ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACION

Departamento de Ingeniería Electrónica. Sistemas Electrónicos Analógicos, Quinto Curso.

Examen del 24 de Enero de 2008. **D.N.I.:**

APELLIDOS:

NOMBRE: **SOLUCION**

Problema 1. Un sistema de alimentación cuya tensión de salida es: V_0=15V, utiliza un regulador lineal (CI) de tres terminales cuyas características incluyen: V_{Drop}=1.5V, V_{NRmax}=24V y corriente de salida limitada a I_{0max}=1.5A.

1) Diseñe el transformador (V_{PRI}, V_{SEC} y producto VA) necesario para obtener la tensión dc no regulada V_{NR} que habrá entre las patillas 1 (IN) y 2 (GND) de ese CI. Considere la tensión de red (50Hz) como 220V_{ef} nominales con un $\pm$10% de variación y diseñe también el condensador que habrá a la salida del puente de diodos rectificador. (50 p)

2) Para un factor de reducción de rizado de 60dB calcule el voltaje de rizado pico-pico en V_0 y diga qué ocurrirá aproximadamente con la forma de ese rizado si tal factor varía con la frecuencia. (10 p).

3) Calcule la potencia máxima (caso peor) disipada por el CI y la temperatura que alcanzará en ese caso su cápsula metálica cuando va atornillada a un radiador de Θ_{RA}=1ºC/W que está metido en una caja donde la temperatura ambiente es T_A=40º. Suponga que entre esa cápsula y el radiador hemos puesto pasta conductora térmica que al apretar adecuadamente los tornillos produce una resistencia térmica Θ_{CR}=0.1ºC/W. (25 p)

4) Si el regulador utilizado es de los que permite obtener una tensión de salida proporcional a la tensión V_S=1.23V que dicho CI trata de mantener entre sus patillas 3 (OUT) y 2 (GND), diseñe los elementos necesarios para tener los 15V de salida con este regulador de V_S sabiendo que la corriente de la patilla 2 es saliente y de 1mA. Este diseño debe mostrar la conexión de esos elementos y el CI, especificando tanto el valor de esos componentes como la potencia media máxima (o tensión máxima si procede), que deben ser capaces de soportar esos elementos. (15 p)

Problema 2. Tenemos un Oscilador Controlable por Voltaje (VCO) cuya frecuencia central es: f_0=500kHz y cuya desviación de frecuencia para una señal de control v_c=1V es: Δf_0=10kHz y un comparador de fase cuya ganancia es: K_D=1.5V/rad con los que construiremos un lazo enganchado en fase (PLL) que va a ser empleado como detector de frecuencia para medir velocidades de vuelo de abejas en la entrada de su colmena. Tenemos además un oscilador muy estable de 500kHz cuya señal de salida será emitida hacia esa entrada en forma de onda ultrasónica continua por un transductor ultrasónico (TX) excitado adecuadamente, de modo que la velocidad de vuelo **v** de las abejas que se acercan o alejan del receptor al salir o entrar de la colmena se hará mediante la onda acústica que rebota en ellas y que por efecto Doppler sufrirá un desplazamiento en frecuencia Δf respecto a f_0 que es: $\Delta f \approx f_0 \times (\mathbf{v}/v_s)$ para $\mathbf{v} << v_s$, donde v_s=340 m/s es la velocidad que tomaremos para el ultrasonido de frecuencia f_0 en el aire. La señal acústica reflejada (eco) por la abeja que se acerca al receptor (v positiva) o que se aleja del mismo (v negativa) será recogida por un transductor similar actuando como micrófono (RX) y una vez amplificada y recortada adecuadamente será aplicada a la entrada del PLL.

1) Dibuje un diagrama de bloques del sistema propuesto e indique el rango de frecuencias (f_{min}-f_{max}) de los ecos debidos a una abeja que vuela en línea recta a 3m/s. NOTA: la abeja puede acercarse o alejarse siguiendo la línea que va desde la entrada de la colmena hasta nuestro equipo o puede cruzar la entrada con cierto ángulo, por lo que **v** es su componente de <u>velocidad en la dirección que definen el receptor y la entrada</u>. (10 p)

2) Con la sensibilidad del VCO que tenemos en el PLL y los valores f_{min} y f_{max} que acaba de obtener indique entre qué valores estará la señal de control v_c en el PLL para esos ecos. ¿Qué indicaría una tensión v_c=1V constante? ¿Y una v_c senoidal de 1V de pico y una frecuencia de 500Hz? (20 p)

3) Como el paso de una abeja por la zona de la entrada donde recibe la señal del TX y refleja por tanto señal hacia el receptor RX dura un cierto tiempo Δt, el sistema debe ser suficientemente rápido para generar la señal v_c que nos da la información de velocidad que buscamos. Por ello vamos a caracterizar el PLL en el dominio de la variable compleja s a fin de ver su comportamiento dinámico (respuesta temporal) y ver si vale para nuestro propósito, para lo que debe responder en un tiempo de 10^{-3} segundos o inferior. Por analogía con el tiempo de subida t_r=2.2τ de un filtro de primer orden, la constante de tiempo τ de nuestro detector deberá ser inferior a 10^{-3}/2.2=450μs y como referencia, 1 ms es la décima parte del tiempo que emplea una abeja que vuela a 3 m/s en recorrer los 3 cm de espesor de la pared de la

colmena. Sugerencia: recuerde la analogía formal entre la función de transferencia $v_c(s)/f_{RX}(s)$ que obtenga para el PLL y la de un filtro R-C paso-bajo de primer orden y obtenga a partir de ello sus conclusiones. (30 p)

4) A partir de lo que haya respondido en las preguntas anteriores dibuje la forma temporal de la señal de control v_c que aparecerá en el PLL cuando una abeja salga de la colmena hacia el RX a 3.4 m/s suponiendo que el PLL ya estaba enganchado a 500kHz por un débil eco de 500 kHz que refleja el material de la colmena que hay alrededor de su entrada, eco éste que fue sustituido por el de esa abeja que recorrió 17 cm hacia el RX antes de salirse de la zona donde estaba recibiendo la señal ultrasónica de nuestro TX. (10 p)

5) Para amplificar la señal del receptor RX hemos utilizado el amplificador de frecuencia intermedia (FI) de un receptor de radiodifusión AM (FI=455kHz) retocando ligeramente la sintonía de los circuitos L-C-tanque de sus tres etapas para sintonizarlos a la frecuencia de 500kHz. Debido a su empleo anterior como amplificador de FI en el receptor de AM hemos encontrado en paralelo con el circuito L-C tanque de cada etapa amplificadora de FI una resistencia de 3kΩ (por tanto tres resistencias iguales) que si se quitan, reducen mucho el ancho de banda (10kHz) del amplificador de FI original, pero a cambio su ganancia en tensión se multiplica por 27 (28.6dB). Como tenemos tres etapas de FI iguales conectadas en cascada podemos decir que la supresión de la resistencia de 3kΩ en el circuito L-C de cada etapa ha aumentado su ganancia en un factor 3 (9.54dB). En vista de esto responda a las preguntas siguientes:

a) Misión de la resistencia de 3kΩ en cada circuito L-C (5 p)

b) Relación entre el Factor de calidad Q de cada circuito L-C con la resistencia de 3kΩ (Q_{CR}) y sin ella (Q_{SR}). (5 p)

c) ¿Qué valor deberíamos dar a esas resistencias para que el amplificador de FI tuviera una ganancia en tensión 10 veces mayor que la inicial, para que amplificase bien las señales del receptor RX antes de ser recortadas? Puede suponer que el factor Q_{CR} de cada L-C a 455kHz y a 500 kHz es similar, porque aunque la reactancia de la inductancia L aumenta con la frecuencia, su resistencia serie también aumenta algo debido al efecto pelicular. (20 p)

Problema 3. Tenemos unos sensores de tipo resistivo cuya impedancia de salida es $Z=200\Omega+j0\Omega$, es decir: resistiva pura, a las frecuencias de trabajo 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, ppm) de su resistencia nominal $R_0=200\Omega$. Las galgas tienen un área A tan pequeña que resulta factible pegar hasta ocho de ellas una junto a otra para medir la 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 $R_S=25\Omega$ y $R_S=1600\Omega$ y cuyas <u>variaciones relativas</u> de resistencia serán similares para la misma deformación en el punto donde están. Si la resistencia de 25Ω de ocho de estos sensores en paralelo sufre una variación de $1m\Omega$ (40 ppm) por una deformación de la viga, su resistencia de 1600Ω al conectarlos en serie variará en $64m\Omega$ (40 ppm), la misma variación relativa que los $\Delta R_0=8m\Omega$ que sufre la resistencia nominal $R_0=200\Omega$ de cada sensor al sentir esa misma deformación.

Disponemos 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 que será: $V_{DC}=(I_{DC}\times R_S)$. Esta V_{DC} será bloqueada por un condensador C que deje pasar señales ac del sensor hacia el amplificador de bajo ruido y 80 dB de ganancia que vamos a diseñar con un amplificador operacional de bajo ruido cuyas prestaciones son:

e_n = 1 nV/Hz$^{1/2}$ e i_n = 1 pA/Hz$^{1/2}$, planas con f (sin considerar ruido 1/f). Otros datos: T=300K, $k=1{,}38\times10^{-23}$ J/K.

1- Proponga el circuito de un amplificador no-inversor para la señal v_S que pueda dar una baja figura de ruido y justifique el valor de las resistencias que utilice bajo el punto de vista de Ganancia, Realimentación Negativa y bajo ruido (15 p). Diseñe el elemento que limite el ancho de banda del circuito (-3 dB a 2100Hz) (5 p) y como el condensador C en serie con R_S del sensor NO PERMITE el paso de corriente continua, incluya en su diseño algo que garantice la polarización correcta del AO, indicando sus efectos y posibles valores. (10 p)

2- Obtenga la configuración de galgas que proporcione la mejor figura de ruido F, dando el valor de F. (40 p)

3- Diseñe el valor de C y de lo necesario para la polarización correcta del AO suponiendo $I_{B+}=I_{B-}=1nA$. (10 p)

4- Obtenga la relación señal/ruido a la entrada y a la salida de su amplificador para una $\Delta R_0=8m\Omega$ y una $I_{DC}=1mA$. (10 p) ¿Cuál será el voltaje eficaz de ruido a la salida del amplificador que ha diseñado? (10 p).

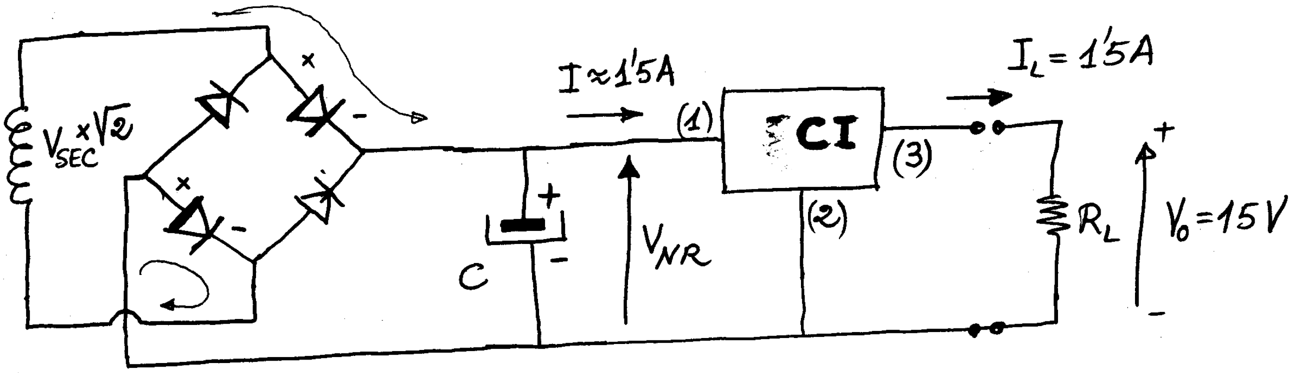
Escuela Técnica Superior
de Ingenieros de Telecomunicación
Universidad Politécnica de Madrid

Asignatura		Fecha	
Apellidos		Curso	
Nombre	— SOLUCION —	Grupo	

Calificación

PROBLEMA 1

1) La tensión de entrada (no regulada) V_{NR} para el CI deberá ser mayor que $V_o + V_{Drop} = 15 + 1'5 = 16'5V$ y menor que $24V$ y esto deberá ocurrir incluso cuando la corriente de salida hacia la carga R_L es prácticamente $1'5A$, justo antes de que funcione el limitador de $I_{omax} = 1'5A$. Tendremos:



Llamando V_{PRI} y V_{SEC} a los voltajes eficaces de primario y secundario del transformador (que son los que se usan para especificar este tipo de transformadores, por ejemplo 220V/15V) debemos considerar el voltaje de pico en el secundario que será: $V_{PSEC} = \sqrt{2} \cdot V_{SEC}$ como se ha puesto en la figura.

Ahora hay que restar a V_{PSEC} la caída de tensión en dos diodos para obtener el voltaje de pico en el condensador C, que nunca deberá ser mayor que 24V ni inferior a 16'5V.

El que esta tensión V_{NR} (su valor de pico) exceda los 24V nos obliga a que, cuando la tensión de red es máxima ($220V_{ef} + \underbrace{10\%}_{0'1\times 220V_{ef}} = 242V_{ef}$) la tensión $\sqrt{2}(V_{SEC} + 0'1 V_{SEC})$ no supere ~~los~~ $(24V. + 2\times 0'7V) = 25'4V$. Por tanto:

$$\sqrt{2}\cdot 1'1 \cdot V_{SEC} \leqslant 25'4V \Rightarrow \underline{\underline{V_{SEC} \leqslant 16'3V}}$$

Por el contrario, el que el valor mínimo de V_{NR} no caiga por debajo de $V_o + V_{Drop} = 16'5V$ requiere considerar tanto la descarga de C como la posibilidad de que la tensión de red sea $220V_{ef} - 0'1\cdot 220V_{ef} = 198V_{ef}$, lo que hará que la tensión de pico en el secundario sea:

$\sqrt{2}(V_{SEC} - 0'1 V_{SEC}) = \sqrt{2}\cdot 0'9 V_{SEC}$ y la de pico en C: $\sqrt{2}\cdot 0'9 V_{SEC} - 2\times 0'7V$.

Si C no se descargase apenas, o mejor dicho, si se descargase al dar 1'5A pero su variación de tensión fuese casi nula ($\Delta V_C \rightarrow 0 \Rightarrow C \rightarrow \infty$ porque $\Delta V_C = \frac{1'5A \times \Delta t}{C}$) ya podríamos hacer:

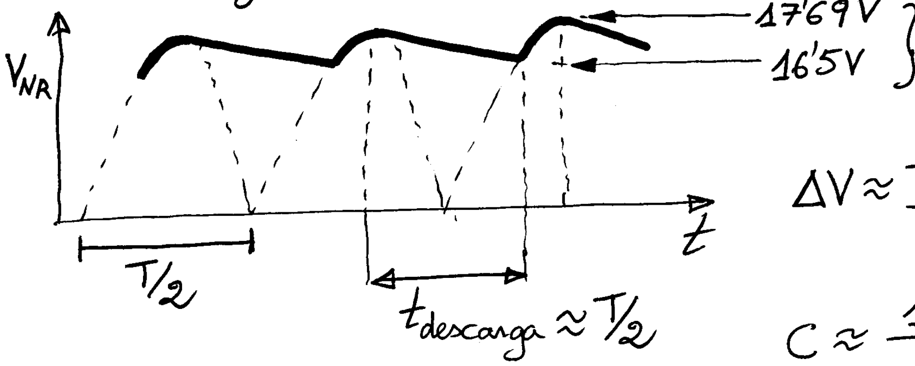
$$\sqrt{2}\cdot 0'9 \cdot V_{SEC} - 2\times 0'7V > V_o + V_{Drop} = 16'5V \Rightarrow \underline{\underline{V_{SEC} \geqslant 14'06V}}$$

(para $C \rightarrow \infty$)

Como emplearemos un condensador de valor finito, ese condensador se descargará algo, por lo que V_{SEC} deberá ser mayor que 14'06 V necesariamente. Tenemos por tanto: $14'06 < V_{SEC} \leqslant 16'3\,V$

por lo que podríamos ver qué ocurrirá si tomamos el valor $V_{SEC} = 15\,V$ que es un valor bastante habitual en el mercado (transformador 220V/15V) lo que hará que sea mucho más barato que un transformador "hecho a medida" con una $V_{SEC} = 16\,V$ por ejemplo. Con $V_{SEC} = 15\,V$ y la red al 90% de su valor nominal, el voltaje de pico en secundario no será $15\sqrt{2}\,V$ sino el 90% de este valor que es: $0'9 \cdot \sqrt{2} \cdot 15 = 19'09\,V$.

Este valor menos $2 \times 0'7\,V$ de caída en los diodos nos dan un valor de pico en C de: $19'09 - 1'4 = 17'69\,V$. Esta tensión en C se va perdiendo a medida que da corriente ($I \approx 1'5\,A$) y no debe bajar de $V_o + V_{Drop} = 16'5\,V$. Tenemos:



$\Delta V = \underline{\underline{1'19\,V}}$

$$\Delta V \approx \frac{T/2 \cdot 1'5\,A}{C}$$

$$C \approx \frac{10^{-2}\,seg \times 1'5\,A}{1'19\,V}$$

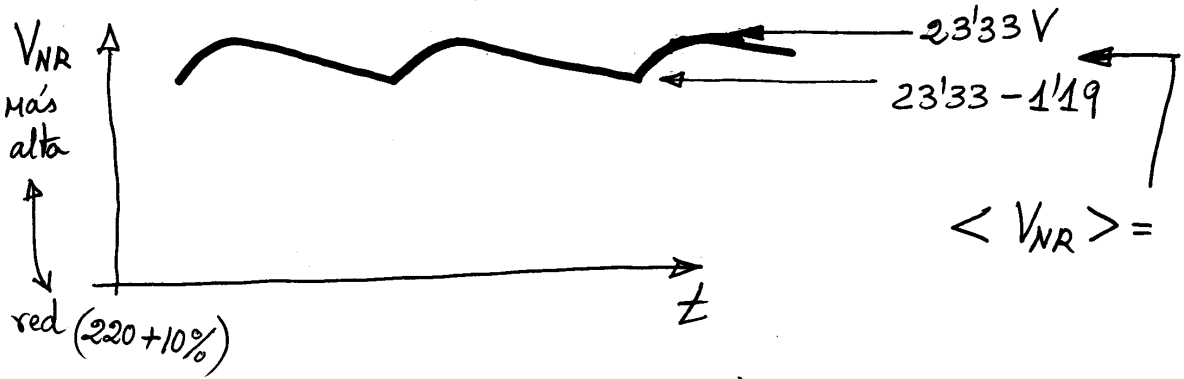
$C = 12.605\,\mu F$ (12'6 mF) electrolítico y bastante grande.

Podríamos bajar el valor de C empleando un transformador "a medida" con $V_{SEC} = 16V$ y $V_{PRIM} = 220V$ por ejemplo, pero dado su precio, mejor ponemos los 12000 μF de C.
Nos falta especificar la tensión que debe poder soportar C. Esta se obtendrá considerando que la tensión de red es ahora un 10% por encima de los 220 V_{ef} nominales. Ello supone que $V_{PSEC} = 1'1 \cdot \sqrt{2} \cdot 15 = 23'33V$. Restando las caídas en dos diodos tenemos 21'93V que debe ser capaz de soportar el condensador. Por tanto: $C = 12000 \mu F/25V$ o mejor $12000 \mu F/35V$.

2) El rizado pico-pico en V_{NR} son los $1'19V = \Delta V$ que hemos empleado para diseñar C. Evidentemente este es un valor máximo ya que si la carga no absorbe $1'5A = I_L$ sino mucho menos corriente, este rizado será menor. Por ello, el rizado máximo a la salida será 60 dB (mil veces) menor en tensión, es decir: cercano a 1mV y conservará esa forma en diente de sierra.
Si el factor de rizado varía con la frecuencia, la forma de onda del rizado a la salida ya no será en forma de dientes de sierra redondeados como se ha dibujado en V_{NR}.

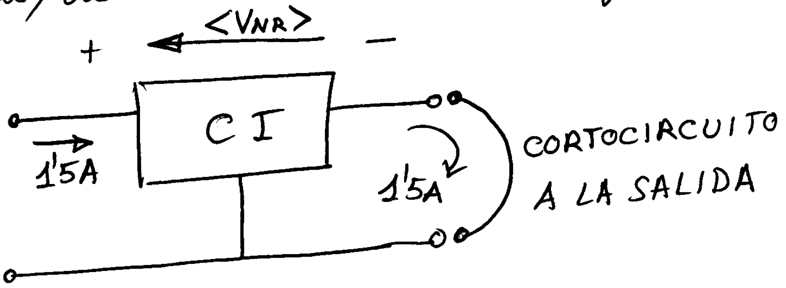
3) Con nuestro diseño la tensión de pico en V_{NR} puede llegar a 23'33V como vimos al diseñar C y como ese diseño ya se hizo considerando $I_L \approx I_{OMAX} = 1'5A$, la tensión V_{NR} más

alta en nuestro caso será así:

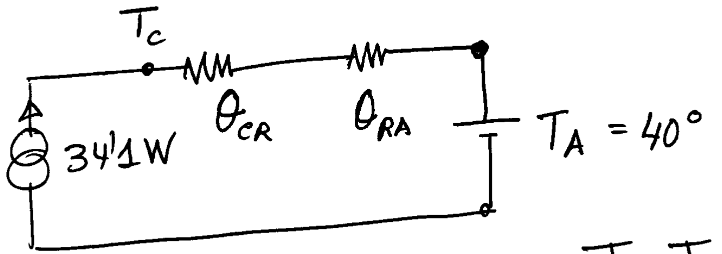


$$\langle V_{NR} \rangle \approx \frac{23'33 + (23'33 - 1'19)}{2} = \underline{\underline{22'73\,V}}$$

Entonces, de cara al CI el caso peor es este:



$$P_{med\,CI} = \langle V_{NR} \rangle \cdot 1'5A = \underline{\underline{34'1\,W}}$$

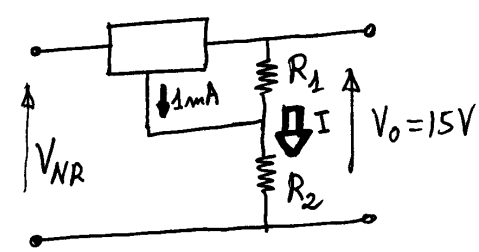


$$\theta_{CR} + \theta_{RA} = 1'1\,°C/W$$

$$T_c - T_A = 34'1W \cdot 1'1\,°C/W$$

$$T_c - T_A = 37'51° \Rightarrow \underline{\underline{T_c = 77'51\,°C}}$$

4)



$$I \gg 1mA \rightarrow I = 50mA \Rightarrow \frac{V_0}{R_1 + R_2} = 50mA$$

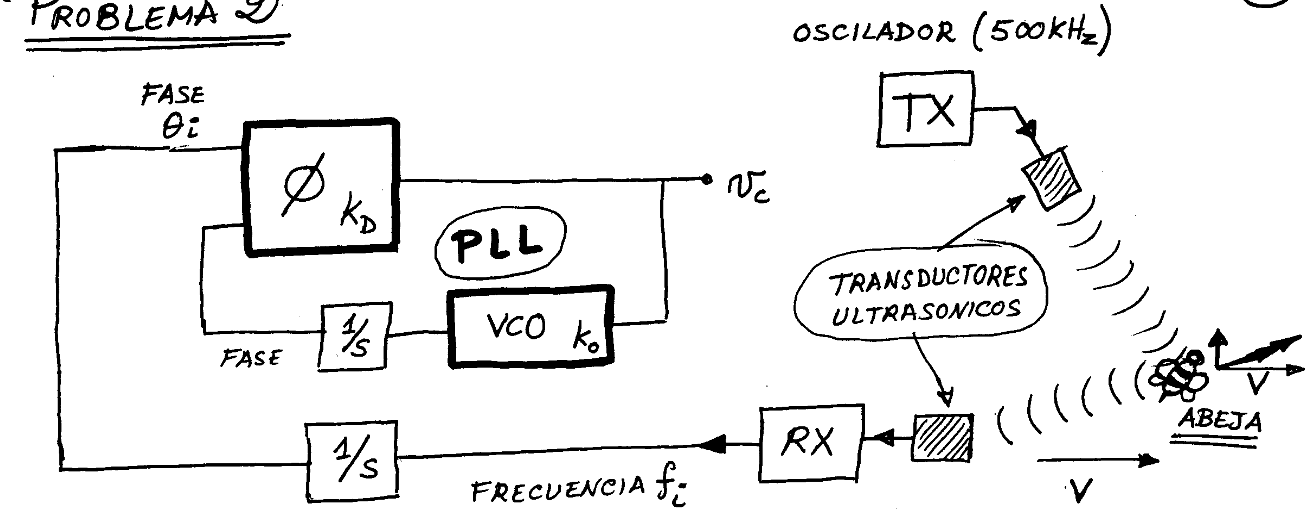
$$\underline{\underline{R_1 + R_2 = 300\Omega}} \;,\; R_1 \cdot 50mA = 1'23V \Rightarrow$$

$$\underline{\underline{R_1 = 24'6\Omega}} / 0'25W$$

$$P_{R_1} = \frac{(1'23)^2}{R_1} = 61'5mW \qquad P_{R_2} = \frac{(15 - 1'23)^2}{R_2 = 275'4} = 688mW$$

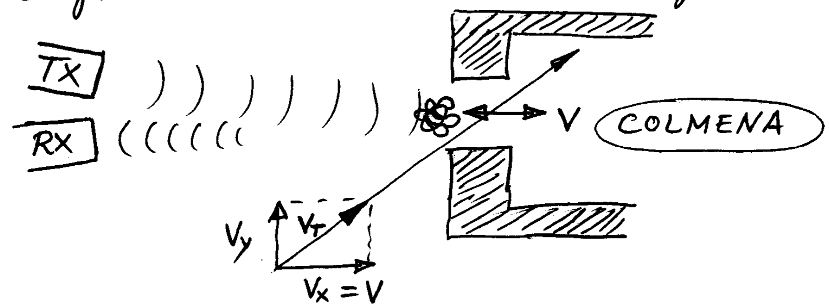
$$\underline{\underline{R_2 = 275'4\Omega / 1W}}$$

PROBLEMA 2



La frecuencia f_i será $f_0 \pm \Delta f$ donde, para velocidades $V \ll V_s$ siendo $V_s = 340$ m/s la velocidad de la onda ultrasónica en el aire, tenemos $\Delta f = f_0 \cdot V/V_s \Rightarrow \Delta f = \frac{f_0}{V_s} \cdot V = K_c \cdot V$ $\Big\{$ Desplazamiento en frecuencia proporcional a la velocidad

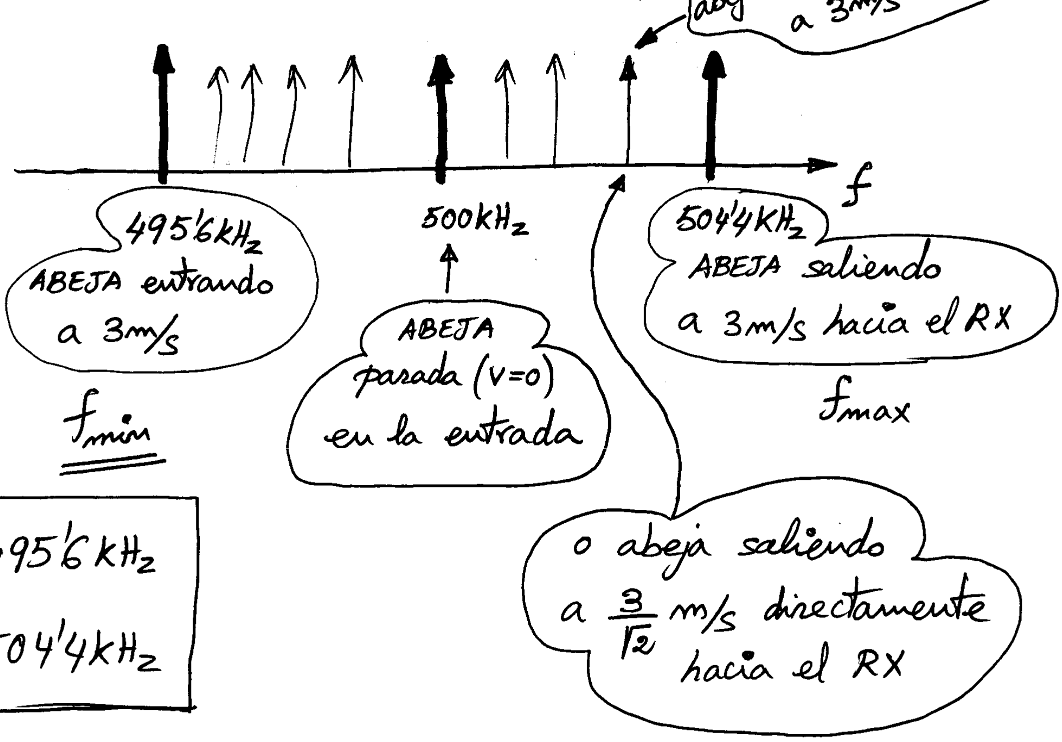
La componente de velocidad que el sistema medirá es la de alejamiento o acercamiento de la abeja hacia el receptor RX. Convendría una disposición de esta forma:



Así la mayoría de las abejas tendrían una velocidad de entrada o de salida acercándose o alejándose del receptor, pero habría algunas que entrarían con cierta inclinación (componentes V_x e V_y) y de su velocidad V_T sólo la componente $V_x = V$ sería medida por nuestro sistema.

· Tendríamos : $\Delta f = 500\,kHz \cdot \dfrac{3\,m/s}{340\,m/s} = 4'4\,kHz$ ⑦

Los ecos tendrían estas frecuencias :



$$\boxed{\begin{aligned} f_{min} &= 495'6\,kHz \\ f_{max} &= 504'4\,kHz \end{aligned}}$$

---

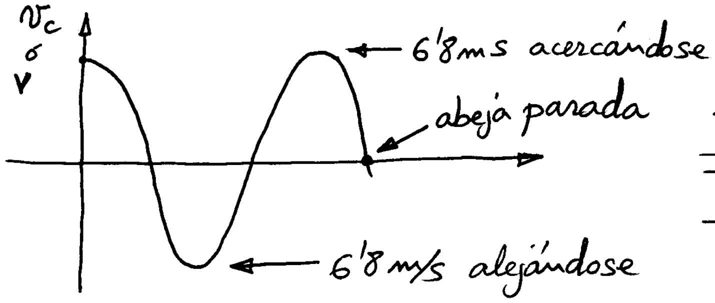
2) Para nuestro VCO tenemos: $K_o = \dfrac{10\,kHz}{1V} = 10^4\,Hz/V$

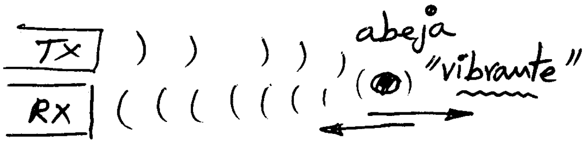
Por tanto, para llevar la frecuencia del VCO a 504'4 kHz siendo $f_o = 500\,kHz$ necesitamos $V_c = \dfrac{504400 - 500000}{10^4} = \underline{\underline{+0'44V}}$

Para llevarla a 495'6 kHz : $V_c = \dfrac{495600 - 500000}{10^4} = \underline{\underline{-0'44V}}$

Una tensión constante $V_c = 1V$ significaría que el PLL se ha enganchado a un eco de $500.000 + K_o \cdot 1V = 510\,kHz$, lo que significaría que recibe el eco de una abeja <u>acercándose</u> al RX con una velocidad $V = V_S \cdot \dfrac{10\,kHz}{500\,kHz} = 6'8\,m/s$. Como a esta velocidad acabaría por estrellarse contra el RX, si vemos que el voltaje $V_c = 1V$ permanece (no cae a cero cuando la abeja choca y se para contra el RX) podemos pensar que, o bien el oscilador del TX ha variado su frecuencia a 510 kHz o bien nuestro VCO ha cambiado su f_0 a 490 kHz por ejemplo. Cabría la posibilidad de un viento que cambiase la velocidad de propagación V_s pero esto afectaría tanto a la onda emitida por el TX (frenándola por ejemplo) como a la onda recibida por el RX que iría más rápida, con ese viento a favor. La cosa se complica algo y no es necesario dar estas explicaciones distintas de la abeja acercándose al RX a 6'8 m/s.

Por ello mismo, una V_c senoidal de 1V de pico y una frecuencia de 500 Hz podría ser debida a una abeja acercándose y alejándose al RX a razón de 500 veces por segundo, que alcanzase una velocidad máxima de 6'8 m/s.





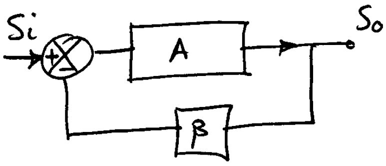
O quizá es una abeja "parada" (suspendida en el aire) frente al RX, agitando sus alas 500 veces por segundo...
La longitud de onda $\lambda = 340 \text{ m/s} / 500\,000 \text{ c/s} = 0'68 \text{ mm}$ permite pensar que un ala de área 1 o 2 mm² devuelva ese eco....

- Sin embargo la amplitud de 1V de pico en v_c indicaría 6'8 m/s y unas alas que se desplazasen 3 mm (amplitud de pico) a razón de 500 veces por segundo de forma senoidal darían un desplazamiento $x(t) = 3mm \cdot sen(2\pi \cdot 500t)$ cuya velocidad

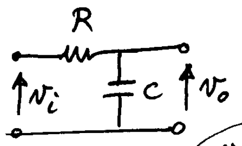
$$y(t) = \frac{dx(t)}{dt} = 3mm \cdot 2\pi \cdot 500 \cdot \cos(2\pi \cdot 500t) = 9'4 \, m/s \cdot \cos(2\pi \cdot 500t)$$

no queda lejos de esos 6'8 m/s. Podrían ser esas alas (desplazándose) (vibrando) senoidalmente con una amplitud de pico de unos 2 mm.

3) Por analogía con $G = \frac{A}{1+A\beta}$ del lazo de control o de Realimentación en la forma:



$$\frac{S_o}{S_i} = G = \frac{A}{1+A\beta}$$



$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1/Cs}{1/Cs + R}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1+\underbrace{RC}_{\tau}s}$$

Tendríamos en el PLL del diagrama de bloques del Apdo 1:

$$\frac{v_c}{\theta_i} = \frac{k_D}{1 + k_D \cdot k_o \cdot 1/s} \quad \text{y como} \quad \frac{\theta_i}{f_i} = \frac{1}{s} \Rightarrow \qquad \theta_i = \frac{f_i}{s}$$

$$\frac{v_c}{f_i/s} = \frac{k_D}{1+k_D k_o \cdot 1/s} \Rightarrow \frac{v_c}{f_i}(s) = \frac{k_D}{s + k_D k_o} = \frac{1/k_o}{1 + s \cdot \underbrace{\frac{1}{k_o k_D}}_{\tau}}$$

$k_o = 10^4 \, Hz/V = 2\pi \cdot 10^4 \, \frac{rad/s}{V}$

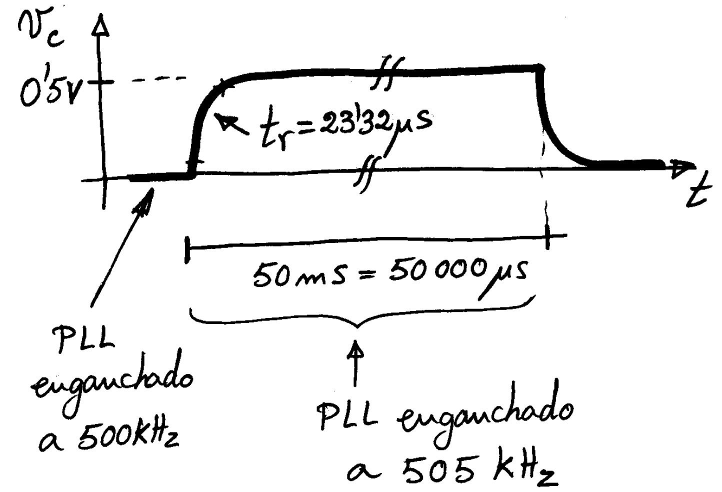
$K_D = 1'5 \, V/rad$

$k_o k_D = 2\pi \cdot 10^4 \cdot 1'5 \, \frac{rad/s}{V} \cdot \frac{V}{rad}$

$k_o k_D = 3\pi \cdot 10^4 \, s^{-1} \Rightarrow \tau = \frac{1}{k_o k_D} = 10'6 \mu s$

Por tanto nuestro sistema tiene $t_r = 2'2\tau = 23'32 \mu s$ y ello significa que es mucho más rápido que lo que se requiere (responde en $23 \mu s$ cuando bastaría con que lo hiciera en $1000 \mu s = 10^{-3} s$).

4) La señal V_c será algo así:



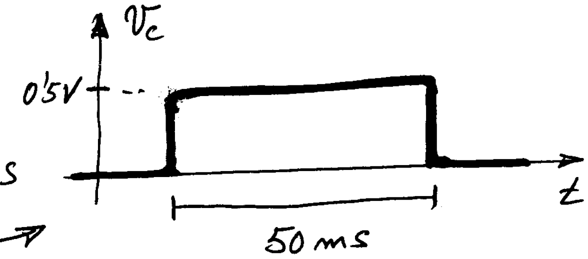
$$\Delta f = f_0 \cdot \frac{3'4}{340} = 5\,kHz$$

$$K_0 \cdot V_{CTOP} = 5\,kHz$$

$$V_{CTOP} = \frac{5\,kHz}{10^4\,Hz/V} = 0'5\,V$$

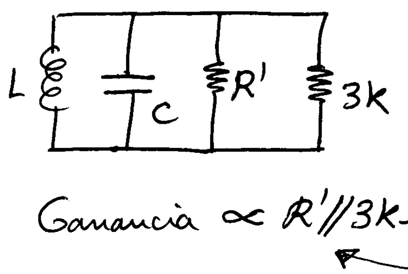
$$\frac{17\,cm}{3'4\,m/s} = 50\,ms$$

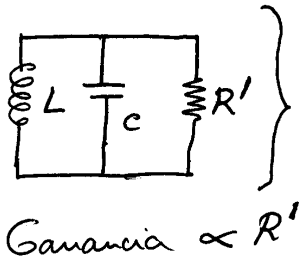
Realmente, el pulso que dura 50000 μs y sube y baja en 23'32 μs se vería muy "cuadrado"



5) a) La misión de las resistencias es la de amortiguar los circuitos L-C para aumentar su ancho de banda a fin de conseguir los 10kHz necesarios en radiodifusión AM.

b) Los 28'6 dB de incremento de ganancia en tres etapas iguales supone que la ganancia de cada etapa aumenta en un factor tres al quitar $R = 3k\Omega$. Como la ganancia es proporcional a la resistencia en paralelo con L y C (cuyas reactancias se cancelan a la frecuencia de sintonía o resonancia) ello significa:





$$\Rightarrow R' = 3\,(R' /\!/ 3k\Omega)$$

Ganancia $\propto R' /\!/ 3k\Omega$

Ganancia $\propto R'$ es 3 veces mayor que

Luego: $R' = 3 \times (R' // 3k\Omega) \Rightarrow R' = 3 \dfrac{R' \cdot 3000}{R' + 3000}$

$(R')^2 + 3000 R' = 9000 R' \Rightarrow (R')^2 = 6000 R' \Rightarrow$

$R' = 0$ y $\underline{\underline{R' = 6000\Omega}}$ ($R' = 0$ no es válida pues la ganancia sería nula)

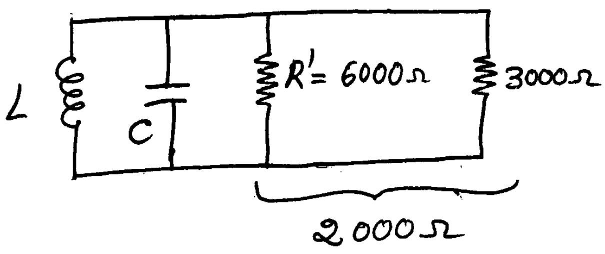
Por tanto: $Q_{SR} = 2\pi f_0 \cdot R' \cdot C = 2\pi f_0 \cdot 6000 \cdot C$

$Q_{CR} = 2\pi f_0 \cdot (R' // 3k) \cdot C = 2\pi f_0 \cdot 2000 \cdot C$

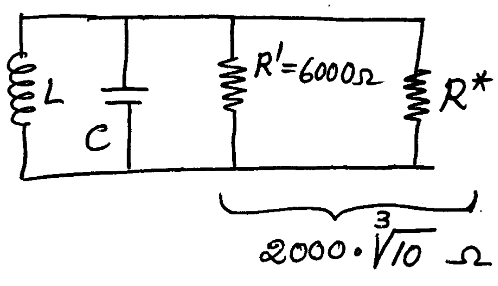
Luego $\dfrac{Q_{SR}}{Q_{CR}} = \dfrac{6000}{2000} = 3$

c) Para que la ganancia aumente sólo por 10 en vez de hacerlo por 27, deberemos sustituir las resistencias de $3k\Omega$ por otras no de valor infinito (quitarlas) sino de valor R^* tal que la ganancia de cada etapa aumente en un factor $\sqrt[3]{10}$.

Teníamos:



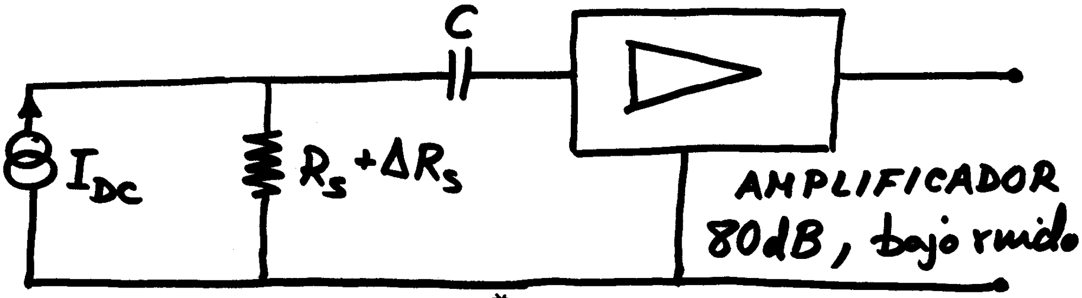
Necesitamos



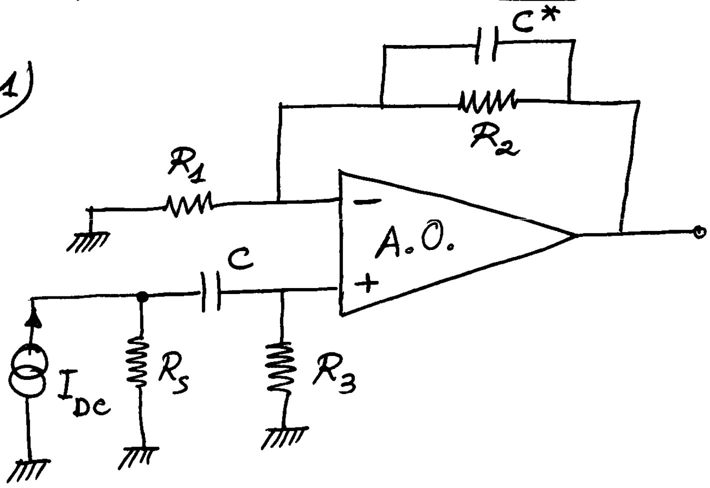
$\sqrt[3]{10} = 2'15 \Rightarrow \dfrac{R' \cdot R^*}{R' + R^*} = 2000 \cdot \sqrt[3]{10} = 4309\Omega$

$6000 R^* = 4309 R' + 4309 R^* \Rightarrow 1691 R^* = 4309 \cdot 6000 \Rightarrow \underline{\underline{R^* = 15.289\Omega}}$

PROBLEMA 3



1)



C* limita el ancho de banda del circuito a 2100 Hz (−3dB)

Por tanto: $\frac{1}{2\pi \cdot 2100 \cdot C^*} = R_2$ (*)

R_3 permite que fluya la corriente de polarización I_{B+} del A.O. (Sin R_3 NO HABRIA Amplif. Operacional)

R_3 debe ser $R_3 >> R_S$ para que apenas atenúe la señal que entrega el sensor de resistencia R_S (Ejemplo $R_3 > 10 R_S$)

Ganancia: $80dB\,(10^4) = 1 + R_2/R_1 \Rightarrow R_2/R_1 \approx 10^4 \Rightarrow R_2 = 10^4 R_1$

Realim. Negat. del A.O.: efecto de carga red β: $R_2 + R_1 \gg R_{OUT}$ del AO.

Típicamente $R_2 + R_1 > 1K\Omega$ bastaría

Bajo ruido: $R_N = (R_3 // R_S) + R_1 // R_2 \approx R_3 // R_S \approx R_S$ (para no atenuar)

Como R_S será mayor que 25Ω, basta $R_1 = 1\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$ (*)

$\hookrightarrow C^* = 7'6\,nF$

2) La R_{opt} del A.O. es: $R_{opt} = \frac{e_n}{i_n} = \frac{1nV/\sqrt{Hz}}{1pA/\sqrt{Hz}} = 1k\Omega$

por lo que la mínima F se tendrá con $R_s = 1k\Omega$.

Ahora bien: podemos emplear $\begin{cases} 8 \text{ galgas en serie} \Rightarrow R_s = 1K6 \\ 4 \;\;\text{"}\;\;\text{"}\;\;\text{"} \Rightarrow R_s = 0'8k\Omega \\ 2 \;\;\text{"}\;\;\text{"}\;\;\text{"} \Rightarrow R_s = 0'4k\Omega \end{cases}$

etc...

Por tanto empezaremos probando con 8 en serie e iremos bajando para ver dónde és mínima la Figura de ruido F.

Como $R_N \approx R_s$ por todo lo dicho antes, tendremos:

$$F \approx 1 + \frac{e_n^2 + i_n^2 \cdot R_s^2}{4kTR_s} = \begin{cases} 1 + \dfrac{10^{-18} + 2'56 \cdot 10^{-18}}{26'5 \cdot 10^{-18}} = 1'134 \\ \text{Para } R_s = 1600\Omega \text{ (8 galgas en serie)} \end{cases}$$

$$= \begin{cases} 1 + \dfrac{10^{-18} + 0'64 \cdot 10^{-18}}{13'25 \cdot 10^{-18}} = 1'124 \\ \text{Para } R_s = 800\Omega \text{ (4 galgas en serie)} \end{cases}$$

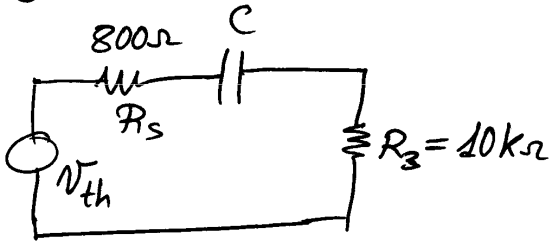
$$= \begin{cases} 1 + \dfrac{10^{-18} + 0'16 \cdot 10^{-18}}{6'625 \cdot 10^{-18}} = 1'175 \\ \text{Para } R_s = 400\Omega \text{ (2 galgas en serie.)} \end{cases}$$

Por tanto la mejor configuración es la de 4 galgas en serie y en este caso, la figura de ruido sería:

$F = 1'124 = \underline{\underline{0'5 dB}}$

3) Si $I_{B+} = 1mA$ y como $R_s = 800\Omega$, al elegir $R_3 \gg R_s$ tendremos: $R_3 > 10R_s \Rightarrow R_s > 8k\Omega$ // Por ej. $R_3 = 10k\Omega$

Ahora $I_{B+} \cdot R_3 = 1mA \cdot 10k\Omega = \underline{\underline{10\mu V}}$ que serán amplificados por: $\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \approx 10^4$, por lo que a la salida habrá un término dc de $10\mu V \times 10^4 = 100 mV$ ($0'1 V_{dc}$) que habrá que eliminar con un condensador en serie con la etapa siguiente. Su diseño, considerando R_{sig} (la resist. de entrada de la etapa siguiente) y que la de salida del AO + Realim. Negativa es muy baja, sería parecido al de C que se obtiene así:



$f_{ci} = 100 Hz$

Para que C determine la frecuencia de corte (-3dB) inferior, tendremos: $\frac{1}{2\pi \cdot 100 Hz \cdot C} = (10k\Omega + 800\Omega) \Rightarrow$

$C = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10800} = \underline{150 nF}$

4) $V_s = \Delta R_0 \cdot I_{DC} = 8m\Omega \cdot 1mA = 8\mu V$ (eficaces) $\Rightarrow S = 64 \cdot 10^{-12} V^2$

$N \approx 4kTR_s \cdot \left(2100 \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 4'37 \cdot 10^{-14} V^2 \Rightarrow (S/N)_i = 1464 = \underline{31'6 dB}$

$(S/N)_0 = 31'6 dB - 0'5 dB = \underline{31'1 dB}$ y más exacto aún: $(S/N)_0 \approx \underline{30'8 dB}$

restamos el factor de atenuación de R_s y R_3 : $\left(\frac{R_3}{R_s+R_3}\right)^2 = 1'08$ (0'3dB)

$V_{ON} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \sqrt{\left[e_n^2 + i_n^2 R_N^2 + 4kTR_N\right] \cdot \left(2100 \cdot \frac{\pi}{2} - \cancel{100}\right)} \approx \underline{2'2 mV_{ef}}$