



Circuitos Electrónicos II - 66.10
Trabajo Práctico N° 2

Análisis del amplificador de potencia del Turner 730

Alumnos, Docentes

0.1. Objetivos

0.1.1. Resumen de objetivos

ver

0.1.2. Desarrollo

ver

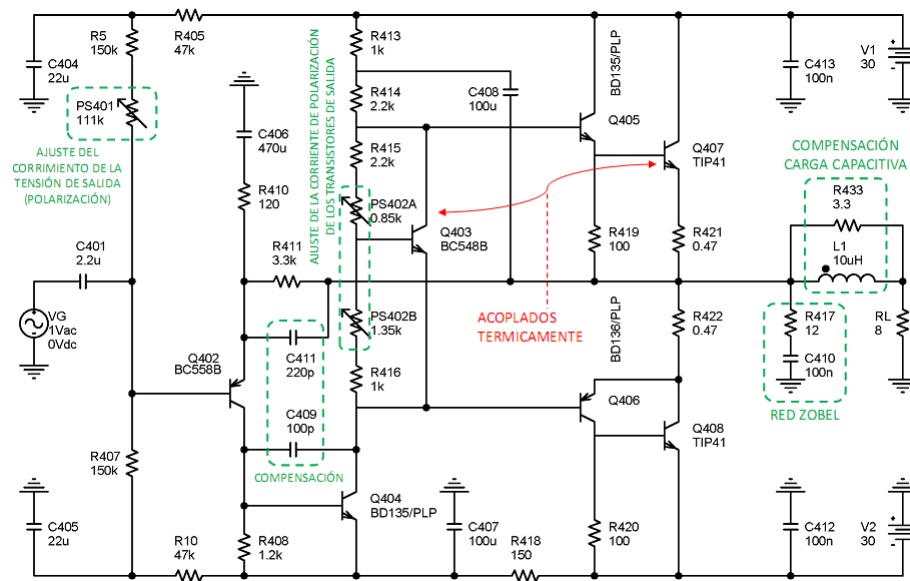


Figura 1: Circuito a analizar y simular. REEMPLAZAR AGREGANDO ETAPAS

0.2. Desarrollo

0.2.1. Punto 1

Enunciado : Calcular las tensiones de todos los nodos y las corrientes de todas la ramas para $V_G=0V$

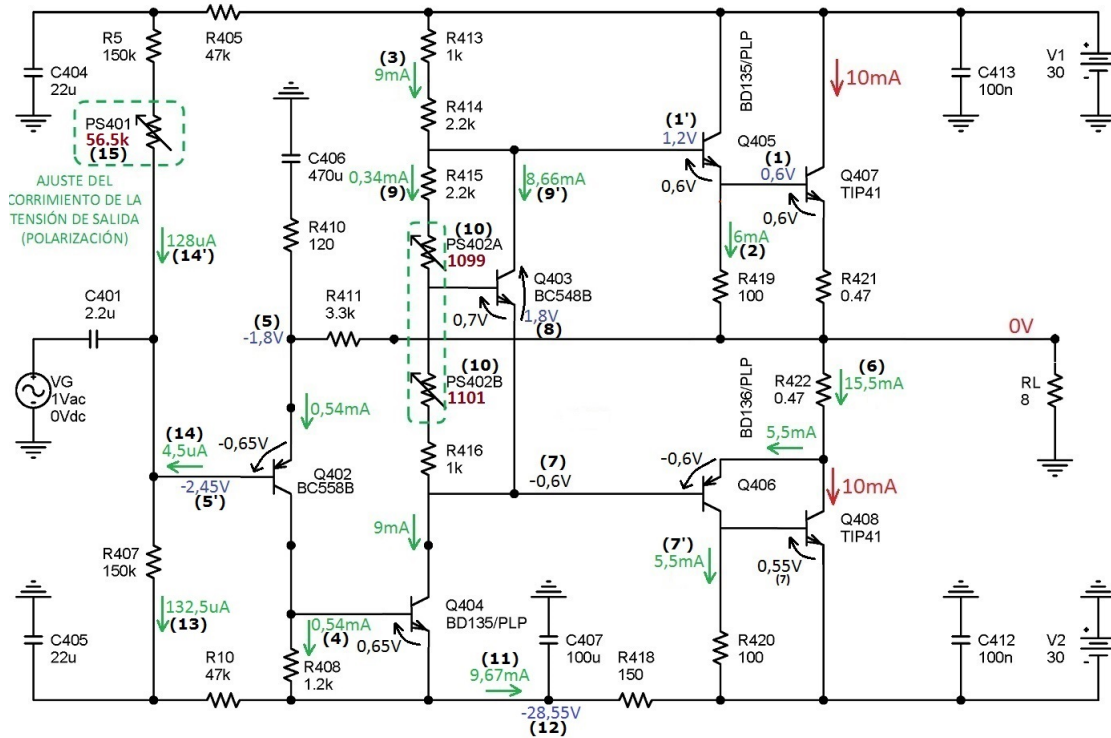


Figura 2: Valores de polarización calculados

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	$I_{CQ}(mA)$	$g_m(mA/V)$	$r_{\pi}(\Omega)$	$r_o(\Omega)$
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 para el análisis del punto de reposo.

Se procedió a tomar en cuenta primero los datos de salida $V_{OQ}=0V$ e $I_{CQ407/8}=10mA$, se despreciaron todas las corrientes de base de los transistores (excepto Q_{402} , 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 Q_{402} , obteniéndose :

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

0.2.2. Punto 2

Enunciado : 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.

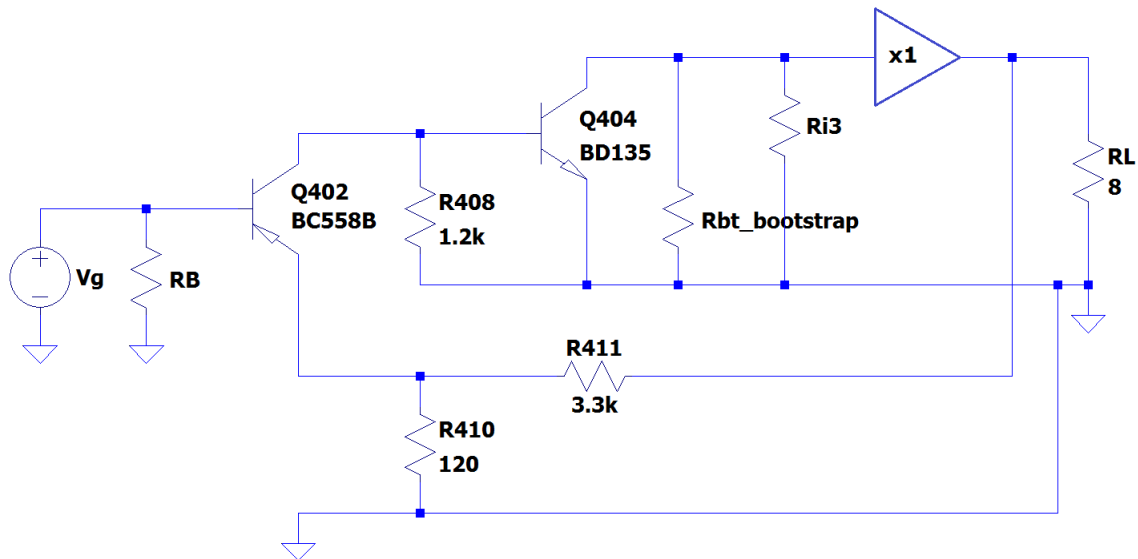


Figura 3: Realimentación Serie-Paralelo

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:
$$f = h_{12} = \frac{120\Omega}{120\Omega + 3,3K\Omega} = 0,0135$$

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

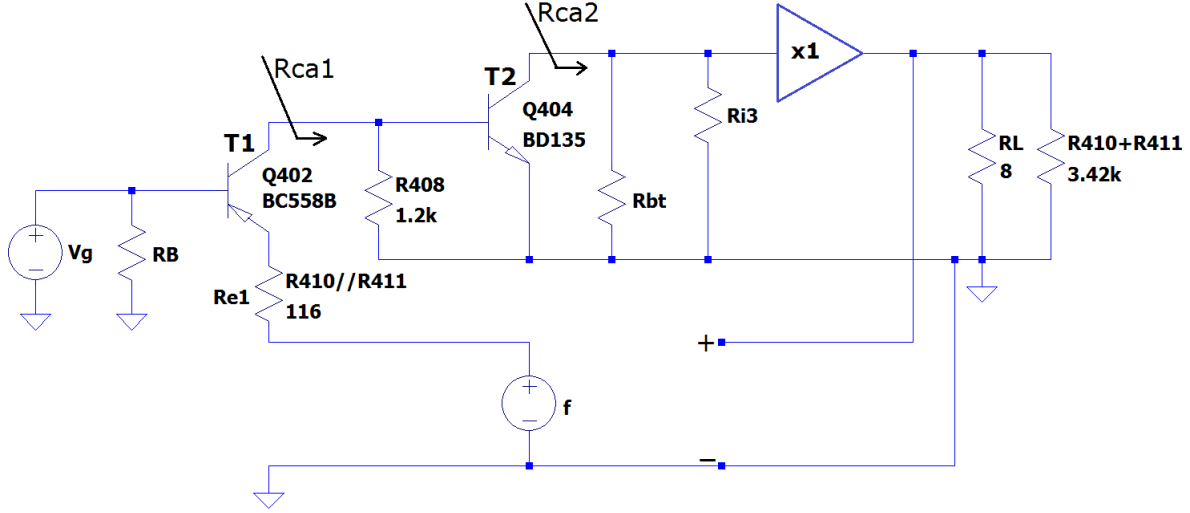


Figura 4: Realimentación Serie-Paralelo ideal

Se despreció h_{21} , el efecto de la salida sobre la entrada.

$$Av_1 = \frac{-gm_1 Rca1}{1 + gm_1 Re1} = \frac{-gm_1 (R408 // r_{\pi_2})}{1 + gm_1 (R411 // R410)} = -1,45$$

$$Av_2 = -gm_2 Rca2 = -gm_2 (ro_2 // Ri_3 // Rbt) = -360 \frac{mA}{V} 6,9K\Omega = -2484$$

Donde :

$$Ri_3 = \beta_{405} \beta_{407} RL = 50 \cdot 40 \cdot 8\Omega = 16K\Omega$$

$ro_2 = 12,9K\Omega$ es la resistencia de salida correspondiente al modelo a Q_{404}

$Rbt = 100 \cdot R414 = 100 \cdot 2,2K\Omega = 220K\Omega$ 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 $a = Av \left(\frac{z_c}{z_c + ro} \right) \left(\frac{ri}{z_g + ri + Re1} \right)$

Siendo :

$$z_c = RL // (R411 + R410) = 97,2\Omega$$

ro y ri se obtienen mediante simulación: $ro = 4\Omega$ y $ri = 38,8K\Omega$

$$\Rightarrow a = 3414$$

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

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

0.2.3. Punto 3

Enunciado : Calcular la ganancia global para frecuencias medias (1KHz)

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

0.2.4. Punto 4

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

Máxima potencia disipada por el transistor $Q_{407/8}$: $P_{c_{max}} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 RL} = 11,4W$

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

0.2.5. Punto 5

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

$$R_i = [(1 + af) R_{ib}] // R_b$$

$$R_{ib} = r_{\pi Q_{402}} + \beta_{Q_{402}} (R_{410} // R_{411}) = 19,9K\Omega$$

$$R_b = (R_5 + PS_{401}) // R_{407} = 86,9K\Omega$$

$$\Rightarrow R_i = 86,9K\Omega$$

0.2.6. Punto 6

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

Mediante simulación se obtuvo que $r_o = 4\Omega$

Por lo que $R_o = \frac{r_o}{1 + af}$ al estar muestreando tensión.

$$\Rightarrow R_o = 33,2m\Omega$$

0.2.7. Punto 7

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

Factor de amortiguamiento, Df (Damping factor) : $Df = \frac{RL}{R_o}$

$$\Rightarrow Df = \frac{8\Omega}{33,2m\Omega} = 240$$

Debido a que el cable de conexión entre la carga y el nodo de salida puede aumentar Df, se coloca la red de compensación capacitiva.....FALTA

0.2.8. Punto 8

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

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

Entonces $V_{max} = 15,1V$

$$\implies V_{picomax} = 21,3V$$

0.2.9. Punto 9

Enunciado : Calcular la máxima eficiencia obtenible con este amplificador para frecuencias medias (1KHz)

$$\begin{aligned} \text{Eficiencia máxima } \eta_{max} &= \frac{P_{cargamax}}{P_{fuente}} = \frac{\frac{I_p \cdot V_p}{2}}{\frac{2I_p \cdot V_{cc}}{\pi}} \\ &\implies \eta_{max} = 55\% \end{aligned}$$

0.2.10. Punto 10

Determinar :

Punto 10.a)

Enunciado : El tamaño de los disipadores para cada transistor (resistencia térmica disipador ambiente)

Punto 10.b)

Enunciado : Encontrar el disipador comercial que podría utilizarse para construir un prototipo funcional

Punto 10.c)

Enunciado : Comparar con los disipadores utilizados originalmente por Turner y obtener conclusiones

0.2.11. Punto 11

Simular el comportamiento estático y dinámico del amplificador determinando:

Punto 11.a)

Enunciado : Medir las tensiones de todos los nodos y las corrientes de todas las ramas para $V_G=0V$

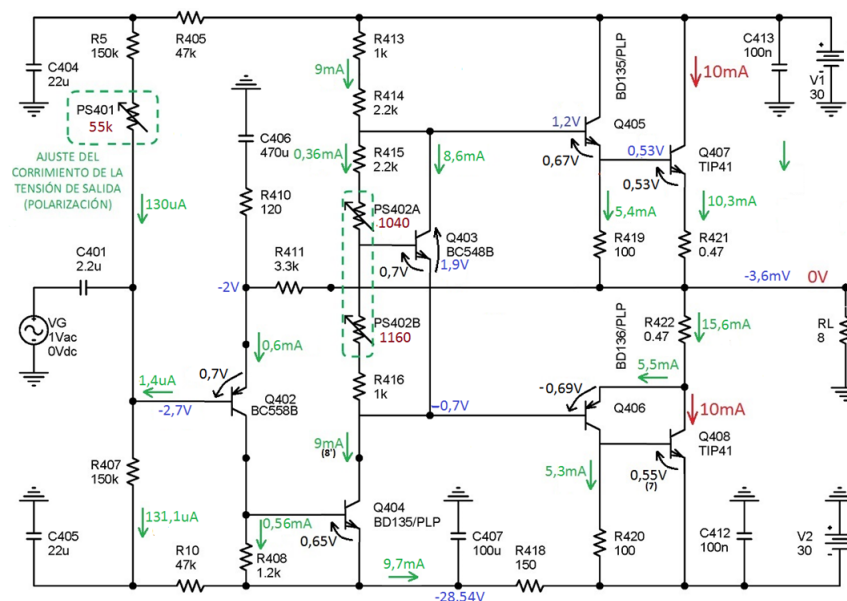


Figura 5: Valores obtenidos de la simulación del punto de operación

Vemos una gran similitud con los valores calculados anteriormente, Fig.(2)

Punto 11.b)

Enunciado : Medir la impedancia de entrada en función de la frecuencia (desde 0,1Hz hasta 1GHz)

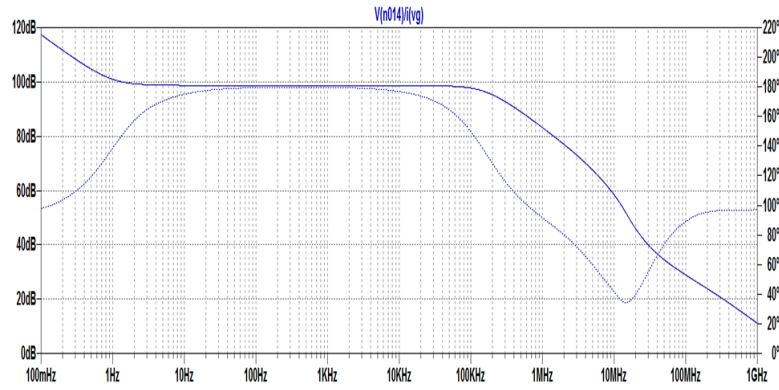


Figura 6: Impedancia de entrada en función de la frecuencia

$$R_{in}(1\text{KHz}) = 10^{\frac{98,7}{20}} K\Omega = 86K\Omega$$

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

Punto 11.c)

Enunciado : Medir la impedancia de salida en función de la frecuencia (desde 0,1Hz hasta 1GHz)

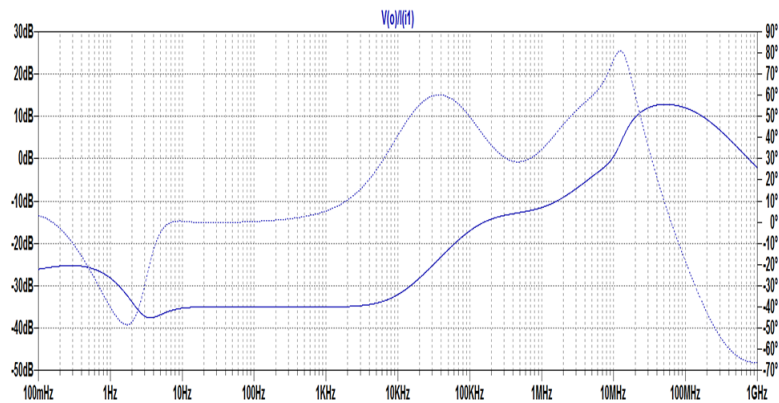


Figura 7: Impedancia de salida en función de la frecuencia

$$R_o(1\text{KHz}) = 10^{\frac{98,7}{20}} K\Omega = 17,8m\Omega$$

Recordemos que el valor calculado fue : $R_{in}=33,2m\Omega$

Punto 11.d)

Enunciado : Respuesta en frecuencia para 1W sobre la carga)

Tenemos : $P_o = \frac{(V_{o_{ef}})^2}{RL} = \frac{(V_{op})^2}{2 RL} = 1W$ con $V_{op}=V_o$ pico
 $V_{op} = \sqrt{P_o 2 RL} = 4V \Rightarrow V_{ip} = \frac{V_{op}}{A} = \frac{4V}{28,3} = 141mV$

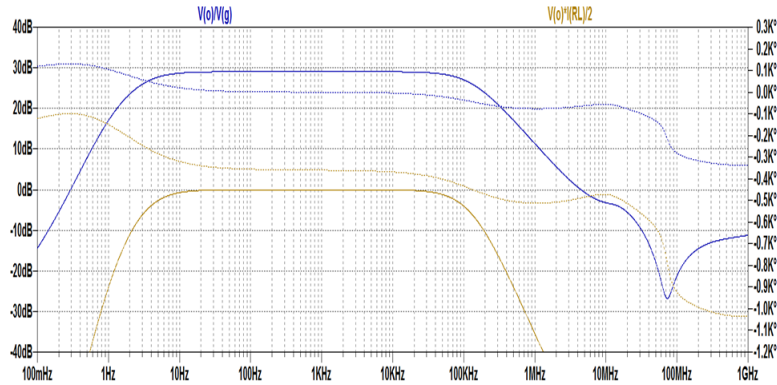


Figura 8: Respuesta en frecuencia para 1W sobre la carga

$$\begin{aligned} A(1KHz) &= 29dB & \Rightarrow & A=28,2 \\ P_o(1KHz) &= 0dB & \Rightarrow & P_o=1W \end{aligned}$$

Punto 11.e)**Enunciado :** 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)

$$V_{op} = \sqrt{P_o 2 RL} = 21,3V \Rightarrow V_{ip} = \frac{V_{op}}{A} = \frac{21,3V}{28,3} = 752mV$$

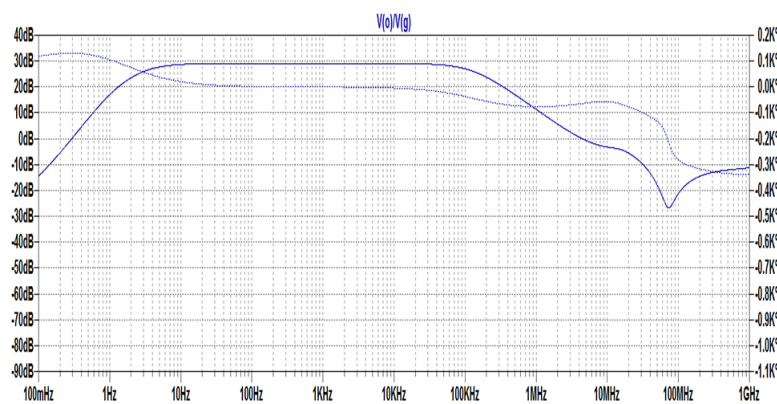


Figura 9: Ancho de banda de potencia

Punto 11.f)**Enunciado :** Respuesta al escalón

VER COMO HACER SUBSECCIONES PARA ITEMS i, ii, iii, iv

Punto 11.g)

Enunciado : Determinar el margen de fase

A partir de la siguiente figura observamos el margen de fase que le queda a la ganancia de lazo, T, para alcanzar los 180° .

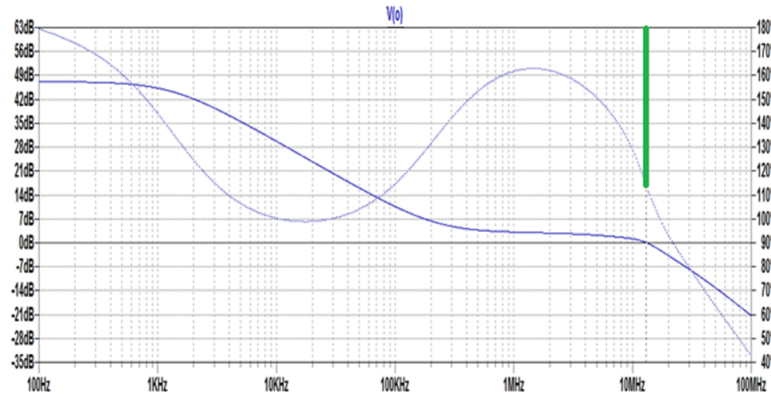


Figura 10: Ancho de banda de potencia

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

VERIFICAR VALOR DE T

Punto 11.h)

Enunciado : 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]	$V_o = (P_o \cdot 2R_L)^{1/2} [V]$	$v_i = v_o/A [mV]$
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 V_o)

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.

Punto 11.i)

Enunciado : Determinar la distorsión por intermodulación para potencias de 0,1W; 1W; 10W y 90 % de la máxima calculada en el punto 4

Punto 11.j)

Enunciado : Determinar el Rechazo de Ruido de la Fuente de Alimentación (“PSNR”)