

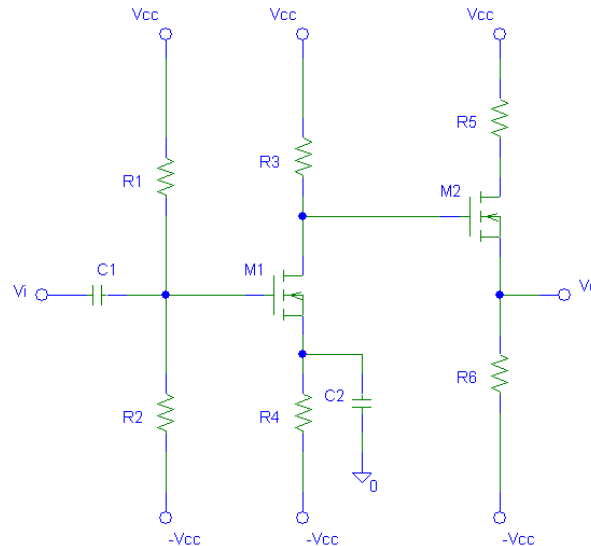


Nombre _____ DNI _____ GRUPO _____

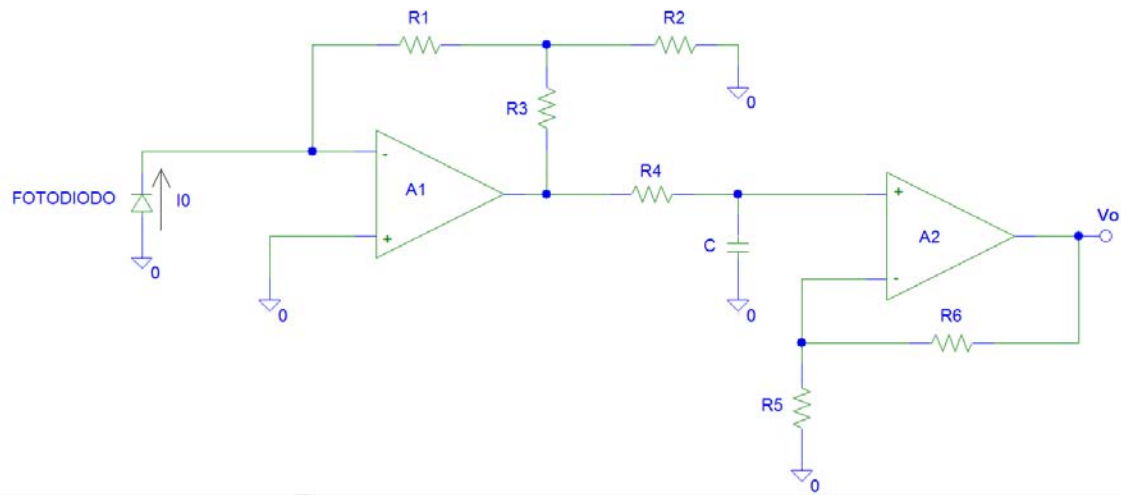
1.- Diseñar el amplificador basado en transistores MOSFET canal N de la figura con las siguientes especificaciones:

- Corriente de polarización máxima de los transistores de 1 mA. (1 punto)
- Ganancia en tensión de al menos 34 dB. (1.5 punto)
- Resistencia de entrada mínima de 500 k Ω . (0.5 puntos)
- Resistencia de salida máxima de 160 Ω . (0.5 puntos)
- Frecuencia inferior de corte máxima de 25 Hz. (1.5 puntos)

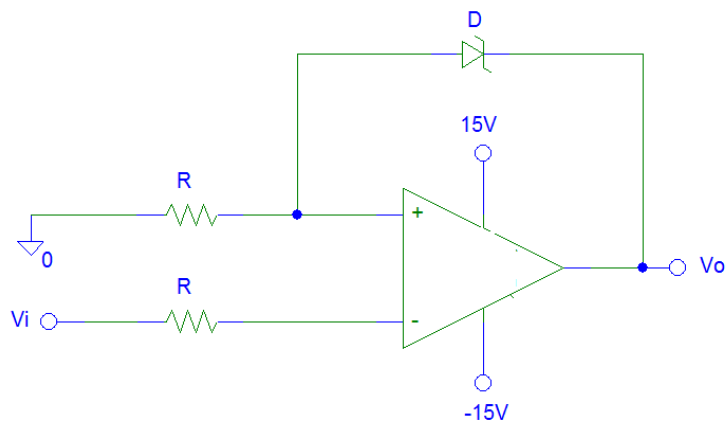
Datos: $V_{CC} = 15$ V, $V_A = 100$ V, $k_n = 20$ mA/V², $V_t = 1.5$ V.



2.- El circuito de la figura representa la electrónica de conversión y acondicionamiento de la señal de corriente que genera un fotodiodo I_o . Obtener la función de transferencia del circuito V_o/I_o , y representar su diagrama de Bode de magnitud. Diseñar el valor de los componentes para obtener un factor de conversión de 10^{10} V/A y un ancho de banda de 10 Hz. (2 puntos)



3.- En el circuito de la figura, D es un diodo Zener con caída de tensión directa $V_F = 0.7V$ y caída de tensión inversa $V_Z = 10 V$. Representar la tensión de salida V_o en función de la tensión de entrada V_i en el rango de entrada $[-20, 20] V$. (2 puntos)



4.- Se requiere un filtro paso bajo de Butterworth con las siguientes especificaciones: ganancia 10 en la banda pasante, máxima atenuación de 1 dB a 1 kHz, atenuación mínima de 50 dB a 10 kHz. Calcule el orden del filtro y la frecuencia de corte. Diseñe el circuito que realiza dicho filtrado, y esquematizar su diagrama de Bode en magnitud. (1 punto)

EJERCICIO 1.

Estudio de la polarización: seleccionamos una corriente de 1 mA para ambos transistores. Para trabajar como amplificador, los transistores del circuito deben operar en la región de saturación. Se tiene entonces que la corriente viene dada por:

$$I_D = \frac{k_n}{2}(V_{GS} - V_t)^2 = \frac{k_n}{2}(V_G - V_S - V_t)^2 = 1 \text{ mA} \quad (1)$$

Por otra parte, esta corriente es la misma que la circula por las resistencias de drenador y fuente de los transistores:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= \frac{V_{CC} - V_{D1}}{R_3} = \frac{V_{S1} + V_{CC}}{R_4} = 1 \text{ mA} \\ I_{D2} &= \frac{V_{CC} - V_{D2}}{R_5} = \frac{V_{S2} + V_{CC}}{R_6} = 1 \text{ mA} \end{aligned} \quad (2)$$

Se tiene un sistema de ecuaciones (1)-(2) indeterminado, puesto que hay más incógnitas que ecuaciones. Buscamos nuevas relaciones entre las variables en el estudio en pequeña señal.

La ganancia del sistema vendrá dada por el producto de las ganancias de cada etapa, ya que están acopladas por puerta lo que supone una resistencia de entrada infinita para la etapa M2, y no se establece divisor de tensión entre ambas. La etapa compuesta por M1 es un fuente común, cuya ganancia es en este caso:

$$A_{v1} = -g_{m1}R_3 \parallel r_{o1} \quad (3)$$

La segunda etapa es un drenador común, cuya ganancia se puede aproximar a la unidad:

$$A_{v2} \simeq 1 \quad (4)$$

La ganancia total que se pide es de 34 dB, o 50 V/V, de modo que se tiene:

$$A_v \simeq A_{v1} = -g_{m1}R_3 \parallel r_{o1} \rightarrow |A_v| = g_{m1}R_3 \parallel r_{o1} = 50 \quad (5)$$

Los valores de transconductancia y resistencia de salida de M1 son:

$$\begin{aligned} g_{m1} &= \sqrt{2k_n I_{D1}} = 0.0063 \text{ A/V} \\ r_{o1} &= \frac{V_A}{I_{D1}} = 100 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (6)$$

De (5) y (6) se obtiene **$R_3 = 8.6 \text{ k}\Omega$** .

La resistencia de entrada del sistema viene dada por el paralelo $R_1||R_2$. Puesto que no hay otra restricción para estas resistencias, se pueden escoger de cualquier valor siempre que se tenga $R_1||R_2 \geq 500 \text{ k}\Omega$. En particular, se puede tomar el valor mínimo exigido de $500 \text{ k}\Omega$. Una posible elección para estas resistencias es $R_1 = R_2 = 1 \text{ M}\Omega$. Si estas resistencias se escogen iguales, la tensión en el punto de unión de ellas es $V_{G1} = 0\text{V}$. Introduciendo este valor en (1) se obtiene $V_{S1} = -1.82 \text{ V}$. Este valor nos permite obtener de (2) $R_4 = 13.2 \text{ k}\Omega$. También de (2) se obtiene $V_{D1} = 6.4 \text{ V} = V_{G2}$. De nuevo aplicando (1) para el transistor M2, obtenemos $V_{S2} = 4.6 \text{ V}$, que llevado a (2) resulta $R_6 = 10.42 \text{ k}\Omega$.

Finalmente, la resistencia de drenador de M2 determina el valor de la resistencia de salida del sistema, que debe ser igual o menor a 160Ω . Esta resistencia de salida es:

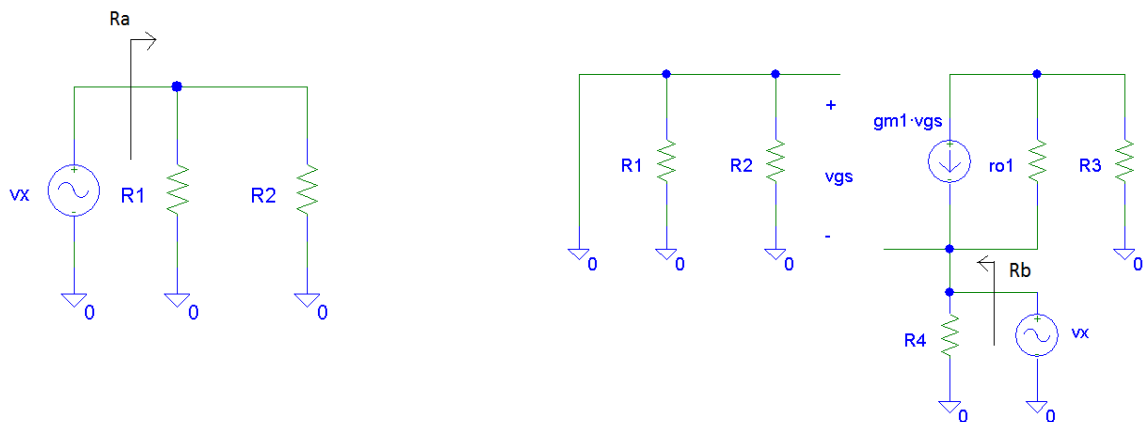
$$R_o = R_{o2} = R_6 \parallel \frac{R_5 + r_{o2}}{1 + g_{m2}r_{o2}} = 160 \Omega \quad (7)$$

Dado que $g_{m2} = g_{m1}$ y $r_{o2} = r_{o1}$, de (7) se obtiene $R_5 = 2.5 \text{ k}\Omega$.

Las capacidades C_1 y C_2 del sistema determinan la frecuencia inferior de corte, que debe ser menor o igual a 25 Hz . Para diseñar los valores de estas capacidades, se busca su relación analítica con la frecuencia inferior de corte utilizando el método aproximado de las constantes de tiempo en cortocircuito. Entonces, se llega a:

$$\omega_L = \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{C_1 R_a} + \frac{1}{C_2 R_b} \quad (8)$$

con R_a y R_b las resistencias equivalentes calculadas entre los extremos de los condensadores C_1 y C_2 en los circuitos siguientes:



Del análisis de estos circuitos simples se obtiene $R_a = 500 \text{ k}\Omega$ y $R_b = 170 \Omega$.

Si ambos condensadores se suponen del mismo orden de magnitud, o se diseñan iguales puesto que sólo hay una restricción sobre ellos, claramente es el término asociado a C_2 el que domina en (8), y se tendrá:

$$2 \cdot \pi \cdot 25 \approx \frac{1}{C_2 \cdot 170} \quad (9)$$

de donde $C_1 = C_2 = 37 \mu\text{F}$.

EJERCICIO 2.

Sistema con dos amplificadores operacionales ideales realimentados negativamente. En ambos se tiene que $V^+ = V^-$.

En el operacional A1 $V^+ = 0$, por tanto $V^- = 0$. El balance de corrientes en el nodo de entrada es:

$$I_o = \frac{-V_a}{R_1} \quad (1)$$

siendo V_a la tensión en el nodo de unión de R_1 , R_2 y R_3 . En este nodo, el balance de corrientes es:

$$\frac{-V_a}{R_1} = \frac{V_a}{R_2} + \frac{V_a - V_b}{R_3} \quad (2)$$

donde V_b es la tensión en la salida de A1. Del sistema formado por (1) y (2) se tiene:

$$V_b = V_a \left(R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2} \right) = -I_o R_1 \left(R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2} \right) \quad (3)$$

El siguiente nodo a evaluar es el de entrada positiva de A2. En este punto:

$$\frac{V_b - V_c}{R_4} = V_c \cdot C \cdot s \quad (4)$$

donde V_c es la tensión V^+ en el amplificador A2. De (4):

$$V_c = \frac{V_b}{1 + R_4 C s} \quad (5)$$

Finalmente, en el nodo de entrada inversora de A2:

$$\frac{V_o - V_c}{R_6} = \frac{V_c}{R_5} \Rightarrow V_o = V_c \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) \quad (6)$$

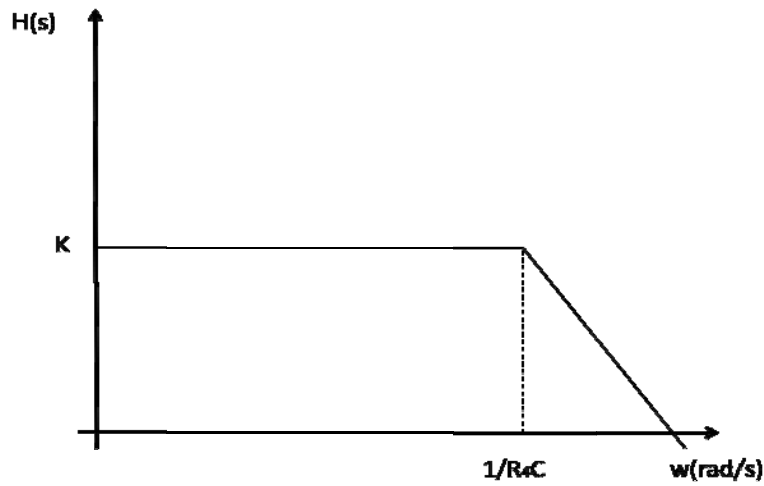
Del sistema (3), (5) y (6) se tiene:

$$V_o = \frac{-I_o}{1 + R_4 C s} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) \cdot R_1 \cdot \left(R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2} \right) \quad (5)$$

de donde la función de transferencia es:

$$\frac{V_o}{I_o} = \frac{-1}{1 + R_4 C s} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) \cdot R_1 \cdot \left(R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2} \right) \quad (6)$$

El diagrama de Bode de magnitud de esta función es:



con K el factor de ganancia: $K = \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) \cdot R_1 \cdot \left(R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2} \right)$.

Para obtener un factor de conversión de 10^{10} V/A en zona plana:

$$K = \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) \cdot R_1 \cdot \left(R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2} \right) = 10^{10} \text{ V/A} \quad (7)$$

Al haber 5 variables y una única restricción, se tienen 4 grados de libertad, lo que implica que se puede escoger el valor de 4 de las resistencias. Haciendo **$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$** , **$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$** , **$R_3 = 100 \text{ k}\Omega$** y **$R_5 = 1 \text{ k}\Omega$** , se tiene que **$R_6 = 980 \text{ k}\Omega$** .

El ancho de banda viene determinado por el polo a frecuencia angular $1/R_4 C$. Si tiene que ser de 10 Hz:

$$10 = \frac{1}{2 \cdot \pi R_4 C} \quad (8)$$

Si se elige $C = 100 \text{ nF} \rightarrow R_4 = 159 \text{ k}\Omega$.

EJERCICIO 3.

Se tiene un amplificador operacional que puede estar realimentado positivamente a través del diodo Zener cuando éste conduce en directa o en inversa, o que no tiene realimentación alguna cuando el diodo esté en corte. En cualquier caso la salida estará siempre saturada a los niveles de alimentación:

$$V_o = \begin{cases} 15V, V^+ > V^- \\ -15V, V^+ < V^- \end{cases} \quad (1)$$

En este caso, $V^- = V_i$. El valor de V^+ dependerá del modo de operación del diodo (conducción directa, conducción inversa o corte).

Para buscar la función de transferencia del circuito, se hará un barrido de la señal de entrada entre los límites dados (-20 a 20 V).

Sea $V_i = -20V$. Puesto que no hay información previa del estado del diodo, hay que suponer un modo de funcionamiento, por ejemplo corte. En ese caso, $V^+ = 0$ puesto que no circula corriente por esa rama. Se tiene por tanto que $V^+ > V^-$ y la salida sería $V_o = 15 \text{ V}$. La caída de tensión en el diodo sería entonces $V_d = -15 \text{ V}$, tomada desde cátodo a ánodo. Puesto que $-V_d > V_z$, el diodo conduciría en inversa, y no estaría en corte. Se rechaza por tanto la suposición de diodo en corte y se trabaja con el modo de conducción inversa.

En esta situación, la caída de tensión en el diodo se fija a $V_d = -V_z = -10 \text{ V}$. Por tanto, si la salida del amplificador es $V_o = 15 \text{ V}$, se tiene que $V^+ = 5 \text{ V}$. En conclusión, el estado inicial del estudio viene dado por $V_i = -20 \text{ V}$, $V_o = 15 \text{ V}$, $V_+ = 5 \text{ V}$. Si a partir de aquí la tensión de entrada aumenta, todo se mantendrá igual hasta que la desigualdad entre V^+ y V^- se invierta, es decir, hasta que $V^- > V^+ \rightarrow V_i > 5 \text{ V}$. Cuando esto ocurra, la salida cambiará a $V_o = -15 \text{ V}$, y el diodo pasará a conducir en directa, puesto que se tendría $V_d = V^+ - V_o = 20 \text{ V}$. En este caso la tensión se fija a $V_d = V_\gamma = 0.7 \text{ V} \rightarrow V^+ = -14.3 \text{ V}$. Esta situación se mantiene hasta que V_i llegue a 20 V.

Si a partir de aquí se hace el barrido inverso de la señal de entrada, se tendrá la misma situación pero con el punto de cambio en $V_i = -14.3$ V. Así, la representación de la señal de salida en función de la entrada será:

