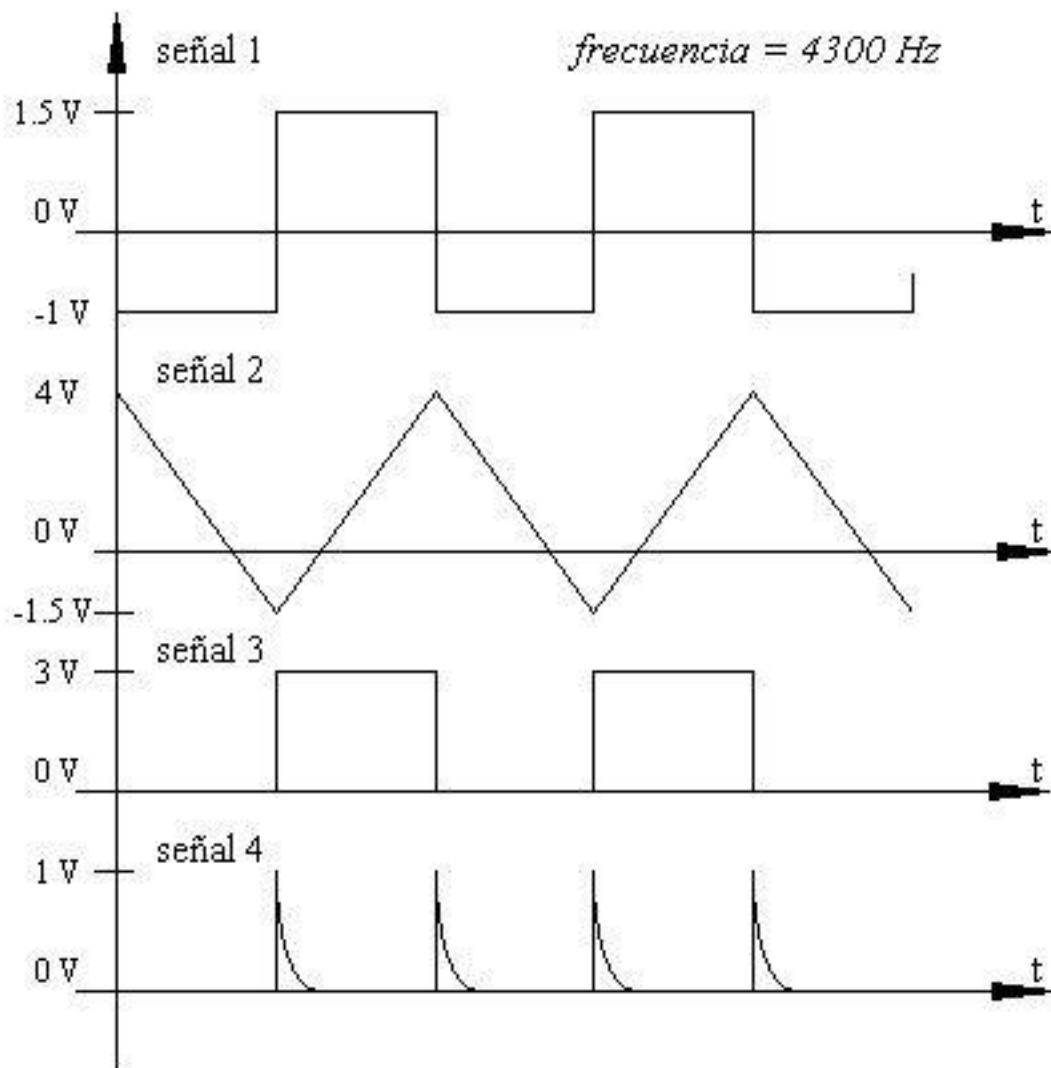


## **Consignas:**

- Diseñar los circuitos correspondientes para obtener la señal 2 y la señal 3 de la señal 1.
- Tener especial cuidado en la ubicación de los offset de cada señal.
- Diseñar el circuito con una impedancia de entrada de  $15K\Omega$ .
- Establecer el nivel de CC de la señal 2 con una referencia de precisión con un buffer.
- Incluir en el informe:
  1. Hoja de datos de los componentes utilizados.
  2. Análisis breve de los parámetros que en ellas figuren.
  3. Circuito completo.
  4. Pautas y cálculos para el diseño de cada etapa.
  5. Observaciones sobre aspectos relevantes del funcionamiento.
  6. Análisis de la relación de fase existente entre la entrada y la salida de cada etapa.
  7. Determinar la impedancia de salida del sistema.



## Resolución:

## Introducción:

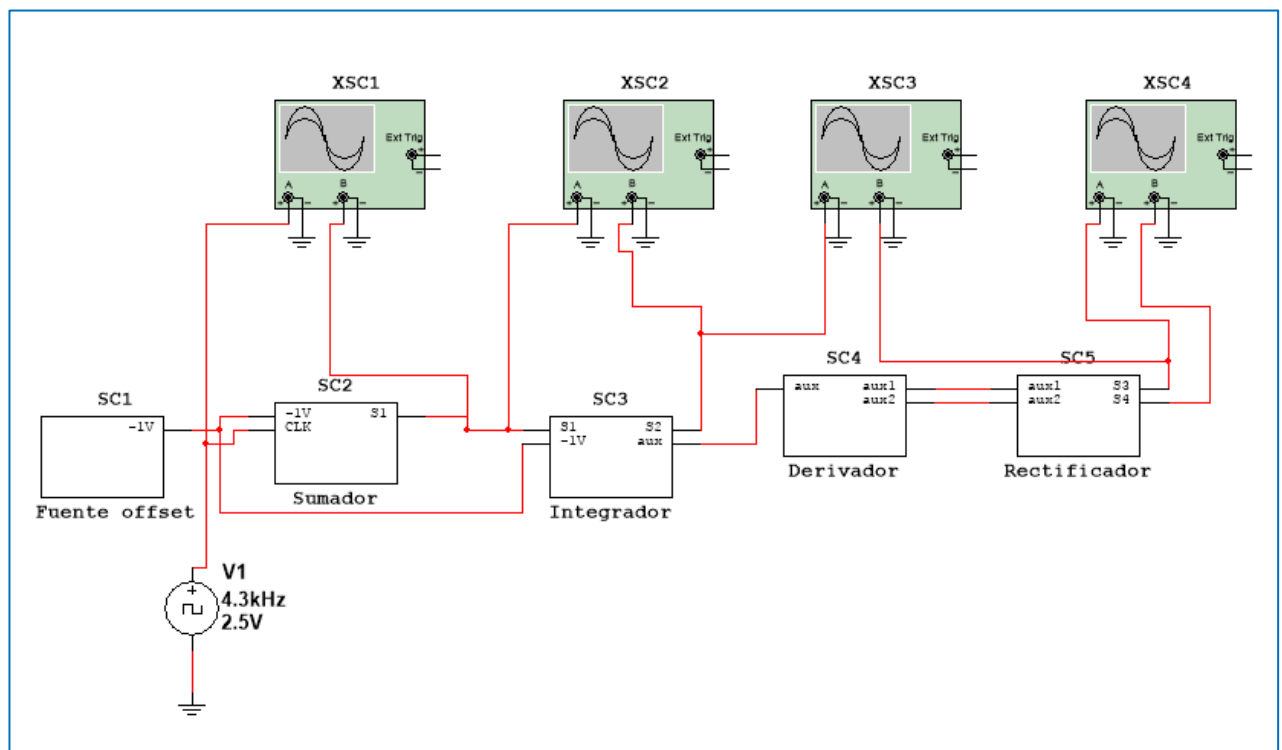
Para realizar las correspondientes señales primero se deberá obtener un determinado valor de tensión para ser utilizado como offset. Luego a partir de un generador de onda cuadrada le sumaremos a dicha señal un determinado valor de tensión, obteniendo así la señal 1. Antes de integrar la señal 1 debemos sumarle un determinado valor de tensión, logrando que la señal sea simétrica (condición para integrar). Posteriormente integramos para obtener la señal 2. Derivamos dos veces la señal 2 y ajustamos el valor de su amplitud a  $3 \text{ V}$ . Finalmente procedemos a rectificar la derivada primera de la señal 2 dando como resultado la señal 3. Al rectificar la derivada segunda debemos ajustar su amplitud a  $1 \text{ V}$  obteniendo la señal 4.

## Desarrollo:

El circuito dispone de varias etapas entre ellas se encuentran:

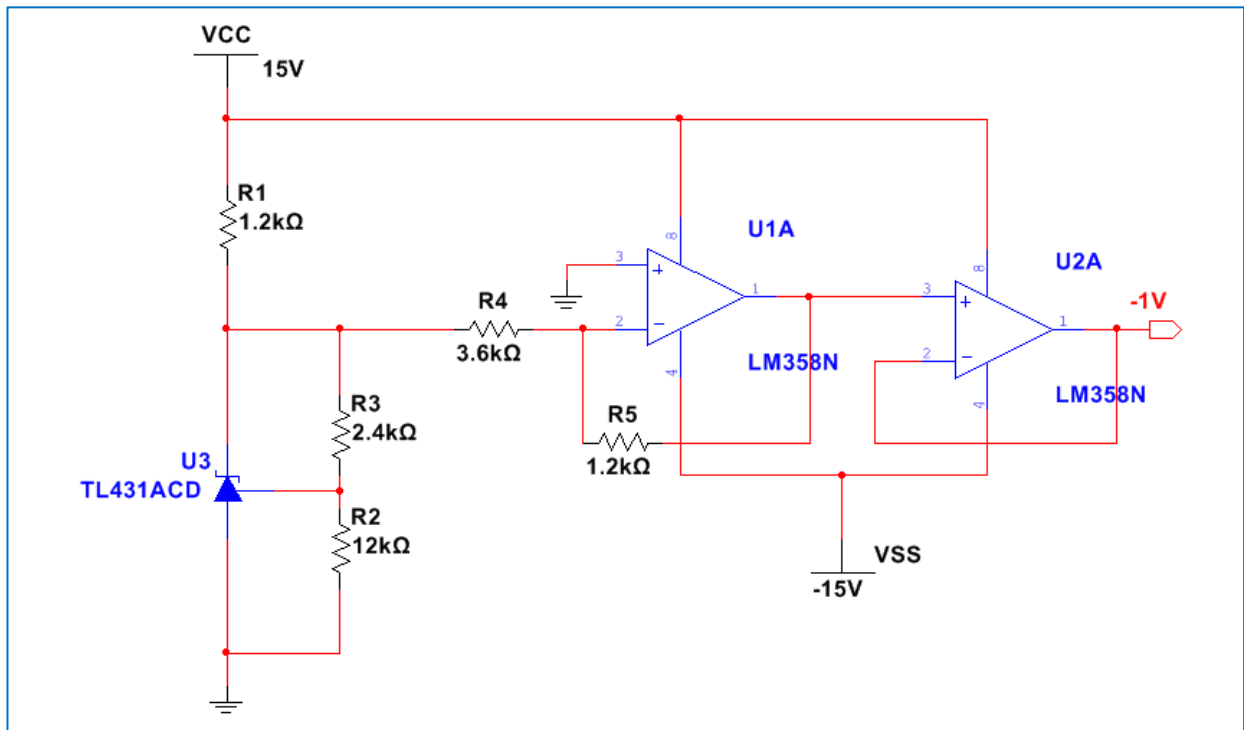
- 1) Fuente de offset
- 2) Sumador
- 3) Integrador
- 4) Derivador
- 5) Rectificador

Circuito General:



A continuación se analizará cada una de las etapas.

## 1) Fuente de offset:



En esta etapa del circuito se utiliza un zener TL431 con el fin de disminuir la tensión de alimentación del circuito a un voltaje de referencia de 3V. A través de un amplificador operacional LM358N configurado en forma de inversor se transforma este valor de tensión en -1V. Luego se utiliza otro amplificador configurado en forma de buffer para poder tomar esta tensión con el menor error posible por los amplificadores de las demás etapas. En esta etapa como se trata de adaptación de tensión continua, se puede utilizar amplificadores LM358N ya que son más económicos y su velocidad de respuesta no afecta el funcionamiento de esta primera etapa. En las etapas posteriores donde se trata señales variables se utilizará el amplificador TL074CN ya que éste posee más velocidad y por lo tanto procesa la señal con una mejor respuesta.

- Cálculos para resistencias del zener TL431:

Primero se calculan las resistencias R2 y R3 para establecer la tensión al valor deseado. Después se calcula el valor de R1 para limitar la corriente que circulará por el regulador de tensión.

$$V_{\text{out}} = \left(1 + \frac{R3}{R2}\right) V_{\text{ref}}$$

$$3V = \left(1 + \frac{R3}{R2}\right) 2.5V$$

$$0.2V = \frac{R_3}{R_2}$$

$$\text{Si } R_2 = 12K\Omega \Rightarrow R_3 \approx 2.4K\Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{15V - 3V}{0.01A} = 1.2 K\Omega$$

- Cálculos para resistencias del inversor:

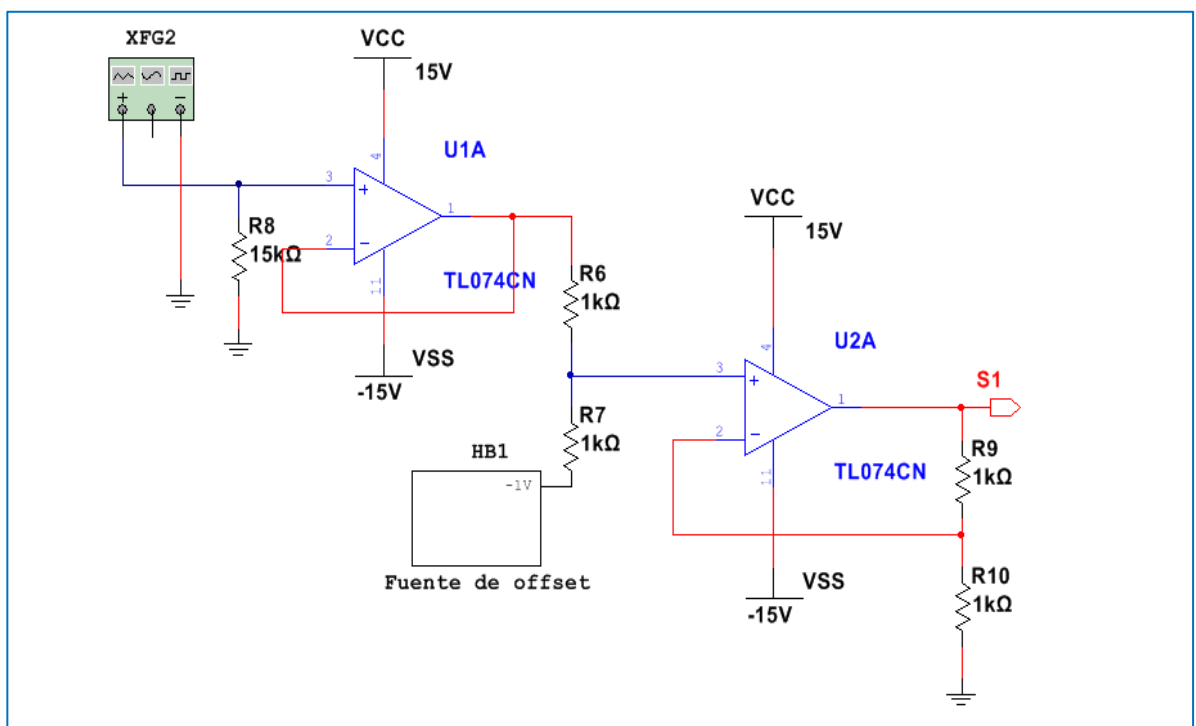
$$V_{out} = -V_{in} \left( \frac{R_5}{R_4} \right)$$

$$-1V = -3V \left( \frac{R_5}{R_4} \right)$$

$$\frac{1}{3} = \frac{R_5}{R_4}$$

$$\text{Si } R_4 = 3.6K\Omega \Rightarrow R_5 \approx 1.2K\Omega$$

## 2) Sumador:



El sumador consta de un amplificador operacional a la entrada configurado en forma de buffer cuya función es fijar la impedancia de entrada del generador a  $15\text{ K}\Omega$ . Luego se dispone de un segundo amplificador configurado como sumador no inversor, esta etapa suma la señal de entrada del generador con la señal de offset de  $-1\text{V}$ , obteniéndose la señal 1.

- Cálculo de resistencias para el sumador no inversor:

$$V_{\text{out}} = R_9 \left( \frac{V_{\text{gen}}}{R_6} + \frac{V_{\text{off}}}{R_7} \right)$$

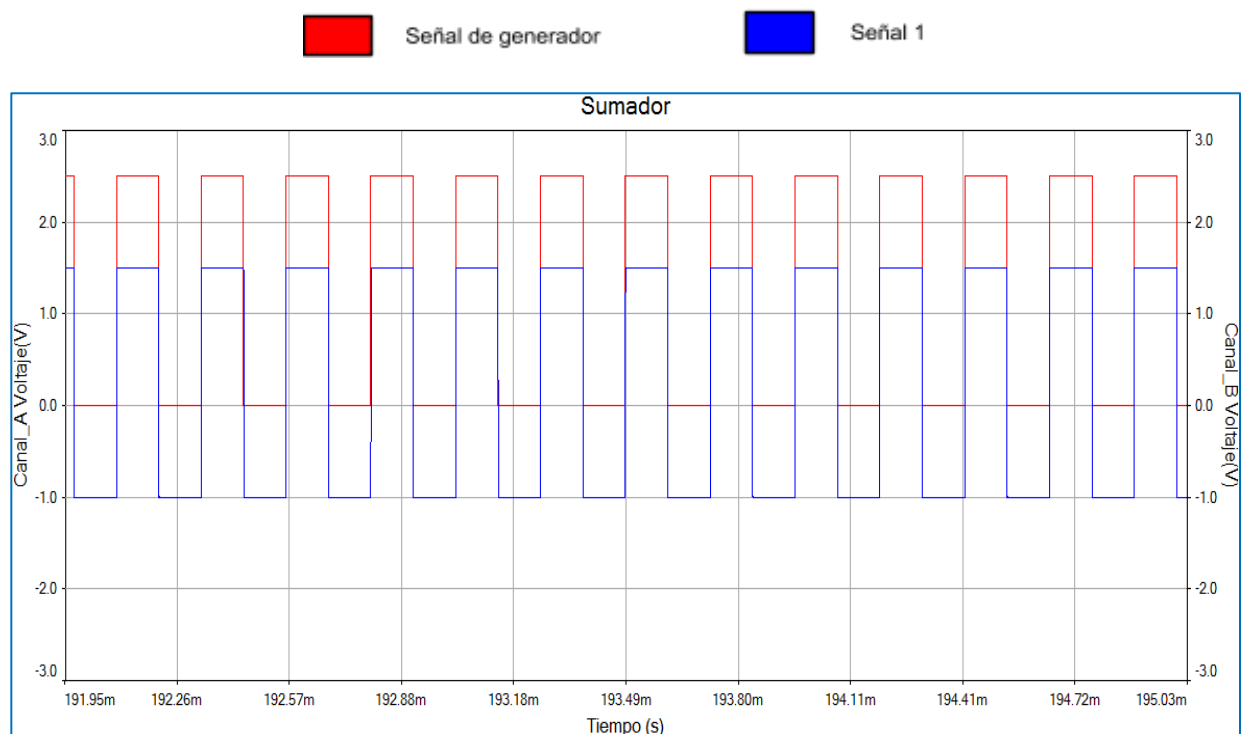
Las resistencias deben ser:  $R_6 = R_7 = R_9$

$$R_6 = R_7 = R_9 = 1\text{K}\Omega$$

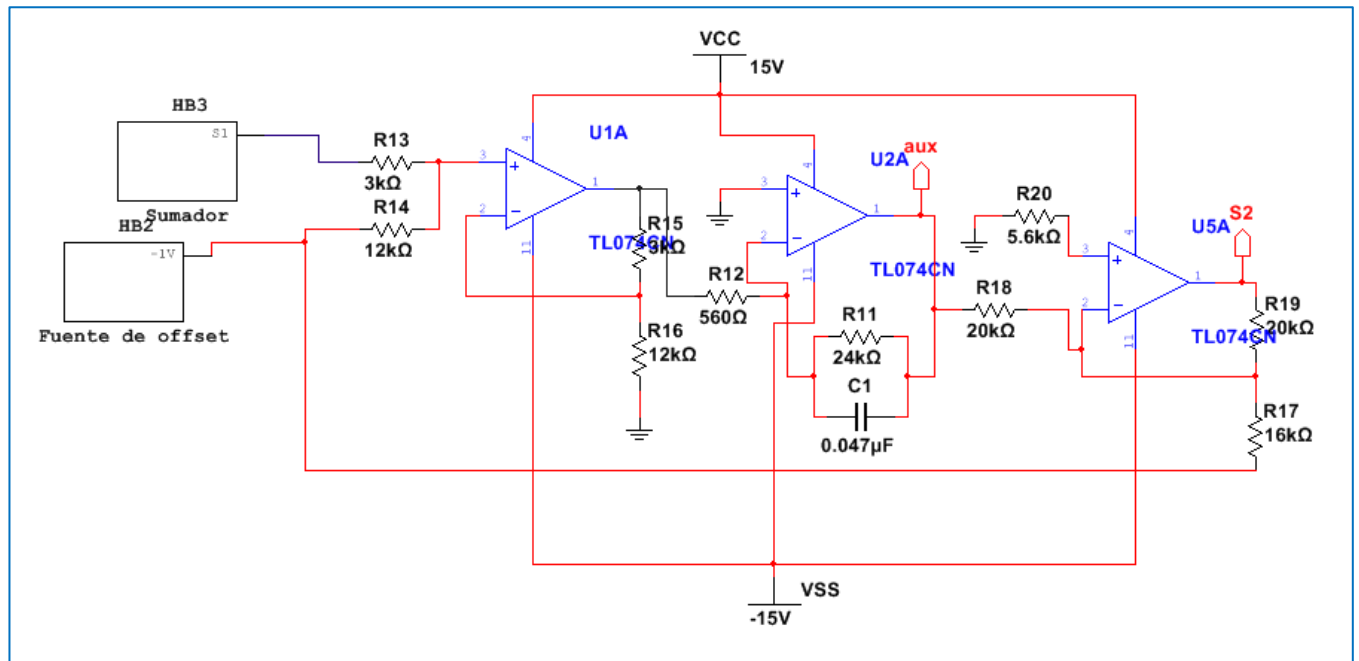
$$R_{10} = \left( \frac{R_p R_9}{R_9 - R_p} \right) \text{ (siendo } R_p = R_6 // R_7 \text{)}$$

$$R_{10} = \left( \frac{0.5\text{K}\Omega \cdot 1\text{K}\Omega}{1\text{K}\Omega - 0.5\text{K}\Omega} \right) = 1\text{K}\Omega$$

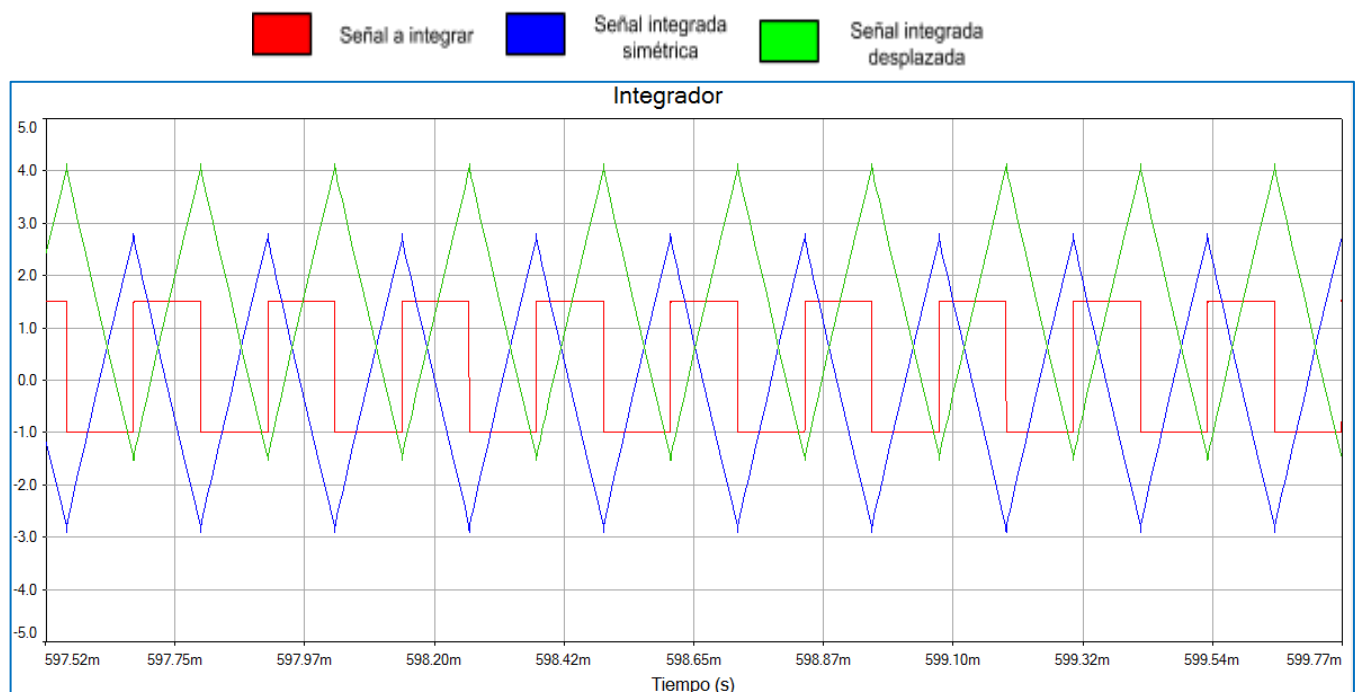
A continuación se muestran las formas de ondas resultantes:



### 3) Integrador:



En esta etapa, la señal de entrada pasa por un primer amplificador configurado como sumador no inversor, en el cual se le suma a la señal 1 proveniente del circuito anterior un valor de continua de  $-0,25V$ , esto provoca que la señal tenga igual valor de módulo positivo y negativo, ya que esto es una condición necesaria para integrar la función, luego de esto la señal se integra pasando por un amplificador configurado como integrador inversor obteniéndose una señal triangular invertida, luego a través de un tercer amplificador configurado en modo sumador inversor en el cual se suma la señal triangular con un valor de offset de  $-1,25V$  y luego se invierte, dando como resultado la señal 2, como se muestra en la siguiente figura.



- Cálculo de resistencias del sumador no inversor:

$$V_{out} = R_{15} \left( \frac{V_{s1}}{R_{13}} + \frac{V_{off}}{R_{14}} \right)$$

Las resistencias deben ser:  $R_{13} = R_{15}$  y  $R_{14} = 4 \times R_{15}$

$$\text{Si } R_{13} = R_{15} = 3K\Omega \Rightarrow R_{14} \approx 12K\Omega$$

$$R_{16} = \left( \frac{R_p R_{15}}{R_{15} - R_p} \right) \quad (\text{siendo } R_p = R_{13} // R_{14})$$

$$R_{16} = \left( \frac{2.4K\Omega \cdot 3K\Omega}{3K\Omega - 2.4K\Omega} \right) = 12K\Omega$$

- Cálculo de resistencias y capacitor del integrador inversor:

Suponiendo una precisión del 99% a la frecuencia de integración:

$$F_{int} = 10 \cdot F_{inf}$$

$$F_{inf} = \frac{4.3 \text{ KHz}}{10} = 430 \text{ Hz} \quad (\text{Frecuencia inferior})$$

$$T_1 = \frac{1}{2(4300 \text{ Hz})} = 1.163 \times 10^{-4} \text{ s} \quad (\text{Tiempo de flanco positivo})$$

$$V_{opp} = \frac{V_{in}}{R_{12} C_1} \int_0^{T_1} dt$$

$$5.5V = \frac{1.25V}{R_{12} C_1} T_1$$

$$A_v(4300) = 4.4 = \frac{1.163 \times 10^{-4} \text{ s}}{R_{12} C_1} \quad (\text{Ganancia a 4.3KHz})$$

$$R_{12} C_1 = 2.643 \times 10^{-5}$$



$$\text{Si } C_1 = 0.047 \mu\text{F} \Rightarrow R_{12} \approx 560\Omega$$

$$A_v(430) = \frac{A_v(4300) \cdot F_{int}}{F_{inf}} = \frac{4.4 \times 4300\text{Hz}}{430\text{Hz}} = 44 \quad (\text{Ganancia a 430Hz})$$

$$A_v(430) = \frac{R_{12}}{R_{11}} = 44$$

$$R_{12} = 44 \times 560\Omega \approx 24\text{K}\Omega$$

- Cálculo de resistencias del sumador inversor:

$$V_{out} = -R_{19} \left( \frac{V_{aux}}{R_{18}} + \frac{V_{off}}{R_{17}} \right)$$

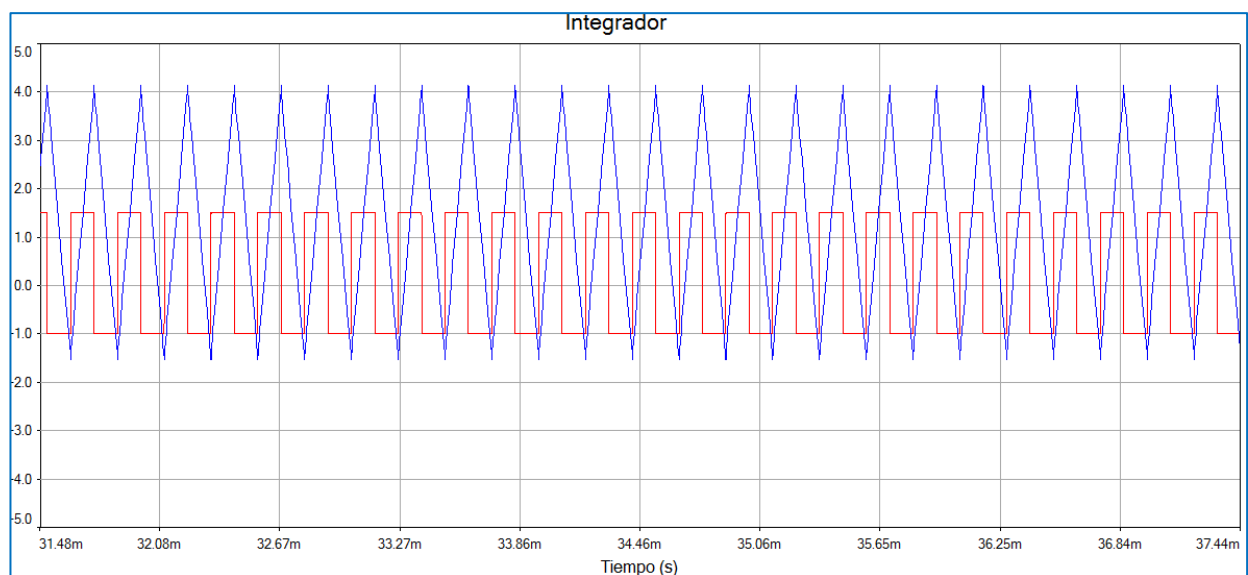
Las resistencias deben ser:  $R_{19} = R_{18}$  y  $R_{19} = 1.25 \times R_{17}$

$$\text{Si } R_{18} = R_{19} = 20\text{K}\Omega \Rightarrow R_{17} \approx 16\text{K}\Omega$$

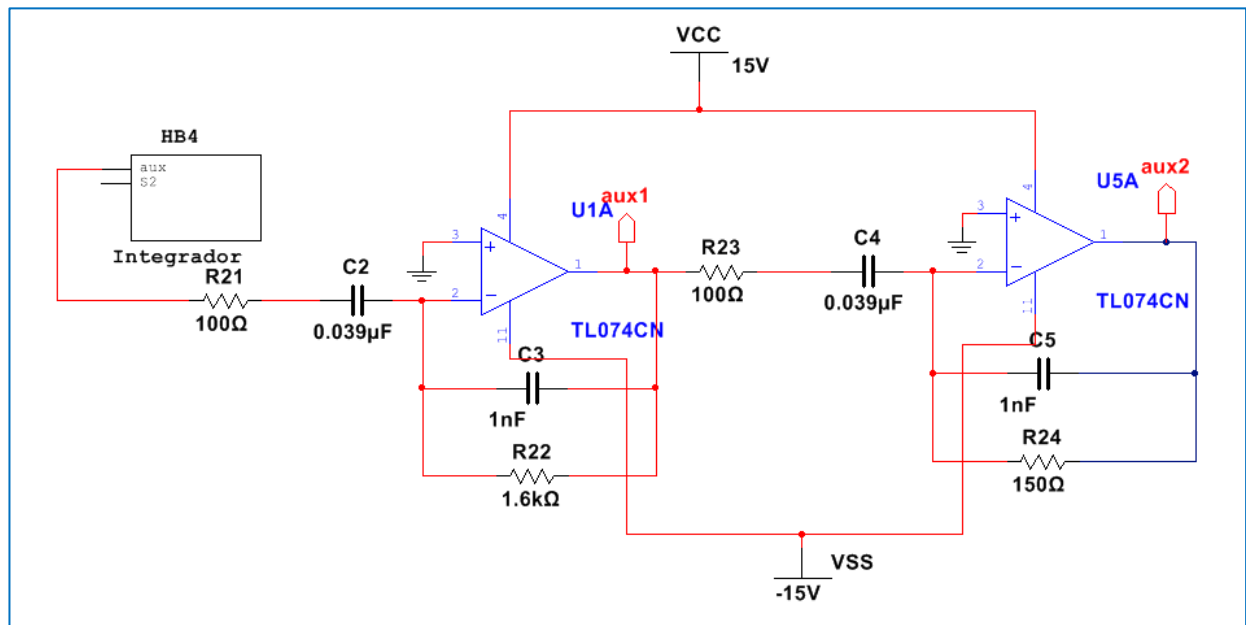
$$R_{20} = R_{17} // R_{18} // R_{19} = 16\text{K}\Omega // 20\text{K}\Omega // 20\text{K}\Omega \approx 5.6\text{K}\Omega$$

A continuación se muestran las formas de onda en la salida del integrador (señal 2) comparada con la señal 1.

■ Señal 1      ■ Señal 2



## 4) Derivador:



El circuito toma la señal triangular simétrica obtenida en el circuito anterior (aux), antes de realizarle el offset, a esta señal se la deriva a través de un amplificador configurado como derivador inversor obteniéndose una señal de onda cuadrada simétrica (aux1). Luego esta señal se vuelve a derivar por el mismo procedimiento y se obtiene una señal de impulsos (aux2).

Se calcula la pendiente de la recta a derivar:

$$a = \frac{V_{max}}{T/4} = \frac{2.75V}{5.68 \times 10^{-5} seg} = 4,8415 \times 10^4 [V/S]$$

Se tiene que la función a derivar tiene la forma:

$$e_{aux} = ap(t) - ap(t - t_1) + ap(t - t_2) - ap(t - t_3) + \dots + cte$$

Por lo tanto su derivada tendrá la siguiente forma:

$$\frac{de_{aux}}{dt} = a\mu(t) - a\mu(t - t_1) + a\mu(t - t_2) - a\mu(t - t_3) + \dots$$

La tensión de salida del integrador inversor es:

$$V_{out} = -R_{22}C_2 \frac{dV_{in}}{dt}$$

$$3V [\mu(t) - \mu(t - t_1) + \dots] = -R_{22}C_2 [a\mu(t) - a\mu(t - t_1) + \dots]$$

$$3V = -R_{22}C_2 a$$

$$3V = -R_{22}C_2 4,8415 \times 10^4 [V/S]$$

$$R_{22}C_2 = 6,2 \times 10^{-5}$$

$$\text{Si } C_2 = 0.039\mu F \Rightarrow R_{22} \approx 1.6K\Omega$$

Para asegurar que la precisión del derivador sea del 99% la máxima frecuencia a derivar debe ser:

$$F_{deriv} = \frac{F_{max}}{10} \Rightarrow F_{max} = 4.3KHz \times 10 = 43KHz$$

$$F_{max} = \frac{1}{2\pi R_{21}C_2} \Rightarrow R_{21} = \frac{1}{2\pi C_2 F_{max}}$$

$$R_{21} = \frac{1}{2\pi 0.039 \times 10^{-6} F 43 \times 10^3 Hz} \approx 100\Omega$$

Luego con los valores comerciales se calcula la ganancia del derivador.

$$A_v(4300) = \frac{V_{pp}}{V_i} = \frac{2.75V}{R_{22}C_2 a} = \frac{2.75V}{1.6 \times 10^3 \Omega \cdot 0.039 \times 10^{-6} F \cdot 4.8415 \times 10^4 V/S} = 0.9221$$

$$A_v(43000) = 4.4 = \frac{R_{22}}{R_{21}} = \frac{1.6 \times 10^3 \Omega}{100\Omega} = 16.176$$

Posteriormente se calcula el valor del capacitor  $C_3$  con el objetivo de eliminar ruidos en la parte alta del espectro. Se establece que la frecuencia de corte superior del circuito en 100 kHz es:

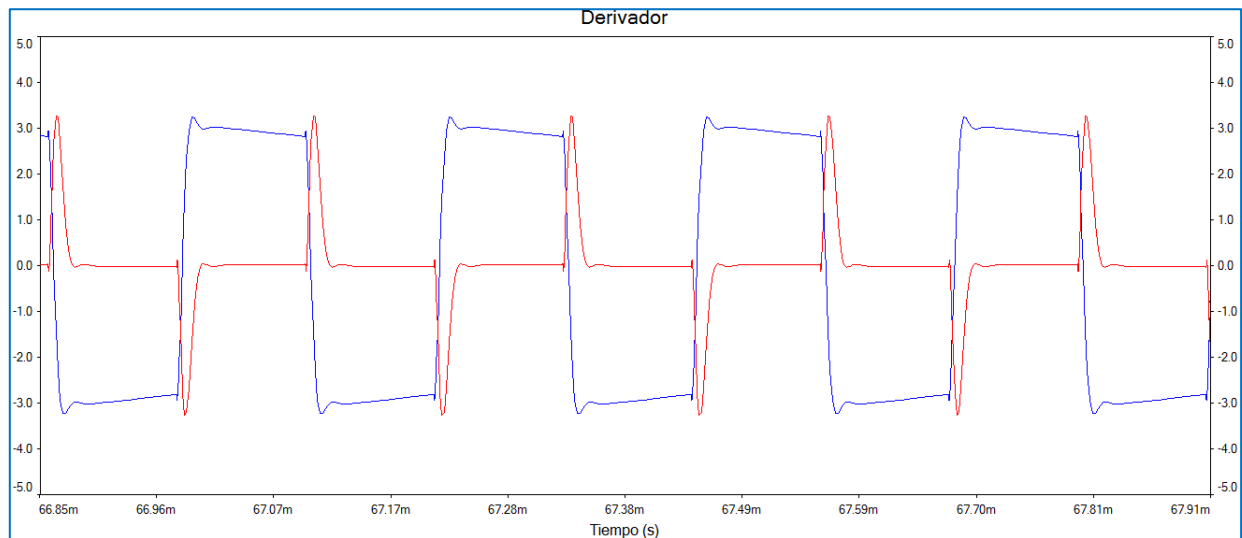
$$F_c = \frac{1}{2\pi R_{22}C_3} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{2\pi R_{22}F_c}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi 1.6 \times 10^3 \Omega \cdot 100 \times 10^3 \text{Hz}} \approx 1 \text{nF}$$

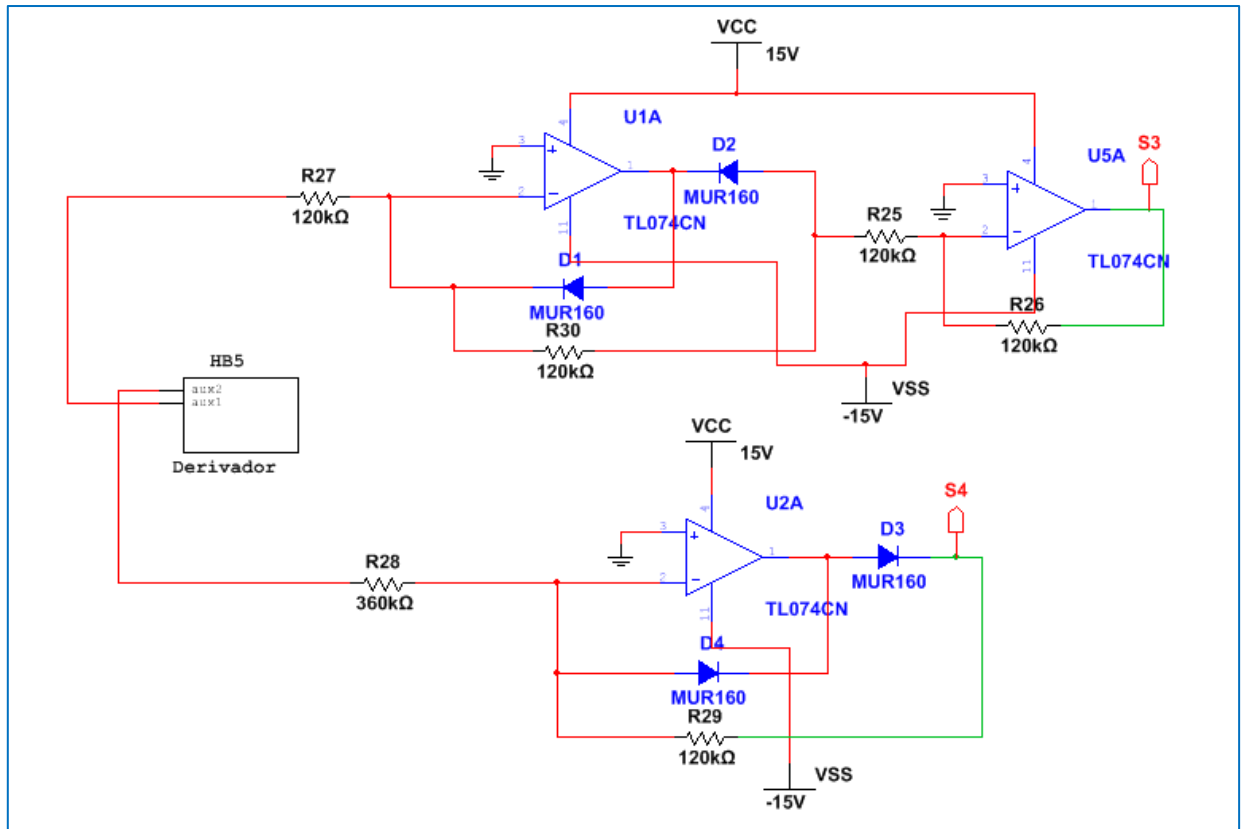
Para el segundo derivador se cambia la resistencia  $R_{24}$  a un valor de  $150\Omega$  para obtener a la salida del mismo un tren de impulsos de amplitud de 3V.

A continuación se muestran ambas señales correspondientes a la primera y segunda derivada de la señal triangular.

■ Aux 2      ■ Aux 1



## 5) Rectificador:



La señal de onda cuadrada (aux1), es rectificada a través de un amplificador configurado como rectificador inversor de parte positiva, luego a través de un segundo amplificador se invierte esta señal quedando como resultado la señal 3.

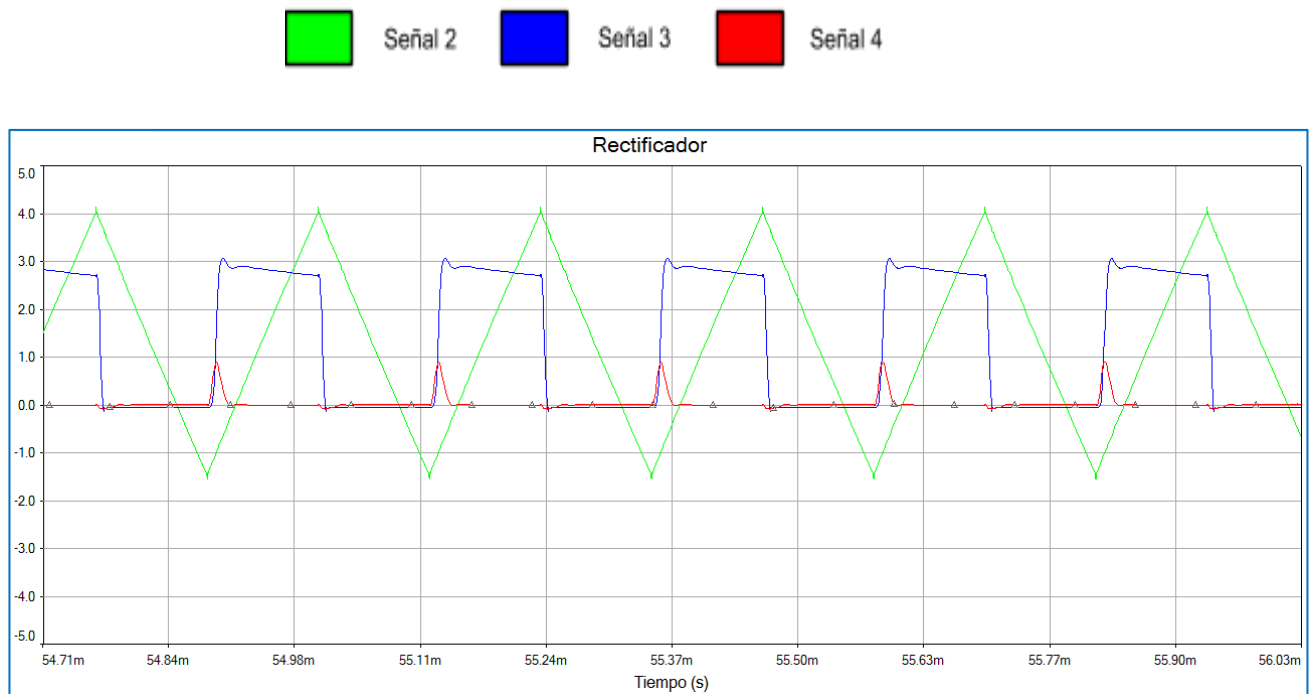
La señal de pulsos (aux2), es rectificada a través de un amplificador configurado como rectificador inversor de parte negativa, a su vez es dividida por 3, quedando como resultado una señal de pulsos de amplitud de 1V, esta señal es la señal 4.

En ambos circuitos se utilizaron diodos de alta velocidad para que responda lo suficientemente rápido a la señal de entrada.

En el primer circuito todas las resistencias deben ser iguales, ya que la salida tiene igual que magnitud que la entrada se elige un valor estándar de 120 k $\Omega$ . Para el segundo rectificador la onda de la salida del primer derivador (aux2) se divide por tres, por lo tanto:

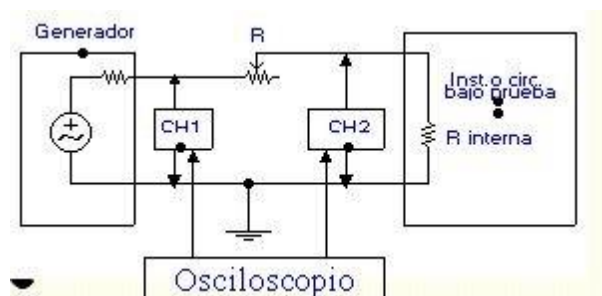
$$R_{28} = 360 \text{ K}\Omega$$

A continuación se muestran las señales de cada circuito después de ser rectificadas comparadas con la señal 2.



## ● Medición impedancia de entrada y salida:

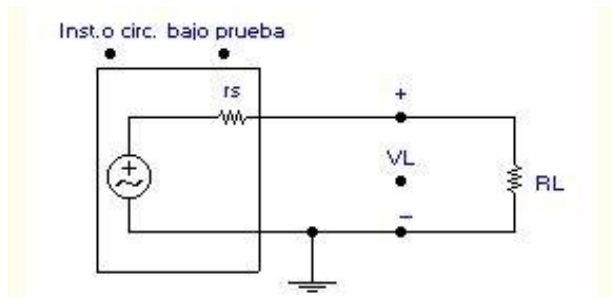
Para medir la impedancia de entrada:



1. Se regula el generador a un nivel de voltaje y frecuencia adecuados (hay que recordar que el instrumento bajo prueba de medición de su impedancia interna puede cambiar con la frecuencia).
2. Se conecta una resistencia variable en serie con el la entrada del amplificador.
3. Se conecta en paralelo a la resistencia el osciloscopio para poder medir la variacion de tension en la misma.
4. Se enciende la fuente de alimentación y se modifica el valor de la resistencia variable hasta que el voltaje que caiga en ella sea exactamente la mitad del voltaje aplicado.
5. El valor que haya adquirido la resistencia variable (desconectada y medida con un multímetro) será el valor de la resistencia interna o  $Z_i$  del amplificador.

El valor de impedancia de entrada medido es de  $16.5k\Omega$ , comparado con el valor teórico establecido de  $15k\Omega$  se obtiene un error del 10%.

Para medir la impedancia de salida:



Se medirá la salida de voltaje del circuito o instrumento bajo prueba con un instrumento medidor de voltaje (osciloscopio) este tendrá que ser de dos maneras que serán las siguientes:

- Medir el voltaje ( $V_s$ ) del instrumento bajo prueba, sin carga, esto significa sin  $R_L$  ya que  $V_s$  será un dato para determinar  $Z_o$ .
- Después de medir nuestro instrumento sin  $R_L$  tendremos que conectar una  $R_L$  conocida por nosotros que tenga un valor comercial no mayor a 1 kW en paralelo con nuestro instrumento bajo prueba y con esto determinaremos  $V_L$  con el cual obtendremos  $Z_o$  de la siguiente manera:

$$r_s = R_L \left( \frac{V_s}{V_L} - 1 \right)$$

donde:

$R_L$ .-Resistencia de carga

$V_s$ .-Voltaje de salida sin carga

$V_L$ .-Voltaje de salida con carga

$r_s$ .-Resistencia igual a la impedancia de salida

Valor real medido:

$$r_s = 10\Omega \left( \frac{1300 \text{ mV}}{76 \text{ mV}} - 1 \right) = 161,05\Omega$$

## Análisis de características principales de los amplificadores

- Slew rate:

Representa la incapacidad de un amplificador para seguir variaciones rápidas de la señal de entrada. Se le define como la máxima tasa de cambio en el voltaje de salida cuando el voltaje de entrada cambia.

Se define como el rango máximo de cambio de la tensión de salida para todas las señales de entrada posibles, por lo que limita la velocidad de funcionamiento, es decir la frecuencia máxima a la que puede funcionar el amplificador para un nivel dado de señal de salida.

Según su definición, el SR es:

$$SR = \left. \frac{dV_o(t)}{dt} \right|_{\max}$$

dónde  $V_o(t)$  es la tensión de salida.

Si la señal es senoidal, podemos relacionar el valor máximo de tensión a la salida con la frecuencia máxima de operación del amplificador simplemente usando:

$$SR = 2\pi f_{\max} V_{p-p}$$

dónde hemos llamado  $V_{p-p}$  a la tensión pico pico máxima que podemos tener a la salida. Y a  $f_{\max}$  la frecuencia máxima de operación del amplificador.

El Slew Rate se suele expresar en unidades de V/μs.

La razón de la limitación del SR es el condensador de compensación que usa internamente el amplificador para corregir ciertas características de la respuesta en frecuencia. Se puede analizar que la relación aproximada entre el slew-rate, la capacidad de dicho condensador y la corriente máxima que puede suministrar el operacional viene dada por:

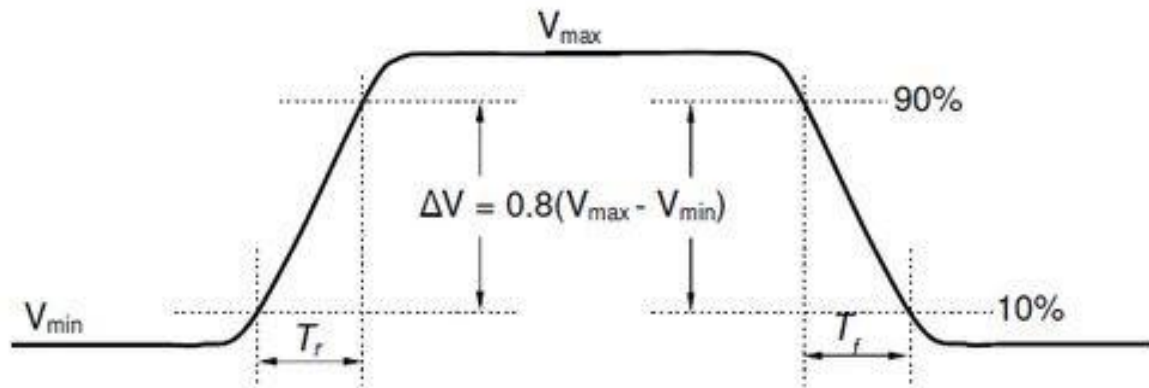
$$SR = \frac{I_{\max}}{C_c}$$

El *slew rate* ha de ser mantenido cuidadosamente dentro de unos límites por una serie de motivos:

- Un *slew rate* demasiado largo afecta negativamente la velocidad del circuito, alargando los tiempos de propagación
- Asimismo, las señales con *slew rate* pequeño son más vulnerables a problemas de integridad de señal (ruido), a su vez, da lugar a una pendiente de señal demasiado acusada que puede generar ruido en una señal cercana.



Para evaluar el SR se conecta el amplificador en modo de seguidor y se introduce como señal de entrada una onda cuadrada y posteriormente se analiza la variación de señal de salida según el voltaje aplicado, como se muestra en la figura.



El tiempo  $T_r$  se denomina tiempo de crecimiento de la señal.

- Tensión de offset:

Es la diferencia de tensión que se obtiene entre los dos pines de entrada cuando la tensión de salida es nula, este voltaje es cero en un amplificador ideal lo cual no se obtiene en un amplificador real. Esta tensión puede ajustarse a cero por medio del uso de las entradas de offset (solo en algunos modelos de operacionales) en caso de querer precisión. El offset puede variar dependiendo de la temperatura ( $T$ ) del operacional como sigue:

$$V_{\text{offset}} = V_{\text{offset}}(T_0) + \frac{\Delta V_{\text{offset}}}{\Delta T}(T - T_0)$$

Donde  $T_0$  es una temperatura de referencia.

La causa de desplazamiento de entrada de tensión se debe a los errores producidos en transistores y componentes durante la fabricación de la pastilla de silicio. Estos efectos colectivamente producen un desajuste de las corrientes de polarización que fluyen a través del circuito de entrada, y principalmente los dispositivos de entrada, dando como resultado un diferencial de voltaje en los terminales de entrada del amplificador.

- Rechazo al modo común:

Una característica significativa de una conexión diferencial es que las señales que son opuestas en las entradas son altamente amplificadas, mientras que las que son comunes a las dos entradas son apenas ligeramente amplificadas (la operación global es amplificar la señal diferencial mientras que se rechaza la señal común a las dos entradas). Puesto que el ruido (cualquier señal de entrada indeseable) es generalmente común a ambas entradas, la conexión diferencial tiende a suministrar una atenuación de esta entrada indeseable, mientras que proporciona una salida amplificada de la señal diferencial aplicada.

a las entradas. Como medida de la capacidad de eliminación de las señales de modo común (de ruido) se emplea el valor numérico conocido como Razón de rechazo en Modo común (CMRR).

Cuando el voltaje en la entrada inversora y no inversora ( $V_-$  y  $V_+$  respectivamente) son iguales, existe una pequeña señal de salida, cuando lo ideal sería que esta fuera cero. La CMRR es una medida del rechazo que ofrece la configuración a la entrada de voltaje común.

El CMRR es positivo y se mide en decibelios. Se define por la siguiente ecuación:

$$CMRR = 20 \log_{10} \left( \frac{A_d}{A_s} \right)$$

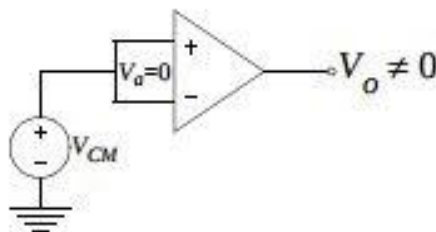
donde  $A_d$  es la ganancia diferencial

$$A_d = \frac{V_o}{V_+ - V_-}$$

y  $A_s$  es la ganancia en el modo común

$$A_s = \frac{V_o}{V_s}$$

En la figura se muestra la conexión para medir la ganancia á modo diferencial.



### Conclusión:

Se puede observar que al utilizar amplificadores operacionales para aplicar una operación sobre una determinada señal de forma correcta se deben establecer correctamente los valores de los componentes destinados a la amplificación de la señal así como también para los que determinan el ancho de banda de operación del sistema para que este funcione de manera adecuada. También se debe elegir un amplificador operacional cuyas características se adapten correctamente a los requisitos para obtener una señal lo más exacta posible, tales como el valor de offset del amplificador, el slew rate y la relación de rechazo en modo común (RRMC) entre otros.