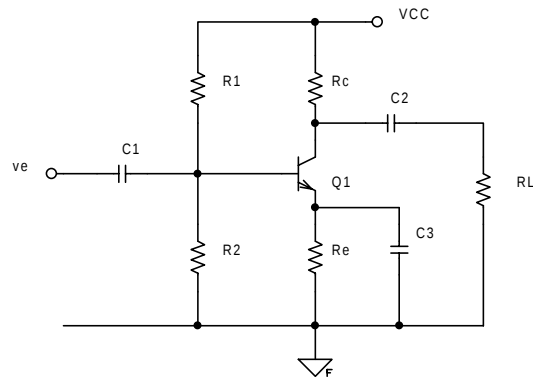


Primer ejercicio

Para determinar las características a frecuencias medias del amplificador de la figura se ha usado un generador senoidal con una tensión eficaz de 1mV y una frecuencia que se encuentra dentro del ancho de banda de éste, realizándose las siguientes medidas:

- El generador se une a la entrada del amplificador mediante una resistencia en serie de $1k\Omega$ y se mide la tensión de la salida, con un polímetro, en la carga, dando un valor de 50 mV eficaces.
- Si se hace la medida en vacío, la tensión de salida da 100 mV eficaces.
- Por último, se sustituye la resistencia de $1k\Omega$ por otra de 500Ω y la tensión en la carga es ahora de 66.6 mV eficaces. Determinar:
 - Valores de r_{π} , g_m , β y R_C .
 - Sabiendo que la frecuencia de corte inferior es de 2 kHz y la frecuencia del cero es de 50Hz, calcular R_e y C_3 . Modelo matemático y diagrama de Bode en el espectro de la baja y media frecuencia.
 - Si el punto de reposo se encuentra en la mitad de la recta de carga, determinar el valor de tensión de alimentación, V_{CC} , y representar la recta de carga y la recta dinámica a frecuencias medias.
 - Tomando a R_2 con valor de $20k\Omega$ y sabiendo que R_1 es mucho mayor a ésta, calcular el valor de R_1 .

**Datos:**

R_1 y R_2 son mucho mayores que r_{π} ; $R_L=1k\Omega$; $C_1=C_2=\infty$ F;
 $V_T=25mV$ (55 minutos)

Segundo Ejercicio

En el amplificador multietapa realimentado de la figura, se pide:

- Tipo de realimentación.
- Expresión de la ganancia en corriente del amplificador básico en función de R_{e21} .
- Cálculo de R_{e21} , sabiendo que la ganancia de la red de realimentación β es 0,3.
- Ganancia en corriente, impedancia de entrada y de salida del amplificador realimentado.

Datos:

$h_{fe1} = 100$; $h_{ie1} = 1k\Omega$; $h_{fe2} = 75$; $h_{ie2} = 1k\Omega$
 $C_1 = C_2 = C_3 = C_e = \infty$ (45 minutos)

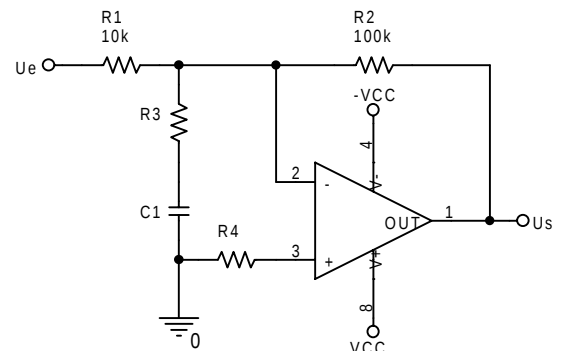
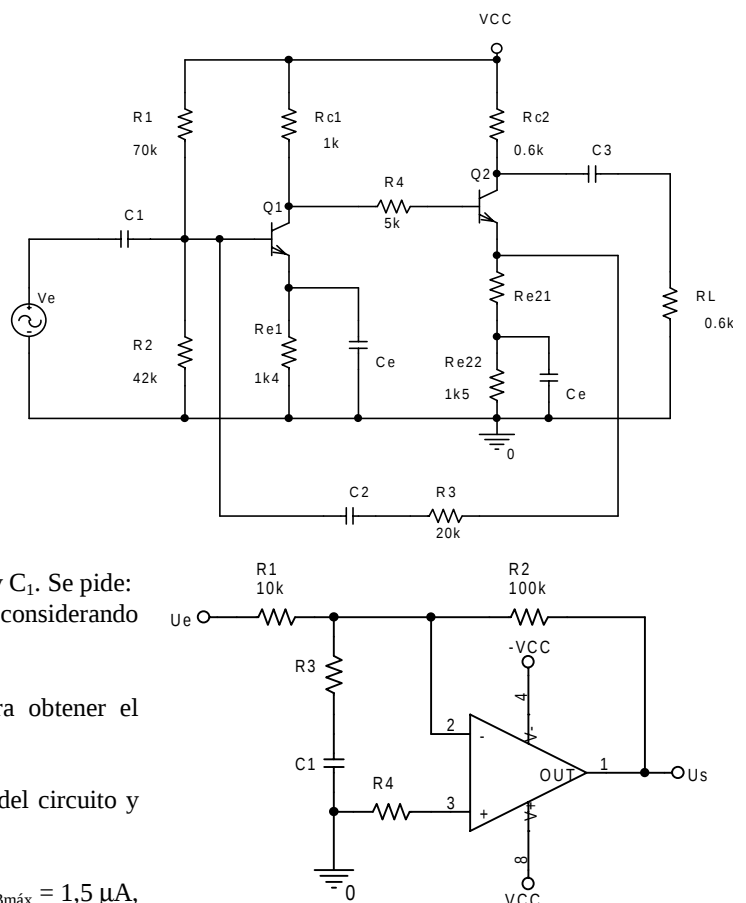
Tercer ejercicio

Se quiere montar un circuito de ganancia en tensión con un A.O. en estructura inversora. Debido a las características del A.O., el circuito necesita compensarse para ser estable. La red de compensación está formada por R_3 y C_1 . Se pide:

- Hallar la ganancia de tensión en lazo cerrado del circuito considerando el A.O. ideal.
- Hallar la expresión de β .
- Sabiendo que $C_1 = 1,4\mu F$, calcular el valor de R_3 para obtener el máximo ancho de banda posible dentro de la estabilidad.
- Dibujar la respuesta en frecuencia del circuito real.
- Hallar el valor de R_4 que minimiza el error en continua del circuito y calcular el error en continua máximo.

Datos:

$A_{d0} = 120$ dB, $f_{p1} = 1$ Hz, $f_{p2} = 10$ kHz, $U_{IOmáx} = 5$ mV, $I_{IBmáx} = 1,5\mu A$,
 $I_{IOmáx} = 500$ nA. (50 minutos)



RESOLUCIÓN**Primer ejercicio**

1. Las tres medidas experimentales expresan relaciones de transferencia con el equivalente Thévenin a frecuencias medias:

$$\left. \begin{aligned} 50 &= |A_{vo}| \frac{R_L}{R_L + R_{Sm}} \frac{R_{Em}}{R_{Em} + R_A} \\ 100 &= |A_{vo}| \frac{R_{Em}}{R_{Em} + R_A} \\ 66.6 &= |A_{vo}| \frac{R_L}{R_L + R_{Sm}} \frac{R_{Em}}{R_{Em} + R_A} \end{aligned} \right\} \Rightarrow R_{Em} = 1k\Omega; |A_{vo}| = 200; R_{Sm} = 1k\Omega$$

Las características a frecuencias medias están unidas al modelo incremental de Giacoleto con las suposiciones de que R_1 y R_2 es mucho mayor que r_π :

$$r_\pi = R_{Em} = 1k\Omega; R_c = R_{Sm} = 1k\Omega; g_m = \frac{|A_{vo}|}{R_c} = 0.2S; \beta = g_m r_\pi = 200$$

2. Con los datos del enunciado sólo el efecto de C_3 es considerado. Habrá de plantear cual es su respuesta en frecuencia en el espectro de la baja y la media frecuencia:

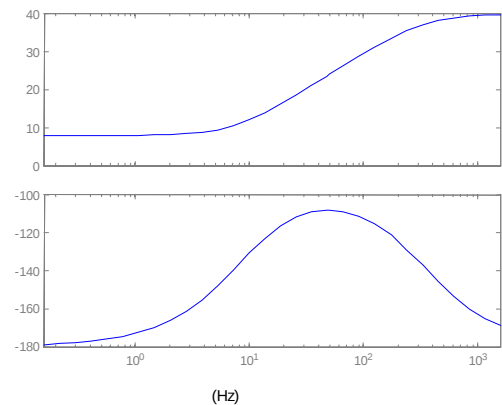
$$A_v(\omega) = \frac{-g_m R_c // R_L}{\left(1 + (1 + \beta) \frac{R_e}{r_\pi}\right)} \frac{(1 + j\omega R_e C_3)}{\left(1 + j\omega \frac{R_e}{1 + (1 + \beta) \frac{R_e}{r_\pi}} C_3\right)}$$

Como los efectos del cero y del polo están separados más de una década se pueden considerar que no interactúan entre ellos, pudiendo decir:

$$\left. \begin{aligned} f_z &= \frac{1}{2\pi C_3 R_e} = 50Hz \\ f_p &= \frac{1}{2\pi C_3 \frac{R_e}{1 + (1 + \beta) \frac{R_e}{r_\pi}}} = 2kHz \end{aligned} \right\} \Rightarrow R_e = 194\Omega \quad C_3 = 16.4\mu F$$

El modelo matemático de la respuesta en frecuencia para el espectro de baja y media frecuencia es el resultante del efecto de C_3 y la ganancia a frecuencia medias:

$$A_v(f) = -2.5 \frac{1 + j\left(\frac{f}{50}\right)}{1 + j\left(\frac{f}{2000}\right)}$$



3. La corriente de polarización se obtiene del modelo de Giacoleto:

$$I_C = g_m V_T = 5mA$$

La malla principal de polarización será:

$$V_{CC} = (R_c + R_e) I_C + \frac{V_{CC}}{2} \Rightarrow V_{CC} = 12V$$

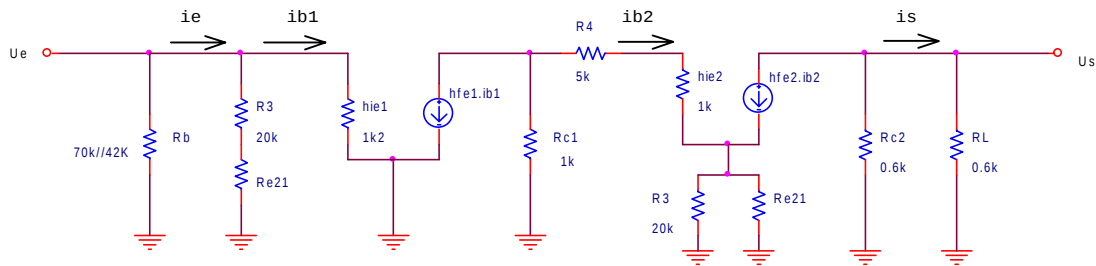
4. Sobre la malla secundaria se hace el equivalente Thevenin entre la base del transistor y masa, estableciéndose:



$$V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B R_2 \cong V_{BE} + I_E R_E \Rightarrow R_1 = 109k\Omega$$

Segundo ejercicioResolución segundo ejercicio 1^{er} parcial Electrónica Analógica (01/02)

1. Corriente – Paralelo.
2. Esquema amplificador básico:



$$A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{hfe_1 hfe_2 \frac{R_{c2}}{R_{c2} + R_L}}{\left[1 + (R_4 + hie_2) + (R_3 // R_{e21})(hfe_2 + 1)\right] \cdot \left(1 + \frac{hie_1}{R_3 + R_{e21}}\right)}$$

$$A_i = \frac{3750}{\left[7 + 76 \cdot (20 // R_{e21})\right] \cdot \left(1 + \frac{1.2}{20 + R_{e21}}\right)}$$

3. $\beta = 0.3$

$$\beta = \frac{i_r}{i_s} = \frac{-(1 + hfe_2) \cdot ib_2 \cdot \frac{R_{e21}}{R_{e21} + R_3}}{-hfe_2 \cdot ib_2 \cdot \frac{R_{c2}}{R_{c2} + R_L}}$$

$$0.3 = \frac{76 \cdot \frac{R_{e21}}{R_{e21} + 20}}{\frac{75}{2}} \rightarrow R_{e21} = 3k5$$

4. A_i' , Z_e' y Z_s'

$$A_i' = \frac{A_i}{1 + \beta A_i} = \frac{15.3}{1 + 0.3 \cdot 15.3} = 2.74$$

$$Z_e = hie_1 // (R_3 + R_{e21}) = 1.14 k\Omega$$

$$Z_e' = \frac{Z_e}{1 + \beta A_i} = 204 \Omega$$



$$Z_s = R_{c2} = 600 \, \Omega$$

$$A_{i_{cc}} = A_i(R_L = 0) = 30.6$$

$$Z_s' = Z_s(1 + \beta A_{i_{cc}}) = 6.1 \, k\Omega$$

Tercer ejercicio

1. Considerando el A.O. ideal y resolviendo por nodos:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(G_1 + G_2 + \frac{1}{R_3 + \frac{1}{sC_3}} \right) u^- - G_1 u_e - G_2 u_s = 0 \\ G_4 u^+ = 0 \\ u^- = u^+ \end{array} \right\} \Rightarrow -G_1 u_e - G_2 u_s = 0 \Rightarrow \frac{u_s}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

2. Para determinar la estabilidad del circuito y su respuesta en frecuencia se debe realizar un análisis de pequeña señal (alterna). En estas condiciones la tensión en la patilla no inversora del A.O. es cero, ya que la caída de tensión en R_4 sólo tiene componente continua (debida a la corriente de polarización de la entrada del A.O.). Por tanto, β será la relación entre la tensión en la patilla inversora y la tensión de salida. Aplicando la fórmula del divisor de tensión:

$$\beta = \frac{u^-}{u_s} = \frac{R_1 \parallel \left(R_3 + \frac{1}{sC_1} \right)}{\left[R_1 \parallel \left(R_3 + \frac{1}{sC_1} \right) \right] + R_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + sR_3C_1}{1 + s \frac{R_1R_3 + R_2(R_1 + R_3)}{(R_1 + R_2)} C_1}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \frac{R_1R_3 + R_2(R_1 + R_3)}{(R_1 + R_2)} C_1}$$

3. Para obtener el máximo ancho de banda $|1/\beta|$ debe cortar $|A_d|$ lo más tarde posible. Del apartado anterior sabemos que β es positiva y que tiene un cero y un polo reales. Por tanto, a alta frecuencia (más allá de las frecuencias del polo y del cero), los efectos de ambos se cancelan y $\angle\beta = 0$. Por el mismo motivo, $\angle\beta A_d = \angle\beta + \angle A_d \approx \angle A_d$. Entonces, si las frecuencias del polo y del cero de β están suficientemente lejos del segundo polo del A.O., $MF = 45^\circ$ justo a la frecuencia del segundo polo del A.O. Para hallar R_3 hacemos $|1/\beta| = |A_d|$:

$$|A_d(10 \, \text{kHz})| = 120 \, \text{dB} - 20 \, \text{dB/dec} \times \log_{10} \frac{10 \, \text{kHz}}{1 \, \text{Hz}} = 40 \, \text{dB} = 100$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \left| \frac{1}{\beta} \right| = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_1 R_3 + R_2 (R_1 + R_3)}{R_3 (R_1 + R_2)} = 1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3} = 100 \Rightarrow R_3 = 1123,6 \, \Omega \approx 1,1 \, k\Omega$$

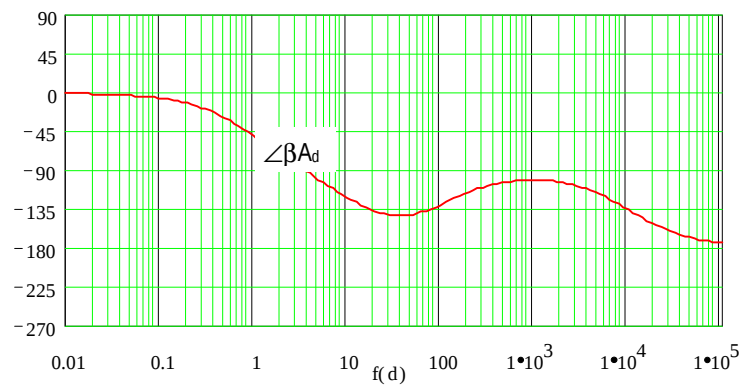
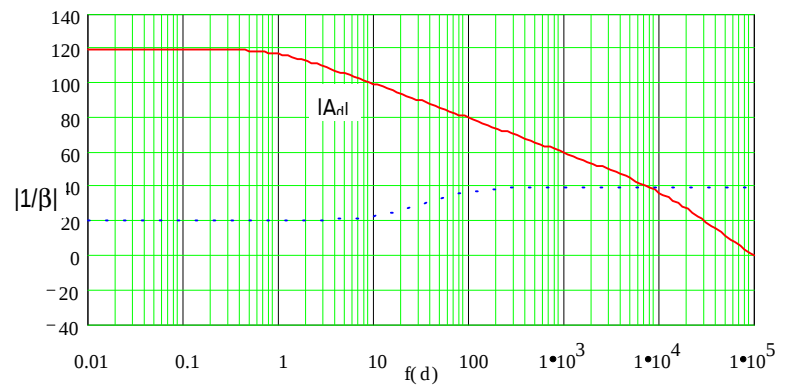
Representándolo gráficamente:

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \left| \frac{1}{\beta} \right| = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 11 = 20,83 \, \text{dB}$$

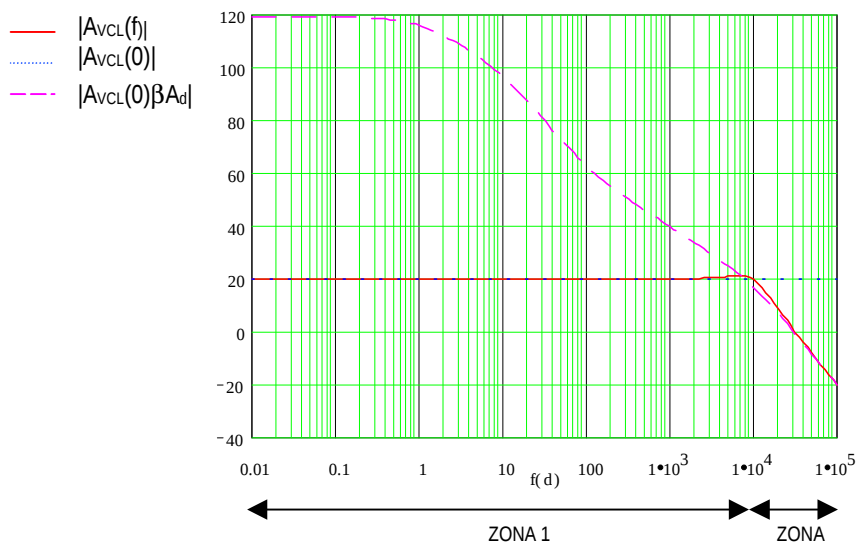
$$f_z = \frac{1}{2\pi \times 1,4 \, \mu\text{F} \times 1,1 \, k\Omega} = 103 \, \text{Hz}$$

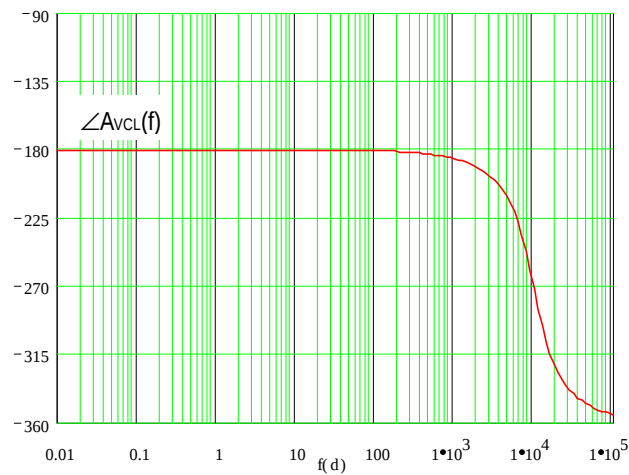
$$f_p = \frac{1}{2\pi \times 1,4 \, \mu\text{F} \times \frac{10 \, k\Omega \times 1,1 \, k\Omega + 100 \, k\Omega \times (10 \, k\Omega + 1,1 \, k\Omega)}{10 \, k\Omega \times 100 \, k\Omega}} = 11 \, \text{Hz}$$



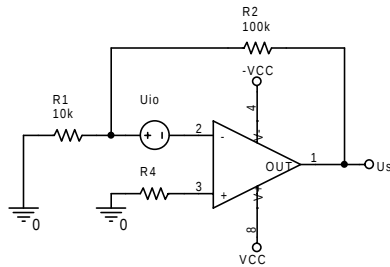


4. El límite entre las zonas de comportamiento ideal y no ideal viene dado por la frecuencia a la que se cortan $|1/\beta|$ y $|A_d|$, que es la del segundo polo del A.O.:

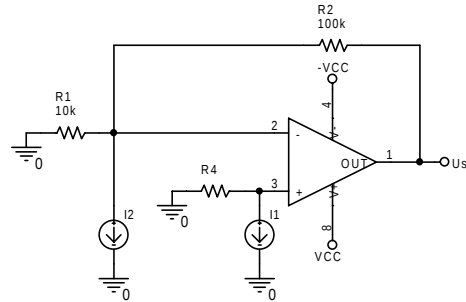




5. Para hallar el error en continua aplicaremos el principio de superposición y analizaremos por separado el error debido a la tensión de desviación de entrada y el debido a las corrientes de polarización. El error total será la suma de ambos errores.



$$\frac{0 - U_{IO}}{R_1} = \frac{U_{IO} - U_{ES1}}{R_2} \Rightarrow U_{ES1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{IO}$$



$$\left. \begin{aligned} U^+ &= -R_4 I_1 \\ U^- &= U^+ \\ \frac{0 - U^-}{R_1} &= \frac{U^- - U_{ES2}}{R_2} + I_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{R_4 I_1}{R_1} = \frac{-R_4 I_1 - U_{ES2}}{R_2} + I_2 \Rightarrow U_{ES2} = R_2 I_2 - \left(R_4 + \frac{R_2 R_4}{R_1}\right) \cdot I_1$$

$$\left. \begin{aligned} U_{ES2} &= R_2 I_2 - \left(R_4 + \frac{R_2 R_4}{R_1}\right) \cdot I_1 \\ I_1 &= I_{IB} + \frac{I_{IO}}{2} \\ I_1 &= I_{IB} - \frac{I_{IO}}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow U_{ES2} = \left(R_2 - R_4 - \frac{R_2 R_4}{R_1}\right) \cdot I_{IB} - \left(R_2 + R_4 + \frac{R_2 R_4}{R_1}\right) \cdot \frac{I_{IO}}{2}$$

Para minimizar el error en continua se puede eliminar la contribución de I_{IB} :

$$R_2 - R_4 - \frac{R_2 R_4}{R_1} = 0 \Rightarrow R_4 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \parallel R_2 = 9,1 \text{ k}\Omega$$

Entonces:



$$U_{ES} = U_{ES1} + U_{ES2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{IO} - R_2 I_{IO}$$

El peor caso se produce cuando la corriente de desviación de entrada, I_{IO} , es negativa:

$$U_{ES} = \left(1 + \frac{100\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}\right) \times 5\text{mV} + 100\text{k}\Omega \times 500\text{nA} = 105\text{mV}$$

