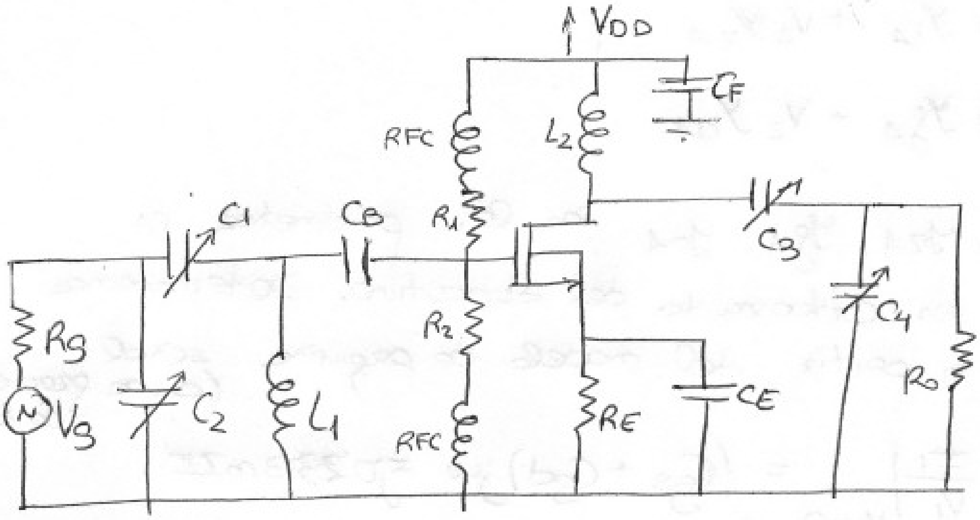
Problema 4



Datos

$R_o = 50\Omega$

$f_o = 10MHz$

$\beta = 20kHz$

$V_{GS} = 2V$

$V_{DS} = 5V$

$I_{DS} = 0'25mA$

$L = 2\mu m$

$W = 10\mu m$

$C_{gs} = 2'3pF$

$C_{gd} = 1'3pF$

$C_{ds} = 0pF$

$r_{ds} = 1'5M\Omega$

$V_{TH} = 1V$

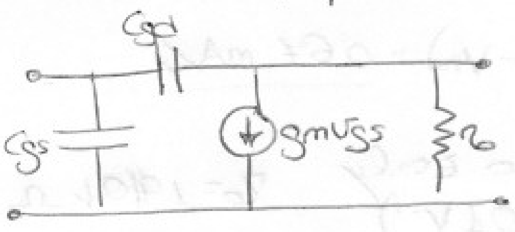
$R_g = 600\Omega$

ⓐ Estudiamos la estabilidad del transistor.

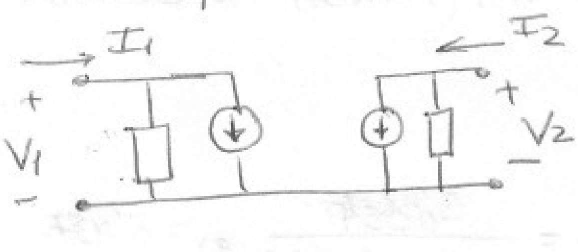
(Nuestro objetivo es que el amplificador sea estable y funcione en condiciones de máxima transferencia de potencia).

Para determinar la estabilidad calculamos el factor C de Linvill.

El modelo de pequeña señal del transistor es:



o equivalentemente:



En base a este modelo podemos plantear las ecuaciones de parámetros en admitancia "y":

$$\begin{cases} I_1 = V_1\, y_{iA} + V_2\, y_{rA} \\ I_2 = V_1\, y_{fA} + V_2\, y_{oA} \end{cases}$$

donde $y_{iA}, y_{rA}, y_{fA}, y_{oA}$ son los parámetros en admitancia en cortocircuito del dispositivo. Determinamos su valor a partir del modelo de pequeña señal: (a una frecuencia de 10MHz)

$$Y_{iA} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right|_{V_2=0} = (C_{gs} + C_{gd})j\omega = j0'23 \ m\Omega^{-1}$$

$$Y_{rA} = \left.\frac{I_1}{V_2}\right|_{V_1=0} = -j\omega C_{gd} = -j\ 0'08 m\Omega^{-1}$$

$$Y_{fA} = \left.\frac{I_2}{V_1}\right|_{V_2=0} = g_m - j\omega C_{gd} = (0'67 - j0'08) m\Omega^{-1}$$

$$Y_{oA} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{V_1=0} = \frac{1}{r_o} + j\omega C_{gd} = (0'025 + j0'08) m\Omega^{-1}$$

Obtenemos g_m asumiendo que el transistor opera en la región de saturación, como:

$$g_{m\,sat} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH}) = \underline{0'67\ mA/V}$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} \quad \text{(Hay efecto Early con } \lambda = 0'1\, V^{-1}) \qquad r_o = \underline{40 k\Omega}$$

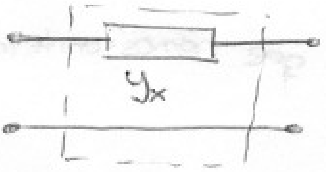
El factor C de Linvill:

$$C = \frac{|y_f y_r|}{2Re(y_i)Re(y_o) - Re(y_f y_r)} = \frac{0'054}{2\cdot 0 \cdot 0'025 - (-6'4\cdot 10^{-3})} = 8'437$$

Como se tiene que $C>1$, el dispositivo es potencialmente inestable, es decir, puede ser inestable para determinados valores de las admitancias de carga y fuente.

(b) Estabilizamos el transistor para cualquier elección de carga o fuente. Es necesario, dado que hemos obtenido que $C>1$.

Para que el dispositivo sea incondicionalmente estable, vamos a unilateralizarlo añadiendo una red de realimentación.



Considerando esta red de realimentación, tenemos que

$$y_{if} = y_{of} = y_x$$
$$y_{ff} = y_{rf} = -y_x$$

Elegimos y_{rf} (parámetro admitancia de transferencia inversa de la red de realimentación) de forma que se anule y_{rc} (del circuito realimentado).

$$y_{rf} = -y_{rt} = -y_x = j\,0'08\ m\Omega^{-1}$$

de esta manera, el amplificador es incondicionalmente estable. Como y_{rt} no tiene parte real, es fácil encontrar el valor de y_{rf}.

Introducimos, por tanto, una bobina para que a la frecuencia de 100MHz se anule la realimentación interna entre base y colector.

$Y_x = -j\,0'08 \cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1} = \frac{-j}{\omega L}$ es la admitancia de la bobina que colocamos.

Despejamos: $L = 198'95\,\mu H$

Ya hemos unilateralizado, y el sistema es incondicionalmente estable. Para comprobarlo, calculamos de nuevo el factor C de Linvill. Los parámetros Y del circuito realimentado son:

$y_{ic} = y_{it} + y_{if} = y_{it} + y_x = j\,0'15 \cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1}$

$y_{rc} = y_{rt} + y_{rf} = y_{rt} - y_x = 0$ (debido a que hemos unilateralizado)

$y_{fc} = y_{ft} + y_{ff} = y_{ft} - y_x = 0'67 \cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1}$

$y_{oc} = y_{ot} + y_{of} = y_{ot} + y_x = 0'025 \cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1}$

$$C = \frac{|y_{fc}\, y_{rc}|}{2Re(y_i)\,Re(y_o) - Re(y_f\, y_r)} = 0$$

por lo tanto, el circuito es incondicionalmente estable, independientemente de las admitancias de fuente y carga.

(c)

Supongamos que $G_S = 2\cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1}$ (conductancia del circuito de acoplo de entrada).

En este caso, fijado G_S, elegimos el factor de Stern deseado para obtener G_L despejando en:

$$k = \frac{2\left(Re(y_{iA}) + Re(Y_S)\right)\left(Re(y_{oA}) + Re(Y_L)\right)}{|y_{fA}\, y_{rA}| + Re(y_{fA}\, y_{rA})}$$

(con los parámetros "y" del circuito sin realimentación, del apartado (a)).

Vamos a diseñar para un factor de Stern de $k=2$, y para $k=4$ (criterio más conservador).

<u>Con $k=2$</u>

$$2 = \frac{2\left(0 + 2\cdot 10^{-3}\right)\left(0'025\cdot 10^{-3} + G_L\right)}{5'4\cdot 10^{-8} + (-6'4\cdot 10^{-9})}$$, de donde $G_L = 1'2\cdot 10^{-6}\ \Omega^{-1}$

Ahora obtenemos B_S, B_L mediante un procedimiento iterativo:

$Y_S = G_S + jB_S = (Y_i)^*$ $\qquad\qquad$ $Y_L = G_L + jB_L = (Y_o)^*$

donde

$$Y_i = y_{iA} - \frac{y_{fA}\, y_{rA}}{y_{oA} + Y_L} \qquad\qquad Y_o = y_{oA} - \frac{y_{fA}\, y_{rA}}{y_{iA} + Y_S}$$

$B_S = -Im(Y_i)$ $\qquad\qquad$ $B_L = -Im(Y_o)$

inicialmente, $B_L = j0'08\cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1}$

hallamos Y_L, calculamos Y_i y obtenemos B_S. A partir de Y_S calculamos Y_o y obtenemos $B_L \rightarrow Y_L$

Una vez que converjan las iteraciones, tenemos que:

$Y_L = (1'2 \cdot 10^{-6} - j0'001)\ \Omega^{-1}$

$Y_i = (-0'00029 + 0'0011j)\ \Omega^{-1}$

$Y_S = (0'002 - 0'0011j)\ \Omega^{-1}$

$Y_0 = (4'25 \cdot 10^{-5} + j0'001)\ \Omega^{-1}$

Hemos aumentado Y_L e Y_S para aumentar el factor de stern. A cambio, se tiene una disminución de la ganancia.

$$G_A = \frac{|y_f|^2\ G_S}{Re\left[(y_{iA}\, y_{oA} - y_{fA}\, y_{rA} + y_{oA}\, Y_S)(y_i + Y_S)^*\right]} = 4'57$$

Con $k=4$

Realizamos el mismo proceso de antes. obtenemos con $k=4 \rightarrow G_2 = 2'26 \cdot 10^{-5}$

mediante el proceso iterativo, hallamos:

$Y_L = (2'26 \cdot 10^{-5} - 0'0001j)\ \Omega^{-1}$

$Y_i = (-0'00014 + 0'009j)\ \Omega^{-1}$

$Y_S = (0'002 - 0'009j)\ \Omega^{-1}$

$Y_0 = (4'46 \cdot 10^{-5} + 0'0001j)\ \Omega^{-1}$

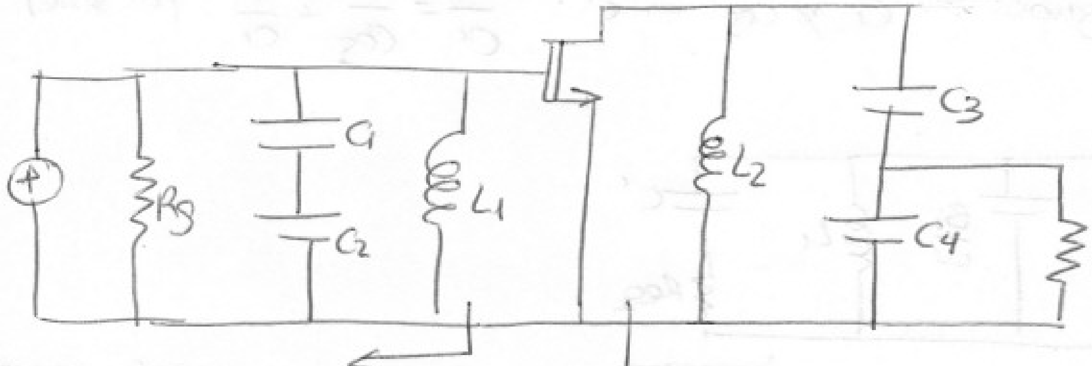
La ganancia que se obtiene en este caso es:

$G_A = 4'44$

Comprobamos que se disminuye la ganancia con un factor k de stern más elevado

(d) Ya hemos estabilizado el circuito con un criterio conservador ($k=4$). Con esta solución, vamos a diseñar las redes de acoplo de entrada y salida para trabajar en condiciones de máxima transferencia de potencia a la carga.

Añadimos una red tapped capacitor a la entrada y otra a la salida, de forma que nos queda:



$Y_S = (0'002 - j0'009)\ \Omega^{-1}$

$Y_L = (2'26\cdot 10^{-5} - j0'0001)\ \Omega^{-1}$

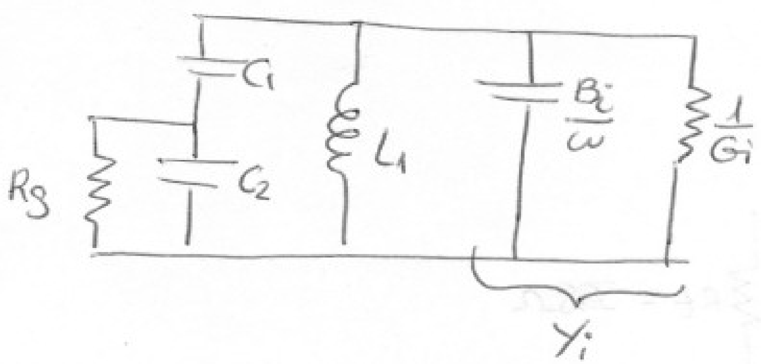
y tenemos que

$Y_i = (-0'00014 + j0'009)\ \Omega^{-1}$

$Y_o = (4'46\cdot 10^{-5} + j0'0001)\ \Omega^{-1}$

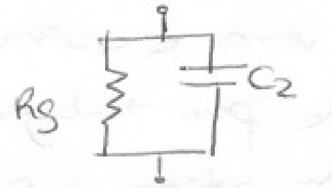
Red de entrada

Circuito resonante, dado que se compensa la parte imaginaria de Y_S e Y_i.

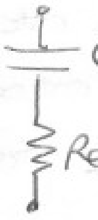


$R_t = \dfrac{1}{G_S + G_i} = 538\ \Omega$

Obtenemos el circuito serie equivalente de R_g C_2:



$\Longrightarrow$

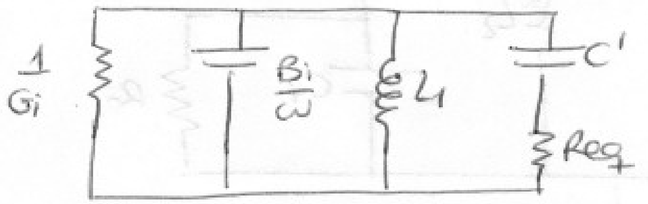


$$C_{eq} = C_2\left(\frac{Q_p^2+1}{Q_p^2}\right)$$

$$R_{eq} = R_g\,\frac{1}{1+Q_p^2}$$

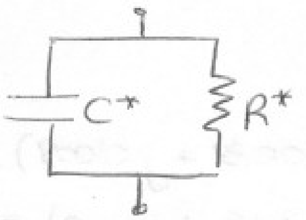
$$Q_p = R_g C_2 \omega$$

y agrupamos C_1 y C_{eq} en C': $\quad \dfrac{1}{C'} = \dfrac{1}{C_{eq}} + \dfrac{1}{C_1}$ (en serie).



obtenemos el circuito paralelo equivalente:

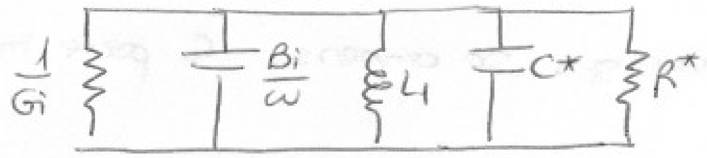
$\Longrightarrow$



$$R^* = R_{eq}\left(Q_s^2+1\right)$$

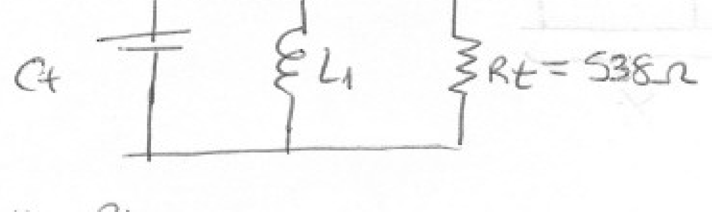
$$C^* = C'\,\frac{Q_s^2}{Q_s^2+1}$$

$$Q_s = \frac{1}{\omega C' R_{eq}}$$



El circuito RLC paralelo equivalente:

$\Downarrow$



$$C_t = C^* + \frac{B_i}{\omega}$$

Según el enunciado, el ancho de banda es de 20kHz,
con lo que hallamos el valor de C_t:

$$B = \frac{1}{2\pi C_t R_t} = 20kHz \longrightarrow C_t = 14'79\,nF$$

La frecuencia de resonancia: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_t}} = 10MHz \cdot 2 \cdot \pi$

despejando, $\boxed{L_1 = 0'017\,\mu H}$

Ahora calculamos "hacia atrás" los valores de los componentes:

$$C^* = C_t - \frac{B_i}{\omega_0} = 14'64\,nF$$

$$\frac{1}{R_t} = G_i + \frac{1}{R^*}$$ (agrupando en paralelo)

$\hookrightarrow R^* = 500'3\,\Omega$

Con esto, diseñamos una red tapped capacitor que transforme la resistencia de fuente de 600 Ω en $R^* = 500'3\,\Omega$, donde $C^* = 14'64\,nF$ y $L_1 = 0'017\,\mu H$ (del circuito RLC paralelo equivalente al tapped capacitor), y a una frecuencia de 10 MHz.

$Q_t = C^* \omega_0 R^* = 460$ (utilizaremos las expresiones aproximadas porque $460 \gg 10$)

$N = \sqrt{\dfrac{R^*}{R_g}} = 0'91$

$Q_p = \sqrt{\dfrac{Q_t^2+1}{N^2} - 1} = 505'4$ (utilizaremos las expresiones aproximadas)

$C_2 \simeq N C^* = 13'32\,nF$

$C_1 \simeq \dfrac{N}{N-1} C^* =$ nos sale una capacidad negativa, con lo que el diseño no tiene solución debido a que $R^* < R_g$.

Vamos a diseñar, por tanto, suponiendo que $\boxed{R_g = 50\,\Omega.}$ En este caso:

$Q_t = 460$ (no cambia)

$N = 10$ (ya es $N > 1$)

$Q_p = 45'9$ (utilizamos fórmulas aproximadas)

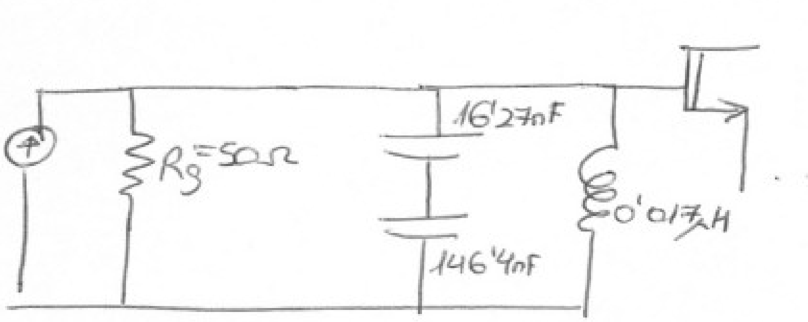
$C_2 \simeq NC^* = \boxed{146'4\,nF}$

$C_1 \simeq \dfrac{N}{N-1} C^* = \boxed{16'27\,nF}$

Hemos diseñado:

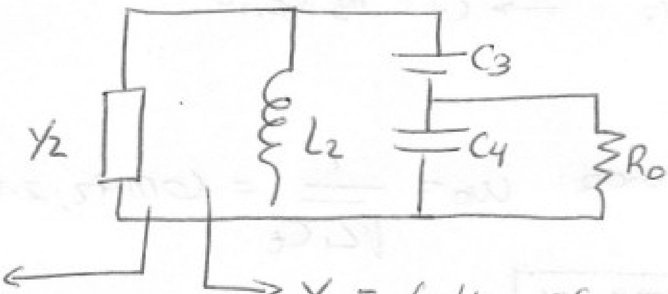
A la entrada:

para la máxima transferencia de potencia.



Red de salida

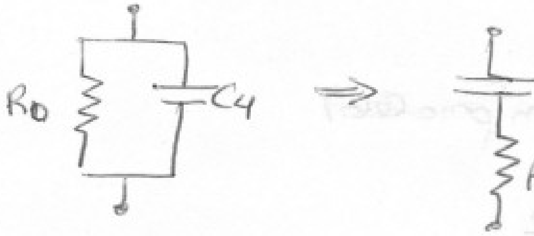
A la salida tenemos que:



$$Y_L = (2'4\cdot 10^{-6} - j\,0'0001)\ \Omega^{-1}$$

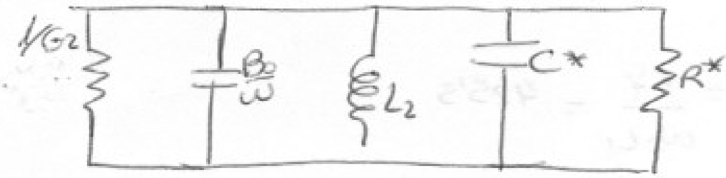
$$Y_2 = (4'27\cdot 10^{-5} + j\,0'0001)\ \Omega^{-1}$$

Siguiendo un procedimiento similar al de la red de entrada,



$$C_{eq} = C_4\left(\frac{Q_p^2+1}{Q_p^2}\right) \qquad R_{eq} = R_0\,\frac{1}{1+Q_p^2} \qquad Q_p = R_0 C_4 \omega$$

Agrupamos C_{eq} y C_3 en C': $\frac{1}{C'} = \frac{1}{C_{eq}} + \frac{1}{C_3}$ (en serie)

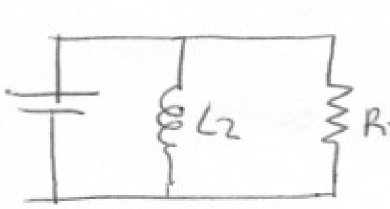


$$R^* = R_{eq}(Q_S^2+1)$$

$$C^* = C'\,\frac{Q_S^2}{Q_S^2+1}$$

$$Q_S = \frac{1}{\omega C' R_{eq}}$$

Circuito RLC paralelo equivalente.



$$R_t = \frac{1}{G_2+G_L} = 22\,k\Omega$$

$$B = 20\,kHz = \frac{1}{2\pi C_t R_t} \longrightarrow C_t = 361'7\,pF \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_t}} \longrightarrow \boxed{L_2 = 0'7\,\mu H}$$

Ahora calculamos "hacia atrás" los valores de los componentes.

$$C^* = C_t - \frac{B_0}{\omega_0} = 360\,pF$$

$$\frac{1}{R_t} = G_0 + \frac{1}{R^*} \rightarrow R^* = 1'17 M\Omega$$

Diseñamos la red tapped capacitor para la salida. Debe transformar la resistencia de carga que tenemos de $R_0 = 50\Omega$ en $R^* = 1'17 M\Omega$, donde $C^* = 360pF$ y $L_2 = 0'7\mu H$.

$$Q_t = C^* \omega_0 R^* = 26 \cdot 10^3 \text{ (expresiones aproximadas:)}$$

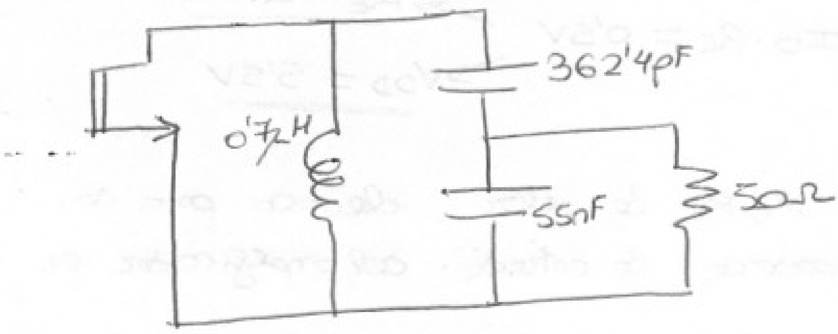
$$N = \sqrt{\frac{R^*}{R_0}} = 152'9$$

$$Q_p = \sqrt{\frac{Q_t^2 + 1}{N^2} - 1} = 170 \text{ (expresiones aproximadas:)}$$

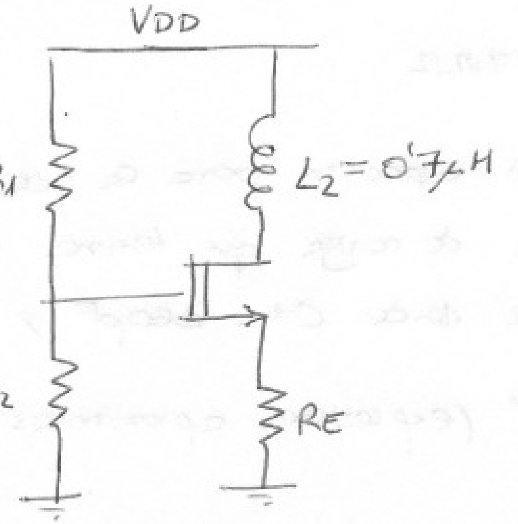
$$C_4 \simeq N C^* = \boxed{55nF}$$

$$C_3 = \frac{N}{N-1} C^* = \boxed{362'4pF}$$

Hemos diseñado a la salida: para la máxima transferencia de potencia



ⓔ Proporcionamos la red de polarización para que el transistor esté en el punto de operación adecuado.



→ Despreciamos la resistencia serie parásita de la bobina, con lo que en este componente no hay caída de tensión.

tenemos que: $I_D = 0'25 mA$

Podemos plantear las ecuaciones:

$$\begin{cases} V_{DS} = 5V = V_{DD} - I_D R_E \\ \underbrace{V_{GS} = 2V}_{\text{datos del enunciado}} = \dfrac{V_{DD} R_2}{R_1 + R_2} - I_D R_E \end{cases}$$

Elegimos V_{DD}, R_E, R_1, R_2 para cumplir estas ecuaciones. V_{DD} ha de ser mayor de 5V. Con la resistencia R_E estabilizamos el punto de operación del transistor. No nos interesa disipar potencia en esta resistencia.

Elegimos $I_D \cdot R_E = 0'5V$ → $\underline{R_E = 2k\Omega}$ → $\underline{V_{DD} = 5'5V}$

Ahora elegimos R_1, R_2 de valor elevado para no perturbar la impedancia de entrada del amplificador en pequeña señal.

$\underline{R_1 = 100k\Omega}$ → $2V = \dfrac{5'5 \cdot R_2}{100 + R_2} - 0'5$ → $\underline{R_2 = 83'3 k\Omega}$

Los condensadores de desacoplo CB, CE deben comportarse como cortocircuito a la frecuencia de trabajo, con lo que la impedancia que presentan debe ser:

$$(R_1 // R_2) >> \frac{1}{\omega_0 C_B} \rightarrow C_B >> 350'2 pF$$

$$R_E >> \frac{1}{\omega_0 C_E} \rightarrow C_E >> 7'95 pF$$

Elegimos, por tanto, $\underline{\underline{C_B = 1nF}}$, $\underline{\underline{C_E = 1nF}}$ para cumplir esto.

Las bobinas RFC actúan como choque de radiofrecuencia. Deben presentar una impedancia tal que se comporten como circuito abierto a la frecuencia de trabajo:

$$L_{RFC} \cdot \omega_0 >> R_i \rightarrow L_{RFC} >>$$

El valor de estas bobinas ha de ser muy elevado.