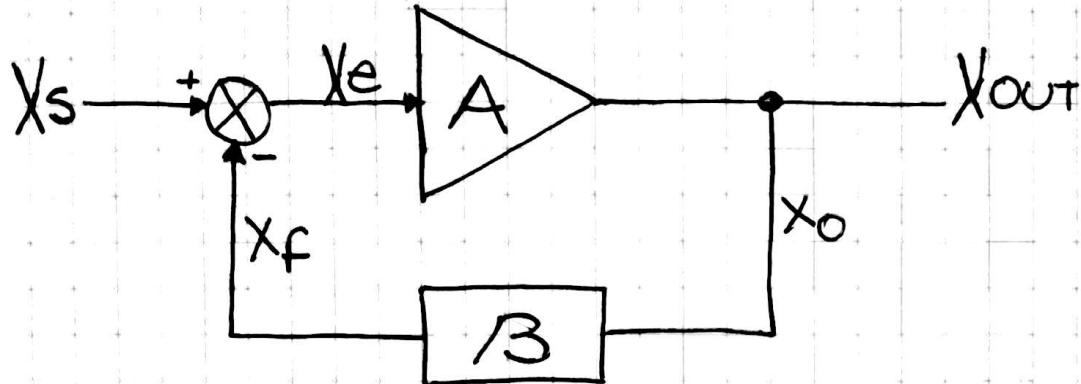


1) Realimentación Negativa



X_s : Señal de entrada

X_e : Señal de error

X_{out} : Señal de Salida

X_f : Señal de realimentación

A : Ganancia del amplificador

B : Ganancia de la red de realimentación

Para este análisis se tienen en cuenta 3 consideraciones

- No se transmite señal desde la salida a la entrada del amplificador a través del bloque "A"
- No se transmite señal desde la entrada hacia la salida del amplificador a través del bloque "B", es decir, que "A" y "B" son bloques unidireccionales.
- La red "B" es independiente de la impedancia del generador y de la carga.

$$X_{out} = X_e \cdot A ; X_e = X_s - X_f ; X_f = \beta X_{out}$$

↓
Para realimentación negativa

$$F_T = \frac{X_{out}}{X_s}$$

$$X_{out} = (X_s - X_f) \cdot A = (X_s - \beta X_{out}) \cdot A$$

$$X_{out} = X_s \cdot A - \beta \cdot A \cdot X_{out}$$

$$X_{out}(1 + \beta \cdot A) = X_s \cdot A$$

② $\boxed{\frac{X_{out}}{X_s} = \frac{A}{1 + \beta A}} = Af \rightarrow \text{Ganancia Realimentada}$

Un amplificador que posea realimentación negativa tendrá una ganancia reducida, pero gozará de otros beneficios, como son:

- Mayor estabilidad frente a la temperatura
- Mayor estabilidad frente al envejecimiento
- Mayor estabilidad frente al reemplazo de componentes
- Mayor ancho de banda
- Control sobre las impedancias de entrada y salida
- Reducción del efecto de señales espúrias
- Reducción de la distorsión no lineal

Para el análisis de un amplificador realimentado, primero se debe obtener su ganancia de lazo abierto, con la red β pasivada. Según la topología de realimentación variará la forma de pasivar la red β .

- Para obtener el circuito de entrada

- Si es muestra de tensión $\rightarrow V_L = 0$

- Si es muestra de corriente $\rightarrow I_L = 0$

- Para obtener el circuito de salida

- Si es mezcla de tensión $I_i = 0$

- Si es mezcla de corriente $V_i = 0$

Luego se debe calcular el parámetro β_3 de la red de realimentación, para ello se debe aislar la red de realimentación del circuito principal y de allí se obtiene $\beta_3 = \frac{X_F}{X_O}$ donde:

X_F = Señal realimentada

X_O = Señal de muestra

La Función sensibilidad se define como la variación

④ de la ganancia de lazo cerrado, respecto a la variación de la ganancia de lazo abierto.

$$S = \frac{\frac{dA_F}{A_F}}{\frac{dA}{A}} \quad \text{recordando que} \quad A_F = \frac{A}{1+\beta A}$$

$$S = \frac{dA_F}{dA} \cdot \frac{A}{A_F} = \frac{d\left(\frac{A}{1+\beta A}\right)}{dA} \cdot \frac{A}{A_F} = \frac{1+\beta A - \beta A}{(1+\beta A)^2} \cdot \frac{A}{1+\beta A}$$

$$\boxed{S = \frac{1}{1+\beta A}}$$

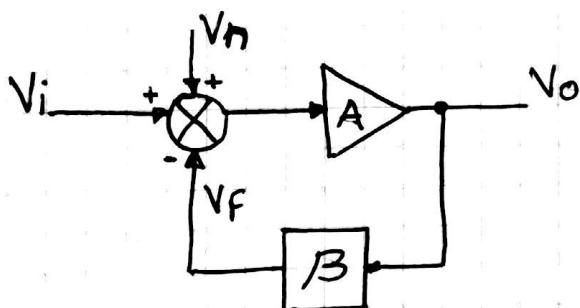
Y la desensibilidad o insensibilidad se la define como la inversa de la sensibilidad.

$$D = \frac{1}{S} = 1 + BA$$

La desensibilidad representa el factor por el cual se disminuye la ganancia y se modifican las impedancias del circuito.

Un amplificador está bajo la influencia de señales externas espúrias o también llamadas ruido. El amplificador realimentado responde diferente según estas señales ingresen al mismo a la entrada, en una etapa intermedia o a la salida.

- A la entrada.



Sin Realimentación

$$V_o = A \cdot (V_i + V_n)$$

$$V_o = \underbrace{A \cdot V_i}_{\text{señal}} + \underbrace{A \cdot V_n}_{\text{Ruido}}$$

$$R_{SN} = \frac{A \cdot V_i}{A \cdot V_n} = \frac{V_i}{V_n}$$

Con Realimentación

$$V_o = (V_i + V_n - V_F) \cdot A$$

$$V_o = (V_i + V_n - BV_o) \cdot A$$

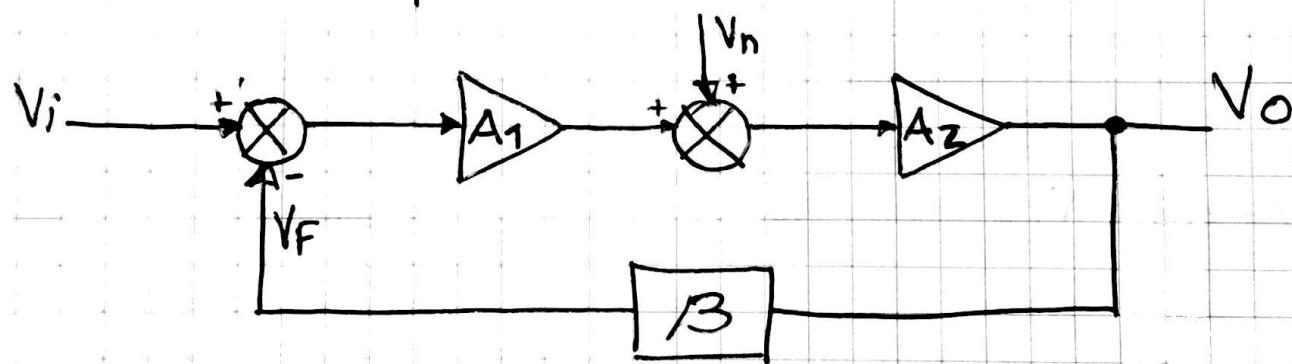
$$V_o(1 + BA) = V_i \cdot A + V_n \cdot A$$

$$V_o = \underbrace{V_i \cdot \frac{A}{1+BA}}_{\text{señal}} + \underbrace{V_n \cdot \frac{A}{1+BA}}_{\text{Ruido}}$$

$$R_{SN} = \frac{V_i \cdot \frac{A}{1+BA}}{V_n \cdot \frac{A}{1+BA}} = \frac{V_i}{V_n}$$

Se puede apreciar que las relaciones señal - Ruido son iguales en ambos casos, además tanto la señal como el ruido están afectadas por el mismo factor, no es posible aumentar la ganancia de la señal sin aumentar la del ruido también. Por ello decimos que el amplificador no distingue entre señal y ruido a su entrada. Todo lo que ingrese será amplificado indiscriminadamente.

- En una etapa intermedia



Sin Realimentación

$$V_o = \underbrace{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}_{\text{señal}} + \underbrace{V_n \cdot A_2}_{\text{Ruido}}$$

$$RSN = \frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{V_n \cdot A_2} = \frac{V_i \cdot A_1}{V_n}$$

Con Realimentación

$$V_o = (V_i - V_f) A_1 \cdot A_2 + V_n \cdot A_2$$

$$V_o = V_i \cdot A_1 \cdot A_2 - V_o \cdot B \cdot A_1 \cdot A_2 + V_n \cdot A_2$$

$$V_o (1 + BA_1A_2) = V_i \cdot A_1 \cdot A_2 + V_n \cdot A_2$$

$$V_o = \underbrace{\frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{1 + BA_1A_2}}_{\text{señal}} + \underbrace{\frac{V_n \cdot A_2}{1 + BA_1A_2}}_{\text{Ruido}}$$

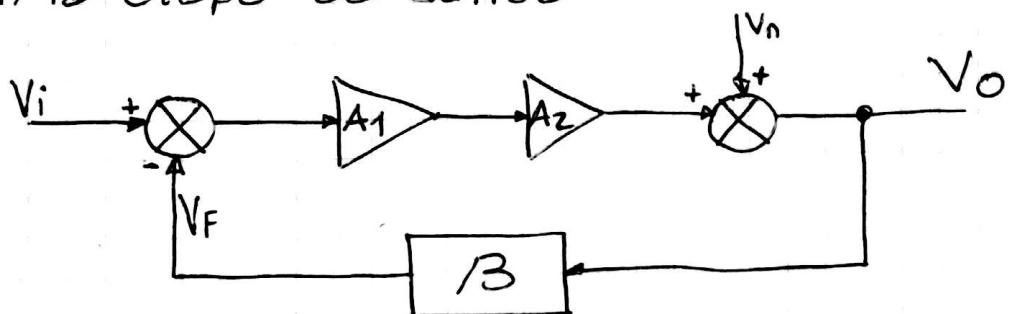
$$RSN = \frac{\frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{1 + BA_1A_2}}{\frac{V_n \cdot A_2}{1 + BA_1A_2}} = \frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{V_n \cdot A_2} = \frac{V_i \cdot A_1}{V_n}$$

Las RSN son iguales en ambos casos pero se puede incrementar el valor de A_1 (hasta cierto límite) con el fin de incrementar el valor de la RSN, haciendo que a la salida la señal sea mucho mayor al ruido. También podemos observar que si $B \cdot A_1 \cdot A_2 \gg 1$, la ecuación con realimentación queda:

$$V_o = \frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{B \cdot A_1 \cdot A_2} + \frac{V_n \cdot A_2}{B \cdot A_1 \cdot A_2} = \frac{V_i}{B} + \frac{V_n}{A_1 \cdot B}$$

Aumentando A_1 , el ruido disminuye.

- En la etapa de salida



sin Realimentación

$$V_o = \underbrace{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}_{\text{señal}} + \underbrace{V_n}_{\text{Ruido}}$$

$$RSN = \frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{V_n}$$

Con Realimentación

$$V_o = (V_i - V_F) \cdot A_1 \cdot A_2 + V_n$$

$$V_o = V_i \cdot A_1 \cdot A_2 - V_o \cdot B \cdot A_1 \cdot A_2 + V_n$$

$$V_o(1 + BA_1 \cdot A_2) = V_i \cdot A_1 \cdot A_2 + V_n$$

$$V_o = \underbrace{\frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{1 + BA_1 \cdot A_2}}_{\text{señal}} + \underbrace{\frac{V_n}{1 + BA_1 \cdot A_2}}_{\text{Ruido}}$$

$$RSN = \frac{\frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{1 + BA_1 \cdot A_2}}{\frac{V_n}{1 + BA_1 \cdot A_2}} = \frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{V_n}$$

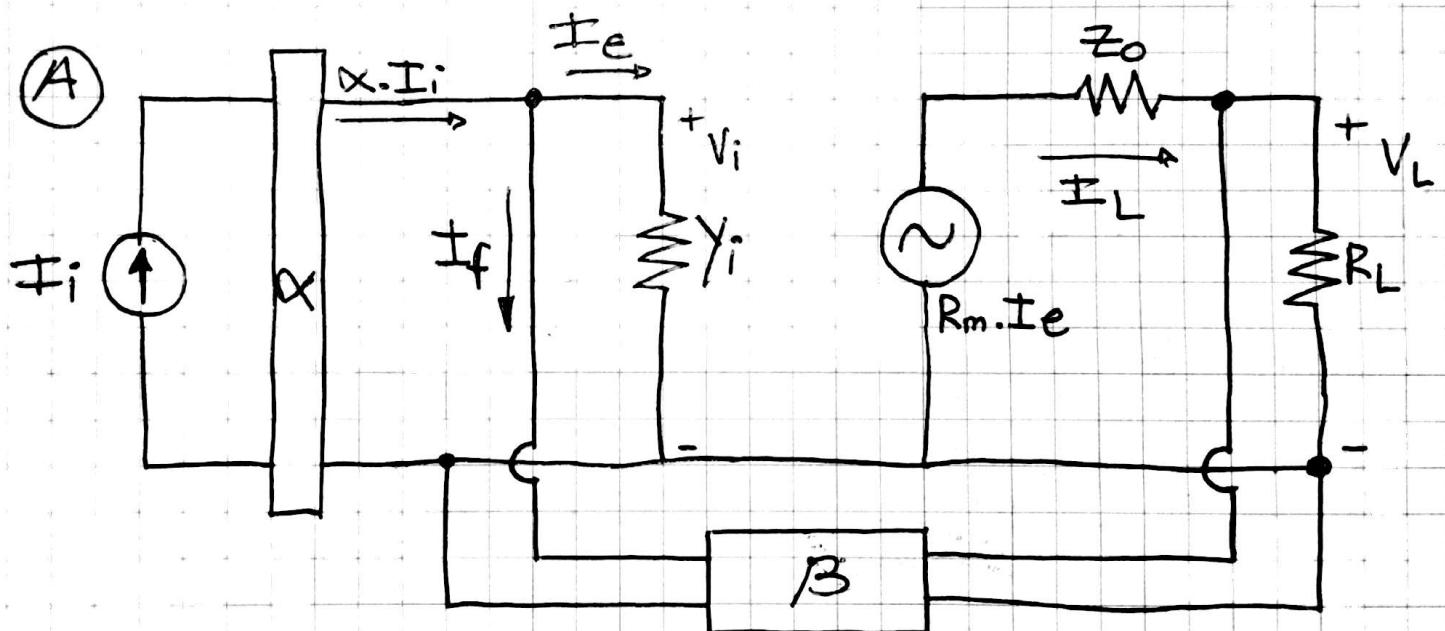
Vemos que ambas RSN son iguales y que se pueden mejorar aumentando tanto A_1 como A_2 . Si tenemos en cuenta que $BA_1 \cdot A_2 \gg 1$ tenemos:

$$V_o = \frac{V_i \cdot A_1 \cdot A_2}{\beta A_1 A_2} + \frac{V_n}{\beta A_1 A_2} = \frac{V_i}{\beta} + \frac{V_n}{\beta A_1 A_2}$$

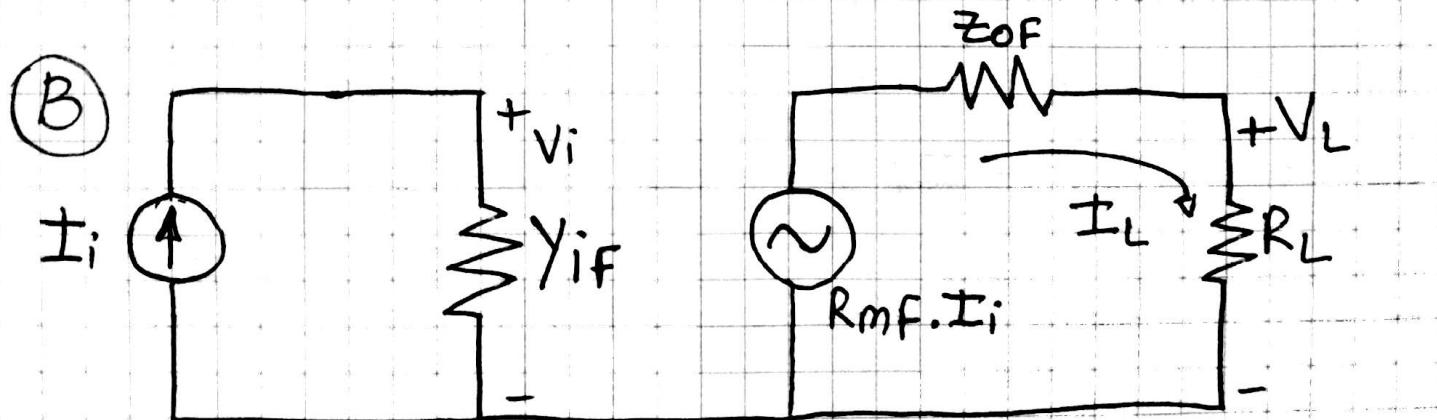
Lo que significa que si aumentamos A_1 o A_2 o ambas al mismo tiempo el ruido se verá disminuido y tendrá muy poca influencia a la salida.

Amplificador con muestra de tensión y mezcla paralelo

Circuitos



Equivalente con impedancias mejoradas por la red β



De la malla de entrada del circuito A tenemos:

$$\alpha I_i = I_f + I_e \therefore I_e = \alpha I_i - I_f$$

$$I_f = \beta V_L \rightarrow \text{muestra de tensión}$$

De la malla de salida del circuito A:

$$R_m \cdot I_e = I_L \cdot Z_0 + V_L \therefore V_L = R_m \cdot I_e - I_L \cdot Z_0$$

Reemplazamos I_e

$$V_L = R_m \cdot (\alpha I_i - I_f) - I_L \cdot Z_0 = R_m \cdot \alpha \cdot I_i - R_m \cdot \beta \cdot V_L - I_L \cdot Z_0$$

$$V_L (1 + \beta R_m) = R_m \alpha \cdot I_i - I_L \cdot Z_0$$

$$V_L = \frac{R_m \cdot \alpha \cdot I_i}{1 + \beta R_m} - \frac{Z_0}{1 + \beta R_m} \cdot I_L \quad \boxed{1}$$

De la malla de salida del circuito B tenemos:

$$R_{mf} \cdot I_i = Z_{of} \cdot I_L + V_L$$

$$V_L = R_{mf} \cdot I_i - Z_{of} \cdot I_L \quad \boxed{2}$$

Comparando las ecuaciones 1 y 2 concluimos que:

$$R_{mf} = \frac{R_m}{1 + \beta R_m}$$

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

considerando $\alpha \approx 1$

Para calcular Z_{if} , comenzamos analizando la malla de entrada del circuito A.

$$I_e = \alpha \cdot I_i - I_f = \alpha \cdot I_i - \beta V_L \quad \text{dividimos toda la ecuación por } I_e$$
$$\frac{I_e}{I_e} = \alpha \cdot \frac{I_i}{I_e} - \beta \frac{V_L}{I_e}$$

$$1 = \alpha \cdot \frac{I_i}{I_e} - \beta \frac{V_L}{I_e} \rightarrow \text{Analizamos la malla de salida de A}$$

$$R_m \cdot I_e = Z_0 \cdot I_L + V_L$$

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

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

$$R_m = \frac{V_L}{I_e} \left(1 + \frac{Z_0}{R_L} \right) = \frac{V_L}{I_e} \left(\frac{R_L + Z_0}{R_L} \right) \xrightarrow{Z_0 \approx 0, R_L \gg Z_0}$$

$$R_m = \frac{V_L}{I_e}$$

$$1 = \alpha \cdot \frac{I_i}{I_e} - \beta R_m \longrightarrow 1 + \beta R_m = \alpha \cdot \frac{I_i}{I_e}$$

$$\frac{I_e}{I_i} = \frac{\alpha}{1 + \beta R_m}$$

Analizando las mallas de entrada de los circuitos A y B tenemos:

$$V_i = \frac{I_e}{Y_i} ; \quad V_i = \frac{I_i}{Y_{iF}} \quad \text{entonces}$$

$$\frac{I_e}{Y_i} = \frac{I_i}{Y_{iF}} \longrightarrow \frac{I_i}{I_e} = \frac{Y_{iF}}{Y_i}$$

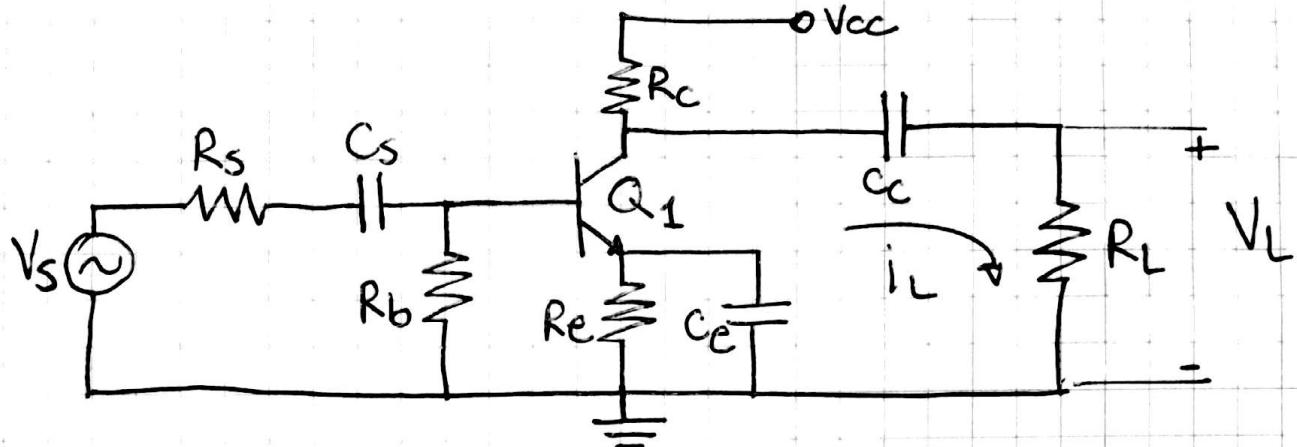
$$Y_{iF} = \frac{I_i}{I_e} \cdot Y_i ; \quad Y_{iF} = \frac{1}{Z_{iF}} ; \quad Y_i = \frac{1}{Z_i}$$

$$\frac{1}{Z_{iF}} = \frac{I_i}{I_e} \cdot \frac{1}{Z_i} \longrightarrow Z_{iF} = \frac{Z_i}{\frac{I_i}{I_e}} = \frac{I_e}{I_i} \cdot Z_i$$

$$Z_{iF} = \frac{Z_i \cdot \alpha}{1 + \beta R_m}$$

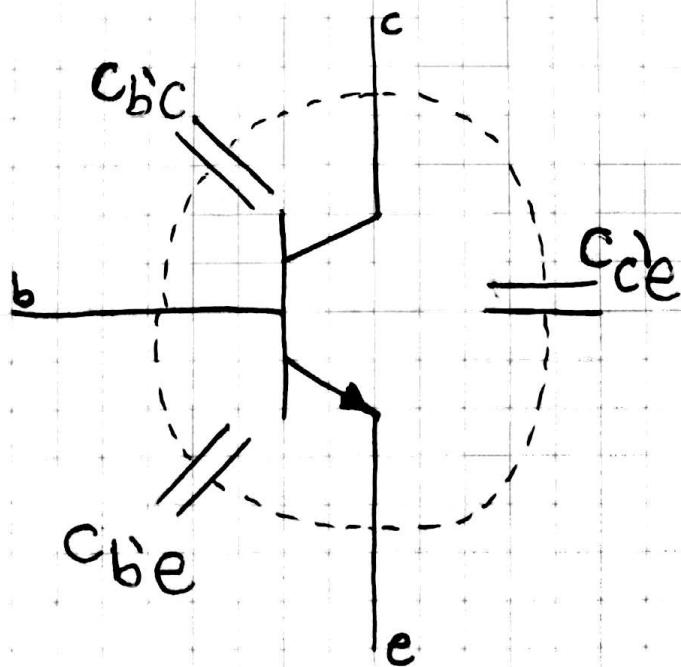
2) Respuesta en Alta frecuencia

Amplificador EC utilizado para el desarrollo:



En alta frecuencia los capacitores externos al transistor, utilizados para acoplar y desacoplar las señales (C_S , C_E , C_C), poseen una impedancia muy baja y se los considera como cortocircuitos.

En cambio las capacidades intrínsecas del transistor comienzan a adquirir valores apreciables de impedancia y son los responsables del límite de la respuesta en alta frecuencia del transistor. Estas capacidades son:



C_bc: tambien llamado C_u, es un condensador causado por la región de agotamiento entre colector y base. Es de pequeño valor, generalmente entre 1 y 30 pF.

C_be: tambien simbolizado como C_{TR}, existe por la difusión presente en la unión base-emisor. Posee un valor mucho mayor al de C_bc, rondando entre los 100 y 5000 pF

C_{c'e}: Normalmente no se la tiene en cuenta, ya que en la mayoría de las aplicaciones su efecto es despreciable. Es la que menor valor posee de todas las capacidades internas.

Para el análisis y cálculo de la ganancia en un amplificador a altas frecuencias se recurre al modelo incremental o de Giaocetto en el cual $h_{ie} = r_{b'b} + r_{b'e}$

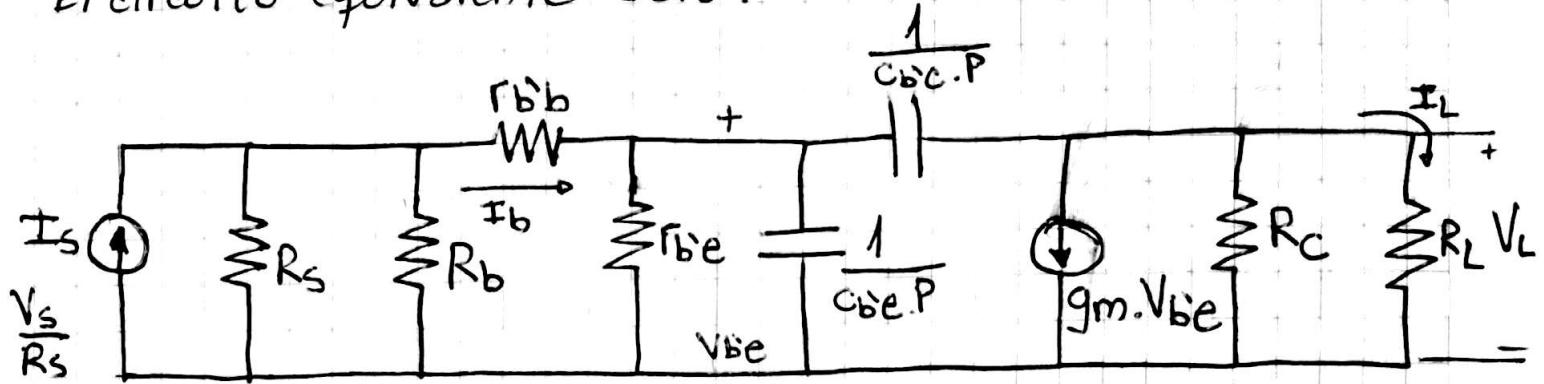
r_{b'b}: tambien llamado r_x , que representa la resistencia de unión entre la base y su terminal. Usualmente su valor es constante entre 10 y 50 Ω .

r_{b'e}: es la resistencia dinámica de la unión base-emisor. numericamente es igual a h_{ie} , es decir:

$$r_{b'e} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{I_{CQ}}. \text{ También se la llama } r_{TR}.$$

r_{b'c}: Posee un valor muy elevado, del orden de los M Ω , por ello se prescindirá de ella en el desarrollo.

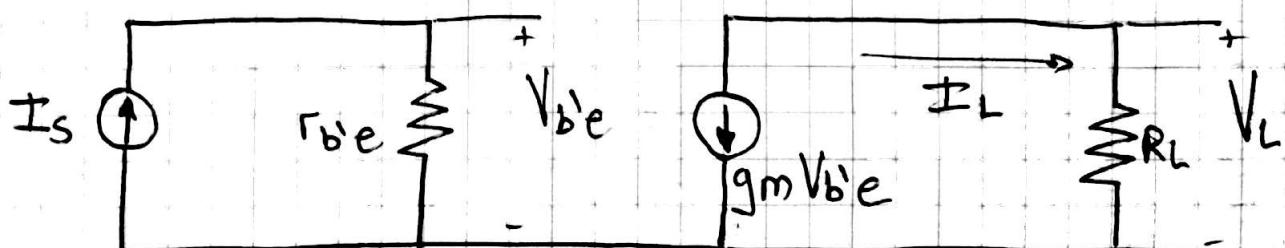
El circuito equivalente será:



Para el cálculo de la ganancia de corriente a frecuencias medias, desestimamos los efectos de C_{bc} y C_{be} . Además para simplificar los cálculos hacemos las siguientes consideraciones:

- $R_c \gg R_L \longrightarrow$ Despreciamos R_c
- $R_s \gg R_b \longrightarrow$ Despreciamos R_s
- $\Gamma_{b'b} \approx 0 \longrightarrow$ Despreciamos $\Gamma_{b'b}$
- $R_b \gg r_{be} \longrightarrow$ Despreciamos R_b

Con estas modificaciones el circuito equivalente será:

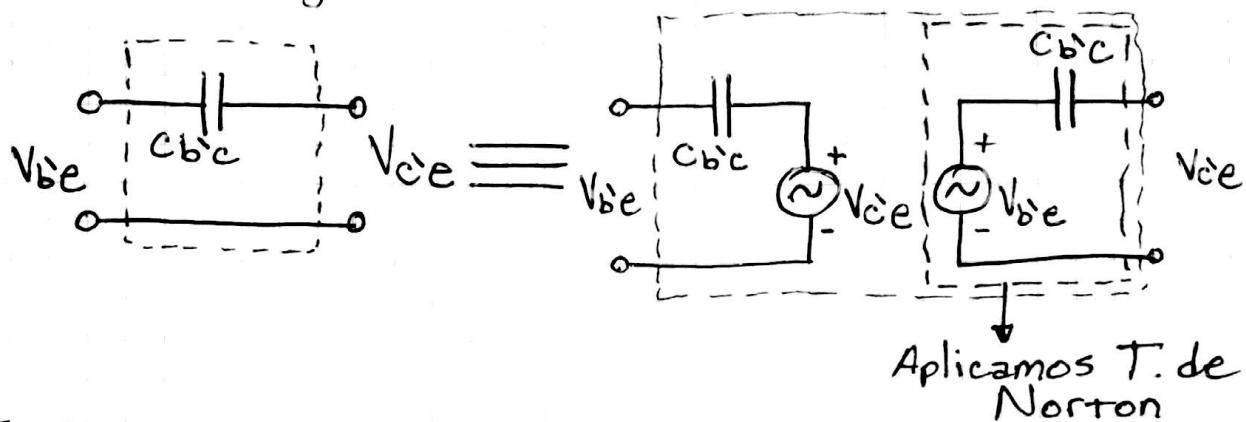


$$A_{ifm} = \frac{I_L}{I_S} = \frac{I_L}{V_{be}} \cdot \frac{V_{be}}{I_S} ; \frac{I_L}{V_{be}} = -gm ; \frac{V_{be}}{I_S} = r_{be}$$

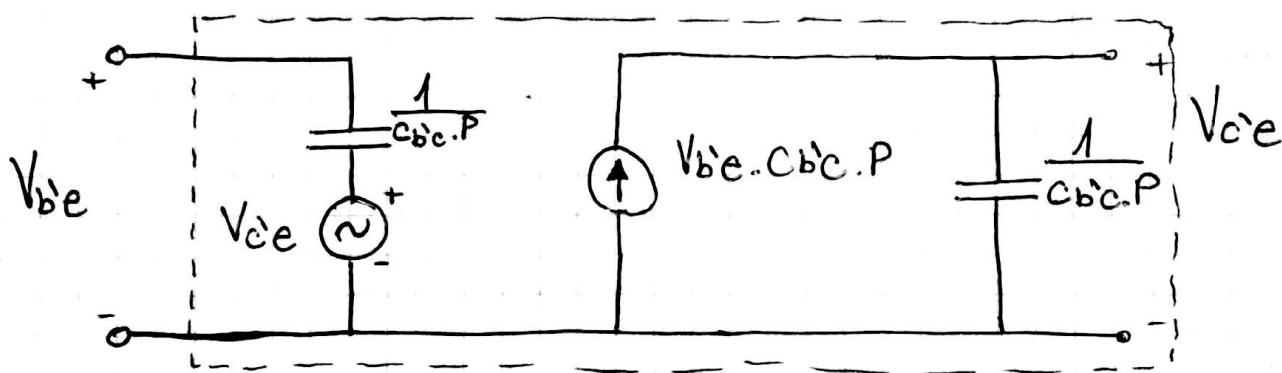
$A_{ifm} = -gm \cdot r_{be}$

Capacidad de Miller: la capacidad de realimentación existente entre base y colector influye significativamente en su frecuencia de corte superior y limita su ancho de banda, este efecto se lo llama efecto Miller.

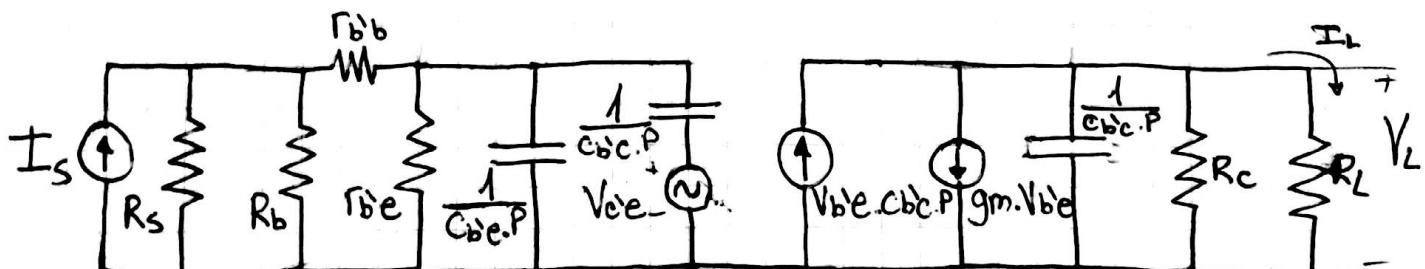
Para obtener la capacidad de Miller (C_M) comenzamos analizando el siguiente cuadripolo:



Finalmente nos queda:



Reemplazamos el último cuadripolo en el modelo incremental



Para obtener la capacidad de Miller y la ganancia de corriente para altas frecuencias debemos hacer las siguientes consideraciones a fin de simplificar los cálculos.

- $R_s \gg R_b \longrightarrow$ Despreciamos R_s

- $r_{bb} \approx 0 \longrightarrow$ " r_{bb}

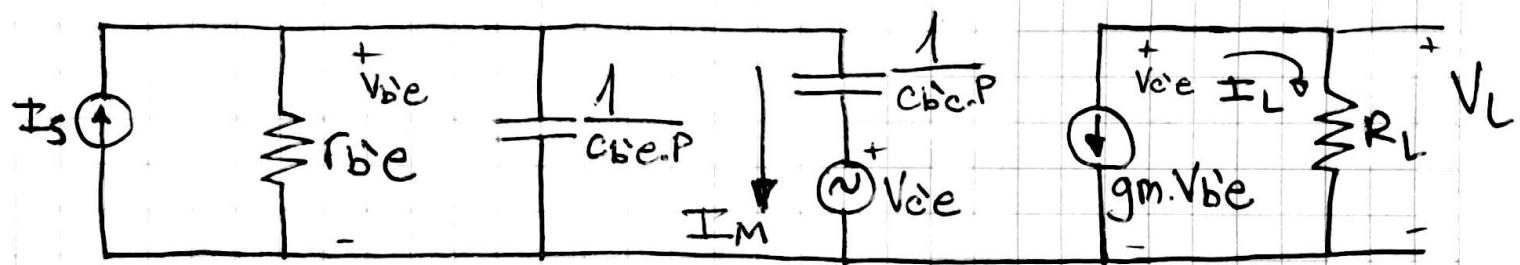
- $R_b \gg r_{be} \longrightarrow$ " R_b

- $\left| \frac{1}{C_{bc} \cdot P} \right| \gg R_c \longrightarrow$ " $C_{bc} \cdot P$

- $|V_{be} \cdot C_{bc} \cdot P| \ll I_{gm} \cdot V_{be} \cdot I \longrightarrow$ Despreciamos $|V_{be} \cdot C_{bc} \cdot P|$

- $R_c \gg R_L \longrightarrow$ " R_c

Teniendo en cuenta lo anterior el circuito nos queda:



$$V_{be} - V_{ce} = \pm M \cdot \frac{1}{C_{bc} \cdot P} \quad \therefore \pm M = (V_{be} - V_{ce}) C_{bc} \cdot P$$

$$V_L = V_{ce} = -gm \cdot V_{be} \cdot R_L$$

$$\pm M = (V_{be} + gm \cdot V_{be} \cdot R_L) C_{bc} \cdot P$$

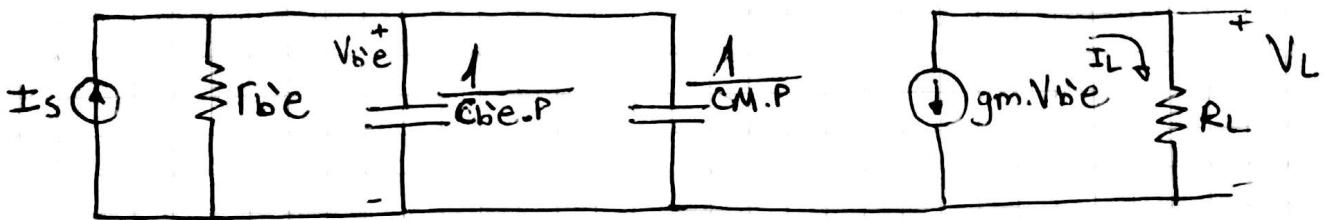
$$\pm M = V_{be} \cdot C_{bc} \cdot P (1 + gm \cdot R_L)$$

$$Z_M = \frac{V_{be}}{\pm M} = \frac{1}{C_M \cdot R} = \frac{V_{be}}{V_{be} \cdot C_{bc} (1 + gm \cdot R_L) \cdot R}$$

$$\therefore C_M = C_{bc} (1 + gm \cdot R_L)$$

Tambien definimos la capacidad total como:

$$C_T = C_{be} + C_M$$



$$A_{IFA} = \frac{I_L}{I_S} = \frac{I_L}{V_{be}} \cdot \frac{V_{be}}{I_S}$$

$$\frac{I_L}{V_{be}} = -gm$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{be}}{I_S} &= r_{be} \parallel \frac{1}{C_{be}P} \parallel \frac{1}{C_M P} = r_{be} \parallel \frac{1}{(C_{be} + C_M)P} \\ &= r_{be} \parallel \frac{1}{C_T P} = \frac{\frac{r_{be}}{C_T P}}{r_{be} + \frac{1}{C_T P}} = \frac{\frac{r_{be}}{C_T P}}{\frac{r_{be} \cdot C_T P + 1}{C_T P}} \\ &= \frac{r_{be}}{1 + r_{be} \cdot C_T P} \end{aligned}$$

$$A_{IFA} = -gm \cdot \frac{r_{be}}{1 + r_{be} \cdot C_T P} = \underbrace{-gm \cdot \frac{r_{be}}{1 + \frac{P}{P_h}}}_{A_{IFM}}$$

P_h = polo de la frecuencia superior

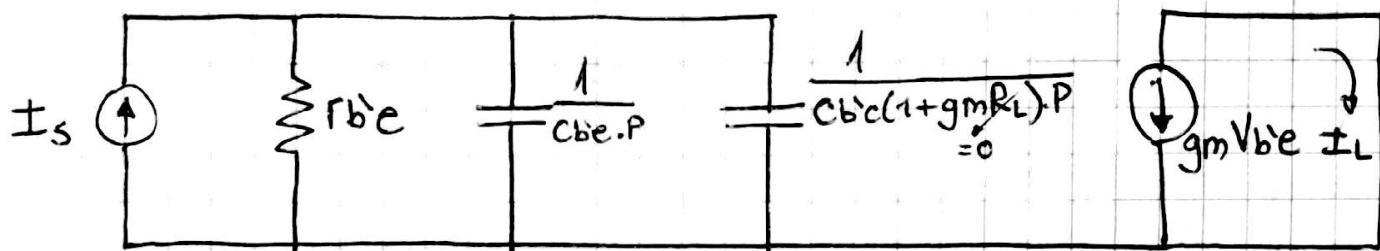
$$A_{IFA} = \frac{A_{IFM}}{1 + \frac{P}{P_h}} = \frac{-gm \cdot r_{be}}{1 + \frac{1}{\frac{1}{C_T \cdot r_{be}}}}$$

$$P_h = \frac{1}{C_T \cdot r_{be}} = \frac{1}{(C_M + C_{be}) r_{be}}$$

$$f_h = \frac{P_h}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot (C_M + C_{be}) r_{be}}$$

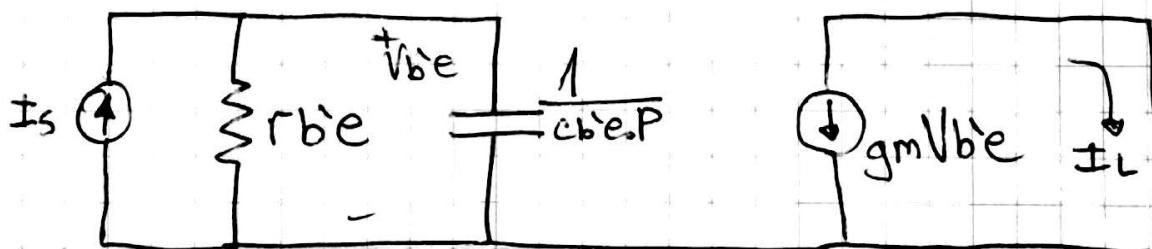
Pulsación de corte β :

La Frecuencia de corte β es aquella Frecuencia a la cual la ganancia cae 3dB. Se obtiene al calcular la ganancia de corriente con $V_{ce} = 0$, es decir, con la carga en cortocircuito ($R_L = 0$)



$$\frac{1}{Cbe \cdot c(1+gmR_L)P} = \frac{1}{Cbe \cdot c \cdot P}$$

Como $\left| \frac{1}{Cbe \cdot c \cdot P} \right| \gg \left| \frac{1}{Cbe \cdot P} \right|$ despreciamos a $Cbe \cdot c$



$$\begin{aligned} A_{IFA} &= \frac{I_L}{I_S} = \frac{I_L}{V_{be}} \cdot \frac{V_{be}}{I_S} = -gm \cdot rbe \parallel \frac{1}{Cbe \cdot P} \\ &= -gm \cdot \frac{\frac{rbe}{Cbe \cdot P}}{rbe + \frac{1}{Cbe \cdot P}} = \frac{-gm \cdot \frac{rbe}{Cbe \cdot P}}{rbe \cdot Cbe \cdot P + 1} = \frac{-gm \cdot rbe}{1 + \frac{P}{\frac{1}{Cbe \cdot rbe}}} \end{aligned}$$

$$A_{IFA} = \frac{A_{ifm}}{1 + \frac{P}{P_B}} ; \boxed{F_B = \frac{P_B}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot Cbe \cdot rbe}}$$

Frecuencia de transición F_T :

Es aquella frecuencia a la cual la ganancia cae a los 0 dB, es decir a 1 (en veces).

$$\left| A_{IFA}(\omega) \right|_{VCE=0} = 1 \quad \therefore |A_{IFM}| \cdot \left| \frac{1}{j\omega_T + \frac{1}{\omega_B}} \right| = 1$$

$$|A_{IFM}| \cdot \frac{1}{\left| 1 + \frac{j\omega_T}{\omega_B} \right|} = 1 = \frac{|A_{IFM}|}{\sqrt{1^2 + \frac{\omega_T^2}{\omega_B^2}}}$$

$$|A_{IFM}| = \sqrt{1 + \frac{\omega_T^2}{\omega_B^2}} \quad \text{consideramos } \left(\frac{\omega_T}{\omega_B} \right)^2 \gg 1$$

$$|A_{IFM}| = \sqrt{\left(\frac{\omega_T}{\omega_B} \right)^2}$$

$$A_{IFM} = \frac{\omega_T}{\omega_B} \quad \therefore \omega_T = A_{IFM} \cdot \omega_B$$

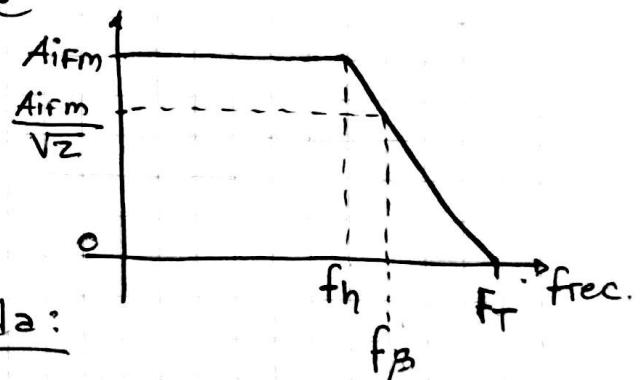
$$F_T = A_{IFM} \cdot F_B = -g_m R_B e \cdot \frac{1}{2\pi C_B e R_B e}$$

$$F_T = \frac{-g_m}{2\pi C_B e}$$

Ancho de banda BW:

Como $f_B > f_h$, decimos que

$$BW = f_B = \frac{1}{2\pi C_B e R_B e}$$



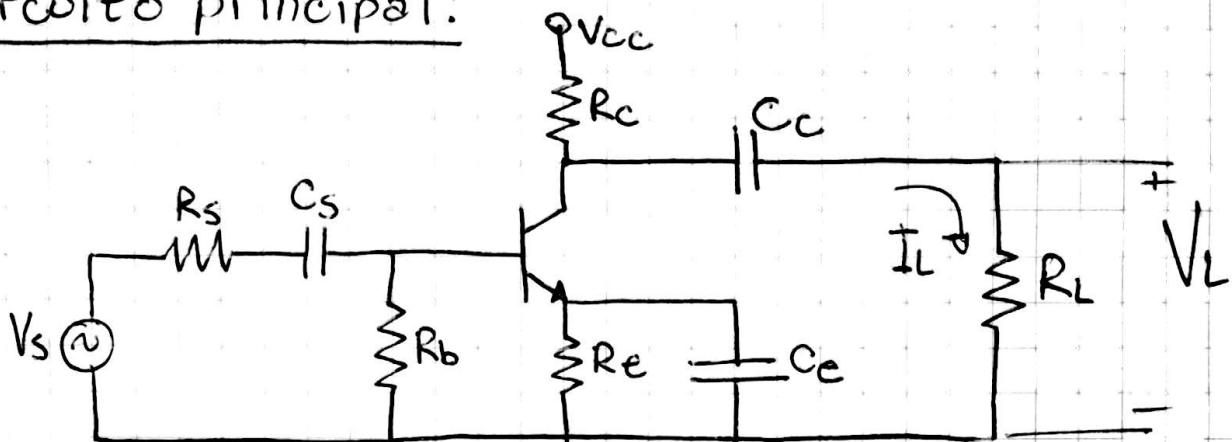
Producto Ganancia-Ancho de Banda:

$$G(BW) = -g_m R_B e \cdot \frac{1}{2\pi C_B e R_B e}$$

$$G(BW) = \frac{-g_m}{2\pi C_B e}$$

3) Respuesta en baja frecuencia

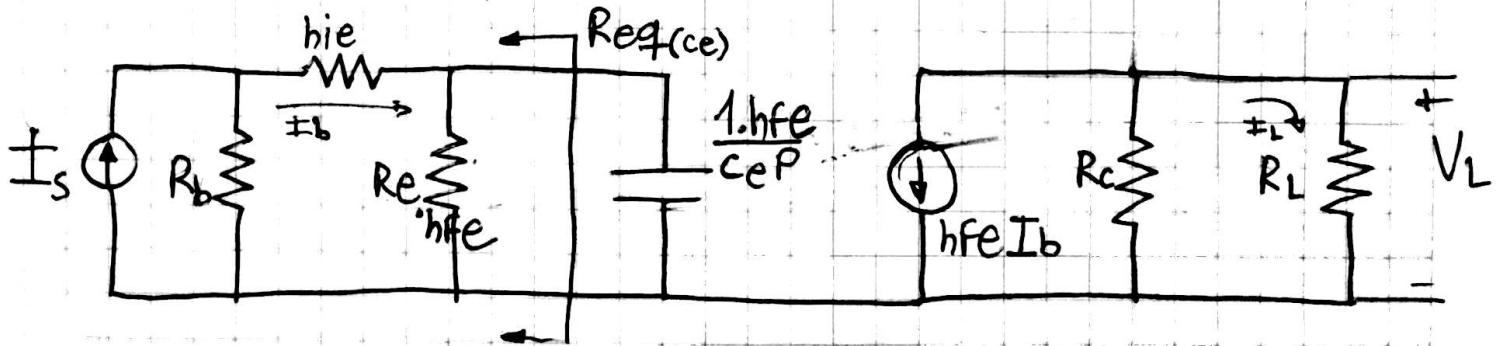
Circuito principal:



En baja frecuencia los capacitores externos al transistor influirán en su respuesta, en cambio, las capacidades intrínsecas del transistor tienen valores muy elevados de impedancia, por lo que son considerados circuitos abiertos. Como analizar el circuito con los 3 capacitores a la vez sería muy laborioso, se analiza el circuito teniendo en cuenta un capacitor por vez y en base a ello se elaborarán las conclusiones.

Análisis teniendo en cuenta C_e :

Al ser $R_s \gg R_b$, despreciamos R_s en este análisis.



$$A_{IFb} = \frac{I_L}{I_S} = \frac{I_L}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_S}$$

$$\frac{I_L}{I_b} = -\frac{h_{FE} \cdot R_C}{R_C + R_L}$$

$$\frac{I_b}{I_S} = \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + (R_E \parallel \frac{1}{C_E \cdot P}) h_{FE}} ; R_E \parallel \frac{1}{C_E \cdot P} = \frac{\frac{R_E}{C_E \cdot P}}{R_E + \frac{1}{C_E \cdot P}}$$

$$\frac{I_b}{I_S} = \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + \frac{R_E h_{FE}}{1 + R_E C_E P}}$$

$$= \frac{\frac{R_E}{C_E \cdot P}}{R_E C_E P + 1}$$

$$= \frac{R_E}{1 + R_E C_E P}$$

$$= \frac{R_b}{R_b(1 + R_E C_E P) + h_{ie}(1 + R_E C_E P) + R_E h_{FE} (1 + R_E C_E P)}$$

$$= \frac{R_b + R_b R_E C_E P}{R_b + R_b R_E C_E P + h_{ie} + h_{ie} R_E C_E P + R_E h_{FE}}$$

$$= \frac{R_b R_E C_E \left(P + \frac{1}{C_E R_E} \right)}{P R_E C_E (R_b + h_{ie}) + R_b + h_{ie} + R_E h_{FE}}$$

$$= \frac{R_b R_E C_E \left(P + \frac{1}{R_E C_E} \right) - Z_E}{R_E C_E (R_b + h_{ie}) \left[P + \frac{R_b + h_{ie} + R_E h_{FE}}{R_E C_E (R_b + h_{ie})} \right]} P_E$$

$$\frac{I_b}{I_S} = \frac{R_b}{R_b + h_{ie}} \cdot \frac{(P + Z_E)}{(P + P_E)}$$

$$A_{IFb} = -\frac{h_{FE} \cdot R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{R_b}{R_b + h_{ie}} \cdot \frac{\left(P + \frac{1}{C_E R_E} \right)}{\left(P + \frac{R_b + h_{ie} + R_E h_{FE}}{R_E C_E (h_{ie} + R_b)} \right)}$$

$$A_{IFb} = A_{IFm} \cdot \frac{P + Z_E}{P + P_E}$$

Vemos que: $P_E = \frac{R_b + h_{ie} + R_E h_{FE}}{R_E C_E (R_b + h_{ie})} = \frac{1}{C_E \left(\frac{R_E (R_b + h_{ie})}{R_b + h_{ie} + R_E h_{FE}} \right)}$

Resistencia equivalente a los bornes de CE

Tenemos un cero en $\frac{1}{CeRe}$ y un polo en $\frac{1}{Ce \cdot Req}$

Hacemos que $Re \gg Req$ para que el cero esté a menor frecuencia que el polo.

Frecuencia de Corte inferior:

$$|A_{IFB(j\omega)}| = \frac{|A_{IFM}|}{\sqrt{z}}$$

$$|A_{IFM}| \left| \frac{j\omega_L + \omega_{ze}}{j\omega_L + \omega_{pe}} \right| = \frac{|A_{IFM}|}{\sqrt{z}}$$

$$\left| \frac{j\omega_L + \omega_{ze}}{j\omega_L + \omega_{pe}} \right| = \frac{1}{\sqrt{z}} = \frac{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_{ze}^2}}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_{pe}^2}}$$

Como $\omega_{pe} \gg \omega_{ze}$ y que $Re \gg Req$

$$\frac{\sqrt{\omega_L^2}}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_{pe}^2}} = \frac{1}{\sqrt{z}} \rightarrow \frac{\sqrt{z\omega_L^2}}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_{pe}^2}} = 1$$

$$\sqrt{z\omega_L^2} = \sqrt{\omega_L^2 + \omega_{pe}^2}$$

$$z\omega_L^2 = \omega_L^2 + \omega_{pe}^2$$

$$z\omega_L^2 - \omega_L^2 = \omega_{pe}^2$$

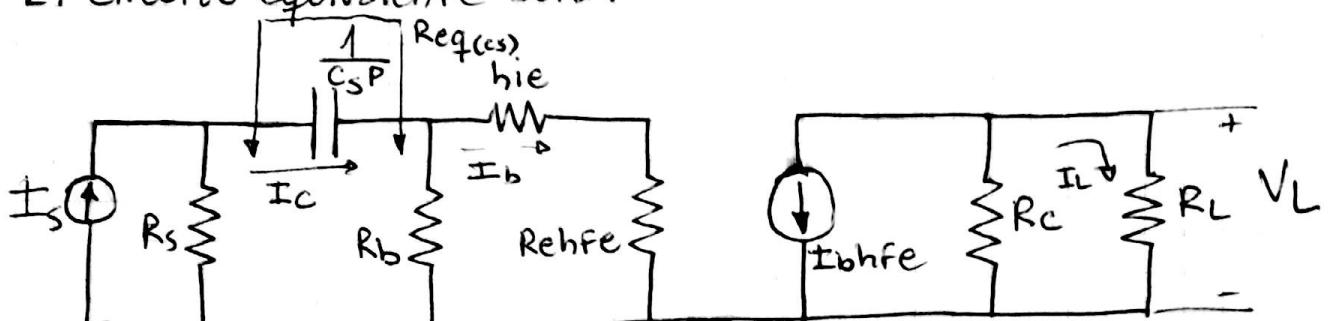
$$\omega_L^2 = \omega_{pe}^2 \therefore \omega_L = \omega_{pe}$$

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{\omega_{pe}}{2\pi} = \frac{R_b + h_{ie} + R_e h_{fe}}{2\pi C e R_e (h_{ie} + R_b)}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi \cdot C e \cdot R_{eq}(ce)}$$

Análisis teniendo en cuenta C_s :

El circuito equivalente será:



$$A_{ifb} = \frac{I_L}{I_S} = \frac{I_L}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_c} \cdot \frac{I_c}{I_S}$$

$$\frac{I_L}{I_b} = \frac{-h_{FE} R_c}{R_c + R_L}$$

$$\frac{I_b}{I_c} = \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + Rehfe}$$

$$\frac{I_c}{I_S} = \frac{R_s}{R_s + \frac{1}{C_s.P} + R_b/(h_{ie} + Rehfe)} = \frac{R_s}{\frac{1}{C_s.P} + \frac{R_s + R_b/(h_{ie} + Rehfe)}{R_s}}$$

Resistencia equivalente
a los bornes de C_s

$$\frac{I_c}{I_S} = \frac{R_s}{\frac{1}{C_s.P} + Req(C_s)} = \frac{R_s \cdot C_s \cdot P}{1 + Req(C_s) \cdot C_s \cdot P}$$

$$\frac{I_c}{I_S} = \frac{R_s C_s P}{Req(C_s) \cdot C_s (P + \frac{1}{Cs \cdot Req(C_s)})} = \frac{R_s}{Req(C_s)} \cdot \frac{P}{P + P_s}$$

$$A_{ifb} = \frac{-h_{FE} R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + Rehfe} \cdot \frac{R_s}{Req(C_s)} \cdot \frac{P}{P + P_s}$$

$$A_{ifb} = A_{ifm} \cdot \frac{P}{P + P_s}$$

Frecuencia de corte inferior:

$$|A_{ifb}| = \frac{|A_{ifm}|}{\sqrt{2}} \rightarrow |A_{ifm}| \cdot \frac{|j\omega_L|}{|j\omega_L + \omega_s|} = \frac{|A_{ifm}|}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{|j\omega_L|}{|j\omega_L + \omega_s|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow \frac{\sqrt{\omega_L^2}}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_s^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\sqrt{2\omega_L^2} = \sqrt{\omega_L^2 + \omega_S^2}$$

$$2\omega_L^2 = \omega_L^2 + \omega_S^2$$

$$2\omega_L^2 - \omega_S^2 = \omega_S^2$$

$$\omega_L^2 = \omega_S^2$$

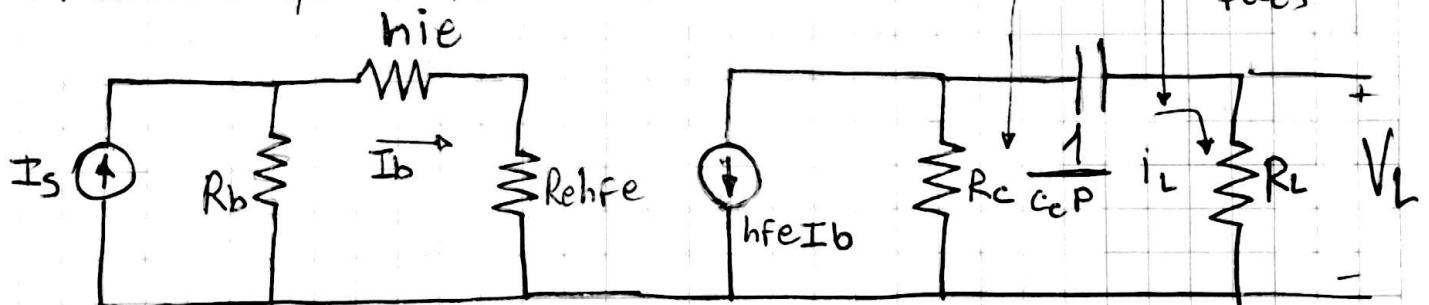
$$\omega_L = \omega_S$$

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{\omega_S}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \text{Req}(cs) C_S}$$

$$F_L = \frac{1}{2\pi \text{Req}(cs) C_S}$$

Análisis teniendo en cuenta C_C :

El circuito equivalente se transforma en:



$$A_{IFB} = \frac{\pm I_L}{I_S} = \frac{\pm I_L}{\pm I_b} \cdot \frac{\pm I_b}{I_S}$$

$$\frac{\pm I_L}{\pm I_b} = \frac{-hfe \cdot R_c}{R_c + \frac{1}{C_C P} + R_L} = \frac{-hfe \cdot R_c \cdot C_C \cdot P}{(R_c + R_L) C_C P + 1}$$

$$= \frac{-hfe \cdot R_c \cdot C_C \cdot P}{C_C \cdot (R_c + R_L) \left(P + \frac{1}{C_C \cdot (R_c + R_L)} \right)} = \frac{-hfe \cdot R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{P}{P + \frac{1}{C_C \cdot (R_c + R_L)}}$$

$$\frac{\pm I_L}{\pm I_b} = \frac{-hfe \cdot R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{P}{P + P_C}$$

Resist. equivalente
a los bornes de
 C_C

P_C

$$\frac{I_b}{I_s} = \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + R_{hfe}}$$

$$A_{IFB} = \frac{-h_{fe} R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + R_{hfe}} \cdot \frac{P}{P + P_c}$$

$$A_{IFB} = A_{IFM} \cdot \frac{P}{P + P_c}$$

Vemos que la forma de A_{IFB} considerando C_s y C_c son iguales, por lo que, mediante el mismo método llegaremos a su frecuencia de transición.

$$\omega_L = \omega_c$$

$$f_L = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_c (R_{eq} + R_L)}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_c R_{eq(c)}} \quad \boxed{f_L = \frac{1}{2\pi C_c R_{eq(c)}}}$$

Finalmente podemos imaginar que la función de transferencia total, considerando todos los capacitores externos será:

$$A_{IFB} = A_{IFM} \cdot \frac{P + P_{ze}}{P + P_{pe}} \cdot \frac{P}{P + P_s} \cdot \frac{P}{P + P_c}$$

Para el diseño se elige que C_e sea el que domine para marcar la frecuencia de corte inferior, y los polos de los otros capacitores se los coloca una década por debajo de ésta. Esto es así porque de lo contrario los valores de los capacitores serían muy elevados, aumentando el tamaño y costo del diseño.

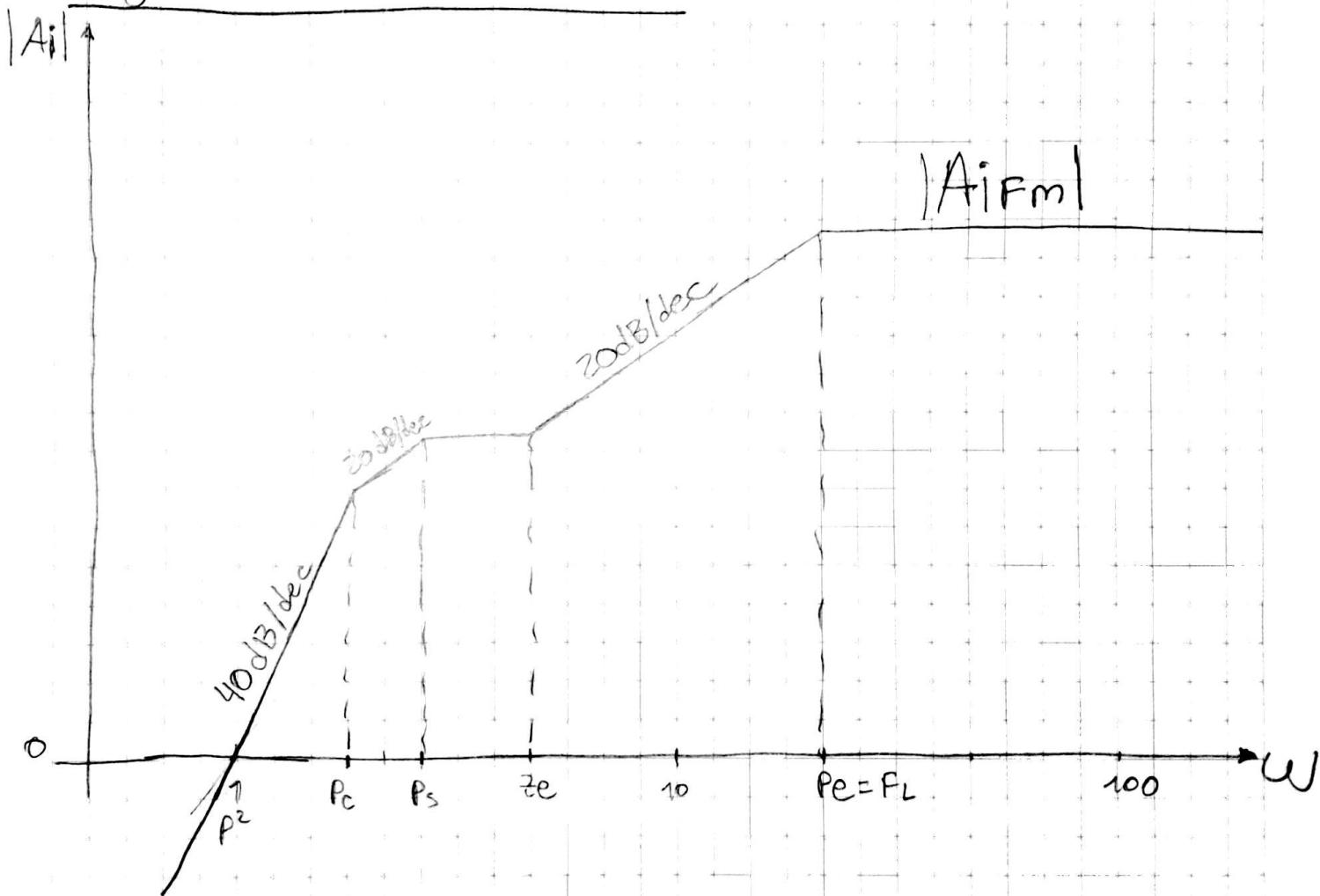
$$f_L = \frac{1}{2\pi C_e \cdot R_{eq(c)}} \rightarrow C_e = \frac{1}{2\pi f_L \cdot R_{eq(c)}}$$

$$F_0 = \frac{f_L}{10} ;$$

$$C_S = \frac{1}{2\pi F_0 \text{Req}(cs)}$$

$$C_C = \frac{1}{2\pi F_0 \text{Req}(cc)}$$

Diagrama de Bode:

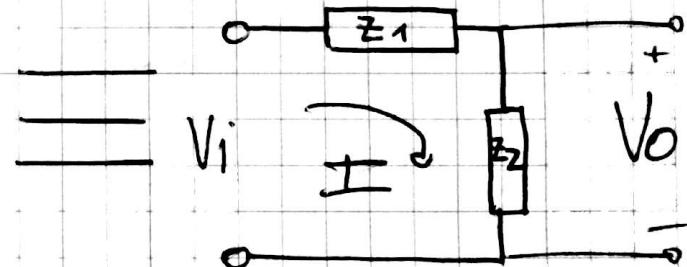
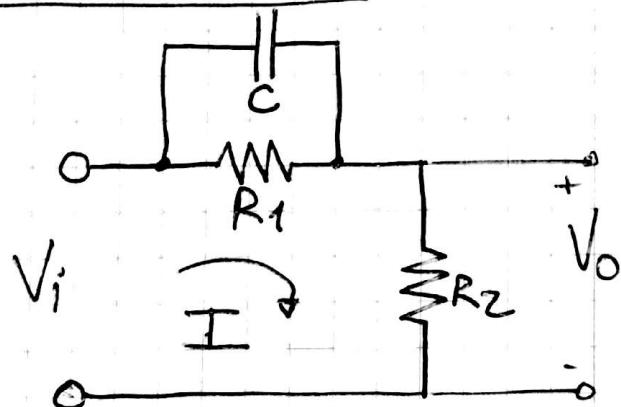


4) Compensación interna y externa en AO.

Compensación de adelanto de fase

Esta compensación también se la conoce como cero-polo. Consiste en agregarle a la función de transferencia del amplificador un cero y un polo, el cero estará ubicado a una frecuencia inferior a la del **cero**, esto provocará un desfasaje positivo en el diagrama de Fase lo cual hará que el sistema No alcance los -180° cuando $|A\beta|=1$, sino que alcanzará dicho valor de fase cuando $|A\beta| < 1$, lo cual no lo hará incurrir en inestabilidad.

Circuito principal:



Función de transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = F_T = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} ; \quad Z_1 = R_1 // \frac{1}{C.P} = \frac{\frac{R_1}{C.P}}{R_1 + \frac{1}{C.P}}$$
$$= \frac{\frac{R_1}{C.P}}{\frac{R_1.C.P + 1}{C.P}} = \frac{R_1}{1 + C.R_1.P}$$

$$Z_2 = R_2$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{1+C \cdot R_1 \cdot P}} = \frac{R_2}{\frac{R_2(1+C \cdot R_1 \cdot P) + R_1}{1+C \cdot R_1 \cdot P}}$$

$$= \frac{R_2(1+R_1C \cdot P)}{R_1 + R_2 + R_1R_2C \cdot P} = \frac{R_2 \cdot \left(1 + \frac{P}{\frac{1}{C \cdot R_1}}\right)}{(R_1 + R_2) \left(1 + \frac{R_1R_2C \cdot P}{R_1 + R_2}\right)}$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{P}{\frac{1}{C \cdot R_1}}\right)}{\left(1 + \frac{P}{\frac{R_1 + R_2}{R_1R_2C}}\right)}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{P}{P_Z}\right)}{\left(1 + \frac{P}{P_P}\right)}$$

Definimos: $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$; $T = C \cdot R_1$

$$P_Z = \frac{1}{C \cdot R_1} = \frac{1}{T}$$

$$P_P = \frac{R_1 + R_2}{R_2 R_1 C} = \frac{1}{\alpha T}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \alpha \cdot \frac{1 + P \cdot T}{1 + P \cdot \alpha T}$$

$$\text{Como: } f_Z = \frac{1}{2\pi T} \text{ y } f_P = \frac{1}{2\pi T \alpha} = \frac{f_Z}{\alpha}$$

y como $\alpha < 1$ siempre, el polo estará ubicado siempre a frecuencias más elevadas que el cero. Es decir, se producirá un adelanto de fase.

Representación de módulo y fase:

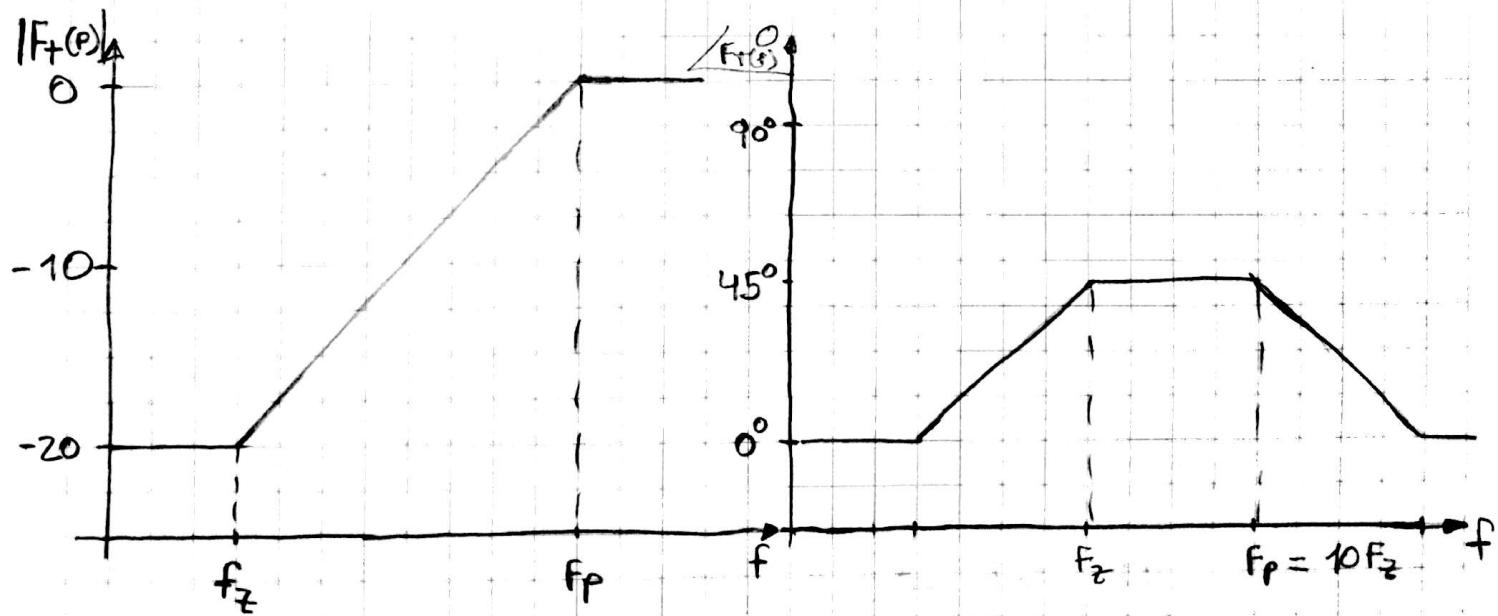
Graficamos para $\alpha = 0, 1$

$$F_T(j\omega) = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{(1+j\omega CR_1)}{\left(1 + \frac{j\omega R_1 R_2 C}{R_1+R_2}\right)}$$

$$F_T(j\omega) \Big|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{1+0}{1+0} = \alpha \longrightarrow -20 \text{ dB}$$

$$\begin{aligned} F_T(j\omega) \Big|_{\omega \rightarrow \infty} &= \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{j\omega CR_1}{\frac{j\omega CR_1 R_2}{R_1+R_2}} && \text{Por ser } j\omega R_1 C \gg 1 \\ &= \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{1}{\frac{R_2}{R_1+R_2}} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_2} && \text{Por ser } \frac{j\omega R_1 C R_2}{R_1+R_2} \gg 1 \end{aligned}$$

$$F_T(j\omega) \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = 1 \longrightarrow 0 \text{ dB}$$



Determinación de la atenuación α :

De la función de transferencia, llamamos a su ganancia " α ", que será la atenuación que ofrecerá esta red compensadora al amplificador. En este caso será:

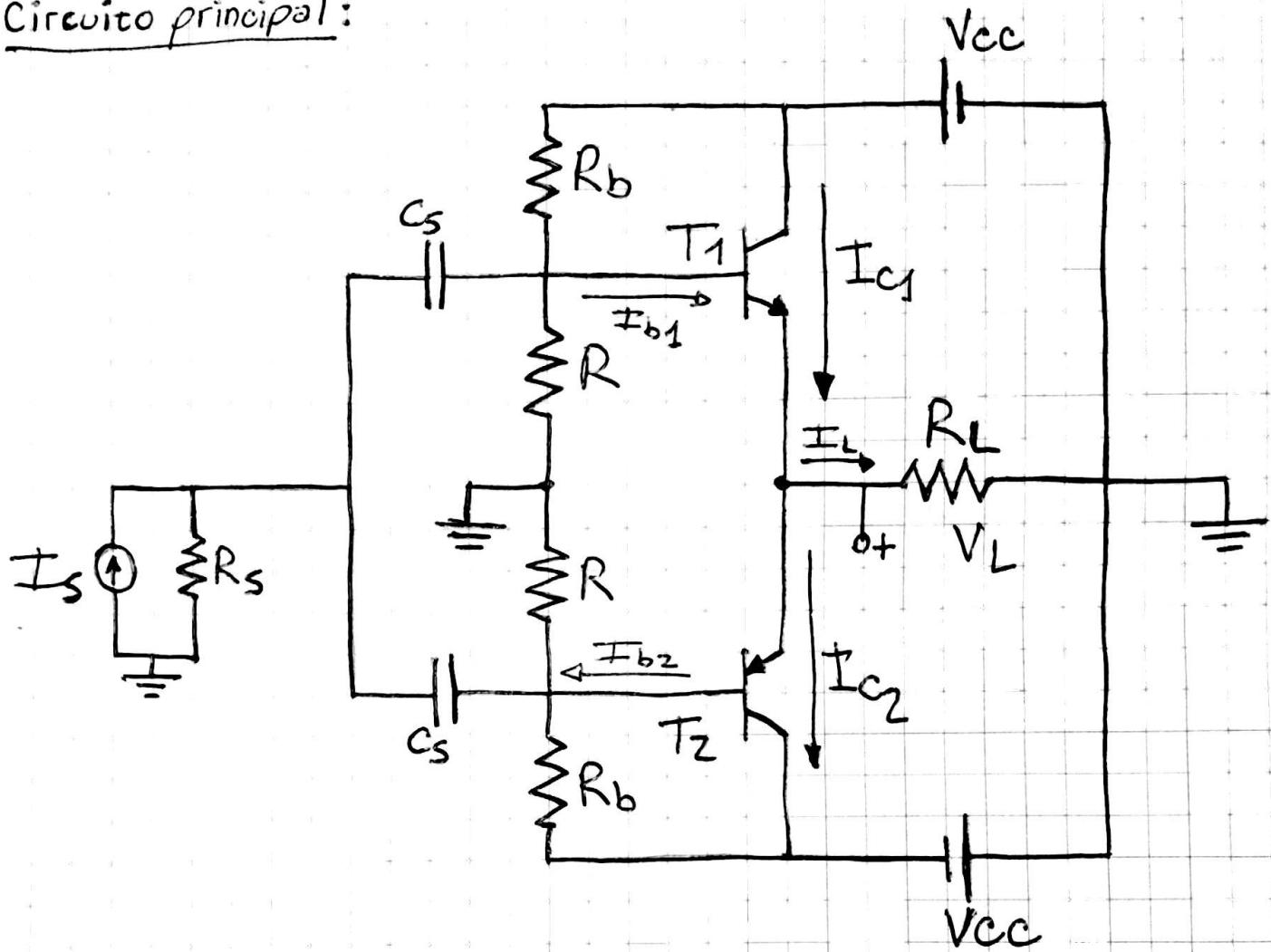
$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$
, como esta ecuación será en todos los casos menor a 1, se dice que es una atenuación

Características de las redes compensadoras con respecto a los márgenes de ganancia y fase:

- La compensación por polo dominante modificará el MG del amplificador de tal manera para que cuando la fase valga -180° , el módulo sea distinto de 1 ($|AB| \neq 1$). Esto lo hace al introducir un polo muy por debajo de los polos mismos del sistema. Reduce mucho el BW.
- Compensaciones como el polo-cero ó cero-polo modifican el MF para que no se tenga una total inversión de fase en la frecuencia de transición.

5) Amplificador de potencia simétrico clase AB

Circuito principal:



Formas de onda de las corrientes en el circuito:

La señal " I_s " ingresa por igual a las bases de ambos transistores, cuando la excusión de I_s es positiva, se activa T_1 y cuando es negativa se activa T_2 . Las resistencias " R " se las conoce como red de prepolarización, es decir que mantienen a las bases de los transistores una tensión mínima para que se activen con la mínima presencia de señal " I_s " y así minimizar o eliminar la distorsión por cruce.

Si consideramos que I_s es de naturaleza sinusoidal, tenemos:

$$I_s = I_{s\max} \cdot \operatorname{sen}(\omega t)$$

Vemos que esta señal ingresa a ambas bases de los transistores, por lo que:

$$I_{b1} = I_{b2} = I_s = I_{s\max} \cdot \operatorname{sen}(\omega t)$$

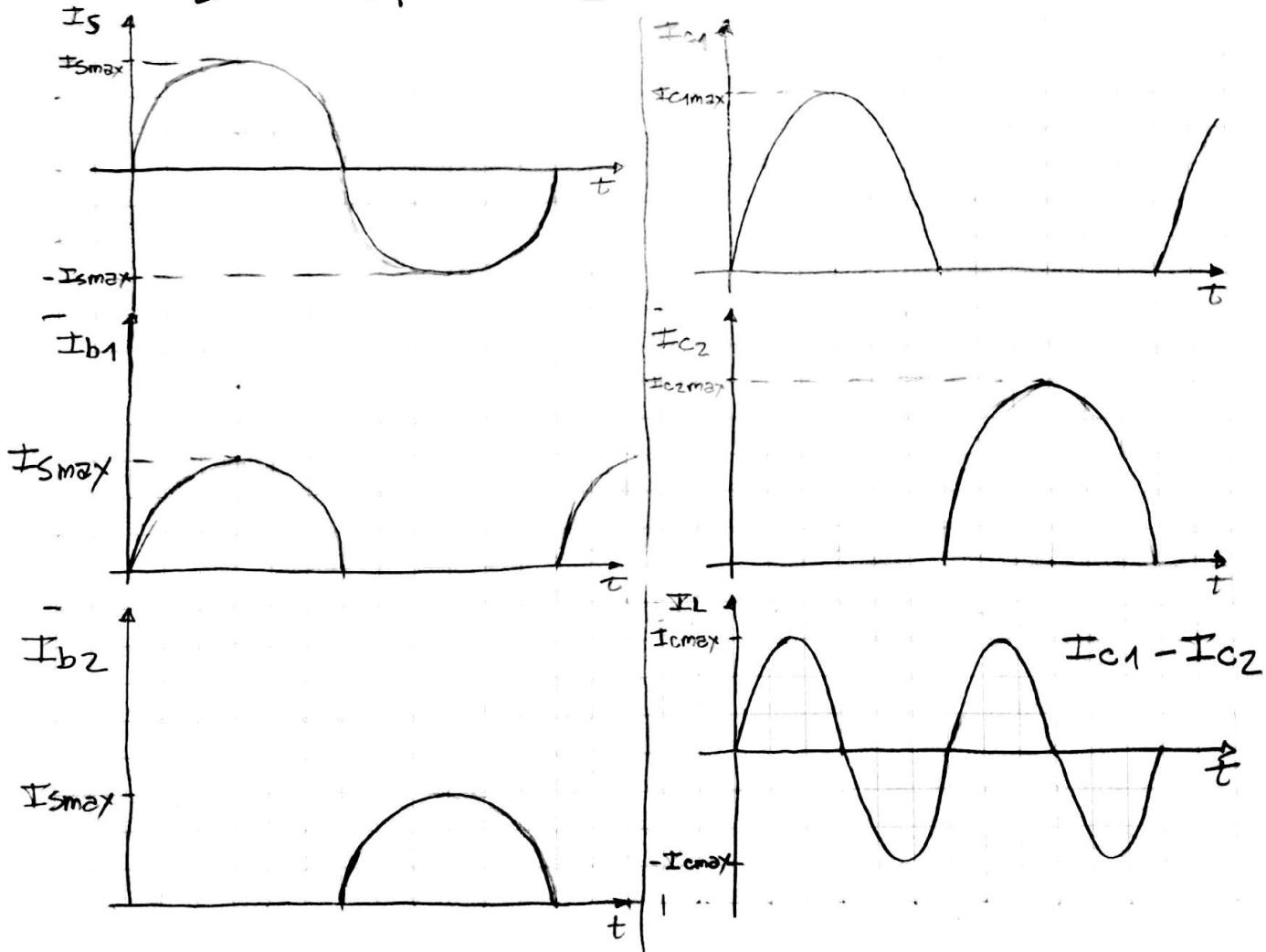
Estas corrientes en las bases provocarán unas corrientes en los colectores:

$$I_{c1\max} = h_{fe} I_{b1\max} = h_{fe} \cdot I_{s\max}$$

$$I_{c2\max} = h_{fe} I_{b2\max} = h_{fe} \cdot I_{s\max}$$

Por último la corriente que circulará por la carga será:

$$I_L = I_{c1} - I_{c2}$$



Determinación de las rectas de carga de CC y CA:

Como los transistores funcionan simétricamente y solo la mitad del período, es posible estudiar uno de ellos y graficar sus rectas de carga.

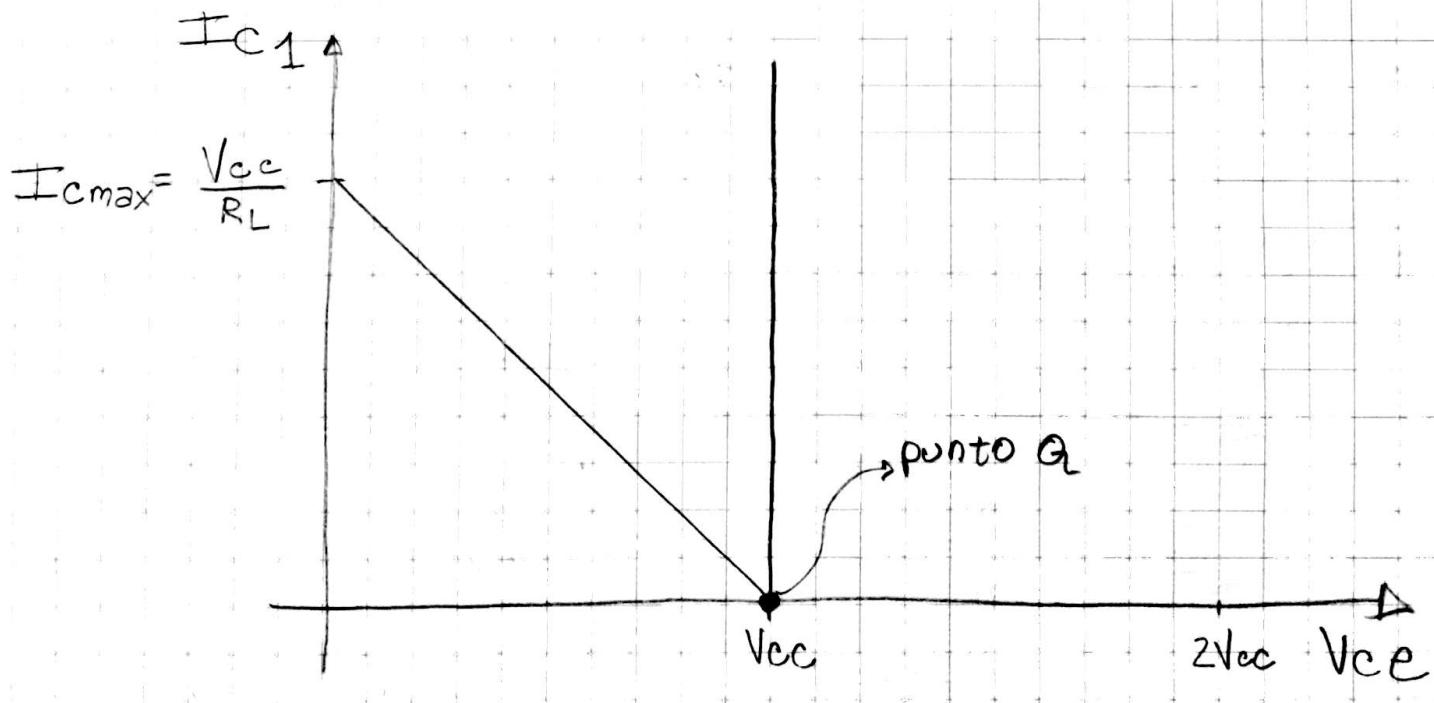
$$R_{CC}: V_{CE} = V_{CC} = V_{CEQ}; M = -\frac{1}{0\Omega} = \infty$$

La R_{CC} es una linea vertical que cruza por $V_{CE} = V_{CC}$.

$$R_{CA}: I_C = -\frac{1}{R_L} (V_{CE} - V_{CEQ}) \quad 0 \leq V_{CE} \leq V_{CC}$$

$$I_C = 0 \quad V_{CC} \leq V_{CE} \leq 2V_{CC}$$

El valor máximo de cresta de la componente en alterna de la señal es $I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{R_L}$



Red de polarización:

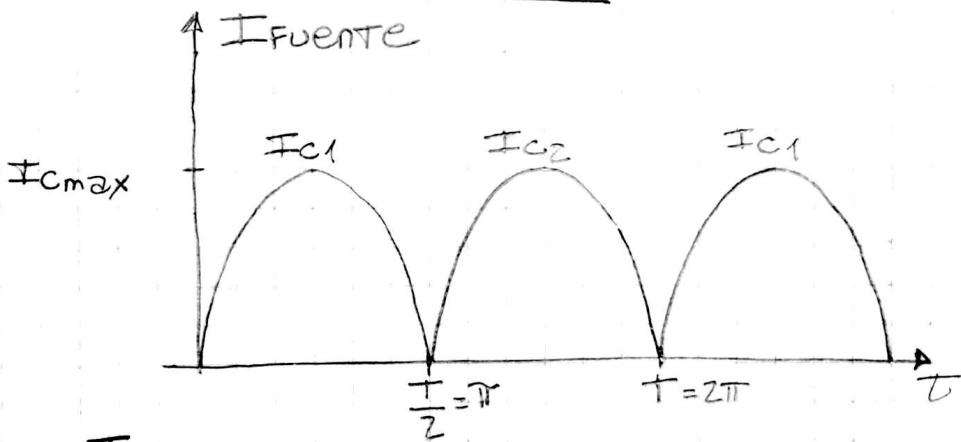
Es la formada por R_b y R en cada transistor, cuya función es la de mantener exitados los diodos base-emisor de cada transistor, manteniendo una caída de $0,7V$ y $-0,7V$ en los R . Con ello se reduce la distorsión por cruce y sus ecuaciones son:

$$0,7V = \frac{V_{cc} \cdot R}{R_b + R} \quad \text{y} \quad -0,7V = \frac{-V_{cc} \cdot R}{R_b + R}$$

Que podemos observar que son idénticas.

Cálculos de potencias:

Potencia suministrada $P_{cc\max}$:



$$P_{cc} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{cc} \cdot I_{cmax} \cdot \sin(\omega t) dt$$

$$P_{cc} = \frac{V_{cc}}{\frac{T}{2}} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} I_{cmax} \cdot \sin(\omega t) dt$$

$$P_{cc} = \frac{V_{cc}}{\frac{\pi}{2}} \cdot I_{cmax} \cdot \left[-\cos(\omega t) \right]_0^{\frac{\pi}{2}}$$

$$P_{cc} = \frac{V_{cc} \cdot I_{cmax}}{\frac{\pi}{2}} \cdot (-\cos \pi - (-\cos 0))$$

$$P_{cc} = \frac{V_{cc} \cdot I_{cmax}}{\frac{\pi}{2}} \cdot (-(-1) - (-1)) = \frac{2 V_{cc} \cdot I_{cmax}}{\pi}$$

$$\text{Como } I_{cm\max} = \frac{V_{cc}}{R_L}$$

$$P_{cc\max} = \frac{2 \cdot V_{cc}^2}{\pi R_L}$$

Potencia transferida a la carga PLCA :

$$P_{LCA} = (I_L)^2 \cdot R_L \quad \text{tiene que ser el valor eficaz de } I_L$$

$$P_{LCA} = \left(\frac{\pm I_L}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R_L = \frac{I_{cm\max}^2 \cdot R_L}{2} \quad \text{con } I_{cm\max} = \frac{V_{cc}}{R_L}$$

$$P_{LCA} = \frac{V_{cc}^2}{2 R_L^2} \cdot R_L$$

$$P_{LCA} = \frac{V_{cc}^2}{2 R_L}$$

Potencia disipada en el colector P_{cmax} :

Al tener 2 transistores, sabemos que la potencia disipada en sus 2 colectores será:

$$P_{cc} = P_{LCA} + 2P_c \longrightarrow 2P_c = P_{cc} - P_{LCA}$$

$$2P_c = \frac{2V_{cc} I_{cm\max}}{\pi} - \frac{R_L}{2} I_{cm\max}^2$$

Como estamos en presencia de una diferencia entre una función lineal y una cuadrática, para encontrar el valor de $I_{cm\max}$ que hace máxima la potencia disipada en los colectores debemos derivar e igualar

a cero dicha ecuación, así:

$$\frac{d 2P_c}{d I_{cmax}} = \frac{2V_{cc}}{\pi} - R_L \cdot I_{cmax} = 0$$

$$I_{cmax} = \frac{2V_{cc}}{\pi R_L}$$

$$2P_{cmax} = \frac{2V_{cc}}{\pi} \cdot \frac{2V_{cc}}{\pi R_L} - \frac{R_L}{2} \cdot \left(\frac{2V_{cc}}{\pi R_L}\right)^2$$

$$2P_{cmax} = \frac{4V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} - \frac{R_L}{2} \cdot \frac{4V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}$$

$$2P_{cmax} = \frac{4V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} - \frac{2V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} = \frac{2V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}$$

$$P_{cmax} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}$$

Rendimiento η :

$$\eta = \frac{P_L}{P_{cc}} = \frac{\frac{1}{2} I_{cmax}^2 \cdot R_L}{\frac{2V_{cc} I_{cmax}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{I_{cmax} R_L}{V_{cc}}$$

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{cc}}{R_L} \cdot \frac{R_L}{V_{cc}} = \boxed{\frac{\pi}{4} = 0,785 = 78,7\%}$$

Factor de mérito FM:

$$FM = \frac{P_{cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{\frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}}{\frac{V_{cc}^2}{2R_L}} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} \cdot \frac{2R_L}{V_{cc}^2}$$

$$FM = \frac{2}{\pi^2} = 0,2$$

Gráfico de potencias y rendimiento en función de I_C :

$$P_{CC} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \cdot I_C \xrightarrow{\min_{I_C=0}} = 0 ; \max_{I_C=\frac{V_{CC}}{R_L}} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

$$P_{LCA} = \frac{1}{2} I_C^2 \cdot R_L \xrightarrow{\min_{I_C=0}} = 0 ; \max_{I_C=\frac{V_{CC}}{R_L}} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

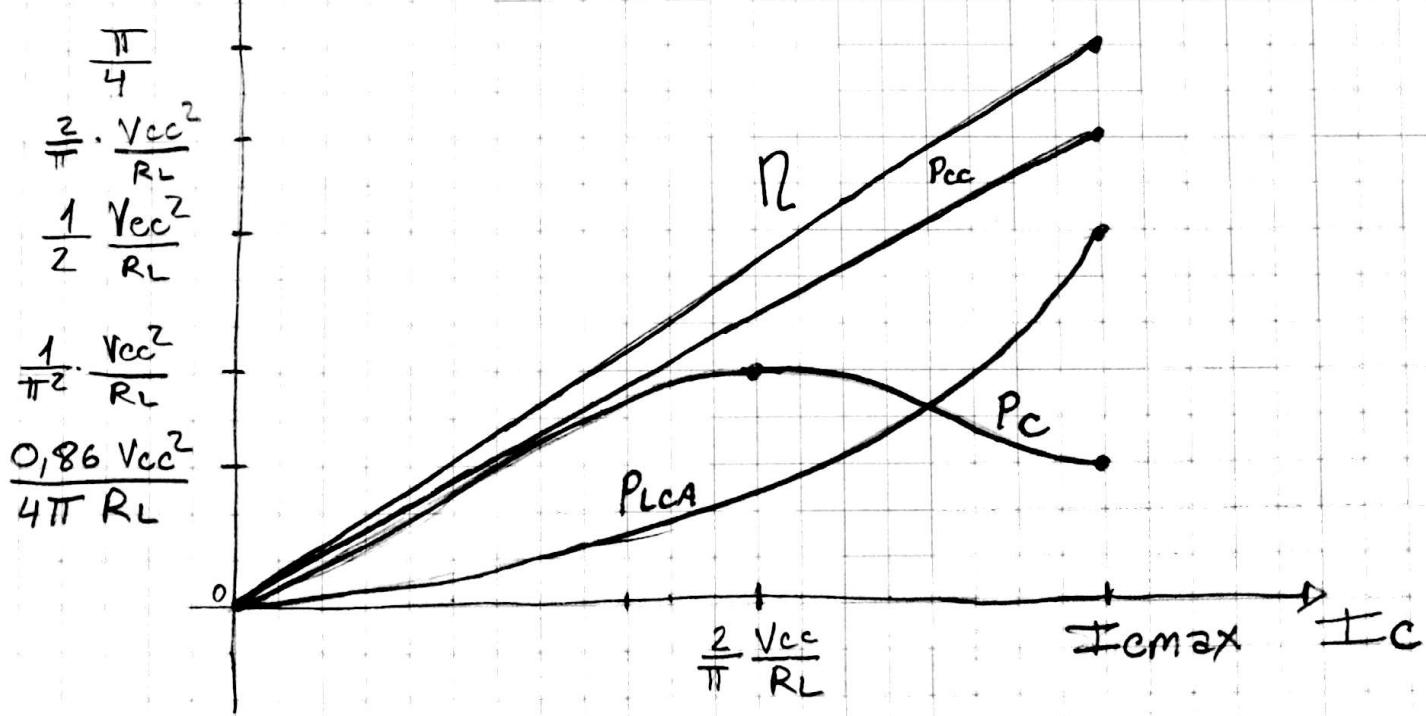
$$P_C = \frac{1}{\pi} V_{CC} \cdot I_C - \frac{1}{4} I_C^2 R_L \xrightarrow{\min_{I_C=0}} = 0$$

→ max $|_{I_C=\frac{2V_{CC}}{\pi R_L}} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}$

$\rightarrow \text{con } I_C = \frac{V_{CC}}{R_L} \Rightarrow \frac{0,86 V_{CC}^2}{4\pi R_L}$

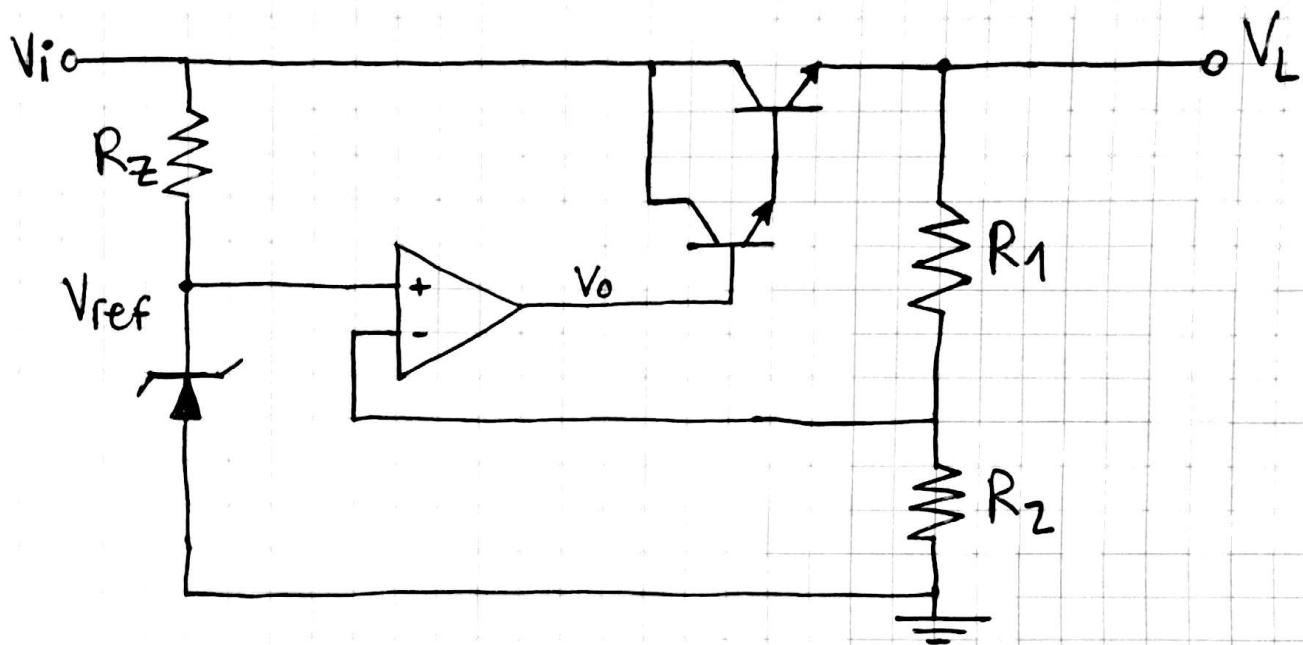
$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{I_C \cdot R_L}{V_{CC}} \xrightarrow{\min_{I_C=0}} = 0 ; \max_{I_C=\frac{V_{CC}}{R_L}} = \frac{\pi}{4}$$

Potencia



6) Fuentes de alimentación Reguladas

Etapa reguladora serie:



El circuito propuesto es un regulador de tensión que es capaz de ofrecer una elevada ganancia de corriente, ya que posee un par Darlington de transistores de potencia, y como se sabe, en dicha configuración las ganancias (h_{fe}) de los transistores se multiplican. La R_z se diseña de tal manera que pueda proporcionar la corriente que necesita el zener en la peor condición, es decir, cuando V_{in} es mínima e I_L es máxima.

Como podemos ver las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor resistivo de la tensión V_{out} y reingectarán al AO una muestra de la misma, llamada V_m , y con ello logra mantener lo más constante posible

la tensión de salida del circuito, ya que:

- Si V_{out} aumenta, entonces también aumenta la V_m , esto hace que la tensión a la salida del AO sea menor, entonces la tensión en la base del par Darlington también será menor y éste hará circular una corriente I_L menor, esto último reduce el valor de V_{out} hasta el deseado.
- Si V_{out} disminuye, disminuye V_m , y occasionará que la tensión de salida del AO aumente y se incremente la corriente que proporciona el par Darlington aumentando la V_{out} hasta su tensión nominal.

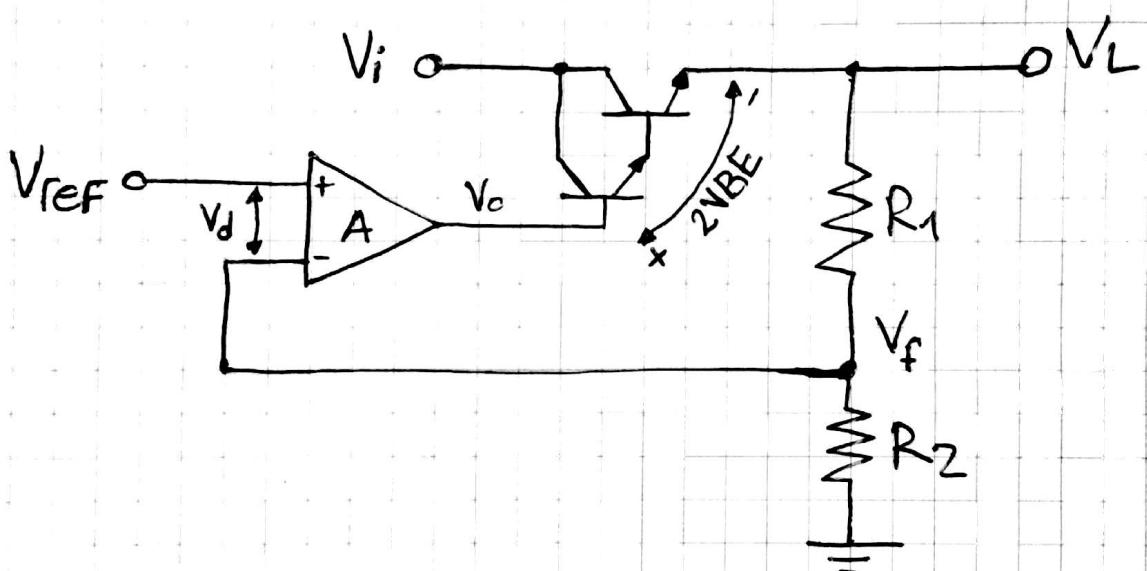
Determinación de la función de transferencia:

Para esto existen 2 maneras:

- Análisis formal del circuito empleando el criterio de la realimentación negativa y teniendo en cuenta las caídas de tensión "VBE" de los transistores.
Esta forma de obtener la FT. no es ni más simple ni más compleja que la otra, es más, ambas llegan a la misma ecuación si tenemos en cuenta ciertas consideraciones, pero a Celdrán le gusta este análisis.
- Análisis de pecho del circuito suponiendo que $\mathcal{V}^+ = \mathcal{V}^-$.

Análisis Formal:

Sabemos que la resistencia "R_Z" cumple la función de polarizar el Zener al proporcionarle la corriente que éste necesita para estar en su zona de ruptura y provocar una tensión "V_{ref}" en la entrada NO inversora del AO. Por ende redibujamos el circuito como sigue:



Vemos que R₁ y R₂ forman un divisor resistivo y toman una muestra de V_L, que llamaremos V_f, por teoría de realimentación sabemos que $V_f = \beta V_L$ y que

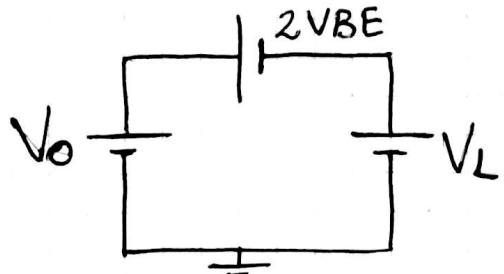
$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

A la entrada del operacional tendremos:

$$V_d = V_{ref} - V_f \longrightarrow V_d = V_{ref} - \beta V_L$$

La salida del operacional será: $V_o = A \cdot V_d$

Examinando la malla de salida y conociendo que V_o es una tensión referida a masa tendremos:



$$V_o = 2VBE + V_L$$

$$V_o - 2VBE - V_L = 0$$

$$A \cdot V_d - 2VBE - V_L = 0$$

Reemplazamos V_d en la última ecuación

$$A \cdot (V_{ref} - \beta V_L) - 2VBE - V_L = 0$$

$$A \cdot V_{ref} - A\beta \cdot V_L - V_L - 2VBE = 0$$

$$A \cdot V_{ref} - 2VBE = V_L + V_L \cdot A\beta$$

$$A \cdot V_{ref} - 2VBE = V_L (1 + A\beta)$$

$$V_L = \frac{A \cdot V_{ref}}{(1 + A\beta)} - \frac{2VBE}{(1 + A\beta)}$$

Como "A" representa la ganancia del operacional que es muy elevada, podemos suponer que $A\beta \gg 1$

$$V_L = \frac{A \cdot V_{ref}}{A \cdot \beta} - \frac{2VBE}{A \cdot \beta} = \frac{V_{ref}}{\beta} - \frac{2VBE}{A \cdot \beta}$$

Como el segundo término está dividido por $A\beta$ que suponemos muy grande, podemos despreciarlo

$$V_L = \frac{V_{ref}}{\beta} = \frac{V_{ref}}{\frac{R_2}{R_1 + R_2}} = V_{ref} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$V_L = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Análisis de pecho:

Para este análisis supondremos que la tensión en la entrada no inversora será igual a la de la entrada inversora.

$$V^+ = V^-$$

$$V^+ = V_{ref}$$

$$V^- = V_L \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{ref} = V_L \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

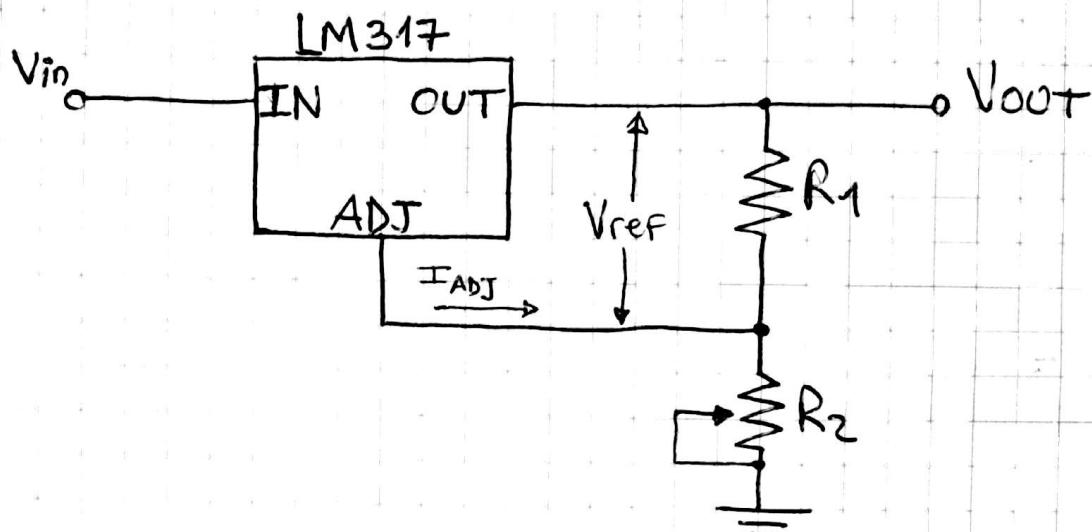
$$V_L = V_{ref} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$V_L = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Que es la misma ecuación que obtuvimos en el análisis formal luego de la suposición $A\beta \gg 1$.

Reguladores monolíticos de 3 terminales con tensión de salida ajustable:

Círcuito esquemático:



Para que la V_{out} sea variable R_2 debe ser un potenciómetro. Según la hoja de datos del LM317 o de cualquier otro regulador ajustable integrado, sabemos que entre los terminales OUT y ADJ poseemos una referencia de tensión interna que en este caso es de $V_{ref} = 1,25V$ (typ) y además el pin ADJ proporciona una corriente de polarización estable en el sentido del esquema igual a $I_{ADJ} = 65\mu A$ (typ).

Para calcular la función de transferencia podemos aplicar el teorema de superposición para calcular los aportes a la tensión de salida de V_{ref} e I_{ADJ} .

$$V_{ref} \Big|_{I_{ADJ}=0} = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \therefore V_{out} \Big|_{I_{ADJ}=0} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$V_{out}|_{V_{ref}=0} = \pm I_{ADJ} \cdot R_2$$

$$V_{out} = V_{out}|_{\pm I_{ADJ}=0} + V_{out}|_{V_{ref}=0}$$

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \pm I_{ADJ} \cdot R_2$$

Una buena aproximación es pensar que las corrientes que circularán por R_1 y R_2 son de un orden mayor (mA) a $\pm I_{ADJ}$ (uA), por lo que podríamos despreciar el segundo término de la ecuación.

$$V_{out} \approx V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \approx 1,25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Regulación de línea:

La regulación de línea es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida bajo condiciones de variación de la entrada. En el caso de los reguladores de tensión, la entrada se obtiene generalmente a partir de la señal de la red domiciliaria y luego del rectificado y filtrado tiene un rizado significativo. Si la tensión de entrada de baja calidad es V_i y la tensión de salida estabilizada es V_o , la regulación de línea se define como:

$$\text{Reg}_{line} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \left[\frac{\text{mV}}{\text{V}} \right] \quad \text{ó} \quad \text{Reg}_{line} = \frac{\frac{\Delta V_o}{V_o}}{\Delta V_i} \left[\frac{\%}{\text{V}} \right]$$

Representaciones paramétricas

Regulación de carga:

La regulación de carga es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida aunque cambie la corriente I_L absorbida por la carga. Si el circuito fuera una fuente de tensión ideal, su salida debería ser independiente de I_L . Por lo tanto, la regulación de carga está directamente relacionada con la resistencia de salida equivalente del circuito. La regulación de carga se define entonces como:

$$\text{Reg}_{\text{load}} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{\Delta I_L} \left[\frac{\text{mV}}{\text{mA}} \right] \text{ ó en } \left[\frac{\text{mV}}{\text{A}} \right]$$

Representaciones

$$\text{Reg}_{\text{load}} = \frac{\frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{NL}}}{\Delta I_L} \left[\frac{\%}{\text{mA}} \right] \text{ ó en } \left[\frac{\%}{\text{A}} \right]$$

paramétricas

$$V_{NL} = V_L \Big|_{I_L=0}$$

$$V_{FL} = V_L \Big|_{I_L=I_{L\max}}$$

Coeficiente de temperatura:

El coeficiente de temperatura estará definido por la variación de la tensión de salida V_o cuando la temperatura ambiente varía entre ciertos valores establecidos, manteniendo constantes las demás causas de variaciones de V_o (Reg_{line} y Reg_{load}) -

$$C.T. = \pm \frac{V_o(\text{amb máx}) - V_o(\text{amb min})}{V_{on} (\text{amb máx} - \text{amb min})} \cdot 100\% \left[\frac{\%}{^{\circ}\text{C}} \right]$$

siendo:

$V_{oTamb_{máx}}$ = tensión de salida a la máxima temperatura.

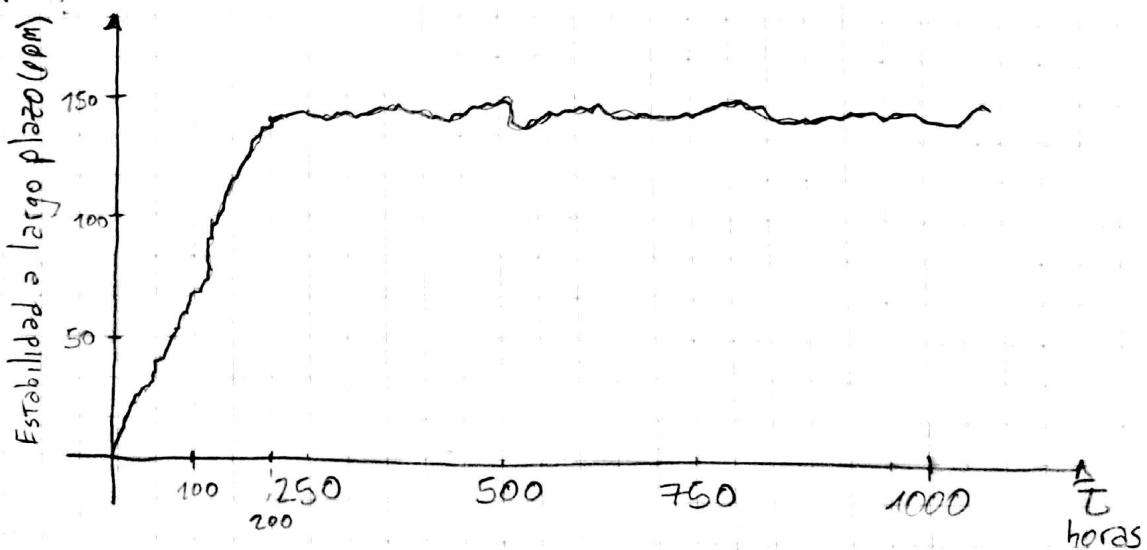
$V_{oTamb_{min}}$ = tensión de salida a la mínima temperatura.

$V_{o nom}$ = tensión de salida nominal, especificada a una temperatura determinada (25°C), puede ser igual a $V_{oTamb_{min}}$.

Estabilidad a largo plazo:

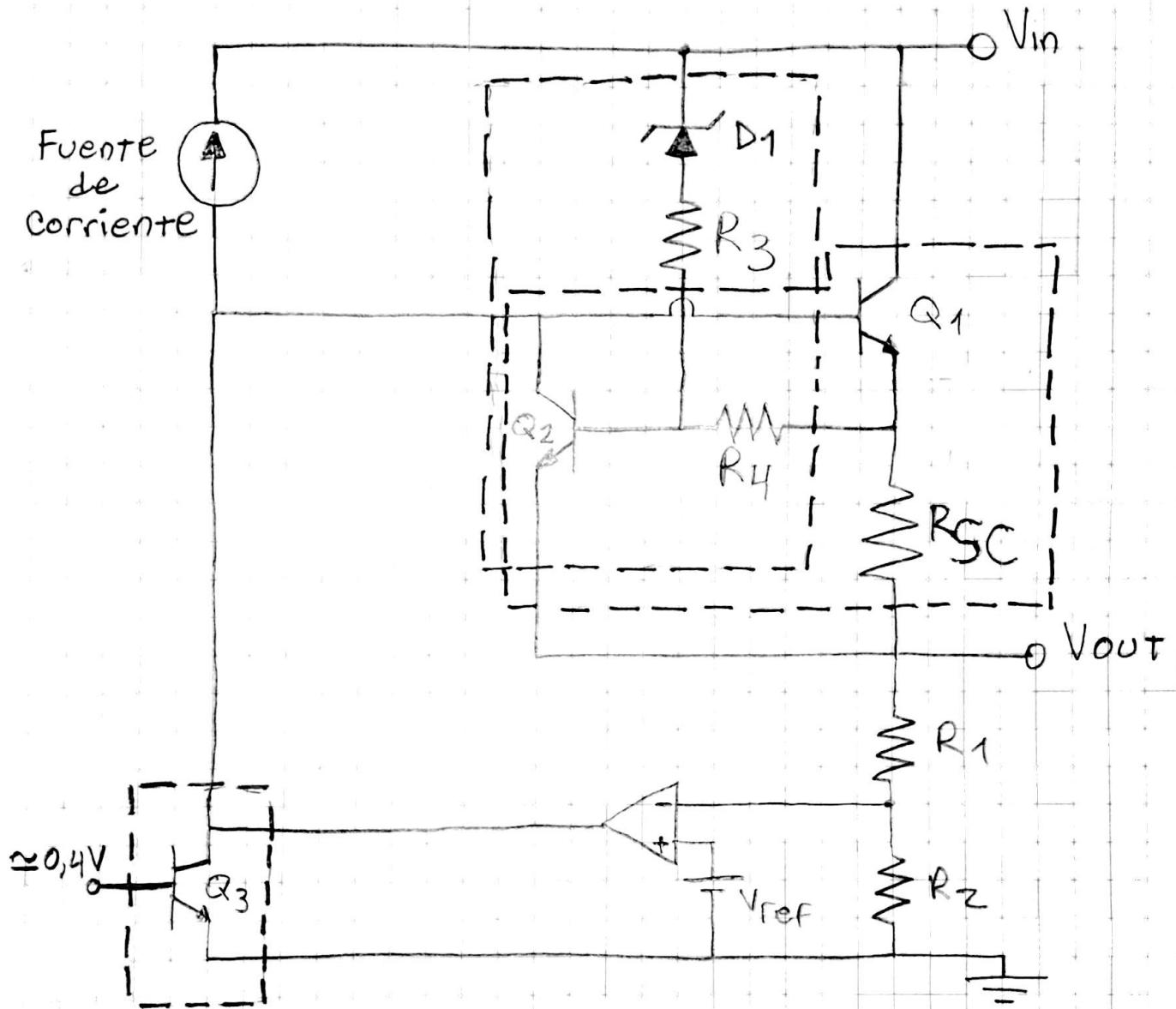
La estabilidad a largo plazo es una medida de la capacidad del dispositivo regulador de tensión para mantener la tensión de salida nominal durante tiempos largos. Habitualmente se expresa en $\left[\frac{\text{PPM}}{1000 \text{ horas}} \right]$

pero este parámetro no puede extrapolarse para períodos muy largos, ya que cuando el período de funcionamiento supera las 200h, la desviación de la estabilidad tiende a saturarse al valor de $\left[\frac{\text{PPM}}{2000 \text{ h}} \right]$ y deja de ser lineal.



Con una estabilidad a largo plazo de $\frac{70 \text{ ppm}}{1000 \text{ h}}$ tenemos el gráfico

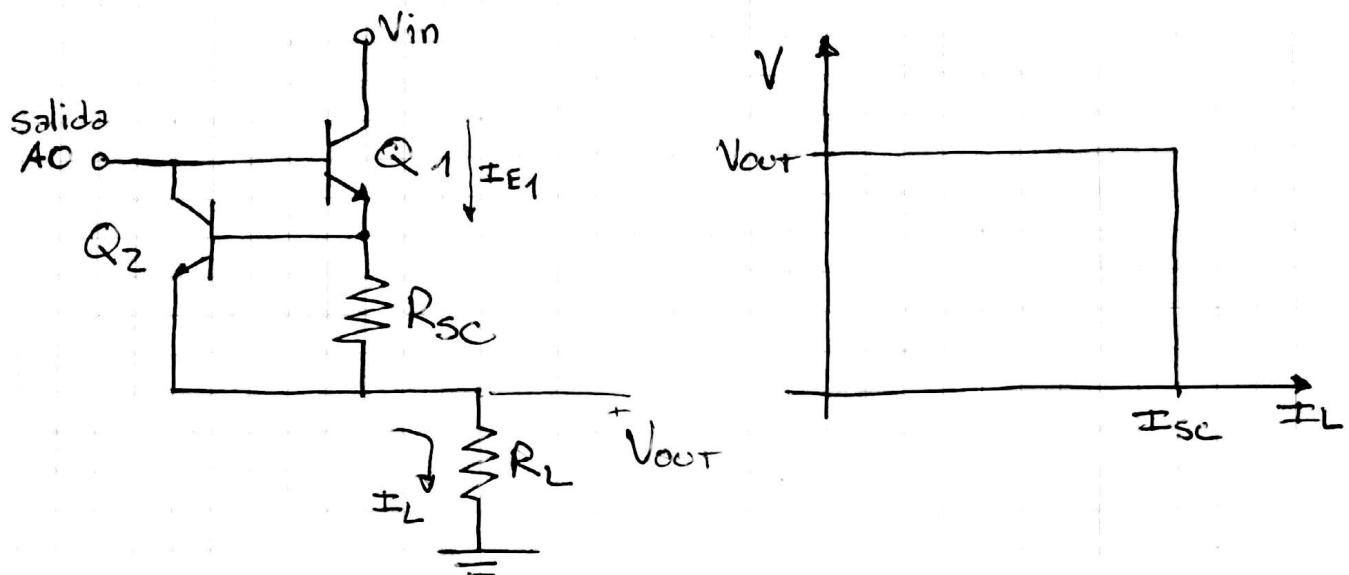
Circuitos de protección:



Los reguladores están equipados con circuitos de protección cuyo propósito es limitar la corriente del elemento serie (o incluso anularla), Dichos circuitos se diseñan para estar inactivos bajo condiciones de operación normal y activarse tan pronto como se intente exceder el correspondiente límite de seguridad.

Límitador de corriente máxima:

Es aquel circuito recuadrado en azul formado por Q_1 , Q_2 , R_L y R_{SC} . Si despreciamos el efecto de R_L tenemos:



Su objetivo es evitar que por el transistor en serie Q_1 circule una corriente excesiva, como sucedería en el caso de cortocircuitar la salida. Esto se logra a través de R_{SC} , esta resistencia está sensando constantemente la corriente I_{E1} y en caso de que esta corriente llegue a un valor máximo ($I_{E1(\max)} = I_{SC}$) en dicha resistencia se produce una caída de tensión de aproximadamente $0,7V$, necesaria para polarizar el diodo base-emisor de Q_2 y hacer que éste entre en conducción drenando la corriente de base de Q_1 , esto hace que disminuya la corriente I_{E1} hasta el valor limitado por R_{SC} . Como vemos en la gráfica, si bien se limita la corriente a I_{SC} , la misma continúa circulando y puede producirse una gran disipación de potencia en Q_1 ya que prácticamente toda la tensión de entrada caerá entre

colector y emisor de Q_1 . La potencia máxima que deberá soportar Q_1 es:

$$P_{D\max} = (V_i - V_{BE}) I_{SC}$$

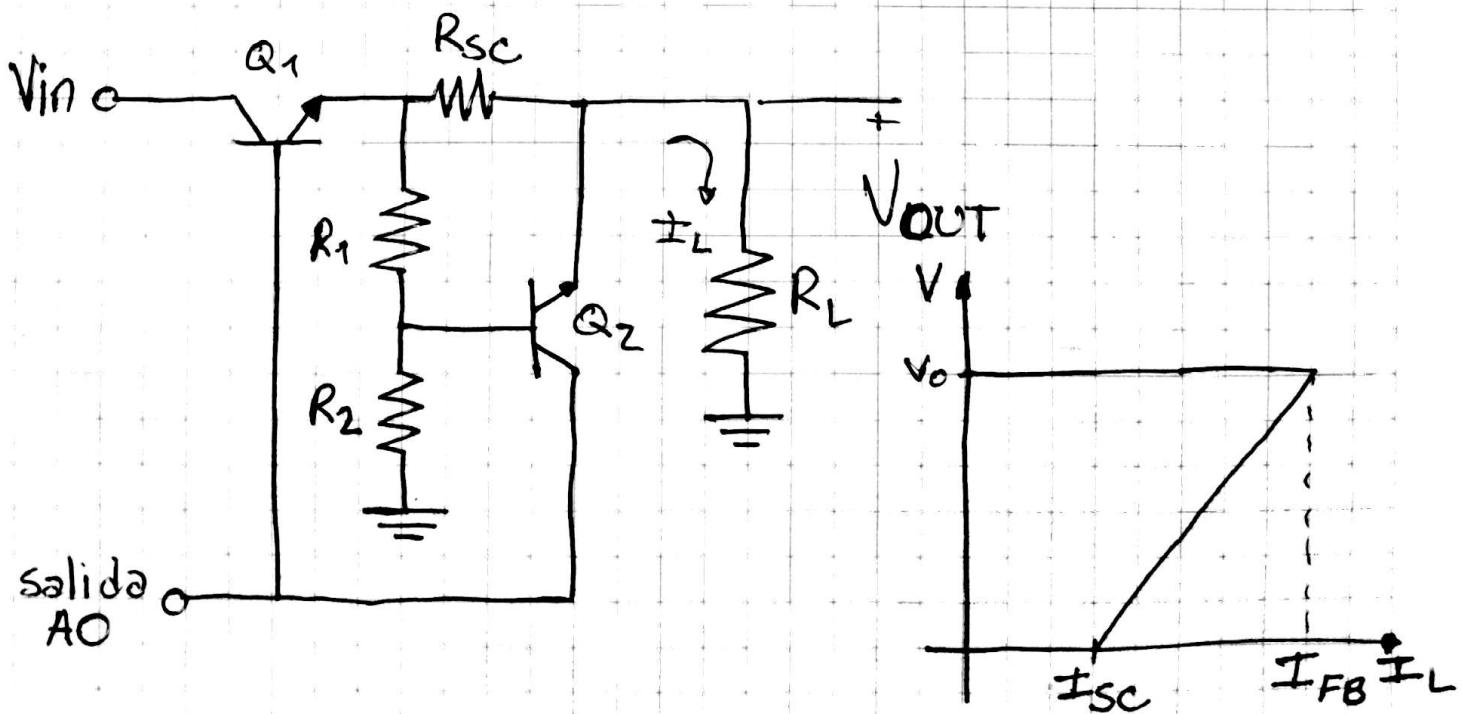
La corriente I_{SC} será:

$$I_{E1(\max)} = I_{L(\max)} = I_{SC} = \frac{V_{BE}}{R_{SC}}$$

Por lo antes mencionado, esta protección se utiliza poco y en circuitos donde los niveles de corriente de salida son pequeños.

Limitador de corriente por repliegue:

Este circuito de protección disminuye la potencia que debe soportar el transistor en caso de condiciones de cortocircuito de larga duración, ya que disminuye tanto la corriente de Q_1 como la tensión de salida.



La corriente máxima que soporta el circuito es I_{FB} (corriente de foldback o repliegue), si la I_L tiende a ser mayor a I_{FB} , el circuito de protección se activará:

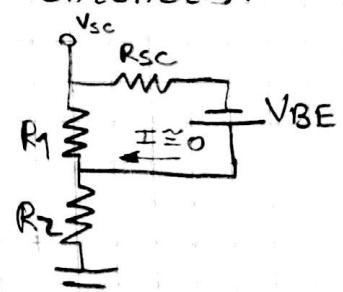
Cuando comienza a producirse una sobrecarga ($I_L = I_{FB}$) la caída de tensión sobre R_{SC} y en V_{E1} aumentarán, lo que aumentará V_{R2} y hace que Q_2 comience a conducir. La conducción de Q_2 drenará corriente de la base de Q_1 , lo que disminuirá la I_{E1} y también la tensión de salida V_{OUT} . La disminución de V_{OUT} hace que Q_2 llegue a la saturación lo que reduce cada vez más I_L y V_{OUT} . El límite de este circuito se da cuando se cortocircuita la salida y la corriente llega a su valor mínimo I_{SC} , tal como se observa en el gráfico.

Para $V_L = 0$ y considerando $I_{b2} \ll I_{R2}$

$$\frac{V_{SC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_{BE} = \frac{I_{SC} \cdot R_{SC} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$I_{SC} = \frac{V_{BE}}{R_{SC}} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

entonces:

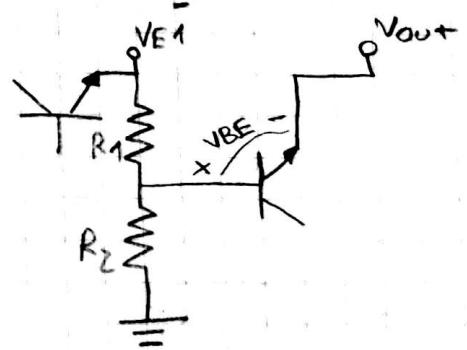


Para la corriente $I_L(\max) = I_{FB}$ tenemos:

$$I_{FB} = \frac{V_{E1} - V_{OUT}}{R_{SC}}$$

$$\frac{V_{E1} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_{BE} + V_{OUT}$$

$$V_{E1} = \frac{V_{BE}(R_1 + R_2)}{R_2} + \frac{V_{OUT}(R_1 + R_2)}{R_2}$$



combinando las ecuaciones de I_{FB} y V_E tenemos:

$$I_{FB} = \frac{V_{BE}(R_1+R_2)}{R_2 R_{SC}} + \frac{V_{out}(R_1+R_2)}{R_2 R_{SC}} - \frac{V_{out}}{R_{SC}}$$

$$= \frac{V_{BE}(R_1+R_2)}{R_2 R_{SC}} + \frac{V_{out}}{R_{SC}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - \frac{V_{out}}{R_{SC}}$$

$$= \frac{V_{BE}(R_1+R_2)}{R_2 R_{SC}} + \frac{V_{out}}{R_{SC}} \left(1 - 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$I_{FB} = \frac{V_{out}}{R_{SC}} \cdot \frac{R_1}{R_2} + \frac{V_{BE}(R_1+R_2)}{R_2 \cdot R_{SC}}$$

Para el diseño deben despejarse las relaciones $\frac{R_1+R_2}{R_2}$ y $\frac{R_1}{R_2}$ de las ecuaciones de I_{SC} y I_{FB} respectivamente y reemplazarse en la ecuación de I_{FB} , así se obtiene R_{SC} .

$$R_{SC} = \frac{\frac{V_{out}}{I_{SC}}}{\left(1 + \frac{V_{out}}{V_{BE}} \right) - \frac{I_{FB}}{I_{SC}}}$$

La corriente de cortocircuito no debe ser muy pequeña, una buena elección es $I_{SC} = \frac{I_{FB}}{3}$, luego elegimos un valor estandar de R_1 o R_2 y calculamos el otro.

Los reguladores con limitación foldback se usan generalmente en aplicaciones de alta corriente.

Protección del área de seguridad (SOA):

Es aquel circuito en recuadro verde formado por D₁, R₃, R₄ y Q₂.

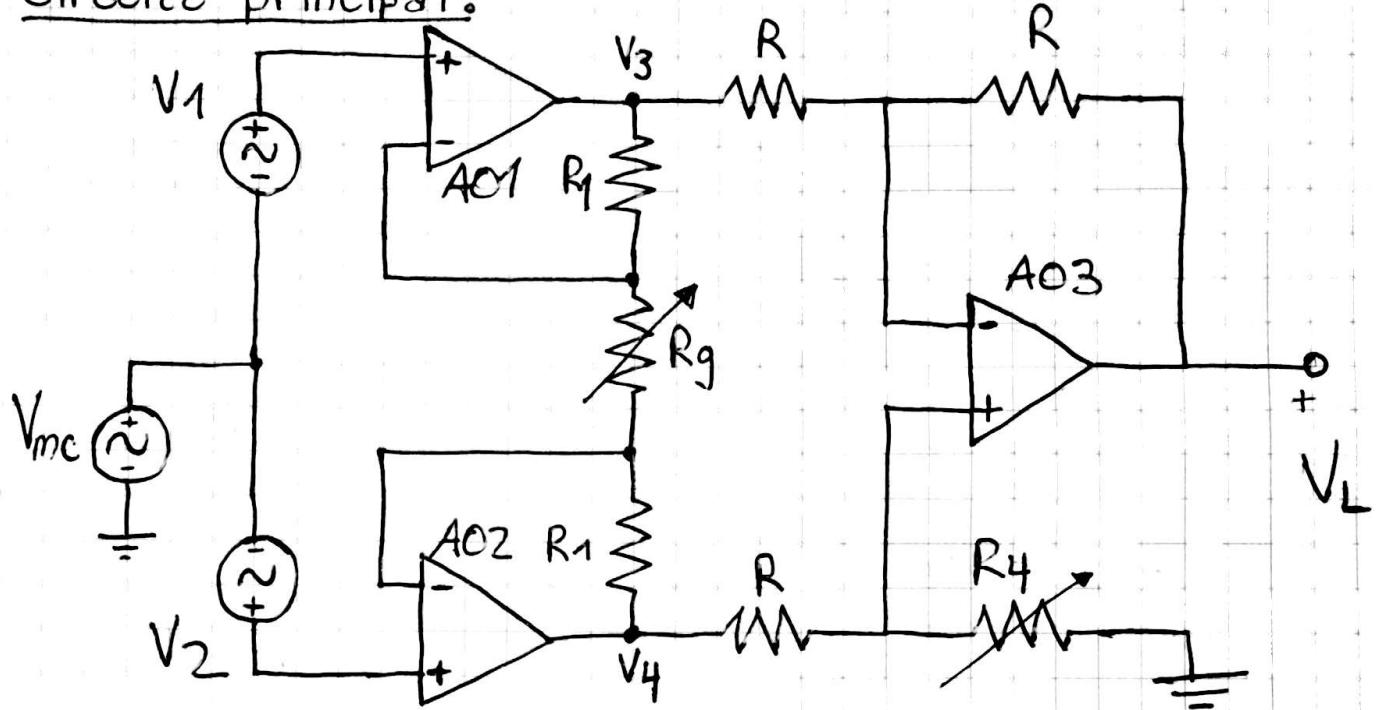
Si bien se cuenta con una protección contra sobrecarga existe la posibilidad que la tensión de entrada sea demasiado elevada y que el dispositivo alcance la V_{CEmax} determinada por el SOA. Cuando la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida (V_i-V_o) es mayor que la tensión nominal del zener D₁, circulará una corriente proporcional a (V_i-V_o) a través de D₁, R₃ y R₄ hacia la salida. Esto provoca que Q₂ se sature por la caída de tensión en R₄ y drene corriente de la base de Q₁, disminuyendo la corriente de salida, dejando al regulador dentro de los límites del área segura de operación.

Corte térmico:

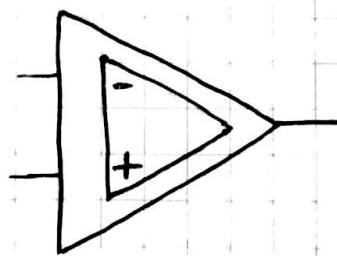
Es aquel circuito en recuadro rojo formado sólo por Q₃. Este transistor se ubica físicamente al lado de Q₁ y su base está constantemente alimentada por 0,4V aprox. A temperaturas normales de funcionamiento (25°C) Q₃ necesitaría de 0,7V en su base para conducir. Sin embargo a medida que Q₁ toma temperatura, también lo hace Q₃ y la tensión necesaria para saturarlo disminuye hasta un poco menos de 0,4V donde se satura y elimina la polarización de base de Q₁ y conecta la salida a potencial nulo.

7) Amplificador de instrumentación con entrada puente:

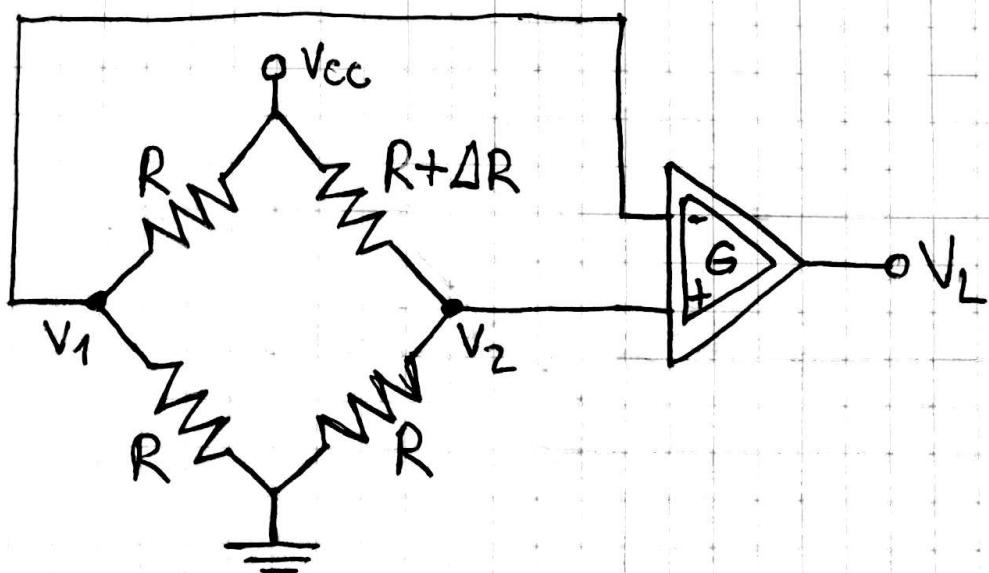
Circuito principal:



Amplificador de Instrumentación con 3AO, se lo sintetiza en el siguiente símbolo esquemático:



Circuito de puente:



Análisis del circuito puente:

$$V_1 = \frac{V_{cc}}{2R} \cdot R = \frac{V_{cc}}{2}$$

$$V_2 = \frac{V_{cc}}{2R + \Delta R} \cdot R = \frac{\frac{V_{cc}}{2R} \cdot R}{\frac{2R}{R} + \frac{\Delta R}{R}} = \frac{V_{cc}}{2 + \frac{\Delta R}{R}} ; \delta = \frac{\Delta R}{R}$$

$$V_2 = \frac{V_{cc}}{2 + \delta}$$

La función de transferencia del amplificador de instrumentación es:

$$V_L = G(V_2 - V_1)$$

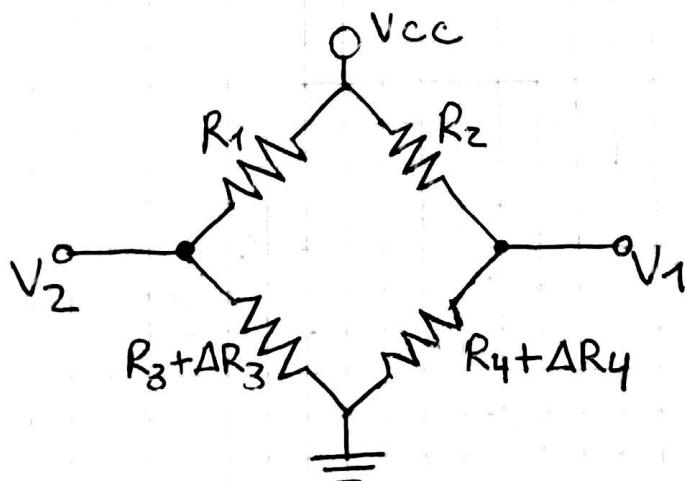
$$\begin{aligned} V_2 - V_1 &= \frac{V_{cc}}{2 + \delta} - \frac{V_{cc}}{2} = \frac{2V_{cc} - 2V_{cc} - \delta V_{cc}}{4 + 2\delta} \\ &= -\frac{\delta V_{cc}}{4(1 + \frac{\delta}{2})} \quad \text{Si } \frac{\delta}{2} \ll 1 \end{aligned}$$

$$V_2 - V_1 = -\frac{V_{cc} \cdot \delta}{4}$$

$$V_L = -G \cdot \frac{V_{cc} \delta}{4}$$

Ajustes debido a desequilibrios:

Debido a la temperatura:



siendo ΔR_3 y ΔR_4 la variación de su resistencia nominal debido a la temperatura. En un puente ideal tenemos: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$

Analizamos la tensión diferencial del puente:

$$V_d = V_2 - V_1$$

$$V_2 = \frac{V_{cc}}{2R + \Delta R_4} \cdot (R + \Delta R_4)$$

$$V_1 = \frac{V_{cc}}{2R + \Delta R_3} \cdot (R + \Delta R_3)$$

$$V_d = \frac{V_{cc}(R + \Delta R_4)}{2R + \Delta R_4} - \frac{V_{cc}(R + \Delta R_3)}{2R + \Delta R_3}$$

$$V_d = \frac{(R + \Delta R_4)(2R + \Delta R_3) - (R + \Delta R_3)(2R + \Delta R_4)}{(2R + \Delta R_4)(2R + \Delta R_3)} \cdot V_{cc}$$

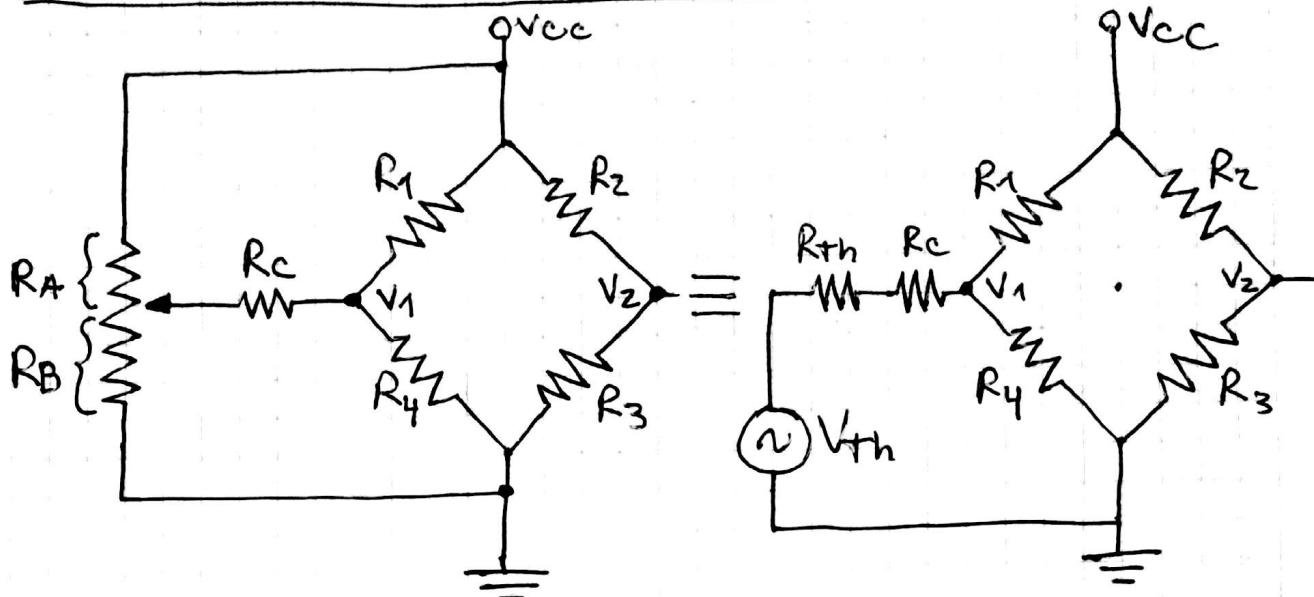
$$V_d = V_{cc} \cdot \frac{2R^2 + R\Delta R_3 + 2R\Delta R_4 + \Delta R_3\Delta R_4 - 2R^2 - R\Delta R_4 - 2R\Delta R_3 - \Delta R_3\Delta R_4}{(2R + \Delta R_4)(2R + \Delta R_3)}$$

$$V_d = V_{cc} \cdot \frac{R(\Delta R_3 - 2\Delta R_3 + 2\Delta R_4 - \Delta R_4)}{(2R + \Delta R_4)(2R + \Delta R_3)}$$

$$V_d = V_{cc} \cdot \frac{R(\Delta R_4 - \Delta R_3)}{(2R + \Delta R_4)(2R + \Delta R_3)}$$

Para que $V_d = 0$ en condición de equilibrio $\Delta R_4 = \Delta R_3$, esto quiere decir que ambas resistencias tienen que poseer las mismas características térmicas para que varíen por igual.

Debido a las tolerancias de las resistencias:



$$\text{Siendo: } V_{th} = \frac{V_{CC}}{R_A + R_B} \cdot R_B \quad R_c \gg R_{th}$$

$$R_{th} = R_A // R_B \quad R_c \gg R_4$$

$$R_c \gg R_A + R_B$$

Como el valor de R_c es muy grande, funciona como una fuente de corriente que no altera el funcionamiento del puente, como V_{th} es ajustable, podemos variar la corriente que circulará a través de R_4 , modificando así V_1 hasta que $V_d = 0$. Corrigiendo así los desbalances ocasionados por las tolerancias.

Análisis de V_L en función de V_1 y V_2

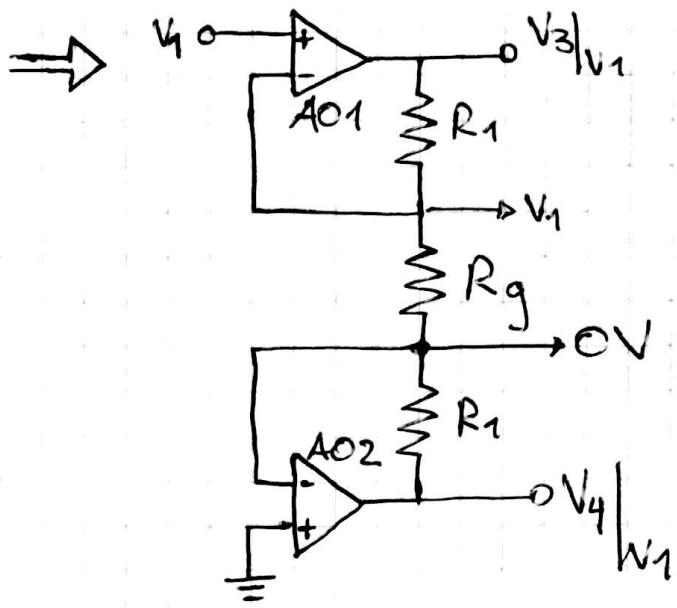
Para el cálculo de V_L se deben obtener V_3 y V_4 primero

La tensión V_3 tiene aportes de V_1 y V_2 por lo que:

$$V_3 = V_3|_{V_1} + V_3|_{V_2}$$

Lo mismo ocurre con V_4

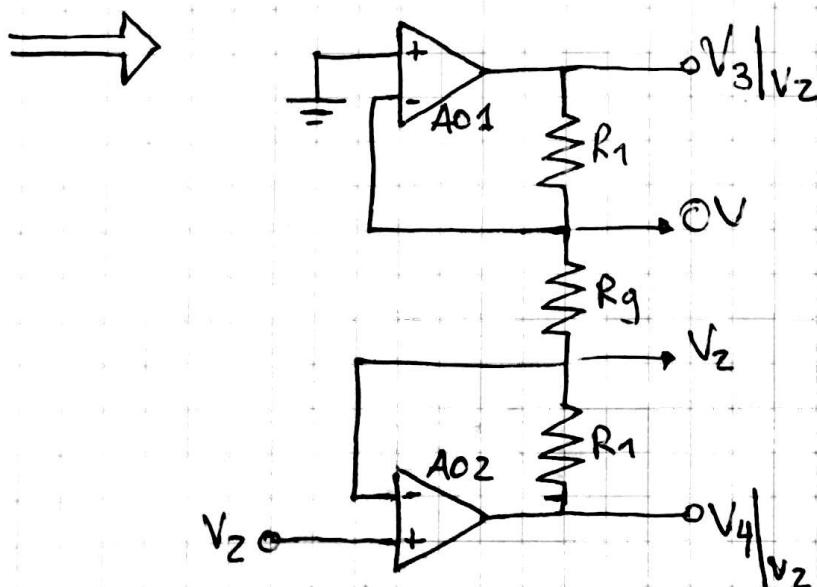
$$V_4 = V_4|_{V_1} + V_4|_{V_2}$$



AO1 Actúa como un No inversor para el cálculo de V_3 y AO2 actúa como un inversor para el cálculo de V_4

$$V_3|_{V_1} = V_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_g} \right)$$

$$V_4|_{V_1} = - V_1 \cdot \left(\frac{R_1}{R_g} \right)$$



AO1 actúa como inversor para el cálculo de V_3 y AO2 actúa como No inversor para el cálculo de V_4

$$V_3|_{V_2} = - V_2 \cdot \left(\frac{R_1}{R_g} \right)$$

$$V_4|_{V_2} = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_g} \right)$$

Entonces:

$$V_3 = V_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) - V_2 \cdot \frac{R_1}{R_g} = V_1 + V_1 \frac{R_1}{R_g} - V_2 \frac{R_1}{R_g}$$

$$V_3 = V_1 + \frac{R_1}{R_g} (V_1 - V_2)$$

$$\begin{aligned} V_4 &= V_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) - V_1 \frac{R_1}{R_g} = V_2 + V_2 \frac{R_1}{R_g} - V_1 \frac{R_1}{R_g} \\ &= V_2 + \frac{R_1}{R_g} (V_2 - V_1) \end{aligned}$$

Si todas las resistencias del AO3 son iguales

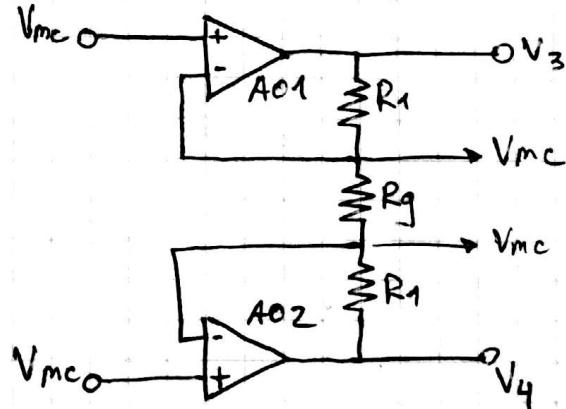
entonces: $V_L = V_4 - V_3$

$$\begin{aligned} V_L &= V_2 + \frac{R_1}{R_g} (V_2 - V_1) - \left[V_1 + \frac{R_1}{R_g} (V_1 - V_2) \right] \\ &= V_2 + \frac{R_1}{R_g} V_2 - \frac{R_1}{R_g} V_1 - V_1 - \frac{R_1}{R_g} V_1 + \frac{R_1}{R_g} V_2 \\ &= V_2 - V_1 + 2 \frac{R_1}{R_g} V_2 - 2 \frac{R_1}{R_g} V_1 \end{aligned}$$

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

Análisis de V_L en función de V_{mc} y V_{os} .

Debemos calcular el aporte de V_{mc} a V_3 y V_4 para luego calcular V_L .



$$V_3|_{V_{mc}} = -\frac{R_1}{R_g} V_{mc} + \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) V_{mc}$$

$$V_4|_{V_{mc}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) V_{mc} - \frac{R_1}{R_g} V_{mc}$$

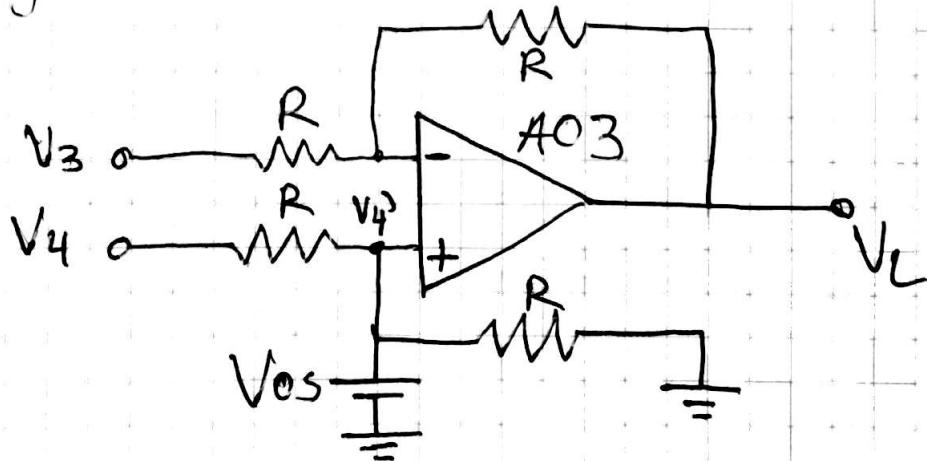
$$V_3|_{V_{mc}} = V_{mc} + \frac{R_1}{R_g} V_{mc} - \frac{R_1}{R_g} V_{mc} = V_{mc}$$

$$V_4|_{V_{mc}} = V_{mc} + \cancel{\frac{R_1}{R_g} V_{mc}} - \cancel{\frac{R_1}{R_g} V_{mc}} = V_{mc}$$

Lo mismo ocurre con V_{os} , si reemplazamos en el gráfico anterior V_{mc} con V_{os} y suponemos que ambos AO's tienen la misma V_{os} entonces:

$$V_3|_{V_{os}} = V_{os} ; \quad V_4|_{V_{os}} = V_{os}$$

Luego para el cálculo de V_L tenemos:



Para calcular V_L , calculamos los aportes individuales de V_3 , V_4 y V_{os} a V_L .

$$V_L|_{V_3} = -\frac{R}{R} \cdot V_3 = -V_3$$

$$V_L|_{V_4} = \left(1 + \frac{R}{R}\right) V_4 = \underbrace{\left(1 + \frac{R}{R}\right)}_{2} \cdot \frac{V_4}{2R} \cdot R = V_4$$

$$V_L|_{V_{OS}} = \left(1 + \frac{R}{R}\right) V_{OS} = 2V_{OS}$$

$$V_L = V_L|_{V_3} + V_L|_{V_4} + V_L|_{V_{OS}}$$

$$= V_4 - V_3 + 2V_{OS}$$

$$= \cancel{V_{MC} + V_{OS}} - (\cancel{V_{MC} + V_{OS}}) + 2V_{OS}$$

$$\boxed{V_L = 2V_{OS}}$$

Si a las entradas del AO3 hubiera una tensión de modo común, como actúa como restador, dicha V_{MC} no aparecería en la salida.

Conclusiones:

El circuito elimina perfectamente los ruidos e interferencias (V_{MC}) pero se necesitaría compensar el efecto de V_{OS} en el AO3.