

## 0.1. Introducción

Con certeza, es posible afirmar que la onda senoidal es una de las formas de onda fundamentales tanto en el sentido matemático, puesto que cualquier otra forma de onda se puede expresar como una combinación de Fourier de ondas senoidales básicas, como en el sentido práctico, debido a que se usa en forma extensiva como señal de prueba, de referencia y como portadora. A pesar de su simplicidad, su generación resulta una tarea demandante si se desea estar cerca de la pureza. Asimismo, los circuitos de amplificadores operacionales que han obtenido mayor prominencia en la generación de ondas senoidales son el oscilador de puente de Wien y el oscilador de cuadratura, de los cuales a continuación se expondrá únicamente el oscilador de Wien.

## 0.2. Oscilador Básico de puente de Wien.

En el circuito de la figura (1) se emplea tanto retroalimentación negativa, a través de  $R_2$  y  $R_1$ , como retroalimentación positiva, a través de los circuitos RC en serie y en paralelo. Además, el comportamiento del circuito resulta muy afectado por la prevalencia de la retroalimentación positiva o negativa. Es necesario que los componentes de los circuitos RC no tengan los mismos valores; sin embargo, si éstos se igualan, se simplifica el análisis. El circuito se puede ver como un amplificador no inversor que amplifica a  $V_p$  en la cantidad dada por la ecuación.

$$A = \frac{V_o}{V_p} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1)$$

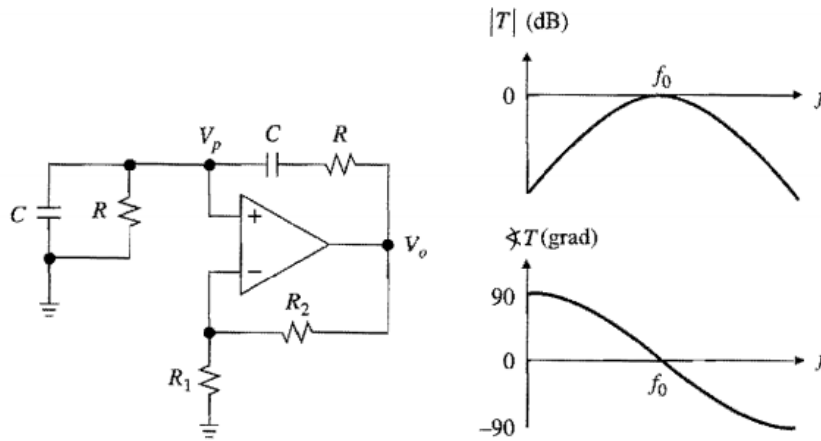


Figura 1: Circuito de puente de Wien y su lazo de ganancia  $T(jf)$  para el caso  $\frac{R_2}{R_1} = 2$ .

donde, por simplicidad, se supone un amplificador operacional ideal. Después, se sustituye  $V_p$  por el mismo amplificador operacional a través de los dos circuitos RC como:

$$V_p = V_o \cdot \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \quad (2)$$

$$Z_p = R // \frac{1}{j2\pi fC} \quad R + \frac{1}{j2\pi fC} \quad (3)$$

A partir de estas expresiones se puede despejar.

$$\beta(jf) = \frac{V_p}{V_o} = \frac{1}{3 + j \cdot \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \quad (4)$$

Donde  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ . La ganancia total experimentada por una señal al recorrer el lazo es  $T(jf) = A \cdot B$ :

$$T(jf) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + j \cdot \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \quad (5)$$

La cual es una función pasa banda puesto que se aproxima a cero tanto en frecuencias altas como en bajas. Su valor pico ocurre en  $f = f_o$  y es igual a

$$T(jf) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3} \quad (6)$$

El hecho de que  $T(jf_o)$  sea real indica que una señal de frecuencia  $f_o$  experimentará un cambio de fase neto de cero al recorrer el lazo. Dependiendo de la magnitud de  $T(jf_o)$ , se tienen tres posibilidades distintas:

1.  $T(jf_o) < 1$ , esto es,  $A < 3$ . Cualquier perturbación de frecuencia  $f_o$  surgida en la entrada del amplificador operacional, primero es amplificada por  $A < 3$ , y después por  $B(jf_o) = \frac{1}{3}$ , para una ganancia neta menor de uno. La intuición indica que esta perturbación se reduce cada vez que recorre el lazo hasta que de manera eventual decae hasta cero. Así, es posible establecer que la retroalimentación negativa (a través de  $R_2$  y  $R_1$ ) prevalece sobre la retroalimentación positiva (a través de  $Z_s$  y  $Z_p$ ), lo que resulta en un sistema estable. En consecuencia, los polos del circuito descansan en la mitad izquierda del plano complejo.

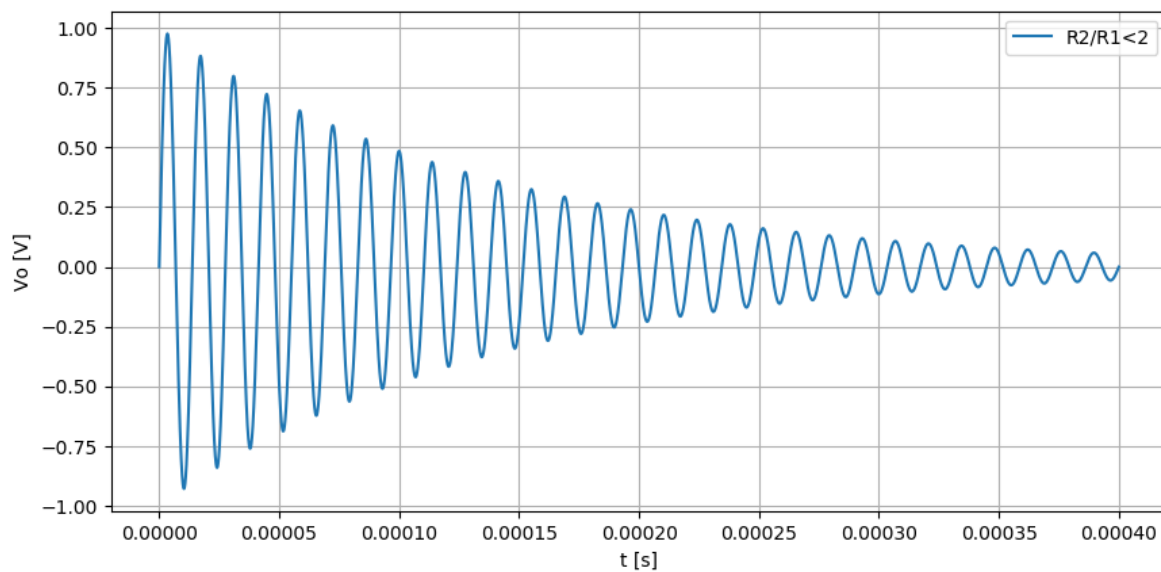


Figura 2:  $V_o \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} < 2$

2.  $T(jf_o) > 1$ , esto es,  $A > 3$ . Ahora la retroalimentación positiva prevalece sobre la retroalimentación negativa, lo cual indica que una perturbación de frecuencia  $f_o$  se amplificará en forma regenerativa, ocasionando que el circuito rompa en oscilaciones de magnitud creciente. Así, el circuito es inestable y sus polos descansan en la mitad derecha del plano complejo. Como es sabido, las oscilaciones se presentarán hasta que se alcancen los límites de saturación del amplificador operacional. Después de eso, cuando se observe a  $V_o$  con el osciloscopio aparecerá como una onda senoidal recortada.

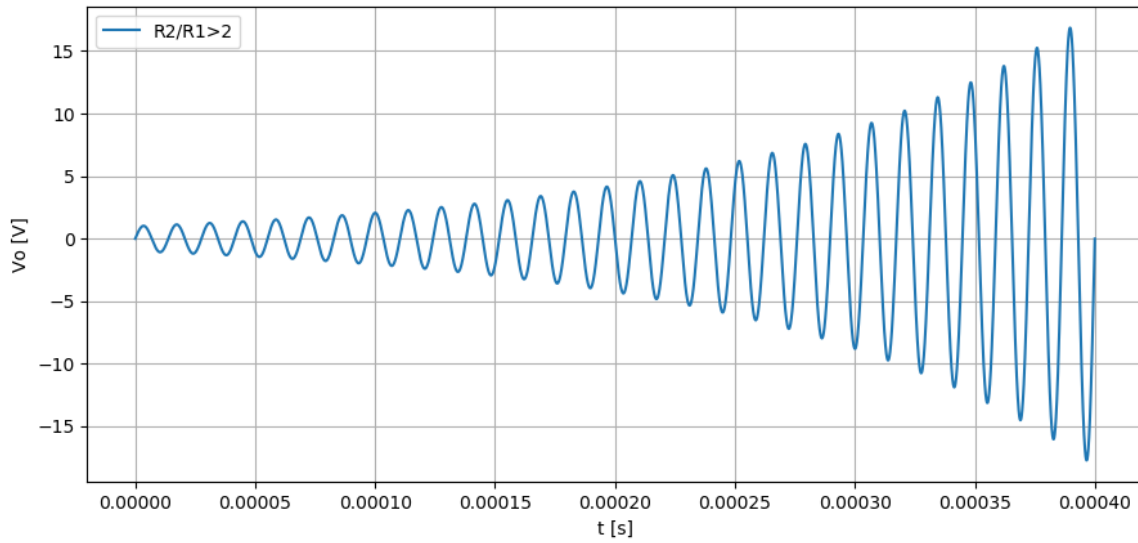


Figura 3:  $V_0 \implies \frac{R_2}{R_1} > 2$

3.  $T(jf_o) = 1$ , o bien  $A = 3$  exactamente, esta condición se denomina como estabilidad neutral, debido a que las retroalimentaciones positiva y negativa se aplican en cantidades iguales. Cualquier perturbación de frecuencia  $f_o$  primero es amplificada por 3 y después por  $\frac{1}{3}$ , lo cual indica que, una vez iniciada, se sostendrá en forma indefinida. Como es sabido, esto corresponde a un par de polo que está justo sobre el eje  $j\omega$ . Las condiciones  $\angle T(jf_o) = 0^\circ$  y  $|T(jf_o)| = 1$ , en conjunto se denominan el criterio de Barkhausen para la oscilación en  $f = f_o$ . La naturaleza pasa banda de  $T(jf)$  permite que la oscilación ocurra sólo además, cualquier intento de oscilación en otras frecuencias se desalienta en forma natural debido a que ahí  $\angle T(jf_o) \neq 0^\circ$  y  $|T(jf)| < 1$ . Con base en la ecuación (6), la estabilidad neutral se alcanza con

$$\frac{R_2}{R_1} = 2 \quad (7)$$

Resulta evidente que, cuando se cumple esta condición, los componentes alrededor del amplificador operacional forman un puente balanceado en  $f = f_o$ .

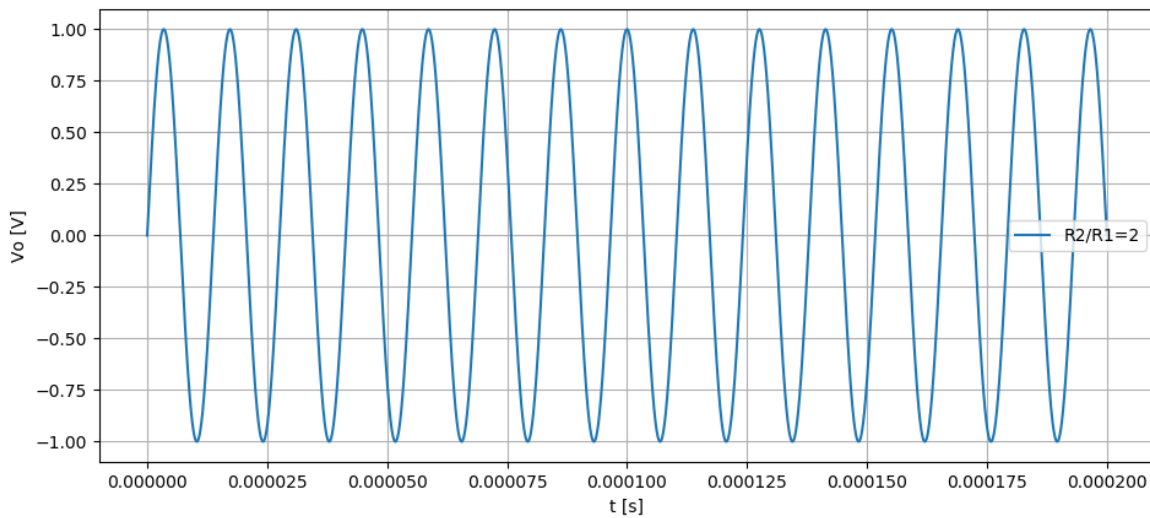


Figura 4:  $V_0 \implies \frac{R_2}{R_1} = 2$

Finalmente se obtiene la transferencia del circuito:

$$H(s) = \frac{T(s)}{1 - T(s)} \cdot \frac{1}{\beta} \quad (8)$$

En un circuito de la vida real, la dispersión de los componentes hace difícil mantener al puente balanceado de manera exacta. Además, se deben tomar precauciones:

- Para que la oscilación inicie en forma espontánea al encender el circuito.
- Para que su amplitud se mantenga por debajo de los límites de saturación del amplificador operacional y así evitar la distorsión excesiva.

Estos objetivos se satisfacen haciendo que la relación  $\frac{R_2}{R_1}$  sea dependiente de la amplitud, de manera que en los niveles bajos de señal ésta sea sólo un poco mayor que 2 para asegurar que la oscilación inicie, y en los niveles altos de señal ésta sea sólo un poco menor que 2 para limitar la amplitud. Entonces, una vez que la oscilación ha iniciado, ésta crecerá y se estabilizará de forma automática en algún nivel intermedio donde  $\frac{R_2}{R_1} = 2$  exactamente.

La estabilización de la amplitud toma muchas formas, todas las cuales utilizan elementos no lineales para reducir  $R_2$  o incrementar  $R_1$  junto con la amplitud de la señal. Para proporcionar una base intuitiva a esta exposición, se continuará usando la función  $T(jf)$ , pero en un sentido **incremental** debido a la no linealidad que ahora presenta el circuito, se utilizó el siguiente circuito.

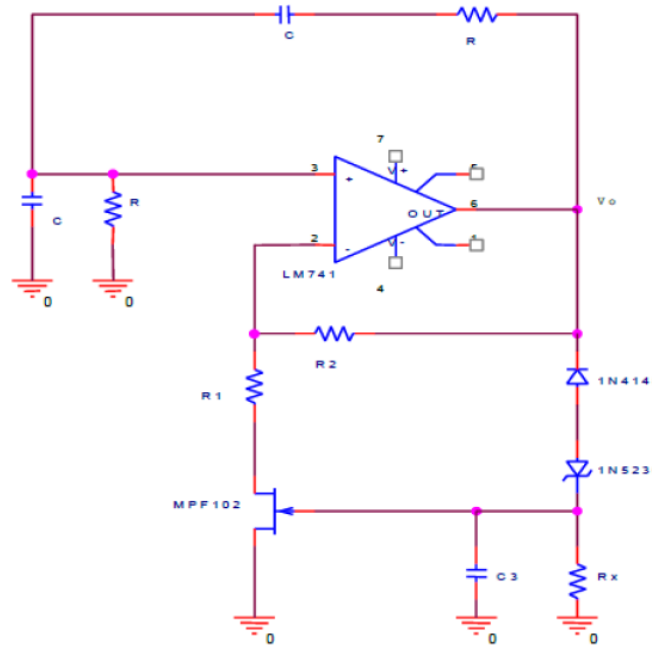


Figura 5: Circuito Oscilador de Wien con AGC.

Al encenderse el circuito, cuando el capacitor  $C_3$  aún está descargado, el voltaje de gate está cerca de 0V, lo cual indica una resistencia de canal baja. En efecto, el JFET acorta la resistencia de  $51\text{ k}\Omega$  a la tierra para proporcionar  $\frac{R_2}{R_1} > 2$ , por lo tanto la oscilación empieza a construirse. Los diodos y el capacitor  $C_3$  forman un pico negativo, cuyo voltaje se vuelve cada vez más negativo conforme crece la oscilación. Lo anterior reduce en forma gradual la conductividad del JFET, ya que en el límite de corte completo se tendría  $\frac{R_2}{R_1} < 2$ . Sin embargo, la amplitud se estabiliza en forma automática en algún punto intermedio donde  $\frac{R_2}{R_1} = 2$  exactamente. Si el voltaje Gate Source correspondiente se denota como  $V_{GS_{crit}}$ , y la amplitud pico de salida como  $V_{om}$  se tiene que  $-V_{om} = V_{GS_{crit}} - V_{Don}$ . Por ejemplo, con  $V_{GS(crit)} = -4.3$  se tiene que  $V_{om} \approx 4.3 + 0.7 = 5\text{V}$ . En este caso se utilizó un JFET canal n, si se quisiera implementar con canal p bastaría con invertir los sentidos de ambos diodos para que la tensión del gate sea positiva y el control se haría en los semiciclos positivos.

### 0.3. Elecciones de diseño.

Para las consideraciones de diseño ( $f_0 = 72.5\text{kHz}$ ) que se deben cumplir se eligieron .

- $C = 1nF$
- $R = 2.195k\Omega$

La red RC es la que se encarga de controlar la tensión del gate, y por lo tanto la ganancia del circuito.  $C_3$  se carga cuando los diodos se activan en el hemiclo negativo aumentando la tensión del Gate, y se descarga en el hemiclo positivo a través de  $R_X$ . Es importante que la constante de tiempo para la carga del capacitor ( $\tau = C_3 R_X$ ) sea mucho mayor al periodo de la señal ( $\approx 14\mu s$ ) para mantener la tensión a la salida. Además, para mantener esta tensión se necesita que  $R_X$  sea lo suficientemente grande para que el capacitor no se descargue rápido, pero por otra parte el capacitor se tiene que poder descargar frente a variaciones en la tensión de salida para poder ajustar la ganancia. A partir de esto, se tomaron los siguientes valores:

$$R_X = 1M\Omega \quad C = 1\mu F \quad (9)$$

#### 0.4. JFET

El transistor a utilizar es el MPF102. El rango de operación es en la zona lineal, la resistencia dinámica,  $r_d$ , varía en un rango según la tensión del gate. Ésta resistencia se encuentra en serie con  $R_1$ , por lo que cuando varía, también varía la ganancia del lazo.

$$\frac{R_2}{R_1 \pm \Delta r_d} \quad (10)$$

de aquí se obtiene que  $R_2 > 2 \cdot R_1$ , Así que se tomó  $R_2 = 100k\Omega$  y para  $R_1$  se utilizará una resistencia de  $43k\Omega$  junto a un preset de  $10k\Omega$  para poder ajustar la ganancia del lazo. Se simularon las curvas características del transistor para distintos valores de tensión de gate:

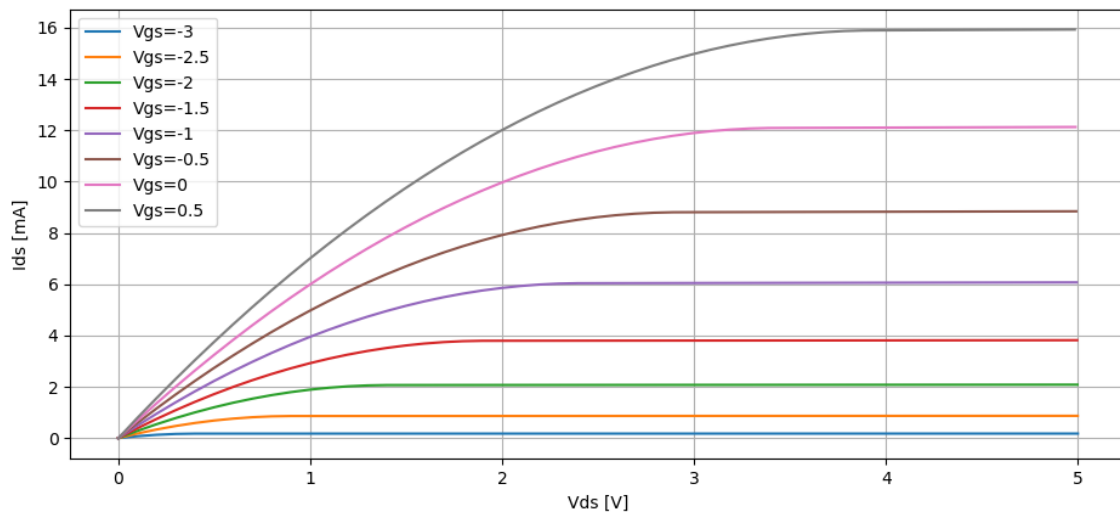
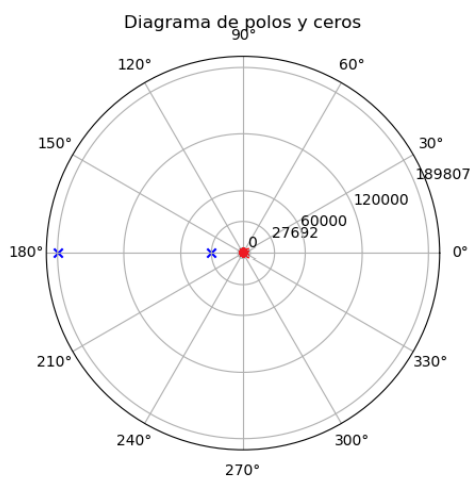
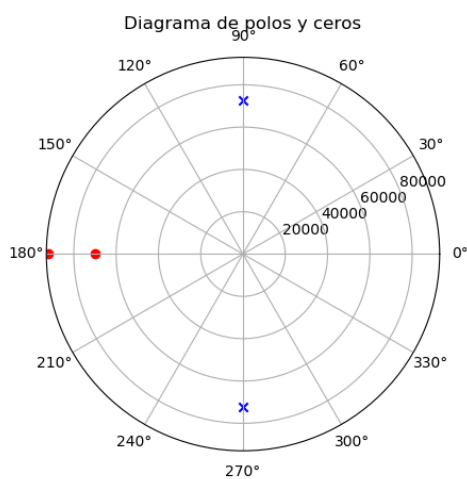
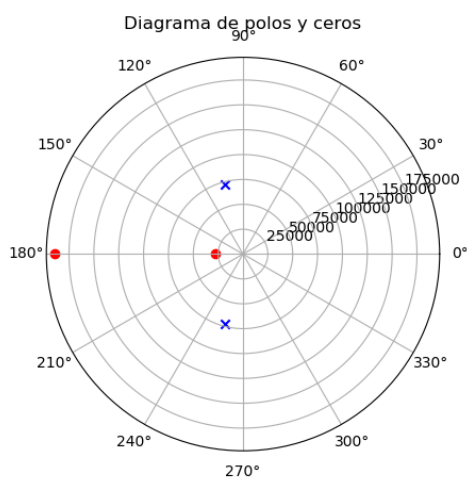


Figura 6: Curvas características JFET

#### 0.5. Singularidades.

Se realizaron diagramas de polos y ceros para  $H(s)$  como para  $T(s)$  en función de la variación de  $r_d$ , obteniendo lo siguientes gráficos:

Figura 7: Diagrama Polos y Ceros  $T(s)$ Figura 8: Diagrama Polos y Ceros  $H(s)$  con  $\frac{R_2}{R_1} = 2$ Figura 9: Diagrama Polos y Ceros  $H(s)$  con  $\frac{R_2}{R_1} < 2$

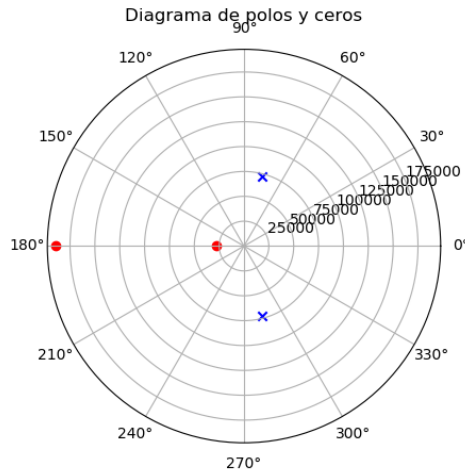


Figura 10: Diagrama Polos y Ceros  $H(s)$  con  $\frac{R_2}{R_1} > 2$

## 0.6. Elección operacional.

La exactitud y la estabilidad de la oscilación, al igual que la dinámica del amplificador operacional, resultan afectadas por la calidad de los componentes pasivos. Los capacitores y resistores SMD son buenas elecciones para los elementos en el circuito de retroalimentación positiva. En la práctica, con el fin de compensar para las tolerancias de los componentes, en la práctica los circuitos de puente de Wien con frecuencia están equipados con correctores adecuados para el ajuste exacto de  $f_o$ , aquí utilizaremos un preset sobre una de las  $R$  para ajustar dicho  $f_o$ . Para evitar los efectos limitantes del slew-rate para una determinada amplitud pico de salida  $V_{om}$  el amplificador operacional debe tener  $SR > 2\pi V_{om} f_o$ . Una vez que esta condición es cumplida, el factor limitante se convierte en el GBP finito, cuyo efecto es una reducción de la frecuencia real de la oscilación. Es posible comprobar que para mantener este cambio dentro del 10 % cuando se utiliza un amplificador operacional de GBP constante, éste debe tener  $GBP \approx 43f_o$ . El extremo inferior del rango de frecuencia depende de qué tan grandes pueden hacerse los componentes en el circuito reactivo. Con el uso de amplificadores operacionales de entrada FET para minimizar los errores de corriente de bias a la entrada, el valor de  $R$  se puede incrementar fácilmente hasta el rango de decenas de megaohms. Por ejemplo, utilizando  $C = 1 \mu F$  Y  $R = 15.9 M\Omega$  se obtiene  $f_o = 0.01 Hz$ .

Los amplificadores operacionales considerados son los siguientes:

Amplificador Operacional	GBP [Mhz]	SR [ $\frac{V}{\mu s}$ ]	$Z_{in}[\Omega]$	$Z_{out}[\Omega]$	$I_{bias}[A]$	$I_{off}[A]$	$V_{off}[mV]$	THD
TL-082	3	13	1T	-	30p	5p	3	0.003 %
LM324	1	0.3	-	-	45	5	2	-
LM833	10	5	-	37	300n	10n	0.3	0.002 %
LF356	2.5	12	1T	-	20p	50p	3	-
LM741	1.5	0.5	2M	75	80n	20n	2	-
NE5534	10	13	100k	0.3	500n	20n	0.5	-

Considerando las restricciones para con el SR y GBP las mejores opciones son los operacionales TL082, LF356 y NE5534, donde este ultimo fue descartado debido a su baja impedancia de entrada, y el LF356 debido a no contar con el dato de la distorsión armónica. Finalmente queda el TL082 que es el que fue utilizado.

## 0.7. Simulaciones

Se simuló el circuito en **LtSpice** obteniendo el siguiente resultado

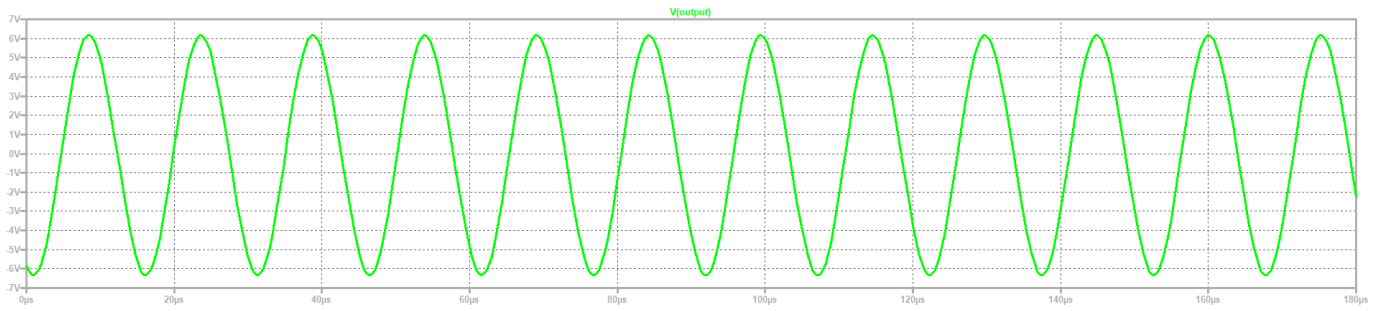


Figura 11: Simulación Distorsión armónica.

También fue posible observar el transitorio del circuito, se puede notar como cambia la ganancia del lazo ajustándose finalmente al criterio de Barkhausen.

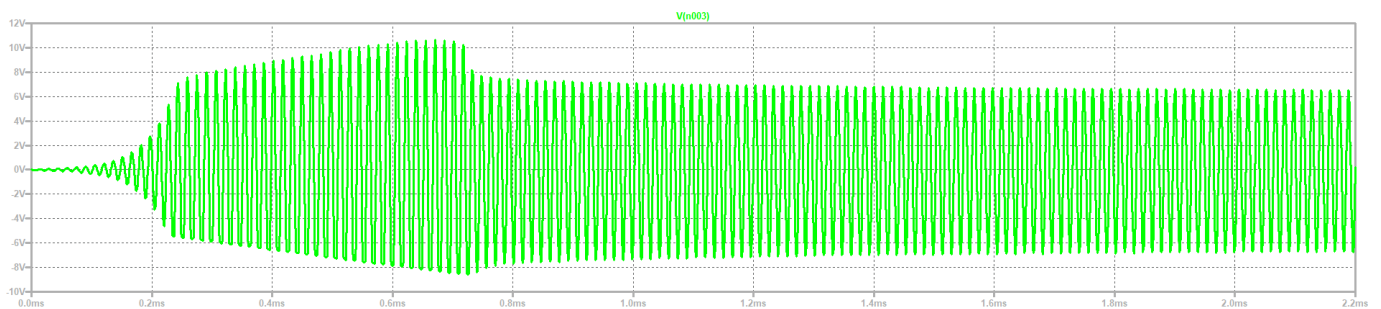


Figura 12: Respuesta transitoria

Se obtuvo la distorsión armónica en la simulación Obteniendo los siguientes resultados:

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component
1	7.250e+04	6.245e+00	1.000e+00
2	1.450e+05	6.076e-01	9.729e-02
3	2.175e+05	3.477e-01	5.567e-02
4	2.900e+05	2.540e-01	4.068e-02
5	3.625e+05	2.073e-01	3.319e-02
6	4.350e+05	1.635e-01	2.618e-02
7	5.075e+05	1.452e-01	2.325e-02
8	5.800e+05	1.308e-01	2.094e-02
9	6.525e+05	1.142e-01	1.828e-02
Total Harmonic Distortion: 13.160196% (14.151823%)			

Figura 13: Simulación Distorsión armónica.

## 0.8. Mediciones.

Finalmente se midió el circuito realizado, obteniendo la frecuencia de oscilación deseada.



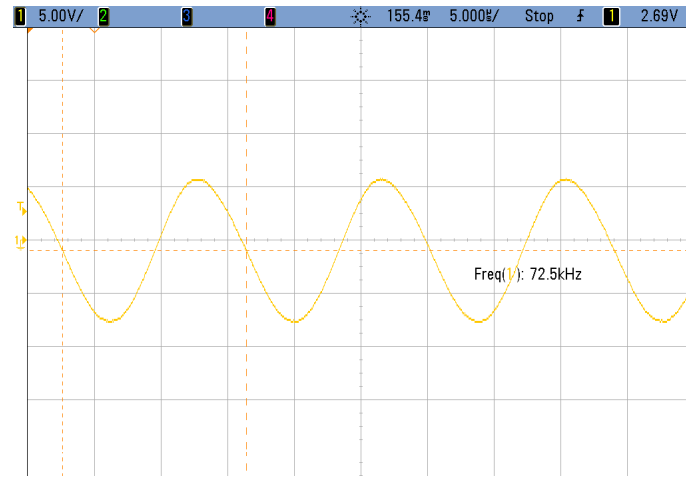


Figura 14: Respuesta transitoria

Aquí también se aprendió que el rango de valores de alimentación que puede tener el circuito varía entre  $V_{max}$  del opamp que en este caso es  $V_{max} \approx 18V$  y  $V_p$

También se midió el transitorio del circuito al comenzar.



Figura 15: Respuesta transitoria

Es notable en la figura (15) que dado a la calibración del circuito, este posee una suave transición entre una  $T(jf) > 1$  hacia  $T(jf) = 1$  en caso opuesto a la simulación.

También se observó que es la amplitud de la señal depende de la tensión de alimentación del amplificador y de la tensión de ruptura del zener. En cuanto al rango de frecuencias en las que puede trabajar se notó que puede variar entre aproximadamente 65kHz a 80kHz. Adicionalmente se midió la distorsión armónica del circuito, la cual fue hecha en el analizador de espectros, inicialmente se observó el espectro entero.

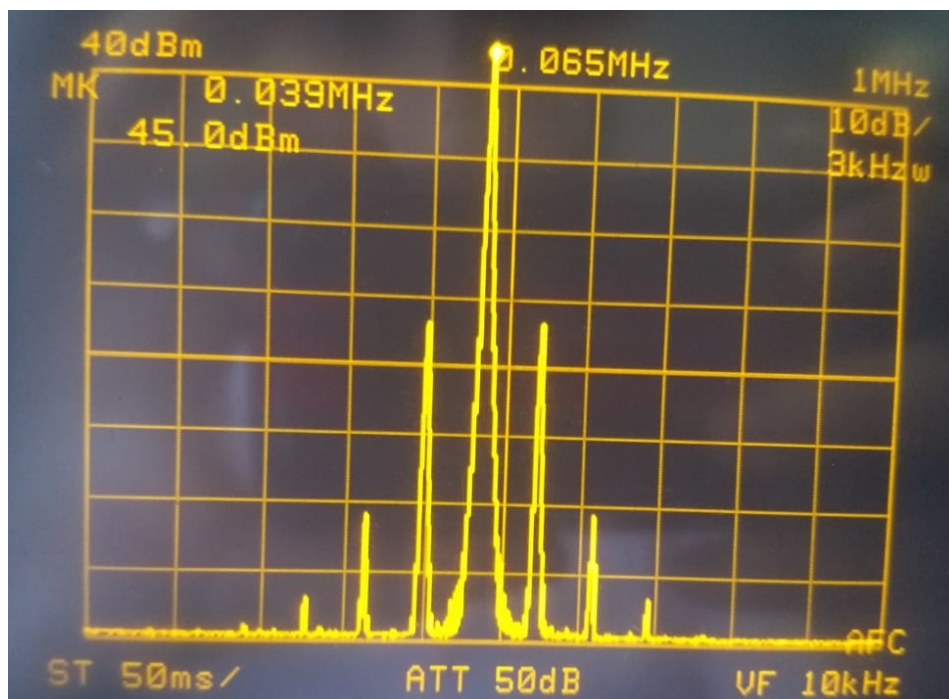


Figura 16: Espectro de la señal

Luego se hizo foco en la frecuencia fundamental y en el resto de los armónicos. Es importante tener en cuenta que el analizador de espectros no se encuentra calibrado, por lo cual el 0 de la continua que sería el pico central se encuentra desplazado hacia aproximadamente 38.5kHz, por lo que los picos de la señal estarán todos desplazados por esta cantidad.

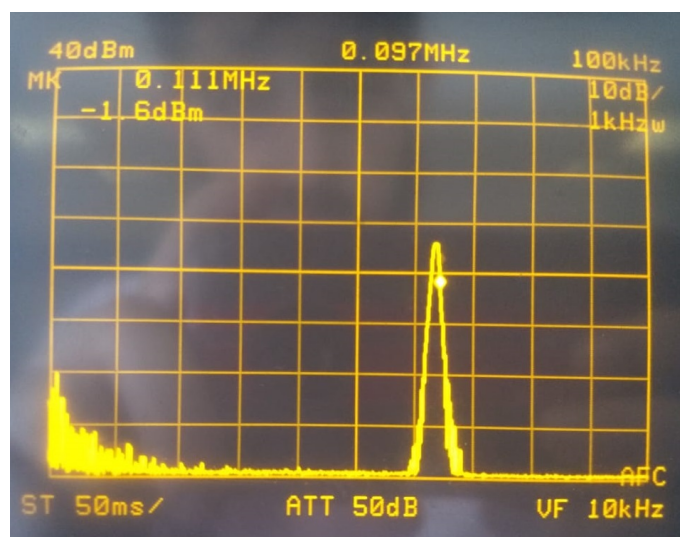


Figura 17: Armónico Fundamental

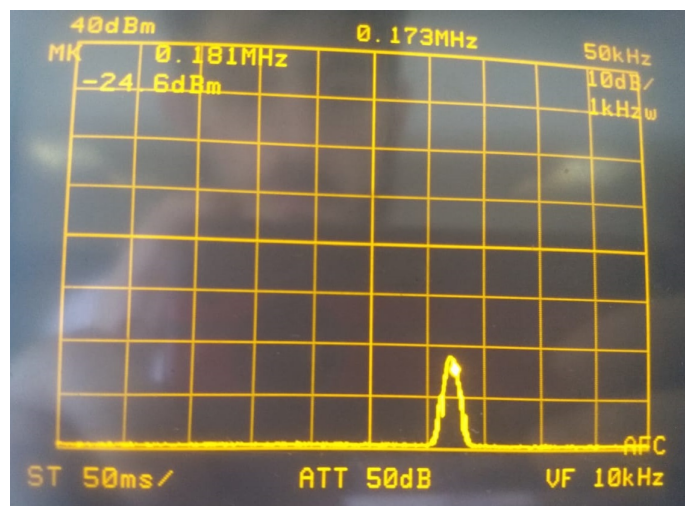


Figura 18: Primer Armónico

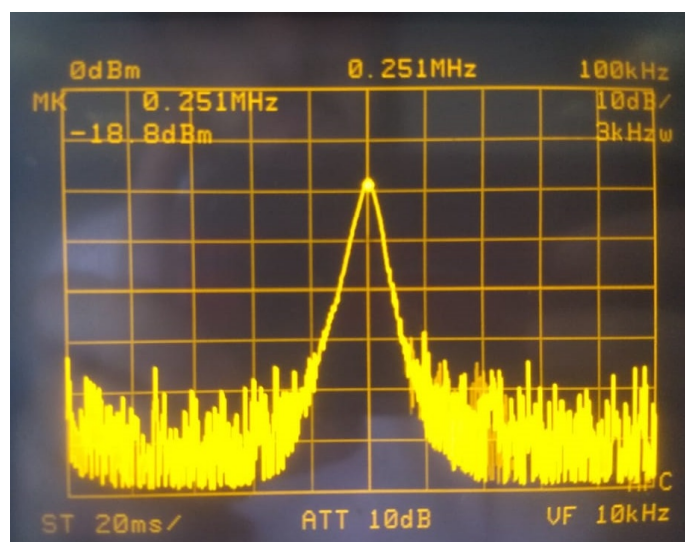


Figura 19: Segundo Armónico

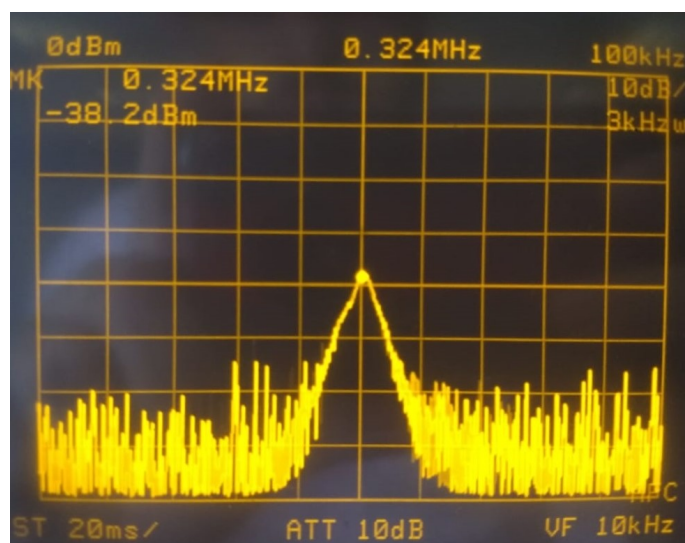


Figura 20: Tercer Armónico

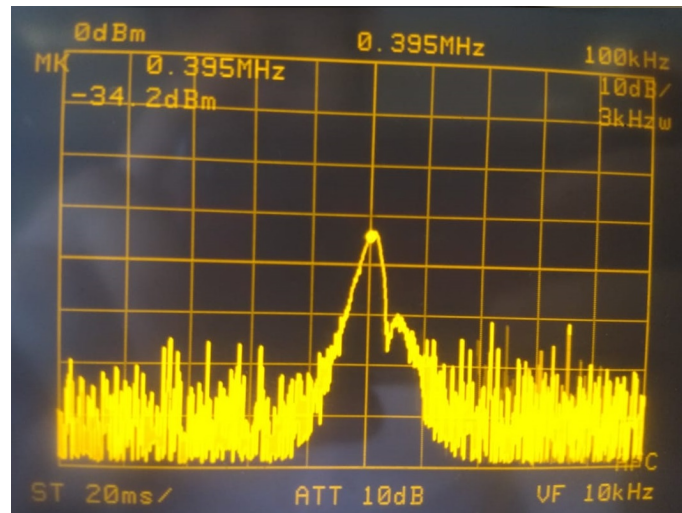


Figura 21: Cuarto Armónico

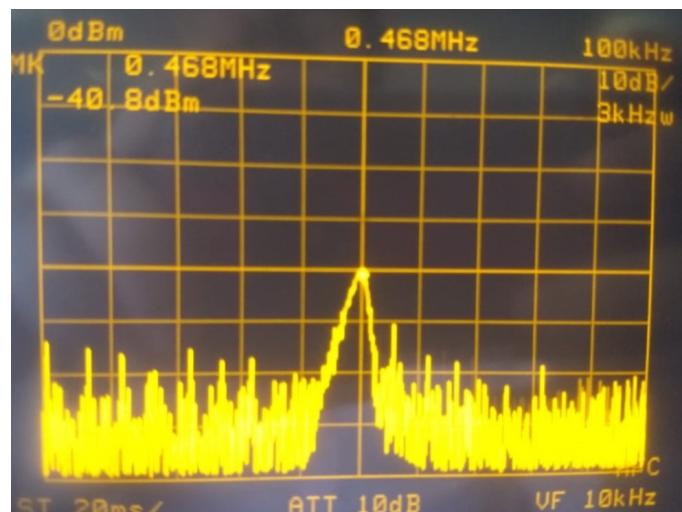


Figura 22: Quinto Armónico

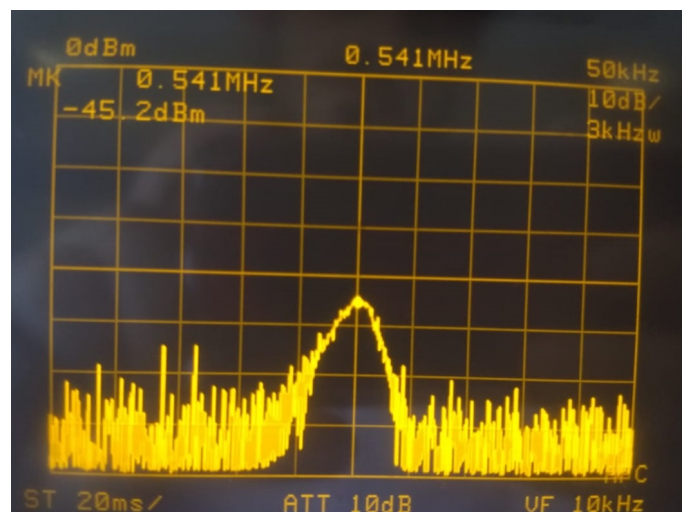


Figura 23: Sexto Armónico

A partir de aquí se puede calcular la THD bajo la siguiente fórmula:

$$THD = \frac{\sum_{i \neq 0} P_i}{P_0} \quad (11)$$

Al realizar la cuenta se obtiene un  $THD \approx 0.5\%$  el cual es bastante inferior al simulado, esta gran diferencia se le atribuye a la calibración realizada en el circuito con el uso de los presets.

La tensión de gate se midió, siendo esta de  $V_g \approx -3V$  una vez alcanzado el transitorio. Gracias a esta tensión la resistencia dinámica del transistor se ajuste según la tensión de salida, para permitir la oscilación.

## 0.9. Conclusiones.

Se pudo realizar correctamente un oscilador de Wien, con una distorsión armónica menor al 1 %, es un circuito simple, que permite generar funciones, que con la introducción de un potenciómetro, sobre las resistencias R puede ser un generador de frecuencia variable, y adicionalmente puede variarse su amplitud.