

Universidad Central de Venezuela
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

**Informe N° 2:
Aplicaciones lineales del Amplificador
Operacional**

Emerson Warhman
C.I. 25.795.480
23 de marzo de 2025

Índice

1. Resumen	3
2. Introducción	3
3. Objetivos	3
4. Marco teórico	4
4.1. Realimentación en un amplificador	4
4.2. Método del amplificador desvanecido (MAD)	5
4.3. Teorema de Blackman	5
4.4. Amplificador Inversor	5
4.5. Amplificador no inversor	7
4.6. Amplificador en diferencia o restador	8
4.7. Amplificador integrador	9
4.8. Convertidor de tensión a corriente	9
4.9. Integrador no inversor (Integrador de Deboo)	11
4.10. Corriente de polarización (Bias)	12
4.11. Corriente de Offset	12
4.12. Voltaje de Offset	12
4.13. Filtros activos	12
4.13.1. Función de transferencia de los filtros	13
4.14. Filtros de múltiples realimentaciones	13
4.14.1. Filtro pasa bajo de múltiples realimentaciones	14
4.15. Filtro por fuente de tensión controlada por tensión o Sallen-Key	14
4.15.1. Filtro pasa bajo de topología de Sallen-Key	15
4.16. Fuentes de alimentación lineales	15
4.17. Reguladores de Tensión Monolíticos	16
5. Metodología	16
5.1. Aplicaciones de las topologías clásicas	16
5.1.1. Amplificador inversor	16
5.1.2. Amplificador restador	17
5.1.3. Amplificador no inversor	20
5.1.4. Fuente de corriente	21
5.1.5. Integrador no inversor	24
5.2. Amplificador operacional real	25
5.2.1. Tensión Offset	25
5.2.2. Corriente de Bias	25
5.2.3. Producto del ancho de banda por la ganancia	26
5.2.4. SlewRate, Excursión máxima y corriente de cortocircuito	27
5.3. Filtros activos	28
5.3.1. Filtro de variables de estado	29
5.3.2. Filtro pasa bajos con topología de Sallen-Key	34
5.3.3. Filtro pasa bajos con realimentación múltiple	37
5.4. Fuentes lineales y reguladores monolíticos	40
5.4.1. Regulador con tensión de salida fija	40
5.4.2. Fuente regulada ajustable	41
5.4.3. Fuente de corriente variable	42
5.4.4. Simulaciones	43
5.4.5. Procedimiento ensayo de laboratorio	48
6. Instrumentos y componentes	49
7. Presentación de resultados	50
7.1. Aplicaciones de las topologías clásicas	50
7.1.1. Mediciones de ganancia y frecuencia	50
7.1.2. Efecto del integrador no inversor	50
7.1.3. Convertidor de tensión a corriente	50
7.2. Amplificador operacional real	53

7.2.1.	Tensión de offset	53
7.2.2.	Corriente de polarización Bias	53
7.2.3.	Mediciones del GBWP	53
7.2.4.	Mediciones del Slew Rate	53
7.2.5.	Mediciones de la máxima excursión	53
7.2.6.	Mediciones de la corriente de cortocircuito	53
7.3.	Filtros activos	54
7.3.1.	Filtro Sallen Key	54
7.3.2.	Filtro de realimentación múltiple	54
7.4.	Fuentes lineales y reguladores monolíticos	57
7.4.1.	Voltaje de rizado	57
7.4.2.	Regulación de voltaje Regulador de voltaje de salida fija	57
7.4.3.	Regulador de salida ajustable	58
7.4.4.	Fuente de corriente ajustable	59
8.	Análisis de resultados	59
8.1.	Análisis de las aplicaciones de las topologías clásicas	59
8.1.1.	Ganancias topologías clásicas	59
8.1.2.	Efecto del integrador no inversor	60
8.1.3.	Convertidor de tensión a corriente	60
8.2.	Análisis del amplificador operacional real	60
8.2.1.	Tensión offset	60
8.2.2.	Corriente Bias	61
8.2.3.	Producto de la ganancia por ancho de banda	61
8.2.4.	Corriente de cortocircuito	61
8.3.	Análisis de los filtros activos	61
8.4.	Filtro Sallen Key	61
8.4.1.	Filtro de realimentación múltiple	62
8.5.	Análisis de las fuentes lineales y reguladores monolíticos	62
8.5.1.	Voltaje de rizado	62
8.5.2.	Regulador de voltaje de salida fija	62
8.5.3.	Regulador de salida ajustable	62
8.5.4.	Fuente de corriente ajustable	62
9.	Conclusiones	63
10.	Anexos	63

1. Resumen

En este informe se estudian las características, aplicaciones y comportamiento práctico de los amplificadores operacionales (op-amps), componentes fundamentales en la electrónica analógica. Los op-amps son dispositivos versátiles y eficientes, utilizados en una amplia gama de circuitos para realizar operaciones como amplificación, filtrado, integración y regulación de señales.

A lo largo del trabajo, se analizaron configuraciones clásicas de amplificadores operacionales, como las topologías inversora y no inversora, las cuales demostraron un comportamiento cercano al ideal, con errores mínimos en sus ganancias. Sin embargo, al evaluar un amplificador operacional real ($\mu A741$), se observaron limitaciones significativas, como una tensión de offset y corrientes de bias con desviaciones considerables respecto a los valores teóricos. No obstante, el producto ganancia-ancho de banda (GBWP) se mantuvo relativamente constante, validando su importancia como parámetro clave en el diseño de circuitos.

En el ámbito de los filtros activos, se implementaron y evaluaron configuraciones como el filtro Sallen-Key y el filtro de realimentación múltiple. El primero mostró una excelente precisión en ganancia, mientras que el segundo presentó mayores desviaciones, atribuidas a las tolerancias de los componentes. Además, se identificaron desafíos en la medición del factor de amortiguamiento y en la implementación del filtro de variables de estado, lo que resalta la importancia de un diseño y ajuste cuidadoso en este tipo de circuitos.

Por otro lado, en el estudio de fuentes lineales y reguladores, se observó que el regulador de voltaje de salida fija ofreció una precisión excelente, mientras que la fuente de corriente ajustable presentó variaciones significativas en su precisión. También se destacó que el voltaje de rizado aumenta al disminuir la carga, un factor crítico a considerar en el diseño de circuitos con reguladores.

2. Introducción

Los amplificadores operacionales, comúnmente conocidos como op-amps, son dispositivos electrónicos ampliamente utilizados en circuitos analógicos debido a su versatilidad y eficiencia. Estos componentes son amplificadores de voltaje de alta ganancia, diseñados para realizar una variedad de operaciones matemáticas y de procesamiento de señales, como amplificación, filtrado, integración, diferenciación y sumación, entre otras.

Los amplificadores operacionales son componentes esenciales en la electrónica moderna, gracias a su flexibilidad y capacidad para realizar una amplia variedad de tareas. Su comprensión y manejo son fundamentales para el diseño y análisis de circuitos analógicos avanzados.

En este informe, se estudiarán las características y aplicaciones de los amplificadores operacionales, como pueden ser los filtros activos, así como los reguladores de voltaje y fuentes de corriente, que son dispositivos esenciales en la electrónica analógica.

3. Objetivos

Objetivo General

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

Objetivos Específicos

- Conocer las desviaciones de las implementaciones comerciales del amplificador operacional ideal.
- Reconocer las ventajas del uso de amplificadores operacionales en sistemas de procesamiento de señal, en comparación con sistemas implementados con componentes discretos
- Reconocer los efectos de las imperfecciones de los amplificadores operacionales y aplicar técnicas para corrección de estos efectos.
- Reconocer los efectos que produce la aplicación de filtros pasa bajos, pasa banda y pasa altos en distintas señales.
- Reconocer, comprender y utilizar algunas de las aplicaciones del amplificador operacional más frecuentemente utilizadas

4. Marco teórico

4.1. Realimentación en un amplificador

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

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

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

Un amplificador $\mu A741$ tiene una ganancia típica de $200V/mV$, o $106dB$. Sin embargo, esta ganancia se sostiene en un pequeño ancho de banda cuando el amplificador no está realimentado.

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

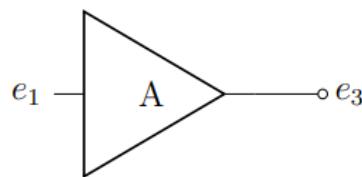


Ilustración 1: Amplificador sin realimentación

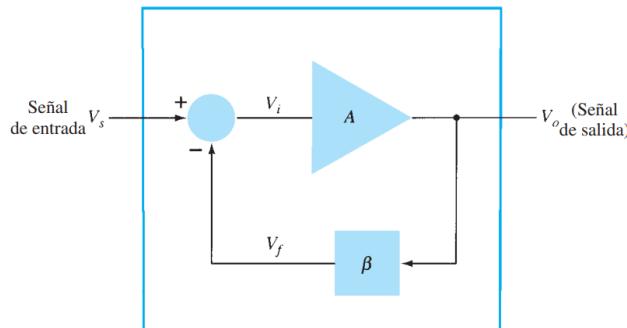


Ilustración 2: Diagrama de bloque del amplificador realimentado

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

$$v_o = e_1 \cdot A$$

$$e_1 = v_i + \beta v_o$$

$$e_o = v_o$$

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

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

De esta ecuación podemos definir cinco zonas:

Realimentación negativa o degenerativa: $\beta A < 0$

Realimentación positiva o regenerativa: $0 < \beta A < 1$

Realimentación nula: $\beta A = 0$

Oscilación: $\beta A = 1$

Inestabilidad: $\beta A > 1$

4.2. Método del amplificador desvanecido (MAD)

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

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

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

donde

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

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

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

Donde A es la ganancia del amplificador desvanecido.

4.3. Teorema de Blackman

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

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

Donde,

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

4.4. Amplificador Inversor

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

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

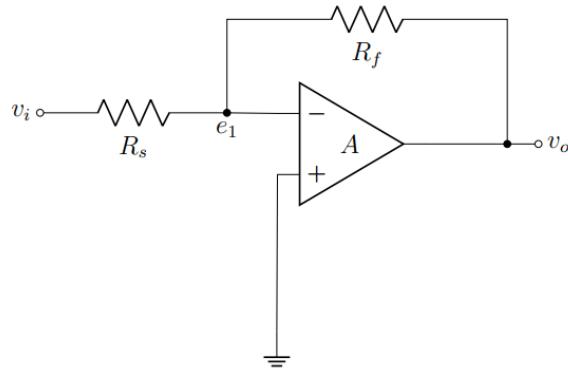


Ilustración 3: Amplificador inversor

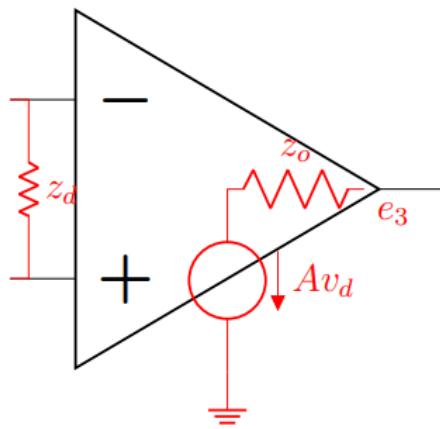


Ilustración 4: Modelo de amplificador base

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

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

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

Aplicando la fórmula MAD se tiene:

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

$$\boxed{A_{fb} = -\frac{R_f}{R_s}} \quad (4)$$

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

$$z_a = R_s \parallel z_d + R_f = R_s + R_f$$

$$x_{31cc} = -\frac{R_s \parallel z_d}{R_f + R_s \parallel z_d} = -\frac{R_s}{R_f + R_s}$$

$$x_{31ca} = -\frac{z_d}{z_d + R_f} \approx -1$$

Por lo tanto, aplicando la formula

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

Tomando $A \rightarrow \infty$

$$\boxed{z_{in} = R_s} \quad (5)$$

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

$$z_a = r_o \parallel (R_f + R_s \parallel z_d) = r_o$$

$$x_{31cc} = 0$$

$$x_{31ca} = -\frac{R_s \parallel z_d}{R_f + R_s \parallel z_d} = -\frac{R_s}{R_f + R_s}$$

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

Lo cual se puede escribir como:

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

4.5. Amplificador no inversor

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

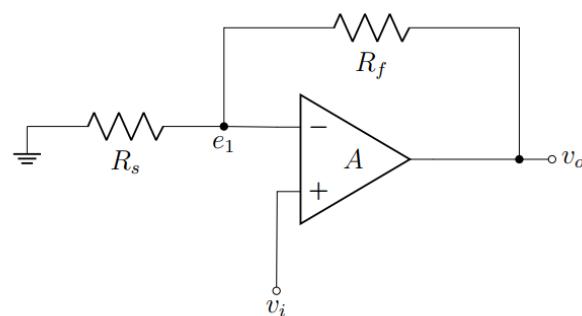


Ilustración 5: Amplificador no inversor

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

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

Por lo tanto, aplicando la fórmula de MAD

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

$A_{fb} = 1 + \frac{R_f}{R_s}$

(7)

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

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

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

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

$z_{in} = z_d \cdot \frac{A}{1 + \frac{R_f}{R_s}}$

(8)

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

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

(9)

4.6. Amplificador en diferencia o restador

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

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

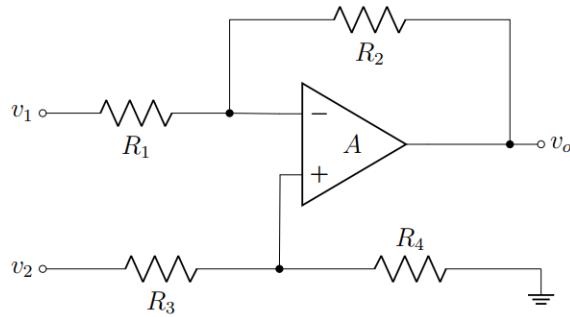


Ilustración 6: Amplificador en diferencia o restador

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

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

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

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

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

$$z_{in1} = R_1$$

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

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

4.7. Amplificador integrador

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

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

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

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

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

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

4.8. Convertidor de tensión a corriente

El circuito consiste en una fuente de entrada V_i con una resistencia en serie R_1 , y un convertidor de resistencia negativa que sintetiza una resistencia a tierra de valor $-R_2R_3/R_4$ como en la ilustración 7.

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

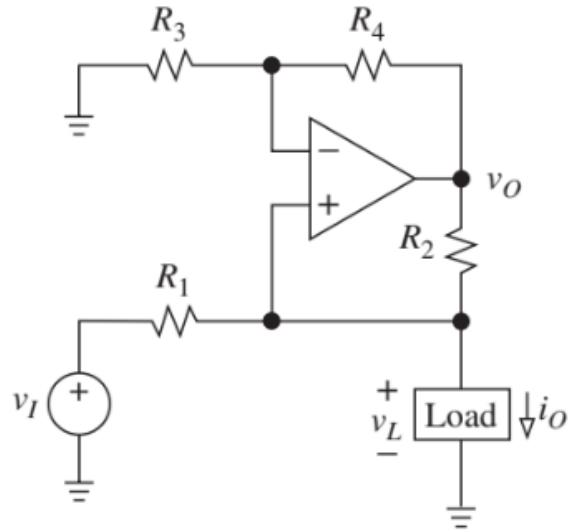


Ilustración 7: Fuente de corriente de Howland

$$\begin{aligned}
 z &= z_a \cdot \frac{1 - X_{3ic}A}{1 - X_{3ica}A} \\
 z_a &= R_1 \parallel R_2 \\
 X_{31cc}Q &= \left. \frac{e_1}{e_3} \right|_{v_a=0}
 \end{aligned}$$

al utilizar la formula de MAD, obtenemos la ganancia:

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

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

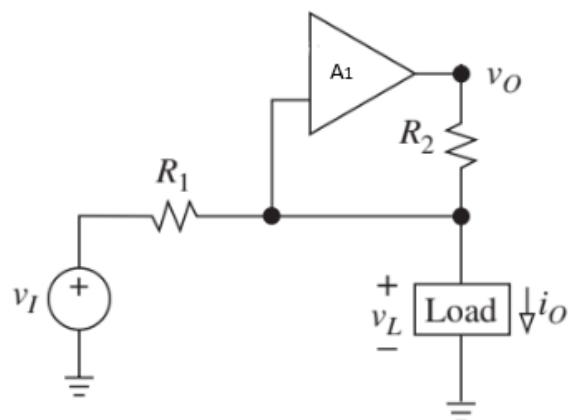


Ilustración 8: Fuente de corriente de Howland simplificada

Aplicando nuevamente Blackman en el circuito simplificado:

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

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

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

resultando en:

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

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

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

por lo que

$$R_1 = R_3 \quad (13)$$

$$R_2 = R_4 \quad (14)$$

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

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

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

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

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

4.9. Integrador no inversor (Integrador de Deboo)

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

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

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

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

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

Por lo que la función de transferencia es:

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

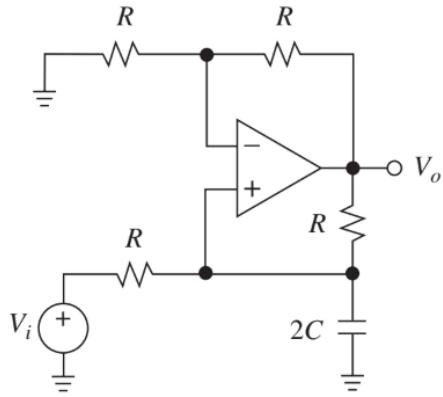


Ilustración 9: Integrador de Deboo

4.10. Corriente de polarización (Bias)

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

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

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

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

4.11. Corriente de Offset

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

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

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

4.12. Voltaje de Offset

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

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

El voltaje de offset se define como:

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

4.13. Filtros activos

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

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

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

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

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

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

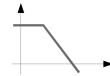
De manera tal que solo sea necesario sintonizar varias etapas de 2do orden y quizás de 1er orden, que aunque para cada una de ellas debe sintonizarse iterativamente, llevarán mucho menor tiempo y con la garantía de convergencia.

4.13.1. Función de transferencia de los filtros

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

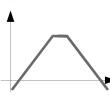
- Pasa bajos:

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



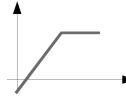
- Pasa banda:

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



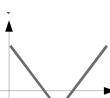
Pasa altos:

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



Rechaza banda:

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



4.14. Filtros de múltiples realimentaciones

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

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

Utilizando el método del amplificador desvanecido, tenemos:

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

$$a_{io} = 0$$

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

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

$$a_{3o} = 1$$

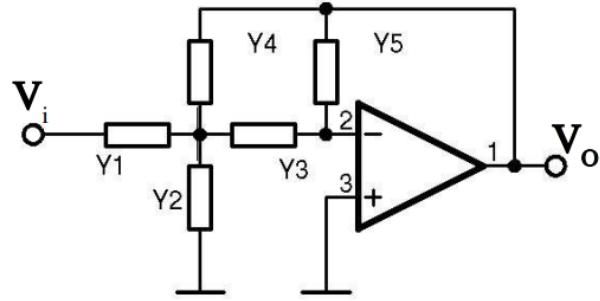


Ilustración 10: Filtro de múltiples realimentaciones

Aplicandolo a la formula MAD:

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

lo cual queda como:

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

4.14.1. Filtro pasa bajo de múltiples realimentaciones

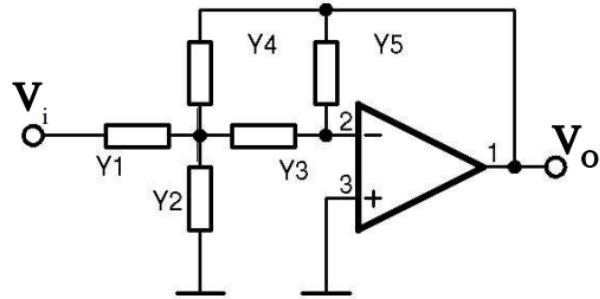


Ilustración 11: Filtro pasa bajo de múltiples realimentaciones

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

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

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

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

Tomando en cuenta que:

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

Aplicando el método del amplificador desvanecido, tenemos:

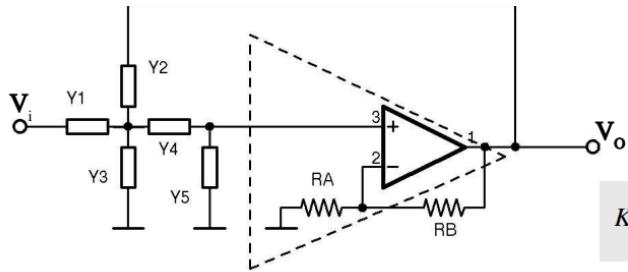


Ilustración 12: Filtro con topología de Sallen-Key

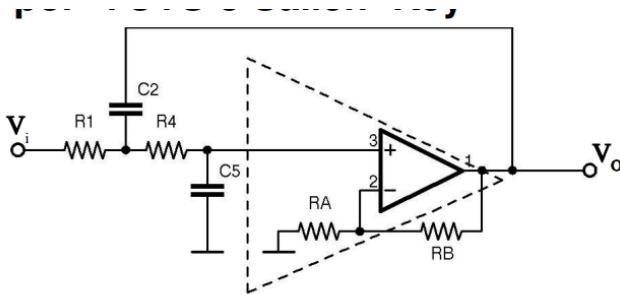


Ilustración 13: Filtro pasa bajo de topología de Sallen-Key

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

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

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

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

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

$$(34)$$

Sustituyendo en la ecuación MAD:

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

4.15.1. Filtro pasa bajo de topología de Sallen-Key

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

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

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

4.16. Fuentes de alimentación lineales

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

4.17. Reguladores de Tensión Monolíticos

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

5. Metodología

5.1. Aplicaciones de las topologías clásicas

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

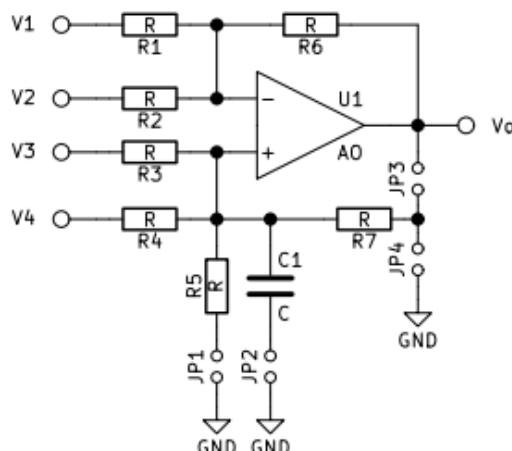


Figura 1: Topologías básicas

5.1.1. Amplificador inversor

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

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

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

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

En la ilustración 14 podemos observar la simulación del amplificador no inversor, y en la ilustración 15 podemos ver que la ganancia es -2 , que corresponde con el valor teórico.

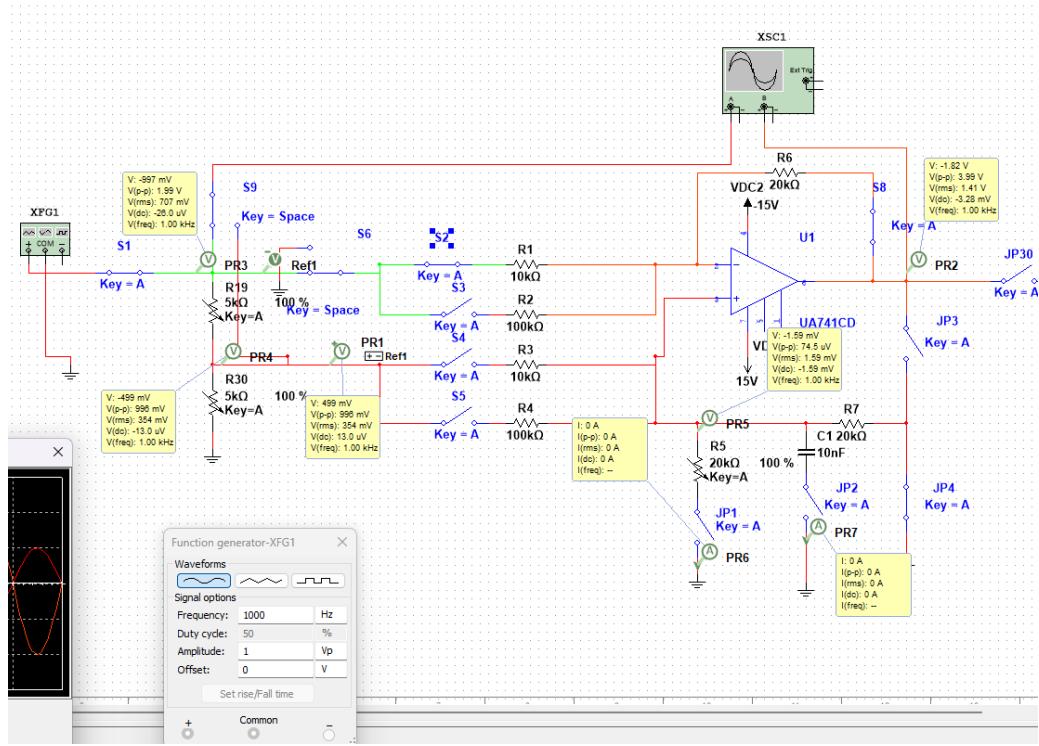


Ilustración 14: Simulación amplificador inversor

5.1.2. Amplificador restador

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

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

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

$$R_3 = R_1 = 10\text{k}\Omega$$

$$R_7 = R_6 = 20\text{k}\Omega$$

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

$$A = \frac{v_0}{v_2 - v_1}$$

$$A = \frac{R_6}{R_1} = 2$$

$$A = \frac{20\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} = 2$$

En la ilustración 16 podemos observar la simulación del amplificador no inversor, y en la ilustración 17 podemos ver que la ganancia es 2, que corresponde con el valor teórico. Aunque pareciera que las señales de entrada y salida están desfasadas, eso es debido a que $V_2 < V_1$

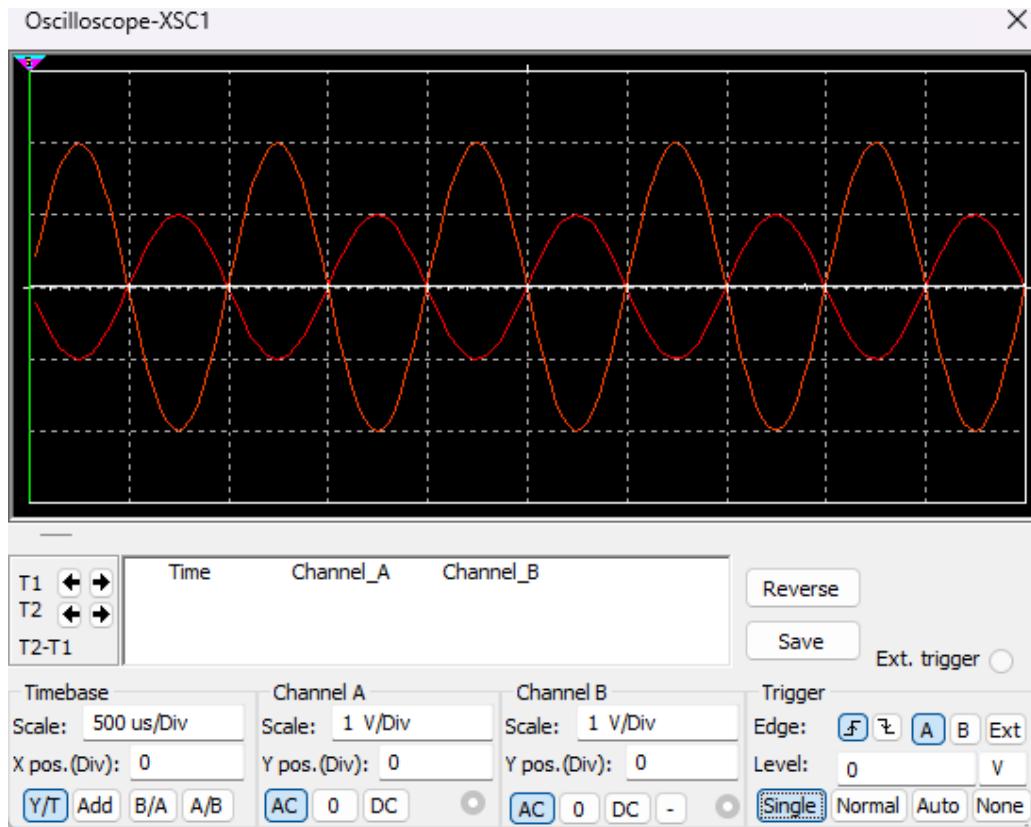


Ilustración 15: Simulación ganancia amplificador inversor

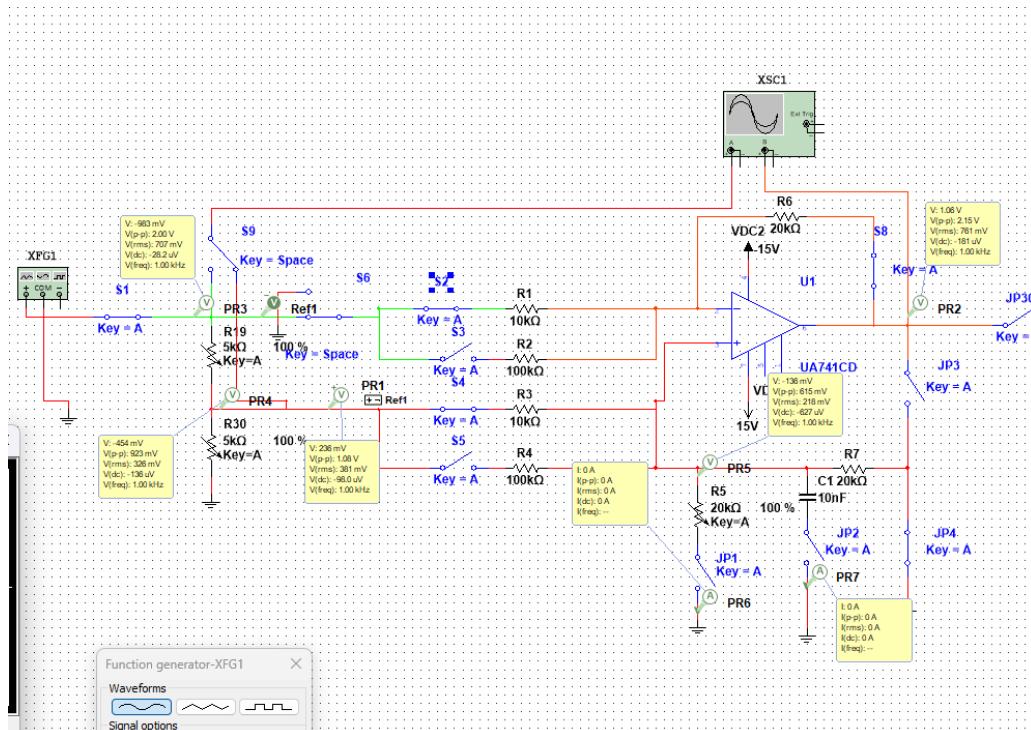


Ilustración 16: Simulación amplificador restador

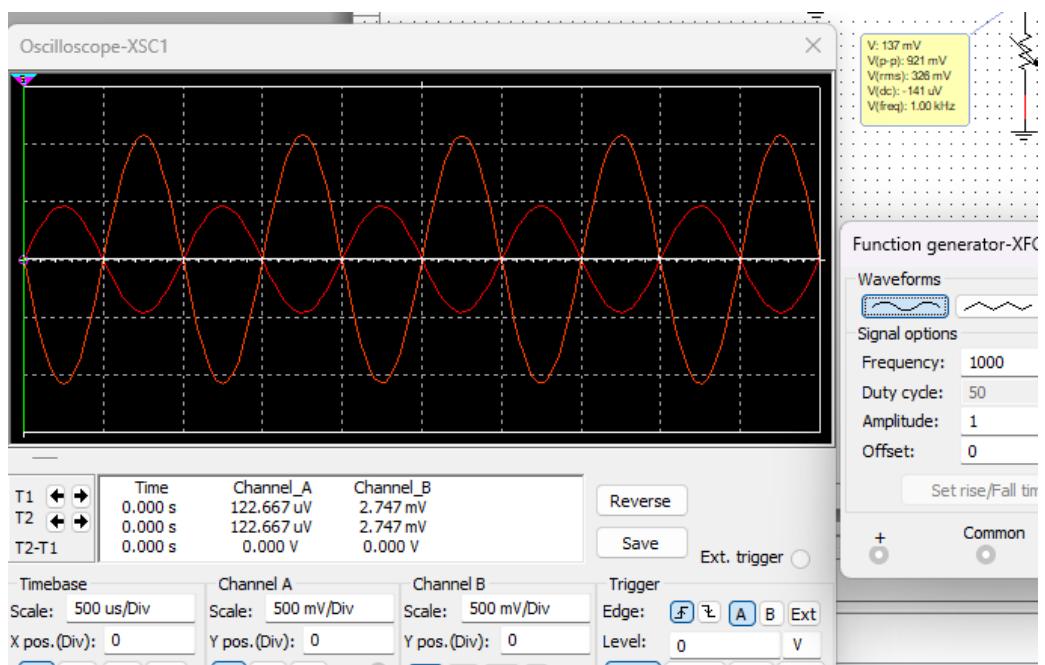


Ilustración 17: Simulación ganancia amplificador restador

5.1.3. Amplificador no inversor

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

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

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

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

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

En la ilustración 18 podemos observar la simulación del amplificador no inversor, y en la ilustración 19 podemos ver que la ganancia es 3, que corresponde con el valor teórico.

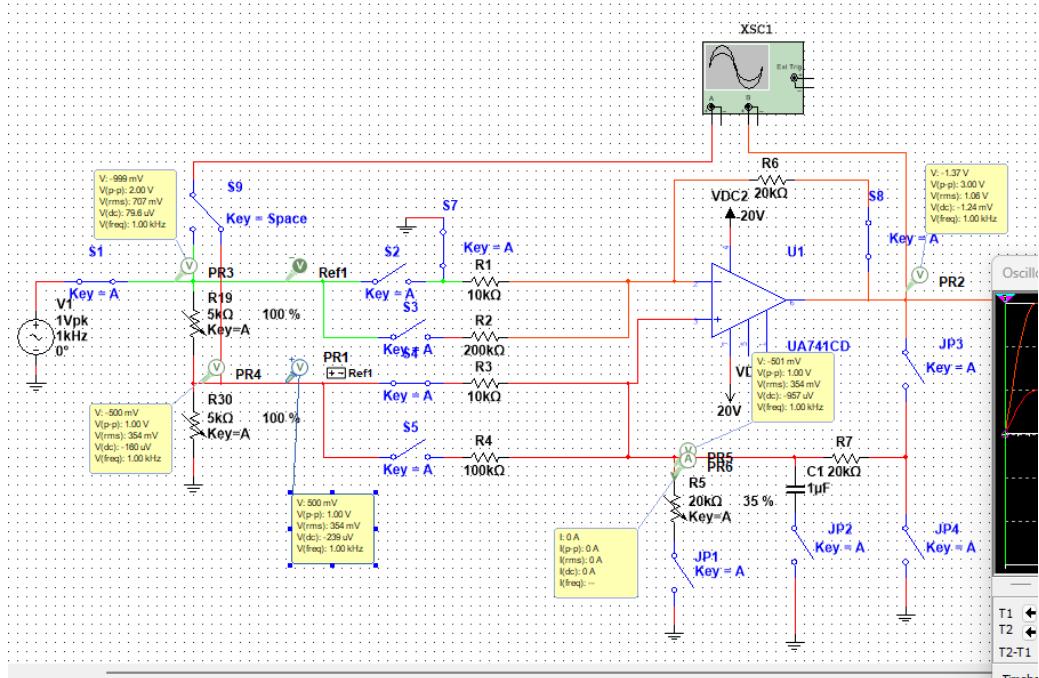


Ilustración 18: Simulación amplificador no inversor

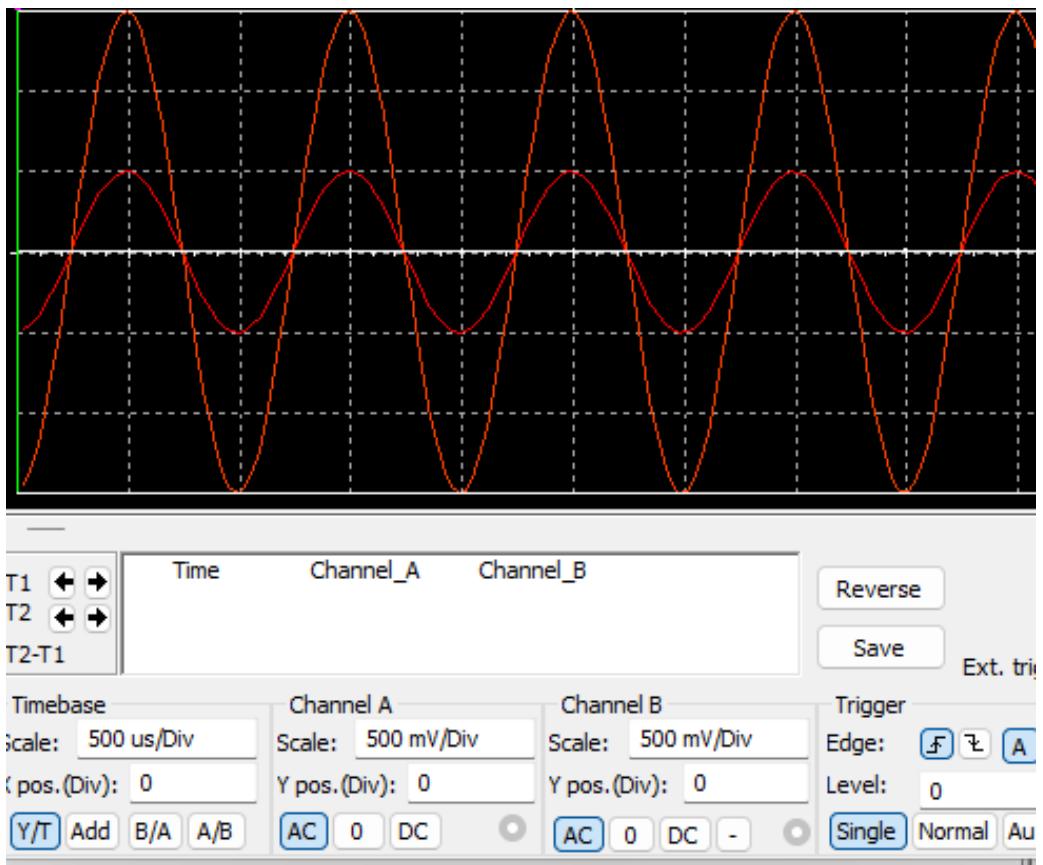


Ilustración 19: Simulación ganancia amplificador no inversor

5.1.4. Fuente de corriente

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

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

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

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

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

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

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

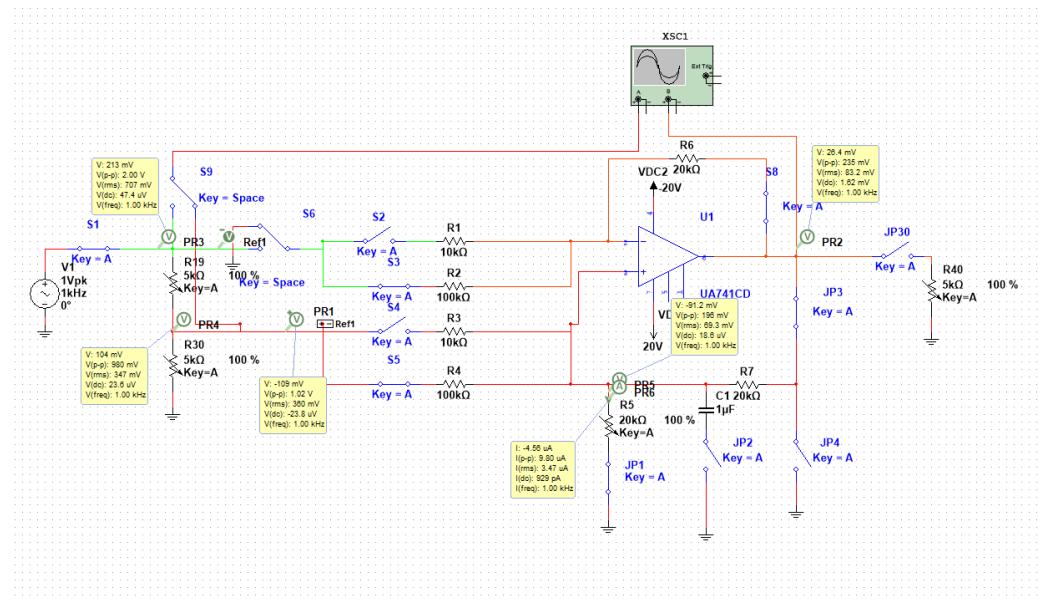


Ilustración 20: Simulación circuito fuente de corriente

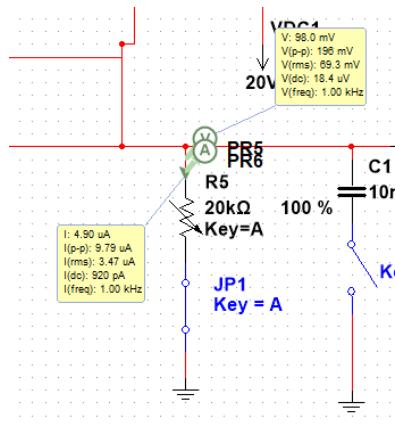


Ilustración 21: I y V de la fuente de corriente con $R=20k$

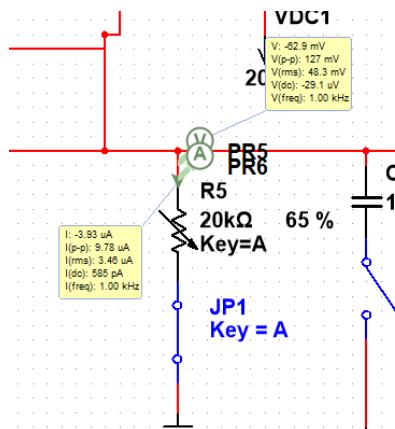


Ilustración 22: I y V de la fuente de corriente con $R=20k$

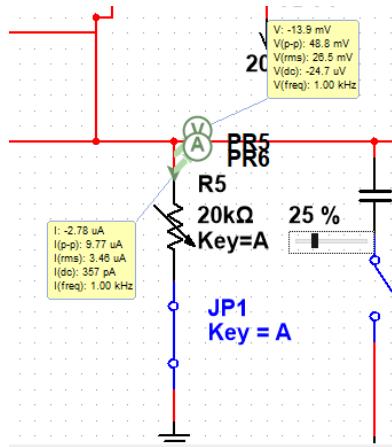


Ilustración 23: I y V de la fuente de corriente con R=5k

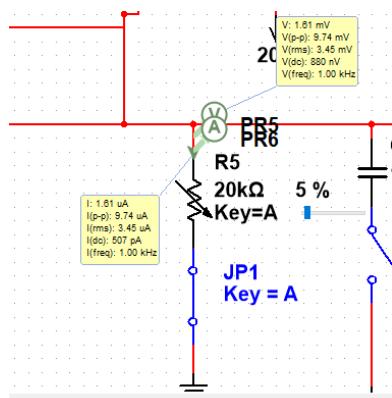


Ilustración 24: I y V de la fuente de corriente con R=1k

5.1.5. Integrador no inversor

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

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

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

En la ilustración 25 podemos apreciar la conexión del circuito integrador.

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

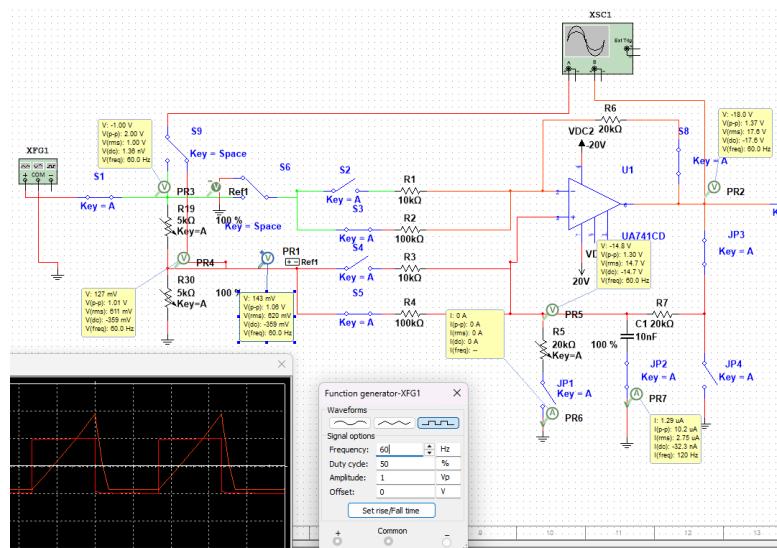


Ilustración 25: Simulación circuito integrador Deboo



Ilustración 26: función de transferencia circuito integrador a 1kHz

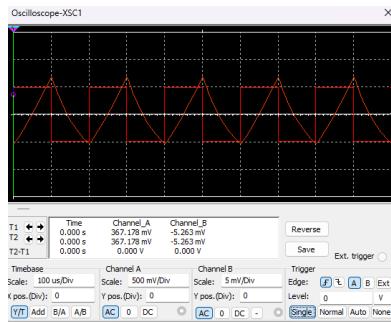


Ilustración 27: función de transferencia circuito integrador a 5kHz

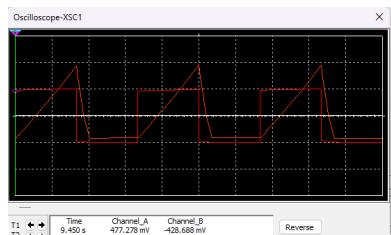


Ilustración 28: función de transferencia circuito integrador a 60Hz

5.2. Amplificador operacional real

1- Haciendo uso del montaje indicado en el diagrama esquemático de la figura 2 explicar como medir la tensión de Offset y como medir la corriente de polarización de cada .

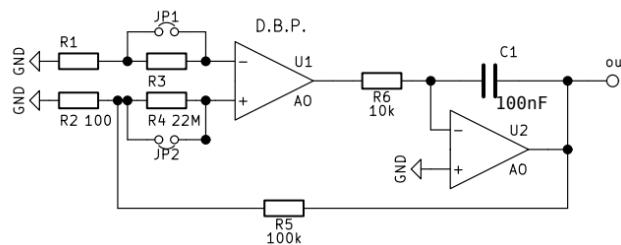


Figura 2: Medición de la tensión Offset y corrientes de polarización

5.2.1. Tensión Offset

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

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

Se medirá la tensión de salida V_o , por esa razón, se despeja V_{os} , obteniendo de manera indirecta la tensión offset.
 $V_{os} = \frac{V_o}{1 + \frac{R_5}{R_2}}$

5.2.2. Corriente de Bias

Se halla la Corriente de polarización 1 , denotada como I_{B1} , se cierra JP 2 y se abre JP 1. Nota: Importante acotación para facilitar los cálculos es que la resistencia R_1 no se tomara en cuenta su caída de 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:

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

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

$$I_{B_1} = \frac{V_{os} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) - V_o}{R_3 \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)} \quad (39)$$

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

Para hallar la Corriente de polarización 2, denotada como I_{B_2} , se cierra JP1 y se abre JP2. Se toma en cuenta la nota anterior, se obtiene:

$$V_o = (V_{os} + I_{B_2} R_4) \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) \quad (40)$$

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

$$I_{B_2} = \frac{V_o - V_{os} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)}{R_4 \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)} \quad (41)$$

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

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

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

5.2.3. Producto del ancho de banda por la ganancia

2- Mediante el montaje de la figura 3 explique como comprobar que el Producto del Ancho de Banda por la Ganancia se mantiene

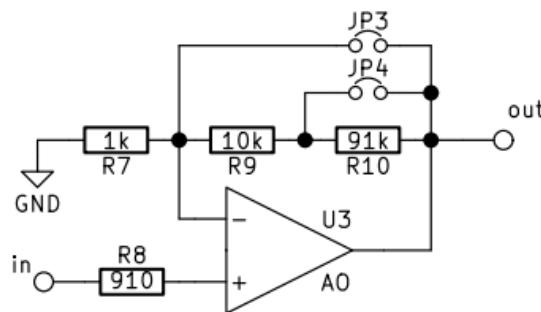


Figura 3: Medición de GBWP

En este caso, se verificará que con distintas conexiones de la figura 3, se mantiene el GBWP, midiendo de manera experimental su frecuencia de corte en las distintas topologías (variando su frecuencia y observar su atenuación) y poder aproximar su respuesta en frecuencia.

- JP3 y JP4 abiertos

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

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

- JP4 cerrado y JP3 abierto

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

- JP4 y JP3 cerrado (Buffer)

$$A_4 = 1$$

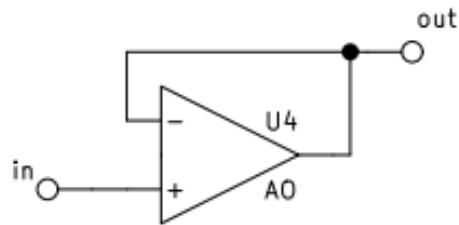


Figura 4: Medición de SR, Excusión máxima y corriente de cortocircuito

5.2.4. SlewRate, Excusión máxima y corriente de cortocircuito

- SlewRate

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

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

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

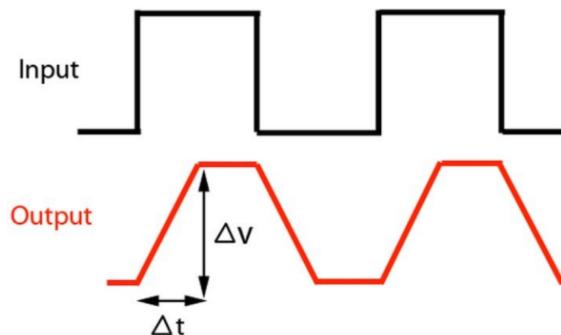


Ilustración 29: Comparación tiempo de retardo entre señal de entrada y de salida debido al S.R de la variación de la frecuencia

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

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

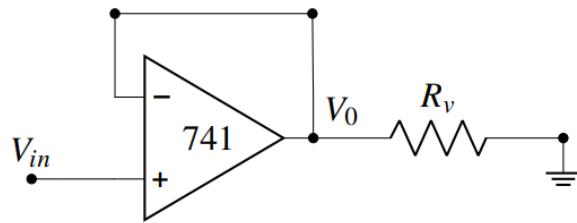


Ilustración 30: Medición de corriente en corto circuito

5.3. Filtros activos

Para cada uno de los circuitos que se muestran en las ilustraciones ??, 57 y ??, se debe realizar el siguiente proceso de preparación:

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

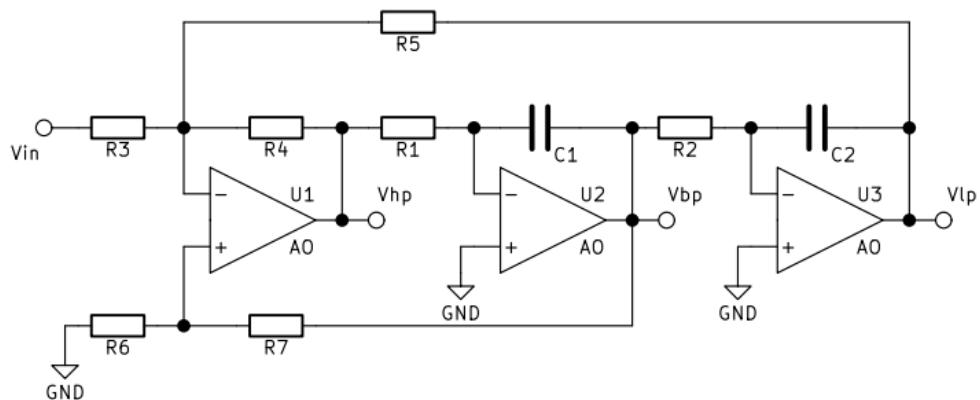


Figura 5: Filtro de variables de estado

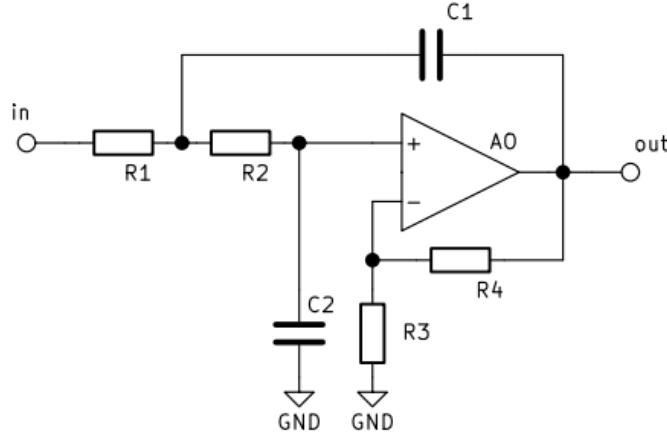


Figura 6: Filtro pasa bajos con topología de Sallen-Key

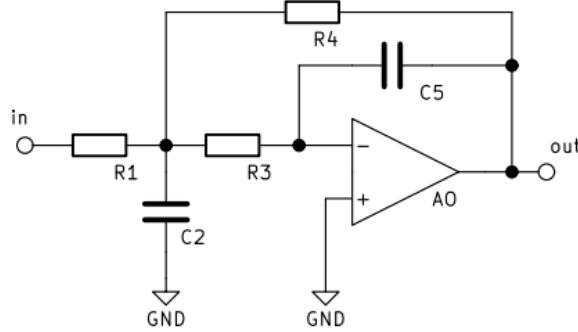


Figura 7: Filtro pasa bajos con realimentación múltiple

5.3.1. Filtro de variables de estado

De la figura 5 se observa que las etapas con los amplificadores $U2A0$ y $U3A0$ corresponden a integradores con ganancia $A = \frac{1}{RCs}$, por lo tanto podemos expresar V_{bp} y V_{lp} como:

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

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

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

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

podemos expresar la tensión V_{HP} como:

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

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

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

Sustituyendo la ecuación 44 en la ecuación 45 obtenemos:

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

Despejando V_{HP} :

$$V_{HP} = -\frac{\frac{R_4}{R_3}V_{in} + \frac{R_4}{R_5}V_{LP}}{1 + \frac{R_6}{R_6+R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3\parallel R_5}\right) \frac{1}{R_1C_1s}} \quad (48)$$

De la ecuación 48 podemos definir el denominador como D_1 :

$$D_1 = 1 + \frac{R_6}{R_6+R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3\parallel R_5}\right) \frac{1}{R_1C_1s} \quad (49)$$

Sustituyendo la ecuación 48 en la ecuación 46 obtenemos:

$$V_{LP} = -\frac{1}{R_2C_2s} \frac{1}{R_1C_1s} \left(\frac{\frac{R_4}{R_3}V_{in} + \frac{R_4}{R_5}V_{LP}}{D_1} \right) \quad (50)$$

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

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = -\frac{\frac{1}{R_2C_2s} \frac{1}{R_1C_1s} \frac{R_4}{R_3}}{\left(D_1R_2C_2R_1C_1s^2 + \frac{R_4}{R_5}\right) \cancel{\frac{1}{R_2C_2s} \frac{1}{R_1C_1s}}} \quad (51)$$

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

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = -\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{\left(D_1R_2C_2R_1C_1s^2 + \frac{R_4}{R_5}\right)} \quad (52)$$

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

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = -\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{\left[1 + \frac{R_6}{R_6+R_7} \left(1 + \frac{R_4}{R_3\parallel R_5}\right) \frac{1}{R_1C_1s}\right] R_2C_2R_1C_1s^2 + \frac{R_4}{R_5}} \quad (53)$$

Por simplificación podemos decir que:

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

Por lo tanto, podemos reescribir la ecuación 53 como:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = -\frac{R_4}{R_3R_1^2C_1^2} \frac{1}{s^2 + s \frac{R_6}{R_6+R_7} \frac{R_3\parallel R_5+R_4}{R_3\parallel R_5} \frac{1}{C_1R_1} + \frac{R_4}{R_5R_1^2C_1^2}} \quad (54)$$

Usando la formula de filtros pasa bajos, tenemos:

$$\omega_0^2 = \frac{R_4}{R_5R_1^2C_1^2} \quad (55)$$

$$H_0\omega_0^2 = -\frac{R_4}{R_3R_1^2C_1^2} \quad (56)$$

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

$$2\xi\omega_0 = \frac{R_6}{R_6+R_7} \frac{R_3\parallel R_5+R_4}{R_3\parallel R_5} \frac{1}{C_1R_1} \quad (58)$$

Sustituyendo los valores deseados tenemos:

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

por lo tanto:

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

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

$$C_1 = 10nF$$

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

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

de este modo, partiendo de la ecuación 55 obtenemos:

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

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

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

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

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

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

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

Despejando R_7 :

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

Haciendo

$$R_6 = 10k\Omega$$

tenemos:

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

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

Por último, si decimos que:

$$R_3 = 1k\Omega$$

entonces:

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

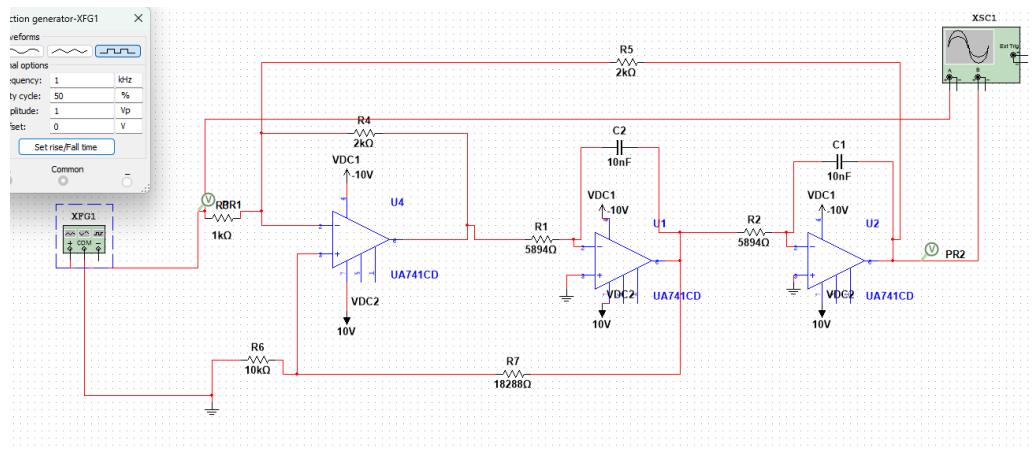


Ilustración 31: Montaje Filtro variables de estado

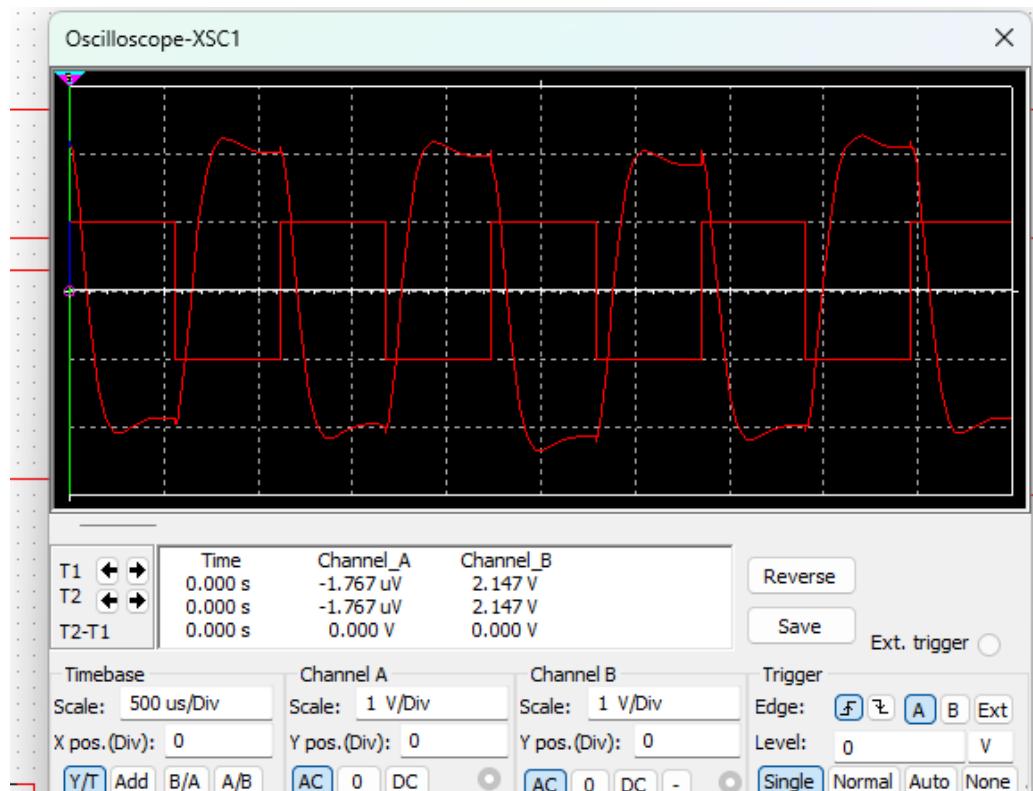


Ilustración 32: Filtro variables de estado respuesta a onda cuadrada

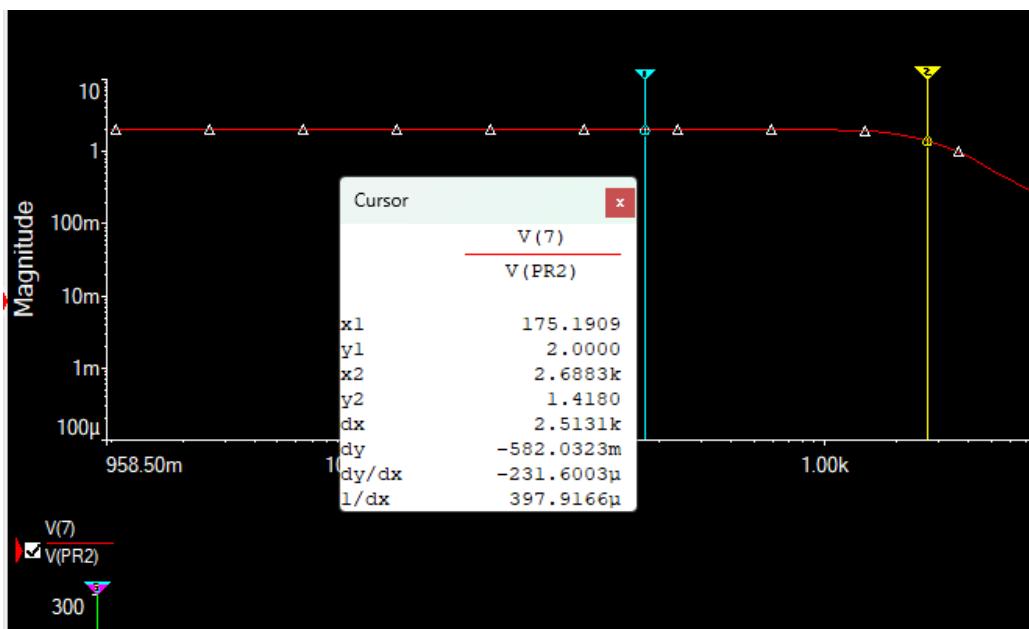


Ilustración 33: Filtro variables de estado respuesta en frecuencia

5.3.2. Filtro pasa bajos con topología de Sallen-Key

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

Para la ganancia del filtro, tenemos:

$$H_0 = K = 2$$

Tenemos:

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

por tanto:

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

$$R_B = R_A$$

a estas resistencias les pondremos el valor:

$$R_B = R_A = 10k\Omega$$

Ahora seleccionamos los condensadores, por simplicidad podemos hacer

$$C_2 = C_5 = 10nF$$

de la función de transferencia obtenemos:

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

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

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

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

$$R_1 = 4168,76\Omega$$

Ahora para encontrar R_2 tenemos que:

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

despejando R_2 tenemos:

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

$$R_2 = 8335\Omega$$

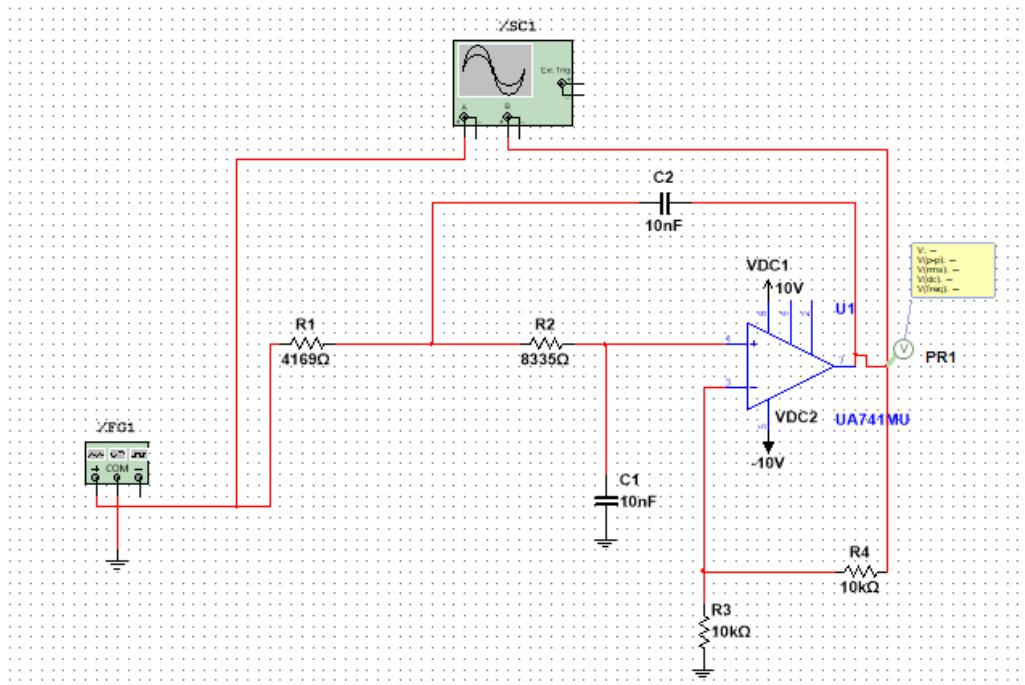


Ilustración 34: Montaje Filtro sallen key

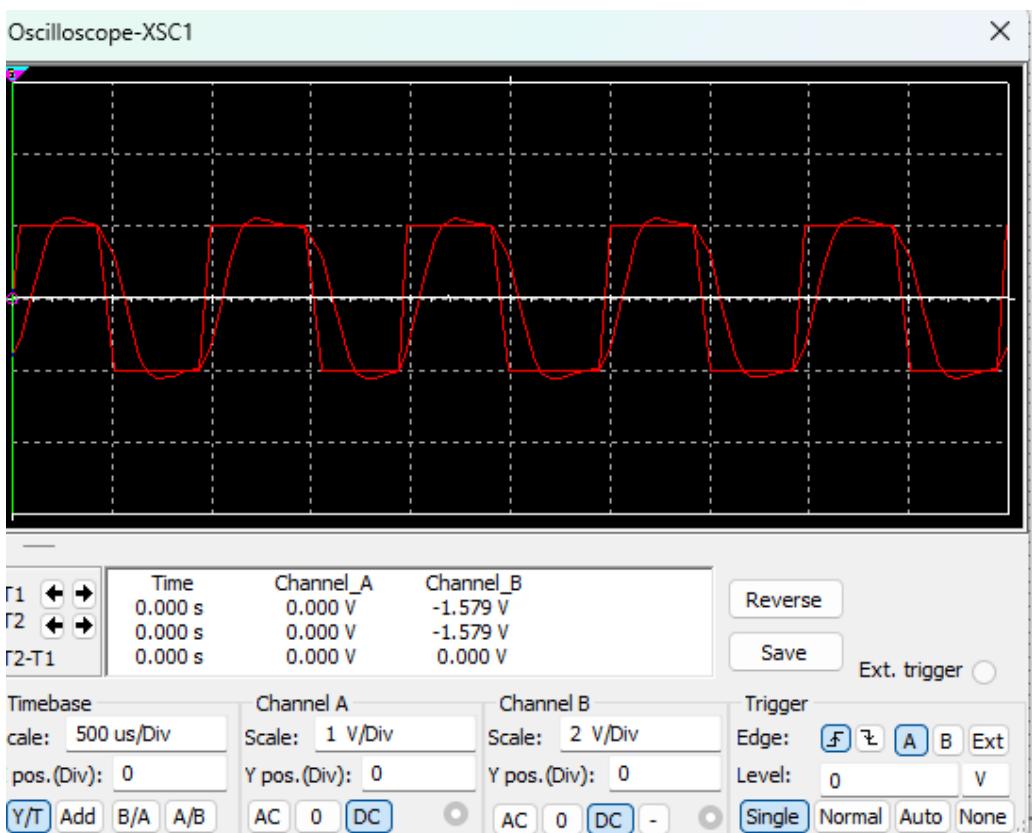


Ilustración 35: Filtro sallen key respuesta a onda cuadrada

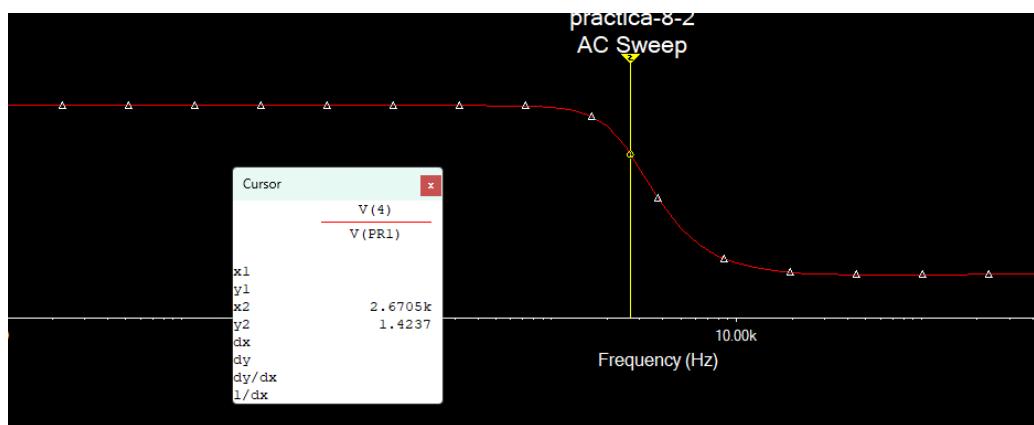


Ilustración 36: Filtro Sallen key respuesta en frecuencia

5.3.3. Filtro pasa bajos con realimentación múltiple

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

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

$$R_4 = -H_0 R_1$$

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

también tenemos que:

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

Si decimos que:

$$C_5 = C_2 = 10nF$$

la ecuación 67 se simplifica a:

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

Por último, tenemos la ecuación:

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

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

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

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

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

Usando 66 en la ecuación 71 obtenemos:

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

Todo esto da como resultado:

$$R_1 = 1,27k$$

$$R_3 = 640$$

$$R_4 = 1,88k$$

$$C_2 = 10nF$$

$$C_5 = 100nF$$

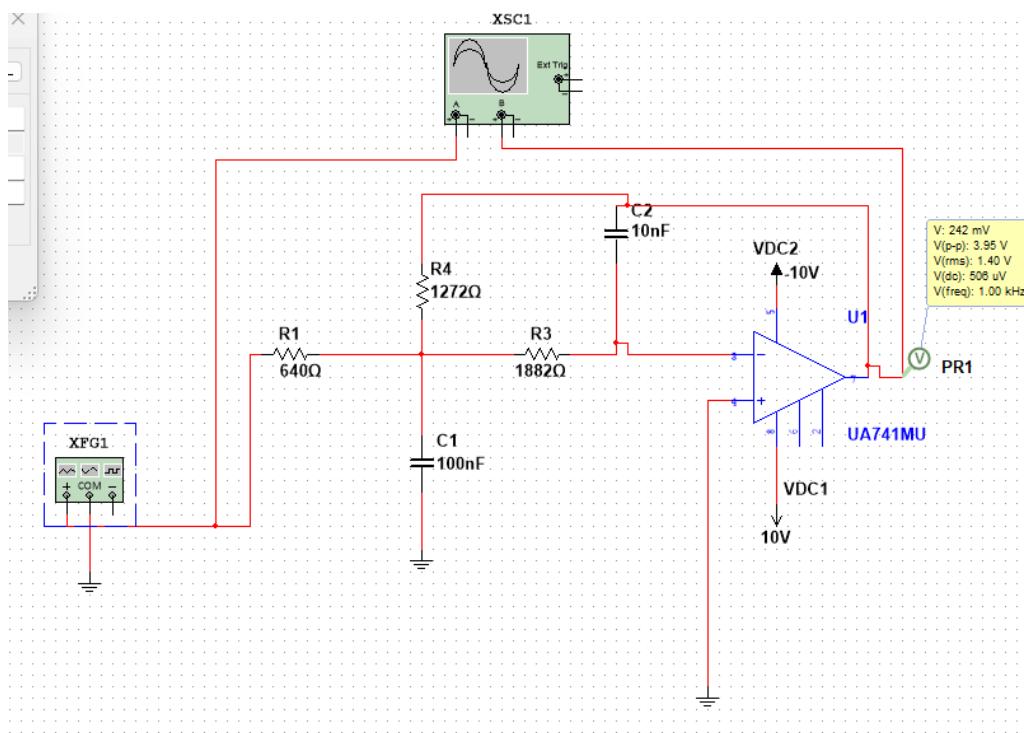


Ilustración 37: Montaje Filtro multiple realimentación

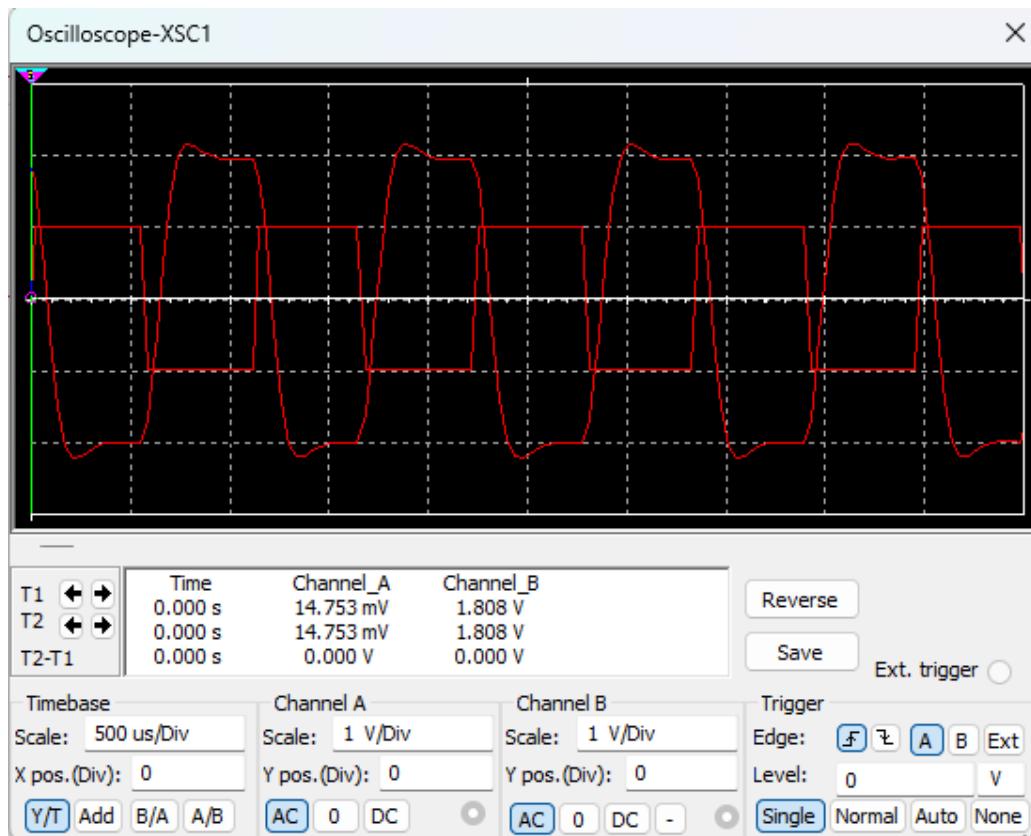


Ilustración 38: Filtro multiple realimentación respuesta a onda cuadrada

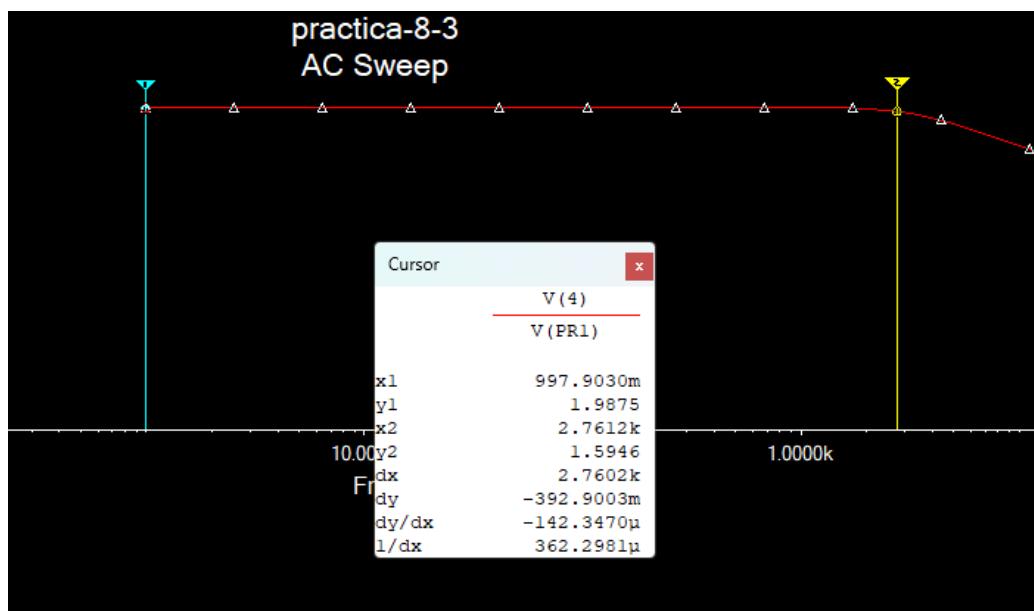


Ilustración 39: Filtro multiple realimentación respuesta en frecuencia

5.4. Fuentes lineales y reguladores monolíticos

5.4.1. Regulador con tensión de salida fija

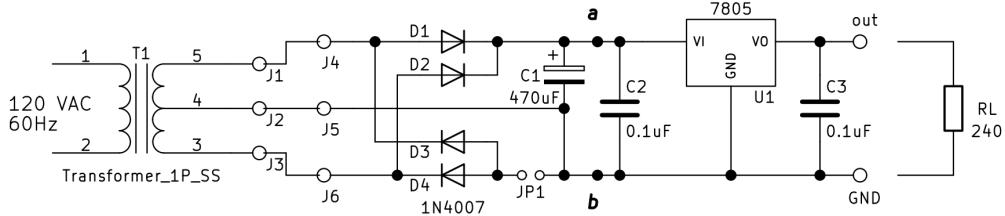


Figura 8: Regulador lineal con tensión de salida fija

Explicar la función de los condensadores C_2 y C_3 en la figura 8

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

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

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} V_{rpp} &= \frac{80mA}{2 \cdot 60Hz \cdot 470\mu F} \\ V_{rpp} &= 1,42V \end{aligned}$$

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

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

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

$$V_s = 10,32V$$

O si se expresa en rms:

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

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

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

Recordando que la regulación de voltaje viene dada por:

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

Una carga de 100mA viene dada por:

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

Por tanto la regulación de voltaje será:

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

5.4.2. Fuente regulada ajustable

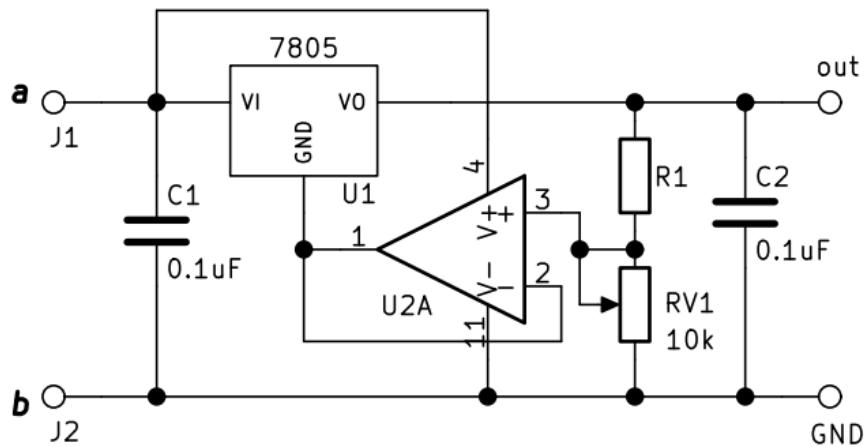


Figura 9: Fuente regulada ajustable

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

sabemos que:

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

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

y de la ecuación

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

tenemos

$$\begin{aligned} V_o &= 5V + \frac{5V}{R_1}(xR_{v1}) \\ V_o &= 5 \left(1 + \frac{xR_{v1}}{R_1} \right) \end{aligned}$$

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

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

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

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

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

$$R_1 = 5k\Omega \quad (79)$$

Determinar la corriente de polarización que suministra el amplificador operacional

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

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

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

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

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

Su valor rms sería:

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

$$V_{srms} = (11,60 + 12,53I_{dc})V$$

5.4.3. Fuente de corriente variable

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

utilizando la relación:

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

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

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

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

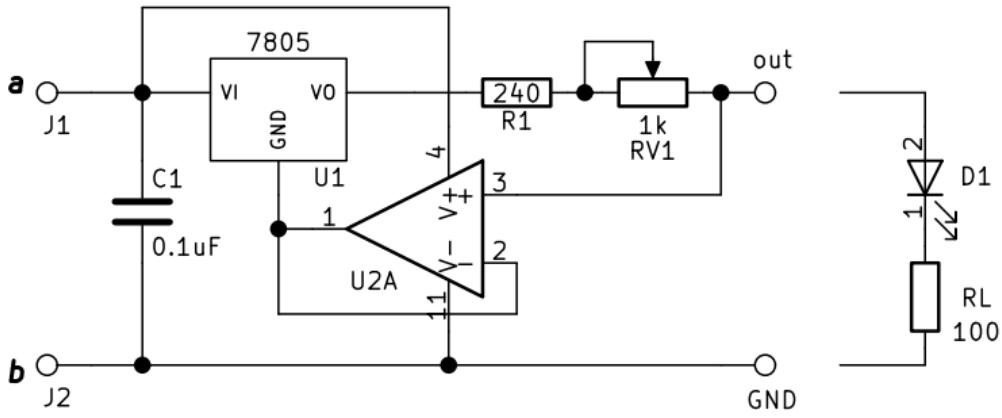


Figura 10: Fuente de corriente variable

5.4.4. Simulaciones

Regulador de tensión de salida fija

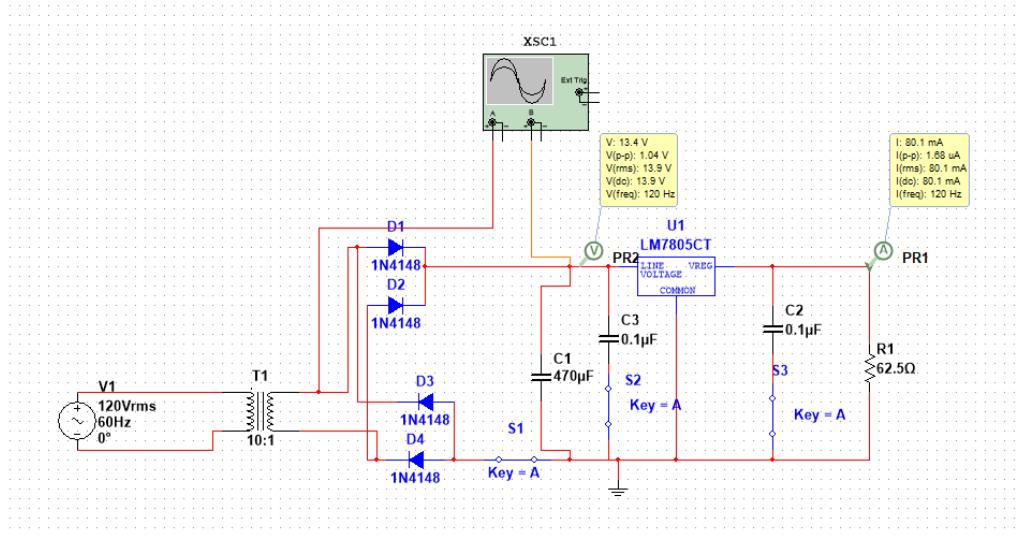


Ilustración 40: Simulación de regulador de tensión fija sin center tap

La ilustración 40 muestra la simulación de un regulador de tensión fija sin center tap, se observa que para una carga de $80mA$ el voltaje de rizo es $1,05V_{pp}$, el cual es semejante al valor que calculamos $1,42V$.

Se puede apreciar mejor la forma de la onda de rizo en la ilustración 41

En la ilustración 42 se puede apreciar una comparación entre el voltaje de salida del regulador cuando $V_{srms} > 7,50$ y cuando $V_{srms} < 7,50$. En el primer caso el regulador trabaja con normalidad y podemos observar una tensión de salida sin ruido de $5V$, en el segundo caso podemos observar que el regulador no funciona correctamente y aparece un ruido en la salida debido al efecto rizo.

En la ilustración 43 se puede apreciar que para ambos casos (con carga y sin carga) el voltaje es el mismo ($5V$), por lo tanto la regulación de voltaje es 0% .

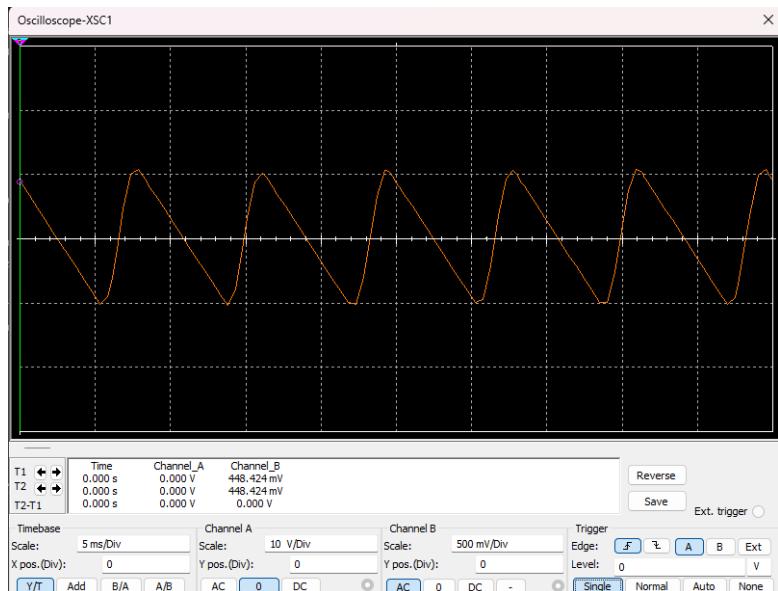


Ilustración 41: Onda de riso sin center tap



Ilustración 42: Minima excursion regulador de tensión salida fija

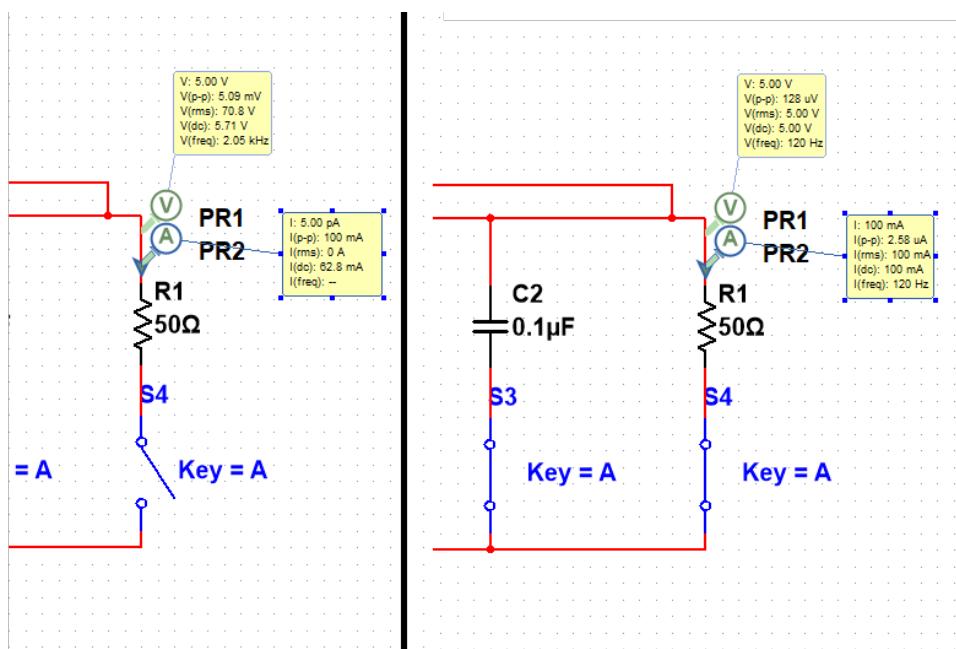


Ilustración 43: Regulación de voltaje del regulador de tensión salida fija

Fuente regulada ajustable

La ilustración 44 muestra el montaje de una fuente ajustable usando el valor de $R_1 = 5k\Omega$. En esta ilustración se puede observar que cuando $X = 0$ la tensión de salida es $V_0 = 7V$

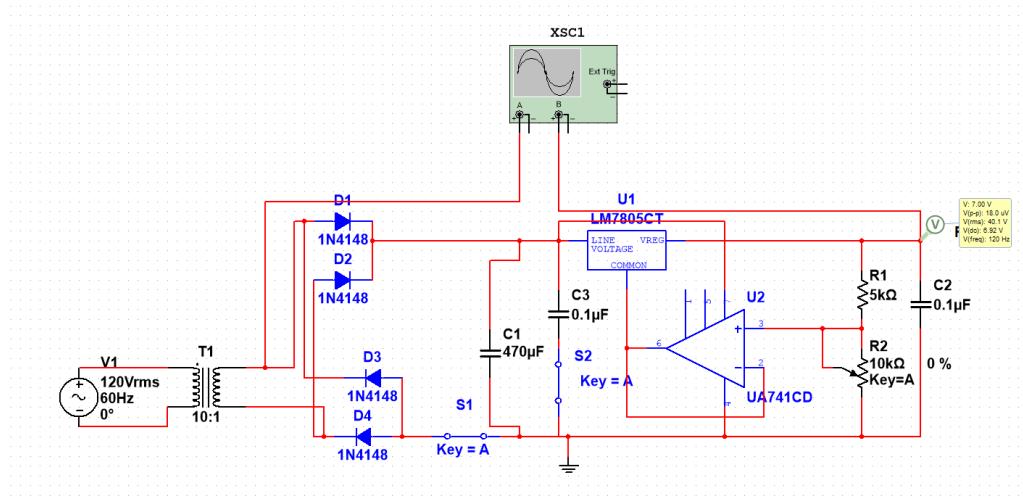


Ilustración 44: Simulación de fuente ajustable

Por otro lado, cuando $X = 1$, de la ilustración 45 podemos observar que la tensión de salida es $V_0 = 15,0V$ que es el valor que se espera para la máxima tensión de salida del regulador de tensión ajustable.

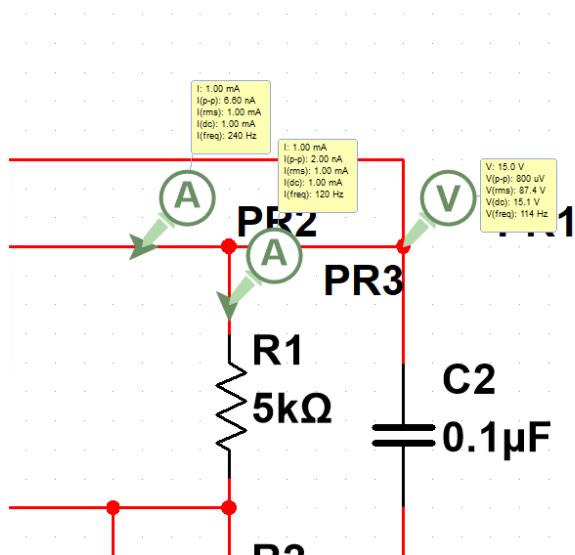


Ilustración 45: Voltaje de salida máximo de la fuente ajustable

en la ilustración 46 se observa que la corriente a través de la resistencia R_1 es $I = 920\mu A$.

En la ilustración 47 se observa que cuando la tensión en el secundario del transformador es menor a 11Vrms el regulador no es capaz de suministrar los 15V y también se puede observar el ruido del voltaje de rizo V_r .

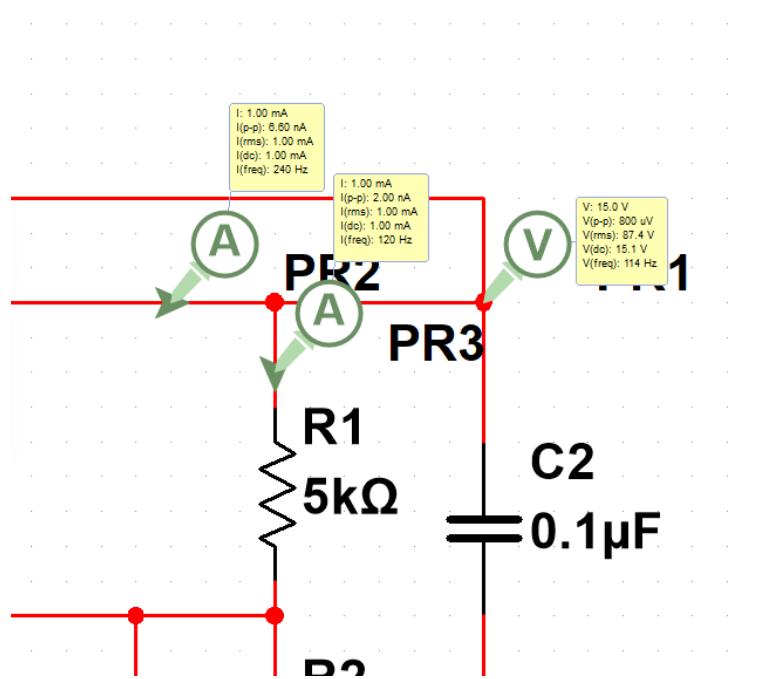


Ilustración 46: Corriente de polarización del regulador de tensión ajustable

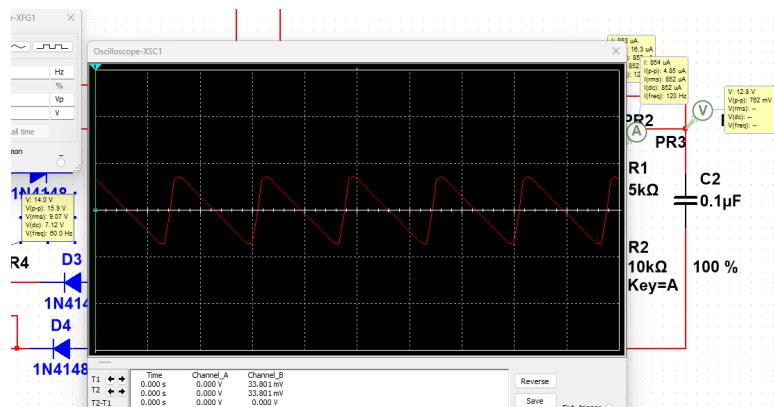


Ilustración 47: Minima excursion regulador de tensión salida variable

Fuente de corriente variable

En la ilustración 48 se puede observar el montaje de la fuente de corriente variable.

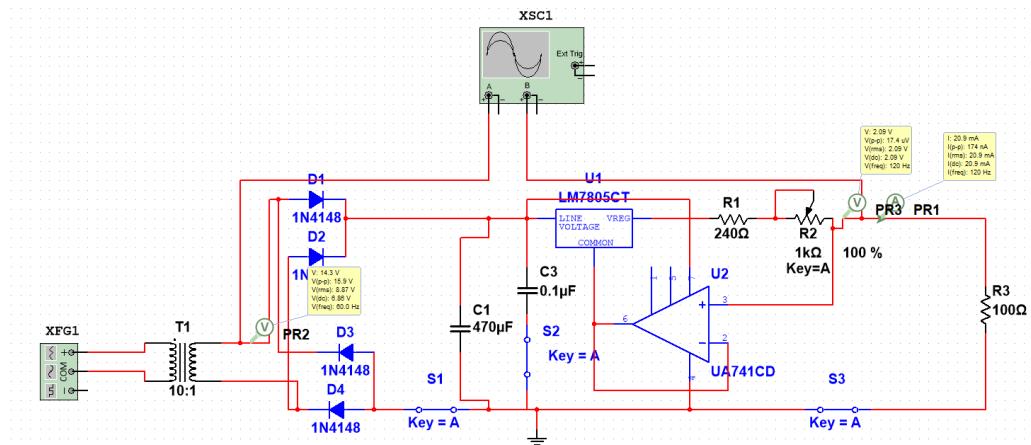


Ilustración 48: Simulación de fuente de corriente variable

En la ilustración 49, se puede observar una comparativa de la corriente de salida mínima y máxima. Cuando $x = 0$, $I_o = 5,58mA$ y cuando $x = 1$, $I_o = 20,9mA$.

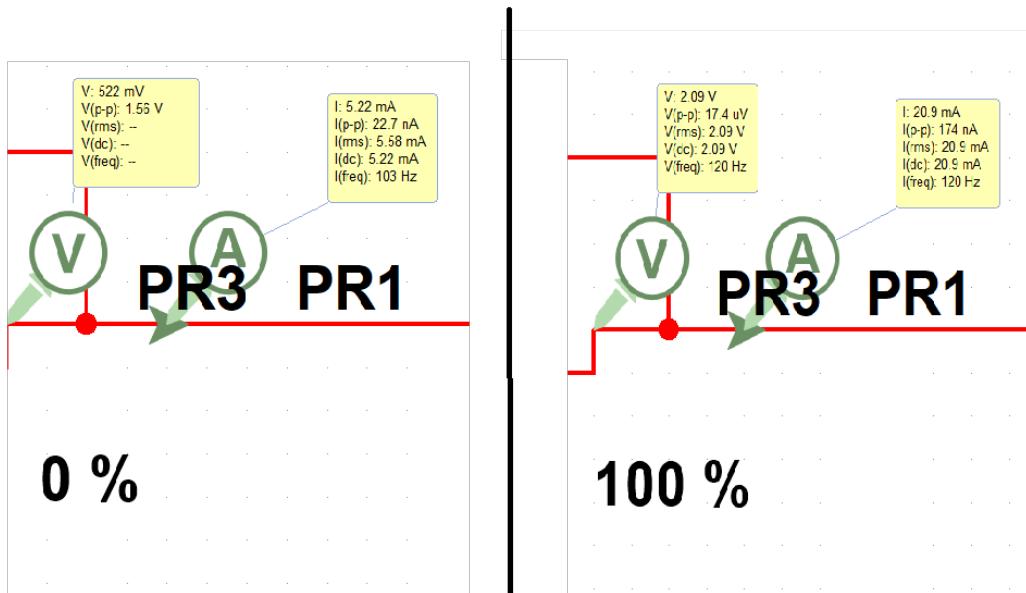


Ilustración 49: Comparación corriente de salida minima y máxima

5.4.5. Procedimiento ensayo de laboratorio

Rectificador de tensión

1. Se realiza el montaje de la etapa del rectificador de onda completa y filtro capacitivo.
2. en caso de contar con center tap, se deja el jumper JP_1 abierto, si no se tiene toma central, se cierra el jumper JP_1 y se asegura que en ese nodo haya una referencia.
3. se conecta el primario del transformador a la toma de la mesa de trabajo y el secundario del transformador a los puntos J_1 , J_3 y j_2 en caso de contar con center tap.
4. se conecta la referencia del osciloscopio al nodo b.

Regulador de tensión de salida fija

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

Regulador de tensión de salida variable

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

Fuente de corriente variable

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

6. Instrumentos y componentes

A continuación se listan los instrumentos y componentes utilizados en la práctica de laboratorio.

- Generador de ondas N°7 del laboratorio.
- Fuente DC N°1 del laboratorio
- Osciloscopio N°7 del laboratorio
- Resistencias con tolerancia del 5 % y potencia de 1/4 W de valores: 100k, 20k, 40k, 22M, 100, 6.8, 1k, 91k, 910, 2k, 8.9k, 1.20k, 640, 240, 120, 5k, 10k.
- Condensadores de $10nF$, $100nF$, $470\mu F$, $0,1\mu F$, $1uF$, $100uF$.
- Potenciómetro de 10k y 1k.
- Regulador 7805
- Amplificadores $\mu A741$, $lm741$ y $mc1741$
- Dos protoboard.
- Transformador con center tap y puente rectificador de dos diodos.

7. Presentación de resultados

7.1. Aplicaciones de las topologías clásicas

7.1.1. Mediciones de ganancia y frecuencia

La ilustración 50 muestra las mediciones de voltaje de entrada y salida del amplificador inversor.

La ilustración 51 muestra las mediciones de voltaje de entrada y salida del amplificador no inversor.

La ilustración 52 muestra las mediciones de voltaje de entrada y salida del amplificador restador.

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

Cuadro 1: Ganancia topologías clásicas.

7.1.2. Efecto del integrador no inversor

La ilustración 53 muestra las mediciones de voltaje de entrada y salida del amplificador integrador no inversor.

7.1.3. Convertidor de tensión a corriente

El cuadro 2 muestra la medición de voltaje de entrada del convertidor tensión-corriente.

V_i	ΔV_i
5.2	0.4

Cuadro 2: Medición de voltaje de entrada del convertidor tensión-corriente.

El cuadro 3 muestra las mediciones del convertidor tensión-corriente.

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

Cuadro 3: Mediciones del convertidor tensión-corriente.

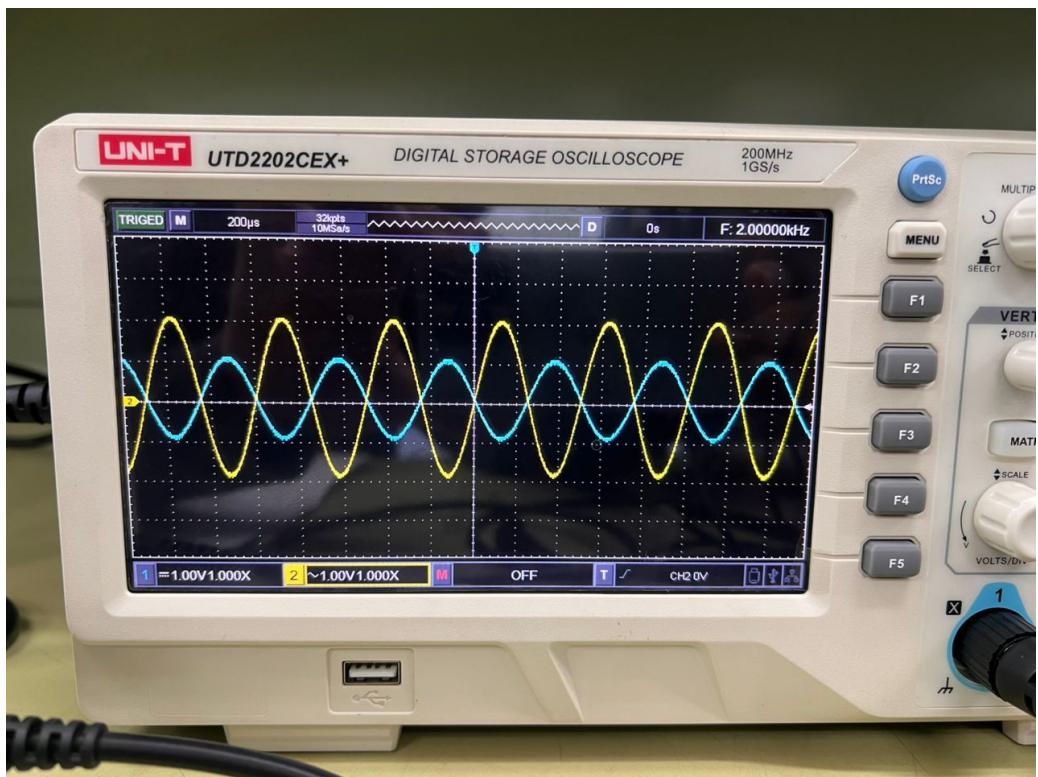


Ilustración 50: Entrada y salida amplificador inversor.

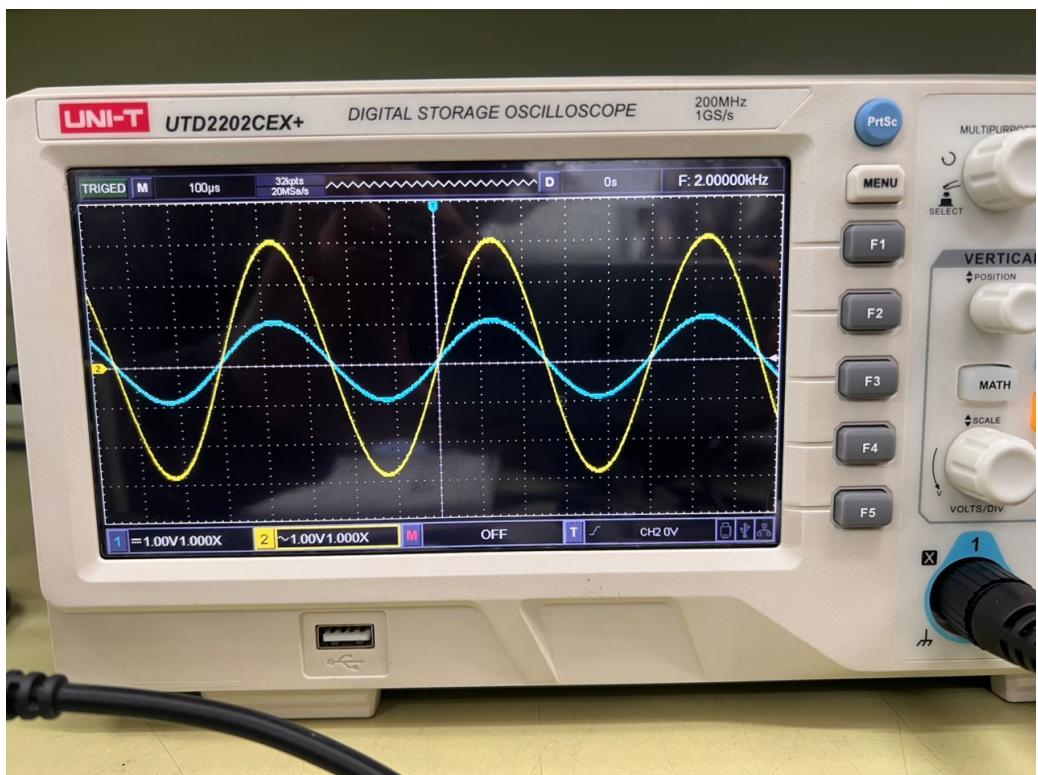


Ilustración 51: Entrada y salida amplificador no inversor.

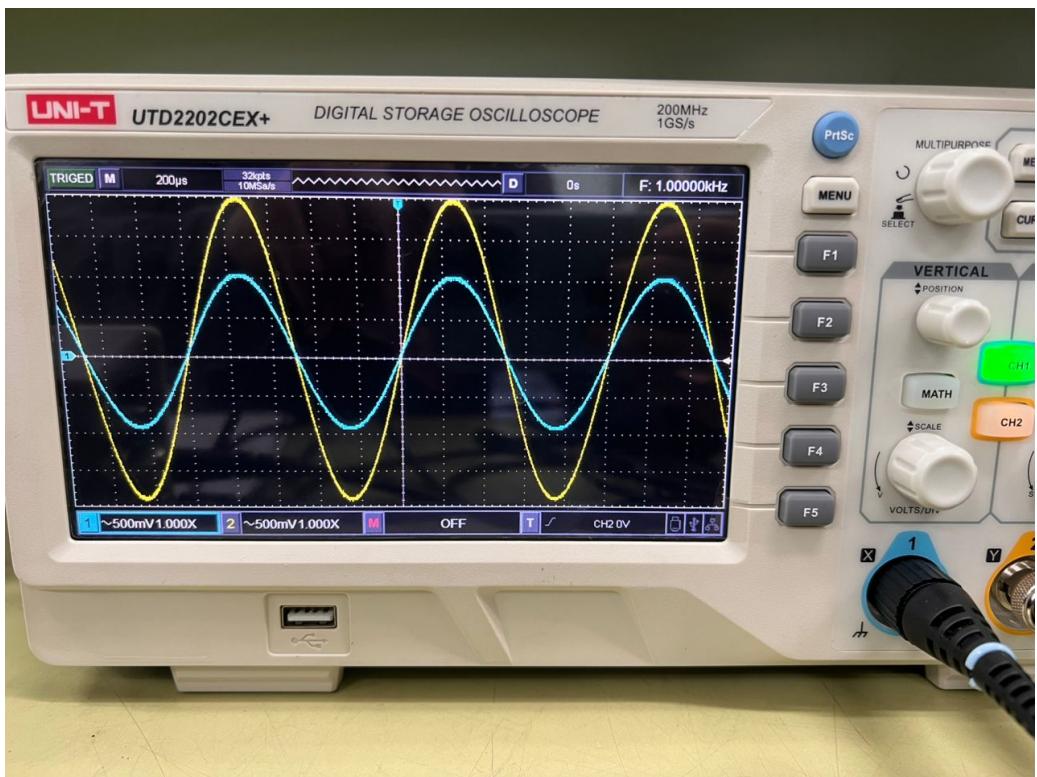


Ilustración 52: Entrada y salida amplificador restador.

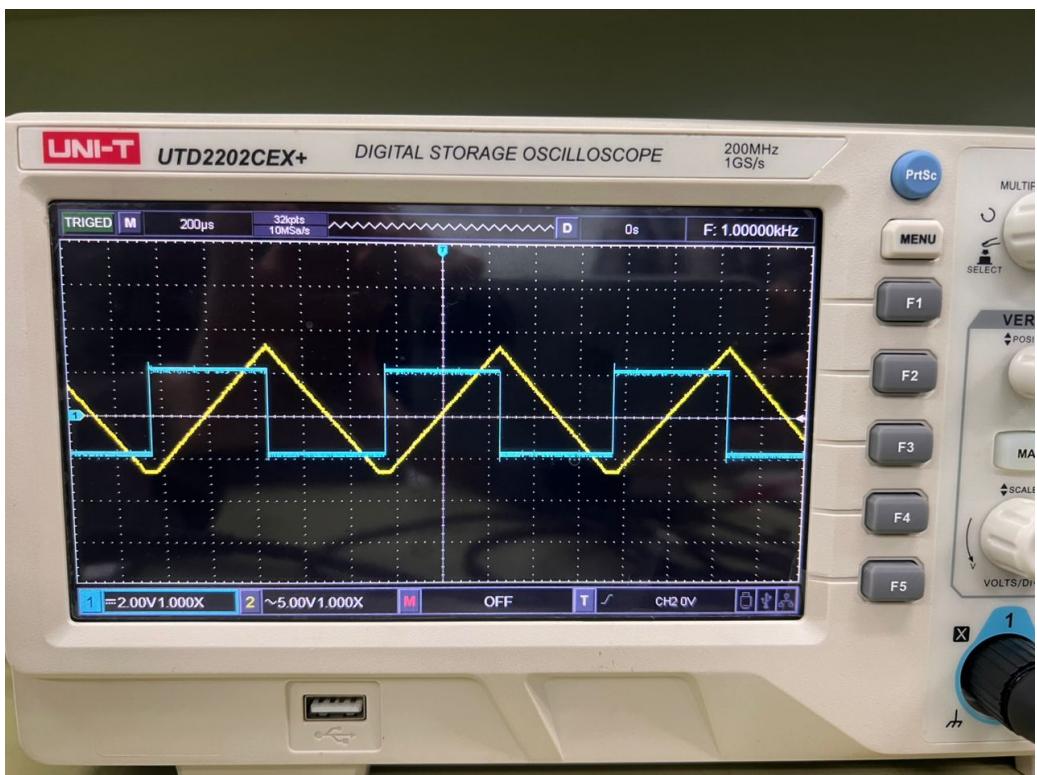


Ilustración 53: Entrada vs salida amplificador integrador no inversor.

7.2. Amplificador operacional real

7.2.1. Tensión de offset

El cuadro 4 muestra las mediciones de tensión de offset.

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

Cuadro 4: Mediciones de tensión de offset.

7.2.2. Corriente de polarización Bias

El cuadro 5 muestra las mediciones de las corrientes de polarización.

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

Cuadro 5: Mediciones de corriente de polarización.

El cuadro 6 muestra las mediciones de las corrientes I_{B1} , I_{B2} e I_{BIAS} .

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

Cuadro 6: Mediciones de corrientes I_{B1} , I_{B2} e I_{BIAS} .

7.2.3. Mediciones del GBWP

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

Cuadro 7: Mediciones del producto ganancia ancho de banda.

7.2.4. Mediciones del Slew Rate

la ilustración 54 muestra la medición de la forma de onda del slew rate.

El cuadro 8 muestra las mediciones del slew rate.

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

Cuadro 8: Mediciones del slew rate.

7.2.5. Mediciones de la máxima excusión

7.2.6. Mediciones de la corriente de cortocircuito

El cuadro 10 muestra las mediciones de la corriente de cortocircuito.

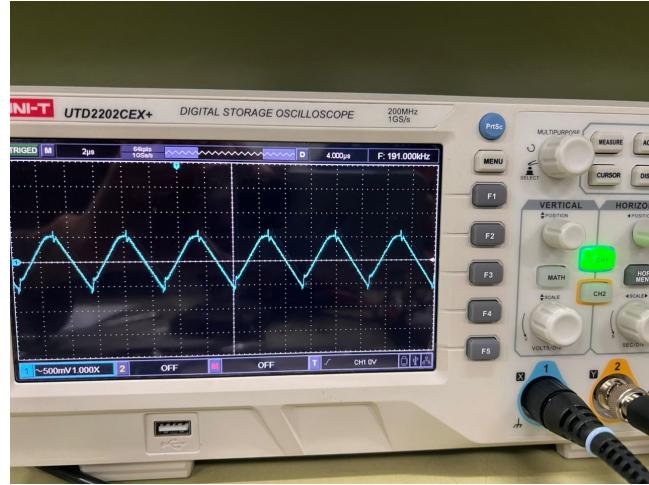


Ilustración 54: Mediciones del slew rate.

V_o [V]	ΔV_o [V]
9.0	1.0

Cuadro 9: Mediciones de la máxima excursión.

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

Cuadro 10: Mediciones de la corriente de cortocircuito.

7.3. Filtros activos

7.3.1. Filtro Sallen Key

La tabla 11 muestra los resultados obtenidos para el filtro Sallen Key, donde se puede observar la respuesta en frecuencia del filtro.

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

Cuadro 11: Mediciones de ganancia y frecuencia del filtro Sallen Key.

La ilustración 55 muestra la respuesta en frecuencia del filtro Sallen Key.

7.3.2. Filtro de realimentacion multiple

La tabla 12 muestra los resultados obtenidos para el filtro de realimentación múltiple, donde se puede observar la respuesta en frecuencia del filtro.

La ilustración 58 muestra la respuesta en frecuencia del filtro de realimentación múltiple.

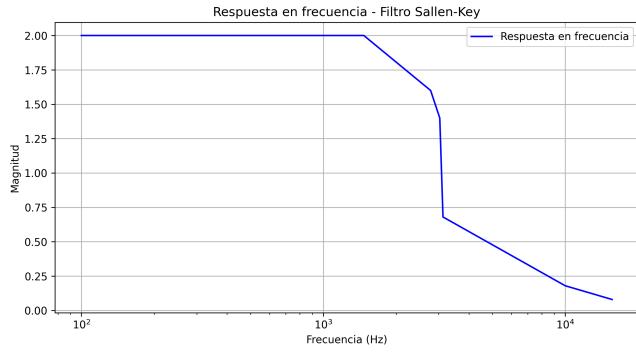


Ilustración 55: Medición de la respuesta en frecuencia del filtro Sallen Key.

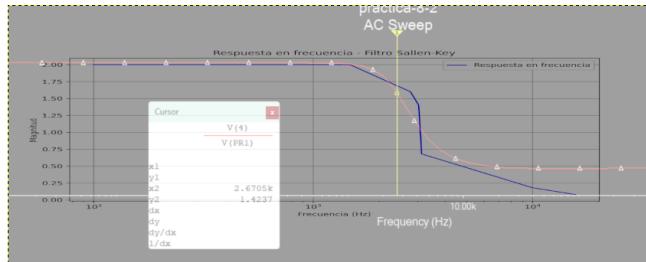


Ilustración 56: Superposición de la medición de la respuesta en frecuencia del filtro Sallen Key con la simulación.

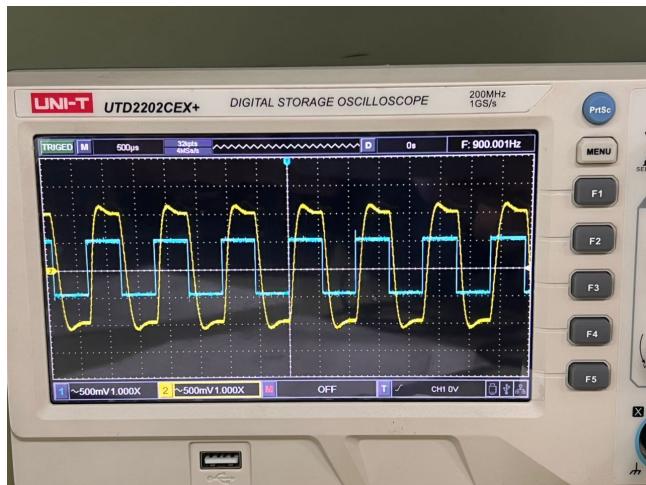


Ilustración 57: Filtro Sallen Key: filtrado de tercera armónica.

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

Cuadro 12: Mediciones de ganancia y frecuencia del filtro de realimentación múltiple.

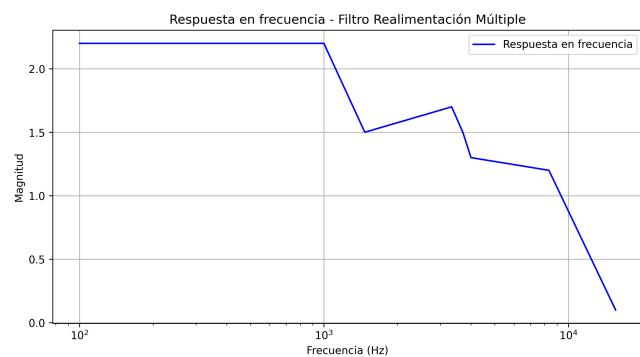


Ilustración 58: Medición de la respuesta en frecuencia del filtro de realimentación múltiple.

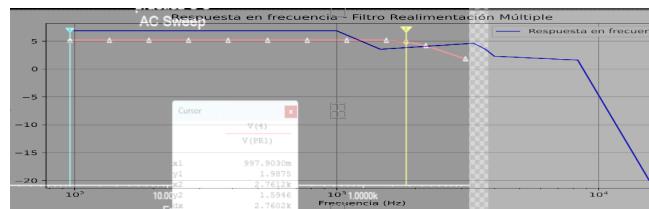


Ilustración 59: Superposición de la medición de la respuesta en frecuencia del filtro de realimentación múltiple con la simulación.

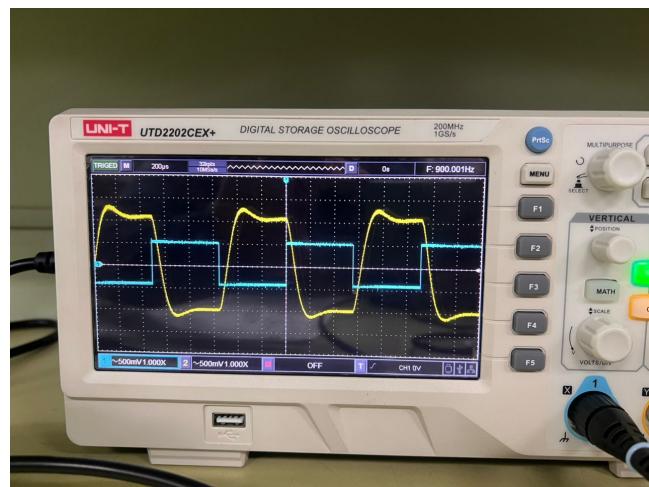


Ilustración 60: Filtro de realimentación múltiple: filtrado de tercera armonica.

7.4. Fuentes lineales y reguladores monolíticos

7.4.1. Voltaje de rizado

El cuadro 13 muestra las mediciones de voltaje de rizado para distintas resistencias de carga.

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

Cuadro 13: Mediciones de voltaje de rizado.

La ilustración 61 muestra el voltaje de rizado para una resistencia de 110Ω .

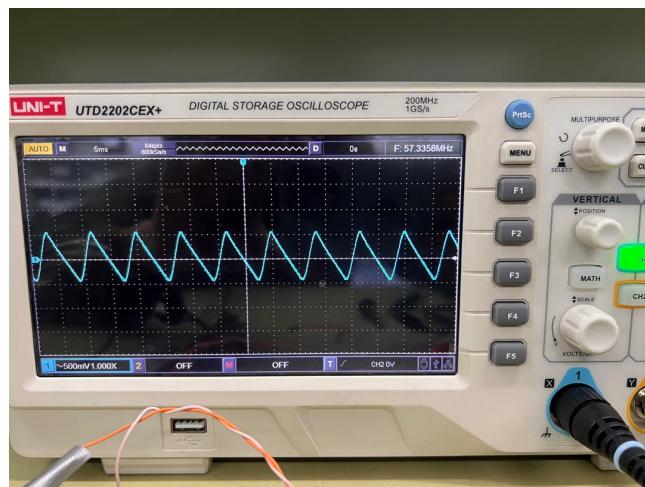


Ilustración 61: Voltaje de rizado a 110Ω .

La ilustración 62 muestra el voltaje de rizado para una resistencia de 240Ω .

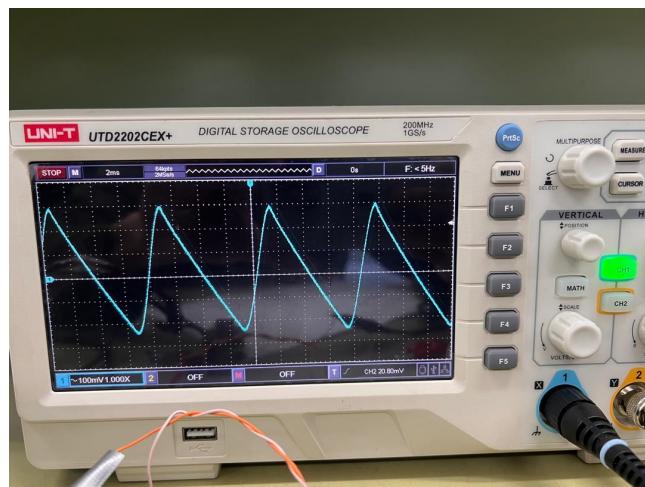


Ilustración 62: Voltaje de rizado a 240Ω .

7.4.2. Regulación de voltaje Regulador de voltaje de salida fija

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

Cuadro 14: Mediciones de regulación de voltaje para el regulador de voltaje de salida fija.

7.4.3. Regulador de salida ajustable

La tabla 15 muestra las mediciones de voltaje de salida para el regulador ajustable.

x	V_o (V)	ΔV_o (V)	V_o teórico (V)	Error (%)
1.0	15	1	15	0.00
0.5	10	1	10	0.00
0.0	8	1	5	60.00

Cuadro 15: Mediciones de voltaje de salida para el regulador ajustable.

La tabla 16 muestra las mediciones de voltaje en la salida del amplificador en el circuito con el regulador de salida ajustable.

V_A (V)	ΔV_A (V)
3.0	1.0

Cuadro 16: Medición de voltaje en la salida del amplificador.

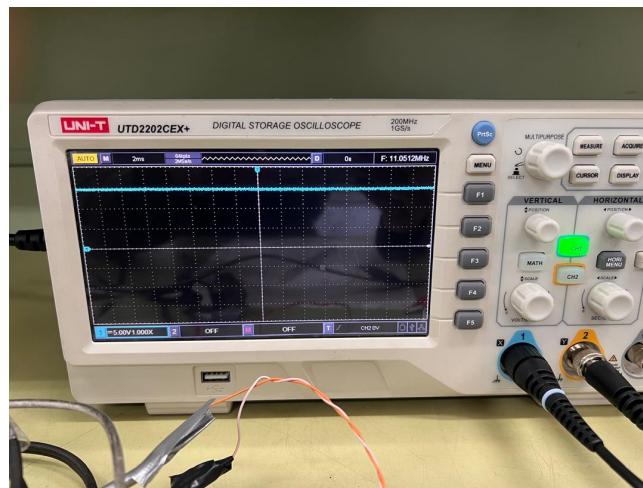


Ilustración 63: Voltaje de salida del regulador variable con $x = 1$.

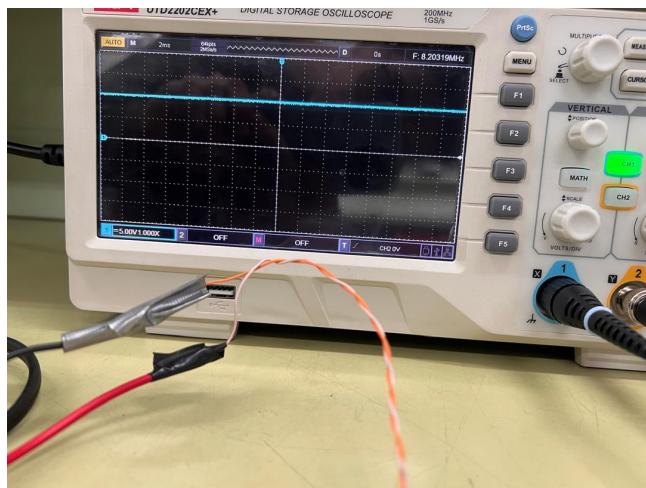


Ilustración 64: Voltaje de salida del regulador variable con $x = 0,5$.

7.4.4. Fuente de corriente ajustable

La tabla 17 muestra las mediciones de voltaje de salida para la fuente de corriente ajustable con diferentes valores de resistencia de carga.

x	V_o (V)	ΔV_o (V)	R (Ω)	ΔR (Ω)	I (mA)	ΔI (mA)
1.0	2.4	0.2	110	5.5	21.8	2.1
0.5	1.0	0.1	110	5.5	9.1	1.0
0.0	0.6	0.4	110	5.5	5.5	3.6
0.5	1.7	0.1	220	11.0	7.7	0.6
0.5	7.0	1.0	1000	50.0	7.0	1.1
0.0	4.0	1.0	1000	50.0	4.0	1.0

Cuadro 17: Mediciones de voltaje de salida para la fuente de corriente ajustable.

8. Análisis de resultados

8.1. Análisis de las aplicaciones de las topologías clásicas

8.1.1. Ganancias topologías clásicas

A partir de los resultados obtenidos, se presenta el siguiente análisis de las ganancias medidas para cada topología:

Topología	Ganancia	Δ Ganancia	Ganancia teórica	Error (%)
Inversor	-2.00	0.45	-2	0
No Inversor	3.00	0.63	3	0
Restador	4.00	1.77	2	100

Cuadro 18: Comparación de ganancias medidas vs teóricas

Del análisis de los resultados se puede observar que:

- Para el amplificador inversor, se obtuvo una ganancia de $-2,00 \pm 0,45$, lo cual coincide exactamente con la ganancia teórica esperada de -2, resultando en un error del 0 %.
- En el caso del amplificador no inversor, se midió una ganancia de $3,00 \pm 0,63$, que también coincide perfectamente con el valor teórico de 3, presentando un error del 0 %.
- Para el amplificador restador, se obtuvo una ganancia de $4,00 \pm 1,77$. Este valor difiere significativamente del valor teórico esperado de 2, presentando un error del 100 %. Esta discrepancia se debe a un error cometido al momento de tomar la medición, ya que se consideró que el voltaje de entrada era V_1 cuando realmente es la resta $V_2 - V_1$, esto llevó a una mala interpretación de los valores observados en el osciloscopio.

Los amplificadores inversor y no inversor mostraron un comportamiento muy cercano al ideal, mientras que el restador presentó desviaciones significativas debido a un error humano.

8.1.2. Efecto del integrador no inversor

La ilustración 53 muestra que al pasar una señal cuadrada al amplificador integrador no inversor, la señal de salida es una señal triangular cuya pendiente positiva coincide con el semicírculo positivo de la señal cuadrada, mientras que la pendiente negativa coincide con el semicírculo negativo de la señal cuadrada, este es el comportamiento que se esperaba observar.

8.1.3. Convertidor de tensión a corriente

A continuación se presentan los resultados de la corriente medida para cada valor de resistencia, junto con el error porcentual respecto al valor teórico.

I (mA)	ΔI (mA)	I Teórica [mA]	Error (%)
50.00	10.30	52	3.85
45.50	9.370	52	12.59
45.50	5.080	52	12.59
51.30	5.730	52	1.38
48.10	4.420	52	7.41

Cuadro 19: Porcentaje de error del convertidor tensión-corriente.

I (mA)	ΔI (mA)	I Teórica [mA]	Error (%)
48.07	6.982	52	7.56

Cuadro 20: Porcentaje de error promedio del convertidor tensión-corriente.

De los cuadros 19 y 20 se observa que la corriente medida se mantiene relativamente constante alrededor de los 48 mA, con una desviación promedio del 7.56 % respecto al valor teórico de 52 mA. y una desviación máxima del 12.59 %. Esto puede ser debido a que R_1 (100k) no era significativamente grande en comparación con R_2 (40k). Las incertidumbres en las mediciones son significativas, especialmente en las primeras mediciones. Esto puede ser debido a que para las primeras mediciones los valores medidos de voltaje fueron bajos, o que las primeras resistencias fueron de un valor bajo, siendo su incertidumbre baja y al ser una división la incertidumbre de la corriente fue alta.

El valor teórico de la corriente se obtuvo de la fórmula 15 con $R_1 = 100k\Omega$ y $V_i = 5,2V$.

8.2. Análisis del amplificador operacional real

8.2.1. Tensión offset

V_{os} [mV]	ΔV_{os} [mV]	V_{os} teórico [mV]	Error [%]
8.000	0.690	1	700

Cuadro 21: Error porcentual de tensión de offset usando el valor teórico típico.

V_{os} [mV]	ΔV_{os} [mV]	V_{os} teórico [mV]	Error [%]
8.000	0.690	5	60

Cuadro 22: Error porcentual de tensión de offset usando el valor teórico máximo.

Observando los resultados de la tabla 21 y 22, se puede apreciar que el error porcentual es muy alto. Este error se puede deber a que las condiciones de medición no son iguales a cuando se midió en el datasheet. En el datasheet se usaron voltajes $V_{cc} = 15V$ mientras que en la práctica se usaron $V_{cc} = 10V$. otra razón puede ser que el amplificador integrador de la figura 2 afecte el voltaje de salida V_o .

I_{B1} [nA]	ΔI_{B1} [nA]	I_{B2} [nA]	ΔI_{B2} [nA]	I_{BIAS} [nA]	ΔI_{BIAS} [nA]	I_B teórica [nA]	Error [%]
-0.00069	0.045	0.73	0.071	0.73	0.084	80	99.09

Cuadro 23: Error porcentual de la corriente I_{BIAS} usando el valor teórico típico.

8.2.2. Corriente Bias

Para la corriente de bias, se observa un error muy significativo del 99.09 % respecto al valor teórico típico de 80nA especificado en el datasheet. Este error tan elevado puede deberse a varios factores:

- Las condiciones de medición diferentes a las del datasheet (voltajes de alimentación menores)
- La sensibilidad del método de medición indirecto utilizado
- La variabilidad inherente de este parámetro entre diferentes unidades del componente
- Posibles efectos de temperatura que afectan las corrientes de polarización

8.2.3. Producto de la ganancia por ancho de banda

Al no contar con un valor teórico para el gbwp, se calculó el promedio de los valores obtenidos en la tabla 25 y se obtuvo el resultado de la tabla 24.

GBWP promedio [Hz]	Δ GBWP promedio [Hz]
816223.16	67093.02

Cuadro 24: Promedio del producto ganancia ancho de banda.

A	ΔA	f_l [Hz]	Δf_l [Hz]	f_h [kHz]	Δf_h [kHz]	GBWP	Δ GBWP [Hz]	GBWP promedio [Hz]	Error [%]
100	7.86	2	0.8	7.14	0.051	714085.71	56335.44	816223	12.51
11.11	0.83	2	0.08	75.76	2.30	841728.62	67887.11	816223	3.13
1.00	0.08	2	0.08	892.86	31.89	892855.14	77056.50	816223	9.39

Cuadro 25: Error porcentual del producto ganancia ancho de banda.

Los errores del cuadro 25 menores al 13 % indican que efectivamente se cumple la característica de que el GBWP se mantiene aproximadamente constante para diferentes ganancias, validando el comportamiento teórico esperado del amplificador operacional. Las pequeñas variaciones pueden atribuirse a efectos de carga, no idealidades del amplificador operacional real y tolerancias de los componentes utilizados, el error también puede deberse a un efecto del slew rate sobre el voltaje de salida. Si el slew rate no es suficiente, la salida no podrá seguir la señal de entrada, causando distorsión.

8.2.4. Corriente de cortocircuito

V [V]	ΔV [V]	R [k Ω]	ΔR [k Ω]	I_{SC} [mA]	ΔI_{SC} [mA]	I_{SC} teórica [mA]	Error [%]
2.0	0.2	6.800	0.034	294.12	29.45	25	1076.48

Cuadro 26: Error porcentual de la corriente de cortocircuito.

Observando el cuadro 26, podemos apreciar que el error porcentual es muy alto, este error se puede deber a que la resistencia utilizada en la medición puede no ser lo suficientemente pequeña para simular un verdadero cortocircuito.

8.3. Análisis de los filtros activos

8.4. Filtro Sallen Key

Ganancia	Δ Ganancia	Ganancia teórica	Error A [%]	f (Hz)	Δf (Hz)	f teórica (Hz)	Error f [%]
2.000	0.224	2.000	0.00	3030.3	91.8	2700.0	12.23

Cuadro 27: Mediciones de ganancia y frecuencia del filtro Sallen Key.

Al observar la tabla 27, se puede apreciar que el error de la ganancia es de 0, dando exactamente igual al valor teórico. Para la frecuencia, el error es de 12.23 %, este error es relativamente alto, esto puede ser debido a que las resistencias y condensadores utilizados no fueron exactamente los mismos a los calculados, así como la incertidumbre de los diversos componentes utilizados.

Al observar la ilustración 56, se puede observar que la respuesta en frecuencia del filtro Sallen Key coincide con la simulación, no se pudo observar el factor de amortiguamiento en la gráfica, esto puede ser debido a que era necesario tomar más mediciones en el barido.

En la ilustración 57 se puede observar que al pasar una señal cuadrada al filtro Sallen Key, obtenemos una señal senoidal con algunas distorsiones, esto es exactamente el comportamiento esperado.

8.4.1. Filtro de realimentación múltiple

Ganancia	Δ Ganancia	Ganancia teórica	Error A [%]	f (Hz)	Δ f (Hz)	f teórica (Hz)	Error f [%]
2.200	0.297	2.000	10.00	3703.7	137.2	2700.0	27.10

Cuadro 28: Mediciones de ganancia y frecuencia del filtro de realimentación múltiple.

Al observar la tabla 28, se puede apreciar que el error de la ganancia es de 10 %, este error es relativamente alto, esto puede ser debido a que las resistencias y condensadores utilizados no fueron exactamente los mismos a los calculados, siendo algunos de ellos bastante distintos del valor teórico, ya que con las resistencias más cercanas a los valores calculados no se pudieron realizar mediciones en el filtro, así como la incertidumbre de los diversos componentes utilizados.

Al observar la ilustración 59, se puede observar que la respuesta en frecuencia del filtro de realimentación múltiple coincide con la simulación, no se pudo observar el factor de amortiguamiento en la gráfica, esto puede ser debido a que era necesario tomar más mediciones en el barido.

En la ilustración 60 se puede observar que al pasar una señal cuadrada al filtro de realimentación múltiple, obtenemos una señal senoidal con algunas distorsiones, lo cual es el resultado esperado.

8.5. Análisis de las fuentes lineales y reguladores monolíticos

8.5.1. Voltaje de rizado

En el cuadro 13 se observa como a medida que la carga R_L disminuye, el voltaje de rizado V_{rpp} aumenta. Puede llegar a un punto en el que el voltaje de rizado haga caer la tensión por debajo del voltaje mínimo necesario para que el amplificador funcione correctamente. Por lo cual es importante mantener una carga mínima en la salida del regulador.

8.5.2. Regulador de voltaje de salida fija

Regulación de voltaje (%)	Δ Regulación de voltaje (%)	Regulación teórica (%)	Error (%)
0.00	10.88	0.00	0.00

Cuadro 29: Error de la medición de regulación de voltaje para el regulador de voltaje de salida fija.

Del cuadro 29 se observa que el error de la medición de regulación de voltaje es de 0.00 %, por lo tanto el valor medido es exactamente el valor teórico.

8.5.3. Regulador de salida ajustable

Del cuadro 15 se observa que para $x = 1$ y $x = 0,5$ el porcentaje de error es de 0 %, mientras que para $x = 0$ el porcentaje de error es de 60 %, lo cual es altísimo, esto puede ser debido a que el amplificador $\mu A741$ requiere ser polarizado con tensión positiva en la entrada V_{cc} y tensión negativa en la entrada V_{ee} mientras que en esta práctica se polarizó con la tensión convertidor AC a DC y una conexión a tierra desde la entrada V_{ee} del amplificador por lo que vimos una tensión offset en la salida del amplificador de 3V, que al restarlos a los 8V medidos en la salida da 5V, que es el voltaje esperado con $x = 0$.

8.5.4. Fuente de corriente ajustable

Observando el cuadro 30 se observa por un lado algunos errores de 4.66 % para cada valor de x mientras que para $x = 0$ y $x = 0,5$ se hallan errores de 36.48 % y 34.69 % estos errores tan altos pueden ser debidos a que es difícil ajustar el potenciómetro en un valor exacto de x .

9. Conclusiones

A lo largo de este trabajo de laboratorio, se estudiaron diferentes aspectos de los amplificadores operacionales y sus aplicaciones, llegando a las siguientes conclusiones:

- Las topologías clásicas (inversor y no inversor) mostraron un comportamiento muy cercano al ideal, con errores del 0 % en sus ganancias. Esto demuestra la fiabilidad de estas configuraciones básicas cuando están correctamente implementadas.
- El amplificador operacional real $\mu A741$ mostró limitaciones importantes en comparación con el modelo ideal:
 - La tensión de offset medida fue significativamente mayor que la especificada (error del 700 % respecto al valor típico), posiblemente debido a las diferentes condiciones de operación.
 - Las corrientes de bias mostraron una gran desviación (99.09 % de error), evidenciando la sensibilidad de estos parámetros a las condiciones de operación.
 - El producto ganancia-ancho de banda (GBWP) se mantuvo relativamente constante con errores menores al 13 %, validando esta característica fundamental del dispositivo.
- Los filtros activos implementados demostraron ser efectivos en el procesamiento de señales:
 - El filtro Sallen-Key mostró una excelente precisión en ganancia (0 % error) aunque con un error del 12.23 % en frecuencia.
 - El filtro de realimentación múltiple presentó mayores desviaciones (10 % en ganancia, 27.10 % en frecuencia), probablemente debido a las tolerancias de los componentes.
 - No fue posible medir el filtro de variables de estado debido a un error en el circuito implementado.
 - No se pudo medir el factor de amortiguamiento, por lo cual es necesario realizar más mediciones en las zonas de interés al realizar el barrido.
 - Por un lado el filtro de realimentación múltiple fue el más difícil de diseñar debido a la fuerte dependencia de sus parámetros de ganancia, frecuencia de corte y factor de amortiguamiento, esto se vio reflejado en los resultados, donde cambios en los componentes utilizados tuvieron un impacto significativo en los parámetros del filtro.
- En cuanto a las fuentes lineales y reguladores:
 - El regulador de voltaje de salida fija demostró excelente precisión con 0 % de error.
 - La fuente de corriente ajustable mostró variaciones significativas en su precisión (errores entre 0.74 % y 36.48 %), evidenciando la dificultad de ajuste preciso.
 - Se observó que el voltaje de rizado aumenta a medida que disminuye la carga, lo cual es un factor importante a considerar en el diseño de cualquier circuito que use reguladores.

Estas observaciones demuestran la importancia de considerar las no idealidades y limitaciones prácticas al trabajar con circuitos analógicos reales, así como la necesidad de seleccionar cuidadosamente los componentes y condiciones de operación para obtener los resultados deseados.

10. Anexos

μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- Low Power Consumption
- No Latch-Up
- Designed to Be Interchangeable With Fairchild μ A741

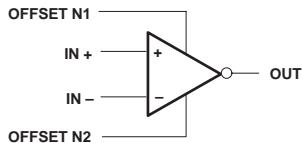
description

The μ A741 is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low value potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in Figure 2.

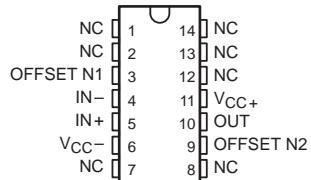
The μ A741C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The μ A741I is characterized for operation from -40°C to 85°C. The μ A741M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

symbol



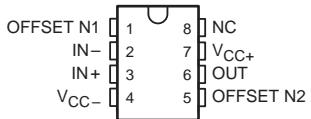
μ A741M . . . J PACKAGE

(TOP VIEW)

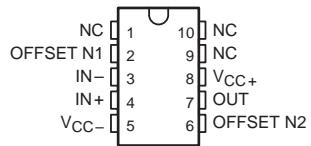


μ A741M . . . JG PACKAGE
 μ A741C, μ A741I . . . D, P, OR PW PACKAGE

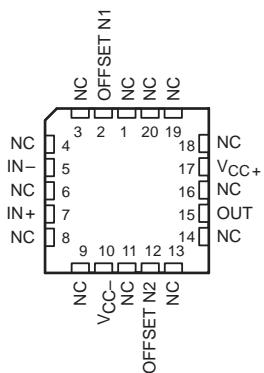
(TOP VIEW)



μ A741M . . . U PACKAGE
(TOP VIEW)



μ A741M . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2000, Texas Instruments Incorporated

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

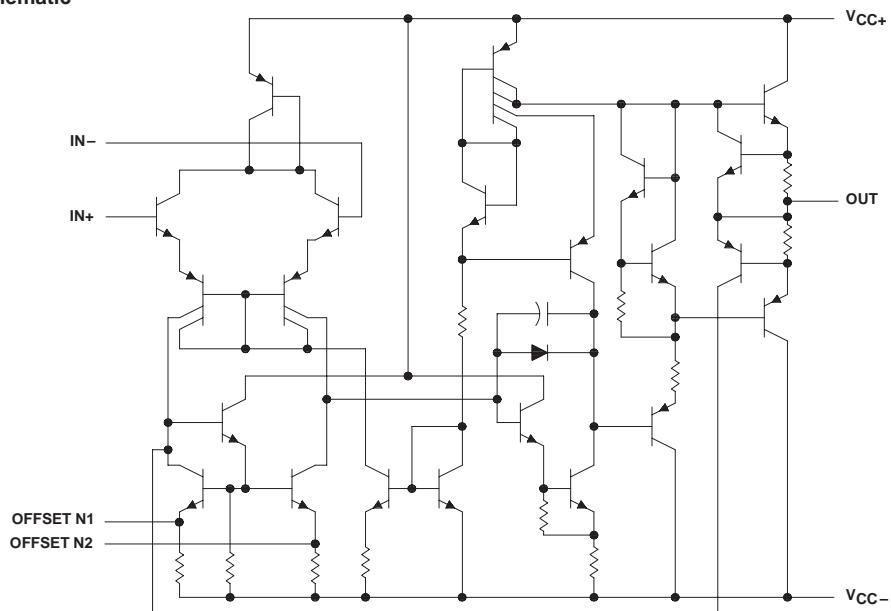
SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

AVAILABLE OPTIONS

TA	PACKAGED DEVICES							CHIP FORM (Y)
	SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP (PW)	FLAT PACK (U)	
0°C to 70°C	μ A741CD				μ A741CP	μ A741CPW		μ A741Y
-40°C to 85°C	μ A741D				μ A741P			
-55°C to 125°C		μ A741MFK	μ A741MJ	μ A741MJG			μ A741MU	

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R (e.g., μ A741CDR).

schematic



Component Count	
Transistors	22
Resistors	11
Diode	1
Capacitor	1



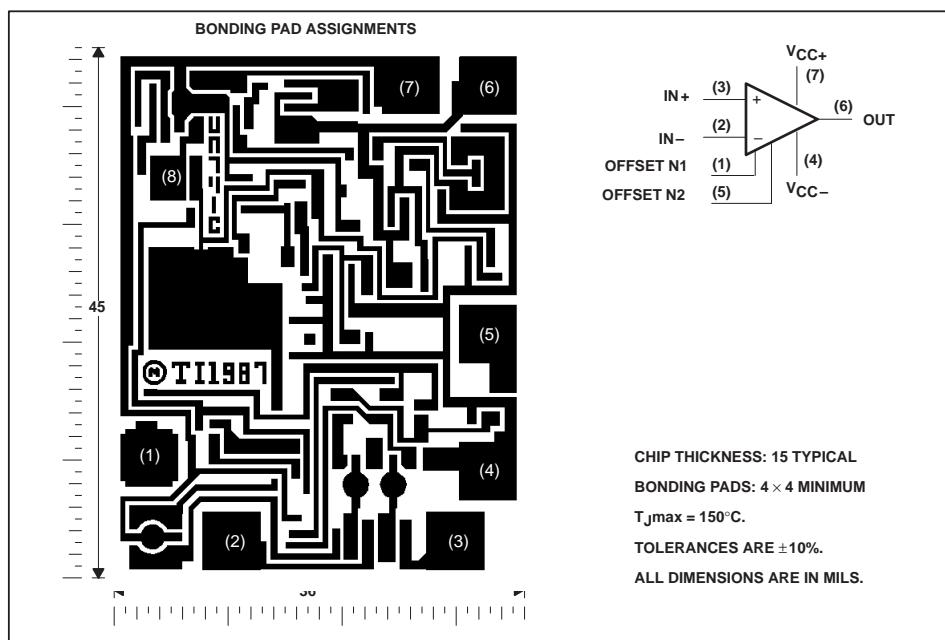
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

μ A741Y chip information

This chip, when properly assembled, displays characteristics similar to the μ A741C. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped-aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)[†]

	μ A741C	μ A741I	μ A741M	UNIT
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	18	22	22	V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)	-18	-22	-22	V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 15	± 30	± 30	V
Input voltage, V_I any input (see Notes 1 and 3)	± 15	± 15	± 15	V
Voltage between offset null (either OFFSET N1 or OFFSET N2) and V_{CC-}	± 15	± 0.5	± 0.5	V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited	unlimited	
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table			
Operating free-air temperature range, T_A	0 to 70	-40 to 85	-55 to 125	°C
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package		260	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J, JG, or U package		300	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, P, or PW package	260	260	°C

[†] Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at IN+ with respect to IN-.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or either power supply. For the μ A741M only, the unlimited duration of the short circuit applies at (or below) 125°C case temperature or 75°C free-air temperature.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	500 mW	5.8 mW/°C	64°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	500 mW	11.0 mW/°C	105°C	500 mW	500 mW	275 mW
J	500 mW	11.0 mW/°C	105°C	500 mW	500 mW	275 mW
JG	500 mW	8.4 mW/°C	90°C	500 mW	500 mW	210 mW
P	500 mW	N/A	N/A	500 mW	500 mW	N/A
PW	525 mW	4.2 mW/°C	25°C	336 mW	N/A	N/A
U	500 mW	5.4 mW/°C	57°C	432 mW	351 mW	135 mW



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**μ A741, μ A741Y
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	μ A741C			μ A741I, μ A741M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$	25°C	1	6		1	5		mV
		Full range			7.5			6	
$\Delta V_{IO}(\text{adj})$ Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	25°C		± 15			± 15		mV
		25°C	20	200		20	200		
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$	Full range		300			500		nA
		25°C	80	500		80	500		
I_{IB} Input bias current	$V_O = 0$	Full range		800			1500		nA
		25°C	± 12	± 13		± 12	± 13		
V_{ICR} Common-mode input voltage range		Full range	± 12			± 12			V
		25°C	± 12	± 14		± 12	± 14		
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10$ k Ω	25°C	± 12	± 14		± 12	± 14		V
		Full range	± 12			± 12			
		$R_L = 2$ k Ω	25°C	± 10	± 13	± 10	± 13		
		Full range	± 10			± 10			
AVD Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2$ k Ω	25°C	20	200		50	200		V/mV
		Full range	15			25			
r_i Input resistance		25°C	0.3	2		0.3	2		M Ω
r_o Output resistance	$V_O = 0$, See Note 5	25°C		75			75		Ω
C_i Input capacitance		25°C		1.4			1.4		pF
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\min}$	25°C	70	90		70	90		dB
		Full range	70			70			
$kSVS$ Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V	25°C	30	150		30	150		μ V/V
		Full range		150			150		
I_{OS} Short-circuit output current		25°C	± 25	± 40		± 25	± 40		mA
I_{CC} Supply current	$V_O = 0$, No load	25°C	1.7	2.8		1.7	2.8		mA
		Full range		3.3			3.3		
P_D Total power dissipation	$V_O = 0$, No load	25°C	50	85		50	85		mW
		Full range		100			100		

[†]All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for the μ A741C is 0°C to 70°C, the μ A741I is -40°C to 85°C, and the μ A741M is -55°C to 125°C.

NOTE 5: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	μ A741C			μ A741I, μ A741M			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r Rise time	$V_I = 20$ mV, $R_L = 2$ k Ω , $C_L = 100$ pF, See Figure 1		0.3			0.3		μ s
			5%			5%		
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10$ V, $R_L = 2$ k Ω , $C_L = 100$ pF, See Figure 1		0.5			0.5		V/ μ s



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	μ A741Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	$V_O = 0$		1	6	mV
$\Delta V_{IO(\text{adj})}$	$V_O = 0$		± 15		mV
I_{IO}	$V_O = 0$		20	200	nA
I_{IB}	$V_O = 0$		80	500	nA
V_{ICR}			± 12	± 13	V
V_{OM}	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$		± 12	± 14	V
	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$		± 10	± 13	
A_{VD}	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$		20	200	V/mV
r_i			0.3	2	M Ω
r_o	$V_O = 0$, See Note 5		75		Ω
C_i				1.4	pF
CMRR	$V_{IC} = V_{ICR\text{min}}$	70	90		dB
k_{SVS}	$V_{CC} = \pm 9 \text{ V to } \pm 15 \text{ V}$	30	150		$\mu\text{V/V}$
I_{OS}			± 25	± 40	mA
I_{CC}	$V_O = 0$, No load		1.7	2.8	mA
P_D	$V_O = 0$, No load		50	85	mW

[†] All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.

NOTE 5: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	μ A741Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
t_r	$V_I = 20 \text{ mV}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$,		0.3		μs
Overshoot factor	$C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1		5%		
SR	$V_I = 10 \text{ V}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$,		0.5		$\text{V}/\mu\text{s}$
	$C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1				

**μ A741, μ A741Y
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

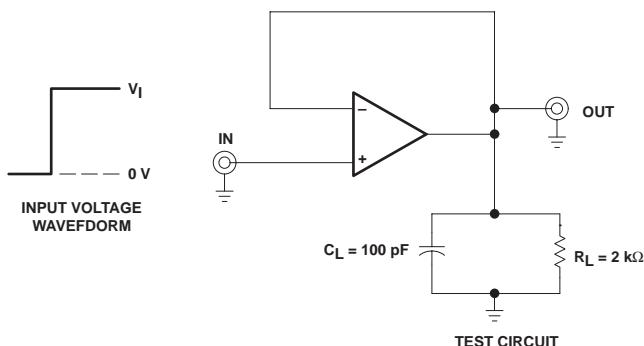


Figure 1. Rise Time, Overshoot, and Slew Rate

APPLICATION INFORMATION

Figure 2 shows a diagram for an input offset voltage null circuit.

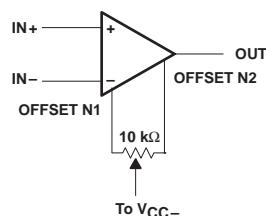


Figure 2. Input Offset Voltage Null Circuit

μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

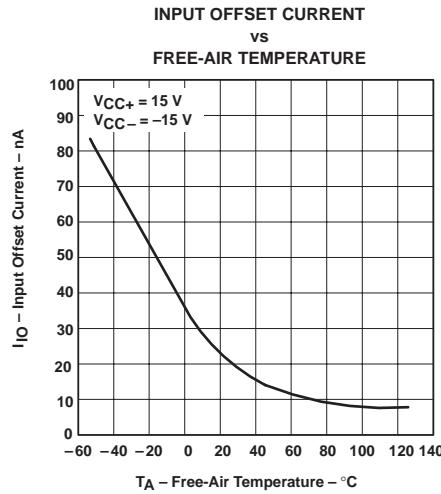


Figure 3

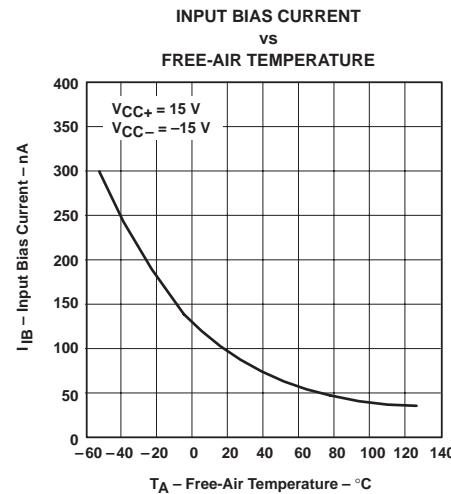


Figure 4

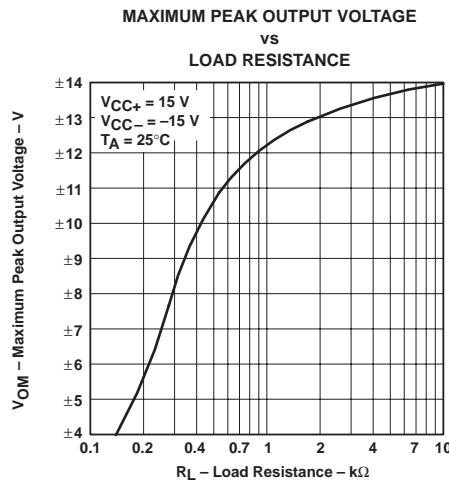


Figure 5

[†] Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**μ A741, μ A741Y
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

TYPICAL CHARACTERISTICS

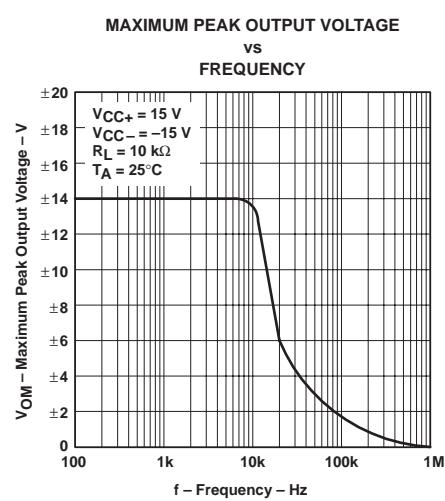


Figure 6

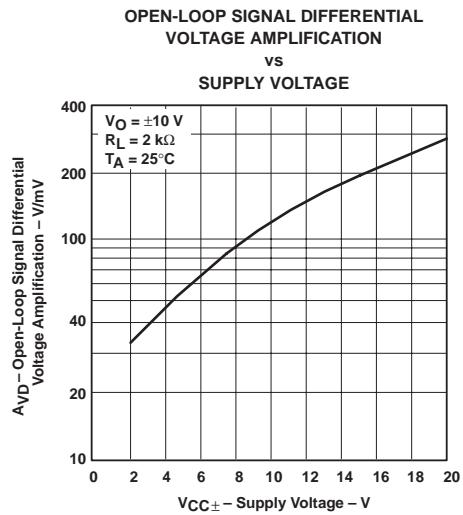
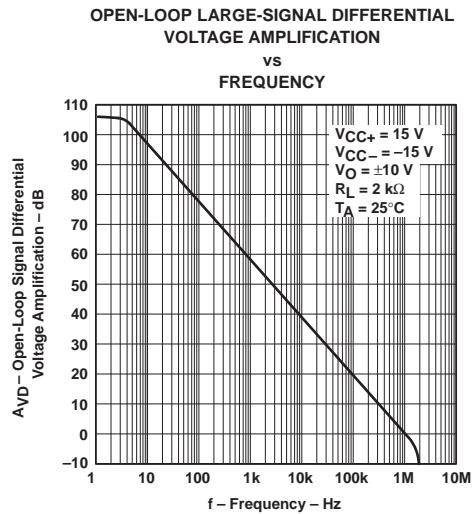


Figure 7



μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

TYPICAL CHARACTERISTICS

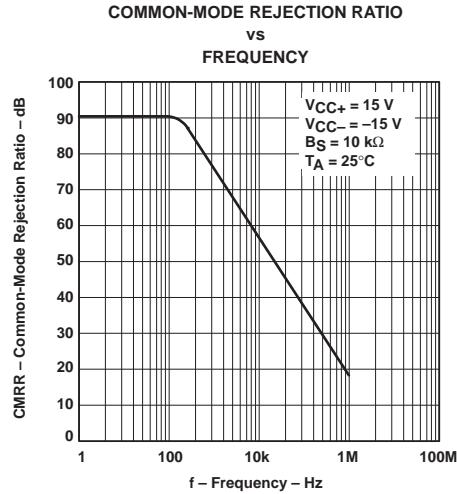


Figure 8

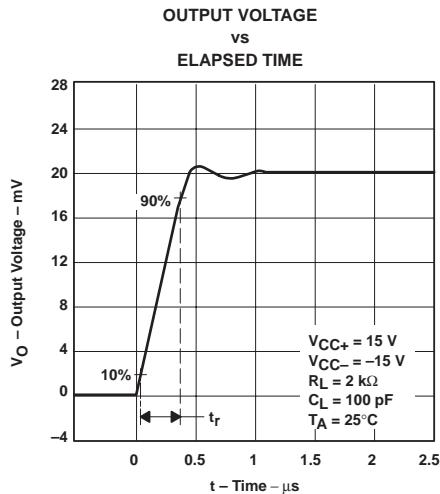


Figure 9

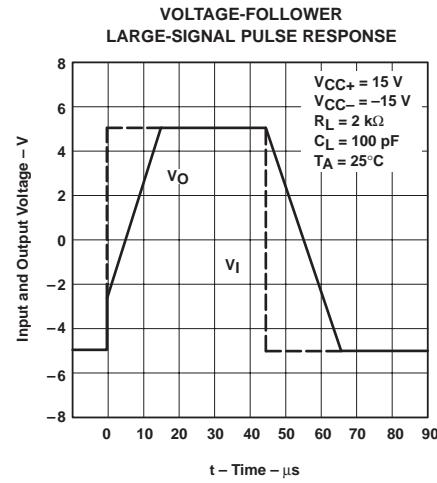


Figure 10

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265



www.ti.com

PACKAGE OPTION ADDENDUM

11-Apr-2013

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Top-Side Markings (4)	Samples
UA741CD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	UA741C	Samples
UA741CDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	UA741C	Samples
UA741CDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	UA741C	Samples
UA741CDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	UA741C	Samples
UA741CDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	UA741C	Samples
UA741CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	UA741C	Samples
UA741CJG	OBsolete	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI	0 to 70		
UA741CJG4	OBsolete	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI	0 to 70		
UA741CP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	0 to 70	UA741CP	Samples
UA741CPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	0 to 70	UA741CP	Samples
UA741CPSR	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	U741	Samples
UA741CPSRE4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	U741	Samples
UA741CPSRG4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	0 to 70	U741	Samples
UA741MFKB	OBsolete	LCCC	FK	20		TBD	Call TI	Call TI	-55 to 125		
UA741MJ	OBsolete	CDIP	J	14		TBD	Call TI	Call TI	-55 to 125		
UA741MJB	OBsolete	CDIP	J	14		TBD	Call TI	Call TI	-55 to 125		
UA741MJG	OBsolete	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI	-55 to 125		
UA741MJGB	OBsolete	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI	-55 to 125		

(1) The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.



www.ti.com

PACKAGE OPTION ADDENDUM

11-Apr-2013

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

(2) Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

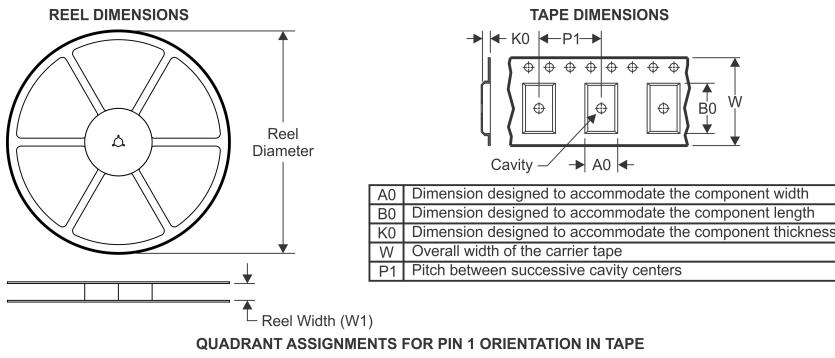
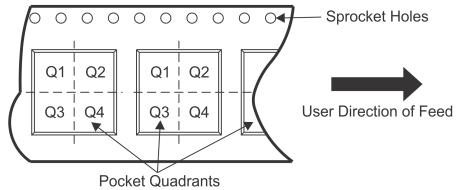
Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

(3) MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

(4) Multiple Top-Side Markings will be inside parentheses. Only one Top-Side Marking contained in parentheses and separated by a "-" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Top-Side Marking for that device.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION

QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
UA741CDR	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
UA741CPSR	SO	PS	8	2000	330.0	16.4	8.2	6.6	2.5	12.0	16.0	Q1

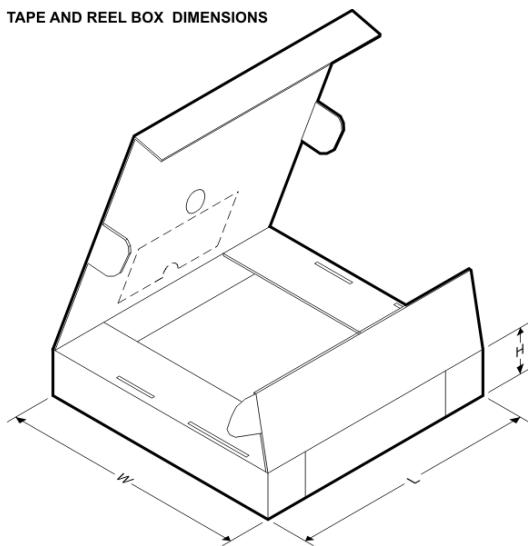


PACKAGE MATERIALS INFORMATION

www.ti.com

26-Jan-2013

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

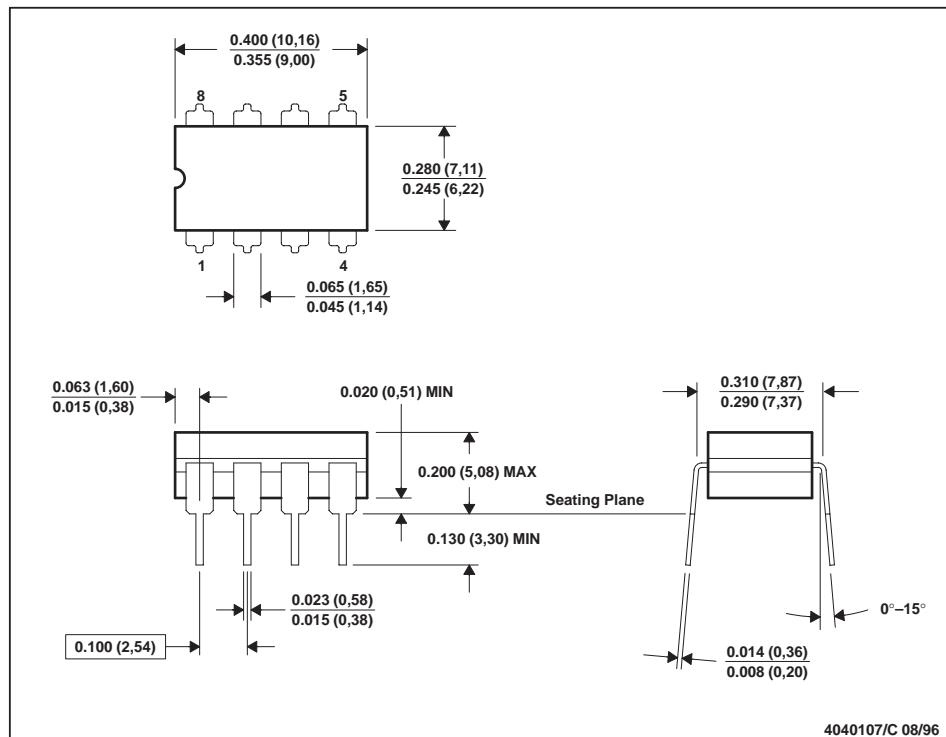
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
UA741CDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
UA741CPSR	SO	PS	8	2000	367.0	367.0	38.0

MECHANICAL DATA

MCER001A – JANUARY 1995 – REVISED JANUARY 1997

JG (R-GDIP-T8)

CERAMIC DUAL-IN-LINE

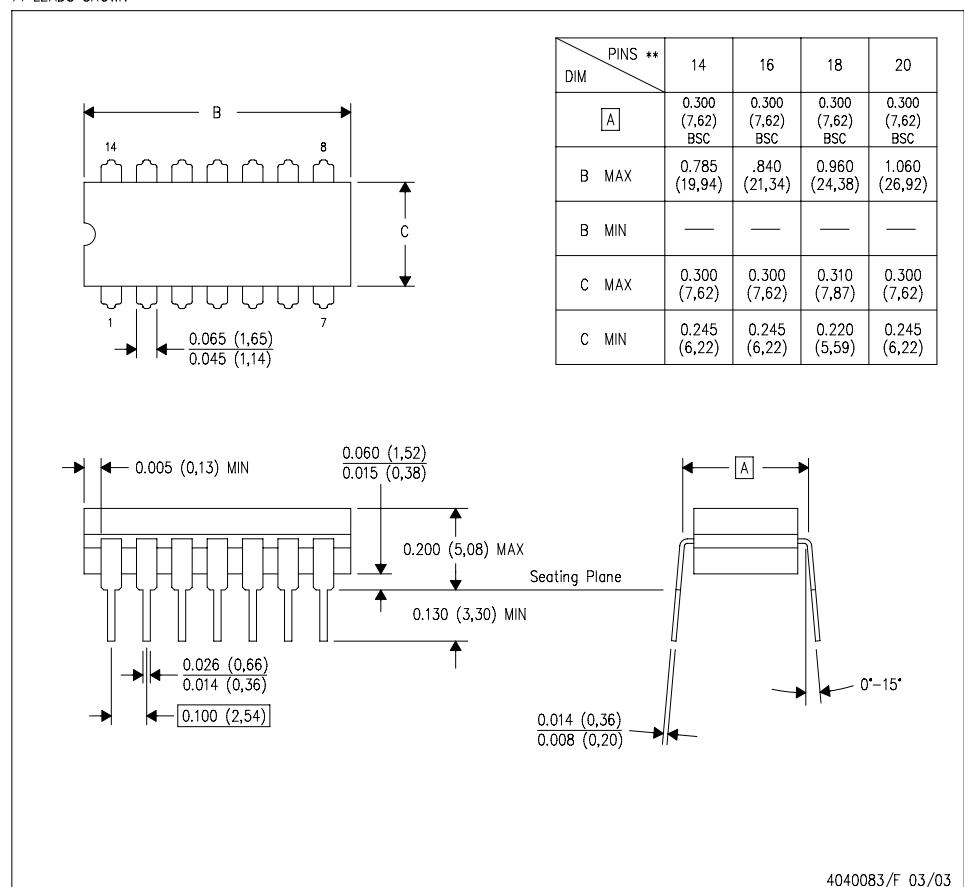


- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - Index point is provided on cap for terminal identification.
 - Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T8

J (R-GDIP-T**)

14 LEADS SHOWN

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE



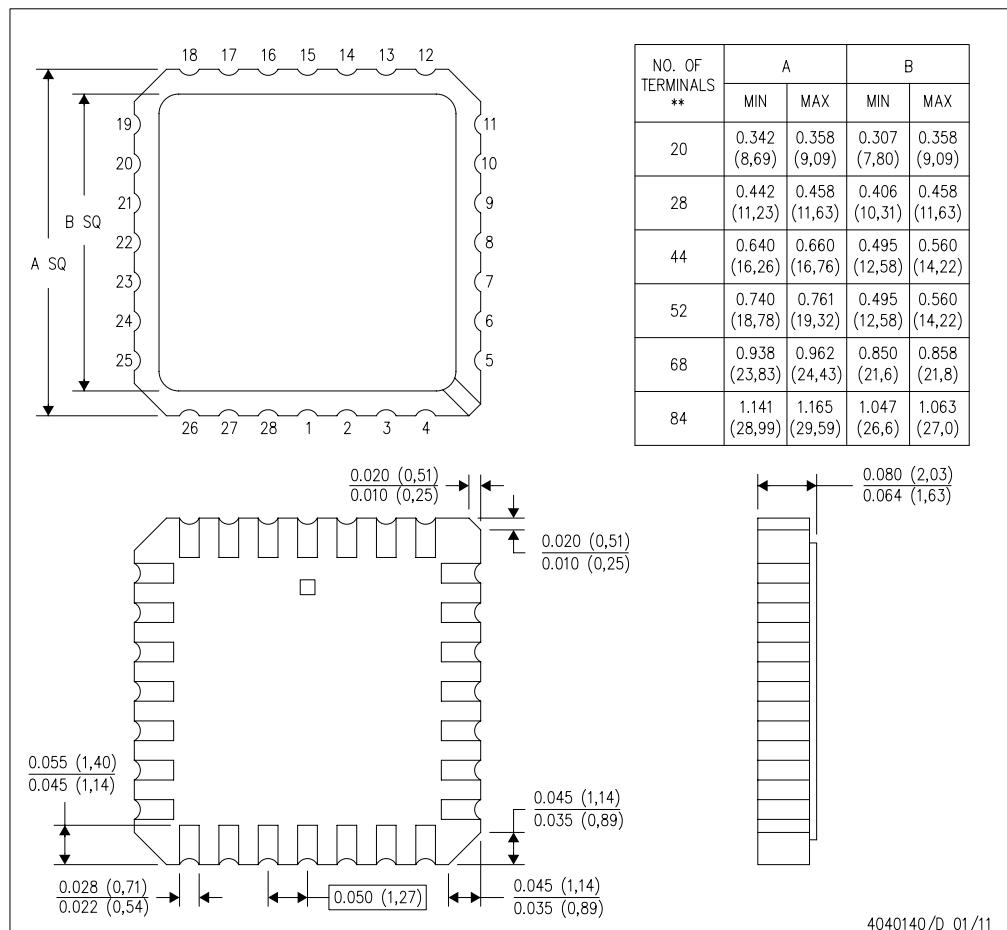
- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
 - Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T14, GDIP1-T16, GDIP1-T18 and GDIP1-T20.

MECHANICAL DATA

FK (S-CQCC-N**)

28 TERMINAL SHOWN

LEADLESS CERAMIC CHIP CARRIER

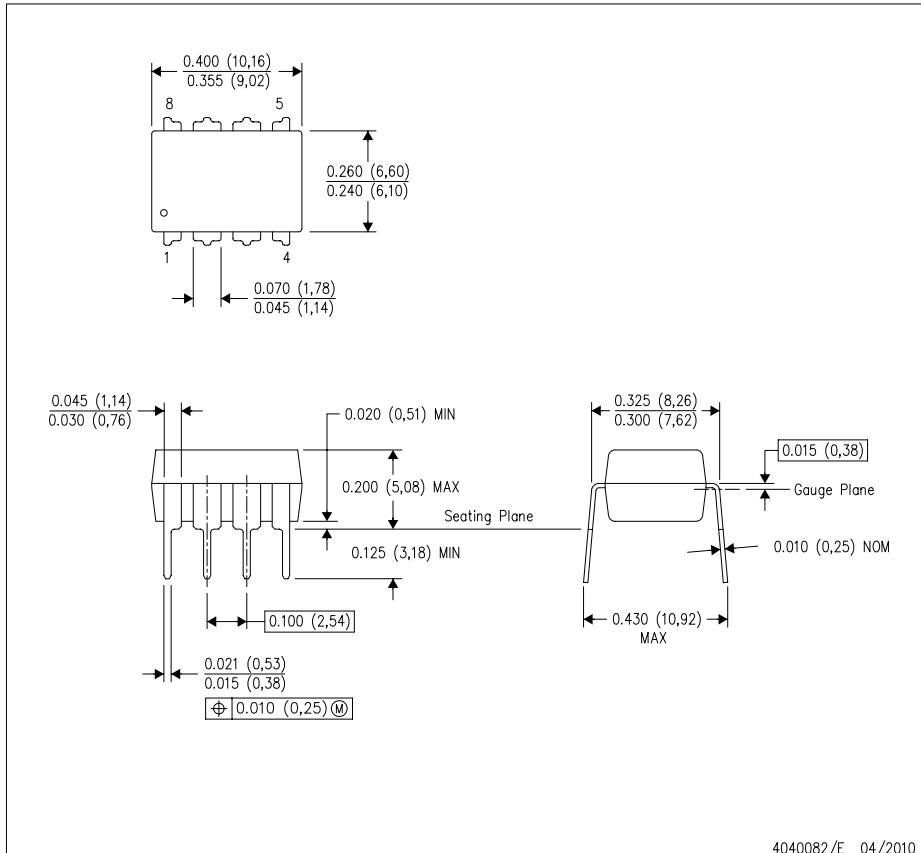


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package can be hermetically sealed with a metal lid.
 - D. Falls within JEDEC MS-004

MECHANICAL DATA

P (R-PDIP-T8)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE



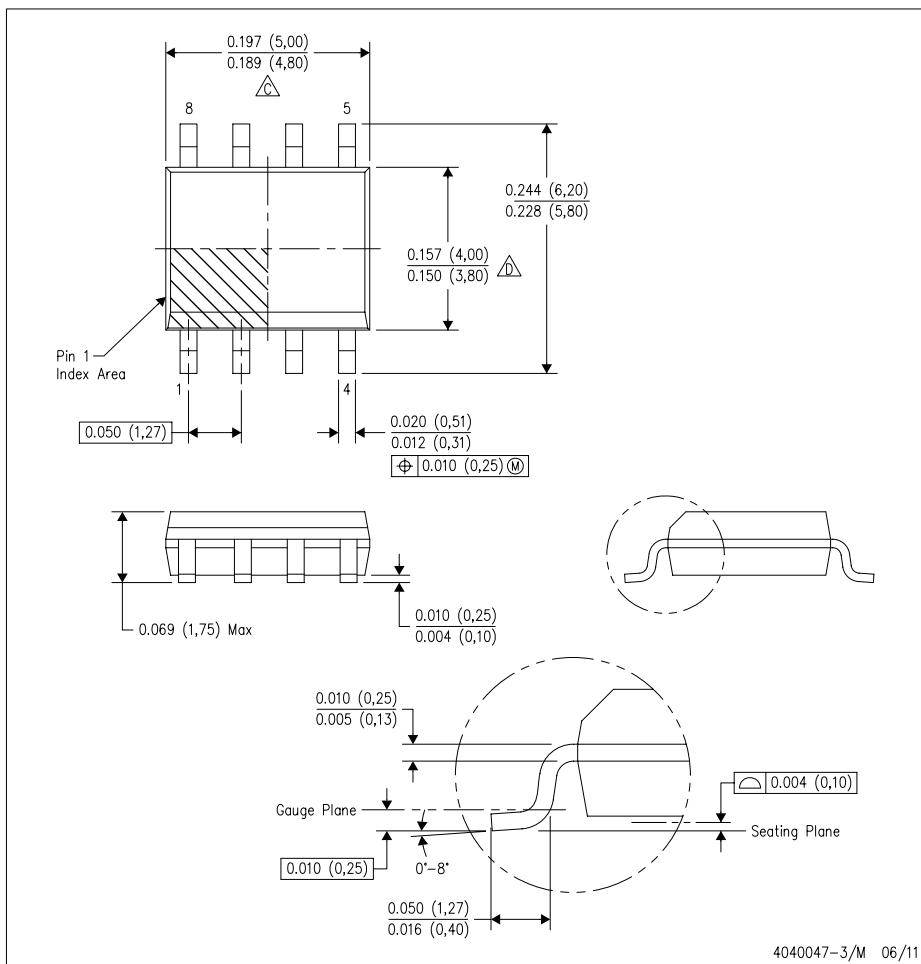
4040082/E 04/2010

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Falls within JEDEC MS-001 variation BA.

MECHANICAL DATA

D (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL OUTLINE

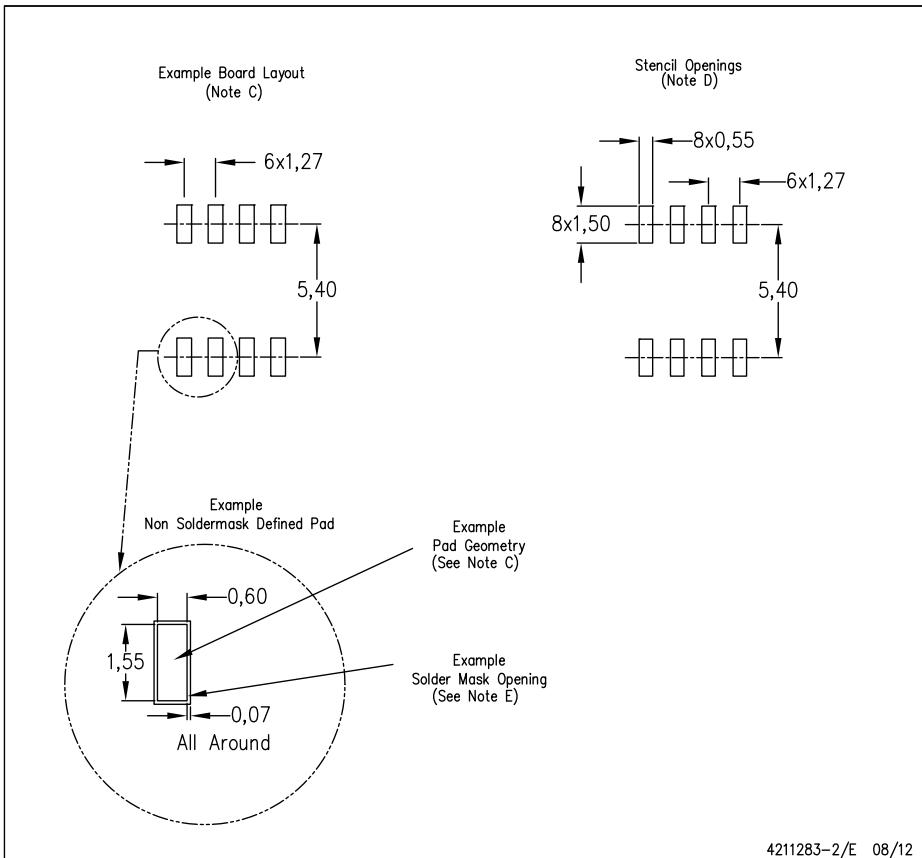


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - ⚠ Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.006 (0.15) each side.
 - ⚠ Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.017 (0.43) each side.
 - E. Reference JEDEC MS-012 variation AA.

LAND PATTERN DATA

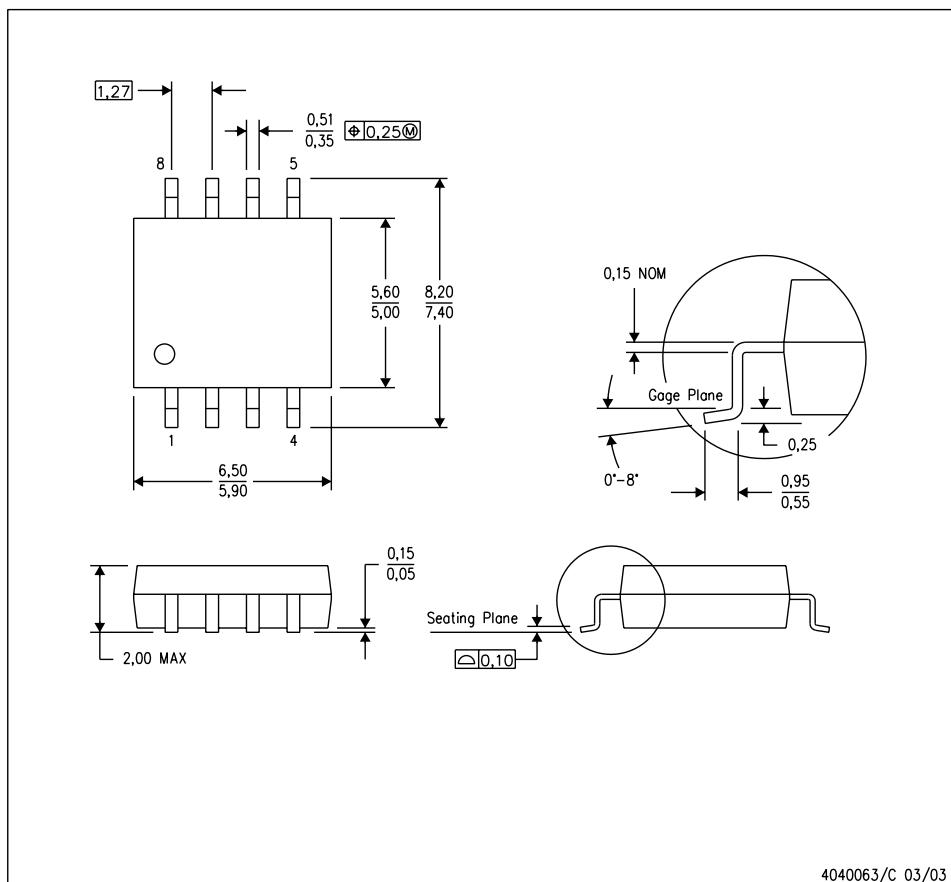
D (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL OUTLINE



4211283-2/E 08/12

- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.
 - Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

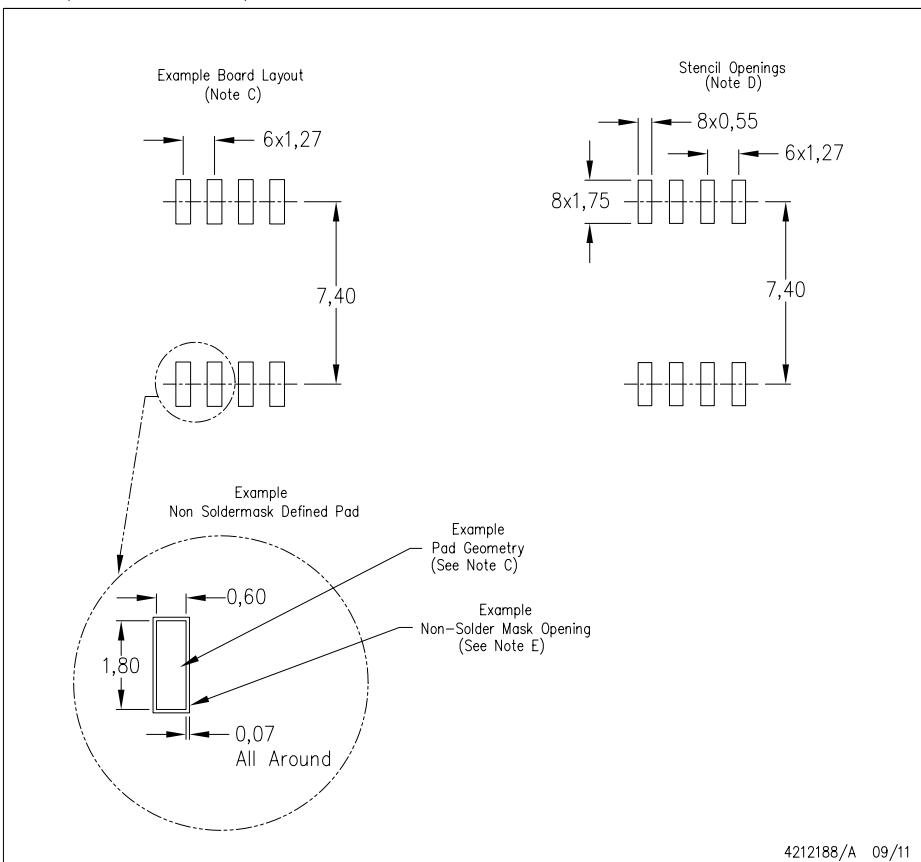
MECHANICAL DATA**PS (R-PDSO-G8)****PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE**

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0.15.

LAND PATTERN DATA

PS (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - D. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.
 - E. Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JESD46, latest issue, and to discontinue any product or service per JESD48, latest issue. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All semiconductor products (also referred to herein as "components") are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its components to the specifications applicable at the time of sale, in accordance with the warranty in TI's terms and conditions of sale of semiconductor products. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by applicable law, testing of all parameters of each component is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or the design of Buyers' products. Buyers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with Buyers' products and applications, Buyers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI components or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI components or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that component or service voids all express and any implied warranties for the associated TI component or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyer acknowledges and agrees that it is solely responsible for compliance with all legal, regulatory and safety-related requirements concerning its products, and any use of TI components in its applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Buyer represents and agrees that it has all the necessary expertise to create and implement safeguards which anticipate dangerous consequences of failures, monitor failures and their consequences, lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate remedial actions. Buyer will fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of any TI components in safety-critical applications.

In some cases, TI components may be promoted specifically to facilitate safety-related applications. With such components, TI's goal is to help enable customers to design and create their own end-product solutions that meet applicable functional safety standards and requirements. Nonetheless, such components are subject to these terms.

No TI components are authorized for use in FDA Class III (or similar life-critical medical equipment) unless authorized officers of the parties have executed a special agreement specifically governing such use.

Only those TI components which TI has specifically designated as military grade or "enhanced plastic" are designed and intended for use in military/aerospace applications or environments. Buyer acknowledges and agrees that any military or aerospace use of TI components which have **not** been so designated is solely at the Buyer's risk, and that Buyer is solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI has specifically designated certain components as meeting ISO/TS16949 requirements, mainly for automotive use. In any case of use of non-designated products, TI will not be responsible for any failure to meet ISO/TS16949.

Products

		Applications
Audio	www.ti.com/audio	Automotive and Transportation www.ti.com/automotive
Amplifiers	amplifier.ti.com	Communications and Telecom www.ti.com/communications
Data Converters	dataconverter.ti.com	Computers and Peripherals www.ti.com/computers
DLP® Products	www.dlp.com	Consumer Electronics www.ti.com/consumer-apps
DSP	dsp.ti.com	Energy and Lighting www.ti.com/energy
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks	Industrial www.ti.com/industrial
Interface	interface.ti.com	Medical www.ti.com/medical
Logic	logic.ti.com	Security www.ti.com/security
Power Mgmt	power.ti.com	Space, Avionics and Defense www.ti.com/space-avionics-defense
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Video and Imaging www.ti.com/video
RFID	www.ti-rfid.com	
OMAP Applications Processors	www.ti.com/omap	TI E2E Community e2e.ti.com
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity	

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2013, Texas Instruments Incorporated

Ilustración 68: Hoja de datos del amplificador operacional UA741MU

Product
FolderSample &
BuyTechnical
DocumentsTools &
SoftwareSupport &
Community

LM340, LM340A, LM7805, LM7812, LM7815

SNOSBTOK – FEBRUARY 2000 – REVISED JULY 2016

LM340, LM340A and LM78xx Wide V_{IN} 1.5-A Fixed Voltage Regulators

1 Features

- Output Current up to 1.5 A
- Available in Fixed 5-V, 12-V, and 15-V Options
- Output Voltage Tolerances of $\pm 2\%$ at $T_J = 25^\circ\text{C}$ (LM340A)
- Line Regulation of 0.01% / V of at 1-A Load (LM340A)
- Load Regulation of 0.3% / A (LM340A)
- Internal Thermal Overload, Short-Circuit and SOA Protection
- Available in Space-Saving SOT-223 Package
- Output Capacitance Not Required for Stability

2 Applications

- Industrial Power Supplies
- SMPS Post Regulation
- HVAC Systems
- White Goods

Available Packages

Pin 1. Input

2. Ground

3. Output

Tab/Case is Ground or Output



3 Description

The LM340 and LM78xx monolithic 3-terminal positive voltage regulators employ internal current-limiting, thermal shutdown and safe-area compensation, making them essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1.5-A output current. They are intended as fixed voltage regulators in a wide range of applications including local (on-card) regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. In addition to use as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents.

Considerable effort was expended to make the entire series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

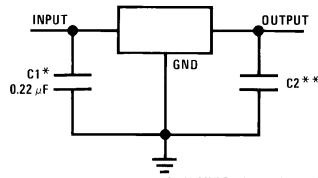
LM7805 is also available in a higher accuracy and better performance version (LM340A). Refer to LM340A specifications in the [LM340A Electrical Characteristics](#) table.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
DDPAK/TO-263 (3)	TO-263	10.18 mm x 8.41 mm
LM340x	SOT-23 (4)	6.50 mm x 3.50 mm
LM78xx	TO-220 (3)	14.986 mm x 10.16 mm
	TO-3 (2)	38.94 mm x 25.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Fixed Output Voltage Regulator



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

*Required if the regulator is located far from the power supply filter.

**Although no output capacitor is needed for stability, it does help transient response. (If needed, use 0.1- μF , ceramic disc).



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.



LM340, LM340A, LM7805, LM7812, LM7815

SNOSBT0K – FEBRUARY 2000–REVISED JULY 2016

www.ti.com

Table of Contents

1	Features	1
2	Applications	1
3	Description	1
4	Revision History	2
5	Pin Configuration and Functions	3
6	Specifications	4
6.1	Absolute Maximum Ratings	4
6.2	ESD Ratings	4
6.3	Recommended Operating Conditions	4
6.4	Thermal Information	4
6.5	LM340A Electrical Characteristics, $V_O = 5 \text{ V}, V_I = 10 \text{ V}$	5
6.6	LM340 / LM7805 Electrical Characteristics, $V_O = 5 \text{ V}, V_I = 10 \text{ V}$	6
6.7	LM340 / LM7812 Electrical Characteristics, $V_O = 12 \text{ V}, V_I = 19 \text{ V}$	7
6.8	LM340 / LM7815 Electrical Characteristics, $V_O = 15 \text{ V}, V_I = 23 \text{ V}$	8
6.9	Typical Characteristics	9
7	Detailed Description	12
7.1	Overview	12
7.2	Functional Block Diagram	12
7.3	Feature Description	12
7.4	Device Functional Modes	12
8	Application and Implementation	13
8.1	Application Information	13
8.2	Typical Applications	14
8.3	System Examples	15
9	Power Supply Recommendations	17
10	Layout	17
10.1	Layout Guidelines	17
10.2	Layout Example	17
10.3	Heat Sinking DDPAK/TO-263 and SOT-223 Package Parts	18
11	Device and Documentation Support	20
11.1	Documentation Support	20
11.2	Related Links	20
11.3	Receiving Notification of Documentation Updates	20
11.4	Community Resources	20
11.5	Trademarks	20
11.6	Electrostatic Discharge Caution	20
11.7	Glossary	20
12	Mechanical, Packaging, and Orderable Information	21

4 Revision History

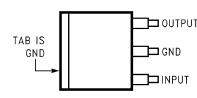
NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

Changes from Revision J (December 2013) to Revision K	Page
• Added ESD Ratings table, Thermal Information table, Feature Description section, Device Functional Modes, Application and Implementation section, Power Supply Recommendations section, Layout section, Device and Documentation Support section, and Mechanical, Packaging, and Orderable Information section	1
• Deleted obsolete LM140 and LM7808C devices from the data sheet	1
• Changed Figure 13 caption from Line Regulation 140AK-5.0 to Line Regulation LM340	11
• Changed Figure 14 caption from Line Regulation 140AK-5.0 to Line Regulation LM340	11

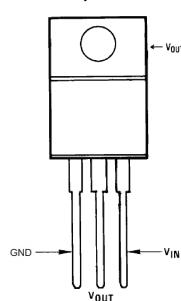
Changes from Revision I (March 2013) to Revision J	Page
• Changed 0.5 from typ to max	5

5 Pin Configuration and Functions

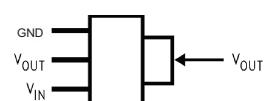
LM7805 and LM7812 KTT Package
3-Pin DDPAK/TO-263
Top View



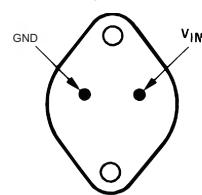
LM7805, LM7812, and LM7815 NDE Package
3-Pin TO-220
Top View



LM7805 DCY Package
4-Pin SOT-223
Side View



LM340K-5.0 NDS Package
2-Pin TO-3
Top View



Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
INPUT	1	I	Input voltage pin
GND	2	I/O	Ground pin
OUTPUT	3	O	Output voltage pin



LM340, LM340A, LM7805, LM7812, LM7815

SNOSBTOK – FEBRUARY 2000–REVISED JULY 2016

www.ti.com

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾⁽²⁾

		MIN	MAX	UNIT
DC input voltage		35		V
Internal power dissipation ⁽³⁾		Internally Limited		
Maximum junction temperature		150		°C
Lead temperature (soldering, 10 sec.)	TO-3 package (NDS)	300		°C
	Lead temperature 1.6 mm (1/16 in) from case for 10 s	230		°C
Storage temperature		-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/Distributors for availability and specifications.
- (3) The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is a function of the maximum junction temperature for operation ($T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$ or 150°C), the junction-to-ambient thermal resistance (θ_{JA}), and the ambient temperature (T_A). $P_{DMAX} = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$. If this dissipation is exceeded, the die temperature rises above T_{JMAX} and the electrical specifications do not apply. If the die temperature rises above 150°C , the device goes into thermal shutdown. For the TO-3 package (NDS), the junction-to-ambient thermal resistance (θ_{JA}) is $39^{\circ}\text{C}/\text{W}$. When using a heat sink, θ_{JA} is the sum of the $4^{\circ}\text{C}/\text{W}$ junction-to-case thermal resistance (θ_{JC}) of the TO-3 package and the case-to-ambient thermal resistance of the heat sink. For the TO-220 package (NDE), θ_{JA} is $54^{\circ}\text{C}/\text{W}$ and θ_{JC} is $4^{\circ}\text{C}/\text{W}$. If SOT-223 is used, the junction-to-ambient thermal resistance is $174^{\circ}\text{C}/\text{W}$ and can be reduced by using a heat sink (see Applications Hints on heat sinking). If the DDPAKTO-263 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PCB copper area thermally connected to the package: Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is $50^{\circ}\text{C}/\text{W}$; with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is $37^{\circ}\text{C}/\text{W}$; and with 1.6 or more inches of copper area, θ_{JA} is $32^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$	Electrostatic discharge	Human-body model (HBM) ⁽⁴⁾	±2000 V

- (1) ESD rating is based on the human-body model, 100 pF discharged through 1.5 kΩ.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT
Temperature (T_A)	LM340A, LM340	0	125	°C

6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	LM340, LM78xx				UNIT
	NDE (TO-220)	KTT (DDPAK/TO-263)	DCY (SOT-223)	NDS (TO-3)	
	3 PINS	3 PINS	4 PINS	2 PINS	
R_{iJA}	Junction-to-ambient thermal resistance	23.9	44.8	62.1	39 °C/W
$R_{iJC(top)}$	Junction-to-case (top) thermal resistance	16.7	45.6	44	2 °C/W
R_{iJB}	Junction-to-board thermal resistance	5.3	24.4	10.7	— °C/W
ψ_{JT}	Junction-to-top characterization parameter	3.2	11.2	2.7	— °C/W
ψ_{JB}	Junction-to-board characterization parameter	5.3	23.4	10.6	— °C/W
$R_{iJC(bot)}$	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	1.7	1.5	—	— °C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.

6.5 LM340A Electrical Characteristics, $V_O = 5 \text{ V}$, $V_I = 10 \text{ V}$

$I_{OUT} = 1 \text{ A}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ (LM340A) unless otherwise specified⁽¹⁾

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_O	Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4.9	5	5.1	V
		$P_D \leq 15 \text{ W}$, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$		4.8		5.2	V
		$7.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 20 \text{ V}$					
ΔV_O	Line regulation	$7.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 20 \text{ V}$		$T_J = 25^\circ\text{C}$	3	10	mV
		Over temperature, $I_O = 500 \text{ mA}$			10		mV
		$8 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 12 \text{ V}$		$T_J = 25^\circ\text{C}$	4		mV
		Over temperature			12		mV
ΔV_O	Load regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$		$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	10	25	mV
		$250 \text{ mA} \leq I_O \leq 750 \text{ mA}$			15		mV
		Over temperature, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$			25		mV
I_Q	Quiescent current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			6		mA
		Over temperature			6.5		mA
		$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 1 \text{ A}$			0.8		mA
		$7.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 20 \text{ V}$			0.5		mA
ΔI_Q	Quiescent current change	Over temperature, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$			0.5		mA
		Over temperature, $I_O = 500 \text{ mA}$			0.8		mA
		$8 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$					
V_N	Output noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$			40		μV
ΔV_{IN} ΔV_{OUT}	Ripple rejection	$f = 120 \text{ Hz}$		$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 1 \text{ A}$	68	80	dB
		$8 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 18 \text{ V}$		Over temperature, $I_O = 500 \text{ mA}$	68		dB
R_O	Dropout voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 1 \text{ A}$			2		V
	Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$			8		$\text{m}\Omega$
	Short-circuit current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			2.1		A
	Peak output current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			2.4		A
	Average TC of V_O	Min, $T_J = 0^\circ\text{C}$, $I_O = 5 \text{ mA}$			-0.6		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
V_{IN}	Input voltage required to maintain line regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$			7.5		V

- (1) All characteristics are measured with a $0.22\text{-}\mu\text{F}$ capacitor from input to ground and a $0.1\text{-}\mu\text{F}$ capacitor from output to ground. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10 \text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.



LM340, LM340A, LM7805, LM7812, LM7815

SNOSBTOK – FEBRUARY 2000 – REVISED JULY 2016

www.ti.com

**6.6 LM340 / LM7805 Electrical Characteristics,
 $V_O = 5 \text{ V}$, $V_I = 10 \text{ V}$**

$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise specified⁽¹⁾

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_O	Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	4.8	5	5.2	V
		$P_D \leq 15 \text{ W}$, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	4.75		5.25	V
		$7.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 20 \text{ V}$				
ΔV_O	Line regulation	$I_O = 500 \text{ mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $7\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$	3	50		mV
		Over temperature $8\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		50		mV
		$I_O \leq 1 \text{ A}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		50		mV
		Over temperature $8\text{V} \leq V_{IN} \leq 12\text{V}$		25		mV
ΔV_O	Load regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	10	50		mV
		$250 \text{ mA} \leq I_O \leq 750 \text{ mA}$	25			mV
		Over temperature, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$		50		mV
I_Q	Quiescent current	$I_O \leq 1 \text{ A}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	8			mA
		Over temperature		8.5		mA
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	0.5			mA
ΔI_Q	Quiescent current change	$7 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 20 \text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$	1			mA
		Over temperature, $I_O \leq 500 \text{ mA}$		1		mA
V_N	Output noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$	40			μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ $8 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 18 \text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$	62	80	dB
			Over temperature, $I_O \leq 500 \text{ mA}$	62		dB
R_O	Dropout voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 1 \text{ A}$		2		V
	Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$		8		$\text{m}\Omega$
	Short-circuit current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.1		A
	Peak output current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.4		A
V_{IN}	Input voltage required to maintain line regulation	Over temperature, $I_O = 5 \text{ mA}$		-0.6		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
		$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$		7.5		V

(1) All characteristics are measured with a $0.22\text{-}\mu\text{F}$ capacitor from input to ground and a $0.1\text{-}\mu\text{F}$ capacitor from output to ground. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10 \text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

**6.7 LM340 / LM7812 Electrical Characteristics,
 $V_O = 12 \text{ V}$, $V_I = 19 \text{ V}$**
 $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise specified⁽¹⁾

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_O	Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	11.5	12	12.5	V
		$P_D \leq 15 \text{ W}$, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	11.4		12.6	V
		$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 27 \text{ V}$				
ΔV_O	Line regulation	$I_O = 500 \text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$	4	120	mV
			Over temperature $15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 27 \text{ V}$		120	mV
		$I_O \leq 1 \text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $14.6 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 27 \text{ V}$		120	mV
			Over temperature $16 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 22 \text{ V}$		60	mV
ΔV_O	Load regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	12	120	mV
			$250 \text{ mA} \leq I_O \leq 750 \text{ mA}$		60	mV
		Over temperature, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$			120	mV
I_Q	Quiescent current	$I_O \leq 1 \text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	8		mA
			Over temperature		8.5	mA
ΔI_Q	Quiescent current change	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$		0.5		mA
			$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$		1	mA
		Over temperature, $I_O \leq 500 \text{ mA}$ $14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$			1	mA
V_N	Output noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$		75		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple rejection	$f = 120 \text{ Hz}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$	55	72	dB
		$15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$	Over temperature, $I_O \leq 500 \text{ mA}$	55		dB
R_O	Dropout voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 1 \text{ A}$		2		V
	Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$		18		$\text{m}\Omega$
	Short-circuit current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.5		A
	Peak output current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.4		A
	Average TC of V_{OUT}	Over temperature, $I_O = 5 \text{ mA}$		-1.5		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
V_{IN}	Input voltage required to maintain line regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$		14.6		V

- (1) All characteristics are measured with a $0.22\text{-}\mu\text{F}$ capacitor from input to ground and a $0.1\text{-}\mu\text{F}$ capacitor from output to ground. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10 \text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

**LM340, LM340A, LM7805, LM7812, LM7815**

SNOSBTOK – FEBRUARY 2000 – REVISED JULY 2016

www.ti.com**6.8 LM340 / LM7815 Electrical Characteristics,
 $V_O = 15 \text{ V}$, $V_I = 23 \text{ V}$** $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise specified⁽¹⁾

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_O	Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	14.4	15	15.6	V
		$P_D \leq 15 \text{ W}$, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	14.25		15.75	V
		$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				
ΔV_O	Line regulation	$I_O = 500 \text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$	4	150	mV
			Over temperature $18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$		150	mV
		$I_O \leq 1 \text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $17.7 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$		150	mV
			Over temperature $20 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 26 \text{ V}$		75	mV
ΔV_O	Load regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	12	150	mV
			$250 \text{ mA} \leq I_O \leq 750 \text{ mA}$		75	mV
			Over temperature, $5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$,		150	mV
I_Q	Quiescent current	$I_O \leq 1 \text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	8		mA
			Over temperature		8.5	mA
ΔI_Q	Quiescent current change	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$		0.5		mA
			$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$		1	mA
		$17.9 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$			1	mA
			Over temperature, $I_O \leq 500 \text{ mA}$			
V_N	Output noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$		90		μV
			$f = 120 \text{ Hz}$	54	70	dB
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple rejection	$18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 28.5 \text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$	54		dB
			Over temperature, $I_O \leq 500 \text{ mA}$			
R_O	Dropout voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 1 \text{ A}$		2		V
	Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$		19		$\text{m}\Omega$
	Short-circuit current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.2		A
	Peak output current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.4		A
	Average TC of V_{OUT}	Over temperature, $I_O = 5 \text{ mA}$		-1.8		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
V_{IN}	Input voltage required to maintain line regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$		17.7		V

- (1) All characteristics are measured with a $0.22\text{-}\mu\text{F}$ capacitor from input to ground and a $0.1\text{-}\mu\text{F}$ capacitor from output to ground. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10 \text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

6.9 Typical Characteristics

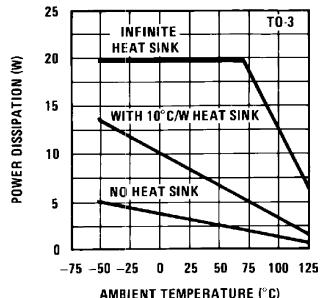


Figure 1. Maximum Average Power Dissipation

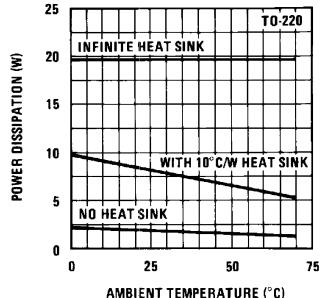


Figure 2. Maximum Average Power Dissipation

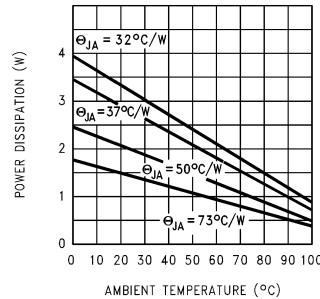
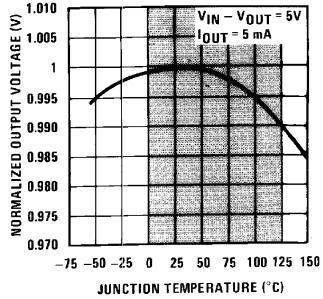


Figure 3. Maximum Power Dissipation (DDPAK/TO-263)



Shaded area refers to LM340/LM340, LM7805C, LM7812C and LM7815C.

Figure 4. Output Voltage (Normalized to 1 V at T_J = 25°C)

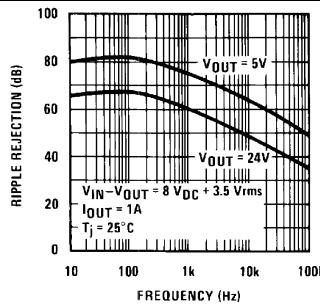


Figure 5. Ripple Rejection

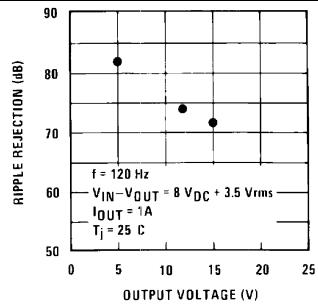
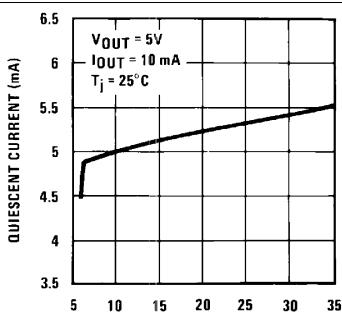
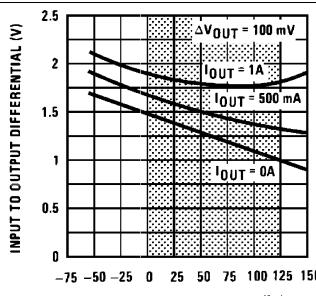
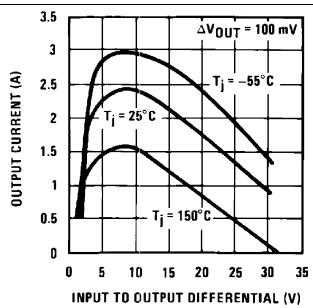
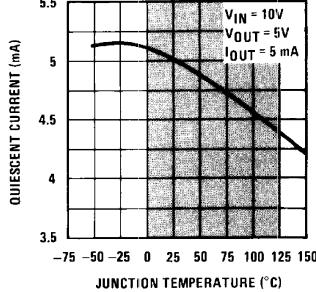
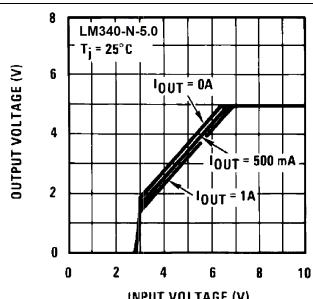
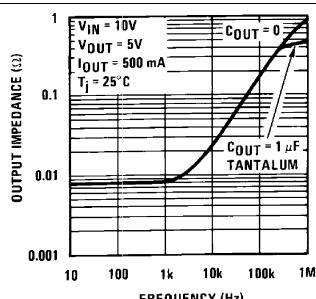


Figure 6. Ripple Rejection

Typical Characteristics (continued)



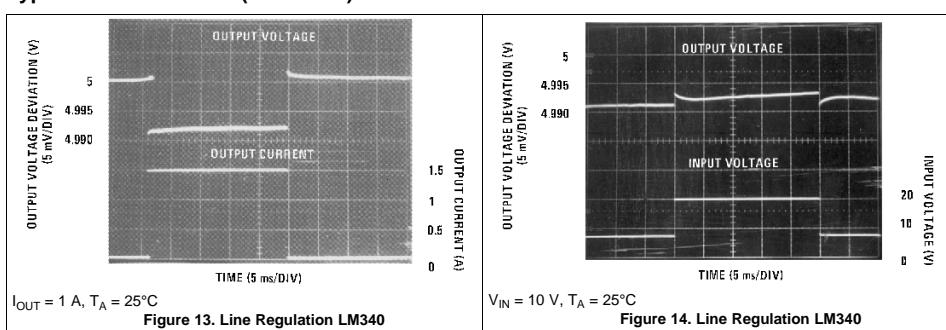
Shaded area refers to LM340A/LM340, LM7805C, LM7812C, and LM7815C.

Figure 9. Quiescent Current

Shaded area refers to LM340A/LM340, LM7805C, LM7812C, and LM7815C.

Figure 11. Dropout Voltage

Typical Characteristics (continued)

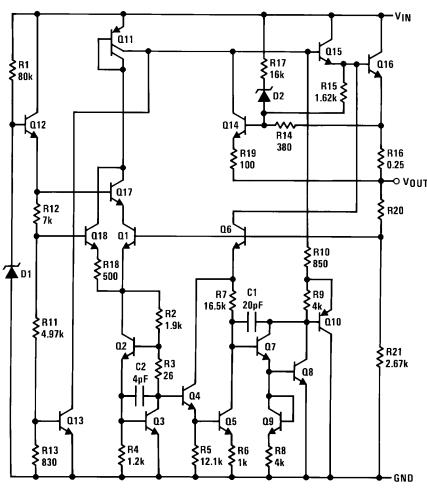


7 Detailed Description

7.1 Overview

The LM340 and LM78xx are a family of fixed output positive voltage regulators with outputs ranging from 3 V to 15 V. They accept up to 35 V of input voltage and with proper heat dissipation can provide over 1.5 A of current. With a combination of current limiting, thermal shutdown, and safe area protection, these regulators eliminate any concern of damage. These features paired with excellent line and load regulation make the LM340 and LM78xx versatile solutions to a wide range of power management designs. Although the LM340N and LM78xx were designed primarily as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external component for adjustable voltage and current.

7.2 Functional Block Diagram



7.3 Feature Description

7.3.1 Output Current

With proper considerations, the LM340 and LM78xx can exceed 1.5-A output current. Depending on the desired package option, the effective junction-to-ambient thermal resistance can be reduced through heat sinking, allowing more power to be dissipated in the device.

7.3.2 Current Limiting Feature

In the event of a short circuit at the output of the regulator, each device has an internal current limit to protect it from damage. The typical current limits for the LM340 and LM78xx is 2.4 A.

7.3.3 Thermal Shutdown

Each package type employs internal current limiting and thermal shutdown to provide safe operation area protection. If the junction temperature is allowed to rise to 150°C, the device will go into thermal shutdown.

7.4 Device Functional Modes

There are no functional modes for this device.

8 Application and Implementation

NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

8.1 Application Information

The LM340x and LM78xx series is designed with thermal protection, output short-circuit protection, and output transistor safe area protection. However, as with any IC regulator, it becomes necessary to take precautions to assure that the regulator is not inadvertently damaged. The following describes possible misapplications and methods to prevent damage to the regulator.

8.1.1 Shorting the Regulator Input

When using large capacitors at the output of these regulators, a protection diode connected input to output ([Figure 15](#)) may be required if the input is shorted to ground. Without the protection diode, an input short causes the input to rapidly approach ground potential, while the output remains near the initial V_{OUT} because of the stored charge in the large output capacitor. The capacitor will then discharge through a large internal input to output diode and parasitic transistors. If the energy released by the capacitor is large enough, this diode, low current metal, and the regulator are destroyed. The fast diode in [Figure 15](#) shunts most of the capacitors discharge current around the regulator. Generally no protection diode is required for values of output capacitance $\leq 10 \mu\text{F}$.

8.1.2 Raising the Output Voltage Above the Input Voltage

Because the output of the device does not sink current, forcing the output high can cause damage to internal low current paths in a manner similar to that just described in [Shorting the Regulator Input](#).

8.1.3 Regulator Floating Ground

When the ground pin alone becomes disconnected, the output approaches the unregulated input, causing possible damage to other circuits connected to V_{OUT} . If ground is reconnected with power ON, damage may also occur to the regulator. This fault is most likely to occur when plugging in regulators or modules with on card regulators into powered up sockets. The power must be turned off first, the thermal limit ceases operating, or the ground must be connected first if power must be left on. See [Figure 16](#).

8.1.4 Transient Voltages

If transients exceed the maximum rated input voltage of the device, or reach more than 0.8 V below ground and have sufficient energy, they will damage the regulator. The solution is to use a large input capacitor, a series input breakdown diode, a choke, a transient suppressor or a combination of these.

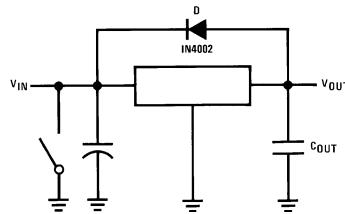
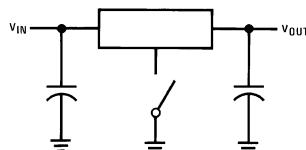
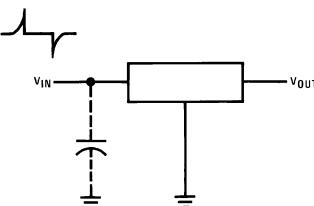


Figure 15. Input Short

Application Information (continued)

Figure 16. Regulator Floating Ground

Figure 17. Transients

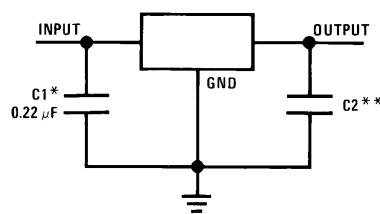
When a value for $\theta_{(H-A)}$ is found, a heat sink must be selected that has a *value that is less than or equal to this number*.

$\theta_{(H-A)}$ is specified numerically by the heat sink manufacturer in this catalog or shown in a curve that plots temperature rise vs power dissipation for the heat sink.

8.2 Typical Applications

8.2.1 Fixed Output Voltage Regulator

The LM340x and LM78xx devices are primarily designed to provide fixed output voltage regulation. The simplest implementation of LM340x and LM78xx is shown in Figure 18.



*Required if the regulator is located far from the power supply filter.

**Although no output capacitor is needed for stability, it does help transient response. (If needed, use 0.1- μ F, ceramic disc).

Figure 18. Fixed Output Voltage Regulator

8.2.1.1 Design Requirements

The device component count is very minimal. Although not required, TI recommends employing bypass capacitors at the output for optimum stability and transient response. These capacitors must be placed as close as possible to the regulator. If the device is located more than 6 inches from the power supply filter, it is required to employ input capacitor.

Typical Applications (continued)

8.2.1.2 Detailed Design Procedure

The output voltage is set based on the device variant. LM340x and LM78xx are available in 5-V, 12-V and 15-V regulator options.

8.2.1.3 Application Curve

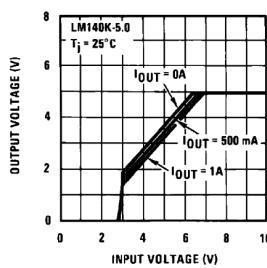
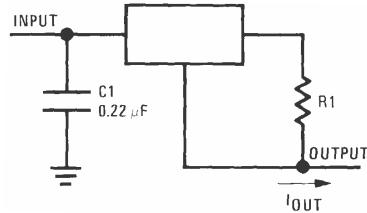


Figure 19. V_{OUT} vs V_{IN} , $V_{OUT} = 5$ V

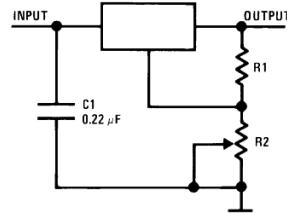
8.3 System Examples



$$I_{OUT} = V_2 - 3 / R_1 + I_Q$$

$$\Delta I_Q = 1.3 \text{ mA over line and load changes.}$$

Figure 20. Current Regulator



$$V_{OUT} = 5 \text{ V} + (5 \text{ V}/R_1 + I_Q) R_2$$

$$5 \text{ V}/R_1 > 3 I_Q,$$

$$\text{load regulation } (L_r) \approx [(R_1 + R_2)/R_1] (L_r \text{ of LM340-5}).$$

Figure 21. Adjustable Output Regulator

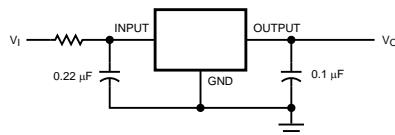


Figure 22. High Input Voltage Circuit With Series Resistor

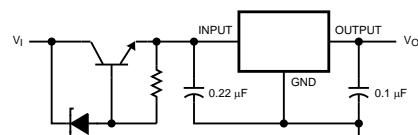
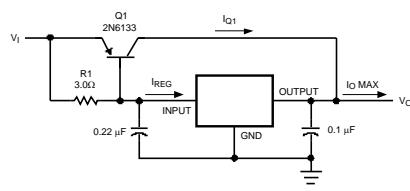
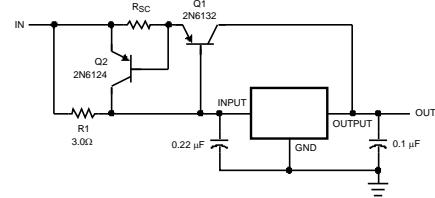


Figure 23. High Input Voltage Circuit implementation With Transistor

System Examples (continued)


$\beta(Q1) \geq I_{O\ Max} / I_{REG\ Max}$
 $R1 = 0.9 / I_{REG} = \beta(Q1) V_{BE(Q1)} / I_{REG\ Max} (\beta + 1) - I_{O\ Max}$

Figure 24. High Current Voltage Regulator



$R_{SC} = 0.8 / I_{SC}$
 $R1 = \beta V_{BE(Q1)} / I_{REG\ Max} (\beta + 1) - I_{O\ Max}$

Figure 25. High Output Current With Short-Circuit Protection

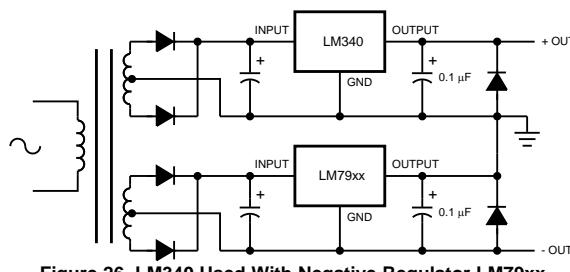


Figure 26. LM340 Used With Negative Regulator LM79xx

9 Power Supply Recommendations

The LM340 is designed to operate from a wide input voltage up to 35 V. Please refer to electrical characteristics tables for the minimum input voltage required for line/load regulation. If the device is more than six inches from the input filter capacitors, an input bypass capacitor, 0.1 μ F or greater, of any type is needed for stability.

10 Layout

10.1 Layout Guidelines

Some layout guidelines must be followed to ensure proper regulation of the output voltage with minimum noise. Traces carrying the load current must be wide to reduce the amount of parasitic trace inductance. To improve PSRR, a bypass capacitor can be placed at the OUTPUT pin and must be placed as close as possible to the IC. All that is required for the typical fixed output regulator application circuit is the LM340x/LM78xx IC and a 0.22- μ F input capacitor if the regulator is placed far from the power supply filter. A 0.1- μ F output capacitor is recommended to help with transient response. In cases when VIN shorts to ground, an external diode must be placed from VOUT to VIN to divert the surge current from the output capacitor and protect the IC.

10.2 Layout Example

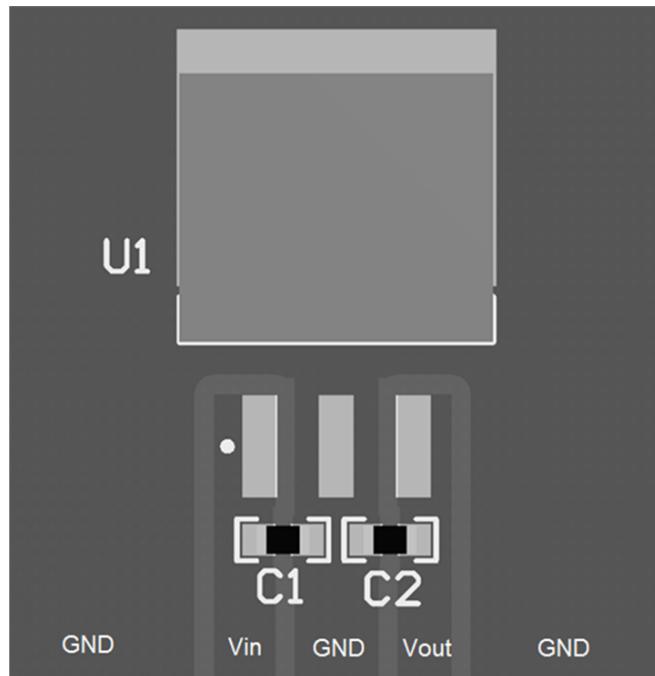


Figure 27. Layout Example DDPAK

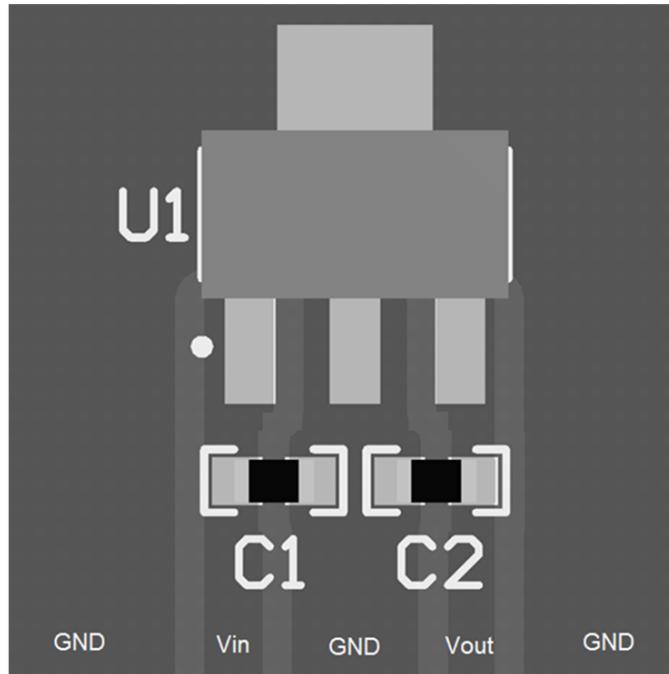
Layout Example (continued)


Figure 28. Layout Example SOT-223

10.3 Heat Sinking DDPAK/TO-263 and SOT-223 Package Parts

Both the DDPAK/TO-263 (KTT) and SOT-223 (DCY) packages use a copper plane on the PCB and the PCB itself as a heat sink. To optimize the heat sinking ability of the plane and PCB, solder the tab of the plane.

Figure 29 shows for the DDPAK/TO-263 the measured values of $\theta_{(J-A)}$ for different copper area sizes using a typical PCB with 1-oz copper *and no solder mask over the copper area used for heat sinking*.

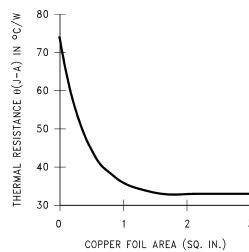


Figure 29. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (1 Ounce) Area for the DDPAK/TO-263 Package

Heat Sinking DDPAK/TO-263 and SOT-223 Package Parts (continued)

As shown in [Figure 29](#), increasing the copper area beyond 1 square inch produces very little improvement. It should also be observed that the minimum value of $\theta_{(J-A)}$ for the DDPAK/TO-263 package mounted to a PCB is 32°C/W.

As a design aid, [Figure 30](#) shows the maximum allowable power dissipation compared to ambient temperature for the DDPAK/TO-263 device (assuming $\theta_{(J-A)}$ is 35°C/W and the maximum junction temperature is 125°C).

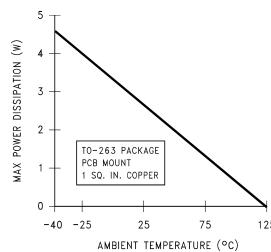


Figure 30. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the DDPAK/TO-263 Package

[Figure 31](#) and [Figure 32](#) show the information for the SOT-223 package. [Figure 31](#) assumes a $\theta_{(J-A)}$ of 74°C/W for 1-oz. copper and 51°C/W for 2-oz. copper and a maximum junction temperature of 125°C.

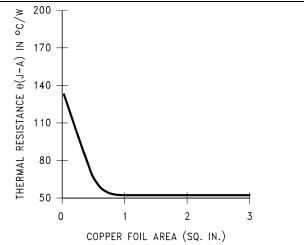


Figure 31. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (2 Ounce) Area for the SOT-223 Package

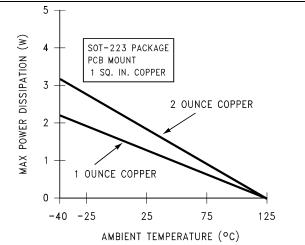


Figure 32. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the SOT-223 Package

See [AN-1028 LMX2370 PLLatinum Dual Freq Synth for RF Pers Comm LMX2370 2.5GHz/1.2GHz](#) (SNVA036) for power enhancement techniques to be used with the SOT-223 package.

11 Device and Documentation Support

11.1 Documentation Support

11.1.1 Related Documentation

For related documentation, see the following:

- [AN-1028 LMX2370 PLLatinum Dual Freq Synth for RF Pers Comm LMX2370 2.5GHz/1.2GHz](#) (SNVA036)
- [LM140K Series 3-Terminal Positive Regulators](#) (SNVS994)

11.2 Related Links

The table below lists quick access links. Categories include technical documents, support and community resources, tools and software, and quick access to sample or buy.

Table 1. Related Links

PARTS	PRODUCT FOLDER	SAMPLE & BUY	TECHNICAL DOCUMENTS	TOOLS & SOFTWARE	SUPPORT & COMMUNITY
LM340	Click here				
LM340A	Click here				
LM7805	Click here				
LM7812	Click here				
LM7815	Click here				

11.3 Receiving Notification of Documentation Updates

To receive notification of documentation updates, navigate to the device product folder on ti.com. In the upper right corner, click on *Alert me* to register and receive a weekly digest of any product information that has changed. For change details, review the revision history included in any revised document.

11.4 Community Resources

The following links connect to TI community resources. Linked contents are provided "AS IS" by the respective contributors. They do not constitute TI specifications and do not necessarily reflect TI's views; see TI's [Terms of Use](#).

TI E2E™ Online Community *TI's Engineer-to-Engineer (E2E) Community.* Created to foster collaboration among engineers. At e2e.ti.com, you can ask questions, share knowledge, explore ideas and help solve problems with fellow engineers.

Design Support *TI's Design Support* Quickly find helpful E2E forums along with design support tools and contact information for technical support.

11.5 Trademarks

E2E is a trademark of Texas Instruments.

All other trademarks are the property of their respective owners.

11.6 Electrostatic Discharge Caution



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

11.7 Glossary

SLYZ022 — TI Glossary.

This glossary lists and explains terms, acronyms, and definitions.



www.ti.com

LM340, LM340A, LM7805, LM7812, LM7815

SNOSBTOK – FEBRUARY 2000 – REVISED JULY 2016

12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information

The following pages include mechanical, packaging, and orderable information. This information is the most current data available for the designated devices. This data is subject to change without notice and revision of this document. For browser-based versions of this data sheet, refer to the left-hand navigation.



www.ti.com

PACKAGE OPTION ADDENDUM

3-Aug-2016

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4/5)	Samples
LM340AT-5.0	NRND	TO-220	NDE	3	45	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM340AT 5.0 P+	
LM340AT-5.0/NOPB	ACTIVE	TO-220	NDE	3	45	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-1-NA-UNLIM	0 to 125	LM340AT 5.0 P+	Samples
LM340K-5.0	ACTIVE	TO-3	NDS	2	50	TBD	Call TI	Call TI	0 to 125	LM340K -5.0 7805P+	Samples
LM340K-5.0/NOPB	ACTIVE	TO-3	NDS	2	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	Call TI	Level-1-NA-UNLIM	0 to 125	LM340K -5.0 7805P+	Samples
LM340MP-5.0	NRND	SOT-223	DCY	4	1000	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	N00A	
LM340MP-5.0/NOPB	ACTIVE	SOT-223	DCY	4	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-260C-UNLIM	0 to 125	N00A	Samples
LM340MPX-5.0/NOPB	ACTIVE	SOT-223	DCY	4	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-260C-UNLIM	0 to 125	N00A	Samples
LM340S-12/NOPB	ACTIVE	DDPAK/ TO-263	KT	3	45	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-3-245C-168 HR	0 to 125	LM340S -12 P+	Samples
LM340S-5.0	NRND	DDPAK/ TO-263	KT	3	45	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM340S -5.0 P+	
LM340S-5.0/NOPB	ACTIVE	DDPAK/ TO-263	KT	3	45	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-3-245C-168 HR	0 to 125	LM340S -5.0 P+	Samples
LM340SX-12/NOPB	ACTIVE	DDPAK/ TO-263	KT	3	500	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-3-245C-168 HR	0 to 125	LM340S -12 P+	Samples
LM340SX-5.0	NRND	DDPAK/ TO-263	KT	3	500	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM340S -5.0 P+	
LM340SX-5.0/NOPB	ACTIVE	DDPAK/ TO-263	KT	3	500	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-3-245C-168 HR	0 to 125	LM340S -5.0 P+	Samples
LM340T-12	NRND	TO-220	NDE	3	45	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM340T12 7812 P+	
LM340T-12/NOPB	ACTIVE	TO-220	NDE	3	45	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-NA-UNLIM	0 to 125	LM340T12 7812 P+	Samples
LM340T-15	NRND	TO-220	NDE	3	45	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM340T15 7815 P+	
LM340T-15/NOPB	ACTIVE	TO-220	NDE	3	45	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-NA-UNLIM	0 to 125	LM340T15 7815 P+	Samples
LM340T-5.0	NRND	TO-220	NDE	3	45	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM340T5	

Addendum-Page 1



www.ti.com

PACKAGE OPTION ADDENDUM

3-Aug-2016

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4/5)	Samples
LM340T-5.0/LF01	ACTIVE	TO-220	NDG	3	45	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-4-260C-72 HR	0 to 125	LM340T5 7805 P+	Samples
LM340T-5.0/NOPB	ACTIVE	TO-220	NDE	3	45	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-1-NA-UNLIM	0 to 125	LM340T5 7805 P+	Samples
LM7805CT	ACTIVE	TO-220	NDE	3	45	TBD	Call TI	Call TI	0 to 125	LM340T5 7805 P+	Samples
LM7805CT/NOPB	ACTIVE	TO-220	NDE	3	45	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-1-NA-UNLIM	0 to 125	LM340T5 7805 P+	Samples
LM7805MP/NOPB	ACTIVE	SOT-223	DCY	4	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-260C-UNLIM	0 to 125	N00A	Samples
LM7805MPX/NOPB	ACTIVE	SOT-223	DCY	4	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-260C-UNLIM	0 to 125	N00A	Samples
LM7805S/NOPB	ACTIVE	DDPAK/ TO-263	KT	3	45	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-3-245C-168 HR	0 to 125	LM340S -5.0 P+	Samples
LM7805SX/NOPB	ACTIVE	DDPAK/ TO-263	KT	3	500	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-3-245C-168 HR	0 to 125	LM340S -5.0 P+	Samples
LM7812CT/NOPB	ACTIVE	TO-220	NDE	3	45	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-NA-UNLIM	0 to 125	LM340T12 7812 P+	Samples
LM7812S/NOPB	ACTIVE	DDPAK/ TO-263	KT	3	45	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-3-245C-168 HR	0 to 125	LM340S -12 P+	Samples
LM7812SX/NOPB	ACTIVE	DDPAK/ TO-263	KT	3	500	Pb-Free (RoHS Exempt)	CU SN	Level-3-245C-168 HR	0 to 125	LM340S -12 P+	Samples
LM7815CT/NOPB	ACTIVE	TO-220	NDE	3	45	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-NA-UNLIM	0 to 125	LM340T15 7815 P+	Samples

(1) The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBsolete: TI has discontinued the production of the device.

(2) Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.



www.ti.com

PACKAGE OPTION ADDENDUM

3-Aug-2016

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.
Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

(3) MSL, Peak Temp. - The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

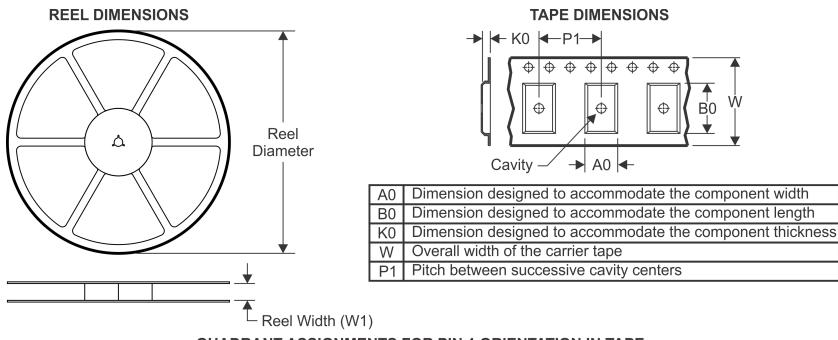
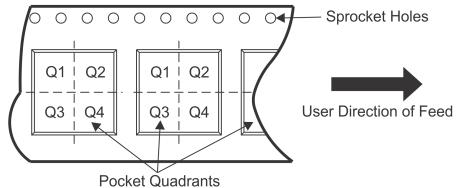
(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

(5) Multiple Device Markings will be inside parentheses. Only one Device Marking contained in parentheses and separated by a "-" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Device Marking for that device.

(6) Lead/Ball Finish - Orderable Devices may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead/Ball Finish values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

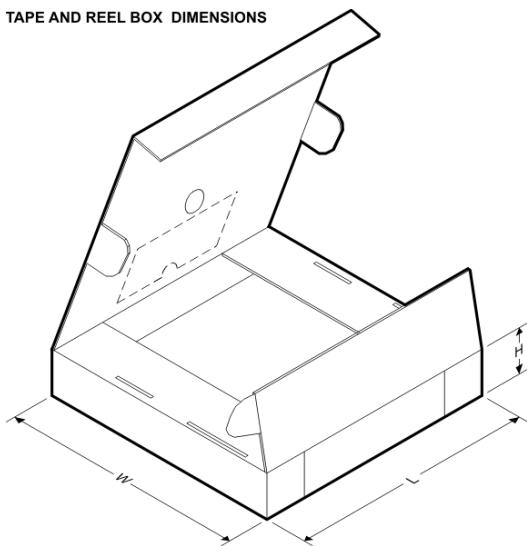
Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION

QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LM340MP-5.0	SOT-223	DCY	4	1000	330.0	16.4	7.0	7.5	2.2	12.0	16.0	Q3
LM340MP-5.0/NOPB	SOT-223	DCY	4	1000	330.0	16.4	7.0	7.5	2.2	12.0	16.0	Q3
LM340MPX-5.0/NOPB	SOT-223	DCY	4	2000	330.0	16.4	7.0	7.5	2.2	12.0	16.0	Q3
LM340SX-12/NOPB	DDPAK/T0-263	KTT	3	500	330.0	24.4	10.75	14.85	5.0	16.0	24.0	Q2
LM340SX-5.0	DDPAK/T0-263	KTT	3	500	330.0	24.4	10.75	14.85	5.0	16.0	24.0	Q2
LM340SX-5.0/NOPB	DDPAK/T0-263	KTT	3	500	330.0	24.4	10.75	14.85	5.0	16.0	24.0	Q2

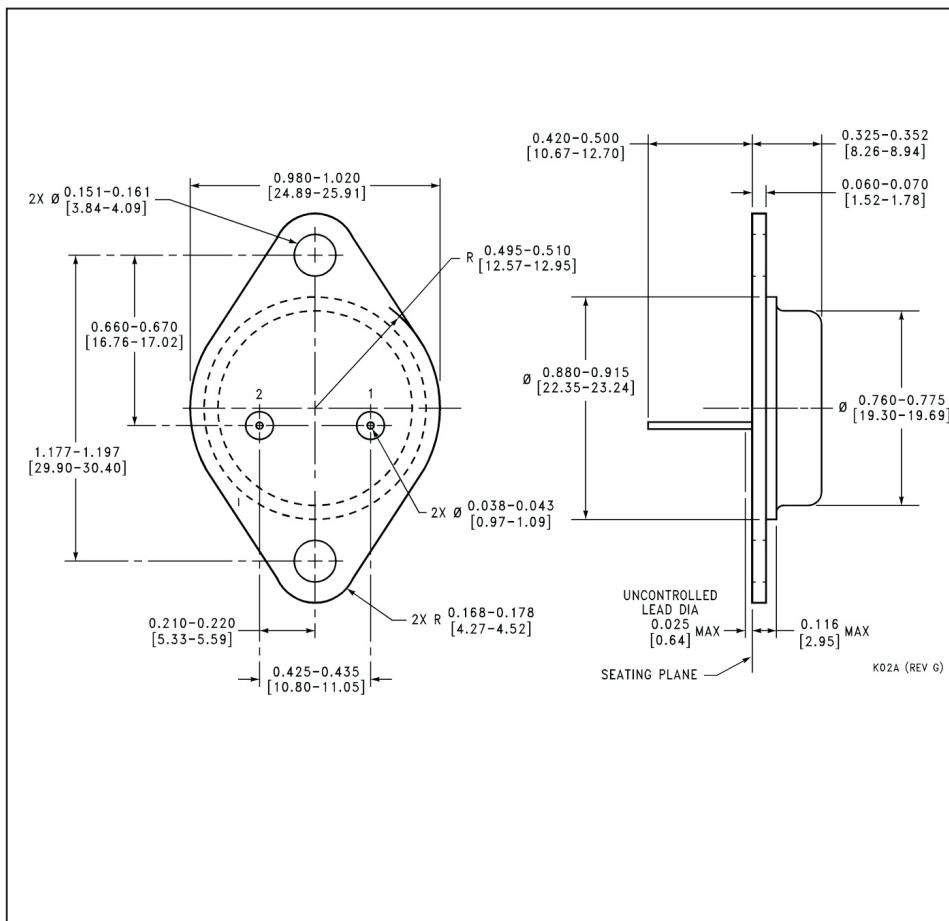
TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM340MP-5.0	SOT-223	DCY	4	1000	367.0	367.0	35.0
LM340MP-5.0/NOPB	SOT-223	DCY	4	1000	367.0	367.0	35.0
LM340MPX-5.0/NOPB	SOT-223	DCY	4	2000	367.0	367.0	35.0
LM340SX-12/NOPB	DDPAK/TO-263	KTT	3	500	367.0	367.0	45.0
LM340SX-5.0	DDPAK/TO-263	KTT	3	500	367.0	367.0	45.0
LM340SX-5.0/NOPB	DDPAK/TO-263	KTT	3	500	367.0	367.0	45.0

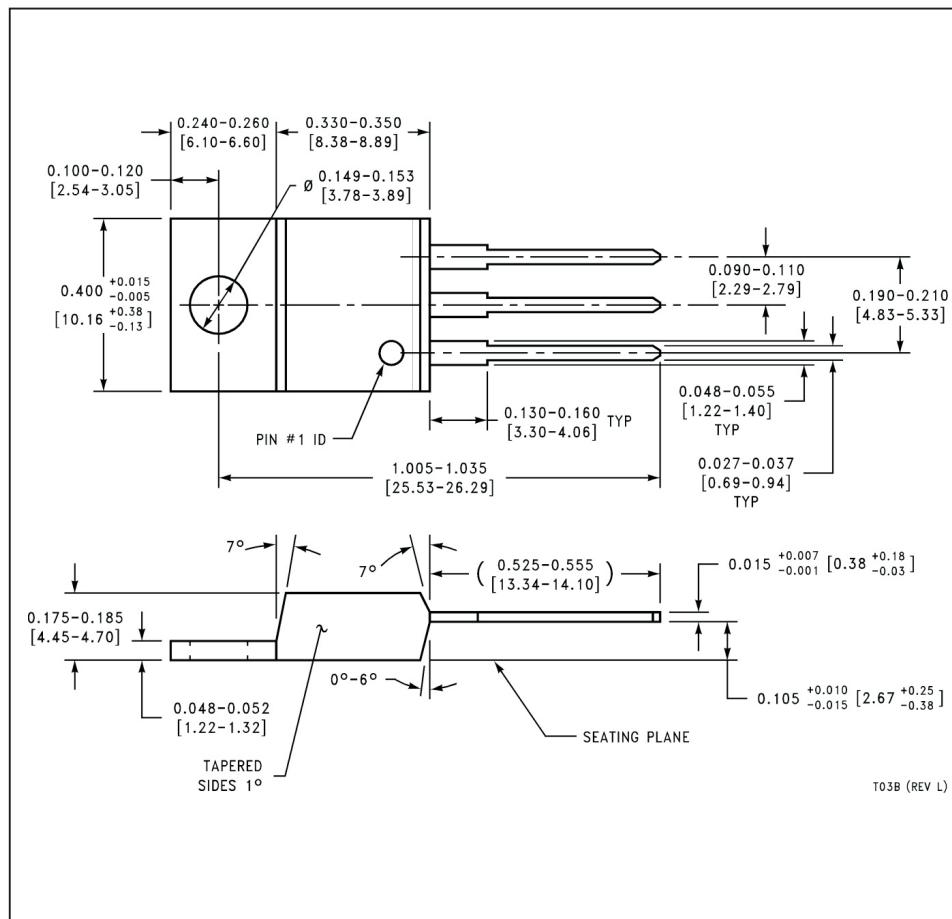
MECHANICAL DATA

NDS0002A



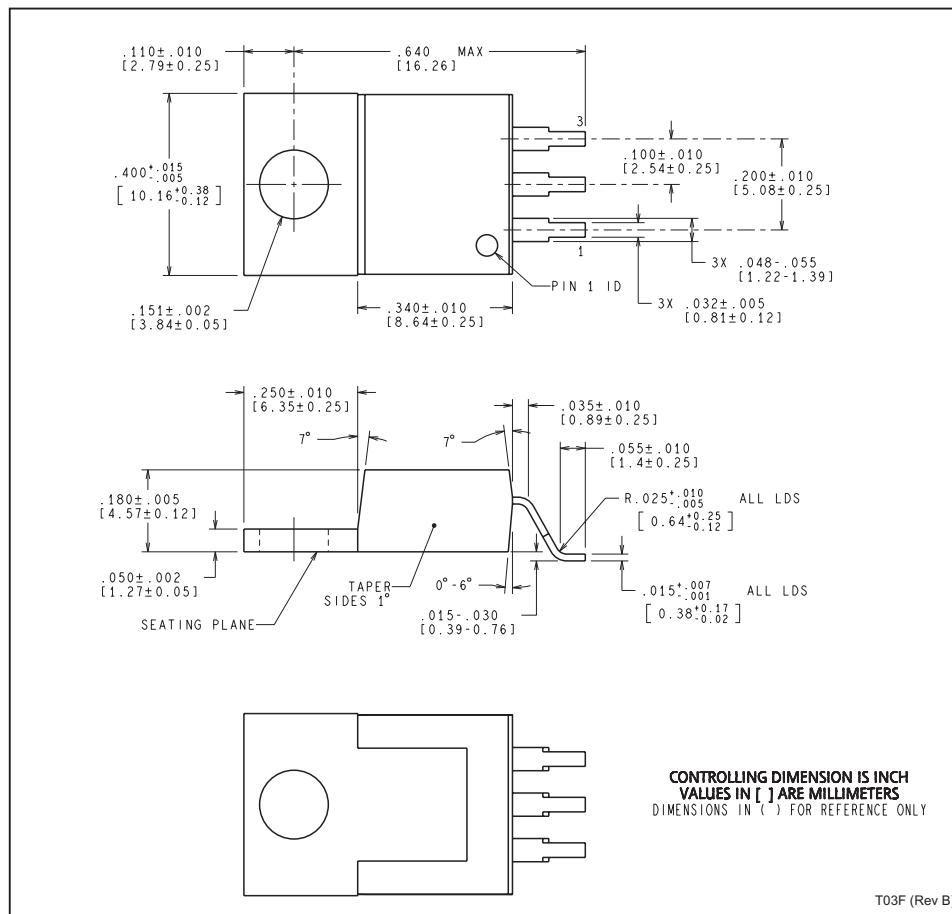
MECHANICAL DATA

NDE0003B



MECHANICAL DATA

NDG0003F

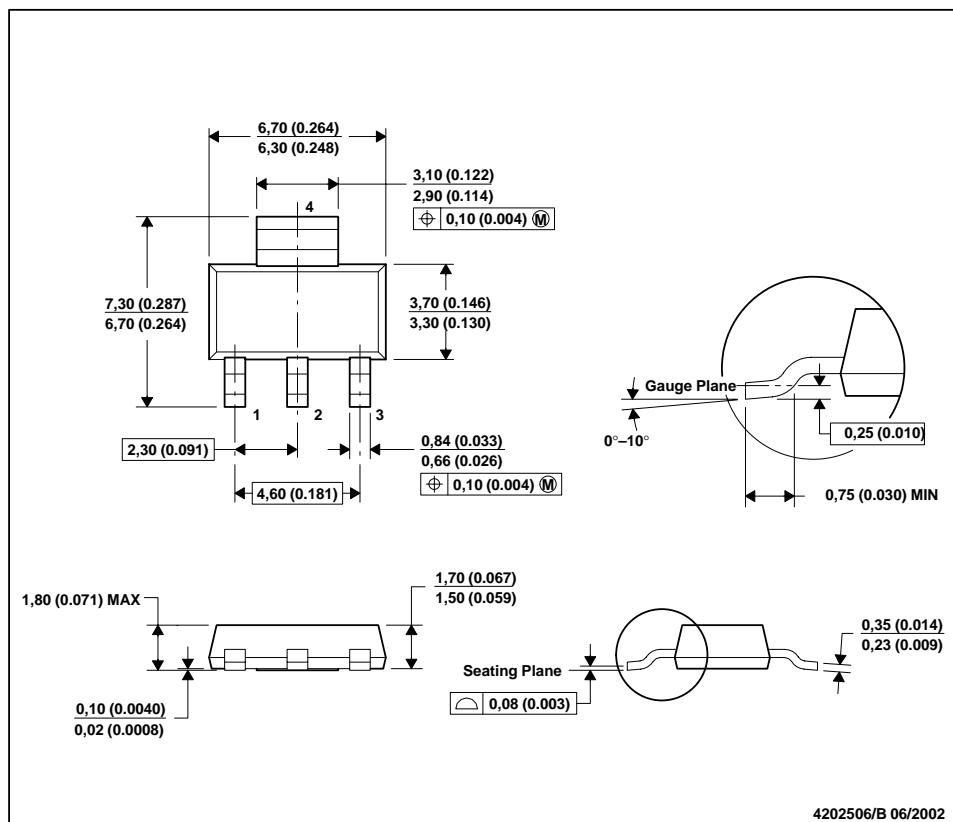


MECHANICAL DATA

MPDS094A – APRIL 2001 – REVISED JUNE 2002

DCY (R-PDSO-G4)

PLASTIC SMALL-OUTLINE



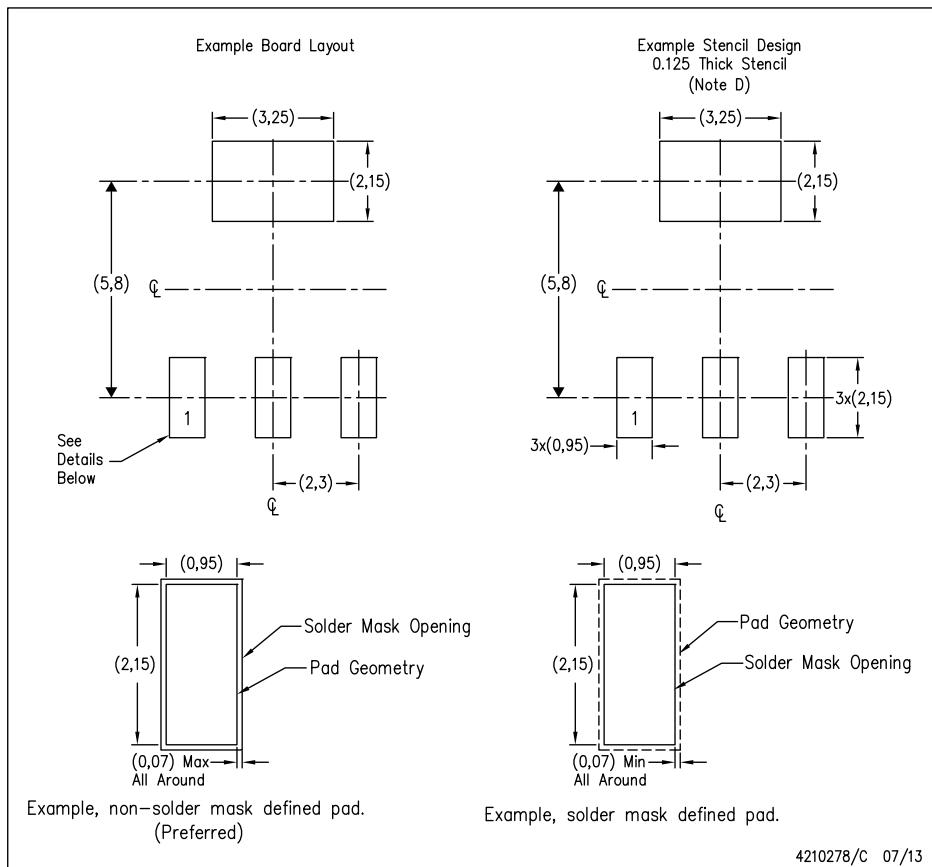
4202506/B 06/2002

- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters (inches).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Body dimensions do not include mold flash or protrusion.
 - Falls within JEDEC TO-261 Variation AA.

LAND PATTERN DATA

DCY (R-PDSO-G4)

PLASTIC SMALL OUTLINE



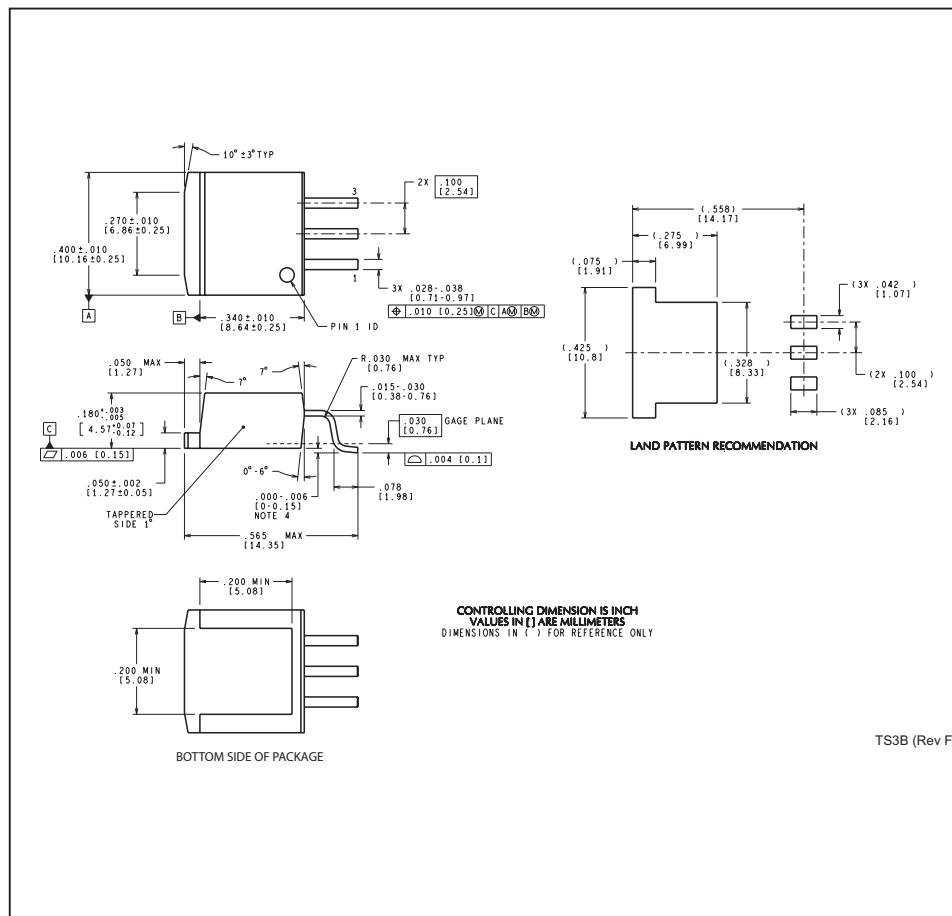
4210278/C 07/13

NOTES:

- A. All linear dimensions are in millimeters.
- B. This drawing is subject to change without notice.
- C. Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
- D. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil recommendations. Refer to IPC 7525 for stencil design considerations.

MECHANICAL DATA

KTT0003B



IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JESD46, latest issue, and to discontinue any product or service per JESD48, latest issue. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All semiconductor products (also referred to herein as "components") are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its components to the specifications applicable at the time of sale, in accordance with the warranty in TI's terms and conditions of sale of semiconductor products. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by applicable law, testing of all parameters of each component is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or the design of Buyers' products. Buyers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with Buyers' products and applications, Buyers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI components or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI components or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that component or service voids all express and any implied warranties for the associated TI component or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyer acknowledges and agrees that it is solely responsible for compliance with all legal, regulatory and safety-related requirements concerning its products, and any use of TI components in its applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Buyer represents and agrees that it has all the necessary expertise to create and implement safeguards which anticipate dangerous consequences of failures, monitor failures and their consequences, lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate remedial actions. Buyer will fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of any TI components in safety-critical applications.

In some cases, TI components may be promoted specifically to facilitate safety-related applications. With such components, TI's goal is to help enable customers to design and create their own end-product solutions that meet applicable functional safety standards and requirements. Nonetheless, such components are subject to these terms.

No TI components are authorized for use in FDA Class III (or similar life-critical medical equipment) unless authorized officers of the parties have executed a special agreement specifically governing such use.

Only those TI components which TI has specifically designated as military grade or "enhanced plastic" are designed and intended for use in military/aerospace applications or environments. Buyer acknowledges and agrees that any military or aerospace use of TI components which have **not** been so designated is solely at the Buyer's risk, and that Buyer is solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI has specifically designated certain components as meeting ISO/TS16949 requirements, mainly for automotive use. In any case of use of non-designated products, TI will not be responsible for any failure to meet ISO/TS16949.

Products	Applications
Audio	www.ti.com/audio
Amplifiers	amplifier.ti.com
Data Converters	dataconverter.ti.com
DLP® Products	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks
Interface	interface.ti.com
Logic	logic.ti.com
Power Mgmt	power.ti.com
Microcontrollers	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP Applications Processors	www.ti.com/omap
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity
	TI E2E Community
	e2e.ti.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

Ilustración 69: Hoja de datos del LM340

```

import numpy as np
from sympy import diff, Abs, N
import math

def evaluar_funcion(f, variables, valores):
    subs_dict = {var: val for var, val in zip(variables, valores)}
    return N(f.subs(subs_dict))

def calc_error_absoluto(f, variables, X, dX):
    derivadas_parciales = []
    subs_dict = {var: val for var, val in zip(variables, X)}

    for i in range(len(variables)):
        derivadas_parciales.append(Abs(diff(f, variables[i])) * dX[i])

    coefs = list(map(lambda dp: N(dp.subs(subs_dict)), derivadas_parciales))
    return sum(coefs)

def calc_desviacion_estandar(f, variables, X, dX):
    derivadas_parciales = []
    subs_dict = {var: val for var, val in zip(variables, X)}
    for i in range(len(variables)):
        derivadas_parciales.append(Abs(diff(f, variables[i])) * dX[i])

    coefs = np.array(list(map(lambda dp: N(dp.subs(subs_dict)), derivadas_parciales)))
    square_coefs = coefs**2
    suma = sum(square_coefs)
    return math.sqrt(suma)

def calcular_medicion_indirecta(f, variables, datos):
    return np.array([evaluar_funcion(f, variables, datos[0]), calc_desviacion_estandar(f, variables, datos[0], datos[1])])

def evaluar_funcion_en_lista(f, variables, vector):
    def evaluar_funcion_con_datos(datos):
        return evaluar_funcion(f, variables, datos[0])
    return np.array(list(map(evaluar_funcion_con_datos, vector)))

def calcular_medicion_indirecta_en_lista(f, variables, vector):
    def calcular_medicion_indirecta_con_datos(datos):
        return calcular_medicion_indirecta(f, variables, datos)
    return np.array(list(map(calcular_medicion_indirecta_con_datos, vector)))

def separar_valores_incertidumbres(datos):
    valores = datos[::2]
    incertidumbres = datos[1::2]
    return np.array([valores, incertidumbres])

def separar_valores_incertidumbres_en_lista(vector):
    return np.array(list(map(separar_valores_incertidumbres, vector)))

def seleccionar_columnas_de_tabla(tabla, columnas):
    return tabla[:, columnas]

def agregar_calculo_a_dataframe(df, f, symbols, cols, nombreColumna):
    variables = symbols
    datos = df.to_numpy()
    datosRelevantes = seleccionar_columnas_de_tabla(datos, cols)
    datosRelevantesSeparados = separar_valores_incertidumbres_en_lista(datosRelevantes)
    resultado = calcular_medicion_indirecta_en_lista(f, variables, datosRelevantesSeparados)
    df[nombreColumna] = resultado[:,0]
    df[' $\hat{I}$ ' + nombreColumna] = resultado[:,1]

```

Ilustración 70: Código para calcular las mediciones indirectas y sus incertidumbres

```

import matplotlib.pyplot as plt
import pandas as pd
import numpy as np
import sys

df = pd.read_excel('./filtro-realimentacion-multiple.xlsx', header=0)

# Convert the DataFrame to a NumPy array
data_array = df.to_numpy()
data_array.sort()

# Select rows 13 to 20 (inclusive) and columns from index 3 onwards
datos_filtro = data_array # Selecting columns 9 and 11 (zero-based indexing)
datos_filtro_ordenado = datos_filtro[:, 1].argsort()

def graficar_respuesta_en_frecuencia(datos, titulo):
    magnitud = datos[:, 0]
    frecuencia = datos[:, 1]

    plt.figure(figsize=(10, 5))

    # Con ilustraciónr escala logarítmica para el eje x
    plt.semilogx(frecuencia, 20 * np.log10(magnitud), 'b-', label='Respuesta en frecuencia')

    # Añadir etiquetas y título
    plt.xlabel('Frecuencia (Hz)')
    plt.ylabel('Magnitud')
    plt.title(titulo)
    plt.grid(True)
    plt.legend()

    # Guardar la ilustración
    plt.savefig(titulo + '.png', dpi=300, bbox_inches='tight')
    plt.close()

graficar_respuesta_en_frecuencia(datos_filtro_ordenado, 'Respuesta en frecuencia - Filtro Realimentación Múltiple')

```

x	I (mA)	ΔI (mA)	I teórico (mA)	Error (%)
1.0	21.8	2.1	20.83	4.66
0.5	9.1	1.0	6.756	34.69
0.5	7.7	0.6	6.756	13.97
0.5	7.0	1.1	6.756	3.61
0.0	5.5	3.6	4.03	36.48
0.0	4.0	1.0	4.03	0.74

Cuadro 30: Mediciones de corriente de salida para la fuente de corriente ajustable.

Ilustración 71: Código para graficar la respuesta en frecuencia

Práctica #6

José Suárez
C.I.: 27606.100

Emerson Wachman
C.I.: 25795480

Común para
todos
 $500 \mu\text{seg} \pm 20 \mu\text{seg}$

$$\rightarrow V_1 = 500\text{mV} \pm 100\text{mV}$$

$$V_2 = 1\text{V} \pm 0,1\text{V}$$

	$V_o [\text{V}]$	ΔV_o	$V_i [\text{V}]$	ΔV_i	
INVERSOR	-2V	$\pm 0,2\text{V}$	1V	$\pm 0,2\text{V}$	
NO INVERSOR	3V	$\pm 0,2\text{V}$	1V	$\pm 0,2\text{V}$	
RESTADOR	2V	$\pm 0,1\text{V}$			
INTEGRADOR NO INVERSOR	8V	$\pm 1\text{V}$	2V	$\pm 0,4\text{V}$	
Convertidor de tensión a corriente	50mV	$\pm 10\text{mV}$	5,2V	$\pm 0,4\text{V}$	$R = 1\text{k}\Omega$
	500mV	$\pm 100\text{mV}$	5,2V	$\pm 0,4\text{V}$	$R = 11\text{k}\Omega$
	1V	$\pm 0,1\text{V}$	5,2V	$\pm 0,4\text{V}$	$R = 22\text{k}\Omega$
	2V	$\pm 0,2\text{V}$	5,2V	$\pm 0,4\text{V}$	$R = 39\text{k}\Omega$
	1,3V	$\pm 0,1\text{V}$	5,2V	$\pm 0,4\text{V}$	$R = 27\text{k}\Omega$

AF 20-01-25

Ilustración 65: Hoja de datos práctica N° 6

Práctica #7 Hoja de datos

Emerson Wirthman

José Suárez

1.a) Tensión de offset

$$V_o = \cancel{2160 \pm 0,4V} \\ -8V \pm 0,4V$$

$$V_{o3} = -8V \pm 0,4V$$

~~12/1/25~~

1.b) Corriente bias

$$V_{o2} = 8V \pm 1V$$

2) $V_i = 72mV \pm 4mV$ } JP3 objetos
 ① $V_o = 7,2V \pm 0,4V$ } JP4

$$\begin{cases} f = 1kHz \\ T = 1000\mu seg \pm 40\mu seg \end{cases}$$

$$\frac{V_o}{\sqrt{2}} = 5,09V \quad V_o = (5,2 \pm 0,4)V$$

$$\begin{cases} f_H = 75kHz \\ T = 140\mu seg \pm 10\mu seg \end{cases}$$

$$f_H = 7kHz$$

$$\frac{V_o}{\sqrt{2}} = 5,2V \pm 0,4V \\ T = 500\mu seg \pm 20\mu seg \\ f_L = 2Hz$$

② $V_i = 72mV \pm 4mV$ } JP3 \rightarrow objeto
 $V_o = 800mV \pm 40mV$ } JP4 \rightarrow cerrado

$$\begin{cases} f = 1kHz \\ T = 1000\mu seg \pm 40\mu seg \end{cases}$$

$$\frac{V_o}{\sqrt{2}} = 565mV$$

$$\begin{cases} f_H = 75kHz \\ T = 13,2\mu seg \pm 0,4\mu seg \end{cases}$$

$$V_o = 520mV \pm 40mV$$

$$\begin{cases} f_L = 2Hz \\ T = 500\mu seg \pm 20\mu seg \\ V_o = 520mV \pm 40mV \end{cases}$$

③ $V_i = 72mV \pm 4mV$ } JP3 cerrado
 $V_o = 72mV \pm 4mV$ } JP4 abierto

$$\begin{cases} f_H = 900kHz \\ T = 1,12\mu seg \pm 0,04\mu seg \\ V_o = 52mV \pm 0,4mV \end{cases}$$

$$\frac{V_o}{\sqrt{2}} = 50,91mV$$

$$\begin{cases} f_L = 2Hz \\ T = 500\mu seg \pm 10\mu seg \\ V_o = 52mV \pm 0,4mV \end{cases}$$

Tercera Parte:

$$\begin{cases} V_o = 520mV \pm 40mV \\ V_i = 520mV \pm 40mV \end{cases}$$

$$\Delta V = 520mV \pm 40mV$$

$$\Delta T = 2,2\mu seg \pm 0,4\mu seg$$

$$T = 20\mu seg \pm 3\mu seg$$

$$\text{Im Máxima Excusión} = 9V \pm 1V$$

$$\text{Corriente de cortocircuito} = 2V \pm 0,2V$$

$$\text{con } R = 6,8\Omega$$

Ilustración 66: Hoja de datos práctica N° 7

Hoja de datos Práctica # 8 Filtros Activos

José Suárez
Emerson Warkman

Sallen Key

V_i	V_o	Ganancia	Ganancia [dB]	Frecuencia	Período
$1V \pm 0,1V$	$2V \pm 0,1V$			1kHz	$100\mu\text{seg} \pm 40\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$2V \pm 0,1V$			1,5kHz	$680\mu\text{seg} \pm 40\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$1,4V \pm 0,1V$			2,9kHz	$330\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$80mV \pm 4mV$			15kHz	$64\mu\text{seg} \pm 2\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$80mV \pm 10mV$			10kHz	$100\mu\text{seg} \pm 4\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$680mV \pm 20mV$			3kHz	$320\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$680mV \pm 20mV$			2,7kHz	$360\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$1,6V \pm 0,04V$			100Hz	$10\text{mseg} \pm 0,4\text{mseg}$
$1V \pm 0,1V$	$2V \pm 0,1V$				

Realimentación Múltiple

V_i	V_o	Ganancia	Ganancia [dB]	Frecuencia	Período
$1V \pm 0,1V$	$2,2V \pm 0,2V$			100Hz	$10\text{mseg} \pm 99\text{mseg}$
$1V \pm 0,1V$	$1,5V \pm 0,1V$			3,7kHz	$270\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$2,2V \pm 0,1$			1kHz	$1000\mu\text{seg} \pm 40\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$1,5V \pm 0,1V$			3,5kHz	$680\mu\text{seg} \pm 40\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$1,7V \pm 0,1V$			3,3kHz	$300\mu\text{seg} \pm 40\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$1,3V \pm 0,1V$			3,9kHz	$250\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$1,2V \pm 0,1V$			4,1kHz	$320\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}$
$1V \pm 0,1V$	$0,1V \pm 0,05V$			15kHz	$64\mu\text{seg} \pm 2\mu\text{seg}$

Al 05-02-25.

Ilustración 67: Hoja de datos práctica N° 8