

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 β la ganancia de realimentación, entonces se define $T(s) = A(s)\beta(s)$ como la ganancia de lazo de realimentación.

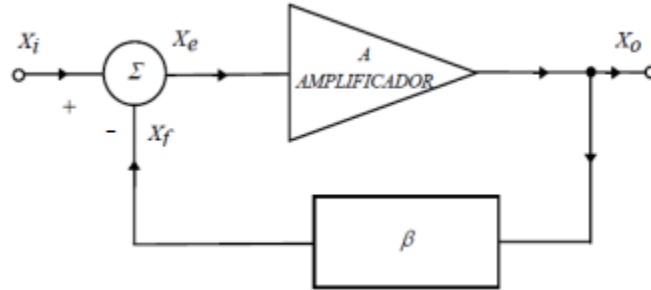


Figura 1: Sistema realimentado

De acuerdo con lo desarrollado en el libro *Design With Operational Amplifiers And Analog Integrated Circuits*¹, 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.

Como se menciona en el libro² 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

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

² Partiendo de la ecuación 10.4 y 10.5 de la página 486 del libro

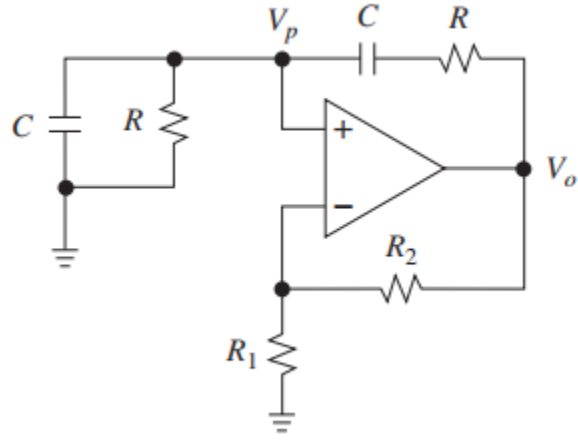


Figura 2: Circuito de Wien

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

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.

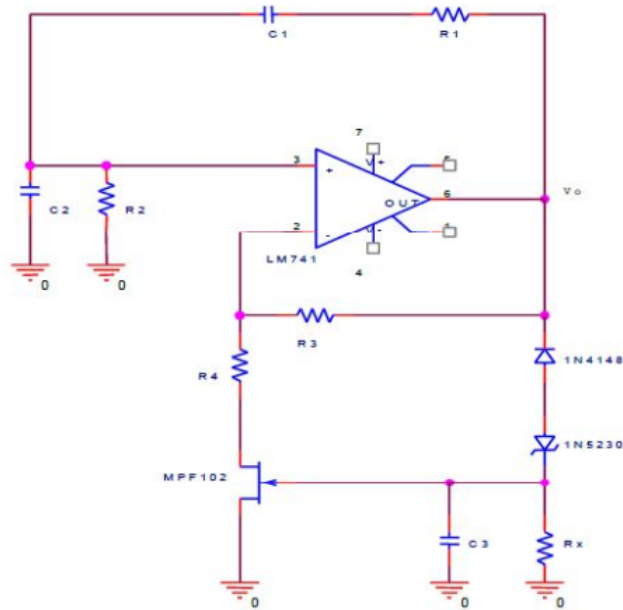


Figura 3: Circuito de Oscilador propuesto

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*³ (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.

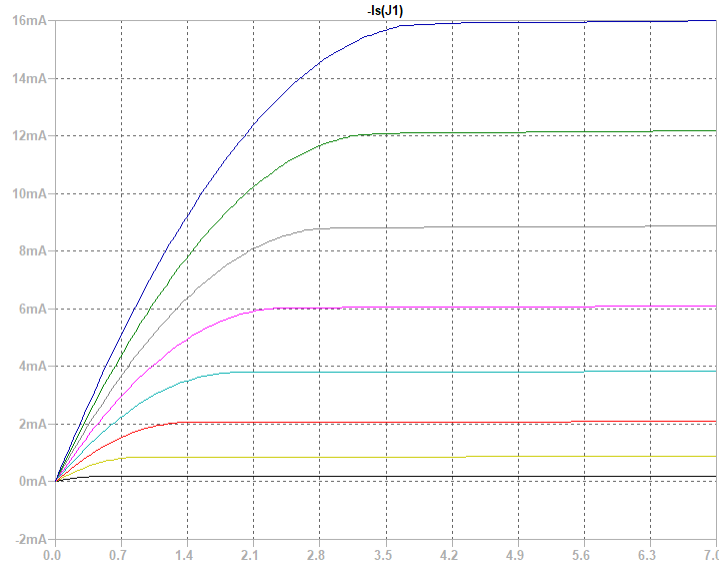


Figura 4: I_{DS} en función de V_{DS} , para valores de V_{GS} entre -3 (V) (línea negra) y 0.5(V) (línea azul)

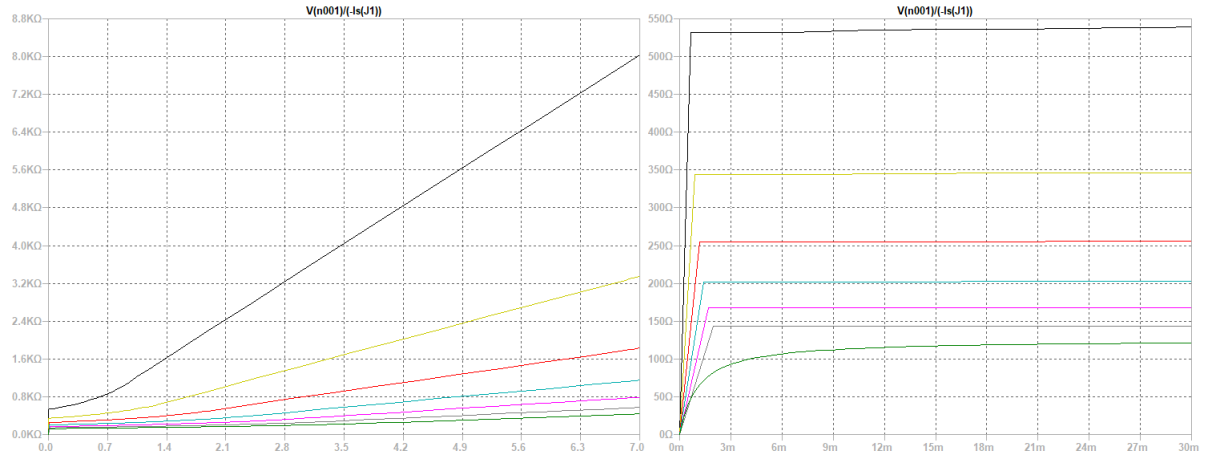


Figura 5: R_{DS} en función de V_{DS} para valores de V_{GS} entre -2.5(V) (línea negra) y 0.5(V) (línea verde)

Como se pudo observar en la Figura 5, se pudo 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.

³Control Automático de Ganancia o CAG en español

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, cargen el capacitor C_3 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.

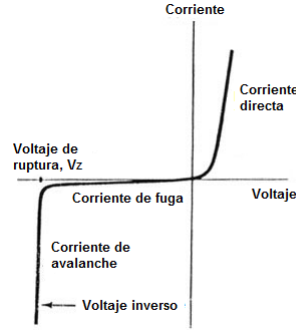


Figura 6: Curva de un diodo

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 comportamiento indeseado de los diodos y mantendrán 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 ecuación:

$$\frac{1}{f_0} < 5C_3 R_x \quad (4)$$

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 más intuitiva, es agregar una caída de tensión variable entre los nodos de los diodos, para ello, lo único que se debe hacer es conectar 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 tensión pico de la señal.

Otra manera un poco más sofisticada de enfrentar este problema es agregar un circuito inversor⁴ a la salida del oscilador⁵. La ventaja que se obtiene es que, a diferencia del método anterior donde solo se podía aumentar la tensión máxima de salida, en este caso, se puede controlar, tanto aumentando la tensión máxima de salida como atenuándola. El hecho de que invierta la señal no sería un problema ya que al ser un oscilador la fase de 0°

⁴Se 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

⁵Este método queda a discreción de el presupuesto destinado a realizar el oscilador.

uno la define donde quiere, por lo tanto, se puede interpretar a la salida con un defasaje de 0° . 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.

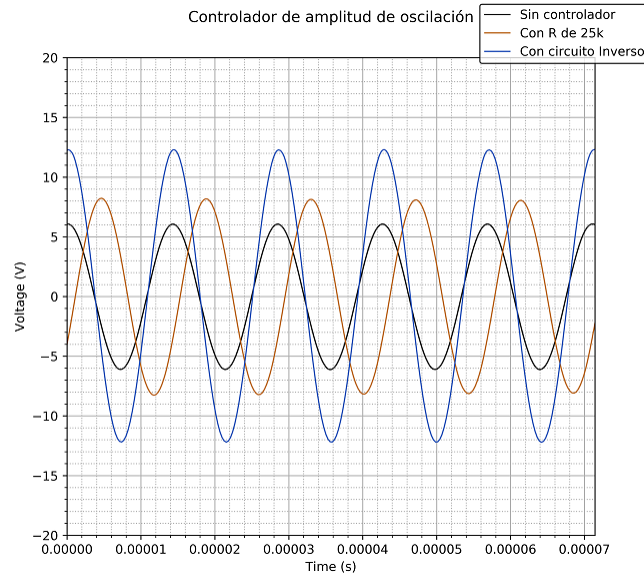


Figura 7: Cambios en el comportamiendo del circuito para diferentes controladores de amplitud de oscilación

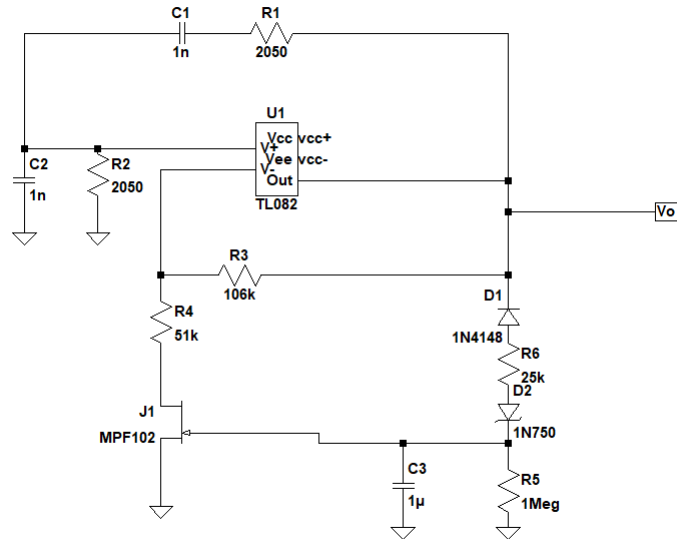


Figura 8: Circuito con controlador de amplitud por resistencia

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

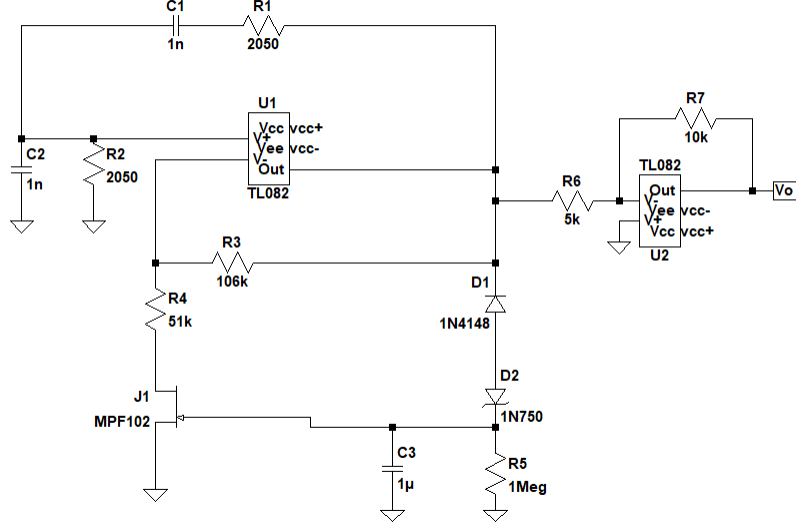


Figura 9: Circuito con controlador de amplitud por etapa inversora

a las cuales el oscilador dejaba de funcionar dependía del tiempo de establecimiento que estuviéramos 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 circuito⁶. Para esto, observando la Figura 3, se plantea por el nodo V_p la siguiente ecuación

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

$$\Rightarrow \beta(s) = \frac{V_p}{V_o} = \frac{sC_1R_2}{s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1R_1 + C_1R_2 + C_2R_2) + 1} \quad (5)$$

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:

$$T(s) = \frac{sC_1R_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)}{s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1R_1 + C_1R_2 + C_2R_2) + 1}$$

Por último, las ecuaciones de ω_0 y Q quedan definidas por:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_2R_2C_1R_1}} \quad (6)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}{C_1R_1 + C_1R_2 + C_2R_2}$$

⁶Si 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.

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.

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

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

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.

2.4.1. Polos y ceros de la ganancia de lazo abierto.

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 $f_0 = 70 (kHz)$, fijando el valor del capacitor a un valor comercial conocido, como $C = 10 (nF)$ ⁷, la resistencia por lo tanto quedara fijada y de valor $R = 227,36 (\Omega)$. 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 $R = 220 (\Omega)$, resultando en un error relativo de resistencia de $Error \approx 3 \%$. De esta manera la frecuencia de operación resultante queda de valor:

$$f_0 = 72,3 (kHz)$$

$$Error\ Relativo = 3,34 \%$$

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 $70 (kHz)$, si introducirá un preset en el lugar de la resistencia R_2 , y utilizando la ecuación 6, se la ajustara convenientemente de modo que la frecuencia sea la deseada. Utilizando este método, se espera obtener un error realtivo de frecuencia mucho menor, del orden del 0.5% .

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

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 $C_3 = 1(\mu F)$, 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 $R_x = 100(k\Omega)$.

CHEQUEAR ESTOS VALORES

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:

$$\begin{cases} \frac{R_3}{R_4} = K_1 \\ \frac{R_3}{R_4 + R_T} = K_2 \end{cases}$$

$$K_1 > 2 ; K_2 < 2$$

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 los valores quedarán:

$$R_3 = CORREGIR$$

$$R_4 = CORREGIR$$

3.3. Selección de amplificadores operacionales

Para la seleccion del amplificador operacional a utilizar, se tuvieron en cuenta solo aquellos que se encontraban disponibles al dia de la fecha de imlementación 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
LM324					

Cuadro 1: Características de amplificadores operacionales disponibles

Viendo esos valores y utilizando la ecuación (8) de selección propuesta⁸, se obtiene que para esos valores de ponderación, el amplificador operacional optimo a utilizar es el TL082 o igualmente el TL072⁹.

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

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 10 y 11.

Figura 10: Esquemático

Figura 11: PCB

4. Simulaciones y mediciones

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 cuantía es la distorsión armonica 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 12. Como se puede observar, es notorio que cuanto mas grande sea el armonico, mas atenuado estará.

Si se mide la potencia de los primeros 5 armónicos siguientes al armonico 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 13.

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

$$THD =$$

4.2. Transistor en estado estacionario

⁸A mayor valor, mejor es el opamp analizado

⁹Los valores obtenidos con la ecuación dan como resultado que ambos operacionales son igual de capaces para los valores de 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.

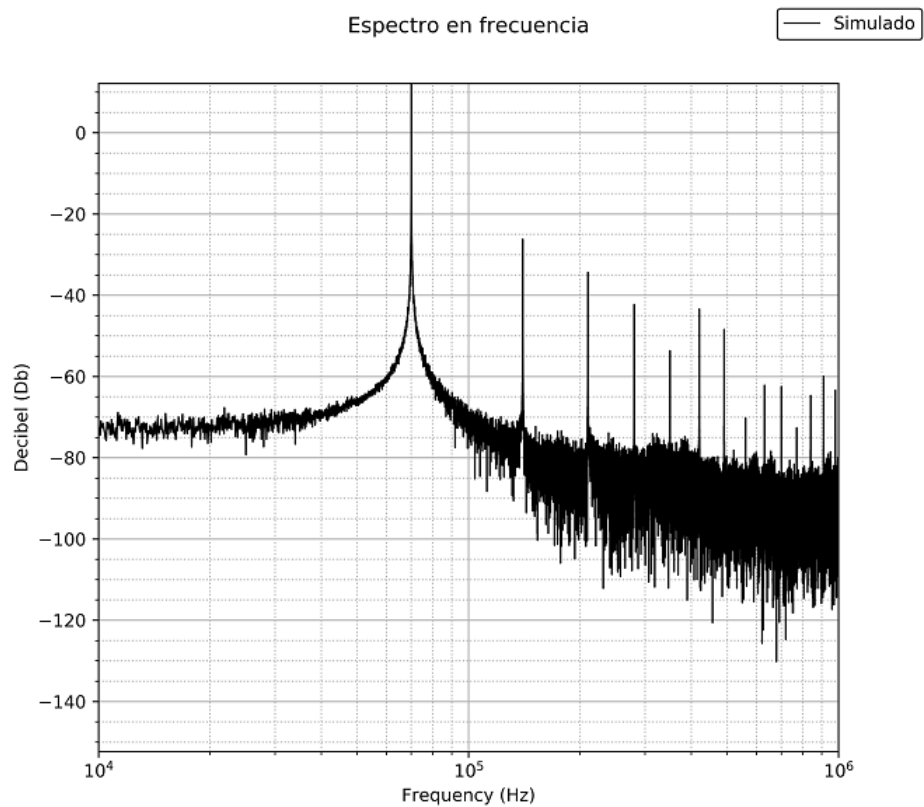


Figura 12: FFT de la señal generada

Figura 13: FFT de la señal generada