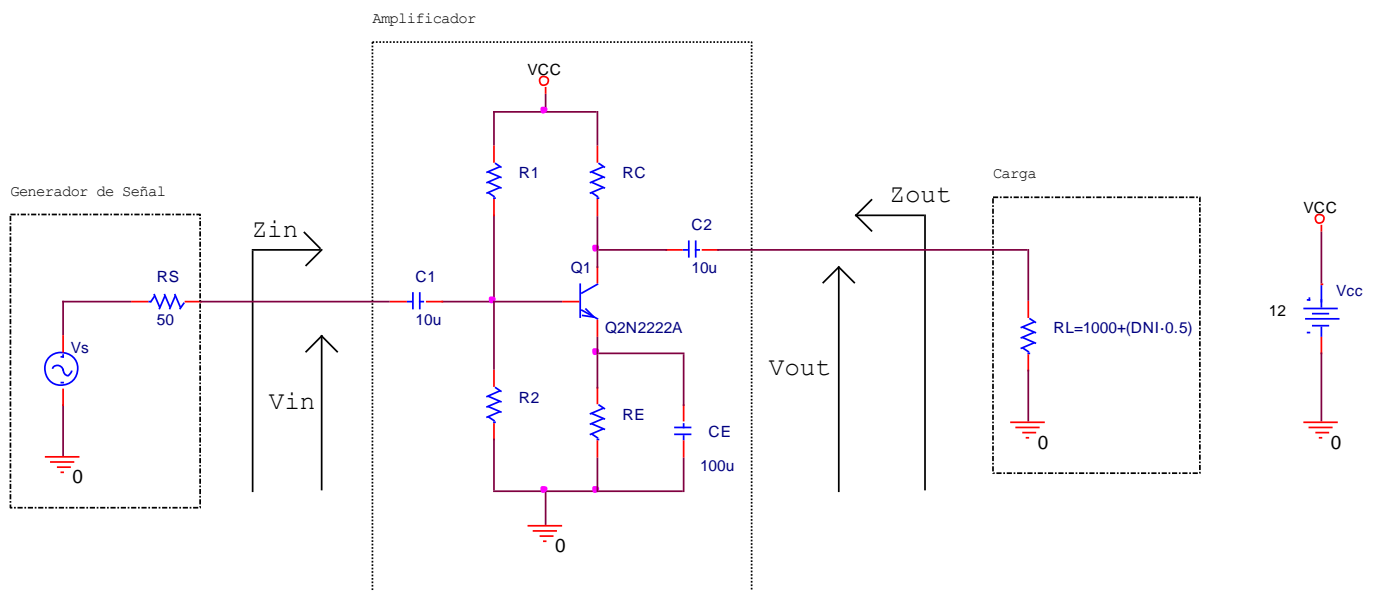
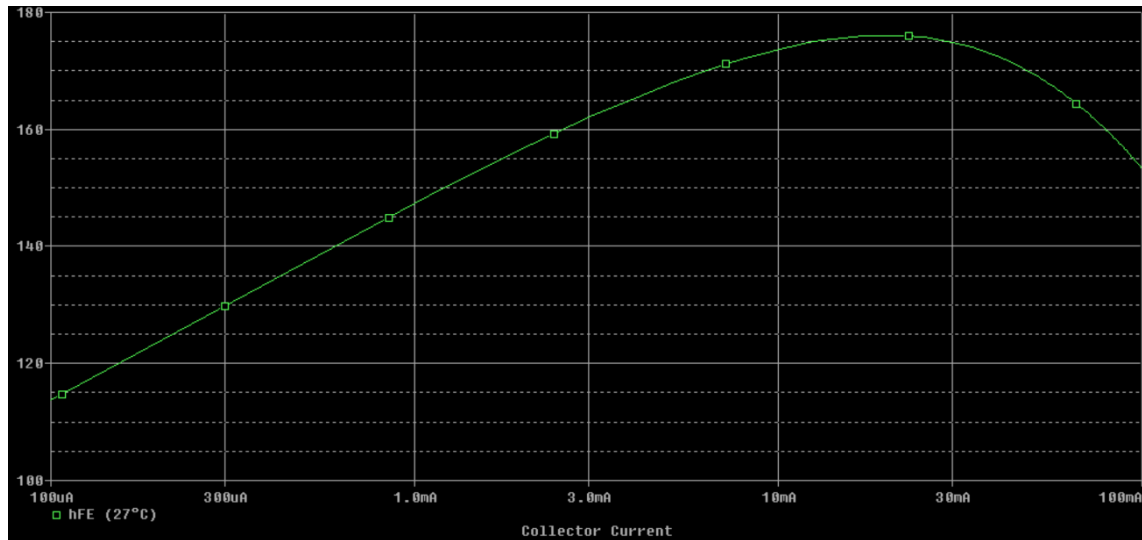


Diseñar un Amplificador en Configuración de Emisor Común con un transistor tipo Q2N2222A (BIPOLAR.OLB) que tenga una ganancia en tensión $A_V = 10$ y una impedancia de entrada $Z_{in} = 250\Omega$. El amplificador debe alimentarse a una batería de 12 Voltios sobre una carga de salida dependiente del DNI: $R_L = 1000 + (DNI \cdot 0.5)\Omega$ siendo DNI las tres primeras cifras menos significativas del documento. Los condensadores de paso y acoplo son los indicados en el esquemático. La red de polarización debe ser estable. La tensión térmica a 27° es $V_T = 25.85mVolts$, la tensión Early del transistor es $V_{AF} = 74.04 Volts$, la resistencia fenomenológica del transistor es $R_X = 10\Omega$ y la β_{DC} del transistor sigue la siguiente dependencia con la corriente de colector:



1. Hacer un estudio analítico para conseguir los valores de R_1, R_2, R_C y R_E que proporcionen los valores de $Z_{in} = 250\Omega$ y $A_V = 10$.
2. Verificación de los objetivos conseguidos mediante simulación.
3. Análisis comparativo entre lo calculado y lo simulado.

1. Hacer un estudio analítico para conseguir los valores de $R1, R2, RC$ y RE que proporcionen los valores de $Z_{in} = 250\Omega$ y $A_V = 10$.

Dado que se trata de una configuración en emisor común, elijamos las fórmulas asociadas a esta configuración:

- Impedancia de Entrada (siempre a frecuencias intermedias):

$$Z_{in} = R_{in} = R_{PI} \parallel R_B \quad (1)$$

- Impedancia de Salida:

$$Z_{out} = R_{out} = R_O \parallel R_C \quad (2)$$

- Ganancia en Corriente (admite dos expresiones bien en función de BETAAC o en función de GM):

$$|A_I| = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{Z_{out}}{Z_{out} + R_L} \cdot BETAAC \cdot \frac{R_B}{R_B + Z_{in}} \quad (3)$$

$$|A_I| = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{Z_{in}}{R_L} \cdot GM \cdot (R_O \parallel R_C \parallel R_L)$$

- Ganancia en Tensión (admite dos expresiones, bien en función de BETAAC o en función de GM):

$$|A_V| = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_L}{Z_{in}} \cdot |A_I| \quad (4)$$

$$|A_V| = \frac{V_{out}}{V_{in}} = GM \cdot (R_O \parallel R_C \parallel R_L)$$

Los datos de partida del Problema son:

$$Z_{in} = 250\Omega$$

$$|A_V| = 10$$

$$R_L = 1454\Omega$$

$$V_{cc} = 12 V$$

Por lo que se tiene que verificar que, según (1):

$$Z_{in} = R_{PI} \parallel R_B = 250\Omega \quad (5)$$

Y (elijamos la expresión (4) en términos de GM):

$$|A_V| = GM \cdot (R_O \parallel R_C \parallel R_L) = 10 \quad (6)$$

Como podemos deducir de la relación (5):

$$RPI > 250\Omega \quad (7)$$

ya que se encuentra en paralelo con $RB = R1 \parallel R2$ y, como sabemos, el paralelo de dos resistencias siempre es menor que la menor de ellas.

Por otro lado, en las ecuaciones (5) y (6) nos aparecen los parámetros de pequeña señal RPI , GM y RO que se relacionan con la $\beta_{AC} = BETAAC$ del transistor en las siguientes relaciones estimadas:

$$\begin{aligned} RPI &= \frac{BETAAC}{GM} \\ GM &= \frac{I_C}{V_T} \\ RO &= \frac{V_{CE} + V_{AF}}{I_C} \end{aligned} \quad (8)$$

Así, si relacionamos la expresión (7) con las dos primeras ecuaciones de (8), podemos afirmar que debe verificarse que:

$$RPI = \frac{BETAAC}{GM} = \frac{BETAAC \cdot V_T}{I_C} > 250\Omega \quad (9)$$

Es decir, la resistencia RPI crece con la $BETAAC$ y la tensión térmica V_T y crece también cuando disminuye la corriente de colector I_C . Como la tensión térmica es conocida $V_{T_{300}} = 25.85mVolts$, según (9) podemos establecer un mínimo entre la relación de $BETAAC$ y la corriente de colector I_C :

$$\frac{I_C}{BETAAC} < \frac{V_T}{250\Omega} = \frac{25.85 \cdot 10^{-3} Volts}{250\Omega} = 103.4\mu A \quad (10)$$

Como nos dan una tabla con una curva aproximada que liga la corriente de colector I_C y la $BETAAC$ podemos elegir un punto de la curva que cumpla la inecuación (10).

- Hagamos alguna prueba considerando la evolución de la curva:

Si elegimos la $BETAAC$ máxima (176) que se corresponde con una corriente de colector I_C aproximada de $20mA$, la inecuación (10) no se cumple:

$$\frac{I_C}{BETAAC} = \frac{20 \cdot 10^{-3} A}{176} = 113\mu A \quad (11)$$

Lo que nos indica que la corriente de colector debe ser menor, aunque disminuya algo la $BETAAC$.

Si buscamos una corriente de colector más baja, por ejemplo: $I_C = 10mA$ que se corresponde aproximadamente con una $BETAAC = 174$, la relación $I_C/BETAAC$ nos quedaría:

$$\frac{I_C}{BETAAC} = \frac{10 \cdot 10^{-3} A}{174} = 57.5 \mu A \quad (12)$$

Resultado que si verifica la inecuación.

El parámetro RPI para esa corriente de colector es:

$$RPI = \frac{BETAAC}{GM} = \frac{BETAAC \cdot V_T}{I_C} = \frac{174 \cdot 25.85 \cdot 10^{-3} V}{10 \cdot 10^{-3} A} = 450 \Omega \quad (13)$$

Nos sale una resistencia $RPI = 450 \Omega$ que, en efecto, es mayor que 250Ω . Cuanto más nos aproximemos a ese valor, mayor será el valor de la resistencia RB . Pero también debemos tener en cuenta que el valor de RB no debe ser excesivamente grande ya que podría elevar el factor de inestabilidad.

El valor de RB para esta RPI de acuerdo con (5) será:

$$RB = \frac{Z_{in} \cdot RPI}{RPI - Z_{in}} = \frac{250 \cdot 450}{450 - 250} = 563 \Omega \quad (14)$$

Esta decisión debe ser compatible con la consecución del otro objetivo del problema que es conseguir una ganancia en tensión $A_V = 10$. La ecuación (6), que depende de los parámetros GM y RO también nos pone unos límites. Calculemos esos parámetros para una corriente de colector $I_C = 10mA$ y $BETAAC = 174$ para ver cómo influyen en la ecuación (6):

$$GM = \frac{I_C}{V_T} = \frac{10 \cdot 10^{-3} A}{25.85 \cdot 10^{-3} V} = 0.387 A/V \quad (15)$$

$$RO = \frac{V_{CE} + V_{AF}}{I_C} = \frac{6 + 74.04}{10 \cdot 10^{-3}} = 7405 \Omega \quad (16)$$

Donde en (15) hemos supuesto una tensión colector-emisor de la mitad de la pila $V_{CE} = 6 Voltios$ como es habitual.

De acuerdo con la expresión (6) observamos que la ganancia $A_V = 10$, de acuerdo con los resultados de (15) para GM y (16) para RO , nos fijan un valor concreto para la resistencia de colector RC que valdrá: despejando de (6):

$$RC = \frac{\frac{|A_V|}{GM} (RO \parallel RL)}{(RO \parallel RL) - \frac{A_V}{GM}} = \frac{\frac{10}{0.387} 1215}{1215 - \frac{10}{0.387}} = 26.4 \Omega \quad (17)$$

Este valor de la resistencia de colector RC es positivo. Si la transconductancia (15) fuese demasiado baja, el resultado de esta operación podría darnos valores negativos para la resistencia de colector, lo que nos indicaría que la corriente de colector elegida es demasiado baja, por lo que deberíamos subirla.

Para calcular la Resistencia de emisor RE tengamos en cuenta la ecuación de la malla de salida:

$$V_{CC} - V_{CE} = RC I_C + RE(I_C + I_B) = RC I_C + RE \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C \quad (18)$$

De donde:

$$RE = \frac{V_{CC} - V_{CE} - RC I_C}{\frac{\beta+1}{\beta} I_C} = \frac{12 - 6 - 26.4 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{\frac{174+1}{174} \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 570 \Omega \quad (19)$$

Observemos que con este valor de RE , el factor de inestabilidad de la corriente de colector debido a la corriente de fugas del transistor $S_{I_{CO}}^{I_C}$ valdrá:

$$S_{I_{CO}}^{I_C} = 1 + \frac{RB}{RE} = 1 + \frac{563}{570} = 1.99 \quad (20)$$

Valor que nos indica que el valor del coeficiente es pequeño (debe estar entre $5 \leq S_{I_{CO}}^{I_C} \leq 20$ haciendo que el transistor sea excesivamente estable. En estos casos, lo que ocurre es que existe un excesivo consumo en la red de polarización, por lo que es conveniente subirlo un poco, si es posible, para que esté dentro de los márgenes indicados. La forma de hacerlo es subir el valor de RB eligiendo una corriente de colector mayor de la elegida pero que siga cumpliendo la inecuación (10).

Por ejemplo, elijamos una corriente de colector intermedia $I_C = 15mA$ que según la tabla, se corresponde aproximadamente con una $BETAAC = 175$. En este caso, el parámetro RPI según (13) será:

$$RPI = \frac{BETAAC \cdot V_T}{I_C} = \frac{175 \cdot 25.85 \cdot 10^{-3} V}{15 \cdot 10^{-3} A} = 302 \Omega > 250 \Omega \quad (21)$$

Para este caso la resistencia RB según (14) será:

$$RB = \frac{Z_{in} \cdot RPI}{RPI - Z_{in}} = \frac{250 \cdot 302}{302 - 250} = 1452 \Omega \quad (22)$$

Los parámetros GM y RO serán ahora:

$$GM = \frac{I_C}{V_T} = \frac{15 \cdot 10^{-3} A}{25.85 \cdot 10^{-3} V} = 0.580 A/V \quad (23)$$

$$RO = \frac{V_{CE} + V_{AF}}{I_C} = \frac{6 + 74.04}{15 \cdot 10^{-3}} = 5336 \Omega \quad (24)$$

Y la resistencia de Colector RC según (17) será ahora:

$$RC = \frac{\frac{|A_V|}{GM} (RO \parallel RL)}{(RO \parallel RL) - \frac{A_V}{GM}} = \frac{\frac{10}{0.580} 1151}{1151 - \frac{10}{0.580}} = 17.5 \Omega \quad (25)$$

Así el valor de la resistencia RE será ahora:

$$RE = \frac{V_{CC} - V_{CE} - RC I_C}{\frac{\beta + 1}{\beta} I_C} = \frac{12 - 6 - 17.5 \cdot 15 \cdot 10^{-3}}{\frac{175 + 1}{175} \cdot 15 \cdot 10^{-3}} = 380 \Omega \quad (26)$$

Lo que nos da un factor de inestabilidad de:

$$S_{I_{CO}}^{I_C} = 1 + \frac{RB}{RE} = 1 + \frac{1452}{380} = 4.8 \quad (27)$$

Factor que ya podríamos dar por válido ya que se encuentra en el límite inferior de las cotas estándar.

Ya solo nos queda calcular los valores de las resistencias $R1$ y $R2$. Para ello, hemos de calcular el valor de la tensión Thevening en el nodo de base VB

$$VB = \frac{V_{CC} \cdot R2}{R1 + R2} \quad (28)$$

Verificándose que:

$$VB = RB \cdot I_B + V_{BE} + RE(I_B + I_C) \quad (29)$$

Donde la corriente de base es:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{15 \cdot 10^{-3} A}{174} = 86.2 \mu A \quad (30)$$

Así VB será:

$$VB = 1452 \cdot 82.2 \cdot 10^{-6} A + 0.7 + 380(82.2 \cdot 10^{-6} A + 15 \cdot 10^{-3} A) = 6.55 \text{ Voltios} \quad (31)$$

Como

$$RB = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = 1452 \Omega \quad (32)$$

Y de (28):

$$\frac{VB}{V_{CC}} = \frac{R2}{R1 + R2} = \frac{6.55V}{12V} = 0.546 \quad (33)$$

Los valores de $R1$ y $R2$ serán:

$$R1 = \frac{1452}{0.546} = 2660 \Omega \quad (34)$$

Y

$$R2 = \frac{1452}{1 - 0.546} = \frac{1452}{0.454} = 3198 \Omega \quad (35)$$

Resumiendo. Los valores de las resistencias que nos piden son:

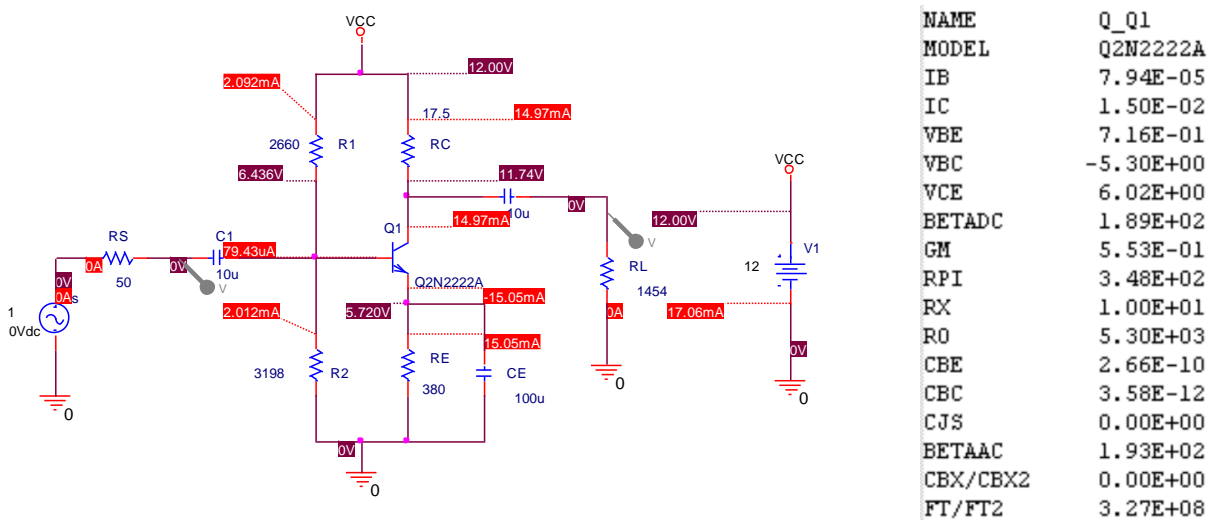
$$R_C = 17.5\Omega$$

$$R_E = 380\Omega$$

$$R_1 = 2660\Omega$$

$$R_2 = 3198\Omega$$

Llevando estos valores al simulador y haciendo un análisis 'bias-point' tenemos:



En primera aproximación vemos que los parámetros de interés, R_{PI} , R_O y GM son próximos pero no exactos:

$R_{PI} = 348\Omega$ frente a los 302Ω requeridos

$R_O = 5300\Omega$ frente a los 5336Ω requeridos

$GM = 0.553 A/V$ frente a los $0.580 A/V$ requeridos

Estas discrepancias dan lugar a una impedancia de entrada de:

$$Z_{in} = R_{PI} \parallel R_B = 348 \parallel 1452 = 281\Omega \quad (36)$$

en lugar de los 250Ω requeridos (dispersión del 11%)

Y una ganancia en tensión de:

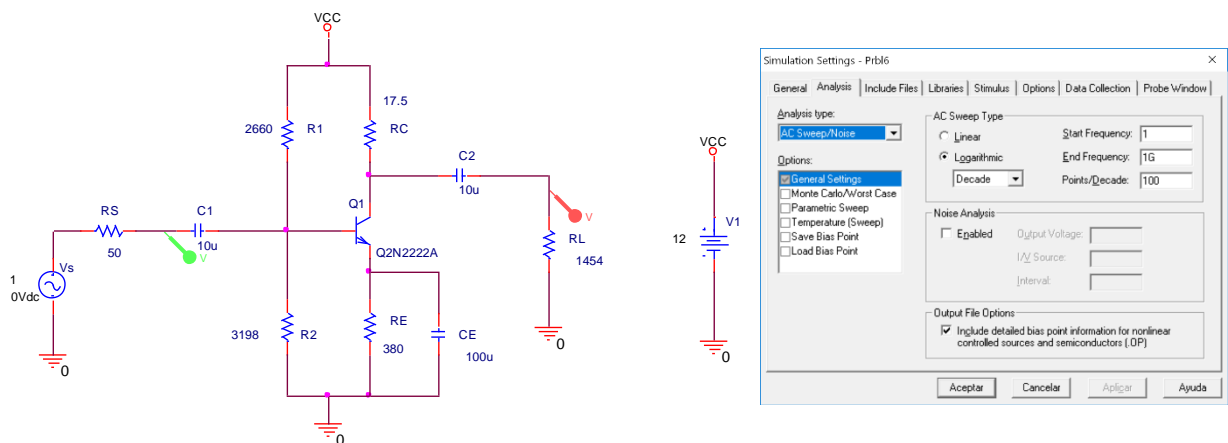
$$|A_V| = GM \cdot (R_O \parallel R_C \parallel R_L) = 0.553 \cdot (5300 \parallel 17.5 \parallel 1454) = 9.53 \quad (37)$$

frente a los 10 requeridos (dispersión del 4.7%).

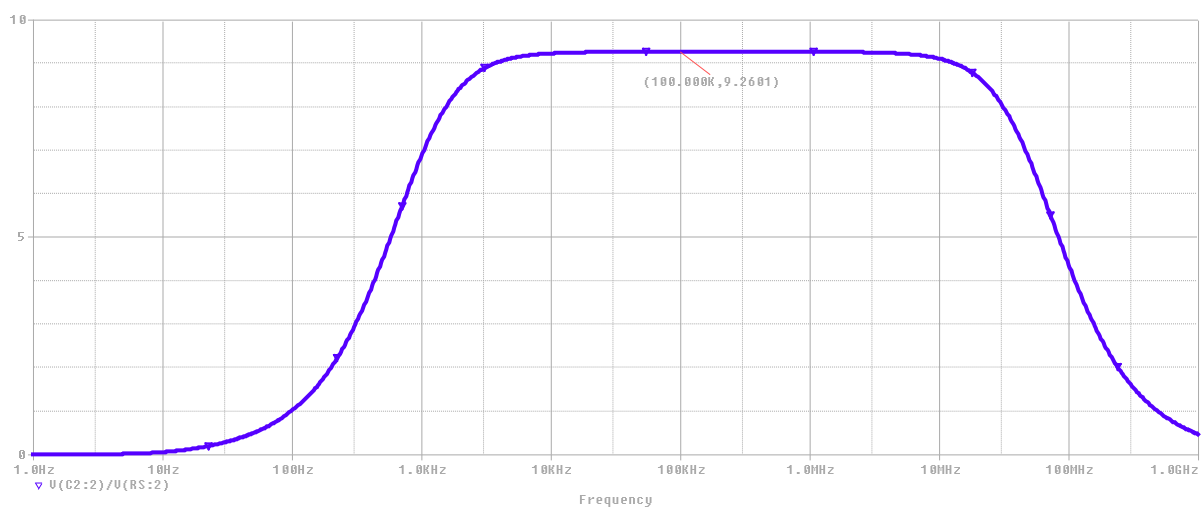
Estos resultados son poco aceptables y pueden mejorarse si tenemos en cuenta la resistencia fenomenológica R_X del modelo de pequeña señal en el cálculo de la impedancia de entrada y la influencia que esta resistencia tiene en la ganancia en tensión cuando trabajamos con el parámetro de transconductancia GM . Esta influencia la veremos en una solución alternativa de este problema.

2. Verificación de los objetivos conseguidos mediante simulación.

Construyamos en el simulador el amplificador completo y calculemos los valores de la impedancia de entrada y ganancia en tensión haciendo un análisis AC-Sweep:

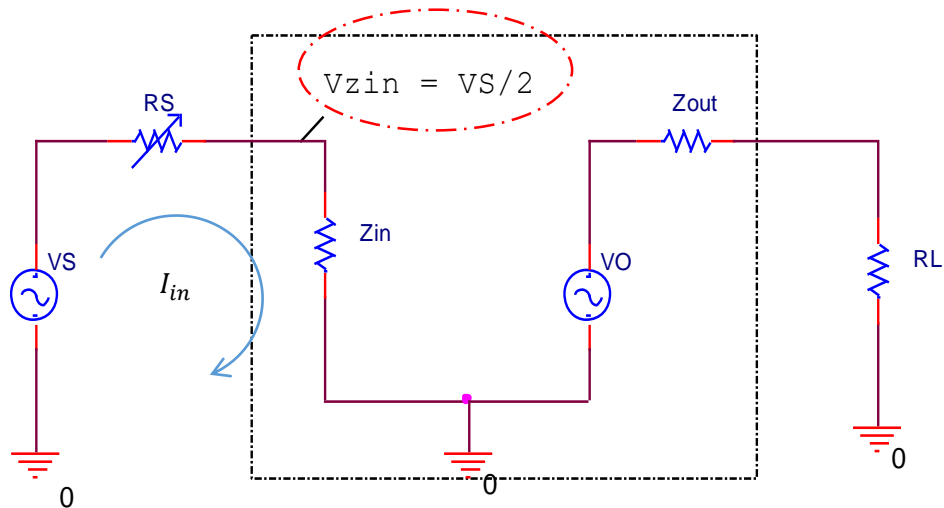


Cálculo de la ganancia en tensión simulada A_V : Tras la simulación, representamos la tensión de salida en función de la tensión de entrada obteniendo lo siguiente:



Utilizando el cursor en una zona de frecuencias intermedias (parte plana a 100Khz), leemos una ganancia de $A_V = 9.2$ que es ligeramente distinta que la calculada. Esta discrepancia es debido a que el simulador usa el modelo de pequeña señal completo con la resistencia fenomenológica R_X .

Cálculo de la impedancia de entrada simulada Z_{in} : Para hacer este cálculo hemos de hacer un análisis paramétrico incluyendo en la entrada del amplificador una resistencia variable que iremos cambiando paramétricamente.



En efecto, si la impedancia de entrada es una incógnita que debemos averiguar, hagamos un barrido en los valores de la resistencia RS hasta obtener una tensión $VS/2$ en el nodo de entrada al amplificador $V_{Z_{in}}$. Cuando en ese nodo hay una tensión de valor mitad que la suministrada, el valor de la resistencia RS y de la resistencia Z_{in} serán iguales (se entiende que Z_{in} es una resistencia a frecuencias intermedias):

En efecto, si $RS = Z_{in}$ se verifica que:

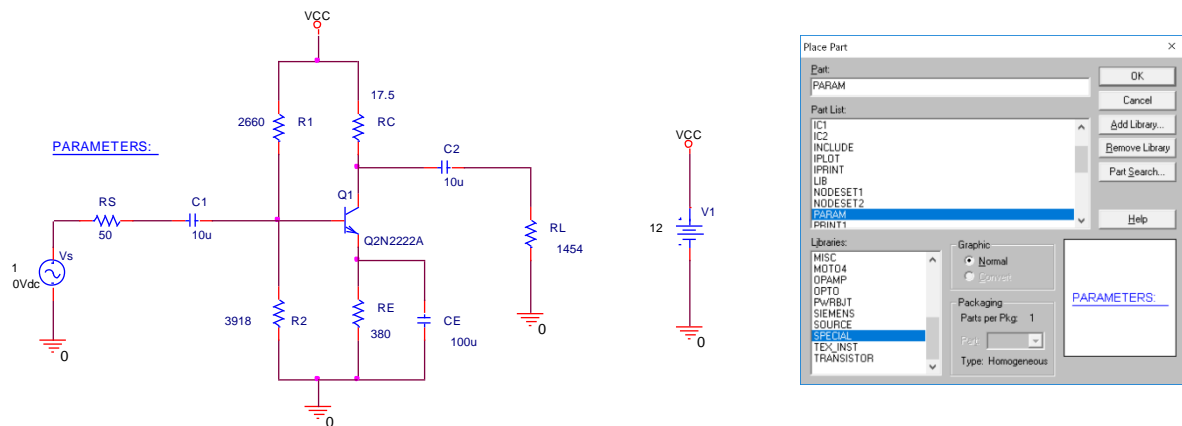
$$VS = I_{in}(RS + Z_{in}) = I_{in} \cdot 2Z_{in} \quad (38)$$

Además
$$V_{Z_{in}} = I_{in}Z_{in}$$

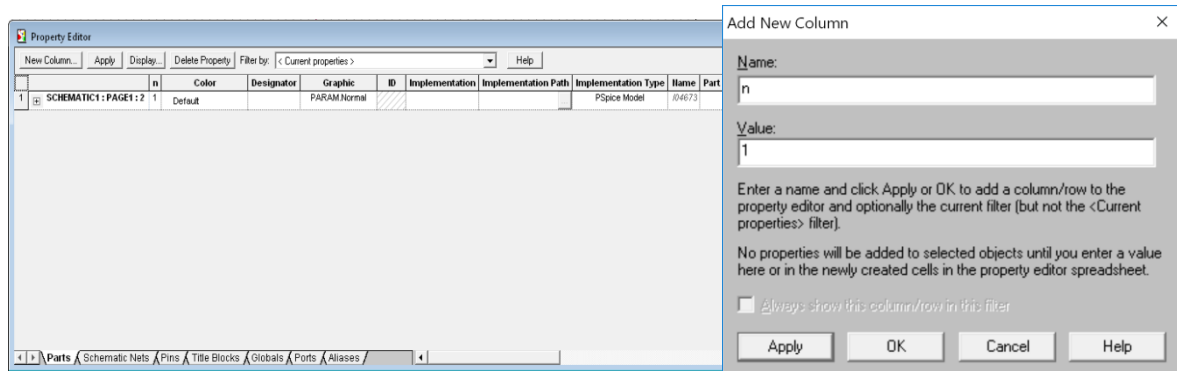
Eliminando I_{in} de las dos ecuaciones tenemos:

$$\frac{VS}{V_{Z_{in}}} = 2 \rightarrow V_{Z_{in}} = \frac{VS}{2} \quad (39)$$

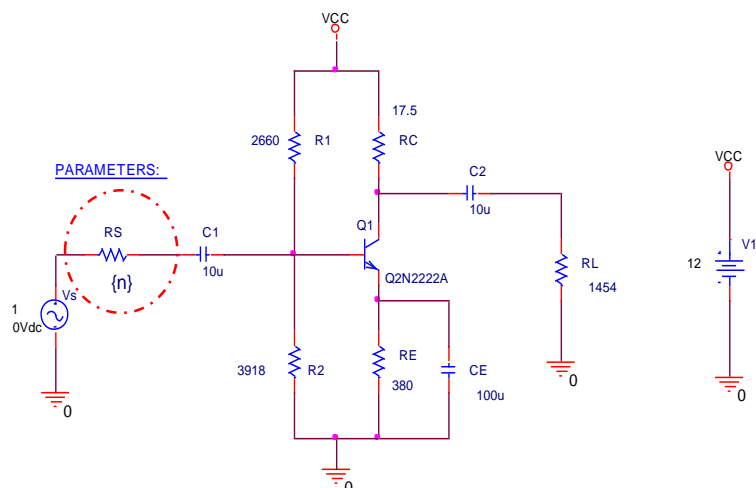
Para hacer el análisis paramétrico hemos de incluir la librería SPECIAL.OLB, llamar al componente PARAM y situarlo en el esquemático:



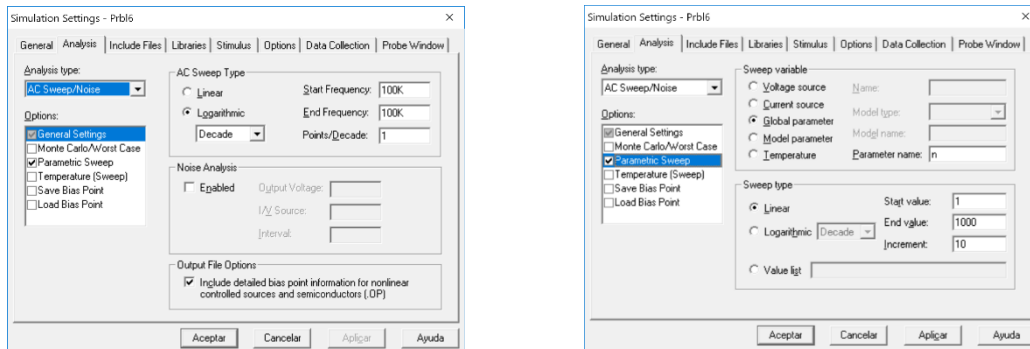
Un doble clic en PARAMETERS nos lleva a la ventana de definición de parámetros donde añadiremos una Nueva Columna (New Colum..) y definiremos el parámetro n con valor inicial 1:



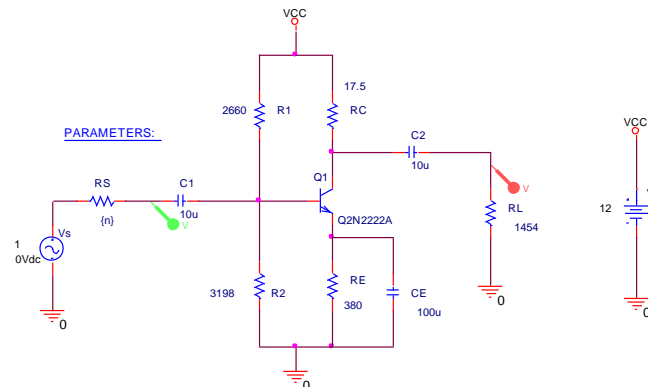
Una vez definido el parámetro, lo asociaremos al valor de la resistencia R_S de entrada indicando entre paréntesis su valor:



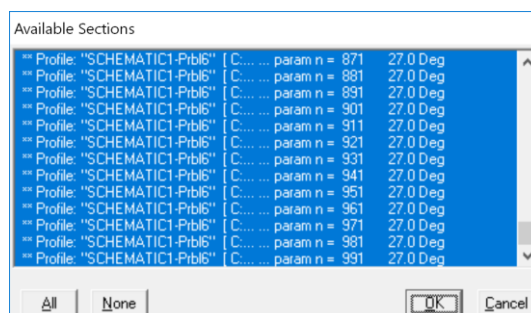
Posteriormente, en el perfil de simulación, en la opción 'General Settings' definimos la frecuencia para la cual queremos medir la impedancia (hemos elegido una posición intermedia en la banda plana a 100Khz), con un solo dato por década. Posteriormente, en la opción 'Parametric Sweep' definiremos el rango de barrido del parámetro marcando la opción 'Parametric Sweep' donde indicamos que es un parámetro global 'Global parameter' y un tipo de barrido lineal comenzando en 1 ohmio y terminando en 1000 ohmios con incrementos de 10 ohmios:



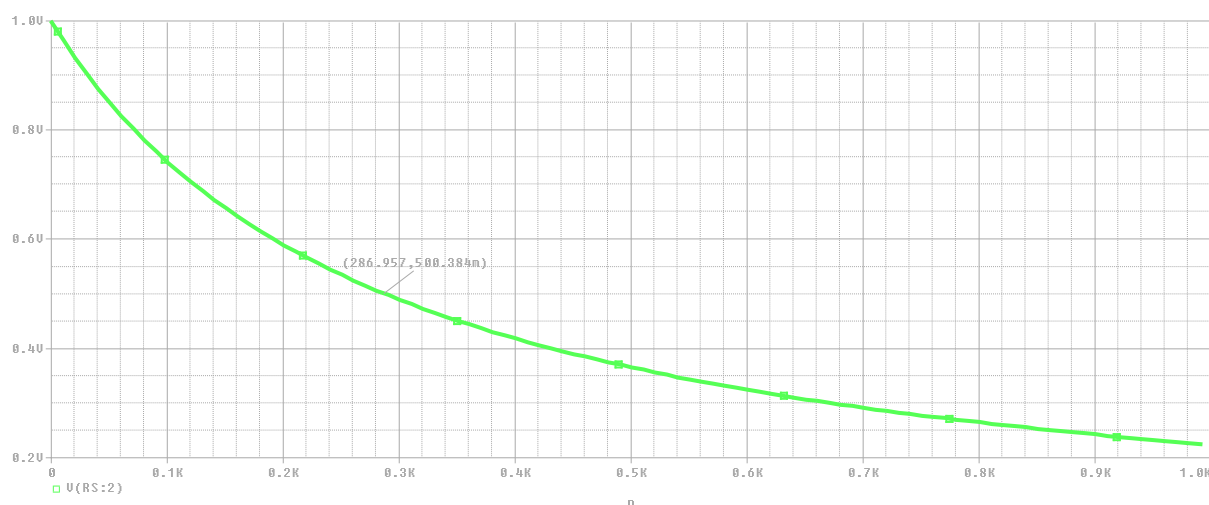
Colocaremos una sonda de tensión a la entrada del amplificador:



Tras la simulación nos aparece una información de todas las curvas paramétricas simuladas que aceptaremos pulsando OK:



Automáticamente el postprocesador gráfico usará la variable {n} en abscisas que se corresponde con los valores en ohmios de los diferentes valores de RS utilizados en el barrido:



Como partimos de una tensión de entrada de 1 Voltio, buscaremos con el cursor el lugar donde se sitúe la tensión a 500mV y leeremos el valor de la resistencia asociada que se corresponderá con el valor de Z_{in} a 100Khz, resultando:

$$Z_{in} = 286.9\Omega \quad (40)$$

Valor próximo a los 250 Ω esperados, pero con bastante discrepancia (12.8%) al no tener en cuenta la influencia de la resistencia fenomenológica R_X del modelo de pequeña señal.

3. Análisis comparativo entre lo calculado y lo simulado.

Se ha ido indicando a medida que hemos obtenido los resultados, que en el modelo de pequeña señal del amplificador se ha simplificado eliminando la resistencia fenomenológica R_X obteniéndose unas ecuaciones en las que no se tiene en cuenta. Hemos de entender que en las ecuaciones de la impedancia de entrada Z_{in} y la ganancia en tensión A_V cuando se usa la variable GM , aparece una pequeña dependencia con la resistencia R_X que no hemos tenido en cuenta. Así, los resultados obtenidos, tanto en la ganancia, como en la impedancia de entrada, presentan diferencias que no son subsanables mediante iteración.

Se presenta otra solución de este problema en el Foro en la que se corrige el modelo de pequeña señal y los cálculos de los parámetros del amplificador teniendo en cuenta la influencia de la resistencia fenomenológica R_X .