

APELLIDOS:

NOMBRE:

SOLUCION

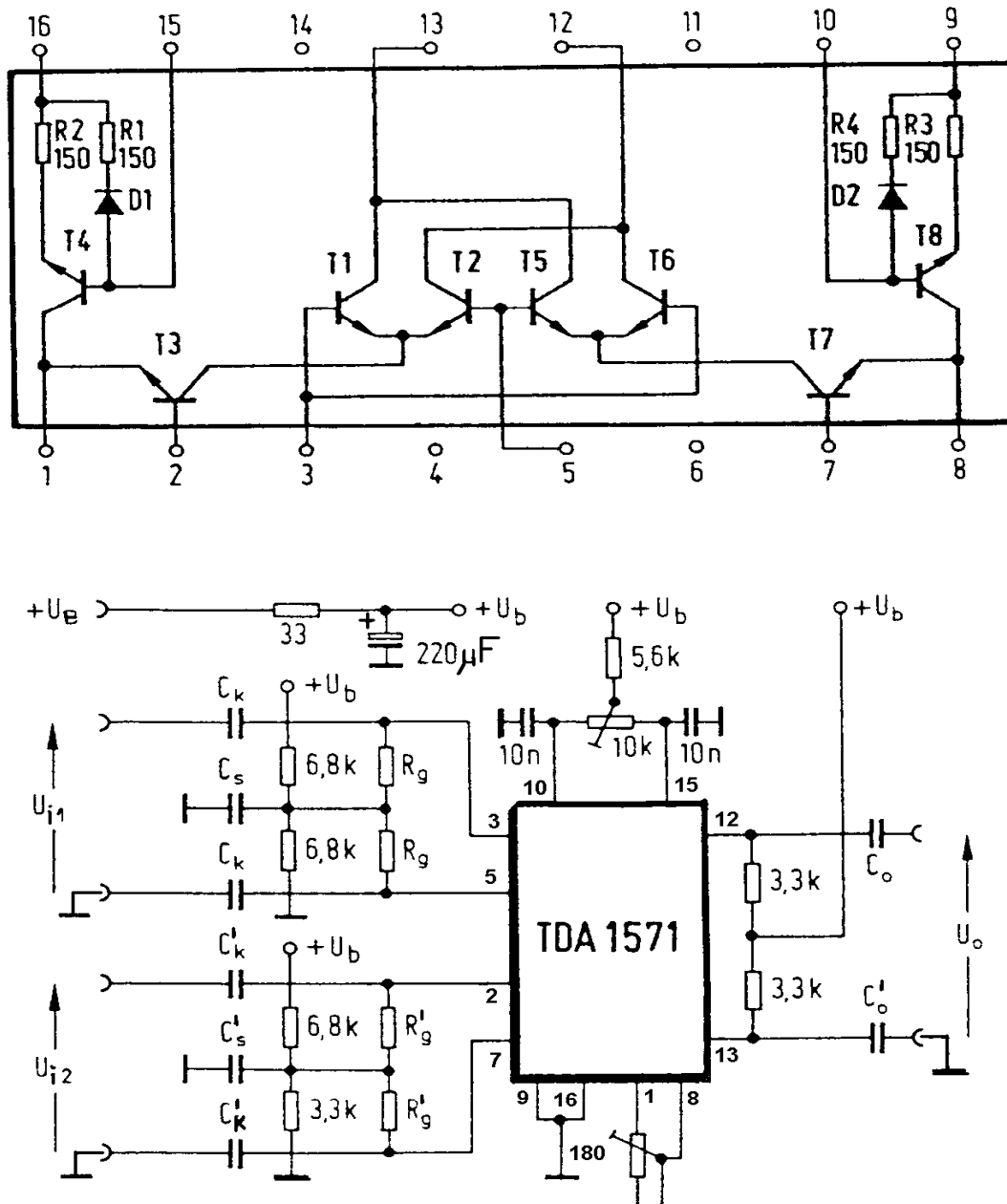
Problema 1. Un sistema electrónico del que somos responsables y que funciona alimentado con una tensión continua $V_{DC}=12V\pm 0.1V$ ha dejado de funcionar correctamente durante algún intervalo de tiempo que ha podido ser corto, porque al hacerle nuevas pruebas de funcionamiento, éste ha sido correcto. Como consecuencia debemos pagar una fuerte indemnización al cliente que lo utilizaba a menos que demos que no somos culpables de tal fallo porque el mismo se ha debido a un mal funcionamiento del sistema de alimentación (SA) que proporciona esa V_{DC} regulada y que fue vendido al cliente por otro proveedor. En el esquema eléctrico del SA vemos que utiliza un clásico transformador T1 reductor para la tensión de red de $220V_{ef}$ nominales que dan en su secundario una tensión de $12V_{ef}$. Esta tensión se rectifica mediante un puente de 4 diodos de Si, cada uno de los cuales necesita una caída de tensión $V_D=0,6V$ cuando conduce. A continuación existe un condensador $C_1=4700\mu F$ en paralelo con la entrada de un regulador de tres terminales cuya tensión de salida es de $12V\pm 0.05V$ para corrientes de hasta 1 Amperio, siempre que respetemos sus servidumbres técnicas que incluyen: una caída mínima de tensión entrada-salida $V_{Drop}=0.5V$, una temperatura máxima de sus uniones internas $T_{jmax}=150^\circ C$ y una resistencia térmica $\Theta_{JC}=0,2^\circ C/W$.

El SA viene especificado como capaz de aceptar una tensión de red de $220V_{ef}\pm 10\%$ y supondremos que la tensión de red siempre ha estado entre esos márgenes. También se especifica que es capaz de dar $0,9A$ con garantía, debido a que la limitación interna del regulador que usa es de: $1A\pm 5\%$ a la temperatura ambiente que supondremos $T_{amb}=25^\circ C$. Analizando el sistema de refrigeración del regulador del SA hemos concluido que la resistencia térmica Θ_{CR} entre la cápsula y el radiador no debe superar los $0.3^\circ C/W$ debido a la pasta conductora de calor que se ha utilizado y el radiador es un modelo de $\Theta_{RA}=9,5^\circ C/W$.

- 1) Obtenga la tensión de pico máxima y mínima que puede haber a la entrada del regulador, sobre C_1 (5 p).
- 2) Con esos valores y considerando que nuestro equipo consume $I_{DC}=0.7A$, haga una estimación rápida de la máxima potencia P_{max} que puede llegar a disipar el regulador del SA alimentando a nuestro equipo (10 p)
- 3) Estime con todo anterior la temperatura T_j que ha podido alcanzar el regulador e indique por qué no parece que un exceso de temperatura haya sido la causa del fallo en el SA (10 p).
- 4) Para ese consumo $I_{DC}=0.7A$ dibuje las formas de onda aproximada de la tensión en C_1 según sea la tensión de red alta o baja. Justifique sus valores indicando su relación con el valor de C_1 . (20 p)
- 5) Con esas formas de onda, diga si una tensión de red baja ha podido originar el fallo en el SA (5 p).
- 6) Como última forma de evitar pagar la indemnización vamos a considerar la tolerancia de los componentes electrónicos como C_1 . ¿Qué podríamos decir a nuestro favor al comprobar que la tolerancia del condensador C_1 en el SA es del 10%? **NOTA:** aunque la capacidad de C_1 se puede medir, resulta difícil asegurar que no ha variado algo desde cuando se produjo el fallo hasta ahora. Intente por ello demostrar que el SA tiene un fallo de diseño a la vista de esas tolerancias. (10 p)
- 7) Dibuje la etapa de potencia, bobina L , diodo D , condensador C y dispositivo de control DDC (sin su electrónica de control) de un regulador de conmutación capaz de sustituir al regulador de este SA. (15 p).
- 8) Dibuje la forma de onda en esa bobina $L=35\mu H$ para $t_{on}=10\mu s$ y una caída $V_{DDC}=0,27V$ cuando este nuevo regulador conmutado alimenta a nuestro equipo. Justifique sus valores máximo y mínimo. (25 p)

Problema 2. En la Figura se muestra el circuito integrado (CI) TDA1571 que permite obtener una célula de Gilbert, que es un multiplicador de cuatro cuadrantes rápido. Su función queda descrita en la misma Figura y a la vista de ello y de lo explicado en clase, conteste a las siguientes preguntas:

91. Circuito universal de conversión, TDA 1571



Funciona según el principio del modulador equilibrado. La salida (u_o) suministra el producto de dos amplitudes de entrada (u_1 , u_2). Los valores no especificados dependen de la frecuencia y de la resistencia interna de las fuentes. Potenciómetro $10\text{ k}\Omega$: simetría. Potenciómetro $180\text{ }\Omega$: ganancia ($10\ldots 21\text{ dB}$). Aplicaciones: conversión, multiplicación de frecuencia, modulación, demodulación hasta 100 MHz . (Documentación Philips y W. Zetzmann, *Funkschau*, Munich, N.º 21/83, pág. 68).

1) Comente qué estructura forman T4 y D1 así como T8 y D2 considerando que D1 y D2 son transistores como T4 y T8 cuya base y colector están cortocircuitados. (5 p)

2) La tensión de alimentación U_B va a ser de $12V_{DC}$, que será aproximadamente igual a la tensión U_b que habrá sobre el condensador de $220\mu F$ que junto con la resistencia de 33Ω forman cierto filtro. Indique el tipo de filtro que forman y cuál será su misión. (5 p)

3) ¿Cuál es la corriente de T3 y T7 con el potenciómetro de $10K$ justo en su posición central? Suponga que la caída de tensión en las uniones p-n es: $V_{BE}=0,7V$. (10 p)

4) Comente por qué el potenciómetro de 180Ω consigue variar la ganancia de este multiplicador y qué ocurrirá si tal potenciómetro se sustituye por un cortocircuito entre los terminales 1 y 8 del TDA1571. (5 p)

5) En lo que viene asumiremos que las patillas 1 y 8 del CI están cortocircuitadas, en cuyo caso la expresión que nos da el desequilibrio de corrientes que entran en el C.I. por sus patillas 12 y 13 es:

$$\Delta I = I_{12} - I_{13} = I_{EE} \times th\left(\frac{U_{i1}}{2V_T}\right) \times th\left(\frac{U_{i2}}{2V_T}\right)$$

Obtenga una expresión mucho más simple de ΔI para valores de U_{i1} y U_{i2} de pocos mV, mucho menores por tanto que el voltaje térmico $V_T=26mV$ a temperatura ambiente. (4 p). Para una señal continua $U_{i2}=4mV_{DC}$ ¿Cuánto valdrá la transconductancia $g_{conv}=\Delta I/U_{i1}$? ¿Qué significa eso para una señal U_{i1} de $3\mu V$ de amplitud y de $27,125MHz$ de frecuencia? (6 p)

6) Excitando el circuito con una señal de oscilador local $U_{i2}=4mV_{pico}$ y $20MHz$ de frecuencia ¿Qué significa g_{conv} de cara a la misma señal U_{i1} de $3\mu V$ de pico y $27,125MHz$ de frecuencia. Indique la amplitud de las componentes espectrales que tendrá la fluctuación de corriente ΔI y si no recuerda la trigonometría necesaria, considere que habrá dos bandas laterales de igual potencia. (10 p)

7) La señal U_{i1} puede ser una portadora captada mediante una antena para la banda de frecuencias CB (canal 14 de la “Citizen Band”), por lo que todo lo anterior nos sugiere una forma de detectar la presencia de dicha portadora, basándonos en que tenemos en el laboratorio un amplificador de audio de ganancia en tensión variable hasta $60dB$. Esa forma consiste en sintonizar el generador de laboratorio para U_{i2} a $27,123MHz$, de modo que conectando el amplificador de audio a la salida U_o oigamos un tono de $2KHz$ cuando llegue portadora a la antena. Razone si esto será posible considerando que a la salida del amplificador de audio conectamos un altavoz de 8Ω de impedancia y que oiremos el sonido de ese altavoz si la potencia del tono de $2KHz$ obtenido sobre el altavoz es de algunos milivatios (p.e. $4mW$). (20 p)

8) Suponiendo que su respuesta al apartado anterior haya sido positiva, falta diseñar los condensadores del circuito cuyo valor no se da. Explique la misión de cada uno de ellos y en función de ello diseñe su valor para la aplicación del apartado anterior. Si ve alguno que no sea necesario, indíquelo así ya que supone un ahorro de componentes. Considere que las señales U_{i1} , U_{i2} y U_o son todas referidas a masa (asimétricas) como el dibujo parece indicar con las tres tomas conectadas al raíl de masa. Suponga que no vamos a adaptar impedancias a los generadores por lo que puede quitar R_g y R_g' . (15 p)

9) Indique la misión de las resistencias de $6,8K\Omega$ y $3.3K\Omega$. (10 p)

10) Obtenga la tensión entre colector y emisor de los transistores T3 y T7. (10 p)

Problema 3. Se desea amplificar 1000 veces (60 dB) la señal de tensión v_s de un sensor de baja impedancia $R_s=100\Omega$, para lo que vamos a emplear un Amplificador Operacional (A.O.) realimentado negativamente. Como el sensor no permite el paso de la corriente continua y además ofrece una R_s bastante constante, se nos ha ocurrido conectarlo a la entrada inversora del A.O., de modo que su resistencia R_s junto con la de realimentación R_2 fijen la ganancia en tensión para v_s , dado que el cambio de signo en la ganancia no nos importa.

1) ¿Por qué hemos considerado que el sensor “ofrece una R_s bastante constante” al justificar la elección de la configuración amplificadora? Considere que en esta configuración el sensor forma parte de la red de realimentación del A.O. y usando una configuración no-inversora no es así. (10 p)

2) Dibuje y diseñe la configuración inversora que obtendremos con el menor número de componentes, limitando su ancho de banda (-3dB) a 2KHz, que es el límite superior de frecuencia de las componentes espectrales de v_s que nos interesan. Escriba la expresión de la ganancia de este amplificador en función de la frecuencia. (10 p)

3) ¿Por qué la configuración inversora elegida permite amplificar la tensión v_s aunque el sensor “no deje pasar la corriente continua”? ¿Cómo se garantiza el paso de las corrientes de polarización I_{B+} e I_{B-} del A.O. en el diseño del Apartado anterior? ¿Cómo se notará eso en la salida del A.O. para $I_{B+}=I_{B-}=2nA$, entrantes hacia el A.O.? (10 p)

4) Elija el A.O. más adecuado entre los dos siguientes, justificándolo. (15 p)

A.O.1: $e_n = 1 \text{ nV} / \text{Hz}^{1/2}$ $i_n = 1 \text{ pA} / \text{Hz}^{1/2}$ (independientes de la frecuencia).

A.O.2: $e_n = 5 \text{ nV} / \text{Hz}^{1/2}$ $i_n = 5 \text{ fA} / \text{Hz}^{1/2}$ (independientes de la frecuencia).

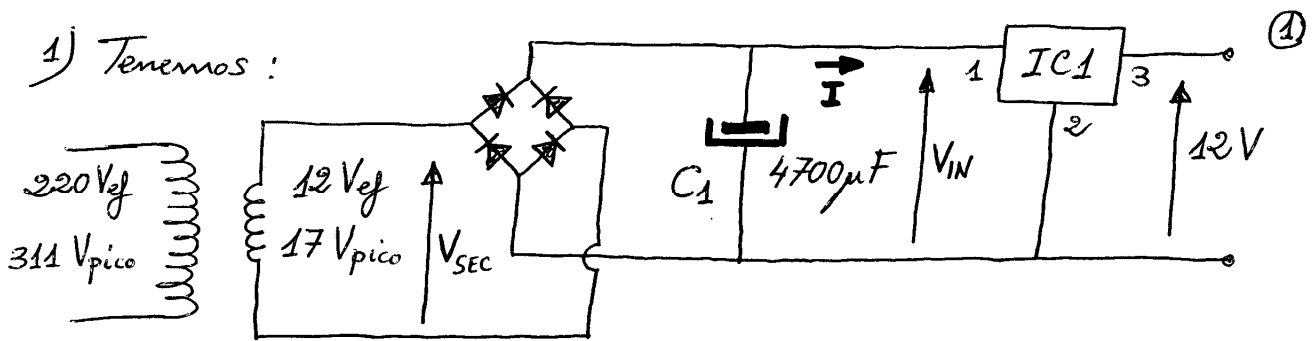
5) Calcule la tensión eficaz de ruido a la salida en su diseño tomando $k= 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ y suponiendo que la frecuencia de corte inferior tiende a cero. (10 p)

6) Calcule la figura de ruido F del amplificador. (10 p)

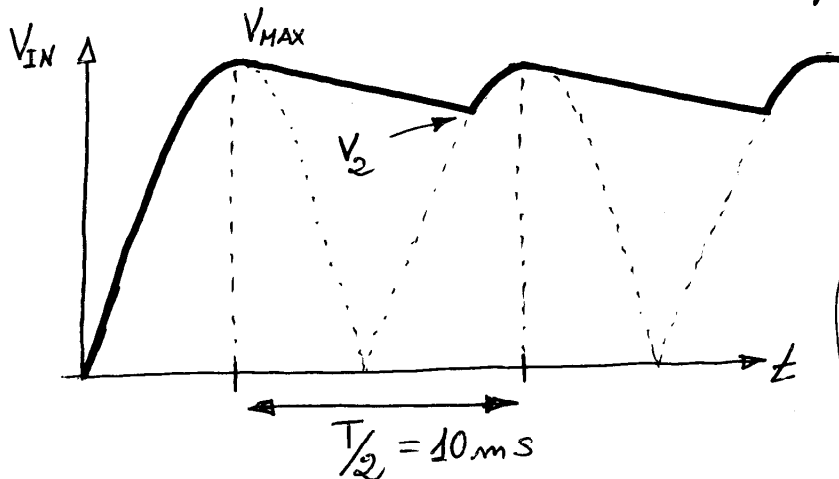
7) Indique razonadamente si el empleo de un transformador para acoplar el sensor podría mejorar esa figura de ruido. Hágalo manteniendo el A.O. que eligió en el Apartado 4, indicando en este caso la relación $n:1$ de espiras necesaria y la nueva figura de ruido obtenida. No olvide dar el nuevo valor de R_2 que se necesita al considerar la ganancia o atenuación de tensión que introduce el transformador ni su efecto sobre el ancho de banda. (15 p)

8) ¿Es posible mejorar más aún la Figura de ruido cambiando de A.O. y usando un transformador con una relación de espiras adecuada? ¿Cuánto vale esa relación de espiras, o entre qué valores debería estar? (20 p)

1) Tenemos:



FLUCTUAN HASTA $\pm 10\%$ $\Rightarrow$ $\begin{cases} V_{SEC} = 17 V_{pico} \text{ NOMINALES} \\ V_{SEC} = 18'7 V_{pico} \text{ MAXIMO (red "alta")} \\ V_{SEC} = 15'3 V_{pico} \text{ MINIMO (red "baja")} \end{cases}$



V_{MAX} con red "alta"
es: $18'7 - 2 \times 0'6 =$

17'5 V
Tensión de pico máxima
en V_{IN} sobre C_1

Con red "baja" V_{MAX} será: $15'3 - 2 \times 0'6 = 14'1 V_{pico}$

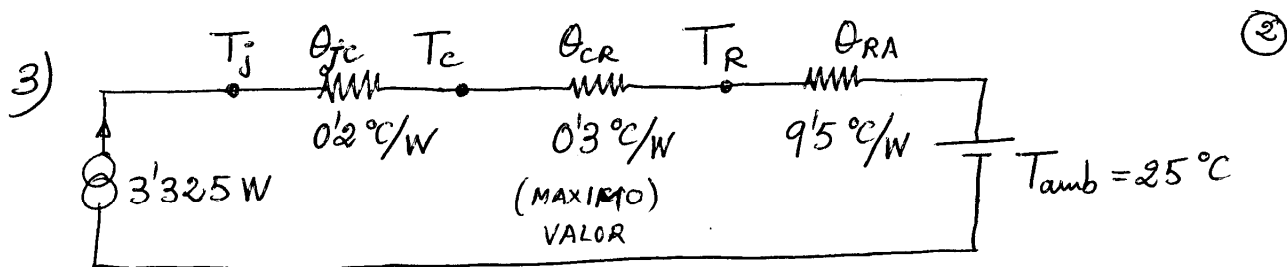
$$V_2 \approx V_{MAX} - \frac{1}{C_1} \cdot I \cdot T/2 = 14'1 V - \frac{0'7 \cdot 10^{-2}}{4700 \cdot 10^{-6}} = 14'1 V - 1'5 V = \underline{\underline{12'6 V}}$$

Y esta será la tensión mínima que habrá sobre C_1 .

2) La mayor potencia disipada por IC1 corresponderá al caso de que la red esté "alta": $\langle V_{IN} \rangle \approx (V_{MAX} + V_2)/2 = V_{MAX} - \frac{1'5 V}{2}$

En ese caso la tensión media $\langle V_{IN} \rangle = 17'5 V - 0'75 = \underline{\underline{16'75 V}}$

A su salida hay 12V, con lo que IC1 tiene una caída de tensión media de 4'75 V con $I = 0'7 A \Rightarrow P_{max} = \underline{\underline{3'325 W}}$

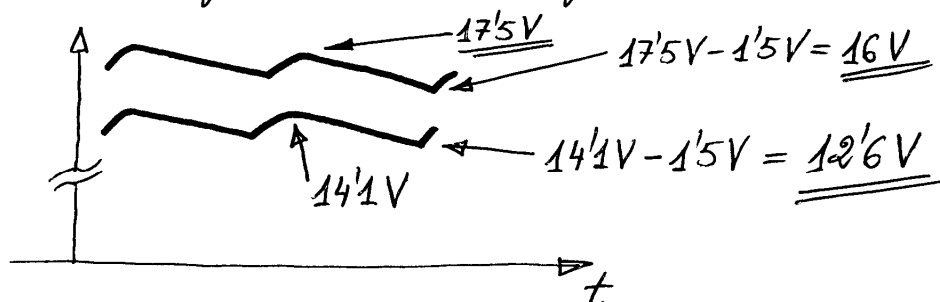


Con ello: $T_j = T_{amb} + 3.325\text{ W} (10\text{ }^{\circ}\text{C/W}) = T_{amb} + 33.25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Es decir $T_j = 58.25\text{ }^{\circ}\text{C} \ll T_{jmax} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$

Luego el fallo no parece causado por un exceso de temperatura en IC1. Si lo fuese, probablemente habría sido destructivo (no recuperable, como parece ser el caso).

4) Casi respondido en el Apartado 1:



$C_1 = 4700\text{ }\mu\text{F}$ consigue que V_{IN} "solo" caiga 1.5 V con el consumo $I = 0.7\text{ A}$ de nuestro circuito

Parece que una tensión de red baja NO habrá sido la causa del fallo, porque V_{IN} como mucho habrá bajado hasta 12.6 V que dejan 0.6 V de caída V_{DROP} , mayor que los 0.5 V que necesita el regulador IC1 para funcionar correctamente. Pero si C_1 fuese menor que $4700\text{ }\mu\text{F}$

6) Si C_1 fuese menor que $4700\mu F$ no podría mantener ^③ la corriente I con una caída de $1'5V$ solamente.

Tal caída sería mayor y esto a lo mejor hace que no se respete el mínimo $V_{DROP} = 0'5V$ que necesita IC_1 .

Con un 10% de tolerancia, C_1 puede estar entre:

$$90\% \times 4700\mu F \leq C_1 \leq 110\% \times 4700\mu F$$

El 90% de $4700\mu F$ es $4230\mu F$, con lo que la tensión que perdería $C_1 = 4230\mu F$ al dar $I = 0'7A$ durante unos 10ms sería:

$$\Delta V = \frac{1 \cdot 0'7 \cdot 10^{-2}}{(4230 \cdot 10^{-6})} = \underline{\underline{1'65V}} \text{ en lugar de los } 1'5V$$

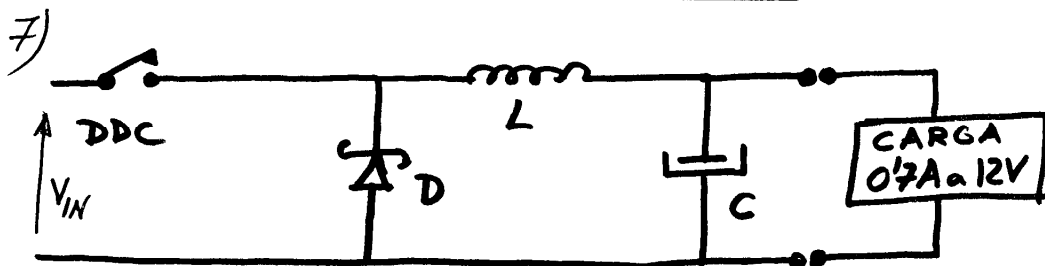
que hemos usado antes para $C_1 = 4700\mu F$. Por tanto, la tensión V_{IN} con red baja ha podido caer a (ver Apdo 4):

$$14'1V - 1'65V = 12'45V$$

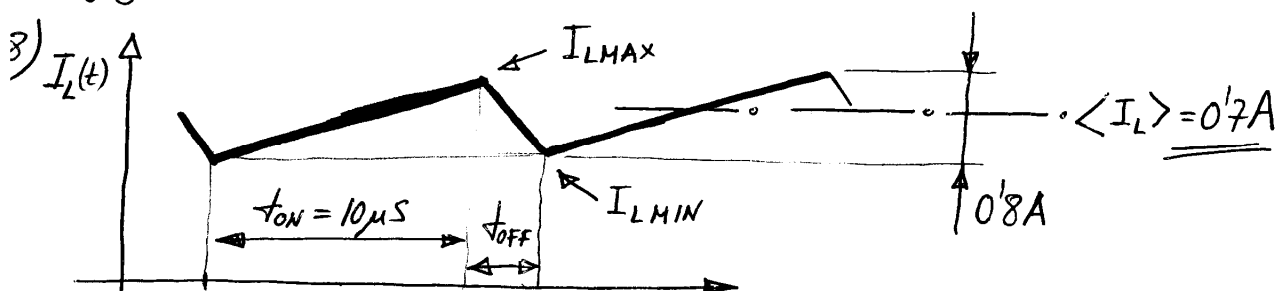
que ya no garantizan una $V_{DROP} \geq 0'5V$ necesaria para que IC_1 funcione bien.

Diríamos que, ante esta falta de garantía de buen funcionamiento del SA, nosotros no nos hacemos responsables de que nuestro equipo, mal alimentado (por ej. con 10V, no se sabe qué hace IC_1 sin V_{DROP} suficiente) haya funcionado mal.

Por tanto, el SA tiene un fallo de diseño (si $C1$ se especificó con el 10% de tolerancia) o uno de construcción si $C1$ se especificó bien (p.e. con una menor tolerancia) pero se montó en el circuito un $C1$ de mayor tolerancia (más barato por tanto). (4)



Configuración reductora de tensión.



Con valores nominales, V_{IN} estará entre $(17-1'2) = 15'8V$ y $15'8V - 1'5V = 14'3V$, es decir $\langle V_{IN} \rangle = 15'05V$.

En promedio L se carga con $15'05V - 0'27V - 12V = 2'78V$ y se descarga contra: $12V + V_D = 12'2V$ (Diodo Schottky)

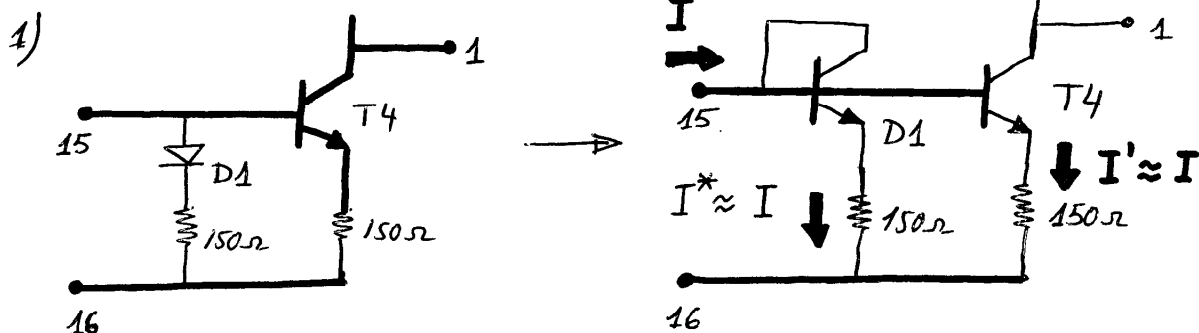
$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \cdot 2'78V \cdot 10\mu s = 0'79A \approx 0'8A \quad \parallel \quad \frac{\Delta I_L}{2} = 0'4A \Rightarrow$$

$$I_{LMAX} = 0'7A + 0'4 = 1'1A$$

$$I_{LMIN} = 0'7A - 0'4A = 0'3A$$

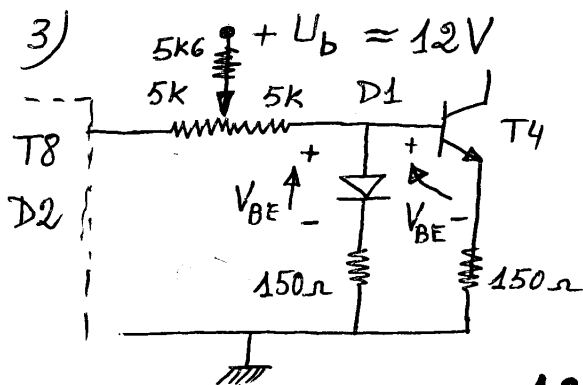
$$\frac{2'78 \cdot t_{ON}}{L} = \frac{12'2 \cdot t_{OFF}}{L} \Rightarrow t_{OFF} = \frac{2'78}{12'2} \cdot 10\mu s$$

$$t_{OFF} = 2'23\mu s$$

PROBLEMA 2

$T4$ y $D1$ así como $T8$ y $D2$ son espejos de corriente con resistencias de igualación en los emisores, lo que hace I e I' muy parecidas aunque los transistores del espejo difieran un poco debido a las inevitables tolerancias de fabricación de dispositivos integrados como $T4$ y $D1$.

2) La resistencia $R = 33\Omega$ y el condensador $C = 220\mu F$ filtran (en modo paso-bajo) la tensión de alimentación U_B dando una U_b cuyo valor medio será el de U_B menos una pequeña caída en R (p. ej. $66mV_{dc}$ si el CI consumiese $2mA$) pero muy estable frente a fluctuaciones que pudieran venir desde la alimentación exterior U_B . Estas fluctuaciones no son buenas, en especial para la polarización del CI con los espejos de corriente mencionados, que con el esquema empleado, va a ser bastante proporcional a la tensión U_b y si ésta fluctuase, lo harían las corrientes I e I' del Apartado anterior, influyendo por tanto en el funcionamiento del multiplicador.



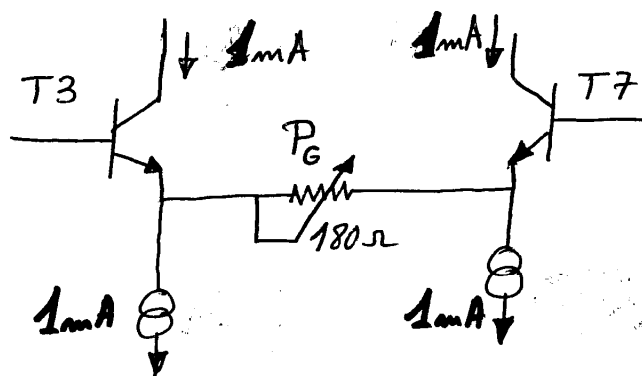
llamando I^* a la corriente que circula por el diodo D1 tenemos:

$$12 = (5k6 + 5k) \cdot I^* + 0.7V + 150\Omega \cdot I^*$$

Por tanto: $I^* = \frac{12V - 0.7V}{10750\Omega} = 1.05mA$ y además $I^* \approx \frac{U_b}{10750}$

de donde se deduce la necesidad de que U_b sea estable.

La corriente de emisor de T4 (y de T8 por el circuito gemelo que existe) será de **1mA** también, siendo ésta por tanto la corriente de emisor de T3 y T7. Tenemos:



Por tanto, la corriente de polarización de esta célula Gilbert es: **2mA**. ($I_{EE} = 2mA$)

4) P_G permite tener realimentación local negativa en el par diferencial T3-T7. Con $P_G = 180\Omega$ ésta realimentación será máxima (mínima ganancia del par T3-T7 por tanto) y con $P_G = 0$ no habrá tal realimentación (P_G cortocircuitado) y la ganancia de T3-T7 y del multiplicador por tanto, será máxima.

5) Para esos bajos valores de U_{i1} y U_{i2} el argumento de las ⁷ tangentes hiperbólicas es pequeño, con lo que: $th(x) \approx x$. Así:

$$\Delta I = I_{12} - I_{13} \approx I_{EE} \cdot \frac{U_{i1} \cdot U_{i2}}{4 V_T^2} = \underline{\underline{0.74 \cdot U_{i1} \cdot U_{i2}}}$$

Con $U_{i2} = 4 \text{ mV}_{DC}$: $\Delta I = 2.96 \cdot 10^{-3} \cdot U_{i1} \Rightarrow g_{conv} = \frac{\Delta I}{U_{i1}} = 2.96 \cdot 10^{-3} \frac{A}{V}$

Una señal de $3 \mu V$ de amplitud y 27.125 MHz de frecuencia en U_{i1} dará lugar a una fluctuación $\Delta I = 8.9 \text{ mA}$ de la misma frecuencia. Esta fluctuación ΔI dará, sobre las resistencias de $3 \text{ k}\Omega$, una tensión senoidal de: $8.9 \text{ mA} \times 3.3 \text{ k}\Omega = 29.4 \mu V$ de amplitud que se recogerán en modo diferencial entre las patillas 12 y 13 del TDA 1571 (sin C_0' conectado a masa). Con C_0' conectado a masa recogeremos en U_0 la mitad de esta señal, es decir $14.7 \mu V$.

6) Por la frecuencia no-nula de U_{i2} , se van a generar en ΔI dos señales senoidales de igual amplitud y con frecuencias de: $27.125 - 20 = 7.125 \text{ MHz}$ y $27.125 + 20 = 47.125 \text{ MHz}$. La potencia que con U_{i2} de frecuencia nula aparecía en 27.125 MHz , ahora se reparte por igual entre esas dos frecuencias, por lo que el desequilibrio o fluctuación de corriente ΔI será:

$$\Delta I = 0.74 \cdot 4 \text{ mV} \cdot 3 \mu V = 8.9 \text{ mA} \begin{cases} \nearrow \frac{8.9}{\sqrt{2}} \text{ mA de pico} \\ \text{a } 7.125 \text{ MHz} \\ \searrow \frac{8.9}{\sqrt{2}} = 6.3 \text{ mA de pico} \\ \text{a } 47.125 \text{ MHz} \end{cases}$$

En U_0 cada componente dará una tensión de $\frac{1}{2} \times \frac{8.9}{\sqrt{2}} \times 3.3 \text{ k}\Omega = 10.4 \mu V$ de pico

7) Con esta u_{i2} a $27'123 \text{ MHz}$ tendremos generado en u_o una ⑧ señal senoidal de 2 KHz y $10'4 \mu\text{V}$ de amplitud (tono de audio) junto con otros $10'4 \mu\text{V}_{\text{pico}}$ de radiofrecuencia a $27'125 + 27'123 = 54'248 \text{ MHz}$

El amplificador de audio con 60 dB de ganancia dará lugar a un tono de 2 KHz y $10'4 \text{ mV}_{\text{pico}}$ sobre el altavoz y la señal RF de $54'248 \text{ MHz}$ (bastante filtrada por las capacidades parásitas de entrada del amplificador + cable coaxial de conexión etc) apenas importa y será poco amplificada además por ese supuesto amplificador de AUDIO (no de RADIO)..... Los $10'4 \text{ mV}_{\text{p}}$ sobre los 8Ω del altavoz suponen una potencia media de:

$$P = \frac{V_p^2}{2 \cdot 8 \Omega} = \frac{(10'4)^2}{2 \cdot 8} \cdot 10^{-6} \text{ W} = 6'76 \mu\text{W}, \text{ que están lejos del}$$

milivatio y no se oiría nada - - -

Parece que nos quedamos sin detector, pero podemos aumentar la potencia del "oscilador local" (del generador de laboratorio) a ver qué ocurre. Triplicando su amplitud (poniendo 12 mV en vez de 4 mV) aumentamos por nueve (3^2) la potencia del tono de audio sobre el altavoz ($61 \mu\text{W}$) si $th\left(\frac{u_{i2}}{2V_T}\right) \approx \frac{u_{i2}}{2V_T}$. En este caso $\frac{u_{i2}}{2V_T} = \frac{12}{52} = 0'23$ y $th(0'23) = 0'227 \approx 0'23$. No vamos mal

por tanto, por lo que vamos a excitar en gran señal la entrada u_{i2} , con $u_{i2} = 0'5 \text{ V de pico} \gg 2V_T$. Con ello la $th\left(\frac{u_{i2}}{2V_T}\right)$ pasa a valer ± 1 (esto genera batidos de tipo $f_4 \pm mf$ que no nos

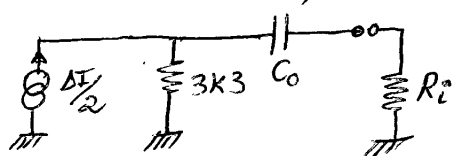
importan mucho con tal de oír el tono de 2KHz que se sigue generando. Ahora: ⑨

$$\Delta I = I_{EE} \times \tanh\left(\frac{U_{i2}}{2V_T}\right) \times \tanh\left(\frac{U_{i1}}{2V_T}\right) \approx I_{EE} \times \left(\pm 1\right) \cdot \frac{U_{i1}}{2V_T}$$

↑
ONDA CUADRADE DE
FRECUENCIA 27'123MHz

Con esto y la $U_{i1} = 3\mu V_{pico}$ esperamos fluctuaciones en ΔI del orden de: $|\Delta I| \approx \left| \frac{2mA}{2V_T} \right| \cdot U_{i1} = 38'5 \cdot 10^{-3} A$ con lo que la ganancia de conversión del Apdo 5 pasa a ser $38'5 \cdot 10^{-3} A/V$ en lugar de los $2'96 A/V$ que era antes, es decir: 13 veces mayor lo que generará sobre el altavoz una señal de audio unas 13 veces mayor en tensión ($13^2 = 169$ veces mayor en potencia). Con ello los $6'76 \mu W$ que obtuvimos pasan a ser $1142 \mu W$ es decir: superan el mW y ya se oirán en el altavoz los 2KHz (tono o pitido) que señalarían la presencia de portadora a 27'125 (canal 14 de CB).

8) Por lo dicho antes, C_0 hasta sobra (salida asimétrica). Para C_0 tenemos



Del amplific. de audio. Tomamos $R_i = 10k\Omega$ y para que 2KHz entren bien a R_i , la frecuencia de corte inferior de este filtro

paso alto la ponemos en 200Hz por ejemplo

$$2\pi(200Hz) = \frac{1}{(3k3 + R_i) \cdot C_0} \Rightarrow \underline{\underline{C_0 = 60mF}}$$

C_s y C'_s deben conectar bien a masa los puntos de unión ⁽¹⁰⁾ de las resistencias de $6k8$ (para la señal U_{i1}) y de las resistencias de $6k8$ y $3k3$ para la señal U_{i2} , ambas señales de unos $27MHz$ de frecuencia.

Suponiendo que eso se logra si su reactancia es del orden del Ω a esta frecuencia, tendremos:

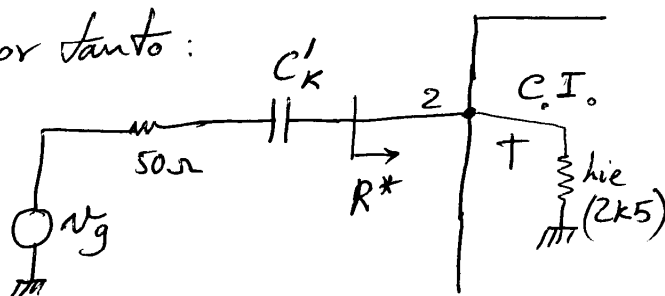
$$\frac{1}{2\pi \cdot 27MHz \cdot C_s} \approx 1\Omega \Rightarrow C_s \approx 5'9 nF \rightarrow \underline{\underline{(10 nF)}} = \underline{\underline{C'_s}}$$

Para C'_k necesitamos saber la resistencia de nuestro generador, que asumiremos $R_g = 50\Omega$ y habría que estimar la resistencia vista en la patilla 2 del CI.

Esta será la h_{ie} de T3 cuya $I_c = 1mA$ nos da:

$$h_{ie} = h_{fe} \frac{V_T}{I_c} = 2'5 k\Omega \text{ asumiendo } h_{fe} = 100 \text{ (típico)}$$

Tenemos por tanto:

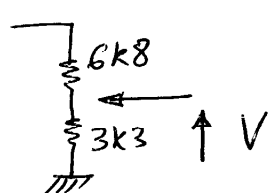


Como v_g es de $27'123 MHz$ hay que hacer que la frecuencia de corte de este filtro paso alto quede bien por debajo (p.e. en $2MHz$).

$$2\pi \cdot 2 \cdot 10^6 = \frac{1}{(50 + 2500) \cdot C'_k} \Rightarrow \underline{\underline{C'_k = 31 pF}}$$

Asumiendo que la señal de antena U_{i1} llega por una (11)
 guíaonda coaxial (cable coaxial) de 50Ω de impedancia
 característica, los mismos cálculos hechos para C'_k sirven
 para C_k , ya que la ^{resistencia} ~~hie~~ (dos hie's en paralelo de T1 y T2)
 vista en la patilla 3 del CI es similar a la hie de T3
 que hemos manejado. Por tanto: **$C_k = 31\text{ pF}$** también.

9) Las resistencias de $6k8$ y $3k3$ ponen una tensión en las bases
 del diferencial T3-T7 de la célula de Gilbert, que vale:



$$V \approx 12V \cdot \frac{3k3}{3k3 + 6k8} = \underline{\underline{3'9V_{DC}}} \quad \text{por lo que}$$

la tensión de emisor de T3 y T7 será:

$$V_{E3} = V_{E7} = 3'9V - 0'7V = \underline{\underline{3'2V}}$$

Las resistencias de $6k8$ ponen una tensión dc en las bases de
 T1, T2, T5, T6 que vale: $V \approx 12 \cdot \frac{6k8}{6k8 + 6k8} = 6V_{DC}$ por lo que
 la tensión de emisor de T1, T2, T5 y T6 será de $6 - 0'7 = \underline{\underline{5'3V}}$

10) Por lo anterior, el colector de T3 y T7 tendrá una
 tensión dc de $5'3V$ mientras que su emisor tenía $3'2V$

luego $V_{CE_{T3}} = 5'3 - 3'2 = \underline{\underline{2'1V}}$ y $V_{CE_{T7}} = 5'3 - 3'2 = \underline{\underline{2'1V}}$

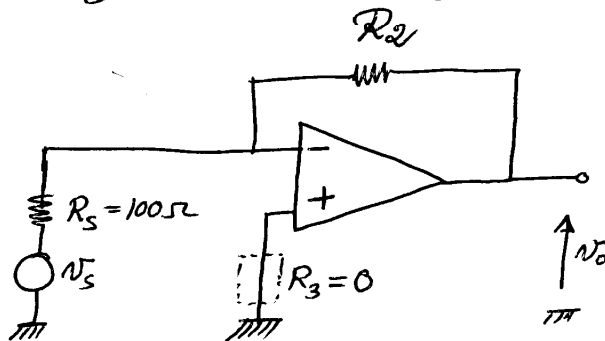
y la de T1 por ejemplo (que no se pide) será:

$$12V - 3k3 \cdot 1mA - 5'3V = 3'4V = V_{CE_{T1}} = V_{CE_{T2}} = V_{CE_{T5}} = V_{CE_{T6}}$$

PROBLEMA 3

(12)

1) La topología descrita es la siguiente:



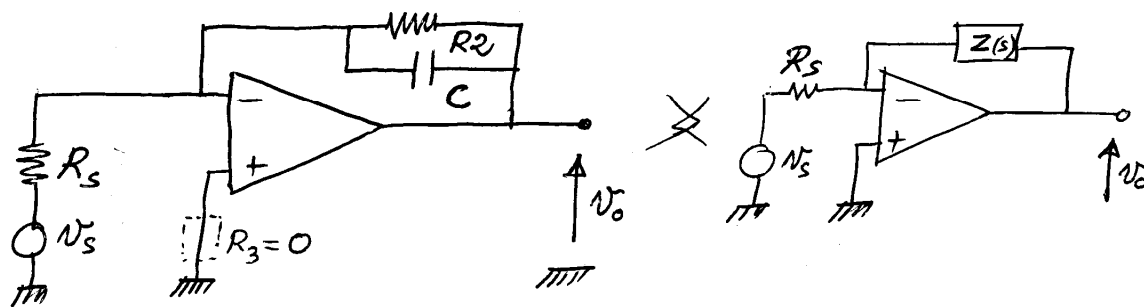
Configuración inversora de ganancia A_v dada por:

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_s}$$

El que R_s sea "bastante constante" permite obtener una ganancia A_v bastante constante a su vez. Ello ocurre porque en esta configuración el circuito equivalente del propio sensor forma parte de la red de realimentación del A.O. y si se desea una ganancia estable en el sistema realimentado con gran ganancia de lazo como es este, la red β de realimentación debe ser estable ya que determina la ganancia obtenida: $G = \frac{A'}{1+A'\beta} \approx 1/\beta$ si $T = A\beta \gg 1$.

Esto no ocurre empleando la configuración amplificador no-inversor (entran señal del sensor por la patilla (+)). Bueno, en rigor, R_s formaría parte de un sistema realimentado y sus variaciones se notarían algo, solo que ese "notarse" sería muy distinto al caso inversor, no afectando casi nada a la ganancia en tensión para la señal V_s .

2) Para limitar el ancho de banda (-3dB) a 2kHz hacemos: (13)



$$\frac{V_o}{V_s}(s) = \frac{-Z(s)}{R_s} = \frac{-R_2 \cdot \frac{1}{Cs}}{R_s} = \frac{-R_2}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + s\tau} = \frac{-R_2}{R_s} \times \frac{1}{1 + s\tau}$$

con $\tau = R_2 C$. Pasando a régimen permanente senoidal ($s = 0 + j\omega$)

$$\frac{V_o}{V_s}(j\omega) = \frac{-R_2}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau} = \frac{-R_2}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_c}} \quad \text{con } f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

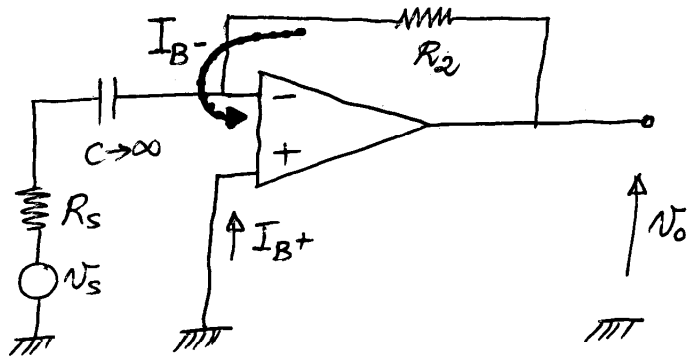
Para $f_c = 2\text{kHz}$ el producto $R_2 C = \frac{1}{2\pi \cdot 2\text{kHz}} = 79.6 \mu\text{s}$

Ahora, para que sea un diseño de bajo ruido $R_N = R_3 + R_2 \parallel R_s$ ha de ser lo más bajo posible. Como R_3 es cero y $R_2 = 1000 R_s$ para tener 60 dB de ganancia, $R_N = R_2 \parallel R_s \approx \underline{\underline{R_s}}$ y además R_2 no se puede tocar. $R_2 = 1000 R_s = 100\text{k}\Omega \Rightarrow$

$$C = \frac{79.6 \mu\text{s}}{100\text{k}\Omega} = 79.6 \cdot 10^{-11} \text{F} = \underline{\underline{796 \text{ pF}}} \quad \text{Luego: } R_2 = 100\text{k}\Omega \quad C = 0.8 \text{ nF}$$

$$A_v(j\omega) = \frac{-1000}{1 + j\frac{f}{2\text{kHz}}}$$

- 3) Para representar que el sensor no deja pasar d.c. podemos poner una capacidad $C \rightarrow \infty$ en serie con su circuito equivalente. Así tendremos:



Como puede verse, hay camino d.c. para que I_{B-} exista y como I_{B+} también lo tiene $\Rightarrow$ existe A.O.

$\Rightarrow$ existe amplificador y la señal V_s se amplifica.

Se paga cierto precio por ello y ello es que la tensión d.c. en la salida no es exactamente cero sino:

$$V_{o,dc} = (I_{B-} \times R_2) + \underbrace{V(-)}_{V(-)=V(+)=0 \text{ por Real. Negativa en dc a través de } R_2} = R_2 I_{B-} = 200 \mu V = 0.2 \text{ mV}_{dc}$$

que son despreciables o al menos se pueden eliminar con un simple condensador en serie con la salida bien diseñado.

- 4) La ganancia de ruido de este amplificador $(1 + R_2/R_s)$ y la ganancia $|V_o/V_s| = R_2/R_s = 1000$ no coinciden, aunque se parecen mucho. En cualquier caso, el ruido eficaz a la salida depende de la primera y vale:

$$V_{oN} = \left(1 + \frac{R_2}{R_s}\right) \cdot \sqrt{\underbrace{e_n^2}_{\text{término A}} + \underbrace{i_n^2 \cdot R_N^2}_{\text{término B}} + \underbrace{4kTR_N}_{\text{Término C}} \cdot \underbrace{\frac{\pi}{2} \times 2000}_{BW_{\text{Noise con } f_{\text{inf}} \rightarrow \phi}}}$$

Con el A.O. 1 tenemos:

(15)

Término A: $10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$; Término C = $165 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$

Término B: $0.01 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ " $A + \cancel{B} + C \approx A + C = 265 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$
↑
despreciable

Con el A.O. 2 tenemos:

Término A: $25 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$; Término B = $(25 \cdot 10^{-8}) \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$

Término C: $165 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ ↑
muy muy despreciable

Por tanto elegiremos A.O. 1

5) $V_{ON} = 1001 \cdot \sqrt{265 \cdot 10^{-18} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 2000} = \underline{\underline{913 \mu\text{V}_{ef}}}$

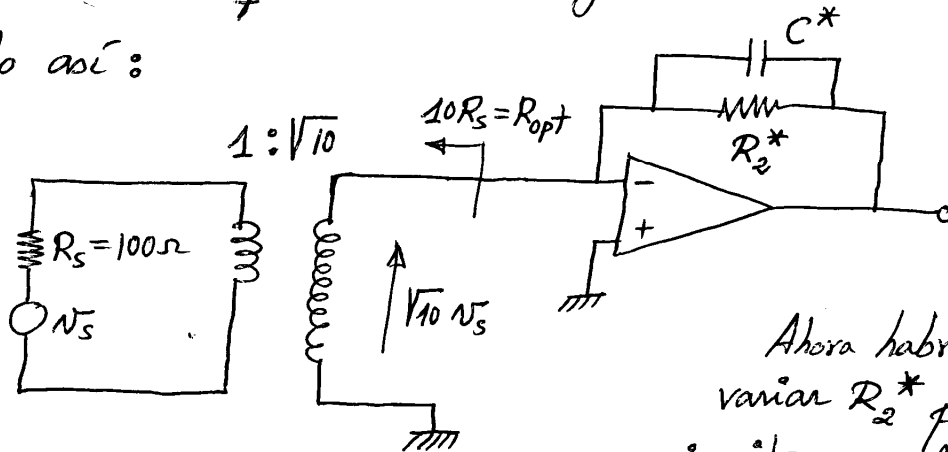
6) $(S/N)_i = \frac{V_s^2}{4kTR_s \cdot BW_N}$ " $(S/N)_o = \frac{\overset{\text{ganancia para } V_s}{(1000)^2 \cdot V_s^2}}{V_{ON}^2} = \frac{(1000)^2 \cdot V_s^2}{V_{ON}^2}$
 $V_{ON}^2 = 834 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = \frac{\frac{V_s^2}{4kTR_s \cdot BW_N}}{\frac{10^6 \cdot V_s^2}{V_{ON}^2}} = \frac{V_{ON}^2 / 10^6}{\underbrace{4kTR_s \cdot BW_N}_{5.2 \cdot 10^{-15}}} = \frac{834}{5.20}$$

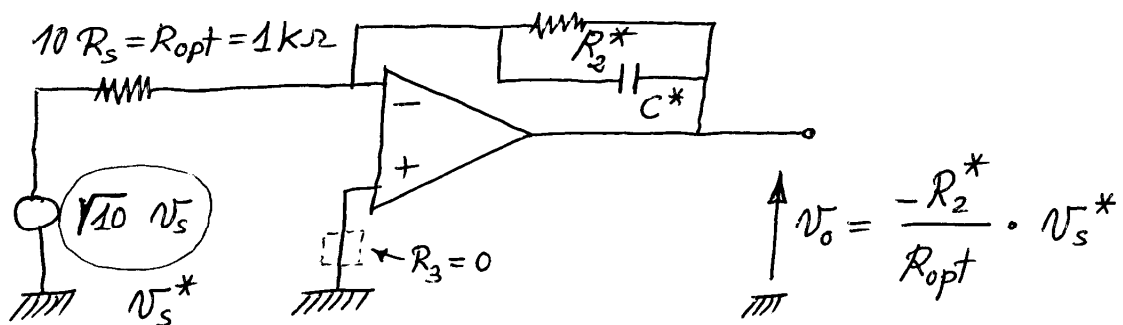
$F = 16 = \underline{\underline{2.05 \text{ dB}}}$

No está mal ~~esta~~ figura, pero para este A.O. aún puede mejorarse..

7) Aunque $F=2\text{dB}$ no está demasiado mal, para este A.O. puede mejorarse si acercamos $R_s=100\Omega$ a la $R_{opt}=R_m/i_m=1\text{k}\Omega$ del A.O. Esto requeriría un transformador de relación $\sqrt{10}:1$ usado así:



Ahora habrá que variar R_2^* porque el circuito equivalente del sensor ha variado. Tenemos:



$$V_o = \frac{-R_2^*}{1\text{k}\Omega} \cdot \sqrt{10} \cdot V_s = 10^3 \cdot V_s \Rightarrow R_2^* = \frac{10^6}{\sqrt{10}} = \underline{\underline{316\text{k}\Omega}}$$

Como R_2^* ha aumentado en un factor $\sqrt{10}$ para mantener la misma ganancia de antes (60dB), habrá que disminuir C en ese mismo factor para conservar $f_c=2\text{kHz}$. Por tanto:

$$C^* = C/\sqrt{10} = \underline{\underline{252\text{pF}}}. \text{ En esta etapa, } R_N^* = 1\text{k}\Omega // 316\text{k}\Omega + 0$$

y la ganancia de ruido es: $G_N = 1 + \frac{R^*}{R_{opt}}$ R_3 sigue siendo cero

$$G_N = 1 + \frac{316 k\Omega}{1 k\Omega} = 317. \text{ Por ello, el ruido a su salida es: } \quad (17)$$

$$V_{ON}^* = 317 \sqrt{\left(10^{-18} \frac{V^2}{Hz} + 1 \cdot 10^{-18} \frac{V^2}{Hz} + 4kTR_N^* \right) \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 2000}$$

$\nwarrow \quad \nearrow$
 iguales: $e_n^2 + i_n^2 \cdot \left(\frac{e_n^2}{i_n^2} \right)$

$\nearrow \quad \nwarrow$
 $16'5 \cdot 10^{-18} \frac{V^2}{Hz}$ (10 veces más que en el Apartado 4 con $R_N = 100 \Omega$)
 $\nwarrow \quad \nearrow$
 $\approx R_{opt}$

$$V_{ON}^* = 317 \sqrt{18'5 \cdot 10^{-18} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 2000} = 76'4 \mu V_{ef} \quad \left(\text{algo menor que en Apartado 5} \right)$$

$$(V_{ON}^*)^2 = 5'84 \cdot 10^{-9} V^2 \text{ y volviendo a emplear la fórmula del}$$

Apartado 5 tendremos:

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = \frac{\frac{V_s^2}{4kTR_s BW_N}}{\frac{10^6 \cdot V_s^2}{(V_{ON}^*)^2}} = \frac{\frac{(V_{ON}^*)^2}{10^6}}{4kTR_s \cdot BW_N} = \frac{5'84 \cdot 10^{-9}}{5'2 \cdot 10^{-9}} = 1'12$$

(la ganancia de señal es 60 dB)

$$\boxed{\boxed{F = 0'5 \text{ dB}}} \quad \text{Muy buena}$$

8) Al calcular V_{ON}^* vemos que en la raíz sumamos: $(1 + 1 + 16'5)$
 y por ello F no es 0 dB (ideal).
 del A.O. $\nearrow$ de R_N

Pero vemos que, si elevamos mucho R_N y esta R_N es esencialmente la reflejada por el transformador a partir de la del sensor, podemos mejorar F . Es lo que les ocurre a los

A.O. con entrada FET: dada su baja i_n ($\sim fA/\sqrt{Hz}$) ⁽¹⁸⁾ altos valores de R_N les permite "enterrar" su más bien alto e_n en el ruido de R_N y parecen A.O.s "ideales" de cara al ruido.

Fijándonos en A.O.2, este parece ser el caso. Veamos su $R_{opt} = e_n/i_n$. Esta es: $5mV/\sqrt{Hz} / 5fA/\sqrt{Hz} = \underline{1M\Omega}$.

Si tomamos un transformador que "eleve" los $R_S = 100\Omega$ hasta $1M\Omega$ (ello requiere una relación de espiras 100:1) los términos A, B y C del Apartado 4 serían: $G_N \sqrt{(e_n^2 + i_n^2 R_N^2 + 4kTR_N) BW_N}$

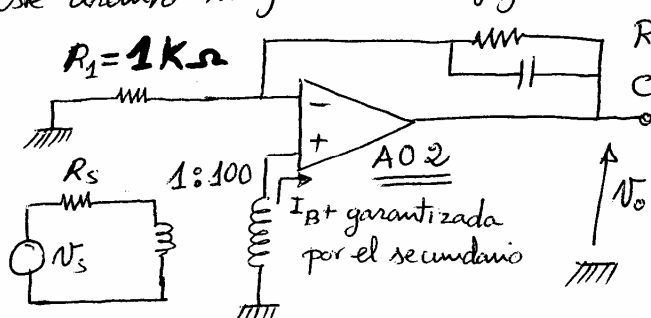
Término A: $25 \cdot 10^{-18} V^2/Hz$
 Término B: $25 \cdot 10^{-18} V^2/Hz$ } iguales: estamos con $R_N = R_{opt}$

Término C: $10^4 \cdot 165 \cdot 10^{-18} V^2/Hz = \underline{16500 \cdot 10^{-18} V^2/Hz}$
 ↑ Término C Apdo. 4

M^2 del transformador que pasa de $R_S = 100\Omega \rightarrow R_{opt} = 1M\Omega$

El término 16.500 "entierra" literalmente a $(25+25)=50$ y conduce a figuras de ruido cercanas a: $F \approx \frac{16500 + (50+50)}{16500} = 1.006$

Por ello, y sin considerar las dificultades para obtener un buen transformador de relación 100:1, este circuito mejoraría la figura de ruido de nuestro **amplificador** EXCELENTE $(0.026dB)$



$R_2 = 9k\Omega$
 $C = 8.84nF$
 sólo necesito ganancia $G_N = 10$. El transformador gana $\times 100$
 $R_N \approx R_3 = 1M\Omega \Rightarrow F \approx \underline{0.026dB}$