



OSCILADOR HARTLEY

1. Introducción

Un oscilador de onda senoidal es un circuito que, mediante amplificación y realimentación genera onda senoidal. Su elemento activo es generalmente un transistor único, por ejemplo, un FET, un bipolar, o un CI y la frecuencia de operación se determina con un circuito sintonizado en la trayectoria de realimentación.

Se utilizan para:

- Establecer la frecuencia de portadora
- Excitar las etapas mezcladoras

Existen muchos tipos de circuitos osciladores. Algunos de los factores que se tienen en cuenta en la elección de un circuito son:

- Frecuencia de operación
- Amplitud o potencia de salida
- Estabilidad en frecuencia
- Estabilidad en amplitud
- Contenido armónico
- Arranque seguro
- Rendimiento (radiofaros, biotelegrafía, etc)
- Costo, etc.

1.1. Criterios de oscilación

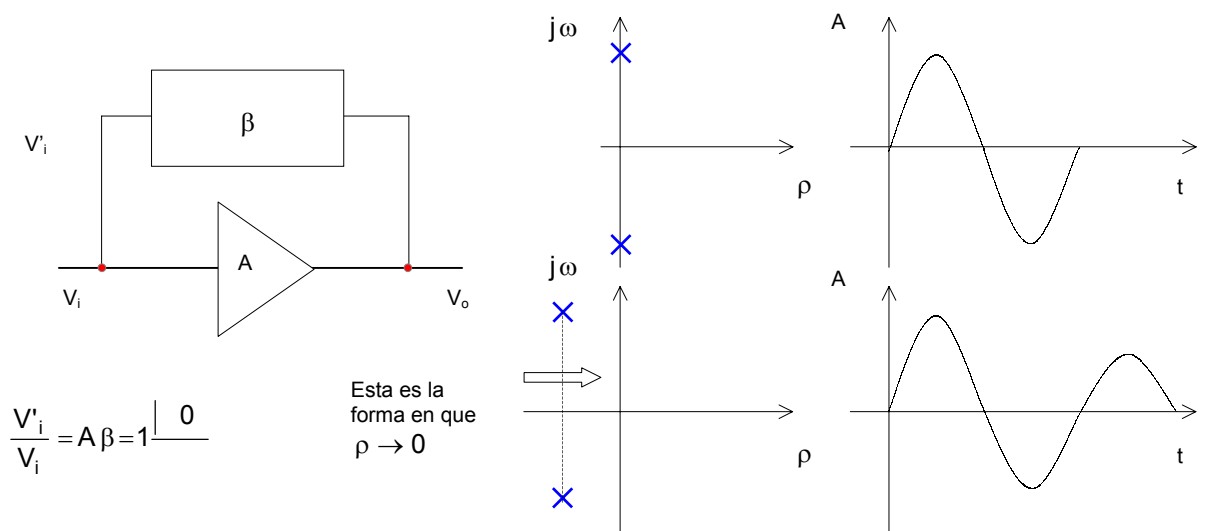
Existen varios criterios de oscilación rigurosos y equivalentes.

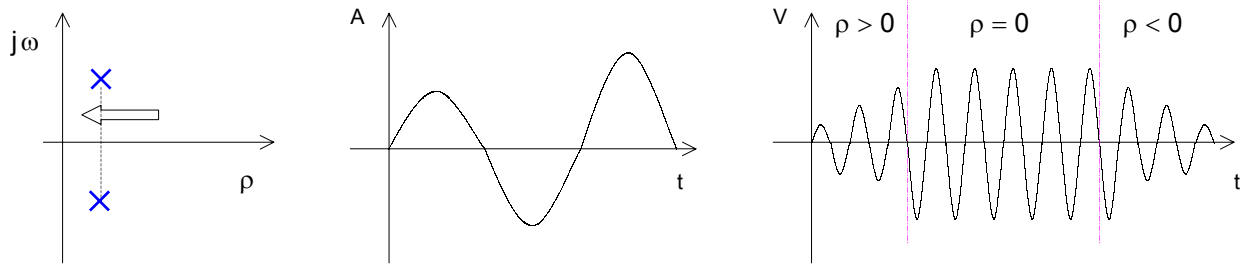
En primer término, un oscilador que contenga un dispositivo activo en un cuadripolo debe tener una trayectoria de realimentación por lo que la parte de salida realimente a la entrada.

1.2. Primer criterio:

Si la señal de realimentación es mayor que la de entrada, y en fase con ella, se iniciarán las oscilaciones y crecerán en amplitud, hasta que la saturación reduzca la ganancia alrededor del bucle de realimentación a la unidad.

Un circuito oscilará cuando exista una trayectoria de realimentación que proporcione al menos una ganancia de bucle unitaria, con desplazamiento de fase nulo.





1.3. Segundo criterio:

Un oscilador es un amplificador inestable, situación que se trata de evitar en la mayoría de los casos. Por lo tanto, el segundo criterio es que el factor de estabilidad Stern (factor para parámetros Y)

Si el circuito es potencialmente inestable o no, ciertos valores admittancia de carga y fuente pueden ocasionar oscilaciones en el circuito, por eso, para analizar la estabilidad relativa del circuito se utiliza el factor de estabilidad de Stern K. Este factor tiene en cuenta admittancia de fuente y cargas de valor finito conectadas al transistor.

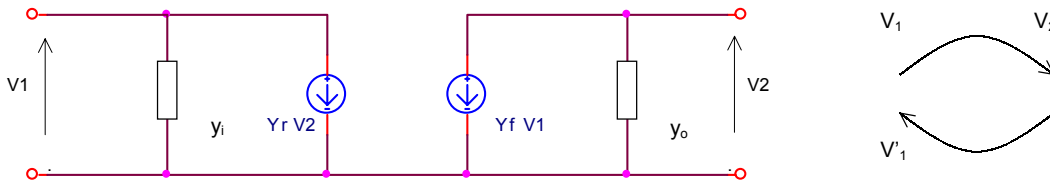
$$K = \frac{2(g_{11} + G_S)(g_{22} + G_L)}{|y_{12} y_{21}| + \text{Re}(y_{12} y_{21})}$$

Si $K < 1$, el circuito es potencialmente inestable

- G y g son conductancias
- S= source
- L= load
- g_{11} =input conductance
- g_{22} =output conductance
- y_{12} =direct transfer admit
- y_{21} = reverse transfer admit

1.4. Tercer criterio:

Un oscilador es un amplificador que, aunque la entrada sea nula, la salida no será nula. Matemáticamente esto equivale a que el determinante de las ecuaciones de corrientes de malla, o tensiones de nodo se hacen cero. También se llama criterio de ganancia infinita.



$$Y_T = \begin{vmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{vmatrix} \text{ (determinante=0)}$$

$$\frac{V'_1}{V_1} = \frac{V'_2}{V_2} = \left(-\frac{y_r}{y_i}\right) \left(-\frac{y_f}{y_o}\right) = \frac{y_r y_f}{y_i y_o} = 1 \Big|_0 \text{ o, de otra manera: } y_r y_f - y_i y_o = 0$$

1.5. Cuarto criterio:

Finalmente, si cualquier circuito oscilador potencial se separa artificialmente en una porción activa y una carga, la impedancia de salida de la parte activa tendrá una parte real negativa cuando se satisfagan las condiciones para la oscilación. Esta es una condición necesaria, pero no suficiente.

Una onda de corriente puede circular indefinidamente por un lazo de impedancia cero, lo mismo se puede decir que una tensión senoidal puede persistir indefinidamente en un nodo de admittancia nula.

1.6. Técnicas de diseño:

El diseño de osciladores tiene más empirismo que de ciencia exacta. Los circuitos utilizados alcanzan la operación estacionaria sólo cuando un transistor ha sido excitado tan profundamente en su operación no lineal que su ganancia promedio de cada ciclo de salida, cae hasta una fracción pequeña del valor nominal en señal débil. Los circuitos equivalentes y la mayoría de las herramientas analíticas de circuitos se sustentan en la linealidad, una condición que no existe en la mayoría de los osciladores. Esto quiere decir que las condiciones de operación estacionarias de un oscilador no se pueden predecir exactamente mediante técnicas elementales.

Para que se inicien las oscilaciones, la salida del dispositivo amplificador debe retroalimentar a la entrada con una ganancia mayor que la unidad y un corrimiento de fase de 0° o algún múltiplo de 360° . En un circuito ideal, esto puede tener sólo en una frecuencia, que es la frecuencia de oscilación. Si el desplazamiento de fase a través de la red de retroalimentación y del transistor es independiente de las condiciones de operación de éste, la frecuencia de oscilación estacionaria será la misma que al inicio de las oscilaciones y puede predecirse exactamente por análisis de señal débil del circuito inicial. Es también posible predecir la ganancia de transistor mínima que iniciará la oscilación. La dependencia con la frecuencia de los componentes pasivos es otro factor que complica el análisis. Los capacitores con capacidades por encima de los pF tienden a comportarse inductivamente después de los 10MHz y las capacitancias entre las vueltas pueden hacer que los inductores se hagan capacitores. Estos efectos son difíciles de modelar en la teoría convencional de los circuitos y pueden hacer que el modelo satisfaga las condiciones de oscilación en frecuencias no previstas o que no oscile.

Un resultado práctico es que un circuito que se ve aceptable en el diseño analítico puede oscilar simultáneamente a la frecuencia pretendida y en una más baja ("ruido de motor") y en una o más frecuencias superiores ("parásitas"). Por lo general, esto se puede evitar empleando inductores de alta calidad y conectando en paralelo capacitores pequeños (de 100 a 300pF) con todos los de acoplamiento. En frecuencias donde los capacitores más grandes se hacen inductivos, los pequeños proporcionan cortocircuitos efectivos. En casos extremos, se tienen que insertar cuentas de ferrita en los conductores del transistor para extinguir las oscilaciones de VHF.

Así, el análisis del circuito es sólo el comienzo en el proceso del diseño. Da quizá valores para todas las componentes determinadas por la frecuencia en el circuito, pero dice muy poco sobre las magnitudes como la salida de potencia, eficiencia, pureza de la forma de onda, estabilidad en frecuencia y sensibilidad frente a variaciones en temperatura y alimentación de tensión.

Estos puntos se resuelven tomando los cálculos de señal débil como punto de partida y construyendo un prototipo y ajustando los valores de los componentes hasta alcanzar el funcionamiento deseado.

2. Oscilador Hartley:

A continuación se desarrollará el análisis de un oscilador Hartley por el método de ganancia infinita.

Especificaciones:

- $f_0 = 4 \text{ Mhz}$
- $V_{CC} = 12 \text{ V}$
- $R_L = 100\Omega$
- $P_L = 3\text{mW}$

2.1. Pasos del diseño

2.1.1. Trazado del circuito

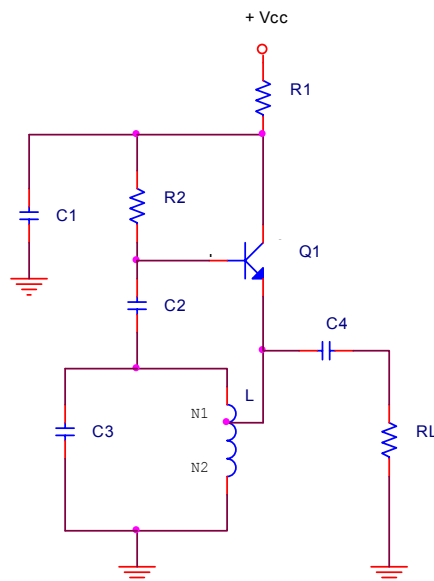


Fig.1. Oscilador Hartley

2.1.2. Modelo equivalente. Circuito de RF

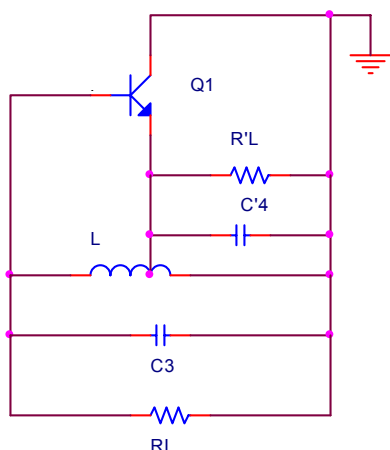


Fig.2. Oscilador Hartley. Modelo de pequeña señal

2.1.3. Selección de los componentes principales

Se selecciona el BF495, porque se conoce las hojas de datos de los parámetros Y, y se adapta perfectamente para los requerimientos.

$$F_{T(\text{tip})} = 200\text{MHz} \gg 4\text{MHz}$$

$$P_{C(\text{máx})} = 300\text{mW} \gg 3\text{mW}$$

2.2. Cálculo de componentes

2.2.1. Determinación de la polarización

Para una buena estabilidad de la I_C , la tensión V_{R1} deberá ser grande. Los parámetros Y están dados para $V_{CE} = 10\text{V}$, pero si se varía la V_{CE} en $\pm 20\%$, los parámetros Y varían en menor proporción que si se varía la I_C . Por lo tanto se adopta

$$V_{R1} = 4\text{V} \quad V_{CE} = 8\text{V}$$

Para excursión simétrica máxima de I_C se sabe que

$$I_C = \frac{V_{CE}}{R'_L} \quad \text{pero} \quad P_L = \frac{V_{CE}^2}{2R'_L} \quad \therefore \quad I_C = \frac{2P_L}{V_{CE}} = \frac{2 * 3\text{mW}}{8\text{V}} = 0,75\text{mA}$$

Los parámetros Y están dados para $I_C = 1, 3, \text{ y } 5\text{mA}$
Si bien 1mA sería suficiente, se utilizará 3mA . Por lo que

$$\begin{cases} I_C = 3\text{mA} \\ V_{CE} = 8\text{V} \\ P_{C(\text{sin señal})} = I_C * V_{CE} = 24\text{mW} \ll P_{C_Máx} \end{cases}$$

2.2.2. Cálculo de R1 y R2

$$V_{CE} = \frac{I_C}{h_{FE}} R_2 + V_{BE} \quad \therefore \quad R_2 = h_{FE} \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_C} \quad h_{FE(\text{tip})3\text{mA}} = 75$$

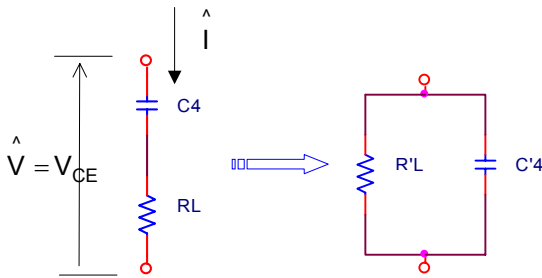
$$R_2 = 75 \frac{8 - 0,7}{3 * 10^{-3}} = 182500 \Omega$$

$$R_2 = 180 K\Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12 - 8}{3 * 10^{-3}} = 1333 \Omega$$

$$R_1 = 1,2 K\Omega$$

2.2.3. Cálculo de C4 y el equivalente paralelo R'L y C'4



$$P_{L(ef)} = \frac{I^2 R_L}{2} \therefore$$

$$I = \sqrt{\frac{2P_L}{R_L}} = \sqrt{\frac{2 * 3 * 10^{-3}}{100}} = 7,75 * 10^{-3} A$$

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{8}{7,75 * 10^{-3}} = 1032 \Omega$$

$$Z = \sqrt{R_L^2 + \left(\frac{1}{\omega C_4}\right)^2} \therefore$$

$$C_4 = \frac{1}{\omega \sqrt{Z^2 - R_L^2}} = \frac{1}{2\pi * 4 * 10^6 \sqrt{1032^2 - 100^2}} = 38,7 pF$$

Normalizando: $C_4 = 39 pF$

$$j\omega C'_4 + \frac{1}{R'_L} = \frac{1}{R_L + \frac{1}{j\omega C_4}} = \frac{j\omega C_4}{1 + j\omega C_4 R_L} * \frac{1 - j\omega C_4 R_L}{1 - j\omega C_4 R_L} = \frac{(\omega C_4)^2 R_L + j\omega C_4}{1 + (\omega C_4 R_L)^2}$$

$$C'_4 = \frac{C_4}{1 + (\omega C_4 R_L)^2} = 38,6 pF$$

$$R'_L = R_L \frac{1 + (\omega C_4 R_L)^2}{(\omega C_4 R_L)^2} = 10,5 k\Omega$$

2.2.4. Cálculo de L

Como N_1 va a resultar mucho menor que N_2 , en la práctica C_4 queda en paralelo con L, junto con C_3 y alguna susceptancia positiva o negativa que brinde el transistor. Suponiendo $C_3 = 85 pF$ (luego se recalculará en base a los criterios de oscilación) compuesto por $68 pF$ /trimmer de $30 pF$ ($C_{trim} \cong C/3$). Luego se recalcula C_3 , una vez fijado el valor de L.

$$L \cong \frac{1}{(2\pi f)^2 (C_3 + C'_4)} = \frac{1}{(2\pi * 4 * 10^6)^2 (85 * 10^{-12} + 38,6 * 10^{-12})} = 12,8 \mu H$$

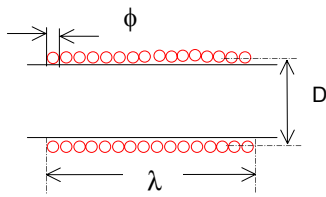
Se construirá una bobina de ese orden. Se usará porque se dispone, un alambre esmaltado de $\phi = 0,3 mm$ y forma de *prespan* de $7 mm$ de ϕ exterior.

ϕ	esp/cm	ϕ	esp/cm	ϕ	esp/cm
0,1	90	0,3	30	0,6	15,6
0,15	60	0,35	26	0,7	13,5
0,2	45	0,4	23	0,8	11,8
0,25	36	0,5	19	0,9	10,5
				1,0	9,4

Se conoce con buena exactitud la cantidad de espiras juntas por cm para un diámetro en mm de alambre de cobre esmaltado

$$\text{En nuestro caso } \lambda = \frac{n}{30} (\text{cm})$$

Las fórmulas siguientes son prácticas y precisas para calcular L.



Si $\lambda > \frac{D}{3}$ (1)

$$L = \frac{D^2 N^2}{\lambda + 0,45D} * 10^{-2}$$

Si $\lambda < \frac{D}{3}$ (2)

$$L = 0,8 \frac{D^2 N^2}{\lambda + 0,3D} * 10^{-2}$$

L en μH
D en cm
 λ en cm

Entonces, $\begin{cases} \phi = 0,03 \text{ cm} \\ D = 0,73 \text{ cm} \\ \lambda = N / 30 \text{ cm} \end{cases}$

Usando la ec. (1), se da valores a N hasta hallar L, y luego se verifica si era correcto usar (1).

N	L (μH)
50	6,67
70	9,8
80	11,4

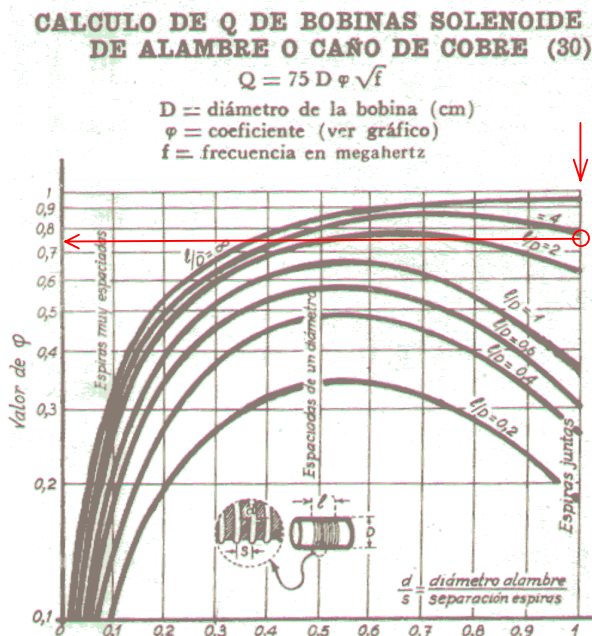
Se adopta $N=80$, $\lambda=2,67 \text{ cm} > D/3=0,243 \text{ cm}$
 $L = 11,3869 \mu\text{H}$ (L se calcula con milésimas de μH)

Valor adoptado: $D=0,73 \text{ cm}$; $\lambda=2,67 \text{ cm}$; $N=80$.

Usando el monograma del Packmann se puede verificar la exactitud del método anterior:

Para $D/\lambda=0,27 \rightarrow L/D=15\mu\text{H}/\text{cm} \therefore L=10,95 \mu\text{H}$; valor muy parecido

2.2.5. Cálculo de RP de la bobina L



Ejemplo numérico: Sea $D=5\text{cm}$; $\lambda=2,5 \text{ cm}$. Alambre espaciado de un diámetro, o sea $d/s=0,5$. Frecuencia $f=4\text{MHz}$.

De las curvas para $\lambda/D=0,5$ y $D/s=0,5$

Sale $\varphi=0,52$. El Q resulta de

$$Q = 75 * 5 * 0,52^2 = 390$$

El Q así calculado es el de la sola bobina por resistencia ohmica y por efecto pelicular. En aplicaciones prácticas o durante las mediciones, este valor queda disminuido por: resistencias en las soldaduras y conexiones, efecto de metales en el campo magnético de la bobina; pérdidas dieléctricas.

Usando el monograma del Packmann, se calcula Q.

$\lambda/D=3,65$ y espiras juntas $\rightarrow \varphi=0,75$

$$Q = 75 * D * \varphi * \sqrt{f_0} = 75 * 0,73 * 0,75 * \sqrt{4}$$

$$Q=82,1$$

Generalmente se disminuye un 20% por pérdidas no contempladas, como efecto de metales en el campo magnético de la bobina; pérdidas dieléctricas, etc. por lo que:

$$Q \approx 66$$

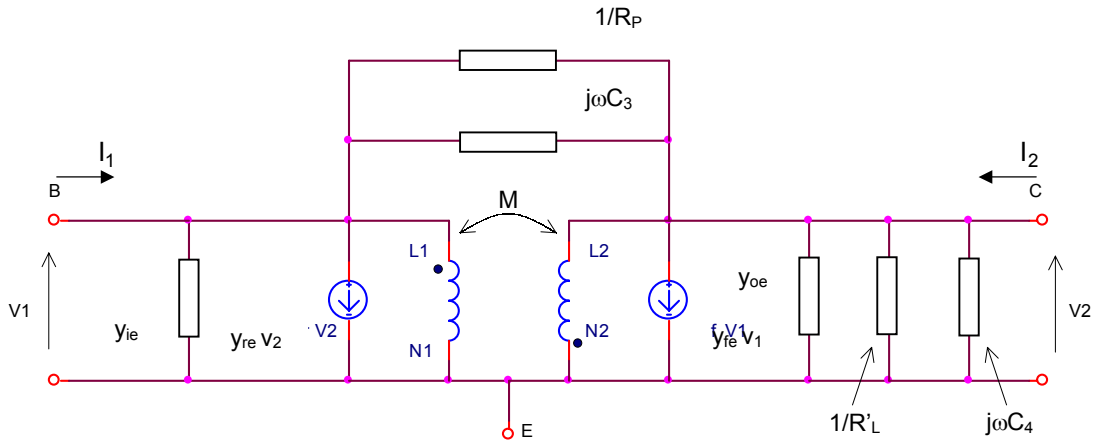
De la tabla 3.5.2 del libro H.C. KRAUSS/BOSTIAN/RAAB, ESTADO SÓLIDO EN INGENIERÍA DE RADIOCOMUNICACIÓN:

$$X_p = \omega L_p$$

$$Q_p = R_p / X_p$$

$$R_p = Q\omega L = 66 * 2 * \pi * 4 * 10^6 * 11,4 * 10^{-6} = 18,9k\Omega$$

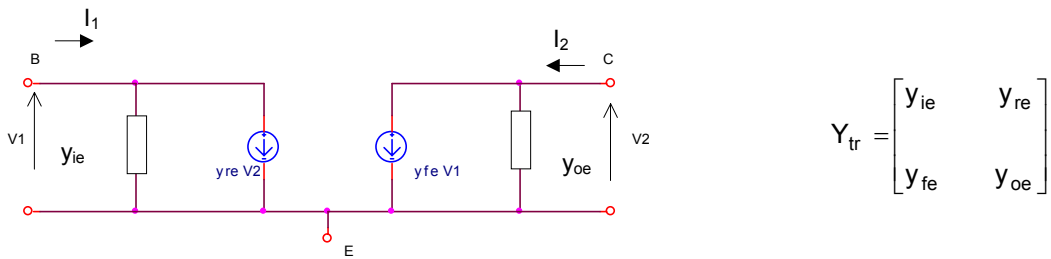
2.2.6. Modelo equivalente y criterio de oscilación



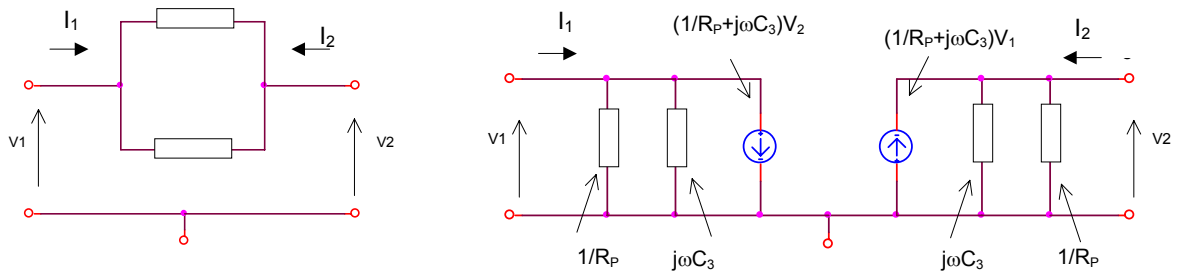
Este es el modelo de pequeña señal, donde $N=N_1+N_2$; y $L=L_1+L_2+2M$

$[Y_T] = [Y_{tr}] + [Y_1] + [Y_2] + [Y_3]$ Se aplicará el teorema de la superposición, válido para sistemas lineales, suponiendo que el modelo es válido en régimen estacionario. Se analizará las admitancias por separado.

Y_{tr} :

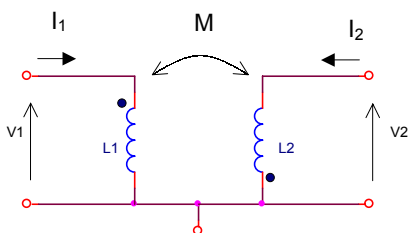


Y_1 :



$$Y_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_p} + j\omega C_3 & -\frac{1}{R_p} - j\omega C_3 \\ -\frac{1}{R_p} - j\omega C_3 & \frac{1}{R_p} + j\omega C_3 \end{bmatrix}$$

Y_2 :



$$v_1 = I_1 j\omega L_1 - I_2 j\omega M$$

$$v_2 = -I_1 j\omega M + I_2 j\omega L_2$$

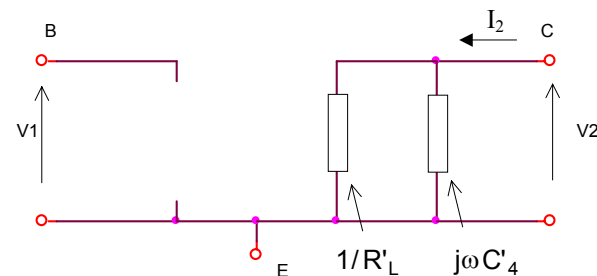
$$[V] = [Z] [I] \quad [Z]^{-1}[V] = [Z]^{-1}[Z][I]$$

$$[Z]^{-1}[V] = [1][I] \therefore [I] = [Z]^{-1}[V] \quad \therefore [Y] = [Z]^{-1}$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} j\omega L_1 & -j\omega M \\ -j\omega M & j\omega L_2 \end{bmatrix} \quad \Delta Z = -\omega^2 L_1 L_2 + \omega^2 M^2 = -\omega^2 (L_1 L_2 - M^2)$$

$$[Z]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{j\omega L_2}{\Delta Z} & \frac{j\omega M}{\Delta Z} \\ \frac{j\omega M}{\Delta Z} & \frac{j\omega L_1}{\Delta Z} \end{bmatrix} = [Y_2] \rightarrow [Y_2] = \begin{bmatrix} -\frac{jL_2}{\omega(L_1 L_2 - M^2)} & -\frac{jM}{\omega(L_1 L_2 - M^2)} \\ -\frac{jM}{\omega(L_1 L_2 - M^2)} & -\frac{jL_1}{\omega(L_1 L_2 - M^2)} \end{bmatrix}$$

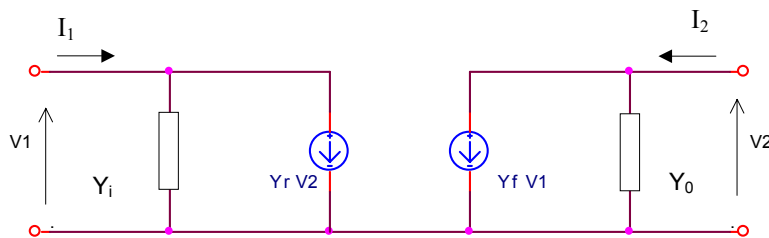
Y₃:



$$[Y_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R'_L} + j\omega C'_4 \end{bmatrix}$$

Sumando $[Y_{tr}] + [Y_1] + [Y_2] + [Y_3]$, queda $[Y_T]$, y es:

$$[Y_T] = \begin{bmatrix} g_{ie} + \frac{1}{R_p} + j \left[b_{ie} + \omega C_3 - \frac{L_2}{\omega(L_1 L_2 - M^2)} \right] & g_{re} - \frac{1}{R_p} + j \left[b_{re} - \omega C_3 - \frac{M}{\omega(L_1 L_2 - M^2)} \right] \\ g_{fe} - \frac{1}{R_p} + j \left[b_{fe} - \omega C_3 - \frac{M}{\omega(L_1 L_2 - M^2)} \right] & g_{oe} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R'_L} + j \left[b_{oe} + \omega C'_4 + \omega C_3 - \frac{L_1}{\omega(L_1 L_2 - M^2)} \right] \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_i & Y_r \\ Y_f & Y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$\therefore V_2 = -I_1 \frac{Y_f}{\Delta Y_T} + I_2 \frac{Y_i}{\Delta Y_T}$$

Cuando $I_1 = I_2 = 0$, y $V_2 \neq 0$, aplicando el criterio de ganancia infinita, para poder tener salida aunque la entrada sea igual a cero, la condición necesaria y suficiente es que el determinante de la matriz $[Y]$ sea igual a cero $\therefore Y_i Y_o - Y_f Y_r = 0$

que equivale a $\frac{Y_f Y_r}{Y_i Y_o} = 1 \begin{vmatrix} 0 \end{vmatrix}$. Esto implica MOD=1; FASE=0 (son dos ecuaciones porque es una función compleja)

Las incógnitas que hay que resolver son dos: C_3 y la derivación de L , por lo tanto, el problema tiene una única solución.

2.2.7. Cálculo de C₃ y N₁-N₂

Primero se obtienen los datos de admitancia del transistor para I_C=3mA, V_{CE}=10V, f₀=4MHz,

$$Y_{tr} = \begin{cases} y_{ie} = (1,3 + j1,3) \text{ m}\Omega^{-1} \\ y_{oe} = (8 + j41) \mu\Omega^{-1} \\ y_{re} = 18,7 \frac{270}{\omega} \mu\Omega^{-1} = (0 - j18,7) \mu\Omega^{-1} \\ y_{fe} = 100 \frac{350}{\omega} \text{ m}\Omega^{-1} = (98,5 - j17,4) \text{ m}\Omega^{-1} \end{cases}$$

Los parámetros de Y_T quedan:

$$Y_T = \begin{cases} y_i = g_i + jb_i = 1,35 \text{ m} + j(1,3 \text{ m} + b_3 - b_2) \Omega^{-1} \\ y_o = g_o + jb_o = 0,156 \text{ m} + j(1,01 \text{ m} + b_3 - b_1) \Omega^{-1} \\ y_r = g_r + jb_r = -52,9 \mu + j(-18,7 \mu - b_3 - b_M) \Omega^{-1} \\ y_f = g_f + jb_f = 98,4 \text{ m} + j(-17,4 \text{ m} - b_3 - b_M) \Omega^{-1} \end{cases}$$

Siendo $b_1 = \frac{L_1}{\omega(L_1 L_2 - M^2)}$ $b_2 = \frac{L_2}{\omega(L_1 L_2 - M^2)}$ $b_3 = \omega C_3$ $b_M = \frac{M}{\omega(L_1 L_2 - M^2)}$

$$\frac{y_r * y_f}{y_i * y_o} = \frac{(g_r + jb_r)(g_f + jb_f)}{(g_i + jb_i)(g_o + jb_o)} = \frac{(g_r g_f - b_r b_f) + j(g_f b_r + g_r b_f)}{(g_i g_o - b_i b_o) + j(g_i b_o + g_o b_i)} = \frac{A + jB}{C + jD} = P \frac{F}{1} = 1 \frac{0}{0}$$

A partir de ahora se usará el cálculo en Excel “oscilador gTP1”, donde se ingresan los siguientes datos:

N:	80
N ₁ :	0,5
N ₂ :	79,5

∅ _{cu} [cm]:	0,035
D[cm]:	0,7
f ₀ [MHz]:	4

ingrese ----> R _p =	18900 [Ω]
R _L '=	10500 [Ω]

y _{ie} [mΩ ⁻¹]	g _{ie} :	1,3
	b _{ie} :	1,3
y _{oe} [mΩ ⁻¹]	g _{oe} :	0,008
	b _{oe} :	0,041
y _{re} [mΩ ⁻¹]	g _{re} :	0
	b _{re} :	-0,0187
y _{fe} [mΩ ⁻¹]	g _{fe} :	98,5
	b _{fe} :	-17,4

entonces los valores adoptados serán:

L₁[Hy] = 4,51E-09 **L₂[Hy] = 1,01E-05** **L[Hy] = 1,01E-05** **M [Hy] = 3,25E-08**

Donde

$$b_1 = C_{29} / (2 * 3,141592 * G_8 * 1000000 * (C_{29} * F_{29} - E_{31}^2))$$

$$b_2 = F29 / (2 * 3,141592 * G8 * 1000000 * (C29 * F29 - E31^2))$$

$$b_M = E31 / (2 * 3,141592 * G8 * 1000000 * (C29 * F29 - E31^2))$$

por lo que, variando los datos de N_1 y C_3 se puede lograr los requerimientos de módulo y fase
La estrategia a seguir será la siguiente:

1. Con N fijo, se asume un valor de N_1 . Con éste dato se variará N_2 y los valores de L_1 , L_2 , L y M
2. Se asume valores en la columna de C_3 hasta lograr un valor que satisfaga las condiciones de módulo y fase.

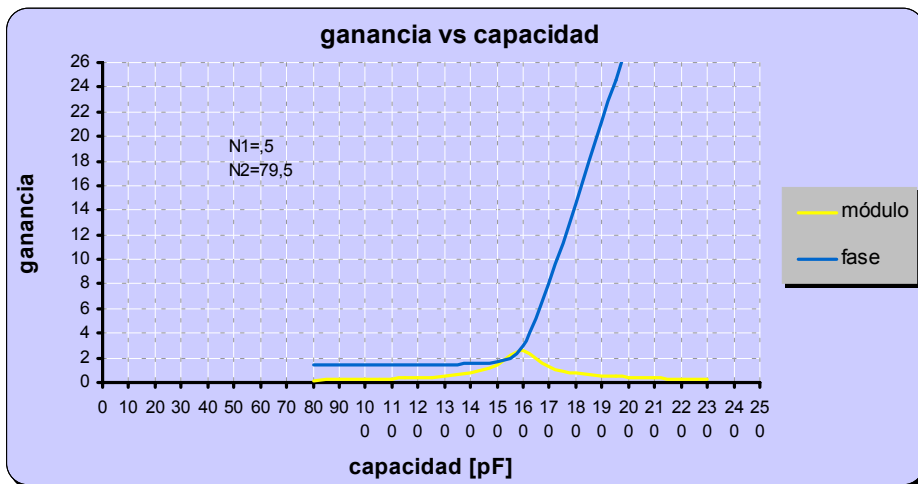
ingrese

C_3 [pF]
140
145
150
155
160
165

⇒

Módulo	fase
0,78873	1,50
1,03105	1,55
1,4452	1,66
2,14863	1,95
2,59017	2,93
1,92041	5,15

También se puede ver que para éstas condiciones asumidas y calculadas, se obtiene un comportamiento fase/módulo en función del capacitor C_3 como sigue:



Se adopta $N_1=0,5$ $C_3=100\text{pF}$ // con un trimmer 50pF

2.2.8. Cálculo de C_2

C_2 está en serie con la base, se puede adoptar el siguiente criterio:

$$X_{C_2} \ll \frac{1}{|y_{ie}|} \therefore C_2 \gg \frac{|y_{ie}|}{\omega} = \frac{1,83 * 10^{-3}}{2\pi * 4 * 10^6} = 73\text{pF} \quad \text{se elige } C_2 = 10\text{nF}$$

2.2.9. Cálculo de C_1

C_2 está en serie con el circuito tanque, que está sintonizado en f_0 . También, con aproximación se puede decir que

$$X_{C_1} \ll R_p // R'_L \quad \therefore C_1 \gg \frac{1}{\omega(R_p // R'_L)} = \frac{1}{2\pi * 4 * 10^6 * 6,7 * 10^3} = 59\text{pF}$$

Se elige $C_1 = 10 \text{ nF}$. Pero, C_1 también debe impedir que el ripple de 100Hz pase al oscilador, modulándolo.

$$R_1 C_1 \gg \frac{1}{100\text{Hz}} \quad C_1 \gg \frac{1}{R_1 * 100} = \frac{1}{1,2 * 10^3 * 100} = 8,33 \mu\text{F}$$

Se elige entonces, $C_1 = 100 \mu\text{F}$ en paralelo con 10 nF

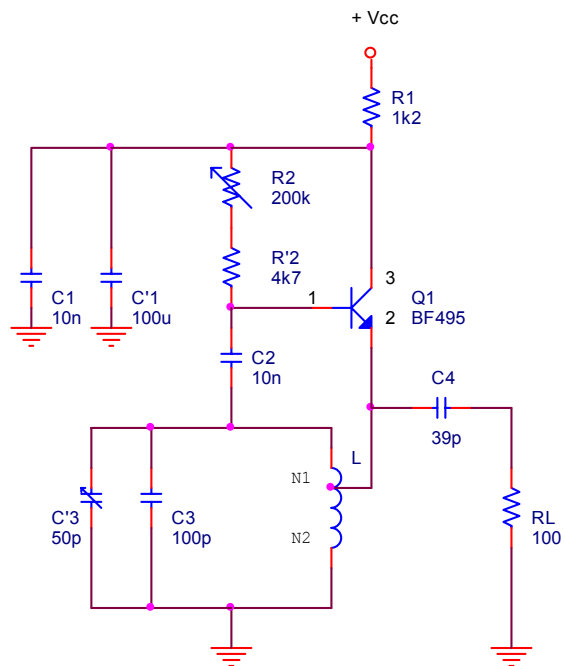
2.2.10. Construcción de la bobina

Al ser de alambre de $\phi=0,3 \text{ mm}$, los extremos se podrán fijar con algún adhesivo anaeróbico, pero sólo cuando se halla ajustado en el prototipo, sobretodo el extremo de la derivación más crítico es el de N_1 , por lo que se recomienda que se coloque en el lado superior para tener acceso al ajuste. Los extremos se deberán retorcer una vez ajustados y fijados con el adhesivo.

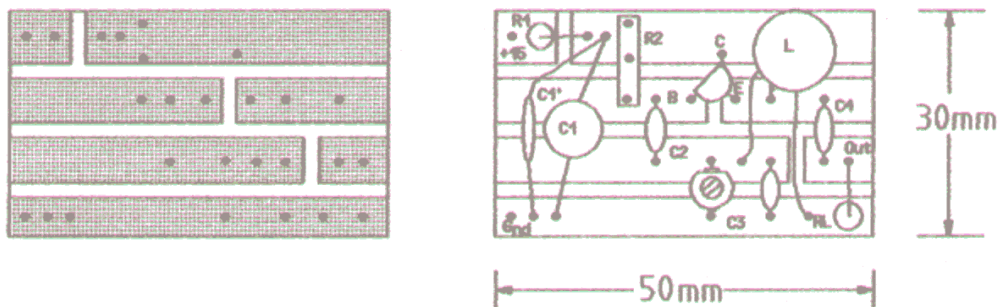
2.3. Circuito final

- * se desconecta C_2
- * se ajusta R_2 hasta que $I_C = 3 \text{ mA}$
- * se conecta C_2

Tener precaución en el uso del potenciómetro R_2 , ya que un valor muy pequeño puede destruir el transistor.



2.4. Lay out:



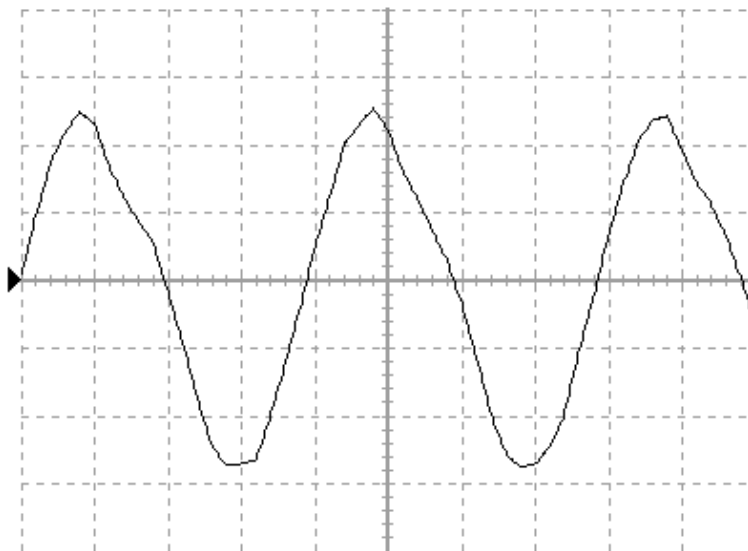
2.5. Muestra en osciloscopio

Se efectúan las siguientes mediciones:

- A. Medir y graficar la tensión en la carga en función del tiempo
- B. Medir la potencia aplicada a la carga

Forma de onda típica

Tiempo/Div – 50nSeg/Div
 Volt/Div – 0,5V/Div



La potencia en la carga se calcula como sigue:

$$P_L = \frac{(V_P)^2}{2R_L} = \frac{1,3^2}{2 \cdot 150} = 5,63 \text{ mW}$$

Si la potencia requerida es menor que la obtenida por el circuito de prueba, se deberá reducir el valor de C_4 y reajustar la frecuencia.

2.6. Conclusiones:

Oros, Ramón C.
 Córdoba, 29-01-2000

archivo: EA3-01-01

Rev: A

edición que reemplaza a las anteriores.

Archivo asociado a este T.P.: [oscilador G_tp01.xls](#)

Bibliografía:

APUNTES DE CLASE DEL ING. RABINOBICH, DANIEL
 H.C. KRAUSS/BOSTIAN/RAAB, ESTADO SÓLIDO EN INGENIERÍA DE RADIOCOMUNICACIÓN
 EMILIO M. PACKMANN, VADEMECUM DE RADIO Y ELECTRICIDAD
 BF495 DATA SHEET