

1^{er} Parcial de Electrónica 2**22/10/2001**

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 : (35 puntos)

- Indicar si el circuito de la figura tiene margen de fase mayor a 60 grados y fundamentar claramente la respuesta. Se despreciará el efecto de los condensadores C_{μ} de Q_2 y Q_4 en el nodo de salida de la primera etapa y la respuesta en frecuencia del espejo $Q_3 - Q_4$, es decir que este se considerará ideal.
- En caso negativo, calcular el condensador de compensación de Miller que es necesario agregar para que el margen de fase sea de 60 grados.
- Para el condensador de Miller calculado en b) indicar el valor aproximado de la frecuencia de transición (f_T) del amplificador.

$I = 100\mu\text{A}$, $C_L = 100\text{pF}$, las fuentes de corriente se supondrán ideales.

Todos los transistores son iguales con los siguientes datos: $\beta=300$, $V_A=100\text{V}$, $f_T=2\text{GHz}$ @ $I_C = 10\text{mA}$, $C_{je} = 8\text{pF}$, $C_{\mu} = 3\text{pF}$.

Recordar que en un amplificador de dos etapas con un condensador de compensación de Miller se tienen las siguientes expresiones aproximadas para las frecuencias de los polos (válidas si $g_m.R_1 \gg 1$, $g_m.R_2 \gg 1$, $C_1 \ll g_m.R_2.C_m$, $C_2 \ll g_m.R_1.C_m$):

$$\omega_{p1} = 1/(g_m.R_2.C_m.R_1), \quad \omega_{p2} = g_m.C_m/(C_1.C_2 + C_m(C_1 + C_2)),$$

donde g_m es la transconductancia de la 2^{da} etapa, C_m el condensador de Miller, R_1 la resistencia total en el nodo de entrada de la 2^{da} etapa, R_2 la resistencia total en el nodo de salida, C_1 la capacidad en el nodo de entrada de la 2^{da} etapa y C_2 la capacidad en el nodo de salida.

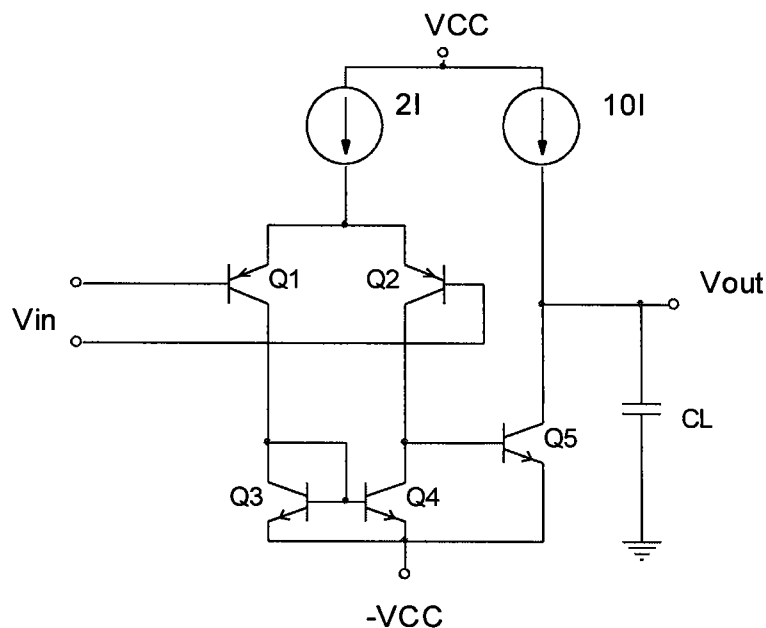


Figura 1

Problema 2:(35 puntos)

- a) Para el circuito de la figura 1 calcular las expresiones analíticas de la impedancia vista (parte resistiva y parte capacitiva) desde la entrada y la respuesta en frecuencia.
- b) Utilizando los resultados de la parte a), para el circuito de la figura 2 calcular la expresión analítica de la respuesta en frecuencia para una señal de entrada V_{in} totalmente diferencial.
- c) A partir de la transferencia calculada en b) dar el valor de la frecuencia de corte superior del circuito de la Fig. 2.

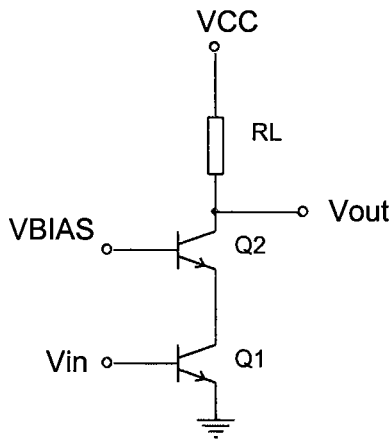


Figura 1

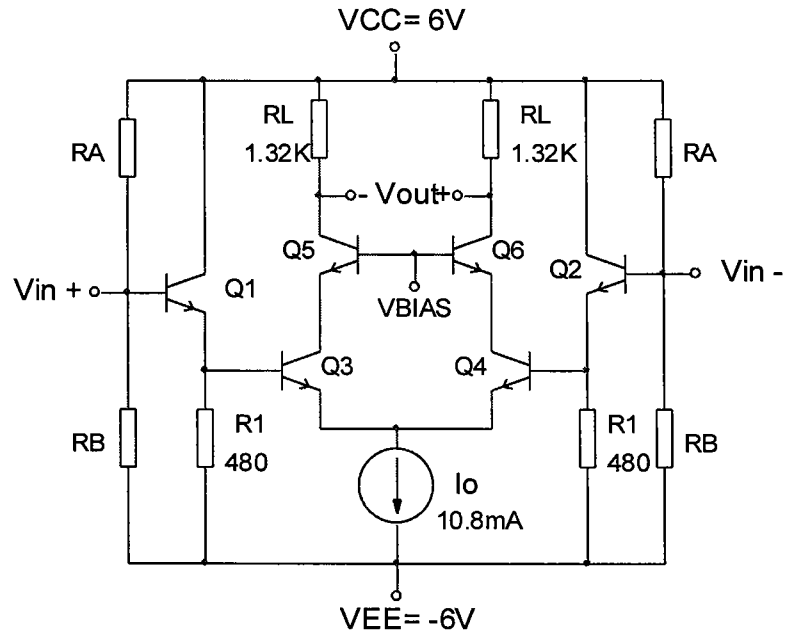


Figura 2

En ambas figuras todos los transistores son idénticos con $V_{BE} = 0.7V$, $\beta = 200$, $f_T = 320 \text{ MHz}$ @ $I_c = 5.4 \text{ mA}$, $C_{\mu} = 4 \text{ pF}$, $R_A/R_B = 2.64$. V_{BIAS} es tal que todos los transistores operan en zona activa. En todo el problema donde se pide dar expresiones analíticas, se podrán tomar en cuenta los valores numéricos a los efectos de simplificar la expresión resultante (determinar si hay términos que se pueden despreciar).

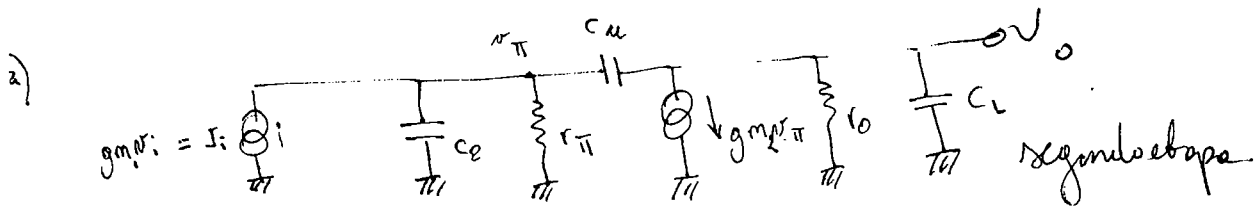
Problema 3 : (30 puntos)

En un multiplicador de cuatro cuadrantes balanceado se desea analizar el efecto del desapareo en los transistores de los pares diferenciales que lo componen. Suponer que la salida se toma en forma diferencial.

- a) ¿ Que diferencia cualitativa se tiene con la respuesta ideal de este mismo multiplicador debido a estos desapareos ?
- b) Indicar si siempre es posible compensar externamente el efecto de estos desapareos a través de ajustar una tensión continua en las entradas. Justificar.
- c) Indicar cómo se verificaría en la práctica que la compensación indicada en la parte b) se ha alcanzado.

Para todo el problema se sugiere modelar el desapareo de los pares diferenciales como una tensión de offset y considerar la dependencia de la salida con las entradas con un modelo lineal para los pares diferenciales.

Problema 1:



$$C_m = C_u$$

$$C_1 = C_e$$

$$C_2 = C_L$$

$$R_1 = r_{\pi}$$

$$R_2 = r_o$$

$$f_{T1} = \frac{g_m}{2\pi(C_e + C_u)} = 2 \text{ GHz} \Rightarrow C_{e|_{10\text{mA}}} = 27,6 \text{ pF} \Rightarrow C_{e|_{1\text{mA}}} = C_{je} + C_D \frac{I}{10\text{mA}} \approx 10 \text{ pF}$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \cdot g_{m2} \cdot r_o \cdot r_{\pi} \cdot C_u}, \quad f_{p2} = \frac{g_{m2} \cdot C_u}{2\pi(C_e \cdot C_L + C_u(C_e + C_L))}$$

$$f_{p1} = 1,77 \text{ kHz}$$

$$f_{p2} = 13,8 \text{ MHz}$$

En continua $G = -\frac{g_{m1}}{10} \cdot r_{\pi} \cdot g_{m2} \cdot r_o = \beta \cdot \frac{V_A}{V_T} = 1,15 \times 10^5$

$$G|_{13,8 \text{ MHz}} = \frac{1,15 \times 10^5}{13,8 \times 10^6 / 1,77 \times 10^3} = 150 \Rightarrow f_T \text{ está después de}$$

segundo polo \Rightarrow el margen de fase $< 45^\circ$

b) Para tener un MF $> 60^\circ \Rightarrow \omega_{p2} > 1,73 \omega_T$

$$\omega_T \cdot 1,73 \approx \frac{g_{m1}}{C_u} \cdot 1,73 = \frac{g_{m2} \cdot C_u}{C_e \cdot C_L + C_u(C_e + C_L)}$$

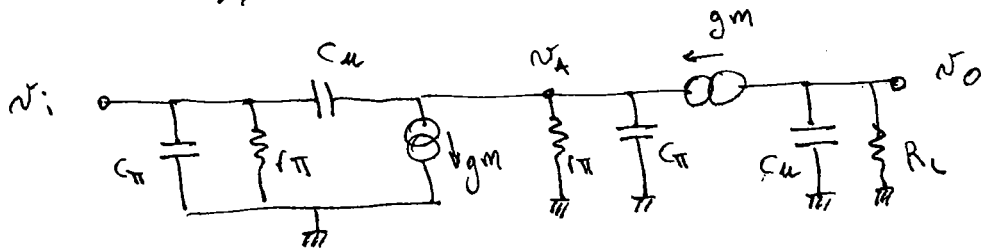
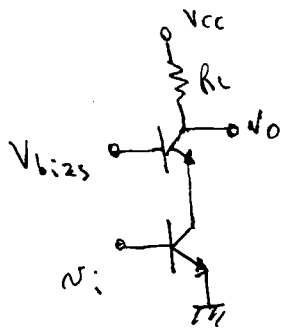
$$\Rightarrow g_{m2} C_u^2 - 1,73 g_{m1} (C_e + C_L) C_u - g_{m1} \cdot 1,73 \cdot C_e \cdot C_L = 0$$

$$\Rightarrow C_u = 25,7 \text{ pF} \Rightarrow C_{\text{comp}} = 22,7 \text{ pF}$$

$$c) f_T \approx \frac{g_{m1} \cdot r_{\pi} \cdot g_{m2} \cdot r_o}{2 \cdot \pi \cdot g_{m2} \cdot r_o \cdot r_{\pi} \cdot C_u} = \frac{g_{m1}}{2 \pi \cdot C_u} = 23,5 \text{ MHz}$$

Problema 2 :

2)



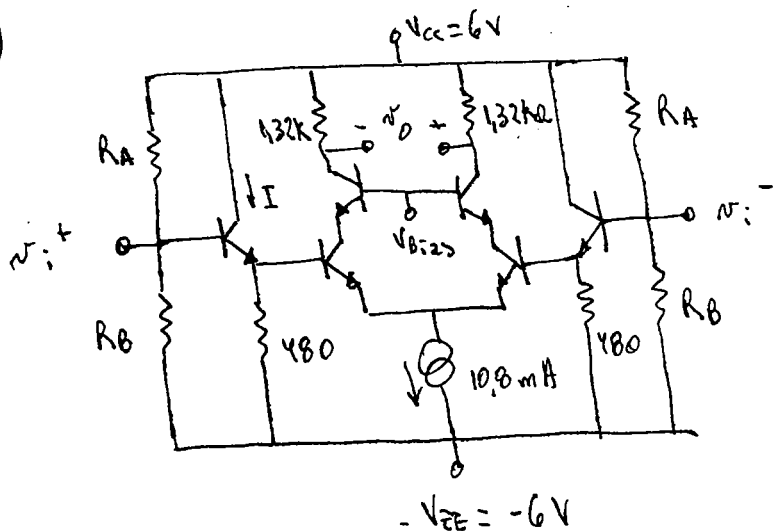
En continua $A \approx 1 \Rightarrow Z_v = r_{\pi} \parallel \frac{1}{(C_{\pi} + 2C_{\mu})s} = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi}(C_{\pi} + 2C_{\mu})s + 1}$

I) $v_o = g_m R_L \parallel \frac{1}{C_{\mu} s} \cdot v_A$

II) $v_A = g_m (-v_A - v_i) \cdot r_{\pi} \parallel \frac{1}{(C_{\pi} + 2C_{\mu})s}$

I)) $v_o = \frac{-g_m R_L \cdot v_i}{(R_L C_{\mu} s + 1) \left(\frac{1}{g_m (C_{\pi} + 2C_{\mu})s + 1} \right)}$

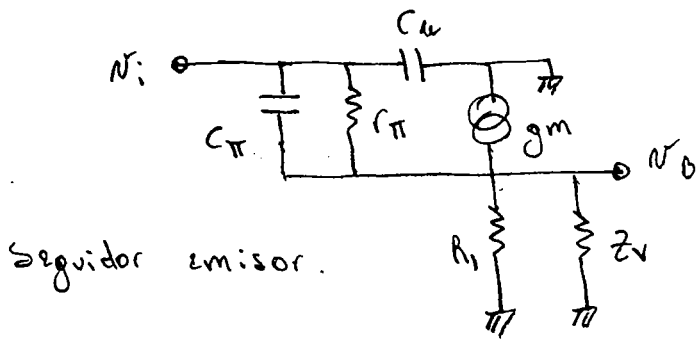
b)



$I = \left(\frac{12 \cdot R_B}{R_A + R_B} - 0.7 \right) \frac{1}{480} = 5.4 \mu A$

$g_m = \frac{I_c}{V_T} = 0.21 \Rightarrow \frac{1}{g_m} = 4.8 \Omega$

Divido en 2 etapas, seguidor emisor + Cascode



Seguidor emisor.

$$C_u = 4 \text{ pF}$$

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot f_T} \quad - C_u \approx 100 \text{ pF}$$

$$v_o = (v_i - v_o) \left(g_m + \frac{1}{r_{\pi} \parallel \frac{1}{C_{\pi} s}} \right) \cdot R_1 \parallel Z_v$$

$$\Rightarrow v_o = \frac{v_i \cdot R_1 \parallel Z_v (\beta + r_{\pi} C_{\pi} s + 1)}{r_{\pi} + R_1 \parallel Z_v \cdot (\beta + r_{\pi} C_{\pi} s + 1)}$$

$$R_1 \parallel Z_v = \frac{R_1 \parallel r_{\pi 2}}{R_1 \parallel r_{\pi 2} (C_{\pi} + 2C_u) s + 1}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 \parallel r_{\pi 2} \cdot \beta \cdot \left(\frac{C_{\pi}}{g_m} \cdot s + 1 \right)}{\left(r_{\pi} \cdot R_1 \parallel r_{\pi 2} (C_{\pi} + 2C_u) + r_{\pi} \cdot R_1 \parallel r_{\pi 2} \cdot C_{\pi} \right) s + r_{\pi} + R_1 \parallel r_{\pi 2} \cdot \beta}$$

$$C_u \ll C_{\pi}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot R_1 \parallel r_{\pi 2} \left(\frac{C_{\pi}}{g_m} \cdot s + 1 \right)}{\left(1 + R_1 \parallel r_{\pi 2} \cdot g_m \right) \left(\left(\frac{1}{g_m} \parallel R_1 \parallel r_{\pi 2} \right) \cdot C_{\pi} \cdot s + 1 \right)}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_{m2} \cdot g_m \cdot R_L \cdot R_1 \parallel r_{\pi 2} \left(\frac{C_{\pi}}{g_m} \cdot s + 1 \right)}{\left(1 + R_1 \parallel r_{\pi 2} \cdot g_m \right) \left(\left(\frac{1}{g_m} \parallel R_1 \parallel r_{\pi 2} \right) C_{\pi} \cdot s + 1 \right) \left(R_L C_u s + 1 \right) \left(\frac{C_{\pi}}{g_{m2}} s + 1 \right)}$$

$$= \frac{-g_m^2 \cdot R_L \cdot R_1 \parallel r_{\pi 2}}{\left(1 + R_1 \parallel r_{\pi 2} \cdot g_m \right) \left(\left(\frac{1}{g_m} \parallel R_1 \parallel r_{\pi 2} \right) C_{\pi} \cdot s + 1 \right) \left(R_L C_u s + 1 \right)}$$

$$g_m = g_{m2}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m R_L}{\left(\frac{C_T}{g_m s} + 1\right) (R_L C_L s + 1)} \approx \frac{-g_m R_L}{\left(\frac{s}{\omega_T} + 1\right) (R_L C_L s + 1)}$$

↑
R_L || r_{π2} · g_m ≫ 1

$$\frac{1}{g_m} || R_L || r_{\pi 2} \approx \frac{1}{g_m}$$

c) El primer polo es $\frac{1}{2\pi \cdot R_L C_L} = 30 \text{ MHz}$.

como el segundo polo es $f_r = 320 \text{ MHz} \gg 30 \text{ MHz}$

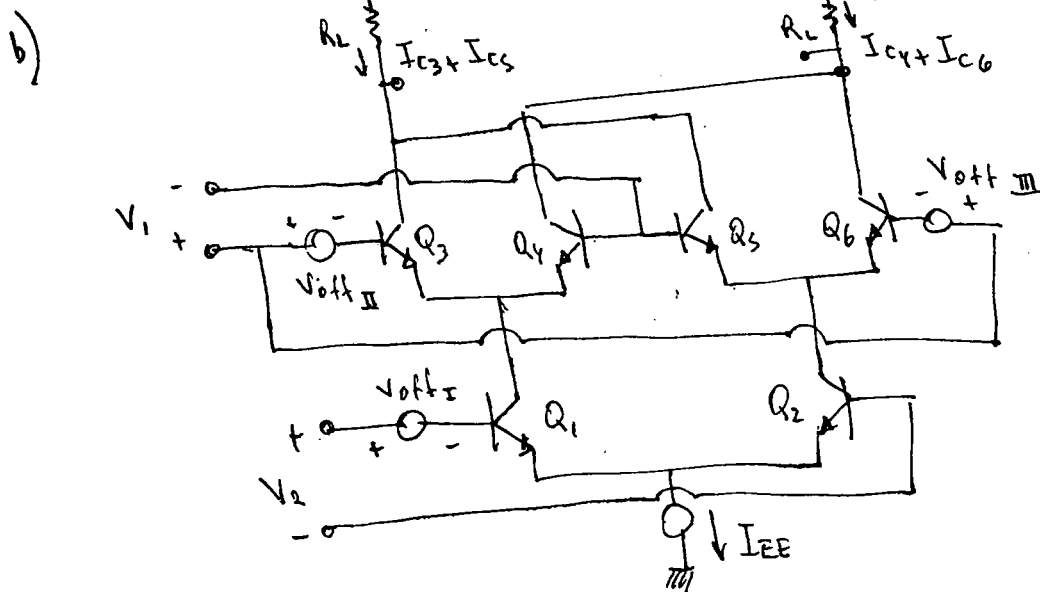
la caída de 3 dB o frecuencia de corte superior es 30 MHz.

Problema 3:

a) En un multiplicador de cuatro cuadrantes balanceado la salida es de la forma $V_o = k \cdot V_1 \cdot V_2$

Si existe un desajuste, el cual se puede modelar como un offset, entonces $V_1 = V_{1s} + V_{off}$ donde V_{1s} es la señal y V_{off} es el offset que modela el desajuste. Por lo anterior en ausencia de señal (V_{1s}), de todas formas hay una tensión a la salida $V_o = k \cdot V_{off} \cdot V_2$, a diferencia del caso ideal en el cual la salida es $V_o = 0$.

El mismo análisis se aplica para $V_2 = V_{2s} + V_{off}$.



En el caso del par Q_1, Q_2 está claro que el desajuste puede ser compensado con una tensión continua $V_2 = V_{offI}$

$$V_0 = \left((I_{C3} + I_{C5}) - (I_{C4} + I_{C6}) \right) R_L$$

$$I_{C3} = \frac{I_{C1}}{2} + g_{m1} \cdot \frac{V_1 - V_{off II}}{2}$$

$$I_{C4} = \frac{I_{C1}}{2} - g_{m1} \cdot \frac{V_1 - V_{off II}}{2}$$

$$I_{C5} = \frac{I_{C2}}{2} - g_{m2} \cdot \frac{V_1 - V_{off III}}{2}$$

$$I_{C6} = \frac{I_{C2}}{2} + g_{m2} \cdot \frac{V_1 - V_{off III}}{2}$$

$$V_0 = \left(\cancel{2} \cdot g_{m1} \cdot \frac{(V_1 - V_{off II})}{\cancel{2}} - \cancel{2} \cdot g_{m2} \cdot \frac{(V_1 - V_{off III})}{\cancel{2}} \right) R_L$$

$$g_{m1} = \frac{\frac{I_{EE}}{2} + \frac{(V_2 - V_{off I}) \cdot I_{EE}/2}{V_T}}{2 V_T}$$

$$g_{m2} = \frac{\frac{I_{EE}}{2} - \frac{(V_2 - V_{off I}) \cdot I_{EE}/2}{V_T}}{2 V_T}$$

$$V_0 = \frac{R_L \cdot I_{EE}/2}{2 V_T^2} (V_2 - V_{off I}) (V_1 - V_{off III} + V_1 - V_{off II}) + \frac{I_{EE} \cdot R_L (V_{off III} - V_{off I})}{4 V_T}$$

A los efectos de eliminar las componentes \propto la salida de pendientes de la señal cuando una entrada es nula

se debe verificar que $V_2 = V_{off I}$ y $V_1 = \frac{V_{off II} + V_{off III}}{2}$

d) Se anula una de las entradas, se aplica señal en la otra (similitud a un convertidor) hasta no tener una salida