

APELLIDOS:

NOMBRE:

SOLUCION

Problema 1. Tenemos unos sensores de tipo resistivo cuya impedancia de salida es $Z_S=10k\Omega+j0\Omega$, es decir: resistiva pura, a las frecuencias de trabajo que están en la banda 100Hz-2100Hz. Tales sensores son galgas extensiométricas (strain gauges) que van pegadas a una viga que vibra y por tanto se deforma, deformación ésta que sentida por las galgas provoca una pequeña variación (partes por millón) de su resistencia nominal $R_0=10k\Omega$. Las galgas tienen un área A tan pequeña que resulta factible pegar hasta ocho de ellas muy juntas para medir deformación en “un punto” de la viga. Vamos a considerar la posibilidad de usar 1, 2, 4 u 8 de estos sensores, conectados en serie o en paralelo para conseguir una determinada “resistencia sensora” R_S que estará por tanto entre $R_S=1.25k\Omega$ y $R_S=80k\Omega$ y cuyas variaciones relativas de resistencia serán similares para la misma deformación en el punto donde están. Por tanto, si usamos dos de estos sensores conectados en paralelo y su resistencia de $5k\Omega$ sufre una variación de 0.1Ω (20 partes por millón, ppm) a causa de una deformación de la viga, su resistencia de $20k\Omega$ al conectarlos en serie variará en 0.4Ω (otras 20 ppm) que es la misma variación relativa que los $\Delta R_0=0.2\Omega$ que sufre la resistencia nominal $R_0=10k\Omega$ de cada sensor al sentir esa misma deformación.

Disponemos también de una fuente de corriente continua I_{DC} tan estable que sus fluctuaciones en la banda 100Hz-2100Hz dan lugar a un ruido en corriente cuyo valor eficaz ΔI_{ef} será despreciable en primera aproximación. Usaremos esta I_{DC} para convertir las fluctuaciones de resistencia ΔR_0 debidas a las deformaciones en una pequeña señal de tensión $v_S=(I_{DC}\times\Delta R_S)$ que aparecerá superpuesta a la tensión dc que exista sobre R_S y que será: $V_{DC}=(I_{DC}\times R_S)$. Esta tensión V_{DC} , de enorme amplitud comparada con v_S , deberá ser bloqueada mediante C, un condensador que deje pasar la señal ac del sensor (v_S) hacia el amplificador de bajo ruido y 80 dB de ganancia que vamos a diseñar empleando uno de estos amplificadores operacionales (AO) de bajo ruido cuyas prestaciones son:

LT1028: $e_n = 1 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ e $i_n = 1 \text{ pA/Hz}^{1/2}$, planas con f (sin considerar ruido 1/f), coste 5 euros.

LT1169: $e_n = 6 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ e $i_n = 1 \text{ fA/Hz}^{1/2}$, planas con f (sin considerar ruido 1/f), coste 7 euros.

Datos adicionales: $T=300K$, $k=1,38\times 10^{-23} \text{ J/K}$.

- 1- Sin elegir todavía el AO proponga el circuito de un amplificador no-inversor con AO para la señal v_S que tenga limitado el ancho de banda a 2100Hz (-3 dB) y que pueda tener una baja figura de ruido. Justifique el valor de las resistencias que utilice bajo el punto de vista de Realimentación Negativa y Ganancia (10 p) y para obtener bajo ruido (10 p). Diseñe el valor de algún elemento que limite el ancho de banda del circuito indicando su utilidad (10 p). Como el condensador C en serie con R_S del sensor NO PERMITE el paso de corriente continua, incluya una resistencia R_{BIAS} en su diseño, sin especificar todavía su valor, que garantice la polarización correcta del AO, indicando cómo debe ser el cociente R_{BIAS}/R_S y por qué. (10 p)
- 2- Considerando que una figura de ruido $F\leq 1.11$ (0.45dB) es suficiente para nuestra aplicación y que cada galga cuesta 1 euro, obtenga la configuración (AO+ galgas) más barata que permita esa $F\leq 0.45\text{dB}$. (50 p)
- 3- Aunque no lo hayamos visto en clase, el “enigmático” ruido 1/f (flicker noise) presentará una densidad espectral de potencia proporcional a $(I_{DC})^2/N$ siendo N el número de portadores que hay en el dispositivo sensor, siendo mayor (el ruido) en dispositivos pequeños que en otros grandes que ofrecen la misma resistencia que los primeros. Si no nos importase el coste en sensores, ¿Qué mejoras se le ocurren sobre su propuesta del Apartado anterior para reducir el ruido 1/f que aparecerá en bajas frecuencias por encima del ruido térmico de R_S ? ¿Ve alguna relación con el hecho de que los transistores del par diferencial de entrada de algunos AO de bajo ruido ocupen un gran área en la oblea del circuito integrado?. (10 p).



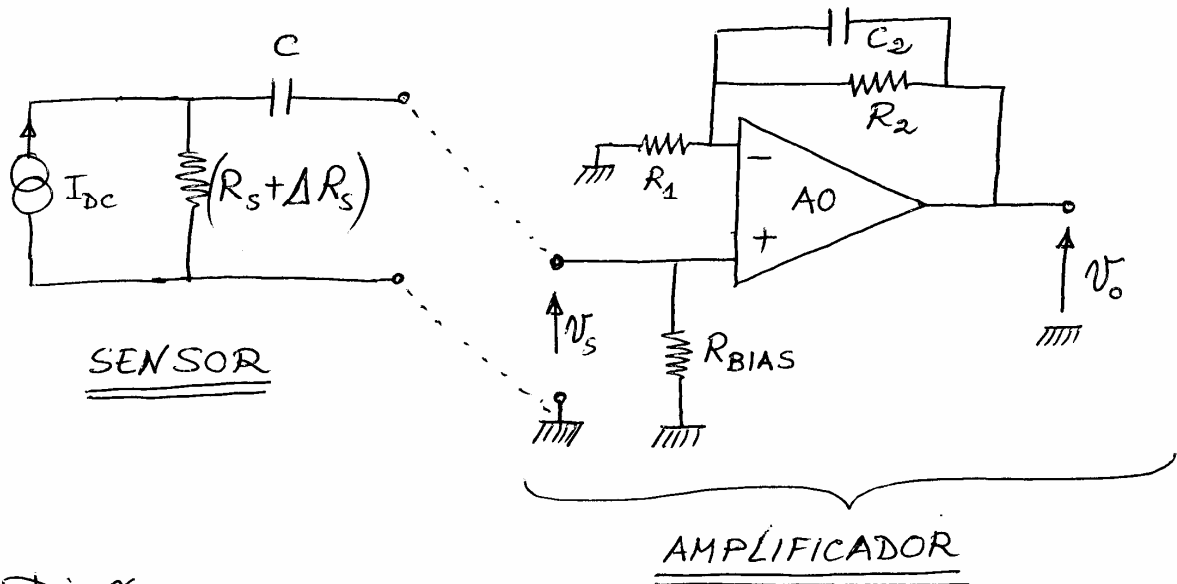
POLITÉCNICA

Escuela Técnica Superior
de Ingenieros de Telecomunicación
Universidad Politécnica de Madrid

ETSIT
UPM

Asignatura		Fecha	
Apellidos		Curso	
Nombre	SOLUCION	Grupo	

1)



Diseño:

C_2 limita el ancho de banda a $\approx 2100\text{Hz}$ en la parte de altas frecuencias. Por tanto a $f_c = 2100\text{Hz}$ la reactancia de C_2 iguala al valor de R_2 : $\frac{1}{2\pi \cdot 2100 \cdot C_2} = R_2 \Rightarrow$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 2100 \cdot R_2}$$

R_{BIAS} permite que la corriente de polarización I_{B+} del AO exista, lo que permite que el A.O. funcione. Se paga un precio por ello: la tensión ($I_{B+} \times R_{BIAS}$) se verá ampliada a la salida, como un término cuasi-dc (siempre

hay derivas de I_{B+} con la temperatura por ejemplo). (2)

El factor por el que se amplificará este término es el mismo por el que se tienen que amplificar las señales que da el sensor ($80\text{dB} \equiv 10^4$). Esto sugiere valores bajos de R_{BIAS} , pero R_{BIAS} forma con R_s un atenuador al recoger la señal del sensor que no resulta aconsejable para tener buenas prestaciones en ruido (bajo ruido).

Por ello, con tal de que R_{BIAS} sea mucho mayor que R_s (por ejemplo $R_{\text{BIAS}} = 50 R_s$) no degradaremos mucho esas prestaciones.

Como necesitamos $v_o = 10^4 v_s$ y $v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_s$ tenemos:

$R_2 = 10^4 R_1$. La red de Realimentación Negativa carga la salida del A.O. con una resistencia que es $R_1 + R_2 \approx R_2$ porque $R_2 = 10000 R_1$. Por tanto: $R_1 = 1\Omega$ y $R_2 = 10\text{k}\Omega$ serían buenos valores ya que $R_N = R_3 + (R_1 \parallel R_2) \approx R_3 + 1\Omega \approx R_3$ (sea lo que sea R_3 siempre que supere el $\text{k}\Omega$ por ejemplo).

Con $R_1 = 1\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega \Rightarrow$ $C_2 = 7.6\text{mF}$

2) Trabajando con "spot noise", esta densidad espectral de ruido en $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ será: $v_{\text{ON}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \sqrt{e_n^2 + i_n^2 R_N^2 + 4kTR_N}$ $\left(\frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)$

Con el criterio $R_{BIAS} \approx 50R_S \Rightarrow R_S // R_{BIAS} \approx R_S$, por lo que ^③ la resistencia R_3 que aparecía en $R_N = R_3 + (R_1 // R_2)$ será en esencia la R_S del sensor que tengamos. Por tanto la Figura de ruido vendrá dada por:

$$F = \frac{e_n^2 + i_n^2 R_N^2 + 4kTR_N}{4kTR_N} \approx 1 + \frac{e_n^2 + (i_n \cdot R_S)^2}{4kTR_S}$$

Para no probar muchas configuraciones de galgas en el sensor, vamos a considerar la R_{opt} de cada A.O. y tratar de aproximarnos a ella para tener la mejor Figura de Ruido. Para el LT1028: $R_{opt} = e_n / i_n = 1 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}} / 1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} = \underline{1 \text{ k}\Omega}$ y para el LT1169: $R_{opt} = 6 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}} / 1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}} = \underline{6 \text{ M}\Omega}$ lo que sugeriría que el primero puede tener TRTs bipolares en su diferencia de entrada y el segundo TRTs tipo FET para tener i_n tan bajo.

Por tanto, con 8 galgas conectadas en paralelo formamos un sensor cuya $R_S = 10 \text{ k}\Omega / 8 = 1'25 \text{ k}\Omega$, muy cercana a la R_{opt} del LT1028. Con este sensor obtendremos la mejor Figura de ruido si el amplificador usa el LT1028. Esta

será:

$$F = 1 + \frac{1 \text{ mV}^2/\text{Hz} + (1'25)^2 \text{ mV}^2/\text{Hz}}{4 \cdot 1'38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 1'25 \cdot 10^3 \text{ V}^2/\text{Hz}} = 1 + \frac{2'5625}{20'7} = 1 + \underbrace{0'124}$$

$F = 1'124$ que no es menor que $1'11 \Rightarrow$ Descartado el LT1028

Veamos entonces qué pasa con el LT1169 cuya $R_{opt} = 6M\Omega$ ⁽⁴⁾
 sugiere empezar con una $R_s = 80k\Omega$ (la más cercana a R_{opt}
 que podemos tener: 8 galgas en serie).

$$F = 1 + \frac{36 \text{ nV}^2/\text{Hz} + \overset{\text{DESPRECIABLE}}{(0'08)^2 \text{ mV}^2/\text{Hz}}}{4KT \cdot 80k\Omega = 1324'8 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}} \approx 1 + \frac{36 \text{ nV}^2/\text{Hz}}{1324'8 \text{ nV}^2/\text{Hz}}$$

$$F_{8 \text{ galgas en serie}} = 1 + 0'027 < 1'11 \rightarrow \underline{\text{Sirve}} : \text{coste } 8+7 = \underline{\underline{15E}}$$

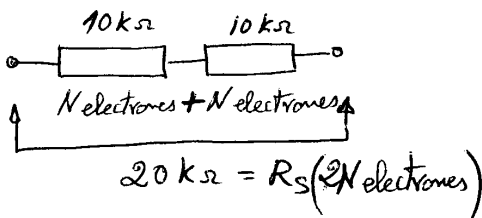
$$F_{4 \text{ galgas en serie}} = 1 + \frac{0'027}{0'5 \text{ (MITAD } R_s)} = 1'054 \rightarrow \text{Sirve} : \text{coste } 4+7 = \underline{\underline{11E}}$$

$$F_{2 \text{ galgas en serie}} = 1 + \frac{0'027}{0'25} = 1'108 \rightarrow \text{Sirve} : \text{coste } \underline{\underline{2+7 = 9E}}$$

$$F_{1 \text{ galga sola}} = 1 + 0'216 = 1'216 \rightarrow \text{No sirve } (1'216 > 1'11)$$

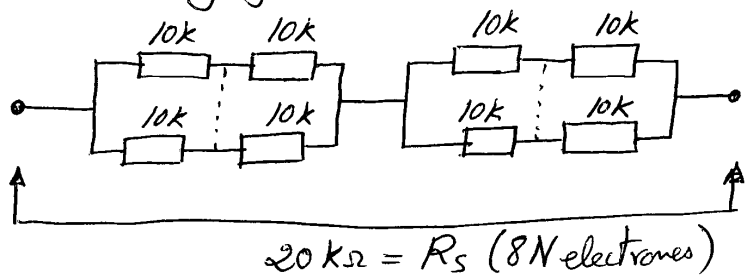
Configuración elegida: A0 LT1169 con DOS galgas en serie.

3) Trataríamos de hacer dispositivos "grandes" (con mayor N) que dieran la misma R_s . Por ejemplo las 2 galgas de $10k\Omega$ cada una serían:



$$\text{Ruido } \frac{1}{f} \propto \frac{K}{f} \frac{1}{2N}$$

(ANTES)



$$\text{Ruido } \frac{1}{f} \propto \frac{K}{f} \cdot \frac{1}{8N}$$

(AHORA)

⚡ veces menos potencia

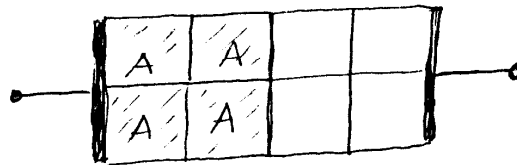
Así, empleando 8 galgas en lugar de 2 obtendríamos la misma R_s de $20k\Omega$, pero al tener cuatro veces más portadores libres la combinación de las 8 galgas, tendría una potencia de ruido $1/f$ cuatro veces menor que las dos galgas conectadas en serie. (5)

Viendo las galgas como pequeñas baldosas cuadradas de área A cada una tendríamos:



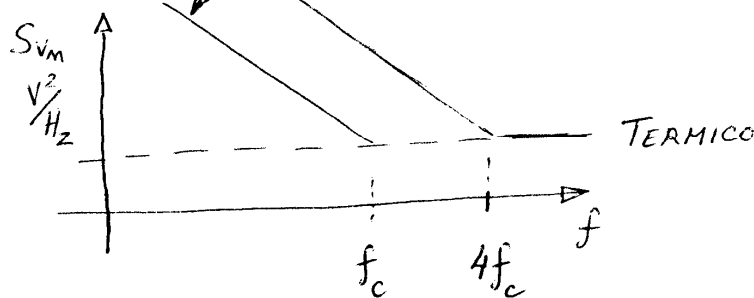
Ruido térmico: $4KT \cdot 2R_s$

Ruido $1/f$: $\propto \frac{K}{2 \cdot N}$



Ruido térmico: $4KT \cdot 2R_s$

Ruido $1/f$: $\propto \frac{K}{8N}$



Es como si el ruido térmico fuese proporcional al número de cuadros puestos en línea (dos, sean de área A o de área $4A$) y el ruido $1/f$ fuese inversamente proporcional al número total de cuadros o AREA planar del dispositivo. De ahí que en algunos A.O. los transistores del diferencial de entrada sean "grandes", ocupando gran área planar, como si un ruido KT/C de un condensador de área igual al área planar del dispositivo estuviera provocando su ruido $1/f$ -----

