



**FACULTAD
DE INGENIERIA**

Universidad de Buenos Aires

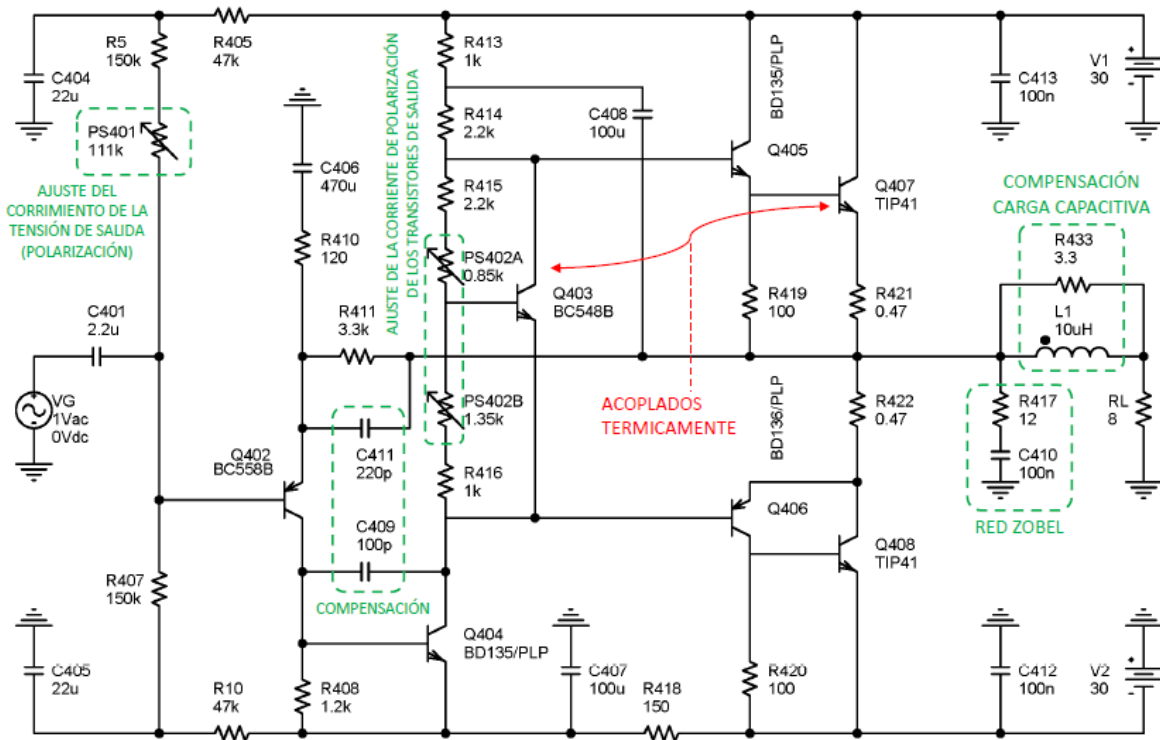
66.10

Circuitos Electrónicos II

Actividad N°2

Los items que faltan están en rojo.

Se analiza el amplificador de potencia del Turner 730



1) Calcular las tensiones de todos los nodos y las corrientes de todas las ramas para VG=0V

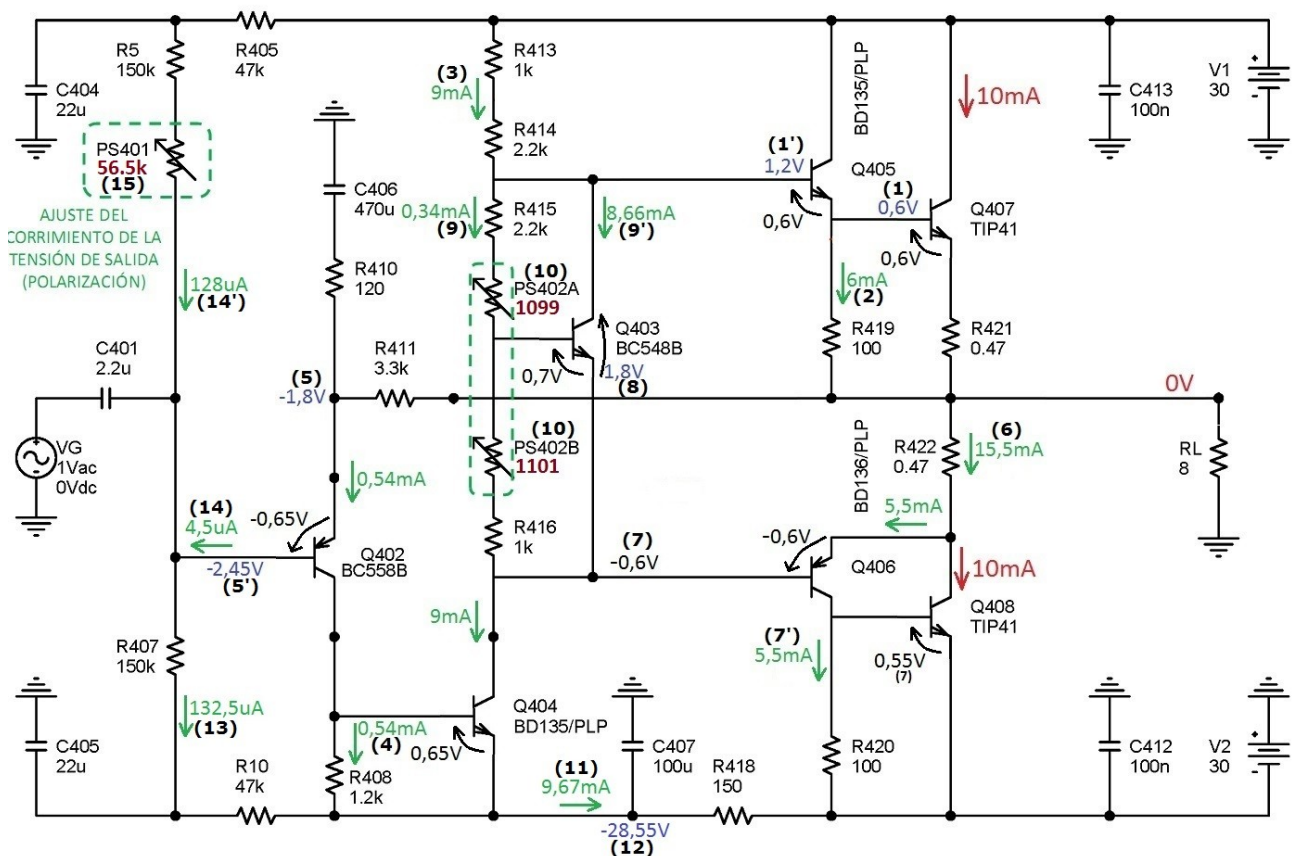


Figura 1. Valores de polarización calculados.

Tanto los valores de β como los de V_{BE} se tomaron de las hojas de datos de los respectivos transistores, excepto la tensión de Early, V_A , que fue tomada del modelo spice correspondiente.

	β	$I_{CQ}(\text{mA})$	$g_m(\text{mA/V})$	$r_{\pi}(\Omega)$	$r_o(\Omega)$
Q402	120	0,54	21,6	5,55K	
Q403	110	8,66	346	318	
Q404	105	9	360	292	12,9K
Q405	50	6	240	208	
Q406	50	5,5	220	227	
Q407	40	10	400	100	
Q408	40	10	400	100	

Tabla 1. Parámetros de continua.

Se procedió a tomar en cuenta primero los datos de salida $V_{OQ}=0V$ e $I_{CQ407/8}=10\text{mA}$, se despreciaron todas las corrientes de base de los transistores (excepto Q402, para ajustar PS401), con esto se llegó al paso (9). En el paso (10) se aplicó la ecuación del multiplicador de V_{BE} con $V_{CE}=1,8V$, paso (8), obteniéndose:

$$PS402A=1099\Omega \text{ y } PS402B=1101\Omega$$

Luego para los pasos (11) y (12) se propuso que los 9mA de Q404 y los 0,54mA de R408 (9,54mA) pasaran por R418 y con eso se obtuvo una primer tensión (14) de $-28,57V$ y una corriente en R407 (13) de $132,6\mu A$, que ajusta levemente a la tensión anterior (14) a $-28,55V$.

Por último (15), para lograr un mejor ajuste de PS401 se tuvo en cuenta la corriente base de Q402, obteniéndose :

$$PS401=56,5K\Omega$$

2) Calcular la ganancia de lazo para frecuencias medias (1KHz)

Para este punto hacemos el esquemático para alterna, reemplazamos la tercera etapa por un bloque con ganancia de tensión unitaria, para mayor claridad.

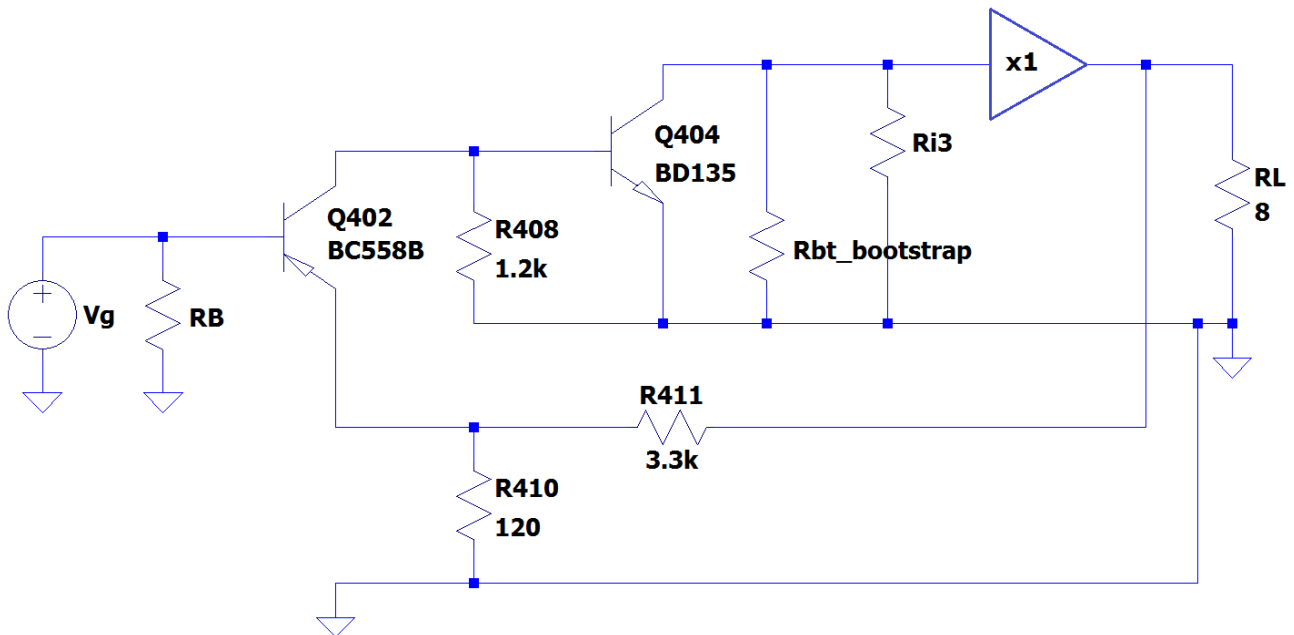


Figura 2. Realimentación Serie-Paralelo

Al muestrear tensión y sumar tensión tenemos que a la entrada se comparte la corriente y a la salida la tensión, entonces parametrizamos la realimentación con parámetros híbridos H.

El factor de realimentación f , es:

$$f = h_{12} = \frac{120}{120 + 3,3k} = 0,035$$

Luego $h_{11} = R410 // R411$ se acopla a la entrada, y $h_{22} = R410 + R411$ a la salida para considerar una realimentación ideal:

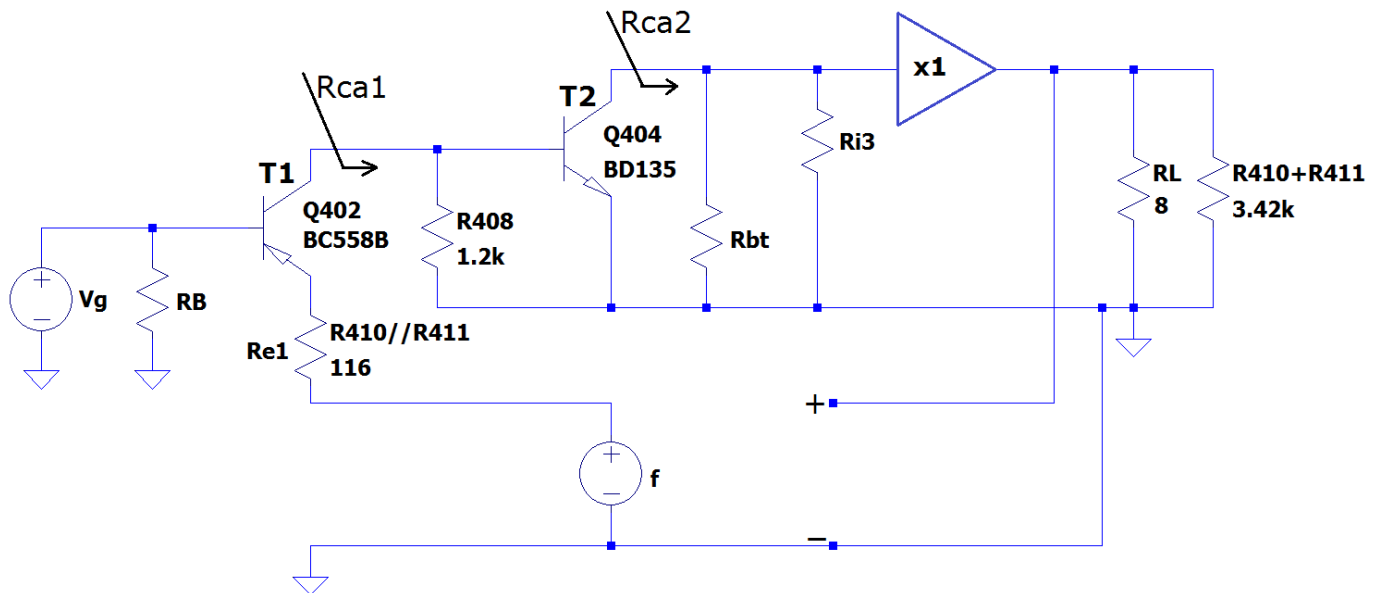


Figura 3. Realimentador ideal

$$Av_1 = \frac{-gm_1 \cdot R_{ca1}}{1 + gm_1 \cdot R_{e1}} = \frac{-gm_1 \cdot (R_{408} // r_{\pi 2})}{1 + gm_1 \cdot (R_{411} // R_{410})} = -1,45$$

$$Av_2 = -gm_2 \cdot R_{ca2} = -gm_2 \cdot (r_{o2} // R_{i3} // R_{bt}) = -360 \frac{mA}{V} \cdot 6,9K\Omega = -2484$$

Donde $R_{i3} = \beta_{405} \cdot \beta_{407} \cdot R_L = 50 \cdot 40 \cdot 8\Omega = 16K\Omega$

$r_{o2} = 12,9K\Omega$ es la resistencia de salida del modelo correspondiente a Q404

y $R_{bt} = 100 R_{414} = 100 \cdot 2.2k = 220K\Omega$ es la resistencia de bootstrap

$$\Rightarrow Av = Av_1 \cdot Av_2 \cdot Av_3 = (-1,45) (-2484) 0,99 = 3565,8$$

La ganancia del amplificador a lazo abierto es $a = Av \left(\frac{z_c}{z_c + r_o} \right) \left(\frac{r_i}{z_g + r_i + R_{e1}} \right)$

Siendo:

$$z_c = R_L // (R_{411} + R_{410}) = 97,2\Omega$$

r_o y r_i se obtienen mediante simulación: $r_o = 4\Omega$ y $r_i = 38,8K\Omega$

$$\Rightarrow a = 3414$$

Con lo que la ganancia de lazo abierto T , es:

$$T = a \cdot f = 119,5$$

3) Calcular la ganancia global para frecuencias medias (1KHz)

$$\text{Ganancia global } A = \frac{a}{1 + a \cdot f} = 28,3$$

4) Calcular la máxima potencia obtenible sobre la carga para frecuencias medias (1KHz)

Máxima potencia disipada por el transistor Q407/8: $P_{C_{max}} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = 11,4W$

Que es el 40% de la maxima potencia disipada en la carga $P_{cargamax}$, entonces

$$P_{cargamax} = 28,5W$$

5) Calcular la impedancia de entrada para frecuencias medias (1KHz)

$$R_i = [(1+a \cdot f) \cdot R_{ib}] // R_b$$

$$R_{ib} = r_{\pi Q402} + \beta_{Q402} \cdot (R_{410} // R_{411}) = 19,9K\Omega$$

$$R_b = (R_5 + P_{S401}) // R_{407} = 86,9K\Omega$$

$$\Rightarrow R_i = 83,9K\Omega$$

6) Calcular la impedancia de salida para frecuencias medias (1KHz)

De la figura 3 (Fig.3) vemos que :

$$R_o \approx \left\{ \left[(r_{o2} // R_{i3} // R_{bt}) / (\beta_{407} \cdot \beta_{405}) \right] // R_L // (3,3k + 120) \right\} / (1+a \cdot f)$$

$$(r_{o2} // R_{i3} // R_{bt}) = 6,9K\Omega \text{ del cálculo de } A_{v2}$$

$$1+af = 120,5$$

$$\Rightarrow R_o = 20m\Omega$$

7) Calcular el factor de amortiguamiento para frecuencias medias (1KHz)

$$\text{Factor de amortiguamiento } F_a = R_L / R_o = 400$$

Resultado aceptable, se considera a partir de 700 un buen control de amortiguamiento.

8) Calcular la máxima tensión pico sobre la carga para frecuencias medias (1KHz)

Vimos en el ítem 4 que : $P_{cargamax} = 28,5W$

$$\text{Entonces } V_{max} = 15,1V \Rightarrow V_{picomax} = 21,3V$$

9) Calcular la máxima eficiencia obtenible con éste amplificador para frecuencias medias (1KHz)

$$\text{Eficiencia máxima } \eta_{max} = \frac{P_{carga \text{ máx}}}{P_{fuente}} = (I_p \cdot V_p / 2) / (2 I_p \cdot V_{CC} / \pi) = \frac{\pi V_p}{4 V_{CC}} = 0,557$$

$$\Rightarrow \eta_{max} = 55\%$$

10) Determinar:

10.a) El tamaño de los disipadores para cada transistor (resistencia térmica disipador-ambiente)

$$R_{da} = (T_j - T_a) / P_{cmax} - R_{jc} - R_{cd}$$

Siendo R_{da} = resistencia disipador-ambiente

R_{jc} = resistencia juntura-capsula

R_{cd} = resistencia capsula-disipador ($0,5^\circ/\text{W}$ para contacto directo y silicona en TO-220, los TIP41)

($0,9^\circ/\text{W}$ para contacto directo y silicona en TO-225, los BC135/6)

T_j = máxima temperatura del transistor

T_a = temperatura ambiente

para los TIP41:
$$R_{da} = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{11,4\text{W}} - \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{60\text{W}} - 0,5^\circ\text{C}/\text{W} = 8,38^\circ\text{C}/\text{W}$$

para BC135 y BC136:
$$R_{da} = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{11,4\text{W}} - 10^\circ\text{C}/\text{W} - 0,9^\circ\text{C}/\text{W} = 0,065^\circ\text{C}/\text{W}$$

Falta ver si BC548B y BC558B necesitan disipador

10.b) Encontrar el disipador comercial que podría utilizarse para construir un prototipo funcional

c) Comparar con los disipadores utilizados originalmente por Turner y obtener conclusiones

Faltan

11) Simular el comportamiento estático y dinámico del amplificador determinando:

a) Medir las tensiones de todos los nodos y las corrientes de todas las ramas para $V_G=0\text{V}$

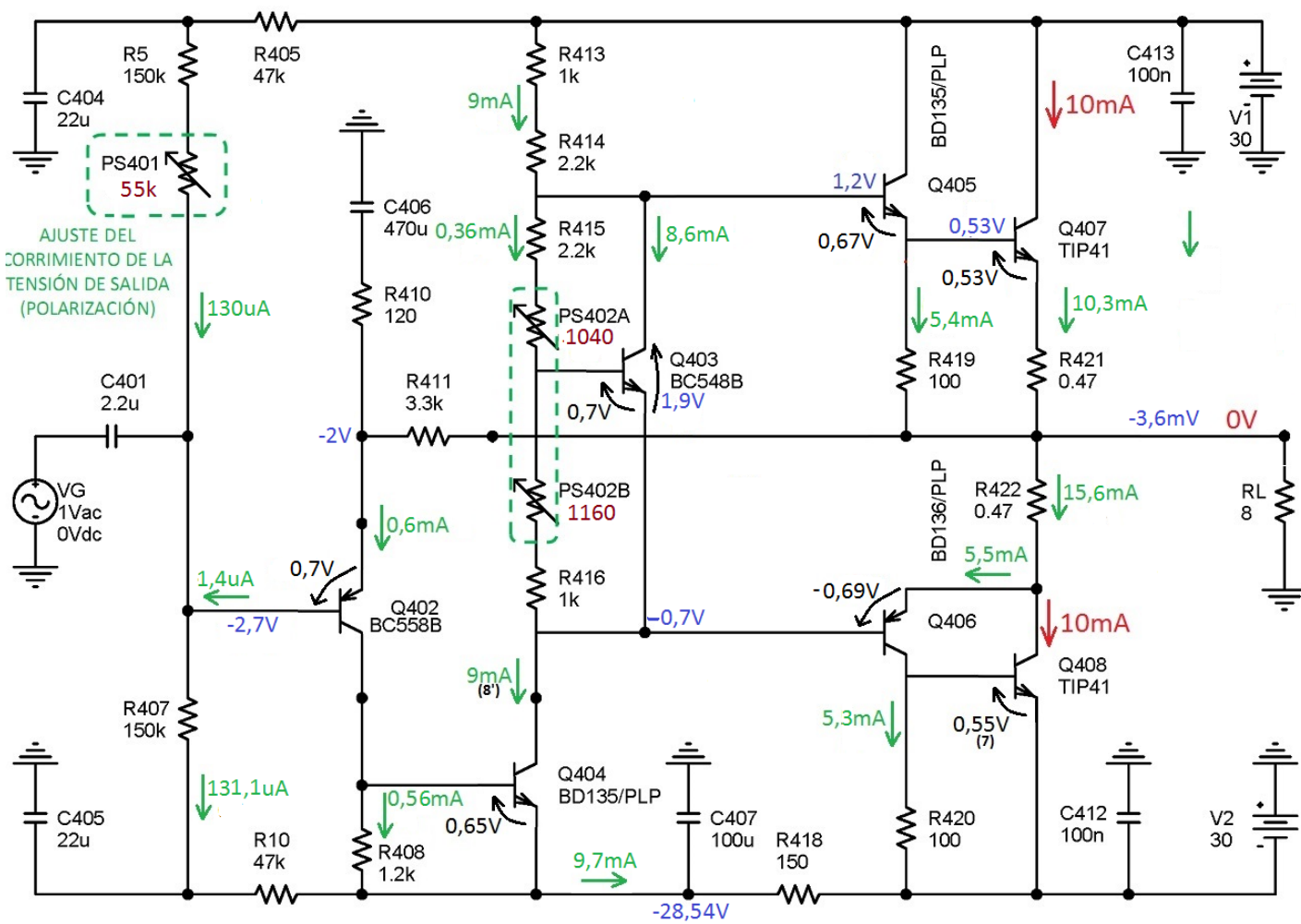
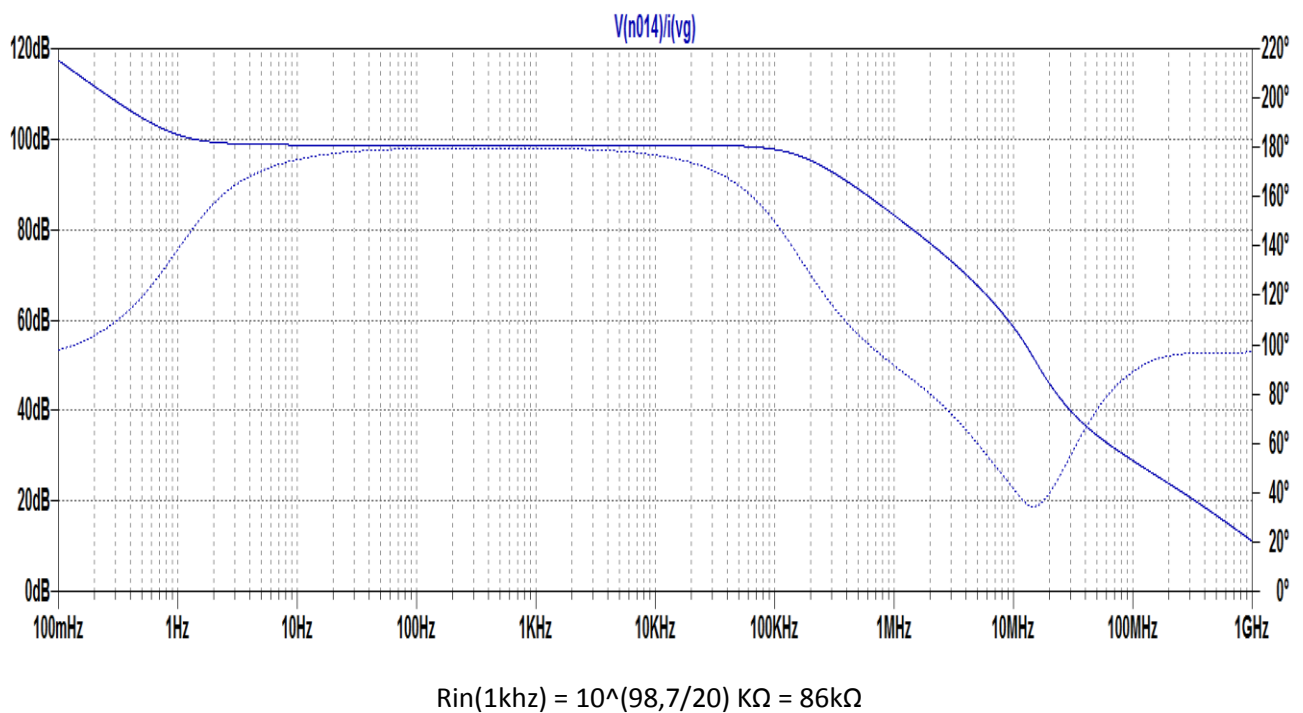


Figura 4. Valores obtenidos de la simulación del punto de operación

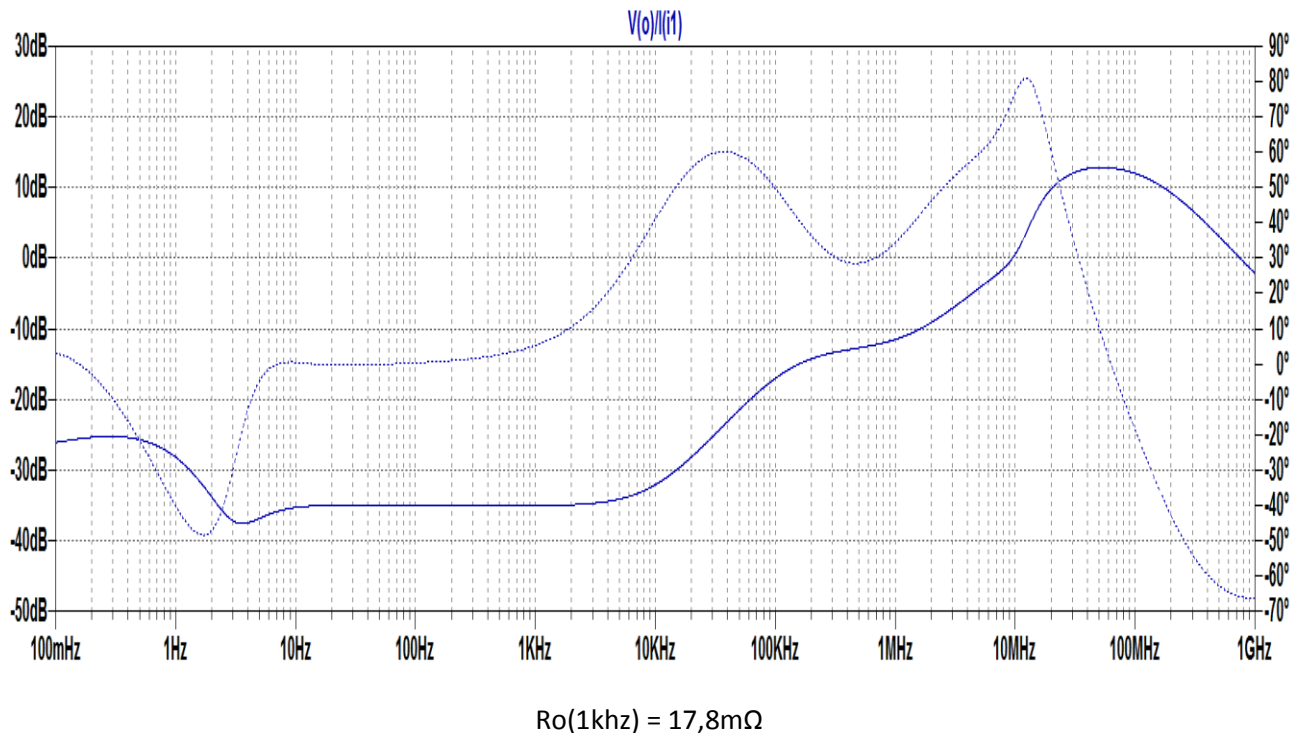
Vemos una gran similitud con los valores calculados anteriormente, Fig.1

11.b) Medir la impedancia de entrada en función de la frecuencia (desde 0,1Hz hasta 1GHz)



Recordemos que el calculado fue: $R_{in}=83,9\text{K}\Omega$

11.c) Medir la impedancia de salida en función de la frecuencia (desde 0,1Hz hasta 1GHz)

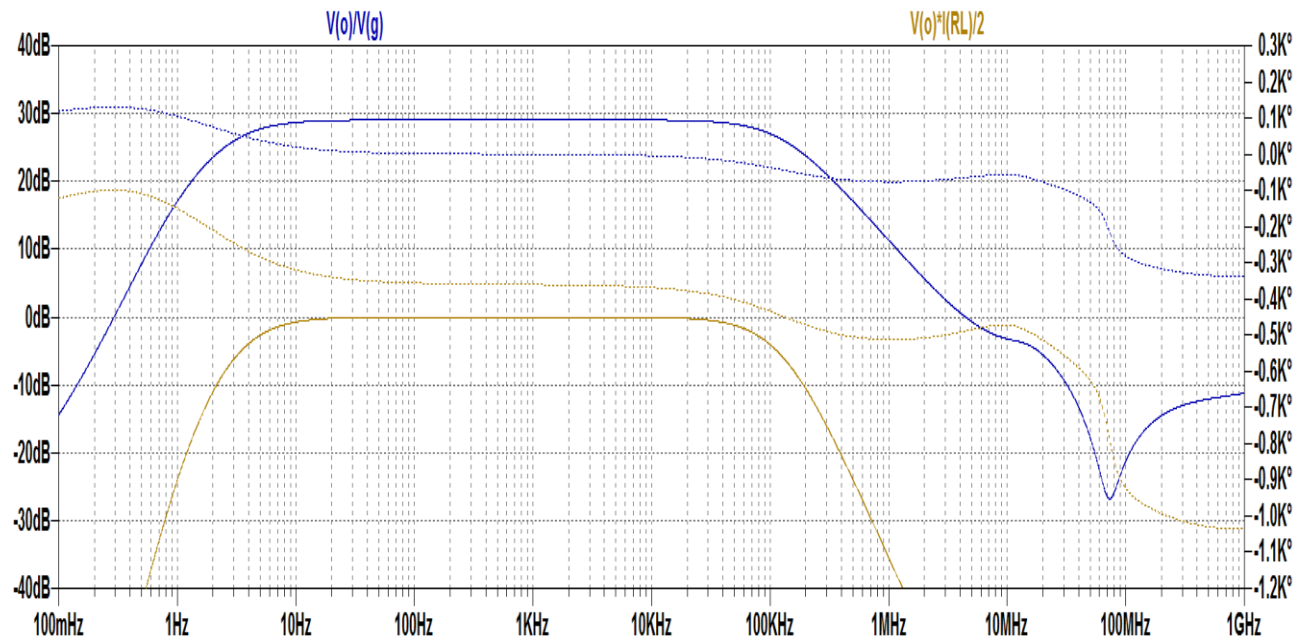


El calculado dio $R_o=20\text{m}\Omega$

11.d) Respuesta en frecuencia para 1W sobre la carga

$$P_o = (V_{o_{ef}})^2 / R_L = V_{op}^2 / 2R_L = 1W \quad , \text{con } V_{op}=V_o \text{ pico}$$

$$V_{op} = \sqrt{P_o * 2R_L} = 4V \implies v_i = \frac{V_{op}}{A} = \frac{4V}{28,3} = 141mV$$



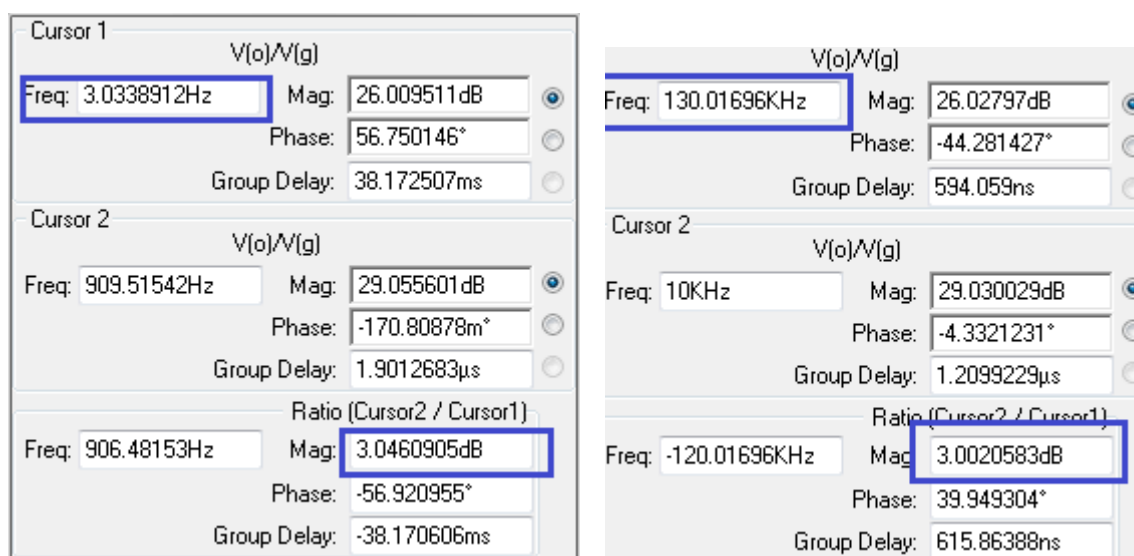
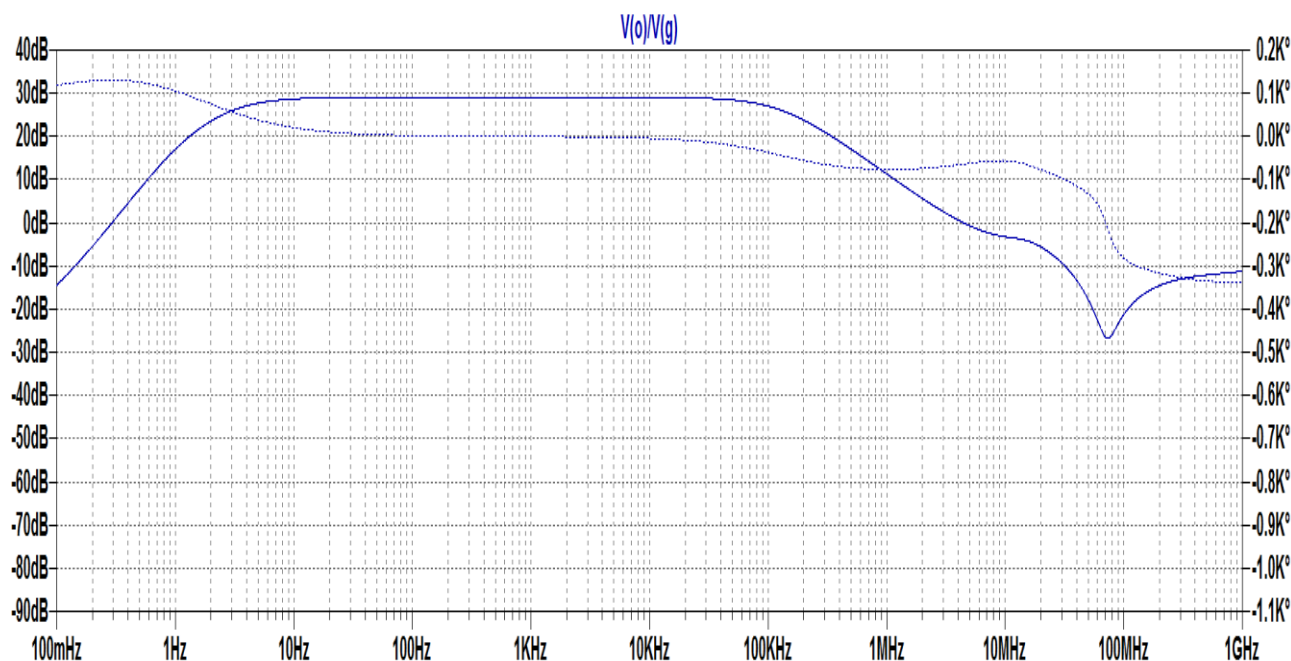
$$A (1KHz) = 29dB \implies A=28,2$$

$$P_o (1KHz) = 0dB \implies P_o=1W$$

11.e) Ancho de banda de potencia

Es la máxima frecuencia para la que el amplificador logra reproducir una señal sinusoidal a máxima potencia (hallada en el punto 4 sin deformación)

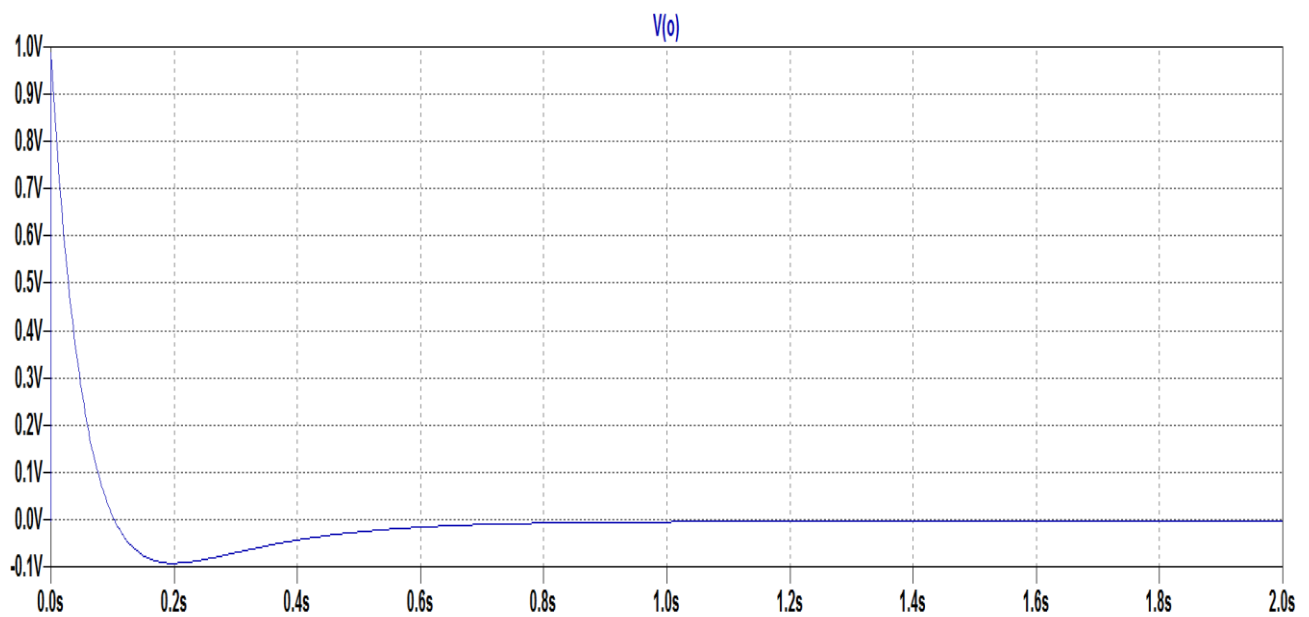
$$V_{op} = \sqrt{P_o * 2R_L} = 21,3V \implies v_i = \frac{V_{op}}{A} = \frac{21,3V}{28,3} = 752mV$$



Ancho de banda de potencia = 3Hz a 130KHz a 28,5W/8Ω

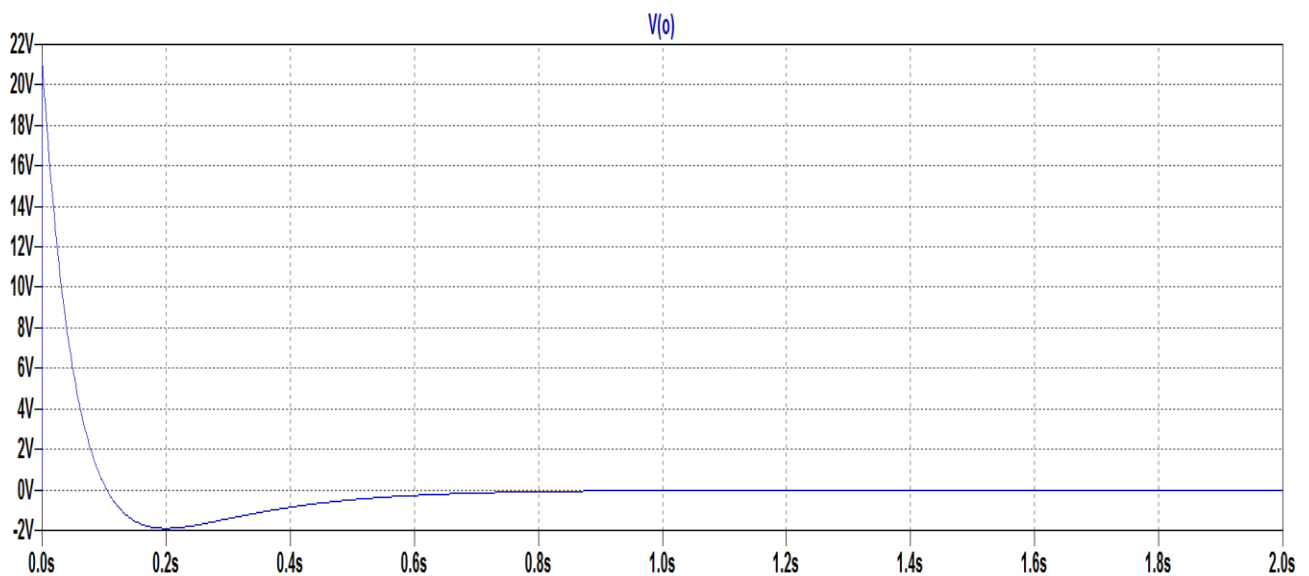
11.f) Respuesta al escalón

i. Pequeña señal (la tensión pico de salida estará entre 0,1V y 1V)



Hacer con tren de pulsos y comparar

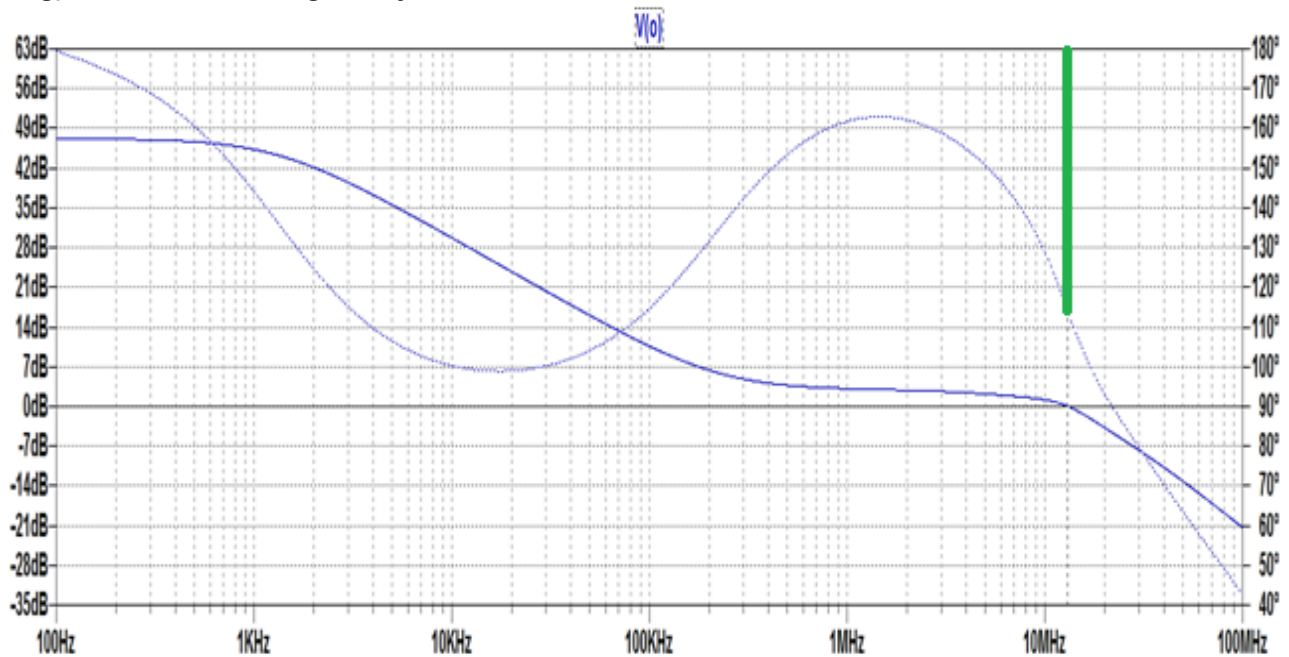
ii. Gran señal (amplitud de salida apenas menor que la máxima tensión pico de salida hallada en el punto 8



iii. En base a lo medido en i. determinar el ancho de banda para pequeña señal asumiendo que el amplificador está compensado por polo dominante

iv. En base a lo medido en ii. determinar la velocidad de crecimiento de la tensión de salida ("slewrate")

11.g) Determinar el margen de fase



$$\text{Margen de fase: } MF = 180^\circ - 114^\circ = 66^\circ$$

Probé con varios modos, creo que el margen de fase está bien, pero no me da $T=a*f$ como el calculado, o cercano.

11.h) Determinar la distorsión armónica a 1KHz y a 10KHz para potencias de 0,1W; 1W; 10W y 90% de la máxima calculada en el punto 4

Po [W]	$V_o = (P_o * 2R_L)^{1/2}$ [V]	$v_i = v_o/A$ [mV]
0,1	1,26	44,5
1	4	141,3
10	12,6	445,2
25,65	20,25	715,5

Distorsión armónica, THD, obtenida en las simulaciones (.FOUR 1KHz 10 Vo)

Po [W]	THD (1KHz)	THD (10KHz)
0,1	0,05%	0,136%
1	0,036%	0,082%
10	0,011%	0,057%
25,65	0,034%	0,086%

Vemos que alrededor del 40% de $P_{o_{\max}} = 28,5W$ la distorsión es menor.

11.i) Determinar la distorsión por intermodulación para potencias de 0,1W; 1W; 10W y 90% de la máxima calculada en el punto 4

11.j) Determinar el Rechazo de Ruido de la Fuente de Alimentación ("PSNR")