



CT-915-SS1  
DON 2016



Centro de Investigación y de Estudios Avanzados  
del Instituto Politécnico Nacional  
Unidad Guadalajara

# **Metodología de diseño para osciladores discretos LC y su uso como sensor de humedad**

**CINVESTAV  
IPN  
ADQUISICION  
LIBROS**

Tesis que presenta:

**Edgar Omar Lara Alemán**

para obtener el grado de:

**Maestro en Ciencias**

en la especialidad de:

**Ingeniería Eléctrica**

Director de Tesis

**Dr. Federico Sandoval Ibarra**

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Guadalajara, Jalisco, Agosto de 2015.

CLASIF..	CT00816
ADQUIE..	CT-916-SSI
FECHA:	25-04-2016
PROCED..	DON: 2016
	\$

# **Metodología de diseño para osciladores discretos LC y su uso como sensor de humedad**

**Tesis de Maestría en Ciencias  
Ingeniería Eléctrica**

Por:

**Edgar Omar Lara Alemán**  
Ingeniero Mecatrónico

Instituto Tecnológico de Celaya 2008-2013

Becario de CONACYT, expediente no. 300975

Director de Tesis  
**Dr. Federico Sandoval Ibarra**

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Agosto de 2015.

## **Agradecimiento**

**A mis padres y hermanos** por su apoyo e impulso en todo momento.

**A los Doctores que forman parte del área de Diseño Electrónico,** especialmente al **Dr. Federico Sandoval Ibarra** que me ha ayudado y guiado durante el desarrollo del proyecto.

**Al CINVESTAV** por darme la oportunidad de desarrollarme personal y profesionalmente dentro de sus instalaciones.

**Al Conacyt** por brindarme el apoyo económico en mi formación de maestría.



## Resumen

El mercado actual de telecomunicaciones cuenta con muchas aplicaciones que requieren formas de ondas estables y periódicas, tanto sinusoidales como no sinusoidales, algunas de las aplicaciones que se pueden mencionar son circuitos generadores de señal, transmisores y receptores de radio y TV [1]. Por lo anterior es de suma importancia comprender el principio básico del funcionamiento de osciladores con el objetivo de facilitar y agilizar el proceso de diseño.

Existe en una gran cantidad de topologías de osciladores, la selección de cada una de ellos depende de diversos parámetros como: la aplicación, la frecuencia de oscilación, la estabilidad de la frecuencia, la integración o no en silicio, etc.

En ciertas aplicaciones buena parte de los bloques funcionales del sistema se implementan convencionalmente con componentes discretos. Por ejemplo en un receptor que debe contar con óptima selectividad y sensibilidad, los componentes utilizados (inductores, varactores, etc.) deben tener una  $Q$  elevada. Esto limita las posibilidades de integración monolítica de este tipo de receptores ya que los osciladores integrados, controlados por tensión, se caracterizan por una  $Q$  más bien baja además de un ruido de fase un tanto elevado [2].

En la literatura existe una gran cantidad de “recomendaciones” para el diseño de osciladores integrados, siguiendo parámetros como la baja distorsión armónica, poco ruido de fase y bajo consumo de potencia. Sin embargo no ocurre lo mismo para osciladores con componentes discretos. Aún más, es muy recurrente encontrar información matemática que describe las condiciones que deben satisfacerse para que un circuito oscile, mas no se dice cómo sintetizar esas condiciones y mucho menos cuál la correlación entre los distintos parámetros de desempeño. Debido a lo anterior realizar un estudio detallado de la teoría de oscilación y su síntesis en la implementación de osciladores discretos es de gran necesidad.

En el presente trabajo de investigación se presenta una metodología para el diseño de osciladores armónicos usando componentes discretos, y orientada a sintetizar osciladores *Colpitts*, *Clapp* y *Hartley*. Esta propuesta toma en consideración parámetros bajo el control del diseñador: polarización de la etapa de ganancia, diseño de la red de retroalimentación (a partir del establecimiento de la frecuencia de oscilación) y el cumplimiento de las condiciones de oscilación definidas por *Barkhausen*.

Además se mostrarán consideraciones prácticas durante la implementación física donde se buscará obtener la mayor estabilidad en frecuencia y la mayor amplitud. Posteriormente se presentará el diseño de un medidor de humedad relativa empleando un oscilador Clapp usando como principio básico de operación la variación capacitiva de un sensor de humedad, la medición de la variable física se muestra en un LCD.





## **Abstract**

Telecommunications market has many applications that requires stable and repetitive forms of waves, sinusoidal and non-sinusoidal shapes; some of them are signal generators, radio and TV transmitters and receivers [1]. Therefore it is important to understand the basic principle of oscillators operation in order to facilitate the whole design process.

There in a large number of topologies of oscillators and the selection of each of them depends on parameters such as the application by itself, the oscillation frequency, frequency stability and integration area in silicon.

In several applications some of the functional blocks are implemented with discrete components. For example a receiver which must have an optimum selectivity and sensitivity, in this case the components used (inductors, varactors, etc.) must have a high Q. This limits the possibility of monolithic integration of this kind of receivers due to the integrated voltage controlled oscillator are characterized by a low Q and a high phase noise [2].

In the open literature there are a lot of recommendations for the design of integrated oscillators; parameters such as low harmonic distortion, low phase noise and low power consumption are relevant. However this is not true for oscillators based on discrete components. Furthermore is usual to find mathematical information describing the conditions that must be satisfied to oscillate, but it does not explain how synthesizes these conditions, much less what is the correlation between the performance parameters. That is why a detailed study of the theory of oscillation and its synthesis in the implementation of discrete oscillators is mandatory.

In this research work a methodology for the design of harmonic oscillators using discrete components such as Colpitts, Clapp and Hartley oscillators is described. This proposal takes into consideration parameters controlled by the designer: polarization of the gain stage, the design of the feedback network from the frequency of oscillation and compliance with the Barkhausen stability criterion.

Furthermore considerations in the implementation of oscillators as frequency stability and amplitude will take into account. Subsequently a design and construction of a humidity meter using a Clapp oscillator is presented. The basic operation principle of the humidity meter is the variation of a capacitive humidity sensor, the measure is shown in a LCD.



# Índice

<b>1. Introducción</b> .....	1
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Justificación .....	1
1.3 Objetivos de Investigación.....	2
1.3.1 Objetivo General .....	2
1.3.2 Objetivos Específicos.....	2
1.4 Organización de la Tesis .....	2
<b>2. Fundamentos de Osciladores discretos</b> .....	3
2.1 Introducción.....	3
2.2 Condiciones de oscilación de Barkhausen .....	4
2.3 Clasificación de los circuitos osciladores .....	5
2.4 Osciladores LC .....	5
2.4.1 Oscilador Colpitts.....	7
2.4.2 Oscilador Hartley.....	8
2.4.3 Oscilador Clapp.....	10
2.5 Osciladores RC.....	11
2.5.1 Oscilador de corrimiento de fase .....	11
2.5.2 Oscilador puente de Wien.....	13
2.6. Conclusiones.....	14
<b>3. Metodología de Diseño de osciladores LC</b> .....	17
3.1 Introducción.....	17
3.2 Análisis del Oscilador Colpitts .....	17
3.3 Metodología de Diseño de Osciladores LC.....	21
3.4 Conclusiones .....	26
<b>4. Oscilador Clapp</b> .....	27
4.1 Introducción.....	27
4.2 Simulación en SPICE de Oscilador Clapp .....	27
4.3 Resultados Experimentales de Oscilador Clapp .....	30
4.4 Mejoramiento de la distorsión armónica en Osciladores LC .....	32
4.4.1 Resistencia $R_B$ .....	32
4.4.1.1 Simulación en T-SPICE .....	32
4.4.1.2 Resultados Experimentales .....	33
4.4.2 Relación $n$ .....	35
4.4.2.1 Simulación SPICE .....	35

4.4.2.2 Resultados Experimentales .....	36
4.4.3 Resistencia $R_B$ y figura de mérito $n$ .....	38
4.5 Frecuencia de oscilación ante variaciones de temperatura. ....	39
4.6. Estabilidad de la frecuencia de oscilación .....	42
4.7. Conclusiones .....	42
<b>5. Medidor de Humedad Atmosférica.....</b>	<b>45</b>
5.1 Introducción.....	45
5.2 Humedad Atmosférica .....	45
5.3. Transductor de Humedad .....	46
5.4. Medidor de Humedad .....	46
5.4.1. Selección y diseño del Oscilador .....	47
5.4.2 Selección del transductor de Humedad .....	49
5.4.3. Convertidor .....	50
5.4.4 Frecuencímetro.....	52
5.5 Implementación Física .....	53
5.6. Calibración del Medidor.....	54
5.7. Resultados Experimentales .....	57
5.8. Conclusiones.....	59
<b>6. Conclusiones y Trabajo Futuro .....</b>	<b>61</b>
6.1 Conclusiones .....	61
6.2 Trabajo Futuro .....	63

## Lista de Figuras

<b>Fig.2.1.</b> Estructura básica de un oscilador .....	3
<b>Fig.2.2.</b> Estructura básica de un oscilador LC .....	6
<b>Fig.2.3.</b> Oscilador Colpitts, se ha omitido la polarización .....	6
<b>Fig.2.4.</b> Oscilador Hartley, se ha omitido la polarización .....	7
<b>Fig.2.5.</b> Oscilador Colpitts con transistor BJT .....	7
<b>Fig.2.6.</b> Oscilador Hartley .....	9
<b>Fig.2.7.</b> Oscilador Clapp con transistor BJT .....	10
<b>Fig.2.8.</b> Oscilador de corrimiento de fase.....	12
<b>Fig.2.9.</b> Estabilización de la amplitud de un oscilador de corrimiento de fase .....	13
<b>Fig.2.10.</b> Puente de Wien .....	13
<b>Fig.2.11.</b> Oscilador de puente de Wien con estabilización de magnitud .....	14
<b>Fig.3.1.</b> Oscilador Colpitts con transistor BJT .....	18
<b>Fig.3.2.</b> Circuito CA equivalente .....	19
<b>Fig.3.3.</b> Modelo híbrido- $\pi$ (a), y circuito equivalente en pequeña señal (b) .....	19
<b>Fig.3.4.</b> Oscilador LC .....	21
<b>Fig.3.5.</b> Bloques de retro-alimentación: a) Oscilador Colpitts, b) Oscilador Hartley, c) Oscilador Clapp .....	21
<b>Fig.4.1.</b> Oscilador Clapp, $f_o = 200$ kHz .....	28
<b>Fig.4.2.</b> Voltaje de salida .....	29
<b>Fig.4.3.</b> Espectro del voltaje de salida .....	29
<b>Fig.4.4.</b> Voltaje de salida del oscilador Clapp .....	31
<b>Fig.4.5.</b> Voltaje de entrada del oscilador Clapp .....	31
<b>Fig.4.6.</b> Oscilador Clapp con $R_B$ .....	32
<b>Fig.4.7.</b> $V_{out}$ con $R_B = 120 \Omega$ .....	33
<b>Fig.4.8.</b> $V_{out}$ con una $R_B = 120 \Omega$ .....	34
<b>Fig.4.9.</b> $V_{out}$ con una $R_B = 1k\Omega$ .....	34
<b>Fig.4.10.</b> $V_{out}$ con una $n=4$ .....	36
<b>Fig.4.11.</b> Oscilador Clapp con $n=4$ .....	36
<b>Fig.4.12.</b> $V_{out}$ con una $n=4$ .....	37
<b>Fig.4.13.</b> $V_{in}$ con una $n=4$ .....	37
<b>Fig.4.14.</b> $V_{out}$ con una $n=4$ y $R_B = 660\Omega$ .....	38
<b>Fig.4.15.</b> $V_{out}$ con una $n=4$ y $R_B = 1k\Omega$ .....	38
<b>Fig. 4.16.</b> Oscilador Clapp .....	39

<b>Fig.4.17.</b> Comportamiento de $f_o$ para un incremento de temperatura .....	40
<b>Fig.4.18.</b> Comportamiento de $f_o$ para un decremento de temperatura .....	40
<b>Fig.5.1.</b> Diagrama a bloques del medidor de humedad .....	47
<b>Fig.5.2.</b> Oscilador Clapp con transductor de humedad .....	48
<b>Fig.5.3.</b> Configuración Clapp con dos transductores de humedad .....	49
<b>Fig.5.4.</b> Circuito convertidor .....	51
<b>Fig.5.5.</b> Voltaje de salida del circuito convertidor .....	51
<b>Fig.5.6.</b> Oscilador Clapp, filtro LC y convertidor .....	52
<b>Fig. 5.7.</b> Código del Frecuencímetro .....	53
<b>Fig.5.8.</b> Simulación del Frecuencímetro .....	53
<b>Fig.5.9.</b> PCB Medidor de Humedad relativa .....	54
<b>Fig.5.10.</b> Medidor de humedad relativa .....	54
<b>Figura 5.11.</b> Comportamiento de la humedad relativa para un aumento en la temperatura .....	57
<b>Figura 5.12.</b> Comportamiento de la humedad relativa en función de la $f_o$ .....	57
<b>Figura 5.13.</b> Comparación entre el medidor de humedad y el DHT22 .....	58
<b>Figura 5.14.</b> Lectura de Humedad y Temperatura en LCD .....	58

## Lista de Tablas

<b>Tabla.2.1.</b> Tipos de osciladores LC según la ubicación de las reactancias capacitivas e inductivas .....	6
<b>Tabla 4.1.</b> Análisis en SPICE .....	28
<b>Tabla 4.2.</b> Análisis de Fourier .....	30
<b>Tabla 4.3.</b> Desempeño del Oscilador Clapp .....	30
<b>Tabla 4.4.</b> Distorsión armónica total para distintos valores de $R_B$ .....	33
<b>Tabla 4.5.</b> Distorsión armónica total para distintos valores de $n$ .....	35
<b>Tabla 4.6.</b> Relación entre $C_3$ y $b$ .....	41
<b>Tabla 4.7.</b> Resultados de la estabilidad de la frecuencia de oscilación ..	42
<b>Tabla 5.1.</b> Comparación entre transductores capacitivos comerciales ...	49
<b>Tabla 5.2.</b> Comportamiento del HPP801A031-ND.....	50
<b>Tabla 5.3.</b> Comportamiento de $f_o$ en función de $C_3$ .....	55
<b>Tabla 5.4.</b> Datos experimentales, frecuencia de oscilación, humedad relativa y temperatura .....	56
<b>Tabla 5.5.</b> Comportamiento de la constante $b$ .....	56



# Capítulo 1

## Introducción

Se muestra la causa por la cual es de interés proponer una metodología de diseño de osciladores; específicamente osciladores LC discretos. Se presentan los antecedentes, la justificación, los objetivos así como la organización del trabajo de investigación.

### 1.1 Antecedentes

El desarrollo en tecnologías de comunicación, tanto en aplicaciones móviles, radio, televisión e internet demanda el diseño e implementación de osciladores armónicos con un alto desempeño. Para algunas aplicaciones se prefiere emplear osciladores externos a osciladores integrados debido a su mejor desempeño en ruido de fase. Dos son las principales características de desempeño en osciladores armónicos: la pureza espectral y la ausencia de señales espurias y ruido [3].

En 1912 Edwin Howard Armstrong realizaba experimentos con tubos de vacío y construyó el primer oscilador electrónico, el cual revolucionó el campo de la radiodifusión [4]; en aquella época tan solo era posible transmitir información a través del telégrafo por medio de líneas y puntos; con el desarrollo de los primeros osciladores fue posible transmitir información de audio (música y voz). A partir de ese momento, y hasta la actualidad, ha incrementado la demanda de circuitos electrónicos que requieren el empleo de osciladores tanto armónicos como no armónicos. Para la construcción de un oscilador son necesarias directrices y consideraciones prácticas a tener en cuenta para agilizar y facilitar el flujo de diseño.

En la literatura existe un déficit de información acerca de metodologías de diseño de osciladores discretos; los osciladores discretos se emplean cuando se trabaja a frecuencias en el orden de kHz a cientos de MHz, entre las principales aplicaciones se encuentran generadores de ondas, emisores y receptores de radio AM y FM [5].

### 1.2 Justificación

Existe una gran cantidad de información teórica acerca de osciladores, desde las condiciones de *Barkhausen*, topologías, aplicaciones y análisis matemáticos, y sin embargo no existe un flujo de diseño claro para su implementación. Un diseñador en

ciernes se perdería entre la gran cantidad de información y tardaría un tiempo considerable en implementar un circuito útil con un desempeño adecuado. Por lo tanto existe la necesidad de sintetizar toda la información de la literatura en una metodología de diseño práctica, que incorpore consideraciones para obtener el mejor desempeño en estabilidad y distorsión armónica.

## **1.3 Objetivos de Investigación**

### **1.3.1 Objetivo General**

Proponer una metodología de diseño de osciladores LC con componentes discretos e implementar un medidor de humedad atmosférica relativa a través de un oscilador.

### **1.3.2 Objetivos Específicos**

- ✓ Proponer la metodología de diseño de la rama de polarización.
- ✓ Proponer la metodología de diseño del circuito resonante.
- ✓ Diseñar un oscilador Clapp con una frecuencia de oscilación en el orden de kHz.
- ✓ Proponer e implementar un medidor de frecuencia de pulsos cuadrados.
- ✓ Determinar las variables que afectan la estabilidad de frecuencia en osciladores.
- ✓ Implementar el oscilador Clapp.
- ✓ Implementar el medidor de frecuencia.
- ✓ Implementar el medidor de humedad.
- ✓ Calibrar y ajustar el medidor de humedad.

## **1.4 Organización de la Tesis**

En el Capítulo 2 se presentan los fundamentos teóricos de la teoría de oscilación, las condiciones de oscilación descritas por *Barkhausen*, las principales topologías de osciladores discretos, sus aplicaciones, características, ventajas y desventajas.

En el capítulo siguiente, Capítulo 3, se propone una metodología de diseño de osciladores LC discretos, además se muestra la síntesis de las condiciones de oscilación en los parámetros de diseño.

En el Capítulo 4 se muestran los resultados de simulación y de laboratorio de un oscilador Clapp diseñado a partir de la metodología propuesta en el Capítulo 3. Además se presenta dos recomendaciones para disminuir la distorsión armónica de la señal de salida y se determinará la relación entre la temperatura y la frecuencia de oscilación.

En el Capítulo 5 se presenta el diseño e implementación de un medidor de humedad atmosférica a partir de un oscilador LC, el principio básico de funcionamiento es la variación de la frecuencia de oscilación a partir de la variación en capacitancia de un transductor de humedad.

Las conclusiones y el trabajo a futuro se presentan en el Capítulo 6.

## Capítulo 2

### Fundamentos de Osciladores discretos

Se presentan los fundamentos básicos de la teoría de oscilación y se describen las características de las principales topologías. Se muestra también las condiciones de *Barkhausen* las cuales determinan cuando un circuito es inestable y por lo tanto tiende a oscilar. Por otro lado se presenta la clasificación de los circuitos osciladores, los osciladores con componentes discretos se dividen en dos grandes grupos: Osciladores LC y Osciladores RC, cada uno de ellos cuenta con ventajas, desventajas y áreas de aplicación. Por ejemplo los osciladores RC se prefieren para frecuencias menores a 100 kHz y a frecuencias mayores es más adecuado emplear osciladores LC. Ahora bien dentro del grupo de osciladores LC se encuentra el oscilador Colpitts, Hartley y Clapp; y dentro de ellos el que mejor desempeño tiene en estabilidad y distorsión armónica es el oscilador Clapp.

#### 2.1 Introducción

Un oscilador es un circuito electrónico que genera una señal periódica sin aplicar una señal de entrada; los osciladores son utilizados en muchos equipos electrónicos, como radios, televisores, computadoras y equipos de comunicación, entre muchos más. Un oscilador está compuesto por dos bloques básicos: una etapa de amplificación y una red de retroalimentación positiva, tal como se muestra en la Fig.2.1.

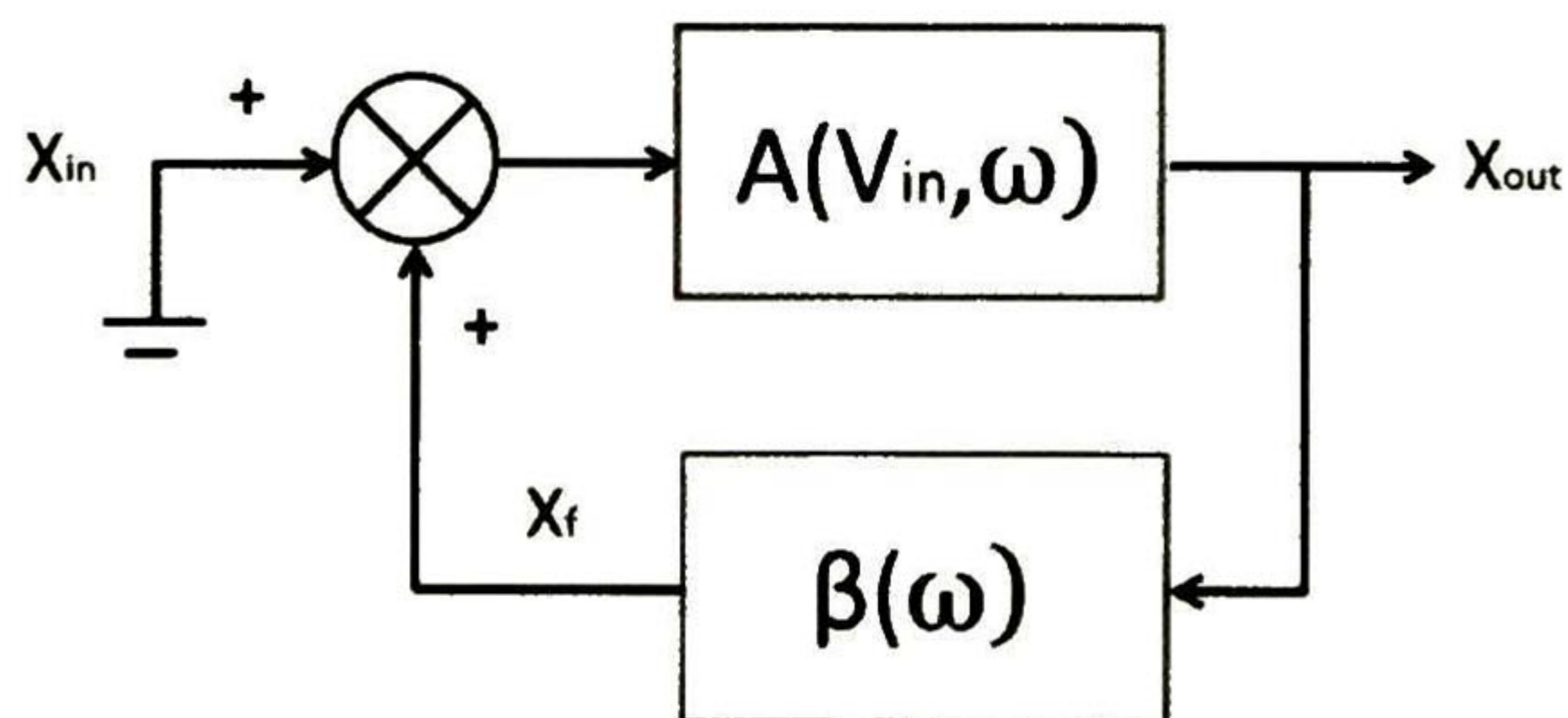


Fig.2.1. Estructura básica de un oscilador

La señal generada puede ser en corriente o en voltaje, la frecuencia de la señal está determinada por los componentes de la red de retro-alimentación  $\beta(\omega)$ , mientras que la amplitud está limitada por las no linealidades del dispositivo amplificador o bien por un circuito limitador adicional.

La estabilidad en la frecuencia es la capacidad de un oscilador para oscilar a una frecuencia exacta; la frecuencia de oscilación puede variar como respuesta a cambios en la temperatura, reemplazo de dispositivos o debido a elementos parásitos. Se puede obtener una buena estabilidad en la frecuencia haciendo que el corrimiento en fase sea una función de la frecuencia de resonancia [6]. El factor de calidad (Q) de un circuito también afecta la estabilidad en la frecuencia. Cuanto más elevado sea el factor Q, mejor será la estabilidad porque la variación en el corrimiento en fase con la frecuencia, cerca de la resonancia, es mayor.

Al igual que en la frecuencia, la ganancia de los amplificadores puede cambiar como respuesta a modificaciones en los parámetros, como la temperatura, el envejecimiento y el punto de operación. Ahora bien, para que el circuito oscile es necesario que se cumplan las condiciones de oscilación de *Barkhausen* [7].

## 2.2 Condiciones de oscilación de Barkhausen

Dícese que un circuito electrónico oscile si se cumplan las condiciones definidas para la magnitud –de la señal que se desea generar– y de la fase (o retardo de la señal), descritas por *Barkhausen*. La condición de magnitud establece que la ganancia –a lazo cerrado del circuito– debe ser igual a 1 para mantener la oscilación constante, y mayor a 1 para que la oscilación aumente con el transcurrir del tiempo. Esas condiciones, matemáticamente hablando, son las siguientes:

$$|T| = |A\beta| > 1 \quad (2.1)$$

$$|T| = |A\beta| = 1 \quad (2.2)$$

donde  $T$  y  $A$  son la ganancia a lazo cerrado y de lazo abierto del amplificador, respectivamente, y  $\beta$  es la función de transferencia de una red incluida en el lazo de retroalimentación. La ecuación (2.1) es la condición para que el circuito opere en estado transitorio, mientras que (2.2) es la condición para el estado estacionario. Ahora bien, si la magnitud de  $A\beta$  es menor a la unidad, el circuito oscilador deja de oscilar. En la práctica, se recomienda que el oscilador se diseñe con un valor  $|A\beta|$  ligeramente mayor a la unidad, por ejemplo 5% más en la frecuencia de oscilación como se recomienda en [8].

Téngase presente que cuanto mayor sea el valor de  $|A\beta|$  mayor será la amplitud de la señal y su distorsión también. Una práctica recurrente es incluir dispositivos limitadores (diodos); su desventaja es el uso de más componentes. Luego, la condición de fase establece que el cambio total en el retardo causado por el lazo cerrado debe ser igual a un múltiplo de  $2\pi$  para mantener la oscilación:

$$\Phi_T = \Phi_A + \Phi_B \quad (2.3)$$

$$\Phi_T = 0,2\pi n \quad (2.4)$$

donde  $\Phi_A$  y  $\Phi_B$  son los corrimientos de fase del amplificador y del circuito de retroalimentación, respectivamente. Si un amplificador proporciona un corrimiento en fase de  $180^\circ$ , el circuito de retro-alimentación debe proporcionar un corrimiento en fase adicional de  $180^\circ$ , de forma que el corrimiento total, alrededor del lazo, sea  $360^\circ$ .

### 2.3 Clasificación de los circuitos osciladores

Todos los osciladores involucran uno o más elementos que almacenan energía, un dispositivo activo que realiza la función de amplificar y una red de retroalimentación. Dependiendo de estas características es posible clasificar a los osciladores en distintas categorías, tal como se muestra a continuación:

- a) Tipo de elementos de la red de retroalimentación.
  - Elementos concentrados: RC o LC.
  - Elementos distribuidos: Líneas de transmisión.
- b) Tipo de retro-alimentación.
  - Retro-alimentación en serie.
  - Retro-alimentación en paralelo.
- c) Tipo de elemento de la etapa de amplificación.
  - Mosfet
  - Mesfet
  - BJT
  - Amplificador Operacional
- d) Topología del circuito
  - Colpitts
  - Hartley
  - Clapp
  - Corrimiento de Fase
  - Puente de Wien

### 2.4 Osciladores LC

Un oscilador LC es un oscilador armónico cuya red de retro-alimentación se encuentra formada por capacitores e inductores, su estructura básica se muestra en la Fig. 2.2, la cual está formada por dos impedancias en paralelo con la entrada y la salida de un dispositivo amplificador (transistor FET, transistor bipolar, amplificador operacional, compuerta lógica, etc.) y una tercera impedancia en el lazo de retroalimentación.

Si las impedancias son reactancias puras, es decir  $Z_k=jX_k$ , y la ganancia es positiva (configuración en emisor común), entonces las reactancias  $X_1$  y  $X_2$  deben ser del mismo signo y  $X_3$  debe ser de signo contrario; en caso de que la ganancia sea negativa (configuración en base común o colector común), entonces  $X_1$  y  $X_2$  deben ser de signo contrario y por lo tanto  $X_3$  puede ser de cualquier signo.

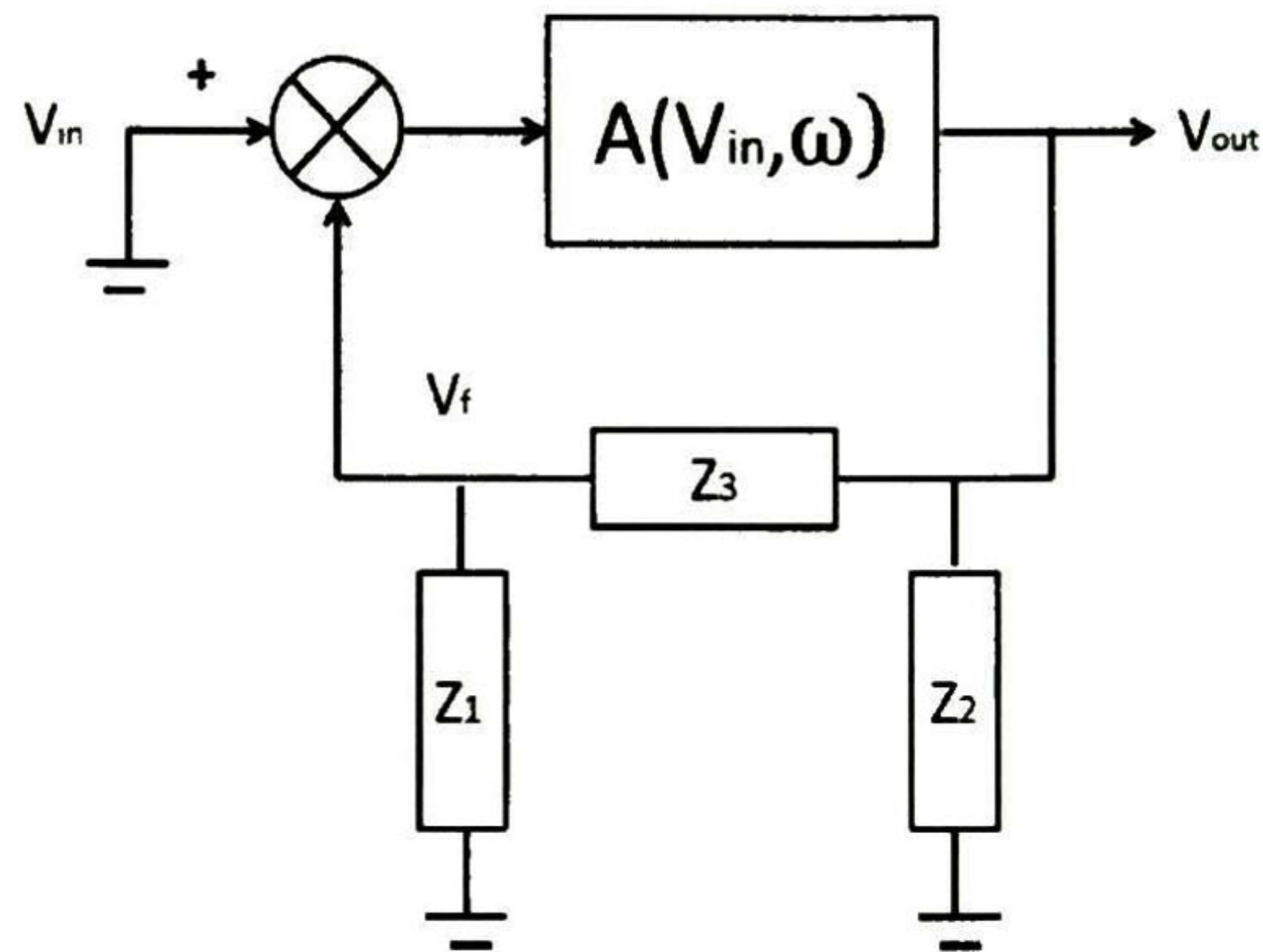


Fig.2.2. Estructura básica de un oscilador LC

Debido a que hay tres reactancias entonces siempre hay dos capacitivas y una inductiva o viceversa. Se tiene entonces dos familias de osciladores: los osciladores con dos capacitores y un inductor se denominan osciladores Colpitts, y los que tienen dos inductores y un capacitor son osciladores Hartley. En la Tabla 2.1 se resumen los seis casos posibles.

Tabla.2.1. Tipos de osciladores LC según la ubicación de las reactancias capacitivas e inductivas

Ganancia	Reactancias	Oscilador
$g_m > 0$	$C_1, C_2, L_3$	Colpitts
	$L_1, L_2, C_3$	Hartley
$g_m < 0$	$L_1, C_2, C_3$	Colpitts
	$C_1, L_2, C_3$	
	$L_1, C_2, L_3$	Hartley
	$C_1, L_2, L_3$	

En la Fig.2.3 se muestra la configuración Colpitts para un oscilador con un transistor BJT como dispositivo amplificador, mientras que en la Fig.2.4 se muestra la configuración Hartley.

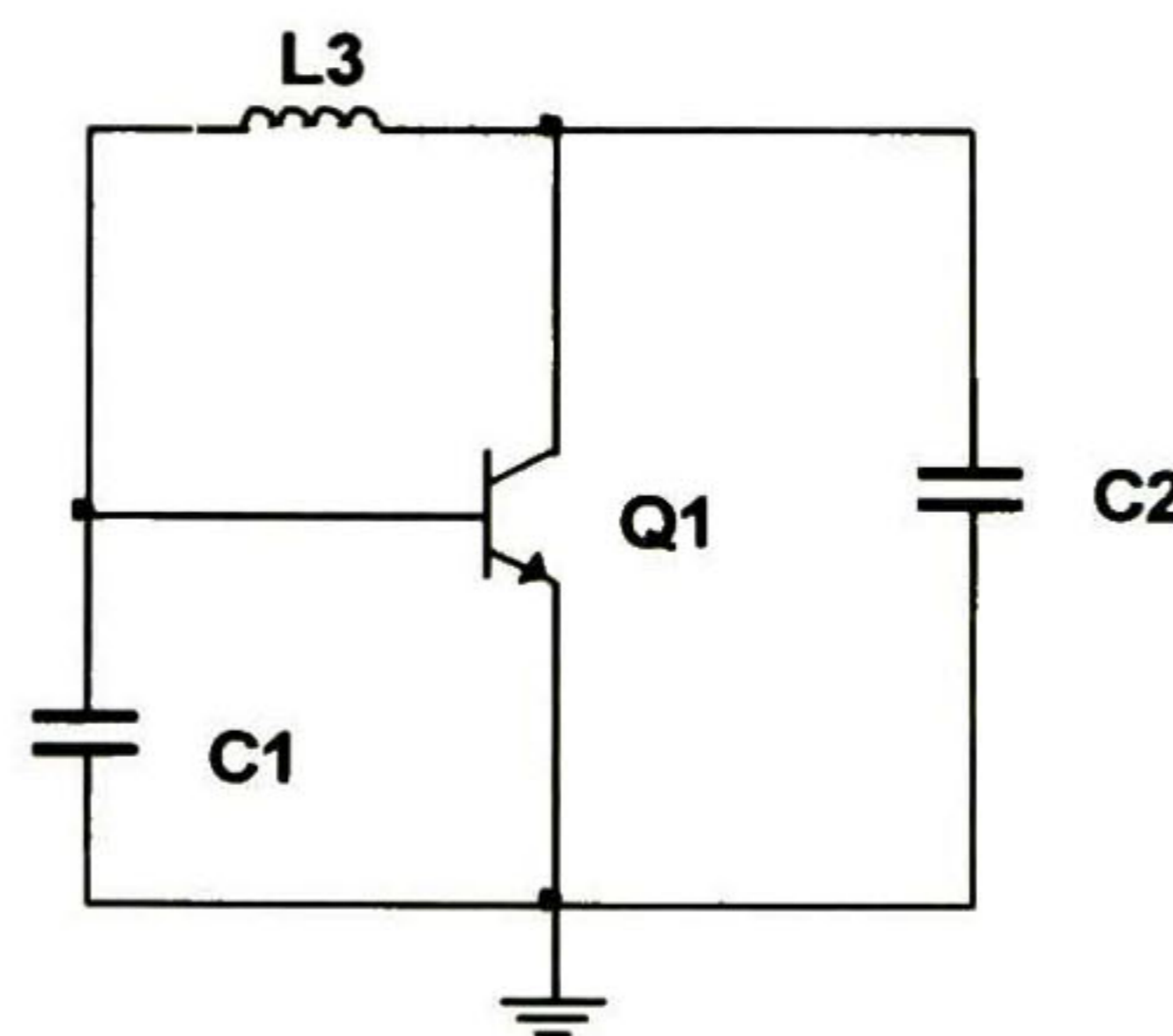


Fig.2.3. Oscilador Colpitts, se ha omitido la polarización

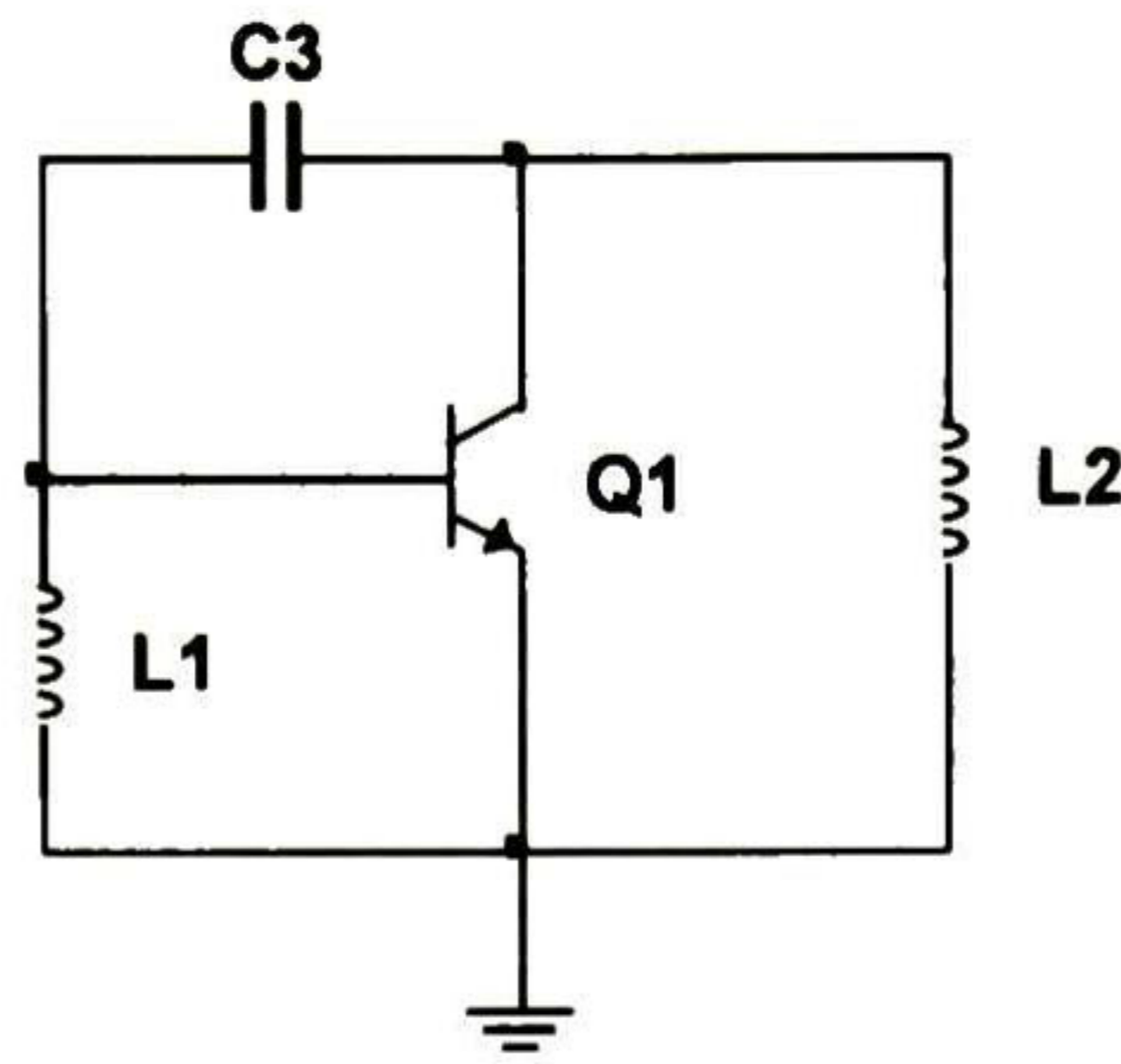


Fig.2.4. Oscilador Hartley, se ha omitido la polarización

Los osciladores LC en general se aplican para aplicaciones en el rango de 100 kHz a 100 MHz. Tiene la ventaja de usar elementos reactivos relativamente pequeños y entre las aplicaciones se encuentran la generación de frecuencia intermedia y de portadoras para transmisión de radiofrecuencia.

### 2.4.1 Oscilador Colpitts

El oscilador Colpitts es un oscilador LC. Los osciladores LC exhiben un factor de calidad más elevado que los osciladores RC, pero en un rango amplio son difíciles de sintonizar. En la Fig.2.5 se muestra un oscilador Colpitts con un transistor BJT como dispositivo amplificador.

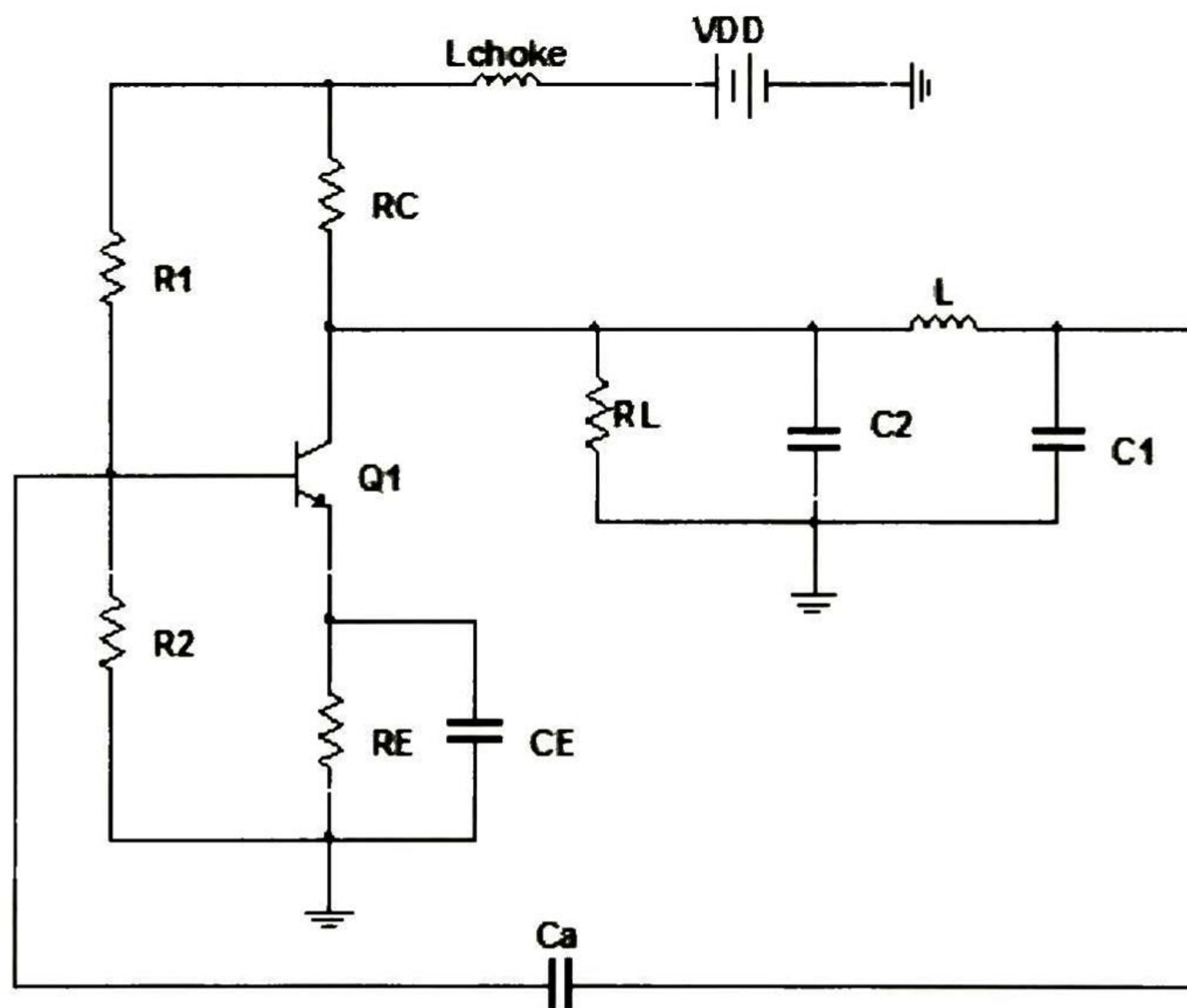


Fig.2.5. Oscilador Colpitts con transistor BJT

La frecuencia de oscilación del oscilador Colpitts es

$$\omega_0 = \left[ \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L} + \frac{1}{C_1 C_2 R_m R_L} \right]^{1/2} \quad (2.5)$$

donde  $\omega_0$  está dada en rad/s,  $C_2$  y  $C_1$  son los capacitores a la salida y a la entrada del transistor, respectivamente,  $L$  es el inductor de retroalimentación,  $R_{in}$  es la impedancia a la entrada del transistor formada por el paralelo de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_{pi}$ ; y  $R_L$  es la resistencia de carga. Suponiendo que  $R_L$  es grande, entonces se cumple que  $R_1 R_L > 1/(C_1 C_2)$ , por lo tanto se puede aproximar la frecuencia de oscilación a

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L} \right]^{1/2} \quad (2.6)$$

donde  $f_0$  es la frecuencia de oscilación en Hz. La condición de magnitud para la oscilación es

$$g_m R_m = \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_1}{C_2} \frac{R_m}{R_L} + \frac{L}{C_2 R_L^2} + \frac{L}{C_1 R_1 R_L} \quad (2.7)$$

Como en el caso anterior, si  $R_L$  es de un valor grande, la condición de oscilación se reduce a

$$g_m = \frac{C_2}{R_{in} C_1} \quad (2.8)$$

donde  $g_m$  es la transconductancia del transistor BJT en siemens. La ecuación (2.8) da el valor mínimo de  $g_m$  requerido para sostener la oscilación con una amplitud constante. Si  $g_m$  es menor que este valor, la oscilación decaerá exponencialmente a cero. Por otra parte, si  $g_m$  es mayor que este valor, la amplitud crecerá exponencialmente, hasta que la no linealidad del transistor limite la amplitud. Por tanto, para asegurar la oscilación, el valor de  $g_m$  debe ser mayor que el valor mínimo.

### 2.4.2 Oscilador Hartley

Si el inductor y los capacitores de un oscilador Colpitts construido con un transistor BJT se intercambian, éste se convierte en un oscilador Hartley, tal como se muestra en la Fig.2.6. Debido a que es más difícil sintonizar un divisor inductivo a uno capacitivo y por tanto más difícil obtener la frecuencia de oscilación deseada, este oscilador es menos deseable que el Colpitts. La frecuencia de oscilación del oscilador Hartley es

$$\omega_0 = \frac{1}{[C(L_1 + L_2) + L_1 L_2 / R_m R_L]^{1/2}} \quad (2.9)$$



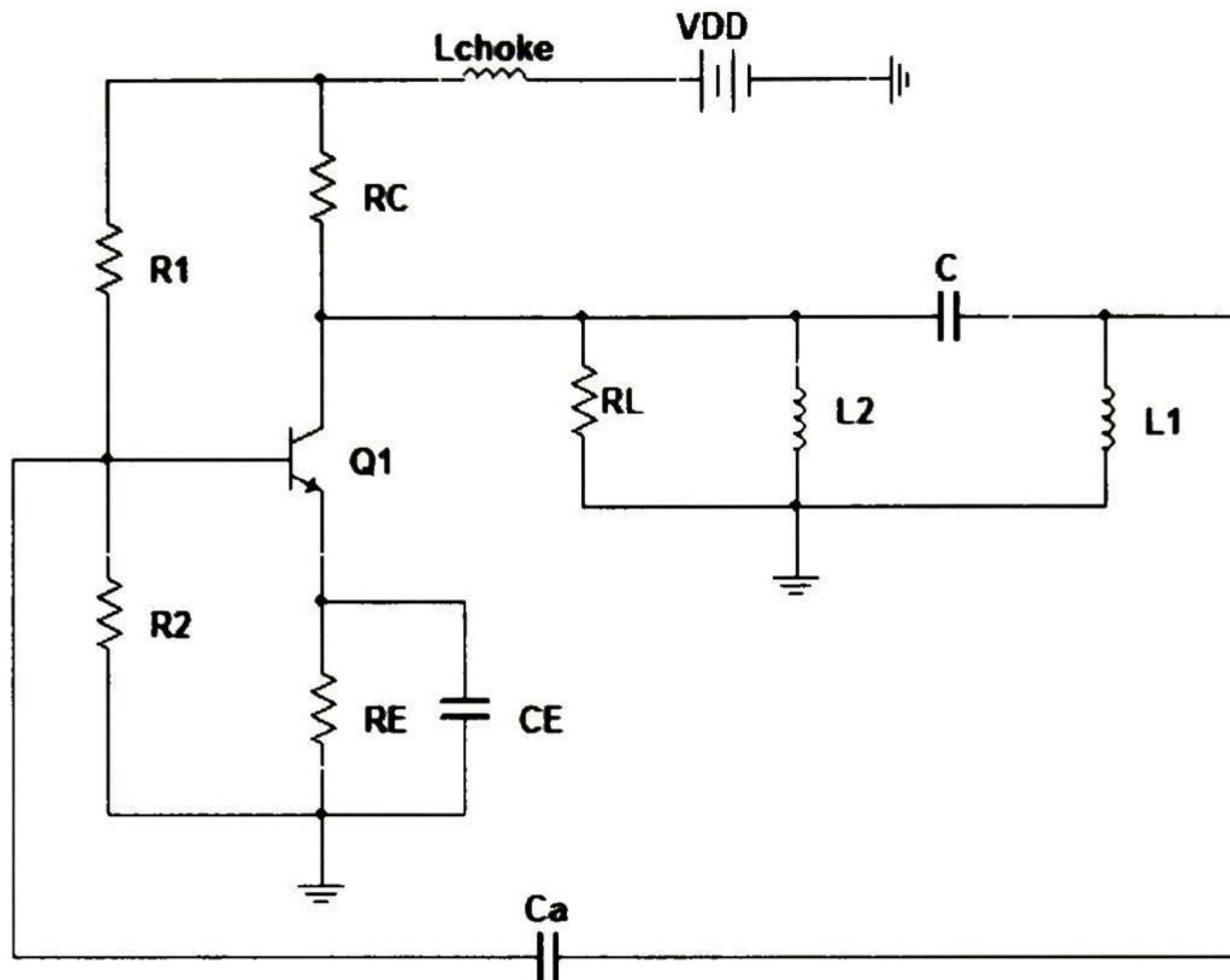


Fig.2.6. Oscilador Hartley

donde  $L_2$  y  $L_1$  son los inductores a la salida y a la entrada del transistor, respectivamente,  $C$  es el capacitor de retroalimentación,  $R_{in}$  es la impedancia a la entrada del transistor formada por el paralelo de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_{pi}$ ; y  $R_L$  es la resistencia de carga.

Suponiendo que  $R_L$  es grande, se cumple que  $C(L_1+L_2) \gg L_1L_2/R_1R_L$  y se puede aproximar la frecuencia de oscilación a

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1}{C(L_1 + L_2)} \right]^{1/2} \quad (2.10)$$

Y la condición de magnitud para la oscilación es

$$g_m R_m = \frac{L_1}{L_2} + \frac{L_2}{L_1} \frac{R_m}{R_L} \quad (2.11)$$

Como en el caso anterior si  $R_L$  es de un valor grande, la condición de oscilación se reduce a

$$g_m = \frac{L_1}{R_{in} L_2} \quad (2.12)$$

La ecuación (2.12) da el valor mínimo de transconductancia requerida para sostener la oscilación con una amplitud constante. Por lo general el capacitor o alguno de los inductores son variables, de tal forma que la frecuencia puede ser ajustada inicialmente al valor deseado.

### 2.4.3 Oscilador Clapp

El oscilador Clapp es una versión modificada del oscilador Colpitts básico. La única diferencia entre los dos es que en el oscilador Clapp se agrega al tanque el condensador  $C_3$ , que está en serie con la bobina. Por lo general, el valor de esta capacitancia en serie es pequeño en comparación con el de la capacitancia total del tanque  $C_1$  y  $C_2$ .

Como resultado, los valores de  $C_3$  y de la bobina del tanque son los que determinan la frecuencia del oscilador; con ello mejora significativamente la estabilidad en la frecuencia del oscilador, ya que se reduce al mínimo el efecto de las variaciones en los parámetros del transistor, además de tener un factor de calidad (Q) más alto que el oscilador Colpitts equivalente [9]. En la Fig.2.7 se muestra un oscilador Clapp con un transistor BJT como dispositivo amplificador.

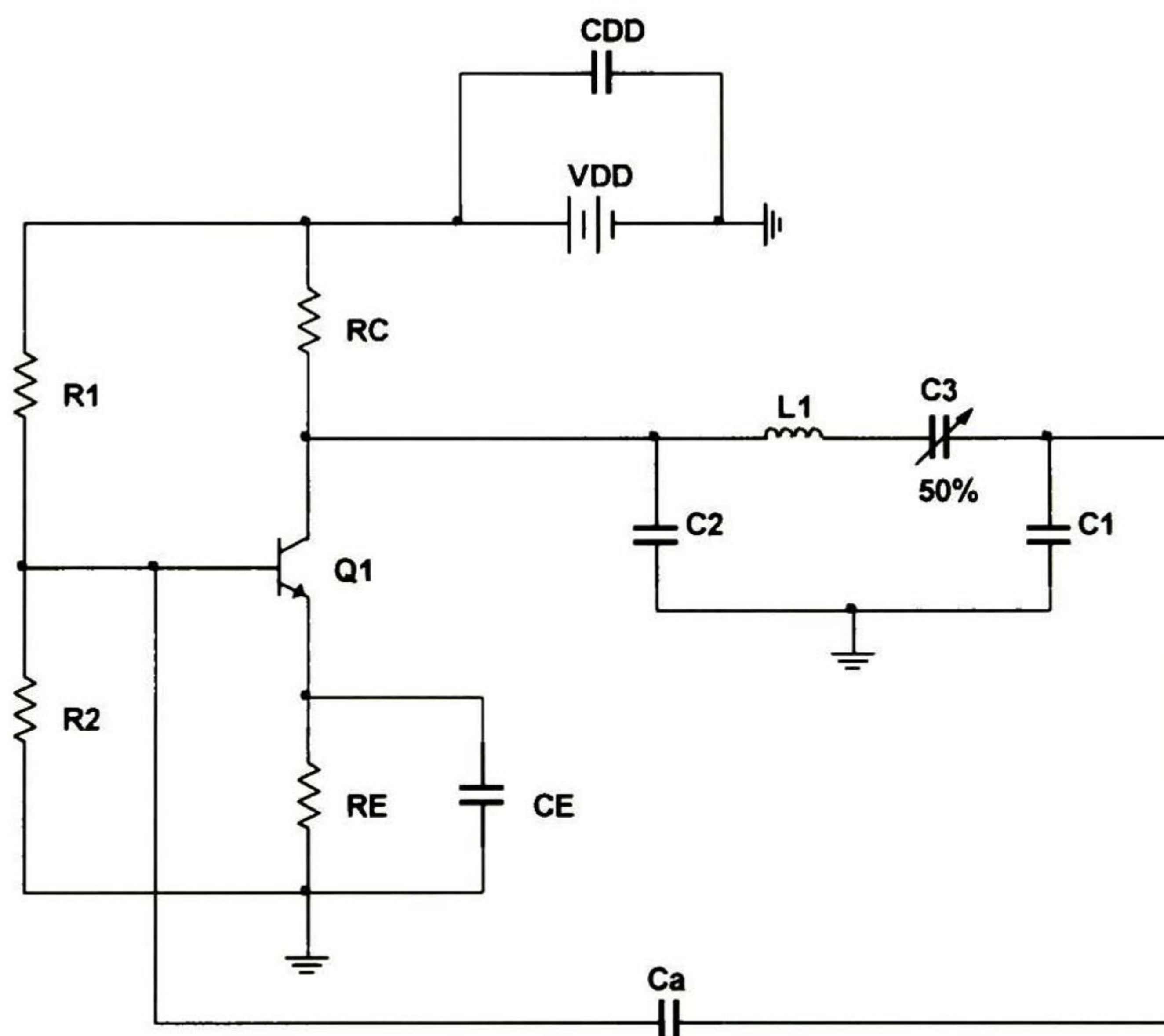


Fig.2.7. Oscilador Clapp con transistor BJT

Se puede utilizar un condensador  $C_3$  variable, como se muestra en la Fig.2.7, para obtener oscilaciones que cubran cierto rango de frecuencias. Los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  también pueden ser variables. Sin embargo el valor de éstos solo se modifica para ajustar el nivel deseado del voltaje de retroalimentación y el voltaje de entrada del transistor, y no para hacer variar la frecuencia de oscilación.

En el oscilador Clapp la capacidad del bucle efectiva es la de tres condensadores en serie; todo esto son aproximaciones, en la práctica los parámetros del transistor y del circuito de polarización, así como la pequeña resistencia óhmica de la inductancia  $L$ , tienen efecto sobre la frecuencia de oscilación, y tales efectos suelen ser denominados de segundo orden [10].

En el oscilador Clapp la  $\beta$  del transistor debe ser mayor que  $C_2/C_1$ , independiente del valor de  $C_3$ . Una ventaja evidente de la configuración Clapp es que se puede utilizar la

beta del transistor para determinar valores adecuados de  $C_1$  y  $C_2$ , y tomar  $C_3$  para elegir la frecuencia. El resultado es una mejor estabilidad de la frecuencia. La frecuencia de oscilación del oscilador Clapp es

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)} \quad (2.13)$$

donde  $C_2$  y  $C_1$  son los capacitores a la salida y a la entrada del transistor, respectivamente,  $C_3$  es la capacitancia en serie con el inductor y  $L$  es el inductor de retroalimentación. La condición de magnitud para la oscilación es

$$g_m = \frac{C_2}{R_{in} C_1} \quad (2.14)$$

donde  $g_m$  es la transconductancia del transistor BJT en siemens. El oscilador Clapp cuenta con la ventaja añadida de tener un factor de calidad ( $Q$ ) más alto que el oscilador Colpitts y el Hartley.

Un circuito Clapp es preferido a un circuito Colpitts en la construcción de un oscilador de frecuencia variable (VFO). En un VFO Colpitts, el divisor de voltaje contiene capacitancias variables (tanto  $C_1$  como  $C_2$ ); esto causa que el voltaje de retroalimentación también varíe provocando que la condición de oscilación del circuito Colpitts pueda no cumplirse en un rango de frecuencia deseada. Este problema es evitado en el circuito Clapp usando capacitores fijos para el divisor de voltaje y un capacitor variable ( $C_3$ ) en serie con el inductor.

## 2.5 Osciladores RC

Para frecuencias de oscilación menores a 100 kHz se trata de evitar el uso de bobinas debido a que el factor de calidad ( $Q$ ) del inductor a estas frecuencias es bajo, y por tanto la estabilidad de frecuencia es pobre. Por otro lado, las bobinas resultan de valores, tamaño y peso elevados, por lo que resultan poco prácticas. Debido a lo anterior surgen los osciladores RC, para frecuencias en el rango de varios Hz hasta 100 kHz cuya red de retro-alimentación se encuentra formada por resistencias y capacitores. Entre ellos los más importantes son:

- a) Osciladores de corrimiento de Fase.
- b) Osciladores con puente de Wien.

### 2.5.1 Oscilador de corrimiento de fase

Un oscilador de corrimiento de fase está formado por un amplificador inversor con un circuito de retroalimentación positiva. El amplificador da un corrimiento en fase de  $180^\circ$ , y el circuito de retroalimentación da otro corrimiento en fase de  $180^\circ$ , por lo que el corrimiento en fase total alrededor del lazo es de  $360^\circ$

En la Fig.2.8 se muestra un oscilador de corrimiento de fase formado por un amplificador operacional inversor con retroalimentación positiva. El circuito de retroalimentación proporciona retroalimentación de voltaje (de la salida a la entrada del amplificador). La red de retroalimentación está formada por resistores y capacitores.

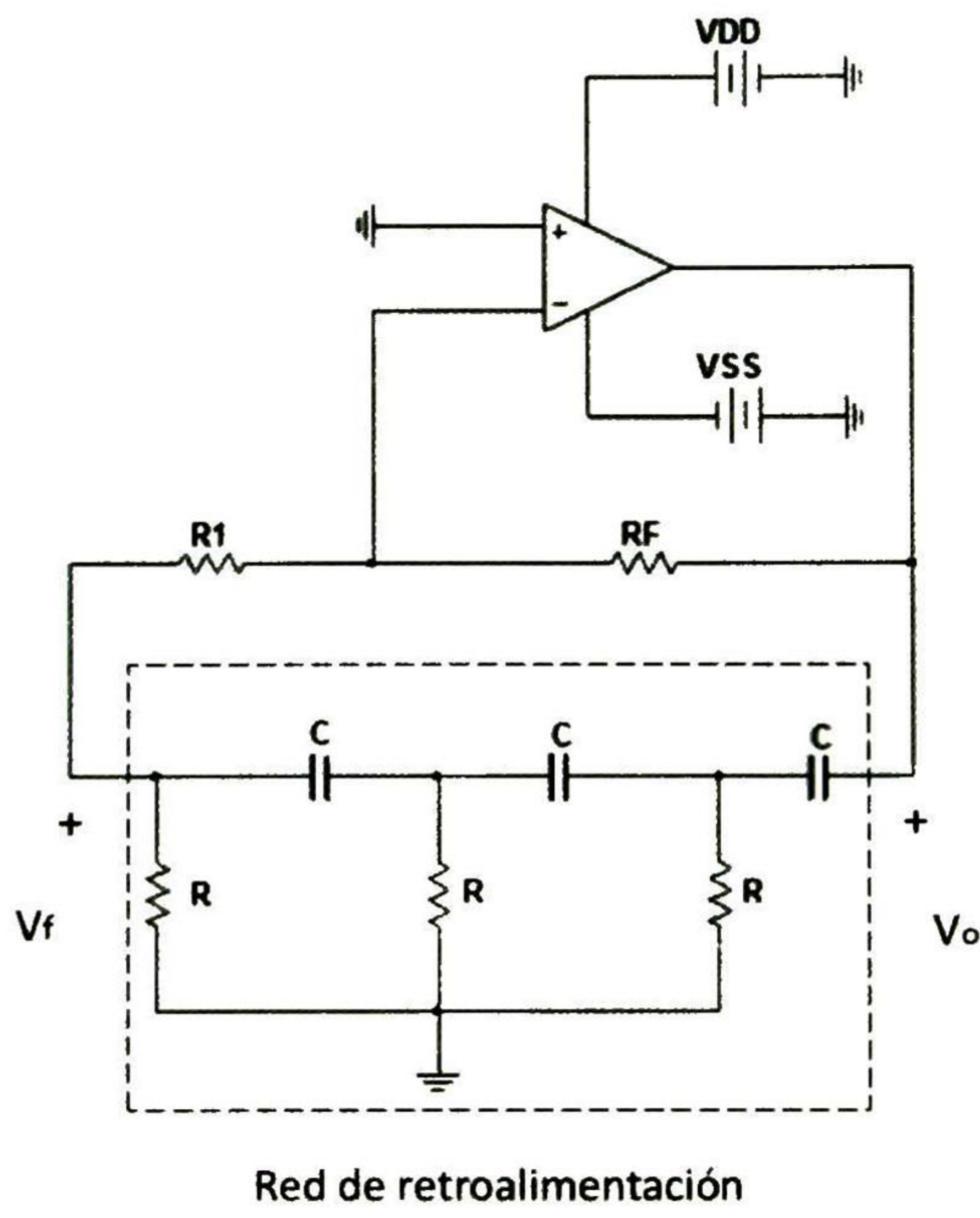


Fig.2.8. Oscilador de corrimiento de fase

Cualquier señal que aparezca en la terminal inversora se corre 180° en la salida. Por tanto se requiere de un corrimiento adicional de 180° para la oscilación a una frecuencia específica  $f_o$ , a fin de obtener un corrimiento de fase total alrededor del lazo, igual a 360°. La frecuencia de oscilación es

$$\omega_o = 2\pi f_o = \frac{1}{\sqrt{6RC}} \tag{2.15}$$

La condición de magnitud para oscilaciones sostenidas es

$$\frac{R_F}{R_1} = 29 \tag{2.16}$$

El hecho de ajustar la ganancia de lazo a la unidad no es un método confiable para diseñar un oscilador. Para estabilizar el oscilador, por lo general es necesario limitar el voltaje de salida introduciendo alguna no linealidad. Se puede conseguir la estabilidad agregando dos diodos zener en serie con la resistencia  $R_B$ , como se muestra en la Fig.2.9.

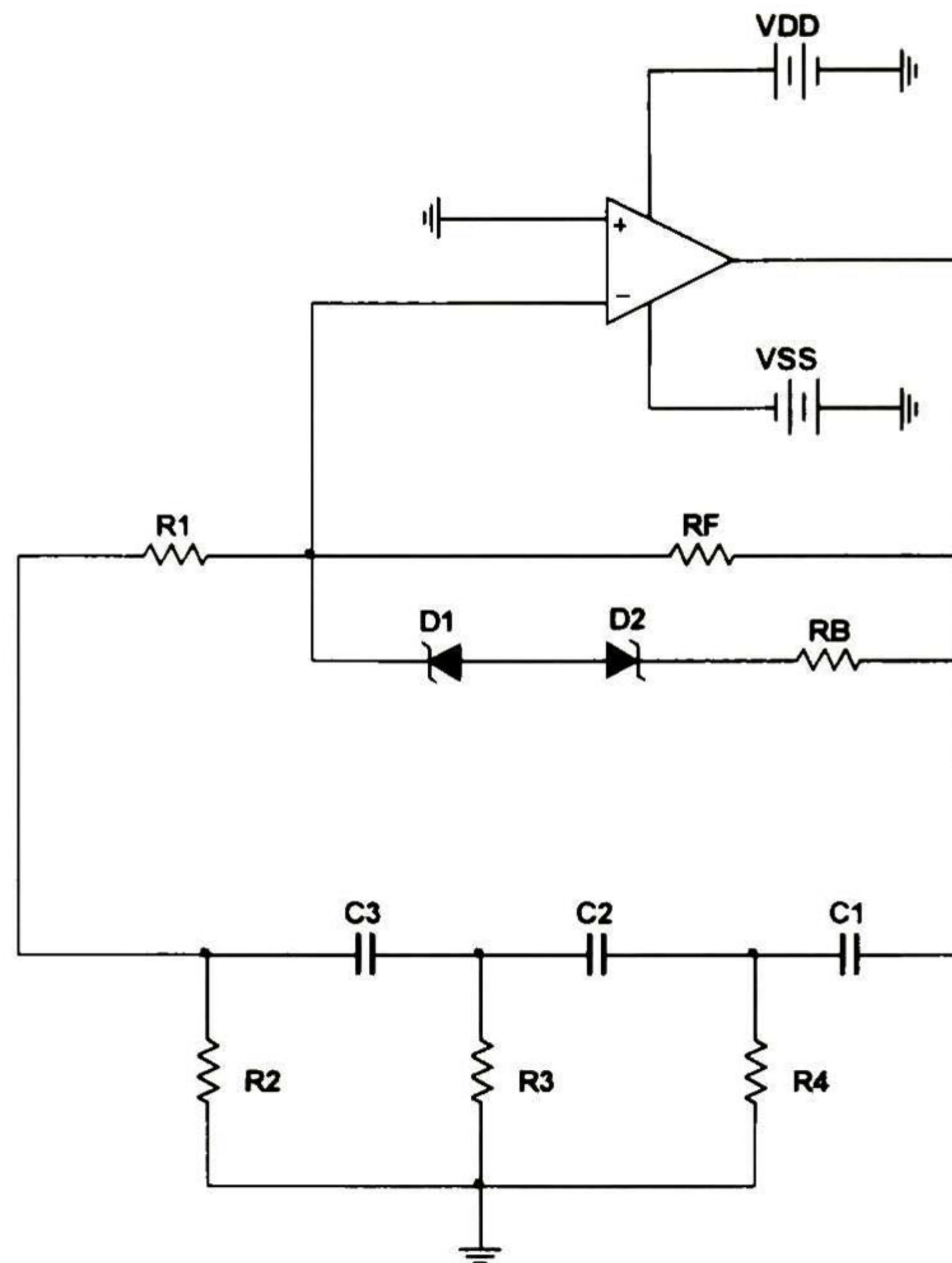


Fig.2.9. Estabilización de la amplitud de un oscilador de corrimiento de fase

### 2.5.2 Oscilador puente de Wien

En un oscilador puente de Wien, el circuito de retro-alimentación se encuentra formado por un puente de Wien, el cual es utilizado para efectuar mediciones de resistencias, capacitores o inductores desconocidos como se propone en [11] y [12].

El puente se encuentra formado por 4 brazos, uno tiene una red RC en serie, mientras que el brazo adyacente cuenta con una red RC en paralelo; los otros brazos se encuentran formados por solo una resistencia. En la Fig.2.10 se muestra el puente de Wien.

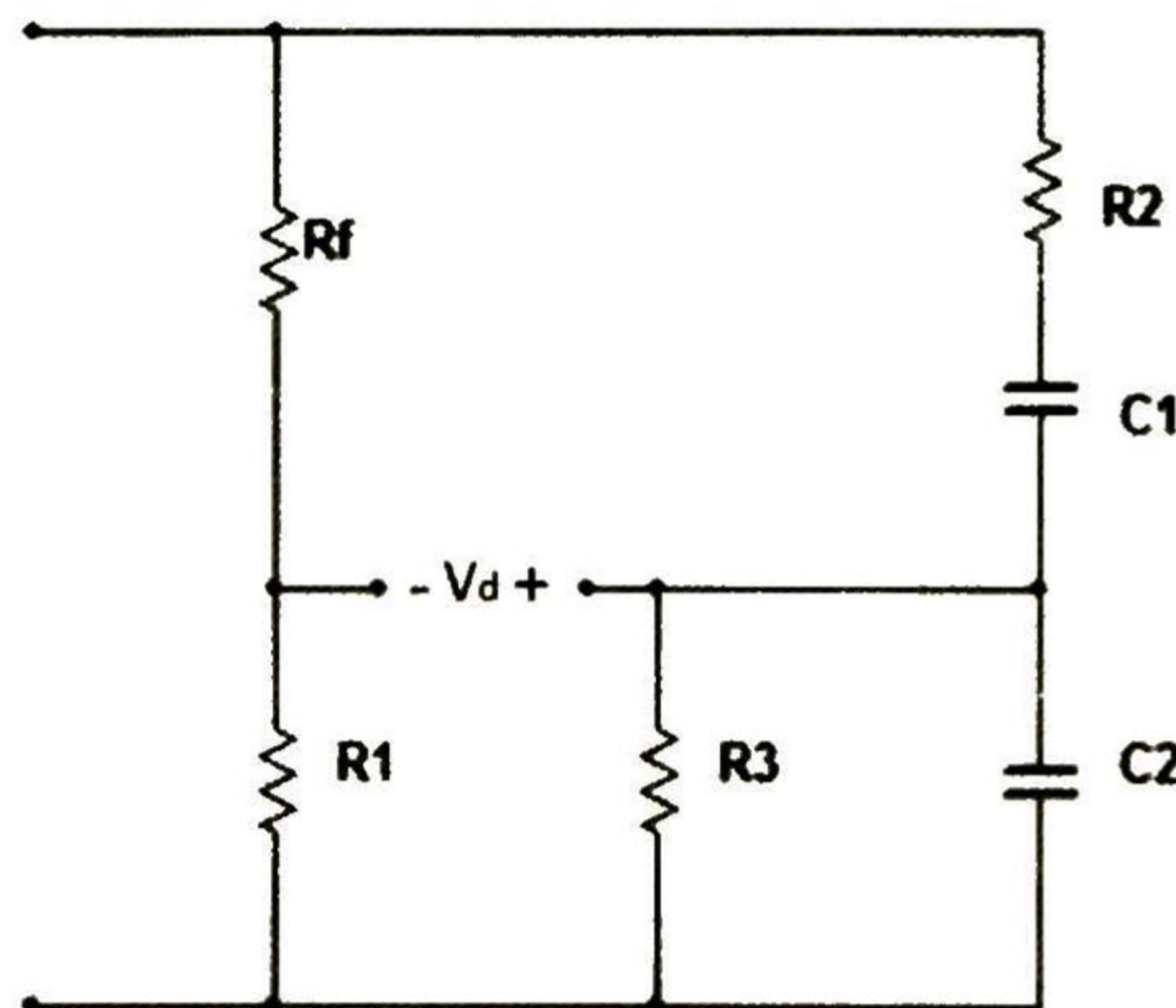


Fig.2.10. Puente de Wien

Si se inserta un amplificador operacional en el puente básico, se obtiene el oscilador puente de Wien, tal como se muestra en la Fig.2.11, siempre y cuando  $R_2=R_3=R$  y  $C_1=C_2=C$ .

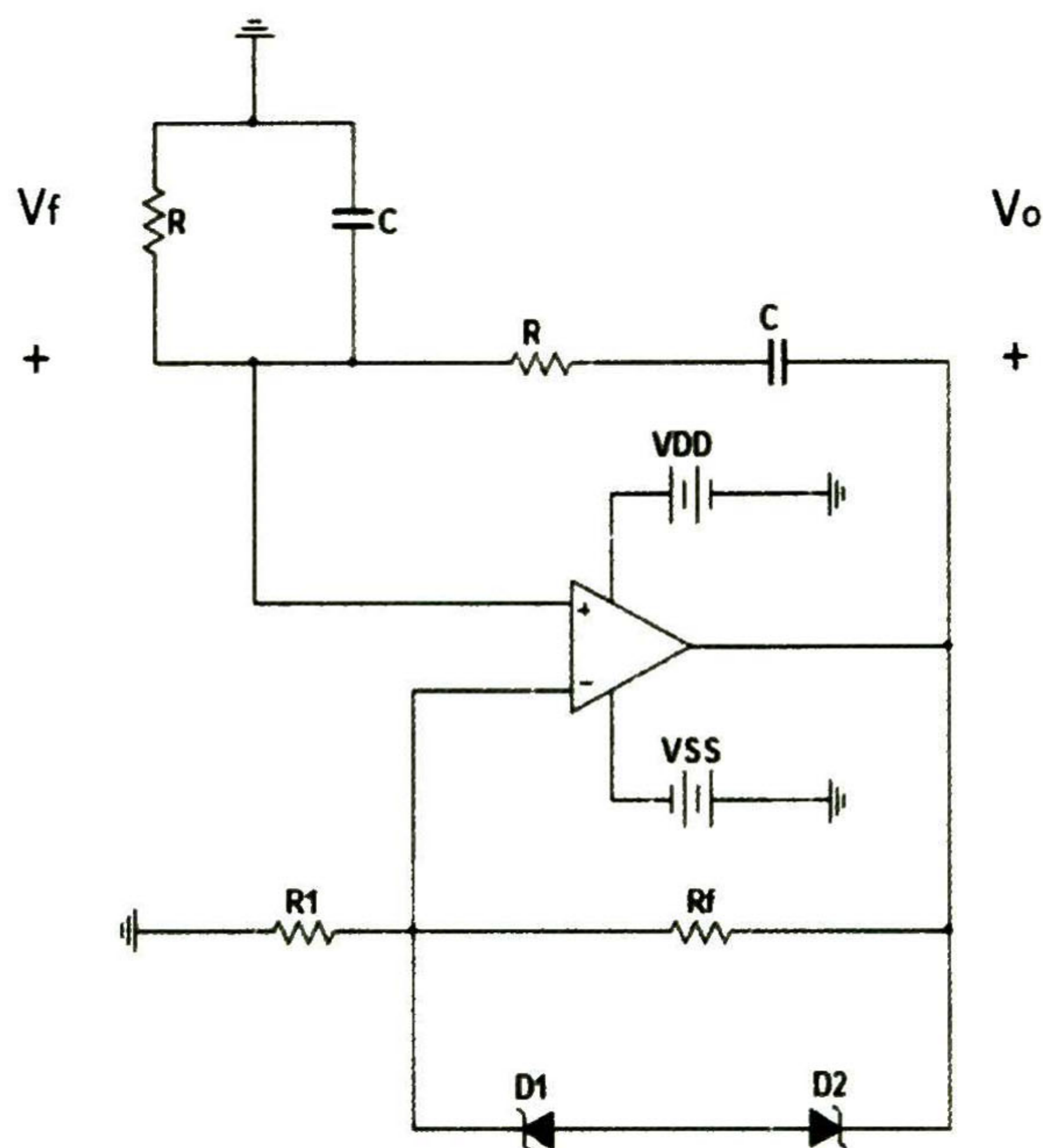


Fig.2.11. Oscilador de puente de Wien con estabilización de magnitud

El amplificador operacional, junto con  $R_1$  y  $R_F$ , funciona como un amplificador no inversor, el oscilador de puente de Wien es uno de los osciladores de audiofrecuencia de uso más común. La frecuencia de oscilación de un oscilador de puente de Wien es

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \tag{2.17}$$

Y la condición de magnitud para la oscilación es

$$\frac{R_F}{R_1} = 2 \tag{2.18}$$

## 2.6. Conclusiones

En este capítulo se mostró la teoría básica de oscilación. Un oscilador está compuesto por dos etapas principales: una etapa de retroalimentación positiva y una etapa de amplificación; cabe mencionar que para que un circuito oscile debe de cumplir con las condiciones de oscilación de *Barkhausen*.

Si se habla de osciladores discretos dos son los grupos principales: Osciladores LC y osciladores RC. Se emplean componentes discretos cuando se busca alcanzar altos niveles de desempeño en sensibilidad debido a que se alcanza un mayor factor de calidad ( $Q$ ), en comparación a los osciladores integrados. Sin embargo entre los principales inconvenientes se encuentra su gran área de integración.

Los osciladores discretos se utilizan para aplicaciones en el orden de Hz a cientos de MHz; los osciladores RC se emplean a frecuencias menores a 100 kHz mientras que los osciladores LC se emplean para frecuencias en el rango de 100 kHz a 100 MHz.

Los osciladores LC tienen la ventaja de emplear elementos reactivos relativamente pequeños, cuentan con un factor de calidad ( $Q$ ) más elevado que los osciladores RC y entre sus aplicaciones se encuentran: generadores de señal, transmisores de radio sintonizables y osciladores locales en receptores de radio. Por otro lado los osciladores RC suelen ser empleados en equipos de medición, sobre todo el oscilador puente de Wien que se utiliza en la medición de resistencias, capacitores e inductores.

Tres son los osciladores LC más conocidos: Colpitts, Hartley y Clapp. De todos el más común y empleado es el Colpitts, el cual se encuentra constituido por un divisor capacitivo y un inductor de retroalimentación. El oscilador Hartley por otro lado se encuentra constituido por un divisor inductivo y un capacitor de retroalimentación. El oscilador Hartley es más difícil de sintetizar que el oscilador Colpitts debido a que existe menor variedad de valores de inductores que de capacitores, otra desventaja es su dificultad para sintonizar.

Ahora bien el oscilador Clapp es una modificación del oscilador Colpitts, la única diferencia entre ambos es que al oscilador Clapp cuenta con un capacitor ( $C_3$ ) en serie con la bobina. Este condensador junto con el inductor controlan en gran medida la frecuencia de oscilación del circuito y con esto mejora la estabilidad en la frecuencia. Otra ventaja de emplear el oscilador Clapp es su alto factor de calidad ( $Q$ ) en comparación con el oscilador Colpitts equivalente, además de tener un mejor control en el voltaje de retroalimentación y por tanto en la condición de oscilación; como consecuencia el oscilador Clapp es preferido en osciladores de frecuencia variable.





## Capítulo 3

### Metodología de Diseño de osciladores LC

Se mostrará el análisis matemático de un oscilador Colpitts con el objetivo de relacionar las condiciones de oscilación descritas por Barkhausen con los parámetros del oscilador y después proponer una metodología de diseño de osciladores LC con componentes discretos. Además se aplicará dicha metodología en el diseño de un oscilador Clapp, el cual trabaja a una frecuencia de oscilación de 200 kHz. Cabe recalcar que la metodología propuesta solo asegura que el circuito oscilará, la forma de onda del voltaje de salida y su magnitud no son consideradas; las consideraciones para obtener una señal “puramente” senoidal se analizarán en el capítulo siguiente.

#### 3.1 Introducción

Un oscilador está compuesto por dos bloques principales: una etapa de amplificación y una red de retroalimentación positiva. En la práctica, la correcta polarización del amplificador determina el adecuado funcionamiento del oscilador y minimiza la distorsión armónica total. La etapa de retroalimentación, por otro lado, determina la frecuencia de oscilación y establece las condiciones para que ocurra la oscilación.

Si se acude a la información disponible puede concluirse que no existe un método práctico para diseñar un oscilador. Aún más, es muy recurrente encontrar información matemática que describe las condiciones que deben satisfacerse para que un circuito oscile, mas no se dice cómo sintetizar esas condiciones y mucho menos cuál la correlación entre los distintos parámetros de desempeño. Por lo anterior, en este capítulo es de interés poner a consideración de la comunidad una metodología de diseño para sintetizar las condiciones de oscilación usando componentes discretos y corroborar su operación en laboratorio. En ese tenor es de interés compartir diversas recomendaciones prácticas que ayuden a cuantificar el desempeño del circuito oscilador.

#### 3.2 Análisis del Oscilador Colpitts

Un oscilador es un circuito con retro-alimentación positiva, y para que se cumpla la condición de magnitud de Barkhausen la ganancia del lazo debe ser cero. Esto es

$$1 - A\beta = 0 \quad (3.1)$$

que es realmente la ecuación característica del circuito. Por tanto, la condición para la oscilación se puede obtener a partir de la ecuación característica, sin tener que recurrir a las funciones de transferencia del circuito. Entonces, primero debe hacerse el análisis nodal al circuito para obtener el determinante. Una vez que se obtiene el determinante debe simplificarse e igualarse a cero la parte real de la ecuación, lo que permitirá obtener la frecuencia de oscilación del circuito. Luego, se aplica la condición de fase, la que determina que el ángulo de fase debe ser igual a un múltiplo de  $2\pi$ ; la parte imaginaria se iguala a cero y se substituye el valor de la frecuencia de oscilación, el resultado final es justamente la condición para mantener la oscilación. El oscilador a analizar se muestra en la Fig.3.1, donde la polarización usada es monopolar.

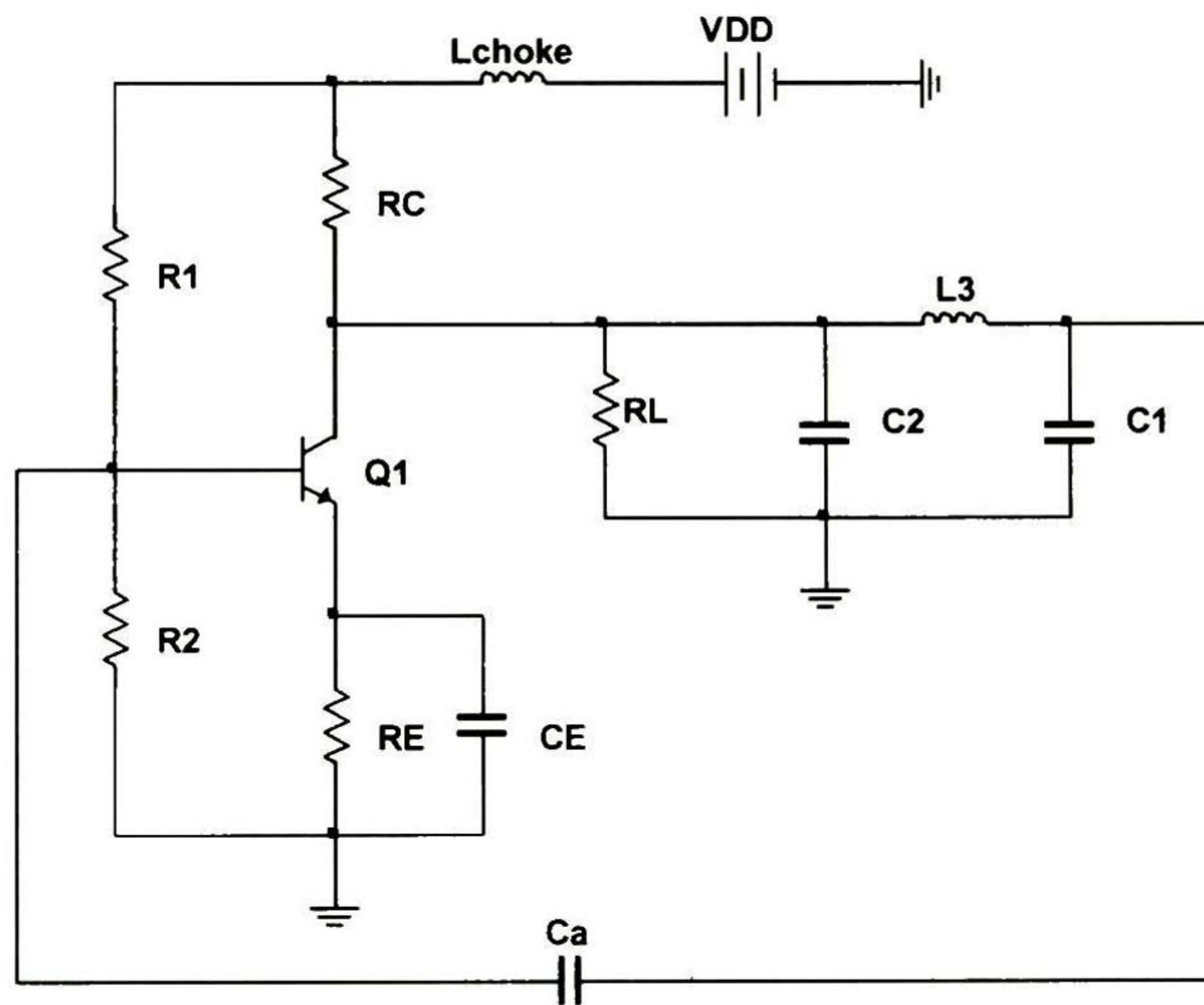


Fig.3.1. Oscilador Colpitts con transistor BJT

Para obtener la ecuación característica del oscilador es necesario realizar un análisis de pequeña señal. Generalmente tanto la bobina de choque de RF, el capacitor de emisor como el capacitor de acople son impedancias de gran valor a la frecuencia de oscilación; el circuito equivalente en CA se muestra en la Fig.3.2, donde se ha omitido el que corresponde al transistor bipolar. Existen varios modelos que representan al transistor en pequeña señal, sin embargo el modelo híbrido- $\pi$  es el más adecuado porque modela al transistor como una fuente de corriente controlada por voltaje, tal como se muestra en la Fig.3.3a [13]. En la Fig.3.3b se muestra el circuito eléctrico equivalente de pequeña señal con el correspondiente modelo del transistor.

A partir del análisis de nodos, del circuito, se obtienen las siguientes expresiones:

$$V_B \left[ \frac{1}{R_i} - \omega C_1 j + \frac{j}{L_3 \omega} \right] + V_C \left[ -\frac{j}{L_3 \omega} \right] = 0 \quad (3.2)$$

$$V_B \left[ g_m + \frac{j}{L_3 \omega} \right] + V_C \left[ \frac{1}{R_o} + C_2 \omega j - \frac{j}{L_3 \omega} \right] = 0 \quad (3.3)$$

donde  $V_B$  es el voltaje en la terminal de base,  $V_C$  es el voltaje en el colector,  $R_i$  es la resistencia equivalente del paralelo formado por  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_\pi$ ;  $\omega$  es la frecuencia de oscilación,  $g_m$  es la transconductancia y  $R_o$  es la resistencia equivalente del paralelo debido a  $R_C$  y  $R_L$ .

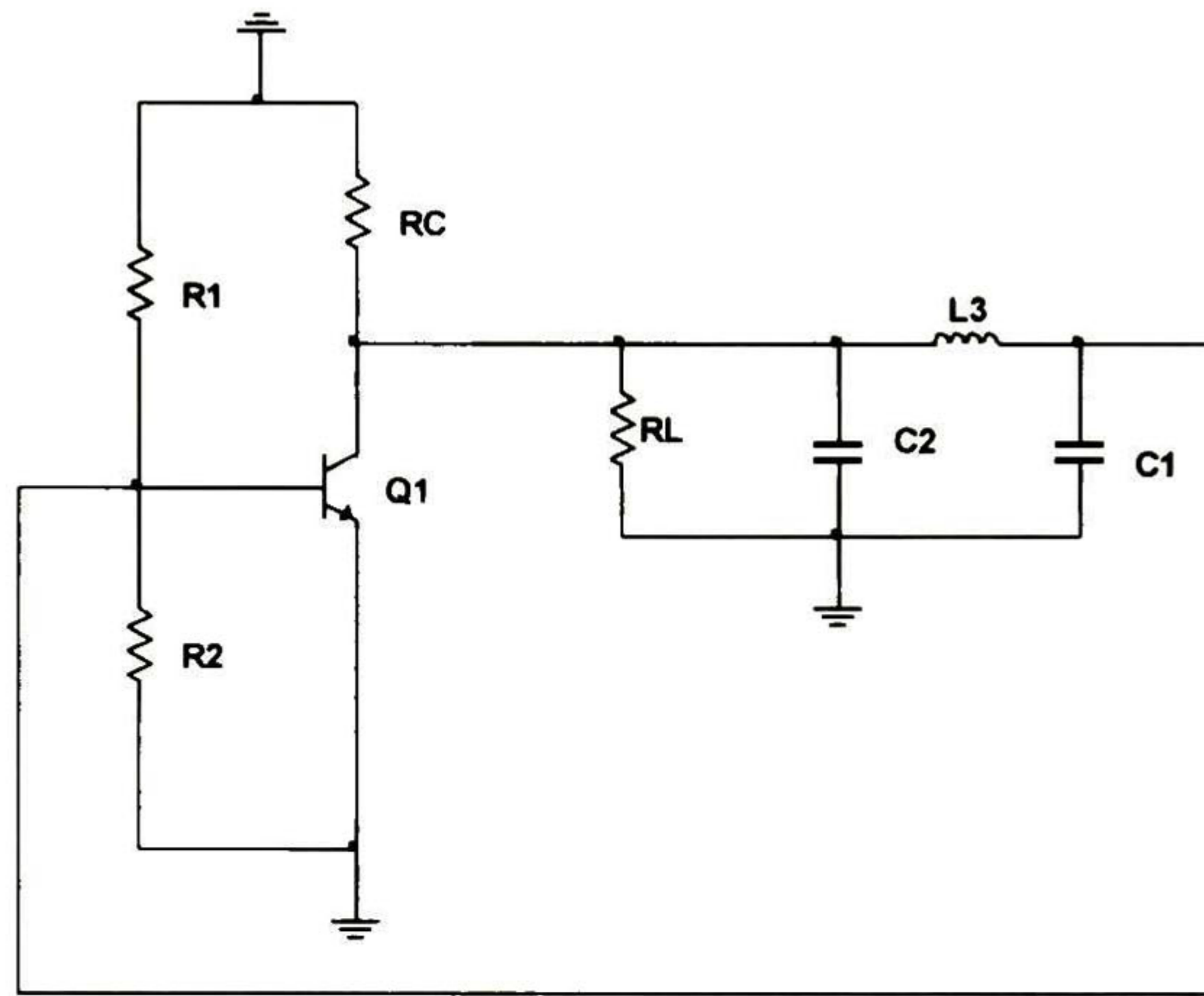


Fig.3.2. Circuito CA equivalente

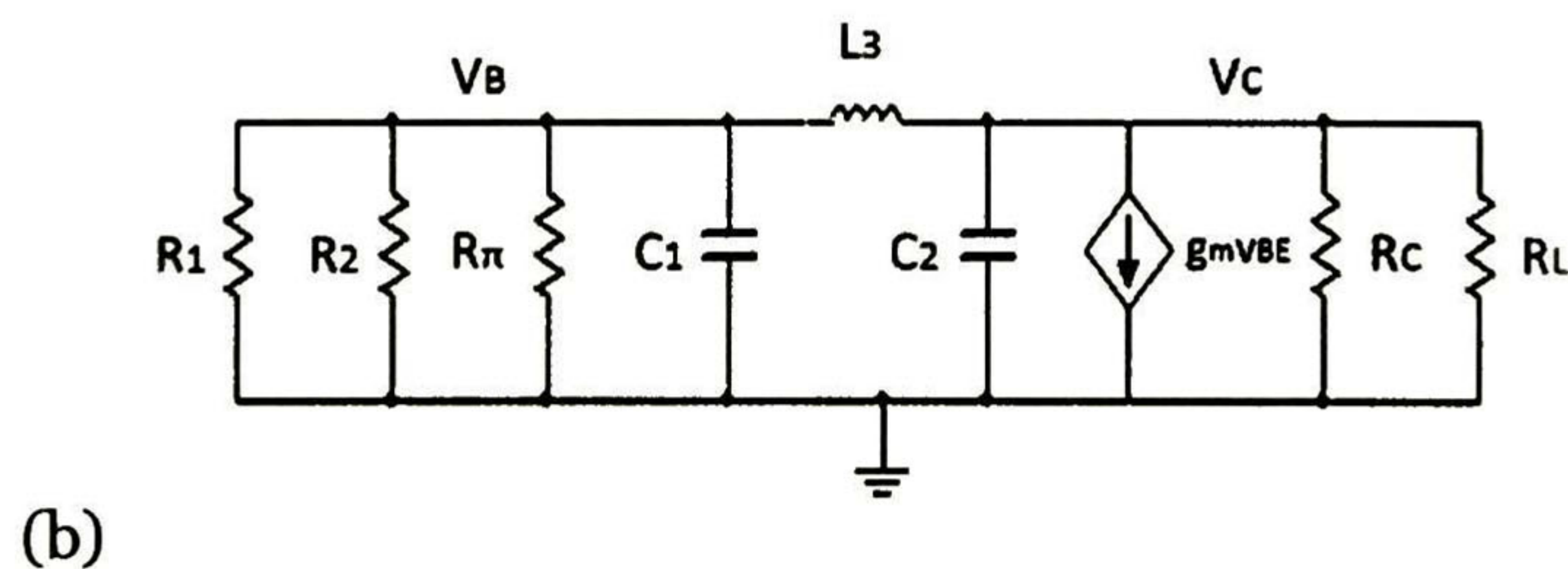
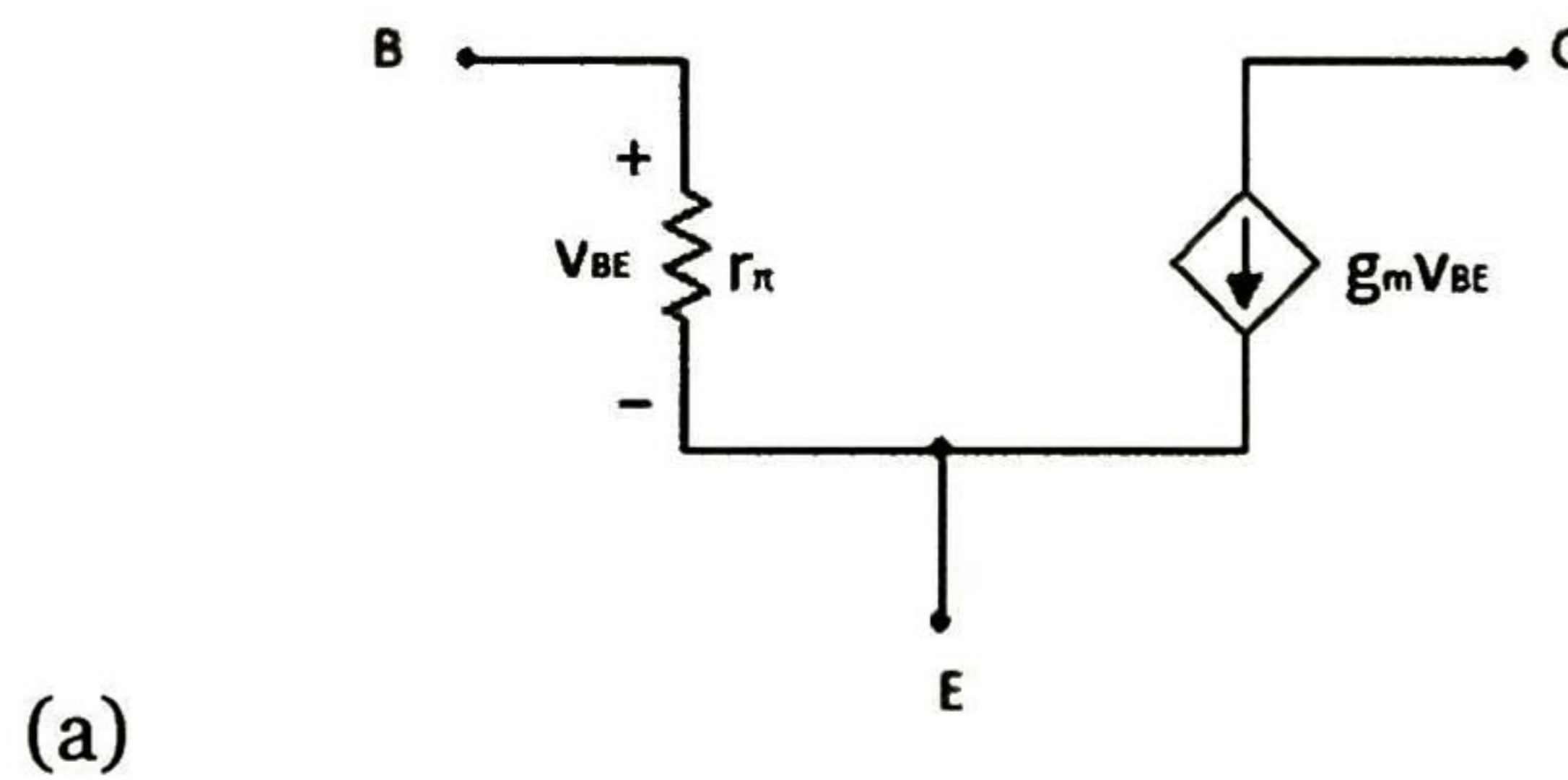


Fig.3.3. Modelo híbrido- $\pi$  (a), y circuito equivalente en pequeña señal (b)

El determinante que se obtiene de (3.2) y (3.3) es

$$C_1 C_2 \omega^2 + \frac{1}{R_i R_o} - \frac{C_1}{L_3} - \frac{C_2}{L_3} + \left[ \frac{C_2}{R_i} \omega + \frac{1}{L_3 R_o \omega} + \frac{g_m}{L_3 \omega} - \frac{1}{R_i L_3 \omega} - \frac{\omega C_1}{R_o} \right] j \quad (3.4)$$

Igualando la parte real a cero se obtiene la frecuencia del oscilador Colpitts:

$$\omega = \left[ \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_3} + \frac{1}{C_1 C_2 R_i R_o} \right]^{1/2} \quad (3.5)$$

donde  $C_2$  y  $C_1$  son los capacitores a la salida y a la entrada del transistor respectivamente;  $L_3$  es el inductor de retroalimentación. Luego, suponiendo que  $R_o$  es de gran valor, se cumple que  $R_i R_o > 1/(C_1 C_2)$  y en consecuencia puede aproximarse la frecuencia de oscilación a una expresión simple:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_3} \right]^{1/2} \quad (3.6)$$

Por otro lado, la condición de oscilación se obtiene igualando a cero la parte imaginaria del determinante, y sustituyendo el valor de la frecuencia de oscilación. El resultado está dado por

$$g_m R_i = \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_1 R_i}{C_2 R_o} + \frac{L_3}{C_2 R_o^2} + \frac{L_3}{C_1 R_i R_o} \quad (3.7)$$

Sin embargo, porque  $R_o$  es de gran valor la condición de oscilación se reduce a

$$g_m = \frac{C_2}{R_i C_1} \quad (3.8)$$

Este resultado proporciona el valor mínimo de  $g_m$  que se requiere para sostener la oscilación con una amplitud constante. Ahora bien, si  $g_m$  es menor a ese valor, la oscilación decae exponencialmente a cero. Pero, si  $g_m$  es mayor que ese valor, la amplitud crecerá exponencialmente hasta que la no linealidad del transistor limite la amplitud. Por lo tanto, para asegurar la oscilación el valor de  $g_m$  debe ser mayor que el valor mínimo postulado por (3.8).

Aplicando el mismo análisis a osciladores Hartley y Clapp, es posible obtener las ecuaciones básicas que describen el comportamiento de dichos osciladores y por lo tanto a partir de dichos resultados proponer una metodología apta para cualquiera de las tres topologías.

### 3.3 Metodología de Diseño de Osciladores LC

El primer paso en el diseño de un oscilador LC es seleccionar el circuito amplificador, luego definir la topología de la red de retro-alimentación, finalmente establecer qué frecuencia de oscilación se desea. Dos son los aspectos esenciales en el diseño del oscilador: la polarización correcta del circuito como se describe en [14] y el cumplimiento de las condiciones de oscilación. Para la síntesis, el oscilador a diseñar utiliza un transistor BJT como dispositivo activo, el cual se configura para operar en emisor común (ver Fig.3.4). En la Fig.3.5 se muestra las diferentes topologías de la red de retroalimentación.

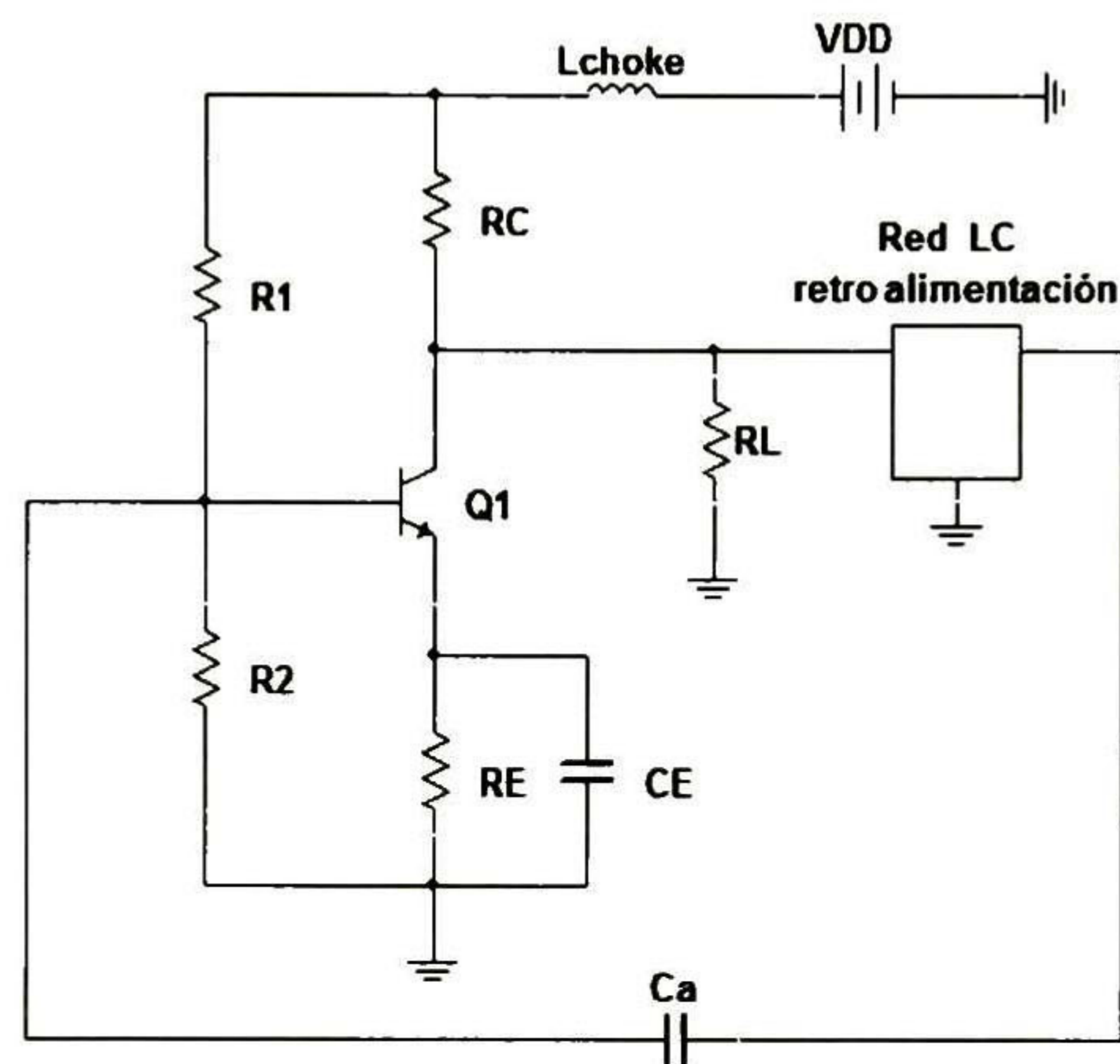


Fig.3.4. Oscilador LC

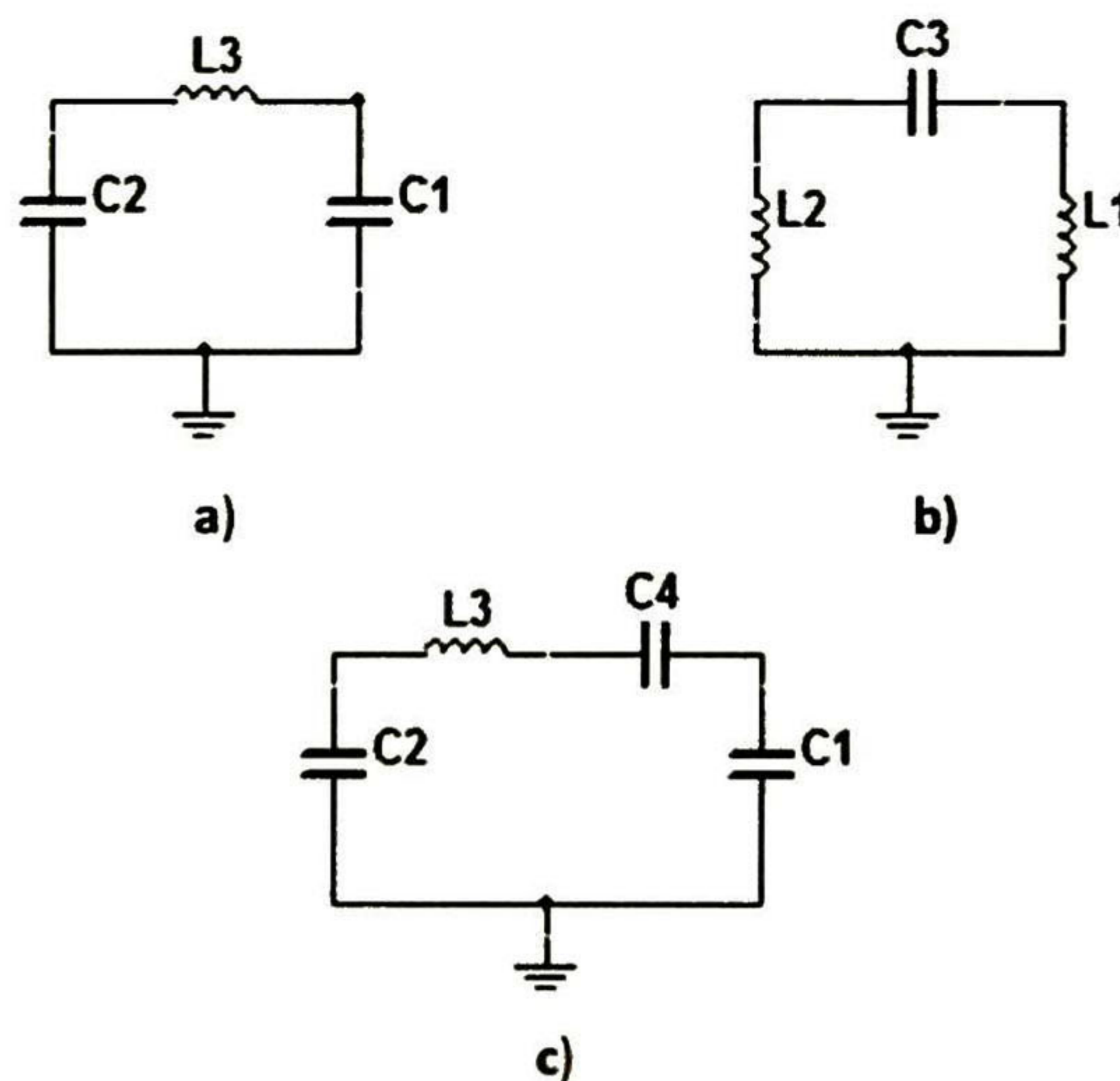


Fig.3.5. Bloques de retro-alimentación: a) Oscilador Colpitts, b) Oscilador Hartley, c) Oscilador Clapp

La metodología que se propone, para el diseño de un oscilador LC, es la siguiente:

1. Definir la corriente de salida del transistor, ( $I_{CE}$ )<sup>1</sup>. Entre menor corriente menor potencia disipará el transistor y mayor será el ahorro de energía.
2. Definir el voltaje de alimentación del circuito, ( $V_{DD}$ )<sup>2</sup>.
3. Obtener el voltaje entre colector y emisor, ( $V_{CE}$ )<sup>3</sup>. Por simplicidad del diseño se define al voltaje  $V_{CE}$  como el 25% del valor de  $V_{DD}$ :

$$V_{CE} = \frac{V_{DD}}{4} \quad (3.9)$$

4. Obtener el voltaje en el colector, ( $V_C$ )<sup>4</sup>. Se recomienda establecerlo al 50% del valor de  $V_{DD}$ :

$$V_C = \frac{V_{DD}}{2} \quad (3.10)$$

5. Obtener la relación entre los resistores  $R_E$  y  $R_C$ ; tomar como base del cálculo la corriente y el voltaje de alimentación deseados<sup>5</sup>:

$$R_E + R_C = \frac{V_{DD} - V_{CE}}{I_{CE}} \quad (3.11)$$

6. Obtener la resistencia mínima conectada al emisor,  $R_{E,MIN}$ <sup>6</sup>. Esta resistencia es necesaria para mantener la estabilidad de la corriente  $I_{CE}$  ante variaciones de temperatura:

$$R_{E, \min} = \frac{T(2.5mV/^\circ C)}{I_{CE} \Delta T} \quad (3.12)$$

donde  $T$  es la temperatura (en  $^\circ C$ ) a la que el circuito está operando, y  $\Delta T$  es la variación térmica (en %).

7. Obtener el voltaje para polarizar la base del transistor<sup>7</sup>, ( $V_B$ ). Se define al voltaje  $V_B$  como el 25% del valor de  $V_{DD}$ :

---

<sup>1</sup> Sígase el siguiente ejemplo:  $I_{CE} = 10 \text{ mA}$ .

<sup>2</sup> Sea  $V_{DD} = 12 \text{ V}$ .

<sup>3</sup>  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ .

<sup>4</sup>  $V_C = 6 \text{ V}$ .

<sup>5</sup> La suma de  $R_E$  y  $R_C$  es igual a  $900 \Omega$ .

<sup>6</sup> Considerando que el circuito operará a una temperatura de  $25^\circ C$  y la corriente  $I_{CE}$  debe permanecer constante a una variación del 5% de la temperatura,  $R_{E, MIN} = 125 \Omega$ .

<sup>7</sup>  $V_B = 3 \text{ V}$ .

$$V_B = \frac{V_{DD}}{4} \quad (3.13)$$

8. Obtener  $R_E$ . Esta resistencia se obtiene con la ley de Ohm<sup>8</sup>:

$$R_E = \frac{V_B - 0.6}{I_{CE}} \quad (3.14)$$

9. Obtener  $R_C$ . El valor se deduce del de  $R_E$  y con ayuda de (3.11)<sup>9</sup>.

10. Definir la ganancia en corriente continua, ( $\beta_{DC}$ ). Esta ganancia<sup>10</sup> es función de la corriente de salida del transistor ( $I_{CE}$ ) y del voltaje de alimentación ( $V_{DD}$ ). Para el caso del transistor 2N2222 la ganancia en corriente se puede aproximar a

$$\beta_{DC} \approx 200 \quad (3.15)$$

11. Obtener  $I_B$ . Esta corriente se obtiene de la característica básica del transistor<sup>11</sup>:

$$I_B \approx \frac{I_{CE}}{\beta_{DC}} \quad (3.16)$$

12. Definir  $R_2$  y obtener el valor de  $R_1$ . La ecuación de diseño está dada por<sup>12</sup>:

$$R_1 = \frac{V_{DD} - V_B}{I_B + V_B/R_2} \quad (3.17)$$

13. Obtener  $I_1$ . Es la corriente que fluye por el resistor  $R_1$  y se obtiene con ayuda de la ley de Ohm<sup>13</sup>:

$$I_1 = \frac{V_{DD} - V_B}{R_1} \quad (3.18)$$

14. Definir la topología del oscilador<sup>14</sup>. Fundamentalmente debe seleccionarse la red de retroalimentación para un oscilador Colpitts, Hartley o Clapp. La selección depende de la aplicación específica.

15. Establecer la frecuencia de oscilación ( $f_o$ ), en Hz<sup>15</sup>.

---

<sup>8</sup>  $R_E = 240\Omega$ .

<sup>9</sup> Siendo  $R_E = 240\Omega$  y la suma de  $R_E + R_C = 900\Omega$ ,  $R_C = 660\Omega$ .

<sup>10</sup>  $\beta_{DC} = 200$ .

<sup>11</sup>  $I_B = 50 \mu A$ .

<sup>12</sup> Se propone  $R_2 = 10k\Omega$  y por lo tanto  $R_1 = 25.7k\Omega$ .

<sup>13</sup>  $I_1 = 0.35 \text{ mA}$ .

<sup>14</sup> Se selecciona el Oscilador Clapp.

16. Establecer la relación  $n$ .  $n$  es la relación entre las capacitancias de entrada y salida para los osciladores Colpitts y Clapp<sup>16</sup>:

$$n = \frac{C_1}{C_2} \quad (3.19)$$

Mientras que para el oscilador Hartley  $n$  es la relación entre las inductancias de salida y entrada:

$$n = \frac{L_2}{L_1} \quad (3.20)$$

El valor típico de  $n$  es 1, sin embargo es posible emplear otros valores, la relación  $n=4$  por ejemplo tiene la ventaja de disminuir la distorsión armónica de la oscilación, sin embargo cuenta con la desventaja de disminuir el voltaje pico a pico de la señal senoidal.

17. Definir la reactancia de retro-alimentación ( $X_3$ ). Para el oscilador Colpitts y Clapp se propone un valor para la inductancia de retroalimentación ( $L_3$ ), mientras que para el oscilador Hartley el valor del capacitor de retro-alimentación ( $C_3$ ) está bajo el control del diseñador<sup>17</sup>.

18. Obtener las reactancias de entrada y de salida ( $X_1$  y  $X_2$ , respectivamente)<sup>18</sup>. Éstas dependen de la topología seleccionada para implementar el oscilador. Por ejemplo:

a) Oscilador Colpitts.

$$C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_3} \left( \frac{n+1}{n} \right) \quad (3.21)$$

$$C_1 = nC_2 \quad (3.22)$$

b) Oscilador Hartley.

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_3} \left( \frac{1}{1+n} \right) \quad (3.23)$$

$$L_2 = nL_1 \quad (3.24)$$

c) Oscilador Clapp. Se propone  $C_2$  y se calcula el capacitor  $C_3$  a partir del siguiente modelo

<sup>15</sup> Se desea que la frecuencia de oscilación del circuito sea de 200 kHz.

<sup>16</sup> Se establece que  $n = 1$ .

<sup>17</sup> Se propone  $L_3 = 1\text{mH}$ .

<sup>18</sup> Se propone  $C_2 = 10\text{ nF}$  y se obtiene  $C_3 = 633.25\text{ pF}$ .



$$C_3 = \frac{C_2}{4\pi^2 f_0^2 L_3 C_2 + (1/n) - 1} \quad (3.25)$$

19. Determinar la condición de oscilación<sup>19</sup>. Con ésta se define el valor de transconductancia mínima necesaria para mantener oscilaciones estables. Entonces, a) para el oscilador Colpitts y Clapp la condición es

$$g_m = \frac{C_2}{R_{in} C_1} \quad (3.26)$$

donde  $g_m$  es la transconductancia del transistor BJT (en S),  $C_2$  y  $C_1$  son los capacitores de salida y entrada del transistor, respectivamente, y  $R_{in}$  es la impedancia resistiva a la entrada del transistor formada por el paralelo de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_{pi}$ . b) Para el caso del oscilador Hartley la condición es

$$g_m = \frac{L_1}{R_{in} L_2} \quad (3.27)$$

donde  $L_2$  y  $L_1$  son los inductores de salida y entrada del transistor, respectivamente.

20. Determinar valores para la capacitancia e inductancia de acoplamiento ( $C_a$  y  $L_{choke}$ )<sup>20</sup>. En la práctica se requiere una inductancia y capacitancia, denominada *de acople*, para aislar la corriente alterna de la corriente directa del transistor así como la corriente alterna del circuito de la fuente de alimentación.

La inductancia  $L_{choke}$  y la capacitancia de acople ( $C_a$ ) representan impedancias de gran valor a la frecuencia de oscilación, por lo que existe un valor de capacitancia mínima para aislar, de manera adecuada, la corriente alterna de la corriente en directa para una frecuencia de oscilación específica. La capacitancia de acople mínima está dada por

$$C_{a,min} = \frac{1}{2\pi R_{in} f_0} \quad (3.28)$$

Un valor típico para la inductancia de choke ( $L_{choke}$ ) es 2mH.

La metodología propuesta cuenta con ciertas limitaciones en frecuencia, el rango de frecuencias aplicable es de 22.5 MHz a 2.25 kHz, fuera de este rango la metodología no asegura la correcta oscilación del circuito; si se trabaja con frecuencias en el orden de MHz es conveniente emplear inductores en el rango de 1µH a 500 µH y capacitores de

<sup>19</sup> Considerando que  $R_{pi}$  es un valor muy grande en comparación a  $R_1$  y  $R_2$ ,  $R_{in}$  se aproxima solo al paralelo de  $R_1$  y  $R_2$ , siendo igual a 7.19 kΩ, por lo tanto la condición de oscilación es  $g_m \geq 0.138$  mS.

<sup>20</sup>  $C_{a,min} = 110.5$  pF, se selecciona un valor para la capacitancia de acople 100 veces mayor al valor mínimo, es decir  $C_a = 10$  nF y tomando el valor recomendado  $L_{choke} = 2$  mH [14].

100 pF a 100 nF; mientras si se trabaja con frecuencias en kHz se recomienda inductores en el rango de 0.5 mH a 100 mH y capacitores de 10 nF a 100 nF.

### **3.4 Conclusiones**

En este capítulo se presentó una metodología de diseño de osciladores LC con componentes discretos, la cual permite sintetizar tanto osciladores Colpitts, Hartley o Clapp. Con la finalidad de comprender a profundidad la relación entre las condiciones de oscilación de Barkhausen y los parámetros de diseño se realizó un análisis a pequeña señal del oscilador Colpitts.

El desarrollo matemático mostrado permite comprender la teoría básica de oscilación y la importancia de la transconductancia del transistor. Existe un valor mínimo de transconductancia para generar y mantener la oscilación del circuito, este valor es función de la relación entre las reactancias de entrada y salida de la red de retroalimentación, así como de la resistencia de entrada del transistor.

La metodología de diseño propuesta se puede dividir en dos bloques: el primero corresponde al diseño de la red de polarización y el segundo corresponde al diseño de la red de retroalimentación.

El diseño de la red polarización es de suma importancia pues afecta directamente a la transconductancia del transistor, por lo tanto se debe asegurar que el valor obtenido sea mayor al mínimo requerido para generar la oscilación. La metodología se centra en la polarización de un BJT sin embargo puede ser fácilmente adaptada a Mosfets.

El diseño de la red de retroalimentación tiene como finalidad determinar los valores de la red para obtener la frecuencia de oscilación deseada, un parámetro de relevancia es la relación entre la reactancia de entrada y salida ( $n$ ), dicho parámetro influye en la distorsión armónica del voltaje de salida.

Como último paso se obtienen los valores de la capacitancia e inductancia de acoplamiento. Durante el desarrollo de la metodología se presenta el diseño de un oscilador Clapp, a una frecuencia de 200 kHz, con la finalidad de mostrar el flujo de diseño y las consideraciones prácticas a tener en consideración. Cabe mencionar que la metodología propuesta cuenta con un rango de frecuencia específico, de 2.25 kHz a 22.5 MHz, este rango es consecuencia de la viabilidad de sintetizar los valores de inductores y capacitores discretos.

# Capítulo 4

## Oscilador Clapp

Se presentan resultados de simulación y experimentales del Oscilador Clapp diseñado, esto con el objetivo de validar la metodología propuesta y comparar el desempeño real del circuito en relación con el obtenido a nivel simulación. De este estudio se proponen recomendaciones para mejorar la forma de onda generada, buscando así obtener la señal más “pura” posible. Se propone también un modelo para relacionar la temperatura con la frecuencia de oscilación y se analiza que tan estable es la frecuencia a condiciones de temperatura constante.

### 4.1 Introducción

El oscilador Clapp cuenta con una serie de ventajas en comparación con otros tipos de osciladores LC, léase Colpitts y Hartley. Las principales son la facilidad de emplear esta topología en osciladores de frecuencia variable, debido a que la frecuencia de oscilación sólo es función de  $L_3$  o  $C_3$ , elementos que no intervienen en la condición de oscilación y por lo tanto pueden ser variables; caso que no ocurre en los osciladores Colpitts y Hartley donde la variación de la frecuencia de oscilación se compromete con la condición de oscilación. Por lo tanto es de gran interés analizar de manera profunda el comportamiento del oscilador Clapp.

En este capítulo se retomó el oscilador Clapp diseñado en el capítulo anterior con el objetivo de validar la metodología de diseño propuesta, por lo tanto se simuló el circuito en T-SPICE y se implementó físicamente; el modelo del transistor se encuentra disponible en [15]. Los parámetros de diseño del oscilador son:  $I_{CE} = 10$  mA,  $V_{DD} = 12$  V y  $f_o = 200$  kHz; en la Fig.4.1 se muestra el circuito obtenido.

### 4.2 Simulación en SPICE de Oscilador Clapp

Con el objetivo de validar el diseño se simuló en T-SPICE el oscilador Clapp a una temperatura de 25°C. En la Tabla 4.1 se muestran los resultados del análisis en DC y AC. Mientras que en la Fig.4.2 se muestra la forma de onda del voltaje en el nodo de salida.

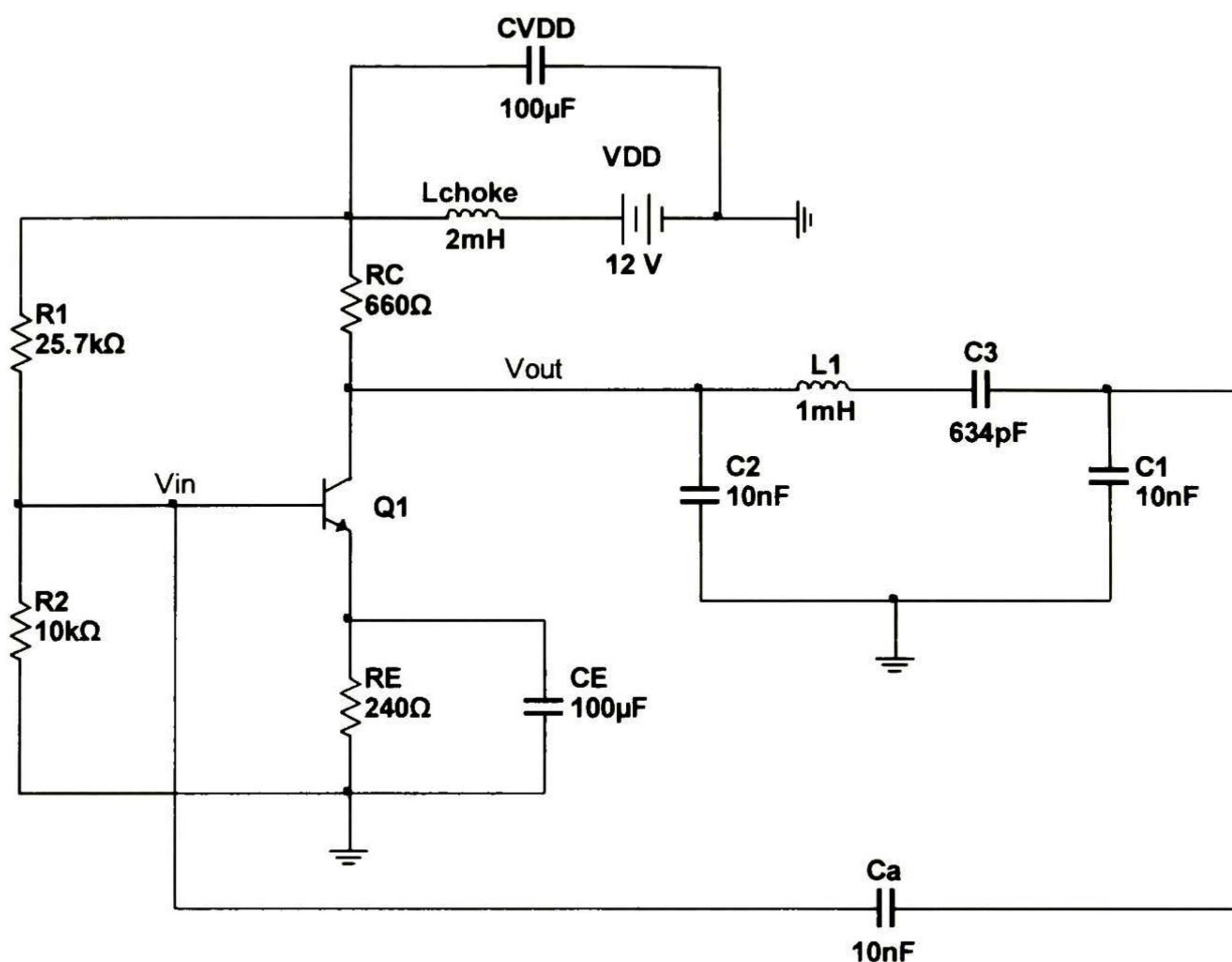


Fig.4.1. Oscilador Clapp,  $f_o = 200$  kHz

Tabla 4.1. Análisis en SPICE

Análisis en DC	
$V_C$	5.77 V
$V_B$	3.02 V
$V_E$	2.27 V
$I_{CE}$	9.79 mA
$g_m$	355.61 mS
$R_{pi}$	587.03 $\Omega$
Análisis en AC	
$v_C$	11.47 Vpp
$f_{osc}$	208.9 kHz

A partir de la Tabla 4.1 se observa que la corriente a la salida del transistor es 0.26 mA más pequeña que la corriente deseada, existiendo un error absoluto del 2.6 %. Por lo tanto el comportamiento en DC del circuito a nivel simulación y a nivel diseño es muy similar, además la condición de oscilación se cumple si se compara la  $g_m$  mínima con la  $g_m$  obtenida. La variación más importante entre los parámetros de diseño, y los obtenidos en la simulación, es la frecuencia de oscilación, la cual varía casi 9kHz, es decir un error absoluto del 4.45 %; este error se debe a que en la ecuación de la frecuencia no se considera ni la impedancia de salida del transistor ( $R_o$ ) ni la impedancia de entrada a la base ( $R_i$ ).

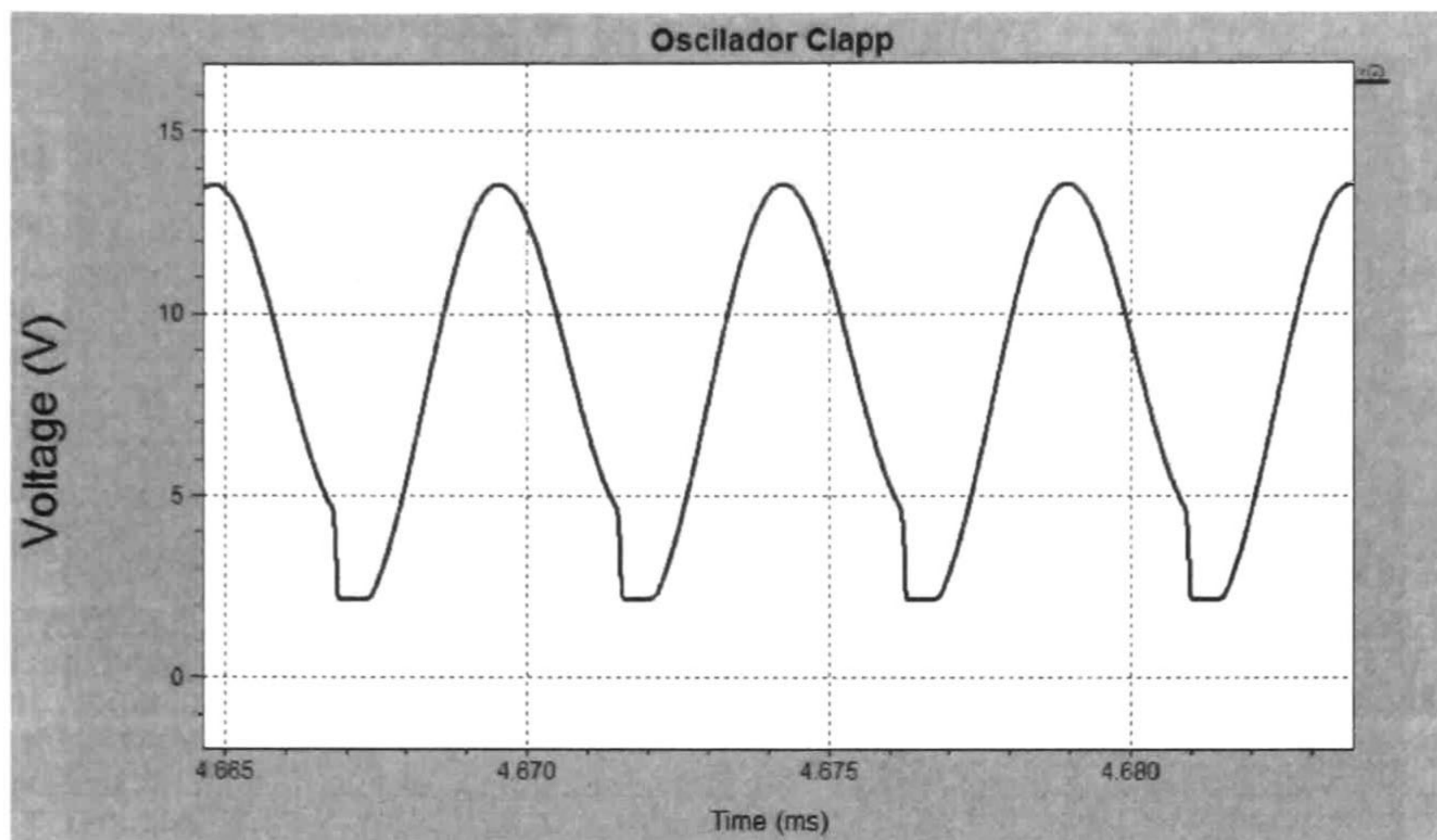


Fig.4.2. Voltaje de salida

Tal como se muestra en la Fig.4.2, el voltaje obtenido a la salida del oscilador no es senoidal, contiene componentes armónicos y su magnitud es igual a 11.47 V<sub>pp</sub>. En la Fig.4.3 se muestra el espectro del voltaje de salida, donde se observa la componente fundamental y las dos primeras armónicas. La diferencia en decibeles entre la componente fundamental y el primer armónico es de 25 dB, aproximadamente.

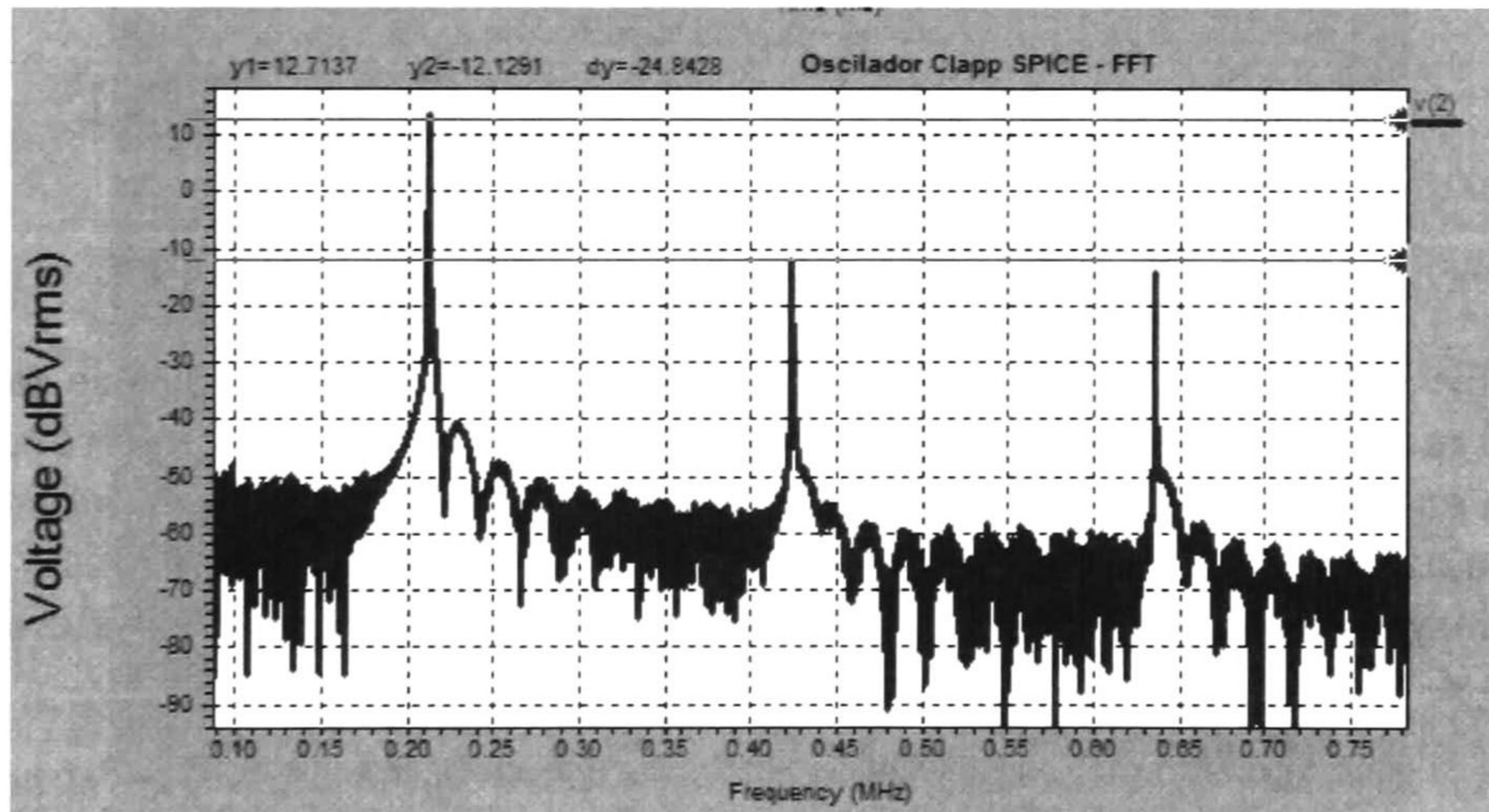


Fig.4.3. Espectro del voltaje de salida

Con el fin de determinar qué tan pura es la señal de salida se realizó un análisis de Fourier en T-SPICE, el resultado obtenido se muestra en la Tabla 4.2. La distorsión armónica total del circuito es de 10.06 %, este valor de distorsión es alta por lo que se buscará mejorar el comportamiento espectral de osciladores LC discretos.

Tabla 4.2. Análisis de Fourier

Armónico	Frecuencia	Comp. de Fourier	Comp. de Fourier Normalizado	Fase	Fase Normalizada
1	208.9 kHz	5.497	1	-26.47°	0
2	417.8 kHz	0.319	0.058	4.452°	30.93
3	626.7 kHz	0.227	0.041	105.1°	131.64
4	835.6 kHz	0.173	0.031	-170°	-143.59
5	1.044 MHz	0.096	0.017	-74.22°	-47.74

### 4.3 Resultados Experimentales de Oscilador Clapp

El oscilador Clapp fue diseñado para trabajar con una corriente en la rama de salida de 10 mA y una frecuencia de oscilación de 200 kHz, sin embargo estos valores no se alcanzan en la práctica; el desempeño real del circuito se muestra en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Desempeño del Oscilador Clapp

DC	
$V_C$	4.8 V
$V_B$	2.97 V
$V_E$	2.29 V
$I_{CE}$	10.58 mA
AC	
$v_{out}$	4.5 V <sub>pp</sub>
$v_{in}$	2.63 V <sub>pp</sub>
$f_{osc}$	228.5 kHz

De la tabla 4.3 se puede observar que la corriente que maneja la rama de salida del oscilador es mayor a la corriente de diseño en 0.58 mA, obteniendo así un error absoluto del 5.8 % en relación a la  $I_{CE}$  deseada. Por otro lado, la frecuencia de oscilación obtenida es igual a 228.5 kHz distando un 14.5 % del valor de frecuencia deseado, este error se debe en mayor medida a la tolerancia de los componentes de la red de retroalimentación así como al efecto capacitivo parásito agregado por la placa de prueba.

En las Fig. 4.4 y 4.5 se muestran los voltajes en el puerto de salida y en el puerto de entrada respectivamente del oscilador. Observando las Fig. 4.4 y 4.5 se puede concluir que aunque usualmente el voltaje de salida del oscilador se mide en el colector del transistor bipolar, el voltaje en la base cuenta con un mejor desempeño en cuanto a distorsión. Como se muestra en la Fig.4.4 la forma de onda de la salida no es puramente senoidal, la frecuencia de oscilación es de 229.5 kHz y el voltaje pico a pico de la señal es de 4.5 V.

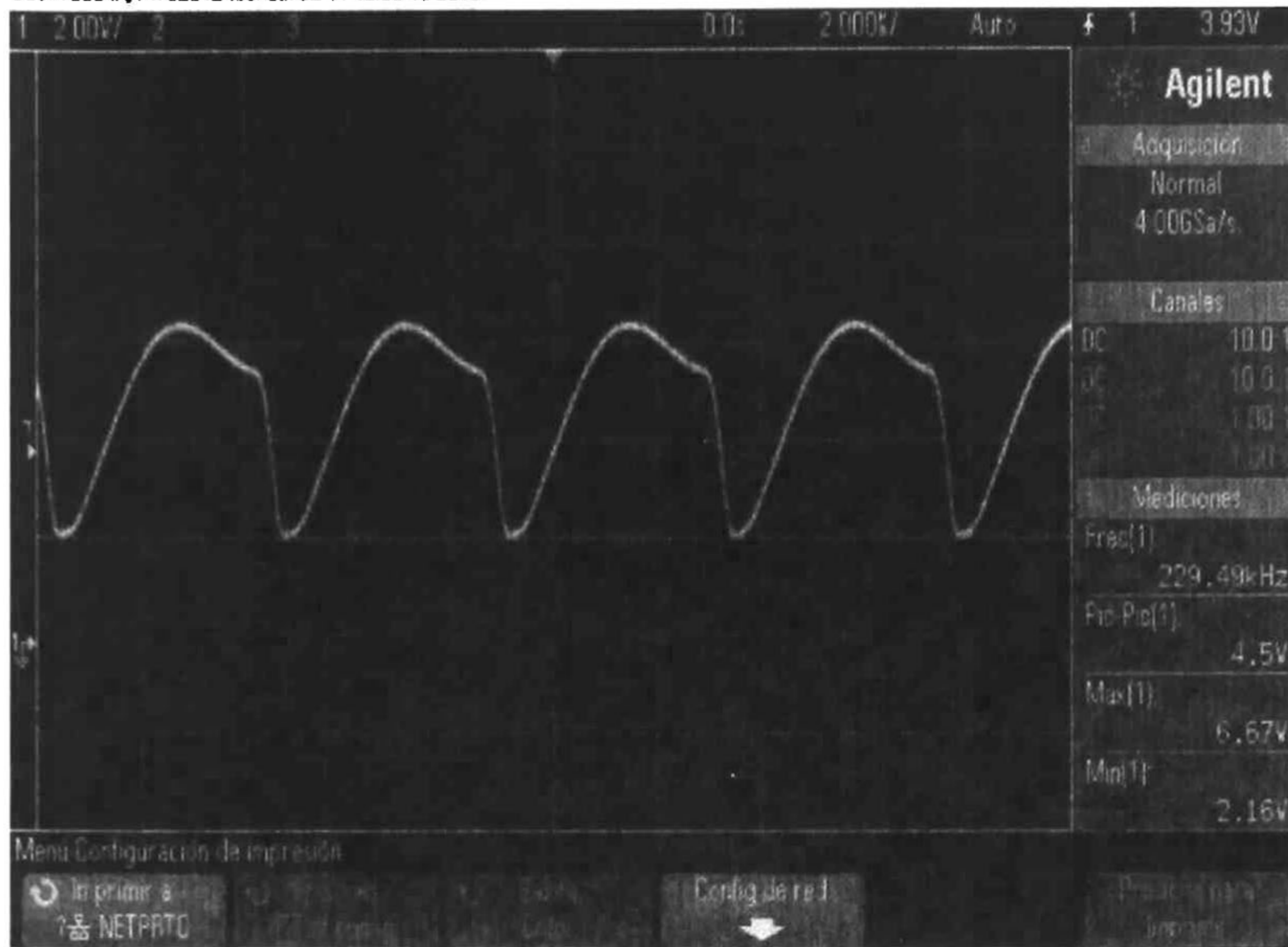


Fig.4.4. Voltaje de salida del oscilador Clapp

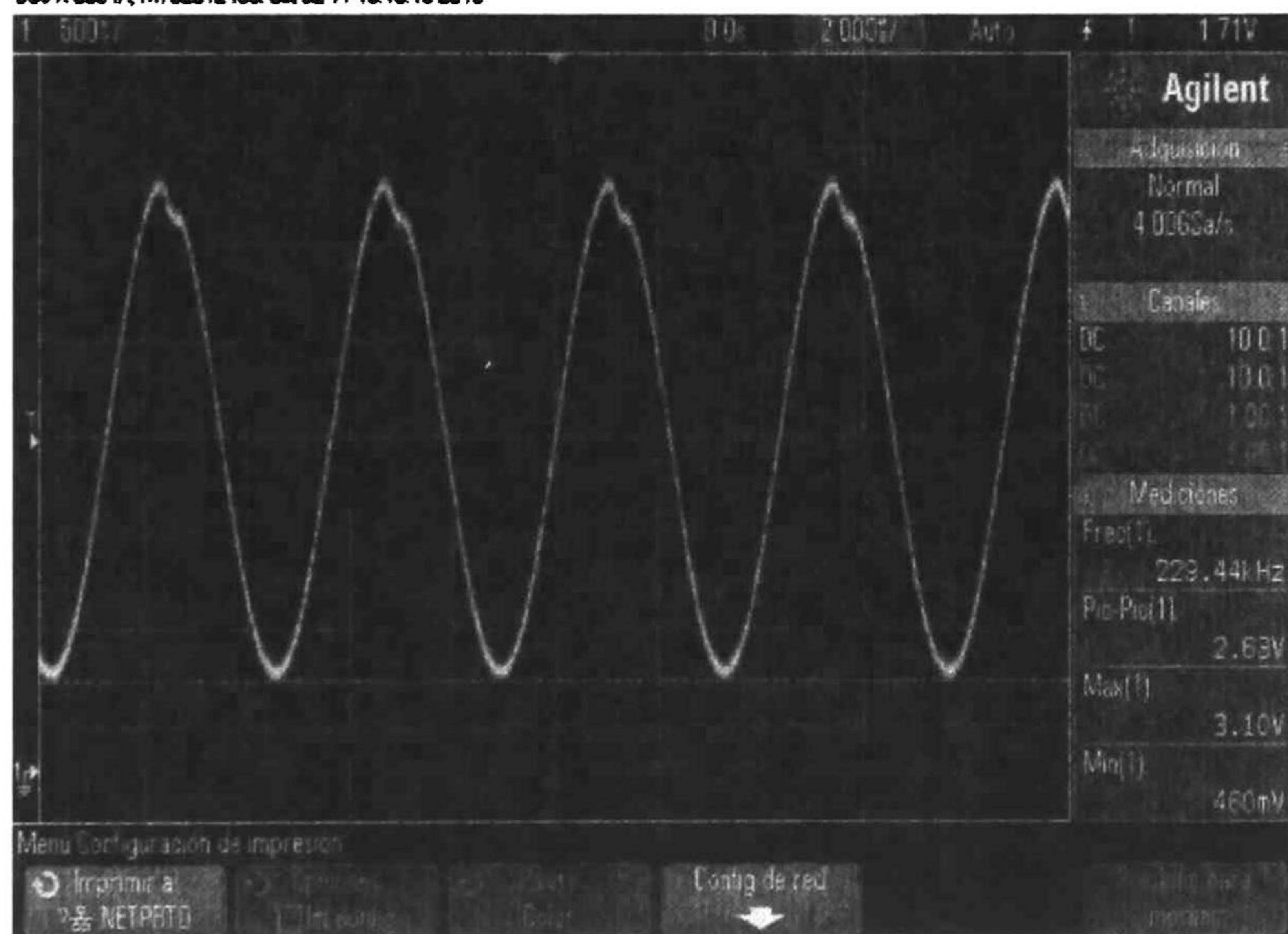


Fig.4.5. Voltaje de entrada del oscilador Clapp

De la Fig.4.5 se puede observar que esta señal es más senoidal que la obtenida en el nodo de salida, sin embargo su magnitud es menor, siendo igual a 2.63 V<sub>pp</sub>, la frecuencia de oscilación es prácticamente la misma.

## 4.4 Mejoramiento de la distorsión armónica en Osciladores LC

Dos son las recomendaciones para mejorar la forma de onda de la señal de salida en osciladores LC: Agregar una resistencia a la base del transistor y la relación  $n$  debe ser igual a 4.

### 4.4.1 Resistencia $R_B$

La resistencia  $R_B$  limita la corriente sobre la base del transistor (ver Fig.4.6) y por lo tanto disminuye las no idealidades agregadas por el transistor BJT a la señal de entrada, obteniendo así una mayor pureza espectral en el nodo de salida.

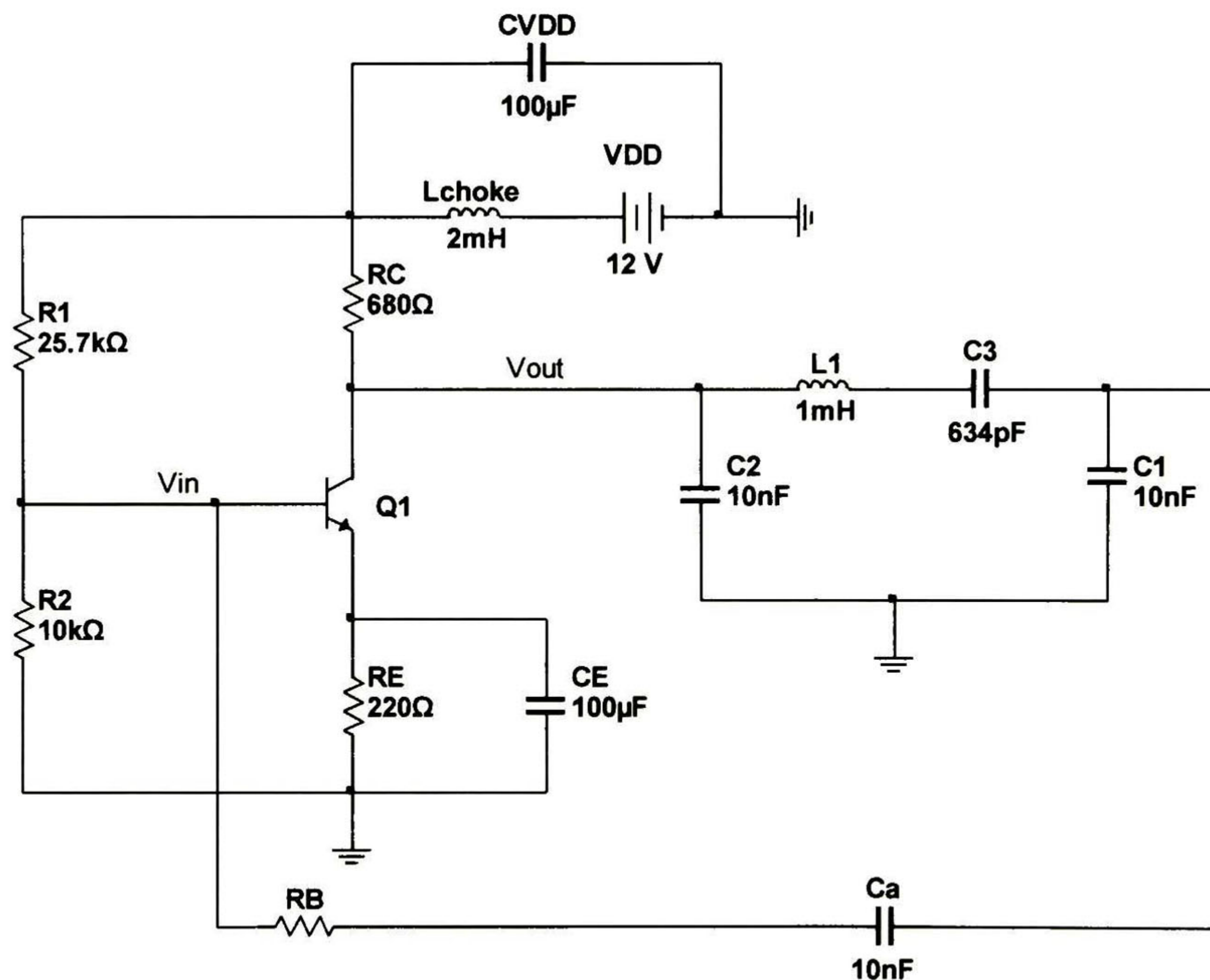


Fig.4.6. Oscilador Clapp con  $R_B$

La desventaja de incorporar al diseño  $R_B$  será la disminución de la amplitud de la señal, el valor de  $R_B$  no debe ser tan grande, en el diseño presentado  $R_B$  puede variar desde  $1\Omega$  hasta  $1k\Omega$ ; un valor mayor provocaría la no oscilación del circuito.

#### 4.4.1.1 Simulación en T-SPICE

Con la finalidad de comprobar el funcionamiento del oscilador a distintos valores de  $R_B$ , se realizaron análisis de Fourier en SPICE, los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 4.4.



Tabla 4.4. Distorsión armónica total para distintos valores de  $R_B$

$R_B$	DHT
10 $\Omega$	8.3 %
50 $\Omega$	6.2 %
100 $\Omega$	5.3 %
120 $\Omega$	4.2 %
150	5.4 %
200 $\Omega$	6.2 %
500 $\Omega$	8.6 %
1000 $\Omega$	13.2 %

De la Tabla 4.4 se puede observar que para un valor de  $R_B$  igual a 120  $\Omega$  se obtiene la menor distorsión armónica total, es decir una DHT del 4.22 %, disminuyendo así la distorsión del oscilador Clapp un 58%. En la Fig.4.7 se muestra el voltaje de salida del oscilador cuando  $R_B$  es igual a 120  $\Omega$ .

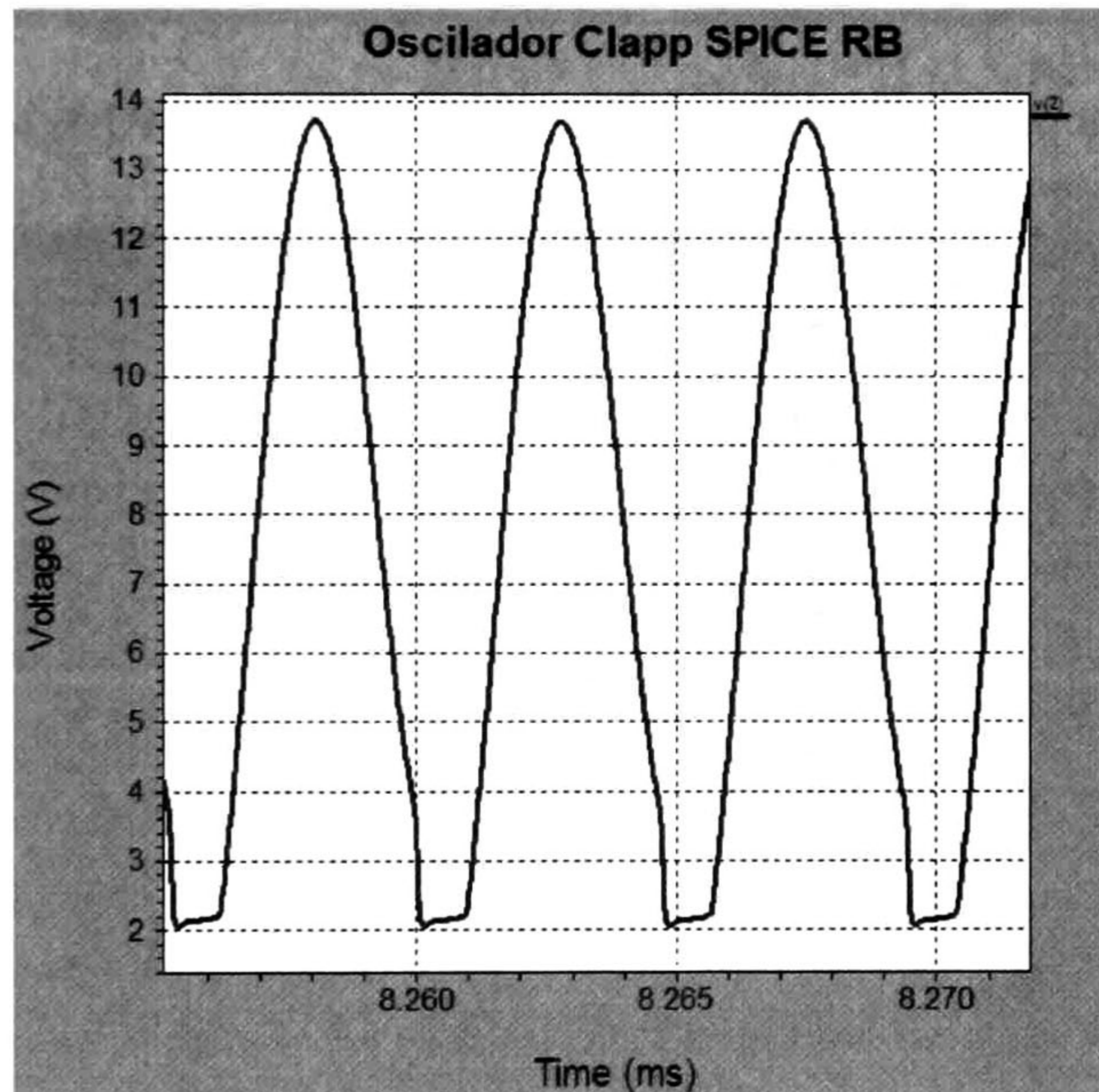


Fig.4.7.  $V_{out}$  con  $R_B = 120 \Omega$

#### 4.4.1.2 Resultados Experimentales

Con el fin de verificar si agregar una resistencia a la base del transistor mejora o no la forma de onda en el nodo de salida del oscilador, se implementó físicamente el circuito mostrado en la Fig.4.6, los resultados obtenidos con  $R_B = 120\Omega$  y  $R_B = 1k\Omega$  se muestran en la Fig.4.8 y 4.9, respectivamente.

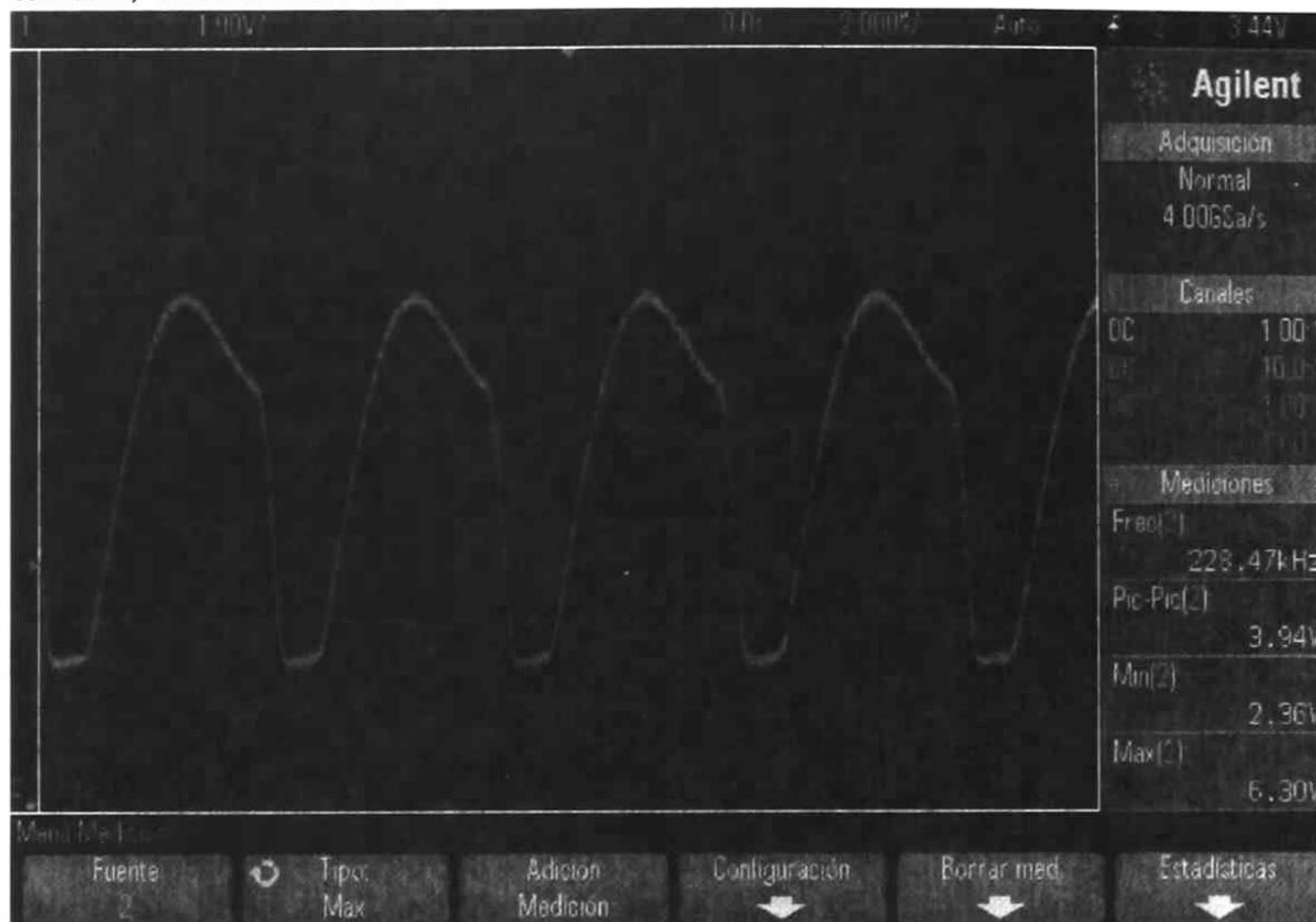


Fig.4.8.  $V_{out}$  con una  $R_B = 120 \Omega$

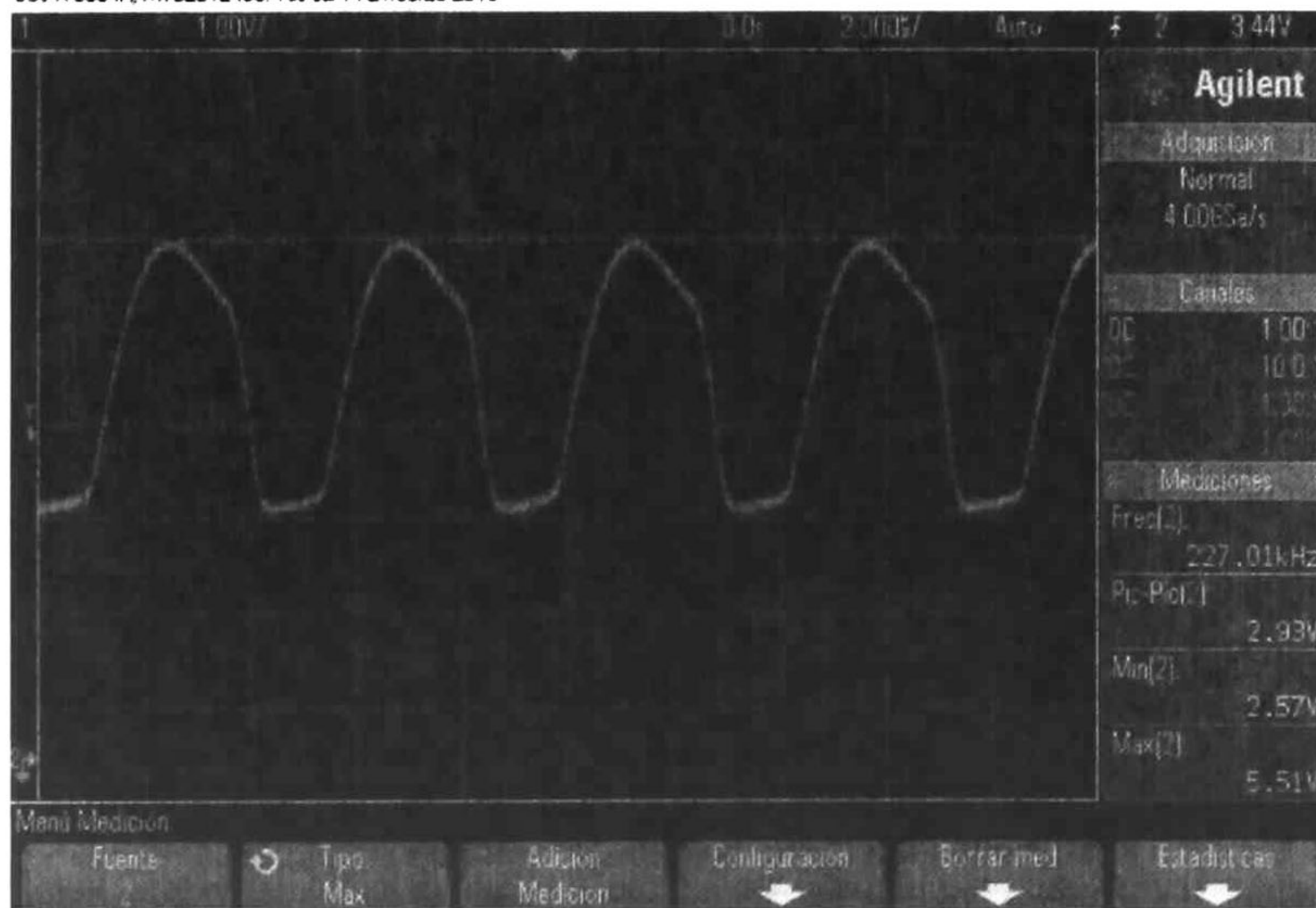


Fig.4.9.  $V_{out}$  con una  $R_B = 1k\Omega$

Comparando la Fig.4.4 con la Fig.4.9, se observa que el voltaje de salida tiende a ser más senoidal con una resistencia en la base, el inconveniente es que entre mayor es el valor de  $R_B$  menor es el voltaje pico a pico de la salida; compárese la Fig. 4.8 con la Fig.4.9, en la primera el voltaje de salida es 3.9 V<sub>pp</sub> mientras que en la segunda el voltaje es 1 V menor, es decir 2.9 V<sub>pp</sub>. Tiene sentido tener cuidado al elegir un valor de  $R_B$  pues un valor demasiado grande provocaría la pérdida de la señal de entrada y la no oscilación del circuito.

## 4.4.2 Relación $n$

Existe una figura de mérito para obtener una menor distorsión armónica y por tanto una mayor estabilidad en la frecuencia de oscilación [16]:

$$n = 4 \quad (4.1)$$

donde  $n$  es la relación entre  $C_1$  y  $C_2$  del oscilador Clapp. Con el objetivo de verificar esta relación, se simuló e implementó físicamente el oscilador y se hizo variar  $n$  desde 1 hasta 10.

### 4.4.2.1 Simulación SPICE

La distorsión armónica total da idea de qué tan pura es la señal en el nodo de salida, entre menor valor más pura es la señal, por lo tanto se realizó un análisis de Fourier al oscilador Clapp a distintos valores de  $n$  con T-SPICE, los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 4.5.

Tabla 4.5. Distorsión armónica total para distintos valores de  $n$

$n$	Distorsión Armónica Total
1	10.0 %
2	7.2 %
3	7.2 %
4	6.3 %
5	6.6%
6	7.6 %
7	6.2 %
8	7.3 %
9	8.0 %
10	6.0 %

Se puede concluir que existen valores específicos de  $n$  que disminuye la distorsión de la señal de salida, éstos son  $n=4$ ,  $n=7$  y  $n=10$ ;  $n=4$  es más factible al implementar físicamente el circuito y disminuye la distorsión en un 37 %, por lo tanto es recomendable usar esta relación e incorpórala en el diseño de osciladores discretos.

En la Fig. 4.10 se muestra la forma de onda del voltaje en el nodo de salida cuando  $n=4$ , comparando la Fig. 4.10 con la Fig. 4.2, se puede concluir que la relación  $n=4$  mejora en gran medida la pureza espectral de la onda.

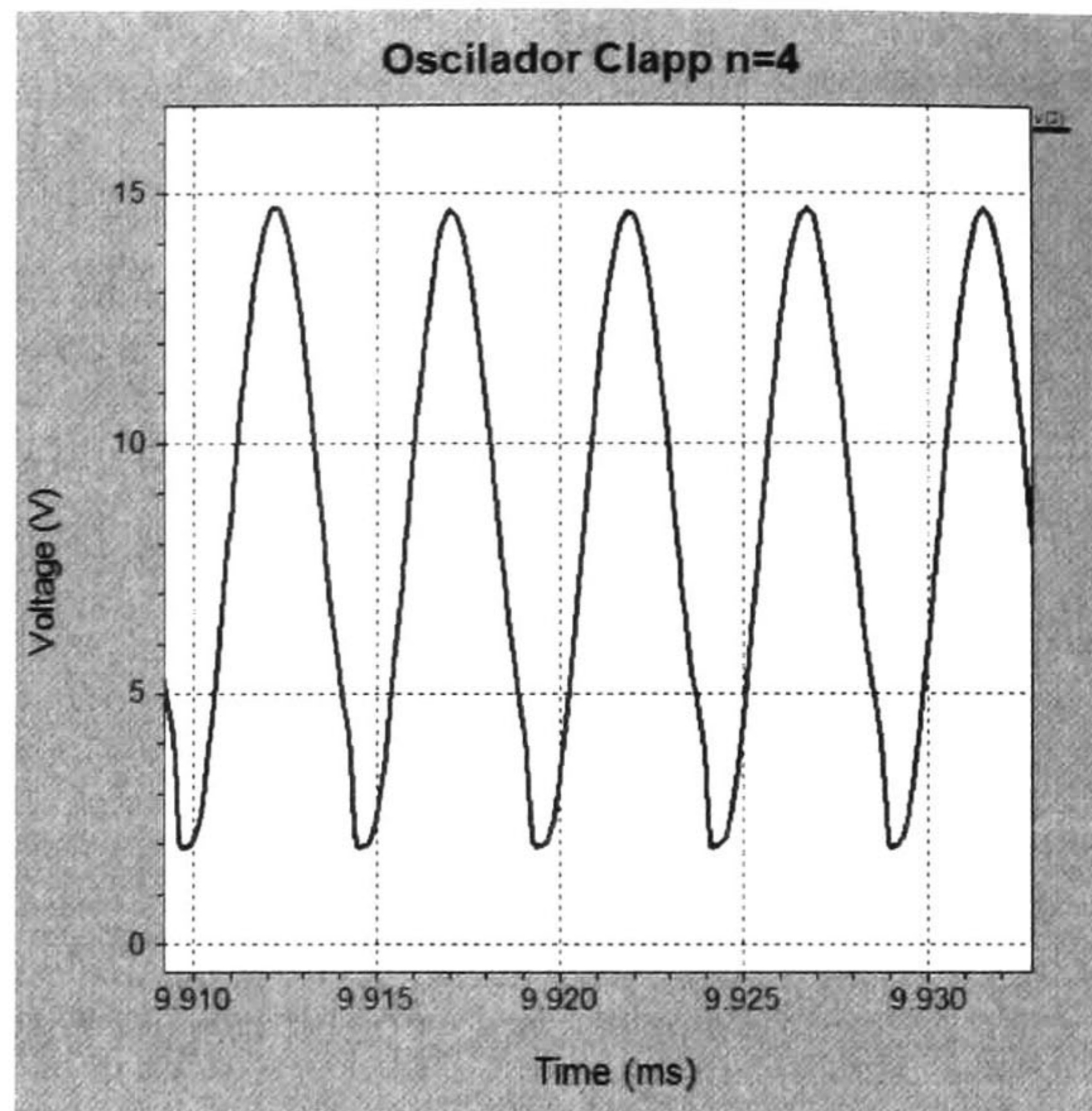


Fig.4.10.  $V_{out}$  con una  $n=4$

#### 4.4.2.2 Resultados Experimentales

Se implementó físicamente el oscilador mostrado en la Fig.4.11 y se obtuvieron los voltajes en el nodo de salida y de entrada tal como se muestra en las Fig.4.12 y 4.13.

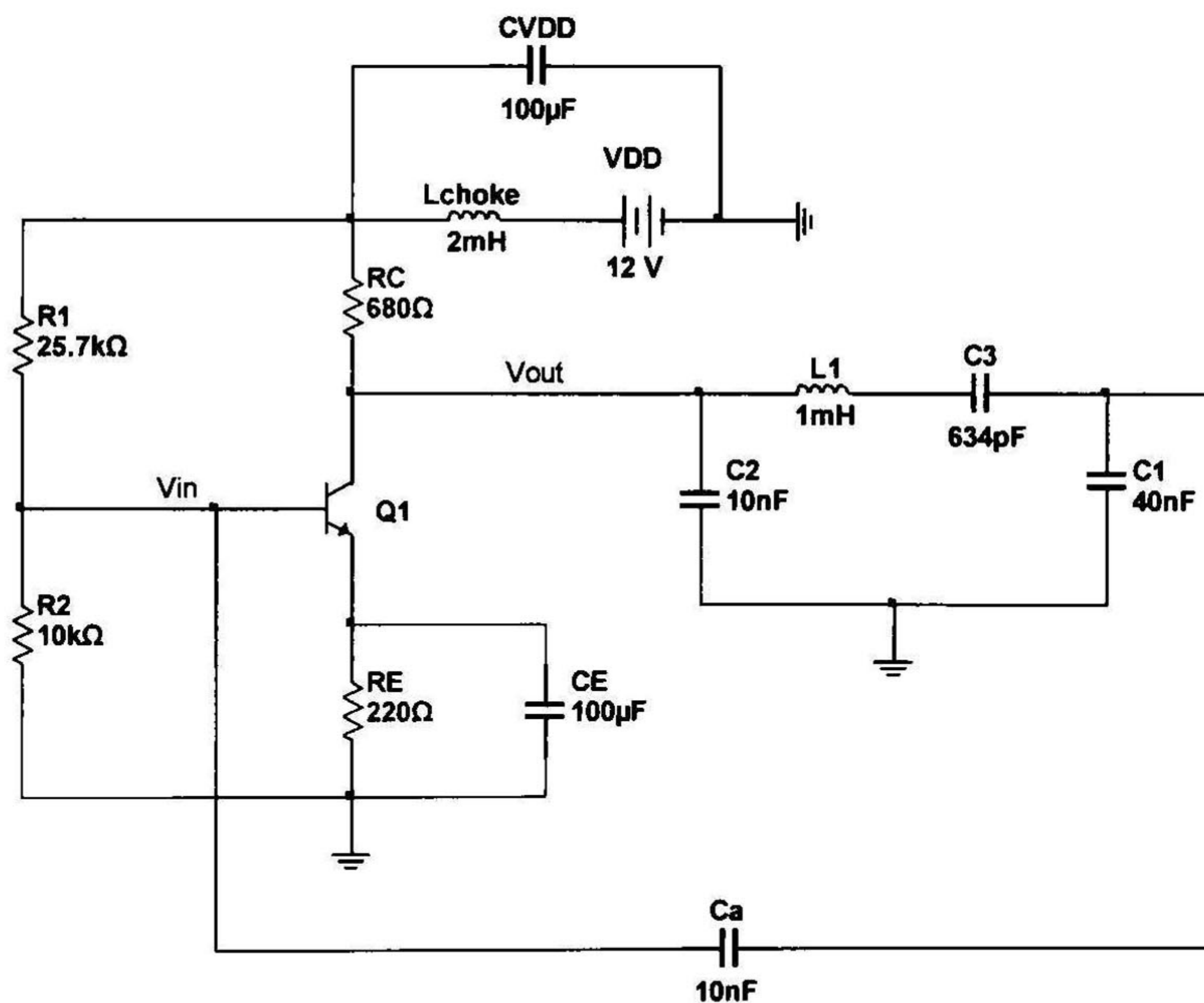


Fig.4.11. Oscilador Clapp con  $n=4$

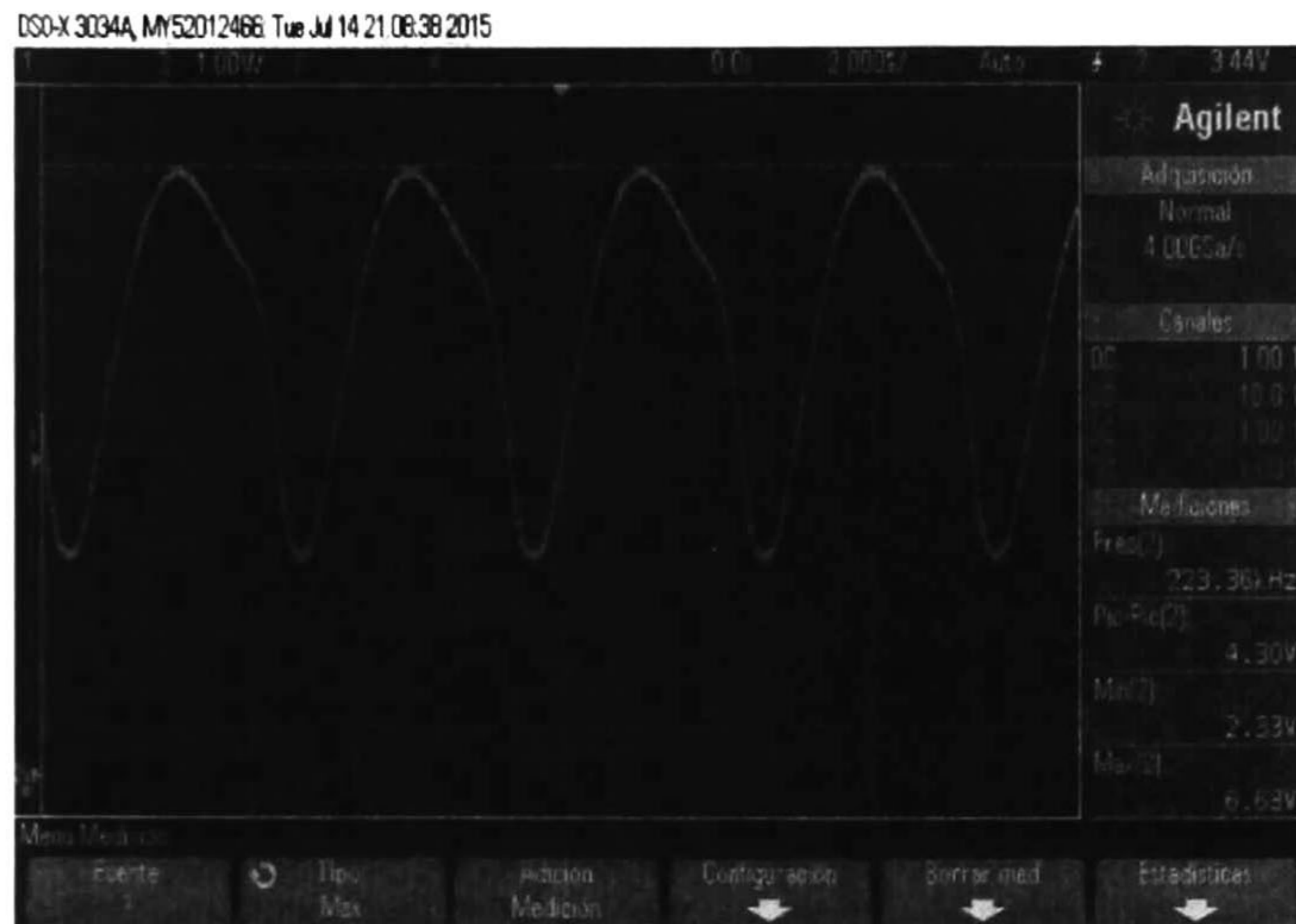


Fig.4.12.  $V_{out}$  con una  $n=4$

A partir de la Fig.4.12 se observa que la forma de onda de la señal mejora un poco en comparación con la obtenida con  $n = 1$  (Fig.4.4), aun así la señal no se acerca a una sinusoidal pura conteniendo una gran cantidad de armónicos, por otro lado el voltaje pico a pico siendo  $n=1$  ó  $n=4$  es prácticamente el mismo.

En la Fig.4.13 se observa que la forma de onda de la señal de entrada del oscilador es más pura que la obtenida con  $n = 1$  (Fig.4.5) además de que la magnitud es mucho menor alrededor del 73.3 %. Por consiguiente se puede concluir que entre menor sea la magnitud del voltaje de entrada más pureza espectral tanto a la salida como a la entrada del oscilador.

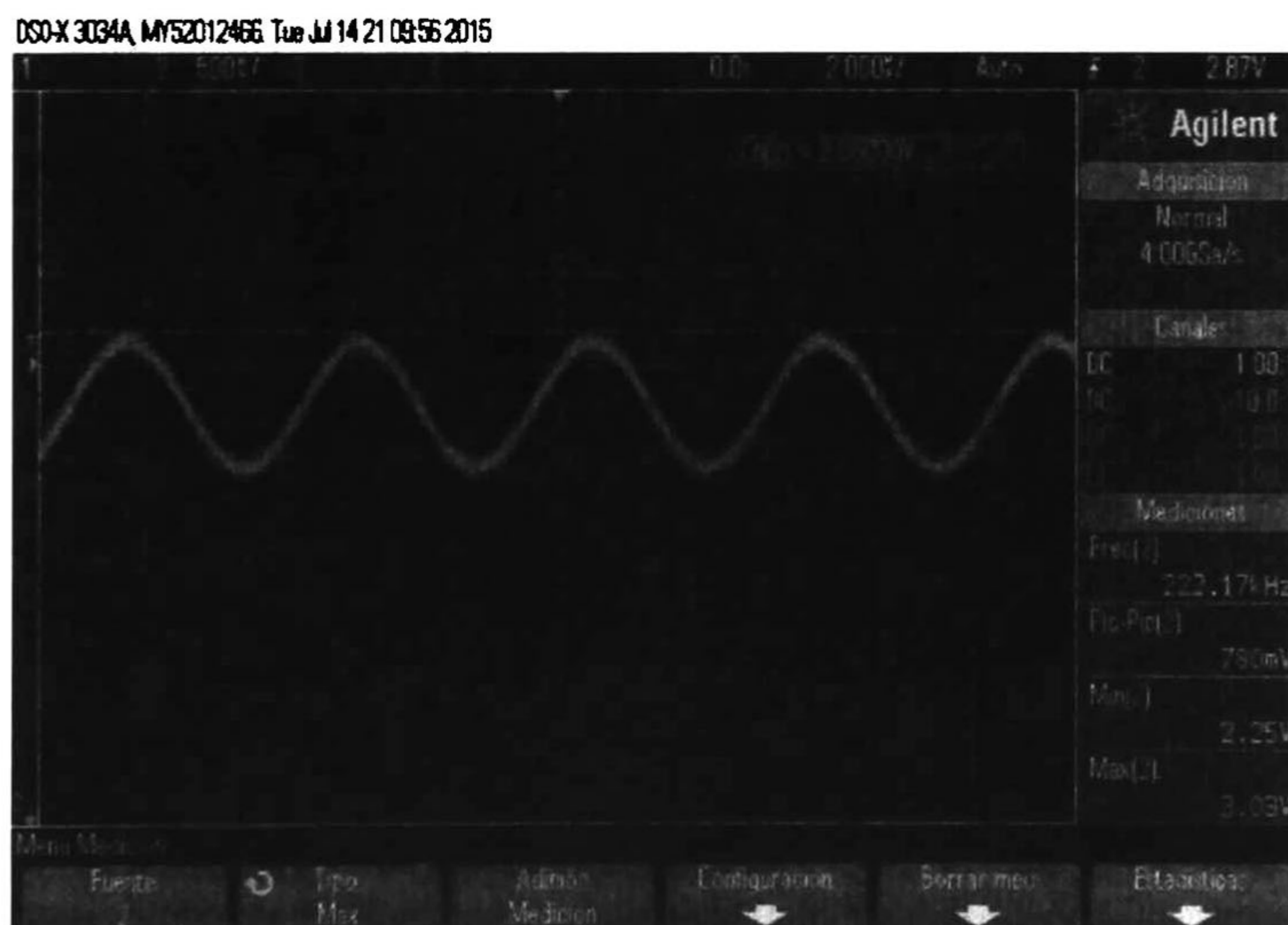


Fig.4.13.  $V_{in}$  con una  $n=4$

### 4.4.3 Resistencia $R_B$ y figura de mérito $n$

En las secciones 4.4.1 y 4.4.2 se mostraron dos formas de mejorar la forma de onda del voltaje a la entrada y salida del oscilador Clapp, cabe recalcar que dichas consideraciones son aplicables tanto a osciladores Colpitts como Hartley. Ahora bien en esta sección se tomará en consideración ambas recomendaciones y se mostrarán los resultados obtenidos experimentalmente al implementar físicamente el oscilador Clapp con  $n=4$  e incorporando  $R_B$ .

En la Fig.4.14 se muestra el voltaje de salida del oscilador cuando  $n = 4$  y  $R_B = 660 \Omega$ , si en cambio  $R_B$  es igual  $1 \text{ k}\Omega$  la forma de onda es tal como se muestra en la Fig.4.15.



Fig.4.14.  $V_{out}$  con una  $n=4$  y  $R_B = 660\Omega$

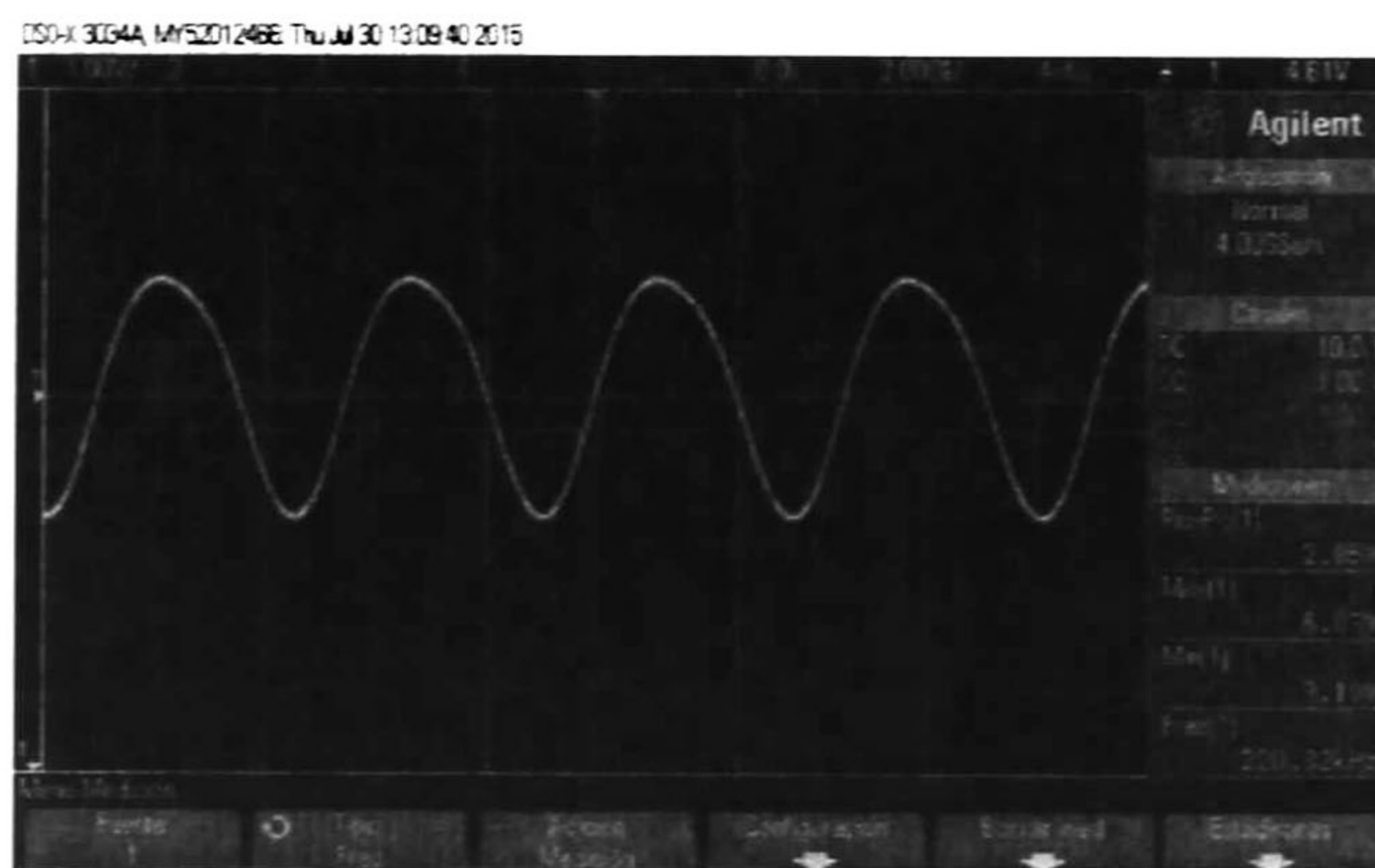


Fig.4.15.  $V_{out}$  con una  $n=4$  y  $R_B = 1\text{k}\Omega$

Observando la Fig.4.14 y 4.15 se puede concluir que empleando ambas recomendaciones mejora y por mucho la forma de onda del voltaje en el nodo de salida, entre mayor sea  $R_B$  menor distorsión hasta un cierto límite de  $R_B$ , un valor de  $R_B = 10 \text{ k}\Omega$  impide la oscilación. La frecuencia de oscilación en el nodo de salida cuando  $n=4$  y  $R_B = 1 \text{ k}\Omega$  es de  $220.8 \text{ kHz}$  y la magnitud es igual a  $2.85 \text{ Vpp}$ .

## 4.5 Frecuencia de oscilación ante variaciones de temperatura.

La temperatura de operación de un oscilador es una variable importante a tener en consideración, se observó de manera práctica que la temperatura del medio ambiente afectaba al desempeño en frecuencia de un oscilador. Con el objetivo de modelar dicha interacción entre la frecuencia de oscilación y la temperatura, se sometió al oscilador Clapp a una prueba de temperatura. El oscilador Clapp a probar es el mostrado en la Fig.4.16.

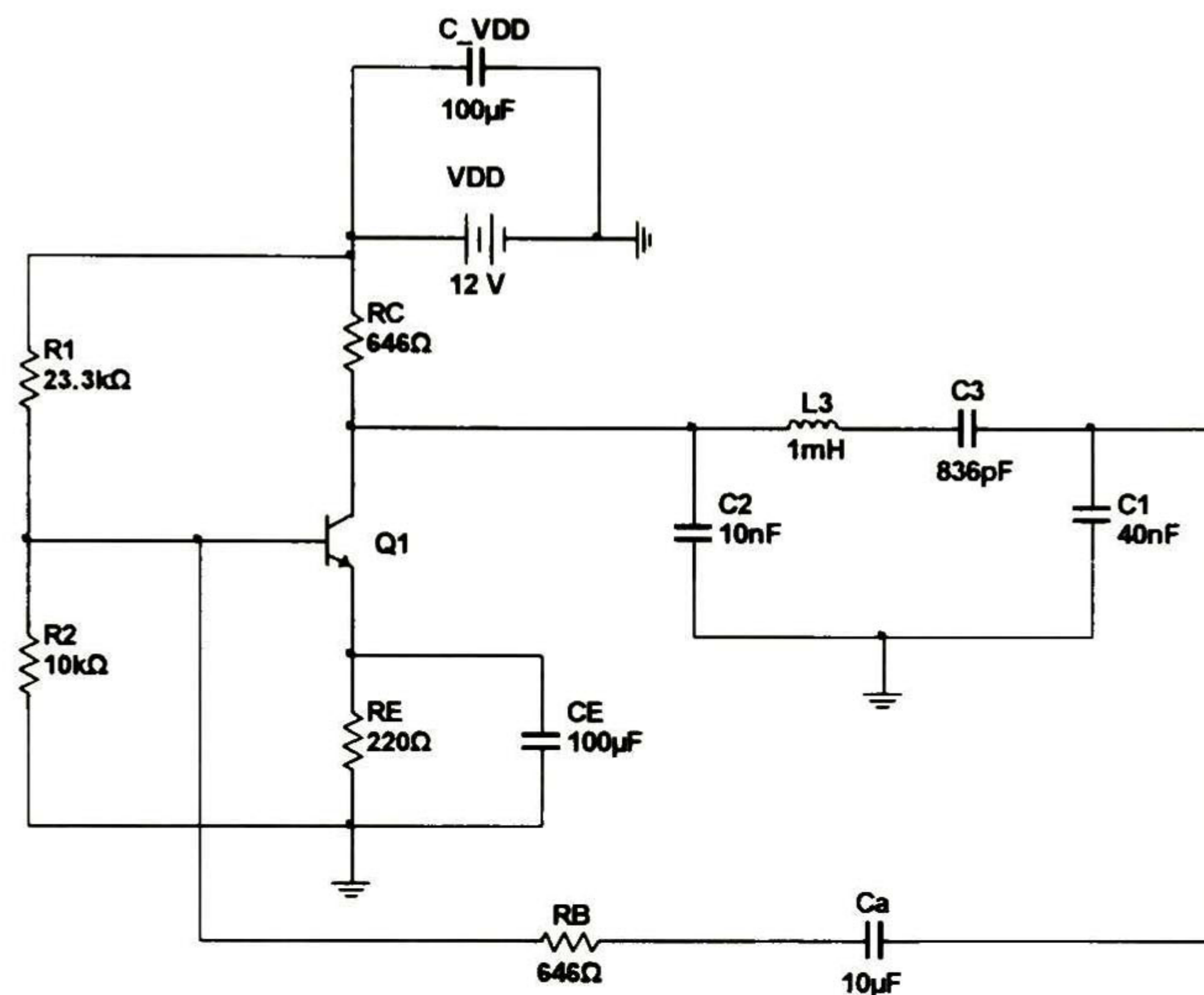


Fig. 4.16. Oscilador Clapp

Se hizo variar la temperatura de operación del oscilador desde 22°C hasta 27°C, por medio de un equipo de aire acondicionado, los resultados obtenidos son los que se muestran en las Fig.4.17 y 4.18, se observa que el comportamiento varía dependiendo del signo de  $\Delta T$ .

Las ecuaciones que modelan la frecuencia de oscilación en función de la temperatura, para  $C_3 = 836$  pF, son:

$$f_{osc} = 0.2934(T) + 190.25 \quad , \text{ para un } \Delta t = + \quad (4.2)$$

$$f_{osc} = 0.3212(T) + 188.97 \quad , \text{ para un } \Delta t = - \quad (4.3)$$

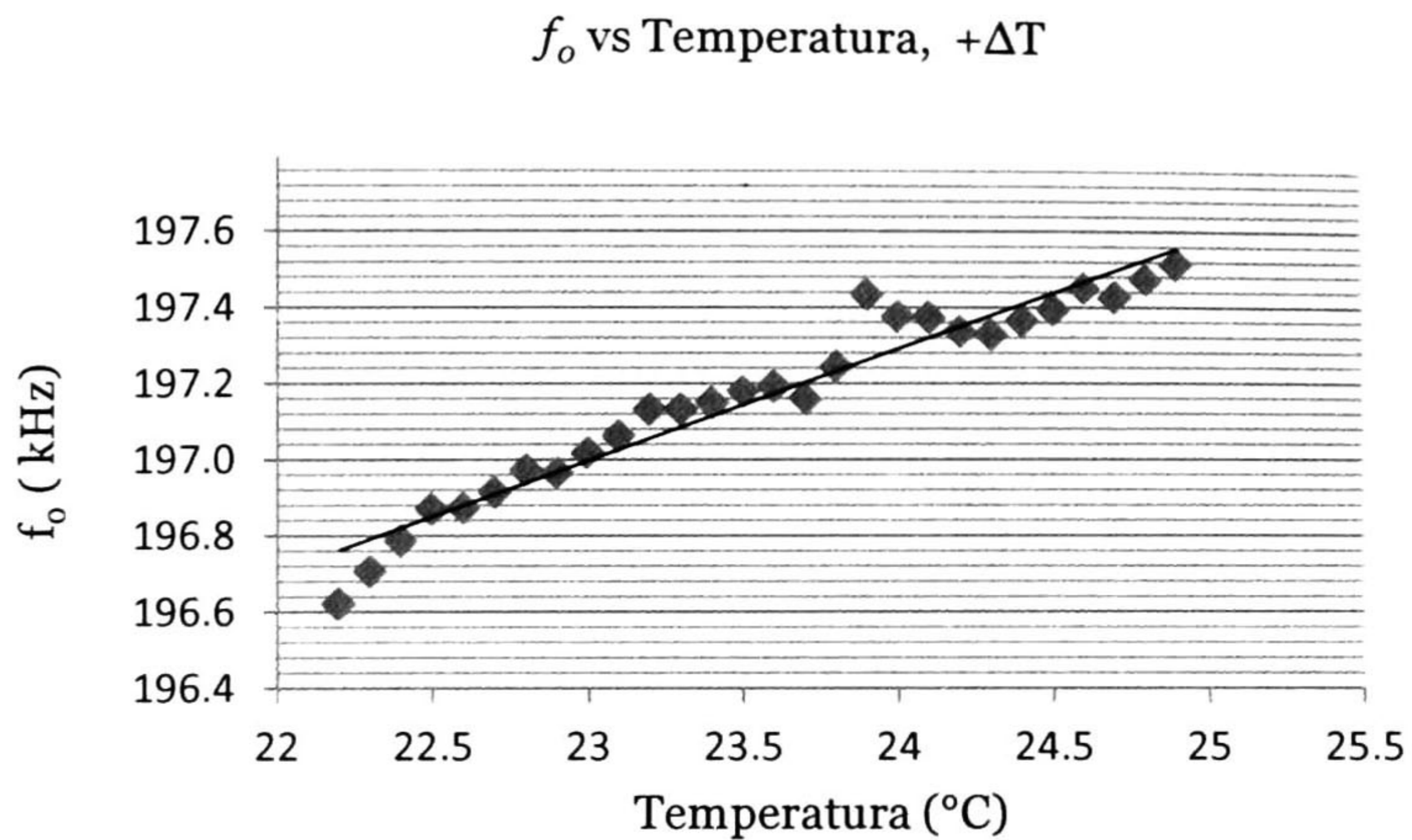


Fig.4.17. Comportamiento de  $f_o$  para un incremento de temperatura

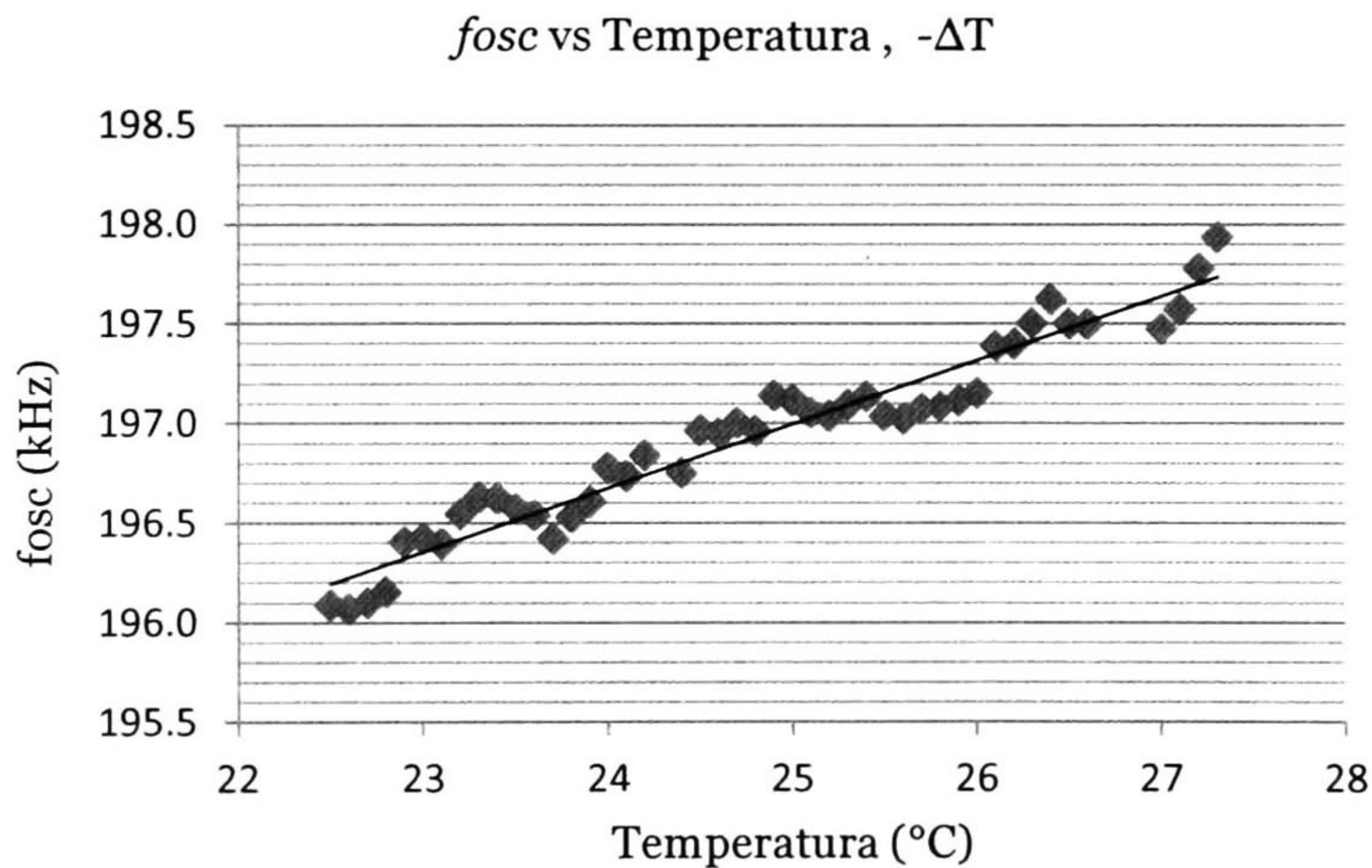


Fig.4.18. Comportamiento de  $f_o$  para un decremento de temperatura

donde  $T$  es la temperatura en  $^{\circ}\text{C}$  y  $f_o$  es la frecuencia de oscilación en kHz. Si se supone que  $C_3$  es una capacitancia variable, la frecuencia del oscilador Clapp es función de tanto la temperatura como de  $C_3$ .

Observando las ecuaciones (4.2) y (4.3) se propone que la pendiente de la frecuencia de oscilación en función de la temperatura sea igual a 0.32 y toma sentido suponer que es la misma para todos los valores de  $C_3$ . La ecuación (4.4) permite representar de manera general el comportamiento de la frecuencia de oscilación del oscilador Clapp en función de la temperatura.

$$f_{osc} = 0.32(T) + b \quad (4.4)$$



donde  $b$  es una constante que depende del valor de  $C_3$ , con el fin de caracterizar la constante  $b$  se midió la frecuencia de oscilación a distintos valores de  $C_3$  y a distintas temperaturas. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 4.6.

Tabla 4.6. Relación entre  $C_3$  y  $b$

$C_3$ (pF)	$b$
792	194.61
800	193.66
803	193.30
807	192.83
814	192.00
817	191.65
818	191.53
825	190.70
832	189.87
836	189.40
839	189.04
840	188.92
850	187.74
851	187.62
852	187.50
864	186.08
865	185.96
866	185.84
869	185.49
870	185.37

La ecuación que permite obtener el valor de  $b$  en función de  $C_3$  es

$$b = -0.1184(C_3) + 288.3904 \quad (4.5)$$

Uniando las ecuaciones (4.4) y (4.5) se obtiene el modelo completo de  $f_{osc}$  del oscilador Clapp.

$$f_{osc} = 0.32(T) - 0.1184(C_3) + 288.39 \quad (4.6)$$

Se puede concluir que existe una relación directamente proporcional entre  $f_{osc}$  y la temperatura; y ante una variación de  $1^\circ\text{C}$  en la temperatura de operación se produce una variación en la frecuencia de 0.3 kHz. Por otro lado  $f_{osc}$  es inversamente proporcional a  $C_3$  y a una variación de 1 pF corresponde un decremento de 0.11 kHz en la frecuencia de oscilación.

## 4.6. Estabilidad de la frecuencia de oscilación

Una variable de gran relevancia en un oscilador es la estabilidad en frecuencia, aun cuando las condiciones de temperatura se mantienen constantes existe una variación en la frecuencia de oscilación debido al ruido de fase inherente al sistema.

Es de gran importancia cuantificar la estabilidad en la frecuencia del oscilador Clapp diseñado, qué tanto afecta o no esta inestabilidad al circuito dependerá en gran medida de la aplicación.

Con el fin de determinar la estabilidad de la frecuencia en osciladores Clapp, se implementó el oscilador mostrado en la Fig.4.16 y se realizaron una serie de mediciones de  $f_o$  a distintos valores de  $C_3$  y a temperatura constante. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 4.7.

Tabla 4.7. Resultados de la estabilidad de la frecuencia de oscilación

C <sub>3</sub> (pF)	Temperatura (°C)	F <sub>o</sub> , promedio (kHz)	Variación máxima (KHz)
322	25.1	202.37	0.09
330	24.1	201.5	0.15
333	25.4	201.256	0.08
337	24.3	200.228	0.11
344	24.9	200.543	0.14
348	25.7	199.713	0.11
355	26.5	199.231	0.09
362	26.7	198.760	0.08
370	25.5	197.041	0.04
380	25.5	195.906	0.02
395	26.0	194.013	0.14
399	25.9	193.78	0.16

La variación máxima de la frecuencia de oscilación debido al ruido de fase y al ruido térmico es 0.16 kHz, debe recordarse que por una variación de 1 pF en  $C_3$ , la frecuencia de oscilación varía 0.11 kHz, esta variación es pequeña en comparación con el ruido del sistema. Para eliminar ese ruido es necesario que la variación mínima de  $C_3$  sea de 2 pF, aproximadamente.

## 4.7. Conclusiones

En esta sección se evaluó la metodología de diseño propuesta en el capítulo anterior, se obtiene que la polarización del circuito, en la práctica, es muy similar a la polarización de diseño. Sin embargo la frecuencia dista con un error absoluto del 11.4% de la frecuencia de diseño, esta variación se atribuye en primera instancia a la tolerancia de los componentes del circuito de retroalimentación y a los parásitos agregados por la placa de prueba donde se implementó físicamente el circuito.

Tal como se había mencionado en el capítulo 3, la metodología de diseño propuesta solo asegura el cumplimiento de las condiciones de Barkhausen y por consiguiente la oscilación del circuito, la forma de onda y la magnitud no son tomadas en consideración, los resultados obtenidos al implementar el oscilador Clapp corroboran lo anterior, la magnitud de la oscilación es de 4.5 V un 62.5 % menor al voltaje de alimentación además la forma de onda no es senoidal e incluye una gran cantidad de componentes armónicos. Partiendo del comportamiento anterior surge la necesidad de mejorar la forma de onda de la señal de salida, en esta sección se proponen dos recomendaciones: se sugiere agregar una resistencia entre la base del transistor y el circuito de retroalimentación y emplear una relación entre la reactancia de entrada y de salida igual a 4.

De manera individual ambas recomendaciones mejoran el espectro de la señal, sin embargo los resultados no son satisfactorios, existe una distorsión en la cresta de la señal. Por otro lado si se aplican ambas consideraciones en el oscilador el resultado es distinto, la forma de onda en el nodo de salida es más pura, la distorsión de la señal en la cresta disminuye en gran medida y la distorsión armónica total es del 5%. El valor óptimo de  $R_B$  en el caso de estudio es de  $1k\Omega$ , valores muy grandes provocarían la pérdida de la señal en el nodo de entrada y como consecuencia la no oscilación. Las mediciones experimentales se realizaron de manera manual con la ayuda del osciloscopio Agilent DSO-X 3034A y empleando la fuente 2200-30-5 de Keithley para alimentar el circuito.

Debido a que cualquier oscilador implementado en la práctica opera a distintas condiciones de temperatura se obtuvo un modelo matemático que permite relacionar la frecuencia de oscilación con la temperatura de operación. Además se cuantificó la estabilidad de la frecuencia en el oscilador Clapp diseñado, esta variación de frecuencia a condiciones de temperatura constante se debe al ruido de fase del sistema, la variación máxima de la frecuencia es de 0.16 kHz.



# Capítulo 5

## Medidor de Humedad Atmosférica

En este capítulo se presenta la aplicación de osciladores LC en el monitoreo de la humedad atmosférica relativa. El principio de funcionamiento del oscilador propuesto es la variación de la frecuencia de oscilación a partir de la humedad relativa en el aire. Esta variación será medida con un frecuencímetro y después ser procesada por una etapa digital y mostrar la medición de la humedad en un LCD. Una vez verificado el correcto funcionamiento del medidor, a nivel simulación, se construyó un prototipo y se comparó su funcionamiento con el sensor DHT22.

### 5.1 Introducción

La humedad atmosférica se define como la cantidad de vapor de agua presente en el aire y es una variable de interés en sistemas de calefacción, ventilación, climatización, sector automotriz, meteorología, dispositivos electro-domésticos, etc. Debido a esto surge la necesidad de proponer e implementar sistemas para monitorear dicha variable; en este tenor en el presente capítulo se mostrará una manera de medir la humedad relativa del aire a partir de osciladores LC discretos.

La parte fundamental de cualquier sistema de monitoreo es el transductor, el cual es un dispositivo que transforma una magnitud física, como la presión, la temperatura, la dilatación, la humedad, caudal, luz etc., en otro tipo de señal, normalmente eléctrica.

En el caso del medidor de humedad propuesto se utilizará un transductor capacitivo, el cual convierte la humedad en un valor equivalente de capacitancia.

### 5.2 Humedad Atmosférica

La higrometría se ocupa de la determinación del contenido de vapor de agua – de humedad- en la atmósfera, humedad que puede ser medida de manera absoluta, específica o relativa [17].

La humedad absoluta es la masa total de agua existente en el aire por unidad de volumen, y se expresa en gramos por metro cúbico de aire. La humedad específica mide la masa de agua que se encuentra en estado gaseoso en un kilogramo de aire húmedo, y se expresa en gramos por kilogramo de aire [18].

La humedad relativa es la cantidad de vapor de agua presente en la atmosfera, en un momento dado, comparada con la máxima cantidad de vapor de agua que se necesita para llegar al punto de saturación sin variar la temperatura. Se expresa en porcentaje, así un 100 % de humedad relativa significa que el aire ya no puede sostener una molécula más de vapor de agua, y por ello se ha llegado al punto de saturación en el cual el vapor de agua se condensa y forma gotas de agua o cristales, según la temperatura [19].

La humedad absoluta y la específica son directamente proporcionales a la temperatura, mientras que la variación de la humedad relativa es inversamente proporcional, al menos en las capas bajas de la atmósfera.

### **5.3. Transductor de Humedad**

Los transductores se pueden clasificar en dos grupos: Activos y pasivos. Son transductores pasivos los que hay que conectar a una fuente externa de energía eléctrica para que puedan responder a la magnitud física a medir (por ejemplo las fotoresistencias, termoresistencias y transductores capacitivos), y son activos los que directamente dan una señal eléctrica como respuesta a la magnitud física, como los fotodiodos, las sondas de pH y los transductores piezoeléctricos [20].

Los transductores de humedad se usan en aquellos lugares donde es necesario un valor específico de humedad en el aire. Por ejemplo, los transductores de humedad se usan en laboratorios junto con un regulador para mantener una humedad constante en el laboratorio.

Los transductores de humedad convierten la magnitud física, humedad del aire, en una magnitud normalizada, ésta puede ser entre otras la capacitancia, una señal en corriente o una señal en voltaje. Esta señal puede ser “leída” y procesada por un indicador o controlador.

Los transductores de humedad capacitivos tienen la ventaja de tener un bajo costo, rápida respuesta y alta confiabilidad, sus principales desventajas son que sus valores de capacitancia son pequeños, en el rango de pF, y su rango de variación en el orden de 40 pF.

### **5.4. Medidor de Humedad**

El medidor de humedad propuesto cuenta con los siguientes bloques principales: un oscilador, un convertidor, un frecuencímetro y un LCD; tal como se muestra en la Fig.5.1.

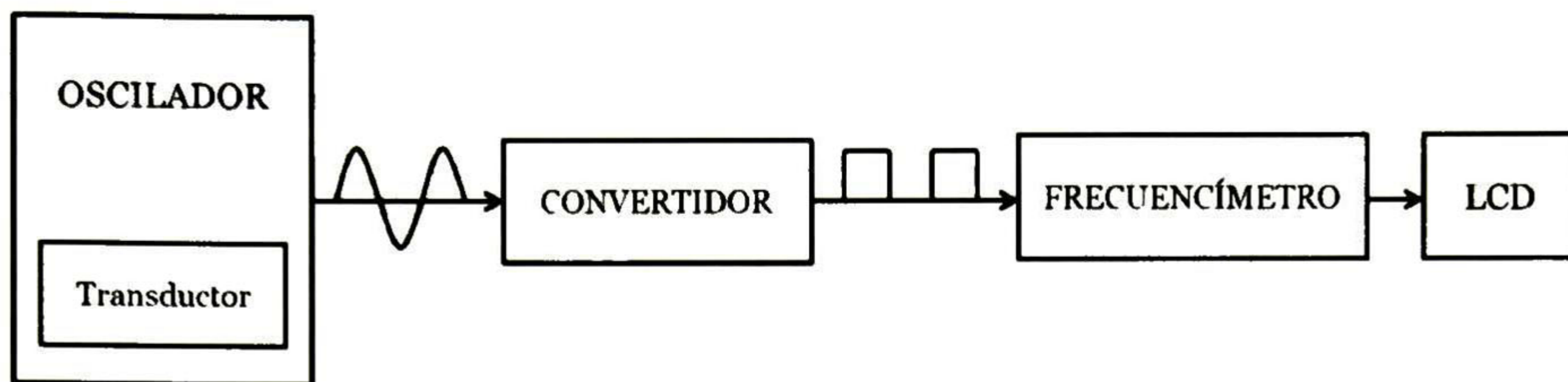


Fig.5.1. Diagrama a bloques del medidor de humedad

El bloque del oscilador tiene como función principal variar la frecuencia de oscilación del circuito en función de la humedad relativa, mientras que la etapa del convertidor transformará la señal de salida del oscilador en una señal cuadrada manteniendo la frecuencia de oscilación constante. El frecuencímetro medirá la frecuencia de la señal cuadrada y a su vez procesará este valor y lo convertirá a un valor de humedad, por último se mostrará la lectura de humedad en un LCD.

A continuación se muestra el desarrollo de cada uno de los bloques que constituyen al medidor de humedad.

#### 5.4.1. Selección y diseño del Oscilador

Como paso número uno se debe seleccionar la topología del oscilador LC, tanto el oscilador Colpitts como el Hartley se pueden emplear en el diseño del medidor, sin embargo el oscilador Clapp es el que menos inconvenientes presenta; es el más adecuado como se verá a continuación.

El medidor de humedad a implementar tiene como elemento principal un transductor de humedad capacitivo, es decir una capacitancia variable en función de la humedad relativa. Por lo tanto uno de los capacitores de la red de retroalimentación del oscilador será variable y por consiguiente una variación en la capacitancia corresponderá a una variación en la frecuencia de oscilación. Recordemos que el oscilador Colpitts cuenta con dos elementos capacitivos en la red de retroalimentación,  $C_1$  y  $C_2$ , el oscilador Hartley solo cuenta con uno,  $C_3$ , y el oscilador Clapp con tres,  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$ . Aunque es posible emplear cualquiera de los tres capacitores, el capacitor  $C_3$  tiene la ventaja de controlar solo la frecuencia de oscilación en comparación con los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  que modifican además el punto de polarización del transistor. Por tanto se puede emplear tanto el oscilador Clapp como el oscilador Hartley.

Se recomienda emplear el oscilador Clapp pues es más sencillo de sintetizar ya que existe una mayor variedad de valores de capacitancias que de inductancias; recordemos que en el oscilador Clapp se proponen valores para  $L_3$  y  $C_1$ , y se obtienen  $C_2$  y  $C_3$ ; en el oscilador Hartley se propone  $C_3$  y se obtiene  $L_1$  y  $L_2$ .

Una vez seleccionado el oscilador Clapp se diseña para trabajar a una frecuencia de oscilación en el rango de varios kHz, esto debido a que la señal será menos susceptible al ruido, más estable en frecuencia y más fácil de procesar.

Para el diseño del oscilador Clapp se siguió la metodología propuesta en el capítulo 2, donde  $V_{DD}=12V$  e  $I_C=10mA$ . El oscilador y sus valores finales se muestran en la Fig.5.2.

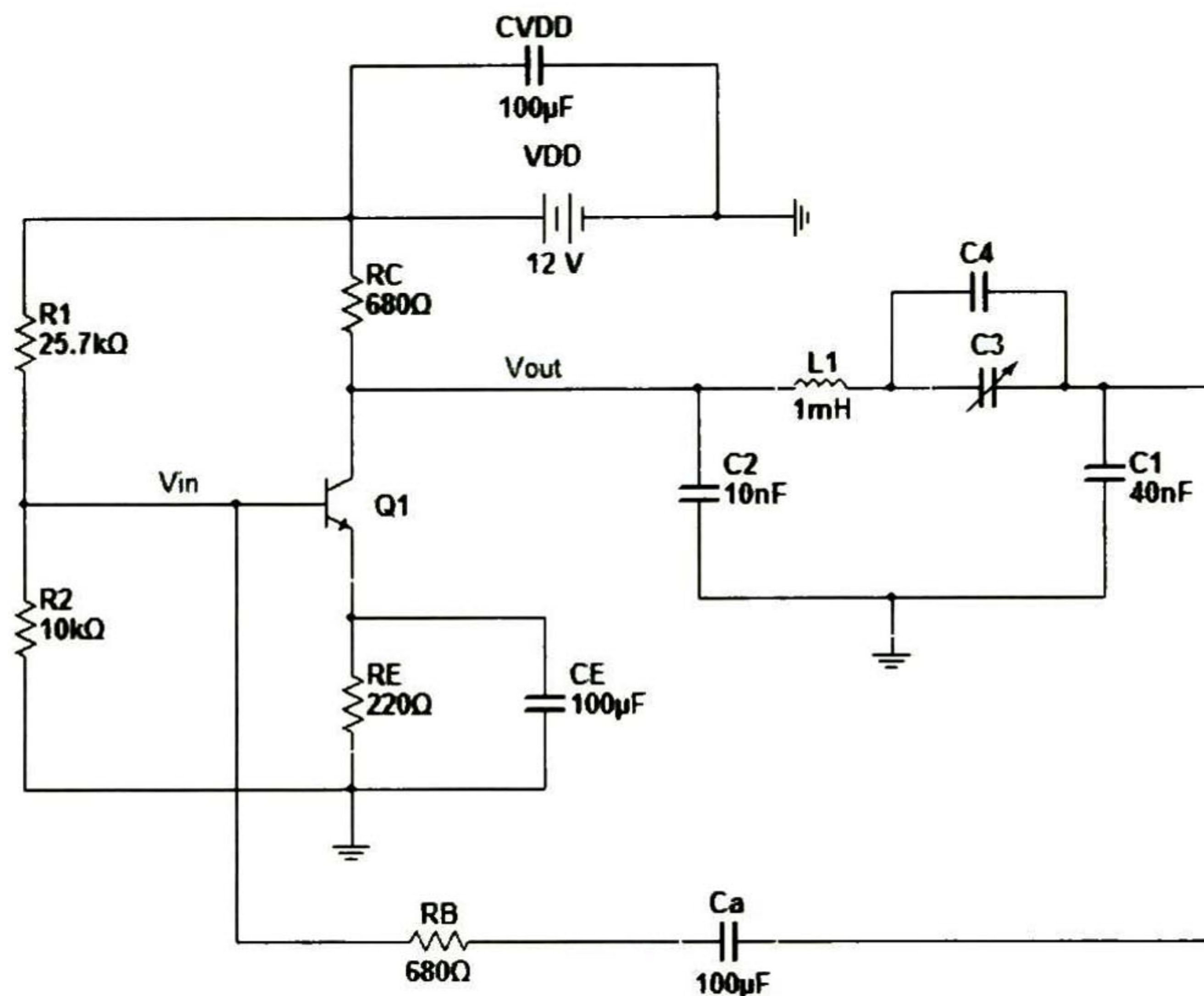


Fig.5.2. Oscilador Clapp con transductor de humedad

Para disminuir el error en la medición de la humedad la estabilidad en la frecuencia del oscilador es de suma importancia. Por lo tanto se empleó la figura de mérito  $n = 4$  y la resistencia en la base ( $R_B$ ), con el fin de obtener menor distorsión armónica y por tanto mayor estabilidad.

En la práctica la mayoría de los transductores de humedad presentan valores capacitivos del orden de pF y un rango de variación alrededor de 40 pF, lo cual representa un rango de variación en frecuencia de aproximadamente 15 kHz. Para aumentar ese rango de variación se puede usar dos transductores capacitivos en paralelo, tal como se muestra en la Fig.5.3; esa opción de diseño incrementa la sensibilidad del circuito a la variación en la humedad y disminuye el efecto del error provocado por el ruido de fase. Entonces, la frecuencia de oscilación queda determinada en mayor medida por el valor capacitivo de ambos transductores de humedad, y por ello es conveniente que la frecuencia de oscilación no sea demasiado grande, menor a 500 kHz, y con ello facilitar el procesamiento de la señal armónica y disminuir los errores causados por medición. Por lo tanto, y de manera ilustrativa, se estableció la frecuencia de oscilación en 200 kHz al 55% de humedad relativa. Si se desea una frecuencia de oscilación de 200 kHz, con un  $L_1= 1$  mH,  $C_2 = 10$  nF y  $n = 4$ , se obtiene un valor para  $C_3$  de 665 pF.



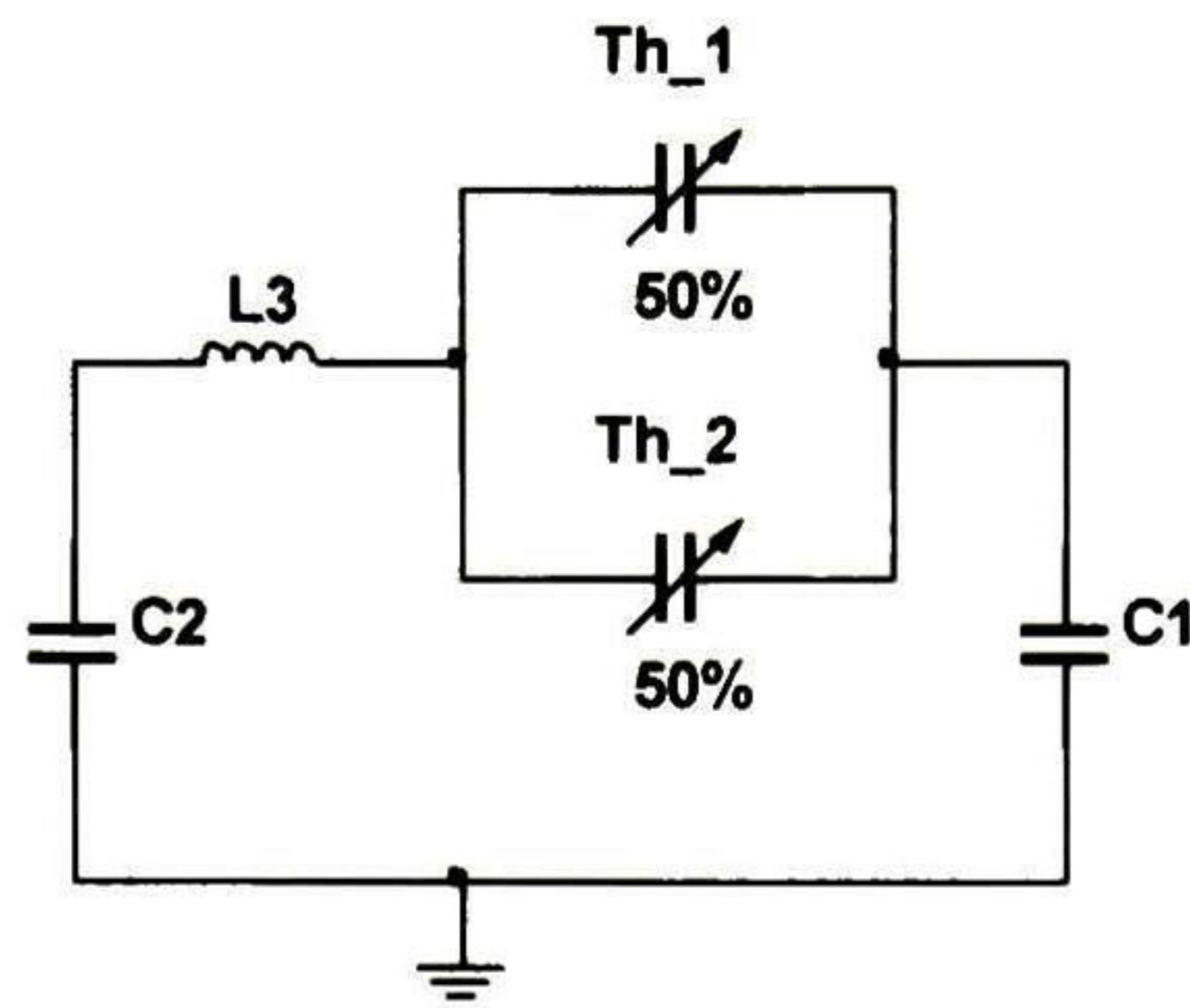


Fig.5.3. Configuración Clapp con dos transductores de humedad

### 5.4.2 Selección del transductor de Humedad

Una vez seleccionado el oscilador Clapp es necesario seleccionar el transductor de humedad capacitivo, el valor de éste debe ser de 665 pF aproximadamente para obtener una frecuencia de oscilación de 200 kHz, sin embargo este valor no es sintetizable debido a que los transductores de humedad comerciales trabajan en rangos menores a los 200 pF, por lo tanto se sugiere agregar un capacitor ( $C_4$ ) en paralelo y así alcanzar el valor de diseño. En la Tabla 5.1 se muestran las características técnicas de tres transductores capacitivos comerciales como en [21, 22, 23].

Se selecciona el transductor HPP801A031-ND debido a que mide todo el rango de humedad relativa y cuenta con un mayor rango de frecuencia de trabajo. El transductor no es fácil de adquirir en el mercado nacional, por lo que se adquirió en Estados Unidos a través de Digikey y su costo es de 6.46 USD. Por otro lado ya que se desea una oscilación de 200 kHz al 55% de la humedad y el transductor a esta condición cuenta con un valor de 180 pF el valor de  $C_4$  debe ser igual a 485 pF, este valor no es comercial por lo tanto se emplea un capacitor de 470 pF.

En la Tabla 5.2 por otro lado se muestra el desempeño de la capacitancia en función de la humedad relativa, para el transductor HPP801A031-ND, a una temperatura de 25° C y a una frecuencia de trabajo de 10kHz.

Tabla 5.1. Comparación entre transductores capacitivos comerciales

	BC2325-ND	HPP801A031-ND	HS1101
Capacitancia	122 pF @43 % RH @ 100 kHz	180 pF @55 % RH @ 10 kHz	180 pF @55 % RH @10 kHz
RH	10 - 90 %	0 - 100 %	0 - 100 %
Rango de Capacitancia	112 - 143 pF	161.6 - 193.6 pF	162.2 - 199.6 pF
Frecuencia de Operación	1 - 1000 kHz	5 kHz -300 kHz	5kHz - 100 kHz

Tabla 5.2. Comportamiento del HPP801A031-ND

%RH	C ( pF)	%RH	C ( pF)
0	161.6	50	178.5
5	163.6	55	180.0
10	165.4	60	181.4
15	167.2	65	182.9
20	169.0	70	184.3
25	170.7	75	185.7
30	172.3	80	187.2
35	173.9	85	188.6
40	175.5	90	190.1
45	177.0	95	191.6
50	178.5	100	193.1

La función aproximada que ajusta el desempeño de la variación capacitiva (del sensor HPP801A031-ND) está dada por

$$C = 7 \times 10^{-6} (RH)^3 - 0.0015 (RH)^2 + 0.3938 (RH) + 161.64 \quad (5.1)$$

donde  $C$  es la capacitancia (en pF) y  $RH$  es la humedad relativa (en %). Esta aproximación de tercer orden no es fácil de implementar en hardware, por lo cual el desempeño se ajusta a una función lineal:

$$C = 0.3088 (RH) + 162.64 \quad (5.2)$$

La función anterior es simple, fácil de procesar y el error máximo de ajuste es del orden de 0.6%; es una función adecuada para implementación en hardware.

### 5.4.3. Convertidor

Para medir las variaciones en la frecuencia de oscilación es necesario convertir la señal senoidal a una señal cuadrada; el circuito que hace esta función es un comparador de voltaje monolítico. En la Fig.5.4 se muestra el circuito convertidor. Se utilizó el comparador LM311 debido a que su tiempo de respuesta es de 200 ns, lo cual permite operar a frecuencias en el rango de kHz. En la Fig.5.5 se muestra la respuesta, en voltaje, del convertidor cuando la señal de entrada es senoidal de 200kHz. La configuración propuesta es capaz de convertir señales senoidales de una frecuencia máxima de 5.0MHz a señales cuadradas de 5V de amplitud.

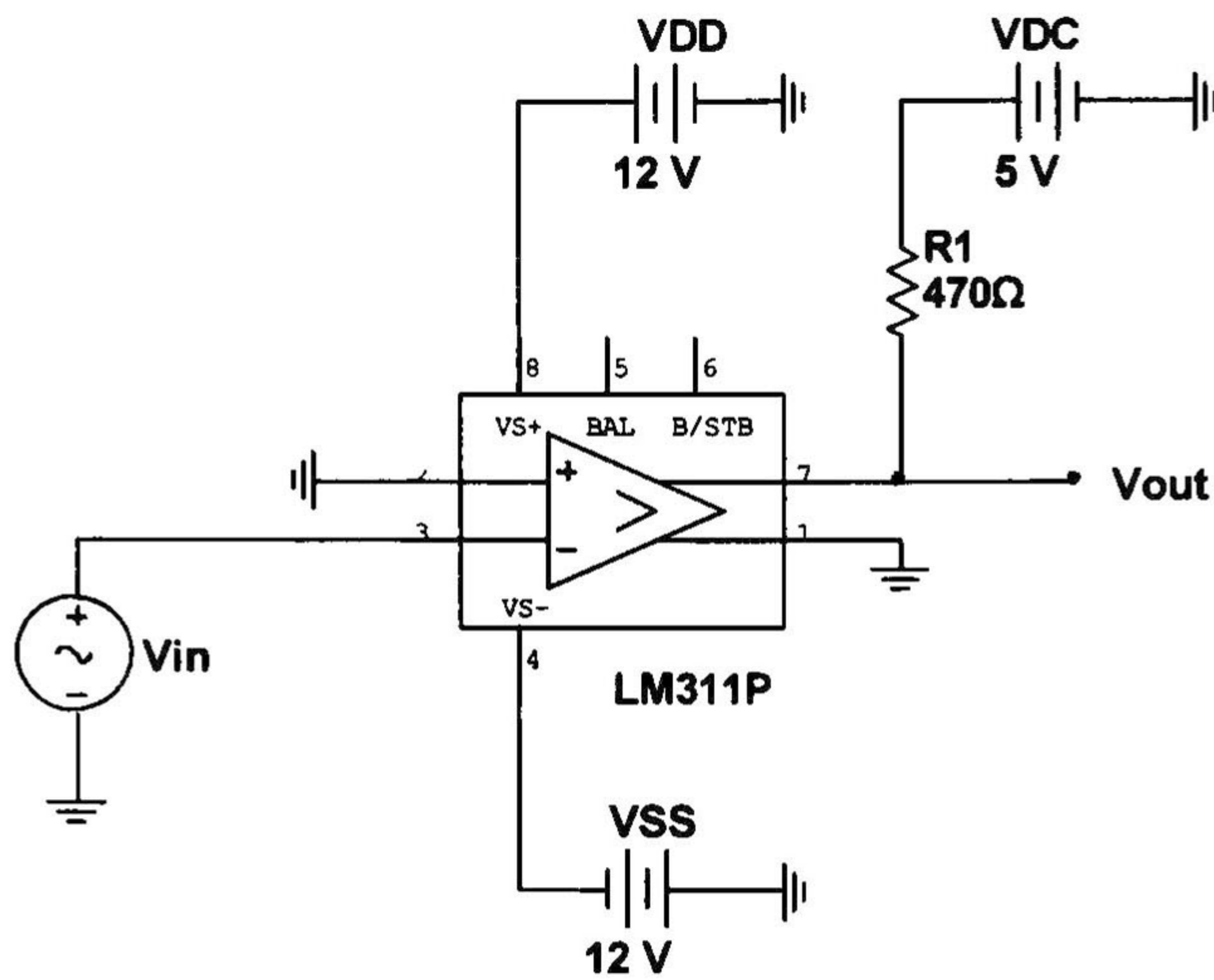


Fig.5.4. Circuito convertidor

Un inconveniente es que la salida del oscilador se encuentra montada sobre un voltaje de DC y sobre este voltaje se debe realizar la comparación y no sobre “tierra” como se muestra en la Fig.5.5, por lo tanto se diseñó un filtro RC pasa bajas con el objetivo de filtrar la señal de AC y obtener solo la componente de DC, la frecuencia de corte del filtro es de 50 Hz.

El oscilador Clapp junto con el circuito convertidor y el filtro RC se muestran en la Fig.5.6.

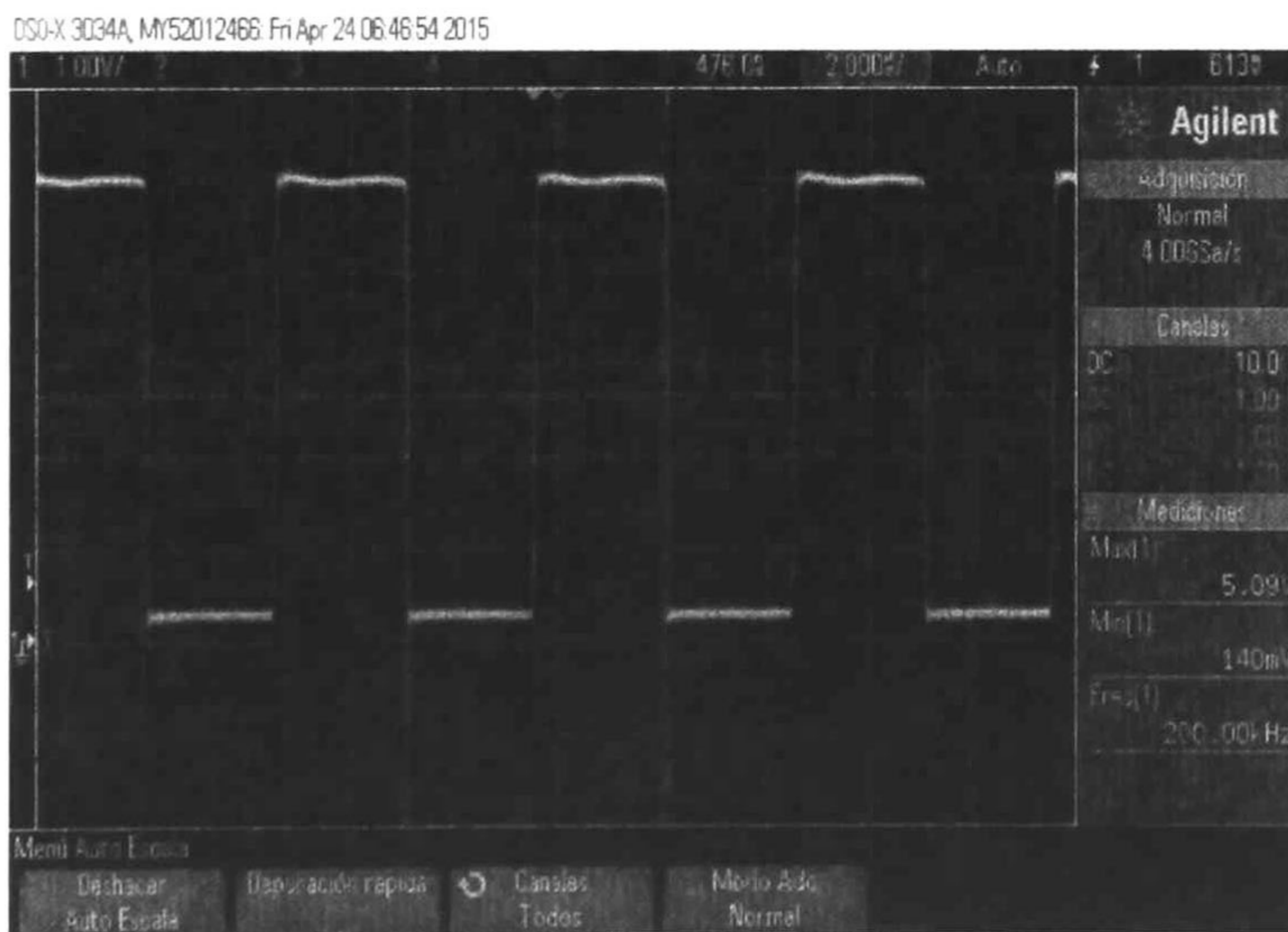


Fig.5.5. Voltaje de salida del circuito convertidor

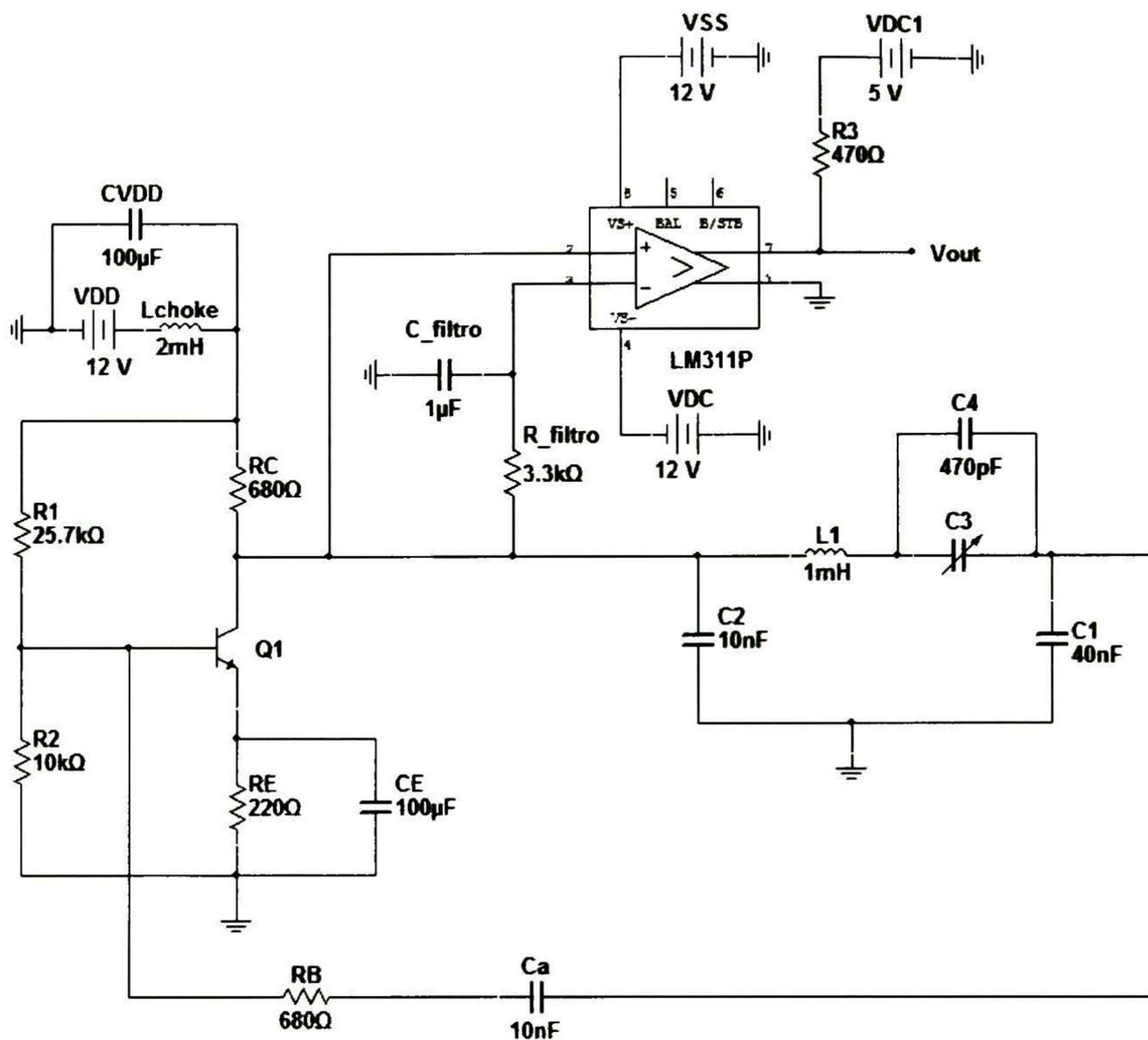


Fig.5.6. Oscilador Clapp, filtro LC y convertidor

#### 5.4.4 Frecuencímetro

Para propósitos ilustrativos se usó la tarjeta uno de Arduino para implementar un frecuencímetro, y medir la frecuencia de oscilación de una señal cuadrada de 5V de amplitud [24]. Se usó esta tarjeta debido a su facilidad de programación y porque cuenta con una gran cantidad de puertos analógicos y digitales. Se usaron dos librerías para implementar el frecuencímetro: FreqCounter [25] y LiquidCrystal; la primera opera con interrupciones y permite obtener la frecuencia de oscilación de una señal cuadrada (la frecuencia máxima que la librería es capaz de medir es de 8 MHz), mientras que la segunda librería permite controlar un LCD. En la Fig.5.7, se muestra el código del programa implementado en Arduino. En la Fig.5.8, se muestra la simulación del frecuencímetro cuando se aplica una señal cuadrada de 200.5kHz; la simulación se realizó en Proteus [26]. En cuanto a la implementación física, se obtuvieron mediciones desde 1 Hz hasta 8 MHz; la mínima variación que puede medir el frecuencímetro es de 100Hz.

```

#include <FreqCounter.h>
#include <LiquidCrystal.h>
LiquidCrystal lcd(12, 11, 3, 2, 1, 0);

float frq;

void setup() {
  lcd.begin(16, 2);
  lcd.print("Frecuencia (kHz)");
}
void loop() {

  FreqCounter::f_comp=10;
  FreqCounter::start(100);
  while (FreqCounter::f_ready == 0)
  frq=(FreqCounter::f_freq)/100.0;
  lcd.setCursor(5, 1);
  lcd.print(frq);
  delay(20);
}

```

Fig. 5.7. Código del Frecuencímetro

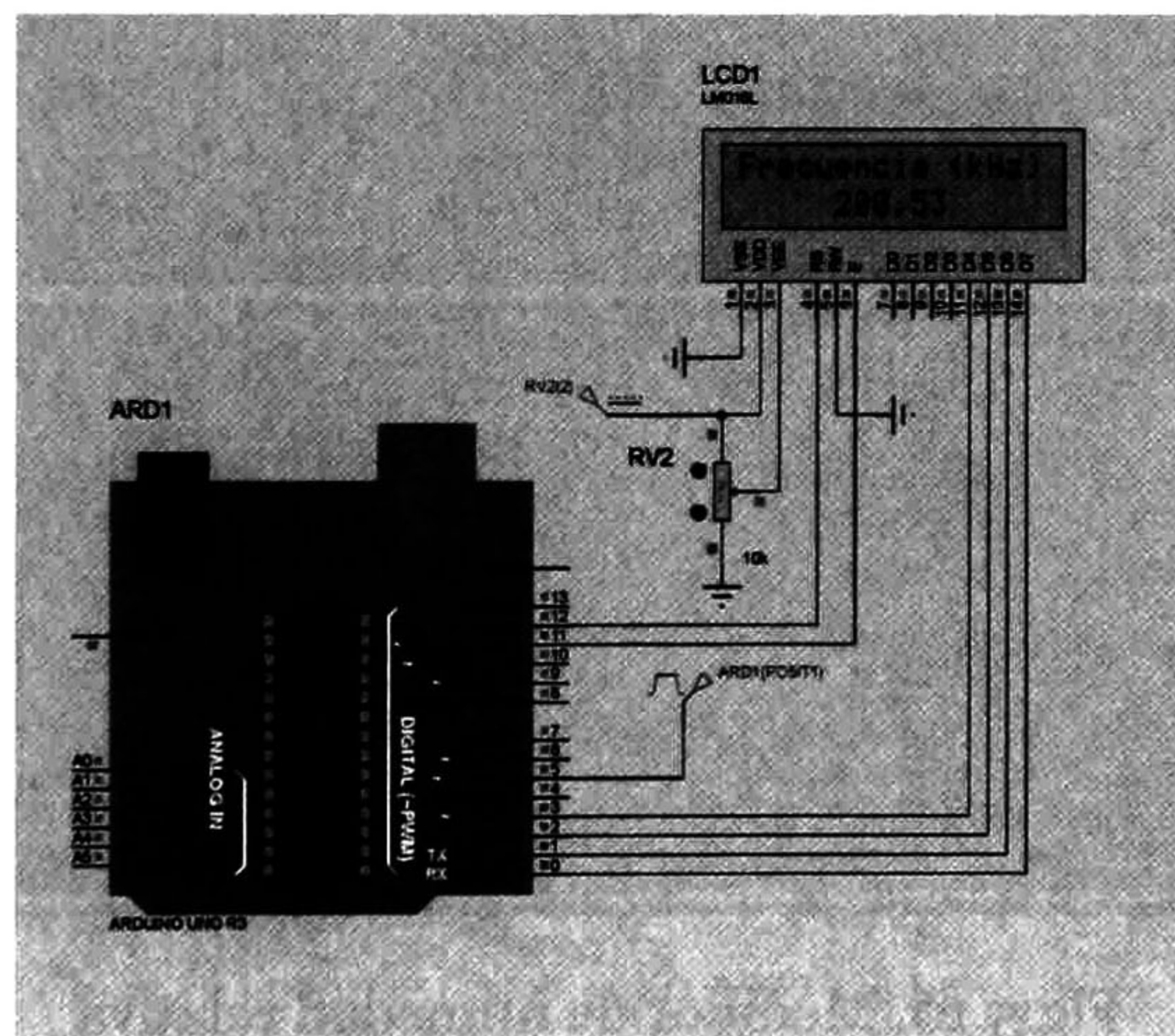


Fig.5.8. Simulación del Frecuencímetro

## 5.5 Implementación Física

Una vez diseñado los bloques principales del medidor de humedad se prosiguió a implementarlo físicamente, para esto se diseñó el PCB en Altium Designer [27], el resultado final se muestra en la Fig.5.9.

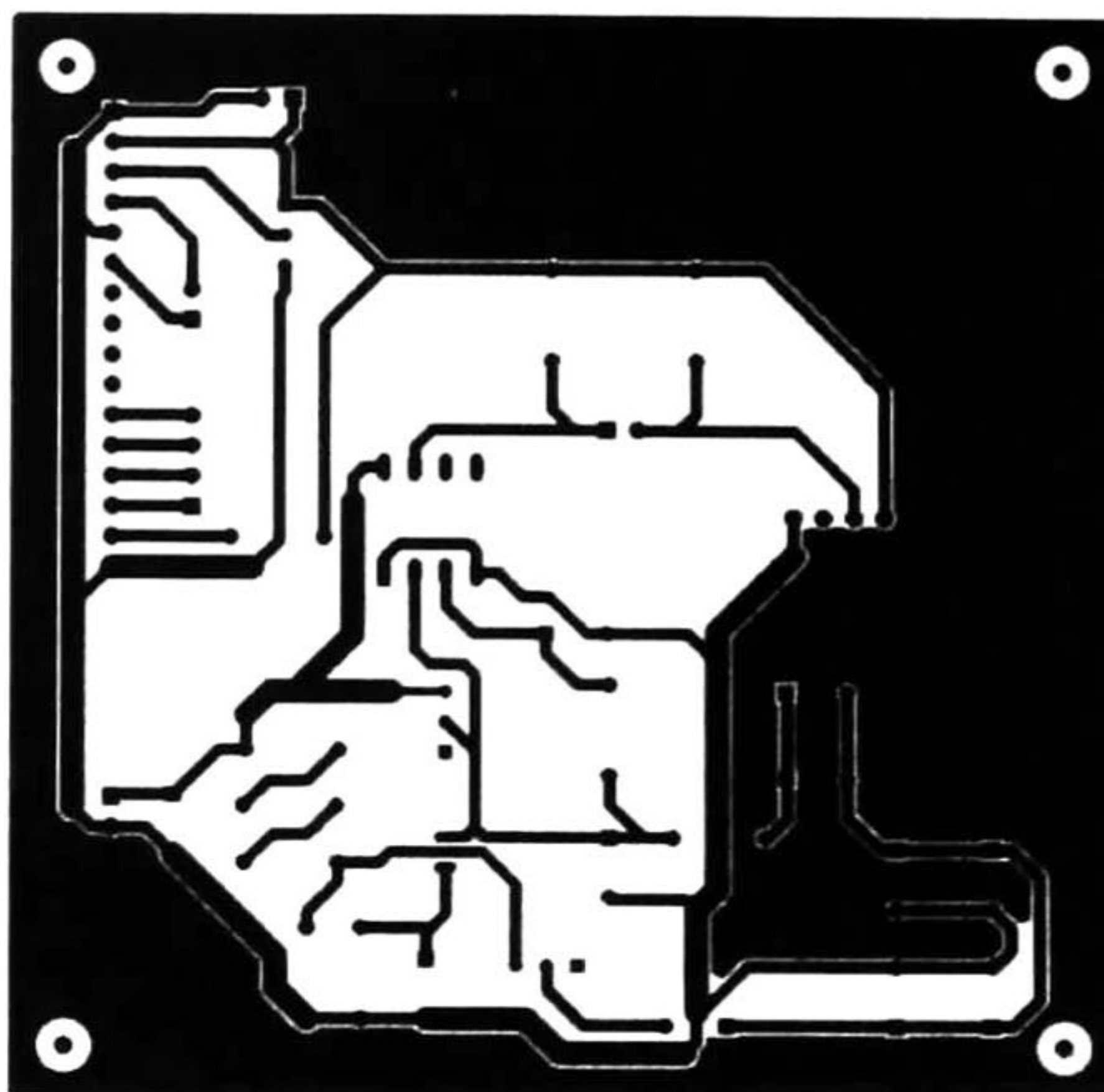


Fig.5.9. PCB Medidor de Humedad relativa

Una vez diseñado el PCB se construyó la placa con la ayuda del “plotter” para circuitos impresos ProtoMat S103, se soldaron los componentes y se obtuvo el medidor mostrado en la Fig.5.10. Cabe mencionar que la tarjeta uno de Arduino es un circuito aparte del circuito impreso diseñado, cuya función es realizar la medición de la frecuencia de oscilación, procesar dicha medición y convertirla en un valor de humedad para después mostrar la lectura en un LCD de 2×16. La conversión del valor de frecuencia a valor de humedad relativa se explica en la siguiente sección.

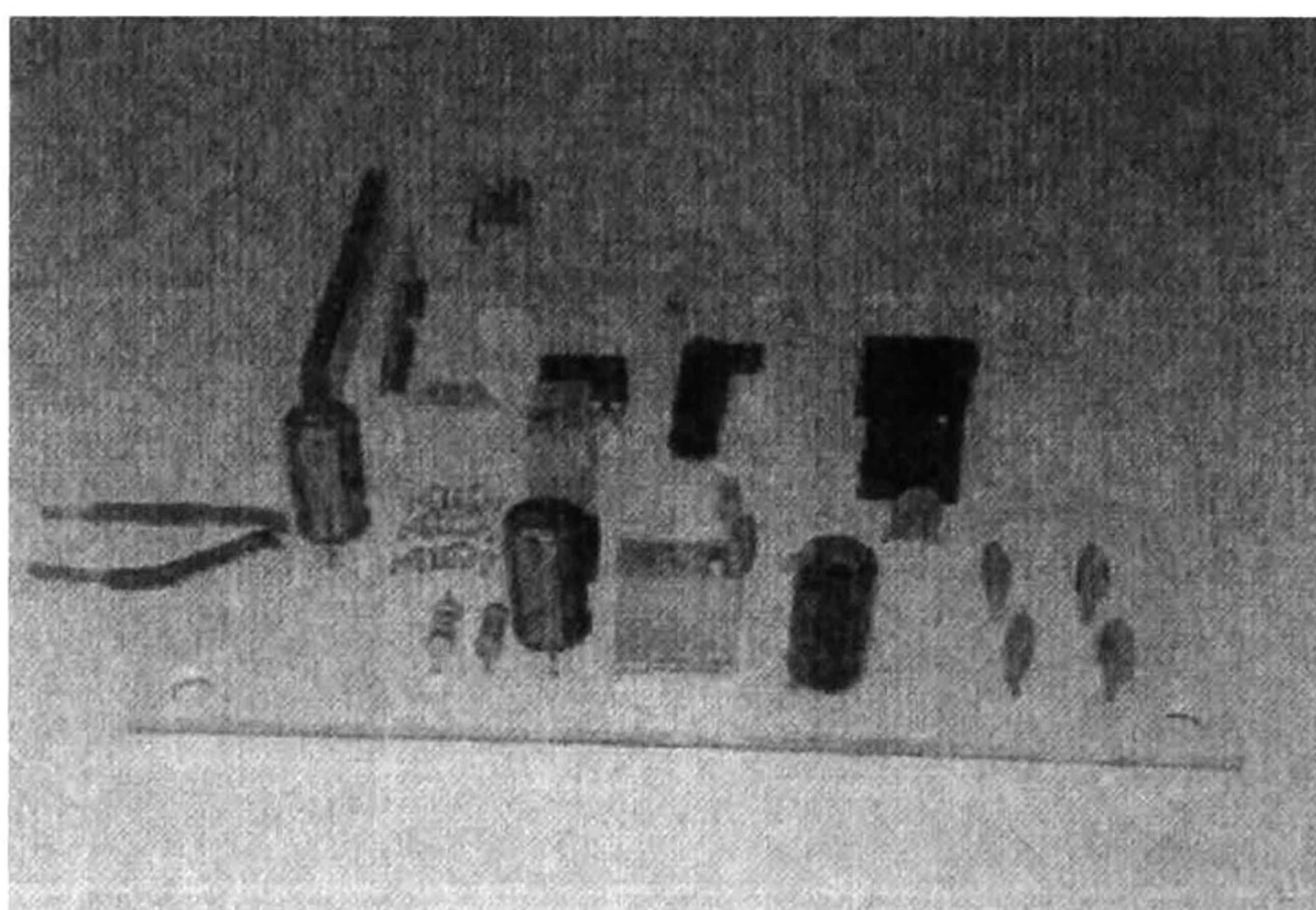


Fig.5.10. Medidor de humedad relativa

## 5.6. Calibración del Medidor

Aunque se diseñó el oscilador Clapp para trabajar en un rango de frecuencia de 202.4 kHz a 208.2 kHz, esta frecuencia varía debido a las tolerancias en los valores de los capacitores e inductores, en la practica el oscilador Clapp oscila de 213.9 kHz a 218.8 kHz, a una temperatura de 25 ° C.

Para poder obtener mediciones con el menor error posible fue necesario calibrar el medidor de humedad, el procedimiento de calibración se describe a continuación:

1. Medir la frecuencia de oscilación para distintos valores de  $C_3$ .  
 Recordar que el capacitor  $C_3$  se encuentra formado por el paralelo de un capacitor fijo de 470 pF y un capacitor variable (transductor de humedad), el cual varía de 161.6 a 193.1 pF. Con el objetivo de caracterizar el comportamiento de la frecuencia de oscilación en función de  $C_3$ . Se sustituyó al transductor de humedad por capacitores fijos, el resultado es el que se muestra en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3. Comportamiento de  $f_o$  en función de  $C_3$

$C_3$	$f_o$
470 pF + 166 pF	218.27
470 pF + 182 pF	215.6
470 pF + 200 pF	212.97

Cabe recalcar que los resultados de la Tabla 5.3 se obtuvieron a una temperatura de 25 °C; la ecuación lineal que modela el comportamiento de  $f_o$  es

$$f_o = -0.15568(C_3) + 317.2203 \quad (5.3)$$

2. A partir de (5.3) y (5.2) se obtiene la expresión matemática que modele el comportamiento de la  $f_o$  en función de la humedad atmosférica relativa. La expresión obtenida es

$$RH(\%) = \frac{218.731 - f_o}{0.04808} \quad (5.4)$$

La ecuación (5.4) solamente es útil a temperaturas cercanas a 25° C, por lo tanto es necesario obtener una expresión más adecuada para un amplio rango de temperatura.

3. Incluir a la temperatura en el modelo de la humedad relativa.  
 Recordemos que la  $f_o$  de un oscilador Clapp es función directa de la temperatura y se modela como en (5.5), donde  $b$  es una constante que depende del valor de  $C_3$ , que a su vez depende de la humedad.

$$f_{osc} = 0.32(T) + b \quad (5.5)$$

Con el fin de obtener una ecuación que modele a  $b$ , se realizaron una serie de mediciones en el laboratorio, se observó el comportamiento del oscilador Clapp a distintas condiciones de temperatura y humedad, se utilizó el sensor DHT22 para medir la temperatura y la humedad en el ambiente. En la Tabla 5.4, se muestran algunos de los datos obtenidos, obsérvese que se seleccionaron valores experimentales en los que la  $f_o$  permanece constante.

Tabla 5.4. Datos experimentales, frecuencia de oscilación, humedad relativa y temperatura.

F <sub>osc</sub> ( kHz)	RH (%)	Temperatura (°C)
216.4	55.4	22.4
216.4	54	23.6
216.4	53.1	23.6
216.4	52.8	23.8
216.4	51	24.4
216.4	51.1	24.4
216.4	49.5	24.5
216.4	48	24.8
216.4	47.9	24.9
216.4	47.6	25
216.4	46.7	25.5
216.4	46.2	25.8

Empleando la Tabla 5.4 y la ecuación (5.5) se obtuvieron los valores de la constante  $b$  para distintas condiciones de humedad y temperatura, tal como se muestra en la Tabla 5.5.

Tabla 5.5. Comportamiento de la constante  $b$ .

RH (%)	Temperatura (°C)	$b$
55.4	22.4	209.27
54	23.6	208.84
53.1	23.6	208.84
52.8	23.8	208.82
51	24.4	208.61
51.1	24.4	208.60
49.5	24.5	208.57
48	24.8	208.47
47.9	24.9	208.43
47.6	25	208.42
46.7	25.5	208.29
46.2	25.8	208.18

A partir de la Tabla 5.5, se obtuvo la ecuación (5.6), la cual relaciona la constante  $b$  con la humedad relativa.

$$b = 0.0929(RH) + 203.94 \quad (5.6)$$

Uniendo (5.6) con (5.5) se obtiene el modelo de la humedad relativa en función de la temperatura y la frecuencia de oscilación.

$$RH = \frac{f_o - 0.32(T) - 203.94}{0.0929} \quad (5.7)$$



La ecuación (5.7) fue implementada en la tarjeta uno de Arduino y permite obtener la humedad relativa del aire con un error relativo de 8.3 %.

### 5.7. Resultados Experimentales

Una vez calibrado el medidor de humedad se sometió a distintas pruebas de humedad y temperatura, se hizo variar la temperatura del aire con la ayuda de un cautín, al calentar el aire la humedad atmosférica relativa disminuye, se registraron las lecturas de humedad, temperatura y frecuencia de oscilación a través del puerto serial del arduino. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5.11.

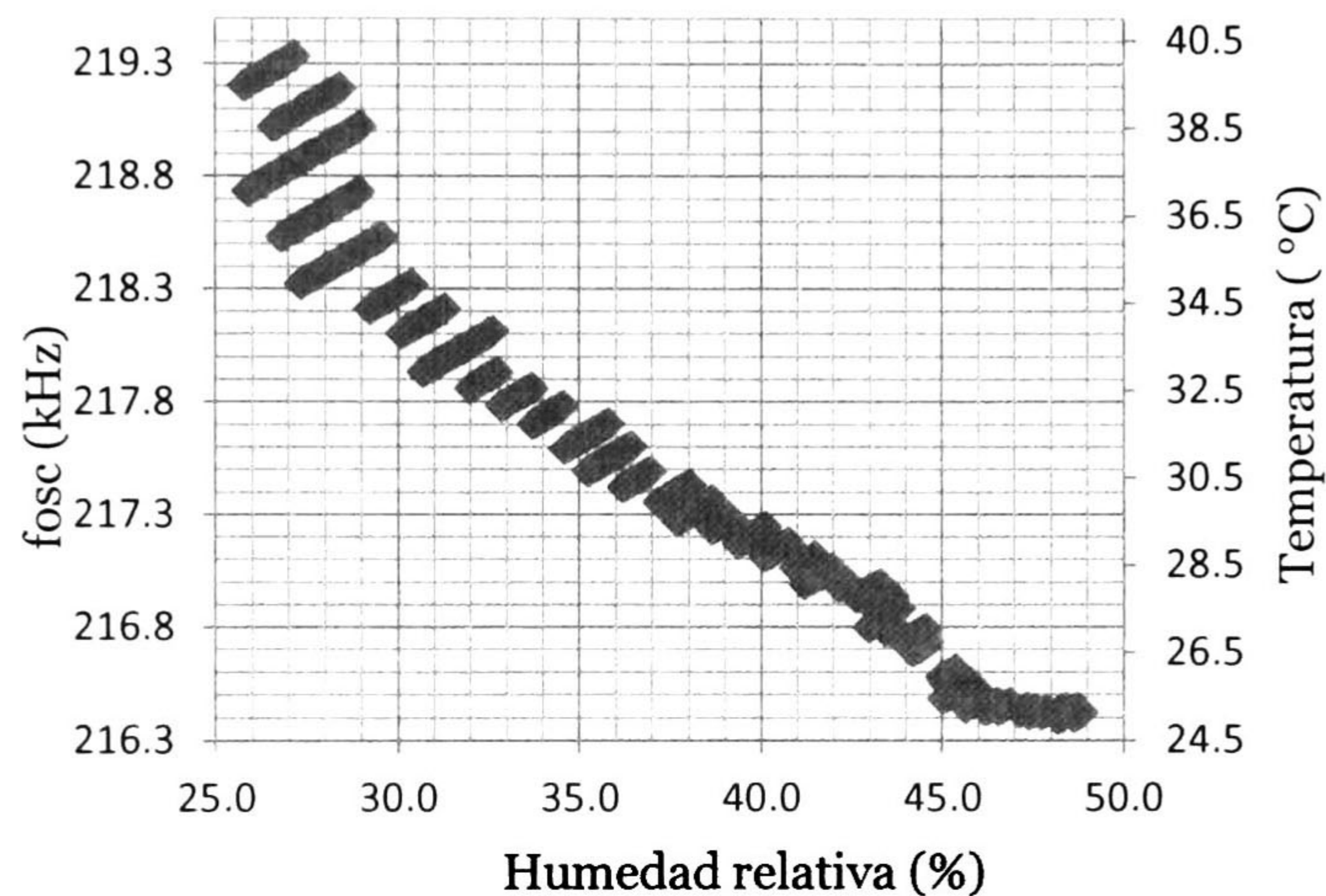


Figura 5.11. Comportamiento de la humedad relativa para un aumento en la temperatura

En la Figura 5.12, se muestra el comportamiento de la humedad atmosférica relativa para una temperatura constante de 23.6 °C.

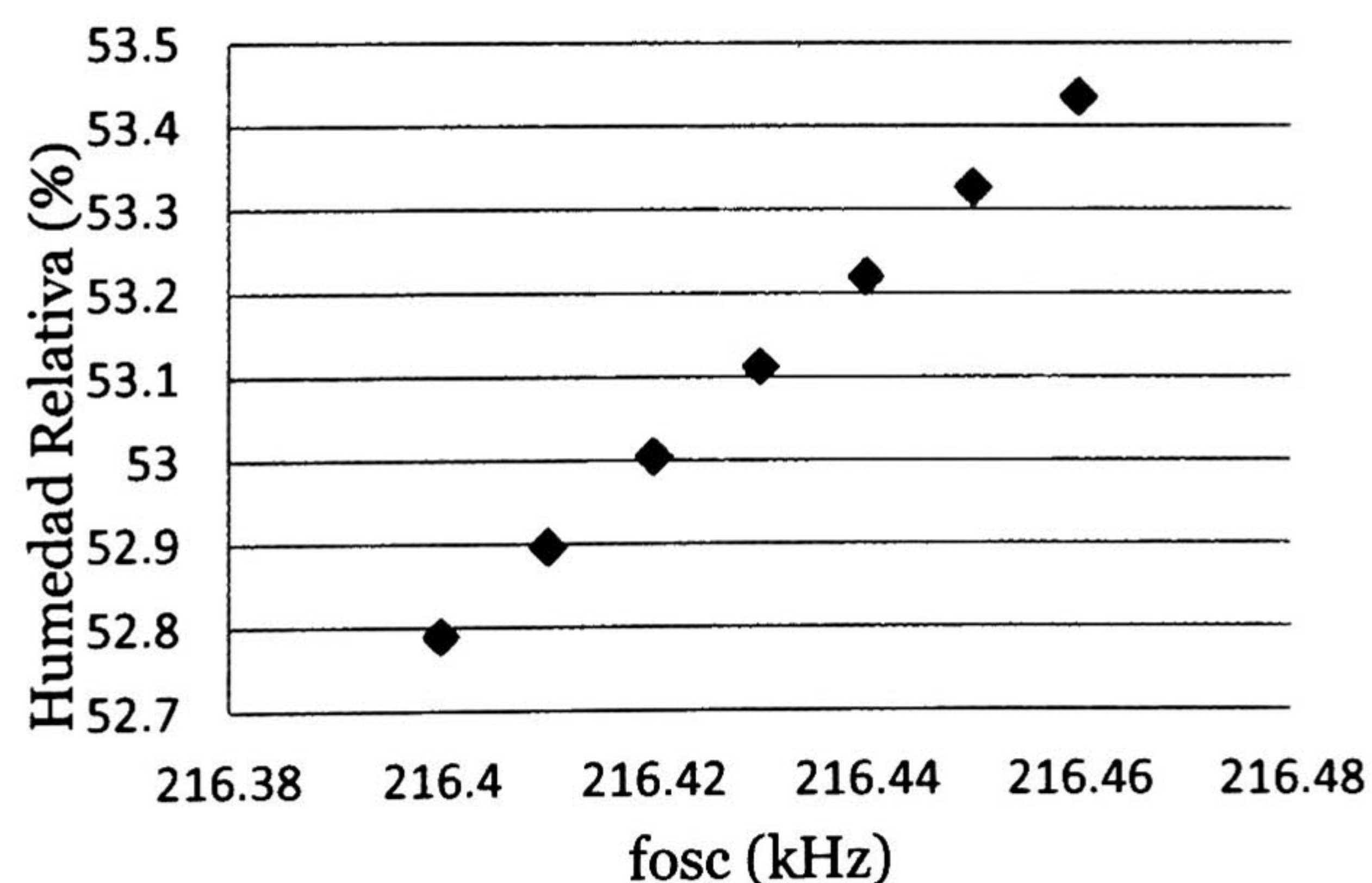


Figura 5.12. Comportamiento de la humedad relativa en función de la  $f_0$

Con el fin de validar el correcto funcionamiento del medidor de humedad, se compararon las lecturas de humedad del medidor construido con las obtenidas con el sensor DHT22; en la Figura 5.13 se muestra dicha comparación.

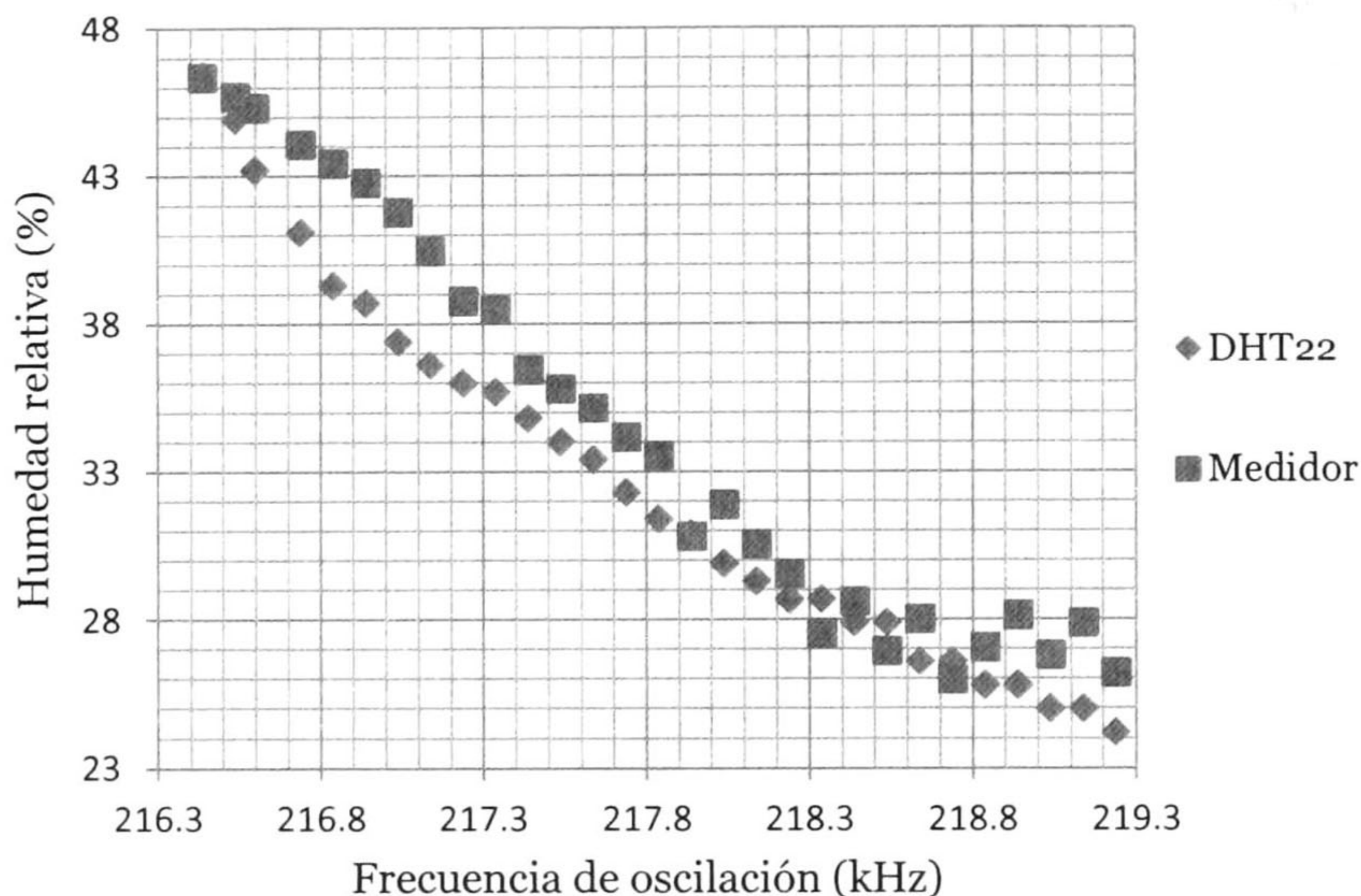


Figura 5.13. Comparación entre el medidor de humedad y el DHT22

El DHT22 [28] es un sensor digital de humedad y temperatura, el error máximo relativo entre el medidor de humedad propuesto y el DHT22 es de 8.35 %. La principal ventaja del medidor es su tiempo de respuesta, mientras que el DHT22 cuenta con un tiempo de sensado de 2s el medidor trabaja con un tiempo de respuesta de 5 ms aproximadamente.

El medidor de humedad cuenta con un LCD de 16×2, el cual muestra la temperatura y la humedad atmosférica relativa del aire, tal como se muestra en la Figura 5.14.

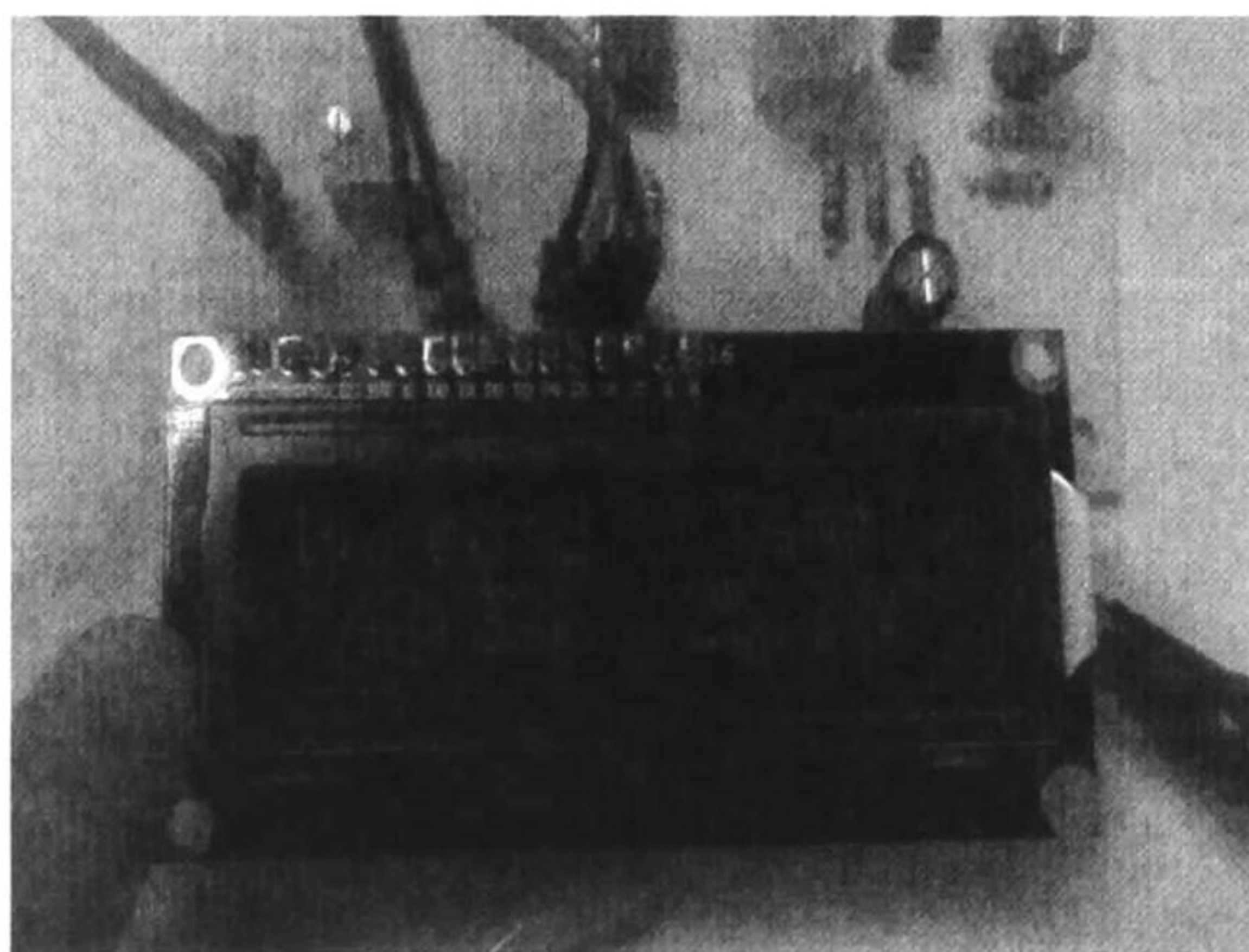


Figura 5.14. Lectura de Humedad y Temperatura en LCD

## 5.8. Conclusiones

En el presente capítulo se muestra el diseño e implementación de un medidor de humedad relativa, lo interesante del prototipo mostrado es la utilización de osciladores LC en el monitoreo de una magnitud física, en este caso humedad relativa, aun así es posible emplear el mismo principio para monitorear otras variables como la presión atmosférica, etc.

El elemento clave del medidor de humedad es el transductor capacitivo el cual varía su capacitancia en función de la humedad. Esta variación en capacitancia es convertida en una variación de frecuencia con la ayuda del oscilador. Debido a lo anterior el desempeño del medidor de humedad queda determinado principalmente por el rango de variación del transductor, entre un mayor rango de variación un mejor control sobre el sistema, menor error y mayor sensibilidad en la medición.

El transductor de humedad seleccionado tiene el inconveniente de tener un rango dinámico pequeño y tiene como consecuencia una variación de 5 kHz en la frecuencia para una variación del 100% en la humedad relativa.

El empleo de osciladores discretos en la medición de variables físicas tiene principalmente dos inconvenientes a resolver: la estabilidad de la frecuencia y la relación entre la temperatura y la frecuencia de oscilación. Para esto es necesario modelar el comportamiento de la frecuencia de oscilación ante distintas condiciones de humedad y temperatura, entre más exacto sean estos modelos menor error en la lectura de humedad.

El prototipo presentado en este capítulo mide la humedad relativa del aire con una variación máxima del 4% en comparación con el sensor DHT22. Debido a la estrecha relación entre la temperatura y la humedad, es importante agregar al medidor de humedad un sensor de temperatura, el LM35 [29] es una buena opción debido a su bajo costo, alta precisión, amplio rango de medición y linealidad. Este circuito integrado tiene como salida un valor de voltaje proporcional a la temperatura y puede procesarse fácilmente en la tarjeta uno de Arduino.

Cabe mencionar que la placa construida se encuentra constituida por el oscilador Clapp, el transductor de humedad, el filtro RC, el LCD, el puerto de alimentación y los puertos de comunicación; la etapa del frecuencímetro y el procesamiento matemático se encuentran integrados en la tarjeta uno. Se sugiere como trabajo futuro implementar en una sola tarjeta el medidor de humedad; para sintetizar el frecuencímetro y el procesamiento matemático se puede emplear el microcontrolador ATmega328 y utilizar la tarjeta de Arduino como plataforma de programación.



# Capítulo 6

## Conclusiones y Trabajo Futuro

Se presentan las conclusiones más importantes obtenidas durante el desarrollo del trabajo de investigación. También se describen las actividades relacionadas al diseño de osciladores que se cree deban desarrollarse en un futuro.

### 6.1 Conclusiones

Los osciladores armónicos son de gran necesidad en las tecnologías actuales de comunicación e instrumentación; por lo tanto requieren desempeños altos en estabilidad, ruido de fase, pureza espectral y consumo de potencia.

En algunas aplicaciones se prefieren los osciladores con componentes discretos que osciladores integrados, debido a que suelen alcanzar un mejor desempeño en pureza espectral y por lo tanto una mayor estabilidad en la frecuencia. La pureza espectral del oscilador queda definida en mayor medida por el factor de calidad ( $Q$ ) de los componentes individuales del circuito tanque, más no solo por esto; la corriente que maneja el transistor, la relación entre las reactancias del tanque y la corriente que circula a la entrada del transistor son variables a tener en consideración.

Son varias las consideraciones en el diseño de osciladores: Una de ellas es la correcta polarización del bloque que define la ganancia, la selección del dispositivo activo y la topología del bloque de retro-alimentación. En la literatura existe un déficit de información acerca de metodologías de diseño de osciladores discretos, en esta contribución se presentó una metodología práctica para el diseño de osciladores LC con componente comerciales.

La metodología tradicional para el diseño de osciladores está basada en la teoría para la polarización de un amplificador como se constata en las referencias [8, 13, 14]. Sin embargo, esas referencias carecen de un procedimiento práctico de diseño, y presentan sólo las ecuaciones que describen el desempeño del transistor. La metodología propuesta se basa en definir el valor de la fuente de alimentación y el establecimiento de la corriente que manejará el transistor, y de ahí determinar los valores de resistencias y capacitores del circuito. Esta propuesta también define como base el diseño del circuito

tanque y luego establecer la frecuencia de oscilación, satisfacer las condiciones de Barkhausen y subraya la utilidad de la relación capacitiva  $C_2/C_1$  propuesta en [15].

Otra aportación del presente trabajo son dos recomendaciones para mejorar la forma de onda de un oscilador LC discreto: se sugiere agregar una resistencia entre la base del transistor y el circuito tanque de retroalimentación y emplear la relación  $n = 4$ . Empleando ambas recomendaciones en el oscilador Clapp se alcanzó una distorsión armónica total del 5 %.

Como aplicación del oscilador, se propuso implementar un medidor de humedad relativa a partir del diseño de un oscilador Clapp; lo interesante del prototipo implementado es la utilización de osciladores LC en el monitoreo de una magnitud física. El medidor propuesto es fácil de implementar y aprovecha la medición de una variable física a partir de variaciones capacitivas. Con la finalidad de obtener un mejor control sobre el medidor de humedad y una mayor exactitud en la medición, fue necesario caracterizar el comportamiento dinámico de la frecuencia del oscilador Clapp. El modelo que relaciona la frecuencia de oscilación con la temperatura de operación del circuito y la humedad atmosférica relativa es

$$f_{osc} = 0.32(T) + 0.0929(RH) + 203.94 \quad (6.1)$$

El modelo propuesto es adecuado para un rango de temperatura de 10° a 50 °C y todo el rango de humedad (0 a 100 %).

El desempeño del medidor implementado es adecuado, la variación máxima en la lectura de humedad en comparación con el valor obtenido del sensor DHT22 es de 4%, una de las ventajas del medidor es su tiempo de respuesta, mientras que el DHT22 cuenta con un tiempo de sensado de 2s el medidor trabaja con un tiempo de respuesta de 5ms aproximadamente.

Otro punto a tener en consideración en un oscilador discreto es que la frecuencia es función de la temperatura, esto se debe a la dependencia de los valores nominales, de los inductores y capacitores, con la temperatura de operación; esta propiedad puede ser empleada en la implementación de un medidor de temperatura y la ecuación característica del sistema es

$$f_{osc} = 0.32(T) + b \quad (6.2)$$

donde  $b$  es una constante que depende de los valores de los inductores y capacitores que conforman el circuito tanque.

Como punto final se debe considerar la confiabilidad de los simuladores en el diseño de osciladores, los resultados obtenidos experimentalmente en T-SPICE distan de los resultados experimentales, tanto en el desempeño en la frecuencia de oscilación como en la magnitud de la señal. Se atribuye esta discrepancia en parte al modelo en pequeña

señal del transistor, una recomendación es buscar en la página web del fabricante el modelo eléctrico equivalente del transistor a utilizar y así disminuir este error.

Debe de recordarse que los algoritmos de análisis, propios a cada uno de los simuladores, trabajan en condiciones ideales; sería bueno pues realizar un análisis del algoritmo de simulación y agregar las no idealidades propias del sistema con el fin de obtener una simulación más acorde al desempeño real del oscilador, esto permitiría utilizar al simulador como una herramienta de diseño confiable.

La metodología de diseño propuesta en el presente trabajo se sometió a una ponencia en la XI Semana Nacional de Ingeniería Electrónica [30], además se participó en la elaboración de un artículo que trata sobre el “Know How” y las recomendaciones prácticas a tener en consideración en el flujo de diseño de osciladores LC discretos [31].

## **6.2 Trabajo Futuro**

Entre las actividades más importantes que se cree se deban realizar están las siguientes:

- Incluir en la metodología el control sobre la magnitud de la oscilación.  
La magnitud de la oscilación es importante, obtener una señal “pura” de baja amplitud no es útil en la gran mayoría de aplicaciones; buscar por lo tanto una relación óptima entre pureza espectral y magnitud es importante, considérese también agregar una etapa de amplificación a la salida del oscilador para obtener la magnitud deseada.
- Explorar nuevas topologías de osciladores discretos.  
Los osciladores discretos revisados en este trabajo fueron: Colpitts, Hartley, Clapp, Puente de Wien y corrimiento de Fase; pero existen otros osciladores como Pierce, de acoplamiento cruzado, etc; sería valioso analizar dichas topologías y comparar su desempeño con los osciladores analizados en este trabajo de investigación.
- Realizar un análisis de ruido de fase en osciladores LC discretos.  
El ruido de fase es una variable relevante en cualquier oscilador, pues existen aplicaciones sobre todo en el área de telecomunicaciones, donde la estabilidad es una propiedad crítica y no debe rebasar un cierto límite, por decir un error máximo del 1%. En este trabajo de investigación se dieron recomendaciones prácticas para mejorar la pureza espectral, se comprobaron dichas consideraciones a nivel simulación y de manera experimental observando la forma de onda de la señal obtenida, sin embargo por una cuestión de tiempo no se alcanzó a familiarizarse con las diferentes técnicas de medición del ruido de fase, por lo tanto es un tema que se recomienda a analizar.
- Extrapolar la metodología de diseño propuesta en el diseño de osciladores LC integrados en silicio y buscar alcanzar frecuencias de oscilación mayores.

Para aplicaciones en el área de radiofrecuencia se requieren frecuencias de oscilación en el rango de GHz y se prefieren circuitos integrados en un solo chip; por lo tanto a partir de la metodología propuesta, conociendo cuales son las variables del circuito que afectan la oscilación del sistema, se recomienda proponer una metodología de diseño de osciladores LC integrados en silicio, considerando ahora las no idealidades que agrega el sustrato y las limitaciones en el diseño de inductores y capacitores integrados.

- Implementar osciladores LC en tecnología CMOS y evaluar su desempeño en ruido de fase y potencia eléctrica.

El consumo de potencia eléctrica en un chip es una variable de interés, pues cada vez se requieren sistemas que ahorren más energía sobre todo en dispositivos móviles. Una vez diseñado el oscilador LC en tecnología CMOS sería de gran valor corroborar su desempeño en ruido de fase y potencia; validar la metodología de diseño propuesta y compararla con otras metodologías existentes.



## Bibliografía

- [1] D. Chattopadhyay, *Electronics Fundamentals and Applications*, 2006, New Age International Publishers, India, 224.
- [2] José Antonio Rubio, *Diseño de circuitos y sistema integrados*, 2003, Edicions UPC, Cataluña, 386.
- [3] *Ulrich L. Rohde, The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization*, John Wiley & Sons, USA, 2005, 1.
- [4] *Ben-Menahem Ari*, *Historical Encyclopedia of Natural and Mathematical Sciences*, Volume 1, Springer, USA, 2009, 3240.
- [5] Alfonso Carretero, *Electrónica*, Editex, España, 2009, 239.
- [6] Tiebout Marc, *Low Power VCO Design in CMOS*, Springer, USA, 2006, 3-25.
- [7] Andrei Grebennikov, *RF and Microwave Transistor Oscillator Design*, 2007, Wiley, Inglaterra, 29-35.
- [8] Muhammad Rashid, *Circuitos Microelectrónicos análisis y diseño*, 2000, Thomson, México, 541-563.
- [9] Gilmore Rowan, *Besser Les, Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems*, Volume 2, 2003, Artech House, USA, 379-340.
- [10] Charles A. Holt, *Circuitos electrónicos digitales y analógicos*, Editorial Reverté, España, 1989, 830-831.
- [11] Webb, J.K.; Wood, H.B., *The precise measurement of capacitance*, *Proceedings of the IEE - Part C: Monographs*, vol.102, no.1, pp.3, Marzo 1955.
- [12] Chattopadhyay, S.; Bera, S.C., *Modification of the Maxwell–Wien Bridge for Accurate Measurement of a Process Variable by an Inductive Transducer*, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.59, no.9, 2445-2449, Septiembre 2010.
- [13] I. J. Nagrath, *Electronic Devices and Circuits*, 2007, Prentice-Hall, India, 135-136.
- [14] *Amplificador con emisor común*, HyperPhysics, Departamento de Física y Astronomía, Universidad de Georgia, dirección electrónica: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/electronic/npnce.html#c2>, Noviembre de 2014.
- [15] *Modelo eléctrico en SPICE del BJT 2N2222*, consultado online en: <https://www.fairchildsemi.com/products/discretes/bipolar-transistors/small-signal-bjts/MMBT2222A.html#models>, Enero 2015.
- [16] V.V. Ulansky, H.M. Elsherif, *A New Method of Designing UHF FET Colpitts Oscillator*, *International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology*, IEEE, 2014, 388-392.
- [17] Mauro Matteini, *Ciencia y restauración*, 2001, Nerea, España, 260.
- [18] José Querada, *Curso de Climatología General*, 2005, Universidad Jaume I. Servicio de Comunicacion y Publicacione, España, 83-85.
- [19] Hidegardo Córdova, *Naturaleza y Sociedad: Una Introducción a la Geografía*, 2002, Fondo Editorial de la Pontificia Universidad Católica del Perú, Perú, 110.
- [20] W. Bolton, *Mediciones y pruebas eléctricas y electrónicas*, 1995, Marcombo, España, 255-256.
- [21] *Datasheet del componente BC2325-ND*, consultado online: <http://www.vishay.com/docs/29001/23226919.pdf>, Abril 2015.
- [22] *Datasheet del componente HPP801A031-ND*, consultado online: <http://www.meas-spec.com/downloads/HS1101LF.pdf>, Abril 2015.
- [23] *Datasheet del componente HS1101*, consultado online:

<https://www.parallax.com/sites/default/files/downloads/27920-Humidity-Sensor-Datasheet.pdf>, Abril 2015.

- [24] ARDUINO 1.6.4, Software de código abierto, dirección electrónica: <http://www.arduino.cc/en/Main/Software>
- [25] Counter Library, Laboratory for Experimental Computer Science at the Academy of Media Arts Cologne, Köln, Alemania, 2015, dirección electrónica: <http://interface.khm.de/index.php/lab/interfaces-advanced/arduino-frequency-counter-library/>, Marzo 2015.
- [26] Proteus, ISIS Schematic Capture, Versión 7.7, Labcenter electronics, dirección electrónica: <http://www.labcenter.com/index.cfm>
- [27] Altium Designer, 2011, Altium, dirección electrónica: <http://www.altium.com/company/about-altium/about-us>
- [28] Datasheet del componente DHT22, consultado online: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Temperature/DHT22.pdf>, Abril 2015
- [29] Datasheet del componente LM35, consultado online: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>, Abril 2015
- [30] Edgar Omar Lara Alemán, F. Sandoval-Ibarra, Metodología de Diseño de Osciladores LC con componentes discretos: Una Propuesta, SENIE 2015 [sometida].
- [31] E. O. Lara-Alemán, J. G. Morales-López, E. B. Ortega-Rosales, F.Sandoval-Ibarra, Designing LC-based Oscillators- How Non Idealities are Added?, CCE 2015 [sometida].



**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL I.P.N.  
UNIDAD GUADALAJARA**

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional aprobó la tesis

Metodología de diseño para osciladores discretos LC y su uso como sensor de humedad

del (la) C.

Edgar Omar LARA ALEMÁN

el día 25 de Agosto de 2015.



Dr. Federico Sandoval Ibarra  
Investigador CINVESTAV 3C  
CINVESTAV Unidad Guadalajara



Dr. Juan Luis Del Valle Padilla  
Investigador CINVESTAV 3C  
CINVESTAV Unidad Guadalajara



Dr. José Raúl Loo Yau  
Investigador CINVESTAV 3B  
CINVESTAV Unidad Guadalajara



CINVESTAV - IPN  
Biblioteca Central



SSIT0013357