Problema 1 (4 puntos). Dado el circuito amplificador de la figura se pide lo siguiente:

a) Teniendo en cuenta que el transistor está en saturación (zona activa), calcular para el punto de polarización las tensiones V_{GSQ} y V_{DSQ} y la corriente I_{DQ} (1 punto).

b) Calcular la ganancia de tensión a frecuencias medias A_V (0.5 puntos).

c) Calcular la frecuencia de corte superior f_H aplicando Miller (0.5 puntos).

d) Obtener la ganancia de tensión A(s)=Vo(s)/Vi(s) por el método directo (1,5 puntos).

e) Dibujar el diagrama de bode (módulo y fase) a partir de la función de ganancia de tensión A(s) calculada en el apartado anterior (0.5 puntos).

Datos: Ri= 40 Ω, RD= 20.000 Ω, V_{to} = 0,8 V, K=25 · 10^{-6} A/V^2, g_m = 160 · 10^{-6} S, Cgd= 6 · 10^{-12} F

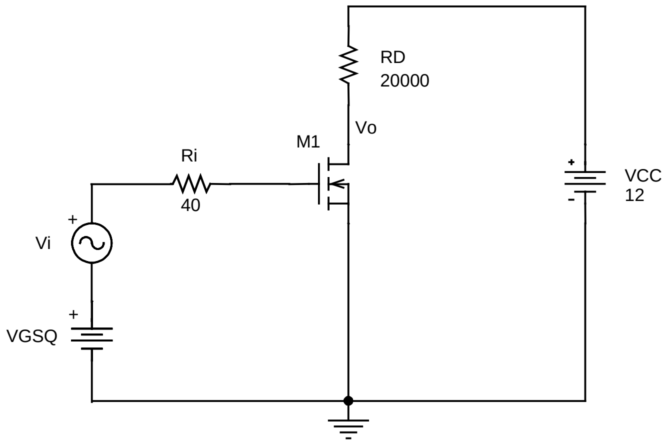


Figura 1. Circuito amplificador en fuente común.

Solución:

a) Punto de polarización. Como $g_m = 2 \cdot K \cdot (V_{GSQ} - V_{to})$, entonces

$$V_{GSQ} = \frac{g_m}{2 \cdot K} + V_{TH} = \frac{160 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 25 \cdot 10^{-6}} + 0.8 = 4 \;\; V \tag{1}$$

$$I_{DQ} = K \cdot (V_{GSQ} - V_{to})^2 = 25 \cdot 10^{-6} \cdot (4 - 0.8)^2 = 256 \;\; \mu A \tag{2}$$

$$V_{DSQ} = VCC - RD \cdot I_{DQ} = 12 - 20 \cdot 10^3 \cdot 256 \cdot 10^{-6} = 6.88 \;\; V \tag{3}$$

b) Ganancia a frecuencias medias. A partir del esquema del circuito equivalente de pequeña señal para frecuencias medias, teniendo en cuenta que la corriente de entrada es nula y, por tanto, no hay caída de tensión en la resistencia de entrada Ri, se deduce la ganancia buscada a partir de la ecuación (4).

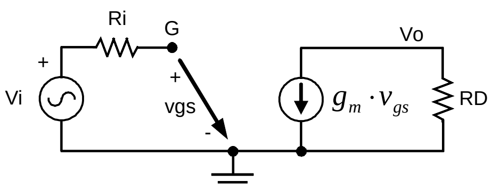


Figura 2. Circuito equivalente de pequeña señal para frecuencias medias.

$$A_{VM} = \frac{Vo}{Vi} = \frac{-g_m \cdot v_{gs} \cdot RD}{v_{gs}} = -g_m \cdot RD = -160 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3 = -3.2 \tag{4}$$

Si se desea expresar dicha ganancia en decibelios, su valor es: $A_{VM}(Log) = 20 \cdot \log(3.2) = 10.1\,\text{dB}$

c) Frecuencia de corte superior.

Para aplicar Miller se utiliza, cómo ganancia de Miller, la ganancia a frecuencias medias que se calculó en el apartado anterior, es decir, que k = -3.2.

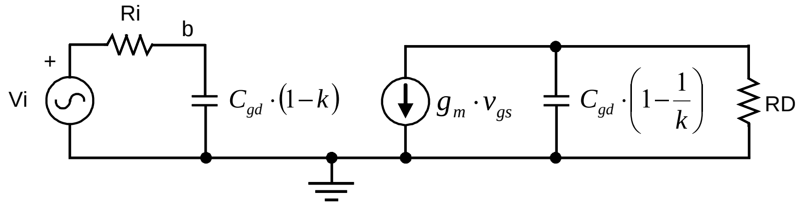


Figura 3. Circuito equivalente de pequeña señal para frecuencias altas aplicando Miller.

Las frecuencias de los polos que introducen las dos capacidades resultantes de aplicar Miller se obtienen a partir de (5) y (6).

$$f_{p1}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot R_i\cdot C_{gd}\cdot(1-k)}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot 40\cdot 6\cdot 10^{-12}\cdot[1-(-3.2)]}=157.89\ \text{MHz} \tag{5}$$

$$f_{p2}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot RD\cdot C_{gd}\cdot\left[1-\left(\frac{1}{k}\right)\right]}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot 20\cdot 10^{3}\cdot 6\cdot 10^{-12}\cdot\left[1-\left(\frac{1}{3.2}\right)\right]}=1\,010\,507\ \text{Hz} \tag{6}$$

Por tanto, al ser el valor de la frecuencia del polo p2 menor que la del polo p1, la frecuencia de corte superior f_H es de 1.01 MHz. Hay que recordar que este es un método aproximado y que, en este caso, dado que la ganancia es reducida, la aproximación no es muy buena.

d) Obtener la ganancia de tensión A(s)=Vo(s)/Vi(s) por el método directo.

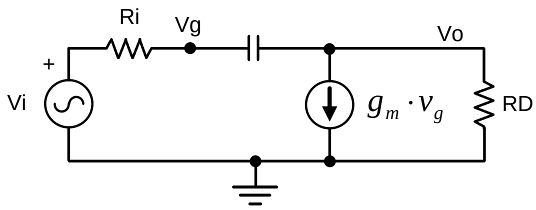


Figura 4. Circuito equivalente de pequeña señal para frecuencias altas.

$$\frac{v_i-v_o}{Ri+\dfrac{1}{C_{gd}\cdot s}}=v_g\cdot g_m+\frac{v_o}{RD} \quad (7) \qquad ; \qquad v_i-\frac{v_i-v_o}{Ri+\dfrac{1}{C_{gd}\cdot s}}\cdot Ri=v_g \quad (8)$$

Si $Zi=\dfrac{Ri\cdot C_{gd}\cdot s+1}{C_{gd}\cdot s}$, de (7) y (8):

$$v_i-v_o=v_g\cdot g_m\cdot Zi+v_o\cdot\frac{Zi}{RD} \quad => \quad v_o\cdot\left(1+\frac{Zi}{RD}\right)=v_i-v_g\cdot g_m\cdot Zi \tag{9}$$

$$v_i\cdot Zi-v_i\cdot Ri+v_o\cdot Ri=v_g\cdot Zi \tag{10}$$

Ahora, sustituyendo la impedancia de entrada Zi y la ecuación (10) en la (9):

$$v_o\cdot\left(1+\frac{Zi}{RD}\right)=v_i-g_m\cdot(v_i\cdot Zi-v_i\cdot Ri+v_o\cdot Ri) \tag{11}$$

$$\frac{v_o}{v_i}(s)=\frac{1-g_m\cdot Zi+g_m\cdot Ri}{\left(1+\dfrac{Zi}{RD}\right)+g_m\cdot Ri}=\frac{RD\cdot C_{gd}\cdot s\cdot\left(C_{gd}\cdot s-g_m\right)\cdot\dfrac{1}{C_{gd}\cdot s}}{\left(Ri\cdot C_{gd}+RD\cdot C_{gd}+RD\cdot Ri\cdot g_m\cdot C_{gd}\right)\cdot s+1}=$$
$$=g_m\cdot RD\cdot\frac{\dfrac{C_{gd}\cdot s}{g_m}-1}{\left(Ri+RD+RD\cdot Ri\cdot g_m\right)\cdot C_{gd}\cdot s+1} \tag{12}$$

Los cálculos intermedios del numerador y denominador de (12) se muestran a continuación:

$$\left(1+\frac{Zi}{RD}\right)=\frac{Ri\cdot C_{gd}\cdot s+RD\cdot C_{gd}\cdot s+1}{RD\cdot C_{gd}\cdot s} \tag{13}$$

$$1-g_m\cdot Zi+g_m\cdot Ri=1-g_m\cdot\frac{Ri\cdot C_{gd}\cdot s+1}{C_{gd}\cdot s}+g_m\cdot Ri=$$
$$=\frac{1}{C_{gd}\cdot s}\cdot\left(C_{gd}\cdot s-g_m\cdot Ri\cdot C_{gd}\cdot s-g_m+g_m\cdot Ri\cdot C_{gd}\cdot s\right)=\frac{C_{gd}\cdot s-g_m}{C_{gd}\cdot s} \tag{14}$$

Cabe señalar que la función de transferencia general tiene un cero en el semiplano positivo y un polo en el negativo.

e) Dibujar el diagrama de bode (módulo y fase).

Cuando la variable s, o la frecuencia, tiende a cero, la ganancia es $-g_m\cdot RD$, por lo que el diagrama arranca en 10.1 dB para el módulo de la ganancia y 180º de fase. Además, como tiene un polo en el semiplano negativo, que contribuye con -90º, y un cero en el positivo, que contribuye de la misma forma, entonces, la fase final es 180º-90º-90º= 0º.

Por otro lado, la frecuencia del cero es:

$$f_{z1}=\frac{g_m}{2\cdot\pi\cdot C_{gd}}=\frac{160\cdot 10^{-6}}{2\cdot\pi\cdot 6\cdot 10^{-12}}=4\,244\,132\text{ Hz}$$

En cuanto al polo, se encuentra en la siguiente frecuencia:

$$f_{p1}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot C_{gd}\cdot\left(Ri+RD+RD\cdot Ri\cdot g_m\right)}=1\,315\,243\text{ Hz}$$

Por último, cuando la frecuencia tiende a infinito, la capacidad cortocircuita la entrada y la salida, por tanto, se puede decir que el circuito equivalente para frecuencias muy altas es el siguiente:

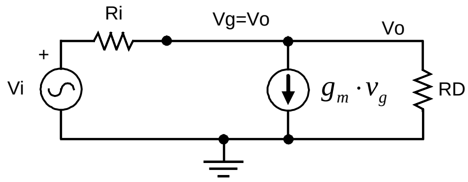


Figura 5. Circuito equivalente de pequeña señal muy altas frecuencias.

Con los siguientes cálculos se concluye que la ganancia a frecuencias muy altas es unitaria, es decir, el módulo del diagrama de bode termina en 0 dB.

$$\frac{v_i - v_o}{Ri} = v_o \cdot g_m + \frac{v_o}{RD} \qquad => \qquad v_o \cdot \left(1 + g_m \cdot Ri + \frac{Ri}{RD}\right) = v_i \quad =>$$

$$A_{v(f \to \infty)} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{RD}{RD + g_m \cdot Ri \cdot RD + Ri} = 0.99 \qquad \approx 0 \text{ dB}$$

A continuación se muestra el diagrama de Bode obtenido de simular el circuito con el software OrCAD PSpice:

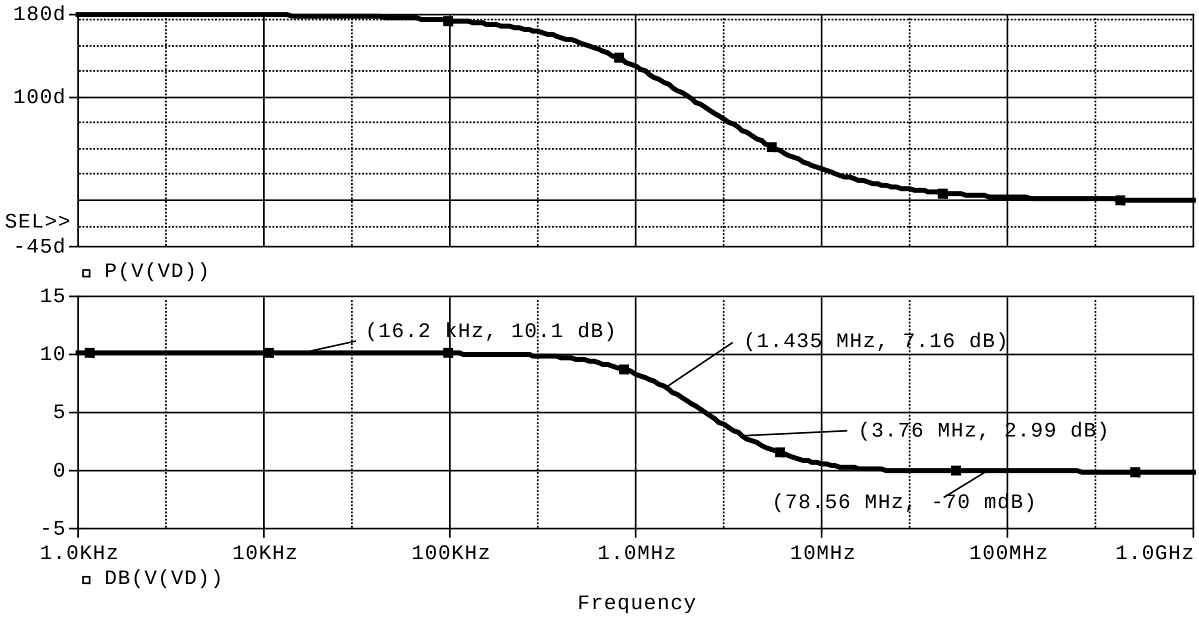


Figura 6. Diagrama de Bode.

Los puntos singulares que se han marcado en el diagrama, que se corresponden con las frecuencias a 3 dB, no coinciden exactamente con las frecuencias calculadas debido a que no están lo suficientemente alejadas. Para obtener el valor exacto se utiliza el módulo de la ecuación (12) igualándola a la ganancia a frecuencias medias entre raíz de dos, es decir:

$$\left|G(s)\right|_{-3\,\text{dB}} = \frac{\left|C_{gd} \cdot RD \cdot \omega \cdot j - g_m \cdot RD\right|}{\left|\left(Ri + RD + RD \cdot Ri \cdot g_m\right) \cdot C_{gd} \cdot \omega \cdot j + 1\right|} = \frac{3.2}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{\left(1.2 \cdot 10^{-7}\right)^2 \cdot \omega^2 + 3.2^2}{\left(1.21 \cdot 10^{-7}\right)^2 \cdot \omega^2 + 1} = 5.12 \qquad => \qquad \omega = \sqrt{\frac{-5.12}{1.44 \cdot 10^{-14} - 5.12 \cdot \left(1.21 \cdot 10^{-7}\right)^2}} = 2 \cdot \pi \cdot f$$

Despejando, se obtiene la frecuencia a -3 dB de la ganancia de frecuencias medias, que es:

$f = 1\,463\,374$ Hz

Problema 2 (3 puntos). Dado el siguiente circuito basado en un amplificador operacional real, calcular:

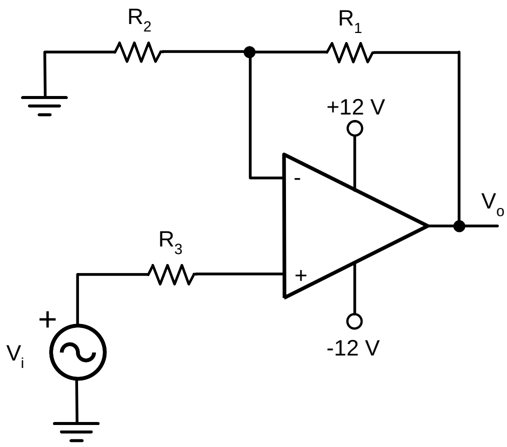
a) El efecto que tienen las corrientes de polarización en la salida (0.5 puntos).

b) El efecto de la tensión de asimetría de entrada en la salida (0.5 puntos).

c) La tensión de salida, teniendo en cuenta que el amplificador operacional no es ideal, en los instantes t1= 8 ms, t2= 9 ms y t3= 10 ms (1 punto).

d) Dibujar la forma de onda de la tensión de salida (1 punto).

Datos: R1= 1 MΩ, R2= 10 kΩ, R3= 1 kΩ, Vio= 5 mV, $I_{B+} = I_{B-}$= 1 uA (sentido positivo de la corriente entrando por los terminales), el rango de salida de funcionamiento lineal es de ±12 V. La tensión de entrada es una señal periódica sinusoidal de 200 mV de amplitud y 50 Hz de frecuencia.



Solución:

a) Tensión de salida debida a las corrientes de polarización ($V_i = 0$):

$$V_+ = -R_3 \cdot I_{B+}$$

$$\frac{V_o - V_+}{R_1} = I_{B-} + \frac{V_+}{R_2} \quad => \quad \frac{V_o}{R_1} = I_{B-} + V_+ \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \quad => \quad V_o = R_1 \cdot I_{B-} - I_{B+} \cdot \frac{R3}{R2} \cdot (R_1 + R_2)$$

$$V_{oa} = 1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} \cdot (1010 \cdot 10^3) = 0.899 \text{ V}$$

b) Tensión de salida debida a la tensión de *offset* ($V_i = 0$):

$$V_{ob} = V_{io} \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 101 = 0.505 \text{ V}$$

c) La tensión de salida será la superposición de las de los apartados a y b, más la debida a la entrada Vi, por tanto:

$$V_o = V_{offset} + V_p \cdot sen(\omega \cdot t) = V_{oa} + V_{ob} + Vi \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot sen(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) =$$

$$= 0.899 + 0.505 + 0.200 \cdot \left(1 + \frac{1000}{10}\right) \cdot sen(2 \cdot 180 \cdot 50 \cdot t) = 1.404 + 20.2 \cdot sen(18\,000 \cdot \mathrm{t})$$

Tiempo	Salida ideal		Salida real
t1= 8 ms	Vo= 1.404+11.87= 13.27 V	como es mayor que 12 V está saturado	12 V
t2= 9 ms	Vo=1.404+6.24= 7.644 V	no esta saturado	7.644 V
t3= 10 ms	Vo=1.404+0= 1.404 V	no esta saturado	1.404 V

d) Dibujar la forma de onda de la tensión de salida.

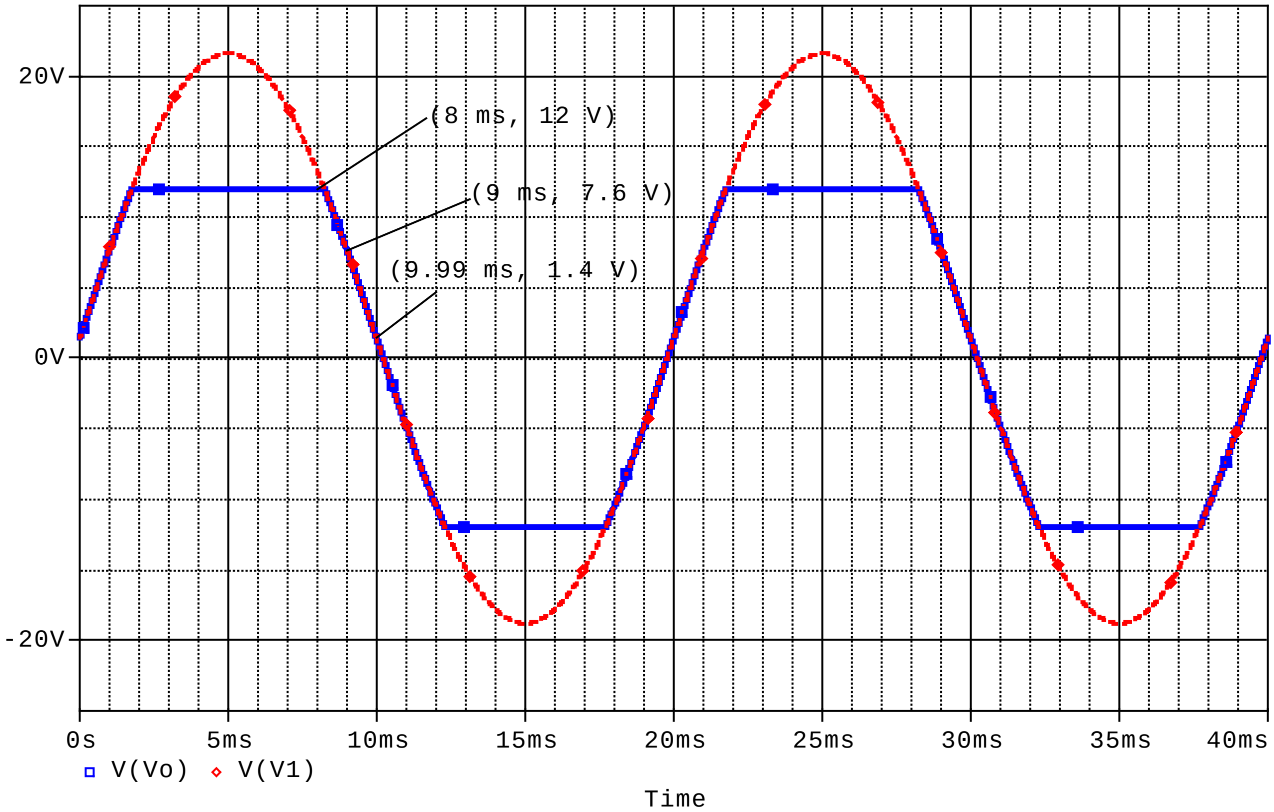


Figura 1. Forma de onda esperada (V1) y de la tensión de salida real (Vo), que tiene en cuenta la saturación de la salida del operacional.