

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA

ELECTRONICA APLICADA III

TRABAJO PRÁCTICO N° 2

OSCILADOR HARTLEY

Autores:

GALETTA Agustín
GRAGLIA Federico
MONTAÑO Jorge
SOLIS Abel Fredy

Legajo:

57705
59667
59040
59156



OSCILADOR HARTLEY

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, biotelementría, etc)
- Costo, etc.
- Criterios de oscilación

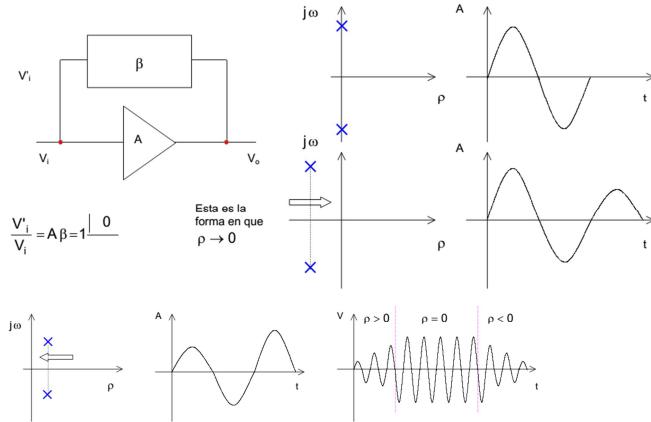
Existen varios criterios de oscilación rigurosos y equivalentes.

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 realmente a la entrada.

PRIMER CRITERIO

Si la señal de realimentación es mayor que la de entrada, y en fase con ella, se iniciará 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.



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 admitancia 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 admitancia de fuente y cargas de valor finito conectadas al transistor.

$$K = \frac{2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L)}{|y_{12}y_{21}| + R_E(y_{12}y_{21})}$$

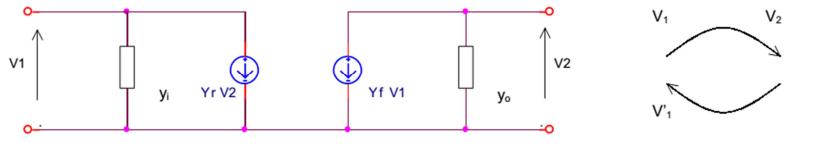
Si $K < 1$ el circuito permanece potencialmente inestable

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

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 hace cero. También se llama criterio de ganancia infinita.



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

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

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 admitancia nula.

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 quizás 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.

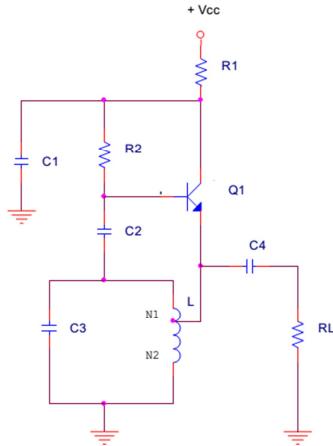
OSCILADOR HARTLEY

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

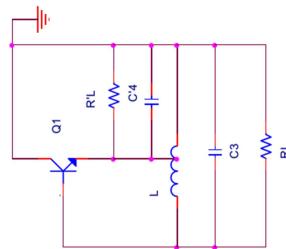
Especificaciones:

- $F_o = 10 \text{ MHz}$
- $V_{CC} = 12V$
- $R_L = 50\Omega$
- $P_L = 5\text{mW}$

TRAZADO DEL CIRCUITO



MODELO EQUIVALENTE. CIRCUITO DE RF



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.

$$F_{T(tip)} = 200MHz \gg 10MHz$$

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

CÁLCULO DE COMPONENTES “DETERMINACIÓN DE LA POLARIZACIÓN”

Para una buena estabilidad de la I_c , la tensión V_{ri} deberá ser grande. Los parámetros Y están dados para $V_{ce}=10V$, 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:

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

Para excursión simétrica máxima de I_c se sabe que:

$$I_C = \frac{V_{CE}}{R_L} \quad \text{Pero} \quad P_L = \frac{V_{CE}^2}{2R_L} \quad \therefore \quad I_C = \frac{V_{CE}^2}{2P_L} = \frac{2*5mW}{8V} = 1.25mA$$

Los parámetros Y están dados para $I_C= 1, 3, \text{ y } 5mA$.

Si bien 1mA sería suficiente, se utilizará 3mA. Por lo que:

$$I_C = 3mA \quad V_{CE} = 8V$$

$$P_{C(sin \text{ señal})} = I_C * V_{CE} = 24mW \ll P_{C(max)}$$

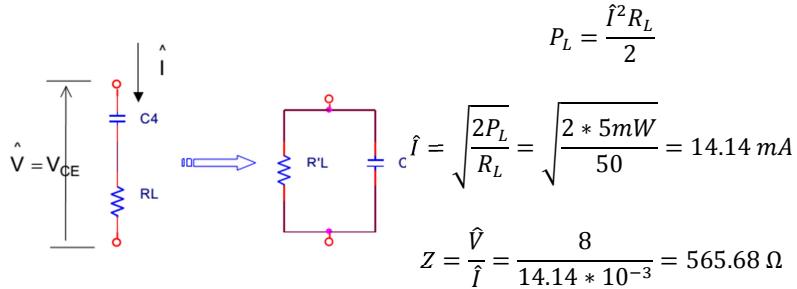
CÁLCULO DE R1 Y R2

$$V_{CE} = \frac{I_C}{h_{fe}} R_2 + V_{BE} \quad \therefore \quad R_2 = h_{fe} \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_C} \quad h_{fe(tip)_{3mA}} = 60$$

$$R_2 = 60 \frac{8 - 0.7}{3 * 10^{-3}} = 146000\Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12 - 0.8}{3 * 10^{-3}} 1333\Omega \Rightarrow R_1 = 1.2 k\Omega$$

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



$$Z = \sqrt{R_L^2 + \left(\frac{1}{\omega C_4}\right)^2} \quad \therefore C_4 = \frac{1}{\omega \sqrt{Z^2 - R_L^2}} = \frac{1}{2\pi 1 * 10^7 \sqrt{565.68^2 - 50^2}}$$

$$C_4 = 28.24 pF \Rightarrow 27pF$$

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

$$C'_4 = \frac{C_4}{1 + (\omega C_4 R_L)^2} = 26.80 pF \quad R'_L = R_L \frac{1 + (\omega C_4 R_L)^2}{(\omega C_4 R_L)^2} = 6999.3\Omega$$

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 $C_3=85pF$ (luego se recalculará en base a los criterios de oscilación) compuesto por $68pF//\text{trimmer de } 30pF$ ($C_{\text{Trim}} \cong C/3$). Luego se recalcula C_3 , una vez fijado el valor de L .

$$L \cong \frac{1}{(2\pi f)^2(C_3 + C'_4)} = \frac{1}{(2\pi * 1 * 10^7)^2(85 * 10^{-12} + 26.80 * 10^{-12})}$$

$$L \cong 2.26\mu H$$

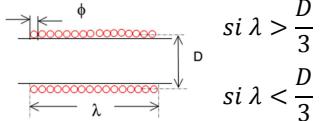
Se construirá una bobina de ese orden. Se usará porque se dispone, un alambre esmaltado de $\phi=0.5$ mm y forma de prespan (núcleo) de 8 mm de ϕ exterior.

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.



$$\begin{aligned} & \text{si } \lambda > \frac{D}{3} & (1) L = \frac{D^2 N^2}{\lambda + 0.45D} * 10^{-2} & \text{L en } \mu\text{H} \\ & \text{si } \lambda < \frac{D}{3} & (2) L = \frac{D^2 N^2}{\lambda + 0.3D} * 10^{-2} & \lambda \text{ en cm} \end{aligned}$$

Entonces:

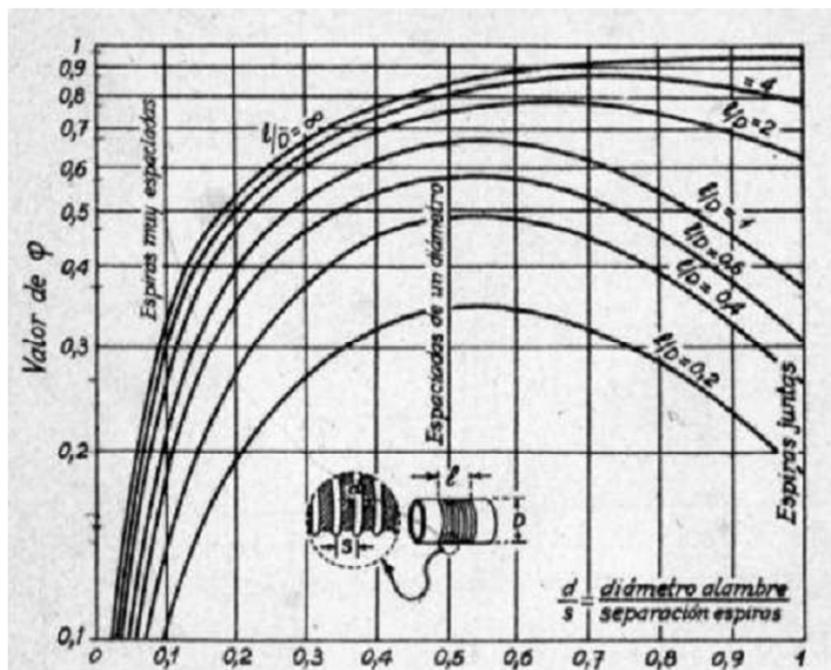
- $\varphi = 0.05\text{cm}$
- $D = 0.85\text{cm}$
- $\lambda = N/30 \text{ cm}$

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

N	L [μH]
16	2.0463
17	2.2583
18	2.4417

Se adopta N=17, $\lambda=0.894 \text{ cm} > D/3=0.283 \text{ cm}$
 $L=2.2583 \mu\text{H}$ (L se calcula con milésimas de μH)
 Valor adoptado: D=0,85 cm; $\lambda=0.894 \text{ cm}$; N=17.

CÁLCULO DE RP DE LA BOBINA L



El gráfico que permite conocer el Q de un solenoide aplicando la siguiente fórmula:

$$Q = 75 D \varphi \sqrt{f}$$

Donde: D = diámetro de la bobina en cm, f = frecuencia en MHz, φ = coeficiente extraído del gráfico.

El Q es directamente proporcional al diámetro de la bobina. Esto está muy claro en la fórmula.

El Q de una bobina es mayor a medida que se eleva la frecuencia.

El Q es mayor a medida que el coeficiente φ aumenta.

A su vez el coeficiente φ es mayor cuando la relación longitud a diámetro (l/D) del bobinado aumenta (bobina "larga").

Máximo para una relación diámetro del alambre versus separación entre centros de las espiras (d/s) = aproximadamente 0,55 (separación entre espiras igual al diámetro del alambre aproximadamente).

Con estos elementos no solamente estamos en condiciones de averiguar el Q de una bobina, sino también de estimar cuáles medidas lo favorecerán.

Puede verse que coincide con la noción que tenemos intuitivamente, por ejemplo que una bobina de generoso diámetro con alambre "gordo" tendrá buen Q.

El Q así calculado es el de la sola bobina por resistencia óhmica 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
 $\lambda/D = N/19D = 1.052$ y $d/s = 0.5/0.5 = 1$ con estos valores entramos al monograma y obtenemos un $\phi \approx 0.35$

$$Q = 75 * D * \phi * \sqrt{f} = 75 * 0.85 * 0.35 * \sqrt{10} = 70.558$$

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 $Q_{80\%}=56.44$.

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

$$X_p = \omega L_p \quad Q_p = \frac{R_p}{X_p}$$

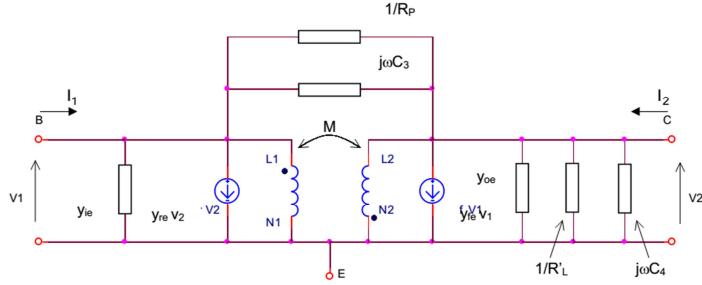
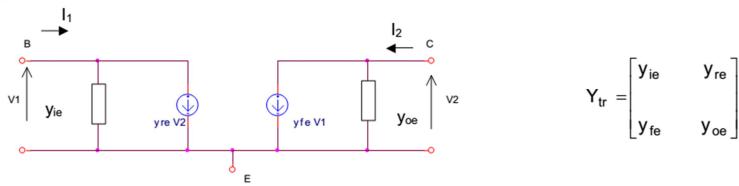
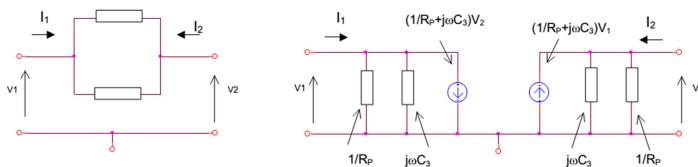
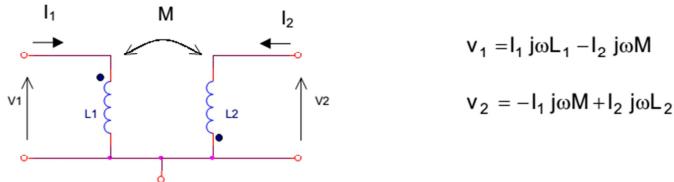
$$R_p = Q\omega L = 56.44 * 2\pi * 1 * 10^7 * 2.2583 * 10^{-6} = 8.045 k\Omega$$

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}:****Y₁:****Y₂:**

$$[V] = [Z][I]$$

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

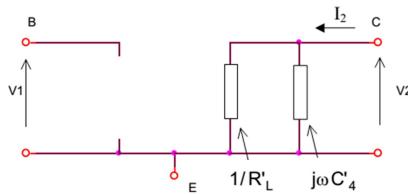
$$[Z]^{-1}[V] = [1][I] \therefore$$

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

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

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

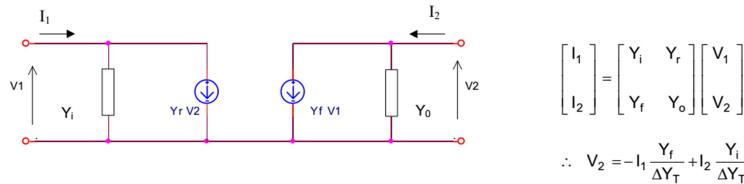
$$[Z]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{j\omega L_2}{\Delta Z} & \frac{j\omega M}{\Delta Z} \\ \frac{j\omega M}{\Delta Z} & \frac{j\omega L_1}{\Delta Z} \end{bmatrix} = [Y_2] \quad \rightarrow \quad [Y_2] = \begin{bmatrix} -\frac{jL_2}{\omega(L_1L_2 - M^2)} & -\frac{jM}{\omega(L_1L_2 - M^2)} \\ -\frac{jM}{\omega(L_1L_2 - M^2)} & -\frac{jL_1}{\omega(L_1L_2 - M^2)} \end{bmatrix}$$

 Y_3 :

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

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

$$[Y_T] = \begin{bmatrix} g_{ie} + \frac{1}{R_p} + j \left[b_{ie} + \omega C_3 - \frac{L_2}{\omega(L_1L_2 - M^2)} \right] & g_{re} - \frac{1}{R_p} + j \left[b_{re} - \omega C_3 - \frac{M}{\omega(L_1L_2 - M^2)} \right] \\ g_{fe} - \frac{1}{R_p} + j \left[b_{fe} - \omega C_3 - \frac{M}{\omega(L_1L_2 - M^2)} \right] & g_{oe} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R'_L} + j \left[b_{oe} + \omega C'_4 + \omega C_3 - \frac{L_1}{\omega(L_1L_2 - M^2)} \right] \end{bmatrix}$$



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

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

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 $\frac{Y_f Y_r}{Y_i Y_o} = 1 \neq 0$. 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.

Cálculo de C_3 y $N_1 - N_2$

Primero se obtienen los datos de admitancia del transistor para $I_C=3mA$, $V_{CE}=10V$, $f_0=10MHz$.

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

Los parámetros Y_T quedan :

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

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

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

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

N:	17
N1:	1
N2:	16

$\emptyset cu$ [cm]:	0,05
D[cm]:	0,85
f_0 [MHz]:	10

yie [mW-1]	gie:	1,3
	bie:	1,3
yoe [mW-1]	goe:	0,008
	boe:	0,041

yre [mW-1]	gre:	0
	bre:	0,0187
yfe [mW-1]	gfe:	98,5
	bfe:	-17,4

entonces los valores adoptados serán:

ingrese ---->	Rp=	8045	[Ω]
	RL'=	6999	[Ω]

$$L_1[H_y] = 2,10E-08$$

$$L[H_y] = 2,21E-06$$

$$L_2[H_y] = 2,03E-06$$

$$M[H_y] = 7.88E-08$$

Donde

$$b_1 = C_{29}/(2*3,141592*G8*1000000*(C_{29}*F_{29}-E_{31}^2))$$

$$b_2 = F_{29}/(2*3,141592*G8*1000000*(C_{29}*F_{29}-E_{31}^2))$$

$$b_M = E_{31}/(2*3,141592*G8*1000000*(C_{29}*F_{29}-E_{31}^2))$$

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:

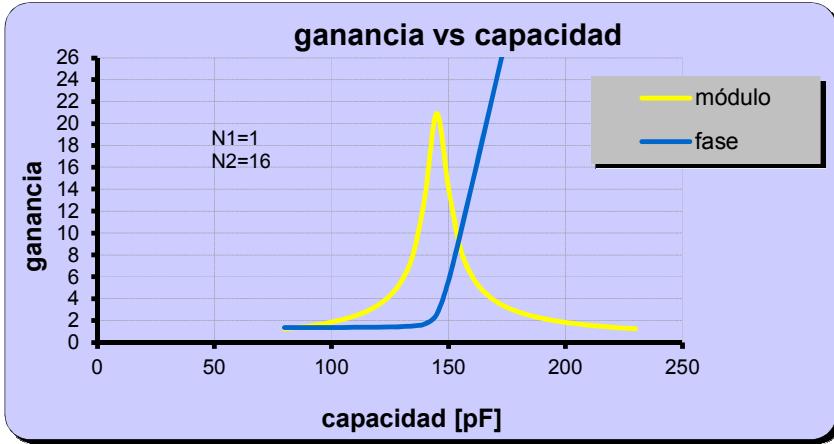
Con N fijo, se asume un valor de N_1 . Con éste dato se variará N_2 y los valores de L_1 , L_2 , L y M

Se asume valores en la columna de C_3 hasta lograr un valor que satisface las condiciones de módulo y fase.



C ₃ [pF]	Módulo	fase
80	1,24263	1,36
85	1,35838	1,36
90	1,49497	1,36

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



Se adopta $N_1=1$ $C_3=27\text{pF}$ // con un trimmer 120pF .

CÁLCULO DE C_2

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

$$X_{C_2} \ll \frac{1}{[y_{ie}]} \therefore C_2 \gg \frac{[y_{ie}]}{\omega} = \frac{1.83 * 10^{-3}}{2\pi * 1 * 10^7} = 29.12 \text{ pF} \Rightarrow C_2 = 10nF$$

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:

$$X_{C_1} \ll (R_p^{-1} + R_L^{-1})^{-1} \therefore C_1 \gg \frac{1}{\omega(R_p^{-1} + R_L^{-1})^{-1}} = \frac{1}{2\pi * 1 * 10^7 * 3742.8} \\ C_1 = 4.25 \text{ pF}$$

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

$$R_1 C_1 \gg \frac{1}{100 \text{ Hz}} \quad C_1 \gg \frac{1}{R_1 * 100} = \frac{1}{1200 * 100} = 8.33\mu F$$

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

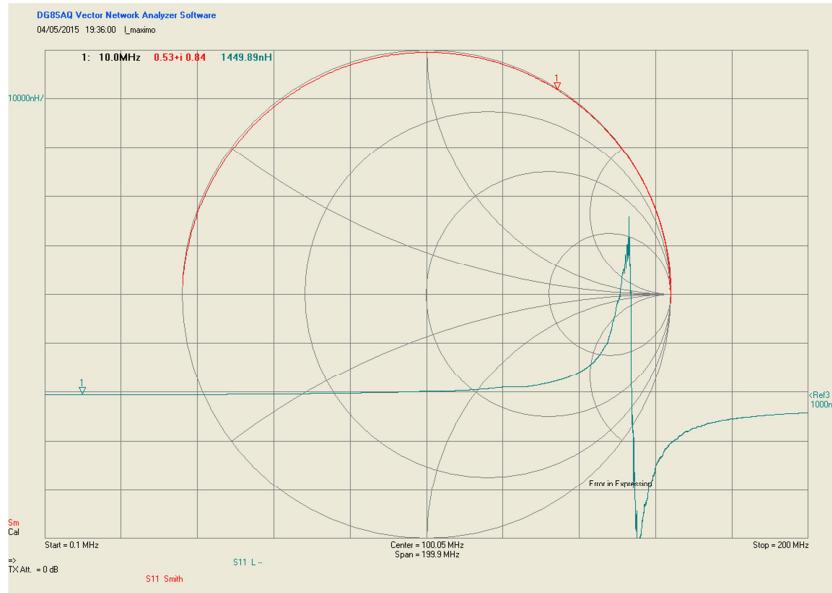
CONSTRUCCIÓN DE LA BOBINA

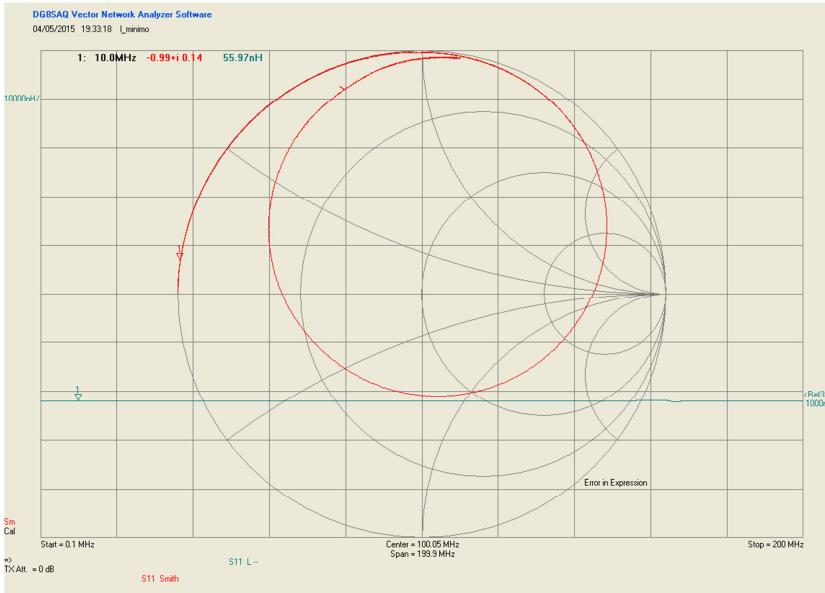
Al ser de alambre de $\varphi=0,5$ mm, los extremos se podrán fijar con algún adhesivo anaeróbico, pero sólo cuando se halla ajustado en el prototipo, sobretodo el extremo de la derivación más crítico es el de N_1 , por lo que se recomienda que se coloque en el lado superior para tener acceso al ajuste. Los extremos se deberán retorcer una vez ajustados y fijados con el adhesivo.

MEDICIÓN DE LA BOBINA

Utilizando el VNA se realiza la medición de la bobina a 10 MHz obtenemos unos valores menores a los esperados siendo la inductancia total de la bobina $1.505 \mu\text{H}$ tomando estos valores recalculamos el capacitor C_3

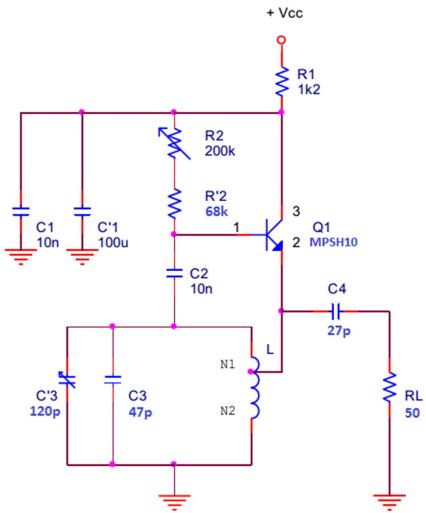
$L_1[\text{Hy}] = 5,60\text{E}-08$	$L_2[\text{Hy}] = 1,45\text{E}-06$	$L[\text{Hy}] = 1,51\text{E}-06$
$C_3 [\text{pF}]$	Módulo	fase
125	0,94705	1,45
130	1,09756	1,46
135	1,28626	1,46





El valor de C_3 lo ajustaremos mediante un capacitor de 47pF // con un trimmer de 120pF .

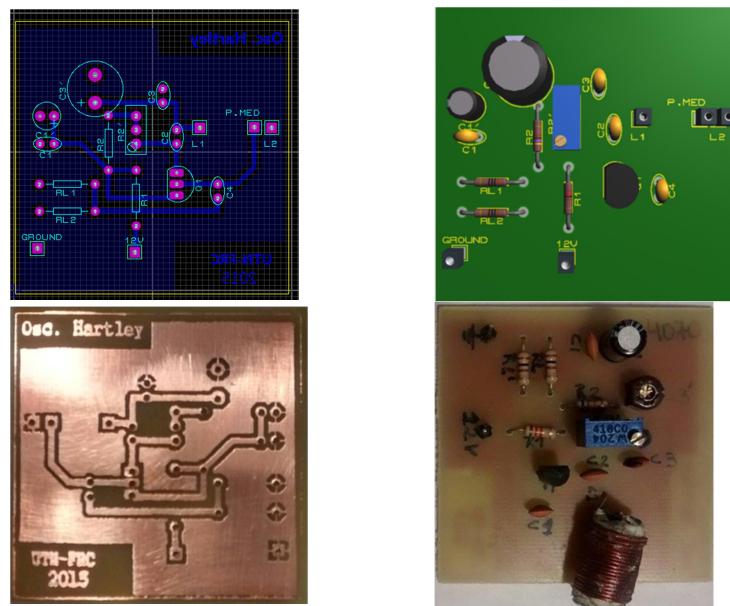
Circuito final



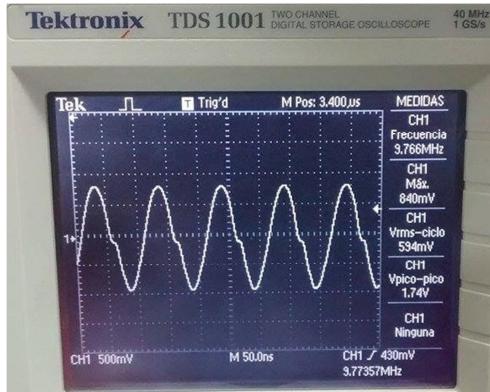
- Se desconecta C_2
- Se ajusta R_2 hasta que $I_C=3\text{mA}$
- Se conecta C_2
- Tener precaución en el uso del potenciómetro R_2 , ya que un valor muy pequeño puede destruir el transistor.

LAYOUT

Este circuito debido a que es un circuito complejo, para Radiofrecuencia tomamos mayores recaudos, por lo que alrededor del circuito generamos una pista que tenga una conexión a tierra para evitar ruidos, lo que se llama Power Plane Generator, es decir que es un ruteo o un plotter en pocas palabras donde se utiliza el área sobrante del circuito.



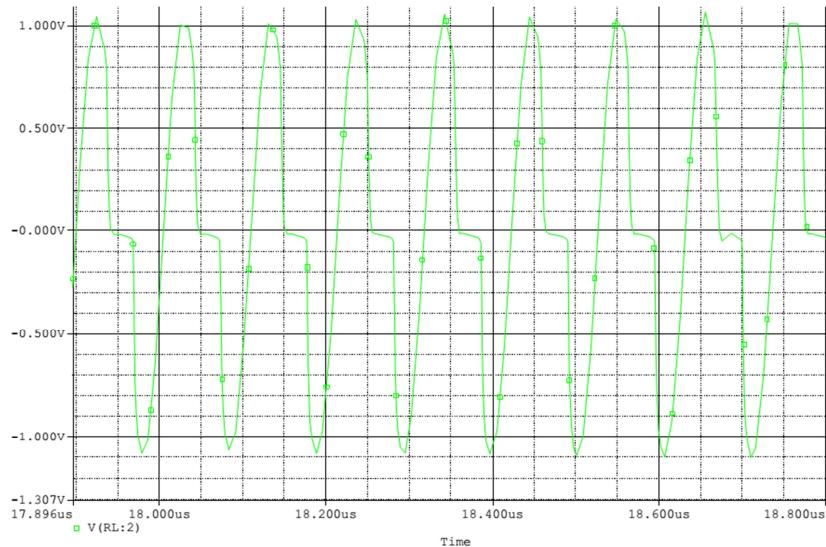
MUESTRA EN OSCILOSCOPIO

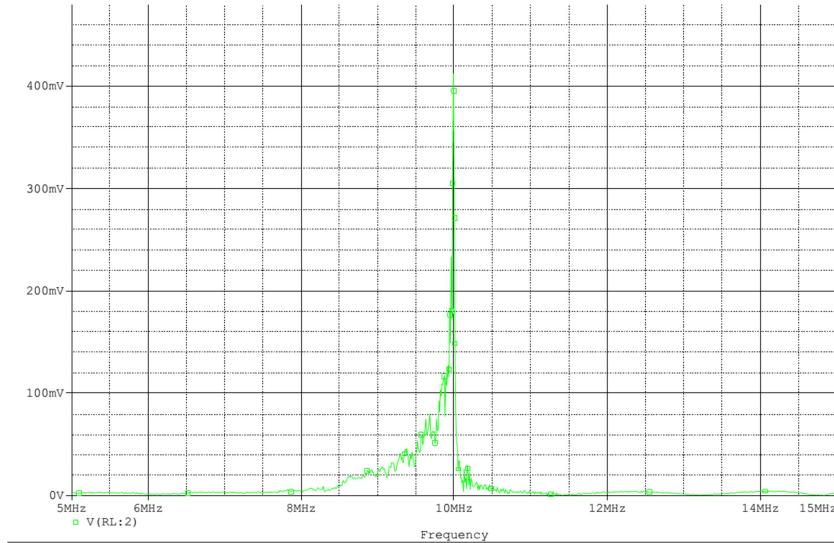


La potencia en la carga se calcula como sigue:

$$V_L = \frac{V_p^2}{2 \times R_L} = \frac{0,87^2}{2 \times 50} = 7,57mW$$

SIMULACION PSPICE





OSCILADOR COLPITTS

El oscilador Colpitts es un circuito electrónico basado en un oscilador LC diseñado por Edwin H. Colpitts. Se trata de un oscilador de alta frecuencia que debe obtener a su salida una señal de frecuencia determinada sin que exista una entrada. Su estabilidad es superior a la del oscilador Hartley.

Para poder lograr la oscilación este circuito utiliza un divisor de tensión formado por dos condensadores C_1 y C_2 . De la unión de estos condensadores sale una conexión a tierra. De esta manera la tensión en los terminales superior de C_1 e inferior de C_2 tendrá tensiones opuestas. La realimentación positiva se obtiene del terminal inferior de C_2 y es llevada a la base del transistor a través de una resistencia y un condensador. La bobina L_1 se utiliza para evitar que la señal alterna pase a la fuente V_{cc} . Este oscilador se utiliza para bandas de frecuencias que van de 30 MHz a 300 MHz. A estas frecuencias sería muy difícil utilizar el oscilador Hartley de-

bido a que las bobinas a utilizar serían muy pequeñas. La frecuencia de oscilación de este tipo de oscilador está dada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Donde

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad L = L_1$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

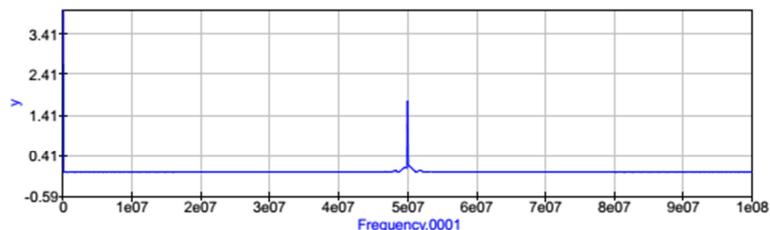
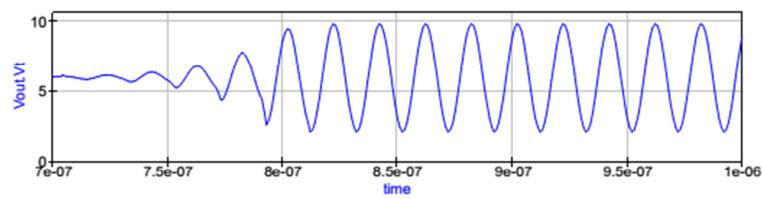
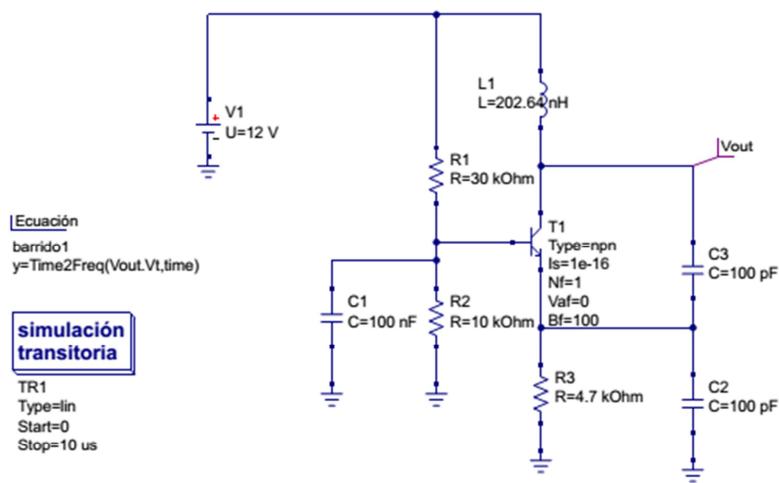
A partir de los criterios de Barkhausen y del modelo equivalente del transistor se pueden obtener las siguientes expresiones:

Frecuencia de oscilación:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Condición arranque para que el circuito empiece a oscilar espontáneamente es la siguiente:

- si el transistor utilizado es un BJT $h_{fe} \gg \frac{c_2}{c_1}$
- si el transistor utilizado es un FET $gm > 0$



CONCLUSIONES

Se observó que al realizar el Trabajo Practico es posible realizar un Oscilador con elementos pasivos donde se produce una oscilación propia de frecuencia, forma de onda y amplitud determinadas, sin una entrada de señal.

Las condiciones fundamentales.

- Que la realimentación sea positiva.
- Que dicha realimentación positiva sea suficiente (Ganancia de lazo = 1).

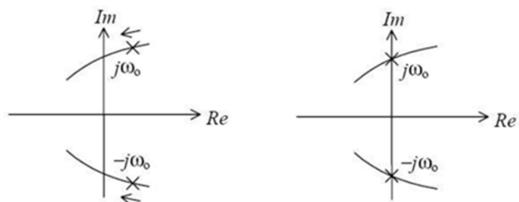
La “perturbación inicial” puede ser la simple conexión de la alimentación.

Cuando se llevó a la práctica el diseño, lo único dificultoso fue realizar los inductores, ya que los cálculos empíricos no coincidían con los valores medidos con el VNA, y en el caso del inductor que tiene una sola espira esto puede llegar a ser muy engorroso.

El circuito al conectar por primera vez no oscilaba pero se solucionó ajustando el Trimmer, lo que quiere decir que se modificaba la frecuencia del circuito tanque, y con la cual se pudo ajustar los 10Mhz.

Respecto a los dos osciladores se puede decir que el Oscilador Colpitts es un poco más versátil, debido a que el inductor que se requería en el Osc. Hartley, que se encuentra en serie con la base del BJT es de una sola espira y es difícil obtener el valor calculado empírico, lo cual indica que a frecuencias mayores, las bobinas a utilizar serán mucho más pequeñas y difíciles de lograr mientras que en el Osc. Colpitts este inconveniente no se tiene, ya que se usa un divisor capacitivo en lugar de una bobina con derivación.

Como se ve en la imagen del Osciloscopio del Oscilador Hartley la onda no es una senoidal pura, tiene unas deformaciones debido a que, al no permanecer quietos los polos, podemos pensar que en cada momento la etapa produce un pequeño arco que pertenece a una función senoidal que se amplifica, se mantiene o se amortigua, resultando así el ciclo una sumatoria de pequeños elementos de distinta índole, y siendo, por lo tanto, una función no exactamente senoidal; hay una distorsión o contenido armónico, y por ello es que decimos que este tipo de oscilador es “cuasi” senoidales.



En Síntesis, en la práctica los osciladores son “cuasi” sinusoidales puesto que los polos nunca permanecen quietos provocando indefinidamente atenuación y amplificación de la señal, variando entre dos ganancias posibles del circuito.

BIBLIOGRAFÍA:

- Guía de Trabajo Práctico N°1 – Ing. Oros, Ramon C. – Córdoba
- Sistemas de Comunicación Electrónicas – Wayne Tomasi
- Apunte Teórico – Electrónica Aplicada III – Compilado, anexado y redactado por el Ing.Oscar M. Santa Cruz – 2013.
- “Osciladores Senoidales” Edición Digital – Federico Miyara
<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/oscilad.pdf>