

ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACION

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

Parcial 2 del 22 de Diciembre de 2010

D.N.I.:

APELLIDOS

NOMBRE:

SOLUCION

Problema 1- El circuito de la Figura corresponde a un receptor-demodulador FM que, recogiendo de la red eléctrica una portadora modulada en frecuencia (FM), entrega una señal de audio a un altavoz de impedancia aproximadamente igual a $8\ \Omega$. Vamos a suponer una portadora de frecuencia central $f_0=200\text{ kHz}$ cuya desviación máxima de frecuencia es del 10%.

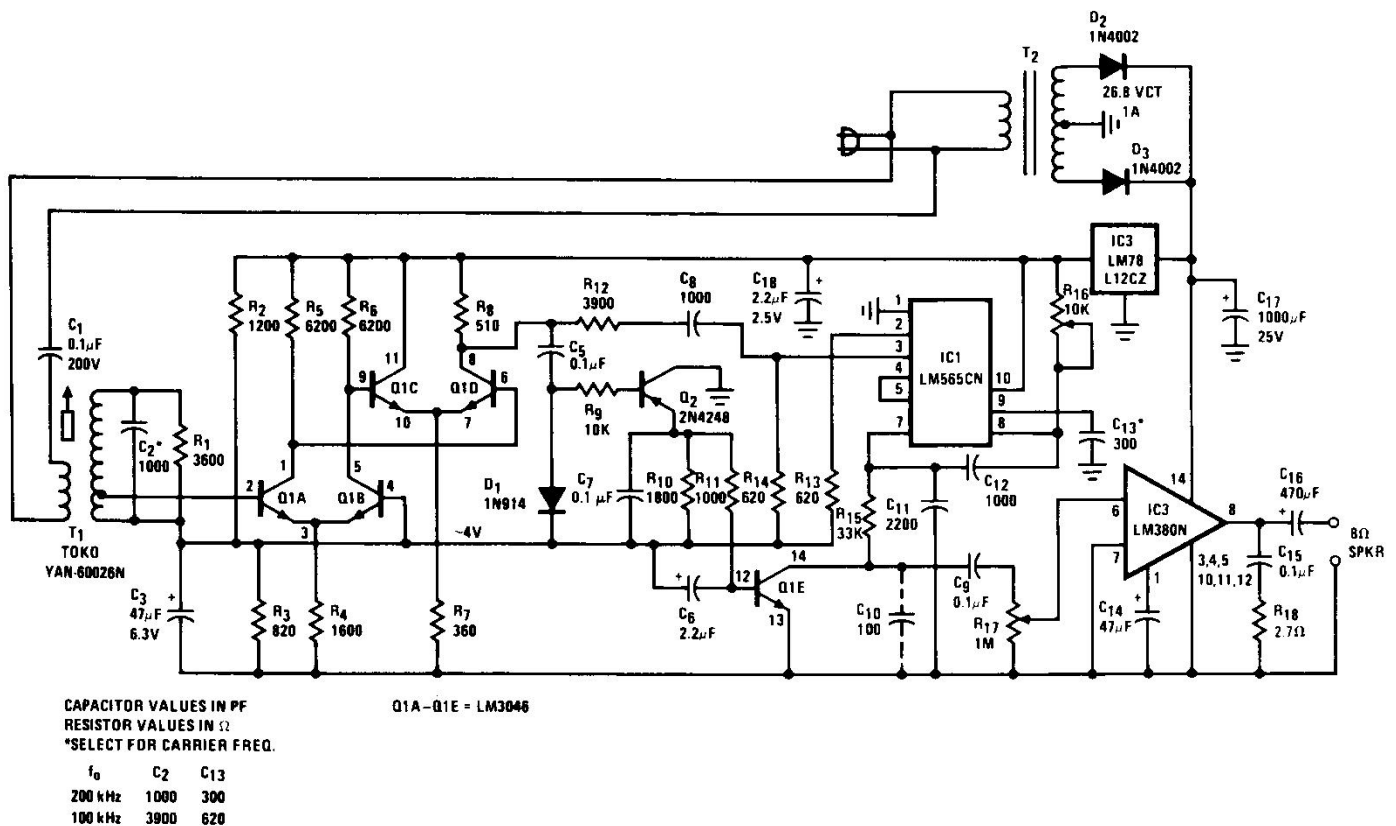


FIGURE 2. Carrier System Receiver

TL/H/7442-2

1) Como nos interesará recoger bien las señales de la red eléctrica cuya frecuencia esté entre 180 y 220 kHz y rechazar lo más posible la tensión de unos 310 V_{pico} a 50 Hz que tiene la red de distribución eléctrica, dibuje los elementos del circuito que permiten hacerlo, explicando su misión. Considere que T₁ tiene un primario de 10 vueltas y un secundario de 100 con la toma intermedia a 10 vueltas del “lado frío” que va conectado al rail de ≈ 4 voltios que ayuda a polarizar el circuito. Si en el enchufe que se enchufa a la red eléctrica hay 50 mV_{ef} de portadora: a) calcule la tensión de portadora v_{in} que habrá entre las bases del diferencial de entrada b) estime la tensión de 50 Hz que también habrá entre ellas y c) ¿Hay que especificar mejor C₁? (20 p). **Sugerencias:** la inductancia de pérdidas L de T₁ formará con C₂ un circuito tanque L-C. Si no puede abordar este Apartado suponga que la impedancia a 200 kHz vista desde el primario de T₁ es de $36\ \Omega$ (14 p máximo en este caso).

- 2) Con los valores del circuito podemos estimar que las dos etapas diferenciales reciben la señal portadora del apartado anterior y tratan de amplificarla unas 17500 veces para entregarla en modo asimétrico (referida a masa) al atenuador R_{12} - R_{14} que a su vez la da al demodulador FM basado en el PLL LM-565. ¿Qué objetivo tiene esa gran ganancia en este sistema? ¿Qué tipo de señal esperamos entregar al atenuador? ¿Por qué? **(6 p)**
- 3) Explique con un diagrama de bloques de los componentes internos del LM-565 cómo funciona el demodulador FM de la señal que entrega el atenuador del Apartado anterior identificando en su diagrama las patillas 3 y 7 de este Circuito Integrado. **(10 p)**
- 4) Obtenga el factor de calidad Q del circuito sintonizado de entrada y diga si el ancho de banda $\Delta f = f_0/Q$ es adecuado para el tipo de señal que esperamos recibir. **(8 p)**
- 5) De la función de transferencia tipo paso-bajo que resulta del diagrama de bloques del Apartado 3 para el demodulador FM basado en PLL se obtiene que su frecuencia de corte superior es $f_c = K_D K_O / (2\pi)$ Hz. Indique basándose en su diagrama del Apdo. 3 y en algún circuito R-C auxiliar si lo necesita, qué significa esa f_c en función de la ganancia del detector K_D (V/rad) y de la sensibilidad del VCO K_O (rad/s/V). Indique si para $K_D = 0.68$ V/rad y $K_O = 132$ kHz/V el demodulador FM es de alta fidelidad. **(7 p)**
- 6) Si cambiásemos la modulación FM de banda ancha de la portadora por una de Banda Estrecha tipo NBFM (Narrow-Band FM) donde la portadora sólo se apartase de su valor central en un 1%, a) ¿Qué efecto notaríamos en la patilla 7 del LM-565? b) ¿Sería útil hacer un cambio de Q para intentar compensar ese efecto? c) ¿Para qué otras cosas podría ser útil dicho cambio? y d) ¿Cómo lo haría variando sólo un componente? **(10 p)**

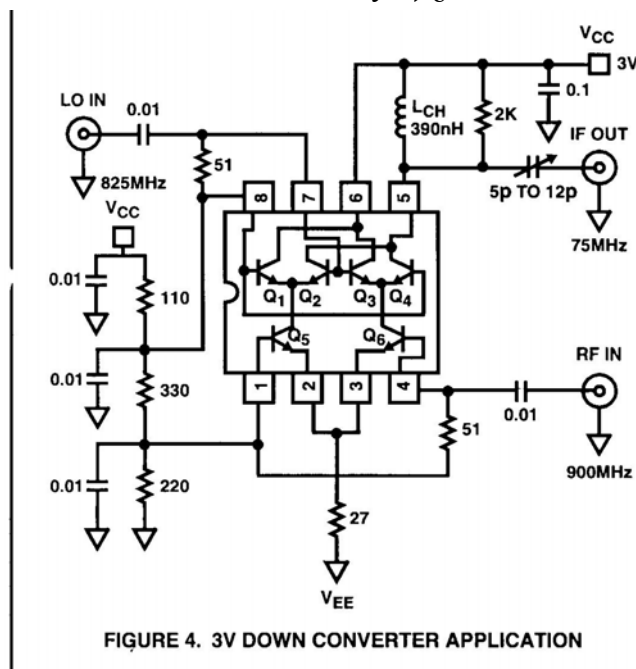


FIGURA 2

7) El circuito de la Figura 2 es un mezclador que crea una señal de 75 MHz (IF) que tiene la misma modulación que tenga la señal RF IN de 900 MHz. Por ello decimos que *convierte* portadora de 900 MHz a una señal de frecuencia intermedia de 75 MHz (IF) que luego se procesa para extraer la información de la modulación que tenía la portadora. Como la etapa que va a procesar la IF no tiene la baja impedancia de un coaxial (50 o 75 Ω) como el de IF OUT de la Fig. 2, sino que es una etapa con FET cuya impedancia

de entrada es 1 M Ω en paralelo con 7 pF, vamos a tomar la señal de la patilla 5 mediante C_{acoplo} , un condensador que separe niveles de continua y que no afecte a la sintonía del circuito cuyo ancho de banda de 19 MHz también debemos conservar. Dibuje el circuito que proponga para hacer ese cambio, indicando la misión y dando los valores de todos sus elementos. Se valorará el reciclado de componentes del circuito de la Figura 2 y el hecho de que un condensador fijo de 10 pF por ejemplo, cuesta mucho menos que un ajustable como el de la Figura 2. **(19 p)**

8) Aproximando la función $\text{th}[v/(2V_T)] \approx v/(2V_T)$ obtenga la ganancia de conversión de este mezclador excitado por un oscilador local de bajo nivel $v_{ol}/(2V_T) = 0.1$ a 825 MHz y por una señal RF de μV a 900 MHz. Datos $V_{BE} = 0.7$ V, $V_T = 25$ mV, $V_{EE} = 0$ V **(15 p)**

9) ¿Qué pasará con esa ganancia de conversión si V_{CC} sube de 3V a 3.3 voltios? **(5 p)**

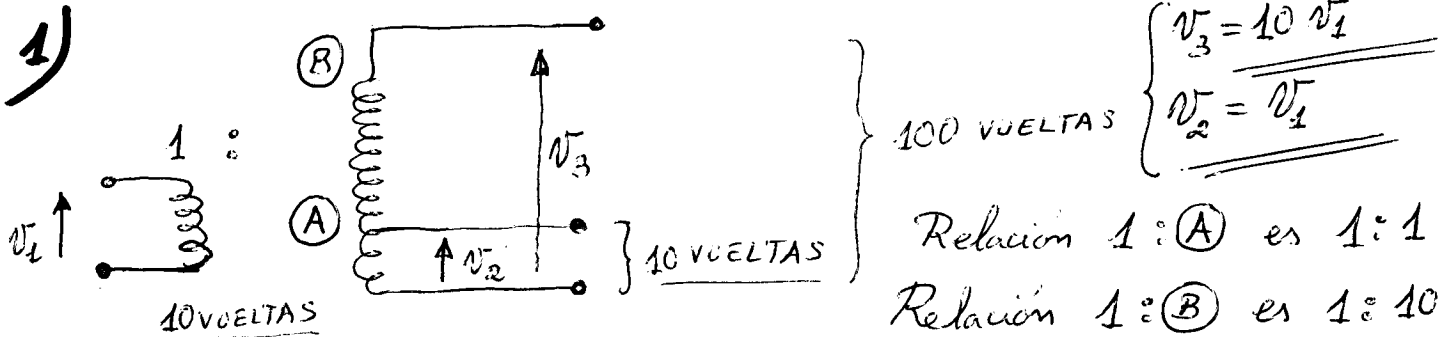


POLITÉCNICA

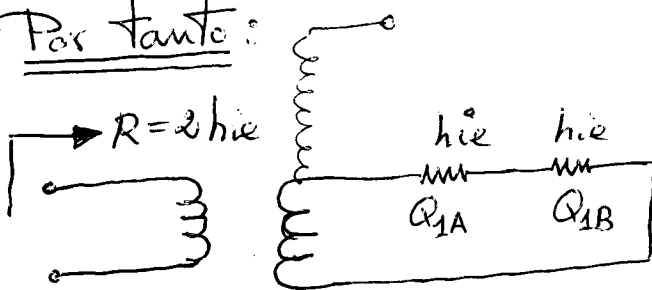
Escuela Técnica Superior
de Ingenieros de Telecomunicación
Universidad Politécnica de Madrid

ETSIT
UPM

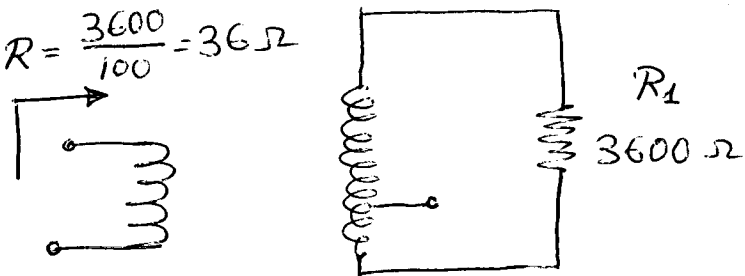
Asignatura		Fecha	
Apellidos		Curso	
Nombre	— SOLUCION —		Grupo



Por tanto:



$$R = \frac{3600}{100} = 36 \Omega$$

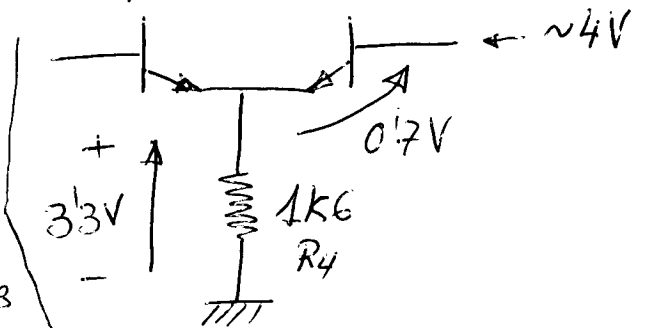


Así pues, la resistencia reflejada al primario de T_1 es de 36Ω en paralelo con $2h_{ie} \approx 5 k\Omega$, porque la corriente por Q_{1A} y Q_{1B} es de $1 mA$:

$$\frac{3.3V}{1k\Omega} \approx 2mA \Rightarrow I_{CQ1A} = I_{CQ1B} = 1mA$$

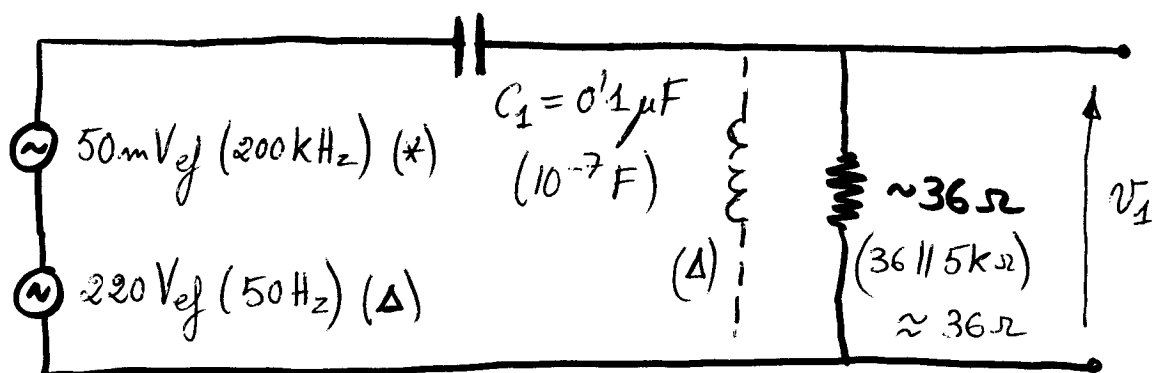
$$h_{ie} = h_{fe} \cdot \frac{V_T}{I_C} \approx 100 \cdot \frac{25 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}}$$

$$h_{ie} = 2.5 k\Omega$$



Como además $V_2 = V_1$, nos basta ver qué tensiones aparecen como V_1 para saber qué tensiones hay entre las bases de Q_{1A} y Q_{1B}

Haciendo caso a la Sugerencia o considerando cómo podemos sintonizar el secundario de T_1 (con C_2 y cierta inductancia), el circuito que tendremos para $f = 200 \text{ kHz}$ con ese secundario sintonizado a esta frecuencia, será:



(*) $\rightarrow$ a $f = 200 \text{ kHz}$

(Δ) con L reflejada ($L/100$) en paralelo

a) Portadora:
$$V_1 = 50 \text{ mVef} \cdot \frac{36}{36 + \frac{1}{j 2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}}} = 50 \text{ mVef} \cdot \frac{36}{36 - j 8} =$$

$$|V_1| = 50 \text{ mVef} \cdot \frac{36}{\sqrt{36^2 + 8^2}} = 50 \text{ mVef} \cdot 0.976 = \underline{\underline{48.8 \text{ mVef}}}$$

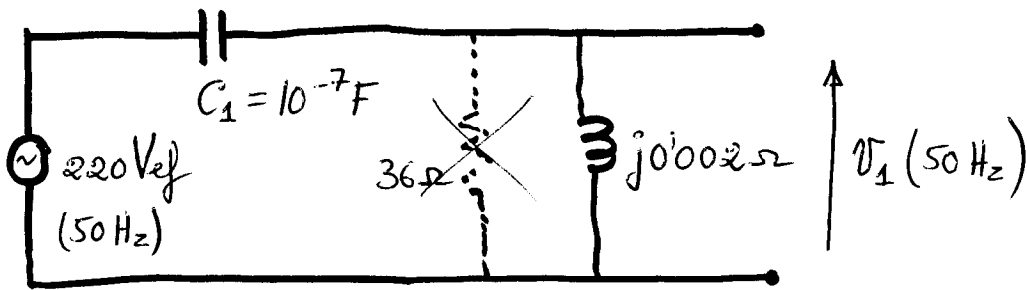
b) Tensión recogida de la red a 50 Hz:

A esta frecuencia, los 36Ω reflejados tendrán en paralelo la reactancia de L a 50 Hz . Esta reactancia puede obtenerse a partir de la reactancia que ofrece L a 200 kHz , que debe ser igual y de signo opuesto a la ofrecida por C_2 a 200 kHz . Esta es: $X_{C_2}(200 \text{ kHz}) = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} = 800 \Omega$.

Por tanto, L ofrecerá a $50 \text{ Hz} = 200 \text{ kHz} / 4000$ una reactancia 4000 veces menor.

(3)

Tendremos: $X'_L(50\text{Hz}) = 800/4000 = 0.2\Omega$, que al estar en paralelo con R_1 (conectada a v_3) se reflejará como 0.002Ω al primario de T_1 . Por tanto, el circuito a 50Hz para calcular la tensión sobre las bases o sobre v_1 será:



$$v_1(50\text{Hz}) = 220V_{ef} \cdot \frac{j0.002\Omega}{j0.002\Omega - j8 \cdot 4000} = 220V_{ef} \frac{j0.002}{j0.002 - j32.000} \approx \underline{\underline{14\mu V_{ef}}}$$

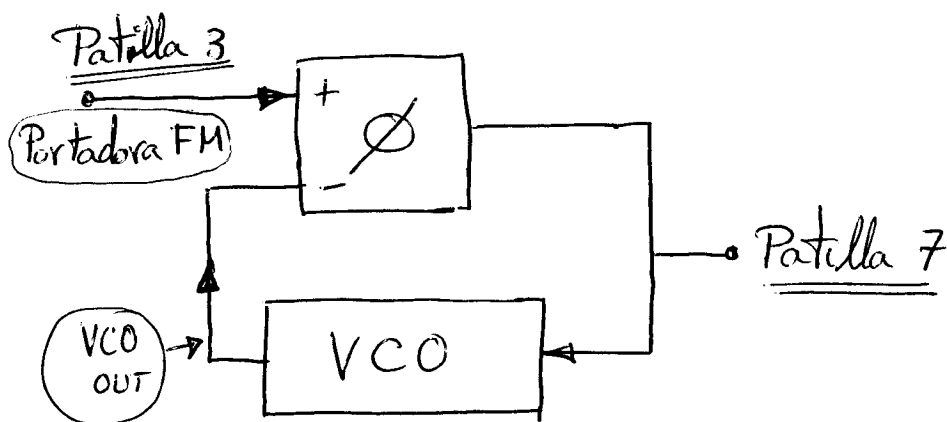
c) Hay que usar $C_1 = 10^{-7}F$, PERO capaz de soportar no $200V$ (como bastaría para $V_{red} = 110V_{ef}$ en USA) sino más de 310V. Por ejempl:

$$C_1 = 0.1\mu F/400V$$

—————

2) El objetivo de esa gran ganancia, que va seguida de recorte o limitación, es entregar al demodulador FM una señal de amplitud constante (o lo más constante posible) porque la información (FM) va en los cruces por cero de la señal así amplificada y recortada. Así las posibles perturbaciones que hagan variar la amplitud de la portadora (ruido AM) no tendrán efecto en la demodulación FM que resultará limpia de esos ruidos. Por ello la señal que esperamos entregar al atenuador será una señal cuadrada de amplitud constante y a la frecuencia de portadora.

3) El LM565 contiene un comparador de fase y un oscilador de frecuencia controlable por tensión (VCO) cuya salida se puede conectar a la entrada (-) del comparador de fase directamente (patillas 4 y 5 conectadas entre sí). Tenemos:

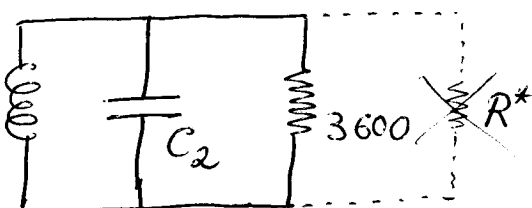


Esta conexión del comparador de fase y del VCO forma un lazo enganchado en fase (PLL) que, a consecuencia de ese enganche o de la realimentación negativa que tiene, hace que el VCO replique o siga las variaciones de frecuencia que tenga la portadora. Ello significa que la señal que modula al VCO (Patilla 7) contiene la información (o una réplica de esa información) que moduló a la portadora en frecuencia. Es decir: la patilla 7 es la salida del demodulador de Frecuencia que es un PLL como éste.

4) Trabajando con el circuito del secundario de T_1 , el circuito L-C tanque aproximado que tenemos es:

$$R^* \approx 2h_{ie} \times 10^2 \text{ (autotransformador 1:10)}$$

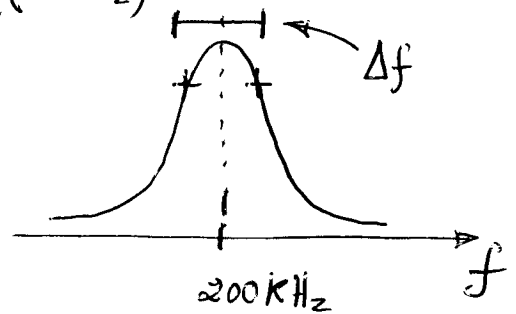
$$R^* \approx 500 \text{ k}\Omega \text{ despreciable frente a } 3.600 \Omega$$



Por tanto los 3600Ω representan las pérdidas del circuito bastante bien (suponiendo que la impedancia de la red a 200 kHz reflejada al secundario sea también mucho mayor que 3600Ω).

Por tanto: $Q_0 \approx \omega_0 C_2 \cdot R_1 = \frac{R_1}{X_{C_2}(200 \text{ kHz})} = \frac{3600}{800} = 4.5$

$$\Delta f = Q_0^{-1} f_0 = \frac{200 \text{ kHz}}{4.5} = \mathbf{44.4 \text{ kHz}} \Rightarrow$$



Tenemos un circuito que acepta bien (-3 dB) las señales de frecuencias comprendidas entre $200 - 22 = \mathbf{178 \text{ kHz}}$ y $200 + 22 = \mathbf{222 \text{ kHz}}$. Como la desviación máxima de la portadora es del 10% , estará comprendida entre 180 kHz y 220 kHz , por lo que el ancho de banda obtenido parece adecuado.

5) La señal demodulada (patilla 7) del Apdo 3 sigue "bien" las variaciones de frecuencia de la portadora (patilla 3) sólo hasta cierta frecuencia $f_c = K_D K_0$ con K_D en V/rad y K_0 en Hz/V . Eso significa que las bajas frecuencias de modulación de portadora son bien demoduladas, pero las altas frecuencias no son tan bien demoduladas. Es similar a cómo pasan las señales senoidales por un filtro paso-bajo R-C con frecuencia de corte f_c .

Para $K_D = 0.68 \text{ V/rad}$ y $K_o = 132 \text{ kHz/V} \Rightarrow f_c = 90 \text{ kHz}$, lo que significa que señales moduladoras en la banda $20\text{Hz} - 20\text{kHz}$ serán demoduladas perfectamente, permitiendo una audición de alta fidelidad (si el amplificador de audio lo es también).

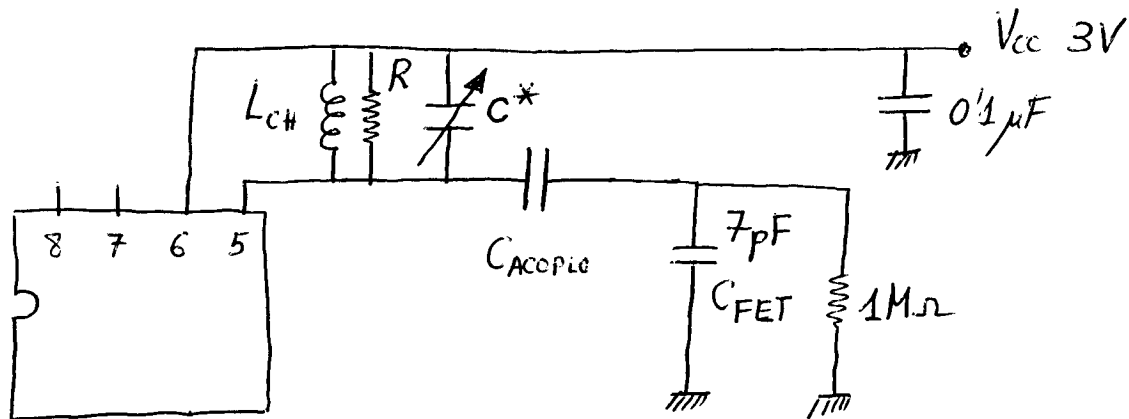
6) Razonando sobre el diagrama del Apdo 3, cuando la frecuencia de la portadora se aparta el 10% de su valor central, la señal demodulada (patilla 7) tendrá cierta amplitud A . Si ello lo hace con una frecuencia de 1kHz , tendríamos una señal demodulada de 1kHz y de amplitud A .

Si la modulación de la portadora pasa a ser NBFM que sólo se aparta un 1% de su valor central, cuando lo haga a razón de 1kHz tendremos una señal demodulada de 1kHz pero de amplitud $A/10$ porque al VCO hay que excitarlo con 10 veces menos señal para que siga esa excursión de frecuencia 10 veces menor. El efecto es por tanto una señal demodulada 10 veces más débil (en tensión, 100 veces en potencia).

Cambiar el Q del circuito de entrada no podría compensar esa pérdida de 20dB en la señal de audio. Sólo podría ser útil para "limpiar" más los ruidos que acompañan a la portadora (usando $Q_o^* = 40$ en vez de $Q_o = 4$ que tenemos ahora). Podríamos lograrlo cambiando R_1 de 3600Ω a $R_1^* = 36.000\Omega$ (10 veces mayor para tener 10 veces menos pérdidas $\Rightarrow Q_o^* = 10 Q_o$).

(7)

(7)



Haciendo $C_{ACOPLC} \gg C_{FET}$ los 7pF de C_{FET} quedan en paralelo con el condensador de sintonía C^* .

A 75MHz la reactancia de C_{FET} es $X'_{FET}(75\text{MHz}) = \frac{1}{2\pi \cdot 75 \cdot 10^6 \cdot 7 \cdot 10^{-12}}$
 $X'_{FET}(75\text{MHz}) = 303\Omega \ll 1\text{M}\Omega$ por lo que podemos considerar que C_{FET} en paralelo con $1\text{M}\Omega$ es un buen condensador ya que su factor de calidad es:

$$Q_{FET} = \omega RC = 2\pi \cdot 75 \cdot 10^6 \cdot 7 \cdot 10^{-12} \cdot 1\text{M}\Omega = \frac{1\text{M}\Omega}{303\Omega} = \underline{\underline{3300}}$$

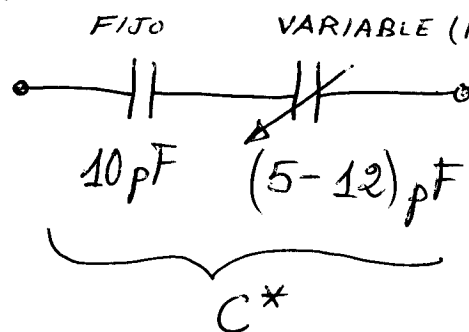
Reclamamos $L_{CH} = 390\text{nH}$ (la mantenemos) por lo que para sintonizar el L-C a 75MHz necesitamos una capacidad tal que:

$$2\pi \cdot 75 \cdot 10^6 = \frac{1}{\sqrt{390 \cdot 10^{-9} \cdot C}} \Rightarrow C = \underline{\underline{11'55\text{pF}}}$$

Como el FET aporta $C_{FET} = 7\text{pF}$ (en rigor C_{FET} en serie con C_{ACOPLC}) solo hacían falta $4'55\text{pF}$. Por ejemplo si $C_{ACOPLC} = 1000\text{pF}$ tendremos $(C_{FET} \text{ serie } C_{ACOPLC}) = \frac{1000 \cdot 7}{1000 + 7} = 6'95\text{pF} \approx 7\text{pF}$

Los $4'55\text{pF}$ que faltan ($4'60\text{pF}$ si usamos $C_{ACOPLC} = 1000\text{pF}$) son

algo menos que los 5 pF que nos da el condensador (8)
variable del circuito si lo utilizamos. Por ello no podríamos
sintonizar el circuito a 75 MHz si usamos el variable
directamente. Pero si usamos como condensador de sintonía
 C^* esta combinación:



el valor mínimo de C^* será: $C_{\min}^* = \frac{10 \cdot 5}{10 + 5} = 3'33 \text{ pF}$

y el valor máximo de C^* será: $C_{\max}^* = \frac{10 \cdot 12}{10 + 12} = 5'45 \text{ pF}$

por lo que los 4'60 pF que necesitamos para sintonizar el
circuito junto con los 6'95 pF que aportan C_{FET} y C_{ACOPLO} , pueden
ser obtenidos con C^* , que recicla el condensado variable
existente y sólo requiere comprar uno fijo de 10 pF.

Si hay que mantener: $\Delta f = 19 \text{ MHz}$ con $f_0 = 75 \text{ MHz} \Rightarrow$

$$Q_0 = \frac{75}{19} = 3'95 = \cancel{\omega_0 \cdot (11'55 \text{ pF}) \cdot R} \Rightarrow$$

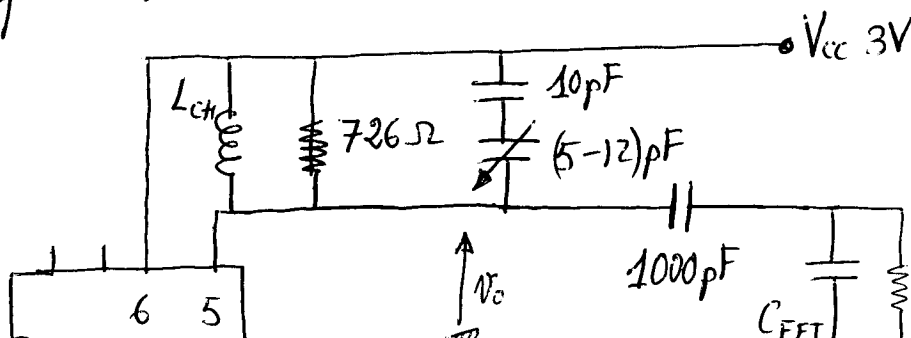
$$R = \frac{Q_0}{\omega_0 \cdot 11'55 \cdot 10^{-12}} = \frac{3'95}{2\pi \cdot 75 \cdot 10^6 \cdot 11'55 \cdot 10^{-12}} = \underline{\underline{726 \Omega}}$$

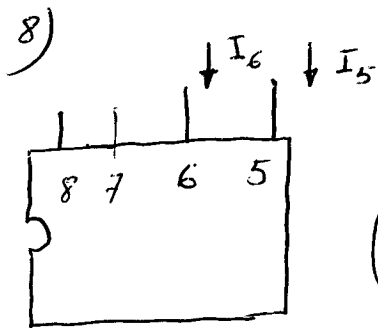
Por tanto, el circuito queda:

Se compran nuevos:

* C de 10 pF FIJO

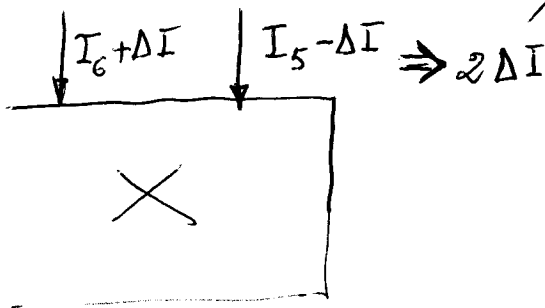
* R de 726 Ω





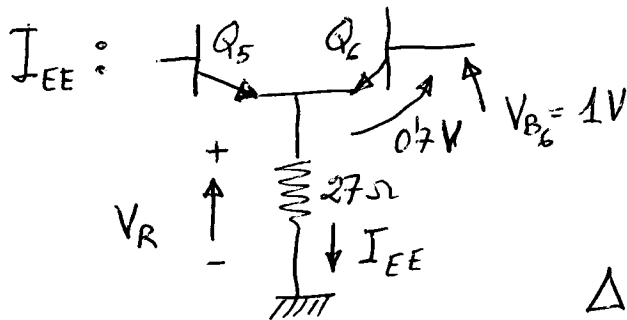
El desequilibrio de corrientes $(I_6 - I_5)$ es:

$$(I_6 - I_5) = 2\Delta I = I_{EE} \cdot \tanh \frac{V_{OL}}{2V_T} \cdot \tanh \frac{V_{RF}}{2V_T}$$



Como sólo aprovechamos para generar tensión sobre el L-C el desequilibrio ΔI que va con I_5 , sólo obtendremos señal sobre $R = 726 \Omega$ debido a ΔI .

Por tanto: $\Delta V_o = R \cdot \Delta I = 726 \Omega \cdot I_{EE} \cdot \frac{V_{OL}}{2V_T} \cdot \frac{V_{RF}}{2V_T} \cdot \frac{1}{2}$



$$I_{EE} = \frac{0.3V = V_R}{27\Omega} = 11.1 \text{ mA}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_{RF}} = 726 \Omega \times 11.1 \text{ mA} \cdot \frac{V_{OL}}{4V_T^2} \cdot \frac{1}{2}$$

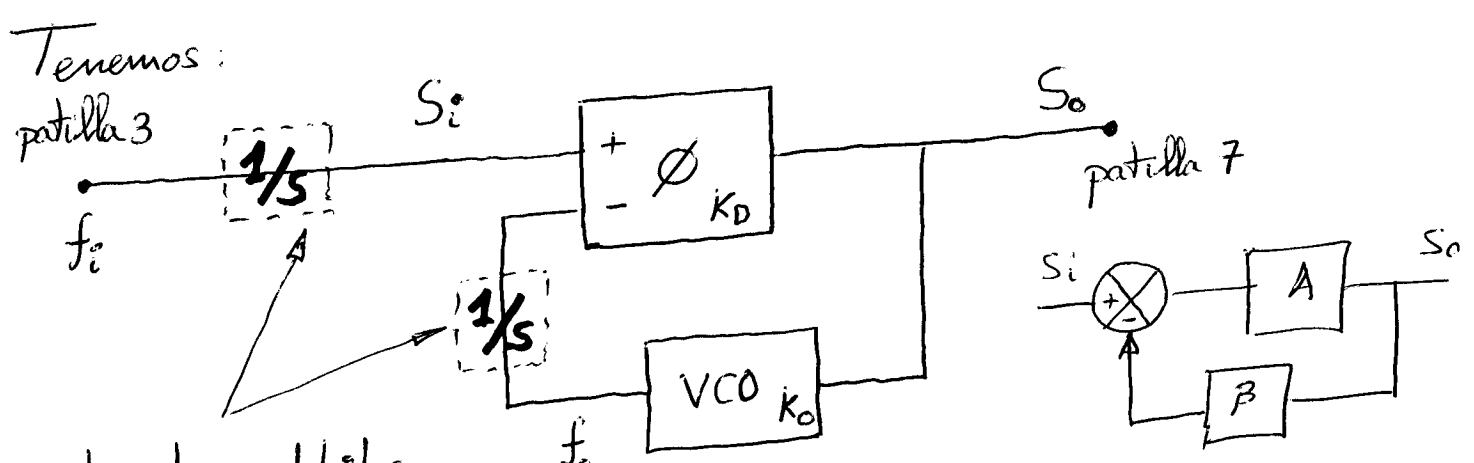
$$\frac{\Delta V_o}{V_{RF}} = \frac{8.06}{2} \cdot \frac{V_{OL}}{2V_T} \cdot \frac{1}{2V_T} = \frac{8.06}{2} \cdot 0.1 \cdot \frac{1}{2 \cdot 25 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{8.06}}$$

Ahora hay que considerar que se genera salida a $(900 + 825) \text{ MHz}$ que el L-C filtra y "no deja ver" y salida a $900 - 825 = 75 \text{ MHz}$ que aparecen sobre $R = 726 \Omega$. Como la potencia se reparte en dos bandas laterales, la amplitud de ΔI que "genera" señal de

$$75 \text{ MHz} \text{ es } \Delta I / \sqrt{2} \Rightarrow G_{\text{CONVERSION}} = \frac{V_o(75 \text{ MHz})}{V_{RF}(900 \text{ MHz})} = \frac{8.06}{\sqrt{2}} = \underline{\underline{5.7}}$$

9) Si V_{cc} pasa a ser de 3'3V, las bases de Q_5 y Q_6 pasarán a tener 1'1V $\Rightarrow$ sus emisores tendrán 0'4V $\Rightarrow$ la corriente I_{EE} pasará a ser:
 $I_{EE}^* = \frac{0'4}{27\Omega}$ cuando antes era: $\frac{0'3}{27\Omega} \rightarrow$ Incremento 33% en I_{EE}
 Luego la ganancia de conversión aumentará un 33%: de **5'7 $\rightarrow$ 7'6**.

Para el Apdo 5, si uno no se acuerda del significado de f_c en este demodulador FM, puede obtener la función de transferencia G_{DEMODO} definida así: $G_{DEMODO} = \frac{\text{Señal demodulada en patilla 7}}{\text{Excursión de frecuencia en patilla 3}}$

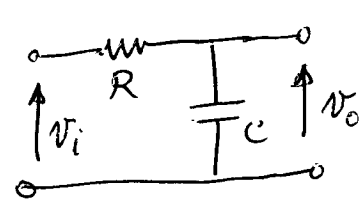


Integradores debidos "al paso del tiempo" que convierte en fase la "repetición" a f_i y a f_c en el tiempo.

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

$$\frac{S_o}{S_i} = \frac{K_D}{1 + K_D K_o \cdot \frac{1}{s}}$$

$$\frac{S_o}{f_i \cdot \frac{1}{s}} = \frac{K_D}{1 + K_D K_o \cdot \frac{1}{s}} \Rightarrow \boxed{\frac{S_o}{f_i} = \frac{1/K_o}{1 + \frac{s}{K_D K_o}}}$$



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1/sC}{1/sC + R} = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}}$$

formalmente iguales