

Prueba Final de Electrónica Avanzada 1
30/11/2021

Resolver cada problema en hojas separadas.

Duración de la prueba: 3 horas.

La prueba es **sin** material.

Los puntajes de los problemas se indican sobre un total de 100 puntos.

Problema 1 (27 ptos):

a) Dibujar el modelo de pequeña señal y alta frecuencia del transistor Q1. Deducir los valores numéricos de los componentes que aparecen en el modelo para el caso del circuito de la Fig. 1.

b) Determinar la frecuencia de corte superior de la ganancia v_o/v_s . Fundamente su respuesta.

c) Si la salida v_o se mide con una punta de osciloscopio que tiene una resistencia de $10\text{ M}\Omega$ y una capacidad de 13 pF , indicar si el resultado de la parte b) varía o no. Fundamente su respuesta.

Datos:

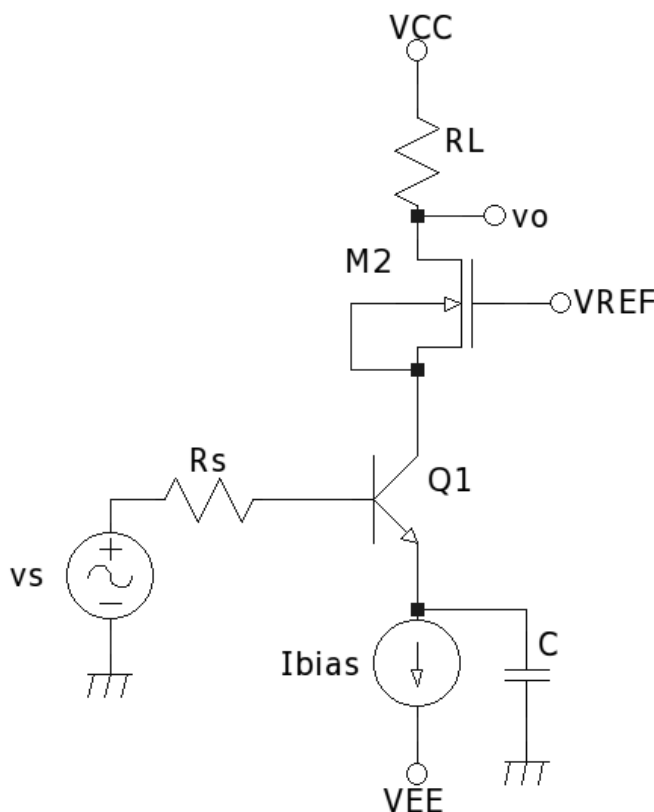
Q1: $f_T=170\text{ MHz}$ @ $I_C=10\text{ mA}$, $C_{JE} = 60\text{ pF}$, $C_{\mu} = 10\text{ pF}$, $\beta=200$, r_x y r_o se podrán suponer tales que se pueden despreciar.

M2: $\beta = 0.14\text{ A/V}^2$, $\delta=0$, $C_{gs} = 100\text{ pF}$, $C_{gd} = 10\text{ pF}$, en ambos casos se indican capacidades totales incluyendo componentes intrínsecas y extrínsecas. C_{db} y r_o se podrán suponer tales que se pueden despreciar.

$V_{EE} = -V_{CC}$, V_{CC} y V_{REF} son tales que M1 opera en saturación y Q1 en la zona activa.

C se supondrá infinito.

$I_{bias} = 3\text{ mA}$, $R_L = 220\ \Omega$, $R_s = 330\ \Omega$



Problema 2 (24 ptos):

El circuito de la figura es un multiplicador cuyas entradas son las fuentes de corriente:

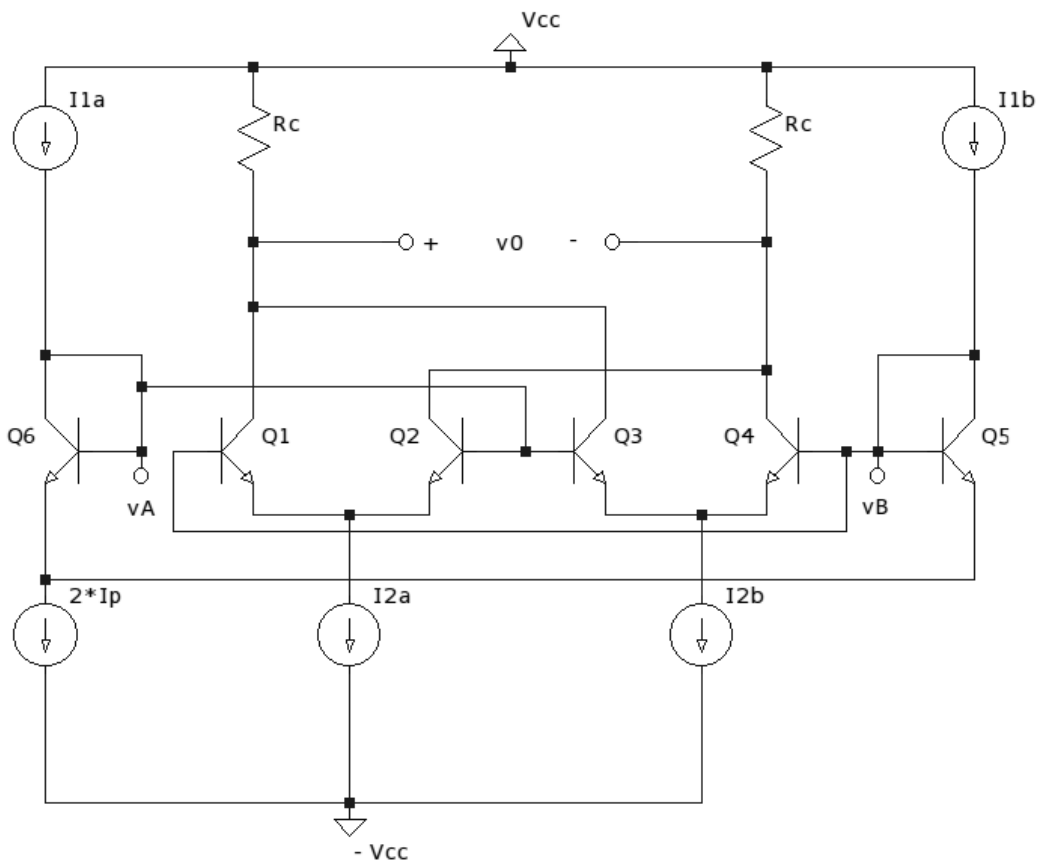
$I_{1a} = I_p + v_1/R$, $I_{1b} = I_p - v_1/R$, $I_{2a} = I_p + v_2/R$, $I_{2b} = I_p - v_2/R$.

Suponiendo que todos los transistores trabajan en zona activa.

- a) ¿Cuál es la función de Q5 y Q6?
- b) Calcular $v_A - v_B$ en función de la tensión v_1 .
- c) Calcular la tensión de salida v_0 en función de las tensiones v_1 y v_2 .

Nota: todos los transistores se supondrán idénticos con $\beta \gg 1$.

Recuerde que: $\ln\left(\frac{1+x}{1-x}\right) = 2 \tanh^{-1}(x)$ y que $\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$



Problema 3 (27 ptos):

El circuito de la figura 1 es un amplificador de potencia clase AB, donde los transistores Q5 y Q6 fueron incluidos para implementar la protección contra sobre corriente.

- a) Explique cómo funciona la protección implementada por Q5.
- b) Asumiendo que la tensión de salida, V_{out} , tendrá la máxima amplitud posible (V_{CC}), ¿qué condición debe cumplir R_L para que actúe la protección y a qué valor aproximado se limitará la corriente en esos casos?
- c) En los análisis siguientes, donde la protección implementada por Q5 y Q6 no va a actuar, su efecto en el circuito puede ser despreciado, al igual que el efecto de las resistencias R_N y R_P , que puede despreciarse asumiendo $R_N = R_P \approx 0 \Omega$. Para las siguientes partes se asume $R_L = 8 \Omega$.
 - i) Realizando las aproximaciones usuales, estime la máxima potencia que disiparán QN y QP, suponiendo que la amplitud de salida puede variar desde 0 V a V_{CC} . Justifique su respuesta.
 - ii) Considerando que los transistores Q3 y Q4 requieren tener siempre una corriente de colector de al menos $300 \mu A$ y que la señal de salida pueda excursionar con máxima amplitud (V_{CC}), calcule la mínima corriente continua que debe proveer el transistor Q2 (I_{bias}) para que el circuito opere correctamente como amplificador clase AB.
 - iii) Determine R_B para poder generar la corriente calculada en ii) (I_{bias}).
 - iv) Asumiendo que se desea tener una corriente en reposo (I_0) por QN y QP igual a 10 mA, determine $N = I_{Si}/I_{SN,P}$, para que el circuito opere correctamente.
- d) Explique qué es la corrida térmica y qué medidas se pueden tomar en el circuito de la figura 1 con el objetivo de evitarla.

Datos:

- La tensión en continua en la entrada V_{in} es tal que V_{out} está centrada en cero.
- $V_{CC} = 15 V$, $R_N = R_P = 0.1 \Omega$.
- Para QN y QP: $\beta_{NP} = 50$, $V_{BEon} = V_{EBon} = 0.7 V$.
- Para Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6: $\beta_i = 200$, $V_{BEon} = V_{EBon} = 0.65 V$.
- Para todos los transistores se puede asumir conducción franca, aproximando la corriente de colector como $I_C = I_S * e^{V_{BE}/V_T}$ (con “ V_{EB} ” para el caso de PNP). QN y QP tienen el mismo $I_{SN,P}$, mientras que Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 y Q6 tienen un I_{Si} “N” veces más grande, $I_{Si} = N * I_{SN,P}$.

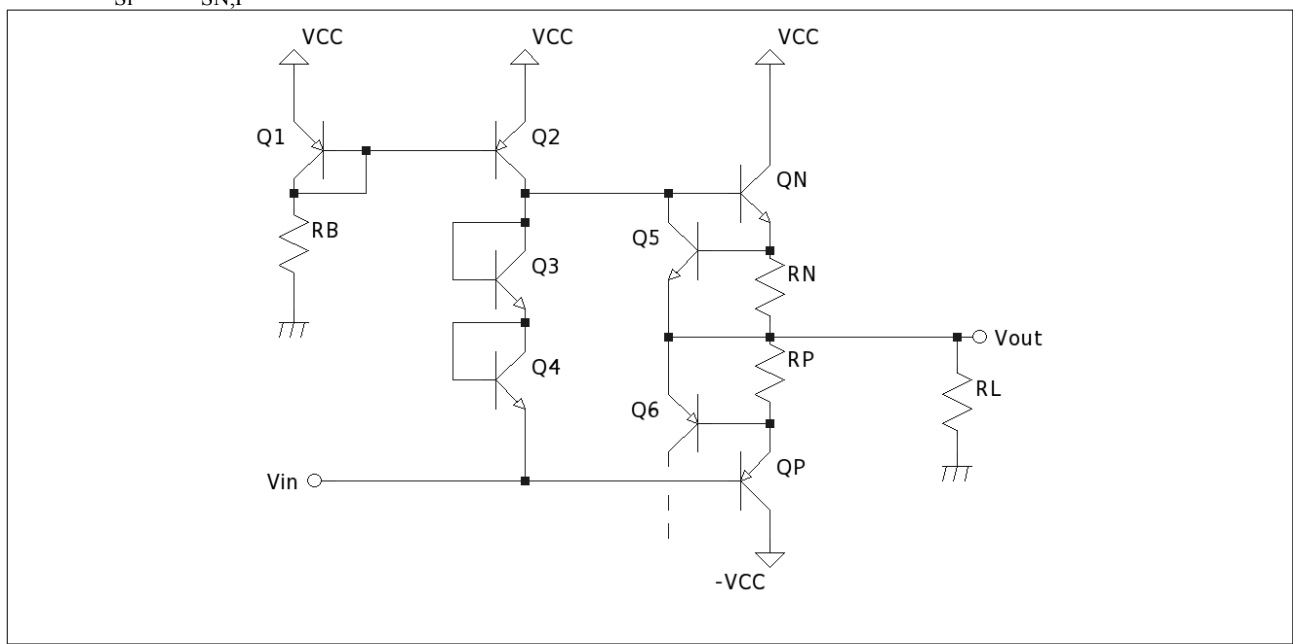


Figura 1

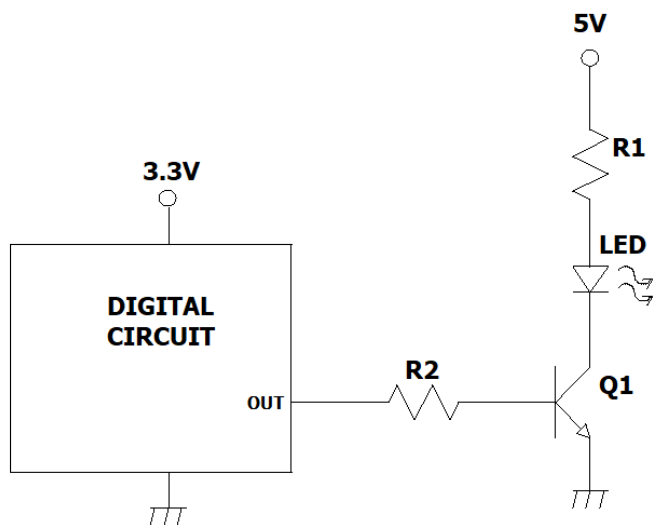
Pregunta (22 ptos):

- a) Determine si las siguientes afirmaciones son VERDADERAS o FALSAS:
- i) El transistor Bipolar es un dispositivo simétrico
 - ii) Cuando opera en Zona Activa la corriente de Colector es proporcional al área de la juntura Base-Colector.
 - iii) En el transistor Bipolar, el Emisor se dopa con muchas más impurezas que la Base.
 - iv) La ganancia en corriente de Emisor Común, también conocida como β , depende de la relación entre los dopajes de Emisor y Base.
 - v) Para que el transistor tenga un β grande, conviene que tenga una Base lo más ancha posible.
- b) Complete la siguiente tabla indicando para cada zona si las junturas Base-Emisor y Base-Colector están polarizadas en Directa o en Inversa.

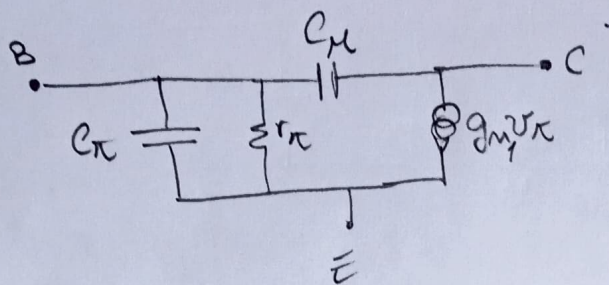
| Zona | Juntura BE | Juntura BC |
|------------|------------|------------|
| Corte | | |
| Activa | | |
| Saturación | | |

- c) El circuito de la figura se utiliza un transistor bipolar para encender un LED desde una alimentación diferente a la del circuito digital que controla el encendido. Calcule el valor de las resistencias R1 y R2.
- i) LED: $V_F=1.1V@I_D=20mA$
 - ii) Q1: $V_{BE}=0.6V, \beta=200, V_{CEsat}=0.3V$

Aclaración: En la parte a) las respuestas incorrectas RESTAN puntos. El puntaje mínimo de la parte a) es 0 puntos.



a) r_{π} y r_o despreciables por letra, entonces:



Parámetros del modelo:

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = \frac{3 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 115 \text{ mS}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{200}{115 \text{ mS}} = 1,74 \text{ k}\Omega$$

$$C_{\mu} = 10 \text{ pF} \quad (\text{letra})$$

C_{π} :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})} \Rightarrow C_{\pi} + C_{\mu} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{10 \text{ mA} / 26 \text{ mV}}{2\pi \cdot 140 \text{ MHz}}$$

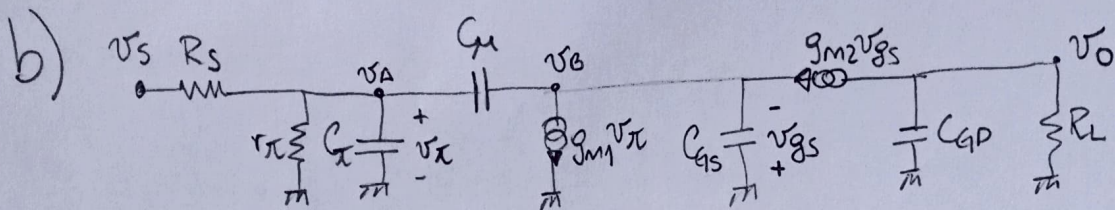
$$C_{\pi} + C_{\mu} = 360 \text{ pF} @ 10 \text{ mA}$$

$$\left(\begin{array}{l} C_{je} + C_{de} \end{array} \right) \propto I_c$$

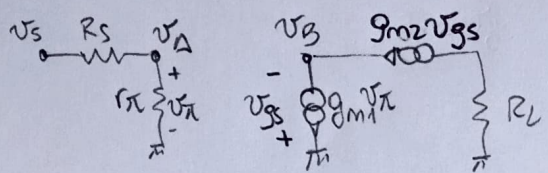
$$\Rightarrow C_{de} @ 10 \text{ mA} = 360 \text{ pF} - C_{\mu} - C_{je} = K \cdot I_c$$

$$\Rightarrow K = \frac{290 \text{ pF}}{10 \text{ mA}} = 29 \frac{\text{pF}}{\text{mA}} \Rightarrow C_{de} @ 3 \text{ mA} = 87 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow C_{\pi} @ 3 \text{ mA} = 60 \text{ pF} + 87 \text{ pF} \Rightarrow \boxed{C_{\pi} = 147 \text{ pF}}$$



Aplico Miller a C_μ , con $A = \frac{v_B}{v_A}$ en baja frec:



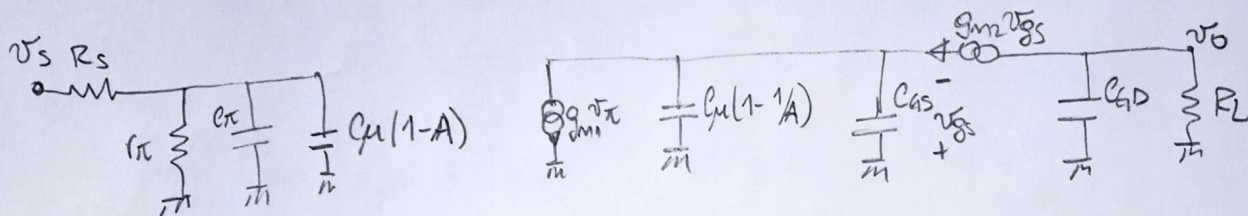
$$v_A = v_\pi$$

$$v_B = -v_{gs}$$

$$\Rightarrow -g_{m2} v_B = g_{m1} v_A$$

$$\Rightarrow A = \frac{v_B}{v_A} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}$$

$$\left[g_{m2} = \sqrt{\frac{I_D \cdot 2 \cdot \beta}{1 + \delta}} = 29 \text{ mS} \right] \Rightarrow \left| A = \frac{-115 \text{ mS}}{29 \text{ mS}} = -4 \right|$$



$$v_o = -g_{m2} v_{gs} \cdot \frac{R_L}{1 + s C_{gd} R_L} \quad (1)$$

$$-v_{gs} \cdot s \cdot (C_{gs} + C_\mu(1 - 1/A)) + g_{m1} v_\pi = g_{m2} v_{gs}$$

$$\Rightarrow v_{gs} = \frac{g_{m1}}{g_{m2} + s(C_\mu(1 - 1/A) + C_{gs})} \cdot v_\pi \quad (2)$$

$$v_\pi = \frac{Z_1 \cdot v_s}{R_s + Z_1} \quad (3), \text{ con } Z_1 = r_\pi \parallel \left(\frac{1}{s C_\mu} \right) \parallel \left(\frac{1}{s C_\mu(1 - A)} \right)$$

De (1), (2) y (3) resulta:

$$\frac{v_o}{v_s} = -g_{m2} \frac{R_L}{1 + s C_{gd} R_L} \cdot \frac{g_{m1}}{g_{m2} + s(C_\mu(1 - 1/A) + C_{gs})} \cdot \frac{Z_1}{R_s + Z_1} \quad (4)$$

Sustituyendo Z_1 en (4):

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{-g_{m2} R_L g_{m1} r_{\pi}}{\underbrace{(1 + s C_{GD} R_L)}_{f_{p1}} \underbrace{(g_{m2} + s(C_{\mu}(1 - \frac{1}{A}) + C_{GS}))}_{f_{p2}} \underbrace{(r_{\pi} + R_S(1 + s r_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu}(1 - A))))}_{f_{p3}}}$$

Polos: $f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_L C_{GD}} = 72 \text{ MHz}$

$$f_{p2} = \frac{g_{m2}}{2\pi(C_{\mu}(1 - \frac{1}{A}) + C_{GS})} = 41 \text{ MHz}$$

$$f_{p3} = \frac{r_{\pi} + R_S}{2\pi R_S r_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu}(1 - A))} = 2,9 \text{ MHz}$$

\Rightarrow Frec. corte sup = 2,9 MHz.

e) No varía, pues la frec. de corte sup. viene dada por el polo de la entrada.

Este es gracias al efecto del transistor cascode.

El polo que se modificaría sería f_{p1} (bajaría aprox a la mitad) que no es dominante.

a) Q_5 y Q_6 implementan una etapa predistorionada que implementa una transferencia tangente hiperbólica inversa, aumentando así el rango lineal del multiplicador de Gilbert, el cual tiene una transferencia de tangente hiperbólica.

b)
$$I_c = I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \Rightarrow V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_c}{I_s}\right)$$

$$\begin{aligned} V_A - V_B &= V_T \ln\left(\frac{I_{I2}}{I_s}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{I1}}{I_s}\right) \\ &= V_T \ln\left(\frac{I_{I2}}{I_s} \frac{I_s}{I_{I1}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_p + V_i/R}{I_p - V_i/R}\right) \\ &= V_T \ln\left(\frac{1 + V_i/I_{PR}}{1 - V_i/I_{PR}}\right) = V_T \cdot 2 \tanh^{-1}\left(\frac{V_i}{I_{PR}}\right) \end{aligned}$$

c)
$$V_A - V_B = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_s}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right) \Rightarrow$$

$$\left. \begin{aligned} \Rightarrow I_{C2} &= I_{C1} e^{\frac{(V_A - V_B)}{V_T}} \\ I_{C1} + I_{C2} &= I_{I2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_{C2} = \frac{I_{I2}}{1 + e^{\frac{(V_A - V_B)}{V_T}}}$$

Análogamente:

$$I_{C1} = \frac{I_{I2}}{1 + e^{\frac{(V_A - V_B)}{V_T}}} \quad I_{C3} = \frac{I_{I3}}{1 + e^{-\frac{(V_A - V_B)}{V_T}}} \quad I_{C4} = \frac{I_{I3}}{1 + e^{\frac{(V_A - V_B)}{V_T}}}$$

PP

c) Continuation

$$N_0 = -R_c (I_{c1} + I_{c3} - I_{c2} - I_{c4}) =$$

$$= -R_c \left[\underbrace{\frac{I_{22} e^{-\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}{e^{-\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}} + e^{\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}}_{I_{c1}} - \underbrace{\frac{I_{22} e^{\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}{e^{\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}} + e^{-\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}}_{I_{c2}} + \dots \right.$$

$$\dots + \underbrace{\frac{I_{25} e^{\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}{e^{\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}} + e^{-\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}}_{I_{c3}} - \left. \underbrace{\frac{I_{25} e^{-\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}{e^{-\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}} + e^{\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}}_{I_{c4}} \right]$$

$$= -R_c (I_{25} - I_{22}) \frac{e^{\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}} - e^{-\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}}{e^{\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}} + e^{-\frac{(V_A - V_B)}{2V_T}}} \Rightarrow$$

$$\frac{-2V_2}{R} \tanh\left(\frac{V_A - V_B}{2V_T}\right) \begin{matrix} \text{a) } \\ \text{b) } \end{matrix}$$

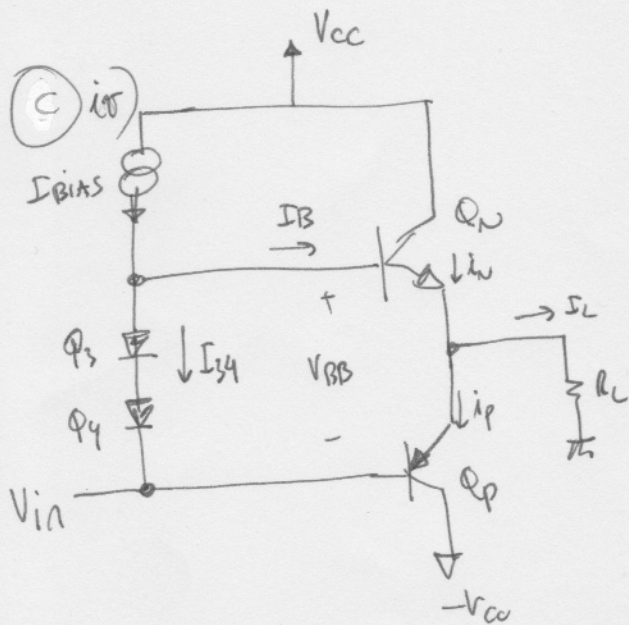
$$N_0 = + \frac{R_c 2 V_2 V_1}{R^2 I_P}$$

PP

(a) Considero Q_5 (es análogo para Q_6) y por tanto el ciclo donde Q_5 conduce y toda I_L pasa por Q_5 , R_W y R_L .
 Mientras la caída de voltaje en R_W (que es igual a N_{bes}) sea menor que V_{BEon} ($I_L < \frac{V_{BEon}}{R_W}$) $\Rightarrow Q_5$ estará cortado ($N_{bes} < V_{BEon}$).
 En el momento que $I_L = \frac{V_{BEon}}{R_W}$, Q_5 empezará a conducir, "robándose" corriente a la base de Q_W y por tanto disminuyendo el valor de I_L , limitándolo a $I_L = \frac{V_{BEon}}{R_W}$.

(b) $I_L^{max} = \frac{V_{cc}}{R_L} > \frac{V_{BEon}}{R_W} \Rightarrow R_L < \frac{V_{cc} R_W}{V_{BEon}} = 2,31 \Omega \Rightarrow \boxed{R_L < 2,31 \Omega}$
 Si $R_L < 2,31 \Rightarrow$ actuará la protección y se limitará a $I_{Lim} = \frac{V_{BEon}}{R_W} \Rightarrow \boxed{I_{Lim} = 6,5 A}$

(c) i) Por teórico $P_D = P_{QW} = P_{QWP} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}$ para $V_D = \frac{2V_{cc}}{\pi} \Rightarrow \boxed{P_D = 2,85 W}$



$I_{BIAS} = I_{34} + I_B$, I_B despreciable $\ll I_{BIAS} \Rightarrow$

$\Rightarrow I_{BIAS} \approx I_{34}$ (*)

En reposo ($i_o = 0$): $i_N = i_P$, $i_L = 0$ TEORICO

Malla interior: $V_{BB} = V_{BE3} + N_{be4} = N_{beN} + N_{beP} \Rightarrow$

$\Rightarrow 2 V_T \ln \left(\frac{I_{34}}{I_{S34}} \right) = 2 V_T \ln \left(\frac{I_Q}{I_S} \right) \Rightarrow$

$\Rightarrow \frac{I_{34}}{N I_S} = \frac{I_Q}{I_S} \Rightarrow I_Q = \frac{I_{BIAS}}{N} \Rightarrow \boxed{N = 3,78}$

$I_{BIAS} = 37,8 mA$ (parte ii)

c)

$$i.) I_L^{max} = \frac{V_{cc}}{R_L} = 1,88A \rightarrow I_B^{max} = \frac{V_{cc}}{R_{B_{N}}} = 37,8mA$$

$$\Rightarrow I_{BIAS} \gg 37,8mA \Rightarrow$$

$$I_{BIAS} \gg I_B^{max} + I_{34}^{min}$$

" 300μA

$$\Rightarrow \boxed{I_{BIAS} = 37,8mA}$$

c) iii)

$$I_{BIAS} = 37,8mA$$

$$\frac{V_{cc} - V_{beq1}}{R_B} = I_{BIAS}$$

$$\Rightarrow R_B = \frac{V_{cc} - V_{beq1}}{I_{BIAS}} = 380\Omega \Rightarrow \boxed{R_B = 380\Omega}$$

d)

Si $T \uparrow$ y $V_{BB} = cte \Rightarrow I_{CEN} \uparrow \Rightarrow P_{DEN} \uparrow \Rightarrow T \uparrow \rightarrow$ realimentación positiva

Un aumento de temperatura, genera mayor temperatura lo que lleva a que el transistor se rompa

Solución: Buen contacto térmico entre Q_3, Q_4, Q_N y Q_P de modo tal de mover V_{BB} para ~~enfriar~~ disminuir la corriente a la salida

$$\text{Si } T \uparrow (I_{BIAS} = cte) \Rightarrow \left. \begin{matrix} V_{be3} \downarrow \\ V_{be4} \downarrow \end{matrix} \right\} \Rightarrow V_{BB} \downarrow \Rightarrow V_{beN} \downarrow \Rightarrow I_{CEN} \downarrow$$

$\Rightarrow P_{DEN} \downarrow \Rightarrow T \downarrow$ (se compensa el efecto inicial de $T \uparrow$)