

Universidad Central de Venezuela
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

**Informe N° 3:
Aplicaciones no lineales del Amplificador
Operacional**

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

Índice

1. Resumen	2
1.1. 1. Oscilador de Puente de Wien	2
1.2. 2. Multivibradores	2
1.3. 3. Generador de Funciones	2
2. Introducción	2
3. Objetivos	3
4. Marco teórico	3
4.1. Osciladores	3
4.2. Oscilador de puente de Wien	4
4.3. Controles de amplitud	5
4.4. Comparadores	6
4.5. Comparador de lazo abierto	6
4.6. Comparador de lazo cerrado	6
4.7. Osciladores de relajación	7
4.8. Multivibradores	8
4.8.1. Multivibrador astable	8
4.8.2. Multivibrador monoestable	9
4.9. Generador de funciones	10
5. Metodología	11
5.1. Osciladores	11
5.1.1. Trabajo de preparación	11
5.1.2. Simulaciones	14
5.2. Multivibradores	16
5.2.1. Trabajo de preparación	16
5.2.2. Simulaciones	18
5.3. Generador de funciones	21
5.3.1. Trabajo de preparación	21
5.3.2. Simulación	22
6. Instrumentos y componentes	24
7. Presentación de resultados	24
7.1. Osciladores	24
7.2. Multivibradores	28
7.2.1. Multivibrador astable	28
7.2.2. Multivibrador monostable	28
7.3. Generador de funciones	30
8. Análisis de resultados	32
8.1. Análisis de los osciladores	32
8.2. Análisis de los multivibradores	32
8.2.1. Multivibrador astable	32
8.2.2. Multivibrador monoestable	32
8.3. Análisis del generador de funciones	34
9. Conclusiones	34
10. Anexos	34
Bibliografía	96

1. Resumen

Este informe experimental analizó tres configuraciones no lineales fundamentales de amplificadores operacionales:

1.1. 1. Oscilador de Puente de Wien

- Genera señales sinusoidales mediante realimentación positiva
- Frecuencia de oscilación: $f_o = \frac{1}{2\pi RC}$
- Se verificó la condición de oscilación ($\beta A_v \geq 1$) y se midió distorsión armónica
- Aplicación: Generación de señales de prueba en sistemas de audio

1.2. 2. Multivibradores

- **Astable:** Generador de onda cuadrada autónomo
 - Período medido: $T = 2R_3C_1 \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2})$
 - Error experimental vs teórico: 4.55 %
- **Monoestable:** Produce pulsos de ancho controlado
 - Ancho de pulso: $t_w = R_3C_1 \ln(3)$
 - Se comprobó la dependencia con R_3C_1 (error: 4 %)

1.3. 3. Generador de Funciones

- Circuito integrado para producir señales triangulares/cuadradas
- Se caracterizó la relación frecuencia-capacitancia ($f \propto 1/C$)
- No linealidades observadas en amplitudes altas

2. Introducción

Los amplificadores operacionales (op-amps) son dispositivos versátiles que encuentran aplicaciones tanto en circuitos lineales como no lineales. Mientras que en configuraciones lineales se utilizan principalmente para operaciones de amplificación y filtrado, sus aplicaciones no lineales abren un panorama de posibilidades en generación y conformación de señales. Este informe explora tres configuraciones fundamentales de op-amps en régimen no lineal: el oscilador de puente de Wien, los multivibradores (astable y monoestable) y los generadores de funciones.

El **oscilador de puente de Wien** representa una aplicación clásica en generación de señales sinusoidales. Su diseño aprovecha el balance entre una red de realimentación positiva (para mantener las oscilaciones) y un mecanismo de control de amplitud (usualmente mediante diodos o JFETs) que garantiza estabilidad en la señal de salida. La frecuencia de oscilación está determinada por la relación $f_o = \frac{1}{2\pi RC}$, demostrando cómo componentes pasivos simples pueden definir características fundamentales de la señal generada.

Los **multivibradores** ilustran la capacidad de los op-amps para trabajar en conmutación:

- El **astable** opera como oscilador libre, generando una onda cuadrada continua cuya frecuencia depende de los elementos RC en el circuito
- El **monoestable** produce un pulso de duración fija ante un disparo externo, siendo útil en aplicaciones de temporización

Los **generadores de funciones** amplían estas capacidades para producir formas de onda complejas (triangulares, diente de sierra, etc.), a menudo mediante la integración controlada de señales cuadradas. Estos circuitos encuentran aplicaciones prácticas en sistemas de comunicaciones, instrumentación médica y equipos de prueba electrónicos.

Este estudio experimental permitirá verificar los principios teóricos de operación, analizar las relaciones entre los componentes y los parámetros de salida, y evaluar las limitaciones prácticas de estos circuitos. Particular atención se dedicará al análisis de distorsión armónica en el oscilador Wien y a la precisión temporal en los multivibradores, aspectos críticos para aplicaciones reales.

3. Objetivos

Objetivo General

- Comprender los principios físicos que permiten el establecimiento de una oscilación sinusoidal.

Objetivos Específicos

- Reconocer las ventajas del uso del concepto de amplificador operacional en el diseño e implementación de sistemas analógicos.
- Reconocer la necesidad del uso de un control de amplitud como mecanismo para sostenimiento de la oscilación senoidal.

4. Marco teórico

4.1. Osciladores

Existen distintos sistemas capaces de generar señales por sí solas, tales como: triangulares, cuadráticas, sinusoidales, etc. Las dos categorías principales de generadores de señales son los osciladores sinusoidales y los osciladores de relajación [1]. El primero emplea un lazo de realimentación positiva compuesto por una red RC o RL, utilizando el fenómeno de resonancia. También se conoce como oscilador lineal. El segundo caso, se conoce como oscilador no lineal y emplean bloques conocidos como multivibradores [1].

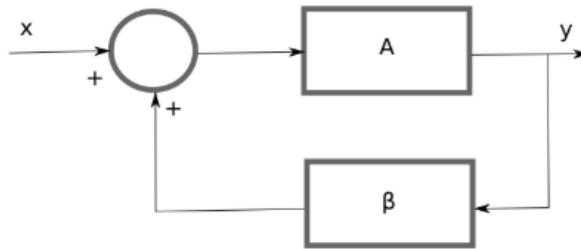


Ilustración 1: Circuito realimentado.

Para el sistema de la ilustración 1, se tiene que la salida está dada por:

$$y = A(x + y\beta) \quad (1)$$

Donde:

- y es la salida del sistema
- x es la entrada del sistema
- A es la ganancia del amplificador
- β es el factor de realimentación

Por lo tanto, la ganancia del sistema realimentado está dada por:

$$A_{fb} = \frac{y}{x} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (2)$$

Cuando el resultado en el denominador es cero, entonces el sistema se encuentra en el límite de la estabilidad. Recordemos que un sistema con realimentación negativa es estable y el sistema con realimentación positiva es inestable [1].

Para que un sistema oscile, debe cumplirse la condición de Barkhausen [1]:

$$A(j\omega_o)\beta(j\omega_o) = 1 \quad (3)$$

Esta condición establece que para que exista oscilación, la ganancia de lazo debe ser unitaria a la frecuencia de oscilación ω_o . Esto significa que:

- La magnitud del producto $A\beta$ debe ser igual a 1

- El ángulo de fase del producto $A\beta$ debe ser 0° o un múltiplo entero de 360°

Por lo tanto,

$$A(s)\beta(s) = 1 + 0j \quad (4)$$

donde

$$\beta A = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_o}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_o} \quad (5)$$

Sustituyendo $s = j\omega$, se puede deducir que los términos pares serían números reales y los términos impares serían imaginarios. Al agruparlos se puede simplificar en la siguiente ecuación.

$$\beta A = \frac{N_p(s) + jN_i(s)}{D_p(s) + jD_i(s)} \quad (6)$$

Donde $N_p(s)$ y $D_p(s)$ son los términos pares del numerador y denominador respectivamente, y $N_i(s)$ y $D_i(s)$ son los términos impares del numerador y denominador respectivamente.

Multiplicando numerador y denominador por el conjugado del denominador:

$$\beta A = \frac{N_p(s) + jN_i(s)}{D_p(s) + jD_i(s)} \cdot \frac{D_p(s) - jD_i(s)}{D_p(s) - jD_i(s)} \quad (7)$$

$$\beta A = \frac{N_p(s)D_p(s) + N_i(s)D_i(s) + j(N_i(s)D_p(s) - N_p(s)D_i(s))}{D_p(s)^2 - D_i(s)^2} \quad (8)$$

de manera que igualando con la ecuación 4 se tiene que:

$$\begin{cases} \frac{N_p(s)D_p(s) + N_i(s)D_i(s)}{D_p(s)^2 - D_i(s)^2} = 1 \\ \frac{N_i(s)D_p(s) - N_p(s)D_i(s)}{D_p(s)^2 - D_i(s)^2} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

resolviendo el sistema de ecuaciones 9 se tiene que:

$$\begin{cases} N_i = D_i \\ N_p = D_p \end{cases} \quad (10)$$

4.2. Oscilador de puente de Wien

Este circuito es uno de los osciladores más usados, por su sencillez y estabilidad [1]. Está realimentado negativamente por un circuito resistivo y positivamente por dos redes RC, en serie y paralelo.

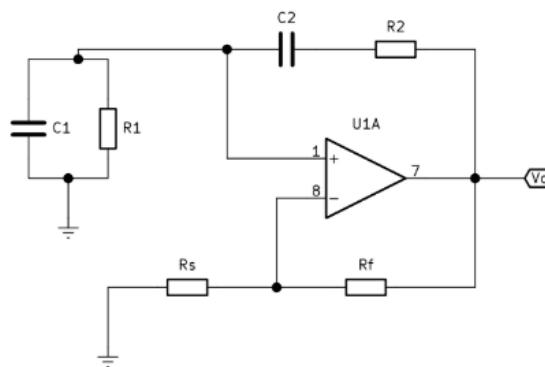


Ilustración 2: Oscilador de puente de Wien.

Simplificando el circuito, tomando la ganancia del amplificador no inversor, resulta el circuito de la ilustración 3 con

$$K = 1 + \frac{R_f}{R_s} \quad (11)$$

Ahora, utilizando el método del amplificador desvanecido para resolver el sistema,

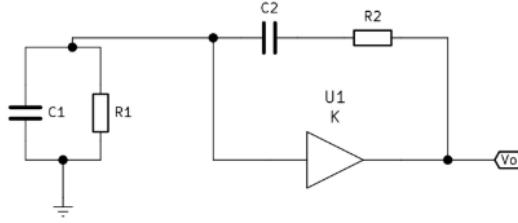


Ilustración 3: Oscilador de puente de Wien simplificado.

$$x_{31} = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \quad (12)$$

Donde, $Z_p = 1/sC_1 \parallel R_1$ y $Z_s = R_2 + sC_2$.

Por lo tanto, sustituyendo estos términos y simplificando la ecuación, se tiene:

$$\beta A = A \frac{R1C2}{R1R2C1C2} \frac{s}{s^2 + s \frac{R2C2 + R1C1 + R1C2}{R1R2C1C2} + \frac{1}{R1R2C1C2}} \quad (13)$$

Identificando los términos:

$$N_p(s) = 0 \quad (14)$$

$$N_i(s) = A \frac{R1C2}{R1R2C1C2} s \quad (15)$$

$$D_p(s) = s^2 + \frac{1}{R1R2C1C2} \quad (16)$$

$$D_i(s) = s \left(\frac{R2C2 + R1C1 + R1C2}{R1R2C1C2} \right) \quad (17)$$

Partiendo de la igualdad $N_p = D_p$

$$s^2 + \frac{1}{R1R2C1C2} = 0 \quad (18)$$

Se obtiene la frecuencia de oscilación del circuito,

$$\omega_o = \pm \sqrt{\frac{1}{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}} \quad (19)$$

Y de la igualdad $N_i = D_i$, se obtiene la ganancia del circuito

$$A = \frac{R2 \cdot C2 + R1 \cdot C1 + R1 \cdot C2}{R1 \cdot C2} \quad (20)$$

En la vida real, las variaciones de temperatura de los componentes dificulta mantener la estabilidad del puente de Wien [1]. Una manera de disminuir este efecto consiste en utilizar valores de resistencias iguales y de la misma tecnología, lo cual disminuye el efecto de oscilación debido a la temperatura.

Si $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$, entonces la ganancia del circuito y su frecuencia de corte se vuelven:

$$A = 3 \quad (21)$$

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad (22)$$

4.3. Controles de amplitud

Para un oscilador, no es posible garantizar que mantenga las características de oscilación durante toda su vida útil [1]. Para lograr esto, es necesario garantizar que la oscilación tenga un factor de amortiguamiento no nulo, $Ae^{\alpha t} \sin(\omega t)$, de manera que pueda crecer y decrecer en amplitud.

Se desea entonces que en el arranque, ese factor α sea mayor que cero, y que crezca en magnitud hasta lograr niveles utilizables. Cuando esta señal sea grande, entonces el factor de amortiguamiento será menor que cero, evitando que el oscilador llegue a la zona no lineal [1].

4.4. Comparadores

Un comparador no es mas que un dispositivo capaz de establecer una relación de orden, esto es, un dispositivo capaz de determinar si una señal V_a es por ejemplo mayor que V_b . El proceso de comparación puede ser reducido a una diferencia de señales ($V_a - V_b$) y a la verificación del signo de dicha diferencia, si $V_a > V_b$ entonces el signo será positivo, si por el contrario $V_a < V_b$ entonces el signo será negativo. Esta forma de concebir una comparación sugiere la posibilidad de utilizar un amplificador operacional para implementar el dispositivo comparador [2, pag. 2].

La salida del dispositivo comparador es básicamente una variable booleana, por lo que también puede concebirse el comparador como una interfaz entre el mundo analógico y sistemas digitales.

4.5. Comparador de lazo abierto

El comparador de lazo abierto es el más simple de los comparadores, su funcionamiento se basa en la saturación del amplificador operacional. La saturación se produce cuando la diferencia de potencial entre las entradas inversora y no inversora es suficientemente grande como para que el amplificador no pueda seguir amplificando la señal. En este caso, la salida del amplificador se satura a uno de los dos valores de alimentación, dependiendo de la polaridad de la señal de entrada. La ilustración 4 muestra este comportamiento.

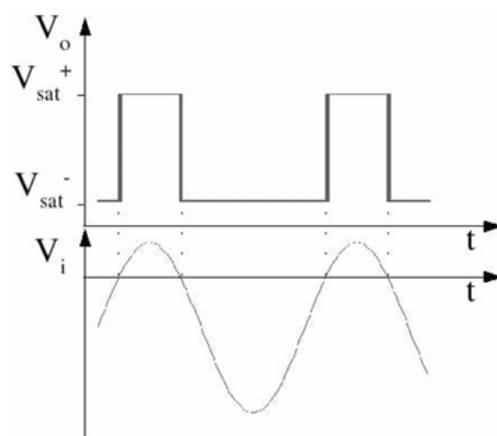


Ilustración 4: Comparador de lazo abierto.

Si el comparador fuese ideal, su salida sería exclusivamente dependiente de la polaridad de V_i respecto a tierra tal como se muestra en la ilustración 4. Sin embargo debido a los desequilibrios de la etapa de entrada del comparador real (o del AO) se producirá una "tensión de offset de entrada", tensión que puede variar entre un dispositivo y otro y que además es afectado con la temperatura y por la deriva temporal. Así entonces la salida del comparador no conmutara exactamente cuando la señal cruce por cero sino para alguna tensión en el rango ($-V_{os}, V_{os}$) donde V_{os} no es mas que la máxima tensión de offset previsible.

Otro problema en la utilización de comparadores viene dado por el tiempo de respuesta, el cual puede determinarse como el tiempo transcurrido entre la aplicación de un flanco abrupto en la entrada diferencial y el momento en el cual la salida alcanza un alto porcentaje de su tensión en estado estacionario.

En la respuesta de salida que se muestra en la ilustración 5 pueden distinguirse dos comportamientos claramente diferenciados, el primero es que en el cual aun habiéndose producido un cambio en la entrada, la salida no cambia en lo absoluto durante un tiempo td (delay) o de retardo, pasado este tiempo la señal de salida cambia paulatinamente alcanzando una tasa de ascenso que viene dada por el Slewrate.

Otro problema inherente a los comparadores a lazo abierto es producido por el ruido que inevitablemente acompaña a la señal de entrada. Suponiendo una señal de entrada contaminada por ruido (aditivo) tal como la que se muestra en la ilustración 6, en este caso la salida del comparador no será una señal cuadrada sino que estará contaminada por el ruido.

4.6. Comparador de lazo cerrado

Los comparadores también pueden ser realimentados, solo que en su caso resulta mucho más beneficiosa la realimentación positiva en zona lineal, que la negativa como es usual en los A.O. Al practicar realimentación positiva en un comparador se obtiene fundamentalmente un nuevo comportamiento conocido como histéresis, en el cual los niveles de conmutación cambian con el estado (el nivel de tensión) en el que se encuentra el comparador. Ahora el circuito tiene dos niveles de umbral diferentes para la señal de entrada, uno para la transición de bajo a alto y otro para la transición de alto a bajo. Esta característica hace que el comparador de lazo cerrado sea muy útil para eliminar el ruido en las señales y para convertir una señal analógica en una señal digital. [2, pag.]

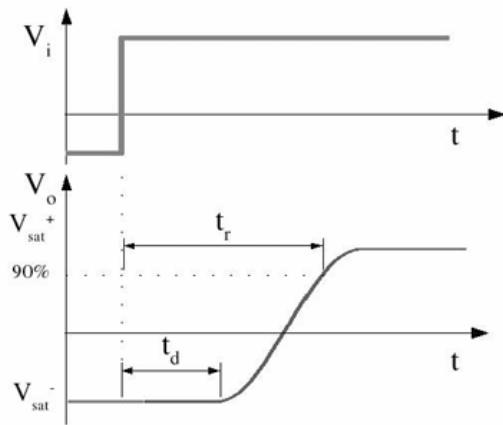


Ilustración 5: Respuesta de un comparador de lazo abierto a un flanco abrupto.

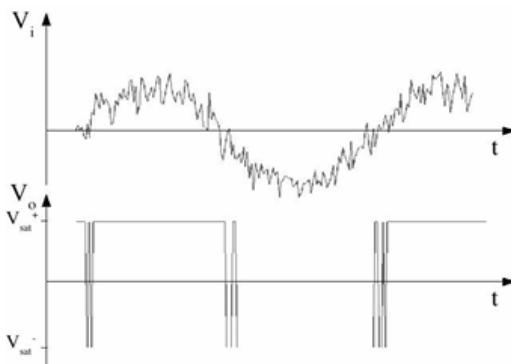


Ilustración 6: Respuesta de un comparador de lazo abierto a una señal de entrada contaminada por ruido.

4.7. Osciladores de relajación

Estos osciladores utilizan dispositivos biestables, como interruptores, disparadores Schmitt, compuertas lógicas y flip-flops, para cargar y descargar repetidamente un capacitor. Las formas de onda típicas que se pueden obtener con este método son las ondas triangular, de diente de sierra, exponencial, cuadrada y de pulso. A medida que avancemos, a menudo necesitaremos calcular el tiempo Δt que tarda en cargarse (o descargarse) un capacitor en una cantidad dada Δv . Las dos formas más comunes de carga/descarga son la lineal y la exponencial. [3, pag. 484]

Cuando se alimenta con una corriente constante I , un capacitor C se carga o descarga a una tasa constante, produciendo un transitorio lineal o rampa del tipo mostrado en la Ilustración 7. Los ingenieros suelen describir esta rampa mediante la relación fácil de recordar:

$$C\Delta v = I\Delta t \quad (23)$$

De donde se puede despejar el tiempo de carga o descarga:

$$\Delta t = \frac{C}{I}\Delta v \quad (24)$$

Un *transitorio exponencial* ocurre cuando C se carga o descarga a través de una resistencia en serie R . Con referencia a la Fig. 10.1b, el voltaje instantáneo en el capacitor está dado por:

$$v(t) = V_\infty + (V_0 - V_\infty) \exp[-(t - t_0)/\tau]$$

donde:

- V_0 es el voltaje inicial,
- V_∞ es el voltaje en estado estacionario que se alcanzaría en el límite $t \rightarrow \infty$,
- $\tau = RC$ es la constante de tiempo que gobierna el transitorio.

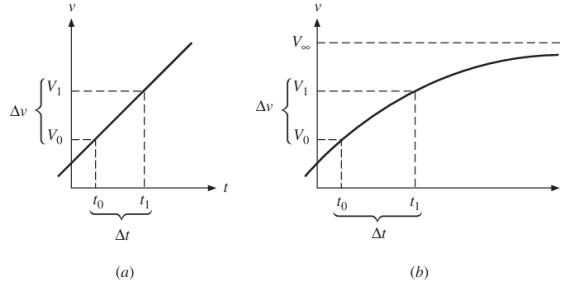


Ilustración 7: Carga y descarga lineal y exponencial de un capacitor.

Esta ecuación es válida independientemente de los valores y polaridades de V_0 y V_∞ . El transitorio alcanza un valor intermedio especificado V_1 en un instante t_1 tal que:

$$V_1 = V_\infty + (V_0 - V_\infty) \exp[-(t_1 - t_0)/\tau]$$

Tomando el logaritmo natural a ambos lados y despejando $\Delta t = t_1 - t_0$, podemos estimar el tiempo que tarda en cargarse o descargarse C desde V_0 hasta V_1 como:

$$\Delta t = \tau \ln \frac{V_\infty - V_0}{V_\infty - V_1} \quad (25)$$

4.8. Multivibradores

Los multivibradores son circuitos regenerativos diseñados especialmente para aplicaciones de temporización y generación de formas de onda. Los multivibradores pueden generar señales de salida que cambian entre dos estados, lo que los hace útiles para una variedad de aplicaciones, incluyendo osciladores, temporizadores, y flip-flops.

4.8.1. Multivibrator astable

El multivibrator astable conmuta espontáneamente entre un estado y otro, sin necesidad de comandos externos. También conocido como *multivibrator auto-oscilante*, su frecuencia está determinada por una red adecuada, que generalmente incluye:

- Un capacitor (para oscilaciones RC)
- Un cristal de cuarzo (para mayor precisión)

Características principales:

- No posee estados estables (de ahí el término „astable“)
- Genera ondas cuadradas continuamente
- La frecuencia depende de los valores de los componentes pasivos

En el circuito de la ilustración 8-a, el comparador de amplificador operacional y las resistencias de retroalimentación positiva R_1 y R_2 forman un *disparador Schmitt inversor*. Asumiendo una saturación simétrica de salida en $\pm V_{\text{sat}}$, los umbrales del disparador Schmitt también son simétricos:

$$\pm V_T = \pm V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La señal a la entrada inversora es provista por el propio amplificador operacional a través de la red RC.

Al encender la alimentación ($t = 0$), v_O cambiará a $+V_{\text{sat}}$ o $-V_{\text{sat}}$, ya que estos son los únicos estados estables permitidos por el disparador Schmitt. Suponiendo que cambia a $+V_{\text{sat}}$, se tendrá $v_P = +V_T$. Esto hará que R cargue C hacia V_{sat} , produciendo un aumento exponencial en v_N con constante de tiempo $\tau = RC$. Cuando v_N alcanza $v_P = V_T$, v_O cambia abruptamente a $-V_{\text{sat}}$, invirtiendo la corriente del capacitor y haciendo que v_P cambie a $-V_T$. Luego, v_N decae exponencialmente hacia $-V_{\text{sat}}$ hasta alcanzar $v_P = -V_T$, momento en el que v_O vuelve a $+V_{\text{sat}}$, repitiéndose el ciclo. Claramente, el circuito puede iniciar y mantener una oscilación, con v_O alternando entre $+V_{\text{sat}}$ y $-V_{\text{sat}}$, y v_N variando exponencialmente entre $+V_T$ y $-V_T$. Después del ciclo inicial, las formas de onda se vuelven periódicas. [3, pag. 492]

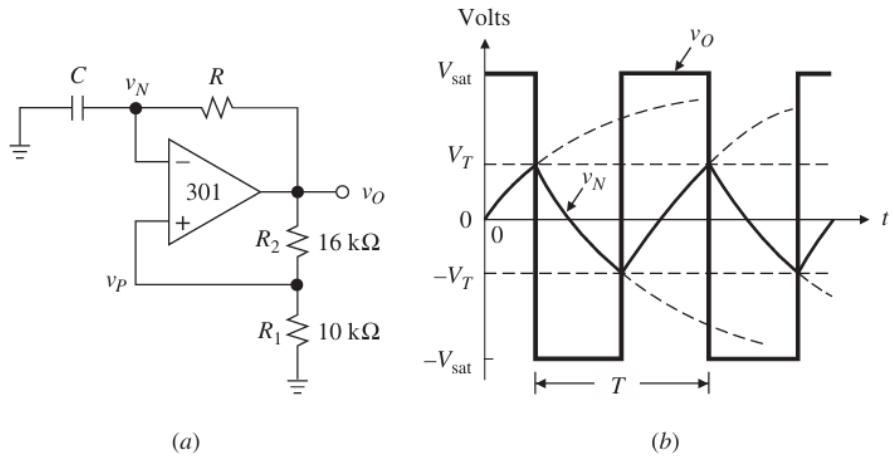


Ilustración 8: Multivibrator astable.

La frecuencia de oscilación f_0 se determina a partir del periodo T como $f_0 = 1/T$. Debido a la simetría de los niveles de saturación, v_O tiene un ciclo de trabajo del 50 %, por lo que solo es necesario calcular $T/2$. Aplicando la Ec. (10.3) con $\Delta t = T/2$ y $\tau = RC$:

$$\frac{T}{2} = \tau \ln \left(\frac{V_\infty - V_0}{V_\infty - V_1} \right)$$

donde:

- $V_\infty = V_{\text{sat}}$
- $V_0 = -V_T$
- $V_1 = +V_T$
- $\tau = RC$

Sustituyendo los valores simétricos:

$$\frac{T}{2} = RC \ln \left(\frac{V_{\text{sat}} - (-V_T)}{V_{\text{sat}} - V_T} \right) = RC \ln \left(\frac{V_{\text{sat}} + V_T}{V_{\text{sat}} - V_T} \right)$$

Finalmente, la frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{2RC \ln \left(\frac{V_{\text{sat}} + V_T}{V_{\text{sat}} - V_T} \right)}$$

4.8.2. Multivibrator monoestable

El multivibrator monoestable genera pulsos de ancho T al ser disparado, implementable con: (a) Contadores digitales o (b) Redes RC ($T \approx 1.1RC$ para CI 555). Aplicaciones incluyen generación de retardos, señales de habilitación y eliminación de rebotes en interruptores. [3, pag. 498]

El multivibrator monoestable tiene un estado estable en el que puede permanecer indefinidamente. También tiene un estado cuasiestable al que puede ser activado (o disparado) y en el que permanece durante un intervalo predefinido, igual al ancho deseado del pulso de salida. Cuando este intervalo termina, el multivibrator monoestable regresa a su estado estable y permanece allí, esperando otra señal de activación (o disparo). [4, pag. 1368]

La ilustración 9-a muestra un circuito monoestable basado en un amplificador operacional (op-amp). Se observa que este circuito es una versión modificada del circuito astable de la ilustración 8. En concreto, se ha añadido un diodo de sujeción D_1 en paralelo con el capacitor C_1 , y un circuito de disparo compuesto por el capacitor C_2 , la resistencia R_4 y el diodo D_2 se conecta a la entrada no inversora del op-amp. [4, pag. 1368]

El circuito opera de la siguiente manera:

- **Estado estable:** En ausencia de una señal de disparo, la salida del op-amp está en L_+ , y el diodo D_1 conduce a través de R_3 , fijando el voltaje v_B a una caída de diodo por encima de tierra. Se elige R_4 mucho mayor que R_1 , de modo que D_2 conduzca una corriente muy pequeña y el voltaje v_C quede determinado principalmente por el divisor de tensión R_1, R_2 . Así, $v_C = \beta L_+$, donde $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Este estado se mantiene porque βL_+ es mayor que V_{D1} .

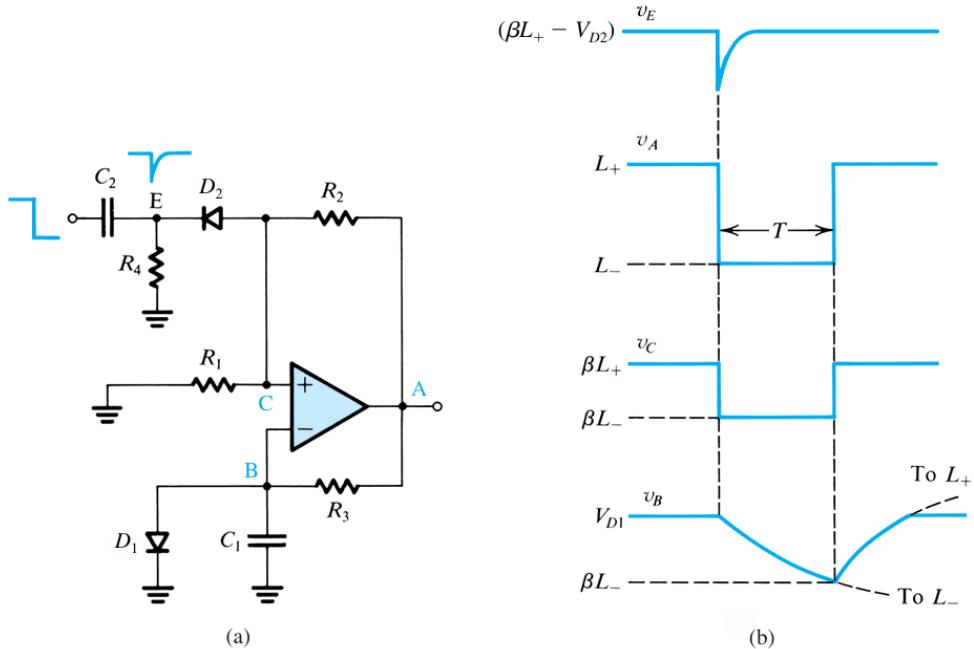


Ilustración 9: Multivibrator monoestable.

- Disparo:** Al aplicar un flanco negativo en la entrada de disparo (ver formas de onda en ilustración 9-b), este acopla un voltaje negativo al cátodo de D_2 a través de C_2 , haciendo que D_2 conduzca fuertemente y lleve el nodo C a un nivel bajo. Si la señal de disparo es suficientemente grande para que v_C caiga por debajo de v_B , el op-amp detectará una tensión negativa neta en su entrada y su salida cambiará a L_- . Esto, a su vez, hará que v_C pase a βL_- , manteniendo el op-amp en este nuevo estado. En este punto, D_2 se corta, aislando el circuito de cambios posteriores en la entrada de disparo.
- Estado cuasiestable:** El voltaje negativo en A corta D_1 , y C_1 comienza a descargarse exponencialmente hacia L_- con una constante de tiempo $C_1 R_3$. El multivibrador permanece en este estado hasta que v_B cae por debajo de βL_- . En ese instante, la salida del op-amp vuelve a L_+ , y v_C retorna a βL_+ . El capacitor C_1 se recarga entonces hacia L_+ hasta que D_1 conduce nuevamente, restaurando el estado estable.

4.9. Generador de funciones

La onda exponencial generada en un circuito astable puede ser cambiada a un una onda triangular reemplazando el circuito RC con un integrador como se muestra en la ilustración . El integrador ocasiona que el capacitor se cargue y descargue de manera lineal, obteniendo de esta forma una onda triangular. [4, pag. 1366]

Supongamos que en la salida V_{SQ} del circuito tenemos valores máximos V_{SQ+} y mínimos V_{SQ-} , Cuando el valor de la salida es V_{SQ+} una corriente es V_{SQ+}/R va a pasar a través de la resistencia y del condensador, causando que en la salida del integrador decrezca linealmente con una pendiente $-V_{SQ+}/RC$. Esto va a ocurrir hasta que la salida del integrador alcance el límite inferior del circuito astable, punto en el cual el circuito astable cambiará de estado, volviéndose la salida del astable igual a V_{SQ-} . En este momento la corriente a través de R y C cambiará de dirección y su valor se volverá $-V_{SQ-}/R$, causando que la salida del integrador aumente linealmente con una pendiente V_{SQ-}/RC hasta que alcance el límite superior del circuito astable, punto en el cual el circuito astable cambiará de estado, volviéndose la salida del astable igual a V_{SQ+} , una vez alcanzado este punto el circuito cambiará de estado nuevamente, haciendo que el voltaje en su salida sea V_{SQ+} y repitiendo el ciclo.

De lo dicho anteriormente se puede deducir una expresión para el periodo T de la onda triangular y la onda cuadrada. Durante el intervalo T_1 tenemos

$$\frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_1} = \frac{V_{SQ+}}{RC}$$

de donde podemos despejar T_1

$$T_1 = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{SQ+}} RC \quad (26)$$

De manera similar, durante T_2 tenemos

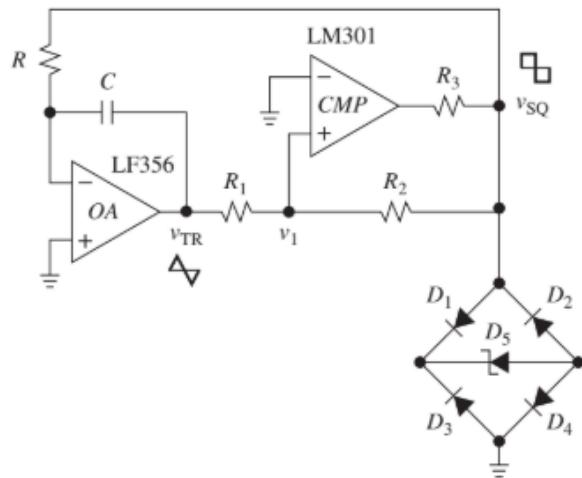


Ilustración 10: Generador de funciones

$$\frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_2} = \frac{-V_{SQ-}}{RC}$$

de donde podemos despejar T_2

$$T_2 = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{-V_{SQ-}} RC \quad (27)$$

5. Metodología

5.1. Osciladores

5.1.1. Trabajo de preparación

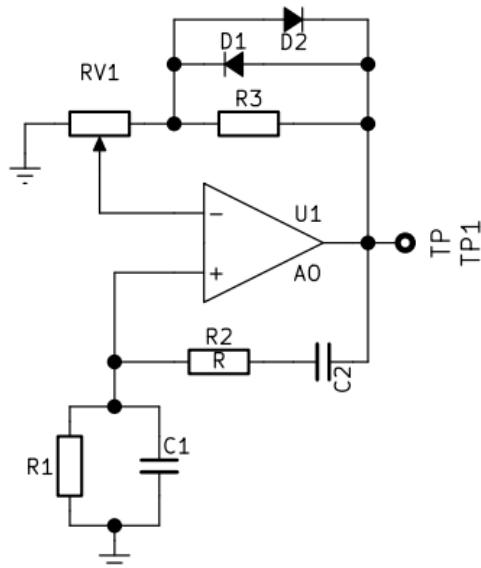


Figura 1: Oscilador de puente de Wien con control de amplitud

Para el circuito de la figura 1, determinar la frecuencia de oscilación.

Si se toma $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$ La frecuencia de oscilación del circuito viene dada por la ecuación 22.

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot C}$$

Diseñar (utilizando valores comerciales) el oscilador de la figura 1 con una frecuencia de oscilación de 5.0 kHz.

Partiendo de la ecuación 22 primero fijamos el valor de los condensadores C ya que se fabrican con mucho menos variedad de valores que las resistencias, En este caso se seleccionará

$$C = C_1 = C_2 = 10nF \quad (28)$$

Ahora hallamos el valor de la resistencia:

$$R = \frac{1}{C\omega_o} \quad (29)$$

$$R = \frac{1}{10nF \cdot 2\pi \cdot 5,0kHz} \quad (30)$$

$$R = 3183\Omega \quad (31)$$

Un valor comercial cercano sería:

$$R = R_1 = R_2 = 3,3k\Omega \quad (32)$$

Ahora debemos cumplir con la condición $A = 3$, partiendo de la ecuación 11 y tomando en cuenta que para este circuito:

$$R_f = R_3 + xR_{v1} \quad (33)$$

$$R_s = (1 - x)R_{v1} \quad (34)$$

tenemos

$$A = 3 = 1 + \frac{R_3 + xR_{v1}}{(1 - x)R_{v1}} \quad (35)$$

Si decimos que el potenciómetro tiene el valor

$$R_{v1} = 10k\Omega \quad (36)$$

y que $x = 0,5$, entonces tenemos

$$\begin{aligned} 3 &= 1 + \frac{R_3 + 5k\Omega}{5k\Omega} \\ 2 &= \frac{R_3 + 5k\Omega}{5k\Omega} \\ 10k\Omega &= R_3 + 5k\Omega \\ R_3 &= (10 - 5)k\Omega \\ R_3 &= 5k\Omega \end{aligned}$$

usando un valor comercial

$$R_3 = 5,1k\Omega \quad (37)$$

Determinar la amplitud de la señal de salida cuando está presente el control de amplitud

Ahora, conectando los diodos al circuito en un principio no estarán funcionando, pero cuando el voltaje sea suficiente para polarizar los diodos estos entrarán en funcionamiento y toda la corriente pasará a través de ellos en vez de por la resistencia R_1 , por tanto la ecuación 35 se vuelve

$$A = 1 + \frac{xR_{v1}}{(1 - x)R_{v1}} \quad (38)$$

si decimos que $x = 0,5$

$$\begin{aligned} A &= 1 + \frac{0,5R_{v1}}{0,5R_{v1}} \\ A &= 1 + 1 \\ A &= 2 \end{aligned}$$

Se pueden calcular los valores de x cuando se conecta el control de amplitud teniendo en cuenta que para cuando los diodos no están polarizados el potenciómetro está en serie con la resistencia R_3 .

$$\frac{R_3 + xR_{v1}}{(1-x)R_{v1}} > 2$$

$$2R_{v1} - 2xR_{v1} < R_3 + xR_{v1}$$

$$2R_{v1} - R_3 < 3xR_{v1}$$

$$x > \frac{2R_{v1} - R_3}{3R_{v1}}$$

Por tanto

$$x > 0,50$$

cuando cualquiera de los diodos está conectado tenemos:

$$\frac{xR_{v1}}{(1-x)R_{v1}} < 2$$

$$x < 2 - 2x$$

$$3x < 2$$

$$x < 2/3$$

$$x < 0,66$$

Por lo tanto

$$0,50 \leq x < 0,66$$

Queremos encontrar la expresión de la tensión en la entrada negativa del amplificador V_N , para ello aplicamos un divisor de tensión desde V_o

$$\begin{aligned} V_N &= \frac{(1-x)R_{v1}}{(1-x)R_{v1} + xR_{v1}}(V_o - V_{Don}) \\ V_N &= \frac{(1-x)R_{v1}}{(1-x+x)R_{v1}}(V_o - V_{Don}) \\ V_N &= \frac{(1-x)R_{v1}}{R_{v1}}(V_o - V_{Don}) \\ V_N &= (1-x)(V_o - V_{Don}) \\ V_N &= (1-x)V_o - (1-x)V_{Don} \end{aligned}$$

Recordando que

$$\frac{V_o}{V_N} = 3 \tag{39}$$

$$\frac{V_o}{3} = (1-x)V_o - (1-x)V_{Don}$$

despejamos V_o

$$V_o = \frac{(1-x)V_{Don}}{1-x-\frac{1}{3}} \tag{40}$$

5.1.2. Simulaciones

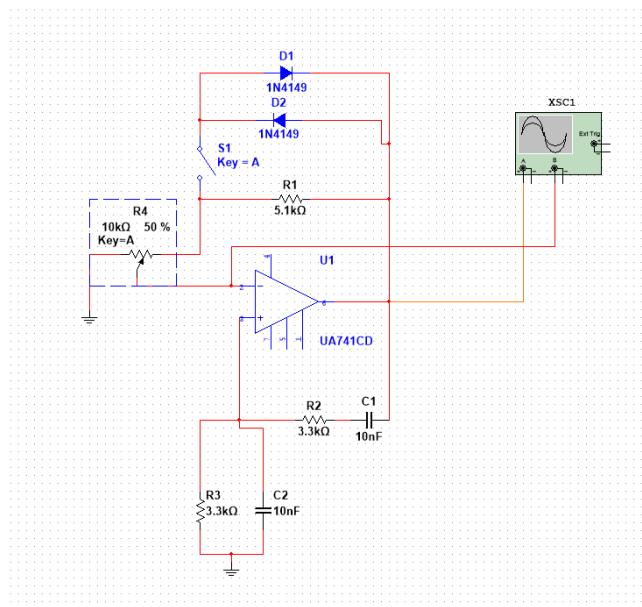


Ilustración 11: Circuito oscilador en el simulador

En la ilustración 11 se muestra el montaje del circuito oscilador en el programa Multisim.

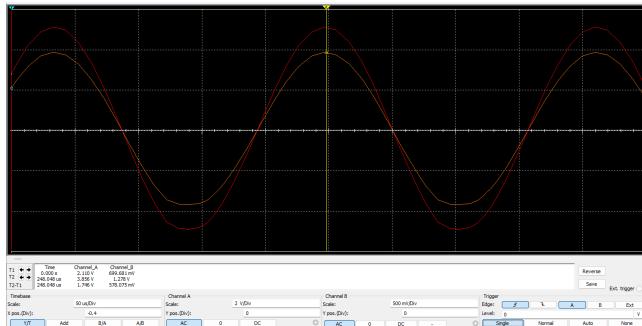


Ilustración 12: Forma de onda circuito oscilador sin control de amplitud

La ilustración 12 muestra la forma de onda de la señal de salida del oscilador sin control de amplitud y con $x = 0,5$. Podemos observar que la ganancia es 3.02 y la frecuencia de la señal es 4.76 kHz.

La ilustración 13 muestra la forma de la onda del circuito oscilador con control de amplitud cuando $x = 0,5$, podemos observar que la ganancia es 2.98 y la frecuencia es 4.76 kHz.

En la ilustración 14 se observa que la onda se empieza a saturar y que la frecuencia se empieza a alejar de la condición $f = 5\text{kHz}$.

En la ilustración 15 podemos ver que la onda se atenúa y la frecuencia se hace 4.34 kHz, alejándose de la frecuencia deseada de 5kHz.

De las simulaciones podemos observar que para el circuito sin control de amplitud el rango efectivo del potenciómetro es muy reducido, x debe ser muy cercano a 0.5, mientras que para el circuito con control de amplitud el rango de x aumenta hasta casi $x = \pm 0,65$. En la práctica de laboratorio se desea comprobar si el rango efectivo de x aumenta cuando se implementa el control de amplitud.

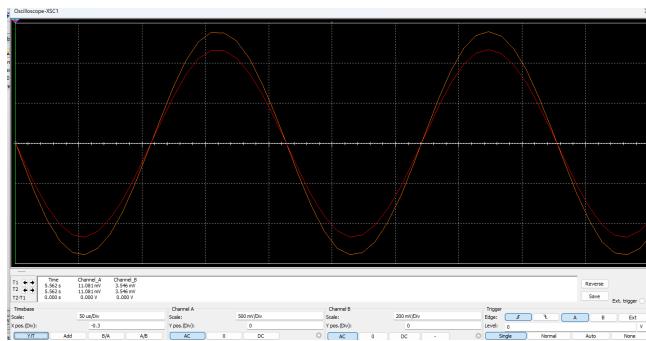


Ilustración 13: Forma de onda circuito oscilador con control de amplitud

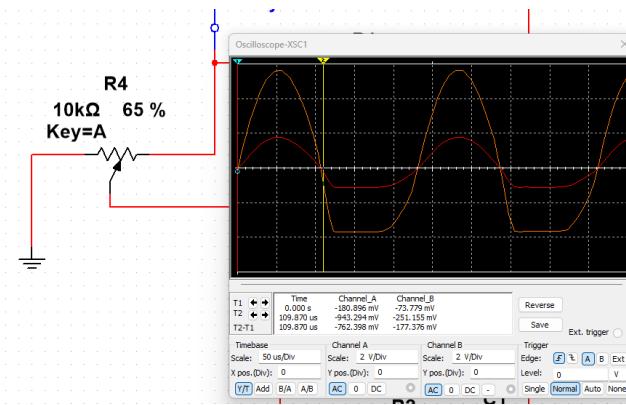


Ilustración 14: Forma de onda circuito oscilador con control de amplitud cuando $x=0.65$

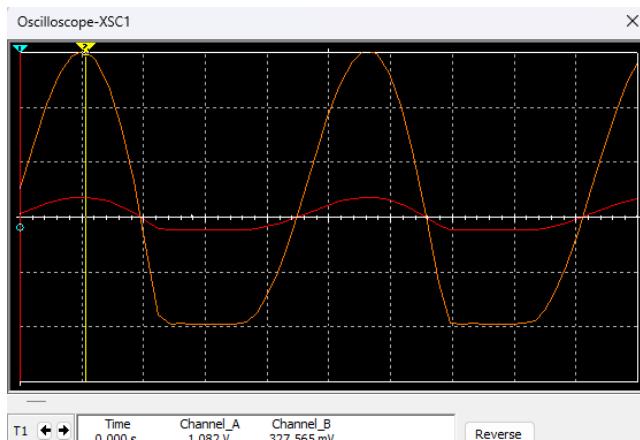


Ilustración 15: Forma de onda circuito oscilador con control de amplitud cuando $x=0.55$

5.2. Multivibradores

5.2.1. Trabajo de preparación

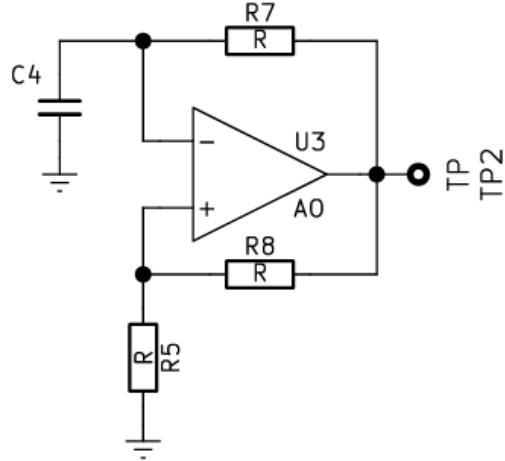


Figura 2: Multivibrator Astable con base en A.O

Para el circuito de la figura 2, diseñar con el fin de obtener una oscilación de frecuencia 5.0kHz y amplitud 2V.

Al usar un amplificador operacional UA741 alimentado con voltajes $+VCC=10\pm 1V$ y $VEE=-10\pm 1V$ este tendrá tensiones de saturación $+Vs_{sat}=8,005 V$ y $-Vs_{sat}=-8,005 V$, dichos valores fueron estudiados y comprobados en prácticas anteriores por lo cual serán utilizados como datos para esta práctica y para la práctica 3.3 del capítulo siguiente.

$$Vp = \frac{R_5}{R_5 + R_8} \cdot V_{o_{max}} \quad (41)$$

Sustituyendo $Vp = 2V$ y $V_o = Vs_{sat+} = 8V$ se tiene

$$2 = \frac{R_5}{R_5 + R_8} 8,1$$

$$2R_5 + 2R_8 = 8,1R_5$$

$$2R_8 = (8,1 - 2)R_5$$

$$R_8 = 3,05R_5$$

si $R_5 = 3,3k$
entonces

$$R_8 = 10k$$

La frecuencia requerida es de 5,0kHz, es decir:

$$T = \frac{1}{f} = 0,2ms \quad (42)$$

El periodo de un semi ciclo de la señal está dado por la carga exponencial del condensador (ecuación 25).

$$t1 = -R_7 C_4 \ln \left(\frac{V_0 - V_{p_{max}}}{V_o - V_{p_{min}}} \right)$$

$$t1 = -R_7 C_4 \ln \left(\frac{\left(1 - \frac{R_5}{R_5 + R_8}\right)V_p}{\left(1 + \frac{R_5}{R_5 + R_8}\right)V_p} \right)$$

de donde tenemos:

$$t_1 = -R_7 C_4 \ln \left(\frac{R_8}{2R_5 + R_8} \right)$$

al ser el circuito simétrico, tenemos que

$$T = 2t_1 = -2R_7 C_4 \ln \left(\frac{R_8}{2R_5 + R_8} \right)$$

Asumiendo que $C_4 = 10nF$ se tiene

$$R_7 = -\frac{T}{2C_4 \ln \left(\frac{R_8}{2R_5 + R_8} \right)} = -\frac{0,2 \times 10^{-3}}{2(100 \times 10^{-9}) \ln \left(\frac{1500}{2 \times 510 + 1500} \right)}$$

$$R_7 = 22k\Omega$$

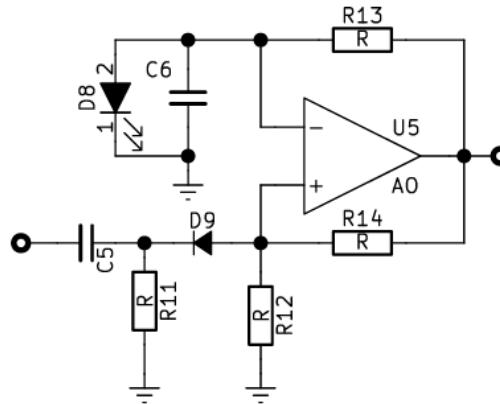


Figura 3: Multivibrador Monostable con base en A.O

Para el circuito de la figura 3, diseñar con el fin de obtener un tiempo de pulso de 10ms. El voltaje en la salida no inversora del amplificador (V_p), en el momento que ocurre el pulso negativo y D9 no conduce, está dado por la siguiente expresión:

$$V_{p3} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} V_{o\min}$$

No hay condiciones de ganancia o de amplitud de las señales por lo que se tomarán valores arbitrarios para R_{12} y R_{14} :

$$R_{12} = 5,1k \quad (43)$$

$$R_{14} = 10k \quad (44)$$

$$V_{p3} = \frac{5,1k}{10k + 5,1k} (-8,005) = -6,38V$$

$$V_p = 2,9$$

R_{11} tiene que ser bastante mayor que R_{12} para que el diodo se mantenga polarizado y también para que el paralelo $R_{11} \parallel R_{12}$ no altere el comportamiento del circuito. Se tomará

$$R_{11} = 100k$$

Para hallar el valor de R_{13} se vuelve a usar la ecuación 25 de carga exponencial del condensador. Despejando R_{13} se tiene:

$$R_{13} = -\frac{t_c}{C_a \ln \left(\frac{V_{P3}-V_{SAT}}{V_{DB}-V_{SAT}} \right)} = -\frac{10 \cdot 10^{-3}}{(100 \cdot 10^{-9}) \ln \left(\frac{-6,38-(-8,005)}{1,5-(-8,005)} \right)} = 160k\Omega$$

usando un valor comercial

$$R_{13} = 150k\Omega$$

5.2.2. Simulaciones

La ilustración 16 muestra la construcción del multivibrador astable en Multisim. En la ilustración 17 se observa la forma de onda de la señal de salida V_o y la señal en el condensador V_p la cual tiene una forma parecida a una senoidal en vez de la forma exponencial de carga y descarga esperada.

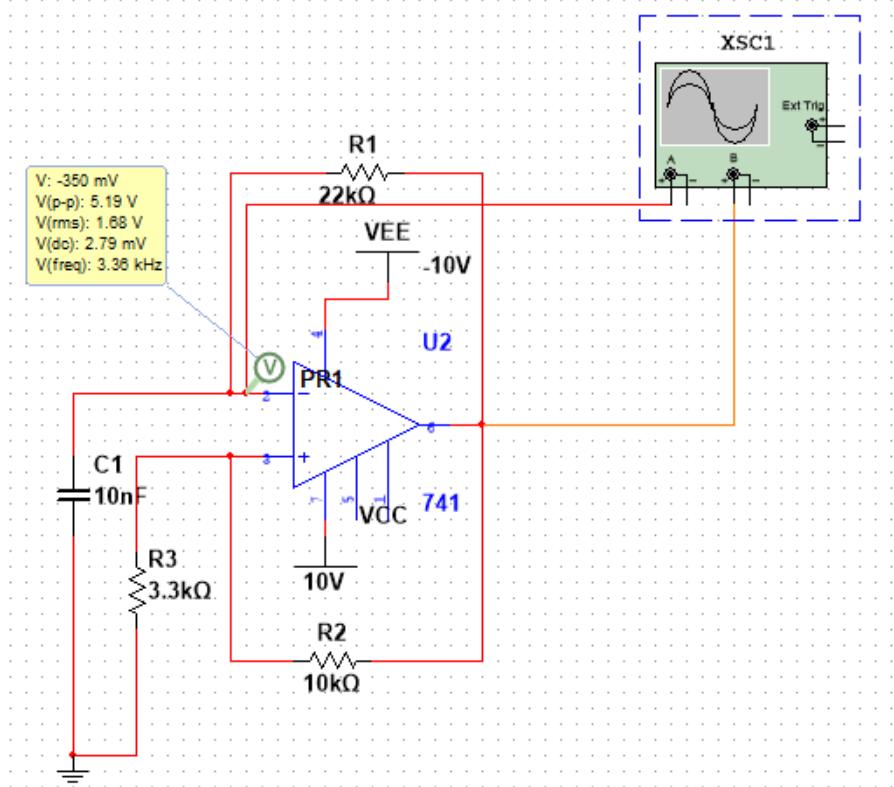
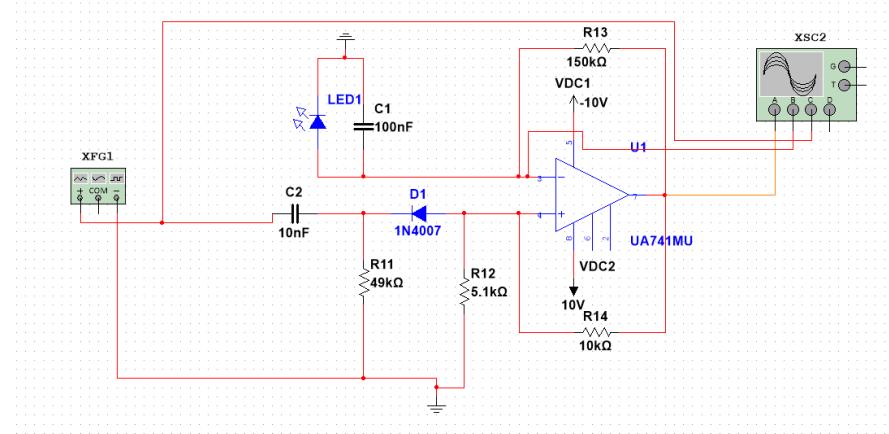
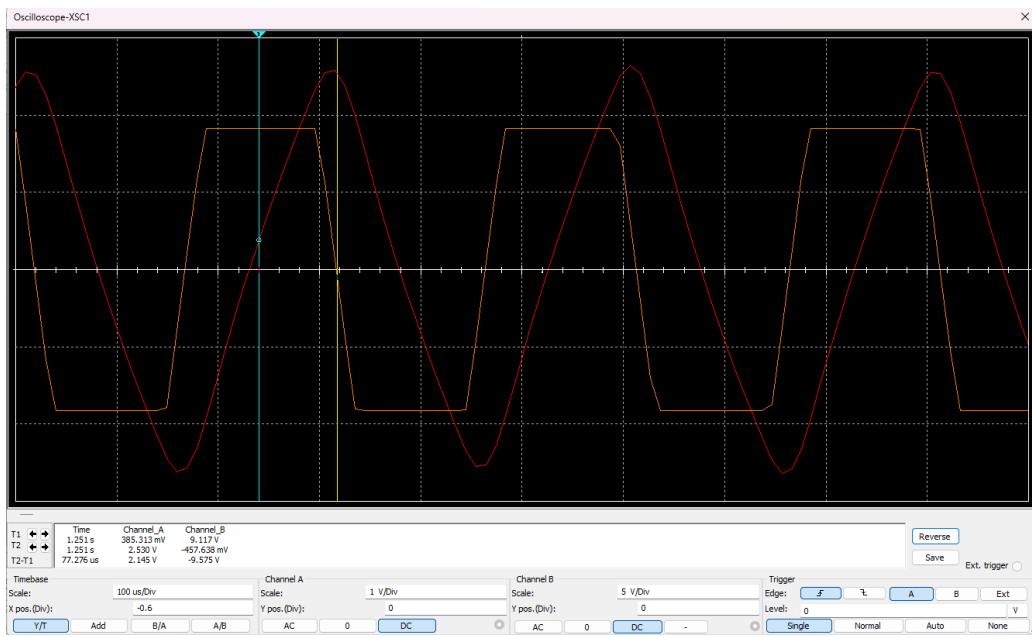


Ilustración 16: Simulación montaje del multivibrador astable en Multisim.

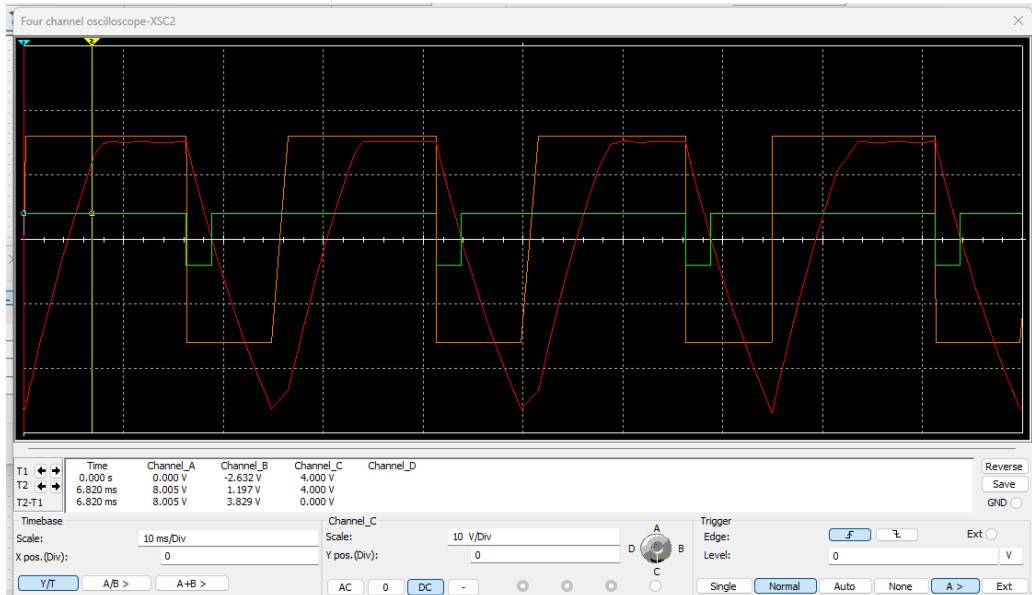
La ilustración 18 muestra la construcción del multivibrador monoestable en Multisim.

En la ilustración 19 se observa la forma de onda de la señal de salida V_o la cual es cuadrada, la señal de pulso V_g con un periodo mayor a 10ms y la señal de carga del condensador, la cual tiene la forma exponencial esperada. Se puede observar V_c se mantiene en un estado estable ($V_o = V_{SAT+} = 8,005V$) hasta que ocurre un flanco ocasionado por el generador, el condensador se descarga y carga rápidamente a través de R_{13} y D_9 en un tiempo de 11ms para luego volver a su zona estable.

En la ilustración 20 se observa la forma de onda de la señal de salida V_o y la señal de pulso V_c en el condensador, esta vez se puede observar mientras el condensador está en su estado de carga y descarga a pesar de que ocurra otro pulso debido al generador, esto no altera el comportamiento de la carga, sino que espera a que el circuito vuelva a su estado estable para volver a descargarse cuando ocurra otro flanco.



Illustración 18: Simulación de montaje del multivibrador monoestable en Multisim.



Illustración 19: Simulación de formas de onda (V_g , V_c , V_o) del multivibrador monoestable cuando el período de la señal V_g es menor a 10ms.

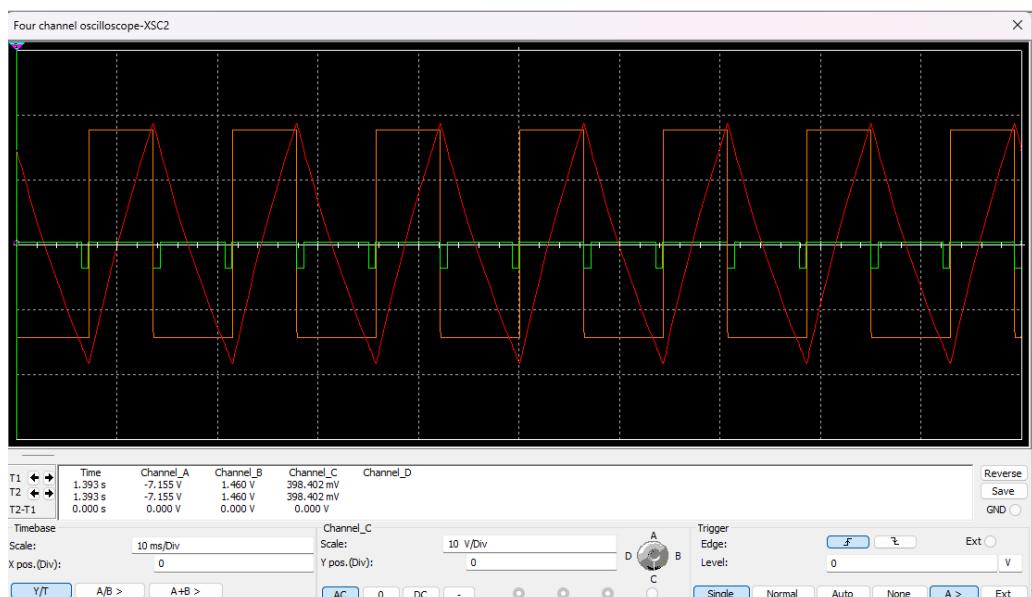


Ilustración 20: Simulación formas de onda (V_g , V_c , V_o) del multivibrador monoestable cuando el periodo de la señal V_g es mayor a 10ms.

5.3. Generador de funciones

5.3.1. Trabajo de preparación

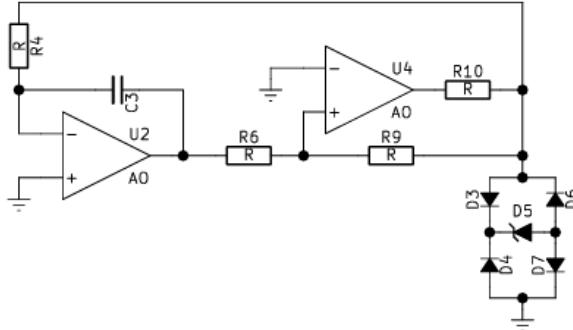


Figura 4: Generador de funciones

Para el circuito de la figura 4, diseñar con el fin de obtener una oscilación de frecuencia 5.0kHz.

Llamaremos a la salida del astable V_C , a la entrada positiva del astable V_p y a la salida del integrador V_T . Tenemos que la salida V_C viene dada por los valores de los diodos y del zener, de modo que

$$V_C = V_Z + 2V_D \quad (45)$$

Llamaremos a las entradas del amplificador U4 V^- y V^+ , el voltaje en V^+ viene dado por

$$V^+ = \frac{R_6}{R_6 + R_7} V_C + \frac{R_7}{R_6 + R_7} V_T$$

Despejando V_T de la ecuación

$$V_T = \frac{R_6 + R_7}{R_7} V^+ - \frac{R_6}{R_7} V_C$$

Pero el voltaje $V^- = 0$ ya que está conectado a la referencia y $V^+ = V^-$ por lo tanto

$$V_T = -\frac{R_6}{R_7} V_C \quad (46)$$

Se utilizarán el diodo zener 1N4734A y los diodos 1N4007, por lo que

$$V_Z = 5,80V$$

$$V_D = 1,00V$$

Por tanto

$$V_C = \pm 7,80V$$

Para el diseño no se pide ningún valor específico para la magnitud de la señal triangular en el diseño, por lo tanto se puede escoger cualquier valor para R_6 y R_7 siempre y cuando V_T no alcance el voltaje de saturación del amplificador. Por simplicidad se utilizará $R_6 = R_7$

por tanto

$$V_T = -V_C$$

$$V_C = 6,9V \rightarrow V_T = -7,8V \quad (47)$$

$$V_C = -6,9V \rightarrow V_T = 7,8V \quad (48)$$

Para cumplir con la condición de frecuencia primero hay que tomar en cuenta el tiempo de retardo de la señal debido al slew rate, el cual viene dado por la expresión

$$T_{SR} = \frac{2(V_Z + 2V_D)}{SR}$$

De la hoja de datos del amplificador $\mu A741$ tenemos que $SR = 0,5V\mu s$, por tanto

$$T_{SR} = \frac{2 \cdot 6,9}{0,5} = 27,6\mu s$$

Y tenemos que el periodo viene dado por

$$T = T_1 + T_2 + T_{SR}$$

Para este caso $T_1 = T_2$ por tanto la expresión se vuelve

$$T = 2 \cdot T_1 + T_{SR}$$

despejando T_1

$$T_1 = \frac{T - T_{SR}}{2} = \frac{200 - 27,6}{2}\mu s = 86,2\mu s$$

Entonces de la ecuación 26 tenemos

$$86,2\mu s = \frac{2 \cdot V_T}{V_C} RC$$

despejando R

$$R = 86,2 \times 10^{-6} \frac{V_C}{2 \cdot V_T \cdot C} \quad (49)$$

Si $C = 10nF$ entonces

$$R = 4,3k\Omega \quad (50)$$

La resistencia R_{10} es para proteger al amplificador debido a que los diodos fijan el voltaje de salida y se debe asegurar que la corriente en la salida sea lo suficientemente pequeña, por lo tanto se escogerá un valor de

$$R_{10} = 1k\Omega \quad (51)$$

5.3.2. Simulación

Simular el circuito diseñado y verificar las especificaciones, reportar las formas de ondas de interés para evidenciar el funcionamiento del circuito La ilustración 21 muestra la construcción del circuito generador de funciones utilizando los valores calculados.

La ilustración 22 muestra las formas de onda triangular y cuadrada generadas por el circuito en la simulación. Se puede observar que la frecuencia de las ondas es de aproximadamente 5kHz y que ambas ondas tienen magnitudes casi idénticas, sin embargo las magnitudes son de máximo de 6V mientras que en los cálculos la magnitud era de 7.8V. También se puede observar que la señal V_c no es del todo cuadrada y que la señal V_t tampoco es del todo triangular.

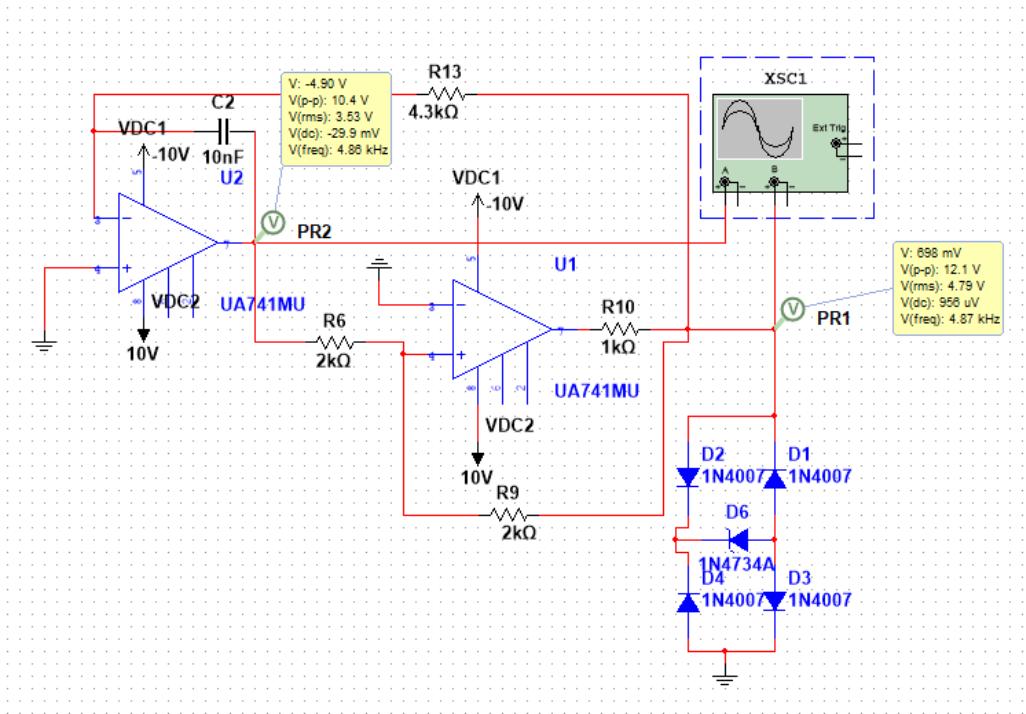


Ilustración 21: Montaje del circuito generador de funciones en multisim

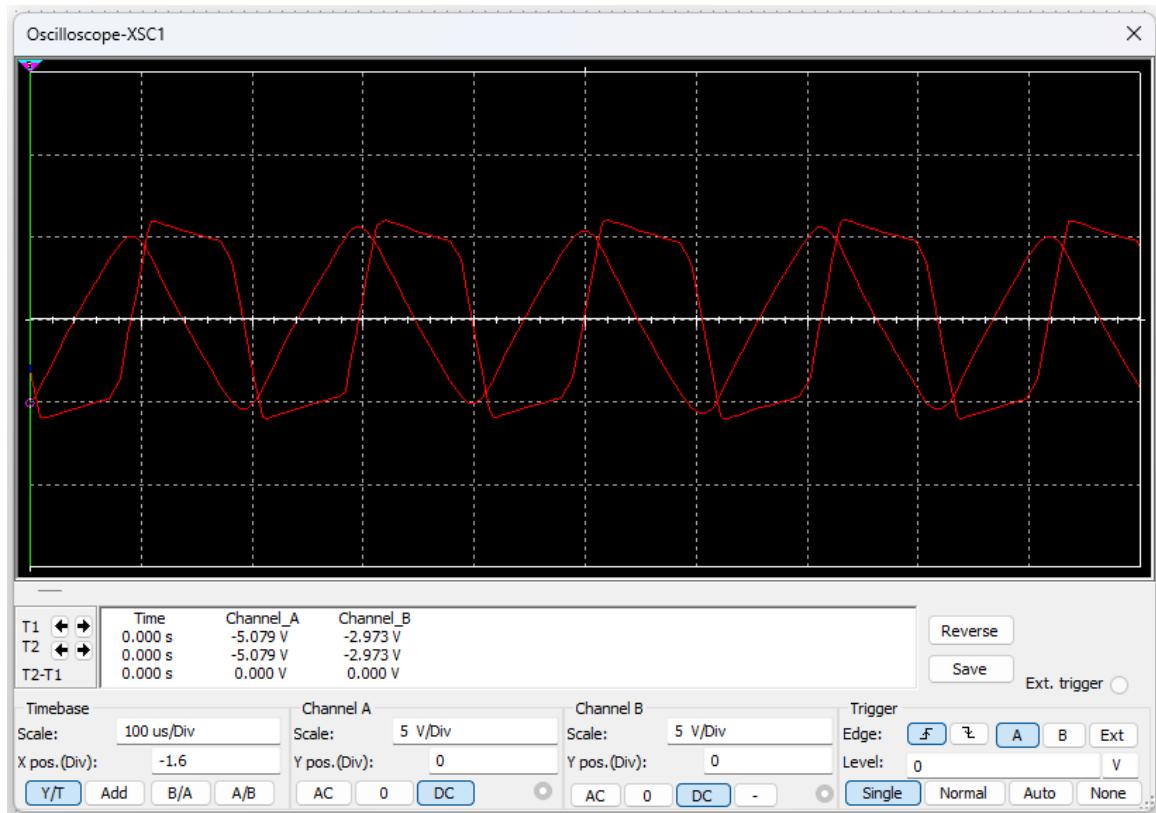


Ilustración 22: Formas de ondas triangular y cuadrada del generador de funciones en la simulación

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: 150k, 22k, 39k, 3.3k, 5.1k, 10k, 4.3k y 2k
- Condensadores de 10nF y 100nF
- Potenciómetro de 10k.
- Amplificadores $\mu A741$, $lm741$ y $mc1741$
- Dos protoboard.
- Diodo Zener 1N4734A y 4 diodos 1N4007

7. Presentación de resultados

7.1. Osciladores

Descripción	V_o [V]	ΔV_o [V]	T [ms]	ΔT [ms]	f [kHz]	Δf [kHz]
Oscilando	9.00	1.00	0.20	0.01	5.00	0.25
Saturado	9.00	1.00	0.45	0.01	2.22	0.05

Cuadro 1: Mediciones de voltaje, periodo y frecuencia del oscilador sin control de amplitud.

Descripción	R_x [k Ω]	ΔR_x [k Ω]	$RV1$ [k Ω]	$\Delta RV1$ [k Ω]	X	ΔX
Oscilando	4.82	0.01	10.00	0.50	0.482	0.025
Saturado	8.00	0.01	10.00	0.50	0.800	0.040

Cuadro 2: Mediciones del potenciómetro en el oscilador sin control de amplitud.

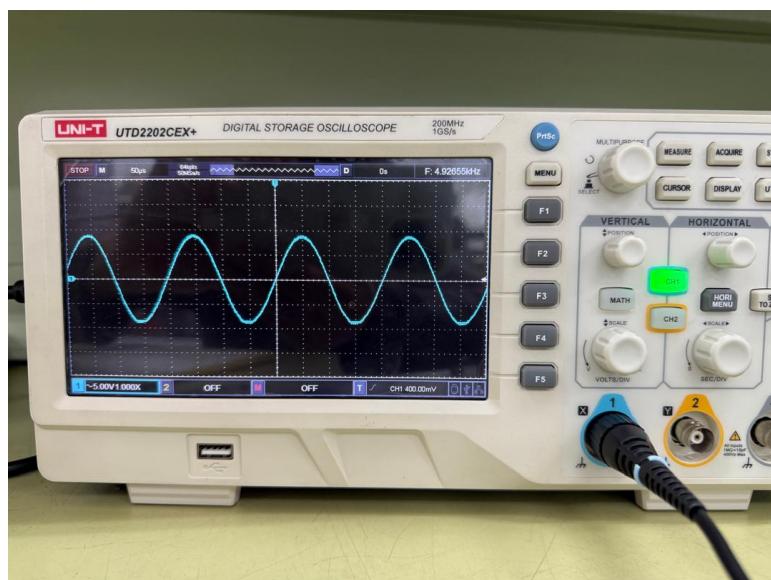


Ilustración 23: Medición Oscilador sin control de amplitud funcionando.

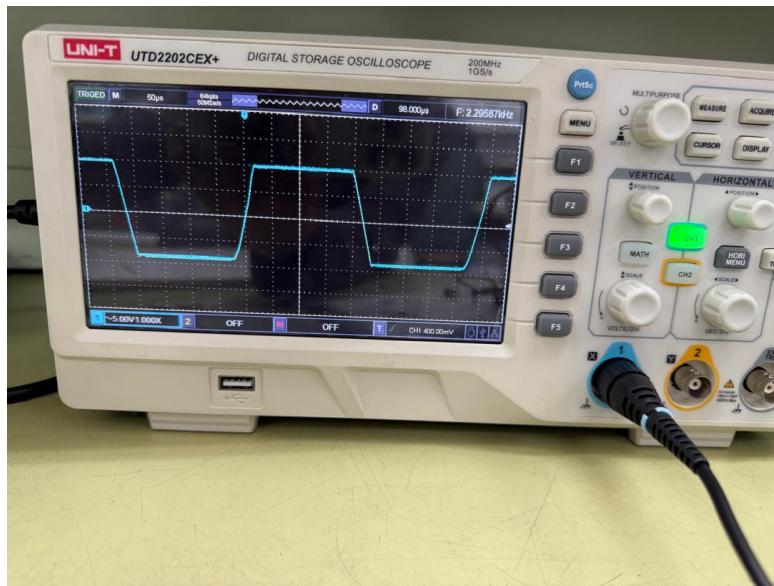


Ilustración 24: Oscilador sin control de amplitud saturado.

Descripción	V_o [V]	ΔV_o [V]	T [ms]	ΔT [ms]	f [kHz]	Δf [kHz]
Excursión máxima	10.00	1.00	0.22	0.01	4.55	0.21
Excursión mínima	0.72	0.04	0.20	0.01	5.00	0.25
Saturada	3.40	0.20	0.20	0.01	5.00	0.25

Cuadro 3: Mediciones de voltaje, periodo y frecuencia del oscilador con control de amplitud.

Descripción	R [k Ω]	ΔR [k Ω]	$RV1$ [k Ω]	$\Delta RV1$ [k Ω]	X	ΔX
Excursión máxima	5.81	0.01	9.17	0.01	0.63	0.03
Excursión mínima	4.84	0.01	9.17	0.01	0.52	0.03
Saturada	6.50	0.01	9.17	0.01	0.70	0.03

Cuadro 4: Mediciones de resistencia del potenciómetro en el oscilador con control de amplitud.

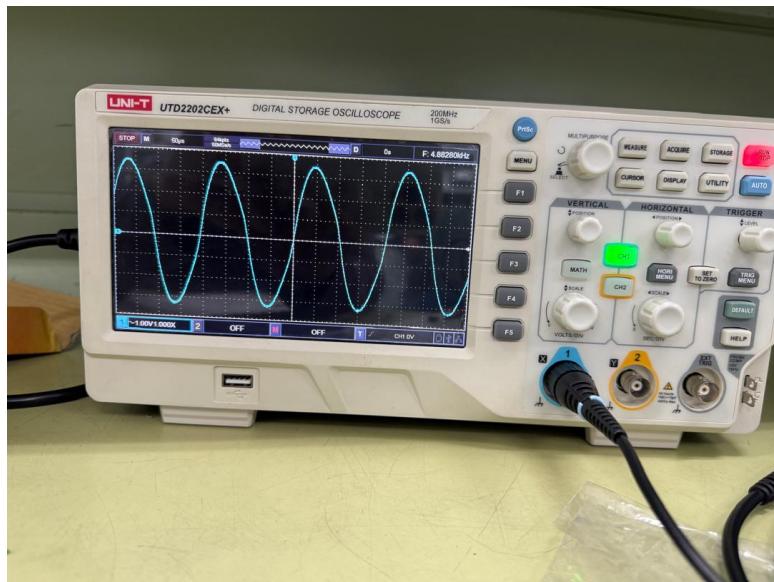


Ilustración 25: Oscilador con control de amplitud en excursión máxima.

Descripción	V_o [V]	ΔV_o [V]	V_i [V]	ΔV_i [V]	A	ΔA
Ganancia oscilador	5.6	0.4	1.9	0.1	2.95	0.25

Cuadro 5: Mediciones de ganancia del oscilador con control de amplitud.

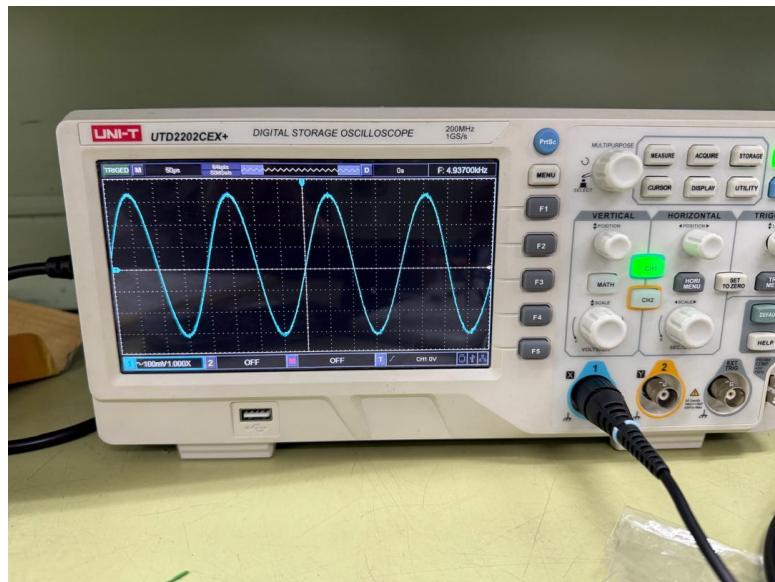


Ilustración 26: Oscilador con control de amplitud en excursión mínima.

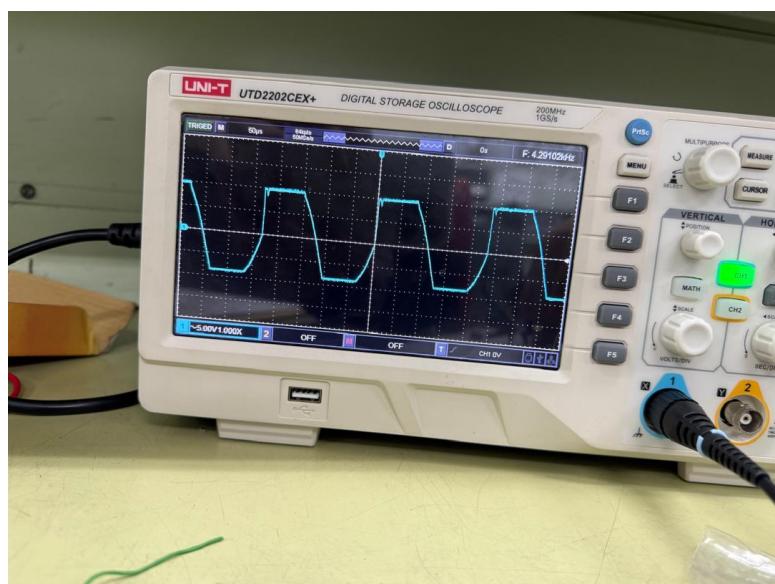


Ilustración 27: Oscilador con control de amplitud saturado.

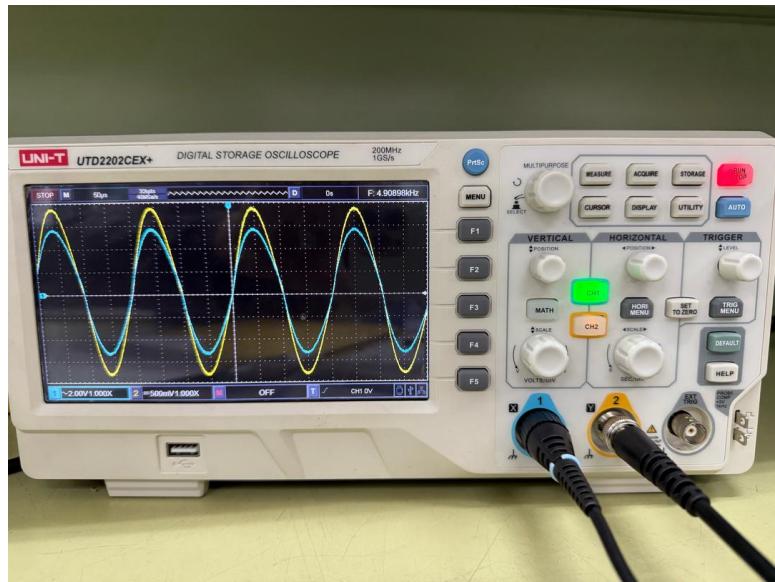


Ilustración 28: Medición de la ganancia del oscilador con control de amplitud.

7.2. Multivibradores

7.2.1. Multivibrator astable

La tabla 6 muestra las mediciones del multivibrator astable.

$V_c[V]$	$\Delta V_c[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$T[\mu s]$	$\Delta T[\mu s]$
2.60	0.20	9.00	1.00	230	10

Cuadro 6: Mediciones del multivibrator astable.

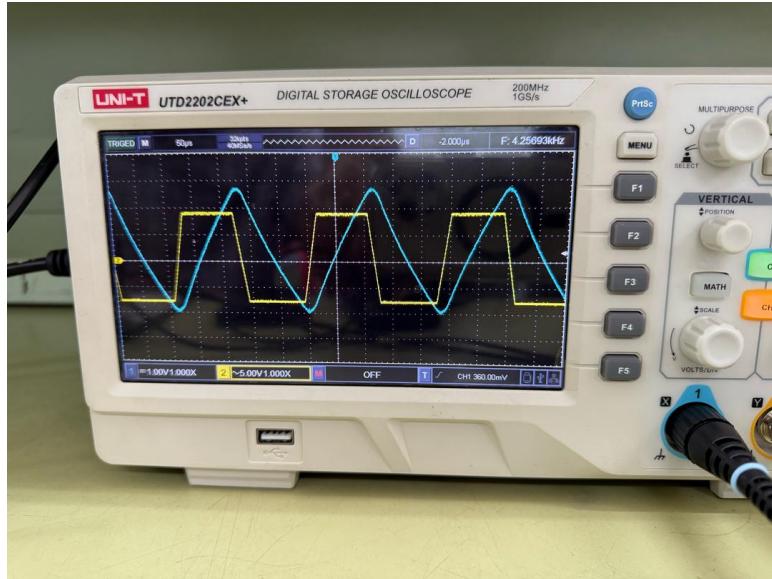


Ilustración 29: Medición de voltajes del multivibrator astable (canal 1 V_o , canal 2 V_c).

La tabla 7 muestra las mediciones del tiempo de retardo del Slewrate el cual se tomo al medir la distancia en el eje X entre los valores máximo y mínimo de V_o y la medición indirecta de restar dos veces V_{sr} al periodo T de la onda.

$T_{sr}[\mu s]$	$\Delta T_{sr}[\mu s]$	$T - 2T_{sr}[\mu s]$	$\Delta(T - 2T_{sr})[\mu s]$
20	10	190	10

Cuadro 7: Medición de $T - 2T_{sr}$ para el multivibrator astable.

7.2.2. Multivibrator monostable

La tabla 8 muestra las mediciones DC del multivibrator monoestable antes de conectar el generador. V_c es el voltaje en el condensador C_6 y V_p es el voltaje en la salida del amplificador operacional.

La ilustración 30 muestra la tensión en el condensador y el voltaje del generador con un periodo de 13ms y un duty cycle de 90 %.

La tabla 9 muestra las mediciones adicionales del multivibrator monoestable a partir de la ilustración 32.

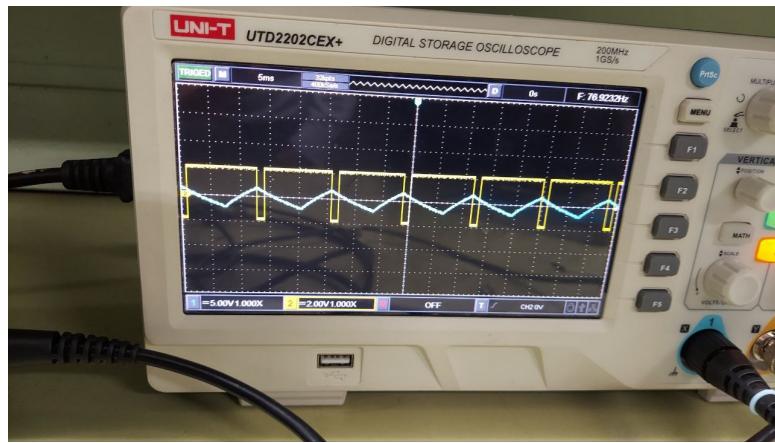


Ilustración 30: Medición de voltajes del multivibrador monoestable (canal 1 V_c , canal 2 V_c). con un duty cycle del 90 % y $T=13\text{ms}$.

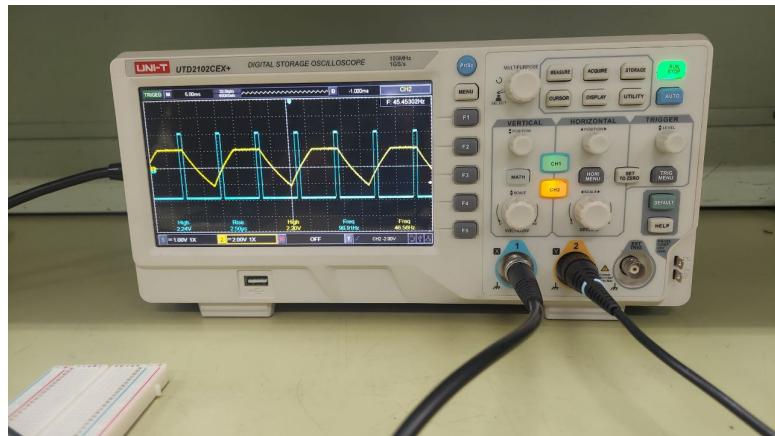


Ilustración 31: Medición de voltajes del multivibrador monoestable (canal 1 V_c , canal 2 V_c). con un duty cycle del 10 % y $T=11\text{ms}$.

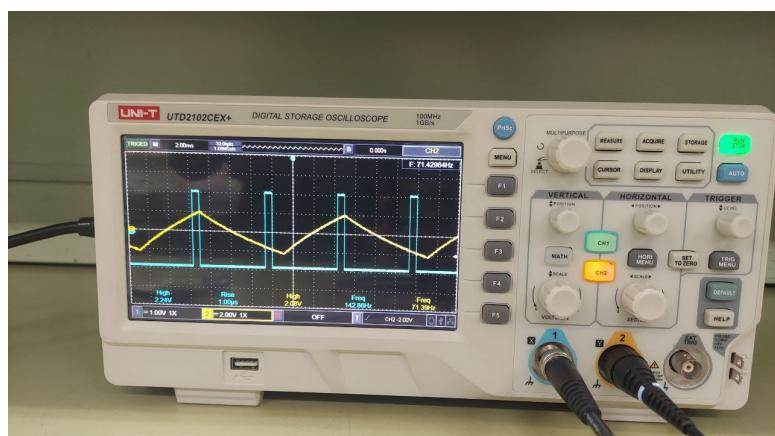


Ilustración 32: Medición de voltajes del multivibrador monoestable (canal 1 V_c , canal 2 V_c). con un duty cycle del 10 % y $T=7\text{ms}$.

V_c	ΔV_c	V_p	ΔV_p
3.00	0.20	5.20	0.40

Cuadro 8: Mediciones voltaje DC del multivibrador monoestable.

V_t [V]	ΔV_t [V]	T [ms]	ΔT [ms]
2.00	0.40	13.60	0.40

Cuadro 9: Mediciones del multivibrador monoestable con el generador conectado.

7.3. Generador de funciones

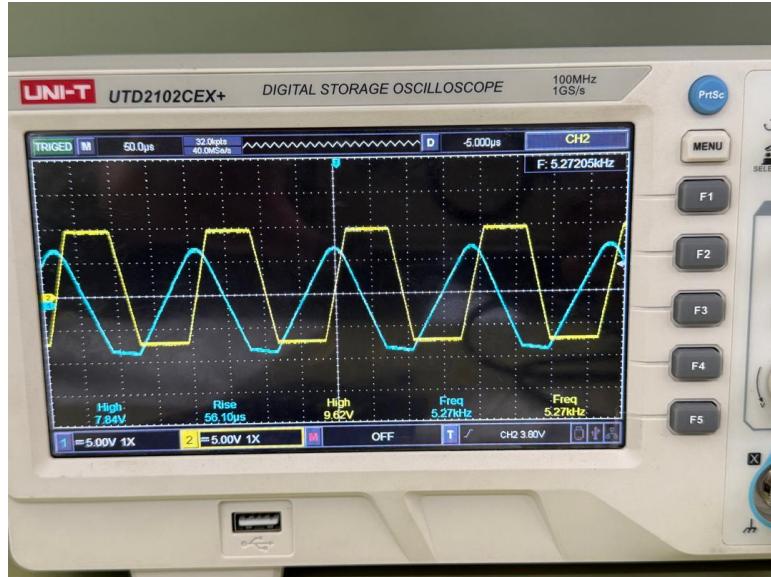


Ilustración 33: Medición de voltajes del generador de funciones.

Descripción	V_C (V)	ΔV_C (V)	V_P (V)	ΔV_P (V)	V_T (V)	ΔV_T (V)	T (s)	ΔT (s)
Generador funciones	10.00	1.00	6.40	0.40	7.60	0.40	192.00	4.00

Cuadro 10: Resultados obtenidos del generador de funciones

Descripción	V_C (Vpp)	ΔV_C (Vpp)	V_P (Vpp)	ΔV_P (V)	V_T (V)	ΔV_T (V)	T (s)	ΔT (s)
Generador funciones	17.00	1.00	13.60	0.40	7.60	0.40	192.00	4.00

Cuadro 11: Resultados obtenidos del generador de funciones midiendo voltaje pico-pico

T_{sr} [μ s]	ΔT_{sr} [μ s]
32	4

Cuadro 12: Medición del tiempo de respuesta debido al Slewrate

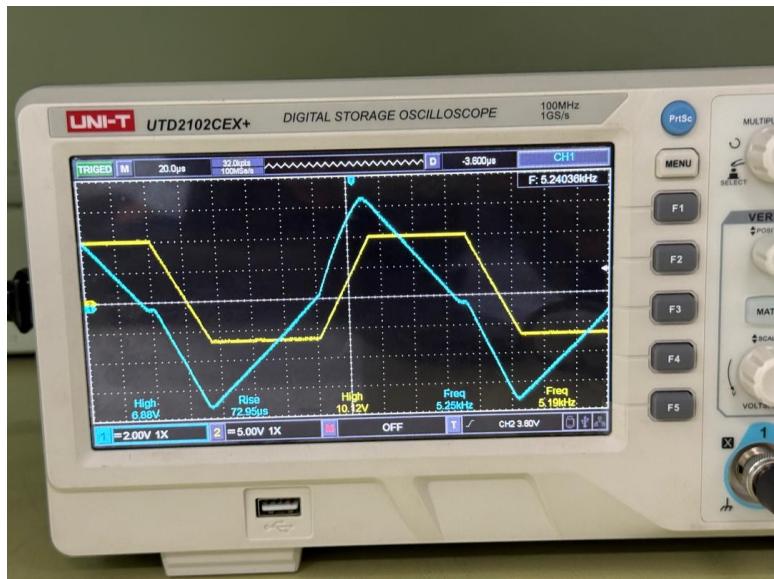


Ilustración 34: Medición de V_p en el generador de funciones.

8. Análisis de resultados

8.1. Análisis de los osciladores

A	ΔA	Valor Teórico	% Error
2.95	0.25	3.00	1.67

Cuadro 13: Mediciones de ganancia del oscilador y su error porcentual.

Al observar las tablas 13 y 14 tenemos que el error de la ganancia es de 1.67 % y el error máximo del periodo es de 9.0 % los cuales son bastante precisos.

Descripción	$T [\mu s]$	$\Delta T [\mu s]$	Valor Teórico $[\mu s]$	% Error
Excusión máxima	220	10	200	10
Excusión mínima	200	10	200	0
Saturada	200	10	200	0

Cuadro 14: Mediciones de periodo del oscilador con control de amplitud y su error porcentual.

Descripción	x	Δx	Valor Teórico	% Error
Excusión mínima	0.52	0.03	0.50	4.00
Excusión máxima	0.63	0.03	0.66	4.55

Cuadro 15: Mediciones de excusión y su error porcentual.

La tabla 15 muestra que los errores son de 4 % para la excusión mínima y 4.55 % para la excusión máxima, los cuales son bastante precisos.

En el caso del oscilador de puente de Wien no hubo una alteración notable del resultado deseado debido al Slewrate.

8.2. Análisis de los multivibradores

8.2.1. Multivibrador astable

Del cuadro 16 se observa un error del 30 % para el valor de la amplitud de la onda V_c , lo cual es algo elevado. Este error puede ser ocasionado porque durante el tiempo de respuesta debido al Slewrate el circuito deja de comportarse adecuadamente y el condensador se sigue cargando o descargando por encima del valor esperado, esto hace que la amplitud medida sea algo mayor a la esperada.

El cuadro 17 muestra un error del 15 % en el valor del periodo con respecto al valor teórico esperado cuando no se toma en cuenta el tiempo de retardo del Slewrate, cuando tomamos en cuenta el retardo del Slewrate el error es de tan solo 5 %, lo cual es aceptable.

8.2.2. Multivibrador monoestable

Viendo el cuadro 18 obtenemos que el error del periodo de la onda V_c es de 36,00 es bastante elevado, sin embargo es poco probable a que este error sea debido al Slewrate ya que para esta configuración T_{sr} tiene un valor aproximado de $20\mu s$ lo cual es insignificante comparándolo con el periodo $T = 10ms$. Esto también se hace evidente debido al hecho de que la forma de onda de V_t es exponencial, y de que la onda V_o tiene forma cuadrada. No hubo distorsión debido al Slewrate. El error observado puede ser debido a que el valor comercial de una de las resistencias $150k$ es algo distinto al valor teórico ($160k$), además de los errores debidos a los elementos como las resistencias y el condensador.

V_C [V]	ΔV_C [V]	Valor teórico [V]	Error %
2.60	0.20	2.00	30.00

Cuadro 16: Comparación de mediciones y valores teóricos de la amplitud V_c del multivibrador astable.

Descripción	T [μs]	ΔT [μs]	Valor teórico [μs]	Error %
Sin tomar en cuenta el SR	230	10	200	15.00
Tomando en cuenta el SR	190	10	200	5.00

Cuadro 17: Comparación de mediciones y valores teóricos de tiempo del multivibrador astable.

T [ms]	ΔT [ms]	Valor teórico [ms]	Error %
13.60	0.40	10.00	36.00

Cuadro 18: Comparación de mediciones y valores teóricos del multivibrador monoestable.

8.3. Análisis del generador de funciones

De los datos obtenidos en la sección 7.3 se obtienen los errores porcentuales mostrados en las siguientes tablas

Descripción	V_C (V)	ΔV_C (V)	Valor teórico (V)	Error %
V_C	10	1	7.88	26.93
V_{sat+}	10	1	8.4	19.05
V_C V[pp]	17	1	15.76	7.87
V_{sat} V[pp]	17	1	16.8	1.19

Cuadro 19: Comparación Resultados experimentales con valores teóricos del voltaje V_c

Descripción	V_t (V)	ΔV_t (V)	Valor teórico (V)	Error %
Tensión	7.6	0.4	7.0	8.57

Cuadro 20: Resultados experimentales de la tensión V_t y comparación con el valor teórico

Descripción	T (μs)	ΔT (μs)	Valor teórico (μs)	Error %
Periodo T	192.00	4	200.00	4.00
Retraso SR	32.00	4	27	18.52

Cuadro 21: Resultados experimentales de tiempos y comparación con valores teóricos

De la tabla 19 se observa que el error porcentual del voltaje pico V_C con respecto a su valor teórico es de 26.90 %, mientras que con respecto a V_{sat+} el error es de 19.05 %, estos errores son algo altos. Sin embargo al observar la ilustración 33 se tiene que la forma de onda está levantada con respecto al eje horizontal por lo cual se tomaron los valores pico a pico de la señal, obteniendo un error de 7.87 % con respecto a V_C y 1.19 % con respecto a V_{sat} . Estos errores son mucho más aceptables que los obtenidos con los valores pico.

Al observar la tabla 20 se tiene que el error porcentual de la tensión V_t con respecto a su valor teórico es de 8.57 %. Este error es aceptable ya que se encuentra dentro del rango de error esperado.

De la ilustración 33 se observa que la onda V_t no es completamente triangular, esto es debido a que durante el tiempo de retraso del Slewrate, el condensador se sigue cargando y descargando por encima del pico esperado con un comportamiento exponencial, cambiando así la forma de la onda a algo parecido a una senoidal, es también por esta razón, y sumado al hecho de que $V_c \approx V_t \approx V_{sat}$, que la onda triangular también se satura para valores mínimos, mientras se encuentra en la transición debida al Slewrate.

De la tabla 21 se observa que el error porcentual del periodo T con respecto a su valor teórico es de 4.00 %, mientras que el error porcentual del retraso debido al Slewrate es de 18.52 %. El error del periodo es aceptable ya que se encuentra dentro del rango de error esperado, sin embargo el error del retraso es bastante alto, esto puede ser debido a la construcción del amplificador y las condiciones de funcionamiento como la temperatura, el error de 18.52 % también puede ser debido a que se tomó la medición con una escala del osciloscopio demasiado grande en comparación con el valor medido.

9. Conclusiones

A lo largo de este trabajo de laboratorio, se estudiaron diferentes aspectos de los amplificadores operacionales y sus aplicaciones no lineales, llegando a las siguientes conclusiones:

- La configuración de oscilador de puente de Wien es prácticamente la esperada, el error máximo fue del 4 %. Para esta configuración no hubo alteración debido al Slewrate
- Para las configuraciones tanto de multivibradores y de generador de funciones se obtuvieron errores algo más considerables (error mínimo 5 % y máximo 36 %), dichos errores tuvieron que ver en gran medida al efecto del Slewrate del amplificador. El Slewrate también alteró la forma esperada de las señales por lo es necesario tomar en cuenta de este parámetros para el diseño de multivibradores y para generadores de funciones.

Estas observaciones demuestran la importancia de considerar las no idealidades y limitaciones prácticas al trabajar con circuitos amplificadores operacionales, 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

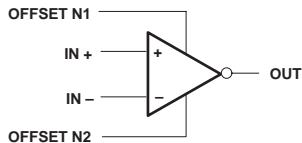
description

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

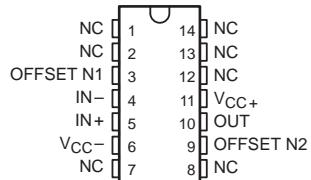
The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low value potentiometer may be connected between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

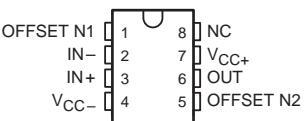
symbol



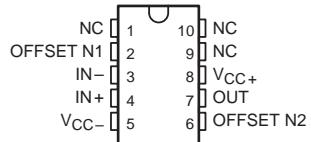
μ A741M . . . J PACKAGE
(TOP VIEW)



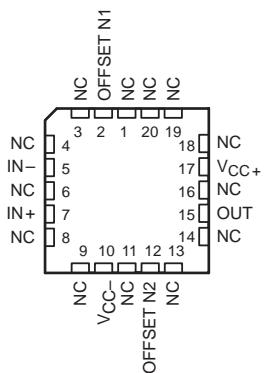
μ A741M . . . JG PACKAGE
 μ A741C, μ A741I . . . D, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



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

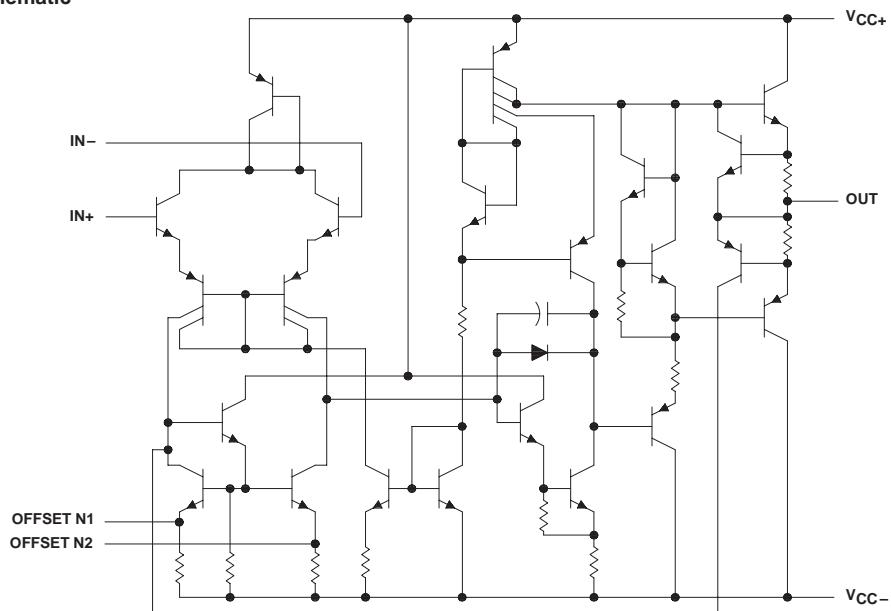
SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

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



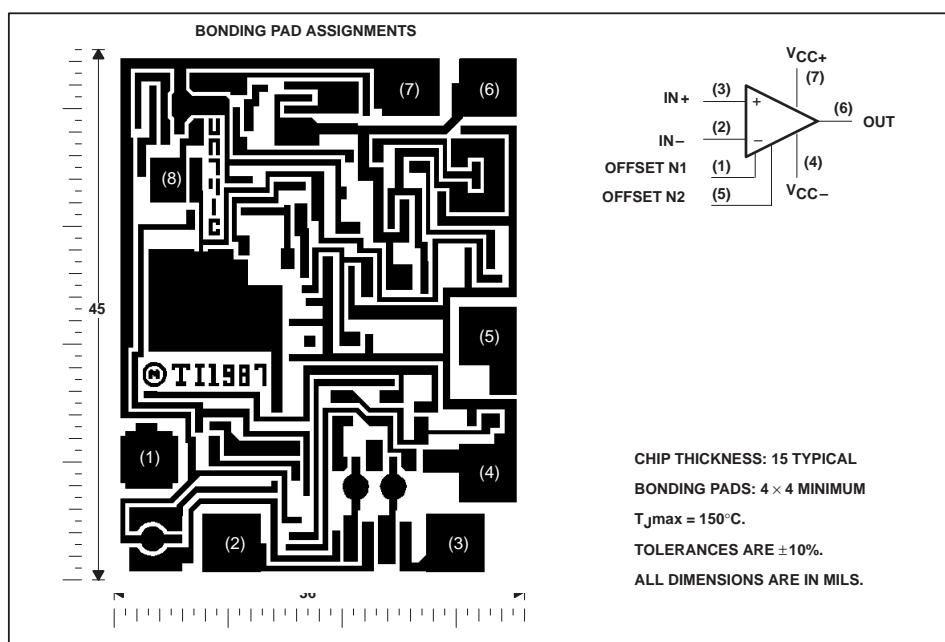
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

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

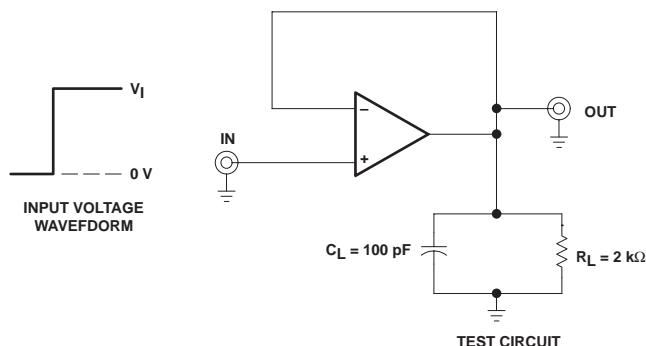


Figure 1. Rise Time, Overshoot, and Slew Rate

APPLICATION INFORMATION

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

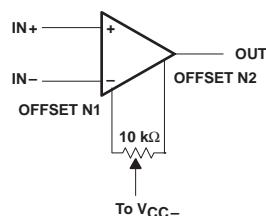


Figure 2. Input Offset Voltage Null Circuit

μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

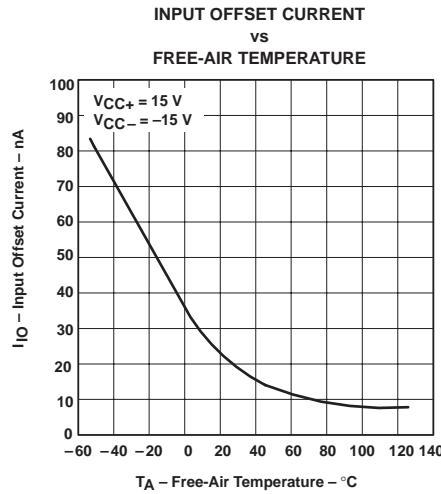


Figure 3

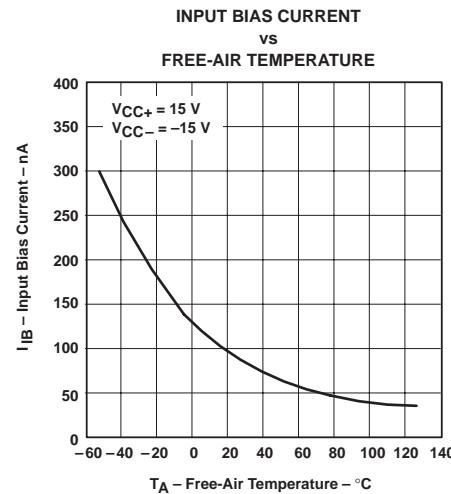


Figure 4

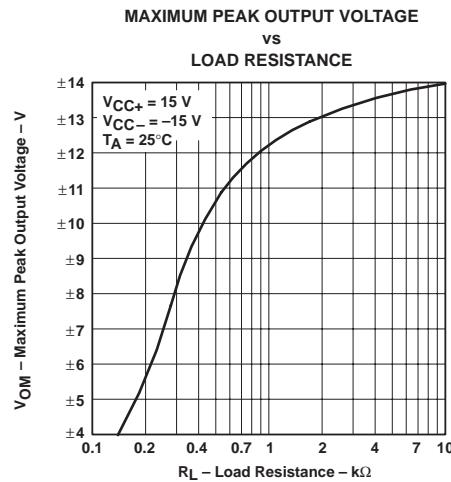


Figure 5

[†] 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

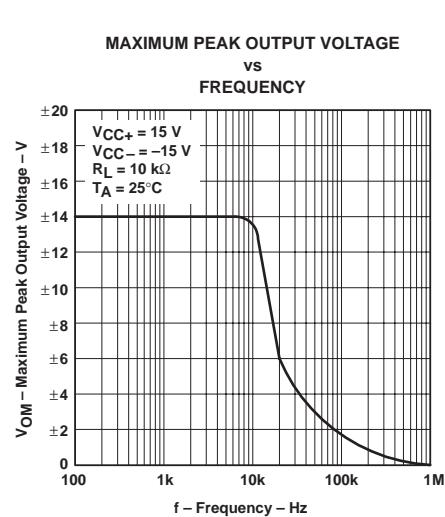


Figure 6

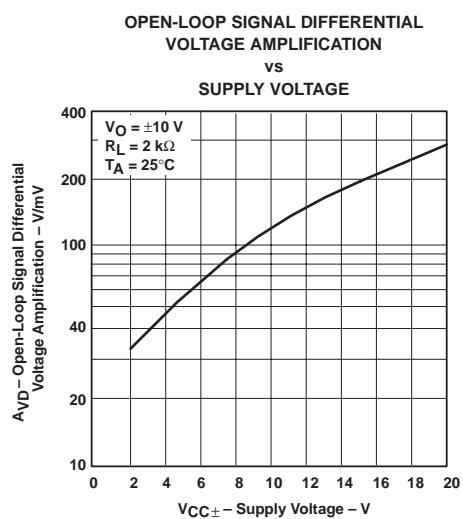
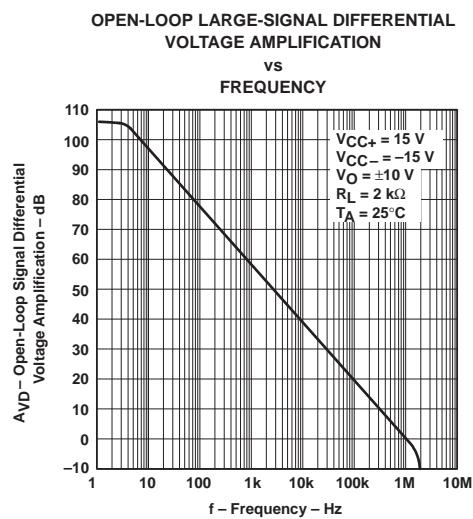


Figure 7



μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

TYPICAL CHARACTERISTICS

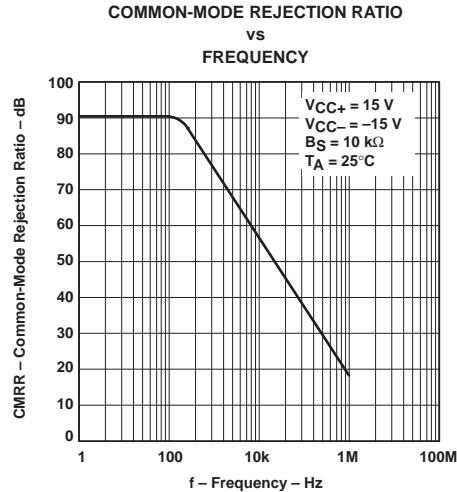


Figure 8

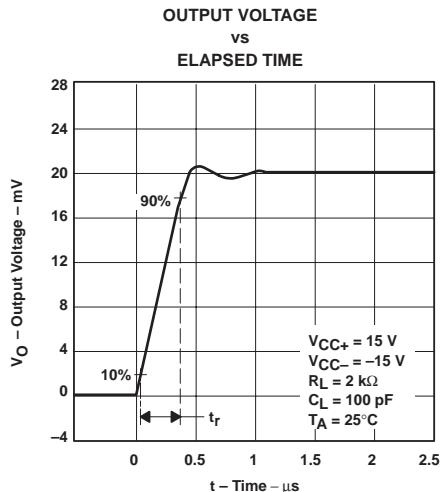


Figure 9

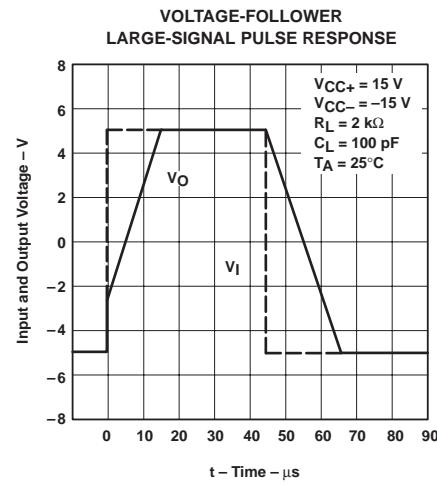


Figure 10

 **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.

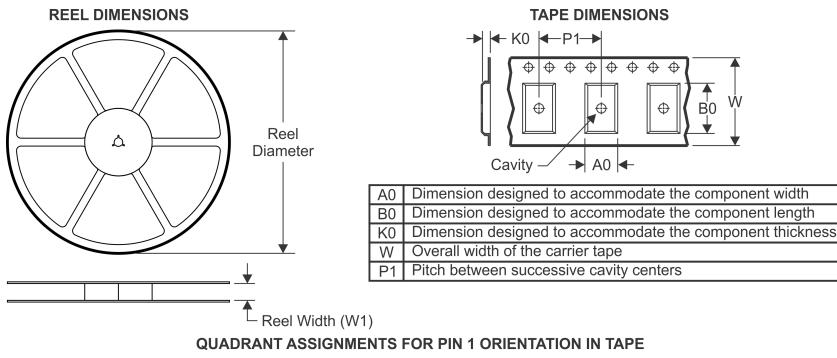
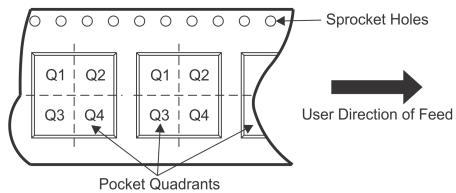
Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

(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

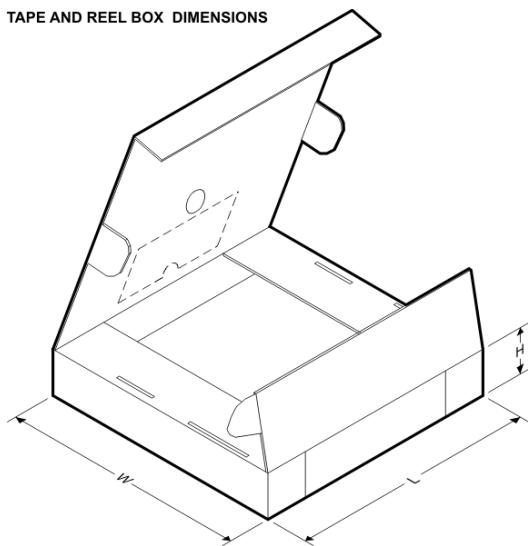


PACKAGE MATERIALS INFORMATION

www.ti.com

26-Jan-2013

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

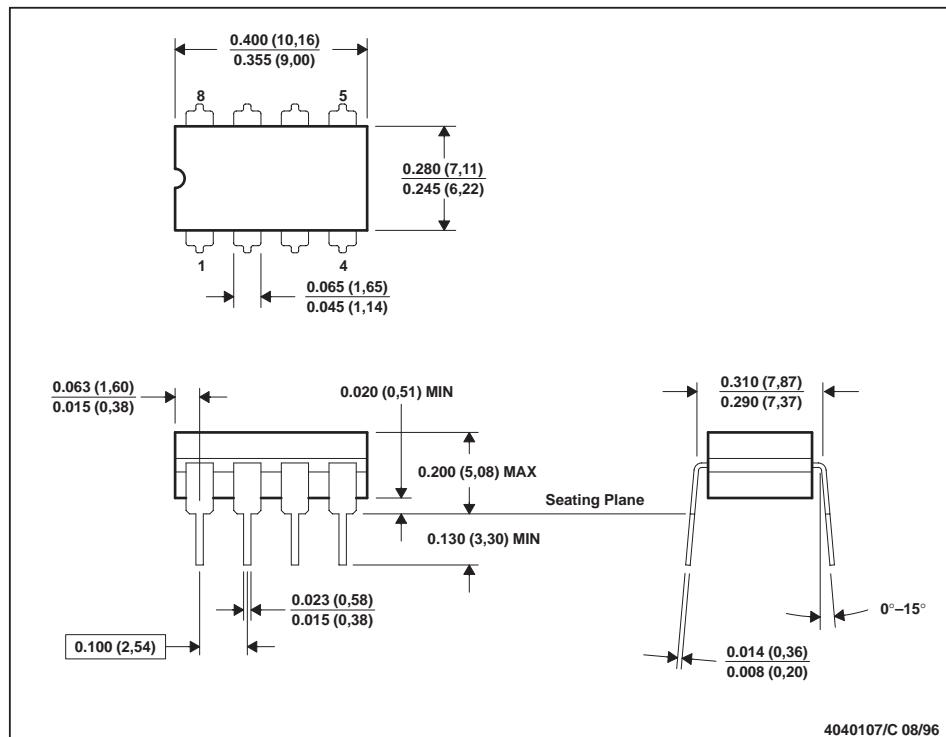
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
UA741CDR	SOIC	D	8	2500	340.5	338.1	20.6
UA741CPSR	SO	PS	8	2000	367.0	367.0	38.0

MECHANICAL DATA

MCER001A – JANUARY 1995 – REVISED JANUARY 1997

JG (R-GDIP-T8)

CERAMIC DUAL-IN-LINE

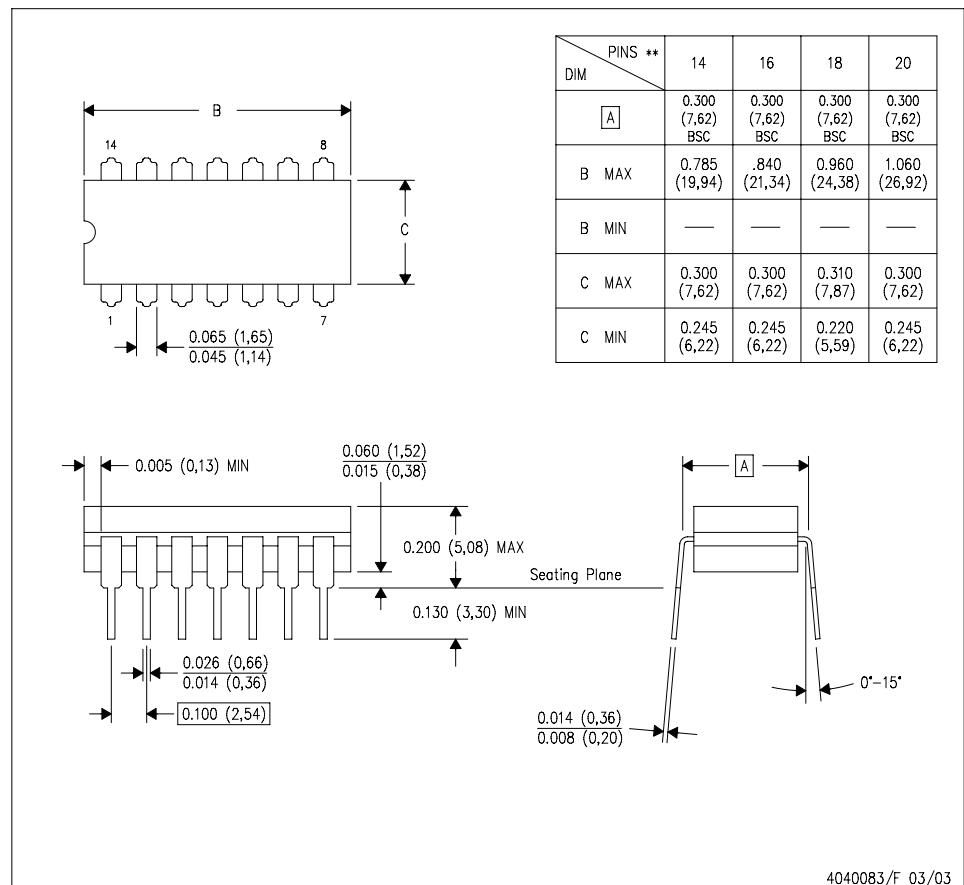


- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 D. Index point is provided on cap for terminal identification.
 E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T8

J (R-GDIP-T**)

14 LEADS SHOWN

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE



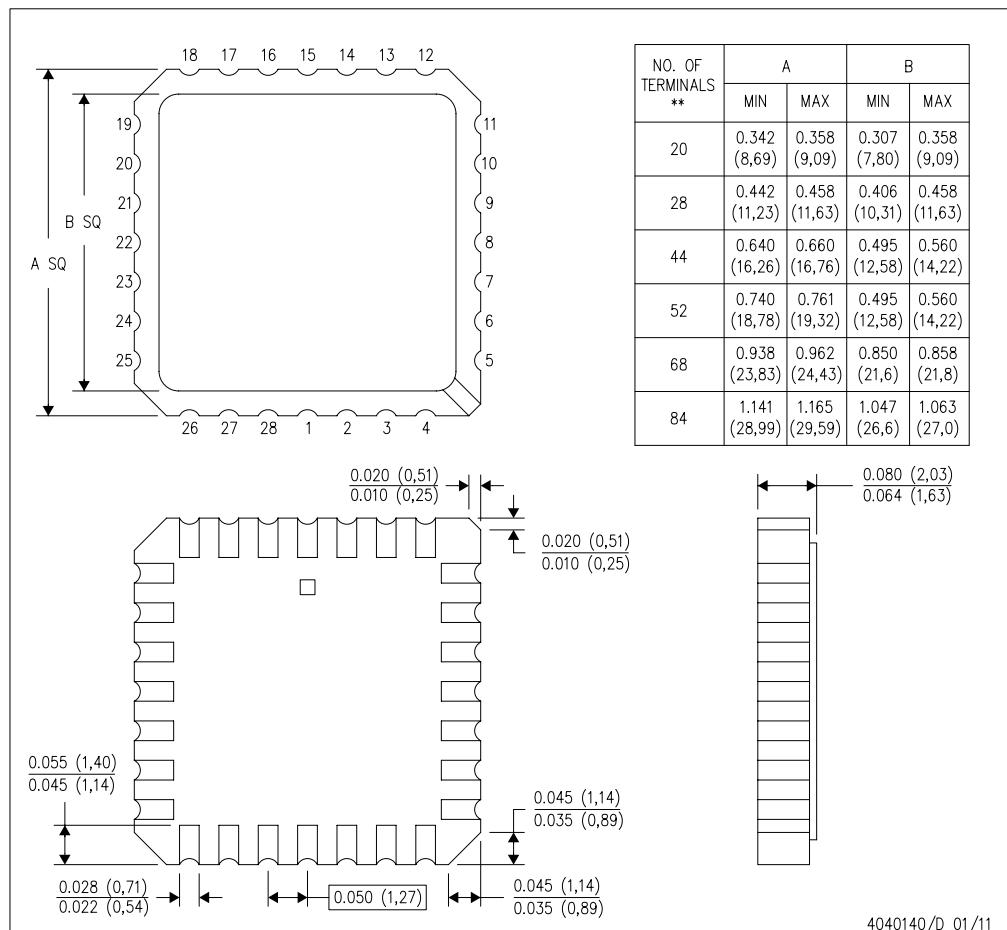
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - D. Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
 - E. 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



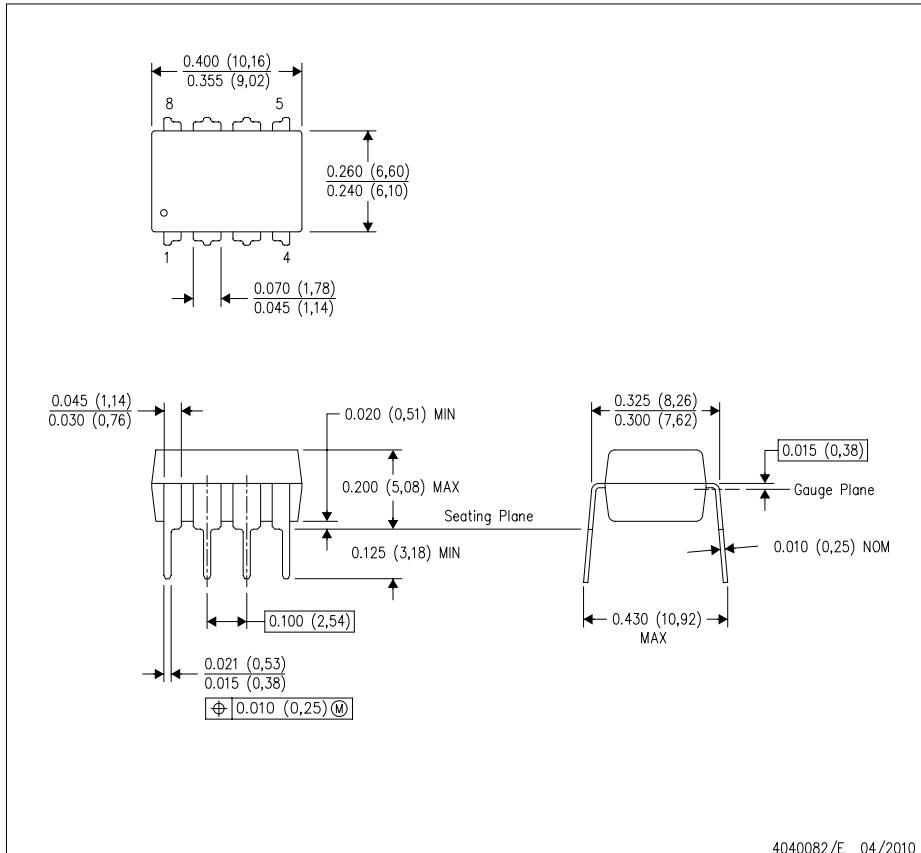
4040140/D 01/11

- 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



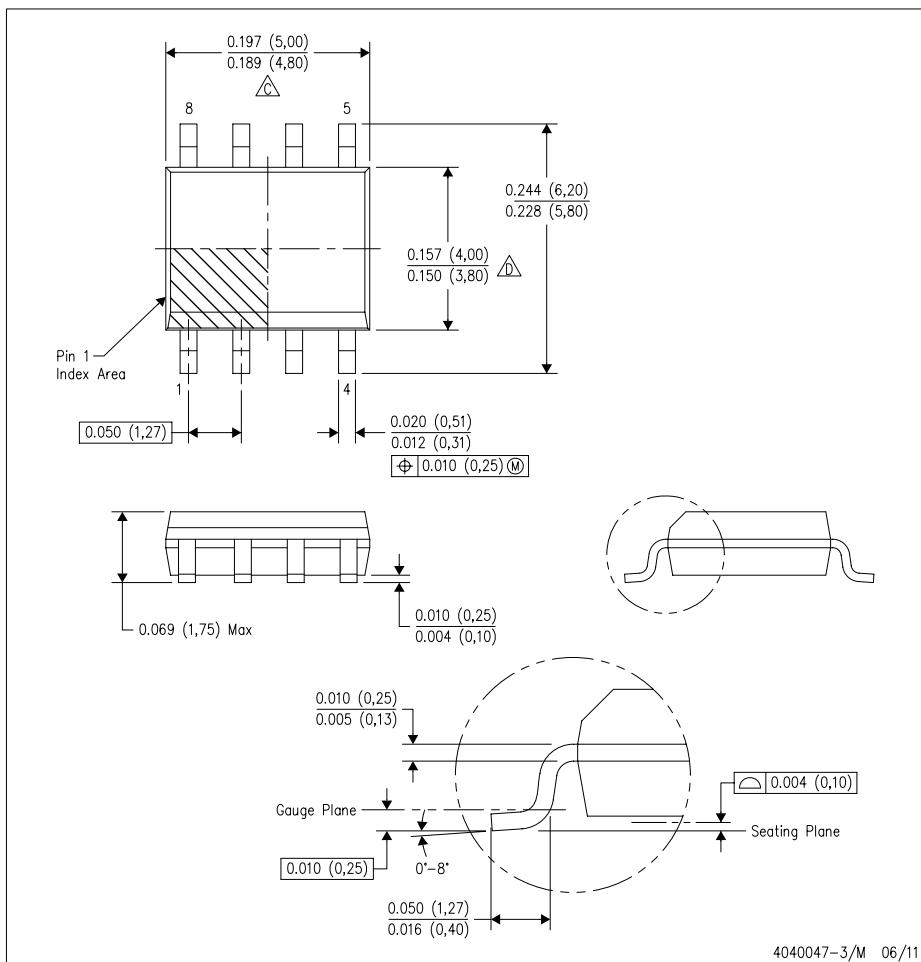
4040082/E 04/2010

- 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

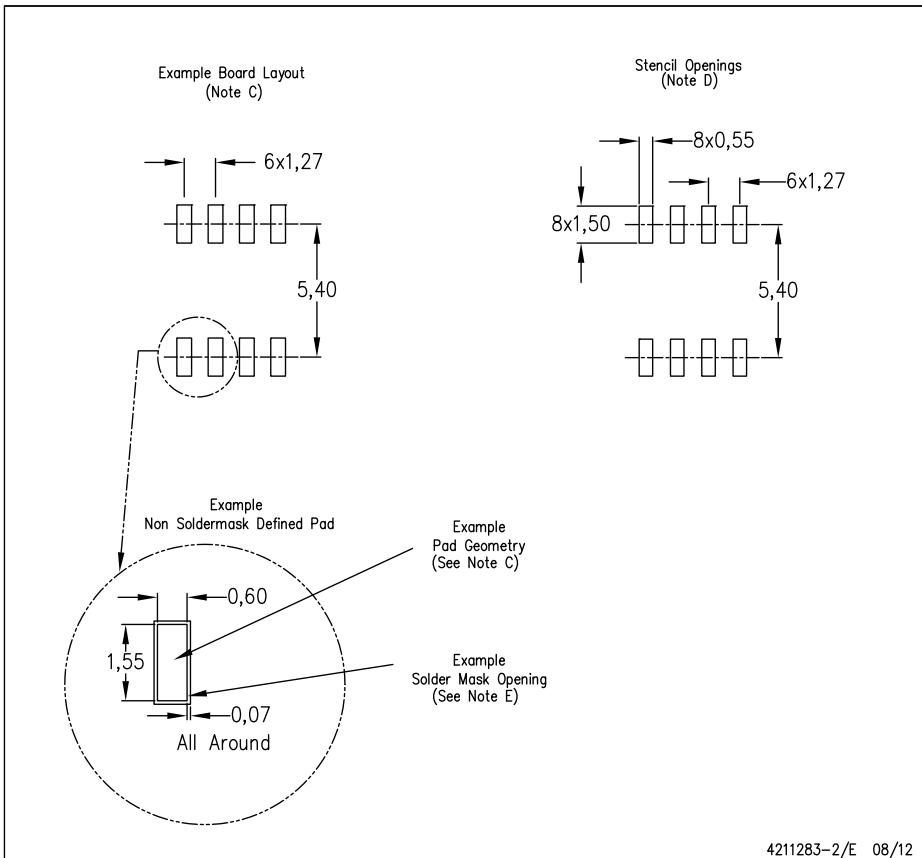


- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.006 (0,15) each side.
 - Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.017 (0,43) each side.
 - Reference JEDEC MS-012 variation AA.

LAND PATTERN DATA

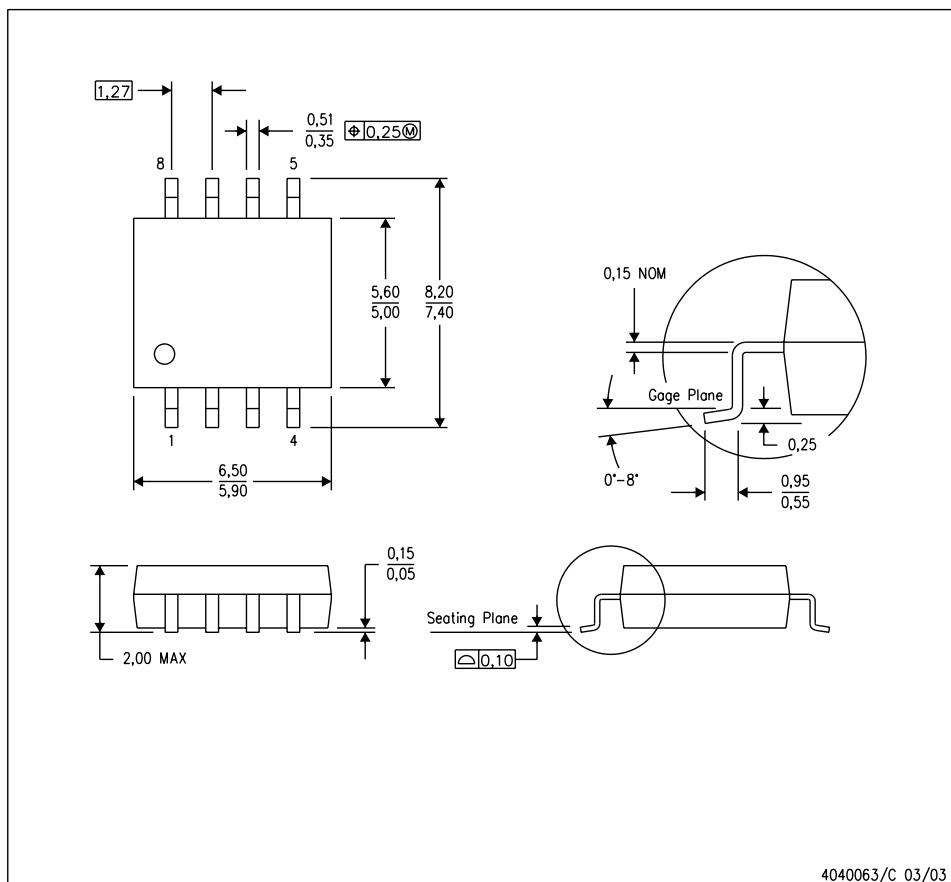
D (R-PDSO-G8)

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.

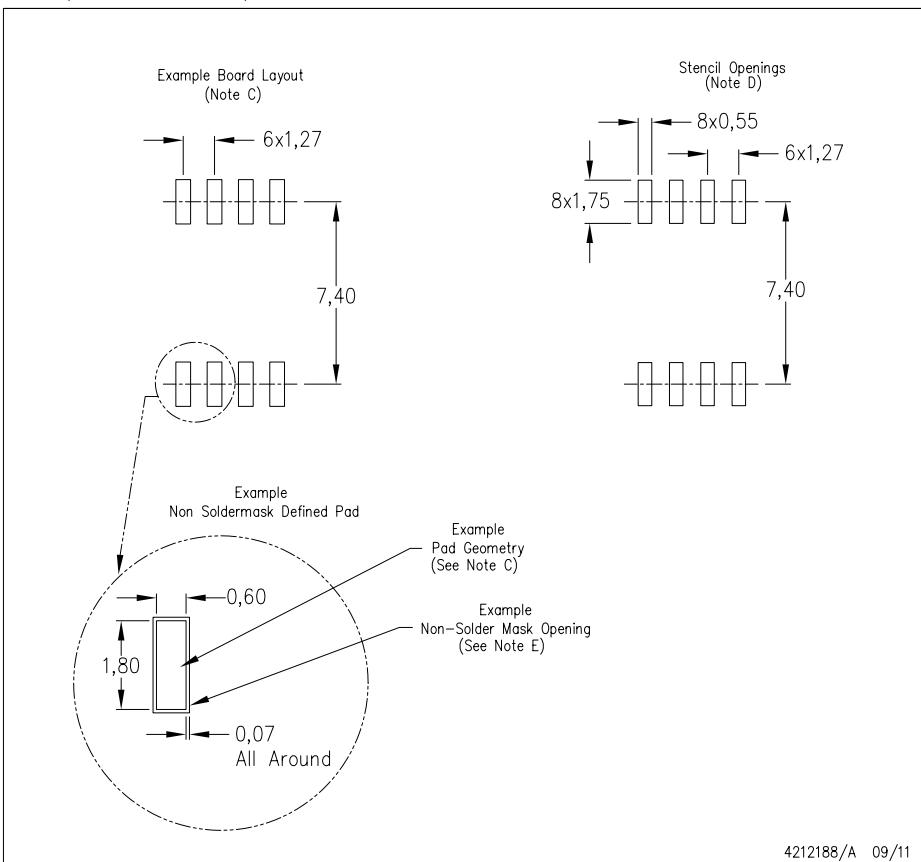
MECHANICAL DATA**PS (R-PDSO-G8)****PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE**

- 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:
- 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.

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 38: Hoja de datos del amplificador operacional UA741MU

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.

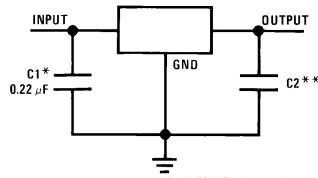
LM7805 is also available in a higher accuracy and better performance version (LM340A). Refer to LM340A specifications in the [LM340A Electrical Characteristics](#) table.

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

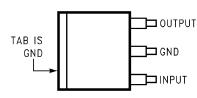
NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

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

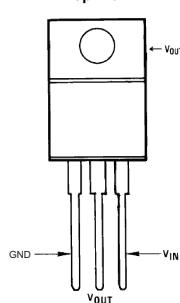
Changes from Revision I (March 2013) to Revision J	Page
• Changed 0.5 from typ to max	5

5 Pin Configuration and Functions

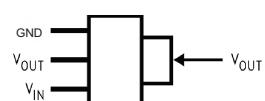
LM7805 and LM7812 KTT Package
3-Pin DDPAK/TO-263
Top View



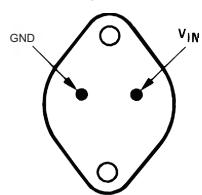
LM7805, LM7812, and LM7815 NDE Package
3-Pin TO-220
Top View



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
		$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$ $14.8 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 27 \text{ V}$			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	$f = 120 \text{ Hz}$ $15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$	55	72	dB
			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	$I_O \leq 1 \text{ A}$	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	0.5		mA
			$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$ $17.9 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$		1	mA
			Over temperature, $I_O \leq 500 \text{ mA}$ $17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$		1	mA
V_N	Output noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$		90		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple rejection	$f = 120 \text{ Hz}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1 \text{ A}$	54	70	dB
			$18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 28.5 \text{ V}$	Over temperature, $I_O \leq 500 \text{ mA}$	54	dB
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

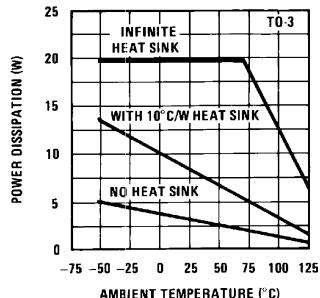


Figure 1. Maximum Average Power Dissipation

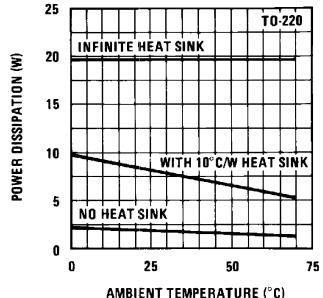


Figure 2. Maximum Average Power Dissipation

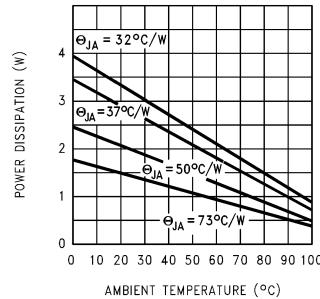
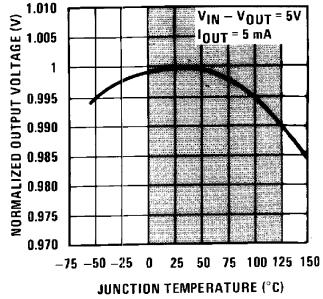


Figure 3. Maximum Power Dissipation (DDPAK/TO-263)



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

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

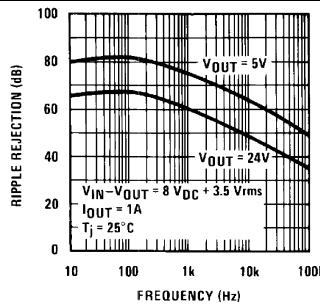


Figure 5. Ripple Rejection

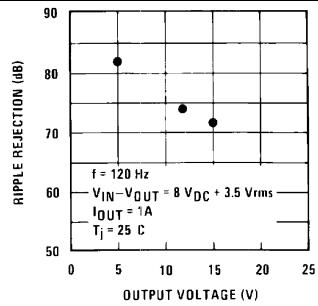
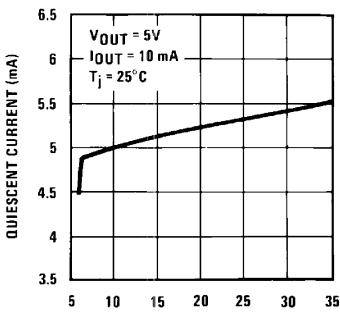
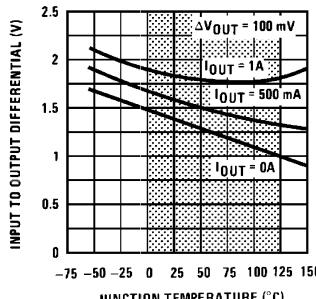
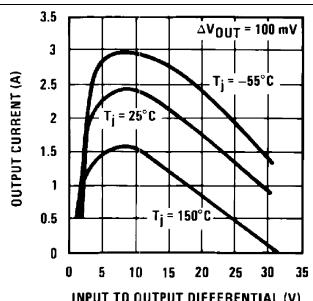
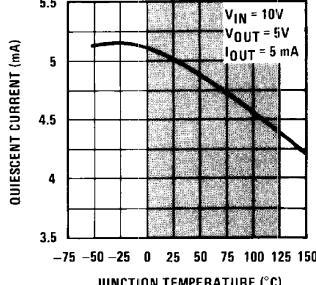
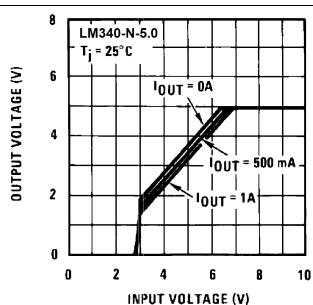
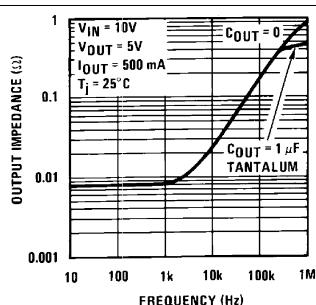


Figure 6. Ripple Rejection

Typical Characteristics (continued)



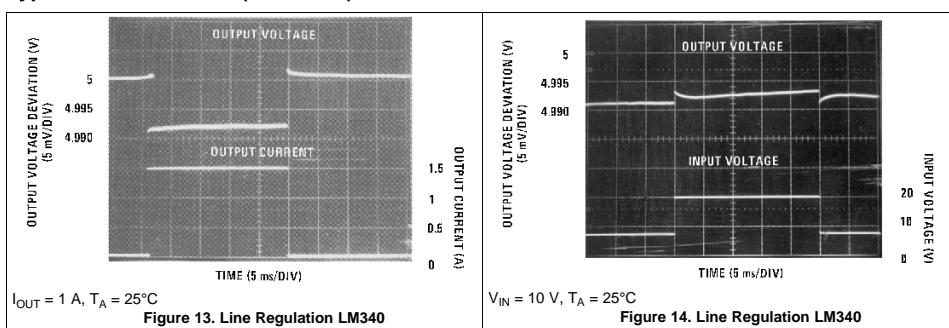
Shaded area refers to LM340A/LM340, LM7805C, LM7812C, and LM7815C.

Figure 9. Quiescent Current

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

Figure 11. Dropout Voltage

Typical Characteristics (continued)

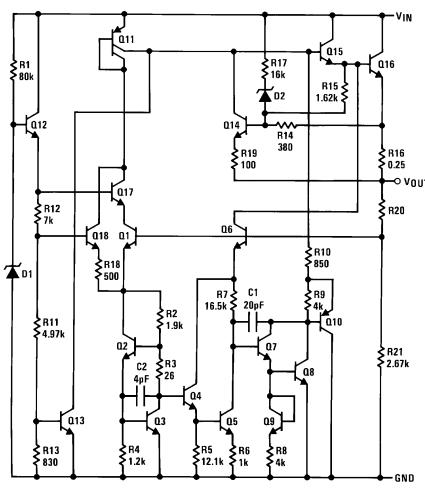


7 Detailed Description

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.

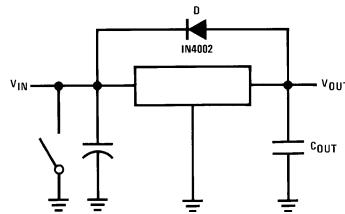
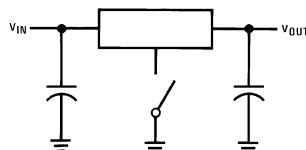
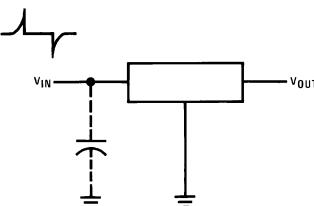


Figure 15. Input Short

Application Information (continued)

Figure 16. Regulator Floating Ground

Figure 17. Transients

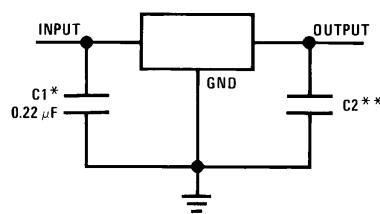
When a value for $\theta_{(H-A)}$ is found, a heat sink must be selected that has a *value that is less than or equal to this number*.

$\theta_{(H-A)}$ 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

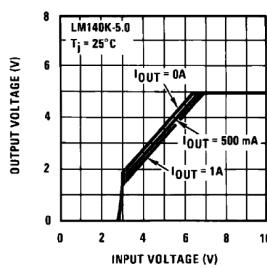
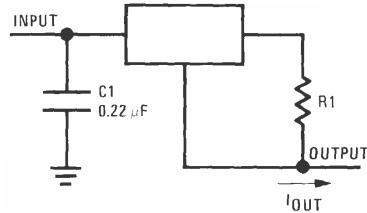


Figure 19. V_{OUT} vs V_{IN} , $V_{OUT} = 5$ V

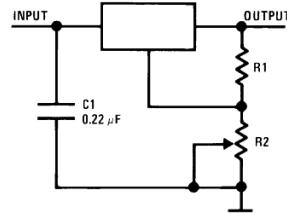
8.3 System Examples



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

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

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

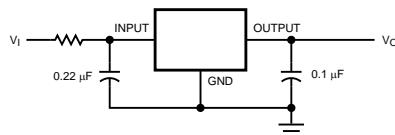


Figure 22. High Input Voltage Circuit With Series Resistor

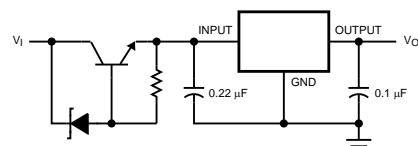
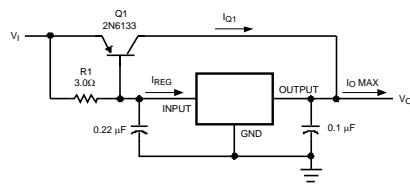
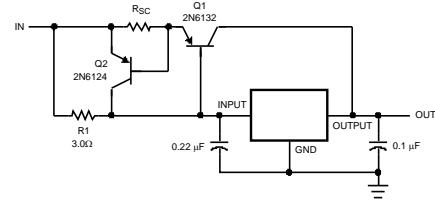


Figure 23. High Input Voltage Circuit implementation With Transistor

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

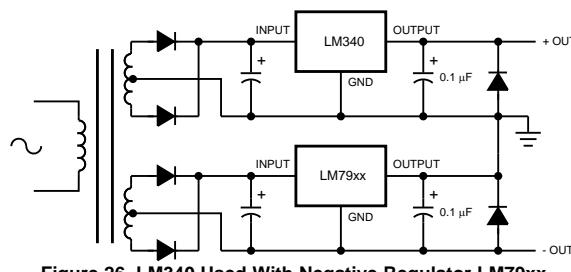


Figure 26. LM340 Used With Negative Regulator LM79xx

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

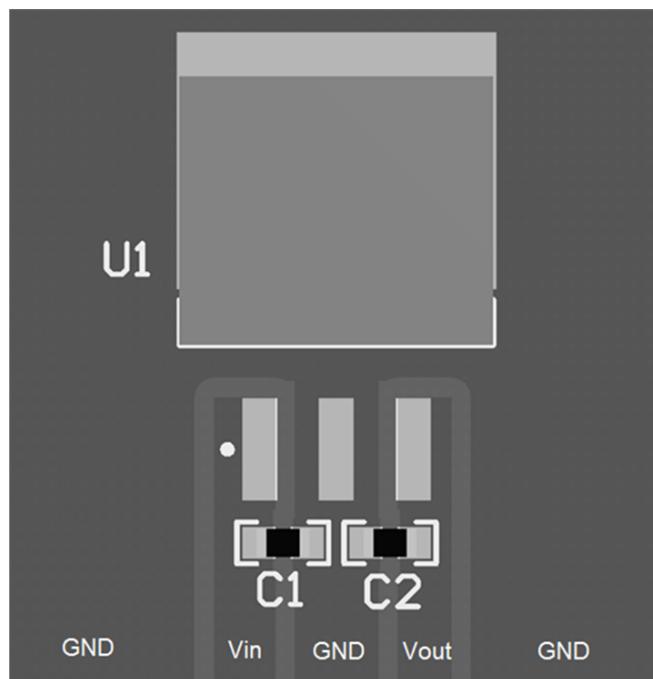


Figure 27. Layout Example DDPAK

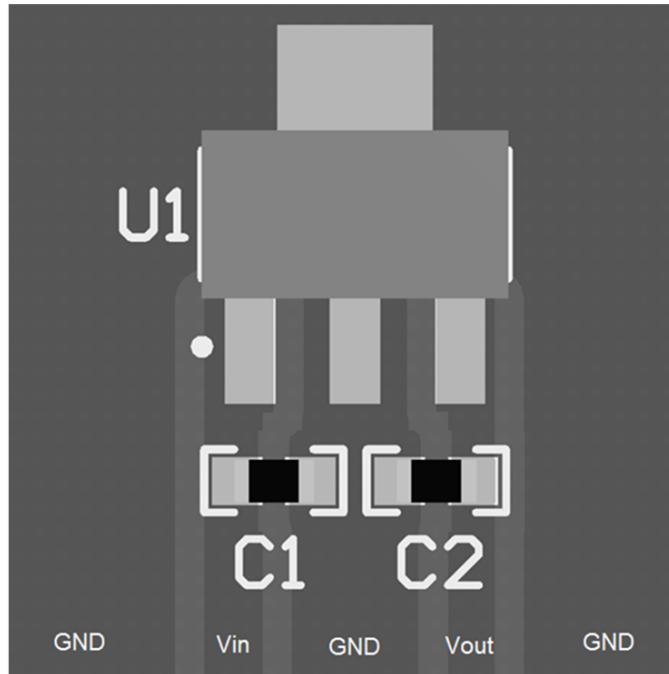
Layout Example (continued)


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*.

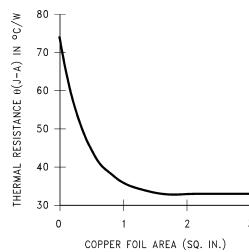


Figure 29. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (1 Ounce) Area for the DDPAK/TO-263 Package

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).

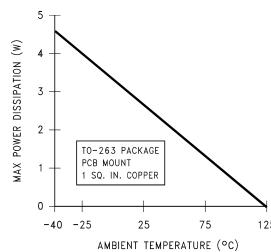


Figure 30. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the DDPAK/TO-263 Package

[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.

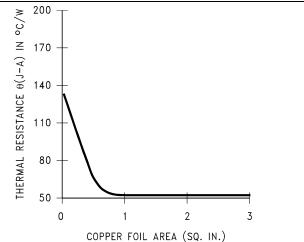


Figure 31. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (2 Ounce) Area for the SOT-223 Package

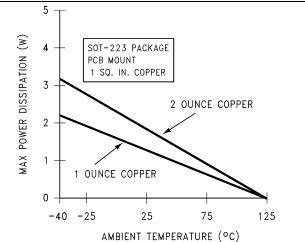


Figure 32. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the SOT-223 Package

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.

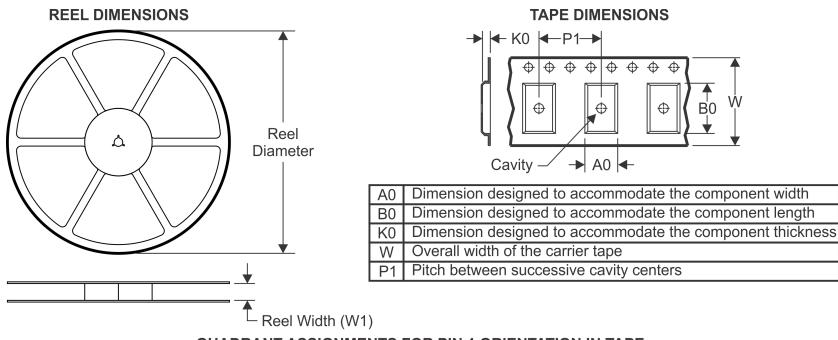
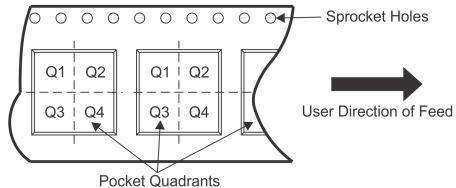
(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

(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.

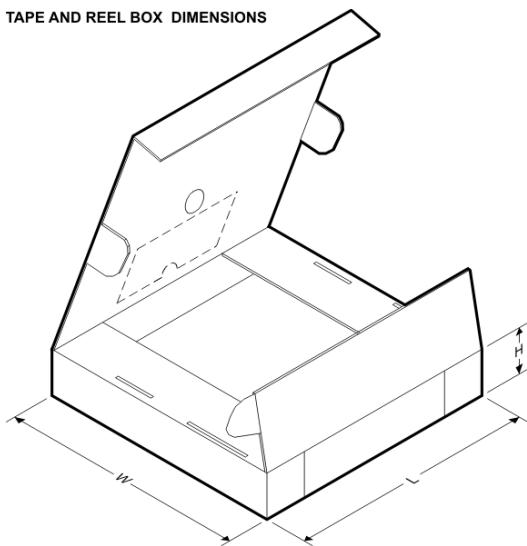
Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. 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

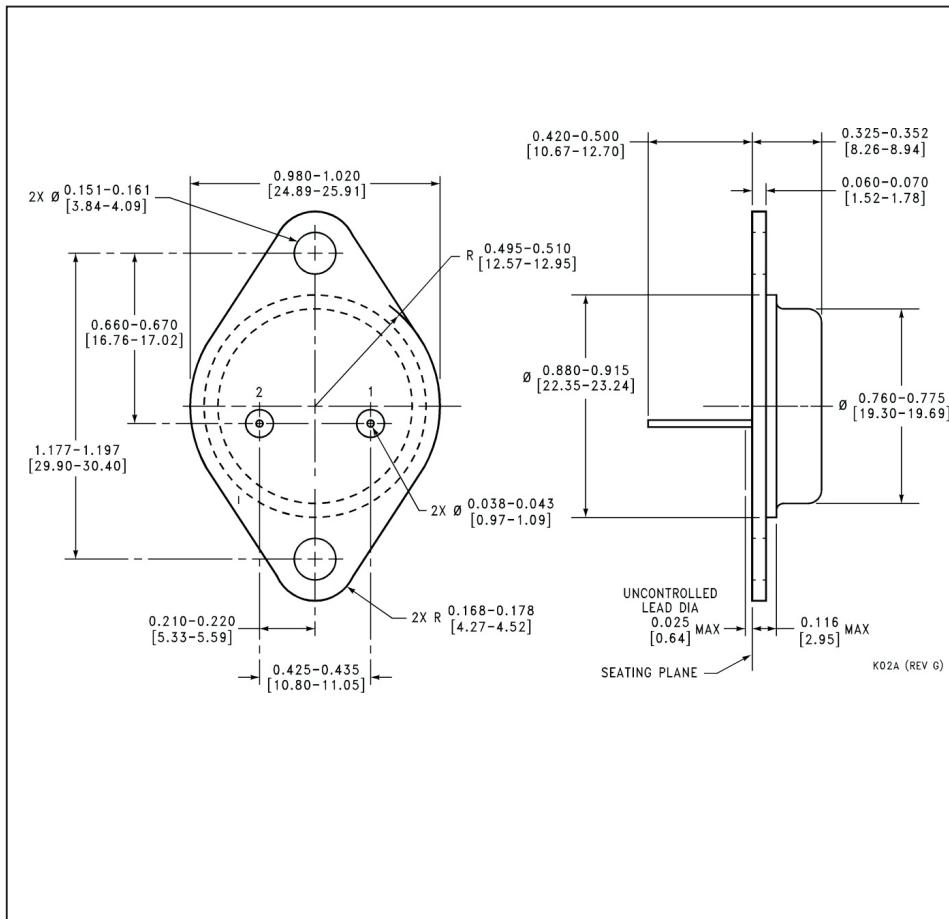
TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS


*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

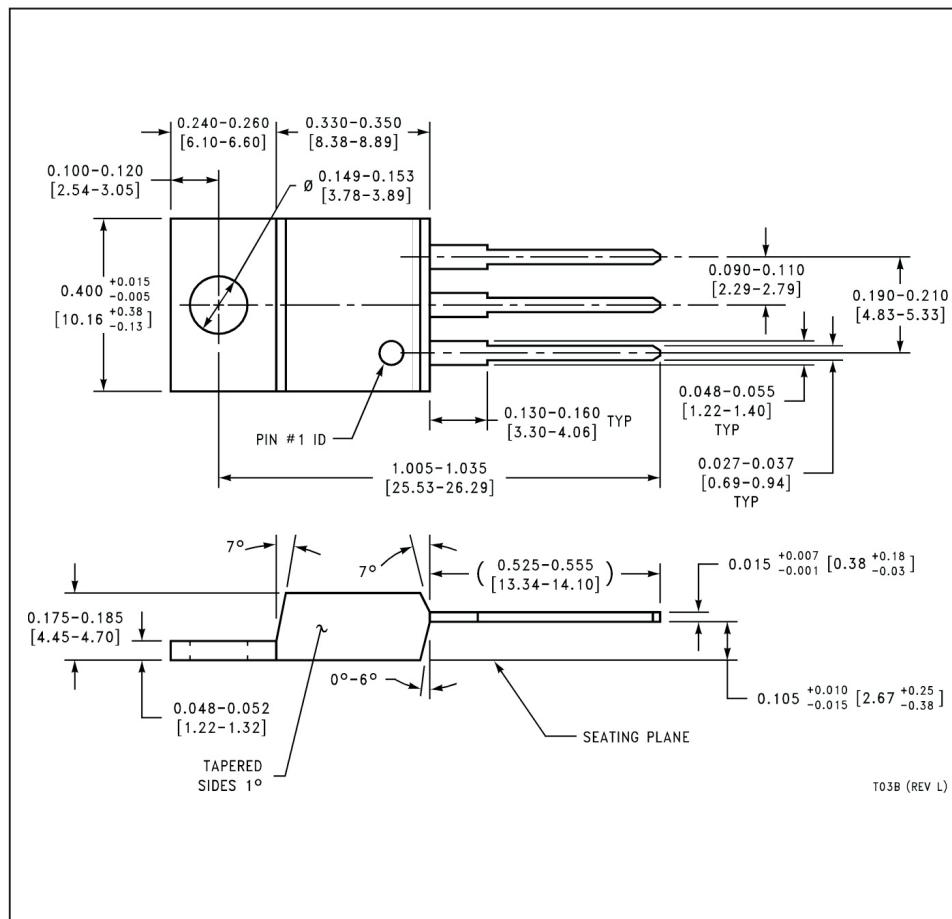
MECHANICAL DATA

NDS0002A



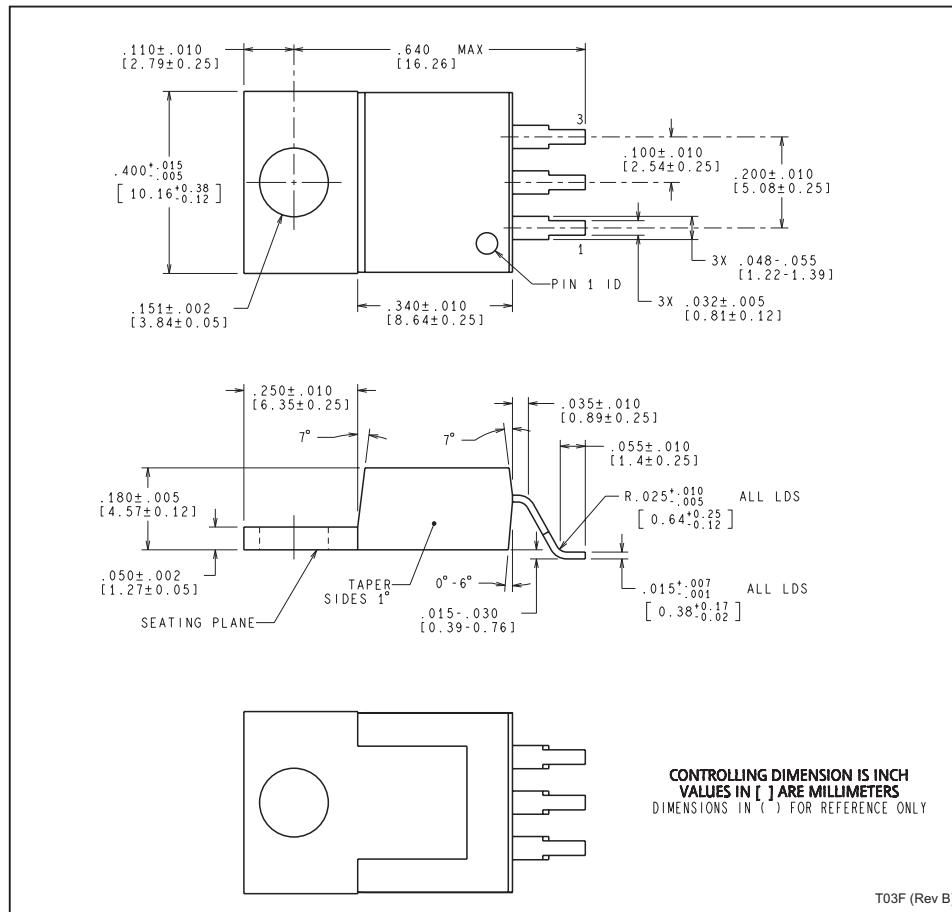
MECHANICAL DATA

NDE0003B



MECHANICAL DATA

NDG0003F

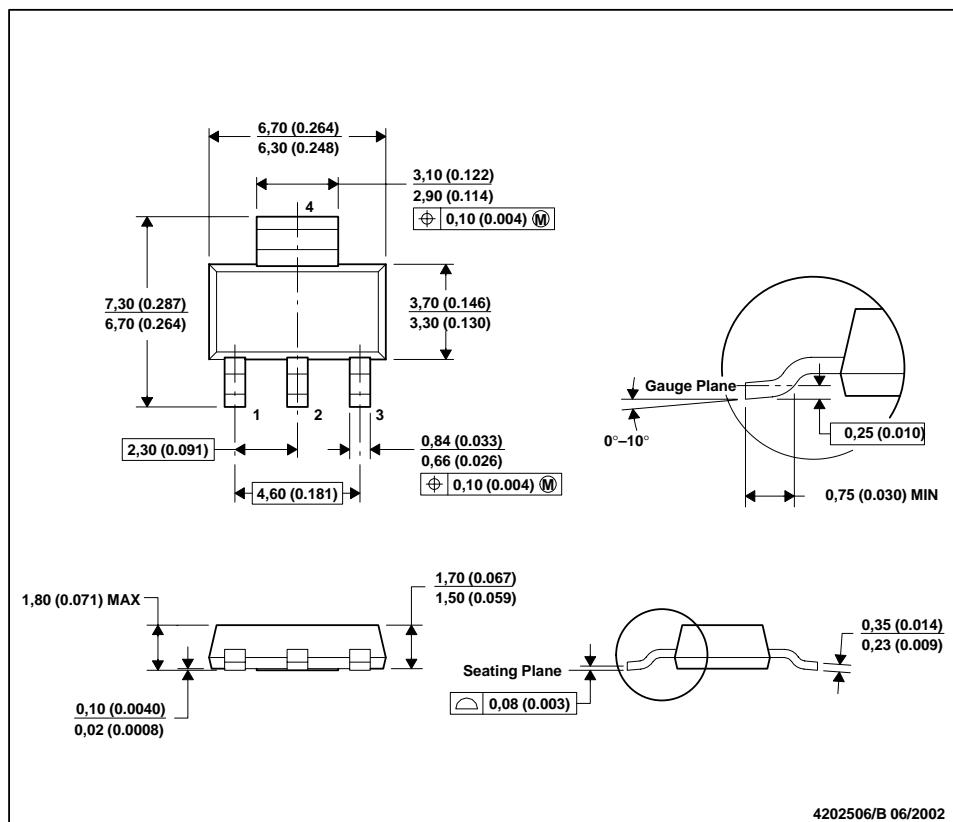


MECHANICAL DATA

MPDS094A – APRIL 2001 – REVISED JUNE 2002

DCY (R-PDSO-G4)

PLASTIC SMALL-OUTLINE



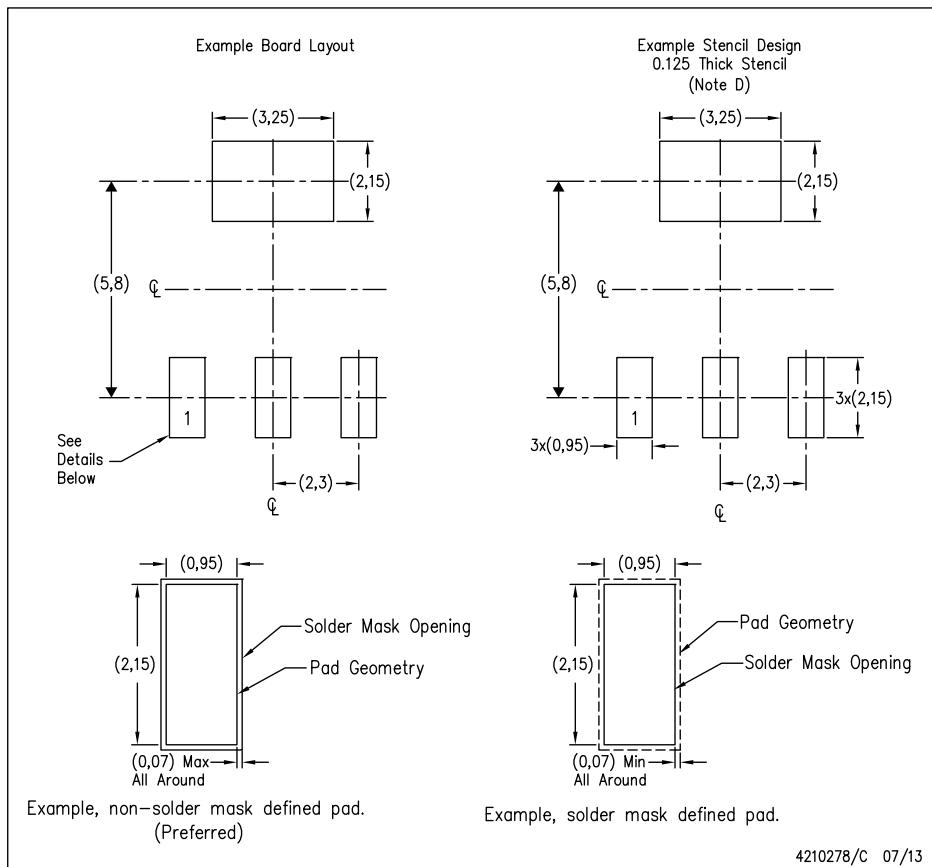
4202506/B 06/2002

- 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



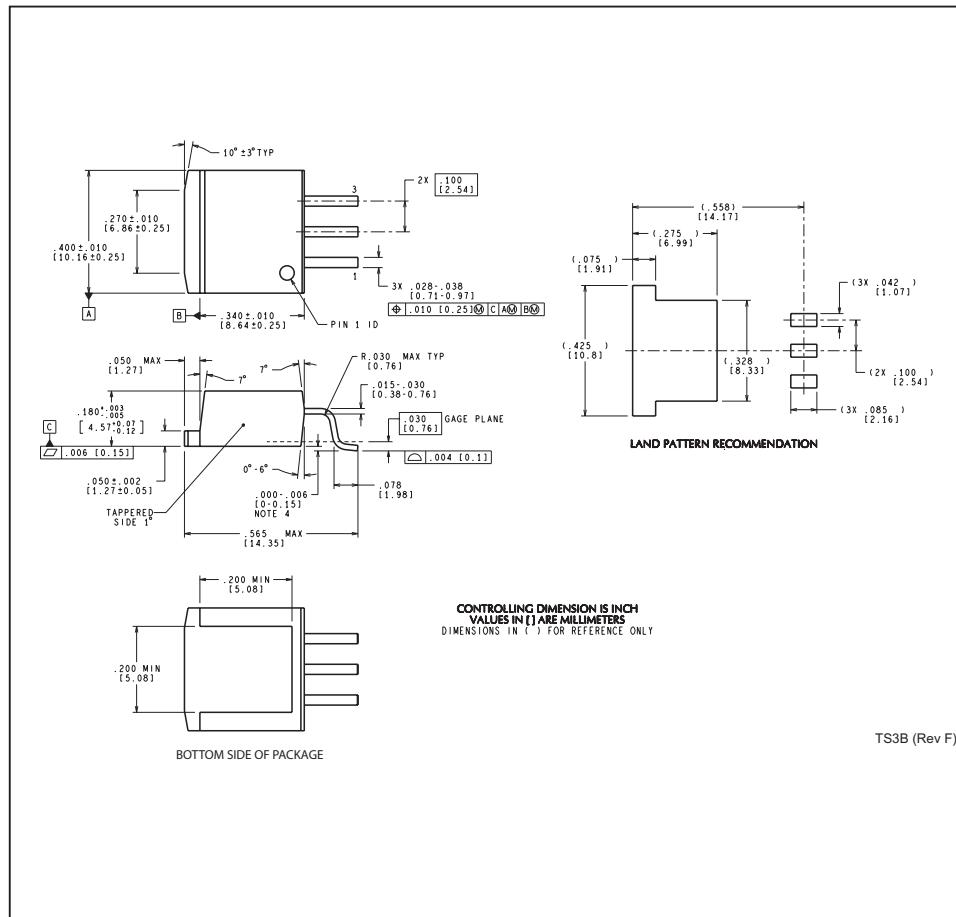
4210278/C 07/13

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

KT0003B



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 39: 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 40: 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')

```

Ilustración 41: Código para graficar la respuesta en frecuencia

Bibliografía

- [1] A. Herrera, «Osciladores,» Electrónica II, Departamento de Electrónica Computación y Control, Universidad Central de Venezuela, 2020.
- [2] R. Rivero, «Aplicaciones no lineales del AO,» Electrónica II, Departamento de Electrónica Computación y Control, Universidad Central de Venezuela, 2006.
- [3] K. C. S. Adel Sedra, *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits* (McGraw-Hill series in electrical and computer engineering), 4th, M.-H. Education, ed. McGraw-Hill Education, 2015.
- [4] K. C. S. Adel Sedra, *Microelectronic Circuits* (The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering), 6th, O. U. Press, ed. Oxford University Press, 2009.

Hoja de datos Práctica #10

José Sotírez
C.I. 27606100
Emerson Wrightman
C.I. 25795480

- Para el oscilador sin control de amplitud:

$$V_o = 9V \pm 1V, T = 200\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}, X = 0,5 \approx 4,82 \text{ k}\Omega$$

~~V_o~~

• Para $X = 0,1$ $V_o = 0V$, ya que está en zona estable

• $V_o = 9V \pm 1V$ (Saturado), $T = 450\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}$, $X = 0,8 \approx 8 \text{ k}\Omega$

- Para el oscilador con control de amplitud:

~~P~~

$$V_o = 3,4V \pm 0,2V, T = 200\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}, X = \frac{0,6}{\cancel{0,6}} \approx 5,81 \text{ k}\Omega$$

Nota: Potenciómetro mide 9,17 k Ω con el multímetro

$$V_o = 720\text{mV} \pm 40\text{mV}, T = 200\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}, X = 0,5 \approx 4,84 \text{ k}\Omega$$

(Excusión mínima)

$$V_o = 10V \pm 1V, T = 220\mu\text{seg} \pm 10\mu\text{seg}, X = 0,65 \approx 6,50 \text{ k}\Omega$$

Ganancia:

$$V_o = 5,6V \pm 0,4V, A =$$

$$V_i = 3,4V \pm 0,1V$$

~~Cálculo~~
24/2/25

Práctica # 11 10/03/25

José Suárez
Emerson Warkman



Astable °

$$\begin{cases} V_C = 2,8V \pm 0,2V \\ V_O = 9V \pm 1V \end{cases}$$

$$t = 230\mu\text{seg} \pm 30\mu\text{seg}$$

(Período)

Resistencias ° 2,2k
Capacitor 100nF
Resistencias:
 $R_5 = 3,3\text{ k}\Omega$
 $R_6 = 10\text{ k}\Omega$

Monostable °

$$V_C = 3V \pm 0,2V ; \rightarrow V_P = 5,2V \pm 0,4V \text{ (ENDS)}$$

$$t = 74\mu\text{seg} \pm 24\mu\text{seg}$$

10/3/25

tu talento @pinterline 453038 470566
© pinterline 10 NO-AF/0711

Hoja de datos Práctica N° 12 - Electrónica II			
- Generador de funciones			
$V_{C} \pm \Delta V_C$ [V]	$V_T \pm \Delta V_T$ [V]	$V_P \pm \Delta V_P$ [V]	$T \pm \Delta T$
30 ± 3	$7,6 \pm 0,4$	$6,4 \pm 0,4$	$192 \mu\text{seg} \pm 4 \mu\text{seg}$
			$q/f = 7,03 \cdot 10^6$

Ilustración 37: Hoja de datos práctica N° 8