máximo ocurre para $W(\phi_{\max}) = \frac{1}{T\sqrt{\alpha}}$, en esta freq. la curva de magnitud se verá incrementada por la siguiente cantidad:

$$\left| \frac{1+sT}{s + s\alpha T} \right| = \left| \frac{s + j\left(\frac{1}{T\sqrt{\alpha}}\right) \cdot T}{s + j\left(\frac{1}{T\sqrt{\alpha}}\right)\alpha \cdot T} \right| = \sqrt{\frac{1^2 + 1/\alpha}{1^2 + \alpha}} = \sqrt{\frac{\alpha+1}{\alpha}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\alpha}} = \frac{1}{\sqrt{\alpha}}$$

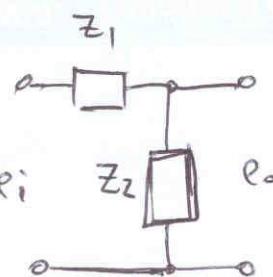
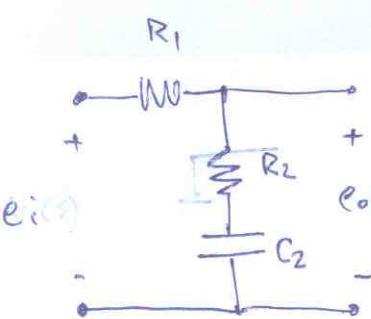
Determinar la freq. donde la magnitud de $G_1(s)$ es igual a $-20 \log \frac{1}{\sqrt{\alpha}}$ dB y seleccionar esta freq. como la "nueva freq. de cruce de ganancia" $\Rightarrow W(\phi_{\max})$

- 5) Determinar las frecuencias siguientes:

cero $\rightarrow W = \frac{1}{T}$ $W(\phi_{\max}) = \frac{1}{T\sqrt{\alpha}} \therefore \frac{1}{T} = W(\phi_{\max}) \cdot \sqrt{\alpha}$

pdo $\rightarrow W = \frac{1}{\alpha T}$ 6) Encontrar $K_c = \frac{K}{\alpha}$

Red de ztreso (paso bajo)



$$\frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2 + \frac{1}{C_2 \cdot s}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{C_2 \cdot s}}$$

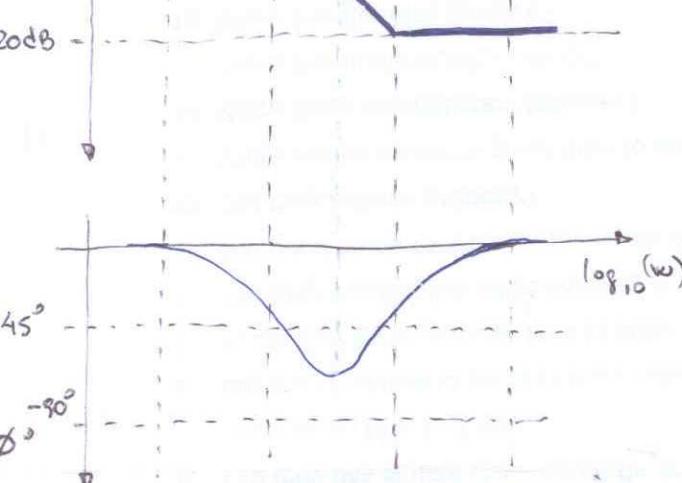
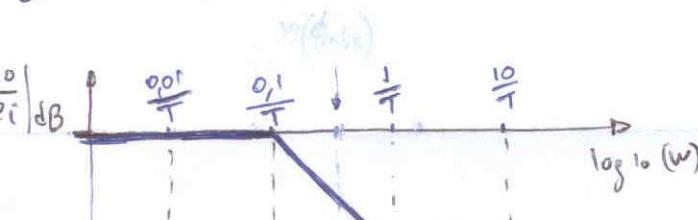
$$\frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{R_2 \cdot C_2 \cdot s + 1}{(R_1 + R_2) \cdot C_2 \cdot s + 1}$$

$$\begin{aligned} \text{si } T &= R_2 \cdot C_2 \\ \beta &= \frac{R_1 + R_2}{R_2} \end{aligned} \quad \frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{s \cdot T + 1}{s \cdot \beta \cdot T + 1} = \frac{T}{\beta \cdot T} \cdot \frac{s + 1/T}{s + 1/\beta \cdot T}$$

$$\frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{s + 1/T}{s + 1/\beta \cdot T}$$

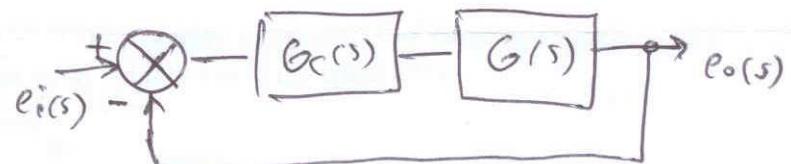
$w_1 = \text{cero} \Rightarrow 1/T$ } como $\beta > 1$
 $w_2 = \text{polo} \Rightarrow 1/\beta \cdot T$ } $w_1 > w_2 \therefore \text{el polo aparece a freq. menores que el cero} \rightarrow \text{atraso de fase}$

Por ejemplo $\beta = 10$



"La función principal de un compensador de retraso es proporcionar una zterioración en el rango de las altas frecuencias a fin de lograr que el sistema adquiera un margen de fase suficiente. La característica de retraso de fase no tiene importancia"

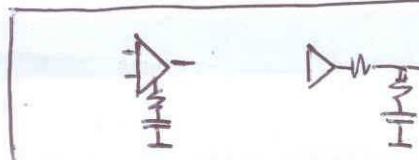
Supongamos el siguiente sistema:



Proyecto:

$$1) G_C(s) \cdot G(s) = \underbrace{\frac{K_C}{K}}_{T \cdot \beta} \cdot \frac{T \cdot s + 1}{T \cdot \beta \cdot s + 1} \cdot G(s) = K \cdot \frac{T \cdot s + 1}{T \beta \cdot s + 1} \cdot G(s)$$

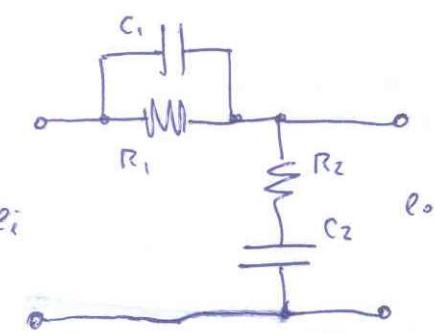
Determinar la ganancia K (del lazo abierto) para satisfacer el requisito del coef. de error estásitico.



- 2) $G_1(s) = K \cdot G(s)$. Graficar Bode de $G_1(s)$ (sist. sin compensar) y calcular MF y MG. Si no satisface los requerimientos, hallar la freq. en la cual el áng. de fase de la función $G_1(s)$ sea igual a $-180^\circ +$ el margen de fase requerido. $MF(\text{requerido}) = MF(\text{específ}) + 5^\circ \approx 12^\circ$ (para compensar el desfase que introduce el compensador). Esto será la nueva freq. de cruce de ganancia.
- 3) Seleccionar $W_1 = \frac{1}{T}$ uno décimo o una octava por debajo de la nueva freq. de transición. (para evitar los efectos adversos del desfase)
- 4) Determinar la atenuación necesaria para llevar la curva de magnitud a 0 dB en la nueva frecuencia de transición. La atenuación introducida por el compensador es $20 \log \frac{1}{\beta} = -20 \log \beta$, luego dejaremos β .

- 5) Obtenemos $W_2 = \frac{1}{\beta T}$ (el valor de T se obtuvo en el paso 3).

⑥ Red Atrazo - Adelanto



$$\begin{aligned} & \text{Equivalent circuit: } e_i \xrightarrow{\text{R}_1, \text{C}_1} \text{voltage-controlled voltage source} \xrightarrow{\text{R}_2, \text{C}_2} e_o \\ & \frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}}{\frac{e_i(s)}{Z_1 + Z_2}} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad \frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{R_2 + \frac{1}{C_2 \cdot s}}{(R_2 + \frac{1}{C_2 \cdot s}) + \frac{R_1}{R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1}} \\ & \frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{(R_2 \cdot C_2 \cdot s + 1)(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1)}{(R_2 \cdot C_2 \cdot s + 1)(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1) + (R_1 \cdot C_2 \cdot s)} \end{aligned}$$

$$\frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{(R_2 \cdot C_2 \cdot s + 1)(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1)}{s^2(R_2 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot C_1) + s(R_1 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_2 + R_1 \cdot C_1) + 1}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{i) } T_1 = R_1 \cdot C_1 \\ \text{ii) } T_2 = R_2 \cdot C_2 \\ \text{iii) } R_1 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_2 + R_1 \cdot C_1 = \frac{T_1}{\beta} + T_2 \cdot \beta \end{array} \right\} \begin{array}{l} s^2(T_2 \cdot T_1) + s\left(\frac{T_1}{\beta} + T_2 \cdot \beta\right) + 1 = \\ (s \cdot T_2 \cdot \beta + 1) \cdot \left(s \cdot \frac{T_1}{\beta} + 1\right) \end{array} \begin{array}{l} \text{atraso} \\ \text{adelanto} \end{array}$$

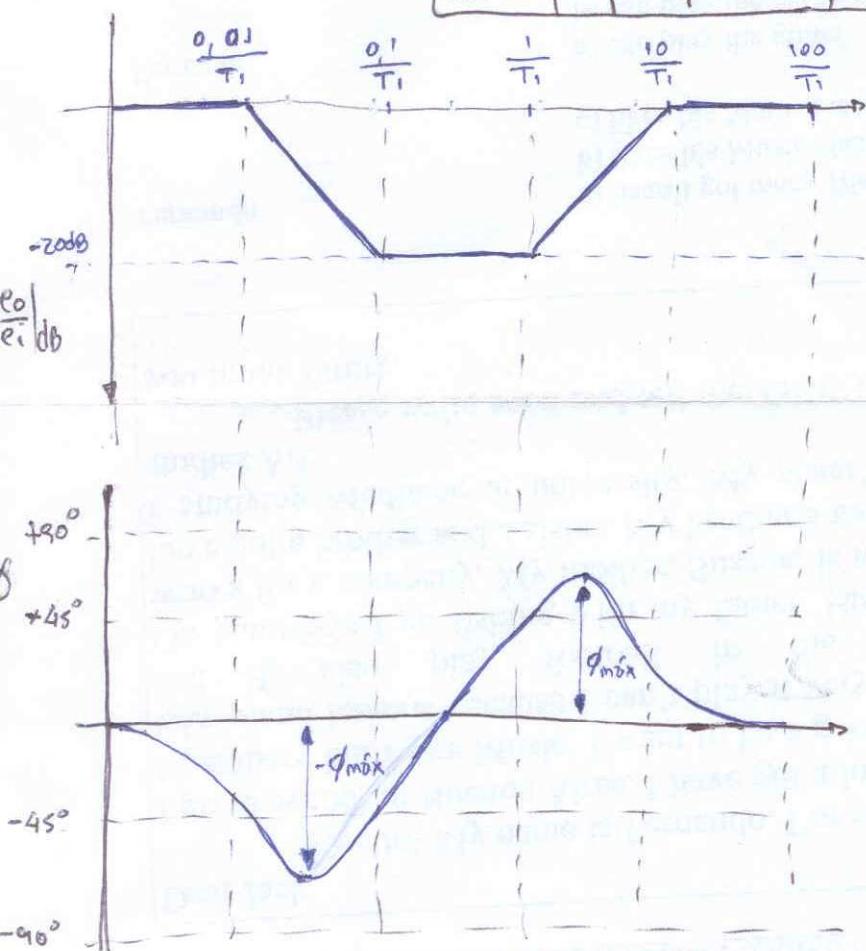
$$\frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{\left(T_2 \cdot s + 1\right) \left(T_1 \cdot s + 1\right)}{\left(s \cdot T_2 \cdot \beta + 1\right) \left(s \frac{T_1}{\beta} + 1\right)} = \boxed{\frac{\left(s + \frac{1}{T_2}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{T_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{T_2 \cdot \beta}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{T_1 / \beta}\right)}} = \frac{e_o(s)}{e_i(s)}$$

$$\left. \begin{array}{l} W_{z_1} = \text{cero red} \Rightarrow \frac{1}{T_1} \\ \text{zretardo} \\ W_{p_1} = \text{polo red} \Rightarrow \frac{\beta}{T_1} \end{array} \right\} \beta > 1 \therefore W_{z_1} < W_{p_1} \therefore \text{el cero se encuentra a menor frecuencia que el polo} \rightarrow \text{zretardo de fase}$$

$$\left. \begin{array}{l} W_{z_2} = \text{cero red} \Rightarrow \frac{1}{T_2} \\ \text{ztraso} \\ W_{p_2} = \text{polo red} \Rightarrow \frac{1}{T_2 \cdot \beta} \end{array} \right\} \beta > 1 \therefore W_{p_2} < W_{z_2} \therefore \text{el polo se encuentra a menor frecuencia que el cero} \rightarrow \text{ztraso de fase.}$$

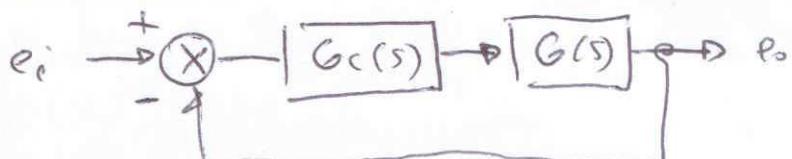
Como queremos lograr una red de ztraso-zretardo entonces $W_{z_1} > W_{z_2}$
 $\frac{1}{T_1} > \frac{1}{T_2}; T_2 > T_1$ (aproxim. una décadas distanciadas los ceros)

Por ejemplo $\beta = 10; T_2 = 10 T_1$,



"La función del compensador de ztraso-zretardo es la de incrementar el margen de fase cerca de la freq. de transición (parte de zretardo del comp. de retraso-retardo) y la de tener la gracia cerca de la frecuencia de transición para permitir una mayor gracia en la zona de bajas frecuencias (parte de ztraso del comp. de retraso-retardo)."

Supongamos el siguiente sistema:



$$i) G_c(s) \cdot G(s) = K_c \cdot \frac{(T_2 \cdot s + 1)(T_1 \cdot s + 1)}{(T_2 \cdot \beta \cdot s + 1)(\frac{T_1 \cdot s + 1}{\beta})} \cdot G(s)$$

Determinar la ganancia K (del sist. lazo abierto) para satisfacer los requisitos del vef. de error estásitico.

2) $G_1(s) = K \cdot G(s)$. Graficar Bode de de $G_1(s)$ y calcular MF y MG, y si no cumple con los requisitos...

3) Elegimos la frecuencia mera de cruce en el pto en que la fase = -180°

4) $W_{z_2} = \frac{1}{T_2}$ lo ubicamos una cércada por debajo de la mera freq. de cruce.

5) Para deducir $W_{p_2} = \frac{1}{\beta \cdot T_2}$ debemos hacer primero $\beta \rightarrow$ el adelanto máximo de fase que proporcionará la parte de adelanto del compensador es

$$\operatorname{sen} \phi_{\max} = \frac{1-\alpha}{j+\alpha} \quad ; \text{ en este caso } \alpha = \frac{1}{\beta} \quad \text{entonces } \operatorname{sen}(\phi_{\max}) = \frac{j - 1/\beta}{j + 1/\beta}$$

(compensar con red de adelanto)

$$\operatorname{sen}(\phi_{\max}) = \frac{\beta-1}{\beta+1} = \frac{\beta-1}{\beta+1} \quad \therefore (\beta+1) \operatorname{sen}(\phi_{\max}) = \beta-1 \quad \therefore \beta(\operatorname{sen}\phi_m - 1) = -1 - \operatorname{sen}\phi_m$$

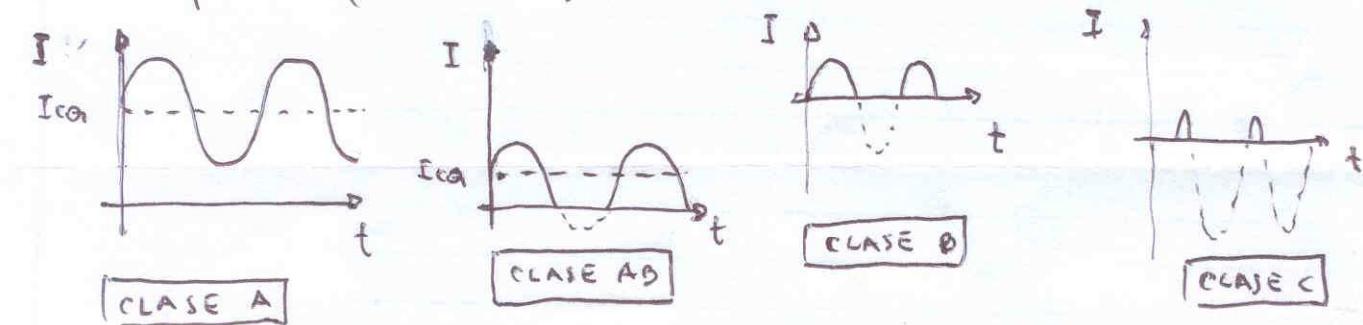
$$\boxed{\beta = \frac{1 + \operatorname{sen}\phi_m}{j - \operatorname{sen}\phi_m}}$$

6) Para determinar la parte de adelanto \rightarrow observamos el módulo de $G_1(s)$ para la mera frecuencia de transición (por ej: 13dB), y a partir de aquí es posible dibujar una línea recta de pendiente 20dB/dec que pase por el punto -13dB y la mera freq. de transición. Las intersecciones (por ejemplo) de esta línea con las líneas de 0dB y -20dB determinan las frecuencias esquinas.

AMPLIFICADORES DE POTENCIA

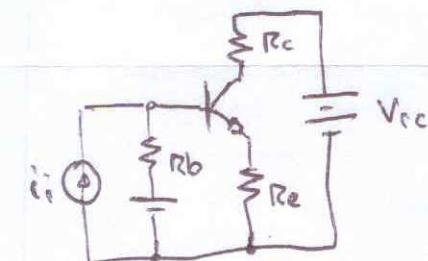
1) Introducción

Los amplificadores de pot. a transistores pueden operarse de modo lineal o pulsado (comutado). En modo lineal...



Se clasifican de acuerdo con la parte del ciclo de la onda senoidal de entrada durante la cual circula corriente por la carga.

2) Amplificador de pot. (emisor común) Clase A



① Potencia media (definición):

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(+). I(+) dt$$

$$V(+) = V_{av} + v(+) ; \quad I(+) = I_{av} + i(+)$$

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T [V_{av} + v(+)]. [I_{av} + i(+)] dt = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{av}. I_{av} + V_{av}. i(+) + v(+). I_{av} + v(+). i(+)] dt \\ &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^T V_{av}. I_{av} dt + \underbrace{\int_0^T V_{av}. i(+) dt}_{0} + \underbrace{\int_0^T v(+). I_{av} dt}_{0} + \underbrace{\int_0^T v(+). i(+) dt}_{0} \right\} \\ P &= V_{av}. I_{av} + \frac{1}{T} \int_0^T v(+). i(+) dt \end{aligned}$$

② Potencia media suministrada por la fuente de alimentación:

$$\left. \begin{aligned} P_{cc} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc}. I_c(t) dt \\ &\quad \text{corriente total del colector} \end{aligned} \right\} ; \quad \begin{aligned} I_c(t) &= I_{ca} + i_c(t) \\ i_c(t) &= \hat{i}_c \cdot \cos(\omega t) \end{aligned}$$

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} \cdot (I_{ca} + \hat{i}_c \cdot \cos(\omega t)) dt = V_{cc}. I_{ca} = P_{cc}$$

$$\text{Para MES} \rightarrow I_{CQMES} = \frac{V_{CC}}{R_{EE} + R_{CO}} = \frac{V_{CC}}{Z(R_L + R_E)}$$

$$P_{CC\text{MAX}} = V_{CC} \cdot I_{CQMES} = \frac{V_{CC}^2}{Z(R_L + R_E)} \approx \boxed{\frac{V_{CC}^2}{2R_L} \Big|_{R_E \approx 0} = P_{CC\text{MAX}}}$$

○ Potencia media disipada en la carga en co:

$$\boxed{P_{LDC} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L^2(t) \cdot R_L dt}$$

Pero $i_L(t) = i_C(t) = \hat{i}_C \cdot \cos(\omega t)$

$$P_{LDC} = \frac{1}{T} \int_0^T (\hat{i}_C)^2 \cdot \cos^2(\omega t) \cdot R_L dt = \frac{(\hat{i}_C)^2}{T} R_L \int_0^T \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos(2\omega t)}{2} \right) dt$$

$$\boxed{P_{LDC} = \frac{(\hat{i}_C)^2 \cdot R_L}{2}}$$

$$\boxed{\left(\frac{\hat{i}_C}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R_L = i_{ef}^2 \cdot R_L}$$

$$\text{Para MES} \rightarrow \hat{i}_C = I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_L} \Big|_{R_E \approx 0} \therefore P_{LDC\text{MAX}} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L^2} \cdot \frac{R_L}{2}$$

$$\boxed{P_{LDC\text{MAX}} = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L}}$$

(El rendimiento máximo se logra para señal máxima)

○ Rendimiento:

$$\eta = \frac{P_{LDC}}{P_{CC}}$$

$$\boxed{\frac{(\hat{i}_C)^2 \cdot R_L / 2}{V_{CC}^2 / 2R_L} = \eta_{MES}}$$

η_{max} para señal máxima

$$\eta_{max} = \frac{V_{CC}^2 / 8R_L}{V_{CC}^2 / 2R_L} = 0,25 = \eta_{max}$$

(Si no hay señal la P_{CC} no disminuye, sigue constante, por lo que el rendimiento es cero)

○ Potencia media disipada en el colector:

$$\boxed{P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE}(t) \cdot I_C(t) dt}$$

$$\begin{aligned} V_{CE}(t) &= V_{CC} - I_C(t) \cdot (R_L + R_E) \\ I_C(t) &= I_{CQ} + i_C(t) \\ i_C(t) &= \hat{i}_C \cos(\omega t) \end{aligned}$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{CC} - I_C(t) \cdot (R_L + R_E)) \cdot (I_{CQ} + i_C(t)) dt$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{CC} \cdot I_{CQ} + V_{CC} \cdot i_C(t) - (I_{CQ} + i_C(t)) \cdot I_{CQ} \cdot (R_L + R_E) - (I_{CQ} + i_C(t)) \cdot i_C(t) \cdot (R_L + R_E)] dt$$

$$\begin{aligned} P_C &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^T V_{CC} \cdot I_{CQ} dt + \underbrace{\int_0^T V_{CC} \cdot i_C(t) dt}_{0} - \int_0^T I_{CQ}^2 (R_L + R_E) dt - \underbrace{\int_0^T I_{CQ} \cdot i_C(t) \cdot (R_L + R_E) dt}_{0} \right. \\ &\quad \left. - \underbrace{\int_0^T I_{CQ} \cdot i_C(t) \cdot (R_L + R_E) dt}_{0} - \int_0^T i_C^2(t) (R_L + R_E) dt \right\} \end{aligned}$$

$$P_C = V_{CC} \cdot I_{CQ} - I_{CQ}^2 \cdot (R_L + R_E) - \int_0^T (\hat{i}_C)^2 \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(z\omega t) \right) (R_L + R_E) dt$$

$$\boxed{P_C = V_{CC} \cdot I_{CQ} - I_{CQ}^2 \cdot (R_L + R_E) - \frac{(\hat{i}_C)^2}{2} \cdot (R_L + R_E)}$$

$$P_C = P_{CC} - P_{L_{CC}} - P_{E_{CC}} - P_{L_{CQ}} - P_{E_{CQ}}$$

$$\text{Si } R_E \ll R_L \rightarrow P_C = P_{CC} - P_{L_{CC}} - P_{L_{CQ}}$$

$$\boxed{P_C = V_{CC} \cdot I_{CQ} - I_{CQ}^2 \cdot R_L - \frac{(\hat{i}_C)^2}{2} \cdot R_L}$$

Para MES \rightarrow

La disipación en el colector es máxima en ausencia de señal:

$$\boxed{P_{CMAX} \Big|_{MES} = V_{CC} \cdot I_{CQ} \Big|_{MES} - (I_{CQ} \Big|_{MES})^2 \cdot R_L = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{2R_L} \Bigg|_{R_E \approx 0} - \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L^2} \cdot R_L \Bigg|_{R_E \approx 0}}$$

$$P_{CM\max} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot RL}$$

$$P_{CM\min} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot RL} - \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot RL} - \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L^2} \cdot \frac{R_L}{2}$$

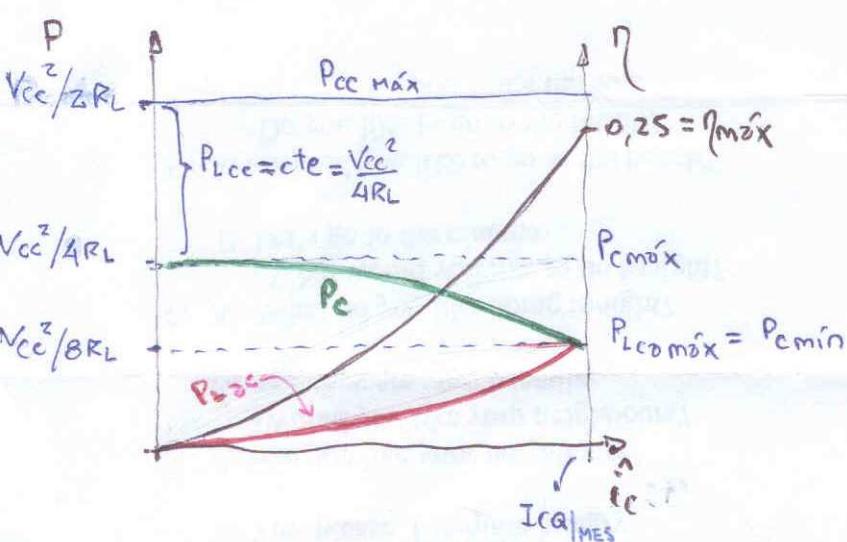
$$P_{CM\min} = V_{CC}^2 \left(\frac{4 - 2 - 1}{8 \cdot RL} \right) = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot RL} = P_{C\min}$$

① Factor de mérito:

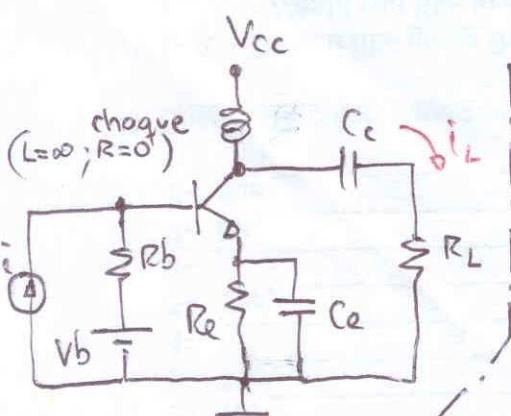
$$FM = \frac{P_{CM\max}}{P_{L\max}}$$

$$FM = \frac{V_{CC}^2 / 4 \cdot RL}{V_{CC}^2 / 8 \cdot RL} = \boxed{2 = FM}$$

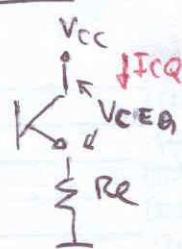
② Gráfico:



③ Amplif. pot. (emisor común) Close A. Acoplamiento por inductor.



continuo:



$$V_{CC} = V_{CEQ} + I_{CA} \cdot R_e \text{ (pendiente cc.)}$$

$$I_{CA} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{R_e} \quad \begin{matrix} \text{punto de cortocircuito} \\ \text{ej. } I_{CA} \end{matrix}$$

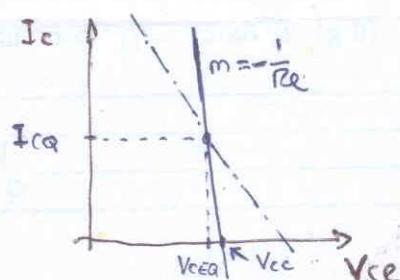
$$\text{Si } R_e \ll s \rightarrow I_{CA} \approx \infty, V_{CEQ}$$

pendiente de cc.

Vemos 2 cosas: $\rightarrow V_{CC} = V_{CEQ} + I_{CA} \cdot R_e$

$$V_{CC} \approx V_{CEQ}$$

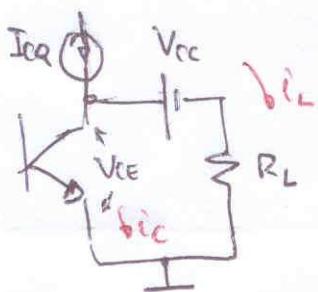
$$I_{CMES} = \frac{V_{CC}}{R_e + R_L} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \approx \boxed{\frac{V_{CEQ}}{R_L} \approx I_{CMES}}$$



$$\text{Si } R_E \text{ no es } \ll R_L \rightarrow V_{CE} = V_{CEQ} + I_{CA} \cdot R_E = V_{CEQ} + \frac{V_{CC}}{R_E + R_L} \cdot R_E \quad (95)$$

$$V_{CC} \left(1 - \frac{R_E}{R_E + R_L} \right) = V_{CEQ} \approx V_{CC} \left(1 - \frac{R_E}{R_L} \right)$$

internos:



$$\text{si } V_{CE} = 0 \Rightarrow I_{CA} = i_C + i_L = i_C + -\frac{V_{CE}}{R_L}$$

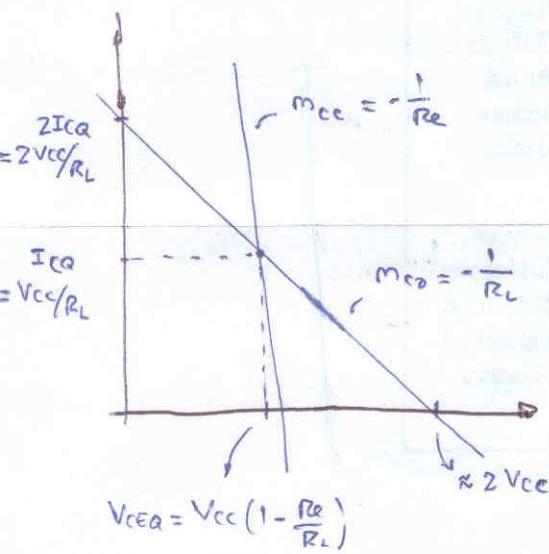
$$\text{pero } V_{CC} \approx V_{CEQ} \text{ y } \frac{V_{CEQ}}{R_L} = I_{CA} \therefore$$

$$I_{CA} = i_C - I_{CA} \therefore i_C = 2 I_{CA}$$

$$\text{si } i_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} + i_L \cdot R_L$$

$$\text{pero } i_L = I_{CA} \therefore V_{CE} = V_{CC} + I_{CA} \cdot R_L - V_{CEQ}$$

$$V_{CE} = V_{CC} + V_{CEQ} \approx 2 V_{CC} = V_{CE\max}$$



① Cálculos de potencia:

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CA} = \boxed{\frac{V_{CC}^2}{R_L} = P_{CC\max} \mid MES}$$

$$P_{LCO\max} = \frac{(i_C)^2 R_L}{2} \Big|_{MES} = \frac{(I_{CA})^2 \cdot R_L}{2} \Big|_{MES} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L^2} \cdot R_L = \boxed{\frac{V_{CC}^2}{2 R_L} = P_{LCO\max} \mid MES}$$

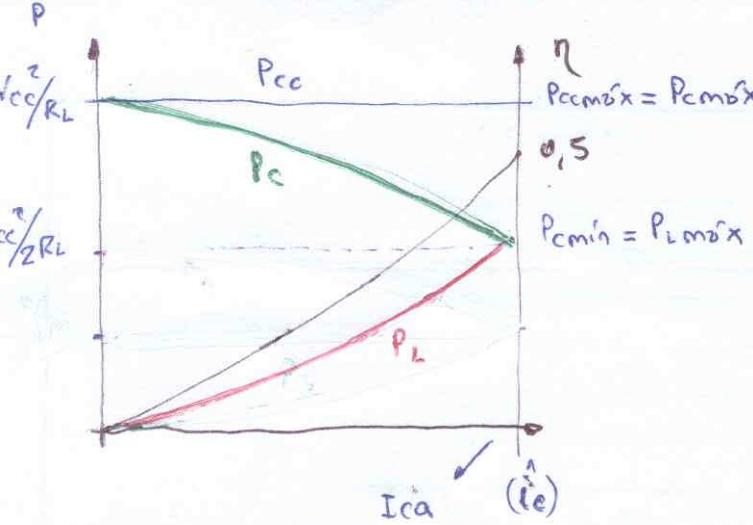
$$\eta_{\max} = \frac{V_{CC}^2 / 2 R_L}{V_{CC}^2 / R_L} = \frac{1}{2} = 0,5 = \eta_{\max} \mid MES$$

$$; FM = \frac{P_{CC\max}}{P_{LCO\max}} = 2$$

$$P_C = P_{CC} - P_{LCO} \therefore$$

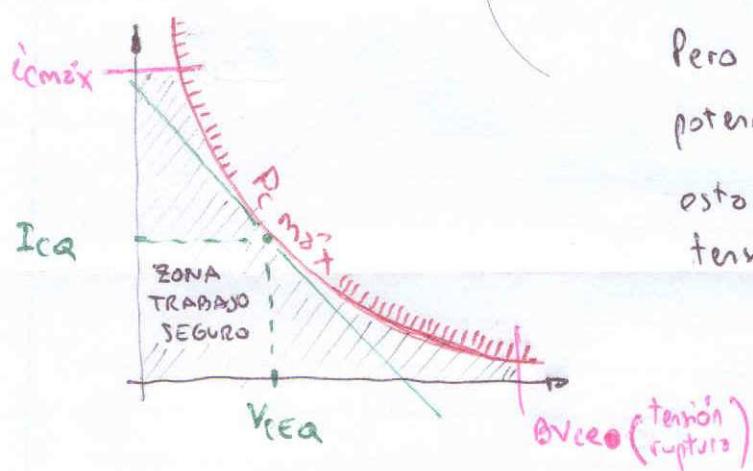
$$\boxed{P_{CC\max} \mid \text{sin señal} = P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}}$$

$$\boxed{P_{min} \mid \text{señal máxima} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L}}$$



① Hipérbola de máximo potencia de colector:

Lo ideal es colocar el punto Q de trabajo sobre la hipérbola de potencia para aprovechar al máximo el transistore:



Pero tenemos de estar limitado el Tx en potencia de colector $P_c = V_{ce} \cdot I_{ca}$. I_{ca} , también esto limitado por una corriente I_{cm^2x} y una tensión BV_{ceo} de ruptura ..

$$\boxed{2V_{ce} \leq BV_{ceo}}$$

$$\boxed{2I_{ca} \leq I_{cm^2x}}$$

Para obtener los valores óptimos de I_{ca} y V_{ceQ} en función de la P_{cm^2x} : (para més)

$$P_{cm^2x} = V_{ceQ} \cdot I_{ca} = \frac{V_{ceQ}^2}{R_L} \rightarrow$$

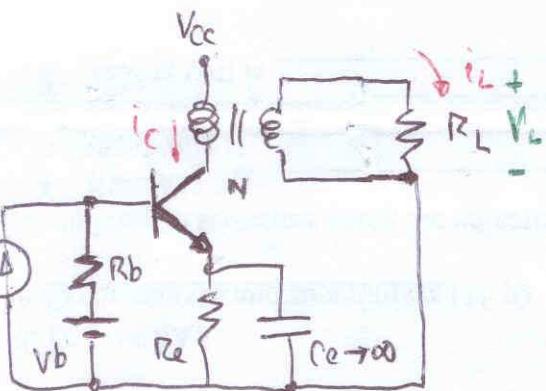
$$\boxed{V_{ceQ} = \sqrt{P_{cm^2x} \cdot R_L}}$$

$$P_{cm^2x} = I_{ca}^2 \cdot R_L \rightarrow$$

$$\boxed{I_{ca} = \sqrt{\frac{P_{cm^2x}}{R_L}}}$$

Es importante observar que en el punto de reposo (A) la pendiente de la hipérbola es la misma que la pend. de la recta de carga de C.B = $-\frac{1}{R_L}$

4) Amplif. pot. (emisor común). Close.A. Acoplado por transformador



Suponemos un transf. ideal:

$$P_p = P_s \quad (\text{sin pérdidas})$$

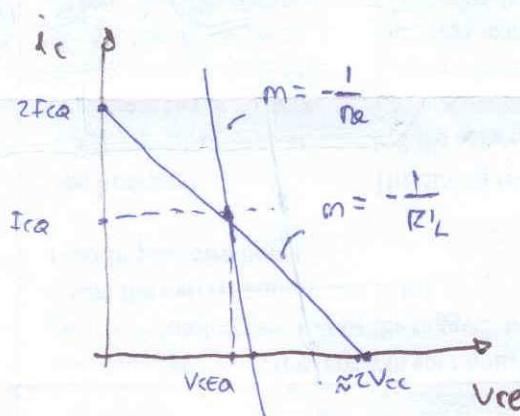
$$V_p \cdot i_p = V_s \cdot i_s; \quad i_p^2 \cdot Z_p = i_s^2 \cdot Z_s$$

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{i_s}{i_p}; \quad \frac{i_s^2}{i_p^2} = \frac{Z_p}{Z_s}$$

$$\frac{V_p}{V_s} = N = \frac{i_s}{i_p} \quad ; \quad \frac{Z_p}{Z_s} = N^2 \rightarrow Z_p = N^2 \cdot Z_s$$

Si observamos el circuito y consideramos que $Z_s = R_L$ entonces $Z_p = N^2 \cdot R_L = R'_L$.

Luego vemos que tenemos el mismo caso que con "choque" sólo que debemos reemplazar R_L por R'_L . Para corriente alterna R'_L es N^2 veces la resist. de carga R_L .



$$m_{cc} = -\frac{1}{R'_c} \quad I_{cq} \approx \frac{V_{cc}}{R'_c}$$

$$m_{ce} = -\frac{1}{R'_L} \quad V_{ceq} \approx V_{cc}$$

$$(\hat{i}_L = N \cdot \hat{i}_c)$$

○ Círculos de potencia: (con i; senoidal)

$$P_{cc} = V_{cc} \cdot I_{cq} = \frac{V_{cc}^2}{R'_c} = P_{cc\max}$$

Despreciando la distorsión introducida por el transformador, la corriente sobre R'_L también es senoidal...

$$P_{L\max} = \left(\frac{\hat{i}_L}{2} \right)^2 \cdot R'_L = \left(\frac{N \cdot \hat{i}_c}{2} \right)^2 \cdot R'_L = \frac{I_{cq}^2}{2} \cdot R'_L$$

$$R'_L = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot P_{L\max}}$$

$$P_c = P_{cc} - P_{L\max} = \frac{V_{cc}^2}{R'_c} - \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R'_L}$$

$$P_{cm\max} = \frac{V_{cc}^2}{R'_L} = V_{ceq} \cdot I_{cq}$$

$$\eta_{\max} = \frac{V_{cc}^2 / 2 \cdot R'_L}{V_{cc}^2 / R'_L} = 0,5$$

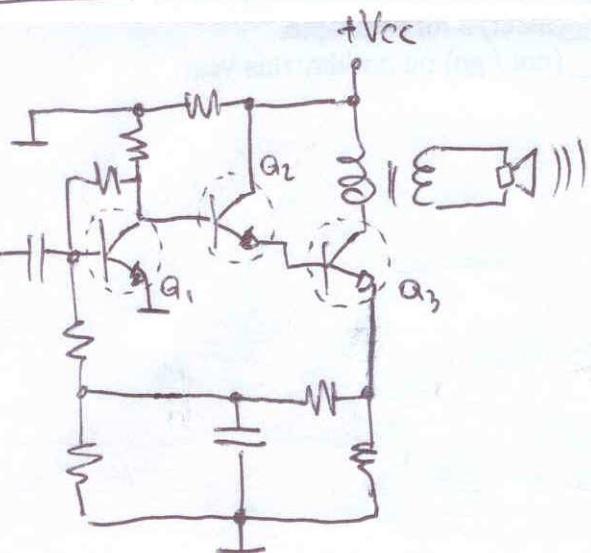
$$P_{cmin} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R'_L}$$

$$FM = \frac{V_{cc}^2 / R'_L}{V_{cc}^2 / 2 \cdot R'_L} = [2 = FM]$$

Si bien un transformador es un elemento voluminoso, pesado, costoso, difícil de integrar es muy ventajoso porque permite flexibilidad en el diseño ya que realiza una función de "transformación de impedancia de carga" (además del acoplamiento inductivoizado).

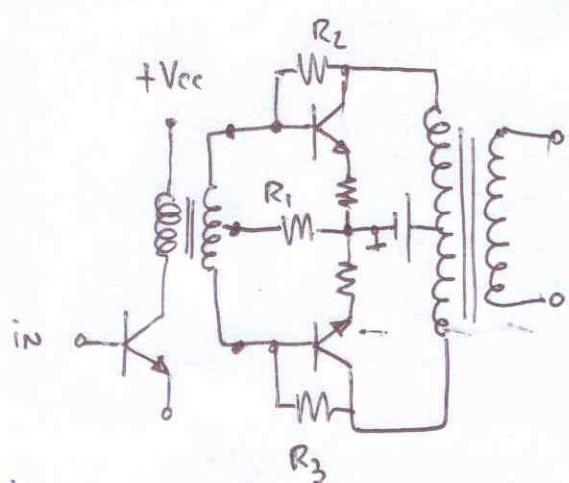
5) Amplif. de audio frec. acoplados por transformador

A) Clase A



Potencia hasta 5 W, límite ya que el transistor de salida debe soportar más de dos veces la potencia de salida.

B) Clase AB Push-Pull

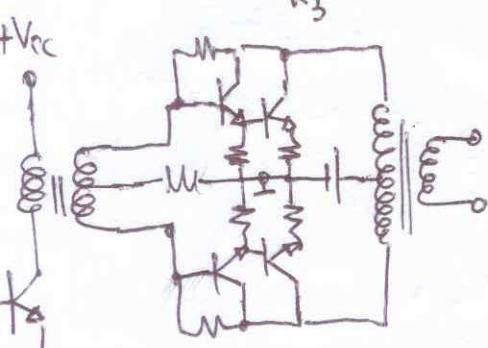


① R_1 , R_2 y R_3 forman un divisor de tensión que provee la polarización necesaria para trabajar en clase AB.

② La etapa de salida push-pull con transistores idénticos requiere de una forma de inversión de fase en la etapa exitadora que se logra con un transformador exitador con derivación central.

③ Pero este transf. introduce cambios de fase que tienden a causar inestabilidad cuando se emplean niveles altos de restringación → solución: una etapa de salida con requerimientos de bajo exitación

Darlington 4

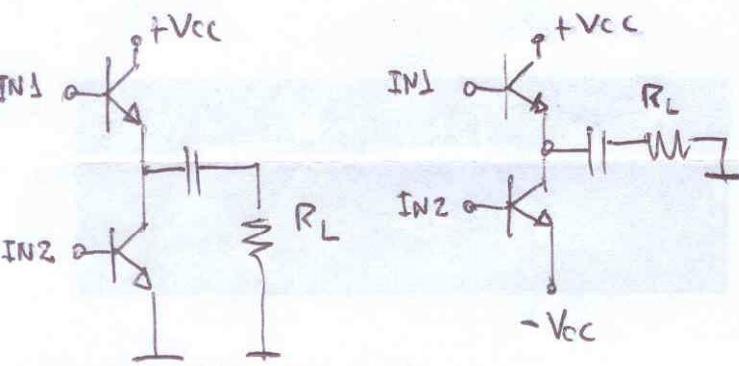


⑥ Ampl. de audio salida serie

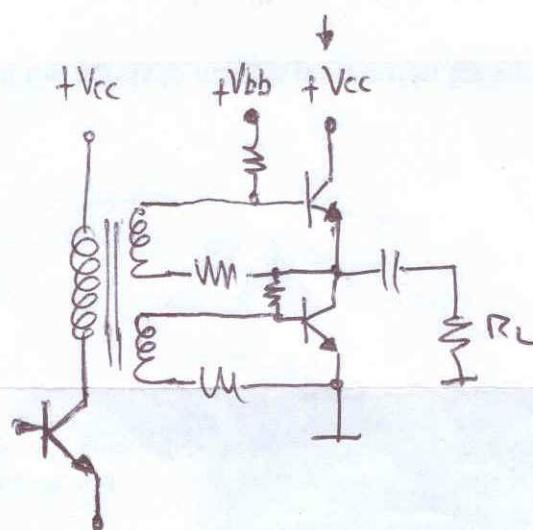
99

Cuando se requiere bajo distorsión y amplio respaldo en frecuencia, un método corriente de transformador es el de salida serie.

A) Clase AB. Excitadores push-pull:

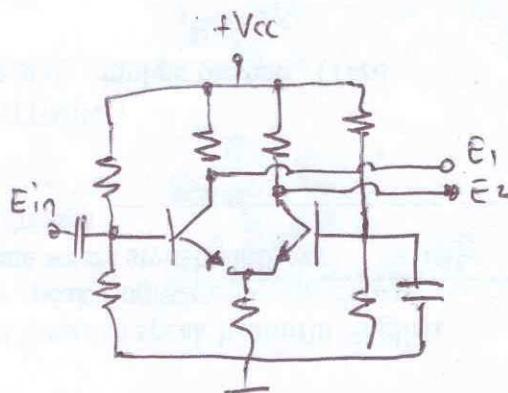
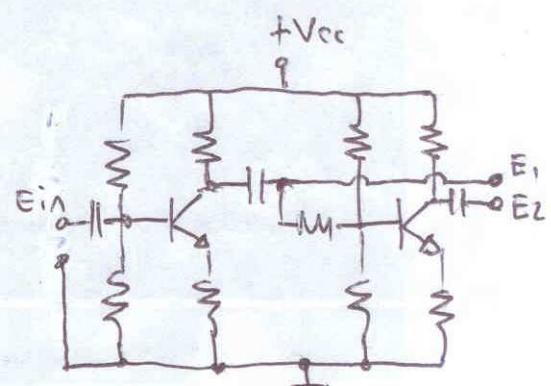
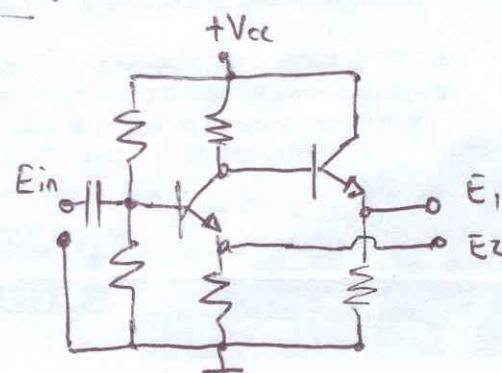
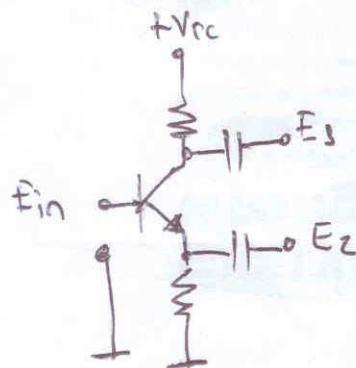


Estos transistores npn operados en clase AB usados en circuitos de salida serie requieren una forma de inversión de fase de la señal de excitación para la operación push-pull.



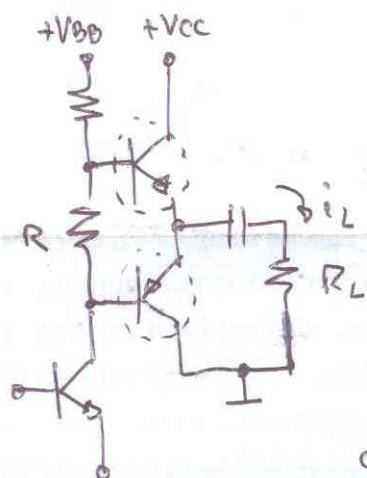
La inversión de fase también puede ser llevada a cabo mediante transistores pnp para evitar el uso del transformador excitador. (éstos también se aplican para amplif. desplazados por transformador).

Circuitos inversores:



b) Amplificadores complementarios:

Cuando un par complementario es usado no se requiere de la excitación push-pull ya que no es necesario la inversión de fase en la entrada.

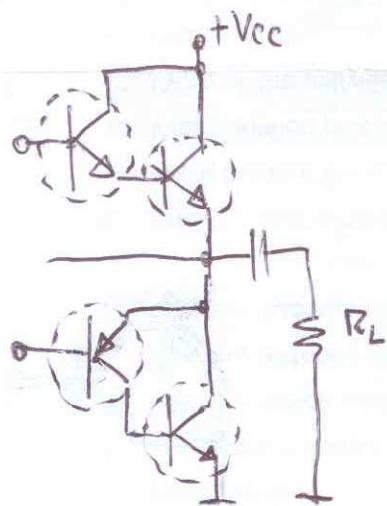


La caída de tensión a través de R provee la polarización requerida. (puede ser reemplazada por un diodo)

Rangos de potencia: 3 a 20 watts

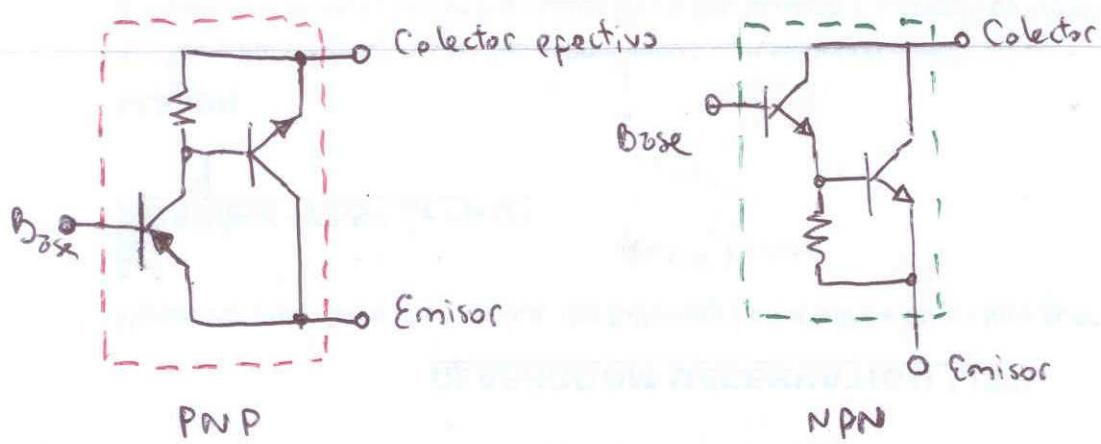
A niveles de potencia más altos el tx en clase A (excitador) se ve requerido el disipar mucha calor, como así también el suministro de corriente de reposo de la fuente es muy elevado.

c) Amplificadores casi-complementarios:

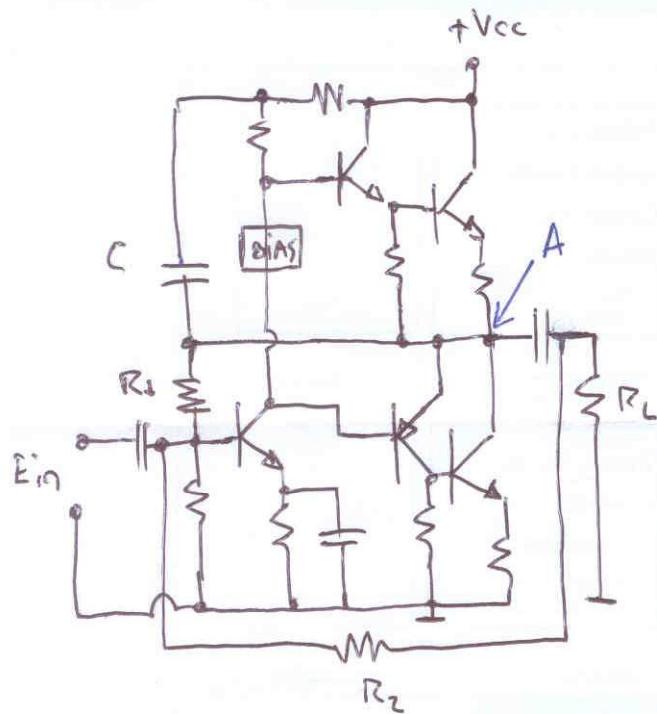


Los transistores de excitación proveen la inversión de fase necesario.

La forma de describir la operación de éstos es considerar el resultado de conectar un tx PNP a un transistor de salida de potencia NPN, el cual es operado como seguidor de emisor. Este circuito es equiv. a un tx PNP de alta ganancia y alta potencia.

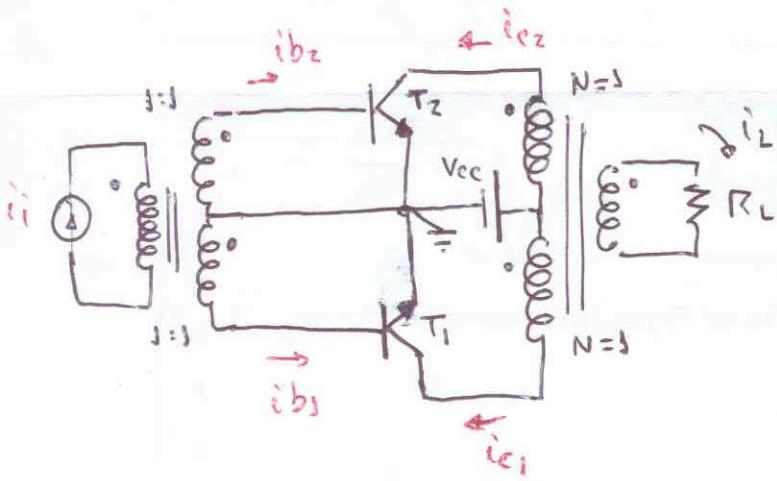


• Amplif. casi-complementario típico:

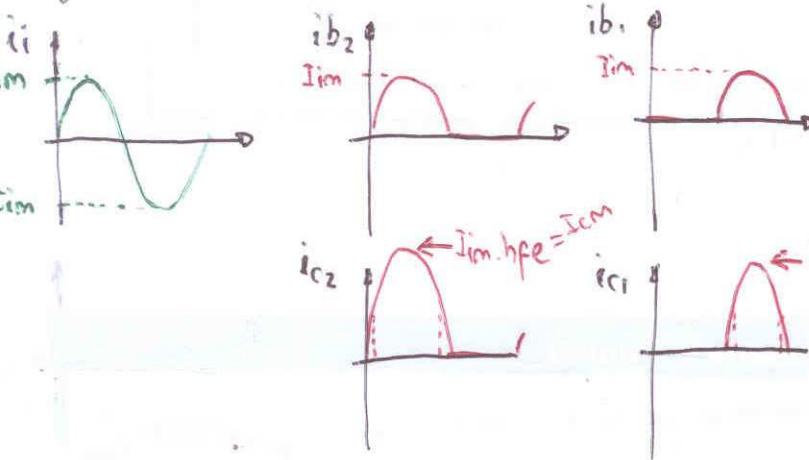


- 1) El capacitor C tiene las funciones:
 - Actúa como bypass para desacoplar el ripple de la puente de excitación.
 - Está conectado como capacitor "Bootstrap" para proveer la excitación necesaria para ayudar a llevar al par de transistores Darlington superiores a la saturación.
- 2) R_2 realizando en c.c. para reducir la distorsión y mejorar el desempeño a bajo frecuencia.

⑦ Amplif. de Potencia Simétricos . Clase B (Push Pull)



Las corrientes que provee el transformador de entrada con punto medio son iguales en magnitud pero desfasadas 180° (i_{b1} e i_{b2})



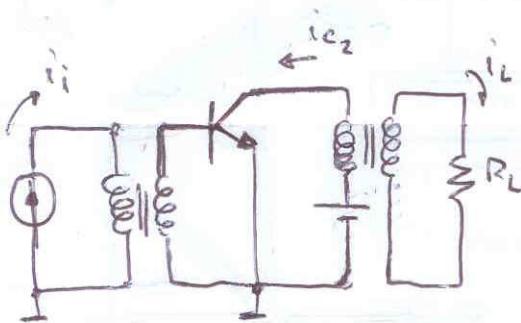
Debido a que cada transistor trabaja (conduce corriente) solo en medio ciclo (un medio ciclo uno, y el otro medio ciclo el otro) es que existe menor distorsión en el selector en comparación con un clase A. El rendimiento aumenta.

Vemos que la corriente i_L es la suma de los efectos de las corrientes i_{c1} e i_{c2} que gracias al acoplamiento que provee el transformador se reproducen en la carga.

$$i_L = N(i_{c1} - i_{c2})$$

En la práctica → distorsión por corriente por cero, ya que el transistor solo comienza a trabajar de manera lineal cuando la i_b es suficiente para que V_{BE} supere la tensión umbral ($0,7V$ aprox.).

④ Recto de carga:



Como q/tx funciona simétricamente y solo la mitad del tiempo → enclizamos una sola.

T_z

En c.c. no hay resistencia → recto de carga es una linea vertical. $V_{CEQ} = V_{CC}$

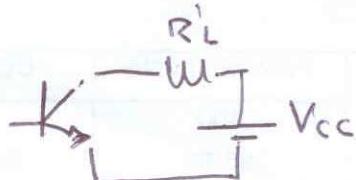
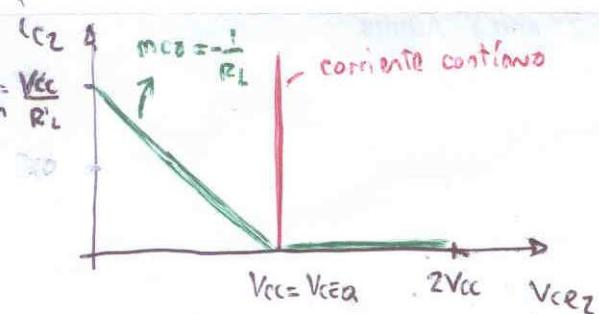
Para c.c. esto $R'_L = N^2 \cdot R_L \rightarrow m_{ca} = -\frac{1}{R'_L}$

⑤ Si $V_{CEZ} = 0$ (T_z conduce, T_1 no conduce) $\rightarrow i_{Cz} = \frac{V_{CC}}{R'_L} = i_{CMX}$.

Si $V_{CEZ} = V_{CC}$ (T_z y T_1 están cortados) $\rightarrow i_{Cz} = 0, i_{C1} = 0$

Si T_z no conduce $\rightarrow V_{CEZ} = V_{CC} + N \cdot V_L \rightarrow$

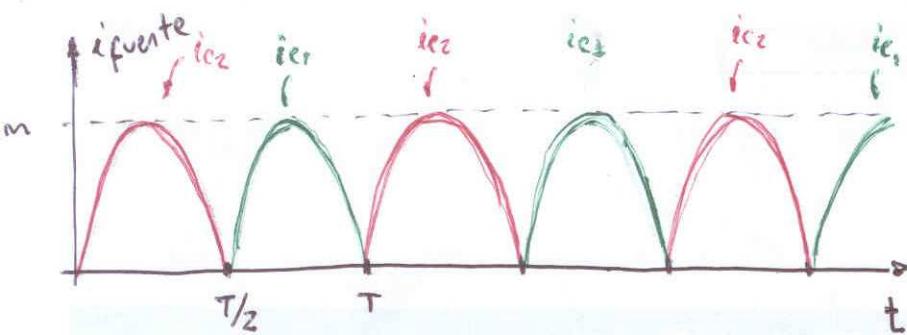
si $V_{CES} = 0$ (T_1 cond.) $\rightarrow V_{CEZ} = V_{CC} + V_{CE}$
si $V_{CES} = V_{CC}$ (T_1 cortado) $\rightarrow V_{CEZ} = V_{CC}$



⑥ Cálculos de potencia:

Suponemos que la señal de entrada es senoidal $i_i = I_{IM} \cdot \sin(\omega t)$

La corriente que entrega la puenting es $i_{Cz} + i_{C1} \rightarrow$ corriente rectificada de onda completa



$$P_{CC} = V_{CC} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T (i_{C1} + i_{Cz}) dt$$

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_{Cz}(t) dt$$

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{CM} \cdot \sin(\theta) d\theta$$

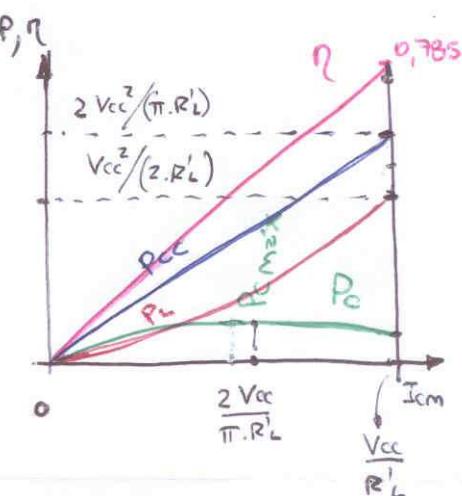
$$P_{CC} = \frac{V_{CC}}{\pi} \cdot I_{CM} \cdot [-\cos(\theta)]_0^\pi = -\frac{V_{CC} \cdot I_{CM}}{\pi} [-1 - 1] = \boxed{\frac{2 \cdot V_{CC} \cdot I_{CM}}{\pi} = P_{CC}}$$

$$P_{CC\max} = \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi \cdot R'_L}$$

$$P_L = \frac{(i_L)^2 \cdot R_L}{2} = \frac{(I_{CM} \cdot N)^2 \cdot R_L}{2} = \frac{I_{CM}^2 \cdot R'_L}{2} = P_L$$

$$P_{LM\max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'_L}$$

$$Z \cdot P_C = P_{CC} - P_L = \frac{2 V_{CC} \cdot I_{CM}}{\pi} - \frac{I_{CM}^2 \cdot R'_L}{2}$$



La $P_{CM\max}$ se encuentra derivando a P_C e igualando a cero.

$$\frac{dP_C}{dI_{CM}} = \frac{2V_{CC}}{\pi} - I_{CM} \cdot R'_L = 0 \quad \therefore I_{CM} = \frac{2V_{CC}}{\pi \cdot R'_L} \quad (\text{reemplazando})$$

$$P_{CM\max} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \cdot \left(\frac{2V_{CC}}{\pi \cdot R'_L} \right) - \left(\frac{2V_{CC}}{\pi \cdot R'_L} \right)^2 \cdot \frac{R'_L}{2} = \frac{4 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R'_L} - \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R'_L}$$

$$P_{CM\max} = \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R'_L} \quad \therefore P_{CM\max} \approx 0,5 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R'_L} \rightarrow \text{pot. máxima dissipada en el colector}$$

$$\text{Rendimiento} = \eta = \frac{P_L}{P_{CC}}$$

$$\eta = \frac{I_{CM}^2 \cdot R'_L}{2} \cdot \frac{2\pi}{Z \cdot V_{CC} \cdot I_{CM}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{I_{CM} \cdot R'_L}{V_{CC}}$$

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CC}}{R'_L} \cdot \frac{R'_L}{V_{CC}} = \frac{\pi}{4} = 0,7854 \rightarrow 78,5\% \approx \eta_{max}$$

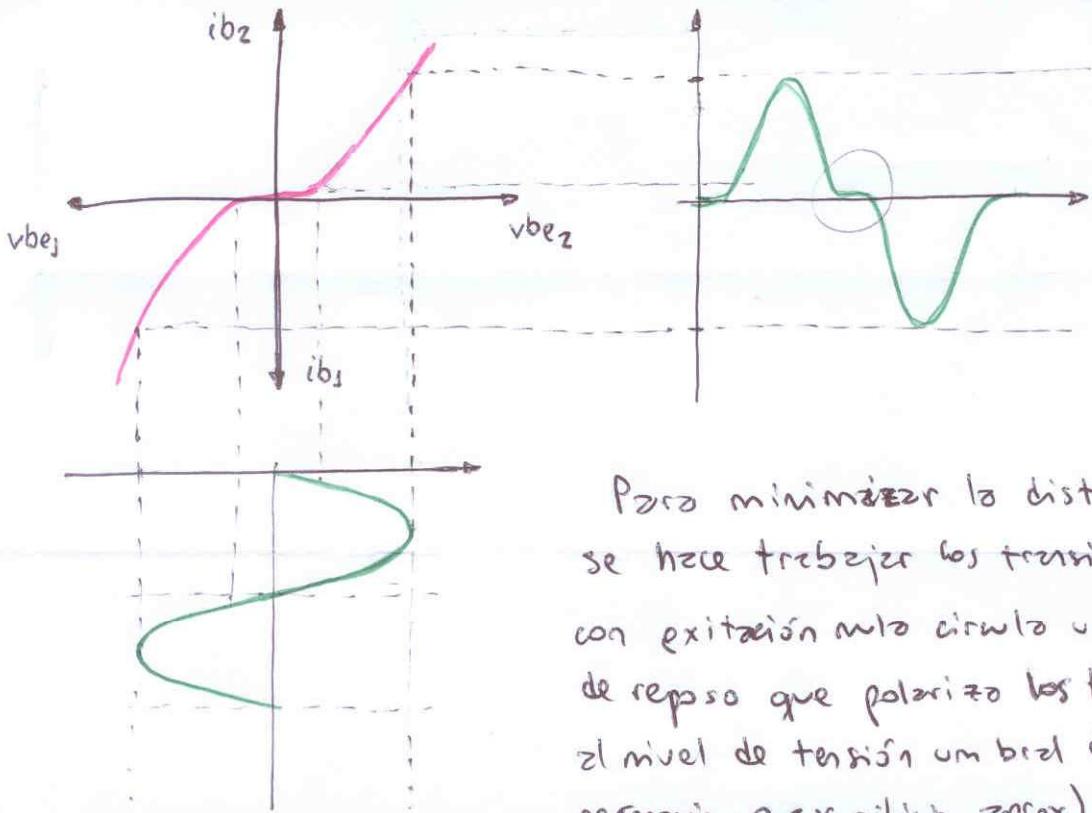
$$FM = \frac{P_{CM\max}}{P_{LM\max}} = 0,5 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R'_L} \cdot \frac{Z \cdot R'_L}{V_{CC}^2} = 0,5 = FM$$

(Ventajas y desventajas...)

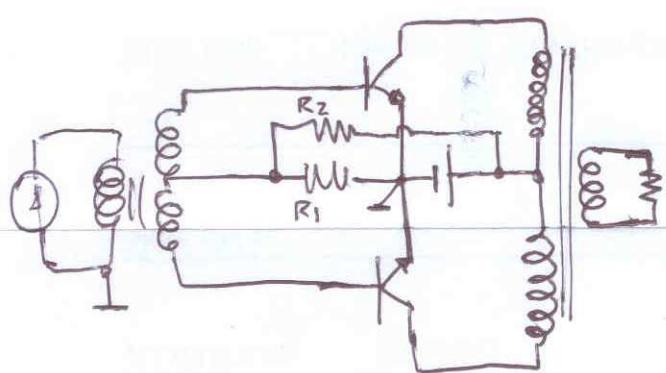
- menor tamaño disipador
- sin señal Izqdt. no se gasta
- mejor rendimiento
- z transistores para distorsión.

⑧ Amplif. de potencia. Clase AB

La clase B presenta el inconveniente del cruce por cero; si tenemos en cuenta la falta de linealidad de la característica de entrada de los transistores podemos hacer el siguiente gráfico (donde se dibuja la curva $i_B - v_B$ de c/transistor y se puede construir la corriente de salida, suponiendo la proporcional a la i_B)



Para minimizar la distorsión por cruce se hace trabajar los transistores en clase AB, con excitación nula circuito una pequeña corriente de reposo que polariza los transistores estableciendo el nivel de tensión umbral de los diodos ($0,2V$ germanio, $0,5V$ silicio respectivamente).



Mediente R_2 y R_1 se logra la polarización deseada.

Si bien en clase AB hay menos distorsión se paga un mayor consumo y menor rendimiento.

⑧ Amplif. simétricos complementarios

Se trata de un amplif. push-pull clase B, con un transistor npn y otro pnp que no necesita transformador (no necesita señales desfasadas 180°) \rightarrow cuando la corriente es positiva, T_1 conduce, cuando la corriente de la señal es negativa, T_2 (del señal) conduce, y T_1 cortocircuito. $i_L = i_{c1} - i_{c2}$

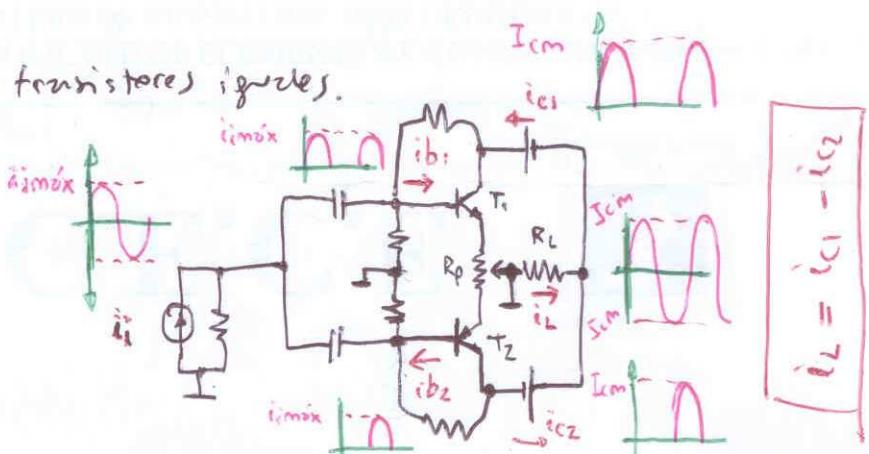
Ventajas: bajo costo (no transf)

Desventajas: dos fuentes y obtener 2 transistores iguales.

Para ayudar a equilibrar el circuito se intercala un potenciómetro.

Potencia $\rightarrow i_{cm}$ clase B.

Recta de carga \rightarrow

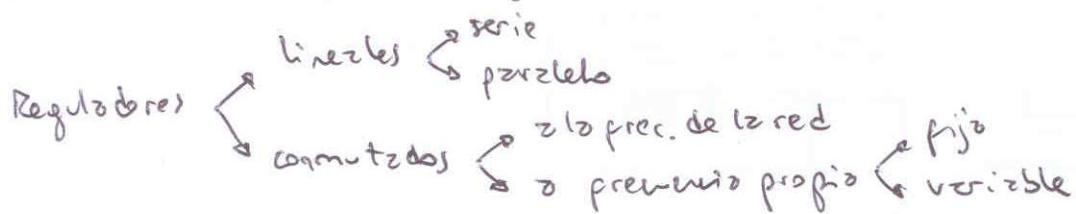


FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADA

105

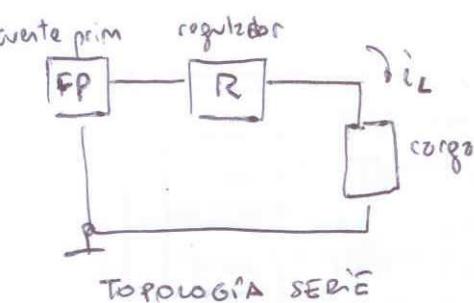
1. Introducción

- Los reg. lineales operan siempre con corr. continua a la entrada, que es de nivel superior que a la salida \rightarrow su rendimiento es siempre inferior a la unidad.
- Los reg. comutados están basados en un interruptor que interrumpe el suministro de corriente continua que entrega una fuente primaria a intervalos de tiempo de encendido y apagado \rightarrow de manera de que el voltaje medio de la energía coincide con las necesidades de la carga.

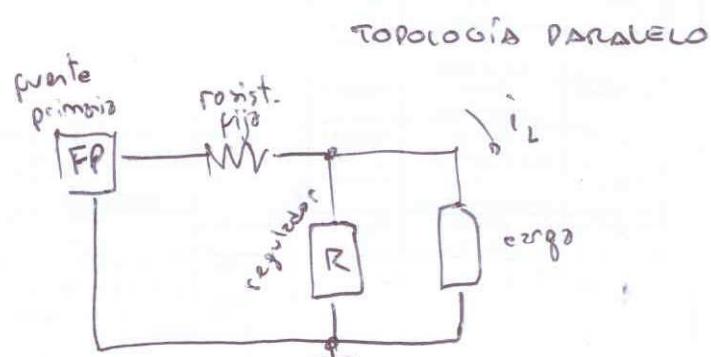


2. Reg. Lineales

El elemento regulador lineal puede estar en serie o en paralelo con la carga, en ambos casos, disipa en forma de calor el exceso de potencia eléctrica disponible en la fuente primaria.



TOPOLOGÍA SERIE



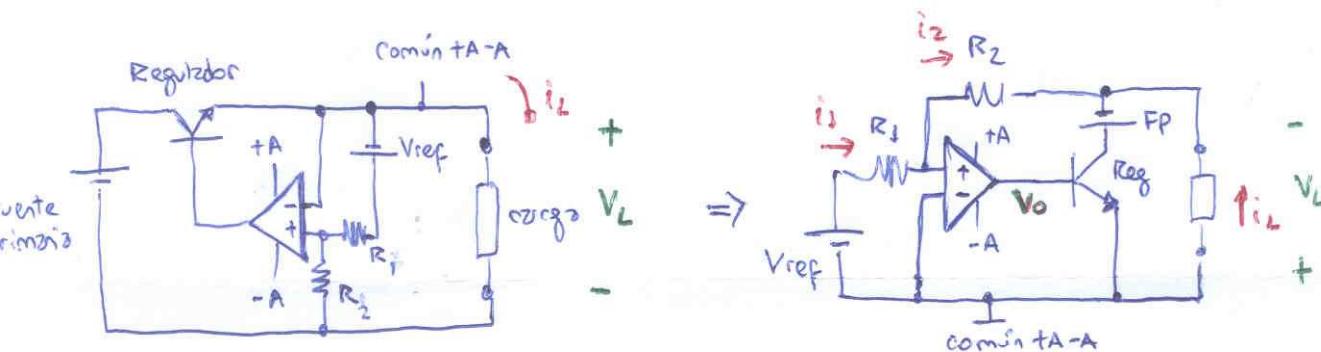
TOPOLOGÍA PARALELO

- En los reg. serie la energía sobrante (disipada en forma de calor) aumenta en proporción directa con la carga a que es sometida la fuente.
- En cambio, en los reg. paralelos, la energía disipada en el reg. disminuye cuando aumenta la carga.

- El reg. en paralelo tiene un rendimiento inferior al serie, ya que consume energía independientemente de que sea disipada o no en la carga. Adif. del reg. serie que disipa energía solo cuando es utilizado en la carga. Por lo que el reg. serie es el más utilizado, quedando el reg. paralelo para aplicaciones de bajo potencia.

3 Reg. Lineales. Fuentes de Tensión Regulada

A) Reg. de Tensión Lineal Serie:



Se trata de un montaje operacional inversor seguido de uno etapa de potencia transistor) $i_1 = \frac{V_{ref}}{R_1}$; $i_2 = \frac{V_L}{R_2}$; $i_1 = i_2$ (AO ideal); entonces

$$\frac{V_{ref}}{R_1} = \frac{V_L}{R_2}$$

$$V_L = V_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

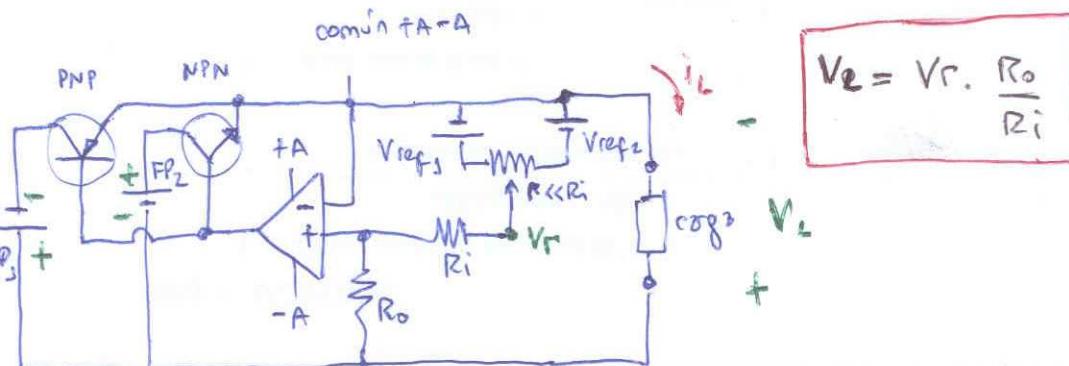
La tensión de salida es programable tanto por tensión (V_{ref}) como por resistencias ($\frac{R_2}{R_1}$) \rightarrow sólo salida positiva.

Si consideramos al AO ideal, la imped. debería ser infinita, pero en un AO práctico (los resist. R_2 y R_1 deben seleccionarse para tener corrientes de 5 a 10 milliamp. (i_1 e i_2)).

Se debe disponer de una puente auxiliar +A-A y su punto tierra (común) no conectado al polo activo de la salida del regulador.

B) Reg. de Tensión Serie con Salida Bipolar:

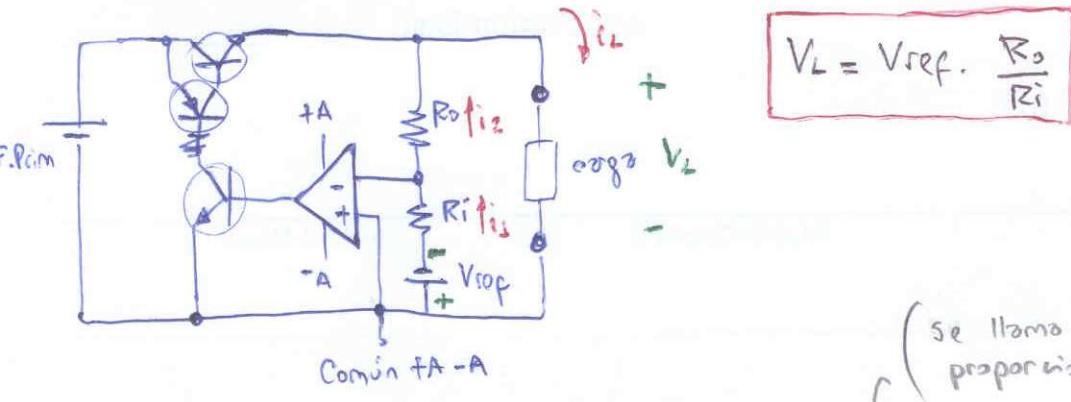
Mediante un circuito similar al anterior pero con dos puntos de referencia de polaridad opuesta y con dos transistores (uno NPN y otro PNP) con puentes primarios de pol. opuesta también (uno para cada tx) podemos lograr salida bipolar.



c) Reg. de Tensión Lineal Serie "con zilíment. auxiliar ref. al Polo":

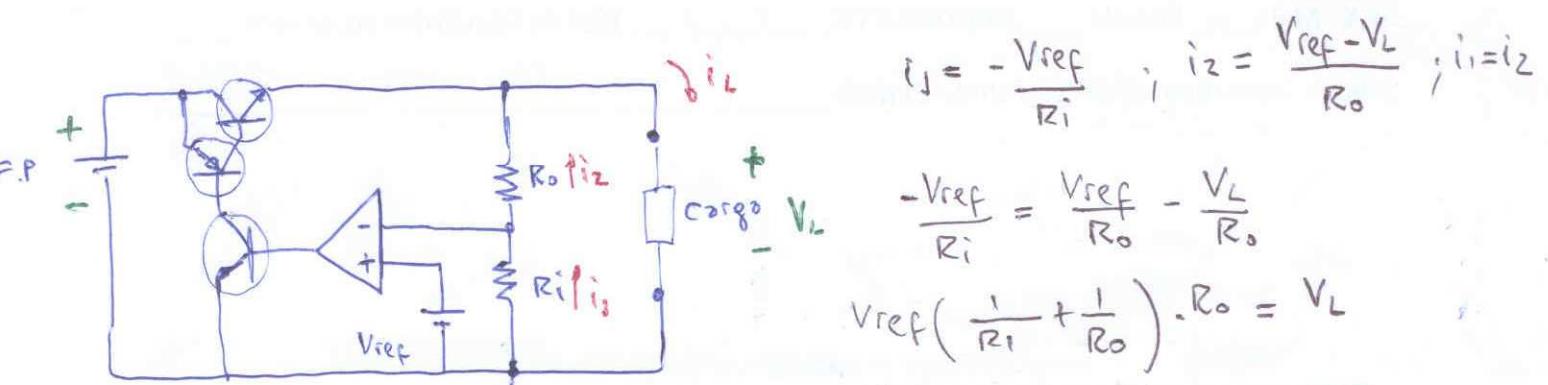
Para lograr q' el pto de ref. de lo zilíment. auxiliar sea el polo común y no el polo positivo se debe conectar el elemento regulador como inversor y no como seguidor. Con esta configuración no se obtienen los voltajes del seguidor respecto a la impedancia reflejada hacia los salida → debemos entonces utilizar un montaje híbrido de elementos de polaridad opuesta en cascada → para referir el control al polo común hace falta un tercer elemento.

$$i_1 = -\frac{V_{ref}}{R_i} ; i_2 = -\frac{V_L}{R_o} ; i_1 = i_2 \text{ (A0 ideal)}$$



d) Reg. de T. Lin. Serie "con Fuente Primaria como Auxiliar":

Cuando es difícil obtener tensiones +A -A se puede usar una sola fuente. Obviamente el montaje del operacional debe ser un amplificador no inversor.



(Aquí tenemos la desventaja de que $V_{Lmin} = V_{ref}$)

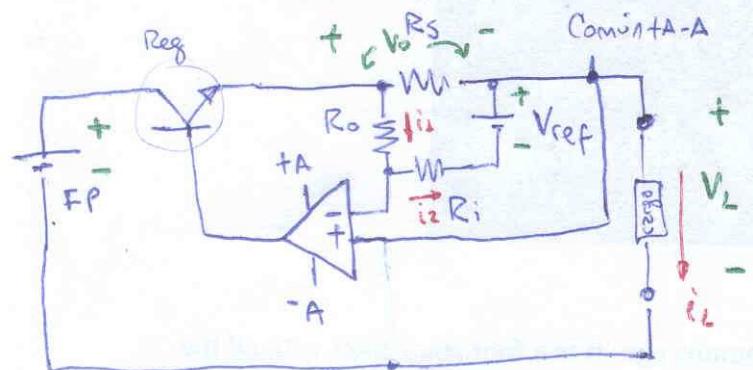
④ Reg. Lineales. Fuentes de Corriente Regulada

La regulación de corriente se efectúa basándose en la medición de la caída de tensión sobre una resistencia muy estable para conocer la corriente (intensidad) a ser regulada.

Se encuentra en serie con la carga.

A) Reg. de Corriente Lineal Serie "Básico":

Se tratará de una configuración inversora (requiere $+A = -A$):



$$i_1 = \frac{V_o}{R_o}; + \frac{V_{ref}}{R_i} = i_2; V_o = i_L \cdot R_S$$

$$i_2 = i_1 \text{ (AO ideal)}$$

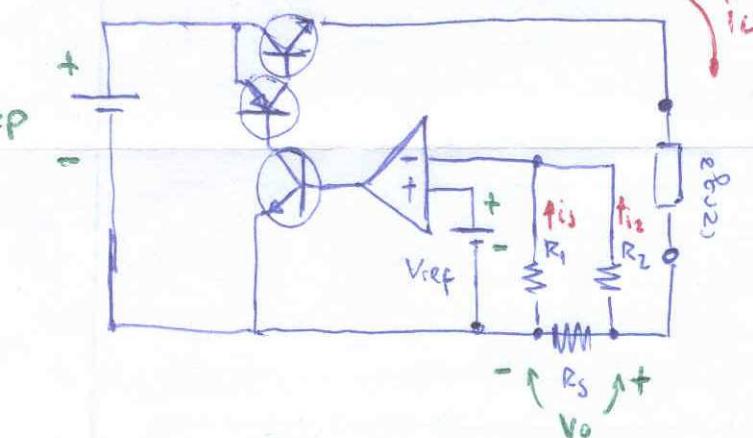
$$\frac{V_o}{R_o} = + \frac{V_{ref}}{R_i} = \frac{i_L \cdot R_S}{R_o}$$

$$i_L = \frac{V_{ref}}{R_S} \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

R_S = resist. de sensado de i_L
(proporciona una tensión proporcional a i_L)

B) Reg. de corriente Lineal Serie "con Fuente Primaria como Auxiliar"

Deberá tratararse de una config. no inversora.



$$i_1 = - \frac{V_{ref}}{R_1}; i_2 = \frac{V_o - V_{ref}}{R_2}; i_1 = -i_2$$

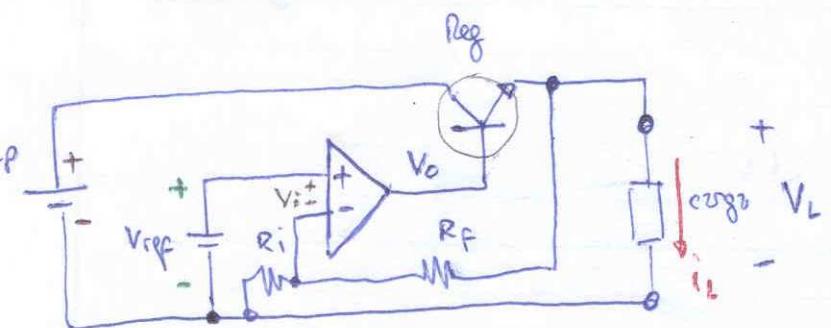
$$V_o = i_L \cdot R_S \therefore$$

$$\frac{i_L \cdot R_S - V_{ref}}{R_2} = + \frac{V_{ref}}{R_1}$$

$$i_L = V_{ref} \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) \cdot \frac{R_2}{R_S}$$

$$i_L = \frac{V_{ref}}{R_S} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

⑤ Análisis Gral de una puente de alimentación regulada lineal



$$V_L \propto V_o \quad (\text{seguidor de emisor})$$

$$V_L \propto A_v \cdot V_i$$

$$V_i = V_{ref} - \frac{V_L}{R_f + R_i} \cdot R_i = V_{ref} - V_L \cdot \beta$$

$$V_L = A_v \cdot (V_{ref} - V_L \cdot \beta)$$

$$V_L (1 + \beta \cdot A_v) = A_v \cdot V_{ref}$$

$$V_L = V_{ref} \cdot \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v}$$

Estabilidad:

$$\Delta V_o = \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \cdot \Delta V_i + \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \cdot \Delta I_o + \frac{\partial V_o}{\partial T} \cdot \Delta T$$

$$\Delta V_o = S_V \cdot \Delta V_i + R_o \cdot \Delta I_o + S_T \cdot \Delta T$$

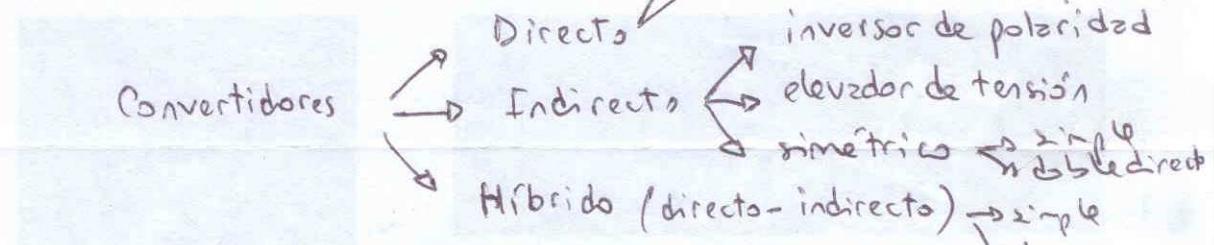
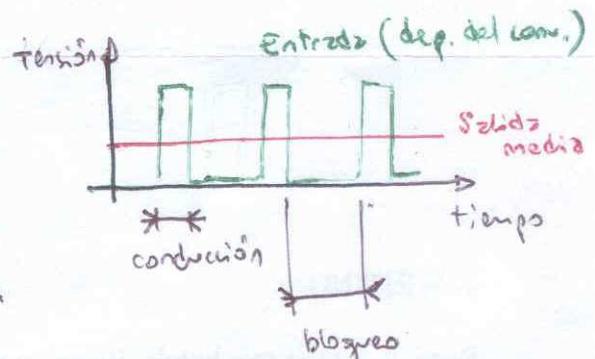
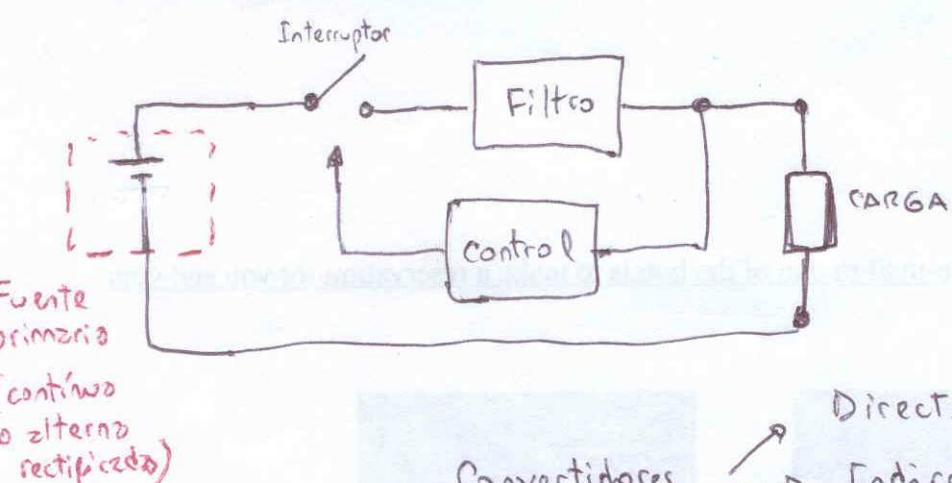
S_V = coef. de variación de tensión de entrada \rightarrow variación de la salida respecto a la variación de tensión de entrada.

R_o = coef. de variación de resistencia de carga \rightarrow variación de la salida respecto a la variación de la resist. de carga.

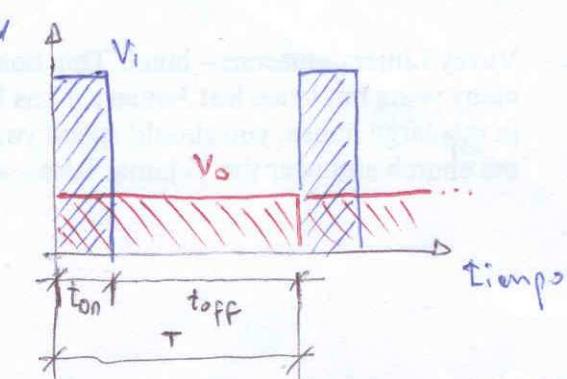
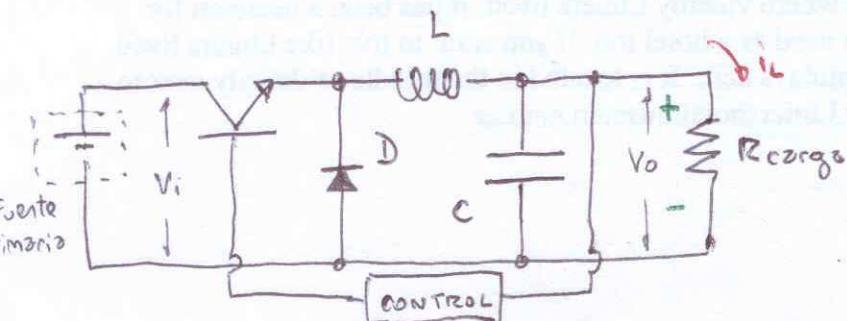
S_T = coef. de variación de temperatura \rightarrow variación de la salida respecto a la variación de temperatura.

$$S_V = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \right|_{\begin{array}{l} \Delta I_o = 0 \\ \Delta T = 0 \end{array}} ; R_o = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \right|_{\begin{array}{l} \Delta V_i = 0 \\ \Delta T = 0 \end{array}} ; S_T = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \right|_{\begin{array}{l} \Delta V_i = 0 \\ \Delta I_o = 0 \end{array}}$$

⑥ Reg. Commutados a freq. propia



A) Convertidor directo (Buck):



t_{on} = tiempo encendido
 t_{off} = tiempo apagado
 V_i = tensión de entrada (puente primario)
 V_o = tensión sobre la carga (valor medio)
 δ = ciclo de trabajo = $\frac{t_{on}}{T}$
 T = período del ciclo

$$V_i \cdot t_{on} = V_o \cdot T$$

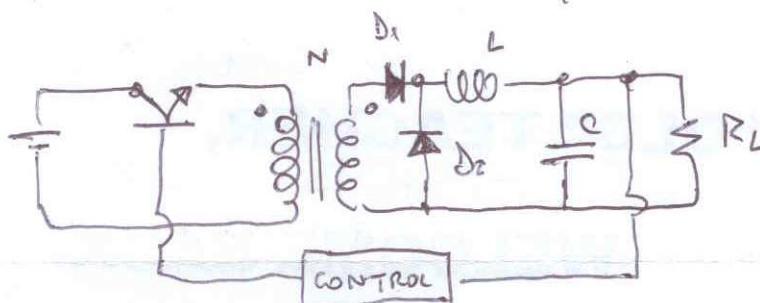
$$V_i \cdot \frac{t_{on}}{T} = V_o$$

$$\boxed{V_i \cdot \delta = V_o}$$

La tensión media de salida es prop. a δ

$V_o \leq V_i$; V_o idéntico polarizado que V_i .

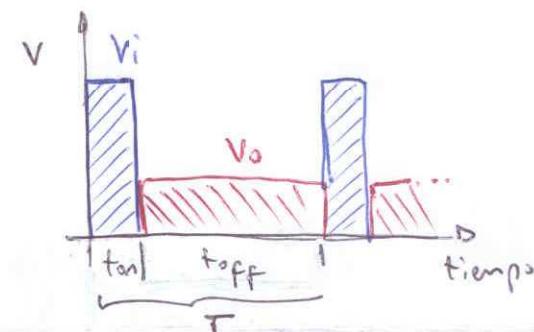
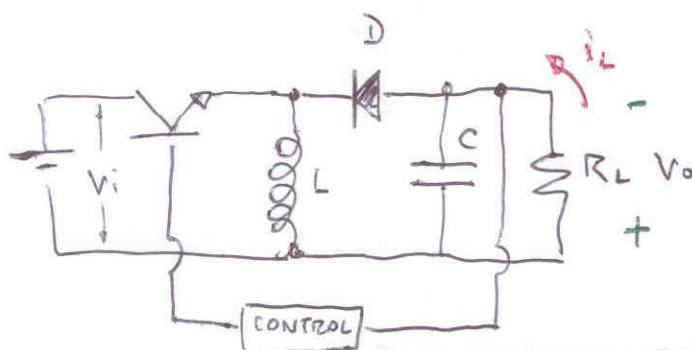
- se utiliza un elemento interruptor estático para los t_{on} y t_{off} (transistor bipolar en nuestro caso)
- se utiliza un filtro para eliminar las componentes de alterna, debido a que el filtro es autoinductivo se requiere un diodo volante para permitir la circulación de la corriente durante t_{off} . (por la autoinducción)
- para obtener tensiones mayores se utiliza un transformador.



$$\boxed{V_o = V_i \cdot \delta \cdot N}$$

N = relación de transformación

b) Convertidor Indirecto - Inversor de polaridad :

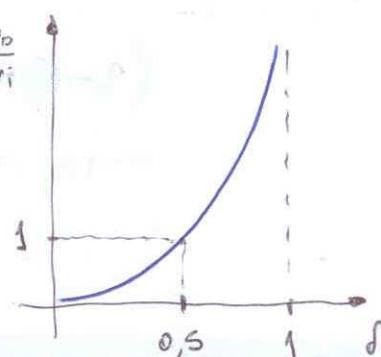


$$V_i \cdot t_{on} = V_o \cdot t_{off}$$

$$V_i \cdot \frac{t_{on}}{T} = V_o \cdot \frac{t_{off}}{T} = V_o \cdot \frac{T-t_{on}}{T}$$

$$V_i \cdot \delta = V_o (1-\delta)$$

$$\boxed{V_o = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot V_i}$$

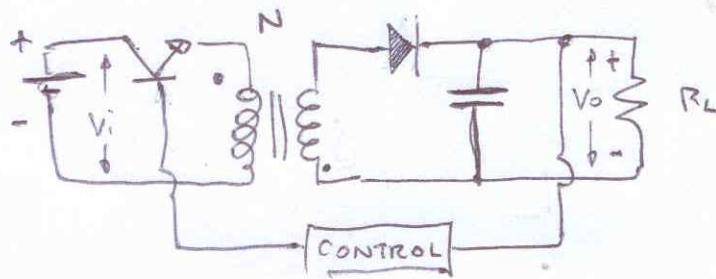


si $\delta = 0,5 \therefore V_o = V_i$

si $\delta > 0,5 \therefore V_o > V_i$

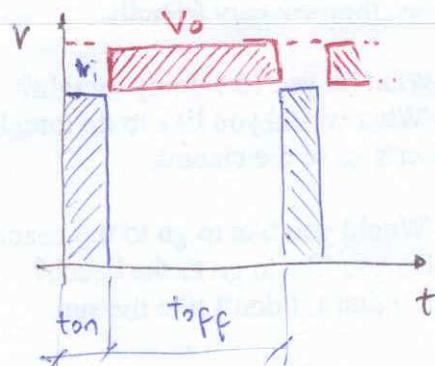
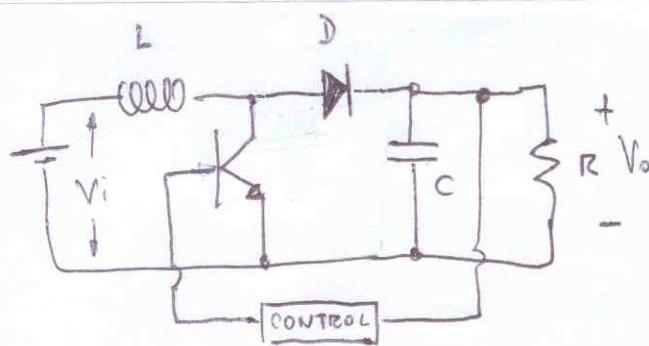
si $\delta < 0,5 \therefore V_o < V_i$

- La energía es previamente almacenada en la bobina, para luego (durante el toff) ser entregada a la carga luego de ser filtrada.
- Con este método se pueden obtener tensiones de salida mayores y menores a la V_i sin necesidad transformador.
- La exigencia del capacitor es mayor que en el convertidor directo ya que debe mantener la tensión y la corriente de salida durante todo el tiempo que la autoinducción no entrega energía a la salida.
- Una variante para revertir la polaridad de la tensión de salida es utilizar un transformador con uno de los devanados invertidos en su sentido. El trío y la autoinducción forman un solo elemento, el primario actúa como autoinducción.



$$V_o = V_i \cdot N \cdot \frac{\delta}{1-\delta}$$

c) Convertidor Indirecto Elevador de Tensión :



$$V_i \cdot t_{on} = (V_o - V_i) \cdot t_{off}$$

$$V_o = V_i \cdot \frac{(t_{on} + t_{off})}{t_{off}}$$

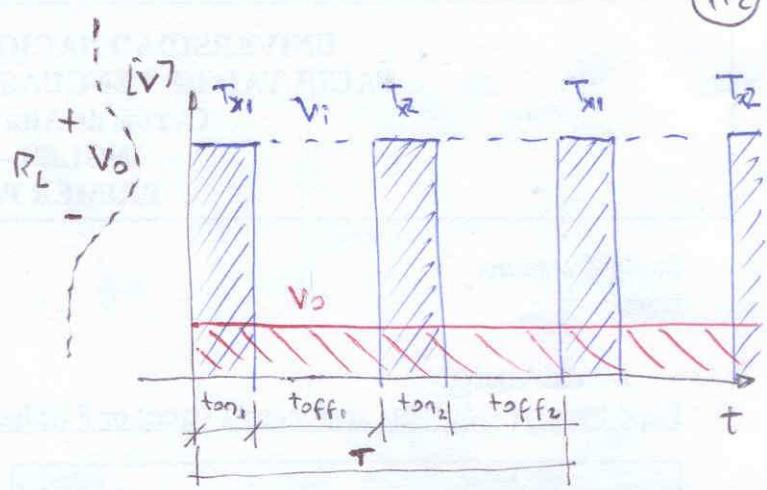
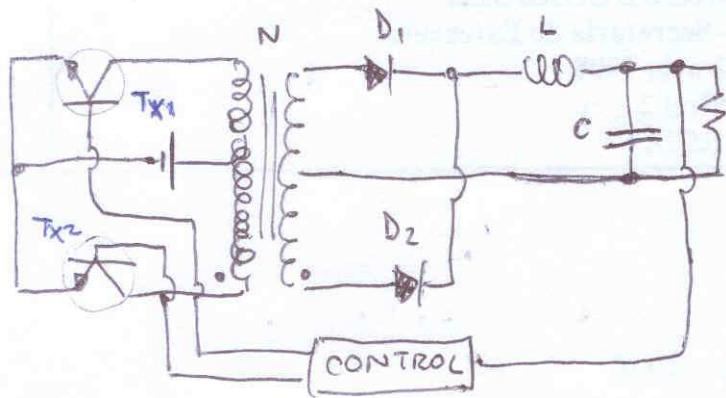
$$V_o = V_i \cdot \frac{T}{t_{off}} = V_i \cdot \frac{1}{T - t_{on}}$$

$$V_o = V_i \cdot \frac{1}{1-\delta}$$

• Vemos que la tensión que produce la autoinducción durante el toff (debido a que funciona como generador) se suma a la tensión de la fuente para aplicar una tensión $V_o > V_i$ en la carga.

• El diodo impide que la energía retrone hacia la fuente primaria debido al aumento de tensión.

D) Convertidor Simétrico:



$$N(V_i \cdot t_{on_1} + V_i \cdot t_{on_2}) = V_o \cdot T$$

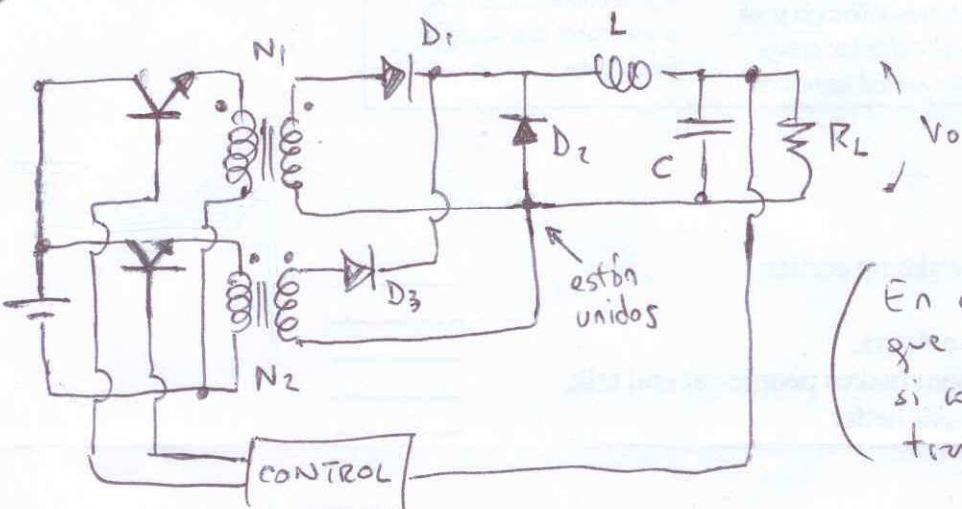
$$\text{si } t_{on_1} = t_{on_2} \therefore N \cdot 2V_i \cdot t_{on} = V_o \cdot T$$

$$V_o = 2V_i \cdot f \cdot N$$

- Existen problemas de simetría.

- $f_{min} = 0,5 \rightarrow$ para que no existan cortocircuitos entre los transistores.

- Una variante es el convertidor doble directo: (no tiene problemas de simetría)

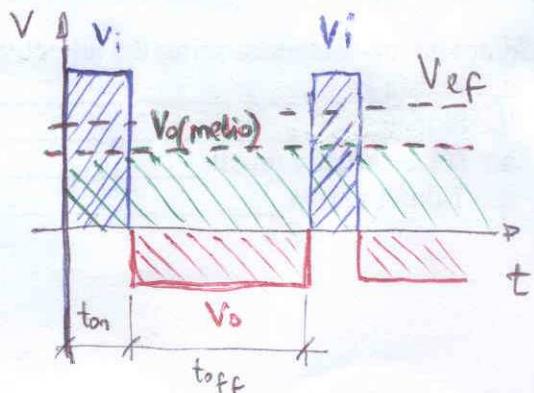
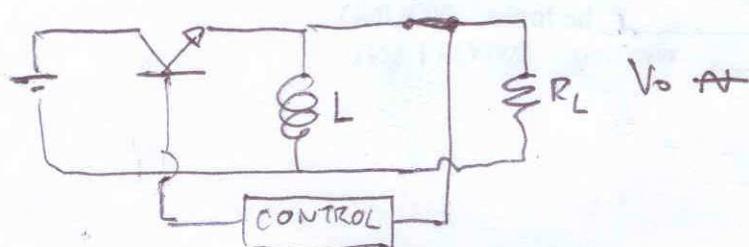


$$V_o = 2V_i f \cdot N$$

$$N_1 = N_2 = N$$

En este caso la ventaja es que no se produce cortocircuito si comutan al mismo tiempo los transistores.

E) Convertidor Híbrido:



Cálculo de V_{med} sin tener en cuenta la polaridad inversor de pol. $\rightarrow V_{i,ton}$

- 1) La parte positiva equivale a la tensión de salida en un convertidor directo
- 2) La parte negativa equivale a la tensión de salida de un convertidor indirecto inversor de polaridad

$$V_{i,ton} + V_{o,toff} = V_{med \cdot T}$$

$$V_{i,ton} + (V_{i,ton}) = V_{med \cdot T}$$

$$2V_{i,T}\left(\frac{ton}{T}\right) = V_{med \cdot T}$$

$$2V_{i,T} \cdot \delta = V_{med}$$

(Deducción "1")

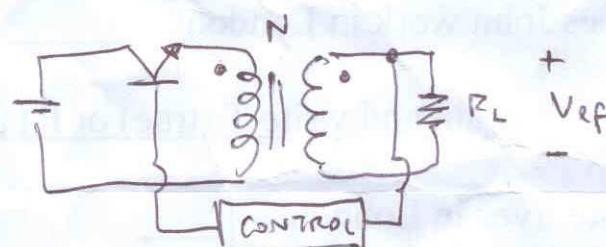
Este convertidor híbrido directo-indirecto es un caso particular usado en cargas que aceptan corriente alterna de cualquier forma de onda y simétrica para pulsaciones (limpia, etc). Debemos tener en cuenta la V_{ef} y no V_{med} :

$$V_{ef^2} \cdot T = V_{i,ton}^2 + V_{o,toff}^2 = V_{i,T}^2 \cdot \delta + \left(V_{i,T} \cdot \frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 \cdot T(1-\delta)$$

$$V_{ef^2} = V_{i,T}^2 \delta + V_{i,T}^2 \cdot \frac{\delta^2}{(1-\delta)} = V_{i,T}^2 \left(\delta + \frac{\delta^2}{1-\delta}\right) = V_{i,T}^2 \cdot \left(\frac{\delta - \delta^2 + \delta^2}{1-\delta}\right)$$

$$V_{ef} = V_{i,T} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{1-\delta}}$$

Si existe transformador...



Se complica el sistema de control al tener que tener en cuenta el valor efízio en vez del valor medio.

7 Control de los puentes conmutados a frec. propia

frec:
fija

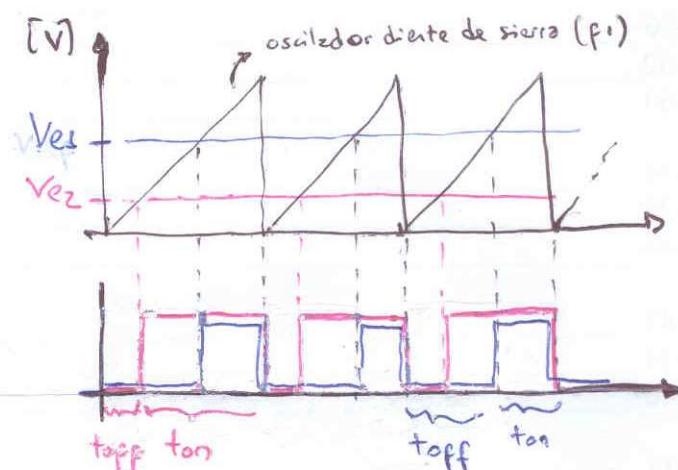
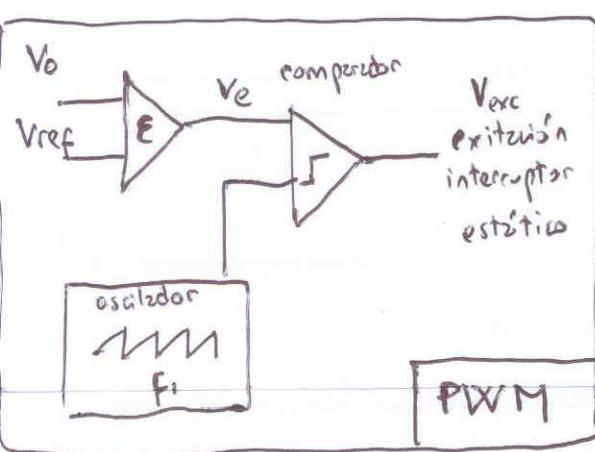
se obtiene con un generador incorporado al sistema o exterior a él, que en ambos casos es "estable e independiente de las condiciones de trabajo de la puente"

frec.:
variable

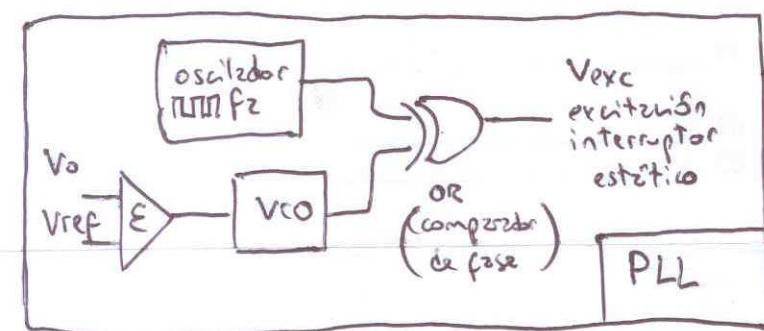
lo exigente es la puente determina la freq. de trabajo

- Independientemente del tipo de control (freq. fija o variable) el control de la puente viene determinado por el ciclo de trabajo.
- El tamaño y el costo de los elementos inductivos y capacitivos de la puente es inversamente proporcional a la frecuencia de trabajo \rightarrow mientras más elevada mejor.
- Si suponemos que los "L", los "V" (puente primario) y los "Vo" (tensión salida) son constantes, entonces las corrientes del circuito varían con respecto al tiempo linealmente de acuerdo a la ley de Lenz $V = L \frac{di}{dt}$ (la corriente crece y decrece linealmente).

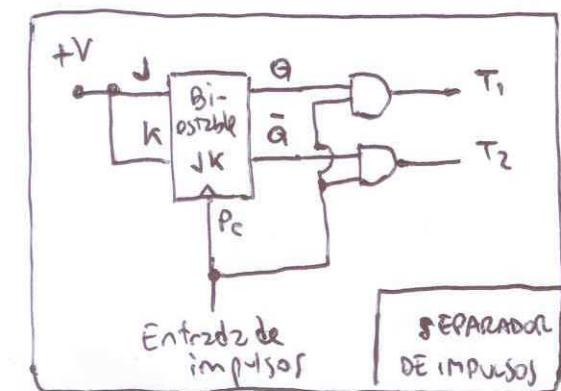
Control con frecuencia fija



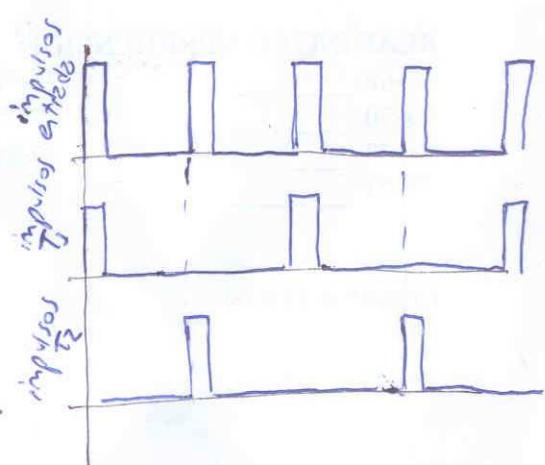
→ La tensión de error (V_e) generado a partir de la tensión de salida (V_o) y una tensión de referencia (V_{ref}) se compara con la señal diente de sierra para modificar el ciclo de trabajo de la señal de excitación del interruptor estático.



Sistema basado en un comparador de fase y un VCO (oscilador controlado por voltaje)

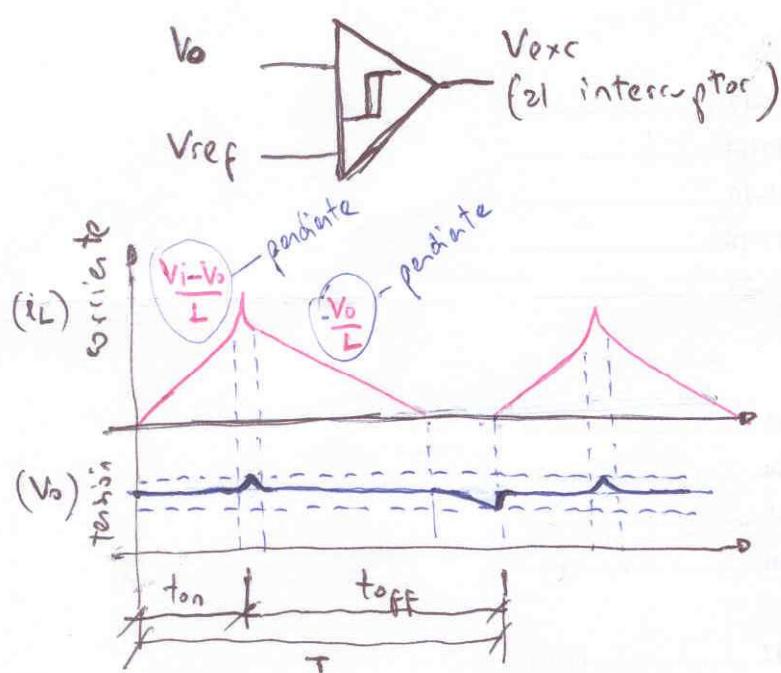


• Para trabajar con el convertidor simétrico o el doble directo es necesario un circuito separador de pulsos para activar cada transistor en forma independiente.



Control con frecuencia variable de onda directa

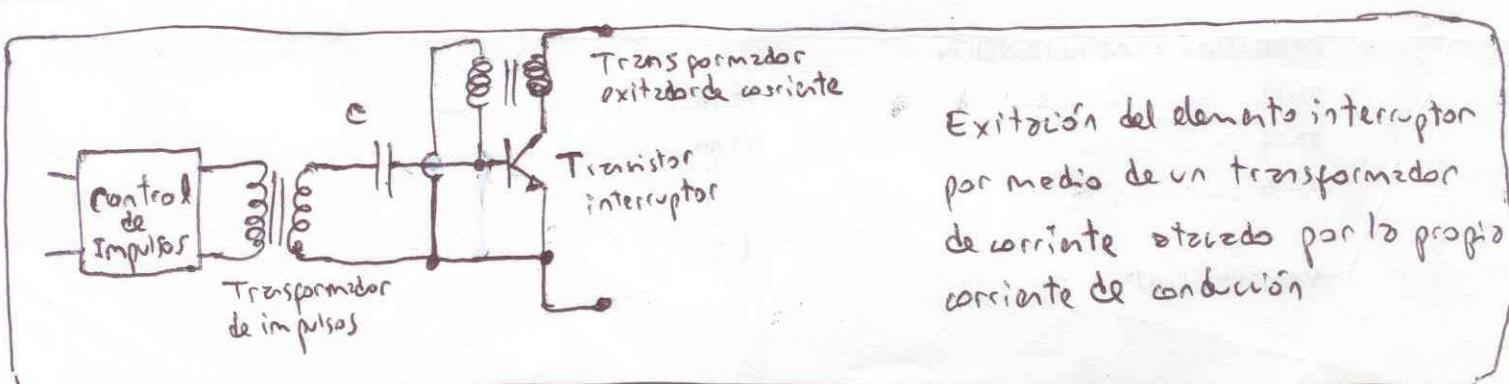
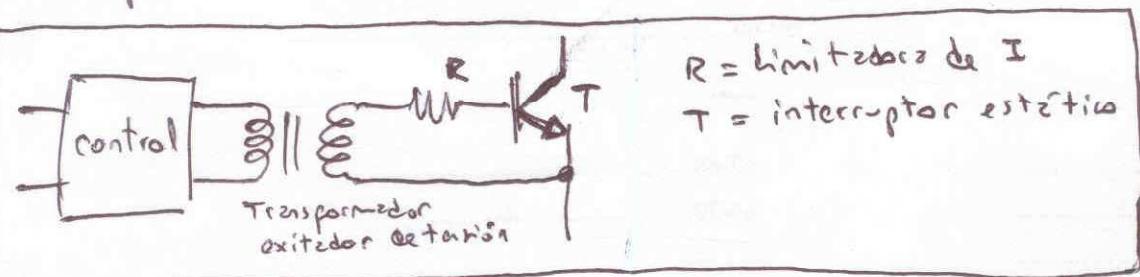
Este tipo de control solo es aplicable al convertidor directo.



- La freq. de trabajo está determinada según el tipo de convertidor por la saturación del núcleo de la autoinducción por lo que se somete el interruptor a un trabajo forzado.

Excitación del Interruptor

La etapa de control debe excitar el interruptor (transistor) para lograr que comute, pero la etapa de control generalmente es de bajo potencia (bajo energía) por lo que se requiere una etapa intermedia que permita una rápida conmutación de manera satisfactoria.



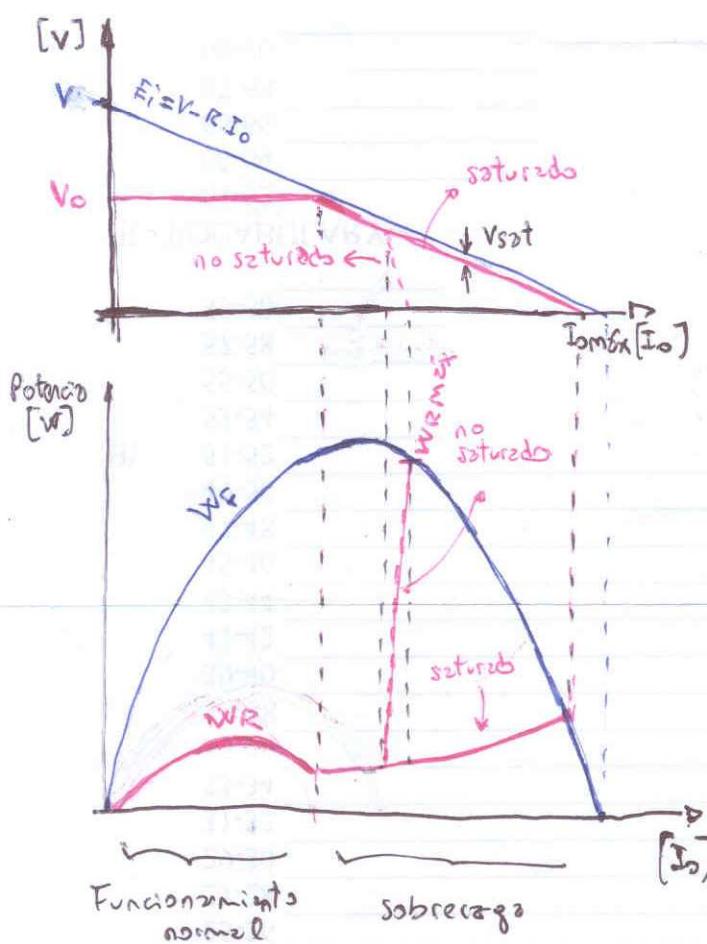
Convertidores con transformador

- Aislamiento galvánico (entrada - salida)
- Obtienen varios salidas a partir de una
- Trabajan con voltajes más compatibles en los tiempos de los fx.

8) Protección de los reguladores

116

Cuando el elemento regulador en serie de un regulador de tensión lineal es sometido a sobrecarga, la corriente que conduce aumenta. Este aumento de corriente tiene un límite que es determinado por la resistencia interna de la puente primaria. A su vez la pot. disipada por el regulador puede aumentar dependiendo de las posibilidades de conducir la corriente.



V = tensión fuente sin cargo
 E_i = tensión teniendo en cuenta la resist. interna
 R = resist. interna de la puente
 I_0 = corriente de carga
 V_o = tensión regulada.
 W_F = potencia disponible de la puente (pot. disponible)
 W_R = pot. disip. por el regulador

Si el regulador tiene capacidad de conducir la corriente de sobrecarga a pesar de no poder mantener la regulación de salida, la pot. disipada no aumentará en gran medida.

Cuando no puede soportar la caudal de la corriente se dará de la saturación y la pot. disip. se incrementará en gran medida hasta el límite impuesto por la R de la puente.

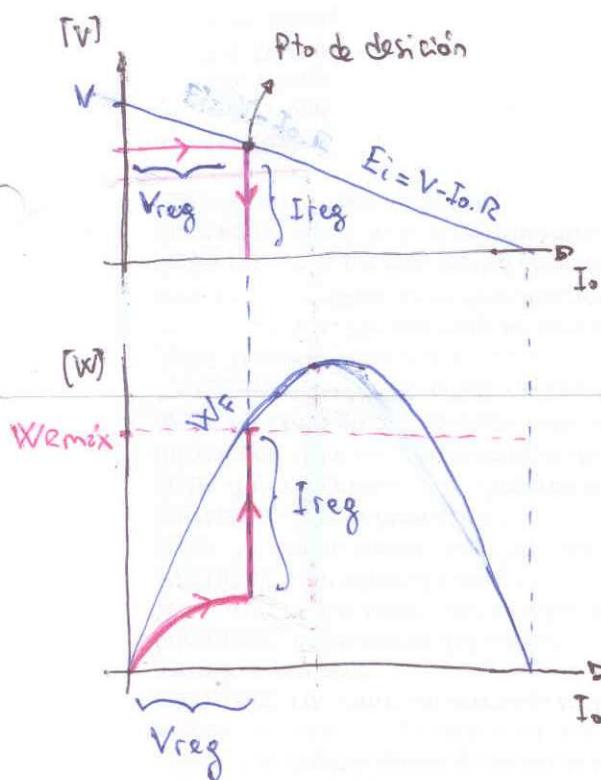
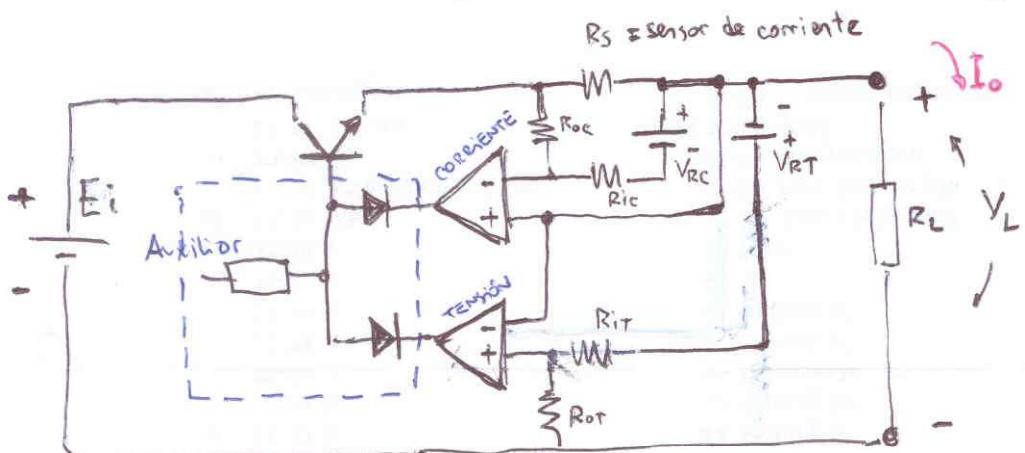
\Rightarrow De lo contrario habrá que proteger!

Concluimos que para que un reg. de tensión lineal en serie pueda resistir la sobrecarga hasta el extremo del cortocircuito debe ser capaz de conducir una corriente elevada o poder soportar una fuerte disipación.

Si la protección se aplica solo a la sobrecarga provocada por la carga es una protección parcial, si además se aplica a la sobrecarga provocada por la ponte primaria es una protección total.

A) Protección por corriente máxima regulada:

Combinamos un regulador de corriente con un regulador de tensión:



Se observa que las posibilidades de disipación del elemento regulador (transistor) son infrutilizadas cuando funciona como reg. de tensión.

La protección es solo parcial e ya que la disip. del elemento regulador es proporcional a la tensión de entrada.

El "circuitu auxiliar" es un "circuitu de decisión" que decide cuál de los reguladores toma el control, si el de corriente o el de tensión dependiendo de si la corriente de salida es menor o mayor a la corriente máxima permitida.

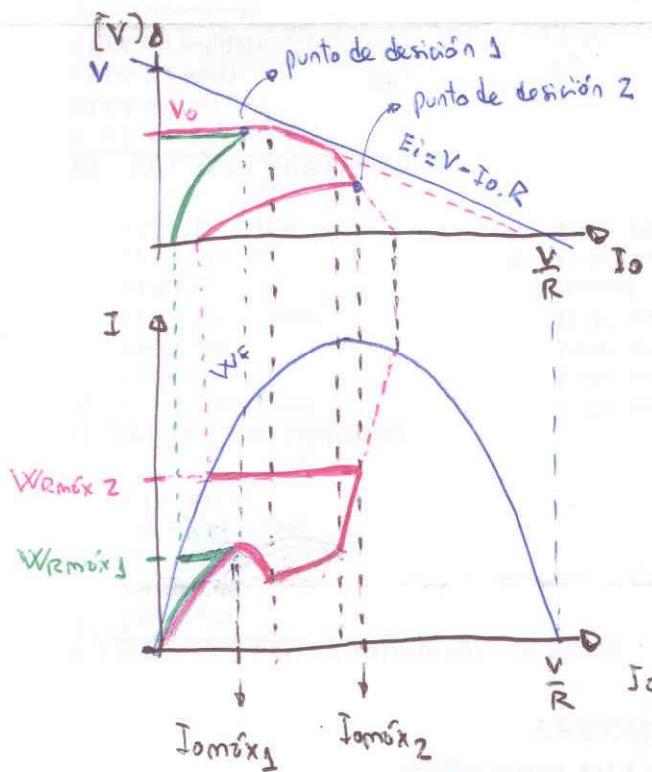
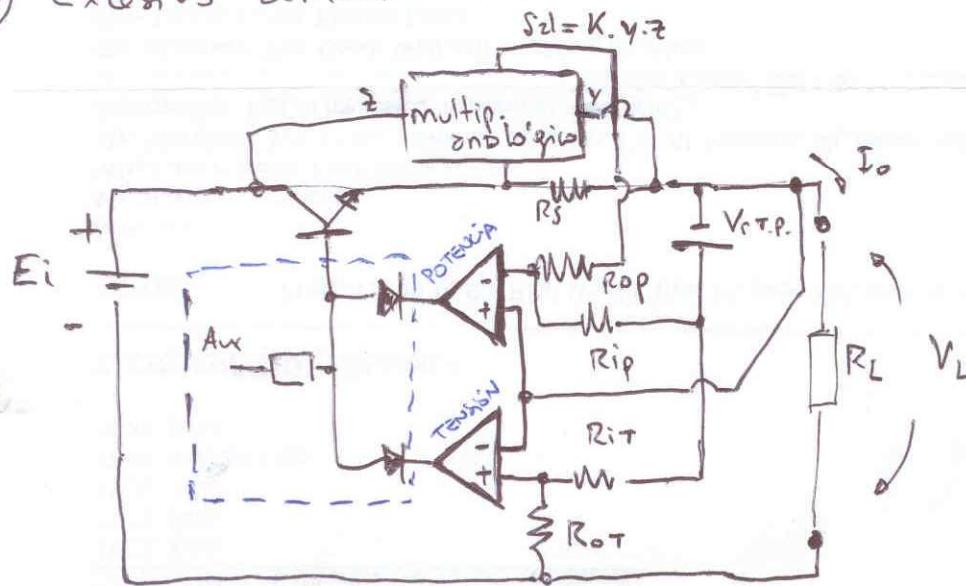
Existen 3 posibilidades:

- 1) $I_o < I_{máx}$: Funcionamiento normal. El mundo lo tiene el regulador de tensión (gálibro potenc.). Reg. T → trab. saturado
- 2) $I_o = I_{máx}$: pto límite, pto desición
- 3) $I_o > I_{máx}$: el reg. de tensión pierde el control, el mundo lo toma el regulador de corriente que entrega una tensión igual al producto de la $I_{máx}$ para la carga. (gálibro W)
- 4) $I_o = I_{ec}$: cuando ocurre un cortocircuito la disip. en el reg. de corriente es bastante más elevada que la máxima posible en el regulador de tensión para funcionamiento normal.

B) Protección por Potencia máxima reglada:

La potencia disipada puede incrementarse fuertemente por 3 causas:

- 1) Aumento excesivo de la corriente de carga (reg. sin saturación)
- 2) El elemento regulador en serie es incapaz de conducir la corriente necesaria por lo que no puede permanecer en saturación
- 3) Excesivos aumentos de la tensión de entrada.



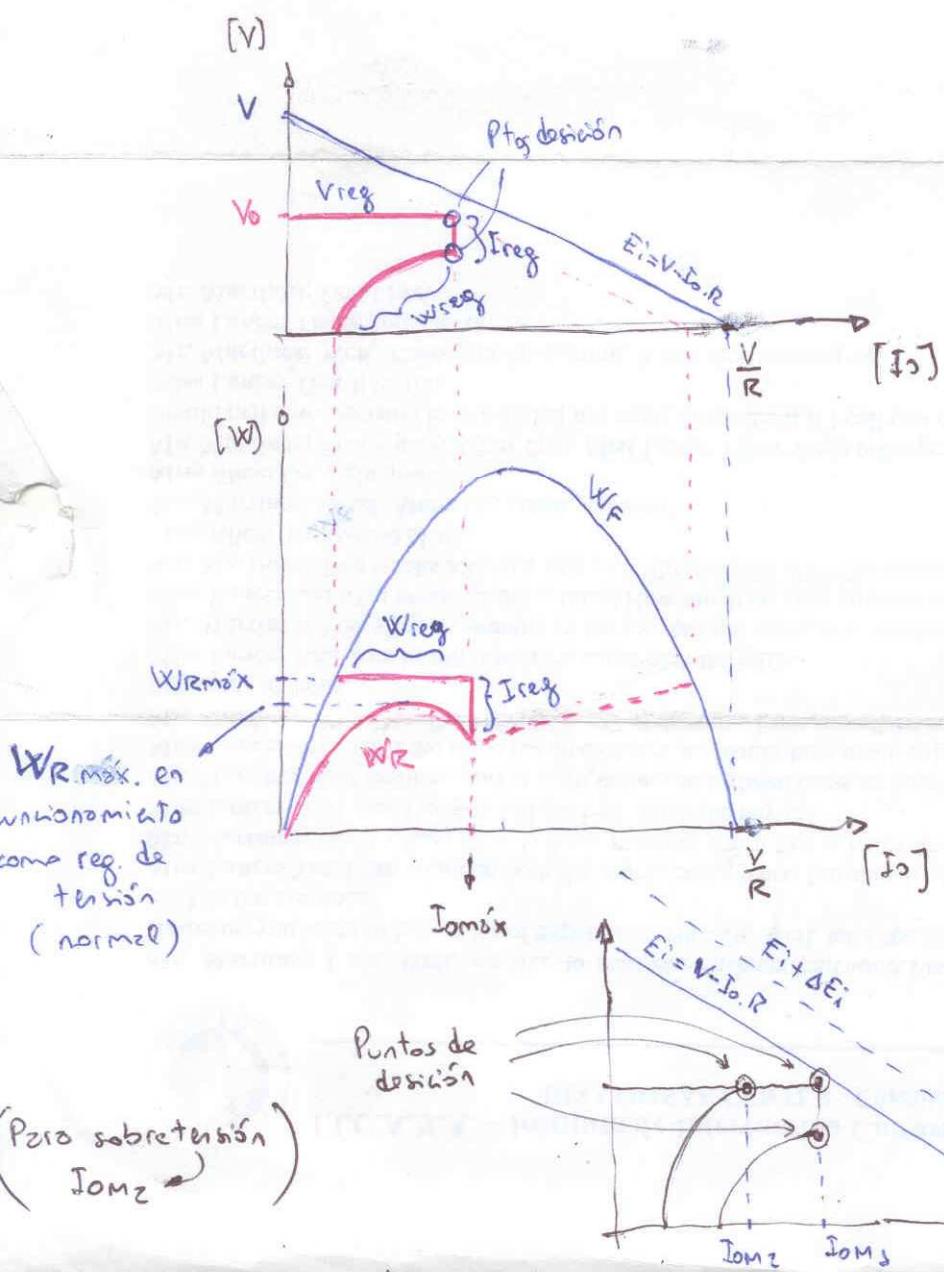
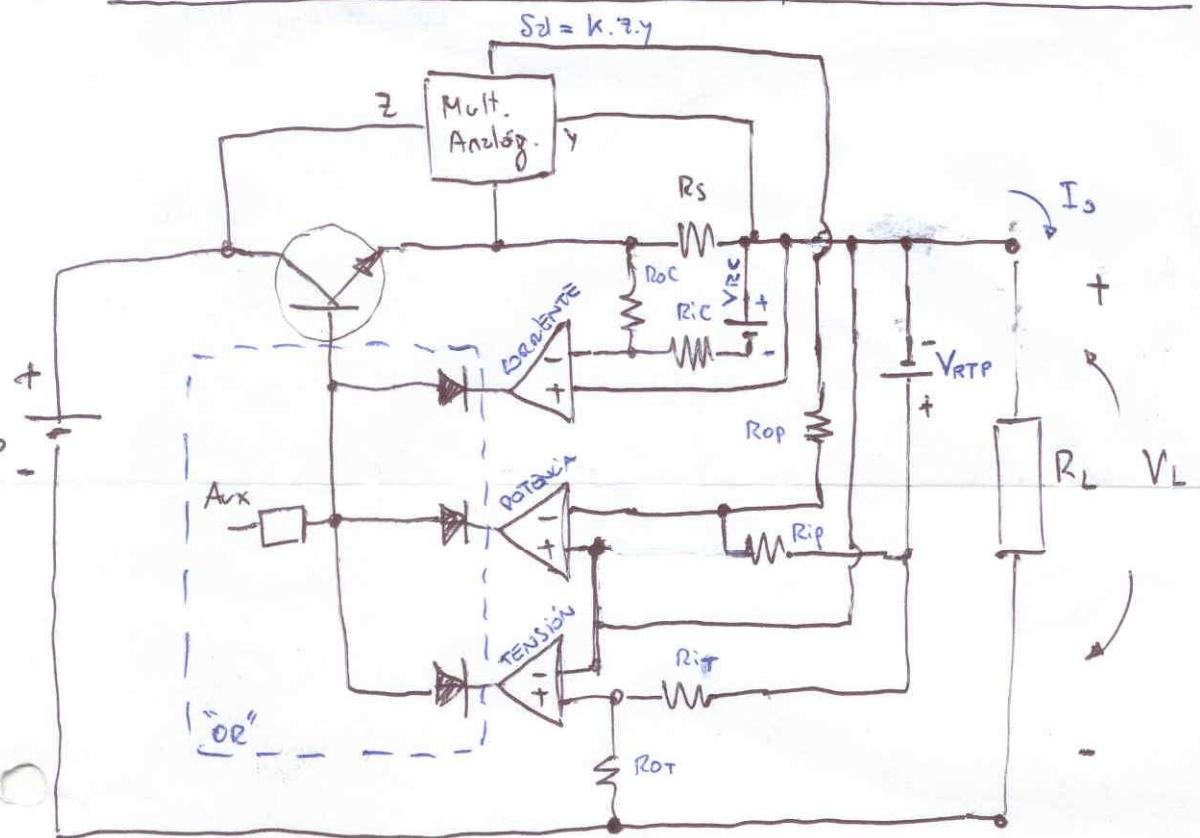
Tenemos 2 pts de decisión ilustrados en los figuras:

- 1) El pto. está situado antes que el elem. reg. de tensión entre en saturación
- 2) El pto. está situado en la zona en que el elemento de reg. sale de saturación, después de haber estado saturado, es decir, después de haber soportado una corriente más elevada que la que le exige su funcionamiento como reg. de tensión.

Ambos pts son inadecuados. El primero debe estar colocado siempre antes de q' el reg. alcance el máximo de disipación \rightarrow se impráctico la esp. del reg. En el seg. caso el reg. sale de la saturación sin que actúe el prot. de pot. \rightarrow puede provocar corriente de salida excesiva (no se aprovecha por estar fuera de la zona de reg.)

[Si aumenta la tensión de entrada el pto de decisión se desplaza a la izq \rightarrow prot. total.]

c) Protección combinada. Potencia y Corriente Limitada:



La combinación de ambas protecciones permite sortear los inconvenientes de ambas.

Este tipo de protección tiene el mejor rendimiento constructivo porque exige un sobredimensionamiento a prendas superior al necesario para trabajar en funcionamiento normal. (ocurrida de un control complicado)

Incluye protección total pues prevé protección en caso de que la tensión de entrada se eleve de lo normal.

La máxima corriente de salida del reg. será menor cuanto más grande sea la sobre-tension.