

APELLIDOS:

NOMBRE:

SOLUCION

Problema 1. Una fotorresistencia de 4000Ω se conecta en serie con una batería de 12V y una resistencia de $120K\Omega$, de modo que la corriente dc que la polariza es: $I_{dc}\approx 100\mu A$, que origina una tensión dc $V_{dc}=400mV$ entre sus extremos A y B que serán empleados como fuente de señal. Puede suponer $R=4k\Omega \ll 120k\Omega$.

1- Dibuje el circuito de polarización descrito y calcule la variación de tensión ΔV entre los terminales A y B cuando la fotorresistencia recibe una señal luminosa que hace variar su resistencia $R=4k\Omega$ en dos partes por millón ($\Delta R/R=2\times 10^{-6}$). Calcule la relación $\Delta V/V_{dc}$. **(10 p)**

2- Si la señal de luz anterior es un tren de pulsos cuadrados con ciclo de trabajo del 50%, calcule la potencia de la señal ac (v_g) generada por la luz y la batería entre los terminales A y B del circuito anterior. **(5 p)**

3- Considerando que la temperatura de la fotorresistencia (por tanto de su capacidad entre terminales C_d y de su resistencia R) es $T=300K$, habrá una densidad de ruido térmico $4kTR$ (V^2/Hz) superpuesta a la señal cuadrada del apartado anterior. Tomando $BW_N=(\pi/2)\times 500Hz$ como el ancho de banda de ruido que dejará la electrónica que diseñaremos, obtenga la relación señal/ruido $(S/N)_i$ que hay entre los terminales A y B para la señal del Apartado 2. Dibuje aproximadamente un periodo de la señal v_g y el ruido superpuesto (voltaje pico-pico ≈ 3 tensión eficaz) y si no obtuvo la relación $(S/N)_i$ utilice $(S/N)_i=7dB$ en lo que sigue. **(10 p)**

Por la baja relación S/N que tenemos, la amplificación de la señal ac que pretendemos manejar debe cuidar los aspectos de diseño para bajo ruido. Y por la relación entre la amplitud de señal ac y la tensión dc que existe entre los terminales A y B, habrá que evitar que $V_{dc}=400mV$ alcance el preamplificador de bajo ruido que vamos a diseñar. Un condensador C_{BLK} permitirá bloquear la tensión continua V_{dc} y dejará pasar la señal ac hacia el amplificador que diseñaremos con el amplificador operacional (AO) LT1028 realimentado negativamente. La existencia de C_{BLK} no va a permitir el paso de corriente continua como la $I_{B+}=25nA$ de la patilla (+) del AO, por lo que habrá que tenerlo en cuenta en el diseño que se proponga. Debido a ello, una configuración amplificadora inversora puede resultar más adecuada que una configuración no-inversora. Considerando todo ello y razonando su elección:

4- Dibuje el circuito amplificador que estime conveniente para amplificar por 1000 (60dB) la señal ac que hay entre los extremos de la fotorresistencia (representada por su equivalente serie v_g , R y C_{BLK}). Tal circuito debe incluir el limitador de ancho de banda que deje $BW_N=(\pi/2)\times 500Hz$ aunque todavía no debe dar los valores de los componentes empleados. Debe justificar el circuito elegido en función de $I_{B+}=25nA$ y de los aspectos de bajo ruido que han gobernado su diseño. Es muy recomendable decir qué efecto producirá a la salida del circuito propuesto las corrientes $I_{B+}=I_{B-}=25nA$ de las entradas del AO. **(20 p)**

5- Diseñe el valor de todos los componentes que intervienen en su propuesta anterior, incluido el de C_{BLK} y el de cualquier otro condensador que utilice. **(20 p)**

6- Empleando para el AO los equivalentes de ruido: $e_n=1nV/Hz^{1/2}$ e $i_n=1pA/Hz^{1/2}$ obtenga la relación señal/ruido a la salida $(S/N)_o$ del amplificador que ha propuesto. **(15 p)**

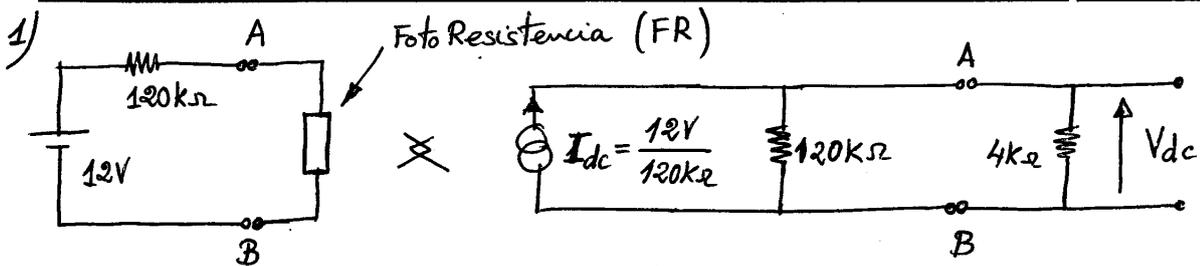
7- Obtenga la Figura de ruido de su diseño y la tensión eficaz de ruido que dará a la salida. **(10 p)**

8- Comente si sería recomendable cambiar el valor de la resistencia R para obtener una mejor $(S/N)_o$ y cómo podría hacerse mediante la conexión serie o paralelo de varias fotorresistencias, suponiendo que todas las que usemos van a recibir la misma iluminación relativa, presentando por tanto la misma variación relativa de resistencia $\Delta R/R=2\times 10^{-6}$. **(10 p)**

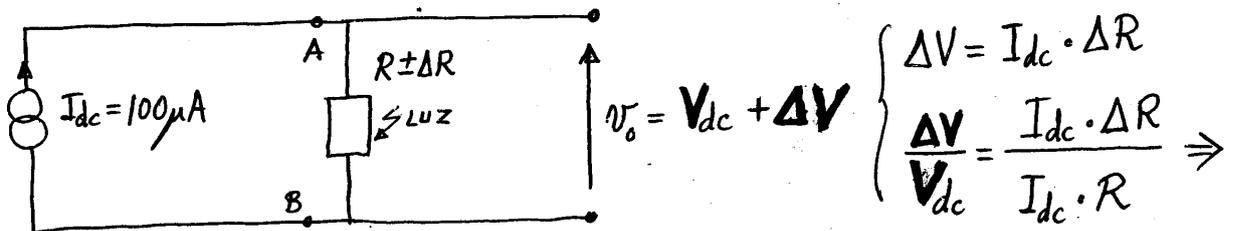
DATOS: $k=1.38\times 10^{-23} W/Hz/K$, $T=300K$. Para C_{BLK} : $f_{Cinf}=5Hz$. (Si necesita más, pregunte al profesor).



Asignatura		Fecha	
Apellidos		Curso	
Nombre	- SOLUCION -		Grupo



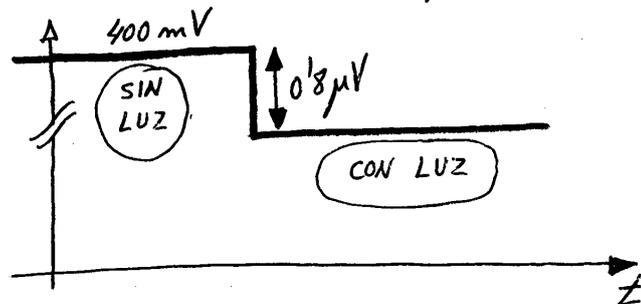
Como $120k\Omega \gg 4k\Omega$ (nominales) de la FR y las variaciones de R en la FR son de partes por millón (ppm) podemos hacer:



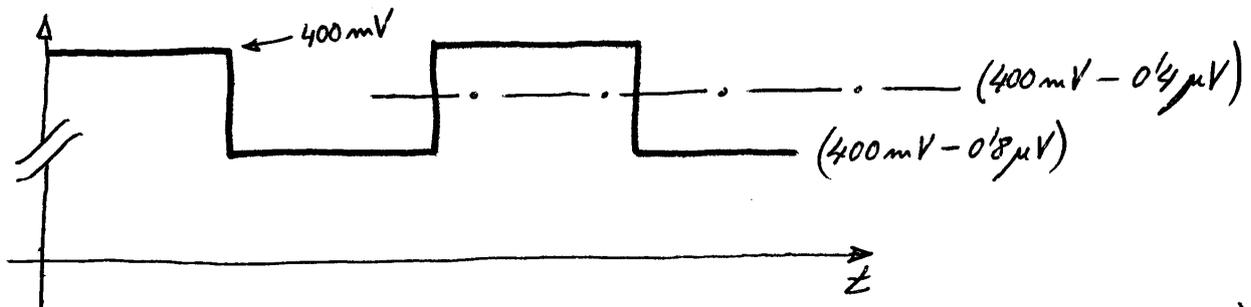
$\frac{\Delta V}{V_{dc}} = \frac{\Delta R}{R}$ " luego las variaciones relativas de tensión y de resistencia son iguales. (consecuencia del ataque en corriente).

Si $\frac{\Delta R}{R} = 2 \text{ ppm} \Rightarrow \frac{\Delta V}{V_{dc}} = 2 \cdot 10^{-6} \Rightarrow \Delta V = 2 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \text{ mV} = \underline{\underline{0.8 \mu\text{V}}}$

Bajo iluminación, la resistencia de la FR disminuye. Por tanto el voltaje de salida será:

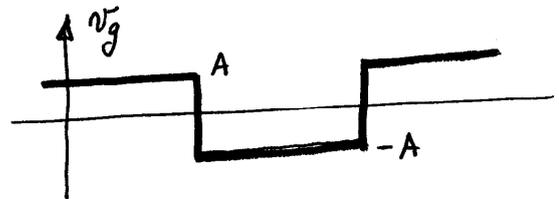


2) La luz que incide en la FR polarizada por la batería y la otra resistencia de $120\text{k}\Omega$, dan lugar o generan sobre los extremos A y B de la FR, la siguiente tensión: (2)



que como vemos, consta de un término dc de $(400\text{mV} - 0.4\mu\text{V})$ y una señal a.c., cuadrada (50%) y de amplitud $0.4\mu\text{V}$.

Esta señal ac es $v_g(t)$ y su potencia será por tanto:



$$P_{ac} = \frac{A^2}{R} = \frac{16 \cdot 10^{-14}}{4.000} = \underline{\underline{4 \cdot 10^{-17} \text{ W}}}$$

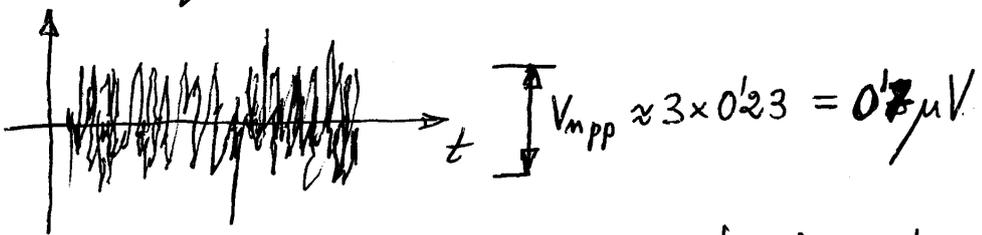
Esta es su potencia media, igual a su potencia instantánea que es constante en el tiempo.

3) En efecto, la energía electrostática almacenada en C_d fluctuará térmicamente y el espectro de ruido en tensión tendrá una amplitud de $4kTR \text{ V}^2/\text{Hz}$ medidos sobre la PR. En un ancho de banda de $\frac{\pi}{2} \cdot 500\text{Hz}$ para ruido, la potencia sobre R será:

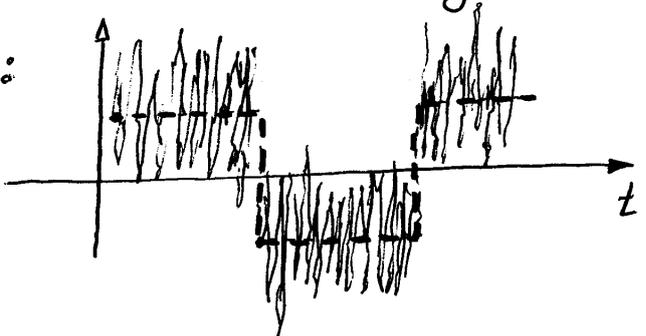
$$P_N = \frac{4kTR \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 500}{R} = 4kT \frac{\pi}{2} \cdot 500 = 13 \cdot 10^{-17} \text{ W}$$

que supone una tensión eficaz de ruido $v_n = \sqrt{4kTR \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 500} \text{ V}$.

Tenemos por tanto $v_n = 0.23 \mu V_{ef}$ que se verían en un osciloscopio más o menos así:



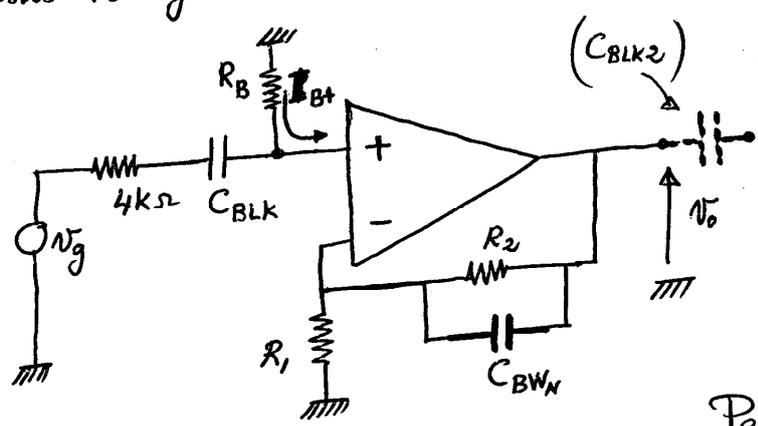
Por tanto la señal y el ruido entre los extremos A y B de la PR se verían así más o menos:



Que corresponde a una relación (S/N)_i de:

(S/N)_i = 10 log (4 · 10⁻¹⁷ / 1.3 · 10⁻¹⁷) = 4.9 dB

4) Consideraremos las opciones no-inversora e inversora, viendo sus ventajas e inconvenientes. En config. NO-INVERSORA tendríamos:



R2/R1 = 999 => GN = v_o/v_g = 1000

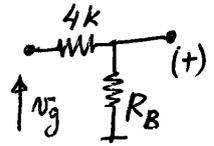
Para no atenuar al recoger v_g debemos hacer: RB >> 4kΩ

Pero la tensión (IBT · RB) se va a amplificar por GN = 1 + R2/R1.

FIGURA 1

Por ello no conviene que (IBT · RB) supere unos pocos mV, ya que provocará desplazamientos de a la salida de unos pocos voltios.

Valores de $R_B \gg 4k\Omega$, para no atenuar v_g , pueden ser $R_B \geq 100k\Omega$ (atenuación: $100k/104k = 0.96 \approx 1$) ④



Con $R_B = 100k$ e $I_{B+} = 25\mu A$ tenemos:

$$I_{B+} \cdot R_B = 25 \cdot 10^{-9} \cdot 10^5 = 25 \cdot 10^{-4} V = \underline{\underline{2.5 mV}}$$

que darían a la salida un nivel dc de 2.5V que ^{en} la salida del AO alimentado a $\pm 6V$ por ejemplo, no dará problemas. Se eliminaría este voltaje dc con C_{BLK2} .

Por tanto la config. no-inversora parece adecuada. Veamos qué ganaríamos (y qué perderíamos) con una config. inversora:

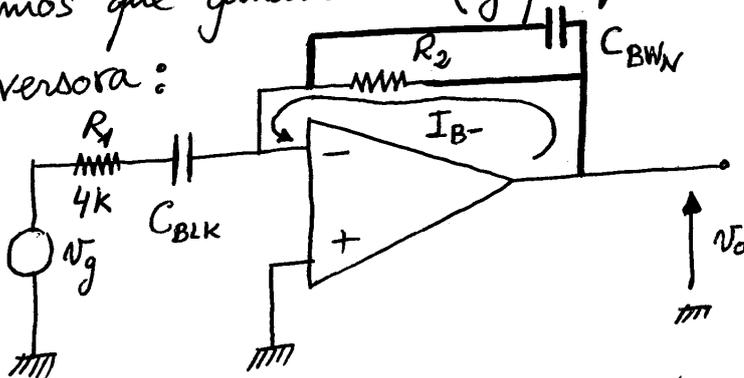


FIGURA 2

Para ganancia $\left| \frac{v_o}{v_g} \right| = 1000$ (Supong. $C_{BLK} \rightarrow \infty$) $\Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 1000 \Rightarrow$

$R_2 = 4M\Omega$. Como ahora I_{B-} circula por $R_2 = 4M\Omega$, la tensión de salida tendrá un nivel dc de $4M\Omega \times 25\mu A = 100 mV = 0.1 V$ es decir: bastante menor que el del caso no-inversor y podría hacer innecesario un segundo condensador a la salida (el C_{BLK2}). De cara a ruido, la ganancia de ruido de esta etapa sería $G'_N = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1001$, muy parecida a G_N y la

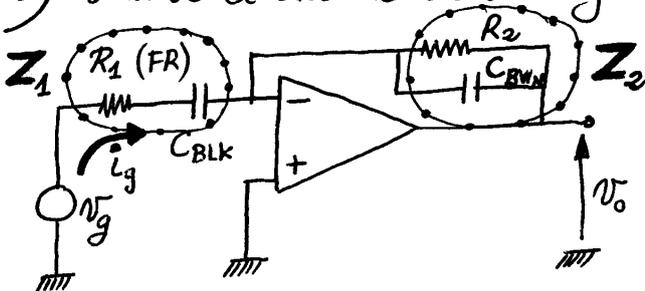
resistencia $R_N' = R_3 + (R_1 // R_2) = 0 + 4k\Omega // 4M\Omega = \underline{\underline{4k\Omega}}$ (5)

sería esencialmente la del sensor (PR) o fuente de señal.

En el caso no-inversor que vimos antes también se puede (y se debe) hacer que R_N sea esencialmente $4k\Omega // R_B \approx 4k\Omega$ eligiendo $R_1 = 1\Omega$ y $R_2 = 999\Omega$ por ejemplo. Por ello las figuras de ruido de ambas configuraciones serían muy parecidas.

Como la config. inversora no necesita R_B y hasta puede que haga innecesario C_{BLK} , podría ser la adoptada en nuestro diseño, aunque no permite cambiar R (Ver Apdo 8) sin cambiar simultáneamente R_2 y C_{BW} . Es decir: como la propia FR forma parte de la red de realimentación junto a R_2 y C_{BW} , si la resistencia FR se cambia en la configuración inversora hay que variar R_2 y C_{BW} de acuerdo con ello y así lo haremos si llega el caso (Apdo. 8).

5) Tomando el circuito de la Figura 2 tenemos:

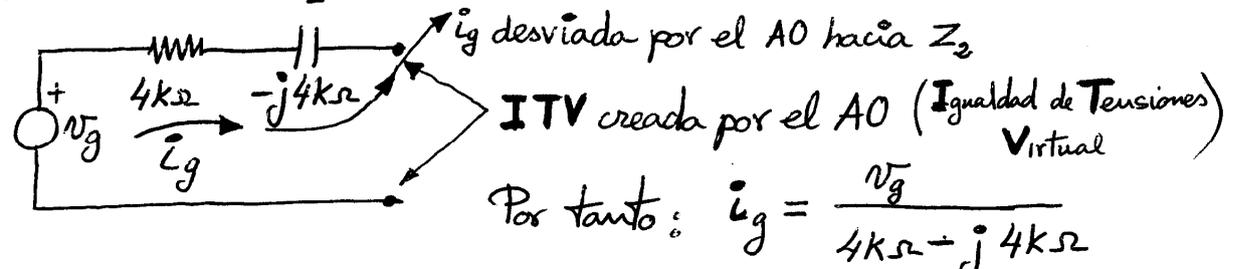


Podríamos diseñar basándonos en la función $\frac{V_0}{V_g}(j\omega) = \frac{-Z_2(j\omega)}{Z_1(j\omega)}$

viendo su estructura paso-banda y sus frecuencias de corte inferior y superior.

Pero es más cómodo y educativo pensar que i_g se convierte en

tensión de salida v_o al multiplicarse por $(-Z_2)$. Por tanto, ⑥
 a la frecuencia f_{cinf} donde la reactancia de C_{BLK} iguale a la resistencia R_1 de la FR tendremos:



$$i_g = \frac{v_g}{4k\Omega} \left(\frac{1}{1-j} \right) \Rightarrow |i_g| = i_{gAF} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Donde i_{gAF} es la corriente i_g máxima

que circulara en altas frecuencias, a las que la reactancia de C_{BLK} será despreciable (mucho menor que R_1).

Por tanto: $4k\Omega = R_1 = \frac{1}{2\pi f_{cinf} \cdot C_{BLK}} \Rightarrow C_{BLK} = 7'95 \mu F$

($f_{cinf} = 5 Hz$)

$C_{BLK} = 10 \mu F$
 $y 6V$

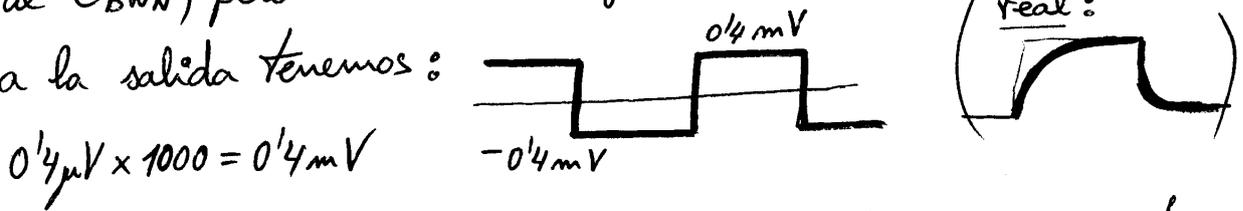
(Condensador $10 \mu F / 6V$ electrolítico)

suficiente para soportar los $400 mV$ dc que tiene que bloquear....

Con la misma filosofía de "saber qué se está haciendo" al diseñar, la corriente i_g se convierte en tensión v_o al multiplicarse por la impedancia $Z_2(j\omega)$. Por tanto, donde $R_2 = 4M\Omega$ y la reactancia de C_{BWN} se igualen, estará la frecuencia de corte superior ($500 Hz$) para tener un $BW_N = \frac{\pi}{2} 500 Hz$ con este simple filtrado paso-bajo de primer orden.

$$4 \cdot 10^6 = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot C_{BWN}} \Rightarrow C_{BWN} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^9} = 79'6 pF$$

6) La señal que vimos en el Apdo 2, cuadrada y con una (7)
 amplitud de $0.4 \mu V$, se amplificará por 1000 en tensión
 al salir como v_o en el circuito de la Figura 2. También
 perderá algo de contenido en armónicos debido al filtrado
 de CBWN, pero no vamos a afinar tanto. Supondremos que
 a la salida tenemos:



Por lo que la potencia de esta señal referida a una resistencia
 ficticia de 1Ω será:

$$P_s = \frac{(0.4 mV)^2}{1 \Omega} = 16 \cdot 10^{-8} W$$

La tensión de ruido a la salida del AO de la Fig. 2, considerando
 que C_{CLK} acopla bien $R_1 = 4 k\Omega$ de la FR al circuito
 (cosa que ocurre para $f > 5 Hz$) será: ($R_m = R_1 \parallel R_2 + R_3 \approx 0$)

$$V_{om} = G_N \sqrt{[e_m^2 + (i_m R_m)^2 + 4kTR_m] \times \frac{\pi}{2} \times 500} \quad \text{V eficaces. } \underline{R_m \approx 4 k\Omega}$$

$$V_{oN} = 1001 \sqrt{[1 \cdot 10^{-18} + 16 \cdot 10^{-18} + 66.24 \cdot 10^{-18}] \times \frac{\pi}{2} \times 500} \quad \text{V eficaces.}$$

Por lo que la potencia de esta tensión de ruido sobre la misma
 resistencia de referencia de 1Ω será:

$$P_N = 1002001 \cdot [83.24] \cdot 10^{-18} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 500 = 6.55 \cdot 10^{-8} W. \text{ Por tanto:}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{16 \cdot 10^{-18}}{6.55 \cdot 10^{-18}} = 2.44 \approx \underline{\underline{3.9 dB}}$$

7) Como a la entrada teníamos $(S/N)_i = 4'9 \text{ dB}$ y a la ⁸ salida de nuestra configuración inversora tenemos $(S/N)_o = 3'9 \text{ dB}$, la Figura de ruido de nuestro amplificador será de 1 dB.

La tensión eficaz de ruido a la salida será:

$$V_{ON} = \sqrt{P_N} = \underline{\underline{0'256 \text{ mV}_{\text{eficaz}}}} \quad (0'256 \text{ mV}_{\text{rms}})$$

8) Al calcular V_{ON} teníamos que: $e_m^2 = 1 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$

$$(i_m \cdot R_m)^2 = 16 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz} \text{ y } 4kTR_m = 66'24 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}.$$

Por ello el ruido se reparte así:

$\underbrace{1 + 16}_{\text{generado por la electrónica}} + \underbrace{66'24}_{\text{generado por el propio sensor}}$	}	<p>Comprobación adicional:</p> $F = \frac{1 + 16 + 66'24}{66'24} = 1'257 \equiv \underline{\underline{0'993 \text{ dB}}}$ <p style="text-align: right;"><u>1 dB</u></p>
--	---	---

Vemos que $R = 4 \text{ k}\Omega$ es mayor que $R_{opt} = e_n/i_m = 1 \text{ k}\Omega$, por lo que uniendo en paralelo 4 FRs tendríamos un sensor cuya resistencia sería igual a R_{opt} , por lo que esperaríamos una menor Figura de ruido. En este caso tendríamos:

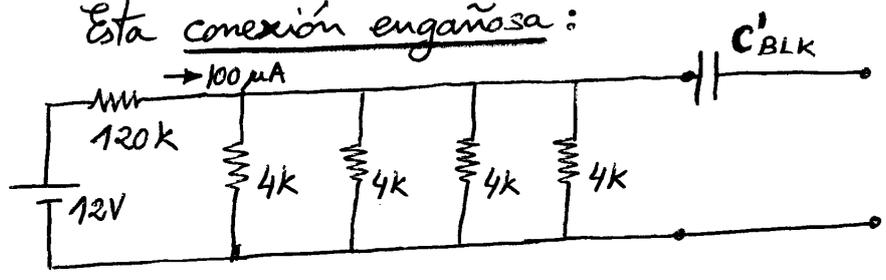
$$F' = \frac{1 + 1 + \overbrace{16'56}^{(1 \text{ k}\Omega \cdot i_m)^2}}{16'56} = 1'12 \equiv 0'5 \text{ dB}$$

Dada la baja relación SN con la que trabajamos, esa mejora de 0'5 dB sería deseable y justificaría el uso de 4 FR's en paralelo. Habría que usar con:

$$\begin{aligned} R_2' &= 1 \text{ M}\Omega \text{ (en vez de } 4 \text{ M}\Omega) \\ C_{BLK}' &= 4 \times 10 = 40 \mu\text{F} \\ C_{RWN}' &= 4 \times 79'6 \text{ pF} \approx 320 \text{ pF} \end{aligned}$$

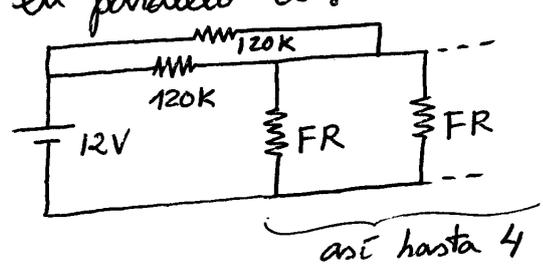
para pedir al AO la misma ganancia $-1000 = \frac{-R_2'}{1k\Omega}$ ⑨
 debido a que ahora $R = 1k\Omega$ (4FRs en paralelo) y lo de las 4FRs "en paralelo" es algo más sutil que su simple conexión en paralelo excitada por $I_{dc} = 100\mu A$.

Esta conexión engañosa:

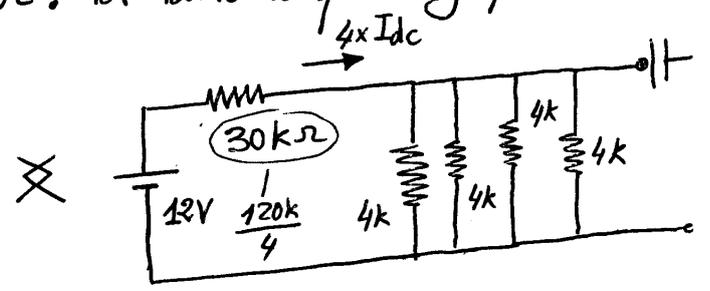


reduce la potencia de ruido térmico por 4 al bajar $R = 4k\Omega$ hasta $R' = 1k\Omega$, pero con la misma $I_{dc} = 100\mu A$, la potencia de señal se reduciría por un factor 16... por el efecto atenuador de unas resistencias sobre otras. La amplitud de señal sería 4 veces menor $\downarrow 200mV_{pp}$ y habríamos reducido en cuatro la (S/N)_i. Por tanto lo que hay que conectar

en paralelo es:



así hasta 4



Es decir: cuatro fuentes de señal completas en paralelo para mantener la (S/N)_i y lograr una resistencia de salida cercana (igual en este caso) a la R_{opt} del amplificador. De este modo sí lograríamos una $F' = 0.5dB$ frente a la F inicial de 1dB.