

## 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.

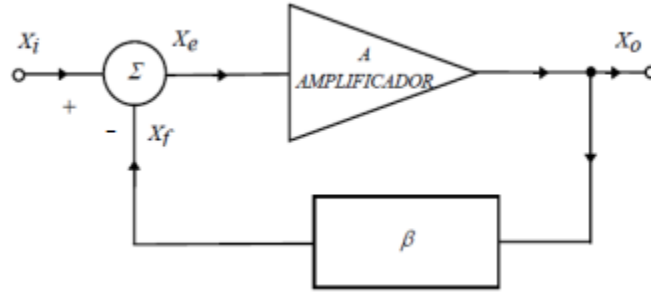


Figura 1: Sistema realimentado

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.

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

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

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

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

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

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

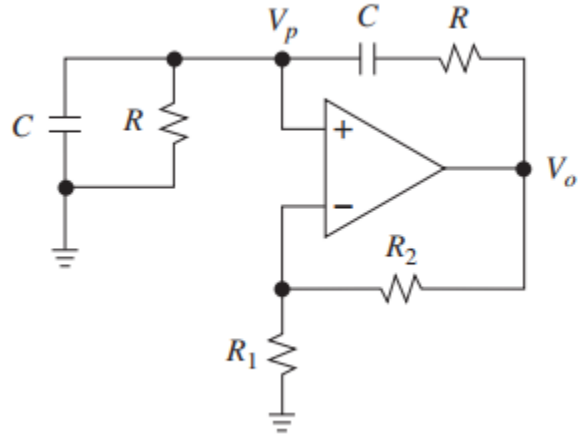


Figura 2: Circuito de Wien

$$T(f_0) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3} \quad (2)$$

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.

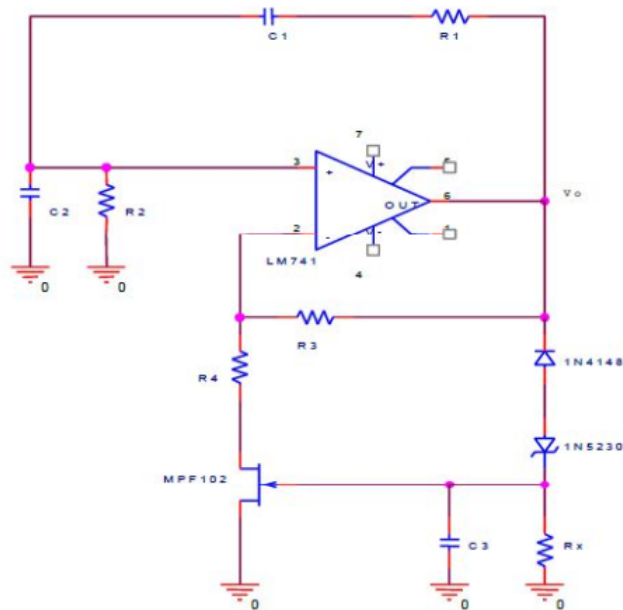


Figura 3: Circuito de Oscilador propuesto

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*<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.

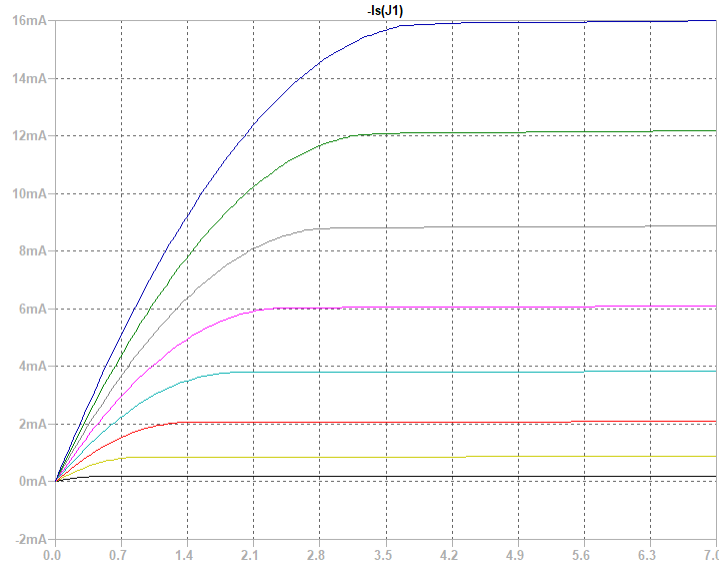


Figura 4:  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ , para valores de  $V_{GS}$  entre -3 (V) (línea negra) y 0.5(V) (línea azul)

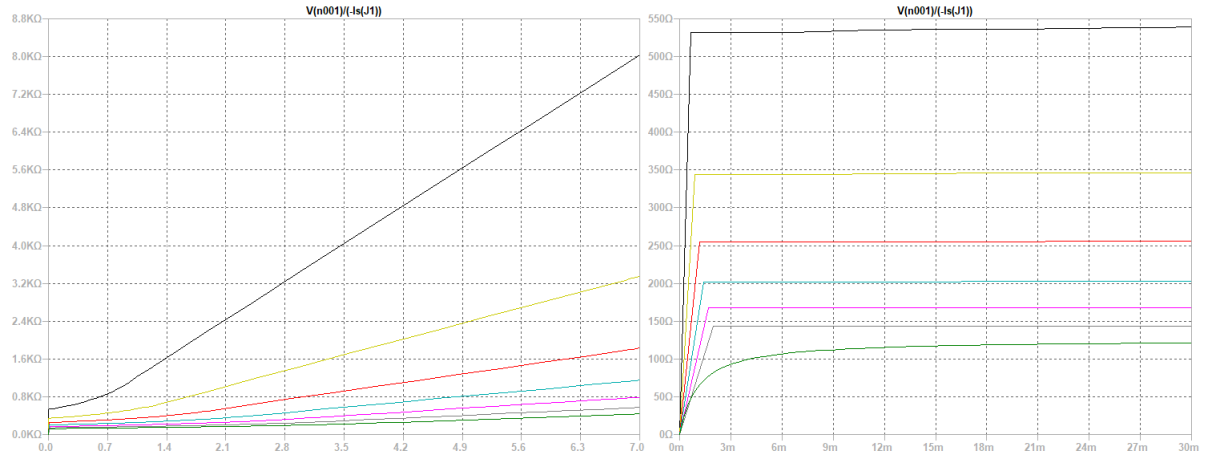


Figura 5:  $R_{DS}$  en función de  $V_{DS}$  para valores de  $V_{GS}$  entre -2.5(V) (línea negra) y 0.5(V) (línea verde)

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.

<sup>3</sup>Control 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.

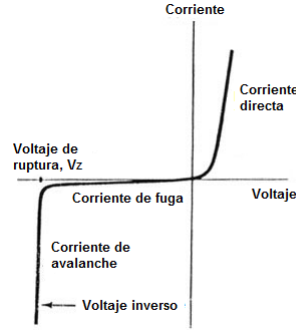


Figura 6: Curva de un diodo

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:

$$\frac{1}{f_0} < 5C_3 R_x \quad (3)$$

### 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 inversor<sup>4</sup> a la salida del oscilador<sup>5</sup>. 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  $0^\circ$

<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.

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.

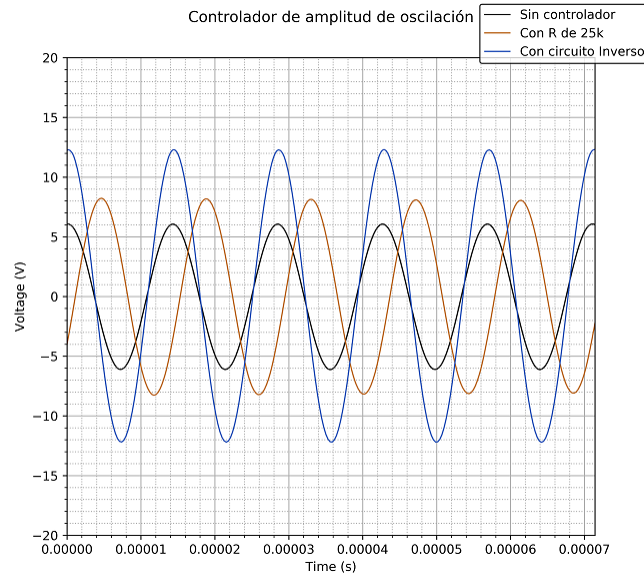


Figura 7: Cambios en el comportamiendo del circuito para diferentes controladores de amplitud de oscilación

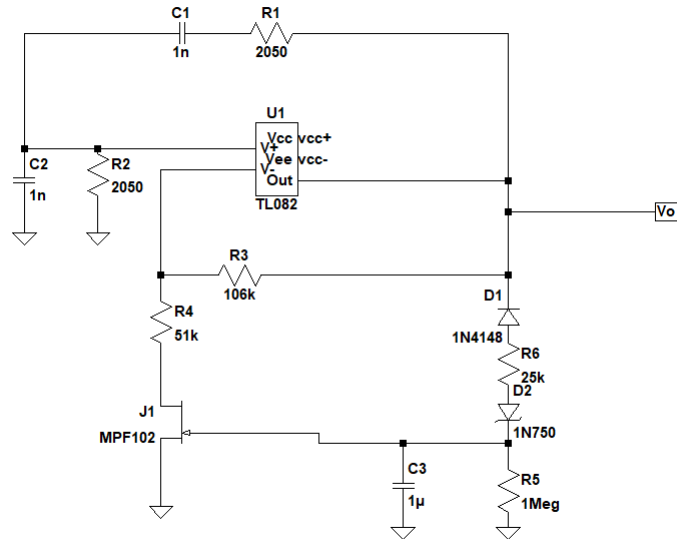


Figura 8: Circuito con controlador de amplitud por resistencia

## 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

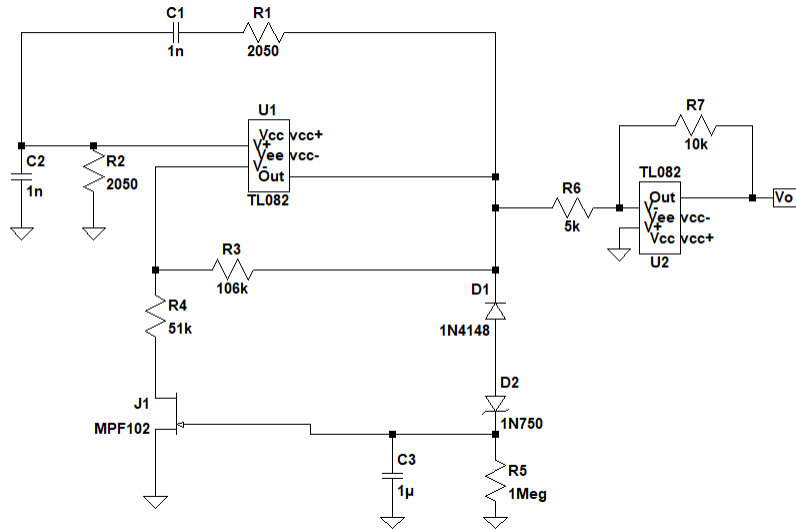


Figura 9: Circuito con controlador de amplitud por etapa inversora

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 las frecuencias disponibles para realizar el oscilador no podían superar los 500(kHz).

### 2.3. Análisis de sensibilidades