

**1<sup>er</sup> Parcial de Electrónica 2**  
**02/10/2004**

Resolver cada problema en hojas separadas.  
Duración de la prueba: 3 horas 30 minutos.  
La prueba es sin material.  
Los puntajes de los problemas se indican sobre un total de 100 puntos.

**Problema 1 : (30 puntos)**

En el amplificador de la figura 1, el nivel de continua en la entrada  $V_{IN}$  se supone 0.

- a) Se desea fijar la ganancia con precisión, usando para ello algunas resistencias al 1% ¿Qué resistencias deben tomarse al 1% y bajo qué condición la ganancia está determinada sólo por estas resistencias?

En lo que sigue se considerarán los siguiente valores de los componentes  $R1= 1.25k\Omega$ ,  $R2=R3//R4$ ,  $R3=1k\Omega$ ,  $R4=10k\Omega$ ,  $R5=6k\Omega$ ,  $VCC=-VEE=10V$ ,  $I_O=2 \cdot V_{BE}/R1$ .

- b) Muestre que la componente de continua a la salida es aproximadamente 0 y determine la corriente de continua a la que operan todos los transistores.  
c) Calcular la ganancia  $V_O/V_{IN}$ , la resistencia de entrada y la resistencia de salida del amplificador.  
d) ¿Qué ventaja tiene la arquitectura propuesta, desde el punto de vista de la variación de la ganancia con la resistencia de carga, respecto a implementar un amplificador de la misma ganancia con una etapa en emisor común con resistencia de emisor como se muestra en la Fig. 2? Fundamentar.

En todo el problema se considerarán los siguientes datos para los transistores:

$V_A = \text{infinito}$ ,  $\beta = 200$ ,  $V_{BE1,2} = V_{EB3} = 0.7V$ .

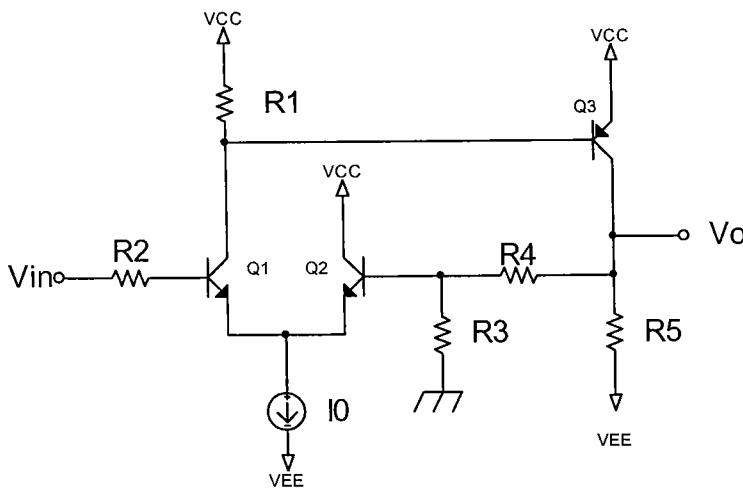


Figura 1

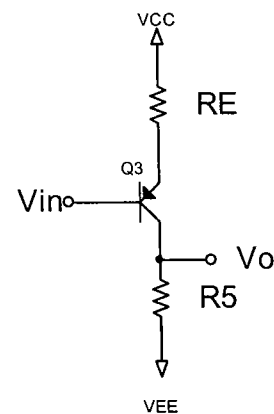


Figura 2

**Problema 2: (25 puntos)**

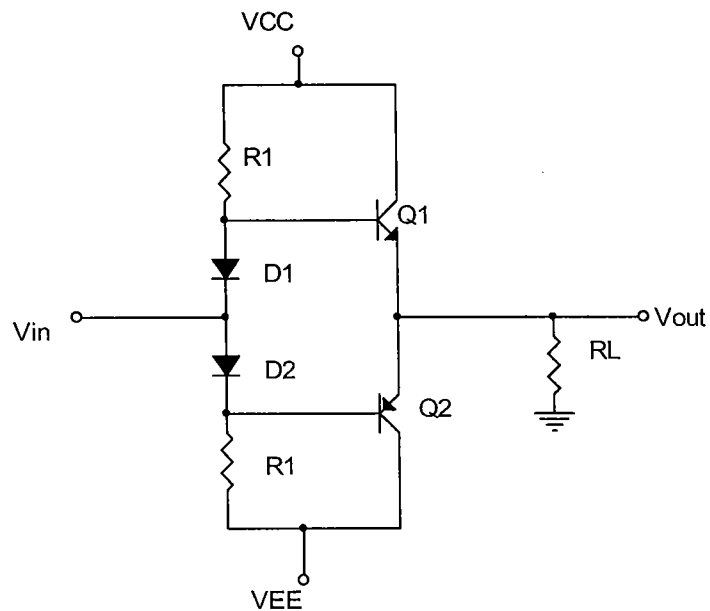
- Determinar la máxima resistencia  $R_1$  que se puede utilizar si se quieren entregar 4 W de potencia a la carga.
- Calcular la potencia consumida por las fuentes de alimentación y la eficiencia de la etapa cuando se entregan 4W a la carga.
- Calcular la máxima potencia disipada por cada uno de los transistores Q1 y Q2 e indicar para que amplitud de salida ocurre esta disipación máxima.
- Si las resistencias térmicas del transistor y del disipador son las siguientes:  $\theta_{jC}= 3.12^\circ\text{C}/\text{W}$ ,  $\theta_{CS}=0.5^\circ\text{C}/\text{W}$ ,  $\theta_{SA}=100^\circ\text{C}\cdot\text{cm}^2/\text{W}$ , que tamaño de disipador se debe emplear para asegurar que la temperatura de juntura no supere los  $130^\circ\text{C}$ , con una temperatura ambiente máxima de  $30^\circ\text{C}$ .

Se consideran todos los transistores idénticos.

$$\beta=50; R_L=4\Omega$$

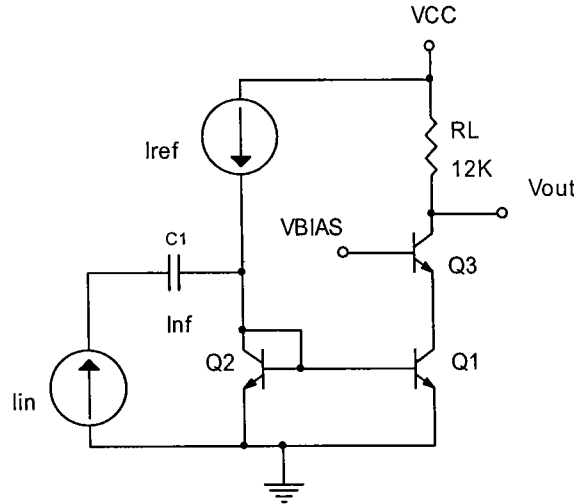
$$V_{BE}=V_D=0.7\text{V};$$

$$V_{CC}=8\text{V}; V_{EE}=-8\text{V};$$



**Problema 3: (30 puntos)**

En el circuito de la figura  $I_{ref}$  es una fuente de corriente continua e  $I_{in}$  una fuente de corriente en señal. Si  $I_{ref} = 1\text{mA}$ ,  $V_{CC} = 18\text{V}$ ,  $R_L = 12\text{K}\Omega$ , y todos los transistores son BC547A cuyos datos se adjuntan, calcular la frecuencia de corte superior del circuito de la figura. Considerar los valores típicos de los parámetros del transistor. Incluir en el resultado una expresión analítica de esta frecuencia.



Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Current-Gain — Bandwidth Product ( $I_C = 10\text{ mA}$ , $V_{CE} = 5.0\text{ V}$ , $f = 100\text{ MHz}$ )	$f_T$	150	300	—	MHz
Output Capacitance ( $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{obo}$	—	1.7	4.5	pF
Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{ibo}$	—	10	—	pF
Small-Signal Current Gain ( $I_C = 2.0\text{ mA}$ , $V_{CE} = 5.0\text{ V}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{ie}$	125	—	500	—
		125	—	900	
		125	220	260	
		240	330	500	
		450	600	900	
Noise Figure ( $I_C = 0.2\text{ mA}$ , $V_{CE} = 5.0\text{ V}$ , $R_S = 2\text{ k}\Omega$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ , $\Delta f = 200\text{ Hz}$ )	NF	—	2.0	10	dB
		—	2.0	10	
		—	2.0	10	

**Problema 4 : (15 puntos)**

La corriente  $I_o$  vale 1mA. Todos los transistores son iguales con  $\beta = 100$ .  $V_{cc}$  se supone suficientemente alto para que los transistores operen en zona activa.

- a) Para el bloque de la figura 1, hallar la expresión del voltaje  $V_{out}$  en función de  $V_A$ . ¿Cuál es la función de las resistencias  $R_2$  y  $R_4$  ?

Con el circuito de la figura 2 (que incluye el bloque de la figura 1) se quiere implementar un convertidor de frecuencias, donde a partir de la señal de entrada  $V_B$  (de rango de frecuencia entre 540kHz y 1.6MHz) y de la señal  $V_A$  se obtiene una señal de frecuencia intermedia de 455kHz.

- b) Indique como conectaría los colectores de  $Q_5, Q_7, Q_8$  y  $Q_9$  de modo de obtener la señal deseada a la salida y fundamente porqué la conexión propuesta cumple la función deseada.

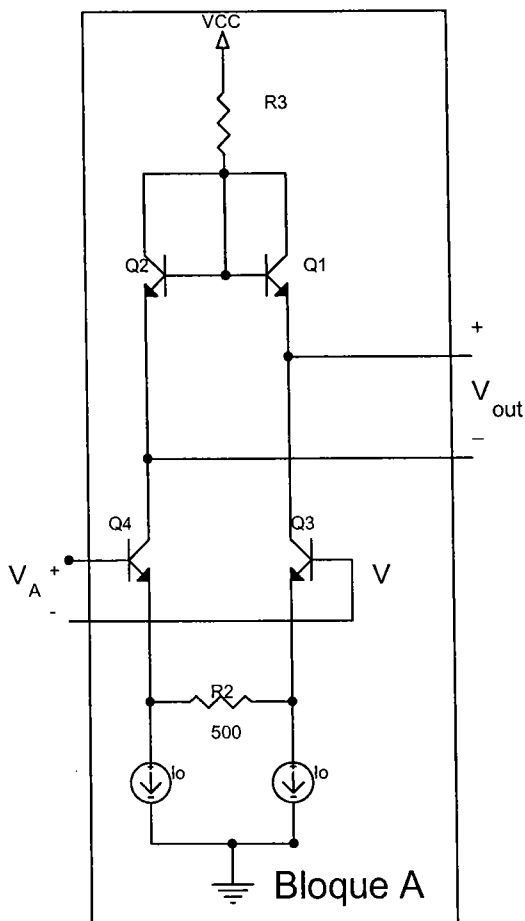


Figura 1

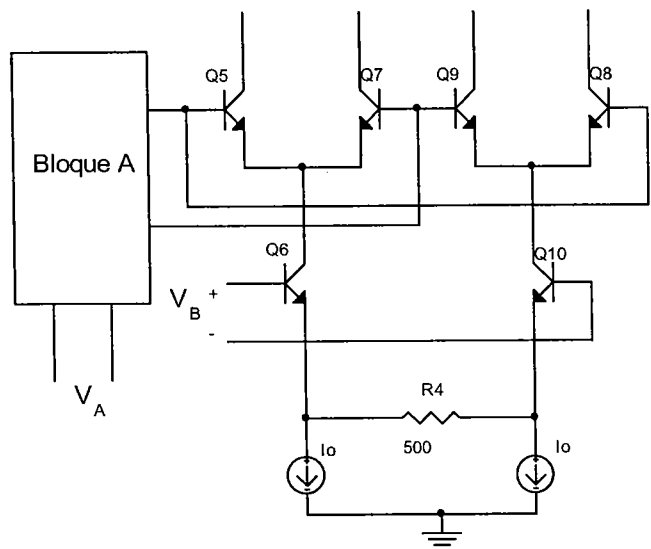
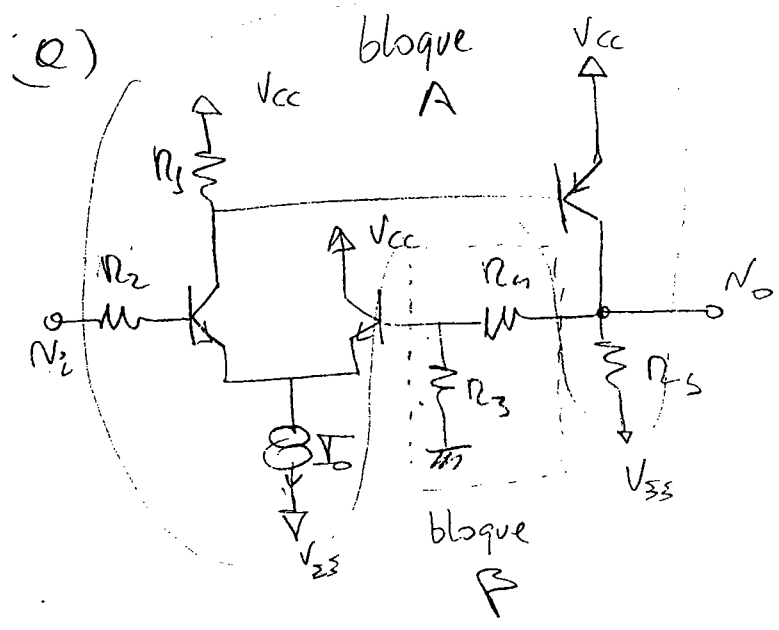
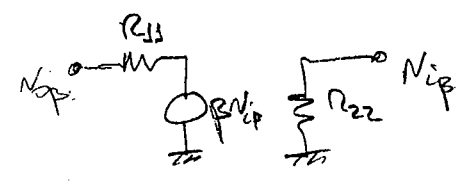


Figura 2

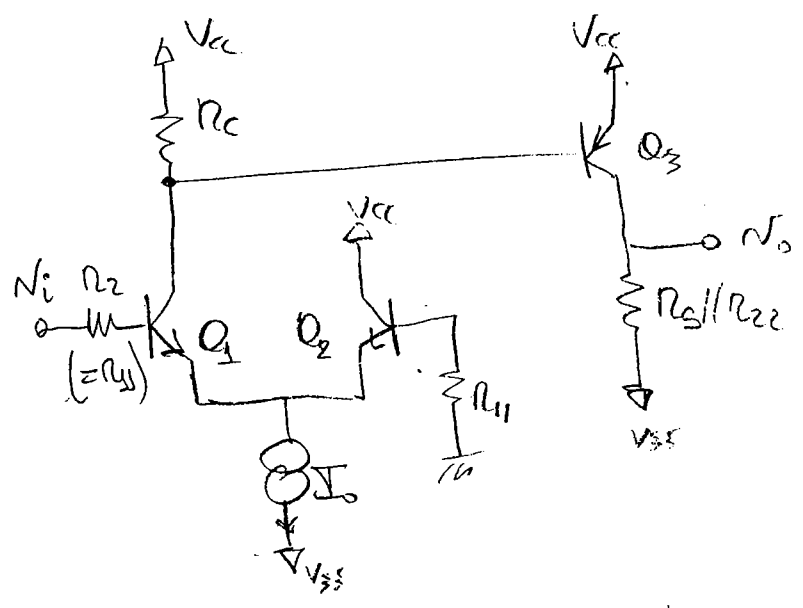


Estudio el bloque  $\beta$



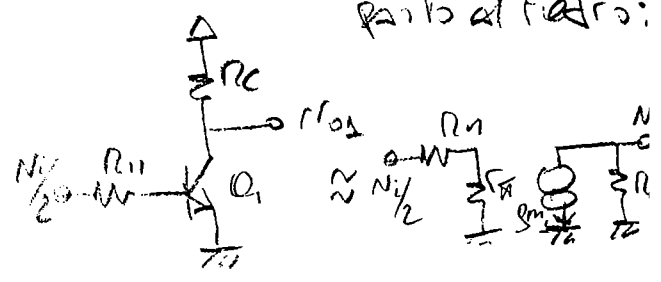
$R_{11} : R_{11} = R_3 // R_4 (= R_2)!$   
 $R_{22} : R_{22} = R_3 + R_4$   
 $\beta : \beta = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$

Estudio el bloque A considerando  $R_{11} \rightarrow R_{22}$



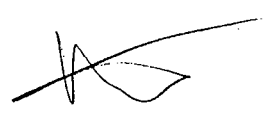
El par de similitud  $\Rightarrow$

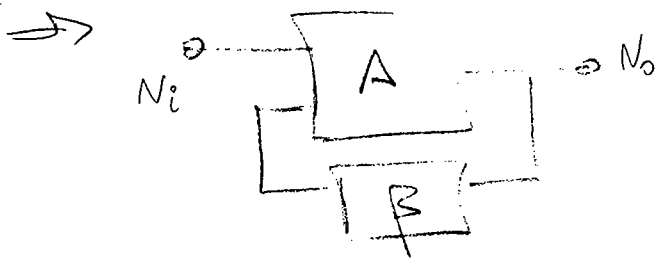
partes al medio:



$\rightarrow N_{o1} = -g_{m1} R_c \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R_{11}} \frac{N_i}{2}$   
 (como  $I_o$  es ideal  $\Rightarrow CTR = \infty$ )

$\rightarrow \left| \frac{N_o}{N_i} \right| = g_{m1} g_{m2} (R_c // R_{11}) (R_{22} // R_{11}) \frac{r_{\pi}}{2(r_{\pi} + R_{11})} = A$





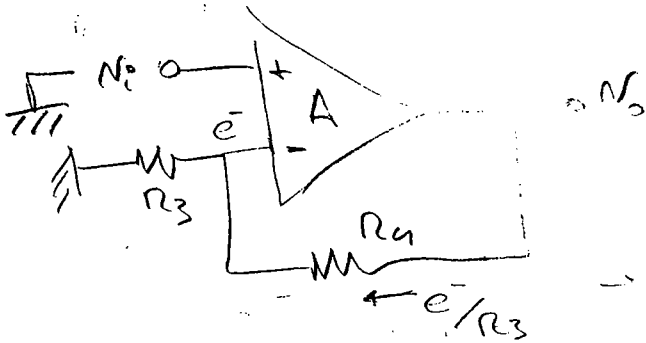
$$G = \frac{A}{1 + \Delta P}$$

$\Rightarrow$  Si  $\Delta P \gg 1$   
 $\Rightarrow G = 1 + \frac{R_4}{R_3}$

$\Rightarrow$  Gan. labo cerrado  $G \approx \frac{1}{\beta}$

Preciso  $R_3$  y  $R_4$  al 1%

(b)



Si desprecia el efecto de la corriente de base de  $Q_2$

$$e^- = -\frac{N_o}{A}$$

$$\Rightarrow -\frac{N_o}{AR_3} = \frac{N_o + N_o/A}{R_4}$$

$$\Rightarrow N_o \times ( ) = 0$$

$$\Rightarrow N_o|_{DC} = 0$$

(ESTE RESULTADO NO CAMBIA CUANDO SE CONSIDERAN  $R_{inA}$  y  $R_{inB}$ )

$$\Rightarrow |I_{C3}| = \frac{V_{BE}}{R_5} = 1,67 \text{ mA} \Rightarrow q_{m3} = 69,1 \text{ mA/V}$$

$$\Rightarrow r_{\pi 2} = 3,12 \text{ k}\Omega$$

$$|I_{C1}| = \frac{V_{BE}}{R_1} = 0,56 \text{ mA} = I_{C2} \Rightarrow q_{m1} = 21,5 \text{ mA/V}$$

$$\Rightarrow r_{\pi 1} = 9,2 \text{ k}\Omega$$

(c)

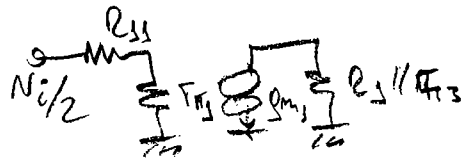
$$R_{22} = 11 \text{ k}\Omega, \quad R_{11} = 0,9 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{cases} \Delta = 2185 \text{ V/V} \\ \beta = 0,091 \text{ V/V} \end{cases} \Rightarrow A_{\beta} = 198 \gg 1$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{\beta} = 11}$$

⊗  $R_{in} = R_{in} (1 + A_{\beta})$

$R_{in}$ : de la partie (a) :



$$\begin{aligned} \Rightarrow R_{in} &= 2(R_{11} + R_{13}) \\ &= 18,57 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_{in} = 370 \text{ n}\Omega}$$

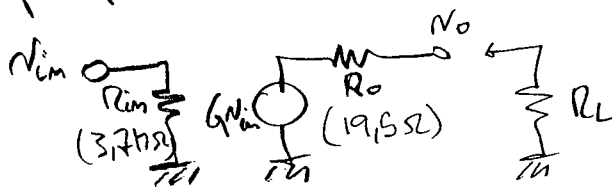
⊗  $R_o = \frac{R_{oA}}{1 + A_{\beta}} \quad R_{oA} = R_5 \parallel R_{22} = 3,88 \text{ k}\Omega$

$$\Rightarrow \boxed{R_o = 19,5 \text{ }\Omega}$$

(A) El amplificador realimentado puede manejar  $R_L$ 's mucho más chicas sin disminuir la ganancia.

EXPLICACIÓN 1: En el amplificador EC la ganancia se ve directamente afectada por  $R_L$ , ya que  $G = -\frac{R_L // R_S}{R_S}$ .  
 En el amplificador realimentado, si bien la ganancia del bloque A también se ve afectada, para  $R_L$ 's  $< R_S$  se mantiene que  $A\beta \gg 1 \Rightarrow$  la ganancia se mantiene como  $G = 1/\beta$ .

EXPLICACIÓN 2: De la parte (b) el modelo del amplificador realimentado queda:



$\Rightarrow$  cuando usas el amp. la  $R_L = N_o = G_m N_m \frac{R_L}{R_S + R_L}$

$\Rightarrow$  mientras  $R_L \gg R_o$  ( $R_L > 200\Omega$ !)  $\frac{N_o}{N_i} \approx G = 1/\beta$

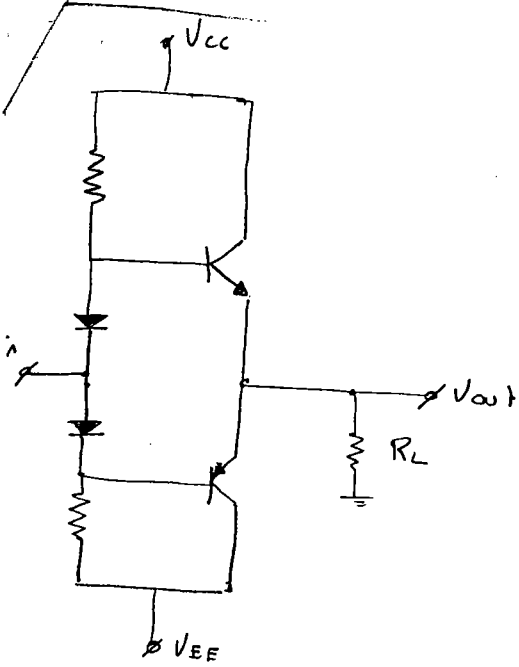
- EN el A.p. EC  $R_o = R_S = 60\Omega$

$\Rightarrow$  para q' la ganancia no se vea afectada preciso que  $R_L > 60\Omega$ !

~~HA~~



blema 2



a)  $P_L = \frac{V_{out}^2}{R_L} = 4W \rightarrow V_{out} = 4V$   
 $I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = 1.41A$

$P_2$  cortado  $\rightarrow I_b^{(a)} = \frac{V_{cc} - (V_{out} + V_{be})}{R_1}$

Ademas  $I_b^{(a)} = \frac{I_L}{\beta}$

Entonces:  $\frac{V_{cc} - V_{out} - V_{be}}{R_1} = \frac{I_L}{\beta}$

$\rightarrow R_1 = 58.3 \Omega$

b)  $I_c = I_L \rightarrow P_s \approx V_{cc} \cdot \frac{I_L}{2} = 7.18W$

$\eta = \frac{P_L}{P_s} = \frac{4W}{7.18W} = 56\%$

c)  $P_D^{max} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} = 1.62W$  ;  $V_{o,1} = \frac{2}{\pi} V_{cc} = 5.1V$

d)

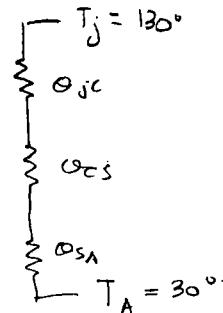
$\theta_{jc} = 3.12 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

$T_A = 30^\circ$

$\theta_{cs} = 0.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

$T_j = 130^\circ$

$\theta_{sa} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}\cdot\text{cm}^2/\text{W}$



$P_D = \frac{T_j - T_A}{(\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa})} \rightarrow \theta_{sa} = \frac{T_j - T_A}{P_D} - \theta_{jc} - \theta_{cs} = 58.1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

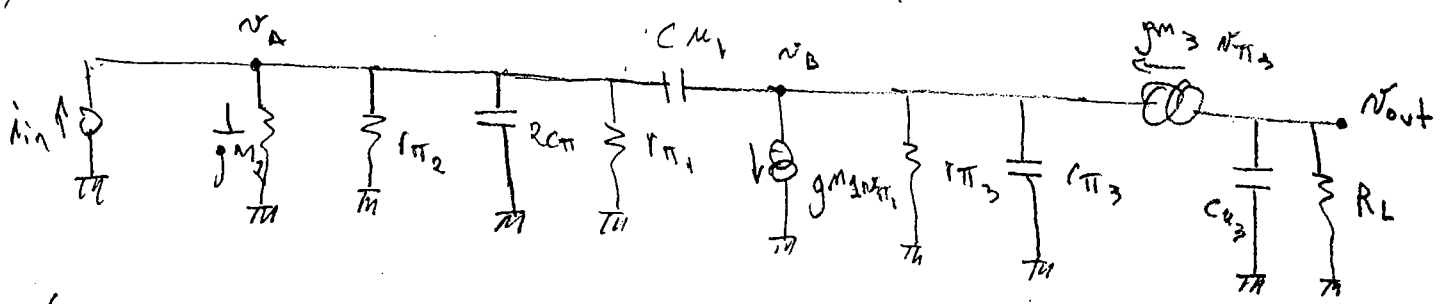
$\frac{1}{100 \text{ } ^\circ\text{C/W}} = 1 \text{ cm}^2$

$\frac{1}{58.1 \text{ } ^\circ\text{C/W}} = 1.72 \text{ cm}^2$

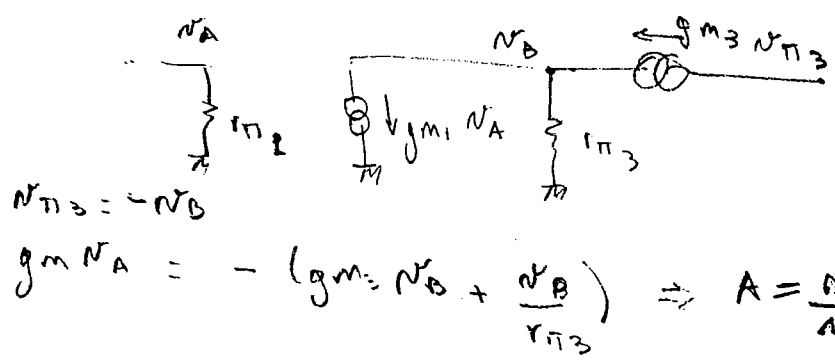
Tamaño del disipador

*Zupulle*

Problema 3

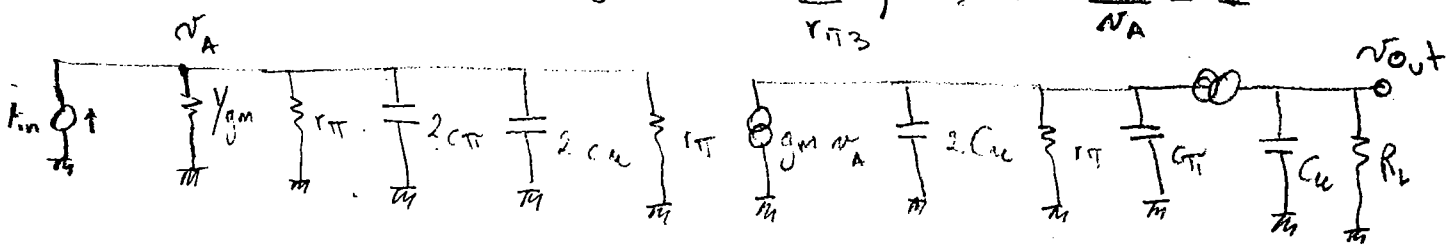


Se usa  $C_{\mu 1}$  por Miller con  $A = \frac{V_B}{V_A}$  en bajas frecuencias



$$N_{\pi 3} = -N_B$$

$$g_m N_A = - \left( g_m N_B + \frac{N_B}{r_{\pi 3}} \right) \Rightarrow A = \frac{N_B}{N_A} = -1$$



$$N_A = i_{in} \left( \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{2(C_{\pi} + C_{\mu})s} \right) = \frac{i_{in} \frac{1}{g_m}}{\frac{2}{g_m}(C_{\pi} + C_{\mu})s + 1}$$

$$g_m N_A = -N_B \left( \frac{1}{r_{\pi} \parallel \frac{1}{(C_{\pi} + 2C_{\mu})s}} + g_m \right) \Rightarrow \frac{N_B}{N_A} = \frac{-1}{\frac{1}{g_m}(C_{\pi} + 2C_{\mu})s + 1}$$

$$N_{out} = g_m N_B \cdot R_L \parallel \frac{1}{C_{\mu}s}$$

$$\frac{N_{out}}{i_{in}} = \frac{R_L}{\left( \frac{2}{g_m}(C_{\pi} + C_{\mu})s + 1 \right) \left( \frac{1}{g_m}(C_{\pi} + 2C_{\mu})s + 1 \right) (R_L C_{\mu}s + 1)}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\frac{2}{g_m}(C_{\pi} + C_{\mu})}$$

$$\omega_{p3} = \frac{1}{R_L C_{\mu}}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\frac{1}{g_m}(C_{\pi} + 2C_{\mu})}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi (C_{\pi} + C_u)}$$

$$f_T = 300 \text{ MHz} \quad \textcircled{2} \quad I_C = 10 \text{ mA}$$

$$\frac{10 \text{ mA} / 26 \text{ mV}}{2\pi (C_{\pi} + C_u)} = 300 \text{ MHz}$$

$$\Rightarrow C_{\pi} + C_u = 204 \text{ pF} \Rightarrow C_{\pi} = 204 \text{ pF} - 1,7 \text{ pF} = 202,3 \text{ pF}$$

$$C_{\pi} = C_{je} + \alpha I$$

$$C_{je} \approx 2C_{j0} = 2 \cdot 10 \text{ pF} = 20 \text{ pF}$$

$$202,3 = 20 \text{ pF} + \alpha \cdot 10 \text{ mA} \Rightarrow \alpha = 18,23 \text{ pF/mA}$$

$$I_C = 1 \text{ mA} \Rightarrow C_{\pi} = 20,1 \text{ pF} + 18,23 \text{ pF/mA} \cdot 1 \text{ mA} = 38,23 \text{ pF}$$

$$g_m = \frac{1 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} \Rightarrow \frac{1}{g_m} = 26 \Omega$$


$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2 \cdot 26 \Omega (38,23 \text{ pF} + 1,7 \text{ pF})} = 76 \text{ MHz}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{26 \Omega (38,23 \text{ pF} + 3,4 \text{ pF})} = 147 \text{ MHz}$$

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{12 \text{ k}\Omega \cdot 1,7 \text{ pF}} = \boxed{7,8 \text{ MHz}}$$

↑  
polo dominante

⇒ (frec. corte sup = 7,8 MHz)

  
LINDER REYES.

# Dev parcial Electronica 2, 2004

$$\begin{aligned} 1. \quad V_{out} &= (V_B - V_{BE1}) - (V_B - V_{BE2}) = \\ &= V_{BE2} - V_{BE1} = V_T L \frac{i_{c2}}{i_{c1}} \approx \\ &\approx V_T L \frac{i_{c4}}{i_{c3}} = \end{aligned}$$

$$= V_T L \left[ \frac{I_0 + \beta V_A}{2(\pi + (\beta + 1)(R_1 + \frac{R_2}{2}))} \right] \left[ \frac{I_0 - \beta V_A}{2(\pi + (\beta + 1)(R_1 + \frac{R_2}{2}))} \right]$$

Los resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_4$  amplían el rango lineal de los pares diferenciales  $(Q_4, Q_3)$  y  $(Q_6, Q_5)$ .

2e. Para que el circuito funcione como un multiplicador balanceado, se debe conectar el colector de  $Q_5$  con el de  $Q_7$  (y decir  $V_{out} = (i_{c5} + i_{c7}) R$ ) y el de  $Q_3$  con el de  $Q_6$  y la salida del circuito tendrá la proporcional a la diferencia entre estas dos corrientes:  $V_o = R((i_{c5} + i_{c7}) - (i_{c3} + i_{c6}))$