

Anexo 2

Ejercicios de clase, múltiple opción y preguntas teóricas.

Este anexo está dedicado a las preguntas –ya sean teóricas o prácticas– que suelen salir en los finales. Consta de tres partes:

- Ejercicios de aula: son los ejercicios que toma Olmos en los parciales y/o finales, por lo general son los mismos año tras año y algunas veces hasta con los mismos valores. También hay algunos ejercicios de González que salen en los finales.
- Múltiple-opción: corresponde a la parte de González.
- Preguntas teóricas: es la parte de Celdrán. Al igual que Olmos, no suele salirse de lo que usualmente da. También hay algunas preguntas de González en esta sección.

Es decir, González toma tanto teórico como práctico. Lo bueno de estas preguntas es que suelen ser puntuales y de corto desarrollo; lo malo, que por lo general se salen de lo usual. O sea, puede pedir la función de transferencia o impedancia de entrada de un circuito con AO, el diseño de un regulador, el cálculo del ancho de banda de un amplificador cascode, y cosas así. Motivo por el cual, traté de juntar todos los ejemplos de guías de cátedra, finales, fotocopias y apuntes que pude conseguir.

1 – EJERCICIOS DE AULA

1.1 – Amplificadores realimentados

Ejercicio 1.1: Ejercicio de realimentación

Se tiene que $A=-200$, $\beta=0,1$ y $v_s=20$ [mV]. Averiguar cuánto debe valer v_s para que en lazo cerrado la salida siga siendo la misma.

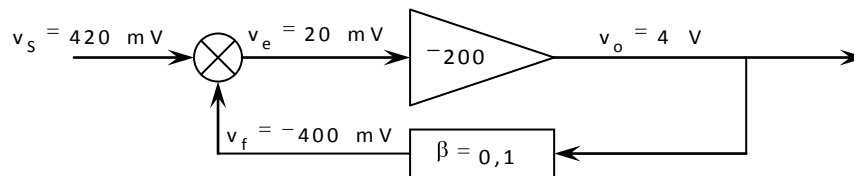
La salida v_o a lazo abierto es

$$v_o = A \cdot v_s = -200 \cdot 20\text{m} = -4000\text{m} = \boxed{-4\text{ V} = v_o}$$

Cuando cerramos el circuito, v_s pasa a ser v_e y v_s es ahora la señal que entra al amplificador realimentado. Si para lazo cerrado deseamos mantener la misma salida, tenemos que

$$v_s = v_e - v_f = 20\text{m} - (-400\text{m}) = \boxed{420\text{ mV} = v_s}$$

$$\square v_f = \beta \cdot v_o = 0,1 \cdot (-4000\text{ m}) = -400\text{ mV}$$



La ganancia a lazo cerrado será

$$A_f = \frac{A}{1 - A \cdot \beta} = \frac{-200}{1 - (-200) \cdot 0,1} = \frac{-200}{1 + 20} = -9,52$$

La señal de entrada v_s aumentó

$$v_s/v_e = 420\text{m}/20\text{m} = 21 \text{ veces}$$

La ganancia disminuyó

$$A/A_f = 200/9,52 = 21 \text{ veces}$$

Podemos llegar a la conclusión (demostrable) que «para mantener la salida v_o igual que sin realimentación, la excitación v_s debe aumentar la misma cantidad de veces que disminuye la ganancia, o sea $(1+A\beta)$ ».

Ejercicio 1.2: Un amplificador realimentado tiene $\beta A = 20$ y $v_f = -20$ [mV]. Hallar v_s .¹

$$v_s = v_e - v_f = 1\text{m} - (-20\text{m}) = 21 \text{ mV} = v_s$$

$$\square v_f = \beta v_o = \beta A \cdot v_e \rightarrow \therefore v_e = \frac{v_f}{\beta A} = \frac{-20\text{m}}{-20} = 1 \text{ mV}$$

Ejercicio 1.3: Ejercicio de realimentación

Se tiene que $v_e = 1$ [mV], $|A\beta| = 20$, $A = -200$ y $\beta = 0,1$. ¿Qué pasa con la ganancia A_f si la ganancia del amplificador A cae a la mitad de su valor?

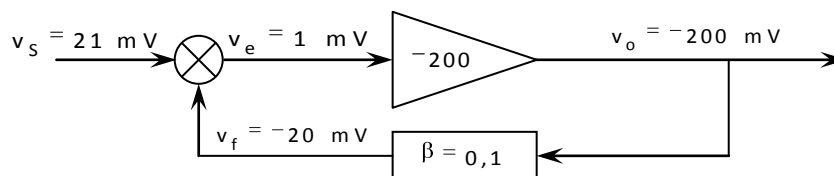
La ganancia a lazo cerrado con $A = -200$ es

$$A_{f1} = \frac{A_1}{1 - A_1 \cdot \beta} = \frac{-200}{1 - (-200) \cdot 0,1} = \frac{-200}{1 + 20} = -9,52$$

La señal de realimentación es:

$$v_{f1} = \beta \cdot v_o = \beta \cdot v_{e1} \cdot A_1 = 0,1 \cdot 1\text{m} \cdot (-200) = -20 \text{ mV} = v_{f1}$$

$$\square v_i = v_{e1} - v_{f1} = 1\text{m} - (-20\text{m}) = 21 \text{ mV}$$



Análisis incorrecto: estando el amplificador con $A_1 = -200$ y de repente cae a -100 entonces a la salida de A tengo $1\text{mV} \cdot (-100) = -100$ [mV]. Esta salida se reinyecta a la entrada a través de la red β ; su valor v_f es, entonces, $v_f = (-100\text{m}) \cdot \beta = (-100\text{m}) \cdot 0,1 = -10$ [mV]. Ahora bien, estos -10mV se suman a la señal de entrada v_s obteniéndose así el valor de error $v_e = v_s + v_f = 21\text{m} + (-10\text{m}) = 11$ [mV]. Este nuevo valor de v_e pasa por $A_2 = -100$ logrando a su salida una tensión de 1100 [mV]. Esto podría seguir así obteniéndose una especie de realimentación positiva, ya que la salida aumenta cada vez. Esto no es así, por que como dijimos antes, el análisis de realimentación exige que las redes de β y de A sean unilaterales (los tres supuestos: a, b y c), lo cual no ocurre en la realidad. Por tanto para poder usar estos tres supuestos se debe cambiar la forma de analizar el circuito. La manera correcta es la que vemos a continuación.

La ganancia a lazo cerrado cuando $A = -100$ es

$$A_{f2} = \frac{A_2}{1 - A_2 \cdot \beta} = \frac{-100}{1 - (-100) \cdot 0,1} = \frac{-100}{1 + 10} = -9,09$$

¹ (González, 1985) p. 12.

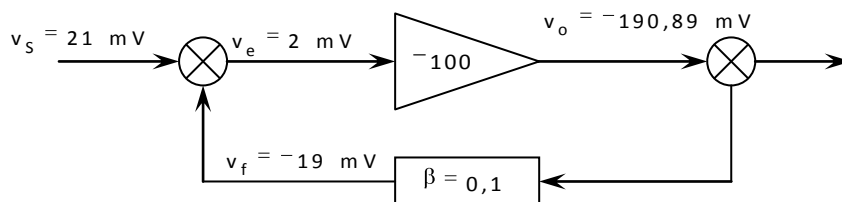
Para que a la salida de **A** siga habiendo **-200 [mV]**, **v_e** debe ser **2 [mV]**

$$v_{o2} = A_{f2} \cdot v_s = -9,09 \cdot 21\text{m} = -190,89 \text{ mV}$$

$$v_{f2} = \beta \cdot v_{o2} = 0,1 \cdot -190,89\text{m} \approx -19 \text{ mV}$$

$$v_s = v_{e2} - v_{f2} = 2\text{m} - -19\text{m} = 21 \text{ mV}$$

La variación de **A_f** fue tan solo de un **%4,54** para una variación de **A** del **%50**.



Ejercicio 1.4: Ejercicio de realimentación.

En el amplificador anterior ¿cuál será la variación de **A_f** si **A** varía un **10%**?

$$D \frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{\Delta A}{A} \rightarrow \therefore \Delta A_f = \frac{\Delta A}{A} \cdot \frac{A_f}{D} = \frac{0,1}{-200} \cdot \frac{-9,52}{21} = 0,000227 = \boxed{0,0227\% = \Delta A_f}$$

Ejercicio 1.5: Ejercicio de realimentación

Diseñar un amplificador realimentado con **A_f=10** y **S=5%**.

Debemos encontrar **A** y **β**.

$$A_f = \frac{A}{D} \rightarrow \therefore A = A_f \cdot D = \frac{A_f}{S} = \frac{-10}{0,05} = \boxed{-200 = A}$$

$$D = 1 + \beta A \rightarrow \therefore \beta = \frac{D - 1}{A} = \frac{1/S - 1}{A} = \frac{1/0,05 - 1}{200} = 0,095 = \boxed{-0,095 = \beta}$$

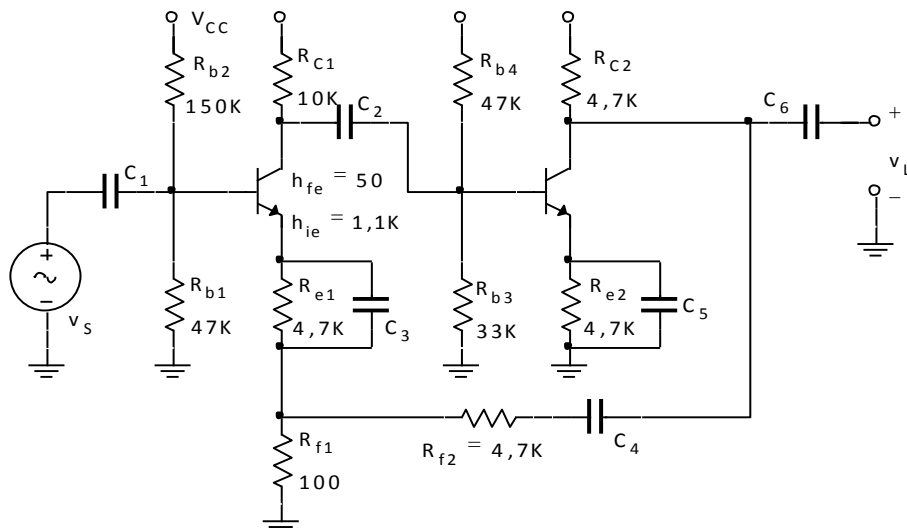
Ejercicio 1.6: Ejercicio de realimentación

Un amplificador realimentado tiene una **A_{vf}=25 [V/V]**, si se pide una sensibilidad no mayor al **2%**, ¿qué valor mínimo de ganancia directa garantiza esto?

$$A_{vf} = \frac{A_v}{D} = A_v S \rightarrow \therefore A_v = \frac{A_{vf}}{S} = \frac{25}{0,02} = \frac{25}{\frac{2}{100}} = \frac{2500}{2} = \boxed{1250 = A_v}$$

Ejercicio 1.7: V en serie

Hallar ganancia e impedancias. Hallar también **v_L** para **v_s=(10 mV).sin ωt**



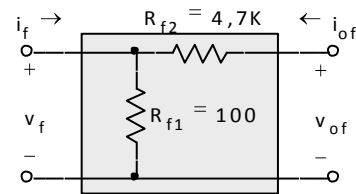
Red beta:

En la teoría se ve con más detalle por qué las mezclas y las muestras son en serie o en paralelo, pero en los ejercicios me inclino por algo más práctico. La muestra es de tensión por que está tomada en paralelo con la carga, y la mezcla es en serie (tensión) porque está conectada al emisor del primer transistor.

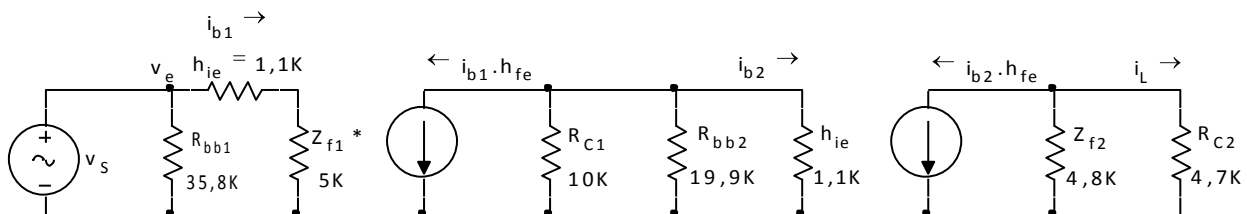
$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_{f1} \parallel R_{f2} = 100 \parallel 4,7K = 97,91 \Omega$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_{f1} + R_{f2} = 100 + 4,7K = 4,8 K\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} = \frac{100}{100 + 4,7K} = 0,0208$$



Circuito equivalente:



$$R_{bb1} = R_{b1} \parallel R_{b2} = 150K \parallel 47K = 35,79 K\Omega$$

$$Z_{f1}^* = Z_{f1} \cdot h_{fe} + 1 = 97,91 \cdot 50 + 1 \approx 5 K\Omega$$

$$R_{bb2} = R_{b3} \parallel R_{b4} = 47K \parallel 33K = 19,39 K\Omega$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} = \frac{835,4}{1 + 0,0208 \cdot 835,4} = \frac{835,4}{D \approx 18,4} \approx 45,5 = A_{vf}$$

$$\square A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{v_s} = -118736 \cdot -42,9 \cdot 164 \mu \approx 835,4$$

$$\square \frac{v_L}{i_{b2}} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_{b2}} = \frac{-h_{fe} \cdot Z_{f2} \cdot R_{L2}}{Z_{f2} + R_{L2}} = \frac{-50 \cdot 4,8K \cdot 4,7K}{4,8K + 4,7K} = -118736$$

$$\square \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{L1} \parallel R_{bb2}}{R_{L1} \parallel R_{bb2} + h_{ie2}} = \frac{-50 \cdot 10K \parallel 19,4K}{10K \parallel 19,4K + 1,1K} = -42,9$$

$$\square \frac{i_{b1}}{v_s} = \frac{i_{b1}}{v_e} = \frac{1}{h_{ie} + Z_{f1}^*} = \frac{1}{1,1K + 5K} \approx 164 \mu$$

En este caso, A_v es la ganancia total del amplificador, teniendo en cuenta la resistencia de carga R_L y la resistencia del generador R_s —aquí $R_s=0$ —, a diferencia de la parte teórica, donde A_v no tiene en cuenta a R_s .

$$Z_{if} = Z_i \cdot D = 6,1K \cdot 18,4 = 112,4 K\Omega = Z_{if}$$

$$\square Z_i = h_{ie} + Z_{f1}^* = 1,1K + 5K \approx 6,1 K\Omega$$

La impedancia afectada por la mezcla es $h_{ie} + Z_{f1}^*$, nada tiene que ver R_{bb1} que está en otra rama.

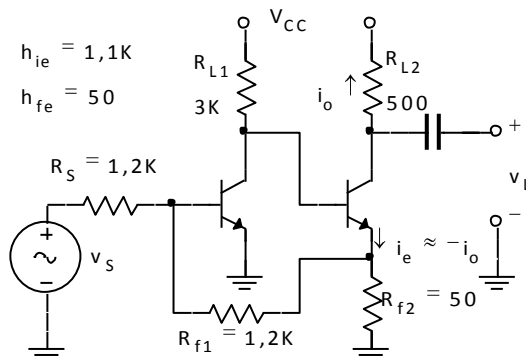
$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{2,42K}{18,4} \approx 130 \Omega = Z_{of}$$

$$\square Z_o = Z_{f2} \parallel R_L = 4,8K \parallel 4,7K = 2,42 K\Omega$$

La impedancia que se ve afectada por la muestra es $(1/h_{oe})//Z_{f2}//R_{C2}$. Aquí, $(1/h_{oe})//R_{C2}$ está en paralelo con Z_{f2} por ende, todas las resistencias del nodo se ven divididas por **D**.

Ejercicio 1.8: I en paralelo

Hallar ganancia e impedancias. Hallar también A_{vf} , la impedancia Z_L y la vista por v_s .



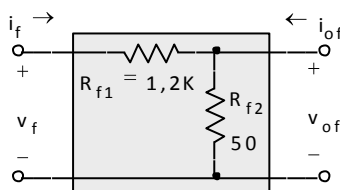
Red beta:

La muestra es de corriente, porque está tomada del emisor del transistor en donde está conectada la carga y la mezcla es en paralelo, porque la red beta se conecta en paralelo con la base del primer transistor. O sea, es un amplificador de corriente.

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} = R_{f1} + R_{f2} = 1,2K + 50 = 1,25 \text{ K}\Omega$$

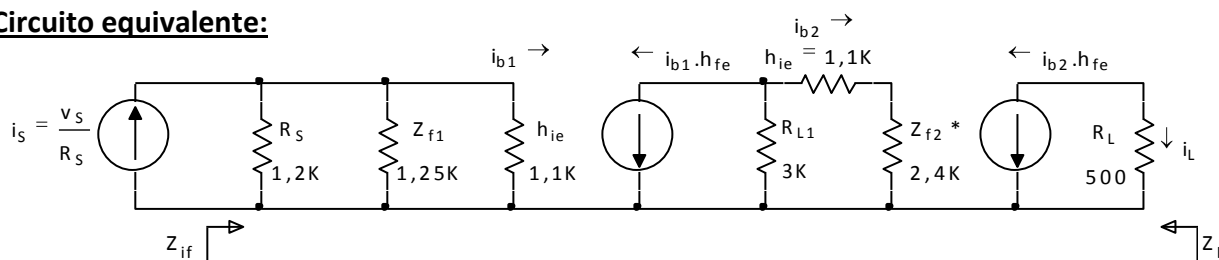
$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{v_f=0} = R_{f1} \parallel R_{f2} = 1,2K \parallel 50 = 48,07 \text{ }\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{i_f}{i_{of}} \right|_{v_f=0} = \frac{-R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} = \frac{-50}{1,25K + 50} = -0,04$$



El factor β es negativo porque i_{of} e i_f son de signo contrario, para que βA_i (el subíndice es una *i* mayúscula) sea positivo, A_i y β deben tener igual signo. Como el signo de A_i –lo vemos más adelante– es positivo, β debe serlo también, por ello se lo refiere a $i_o = -i_{of}$, entonces $\beta = +0,04$.

Circuito equivalente:



$$Z_{f2}^* = Z_{f2} \cdot h_{fe} = 48,07 \cdot 50 = 2,4 \text{ K}\Omega$$

Cuando la mezcla es de corriente y la fuente de señal del circuito original es una fuente de tensión en serie con una R_s , se debe convertir a su equivalente en Norton, es decir, una fuente de corriente en paralelo con la R_s , tal como se muestra en la figura. Con este circuito se deben hacer los cálculos, incluso el de la impedancia de entrada, que en este caso será R_s en paralelo con las demás resistencias que se ven (Z_{f1} y h_{ie}). Si el cálculo que queremos hacer es la impedancia que ve la fuente de tensión, entonces debemos volver al equivalente de Thevenin.

Ganancia e impedancias e impedancias:

$$A_{if} = \frac{A_i}{1 + \beta A_i} = \frac{403,7}{1 + 0,04 \cdot 407,3} = \frac{407,3}{D = 17,15} \approx \boxed{23,5 = A_{if}}$$

$$\square A_i = \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{i_S} = -50 \cdot -23,07 \cdot 0,35 \approx 403,7$$

$$\square \frac{i_L}{i_{b2}} = -h_{fe} = -50$$

$$\square \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{L1}}{R_{L1} + h_{ie2} + Z_{f2}} = \frac{-50 \cdot 3K}{3K + 1,1K + 2,4K} = -23,07$$

$$\square \frac{i_{b1}}{i_S} = \frac{R_S \square Z_{f1}}{R_S \square Z_{f1} + h_{ie1}} = \frac{1,2 \square 1,25}{1,2 \square 1,25 + 1,1} = 0,35$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{380}{17,15} \approx \boxed{22,15 \Omega = Z_{if}}$$

$$\square Z_i = R_S \square Z_{f1} \square h_{ie} = 1,2 \square 1,25 \square 1,1 K \approx 380 \Omega$$

La mezcla está en paralelo con R_S y h_{ie} , por lo tanto también éstas se ven afectadas por el factor D .

$$Z_L = R_L \square Z_{of} = 500 \square \infty \approx \boxed{500 \Omega = Z_L}$$

$$\square Z_{of} = Z_o \cdot D = \infty \cdot 17,5 = \infty$$

$$\square Z_o = 1 / h_{oe} = \infty$$

La muestra está tomada del emisor del transistor de salida, y nada tiene que ver R_{L2} que está en la malla de salida del circuito equivalente, se presenta el mismo caso que en el de la impedancia de entrada del ejercicio anterior. Por ello, solo $1/h_{oe}$ se ve afectado por el factor D .

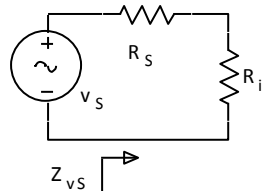
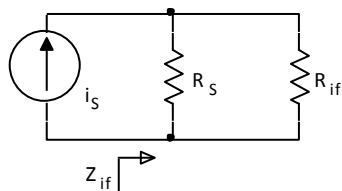
Otros: Ganancia de tensión (A_{vf}) e impedancia vista por el generador de tensión (Z_{vs})

$$A_{vf} = \frac{v_L}{v_S} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_S \cdot R_S} = A_{if} \frac{R_L}{R_S} = 23,5 \cdot \frac{500}{1200} = \boxed{9,8 V / V = A_{vf}}$$

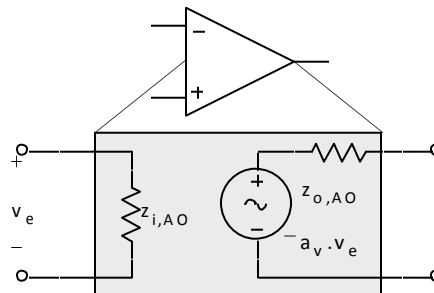
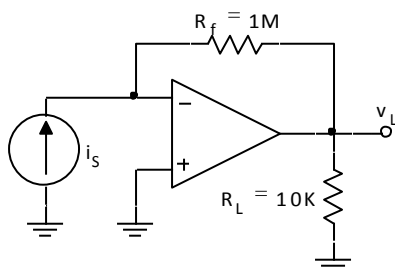
Para encontrar Z_{vs} primero calculamos R_{if} y a este valor le sumamos R_S .

$$Z_{vs} = R_S + R_{if} = 1,2K + 23,5 = \boxed{1,22 K\Omega = Z_{vs}}$$

$$\square \frac{1}{Z_{if}} = \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{if}} \rightarrow \therefore R_{if} = \left(\frac{1}{Z_{if}} - \frac{1}{R_S} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{22,15} - \frac{1}{1,2K} \right)^{-1} \approx 23,5 \Omega$$

**Ejercicio 1.9: V en paralelo**

El amplificador operacional (AO) tiene un circuito equivalente que aparece en la figura. El AO es un $\mu 741$, $z_{i,AO} = 2 [M\Omega]$, $z_{o,AO} = 75 [\Omega]$ y $a_v = 200.000$. Hallar A_{vf} , v_L/v_S , Z_{if} y Z_{of} .



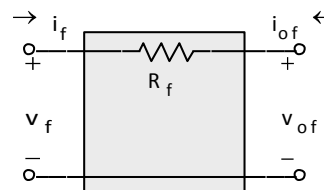
Red beta:

La muestra es de tensión, pues la red β está conectada en paralelo con la carga. Y la mezcla es en paralelo, porque modifica la corriente de entrada del circuito, esto se ve mejor en la figura equivalente del AO.

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_f = 1 \text{ M}\Omega$$

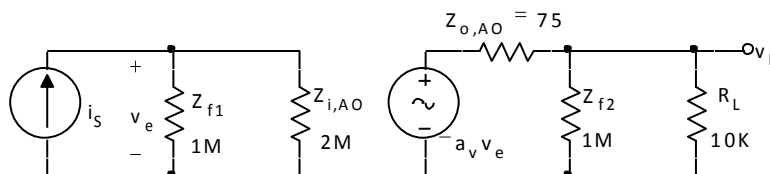
$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{v_f=0} = R_f = 1 \text{ M}\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{i_f}{v_{of}} \right|_{v_f=0} = \frac{-1}{R_f} = \frac{-1}{1\text{M}} = -1 \mu\Omega$$



Beta es negativo porque la corriente i_f es de sentido contrario a la corriente que genera v_{of} . La unidad de beta, en el caso de los amplificadores de transresistencia y transconductancia, es «contraria» a la unidad de la ganancia a lazo abierto. Por ejemplo, en este caso se trata de un amplificador de transresistencia, es decir que $R_m = [\Omega]$, por lo que beta se mide en $[\mu\Omega]$.

Circuito equivalente:



Ganancia e impedancias:

$$R_{Mf} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M} = \frac{-133,3\text{G}}{1 + -1\mu \cdot -133,3\text{G}} = \frac{-133,3\text{G}}{D = 133,3\text{K}} \cong \boxed{-1 \cdot 10^6 = -1\text{M} = R_{Mf}}$$

$$\square R_M = \frac{v_L}{i_s} = \frac{v_L}{v_e} \cdot \frac{v_e}{i_s} = -200\text{K} \cdot 666,66\text{K} = -133,3\text{G} = -133,3 \cdot 10^9$$

$$\square \square \frac{v_L}{v_e} = \frac{-a_v \cdot Z_{2f} \square R_L}{Z_{o,AO} + Z_{2f} \square R_L} = \frac{-200\text{K} \cdot 1\text{M} \square 10\text{K}}{75 + 1\text{M} \square 10\text{K}} \cong -200\text{K}$$

$$\square \square \frac{v_e}{i_s} = Z_{f1} \square Z_{i,AO} = 1\text{M} \square 2\text{M} = 666,66\text{K}$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{666,6\text{K}}{133,3\text{K}} = \boxed{5 \Omega = Z_{if}}$$

$$\square Z_i = Z_{f1} \square Z_{i,AO} = 1\text{M} \square 2\text{M} = 666,6 \text{ K}\Omega$$

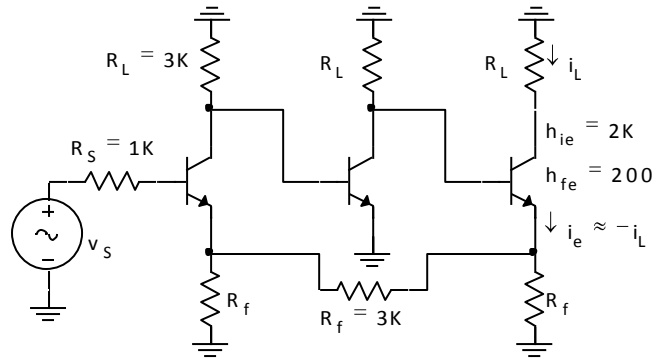
$$Z_L = R_L \parallel Z_{of} = 10K \parallel 562,6 \mu \approx 562,6 \mu \Omega = Z_L$$

$$\parallel Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{75}{133,3K} = 562,6 \mu \Omega$$

$$\parallel Z_o = z_{o,AO} \parallel Z_{f2} = 75 \parallel 1M \approx 75 \Omega$$

Ejercicio 1.10: I en serie

Hallar la topología, ganancia e impedancias. Hallar también la impedancia de salida con la carga.



Red beta:

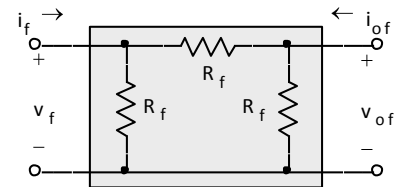
$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} = R_f \parallel 2R_f = 3K \parallel 6K = 2 K\Omega$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_f \parallel 2R_f = 3K \parallel 6K = 2 K\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{v_f}{v_{of}} \cdot \frac{v_{of}}{i_{of}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2R_f}{3} = \frac{R_f}{3} = \frac{3K}{3} = 1 K\Omega \rightarrow \beta = -1 K\Omega$$

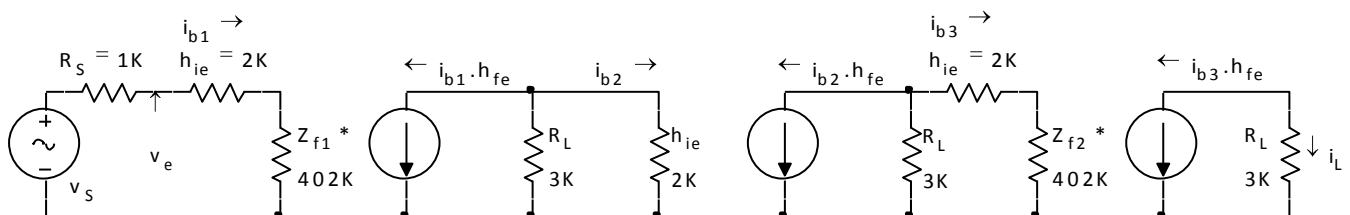
$$\parallel \frac{v_f}{v_{of}} = \frac{R_f}{R_f + R_f} = \frac{1}{2}$$

$$\parallel \frac{v_{of}}{i_{of}} = R_f \parallel 2R_f = \frac{R_f \cdot 2R_f}{R_f + 2R_f} = \frac{2 \cdot R_f^2}{3 \cdot R_f} = \frac{2 \cdot R_f}{3}$$



En este caso $\beta = +1000$, pero la referimos a i_L para que quede negativo. En amplificadores multietapas, hay un cambio de fase (un desfase teórico de 180°) por cada una de las etapas. Este cambio de fase va a quedar registrado en la ganancia a lazo abierto del amplificador. Por eso a β se lo refiere a i_L , para que el producto βA sea positivo.

Circuito equivalente



$$Z_{f1}^* = Z_{f2}^* = Z_{f1} \cdot h_{fe} + 1 = 2K \cdot 200 + 1 = 402 K\Omega$$

Ganancia e impedancias

$$G_{Mf} = \frac{G_M}{1 + \beta G_M} = \frac{-0,087}{1 + -1K \cdot -0,087} = \frac{-0,087}{D = 88} \approx -1m = G_{Mf}$$

$$\square G_M = \frac{i_L}{v_S} = \frac{i_L}{i_{b3}} \cdot \frac{i_{b3}}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{v_S} = -200 \cdot 1,47 \cdot -120 \cdot 2,47 \mu = -0,087$$

$$\square \frac{i_L}{i_{b2}} = -h_{fe} = -200$$

$$\square \frac{i_{b3}}{i_{b2}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_L}{R_L + h_{ie} + Z_{f2}} = \frac{-200 \cdot 3}{3 + 2 + 402} = -1,47$$

$$\square \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_L}{R_L + h_{ie}} = \frac{-200 \cdot 3}{3 + 2} = -120$$

$$\square \frac{i_{b1}}{v_S} = \frac{1}{R_S + h_{ie} + Z_{f1}} = \frac{1}{1K + 2K + 402K} \approx 2,47 \mu$$

$$Z_S = R_S + Z_{if} = 1K + 35,5M \approx \boxed{35,5 \text{ M}\Omega = Z_S}$$

$$\square Z_{if} = Z_i \cdot D = 404 \cdot 88 = 35,5 \text{ M}\Omega$$

$$\square Z_i = h_{ie} + Z_{f1} = 2K + 402K = 404 \text{ K}\Omega$$

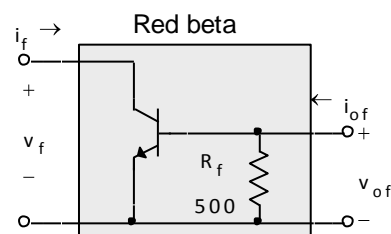
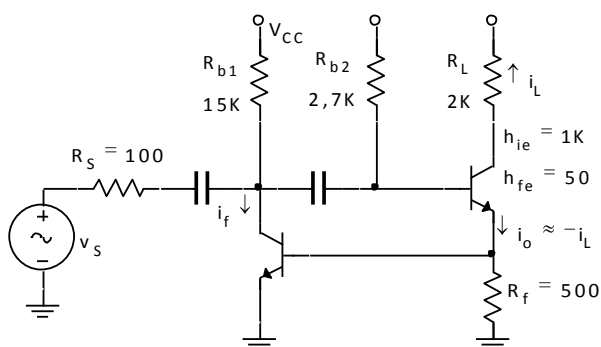
$$Z_L = R_L \square Z_{of} = 3K \square \infty \approx \boxed{3 \text{ K}\Omega = Z_L}$$

$$\square Z_{of} = Z_o \cdot D = \infty \cdot 88 = \infty$$

$$\square Z_o = 1 / h_{oe} = \infty$$

Ejercicio 1.11: I en serie (red β activa – emisor común)

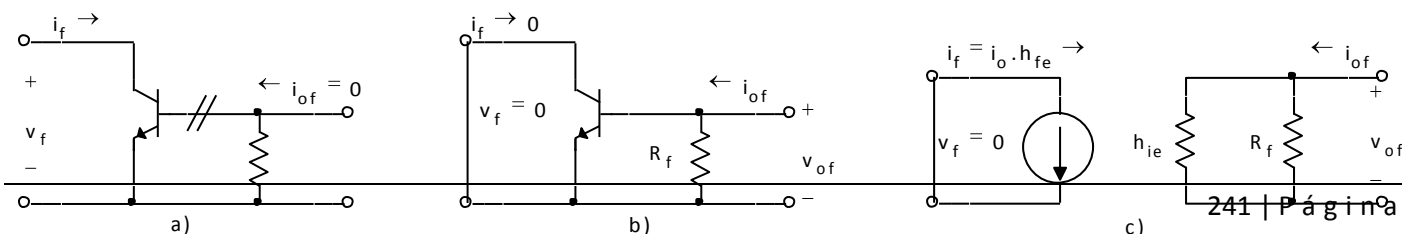
Hallar topología, ganancia e impedancias. Hallar también ganancia de tensión.

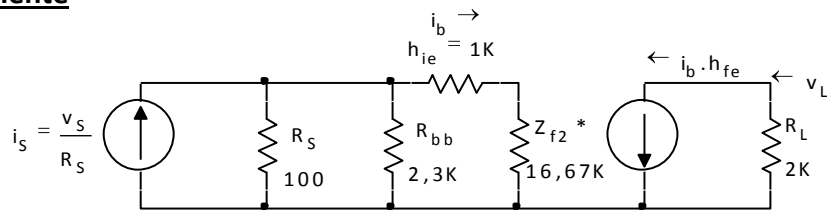


Red beta:

Si la corriente $i_{of}=0$, no habrá corriente de polarización y por el colector del transistor no circulará ninguna corriente (Figura a). Por lo tanto, la impedancia será infinita. Si se hace un cortocircuito a la salida de la red beta, la corriente i_{if} circulará por el transistor (Figura b). Entonces la corriente de base i_{of} se topará con la R_f en paralelo con la h_{ie} del transistor. Mismo caso que el anterior, pero aquí se calcula otra cosa: una relación entre las corrientes i_o e i_{of} (Figura c). Es negativo, porque i_f e i_{of} son de sentido contrario, y como A_i es negativo, β también lo es.

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} \rightarrow \infty \quad Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{v_f=0} = R_f \square h_{ie} = 500 \square 1K = 333,33 \Omega \quad \beta = \frac{i_f}{i_{of}} \bigg|_{v_f=0} = \frac{-h_{fe} \cdot R_f}{R_f + h_{ie}} = \frac{-50 \cdot 500}{1K + 500} = -16,67$$



Circuito equivalente

$$R_{bb} = R_{b1} \parallel R_{b2} = 15K \parallel 2,7K = 2,3 \text{ K}\Omega$$

$$Z_{f2}^* = Z_{f2} \cdot h_{fe} = 333,3 \cdot 50 = 16,67 \text{ K}\Omega$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{if} = \frac{A_i}{1 + \beta \cdot A_i} = \frac{-0,27}{1 + -16,67 \cdot -0,27} = \frac{-0,27}{D = 5,5} \approx \boxed{-50m = A_{if}}$$

$$\square A_i = \frac{i_L}{i_s} = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_s} = -50 \cdot 5,4m = -0,27 \text{ V / A}$$

$$\square \frac{i_L}{i_b} = -h_{fe} = -50$$

$$\square \frac{i_b}{i_s} = \frac{R_s \parallel R_{bb}}{R_s \parallel R_{bb} + h_{ie} + Z_{f2}^*} = \frac{100 \parallel 2,3K}{100 \parallel 2,3K + 1K + 17K} = 5,4m$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{95}{5,5} \approx \boxed{17 \text{ }\Omega = Z_{if}}$$

$$\square Z_i = R_s \parallel R_{bb} \parallel h_{ie} + Z_{f2}^* = 100 \parallel 2,3K \parallel 1K + 16,7K \approx 95 \text{ }\Omega$$

$$Z_L = R_L \parallel Z_{of} = 2K \parallel \infty \approx \boxed{2 \text{ K}\Omega = Z_L}$$

$$\square Z_{of} = Z_o \cdot D = \infty \cdot 5,5 = \infty$$

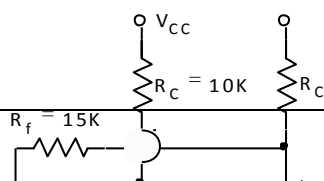
$$\square \square Z_o = \frac{1}{h_{oe}} = \infty$$

Otros: Ganancia de tensión.

$$A_{vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_s \cdot R_s} = A_{if} \frac{R_L}{R_s} = -50m \frac{2K}{100} = \boxed{-1 = A_{vf}}$$

Ejercicio 1.12: I en paralelo (etapa de salida en colector común)

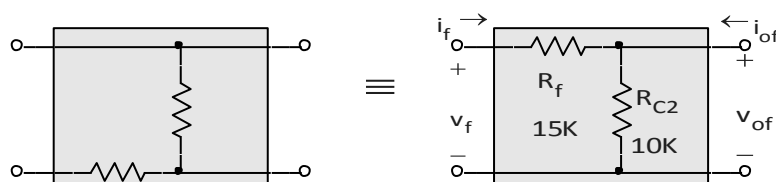
Hallar topología, ganancia e impedancias. Hallar también ganancia de tensión.



Red beta:

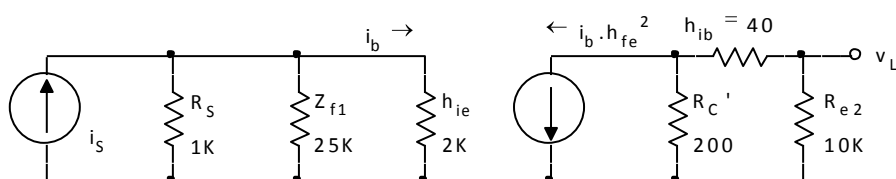
$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} = R_f + R_{C2} = 15K + 10K = 25 \text{ K}\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{i_L}{i_{of}} \right|_{v_f=0} = \left. \frac{-i_f}{i_{of}} \right|_{v_f=0} = \frac{-R_{C2}}{R_{C2} + R_f} = \frac{-10}{10 + 15} = -0,4$$



La muestra es de corriente porque se la toma del colector de T_2 mientras que la malla de la carga está en el emisor. A Z_{f2} no lo calculo porque no se lo tiene en cuenta en el modelo equivalente alterna para colector común.

Circuito equivalente:



$$R_{C1}' = R_{C1} / h_{fe} = 10K / 50 = 200 \Omega$$

$$h_{ib} = h_{ie} / h_{fe} = 2K / 50 = 40 \Omega$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{if} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I} = \frac{-15,6}{1 + -0,4 \cdot -15,6} = \frac{-15,6}{D = 7,24} = \boxed{-2,15 = A_{if}}$$

$$\square A_I = \frac{i_{e2}}{i_s} = \frac{i_{e2}}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_s} = -48,82 \cdot 0,32 \approx -15,6$$

$$\square \square \frac{i_{e2}}{i_b} = \frac{-h_{fe}^2 \cdot R_{C1}'}{R_{C1}' + h_{ib} + R_{e2}} = \frac{-50^2 \cdot 200}{200 + 40 + 10K} = -48,82$$

$$\square \square \frac{i_b}{i_s} = \frac{R_s \square Z_{f1}}{R_s \square Z_{f1} + h_{ie}} = \frac{1 \square 25}{1 \square 25 + 2} = 0,32$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{650}{7,24} \approx \boxed{90 \Omega = Z_{if}}$$

$$\square Z_i = R_s \square Z_{f1} \square h_{ie} = 1 \square 25 \square 2 \text{ K} \approx 650 \Omega$$

$$Z_L = R_{e2} \parallel Z_{of} = 10K \parallel 1,74K \approx 1,48 K\Omega = Z_L$$

$$\parallel Z_{of} = Z_o \cdot D = 240 \cdot 7,24 = 1,74 K\Omega$$

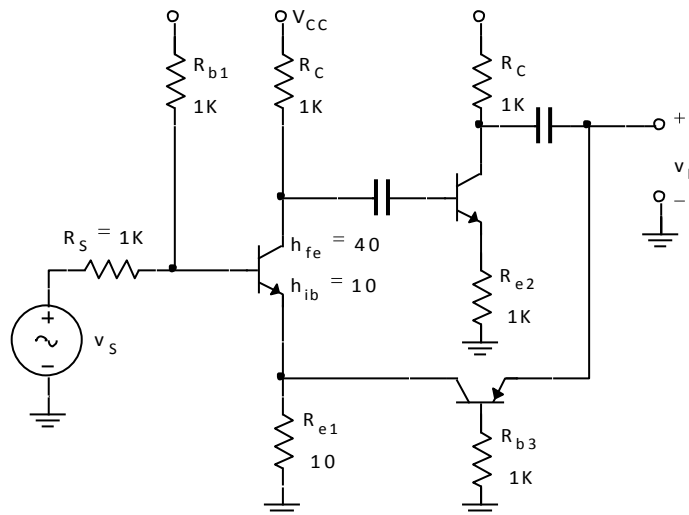
$$\parallel Z_o = h_{ie} + R_{C1} = 40 + 200 \approx 240 \Omega$$

Otros: Ganancia de tensión.

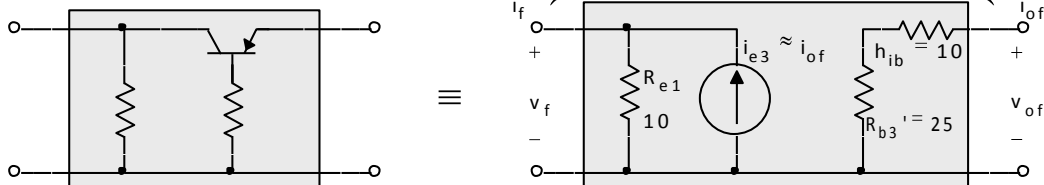
$$A_{vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{i_L \cdot R_{e2}}{i_s \cdot R_s} = A_{if} \frac{R_{e2}}{R_s} = 2,15 \frac{10}{1} = 21,5 = A_{vf}$$

Ejercicio 1.13: V en serie (red β activa – base común)

Hallar topología, ganancia e impedancias. Hallar también ganancia de tensión.



Red beta:



$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_{e1} = 10 \Omega$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = h_{ib3} + R_{b3}' = 10 + 25 = 35 \Omega$$

$$\parallel R_{b3}' = R_{b3} / h_{fe} = 1000 / 40 = 25 \Omega$$

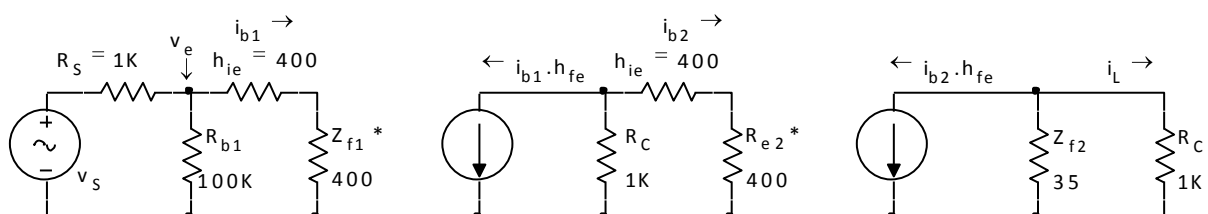
$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{v_f}{i_e} \cdot \frac{i_e}{v_{of}} = 10 \cdot 0,028 = 0,28$$

$$\parallel \frac{v_f}{i_{e3}} = R_{e3} = 10$$

$$\parallel \frac{i_{e3}}{v_{of}} = \frac{1}{h_{ib3} + R_{b3}'} = \frac{1}{25 + 10} = 0,028$$

Acá, i_L tiene el mismo sentido que i_{of} , saliente del extremo del condensador de salida, por eso $\beta > 0$.

Circuito equivalente:



$$h_{ie1} = h_{ie2} = h_{fe} \cdot h_{ib} = 40 \cdot 10 = 400 \Omega$$

$$Z_{f1}^* = Z_{f1} \cdot h_{fe} = 10 \cdot 40 = 400 \Omega$$

$$R_{e2}^* = R_{e2} \cdot h_{fe} = 10 \cdot 40 = 400 \Omega$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{36}{1 + 0,28 \cdot 36} = \frac{36}{D \approx 11} = \boxed{3,25 = A_{vf}}$$

$$\square A_v = \frac{v_L}{v_e} = \frac{v_L}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{v_e} \cdot \frac{v_e}{v_s} = -1,33K \cdot -22 \cdot 1,23m \approx 36$$

$$\square \frac{v_L}{i_{b2}} = -h_{fe} Z_{f2} \square R_{C2} = -40 \cdot 35 \square 1K = -1,33K$$

$$\square \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{C1}}{R_{C1} + h_{ie} + R_{e2}^*} = \frac{-40 \cdot 1K}{1K + 400 + 400} \approx -22$$

$$\square \frac{i_{b1}}{v_e} = \frac{1}{h_{ie} + Z_{f1}^*} = \frac{1}{400 + 410} = 1,23m$$

$$Z_s = R_s + R_{b1} \square Z_{if} = 1K + 100K \square 8,8K \approx \boxed{9,1 K\Omega = Z_s}$$

$$\square Z_{if} = Z_i \cdot D = 800 \cdot 11 = 8,8 K\Omega$$

$$\square \square Z_i = h_{ie} + Z_{f1}^* = 400 + 400 = 800 \Omega$$

$$Z_{of} = Z_o / D = 34 / 11 \approx \boxed{3,1 \Omega = Z_{of}}$$

$$\square Z_o = Z_{f2} \square R_C = 35 \square 1K \approx 34 \Omega$$

Ejercicio 1.14: V en serie

Dado el circuito del ejercicio 4, suponer desconocidos todos los valores de resistencias excepto el de R_{e3} cuyo valor es de **100 [Ω]**. Aplicar realimentación negativa para obtener los siguientes requisitos: $A_{vf} = 45,4$ y $\Delta A_{vf} = 0,271 \%$ para un $\Delta A_v = 5 \%$. Nota: el problema está con los datos mal señalados. Las variaciones absolutas (Δx) de una variable se expresan en la unidad de la variable misma, no en porcentajes. Las que se expresan así son las variaciones relativas: $\Delta x / \Delta$.

Elegimos una red β que es la que sale justamente en el problema 4. Solo resta saber qué valor tomará R_f . Aunque asumo una muestra de tensión con mezcla en serie, nada en el ejercicio me impide usar otra topología, al fin y al cabo solo me restringen las variaciones de las ganancias con y sin realimentación.

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{R_e}{R_e + R_f} \rightarrow \therefore R_f = R_e \frac{1 - \beta}{\beta} = 100 \frac{1 - 0,021}{0,021} = \boxed{4,67 K \Omega = R_f}$$

$$\square D = 1 + \beta \cdot A_v \rightarrow \therefore \beta = \frac{D - 1}{A_v} = \frac{18,45 - 1}{837,64} = 0,021$$

$$\square \square A_{vf} = \frac{A_v}{D} \rightarrow \therefore A_v = D \cdot A_{vf} = 837,63$$

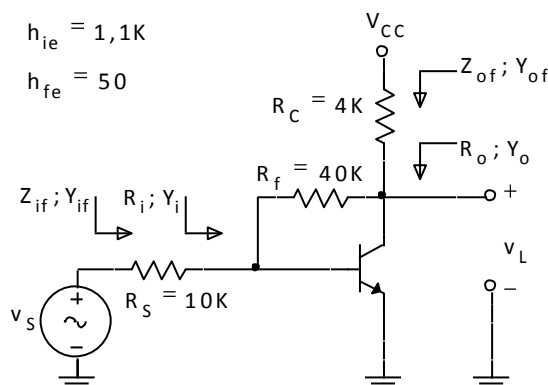
$$\square \square \square D = \frac{\Delta A_v / A_v}{\Delta A_{vf} / A_{vf}} = \frac{5\%}{0,271\%} = 18,45$$

La ecuación de sensibilidad es: $\frac{\Delta A_{vf}}{A_{vf}} = \frac{\Delta A_v}{A_v} \frac{1}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{\Delta A_v}{A_v} \frac{1}{D}$

Nota: a un resultado similar llegamos si calculamos β como $\beta = -1/A_{vf}$ ya que la realimentación hace que para grandes variaciones de A solo varíe un poco A_f . De los muchos valores que puede tomar A , solo calculando β de la forma en que hicimos llegamos al resultado que satisfaga el valor de sensibilidad requerido.

Ejercicio 1.15: V en paralelo (una sola etapa emisor común, realimentación colector base)

Hallar topología, ganancia e impedancias. Hallar también las demás ganancias y las Z señaladas.



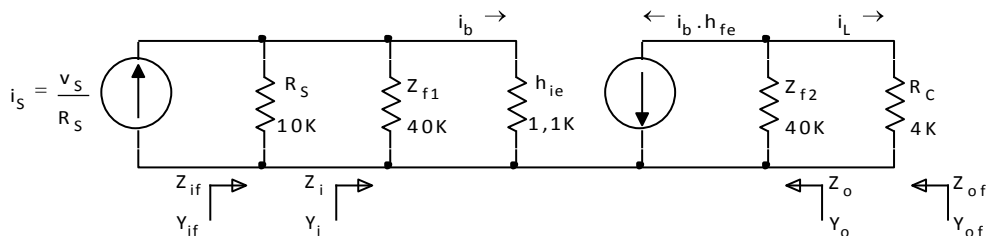
Red beta:

La red beta es idéntica a la del ejercicio 6. Incluso sus parámetros se calculan de la misma forma.

$$Z_{f1} = Z_{f2} = R_f = 40 \text{ K}\Omega$$

$$\beta = \frac{i_L}{v_{of}} \bigg|_{v_i=0} = \frac{-i_{if}}{v_{of}} \bigg|_{v_i=0} = \frac{-1}{R_f} = \frac{-1}{40\text{K}} = -25 \text{ }\mu\text{A/V}$$

Circuito equivalente:



Ganancia e impedancias:

$$R_{Mf} = \frac{R_M}{1 + \beta \cdot R_M} = \frac{-160\text{K}}{1 + -25\mu \cdot -160\text{K}} = \frac{-160\text{K}}{D = 5} = \boxed{-32\text{K} = R_{Mf}}$$

$$\square R_M = \frac{v_L}{i_s} = \frac{v_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_s} = -182\text{K} \cdot 0,88 \approx -160\text{K}$$

$$\square \square \frac{v_L}{i_b} = -h_{fe} \cdot Z_{f2} \square R_C = -50 \cdot 40\text{K} \square 4\text{K} = -182\text{K}$$

$$\square \square \frac{i_b}{i_s} = \frac{R_s \square Z_{f1}}{R_s \square Z_{f1} + h_{ie}} = \frac{10 \square 40}{10 \square 40 + 1,1} = 0,88$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{967}{5} = \boxed{193 \text{ }\Omega = Z_{if}}$$

$$\square Z_i = R_s \square Z_{f1} \square h_{ie} = 10 \square 40 \square 1,1 \text{ K} = 967 \text{ }\Omega$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{3,64\text{K}}{5} = \boxed{728 \text{ }\Omega = Z_{of}}$$

$$Z_o = Z_{f2} \parallel R_C = 40K \parallel 4K = 3,64 K\Omega$$

Otros:

$$A_{vf} = \frac{v_L}{v_S} = \frac{v_L}{i_S \cdot R_S} = \frac{R_{Mf}}{R_S} = \frac{-32K}{10K} = \boxed{-3,2 V/V = A_{vf}}$$

$$A_{if} = \frac{i_L}{i_S} = \frac{v_L / R_L}{i_S} = \frac{R_{Mf}}{R_L} = \frac{-32K}{4K} = \boxed{-8 A/A = A_{if}}$$

$$G_{Mf} = \frac{i_L}{v_S} = \frac{v_L / R_L}{i_S \cdot R_S} = \frac{R_{Mf}}{R_S \cdot R_L} = \frac{-32K}{10K \cdot 4K} = \boxed{-800 \mu V/A = G_{Mf}}$$

$$193 \Omega = Z_{if} \quad \rightarrow \quad Y_{if} = \frac{1}{Z_{if}} = \frac{1}{193} = \boxed{5,18 m S = Y_{if}}$$

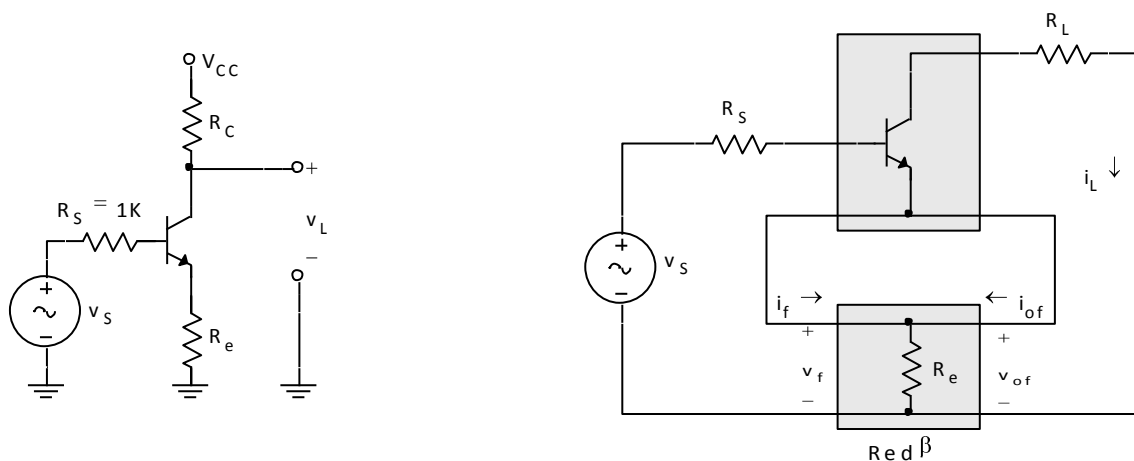
$$R_i = \frac{1}{Y_i} = \frac{1}{5,08 m} \approx \boxed{197 \Omega = R_i} \quad \leftarrow \quad Y_i = Y_{if} - G_S = Y_{if} - \frac{1}{R_S} = 5,18 m - \frac{1}{10K} = \boxed{5,08 m S = Y_i}$$

$$0,728 \Omega = Z_{of} \quad \rightarrow \quad Y_{of} = \frac{1}{Z_{of}} = \frac{1}{0,728} = \boxed{1,38 S = Y_{of}}$$

$$R_o = \frac{1}{Y_o} = \frac{1}{1,37975} = \boxed{0,7247 \Omega = R_o} \quad \leftarrow \quad Y_o = Y_{of} - G_L = Y_{of} - \frac{1}{R_L} = 1,38 - \frac{1}{4K} = \boxed{1,37975 S = Y_o}$$

Ejercicio 1.16: I en serie (una sola etapa realimentada con resistencia de emisor)

Sabiendo que $D=50$, $A_{vf}=-4 [V/V]$ y $G_{mf}=1 [mA/V]$. Hallar R_L , R_e , Z_{if} e I_{CQ} .



Red beta:

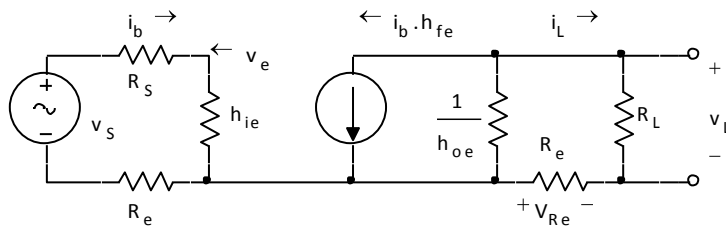
Las variables de interés son v_S y v_L . Si se abre la carga ($R_L=\infty$) se interrumpe la realimentación al no haber corriente por R_e , por lo tanto se muestra corriente. La realimentación, efectuada a través de R_e , no entra en el mismo nudo que la señal (la base del transistor), de modo que se realimenta tensión. En consecuencia la configuración es de tipo tensión en serie. Para el circuito equivalente para señal débil (sin reemplazar el transistor todavía por una fuente de corriente) utilizamos el esquema visto en la teoría, así:

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} = Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_e$$

Esto quiere decir que en el circuito equivalente, cuando pasivamos la muestra ($i_{of}=0$), no circulará corriente por el colector del transistor, o sea, por R_L . Así que la corriente i_f solo verá en su camino a h_{ie} en se-

rie con R_e (resistencia de emisor). Lo mismo sucede con Z_{f2} , cuando pasivamos la mezcla, la corriente de colector verá a R_L en serie con R_e . Así debe aparecer en el circuito equivalente. La ganancia β es negativa porque v_f produce una corriente contraria al sentido de i_{of} , la cual es entrante a la red beta.

Circuito equivalente:



La V_{Re} es contraria a la tensión v_L porque, como vimos en el cálculo de Z_{f2} , R_L tiene que estar en serie con R_e cuando se pasiva la mezcla. Pero en la figura la corriente pasa primero por la masa antes que por R_e , para que luego termine en el emisor del transistor.

Otros:

$$R_e = -\beta = -980 = \boxed{980 \, \Omega = R_e}$$

$$D = 1 + \beta \cdot G_m \rightarrow \therefore \beta = \frac{D-1}{G_m} = \frac{50-1}{-50m} = -980$$

$$G_{mf} = \frac{G_m}{D} \rightarrow \therefore G_m = G_{mf} \cdot D = -1m \cdot 50 = -50m$$

$$G_m = \frac{-150}{1K + h_{ie} + R_e} \rightarrow \therefore h_{ie} = \frac{-150}{G_m} - 1K - R_e = \frac{-150}{-50m} - 1K - 980 = 1020 \approx \boxed{1K \, \Omega = h_{ie}}$$

$$h_{ie} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} \rightarrow \therefore I_{CQ} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{25m \cdot 150}{1K} = \boxed{3,75mA = I_{CQ}}$$

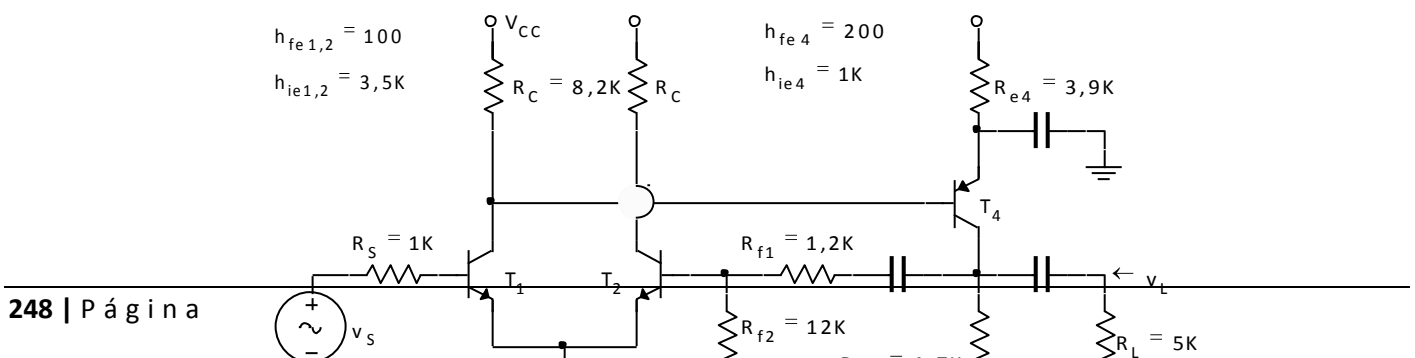
$$A_{vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{i_L \cdot R_L}{v_s} = G_{mf} \cdot R_L \rightarrow \therefore R_L = \frac{A_{vf}}{G_{mf}} = \frac{-4}{-1m} = \boxed{4K\Omega = R_L}$$

$$Z_{if} = Z_i \cdot D = 3K \cdot 50 = \boxed{150K\Omega = Z_{if}}$$

$$Z_i = R_s + h_{ie} + Z_{f1} = 1K + 1K + 1K = 3K\Omega$$

Ejercicio 1.17: V es serie (amplificador diferencial seguido de una etapa en emisor común)

Hallar topología, ganancia e impedancias. También las ganancias de A_{if} , R_{mf} y G_{mf} .

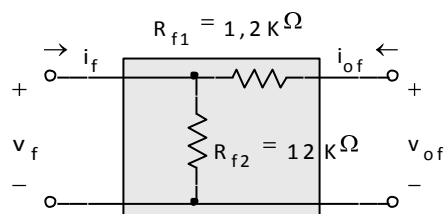


Red beta:

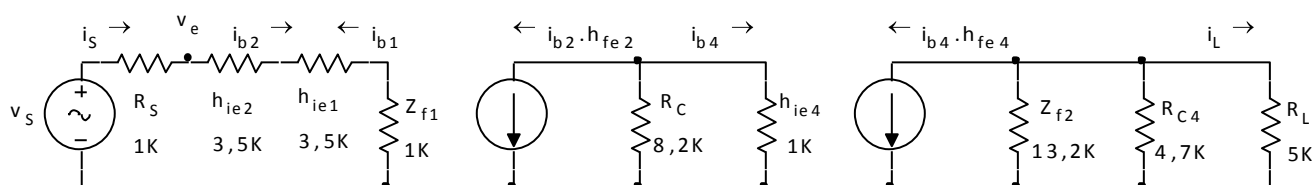
$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_{f1} \parallel R_{f2} = 12K \parallel 1,2K \cong 1 \text{ K}\Omega$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_{f1} + R_{f2} = 1K + 12K = 13,2 \text{ K}\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{R_{f2}}{R_{f2} + R_{f1}} = \frac{12K}{12K + 1,2K} = 0,91$$



Circuito equivalente:



La última etapa es en emisor común porque R_L está conectado al *colector* de T_4 . Es decir, T_4 está dado vuelta. La flechita, que normalmente está en la pata de abajo, ahora está en la de arriba.

Ganancia e impedancias:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{4567}{1 + 0,91 \cdot 4567} = \frac{4567}{D = 4157} \cong \boxed{1,1 = A_{vf}}$$

$$\square A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{i_{b4}} \cdot \frac{i_{b4}}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{v_s} = -410K \cdot -89,13 \cdot 125\mu = 4567$$

$$\square \square \frac{v_L}{i_{b4}} = -h_{fe4} \cdot Z_{f2} \parallel R_{C4} \parallel R_L = -200 \cdot 13,2K \parallel 4,7K \parallel 5K = -410K$$

$$\square \square \frac{i_{b4}}{i_{b2}} = \frac{-h_{fe2} \cdot R_{C2}}{R_{C2} + h_{ie4}} = \frac{-100 \cdot 8,2K}{8,2K + 1K} = -89,13$$

$$\square \square \frac{i_{b2}}{v_e} = \frac{1}{h_{ie1} + h_{ie2} + Z_{f1}} = \frac{1}{3,5K + 3,5K + 1K} = 125\mu$$

$$Z_s = R_s + Z_{if} = 1K + 33,2M \approx \boxed{33,2 \text{ M}\Omega = Z_s}$$

$$\square Z_{if} = Z_i \cdot D = 8K \cdot 4157 \approx 33,2 \text{ M}\Omega$$

$$\square \square Z_i = h_{ie1} + h_{ie2} + Z_{f1} = 3,5K + 3,5K + 1K = 8 \text{ K}\Omega$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{2,04K}{4157} \approx 0,5 \approx \boxed{0 \text{ }\Omega = Z_{of}}$$

$$\square Z_o = Z_{f2} \parallel R_{C4} \parallel R_L = 13,2K \parallel 4,7K \parallel 5K = 2,04 \text{ K}\Omega$$

Otros: Ganancias A_{if} , R_{mf} y G_{mf} .

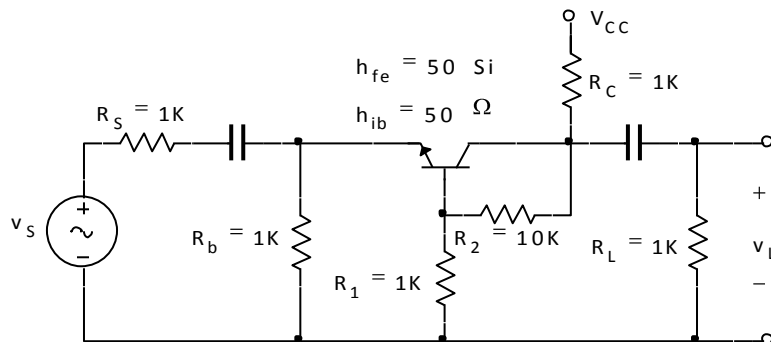
$$A_{if} = \frac{i_L}{i_S} = \frac{v_L / R_L}{v_S / R_S} = \frac{A_{vf} \cdot R_S}{R_L} = \frac{1,1 \cdot 1}{5} = \boxed{0,22 \text{ A / A} = A_{if}}$$

$$R_{mf} = \frac{v_L}{i_S} = \frac{v_L}{v_S / R_S} = A_{vf} \cdot R_S = 1,1 \cdot 1K = \boxed{1,1 \text{ KV / A} = R_{mf}}$$

$$G_{mf} = \frac{i_L}{v_S} = \frac{v_L / R_L}{v_S} = \frac{A_{vf}}{R_L} = \frac{1,1}{5K} = \boxed{220 \text{ } \mu\text{A / V} = G_{mf}}$$

Ejercicio 1.18: V en serie (una etapa en base común)

Hallar topología, ganancia e impedancias.

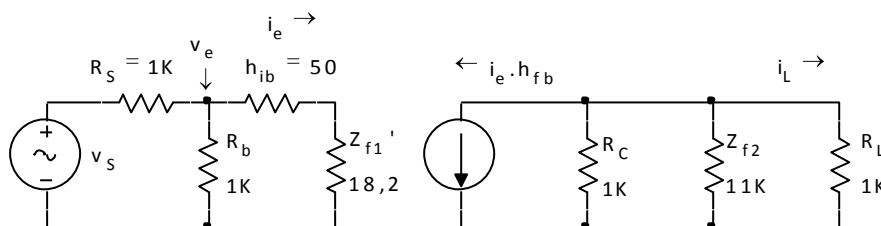

Red beta:

La red beta es igual que la del ejercicio 4 (muestra tensión mezcla serie).

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_1 \parallel R_2 = 1K \parallel 10K = 910 \text{ } \Omega$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{-R_1}{R_2 + R_1} = \frac{-1}{1 + 10} = -0,091 \text{ V / V}$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_1 + R_2 = 1K + 10K = 11 \text{ K}\Omega$$

Circuito equivalente


$$Z_{f1}' = Z_{f1} / h_{fe} = 910 / 50 = 18,2 \text{ } \Omega$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{-7,17}{1 + -0,091 \cdot -7,17} = \frac{-7,17}{D \approx 1,65} \approx \boxed{-4,5 = A_{vf}}$$

$$\square A_v = \frac{v_L}{v_S} = \frac{v_L}{i_e} \cdot \frac{i_e}{v_e} \cdot \frac{v_e}{v_S} = -478 \cdot 0,015 = -7,17$$

$$\square \square \frac{v_L}{i_e} = -h_{fb} R_L \square Z_{f2} \square R_C = -1 \cdot 1K \square 11K \square 1K = -478$$

$$\beta \frac{i_e}{v_e} = \frac{1}{h_{ib} + Z_{f1}} = \frac{1}{50 + 18,2} = 0,015$$

$$Z_S = R_S + R_b \parallel Z_{if} = 1K + 1K \parallel 112 \approx \boxed{1,1 \text{ K}\Omega = Z_S}$$

$$\beta Z_{if} = Z_i \cdot D = 68,2 \cdot 1,65 = 112 \text{ } \Omega$$

$$\beta Z_i = h_{ib} + Z_{f1} = 50 + 18,2 = 68,2 = 68,2 \text{ } \Omega$$

$$Z_{of} = Z_O / D = 435 / 1,65 = \boxed{263 \text{ } \Omega = Z_{of}}$$

$$\beta Z_o = R_L \parallel Z_{f2} \parallel R_C = 1K \parallel 11K \parallel 1K = 435 \text{ } \Omega$$

1.2 – Circuitos con amplificadores operacionales

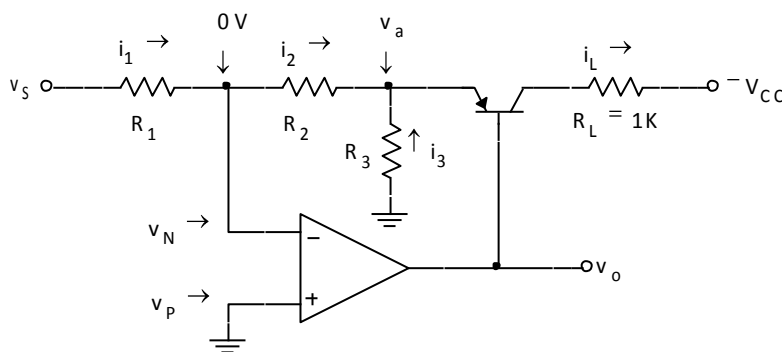
El análisis en los operacionales de aquí en adelante es el siguiente:

- El voltaje de la entrada inversora es igual al de la entrada no inversora, es decir $v_N = v_P$. Cero en este caso, por eso se señala los **0V** entre R_1 y R_2 .
- La corriente que atraviesa a R_1 (resistencia entre la señal v_S y la entrada v_N) es igual en magnitud y sentido a la corriente que atraviesa a R_2 (resistencia entre la entrada v_N y el próximo nodo que hay en dirección a la salida, en la mayoría de los casos es v_o o v_L).

Ejercicio 2.1: Convertidor V-I de potencia

En el convertidor V-I de la figura, $V_{CC}=30$ [V], $Z_i=10$ [K Ω] y $R_2=R_1$. Se pide

- Hallar i_L en función del tiempo.
- Diseñar para que $i_L=10$ [mA] cuando $V_i=3$ [V].
- Hallar v_{CE} para las condiciones anteriores.
- Ídem para v_o .
- Hallar i_L para un valor de $V_{OS}=1$ [μ V].
- ¿Para qué condiciones de entrada v_{CE} es máximo?
- ¿Para qué condiciones de entrada i_C es máxima?



PUNTO A:

$$\text{LKI en nodo de } v_a: \quad i_L = i_2 + i_3 = \frac{v_S}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{v_S}{R_3} = \frac{v_S}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{v_S}{R_3} = \frac{v_S}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) = i_L$$

$$\square i_2 = \frac{0 - v_a}{R_2} = - \left(- \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{v_S}{R_3} \right) = \frac{v_S}{R_1}$$

$$\square v_a = - \frac{R_2}{R_1} v_S$$

$$\square i_3 = \frac{0 - v_a}{R_3} = - \left(- \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{v_S}{R_3} \right)$$

La corriente en R_2 , es decir i_2 , tiene el sentido de la figura, pues $v_N=0$ y $v_a=-v_S(R_2/R_1)$ es negativo (suponiendo un v_S positivo). Este nodo, el de v_a , siempre va a tener un voltaje de sentido contrario a v_S , sin importar qué es lo que venga después (en este caso vemos que después viene un transistor). La corriente i_3 , lleva el sentido que sale en la figura, pues está conectada a tierra y a v_a , la cual es negativa.

PUNTO B:

$$i_L|_{v_S=3V} = \frac{v_S}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \rightarrow \therefore R_3 = \frac{R_2}{\frac{i_L|_{v_S=3V} \cdot R_1}{v_S} - 1} = \frac{10K}{\frac{10m \cdot 10K}{3} - 1} = 309,28 \text{ K}\Omega = R_3$$

$$\square R_1 = Z_i = 10 \text{ K}\Omega$$

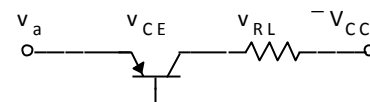
$$\square R_2 = R_1 = 10 \text{ K}\Omega$$

PUNTO C:

$$v_a = v_{CE} + v_{RL} - V_{CC} \rightarrow \therefore v_{CE} = v_a - v_{RL} + V_{CC} = -3 - 10 + 30 = 17 \text{ V} = v_{CE, \max}$$

$$v_a = -\frac{R_2}{R_1} v_s = -\frac{10K}{10K} 3 = -3 \text{ V}$$

$$v_{RL} = i_L \cdot R_L = 10 \text{ m} \cdot 1K = 10 \text{ V}$$



Para memorizar la ecuación, vendría a ser una especie de recta de carga en continua del transistor.

PUNTO D:

$$v_a = v_{BE} + v_o \rightarrow \therefore v_o = v_a - 0,7 = -3 - 0,7 = -3,7 \text{ V} = v_o$$

Esta ecuación es parecida a la de red de polarización de un transistor.

PUNTO E:

$$I_{L,OS} = -I_2 - I_3 = -0,2 \text{ n} - 6,47 \text{ n} = -6,67 \text{ nA} = I_{L,OS}$$

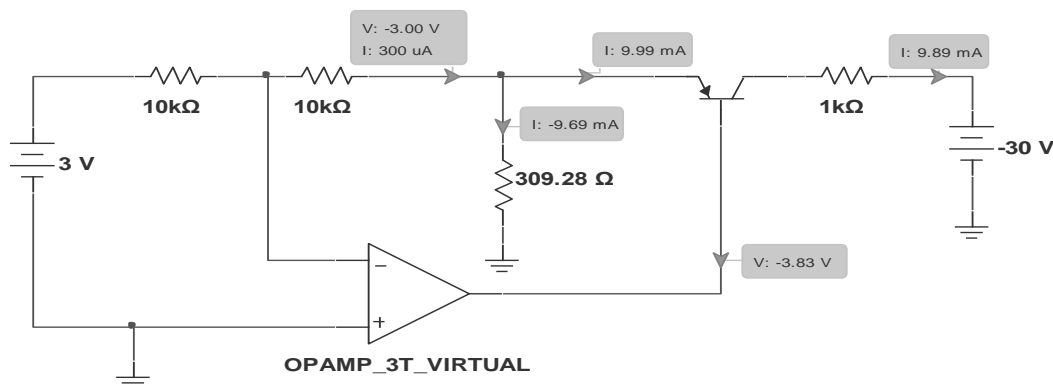
$$I_2 = \frac{V_{a,OS} - 0}{R_2} = \frac{2 \mu}{10K} = 0,2 \text{ nA}$$

$$V_{a,OS} = V_{OS} \cdot 1 + R_2 / R_1 = 1 \mu \cdot 1 + 10 / 10 = 2 \mu \text{ V}$$

$$I_3 = \frac{V_{a,OS} - 0}{R_3} = \frac{2 \mu}{309,28} = 6,47 \text{ nA}$$

$I_{L,OS}$ tiene sentido contrario (por convención) a I_2 e I_3 , por lo que al aplicar LKI al nodo de v_a , éstas corrientes aparecen con signo cambiado. Esto es así porque tanto I_2 como I_3 tienen sentido contrario que los que tenían en los puntos anteriores, pues para obtener V_a en función de V_{OS} , ésta última aparece modelada en la pata no inversora. Lo anterior implica que V_a y V_{OS} tienen igual signo.

La siguiente figura muestra la simulación con las condiciones desde a) hasta d).



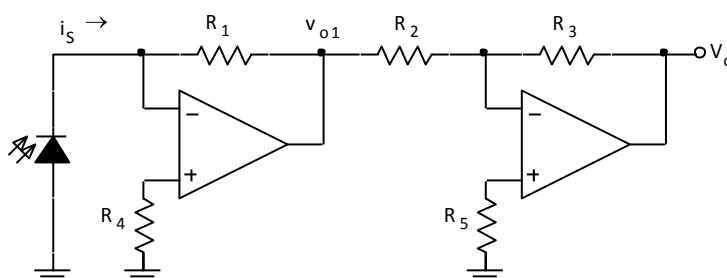
Ejercicio 2.2: Circuito con fotodetector

Para el siguiente circuito:

a) Hallar la función de transferencia

b) Diseñar para que $v_o = 3 \text{ [V]}$ cuando $i_s = 3 \text{ [}\mu\text{A]}$.

c) ¿Cuáles son las dos principales características que debe tener el primer AO?



PUNTO A:

$$v_{o2} = -i_{R2} \cdot R_3 = -\left(\frac{-R_1 i_s}{R_2}\right) R_3 = \left(\frac{R_1 R_3}{R_2}\right) i_s = v_o$$

$$i_{R2} = \frac{v_{o1}}{R_2} = \frac{-R_1 i_s}{R_2}$$

$$v_{o1} = -R_1 i_s$$

PUNTO B:

Podemos usar cualquier combinación de resistencias tal que

$$\frac{R_1 R_3}{R_2} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{3}{3\mu} = 1\text{M}$$

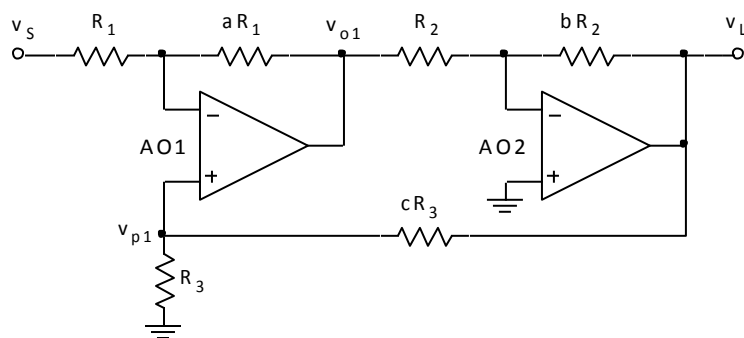
Una combinación sería: $R_1 = 10 \text{ [K}\Omega\text{]}$, $R_2 = 100 \text{ [}\Omega\text{]}$ y $R_3 = 10 \text{ [K}\Omega\text{]}$.

PUNTO C:

No encontré una respuesta en ningún apunte así que la voy a inventar jeje. Por lo poco que pude averiguar, la configuración en que se encuentra el diodo con el primer AO se llama *modo fotovoltaico*. Este modo ofrece bajo ruido, y por ello se adapta mejor a las aplicaciones de medición e instrumentación. Una posible respuesta podría ser que, debido a que se lo emplea en tales aplicaciones, el primer AO debe tener mejores prestaciones que el segundo, ya que si no fuese así, el AO2 amplificaría el ruido de entrada. Otra cosa a tener en cuenta es la elección de R_1 , debe ser un valor relativamente alto, para poder tener una alta sensibilidad. También de esto se desprende que el AO1 debe tener una V_{os} e I_{os} lo más baja posible para que la salida del mismo se vea lo menos afectada posible por estas señales no deseadas.

Ejercicio 2.3: Dos AO realimentados

Del amplificador con 2 AO de la siguiente figura, obtener la función de transferencia.



$$v_L = -\left(\frac{bR_2}{R_2}\right) v_{o1} = -b \left[-a \cdot v_S + \frac{1+a}{1+c} v_L \right] = ab \cdot v_S - \frac{b(1+a)}{1+c} v_L$$

$$v_{o1} = -\left(\frac{aR_1}{R_1}\right) v_S + \left(1 + \frac{aR_1}{R_1}\right) v_{p1} = -a \cdot v_S + (1+a) \frac{v_L}{1+c}$$

$$v_{p1} = \frac{R_3 \cdot v_L}{R_3 + cR_3} = \frac{v_L}{1+c}$$

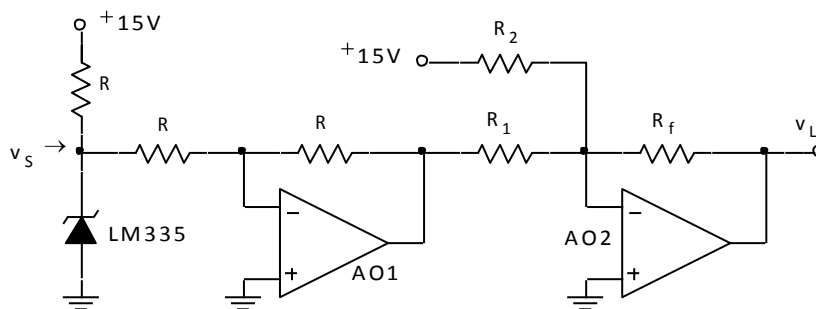
$$v_L \left[1 + \frac{b(1+a)}{1+c} \right] = ab \cdot v_S$$

$$\frac{v_L}{v_S} = \frac{ab(1+c)}{1+c+b(1+a)}$$

Ejercicio 2.4: Circuito con el LM335

El LM335 varía desde **10 [mV/°K]** y se necesita acondicionar para la entrada de un convertidor de **0 a 5 [V]**, sabiendo que varía de **0 a 50 [°C]**, la impedancia de entrada es **$Z_i = 10 \text{ [K}\Omega\text{]}$** . Hallar **$R$, R_1 , R_2 y R_f** .

Usamos el siguiente circuito



La ecuación de v_L es

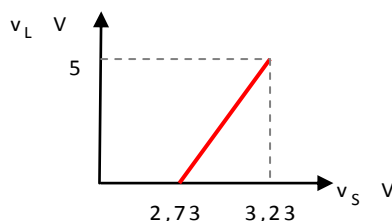
$$v_L = \left[\frac{R_f}{R_1} \right] v_s - \left[\frac{R_f}{R_2} \right] 15 \quad (0 - 1)$$

La temperatura va desde **0** hasta **50 [°C]**, se pasan primero estos valores a **[°K]** y posteriormente a **[V]**.

$$0 \text{ } ^\circ\text{C} \rightarrow 273 \text{ } ^\circ\text{K} \rightarrow 10 \left[\frac{\text{mV}}{^\circ\text{K}} \right] \cdot 273 \text{ } ^\circ\text{K} = 2,73 \text{ V}$$

$$50 \text{ } ^\circ\text{C} \rightarrow 323 \text{ } ^\circ\text{K} \rightarrow 10 \left[\frac{\text{mV}}{^\circ\text{K}} \right] \cdot 323 \text{ } ^\circ\text{K} = 3,23 \text{ V}$$

Es decir que la entrada v_s varía en un rango de **{2,73V – 3,23V}** y la salida v_L debe variar en un rango de **{0V – 5V}**. Usando estos puntos trazamos una recta en un plano x-y para obtener v_L en función de v_s .



Usando la ecuación de una línea que pasa por dos puntos tenemos

$$y = \frac{5}{3,23 - 2,73} x - 2,73 = 10x - 27,3$$

Es decir que la ecuación será

$$v_L = 10 \cdot v_s - 27,3 \quad (0 - 2)$$

Si comparamos (0 – 1) y (0 – 2) tenemos, por el lado de la pendiente

$$R_f = 10 \cdot R_1$$

Elijo $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$ entonces $R_f = 10 \cdot R_1 = 10 \cdot 10\text{K} = 100 \text{ K}\Omega = R_f$

Y por el lado de la constante

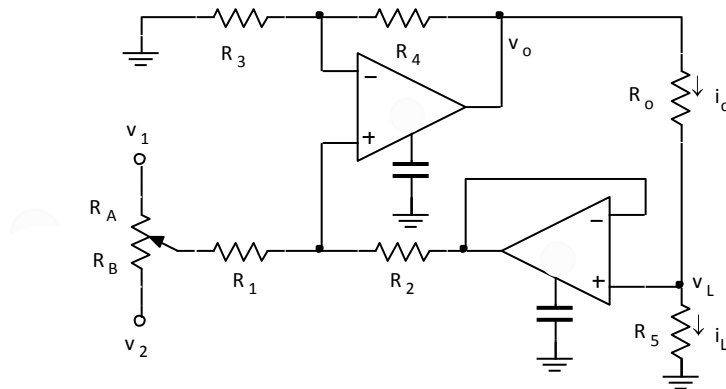
$$\frac{R_f}{R_2} 15 = 27,3 \rightarrow \therefore R_2 = \frac{R_f \cdot 15}{27,3} = \frac{100\text{K} \cdot 15}{27,3} = 54,9 \text{ K}\Omega = R_2$$

Resta saber **R** , como **$Z_i = 10\text{K}$** y **$Z_i = R$** entonces **$R = 10 \text{ K}\Omega$**

Ejercicio 2.5: Convertidor V-I con dos AO con carga a masa (*Ejercicio no resuelto*)

En el siguiente convertidor V-I:

- Obtener la función de transferencia.
- Hallar la impedancia de entrada para v_1 y v_2 .
- ¿Qué polaridad tiene v_1 respecto a i_o ?
- Diseñar para que Z_i vista por v_1 y v_2 sea de **10 [KΩ]**, siendo que $i_o=10$ [mA], $v_1=\pm 1$ [V] y $R_L=10$ [KΩ].
- Influencia en v_o de unas tensiones de offset de $V_{OS1}=V_{OS2}=1$ [mV].
- Si el rechazo de la fuente es de **100 [dB]** y tengo un zumbido de $\Delta v_{o1}=0,5$ [V], hallar Δv_{OS} .

**PUNTO A:**

$$i_o = - \frac{R_2}{R_1 R_o} v_1$$

PUNTO B:

$$Z_{v1} = R_A + R_2$$

$$Z_{v2} = R_B + R_2$$

No estoy seguro de si es correcto

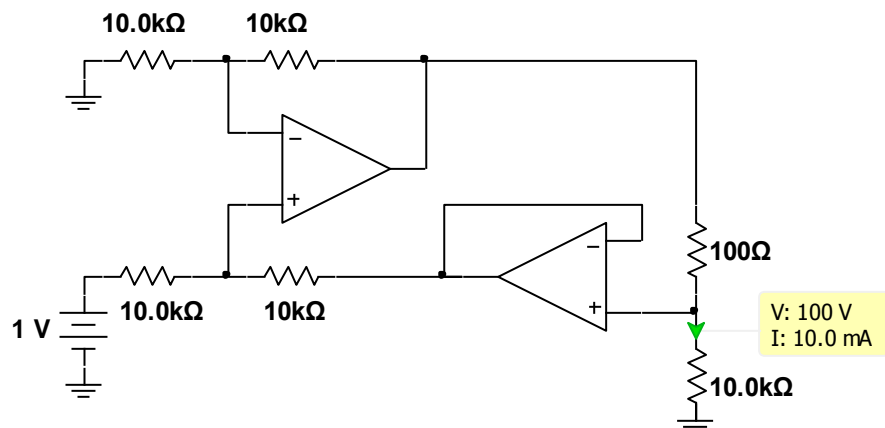
PUNTO C:

La corriente i_o es contraria a v_1 , esto quiere decir que v_1 hace circular por R_L una corriente en sentido contrario a i_o .

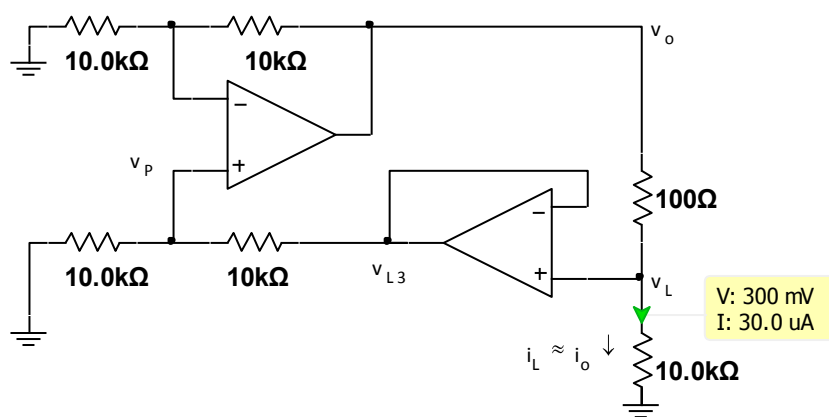
PUNTO D:

Antes de hacer algún cálculo notemos que para que la corriente que circule por R_L sea 10 [mA], la tensión en la misma debe ser de 100 [V], tensión que debe ser capaz de proporcionar el operacional.

$$i_o = \frac{R_2}{R_1 R_o} v_1 \quad \rightarrow \quad \therefore R_o = \frac{R_2}{R_1 i_o} v_1 = \frac{10 \text{ K}\Omega \cdot 1 \text{ V}}{10 \text{ K}\Omega \cdot 10 \text{ mA}} = 100 \text{ }\Omega = R_o$$



PUNTO E:



Para la simulación hice que $V_{OS1}=V_{OS2}=1$ [mV] y las corrientes de offset y de polarización nulas. Comienzo el análisis desde la tensión de salida de AO2, la cual será v_L (pues es un seguidor) más la tensión de offset 2, es decir

$$v_{L3} = V_{OS2} + v_L$$

La tensión en la pata no inversora de AO1 es un voltaje tomado del divisor resistivo conformado por R_2 y R_1 con la tensión de entrada v_{L3} , o sea

$$v_P = v_{L3} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_{OS2} + v_L}{1 + R_2 / R_1}$$

La tensión de salida de AO1 será

$$v_o = v_{P1} + V_{OS1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = \left[\frac{V_{OS2} + v_L}{1 + R_2 / R_1} + V_{OS1} \right] \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = V_{OS2} + v_L \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1} + V_{OS1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)$$

La corriente que pasa por R_o (es decir, i_o) será la tensión entre sus bornes sobre R_o

$$i_o = \frac{v_o - v_L}{R_o} = \frac{\left[V_{OS2} + v_L \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1} + V_{OS1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \right] - v_L}{R_o} = \frac{V_{OS2} \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1} + V_{OS1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)}{R_o} - v_L \frac{1 - \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1}}{R_o}$$

Si hacemos que $R_4/R_3=R_2/R_1$ entonces i_o será

$$i_o = \frac{V_{OS2} \frac{1+1}{1+1} + V_{OS1} \frac{1+1}{1+1}}{R_o} - v_L \frac{1 - \frac{1+1}{1+1}}{R_o} = \frac{V_{OS2} + 2 \cdot V_{OS1}}{R_o}$$

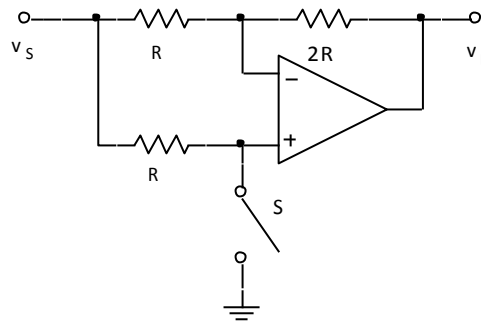
Y la tensión en R_L será

$$v_L = R_L \cdot i_L \approx R_L \cdot i_o = \frac{V_{OS2} + 2 \cdot V_{OS1}}{R_o} R_L = \frac{1m + 2 \cdot 1m}{100} \cdot 10K = 300 \text{ mV} = V_{L,OS}$$

PUNTO F: Sin resolver.

Ejercicio 2.6: AO con entrada común e interruptor

Hallar la función de transferencia cuando S está abierto y cuando está cerrado.



Con S abierto: Podemos considerar a S como una resistencia (R_S) de valor muy grande

$$v_L = -\left(\frac{2R}{R}\right)v_S + \left(1 + \frac{2R}{R}\right)v_p = -2v_S + v_S + 2v_S = v_S = v_L \rightarrow \therefore \frac{v_L}{v_S} = 1$$

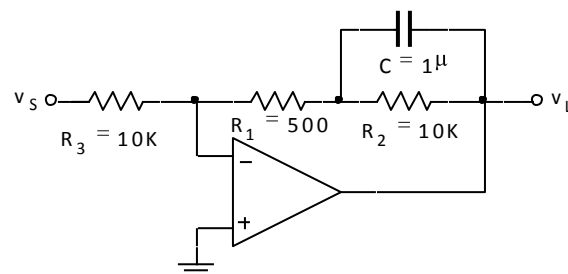
$$v_p = \lim_{R_S \rightarrow \infty} \frac{v_S \cdot R_S}{R_S + R} = v_S$$

Con S cerrado: La corriente sale de la entrada no inversora y se va a tierra directamente. Es una configuración inversora básica.

$$v_L = -\left(\frac{2R}{R}\right)v_S \rightarrow \therefore \frac{v_L}{v_S} = -2$$

Ejercicio 2.7: AO inversor con C en la realimentación

En el siguiente circuito con AO hallar la función de transferencia.



$$\frac{v_L}{v_S} = -\frac{R_1 + R_2 \left[\frac{1}{Cp} \right]}{R_3} = -\frac{R_1 + \frac{R_2}{R_2 Cp + 1}}{R_3} = -\frac{R_1 R_2 Cp + 1 + R_2}{R_3 R_2 Cp + 1} = -\frac{R_1 R_2 Cp + R_1 + R_2}{R_3 R_2 C \left[p + \frac{1}{C R_2} \right]} = -\frac{R_1 R_2 C \left[p + \frac{R_1 + R_2}{C R_1 R_2} \right]}{R_3 R_2 C \left[p + \frac{1}{C R_2} \right]} =$$

$$= -A_o \frac{p + z}{p + p_p} = \boxed{\frac{-0,05 p + 2100}{p + 100} = \frac{v_L}{v_S}}$$

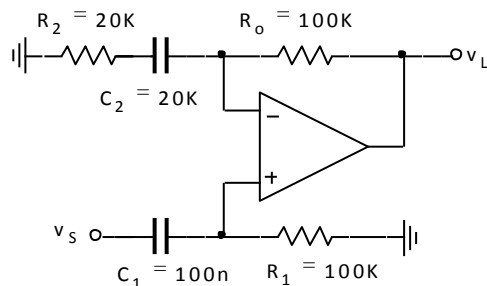
$$\square A_o = -\frac{R_1}{R_3} = -\frac{500}{10K} = -50m$$

$$\square z = \frac{1}{C R_1 \square R_2} = \frac{1}{1\mu \cdot 500 \cdot 10K} = 2100$$

$$\square p_p = \frac{1}{C R_2} = \frac{1}{1\mu \cdot 10K} = 100$$

Ejercicio 2.8: AO no inversor con C

En el siguiente circuito con AO hallar la función de transferencia y graficar el Bode de módulo y fase.



$$\frac{v_L}{v_S} = \left(1 + \frac{R_o}{R_2 + \frac{1}{C_2 p}} \right) \left(\frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{C_1 p}} \right) = \left(1 + \frac{R_o C_2 p}{R_2 C_2 p + 1} \right) \frac{R_1 C_1 p}{R_1 C_1 p + 1} = \frac{R_2 C_2 p + 1 + R_o C_2 p}{R_2 C_2 p + 1} \cdot \frac{R_1 C_1 p}{R_1 C_1 p + 1} =$$

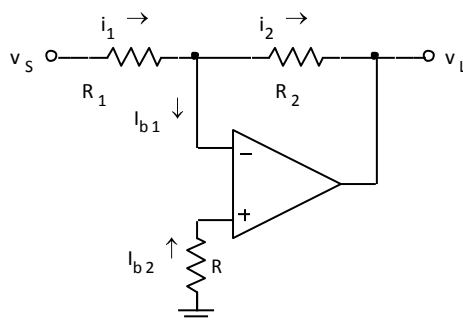
$$= \frac{R_2 + R_o \cdot C_2 p + 1}{R_2 C_2 p + 1} \cdot \frac{R_1 C_1 p}{R_1 C_1 p + 1} = \frac{20K + 100K \cdot 1n \cdot p + 1}{20K \cdot 1n \cdot p + 1} \cdot \frac{100K \cdot 100n \cdot p}{100K \cdot 100n \cdot p + 1} \approx \frac{6 \cdot p \cdot p + 8333}{p + 100 \cdot p + 50K} = \frac{v_L}{v_S}$$

Ejercicio 2.9: Diseño de AO inversor con R en la entrada no inversora

Nota: A este ejercicio no le entiendo muy bien que digamos, no está muy claro en la fotocopia de donde lo saqué. El resultado al que llego es el mismo ($R = 4 [K\Omega]$) pero el razonamiento no se si es el correcto.

En el siguiente amplificador con AO.

- Hallar el valor de R (en función de R_1 y R_2) para evitar el efecto de las corrientes de polarización.
- Hallar el valor de la ganancia a lazo cerrado.
- Diseñar R para sabiendo que $v_L = -v_S$, $i_2 = 1 [mA]$ y la tensión en la pata inversora $V_N = -2 [V]$.



PUNTO A:

$$v_L = v_{L1} + v_{L2} = -I_{b1} R_2 + I_{b2} R_2 = R_f \cdot (-I_{b1} + I_{b2}) = R_2 \cdot I_{OS}$$

$$\square v_{L1} = V_p \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) = I_{b1} R_1 \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) = -I_{b1} \cdot R_2$$

$$\square v_{L2} = V_p \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = I_{b2} R \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = I_{b2} R \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

Si hacemos $R = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} = R_2 \square R_1$ entonces:

$$= I_{b2} \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = I_{b2} \cdot R_2 = v_{L2}$$

PUNTO B:

$$-I_{b2} = I_{b1} = i_1 - i_2$$

$$-\frac{V_P}{R} = \frac{V_S - V_P}{R_1} - \frac{V_P - v_L}{R_2} \quad \rightarrow \therefore v_L = -\frac{R_2}{R_1} v_S + V_P \left(\frac{R \cdot R_1 - R_2 \cdot R_1 - R_2 \cdot R}{R \cdot R_1} \right)$$

Para que la ganancia del circuito no se vea modificada por la adición de R, el numerador del paréntesis debe ser cero, y esto se cumple cuando

$$R \cdot R_1 - R_2 \cdot R_1 - R_2 \cdot R = 0 \quad \rightarrow \therefore R = R_1 \parallel R_2 \text{ entonces } v_L \text{ será}$$

$$v_L = -\frac{R_2}{R_1} v_S$$

PUNTO C:

$$R = \frac{V_P}{I_{b2}} = \frac{-2}{-0,5\text{mA}} = \boxed{4 \text{ K}\Omega = R}$$

$$\parallel I_{b2} = -I_{b1} = -0,5 \text{ mA}$$

$$\parallel I_{b1} = I_1 - I_2 = 1,5\text{mA} - 1\text{mA} = 0,5 \text{ mA}$$

En un AO, $V_N = V_P$ (tensión en la pata no inversora).

$$\parallel \parallel I_1 = \frac{v_S - V_N}{R_1} = \frac{10 - -2}{8\text{K}} = 1,5 \text{ mA}$$

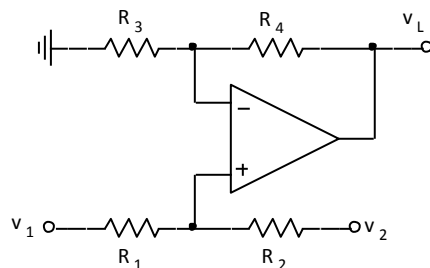
Si $v_L = -v_S$ eso quiere decir que la ganancia es 1, lo cual implica que $R_1 = R_2$

$$\parallel \parallel \parallel R_1 = R_2 = \frac{V_P - v_L}{I_2} = \frac{-2 - -10}{1\text{mA}} = 8 \text{ K}\Omega$$

Ejercicio 2.10: AO no inversor con dos entradas

En el siguiente amplificador con AO:

- Determinar $v_L = f(v_1, v_2)$ suponiendo que $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$.
- Si $R_4=9 \text{ [K}\Omega]$ y $R_3=1 \text{ [K}\Omega]$. Rediseñar para que la componente de v_L debido a v_1 (v_{L1}), sea $v_{L1}=2v_1$.
- Para las condiciones del punto anterior, hallar v_{L2} .
- ¿Qué topología de realimentación se usa en el punto a)?
- Suponiendo que v_1 (y v_L) es un generador ideal 0 [V] , determinar la impedancia que ve v_1 .
- Suponiendo que v_1 (y v_L) es un generador ideal 0 [V] , determinar la impedancia que ve v_2 .
- Determinar el efecto que tiene en la salida la corriente de polarización en el punto 'a'.
- Determinar el efecto que tiene en la salida la tensión de offset en el punto 'a'.



PUNTO A:

$$v_L = v_1 \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_1 / R_2} + v_2 \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1}$$

Si $R_4=R_3=R_2=R_1=R$ entonces

$$v_L = v_1 \frac{1 + R / R}{1 + R / R} + v_2 \frac{1 + R / R}{1 + R / R} = \boxed{v_1 + v_2 = v_L}$$

PUNTO B:

$$\frac{v_{L1}}{v_1} = \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_1 / R_2} = \frac{1 + 9K / 1K}{1 + R_1 / R_2} = \frac{10}{1 + R_1 / R_2} = 2 \quad \rightarrow \therefore \frac{R_1}{R_2} = \frac{10}{2} - 1 = 4$$

Elijo $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$ entonces $R_1 = 4 \cdot R_2 = 4 \cdot 10K = 40 \text{ K}\Omega = R_1$

PUNTO C:

$$v_{L2} = v_2 \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_1 / R_2} = v_2 \frac{1 + 9K / 1K}{1 + 40K / 10K} = 2 \cdot v_2 = v_{L2}$$

PUNTO D: Tensión en serie.

PUNTO E:

La impedancia de entrada en la pata no inversora se encuentra en la parte teórica y es

$$Z_{in} \approx Z_{ic}$$

Y la impedancia vista por v_1 será, entonces

$$Z_{i1} = R_1 + Z_{ic} \parallel R_2 \approx R_1 + R_2$$

PUNTO F:

$$Z_{i2} = R_2 + Z_{ic} \parallel R_1 \approx R_2 + R_1$$

PUNTO G:

$$V_{L, \text{Voffset}} = V_{OS} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R} \right) = \boxed{2 \cdot V_{OS} = V_{L, \text{Voffset}}}$$

PUNTO H:

$$V_{L, \text{offset}} = -I_{b1} \cdot R_2 + I_{b2} \cdot R_3 \parallel R_4 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = -I_{b1} \cdot R + I_{b2} \cdot R \parallel R \left(1 + \frac{R}{R} \right) = -I_{b1} \cdot R + I_{b2} \cdot \frac{R}{2} \cdot 2 = R \cdot I_{b2} - I_{b1}$$

$$\boxed{V_{L, \text{offset}} = R \cdot I_{OS}}$$

Ejercicio 2.11: Ejercicio con SR

En un AO en configuración inversora con $R_2=94,5 \text{ [K}\Omega]$, $SR=0,5 \text{ [V}/\mu\text{S]}$, $f_H=100 \text{ [KHz]}$ y $GBW=1,5 \text{ [MHz]}$. Se pide:

- Tensión de salida pico a pico, v_{Lpp} .
- Valor de R_1 .

PUNTO A:

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{SR}{\pi \cdot V_{pp}} \quad \rightarrow \therefore V_{L,pp} = \frac{SR}{2\pi \cdot f_{max}} = \frac{0,5}{2\pi \cdot 100K} = 1,59 \text{ V} = V_{L,pp}$$

PUNTO B:

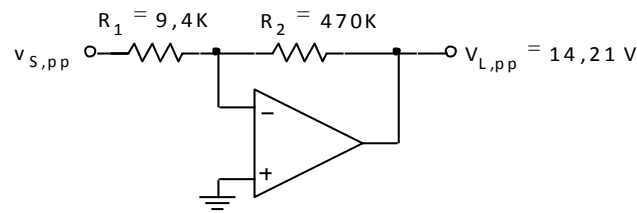
$$R_1 = \frac{R_2}{|A_v|} = \frac{94,5K}{21,21} = 4,45 \text{ K}\Omega = R_1$$

$$\frac{1}{f_T} = \frac{|A_v|}{\sqrt{2}} \cdot f_{3dB} \quad \rightarrow \therefore |A_v| = \frac{\sqrt{2} \cdot f_T}{f_{3dB}} = \frac{\sqrt{2} \cdot GBW}{BW} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,5M}{100K} = 21,21$$

Ejercicio 2.12: Ejercicio con GBW y SR

En el siguiente un amplificador con AO: $V_L = 14,21 [V]$ y $GBW = 2 [MHz]$. Se pide:

- Tensión de entrada pico a pico, $v_{S,pp}$.
- Frecuencia máxima f_{max} .
- Valor del Slew Rate **SR**.

**PUNTO A:**

$$|A_v| = \frac{v_{L,pp}}{v_{S,pp}} \rightarrow \therefore v_{L,pp} = \frac{v_{L,pp}}{|A_v|} = \frac{14,21}{50} = 284,2 \text{ mV} = v_{L,pp}$$

PUNTO B:

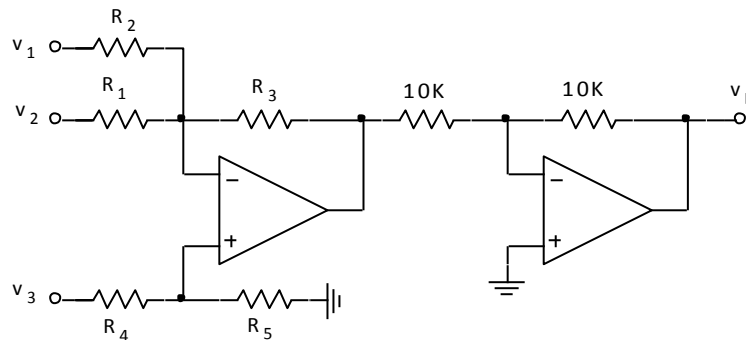
$$|A_v| = \frac{\sqrt{2} \cdot GBW}{BW} \rightarrow \therefore BW \approx f_{max} = \frac{\sqrt{2} \cdot GBW}{|A_v|} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2M}{50} = 56,57 \text{ KHz} = f_{max}$$

PUNTO C:

$$SR = 2\pi \cdot f_{max} = 2\pi \cdot 56,57K \approx 2,52M \frac{1\mu}{1\mu} = 2,52 \left[\frac{V}{\mu S} \right] = SR$$

Ejercicio 2.13: Diseño para una salida determinada

Con el uso de los AO se desea tener la siguiente salida $v_L = v_1/6 + v_2/9 - v_3/15$.



$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{1}{9} \quad \text{. Elijo } R_3 = 1 \text{ K}\Omega \quad \text{entonces } R_1 = 9 \text{ K}\Omega \quad .$$

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{1}{6} \rightarrow \therefore R_2 = 6 \cdot R_3 = 6 \cdot 1K = 6 \text{ K}\Omega = R_2$$

$$\left(1 + \frac{R_3}{R_2 \parallel R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_4} = \frac{1}{15}$$

$$\left(1 + \frac{1}{6 \parallel 9} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_4} = \frac{1}{15}$$

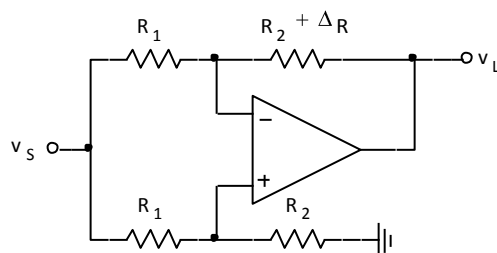
$$R_4 = 0,0147 \cdot R_3 \quad \text{. Elijo } R_4 = 100 \text{ K}\Omega \quad \text{entonces } R_5 = 1,47 \text{ K}\Omega$$

Ejercicio 2.14: AO con entrada común y δ

Del siguiente circuito:

a) Hallar la función de transferencia.

b) ¿Qué característica se destaca del circuito?



PUNTO A:

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v_S} &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{1+\delta}{R_2+R_1} + \frac{R_2}{R_2+R_1} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{1+\delta}{R_2+R_1} \right] \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{1+\delta}{R_2+R_1} + \frac{R_2}{R_1} \frac{R_1+R_2+R_2\delta}{R_2+R_1} = \\ &= \frac{-R_2^2 - R_2^2\delta - R_2R_1 - R_2R_1\delta + R_2R_1 + R_2^2 + R_2^2\delta}{R_1 R_2 + R_1^2} = \frac{-R_2R_1\delta}{R_1 R_2 + R_1^2} = \frac{-R_2 \cdot \delta}{R_2 + R_1} = \frac{v_L}{v_S} \end{aligned}$$

PUNTO B:

- ☐ Su inmunidad al ruido.
- ☒ Su linealidad.
- ☐ Su inmunidad a la señal de error.
- ☐ Ninguna de las anteriores.

Ejercicio 2.15: AO inversor con δ

Encontrar del siguiente circuito:

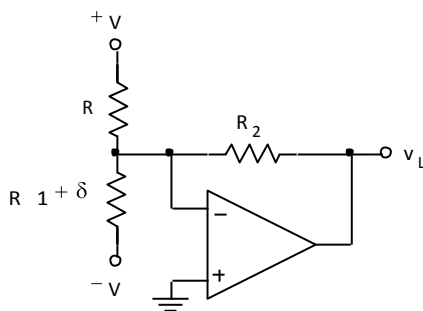
a) La función de transferencia.

b) El circuito es apropiado ¿para pequeñas o grandes desviaciones? Fundamentar.

c) Qué mide este amplificador, ¿corriente o tensión de cortocircuito? Fundamentar.

d) Enumerar ventajas y desventajas.

e) La influencia en v_L debido a la V_{OS} e I_b (sin tener en cuenta a δ y a V).



PUNTO E:

Ver teórico

PUNTO A:

$$v_L = -\frac{R_2}{R} V - \frac{R_2}{R(1+\delta)} (-V)$$

$$\frac{v_L}{V} = -\frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R(1+\delta)} = \frac{-R_2(1+\delta) + R_2}{R(1+\delta)} = \frac{-R_2 - R_2\delta + R_2}{R(1+\delta)} = \frac{-R_2 \cdot \delta}{R(1+\delta)} = \frac{v_L}{V}$$

PUNTO B:

Para pequeñas variaciones. Al puente lo podemos alimentar con grandes desviaciones, ya que es muy vulnerable al riple de la fuente de alimentación, lo cual implica que la señal a medir debe ser mucho mayor a estas señales.

El voltaje de la entrada inversora estará a potencial cero (cuando $\delta = 0$). Por lo tanto, podemos alimentar el puente con grandes valores de V , haciendo esto, aumentamos la sensibilidad del puente. Esto quiere decir que las corrientes del puente serán lo suficiente grandes como para trabajar en el límite de lo que soporta el AO. Si trabajamos con grandes desviaciones, el circuito perderá sensibilidad, pues tendremos que reducir V para que la corriente límite nos permita seguir en las mismas condiciones anteriores; la salida perderá, además, su linealidad respecto a δ .

PUNTO C:

Mide corriente de corto circuito, ya que el puente ve una masa virtual por la configuración inversora.

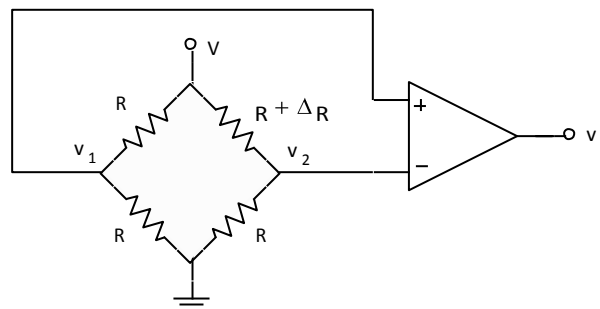
PUNTO D:

El circuito tiene una alta estabilidad pero no es inmune al ruido de la fuente de alimentación. También posee una sensibilidad baja, por lo que es necesaria una etapa adicional de ganancia.

Ejercicio 2.16: Amplificador puente

Suponer la ganancia del AO igual a $-R_2/R_1$. Encontrar del siguiente circuito:

- La función de transferencia.
- ¿Cuál es la condición de funcionamiento para obtener una representación lineal del circuito?
- ¿Qué impedancia ve cada rama del puente?
- Realizar los ajustes del puente para compensar los distintos coeficientes de temperatura.
- Compensar para las tolerancias de las resistencias.

**PUNTO A:**

$$v_L = -\frac{R_2}{R_1} v_d = -\frac{R_2}{R_1} \left(-\frac{V}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}} \right) = \frac{V \cdot R_2}{4 \cdot R_1} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}}$$

$$\square v_d = v_2 - v_1 = \frac{V}{2 + \delta} - \frac{V}{2} = \frac{2V - V(2 + \delta)}{2(2 + \delta)} = \frac{2V - 2V - V\delta}{4 \left(1 + \frac{\delta}{2} \right)} = -\frac{V}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}}$$

$$\square \square v_2 = \frac{V \cdot R}{R + R + \Delta R} = \frac{V \cdot R}{R \left(2 \frac{R}{R} + \frac{\Delta R}{R} \right)} = \frac{V}{2 + \delta}$$

$$\square \square v_1 = \frac{V}{2}$$

Por lo general $\delta/2 \ll 1$ entonces nos queda

$$v_L = \left(\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{V}{2} \right) \cdot \delta$$

PUNTO B:

La condición es que $\delta/2 \ll 1$, es decir, para pequeñas variaciones.

PUNTO C:

Cada rama «ve» una impedancia de corto circuito virtual, porque mide corriente de corto circuito.

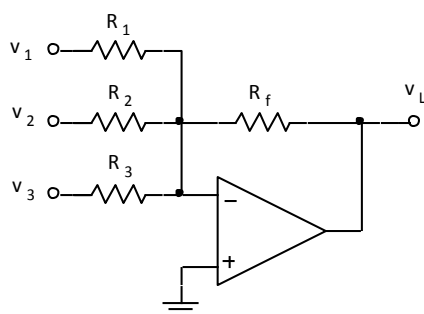
PUNTO D y E:

Los desarrollos están en la parte teórica.

Ejercicio 2.17: Sumador con 3 entradas

Dibujar el circuito sumador (inversor) de 3 entradas. Se pide:

- La función de transferencia.
- Dimensionar de modo que v_1 , v_2 y v_3 al sumarse se multipliquen por 3, 6 y 7 respectivamente.
- Hallar la tensión de salida debido a una tensión de offset $V_{OS} = 1 \text{ [mV]}$.
- Realizar los ajustes del puente para compensar los distintos coeficientes de temperatura.
- Compensar para las tolerancias de las resistencias.



PUNTO A:

$$v_L = -\frac{R}{R_1}v_1 - \frac{R}{R_2}v_2 - \frac{R}{R_2}v_2$$

PUNTO B:

Para que $A_{v1} = R/R_1$ sea igual a 3 elijo

$$R = 42 \text{ K}\Omega$$

Lo cual implica que

$$R_1 = \frac{R}{A_{v1}} = \frac{42\text{K}}{3} = 12 \text{ K}\Omega = R_1$$

$$R_2 = \frac{R}{A_{v2}} = \frac{42\text{K}}{6} = 7 \text{ K}\Omega = R_2$$

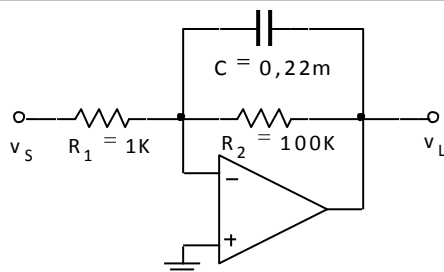
$$R_3 = \frac{R}{A_{v3}} = \frac{42\text{K}}{7} = 6 \text{ K}\Omega = R_3$$

PUNTO C:

$$v_{L,Voffset} = V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} \right) = 1\text{m} \left(1 + \frac{42\text{K}}{12\text{K} \parallel 7\text{K} \parallel 6\text{K}} \right) = 17,5 \text{ mV} = v_{L,Voffset}$$

Ejercicio 3.18: AO inversor con C en la realimentación

Halla la respuesta en media y alta frecuencia del siguiente circuito y realizar el Bode.



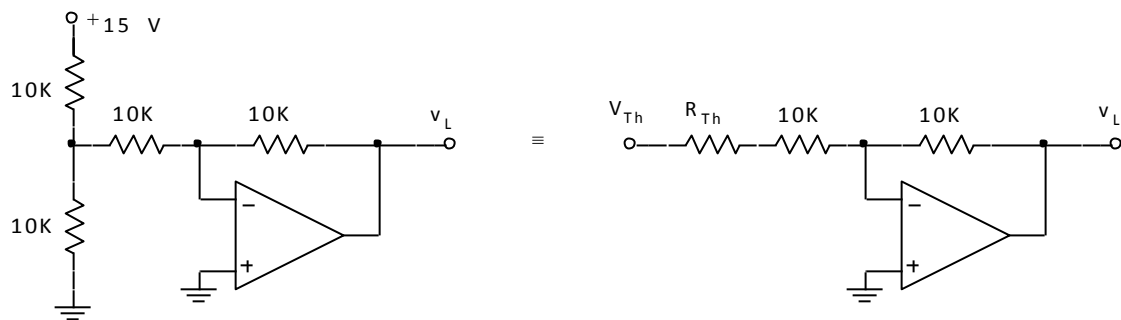
$$\frac{v_L}{v_S} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{\frac{1}{Cp} \parallel R_2}{R_1} = -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{\frac{R_2}{Cp}}{R_2 + \frac{1}{Cp}} = -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_2 Cp + 1} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{\frac{p}{\frac{1}{R_2 C}} + 1} = \frac{-\frac{100K}{1K}}{\frac{p}{1} + 1} = \frac{-100}{45,45K} = A_{vo} = A_v \cdot p$$

$$\omega_H = 45,45K \rightarrow f_H = \frac{4,45K}{2\pi} = 7,23 \text{ KHz} = f_H$$

Ejercicio 2.19: Circuito inversor (corrección de V_{OS})

Del siguiente inversor, con $V_{OS}=1 \text{ mV}$, se pide

- Hallar v_L .
- Hallar $v_{L,OS}$ y
- Proponer un circuito para compensar $v_{L,OS}$.



PUNTO A:

$$v_L = \frac{-10K \cdot v_{Th}}{10K + R_{Th}} = \frac{-10K \cdot 7,5}{10K + 5K} = -5 \text{ V} = v_L$$

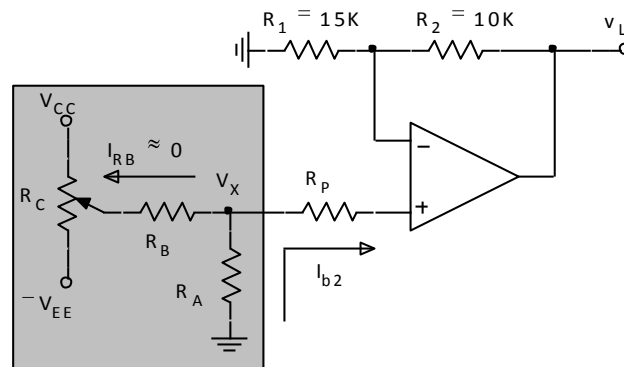
$$R_{Th} = 10K \parallel 10K = 5 \text{ K}\Omega$$

$$V_{Th} = \frac{15 \cdot 10K}{10K + 10K} = 7,5 \text{ V}$$

PUNTO B:

$$v_{L,OS} = V_{OS} \left(1 + \frac{10K}{10K + R_{Th}} \right) = 1m \left(1 + \frac{10K}{10K + 5K} \right) \approx 1,7 \text{ mV} = v_{L,OS}$$

PUNTO C:



Donde $R_P = R_2 // R_1 = 10K // 15K = 25 \text{ K}\Omega$. La tensión de offset a la salida será entonces

$$v_{L,OS} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{OS} R_P = 1m \left(1 + \frac{10K}{15K} \right) + 200n \cdot 6K = 2,9 \text{ mV}$$

Para no alterar la ganancia del circuito tenemos que darle valores adecuados a las resistencias R_A , R_B y R_C . De esta manera:

- $R_C \ll R_B$: para evitar la carga excesiva en la terminal central del potenciómetro, por lo general se tiene en cuenta la relación $10 \cdot R_C = R_B$.
- $1000 \cdot R_A = R_B$: si bien $V_{L,OS} = 2,9$ [mV], debemos tomar la máxima precaución y aprovechar que el circuito de compensación está alimentado a la tensión de alimentación del AO, esto es generalmente ± 15 [V], es decir hacer que -15 [mV] $\leq V_X \leq 15$ [mV], o sea que $V_X = 15$ [mV] $= (15V) \cdot R_A / (R_A + R_B)$, despejando tenemos que $R_B \approx 1000 \cdot R_A$. Esto también evita que la corriente polarización I_{b2} circule por R_B .
- $R_A \ll R_P$: para que la corriente I_{b2} , que circula por $R_P + R_A$ (ya que R_B es muy grande), no genere una caída de tensión en R_A de valor considerable respecto de R_P , a fin de no alterar la compensación para I_{OS} , por lo general $25 \cdot R_A = R_P$.

Teniendo en cuenta todo esto, tenemos que

$$R_A = \frac{R_P}{25} = \frac{25K}{25} = 1 \text{ K}\Omega = R_A$$

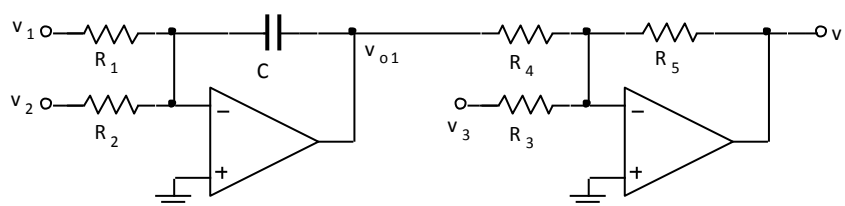
$$R_B = 1000 \cdot R_A = 1000 \cdot 1K = 1 \text{ M}\Omega = R_B$$

$$R_C = \frac{R_B}{10} = \frac{1M}{10} = 100 \text{ K}\Omega = R_C$$

Ejercicio 2.20: Integrador seguido de un inversor.

En el siguiente circuito se pide:

- Función de transferencia en función del tiempo.
- Impedancias de entrada vistas por v_1 y v_2 .



PUNTO A:

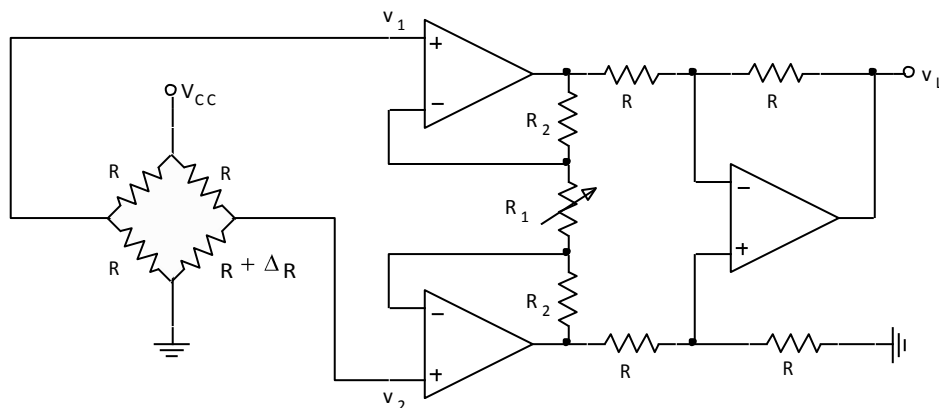
$$v_L = -\frac{R_5}{R_4} v_{o1} - \frac{R_5}{R_3} v_3 = -\frac{R_5}{R_4} \left\{ -\frac{1}{C} \int \left[\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} \right] dt \right\} - \frac{R_5}{R_3} v_3 = \frac{R_5}{R_4 R_1 C} \int v_1 dt + \frac{R_5}{R_4 R_2 C} \int v_2 dt - \frac{R_5}{R_3} v_3 = v_L$$

PUNTO B:

$$Z_{i1} = R_1 \quad Z_2 = R_2$$

Ejercicio 2.21: Puente seguido de amplificador de instrumentación.

En el siguiente circuito, $R=120\ [\Omega]$, $\Delta R=0,001\ [V]$ y $V_{CC}=10\ [V]$. Diseñar para obtener una $v_L=22\ [mV]$.



Dado que la ganancia del último AO es 1, la salida será

$$v_L = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) v_2 - v_1 = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) 5,0000208 - 5 = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) 20,8 \mu = 22\ mV$$

$$v_1 = \frac{V_{CC} \cdot R}{R + R} = \frac{10 \cdot 120}{120 + 120} = 5,0000000\ V$$

$$v_2 = \frac{V_{CC} \cdot (R + \Delta R)}{R + R + \Delta R} = \frac{10 \cdot (120 + 0,001)}{120 + 120 + 0,001} = 5,0000208\ V$$

$$\therefore \frac{R_2}{R_1} = \left(\frac{22m}{20,8\mu} - 1 \right) \frac{1}{2} \approx 528$$

$$\text{Elijo } R_1 = 1\ k\Omega \text{ y por ende } R_2 = 528 \cdot R_1 = 528 \cdot 1k = 528\ k\Omega = R_2.$$

Ejercicio 2.22: Convertidor I-V con carga flotante.

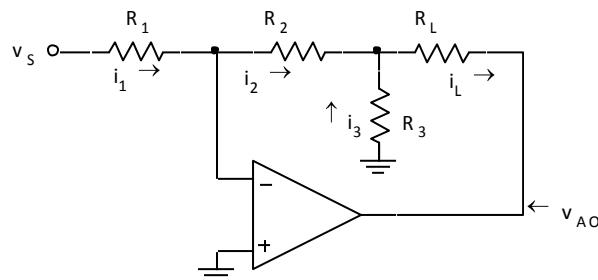
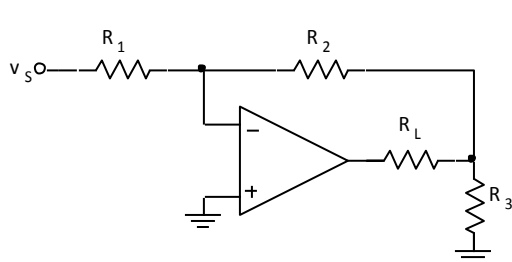
a) Hallar $i_L = f(v_s)$.

b) Diseñar para que Z_i que ve v_s sea $Z_i=1\ [K\Omega]$, $i_L=10\ [mA]$. Considerar $v_s=3\ [V]$ y que una tensión de offset $V_{OS}=1\ [mV]$ produce un voltaje en el nodo de v_{o1} igual a $V_{o1,offset}=6\ [mV]$ cuando $v_s=0\ [V]$.

c) Hallar el voltaje de salida del AO, es decir V_{AO} , si $R_L=100\ [\Omega]$.

d) Si $V_{AO,max}=10\ [V]$, hallar $R_{L,min}$.

e) En la condiciones del punto d) hallar v_s e i_L . Considerar que $V_{AO,max}=10\ [V]$ y $R_L=100\ [\Omega]$.

**PUNTO A:**

La corriente i_2 es igual en módulo que la corriente i_1 . El sentido de i_2 es del potencial más alto al más alto al más bajo, es decir va desde la tierra virtual hacia v_{o1} (suponiendo que v_s es positivo). Lo mismo sucede con el sentido de i_3 , va desde la tierra a v_{o1} . Por ende, i_L es la suma de estas dos corrientes.

$$i_L = i_2 + i_3 = \frac{v_s}{R_1} + \frac{R_2 v_s}{R_1 R_3} = \frac{v_s}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) = i_L$$

$$i_2 = i_1 = \frac{v_s}{R_1}$$

$$i_3 = \frac{0 - v_{o1}}{R_3} = \frac{0 - (-R_2 / R_1) v_s}{R_3} = \frac{R_2 v_s}{R_1 R_3}$$

$$v_{o1} = \frac{-R_2}{R_1} v_s = -\frac{5K}{1K} \cdot 1 = -5 \text{ V}$$

PUNTO B:

$$R_1 = Z_i = 1 \text{ K}\Omega = R_1$$

$$v_{o1, \text{Voffset}} = v_{os} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \rightarrow \therefore R_2 = \left(\frac{v_{o1, \text{Voffset}}}{v_{os}} - 1 \right) R_1 = \left(\frac{6\text{m}}{1\text{m}} - 1 \right) 1K = 5 \text{ K}\Omega = R_2$$

$$R_3 = \frac{-v_{o1}}{i_3} = -\left(\frac{-5}{4\text{m}} \right) = 1,25 \text{ K}\Omega = R_3$$

$$v_{o1} = \frac{-R_2}{R_1} v_s = -\frac{5K}{1K} 1 = -5 \text{ V}$$

$$i_L = i_2 + i_3 \rightarrow \therefore i_3 = i_L - i_2 = 5\text{m} - 1\text{m} = 4 \text{ mA}$$

PUNTO C:

$$i_L = \frac{v_{o1} - v_{AO}}{R_L} \rightarrow \therefore v_{AO} = -i_L R_L + v_{o1} = -5\text{m} \cdot 100 + -5 = -5,5 \text{ V} = v_{AO}$$

PUNTO D:

$$\text{De la misma ecuación anterior } \therefore R_L = \frac{v_{o1} - v_{AO}}{i_L} = \frac{-5 - (-10)}{5\text{m}} = 1 \text{ K}\Omega = R_L$$

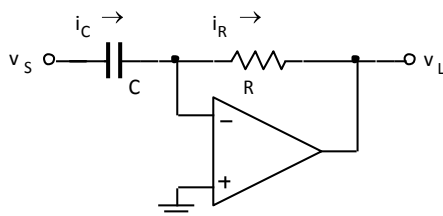
PUNTO E:

$$i_L = \frac{v_{o1} - v_{AO}}{R_L} = \frac{-5 - (-10)}{100} = 50 \text{ mA} = i_L$$

$$i_L = \frac{v_s}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \rightarrow \therefore v_s = \frac{i_L R_1}{1 + R_2 / R_3} = \frac{50\text{m} \cdot 1K}{1 + 5K / 1,25K} = 10 \text{ V} = v_s$$

Ejercicio 2.23: Derivador

Encontrar la función de transferencia en el tiempo de un derivador.



Del circuito de la figura comenzamos forzando a que $i_C = i_R$. Recordando que la corriente en un condensador es $i_C = d(v_{\text{Condensador}}/dt)$ tenemos que

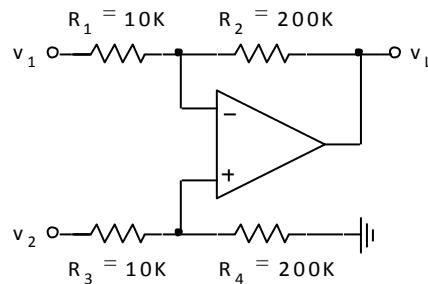
$$i_C = i_R$$

$$C \frac{d}{dt} [v_s - 0] = \frac{0 - v_L}{R} \rightarrow \therefore v_L = -RC \frac{dv_s}{dt}$$

Ejercicio 2.24: Restador

Del siguiente amplificador restador encontrar

- La ganancia de tensión diferencial **G** y las impedancias vistas por **v₁** y **v₂**.
- Rediseñar para que, manteniendo la misma **G**, la **Z_i** quede equilibrada en **10 [KΩ]**.
- En el punto a), hallar el voltaje de salida para una **V_{OS}=1 [mV]**.
- Ídem para el punto b).

**PUNTO A:**

$$v_L = v_1 \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) + v_2 \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} = v_1 \left(-\frac{200}{10} \right) + v_2 \frac{1 + 200/10}{1 + 10/200} = -20 \cdot v_1 + 20 \cdot v_2 = 20 \cdot v_2 - v_1 \Rightarrow \boxed{G = 20}$$

$$Z_i = 10K \parallel 200K = \boxed{9,52 \text{ K}\Omega} = Z_{i1} = Z_{i2}$$

PUNTO B:

Para mantener la misma ganancia se debe cumplir que

$$\frac{R_4}{R_3} = 20 \quad (1^{\text{ra}} \text{ condición})$$

Y para que la impedancia de entrada sea **10 [KΩ]** se debe cumplir que

$$R_4 \parallel R_3 = 10K \quad (2^{\text{da}} \text{ condición})$$

Mezclando la primera condición en la segunda tenemos

$$\frac{R_4 \cdot R_3}{R_4 + R_3} = \frac{R_4}{1 + R_4/R_3} = \frac{R_4}{1 + 20} = 10K \quad \rightarrow \therefore R_4 = 1 + 20 \cdot 10K = \boxed{210 \text{ K}\Omega} = R_4$$

Y como reemplazando este valor en la primera condición, nos queda

$$R_3 = \frac{R_4}{20} = \frac{210K}{20} = \boxed{10,5 \text{ K}\Omega} = R_3$$

PUNTO C:

$$V_{L,Voffset} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1m \left(1 + \frac{200K}{10K} \right) = \boxed{21 \text{ mV}} = V_{L,Voffset}$$

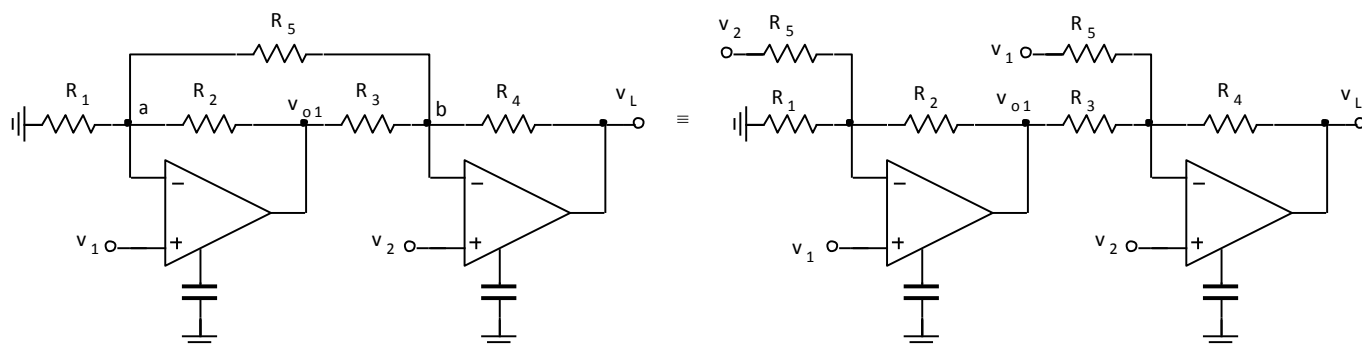
PUNTO D:

$$V_{L,Voffset} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1m \left(1 + \frac{210K}{10,5K} \right) = \boxed{21 \text{ mV}} = V_{L,Voffset}$$

Ejercicio 2.25: Amplificador dual con resistencia de realimentación

Del siguiente amplificador encontrar

- La función de transferencia y expresar v_L como $v_L = K(v_2 - v_1)$, sin considerar R_5 .
- Hacer $R_1 = R_4$ y $R_2 = R_3$, y calcular K .
- Conectar R_5 y hallar v_L en las condiciones del punto b).



PUNTO A:

$$v_L = v_{o1} \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) + v_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = v_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) + v_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[v_2 - v_1 \frac{1 + R_2/R_1}{\left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{R_3}{R_4}} \right] =$$

$$\square v_{o1} = v_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$v_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[v_2 - v_1 \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} \right]$$

No es posible poner v_L en función de $v_2 - v_1$, inevitablemente aparece un factor que multiplica a v_1 .

PUNTO B:

Si $R_1=R_4$ y $R_2=R_3$, entonces v_L

$$v_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[v_2 - v_1 \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_2/R_1} \right] = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_2 - v_1 = v_L \Rightarrow \boxed{K = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

PUNTO C:

El circuito que usamos para hallar v_L es el de la derecha.

$$\begin{aligned} v_L &= v_{L1} + v_{L2} = -v_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) + v_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) = v_2 - v_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) = v_L \\ \square v_{L1} &= -\frac{R_1}{R_5} v_1 - \frac{R_1}{R_2} \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\square R_5} \right) v_1 \right] = -v_1 \left(\frac{R_1}{R_5} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_1 \square R_5} \right) = -v_1 \left[\frac{R_1}{R_5} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_1 R_5} \right] = \\ &= -v_1 \left(\frac{R_1 R_2 + R_1 R_5 + R_2 R_1 + R_2 R_5}{R_2 R_5} \right) = -v_1 \frac{R_2 R_5 + R_1 R_5 + 2R_1 R_2}{R_2 R_5} = -v_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) \\ \square v_{L2} &= v_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2 \square R_5} \right) - \frac{R_1}{R_2} \left(-\frac{R_2}{R_5} v_2 \right) = v_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2 \square R_5} + \frac{R_1}{R_5} \right) = v_2 \left(1 + \frac{R_1 R_2 + R_5 R_1 + R_1 R_2}{R_2 R_5} \right) = \\ &= v_2 \left(1 + \frac{R_5 R_1 + 2R_1 R_2}{R_2 R_5} \right) = v_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) \end{aligned}$$

Otra forma de resolver este ejercicio es usar las corrientes en los nodos **a** y **b** del circuito de la izquierda.

Nodo a:
$$\frac{0 - v_1}{R_2} = \frac{v_1 - v_2}{R_5} + \frac{v_1 - v_{o1}}{R_1}$$

Nodo b:
$$\frac{v_2 - v_L}{R_2} = \frac{v_1 - v_2}{R_5} + \frac{v_{o1} - v_2}{R_1}$$

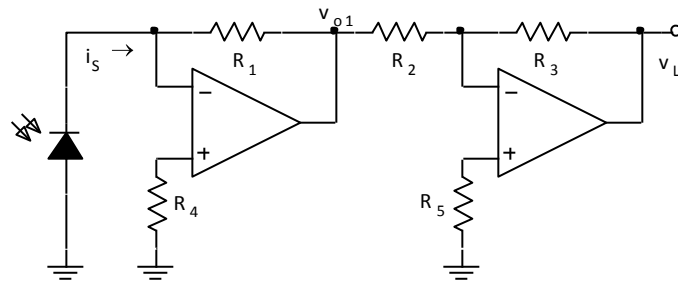
Si sumamos las dos ecuaciones nos queda

$$\frac{v_2 - v_1}{R_2} - \frac{v_L}{R_2} = 2 \frac{v_1 - v_2}{R_5} + \frac{v_1 - v_2}{R_1} \rightarrow \therefore v_L = v_2 - v_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right)$$

Ejercicio 2.26: Convertidor I-V con fotodiodo

Para el siguiente amplificador

- Hallar la función de transferencia.
- Diseñar para que $v_L = 3 \text{ [V]}$ cuando $i_S = 3 \text{ [\mu A]}$.
- ¿Qué características debe tener el primer AO?



PUNTO A:

$$v_L = -\frac{R_3}{R_2} v_{o1} = -\frac{R_3}{R_2} (-R_1 i_S) = \frac{R_1 R_3}{R_2} i_S = v_L$$

PUNTO B:

Elijo $R_1 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ entonces $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

PUNTO C:

“...tiene relación con los cálculos de diseño del punto anterior Yo hable de que eran importantes una baja los y Vos para no sacarle corriente al fotodiodo.”

En la oscuridad el fotodiodo conduce por lo general corriente del orden de los **[nA]**, y dependiendo de la energía radiante que incida en él, puede conducir hasta **50 [μA]** o más; así que la corriente de polarización de la entrada inversora debe estar muy por debajo de estos valores. También la V_{os} tiene que hacer variar a la salida mucho menos que lo que lo hace la corriente del fotodiodo. La variación de v_{o1} debido a la temperatura también debe tenerse en cuenta. En resumen, AO1 debe tener mejor comportamiento estático que AO2. También es cierto que si V_{os} e I_{os} añaden error a la salida de AO1, AO2 no tiene forma de discriminar entre ruido y señal.

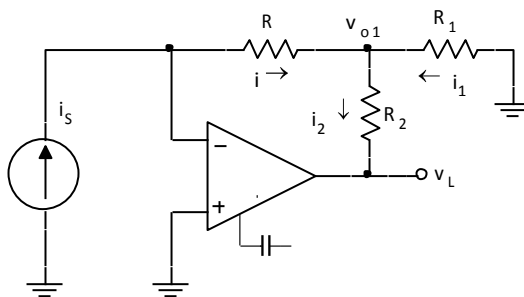
Lo que está en cursiva y entre comillas lo saqué de un apunte de un final que lo bajé de Facebook; el segundo párrafo es una respuesta mía, que no tiene por qué ser exacta, sólo desarrollé un poco lo anterior.

Ejercicio 2.27: Convertidor I-V de alta sensibilidad compensado

Para el siguiente amplificador

a) Hallar la función de transferencia.

b) Efecto de la corriente de polarización en el voltaje de salida.



PUNTO A:

$$\frac{v_{o1} - v_L}{R_2} = i_2 \quad \rightarrow \quad \therefore v_L = v_{o1} - R_2 i_2 = -i_s R - R_2 i_s \left(1 + \frac{R}{R_1} \right) = -i_s \left(R + R_2 + \frac{R_2 R}{R_1} \right) = -i_s R \left(1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R_1} \right) = v_L$$

$$\square v_{o1} = -i_s R$$

$$\square i_2 = i + i_1 = i_s + \frac{R}{R_1} i_s = i_s \left(1 + \frac{R}{R_1} \right)$$

$$\square i = i_s$$

$$\square i_1 = \frac{0 - v_{o1}}{R_1} = \frac{0 - (-i_s R)}{R_1} = \frac{R}{R_1} i_s$$

PUNTO B: Suponiendo que R_s es la resistencia de v_s

$$v_{L, \text{Voffset}} = v_{o1} - R_2 i_2 = V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R_s} \right) - \left[-\frac{V_{OS}}{R_s} \left(1 + \frac{R_s}{R_1} + \frac{R}{R_1} \right) \right] = V_{OS} \left[1 + \frac{R + R_2 \left(1 + \frac{R_s + R}{R_1} \right)}{R_s} \right] = v_{L, \text{Voffset}}$$

$$\square v_{o1} = V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R_s} \right)$$

$$\square i_2 = i + i_1 = -V_{OS} R_s - \frac{V_{OS}}{R_1} \left(1 + \frac{R}{R_s} \right) = -\frac{V_{OS}}{R_s} \left(1 + \frac{R_s}{R_1} + \frac{R}{R_1} \right)$$

$$\square i = \frac{v_p - v_{o1}}{R} = \frac{V_{OS} - V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R_s} \right)}{R} = -\frac{V_{OS}}{R_s}$$

$$\square i_1 = \frac{0 - v_{o1}}{R_1} = \frac{0 - V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R_s} \right)}{R_1} = -\frac{V_{OS}}{R_1} \left(1 + \frac{R}{R_s} \right)$$

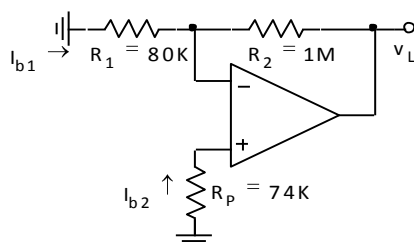
Ejercicio 2.28: Corrientes de polarización.

En un AO en configuración inversora: $I_{b1}=0,3 \text{ } [\mu\text{A}]$, $I_{b2}=0,4 \text{ } [\mu\text{A}]$, $R_2=1 \text{ } [\text{M}\Omega]$ y $R_1=80 \text{ } [\text{K}\Omega]$. Se pide:

a) Circuito equivalente con I_B , I_{OS} , corrección para el circuito inversor y $V_{L,OS}$ del circuito corregido.

b) Ídem para el circuito no inversor.

c) Ídem para el circuito buffer (seguidor).



En los tres circuitos la compensación es la misma: una R_p en la pata no inversora.

$$I_B = \frac{I_{b2} + I_{b1}}{2} = \frac{0,4\mu + 0,3\mu}{2} = 3,5 \mu A = I_B$$

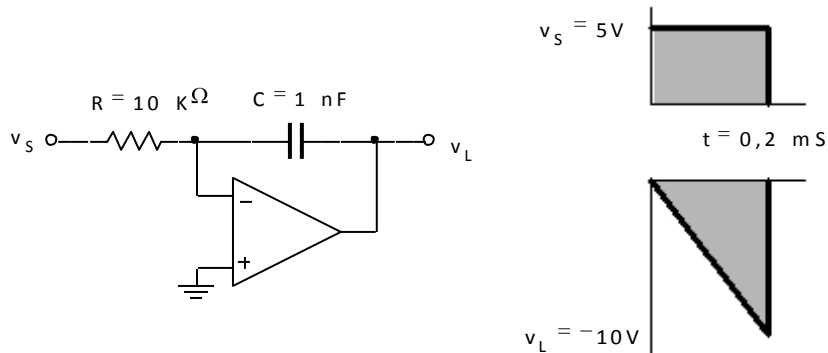
$$I_{OS} = I_{b2} - I_{b1} = 0,4\mu - 0,3\mu = 0,1 \mu A = I_{OS}$$

$$R_p = R_2 \parallel R_1 = 1M \parallel 80K \approx 74 K\Omega = R_p$$

$$V_{L,OS} = R_2 \cdot I_{OS} = 1M \cdot 0,1\mu = 100 mV = V_{L,OS}$$

Ejercicio 2.29: Integrador.

Hallar la salida con una entrada rectangular.



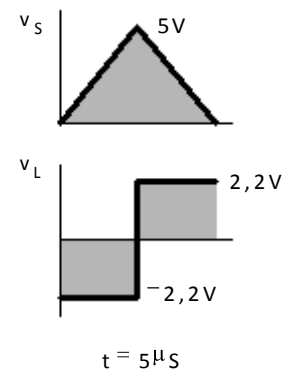
$$v_L(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s(t) dt = \frac{-1}{10K \cdot 10n} \int_0^{0,2m} 5 dt = \frac{-5}{10K \cdot 10n} t = 50K \cdot t = v_L(t)$$

Ejercicio 2.30: Derivador.

En un derivador donde $C=1$ [nF] y $R=2,2$ [KΩ], hallar v_L para una entrada triangular.

$$v_L^+ = -RC \cdot \frac{dv_s}{dt} = -RC \cdot \frac{\Delta v_s}{\Delta t} = -2,2K \cdot 1n \cdot \frac{5-0}{5\mu-0} = -2,2 V$$

$$v_L^- = -RC \cdot \frac{dv_s}{dt} = -RC \cdot \frac{\Delta v_s}{\Delta t} = -2,2K \cdot 1n \cdot \frac{0-5}{10\mu-5\mu} = +2,2 V$$



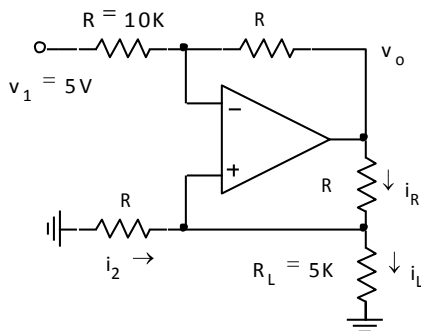
Ejercicio 3.31: Amplificador de instrumentación.

En un AI tenemos $R_f=25$ [KΩ] y $A_d=500$ hallar R_G (es el resistor variable).

$$A_d = 1 + \frac{2 \cdot R_f}{R_G} \rightarrow \therefore R_G = \frac{2 \cdot R_f}{A_d - 1} = \frac{2 \cdot 25K}{500 - 1} = 100,2 \Omega = R_G$$

Ejercicio 3.32: Convertidor V-I con carga a masa (fuente Howland).

En el siguiente convertidor hallar i_L , v_L y v_o .



$$i_L = i_2 + i_R = \frac{v_2 - v_L}{R} + \frac{v_o - v_L}{R} = \frac{v_2 + v_o}{R} - \frac{2 \cdot v_L}{R} = \frac{v_2 + 2v_L - v_1}{R} - \frac{2 \cdot v_L}{R} = \frac{v_2 - v_1}{R} = \frac{0 - 5}{10K} = -0,5 \text{ mA} = v_L$$

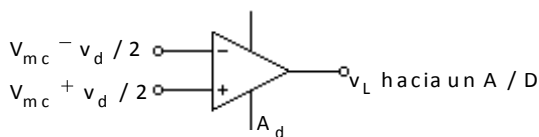
$$v_o = v_p \left(1 + \frac{R}{R} \right) - v_1 \frac{R}{R} = v_L (1 + 1) - v_1 = 2 \cdot v_L - v_1$$

$$v_L = i_L \cdot R_L = -0,5 \text{ mA} \cdot 5K = -2,5 \text{ V} = v_L$$

$$v_o = 2 \cdot v_L - v_1 = 2 \cdot -2,5 - 5 = -5 \text{ V} = v_o$$

Ejercicio 3.33: Ganancia de un AO.

En el siguiente AO, $V_d = 1 \text{ [mV]}$ y $V_{mc} = 10 \text{ [mA]}$. El requerimiento del A/D es $V_{L,mc-max} = 5\% \cdot V_L$. Hallar, A_d , A_{mc} , $RRMC$ y $V_{mc,max}$ con una $RRMC = 110 \text{ dB}$.



$$A_d = \frac{v_L}{v_d} = \frac{1}{1m} = 1000 = A_d$$

$$A_{mc} = \frac{V_{L,mc}}{V_{mc}} = \frac{50m}{10m} = 5 = A_{mc}$$

$$V_{L,mc} = 0,05 \text{ V}$$

$$RRMC_{dB} = 20 \cdot \log RRMC = 20 \cdot \log 200 = 46 \text{ dB} = RRMC_{dB}$$

$$RRMC = \frac{A_d}{A_{mc}} = \frac{1000}{5} = 200$$

Con una $RRMC = 110 \text{ dB}$ tengo que re calcular A_{mc} .

$$A_{mc} = \frac{V_{L,mc,max}}{V_{mc,max}} \rightarrow \therefore V_{mc,max} = \frac{V_{L,mc,max}}{A_{mc}} = \frac{0,05}{3,162K} = 15,81 \text{ V} = V_{mc,max}$$

$$RRMC_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{A_d}{A_{mc}} \right) \rightarrow \therefore A_{mc} = \frac{A_d}{10^{RRMC_{dB}/20}} = \frac{1000}{10^{110/20}} = 3162$$

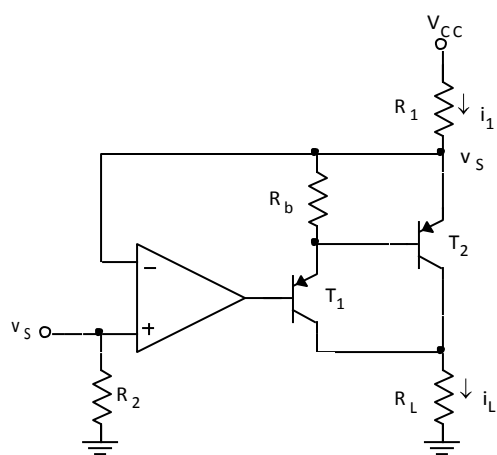
Ejercicio 2.34: Convertidor V-I con Darlington a la salida (*Ejercicio no resuelto*)

Del convertidor V-I de la figura:

- Obtener la función de transferencia.
- ¿Cuál es el efecto práctico del T_1 y T_2 y qué condiciones mínimas debe cumplir T_2 en cuanto a la tensión y la corriente?

Lo único que pude hacer de este ejercicio es que el hecho de que la intensidad de base sea mucho más pequeña que la intensidad de colector ($\beta \gg 1$). La intensidad de salida en estos circuitos es

$$i_1 = i_L = \frac{V_{CC} - v_s}{R_1}$$



Sin embargo, este circuito simulado da que la corriente i_1 efectivamente vale eso, independientemente del valor de R_L . Pero i_L no vale eso, no pude encontrar ningún apunte que me diga cuánta corriente se desvía a los transistores y por qué. Con respecto a las condiciones que deben cumplir los transistores, solo se me ocurre decir que la corriente de base de T_1 debe ser comparable a la corriente de salida del AO, para que pueda excitar T_1 . Con lo de la tensión, $V_{CE,sat2} = 0,65V + V_{CE,sat1}$. Por supuesto que esto es lo primero que se me ocurre, y por lo general lo primero que se me ocurre suele estar mal jeje.

Ejercicio 2.35: RRM C

Un circuito sensor entrega una señal de $v_d = 5$ [mV], la señal de ruido medido a la entrada del amplificador es de $v_{mc} = 15$ [mV]. Se requiere una señal de salida diferencial $V_{ca,d} = 1$ [V] y que la $V_{ca,mc}$ no supere el 1% de $V_{ca,d}$. Encontrar la RRM C.

$$RRMC = 20 \cdot \log \frac{A_d}{A_{mc}} = 20 \cdot \log \frac{200}{0,67} \approx \boxed{49 \text{ dB} = RRM C}$$

$$\square A_d = \frac{V_{ca,d}}{V_d} = \frac{1}{5m} = 200$$

$$\square A_{mc} = \frac{V_{ca,mc}}{V_{mc}} = \frac{0,01 \cdot V_{ca,d}}{V_{mc}} = \frac{0,01 \cdot 1}{15m} \approx 0,67$$

Ejercicio 2.36: Deriva

¿Cuánto vale V_{OS} en el LM307 a una temperatura de 70 [°C]?

De la hoja de datos del LM307 tenemos que la V_{OS} para $T = 25$ [°C] es de 2 [mV], y que las derivas de tensión típica y máxima son 6 [$\mu V/^\circ C$] y 30 [$\mu V/^\circ C$] respectivamente.

$$V_{OS,typ} \Big|_{T=70^\circ C} = V_{OS} \Big|_{T=25^\circ C} + \frac{\partial V_{OS}}{\partial T} \Big|_{typ} \Delta T = 2m + 6\mu \cdot 70 - 25 = \boxed{2,27 \text{ mV} = V_{OS,typ} \Big|_{T=70^\circ C}}$$

$$V_{OS,max} \Big|_{T=70^\circ C} = V_{OS} \Big|_{T=25^\circ C} + \frac{\partial V_{OS}}{\partial T} \Big|_{max} \Delta T = 2m + 30\mu \cdot 70 - 25 = \boxed{3,35 \text{ mV} = V_{OS,max} \Big|_{T=70^\circ C}}$$

En el apunte de González este ejercicio sale con otros valores, pero creo que está mal, porque vemos la siguiente expresión

$$\left[\frac{\mu V}{^\circ C} \right] * ^\circ K = mV$$

O sea, que simplifica grados Kelvin con grados centígrados.

Ejercicio 2.37: PSRR

¿Cuál será el ripple de la V_{OS} en un LM324 si el ripple de la fuente de alimentación es de $\Delta V_{CC} = \pm 0,25$ [V]?

De la hoja de datos del LM324 tenemos que la **PSRR=100 [dB]**. Entonces

$$\Delta V_{OS} = V_{OS2} - V_{OS1} = 2,5 \mu - -2,5 \mu = 5 \mu V = \Delta V_{OS}$$

$$\Delta V_{OS2} = \frac{+\Delta V_{CC}}{PSRR} = \frac{0,25}{100K} = 2,5 \mu V$$

$$PSRR|_{\text{veces}} = 10^{PSRR \text{ dB} / 20} = 10^{100/20} = 100K$$

$$\Delta V_{OS1} = \frac{-\Delta V_{CC}}{PSRR} = \frac{-0,25}{100K} = -2,5 \mu V$$

Ejercicio 2.38: Ancho de banda

Encontrar el BW aproximado del LM747.

De la hoja de datos, vemos que **$t_r \approx 0,3$ [μs]**, entonces

$$BW \text{ MHz} = \frac{0,35}{t_r \mu s} = \frac{0,35}{0,3} = 1,2 \text{ MHz} = BW$$

Ejercicio 2.39: Distorsión para señal fuerte

Hallar la frecuencia máxima para que la salida (sinusoidal) no distorsione en un LM307.

a) Para **$V_{o,pp} = 16$ [V]** (voltaje pico a pico).

b) Para **$V_{o,pp} = 28$ [V]**.

PUNTO A:

De la hoja de datos del LM307 tenemos que **$SR \approx 0,5$ [V/μV]**. Tenemos entonces

$$f_{max} \approx \frac{SR}{6,28 \cdot V_{o,p}} = \frac{0,5}{6,28 \cdot 8} = 9,9 \text{ KHz} = f_{max}$$

En la hoja de datos figura que esta frecuencia es aproximadamente **9 [KHz]**.

PUNTO B:

$$f_{max} \approx \frac{SR}{6,28 \cdot V_{o,p}} = \frac{0,5}{6,28 \cdot 14} = 5,7 \text{ KHz} = f_{max}$$

En la hoja de datos figura que esta frecuencia es aproximadamente **5 [KHz]**.

Ejercicio 2.40: Impedancia de entrada y de salida

Hallar la impedancia de entrada del AO y de salida en un amplificador con un LF157 en configuración inversora. Los valores de las resistencias son **$R_1 = 1$ [KΩ]** y **$R_2 = 10$ [KΩ]**.

De la hoja de datos del LF157: **$Z_{i,AO} = 10^{12}$ [Ω]**, **$Z_{o,AO} = 10$ [Ω]** y la ganancia de lazo abierto es **$a_v = 100K$** .

$$Z_{if} = \frac{R_2 \parallel Z_{i,AO}}{a_v} = \frac{10K \parallel 1T}{100K} \approx \frac{10K}{100K} = 0,1 \Omega = Z_{if}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{R_2 \parallel Z_{o,AO}}{\frac{R_1 \parallel R_2}{R_2}} \approx \frac{Z_{o,AO}}{\frac{R_1 \parallel R_2}{R_2}} = \frac{Z_{o,AO}}{a_v} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{10}{100K} \left(1 + \frac{10}{1} \right) = 1100 \mu \approx 0 = Z_{of}$$

1.3 – Respuesta en frecuencia

Los primeros nueve ejercicios están dedicados a la respuesta en frecuencia del amplificador de una etapa en emisor común y son los que da Olmos en clase. Los últimos tres son circuitos con AO y pueden llegar a salir en el múltiple-opción de González.

A continuación, la etapa amplificador en emisor común; el circuito equivalente para media, alta y baja frecuencia; las fórmulas necesarias para calcular las frecuencias de corte; y las resistencias y capacidades equivalentes.

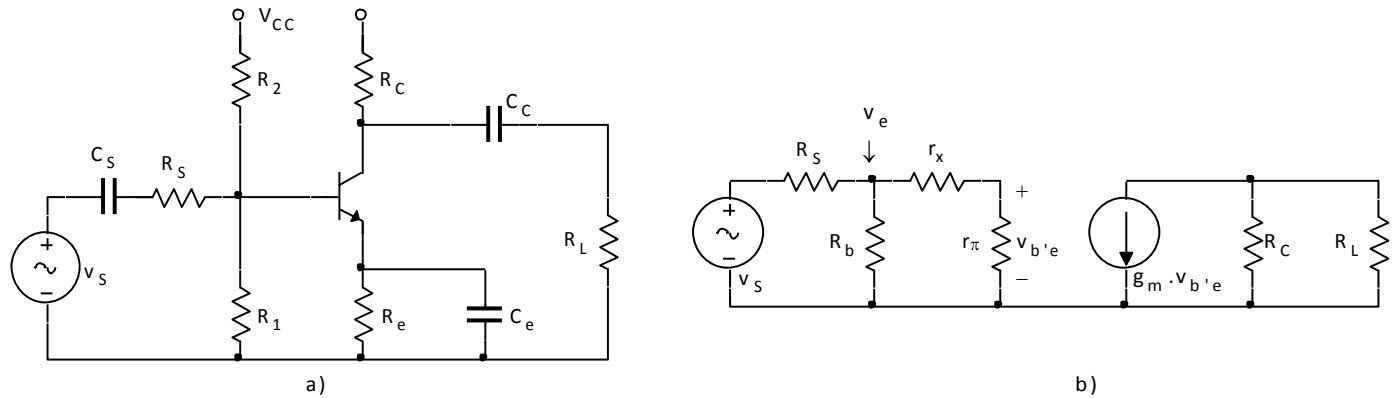


Figura 1-1: a) Amplificador de una etapa en emisor común y **b)** circuito equivalente para pequeña señal (a frecuencias medias).

Las resistencias h_{ie} y r_{π} , y la ganancia g_m serán

$$h_{ie} = r_{\pi} + r_x \quad (1-1)$$

$$r_{\pi} = \frac{25 \text{ mV} \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} \quad (1-2)$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_{\pi}} = C_{\pi} \cdot \omega_T \quad (1-3)$$

A baja frecuencia tendremos que las frecuencias de corte que introducen cada uno de los condensadores, dependen del valor del condensador en sí y de la resistencia equivalente vista desde el condensador en cuestión.

$$f_{Le} = f_L = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot C_e} \quad (1-4)$$

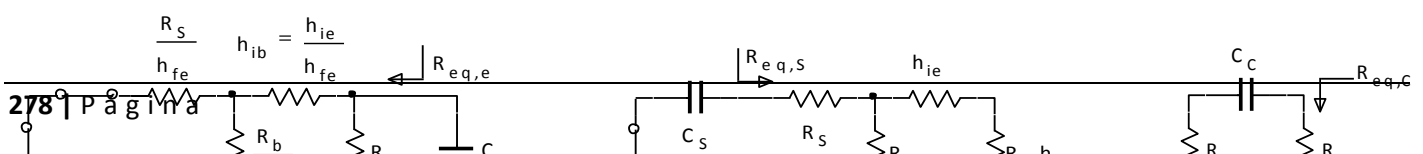
$$R_{eq,e} = R_{equivalente \text{ vista desde } C_e} = R_e \left[h_{ib} + \frac{R_s \parallel R_b}{h_{fe}} \right]$$

$$f_{LS} = \frac{f_{Le}}{10} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,S} \cdot C_S} \quad (1-5)$$

$$R_{eq,S} = R_{equivalente \text{ vista desde } C_S} = R_s \parallel R_b \parallel h_{ie} + R_e \cdot h_{fe}$$

$$f_{LC} = \frac{f_{Le}}{10} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,C} \cdot C_C} \quad (1-6)$$

$$R_{eq,C} = R_{equivalente \text{ vista desde } C_C} = R_C \parallel R_L$$



Para alta frecuencia tendremos las siguientes expresiones:

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot C_T} \quad (1-7)$$

$$C_T = C_\pi + C_M \quad (1-8)$$

$$C_M = C_\mu (1 + g_m \cdot R_C \parallel R_L) \quad (1-9)$$

$$R_T = R_{\text{equivalente vista desde } C_T \text{ con la señal pasivada}} = r_\pi \parallel r_x + R_b \parallel R_S$$

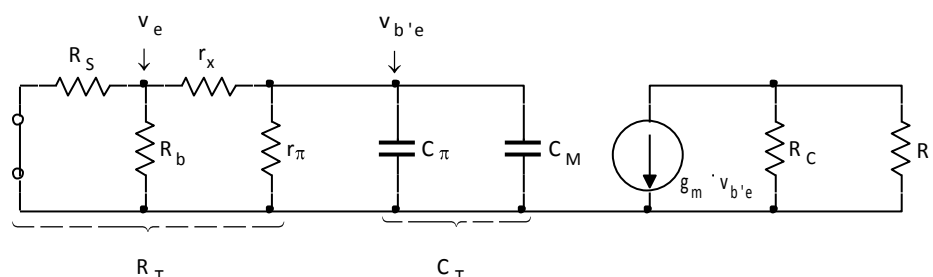


Figura 1-3: Circuito equivalente para pequeña señal a alta frecuencia. Las resistencias en el análisis de alta frecuencia **NO** se reflejan.

Por último, las ecuaciones de las rectas de polarización y de carga en continua y la $I_{CQ,MES}$.

$$\text{rp: } v_b = I_{CQ} \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) + v_{BEQ} \quad (1-10)$$

$$\text{rcc: } v_{CC} = I_{CQ} \cdot R_{CC} + v_{CEQ} \quad (1-11)$$

$$\text{MES } I_{CQ,MES} = \frac{v_{CC}}{R_{CC} + R_{CA}} \quad v_{CEQ,MES} = \frac{v_{CC}}{2} \quad (1-12)$$

Ejercicio 3.1: Etapa amplificadora EC

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos:	$V_{CC}=15$ [V]	$h_{fe}=80$	Se pide	a) A_{vm} y f_H para $R_C=100$ [Ω].
	$R_2=7,5$ [K Ω]	$f_T=750$ [MHz]		b) A_{vm} y f_H para $R_C=200$ [Ω].
	$R_1=2,7$ [K Ω]	$r_x=30$ [Ω]		
	$R_e=200$ [Ω]	$C_\mu=2,5$ [pF]		
	$R_S=500$ [Ω]	C_C y R_L no son tenidas en cuenta.		

Frecuencias medias: el circuito es como el de la **Figura 1-1b** (sin R_L). Sus elementos son

$$R_b = R_2 \parallel R_1 = 7,5K \parallel 2,7K = 1,98 \text{ K}\Omega$$

$$r_\pi = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25m \cdot 80}{14,53m} \approx 137 \text{ }\Omega \quad \text{Ecuación (1-2)}$$

$$I_{CQ} = \frac{v_b - v_{BEQ}}{R_b / \beta + R_e} = \frac{3,97 - 0,7}{2K / 80 + 200} = 14,53 \text{ mA} \quad \text{Despejado de (1-10)}$$

La ganancia de tensión a frecuencias medias será

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_{b'e}} \cdot \frac{v_{b'e}}{v_b} \cdot \frac{v_b}{v_s} = -58 \cdot R_C \cdot 0,82 \cdot 0,23 = -0,109 \cdot R_C$$

$$\frac{v_L}{v_{b'e}} = -g_m \cdot R_C = -0,58 \cdot R_C$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = \frac{80}{137} = 0,58$$

$$\frac{v_{b'e}}{v_b} = \frac{r_\pi}{r_x + r_\pi} = \frac{137}{137 + 30} = 0,82$$

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_b \parallel r_x + r_\pi}{R_s + R_b \parallel r_x + r_\pi} = \frac{2K \parallel 30 + 137}{500 + 2K \parallel 30 + 137} = 0,23$$

Frecuencias altas: el circuito es como el de la **Figura 1-3** (sin R_L). La frecuencia f_H será

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot C_{T1} \cdot R_T} = \frac{1}{2\pi \cdot 125,5p + 1,45p \cdot R_C \cdot 104} = \frac{1}{82n + 947p \cdot R_C}$$

$$R_T = r_\pi \parallel r_x + R_b \parallel R_s = 137 \parallel 30 + 2K \parallel 500 \approx 104 \Omega$$

$$C_T = C_\pi + C_{M1} = 123p + 2,5p + 145p \cdot R_C = 125,5p + 1,45p \cdot R_C \text{ F}$$

$$C_M = C_\mu \cdot 1 + g_m \cdot R_C = 2,5p \cdot 1 + 0,58 \cdot R_C = 2,5p + 1,45p \cdot R_C \text{ F}$$

$$C_\pi = \frac{g_m}{2\pi \cdot f_T} = \frac{0,58}{2\pi \cdot 750M} = 123 \text{ pF}$$

PUNTO A:

$$A_{vo}|_{R_C=100} = -0,109 \cdot 100 = \boxed{-10,9 \text{ V/V} = A_{vo1}}$$

$$f_H|_{R_C=100} = \frac{1}{82n + 947p \cdot 100} \approx \boxed{5,66 \text{ MHz} = f_{H1}}$$

PUNTO B:

$$A_{vo}|_{R_C=200} = -0,109 \cdot 200 = \boxed{-21,8 \text{ V/V} = A_{vo2}}$$

$$f_H|_{R_C=200} = \frac{1}{82n + 947p \cdot 200} \approx \boxed{3,68 \text{ MHz} = f_{H2}}$$

Ejercicio 3.2:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos:	$R_S=1 \text{ [K}\Omega\text{]}$	$r_x=100 \text{ [}\Omega\text{]}$	Se pide:	a) C_S
	$R_e=300 \text{ [}\Omega\text{]}$	$C_\mu=5 \text{ [pF]}$		b) C_e
	$R_b=10 \text{ [K}\Omega\text{]}$	$f_T=200 \text{ [MHz]}$		c) VCC
	$h_{fe}=40$	$f_L=20 \text{ [Hz]}$		d) RC
	$V_{CEQ}=5 \text{ [V]}$	$f_H=20 \text{ [KHz]}$		
	$I_{CQ}=2,5 \text{ [mA]}$	R_L no es tomada en cuenta		

PUNTO A:

De **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** $\therefore C_S = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,S} \cdot f_{LS}} = \frac{1}{2\pi \cdot 6,53K \cdot 2} = \boxed{12,2 \text{ }\mu\text{F} = C_S}$

$$f_{LS} = f_{Le} / 10 = f_L / 10 = 20 / 10 = 2 \text{ Hz}$$

$$R_{eq,S} = R_S + R_b \parallel r_x + r_{\pi} + R_e^* = 1K + 10K \parallel 100 + 300 + 300 \cdot 40 = 6,53 \text{ K}\Omega$$

$$r_{\pi} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25m \cdot 40}{2,5m} = 400 \text{ }\Omega$$

$$R_e^* = R_e h_{fe} = 300 \cdot 40 = 12 \text{ K}\Omega$$

PUNTO B:

De **jError! No se encuentra el origen de la referencia.** $C_e = \frac{1}{2\pi \cdot f_{Le} \cdot R_{eq,e}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 31,52} \approx 252 \text{ }\mu\text{F} = C_e$

$$f_{Le} = f_L = 20 \text{ Hz}$$

$$R_{eq,e} = R_e \parallel h_{ib} + R_b \parallel R_S' = 300 \parallel 12,5 + 250 \parallel 25 = 31,52 \text{ }\Omega$$

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{500}{40} = 12,5 \text{ }\Omega$$

$$h_{ie} = r_x + r_{\pi} = 100 + 400 = 500 \text{ }\Omega$$

$$r_{\pi} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25m \cdot 40}{2,5m} = 400 \text{ }\Omega$$

$$R_b' = \frac{R_b}{h_{fe}} = \frac{10K}{40} = 250 \text{ }\Omega$$

$$R_S' = \frac{R_S}{h_{fe}} = \frac{1K}{40} = 25 \text{ }\Omega$$

PUNTO C:

rcc $V_{CC} = I_{CQ} R_C + R_e + V_{CEQ} = 2,5m \cdot 55,4K + 300 + 5 = 143,6 \text{ V} = V_{CC}$

De **(1-9)** $\therefore R_C = \left(\frac{C_M}{C_{\mu}} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = \left(\frac{27,7n}{5p} - 1 \right) \frac{1}{0,1} = 55,4 \text{ K}\Omega$

De **(1-8)** $\therefore C_M = C_T - C_{\pi} = 27,78n - 79,58p = 27,7 \text{ nF}$

De **(1-7)** $\therefore C_T = \frac{1}{2\pi \cdot f_H \cdot R_T} = \frac{1}{2\pi \cdot 20K \cdot 286,45} = 27,78 \text{ nF}$

$$R_T = r_{\pi} \parallel r_x + R_b \parallel R_S = 400 \parallel 100 + 10K \parallel 1K = 286,45 \text{ }\Omega$$

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi \cdot f_T} = \frac{0,1}{2\pi \cdot 200M} = 79,58 \text{ pF}$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_{\pi}} = \frac{40}{400} = 0,1$$

De **(1-1)** $\therefore r_{\pi} = h_{ie} - r_x = 500 - 100 = 400 \text{ }\Omega$

PUNTO D:

Ya fue calculada en el punto anterior.

$$R_C = 55,4 \text{ K}\Omega$$

Ejercicio 3.3:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos: $R_2=480 \text{ [K}\Omega]$ $r_x=0$

Se pide:

a) C_e para $f_L=100 \text{ [Hz]}$

$$R_e = 100 \, [\Omega] \quad \omega_T = 1.108 \, [\text{rad/seg}]$$

$$h_{fe} = 100 \, (\text{Ge}) \quad C_{\mu} = 62,5 \, [\text{pF}]$$

$$C_{\pi} = 800 \, [\text{pF}]$$

R_S, R_1, R_L y C_C no son tenidas en cuenta

b) V_{CEQ} para un BW=10 [KHz]

PUNTO A:

De **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** $\therefore C_e = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 98 \cdot 100} = 16,24 \, \mu\text{F} = C_e$

$$R_{eq,e} = R_e \parallel h_{ib} + R_2' = 100 \parallel 12,5 + 4,8\text{K} \approx 98 \, \Omega$$

$$R_2' = R_2 / h_{fe} = 480\text{K} / 100 = 4,8 \, \text{K}\Omega$$

$$h_{ib} = h_{ie} / h_{fe} = 1,25\text{K} / 100 = 12,5 \, \Omega$$

$$h_{ie} = r_x + r_{\pi} = 0 + 12,5 = 12,5 \, \Omega$$

$$r_{\pi} = h_{fe} / g_m = 100 / 0,08 = 1,25 \, \text{K}\Omega$$

$$g_m = C_{\pi} \cdot \omega_T = 800\text{p} \cdot 1.108 = 0,08$$

PUNTO B:

De **rcc** $\therefore V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_L + R_e = 10 - 2\text{m} \cdot 2374 + 100 = 5,05 \, \text{V} = V_{CEQ}$

$$V_{CC} = V_b = I_{CQ} \left(\frac{R_2}{h_{fe}} + R_e \right) + V_{BEQ} \quad \text{Ge} = 2\text{m} \left(\frac{480\text{K}}{100} + 100 \right) + 0,2 = 10 \, \text{V}$$

$$I_{CQ} = \frac{25\text{m} \cdot h_{fe}}{r_{\pi}} = \frac{25\text{m} \cdot h_{fe}}{h_{ie} - 0} = \frac{25\text{m} \cdot 100}{1,25\text{K}} = 2 \, \text{mA}$$

De **(1-9)** $\therefore R_L = \left(\frac{C_M}{C_{\mu}} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = \left(\frac{11,93\text{p}}{62,5\text{p}} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = 2373,98 \, \Omega$

De **(1-8)** $\therefore C_M = C_T - C_{\pi} = 12,73\text{n} - 800\text{p} = 11,93 \, \text{pF}$

De **(1-7)** $\therefore C_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,25\text{K} \cdot 10\text{K}} = 12,7 \, \text{pF}$

$$R_T = r_{\pi} \parallel R_b = 1,25\text{K} \parallel 480\text{K} \approx 1,25 \, \text{K}\Omega$$

Ejercicio 3.4:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos: $h_{fe}=100$ $r_x=0$ Se pide: a) $V_{CEQ,MES}$
 $R_e=100 \, [\Omega]$ $C_{\mu}=500 \, [\text{pF}]$ b) BW exacto
 $h_{ie}=125 \, [\Omega]$ $C_{\pi}=5 \, [\text{nF}]$
 $R_b=?$ C_C, R_S y R_L no son tenidas en cuenta

PUNTO A:

De **rcc** $\therefore V_{CEQ,MES} = V_{CC} - I_{CQ,MES} R_C + R_e = 2,9 - 20\text{m} \cdot 22,5 + 100 = 0,45 \, \text{V} = V_{CEQ,MES}$

$$I_{CQ} = \frac{25\text{m} \cdot h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{25\text{m} \cdot 100}{125} = 20 \, \text{mA}$$

$$V_b = V_{CC} = I_{CQ} \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) + V_{BEQ} \quad \text{Si} = 20\text{m} \left(\frac{1\text{K}}{100} + 100 \right) + 0,7 = 2,9 \, \text{V}$$

$$R_b = \frac{R_e \cdot \beta}{10} = \frac{100 \cdot 100}{10} = 1 \, \text{K}\Omega$$

Por criterio de estabilidad

$$I_{CQ,MES} = \frac{V_{CC}}{R_{CA} + R_{CC}} = \frac{V_{CC}}{R_L + R_e + R_L} \rightarrow \therefore R_L = \left(\frac{V_{CC}}{I_{CQ,MES}} - R_e \right) \frac{1}{2} = \left(\frac{2,9}{20m} - 100 \right) \frac{1}{2} = 22,5 \Omega$$

PUNTO B:

$$BW = f_H - f_L = 98,88K - 500 \approx \boxed{98,4 \text{ KHz} = BW}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot C_T} = \frac{1}{2\pi \cdot 111 \cdot 14,5n} = 98,88 \text{ KHz}$$

$$R_T = R_b \parallel h_{ie} = 1K \parallel 125 = 111 \Omega$$

$$C_T = C_\pi + C_M = 5n + 9,5n = 14,5 \text{ nF}$$

$$C_M = C_\mu \cdot 1 + g_m \cdot R_C = 500p \cdot 1 + 0,8 \cdot 22,5 = 9,5 \text{ nF}$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{100}{125} = 0,8$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot C_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 10,1 \cdot 31,5\mu} = 500,25 \approx 500 \text{ Hz}$$

$$R_{eq,e} = R_e \parallel h_{ib} + R_b' = 100 \parallel 1,25 + 10 = 10,1 \Omega$$

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{125}{100} = 1,25 \Omega$$

$$R_b' = \frac{R_b}{h_{fe}} = \frac{1K}{100} = 10 \Omega$$

Ejercicio 3.5:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos:	$R_C=1 \text{ [K}\Omega\text{]}$	$R_b=1 \text{ [K}\Omega\text{]}$	Se pide:	a) V_b , V_{CC} y $V_{CEQ,MES}$
	$R_L=100 \text{ [}\Omega\text{]}$	$h_{ie}=1 \text{ [K}\Omega\text{]}$		b) C_e
	$R_e=60 \text{ [}\Omega\text{]}$	$h_{fe}=100$		c) C_S
	$R_S=10 \text{ [K}\Omega\text{]}$	$f_L=20 \text{ [Hz]}$		d) C_C
	El circuito funciona para MES			

PUNTO A:

$$\text{rp: } V_b = I_{CQ,MES} \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) + V_{BEQ} \text{ si } = 2,5m \left(\frac{1K}{100} + 60 \right) + 0,7 = \boxed{0,875 \text{ V} = V_b}$$

$$I_{CQ,MES} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{25m \cdot 100}{1K} = 2,5 \text{ mA}$$

$$I_{CQ,MES} = \frac{V_{CC}}{R_{CA} + R_{CC}} \rightarrow \therefore V_{CC} = I_{CQ,MES} \cdot R_{CA} + R_{CC} = 2,5m \cdot 91 + 1060 = \boxed{2,875 \text{ V} = V_{CC}}$$

$$R_{CA} = R_C \parallel R_L = 1K \parallel 100 = 91 \Omega$$

$$R_{CC} = R_C + R_e = 1K + 60 = 1060 \Omega$$

$$\text{De rcc: } \therefore V_{CEQ,MES} = V_{CC} - I_{CQ,MES} \cdot R_{CC} = 2,875 - 2,5m \cdot 1060 = \boxed{0,225 \text{ V} = V_{CEQ,MES}}$$

PUNTO B:

De **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**

$$\therefore C_e = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 14,5 \cdot 20} = 549,2 \text{ } \mu\text{F} \approx \boxed{550 \text{ } \mu\text{F} = C_e}$$

$$R_{eq,e} = R_e \parallel h_{ib} + R_b \parallel R_S' = 60 \parallel 10 + 10 \parallel 100 = 14,5 \text{ } \Omega$$

$$\parallel h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{1\text{K}}{100} = 10 \text{ } \Omega$$

$$\parallel R_b' = \frac{R_b}{h_{fe}} = \frac{1\text{K}}{100} = 10 \text{ } \Omega$$

$$\parallel R_S' = \frac{R_S}{h_{fe}} = \frac{10\text{K}}{100} = 100 \text{ } \Omega$$

PUNTO C:

De **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** $\therefore C_S = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,S} \cdot f_{LS}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10,87\text{K} \cdot 2} = \boxed{7,32 \text{ } \mu\text{F} = C_S}$

$$R_{eq,S} = R_S + R_b \parallel h_{ie} + R_e' = 10\text{K} + 1\text{K} \parallel 1\text{K} + 60 \cdot 100 = 10,87 \text{ K}\Omega$$

$$f_{LS} = \frac{f_L}{10} = \frac{20}{10} = 2 \text{ Hz}$$

PUNTO D:

De **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** $\therefore C_S = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,C} \cdot f_{LC}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,1\text{K} \cdot 2} = \boxed{72,34 \text{ } \mu\text{F} = C_S}$

$$R_{eq,C} = R_C + R_L = 1\text{K} + 100 = 1,1 \text{ K}\Omega$$

$$f_{LC} = \frac{f_L}{10} = \frac{20}{10} = 2 \text{ Hz}$$

Ejercicio 3.6:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos: $R_S=1 \text{ [K}\Omega]$ $f_L=50 \text{ [Hz]}$ Se pide: R_C
 $R_b=10 \text{ [K}\Omega]$ $f_H=1 \text{ [MHz]}$
 $I_{CQ}=2,5 \text{ [mA]}$ $f_T=200 \text{ [MHz]}$
 $C_\mu=5 \text{ [pF]}$
 $r_x=100 \text{ [}\Omega]$

R_L y C_C no son tenidas en cuenta

De **(1-9)** $\therefore R_C = \left(\frac{C_M}{C_\mu} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = \left(\frac{476,9\text{p}}{5\text{p}} - 1 \right) \frac{1}{0,1} \approx \boxed{944 \text{ } \Omega = R_C}$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = \frac{40}{400} = 0,1$$

De **(1-8)** $\therefore C_M = C_T - C_\pi = 556,5\text{p} - 79,6\text{p} = 476,9 \text{ pF}$

$$\text{De (1-3)} \therefore C_\pi = \frac{h_{fe}}{r_\pi \cdot 2\pi \cdot f_T} = \frac{40 \cdot 2\pi}{400 \cdot 2\pi \cdot 200\text{M}} = 79,57 \text{ pF}$$

$$\text{De (1-7)} \therefore C_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot f_H} = \frac{1}{2\pi \cdot 286 \cdot 1\text{M}} \approx 556,5 \text{ pF}$$

$$R_T = r_\pi \parallel r_x + R_S \parallel R_b = 400 \parallel 100 + 1\text{K} \parallel 10\text{K} = 286 \text{ } \Omega$$

$$r_\pi = \frac{25\text{m} \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25\text{m} \cdot 40}{2,5\text{m}} = 400 \text{ } \Omega$$

Ejercicio 3.7:

Diseñar una etapa amplificadora que permita obtener una respuesta en frecuencia que tenga una ganancia a frecuencias media de **10** y una frecuencia de corte inferior de **50 [Hz]**.

Utilizamos una etapa amplificadora de un BJT en configuración EC sólo con el condensador **C_e**, similar a de la **Figura 1-1a**. **C_c** y **C_s** no son tenidos en cuenta para hacer que la frecuencia de corte inferior dependa solamente de **C_e**.

$$|A_v| = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{v_e} \cdot \frac{v_e}{v_s} = \frac{h_{fe} \cdot R_C}{r_{bb} + r_x} \cdot \frac{R_b \parallel r_{bb} + r_x}{R_s + R_b \parallel r_{bb} + r_x}$$

$$\frac{v_L}{i_b} = h_{fe} \cdot R_C$$

$$\frac{i_b}{v_e} = \frac{1}{r_{bb} + r_x}$$

$$\frac{v_e}{v_s} = \frac{R_b \parallel r_{bb} + r_x}{R_s + R_b \parallel r_{bb} + r_x}$$

Si **r_{bb}=0** entonces **r_x=h_{ie}** y

$$|A_v| = \frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \cdot \frac{R_b \parallel h_{ie}}{R_s + R_b \parallel h_{ie}} \rightarrow \therefore R_s = R_b \parallel h_{ie} \left(\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} \cdot A_v} - 1 \right) = 5K \parallel 520,8 \left(\frac{100K \cdot 1K}{520,8 \cdot 10} - 1 \right) \approx 8,6 \text{ K}\Omega = R_s$$

$$\square R_C = 1K \Omega \quad (\text{Valor asignado})$$

$$\square R_b = 5K \Omega \quad (\text{Valor asignado})$$

$$\square h_{ie} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25 \cdot 100}{4,8} = 520,8 \Omega$$

$$\square I_{CQ} = I_{CQ,ME5} = \frac{V_{CC}}{R_{CC} + R_{CA}} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_C + R_e} = \frac{12}{2 \cdot 1K + 500} = 4,8 \text{ mA}$$

$$\square R_e = 500 \Omega \quad (\text{Valor asignado})$$

$$R_b = R_1 \parallel R_2 \rightarrow \therefore R_2 = R_b \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 5K \cdot 3,6 = \boxed{17,9 \text{ K}\Omega = R_2}$$

$$\square V_b = \frac{V_{CC} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \therefore \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{V_{CC}}{V_b} = \frac{12}{3,34} = 3,6$$

$$\square V_b = \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) \cdot I_{CQ} + V_{BEQ} = \left(\frac{5K}{100} + 500 \right) \cdot 4,8m + 0,7 = 3,34 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot R_b}{R_2 \cdot R_b - 17,9K - 5K} = \boxed{6,9 \text{ K}\Omega = R_1}$$

De **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** $\therefore C_e = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 34,3 \cdot 50} = 92,8 \mu F = C_e$

$$\square R_{eq,e} = R_e \parallel h_{ie} \parallel R_b \parallel R_s = 500 \parallel \left(\frac{520,8}{100} + \frac{5K \parallel 8,6K}{100} \right) = 34,4 \Omega$$

Ejercicio 3.8:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos:	$R_S=1 \text{ [K}\Omega\text{]}$	$f_L=50 \text{ [Hz]}$	Se pide:	a) R_C para $A_v=\text{cte}$ desde 50 [Hz] hasta 1 [MHz].
	$C_S=20 \text{ [\mu F]}$	$f_T=200 \text{ [MHz]}$		b) Bode.
	$R_b=10 \text{ [K}\Omega\text{]}$	$f_H=1 \text{ [MHz]}$		
	$R_e=300 \text{ [\Omega]}$	$C_\mu=5 \text{ [pF]}$		
	$I_{CQ}=2,5 \text{ [mA]}$	$r_x=100 \text{ [K}\Omega\text{]}$		
	$V_{CEQ}=5 \text{ [V]}$	$r_\pi=400 \text{ [\Omega]}$		
		$G_m=0,1 \text{ [\Omega}^{-1}\text{]}$		
	R_L y C_C no son tenidas en cuenta.			

PUNTO A:

$$\text{De (1-9)} \therefore R_C = \left(\frac{C_M}{C_\mu} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = \left(\frac{482 \text{ p}}{5 \text{ p}} - 1 \right) \frac{1}{0,1} \approx \boxed{954 \text{ } \Omega = R_C}$$

$$\square \text{ De (1-8)} \therefore C_M = C_T - C_\pi = 557 \text{ p} - 75 \text{ p} = 482 \text{ pF}$$

$$\square \square \text{ De (1-7)} \therefore C_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot f_H} = \frac{1}{2\pi \cdot 285,71 \cdot 1 \text{ M}} \approx 557,5 \text{ pF}$$

$$\square \square \square R_T = r_\pi \square r_x + R_S \square R_b = 400 \square 100 + 1 \text{ K} \square 10 \text{ K} = 285,71 \text{ } \Omega$$

PUNTO B:

$$A_{v \text{ p}} = \frac{A_{fo} \cdot p}{p + p_L \cdot 1 + p / p_H} = \frac{-24,4 \cdot p}{p + 341 \cdot 1 + p / 6,28 \text{ M}} \approx \boxed{\frac{-24,4 \cdot p}{159 \mu \text{ p}^2 + p + 314} = A_{v \text{ p}}}$$

$$\square p_H = \omega_H = 2\pi \cdot f_H = 2\pi \cdot 1 \text{ M} = 6,28 \text{ M}$$

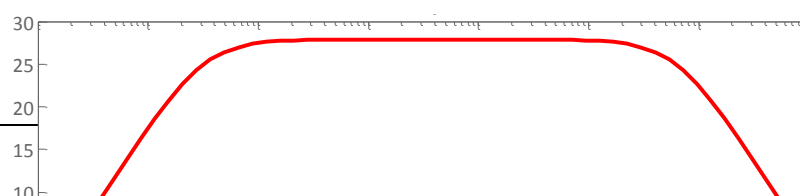
$$\square p_L = \omega_L = 2\pi \cdot f_L = 2\pi \cdot 50 = 341$$

$$\square A_{vo} = \frac{v_L}{v_S} = \frac{v_L}{v_{be}} \cdot \frac{v_{be}}{v_b} \cdot \frac{v_b}{v_S} = -95,4 \cdot 0,8 \cdot 0,32 = -24,4 \text{ V/V}$$

$$\square \square \frac{v_L}{v_{be}} = \frac{i_L \cdot R_L}{v_{be}} = -g_m \cdot R_L = -0,1 \cdot 954 = -94,5$$

$$\square \square \frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} = \frac{400}{400 + 100} = 0,8$$

$$\square \square \frac{v_b}{v_S} = \frac{R_b \square r_x + r_\pi}{R_S + R_b \square r_x + r_\pi} = \frac{10 \text{ K} \square 100 + 400}{1 \text{ K} + 10 \text{ K} \square 100 + 400} = 0,32$$



Ejercicio 3.9:

En una etapa amplificadora EC cuya frecuencia de corte inferior $f_L=20$ [HZ] y que no tiene C_S :

a) Hallar C_e y C_b para $\omega_L=\omega_{Le}$, es decir que C_e define la frecuencia de corte inferior.

a) Hallar C_e y C_b para $\omega_L=\omega_{Lb}$, es decir que C_b define la frecuencia de corte inferior.

PUNTO A:

De **Error! No se encuentra el origen de la referencia.**

$$\therefore C_e = \frac{1}{R_{eq,e} \cdot \omega_L} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_{Le}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot 20} = \frac{7,96m}{R_{eq,e}} = C_e$$

De **Error! No se encuentra el origen de la referencia.**

$$\therefore C_b = C_S = \frac{1}{R_{eq,e} \cdot \omega_L} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_{LS}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot 20 / 10} = \frac{79,6m}{R_{eq,e}} = C_S$$

PUNTO B: Haciendo lo mismo pero ahora $f_{LS}=f_L=20$ [Hz] y $f_{Le}=20/10=2$ [Hz]

$$C_S = \frac{7,96m}{R_{eq,e}}$$

y

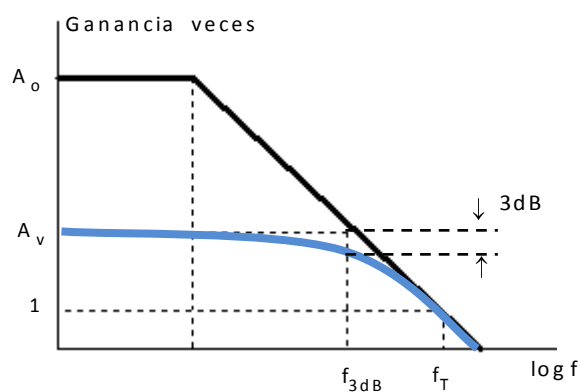
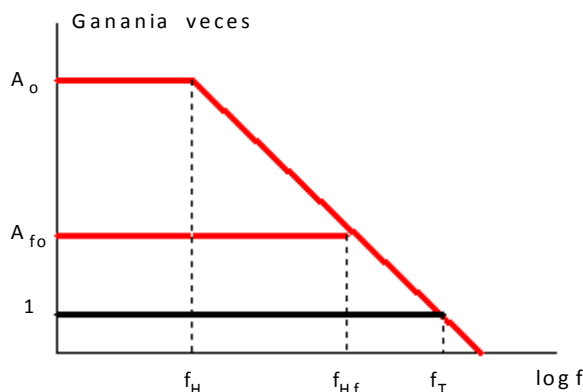
$$C_e = \frac{79,6m}{R_{eq,e}}$$

Ejercicio 3.10: Circuito con AO

En un AO donde la $A_o=80$ [dB] y la $f_T=1$ [MHz]:

a) ¿Cuál será la f_H suponiendo un modelo de un solo polo?

b) Escribir la ecuación final con el valor calculado.



La siguiente fórmula relaciona los parámetros de la figura de la izquierda

$$A_o \cdot f_H = A_{fo} \cdot f_{Hf} \approx GBW = f_T = BW$$

Donde **A_o**: ganancia (en veces) a lazo abierto.
f_H: frecuencia (en hertz) de corte superior a lazo abierto.
A_{fo}: ganancia (en veces) a lazo cerrado.
f_{Hf}: frecuencia (en hertz) de corte superior a lazo cerrado.
GBW: producto ganancia-ancho de banda.
f_T: frecuencia de transición (por eso la ganancia es 1).
BW: ancho de banda.

En este ejercicio y en el que sigue se dan las ganancias en **dB**, a lazo cerrado y a lazo abierto, solo hace falta convertirlas de **[dB]** a **[veces]**. En cambio, cuando se presenta un AO con las **R** exteriores, la ganancia a lazo cerrado de la configuración **A_v** que calculamos, se relaciona con la frecuencia de transición mediante la siguiente fórmula:

$$f_T = GBW = \frac{A_v \cdot f_{3dB}}{\sqrt{2}} = f_{Hf}$$

Es una fórmula empírica sacada de los manuales, **A_v** y **f_{3dB}** se pueden ver en la figura de la derecha. Esta última fórmula debe usarse en algunos ejercicios de la sección anterior.

$$GBW = f_T = A_o f_H \quad \rightarrow \therefore f_H = \frac{f_T}{A_o} = \frac{1M}{10K} = 100 \text{ Hz} = f_H$$

$$\square A_o = 10^{80dB/20} = 10K$$

Ejercicio 3.11:

Un circuito con un AO tiene un polo en alta frecuencia, una **A_o=70 [dB]** y un **t_r=0,35 [μS]**. Si se realimenta de modo que la ganancia sea de **20 [dB]** (**A_{fo}**) ¿Cuál es la frecuencia de corte superior a lazo abierto (**f_H**) y a lazo cerrado (**f_{Hf}**)?

Si despreciamos el valor de **f_L** entonces **BW=f_T**. Haciendo lo mismo que en el ejercicio anterior

$$f_H = \frac{1 \cdot f_T}{A_o} = \frac{1 \cdot 1M}{3162,28} = \boxed{316,22 \text{ Hz} = f_H}$$

$$\square A_o = 10^{70dB/20} = 3162,28$$

$$\square f_T \approx \frac{0,35}{t_r} = \frac{0,35}{0,35\mu} = 1 \text{ MHz}$$

$$\square A_{fo} = 10^{20dB/20} = 10$$

$$f_{Hf} = \frac{f_T}{A_{fo}} = \frac{1M}{10} = \boxed{100 \text{ KHz} = f_{Hf}}$$

Ejercicio 3.12:

En un AO ideal, se tiene un **SR=1 [V/μS]** y está alimentado con **±10 [V]**:

- ¿Cuál será el ancho de banda de máxima potencia?
- ¿Cuál será el ancho de banda para una salida de **±2 [V]**?

PUNTO A:

Suponiendo que el AO no tiene ninguna limitación en el rango de salida

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{1/1\mu}{2\pi \cdot 10} = 15,91 \text{ KHz} = f_{max}$$

$$\square V_p = +V_s = 10 \text{ V}$$

PUNTO B:

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{1 / 1\mu}{2\pi \cdot 2} = 79,57 \text{ KHz} = f_{\max}$$

$$\square v_p = +v_s = 2 \text{ V}$$

1.4 – Amplificadores de potencia y fuentes reguladas

Ejercicio 4.1: Clase B push-pull.

Diseñar un amplificador clase B push-pull con BJTs que posean las siguientes especificaciones: $P_{C,max}=4$ [W], $i_{C,max}=1$ [A] y $BV_{CEO}=40$ [V] y con una carga $R_L=10$ [Ω]. Se pide

- V_{CC}
- $P_{L,max}$
- N
- Realizar cálculos para la red de polarización para eliminar la distorsión por cruce.

PUNTO A:

$$V_{CC} = \frac{BV_{CEO}}{2} = \frac{40}{2} = \boxed{20 \text{ V} = V_{CC}}$$

PUNTO B:

$$P_{L,max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} = \left(\frac{V_{CC}}{R_L} \right) \frac{V_{CC}}{2} = \frac{i_{C,max} V_{CC}}{2} = \frac{1 \cdot 20}{2} = \boxed{10 \text{ W} = P_{L,max}}$$

PUNTO C:

$$I_{cm} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{V_{CC}}{N^2 \cdot R_L} \rightarrow \therefore N = \sqrt{\frac{V_{CC}}{I_{cm} R_L}} = \sqrt{\frac{20}{1 \cdot 10}} = \boxed{1,41 = N}$$

PUNTO D:

$$V_{BE} = \frac{V_{CC} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \therefore R_2 = R_1 \left(\frac{V_{CC}}{V_{BE}} - 1 \right)$$

Eligiendo $R_1=1$ [K Ω] tenemos

$$V_{BE} = \frac{V_{CC} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \therefore R_2 = 1K \left(\frac{20}{0,7} - 1 \right) \approx \boxed{27,5 \text{ K}\Omega = R_2}$$

Ejercicio 4.2: Clase B push-pull directamente acoplado y simétrico complementario.

- Realizar el mismo cálculo anterior para un amplificador clase B push-pull directamente acoplado.
- Ídem para un amplificador simétrico complementario.

PUNTO A:

$$P_{L,max} = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L = \frac{1}{2} i_{C,max}^2 R_L = \frac{1}{2} \cdot 1^2 \cdot 10 = \boxed{5 \text{ W} = P_{L,max}}$$

$$V_{CC} = I_{cm} R_L + V_{CE,sat} = 1 \cdot 10 + 2 = \boxed{12 \text{ V} = V_{CC}}$$

$V_{CE,sat} = 2 \text{ V}$ Tenemos en cuenta este valor para evitar problemas con la saturación.

PUNTO B:

$$V_{CC} = I_{cm} \cdot R_L = i_{C,max} \cdot R_L = 1 \cdot 10 = \boxed{10 \text{ V} = V_{CC}}$$

$$P_{L,max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} = \frac{10^2}{2 \cdot 10} = \boxed{5 \text{ W} = P_{L,max}}$$

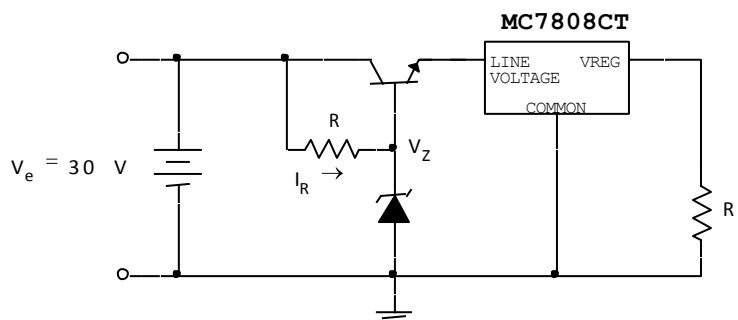
O también

$$P_{L,max} = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L = \frac{1}{2} i_{C,max}^2 R_L = \frac{1}{2} \cdot 1^2 \cdot 10 = \boxed{5 \text{ W} = P_{L,max}}$$

Ejercicio 4.3: Regulador lineal integrado

Del siguiente circuito con el regulador $\mu A7808$. La máxima corriente que puede entregar el regulador es de **1 [A]** pero se toma **0,8 [A]** por seguridad. El voltaje dropout es de **2 [V]**. El zener es ideal. La carga varía entre **10 [Ω]** y **20 [Ω]**. Se pide:

- Potencia máxima que puede suministrar el regulador.
- Tensión máxima colector-emisor que soporta el transistor.
- Potencia máxima que soporta el transistor.
- Mínimo voltaje de zener que garantice el funcionamiento del regulador.
- Diseñar **R** para una $I_R = 20 \text{ [mA]} \gg I_b$.
- Potencia del zener considerando la simplificación del punto anterior.



PUNTO A:

La potencia máxima que puede soportar el regulador es el producto entre la tensión entre su entrada y salida, y la corriente máxima que puede entregar. Ésta última es igual al cociente entre la tensión de salida del regulador y el mínimo valor que toma la carga. Para el voltaje entre entrada y salida del regulador (dropout) opto por la nomenclatura que aparece en la hoja de datos: $V_I - V_O$.

$$P_{reg,max} = V_I - V_O \cdot I_{reg,max} = 2 \cdot 0,8 = 1,6 \text{ W} = P_{reg,max}$$

$$I_{reg,max} = I_{L,max} = \frac{V_O}{R_{L,min}} = \frac{8}{10} = 0,8 \text{ A}$$

PUNTO B:

Haciendo LKV a la malla de entrada sacamos V_{CE} , que vale lo mismo sin importar R_L .

$$V_e = V_{CE} + V_I \rightarrow \therefore V_{CE} = V_e - V_I = 30 - 10 = 20 \text{ V} = V_{CE} = V_{CE,max}$$

$$V_I = V_I - V_O + V_O = 2 + 8 = 10 \text{ V}$$

PUNTO C:

La máxima potencia que aguanta el transistor es el producto de su tensión colector-emisor y la corriente $I_{C,max}$ que lo atraviesa, en este caso igual a la corriente máxima que entrega el regulador (calculada en el punto a).

$$P_{CE,max} = V_{CE} \cdot I_{C,max} = 20 \cdot 0,8 = 16 \text{ W} = P_{CE,max}$$

PUNTO D:

Haciendo LKV a la red de polarización del transistor, tenemos

$$V_Z = V_{BEQ} + V_I = 0,7 + 10 = 10,7 \text{ V} = V_Z$$

La tensión necesaria para que funcione el regulador es de **10 [V]** (calculada en el punto B) y la tensión del diodo del transistor es de **0,7 [V]**. Eso quiere decir que para garantizar el funcionamiento del regulador, V_Z debe ser de **10,7 [V]**.

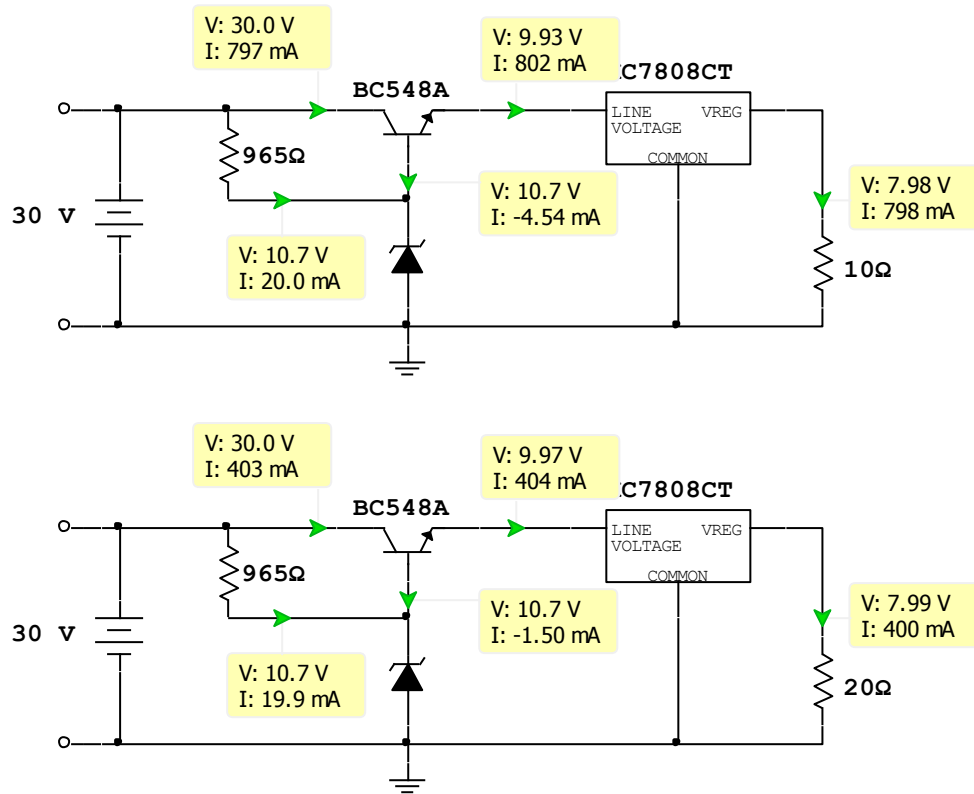
PUNTO E:

$$R = \frac{V_R}{I_R} = \frac{V_e - V_Z}{I_R} = \frac{30 - 10,7}{20\text{m}} = 965 \, \Omega = R$$

PUNTO F:

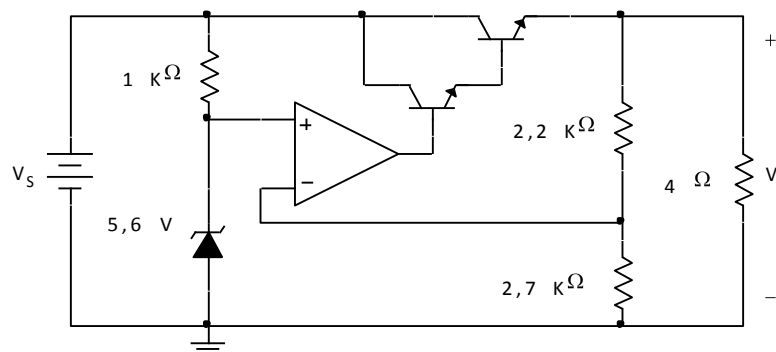
$$P_Z = I_Z V_Z \approx I_R V_Z = 20\text{m} \cdot 10,7 = 214 \text{ mW} = P_Z$$

Las siguientes figuras son simulaciones. El primer caso la resistencia de carga es de **10 [Ω]**, en el segundo es de **20 [Ω]**.



Ejercicio 4.4: Regulador de tensión lineal en serie

¿Cuánto vale aproximadamente V_L ? ¿Por qué se usa un Darlington?



$$V_L \approx \frac{2,7\text{K} + 2,2\text{K}}{2,7\text{K}} 5,6 = 10,2 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10,2}{4} = 2,55 \text{ A}$$

Si usamos un transistor típico ($\beta=100$), el AO deberá proporcionar una corriente de salida de **25,5 [mA]** para poder hacer que el transistor haga circular una corriente de **2,55 [A]** por la carga. **25,5 [mA]** es mucha corriente para un AO típico. Por eso utilizamos un Darlington, para que la corriente necesaria del AO de salida sea menor.

2 – MÚLTIPLE OPCIÓN

2.1 – Amplificadores realimentados. Ruido y distorsión no lineal

1. Ganancia

a) La siguiente pregunta viene dada de 4 formas distintas: suponiendo un amplificador de tensión A_v ¿cómo varía su función de transferencia si se realimenta con las siguientes topologías? (Colocar la unidad de β en cada caso).

- a) Muestra de tensión y mezcla en paralelo.
- b) Muestra de tensión y mezcla en serie.
- c) Muestra de corriente y mezcla en paralelo.
- d) Muestra de corriente y mezcla en serie.

Las respuestas a cada uno de estos 4 puntos se enumeran, respectivamente, a continuación. (Por ejemplo, la respuesta a la pregunta c) es la tercer opción.)

- ☐ Se transforma en $A_r (R_m)$, $\beta [\Omega^{-1}]$.
- ☐ Se transforma en A_v , β [adimensional].
- ☐ Se transforma en A_i , β [adimensional].
- ☐ Se transforma en $A_v (G_m)$, $\beta [\Omega]$.

Nota: estas son las funciones de transferencia que se ven beneficiadas por la realimentación negativa. Sin importar de qué amplificador se trataba a lazo abierto.

b) En la realimentación negativa A_f es insensible a las variaciones de..., esa insensibilidad está dada por el factor:

- ☐ $1/A$.
- ☐ $1/(1+\beta)$
- ☒ $(1+A\beta)$
- ☐ $1/(1+A\beta)$

Nota: en la primera línea de puntos poner A.

c) ¿Por qué no se aplica la realimentación negativa en amplificadores de potencia?

- ☐ A_p depende de la distorsión de la salida.
- ☒ A_p depende de R_L .
- ☐ A_p es intrínsecamente estable.
- ☐ A_p varía con la temperatura.

Nota: para señales fuertes, es decir para grandes potencias, la función de transferencia de un amplificador realimentado entra a depender de la carga que alimentemos y de las características del excitador o generador. Cuando esto sucede, no podemos independizar la ganancia de éstos factores. Es por esto que el amplificador de potencia debe considerarse como un caso particular. Desde el punto de vista teórico la realimentación de potencia es irrealizable.

2. Impedancias

a) ¿Qué sucede con los niveles de impedancia de entrada y salida si aplicamos las siguientes topologías? (Escribir las ecuaciones de Z_{if} y Z_{of} .)

- a) Muestra de tensión y mezcla en serie.
- b) Muestra de corriente y mezcla en paralelo.
- c) Muestra de corriente y mezcla en serie.
- d) Muestra de tensión y mezcla en paralelo.

Las respuestas a cada uno de estos cuatro puntos se enumeran, respectivamente, a continuación.

- ☐ Z_i aumenta y Z_o disminuye. $z_{if} = z_i \cdot 1 + \beta A_v$ $z_{of} = \frac{z_o}{1 + \beta A_v}$
- ☐ Z_i disminuye y Z_o aumenta. $z_{if} = \frac{z_i}{1 + \beta A_i}$ $z_{of} = z_o \cdot 1 + \beta A_i$
- ☐ Z_i y Z_o disminuyen. $z_{if} = \frac{z_i}{1 + \beta G_m}$ $z_{of} = \frac{z_o}{1 + \beta G_m}$
- ☐ Z_i y Z_o aumentan. $z_{if} = z_i \cdot 1 + \beta G_m$ $z_{of} = z_o \cdot 1 + \beta G_m$

Nota: estas son las modificaciones que sufren las impedancias Z_i y Z_o sin importar de qué amplificador se trataba a lazo abierto. Esta pregunta puede aparecer al revés, por ejemplo ¿qué topología permite aumentar la Z_i y disminuir la Z_o ?

3. Ruido

a) ¿En qué forma influye la realimentación negativa a la R_{SN} con fuente de ruido de entrada?

- ☐ Depende de la topología adaptada.
- ☐ Depende de la ganancia a lazo abierto.
- ☒ No influye.
- ☐ Depende de la cantidad de etapas.

b) La mejora de la relación señal ruido con realimentación negativa se debe a

- ☐ La topología permite identificar el ruido
- ☐ La ecuación señal ruido se modifica
- ☒ La ecuación señal ruido no se modifica
- ☐ Ninguna

Nota: la ecuación R_{SN} no se modifica en ninguna etapa interna o externa del amplificador, lo que sí se modifica es la atenuación a la que se ve sometido el ruido dependiendo en qué etapa se encuentre.

c) ¿Cómo actúa la realimentación negativa sobre los ruidos internos del amplificador?

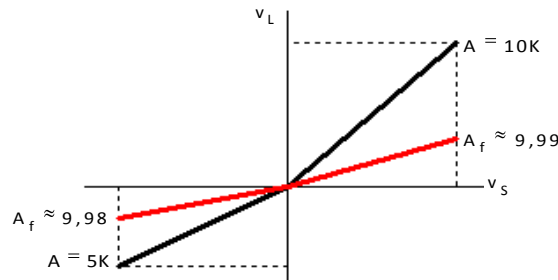
- ☐ Mejora la relación señal ruido
- ☐ Empeora la relación señal ruido
- ☒ No altera la relación señal ruido
- ☐ Ninguna de las anteriores

Nota: hay que tener cuidado con la pregunta. La R_{SN} no cambia, pero el nivel de ruido sí lo hace dependiendo la etapa en el que esté presente.

4. Distorsión

a) ¿Cómo actúa la realimentación negativa sobre la distorsión no lineal generada a la salida de un amplificador?

- ☒ La atenúa en un factor $(1+A\beta)$
- ☐ La atenúa en un factor $1/(1+A\beta)$
- ☐ La atenúa en un factor $A/(1+A\beta)$
- ☐ La atenúa en un factor $(1+A\beta).(1+A\beta)$



Nota: en la figura se ve mejor, mientras que para lazo abierto hay una gran diferencia entre la ganancia para el ciclo positivo y el negativo, a lazo cerrado esta diferencia se redujo al 1%. Sacrificio de ganancia por linealidad.

b) ¿Cuál es la principal causa de distorsión armónica en amplificadores de potencia clase A?

- ☒ El punto Q pasa por la zona no lineal.
- ☐ Excesiva respuesta a altas frecuencias.
- ☐ Variación de los parámetros del transistor respecto al máximo.
- ☐ Ninguna.

Nota: en realidad sucede los elementos activos que componen el circuito no trabajan en su zona lineal.

c) Si la red β no posee dispositivos reactivos ¿qué sucede con la distorsión de frecuencia?

- ☐ Se mantiene en el mismo valor
- ☐ Su valor empeora
- ☒ Se consigue una disminución
- ☐ Ninguna

Nota: ni idea por qué se consigue una disminución.

d) ¿Qué tipo de distorsión es especialmente perjudicial en los amplificadores de audio?

- ☐ Distorsión en frecuencia
- ☐ Distorsión en fase
- ☒ Distorsión no lineal
- ☐ Otros

Nota: la distorsión por cruce, que es una forma de distorsión no lineal, produce una cantidad de frecuencias que no son armónicas de la original. Al no haber armonía se produce una sensación desagradable al oído. Mi respuesta fue que la distorsión no lineal no es deseada en audio justamente por esto, pero no dije nada sobre cómo afecta al funcionamiento del amplificador. Yo entendí de la primera forma a la pregunta.

e) ¿A qué tipo de distorsión corresponde la distorsión por cruce?

- ☐ Distorsión de frecuencia
- ☐ Distorsión de fase
- ☒ Distorsión no lineal
- ☐ Ninguna

Nota: esta distorsión se ocasiona porque cerca del cero, el punto de trabajo pasa por la zona de corte de los transistores ($V_{BE} \approx 0,65V$). Podría verse como una distorsión como en la figura anterior, en donde para valores de polarización entre 0 y 0,65V la ganancia vale cero; y para valores más grandes que V_{BE} , la ganancia deja de ser nula.

2.2 – Circuitos con amplificadores operacionales

5. Introducción y etapas del AO

a) ¿A qué tipo de amplificador tiende un AO en configuración inversora?

- ☐ De corriente
- ☐ De tensión
- ☐ De transconductancia
- ☒ De transresistencia

b) La tensión de entrada diferencial en un AO es:

- ☐ La máxima tensión que puede aplicarse en forma diferencial con seguridad
- ☒ El rango de tensión entre las terminales de entrada para el cual el amplificador opera dentro de las especificaciones
- ☐ La tensión para el cual el consumo de corriente es mínimo por el que su estabilidad es óptima
- ☐ Ninguna es correcta por depender de otros valores

Nota: el intervalo de voltaje en modo común está limitado por la saturación de la etapa de entrada, en base a esto se especifica el rango de voltaje de entrada dentro del cual se garantiza las especificaciones del AO para funcionamiento lineal. Si el dispositivo se opera fuera de este rango, pero todavía por debajo de la especificación máxima de voltaje de entrada (entre ± 13 [V] y ± 15 [V] para el 741C), no necesariamente causa daño, sólo origina un mal funcionamiento; por ejemplo, se causa la saturación de la salida o la inversión de la polaridad de salida.

c) ¿Sobre qué etapa interna del AO actúa generalmente el ajuste V_{OS} y por qué?

- ☐ En la etapa de salida para lograr la máxima excursión del AO
- ☐ En la etapa intermedia para mejorar la respuesta en frecuencia del AO
- ☒ En la etapa de entrada pues un pequeño desbalance en esta es muy notorio a la salida del AO
- ☐ Ninguna

d) La fuente de corriente Widlar garantiza:

- ☐ Alta impedancia de entrada Z_{in}
- ☒ Alta relación de rechazo de modo común **RRMC**
- ☐ Baja corriente de polarización
- ☐ Ninguna de las anteriores

Nota: la fuente de corriente Widlar, si bien tiene una gran impedancia de entrada, la Z_{in} así como la corriente de fuga (de polarización) del AO la da el par diferencial de entrada (BJT o FET) o el cascode. A causa de su gran impedancia de entrada, a la fuente de corriente Widlar se la usa como conexión de gran impedancia a la alimentación negativa para poder tener una tensión de referencia sin que haya efecto de carga en el circuito de entrada. Este espejo de corriente se aplica a las bases de los T_5 y T_4 (ver figura correspondiente) para mejorar de esta forma la RRMC.

6. Parámetros

a) El factor de rechazo de alimentación en un AO es la relación entre:

- ☐ ΔV_{CC} y el corrimiento térmico de V_{OS}
- ☐ ΔV_{CC} y el corrimiento térmico de I_{OS}
- ☒ ΔV_{OS} y ΔV_{CC}
- ☐ ΔI_{OS} y ΔV_{CC}

b) ¿De qué orden es la Z_{in} en un AO bipolar 741?

- ☐ $Z_d=1$ [K Ω] y $Z_{mc}=0,5$ [K Ω]
- ☐ $Z_d=1$ [K Ω] y $Z_{mc}=10$ [K Ω]
- ☐ $Z_d=10$ [M Ω] y $Z_{mc}=1$ [M Ω]
- ☒ $Z_d=1$ [M Ω] y $Z_{mc}=10$ [M Ω]

El teórico dice que $Z_{in}=100$ [M Ω] en lugar de los 10 que aparece en la 4ta opción, pero es la que más se aproxima.

c) La principal causa de la deriva térmica en los AO en sus parámetros V_{os} , I_B e I_{os} es:

- ☐ El ripple de V_{cc}
- ☒ La variación de la temperatura
- ☐ El envejecimiento
- ☐ El ruido térmico

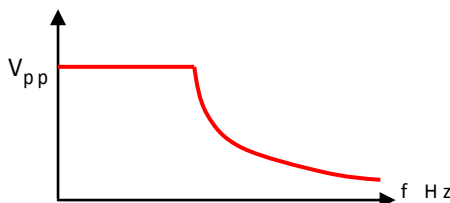
La palabra deriva se refiere a todo lo que tenga que ver con el cambio de temperatura.

d) ¿Qué parámetro da una idea sobre la respuesta a señales fuertes en un AO?

- ☐ RRMC
- ☐ Máxima tensión de modo común
- ☐ Tiempo de respuesta
- ☒ Velocidad de crecimiento (SR)

e) ¿A qué característica de la hoja de datos de un AO corresponde la siguiente gráfica? Si usted considera que el parámetro del gráfico tiene un equivalente en respuesta temporal, escriba el nombre del parámetro en español y coloque su unidad.

- ☐ Ganancia de V a lazo abierto para señal débil
- ☐ Ganancia de V a lazo cerrado para señal débil
- ☐ Ganancia de V a lazo abierto compensado para señal débil
- ☒ Ninguna



El parámetro al que se refiere el dibujo es la «Respuesta en frecuencia del voltaje de salida para señales fuertes». Con respecto a lo del «equivalente temporal», no hay ningún parámetro, considero, equivalente para trabajar en el tiempo. En la fotocopia aparece que dicho parámetro equivalente es el SR. Pero no lo creo así, pues el gráfico de arriba, me establece un límite para el voltaje de salida, un tope; en cambio el SR me pone un límite pero a la pendiente del voltaje de salida. Sin embargo, puedo estar equivocado, lo mejor va a ser que investigues por tu cuenta.

f) El factor de rechazo de alimentación (escribir la unidad) en un AO es la relación entre:

- ☐ ΔV_{cc} y el corrimiento térmico de V_{os}
- ☐ ΔV_{cc} y el corrimiento térmico de I_{os}
- ☒ ΔV_{os} y ΔV_{cc}
- ☐ ΔI_{os} y ΔV_{cc}

En realidad el parámetro se define de la siguiente forma $\frac{1}{PSRR} = \frac{\partial V_{os}}{\partial V_{cc}}$. Se mide en [$\mu V/V$]

g) Para elegir un AO en función de sus fuentes de ruido suponiendo conocidas sus R exteriores ¿qué criterio se utiliza? Escribir la unidad de e_n e i_n .

- ☐ El que tiene menor valor de ambos
- ☒ Se basa en las R exteriores
- ☐ El que tiene menor e_n
- ☐ El que tiene menor i_n

El e_n se mide en [μV] e i_n en [μA]

Del libro FRANCO Sergio – Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos, página 340, tengo que la densidad espectral de ruido completa en un AO en configuración inversora o no inversora, es

$$e_{ni}^2 = e_n^2 + 2R^2 i_n^2 + 8KTR$$

Donde $R=R_3=R_2/R_1$, siendo R_3 la resistencia en la pata no inversora, R_1 la resistencia de entrada y R_2 la resistencia de realimentación. El término $8KTR$ es el ruido asociado a las resistencias externas. Mientras que el término de en no depende de R , los otros dos sí lo hacen. Si R es pequeña, puedo elegir un AO que tenga una i_n grande, pero la debo tener en cuenta si es que R es grande. De aquí concluyo que para elegir un AO en base a sus fuentes de ruido, esta elección estará condicionada por los valores externos de las resistencias. Sin embargo, la respuesta que aparece correcta en el apunte es la 1ra, es decir, elijo el AO que tenga las fuentes de ruido más pequeñas. En fin, otro tema para preguntarle a González.

h) ¿A qué se debe la mejora del BW en el amplificador diferencial cascode respecto al amplificador diferencial básico?

- ☐ Mayor Z_{in} en el cascode
- ☐ Mayor Z_{out} en el cascode
- ☐ Menor R_L en la etapa de EC del cascode
- ☐ Mayor A_v en el amplificador cascode

La capacidad de entrada de un cascode es muy pequeña, por lo que mejora el ancho de banda. Sin embargo, la opción marcada como correcta es la 3ra en los apuntes. Hay que investigar mejor.

7. Configuraciones

a) En un inversor $Z_{in}=R_1$ porque:

- ☐ R_1 es muy grande
- ☐ Se hace $R_L > R_1$ para obtener mayor A_v
- ☒ La $Z_{in} \approx 0$ por el tipo de realimentación
- ☐ Ninguna

b) En un amplificador no inversor con AO la Z_{in} está dada por:

- ☐ $Z_{in}=Z_{id} \cdot (1 + \beta A)$
- ☐ $Z_{in}=Z_{id}/(1 + \beta A)$
- ☐ $Z_{in}=Z_{id} + (R_T \parallel R_L) \cdot (1 + \beta A)$
- ☒ $Z_{in}=Z_{mc} \parallel [Z_{id} \cdot (1 + \beta A)]$

c) ¿En qué configuración amplificadora es más importante la RRMCM?

- ☐ Inversora
- ☒ No inversora
- ☐ En las dos por igual
- ☐ Ninguna

En la configuración inversora, $v_N=v_P$ y ésta última está a tierra, lo cual hace que la tensión de entrada de modo común sea $v_{mc} \approx v_P \approx 0$ y casi no se amplificará la tensión de modo común y la salida de esa tensión será cero. Esta salida solo se vería afectada si por alguna razón se deriva corriente por la entrada inversora, modificando así la tensión en v_P . Pero como la impedancia $Z_{i,AO}$ es muy grande, prácticamente este punto es una masa virtual, lo cual

hace que RRMC no sea crítica en esta configuración. Sin embargo, la RRMC ha de tenerse en cuenta cuando v_p no sea cero, como en las aplicaciones que tengan la configuración no inversor.

También esta pregunta puede aparecer como: ¿en qué configuración es más grande la RRMC?

- ☒ Inversora
- ☐ No inversora
- ☐ Las dos por igual
- ☐ En ninguna

La respuesta correcta es la 1ra, pues como dijimos antes, no es crítica en la configuración inversora, eso quiere decir que es elevada como para que amplifique de manera considerable la señal de modo común.

d) ¿Qué tipo de medición se realiza en un amplificador de instrumentación clásico de 3 operacionales? (creo que es de corto circuito).

- ☐ De corto circuito
- ☐ De circuito abierto
- ☐ De ambas
- ☐ Ninguna

Creo que es la primera opción.

2.3 – Respuesta en frecuencia

8. Respuesta a baja y alta frecuencia (sin realimentación)

a) El producto Ganancia–Ancho de banda puede ser usado en el diseño para:

- ☐ Determinar la velocidad de circuito para ganancia fija
- ☒ Determinar el BW para una ganancia fija
- ☐ Determinar la excursión mínima para una ganancia fija
- ☐ Determinar la excursión mínima sin distorsión

Si tenemos GPW podemos usar la ecuación

$$GPW = f_T \cdot 1 = f_1 A_1$$

Donde A_1 es el valor de la ganancia en la frecuencia f_1 . La segunda opción es la correcta, pues podemos hallar BW, que es igual a f_1 si consideramos $f_L \approx 0$, para una determinada ganancia fija A_1 .

b) En la función de transferencia de un EC para baja frecuencia aparecen 2 polos debido a C_c y C_e ¿Cuál se elige para determinar f_L y por qué?

- ☐ C_c por que bloquea la continua
- ☐ C_c por su tamaño y costo
- ☒ C_e por su tamaño y costo
- ☐ C_e por su tamaño y estabilidad en frecuencia

El teórico dice que es C_e , aunque desconozco el motivo. Aunque la tercera opción es la que está marcada en todos los múltiple-opción que encontré.

c) La frecuencia de transición f_T de un transistor bipolar es la frecuencia para la cual:

- ☒ La A_i cae 0 [dB]
- ☐ La A_i cae -3 [dB]
- ☐ La A_v cae 0 [dB]
- ☐ La A_v cae -3 [dB]

Las opciones están mal escritas, la f_T es la frecuencia para el cual la ganancia de corriente A_i ha caído hasta no producir ganancia, es decir $A_i=1=0$ dB. La primera opción es la correcta, pero debería decir «La A_i cae hasta 0 dB.»

d) La capacidad de Miller que se refleja a la entrada de un amplificador en alta frecuencia depende de:

- ☐ Z_{in}
- ☒ Ganancia de tensión a frecuencias centrales
- ☐ Frecuencia de transición
- ☐ Frecuencia de corte

La capacidad de Miller viene dada por:

$$C_M = C_{\mu} (1 + g_m R_L)$$

C_{μ} es la capacidad base-emisor intrínseca del transistor, g_m es la ganancia de tensión a frecuencias medias (ver circuito equivalente, ver modelo híbrido π) y R_L es la carga. En las opciones solo está presente g_m , así que la opción correcta es la 2da.

e) ¿Por qué no se consideran en las respuestas de baja y media frecuencia de un amplificador emisor común, las capacidades intrínsecas del transistor?

- ☐ Sus reactancias son muy bajas a esas frecuencias
- ☐ La tensión de base está determinada por C_{μ}
- ☐ La tensión de colector está determinada por C_M
- ☒ Ninguna

La reactancia capacitiva es igual a

$$X_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$$

Las capacidades intrínsecas están en el orden de los pF, lo que hace que su reactancia sea muy elevada, es por eso que se las consideran como circuito abierto a las frecuencias mencionadas. Para un C de valor fijo, X_C se vuelve de valor finito a frecuencias altas. La respuesta correcta sería "Porque sus reactancias son muy altas", pero esa opción no está.

También pueden aparecer las siguientes opciones a la misma pregunta:

- ☐ Sus características son muy bajas a esa frecuencia
- ☐ La tensión de base está determinada por C_{π}
- ☐ La tensión de base está determinada por C_{μ}
- ☒ Ninguna es correcta

Aunque no sé muy bien a que se refiere con «características bajas.»

g) ¿Qué relación existe entre la frecuencia de corte superior en un amplificador EC y el valor de R_L ?²

- ☐ No hay relación
- ☒ $R_L \propto 1/f_H$
- ☐ $R_L \propto f_H$
- ☐ Ninguna es correcta

Justificación en la sección "4.3 – 1: Aproximación a un solo polo" del capítulo 3. En especial en la Figura 4-6.

9. Polos en un amplificador realimentado

a) ¿Cómo influye la variación de βA en realimentación negativa sobre la estabilidad de un amplificador de 3 polos en alta frecuencia?

- ☐ Siempre estable con sobre picos para cualquier valor de βA
- ☐ Inestable para cualquier valor de βA
- ☒ Puede volverse inestable para grandes valores de βA
- ☐ Ninguna

² E símbolo \propto quiere decir proporcional.

En realidad, el sistema puede volverse inestable cuando $\beta A > 8$, pero éste no es un valor muy grande que digamos. La pregunta es capciosa creo.

10. Compensación

a) ¿Qué tipo de compensación disminuye más fuertemente el BW del AO?

- ☒ Polo dominante
- ☐ Polo - cero
- ☐ Cero - polo
- ☐ Las 3 anteriores

b) ¿Qué entiende por margen de fase?

- ☐ La diferencia de fase entre la frecuencia central y 3 dB
- ☒ Diferencia de fase entre las A_{dB} para 0 dB y 180°.
- ☐ Diferencia de fase entre entrada y la salida
- ☐ Diferencia de fase entre la A_{dB} para -3 dB y 180°

La respuesta correcta es la segunda siempre y cuando A_{dB} sea la ganancia de lazo.

c) La inversión de fase de 180° necesaria para la realimentación negativa en general es introducida por:

- ☐ Los polos en alta frecuencia
- ☐ Los polos en baja frecuencia
- ☒ La configuración del amplificador
- ☐ Ninguna

Cada polo introduce un desfase de 90°, sea a alta o baja frecuencia, por lo que la 1ra y 2da opción podrían ser válidas. Aunque la cantidad mínima de polos necesaria para un desfase de 180° es 2, y eso lo determina la configuración del amplificador. Por lo tanto la 3ra opción es la más acertada.

d) Suponiendo un AO con polo dominante en alta frecuencia ¿Qué parámetro permite calcular BW con facilidad para una ganancia determinada (señal débil)?

- ☐ Frecuencia de máxima excursión pico a pico
- ☐ Velocidad de crecimiento
- ☒ BW para ganancia unitaria
- ☐ Ninguna

Es igual a la pregunta 38, pero formulada al revés.

e) La compensación cero-polo se usa cuando:

- ☒ Es necesario mayor BW que con compensación simple
- ☐ Es necesario mayor estabilidad de la ganancia que con compensación de polo simple
- ☐ Es necesario menor influencia del ruido térmico que con compensación polo simple
- ☐ Ninguna

Lo del ruido térmico es cualquiera. La 2da no puede ser porque la mayor estabilidad la da la compensación por polo dominante (polo simple), justamente se sacrifica mucho BW por una buena estabilidad. La 1ra es la correcta.

f) La compensación por avance consiste en meter:

- ☐ Cero dominante en la $F_d T^3$
- ☐ Polo dominante en la $F_d T$
- ☒ Cero y polo en una frecuencia conveniente
- ☐ Ninguna

La 1ra opción es cualquiera. En ningún lado encontré el concepto de «cero dominante».

³ $F_d T$ es función de transferencia.

g) La compensación por retardo consiste en

- ☐ Meter un cero en F_dT
- ☐ Polo y cero en forma aleatoria en F_dT
- ☒ Polo en la F_dT
- ☐ Ninguna

La 2da podría ser correcta, pero el polo y el cero no se introducen de manera aleatoria; así que no es. La opción marcada como correcta en los apuntes es la 3ra, pero falta introducir el cero, que cancela al polo de menor valor.

h) ¿Qué tipo de compensación «integrada»⁴ usa generalmente un AO?

- ☒ Polo dominante
- ☐ Polo - cero
- ☐ Cero - polo
- ☐ Ninguna de las anteriores

i) ¿Cuál es la principal causa que limita la respuesta en frecuencia del AO auto-compensado en alta frecuencia?

- ☒ La capacidad interna del AO
- ☐ La temperatura ambiente
- ☐ La impedancia de salida
- ☐ Ninguna

Esto también está se explica en el capítulo 2.2.4 – Amplificadores de potencia y fuentes de tensión reguladas.

2.4 – Amplificadores de potencia y fuentes de alimentación reguladas

11. Amplificadores clase B

a) En un amplificador de potencia clase B, la máxima potencia disipada en el colector depende de:

- ☒ La corriente pico máxima que circula por el colector. I_{cm}
- ☐ El valor medio máximo de corriente suministrado por V_{CC} , es decir $I_{c,medio}$.
- ☐ La corriente máxima de saturación del transistor
- ☐ El valor pico de colector equivalente al máximo valor medio de la corriente suministrada por V_{CC}

$$2P_C = P_{CC} - P_L = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{cm} - \frac{1}{2} I_{cm}^2 R'_L$$

El único valor que aparece aquí es I_{cm} . Sin embargo no se cuales son los otros parámetros, la respuesta marcada en el apunte es la 1ra.

b) ¿Cuál es la razón por la cual el rendimiento en un amplificador clase B es mayor que en clase A?

- ☐ Los transistores en clase A disipan más potencia
- ☐ La V_{CC} es mayor en clase A
- ☐ Los transistores en clase B disipan la mitad de potencia
- ☒ Ninguna

El motivo principal es la forma en qué están polarizados. En el de clase A el punto de trabajo está situado a un determinado valor, lo que hace que cuando la señal vale cero, hay una continua en la salida, hay un desperdicio de potencia; mientras que en el de clase B, el punto de trabajo está cerca de cero, lo que hace que en ausencia de señal, la salida valga cero.

⁴ La palabra «compensación» es un sustantivo abstracto, no se puede hacer chiquita e integrarla en un chip. La pregunta correcta sería: ¿Qué tipo de compensación trae de fábrica por lo general un AO?

c) ¿Cómo son COMPARATIVAMENTE los niveles de entrada y salida de un amplificador clase B push-pull?

- ☐ $Z_i \gg Z_o$
- ☐ $Z_i \ll Z_o$
- ☐ $Z_i \geq Z_o$
- ☐ $Z_i = Z_o$

d) ¿Cuál es la principal causa de distorsión ARMÓNICA en los amplificadores clase B?

- ☐ El ripple en la fuente de alimentación
- ☐ Excesiva respuesta a altas frecuencias
- ☐ El parámetro estabilizado es la frecuencia
- ☐ Ninguna

12. Amplificadores de audiofrecuencia

a) ¿Qué efecto tiene sobre la distorsión por cruce, en un amplificador simétrico complementario, el uso de realimentación negativa?

- ☐ No afecta la distorsión
- ☒ Atenúa las armónicas $(1+\beta A)$ veces
- ☐ Empeora la distorsión $(1+\beta A)$ veces
- ☐ Ninguna

b) El circuito boost trapping en un amplificador clase B simétrico complementario se usa para:

- ☐ Mejorar la respuesta a frecuencias centrales
- ☒ Mantener polarizado al transistor próximo a la zona de saturación
- ☐ Estabilizar térmicamente al transistor
- ☐ Ninguna

También pueden aparecer estas opciones:

- ☐ Mejorar la respuesta en frecuencia
- ☐ Mejorar la estabilidad en frecuencia
- ☐ Mejorar el consumo de corriente
- ☒ Ninguna

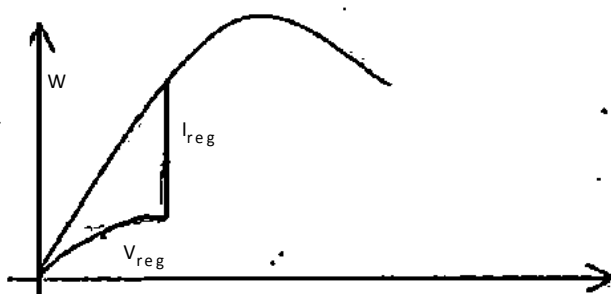
b) ¿Qué efecto tiene sobre la distorsión por cruce, en un amplificador simétrico complementario, el uso de realimentación negativa?

- ☐ No afecta la distorsión
- ☒ Atenúa las armónicas $(1+\beta A)$ veces
- ☐ Empeora la distorsión $(1+\beta A)$ veces
- ☐ Ninguna

13. Convertidores

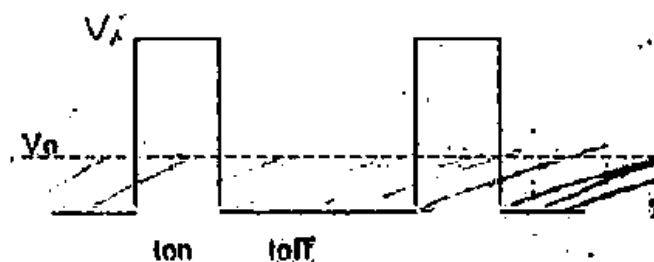
a) El siguiente gráfico muestra el comportamiento de una protección de regulador en una fuente lineal ¿A qué tipo de protección se refiere?

- ☒ Por corriente máxima regulada
- ☐ Por potencia máxima regulada
- ☐ Combinada
- ☐ Corriente reflejada



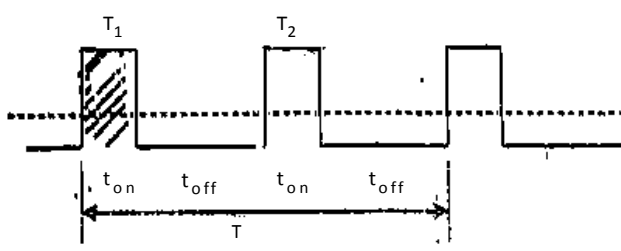
b) El siguiente diagrama muestra la conducción y bloqueo en un convertidor conmutado básico ¿A qué tipo de convertidor se refiere? Escriba la V_{out} en función de t_{in} y t_{off} .

- ☒ Convertidor directo
- ☐ Convertidor indirecto
- ☐ Convertidor simétrico
- ☐ Convertidor híbrido



c) ¿A qué circuito de convertidor corresponde la siguiente gráfica? Dibujar el circuito que represente este tipo de gráfica.

- ☐ Convertidor directo
- ☐ Convertidor indirecto
- ☒ Convertidor simétrico
- ☐ Convertidor híbrido



3 – PREGUNTAS DEL TEÓRICO

3.1 – Teórico de Celdrán

Estos temas son los que aparecen con más frecuencia en las hojas que reparte Celdrán en el final. Me animaría a decir que no se sale de esto. Así que CREO que estudiándose estos temas de memoria, la parte de él está aprobada.

1. Realimentación negativa:

- 1) Diagrama de bloques del amplificador realimentado.
 - a) Función de transferencia del sistema.
 - b) Explicar el método de análisis de un amplificador realimentado.
 - c) Analizar las funciones sensibilidad e insensibilidad.
 - d) Analizar la incidencia de señales espurias en un amplificador realimentado.
- 2) Amplificador con muestra de tensión y mezcla en paralelo.
 - a) Realizar los circuitos correspondientes.
 - b) Encontrar A_f , R_{if} , R_{of} y R'_{of} .

2. Respuesta en alta frecuencia de amplificadores monoetapas:

- Circuito principal.
- Ganancia de corriente o de tensión.
- Capacidad de Miller.
- Pulsación de corte beta.
- Pulsación de transición.
- Ancho de banda.
- Producto Ganancia-Ancho de banda.

3. Respuesta en baja frecuencia de amplificadores con acoplamiento RC (configuración EC):

- Circuito principal.
- Análisis del circuito teniendo en cuenta el condensador de desacoplamiento de emisor.
- Análisis del circuito teniendo en cuenta el condensador de acoplamiento de entrada.
- Análisis del circuito teniendo en cuenta el condensador de acoplamiento de salida.
- Determinación de la función de transferencia resultante.
- Determinación de la frecuencia de corte inferior.
- Criterios de selección de los condensadores externos.

4. Compensación interna y externa en AO. Compensación de adelanto de fase:

- Circuito principal de la red de adelanto.
- Función de transferencia de la red de adelanto.
- Representación del módulo y fase del compensador.
- Determinación de la atenuación α .
- Especifique las características de las redes compensadas respecto de los M.F. y M.G.

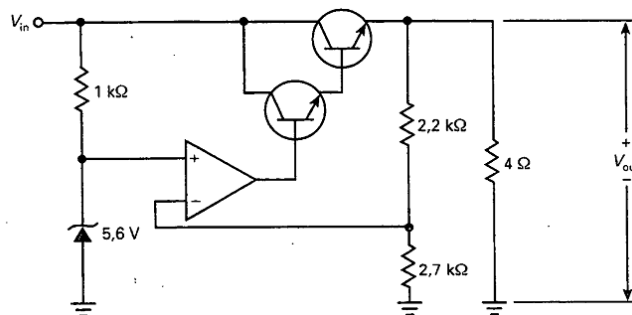
5. Amplificador de potencia simétrico complementario clase AB:

- Circuito principal.
 - ✓ Formas de onda de las corrientes en el circuito.
 - ✓ Determinación de las rectas de carga de CC y CA.
 - ✓ Red de polarización.
- Cálculos de potencias.

- ✓ Potencia suministrada $P_{CC,max}$.
- ✓ Potencia transferida a la carga $P_{L,max}$.
- ✓ Potencia disipada en el colector $P_{C,max}$.
- ✓ Rendimiento.
- ✓ Factor de mérito.
- ✓ Gráfico de las potencias y rendimiento en función de I_{cm} .

6. Fuentes de alimentación reguladas

- Etapa reguladora serie:
 - ✓ Determinar la función de transferencia del siguiente circuito:



- Reguladores monolíticos de tres terminales con tensión de salida ajustable.
 - ✓ Circuito esquemático.
 - ✓ Función de transferencia.
 - ✓ Regulación de línea (definición y distintas formas de representación paramétrica).
 - ✓ Regulación de carga (definición y distintas formas de representación paramétrica).
 - ✓ Coeficiente de temperatura.
 - ✓ Estabilidad a largo plazo.
 - ✓ Circuitos de protección.
 - Limitador de corriente máxima.
 - Limitador de corriente por repliegue.
 - Protección del área de seguridad.
 - Corte térmico.

7. Amplificador de instrumentación con entrada puente:

- Circuito principal.
- Análisis del circuito puente y ajustes debido a desequilibrios.
- Análisis de V_L en función de V_1 y V_2 .
- Análisis de V_L en función de V_{mc} y V_{OS} .
- Conclusiones.

3.2 – Teórico de González

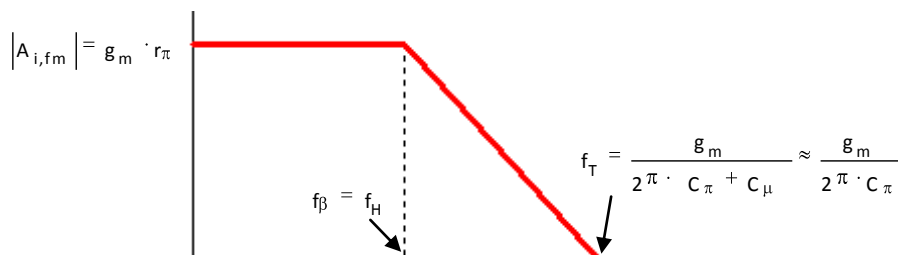
8. Fuente de tensión regulada lineal en serie.

- Función de transferencia y circuito.
- Implementar una protección de corriente.
- Definir regulación de carga y de línea.
- Especificar $I_{C,max}$, $V_{CE,max}$ y $P_{C,max}$ que debe soportar el transistor.

9. Realizar el modelo incremental del transistor en alta frecuencia.

- a) Hallar la frecuencia de corte.
- b) realizar el bode indicando ω_H y ω_T .

PUNTO B: Para realizar el Bode, basta con tener tres parámetros: f_T , $f_H(=f_\beta)$ y $A_{i, fm}$. Siendo ésta última la ganancia de corriente a frecuencias medias, recordar también que la f_T es la frecuencia a la cual la ganancia de corriente es 1 (o 0 dB).



10. Teniendo en cuenta el transistor en EC, para baja frecuencia:

- Encontrar la función de transferencia teniendo en cuenta el condensador de base.
- La función de transferencia teniendo en cuenta ahora el condensador de emisor.
- Realizar el bode de los puntos a) y b).
- Realizar la respuesta al escalón de los puntos a) y b).

11. Dibujar el convertidor doble directo y explicar su funcionamiento.

12. Realimentación negativa:

- Confeccionar diagrama de bloques de una realimentación.
- Sensibilidad e insensibilidad.
- Señales espurias.
- Clasificación de los amplificadores realimentados.

13. Dibujar circuito de un amplificador realimentado con muestra de corriente y mezcla serie.

- Obtener función de transferencia.
- Obtener impedancias de entrada y salida.

14. Convertidor conmutado inversor.

- Circuito básico.
- Diagrama de tensión vs tiempo.
- Determinación de la tensión de salida (V_L) en función de la fuente primaria (V_S).

15. Dibujar el diagrama de bloques del regulador lineal en serie que limita los parámetros seleccionados en el punto anterior.

16. Regulador conmutado a frecuencia propia con convertidor simétrico.

- Circuito básico.
- Ciclos de conducción y bloqueo.
- Determinar tensión de salida en función de la tensión primaria.
- Desarrollo completo en la sección 6.1 – 3: Convertidor simétrico del capítulo 4.

17. Lugar de raíces con el cual se evalúa la estabilidad de un amplificador de tres polos.

- Dibujar circuito.
- Indicar el o los puntos que producen inestabilidad.

- Dibujar la respuesta temporal equivalente para los distintos tramos de la figura anterior.

18. Amplificadores simétricos complementarios.

- Circuito.
- Determinación rectas de carga.
- Determinación de las potencias involucradas (Potencias, η , FM), gráfico.
- ¿Cómo se reduce la distorsión por cruce?

19. Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.

- Circuito.
- Ganancia estabilizada (o a lazo cerrado).
- Impedancias de entrada y de salida.

20. Amplificador de 2 polos en alta frecuencia.

- Gráfico de respuesta temporal en función de ξ (o Q).
- Graficar el lugar de raíces y cómo se mueven en función de Q .

21. ¿A qué se debe la distorsión armónica en los amplificadores clase B (polarizado en la zona lineal, región de corte)?.

Consideremos el semiciclo positivo: Mientras la entrada sea menor que el voltaje V_{BE} de polarización en directa (≈ 0.65 [V]) en el transistor NPN de la parte superior, éste estará apagado o conducirá muy poco (similar a un diodo), y el voltaje de salida no sigue a la entrada, por lo que tira una salida nula. El transistor PNP inferior sigue apagado porque está polarizado en inversa con la entrada positiva. Lo mismo sucede con el transistor inferior en el semiciclo negativo: permanece apagado a pesar de estar polarizado directamente y el NPN no se enciende porque está polarizado en inversa. Por ello, para entradas entre 0 y aproximadamente ± 0.65 [V], el voltaje de salida no es una réplica ni una versión amplificada de la entrada, y podemos verlo como una imperfección en la forma de onda de salida cerca de 0 [V]. Esta es la forma más evidente de la distorsión por cruce y se hace aún más notoria cuando el rango de voltaje de salida es pequeño.

22. ¿Con qué tipo de compensación se obtiene mejor sensibilidad en la ganancia a lazo abierto?

Con compensación por adelantado. (No estoy seguro de la respuesta)

23. Dibujar y explicar el funcionamiento del amplificador push pull clase B.

24. Realizar el circuito equivalente del amplificador EC con transistor bipolar en alta frecuencia

25. Convertidor híbrido

- Circuito principal
- Diagrama temporal
- Función de transferencia

26. Control de fuente conmutada a frecuencia propia

- Diagrama de bloques de un control a frecuencia fija para regular conmutador a frecuencia propia.

- Diagrama de bloques de un control a frecuencia fija para regular conmutador a frecuencia propia (PWM)
- Formas de onda en función del tiempo en circuito PWM

27. Amplificador de tensión realimentado un amplificador con muestra de V en paralelo

- Diagrama de bloques.
- Desarrollar la función estabilizada A_f , indicar el parámetro estabilizado y especificar la unidad de β .
- Desarrollar Z_{if} y Z_{of} .

28. Para un detector de nivel inversor realimentado positivamente con una compensación externa mediante un capacitor y una resistencia a masa. (pregunta no contestada)

- Determinar la función de transferencia de V_{UT} y V_{LT}
- Dibujar V_o en función de V_i
- Dibujar el ciclo de histeresis
- ¿Qué compensación externa tiene? Rta: Polo-Cero

29. Convertidor simétrico

- Circuito
- V en función de t

30. Elaborar un cuadro sinóptico clasificando los ruidos en un amplificador

31. Escriba la expresión aproximada que relaciona el SR con la $V_{L,max}$ a máxima frecuencia sin distorsión que se puede obtener en un AO auto compensado.

Esta relación sale de la ecuación (2 – 21) (sección **2.15 – Velocidad de crecimiento** del capítulo 2):

$$SR = \frac{\text{cambio de voltaje a la salida}}{\text{tiempo}} = \frac{I}{C}$$

Donde I es la corriente que suministra una parte del circuito interno del AO al condensador C de compensación. Entonces podemos decir que:

$$\frac{V_{L,max}}{t_{min}} = \frac{I}{C} \rightarrow \therefore V_{L,max} = \frac{I \cdot t_{min}}{C} = \frac{I}{C \cdot f_{max}}$$

32. Compensación en convertidor V-I con dos AO

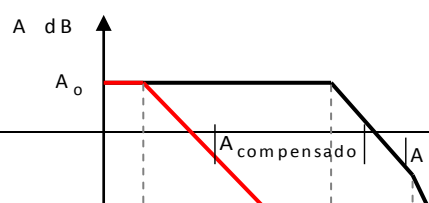
En el convertidor V-I del ejercicio 2.5 de la sección *Circuitos con Amplificadores operacionales*:

- ¿Qué tipo de compensación están usando los AO?
- Realizar Bode de módulo y fase (también de la red compensadora) suponiendo que los AO tienen 3 polos en alta frecuencia.

PUNTO A:

Compensación por polo dominante. Esta configuración alternativa tiene la particularidad de que aumenta el rechazo a la fuente de ruido en un factor de 10. En lo que a ancho de banda y velocidad de respuesta se refiere, es similar a la configuración del ejercicio 2.28 de *Circuitos con amplificadores operacionales*, es decir, son proporcionales a $1/C$.

PUNTO B:



33. Compensación en el amplificador de instrumentación con dos AO

En el amplificador dual del ejercicio 2.25 de la sección Circuitos con Amplificadores operacionales:

- ¿Qué tipo de compensación tiene?
- ¿Qué ocurre con el ancho de banda?
- ¿Qué ocurre con el ancho de banda en las otras configuraciones?

PUNTO A:

Compensación por polo dominante.

PUNTO B:

Se reduce drásticamente, por lo general se busca que la nueva frecuencia de corte superior sea tal que la ganancia a lazo abierto (A_o) decaiga a **20 dB/dec** y valga A_{fo} en la frecuencia f_1 (polo dominante original).

PUNTO C:

El ancho de banda en la compensación por adelanto es mayor que en la de polo dominante, aunque se reduce la estabilidad. (No estoy seguro de esta respuesta).

34. Compensación en el convertidor I-V de alta sensibilidad

En el amplificador dual del ejercicio 2.27 de la sección Circuitos con Amplificadores operacionales:

- ¿Qué tipo de compensación tiene?
- ¿Cuáles son los dos tipos de compensaciones que más se usan en los AO y cuál es el que mejor ancho de banda e insensibilidad posee?

PUNTO A:

Compensación por polo dominante.

PUNTO B:

Las dos más usadas son la compensación por *polo dominante* y por *adelanto*, siendo ésta última la que mayor ancho de banda e insensibilidad posee. (No estoy seguro de esta respuesta.)