

Universidad Central de Venezuela
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

Informe N° 2: Aplicaciones lineales del Amplificador Operacional

Emerson Warhman
C.I. 25.795.480
16 de febrero de 2025

Índice

1. Introducción	3
2. Resumen	3
3. Objetivos	3
4. Marco teórico	3
4.1. Realimentación en un amplificador	3
4.2. Método del amplificador desvanecido (MAD)	4
4.3. Teorema de Blackman	4
4.4. Amplificador Inversor	5
4.5. Amplificador no inversor	6
4.6. Amplificador en diferencia o restador	8
4.7. Amplificador integrador	8
4.8. Convertidor de tensión a corriente	9
4.9. Integrador no inversor (Integrador de Deboo)	10
4.10. Corriente de polarización (Bias)	11
4.11. Corriente de Offset	11
4.12. Voltaje de Offset	11
4.13. Filtros activos	12
4.13.1. Función de transferencia de los filtros	12
4.14. Filtros de múltiples realimentaciones	12
4.14.1. Filtro pasa bajo de múltiples realimentaciones	13
4.15. Filtro por fuente de tensión controlada por tensión o Sallen-Key	14
4.15.1. Filtro pasa bajo de topología de Sallen-Key	14
4.16. Fuentes de alimentación lineales	15
4.17. Reguladores de Tensión Monolíticos	15
5. Metodología	15
5.1. Aplicaciones de las topologías clásicas	15
5.1.1. Amplificador inversor	15
5.1.2. Amplificador restador	16
5.1.3. Amplificador no inversor	19
5.1.4. Fuente de corriente	20
5.1.5. Integrador no inversor	23
5.2. Amplificador operacional real	24
5.2.1. Tensión Offset	24
5.2.2. Corriente de Bias	24
5.2.3. Producto del ancho de banda por la ganancia	25
5.2.4. SlewRate, Excursión máxima y corriente de cortocircuito	26
5.3. Filtros activos	27
5.3.1. Filtro de variables de estado	28
5.3.2. Filtro pasa bajos con topología de Sallen-Key	33
5.3.3. Filtro pasa bajos con realimentación múltiple	36
5.4. Fuentes lineales y reguladores monolíticos	39
5.4.1. Regulador con tensión de salida fija	39
5.4.2. Fuente regulada ajustable	40
5.4.3. Fuente de corriente variable	41
5.4.4. Simulaciones	42
5.4.5. Procedimiento ensayo de laboratorio	47
6. Resultados	48
6.1. Aplicaciones de las topologías clásicas	48
6.1.1. Mediciones de ganancia y frecuencia	48
6.1.2. Efecto del integrador no inversor	48
6.1.3. Convertidor de tensión a corriente	48
6.2. Amplificador operacional real	52
6.2.1. Tensión de offset	52
6.2.2. Corriente de polarización Bias	52

6.2.3.	Mediciones del GBWP	52
6.2.4.	Mediciones del Slew Rate	52
6.2.5.	Mediciones de la corriente de cortocircuito	53
6.3.	Filtros activos	53
6.3.1.	Filtro Sallen Key	53
6.3.2.	Filtro de realimentacion multiple	53
6.4.	Fuentes lineales y reguladores monolíticos	54
6.4.1.	Voltaje de rizado	54
6.4.2.	Regulación de voltaje Regulador de voltaje de salida fija	55
6.4.3.	Regulador de salida ajustable	55
6.4.4.	Fuente de corriente ajustable	57

1. Introducción

2. Resumen

3. Objetivos

Objetivo General

- Reconocer las ventajas del uso del concepto de amplificadores operacionales en el diseño e implementación de sistemas analógicos.

Objetivos Específicos

- Conocer las desviaciones de las implementaciones comerciales del amplificador operacional ideal.
- Reconocer las ventajas del uso de amplificadores operacionales en sistemas de procesamiento de señal, en comparación con sistemas implementados con componentes discretos

4. Marco teórico

4.1. Realimentación en un amplificador

Los primeros amplificadores operacionales fueron implementados con tubos de vacío, en computadores analógicos para resolver operaciones matemáticas complejas, combinando la ganancia y la realimentación negativa.

En 1968 se introdujo el $\mu A741$, como el primer amplificador estándar en la industria electrónica.

Un amplificador es un dispositivo que tiene dos puertos de entrada, llamados puerto inversor y puerto no inversor, y una salida que es proporcional al valor de la entrada por una ganancia.

Un amplificador $\mu 741$ tiene una ganancia típica de $200V/mV$, o $106dB$. Sin embargo, esta ganancia se sostiene en un pequeño ancho de banda cuando el amplificador no está realimentado.

Suponga que tenemos un amplificador con ganancia A , como se observa en la figura 1.

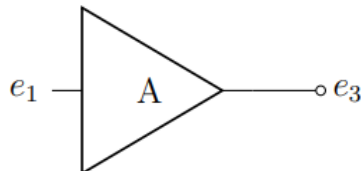


Figura 1: Amplificador sin realimentación

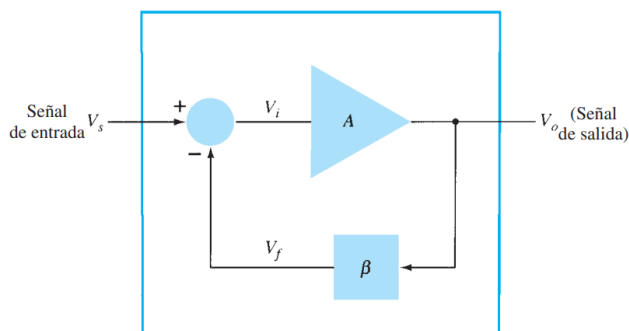


Figura 2: Diagrama de bloque del amplificador realimentado

Y este amplificador se realimenta con una red de ganancia β como se muestra en la figura 2. Entonces podemos definir el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned}v_o &= e_1 \cdot A \\e_1 &= v_i + \beta v_o \\e_o &= v_o\end{aligned}$$

Resolviendo este sistema de ecuaciones, encontramos la siguiente función de transferencia:

$$A_{fb} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (1)$$

De esta ecuación podemos definir cinco zonas:

- Realimentación negativa o degenerativa: $\beta A < 0$
- Realimentación positiva o regenerativa: $0 < \beta A < 1$
- Realimentación nula: $\beta A = 0$
- Oscilación: $\beta A = 1$
- Inestabilidad: $\beta A > 1$

4.2. Método del amplificador desvanecido (MAD)

El método aprovecha las características reales del amplificador operacional para desvanecer los elementos no lineales, de manera que el problema se reduce a resolver un sistema compuesto de elementos pasivos.

Supongamos que tenemos un sistema que está realimentado, entonces encontramos el lazo de realimentación que contiene al amplificador principal, y encontramos los siguientes parámetros, para resolver la ecuación de la ganancia.

$$\begin{aligned} x_{io} &= \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{A=0} \\ x_{i1} &= \left. \frac{e_1}{v_i} \right|_{A=0} \\ x_{3o} &= \left. \frac{v_o}{e_3} \right|_{v_i=0} \\ x_{31} &= \left. \frac{e_1}{e_3} \right|_{v_i=0} \end{aligned}$$

donde

- x_{io} es la ganancia vista desde la entrada v_i hasta v_o con el amplificador desvanecido.
- x_{i1} es la ganancia vista desde la entrada v_i hasta e_1 con el amplificador desvanecido.
- x_{3o} es la ganancia vista desde la salida del amplificador desvanecido e_3 hasta v_o con la entrada en cortocircuito.
- x_{31} es la ganancia vista desde la salida del amplificador desvanecido e_3 hasta e_1 con la entrada en cortocircuito.

Una vez obtenidos estos parámetros, se resuelve la siguiente ecuación:

$$A_{fb} = \frac{v_o}{v_i} = x_{io} + \frac{x_{i1} \cdot A \cdot x_{3o}}{1 - A \cdot x_{31}} \quad (2)$$

Donde A es la ganancia del amplificador desvanecido.

4.3. Teorema de Blackman

Esta fórmula fue desarrollada por Harold Blackman en 1943 con el objetivo de estudiar el efecto que tiene la realimentación sobre la impedancia de un sistema. La fórmula es la siguiente:

$$Z_{aa'} = Z_a \cdot \frac{1 - x_{31cc}A}{1 - x_{31ca}A} \quad (3)$$

Donde,

- Z_a es la impedancia vista desde los terminales de estudio con el amplificador desvanecido.
- x_{31cc} es la ganancia del lazo de realimentación con los terminales de estudio (aa') en cortocircuito.
- x_{31ca} es la ganancia del lazo de realimentación con los terminales de estudio (aa') en circuito abierto.
- $Z_{aa'}$ es la impedancia del sistema realimentado, vista desde los terminales aa'.

4.4. Amplificador Inversor

El amplificador inversor constituye una de las aplicaciones básicas y fundamentales de los amplificadores operacionales. Este amplificador se puede observar en la figura 3, donde se observa un amplificador base, el cual tiene una impedancia de entrada Z_d , una impedancia de salida Z_o y una ganancia A , tal como se observa en la figura 4.

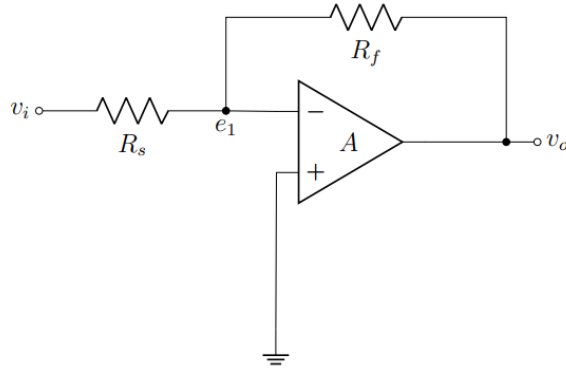


Figura 3: Amplificador inversor

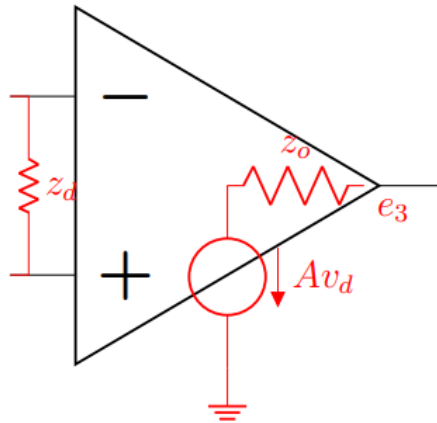


Figura 4: Modelo de amplificador base

Aplicando el Método de Amplificador Desvanecido al amplificador inversor, tomando en cuenta los modelos de las figuras 2.2 y 2.3, se tiene

$$\begin{aligned}
 x_{i0} &= \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{A=0} = \frac{(R_f + z_o) \parallel z_d}{R_s + (R_f + z_o) \parallel z_d} \cdot \frac{z_o}{z_o + R_f} \\
 x_{i1} &= \left. \frac{e_1}{v_i} \right|_{A=0} = \frac{(R_f + z_o) \parallel z_d}{R_s + (R_f + z_o) \parallel z_d} \\
 x_{3o} &= \left. \frac{v_o}{e_3} \right|_{v_i=0} = \frac{R_f + R_s \parallel z_d}{z_o + R_f + R_s \parallel z_d} \\
 x_{31} &= \left. \frac{e_1}{e_3} \right|_{v_i=0} = \frac{R_s \parallel z_d}{z_o + R_f + R_s \parallel z_d}
 \end{aligned}$$

Ahora, aproximando la impedancia de entrada y salida $Z_d \rightarrow \infty$ y $z_o \rightarrow 0$ entonces:

$$\begin{aligned}
x_{i0} &= \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{A=0} = 0 \\
x_{i1} &= \left. \frac{e_1}{v_i} \right|_{A=0} = -\frac{R_f}{R_s + R_f} \\
x_{3o} &= \left. \frac{v_o}{e_3} \right|_{v_i=0} = 1 \\
x_{31} &= \left. \frac{e_1}{e_3} \right|_{v_i=0} = -\frac{R_s}{R_f + R_s}
\end{aligned}$$

Aplicando la fórmula MAD se tiene:

$$\begin{aligned}
A_{fb} &= 0 + \frac{-\frac{R_f}{R_s + R_f} \cdot A \cdot 1}{1 - \left(-\frac{R_s}{R_f + R_s}\right) A} \\
\boxed{A_{fb} &= -\frac{R_f}{R_s}} \tag{4}
\end{aligned}$$

Por otro lado, la impedancia de entrada se busca utilizando el teorema de Blackman.

$$\begin{aligned}
z_a &= R_s \parallel z_d + R_f = R_s + R_f \\
x_{31cc} &= -\frac{R_s \parallel z_d}{R_f + R_s \parallel z_d} = -\frac{R_s}{R_f + R_s} \\
x_{31ca} &= -\frac{z_d}{z_d + R_f} \approx -1
\end{aligned}$$

Por lo tanto, aplicando la formula

$$z_{in} = (R_s + R_f) \cdot \frac{1 - \left(-\frac{R_s}{R_f + R_s}\right) A}{1 - (-1)A}$$

Tomando $A \rightarrow \infty$

$$\boxed{z_{in} = R_s} \tag{5}$$

Por último, también utilizamos la fórmula de blackman para encontrar la impedancia de salida.

$$\begin{aligned}
z_a &= r_o \parallel (R_f + R_s \parallel z_d) = r_o \\
x_{31cc} &= 0 \\
x_{31ca} &= -\frac{R_s \parallel z_d}{R_f + R_s \parallel z_d} = -\frac{R_s}{R_f + R_s} \\
z_o &= r_o \cdot \frac{1 - 0}{1 - \left(-\frac{R_s}{R_f + R_s}\right) A}
\end{aligned}$$

Lo cual se puede escribir como:

$$\boxed{z_o = \frac{r_o}{A / \left(1 + \frac{R_f}{R_s}\right)}} \tag{6}$$

4.5. Amplificador no inversor

Al igual que el amplificador inversor, este es uno de las topologías básicas de los amplificadores operacionales. Este amplificador se muestra en la figura 5, cuya diferencia radica en que la entrada ahora es directamente en el puerto no inversor.

Aplicando el Método de Amplificador Desvanecido y aproximando la impedancia de entrada y salida $z_d \rightarrow \infty$ y $z_o \rightarrow 0$, entonces

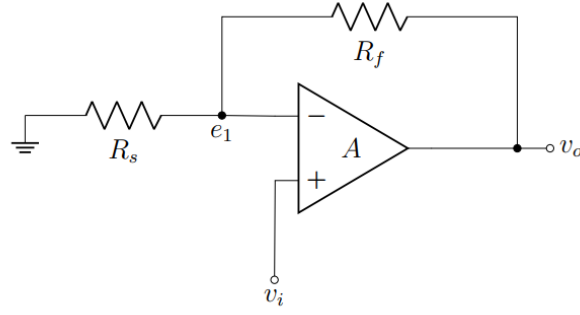


Figura 5: Amplificador no inversor

$$\begin{aligned}
 x_{i0} &= \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{A=0} = 0 \\
 x_{i1} &= \left. \frac{e_1}{v_i} \right|_{A=0} = 1 \\
 x_{3o} &= \left. \frac{v_o}{e_3} \right|_{v_i=0} = 1 \\
 x_{31} &= \left. \frac{e_1}{e_3} \right|_{v_i=0} = -\frac{R_s}{R_f + R_s}
 \end{aligned}$$

Por lo tanto, aplicando la fórmula de MAD

$$A_{fb} = 0 + \frac{1 \cdot A \cdot 1}{1 - \left(-\frac{R_s}{R_f + R_s} \right) A}$$

$$\boxed{A_{fb} = 1 + \frac{R_f}{R_s}} \quad (7)$$

Por otro lado, la impedancia de entrada se busca utilizando el Teorema de Blackman.

$$\begin{aligned}
 z_a &= z_d + R_s \parallel R_f = z_d \\
 x_{31cc} &= \frac{-R_s \parallel z_d}{R_f + R_s \parallel z_d} = \frac{-R_s}{R_f + R_s} \\
 x_{31ca} &= 0
 \end{aligned}$$

Donde este último es nulo debido que al abrir el circuito no pasa corriente por z_d , por consiguiente no habrá tensión.

$$z_{in} = z_d \cdot \frac{1 - \left(\frac{-R_s}{R_f + R_s} \right) A}{1 - 0 \cdot A}$$

$$\boxed{z_{in} = z_d \cdot \frac{A}{1 + \frac{R_f}{R_s}}} \quad (8)$$

Por último, calculamos la impedancia de salida, la cual será igual a la impedancia de salida del amplificador inversor.

$$\boxed{z_o = \frac{r_o}{A / \left(1 + \frac{R_f}{R_s} \right)}} \quad (9)$$

4.6. Amplificador en diferencia o restador

La siguiente aplicación corresponde al amplificador en diferencia, el cual tiene una salida y dos entradas, una aplicada a la entrada inversora y otra a la entrada no inversora. La salida es una combinación lineal de las entradas. Por otro lado las resistencias vistas desde sus entradas son finitas y diferentes la una de la otra. Si las fuentes de entrada son diferentes, entonces se producirá un efecto de carga distinto debido a la diferencia entre estas impedancias.

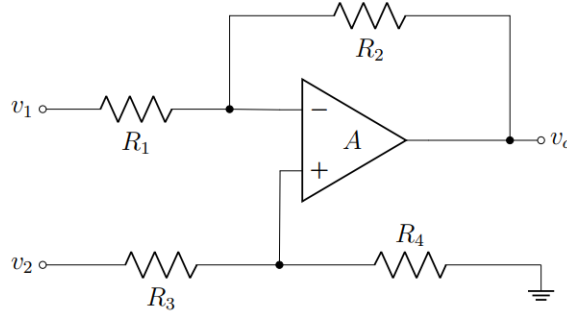


Figura 6: Amplificador en diferencia o restador

El amplificador en diferencia es un circuito que responde sólo al componente en modo diferencial, rechazando el componente en modo común.

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}v_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_2$$

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}v_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)v_2$$

Para este caso particular, si $R_1 = R_4$ y $R_2 = R_3$, entonces se puede simplificar

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1) \quad (10)$$

Sin embargo, existe una diferencia entre las impedancias de entrada.

$$z_{in1} = R_1$$

$$z_{in2} = R_3 + R_4 = R_1 + R_2$$

Un amplificador en diferencia será insensible a la tensión en modo común, a medida que el amplificador sea ideal y que las resistencias cumplan la condición de puente balanceado.

4.7. Amplificador integrador

Si se sustituye la resistencia de realimentación R_f por un condensador en un amplificador inversor, entonces tendremos un integrador. Se puede demostrar que la función de transferencia es

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{1}{sRC}$$

Si se apaga la tensión v_i en el integrador, este estará influenciado solo por la acción de la tensión y la corriente de offset. Estudiando sólo la tensión de offset, se tiene que el voltaje de salida es:

$$v_o = v_{os} + \frac{t}{RC}v_{os}$$

Por lo tanto, se puede observar que la tensión de salida crecerá hasta que se sature el amplificador. Un comportamiento similar ocurre por la acción de las corrientes de bias.

$$v_o = -I_{b2}R + \left(I_{b1} - \frac{I_{b2}R}{R}\right) \frac{t}{C}$$

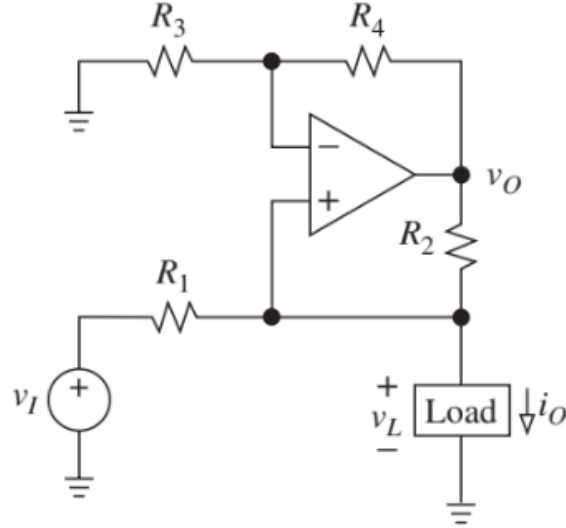


Figura 7: Fuente de corriente de Howland

4.8. Convertidor de tensión a corriente

El circuito consiste en una fuente de entrada V_i con una resistencia en serie R_1 , y un convertidor de resistencia negativa que sintetiza una resistencia a tierra de valor $-R_2 R_3 / R_4$ como en la figura 7.

Podemos simplificar el circuito aplicando Blackman tomando parte del circuito como un amplificador no inversor:

$$z = z_a \cdot \frac{1 - X_{3icc} A}{1 - X_{3ica} A}$$

$$z_a = R_1 \parallel R_2$$

$$X_{3icc} Q = \left. \frac{e_1}{e_3} \right|_{v_a=0}$$

al utilizar la formula de MAD, obtenemos la ganancia:

$$A_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (11)$$

Podemos aproximar la impedancia de entrada y salida $Z_d \rightarrow \infty$ y $z_o \rightarrow 0$ y obtener el nuevo circuito simplificado de la figura 8.

Aplicando nuevamente Blackman en el circuito simplificado:

$$X_{31ca} = \left. \frac{e_1}{e_3} \right|_{I_a=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$z_o = R_1 \parallel R_2 \left(\frac{1 - 0A}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)} \right)$$

$$z_o = \frac{R_1 R_2 / R_1 + R_2}{\frac{R_3(R_1 + R_2) - R_1(R_3 + R_4)}{(R_1 + R_2)R_3}}$$

resultando en:

$$z_o = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_2 R_3 - R_1 R_4} \quad (12)$$

para que $Z_o \rightarrow \infty$ el denominador debe ser igual a 0:

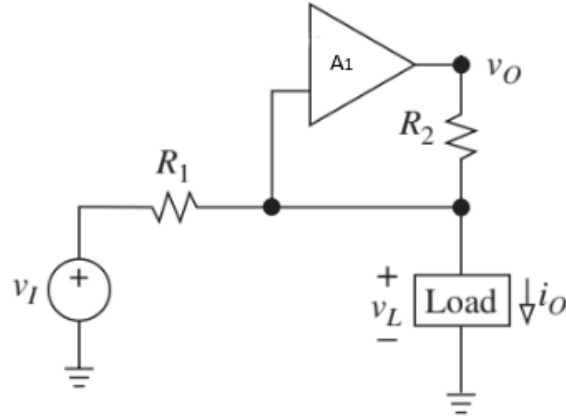


Figura 8: Fuente de corriente de Howland simplificada

$$\begin{aligned} R_2 R_3 - R_1 R_4 &= 0 \\ R_2 R_3 &= R_1 R_4 \end{aligned}$$

por lo que

$$\boxed{R_1 = R_3} \quad (13)$$

$$\boxed{R_2 = R_4} \quad (14)$$

Cuando se cumple esta condición, la salida se vuelve independiente de V_i :

$$\boxed{i_o = \frac{1}{R_1} V_i} \quad (15)$$

Dado que $V_L = V_o \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, el máximo voltaje de salida para actuar en la zona lineal es, asumiendo una saturación de salida simétrica,

$$|V_L| \leq \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} \quad (16)$$

Para el propósito de extender el rango de linealidad, es deseable mantener R_2 suficientemente pequeño en comparación con R_1 (por ejemplo, $R_2 \approx 0,1R_1$).

4.9. Integrador no inversor (Integrador de Deboo)

El integrador de Deboo usa una fuente de corriente de Howland, sustituyendo la carga por una capacitancia para obtener un integrador no inversor. El circuito de la figura 9 es la representación de un integrador de Deboo.

Cómo sabemos, la fuente de corriente fuerza una corriente $i = \frac{v_i}{R}$ en la capacitancia, resultando en un voltaje de entrada no inversor:

$$v_p = \frac{1}{s2C} i = \frac{i}{sRC}$$

Luego, el amplificador operacional amplifica este voltaje de manera que:

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{1+R}{R} v_p \\ v_o &= \frac{v_i}{sRC} \end{aligned}$$

Por lo que la función de transferencia es:

$$H(s) = \frac{1}{sRC} \quad (17)$$

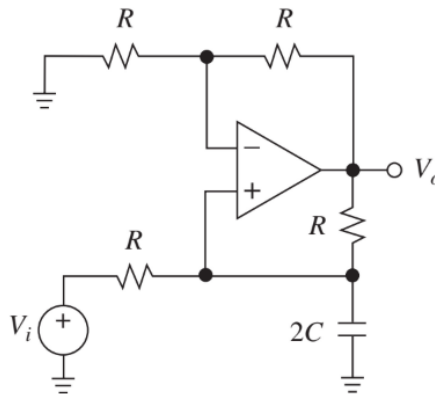


Figura 9: Integrador de Deboo

4.10. Corriente de polarización (Bias)

Es el promedio de la pequeña corriente que fluye hacia o desde las entradas de un amplificador operacional (u otro dispositivo activo) para polarizar los transistores internos y asegurar su correcto funcionamiento.

$$I_B = \frac{I_P + I_N}{2} \quad (18)$$

En los op-amps, las entradas están conectadas a transistores bipolares o MOSFETs, que requieren una pequeña corriente para operar. Esta corriente es necesaria para establecer el punto de operación (polarización) de los transistores.

La corriente de bias puede causar errores en circuitos de alta precisión, especialmente cuando se trabaja con resistencias grandes, ya que genera caídas de voltaje no deseadas.

4.11. Corriente de Offset

La corriente de offset es la diferencia entre las corrientes de bias de las dos entradas de un amplificador operacional. Matemáticamente, se expresa como:

$$I_{os} = I_P - I_N \quad (19)$$

La corriente de offset puede generar un voltaje de offset en la salida del amplificador, lo que introduce errores en aplicaciones de precisión.

4.12. Voltaje de Offset

El voltaje de offset es el voltaje que debe aplicarse entre las entradas de un amplificador operacional para que la salida sea cero. En un amplificador operacional ideal, la salida debería ser cero cuando las entradas están al mismo voltaje, pero en la práctica, debido a imperfecciones en la fabricación y desajustes internos, esto no ocurre.

El voltaje de offset puede causar errores en aplicaciones de precisión, especialmente en circuitos donde se amplifican señales pequeñas. Este error se manifiesta como un voltaje no deseado en la salida, incluso cuando la entrada es cero.

El voltaje de offset se define como:

$$V_{os} = \frac{V_{out}}{A} \quad (20)$$

4.13. Filtros activos

Un filtro es en general aquel dispositivo que modifica linealmente el contenido espectral de una señal. Un filtro activo es aquel el cual, además de contar con elementos pasivos, también tiene elementos activos como el amplificador operacional.

No es difícil encontrar una situación cuyos requerimientos exijan un filtro de orden alto y tampoco es imposible realizarlo, lo difícil es sintonizarlo, esto es, hacer que cada coeficiente de la función de transferencia tome el valor adecuado para cumplir con los requerimientos.

La sintonización se hace difícil, porque los parámetros de red susceptibles de variarse, modifican a más de un coeficiente a la vez y si el número de coeficientes es alto, la tarea, además de ser iterativa, es muy costosa en tiempo y en equipos.

Si el orden del filtro es alto, entonces puede dividirse en una cascada de etapas de 2do orden y a lo más una de primer orden en el caso de orden impar

$$H = \frac{1}{s^5 + 3,236s^4 + 5,236s^3 + 5,236s^2 + 3,236s + 1}$$

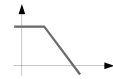
$$H = \frac{1}{(s^2 + 0,61803s + 1) \cdot (s^2 + 1,61803) \cdot (s + 1)}$$

De manera tal que solo sea necesario sintonizar varias etapas de 2do orden y quizás de 1er orden, que aunque para cada una de ellas debe sintonizarse iterativamente, llevarán mucho menor tiempo y con la garantía de convergencia.


4.13.1. Función de transferencia de los filtros

Las funciones de transferencia de los filtros más utilizados son bien conocidas y son las siguientes:

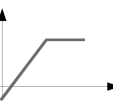
- Pasa bajos:

$$H(s) = \frac{H_o \cdot \omega_o^2}{s^2 + \alpha \cdot \omega_o \cdot s + \omega_o^2} \quad (21)$$


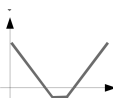
- Pasa banda:

$$H(s) = \frac{H_o \cdot \omega_o \cdot s}{s^2 + \alpha \cdot \omega_o \cdot s + \omega_o^2} \quad (22)$$


Pasa altos:

$$H(s) = \frac{H_o \cdot s^2}{s^2 + \alpha \cdot \omega_o \cdot s + \omega_o^2} \quad (23)$$


Rechaza banda:

$$H(s) = \frac{H_o (s^2 + \omega_o^2)}{s^2 + \alpha \cdot \omega_o \cdot s + \omega_o^2} \quad (24)$$


4.14. Filtros de múltiples realimentaciones

Esta topología puede convertirse en un cualquiera de las funciones de segundo orden (pasa bajo, pasa alto o pasa banda) con solo ubicar apropiadamente resistencias y condensadores.

La función de transferencia puede resolverse de varias maneras, pero resulta compacto en términos de sus admittancias y usando el inversor $-Y_3/Y_5$ como amplificador base.

Utilizando el método del amplificador desvanecido, tenemos:

$$A_b = -\frac{Y_3}{Y_5}$$

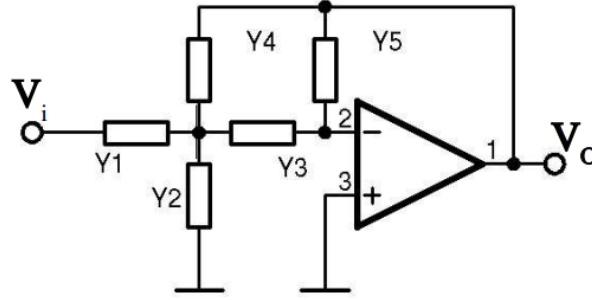


Figura 10: Filtro de múltiples realimentaciones

$$a_{io} = 0$$

$$a_{i1} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4}$$

$$a_{31} = \frac{Y_4}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4}$$

$$a_{3o} = 1$$

Aplicandolo a la formula MAD:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4} \frac{\frac{-Y_3}{Y_5}}{1 - \frac{Y_4}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4} \left(\frac{-Y_3}{Y_5} \right)} \quad (25)$$

lo cual queda como:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-Y_1 \cdot Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 \cdot Y_4} \quad (26)$$

4.14.1. Filtro pasa bajo de múltiples realimentaciones

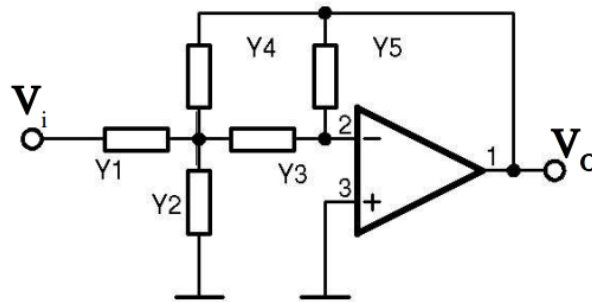


Figura 11: Filtro pasa bajo de múltiples realimentaciones

Al sustituir las admitancias Y_2 y Y_5 de la figura 10 por condensadores, obtenemos un filtro pasa bajo con la siguiente función de transferencia:

$$[ht]H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\frac{1}{R_1} \cdot R_2 C_2 C_5}{s^2 + (1/C_2)(1/R_1 + 1/R_3 + 1/R_4)s + 1/(R_3 R_4 C_2 C_5)} \quad (27)$$

4.15. Filtro por fuente de tensión controlada por tensión o Sallen-Key

Usando esta estructura y ubicando en ella solo capacitancias y resistencias (sin inductancias) pueden lograrse los tres tipos de filtro básicos, esta vez, sin inversión de fase.

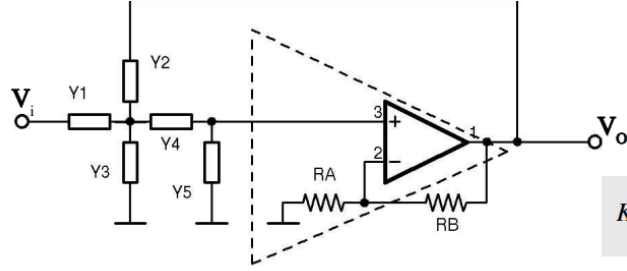


Figura 12: Filtro con topología de Sallen-Key

Tomando en cuenta que:

$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (28)$$

Aplicando el método del amplificador desvanecido, tenemos:

$$A = K \quad (29)$$

$$a_{io} = 0 \quad (30)$$

$$a_{i1} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + \left(\frac{Y_4 Y_5}{Y_4}\right) + Y_5} \left(\frac{Y_4}{Y_4 + Y_5}\right) \quad (31)$$

$$a_{30} = 1 \quad (32)$$

$$a_{31} = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + \left(\frac{Y_4 Y_5}{Y_4 + Y_5}\right)} \left(\frac{Y_4}{Y_4 + Y_5}\right) \quad (33)$$

$$(34)$$

Sustituyendo en la ecuación MAD:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{Y_1 Y_4 K}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) Y_5 + (Y_1 + Y_2(1 - K) + Y_3) Y_4} \quad (35)$$

4.15.1. Filtro pasa bajo de topología de Sallen-Key

sustituyendo Y_2 y Y_5 por condensadores, obtenemos un filtro pasa bajo con la siguiente función de transferencia:

Al sustituir las admitancias Y_2 y Y_5 de la figura 12 por condensadores, obtenemos un filtro pasa bajo con la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \frac{\frac{K}{R_1 R_4 C_2 C_5}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_4 C_2} + (1 - K) \frac{1}{R_4 C_5}\right) s + \frac{1}{R_1 R_4 C_2 C_5}} \quad (36)$$

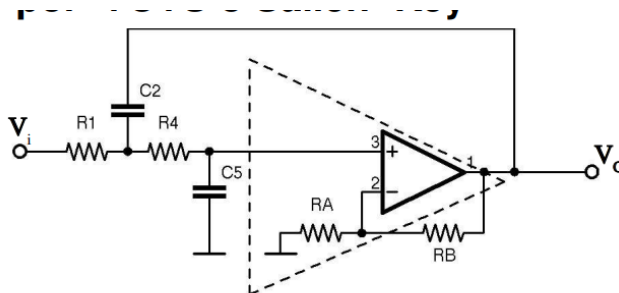


Figura 13: Filtro pasa bajo de topología de Sallen-Key

4.16. Fuentes de alimentación lineales

Son dispositivos electrónicos que transforman la energía eléctrica de una fuente de alimentación en una tensión continua regulada y estabilizada. Estas fuentes utilizan componentes pasivos, como resistencias y capacitores, para filtrar y regular la tensión de salida.

4.17. Reguladores de Tensión Monolíticos

Son dispositivos electrónicos que se utilizan para regular y estabilizar la tensión de salida en un circuito eléctrico. Estos reguladores se fabrican en un solo chip, lo que los hace más compactos y fáciles de usar en comparación con los reguladores de tensión discretos.

5. Metodología

5.1. Aplicaciones de las topologías clásicas

1. A partir del circuito de la figura 14 determinar las conexiones necesarias para obtener un:
 - Amplificador inversor.
 - Amplificador no inversor.
 - Amplificador restador.
 - Convertidor de tensión a corriente.
 - Circuito integrador no inversor (Integrador de Boo).
2. Escoger los valores de las resistencias para obtener un restador de ganancia 2, un inversor de ganancia -2, un amplificador no inversor. Para el integrador utilice un condensador de poliéster de $10nF$.

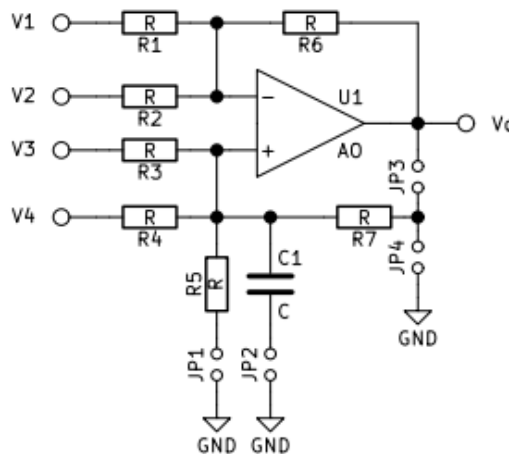


Figura 14: Topologías básicas

5.1.1. Amplificador inversor

Para construir un inversor a partir de la topología base, se realizarán las siguientes conexiones:

- a fuente: v_1
- a tierra: JP1
- abierto: $v_2, v_3, v_4, JP_2, JP_3, JP_4$

Para que la ganancia sea -2 , debemos usar la formula 4, y seleccionar una resistencia R_1 cualquiera, en este caso se escoge $R_1 = 10k\Omega$, por lo que:

$$\begin{aligned} r_6 &= -A \cdot R_1 \\ r_6 &= -(-2) \cdot 10k\Omega \\ r_6 &= 20k\Omega \end{aligned}$$

En la figura 15 podemos observar la simulación del amplificador no inversor, y en la figura 16 podemos ver que la ganancia es -2 , que corresponde con el valor teórico.

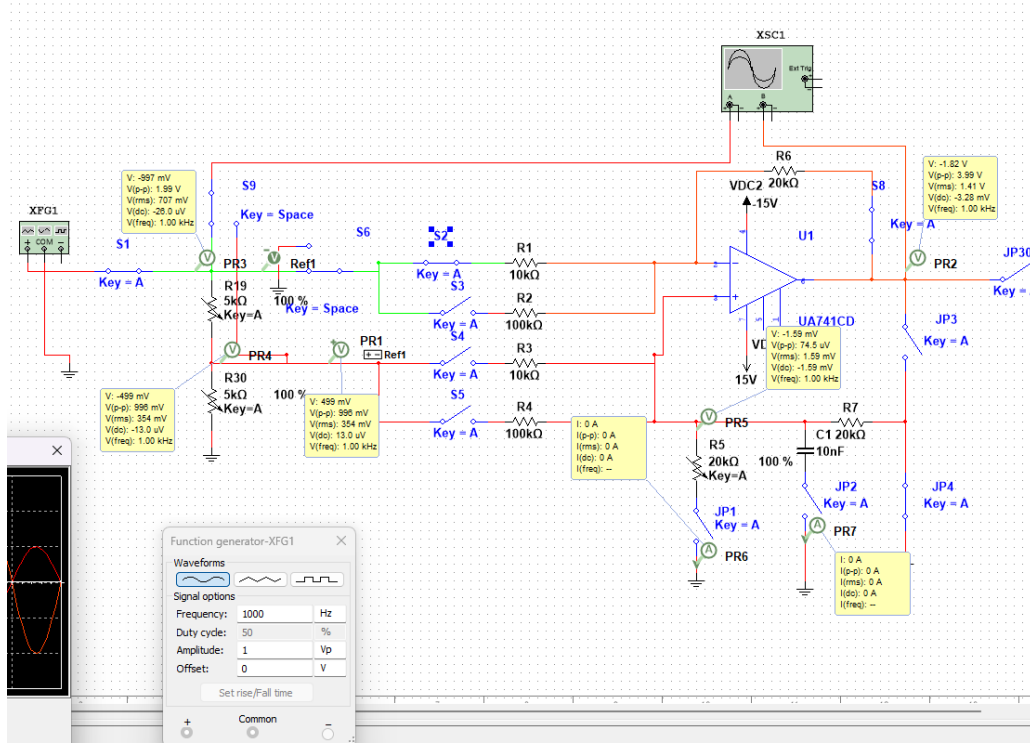


Figura 15: Simulación amplificador inversor

5.1.2. Amplificador restador

Para construir un restador a partir de la topología base, se realizarán las siguientes conexiones:

- a fuente: v_1 y v_3
- a tierra: JP_4
- abierto: $v_2, v_4, JP_1, JP_2, JP_3$

Utilizando las mismas resistencias r_1 y r_2 que en inversor y la condición de que $r_1 = r_3$ y $r_6 = r_7$, obtenemos:

$$\begin{aligned} R_3 &= R_1 = 10k\Omega \\ R_7 &= R_6 = 20k\Omega \end{aligned}$$

Ahora podemos utilizar la formula simplificada de ganancia del restador (10):

$$\begin{aligned} A &= \frac{v_0}{v_2 - v_1} \\ A &= \frac{R_6}{R_1} = 2 \\ A &= \frac{20k\Omega}{10k\Omega} = 2 \end{aligned}$$

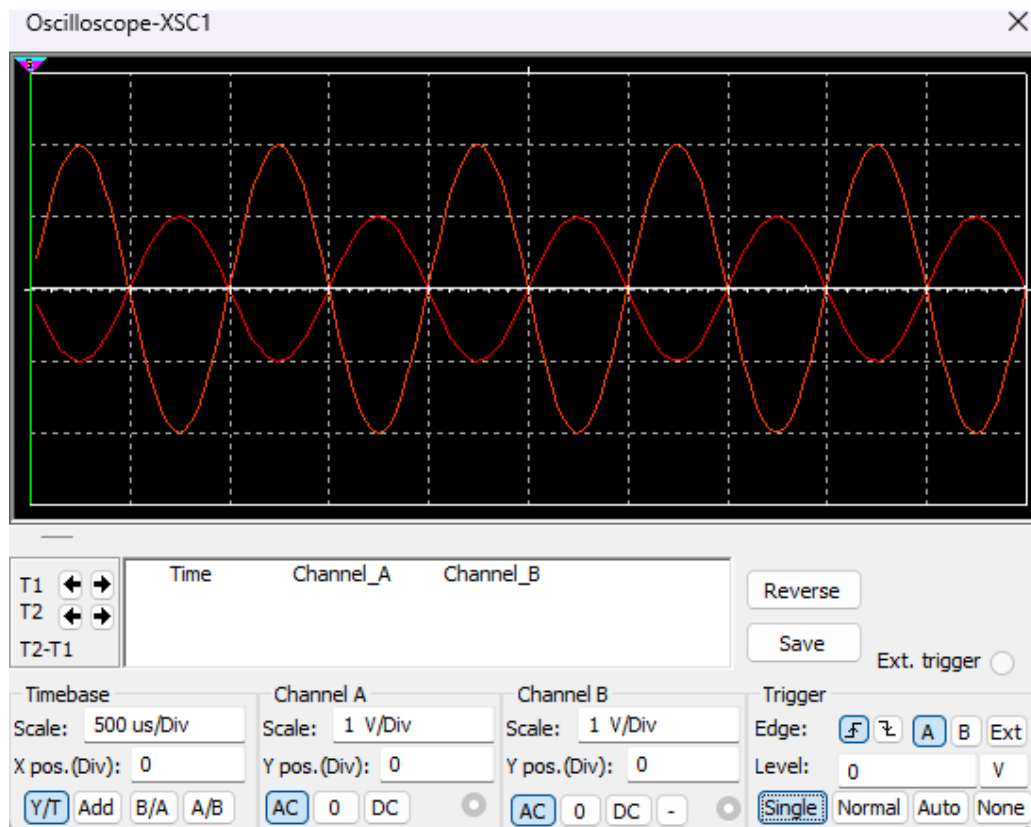


Figura 16: Simulación ganancia amplificador inversor

En la figura 17 podemos observar la simulación del amplificador no inversor, y en la figura 18 podemos ver que la ganancia es 2, que corresponde con el valor teórico. Aunque pareciera que las señales de entrada y salida están desfasadas, eso es debido a que $V_2 < V_1$

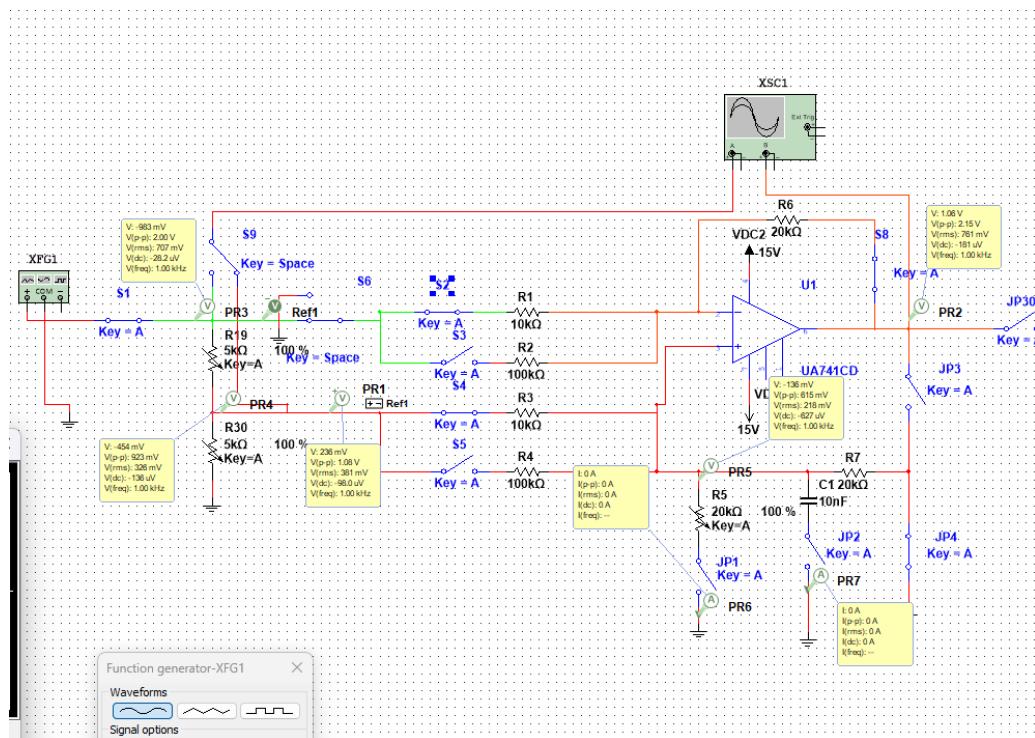


Figura 17: Simulación amplificador restador

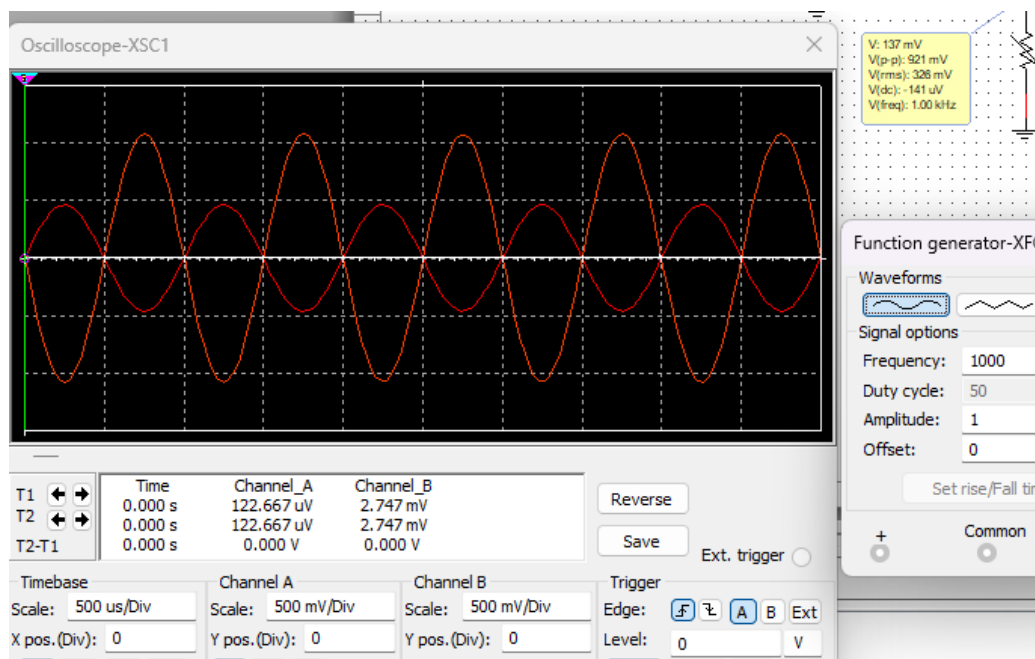


Figura 18: Simulación ganancia amplificador restador

5.1.3. Amplificador no inversor

Para construir un no inversor a partir de la topología base, se realizarán las siguientes conexiones:

- a fuente: v_3
- a tierra: v_1
- abierto: $v_2, v_4, JP_1, JP_2, JP_3, JP_4$

Siguiendo la formula de ganancia del no inversor (7), y utilizando las resistencias r_3 y r_6 utilizadas anteriormente, se obtiene:

$$A = 1 + \frac{r_3}{r_6}$$

$$A = 1 + \frac{20k\Omega}{10k\Omega} = 3$$

En la figura 19 podemos observar la simulación del amplificador no inversor, y en la figura 20 podemos ver que la ganancia es 3, que corresponde con el valor teórico.

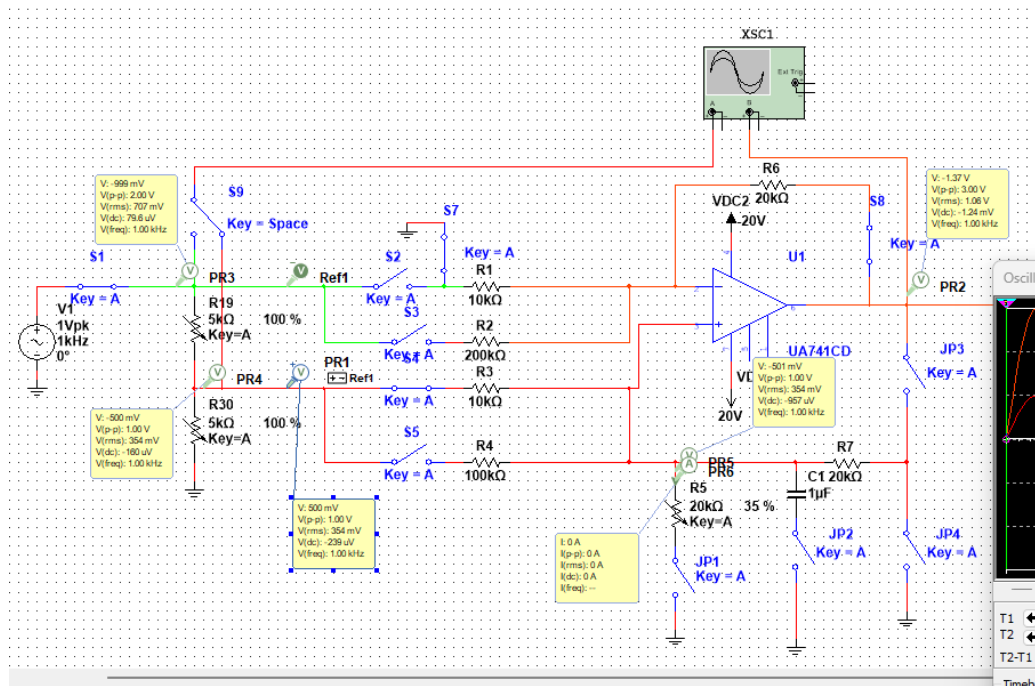


Figura 19: Simulación amplificador no inversor

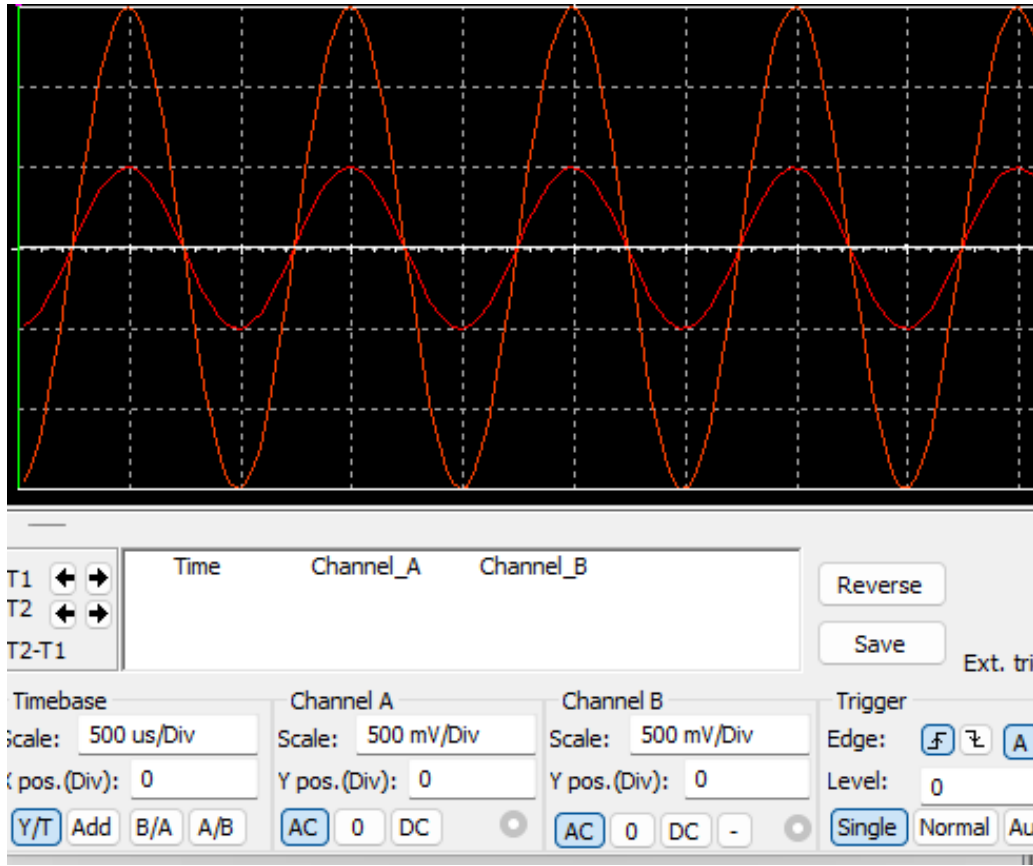


Figura 20: Simulación ganancia amplificador no inversor

5.1.4. Fuente de corriente

Para construir un convertidor de tensión a corriente a partir de la topología base, se realizarán las siguientes conexiones:

- a fuente: v_4
- a tierra: v_2, JP_1
- abierto: v_1, v_3, JP_2, JP_4
- cerrado: JP_3

Para esta conexión se utilizarán las mismas resistencias $r_6 = r_7$ que con las conexiones anteriores, sin embargo, para aumentar la estabilidad de la salida, es necesario que $R_1 \gg R_7$, por ello, para las entradas v_2 y v_4 se escogieran las resistencias:

$$R_2 = R_4 = 100k\Omega$$

Ahora, utilizando la formula (15) y asumiendo un voltaje de entrada $v_i = 1Vp$ obtenemos:

$$\begin{aligned} i_o &= \frac{v_i}{R_1} \\ i_o &= \frac{1V}{100k\Omega} \\ i_o &= 10\mu A \end{aligned}$$

En la figura 21 podemos observar el circuito de la fuente de corriente. Y en las siguientes figuras podemos observar que para distintos valores de resistencias (20k, 16k, 5k y 1k) obtuvimos valores cercanos a $10\mu A$, que fue el valor esperado.

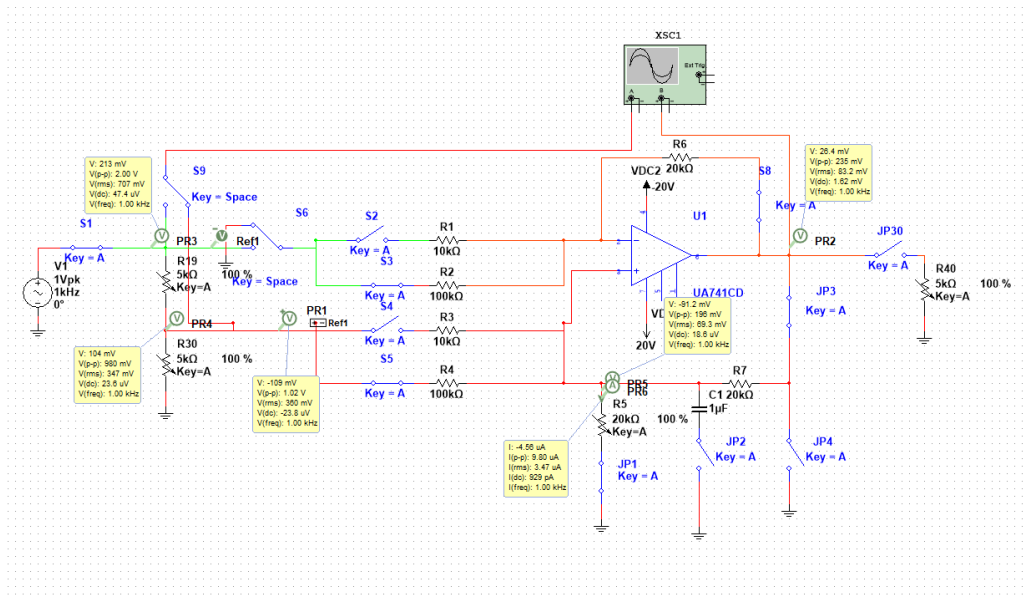


Figura 21: Simulación circuito fuente de corriente

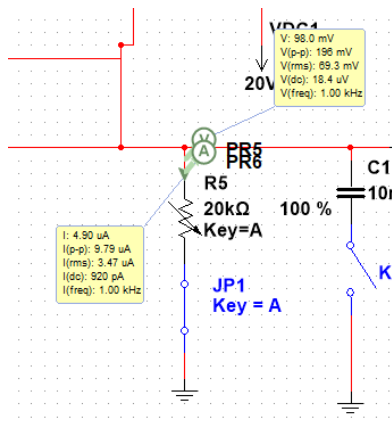


Figura 22: I y V de la fuente de corriente con R=20k

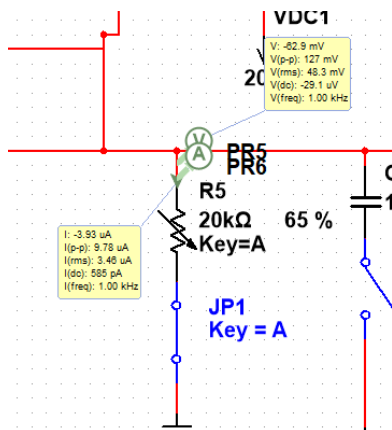


Figura 23: I y V de la fuente de corriente con R=20k

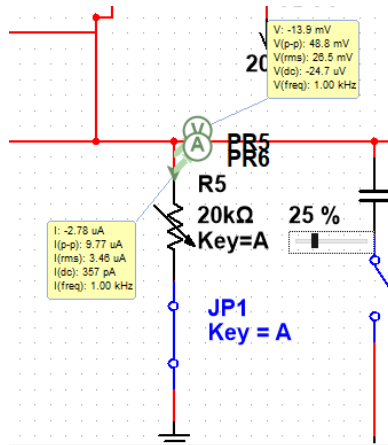


Figura 24: I y V de la fuente de corriente con R=5k

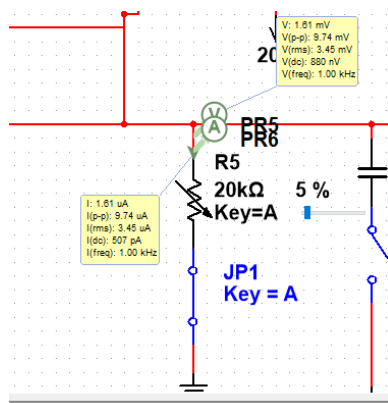


Figura 25: I y V de la fuente de corriente con R=1k

5.1.5. Integrador no inversor

Para construir el integrador no inversor, simplemente sustituimos la carga R_5 por una capacitancia $C_1 = 10nF$ en la fuente de voltaje, las conexiones serán las siguientes:

- a fuente: v_4
- a tierra: v_2, JP_2
- abierto: v_1, v_3, JP_1, JP_4
- cerrado: JP_3

Este circuito debe integrar la señal de entrada. Si se la entrada es una señal cuadrada, la salida debe ser una señal triangular.

En la figura 26 podemos apreciar la conexión del circuito integrador.

En las siguientes figuras podemos observar la como el circuito integra la señal de entrada, en este caso una señal cuadrada se transforma en una rampa. Las zonas donde la señal se curva es porque se encuentra en la zona de saturación.

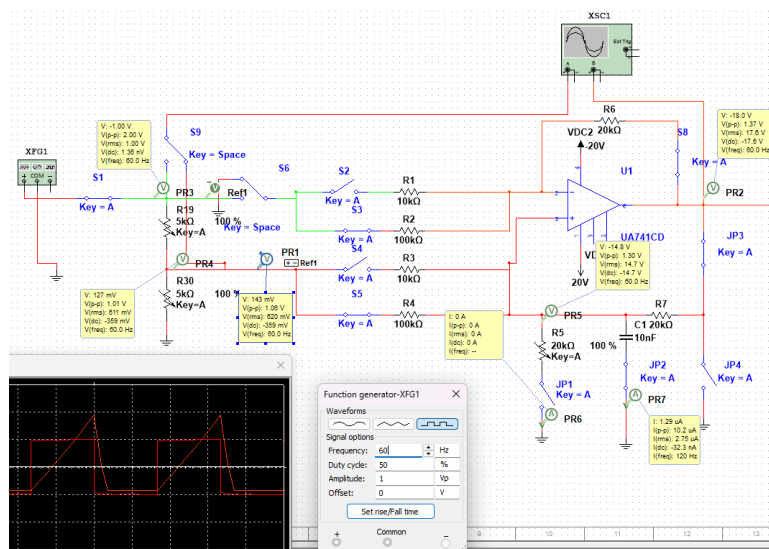


Figura 26: Simulación circuito integrador Deboo

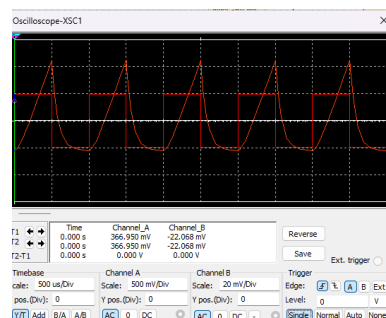


Figura 27: función de transferencia circuito integrador a 1kHz

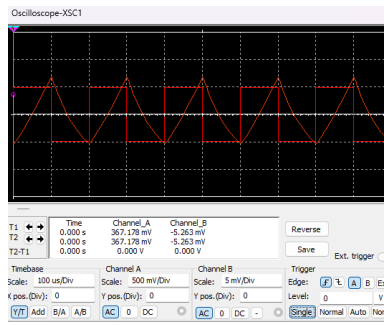


Figura 28: función de transferencia circuito integrador a 5kHz

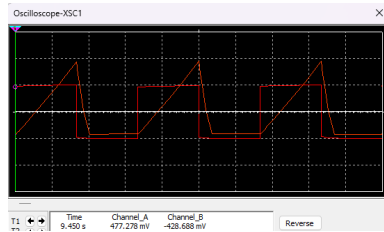


Figura 29: función de transferencia circuito integrador a 60Hz

5.2. Amplificador operacional real

1- Haciendo uso del montaje indicado en el diagrama esquemático de la Figura 30 explicar como medir la tensión de Offset y como medir la corriente de polarización de cada .

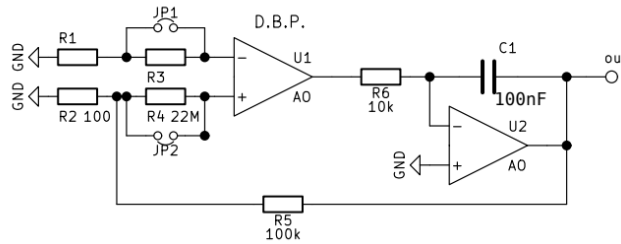


Figura 30: Medición de la tensión Offset y corrientes de polarización

5.2.1. Tensión Offset

Para hallar la tension offset , denotada como V_{os} , se va a cerrar los Jumper(JP1) y (JP2), de esa manera se obtiene la siguiente expresión:

$$V_0 = \frac{R_5}{R_2} V_{os} \quad (37)$$

Se medirá la tensión de salida V_o , por esa razón, se despeja V_{os} , obteniendo de manera indirecta la tension offset.

$$V_{os} = \frac{V_o}{1 + \frac{R_5}{R_2}}$$

5.2.2. Corriente de Bias

Se halla la Corriente de polarización 1 , denotada como I_{B1} , se cierra JP 2 y se abre JP 1. Nota: Importante acotación para facilitar los cálculos es que la resistencia R_1 no se tomara en cuenta su caída de tension, debido a que la corriente que pasa por allí es muy pequeña, en consecuencia se desprecia esa tension. Por lo tanto, se obtiene lo siguiente:

$$V_o = (V_{os} - I_{B1} R_3) \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) \quad (38)$$

Se medirá la tension de salida V_o . Teniendo todos los demás datos exceptuando I_{B1} , es la que se despejara, resultando la siguiente ecuación:

$$I_{B1} = \frac{V_{os} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) - V_o}{R_3 \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)} \quad (39)$$

Se halla así la corriente de polarización 1, en la medición indirecta de la ecuación 2.

Para hallar la Corriente de polarización 2, denotada como I_{B2} , se cierra JP1 y se abre JP2. Se toma en cuenta la nota anterior, se obtiene:

$$V_o = (V_{os} + I_{B2} R_4) \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) \quad (40)$$

Se medirá la tensión de salida V_o . Teniendo todos los demás datos exceptuando I_{B2} , es la que se despejara, resultando la siguiente ecuación:

$$I_{B2} = \frac{V_o - V_{os} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)}{R_4 \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)} \quad (41)$$

Se halla así la corriente de polarización 2, en la medición indirecta de la ecuación 3.

Al hallar las corrientes de polarización de cada entrada, se puede hacer uso de la siguiente ecuación para conocer la Corriente offset

$$I_{os} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad (42)$$

5.2.3. Producto del ancho de banda por la ganancia

2- Mediante el montaje de la Figura 31 explique como comprobar que el Producto del Ancho de Banda por la Ganancia se mantiene

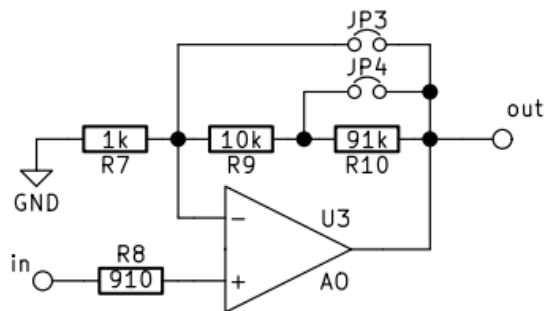


Figura 31: Medición de GBWP

En este caso, se verificara que con distintas configuraciones de la figura 31, se mantiene el GBWP, midiendo de manera experimental su frecuencia de corte en las distintas topologías (variando su frecuencia y observar su atenuación) y poder aproximar su respuesta en frecuencia.

- JP3 y JP4 abiertos

$$A_2 = 1 + \frac{R_{10} + R_9}{R_7} = 102$$

La primera ganancia es la que se obtiene en la frecuencia mas baja.

- JP4 cerrado y JP3 abierto

$$A_3 = 1 + \frac{R_9}{R_7} = 11$$

- JP4 y JP3 cerrado (Buffer)

$$A_4 = 1$$

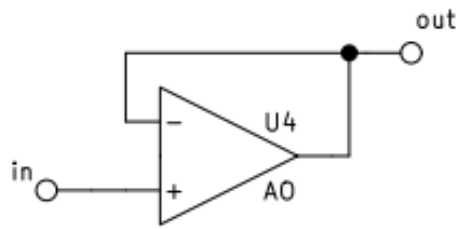


Figura 32: Medición de SR, Excursión máxima y corriente de cortocircuito

5.2.4. SlewRate, Excursión máxima y corriente de cortocircuito

■ SlewRate

Antes de realizar el experimento colocar una frecuencia de 1kHz para luego poder realizar las variaciones. Se realizara con las siguientes instrucciones: Para medir el slew rate utilizando un osciloscopio, se debe conectar el osciloscopio a la salida del amplificador y configurarlo para mostrar la forma de onda de la señal de salida. Luego, se debe aplicar una señal de entrada triangular al amplificador y ajustar la frecuencia de la señal para que este dentro del rango de operación del amplificador. A continuación, se debe medir el tiempo que tarda la señal de salida en cambiar desde el 10 % al 90 % de su valor máximo, y utilizar esta información para calcular el slew rate utilizando la siguiente formula:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

Donde SR es el slew rate, ΔV es el cambio en la tensión de salida y Δt es el tiempo que tarda la señal de salida en cambiar desde el 10 % al 90 % de su valor máximo. Es importante tener en cuenta que el slew rate puede variar dependiendo de la frecuencia de la señal de entrada, por lo que se deben realizar mediciones en diferentes frecuencias para obtener una medida precisa del slew rate.

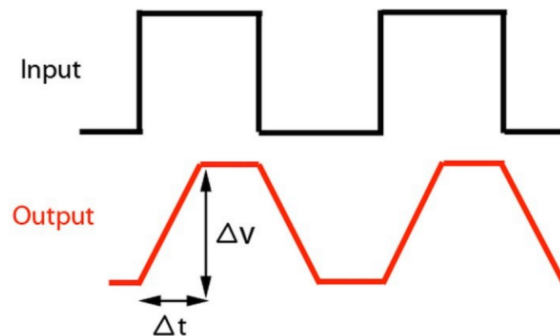


Figura 33: Comparación tiempo de retardo entre señal de entrada y de salida debido al S.R de la variación de la frecuencia

- Limites máximo de excursion Se sube solo el voltaje para observar la señal de salida cuando esta se distorsione, recordar que se debe colocar nuevamente la frecuencia en 1KHz.
- Corriente de corto circuito Para la corriente de cortocircuito, se puede usar la técnica de Resistencia de Carga virtual",esto es colocar una resistencia virtual en serie con la carga real del circuito, lo que permite medir la caída de tensión a traves de la carga virtual.

La resistencia debe ser lo mas pequeña posible entre 1Ω y 10Ω , mido la tensión sobre esta resistencia y por ley de Ohm se puede hallar la corriente de cortocircuito

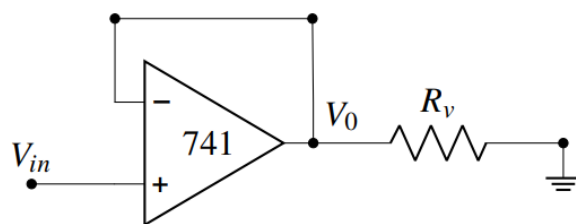


Figura 34: Medición de corriente en corto circuito

5.3. Filtros activos

Para cada uno de los circuitos que se muestran en las figuras 35, 65 y 37, se debe realizar el siguiente proceso de preparación:

1. Obtener su modelo circuital de entrada a cada una de sus salidas, observar la importancia de la función de transferencia.
2. Especificar los componentes necesarios, en cada filtro, para obtener frecuencias de corte de $2,7kHz$ con factor de amortiguamiento de 0.707, con ganancia de 2 en la salida pasa bajos.
3. Verificar sus diseños, mediante simulación, comparando la respuesta en frecuencia obtenida, con el diagrama asintótico de Bode de cada filtro. Determine la ganancia de cada filtro a las frecuencias en las que planea medir la respuesta en frecuencia.
4. Por simulación obtener las formas en cada salida al inyectar señales cuadradas con frecuencia tal, que su tercera armónica, coincida con la frecuencia de corte indicadas. Explicar a que se deben las formas de onda obtenidas.
5. Elabore la hoja de datos necesaria para recabar las mediciones y los datos del montaje, en los ensayos descritos por usted previamente.

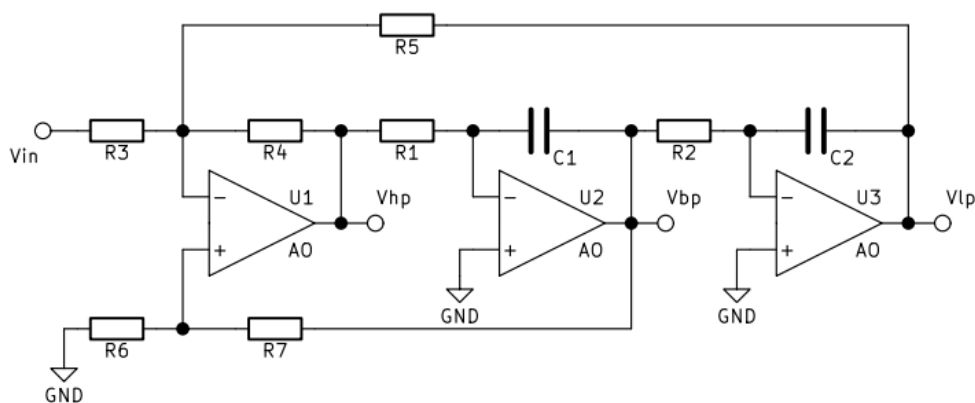


Figura 35: Filtro de variables de estado

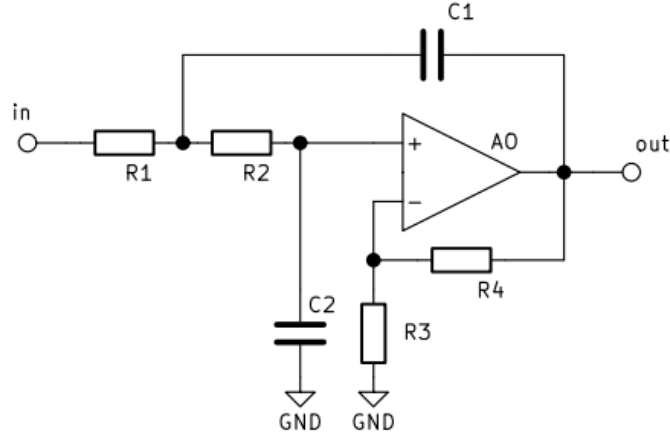


Figura 36: Filtro pasa bajos con topología de Sallen-Key

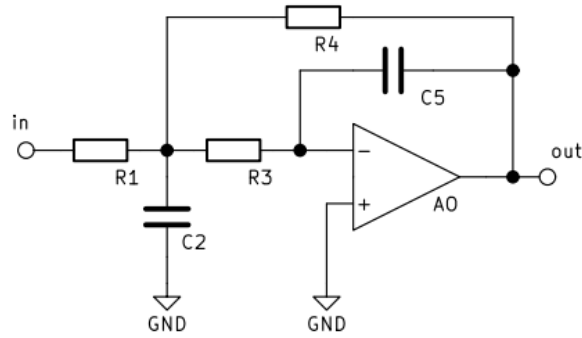


Figura 37: Filtro pasa bajos con realimentación múltiple

5.3.1. Filtro de variables de estado

De la figura 35 se observa que las etapas con los amplificadores $U2A0$ y $U3A0$ corresponden a integradores con ganancia $A = \frac{1}{RCs}$, por lo tanto podemos expresar V_{bp} y V_{lp} como:

$$V_{LP} = \frac{1}{R_2 C_2 s} V_{bp} \quad (43)$$

$$V_{BP} = \frac{1}{R_1 C_1 s} V_{hp} \quad (44)$$

El amplificador $U1A0$ recibe las señales V_{in} , V_{BP} y V_{R6} , teniendo en cuenta que la caída de tensión en R_6 es:

$$V_{R6} = \frac{R_6}{R_6 + R_7} V_{BP}$$

podemos expresar la tensión V_{HP} cómo:

$$V_{HP} = -\frac{R_4}{R_3} V_{in} - \frac{R_4}{R_5} V_{LP} + \left(1 + \frac{R_4}{R_3 \parallel R_5}\right) \frac{R_6}{R_6 + R_7} V_{BP} \quad (45)$$

Ahora, usando las ecuaciones 44 y 43 podemos expresar la tensión de salida V_{BP} cómo:

$$V_{LP} = \frac{1}{R_2 C_2 s} \frac{1}{R_1 C_1 s} V_{HP} \quad (46)$$

Sustituyendo la ecuación 44 en la ecuación 45 obtenemos:

$$V_{HP} = -\frac{R_4}{R_3} V_{in} - \frac{R_4}{R_5} V_{LP} + \left(1 + \frac{R_4}{R_3 \parallel R_5}\right) \frac{1}{R_1 C_1 s} \frac{1}{R_2 C_2 s} \frac{R_6}{R_6 + R_7} V_{HP} \quad (47)$$

Despejando V_{HP} :

$$V_{HP} = - \frac{\frac{R_4}{R_3} V_{in} + \frac{R_4}{R_5} V_{LP}}{1 + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3 \parallel R_5} \right) \frac{1}{R_1 C_1 s}} \quad (48)$$

De la ecuación 48 podemos definir el denominador como D_1 :

$$D_1 = 1 + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3 \parallel R_5} \right) \frac{1}{R_1 C_1 s} \quad (49)$$

Sustituyendo la ecuación 48 en la ecuación 46 obtenemos:

$$V_{LP} = - \frac{1}{R_2 C_2 s} \frac{1}{R_1 C_1 s} \left(\frac{\frac{R_4}{R_3} V_{in} + \frac{R_4}{R_5} V_{LP}}{D_1} \right) \quad (50)$$

Despejando V_{LP}/V_{in} , tenemos:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = - \frac{\cancel{\frac{1}{R_2 C_2 s}} \cancel{\frac{1}{R_1 C_1 s}} \frac{R_4}{R_3}}{\left(D_1 R_2 C_2 R_1 C_1 s^2 + \frac{R_4}{R_5} \right) \cancel{\frac{1}{R_2 C_2 s}} \cancel{\frac{1}{R_1 C_1 s}}} \quad (51)$$

Cancelando $\frac{1}{D_1}$:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = - \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{\left(D_1 R_2 C_2 R_1 C_1 s^2 + \frac{R_4}{R_5} \right)} \quad (52)$$

Ahora, sustituyendo D_1 (ecuación 49) en 52 obtenemos:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = - \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{\left(\left[1 + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3 \parallel R_5} \right) \frac{1}{R_1 C_1 s} \right] R_2 C_2 R_1 C_1 s^2 + \frac{R_4}{R_5} \right)} \quad (53)$$

Por simplificación podemos decir que:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \\ C_1 &= C_2 \end{aligned}$$

Por lo tanto, podemos reescribir la ecuación 53 como:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = - \frac{R_4}{R_3 R_1^2 C_1^2} \frac{1}{s^2 + s \frac{R_6}{R_6 + R_7} \frac{R_3 \parallel R_5 + R_4}{R_3 \parallel R_5} \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{R_4}{R_5 R_1^2 C_1^2}} \quad (54)$$

Usando la formula de filtros pasa bajos, tenemos:

$$\omega_0^2 = \frac{R_4}{R_5 R_1^2 C_1^2} \quad (55)$$

$$H_0 \omega_0^2 = - \frac{R_4}{R_3 R_1^2 C_1^2} \quad (56)$$

$$H_0 = - \frac{R_5}{R_3} \quad (57)$$

$$2\xi\omega_0 = \frac{R_6}{R_6 + R_7} \frac{R_3 \parallel R_5 + R_4}{R_3 \parallel R_5} \frac{1}{C_1 R_1} \quad (58)$$

Sustituyendo los valores deseados tenemos:

$$\begin{aligned} H_0 &= -2 = - \frac{R_5}{R_3} \\ R_5 &= 2R_3 \end{aligned}$$

por lo tanto:

$$R_3 \parallel R_5 = R_3 \parallel 2R_3 = \frac{2}{3}R_3$$

ahora, en primer lugar escogeremos un valor para C_1 ya que es el componente que menor opciones tiene:

$$C_1 = 10nF$$

por simplificación diremos que $R_5 = R_4$, por tanto:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (59)$$

de este modo, partiendo de la ecuación 55 obtenemos:

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1}$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi 2,7 \times 10^3 \cdot 10 \times 10^{-9}}$$

$$R_1 = R_2 = 5894\Omega \quad (60)$$

Ahora, partiendo de la ecuación 58 y tomando en cuenta que $R_4 = R_5 = 2R_3$ tenemos:

$$2\xi = \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(\frac{\frac{2}{3}R_3 + 2R_3}{\frac{2}{3}R_3} \right)$$

$$2\xi = \frac{R_6}{R_6 + R_7} \cdot 4$$

$$\xi = \frac{R_6}{R_6 + R_7} \cdot 2$$

Despejando R_7 :

$$R_7 = \left(\frac{2}{\xi} - 1 \right) R_6$$

Haciendo

$$R_6 = 10k\Omega$$

tenemos:

$$R_7 = \left(\frac{2}{0,707} - 1 \right) 10 \times 10^3$$

$$R_7 = 18288\Omega \quad (61)$$

Por último, si decimos que:

$$R_3 = 1k\Omega$$

entonces:

$$R_4 = R_5 = 2k\Omega$$

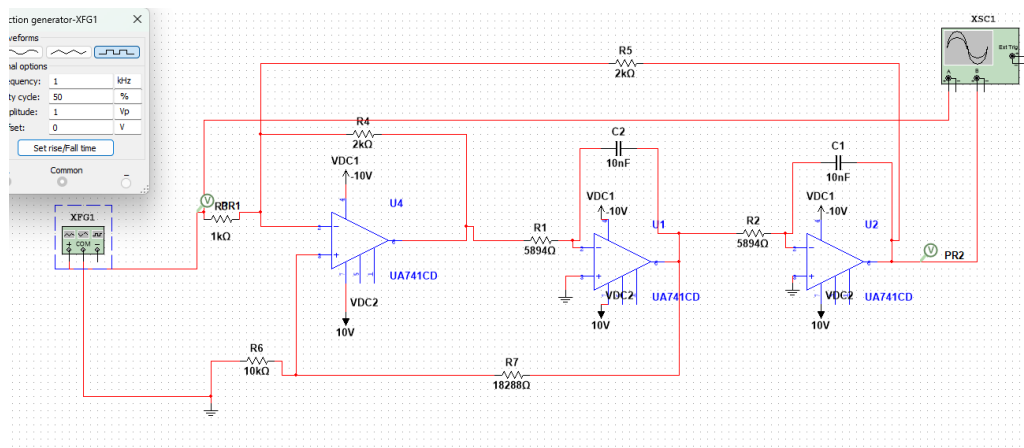


Figura 38: Montaje Filtro variables de estado

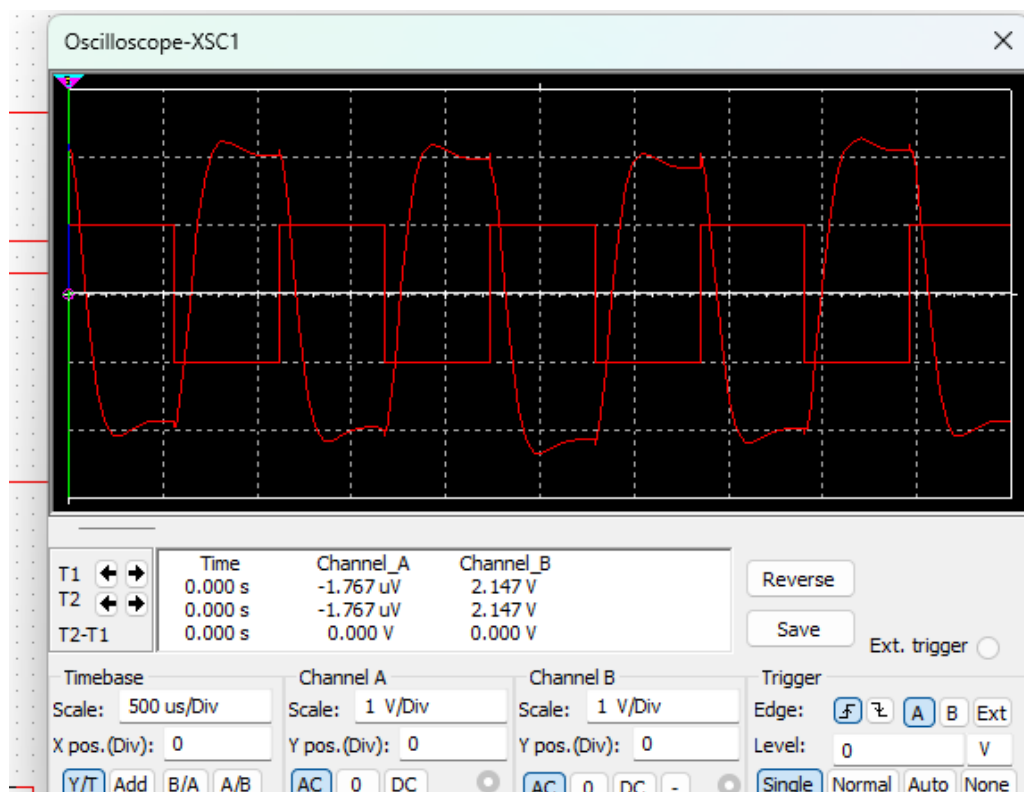


Figura 39: Filtro variables de estado respuesta a onda cuadrada

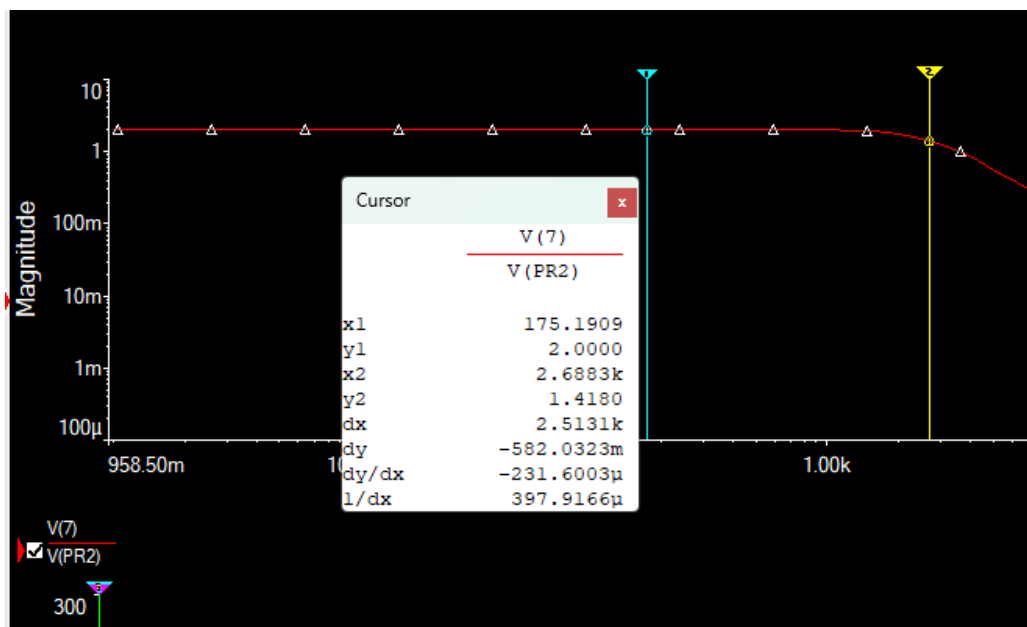


Figura 40: Filtro variables de estado respuesta en frecuencia

5.3.2. Filtro pasa bajos con topología de Sallen-Key

Para diseñar este filtro partimos de la ecuación 36 de la función de transferencia de un filtro pasa bajos con topología de Sallen-Key.

Para la ganancia del filtro, tenemos:

$$H_0 = K = 2$$

Tenemos:

$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (62)$$

por tanto:

$$2 = 1 + \frac{R_B}{R_A} \Rightarrow \frac{R_B}{R_A} = 1 \Rightarrow R_B = R_A$$

$$\boxed{R_B = R_A}$$

a estas resistencias les pondremos el valor:

$$\boxed{R_B = R_A = 10k\Omega}$$

Ahora seleccionamos los condensadores, por simplicidad podemos hacer

$$\boxed{C_2 = C_5 = 10nF}$$

de la función de transferencia obtenemos:

$$2\xi\omega_0 = \left(\frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_4 C_2} + (1 - K) \frac{1}{R_4 C_5} \right) \quad (63)$$

Teniendo en cuenta $C_2 = C_5$ y $K = 2$ tenemos:

$$2\xi\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_2} \quad (64)$$

$$R_1 = \frac{1}{2\xi\omega_0 C_2}$$
$$R_1 = \frac{1}{2(0,707) \cdot 2\pi 2,7 \times 10^3 \cdot 10 \times 10^{-9}}$$

$$R_1 = 4168,76\Omega$$

Ahora para encontrar R_2 tenemos que:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} = \frac{1}{R_1 R_2 C_1^2} \quad (65)$$

despejando R_2 tenemos:

$$R_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C_1^2 R_1}$$
$$R_2 = \frac{1}{(2\pi 2,7 \times 10^3 \cdot 10 \times 10^{-9})^2 \cdot 4168}$$

$$\boxed{R_2 = 8335\Omega}$$

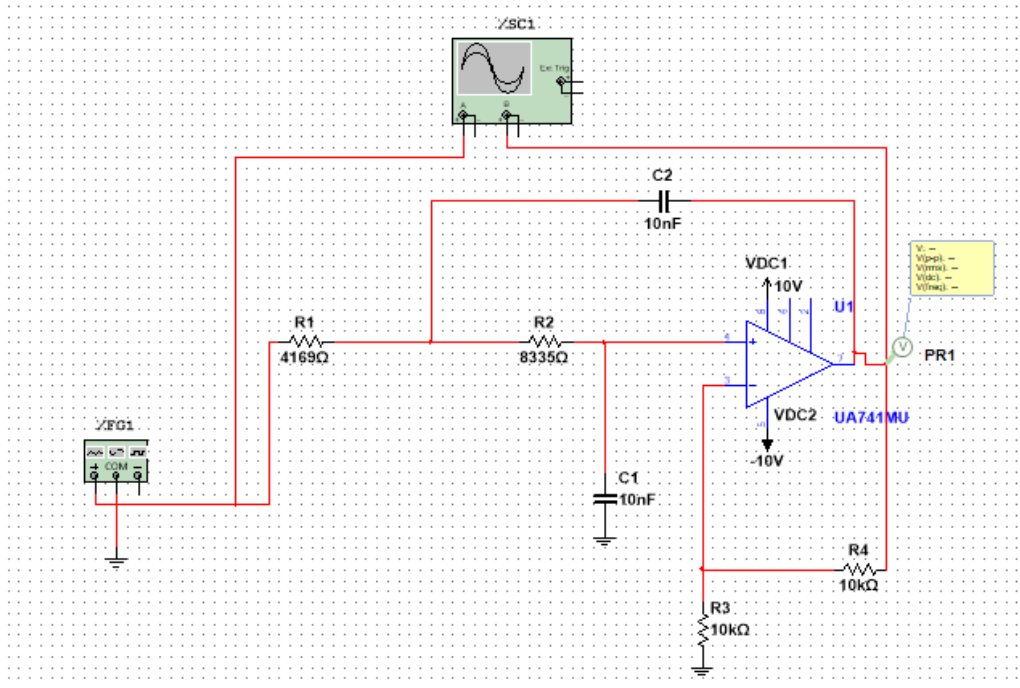


Figura 41: Montaje Filtro sellen key

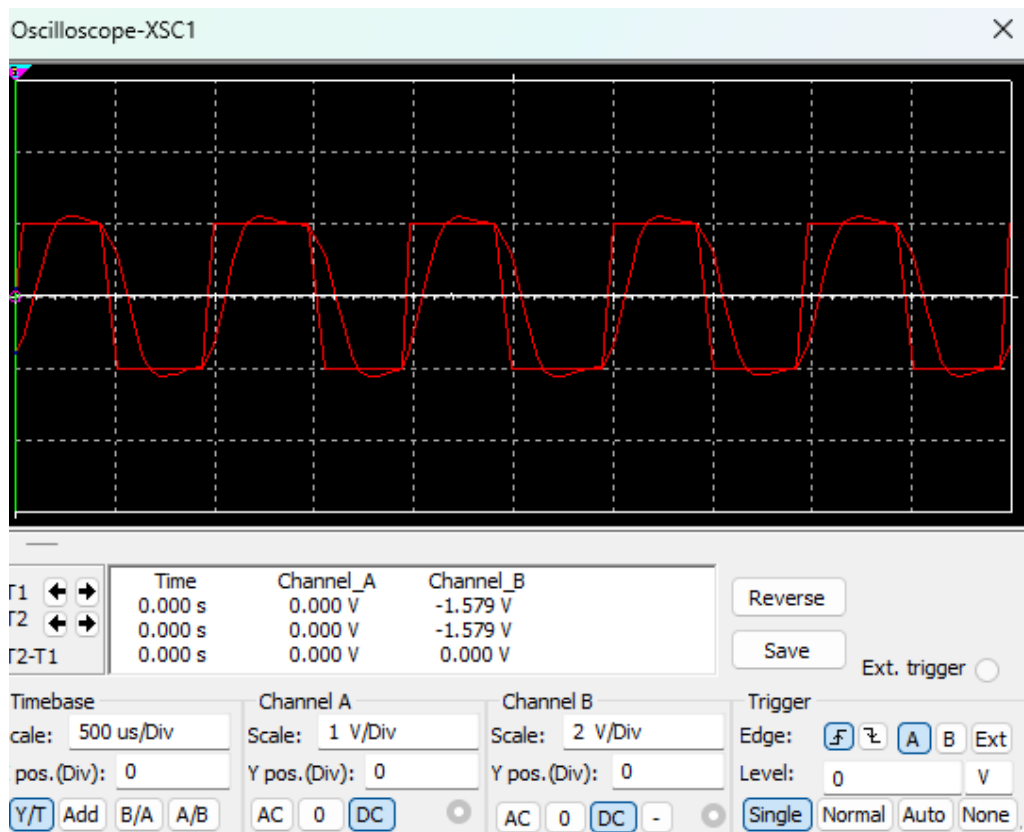


Figura 42: Filtro sellen key respuesta a onda cuadrada

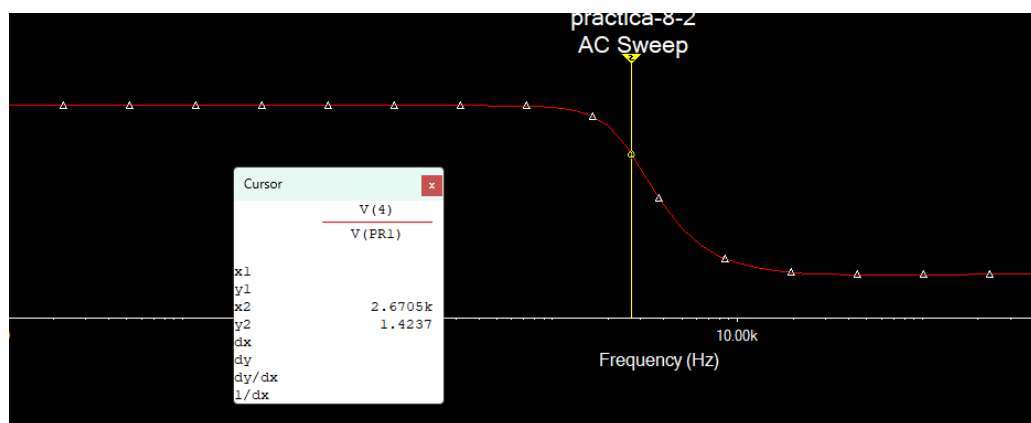


Figura 43: Filtro Sallen key respuesta en frecuencia

5.3.3. Filtro pasa bajos con realimentación múltiple

Partiendo de la ecuación 27 de la función de transferencia de un filtro pasa bajos con realimentación múltiple podemos obtener:

$$H_0 = \frac{-R_4}{R_1}$$
$$R_4 = -H_0 R_1$$

$$R_4 = 2R_1 \quad (66)$$

también tenemos que:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (67)$$

Si decimos que:

$$C_5 = C_2 = 10nF$$

la ecuación 67 se simplifica a:

$$\omega_0 = \frac{1}{C_2 \sqrt{R_3 R_4}} \quad (68)$$

Por último, tenemos la ecuación:

$$2\xi = \sqrt{\frac{C_5}{C_2}} \left(\sqrt{\frac{R_3}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} + \frac{\sqrt{R_3 R_4}}{R_1} \right) \quad (69)$$

que al decir $C_5 = C_2$ entonces la ecuación 69 se simplifica a:

$$2\xi = \sqrt{\frac{R_3}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} + \frac{\sqrt{R_3 R_4}}{R_1} \quad (70)$$

Ahora, usando la ecuación 68 en la ecuación 70 obtenemos:

$$2\xi = \frac{1}{\omega_0 C_2 R_4} + \frac{\omega_0 C_2 R_4}{1} + \frac{1}{\omega_0 R_1 C_2} \quad (71)$$

Usando 66 en la ecuación 71 obtenemos:

$$2\xi = \frac{1}{\omega_0 C_2 2R_1} + \frac{\omega_0 C_2 2R_1}{1} + \frac{1}{\omega_0 R_1 C_2} \quad (72)$$

Todo esto da como resultado:

$$R_1 = 1,27k$$
$$R_3 = 640$$
$$R_4 = 1,88k$$
$$C_2 = 10nF$$
$$C_5 = 100nF$$

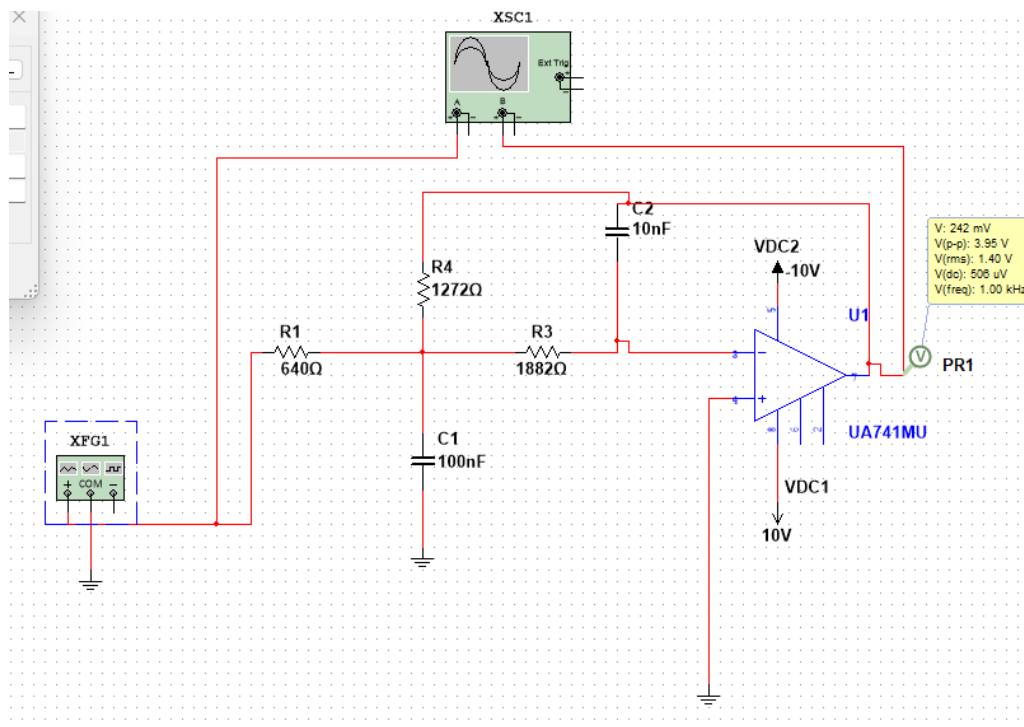


Figura 44: Montaje Filtro multiple realimentación

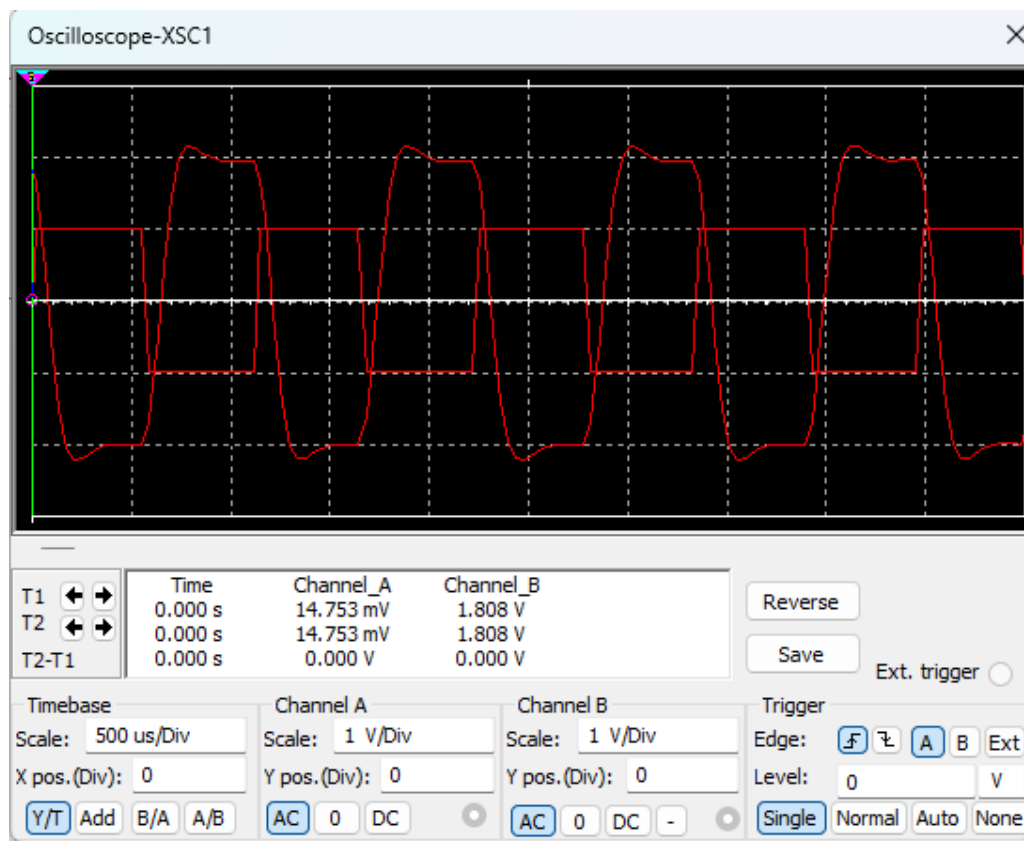


Figura 45: Filtro multiple realimentación respuesta a onda cuadrada

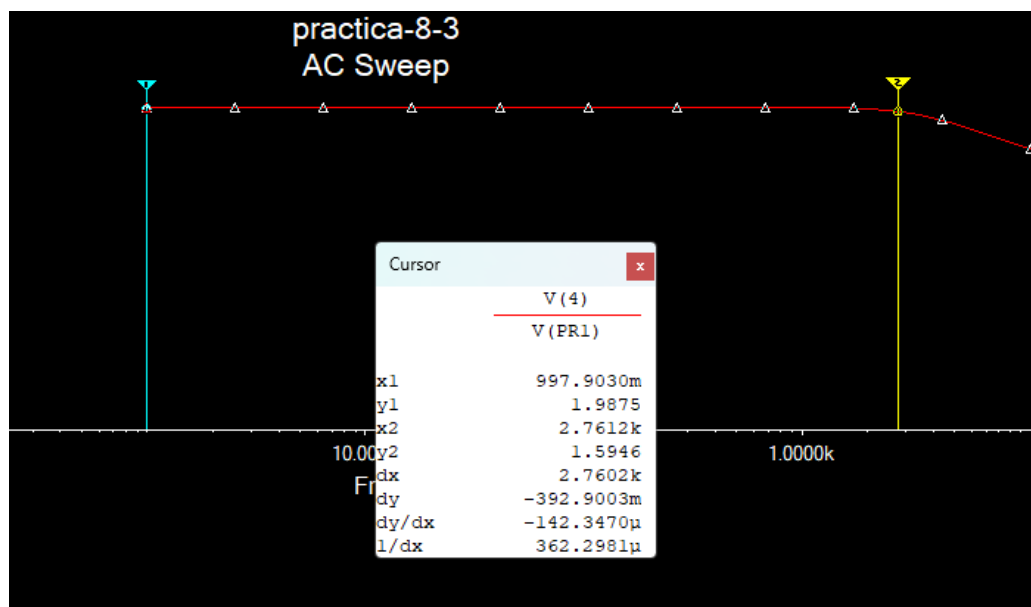


Figura 46: Filtro multiple realimentación respuesta en frecuencia

5.4. Fuentes lineales y reguladores monolíticos

5.4.1. Regulador con tensión de salida fija

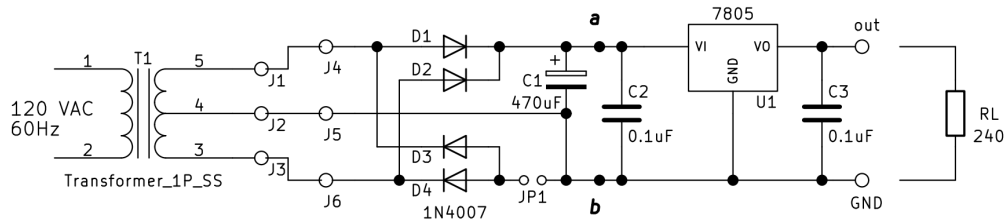


Figura 47: Regulador lineal con tensión de salida fija

Explicar la función de los condensadores C_2 y C_3 en la figura 47

El dispositivo siempre debe estar equipado con un capacitor de entrada para reducir los efectos de la inductancia parásita en los cables de entrada, especialmente si el regulador está ubicado lejos de la fuente no regulada, y un capacitor de salida para ayudar a mejorar la respuesta a los cambios repentinos en la corriente de carga. Para obtener los mejores resultados, use cables y trazos gruesos, mantenga los cables cortos y monte ambos capacitores lo más cerca posible del regulador. Dependiendo del caso, puede ser necesario un disipador de calor para mantener la temperatura interna dentro de niveles tolerables.

Explicar cómo conectar el puente de diodos si el transformador no tiene toma central (CT).

Si el transformador tiene toma central, se deja el jumper JP_1 abierto, si no se tiene toma central, se cierra el jumper JP_1 y se asegura que en ese nodo haya una referencia.

Suponiendo una carga de $80mA$ determine la tensión de rizado pico-pico que se va a presentar en C_1

Se tiene que el voltaje de rizo pico pico V_{rpp} viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_{rpp} = \frac{I_{cd}}{2fC} \quad (73)$$

teniendo en cuenta que $f = 60Hz$ y $C = 470\mu F$ nos queda.

$$V_{rpp} = \frac{80mA}{2 \cdot 60Hz \cdot 470\mu F}$$

$$V_{rpp} = 1,42V$$

Determinar la tensión mínima del secundario del transformador en función de la corriente de salida, de manera que el regulador puede mantener la regulación.

Según los datos del datasheet, la tensión de entrada mínima para mantener la regulación tiene que ser de $V_{ir} = 7,5V$. Ahora, para calcular la tensión en el secundario se debe calcular la caída de tensión tomando en cuenta los diodos, el voltaje de rizo y el voltaje mínimo del regulador:

$$V_s = 2V_d + V_{rpp} + V_{ir} \quad (74)$$

$$V_s = 10,32V$$

O si se expresa en rms:

$$V_{srm} = \frac{V_s}{\sqrt{2}}$$

$$V_{srm} = 7,30V$$

Determinar la regulación de voltaje que se va a obtener al colocar unas cargas de 100mA

Recordando que la regulación de voltaje viene dada por:

$$reg = \frac{V_{cc} - V_{sc}}{V_{sc}} 100 \quad (75)$$

Una carga de 100mA viene dada por:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{5V}{100mA} = 50\Omega$$

Por tanto la regulación de voltaje será:

$$reg = \frac{5 - 5}{5} 100 = 0\% \quad (76)$$

5.4.2. Fuente regulada ajustable

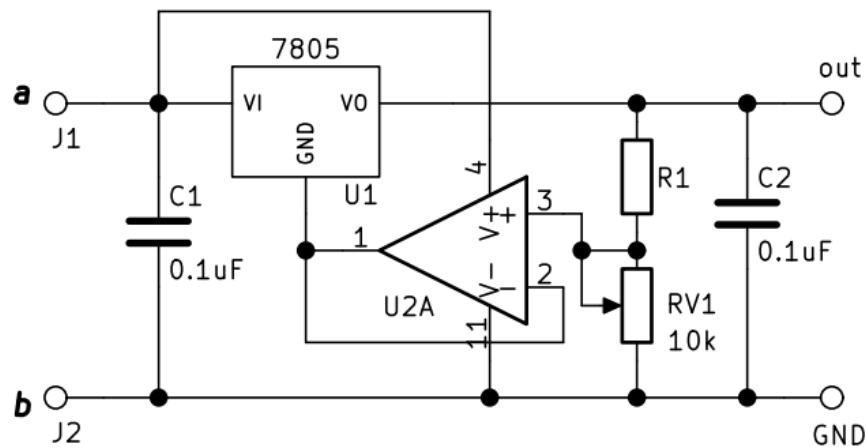


Figura 48: Fuente regulada ajustable

Determinar el rango de tensiones de salida en función del accionamiento «x»

sabemos que:

$$I = \frac{5V}{R_1}$$

$$V_2 = I \cdot x R_{v1}$$

y de la ecuación

$$V_o = V_1 + I(V_2) \quad (77)$$

tenemos

$$V_o = 5V + \frac{5V}{R_1} (x R_{v1})$$

$$V_o = 5 \left(1 + \frac{x R_{v1}}{R_1} \right)$$

los valores de x son $0 \leq x \leq 1$ por lo tanto.

$$5 \leq V_o \leq 5 + \frac{R_{v1}}{R_1} \quad (78)$$

Asignar el valor de R_1 de modo que la fuente suministre tensiones de hasta al menos 15V

Partiendo de la expresión del valor máximo de V_o podemos obtener el valor de R_1 que cumple con la condición:

$$\begin{aligned} 15V &= 5\left(1 + \frac{R_{v1}}{R_1}\right) \\ 3V &= 1 + \frac{R_{v1}}{R_1} \\ 2V &= \frac{R_{v1}}{R_1} \\ R_1 &= \frac{R_{v1}}{2} \\ R_1 &= \frac{10k}{2} \end{aligned}$$

$$\boxed{R_1 = 5k\Omega} \quad (79)$$

Determinar la corriente de polarización que suministra el amplificador operacional

La corriente de polarización es la corriente que pasa por la resistencia R_1 , por lo tanto:

$$\begin{aligned} I &= \frac{V}{R_1} \\ I &= \frac{5V}{5k\Omega} \\ I &= 1mA \end{aligned}$$

Determinar la tensión mínima de secundario del transformador en función de la corriente de salida, de manera que el regulador pueda mantener la regulación

Para obtener la tensión mínima del secundario se vuelve a utilizar la ecuación 74, esta vez sustituyendo V_{ir} por 15V:

$$\begin{aligned} V_s &= 15V + \frac{I_{dc}}{2 \cdot 60 \cdot 470 \cdot 10^{-6}} + 2 \cdot 0,7V \\ V_s &= 16,40 + 17,73I_{dc} \end{aligned}$$

Su valor rms sería:

$$\begin{aligned} V_{srms} &= \frac{V_s}{\sqrt{2}} \\ V_{srms} &= (11,60 + 12,53I_{dc})V \end{aligned}$$

5.4.3. Fuente de corriente variable

Determinar el rango de corrientes de salida en función del accionamiento «x»

utilizando la relación:

$$I_o = \frac{5V}{R_1 + xR_{v1}} \quad (80)$$

$$I_o = \frac{5V}{240\Omega + x1k\Omega} \quad (81)$$

para rangos de x entre 0 y 1 se tiene que:

$$4,03mA \leq I_o \leq 20,83mA$$

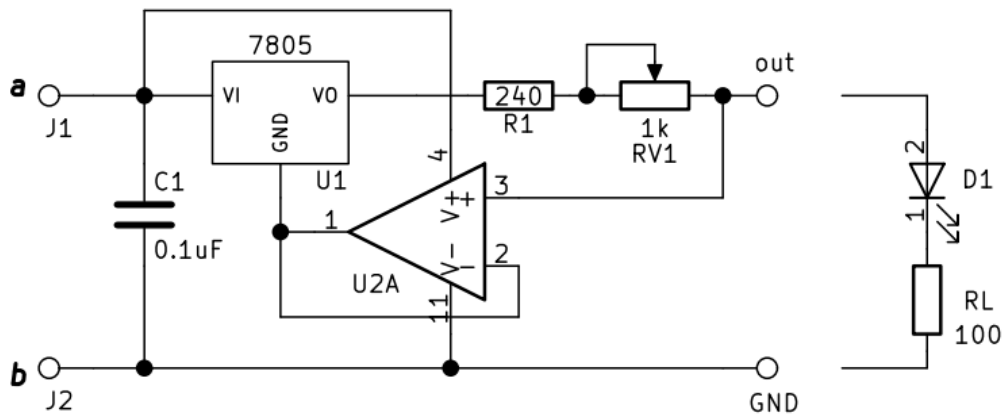


Figura 49: Fuente de corriente variable

5.4.4. Simulaciones

Regulador de tensión de salida fija

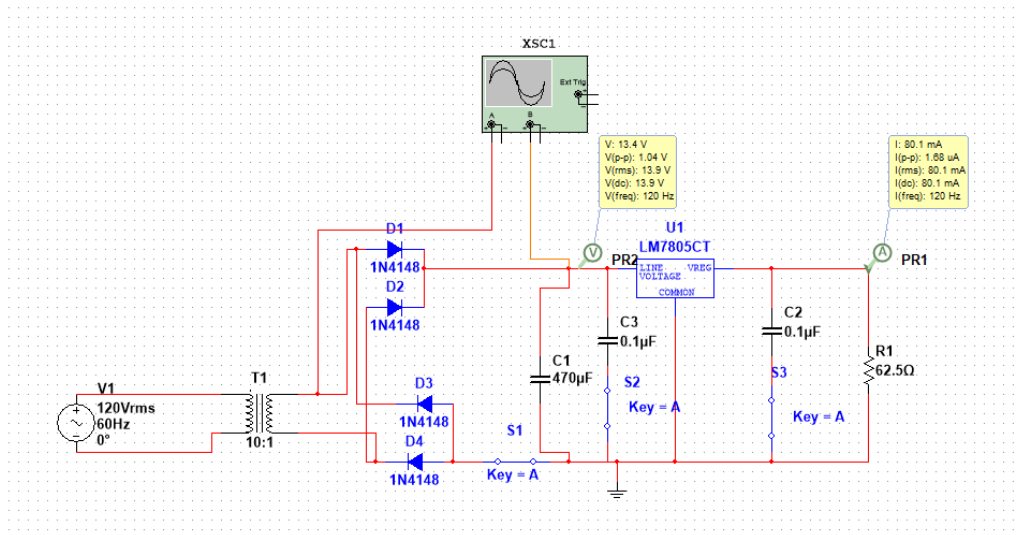


Figura 50: Simulación de regulador de tensión fija sin center tap

La figura 50 muestra la simulación de un regulador de tensión fija sin center tap, se observa que para una carga de $80mA$ el voltaje de rizo es $1,05V_{pp}$, el cual es semejante al valor que calculamos $1,42V$.

Se puede apreciar mejor la forma de la onda de rizo en la figura 51

En la figura 52 se puede apreciar una comparación entre el voltaje de salida del regulador cuando $V_{srm.s} > 7,50$ y cuando $V_{srm.s} < 7,50$. En el primer caso el regulador trabaja con normalidad y podemos observar una tensión de salida sin ruido de $5V$, en el segundo caso podemos observar que el regulador no funciona correctamente y aparece un ruido en la salida debido al efecto rizo.

En la figura 53 se puede apreciar que para ambos casos (con carga y sin carga) el voltaje es el mismo ($5V$), por lo tanto la regulación de voltaje es 0% .

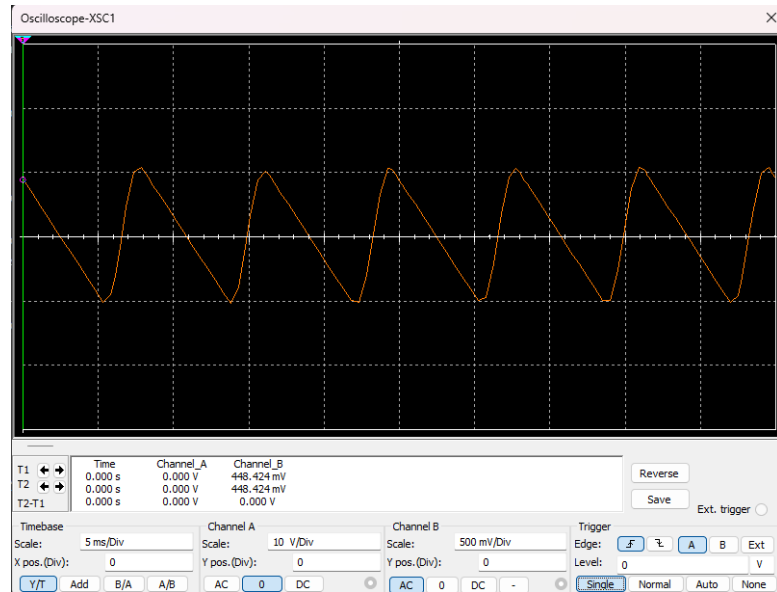


Figura 51: Onda de riso sin center tap

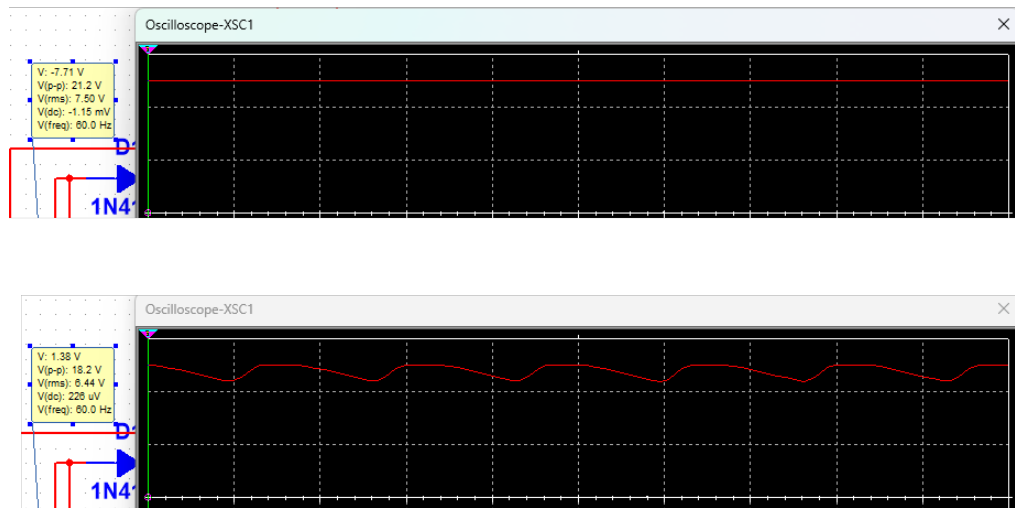


Figura 52: Minima excursion regulador de tensión salida fija

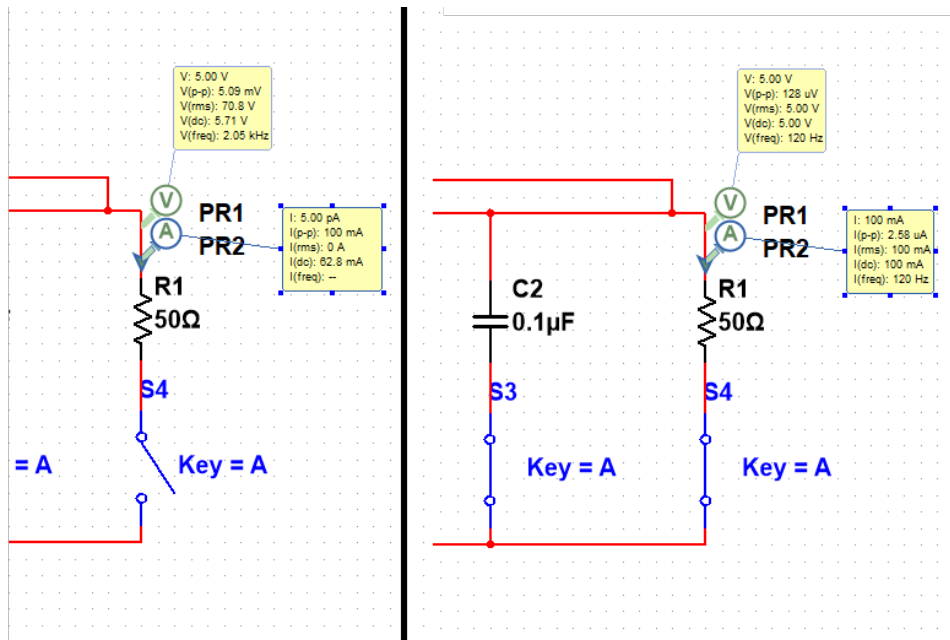


Figura 53: Regulación de voltaje del regulador de tensión salida fija

Fuente regulada ajustable

La figura 54 muestra el montaje de una fuente ajustable usando el valor de $R_1 = 5k\Omega$. En esta figura se puede observar que cuando $X = 0$ la tensión de salida es $V_0 = 7V$

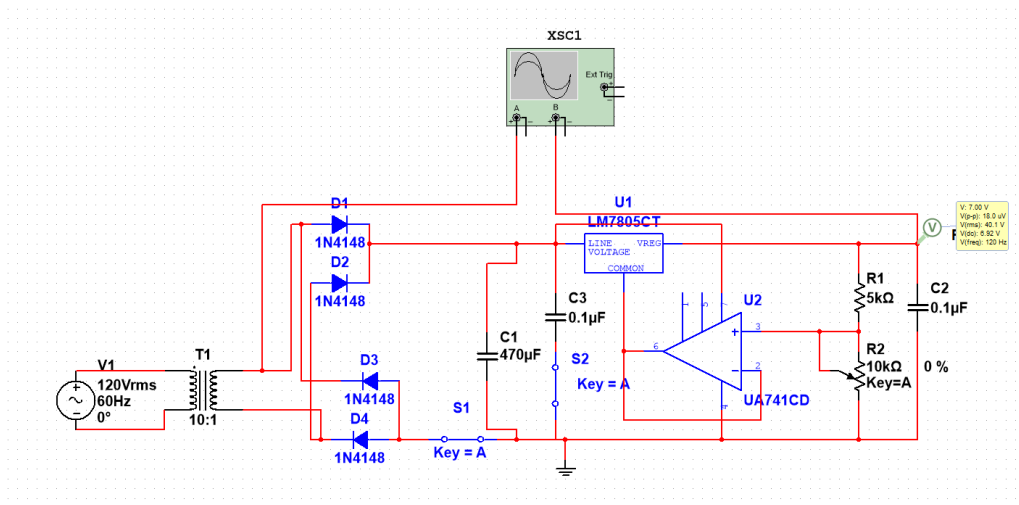


Figura 54: Simulación de fuente ajustable

Por otro lado, cuando $X = 1$, de la figura 55 podemos observar que la tensión de salida es $V_0 = 15,0V$ que es el valor que se espera para la máxima tensión de salida del regulador de tensión ajustable.

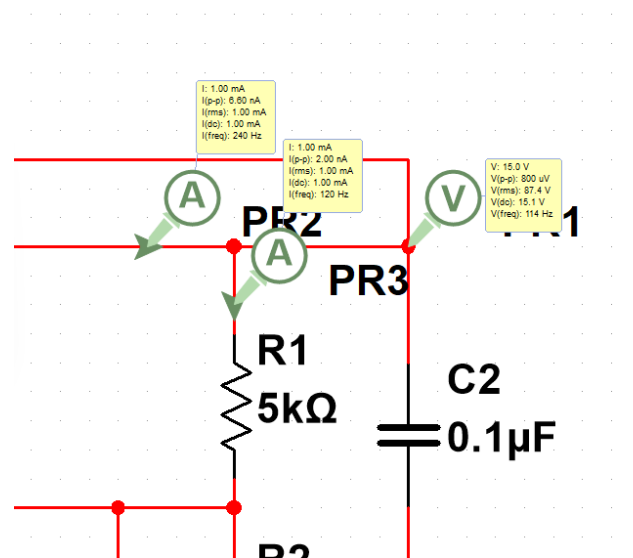
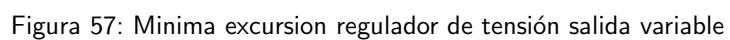
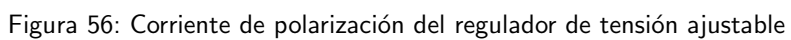


Figura 55: Voltaje de salida máximo de la fuente ajustable

en la figura 56 se observa que la corriente a través de la resistencia R_1 es $I = 920\mu A$.

En la figura 57 se observa que cuando la tensión en el secundario del transformador es menor a $11V_{rms}$ el regulador no es capaz de suministrar los $15V$ y también se puede observar el ruido del voltaje de rizado V_r .



Fuente de corriente variable

En la figura 58 se puede observar el montaje de la fuente de corriente variable.

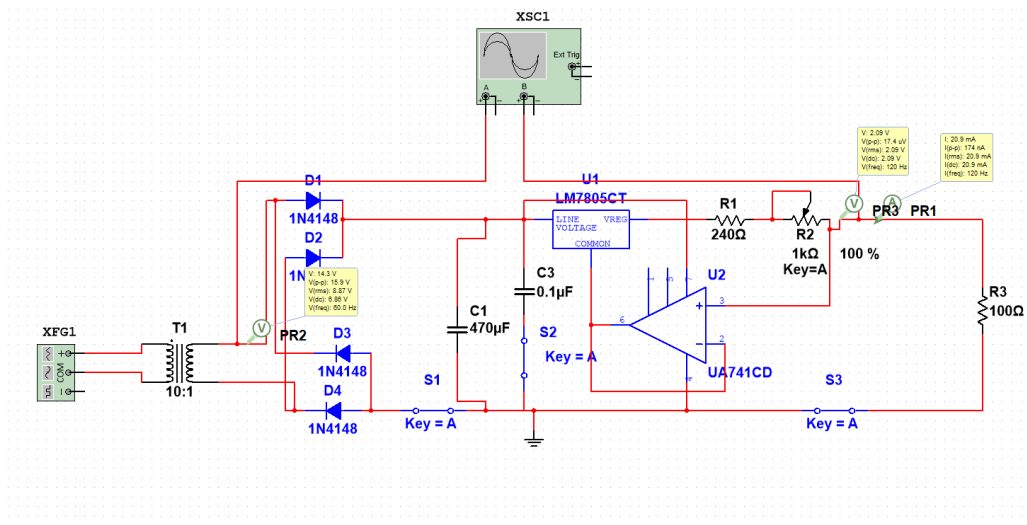


Figura 58: Simulación de fuente de corriente variable

En la figura 59, se puede observar una comparativa de la corriente de salida mínima y máxima. Cuando $x = 0$, $I_o = 5,58mA$ y cuando $x = 1$, $I_o = 20,9mA$.

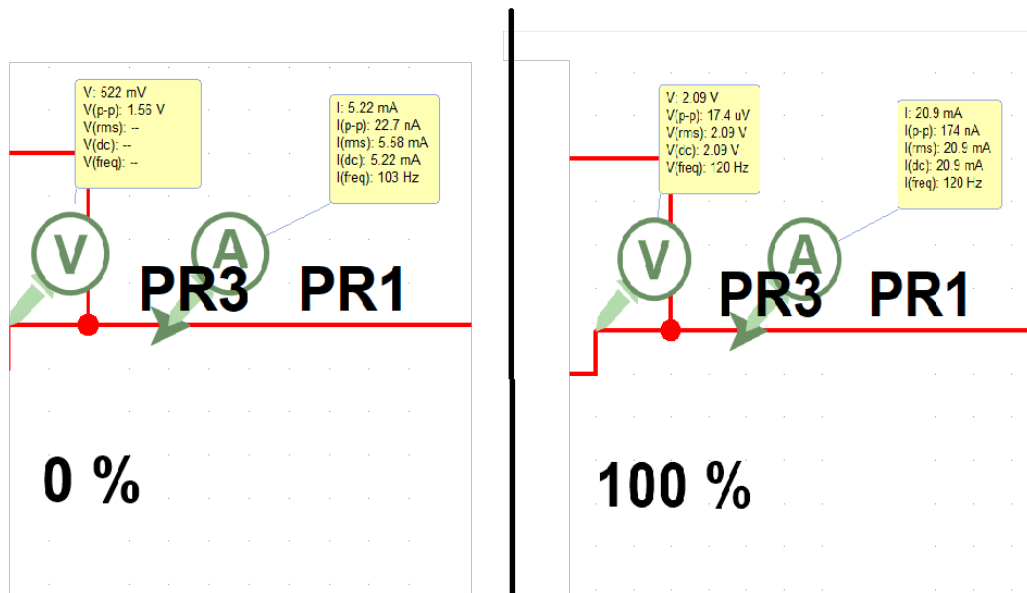


Figura 59: Comparación corriente de salida mínima y máxima

5.4.5. Procedimiento ensayo de laboratorio

Rectificador de tensión

1. Se realiza el montaje de la etapa del rectificador de onda completa y filtro capacitivo.
2. en caso de contar con center tap, se deja el jumper JP_1 abierto, si no se tiene toma central, se cierra el jumper JP_1 y se asegura que en ese nodo haya una referencia.
3. se conecta el primario del transformador a la toma de la mesa de trabajo y el secundario del transformador a los puntos J_1 , J_3 y J_2 en caso de contar con center tap.
4. se conecta la referencia del osciloscopio al nodo b.

Regulador de tensión de salida fija

1. Se realiza el montaje del circuito de la figura 47
2. se coloca una carga de 68Ω , luego se mide y se fotografía la tensión de rido en el condensador $C1$
3. se coloca el transformador de manera que suministre más de $7V_{rms}$ y se mide y fotografía, el voltaje de salida del regulador.
4. se repite el paso anterior, esta vez con el transformador suministrando menos de $7V_{rms}$.
5. Ahora se quita la carga y se mide la tensión de salida, para luego colocar una carga de 50Ω y se vuelve a medir la tensión de salida.

Regulador de tensión de salida variable

1. Se realiza el montaje del circuito de la figura 48
2. se ajusta el potenciómetro al mínimo ($x = 0$) y se mide la tensión de salida.
3. se ajusta el potenciómetro al máximo ($x = 1$) y se mide la tensión de salida.
4. Se mide la diferencia de tensión entre la resistencia R_1 (una medición a cada lado de la resistencia).
5. se coloca el transformador de manera que suministre más de $12V_{rms}$ y se mide y fotografía, el voltaje de salida del regulador.
6. se repite el paso anterior, esta vez con el transformador suministrando menos de $12V_{rms}$.

Fuente de corriente variable

1. Se realiza el montaje del circuito de la figura 49
2. se conecta la carga de 100Ω .
3. se ajusta el potenciómetro al mínimo ($x = 0$) y se mide la tensión de salida (debería dar $I = 4,4mA$).
4. se ajusta el potenciómetro al máximo ($x = 1$) y se mide la tensión de salida (debería dar $I = 20,9mA$).

6. Resultados

6.1. Aplicaciones de las topologías clásicas

6.1.1. Mediciones de ganancia y frecuencia

La figura 60 muestra las mediciones de voltaje de entrada y salida del amplificador inversor.

La figura 61 muestra las mediciones de voltaje de entrada y salida del amplificador no inversor.

La figura 62 muestra las mediciones de voltaje de entrada y salida del amplificador restador.

Topología	$V_i(i)$	$\Delta V_i(i)$	$V_o(i)$	$\Delta V_o(i)$	T (ms)	ΔT (ms)	Ganancia	Δ Ganancia
Inversor	1	0.2	-2	0.2	1.0	0.02	-2.00	0.447
No inversor	1	0.2	3	0.2	1.0	0.02	3.00	0.632
Restador	0.5	0.22	2	0.1	1.0	0.02	4.00	1.77

Cuadro 1: Ganancia topologías clásicas.

6.1.2. Efecto del integrador no inversor

La figura 63 muestra las mediciones de voltaje de entrada y salida del amplificador integrador no inversor.

6.1.3. Convertidor de tensión a corriente

El cuadro 2 muestra las mediciones del convertidor tensión-corriente.

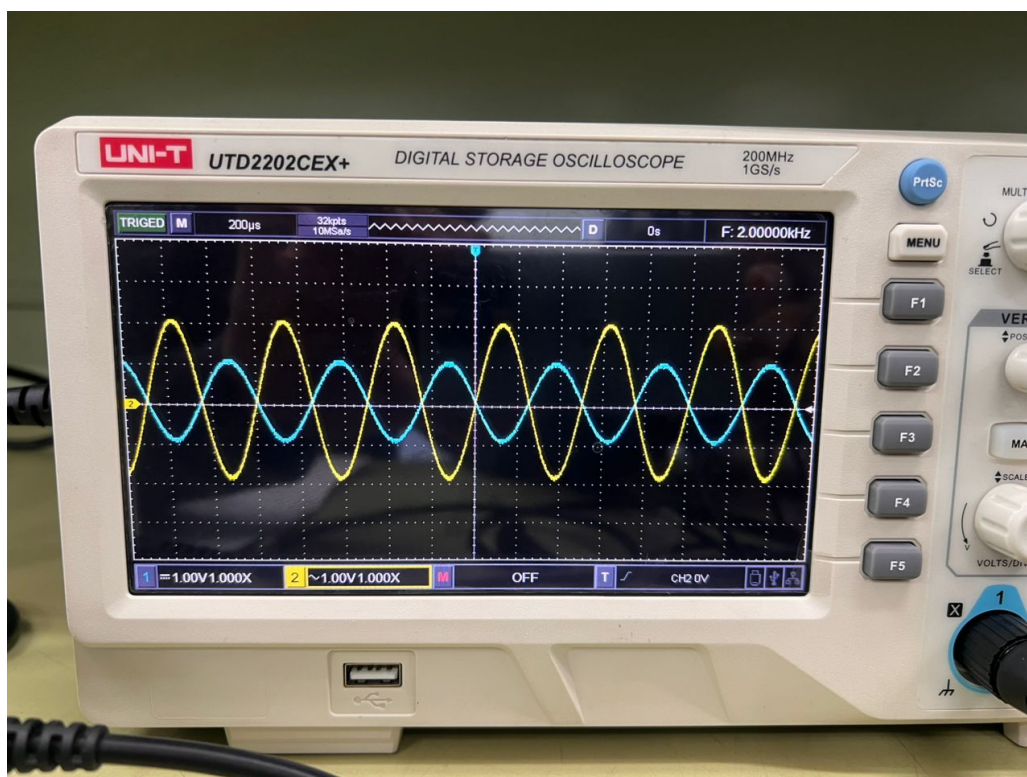


Figura 60: Entrada y salida amplificador inversor.

V_o	ΔV_o	$R [k\Omega]$	$\Delta R [k\Omega]$	$I \text{ (mA)}$	$\Delta I \text{ (mA)}$
0.05	0.01	1.000	0.050	50.00	10.30
0.5	0.1	11.000	0.550	45.50	9.370
1.0	0.1	22.000	1.100	45.50	5.080
2.0	0.2	39.000	1.950	51.30	5.730
1.3	0.1	27.000	1.350	48.10	4.420

Cuadro 2: Mediciones del convertidor tensión-corriente.

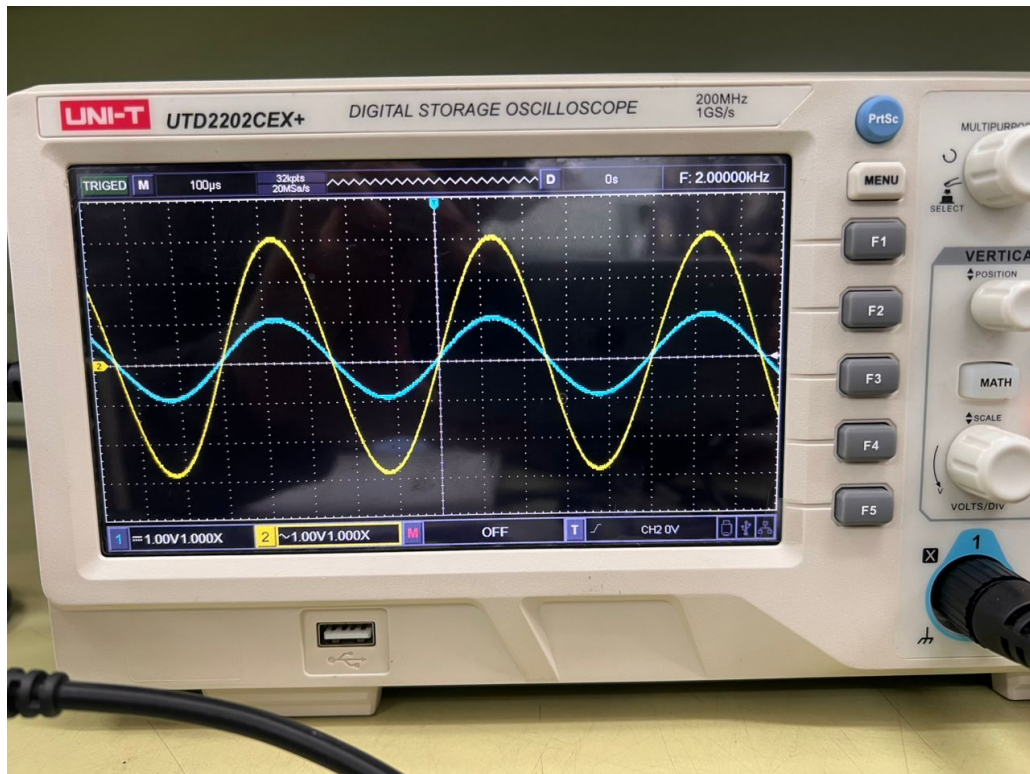


Figura 61: Entrada y salida amplificador no inversor.

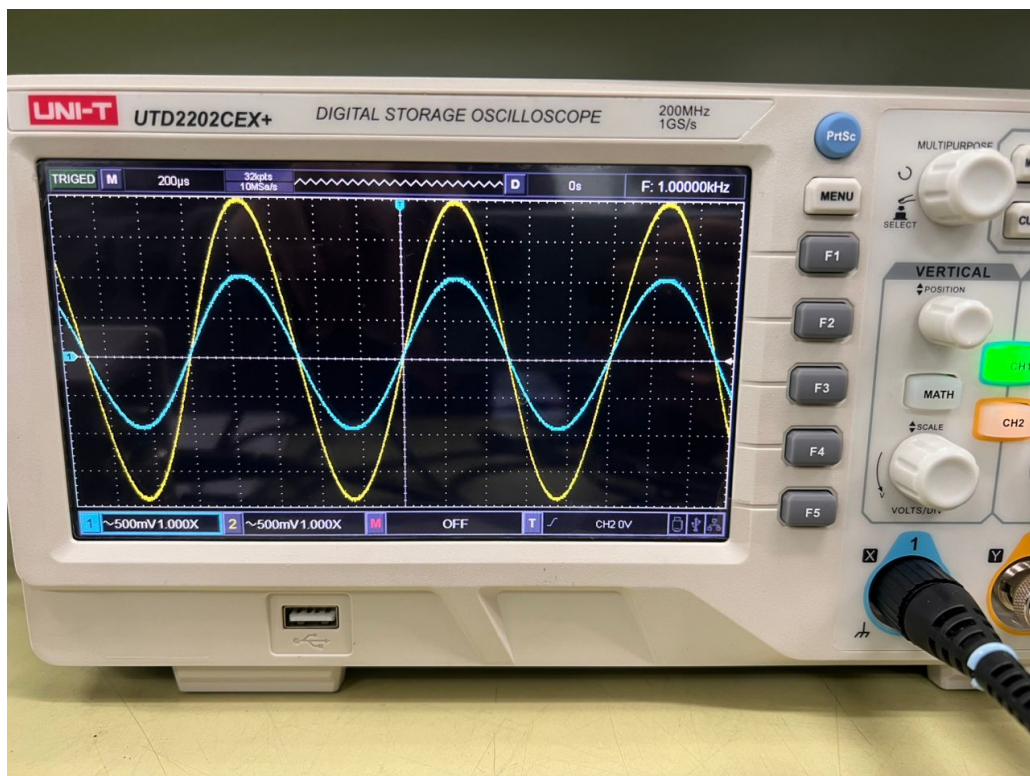


Figura 62: Entrada y salida amplificador restador.

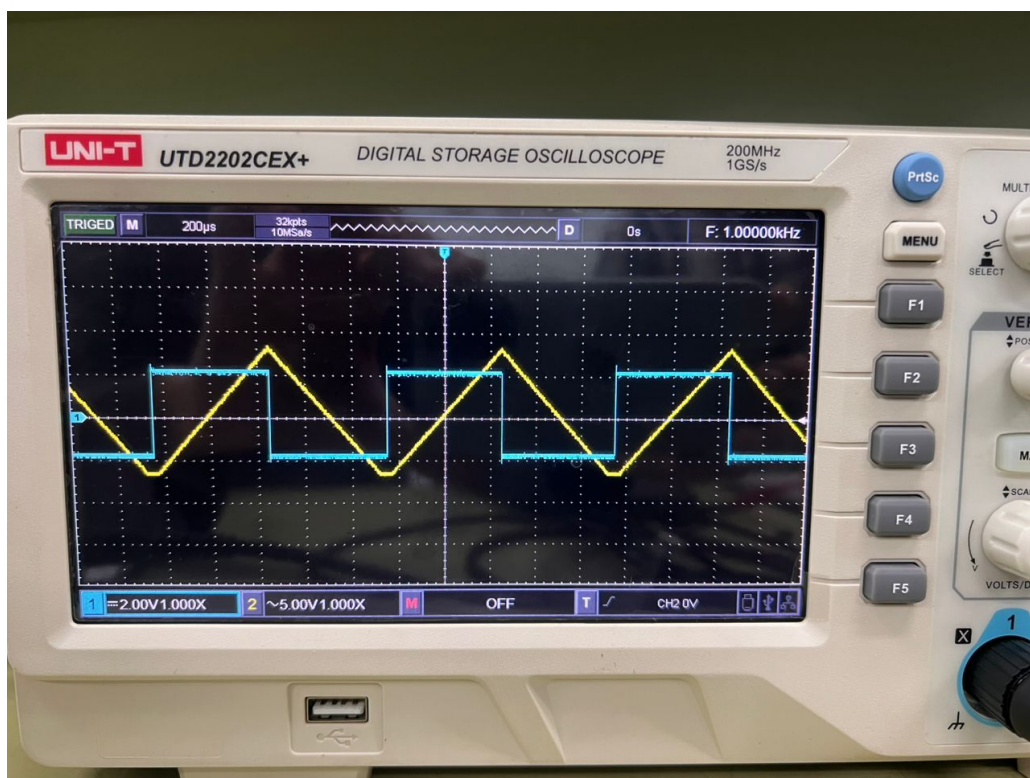


Figura 63: Entrada vs salida amplificador integrador no inversor.

6.2. Amplificador operacional real

6.2.1. Tensión de offset

El cuadro 3 muestra las mediciones de tensión de offset.

V_o [V]	ΔV_o [V]	R_f [K Ω]	ΔR_f [K Ω]	R_s [Ω]	ΔR_s [Ω]	V_{os} [mV]	ΔV_{os} [mV]
-8	0.4	100.000	5.000	100	5	-8.000	0.690

Cuadro 3: Mediciones de tensión de offset.

6.2.2. Corriente de polarización Bias

El cuadro 4 muestra las mediciones de las corrientes de polarización.

V_o [V]	ΔV_o [V]	R_f [k Ω]	ΔR_f [k Ω]	R_s [Ω]	ΔR_s [Ω]	R_b [M Ω]	ΔR_b [M Ω]	V_{os} [mV]	ΔV_{os} [mV]	I_B [nA]	ΔI_B [nA]
-8	0.4	100	5	100	5	22	1.1	-8.000	0.690	-0.00069	0.045
8	1	100	5	100	5	22	1.1	-8.000	0.690	0.73	0.071

Cuadro 4: Mediciones de corriente de polarización.

El cuadro 5 muestra las mediciones de las corrientes I_{B1} , I_{B2} e I_{BIAS} .

I_{B1} [nA]	ΔI_{B1} [nA]	I_{B2} [nA]	ΔI_{B2} [nA]	I_{BIAS} [nA]	ΔI_{BIAS} [nA]
-0.00069	0.045	0.73	0.071	-0.73	0.084

Cuadro 5: Mediciones de corrientes I_{B1} , I_{B2} e I_{BIAS} .

6.2.3. Mediciones del GBWP

A	ΔA	f_l [Hz]	Δf_l [Hz]	f_h [kHz]	Δf_h [kHz]	GBWP	Δ GBWP [Hz]
100	7.86	2	0.8	7.14	0.051	714085.71	56335.44
11.11	0.83	2	0.08	75.76	2.30	841728.62	67887.11
1.00	0.08	2	0.08	892.86	31.89	892855.14	77056.50

Cuadro 6: Mediciones del producto ganancia ancho de banda.

6.2.4. Mediciones del Slew Rate

la figura 64 muestra la medición de la forma de onda del slew rate.

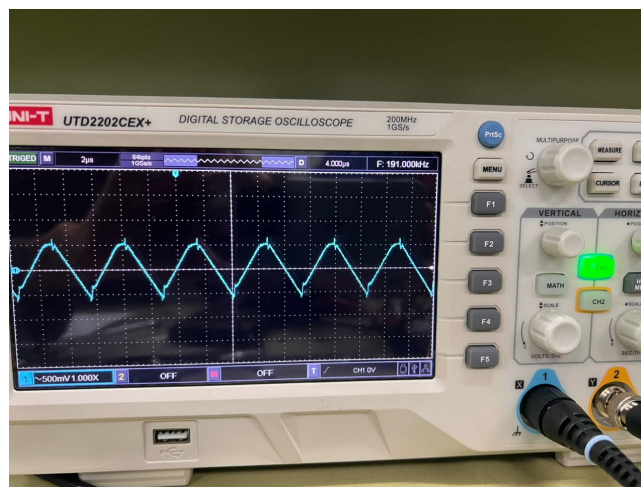


Figura 64: Mediciones del slew rate.

El cuadro 7 muestra las mediciones del slew rate.

V_o [V]	ΔV_o [V]	Δt [μ s]	$\Delta(\Delta t)$ [μ s]	SR [V/ μ s]	Δ SR [V/ μ s]
1	0.1	2	0.4	0.500	0.112

Cuadro 7: Mediciones del slew rate.

6.2.5. Mediciones de la corriente de cortocircuito

V [V]	ΔV [V]	R [k Ω]	ΔR [k Ω]	I_{SC} [mA]	ΔI_{SC} [mA]
2.0	0.2	6.800	0.034	294.12	29.45

Cuadro 8: Mediciones de la corriente de cortocircuito.

El cuadro 8 muestra las mediciones de la corriente de cortocircuito.

6.3. Filtros activos

6.3.1. Filtro Sallen Key

La tabla 9 muestra los resultados obtenidos para el filtro Sallen Key, donde se puede observar la respuesta en frecuencia del filtro.

V_i (V)	ΔV_i (V)	V_o (V)	ΔV_o (V)	T (ms)	ΔT (ms)	Ganancia	Δ Ganancia	f (Hz)	Δf (Hz)
1.0	0.1	2.0	0.1	1.0	0.04	2.000	0.224	1000.0	40.0
1.0	0.1	2.0	0.1	0.68	0.04	2.000	0.224	1470.6	86.5
1.0	0.1	1.4	0.4	0.33	0.01	1.400	0.424	3030.3	91.8
1.0	0.1	0.08	0.004	0.064	0.002	0.080	0.009	15625.0	488.3
1.0	0.1	0.18	0.01	0.1	0.004	0.180	0.021	10000.0	400.0
1.0	0.1	0.68	0.02	0.32	0.01	0.680	0.071	3125.0	97.7
1.0	0.1	1.6	0.04	0.36	0.01	1.600	0.165	2777.8	77.2
1.0	0.1	2.0	0.1	10.0	0.4	2.000	0.224	100.0	4.0

Cuadro 9: Mediciones de ganancia y frecuencia del filtro Sallen Key.

La figura 65 muestra el filtrado de la tercera armonica a la señal de entrada cuadrada.

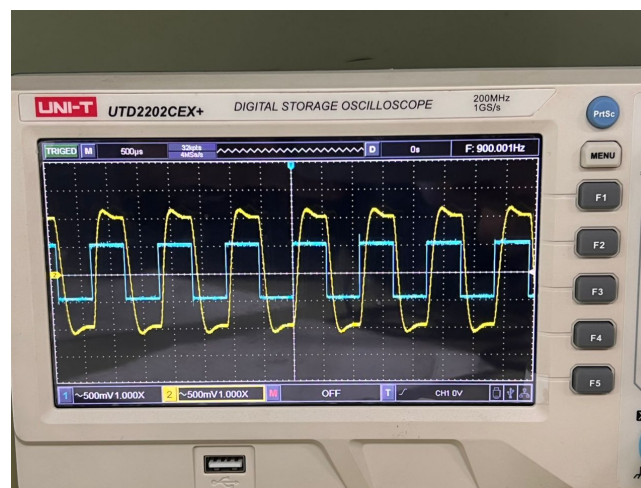


Figura 65: Filtro Sallen Key: filtrado de tercera armonica.

6.3.2. Filtro de realimentacion multiple

La tabla 10 muestra los resultados obtenidos para el filtro de realimentación múltiple, donde se puede observar la respuesta en frecuencia del filtro.

V_i (V)	ΔV_i (V)	V_o (V)	ΔV_o (V)	T (ms)	ΔT (ms)	Ganancia	Δ Ganancia	f (Hz)	Δf (Hz)
1.0	0.1	2.2	0.2	10.0	0.4	2.200	0.297	100.0	4.0
1.0	0.1	1.5	0.1	0.27	0.01	1.500	0.180	3703.7	137.2
1.0	0.1	2.2	0.1	1.0	0.04	2.200	0.242	1000.0	40.0
1.0	0.1	1.5	0.1	0.68	0.04	1.500	0.180	1470.6	86.5
1.0	0.1	1.7	0.1	0.30	0.04	1.700	0.197	3333.3	444.4
1.0	0.1	1.3	0.1	0.25	0.01	1.300	0.164	4000.0	160.0
1.0	0.1	1.2	0.1	0.12	0.01	1.200	0.156	8333.3	694.4
1.0	0.1	0.1	0.01	0.064	0.002	0.100	0.014	15625.0	488.3

Cuadro 10: Mediciones de ganancia y frecuencia del filtro de realimentación múltiple.

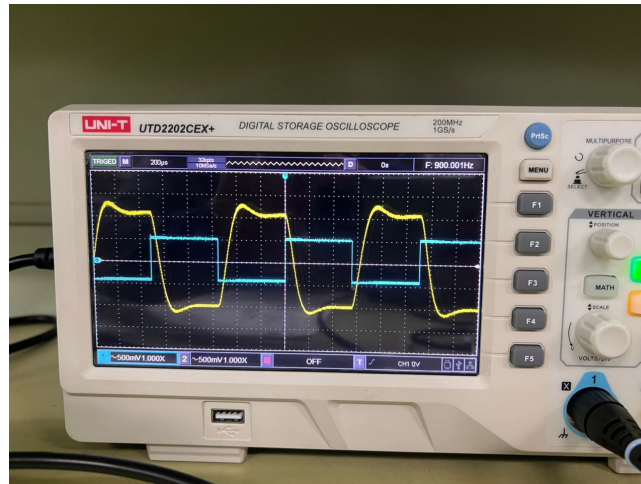


Figura 66: Filtro de realimentación múltiple: filtrado de tercera armónica.

6.4. Fuentes lineales y reguladores monolíticos

6.4.1. Voltaje de rizado

El cuadro 11 muestra las mediciones de voltaje de rizado para distintas resistencias de carga.

V_{rpp} (Vpp)	ΔV_{rpp} (Vpp)	R (Ω)	ΔR (Ω)
0.56	0.02	240	12
0.92	0.04	110	5.5
1.6	0.1	60	3
0.12	0.01	0	0

Cuadro 11: Mediciones de voltaje de rizado.

La figura 67 muestra el voltaje de rizado para una resistencia de 110 Ω .

La figura 68 muestra el voltaje de rizado para una resistencia de 240 Ω .

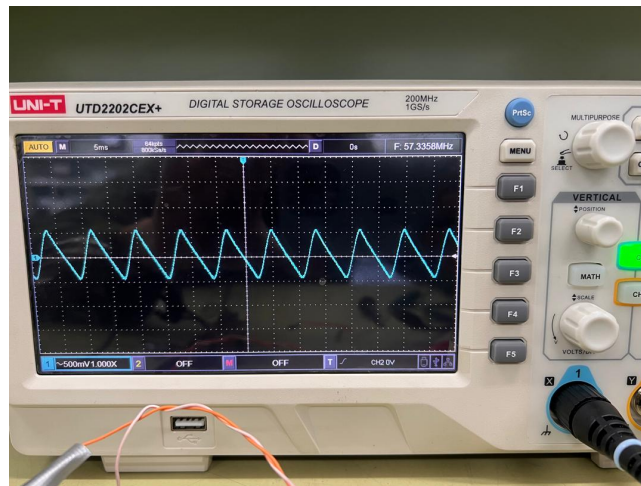


Figura 67: Voltaje de rizado a $110\ \Omega$.

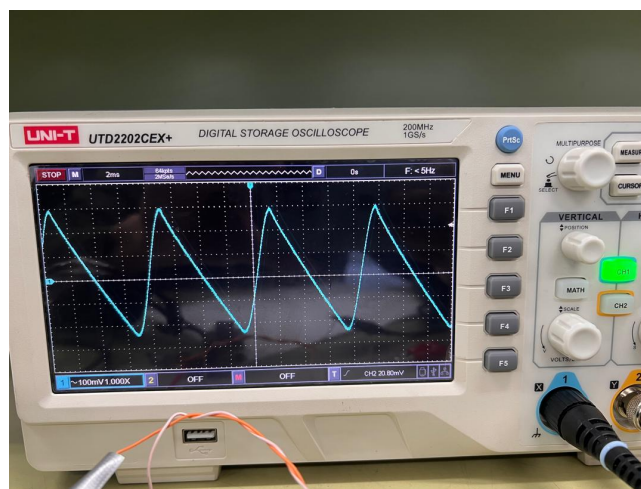


Figura 68: Voltaje de rizado a $240\ \Omega$.

6.4.2. Regulación de voltaje Regulador de voltaje de salida fija

V_{sc} (V)	ΔV_{sc} (V)	V_{cc} (V)	ΔV_{cc} (V)	Regulación de voltaje (%)	Δ Regulación de voltaje (%)
5.2	0.4	5.2	0.4	0.00	10.88

Cuadro 12: Mediciones de regulación de voltaje para el regulador de voltaje de salida fija.

6.4.3. Regulador de salida ajustable

La tabla 13 muestra las mediciones de voltaje de salida para el regulador ajustable.

La tabla 14 muestra las mediciones de voltaje en la salida del amplificador en el circuito con el regulador de salida ajustable.

x	V_o (V)	ΔV_o (V)
1.0	15	1
0.5	10	1
0.0	8	1

Cuadro 13: Mediciones de voltaje de salida para el regulador ajustable.

V_A (V)	ΔV_A (V)
3.0	1.0

Cuadro 14: Medición de voltaje en la salida del amplificador.

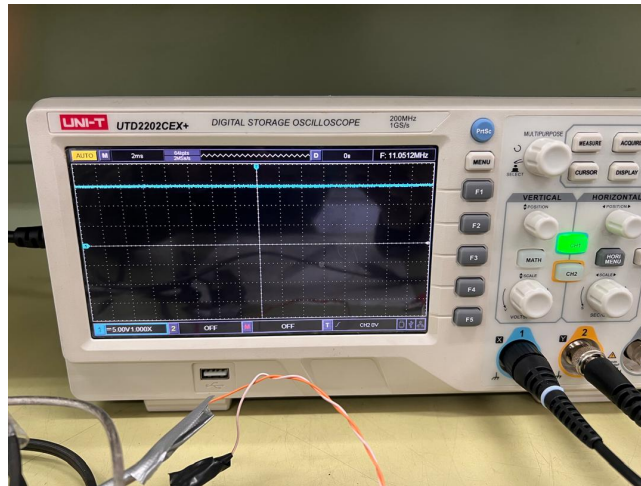


Figura 69: Voltaje de salida del regulador variable con $x = 1$.

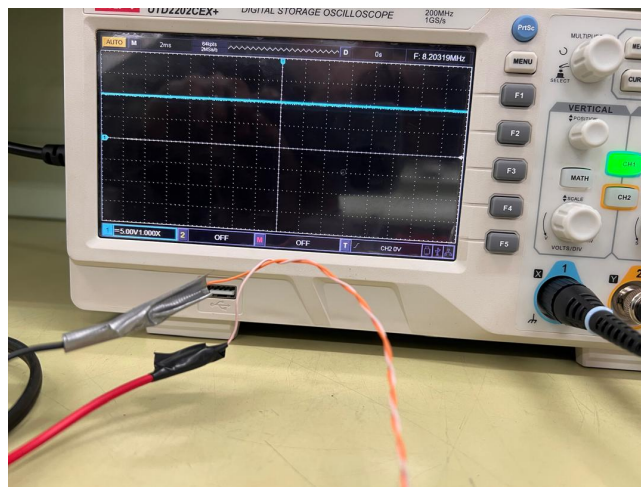


Figura 70: Voltaje de salida del regulador variable con $x = 0,5$.

6.4.4. Fuente de corriente ajustable

La tabla 15 muestra las mediciones de voltaje de salida para la fuente de corriente ajustable con diferentes valores de resistencia de carga.

x	V_o (V)	ΔV_o (V)	R (Ω)	ΔR (Ω)
1.0	2.4	0.2	110	5.5
0.5	1.0	0.1	110	5.5
0.0	0.6	0.4	110	5.5
0.5	1.7	0.1	220	11.0
0.5	7.0	1.0	1000	50.0
0.0	4.0	1.0	1000	50.0

Cuadro 15: Mediciones de voltaje de salida para la fuente de corriente ajustable.