

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

Trabajo Práctico N°6:
Osciladores, PLL y circuitos no lineales
Teoría de Circuitos - 2019

Grupo 1:

Farall, Facundo David
Gaytan, Joaquín Oscar
Kammann, Lucas
Maselli, Carlos Javier
Müller, Malena

Profesores:

Jacoby, Daniel Andrés
Belaustegui Goitia, Carlos
Iñaki Iribarren, Rodrigo

9 de noviembre de 2019

Índice

1. Oscilador de Wien	3
2. PLL: Phase Locked Loop	4
3. VCO: Voltage Controlled Oscillator	5
3.1. Introducción teórica	5
3.1.1. Distorsión Armónica	5
3.1.2. Jitter	6
3.2. Análisis de circuitos	7
3.2.1. Acondicionamiento lineal de señal	7
3.2.2. Comparador Schmitt Trigger inversor	8
3.2.3. Voltage Controlled Oscillator	9
3.2.4. Conversor triangular a senoidal	11
3.3. Diseño de VCO	13
3.3.1. Especificaciones y etapas	13
3.3.2. Cálculo de componentes	13
3.3.3. Simulación y verificación	13
3.4. Resultados	13
3.4.1. Mediciones	13
3.4.2. Análisis de resultados	13
3.5. Conclusiones	13

1. Oscilador de Wien

2. PLL: Phase Locked Loop

3. VCO: Voltage Controlled Oscillator

Esta sección se propone el diseño de un oscilador de señales senoidales cuya frecuencia pueda ser controlada por una tensión de entrada, de forma tal que para un dado rango de tensiones, se pueda producir la señal deseada que varíe en un rango esperado de frecuencias. En la Fig. 1 se ilustra un esquema general del sistema deseado.

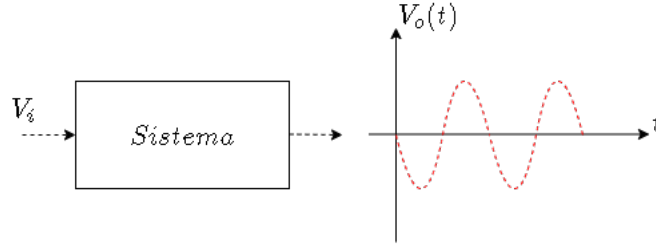


Figura 1: Esquema general del sistema propuesto

3.1. Introducción teórica

El objetivo de esta introducción es establecer las bases teóricas sobre las cuales se construye el análisis desarrollado para el diseño del sistema propuesto. No obstante, se asume que el lector posee una base teórica sobre algunos conceptos, lo cual se irá indicando a lo largo de tal análisis.

3.1.1. Distorsión Armónica

La teoría de series generalizadas de Fourier establece que cualquier señal periódica, es decir una función dada tal que $f : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ que cumple tener un período fundamental dado $f(t + T) = f(t)$, con T perteneciente a los reales positivos, puede ser proyectada sobre un espacio vectorial descripto por su base ortonormal. En otras palabras, la serie trigonométrica de Fourier como caso particular permite describir un señal periódica como combinación lineal de funciones seno y coseno. Se suele denominar a cada una de estas componentes como armónicos cuyas frecuencias son múltiplos de la frecuencia fundamental, y desde un punto de vista espectral se puede observar la distribución de potencia de la señal para cada frecuencia armónica.

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (t_0 < t < t_0 + T)$$

Figura 2: Series de Fourier

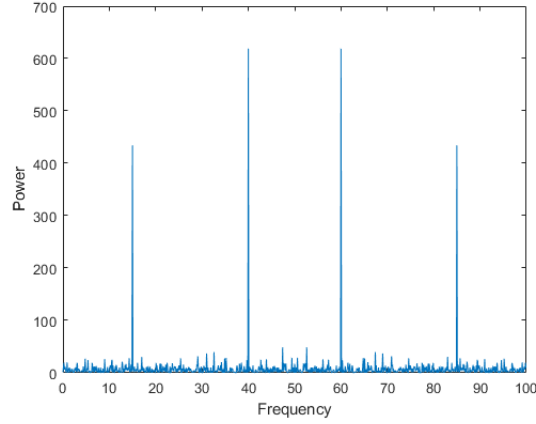


Figura 3: Espectro en frecuencia

La distorsión armónica puede ser entendida como la presencia de armónicos no deseados que en el dominio temporal alteran o distorsionan la forma de onda esperada, esto puede pasar como consecuencia del uso de sistemas no lineales o por el límite físico de ancho de banda que suelen tener los circuitos, aunque no siempre se vuelve apreciable su efecto sobre la eliminación de los armónicos deseados. Así, una señal senoidal pura únicamente contiene su armónico fundamental, y en términos del espectro en frecuencia sólo una componente. Esto permite estudiar la distorsión de tales señales analizando aquellos componentes armónicos no deseados que pueden aparecer, y se utiliza la expresión de la Ec. 1 para cuantificarla. La distorsión total se define como se observa en la Ec. 2.

$$HD_n = \frac{RMS_n}{RMS_{fund}} \quad (1)$$

$$THD = \sqrt{\sum_n (HD_n)^2} \quad (2)$$

3.1.2. Jitter

Se define el Jitter como la desviación práctica del período de una señal respecto de su valor teórico esperado. Este es un aspecto a tener en cuenta en el diseño y análisis de osciladores, y puede clasificarse generalmente según si es aleatorio o determinístico.

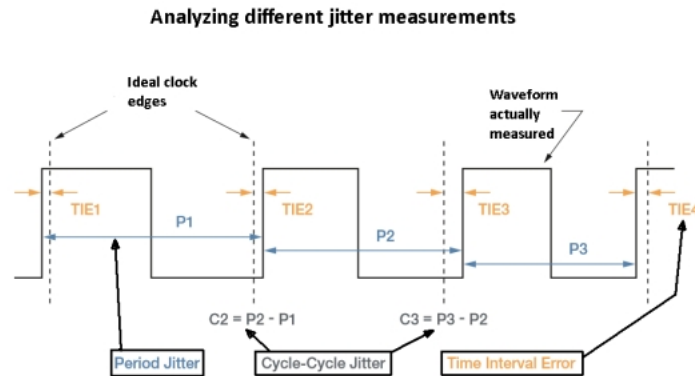


Figura 4: Diagrama del Jitter medido en un período o entre ciclos

El jitter aleatorio corresponde a la desviación del período provocada por el ruido térmico que generan los componentes resistivos en la práctica. Por otro lado, el jitter determinístico consiste en analizar las

posibles desviaciones temporales, ya sea de un período respecto del valor real, así como entre períodos de ciclos consecutivos. Esto puede observarse en la Fig. 4.

3.2. Análisis de circuitos

Se busca realizar un análisis de los circuitos empleados posteriormente en el diseño para facilitar, no sólo este proceso, sino la división en etapas según lo requiera el sistema, teniendo en cuenta las fortalezas y debilidades de cada una de ellas.

3.2.1. Acondicionamiento lineal de señal

En la práctica suele ser necesario realizar un acondicionamiento lineal de una señal de entrada, esto implica matemáticamente aplicar un desplazamiento y un escalaje sobre la magnitud de entrada, adaptando el rango de valores de entrada a un rango aceptable de salida. Se propone como circuito para realizar esta transformación de las magnitudes, el ilustrado en la Fig. 5.

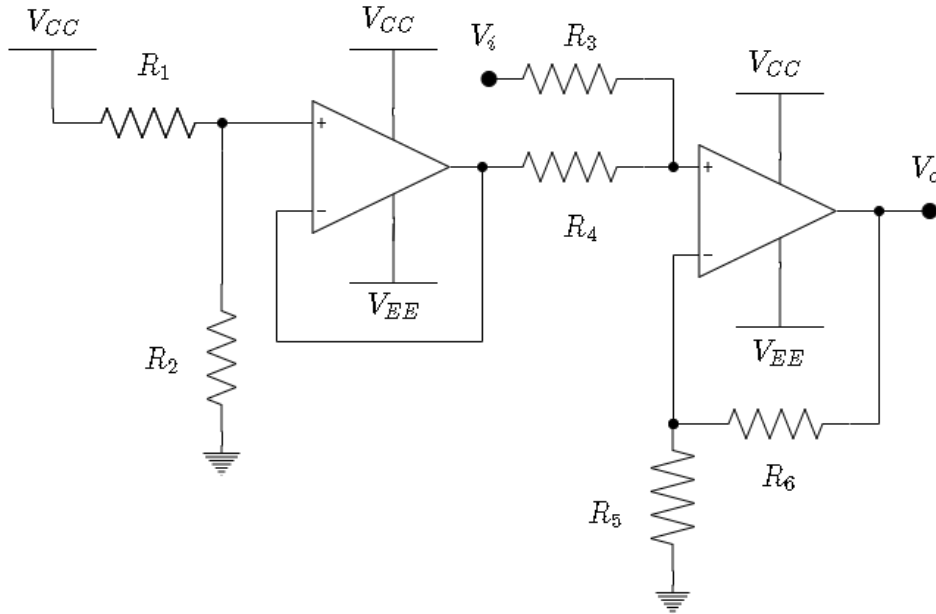


Figura 5: Acondicionamiento lineal de señales

Se plantean las siguientes ecuaciones, donde se define la salida del amplificador operacional configurado como buffer o seguidor de tensión V_{OFF} .

$$V_{OFF} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_o = V_i \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_5} + V_{OFF} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_5}$$

Aplicando como criterio para simplificar el manejo algebraico, resulta práctico establecer que se cumpla la condición $R_3 = R_5$ y $R_4 = R_6$.

$$V_o = V_i \cdot \frac{R_4}{R_5} + V_{OFF} \quad (3)$$

En conclusión, este circuito con esta última expresión permite de manera sencilla realizar una transformación que permita adaptar o acondicionar la señal entrante, conociendo la pendiente y ordenada al origen que se desean como salida. Es importante mencionar que el circuito no garantiza un límite de tensión que no sea el de saturación de los amplificadores, con lo cual a menos que se haga uso de este, será necesario un circuito limitador de tensión en la salida según el caso.

3.2.2. Comparador Schmitt Trigger inversor

El comparador Schmitt Trigger es una configuración del amplificador operacional utilizando una realimentación regenerativa o positiva, que lo que busca es crear un comparador con histéresis para prevenir fluctuaciones u oscilaciones en la salida del mismo por el efecto de señales con contenido no deseado de ruido. Estas configuraciones vienen en la forma de inversoras o no inversoras, y establecen dos límites de comparación para determinar estado alto o estado bajo, y cuando no se emplea un corrimiento por offset, se encuentran simétricos al cero.

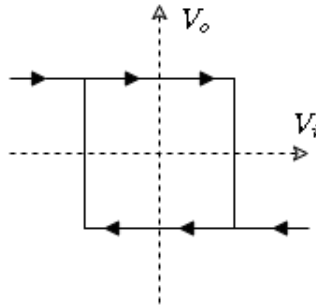


Figura 6: Diagrama del comparador con histéresis

En la Fig. 6 se puede observar la función de $V_o = f(V_i)$ del comparador Schmitt Trigger inversor, para el cual se propone el circuito de la Fig. 7.

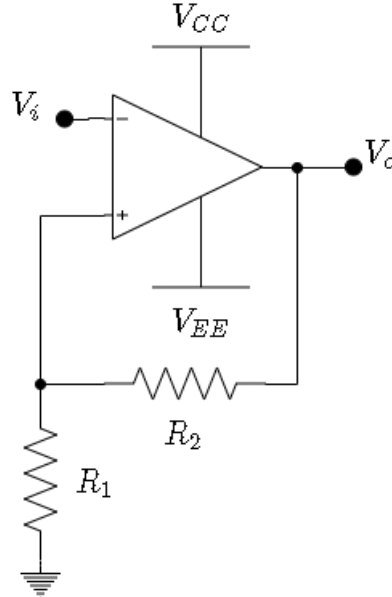


Figura 7: Circuito Schmitt Trigger inversor

Se plantea el potencial en las dos entradas del amplificador operacional, y dado que la transición se da en torno al encuentro de ambos valores de tensión, se igualan las expresiones y asumiendo estados alto y bajo de salida, se encuentra la expresión de los valores de comparación.

$$\begin{aligned} V^+ &= V_o \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ V^- &= V_i \\ \Rightarrow V_T &= V_{CCSAT} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

Es importante observar que se considera que el amplificador operacional no es Rail-To-Rail, dado que se usa que la salida de estado alto o bajo está dada por la saturación de la salida, con lo cual es necesario tener en cuenta este aspecto en el momento del diseño para evitar desviaciones prácticas por tener en cuenta de forma incorrecta un valor alto o bajo de tensión de salida.

3.2.3. Voltage Controlled Oscillator

En la Fig. 8 se puede observar el circuito propuesto para realizar el armado de un VCO utilizando dos amplificadores operacionales y un MOSFET. Se realiza un análisis considerando un comportamiento ideal de los amplificadores, y asumiendo que el lector tiene un conocimiento del funcionamiento del transistor.

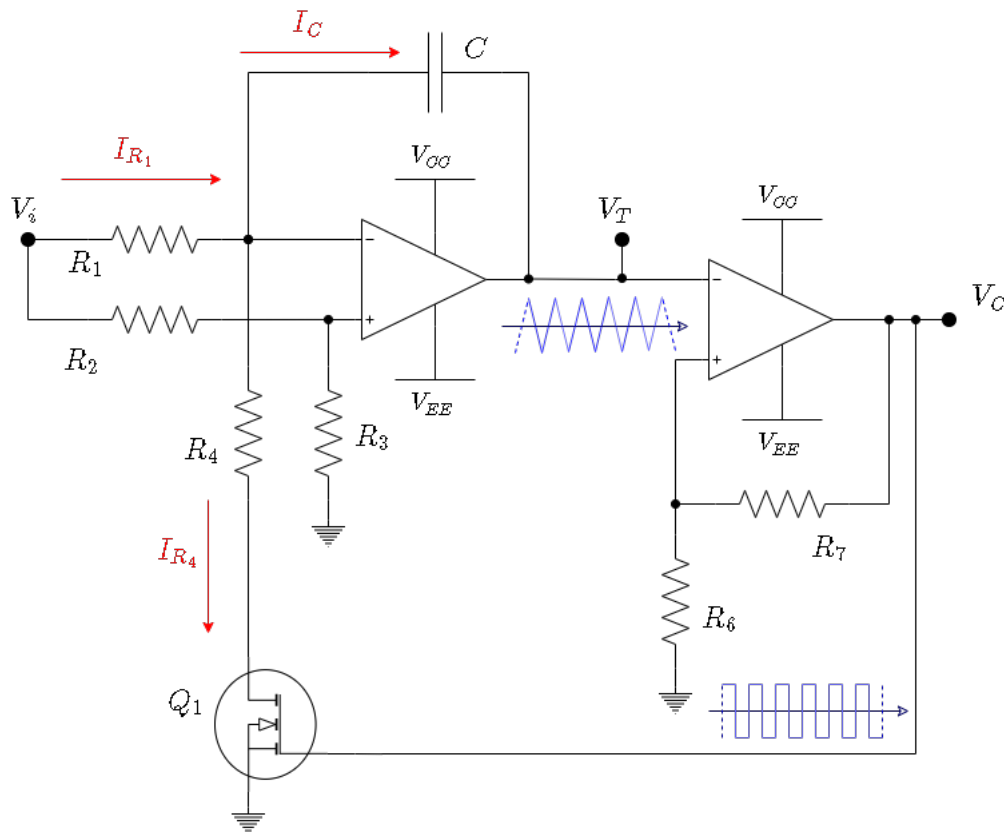


Figura 8: Circuito de un Voltage Controlled Oscillator

Operación del circuito: Se utiliza una configuración de amplificador operacional para poder integrar una señal cuadrada, de esta forma se produce una señal triangular, no obstante, para poder garantizar que la frecuencia sea controlada por la tensión de entrada, el valor de corriente que determina los tiempos de carga y descarga depende de la tensión de entrada. De esta forma, a corriente constante la carga del capacitor se da linealmente hasta encontrarse con los extremos de comparación de la configuración schmitt trigger inversora, que produce en función de ello una onda cuadrada sincronizada que conmuta un transistor para lograr cambiar el sentido de corriente, y por ende, de carga del capacitor.

Comparador Schmitt Trigger inversor: De la comprensión cualitativa del funcionamiento del VCO, se puede ver que el comparador produce una onda cuadrada a partir de la triangular, pero además su funcionalidad principal está en determinar el valor pico de tensión de la onda triangular. Sea V_x la tensión pico de la triangular, luego se puede determinar este valor utilizando el análisis ya hecho del schmitt trigger, entonces:

$$V_x = V_{CCSAT} \cdot \frac{R_6}{R_6 + R_7} \quad (4)$$

Es importante notar que las desviaciones prácticas estarán dadas por el valor de saturación que se vea en la salida del amplificador.

Integrador controlado por tensión: Si inicialmente se ignora la presencia del MOSFET y se lo considera una llave ideal, asumiendo que $R_2 = R_3$, luego se puede determinar que la corriente $I_{R_1} = \frac{V_i}{2 \cdot R_1}$ se mantiene siempre constante, y cuando la llave esté conectada circulará por R_4 una corriente $I_{R_4} = \frac{V_i}{2 \cdot R_4}$. Dado que el capacitor se carga con una corriente $I_C = I_{R_1} - I_{R_4}$, luego se deduce que $R_4 = \frac{R_1}{2}$, dado que de esta forma se cumplirá que la llave al estar conectada o no, sólo cambia el sentido de la corriente del capacitor, pero su magnitud se mantiene constante. De esta forma se integra y calcula la tensión de salida como:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= C \cdot \frac{\delta V_c(t)}{\delta t} \Rightarrow \int_0^t \delta V_c(t) = \int_0^t \frac{i_C(t) \cdot \delta t}{C} \\ V_c(t) &= V_c(0) + \frac{i_C}{C} \cdot t \Rightarrow V_c(t) = V_c(0) + \frac{V_i}{2 \cdot R_1 \cdot C} \cdot t \end{aligned} \quad (5)$$

Expresión del VCO: Finalmente, considerando que tal pendiente está dada por el cociente entre la tensión pico a pico de la triangular y la mitad de su período, se puede despejar una expresión que vincula linealmente la tensión de entrada con la frecuencia de la señal de salida. Esto es, la ecuación que caracterizará el funcionamiento del VCO.

$$\begin{aligned} \frac{V_{PP} \cdot 2}{T} &= \frac{V_i}{2 \cdot C \cdot R_1} \\ f &= V_i \cdot \frac{1}{8 \cdot V_x \cdot R_1 \cdot C} \end{aligned} \quad (6)$$

Comentarios prácticos: Para el circuito propuesto se desea utilizar un transistor de tecnología MOSFET dado que de esta forma se garantiza que operando en región lineal, la resistencia del canal formado será pequeña en comparación con R_4 , logrando así que el error por asimetría de la onda introducido como consecuencia de una asimetría entre las corrientes de carga y descarga, sea pequeño. Por otro lado, no se utiliza un transistor bipolar de juntura o BJT, porque en su modo de conmutación introduciría un error por la pérdida de tensión de la $V_{CE_{SAT}}$, además de que al emplear fuente de alimentación partida, la cuadrada tiene su estado bajo con tensión negativa y podría superar la tensión de ruptura de la juntura base-emisor, quemando el transistor.

Observaciones: Durante el análisis teórico del circuito, se observó que las limitadas funcionalidades que se le dan al generador a diseñar podrían ser expandidas. En otras palabras, podría emplearse una llave selectora de capacitores múltiples por 10 entre sí, logrando así cambiar el rango de frecuencias a generar. Por otro lado, se podrían colocar etapas de salida de las ondas generadas para poder modificar la amplitud y el nivel de continua u offset. Finalmente, para modificar el duty de la onda cuadrada o la simetría de la onda triangular bastaría con utilizar un preset o potenciómetro para modificar las corrientes en las mallas de entrada.

3.2.4. Conversor triangular a senoidal

Concepto general: En términos teóricos, el proceso de conversión de una señal triangular a senoidal es una transformación que puede ser procesada por un sistema cuya función transferencia no lineal debe ser como se describe en la Ec. 7. En otras palabras, se debe modelizar esta función la cual realiza un mapeo de la señal lineal de entrada sobre el senoide de salida. Es importante destacar, que la frecuencia siempre estará dada por la señal de entrada y la amplitud por el sistema.

$$X_o = K_1 \cdot \sin(K_2 \cdot X_i) \quad (7)$$

Modelo circuital teórico: En Junio de 1976, Robert G. Meyer, Willy Sanken, y otros colaboradores publicaron un paper en IEEE sobre una investigación que llevaron a cabo por sugerencia de un colega, sobre la posibilidad de implementar esta función descrita anteriormente, empleando un amplificador diferencial con transistores bipolares de juntura. En la Fig. 9 se puede observar el esquema teórico propuesto.

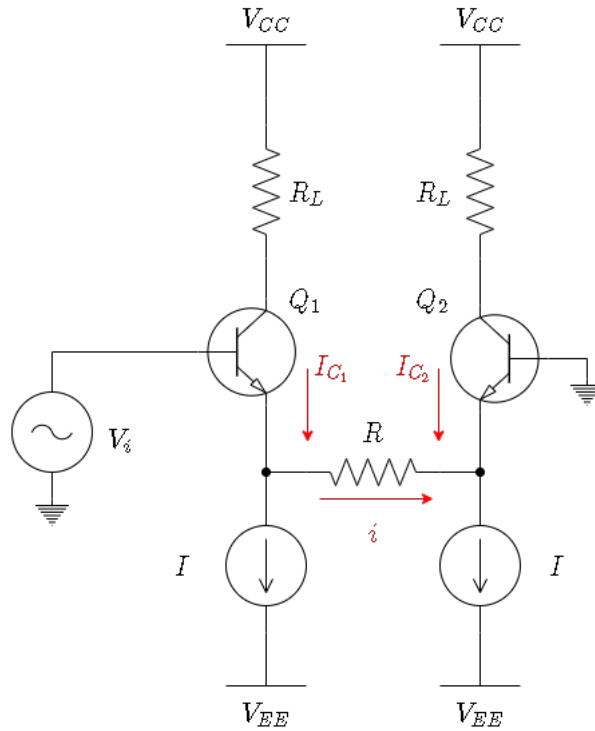


Figura 9: Circuito teórico del conversor de Meyer

En forma sintetizada, se puede demostrar que la corriente que circula por la resistencia R sigue un comportamiento en función de la tensión de entrada que se ve descrito por una ecuación con una función logarítmica. Si se calculan las series de Taylor de dicha función logarítmica, de la función senoidal de la Ec. 7, luego se puede encontrar que ambas funciones puede, bajo ciertas condiciones, compartir los primeros cinco términos de tales series, con lo cual se obtendría una buena aproximación senoidal. Para lograr esto último, Meyer dedujo que era necesario que se cumpliera:

$$I \cdot R \approx 2,5 \cdot V_T \quad (8)$$

$$V_{i_P} = V_T \cdot 6,6 \quad (9)$$

$$V_T = \frac{k_B \cdot T}{q} \quad (10)$$

En conclusión, si se logra que la entrada del circuito sea una señal triangular de simetría 50 % con una tensión pico de $172mV$, donde $I \cdot R \approx 62,5mV$. Entonces, siguiendo estrictamente esas condiciones en los términos ideales del modelo circuital propuesto, se puede conseguir una salida senoidal con una distorsión armónica por debajo de 1 %.

Modelo circuital práctico: Para que el circuito y las conclusiones anteriores sean aplicables en la realidad, es necesario realizar algunas modificaciones. Estas modificaciones fueron realizadas bajo ciertos criterios, según se enumeran a continuación:

- **Atenuador:** Las señales triangulares conectadas, si bien deben ser de simetría 50 %, su amplitud podrá variar con lo cual es necesario una etapa de ajuste para llevar el valor de entrada a los $172mV$ necesario para minimizar la distorsión.
- **Fuente de corriente compensada:** Se desea utilizar una fuente de corriente simple que entregue la corriente de ambos transistores del par diferencial, en donde se utiliza una compensación por variaciones de V_{BE} frente a cambios bruscos de temperatura, como mecanismo de protección para mantener las características del circuito.
- **Par diferencial:** Como se describió anteriormente, es necesario un par diferencial con el cual, bajo ciertas condiciones, aproximar la respuesta de una señal senoidal utilizando como resistencia R del modelo teórico de Meyer, un preset que se encuentra para compensar los parámetros constructivos de los transistores.
- **Fuente de corriente espejo proporcional:** Se la emplea como carga activa porque así se logra mejorar la relación simétrica entre corrientes de Q_1 y Q_2 y crear idealmente un punto de tierra virtual en el colector de Q_2 , lo que permite tener una salida en modo común. Y dado que en el modelo incremental la resistencia de tal fuente es muy grande, las corrientes incrementales se van mayoritariamente por la salida, caracterizando al amplificador por tener una salida de corriente, esto será aprovechado colocando a la salida una etapa de transimpedancia. Se busca que $R_4 = R_5$, emulando una fuente espejo simple, no obstante la desviación por diferencia en curvas características de las junturas es menor con respecto al par espejo simple.
- **Etapa amplificador de transimpedancia:** Se utiliza un amplificador de transimpedancia aprovechando que la salida del diferencial con carga activa es de corriente, y dado que la salida está montada sobre una tierra virtual, luego no es necesario realizar ningún ajuste sobre el nivel de continua u offset. La ganancia del amplificador estará dada por $-R_{10} - R_{11}$ según el total de la realimentación.

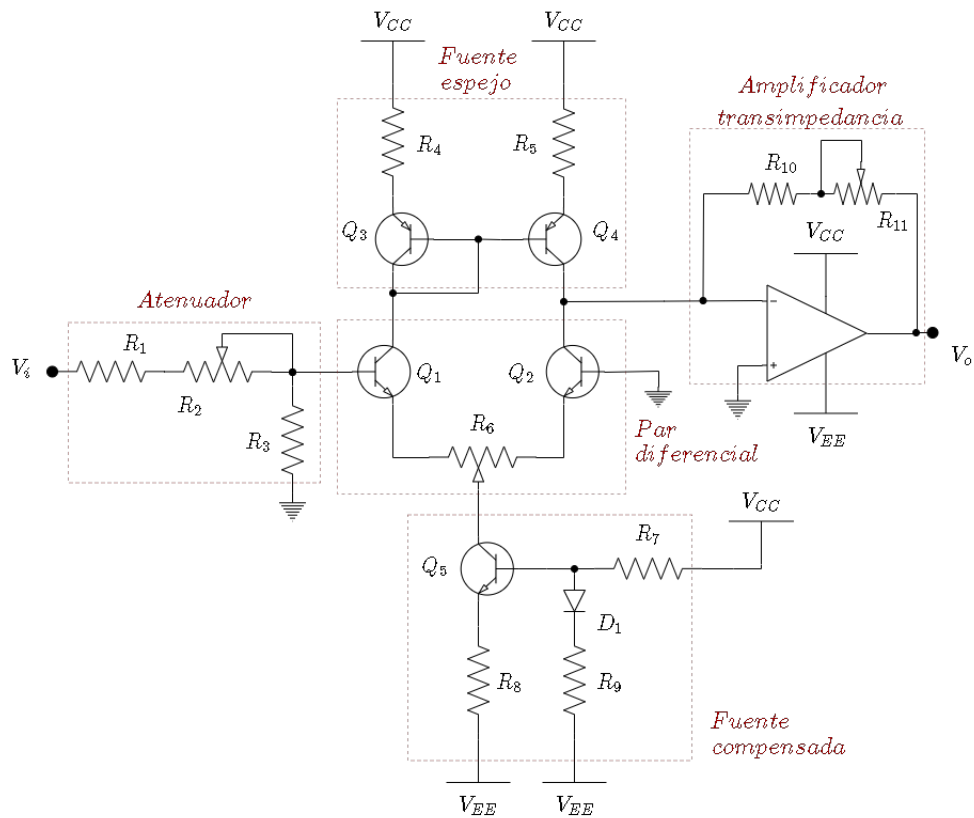


Figura 10: Conversor triangular a senoidal propuesto

3.3. Diseño de VCO

3.3.1. Especificaciones y etapas

3.3.2. Cálculo de componentes

3.3.3. Simulación y verificación

3.4. Resultados

3.4.1. Mediciones

3.4.2. Análisis de resultados

3.5. Conclusiones