Universidad de Alcalá
Departamento de Electrónica

Tecnología Electrónica

Ejercicios

Tema 2: **'Realimentación y estabilidad'**

Referencias:

Problemas propuestos por profesores del Departamento de Electrónica de la UAH.

Circuitos Electrónicos. Análisis simulación y diseño, de Norbert R. Malik.

Versión: 2015/02/25

Control de versiones

- 2015-02-25: versión inicial.

Sección 1: Material de estudio.

El Tema 2, Realimentación y Estabilidad, se puede estudiar con pleno detalle siguiendo el capítulo 9 del texto base (Malik). Este será el material básico de estudio.

Se indican a continuación las secciones correspondientes a los conceptos expuestos en el Tema 2 de la asignatura, Tecnología Electrónica. Para cada sección, se indican además una serie de ejercicios recomendados para el estudio y aprendizaje de dichos conceptos:

- **Nociones básicas**. Secciones 9.1 y 9.2.
  - Ejercicios de estudio: 9.2; 9.4; 9.5 y 9.7.

- **Teoría fundamental de realimentación**. Secciones 9.3 y 9.4.
  - Ejercicios de estudio: 9.9; 9.12; 9.15; 9.21 y 9.23.

- **Realimentación en ctos. prácticos.** Sección 9.5.
  - Ejercicios con TRTs: 9.24 y 9.29.
  - Ejercicios con OPs: 9.26 y 9.27.
  - Otros temas de interés: 9.35 y 9.37

Las soluciones de los ejercicios del texto base (Malik) se encuentran disponibles a través de Blackboard. Se dispone de licencia (verbal) para utilizar dichos materiales en la docencia de esta asignatura.

Sección 2: Problemas adicionales (enunciados).

F-1.- Un cierto amplificador realimentado tiene su entrada conectada en paralelo con la red β. Algunas características del mismo son: R_{if} = 110Ω, R_{of} = 26kΩ, A_f = 20 y ω_{Lf} = 10rad/s; siendo otras características del amplificador A las siguientes: R_o = 2kΩ, ω_H= 10^4 rad/s.

a) Indique, razonadamente, el tipo de amplificador realimentado construido y realice un esquema de bloques del mismo. Obtenga además el valor del factor de mejora F=(1+A β).

b) Obtenga los valores de las ganancias A y β, incluyendo sus unidades.

c) Obtenga los valores de R_i , ω_{Hf}, y ω_L .

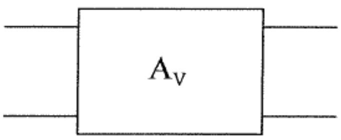
d) El cambio de una resistencia en el amplificador de 10kΩ a 11kΩ, provoca un cambio en A_f de 20 a 21. Mediante el concepto de sensibilidad y los efectos de la realimentación, obtenga el nuevo valor de A.

F-2.- Un cierto amplificador tiene una ganancia en lazo abierto que viene dada por la expresión:

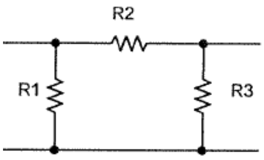
$$A(s) = \frac{250s}{(1+0'1s)(1+0'001s)}$$

Se realimenta este amplificador con una β=0'8. Obtenga, **razonadamente**, la expresión de la ganancia del amplificador realimentado $A_f(s)$.

F-3.- El amplificador de tensión, A_V, representado en la siguiente figura, posee una resistencia de entrada R_i = 40kΩ, de salida R_o = 2kΩ y una ganancia en frecuencias medias cuyo módulo vale $|A_V|$ = 100 (V/V). Se desea obtener con él un amplificador de transimpedancia, para lo cual se usa la red β de tres resistores en π, que se muestra en la misma figura.



Amplificador



Red β

a) Obtenga la topología de realimentación necesaria y dibuje el circuito equivalente resultante. Determine, así mismo, el signo que debe tener A_V para que la realimentación sea negativa.

b) Determine el valor de β necesario para obtener, una vez realimentado el amplificador original, una ganancia de transimpedancia de $|A_{Zf}|$= 10kΩ.

c) Supuestos R1 = R2 = R3 = 10kΩ, obtenga los valores de las impedancias de salida y entrada del amplificador realimentado, esto es: R_{if} y R_{of} .

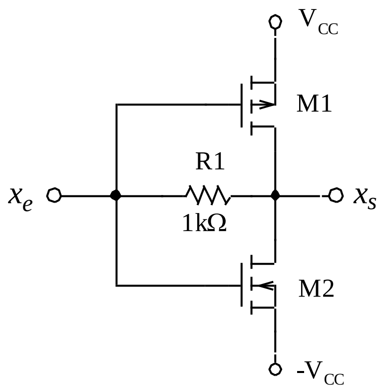
d).-Estudie detenidamente la red β de la figura C-1 y el tipo de realimentación objeto de este ejercicio. ¿Qué elemento o elementos de β podrían omitirse sin modificar el factor de mejora marcado como objetivo de diseño?

F-4.- Los dos MOSFET del amplificador la figura adjunta tienen los siguientes parámetros en pequeña señal:

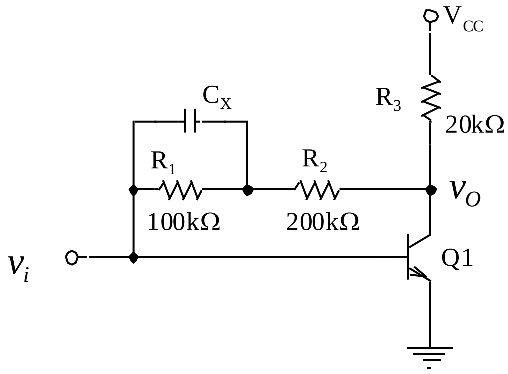
$$g_m = 10mA/V \ ; \ r_O >> 1k\Omega.$$

a) Determine la topología de realimentación existente y el modelo más apropiado del amplificador, en consecuencia. ¿Qué tipo de generador y carga serían los más adecuados según esta topología? ¿Cuáles debieran ser las variables de entrada-salida: x_e y x_s?

b) Obtenga los valores de R_{if}, R_{of} y la A_f correspondientes.



F-5.- Observe el amplificador de la figura adjunta ¿qué tipo de realimentación tiene? Encuentre los valores de los parámetros adecuados de la red β, tanto en continua como en señal variable. Considere a C_X como un condensador de desacoplo.



F-6.- Un cierto amplificador realimentado posee una ganancia de transimpedancia de valor A_Z=100kΩ, en frecuencias medias. Su respuesta en frecuencia queda fijada por dos polos dominantes; en baja frecuencia posee uno en f_L=100Hz, en alta frecuencia posee otro en f_H=10kHz.

Determine el valor correcto de la realimentación, **β**, necesaria (incluyendo unidades), para que su frecuencia de corte superior sea de **200kHz**. Obtenga además el nuevo valor de la frecuencia de corte inferior, $\boldsymbol{f_{CL}}$.

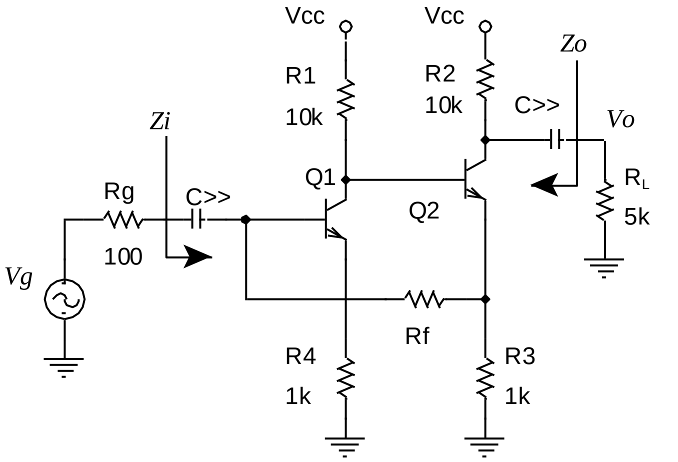
F-7.- Cierto amplificador tiene una R_i = 1kΩ, y su ganancia viene dada por: $A(s) = 2{\cdot}10^4 \dfrac{800}{s+800}$

Se usa una realimentación con β=0’05 para rebajar la impedancia de entrada. Obtenga el valor complejo de la impedancia de entrada realimentada, Z_{if}(s), y represéntelo en un diagrama de Bode.

F-8.- Sobre el amplificador de la figura, y con los datos de partida adjuntos, responda a las cuestiones planteadas.

<u>Datos de los Transistores Q1 y Q2</u>:

$|I_{C1}| = 1mA$ $\beta_F = 200$



a) Indique su topología de realimentación, y obtenga y dibuje, con todos sus valores correspondientes, las redes A y β ideales. Para la red β, deje sus parámetros en función del valor de la resistencia R_F. *[<u>Nota</u>: tome despreciable el parámetro γ_{21} de la red β]*

b) Obtenga el valor de Rf necesario para que la ganancia realimentada tenga un módulo de 10 (no olvide obtener e indicar las unidades y el signo correspondientes a la realimentación realizada).

c) Supuesto un valor de Rf=500Ω, obtenga los valores de A, A_f, β, y de las *Ze* y *Zs*, sin realimentación, correspondientes a las redes A y β ideales.

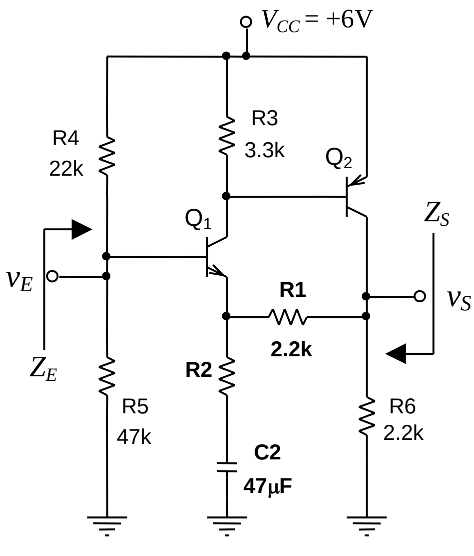
d) Con la β correspondiente a la Rf=500 Ω, calcule los valores de *Zi* y *Zo* vistas en los puntos señalados en la figura, justificando tales valores a partir del circuito original y del obtenido aplicando la teoría de realimentación.

F-9.- En el amplificador de la figura adjunta, los resistores R1 y R2, junto con el condensador C2, forman la red β de realimentación en señal variable.

<u>**Datos:**</u>

Transistor Q1: $|I_{C1}| = 250\mu A$ $\beta_{FN} = 150$

Transistor Q2: $|I_{C2}| = 1mA$ $\beta_{FP} = 100$



a) Identifique la topología de realimentación existente y dibuje la red *A* ideal (amplificador sin realimentar) en frecuencias medias. Obtenga los siguientes parámetros de *A*: impedancias terminales (Z_e y Z_s) y ganancia sin realimentación $G_V = (v_s/v_e)$.

<u>**Notas importantes:**</u> Como R2 no es conocida, considere despreciables, sólo para el apartado (a), los efectos de carga de β sobre *A*. Preste atención, además, a las definiciones de los parámetros buscados, dadas en la propia figura.

b) A la vista de los resultados de **(a)**, determine el valor de la resistencia R2 necesario para que, en frecuencias medias, la ganancia de tensión con realimentación valga $G_{Vf} = (v_S/v_E) \approx 25$.

Nota: Para los apartados **(c)** y **(d)** tome R2=220Ω, sin tener en cuenta el resultado del apartado **(b)**.

c) Calcule, para el amplificador una vez realimentado y en frecuencias medias, los nuevos valores de las impedancias terminales, Z_{ef} y Z_{sf} , y la ganancia del amplificador realimentado, G_{Vf} .

d) Determine la dependencia de β con la frecuencia (esto es: $\beta=f(\omega)$) y represente su módulo en un diagrama de Bode. A partir de este dato, obtenga $G_{Vf}=f(\omega)$ y represente igualmente su módulo en el mismo diagrama de Bode.

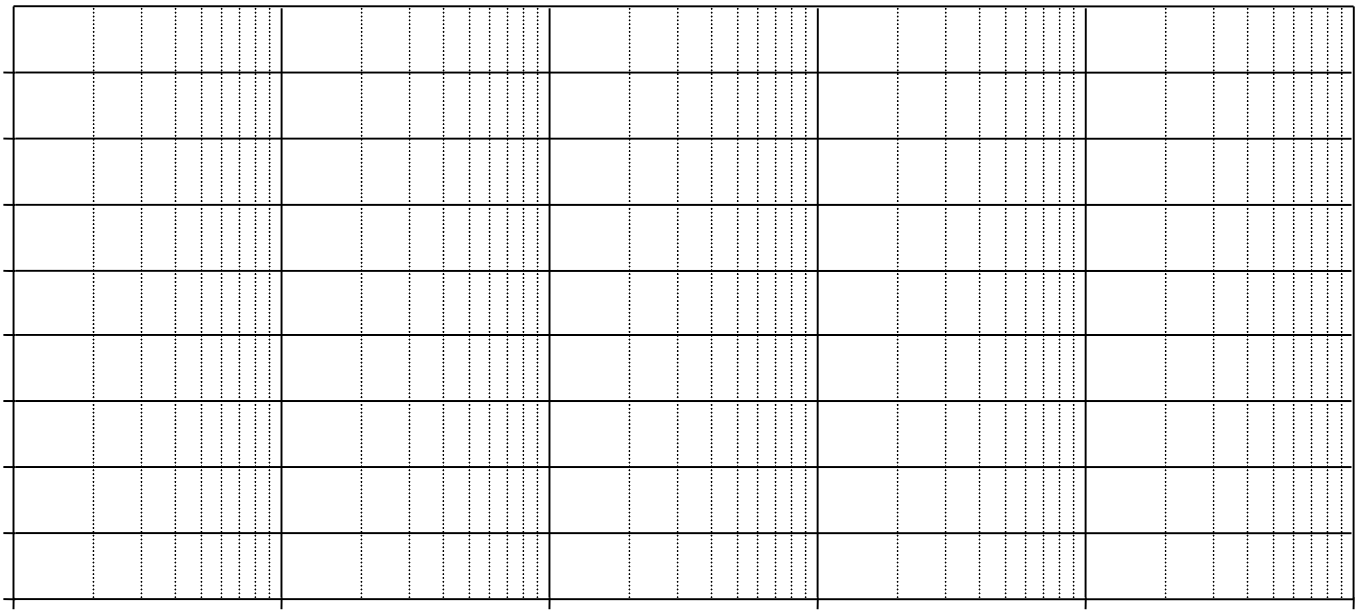
Nota: Considere para este apartado **(d)** que la ganancia de *A* es muy grande y cte. para la banda de frecuencias de interés (bajas y medias frecuencias en este caso).

F-10.- Un cierto amplificador operacional tiene una A_O= 80dB y polos en 1, 10 y 200kHz.

a) Represente en el diagrama de Bode adjunto sus curvas aproximadas de ganancia y fase. ¿Cuál es su producto Ganancia-Ancho de Banda en lazo abierto?

b) Con este operacional se construye un amplificador no-inversor. ¿Qué ganancia del mismo correspondería a un margen de fase de cero grados?

c) Se pretende construir un amplificador no-inversor con ganancia de 50dB en lazo cerrado. Éste se compensa mediante desplazamiento de polos. ¿A qué frecuencia se debe encontrar el polo desplazado para que el margen de fase sea de 45º? ¿Qué producto Ganancia-Ancho de Banda se obtiene en este caso?



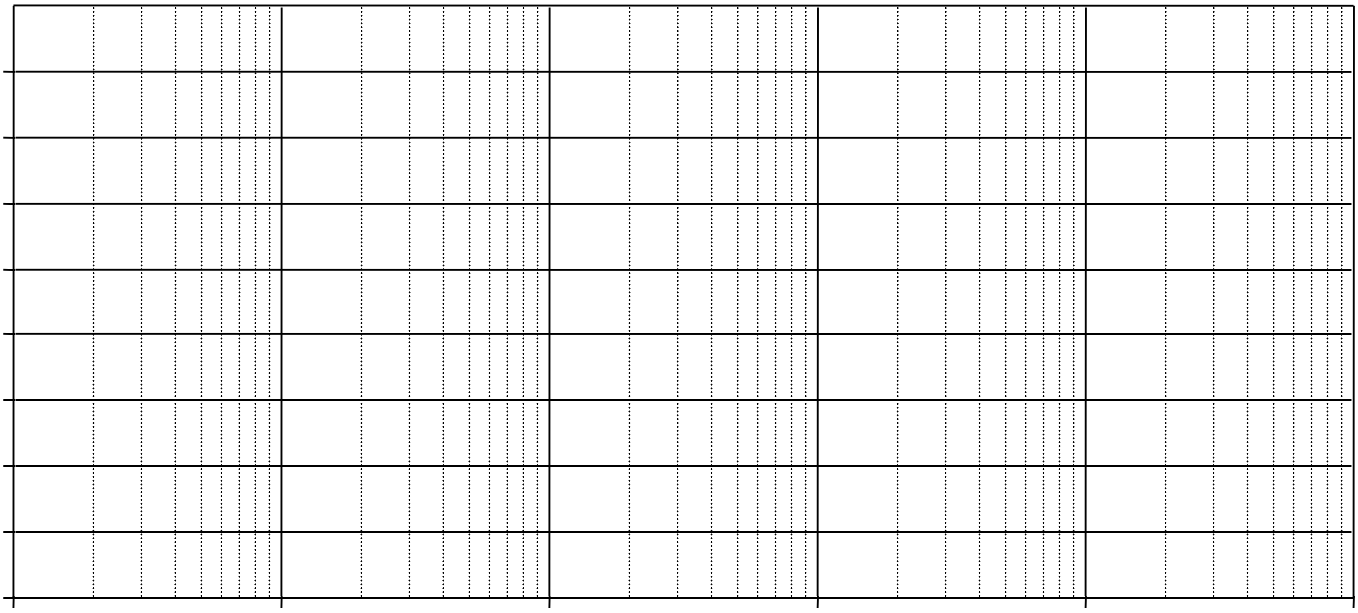
F-11.- Un amplificador sin realimentar, que no desfasa, tiene tres polos: uno simple en 100 kHz, y otro doble en 700 kHz; siendo su ganancia en medias 60 dB.

Se realimenta con una red β ideal, real y positiva.

a) Representar, en la hoja adjunta el módulo y la fase de la ganancia en lazo abierto.

b) Hallar β para que el margen de ganancia sea de -10 dB.

c) Con la β calculada anteriormente, se compensa agregando un nuevo polo. Si se desea que el margen de ganancia sea de +20 dB ¿Dónde habría que añadir el nuevo polo?



F-12.- Se dispone de un amplificador caracterizado por los siguientes parámetros:

- Ganancia en frecuencias medias, A_m = 80dB (positiva), con polos en f_1 = 200Hz, f_2 = 1kHz y f_3 = 30kHz.
- Todos los polos son independientes y no interaccionan entre sí.

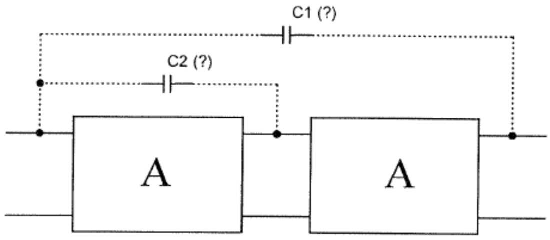
a) Dibuje, sobre el diagrama de Bode adjunto (al final del ejercicio), la respuesta en lazo abierto del amplificador, en módulo y fase. Determine, de forma aproximada, los márgenes de ganancia y de fase que se obtendrían en el caso de ser realimentado con β unitaria. ¿Este amplificador sería incondicionalmente estable?

b) Se desea una ganancia en lazo cerrado, A_f, de 25dB, por lo que se hace necesario compensar el amplificador. Se elige para ello la técnica de desplazamiento de polos, mediante las modificaciones necesarias sobre el circuito original (sin especificar). ¿Qué polo será el que se desplace y a qué frecuencia deberá ser trasladado para obtener una respuesta en lazo cerrado aceptable (margen de fase $\approx$45°)?

Nota importante: *Dibuje las modificaciones resultantes en la respuesta en frecuencia (tanto en módulo como en fase) sobre el gráfico anterior, utilizando líneas punteadas o colores distintos para diferenciarlas bien de las originales.*

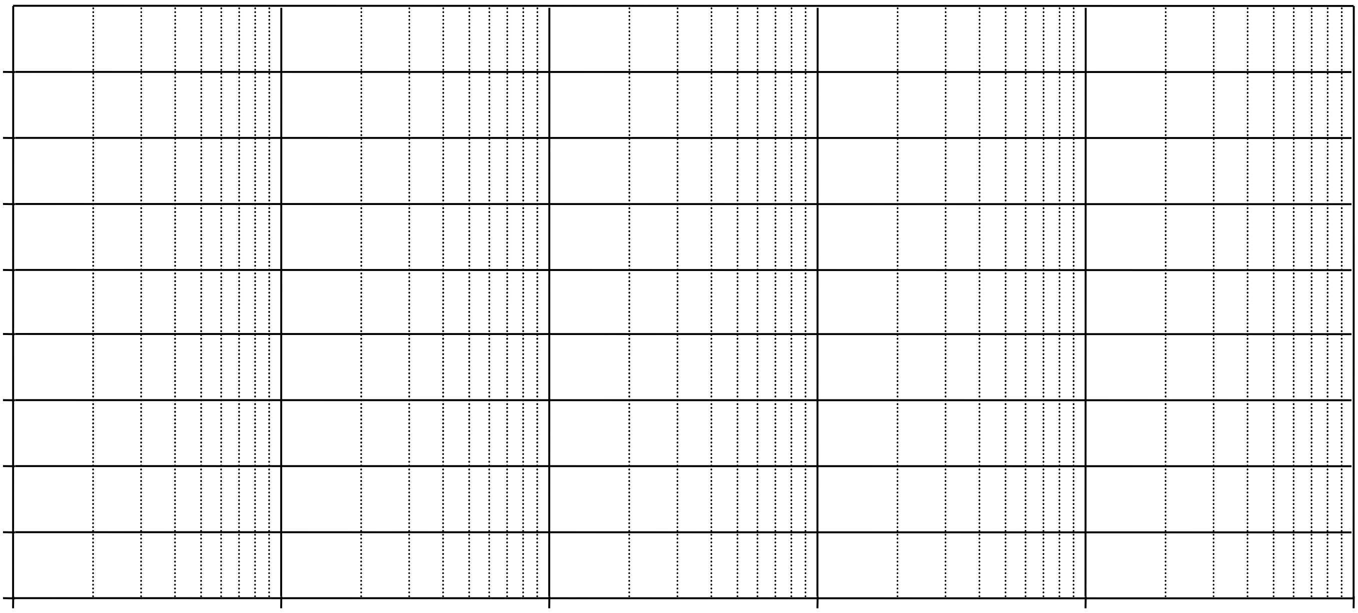
c) En lugar de desplazar los polos del amplificador se decide añadir un polo dominante en f_P = 10Hz, mediante un condensador al efecto. La estructura interna del amplificador se muestra en la figura. Son dos etapas iguales de características:

A_0 = -100 (V/V)
R_i = 1kΩ
R_o = 100 Ω



Determine cuál de las dos posiciones marcadas a trazos en la figura adjunta (condensador C1 ó C2) es la correcta para ubicar el condensador e indique el valor de capacidad necesario para obtener el polo dominante en la frecuencia pedida (10Hz).

Nota. *Si el'Teorema de Miller' es aplicable, las admitancias resultantes son: en la entrada $Y_M = Y(1-k)$, y en la salida $Y'_M=Y(1-(1/k))$, siendo k la ganancia en tensión de la etapa.*



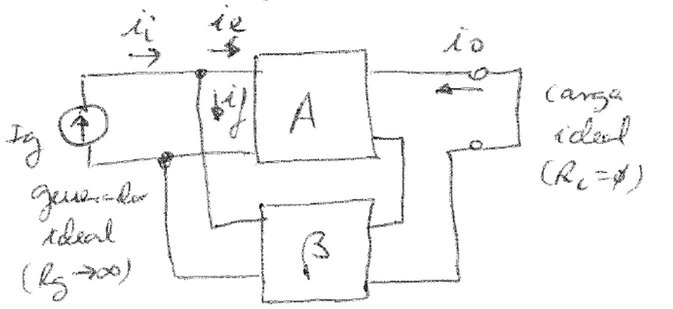
Tema 2: **Realimentación y estabilidad**

Soluciones a los ejercicios propuestos

F-1.-

a)

Como $R_{of} = 26k\Omega > R_o = 2k\Omega \Rightarrow$ la conexión de salida debe ser en serie (¡de corriente!)



Es una realimentación de corriente proporcional a la corriente de salida.

Para hallar F se sabe que:

$R_{of} = F \cdot R_o$

$\hookrightarrow F = \frac{R_{of}}{R} = \frac{26k\Omega}{2k\Omega} = 13$

b)

Se sabe que $A_f = \frac{A}{F} \rightarrow A = A_f \cdot F = 20 \cdot 13 = 260 \left(\frac{A}{A}\right)$ pues es A_I, de corriente.

Respecto a β: $F = 1 + A\beta = 13 \Rightarrow \beta = \frac{F-1}{A} = \frac{12}{260} = 0'046 \left(\frac{A}{A}\right)$ $\boxed{\text{SIGNOS POSITIVOS}}$

c)

Del tipo de conexión y suponiendo (por defecto) polos dominantes en las pulsaciones de corte, podemos conocer los datos pedidos:

$R_{if} = R_i / F \Rightarrow R_i = R_{if} \cdot F = 110\,\Omega \cdot 13 = 1430\,\Omega$

$\omega_{Hf} = \omega_H \cdot F = 10^4 \cdot 13 = 130$ Krad/s

$\omega_{Lf} = \omega_L / F \Rightarrow \omega_L = \omega_{Lf} \cdot F = 10$ rad/s $\cdot 13 = 130$ rad/s

d)

Se tiene que $S^F_{Parámetro} = \frac{P}{F} \cdot \frac{dF}{dP}$. Por tanto $S^{A_f}_R = \frac{R}{A} \cdot \frac{dA}{dR}$

Por la realimentación: $S^{A_f}_R = S^A_R \cdot \frac{1}{F} \Rightarrow S^A_R = S^{A_f}_R \cdot F$.

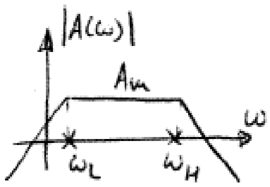
$S^{A_f}_R = \frac{R}{A_f} \cdot \frac{dA_f}{dR} \simeq \frac{R}{A_f} \cdot \frac{\Delta A_f}{\Delta R} = \frac{10k\Omega}{20} \cdot \frac{(21-20)}{(11k\Omega - 10k\Omega)} = \frac{1}{2} = 0'5$

$S^A_R = S^{A_f}_R \cdot F = 0'5 \cdot 13 = 6'5 \simeq \frac{R}{A} \cdot \frac{\Delta A}{\Delta R} \Rightarrow \Delta A = \frac{\Delta R}{R} \cdot A \cdot 6'5 \Rightarrow$

$\Rightarrow \Delta A = \frac{1k\Omega}{10k\Omega} \cdot 260 \cdot 6'5 = 169 \Rightarrow \boxed{A' = A + \Delta A = 260 + 169 = 429 \ (A/A)}$

F-2.-

De la expresión de $A(s)$ se obtiene que $\begin{cases} \text{cero en } \varnothing \\ \text{polos en } \begin{cases} \omega_L = 10 \\ \omega_H = 10^3 \end{cases} \end{cases}$

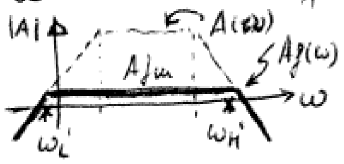


$$A_M \Rightarrow A(s)\Big|_{\omega_L<s<\omega_H} = \frac{250\,s}{\left(1+\frac{s}{\omega_L}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_H}\right)} \simeq \frac{250\,\cancel{s}}{\frac{\cancel{s}}{\omega_L}\cdot 1} = 250\cdot 10$$

De donde: $F = 1 + A_M\beta = 1 + 2'5\cdot 10^3\cdot 0'8 = 2000 \Rightarrow A_M\beta >> 1 \Rightarrow \boxed{A_{fM} \simeq \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0'8} = 1'25}$

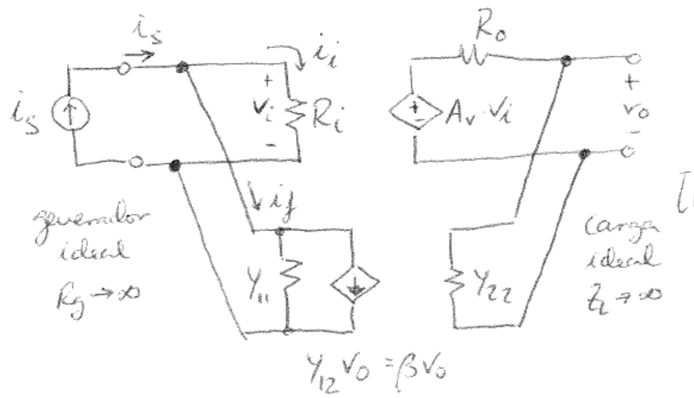
$$\omega_L' = \frac{\omega_L}{F} = \frac{10}{2\cdot 10^3} = 5\cdot 10^{-3}\ \frac{rad}{s} \quad ; \quad \omega_H' = \omega_H\cdot F = 10^3\cdot 2\cdot 10^3 = 2\cdot 10^6\ rad/s$$

Se deduce entonces que: $\boxed{A_f(s) = \frac{A_M\cdot s}{(s+\omega_L')\left(1+\frac{s}{\omega_H'}\right)} = \frac{1'25\,s}{(s+5\cdot 10^{-3})(1+5\cdot 10^{-7}s)}}$



F-3.- a)

1.a) Transimpedancia $\Rightarrow A_Z = \frac{V_o}{i_i} \Rightarrow \begin{cases} Z_i \downarrow\downarrow \text{ (paralelo)},\ Z_o \downarrow\downarrow \text{ (paralelo)} \\ \text{parámetros } Y \text{ en red } \beta \end{cases}$



$$[\beta]\begin{cases} y_{11} = \frac{i_1}{v_1}\Big|_{v_2=\varnothing} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \\ y_{22} = \frac{i_2}{v_2}\Big|_{v_1=\varnothing} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \\ y_{12} = \frac{i_1}{v_2}\Big|_{v_1=\varnothing} = -\frac{1}{R_2} = \beta_y \end{cases}$$

Como $\beta_y A_Z$ debe ser adimensional y positivo $\Rightarrow \boxed{A_Z < \varnothing}$

Siendo $A_Z = \frac{V_o}{i_i} = \frac{V_o}{V_i/R_i} = A_v\cdot R_i < \varnothing \Rightarrow A_v < \varnothing \Rightarrow \boxed{A_v = -100\,(V/V)}$

b)

1-b).- $A_Z = A_v\cdot R_i = -100\left(\frac{V}{V}\right)\cdot 40k\Omega = -4\, 10^6\,\Omega$

$$A_{Zf} = \frac{A_Z}{1+A\beta}\Big|_{A\beta>>1} \simeq \frac{1}{\beta_y} \Rightarrow \beta_y \simeq \frac{1}{A_{Zf}} = -\frac{1}{R_2} \Rightarrow \boxed{R_2 = |A_{Zf}| = 10k\Omega}$$

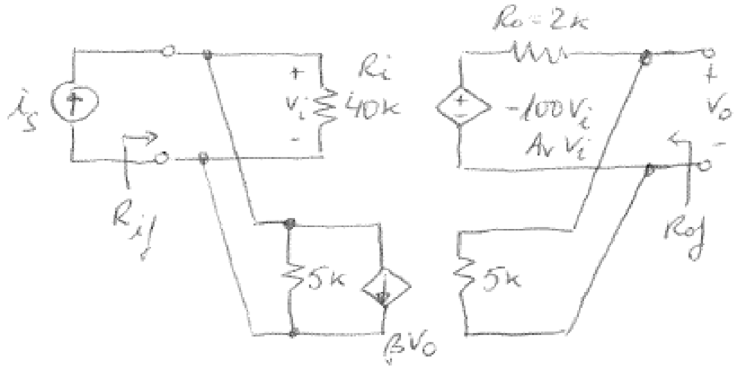
Con lo que $\boxed{\beta_y = -R_2^{-1} = -0'1\cdot 10^{-3}\,℧}$

c)

1-c).-

Con $R_1 = R_2 = R_3 = 10\,k\Omega \Rightarrow [\beta] \begin{cases} y_{11} = y_{22} = \frac{2}{10k\Omega} = \frac{1}{5k\Omega} \\ y_{12} = \beta = -\frac{1}{10k\Omega} \end{cases}$

El cto. equivalente resultaría:



$R_{if} = \frac{R_i^{\,ideal}}{1+A\beta}$

$R_{of} = \frac{R_o^{\,ideal}}{1+A\beta}$

¡ojo!

$A_Z = \frac{V_o}{i_S}\Big|_{\beta=\phi}$; $\beta_y = -\frac{1}{10k\Omega}$

Operando:

$A_Z \Rightarrow \begin{cases} V_o = A_v \cdot V_i \cdot \frac{5k}{5k+2k} \\ V_i = i_S \cdot (5k // 40k) \end{cases}$ $\boxed{A_Z = A_v \cdot \frac{5k}{7k} \cdot \frac{200k}{45k} = -317\,k\Omega}$

$F = 1 + A\beta \simeq A\beta = \frac{-317\,k\Omega}{-10\,k\Omega} = 31'7$ (ó $32'7$)

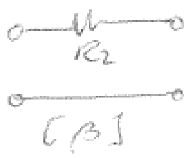
De donde:

$$\boxed{\begin{aligned} R_{if} &= \frac{(5k//40k)}{1+A\beta} = \frac{4'44\,k\Omega}{32'7} = 135'8\,\Omega \\ R_{of} &= \frac{(2k // 5k)}{1+A\beta} = \frac{1'43\,k\Omega}{32'7} = 43'7\,\Omega \end{aligned}}$$

d)

1.d).-

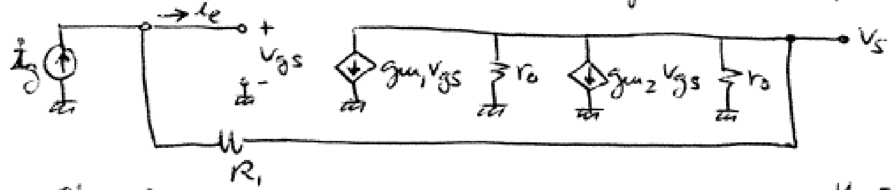
Si tenemos en cuenta sólo β, ésta es $\beta = -\frac{1}{R_2}$, luego la red podría omitir R_1 y R_3 (ver figura adjunta). Sin embargo en $F = 1 + A_Z \beta_y \Rightarrow A_Z$ sí se ve afectada por $y_{11}\, y_{22} \Rightarrow$ luego no se podrían omitir sin modificar F.



F-4.-

$\beta = R1 \Rightarrow$ Re Paralelo-Paralelo; $\begin{cases} \text{generador} \rightarrow \text{corriente} \Rightarrow x_e = i_e \\ \text{carga} \rightarrow \text{tensión } (R_L \rightarrow \infty) \Rightarrow x_s = V_s \end{cases}$

De donde se obtiene el siguiente cto. para analizar:



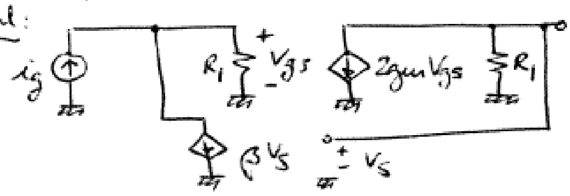
$A = \frac{V_s}{i_e}\ (\Omega) \Rightarrow A_z$

$[\beta] \Rightarrow$ params. $[Y]^\beta$

$y_{11} = y_{22} = \frac{1}{R_1}$; $\boxed{Y_{12} = -\frac{1}{R_1} = \beta}$

Cto. ideal:

$\left.\begin{matrix} g_{m1} = g_{m2} \\ \frac{r_o}{2} >> R_1 \end{matrix}\right\}$



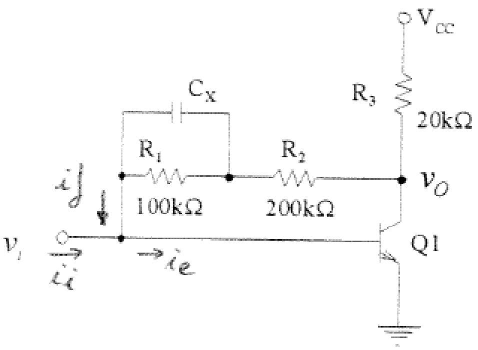
$\Rightarrow \begin{cases} R_i = R_1 \ ; \ R_o = R_1 \\ A_z = \frac{V_s}{i_e} = -\frac{2g_m V_{gs}\cdot R_1}{V_{gs}/R_1} = -2g_m R_1^2 = \\ = -2\cdot 10^4 \frac{1}{\Omega} \end{cases}$

$A_z\beta_y = -2g_m R_1^2 \cdot \left(-\frac{1}{R_1}\right) = -2g_m R_1 = +2\cdot 10 \frac{1}{k\Omega}\cdot 1k\Omega = +20 >> 1$

$\boxed{A_{fz}} = \frac{A_z}{1+A\beta} \approx \frac{-2\cdot 10^{+4}\frac{1}{\Omega}}{21} \approx \boxed{-10^{+3}\frac{1}{\Omega}} \left(\approx \frac{1}{\beta} = -R_1\right)$

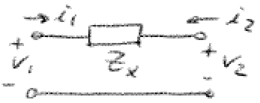
$\begin{cases} \boxed{R_{if}} = R_i/F = \frac{R_1}{21} = \boxed{47'6\ \Omega} \\ \boxed{R_{of}} = R_o/F = \frac{R_1}{21} = \boxed{47'6\ \Omega} \end{cases}$

F-5.-



La configuración es paralelo-paralelo esto es: Realimentación de Intensidad, proporcional a la tensión de salida $\rightarrow \beta_y = \frac{i_f}{v_o}\left(\frac{1}{\Omega}\right)$

Los parámetros adecuados son los $[Y]$. La red es de tipo



$\left.\begin{matrix} i_1 = Y_{11}v_1 + Y_{12}v_2 \\ i_2 = Y_{21}v_1 + Y_{22}v_2 \end{matrix}\right\}$ $\quad y_{11} = y_{22} = \frac{1}{Z_x} \begin{cases} \frac{1}{R_1+R_2} & \text{en DC} \\ 1/R_2 & \text{en AC} \end{cases}$

$y_{11} = \left.\frac{i_1}{v_1}\right|_{v_2=0}$ $\quad y_{22} = \left.\frac{i_2}{v_2}\right|_{v_1=0}$

$y_{12} = \left.\frac{i_1}{v_2}\right|_{v_1=0} = \beta$ $\quad Y_{21} = \left.\frac{i_2}{v_1}\right|_{v_2=0}$

$\beta = Y_{12} = Y_{21} = \begin{cases} -\frac{1}{R_1+R_2} & \text{en DC} \\ -\frac{1}{R_2} & \text{en AC} \end{cases}$

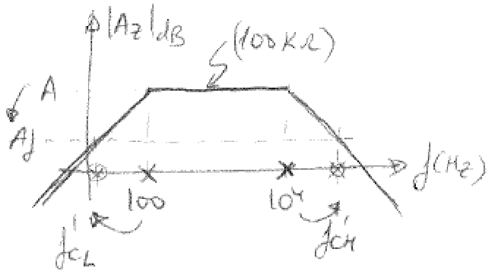
En DC:

$Z_x = R_1 + R_2$

En AC:

$Z_x = R_2$, pues C_x es de desacoplo luego $Z_{C_x} \simeq 0$.

F-6.-



* De los datos, se deduce que la respuesta en frecuencia del amplificador es como la representada en la figura adjunta.

* Al realimentar con $F = 1 + A\beta$: $f'_{CH} = f_{CH} \cdot F = 10^4 \cdot F = 200 KHz$; $f'_{CL} = f_{CL}/F$; $\boxed{F = 20}$

Como $F = 1 + A\beta \Rightarrow \boxed{\beta = \frac{19}{A} = \frac{19}{100 K\Omega} = 0'19\ m\mho}$

Y la nueva frecuencia de corte inferior será: $\boxed{f'_{CL} = \frac{f_{CL}}{F} = \frac{100 Hz}{20} = 5 Hz}$

F-7.-

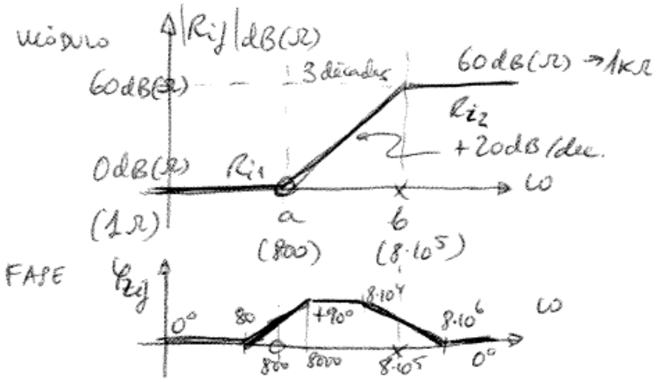
$R_i = 1 k\Omega \rightarrow R_{if} = \frac{1}{(1 + A\beta)} \cdot R_i$ pues disminuye la R_i

$F = 1 + A\beta$, pero como $A(s) \rightarrow F(s) = 1 + A(s) \cdot \beta = 1 + 2 \cdot 10^4 \frac{800}{s+800} \cdot 0'05$

operando: $F(s) = 1 + 1000 \frac{800}{s+800} = 1 + \frac{1000 \cdot a}{s+a} = \frac{(s+a)+1000a}{s+a} = \frac{s+b}{s+a}$ llamando $a = 800$, con $b = 1001a$

simplificando $\rightarrow F(s) \simeq \frac{s + 1000a}{s+a} = \frac{s + 8 \cdot 10^5}{s + 8 \cdot 10^2} \rightarrow$ cero en $b \simeq 8 \cdot 10^5$, polo en $a \simeq 8 \cdot 10^2$

Pasando a $R_{if}(s) = R_i \frac{s+a}{s+b} \rightarrow$ polo en $b \simeq 8 \cdot 10^5$ y cero en $a = 8 \cdot 10^2$



$R_{i1} = R_{if}(s)\big|_{s<a} \simeq R_i \frac{a}{b} = \frac{R_i}{1000} = 1\Omega$

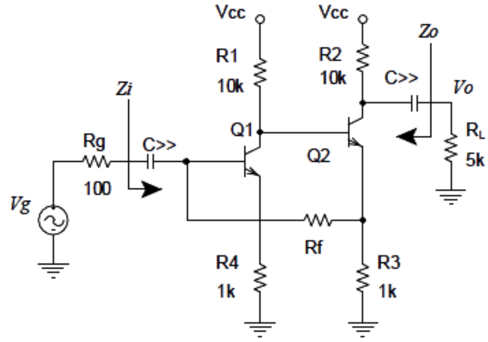
en $dB(\Omega) \rightarrow 20 \log \frac{1\Omega}{1\Omega} = 0 dB$

$R_{i2} = R_{if}(s)\big|_{s>b} \simeq R_i \frac{s}{s} = R_i = 1 K\Omega$

en $dB(\Omega) \Rightarrow 20 \log \frac{1 K\Omega}{1\Omega} = 60 dB$

F-8.-

a)

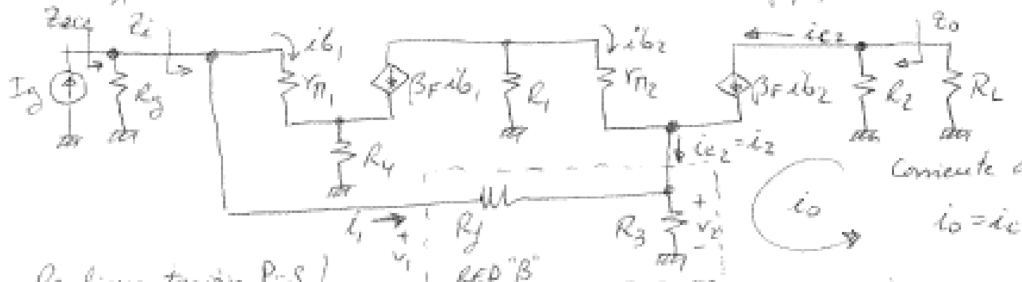


Modelo de los transistores:

$$r_\pi = \beta_F \frac{V_T}{I_C} = 200 \cdot 25\,\Omega = 5\,k\Omega$$

Nota: Al poseer ambos Q sendos resistores en señal variable en sus emisores, interesa el modelo en $\beta_F \cdot i_b$ (ver cto. equivalente).

Cto. equivalente inicial:



Corriente de salida: i_o

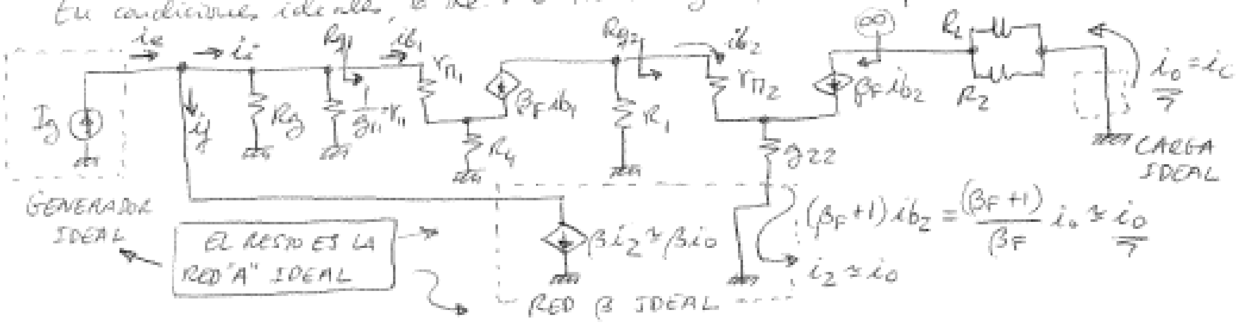
$i_o = i_{c_2} \simeq i_{e_2}$

Realimentación P-S (corriente-corriente) ⇒ parámetros [g] de la red β

$$\begin{cases} g_{11} = \dfrac{i_1}{v_1}\Big|_{i_2=0} = \dfrac{1}{R_f+R_3} \\ g_{22} = \dfrac{v_2}{i_2}\Big|_{v_1=0} = R_f \| R_3 \end{cases} \qquad g_{21} = 0$$

y el valor de $\beta = g_{12} = \dfrac{i_1}{i_2}\Big|_{v_1=0} = -\dfrac{R_3}{R_f+R_3}$

En condiciones ideales, la Re. P-S tiene: $R_g \to \infty$, $R_L = 0$ ⇒ β ideal ⇒ Todo a red "A":



b)

Para saber la ganancia $A_I = \frac{i_o}{i_i}$ haría falta saber R_f, lo cual crea un círculo vicioso al fijar A_f; pues $(A, \beta) = f(R_f)$. Tomemos la suposición: $A\beta \gg 1 \Rightarrow A_f \simeq \frac{1}{\beta} = -\frac{R_f+R_3}{R_3} = -\frac{10}{1}$; despejando $\boxed{R_f = 9R_3 = 9\,k\Omega}$

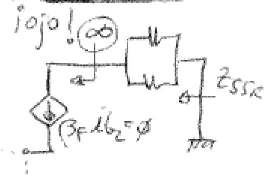
c)

Sabido R_f, se tiene: $g_{11} = \frac{1}{1500\,\Omega}$; $g_{22} = (500 // 1000)\,\Omega = 333\,\Omega$; $\boxed{g_{12} = \beta = -\frac{2}{3}\left(\frac{A}{A}\right)}$

$\boxed{Z_{eSR} = \frac{1}{g_{11}} // R_g // [r_{\pi_1} + (\beta_F + 1) R_4] = 1k5 // 100 // 206\,k\Omega = 93'7\,\Omega}$ $\boxed{Z_{SSR} \to \infty}$

$A_I = \frac{i_o}{i_i} \begin{cases} i_o = \beta_F \cdot i b_2 = -\beta_F^2 \cdot \frac{93'75}{206k} \cdot \frac{10k}{81'6k} = -200^2 \cdot 5'6 \cdot 10^{-5} = 2'24 \\ i b_2 = -\beta_F\, i b_1 \cdot (R_1/(R_1 + R_{72})) = -\beta_F \cdot 10k/81'6k \\ i b_1 = i_i (R_g // r_\pi)/[(R_g // r_\pi) + R_{4}] \simeq i_i \cdot 93'75/206k \end{cases}$

¡ojo!



$\boxed{A_f = A/(1 + A\beta) = -2'24/(1 + 0'66 \cdot 2'2) = -2'24/2'5 = -0'9\,(A/A)}$

d)

Con $\beta = -\frac{2}{3} \Rightarrow F = 1 + A\beta = 1 + 0'66 \cdot 2'24 = 2'5 \Rightarrow \begin{cases} \boxed{Z_{eCR} = \frac{Z_{eSR}}{F} = \frac{93'7}{2'5} = 37'5\,\Omega} \\ \boxed{Z_{SCR} = Z_{SSR} \cdot F \to \infty} \text{ ¡ojo.} \end{cases}$

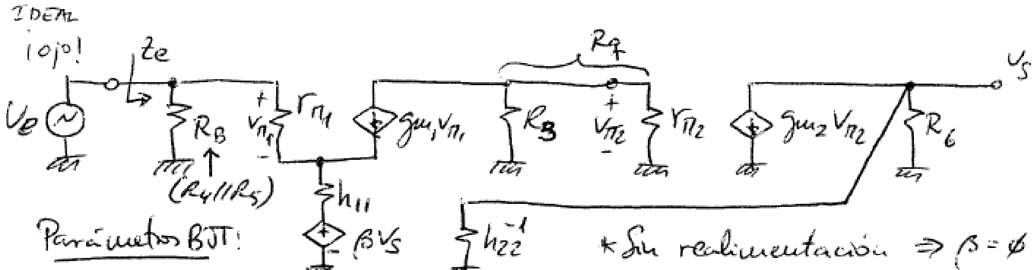
Del cto. equivalente original, se tiene que:

$\boxed{Z_o = R_2 // \infty = R_2 = 10\,k\Omega}$ y $Z_{eCR} = (R_g // Z_i) = 37'5\,\Omega$ con $R_g = 100\,\Omega$

Despejando Z_i de Z_{eCR} se tiene: $\boxed{Z_i = Z_{eCR} \cdot R_g/(R_g - Z_{eCR}) = \frac{3750}{100 - 37'5} = 60\,\Omega}$

F-9.-

a)



¡ojo! $\Rightarrow R_f^{\infty}$

Parámetros BJT:

$Q_1 \begin{cases} g_{m_1} = 10\,mA/V \\ r_{\pi_1} = 15\,K\Omega \end{cases}$

$Q_2 \begin{cases} g_{m_2} = 40\,mA/V \\ r_{\pi_2} = 2'5\,K\Omega \end{cases}$

* Sin realimentación $\Rightarrow \beta = \phi$

* Si β no carga a $A \Rightarrow h_{11} = \phi$, $h_{22} = \phi$

Del cto. se obtiene: $\boxed{Z_e = (R_4 // R_5) // r_{\pi_1} = 7'5\,K\Omega}$; $\boxed{Z_s = R_6 = 2K2}$

$G_V = \frac{V_S}{V_e} \begin{cases} V_S = -g_{m_2} V_{\pi_2} R_6 \\ V_{\pi_2} = -g_{m_1} V_{\pi_1} R_{T} \\ V_{\pi_1} = V_e \end{cases} \Rightarrow \boxed{G_V = +g_{m_1} \cdot g_{m_2} \cdot R_6 \cdot (R_3 // r_{\pi_2}) = 1252\,\frac{V}{V}}$

b)

Como G_V es >>, entonces: $G_{Vf} = \frac{G_V}{1 + G_V \beta_V} \simeq \frac{1}{\beta_V} \Rightarrow \beta_V \simeq \frac{1}{25}\,(V/V)$

En frecuencias medias $Z_{C_2} \simeq \phi$, con lo que la red β quedaría:

$\begin{cases} \beta_V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{25} \\ R_1 = 2'2\,K\Omega \end{cases} \Rightarrow \boxed{R_2 = \frac{R_1}{24} = 91'7\,\Omega}$

c)

Sabido R_2, la red β tiene de parámetros: $\begin{cases} h_{11} = (R_1 // R_2) = 200\,\Omega \\ h_{22} = \dfrac{1}{R_1+R_2} = \dfrac{1}{2'42\,K\Omega} \end{cases}$ $\beta_v = 0'09$

Con los efectos de carga de β sobre A,
se tienen los siguientes valores del amplificador sin realimentar:

(*) $Ze|_{SR} = (r_{\pi_1} + \underbrace{(\beta_{FN}+1)\,h_{11}}_{\text{Reflexión de } h_{11}}) = 15\,K\Omega + 151 \cdot 200\,\Omega = 48'2\,K\Omega$;

(*) $Zs|_{SR} = R_6 // (h_{22}^{-1}) = 2'2K // 2'42\,K\Omega = 1'15\,K\Omega$;

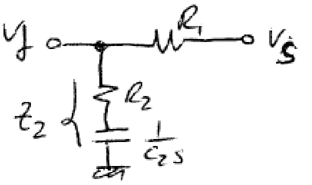
(*) $Gv|_{SR} = A_V \Rightarrow \begin{cases} v_S = -g_{m_2} v_{\pi_2} \cdot (R_6 // h_{22}^{-1}) \\ v_{\pi_2} = -g_{m_1} v_{\pi_1} \cdot R_4 \end{cases}$ $\rightarrow$ y, ¡ojo! $\Rightarrow v_{\pi_1} = \dfrac{v_e \cdot r_{\pi_1}}{r_{\pi_1} + (\beta_{FN}+1)h_{11}}$

Con todo lo anterior: $Gv|_{SR} = + \dfrac{15K}{48'2K} \cdot g_{m_1} g_{m_2} \cdot 1'15K \cdot 4'42K = 203'6$

Los valores pedidos serán; con $(1+A\beta) = 1 + 203'6 \cdot 0'09 = 19'5 = F$ $\quad 15K\Omega$

$\boxed{Zs_f = Zs|_{SR} / (1+A\beta) = 59\,\Omega}$ $\boxed{Gv_f = \dfrac{203'6}{19'5} = 10'4 \simeq \dfrac{1}{\beta}}$ $\boxed{Ze_f = R_B // (Ze_{SR} \cdot F) \simeq R_B}$

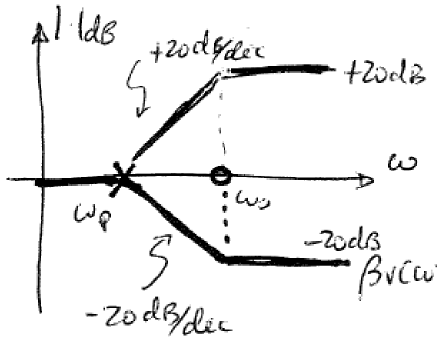
d)



$\Rightarrow \beta_v(j\omega) \rightarrow \beta_v(s) = \dfrac{Z_2(s)}{R_1 + Z_2(s)}$; $Z_2(s) = R_2 + \dfrac{1}{C_2 s}$

Operando: $\beta_v(s) = \dfrac{R_2 + 1/C_2 s}{R_1 + R_2 + 1/C_2 s} = \dfrac{1 + R_2 C_2 s}{1 + (R_1+R_2) C_2 s}$

$\beta_v(\omega)$ tiene un cero y un polo en $\begin{cases} \omega_o = \dfrac{1}{\tau_o} = \dfrac{1}{R_2 C_2} = 96'7 \text{ rad/s} \\ \omega_p = \dfrac{1}{\tau_p} = \dfrac{1}{(R_1+R_2)C_2} = 8'8 \text{ rad/s} \end{cases}$



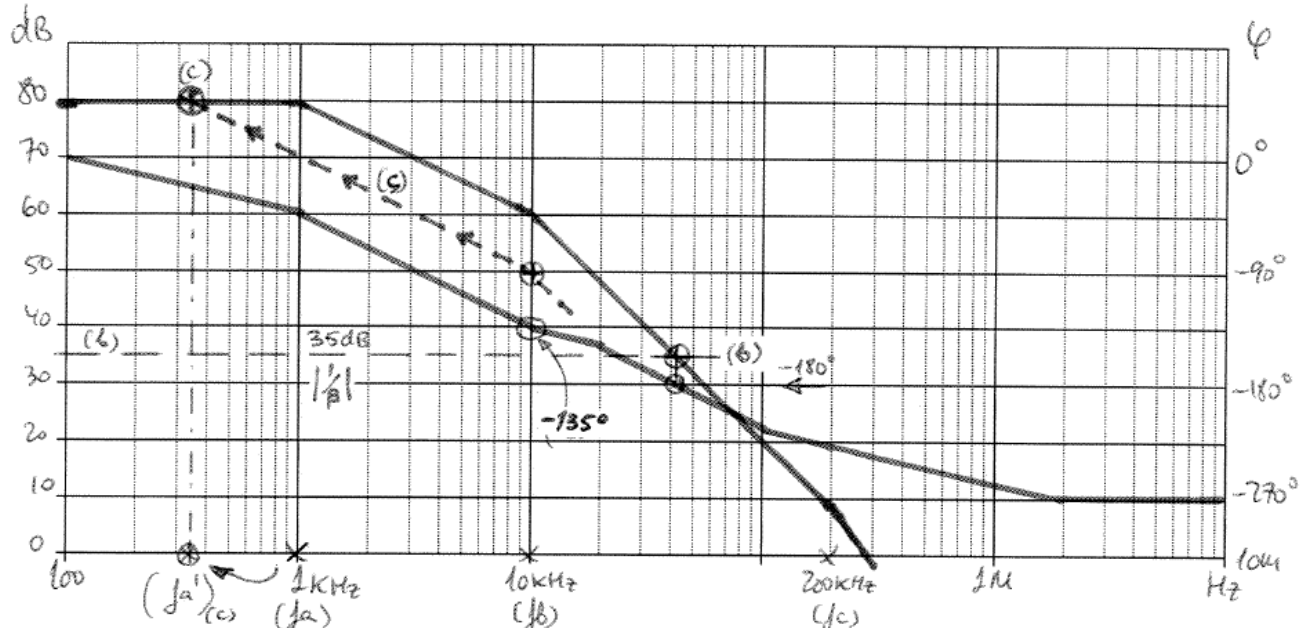
Además,
$\begin{cases} \omega \to \emptyset \Rightarrow \beta_v(\emptyset) \to 1 \quad (\emptyset\,dB) \\ \omega \to \infty \Rightarrow \beta_v(\infty) \to \dfrac{R_2}{R_1+R_2} = 0'09 \quad (-20'8\,dB) \end{cases}$

Y como $A \gg \Rightarrow G_{vf}(\omega) \simeq \dfrac{1}{\beta(\omega)} = \dfrac{1+\tau_p s}{1+\tau_o s}$

(ver gráfico)

F-10.-

a)



a) [Ver gráfica]. Se tiene un polo dominante en $f_a = 1\,KHz$.

Por ello, el GBW será: $\left\{ \begin{array}{l} BW = f_a = 1\,KHz \\ G = 10^{80/20} = 10^4 \end{array} \right\} \Rightarrow \underline{GBW = 10^7\,Hz}$ (10MHz)

b)

b) En (b), cuando $\varphi = -180° \rightarrow MF = 0° \Rightarrow \left|\frac{1}{\beta}\right| \approx 35\,dB$

Como $A_f \approx \frac{1}{\beta} \rightarrow A_f \approx 35\,dB \rightarrow G_f = 10^{\frac{35}{20}} = \underline{56\,(V/V)}$ ganancia de $\underline{56}$.

c)

c) $MF = 45° \rightarrow \varphi(L = 0\,dB) = -135° \rightarrow$ justo en el segundo polo $f_b = 10\,KHz$.

Gráficamente (línea ---- (c)) $\Rightarrow f_a$ pasa a $f_a' \approx 320\,Hz$ (línea -.-.-)

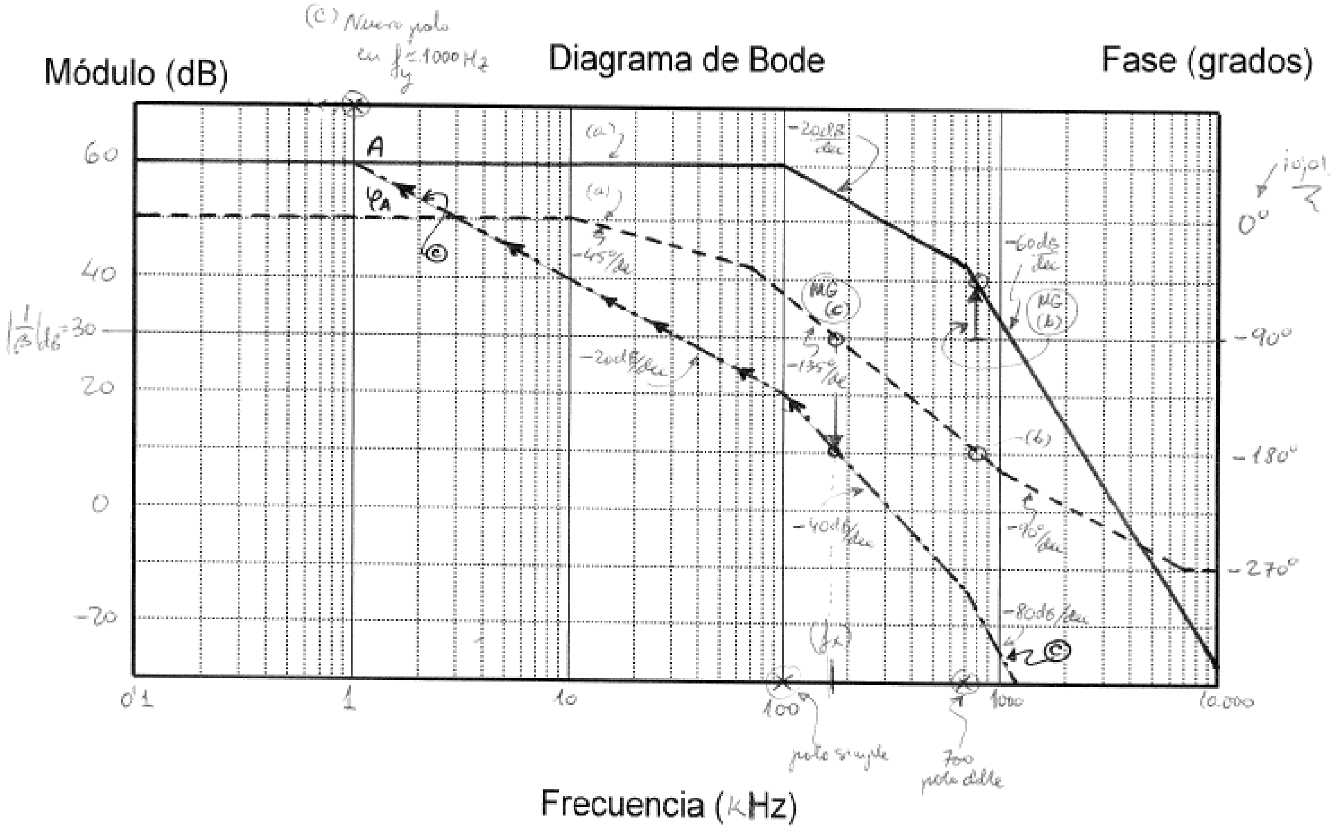
Analíticamente: $\frac{\Delta dB}{\Delta dec} = 20\,dB/dec \rightarrow \Delta dec = \frac{(80-50)\,dB}{20\,dB/dec} = \frac{30}{20}\,dec = 1'5\,dec.$

$\boxed{f_a' = \frac{f_b}{10^{\Delta dec}} = \frac{10^4\,Hz}{10^{1'5}} = 316'2\,Hz}$ $\boxed{GBW = \underset{BW \cdot G}{316 \cdot 10^4} = 3'16\,MHz}$

F-11.-

a)

Ver gráfica: (a) - Módulo A (——), Fase φ_A (– –) ¡ojo, marque las pendientes!



b)

Buscando el punto en donde $\varphi_{A\beta} = \varphi_A = -180°$, éste está en $f \simeq 800$ KHz.

Llevando esta frecuencia a la curva de módulo, se tiene $|A| \simeq 40$ dB,

por tanto: (b) $M_G = \phi - |L(\omega)|_{dB} = -10 \Rightarrow |L(\omega)|_{dB} = +10 dB$ (En figura)

y como $A(\omega)|_{\varphi=-180°} = 40 dB \Rightarrow L = A\beta \Rightarrow \boxed{|\frac{1}{\beta}|_{dB} = 30 dB}$ (Ver gráfico)

En consecuencia el valor de β es: $|\beta|_{dB} = -30 dB \Rightarrow \boxed{\beta = +10^{-30/20} = 0'032}$

c)

Como añadir un nuevo polo equivale a introducir $-90°$ adicionales en la curva de fase φ_A, podemos evaluar aproximadamente el M_G tomando el punto de $\varphi_A \simeq -90°$ (con el nuevo polo $\rightarrow -\underline{\underline{180°}}$)

$M_G^{(c)} = +20dB \rightarrow f_x \simeq 190\ KHz$ (casi 200 KHz), por tanto ya tendrá efecto el polo de 100 KHz.

(En figura)

De esta forma, para buscar la posición del nuevo polo habrá que iniciar el trazado hacia atrás desde 'f_x' con una pendiente de $-40dB/dec.$), a partir de 100, con $-20dB/dec$. De esta forma, se encontrará el nuevo polo en $\boxed{f_y \simeq 1000\ Hz}$ (1KHz)

[trazado (c) $\rightarrow$ (—·←·—)]

F-12.-

a) Tras el trazado del diagrama de Bode se obtiene, con β unitaria:

$M_F = \varphi_{M=0} + 180 \simeq -230° + 180° = -50°$ en $f_x \simeq 35\ KHz$

$M_G = 0 - G|_{\varphi=-180°} \simeq -34\ dB$ en $f_y \simeq 6\ KHz$ $\rightarrow$

$\Rightarrow$ ES INESTABLE

Dado que se trata de $\beta = 1$ (0dB) el amplificador no podrá ser incondicionalmente estable sino 'POTENCIALMENTE INESTABLE', pues habrá valores de β que permitan obtener amplificadores estables o nó.

b)

Se desplazaría f_1 (200Hz) a frecuencias menores. Para resolver el problema podemos utilizar el valor de f_2 (1KHz) como referencia pues, si f_1 pasara a ser dominante ($f_1' << f_2$) se tendría que: $-\varphi(f_2) \simeq 90°$ de f_1' + 45° de f_2 + 0° de $f_3 \simeq 135°$

Con lo que $m_F(f_2) \simeq 45°$.

Con $A_f = 25dB \rightarrow$ eje $\frac{1}{\beta} \simeq 25dB \rightarrow$ nuevo trazado en ('— —')

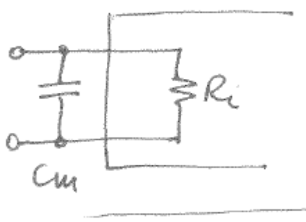
Matemáticamente:

$$\#\text{décadas} = \frac{|A_m|^{dB} - |1/\beta|^{dB}}{|\text{pendiente}|} = \frac{80-25}{20} = \frac{55}{20} = 2'75$$

$$\frac{f_2}{f_1'} = 10^{\#\text{déc.}} \rightarrow \boxed{f_1' = \frac{f_2}{10^{\#}} = \frac{1000}{10^{2'75}} = \frac{1000}{562} = 1'77\,Hz}$$

c) El condensador C1 no puede ser, puesto que la ganancia de tensión es positiva !!!: $K = A \cdot A = (-100)(-100) = 10^4 > 0 \rightarrow \boxed{C_M < 0}$

y la capacidad no puede quedar negativa. Elegimos C2 con lo que el polo dominante se determinaría como:



$$\omega_p = \frac{1}{C_M \cdot R_i} \quad \text{con } C_M = C(1+A_v) \simeq C \cdot 100^{(*)}$$

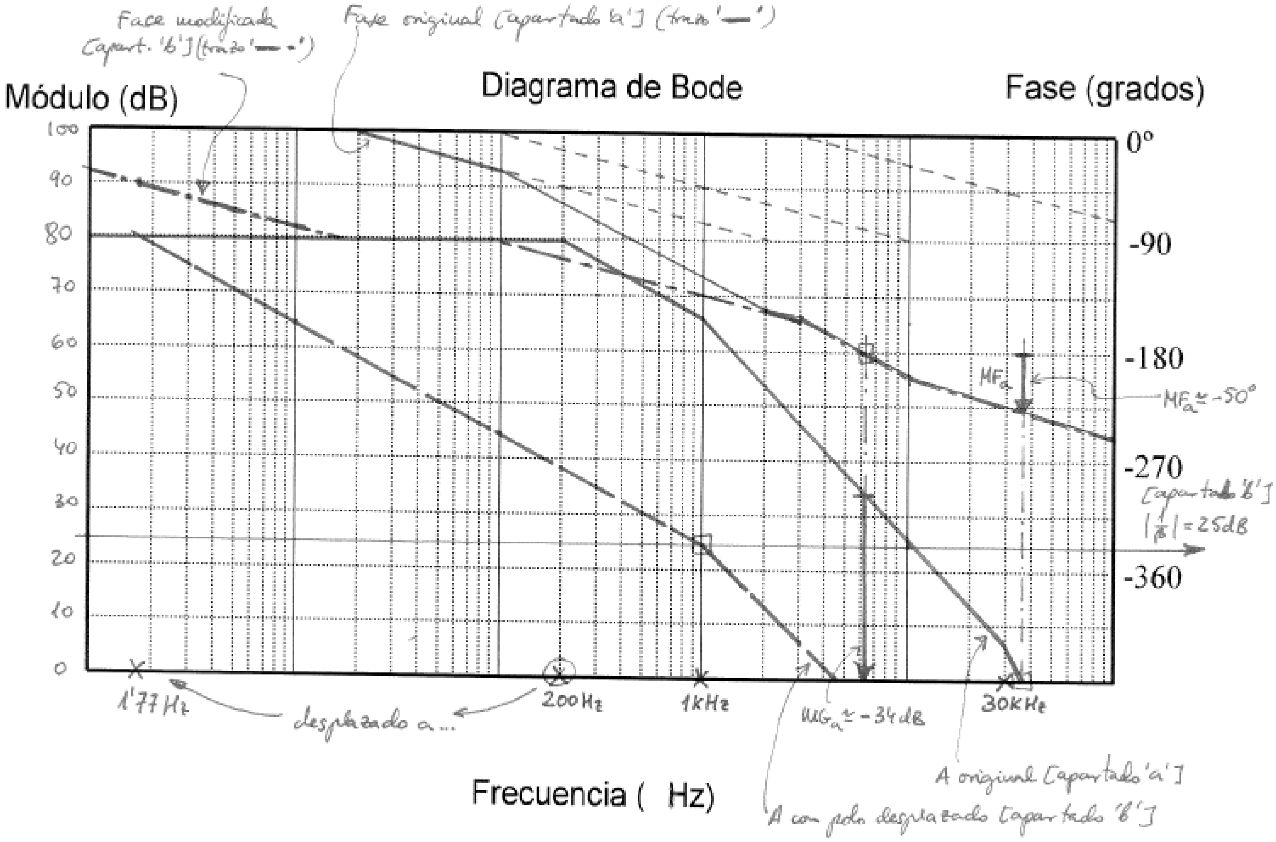
$$\downarrow$$

$$2 \cdot \pi \cdot 10\,Hz = \frac{1}{100 C_2 \cdot 1K\Omega} \Rightarrow \boxed{C_2 = 159uF}$$

(*) NOTA: Sin hacer aproximaciones y teniendo en cuenta el efecto de carga de la 2ª etapa sobre la primera:

$$A_v = -100 \cdot \frac{R_i}{R_o + R_i} = -100 \frac{1000}{1100} = -90'9 \Rightarrow C_M = C \cdot 91'9 \simeq 92C$$

y $\boxed{C_2 = 173uF}$, muy parecido al resultado aproximado (+8%)


Face modificada [apart. 'b'] (trazo '— - ')
Fase original [apartado 'a'] (trazo '—')
Módulo (dB)
Diagrama de Bode
Fase (grados)
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
0º
-90
-180
-270
-360
MFa
MFa ≃ -50º
[apartado 'b']
|1/β| = 25dB
1'77 Hz
desplazado a...
200 Hz
1 kHz
MGa ≃ -34 dB
30 kHz
A original [apartado 'a']
Frecuencia (Hz)
A con polo desplazado [apartado 'b']