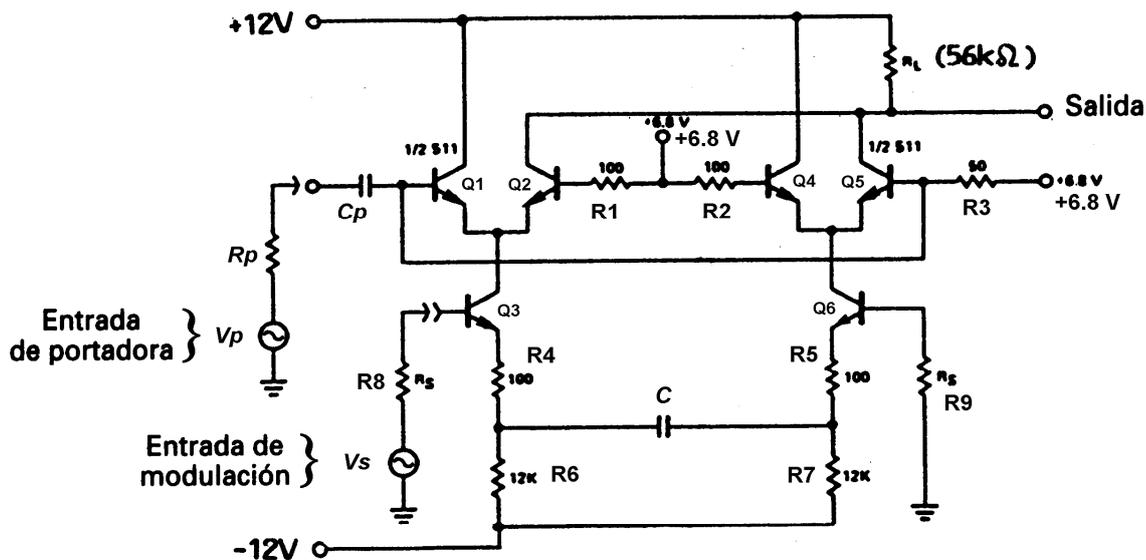


Problema 1. El circuito de la figura, basado en el C. I. NE511, aparece como un modulador de producto de “doble simetría” capaz de funcionar hasta 100 MHz en la Referencia indicada al pie de la misma.

276. Modulador de doble simetría, NE 511



La salida contiene además del producto de las dos amplitudes, un débil residuo de estas tensiones. Frecuentemente, R_L será un circuito sintonizado. Este montaje se puede utilizar al menos hasta 100 MHz. El valor de la capacidad depende de la frecuencia más baja de modulación. (Notas técnicas de *Signetics*, 1978, pág. 751).

H. Schreiber, “350 esquemas de AF, de 10 KHz a 1 GHz” Editorial Paraninfo 1996.

- 1) Indique el tipo de multiplicador en que se basa y diga si es de dos o de cuatro cuadrantes. (5 p).
- 2) Viendo el valor de $R_L=56\text{ k}\Omega$ que aparece añadido con otro tipo de letra y que resulta algo elevado para trabajar a 100 MHz y así como la frase “Frecuentemente R_L será un circuito sintonizado” surge la duda de si el valor de R_L es correcto. Considerando el módulo de la impedancia ofrecida por R_L a 100 MHz si debido a parásitos de conexionado tiene 0.5 pF en paralelo, indique si ese valor de 56 kΩ le parece razonable o no, justificando su respuesta. (10 p).
- 3) En baja frecuencia, sin embargo, un alto valor de R_L daría una ganancia de conversión alta a su vez, por lo que quizá el valor de $R_L=56\text{ k}\Omega$ sea razonable. Para salir de dudas, analice el circuito en continua dando los puntos de trabajo de los transistores (V_{CE} , I_C) con ese valor $R_L=56\text{ k}\Omega$. Si encuentra alguna dificultad indique cuál es y en tal caso pruebe a variar en un factor 10 el valor de R_L , aumentándolo o reduciéndolo, según necesite para resolver este Apartado. **Datos:** $V_{BE}=0.7\text{ V}$, $R_S=50\text{ }\Omega$, $\beta=100$. (10 p)

4) Considerando que el generador de portadora tiene una resistencia de salida $R_P=50 \Omega$, diga por qué cree que se han tomado los valores de las resistencias R1, R2 y R3. ¿Podría ahorrarse una resistencia de estas tres sin degradar las prestaciones del circuito? ¿Cómo? (dibuje su propuesta) ¿Por qué? (10 p)

5) Diseñe el condensador C_P . (5 p)

6) Indique la misión de C y cómo debe ser su reactancia en relación con las resistencias R4 y R5 para tener la máxima ganancia de conversión del circuito. Diseñe el valor de C para el caso de querer usar este multiplicador como un “down-converter” para bajar a $f_i=455$ kHz la información (bandas laterales) que acompañan a una portadora de 27.125 MHz. (10 p)

7) Considerando que la información de esa portadora de 27.125 MHz son datos de telemetría que ocupan un ancho de banda de 2 kHz (1 kHz a cada lado de la portadora) vamos a considerar la posibilidad de usar en lugar de R_L un circuito sintonizado $L-C$ tanque obtenido del primario de un transformador de $f_i=455$ kHz cuya capacidad de sintonía es fija y de valor 100 pF. A esta f_i más bien baja, ese circuito sintonizado al variar el núcleo de ferrita de su bobina es capaz de dar un factor de calidad $Q_o=100$. Justifique si merece la pena sustituir el valor de R_L que obtuvo en el Apartado 3 por este circuito sintonizado para:

- a) Tener una mayor ganancia de conversión.
- b) Tener una señal de salida más limpia.
- c) Bajar la tensión de alimentación. Utilice $R_L=56$ k Ω si no resolvió el Apartado 3. (12 p)

8) Si quisiéramos recibir datos de telemetría en un ancho de banda de 9kHz, ¿Cómo haría que el ancho de banda a -3 dB del circuito $L-C$ sintonizado a $f_i=455$ fuese el adecuado? (8 p)

9) Usando este circuito $L-C$ tanque a la salida indique los cambios que haría en el circuito para poder alimentarlo con +/- 6V en lugar de los +/- 12V actuales, manteniendo las mismas corrientes de colector en los transistores Q3 y Q6. Diseñe el divisor resistivo que le permita generar la tensión que sustituya a la de 6.8 V del circuito original. (15 p)

10) Haciendo R4 y R5 de cero ohmios cada una, la ganancia de conversión será la máxima posible y nos permitirá usar la expresión basada en el producto de dos tangentes hiperbólicas para el desequilibrio de corrientes en función de V_S y V_P : $2\Delta i = I_{EE} \times \text{th}[V_S/(2V_T)] \times \text{th}[V_P/(2V_T)]$. Estime en este caso qué tensión de salida a 455 kHz se obtendrá cuando la amplitud de portadora es $V_P=10$ microvoltios, la de oscilador local es $V_S=5$ mV (mucho menor que $V_T \approx 25$ mV a Temperatura ambiente) y estamos en las condiciones del Apartado 7. (15 p)



POLITÉCNICA

Escuela Técnica Superior
de Ingenieros de Telecomunicación
Universidad Politécnica de Madrid

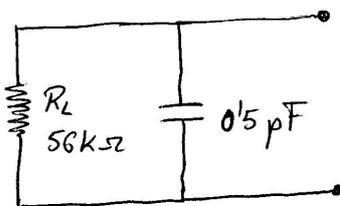


Asignatura	SEAN - PARCIAL 2	Fecha	2011-2012
Apellidos		Curso	
Nombre	SOLUCION	Grupo	

1) Se basa en el multiplicador de cuatro cuadrantes conocido como célula de Gilbert. Acepta por tanto tensiones positivas o negativas en sus entradas. Cuatro cuadrantes:



2)



A 100 MHz la susceptancia de los 0.5 pF es:

$$Y = G + jB \quad \parallel \quad G = \frac{1}{R_L} \quad , \quad B = \omega C = 2\pi f C$$

$$B = 2\pi \cdot 10^8 \cdot 5 \cdot 10^{-13} = \pi \cdot 10^{-4} \quad \Omega^{-1} \quad \parallel \quad G = \frac{1}{56 \cdot 10^3} \quad \Omega^{-1}$$

Como $G = 18 \mu\Omega^{-1}$ y $B = 314 \mu\Omega^{-1} \Rightarrow Y(f=100\text{MHz}) \approx jB$

$$|Y| \approx \pi \cdot 10^{-4} \Rightarrow |Z| = 3.18 \text{ k}\Omega \ll 56 \text{ k}\Omega$$

Esto significa que a 100 MHz la impedancia de carga es esencialmente la capacitiva debida a los 0.5 pF, no la resistiva debida a $R_L = 56 \text{ k}\Omega$.

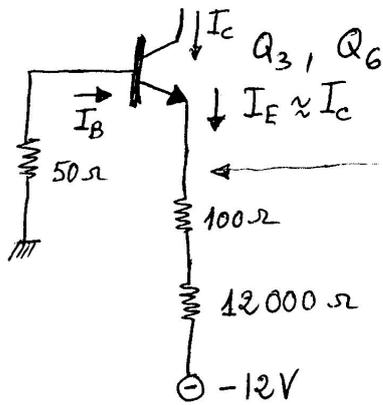
Por ello es posible que el valor de R_L fuese de 5.6 kΩ, que a 100 MHz todavía estaría bastante "cortocircuitado" por los 0.5 pF, pero que a 50 MHz y por debajo de esta frecuencia ya pasaría a dominar, dando $|Z| \rightarrow 5 \text{ k}\Omega = R_L$. No es razonable 56 kΩ.

(probable valor antes de corregir)

en altas frecuencias.

3) Para Q_3 y Q_6 tenemos:

(2)



Asumiendo $(I_B \cdot 50 \Omega) \rightarrow \emptyset$ (despreciable)

$$V_B \approx 0V \Rightarrow V_{E3} = -0.7V = -V_{BE}$$

$$V_{E3} - (-12V) = (12000 + 100) \cdot I_E$$

$$I_E = \frac{11.3V}{12100 \Omega} = 9.34 \cdot 10^{-4} A \approx \underline{\underline{0.93 mA}}$$

Comprobamos que $(I_B \cdot 50 \Omega) \rightarrow \emptyset$. Tomando $\beta = 100 \Rightarrow I_B \approx 9 \mu A$

$$9 \mu A \cdot 50 \Omega = 450 \mu V = 0.45 mV \text{ (despreciable frente a } 11.3V)$$

Nos falta saber la tensión de colector de Q_3 y Q_6 . Para ello consideramos que la tensión de base de Q_1 y de Q_4 es de $+6.8V$, por lo que la tensión de emisor de Q_1 y de Q_4 será de $+6.1V$.

$$\text{Por tanto, } V_{CE3} = 6.1 - V_{E3} = 6.1 - (-0.7) = \underline{\underline{6.8V}}$$

$$\underline{\underline{Q_3 : (6.8V, 0.93 mA)}}, \quad \underline{\underline{Q_6 : (6.8V, 0.93 mA)}}$$

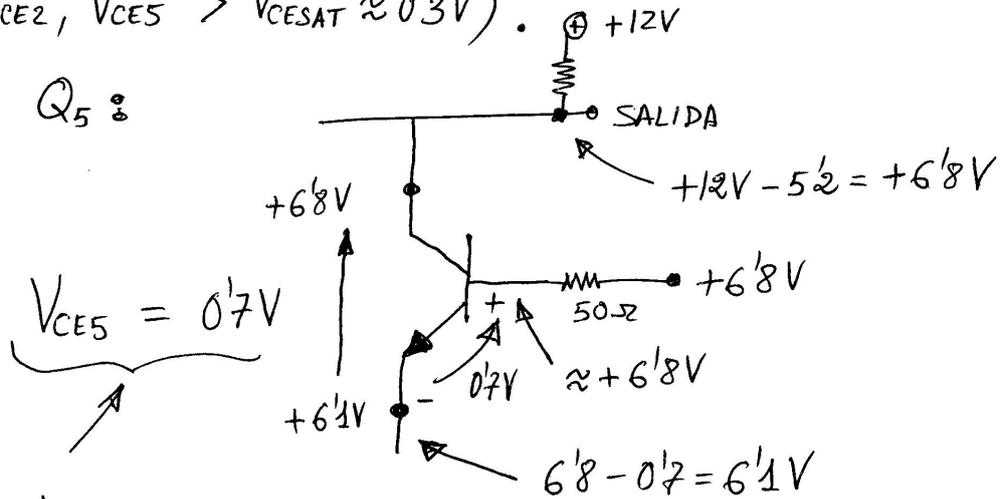
Ahora surge un problema si pretendemos repartir por igual entre Q_1 y Q_2 la corriente I_{C3} de colector de Q_3 y entre Q_4 y Q_5 la corriente I_{C6} de Q_6 . Ello llevaría a que por R_L circularían

$$\frac{0.93}{2} + \frac{0.93}{2} = 0.93 mA. \text{ Pero: } 0.93 mA \times 56 k\Omega = \underline{\underline{52 \text{ voltios}}}$$

IMPOSIBLE PORQUE los $+12V$ de alimentación no permiten esta caída en R_L tan grande. \Rightarrow Seguramente $R_L = 5k\Omega$, con lo que

la caída en R_L es de $5.2V$ y ahora Q_2 y Q_5 , aunque ③ tendrán: $V_{CE2} = V_{CE5} < V_{CE1} = V_{CE4}$, van a estar en activa directa ($V_{CE2}, V_{CE5} > V_{CESAT} \approx 0.3V$).

Tomando Q_5 :



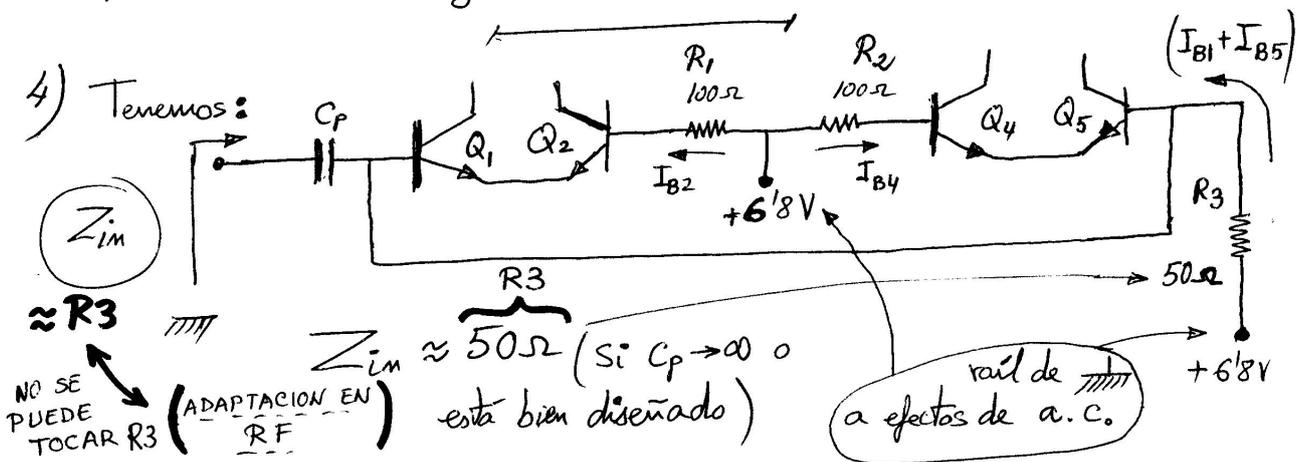
No es mucho, pero es suficiente $V_{CE5} > V_{CESAT} \approx 0.3V$.

Con $R_L = 5k\Omega$ tendremos:

$$Q_5 : \left(0.7V, \frac{0.93}{2} mA \right), \quad Q_2 : \left(0.7V, \frac{0.93}{2} mA \right)$$

$$Q_1 : \left(5.9V, \frac{0.93}{2} mA \right), \quad Q_3 : \left(5.9V, \frac{0.93}{2} mA \right)$$

$5.9 = 0.7 + 5.2V$: Q_1 y Q_3 no tienen R_L , su V_C es $+12V$.



La tensión DC de las bases de Q_1 y Q_5 será:

(4)

$$V_{B1} = V_{B5} = 6'8 - (I_{B1} + I_{B5}) \cdot 50 \Omega$$

La tensión en las bases de Q_2 y Q_4 serán:

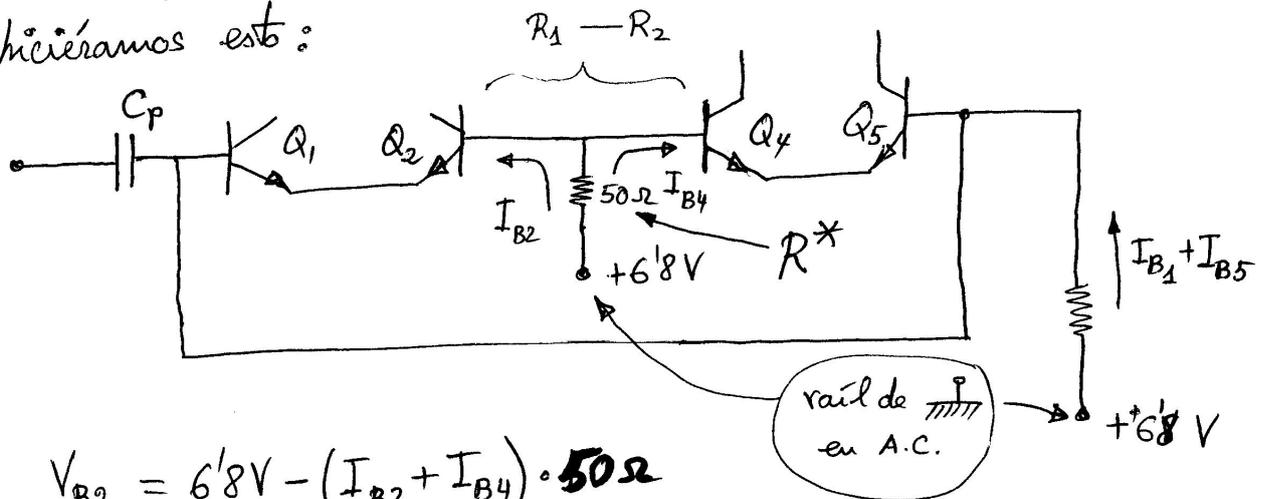
$$V_{B2} = 6'8 - \underbrace{I_{B2} \cdot 100 \Omega}_{I \times 2R} = 6'8 - \underbrace{(I_{B1} + I_{B5}) \cdot 50 \Omega}_{2I \times R} \quad \text{porque:}$$

$$I_{B1} = I_{B2} =$$

$$I_{B4} = I_{B5}$$

$$V_{B4} = 6'8 - I_{B4} \cdot 100 \Omega = 6'8 - (I_{B1} + I_{B5}) \cdot 50 \Omega$$

Por tanto las tensiones de las bases en DC son iguales y el multiplicador está equilibrado. También lo estaría si hiciéramos esto:

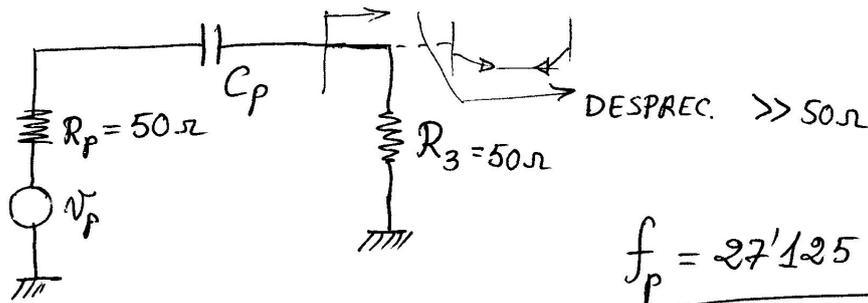


$$V_{B2} = 6'8V - \underbrace{(I_{B2} + I_{B4})}_{2I} \cdot \underbrace{50 \Omega}_{R^* = R}$$

Poniendo R^* en lugar de R_1 y R_2 ahorramos una resistencia sin desequilibrar el circuito ya que V_{B2} y V_{B4} seguirán siendo iguales entre sí e iguales a V_{B1} y V_{B5} .

5)

5)

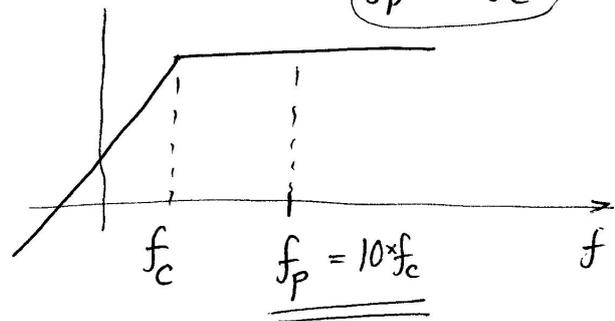


$$f_p = 27.125 \text{ MHz}$$

A f_p la reactancia de C_p debe ser mucho menor que $(R_p + R_3)$ para que acople bien la portadora. Por ejemplo:

$$\frac{1}{2\pi f_p \cdot C_p} = \frac{R_p + R_3}{10} \quad (10 \text{ veces menor}). \quad \text{En diagrama de Bode (Módulo) } f_p = 10 f_c$$

$$C_p = \frac{10}{2\pi \cdot f_p \cdot (R_p + R_3)}$$



equivalentes

$$C_p = \frac{10}{2\pi f_p (R_p + R_3)}$$

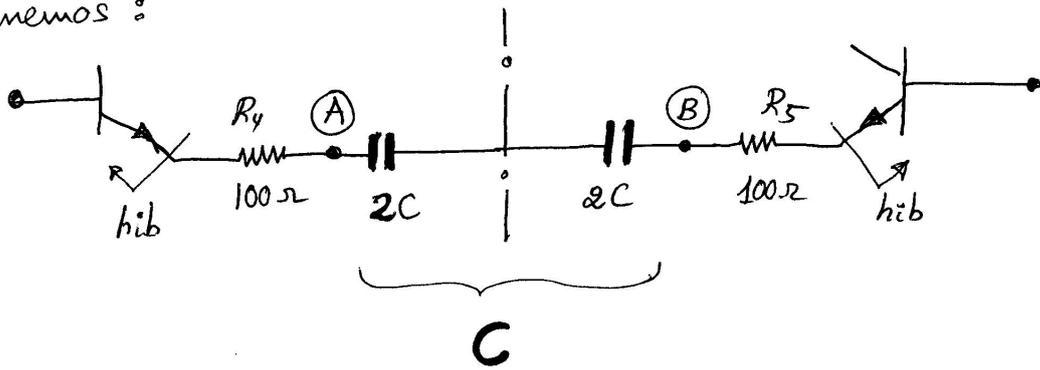
$$f_p = 10 \times \frac{1}{2\pi (R_p + R_3) \cdot C_p}$$

Para $f_p = 27.125 \text{ MHz}$ del siguiente apartado: $C_p = 587 \text{ pF}$ (1 nF)

6) la reactancia ofrecida por C a la frecuencia del oscilador local que será: $f_{OL} = 27.125 - 0.455 = 26.67 \text{ MHz}$ o $27.125 + 455 \text{ kHz} = 27.58 \text{ MHz}$, debe ser mucho menor que la suma de $(R_4 + R_5)$ porque

tenemos :

⑥

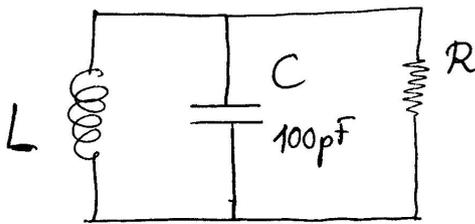


y la misión de C es que los puntos (A) y (B) queden bien conectados entre sí frente a los 200Ω que suman $(R_4 + R_5)$. En rigor habría que sumar a los 200Ω la h_{ib} de los TRTs pero este es un valor bajo (unos 25Ω para $I_c = 1mA$) que podemos dejar de lado tomando C adecuado de cara a $(R_4 + R_5)$.

Del Apartado anterior sabemos que a f_p , un condensador $C_p = 587pF$ ofrece $\frac{R_4 + R_5}{10} = \underline{10\Omega}$ de reactancia. Como f_p y f_{oL} no son muy distintas, un condensador $C = 587pF$ ofrecerá a f_{oL} una reactancia de unos 10Ω $|Z_c| \approx 10\Omega \ll \underbrace{(R_4 + R_5)}_{200\Omega} + \underbrace{2h_{ib}}_{\dots}$

Por tanto $C = 1nF$ serviría y mejor aún $C = 10nF$.

7)



$f_0 = \underline{455KHz}$

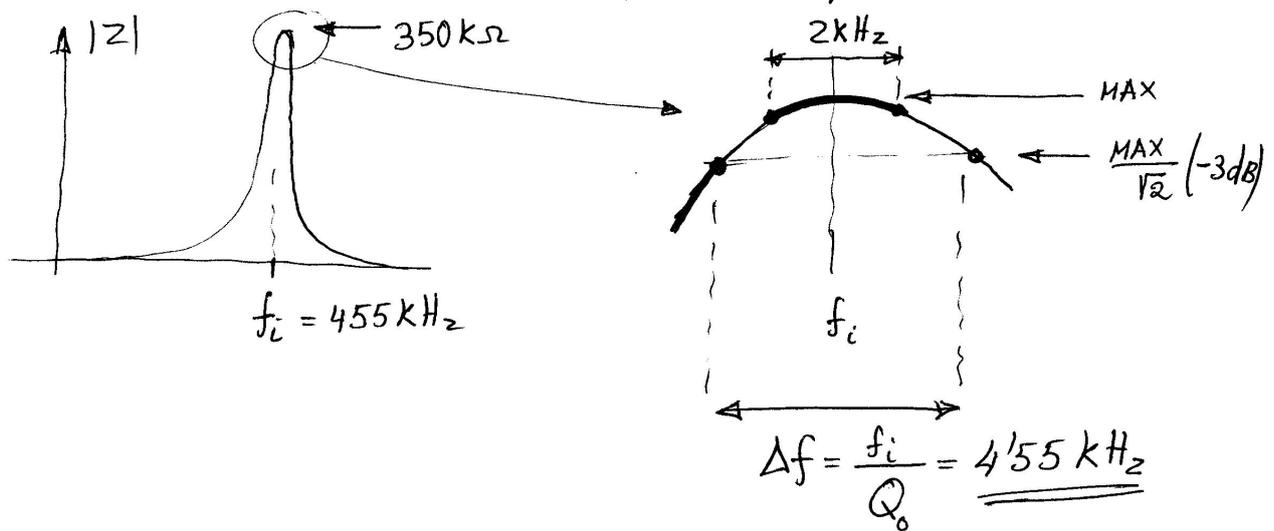
$Q_0 = 100 = \omega_0 \cdot R \cdot C \Rightarrow$

$R = \frac{100}{2\pi \cdot f_p \cdot \underbrace{100 \cdot 10^{-12}}_C}$

$R = \underline{3498k\Omega} \approx \underline{350k\Omega}$

A $f_i = 455 \text{ kHz}$ este circuito L-C tanque deja una resistencia de $R = 350 \text{ k}\Omega$ que es mucho mayor que $R_L = 5 \text{ k}\Omega$.

Tenemos que la impedancia (módulo) del L-C (y la ganancia de conversión del circuito) ~~es~~ ~~proporcional~~ proporcional a ella es:



a) Usando el L-C en vez de $5 \text{ k}\Omega = R_L$ tendremos una ganancia $350 \text{ k}\Omega / 5 \text{ k}\Omega \approx \underline{\underline{62 \text{ veces mayor}}}$ Merece la pena porque el ancho de banda además es mayor que los 2 kHz que necesitamos.

b) Merece la pena porque la señal de salida se limpiará debido a la selectividad del L-C que no da respuesta plana como una $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ por ejemplo, sino un máximo en la zona de interés ($f = f_i$)

c) Desde el punto de vista de D.C. también merece la pena porque los TRT's Q_2 y Q_5 pasarán a tener $V_{CE} = 5.9 \text{ V}$ en vez de los 0.7 V que tendrían con $R_L = 5 \text{ k}\Omega \Rightarrow$ están más lejos de

8) saturación, son más rápidos (al tener mayor V_{CB} , la capacidad parásita entre base y colector C_{BC} decrece y su efecto Miller se reduce ---).

8) Para ello habría que amortiguar el circuito poniendo en paralelo con L y C , una resistencia adecuada.

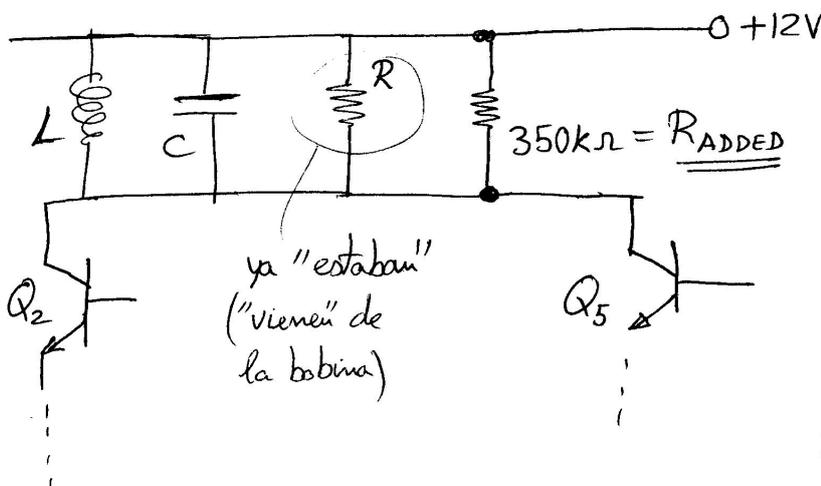
Con el L - C nativo tenemos: $Q_0 = 100 \Rightarrow \Delta f = \frac{455}{100} = 4.55 \text{ kHz}$

y necesitamos $\Delta f = 9 \text{ kHz} = \frac{455}{Q_{0 \text{ DAMPED}}} \Rightarrow Q_{0 \text{ DAMPED}} = \underline{\underline{50.55}}$

Como $Q_{0 \text{ DAMPED}} = \omega_0 R_{\text{DAMPED}} \cdot C \Rightarrow R_{\text{DAMPED}} = \frac{50.55}{\omega_0 C}$

Si con $R = 350 \text{ k}\Omega$ que "venían" de la bobina teníamos $Q_0 = 100$ y ahora queremos $Q_{0 \text{ DAMPED}}$ aprox. la mitad, hay que duplicar las pérdidas con una $R_{\text{ADDED}} \approx \underline{\underline{350 \text{ k}\Omega}}$

Pondremos $R_{\text{ADDED}} = 350 \text{ k}\Omega$ en paralelo con el L - C tanque.



Exactamente:

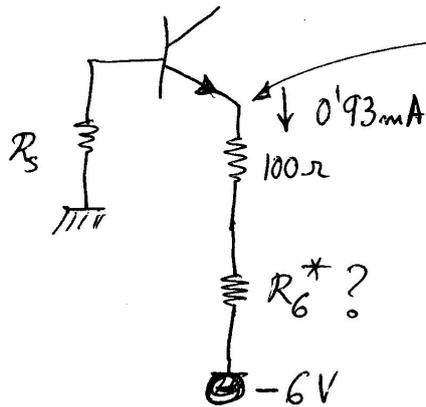
$$R_{\text{DAMPED}} = \frac{50.55}{\omega_0 C}$$

$$R = \frac{100 = Q_0}{\omega_0 C}$$

$$R_{\text{DAMPED}} = \frac{R \times R_{\text{ADDED}}}{R + R_{\text{ADDED}}}$$

Resolver

9) Considerando que tenemos +6V y -6V en vez de +12 y -12V ⁽⁹⁾
 hay que variar R_6 y R_7 de modo que ahora caigan en ellas
 6V menos que antes. Esto indica $R_6 = R_7 \approx 6k\Omega$.
 De forma exacta:



$$\frac{-0.7V - (-6)}{R_6^* + 100} = 0.93mA \Rightarrow$$

$$\frac{5.3V}{0.93mA} = R_6^* + 100 \Rightarrow \underline{\underline{R_6^* = 5k\Omega}}$$

$$\underline{\underline{R_7^* = 5k\Omega}}$$

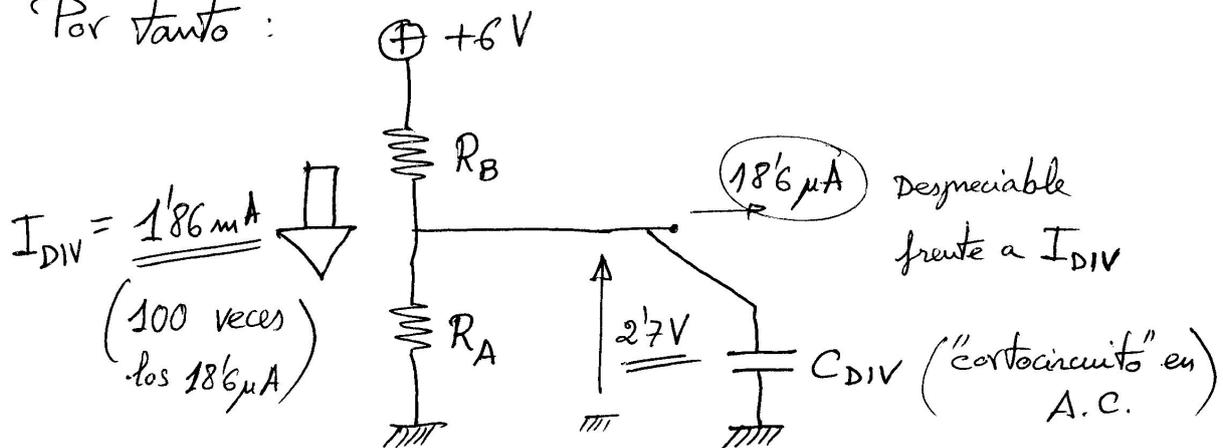
La tensión que sustituya a la de +6.8V debe dejar en
 activa a los transistores. Dado que $V_{E3} = -0.7V$, en su colector
 habrá que poner 2V por ejemplo para que $V_{CE3} = 2 - (-0.7) =$
 $2.7V$, que son suficientes para ponerlo en activa directa.

Estos 2V en colector de Q_3 ^{requieren} 2.7V en su base $V_{B3} = \underline{\underline{2.7V}}$,

luego esta es la nueva tensión que sustituirá a los +6.8V
 de antes. Con ella, los TRT's Q_1, Q_2, Q_4 y Q_5 tendrán
 una $V_{CE} = 6V - 2V = 4V$, por lo que funcionarán en activa
 directa también. El divisor resistivo que proporcione esta

tensión tendrá como efecto de carga $I_{B1} + I_{B2} + I_{B4} + I_{B5}$ (10)
 que con $\beta = 100$ suman $9'3 + 9'3 = \underline{\underline{18'6 \mu A}}$

Por tanto:



$$\frac{6V}{R_A + R_B} = 186 \mu A \Rightarrow R_A + R_B = \underline{\underline{3'22 k\Omega}}$$

$$6V \cdot \frac{R_A}{R_A + R_B} = 2'7V \Rightarrow \frac{6}{2'7} = 1 + \frac{R_B}{R_A} \Rightarrow \underline{\underline{\frac{R_B}{R_A} = 1'22}}$$

$$R_A + 1'22 R_A = 3'22 k\Omega \Rightarrow 2'22 R_A = 3'22 k\Omega \Rightarrow R_A = 1'45 k\Omega$$

$$R_B = 1'22 \cdot 1'45 k\Omega = \underline{\underline{1'77 k\Omega}}$$

Para C_{DIV} podemos tomar un valor que dé una reactancia de 1Ω por ejemplo a estas frecuencias cercanas a $27 MHz$.

Si en el Apdo. 5, un valor de $C = 587 pF$ ofrece unos 10Ω a estas frecuencias, para tener 1Ω solamente habrá que usar 10 veces más capacidad.

$$C_{DIV} = \underline{\underline{5'87 mF}} \quad (10 mF \text{ sería } \overset{\text{mejor}}{\text{bueno}})$$

10) En este caso donde V_s, V_p son mucho menores que $2V_T$ podemos (11)
linealizar las th's y obtendremos:

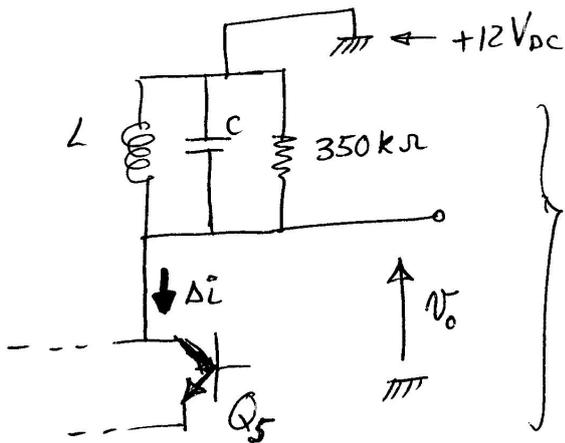
$$2\Delta i \approx I_{EE} \cdot \frac{V_s(t) \cdot V_p(t)}{4V_T^2} \left\{ \begin{array}{l} \text{Donde: } I_{EE} = I_{E3} + I_{E6} = 0.93 \times 2 = 1.86 \text{ mA} \\ V_s(t) = 5 \text{ mV} \cdot \cos(\omega_{ol} t) \\ V_p(t) = 10 \mu\text{V} \cdot \cos(\omega_p t) \end{array} \right.$$

Tendremos:

$$2\Delta i = 1.86 \text{ mA} \cdot \frac{5 \text{ mV} \cdot 10 \mu\text{V} \cdot [\cos(\omega_{ol} t) \cdot \cos \omega_p t]}{4 \cdot (25 \cdot 10^{-3})^2} \Rightarrow$$

$$\Delta i = \frac{1.86 \text{ mA} \cdot 50 \cdot 10^{-9}}{8 \cdot 625 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{2} \left[\underbrace{\cos[(\omega_{ol} - \omega_p)t]}_{455 \text{ kHz}} + \underbrace{\cos[(\omega_{ol} + \omega_p)t]}_{\approx 54 \text{ MHz}} \right]$$

BLI (LSB) BLU (USB)



$$V_o = \Delta i \cdot 350 \text{ k}\Omega =$$

$$V_o = \frac{1.86 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \cdot 350 \cdot 10^3}{16 \cdot 625 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{3.25 \text{ mV}}}$$

$$\cos a \cdot \cos b = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

Obtendremos una tensión de
señal de FI a 455 kHz de
3.25 mV (amplitud o valor de pico)