

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA**

Trabajo Práctico de Laboratorio

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Electrónica Aplicada II

Curso: 4R1

Guazzaroni, Luca 62630

Nievas, Martín 61997

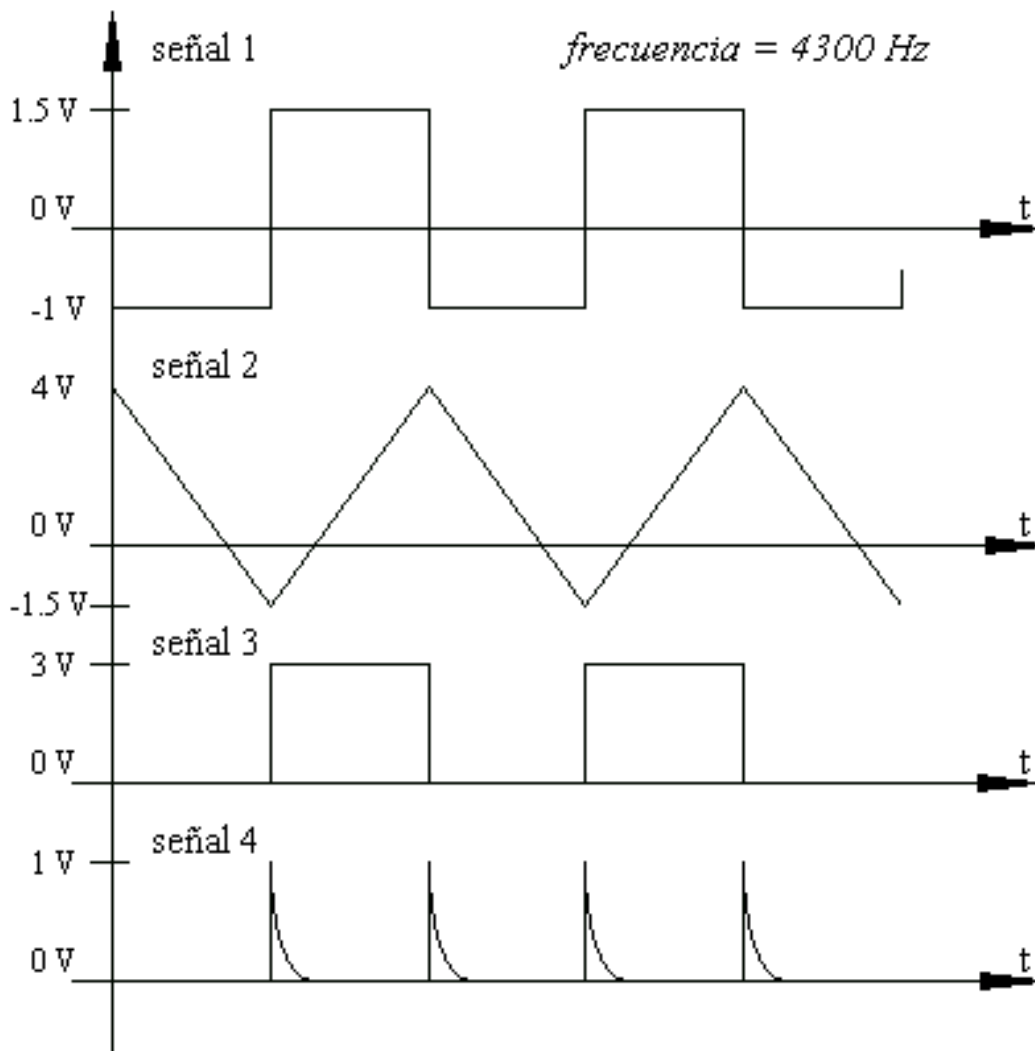
Viel, Nahuel 61999

ÍNDICE

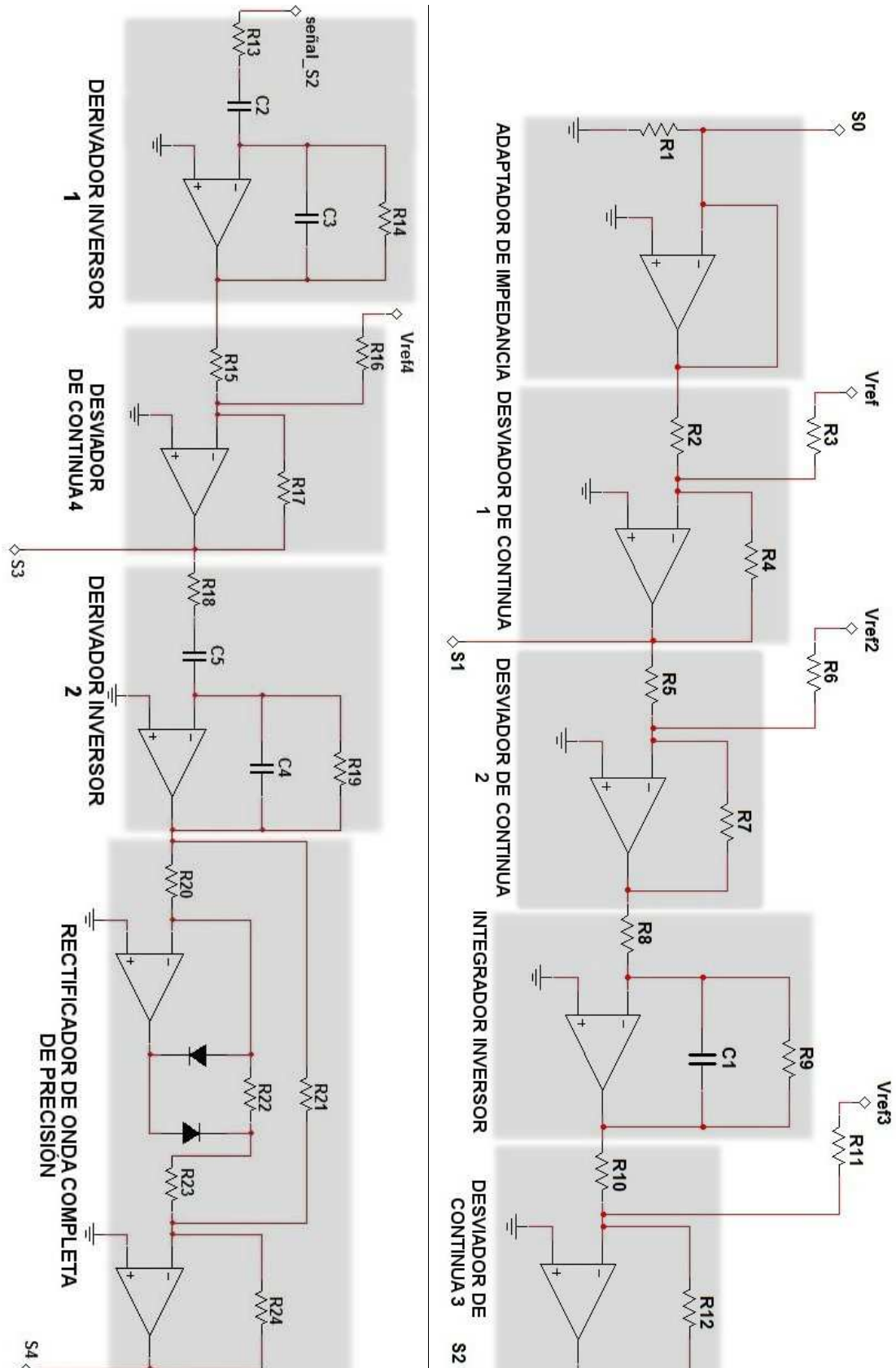
OBJETIVO.....	3
CIRCUITO COMPLETO	4
PAUTAS Y CÁLCULOS PARA EL DISEÑO DE CADA ETAPA	5
Adaptador de impedancia.....	5
Desviador de continua(1).....	5
Desviador de continua(2).....	6
Integrador inversor	7
Desviador de continua(3).....	9
Derivador inversor (1).....	10
Desviador de continua(4).....	12
Derivador inversor (2).....	12
Rectificador de onda completa inversor.....	14
Rectificador de media onda	14
Rectificador de onda completa.....	15
OBTENCIÓN DE SEÑALES	18
ASPECTOS RELEVANTES DEL FUNCIONAMIENTO	21
IMPEDANCIA DE SALIDA DEL SISTEMA	23
ANÁLISIS DE PARÁMETROS DE UN A.O.	24
Tensión de desplazamiento (offset) en la entrada (Vio)	24
Slew Rate(SR).....	25
Relación de rechazo en modo común (CMRR).....	26
Rise Time (tr)	27

OBJETIVO

- Diseñar los circuitos correspondientes para obtener la señal 2 y la señal 3 de la señal 1
- Tener especial cuidado en la ubicación del offset de cada señal.
- Diseñar el circuito con una impedancia de entrada de 15 K Ω .
- Establecer el nivel de CC de la señal 2 con una referencia de precisión con un buffer.



CIRCUITO COMPLETO

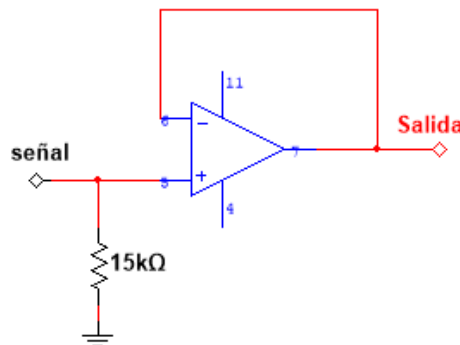


PAUTAS Y CÁLCULOS PARA EL DISEÑO DE CADA ETAPA

1. Adaptador de impedancia

En este circuito se aprovecha la alta impedancia de entrada del amplificador operacional para fijar la impedancia de entrada del circuito mediante una resistencia.

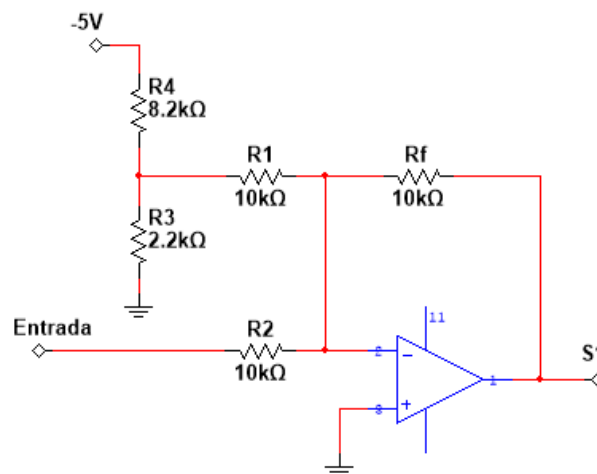
El circuito es el siguiente:



El generador de señal “ve” la resistencia de entrada formada por el paralelo de la resistencia de $15k\Omega$ y la resistencia de entrada del amplificador operacional. Debido a que en el TL072, esta última es de $10^{12}\Omega$, la impedancia que verá la fuente será de $15k\Omega$.

2. Desviador de continua(1)

Mediante un sumador inversor se suma a la señal de entrada un offset de $-1V$ de manera que a la salida se obtenga una onda cuadrada con un máximo de $1,5V$ y un mínimo de $1V$, desfasada 180° con respecto a la señal de entrada.



Debido a la masa virtual que existe en la entrada inversora del amplificador operacional, la corriente que ingresa a ella de las dos fuentes de señal es igual a la que circula por R_f pero con polaridad opuesta, por ley de Ohm:

$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} = -\frac{v_o}{R_f}$$

Despejando

$$v_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_f}{R_2} \cdot v_2\right)$$

Si se hace que $R_f = R_1 = R_2$ se logra que

$$v_o = -(v_1 + v_2)$$

Calculo de divisor resistivo:

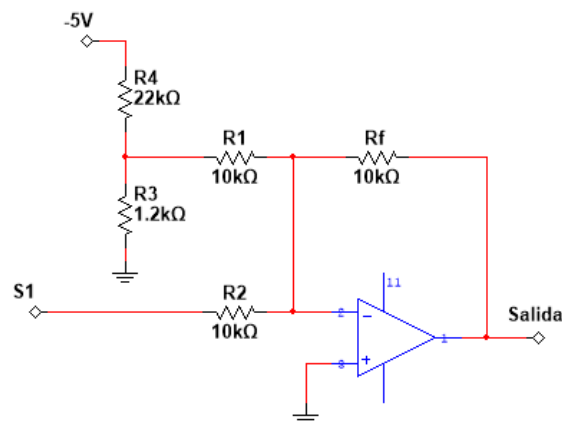
$$R_4 = \frac{(V_i - V_2)R_3}{V_2} = \frac{(5V - 1V)}{1V} R_3 = 4R_3$$

Si tomamos $R_3 = 2.2k\Omega$, se tendrá que $R_4 = 8.8k\Omega$. Normalizando $R_4 = 8.2k\Omega$, se tendrá que

$$V_2 = \frac{2.2k\Omega}{10.4k\Omega} \cdot 5V = 1.057V$$

3. Desviador de continua(2)

Antes de ingresar la señal a un integrador es necesario hacer que esta sea simétrica, por lo que a la señal anterior se le sumaran $-0.25V$ utilizando un sumador inversor. La configuración es idéntica a la del circuito anterior, solo que se cambia el valor de resistencias del divisor resistivo para obtener un voltaje de $-0.25V$.



Cálculo de divisor resistivo:

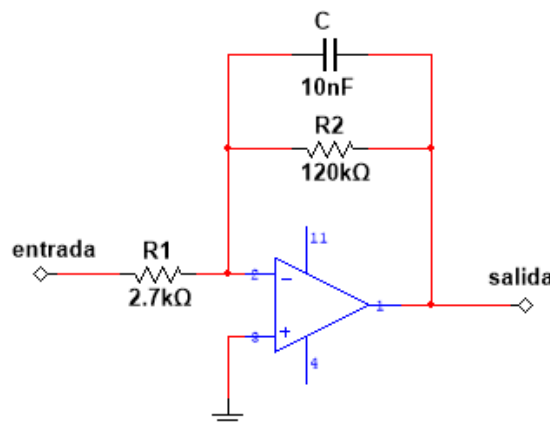
$$R_4 = \frac{(V_i - V_2)R_3}{V_2} = \frac{(5V - 0.25V)}{0.25V} R_3 = 19R_3$$

Si tomamos $R_3 = 1.2k\Omega$, se tendrá que $R_4 = 22.8k\Omega$ Normalizando $R_4 = 22k\Omega + 820\Omega$, se tendrá que

$$V_2 = \frac{1.2k\Omega}{24.02k\Omega} \cdot 5V = 0.2497V$$

4. Integrador inversor

Una vez obtenida la señal cuadrada simétrica, se procede a integrarla para producir una señal triangular simétrica, la cual debe tener una amplitud de 5,5V. El circuito es el siguiente:



Datos:

- $f = 4300Hz$
- $V_{o(pp)} = 5,5V$
- $V_{i(pp)} = 2,5V$
- $T = 232,56\mu seg$

Para que la precisión de la integración sea del 99% se debe tener que

$$f_{inf} = \frac{f}{10} = \frac{4300Hz}{10} = 430Hz$$

Realizando la integral

$$V_{o(pp)} = \frac{V_{i(pico)}}{R_1 C} \int_0^{T/2} dt = \frac{V_{i(pico)}}{R_1 C} \cdot \frac{T}{2}$$

$$A_v(4300\text{Hz}) = \frac{V_{o(pp)}}{V_{i(pico)}} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{R_1 C}$$

$$R_1 = \frac{\frac{T}{2}}{A_v(4300\text{Hz}) \cdot C}$$

Fijando $C = 10\text{nF}$

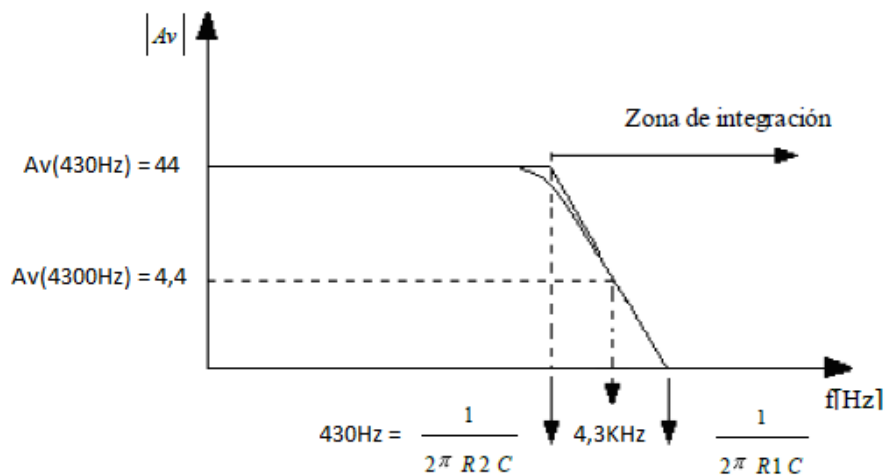
$$R_1 = \frac{116,28\mu\text{seg}}{4,4 \cdot 10\text{nF}}$$

$$R_1 = 2,642\text{k}\Omega$$

A este último valor se lo normaliza a

$$R_1 = 2,7\text{k}\Omega$$

Observando el diagrama de bode del circuito



Dado que el punto de 430 Hz y el punto de 4300hz se encuentra sobre la misma recta, se tiene que

$$A_v(4300\text{Hz})f = A_v(430\text{Hz})f_{inf}$$

Despejando

$$A_v(430\text{Hz}) = \frac{f}{f_{inf}} \cdot A_v(4300\text{Hz}) = 10 \cdot 4,4$$

$$A_v(430\text{Hz}) = 44$$

Como

$$A_v(430Hz) = \frac{R_2}{R_1}$$

Queda que

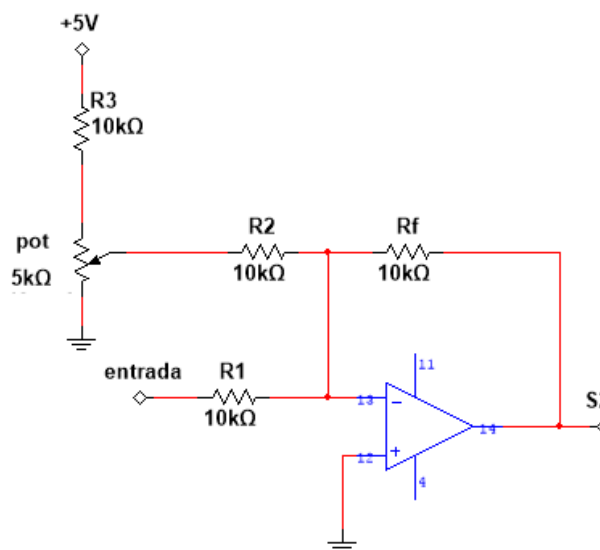
$$R_2 = R_1 A_v(430Hz) = 2,642k\Omega \cdot 44 = 116,24k\Omega$$

Normalizando

$$R_2 = 120k\Omega$$

5. Desviador de continua(3)

Del circuito anterior se obtiene una onda triangular simétrica de 5,5V de amplitud pico a pico. Por lo que, para obtener la señal especificada en el diseño, se debe sumar una componente de continua de 1,25V de manera que la señal de salida incursione entre -1,5V y 4V.



Cálculo divisor resistivo:

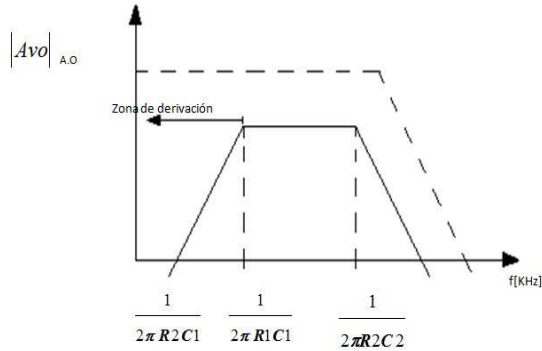
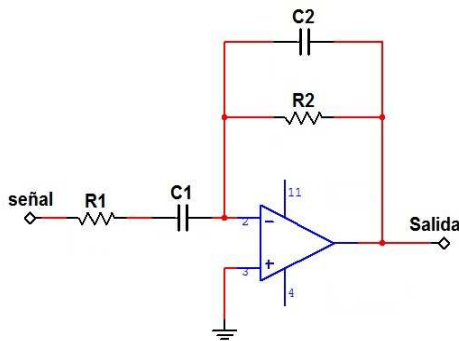
$$R_4 = \frac{(V_i - V_2)pot}{V_2} = \frac{(5V - 1.25V)}{1.25V} R_3 = 3R_3$$

$$R_3 = \frac{R_4}{3}$$

Si tomamos $R_4 = 10k\Omega$, se tendrá que $R_3 = 3,3k\Omega$, por lo que se pondrá un potenciómetro de $5k\Omega$ para incursionar sobre y por debajo de este valor. De esta manera se ajusta la señal al nivel deseado, contrarrestando los efectos de offset de entrada al integrador.

6. Derivador inversor (1)

A continuación se muestra el circuito a utilizar y su correspondiente diagrama de bode



Por consecuencia del capacitor en la entrada, la señal que ingresará al AO será una simétrica (sin componente de continua). El análisis teórico se realizara sobre la pendiente positiva de la señal triangular, ya que esto será suficiente para el cálculo de los componentes del circuito.

Datos:

- $f = 4,3kHz$
- $vi(t) = at \pm b = 33540.t - 1,95$
- $Vop = 1,5V$ (para obtener $Vopp = 3V$)

Función de transferencia

$$A_{vf} = \frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2 // \frac{1}{sC_2}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = -\frac{sR_2C_1}{(1 + sR_2C_2) \cdot (1 + sR_1C_1)}$$

En la zona de derivación ($sR_2C_2 \ll sR_1C_1 \ll 1$)

$$A_{vf} = -sR_2C_1 = \frac{v_{o(t)}}{v_{i(t)}}$$

Por lo tanto

$$v_{o(t)} = -R_2C_1 \frac{dv_{i(t)}}{dt} = -33540.R_2C_1$$

Eligiendo arbitrariamente el valor de C_1 podremos calcular R_2

$$C_1 = 470pF$$

$$R_2 = \frac{V_{op}}{33540 \cdot C_1} = \frac{1,5}{33540 \cdot 470 \cdot 10^{-12}} = 95,15k\Omega$$

Para lograr que la precisión del derivador sea del 99%, la frecuencia máxima a derivar será una década mayor que la de la señal

$$f_{m\acute{a}x} = 10 \cdot f_{se\tilde{n}al} = 10,4,3kHz = 43kHz$$

Con este valor podemos despejar R_1 de la ecuación en el diagrama de bode

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C_1 f_{m\acute{a}x}} = \frac{1}{2\pi \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot 43 \cdot 10^3} = 7,87k\Omega$$

Por último queda fijar la frecuencia de corte, la cual nos proporcionará el valor de C_2

$$f_{corte} = 45kHz$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{corte}} = \frac{1}{2\pi \cdot 95,15 \cdot 10^3 \cdot 45 \cdot 10^3} = 37pF$$

Por lo tanto los valores nominales de los componentes serán

$$C_1 = 470pF$$

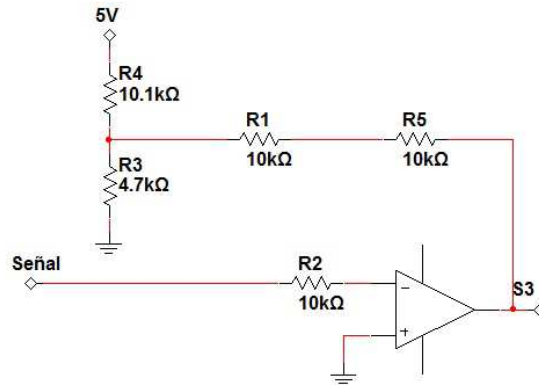
$$R_2 = 100k\Omega$$

$$R_1 = 8,2k\Omega$$

$$C_2 = 47pF$$

7. Desviador de continua(4)

Esta etapa elevará el nivel de continua de la señal rectangular, para así obtener la señal cuadrada (S3) pedida. Utilizaremos un divisor de tensión para conseguir 1,5V necesarios.



Cálculo de divisor de tensión:

$$R_4 = \frac{(V_i - V_2)R_3}{V_2} = \frac{(5V - 1,5V)}{1,5V} R_3 = 2,33R_3$$

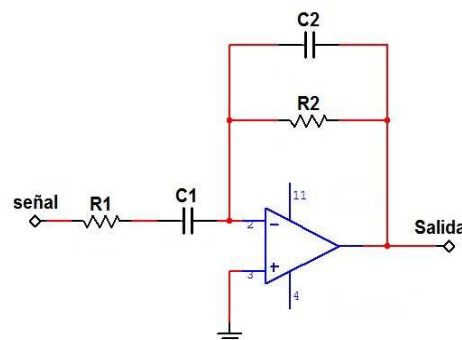
Si tomamos $R_3 = 4,7k\Omega$, se tendrá que $R_4 = 10,95k\Omega$ Normalizando $R_4 = 10k\Omega + 100\Omega$, se tendrá que

Los valores de R_1, R_2 y R_5 serán iguales ya que necesitamos una ganancia unitaria y las tensiones se sumarian son ser amplificadas.

$$v_o = -(v_1 + v_2)$$

8. Derivador inversor (2)

El circuito a utilizar será igual al del punto anterior



En este caso consideraremos la señal como un único escalón unitario, para así poder determinar la ganancia necesaria.

Datos:

- $f = 4,3kHz$
- $v_{i(t)} = 3 \cdot u_{(t)}$
- $V_{op} = 1V$

En la zona de derivación ($sR_2C_2 \ll sR_1C_1 \ll 1$)

$$A_{vf} = -sR_2C_1 = \frac{v_{o(t)}}{v_{i(t)}}$$

Por lo tanto

$$v_{o(t)} = -R_2C_1 \frac{dv_{i(t)}}{dt} = -3 \cdot \rho_{(t)} \cdot R_2C_1$$

Eligiendo arbitrariamente el valor de C_1 podremos calcular R_2

$$C_1 = 470pF$$

$$R_2 = \frac{V_{op}}{3 \cdot \rho_{(t)} \cdot C_1} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-12}} = 333G\Omega$$

Como se observa obtenemos un valor de resistencia extremadamente alto, esto se debe a que consideramos el escalón de entrada idealmente, al igual que el impulso de salida. Por lo tanto esta ecuación no será aplicable en este caso.

El valor de R_2 se determinará empíricamente variando su valor en las simulaciones hasta obtener la ganancia adecuada.

El valor óptimo obtenido luego de correr varias simulaciones es

$$R_2 = 3,9k\Omega$$

Como en el caso anterior para lograr que la precisión del derivador sea del 99%, la frecuencia máxima a derivar será una década mayor que la de la señal

$$f_{m\acute{a}x} = 10 \cdot f_{se\tilde{n}al} = 10,4,3kHz = 43kHz$$

Con este valor podemos despejar R_1 de la ecuación en el diagrama de bode

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C_1 f_{m\acute{a}x}} = \frac{1}{2\pi \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot 43 \cdot 10^3} = 7,87k\Omega$$

Fijando una frecuencia de corte encontramos el valor de C_2

$$f_{corte} = 45kHz$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{corte}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,9 \cdot 10^3 \cdot 45 \cdot 10^3} = 906pF$$

Por lo tanto los valores nominales de los componentes serán

$$C_1 = 470pF$$

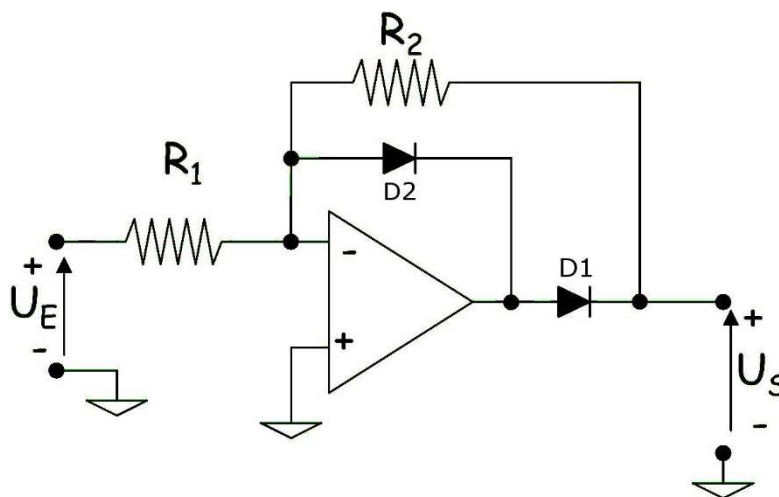
$$R_2 = 3,9k\Omega$$

$$R_1 = 8,2k\Omega$$

$$C_2 = 1nF$$

9. Rectificador de onda completa inversor

Rectificador de media onda



- Cuando la tensión de entrada es cero:

Los diodos no están polarizados y se comportan como circuitos abiertos. El amplificador funciona como si estuviera en circuito abierto

- Cuando la tensión en la entrada cambia ligeramente hacia un valor negativo:

La entrada en el pin inversor del operacional será negativo, causando que la salida sea positiva, así conduce D1 a través de R2 y el diodo D2 no conduce.

Nota: En lazo abierto la ganancia del operacional es muy grande (200.000 aproximadamente). Si la tensión en la entrada cambia ligeramente hacia un valor negativo, este valor será amplificado y habrá señal suficiente para polarizar D2.

La señal necesaria para hacer conducir el diodo 2 es:

$$V_{in} = \frac{V_o}{Ganancia} = \frac{0.7V}{-200000} = -0.35 \mu V$$

- Cuando la señal pasa por el nivel de cero voltios (0 V) (de negativo a positivo):

Nuevamente el D2 se comporta como un circuito abierto, mientras D1 conduce y cierra el lazo de realimentación del amplificador.

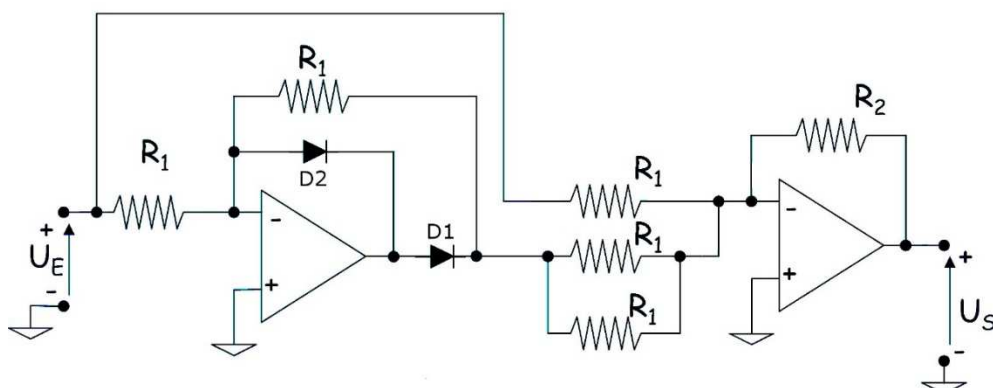
- Cuando empieza a aplicar el ciclo positivo:

Una pequeña tensión a la entrada mantiene el diodo D1 sin conducir.

La entrada inversora del amplificador operacional se mantiene a tierra virtual y el amplificador es recortado en una caída del diodo por debajo del nivel de tierra, con D1 apagado no circula corriente por R2 y la salida es 0 voltios.

Si una pequeña tensión de entrada (microvoltios) es aplicada, se mantiene D2 apagado y el amplificador operacional es llevado a saturación negativa. De esta manera la salida se mantiene en 0 voltios por todo el ciclo positivo de la señal de entrada.

Rectificador de onda completa

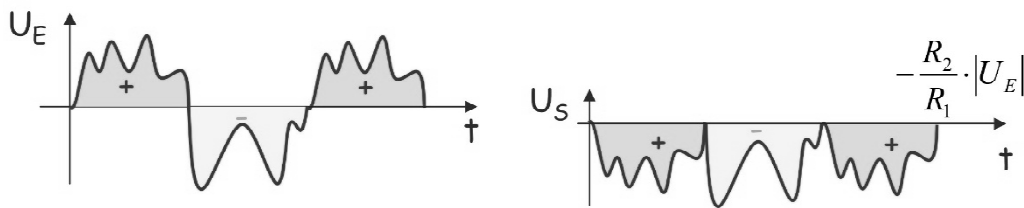


En el rectificador para instrumentación de onda completa, para lograr obtener una salida totalmente rectificadora, se agregan unos elementos adicionales al rectificador de media onda visto anteriormente.

En el rectificador de media onda, en el ciclo positivo de la entrada, D1 no conduce, y no se obtiene la señal a la salida.

En el diagrama la resistencia R1 está conectada entre la entrada U_E y la entrada no inversora del segundo operacional. La salida del segundo operacional entonces entrega una señal negativa (El semiciclo positivo de la señal de entrada se invierte una vez)

También la señal de salida del primer operacional se aplica a la entrada del segundo operacional. En este caso el semiciclo negativo de la señal de entrada se invierte en el primer operacional y se vuelve a invertir en el segundo. Y el ciclo se vuelve a repetir.



Analizando el circuito tenemos:

A la salida del rectificador de media onda

$$U_S = U_{Entrada_{rect}} + U_{muestra_{ent}}$$

Donde

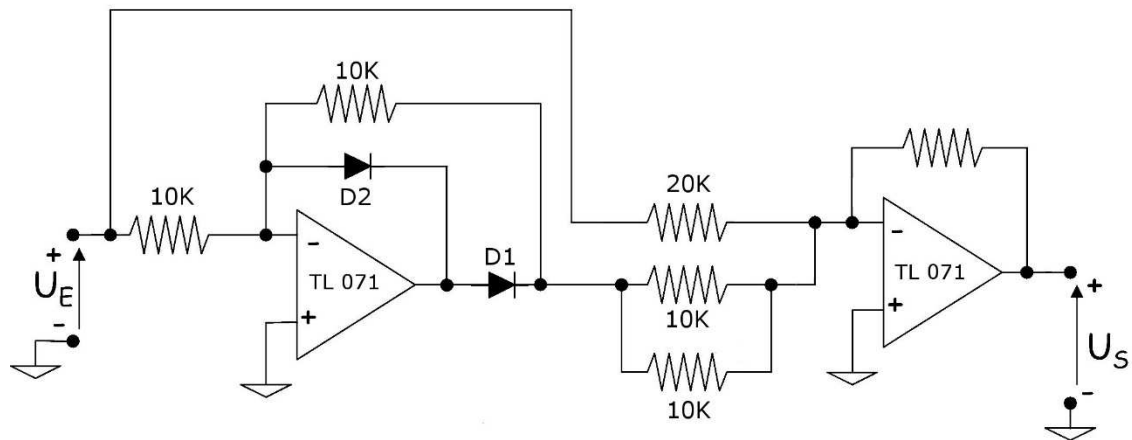
$$U_{Entrada_{rect}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_E$$

$$U_{muestra_{ent}} = \frac{R_2}{\frac{R_1}{2}} \cdot (-U_E)$$

Sumando las expresiones anteriores:

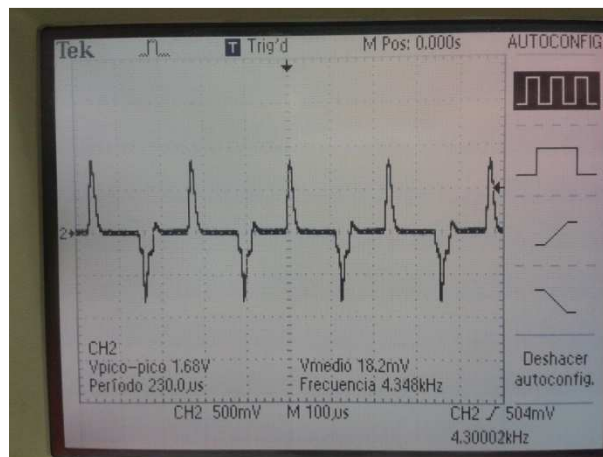
$$U_S = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_E - \frac{R_2}{\frac{R_1}{2}} \cdot (-U_E) = \frac{R_2}{R_1} \cdot (-U_E + 2U_E) = \frac{R_2}{R_1} \cdot |U_E|$$

Circuito Diseñado:

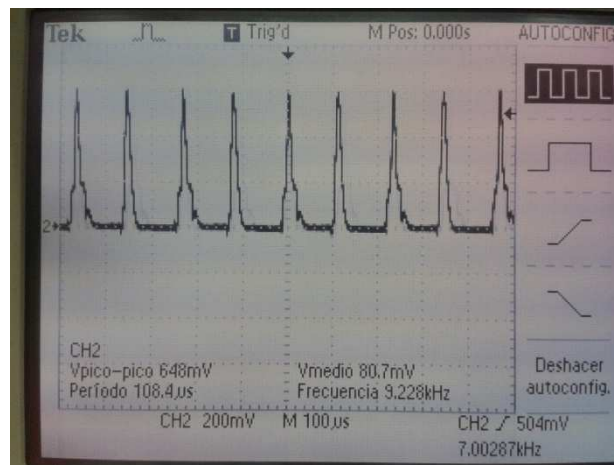


Mediciones Obtenidas

Como señal de entrada, tenemos la salida del segundo derivador



Después de pasar por el rectificador:

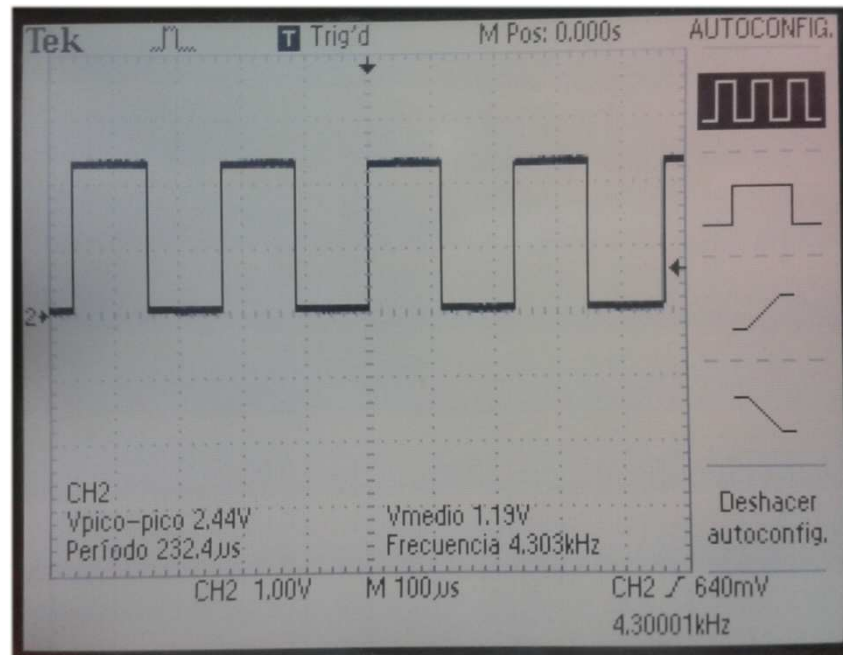


Si comparamos las señales, podemos ver que se trata de la señal rectificada

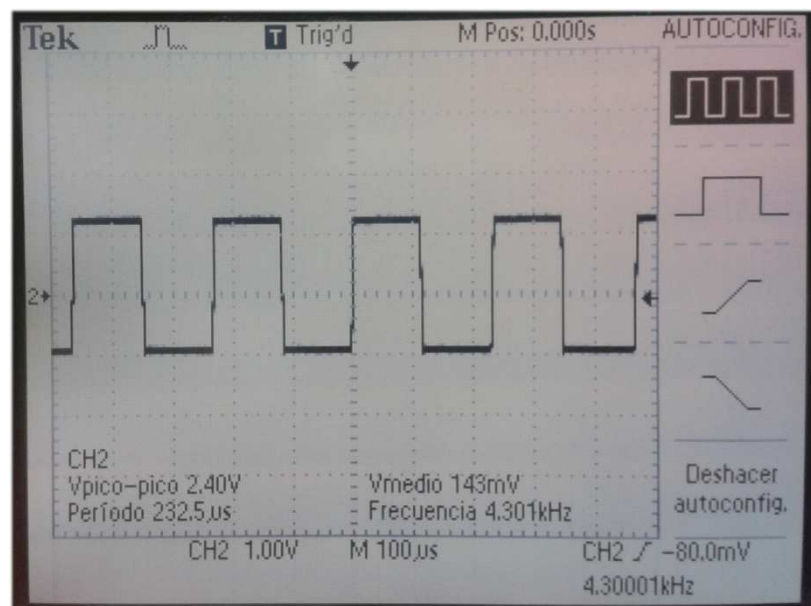
OBTENCIÓN DE SEÑALES

A continuación se mostrarán fotografías tomadas al osciloscopio, donde se observan las señales que tenía como objetivo generar este trabajo práctico

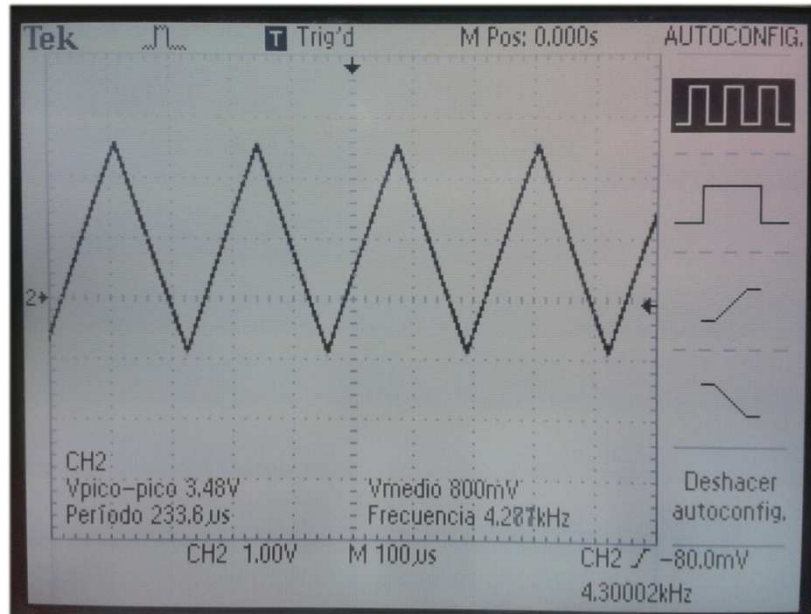
- 1) Señal de entrada, proveniente del generador de señales



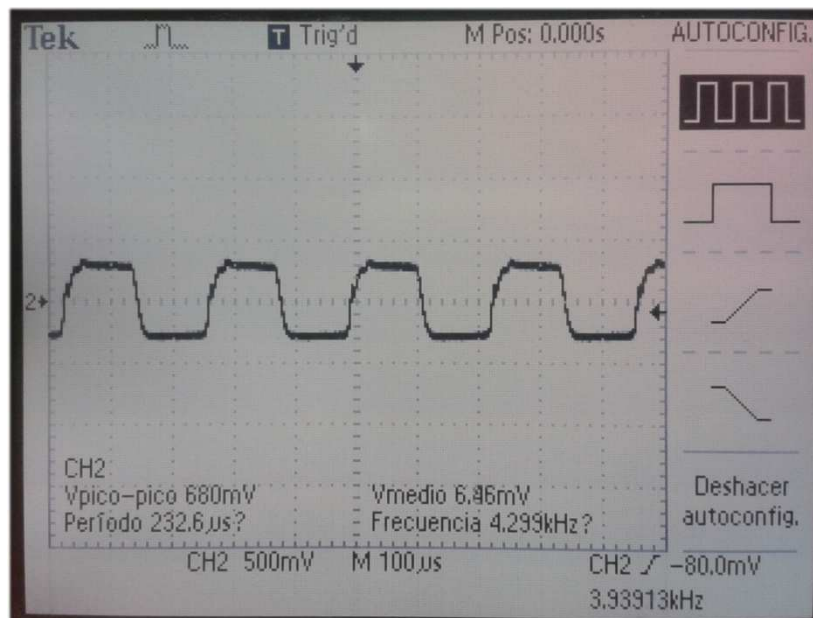
- 2) Señal desplazada en su nivel de continua (S1)



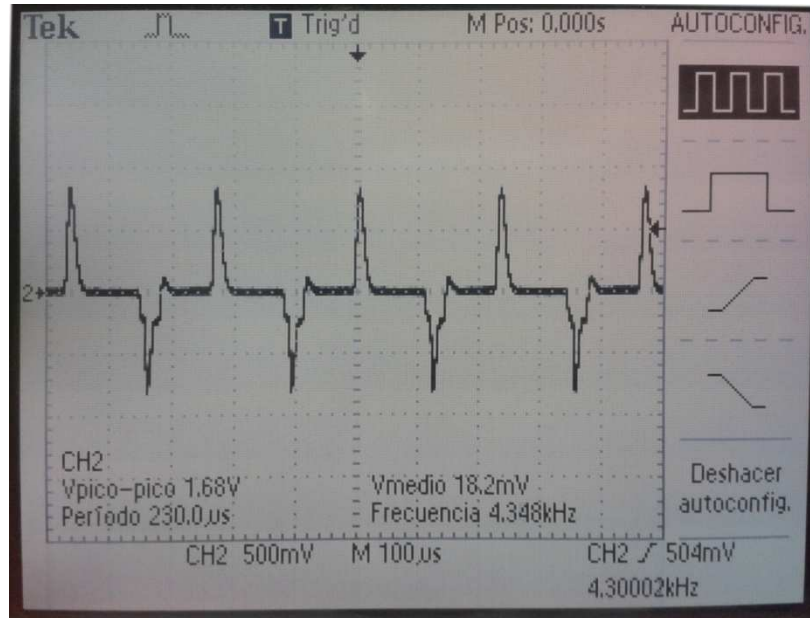
3) Señal integrada y desplazada en su nivel de continua (S2)



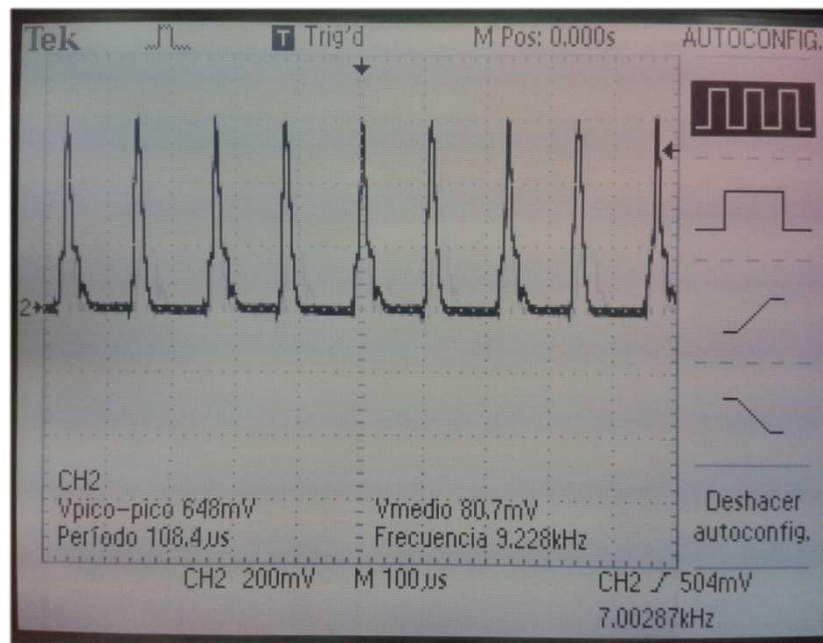
4) Señal derivada (S3)



5) Señal derivada nuevamente (antes de entrar al rectificador de onda completa)



6) Señal rectificada (S4)



ASPECTOS RELEVANTES DEL FUNCIONAMIENTO

- Adaptador de impedancia:

Al utilizar una onda cuadrada, se debe tener cuidado en la elección del amplificador operacional a utilizar, ya que si este último tiene rise time bajo, no será capaz de procesar con suficiente velocidad la elevada pendiente de la onda cuadrada en la salida. Lo que da como resultado una onda cuadrada con pendiente notablemente menor (tiempo de subida de la señal más bajo).

- Sumador inversor:

Además de tener en cuenta la misma problemática que se presenta en el adaptador de impedancia, se debe considerar el valor de offset de entrada. Ya que si se trabaja con señales pequeñas y el valor del offset es cercano a ellas, se estará produciendo un error a la salida. En nuestro caso, debido a que la señal tiene una amplitud de 2,5V y que la tensión de offset del TL072 es de 3mV, el error producido por este último es despreciable.

- Integrador inversor:

En este circuito influyen notablemente la I_B y la V_{OS} ya que estas cargan el capacitor y producen niveles de continua a la salida. Este error se compensa, en parte, colocando la resistencia R_2 (en paralelo con el capacitor) para limitar la ganancia del circuito a bajas frecuencias. Para corregir completamente los desplazamientos en continua, se puede utilizar una etapa adicional, la cual mediante un potenciómetro, los corrija.

Otro parámetro importante a tener en cuenta es el slew rate, ya que mientras más rápido se procese la señal cuadrada de la entrada, de mejor calidad será la onda triangular de salida. Esto se nos hizo visible al utilizar un LM358 cuyo slew rate es de $0.3V/\mu\text{seg}$. La onda triangular producida por este op amp se deformaba presentando picos notorios en cada máximo y mínimo. Al cambiar el LM358 por el TL072 cuyo slew rate está entre 8 y $16V/\mu\text{S}$, este problema se solucionó.

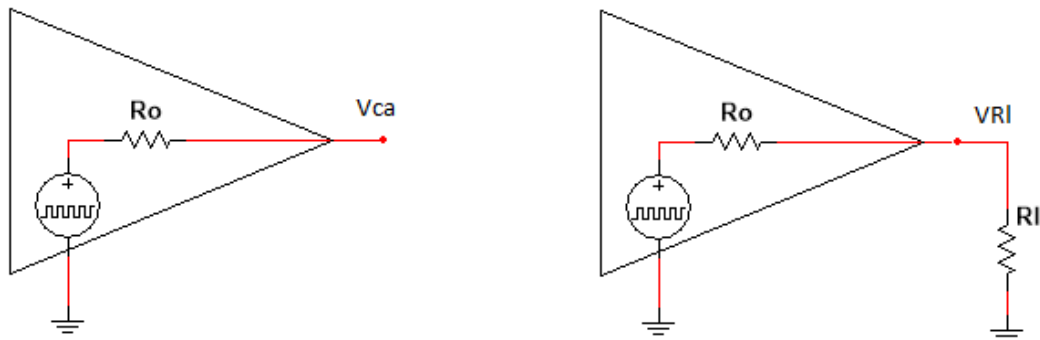
- Rectificador de precisión:

Cuando se analiza los rectificadores de media onda o rectificador de onda completa para fuentes de alimentación, se puede notar que en casi todos los casos se desprecia la caída de tensión que hay en los diodos (0.7 voltios aprox.)

Cuando se rectifica señales alternas de 110 o 220 voltios, despreciar 0.7 voltios no es problema. Pero cuando se trata de rectificar una señal alterna de una amplitud mucho menor (en el orden de los milivoltios), esta caída en el diodo es importante, y más, si la señal a rectificar tiene una amplitud menor a la tensión de diodo polarizado en directo (0.7 V). Para poder rectificar estas tensiones tan pequeñas, se utiliza un amplificador operacional (Op. Amp.)

IMPEDANCIA DE SALIDA DEL SISTEMA

Experimentalmente se determina de la siguiente manera



Primero, se mide la tensión en la salida del amplificador operacional sin carga V_{ca} (al no haber carga, no hay corriente y por lo tanto, no hay caída de tensión en R_o). Luego, se coloca después en la salida un resistor de valor conocido R_L y se mide la tensión en la carga V_{RL}

$$V_{ca} = V_{RL} + I \cdot R_o$$

Despejando

$$R_o = \frac{V_{ca} - V_{RL}}{I}$$

Y como $I = V_{RL}/R_L$

$$R_o = \frac{V_{ca} - V_{RL}}{V_{RL}} R_L$$

En nuestro caso realizamos estas mediciones utilizando una $R_L = 470\Omega$ y luego de aplicar la fórmula anterior obtuvimos el siguiente valor de impedancia de salida

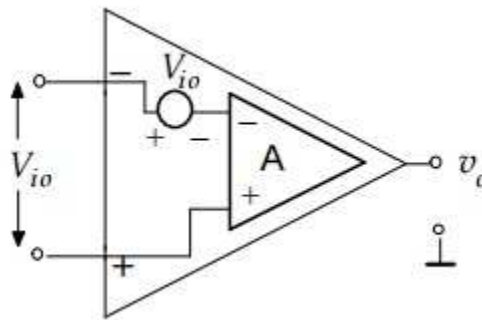
$$R_o = 22\Omega$$

Como sabemos, los amplificadores operacionales tienen una muy baja impedancia de salida, por lo cual es difícil medirla con exactitud. Nuestra medición está afectada por la tolerancia del valor de la resistencia utilizada, la exactitud del voltímetro y el ruido ambiente.

ANÁLISIS DE PARÁMETROS DE UN A.O.

- Tensión de desplazamiento (offset) en la entrada (V_{io})**

En el AO real si ambas entradas son conectadas a tierra, la salida es distinta de cero, pues existe una pequeña tensión de desplazamiento. Esta tensión en la entrada, llamada V_{io} ; se define como la tensión de entrada necesaria para que la salida sea igual a cero. Si este valor es distinto de cero, el AO amplificara cualquier desplazamiento en la entrada, provocando un error grande en corriente continua en la salida.



Este parámetro es independiente de la ganancia del AO, y su polaridad puede ser positiva o negativa. El efecto del voltaje V_{io} , se modela como una fuente de tensión continua en una de las entradas del AO ideal.

Valores típicos de V_{io} para distintos AO

A.O.	V_{io}
Propósito general	2 – 10 [mV]
Entrada JFET	1 – 2 [mV]
Instrumentación	10 – 100 [uV]

Valor del amplificador utilizado en el práctico

TL072	1 – 3 [mV]
-------	------------

- **Slew Rate(SR)**

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.

El slew rate de un amplificador 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:

$$SR = \frac{dV_o(t)}{dt} \text{ (máx)}$$

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

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

SR para distintos AO.

A.O.	SR[V/μS]
LM741	0,3
LF 351	13
TL072	8 - 16

De todas las especificaciones que afectan la operación de corriente alterna de un AO, la rapidez de respuesta (slew rate) es una de las más importante porque limita las magnitudes del voltaje de salida de frecuencias elevadas.

- **Relación de rechazo en modo común (CMRR)**

Mide la habilidad de un AO para rechazar señales en modo común. Si la misma señal alimenta a la entrada inversora como a la no inversora de una configuración diferencia, la salida V_o debería ser cero, sin embargo, debido a la componente en modo común esto no ocurre. La capacidad de atenuar esta componente es lo que se conoce como CMRR y comúnmente se expresa en decibeles (dB).

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}}$$

$$CMRR[dB] = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{cm}} \right)$$

Donde, A_d es la ganancia diferencial y A_{cm} es la ganancia en modo común.

CMRR para distintos AO.

A.O.	CMRR[dB]
Propósito general	70
Entrada JFET	100
Instrumentación	120

Valor del amplificador utilizado en el práctico

TL072	80 - 86
--------------	----------------

- **Rise Time (t_r)**

Es el tiempo que se demora la señal de salida en ir desde 10% hasta el 90% de su valor final, bajo condiciones de pequeña señal y en lazo cerrado. Se define en base a la respuesta de una entrada escalón y se relaciona con el ancho de banda a través de la siguiente expresión

$$BW = \frac{0,35}{t_r} [Hz]$$

Tr para distintos AO.

A.O.	t_r [uS]	BW[MHz]
LM741	0,3	1,16
LF 351	0,08	4,35
TL072	0,1	4

El t_r está dado para ganancia unitaria, así el ancho de banda calculado recibe el nombre de GBP o frecuencia de ganancia unitaria.