

UNIVERSIDAD CENTRAL DE VENEZUELA
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA, COMPUTACIÓN Y CONTROL

PRÁCTICA N°2
**APLICACIONES LINEALES DEL AMPLIFICADOR
OPERACIONAL**

Aux. Docente:
Escobar, Caleb

Autor:
Br. Axel Rivero

Caracas, 8 de julio de 2024

Índice

1. Introducción	4
2. Resumen	5
3. Marco Teórico	6
3.1. Amplificador Operacional	6
3.2. Ganancia	7
3.3. Topologías de los Amplificadores Operacionales	7
3.3.1. Inversor	7
3.3.2. No Inversor	8
3.3.3. Integrador	9
3.3.4. Integrador de Boo (Integrador No Inversor)	9
3.3.5. Derivador	10
3.3.6. Sumador Inversor	11
3.3.7. Restador	11
3.3.8. Diferencial	12
3.4. Corriente	12
3.4.1. Corriente en Cortocircuito	12
3.4.2. Corriente de Polarización	13
3.4.3. Corriente en Abierto	13
3.5. Retroalimentación (feedback en inglés)	13
3.6. Método del Amplificador Desvanecido (MAD)	14
3.7. Teorema de Blackman	15
3.8. Función de transferencia	15
3.9. Filtros	16
3.10. Filtros Activos	16
3.10.1. Filtros Pasa Bajos	16
3.10.2. Filtros Pasa Banda	17
3.10.3. Filtros Pasa Alta	17
3.10.4. Filtros Elimina Banda	18
3.11. Retroalimentación Múltiple	18
3.12. Filtro con Topologías Sallen-Key	19
3.13. Filtro de Variables de Estado	19
3.14. Fuentes de Alimentación Lineales	19

3.15. Reguladores de Tensión Monolíticos	20
3.16. Error Porcentual	20
4. Objetivo General y Específico	21
5. Metodología	23
5.1. Parte 1. Aplicaciones De Las Topologías Clásicas	23
5.1.1. Diseño y Simulación	26
5.2. Parte 2. Amplificador Operacional Real	35
5.3. Parte 3. Filtros Activos	40
5.3.1. Diseño	40
5.3.2. Simulación	48
5.4. Parte 4. Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos	59
5.4.1. Diseño	59
5.4.2. Diseño	63
6. Equipos e instrumentos	72
7. Componentes y materiales	72
8. Resultados	73
8.1. Parte 1. Aplicaciones De Las Topologías Clásicas	73
8.1.1. Inversor	74
8.1.2. No inversor	75
8.1.3. Restador	76
8.1.4. Integrador No Inversor (Integrador de Boo)	77
8.2. Parte 2. Amplificador Operacional Real	77
8.2.1. Tensión Offset	78
8.2.2. Corriente de Polarización	78
8.2.3. Corriente Offset	78
8.2.4. Producto del Ancho de Banda por la Ganancia (GBWP)	78
8.2.5. Slew Rate(SR) o Tasa de Variación	79
8.2.6. Corriente de Cortocircuito	80
8.2.7. Límites Máximos de Excusión	81
8.3. Parte 3. Filtros Activos	81
8.3.1. Filtro de Variables de Estado	81
8.3.2. Filtro Pasa Bajos con Topología Sallen-Key	85
8.3.3. Filtro Pasa Bajos con Topología de Retroalimentaciones Múltiples	87

8.4. Parte 4. Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos	89
8.4.1. Regulador con tensión de salida fija	89
8.4.2. Regulador con Tensión de Salida Ajustable	90
8.4.3. Fuente de Corriente Variable	90
9. Análisis de Resultados	91
9.1. Parte 1. Aplicaciones De Las Topologías Clásicas	91
9.2. Parte 2. Amplificador Operacional Real	91
9.3. Parte 3. Filtros Activos	92
9.4. Parte 4. Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos	94
10. Conclusiones	96
11. Apéndice	97
12. Anexos	98
12.1. Códigos de Octave	137

1 Introducción

En el apasionante mundo de la electrónica, los Amplificadores Operacionales (AO) sobresalen como componentes esenciales que desempeñan un papel crucial en el diseño y la implementación de sistemas analógicos. En nuestra práctica N° 2, nos sumergimos en el estudio detallado de las aplicaciones lineales de estos dispositivos versátiles, explorando desde las topologías clásicas hasta los desafíos y oportunidades que presenta el uso de amplificadores operacionales reales.

A lo largo de este informe técnico, nos adentramos en el fascinante universo de los amplificadores operacionales, desde la teoría hasta la práctica, explorando su aplicación en diversas configuraciones y desafiándonos a comprender y superar las limitaciones de los dispositivos reales. En este contexto, resaltamos la asombrosa versatilidad del Circuito Integrado LM741, un amplificador operacional de propósito general ofrece posibilidades intrigantes dependiendo del diseño implementado. Además, exploramos el funcionamiento interno de un cargador de 5V, destacando la complejidad de este sistema compuesto por elementos pasivos y activos, incluyendo diodos y circuitos integrados, que se combinan para formar una fuente regulable. Este análisis teórico nos permite comprender cómo diseñar y ajustar estas configuraciones para satisfacer las especificaciones necesarias en la carga eficiente de dispositivos.

2 Resumen

En la práctica N° 2 sobre las aplicaciones lineales del Amplificador Operacional, se abordan diversas temáticas divididas en cuatro partes. En la primera sección, se busca reconocer las ventajas del uso de amplificadores operacionales en sistemas analógicos, explorando desviaciones de implementaciones comerciales y comparando su rendimiento con sistemas discretos. El trabajo de preparación incluye la determinación de conexiones para diversas topologías y la propuesta de ensayos para verificar su funcionamiento, seguido de simulaciones para confirmar los resultados teóricos.

La segunda parte se centra en el Amplificador Operacional Real, con el objetivo de reconocer las desviaciones respecto al modelo ideal. El trabajo de preparación implica explicar la medición de la tensión de Offset y la corriente de polarización, así como comprobar que el Producto del Ancho de Banda por la Ganancia se mantenga. Se propone la construcción de hojas de datos para el laboratorio, donde se realizarán ensayos y mediciones.

En la tercera sección, dedicada a los Filtros Activos, el objetivo general es reconocer las ventajas del uso de amplificadores operacionales en el diseño de sistemas analógicos. El trabajo de preparación abarca la obtención de modelos circuital y la especificación de componentes para filtros pasa bajos, pasa banda y pasa altos. Se propone verificar los diseños mediante simulaciones y comparar las respuestas en frecuencia con diagramas de Bode.

Finalmente, en la cuarta parte se exploran las Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos. El objetivo general es analizar el funcionamiento de topologías de fuentes reguladas lineales. El trabajo de preparación incluye explicar funciones y cálculos para fuentes reguladas fijas y ajustables, así como determinar rangos de corriente y tensión. El laboratorio implica la implementación de los circuitos propuestos y la realización de ensayos para validar los resultados.

3 Marco Teórico

3.1. Amplificador Operacional

Es técnicamente un amplificador electrónico, el cual activa su funcionamiento con corriente continua. Contiene una conexión de salida y dos conexiones de entrada. También, se identifica a estos dispositivos con las siglas OPAMP, tomado del término en inglés “operational amplifier”. El diferencial de potencia de ambas entradas es considerablemente menor comparado con el de la salida.

El amplificador está conformado por los siguientes parámetros:

- **Impedancia de entrada**

Es la resistencia entre las entradas del amplificador.

- **Impedancia de salida**

Es la resistencia que se observa a la salida del amplificador.

- **Ganancia en lazo abierto** Indica la ganancia de tensión en ausencia de realimentación. Se puede expresar en unidades naturales (V/V , V/mV) o logarítmicas (dB).

- **Tensión en modo común**

Comprende el valor promedio de tensión aplicada a ambas entradas del amplificador operacional.

- **Tensión offset**

El voltaje de desvío de entrada, también conocido como tensión de offset, es una pequeña tensión continua presente en la entrada de un amplificador operacional cuando no hay señal de entrada aplicada. Esta tensión puede alterar el comportamiento del amplificador operacional y afectar la precisión de la señal de salida en aplicaciones de alta precisión.

- **Corriente offset**

Se trata de la diferencia de corriente entre las dos entradas del amplificador operacional, que hace que su salida tome el valor cero.

- **Tensión de entrada diferencial**

Es la mayor diferencia de tensión entre las entradas del operacional que mantienen el dispositivo dentro de las especificaciones.

- **Corriente de polarización**

Corriente media que circula por las entradas del operacional en ausencia de señal.

- **Slew rate o Tasa de variación de tensión**

Es la máxima variación de la tensión de salida con respecto a la variación del tiempo, como respuesta a una tensión de escalón.

Se mide en $\frac{V}{\mu s}$, $\frac{kV}{\mu s}$ o unidades similares. Este parámetro está limitado por la compensación en frecuencia de la mayoría de los amplificadores operacionales.

- **Relación de Rechazo en Modo Común(CMRR)**

Es la capacidad de un amplificador de rechazar señales en modo común.

3.2. Ganancia

La Ganancia es la proporción entre el nivel de salida y el nivel de entrada. La Ganancia entonces se expresa en "veces", lo que no tiene unidad; si la Ganancia expresa el nivel de salida respecto de un nivel específico referencia (que no tiene porqué ser la unidad de medida) entonces se dice que la Ganancia es de x veces sobre el valor de referencia.

- **Ganancia de Tensión**

Si tratamos de tensión de salida de un amplificador, V_{out} , comparándola con la tensión de entrada, V_{in} , tendríamos la Ganancia en Tensión:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (1)$$

- **Ganancia de intensidad**

Si comparamos la intensidad de salida un amplificador, I_{out} , frente a la intensidad de entrada, I_{in} , tendríamos la Ganancia en Intensidad:

$$A_I = \frac{I_{out}}{I_{in}} \quad (2)$$

- **Ganancia en potencia**

Si comparamos la potencia de salida de salida, respecto de la potencia de entrada, lo que tendríamos sería la Ganancia en Potencia:

$$A_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3)$$

3.3. Topologías de los Amplificadores Operacionales

3.3.1. Inversor

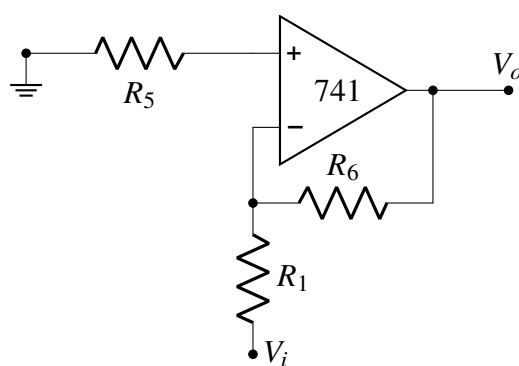


Figura 1: Configuración del Amplificador Inversor

Es un circuito electrónico que amplifica una señal de entrada aplicada a su entrada, produciendo una señal de salida que es inversa en fase a la señal de entrada. Es decir, si la señal de entrada aumenta, la señal de salida disminuirá y viceversa. Este tipo de amplificador se utiliza a menudo en aplicaciones de amplificación de señales de baja frecuencia, como en amplificadores de audio.

Su ganancia puede escribirse de la siguiente manera:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_6}{R_1} \quad (4)$$

3.3.2. No Inversor

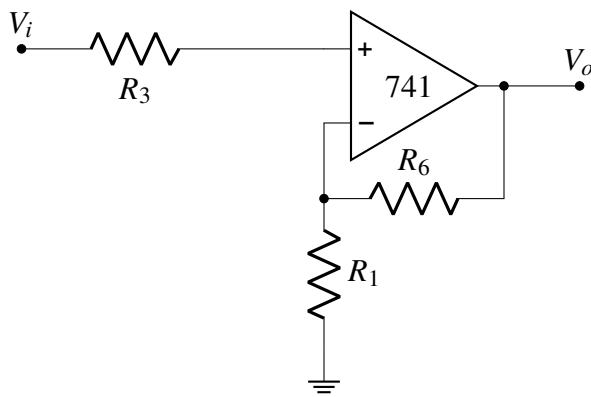


Figura 2: Configuración del Amplificador No Inversor

Un amplificador no inversor es un tipo de amplificador electrónico en el cual la señal de salida es proporcional a la señal de entrada en fase, es decir, si la señal de entrada aumenta, la señal de salida también aumenta en la misma proporción.

Este tipo de amplificador se utiliza a menudo en aplicaciones de amplificación de señales de baja frecuencia, como en amplificadores de audio. En un amplificador no inversor, la señal de entrada se aplica a la entrada no inversora del amplificador operacional, mientras que la entrada inversora se conecta a un punto de referencia, generalmente a tierra. La ganancia de este tipo de amplificador se determina por la relación de resistencias en la configuración del circuito.

Su ganancia puede calcularse de la siguiente manera:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_6}{R_1} \quad (5)$$

3.3.3. Integrador

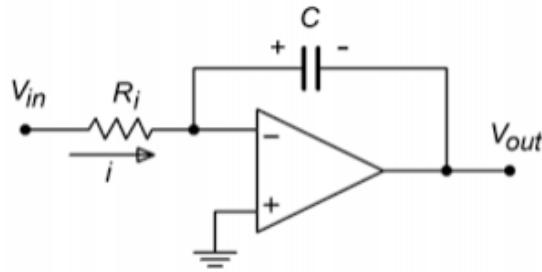


Figura 3: Configuración del Amplificador Integrador

Un amplificador integrador es un circuito electrónico que realiza la operación matemática de integración en una señal de entrada. Es decir, la salida del amplificador integrador es proporcional a la integral de la señal de entrada. Este tipo de amplificador se utiliza a menudo en aplicaciones de procesamiento de señales, como en filtros pasa bajos. En un amplificador integrador, la señal de entrada se aplica a la entrada inversora del amplificador operacional, mientras que una resistencia y un capacitor se conectan en serie entre la entrada inversora y la salida del amplificador. La señal de salida es tomada en el capacitor, y la ganancia del circuito se determina por la relación entre la resistencia y la capacitancia en el circuito.

Su ganancia puede calcularse de la siguiente manera:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{1}{SCR_i} \quad (6)$$

3.3.4. Integrador de Boo (Integrador No Inversor)

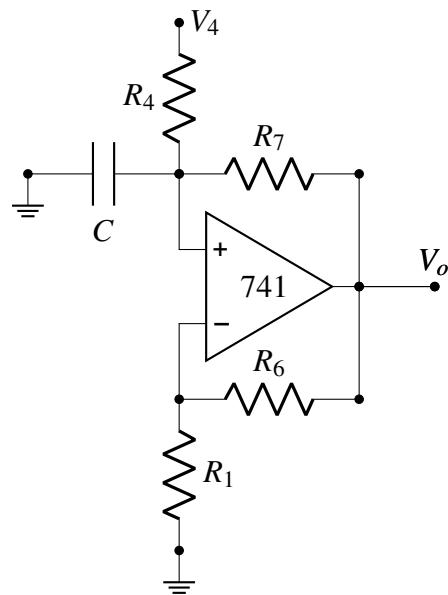


Figura 4: Configuración del Integrador No Inversor

La topología integrador no inversor, también conocida como integrador de Boo, es un circuito que utiliza un amplificador operacional para integrar una señal de entrada. A diferencia de un integrador inversor, en el que la entrada se aplica a través de una resistencia y la salida se toma directamente del capacitor, en un integrador no inversor la señal de entrada se aplica directamente al capacitor y la salida se toma a través de una resistencia conectada a la salida del amplificador operacional. El integrador no inversor se puede utilizar para una variedad de aplicaciones, como por ejemplo para la detección de cruce por cero, la medición de flujo, la regulación de voltaje y la eliminación de ruido en señales analógicas.

3.3.5. Derivador

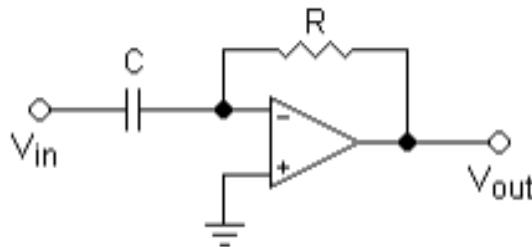


Figura 5: Configuración del Amplificador Derivador

Un amplificador derivador es un circuito electrónico que realiza la operación matemática de derivación en una señal de entrada. Es decir, la salida del amplificador derivador es proporcional a la derivada de la señal de entrada. Este tipo de amplificador se utiliza a menudo en aplicaciones de procesamiento de señales, como en filtros pasa altos. En un amplificador derivador, la señal de entrada se aplica a la entrada inversora del amplificador operacional, mientras que una resistencia se conecta en serie entre la entrada inversora y la salida del amplificador. La señal de salida es tomada en la resistencia, y la ganancia del circuito se determina por la relación entre la resistencia y la capacitancia en el circuito.

Su ganancia puede calcularse de la siguiente manera:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -SCR \quad (7)$$

3.3.6. Sumador Inversor

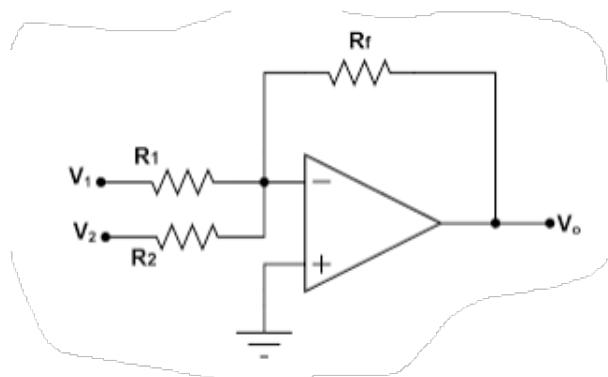


Figura 6: Configuración del Amplificador Sumador Inversor

Un amplificador sumador inversor es un circuito electrónico que suma varias señales de entrada y produce una señal de salida inversa en fase a la señal de salida de cada entrada. Este tipo de amplificador se utiliza a menudo en aplicaciones de procesamiento de señales, como en amplificadores de audio estéreo o en circuitos de mezcla de señales. En un amplificador sumador inversor, la señal de entrada se aplica a través de resistencias a las entradas inversoras del amplificador operacional. La señal de salida se toma en la salida del amplificador operacional, y la ganancia del circuito se determina por la relación entre las resistencias en el circuito.

Su ganancia puede calcularse de la siguiente manera:

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_1 V_2}{R_1 R_2} \right) \quad (8)$$

3.3.7. Restador

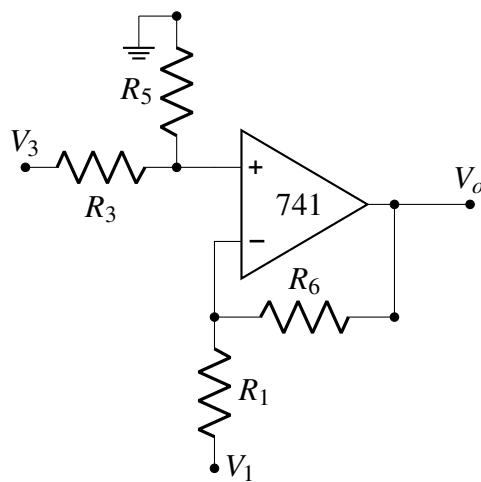


Figura 7: Configuración del Amplificador Restador

Un amplificador restador es un circuito electrónico que resta dos señales de entrada y produce una señal de salida que es proporcional a la diferencia entre ellas. Este tipo de amplificador se

utiliza a menudo en aplicaciones de procesamiento de señales, como en circuitos de cancelación de ruido o en instrumentación de medición. En un amplificador restador, las dos señales de entrada se aplican a través de resistencias a las entradas inversoras del amplificador operacional. La señal de salida se toma en la salida del amplificador operacional, y la ganancia del circuito se determina por la relación entre las resistencias en el circuito.

Su ganancia puede calcularse de la siguiente manera:

$$V_o = -\frac{R_6}{R_1}V_1 + \frac{R_5}{R_5 + R_3}V_3 \left(1 + \frac{R_6}{R_1}\right) \quad (9)$$

3.3.8. Diferencial

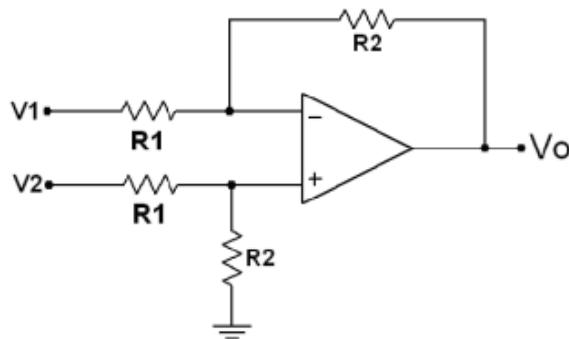


Figura 8: Configuración del Amplificador Diferencial

Un amplificador diferencial es un circuito electrónico que amplifica la diferencia entre dos señales de entrada y produce una señal de salida proporcional a esta diferencia. Este tipo de amplificador se utiliza a menudo en aplicaciones de procesamiento de señales, como en amplificadores de instrumentación y en amplificadores de audio de alta calidad. En un amplificador diferencial, dos señales de entrada se aplican a las entradas inversoras y no inversoras del amplificador operacional. La señal de salida se toma en la salida del amplificador operacional, y la ganancia del circuito se determina por la relación entre las resistencias en el circuito.

Su ganancia puede calcularse de la siguiente manera:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \quad (10)$$

3.4. Corriente

3.4.1. Corriente en Cortocircuito

La corriente en cortocircuito es una falla eléctrica que se produce cuando una corriente eléctrica fluye a través de un camino de baja resistencia en un circuito eléctrico, generando un flujo de corriente anormalmente alto. Esto puede provocar daños en los componentes del

circuito, sobrecalentamiento, incendios o incluso explosiones. En la práctica cuando hacemos el estudio de dicha corriente lo que se hace es colocar una fuente donde vamos a medir y que el voltaje de esa fuente sea igual a 0, para poder hacer un análisis que nos ayude en los cálculos del circuito.

3.4.2. Corriente de Polarización

Es una corriente eléctrica pequeña y constante que se utiliza para mantener un dispositivo activo, como un transistor o un diodo, en un estado operativo adecuado. Esta corriente se aplica en una dirección específica para polarizar el dispositivo y permitir su correcto funcionamiento.

3.4.3. Corriente en Abierto

También conocida como circuito abierto, es una situación en la que un circuito eléctrico no está completamente cerrado, lo que impide que fluya corriente eléctrica a través de él. Esto puede deberse a un cable suelto, un interruptor abierto o una falla en algún componente del circuito. En la práctica cuando hacemos el estudio de dicha corriente lo que se hace es colocar una fuente donde vamos a medir y que la corriente que circula por allí sea igual a 0, esto nos ayuda mucho a poder realizar los cálculos deseados.

3.5. Retroalimentación (feedback en inglés)

En su búsqueda por encontrar métodos para diseñar amplificadores con ganancia estable para su uso en los repetidores telefónicos, Harold Black, un ingeniero de electrónica de la compañía Western Electric, inventó el amplificador retro alimentado en 1928.

Desde entonces, esta técnica se ha utilizado ampliamente y es difícil imaginar circuitos electrónicos sin alguna forma de retroalimentación, ya sea implícita o explícita. Además, la mayoría de los sistemas físicos incluyen alguna forma de retroalimentación.

El concepto de retroalimentación y su teoría asociada se utilizan comúnmente en diferentes áreas de la ingeniería, como el modelo de sistemas biológicos. La retroalimentación puede ser positiva o negativa (regenerativa o degenerativa), pero es importante señalar que los ingenieros en electrónica han desarrollado la teoría de la retroalimentación negativa.

En el diseño de los amplificadores la retroalimentación se aplica para el efecto de una o más de las propiedades siguientes:

- **Desensibiliza la ganancia**

Hace el valor de la menos sensible a las variaciones en el valor de los componentes del circuito, tales como las variaciones que podrían provocar las variaciones en la temperatura.

- **Reduce la distorsión no lineal**

Hace la salida proporcional a la entrada (en otras palabras hace a la ganancia del valor de nivel de señal).

- **Reduce el efecto de ruido**

Señales eléctricas indeseables generadas por los componentes del circuito y de la interferencia externa.

- **Controla las impedancias de entrada y de salida**

Al seleccionar una topología de retroalimentación apropiada, puede hacerse que las impedancias de entrada y de salida aumenten o disminuyan según se desee.

- **Extensión del ancho de banda del amplificador**

Todas las propiedades deseables anteriores se obtienen a expensas de una reducción de ganancia, y al factor de reducción de ganancia se le llama magnitud de retroalimentación, es el factor por el cual el circuito se desensibiliza, mediante el cual el ancho de banda se extiende, la impedancia de entrada de un amplificador de voltaje se incrementa y así sucesivamente.

3.6. Método del Amplificador Desvanecido (MAD)

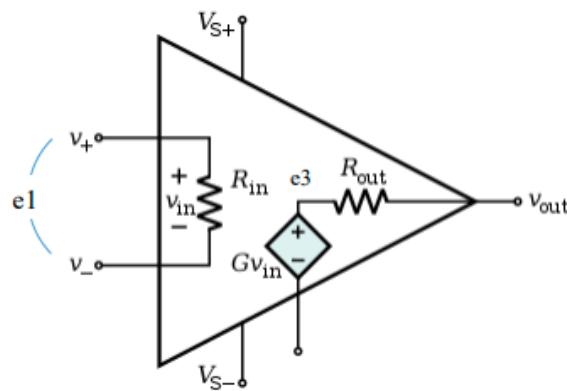


Figura 9: Modelo Interno del Amplificador Operacional

El método del amplificador desvanecido es una técnica utilizada en la medición de parámetros de ruido en circuitos electrónicos. La técnica consiste en introducir un amplificador de ganancia variable en el circuito para medir la relación señal a ruido (SNR) en diferentes niveles de ganancia. El proceso comienza con una señal de entrada de amplitud conocida y se varía la ganancia del amplificador para obtener diferentes niveles de amplificación. Luego, se mide la amplitud de la señal de salida y se calcula el SNR en cada nivel de ganancia. A partir de estas mediciones, se puede determinar el punto de ganancia óptimo para maximizar el SNR. El método del amplificador desvanecido se utiliza comúnmente en la caracterización de amplificadores de bajo ruido y se ha utilizado en aplicaciones como la radioastronomía, la comunicación por satélite y la medicina.

En la práctica de laboratorio usamos este método de la siguiente manera:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = X_{i0} + \frac{X_{30}AX_{i1}}{1 - X_{31}A} \quad (11)$$

Donde,

- **X_{i0}** es la Ganancia entre la entrada y salida con el amplificador desvanecido.

- X_{30} es la ganancia entre la salida del sistema y la salida del amplificador desvanecido, con la entra del sistema apagada.
- X_{31} es la ganancia entre la entrada del sistema y la entrada de amplificador base con el amplificador desvanecido.
- X_{i1} es la ganancia entre la salida del amplificador base y de su entrada con $V_i = 0$.
- A es la ganancia del amplificador base.

3.7. Teorema de Blackman

El teorema de Blackman establece que, en un amplificador operacional realimentado, la impedancia de entrada del circuito es igual a la impedancia de entrada del amplificador operacional dividida por el factor de lazo de realimentación. Este teorema es útil para calcular la impedancia de entrada de un amplificador operacional realimentado.

El teorema de Blackman se puede expresar matemáticamente como:

$$Z_{in} = \frac{Z_{inOPAMP}}{1 + A\beta} \quad (12)$$

Donde Z_{in} es la impedancia de entrada del circuito realimentado, Z_{in} del amplificador operacional es la impedancia de entrada del amplificador operacional sin realimentación, A es la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional y β es el factor de realimentación. El teorema de Blackman se utiliza comúnmente en el diseño de circuitos con amplificadores operacionales para calcular la impedancia de entrada del circuito y garantizar que la impedancia de entrada sea lo suficientemente alta como para no afectar la señal de entrada.

En la práctica analizamos el teorema de Blackman de la siguiente manera:

$$Z_a = Z'_{aa} \frac{1 - X_{31CC}A}{1 - X_{31CA}A} \quad (13)$$

Donde,

- Z'_{aa} la impedancia vista desde la fuente de prueba con el amplificador desvanecido.
- X_{31CC} es la ganancia desde la salida del amplificador base hasta su entrada con $V_o = 0$.
- X_{31CA} es la ganancia desde la salida del amplificador base hasta su entrada con $I_a = 0$

3.8. Función de transferencia

En un amplificador operacional es la relación entre la señal de salida y la señal de entrada del amplificador, en función de la frecuencia. Esta función es importante en el diseño y análisis de circuitos amplificadores.

3.9. Filtros

Los filtros en electrónica son circuitos que se utilizan para seleccionar o rechazar ciertas frecuencias de una señal eléctrica. Los filtros pueden ser pasivos, que utilizan solo componentes pasivos como resistencias, capacitores e inductores, o activos, que utilizan componentes activos como amplificadores operacionales. Los filtros se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, como en la radio, la televisión, la telefonía, la música, la medicina y la investigación científica.

3.10. Filtros Activos

Los filtros activos son circuitos que incluyen uno o más amplificadores operacionales para implementar la función de filtrado. Estos filtros se utilizan para lograr un alto grado de selectividad en la respuesta en frecuencia, una mayor ganancia y una impedancia de entrada y salida más alta que los filtros pasivos. Los filtros activos se dividen en dos categorías: filtros de retroalimentación y filtros Sallen-Key. Los filtros de retroalimentación se basan en la retroalimentación de la señal de salida al amplificador operacional para lograr la función de filtrado. Los filtros Sallen-Key utilizan un par de resistencias y capacitores para lograr la función de filtrado.

3.10.1. Filtros Pasa Bajos

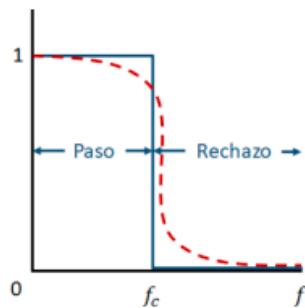


Figura 10: Respuesta en Frecuencia de un Filtro Pasa Bajos

En un amplificador operacional es un circuito que permite el paso de señales de baja frecuencia mientras atenúa las señales de alta frecuencia. Este tipo de filtro se utiliza comúnmente en aplicaciones de procesamiento de señales y comunicaciones.

Su función de transferencia se puede encontrar de la siguiente forma:

$$H(S) = \frac{H_0 w_o^2}{S^2 + 2\zeta w_o S + w_o^2} \quad (14)$$

3.10.2. Filtros Pasa Banda

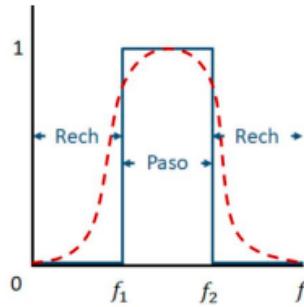


Figura 11: Respuesta en Frecuencia de un Filtro Pasa Banda

En un amplificador operacional es un circuito que permite el paso de señales dentro de un rango específico de frecuencias mientras atenúa las señales fuera de ese rango. Este tipo de filtro se utiliza comúnmente en aplicaciones de procesamiento de señales y comunicaciones. Su función de transferencia se puede encontrar de la siguiente forma:

$$H(S) = \frac{H_o w_o S}{S^2 + 2\zeta w_o S + w_o^2} \quad (15)$$

3.10.3. Filtros Pasa Alta

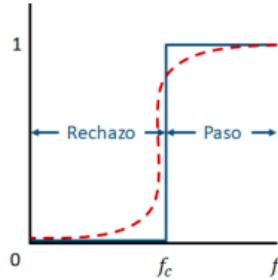


Figura 12: Respuesta en Frecuencia de un Filtro Pasa Alta

En un amplificador operacional es un circuito que permite el paso de señales de alta frecuencia mientras atenúa las señales de baja frecuencia. Este tipo de filtro se utiliza comúnmente en aplicaciones de procesamiento de señales y comunicaciones.

Su función de transferencia se puede encontrar de la siguiente forma:

$$H(S) = \frac{H_o S^2}{S^2 + 2\zeta w_o S + w_o^2} \quad (16)$$

3.10.4. Filtros Elimina Banda

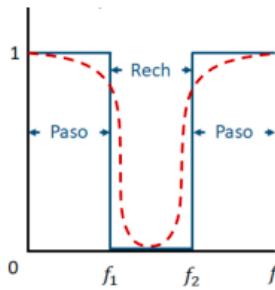


Figura 13: Respuesta en Frecuencia de un Filtro Elimina Banda

En un amplificador operacional es un circuito que atenúa las señales dentro de un rango específico de frecuencias, mientras que permite el paso de señales fuera de ese rango. Este tipo de filtro se utiliza comúnmente en aplicaciones de procesamiento de señales y comunicaciones.

Su función de transferencia se puede encontrar de la siguiente forma:

$$H(S) = \frac{H_o(S^2 + w_o^2)}{S^2 + 2\zeta w_o S + w_o^2} \quad (17)$$

3.11. Retroalimentación Múltiple

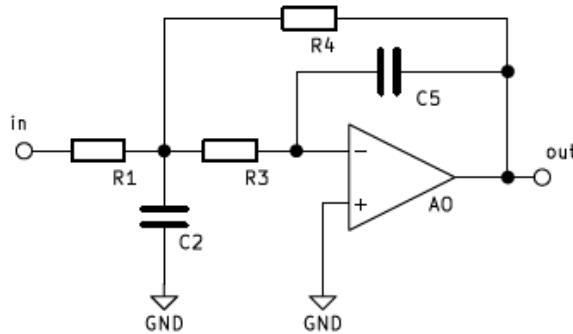


Figura 14: Filtro Pasa Bajos con Topologías de Retroalimentaciones Múltiples

La retroalimentación múltiple en un amplificador operacional se refiere a una técnica de diseño que utiliza varias redes de retroalimentación para mejorar el desempeño y la estabilidad del amplificador. En esta técnica, se utilizan múltiples redes de retroalimentación para controlar la ganancia y la respuesta en frecuencia del amplificador operacional. La retroalimentación múltiple se utiliza en amplificadores operacionales de alta ganancia para mejorar la linealidad, reducir la distorsión y mejorar la respuesta en frecuencia. La técnica también se utiliza en amplificadores de potencia para mejorar la estabilidad y reducir la distorsión en altas frecuencias. En la literatura técnica, se pueden encontrar varios ejemplos de amplificadores operacionales que utilizan retroalimentación múltiple, como el amplificador operacional LM3875 de National Semiconductor y el amplificador operacional AD797 de Analog Devices.

3.12. Filtro con Topologías Sallen-Key

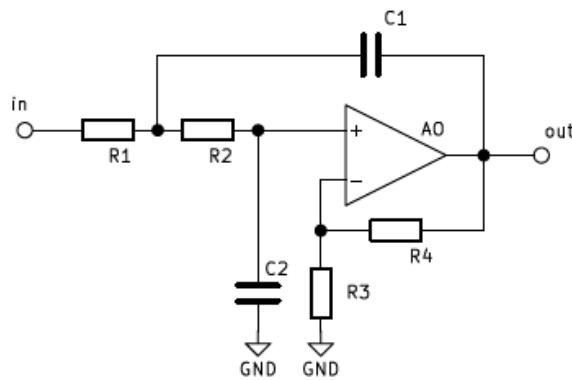


Figura 15: Filtro con Topologías Sallen-Key

Es un tipo de filtro activo que utiliza un amplificador operacional para proporcionar ganancia y control de frecuencia en un circuito de filtro pasa bajo o pasa alto. También se conoce como filtro controlado por fuente de tensión debido al uso de un circuito RC en serie con una fuente de tensión de control para establecer la frecuencia de corte del filtro.

3.13. Filtro de Variables de Estado

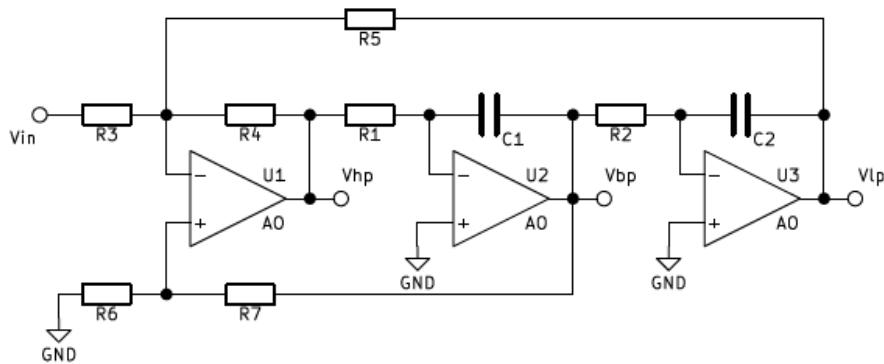


Figura 16: Filtro de Variables de Estado

En el contexto de los amplificadores operacionales, una variable de estado es una magnitud que describe el estado actual del amplificador, como la tensión de entrada, la corriente de salida o la carga en un capacitor. El seguimiento de estas variables de estado es esencial en el diseño y análisis de circuitos amplificadores.

3.14. 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.

3.15. 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.

3.16. Error Porcentual

Porcentaje de error (% de error), también conocido como porcentaje de error, es una medida de cuánto un valor difiere del valor esperado. Puede usarse para determinar qué tan lejos está un valor esperado de otro valor, pero a menudo se usa en el contexto de experimentos científicos.

Se puede expresar en la siguiente ecuación:

$$E_r = \frac{|Valor_{experimental} - Valor_{teorico}|}{Valor_{teorico}} \cdot 100 \quad (18)$$

4 Objetivo General y Específico

Parte 1: Aplicaciones de las Topologías Clásicas

Objetivo General:

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

Objetivos Específicos:

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

Parte 2: Amplificador Operacional Real

Objetivo General:

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

Objetivos Específicos:

1. Conocer las desviaciones de las implementaciones comerciales del amplificador operacional ideal.
2. Reconocer los efectos de las imperfecciones de los amplificadores operacionales y aplicar técnicas para corrección de estos efectos.

Parte 3: Filtros Activos

Objetivo General:

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

Objetivos Específicos:

1. Reconocer los efectos que produce la aplicación de filtros pasa bajos, pasa banda y pasa altos en distintas señales.

Parte 4: Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos

Objetivo General:

Reconocer, comprender y utilizar algunas de las aplicaciones del amplificador operacional más frecuentemente utilizadas.

Objetivos Específicos:

1. Analizar el funcionamiento de topologías de fuentes reguladas lineales series basadas en reguladores monolíticos comerciales fijos y variables.

5 Metodología

5.1. Parte 1. Aplicaciones De Las Topologías Clásicas

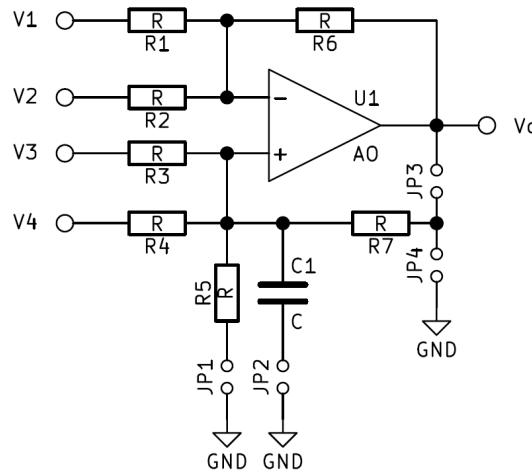


Figura 17: Topologías básicas

- Determinar la conexiones necesarias (JP_j : On/Off y señales de entrada V_i) para obtener un:

- **Amplificador Inversor**

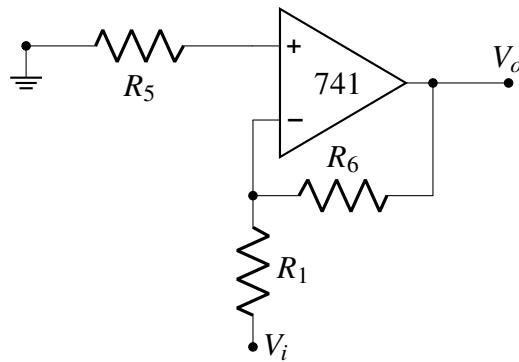


Figura 18: Configuración del Amplificador Inversor

Si se observa la figura 17 de las topologías básicas, se obtiene un amplificador inversor con la siguiente configuración:

- Entrada: V_1
- JP_1 : On
- JP_2, JP_3, JP_4 : Off

De esa manera, se obtiene la figura 18

■ **Amplificador No Inversor**

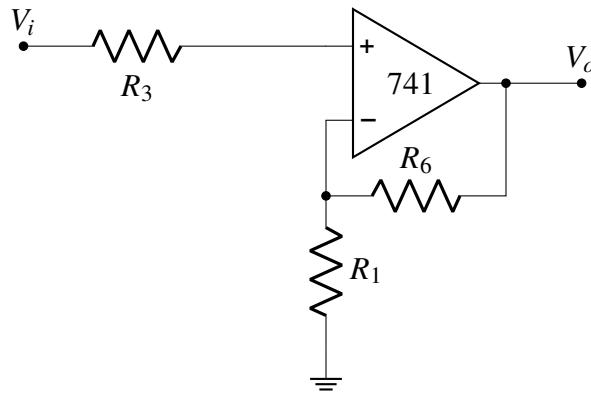


Figura 19: Configuración del Amplificador No Inversor

Si se observa la figura 17 de las topologías básicas, se obtiene un amplificador no inversor con la siguiente configuración:

- Entrada: V_3
- Tierra: V_1
- JP_1, JP_2, JP_3, JP_4 : Off

De esa manera, se obtiene la figura 19

■ **Amplificador Restador**

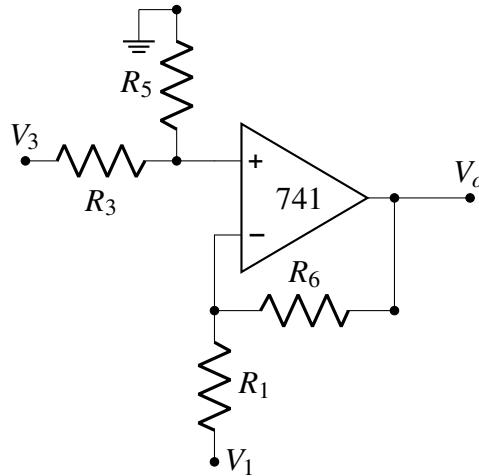


Figura 20: Configuración del Amplificador Restador

Si se observa la figura 17 de las topologías básicas, se obtiene un amplificador restador con la siguiente configuración:

- Entrada: V_1 y V_3
- JP_1 : On
- JP_2, JP_3, JP_4 : Off

De esa manera, se obtiene la figura 20

Nota: V_1 y V_3 realizan un corto para poder utilizar ambos nodos para la entrada del oscilador, obteniendo un V_{osc}

■ Convertidor de Tensión a Corriente (Fuente de Corriente)

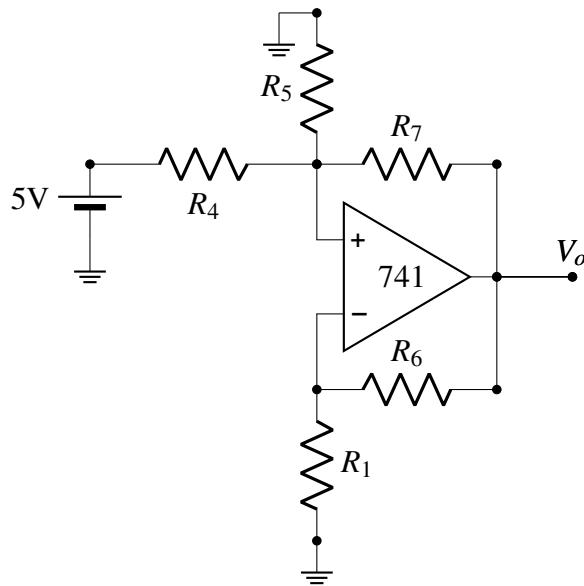


Figura 21: Configuración del Convertidor de Tensión a Corriente (Fuente de Corriente)

Si se observa la figura 17 de las topologías básicas, se obtiene un convertidor de fuente de tensión a corriente con la siguiente configuración:

- Entrada: V_4
- Tierra: V_1
- JP_1, JP_3 : On
- JP_2, JP_4 : Off
- Carga: R_5

De esa manera, se obtiene la figura 21

Nota: Se conectará una fuente de voltaje de Corriente continua para observar como a través de su tensión podemos modificar la corriente.

■ Integrador No Inversor (Integrador de Boo)

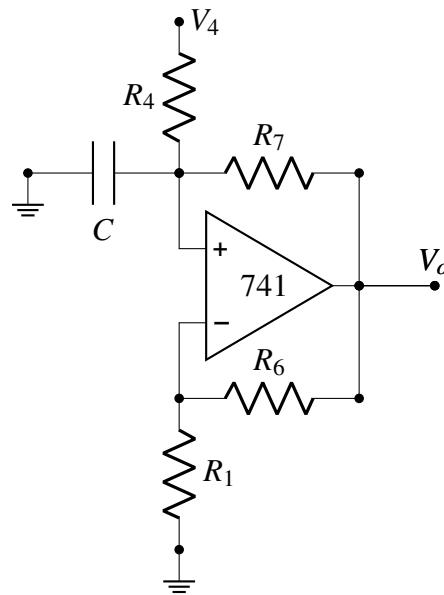


Figura 22: Configuración del Integrador No Inversor

Si se observa la figura 17 de las topologías básicas, se obtiene un integrador no inversor con la siguiente configuración:

- Entrada (Onda cuadrada): V_4 y @1KHz
- Tierra: V_1
- JP_1, JP_3 : On
- JP_2, JP_4 : Off
- Carga: R_5

De esa manera, se obtiene la figura 22

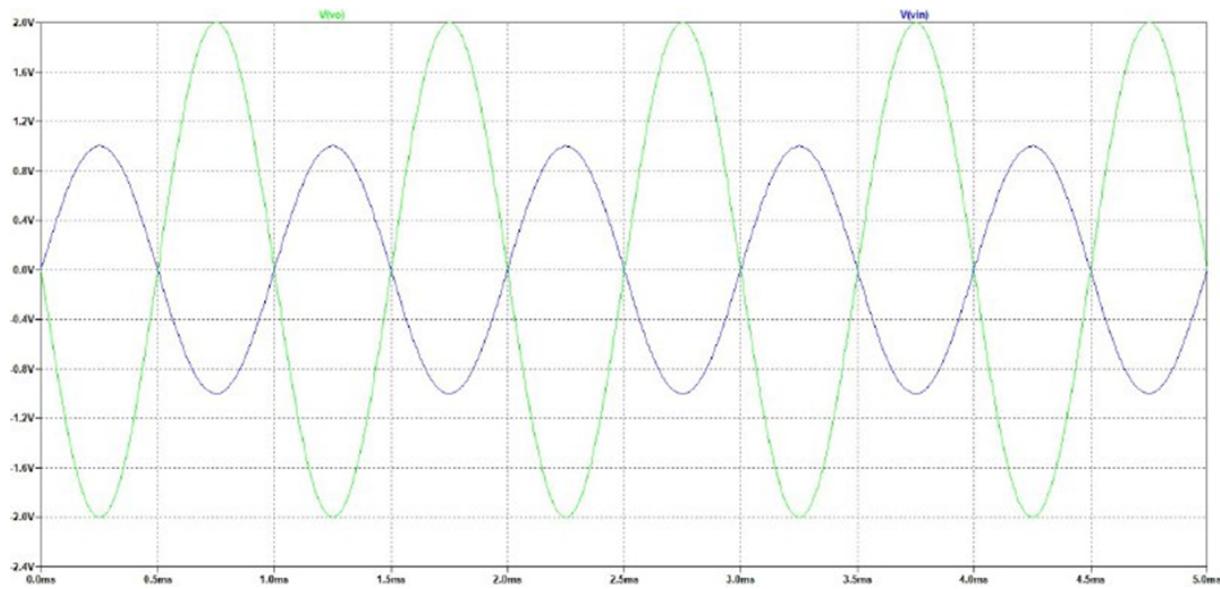
5.1.1. Diseño y Simulación

2. Escoja 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. Realice la simulación del circuito para verificar el resultado obtenido en sus cálculos. Explique cualquier diferencia respecto a sus cálculos, si la hay. Para probar la fuente de corriente, utilice diferentes valores de la resistencia de carga.

■ Inversor

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_6}{R_1} = -\frac{2K\Omega}{1K\Omega} = -2 \quad (19)$$

- Simulación



Gráfica 1: Forma de ondas de la señal de salida y entrada de la figura 18

Como Se puede observar en la gráfica 1, los cálculos de la ecuación 19 concuerdan con la simulación.

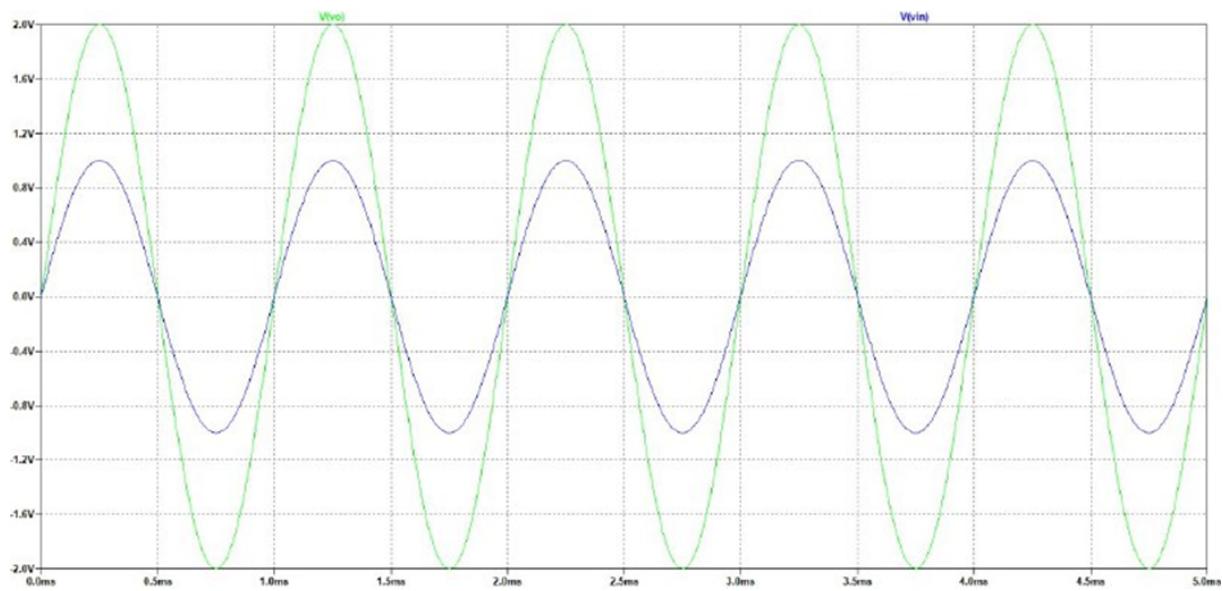
- **No Inversor**

$$A_v = 2 = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_6}{R_1}$$

$$2 = 1 + \frac{R_6}{R_1} \implies 2 - 1 = \frac{R_6}{R_1}$$

$$R_1 = R_6 = 2K\Omega \quad (20)$$

- Simulación



Gráfica 2: Forma de ondas de la señal de salida y entrada de la figura 19

Como Se puede observar en la gráfica 2, el diseño que se realizó fue el adecuado debido a que concuerdan con la simulación.

Nota: El máximo voltaje de entrada es de 4V debido a que su ganancia es 2, su $V_o = 8V$ después de 8V se satura su salida.

- Restador

Se toma en consideración que si se observa el nodo no inversor de la figura 20, siendo este un divisor de tensión se tiene un no inversor y de esta manera se puede hallar su ganancia, debido a esto se realizará una superposición para hallar la ganancia de ambas, de esa manera se tiene un inversor y un no inversor al .^apagar” las fuentes de tensión aplicando lo anteriormente mencionado.

$$V_o = -\frac{R_6}{R_1}V_1 + \frac{R_5}{R_5 + R_3}V_3 \left(1 + \frac{R_6}{R_1}\right) \quad (21)$$

$$\frac{R_6}{R_1} = 1 \implies R_6 = R_1 \quad (22)$$

$$\frac{R_5}{R_5 + R_3}V_3 \left(1 + \frac{R_6}{R_1}\right) = 3 \quad (23)$$

Ahora se toma la ecuación 22 en la ecuación 23, teniendo a continuación lo siguiente:

$$\frac{R_5}{R_5 + R_3} V_3 \left(1 + \frac{R_6}{R_1} \right) = 3$$

$$\frac{R_5}{R_5 + R_3} V_3 \left(1 + \frac{R_1}{R_1} \right) = 3 \implies 2R_5 = 3R_3 + 3R_5$$

$$-3R_3 = 3R_5 - 2R_5$$

$$|-3R_3 = R_5| \implies R_5 = 3R_3 \quad (24)$$

Por lo tanto, se tiene que el voltaje de salida V_o de la ecuación 21 se le van a sustituir las ecuaciones 22 y 24, obteniendo lo siguiente:

$$V_o = -V_1 + \frac{-3R_3}{R_3 - 3R_3} (1 + 1)V_3 = -V_1 + 3V_3 \quad (25)$$

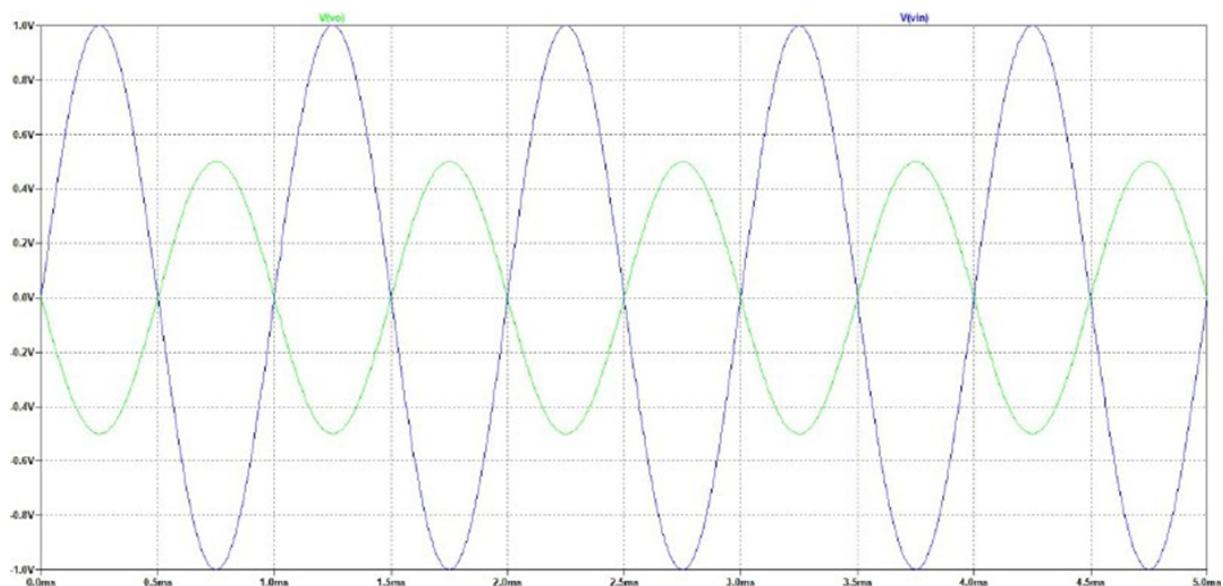
Se tiene la ecuación 25, y sabiendo que $V_i = V_1 = V_3$ se sustituye en la ecuación antes nombrada dando como resultado,

$$V_o = -V_i + 3V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 2$$

- Simulación

Se unen las entradas debido a que no tenemos otra salida de voltaje de entrada en el laboratorio por esa razón lo colocamos como si fuese un común.



Gráfica 3: Forma de ondas de la señal de salida y entrada de la figura 20

- Convertidor de Tensión a Corriente (Fuente de Corriente)

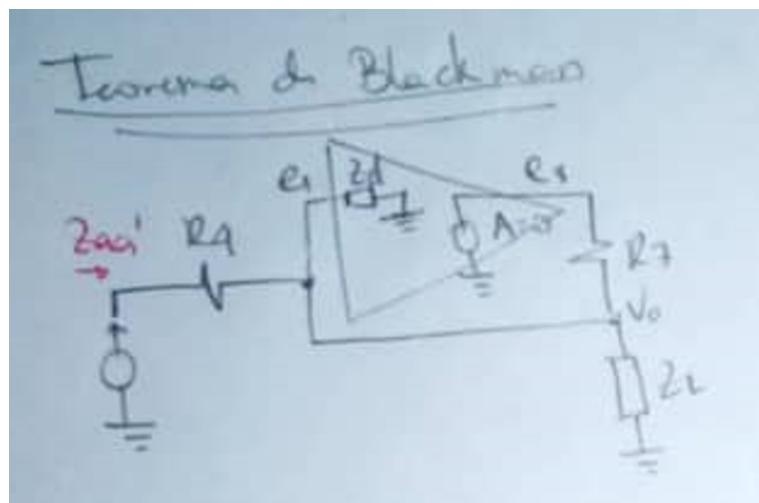
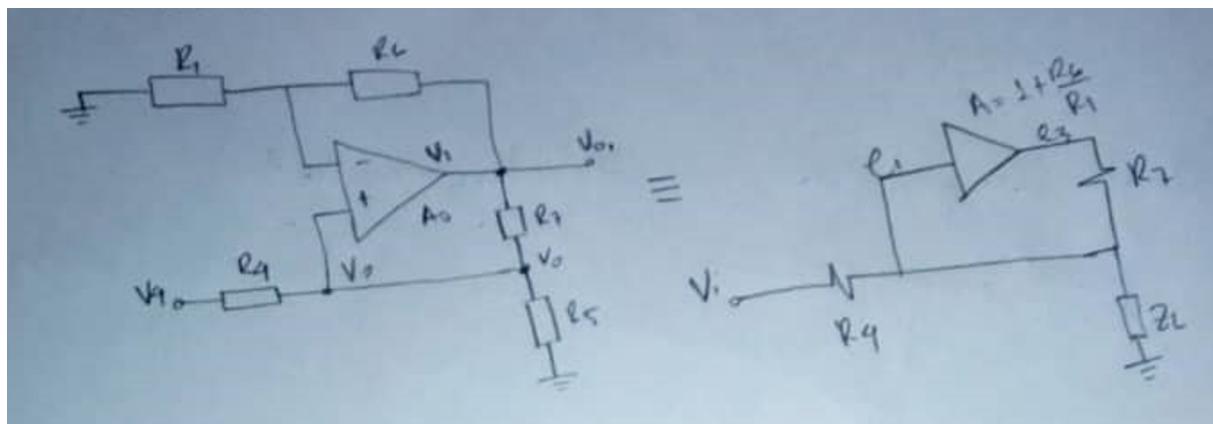


Imagen 1: Imagen de simplificación del circuito aplicando la Teorema de Blackman

Por ser una fuente de corriente se tiene que la impedancia $Z_a \rightarrow \infty$, por esa razón se tiene lo siguiente:

$$Z_{aa'} = R_7 // R_4 \quad (26)$$

$$X_{31CC} = 0 \quad (27)$$

$$X_{31CA} = R_4 \quad (28)$$

Haciendo uso de las ecuaciones 26, 27 y 28, usando el teorema de Blackman se obtiene,

$$z_a = Z_{aa} \frac{1 - AX_{31CC}}{1 - AX_{31CA}}$$

$$z_a = \frac{R_7 R_4}{R_7 + R_4} \frac{1 - \left(1 + \frac{R_6}{R_1}\right)(0)}{1 - \left(1 - \frac{R_6}{R_1}\right) R_4} \quad (29)$$

$$R_7 + R_4 = R_4 \left(1 + \frac{R_6}{R_1}\right) = R_4 \left(\frac{R_1 + R_6}{R_1}\right)$$

$$R_1(R_7 + R_4) = R_4(R_1 + R_6)$$

$$R_1 = R_4 \quad (30)$$

$$(R_7 + R_4) = (R_1 + R_6) \quad (31)$$

Haciendo uso de la ecuación 30 la sustituimos en 31

$$R_7 = R_6 \quad (32)$$

$$R_1 = R_4 = 10k\Omega$$

$$R_7 = R_6 = 4k\Omega$$

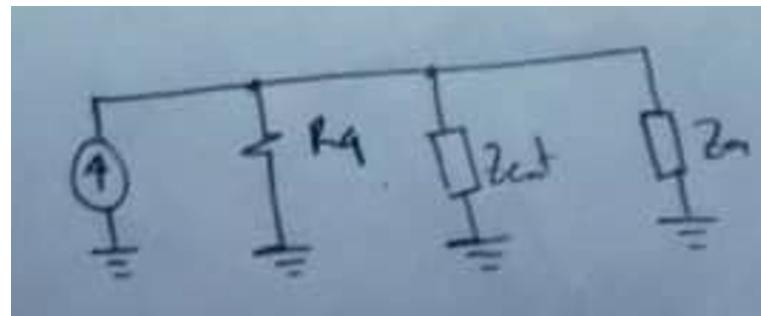
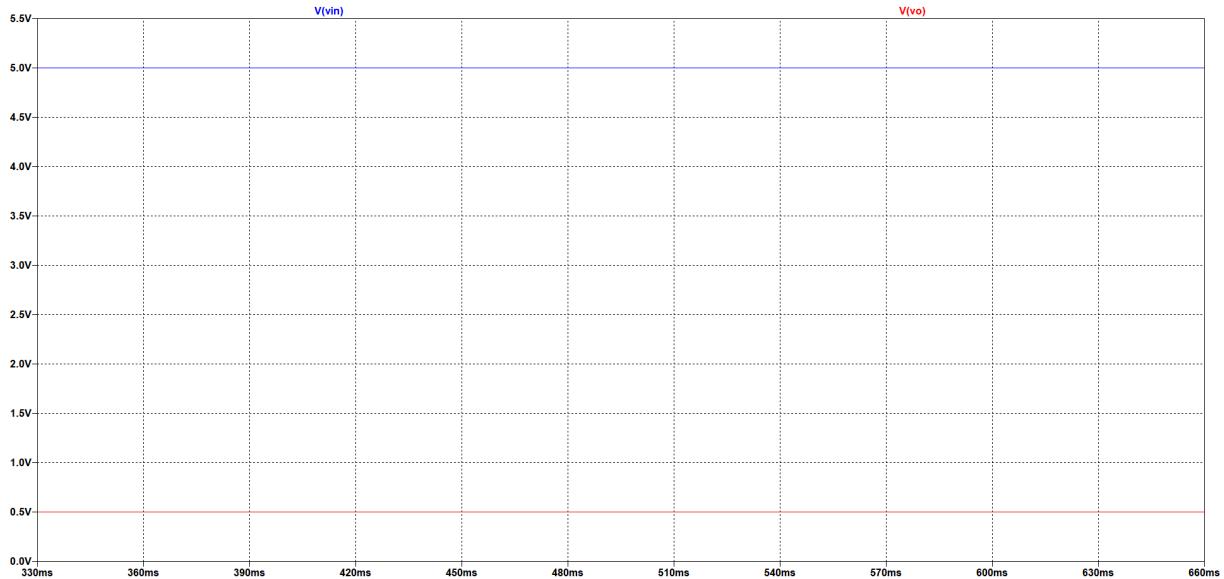


Imagen 2: Circuito equivalente de la fuente de corriente

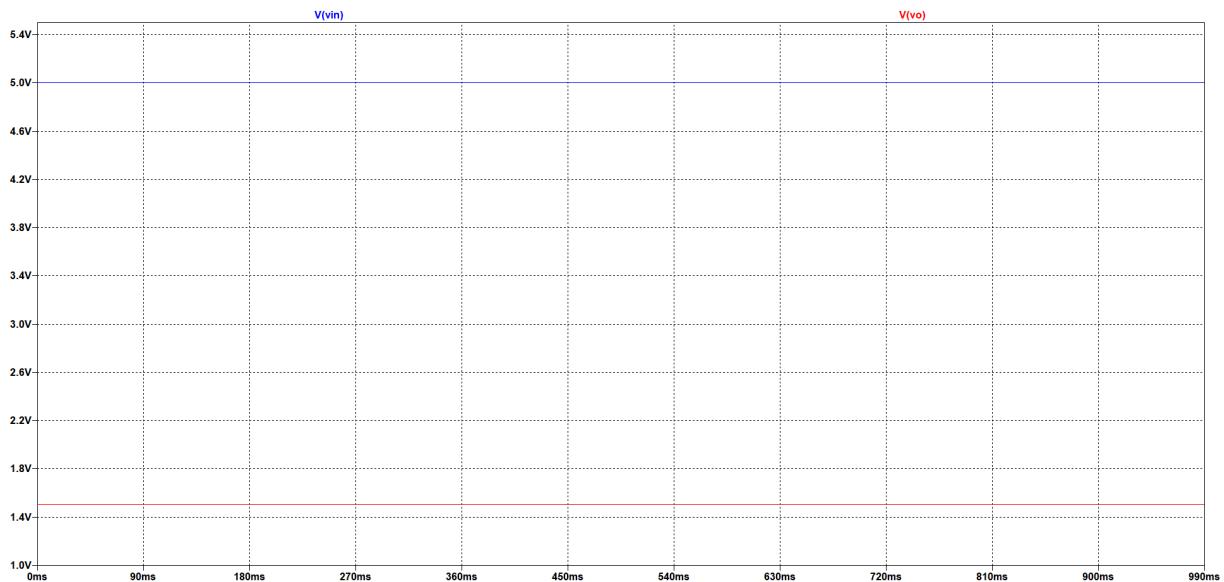
Por ley de ohm se tiene que $V_1 = I_1 R_4$ por lo tanto si se despeja $I = 1mA$

Por lo tanto, $V_o = R_L I_1 = 4K(1mA) = 4V$

- Simulación

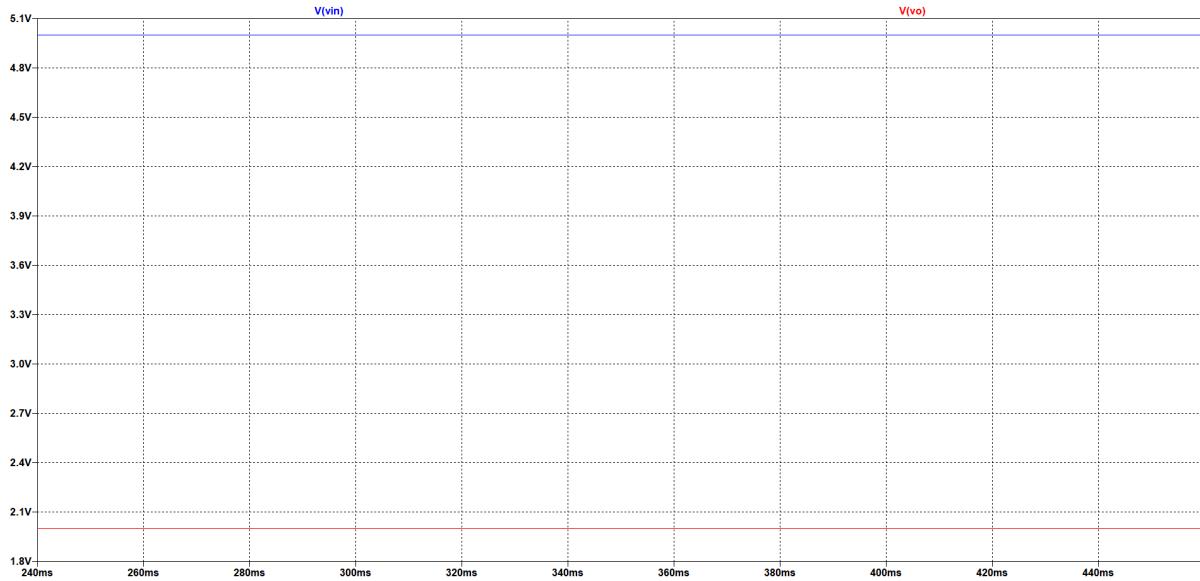


Gráfica 4: Forma de ondas de la señal de salida y entrada de la figura 21 con $R_L = 1k$; $V_o=0.5V$; $I_o=0.5mA$.



Gráfica 5: Forma de ondas de la señal de salida y entrada de la figura 21 con $R_L = 3k$; $V_o=1.5V$; $I_o=0.5mA$.

Se mantuvo la corriente y vario el voltaje de salida, como se observa en los cálculos realizados.



Gráfica 6: Forma de ondas de la señal de salida y entrada de la figura 21 con $R_L = 4k$; $V_o=2V$; $I_o=0.5mA$.

Solo Vario V_o



Gráfica 7: Forma de ondas de la señal de salida y entrada de la figura 21 con $R_L = 10k$; $V_o=5.004V$; $I_o=0.5mA$.

V_o aumentó pero su corriente no sobrepasa el $1mA$, solo disminuyó un poco.

- **Integrador No Inversor (Integrador de Boo)** En este caso, en el voltaje de entrada va a ser una onda cuadrada para poder observar el voltaje de salida necesario, haciendo uso de la siguiente ecuación:

$$V_{o'} = \left(1 + \frac{R_6}{R_1}\right) V_o$$

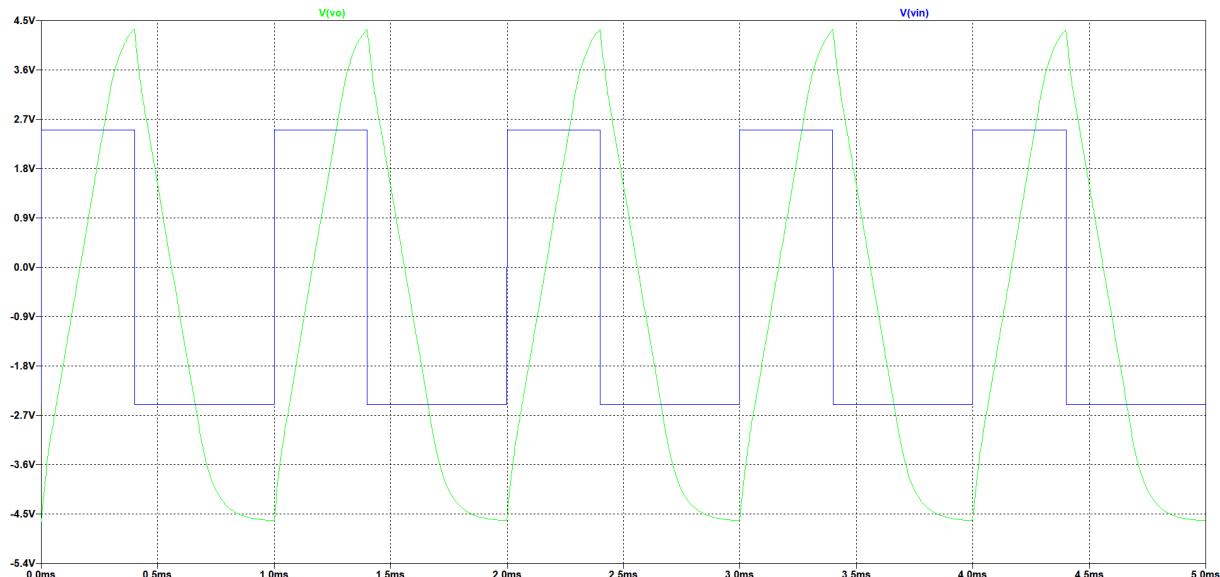
$$V_{o'} = \left(\frac{R_1 + R_6}{R_1}\right) \frac{1}{R_4} \frac{1}{2CS} V_i$$

$$\frac{V_{o'}}{V_i} = H(s) = \frac{R_1 + R_6}{R_1 R_4 2CS} \quad \therefore$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{R_4 2CS} \quad (33)$$

$$Z_{load} = \frac{1}{2CS} \quad (34)$$

- Simulación



Gráfica 8: Forma de ondas de la señal de salida y entrada de la figura 22

Se mantiene la configuración de las resistencias del circuito anterior, diferencia una señal cuadrada o un pulso de 10V

5.2. Parte 2. Amplificador Operacional Real

Componente	Valor
R_1	100Ω
R_2	100Ω
R_3	$22M\Omega$
R_4	$22M\Omega$
R_5	$100k\Omega$
R_6	$10k\Omega$
R_7	$1k\Omega$
R_8	910Ω
R_9	$10k\Omega$
R_{10}	$91k\Omega$
R_v	$1 \approx 10\Omega$
C	$100nF$

Tabla 1: Lista de Componentes usados en el laboratorio n°2 de la Práctica n°2

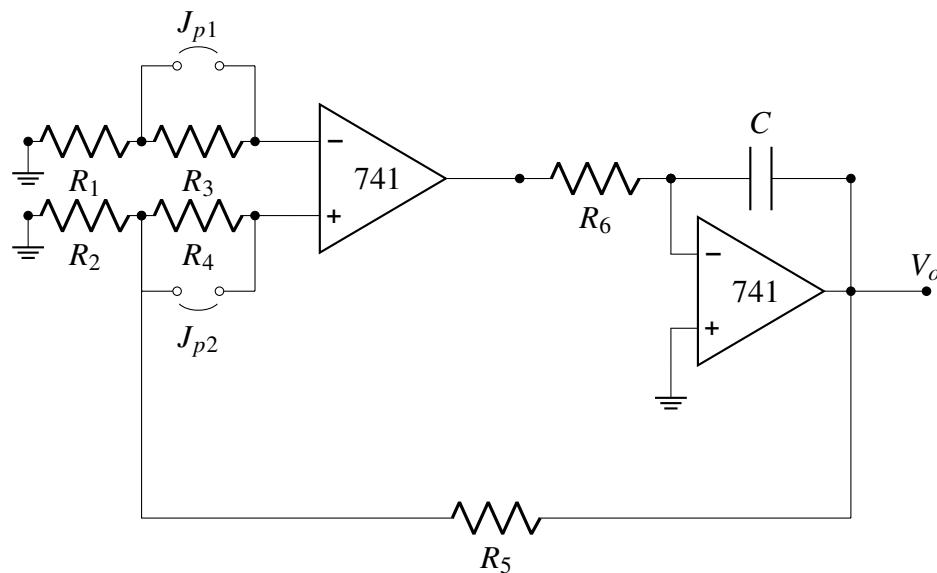


Figura 23: Medición de tensiones de Offset y corriente de polarización

1. Haciendo uso del montaje indicado en el diagrama esquemático de la Figura 23 explicar como medir la tensión de Offset y como medir la corriente de polarización de cada entrada.

- a) Tensión Offset

Para hallar la **tensión offset**, denotada como V_{os} , se va a cerrar los **Jumper(JP) 1 y 2**, de esa manera se obtiene la siguiente expresión:

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

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

$$V_{os} = \frac{V_o}{1 + \frac{R_5}{R_2}} \quad (35)$$

- b) Corriente de polarización 1 Para hallar la **Corriente de polarización 1**, denotada como I_{B_1} , se cierra **JP 2** y se abre **JP 1**. **Nota:** Importante acotación para facilitar los cálculos es que la resistencia R_1 no se tomará en cuenta su caída de tensión, debido a que la corriente que pasa por allí es muy pequeña, en consecuencia se desprecia esa tensión. Por lo tanto, se obtiene lo siguiente:

$$V_o = (V_{os} - I_{B_1}R_3) \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)$$

Se medirá la tensión de salida V_o . Teniendo todos los demás datos exceptuando I_{B_1} , es la que se despejará, resultando la siguiente ecuación:

$$I_{B_1} = \frac{V_{os} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) - V_o}{R_3 \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)} \quad (36)$$

Se halla así la corriente de polarización 1, en la medición indirecta de la ecuación 36.

- c) Corriente de polarización 2

Para hallar la **Corriente de polarización 2**, denotada como I_{B_2} , se cierra **JP 1** y se abre **JP 2**. Se toma en cuenta la nota anterior, se obtiene:

$$V_o = (V_{os} + I_{B_2}R_3) \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)$$

Se medirá la tensión de salida V_o . Teniendo todos los demás datos exceptuando I_{B_2} , es la que se despejará, resultando la siguiente ecuación:

$$I_{B_2} = \frac{V_o - V_{os} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)}{R_4 \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)} \quad (37)$$

Se halla así la corriente de polarización 2, en la medición indirecta de la ecuación 37.

- d) Corriente Offset

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

$$I_{os} = |I_{B_1} - I_{B_2}| \quad (38)$$

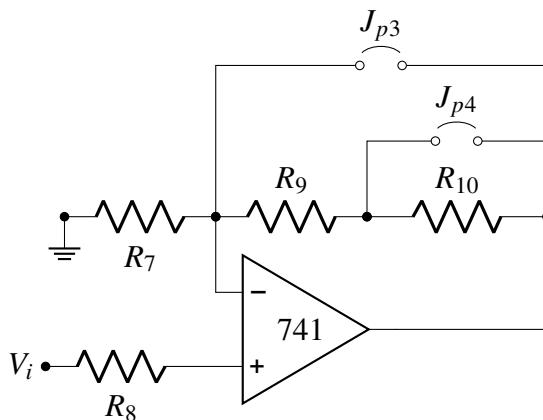


Figura 24: Medición del GBWP

2. Mediante el montaje de la Figura 24 explique como comprobar que el Producto del Ancho de Banda por la Ganancia (GBWP) se mantiene.

En este caso, se verificará que con distintas configuraciones de la figura 24, 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.

Nota: El producto de ancho de banda por ganancia, también conocido como producto ganancia-ancho de banda (GBWP), es un parámetro importante en el diseño de amplificadores operacionales. Se define como el producto de la ganancia de lazo cerrado por la banda de frecuencias. Este producto es una constante, lo que significa que si la ganancia disminuye, el ancho de banda aumenta, y viceversa. En el contexto de los amplificadores operacionales, el GBWP es crucial, ya que indica la relación inversa entre la ganancia y el ancho de banda. Un amplificador operacional sin realimentar tiene una ganancia considerable y un ancho de banda muy reducido. A partir de la frecuencia de corte, hay una caída de ganancia con una pendiente específica.

- **JP3 y JP4 abiertos**

$$A_2 = 1 + \frac{R_{10} + R_9}{R_7} = 102 \quad (39)$$

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

- **JP4 cerrado y JP3 abierto**

$$A_3 = 1 + \frac{R_9}{R_7} = 11 \quad (40)$$

- **JP4 y JP3 cerrados (Buffer)**

$$A_4 = 1 \quad (41)$$

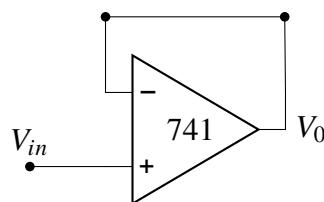


Figura 25: Medición de S.R., excusión máxima y corriente de corto circuito

3. Mediante el montaje de seguidor de tensión de la Figura 25, indique como medir el Slew Rate (S.R. o tasa de variación en español), los límites máximos de excusión y la corriente de corto circuito.

■ **Slew Rate**

Antes de realizar el experimento colocar una frecuencia de 1KHz para luego poder realizar las variaciones. Se realizará 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 esté 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 fórmula:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (42)$$

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.

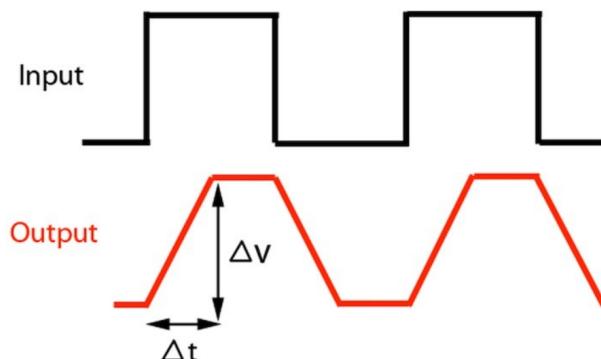


Imagen 3: Señal de entrada (negro) y señal de salida (Rojo) esta ultima con un tiempo de retardo por el S.R de la variación de frecuencia.

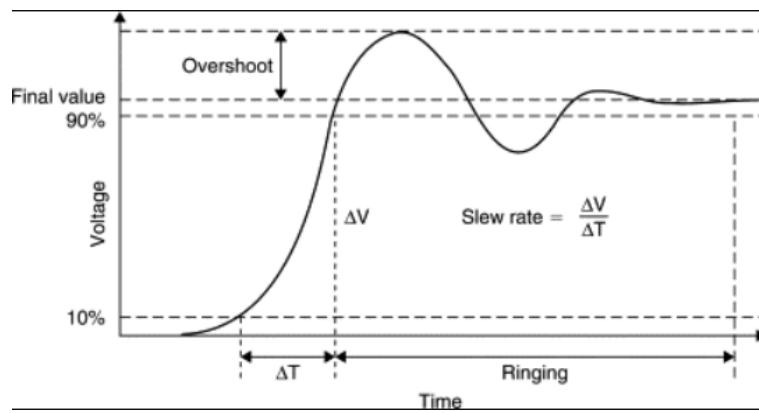


Imagen 4: Señal de salida y como observar las medidas en el osciloscopio.

- Límites máximo de excursión

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

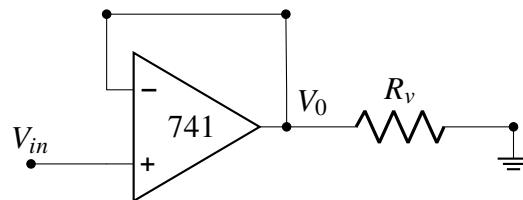


Figura 26: Medición de corriente de corto circuito

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 través 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.

5.3. Parte 3. Filtros Activos

5.3.1. Diseño

Para cada uno de los filtros que se muestran en la figura 27, 28 y 29.

1. Obtener su modelo circuital de entrada a cada una de sus salidas, observe la importancia de la función de transferencia.

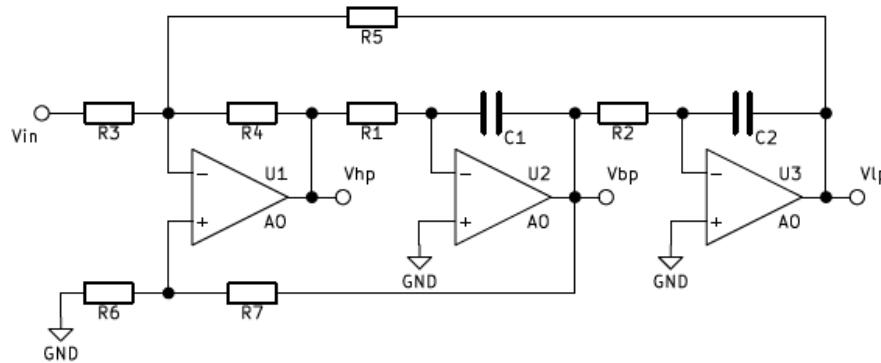


Figura 27: Filtro de Variables de Estado

Se aplica superposición se halla la salida de cada una de las topologías del circuito de la figura 27.

- Salida V_{hp}

$$V_{hp} = -\frac{R_4}{R_3}V_{in} + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3||R_5} \right) V_{bp} - \frac{R_4}{R_5}V_{lp} \quad (43)$$

- Salida V_{bp}

$$V_{bp} = -\frac{1}{SC_1}V_{hp} = -\frac{1}{SC_1R_1}V_{hp} \quad (44)$$

- Salida V_{lp}

$$V_{lp} = -\frac{1}{SC_2}V_{bp} = -\frac{1}{SC_2R_2}V_{bp} \quad (45)$$

Se hallará la función de transferencia de un filtro pasa bajo, haciendo uso del siguiente sistema de ecuación.

$$\begin{cases} V_{hp} = -\frac{R_4}{R_3}V_{in} + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3||R_5} \right) V_{bp} - \frac{R_4}{R_5}V_{lp} \\ V_{bp} = -\frac{1}{SC_1R_1}V_{hp} \\ V_{lp} = -\frac{1}{SC_2R_2}V_{bp} \end{cases}$$

De la ecuación 44 se despeja V_{hp} y se sustituye en la ecuación 43, en la ecuación 45 despejamos V_{bp} y se sustituye en 43, de esta manera se halla $\frac{V_{lp}}{V_{in}}$.

$$\begin{cases} V_{bp} = -SC_2R_2V_{lp} \\ V_{hp} = -SC_1R_1V_{bp} \end{cases}$$

Se sustituye la ecuación V_{bp} en V_{hp} .

$$\begin{cases} V_{bp} = -SC_2R_2V_{lp} \\ V_{hp} = -SC_1R_1(-SC_2R_2V_{lp}) = S^2C_1C_2R_1R_2V_{lp} \end{cases}$$

Se sustituye la ecuación V_{bp} y V_{hp} en la ecuación 43.

$$\begin{aligned} S^2C_1C_2R_1R_2V_{lp} &= -\frac{R_4}{R_3}V_{in} + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3||R_5}\right) (-SC_2R_2V_{lp}) - \frac{R_4}{R_5}V_{lp} \\ \left[S^2C_1C_2R_1R_2V_{lp} + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3||R_5}\right) (SC_2R_2V_{lp}) + \frac{R_4}{R_5}V_{lp} = -\frac{R_4}{R_3}V_{in} \right] \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \\ V_{lp} \left[S^2 + \frac{\frac{SR_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3||R_5}\right)}{C_1R_1} + \frac{R_4}{R_5} \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right] &= -\frac{R_4}{R_3}V_{in} \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \\ \frac{V_{lp}}{V_{in}} &= \frac{-\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}{S^2 + \frac{\frac{SR_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3||R_5}\right)}{C_1R_1} + \frac{R_4}{R_5} * \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \end{aligned} \quad (46)$$

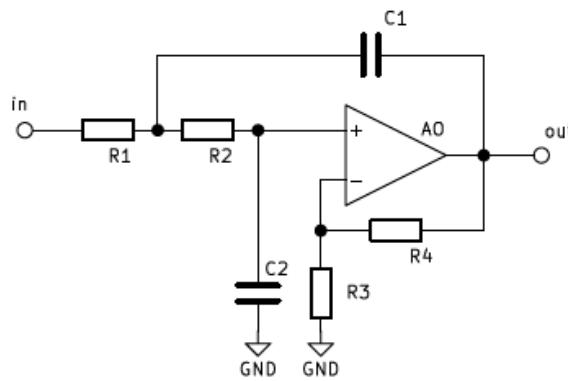


Figura 28: Filtro Pasa Bajos con Topologías Sallen-Key

Se aplica el Método del Amplificador Desvanecido (MAD), aparte se facilitaran los cálculos tomando cada resistencia y capacitancia como admitancias.

Se le aplicará MAD al Amplificador que tiene configuración no inversora, recordando su formula:

$$A_f = X_{i0} + \frac{X_{i1}AX_{30}}{1 - X_{31}A}$$

$$A = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

$$X_{i0} = \left. \frac{V_0}{V_i} \right|_{A=0} = \frac{V_i A}{V_i} = 0$$

$$X_{i1} = \left. \frac{e_1}{V_i} \right|_{A=0} = \frac{y_1}{y_1 + y_2 + \frac{y_3 y_4}{y_3 + y_4}} \frac{y_3}{y_3 + y_4}$$

$$X_{30} = \left. \frac{V_0}{e_3} \right|_{V_i=0} = \frac{V_0}{V_0} = 1$$

$$X_{31} = \left. \frac{e_1}{e_3} \right|_{V_i=0} = \frac{y_2}{y_1 + y_2 + \frac{y_3 y_4}{y_3 + y_4}} \frac{y_3}{y_3 + y_4}$$

Se sustituye cada uno de los valores hallados en la fórmula de MAD, por lo tanto se obtiene lo siguiente:

$$A_f = 0 + \frac{\frac{y_1}{y_1 + y_2 + \frac{y_3 y_4}{y_3 + y_4}} \frac{y_3}{y_3 + y_4} A(1)}{1 - A \frac{\frac{y_3 + y_4}{y_2} \frac{y_3}{y_3 + y_4}}{y_1 + y_2 + \frac{y_3 y_4}{y_3 + y_4}}} = \frac{\frac{y_1}{(y_1 + y_2)(y_3 + y_4) + y_3 y_4} \frac{y_3}{y_3 + y_4} A}{1 - A \frac{\frac{y_3 + y_4}{y_2} \frac{y_3}{y_3 + y_4}}{(y_1 + y_2)(y_3 + y_4) + y_3 y_4}}$$

$$A_f = \frac{\frac{y_1 y_3 A}{(y_1 + y_2)(y_3 + y_4) + y_3 y_4}}{\frac{(y_1 + y_2)(y_3 + y_4) + y_3 y_4 - A y_2 y_3}{(y_1 + y_2)(y_3 + y_4) + y_3 y_4}} = \frac{y_1 y_3 A}{(y_1 + y_2)(y_3 + y_4) + y_3 y_4 - A y_2 y_3}$$

$$A_f = \frac{y_1 y_3 A}{(y_1 + y_2 + y_4 - A y_2) y_3 + y_4 (y_1 + y_2)} = \frac{y_1 y_3 A}{(y_1 + (1 - A) y_2 + y_4) y_3 + y_4 (y_1 + y_2)}$$

$$y_1 = \frac{1}{R_1}; \quad y_2 = S C_1; \quad y_3 = \frac{1}{R_2}; \quad y_4 = S C_2$$

Se sustituyen cada uno de los valores de y_1 , y_2 , y_3 y y_4 , en la ecuación de A_f , quedando lo siguiente:

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{\frac{1}{R_1} \frac{1}{R_2} A}{\left(\frac{1}{R_1} + (1 + A) S C_1 + S C_2\right) \frac{1}{R_2} + \left(\frac{1}{R_1} + S C_1\right) S C_2} \\ A_f &= \frac{\frac{A}{R_1 R_2}}{\frac{1}{R_1 R_2} + \frac{(1 - A) S C_1}{R_2} + \frac{S C_2}{R_2} + \frac{S C_2}{R_1} + S^2 C_1 C_2} \\ A_f &= \frac{\frac{A}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{S^2 + S \left(\frac{(1 - A)}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \end{aligned} \tag{47}$$

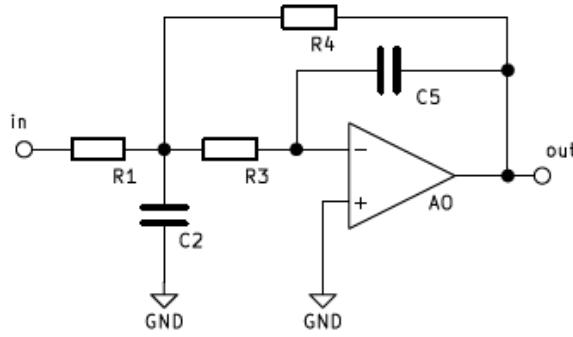


Figura 29: Filtro Pasa Bajos con Topologías de Retroalimentaciones Múltiples

Se aplica MAD y para simplificar los cálculos se trabajara en admitancias, al igual que la topología anterior.

$$A = -\frac{1}{SC_5R_3}$$

$$X_{i0} = 0; \quad X_{i1} = \frac{y_1}{y_1 + y_2 + y_3 + y_4}; \quad X_{30} = 1; \quad X_{31} = \frac{y_4}{y_1 + y_2 + y_3 + y_4}$$

$$A_f = \frac{\frac{y_1}{y_1 + y_2 + y_3 + y_4} \left(-\frac{1}{SC_5R_3} \right)}{1 - \frac{y_4}{y_1 + y_2 + y_3 + y_4} \left(-\frac{1}{SC_5R_3} \right)}$$

$$A_f = -\frac{y_1}{(y_1 + y_2 + y_3 + y_4)(SC_5R_3) + y_4}$$

$$y_1 = \frac{1}{R_1}; \quad y_2 = SC_2; \quad y_3 = \frac{1}{R_3}; \quad y_4 = \frac{1}{R_4}$$

Se sustituyen cada uno de los valores de y_1 , y_2 , y_3 y y_4 , en la ecuación de A_f , quedando lo siguiente:

$$\begin{aligned}
 A_f &= \frac{-\frac{1}{R_1}}{\left(\frac{1}{R_1} + SC_2 + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right)(SC_5R_3) + \frac{1}{R_4}} \\
 A_f &= \frac{-\frac{1}{R_1}}{S^2C_5C_2R_3 + SC_5R_3\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) + \frac{1}{R_4}} \\
 A_f &= \frac{\frac{1}{R_1R_3C_2C_5}}{S^2 + \frac{S}{C_2}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) + \frac{1}{R_4R_3C_2C_5}}
 \end{aligned} \tag{48}$$

Recordando que la formula General de filtro pasa bajos es el siguiente:

$$H(S) = \frac{H_0W_0^2}{S^2 + 2\zeta w_0 S + w_0^2} \tag{49}$$

2. Especifique los componentes necesarios, en cada filtro, para obtener frecuencias de corte (f_0) de $2,7KHz$ con factor de amortiguamiento (ζ) de 0,707, con ganancia de 2 en la salida pasa bajos.

■ Filtro de Variables de Estado

Se hace uso de la ecuación 49, para hallar lo que se pide, empezando con la función de transferencia del filtro de Variables de Estado de la figura 27, observando la ecuación 46, se tiene:

$$f_0 = 2,7KHz; \quad \zeta = 0,707; \quad A = 2$$

$$w_0 = 2\pi f_0 = 2\pi(2,7K) = 16,965K \frac{rad}{s}$$

Debido que tenemos tres valores designados como lo son f_0 , ζ y w_0 y 6 constantes, la cual se deben hallar sus valores para el diseño que se pide, se asumirán distintas constantes permitiendo facilitar el calculo del siguiente sistema de ecuaciones.

$$\left\{
 \begin{array}{l}
 w_0^2 = \frac{R_4}{R_5C_1C_2R_1R_2} \\
 2\zeta w_0 = \frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3||R_5} \right) \\
 H_0w_0^2 = -\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}
 \end{array}
 \right.$$

Se sustituye w_0^2 en $H_0 w_0^2$ y de esta última despejamos H_0 .

$$H_0 = -\frac{1}{w_0^2 R_3} \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} = -\frac{1}{\frac{R_4}{R_5 C_1 C_2 R_1 R_2}} \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}$$

$$H_0 = -\frac{R_5}{R_3} = -2 \quad \therefore \quad R_5 = 2R_3$$

Se asume que $R_5 = 10,2K\Omega$ $\therefore R_3 = 5,1K\Omega$

Asumiendo valores a $C_1 = C_2 = 10nF$ y tomando R_5 en la ecuación w_0^2 , se tiene:

$$w_0^2 = \frac{R_4}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_5}$$

$$C_1 C_2 w_0^2 = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_5}$$

Asumiendo $R_1 = 3,3k\Omega$ y $R_2 = 2,2K\Omega$

$$R_4 = C_1 C_2 w_0^2 R_1 R_2 R_5$$

$$R_4 = (10n)^2 (16,965K)^2 (3,3K) (2,2K) (10,2K) = 2131,3 \approx 2,2K\Omega$$

Ahora se hace uso de los valores anteriormente hallados, para encontrar R_6 y R_7 en la ecuación $2\zeta w_0$

$$2\zeta w_0 = \frac{\frac{R_6}{R_6 + R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3 || R_5} \right)}{C_1 R_1}$$

$$R_3 || R_5 = \frac{R_3 R_5}{R_3 + R_5} = \frac{5,1K (10,2K)}{5,1K + 10,2K} = 3,4k\Omega$$

$$2(0,707)(16,965K) = \frac{1}{10n(3,3K)} \frac{R_6}{R_6 R_7} \left(1 + \frac{2,2K}{3,4K} \right)$$

$$0,79162 = \frac{R_6}{R_6 R_7} (1,64705)$$

$$\frac{0,79162}{1,64705} = \frac{R_6}{R_6 R_7} \implies 0,4806(R_6 + R_7) = R_6 \implies 0,4806R_7 = 0,51937R_6$$

$$R_7 = 1,08R_6 \approx R_6$$

Teniendo en cuenta que $R_7 \approx R_6$ se asume,

$$R_7 = R_6 = 10K\Omega$$

Asimismo se realizará para los filtros de la figura 28 y 29, continuamos con la Topología Sallen-Key.

- **Filtro Pasa Bajos con Topología Sallen-Key**

Como se indica en el proceso anterior, se hará uso de la ecuación 49 y la función de transferencia del filtro pasa bajos de la topología de Sallen-Key que es la ecuación 47. Obteniendo el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} w_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \\ 2\zeta w_0 = \frac{(1 - A)}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1} = \frac{R_4}{C_2 R_3 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1} \\ H_0 w_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{R_3 + R_4}{R_3} \end{cases}$$

Se sustituye w_0^2 en $H_0 w_0^2$, obteniendo lo siguiente:

$$H_0 = \frac{1}{w_0^2} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

$$H_0 = \frac{1}{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

$$H_0 = \frac{R_3 + R_4}{R_3} = 2 \implies 2R_3 = R_3 + R_4 \implies 2R_3 - R_3 = R_4$$

$$R_3 = R_4$$

Por esa razón, se asume que

$$R_3 = R_4 = 1K\Omega$$

Con los datos hallados los sustituimos en $2\zeta w_0$, de esa manera se halla R_1 y R_2 . Se asume que $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$

$$2\zeta w_0 = \frac{R_4}{C_2 R_3 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1}$$

$$2\zeta w_0 = \frac{1}{R_2} \left(\frac{R_4}{C_1 R_4} + \frac{1}{C_1} \right) + \frac{1}{C_1 R_1} = \frac{2}{R_2 C_1} + \frac{1}{C_1 R_1}$$

$$2\zeta w_0 = \frac{2C_1 R_1 + R_2 C_1}{C_1^2 R_2 R_1} = \frac{2R_1 + R_2}{C_1 R_2 R_1}$$

Se asume que $R_1 = 3,9K\Omega$ y $R_2 = 8,2K\Omega$

■ **Filtro Pasa Bajos con topología de retroalimentaciones múltiples**

Se toma en cuenta nuevamente la ecuación 49 y 48. Se forma el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} w_0^2 = \frac{1}{R_4 R_3 C_2 C_5} \\ H_0 w_0^2 = -\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5} \\ 2\zeta w_0 = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \end{cases}$$

Se sustituye la ecuación w_0^2 en $H_0 w_0^2$, se obtiene:

$$H_0 = -\frac{1}{w_0^2} \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5} = -\frac{1}{\frac{1}{R_4 R_3 C_2 C_5}} \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5} = -\frac{R_4}{R_1}$$

$$H_0 = -2 = -\frac{R_4}{R_1} \implies R_4 = 2R_1$$

Por consiguiente, se asume que $R_1 = 1K\Omega'$ ∴ $R_4 = 2K \approx 2,2k\Omega$

Ahora se usará la ecuación $2\zeta w_0$, para hallar R_3 , asumiendo que $C_2 = 80nF$ y $C_5 = 10nF$

$$2\zeta w_0 = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{1}{C_2} \left(\frac{2}{R_4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)$$

$$2\zeta w_0 C_2 = \frac{3}{R_4} + \frac{1}{R_3}$$

$$2(0,707)(2\pi 2,7K)(80n) - \frac{3}{2,2K} = \frac{1}{R_3} = 555,4\mu$$

$$R_3 = \frac{1}{555,4\mu} = 1,8K\Omega$$

Se busca que R_3 y R_4 sean iguales, por lo tanto,

$$R_3 = R_4 = 1,8K \approx 2,2K$$

5.3.2. Simulación

3. Verifique 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.

- **Filtro de Variables de Estado**

Se muestra la siguiente tabla que indica los valores de las resistencias usadas en cada simulación, previamente calculadas tras su diseño.

Componente	Valor
R₁	3,3kΩ
R₂	2,2kΩ
R₃	3,1kΩ
R₄	2,2kΩ
R₅	10kΩ
R₆	10kΩ
R₇	10kΩ
C₁	10 nF
C₂	10 nF

Tabla 2: Valores de los componentes que diseña un filtro pasa bajo de variables de estado

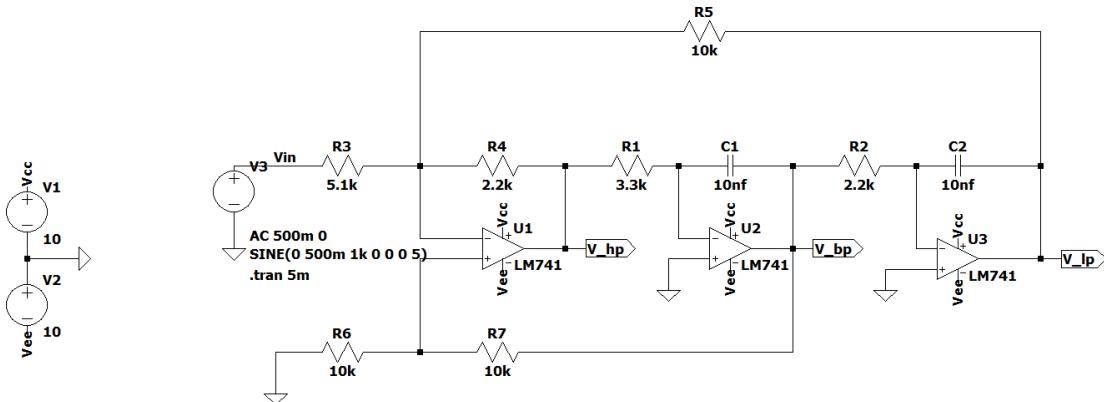
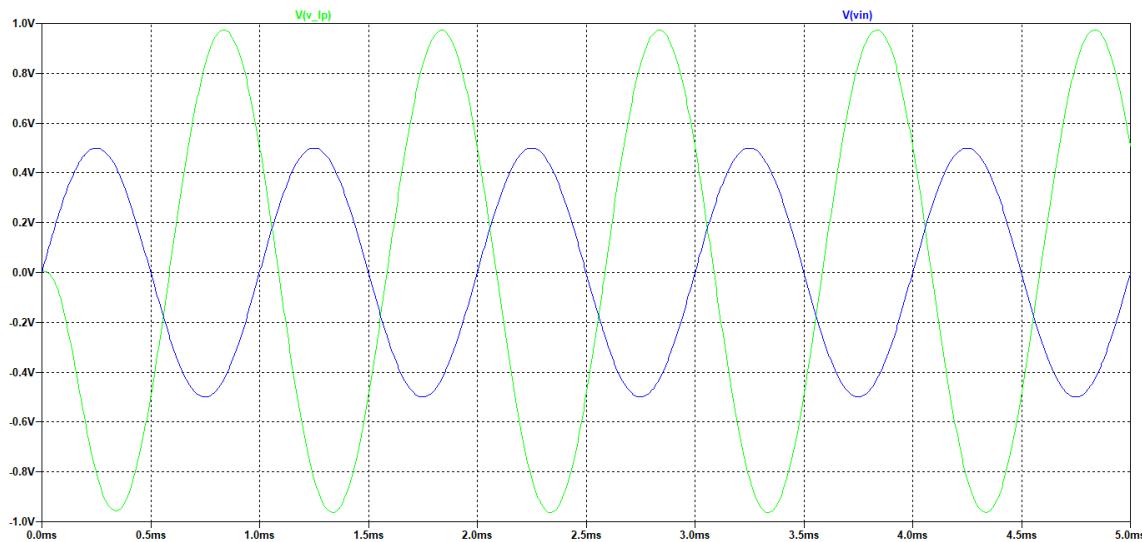
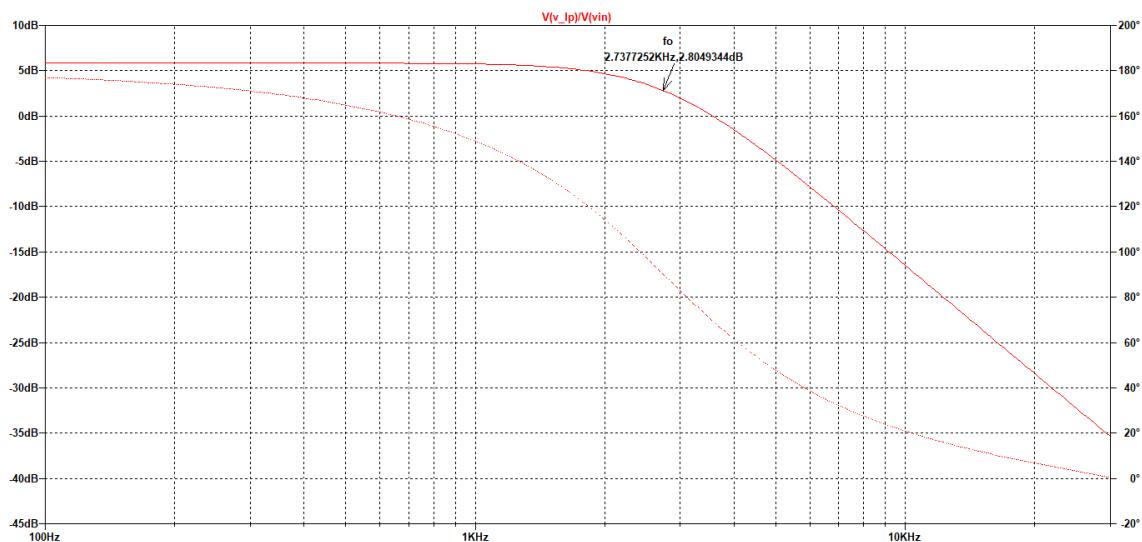


Figura 30: Diseño del Filtro de Variables de Estado pasa bajos



Gráfica 9: Señal de Salida y Entrada del Diseño del Filtro de Variables de Estado pasa bajos

Como se puede observar en la gráfica 9 se obtiene una ganancia de -2, como la que se realizó en el diseño. Por consiguiente, falta añadir el diagrama de Bode para verificar si fue un diseño adecuado a la respuesta en frecuencia deseada.



Gráfica 10: Diagrama de Bode (Magnitud y Fase) del Diseño del Filtro de Variables de Estado pasa bajos. Frecuencia de corte señalada en negro

Efectivamente los cálculos realizados en el diseño del filtro son los correctos, para las condiciones deseadas en el laboratorio.

- **Filtro Pasa Bajos con Topología Sallen-Key**

Componente	Valor
R_1	$3,9k\Omega$
R_2	$8,2k\Omega$
R_3	$1k\Omega$
R_4	$1k\Omega$
C_1	10 nF
C_2	10 nF

Tabla 3: Valores de los componentes que diseña un filtro pasa bajo con topología Sallen-Key

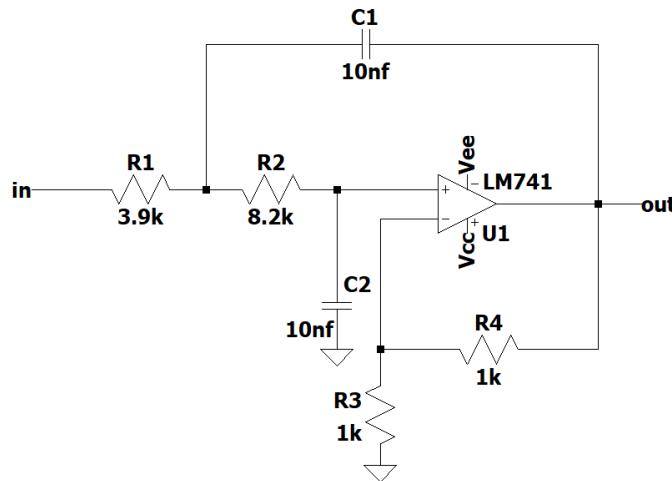
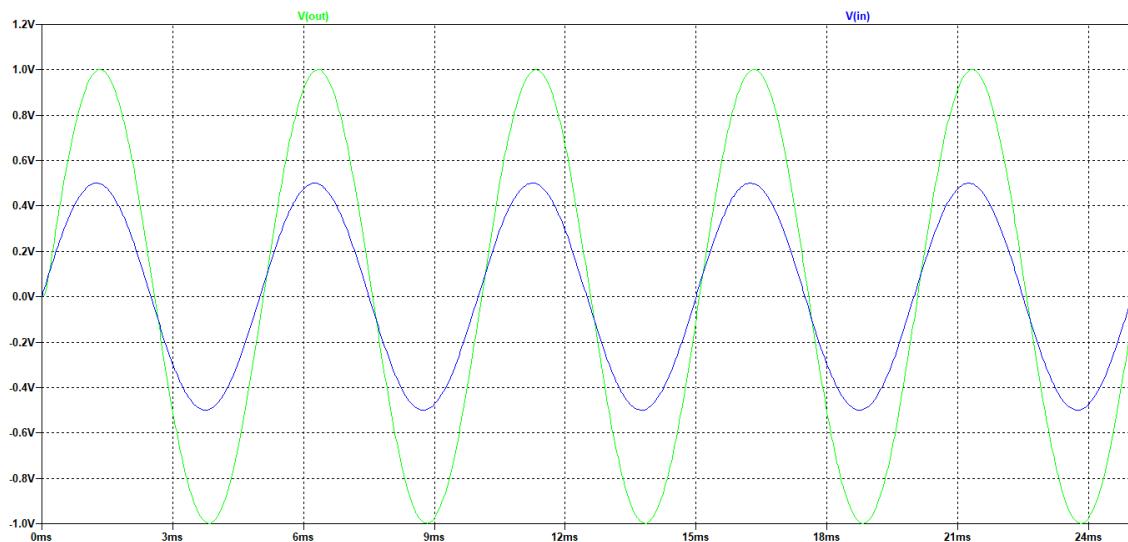
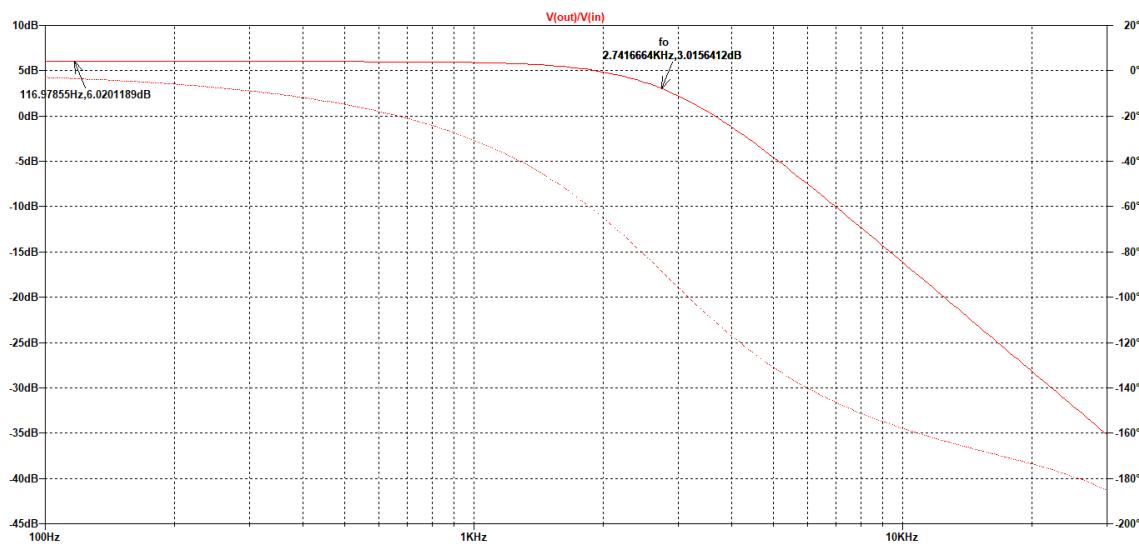


Figura 31: Diseño del Filtro pasa bajos con topología Sallen-Key



Gráfica 11: Señal de Salida y Entrada del Diseño del Filtro pasa bajos con topología Sallen-Key



Gráfica 12: Diagrama de Bode (Magnitud y Fase) del Diseño del Filtro pasa bajos con topología Sallen-Key. Frecuencia de corte señalada en negro

Como se visualiza en las gráficas 11 y 12, Se obtuvo una ganancia de 2, una frecuencia de corte de 2.7 KHz, con su error relativo apreciable, sin embargo, no deja de ser preciso.

- **Filtro Pasa Bajos con topología de retroalimentaciones múltiples**

Componente	Valor
R_1	$1k\Omega$
R_3	$2,2k\Omega$
R_4	$2,2k\Omega$
C_2	80 nF
C_5	10 nF

Tabla 4: Valores de los componentes que diseña un filtro pasa bajo con topología de retroalimentaciones múltiples

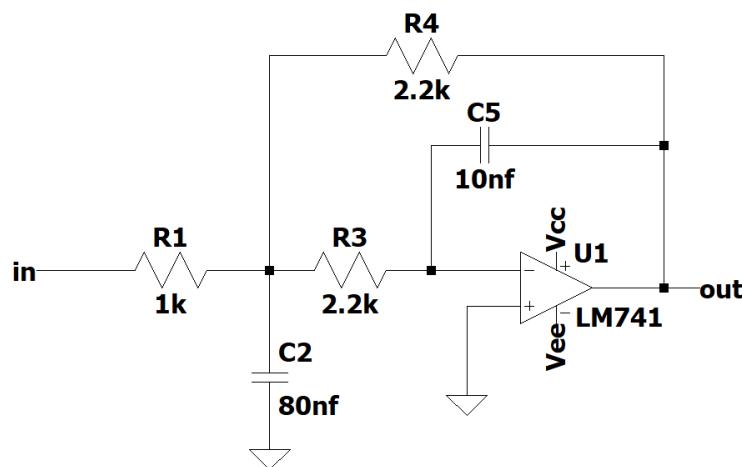
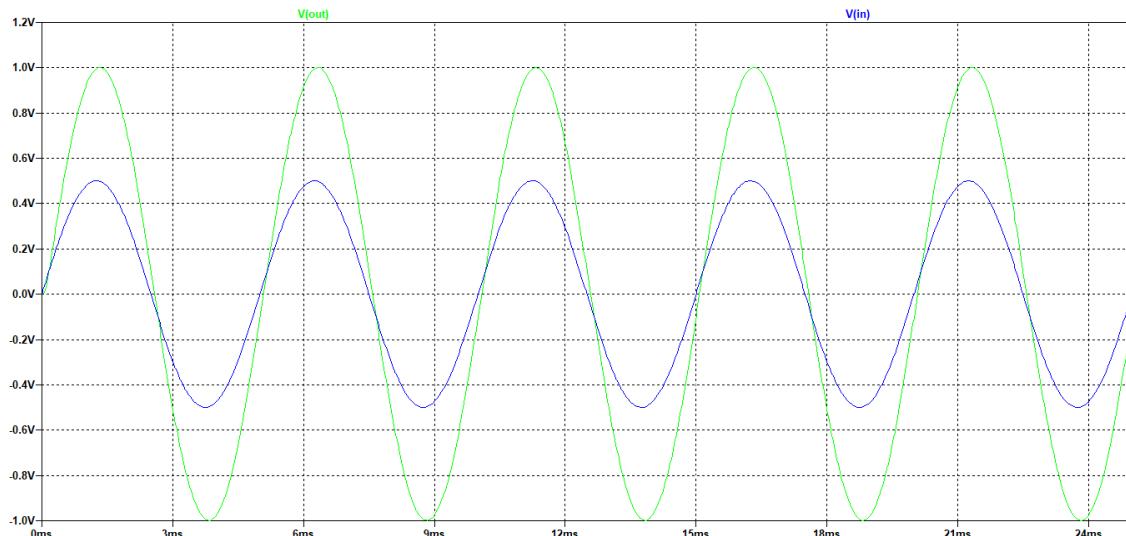
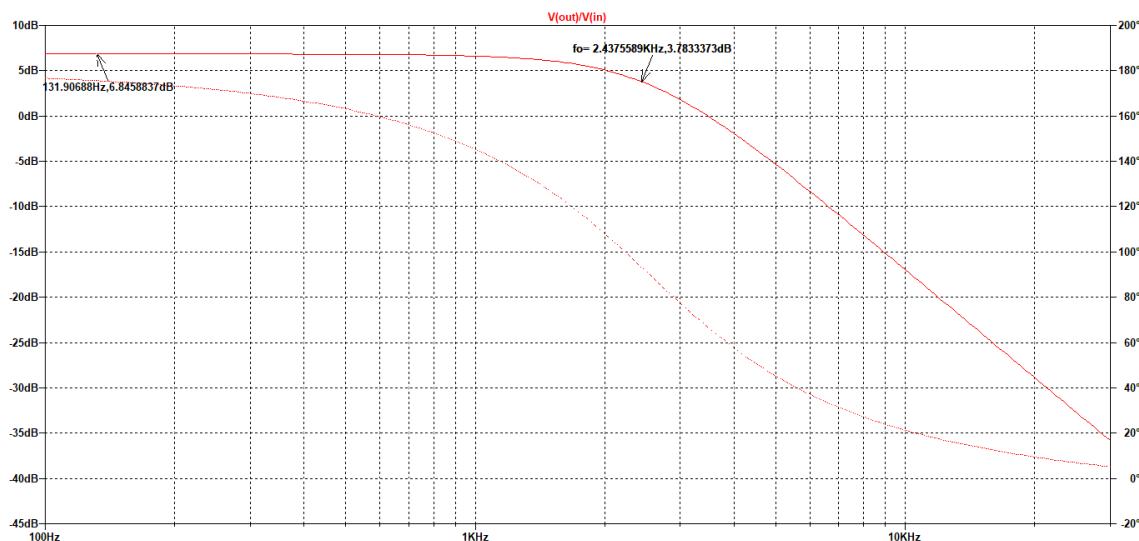


Figura 32: Diseño del Filtro pasa bajos con topología de retroalimentaciones múltiples



Gráfica 13: Señal de Salida y Entrada del Diseño del Filtro pasa bajos con topología de retroalimentaciones múltiples



Gráfica 14: Diagrama de Bode (Magnitud y Fase) del Diseño del Filtro pasa bajos con topología de retroalimentaciones múltiples. Frecuencia de corte señalada en negro

Acá si se obtiene una salida distinta como se ve en la gráfica 13, donde su salida es un poco mayor que 2, sin embargo, entra dentro de lo tolerable, también se observa una frecuencia de corte menor. Por consiguiente, se logrará realizar en el laboratorio cada una de las topologías que se diseñó, para saber si se ajusta a las condiciones que se desean, reflejando los cálculos teóricos y las simulaciones en la práctica.

4. Por simulación obtenga las formas en cada salida al inyectar señales cuadradas con frecuencia tal, que su tercera armónica, coincida con la frecuencia de corte indicadas. Explique a que se deben las formas de onda obtenidas.

Para hallar esa frecuencia que se le dará a la onda cuadrada, en específico que su tercera armónica, coincida con la frecuencia de corte indicada anteriormente, se debe realizar lo siguiente:

$$T = \frac{1}{f_o} r$$

Lo que se hará a continuación es hallar la frecuencia fundamental, asumiendo que la

frecuencia de corte es su tercer armónico, logrando la condición necesaria

$$f_1 = \frac{f_o}{3} = \frac{2.7\text{KHz}}{3} = 900\text{Hz}$$

siendo esta la frecuencia fundamental que se le colocará a la onda cuadrada

$$T_1 = \frac{1}{f_1} = \frac{1}{900} = 1,111\text{ms}$$

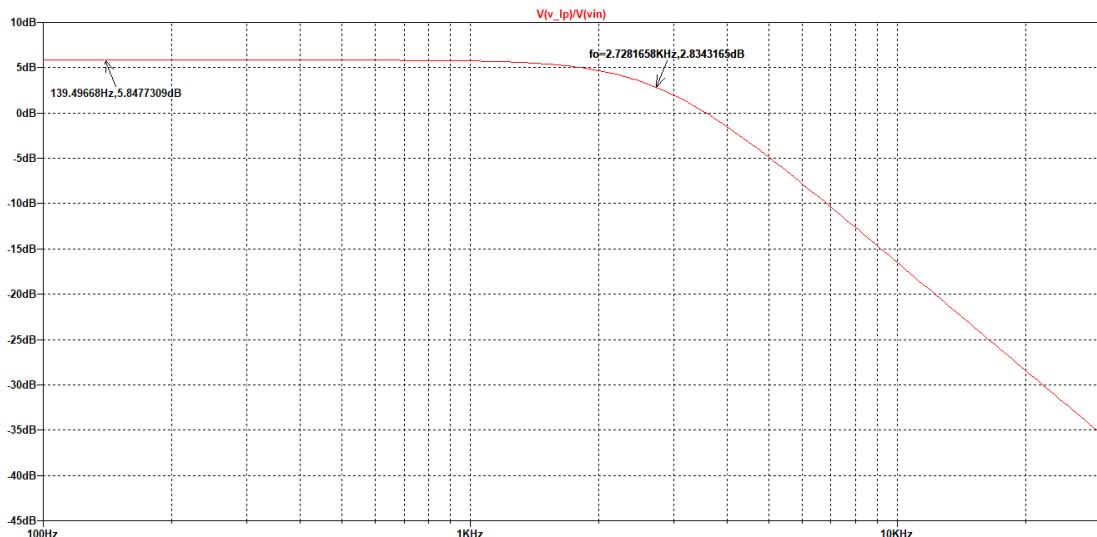
Debido a las simulaciones anteriores, ya se sabe que cada frecuencia de corte dependiendo

de su topología, y el diseño que se realizó, poseen pequeñas variaciones, sin embargo se ajustará de igual manera a 900 Hz y se observará su frecuencia de corte.

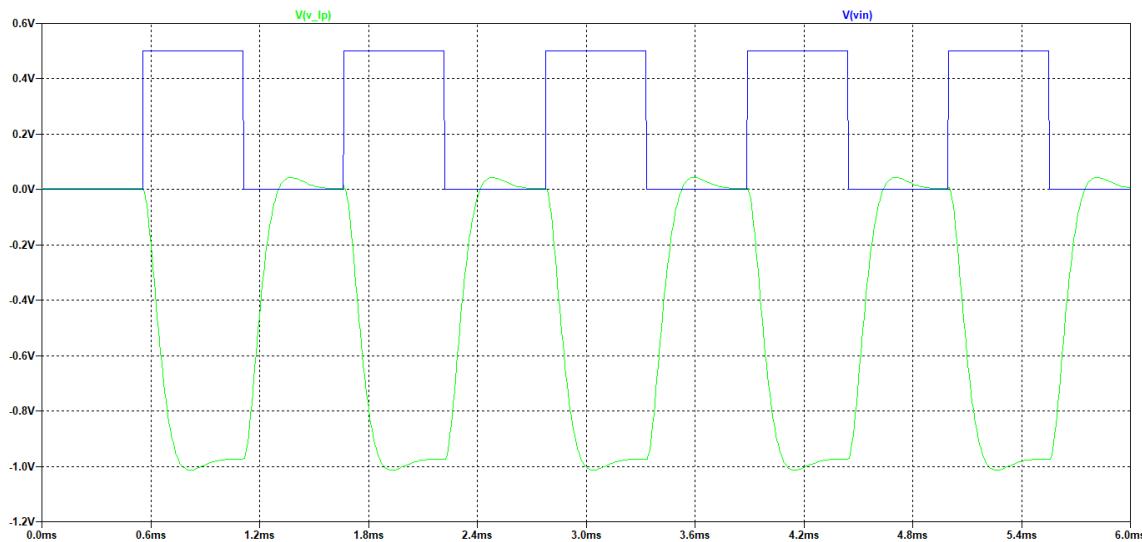
Las ondas resultantes son consecuencia de las variaciones inducidas por la señal de entrada, que en este caso es una onda cuadrada. Al emplear esta forma de onda como entrada, se generan armónicos debido a la presencia de cambios abruptos en la señal. Además, en cada topología de filtro, se incorporan capacitores como elementos del circuito. Estos capacitores introducen más armónicos debido a sus propiedades con la corriente alterna, contribuyendo así a la complejidad de la respuesta de frecuencia del sistema.

Es crucial destacar que la presencia de armónicos puede afectar el rendimiento del circuito. Sin embargo, la implementación de filtros activos, como los estudiados en este apartado, juega un papel crucial en mitigar los efectos negativos de estos armónicos. Al diseñar estos filtros específicos, se logra atenuar selectivamente ciertos componentes armónicos, preservando así la integridad y estabilidad del circuito frente a las variaciones no deseadas generadas por la onda cuadrada de entrada.

■ Filtro de Variables de Estado

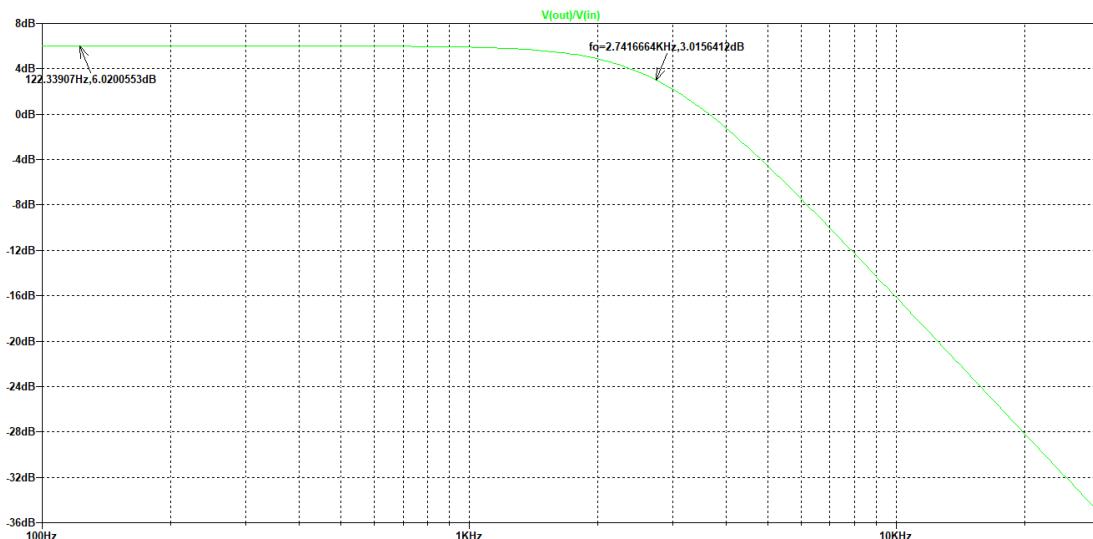


Gráfica 15: Diagrama de Bode de Magnitud del Diseño del Filtro de variables de estados pasa bajos. Frecuencia de corte señalada en negro

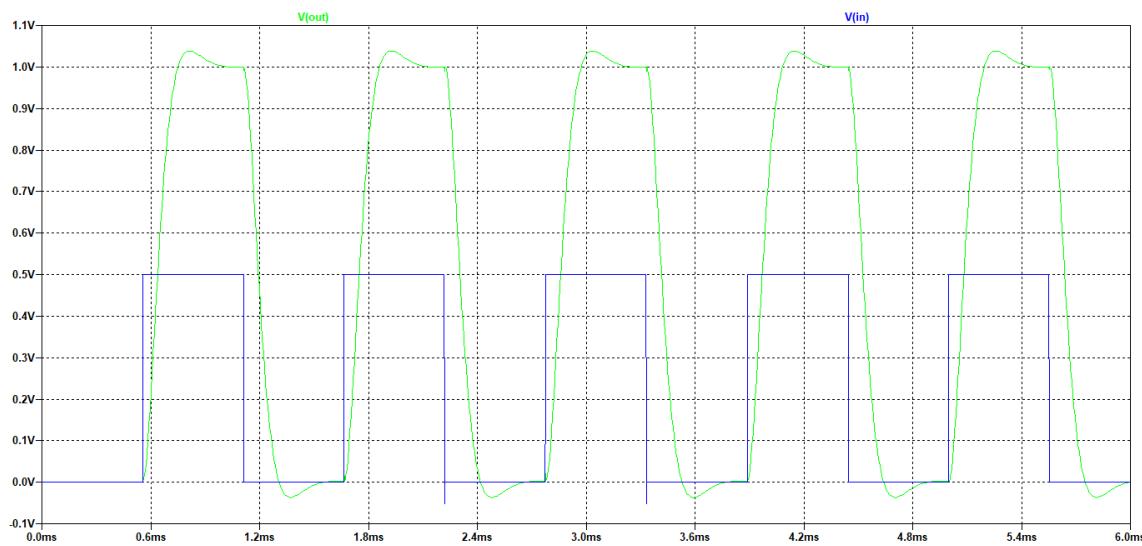


Gráfica 16: Señal de Salida y Entrada del Diseño del Filtro de variables de estados pasa bajos

■ Filtro Pasa Bajos con Topología Sallen-Key

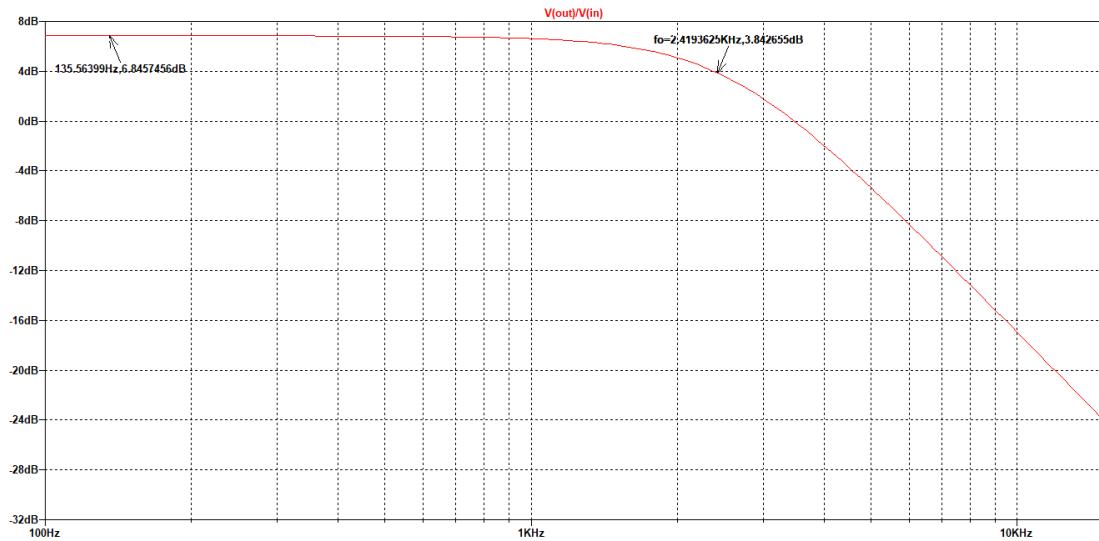


Gráfica 17: Diagrama de Bode de Magnitud del Diseño del Filtro Pasa Bajos con Topología Sallen-Key. Frecuencia de corte señalada en negro

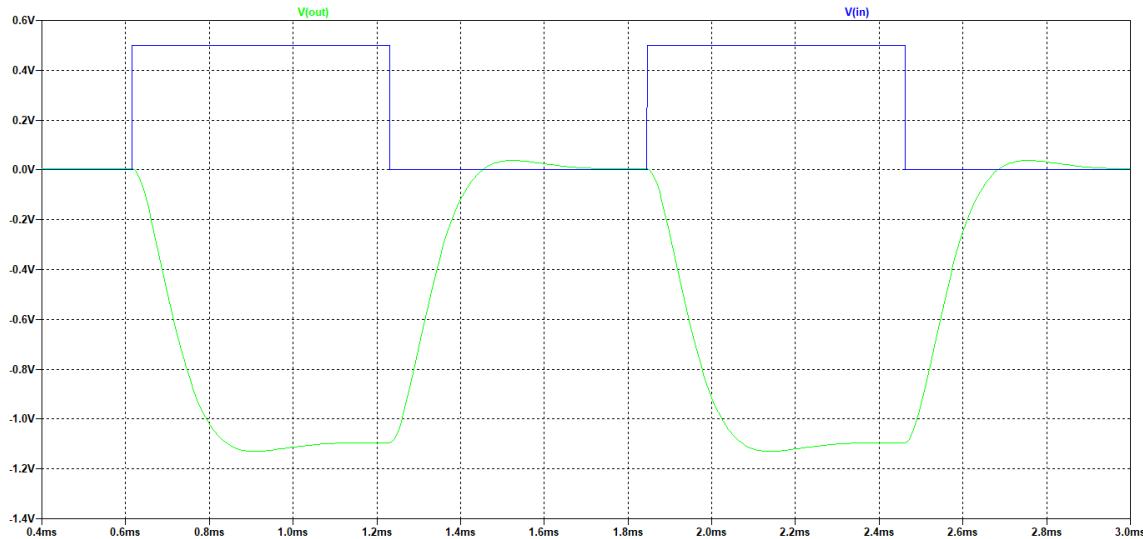


Gráfica 18: Señal de Salida y Entrada del Diseño del Filtro Pasa Bajos con Topología Sallen-Key

■ **Filtro Pasa Bajos con topología de retroalimentaciones múltiples**



Gráfica 19: Diagrama de Bode de Magnitud del Diseño del Filtro Pasa Bajos con topología de retroalimentaciones múltiples. Frecuencia de corte señalada en negro



Gráfica 20: Señal de Salida y Entrada del Diseño del Filtro Pasa Bajos con topología de retroalimentaciones múltiples

Al observar las gráficas 16, 18 y 20 de la señal de salida, se aprecia una curva suave en el tiempo de retardo, resultado de la presencia del tercer armónico. Esta característica contribuye a que la salida se asemeje considerablemente a la forma de onda de entrada. No obstante, es importante destacar que este fenómeno tiene un propósito específico: transformar el circuito en un filtro eficaz.

La estrategia es limitar la propagación de armónicos no deseados, asegurando que la salida actúe como un filtro a partir del momento en que el tercer armónico alcanza la frecuencia de corte predeterminada. Esta transición se evidencia claramente en las gráficas, donde se puede observar cómo el circuito controla selectivamente los armónicos, permitiendo que solo aquellos hasta el tercer armónico afecten la señal de salida antes de aplicar el filtrado necesario para cumplir con los requisitos del diseño.

5.4. Parte 4. Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos

5.4.1. Diseño

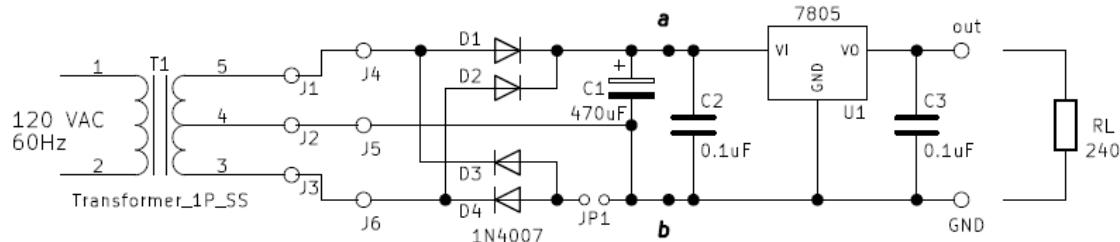


Figura 33: Regulador con Tensión de Salida Fija con Center Tap (solo tomando D1 y D2)

1. Para la fuente regulada de 5V fija de la figura 33:

- a) Explique la función de los condensadores C_2 y C_3 .

Estos capacitores se utilizan para filtrar el ruido y las fluctuaciones en el voltaje de entrada del regulador. Ayuda a estabilizar la tensión debido a C_1 que permite que la onda positiva posea un voltaje de rizado, mejorar la respuesta transitoria y reducir la interferencia electromagnética. Esto último debido a C_2 , ya que este es el acoplador, permitiendo filtrar corrientes y/o voltajes indebidos.

- b) Explique como conectar el puente de diodos si el transformador no tiene toma central (CT).

Se coloca un puente de diodos sin necesidad del center tap.

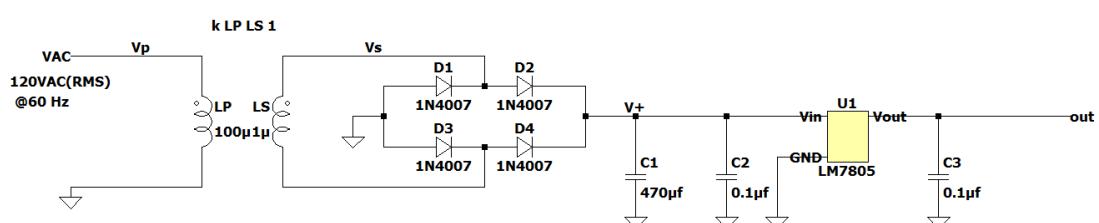


Figura 34: Regulador con Tensión de Salida Fija sin Center Tap

De esta manera como se observa en la figura 34 se obtiene una regulación con tensión de salida fija, permitiendo hacer una rectificación de onda completa.

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

Una carga de 80mA, es de $R_L = 62,5 \approx 68\Omega$, siendo este último el valor comercial.

$$V_r = \frac{I_{DC}}{2fC} \quad (50)$$

$$V_r = \frac{80mA}{2(60)(470\mu)} = 1,418V$$

Se halla su V_{rpp}

$$V_{rpp} = 1,418(\sqrt{2}) \approx 2V$$

- d) Determine la tensión mínima del secundario del transformador en función de la corriente de salida, de manera que el regulador pueda mantener la regulación. Soporte sus cálculos con datos obtenidos en las hojas de datos del regulador (y marca) que usted va a usar.

Como se puede observar en el apartado de los anexos, capítulo 12 se tiene el datasheet del regulador 7805, para indicar cual es el valor de entrada requerido para poder obtener 5 voltios de salida.

Indicando que el voltaje de entrada deberían ser los siguientes:

$$7 \leq V_{in} \leq 25$$

Haciendo uso de la ecuación 51 se tiene:

$$V_{min} = V_s \sqrt{2} - \frac{V_{rp}}{2} - 2V_d \quad (51)$$

Despejando V_s , recordar que el resultado será en RMS

$$V_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V_{min} + \frac{V_{rp}}{2} + 2V_d \right) \quad (52)$$

Si usamos los valores mínimos y máximos de entrada en la ecuación 52, se obtiene lo siguiente:

$$V_{min} = 7V$$

$$V_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(7 + \frac{2}{2} + 2(0,7) \right) = 6,6468V$$

$$V_{max} = 25V$$

$$V_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(25 + \frac{2}{2} + 2(0,7) \right) = 19,37V$$

- e) Determine la relación que va a obtener al colocar unas cargas de 100mA, recuerde que

$$reg = \frac{V_{occ} - V_{osc}}{V_{osc}} 100 \% \quad (53)$$

$$V_{osc} = 5V$$

$$V_{occ} = IR = 100m(50) = 5V \quad \therefore \quad reg = \frac{5 - 5}{5} = 0 \%$$

Indicando el resultado con una carga de 50Ω que mantiene su voltaje de salida, siendo una regulación efectiva.

2. Para la fuente regulada de la figura 35

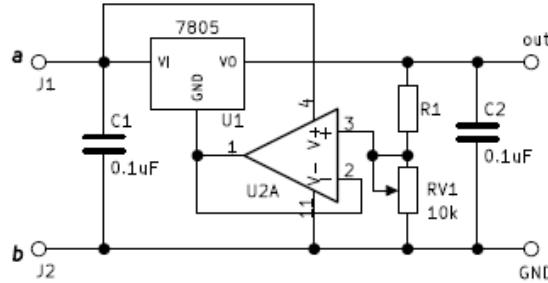


Figura 35: Regulador con Tensión de Salida Ajustable

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

$$I = \frac{5V}{R_1} \quad ; \quad V_2 = I(xR_{v1})$$

Sustituyendo I y V_2 , en la siguiente ecuación

$$V_o = 5V + V_2 \implies V_o = 5V + I(xR_{v1}) = 5V + \frac{5V}{R_1}(xR_{v1})$$

$$V_o = 5 \left(1 + \frac{xR_{v1}}{R_1} \right) \quad (54)$$

los valores de $0 \leq x \leq 1$

- b) Asigne el valor de R_1 con el fin de que la fuente suministre tensiones hasta al menos 15V.

Tomando en cuenta que el valor de $x = 1$, se tiene lo siguiente de la ecuación 54:

$$V_o = 15V = 5V \left(1 + \frac{10k\Omega}{R_1} \right) \Rightarrow \frac{15V}{5V} = 3 = 1 + \frac{10k\Omega}{R_1}$$

$$R_1 = \frac{10k}{2} = 5k\Omega \quad (55)$$

- c) 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,

$$I = \frac{5V}{R_1} = \frac{5V}{5k\Omega} = 1mA$$

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

Se usa la ecuación 52 y sustituyendo V_r por la ecuación 50, se tiene:

$$V_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V_{min} + \frac{I_{DC}}{4fC} + 2V_d \right)$$

$$V_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(15 + \frac{I_{DC}}{4(60)(470\mu)} + 1,4 \right)$$

$$V_s = 11,6 + 6,268I_{DC} \quad (56)$$

Ahora con la ecuación 56, dándole valores a I_{DC} se obtienen distintos valores del voltaje del secundario del transformador

- $I_{DC} = 0$

$$V_s = 11,6V$$

- $I_{DC} = 1mA$

$$V_s = 11,6V$$

- $I_{DC} = 100mA$

$$V_s = 12,226V$$

3. Para la fuente de corriente ajustable de la figura 36.

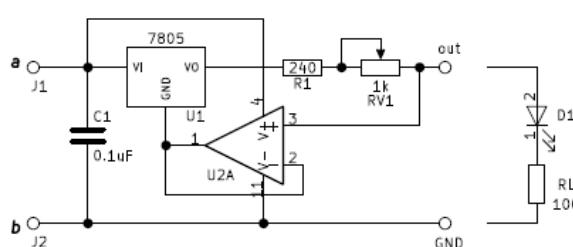


Figura 36: Fuente de corriente variable

- a) Determinar el rango de corrientes de salida en función del accionamiento x.

$$I_o = \frac{V_o}{R_1 + xR_{v1}} \quad (57)$$

Con la ecuación 57, se tienen los siguientes casos:

$$I_o = \begin{cases} 20,83 \text{ mA}, & \text{si } x = 0; \\ \frac{5}{240 + x(1k)} \text{ mA}, & \text{si } 0 < x < 1; \\ 4,03 \text{ mA}, & \text{si } x = 1. \end{cases} \quad (58)$$

4. Para cada uno de los montajes anteriores:

- a) Determine las potencias en cada elemento que vaya a usar, incluyendo las resistencias de carga.

- Figura 33
Se sabe que

$$P = VI = \frac{V^2}{R}, \quad (59)$$

por lo tanto, se tiene:

$$\begin{aligned} R_{L1} &= 240 \Omega \quad ; \quad R_{L2} = 60 \Omega \\ P_{R_{L1}} &= \frac{5^2}{240} = 104,16 \text{ mW} \quad ; \quad P_{R_{L2}} = \frac{5^2}{60} = 36,76 \text{ mW} \end{aligned}$$

- Figura 35
Se usa la ecuación 59, se tiene,

P_{R_1}	x
$(1m)^2(5k) = 5mW$	0
$5mW < P < 1,6667mW$	$0 < x < 1$
$\frac{5^2}{15k} = 1,6667mW$	1

Tabla 5: Potencias de los elementos resistivos.

- Figura 36
Se usa la ecuación 59, se tiene,

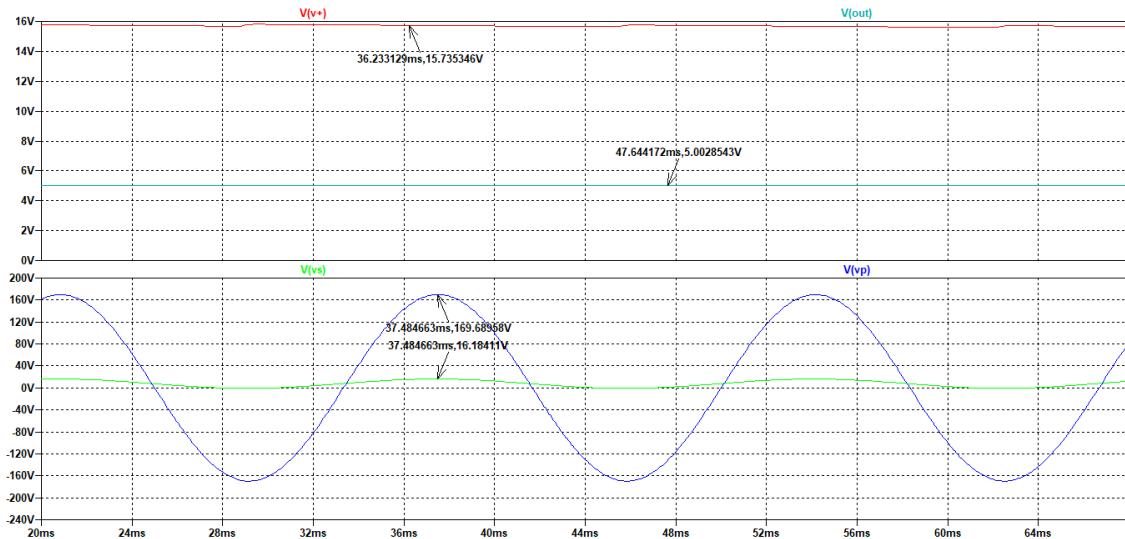
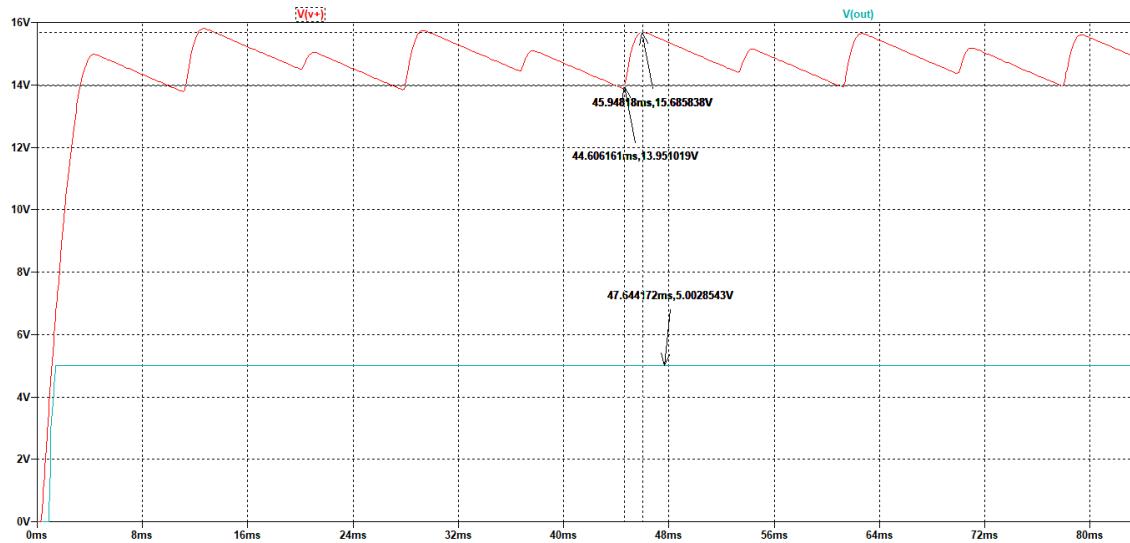
5.4.2. Diseño

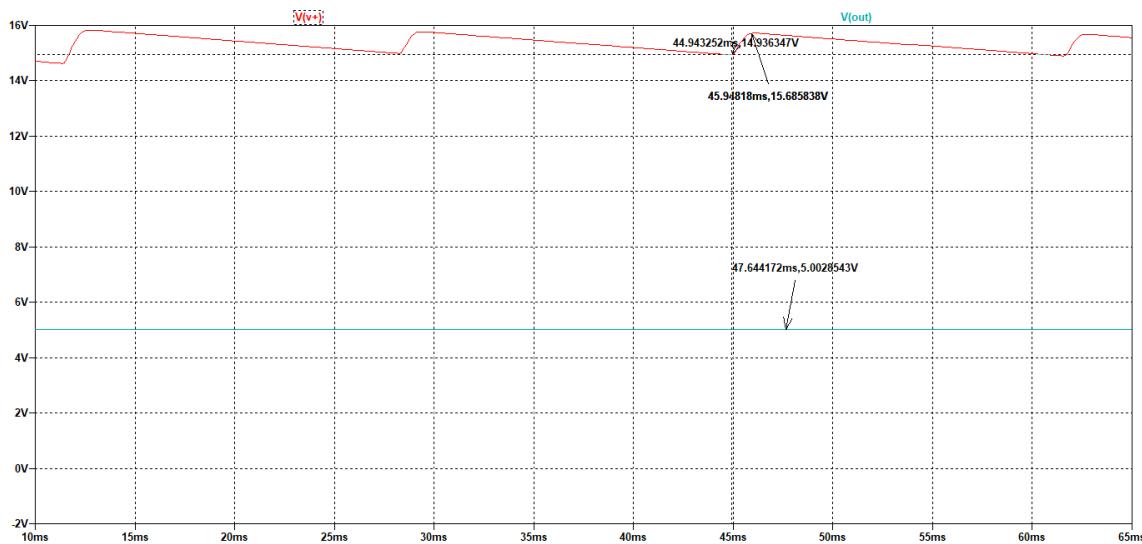
- b) Por simulación verifique cada uno de los items anteriores (aquellos que sean susceptibles de hacerlo).

P_{R_1}	x
$20,83 \text{ m}^2 (240) = 104,13 \text{ mW}$	0
$20,83 \text{ m}^2 (240 + 1k) = 538,02 \text{ mW}$	1

Tabla 6: Potencia de los elementos resistivos

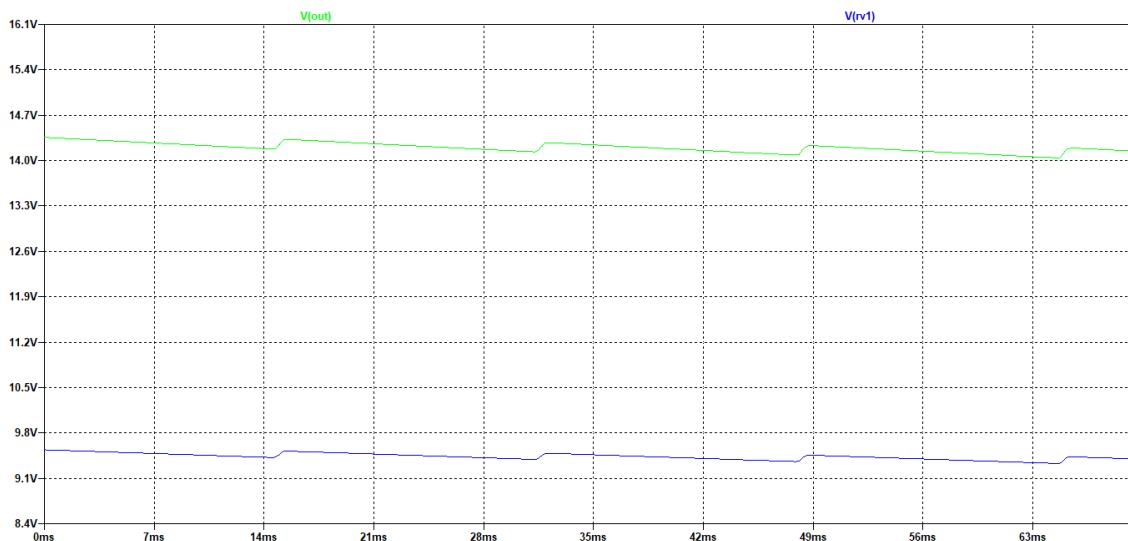
- Se observara la salida de la figura 34 con distintas cargas y así determinar si los cálculos realizados son los adecuados para la práctica.

**Gráfica 21:** Voltaje de salida del regulador (V(out)), Voltaje del primario (V(vp)), Voltaje del secundario (V(vs)), Voltaje de salida del puente de diodos junto al rizado (V(v+))**Gráfica 22:** Voltaje de salida del regulador (V(out)), Voltaje de salida del puente de diodos junto al rizado (V(v+)) con una carga de 68 ohms, dando un voltaje de rizado de 1.73 V

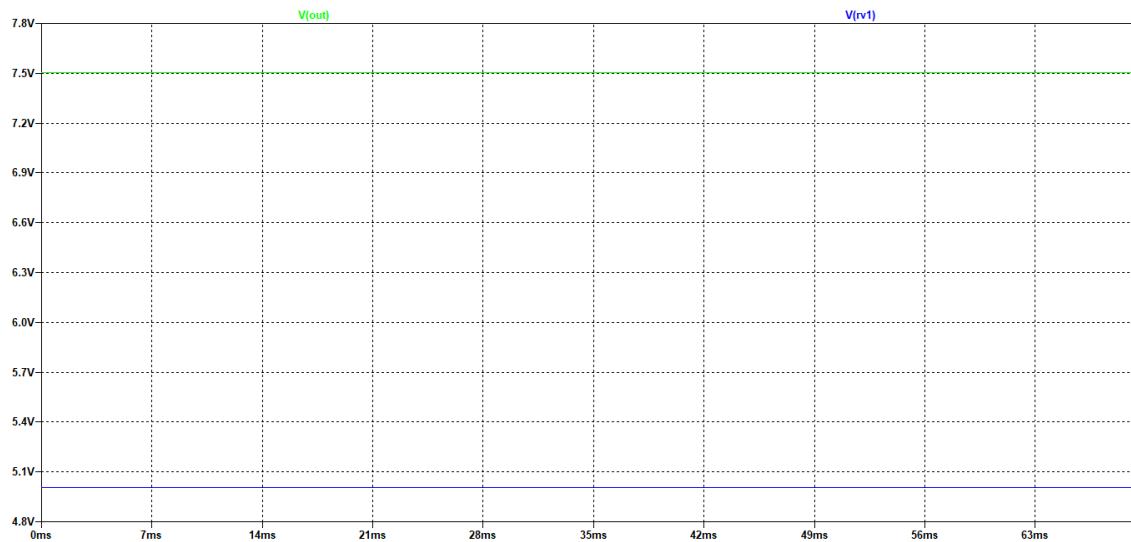


Gráfica 23: Voltaje de salida del regulador ($V(out)$), Voltaje de salida del puente de diodos junto al rizado ($V(v+)$) con una carga de 240 ohms, dando un voltaje de rizado de 0.768 V

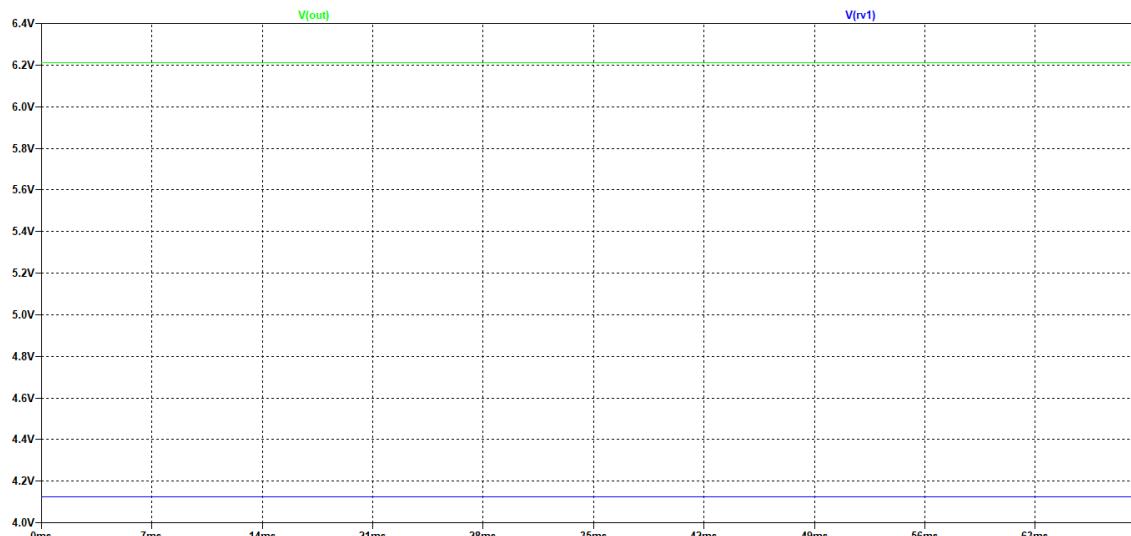
- Simulación de la figura 35
 - Sin Carga



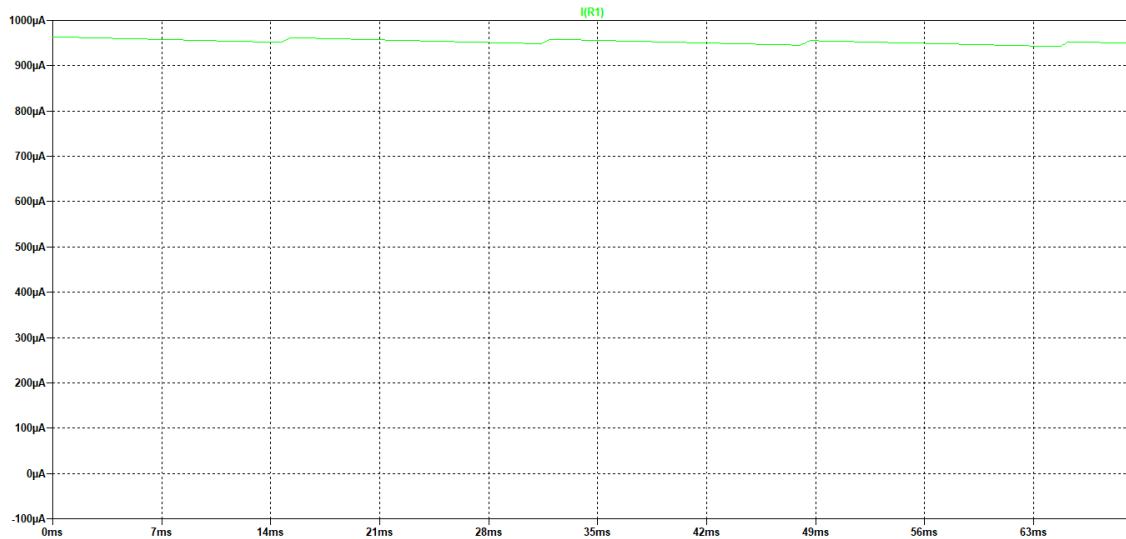
Gráfica 24: Voltaje de salida del regulador ($V(out)$), Caída de tensión del potenciómetro en $RV1=10k\text{ ohm}$



Gráfica 25: Voltaje de salida del regulador ($V(\text{out})$), Caída de tensión del potenciómetro en $\text{RV1}=5\text{k ohm}$

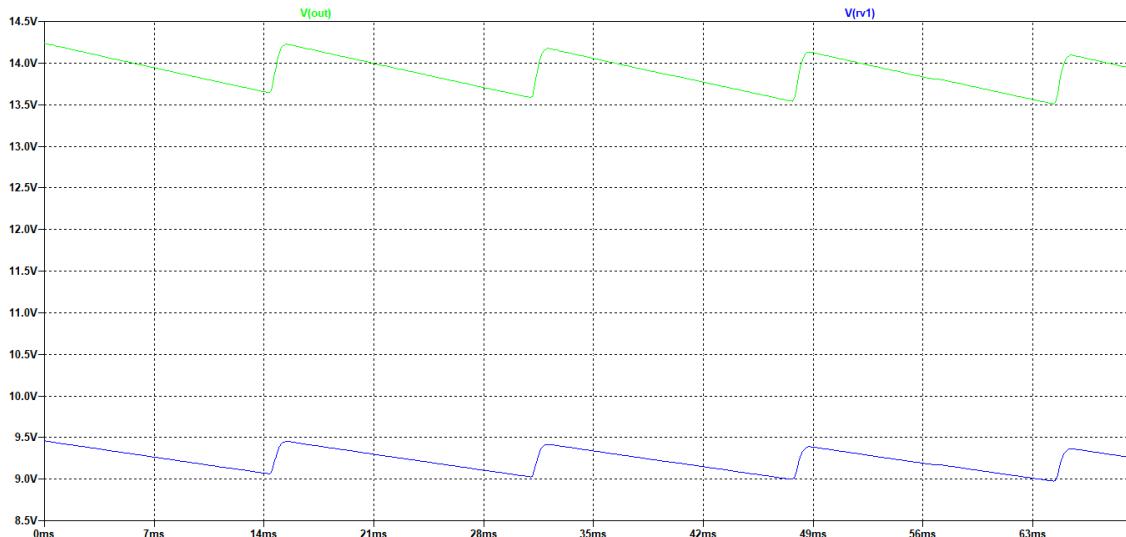


Gráfica 26: Voltaje de salida del regulador ($V(\text{out})$), Caída de tensión del potenciómetro en $\text{RV1}=0.1\text{ ohm}$

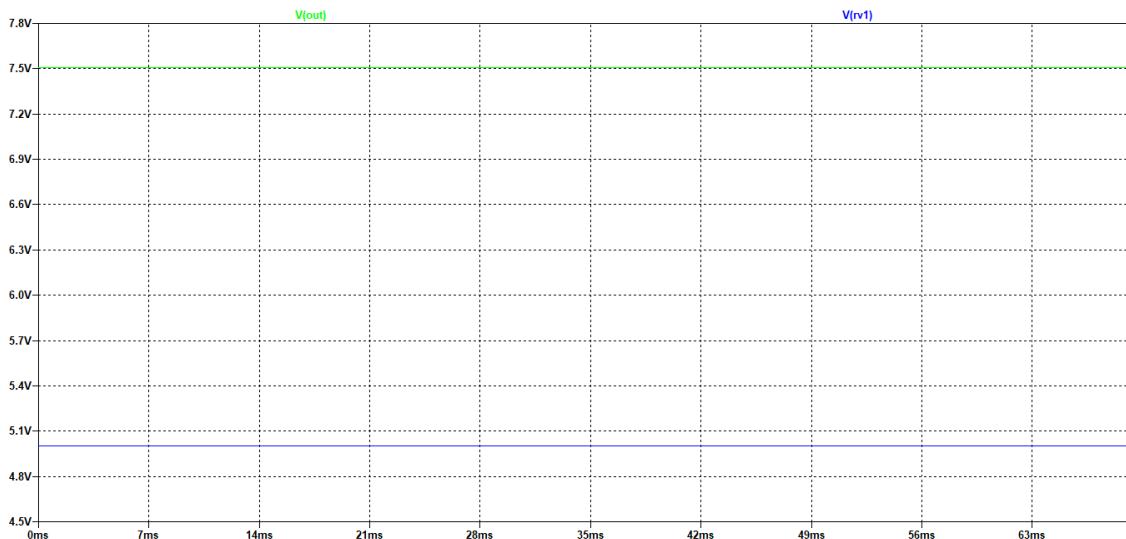


Gráfica 27: Corriente de polarización que suministra el amplificador operacional por la resistencia R1

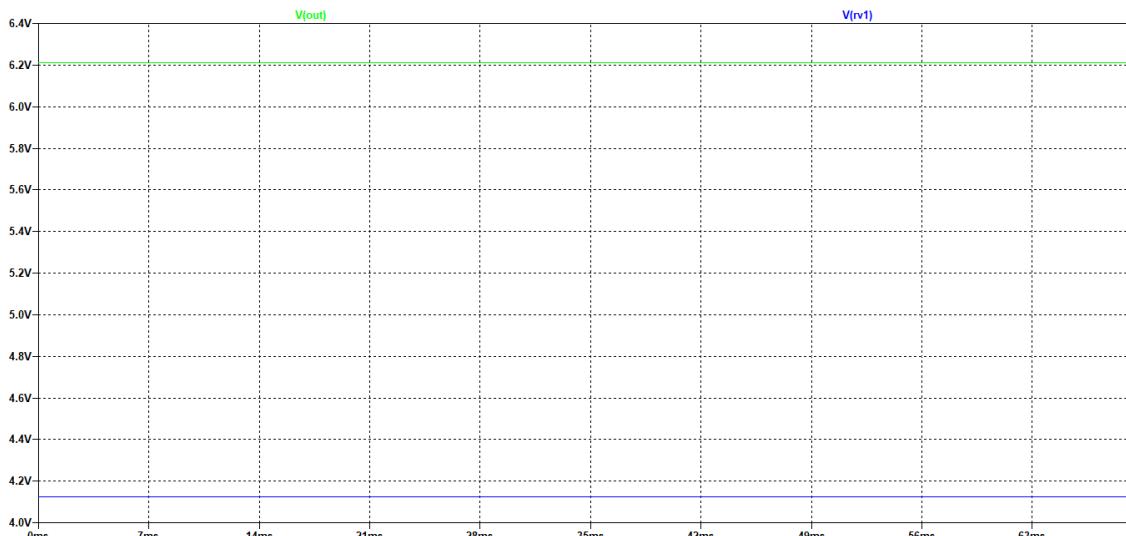
- Con carga ($R_L = 240\Omega$)



Gráfica 28: Voltaje de salida del regulador ($V(out)$), Caída de tensión del potenciómetro en $RV1=10k$ ohm



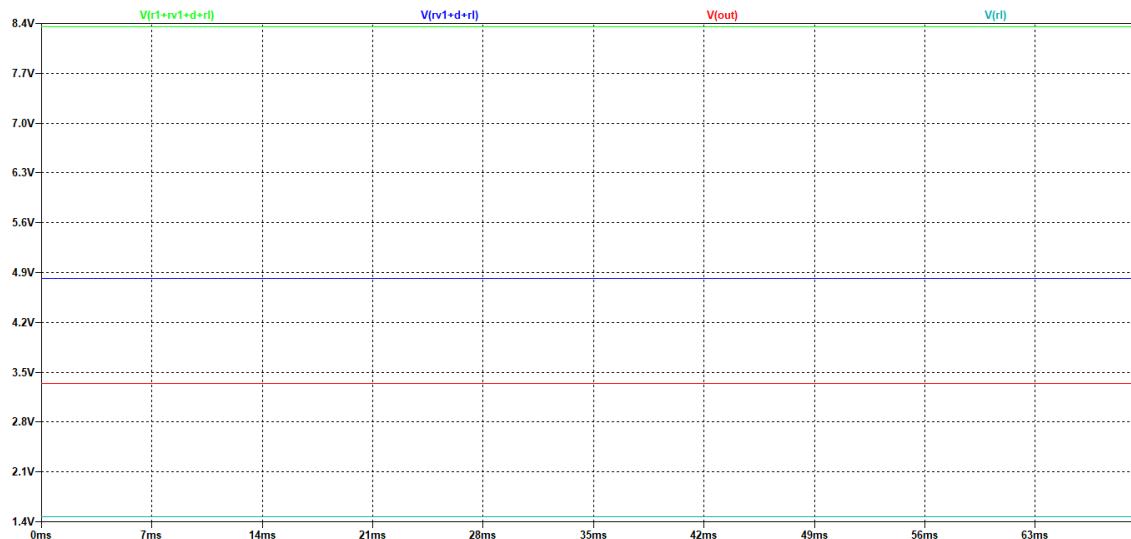
Gráfica 29: Voltaje de salida del regulador ($V(out)$), Caída de tensión del potenciómetro en $RV1=5\text{k ohm}$



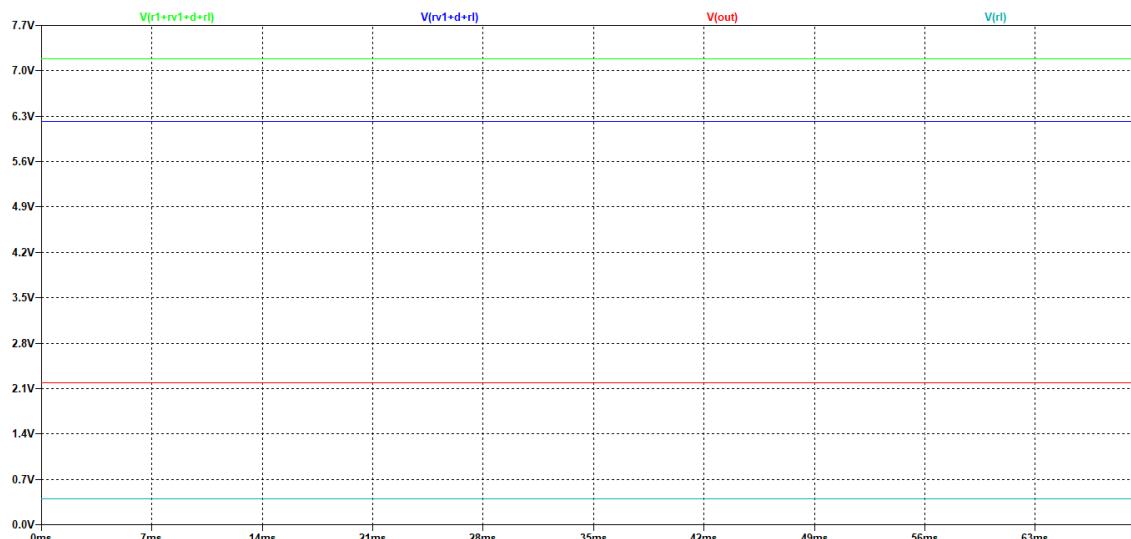
Gráfica 30: Voltaje de salida del regulador ($V(out)$), Caída de tensión del potenciómetro en $RV1=0.1\text{ ohm}$

Como se puede observar en estas simulaciones con carga y sin carga, no existe una variación en su salida, por lo tanto mantiene su regulación

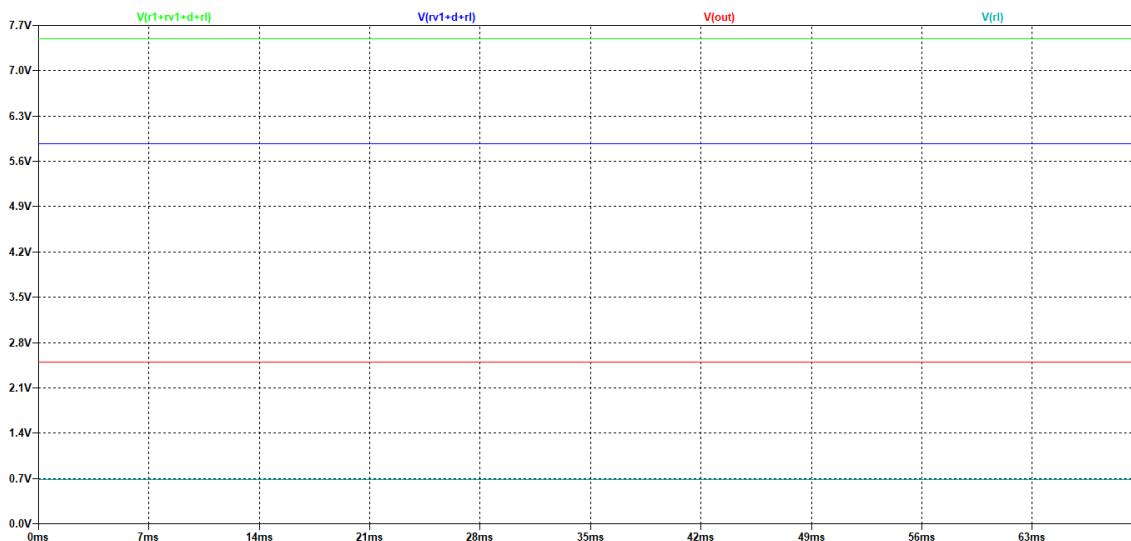
- Figura 36



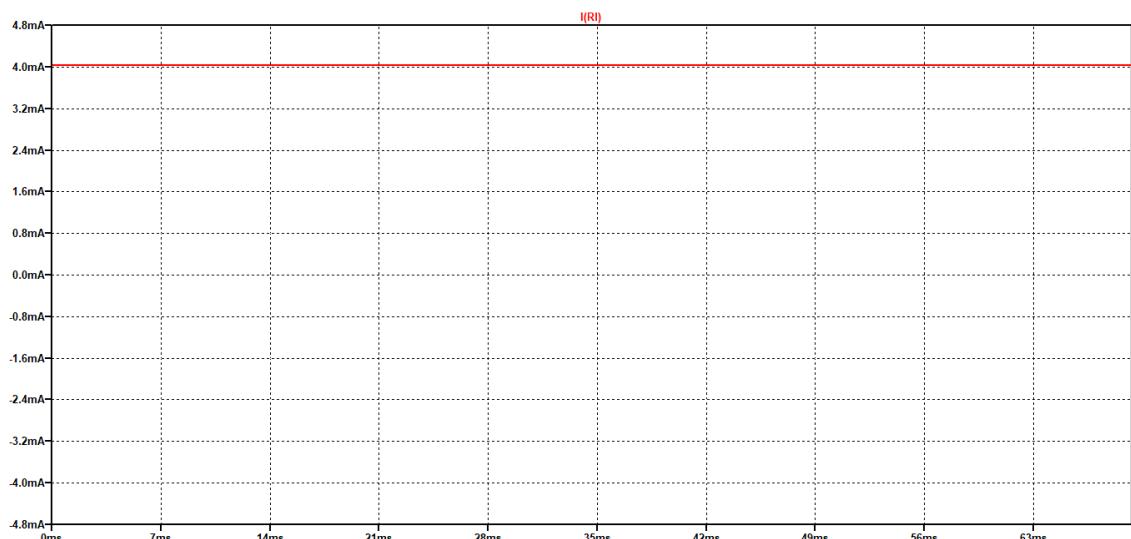
Gráfica 31: Caídas de tensión en las distintas cargas y resistencias cuando $xRV1=0.1(1k)$



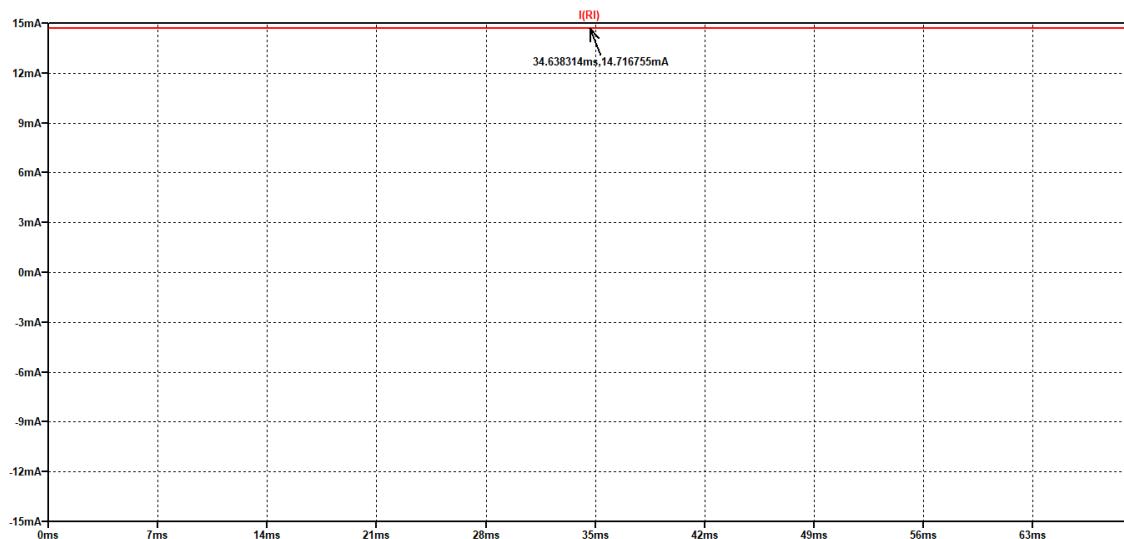
Gráfica 32: Caídas de tensión en las distintas cargas y resistencias cuando $xRV1=1(1k)$



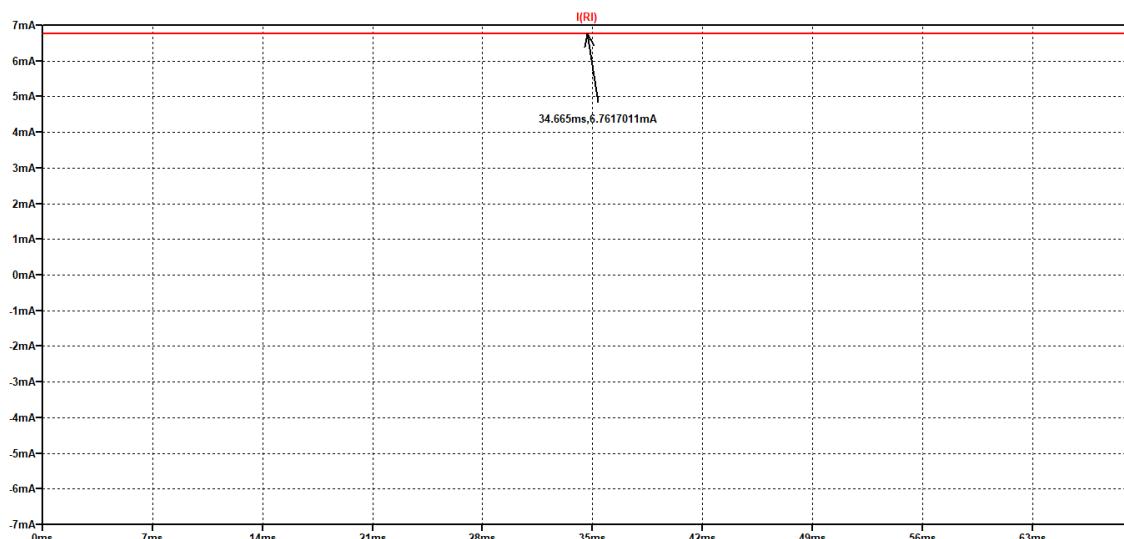
Gráfica 33: Caídas de tensión en las distintas cargas y resistencias cuando $xRV1=0.5(1k)$



Gráfica 34: Corriente de salida cuando $xRV1=1(1k)$



Gráfica 35: Corriente de salida cuando $xRV1=0.1(1k)$



Gráfica 36: Corriente de salida cuando $xRV1=0.5(1k)$

Como se observa, los cálculos son los adecuados para la práctica, debido a la verificación realizada por cada una de las simulaciones.

6 Equipos e instrumentos

Equipo	Marca	Modelo
Osciloscopio Digital	UNI-T	UTD2102CEX+
Fuente de alimentación	UNI-T	UTP3305-II
Generador de señales	UNI-T	UTG932E
Multímetro Digital	BAKU	9205A
Multímetro Digital	PROJECTA	DT830D

Tabla 7: Relación de Equipos e Instrumentos

7 Componentes y materiales

Componente	Valor	Cantidad
Protoboard	-	1
Puntas de osciloscopio	-	3
Diodos	1N400X ($1 \leq x \leq 7$) / 1N4148	5
Circuito Integrado	LM741 7805	5 1
Resistencia variable	$1 k\Omega \pm 5\%$ $10 k\Omega \pm 5\%$	1 1
Resistencia	$3,9 \Omega \pm 5\%$	1
	$68 \Omega \pm 5\%$	3
	$100 \Omega \pm 5\%$	2
	$240 \Omega \pm 5\%$	3
	$1 k\Omega \pm 5\%$	7
	$2,2 k\Omega \pm 5\%$	11
	$3,3 k\Omega \pm 5\%$	2
	$3,9 k\Omega \pm 5\%$	5
	$5,1 k\Omega \pm 5\%$	3
	$8,2 k\Omega \pm 5\%$	1
	$10 k\Omega \pm 5\%$	9
	$20 k\Omega \pm 5\%$	2
Condensador	$100 k\Omega \pm 5\%$	2
	$22 M\Omega \pm 5\%$	2
	$10 nF \pm 20\%$	5
	$80 nF \pm 20\%$	1
Transformador	$100 nF \pm 20\%$	2
	$470 \mu F \pm 20\%$	1
Transformador	120VAC 60HZ / 12V	1

Tabla 8: Relación de Componentes y Materiales (Bill of Materials (BOM))

8 Resultados

8.1. Parte 1. Aplicaciones De Las Topologías Clásicas

Se tomará en cuenta la incertidumbre de cada uno de los equipos e instrumentos usados en la práctica, la documentación de cada equipo se encuentra en los anexos, capítulo 12.

Las incertidumbres fueron calculadas bajo las ecuaciones que se encuentran en la sección 11, las ecuaciones 61 y 62.

Topología	$V_{cc}[V_{DC}]$	$V_{EE}[V_{DC}]$	$V_{in}[V_p]$		$V_{out}[V_p]$	$A_v[V/V]$
Inversor	10 ± 1	-10 ± 1	$2 \pm 0,2$		$3,8 \pm 0,2$	$1,9 \pm 0,39$
No inversor	10 ± 1	-10 ± 1	$2 \pm 0,2$		$4 \pm 0,2$	$2 \pm 0,41$
Restador	10 ± 1	-10 ± 1	$V_1(V^-)$	$V_2(V^+)$	$1900 \pm 100m$	$1,63 \pm 0,17$
			$1800 \pm 100m$	$640 \pm 40m$		
Integrador Boo	10 ± 1	-10 ± 1	$2,6 \pm 0,2$		$4,8 \pm 0,4$	-

Tabla 9: Mediciones Experimentales de las Primeras Topologías

Topología	$V_{in}[V_{DC}]$	$V_{out}[V_{DC}]$	$R_L[k\Omega]$	$I_o[mA]$
Fuente de Corriente	$4,8 \pm 0,4$	$320 \pm 20m$	$1 \pm 5\%$	$0,17 \pm 0,026$
	$4,8 \pm 0,4$	$520 \pm 40m$	$3 \pm 5\%$	$0,32 \pm 0,015$
	$4,8 \pm 0,4$	$600 \pm 40m$	$4 \pm 5\%$	$0,15 \pm 0,012$
	$4,8 \pm 0,4$	$720 \pm 40m$	$10 \pm 5\%$	$0,072 \pm 0,005$

Tabla 10: Medición Experimental del Convertidor de Tensión a Corriente, con Distintas Cargas.

Topología	$E_{r_{Av}}[\%]$	$E_{r_I}[\%]$
Inversor	5	-
No inversor	0	-
Restador	18,5	-
Fuente de Corriente	-	64,4

Tabla 11: Error Porcentual de las Mediciones Experimentales con respecto a las teóricas de las Primeras Topologías

8.1.1. Inversor

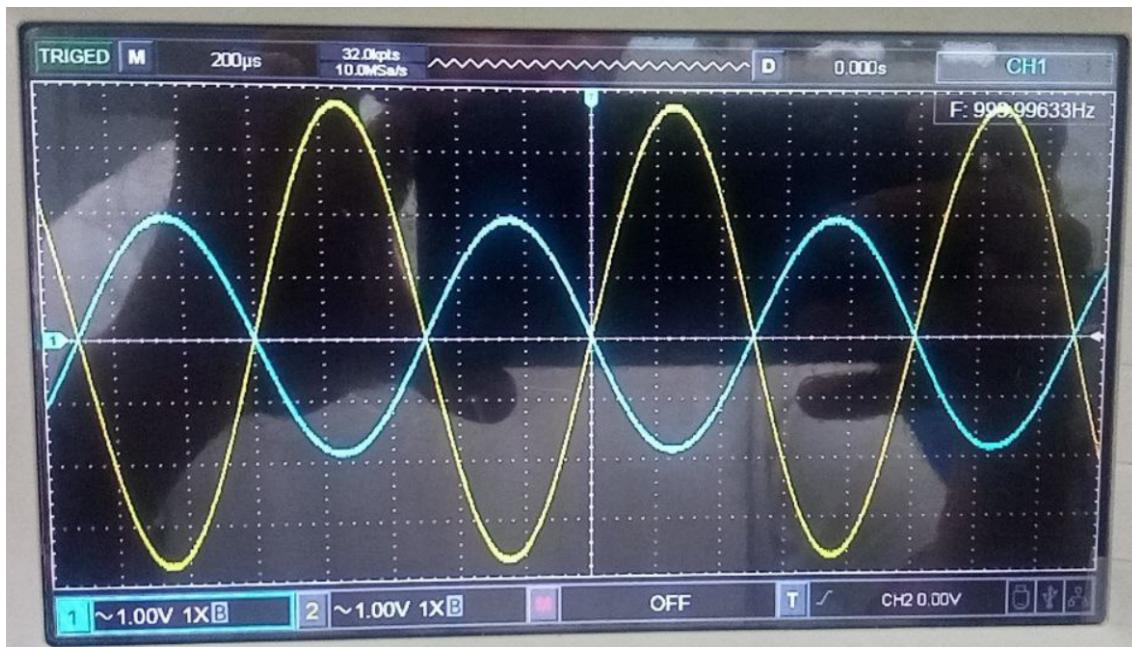


Imagen 5: Señal de Entrada (Azul) y Salida (Amarilla) del Inversor

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 μ	1 (Azul)	1	AC
200 μ	2 (Amarillo)	1	AC

Tabla 12: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

8.1.2. No inversor



Imagen 6: Señal de Entrada (Azul) y Salida (Amarilla) del No Inversor

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 μ	1 (Azul)	1	AC
200 μ	2 (Amarillo)	1	AC

Tabla 13: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

8.1.3. Restador

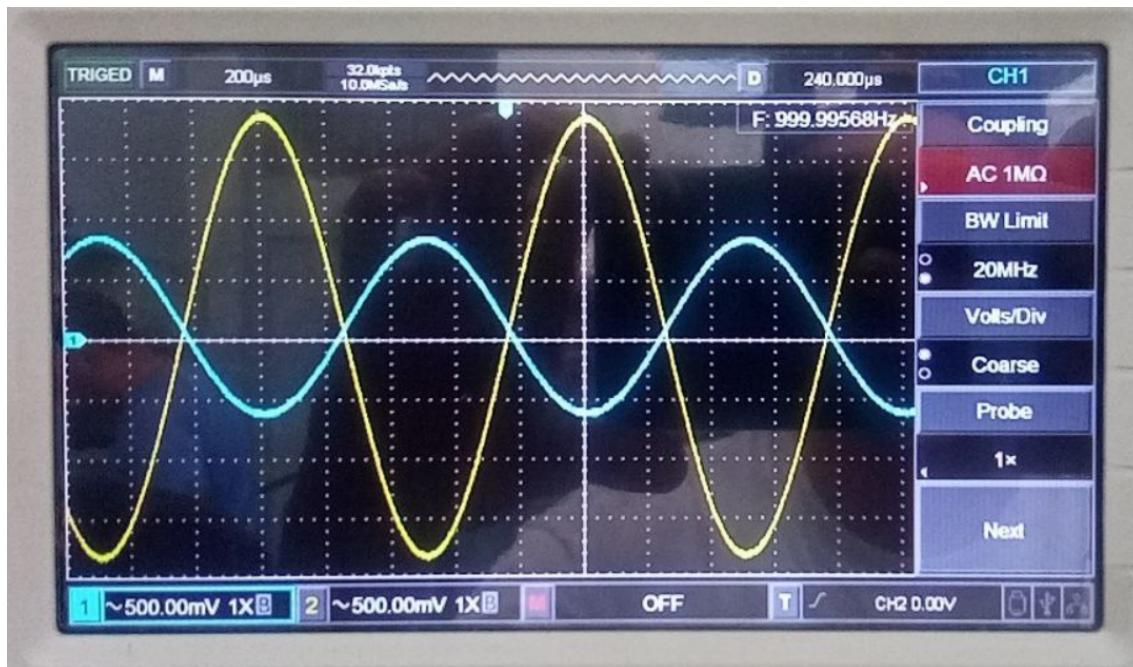


Imagen 7: Señal de Entrada (Azul) y Salida (Amarillo) del Restador

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 μ	1 (Azul)	500 m	AC
200 μ	2 (Amarillo)	500 m	AC

Tabla 14: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

8.1.4. Integrador No Inversor (Integrador de Boo)

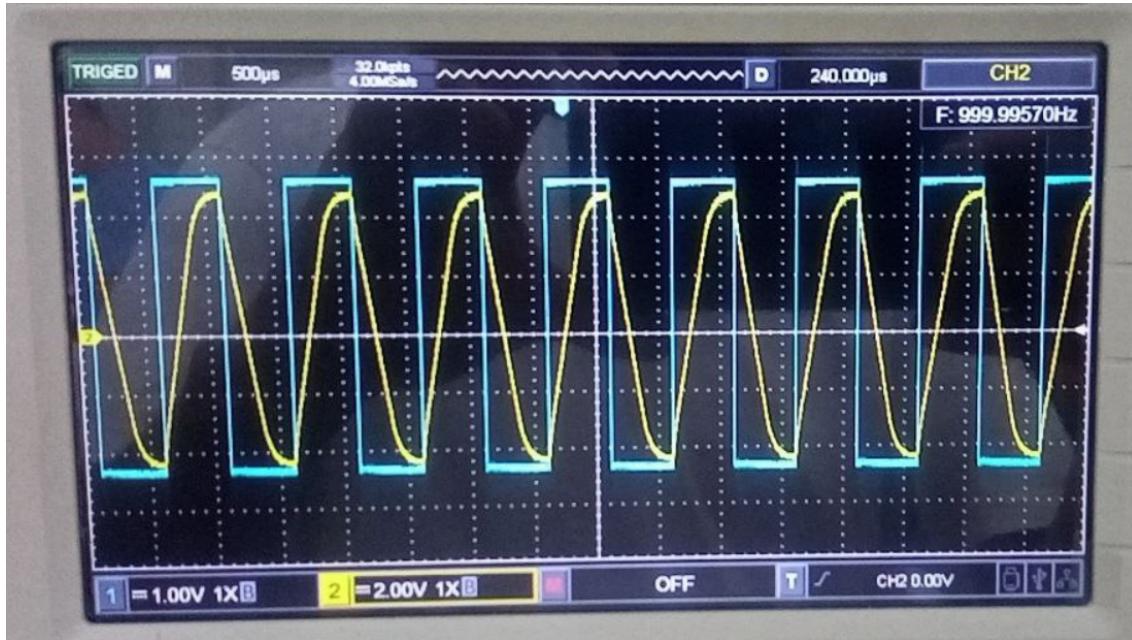


Imagen 8: Señal de Entrada (Azul) y Salida (Amarilla) del Integrador Boo

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
500 μ	1 (Azul)	1	AC
500 μ	2 (Amarillo)	2	AC

Tabla 15: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

8.2. Parte 2. Amplificador Operacional Real

En este apartado nos enfocaremos en los resultados experimentales, donde se calcularán las incertidumbres bajo las ecuaciones 63, 65, 6462, 67 y 66, que se hallan en la sección 11 y algunas mediciones indirectas calculadas en el pre-laboratorio, que se hallan en la sección 5, siendo las ecuaciones 35, 36, 37, 38 y 42.

Recordando que JP1 es la entrada inversora, por consiguiente, JP2 es la no inversora.

Se usaron algunas resistencias de distintos valores, debido a no encontrar las pedidas, con una diferencia del 8.3 % a 10 % con una tolerancia de igual manera de 5 % en la siguiente tabla se indican.

Resistencias indicadas [Ω]	Resistencias usadas [Ω]
$R_3 = R_4 = 22 M$	$R_3 = R_4 = 24 M \pm 5 \%$
$R_8 = 910$	$R_8 = 820 \pm 5 \%$

Tabla 16: Resistencias Reemplazadas

8.2.1. Tensión Offset

Configuración	$V_{CC} [V_{DC}]$	$V_{EE} [V_{DC}]$	$V_o [V_{DC}]$	$V_{os} [mV_{DC}]$
JP1 y JP2 (corto)	$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$-2 \pm 0,2$	$-1,998 \pm 0,245$

Tabla 17: Medición experimental de la Tensión offset de la figura 23**8.2.2. Corriente de Polarización****1. Corriente de polarización 1**

Configuración	$V_{CC} [V_{DC}]$	$V_{EE} [V_{DC}]$	$V_o [V_{DC}]$	$I_{B_1} [pA]$
JP1 (abierto) y JP2 (corto)	10 ± 1	-10 ± 1	$-2,6 \pm 0,2$	$27,245 \pm 16,67$

Tabla 18: Medición experimental de la corriente de polarización de la entrada inversora de la figura 23**2. Corriente de polarización 2**

Configuración	$V_{CC} [V_{DC}]$	$V_{EE} [V_{DC}]$	$V_o [V_{DC}]$	$I_{B_2} [pA]$
JP1 (corto) y JP2 (abierto)	$10 \pm 0,1$	-10 ± 1	10 ± 1	$544,909 \pm 20,81$

Tabla 19: Medición experimental de la corriente de polarización de la entrada no inversora de la figura 23**8.2.3. Corriente Offset**

$I_{os} [pA]$
$517,664 \pm 26,66$

Tabla 20: Medición indirecta de la corriente de offset, mediante los valores de las tablas 18 y 19.**8.2.4. Producto del Ancho de Banda por la Ganancia (GBWP)**

El voltaje de Salida es el voltaje medido justo en su frecuencia de corte, debido que se desea observar su GBWP en las distintas configuraciones.

Configuración	$V_{CC} [V_p]$	$V_{EE} [V_p]$	$V_{in} [V_p]$	$V_{out} [V_p]$
JP3 y JP4 (abiertos)	$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	6 ± 1
JP3 (abierto); JP4(corto)	$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	6 ± 1
JP3 y JP4 (corto) Buffer	$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$

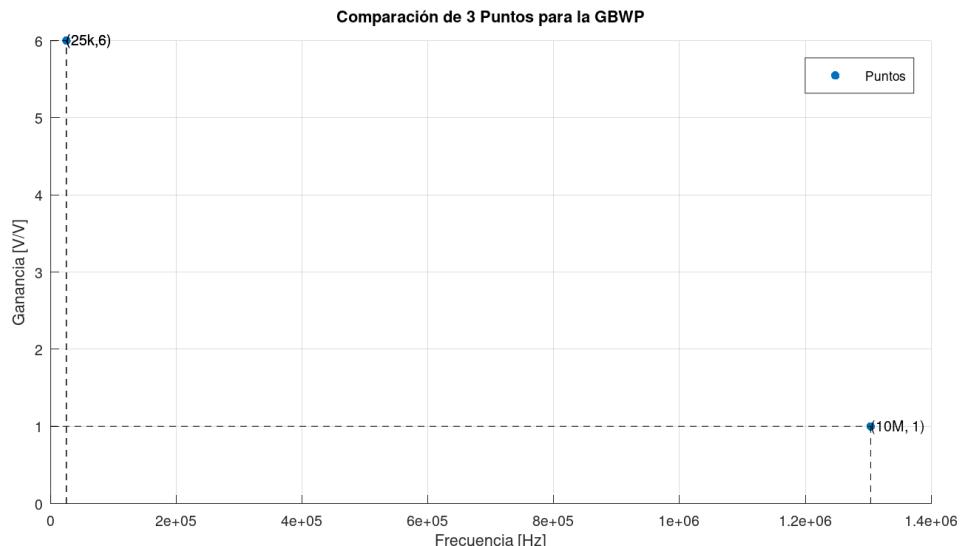
Configuración	G [V/V]	F [Hz]
JP3 y JP4 (abiertos)	$6 \pm 1,166$	$25 \pm 6,25 k$
JP3 (abierto); JP4(corto)	$6 \pm 1,116$	$25 \pm 6,25 k$
JP3 y JP4 (corto) Buffer	$1 \pm 0,141$	Un valor muy grande se distorsiona

Tabla 21: Mediciones experimentales del GBWP de la figura 24

Configuración	GBWP [(V/V)Hz]
JP3 y JP4 (abiertos)	$150 \pm 15,31 k$
JP3 (abierto); JP4(corto)	$150 \pm 15,31 k$
JP3 y JP4 (corto) Buffer	Muy grande

Tabla 22: Calculo del GBWP de la figura 24

Reflejando la ganancia y la frecuencia en un plano cartesiano de Ganancia vs Frecuencia, se puede visualizar mejor los puntos de las mediciones experimentales en la gráfica 37.

**Gráfica 37:** Puntos reflejados de la Ganancia Vs Frecuencia, cumpliendo el Producto del Ancho de Banda por la Ganancia (GBWP)

8.2.5. Slew Rate(SR) o Tasa de Variación

Acá haremos uso de la mediciones indirectas de la ecuación 42, bajo las mediciones realizadas con el osciloscopio digital.



Imagen 12: Señal de Salida (Azul) y Entrada (Amarilla) del Buffer, donde se puede observar la tasa de variación en su señal de salida de la figura 25

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
1 μ	1 (Azul)	500 m	AC
1 μ	2 (Amarillo)	500 m	AC

Tabla 23: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

V _{CC} [V _p]	V _{EE} [V _p]	V _{in} [mV _p]	t ₁ [μ s]	t ₂ [μ s]	V ₁ [mV]	V ₂ [mV]	SR[V/ μ s]
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1000 ± 100	0,3 ± 0,2	2,7 ± 0,2	-500 ± 100	700 ± 100	0,5 ± 0,05

Tabla 24: Mediciones del Slew Rate de la figura 25

8.2.6. Corriente de Cortocircuito

V _{CC} [V _p]	V _{EE} [V _p]	V _{in} [V _p]	V _o [V _p]	R _v [Ω]	I _{CC} [mA]
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	5 ± 1	0,1 ± 0,02	3,9 ± 5 %	25,64 ± 5,29

Tabla 25: Mediciones Experimentales de la Corriente de Cortocircuito de la Figura 26

8.2.7. Límites Máximos de Excusión

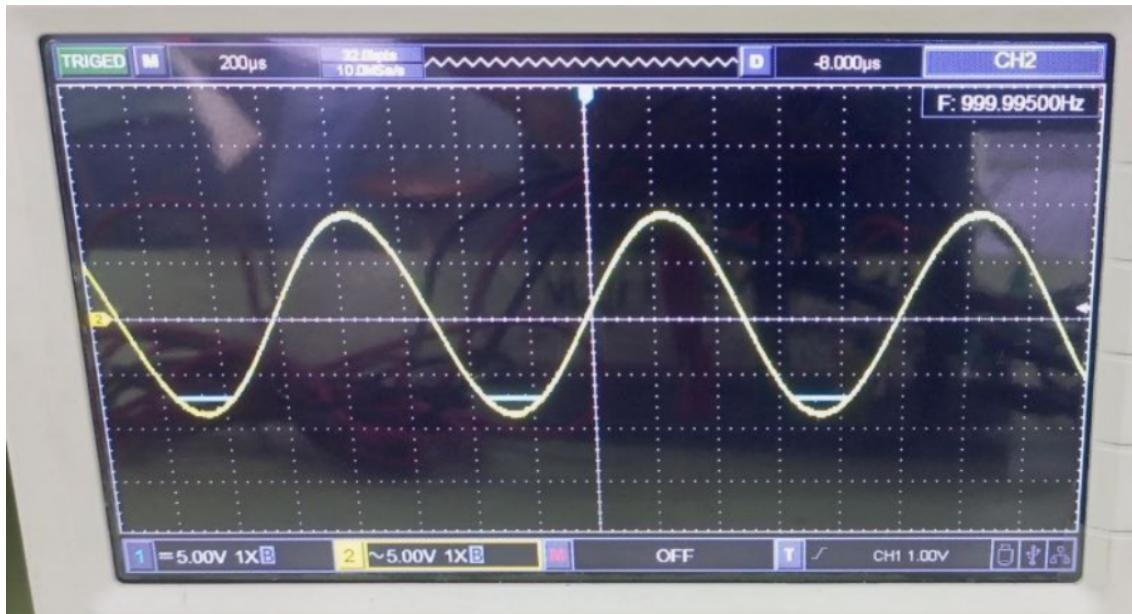


Imagen 13: Señal de Salida (Azul) y Entrada (Amarilla) del Buffer, donde se puede observar los límites máximos de excusión en su señal de salida de la figura 25

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 μ	1 (Azul)	5	AC
200 μ	2 (Amarillo)	5	AC

Tabla 26: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

Limites máximos	V _o [V _p]
Superior	9 ± 1
Inferior	7 ± 1

Tabla 27: Mediciones Experimentales de los Límites Máximos de Excusión de la Figura 25

8.3. Parte 3. Filtros Activos

En este apartado, se calcularan las incertidumbres de ganancia y frecuencia, siendo las ecuaciones 68 y 61, que se hallan en la sección 11. Las figuras que se le realizaron las mediciones experimentales fueron la 27, 28 y 29.

A continuación se procede a indicar los resultados.

8.3.1. Filtro de Variables de Estado

■ Pasa Bajos

En este apartado, se diseño el circuito que se pedía solo para la salida del pasa bajo, sin embargo, fueron simuladas las otras salidas y concuerdan con los resultados obtenidos.

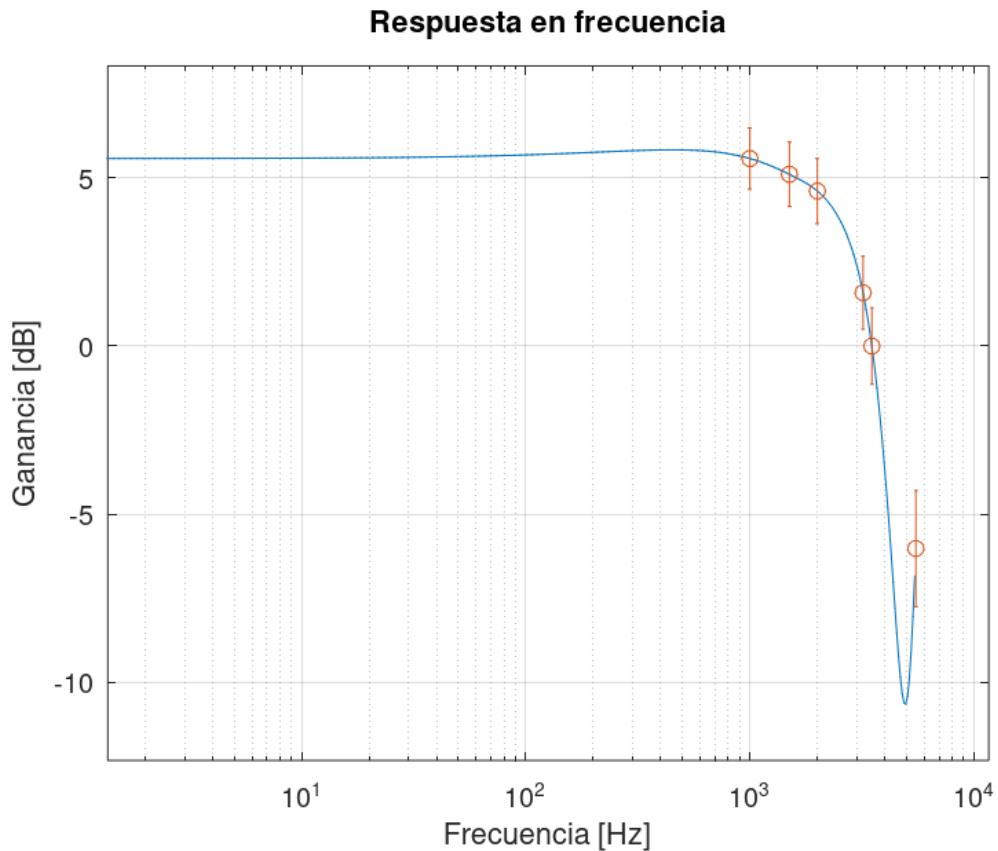
V_{CC}[V_p]	V_{EE}[V_p]	V_{in}[V_p]	V_{out}[V_p]	Ganancia [V/V]	Frecuencia [Hz]
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	1,9 ± 0,1	1,9 ± 0,21	1 ± 0,04k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	1,8 ± 0,1	1,8 ± 0,21	1,5 ± 0,045k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	1,7 ± 0,1	1,7 ± 0,20	2 ± 0,08k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	1,2 ± 0,1	1,2 ± 0,16	3,2 ± 0,205k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	1 ± 0,1	1 ± 0,14	3,5 ± 0,123k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	0,5 ± 0,1	0,5 ± 0,11	5,5 ± 0,303k

Tabla 28: Medidas y Cálculos Experimentales de la Ganancia y Frecuencia de la Figura 27

f_{c_{exp}} [Hz]	f_{c_{teo}} [Hz]	Desviación de frecuencia [%]
3,5 ± 0,123 k	2,74 ± 0,55 k	21,71

Tabla 29: Desviación Estándar de la Frecuencia de Corte de la Figura 27

Haciendo uso de la tabla 28, tomando los valores que se hallan en las columnas de Ganancia y frecuencia, se puede obtener el Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia) como se tiene en la gráfica 38 a continuación.

**Gráfica 38:** Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia pasa bajo) de las mediciones experimentales de la tabla 28

El gráfico 38, fue generado por el lenguaje de programación GNU Octave, el código se encuentra en la sección 12, en la división 12.1, denominado **Diagrama asintótico de Bode**, además todas las respuestas en frecuencia se hallarán a través del mismo script.

- Armónicos

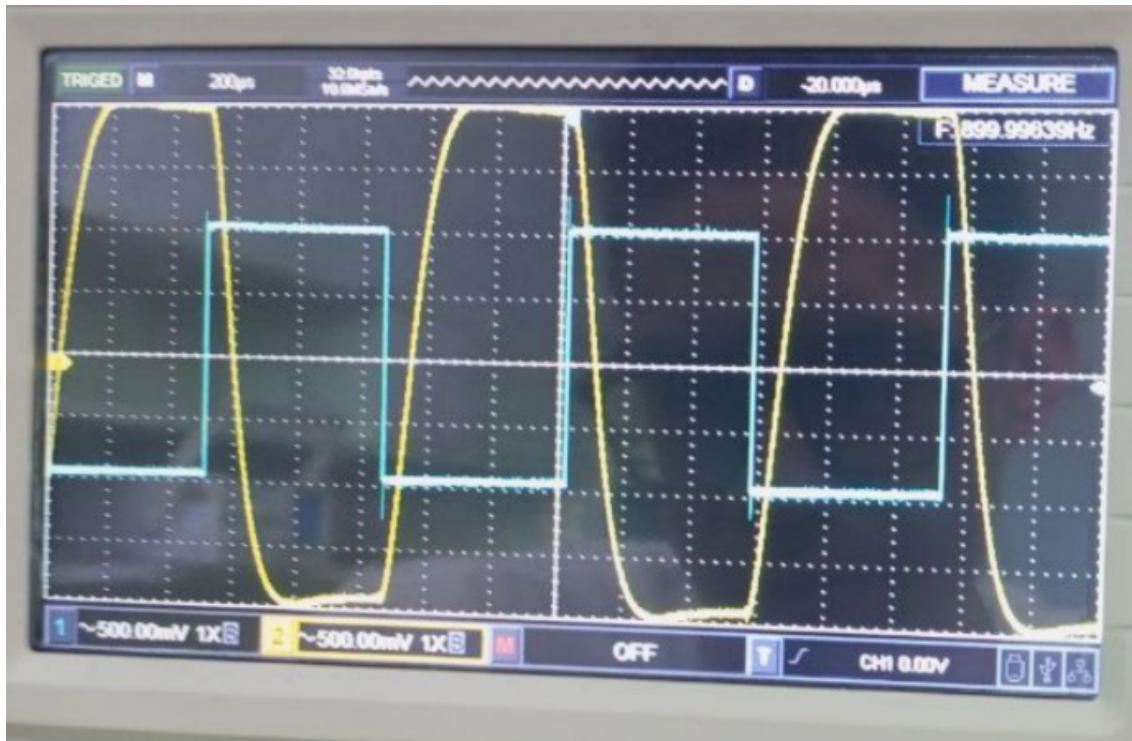


Imagen 14: Señal de Entrada (Azul) y Salida (Amarilla), donde se puede observar los cambios en la señal de salida con su tercer armónico coincidiendo con la frecuencia de corte teórico de la tabla 29

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 μ	1 (Azul)	500 m	AC
200 μ	2 (Amarillo)	500 m	AC

Tabla 30: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

- Pasa Banda

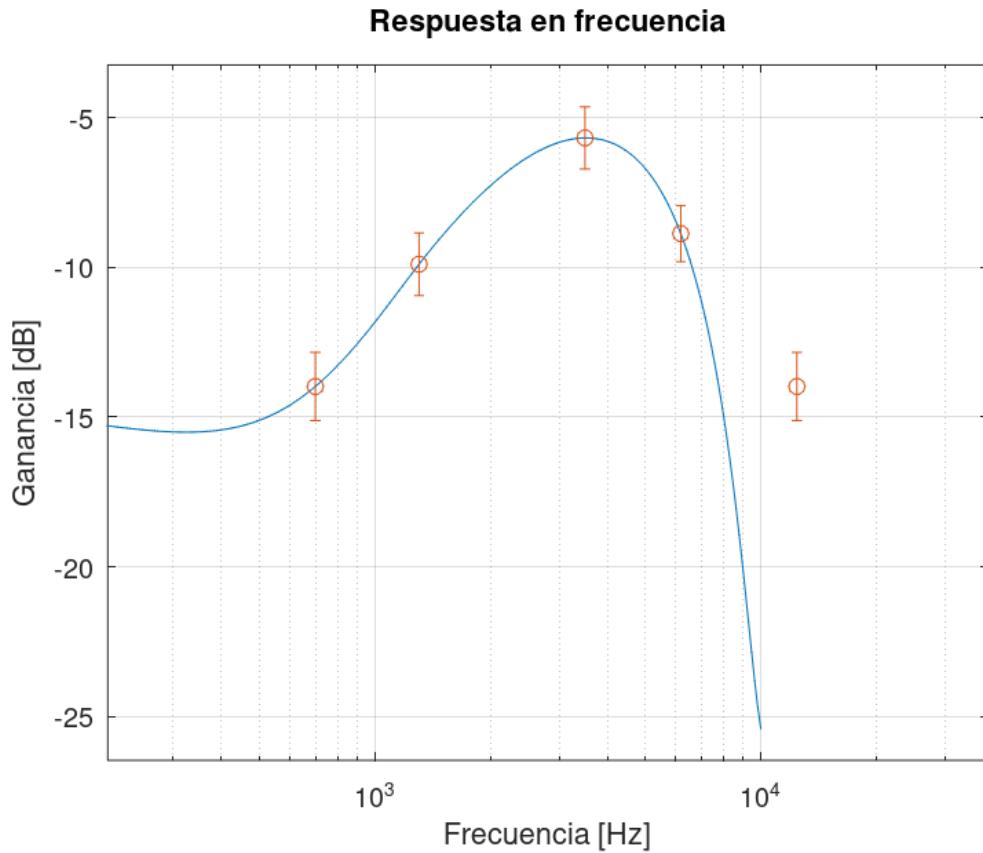
V _{CC} [V _p]	V _{EE} [V _p]	V _{in} [V _p]	V _{out} [mV _p]	Ganancia [V/V]	Frecuencia [Hz]
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	200 ± 20	0,2 ± 0,028	700 ± 49
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	360 ± 20	0,32 ± 0,041	1,3 ± 0,068k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	520 ± 40	0,52 ± 0,066	3,5 ± 0,25k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	360 ± 20	0,36 ± 0,041	6,2 ± 0,38k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	200 ± 20	0,2 ± 0,028	12,4 ± 0,62k

Tabla 31: Medidas y Cálculos Experimentales de la Ganancia y Frecuencia de la Figura 27

f _{c_{expL}} [Hz]	f _{c_{expH}} [Hz]
1,3 ± 0,068k	6,2 ± 0,38k

Tabla 32: Desviación Estándar de la Frecuencia de Corte de la Figura 27

Haciendo uso de la tabla 31, tomando los valores que se hallan en las columnas de Ganancia y frecuencia, se puede obtener el Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia) como se tiene en la gráfica 39 a continuación.



Gráfica 39: Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia pasa banda) de las mediciones experimentales de la tabla 31

■ Pasa Altos

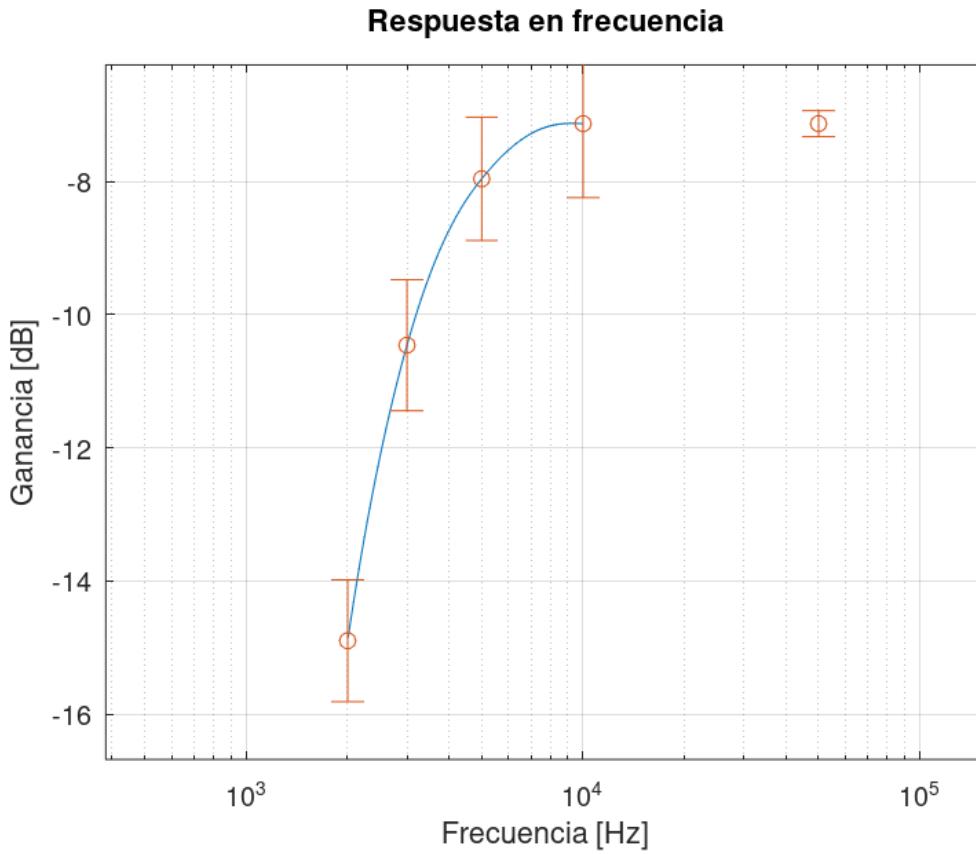
V _{CC} [V _p]	V _{EE} [V _p]	V _{in} [V _p]	V _{out} [mV _p]	Ganancia [V/V]	Frecuencia [Hz]
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	180 ± 10	0,18 ± 0,020	2 ± 0,08k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	300 ± 20	0,3 ± 0,036	3 ± 0,18k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	400 ± 20	0,40 ± 0,045	5 ± 0,25k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	440 ± 40	0,44 ± 0,060	10 ± 0,40k

Tabla 33: Medidas y Cálculos Experimentales de la Ganancia y Frecuencia de la Figura 27

f _{cexp} [Hz]
3 ± 0,068k

Tabla 34: Desviación Estándar de la Frecuencia de Corte de la Figura 27

Haciendo uso de la tabla 33, tomando los valores que se hallan en las columnas de Ganancia y frecuencia, se puede obtener el Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia) como se tiene en la gráfica 40 a continuación.



Gráfica 40: Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia pasa altos) de las mediciones experimentales de la tabla 33

8.3.2. Filtro Pasa Bajos con Topología Sallen-Key

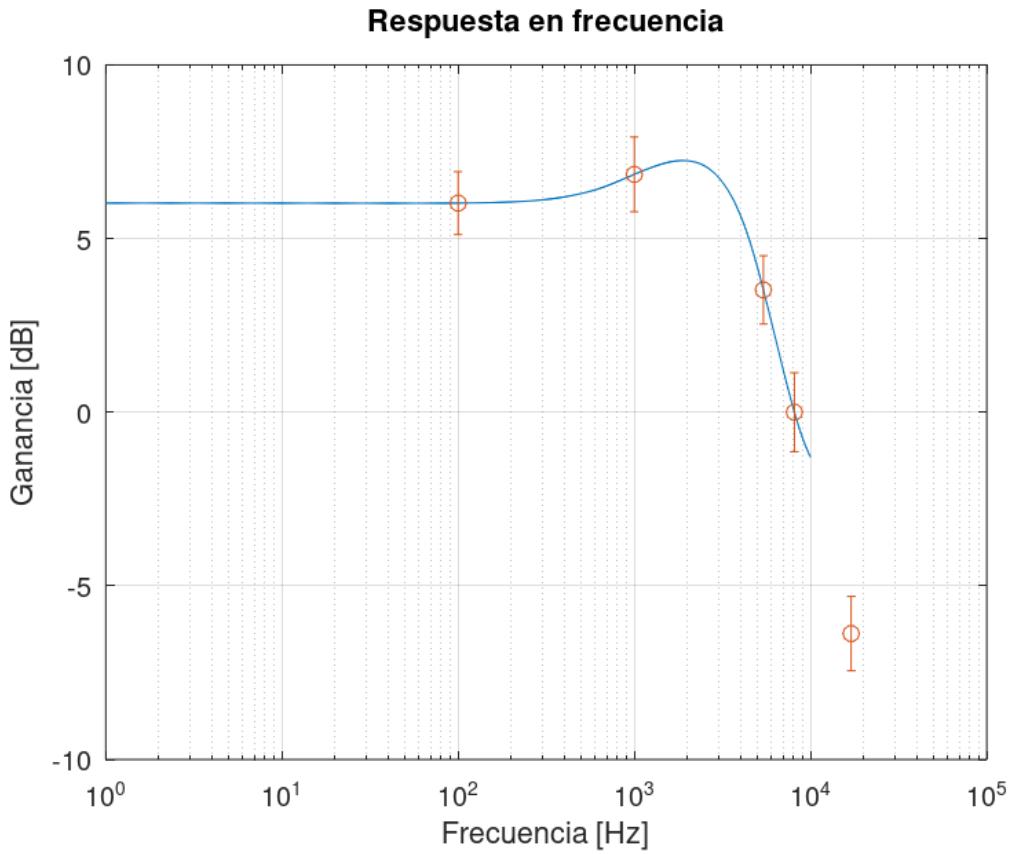
$V_{CC} [V_p]$	$V_{EE} [V_p]$	$V_{in} [V_p]$	$V_{out} [V_p]$	Ganancia [V/V]	Frecuencia [Hz]
$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	$2 \pm 0,1$	$2 \pm 0,22$	100 ± 4
$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	$2,2 \pm 0,2$	$2,2 \pm 0,29$	$1 \pm 0,40k$
$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	$1,5 \pm 0,1$	$1,5 \pm 0,18$	$5,4 \pm 0,29k$
$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	$1 \pm 0,14$	$8,1 \pm 0,66k$
$10 \pm 0,1$	$-10 \pm 0,1$	$1 \pm 0,1$	$0,48 \pm 0,04$	$0,48 \pm 0,062$	$17 \pm 0,58k$

Tabla 35: Medidas y Cálculos Experimentales de la Ganancia y Frecuencia de la Figura 28

$f_{c_{exp}} [\text{Hz}]$	$f_{c_{teo}} [\text{Hz}]$	Desviación de frecuencia [%]
$5,4 \pm 0,29 k$	$2,74 \pm 0,55 k$	97,08

Tabla 36: Desviación Estándar de la Frecuencia de Corte de la Figura 28

Haciendo uso de la tabla 35, tomando los valores que se hallan en las columnas de Ganancia y frecuencia, se puede obtener el Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia) como se tiene en la gráfica 41 a continuación.



Gráfica 41: Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia) de las mediciones experimentales de la tabla 35

■ Armónicos



Imagen 15: Señal de Entrada (Azul) y Salida (Amarilla), donde se puede observar los cambios en la señal de salida con su tercer armónico coincidiendo con la frecuencia de corte teórico de la tabla 36

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
100 μ	1 (Azul)	500 m	AC
100 μ	2 (Amarillo)	500 m	AC

Tabla 37: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+**8.3.3. Filtro Pasa Bajos con Topología de Retroalimentaciones Múltiples**

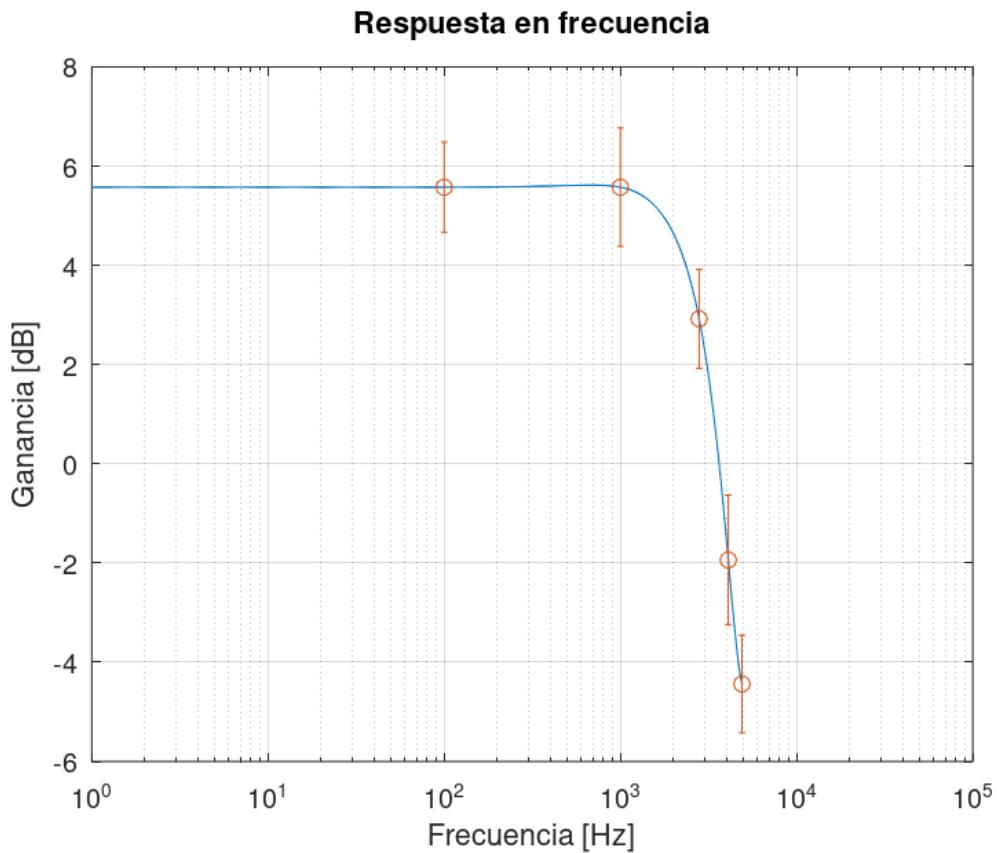
V _{CC} [V _p]	V _{EE} [V _p]	V _{in} [V _p]	V _{out} [V _p]	Ganancia [V/V]	Frecuencia [Hz]
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	1,9 ± 0,1	1,9 ± 0,21	100 ± 40
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	1,9 ± 0,2	1,9 ± 0,28	1 ± 0,40k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	1,4 ± 0,1	1,4 ± 0,17	2,8 ± 0,16k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	0,8 ± 0,1	0,8 ± 0,13	4,1 ± 0,17k
10 ± 0,1	-10 ± 0,1	1 ± 0,1	0,6 ± 0,04	0,6 ± 0,072	4,9 ± 0,24k

Tabla 38: Medidas y Cálculos Experimentales de la Ganancia y Frecuencia de la Figura 29

f _{c_{exp}} [Hz]	f _{c_{teo}} [Hz]	Desviación de frecuencia [%]
2,8 ± 0,16k	2,42 ± 0,48 k	15,70

Tabla 39: Desviación Estándar de la Frecuencia de Corte de la Figura 29

Haciendo uso de la tabla 38, tomando los valores que se hallan en las columnas de Ganancia y frecuencia, se puede obtener el Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia) como se tiene en la gráfica 42 a continuación.



Gráfica 42: Diagrama Asintótico de Bode en magnitud (respuesta en frecuencia) de las mediciones experimentales de la tabla 38

■ Armónicos



Imagen 16: Señal de Entrada (Azul) y Salida (Amarilla), donde se puede observar los cambios en la señal de salida con su tercer armónico coincidiendo con la frecuencia de corte teórico de la tabla 39

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 μ	1 (Azul)	500 m	AC
200 μ	2 (Amarillo)	1	AC

Tabla 40: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

8.4. Parte 4. Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos

En este apartado, se calcularan las incertidumbres de regulación, corriente y voltaje mínimo, siendo las ecuaciones 62, 69 y 70, que se hallan en la sección 11. Las figuras que se le realizaron las mediciones experimentales fueron la 34, 35 y 36.

Adicional, las incertidumbres del voltaje primario del transformador se puede hallar en la hoja de especificaciones del apartado de anexos 12, en la imagen ??, esto es debido a que no se quiso arriesgar el osciloscopio al tener una mala práctica y de esta manera evitar accidentes, usando de manera opcional el multímetro digital DT830D. Al igual, que con las mediciones precisas realizadas con el osciloscopio por aumento de ruido en las mediciones, se toma la incertidumbre del equipo dependiendo de la medición realizada.

8.4.1. Regulador con tensión de salida fija

Condición	V_p [VRMS]	V_s [V_p]	V_r [V_p]	V_o [VDC]	R [Ω]
SC	$120 \pm 1\%$	$13,3 \pm 1\%$	$80 \pm 4m$	$5,6 \pm 0,4$	-
CC	$120 \pm 1\%$	$13,3 \pm 1\%$	$340 \pm 10m$	$5,6 \pm 0,4$	$240 \pm 5\%$
CC	$120 \pm 1\%$	$13,3 \pm 1\%$	$2 \pm 0,1$	$3,7 \pm 0,21$	$10 \pm 5\%$

Tabla 41: Mediciones Experimentales de la Figura 34

Condición	R [Ω]	V_{in7805} [DC]	I_{DC} [mA]]	Reg [%]
SC	-	18 ± 1	-	-
CC	$240 \pm 5\%$	17 ± 1	$23,33 \pm 2,03$	$0 \pm 0,12$
CC	$10 \pm 5\%$	$5,35 \pm 0,261$	$370 \pm 40,04$	$0 \pm 0,12$

Tabla 42: Mediciones Experimentales y Resultados Indirectos de la Figura 34

Condición	R [Ω]	V_r experimental	V_r teórico	Desviación [%]
CC	$240 \pm 5\%$	$0,340 \pm 0,1$	$0,768 \pm 0,037$	55,73

Tabla 43: Desviación Estándar del Voltaje de Rizo de la figura 34

8.4.2. Regulador con Tensión de Salida Ajustable

R [Ω]	XR_{v1}	V_{R1} [V_p]	V_{osc} [V_p]	V_{occ} [V_p]	I_{polarizacion} [mA]
$5,1 k \pm 5\%$	0	$7,2 \pm 0,4$	$7,2 \pm 0,4$	$7,2 \pm 0,4$	$1,41 \pm 0,11$
	0,5	$5 \pm 0,4$	10 ± 1	10 ± 1	$0,98 \pm 0,092$
	1	$5 \pm 0,4$	15 ± 1	12 ± 1	$0,98 \pm 0,092$

Tabla 44: Mediciones Experimentales de la Figura 35

8.4.3. Fuente de Corriente Variable

XR_{v1}	V_o [V_{DC}]	V_{D1} [V_{DC}]	V_{R1} [V_{DC}]	V_{R_L} [V_{DC}]	I_{R_L} [mA]
0	$2,2 \pm 0,2$	$1,1 \pm 0,2$	$1 \pm 0,1$	$0,4 \pm 0,04$	$4 \pm 0,45$
0,5	$2,4 \pm 0,2$	$1,8 \pm 0,2$	$1,50 \pm 0,1$	$0,6 \pm 0,1$	$6 \pm 1,04$
1	$3,6 \pm 0,1$	$1,9 \pm 0,1$	$3,8 \pm 0,1$	$1,6 \pm 0,1$	$16 \pm 1,28$

Tabla 45: Mediciones Experimentales de la Figura 36

XR_{v1}	I_{R_{Lexp}} [mA]	I_{R_{Lteo}} [mA]	Desviación de frecuencia [%]
0	$4 \pm 0,45$	$4,03 \pm 0,38$	0,74
0,5	$6 \pm 1,04$	$6,76 \pm 0,64$	11,24
1	$16 \pm 1,28$	$20,83 \pm 4,03$	23,19

Tabla 46: Desviación Estándar de la Corriente de la Figura 36

9 Análisis de Resultados

9.1. Parte 1. Aplicaciones De Las Topologías Clásicas

Como se observan en el apartado de la Sección 8 en la división 8.1, se tienen los resultados de la práctica 1 de aplicaciones de las topologías clásicas, que por ende se determinado lo siguiente:

La tabla 11 da una desviación mínima en los resultados, indicando que el diseño realizado fue el adecuado para la práctica, demostrando que cada una de las resistencias y retroalimentación de las topologías clásicas dieran las ganancias adecuadas con su respectivo cambio de fases, en este caso, en el inversor; estas consecuencias se evidencia en la metodología, en una ganancia negativa, observando un desfase de 180° como se puede apreciar en la gráfica 5.

Por otro lado, se tiene el consumo debido a diferentes cargas por la topología del convertidor de tensión a Corriente (Fuente de corriente) donde en lo teórico se tomó en cuenta para $1mA$, sin embargo, el diseño fue adecuado, esto se debe a que sus resistencia de carga no modificaba su corriente de salida, aunque esta si obtuvo una desviación estándar de 64,4 %. Esto es debido a una mala toma de voltaje de salida, con las simulaciones se pudo evidenciar que se tomó el valor de salida V_{o1} , no la adecuada.

Ahora bien, se sabe que se obtuvo un excelente exactitud y precisión en sus medidas, debido a su diseño, aunque no se puede despreciar el funcionamiento de cada una de las topologías.

Respecto a los inversores, el inversor, aunque posea una impedancia de salida un poco mayor que la entrada acá no dio pequeñas desviación en su medición, sin embargo su característica mas importante es su cambio de fase; A diferencia del no inversor, que mantiene su fase. Este posee una alta impedancia de entrada, ya que va por su entrada no inversora, con una salida de impedancia muy baja. Perfecto para no invertir su fase.

El restador, como se observa en la Simulación 3 y en la imagen de la práctica 7, ambas son iguales en salida y entrada, debido a que esta práctica no hubo dos fuentes de entrada, sino una fuente en común, consecuentemente se tiene una atenuación, por ende resta sus señales de entrada, siendo la mitad, a causa de tener una señal en común, obteniendo lo esperado; dando a entender que la ganancia de esta topología depende de sus resistencias, si y solo si, se tiene unas señales de entradas adecuadas, pudiendo ser en DC o AC.

El integrador de Boo, como se contempla en la imagen 8, la salida, es la señal integrada de la entrada, a consecuencia del capacitor que se halla por el lado no inversor, permitiendo ese tiempo de retardo en su salida.

9.2. Parte 2. Amplificador Operacional Real

Como se observan en el apartado de la Sección 8 en la división 8.2, se tienen los resultados de la práctica 2 del amplificador operacional real, que por ende se determinado lo siguiente:

Como se aprecia en la tabla 17, haciendo la respectiva configuración, se colocan ambas entradas común y puestas a tierra, realizamos el estudio completo del offset de un amplificador real, indicando que existe un pequeño voltaje que puede interferir la señal amplificada, perdiendo precisión y exactitud en el diseño de alguna topología de interés. Sin embargo, esta tensión offset puede ser corregida, como se observa en el apartado 12 siendo este parte de los anexos en el datasheet (Hoja de datos) del amplificador operacional de propósito general **LM741**, posee 8

pines, donde si se conecta un potenciómetro al pin 1 y 5 y el tercer pin variable del potenciómetro a tierra se puede ajustar el voltaje offset permitiendo anular este ultimo, esto se realiza de la misma manera como se realizo la practica sin fuente para disminuir su offset.

De igual manera, como se visualizo la tensión offset, se genera una corriente de polarización, en consecuencia resulta una corriente offset, los datos se hallan en las tablas , 18, 19 y 20. Esto ocurre cuando sus entradas no inversora e inversora se encuentran en común. Se logra anular o desviar de la misma manera que se menciono anteriormente con el potenciómetro entre sus pines 1 y 5.

Esto da como evidencia que puede existir una señal offset que puede cambiar nuestra señal de salida, ya sea amplificada o no.

Por otro lado, la tabla 21 nos indica una ganancia y una frecuencia para determinar si se cumple el **Producto del Ancho de Banda por la Ganancia**, se puede entender de mejor manera en la gráfica 37, donde efectivamente se cumple que al aumentar su frecuencia de corte, su ganancia va disminuyendo. Indicando el rendimiento del amplificador operacional en distintas frecuencias. Por consiguiente, la tabla 22 se muestran los resultados del calculo, de este modo se halla el rendimiento en su ganancia con respecto a su frecuencia, los valores mas altos da a comprender que permite una mayor estabilidad a frecuencias altas y un ancho de banda bastante grande adecuado para aplicaciones de alta frecuencia como comunicaciones, y otros sistemas. Sin embargo, se puede percibir en la tabla 21 que los puntos 1 y 2 son iguales, esto se obtuvo debido a una entrada de señal grande, dado que fue de 1 Vp, obteniendo distorsión de inmediato por su polarización, como consecuencia se observa esa mala lectura, por ende, se debe realizar siempre con pequeñas señales preferiblemente inferiores a 500m Vp.

Ahora bien, tomando en cuenta la configuración de la figura 25, la imagen 12 y el calculo del Slew Rate en la tabla 24, se obtuvo un valor alto expresando que el amplificador puede seguir cambios rápidos en la señal de entrada, mientras que un valor bajo puede resultar en distorsión en la salida. como se observa, su cambio es rápido por ende no existen distorsiones en la imagen de salida, entonces en un buffer, el slew rate puede no ser un factor crítico siempre y cuando la frecuencia de la señal de entrada no sea tan alta, éste se puede convertir en un limitante. Sin olvidar que su señal de entrada fue un pulso con un Duty Cycle de 50 % con una alta frecuencia.

Por ultimo, se obtuvo los límites de excusión de la señal de salida y esta se ve en la imagen 13, donde estos están limitados por sus alimentaciones de polarización como lo es V_{CC} y V_{EE} , en consecuencia da los valores que se hallan en la tabla 27.

9.3. Parte 3. Filtros Activos

En el apartado de Resultados 8 en la división 8.3, se tienen los resultados de Filtros activos, se hallaron las frecuencias de corte de las distintas topologías y se puede apreciar que al injectar una señal de entrada cuadrada (pulso) con una cierta frecuencia, da a la señal de salida su tercer armónico donde coincide con su frecuencia de corte con una entrada senoidal.

■ Filtro de Variables de Estado

Como se pudo demostrar a través de las tablas 28 y 29, que esta topología, tenia una configuración de un filtro pasa bajos, reflejando que los cálculos en el diseño fueron los adecuado, sin embargo, se tiene una desviación estándar considerable debido a que los cálculos del diseño te tuvieron que tomar en cuenta distintas constantes y no se tomaron en cuenta las distintas tolerancias de los elementos pasivos que se usaron en el montaje.

La gráfica 38 nos da la respuesta en frecuencia de esta topología siendo la adecuada y comparándose a la que se simulo en la Metodología 5, que es la gráfica 10.

Con respecto a los “armónicos” se refiere a componentes de frecuencia específica que pueden encontrarse en una señal periódica. Las señales eléctricas periódicas, como las ondas sinusoidales, pueden descomponerse en diferentes componentes armónicos, cada uno con su propia frecuencia y amplitud.

En el caso de un circuito eléctrico, especialmente en el análisis de circuitos de corriente alterna (CA), las corrientes y tensiones periódicas pueden expresarse como la suma de varios armónicos. El armónico fundamental es la frecuencia base, y los armónicos superiores son múltiplos enteros de esa frecuencia fundamental.

El diseño de filtros activos pasa bajos con la frecuencia de su tercer armónico coincidiendo con la frecuencia de corte permite un control preciso sobre las características de la señal y contribuye a la eficacia y rendimiento del sistema.

Su señal de salida se puede apreciar en el gráfico 14 y en este caso en la simulación 16 realizada fue con acople DC por esa razón se ve con un offset, por ende esta tiene distinta referencia que la indicada con el osciloscopio digital.

Por otra parte se tienen las demás salidas que dan como resultado las gráficas 39 y 40, donde estas no se les aplicó el diseño para obtener una ganancia de dos y una frecuencia de corte de 2.7KHz, sin embargo, se pudo observar que se obtuvo una apreciable comparación con las simulaciones del mismo diseño para el pasa bajo del variables de estados, concluyendo que si cumplían con el debido filtro de señales, pero no el deseado.

- **Filtro Pasa Bajos con Topologías Sallen-Key** De igual manera como en la topología anterior, se evidencia en la tabla 35, como se obtuvo la respuesta en frecuencia de la gráfica 41, ésta obtuvo una desviación estándar de 97.08 % siendo el mayor de todas las mediciones experimentales realizadas, como se refleja en la tabla 36, realizando la comparación entre lo teórico y experimental.

No se obtuvo lo esperado en las mediciones, debido a que sus diferentes análisis en frecuencias, da a comprender que la configuración diseñada se debe tomar en cuenta las tolerancias de cada uno de los elementos pasivos que se toman en consideración, permitiendo ser precisos en lo teórico para adecuar lo práctico a lo teórico. De esta manera, optimizar el análisis y no permitir variaciones en circuitos tan esenciales como los filtros.

Su gráfica 15, nos muestra la señal de salida con la frecuencia de su tercer armónico coincidiendo con la frecuencia de corte con una entrada senoidal como se indica anteriormente esto tiene sus beneficios y distintas aplicaciones como pueden ser para audio, instrumentación electrónica, control de sistemas, electrónica de potencias, etc. Se realiza la comparación con la simulación 18, tal cual como la topología pasada, este esta en acople DC, de igual manera se obtuvo lo esperado

- **Filtro Pasa Bajos con Topología de Retroalimentaciones Múltiples**

Por último se tiene esta topología donde mantiene la desviación estándar más baja entre las topologías anteriormente analizadas, sin embargo al igual que en las anteriores cada una de las mediciones y diseños teóricos nos permitió adecuar la topología a lo esperado dándonos un filtro pasa bajos con un ancho de banda igual en los tres casos, lo considerable es que en la banda de atenuación cada una es distinta y puede observarse en las respuesta

de frecuencia dados por los puntos tomados de las distintas tablas de medidas y cálculos Experimentales de la ganancia y frecuencia en este caso se tiene la tabla 38, que nos da el diagrama asintótico de Bode en la gráfica 42.

Su armónico se mantuvo igual a la simulación como se aprecia en la gráfica 14, donde se puede asemejar en la gráfica 16.

9.4. Parte 4. Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos

En el apartado de Resultados 8 en la división 8.4, se tienen los resultados de las mediciones experimentales de los reguladores monolíticos y la fuente de corriente que corresponden a las figuras 34, 35 y 36. Se desglosaran cada uno de las figuras, para dar una mayor interpretación y análisis del laboratorio.

■ Regulador con Tensión de Salida Fija

Las tablas 41, 42 y 43, reflejan cada una de las mediciones directas e indirectas que se realizaron para dar un análisis expedito; por consiguiente se tiene que en las condiciones que se colocaron en el circuito de la figura 34, cuando no posee una carga el circuito tiende a poseer un Voltaje de Rizo mas cercano a cero, a consecuencia de esto, se podría mencionar que se mantiene estable, por esa razón ante la ecuación 53, se realizan ambas condiciones porque al colocar la carga, existe una caída de tensión distinta en la salida, y eso es lo que se desea averiguar, si se obtiene una regulación estable.

Aunque se usan dos cargas bajas, existen sus diferencias, por ejemplo, su voltaje de rizo cambia aunque sea por milésimas, esto permite que el voltaje de entrada al circuito integrado 7805 o regulador de voltaje sea variable, sin embargo como se menciono en la sección de metodología 5 o viendo el datasheet del 7805, que se localiza en los anexos 12, cada uno de esos valores de entrada se hallan dentro de los parámetros que permite la entrada para poder regular 5V, permitiendo obtener una excelente regulación, ya que su salida no varia.

Sin embargo, se realizaron pruebas para ver el comportamiento del integrado 7805, tras colocar una resistencia mas pequeña que la exigida que era aproximadamente de 60 ohm, esta vez se probó con 10 ohm, donde se pudo observar que no cumple con lo requerido debido a que la corriente que pasa por esa resistencia es muy alta, casi muy parecida a una resistencia Shunt, alterando de esta manera el voltaje de salida donde se obtuvo una lectura de 3.6, con un voltaje de rizo de 2V, muy alta debido a la variación de voltaje por su carga, y se puede añadir que su voltaje de entrada al 7805, no está entre sus valores que el mínimo sería 7 y este se encuentra a 5.35 V, interesante manera de demostrar que con una carga muy baja nuestro regulador no opera.

Por otro lado, el voltaje de rizo posee una desviación estándar con un promedio de mas del 50 % indicando que los cálculos teóricos para el diseño, puede tener algún procedimiento incorrecto; aunque no es de gravedad esta desviación, éste voltaje de rizo nos permite que se mantenga mas estable ese voltaje de entrada, por esa razón, ella es importante, no obstante no tiene grandes cambios al punto que es menos de 1.5V viendo el teórico.

Se debe tener en cuenta que su corriente se mantuvo dentro de los límites calculados en la teoría, debido a los valores comerciales usados en la práctica, no dio con exactitud, pese a esto es la corriente que se esperaba en las mediciones experimentales.

Indicándonos que aunque se tuvo inconvenientes con el desarrollo del voltaje de rizo, el procedimiento realizado para esta figura, fueron los adecuados.

■ **Regulador con Tensión de Salida Ajustable**

Esta figura se enfoca en la carga, después de regular la salida del 7805, donde se esta a un solo polo alimentado el LM741 con el $V_{in_{7805}}$, con un divisor de tensión por su entrada no inversora siendo uno de los divisores un potenciómetro denominado XR_{v1} , donde podemos visualizar en la figura 35 que existe una corriente de polarización del OPAMP que pasa por R_1 , todos estos datos se hallan en la tabla 44.

Esta ultima nos muestra a plena vista que su voltaje de salida así tenga carga o no, regulará la salida, cumpliendo con la regulación donde no existe alguna variación perceptible.

Incluso la corriente de polarización cumple con lo calculado en lo teórico, demostrando que las cuentas son las adecuadas para esta configuración.

Por ultimo, da la confiabilidad de que aunque existan distintas cargas, este se mantendrá estable, permitiendo que no existe un alto consumo de parte de la carga trayendo como consecuencia deterioro del equipo o una falla severa. Es un equipo confiable.

■ **Fuente de Corriente Variable**

En la figura 36, se ve como su señal de entrada se da por un divisor de tensión creado entre la carga y las resistencias que se encuentra en la salida del 7805, siendo por la entrada no inversora, con retroalimentación negativa y una configuración de buffer.

Debido a esta configuración se tienen los resultados de las mediciones experimentales e indirectas en la tabla 45, donde nos indica su corriente que dependiendo de como se ajuste el potenciómetro éste mandara mayor o menor corriente, hacia la carga, que en esta figura se tiene el led (rojo) y la pequeña resistencia R_L que en general es una pequeña carga con un stand by para verificación del paso de corriente en ese punto de salida.

Ahora bien, como se indica en la tabla 46, existe una desviación estándar bastante aceptable, debido a esto, realiza el recorrido indicado, que al dar cero, tenga la menor corriente debido a que la división de tensión se realiza tomando completamente la resistencia de 1K ohm existiendo una mayor resistencia para el paso de corriente, sin embargo, posee un voltaje de salida adecuado para llegar al voltaje umbral del led y de esta manera encender.

Este ultimo, solo disminuye un poco su intensidad que demuestra que existe una disminución en la corriente debido al ajuste del potenciómetro.

Por lo tanto, cumple la función requerida y evaluada en la metodología de la practica. Siendo una configuración adecuada para ser una fuente de corriente variable, entre 4 y 16 mA.

10 Conclusiones

En el exhaustivo análisis de resultados obtenidos a lo largo de las diversas secciones de este informe técnico sobre amplificadores operacionales y sus aplicaciones en electrónica, se han delineado conclusiones fundamentales que destacan la versatilidad y eficiencia de estos dispositivos en diferentes configuraciones.

■ Parte 1: Aplicaciones de las Topologías Clásicas

En la exploración de las topologías clásicas, se evidenció que el diseño implementado demostró precisión y adecuación. Las variaciones en la ganancia y el cambio de fase en el inversor, junto con el análisis del convertidor de tensión a corriente, subrayan la robustez de las topologías clásicas para aplicaciones específicas. Además, el estudio de inversores, no inversores, restadores e integradores de Boo reveló características distintivas, fundamentales para comprender su funcionalidad y aplicabilidad en sistemas electrónicos.

■ Parte 2: Amplificador Operacional Real

La investigación del amplificador operacional real, específicamente el LM741, profundizó en la comprensión del offset y la corriente de polarización. La capacidad de ajustar el voltaje offset mediante un potenciómetro subraya la flexibilidad de este componente. Además, el análisis de la ganancia, la frecuencia y el slew rate proporciona una visión integral del rendimiento del amplificador en diferentes condiciones, respaldando su viabilidad para aplicaciones de alta frecuencia.

■ Parte 3: Filtros Activos

En la sección de Filtros Activos, se exploraron diversas topologías con énfasis en el filtro de variables de estado, el filtro pasa bajos Sallen-Key y la topología de retroalimentaciones múltiples. A pesar de desviaciones en las mediciones experimentales, se observó que las configuraciones teóricas y prácticas convergen, subrayando la importancia de considerar tolerancias en los elementos pasivos.

■ Parte 4: Fuentes Lineales y Reguladores Monolíticos

El análisis de reguladores monolíticos y fuentes lineales se centró en la estabilidad y la regulación en condiciones diversas. La evaluación de reguladores con tensión de salida fija y ajustable, así como la fuente de corriente variable, demostró la capacidad de estos dispositivos para mantener un suministro estable incluso frente a variaciones de carga. A pesar de algunas desviaciones en las mediciones, se concluye que las configuraciones diseñadas son confiables y eficaces.

En síntesis, este informe técnico proporciona una visión profunda y precisa de las aplicaciones de amplificadores operacionales, destacando su papel esencial en sistemas electrónicos y respaldando su utilidad en una variedad de configuraciones. Los resultados obtenidos y las conclusiones extraídas forman una base sólida para comprender y aplicar estos conceptos en futuros desarrollos electrónicos.

11 Apéndice

- Incertidumbre según "Guide of Uncertain Measurements" de la ISO o GUM

$$\Delta f = \sqrt{\sum \left(\frac{\partial f(\bar{X})}{\partial X_i} \Delta X_i \right)^2} \quad (60)$$

- Incertidumbre de ganancia de tensión

$$\begin{aligned} A_v &= \left(\frac{V_o}{V_{in}} \right) \pm \Delta A_v \\ \Delta A_v &= \sqrt{\left(\frac{\partial A_v}{\partial V_{in}} \Delta V_{in} \right)^2 + \left(\frac{\partial A_v}{\partial V_o} \Delta V_o \right)^2} \\ \Delta A_v &= \sqrt{\left(\frac{V_o}{V_{in}} \Delta V_{in} \right)^2 + \left(\frac{1}{V_{in}} \Delta V_o \right)^2} \end{aligned} \quad (61)$$

- Incertidumbre de la Corriente

$$\Delta I = \sqrt{\left(\frac{\Delta V_o}{R_L} \right)^2 + \left(-\frac{V_o \Delta R_L}{R_L^2} \right)^2} \quad (62)$$

- Incertidumbre de la Tensión Offset

$$\Delta V_{os} = \sqrt{\left(\frac{\Delta V_o}{R_5} \right)^2 + \left(-\frac{V_o R_2 \Delta R_5}{(R_2 + R_5)^2} \right)^2 + \left(\frac{V_o R_5 \Delta R_2}{(R_2 + R_5)^2} \right)^2} \quad (63)$$

- Incertidumbre de la Corriente de Polarización

$$\begin{aligned} \Delta I_B = & \sqrt{\left(\frac{\Delta V_{os}}{R_3} \right)^2 + \left(-\frac{\Delta V_o}{R_3 \left(1 + \frac{R_5}{R_2} \right)} \right)^2 + \left(\frac{V_o \Delta R_5}{R_3 R_2 \left(1 + \frac{R_5}{R_2} \right)^2} \right)^2 + \left(-\frac{V_o R_5 \Delta R_2}{R_3 (R_2 + R_5)^2} \right)^2 + \dots} \\ & \dots \sqrt{-\frac{\left(V_{os} \left(1 + \frac{R_5}{R_2} \right) - V_o \right) \Delta R_3}{R_3^2 \left(1 + \frac{R_5}{R_2} \right)}} \end{aligned} \quad (64)$$

- Incertidumbre de la Corriente Offset

$$\Delta I_{os} = \sqrt{(\Delta I_{B_1})^2 + (-\Delta I_{B_2})^2} \quad (65)$$

- Incertidumbre de Slew Rate

$$\Delta S.R. = \sqrt{\left(\frac{\Delta\Delta V}{\Delta t}\right)^2 + \left(-\frac{\Delta V \Delta \Delta t}{\Delta t^2}\right)^2} \quad (66)$$

- Incertidumbre de GBWP

$$\Delta GBWP = \sqrt{(f(\Delta G))^2 + (G(\Delta f))^2} \quad (67)$$

- Incertidumbre de Frecuencia

$$\Delta f = \sqrt{\left(-\frac{1}{T^2} \Delta T\right)^2} = \frac{1}{T^2} \Delta T \quad (68)$$

- Incertidumbre de Regulación

$$\Delta Reg = \sqrt{\left(\frac{V_{occ}}{V_{osc}^2} \Delta V_{osc}\right)^2 + \left(-\frac{1}{V_{osc}} \Delta V_{occ}\right)^2} \quad (69)$$

- Incertidumbre de Voltaje Mínimo

$$\Delta V_{min} = \sqrt{\left(\Delta V_{sec_p}\right)^2 + \left(-\frac{1}{2} \Delta V_{r_p}\right)^2 + (-2 \Delta V_d)^2} \quad (70)$$

- Error o Desviación Estándar

$$Desv = \frac{|Valor_{teorico} - Valor_{Experimental}|}{Valor_{teorico}} 100 \% \quad (71)$$

12 Anexos

Práctica N°2 - Parte I

Axel Rivero y Orlando Morales

Circuito	$V_{OC}(V)$	$V_{EE}(V)$	$V_{out}(V)$	$V_{in}(V)$	Ganancia
Inversor	10 ± 1	-10 ± 1	$3,80V \pm 0,2$	$2V_P \pm 0,2$	$1,9 \pm$
No inversor	10 ± 1	-10 ± 1	$4V_P \pm 0,2$	$2V_P \pm 0,1$	$2 \pm$
Restador (Hi configuración)	10 ± 1	-10 ± 1	$1900m \pm 100m$	$V_1(V^-) \quad V_2(V^+)$ $1800m \pm 100m \quad (640m \pm 40m)$	$1,63 \pm$
Convertidores de tensión	10 ± 1	-10 ± 1	$\begin{array}{ c c } \hline \text{Ra}(R_S) & R_S \\ \hline 600m \pm 40m & 4K \pm 5\% \\ \hline 520m \pm 40m & 3K \pm 5\% \\ \hline 320m \pm 20m & 1K \pm 5\% \\ \hline 720m \pm 40m & 10K \pm 5\% \\ \hline \end{array}$	$4,8 \pm 0,4$	
Integradora Boo					

$$I_{R=4K} = 0,15mA$$

$$I_{R=1K} = 0,17mA$$

$$I_{R=3K} = 0,32mA$$

$$I_{R=10K} = 0,072mA$$

17/06/24

17/06/24

Práctica N° 2

"Parte II"

Fecha 14/06/24

Parte a) Tensión de offset. ($J_{P1} = J_{P2} = \text{cerrados}$).

Se sabe que $V_o = \left(1 + \frac{R_s}{R_2}\right) V_{os}$.

Donde $V_o = -2 \pm 0,2 \text{ V}$ lo cual $V_{os} = \frac{V_o}{1 + \frac{R_s}{R_2}}$

$$V_{os} = -1,998 \text{ mV}$$

Parte b): Corriente de polarización I_{B1} ($J_{P1} = \text{abierto}$, $J_{P2} = \text{cerrado}$).

lo cual $V_o = -2,6 \pm 0,2$ y

$$I_{B1} = 27,245 \text{ pA}$$

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

Parte c) Corriente de polarización I_{B2} ($J_{P1} = \text{cerrado}$, $J_{P2} = \text{abierto}$)

$$V_o = 10 \text{ V} \pm 1$$

lo cual

$$I_{B2} = 544,909 \text{ pA}$$

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

$$\frac{R_4}{22M} \left(1 + \frac{R_s}{R_2}\right)$$

Parte d)

$$I_{os} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

$$I_{os} = |27,245 \text{ pA} - 544,909 \text{ pA}|$$

$$I_{os} = 517,664 \text{ pA}$$

PARTE 2:

Caso 1: $J_{P3}, J_{P4} = \text{Abiertos}$

Escala

frecuencia	Δf	T	■	V_o	ΔV
5 Hz		200m	100m	18Vpp	$\pm 1V$
10Hz		100m	50m	18Vpp	
15Hz				18Vpp	$\pm 1V$
1KHz		1m	200μ	18Vpp	$\pm 1V$
13,8K	72μ	20μ		18Vpp	
21,739K	96μ	10μ		14Vpp	$\pm 1V$
25K	40μ	20μ		12Vpp	$\pm 1V$
29,411K	34μ	10μ		10Vpp	$\pm 1V$
33,3K	30μ	10μ		10Vpp	$\pm 1V$

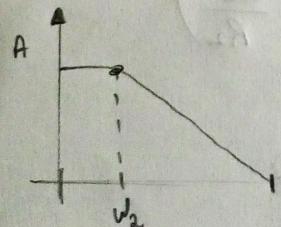
Se alimenta con una señal sinusoidal de $1V_p$ a offset nulo.

$$A_{fm} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{V_o}{V_t} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \approx \frac{V_o}{\sqrt{2}} \rightarrow 12,7V_{fb}$$

Teóricamente $A_2 = 100 = \omega_2$.

$\omega_2 = 100 \text{ rad/s}$

$f_2 = 15,915 \text{ Hz}$.



Caso 2: $J_{P4} = \text{Cerrado}$ y
 $J_{P3} = \text{abierto}$

Escala

frecuencia	Δf	T	ΔT	V_o	ΔV
1K		1m	200μs	18Vpp	$\pm 1V$
17,8K	56μ	20μ		17Vpp	$\pm 1V$
22,72K	44μ	20μ		13Vpp	$\pm 1V$
27,77K	36μ	20μ		11Vpp	$\pm 1V$
25K		20μ		12Vpp	$\pm 1V$

Caso 3: $J_{P3} = J_{P4} = \text{Cerrados}$.

frecuencia	Δf	T	Escala	V_o	ΔV
1K		1m	200μ	1V	$\pm 100m$

↳ no varia la amplitud por la frecuencia

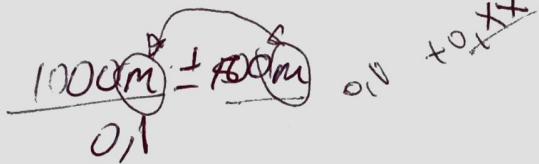
$$\frac{V_o}{V_{fb}} = 0,707 \text{ con } \theta = 1V$$

Cálculo

14/06/12

Hojas de datos: Práctica n°2. Parte 3. Filtros Activos

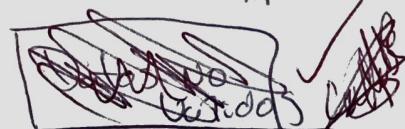
Filtros Variables de Estado.



$V_{CC} [V_p]$	$V_{EE} [V_p]$	$V_{in} [V_p]$	$V_{out} [V_p]$	$A [V/V]$	$f_{rc} [kHz]$	$T [s]$
10 ± 1	-10 ± 1	1 ± 0.1	1.9 ± 0.1	1.9	$1 kHz$	1000 ± 40
$f_{cs} \rightarrow$		"	"	1.2 ± 0.1	1.2	3.2
				1.7 ± 0.1	1.7	2
				1.8 ± 0.1	1.8	1.5
				1 ± 0.1	1	3.5
				0.5 ± 0.1	0.5	5.5
						1304 ± 10

Filtros de salida para bajo.
Donde está $f_0 = 2$?

	$V_{CC} [V_p]$	$V_{EE} [V_p]$	$V_{in} [V_p]$	$V_{out} [V_p]$	$A [V/V]$	$f_{rc} [kHz]$	$T [s]$
Tubo	10 ± 1	-10 ± 1	1 ± 0.1	$0.52 \pm 40 \mu$	$0.52 m$	$3.5 kHz$	$300 \mu s \pm 20 \mu s$
f_{cs}	...	"	"	0.36 ± 20	0.36	$6.2 kHz$	$140 \mu s \pm 10 \mu s$
				0.2 ± 20	0.4	$12.4 kHz$	$80 \mu s \pm 4 \mu s$
				0.3 ± 20	0.36	$1.3 kHz$	$760 \mu s \pm 40 \mu s$
				0.2 ± 20	0.2	$700 kHz$	$1.4 ms \pm 100 \mu s$
				0.2 ± 40			



Filtros de salida para bajo.

	$V_{CC} [V_p]$	$V_{EE} [V_p]$	$V_{in} [V_p]$	$V_{out} [V_p]$	$A [V/V]$	$f_{rc} [kHz]$	$T [s]$
Tubo	10 ± 1	-10 ± 1	1 ± 0.1	0.4 ± 20	0.4	$5 kHz$	$200 \mu s \pm 10 \mu s$
f_{ci}	"	"	"	0.3 ± 20	0.3	$3 kHz$	$320 \mu s \pm 20 \mu s$
				0.28 ± 10	0.18	$2 kHz$	$500 \mu s \pm 20 \mu s$
				0.49 ± 40	0.49	$10 kHz$	$100 \mu s \pm 4 \mu s$

~~28/06/24~~

Eliangelys
17/06/2024

Filtros Sallen-Key

	$V_{CC}[V_p]$	$V_{EE}[V_p]$	$V_{in}[V_p]$	$V_{out}[V_p]$	$A[V/V]$	$f_{res}[kHz]$	$T[s]$
f.c	10 ± 1	-10 ± 1	1 ± 0.1	2.2 ± 0.2	2.2	$1kHz$	$1ms \pm 40\mu s$
"	"	"	"	1.5 ± 0.1	1.5	$5.4kHz$	$180\mu s \pm 30\mu s$
"	"	"	"	1 ± 0.1	1	$8.1kHz$	$120\mu s \pm 10\mu s$
"	"	"	"	$0.48 \pm 40m$	0.48	$17kHz$	$58\mu s \pm 2\mu s$
"	"	"	"	2 ± 0.1	2	$100Hz$	$10ms \pm 0.4ms$

Filtro pasa bajo

Filtro retroalimentación múltiple

	$V_{CC}[V_p]$	$V_{EE}[V_p]$	$V_{in}[V_p]$	$V_{out}[V_p]$	$A[V/V]$	$f_{res}[kHz]$	$T[s]$
f.c	10 ± 1	-10 ± 1	1 ± 0.1	1.9 ± 0.1	1.9	$1kHz$	$1ms \pm 40\mu s$
"	"	"	"	1.4 ± 0.1	1.4	$2.8kHz$	$340\mu s \pm 20\mu s$
"	"	"	"	$0.8 \pm 40m$	0.8	$4.1kHz$	$280\mu s \pm 30\mu s$
"	"	"	"	$0.6 \pm 40m$	0.6	$4.9kHz$	$200\mu s \pm 10\mu s$
"	"	"	"	1.9 ± 0.1	1.9	$100Hz$	$10ms \pm 0.4ms$

Filtro pasa bajo

Eliangelys
17/06/2024

~~28/6/24~~
28/6/24

Orlando Morales y Axel Rivero.

Parte 4^{ta} Fuentes Lineales y Regulares RUT

Monolecticos."

Condición	$V_p [V_{RMS}]$	$V_s [V_{RMS}]$	$V_r [V_p]$	$V_o [V_{DC}]$	$R [\Omega]$	$V_{in 7805(DC)}$
SC	120 ± 2	$13,33 \pm 3$	$80m \pm 4m$	$5,6 \pm 0,4$	—	18 ± 1
CC	120 ± 2	$13,33 \pm 3$	$340m \pm 10m$	$5,6 \pm 0,4$	240	17 ± 1
CC	120 ± 2	$13,33 \pm 3$	$25 \pm 0,1$	$3,7 \pm 0,4$	10	$5,35 \pm 0,4$

↓ ↓ ±1 Escala medida
 Multímetro osciloscopio del osciloscopio
 DT830D esc. esc. osciloscopio
 Digital Multímetro incertidumbre del
 Multímetro osciloscopio

Regulador con tensión de salida fija

R	$x_{R_{v1}}$	$V_{R_1} [V_p]$	$V_{osc} [V_p]$	$V_{oco} [V_p]$	I polarización
$5,1K$ ±	0	$7,2 \pm 0,4$	$7,2 \pm 1$	$7,2 \pm 1$	
	0,5	$5 \pm 0,4$	10 ± 1	10 ± 1	
	1	$5 \pm 0,4$	15 ± 1	12 ± 1	

Regulador con tensión de salida ajustable.

0,4

$x_{R_{v1}}$	$V_o [DC]$	$V_{oi} [DC]$	$V_{R_1} [V_{DC}]$	$V_{RL} [DC]$	I_{RL}
0	$2,2 \pm 0,2$	$1,7 \pm 0,2$	$1 \pm 0,1$	$400m \pm 40m$	
0,5	$2,4 \pm 0,2$	$1,8 \pm 0,2$	$1,5 \pm 0,1$	$600m \pm 40m$	
1	$3,6 \pm 0,1$	$1,9 \pm 0,1$	$3,8 \pm 0,1$	$1,6 \pm 0,1$	

Eliangeles
27/06/2024.

Fuente de Corriente Variable

LM741

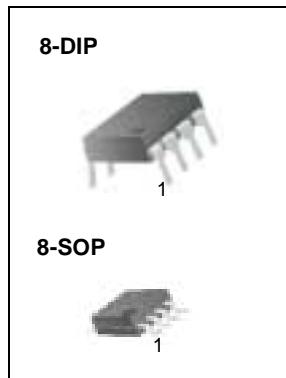
Single Operational Amplifier

Features

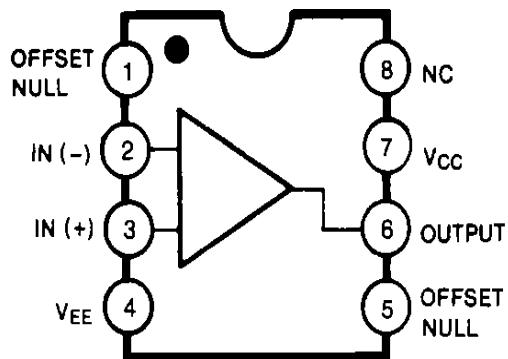
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- Internal frequency compensation
- High Input voltage range
- Null of offset

Description

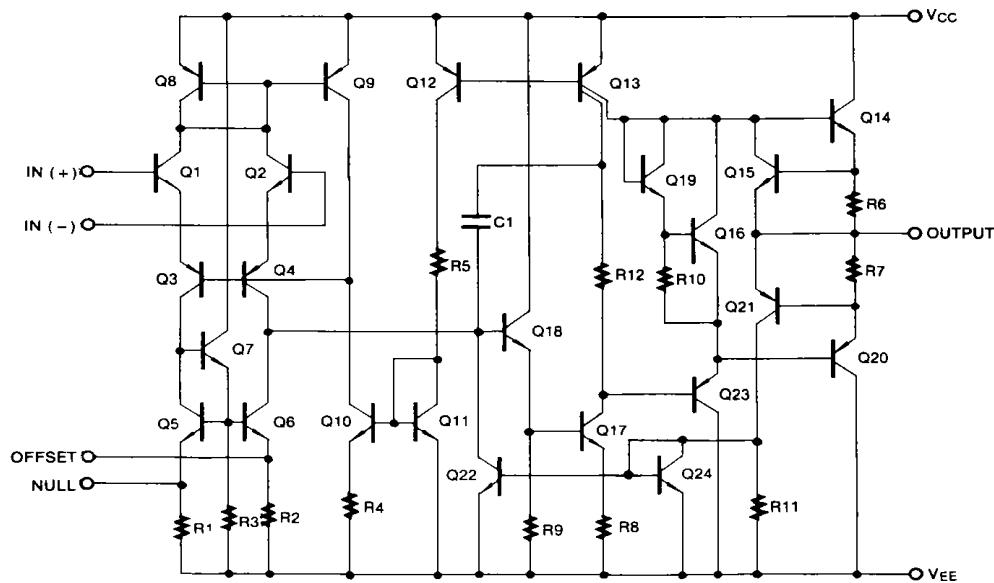
The LM741 series are general purpose operational amplifiers. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in intergrator, summing amplifier, and general feedback applications.



Internal Block Diagram



Schematic Diagram



Absolute Maximum Ratings ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	± 18	V
Differential Input Voltage	$V_{I(DIFF)}$	30	V
Input Voltage	V_I	± 15	V
Output Short Circuit Duration	-	Indefinite	-
Power Dissipation	P_D	500	mW
Operating Temperature Range LM741C LM741I	$TOPR$	0 ~ + 70 -40 ~ + 85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ + 150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

(VCC = 15V, VEE = - 15V. TA = 25 °C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	VIO	RS≤10KΩ	-	2.0	6.0	mV
		RS≤50Ω	-	-	-	
Input Offset Voltage Adjustment Range	VIO(R)	VCC = ±20V	-	±15	-	mV
Input Offset Current	IIO	-	-	20	200	nA
Input Bias Current	IBIAS	-	-	80	500	nA
Input Resistance (Note1)	RI	VCC =±20V	0.3	2.0	-	MΩ
Input Voltage Range	VI(R)	-	±12	±13	-	V
Large Signal Voltage Gain	GV	RL≥2KΩ	VCC =±20V, VO(P-P) =±15V	-	-	V/mV
			VCC =±15V, VO(P-P) =±10V	20	200	
Output Short Circuit Current	ISC	-	-	25	-	mA
Output Voltage Swing	VO(P-P)	VCC = ±20V	RL≥10KΩ	-	-	V
			RL≥2KΩ	-	-	
		VCC = ±15V	RL≥10KΩ	±12	±14	
			RL≥2KΩ	±10	±13	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	RS≤10KΩ, VCM = ±12V	70	90	-	dB
		RS≤50Ω, VCM = ±12V	-	-	-	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	VCC = ±15V to VCC = ±15V RS≤50Ω	-	-	-	dB
		VCC = ±15V to VCC = ±15V RS≤10KΩ	77	96	-	
Transient Response	Rise Time	TR	Unity Gain		-	μs
	Overshoot	OS			-	%
Bandwidth	BW	-	-	-	-	MHz
Slew Rate	SR	Unity Gain	-	0.5	-	V/μs
Supply Current	ICC	RL= ∞Ω	-	1.5	2.8	mA
Power Consumption	PC	VCC = ±20V	-	-	-	mW
		VCC = ±15V	-	50	85	

Note:

- Guaranteed by design.

Electrical Characteristics

($0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ $V_{CC} = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified)

The following specification apply over the range of $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$ for the LM741C; and the $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for the LM741I

Parameter	Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	V_{IO}	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	mV
		$R_S \leq 10\text{K}\Omega$	-	-	7.5	
Input Offset Voltage Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	-	-	-	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Input Offset Current	I_{IO}	-	-	-	300	nA
Input Offset Current Drift	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	-	-	-	$\text{nA}/^{\circ}\text{C}$
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	-	0.8	μA
Input Resistance (Note1)	R_I	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	-	-	-	$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	-	± 12	± 13	-	V
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	$R_S \geq 10\text{K}\Omega$	-	-	V
			$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	-	-	
		$V_{CC} = \pm 15\text{V}$	$R_S \geq 10\text{K}\Omega$	± 12	± 14	
			$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	± 10	± 13	
Output Short Circuit Current	I_{SC}	-	10	-	40	mA
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	70	90	-	dB
		$R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	-	-	-	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	dB
			$R_S \leq 10\text{K}\Omega$	77	96	
Large Signal Voltage Gain	G_V	$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$, $V_{O(P-P)} = \pm 15\text{V}$	-	-	V/mV
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$, $V_{O(P-P)} = \pm 10\text{V}$	15	-	
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$, $V_{O(P-P)} = \pm 2\text{V}$	-	-	

Note :

1. Guaranteed by design.

Typical Performance Characteristics

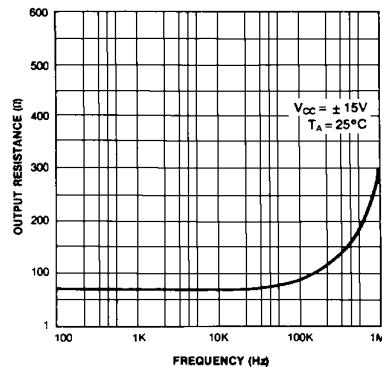


Figure 1. Output Resistance vs Frequency

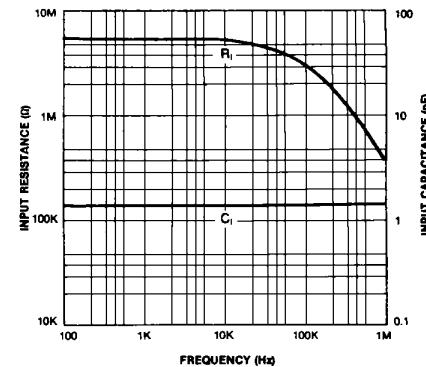


Figure 2. Input Resistance and Input Capacitance vs Frequency

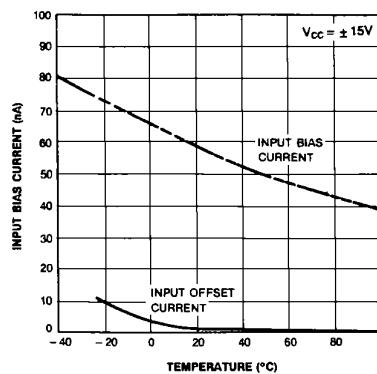


Figure 3. Input Bias Current vs Ambient Temperature

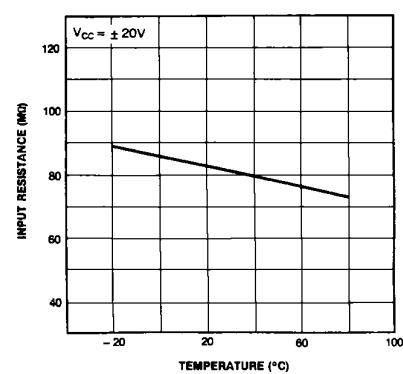


Figure 4. Power Consumption vs Ambient Temperature

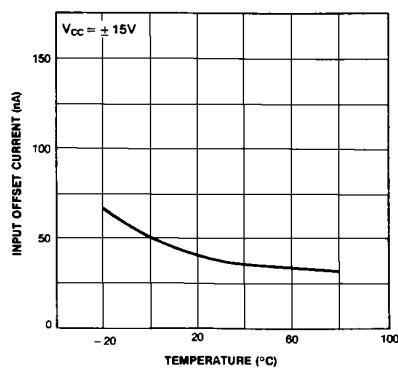


Figure 5. Input Offset Current vs Ambient Temperature

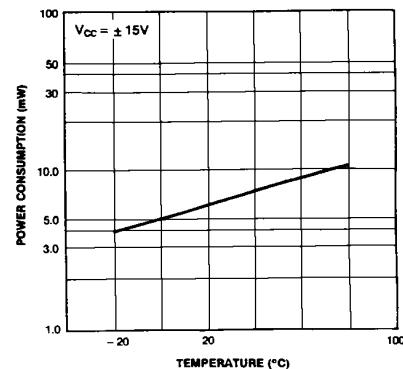


Figure 6. Input Resistance vs Ambient Temperature

Typical Performance Characteristics (continued)

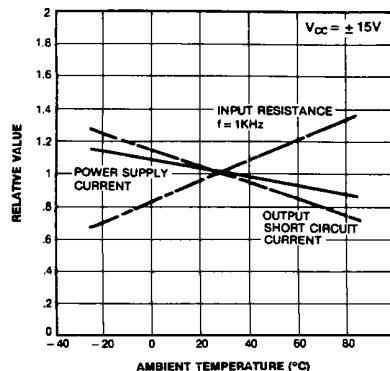


Figure 7. Normalized DC Parameters vs Ambient Temperature

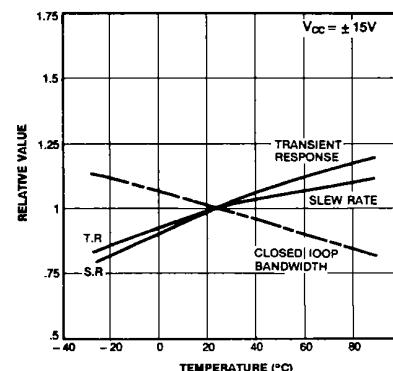


Figure 8. Frequency Characteristics vs Ambient Temperature

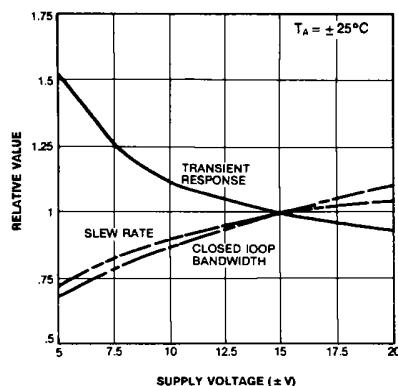


Figure 9. Frequency Characteristics vs Supply Voltage

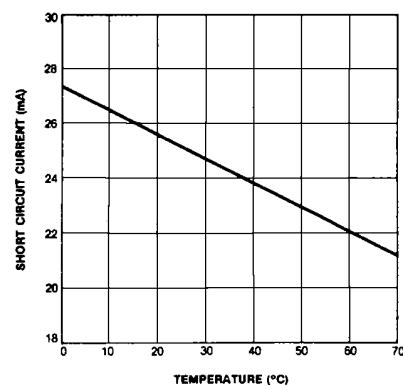


Figure 10. Output Short Circuit Current vs Ambient Temperature

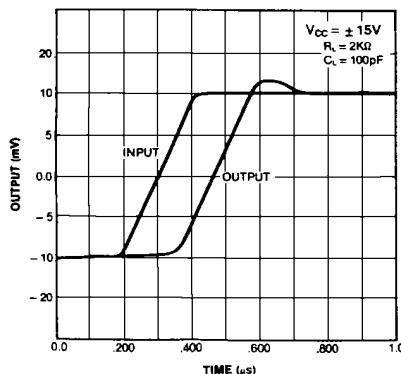


Figure 11. Transient Response

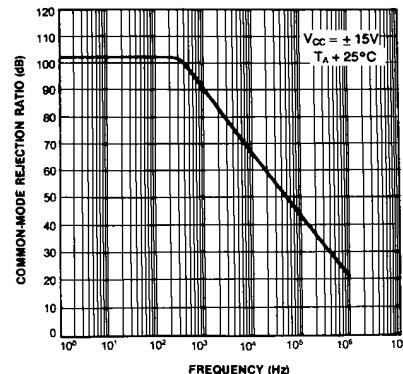


Figure 12. Common-Mode Rejection Ratio vs Frequency

Typical Performance Characteristics (continued)

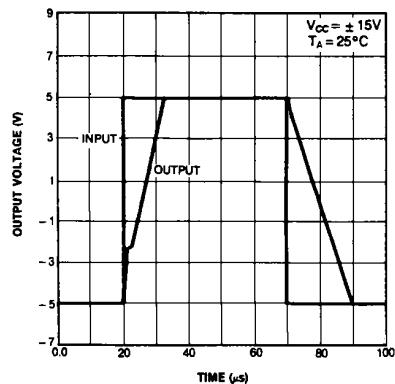


Figure 13. Voltage Follower Large Signal Pulse Response

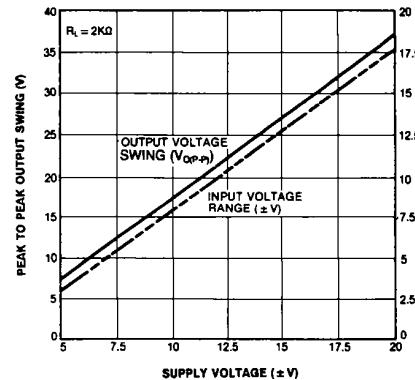
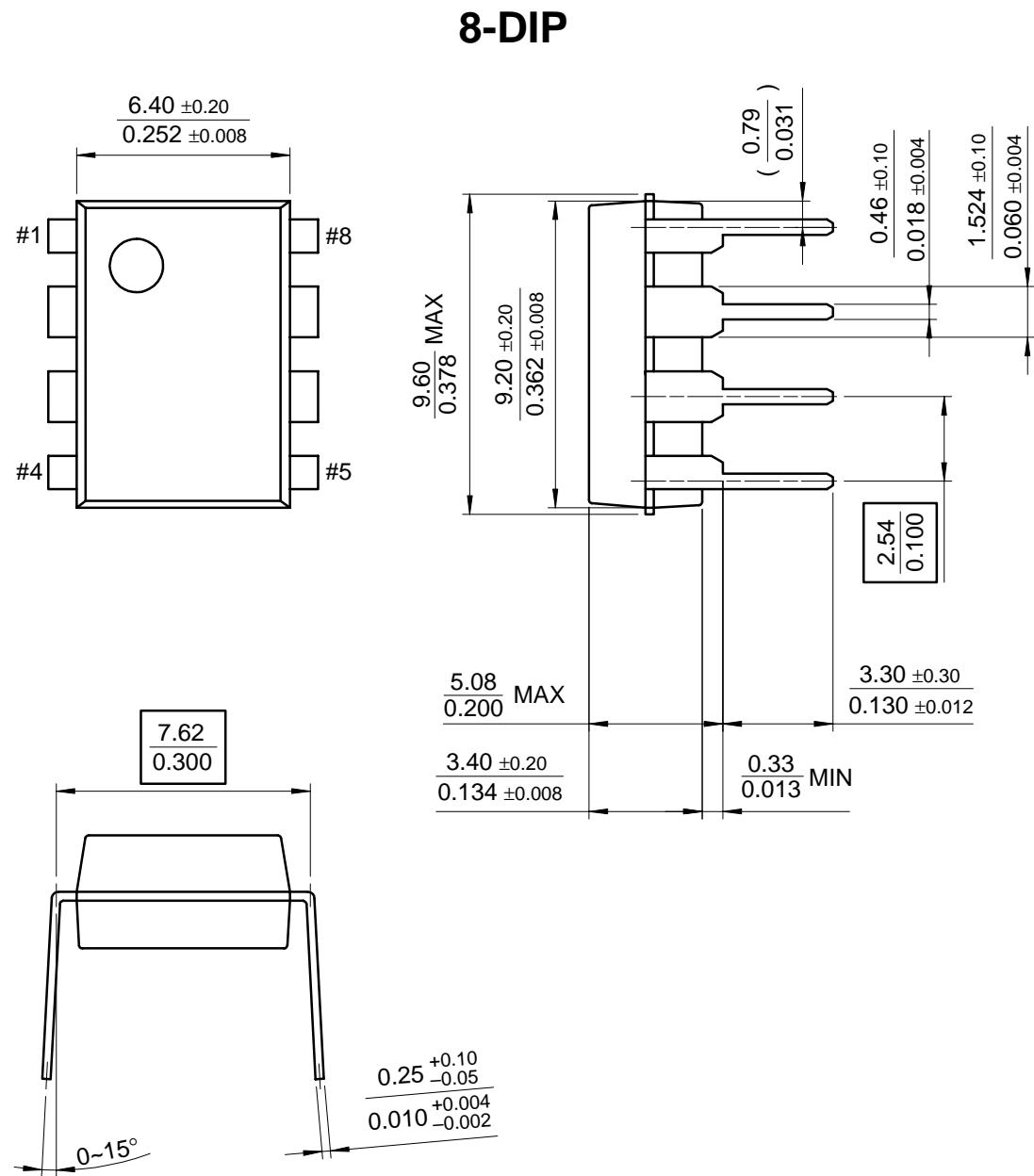


Figure 14. Output Swing and Input Range vs Supply Voltage

Mechanical Dimensions

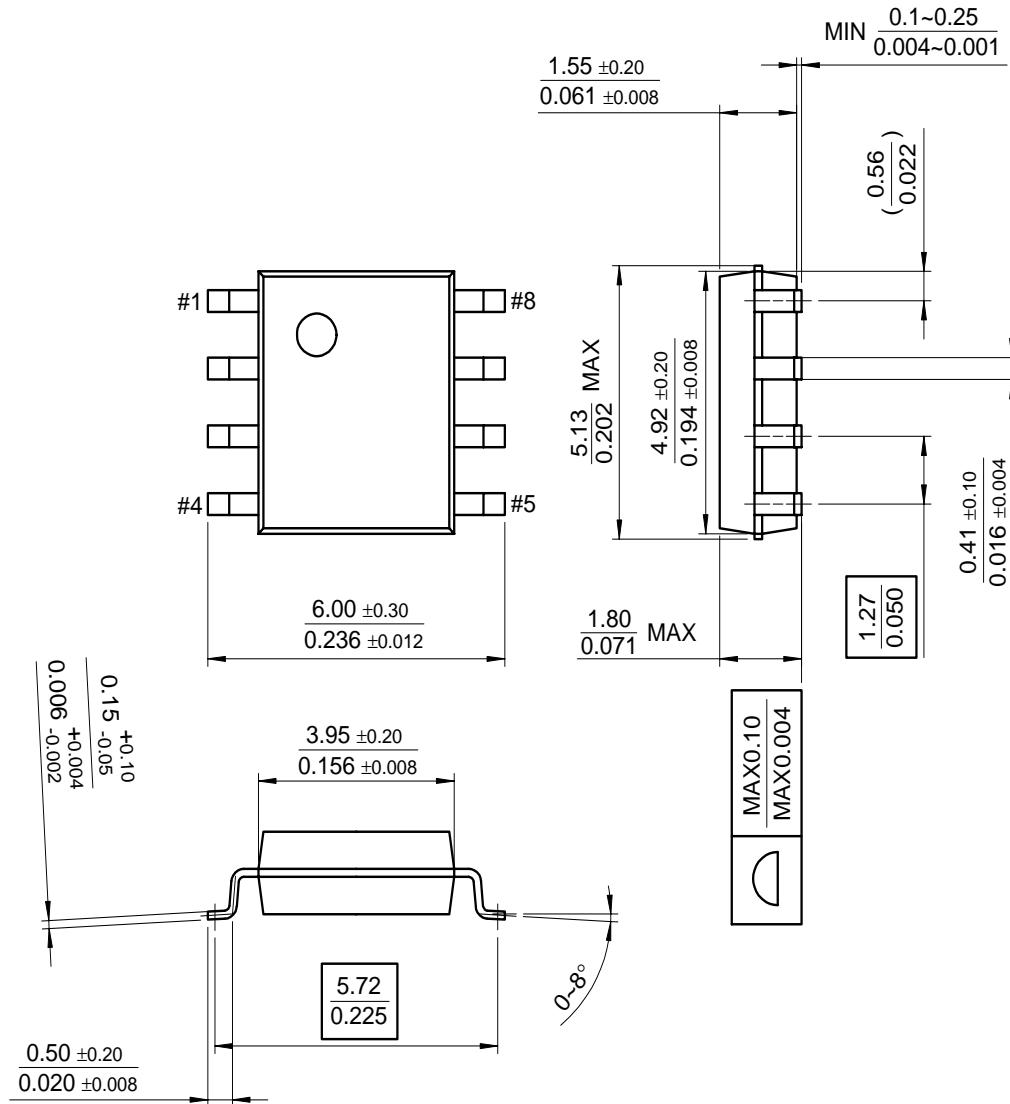
Package



Mechanical Dimensions (Continued)

Package

8-SOP



Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LM741CN	8-DIP	0 ~ + 70°C
LM741CM	8-SOP	
LM741IN	8-DIP	-40 ~ + 85°C

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

- 1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
- 2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

**THREE TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS
5V, 6V, 7V, 8V, 9V, 10V, 12V, 15V, 18V, 20V, 24V.**

FEATURES

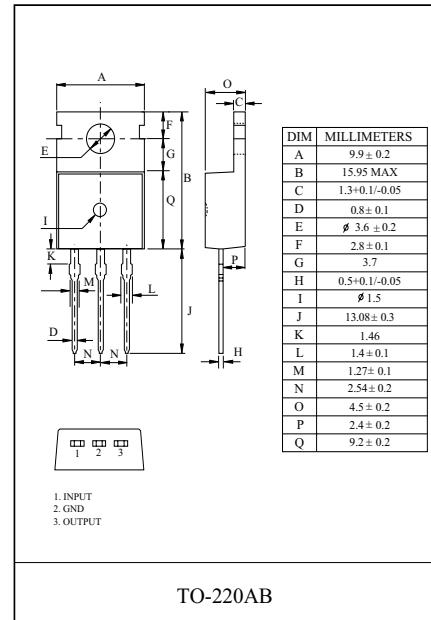
- Internal Thermal Overload Protection.
- Internal Short Circuit Current Limiting.
- Output Current up to 1.5A.
- Satisfies IEC-65 Specification. (International Electronical Commission).
- Package is TO-220AB

LINE-UP

ITEM	OUTPUT VOLTAGE (Typ.)	UNIT
KIA7805AP	5	V
KIA7806AP	6	
KIA7807AP	7	
KIA7808AP	8	
KIA7809AP	9	
KIA7810AP	10	
KIA7812AP	12	
KIA7815AP	15	
KIA7818AP	18	
KIA7820AP	20	
KIA7824AP	24	

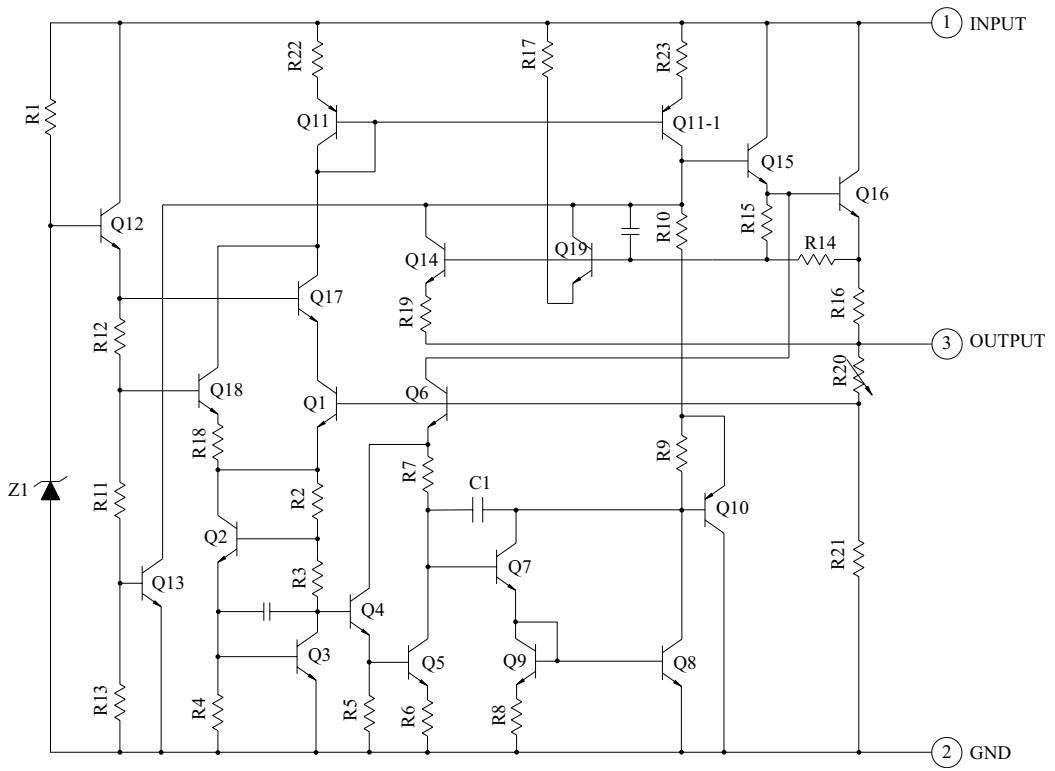
MAXIMUM RATINGS (Ta=25 °C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Input Voltage	V _{IN}	35	V
KIA7805 ~ KIA7815		40	
Power Dissipation-1 (No Heatsink)	AP	P _{D2}	1.9
Power Dissipation-2 (Infinite Heatsink)	AP	P _{D2}	30
Operating Junction Temperature	T _j	-40 ~ 150	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-55 ~ 150	°C
Maximum Junction Temperature	T _{j(max)}	150	°C



KIA7805AP~KIA7824AP

EQUIVALENT CIRCUIT



KIA7805AP~KIA7824AP

KIA7805AP

 ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{IN}=10V$, $I_{OUT}=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	$T_j=25^{\circ}C$, $I_{OUT}=100mA$		4.8	5.0	5.2	V
Input Regulation	Reg line	Fig. 1	$T_j=25^{\circ}C$	$7.0V \leq V_{IN} \leq 25V$	-	3	100	mV
				$8.0V \leq V_{IN} \leq 12V$	-	1	50	
Load Regulation	Reg load	Fig. 1	$T_j=25^{\circ}C$	$5mA \leq I_{OUT} \leq 1.5A$	-	15	100	mV
				$250mA \leq I_{OUT} \leq 750mA$	-	5	50	
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	$7.0V \leq V_{IN} \leq 20V$		4.75	-	5.25	V
Quiescent Current	I_B	Fig. 1	$T_j=25^{\circ}C$, $I_{OUT}=5mA$		-	4.2	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_B	Fig. 1	$7.0V \leq V_{IN} \leq 25V$		-	-	1.3	mA
Output Noise Voltage	V_{NO}	Fig. 2	$T_a=25^{\circ}C$, $10Hz \leq f \leq 100kHz$		-	50	-	μV_{rms}
Ripple Rejection Ratio	RR	Fig. 3	$f=120Hz$, $8.0V \leq V_{IN} \leq 18V$,		62	78	-	dB
Dropout Voltage	V_D	Fig. 1	$I_{OUT}=1.0A$, $T_j=25^{\circ}C$		-	2.0	-	V
Short Circuit Current Limit	I_{SC}	Fig. 1	$T_j=25^{\circ}C$		-	1.6	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TC_{VO}	Fig. 1	$I_{OUT}=5mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$		-	-0.6	-	$mV/^{\circ}C$

KIA7805AP~KIA7824AP

TEST CIRCUIT

Fig. 1 Standard Test Circuit & Application Circuit

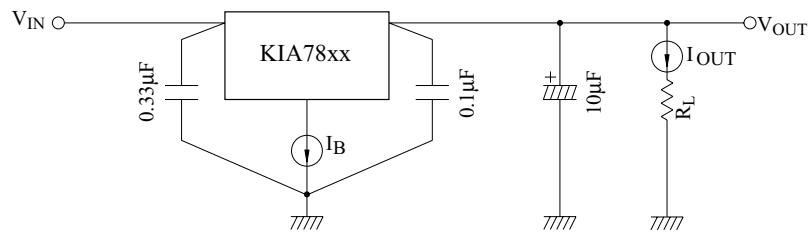


Fig. 2 V_{NO} Test Circuit

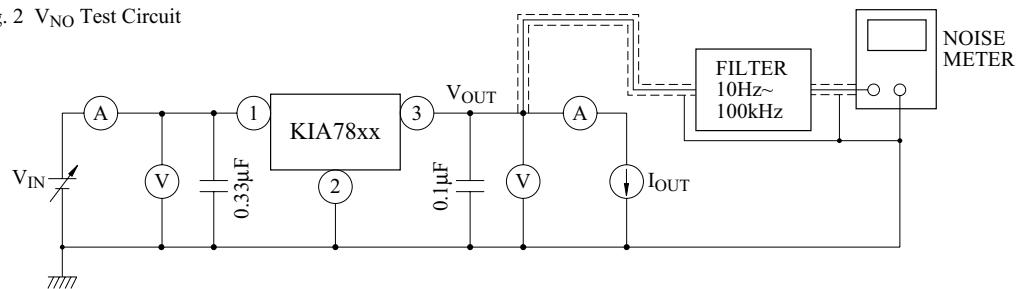
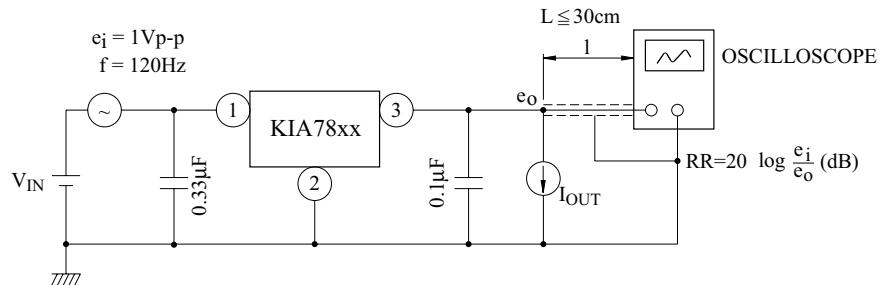


Fig. 3 Ripple Rejection Test Circuit

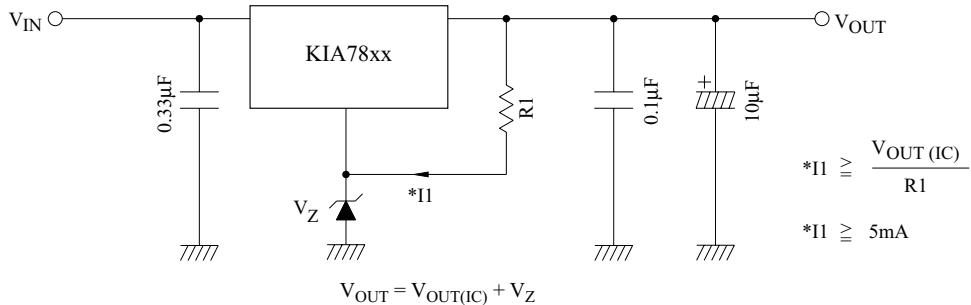


KIA7805AP~KIA7824AP

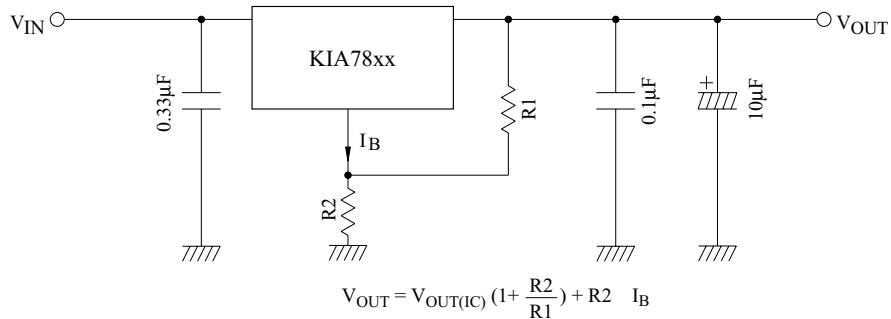
APPLICATION CIRCUIT

(1) VOLTAGE BOOST REGULATOR

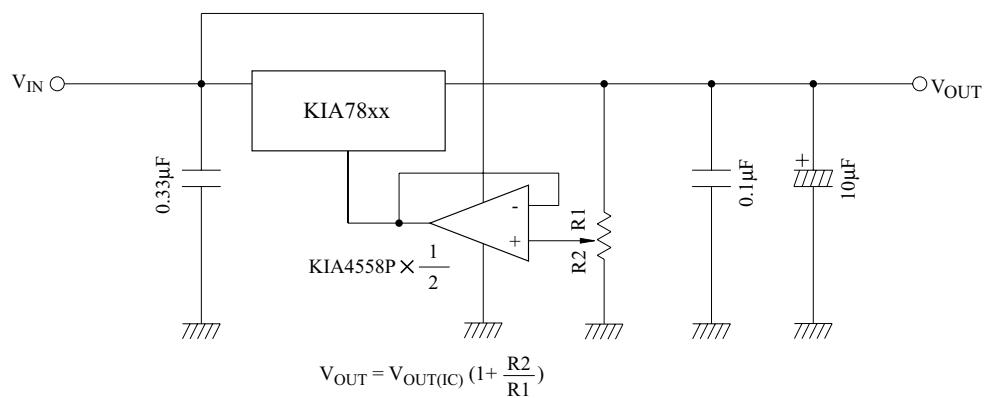
(a) Voltage boost by use of zener diode



(b) Voltage boost by use of resistor

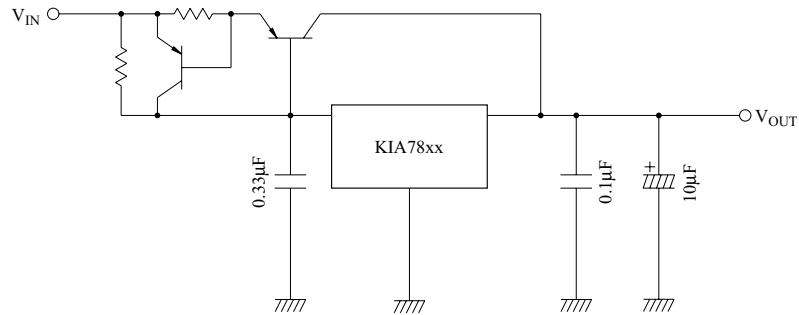


(c) Adjustable output regulator



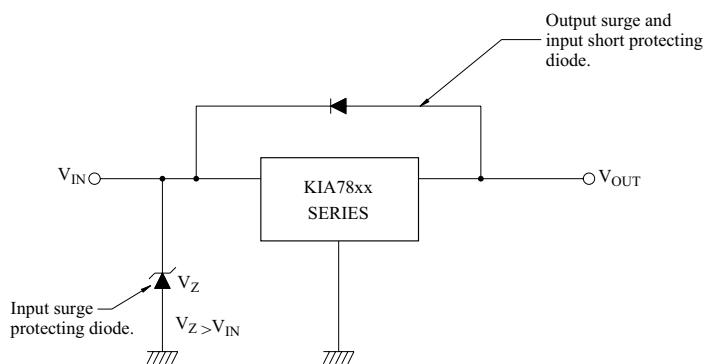
KIA7805AP~KIA7824AP

(2) CURRENT BOOST REGULATOR



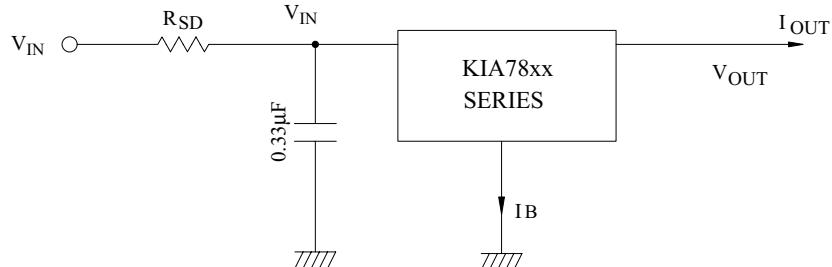
PRECAUTIONS ON APPLICATION

- (1) In regard to GND, be careful not to apply a negative voltage to the input/output terminal. Further, special care is necessary in case of a voltage boost application.
- (2) When a surge voltage exceeding maximum rating is applied to the input terminal or when a voltage in excess of the input terminal voltage is applied to the output terminal, the circuit may be destroyed. Specially, in the latter case, great care is necessary. Further, if the input terminal shorts to GND in a state of normal operation, the output terminal voltage becomes higher than the input voltage (GND potential), and the electric charge of a chemical capacitor connected to the output terminal flows into the input side, which may cause the destruction of circuit. In these cases, take such steps as a zener diode and a general silicon diode are connected to the circuit, as shown in the following figure.



- (3) When the input voltage is too high, the power dissipation of three terminal regulator increase because of series regulator, so that the junction temperature rises. In such a case, it is recommended to reduce the power dissipation by inserting the power limiting resistor R_SD in the input terminal, and to reduce the junction temperature as a result.

KIA7805AP~KIA7824AP



The power dissipation P_D of IC is expressed in the following equation.

$$P_D = (V_{IN'} - V_{OUT}) \cdot I_{OUT} + V_{IN'} \cdot I_B$$

If $V_{IN'}$ is reduced below the lowest voltage necessary for the IC, the parasitic oscillation will be caused according to circumstances. In determining the resistance value of R_{SD} , design with margin should be made by making reference to the following equation.

$$R_{SD} < \frac{V_{IN} - V_{IN'}}{I_{OUT} + I_B}$$

(4) Connect the input terminal and GND, and the output terminal and GND, by capacitor respectively.

The capacitances should be determined experimentally because they depend on printed patterns. In particular, adequate investigation should be made so that there is no problem even at time of high or low temperature.

(5) Installation of IC for power supply

For obtaining high reliability on the heat sink design of the regulator IC, it is generally required to derate more than 20% of maximum junction temperature (T_j MAX.) Further, full consideration should be given to the installation of IC to the heat sink.

(a) Heat sink design

The thermal resistance of IC itself is required from the viewpoint of the design of elements, but the thermal resistance from the IC package to the open air varies with the contact thermal resistance. Table 1 shows how much the value of the contact thermal resistance ($\theta_C + \theta_S$) is changed by insulating sheet (mica) and heat sink grease.

TABLE 1.

UNIT: °C/W

PACKAGE	MODEL NO.	TORQUE	MICA	$\theta_C + \theta_S$
TO-220AB	KIA78xxAP	6kg · cm (0.6N/m)	Not Provided	0.3 ~ 0.5(1.5 ~ 2.0)
			Provided	2.0 ~ 2.5(4.0 ~ 6.0)

The figures given in parentheses denote the values at time of no grease.

The package of regulator IC serves as GND, therefore, usually use the value at time of "no mica"

(b) Silicon grease

When a circuit not exceeding maximum rating is designed, it is to be desired that the grease should be used if possible. If it is required that the contact thermal resistance is reduced from the view-point of the circuit design, It is recommended that the following methods be adopted.

A: Use Thercon (Fuji High Polymer Kogyo K.K)

B: Use SC101 (Torei Silicon) or G-640 (GE), if grease is used.

(c) Torque

When installing IC on a heat sink or the like, tighten the IC with the torque of less than the rated value. If it is tightened with the torque in excess of the rated value, sometimes the internal elements of the IC are adversely affected. Therefore, great care should be given to the installing operation. Further, if polycarbonate screws are used, the torque causes a change with the passage of time, which may lessen the effect of radiation.

KIA7805AP~KIA7824AP

(6) IEC (International Electronical Commission)-65 Specification.

(a) IEC (International Electronical Commission)-65 is the standard, parts testing method, machinery and tools (used in connecting main power directly and indirectly) Which are used at home and general building. The purpose of the above standard is not to breaking out the risk which is related to an electric shock, a heating, a fire and the damage of surrounding parts in the case of normal or abnormal operating.

(b) In case temperature is limited by temperature overheating prevention device, fuse or the operation of fuse resistor
One must calculate the temperature of PCB substrate in 2 minute.

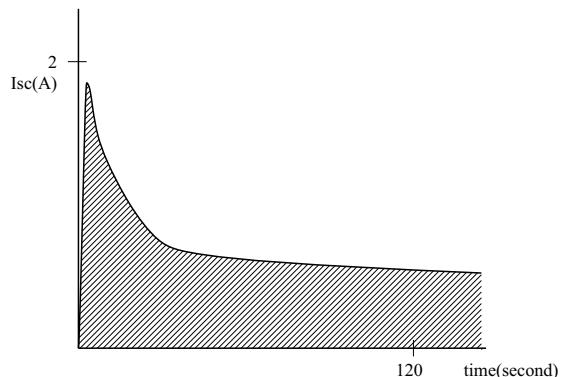
$\Delta T \leq 110^\circ\text{C}$ regulated

$\Delta T = T - T_a$ (The PCB substrate temperature in 2 minute)

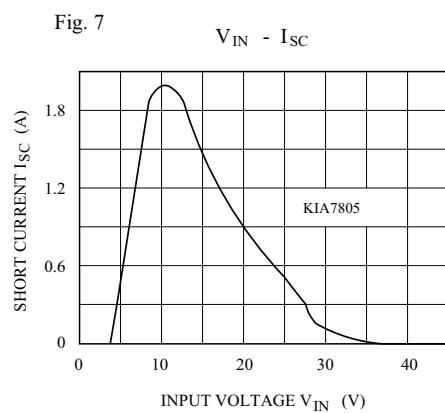
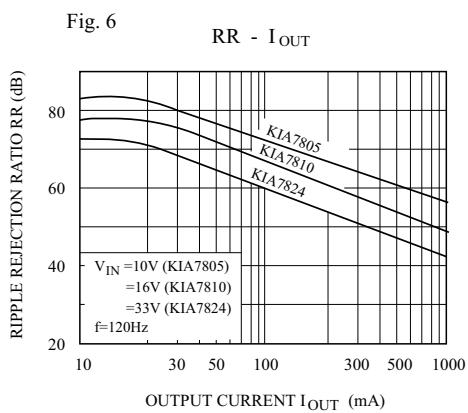
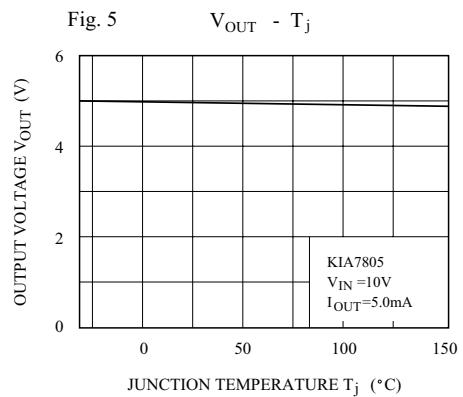
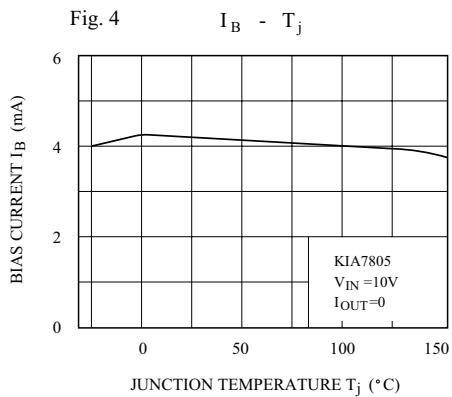
- T_a (Ambient temperature)

(c) Graph

As the territory of the deviant line appear by the heat, as the area is wider, T (The PCB substrate temperature in 2 minute) is becoming high.



KIA7805AP~KIA7824AP



KIA7805AP~KIA7824AP

Fig. 8

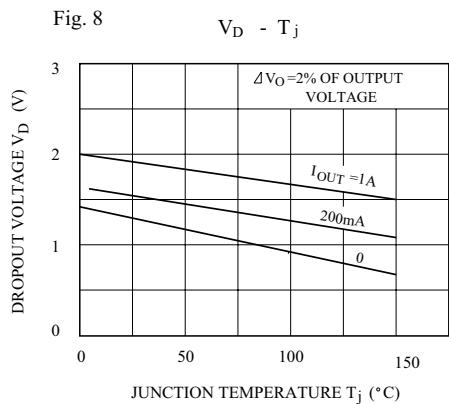


Fig. 9

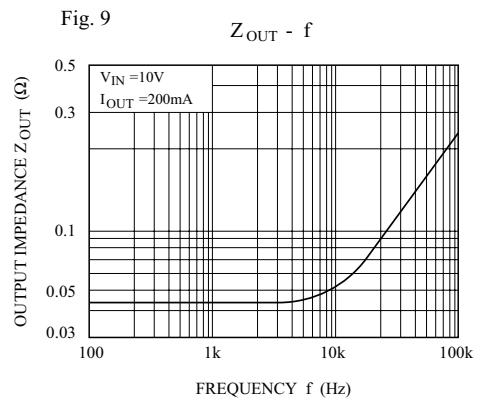
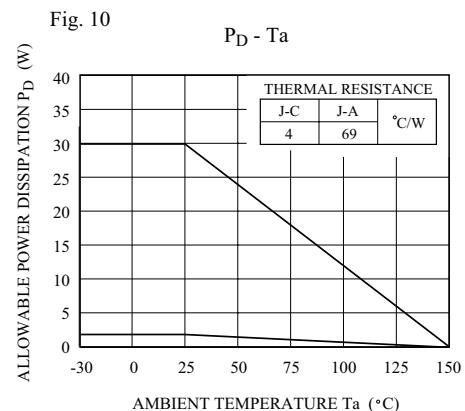


Fig. 10



Chapter XIV Technical Information

Except for those specifications marked with "Typical", all specifications have warranties.

Unless otherwise specified, all technical specifications are applicable to the probes with attenuation switch set as 10× as well as UTD2000 series DSO. DSO must first meet the following two conditions to meet those specification standards:

- The instrument must continuously operate for over half an hour within the operating temperature.
- If the change scope of operating temperature is or exceeds 5°C, please perform the "Self-Adjustment" function in the UTILITY system function.

Basic Specification				
Model	Analog Bandwidth	Rise Time(Typical)	Real-time sampling	Equivalence sampling
UTD2052CL+	50MHz	≤7ns	500MS/s	25GS/s
UTD2072CL	70MHz	≤5ns		
UTD2102CL+	100MHz	≤3.5ns		
UTD2102CL PRO	100MHz	≤3.5ns		
UTD2152CL	150MHz	≤2.4ns		
UTD2052CEX+	50MHz	≤7ns	1GS/s	50GS/s
UTD2102CEX+	100MHz	≤3.5ns		
UTD2152CEX	150MHz	≤2.4ns		
UTD2202CEX	200MHz	≤1.8ns		

Acquire System Specification	
Average	When the sampling times of all channels are N, N can be chosen among 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 and 256

Input Channel Specifications	
Input Coupling	DC, AC and GND
Input impedance	(1MΩ± 2%)//(18pF± 3 pF)
Probe attenuation coefficient	0.01×/0.02×/0.05×/0.1×/0.2×/0.5×/1×/2×/5×/10×/20×/50×/100×/200×/500×/1000×
Maximum input voltage	400Vpk, the transient over voltage is 1000 Vpk.

Horizontal System Specification	
Time-base scale	2ns/div-50s/div
Waveform interpolation	Sin(x)/x

Time-base accuracy	$\leq(50+2 \times \text{Service life})\text{ppm}$
Record length	2×512k sampling point
Storage depth	Single channel: 64k; Double channel: 32k
Sampling rate and delay time accuracy	$\pm 50\text{ppm}$ (any time interval $\geq 1\text{ms}$)
Measurement accuracy of time interval (ΔT) (full bandwidth)	Single time: $\pm (1 \text{ sampling time interval} + 50\text{ppm} \times \text{reading} + 0.6\text{ns})$ >16 average values: $\pm (\text{sampling time interval} + 50\text{ppm} \times \text{reading} + 0.4\text{ns})$

Vertical	
Channels	2 Channels
Analog-to-digital converter (A/D)	8bit
Deflection factor range (V/div)	1mV/div~20 V/div(at 1-2-5 increment)
Position range	$\geq \pm 8\text{div}$
Selectable bandwidth limitation (Typical)	20MHz
Low frequency response (AC Coupling, -3dB)	$\leq 5\text{ Hz}$ (above BNC)
DC gain accuracy (sampling or average sampling mode)	5mV ~20V/div: $\leq \pm 3\%$ 1mV ~2mV/div: $\leq \pm 4\%$
DC measurement accuracy (average sampling mode)	When vertical position is 0 and N≥16: $\pm (4\% \times \text{reading} + 0.1\text{div} + 1\text{mV})$ and selects 1mV ~2mV/div; $\pm (3\% \times \text{reading} + 0.1\text{div} + 1\text{mV})$ and selects 10mV~20V/div; When vertical position is not 0 and N≥16: $\pm (3\% \times (\text{reading} + \text{vertical position reading}) + (1\% \times \text{vertical position reading})) + 0.2\text{div}$ The setting from 5mV/div to 200mV/div plus 2mV; the setting value from 200mV/div to 20V/div plus 50mV
Measurement accuracy of voltage difference (ΔV) (average sampling mode)	Under the same setting and environment conditions and after averaging the captured waveforms with a quantity of ≥ 16 , the voltage difference (ΔV) between any two points on the waveform: $\pm (3\% \times \text{reading} + 0.05\text{div})$

Trigger System Specifications	
Trigger sensitivity	$\leq 1\text{div}$
Range of trigger level	Interior: From the screen center $\pm 10\text{div}$
	EXT: $\pm 3\text{V}$
Trigger level accuracy (Typical) applicable for the signal with rising and falling	Interior: $\pm (0.3\text{div} \times V/\text{div})$ (within ± 4 div from the screen center)
	EXT: $\pm (6\% \text{ setting value} + 40\text{mV})$

time ≥20ns	
Pre-trigger capacity	Normal mode/scan mode, pre-trigger/delay trigger, the pre-trigger depth is adjustable.
Hold-off range	80ns~1.5s
Set the level to 50% (Typical)	Operate under the condition of input signal frequency of ≥50Hz
Trigger mode	AUTO, normal, single
High-frequency holdoff	Hold off signals over 80kHz
Low-frequency holdoff	Hold off signals below 80kHz
Edge trigger	
Edge	Rise, fall, rise&fall
Pulse width trigger	
Trigger mode	>, <, <>
Polarity	positive pulse width, negative pulse width
Pulse width range	20ns~10s
Slope trigger	
Slope condition	Positive slope (>, <, within the scope) Negative slope (>, <, within the scope)
Time setting	20ns~10s
Video trigger	
Trigger sensitivity (Typical)	2div Vpp
Signal model and line/field frequency (video trigger type)	Support standard NTSC and PAL, and the line number scope is respectively 1-525 (NTSC) and 1-625 (PAL)
Alternating trigger	
Alter	Edge, Pulse, Slope

Measurements	
Cursor	Manual mode Voltage difference between cursors (ΔV), Time difference between cursors (ΔT), Reciprocal of ΔT (Hz) ($1/\Delta T$)
	Track mode Voltage value and time value of point of waveform.
	Auto measurement mode Cursor display is allowed on auto measurement mode.
Automatic measurement	Vpp, Vamp, Vmax, Vmin, Vtop, Vbase, Vmid, Average, Vrms, Overshoot, Preshoot, Frequency, Period, RiseTime, FallTime, +Width, -Width, +Duty, -Duty, Delay, FRFR, FRFF, FFFF, FRLF, FRLR, FFLR, FFLF
Measurement quantity	Display 5 types of measurement at the same time.

Measurement scope	Screen or cursor
Measurement statistics	Average value, maximum value, minimum value and standard deviation.

Math	
Math operation	+, -, ×, ÷
Window	Rectangle, Hanning、Blackman、Hamming
Vertical scale	Vrms、dBVRms
Digital filtering	Low pass, high pass, band pass, band reject

Storage	
Setting	Internal: 20 groups. USB: 200 groups
Reference waveform	Internal: 20 groups. USB: 200 groups
Data file	Internal: 20 groups. USB: 200 groups
Bitmap	USB: 200 groups, in BMP format.

Trigger frequency meter	
Reading resolution	6 bits
Trigger sensitivity	≤30VRms
Accuracy (Typical)	±51ppm (+1 character)

Display	
Displays types	LCD with Diagonal of 178mm (7-inch)
Display resolution	800 horizontal×RGB× 480 vertical pixels
Display color	Color
Waveform luminance	Adjustable
Backlight intensity (Typical)	300nit
Language	Chinese and English

Interface function:	
Standard configuration	Standard: USB-Host, USB-Device, EXT Trig, Pass/Fail. Option: Multimeter module (UT-M12), LAN.

General Technical Specification	
Probe compensator output	
Output voltage (Typical)	About 3Vpp, when the load≥1MΩ

Frequency (Typical)	10Hz,100Hz, 1kHz(Default), 10kHz
Power Source	
Power voltage	100V-240V~(Fluctuations $\pm 10\%$), 50/60Hz
Power consumption	100VA max
Fuse	F 1.6A, 250V
Environment Specifications	
Intended use	Indoor use
Pollution degree	2
Operating temperature	Operating Temperature Range: 0°C~+40°C
Storage Temperature	Storage Temperature Range: -20°C~+60°C
Cooling	Build-in cooling fan
Operating Humidity Range	<35°C: ≤90%RH 35°C~40°C: ≤60%RH
Operating Altitude	Operating: 2000 meters below Non-operating: 15000 meters below
Mechanical specifications	
Size	306mm(W)×138mm(H)×124mm(D)
Weight	Excluding package: 2.5kg Including package: 3kg
Recommended calibration Interval	
The recommended calibration interval is one year.	

Chapter XV Appendix

Appendix A Accessories

Model	UTD2052CL+ (50 MHz)
	UTD2052CL+ (50 MHz)
	UTD2072CL (70 MHz)
	UTD2102CL+ (100 MHz)
	UTD2152CL (150 MHz)
	UTD2052CEX+ (50 MHz)
	UTD2102CEX+ (100 MHz)
	UTD2202CEX+ (200 MHz)
Standard accessories	A string of power cord complying with country standard.
	A string of USB cable (UT-D14)
	A pair of passive probe (60MHz) /(150MHz) /(200MHz)
Optional accessories	Multimeter module (UT-M12)

Appendix B Maintenance and Cleaning

(1) General Maintenance

Please do not store or place the instrument at any places where the LCD of the instrument is exposed to sunlight directly.

Caution: Please do not stain the instrument or probe with spray, liquid or solvent, so as to avoid damaging the instrument or probe.

(2) Clearing

Check the instrument and probe frequently. Clean the surface of the instrument according to the following steps:

- ① Please wipe the surface of the instrument and probe with soft cloth. Pay attention not to scratch the LCD screen.
- ② Wipe the instrument with wet cloth after disconnecting the power supply. Use detergent or clear water to clean. Do not use any abrasive chemical cleaning agent so as to avoid damaging the instrument or probe.

Warnings: Please make sure that the instrument is completely dry before powering on again, to avoid electrical short circuit or injury.

Appendix C Warranty

UNI-T (Uni-Trend Technology (China) Co., Ltd.) warrants that product produced and marketed by it will be free from defects in materials and workmanship for a period of three years from the date of shipment by the authorized dealer. If any such product proves defective during this warranty period, UNI-T will repair the defective product or provide a

replacement according to specific terms and conditions of the warranty. To request maintenance and repair service or a full copy of the warranty, please contact your nearest UNI-T sales and maintenance office.

Save and except the guarantee given herein or in other applicable warranty, UNI-T makes no other express or implied guarantee, including but not limited to any implied guarantee on the product's tradability and suitability for any specific purpose. Under no circumstance will UNI-T bear any liability for any indirect, special or subsequent loss.

Appendix D Contact Us

For product support outside China, contact your local UNI-T supplier or sales centre.

Service Support: Many UNI-T products offer optional plans of extended warranty period or calibration period. For details please contact your local UNI-T supplier or sales centre.

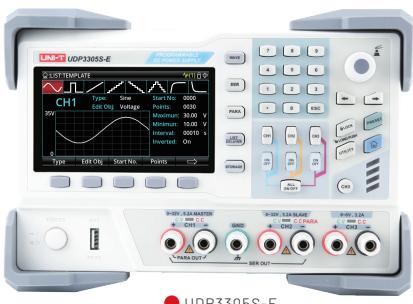
UNI-T
UNI-TREND TECHNOLOGY (CHINA) CO., LTD.
No6, Gong Ye Bei 1st Road,
Songshan Lake National High-Tech Industrial
Development Zone, Dongguan City,
Guangdong Province, China
Tel: (86-769) 8572 3888
<http://www.uni-trend.com>

■ DC POWER SUPPLIES

Selection Guide

Name	Series	Model	Channels	Output voltage	Output current	Max Power	Resolution
Programmable Linear DC Power Supply	UDP3000/S	UDP3305S	4	0~30V(CH1,CH2) 0~6V(CH3)5V(CH4)	0~5A(CH1,CH2) 0~3A(CH3)2A(CH4)	328W	1mV 1mA
		UDP3305S-E	4	0~30V(CH1,CH2) 0~6V(CH3)5V(CH4)	0~5A(CH1,CH2) 0~3A(CH3)2A(CH4)	328W	10mV 1mA
		UDP3305C	3	0~30V(CH1,CH2) 1.8V/2.5V/3.3V/5V(CH3)	0~5A(CH1,CH2) 3A(CH3)	315W	10mV 1mA
		UDP3303C	3	0~30V(CH1,CH2) 1.8V/2.5V/3.3V/5V(CH3)	0~3A(CH1,CH2) 3A(CH3)	195W	10mV 1mA
		UDP3303A	3	0~30V(CH1,CH2) 1.8V/2.5V/3.3V/5V(CH3)	0~3A(CH1,CH2) 3A(CH3)	195W	10mV 1mA
		UDP1000	1	0~32V	0~6A	192W	10mV 1mA
Programmable Switching DC Power Supply	UDP6700	UDP6721	1	0~60V	0~8A	180W	10mV 1mA
		UDP6720	1	0~60V	0~5A	100W	10mV 1mA
Non-Programmable Linear DC Power Supply	UTP3000	UTP3305-II	3	0~32V(CH1,CH2) 5V(CH3)	0~5A(CH1,CH2) 3A(CH3)	335W	10mV 1mA
		UTP3303-II	3	0~32V(CH1,CH2) 5V(CH3)	0~3A(CH1,CH2) 3A(CH3)	207W	10mV 1mA
	UTP3300TFL-II	UTP3315TFL-II	1	0~30V	0~5A	160W	10mV 1mA
		UTP3313TFL-II	1	0~30V	0~3A	96W	10mV 1mA
Non-Programmable Switching DC Power Supply	UTP1000	UTP1310	1	0~32V	0~10A	320W	10mV 1mA
		UTP1306	1	0~32V	0~6A	192W	10mV 1mA

UDP3000/S Series Programmable Linear Power Supplies



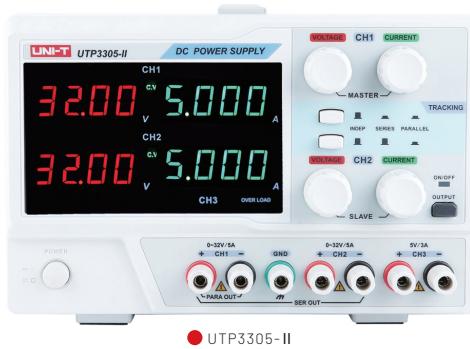
47

The UDP3000S Series is a high-performance programmable linear DC power supply. It has a clear LCD user interface, excellent performance indicators, a variety of analysis functions and communication interfaces. It can meet the diversified test needs of users. It aims to provide cost-effective DC programmable power supply equipment for teaching, scientific research, industry and other fields.

■ DC POWER SUPPLIES

UTP3000 Series

Non-Programmable Linear Power Supplies



The UTP3000 Series is three-channel linear DC power supplies of adjustable dual channel and fixed single-channel output, featuring tracking, constant voltage/current, series/parallel output, temperature controlled cooling fan.

- 3-channel linear DC power supplies feature
- High-precision four-digit voltage and current display, 10mV/1mA(UTP3300-II Series)
- Low ripple/noise
- Parallel/series output function
- Output on/off control

Key Specifications		UTP3303-II	UTP3305-II
Output voltage		0~32V (CH1, CH2) , 5V (CH3)	0~32V (CH1, CH2) , 5V (CH3)
Output current		0~3A (CH1, CH2) , 3A (CH3)	0~5A (CH1, CH2) , 3A (CH3)
Output power		207W	335W
Load regulation	CV	<0.01%+3mV	
	CC	≤0.2%+3mA	
Ripple and noise	CV	≤1mVrms	
	CC	≤3mA rms	
Output regulate resolution	CV	10mV(typical)	
	CC	1mA(typical)	
Tracking bias	CV	±(0.1% of reading+30mV)	
	CC	±(0.3% of reading+5mA)	±(0.3% of reading+5mA)
Display mode	4-bit voltage and current dual display		
Power	Input voltage: 115V AC/230V AC; Frequency: 47Hz~63Hz		
Display	4 windows, LED		
Product net weight	9.2kg	10.5kg	
Product size(W×H×D)	319mm×146mm×226mm		
Standard quantity per carton	1PC		
Standard carton size	465mm×345mm×280mm		
Standard carton gross weight	9.7kg	11.1kg	

Ordering Information		
UTP3000 Series	UTP3305-II: Non-Programmable Linear DC Power Supply(3-Channel, 32V, 5A, 10mV, 1mA)	UTP3303-II: Non-Programmable Linear DC Power Supply(3-Channel, 32V, 3A, 10mV, 1mA)
Standard Accessories	Power cord conforming to the standard of the destination country	Test output line

■ WAVEFORM GENERATORS

Selection Guide

Series	Model	Channels	Sampling rate	MAX Frequency								
				600	500	350	160	120	80	60	30	25
UTG9000T	UTG9604T	4	2.5GSa/s	●								
	UTG9504T	4	2.5GSa/s		●							
	UTG9354T	4	2.5GSa/s			●						
UTG4000A	UTG4162A	2	500MSa/s				●					
	UTG4122A	2	500MSa/s					●				
	UTG4082A	2	500MSa/s						●			
UTG2000A/B	UTG2122B	2	1.28GSa/s					●				
	UTG2082B	2	1.28GSa/s						●			
	UTG2062B	2	1.28GSa/s							●		
	UTG2025A	2	125MSa/s									●
UTG900E	UTG962E	2	200MSa/s						●			
	UTG932E	2	200MSa/s								●	

UTG9000T Series Function/Arbitrary Waveform Generators



● UTG9604T

The UTG9000T Series pulse/function/arbitrary waveform generators with Direct Digital Synthesizer (DDS) technology generate accurate and stable waveform output with 600MHz bandwidth, maximum sampling rate of 2.5GSa/s and as low as 1μHz resolution. Accurate, stable, pure and low-distorted signal, simple operation, technical superiority and high-frequency square wave with rapid rising/falling edge can be also provided. These multi-functional instruments with various functions meet your requirements.

- 4 channels output
- Output: 600MHz sine wave, full-band resolution: 1μHz
- 200MHz pulse waveform with adjustable rise and fall time
- Sampling rate: 2.5GSa/s, vertical resolution: 16bits
- Arbitrary wave memory depth of 64Mpts, supports point-to-point output .
- Supports one-click SNR output.
- Frequency sweep modes: linear, logarithmic, list, stepping
- Modulation types: AM, PM, FM, DSBAM, ASK, PSK, BPSK, QPSK, FSK, 3FSK, 4FSK, QAM, OSK, PWM, SUM
- 10.1inch capacitive touchscreen with 1280*800 resolution
- Digital protocol output: SPI, I2C, UART
- Standard interfaces: USB Host, USB Device, LAN

■ WAVEFORM GENERATORS

Key Specifications	UTG932E	UTG962E
Max. frequency	30MHz	60MHz
Channels	2	
Sampling rate	200MSa/s	
Vertical resolution	14 bits	
Waveforms	Sine,square,pulse,ramp,noise,DC,arbitrary	
Sweep modes	Logarithmic,linear	
Frequency Characteristics		
Sine	1μHz~30MHz	1μHz~60MHz
Square	1μHz~15MHz	1μHz~20MHz
Ramp	1μHz~400kHz	1μHz~400kHz
Pulse	1μHz~15MHz	1μHz~20MHz
Arbitrary	1μHz~10MHz	1μHz~10MHz
Resolution	1μHz	
Accuracy	Within 90 days ± 50ppm	
	Within 1 year ± 100ppm	
	18°C~28°C	
Output Characteristics		
Impedance	50Ω	
Amplitude range	1mVpp~10Vpp(50Ω); 2mVpp~20Vpp (high Z)	
DC offset range(AC+DC)	±5V(50Ω); ±10V (high Z)	
Amplitude resolution	1mV	
Power	100~240VAC, 50Hz/60Hz	
Display	4.3 inch TFT LCD(480×272)	
Product net weight	0.33kg	
Product size(W×H×D)	172mm x 90mm x 68mm	
Standard quantity per carton	4pcs	
Standard carton size	435mm x 360mm x 125mm	
Standard carton gross weight	3.8kg	

Ordering Information	
UTG900E Series	UTG962E: 60MHz, 200MSa/s, 2-Channel UTG932E: 30MHz, 200MSa/s, 2-Channel
Standard Accessories	Power cord conforming to the standard of the destination country UT-D14: USB interface cable BNC cables: 1pc, BNC to alligator clip line (1M); 1pc Power adapter

SPECIFICATIONS

Polarity:	Auto indication (-)
Voltage:	DCV: 200mV, 2000mV, 20V, 200V & 1000V
	ACV: 200V & 750V (45-450Hz)
Current:	0CA, 200µA, 2000µA, 20mA, 200mA & 10A
Resistance:	100Ωhm, 2000Ωhm, 10kΩhm & 20kΩhm
Dry cell battery check:	1.5V (AAA, AA, C & D) & 9V
Diode test:	1mA current for forward Vdrop
Transistor test:	hFE (0-1000) & 3.2Vce
Accuracy:	< ± 1.0% full scale reading
Battery:	9V Dry Cell
Internal fuse:	M205 (500mA)
Low battery warning:	1.5V
Size:	126mm X 61mm X 24mm
Weight:	115g

12.1. Códigos de Octave

- Comparación de puntos

Listing 1: Código Octave para análisis de puntos

```
% Datos de los puntos
A = [6, 1.5, 0.5]; % Valores en el eje vertical
Hz = [23.9e3, 91.3e3, 1.304e6]; % Valores en el eje horizontal

% Crear la grafica de dispersion
scatter(Hz, A, 'filled');
hold on;

% Etiquetas de los puntos
text(Hz(1), A(1), '(23.9k,6)');
text(Hz(2), A(2), '(91.3k,1.5)');
text(Hz(3), A(3), '(1.304M, 0.5)');

% Lineas desde los ejes hasta los puntos para visualizar las diferencias
for i = 1:3
    plot([0, Hz(i)], [A(i), A(i)], '—k'); % Linea horizontal
    plot([Hz(i), Hz(i)], [0, A(i)], '—k'); % Linea vertical
end

% Etiquetas de los ejes
xlabel('Frecuencia [Hz]');
ylabel('Ganancia [V/V]');

% Titulo de la grafica
title('Comparacion de 3 Puntos para la GBWP');

% Mostrar la leyenda si es necesario
```

```
legend( ' Puntos ' );  
% Mostrar la cuadricula  
grid on;  
  
% Limpiar el grafico  
hold off;
```

- Diagrama asintótico de Bode

Listing 2: Código Octave para análisis de puntos

```
% Datos de entrada
f = [1, 1e3, 3.61e3, 6e3, 8.7e3, 12.11e3]; % Frecuencia en Hz
A = [1.8, 1.8, 0.9, 0.5, 0.3, 0.12]; % Ganancia
dA = [0, 0.4, 0.3, 0.028, 0.022, 0.020]; % Incertidumbre en la ganancia

% Crear un vector de frecuencias para el trazado
f_plot = logspace(log10(1), log10(100e3), 500); % Frecuencias de 1 Hz a 100

% Interpolan los datos para obtener la respuesta en frecuencia
A_plot = interp1(f, A, f_plot, 'spline');

% Crear el grafico
figure;
semilogx(f_plot, 20*log10(A_plot)); % Convertir la ganancia a dB
hold on;
errorbar(f, 20*log10(A), 20*log10(1+dA./A), 'o'); % Mostrar la incertidumbre
grid on;
xlabel('Frecuencia [Hz]');
ylabel('Ganancia [dB]');
title('Respuesta en frecuencia');
set(gca, 'XTick', [1 10 100 1e3 10e3 100e3]); % Ajustar las marcas en el eje
xlim([1 100e3]); % Asegurar que la escala de frecuencia comienza en 1 Hz
```

Referencias

- [1] Amplificador Operacional. (11 de enero de 2022). GS1 Industrias. Disponible en: <https://industriasgsl.com/blogs/automatizacion/amplificador-operacional> Consultado: 1 de julio.
- [2] Bautista, A. (2019). Estudio de circuitos eléctricos en estado de circuito abierto. Revista de Investigación Académica, 36, 1-7. doi: 10.18359/ria.3636
- [3] Hernández, M., & Torres, J. (2019). Diseño y construcción de fuentes de alimentación lineales. Tecnología en Marcha, 32, 52-57. doi: 10.18845/tm.v32i1.3677
- [4] Horowitz, P., & Hill, W. (2015). *The Art of Electronics* (3rd ed.). Cambridge University Press. (Capítulo 4, sección 4.4.1, Capítulo 4, sección 4.5.2). DOI: 10.1017/CBO9781139643773
- [5] González, R. (2015). Análisis de cortocircuitos en sistemas eléctricos de potencia. Universidad Nacional de Colombia. Recuperado de <https://bdigital.unal.edu.co/51593/1/1086223851.2015.pdf> Consultado: 3 de julio
- [6] González, R., & García, J. (2018). Estudio de la corriente de polarización en dispositivos electrónicos. Revista Iberoamericana de Tecnología en Educación y Educación en Tecnología, 24, 30-36. doi: 10.24215/18509959.24.e04
- [7] Gray, P. R., Hurst, P. J., Lewis, S. H., & Meyer, R. G. (2001). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits* (4th ed.). John Wiley & Sons. (Capítulo 2, sección 2.3.1). DOI: 10.1109/EDT.2000.882767
- [8] Mehdi, I., & Razavi, B. (1998). A Flicker-Noise Measurement Technique Using a Vanishing-Gain Amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 33(5), 791-796. DOI: 10.1109/4.668882
- [9] Liu, Z., & Lu, Y. (2013). Design of a High Precision Operational Amplifier with Multiple Feedback Loops. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2013, 1-7. DOI: 10.1155/2013/276765
- [10] Pérez, A., & Martínez, J. (2019). Caracterización y simulación de reguladores de tensión monolíticos. Revista de Investigación Académica, 35, 1-8. doi: 10.18359/ria.3535
- [11] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2015). *Microelectronic Circuits* (7th ed.). Oxford University Press. (Capítulo 5, sección 5.2.3, Capítulo 8, sección 8.1, Capítulo 11, sección 11.1.2, Capítulo 11, sección 11.3). DOI: 10.1093/acprof:oso/9780199339136.003.0016
- [12] Smith, J. (2008). Amplificadores operacionales: conceptos y aplicaciones. *Revista de Electrónica*, 5(2), 25-30. Disponible en: https://www.revelec.com/articulos/numeros/vol5num2/Articulo5_Vol5Num2.pdf Consultado: 29 de junio.