2^{do} Parcial de Electrónica 2
25/11/2004

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.

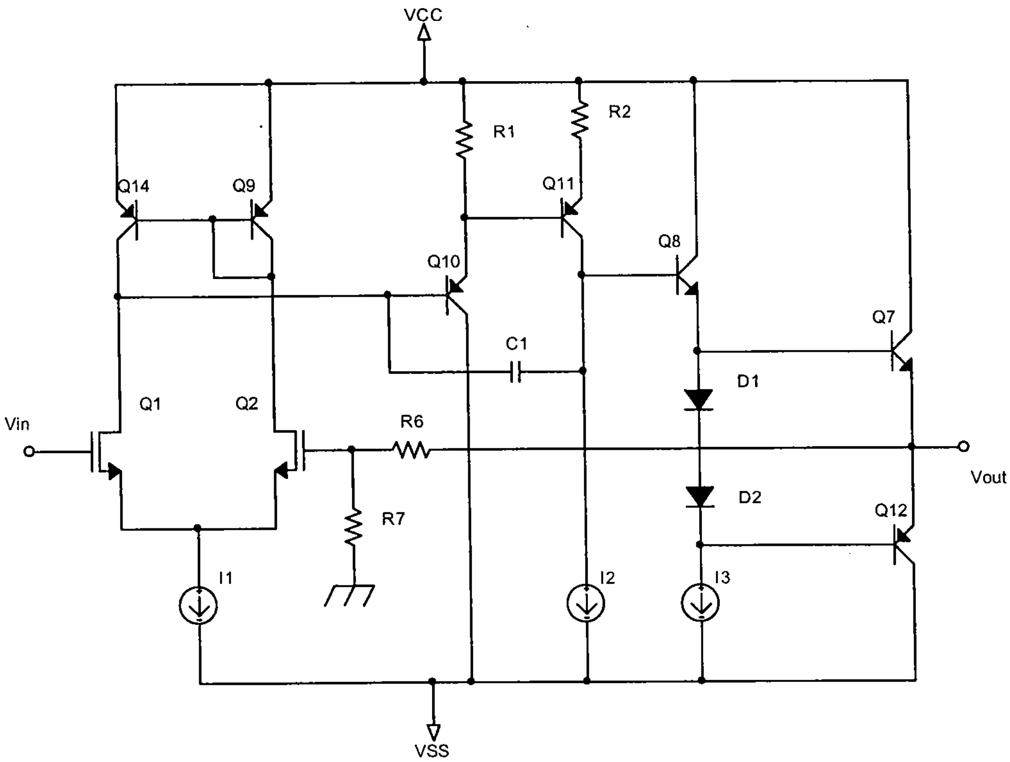
Problema 1 : (30 puntos)

a) Calcule la ganancia del amplificador.
b) Considerando un modelo de primer orden, calcule la frecuencia de transición f_T.
c) El amplificador se utiliza para obtener una señal a la salida de 10Vpp. ¿Cuál es la máxima frecuencia a la que el circuito amplifica esa señal sin distorsión?

Datos:

- BJTs: β=200 excepto Q_7 y Q_{12} que tienen β=50, $V_{BE}=|V_{EB}|$=0.7V y V_A=50V (tensión de Early)
- MOS: β_{MOS}=2 mA/V^2, $gm = \sqrt{2\beta_{MOS} I_D}$ y V_A=200V (tensión de Early)

Diodos: Ideales, con V_γ=0.6V.
Fuentes: $V_{CC}=-V_{SS}$=15V, I_1=20μA, I_2=500μA, I_3=200μA
Componentes: C1=30pF, R1=50kΩ, R2=100Ω, R6=10kΩ, R7=1kΩ
Nota: Para el cálculo de la ganancia, puede considerar despreciable el efecto de las resistencias de salida de los transistores Q_7 y Q_{12}.



Problema 2 : (25 puntos)

a) En el circuito de la Figura 1, aplicando la relación exponencial del transistor, mostrar que las corrientes instantáneas totales iA e iB valen: iA =x(i1+i2) e iB=(1-x)(i1+i2)
b) Para el circuito de la Figura 2 calcular:
   i. la corriente de polarización de los transistores.
   ii. el rango de entrada en modo común en función de los parámetros usuales.
   iii. la transferencia iout/(Vin1-Vin2).

Para todo el problema se cumple que los transistores son idénticos con $\beta >> 1$.
Para la parte b) se cumple que $(I_{C17}/V_T)*RE >> 2$ siendo I_{C17} la corriente de polarización del transistor Q17.

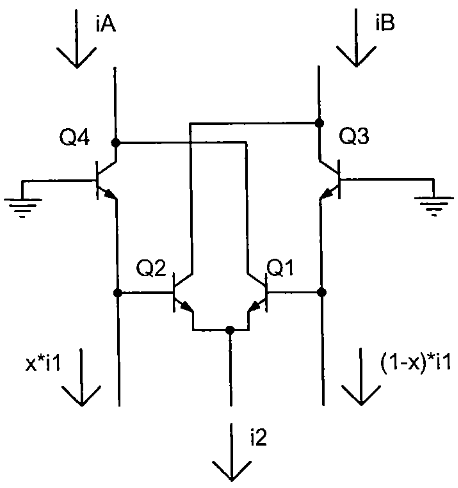


Figura 1

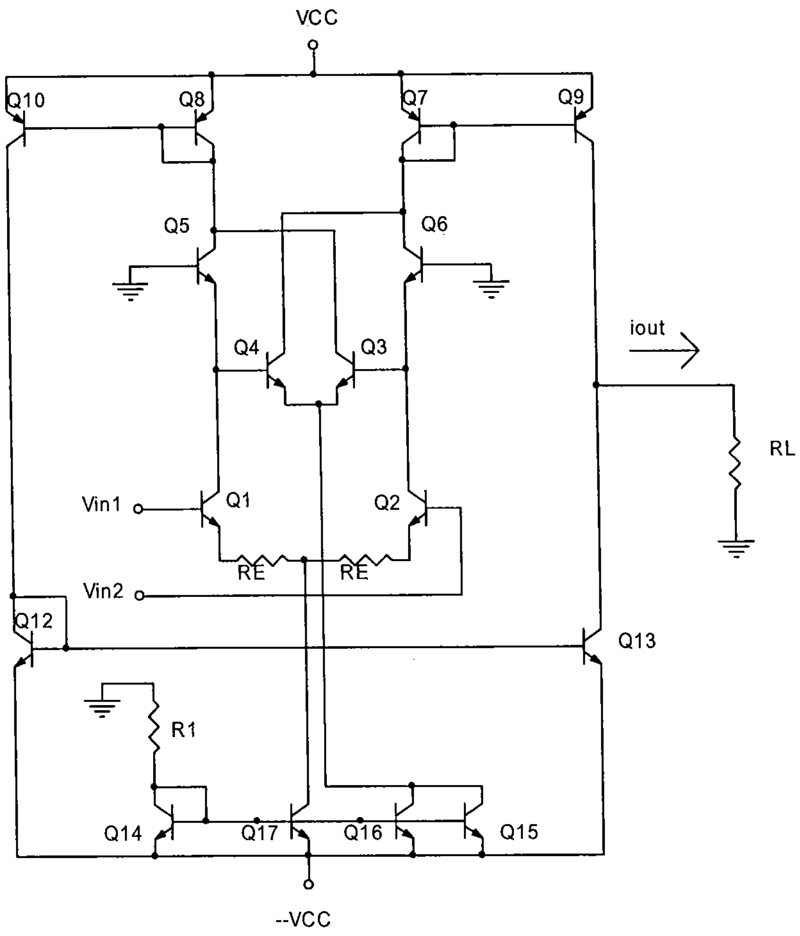


Figura 2

Problema 3 : (30 puntos)

a) Un cristal se puede modelar con el circuito de la Figura 1. Considerando R_S despreciable, determine entre que frecuencias la reactancia del mismo es inductiva.

En el oscilador a cristal de la Figura 2, el paralelo de R1 y R2 se supondrá mucho mayor que el módulo de la reactancia del cristal a la frecuencia de oscilación y el β del transistor se supondrá infinito.

b) Determinar la relación entre la frecuencia de oscilación y la reactancia del cristal.

c) Mostrar que la frecuencia de oscilación se encuentra entre las frecuencias halladas en la parte a)

d) ¿Cuáles son la frecuencia de oscilación y las condiciones de oscilación y de arranque ?

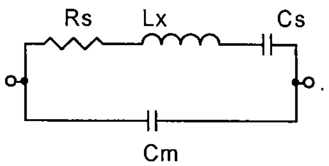


Figura 1

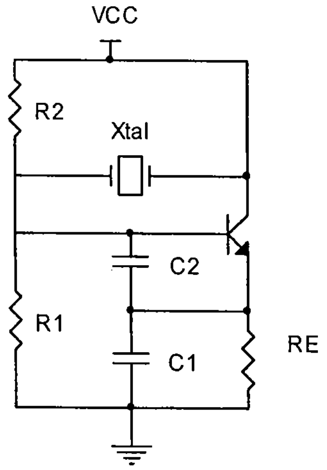


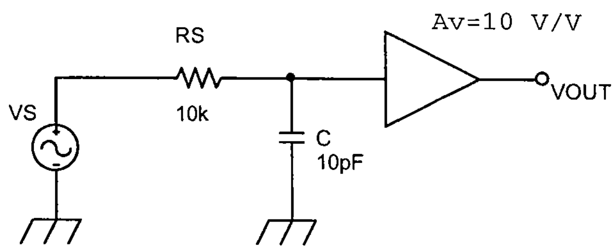
Figura 2

Pregunta : (15 puntos)

a) Determinar la tensión de ruido rms a la salida del circuito de la figura a una temperatura ambiente de T= 290°K. El amplificador se supondrá que tiene ganancia plana igual a 10, impedancia de entrada infinita y que tiene un ruido equivalente de entrada rms igual a 30μVrms.

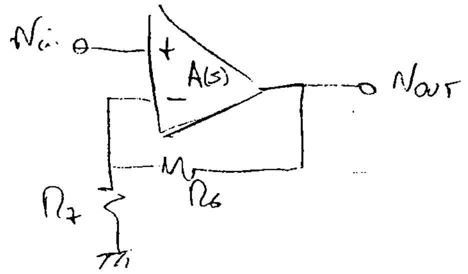
b) ¿Cómo cambia el resultado si se duplica el valor de Rs ?. Fundamentar la respuesta.

Datos: kT @ 290°K = 4×10^{-21} W.s



ELECTRÓNICA 2 — 2do PARCIAL 25/11/04

(a) Tengo un amplificador realimentado de la forma:



Vamos a estudiar A(s):

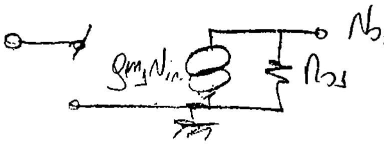
Etapa de entrada: par diferencial MOS

$$I_{D1} = I_{D2} = I_3/2 = 10\,\mu A \cong I_{C14} = I_{C15}$$

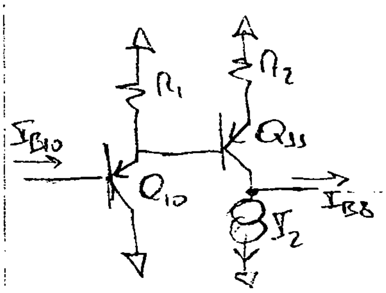
$$\Rightarrow g_{m1} = \sqrt{2\beta_{MOS} I_D} = 0.2\ mA/V \qquad (\text{sup. } I_D \gg I_{B10})$$

$$r_{o14} = \frac{V_{A\,BJT}}{I_{C14}} = 5\,M\Omega \qquad r_{o1} = \frac{V_{A\,MOS}}{I_{D1}} = 20\,M\Omega \quad \Rightarrow R_{o1} = r_{o1} \| r_{o14} = \underline{4\,M\Omega}$$

⇒ Etapa de entrada:



2da ETAPA: ANALISIS DC

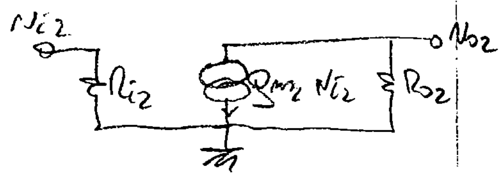


$$I_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{B11}}{R_1}$$
$$V_{B11} = V_{CC} - I_2 R_2 - V_{BE} \quad \Rightarrow I_{R1} = \frac{I_2 R_2 + V_{BE}}{R_1}$$
$$(\cong I_{C11} \approx I_2 = 500\,\mu A \gg I_{B8})$$
$$I_{R1} = 15\,\mu A$$
$$\Rightarrow I_{C10} = I_{R1} + \frac{I_{C11}}{\beta} \Rightarrow I_{C10} = 17.5\,\mu A$$
$$(I_{B10} \ll I_{D1})\ ✓$$

modelos peq. señal:

	Q_{10}	Q_{11}
g_m (mA/V)	0,67	19,2
r_π (kΩ)	297,1	10,4
r_o (MΩ)	2,86	0,1

Quiero modelar la 2da etapa como:



$$\rightarrow g_{m2} = \left.\frac{i_{o2}}{v_{i2}}\right|_{v_{o2}=0} = \left.\frac{i_{c11}}{v_{b10}}\right|_{v_{c11}=0}$$

$$i_{c11} = \beta i_{b11} \quad , \quad i_{b11} = \frac{v_{e10}}{r_{\pi11}+(\beta+1)R_2} \qquad r_{\pi11}+(\beta+1)R_2 = R_{vb11} = 30{,}5\,k\Omega$$

$$v_{e10} = R_1 // R_{vb11}\; g_{m10}\, v_{be10} \quad , \quad v_{be10} = \frac{r_{\pi10}\, v_{b11}}{r_{\pi10}+(\beta+1)(R_1//R_{vb11})}$$

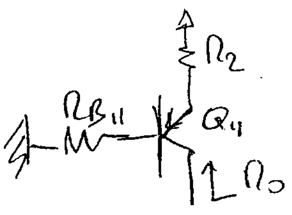
$$\Rightarrow v_{e10} = \frac{(R_1//R_{vb11})\,\beta\, v_{b10}}{r_{\pi10}+(\beta+1)(R_1//R_{vb11})} \quad \Bigg\} \Rightarrow v_{e10} = 0{,}98\, v_{b10}$$

$$R_1//R_{vb11} = 18{,}9\,k\Omega$$

$$\rightarrow i_{c11} = \frac{\beta \times 0{,}98}{R_{vb11}}\, v_{b10} \rightarrow \boxed{g_{m2} = 17{,}8\ mA/V}$$

$\underline{R_{i2}}$: $R_{i2} = r_{\pi10} + (\beta+1)(R_1//R_{vb11}) \Rightarrow \boxed{R_{i2} = 4{,}09\,M\Omega}$

$\underline{R_o}$: $R_o = r_{o11}\left(1 + g_{m11}(R_2 // R_{B11})\right)$



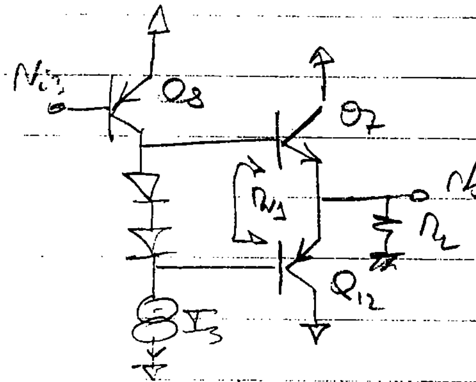
$$R_{B11} = \underbrace{r_{\pi11}}_{10{,}4\,k\Omega} + \overset{50k}{R_1} // R_{E10} \gg \overset{100\,\Omega}{R_2}$$

$$R_{E10} = 1/g_{m10} + \frac{R_{o1}}{\beta+1} \simeq 21{,}5\,k\Omega$$

$$\Rightarrow R_o = r_{o11}(1 + g_{m11} R_2) \Rightarrow \boxed{R_{o2} = 292\,k\Omega}$$

ELECTRÓNICA 2 - 2do PARCIAL | 25 | 11 | 04

3era etapa



es un clase AB con
$R_L = R_6 + R_7 = 11 k\Omega$

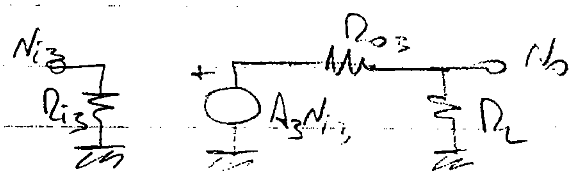
$I_{C8} = I_3 \quad (I_{B7} = I_{B12})$
$\Longleftrightarrow (I_{B8} = 1\mu A \ll I_2 = I_{E11})$ ✓

Para ver v_{i3} desprecio la R_V de los diodos y considero que sólo uno de Q_7 ó Q_{12} conduce

$\Rightarrow R_{V1} = \underbrace{\beta_{7,12}}_{50} \times R_L = 550 k\Omega$

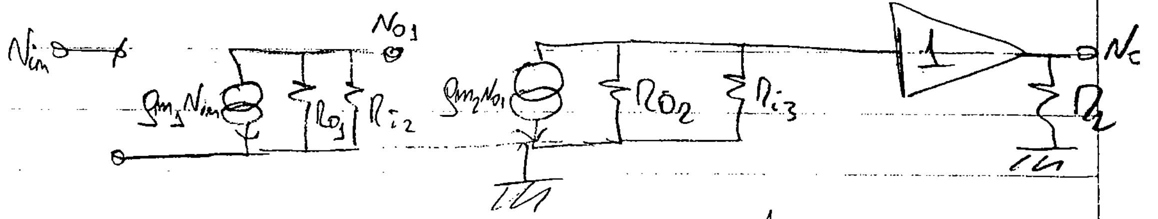
$\Rightarrow R_{i3} = \underbrace{r_{\pi 8}}_{26 k\Omega} + (\beta+1) R_{V1} \approx \beta R_{V1} \Rightarrow R_{i3} \cong 110 M\Omega$

$A_3 = \frac{v_o}{v_{i3}} \cong 1 \quad (\beta R_E >> r_\pi$ para Q_8 y Q_7 ó $Q_{12})$

$\Rightarrow$ 

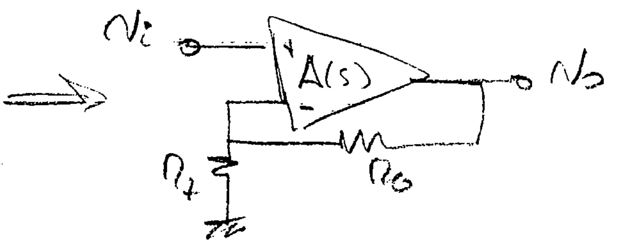
(x' lo tanto $R_{o3} \ll R_L$)

Tenemos:
(en DC)



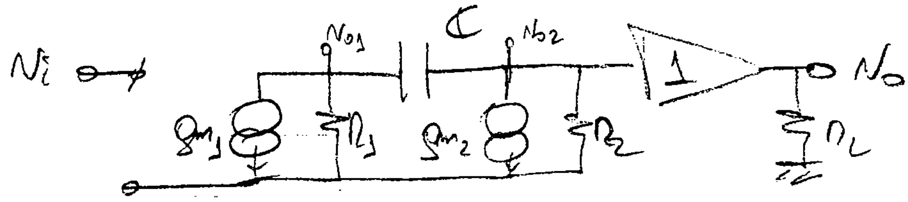
$\Rightarrow A_{DC} = g_{m1}(R_{o1} \| R_{i2})\, g_{m2}(R_{o2} \| R_{i3}) \times \overset{=1}{A_3}$

$\Rightarrow A_{DC} = 126,4 \text{ dB} >> 1$

$\Rightarrow$ 

$\Rightarrow \left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{DC} = 1 + \frac{R_6}{R_7} = 11$

(b) En el modelo de 1er orden:



$$\boxed{\omega_T = \frac{g_{m1}}{C}}$$

(p/ld(0)) $A_0 = g_{m1} R_1 g_{m2} R_2$

(Miller) $\omega_{p_{dom}} = \frac{1}{R_1 C (1 + g_{m2} R_2)} \overset{(g_{m2}R_2 \gg 1)}{\cong} \frac{1}{g_{m2} R_1 R_2 C}$

$$\Rightarrow \omega_T = A_0 \omega_{PD} = \frac{g_{m1} R_1 g_{m2} R_2}{g_{m2} R_1 R_2 C} = \frac{g_{m1}}{C}$$

$$\Rightarrow \boxed{f_T = 1{,}06 \text{ MHz}}$$

(c) $SR = \frac{I_1}{C}$

¿x'q? si desbalanceo el par de entrada:

$$v_{o1}(t) \cong \frac{I_1}{(1+g_m R_2) C} t \Rightarrow v_o(t) \cong \frac{g_{m2} R_2 I_1}{C(1+g_{m2}R_2)} t$$

$(g_{m2}R_2 \gg 1)$

$$\Rightarrow SR = \frac{I_1}{C} = 0{,}67 \text{ V/}\mu\text{s}$$

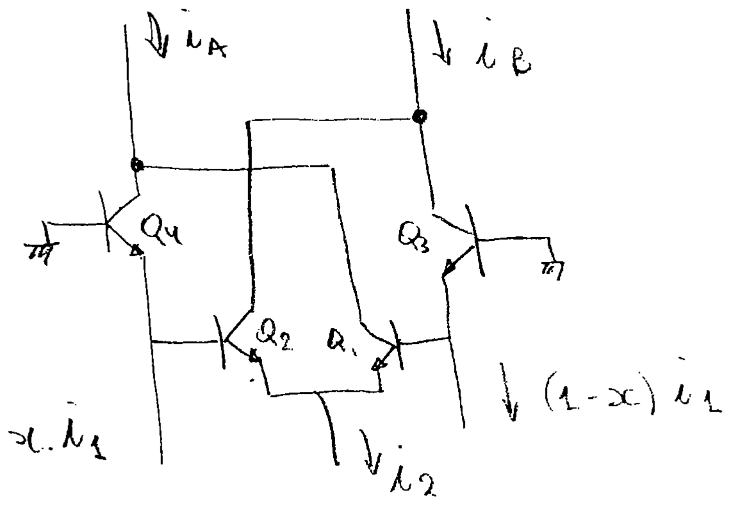
$v_o(t) = V_{op} \operatorname{sen}(\omega t) \Rightarrow \left.\frac{dv_o}{dt}\right|_{max} = V_{op} \omega_{max}$

No hay distorsión $\Leftrightarrow V_{op} 2\pi f_{max} = SR$

$$\Rightarrow \boxed{f_{max} = 21{,}2 \text{ kHz}}$$

Problema 2.:

a)



$\beta >> 1 \Rightarrow i_{CQ_4} \cong i_{CQ_1} = x i_1 ; \; i_{CQ_2} = i_{CQ_3} = (1-x) i_1$

$V_{BE_4} + V_{BE_2} - V_{BE_1} - V_{BE_3} = 0 \quad (I)$

$V_{BE_4} = V_T \, Ln \dfrac{x i_1}{I_S}$

$V_{BE_3} = V_T \, Ln \dfrac{(1-x) i_1}{I_S}$

$V_{BE_4} - V_{BE_3} = V_T \, Ln \dfrac{x}{1-x} \quad (II)$

$\left.\begin{matrix}(I)\\(II)\end{matrix}\right\} \Rightarrow V_{BE_2} - V_{BE_1} = V_T \, Ln \dfrac{1-x}{x}$

$\dfrac{i_{CQ_2}}{i_{CQ_1}} = e^{\frac{V_{BE_2} - V_{BE_1}}{V_T}} = e^{Ln \frac{1-x}{x}} = \dfrac{1-x}{x} \quad (III)$

$i_{CQ_1} + i_{CQ_2} = i_2 \quad (IV)$

$\left.\begin{matrix}(III)\\(IV)\end{matrix}\right\} \Rightarrow \begin{matrix} i_{CQ_1} = x i_2 \\ i_{CQ_2} = (1-x) i_2 \end{matrix}$

$i_A = i_{CQ_4} + i_{CQ_1} = x(i_1 + i_2) \; ; \quad i_B = i_{CQ_3} + i_{CQ_2} = \boxed{(1-x)(i_1+i_2)}$

2) i) $V_{BE14} = V_{BE17} = V_{BE16} = V_{BE15} \Rightarrow$

$$\Rightarrow I_{CQ14} = I_{CQ17} = I_{CQ16} = I_{CQ15} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1}$$

Por simetria $\quad I_{CQ1} = I_{CQ2} = \dfrac{I_{CQ17}}{2}$

considerando $\beta >> 1$

$$I_{CQ4} = I_{CQ3} = \frac{I_{CQ16} + I_{CQ15}}{2}$$

$$I_{CQ5} = I_{CQ1}$$

$$I_{CQ6} = I_{CQ2}$$

$$I_{CQ8} = I_{CQ5} + I_{CQ3}$$

$$I_{CQ7} = I_{CQ6} + I_{CQ4}$$

$V_{BE8} = V_{BE10} \Rightarrow I_{CQ10} = I_{CQ8}$

$V_{BE7} = V_{BE9} \Rightarrow I_{CQ9} = I_{CQ7}$

$$I_{CQ12} = I_{CQ10}$$

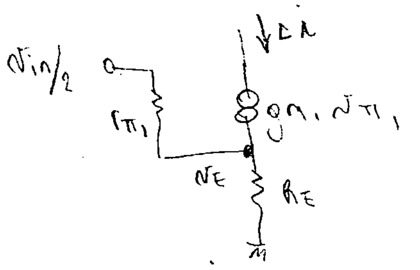
$$I_{CQ13} = I_{CQ11} = I_{CQ9}$$

ii) $V_{CM}\ min = V_{BE1} + I_{CQ1} \cdot R_E + V_{CESAT}\ Q_{17} - V_{CC}$

$V_{CM}\ máx = -V_{BE5} - V_{CESAT}\ Q_1 + V_{BE1}$

iii)

$V_{in1} - V_{in2} = v_{in}$



$$\frac{v_E}{R_E} = v_{\pi 1}\left(\frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m1}\right) \quad (\mathrm{V})$$

$$v_{\pi} = \frac{v_i}{2} - v_E \quad (\mathrm{VI})$$

$$\left.\begin{array}{l} \mathrm{V} \\ \mathrm{VI} \end{array}\right| \Rightarrow i_i = \frac{g_{m1}}{g_{m1} R_E + 1} \cdot \frac{v_i}{2} \cong \frac{v_i}{2 R_E}$$

$$g_{m1} R_E = \frac{I_{C17}}{2 V_T} \cdot R_E >> 1$$

cont.

b) iii)

$$i_{CQ_1} = \frac{I_{CQ17}}{2} + \Delta i = x\, i_1 \quad (VII)$$

$$i_{CQ_2} = \frac{I_{CQ17}}{2} - \Delta i = (1-x)\, i_1 \quad (VIII)$$

$$(VII) + (VIII) \Rightarrow i_1 = I_{CQ17}$$

$$VII \Rightarrow x\, i_1 = \frac{i_1}{2} + \Delta i \Rightarrow x = \left(\frac{1}{2} + \frac{\Delta i}{i_1}\right)$$

Aplicando la parte a)

$$i_2 = I_{CQ15} + I_{CQ16} = 2 I_{CQ17} = 2 i_1$$

$$i_{CQ8} = x\,(i_1 + i_2) = x \cdot 3 \cdot i_1$$

$$i_{CQ7} = (1-x)\, 3 \cdot i_1$$

$$i_{out} = i_{CQ9} - i_{CQ13} = (1-x)\,3 i_1 - x \cdot 3 i_1$$

$$i_{CQ9} = i_{CQ7}$$

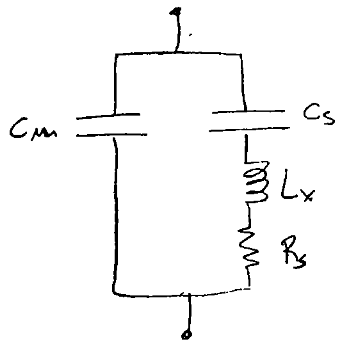
$$i_{CQ13} = i_{CQ8}$$

$$i_{out} = 3 i_1 - 2x\, 3 i_1 = 3 i_1 - \left(1 + \frac{2\Delta i}{i_1}\right) \cdot 3 i_1 =$$

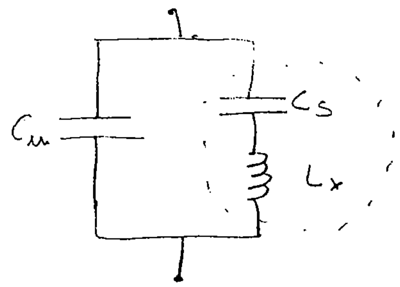
$$= -2 \frac{\Delta i}{i_1} \cdot 3 i_1 = -\frac{6 v_i}{2 R_E} = -\frac{3 v_{in}}{R_E}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{i_{out}}{V_{in1} - V_{in2}} = -\frac{3}{R_E}}$$

Ejercicio 3



$R_s \to 0$



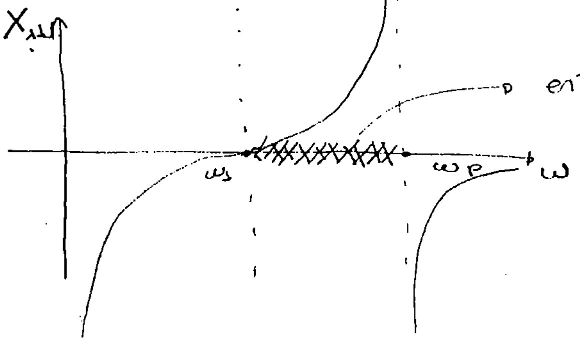
$Z_L = \dfrac{L C_s s^2 + 1}{C_s s}$

$$j X_{xtal} = \frac{Z_L}{Z_L C_m s + 1} = \frac{L C_s s^2 + 1}{C_s s + (L C_s s^2 + 1) C_m s} = \frac{L C_s s^2 + 1}{s\left(C_s + (L C_s s^2 + 1) C_m\right)}$$

$$\underset{s = j\omega}{=} \frac{1 - L C_s \omega^2}{j\omega\left(C_s + (1 - L C_s \omega^2) C_m\right)} = j\,\frac{L C_s \omega^2 - 1}{\omega\left(C_s + (1 - L C_s \omega^2) C_m\right)}$$

Si $\omega_s = \dfrac{1}{\sqrt{L C_s}}$ y $\omega_p = \dfrac{1}{\sqrt{L \dfrac{C_s C_m}{C_s + C_m}}}$

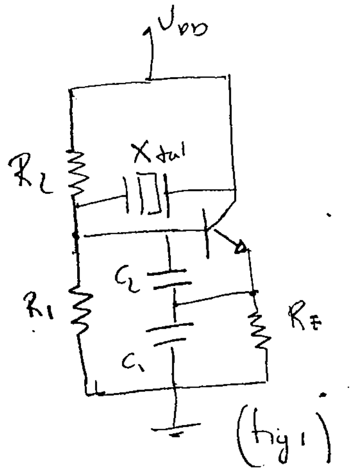
Entonces



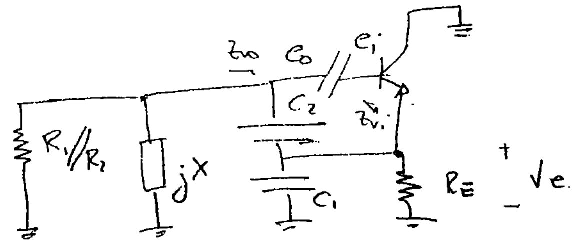
entre ω_s y ω_p la reactancia X_{xtal} es inductiva

(Gráficas)

Ejercicio 3



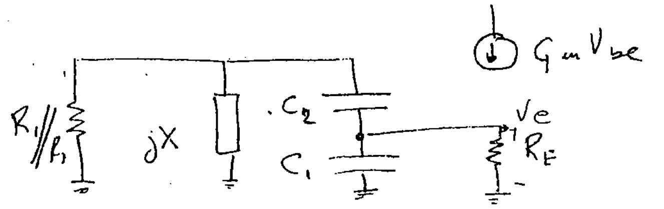
(fig 1)



(fig 2)

$\beta \to \infty \Rightarrow Z_{io} \to \infty$ → Se puede abrir el lazo como se muestra en la fig. 2 sin considerar el efecto de impedancias vistas

- $V_e = e_i - V_{be} \Rightarrow e_i = V_e + V_{be}$
- $V_e = \dfrac{sC_1}{sC_2 + sC_1} \cdot e_o = \dfrac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot e_o \Rightarrow e_o = V_e \left(1 + \dfrac{C_2}{C_1}\right)$
-



$$G_m V_{be} = V_e \left(\frac{1}{R_E} + j\omega C_1 + \frac{1}{(j\omega C_2)^{-1} + jX // R_1 // R_2} \right)$$

$$e_i = \frac{V_e}{G_m} \left[G_m + \frac{1}{R_E} + j\omega C_1 + \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 \left(jX // R_1 // R_2\right)} \right]$$

$$\underset{X \ll R_1//R_2}{=} \frac{V_e}{G_m} \left[G_m + \frac{1}{R_E} + j\omega C + \frac{j\omega C}{1 - \omega C_2 X} \right]$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{e_o}{e_i} = \frac{G_m \left(1 + C_2/C_1\right)}{1/R_E + G_m + j\omega \left[C_1 + \dfrac{C_2}{1 - \omega X C_2}\right]}}$$

$\Rightarrow \mathrm{Im}(e_o/e_i) = 0 \quad \Leftrightarrow \quad C_1 + \dfrac{C_2}{1-\omega X C_2} = 0 \quad \Rightarrow \quad C_1 + C_2 = \omega X C_1 C_2$

$$\Leftrightarrow \quad \boxed{\omega_{res} = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}\right) \cdot \frac{1}{X}}$$ relación entre ω_{res} y X_{Xtal} (a)

$\mathrm{Re}(e_o/e_i) = 1 \quad \Leftrightarrow \quad G_m\left(1 + \dfrac{C_2}{C_1}\right) = \dfrac{1}{R_E} + G_m$

$$\Leftrightarrow \quad \boxed{G_m = \frac{C_2}{C_1 R_E}}$$ (b) Condición de oscilación.

De (a) $X > 0$ x'a $\omega_{res} \geq 0 \Rightarrow$ de la (gráfica 1)

se ve que $\omega_s \leq \omega_{rs} \leq \omega_p$ . .

De la parte (a): $X = \dfrac{LC_s\omega^2 - 1}{\omega(C_s + (1 - LC_s\omega^2)C_m)}$ (1)

De (a) $\omega X = \dfrac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} = a$ (2)

$\Rightarrow$ De (1) y (2): $\dfrac{LC_s\omega^2 - 1}{C_s + (1 - LC_s\omega^2)C_m} = a \Rightarrow$

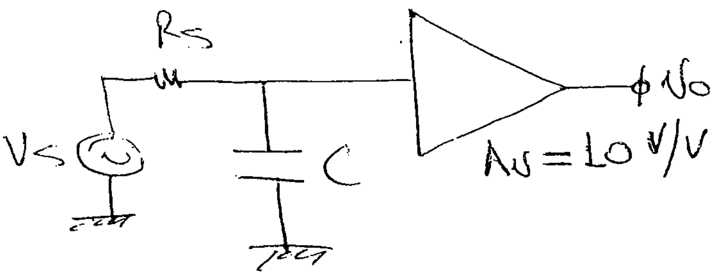
$$LC_s\omega^2(1 + aC_m) = a(C_s + C_m) + 1$$

$$\boxed{\omega_{rs}^2 = \frac{a(C_s + C_m) + 1}{LC_s(1 + aC_m)}}$$

Condición de arranque $G_m > \dfrac{C_2}{C_1 R_E}$.

2do parcial Electrónica 2, 2004

Problema 4:



a)

Ruido debido a Rs en bornes de C

Potencia $= \frac{kT}{C}$, $v_{1rms} = \sqrt{\frac{kT}{C}} = 20\mu V_{rms}$

Este ruido se superpone con el del amplificador (v_{2rms})

$\Rightarrow$ ruido total a la entrada del amplificador

$$v_{irms} = \sqrt{v_{1rms}^2 + v_{2rms}^2} = 36\mu V_{rms}$$

$$\Rightarrow v_{orms} = 36\mu V_{rms} \times 10 = 360\mu V_{rms}$$

b) El ruido integrado en C es independiente del valor de Rs. Una forma de explicarlo es que si Rs↑, la densidad espectral de potencia de ruido aumenta proporcionalmente, pero el ancho de banda disminuye en forma inversamente proporcional $\Rightarrow$ el ruido total integrado permanece constante.

Gerardo Hue