



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

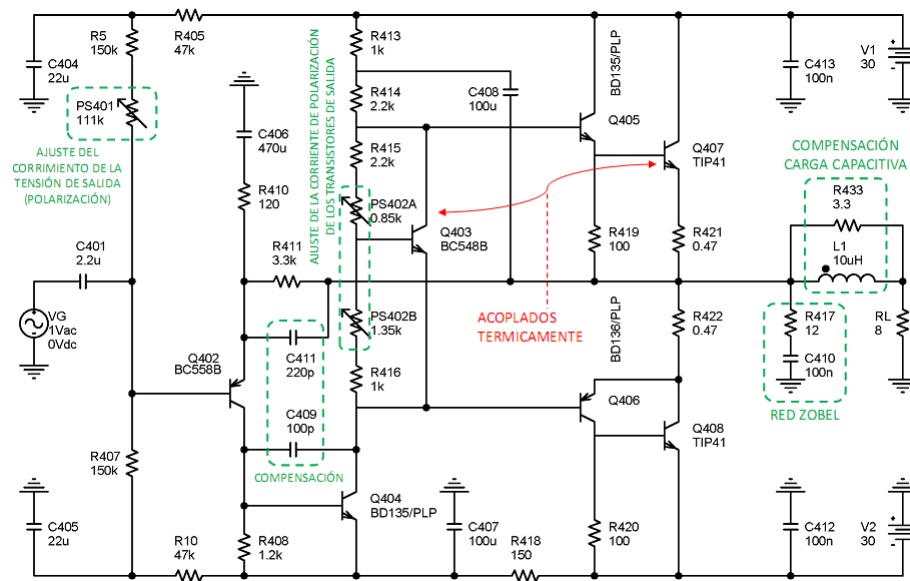


Figura 1: Circuito a analizar y simular. REEMPLAZAR AGREGANDO ETAPAS

## 0.2. Desarrollo

### 0.2.1. Punto 1

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

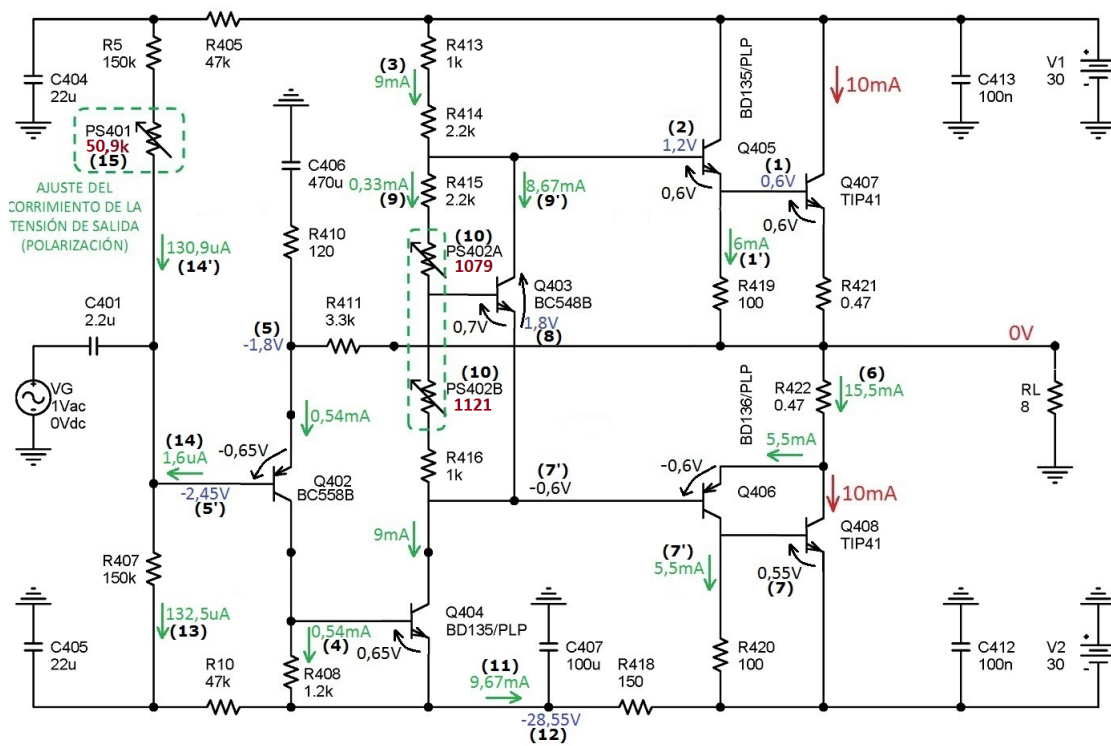


Figura 2: Valores de polarización calculados

Los valores de  $\beta$  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. Para  $\beta$  de Q402/3 se tomó el valor típico, y para los restantes el promedio entre el máximo y el mínimo.

	$\beta$	$I_{CQ}(\text{mA})$	$g_m(\text{mA/V})$	$r_\pi(\Omega)$	$r_o(\Omega)$
Q402	330	0,54	21,6	15,3K	
Q403	330	8,66	346	954	
Q404	140	9	360	389	12,9K
Q405	140	6	240	583	
Q406	140	5,5	220	636	
Q407	50	10	400	125	
Q408	50	10	400	125	

Tabla 1: Parámetros calculados para el punto de reposo.

Se procedió a tomar en cuenta primero los requisitos de salida  $V_{OQ}=0V$  e  $I_{CQ407/8}=10\text{mA}$ , se despreciaron todas las corrientes de base de los transistores (excepto  $Q_{402}$ , para ajustar PS401)

Se realizaron los siguientes pasos :

- (1)  $V_{BQ407}=0,6V$  , estimado de la Figura 10 “On Voltages” de la hoja de datos del transistor TIP41A-D.
- (1')  $I_{R419} = \frac{0,6V}{R419} = 6mA$
- (2)  $V_{BQ405}=1,2V$  , a  $V_{BQ407}$  se suma  $V_{BEQ405}=0,6V$  , este último estimado de la Figura 4 “Base-Emitter On Voltage”, de la hoja de datos del transistor BD135-On, tomando la corriente obtenida en (1').
- (3)  $I_{CQ404} = \frac{30V - 1,2V}{R413 + R414} = 9mA$
- (4)  $I_{CQ402} = \frac{V_{BEQ404}}{R408} = 0,54mA$  , donde  $V_{BEQ404}$  se estima de la Figura 4 “Base-Emitter On Voltage”, de la hoja de datos del transistor BD135-On, tomando la corriente obtenida en (3).
- (5)  $V_{EQ402} = V_{OQ} - I_{CQ402} \cdot R411 = -1,8V$
- (5')  $V_{BQ402} = V_{EQ402} + V_{BEQ402} = -1,8V - 0,65V = -2,45V$  , donde  $V_{BEQ402}$  se estima de la Figura 2 “Saturation and On Voltages”, de la hoja de datos del transistor BC558B-Motorola, usando la corriente obtenida en (4).
- (6)  $I_{R422} = I_{CQ407} + I_{R419} - I_{R411} = 10mA + 6mA - 0,5mA = 15,5mA$ .
- (7)  $V_{BQ408}=0,55V$  , estimado de la Figura 10 “On Voltages” de la hoja de datos del transistor TIP41A-D, se elige menor que en (1) debido a que en este caso no tenemos resistencia de emisor y coincida con  $I_{CQ406}$ , que hallamos en el siguiente item.
- (7')  $I_{CQ406} = 15,5mA - 10mA = 5,5mA$  ,  $V_{BQ406} = -0,6V$  , estimado de la Figura 4 “Base-Emitter On Voltage” de la hoja de datos del transistor BD136-On, usando  $I_{CQ406}$ , recién obtenida.
- (8)  $V_{CEQ403} = V_{CQ403} - V_{EQ403} = 1,2V - (-0,6V) = 1,8V$ .

- (9)  $I_{R415} = \frac{V_{CEQ403}}{R415 + PS402 + R416} = \frac{1,8V}{5,4K\Omega} = 0,33mA$ .
- (9')  $I_{CQ403} = I_{R414} - I_{R415} = 9mA - 0,33mA = 8,67mA$
- (10) Primeramente obtenemos  $V_{BEQ403} = 0,7V$  de la Figura 2 “Saturation and On Voltages”, de la hoja de datos del transistor BC548B-Motorola.  
 Luego tenemos que  $PS402B = \frac{0,7V}{0,33mA} - 1K\Omega = 1121\Omega$ .  
 Con lo que  $PS402A = 2200\Omega - 1121\Omega = 1079\Omega$

$$PS402A = 1079\Omega \text{ y } PS402B = 1121\Omega$$

- (11) Primero se considera que solamente 9.54mA, la suma de  $I_{CQ404}$  e  $I_{R408}$ , pasan por R418, con esto se obtuvo un primer valor de (12) de  $-28,57V$ , con esto ultimo se obtiene  $I_{R407} = \frac{-2,45 - (-28,57)}{197K\Omega} = 132,6\mu A$ , con esto obtenemos el valor final de (11) de 9,67mA.
- (12)  $V_{EQ404} = 9,67mA \cdot 150\Omega - 30V = -28,55V$ .
- (13) Con este valor reajustamos  $I_{R407}$  para ajustar mejor PS401, quedando finalmente  $I_{R407} = \frac{-2,45 - (-28,55)}{197K\Omega} = 132,5\mu A$ .
- (14)  $I_{BQ402} = \frac{I_{CQ402}}{\beta_{402}} = \frac{0,54mA}{330} = 1,6\mu A$ .
- (14')  $I_{PS401} = I_{R407} - I_{BQ402} = 130,9\mu A$ .
- (15)  $PS401 = \frac{30V - (-2,45V)}{130,9\mu A} = 50,9K\Omega$

### 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.

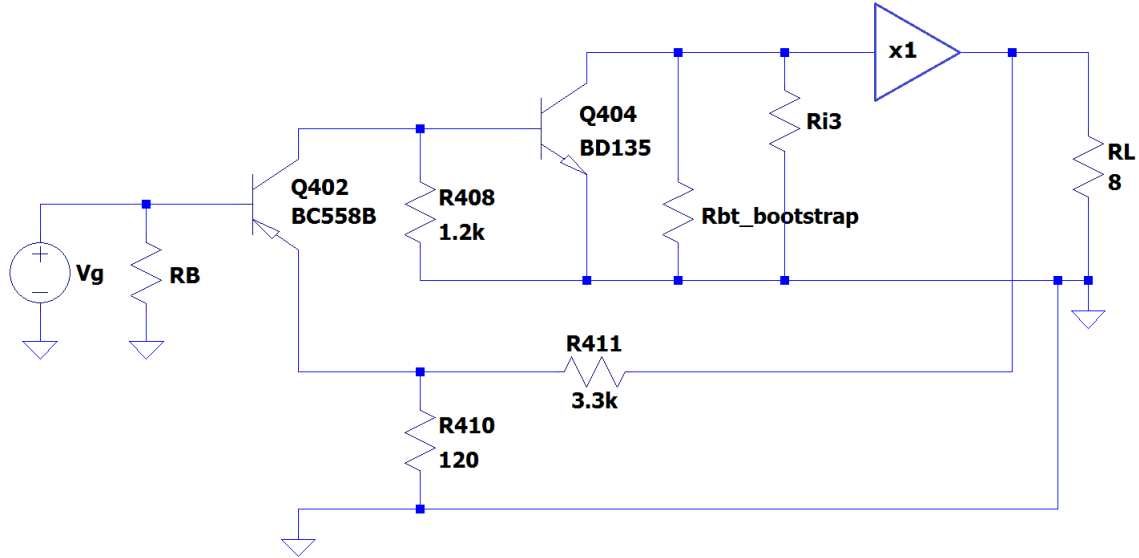


Figura 3: Realimentación Serie-Paralelo

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: 
$$f = h_{12} = \frac{120\Omega}{120\Omega + 3,3K\Omega} = 0,035$$

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

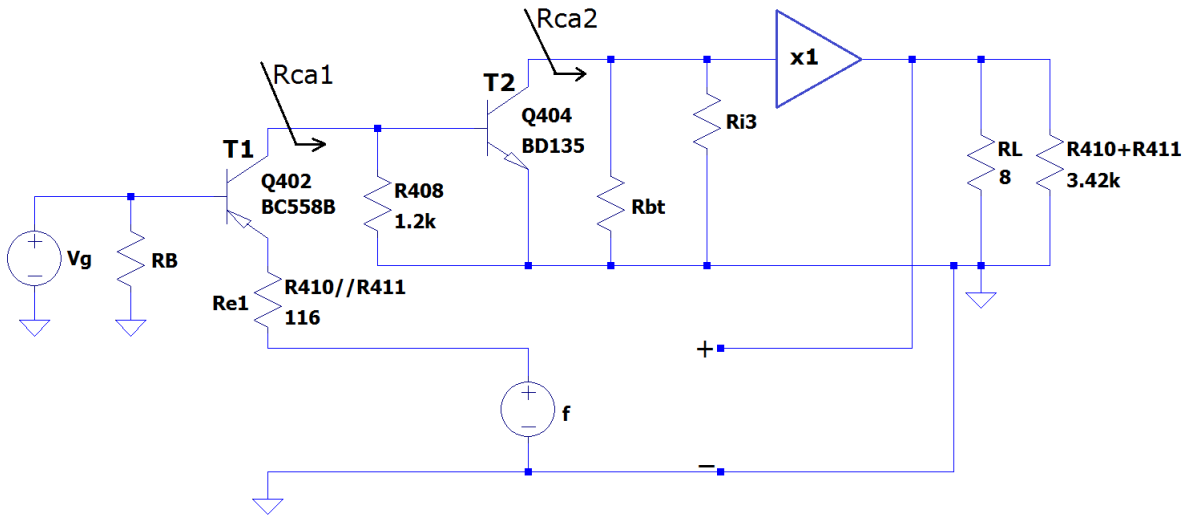


Figura 4: Realimentación Serie-Paralelo ideal

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

$$Av_1 = \frac{-gm_1 Rca1}{1 + gm_1 Re1} = \frac{-gm_1 (R408 // r_{\pi_2})}{1 + gm_1 (R411 // R410)} = -1,81$$

$$Av_2 = -gm_2 R_{ca2} = -gm_2(ro_2 // Ri_3 // Rbt) = -360 \frac{mA}{V} 10K\Omega = -3600$$

Donde :

$$Ri_3 = \beta_{405} \beta_{407} RL = 140 \cdot 50 \cdot 8\Omega = 56K\Omega$$

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

$Rbt = 100 \cdot R_{414} = 100 \cdot 2,2K\Omega = 220K\Omega$  es la resistencia de bootstrap

$$\Rightarrow Av = Av_1 \cdot Av_2 \cdot Av_3 = (-1,81)(-3600) 0,99 = 6450,84$$

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 :

$$z_c = RL // (R_{411} + R_{410}) = 7,98\Omega$$

$ro = ro_{sup} // ro_{inf} = 2,92\Omega$  aproximada, debido a que al tratarse de una etapa clase AB, los transistores de potencia  $Q_{405/7}$  no están en conducción de alterna todo el ciclo.

$$.... ro_{sup} = 0,47\Omega + \frac{r\pi_{407}}{\beta_{407}} + \frac{R_{419}}{\beta_{407}} // \frac{r\pi_{405}}{\beta_{407}\beta_{405}} = 7\Omega$$

$$.... ro_{inf} = 0,47\Omega + \frac{r\pi_{406}}{\beta_{406}} = 5\Omega$$

$z_g = 0$ , ya que la resistencia interna de la fuente es nula

$$ri = r_{\pi_1} + \beta_{Q_{402}} R_{410} = 54,9K\Omega$$

$$Re1 = R_{410} // R_{411} = 116\Omega$$

$$\Rightarrow a = 4712,77$$

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

$$T = a f = 164,9$$

### 0.2.3. Punto 3

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

$$\text{Ganancia global } A = \frac{a}{1 + af} = 28,4$$

Que es aproximadamente igual a  $\frac{1}{f}$ , (28,6), debido a que  $T$  es mucho mayor que 1.

### 0.2.4. Punto 4

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

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

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

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



**0.2.5. Punto 5**

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

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

$$R_{ib} = r_i + R_{e1} = 55K\Omega$$

$$R_b = (R_5 + PS401) // R_{407} = 85,84K\Omega$$

$$\implies R_{in} = 85K\Omega$$

**0.2.6. Punto 6**

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

$$R_o = \frac{r_o // R_L // (R_{410} + R_{411})}{1 + af} \quad \text{al estar muestreando tensión.}$$

$$\implies R_o = 12,9m\Omega$$

**0.2.7. Punto 7**

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

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

$$\implies Df = \frac{8\Omega}{12,9m\Omega} = 620$$

VER PAGINA 120, AudioPowerAmplifierDesignHandbook DOUGLAS SELF

**0.2.8. Punto 8**

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

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

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

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

### 0.2.9. Punto 9

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

$$\text{Eficiencia máxima } \eta_{max} = \frac{P_{cargamax}}{P_{fuente}} = \frac{\frac{I_p \cdot V_p}{2}}{\frac{2I_p \cdot V_{cc}}{\pi}} \Rightarrow \eta_{max} = 55\%$$

### 0.2.10. Punto 10

**Determinar :**

#### Punto 10.a)

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

Para los transistores de señal tenemos :

	Modelo	$I_{CQ}$ (mA)	$V_{CEQ}$ (V)	$P_D$ (mW)	$P_{Dmax}$ (mW)	$^{\circ}C/W$	$^{\circ}C/W$
Q402	BC558B	0,54	26,1	14,1	625	200	83,3
Q403	BC548B	8,66	1,8	15,6	625	200	83,3
Q404	BD135	9	27,95	251	1,25	100	10
Q405	BD135	6	29,4	81,4	1,25	100	10
Q406	BD136	5,5	29,4	81,4	1,25	100	10

Tabla 2: Potencia disipada por los transistores de señal.

Para Q402/3/4, la potencia consumida  $P_D$  se obtuvo como el producto de  $I_{CQ}$  y  $V_{CEQ}$ , que es el consumo máximo de potencia (casi permanente), al trabajar en clase A.

Como Q405/6 trabajan en conjunto con los transistores de potencia (formando la clase AB) para ellos estimamos la potencia consumida como  $\beta$  veces menor que la hallada en el punto 4,  $P_{cmax}=11,4W$ . Es decir :

$$\text{para Q405/6 : } P_D = \frac{P_{cmax}}{\beta_{405/6}} = \frac{11,4W}{140} = 81,4mW$$

Sean :

$T_{jmax}$  : temperatura máxima de operación,  $150^{\circ}C$  para todos los transistores.

$T_{je}$  : temperatura de operación estimada.

$T_a$  : temperatura ambiente,  $40^{\circ}C$ , pero caso.

$R_{ja}$  : resistencia térmica entre la unión y el ambiente, de cada transistor.

Entonces,

$$T_{je} = P_D \cdot R_{ja} + T_a$$

Con lo que obtenemos :

$$\begin{aligned} T_{je}(Q402) &= 42,8^{\circ}C & T_{je}(Q403) &= 43,1^{\circ}C & T_{je}(Q404) &= 75,1^{\circ}C \\ T_{je}(Q405) &= 48,1^{\circ}C & T_{je}(Q406) &= 48,1^{\circ}C \end{aligned}$$

Ningún  $T_{je}$  es cercano a  $T_{jmax}$  de  $150^{\circ}C$ , por lo tanto no necesitan disipadores. Además se encuentran en el área de operación segura (SOA).

Para el caso de los transistores de potencia obtenemos de la hoja de datos la pendiente de la curva Power Derating :

$$\begin{aligned} R_{ca} &= \frac{150^{\circ}C - 120^{\circ}C}{0,5W} = 60 \frac{^{\circ}C}{W} \\ R_{jc} &= \frac{150^{\circ}C - 112,5^{\circ}C}{20W} = 1,9 \frac{^{\circ}C}{W} \end{aligned}$$

donde  $R_{ca}$  es la resistencia térmica entre la cápsula y el ambiente, y  $R_{jc}$  la resistencia térmica entre juntura y cápsula, entonces :

$$\begin{aligned} R_{ja} &= R_{ca} + R_{jc} = 61,9 \frac{^{\circ}C}{W} \\ \text{y } T_{je} &= 11,4W \cdot 61,9 \frac{^{\circ}C}{W} + 40^{\circ}C = 745^{\circ}C \end{aligned}$$

Vemos que se necesita disipador.

Calculamos  $R_{da}$ , la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente, que es lo que necesitamos como dato para el disipador comercial.

$$R_{da} = \frac{150^{\circ}C - 40^{\circ}C}{11,4W} - R_{jc} - R_{cd} = 6,75 \frac{^{\circ}C}{W}$$

Donde  $R_{cd}$  es la resistencia térmica entre cápsula y disipador, que para el caso de usar silicona sin mica se encuentra entre  $0,5$  y  $1 \frac{^{\circ}C}{W}$ , usamos  $1 \frac{^{\circ}C}{W}$  como peor caso.

### Punto 10.b)

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

En el ítem anterior obtuvimos que se necesita un disipador con una  $R_{da} = 6,75 \frac{^{\circ}C}{W}$  como máximo. En el sitio web [www.disipadores.com](http://www.disipadores.com) se ofrece, en la categoría Disipadores Regulares, el artículo 6225M ZD-5, con  $R_{da} = 5,1 \frac{^{\circ}C}{W}$  cubre ampliamente el requisito.

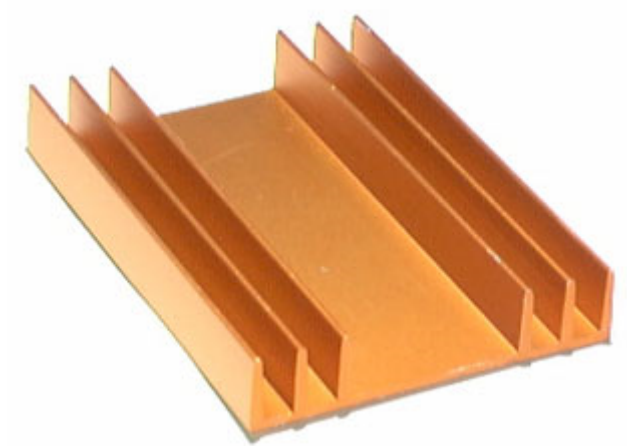


Figura 5: Disipador comercial 6225M ZD-5,  $R_{da}=5,1 \frac{^{\circ}C}{W}$

**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  $V_G=0V$

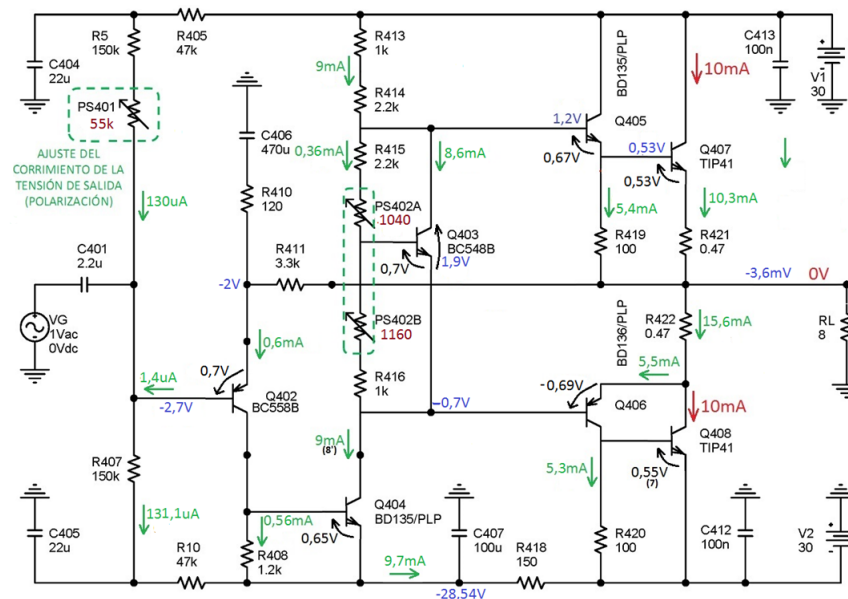


Figura 6: Valores obtenidos de la simulación del punto de operación

Vemos una gran similitud con los valores calculados anteriormente, Fig.(??), aunque hubo que cambiar PS401 con respecto al calculado para acercarnos lo más posible a 0V en la salida, y también PS402A y PS402B para asegurar 10mA en los colectores de Q407 y Q408.

Punto 11.b)

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

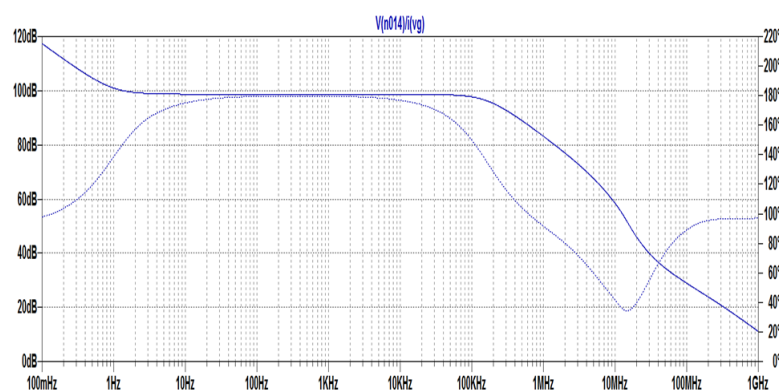


Figura 7: Impedancia de entrada en función de la frecuencia

$$\text{Rin}(1\text{KHz}) = 10^{\frac{98,7}{20}} \Omega = 86023,2\Omega$$

Recordemos que el valor calculado fue :  $R_{in}=85K\Omega$

**Punto 11.c)**

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

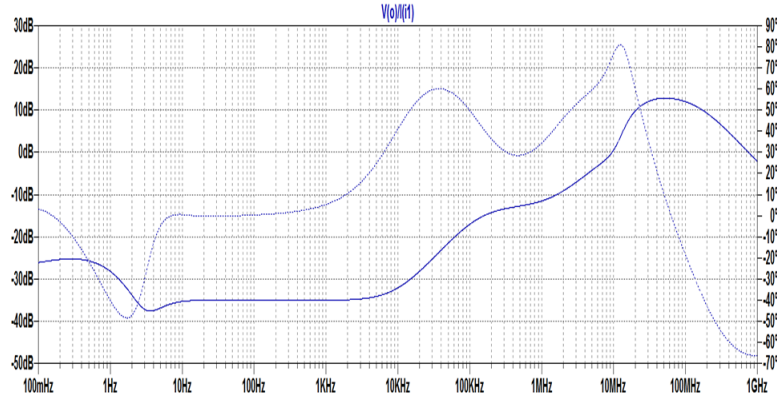


Figura 8: Impedancia de salida en función de la frecuencia

$$R_o(1\text{KHz}) = 10^{\frac{-35,08}{20}} \Omega = 17,6\text{m}\Omega$$

Recordemos que el valor calculado fue :  $R_o = 12,9\text{m}\Omega$

**Punto 11.d)**

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

$$\text{Tenemos : } P_o = \frac{(V_{o_{ef}})^2}{RL} = \frac{(V_{op})^2}{2RL} = 1W \quad \text{con } V_{op} = V_o \text{ pico}$$

$$V_{op} = \sqrt{P_o \cdot 2RL} = 4V \quad \Rightarrow \quad V_{ip} = \frac{V_{op}}{A} = \frac{4V}{28,3} = 141\text{mV}$$

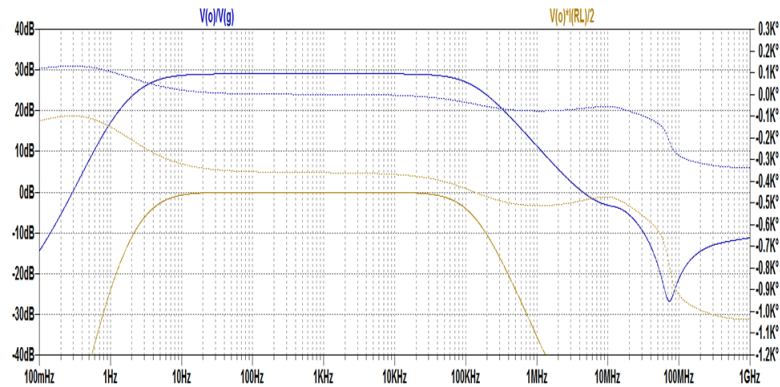


Figura 9: Respuesta en frecuencia para 1W sobre la carga

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

$$f_h(-3\text{dB})=83,17\text{KHz} \quad f_l(-3\text{dB})=4,7\text{Hz}$$

$$\text{BW} = f_h - f_l = 83,17\text{KHz}$$

### 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)

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

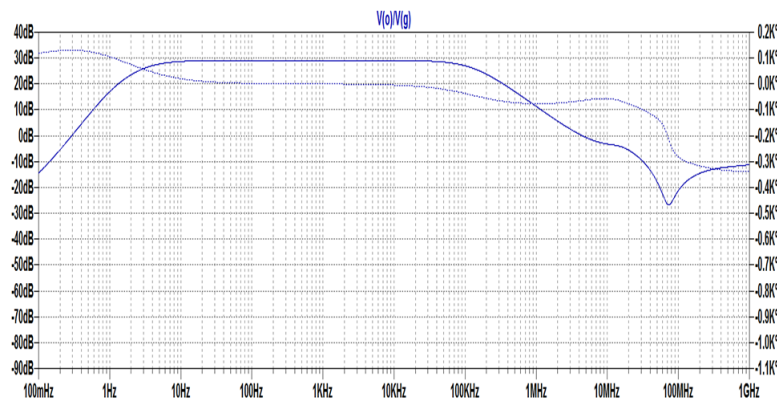


Figura 10: Ancho de banda de potencia

Como se trata de gran señal se harán simulaciones en tiempo en lugar de frecuencia. Subjetivamente se ve que a partir de 42KHz distorsiona, pero objetivamente?

### Punto 11.f)

**Enunciado :** Respuesta al escalón

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

Usando una tensión de entrada  $V_{in} = \frac{1\text{V}}{A} = 35\text{mV}$ , donde A es la ganancia del sistema realimentado, obtenemos :

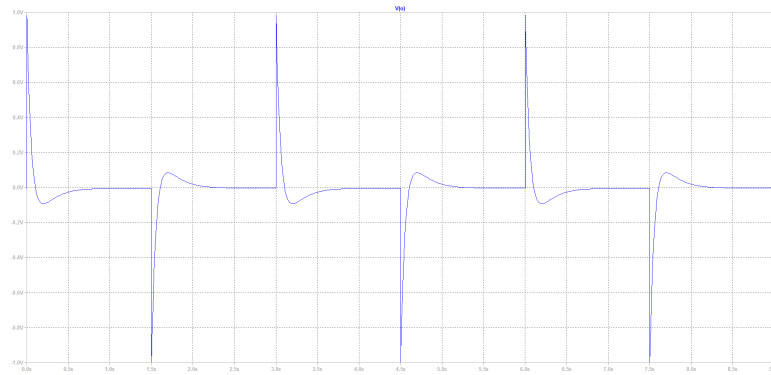


Figura 11: Respuesta al escalón, pequeña señal.

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



Figura 12: Respuesta al escalón, gran señal.

- 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”)

### 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  $180^\circ$ .



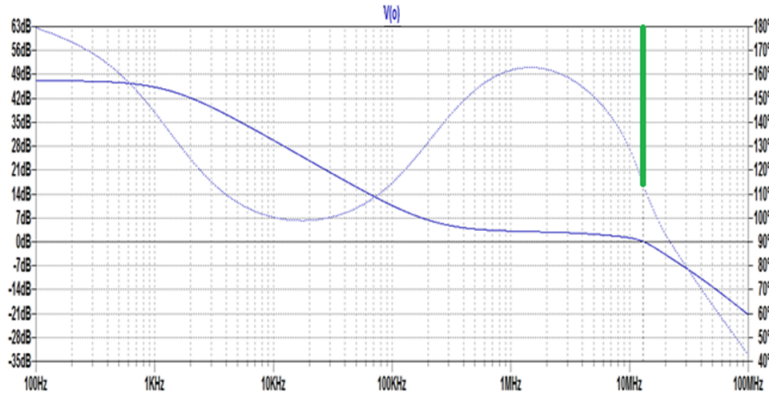


Figura 13: Margen de fase, MF.

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

Observamos que el módulo de T a frecuencias medias es de 47dB, cercano a los 44,3dB calculados en el punto 2.

### 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

Primeramente obtenemos la tensión de entrada  $v_i$  necesaria para obtener esos valores de potencia de salida.

Siendo  $V_{o_{pico}} = \sqrt{P_o \cdot 2 \cdot R_L}$  y  $V_{i_{pico}} = \frac{V_{o_{pico}}}{A}$ , tenemos :

Po[W]	$V_{o_{pico}}$ [V]	$V_{i_{pico}}$ [mV]
0,1	1,26	44,7
1	4	141,3
10	12,65	447
25,65	20,26	715,8

Tabla 3: Valores de  $v_i$  para obtener la distorsión armónica

Usando los comandos SPICE :

- .FOUR 1K 10 -1 V(o)
- .FOUR 10K 10 -1 V(o)

Para obtener la distorsión armónica total (THD) de las 10 primeras armónicas en la tensión de salida  $V_o$  cuando la frecuencia de entrada es de 1KHz y 10KHz respectivamente.

Se tomarán los 10 primeros períodos en ambos casos, el “-1” es para que realice el análisis sobre todo el tiempo simulado, 10ms para 1KHz y 1ms para 10KHz, obtuvimos :

Po[W]	THD[%] (1KHz)	THD[%] (10KHz)
0,1	0,046	0,157
1	0,039	0,094
10	0,011	0,065
25,65	0,038	0,086

Tabla 4: Distorsión armónica total para frecuencias de entrada 1KHz y 10KHz.

Vemos que la distorsión es menor para 1KHz de frecuencia de entrada y también que presenta un mínimo alrededor de la potencias medias, es decir, disminuye de bajas a medias potencias y sube de medias a altas potencias.

#### 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”)

Se pasivó la señal de entrada y se agregó a cada fuente de alimentación una fuente de prueba  $V_p$ .

Obteniendo el rechazo de ruido de la fuente de alimentación como:

$$\text{PSNR} = \frac{V_{o_{pico}}}{V_{p_{pico}}}$$

Se simuló para las frecuencias 50Hz, 100Hz, 1KHz, 10KHz, 50KHz y 100KHz con una  $V_{p_{pico}}$  de 1mV.

Se obtuvo :

-54dB	-60dB	-80dB	-95dB	-91dB	-86dB
0,2 %	0,1 %	0,01 %	0,018 %	0,027 %	0,051 %

respectivamente.

Se observa que varia con la frecuencia, con un mínimo a 10KHz. En la frecuencia de alimentación de red (50Hz) vemos una atenuación aceptable, en la salida se observa el ruido de esa fuente atenuado 500 veces. Al variar  $V_{p_{pico}}$  alrededor de 1mV no se observaron cambios.