

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ

Colegio de Ciencias e Ingenierías

**Determinación de condiciones de oscilación y frecuencia de
oscilación de osciladores LC transistorizados**

Proyecto de Investigación

Esteban Andrés Proaño Grijalva

Ingeniería Electrónica

Trabajo de titulación presentado como requisito
para la obtención del título de
Ingeniero Electrónico

Quito, 18 de mayo de 2017

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ

COLEGIO POLITECNICO

**HOJA DE CALIFICACIÓN
DE TRABAJO DE TITULACIÓN**

**Determinación de condiciones de oscilación y frecuencia de oscilación de
osciladores LC transistorizados**

Esteban Andrés Proaño Grijalva

Calificación:

Nombre del profesor, Título académico

Santiago Navarro, Ph.D.

Firma del profesor

Quito, 18 de mayo de 2017

Derechos de Autor

Por medio del presente documento certifico que he leído todas las Políticas y Manuales de la Universidad San Francisco de Quito USFQ, incluyendo la Política de Propiedad Intelectual USFQ, y estoy de acuerdo con su contenido, por lo que los derechos de propiedad intelectual del presente trabajo quedan sujetos a lo dispuesto en esas Políticas.

Asimismo, autorizo a la USFQ para que realice la digitalización y publicación de este trabajo en el repositorio virtual, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Firma del estudiante: _____

Nombres y apellidos: Esteban Andrés Proaño Grijalva

Código: 00108153

Cédula de Identidad: 1718159732

Lugar y fecha: Quito, 18 de mayo de 2017

RESUMEN

El objetivo de este proyecto es encontrar la condición de oscilación y frecuencia de oscilación de osciladores LC transistorizados. El método usado para encontrar estos parámetros fue la determinante de la matriz de impedancia o admitancia del circuito. El análisis realizado incluye tres topologías comunes de osciladores y el oscilador diferencial, modelo que no es estudiado explícitamente en los libros de osciladores. Las condiciones encontradas funcionaron adecuadamente en la simulación de PSpice de los osciladores. El modelo teórico se verificó mediante la construcción de un oscilador diferencial que funcionó exitosamente a una frecuencia de 30MHz.

Palabras clave: osciladores LC, oscilador diferencial, Colpitts, Clapp, condición de oscilación.

ABSTRACT

The objective of this project is to find the oscillation condition and the frequency of oscillation of LC transistorized oscillators. The method used to find these conditions is the determinant of the impedance of admittance of the circuit. The realized analysis includes three common topologies of oscillators and the differential oscillator which is not explicitly studied in oscillators' books. The conditions founded worked properly in the PSpice simulation of the oscillators. The theoretical model was verified through the construction of a differential pair oscillator that worked successfully at a 30MHz frequency.

Key words: LC oscillators, diferential pair oscillator, Colpitts, Clapp, oscillation condition.

TABLA DE CONTENIDO

Introducción	9
Desarrollo del Tema.....	10
Oscilador Colpitts.....	11
Oscilador Clapp.....	15
Oscilador con Base a Tierra	17
Oscilador Diferencial	21
Construcción	28
Conclusiones	32
Referencias Bibliográficas	33

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Modelo en pequeña señal del BJT.....	11
Figura 2: Esquema de un oscilador Colpitts en colector común.....	12
Figura 3: Modelo equivalente en pequeña señal del oscilador Colpitts.....	13
Figura 4: Esquema de un oscilador Clapp en colector común.....	15
Figura 5: Resultado simulación para capacitancias iguales	16
Figura 6: Resultado de la simulación para $C2/C1=40$	17
Figura 7: Esquema de un oscilador Colpitts con base a tierra.....	18
Figura 8: Modelo equivalente en pequeña señal del oscilador Colpitts con base a tierra.....	18
Figura 9: Resultado simulación oscilador base a tierra para $C1=C2$	20
Figura 10: Resultado simulación oscilador base a tierra para $C1/C2=10$	20
Figura 11: Amplificador diferencial..	21
Figura 12: Esquema del oscilador con par diferencial.....	22
Figura 13: Circuito equivalente del oscilador con par diferencial.....	22
Figura 14: Circuito equivalente simplificado del oscilador diferencial.....	23
Figura 15: Comparación modelos de la frecuencia de oscilación para la variación de la capacitancia C.....	25
Figura 16: Gráfico del efecto de la variación del valor de $L2$ para varios valores de R	26
Figura 17: Simulación del oscilador diferencial con $K=1$, $L1=0.1\mu H$ y $L2=0.1\mu H$	27
Figura 18: Simulación del oscilador diferencial con $K=1$, $L1=0.1\mu H$ y $L2=0.01\mu H$	27
Figura 19: Simulación del oscilador diferencial con $K=1$, $L1=0.1\mu H$ y $L2=0.05\mu H$	28

Figura 20: Esquema del oscilador diferencial construido.....	29
Figura 21: Resultado de la simulación del oscilador diferencial a 30MHz.....	29
Figura 22: Resultado experimental del oscilador construido.....	30
Figura 23: Transformada de Fourier de la respuesta del oscilador diferencial construido.....	31

INTRODUCCIÓN

Los osciladores LC transistorizados son circuitos generadores de señales sinusoidales que tienen aplicaciones en: generadores y moduladores de señales de radiofrecuencia, mezcladores, entre otras. Los principales métodos para analizar este tipo de circuitos no lineales son en el dominio de la frecuencia, en el dominio del tiempo y mediante software especializado (Grebennikov, 2007).

Para el diseño de este tipo de circuitos la principal herramienta son los softwares de simulación como PSpice que permiten encontrar la respuesta en el tiempo y en la frecuencia del circuito analizado. Pero debido a la necesidad de dar valores a las magnitudes de los elementos discretos del circuito es preciso un conocimiento previo del funcionamiento del oscilador a simular.

El objetivo principal de este proyecto es encontrar la condición de oscilación y frecuencia de oscilación de cuatro modelos distintos de osciladores: Colpitts, Clapp, base a tierra, y con par diferencial. Para encontrar estos parámetros se usará el método del determinante de la matriz de impedancia o admitancia del sistema que permitirá encontrar soluciones explícitas con el suficiente grado de precisión como para poder simular el circuito con valores que aseguren el funcionamiento del oscilador en un software de simulación como PSpice. Además, se analizará el efecto que tienen las características intrínsecas de los transistores en los osciladores y como se puede diseñar el oscilador considerando estos efectos. Para verificar los resultados se realizará simulaciones de todos los circuitos y se construirá el oscilador diferencial, que es una topología que no se encuentra estudiada explícitamente en la literatura. El correcto funcionamiento experimental servirá para confirmar las condiciones teóricas obtenidas.

DESARROLLO DEL TEMA

Determinante del Sistema

En circuitos autónomos, en los que se obtiene una señal que varía con el tiempo a partir de una entrada invariante en el tiempo y que depende de una retroalimentación, como es el caso de los osciladores (Suárez, 2009), las ecuaciones de mallas que definen el sistema pueden ordenarse para obtener la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = [0] \quad (1)$$

Que se puede expresar así:

$$[Z] \times [I] = [0] \quad (2)$$

De forma similar las ecuaciones de nodos producen:

$$[Y] \times [V] = [0] \quad (3)$$

En donde $[I]$ representa el vector de corrientes, $[V]$ el vector de voltajes del sistema y $[Z]$ es una matriz cuadrada que consiste en las impedancias del circuito. Entonces el requisito para que la solución del sistema de la ecuación 1 no sea trivial es que el determinante de $[Z]$ sea cero (Lay, 2016). A partir de esta condición se procede a analizar los circuitos osciladores propuestos.

$$\det[Z] = 0$$

Osciladores LC transistorizados

Los osciladores LC transistorizados funcionan mediante la sintonización de un circuito LC que junto a una red de realimentación que tiene una función de voltaje de salida y una realimentación a la entrada. En estos circuitos idealmente la frecuencia de oscilación solo depende de la parte LC pero en la realidad también existe influencia de las características intrínsecas de los transistores como la capacitancia base emisor o la capacitancia base colector. Para analizar estos efectos el modelo equivalente en pequeña señal del BJT usado como referencia es el siguiente (Boylestad & Nashelsky, 2013):

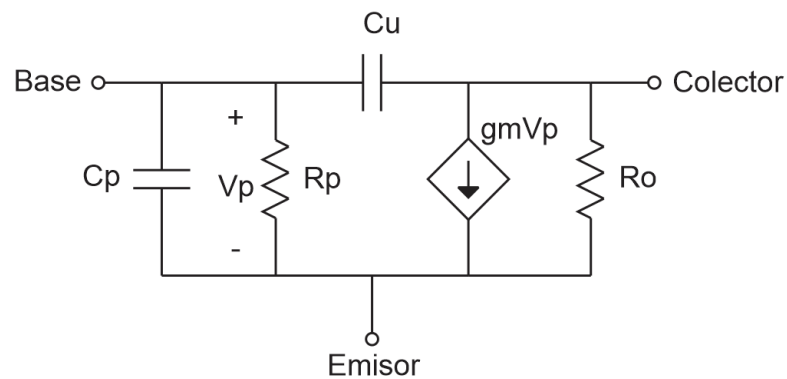


Figura 1: Modelo en pequeña señal del BJT.

Oscilador Colpitts

En la figura 2 se muestra el esquema de un oscilador Colpitts configurado en colector común. Este circuito funciona mediante un divisor de voltaje capacitivo formado por C1 y C2 que está en resonancia con el inductor L1.

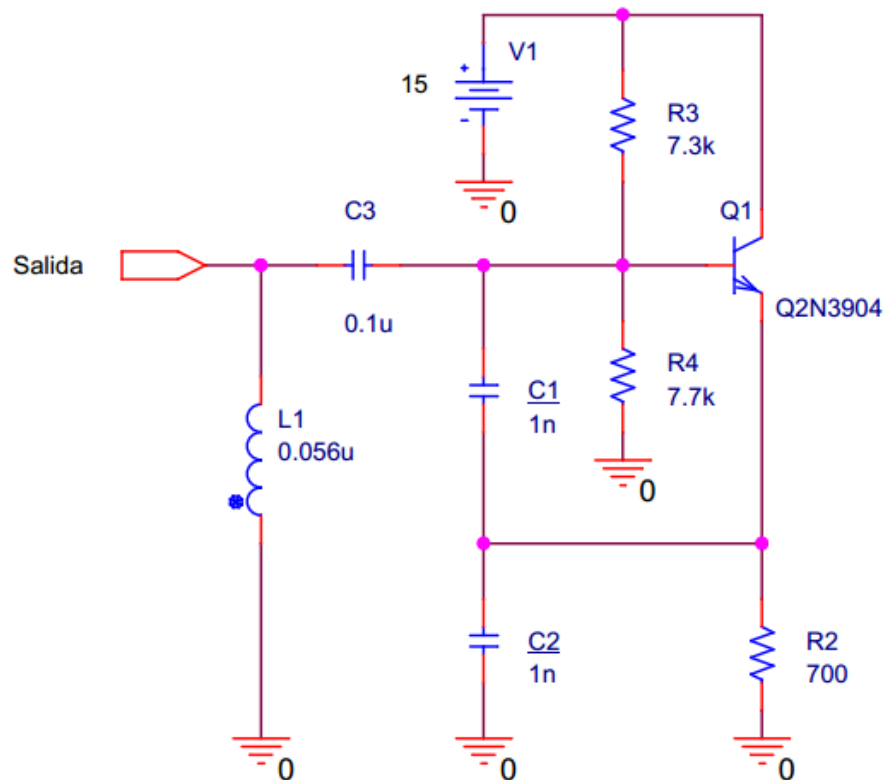


Figura 2: Esquema de un oscilador Colpitts en colector común.

Para obtener el determinante del circuito se obtiene el modelo en pequeña señal que se muestra en la figura 3. Para este modelo se considera la capacitancia C_p entre la base y el emisor del BJT es lo suficientemente pequeña en comparación a C_1 , y como C_1 y C_p están en paralelo la capacitancia C_1 absorbe el efecto de C_p . También se considera que la impedancia del capacitor C_2 que está en paralelo con la resistencia R_o , que se muestra en el modelo de la figura 1, es lo suficientemente pequeña como para despreciar el efecto de R_o .

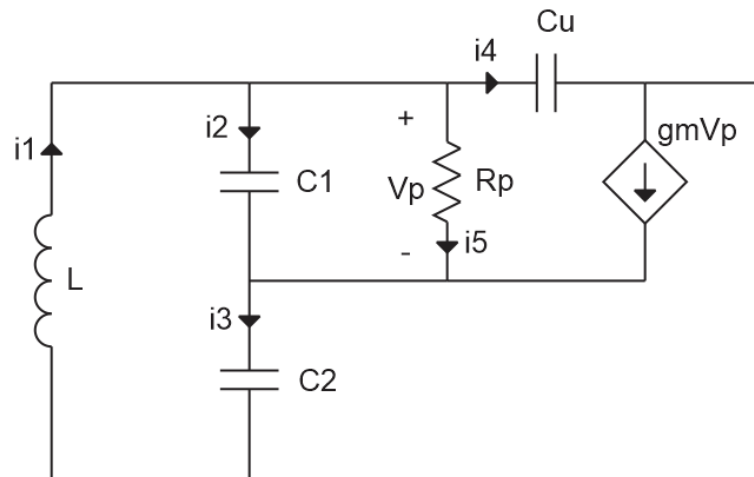


Figura 3: Modelo equivalente en pequeña señal del oscilador Colpitts

Entonces las ecuaciones obtenidas según la ley de Kirchhoff son las siguientes:

$$i_1 sL + \frac{i_2}{sC_1} + \frac{i_3}{sC_2} = 0$$

$$i_1 - i_4 - i_5 - i_2 = 0$$

$$\frac{i_2}{sC_1} - i_5 R_p = 0$$

$$i_2 + i_5(1 + g_m R_p) - i_3 = 0$$

$$i_1 sL - \frac{i_4}{sC_u} = 0$$

A partir de las ecuaciones de mallas se obtiene la determinante del circuito que es:

$$D = \begin{vmatrix} sL & \frac{1}{sC_1} & \frac{1}{sC_2} & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{1}{sC_1} & 0 & 0 & -R_p \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 1 + g_m R_p \\ sL & 0 & 0 & -\frac{1}{sC_u} & 0 \end{vmatrix}$$

La matriz del sistema también puede ser escrita empleando las ecuaciones de nodos y voltajes. En este caso se obtendría la siguiente matriz:

$$Y = \begin{vmatrix} \frac{1}{sL} + sC_u & -\left(\frac{1}{R_p} + sC_1\right) \\ sC_2 & sC_1 + \frac{1}{R_p} + g_m + sC_2 \end{vmatrix}$$

Sin importar la matriz que se use el resultado de la frecuencia de oscilación y condición de oscilación obtenida es la misma. Al igualar la parte real del determinante a cero, $\Re\{D\} = 0$, se obtiene la frecuencia de resonancia del circuito:

$$\omega = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L(C_1C_2 + C_u(C_1 + C_2))}}$$

El cálculo del determinante y la frecuencia de oscilación puede ser realizado de manera rápida mediante al Toolbox Simbólico de Matlab. El código usado es el siguiente:

```
clear, clc
syms gm Rp w R Cu C1 C2 L s real %declaracion de las variables a usar.
s=1i*w;
D=[1/(s*L)+s*Cu -(1/Rp+s*C1); %matriz del sistema
   s*C2 s*C1+1/Rp+gm+s*C2];

detD=det(D); %calculo del determinante
eqn=real(detD)==0; %se iguala a cero la parte real del determinante
[solw, params, conds]=solve(eqn,w,'ReturnConditions', true); %calculo de
w
simplify(solw(1)^2)%se expresa la solucion como w^2.
```

El resultado de este código es:

```
ans =
(C1 + C2)/(L*(C1*C2 + C1*Cu + C2*Cu))
```

Al igualar la parte imaginaria del determinante a cero, $\Im\{D\} = 0$, se obtiene la condición de oscilación del circuito:

$$R_p g_m \geq \frac{C_2}{C_1}$$

Por lo que la condición de oscilación no depende de la capacitancia parásita, C_u , entre la base y el colector del BJT. Además, esto concuerda con la condición mostrada en Gonzalez, (2006) en la que se la obtiene sin tomar en cuenta el efecto de C_u .

Oscilador Clapp

Esta es otra topología común en los osciladores transistorizados cuyo modelo solo varía del oscilador Colpitts en el hecho de que se agrega un capacitor en serie con el inductor. Este capacitor funciona como medio para sintonizar la frecuencia de oscilación predefinida al construir el circuito. El modelo del oscilador Clapp se muestra en la figura 4.

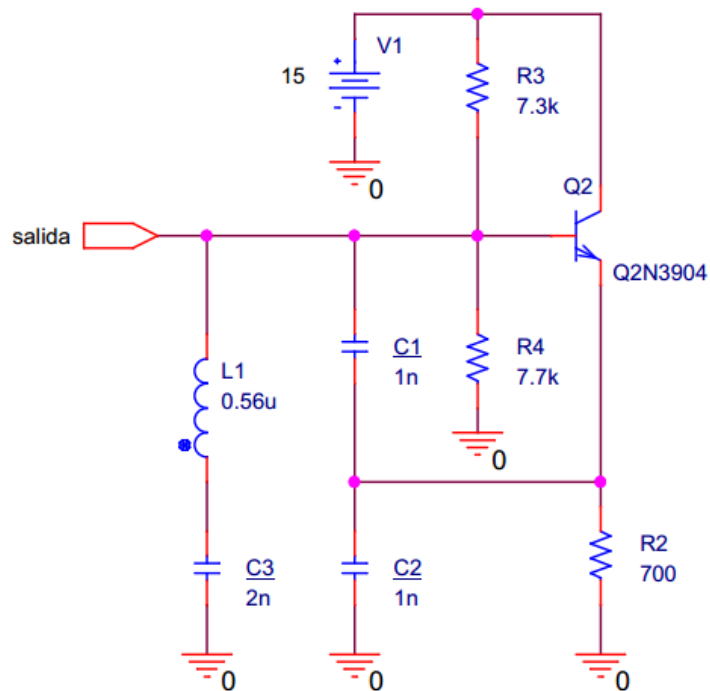


Figura 4: Esquema de un oscilador Clapp en colector común.

Las ecuaciones del circuito son prácticamente las mismas que el oscilador Colpitts entonces solo se cambia sL a $sL + \frac{1}{sC_3}$, basándose en el esquema de la figura 3 se obtiene la siguiente matriz del sistema:

$$Y = \begin{vmatrix} \frac{1}{sL + \frac{1}{sC_3}} + sC_u & -\left(\frac{1}{R_p} + sC_1\right) \\ sC_2 & sC_1 + \frac{1}{R_p} + g_m + sC_2 \end{vmatrix}$$

Al igualar la parte real del determinante a cero, $\Re\{D\} = 0$, se obtiene la frecuencia de resonancia del circuito:

$$\omega = \sqrt{\frac{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3 + C_1 C_u + C_2 C_u}{L \cdot (C_1 C_2 C_3 + C_1 C_3 C_u + C_2 C_3 C_u)}}$$

Al igualar la parte imaginaria del determinante a cero, $\Im\{D\} = 0$, se obtiene la condición de oscilación del circuito:

$$R_p g_m \geq \frac{C_2}{C_1}$$

Que es la misma que el oscilador Colpitts, lo que implica que en el diseño no es necesario tomar en cuenta la magnitud del capacitor C3 para estar dentro del rango de oscilación del circuito. Pero hay que tener en cuenta que en la frecuencia de oscilación la impedancia del inductor debe ser mayor a la del capacitor C3 para que se mantenga la reactancia positiva en este segmento del circuito; ya que la suma de las impedancias de C1, C2, C3 y L1 debe ser cero (Gonzalez, 2006).

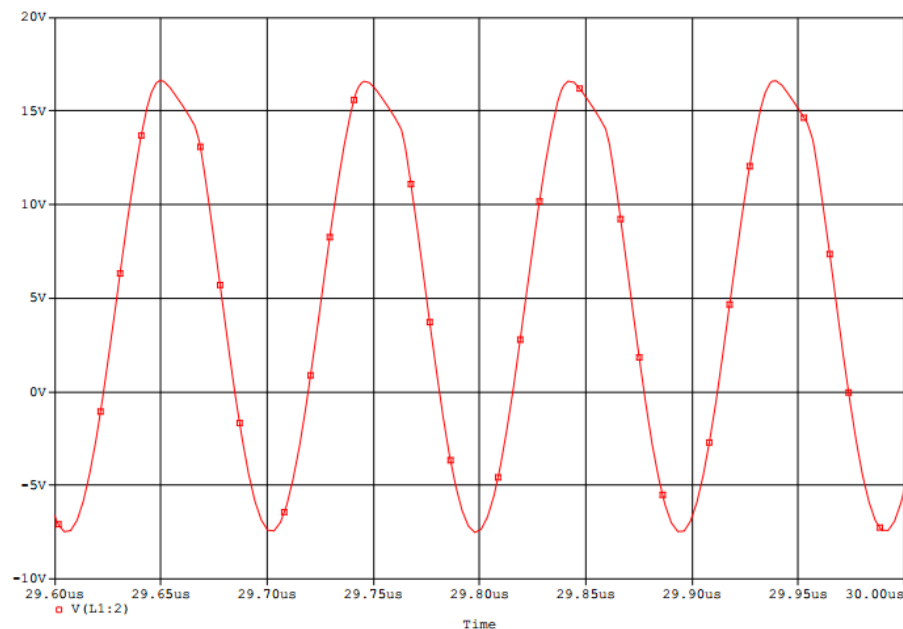


Figura 5: Resultado simulación para capacitancias iguales.

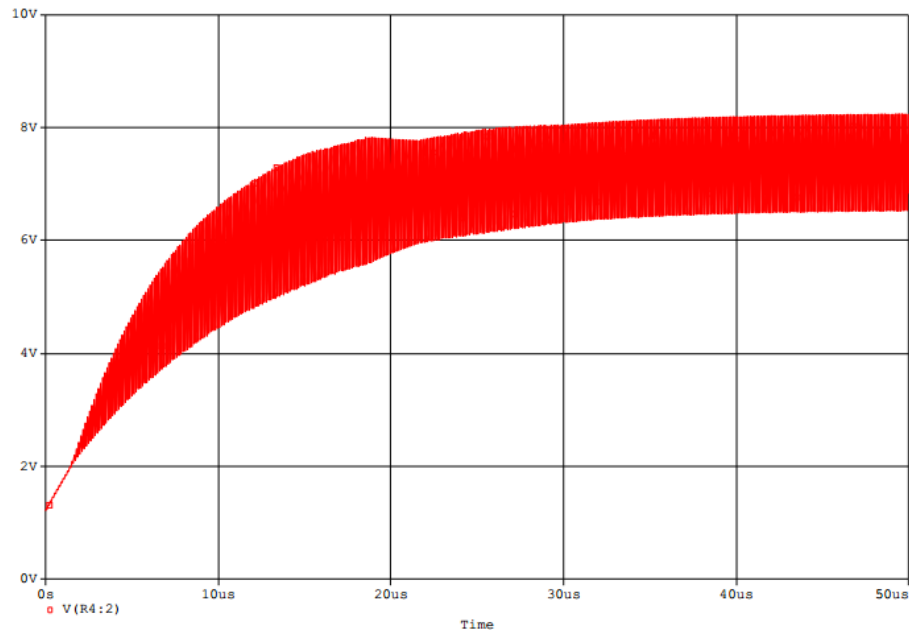


Figura 6: Resultado de la simulación para $C2/C1=40$

Como se observa en la figura 5 cuando los valores de los capacitores se encuentran a un margen considerable de la condición de oscilación se obtiene la máxima amplitud de las oscilaciones. Mientras que en la figura 6 se observa el caso en el que la relación de los capacitores $C1$ y $C2$ todavía están dentro de la condición de oscilación, pero están más cerca al valor de $g_m \cdot R_p$ por lo que la amplitud de las oscilaciones obtenidas disminuye considerablemente.

Oscilador con Base a Tierra

Como los osciladores transistorizados parten de los modelos de amplificadores, también se puede usar la configuración de un amplificador con base a tierra para construir un oscilador. En este caso en particular se estudiará el oscilador Colpitts con base a tierra. El modelo del oscilador con base a tierra a analizar se muestra en la figura 7.

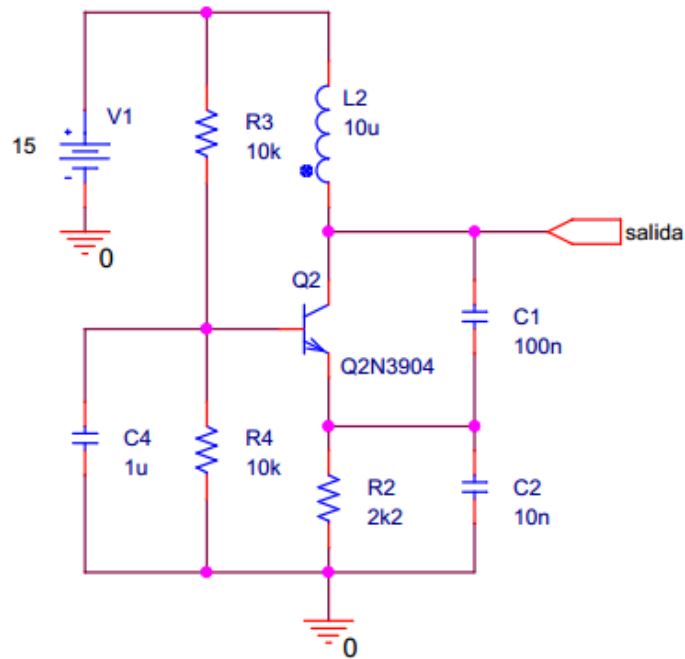


Figura 7: Esquema de un oscilador Colpitts con base a tierra.

A partir de la figura 7 se obtiene el siguiente modelo en pequeña señal del circuito. En este modelo R es la resistencia obtenida de R_2 , resistencia del emisor, en paralelo con R_p . Además, el capacitor C_p del BJT está en paralelo con C_2 , por lo que se desprecia C_p debido a que es muy pequeño en comparación con C_2 .

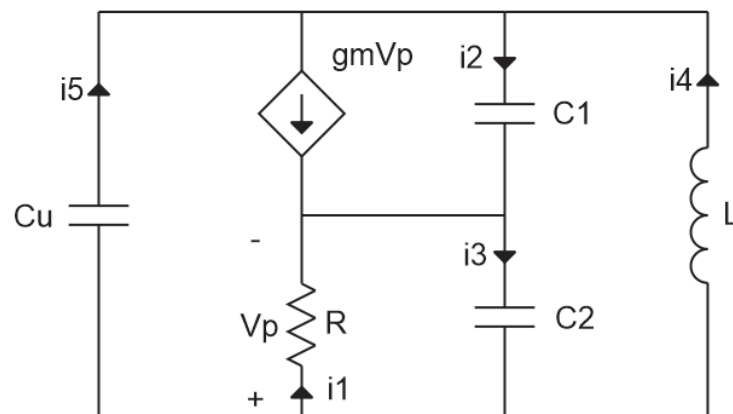


Figura 8: Modelo de pequeña señal del oscilador Colpitts con base a tierra.

Entonces las ecuaciones del circuito son las siguientes:

$$i_1 g_m R + i_2 - i_4 - i_5 = 0$$

$$i_3 - i_1 - i_4 - i_5 = 0$$

$$i_1 R + \frac{i_3}{sC_2} = 0$$

$$i_4 sL + \frac{i_2}{sC_1} + \frac{i_3}{sC_2} = 0$$

$$i_4 sL - \frac{i_5}{sC_u} = 0$$

Y la determinante del sistema a partir de las ecuaciones es:

$$D = \begin{vmatrix} g_m R & 1 & 0 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 1 & 1 \\ R & 0 & \frac{1}{sC_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{sC_1} & \frac{1}{sC_2} & sL & 0 \\ 0 & 0 & 0 & sL & -\frac{1}{sC_u} \end{vmatrix}$$

Al usar las ecuaciones de los 2 nodos del circuito y los voltajes como variables se obtiene la matriz:

$$D = \begin{vmatrix} -(g_m + sC_1) & sC_u + sC_1 + \frac{1}{sL} \\ g_m + sC_1 + \frac{1}{R} + sC_2 & -sC_1 \end{vmatrix}$$

El resultado al igualar el determinante a cero es el mismo al usar cualquiera de las dos matrices anteriores, el único requisito es plantear un conjunto de ecuaciones linealmente independientes que describan al circuito. Estas ecuaciones pueden ser como se ha mostrado tanto de la matriz de impedancia o de admitancia. Al igualar la parte real del determinante a cero, $\Re\{D\} = 0$, se obtiene la frecuencia de resonancia del circuito:

$$\omega = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L \cdot (C_1 C_2 + C_1 C_u + C_2 C_u)}}$$

Al igualar la parte imaginaria del determinante a cero, $\Im\{D\} = 0$, se obtiene la condición de ganancia del circuito:

$$R \cdot g_m \geq \frac{C_1}{C_2}$$

Para verificar la condición de ganancia se simula el circuito de la figura 7 es PSpice y se obtiene lo siguiente:

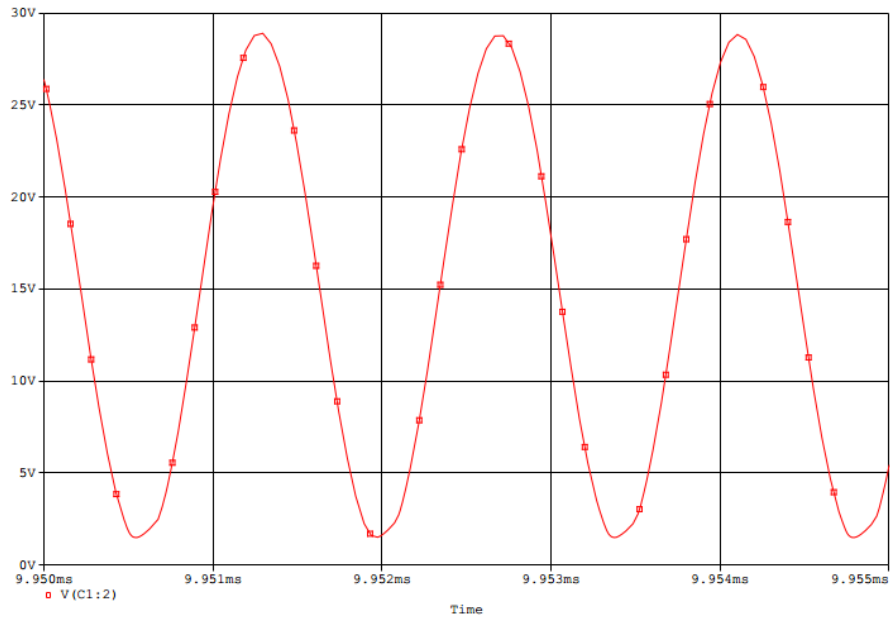


Figura 9: Resultado simulación oscilador base a tierra para $C_1=C_2$.

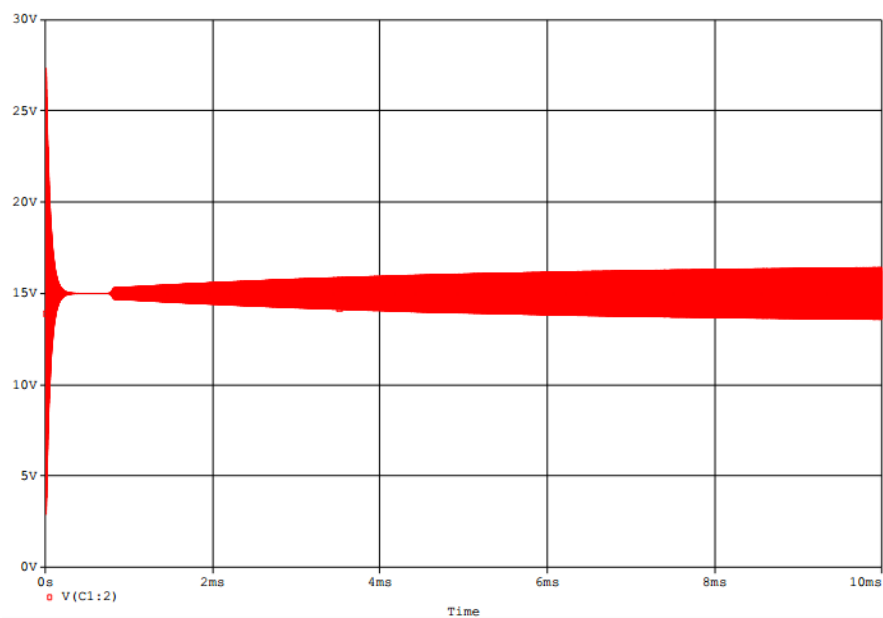


Figura 10: Resultado simulación oscilador base a tierra para $C_1/C_2=10$.

Se observa en la Figura 9 que la condición de oscilación se cumple con un margen considerable por lo que se obtiene una amplitud de la onda mucho mayor a la del caso de la

figura 10 en el que la condición de oscilación se cumple pero con un margen mucho más cercano a $R_p \cdot g_m$.

Oscilador Diferencial

Este oscilador se basa en un amplificador diferencial como el que se muestra en la figura 11 (Everard, 2001). En este amplificador se acopla el colector de un BJT con la base del otro BJT mediante un transformador para crear una retroalimentación positiva y sustentar las oscilaciones (Grebennikov, 2007).

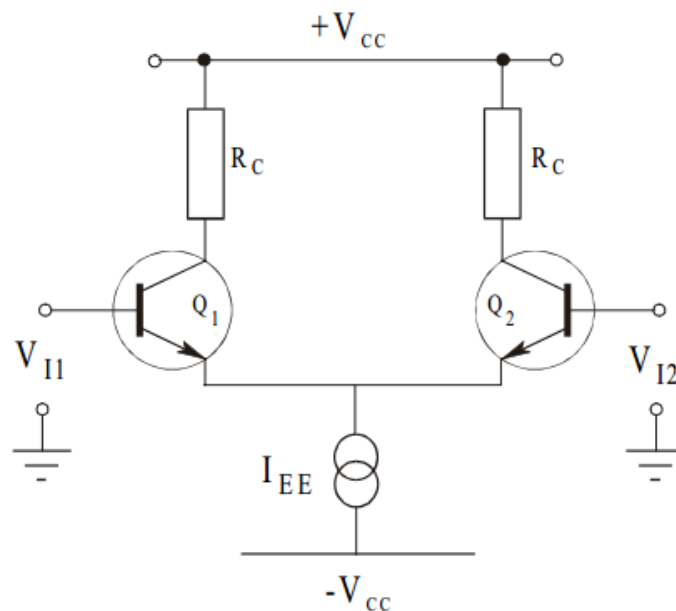


Figura 11: Amplificador diferencial.

El oscilador diferencial se muestra en la figura 12 y su respectivo modelo equivalente en pequeña señal en la figura 13.

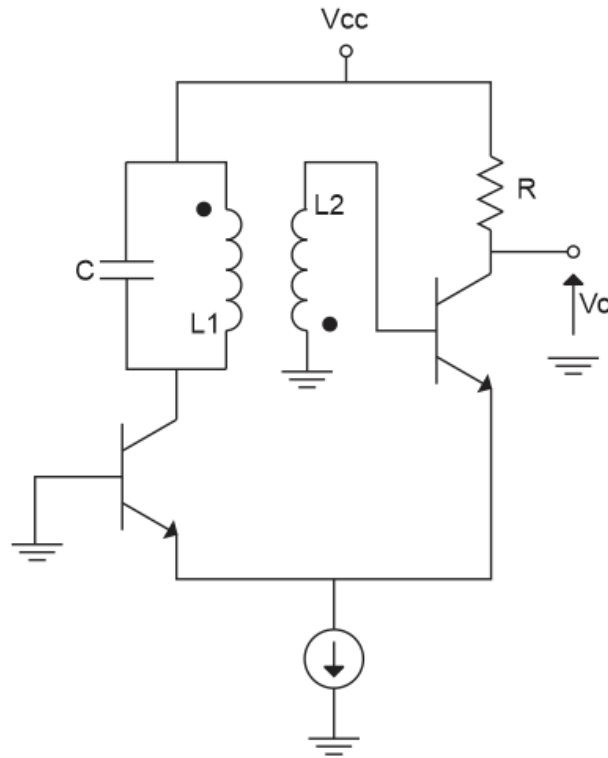


Figura 12: Esquema del oscilador con par diferencial

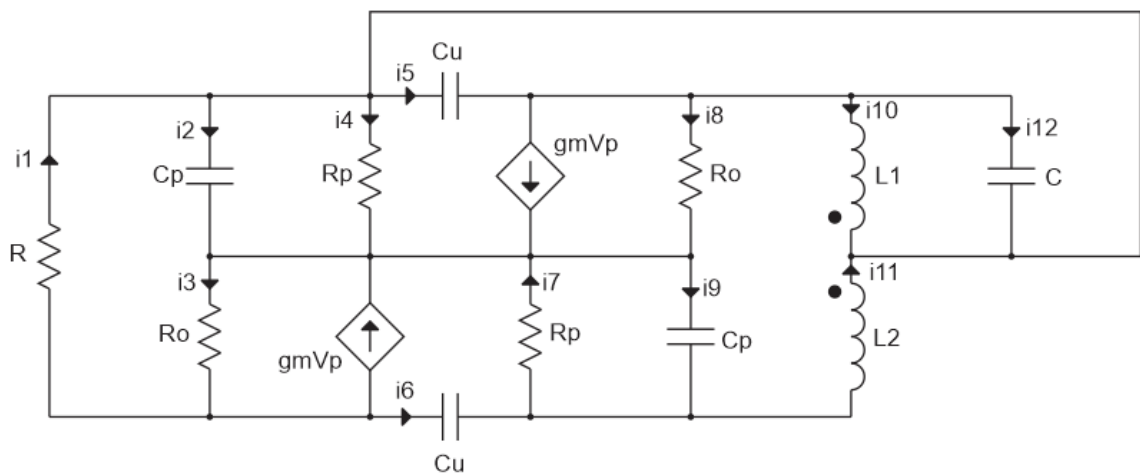


Figura 13: Circuito equivalente del oscilador con par diferencial

Debido al alto número de elementos en el circuito equivalente se usa su modelo simplificado que permitirá obtener fórmulas analíticas para la frecuencia de oscilación y condición de ganancia del circuito. El modelo simplificado del circuito se muestra en la figura 14.

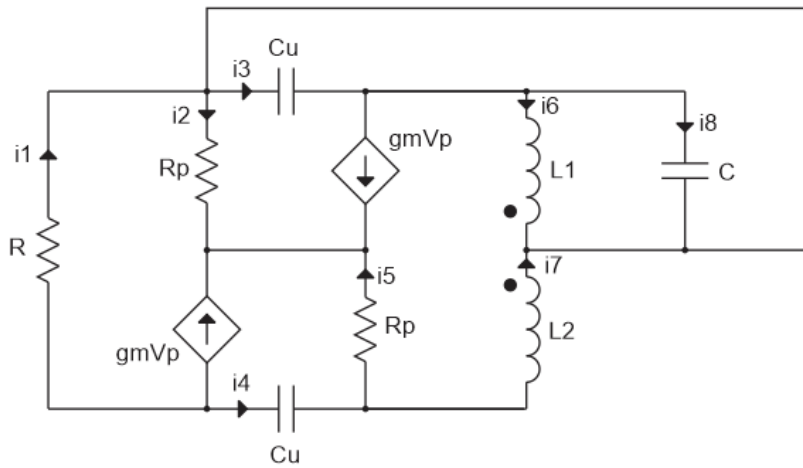


Figura 14: Circuito equivalente simplificado del oscilador diferencial.

A partir del modelo simplificado se obtiene las ecuaciones del oscilador y se las ordena en de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 + g_m R_p & 0 & 0 & 1 + g_m R_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -g_m R_p & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & sL_1 & sM & -\frac{1}{sC} \\ 0 & 0 & \frac{1}{sC_u} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{sC} \\ R & 0 & 0 & -\frac{1}{sC_u} & 0 & -sM & -sL_2 & 0 \\ R & R_p & 0 & -\frac{1}{sC_u} & -R_p & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \\ i_7 \\ i_8 \end{bmatrix} = 0$$

Al realizar la matriz de admitancia para obtener el determinante se obtiene el sistema:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R} & \frac{L_1 - M}{s(M^2 - L_1 L_2)} - \frac{1}{R_p} & \frac{L_2 - M}{M^2 - L_1 L_2} - sC_u - sC & \frac{M - L_1}{s(M^2 - L_1 L_2)} \\ 0 & \frac{1}{R_p} + g_m & 0 & \frac{1}{R_p} + g_m \\ sC_u & sC_u - \frac{L_1}{s(M^2 - L_1 L_2)} & \frac{M}{s(M^2 - L_1 L_2)} & \frac{L_1}{s(M^2 - L_1 L_2)} - sC_u - \frac{1}{R_p} \\ 0 & -g_m + \frac{M}{s(M^2 - L_1 L_2)} & sC_u - \frac{L_2}{s(M^2 - L_1 L_2)} + sC & -\frac{M}{s(M^2 - L_1 L_2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_5 \end{bmatrix} = 0$$

Teniendo en cuenta que la inductancia mutua M es $M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}$. Para encontrar el determinante de este y de los anteriores osciladores se usa el Toolbox de Calculo Simbólico de Matlab ya que agiliza de manera considerable este proceso. El código usado para determinar la frecuencia de oscilación es el siguiente:

```

syms Rp L1 gm C L2 w R Cu K real %declaracion de las variables a usar.
assumeAlso(L1, 'positive')
assumeAlso(L2, 'positive')
M=K*sqrt(L1*L2);
s=1i*w;
den=s*(M^2-L1*L2);
%matriz del sistema
d=[1/R      (L1-M)/den-1/Rp      (L2-M)/den-s*Cu-s*C      (M-L1)/den;
   0      1/Rp+gm      0      1/Rp+gm;
   s*Cu      s*Cu-L1/den      M/den      L1/den-s*Cu-1/Rp;
   0      -gm+M/den      s*Cu-L2/den+s*C      -M/den];
detd=det(d);
eqn=imag(detd)==0; %se iguala a cero la parte imaginaria del determinante
[solw, params, conds]=solve(eqn,w,'ReturnConditions', true);
wos=simplify(solw(2)^2) %se expresa la solucion como w^2.

```

De este código se obtiene como respuesta:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{L_2 + 2C_u R R_p - M R_p g_m}{L_1 (C + C_u) (L_2 (1 - k^2) + 2C_u R R_p)}}$$

Para el caso de $k=1$ se tiene la siguiente frecuencia de oscilación:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\frac{L_2}{R \cdot R_p} + 2C_u - \frac{g_m}{R} \sqrt{L_1 L_2}}{2C_u L_1 (C_u + C)}} \approx \sqrt{\frac{1}{L_1 (C + C_u)}}$$

En la fórmula de la frecuencia de oscilación obtenida se observa que hay influencia de la resistencia del colector, del inductor acoplado L2 y de gm. También se tiene que tener en cuenta que el valor de R afecta directamente el punto de trabajo del BJT por lo que tiene que se escogido para que se cumpla la condición de oscilación.

Para verificar con exactitud la frecuencia de oscilación obtenida se grafica en la figura 15 para varios valores del capacitor del circuito tanque y se compara el resultado con el modelo comúnmente usado de $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$ y la frecuencia de oscilación obtenida mediante la simulación del circuito en PSpice. En la figura 15 se observa que el modelo de la frecuencia encontrado está más cercano a la respuesta obtenida en PSpice.

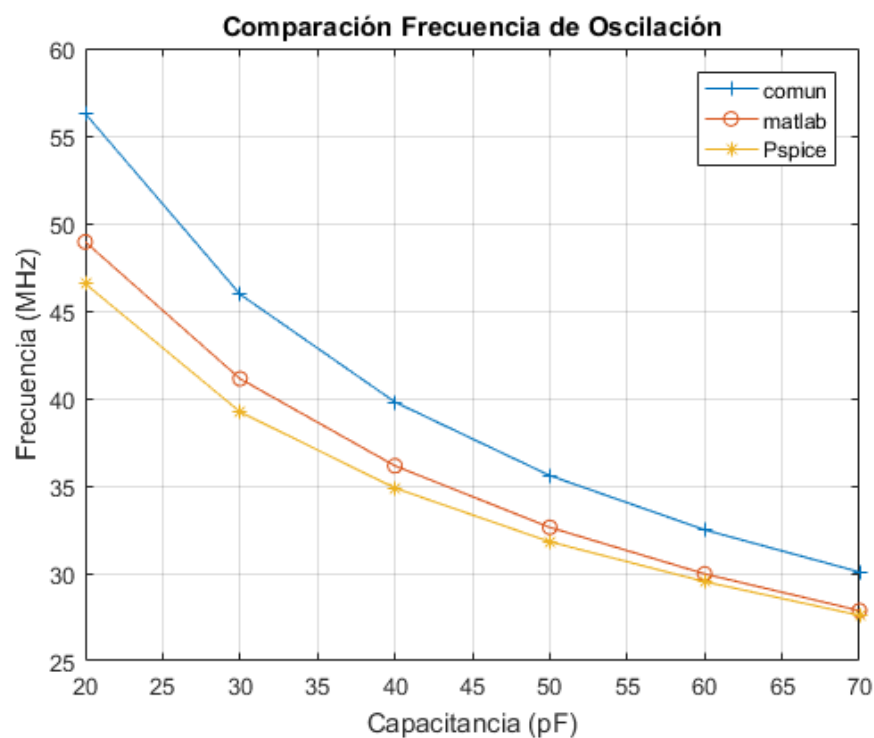


Figura 15: Comparación modelos de la frecuencia de oscilación para la variación de la capacitancia C.

La frecuencia de oscilación obtenida depende no solo de los elementos del circuito tanque, sino que también del inductor L2 y de la resistencia R. Los efectos de la variación de estos parámetros se los puede observar en la figura 16.

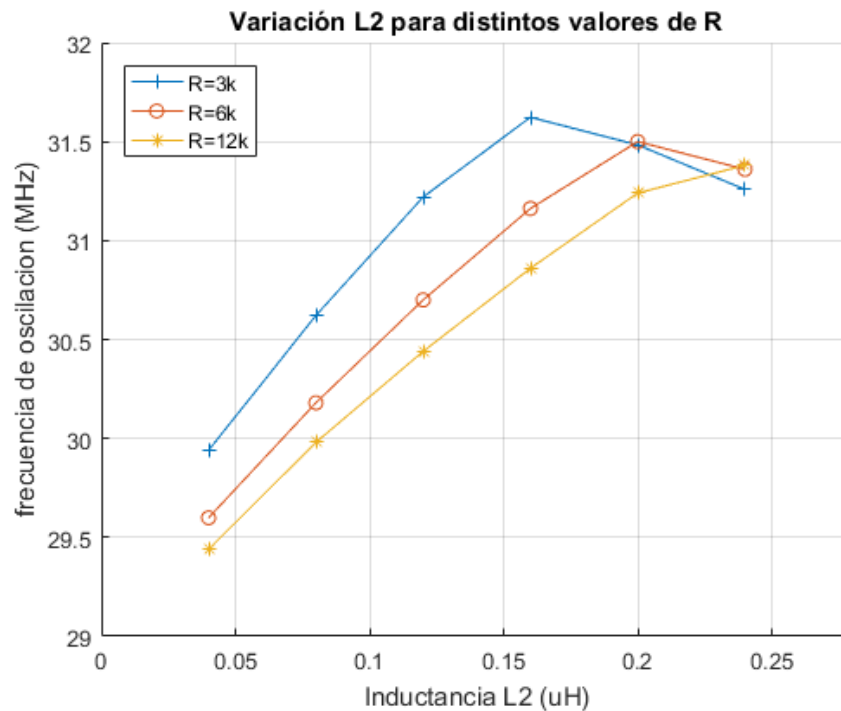


Figura 16: Gráfico del efecto de la variación del valor de L2 para varios valores de R.

En el caso de la condición de oscilación se la obtiene al igualar la parte imaginaria del determinante a cero, $\Im\{D\} = 0$, pero debido a que su expresión es extensa como para usarla de manera práctica en el diseño se presenta su forma simplificada sin tomar en cuenta el efecto de Cu en el oscilador.

$$R_p \cdot g_m \geq K \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

Entonces para el caso de $k=1$, cuando los dos inductores están fuertemente acoplados, el valor de $\frac{L_2}{L_1}$. Para verificar la condición de oscilación se simula dos casos del oscilador en Pspice, un caso en el que se cumple la condición de oscilación propuesta y otro en el que no se cumple.

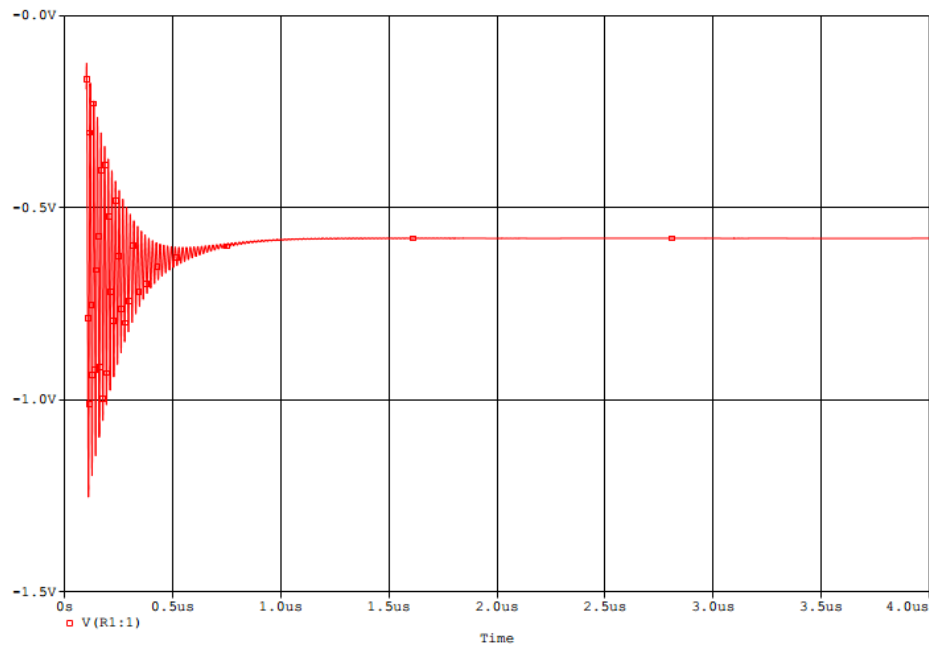


Figura 17: Simulación del oscilador diferencial con $K=1$, $L1=0.1\mu\text{H}$ y $L2=0.1\mu\text{H}$

Como se observa en la figura 17 al no cumplir con la condición de ganancia no se obtiene oscilaciones. Ahora, para el caso en el que $L1$ es 10 veces mayor se obtiene el resultado de la figura 18.

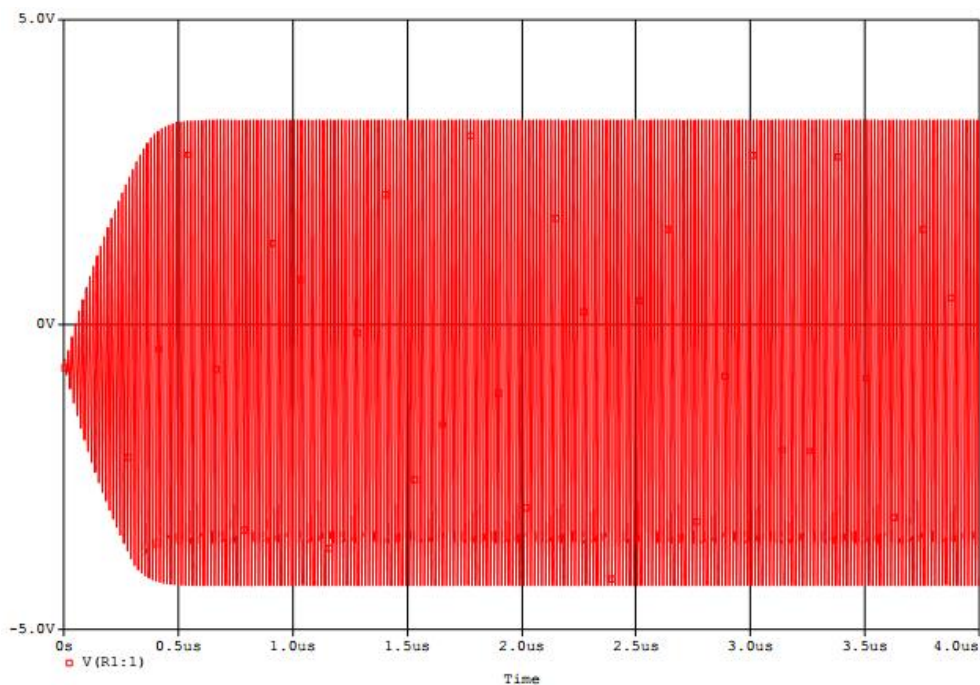


Figura 18: Simulación del oscilador diferencial con $K=1$, $L1=0.1\mu\text{H}$ y $L2=0.01\mu\text{H}$

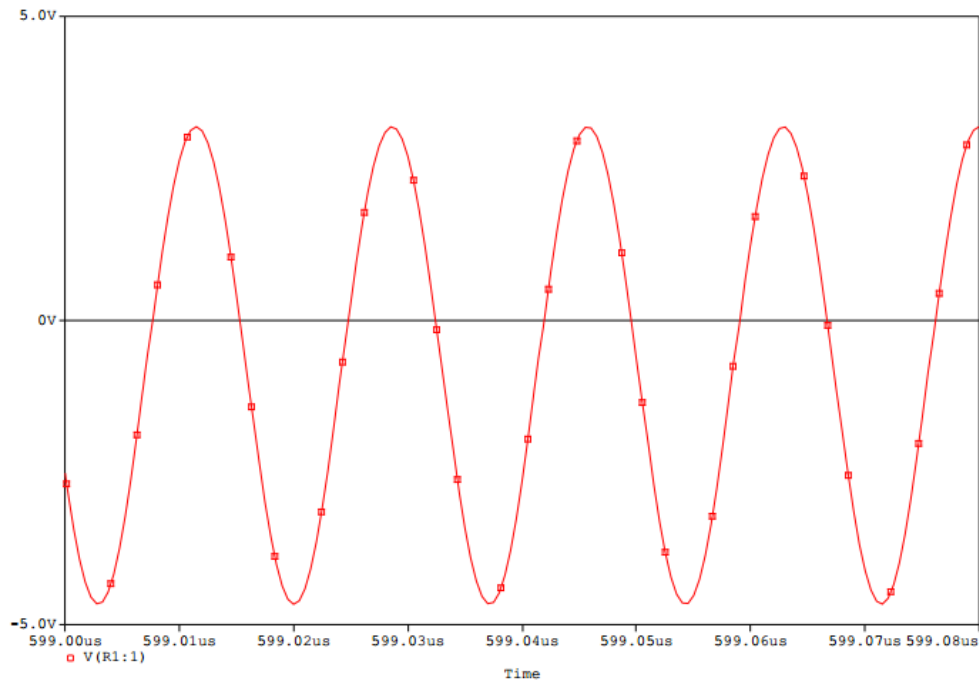


Figura 19: Simulación del oscilador diferencial con $K=1$, $L1=0.1\mu\text{H}$ y $L2=0.05\mu\text{H}$

En los resultados de las simulaciones para valores de $L2$ menores que $L1$ que se muestran en la figura 18 y 19 se obtienen oscilaciones estables, por lo que para asegurar que se obtengan oscilaciones se debe diseñar con la condición $L1 > L2$.

Construcción

Una vez se ha realizado el análisis teórico del oscilador diferencial entonces se diseñó y construyó un oscilador de 30MHz. El esquema del circuito se muestra en la figura 20 y el resultado de su simulación en la figura 21.

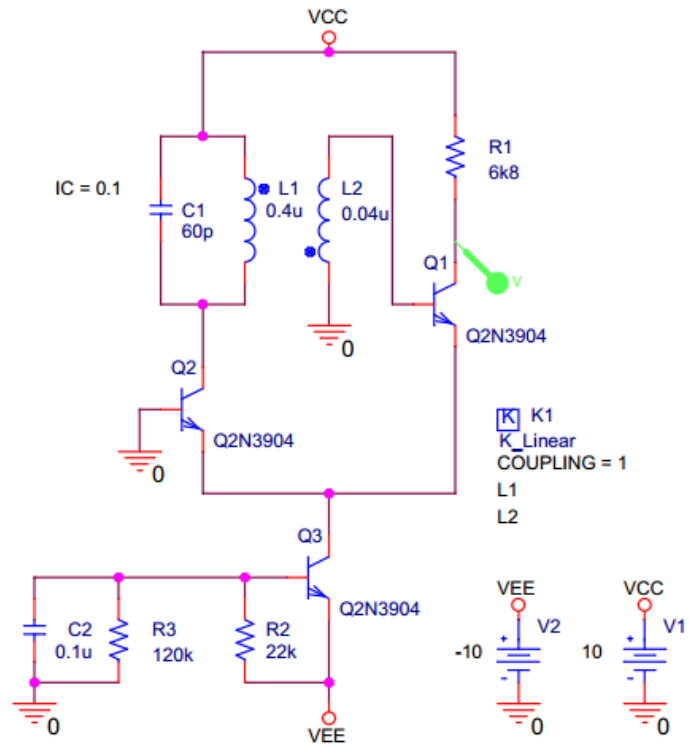


Figura 20: Esquema del oscilador diferencial construido.

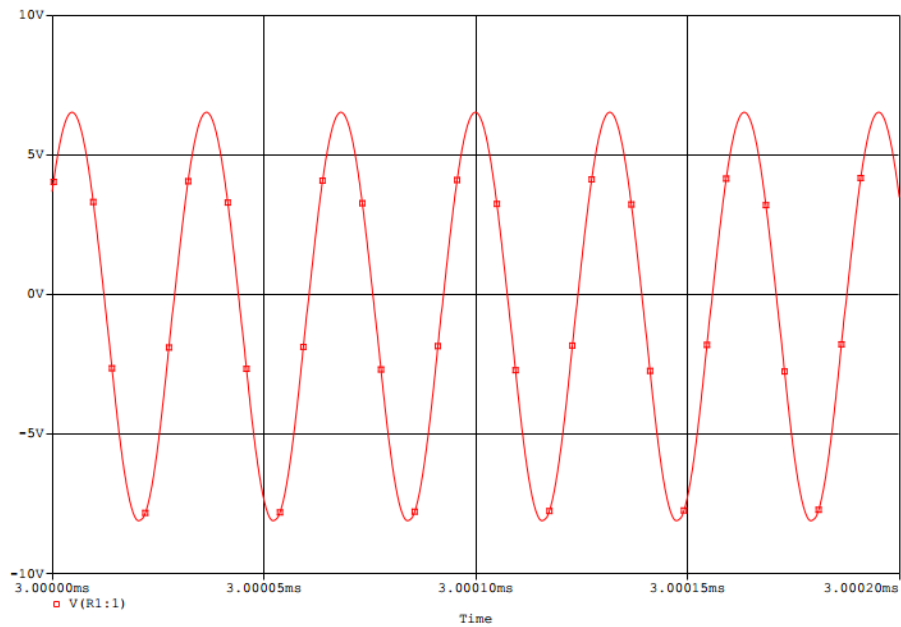


Figura 21: Resultado de la simulación del oscilador diferencial a 30MHz.

Los inductores fueron contruidos sobre un núcleo de ferrita para procurar tener el valor del coeficiente de acoplamiento (k) lo más cercano a uno posible. La frecuencia de oscilación obtenida en la simulación es de 29.6MHz que es lo suficientemente cercana a 30MHz como para ajustarla con un capacitor variable. El resultado del circuito construido se muestra en la figura 22.

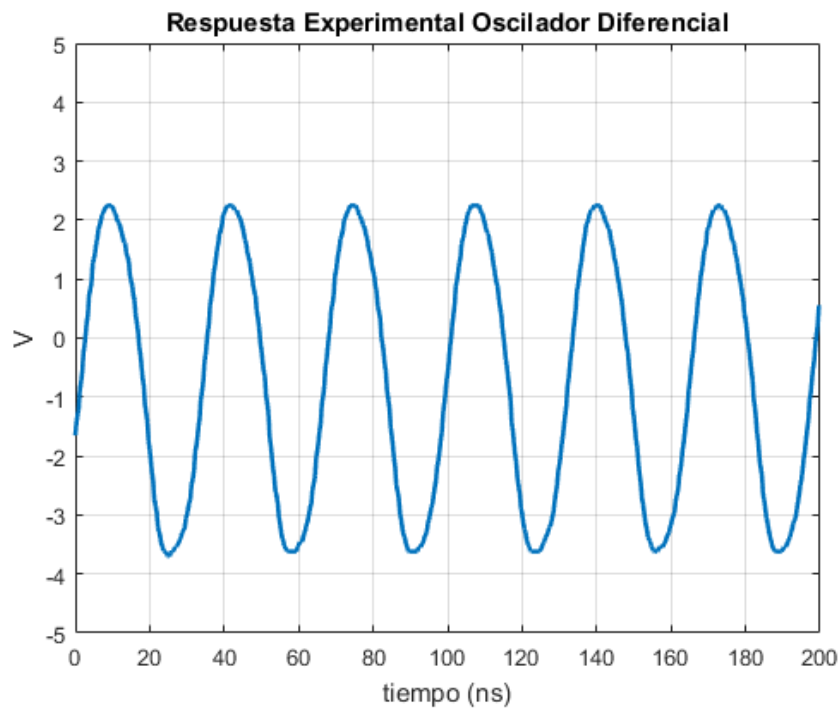


Figura 22: Resultado experimental del oscilador construido.

Se observa en la figura 22 que la respuesta del circuito construido no presenta distorsiones significativas, pero para verificar esto se realiza la transformada de Fourier de la

respuesta mediante el osciloscopio y se obtiene el gráfico de la figura 23.

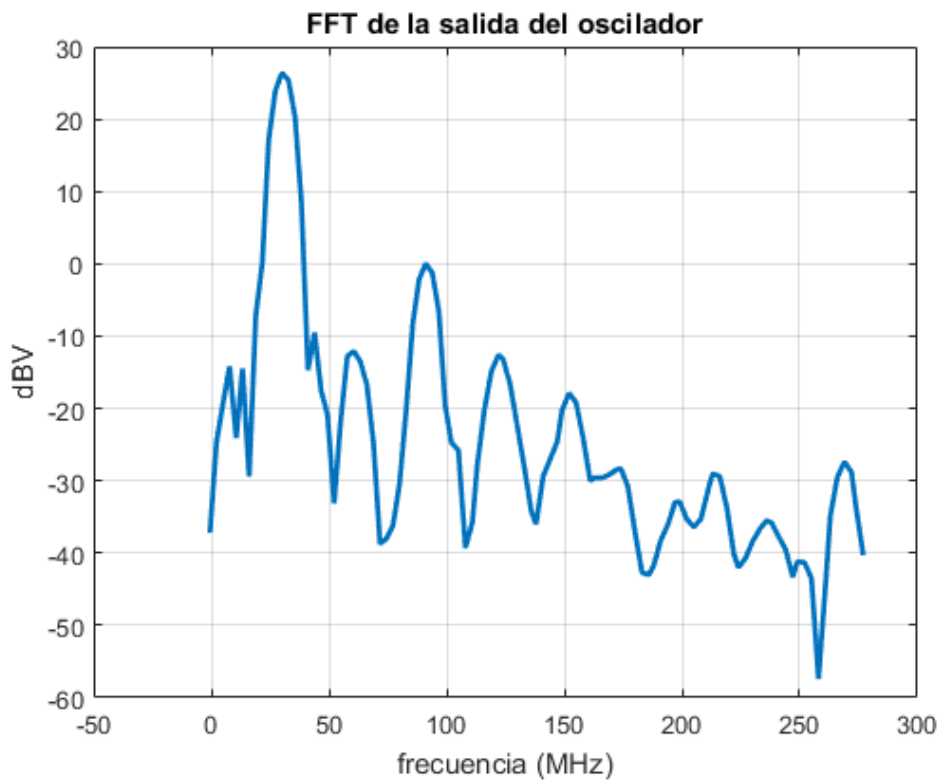


Figura 23: Transformada de Fourier de la respuesta del oscilador diferencial construido.

A partir del espectro de la señal, figura 23, se observa que predomina la frecuencia de 30MHz. Al obtener la distorsión total armónica (THD) de la señal tomando en cuenta los primeros cuatro armónicos se tiene que:

$$THD = 0.23\%$$

Lo que significa que la distorsión con respecto a la sinusoidal de 30MHz es muy baja.

CONCLUSIONES

A partir del determinante de un sistema de ecuaciones homogéneo que describe un oscilador se pudo obtener expresiones analíticas para su condición de oscilación y para su frecuencia de oscilación. Estas expresiones explícitas obtenidas son esenciales para el diseño y construcción de osciladores ya que permiten simular los circuitos dentro del rango de funcionamiento estable del circuito. Además, las expresiones obtenidas sirven para verificar los efectos que tienen los parámetros intrínsecos de los transistores, como las capacitancias parásitas y las resistencias de entrada y salida, en la frecuencia de oscilación. Y, como se observa en la figura 15, en el caso del oscilador diferencial el modelo encontrado se apega al obtenido en PSpice.

Para el caso del oscilador diferencial, que es un modelo de oscilador que no se encuentra particularmente estudiado en la literatura, se encontró que las expresiones obtenidas fueron correctas al verificarlas con simulaciones en PSpice. Igualmente, el circuito construido funcionó satisfactoriamente con una señal muy poco distorsionada de un THD del 0.23%. Cabe mencionar que el uso de Matlab para el cálculo de los determinantes y las expresiones simbólicas agilizó en gran manera el proceso de encontrar los parámetros ya que para el caso de matrices como la del oscilador diferencial se vuelve un proceso considerablemente largo. Además, el uso de Matlab permite calcular el determinante de circuitos más complejos que pueden resultar de considerar modelos más complejos de los transistores.

En conclusión, las condiciones de oscilación y frecuencia de oscilación pudieron extraerse, de forma explícita, satisfactoriamente y la aplicación del método para el diseño y construcción del oscilador diferencial fue realizado con éxito.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Boylestad, R., & Nashelsky, L. (2013). *Electronic Devices and Circuit Theory*. U.S.: Pearson Education, Inc.

Everard, J. (2001). *Fundamentals of RF Circuit Design with low noise oscillators*. Inglaterra: John Wiley & Sons, Ltd.

Gonzalez, G. (2006). *Foundations of Oscillator Circuit Design*. Massachusetts: Artech House, Inc.

Grebennikov, A. (2007). *RF and Microwave Transistor Oscillator Design*. Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd.

Lay, D. (2016). *Linear Algebra and Its Applications* . U.S.: Pearson.

Suárez, A. (2009). *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits* . New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.