

## Parte I

# Oscilador de Wien

## 1. Introducción

A lo largo de esta parte, se centrará en realizar un oscilador generador de onda sinusoidal basado en el puente de *Wien*. Para poder entender este oscilador, resulta necesario comprender el criterio de Barkhausen, el cual es imprescindible para realizar el oscilador.

### 1.1. Criterio de Barkhausen

Dado un sistema realimentado negativamente, siendo  $A$  la ganancia de lazo abierto y  $\beta$  la ganancia de realimentación, entonces se define  $T(s) = A(s)\beta(s)$  como la ganancia de lazo de realimentación.

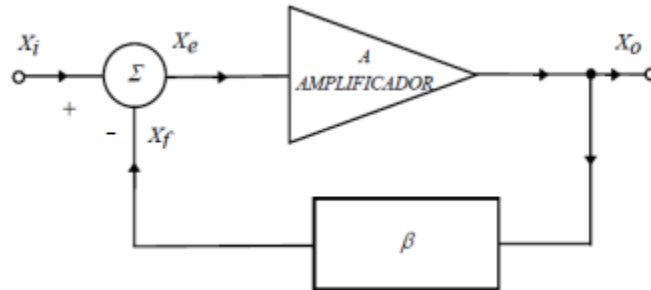


Figura 1: Sistema realimentado

De acuerdo con lo desarrollado en el libro *Design With Operational Amplifiers And Analog Integrated Circuits*<sup>1</sup>, pueden ocurrir 3 posibles situaciones para la ganancia de lazo de realimentación  $T(s)$ :

1.  $T(S_0) < 1$  : Lo cual supone una atenuación de la señal por lo que el sistema resulta estable sin oscilar.
2.  $T(S_0) > 1$  : Lo cual genera una amplificación de la señal resultando en un sistema inestable que con el correr del tiempo generará que el amplificador oscile
3.  $T(S_0) = 1$  : Esta es considerada una estabilidad neutral ya que no atenúa ni amplifica la señal. Esta es la condición que se tiene en cuenta para que el criterio funcione.

De acuerdo con lo mencionado en el libro, para que se cumpla la condición 3, es necesario tener un par de polos conjugados sobre el eje  $j\omega$ .

### 1.2. Oscilador de *Wien*

Dado un circuito como el que se muestra en la Figura 2, se podrá calcular como se mencionó previamente, la ganancia de lazo de realimentación.

---

<sup>1</sup>A lo largo del capítulo 10.1 durante el desarrollo de *Basic Wien-Bridge Oscillator*

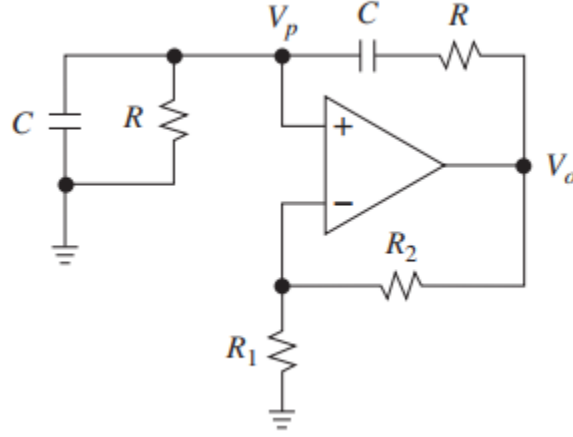


Figura 2: Circuito de Wien

Como se menciona en el libro<sup>2</sup> se llega a la ecuación mencionada a continuación:

$$T(f) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + j \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \quad (1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

Por lo tanto, si se reemplaza  $f$  por la frecuencia  $f_0$ , se obtiene

$$T(f_0) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3} \quad (3)$$

Consecuentemente, como se desea cumplir con la condición 3 mencionada en la subsección anterior, necesariamente  $\frac{R_2}{R_1} = 2$ . Por ende, cuando se cumpla esta condición, resulta evidente que se generará un puente balanceado a lo largo de la frecuencia  $f_0$ .

## 2. Análisis del circuito propuesto

A lo largo de esta sección nos centraremos en analizar el circuito propuesto por la cátedra que se puede observar en la Figura 3.

---

<sup>2</sup>Partiendo de la ecuación 10.4 y 10.5 de la pagina 486 del libro

A su vez, al calcular la distorsión armonica se obtuvo que:

$$THD =$$

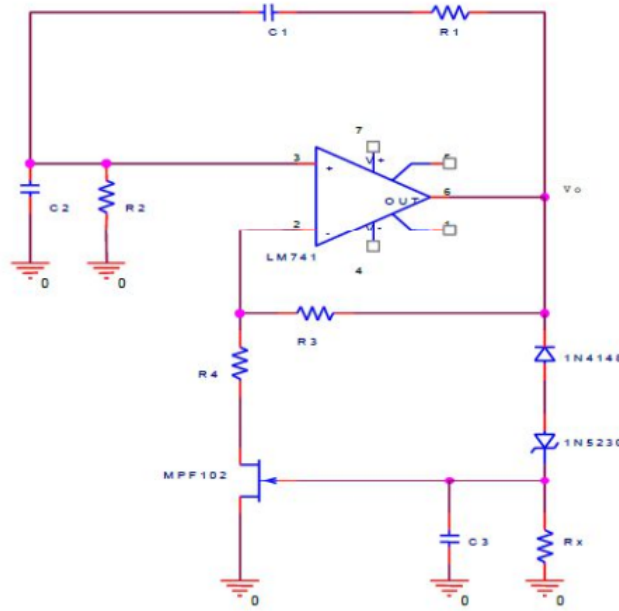


Figura 3: Circuito de Oscilador propuesto

Como se puede ver en la figura, el circuito propuesto es bastante parecido al mencionado en la Figura 2, los componentes adicionales agregados forman parte de lo que se llama *Automatic Amplitude Control*<sup>3</sup> (AAC). El AAC, es la etapa del circuito encargada de ajustar el valor de  $\frac{R_3}{R_4}$  dinámicamente con el objetivo de suplir las falencias constructivas de los elementos resistivos, que generan un determinado error en el cociente, para llevarlo al valor esperado de 2.

## 2.1. *Automatic Amplitude Control (AAC)*

### 2.1.1. Transistor JFET-N

Para poder entender el funcionamiento del AAC, es necesario primero entender como se comporta un JFET-N, para eso, se puede observar la Figura 4.

<sup>3</sup>Control Automático de Ganancia o CAG en español

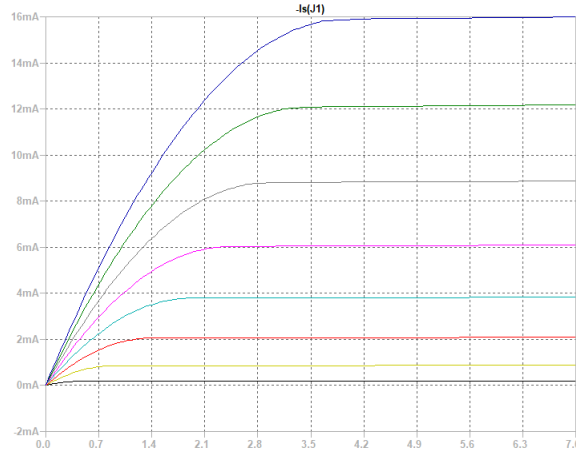


Figura 4:  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ , para valores de  $V_{GS}$  entre -3 (V) (línea negra) y 0.5(V) (línea azul)

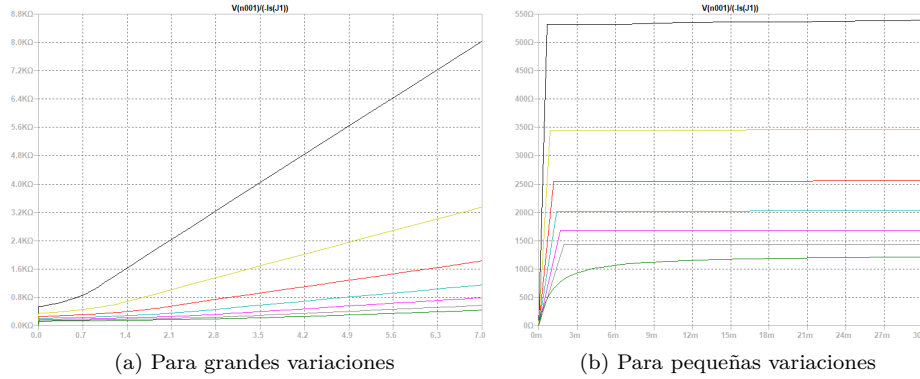


Figura 5:  $R_{DS}$  en función de  $V_{DS}$  para valores de  $V_{GS}$  entre -2.5(V) (línea negra) y 0.5(V) (línea verde)

Como se pudo observar en la Figura 5, se puede utilizar al transistor JFET-N como resistencia variable, esto es altamente útil para ajustar el valor del cociente  $\frac{R_3}{R_4}$  visto anteriormente y utilizarlo a nuestro favor.

### 2.1.2. Diodos en serie

Debido a que el oscilador de Wien debe poder funcionar sin señal de entrada, se debe crear un control sobre  $\frac{R_3}{R_4}$  de modo tal que, cuando el circuito se alimente, rápidamente se llegue a la oscilación. Esto se realiza mediante el cambio dinámico de  $R_4$ , es decir, cuando el circuito permanezca apagado, y durante los primeros instantes de alimentación,  $R_4$  debe permanecer lo suficientemente baja para que el cociente sea lo suficientemente mayor a 2 para lograr un tiempo de establecimiento relativamente corto, sin embargo, una vez que se llega a ese tiempo de establecimiento, se debe procurar de aumentar el valor de  $R_4$  de modo tal que el cociente de resistencias sea 2, como fue explicado anteriormente. Para lograr esto, entran en juego los diodos, que cuando la tensión  $V_o$  es lo suficientemente chica, los diodos no conducen, generando así que el JFET tenga una resistencia interna aproximadamente igual a 0, y cuando  $V_o$  supera la tensión de umbral de los diodos (aproximadamente 5.4(V)), estos conduzcan corriente, carguen el capacitor C3 y ajusten la resistencia interna del transistor  $R_T$  para que  $\frac{R_3}{R_4 + R_T} < 2$ .

### 2.1.3. Controlador de respuesta en frecuencia de los diodos

Debido al comportamiento no lineal de los diodos, como se puede ver en la Figura 6, el cambio abrupto en la tensión de *Gate* se deberá controlar para que las componentes de alta frecuencia de ese comportamiento producido por los diodos.

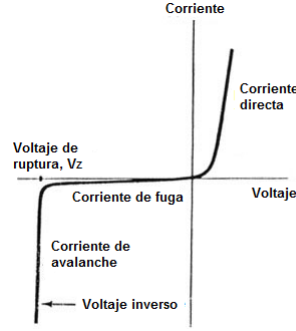


Figura 6: Curva de un diodo

Para resolver este problema de altas frecuencias generadas por los cambios abruptos, simplemente se añade al circuito un filtro pasivo de primer orden con comportamiento de pasabajos. Este filtro se logra con los componentes  $C_3$  y  $R_x$ , dado que el pasabajos tendrá una constante de tiempo de establecimiento de  $\tau = C_3 R_x$ , estos componentes limitarán el comportamiendo indeseado de los diodos y mantendran la tensión de gate con pocas variaciones, esto es debido a la necesidad de controlar muy precisamente la resistencia  $R_{DS}$  del transistor. En principio, llamando  $f_0$  a la frecuencia de oscilación del oscilador de *Wien* a realizar, se propone que se cumpla la siguiente inecuación:

$$\frac{1}{f_0} < 10^3 C_3 R_x \quad (4)$$

#### 2.1.4. Controlador de amplitud de oscilación

Como uno bien se puede imaginar en la subsección 2.1.2, la tensión de umbral entre los diodos determina la tensión máxima de oscilación del circuito, es decir, para una tensión mayor a la tensión umbral de ambos diodos, la salida de la sinusoidal se verá recortada por ese tope de tensión. Para esto, la solución mas intuitiva, es agregar una caída de tensión variable entre los nodos de los diodos, para ello, lo unico que se debe hacer es conecta una resistencia variable en serie con los diodos que genere una caída de tensión variable, y así, se podría ajustar el valor máximo de la tension pico de la señal.

Otra manera un poco mas sofisticada de enfrentar este problema es agregar un circuito inversor<sup>4</sup> a la salida del oscilador<sup>5</sup>. La ventaja que se obtiene es que, a diferencia del metodo anterior donde solo se podia aumentar la tensión máxima de salida, en este caso, se puede controlar, tanto aumentando la tensión maxima de salida como atenuandola. El hecho de que invierta la señal no sería un problema ya que al ser un oscilador la fase de  $0^\circ$  uno la define donde quiere, por lo tanto, se puede interpretar a la salida con un defasaje de  $0^\circ$ . Sin embargo, la gran desventaja de esta solución es el presupuesto de construcción del mismo, ya que se deben agregar tanto mas componentes pasivos como activos, y el consumo de corriente del circuito resultante tambien aumentará debido a la alimentacion del segundo amplificador.

Estos dos metodos fueron simulados y los resultados se ven en la Figura 7.

<sup>4</sup>Se podría utilizar un circuito no inversor, pero no se lo menciona ya que no presenta ventajas frente a la resistencia en serie con los diodos

<sup>5</sup>Este método queda a discreción de el presupuesto destinado a realizar el oscilador.

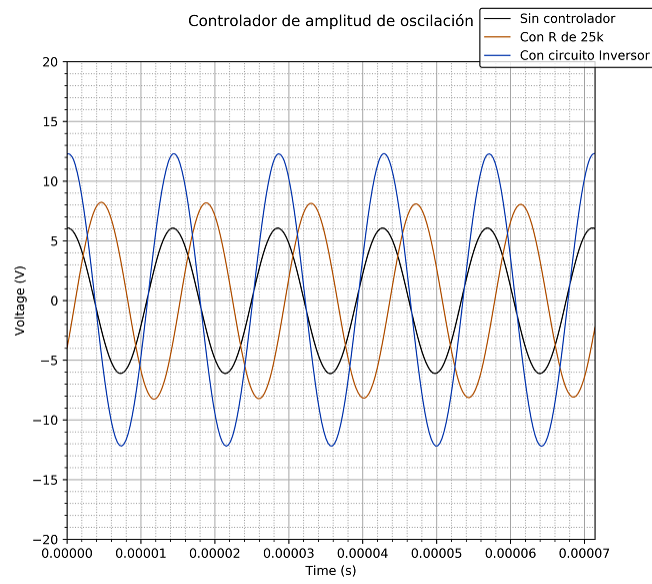


Figura 7: Cambios en el comportamiento del circuito para diferentes controladores de amplitud de oscilación

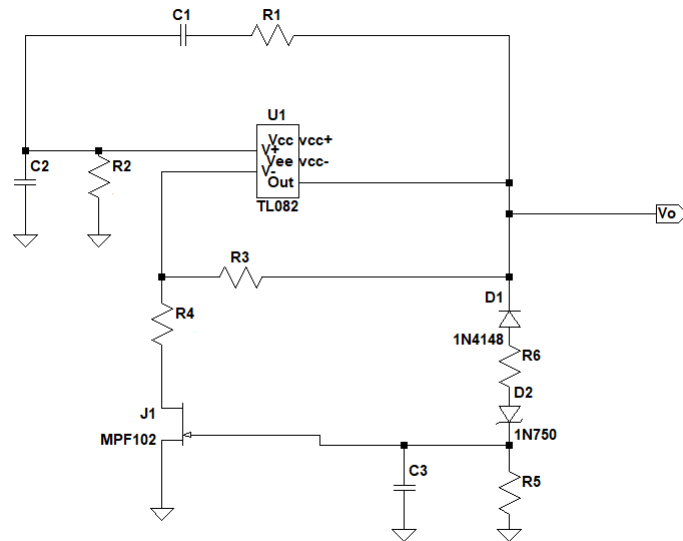


Figura 8: Circuito con controlador de amplitud por resistencia

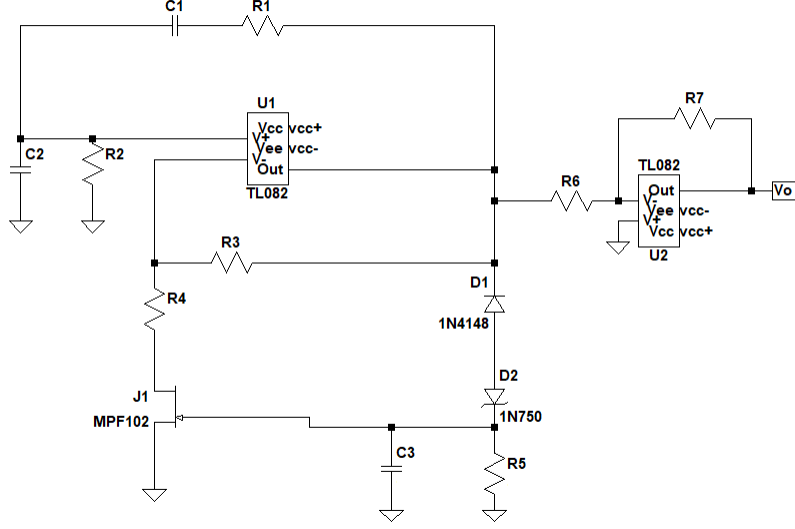


Figura 9: Circuito con controlador de amplitud por etapa inversora

## 2.2. Máxima frecuencia de oscilación

Si bien como se ha visto en el análisis anterior, en ningún momento aparece un límite en la frecuencia de oscilación, esto se debe a que se trabajó con amplificadores operacionales ideales. Cuando se realiza el análisis con amplificadores operacionales reales, los límites comienzan a quedar determinados por el *Gain Bandwidth Product* y el *Slew Rate*. Al simular el circuito con amplificadores reales, como con el LM833 o el TL082, se observó que el límite de frecuencias a las cuales el oscilador dejaba de funcionar dependía del tiempo de establecimiento que estuvieramos dispuestos a esperar. Es por eso que para tiempos de establecimiento relativamente razonables, en las simulaciones quedó en evidencia que que las frecuencias disponibles para realizar el oscilador no podían superar los 500(kHz).

## 2.3. Análisis de sensibilidades

Se propone calcular analíticamente las sensibilidades del circuito respecto de los componentes de lazo de realimentación positiva. Para esto, primero que nada, es necesario calcular la función de la realimentación positiva. Por lo tanto, a continuación se procederá a calcular la ganancia de realimentación positiva del circuito<sup>6</sup>. Para esto, observando la Figura 3, se plantea por el nodo  $V_p$  la siguiente ecuación

$$\frac{V_p - V_o}{\frac{1}{sC_1} + R_1} = -V_p \left( sC_2 + \frac{1}{R_2} \right)^{-1}$$

$$\Rightarrow \beta(s) = \frac{V_p}{V_o} = \frac{sC_1 R_2}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2) + 1} \quad (5)$$

A partir de la ganancia de realimentación positiva de nuestro circuito calculada en la ecuación 5, de esta manera, operando adecuadamente con la ganancia del circuito no inversor ( $A = 1 + \frac{R_3}{R_4}$ ), la transferencia de la ecuación 3 queda reescrita de la siguiente manera:

$$T(s) = \frac{sC_1 R_2 \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right)}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2) + 1}$$

Por lo tanto, considerando  $C_1 = C_2 = C$  y  $R_1 = R_2 = R$ , la transferencia queda definida como:

$$\Rightarrow H(s) = \frac{A}{1 - T(s)} = \frac{\left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \cdot [(sCR)^2 + s3CR + 1]}{(s \cdot CR)^2 + s \cdot CR(2 - \frac{R_3}{R_4}) + 1}$$

<sup>6</sup>Si bien se podría utilizar la ecuación 10.5 sacada de la página 486 del libro, esto no se debe hacer, debido a que en el libro se considera que  $C_2$  y  $C_1$  son iguales, y  $R_2$  y  $R_1$  también, y para el cálculo de sensibilidades es necesario considerarlos como 2 componentes distintos.

Por último, las ecuaciones de  $\omega_0$  y  $Q$  quedan definidas por:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_2 R_2 C_1 R_1}} \quad (6)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2}$$

De esta manera las sensibilidades quedaran definidas por la formula 7, y calculando respectivamente cada una de ellas los resultados son los que se muestran en las ecuaciones posteriores.

$$S_{x_k}^{f(\bar{X})} = \left. \frac{\partial f(\bar{X})}{\partial x_k} \frac{x_k}{f(\bar{X})} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} S_{C_1}^{\omega_0} &= S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \\ S_{C_1}^Q &= -\frac{1}{2} \frac{3C_1 R_1 + 3C_1 R_2 + C_2 R_2}{C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2} \\ S_{C_2}^Q &= -\frac{1}{2} \frac{C_1 R_1 + C_1 R_2 + 3C_2 R_2}{C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2} \\ S_{R_1}^Q &= -\frac{1}{2} \frac{3C_1 R_1 + 3C_1 R_2 + C_2 R_2}{C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2} \\ S_{R_2}^Q &= -\frac{1}{2} \frac{C_1 R_1 + 3C_1 R_2 + 3C_2 R_2}{C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2} \end{aligned}$$

Si se reemplaza por los valores tal que  $C_1 = C_2 = C$  y  $R_1 = R_2 = R$ , entonces los valores de las sensibilidades quedaran como:

$$S_C^{\omega_0} = S_R^{\omega_0} = 1$$

$$S_C^Q = S_R^Q = 0$$

## 2.4. Polos y ceros del circuito

Se procedió a hacer un análisis de los diagramas de polos y ceros de distintas etapas del circuito para cada situación del mismo.

## 3. Implementación

A lo largo de esta sección nos centraremos en desarrollar el proceso de implementación del circuito analizado anteriormente. Como primera etapa, nos centraremos en analizar los componentes que fijan la frecuencia de oscilación, que es lo primordial en nuestro diseño.

### 3.1. Frecuencia de oscilación

Como se puede observar en la ecuación 2, si se toman valores iguales de  $R_1 = R_2 = R$  y  $C_1 = C_2 = C$ , entonces con fijar un valor arbitrariamente, el valor del otro componente quedará determinado por ese valor, y la frecuencia de operación de nuestro oscilador. Como nuestra frecuencia de oscilación es de  $f_0 = 70 \text{ (kHz)}$ , fijando el valor del capacitor a un valor comercial conocido, como  $C = 10 \text{ (nF)}$ <sup>7</sup>, la resistencia por lo tanto quedara fijada y de valor  $R = 227,36 \text{ (}\Omega\text{)}$ . Debido al hecho de que ese valor de resistencia no es un valor comercial, se decidió aproximar ese valor al valor comercial más cercano, sea  $R = 220 \text{ (}\Omega\text{)}$ , resultando en un error relativo de resistencia de  $Error \approx 3 \%$ . De esta manera la frecuencia de operación resultante queda de valor:

$$f_0 = 72,3 \text{ (kHz)}$$

$$Error \text{ Relativo} = 3,34 \%$$

Como se ve en las ecuaciones anteriores, el error relativo de la frecuencia es demasiado alto, es por esto, que para lograr ajustar la frecuencia al valor deseado de  $70 \text{ (kHz)}$ , si introducirá un preset en el lugar de la resistencia  $R_2$ , y

<sup>7</sup>Se utilizó este valor para usar los mismos valores que los capacitores de desacople y obtener un solo valor de capacitor en todo el PCB



utilizando la ecuación 6, se la ajustara convenientemente de modo que la frecuencia sea la deseada. Utilizando este método, se espera obtener un error relativo de frecuencia mucho menor, del orden del 0.5 %.

Sin embargo, al recurrir a las simulaciones se observó que la frecuencia que se obtenía dadas esas resistencias, era mayor a la obtenida en la simulación, es por esto, que empíricamente se comprobó que para llegar a la frecuencia deseada de 70(kHz), era necesario utilizar resistencias de 195 ohms. Esto fue particularmente bueno ya que se pueden generar con un paralelo de 2 resistencias de 390 ohms que son parte del estandar E12 al 1 % de error.

### 3.2. *Automatic Amplitude Control (AAC)*

#### 3.2.1. Controlador de frecuencia

Como se mencionó en la sección 2.1, hay varias reglas que se deben tener en cuenta a la hora de diseñar los valores de los componentes del AAC. En principio, como se propuso en la ecuación 4, se decide tomar el capacitor  $C_3 = 10(nF)$ , para utilizar solo un tipo de valor de capacitor en todo nuestro circuito, y por ende, el valor de la resistencia quedará fijo en  $R_x > 285,71\Omega$ . Por ende, para lograr una buena relación entre impedancias, se eligió un valor de  $R_x = 10(k\Omega)$ .

#### 3.2.2. Elección de la resistencia del transistor JFET-N

Debido a las relaciones mencionadas en la sección 2.1.2, se deben cumplir ciertas relaciones entre las resistencias  $R_3$ ,  $R_4$  y  $R_T$ , estas relaciones (que fueron explicadas anteriormente), quedan sintetizadas en las siguientes expresiones:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{R_3}{R_4} = K_1 \\ \frac{R_3}{R_4 + R_T} = K_2 \end{array} \right.$$

$$K_1 > 2 ; K_2 < 2$$

Debido a que se elige un tiempo de establecimiento del oscilador relativamente corto, se elige arbitrariamente  $K_1 = 2,2$  y  $K_2 = 1,8$ , manteniendo simetría entre ambas constantes y siendo lo suficientemente dstantes del 2 como para ajustar rapidamente cualquier variación respecto del 2. Como se puede observar en la Figura 5, el valor de la resistencia del transistor  $R_T$ , varia dependiendo de la polarización del mismo, es or esto, que se elige polarizarlo con la mayor resistencia posible. Por esta razon, y como se puede ver en la figura, la impedancia del transistor varía abruptamente para valores entre 0 y 3 (mV) de  $V_{GS}$ , es por esto que vamos a considerar esta resistencia como  $0(\Omega)$  cuando el transistor se encuentre apagado y como  $\sim 550(\Omega)$  cuando el transistor se encuentra encendido. Por lo tanto  $R_T \approx 550(\Omega)$ , por ende los valores de las otras resistencias quedarán bien determinadas por los valores:

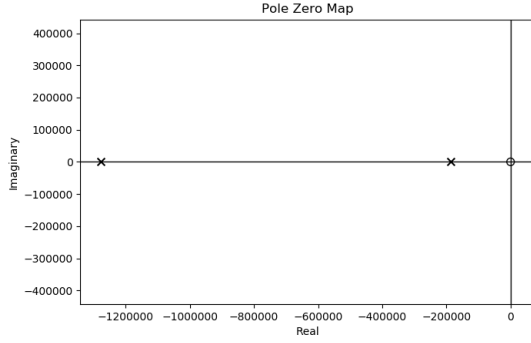
$$R_3 = 5,4(k\Omega)$$

$$R_4 = 2,4(k\Omega)$$

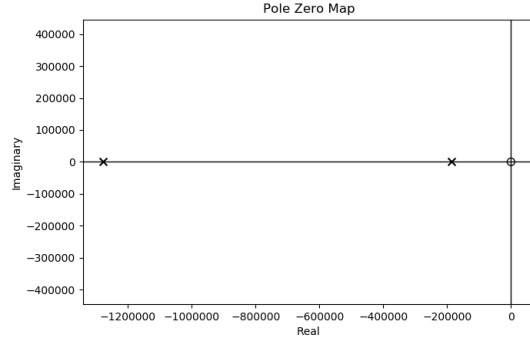
Si bien estos valores son correctos, solo falta ajustarlos de manera que se encuentren dentro de valores comerciales de resistencias, es por eso que se los implementará con resistencias en serie y paralelo para llegar a un valor lo más cercano posible.

#### 3.2.3. Polos y ceros

Por lo tanto, teniendo ya definidos estos valores a utilizar, ya es posible realizar un diagrama de polos y ceros del circuito, estos se pueden observar en las Figuras .

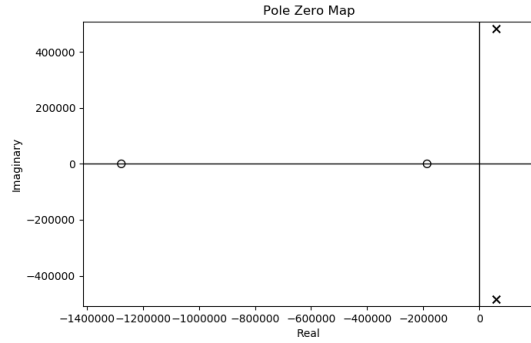


(a) Sin la resistencia del transistor

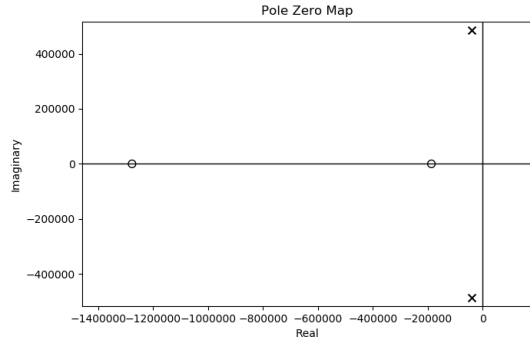


(b) Con la resistencia del transistor

Figura 10: Diagrama de polos y ceros para la ganancia de lazo



(a) Sin la resistencia del transistor



(b) Con la resistencia del transistor

Figura 11: Diagrama de polos y ceros para la transferencia del circuito

### 3.3. Selección de amplificadores operacionales

Para la selección del amplificador operacional a utilizar, se tuvieron en cuenta solo aquellos que se encontraban disponibles al día de la fecha de implementación del circuito en el pañol de la universidad. Esto se debe, a que en trabajos prácticos anteriores, esto no fue tenido en cuenta y a la hora de implementar el circuito fue necesario realizar muchos cambios debido a esto. Los amplificadores disponibles en el pañol y sus respectivas características se pueden observar en el cuadro 1.

Amplificador	GBP	$A_{Vol}$	$Slew\ Rate$	$Z_{in}$	THD
TL082	3(MHz)	$200(\frac{V}{mV})$	$13(\frac{V}{\mu s})$	$10^{12}(\Omega)$	$<0.0003$
TL072	3(MHz)	$200(\frac{V}{mV})$	$13(\frac{V}{\mu s})$	$10^{12}(\Omega)$	$<0.0003$
LM741	1.5(MHz)	$200(\frac{V}{mV})$	$0,5(\frac{V}{\mu s})$	$2^6(\Omega)$	$<0.0006$

Cuadro 1: Características de amplificadores operacionales disponibles

Viendo esos valores y utilizando la ecuación (8) de selección propuesta<sup>8</sup>, se obtiene que para esos valores de ponderación, el amplificador operacional optimo a utilizar es el TL082 o igualmente el TL072<sup>9</sup>.

<sup>8</sup>A mayor valor, mejor es el opamp analizado

<sup>9</sup>Los valores obtenidos con la ecuación dan como resultado que ambos operacionales son igual de capaces para los valores de

$$Valor = \frac{GBP}{10 \cdot 10^6} \cdot 0,5 + \frac{A_{Vol}}{100} \cdot 0,2 + \frac{SR}{10} \cdot 0,1 + \frac{Z_{in}}{10^{12}} \cdot 0,1 + \frac{THD}{10^{-4}} \cdot 0,1 \quad (8)$$

tl082 2.43  
lm741 1.755

### 3.4. Diseño del PCB

Por ultimo, el PCB implementado desarrollado con el programa *Altium Designer*, quedo como se pueden ver en las Figuras 12 y 13.

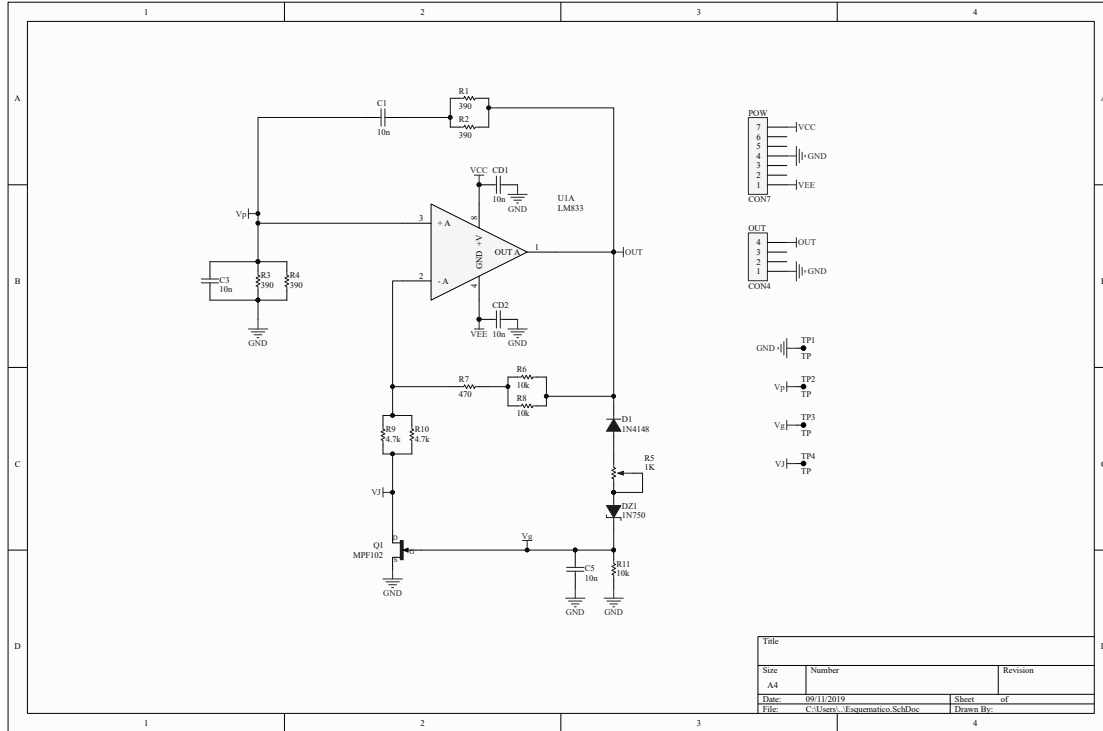


Figura 12: Esquemático

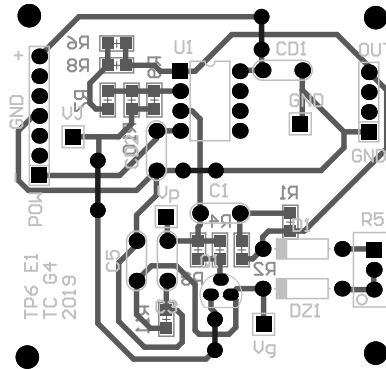


Figura 13: PCB

ponderación propuestos, sin embargo, se decidió utilizar el TL82 debido a que es un integrado mas pequeño y por ende el desarrollo del PCB queda mas compacto.

## 4. Simulaciones y mediciones

A lo largo de esta sección nos centraremos en realizar las simulaciones pertinentes del circuito y las mediciones del mismo. En la Figura 14, se puede observar una simulación y medición del circuito funcionando.

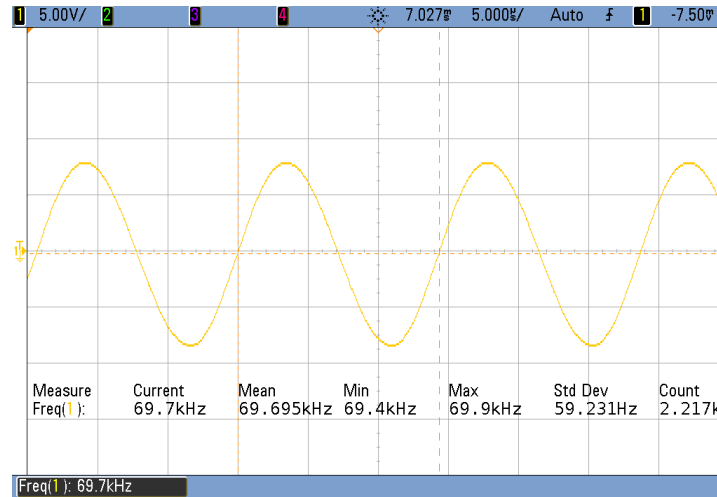


Figura 14: Oscilación del circuito

### 4.1. Distorsión Armónica

Debido a imperfecciones propias de la realidad, la generación de señales senoidales completamente puras es imposible. Es por ello que es necesario realizar un análisis de cuánta es la distorsión armónica de nuestro oscilador. Para realizar estos análisis se hace uso del llamado *Total Harmonic Distortion*, que es un parámetro que da cuenta de cuanto esta distorsionada nuestra señal respecto al armónico principal. Si realizamos una *Fast Fourier Transform* (FFT) a la señal generada por el oscilador, podemos observar mas detalladamente la componente de potencia que tienen todos los armónicos de la señal, esta imagen se puede observar en la Figura 15. Como se puede observar, es notorio que cuanto mas grande sea el armónico, mas atenuado estará.

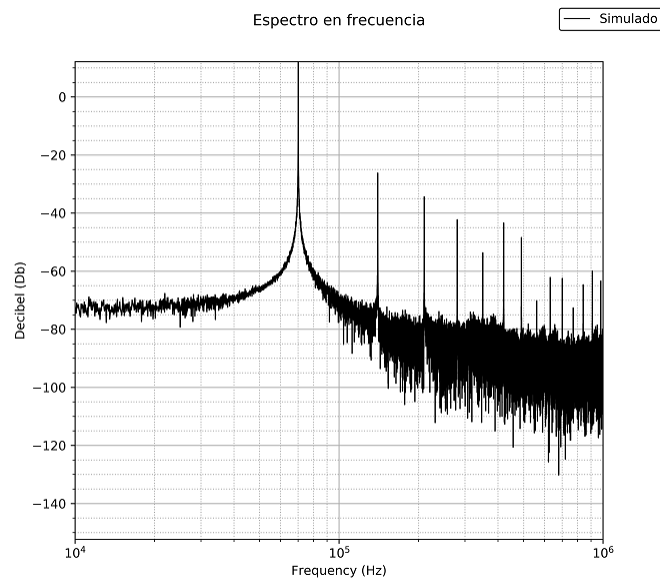


Figura 15: FFT de la señal generada

Si se mide la potencia de los primeros 5 armónicos siguientes al armónico principal, la distorsión armónica da como resultado lo siguiente:

$$THD = 0,0206$$

Por otro lado, al medir el espectro en frecuencia de la señal con una FFT en el osciloscopio, el resultado fue el que se muestra en la Figura 16.

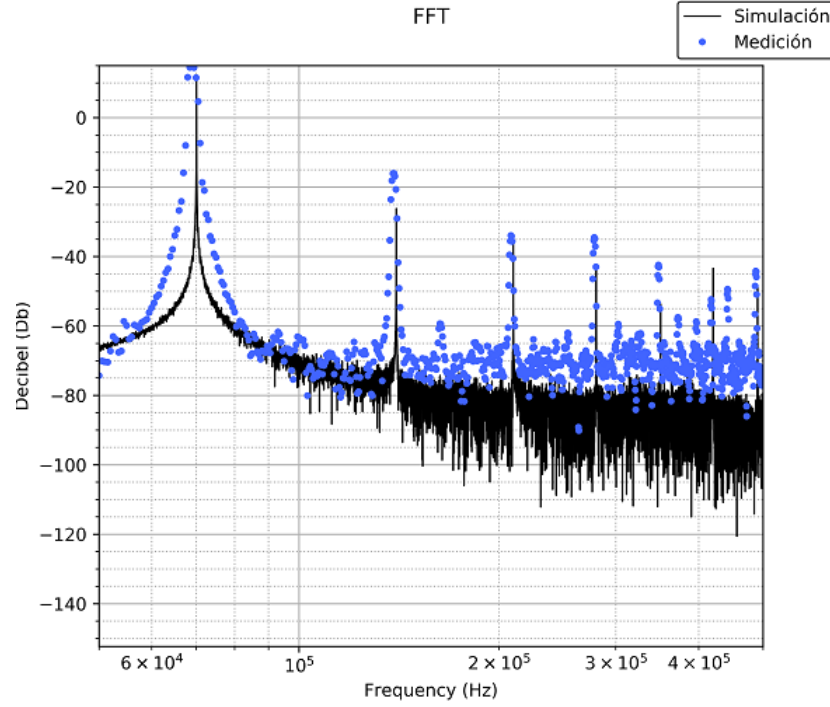


Figura 16: FFT de la señal generada

Donde se puede observar que la distorsión armónica es prácticamente igual a la simulada.

## 4.2. Transistor en estado estacionario

### 4.2.1. Resistencia dinámica

Luego de que se llegó al estado estacionario del circuito, es decir cuando termino el tiempo transitorio desde que se lo conecto a una fuente, la resistencia dinámica del transistor debería quedar en un valor, de tal manera que la relación de impedancias  $\frac{R_3}{R_4 + R_T} = 2$ , para esto, despejando de los valores de las resistencias,  $R_T$  debería tener un valor cercano a  $300(\Omega)$ . Esto se verifica al ver la Figura 17, que muestra la simulación hecha con LTSpice.

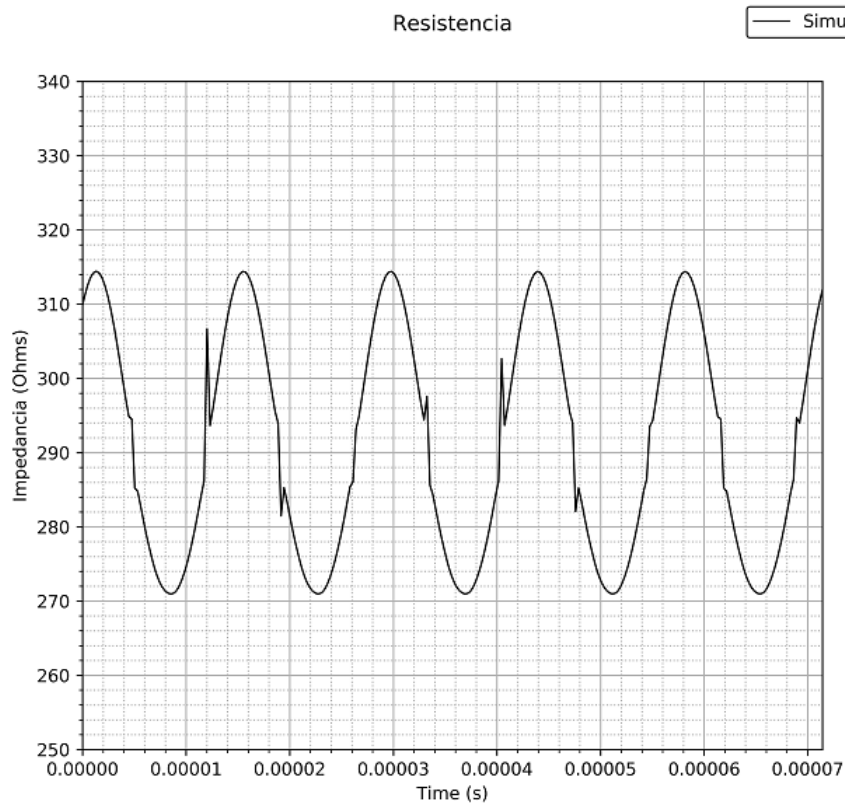


Figura 17: Simulación de resistencia del transistor en el estado estacionario

#### 4.2.2. Tensión de Gate

Para lograr obtener los valores de resistencia aproximadamente dentro del rango requerido, es necesario que la tensión de gate a su vez tenga pequeñas variaciones cerca de un intervalo. Si se simula la tensión de gate en el estado estacionario, el resultado se puede observar en la Figura 18.

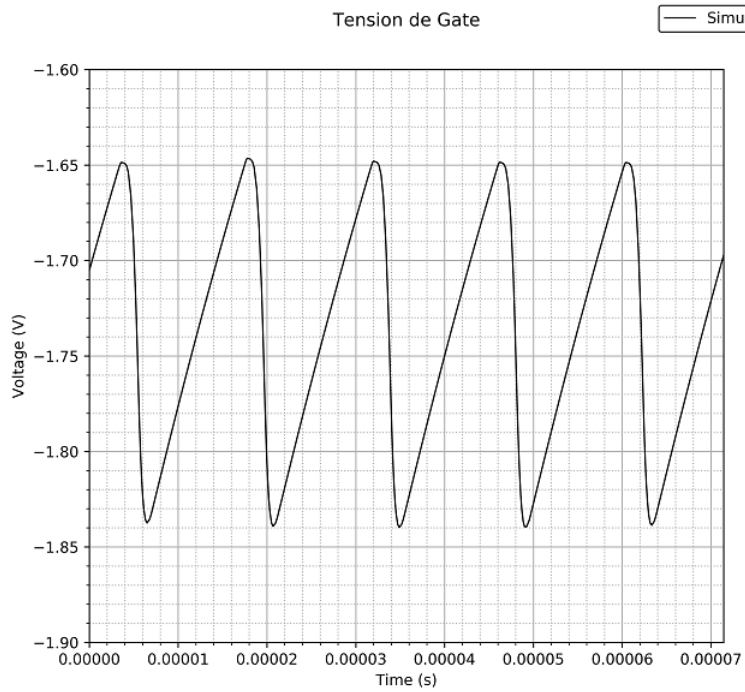


Figura 18: Tensión de gate en el estado estacionario

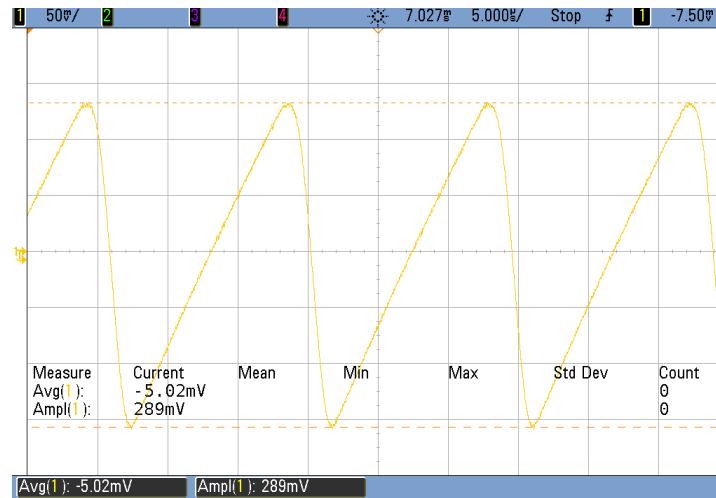


Figura 19: Medición de la tensión de gate

Como se puede observar, la tensión de gate tiene variaciones máximas de 0.2(mV), por lo cual, a fines prácticos, y considerando el ruido electromagnético de laboratorio, se la puede considerar constante.