

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

## PRÁCTICA N°3

### APLICACIONES NO LINEALES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

*Aux. Docente:*  
Escobar, Caleb

*Autor:*  
Br. Rivero, Axel

Caracas, 23 de julio de 2024

# Índice

---

<b>1. Introducción</b>	<b>3</b>
<b>2. Resumen</b>	<b>4</b>
<b>3. Marco Teórico</b>	<b>5</b>
3.1. Osciladores . . . . .	5
3.1.1. Osciladores sinusoidales . . . . .	5
3.2. Lazo de realimentación de un oscilador . . . . .	5
3.3. Criterio de Barkhausen . . . . .	6
3.4. Oscilador básico de puente de Wien . . . . .	6
3.5. Control de Amplitud . . . . .	7
3.6. Multivibradores . . . . .	7
<b>4. Objetivo General y Específico</b>	<b>9</b>
<b>5. Metodología</b>	<b>11</b>
5.1. Parte 1. Osciladores . . . . .	11
5.1.1. Diseño . . . . .	11
5.1.2. Simulación . . . . .	14
5.2. Parte 2. Multivibradores . . . . .	22
5.2.1. Diseño . . . . .	23
5.2.2. Simulación . . . . .	29
5.3. Parte 3. Generador de Funciones . . . . .	31
5.3.1. Diseño . . . . .	31
5.3.2. Simulación . . . . .	34
<b>6. Equipos e instrumentos</b>	<b>36</b>
<b>7. Componentes y materiales</b>	<b>36</b>
<b>8. Resultados</b>	<b>37</b>
8.1. Parte 1. Osciladores . . . . .	37
8.1.1. Sin Control de Amplitud . . . . .	37
8.1.2. Con Control de Amplitud . . . . .	41
8.2. Parte 2. Multivibradores . . . . .	44
8.2.1. Multivibrador Astable . . . . .	44

8.2.2. Multivibrador Monoestable . . . . .	46
8.3. Parte 3. Generador de Funciones . . . . .	50
<b>9. Análisis de Resultados</b>	<b>53</b>
9.1. Parte 1. Osciladores . . . . .	53
9.2. Parte 2. Multivibradores . . . . .	53
9.3. Parte 3. Generador de Funciones . . . . .	54
<b>10. Conclusiones</b>	<b>55</b>
<b>11. Apéndice</b>	<b>56</b>
<b>12. Anexos</b>	<b>57</b>

## 1 Introducción

---

Los amplificadores operacionales, debido a su versatilidad, encuentran aplicaciones diversas. En este análisis, nos enfocaremos en evaluar la eficacia de estos componentes al ser retro alimentados positivamente con una ganancia de lazo mayor a uno, aprovechando su inestabilidad como una ventaja para la creación de funciones especializadas, como en el caso del generador de funciones.

En el desarrollo de esta práctica, inicialmente identificaremos diversos comportamientos asociados con topologías específicas. Este proceso nos permitirá evidenciar que la mencionada inestabilidad puede ser controlada y gestionada en diferentes etapas, posibilitando la obtención de señales de salida ajustadas a las necesidades particulares de la aplicación en cuestión.

Por otro lado, llevaremos a cabo el diseño detallado de cada una de estas topologías. Durante este proceso, se considerarán minuciosamente las características requeridas para optimizar la salida, asegurando así un resultado preciso y estable acorde con los objetivos planteados.

## 2 Resumen

---

Esta práctica n° 3 explora a fondo las aplicaciones no lineales de amplificadores operacionales en tres áreas fundamentales: Osciladores, Multivibradores y Generadores de Funciones. En la primera sección, dedicada a los osciladores, se destacan los principios detrás de la generación de oscilaciones sinusoidales y la importancia de la retroalimentación positiva para estabilizar y controlar la amplitud de las oscilaciones. La sección concluye resaltando la necesidad de un control de amplitud para mantener la oscilación sinusoidal.

La segunda sección se centra en los multivibradores, explorando los efectos de la realimentación positiva cuando la ganancia del lazo excede la unidad. Se analizan circuitos no lineales mediante el concepto de comparador, y se establecen las diferencias entre un dispositivo comparador y un amplificador operacional utilizado con esa finalidad. La aplicación práctica de los multivibradores en la generación de señales pulsantes se destaca como un aspecto crucial.

La tercera sección aborda los generadores de funciones, examinando los efectos de la realimentación positiva cuando la ganancia del lazo es mayor que la unidad. Se profundiza en el funcionamiento de generadores basados en amplificadores operacionales y se resalta la importancia de la selección adecuada de componentes y la configuración del circuito para lograr resultados precisos y estables.

## 3 Marco Teórico

---

### 3.1. Osciladores

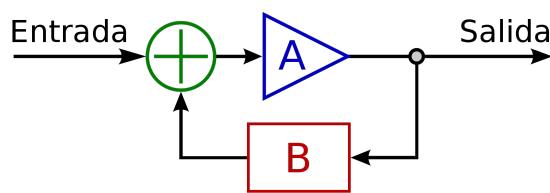
Un oscilador en electrónica es un circuito que genera una señal eléctrica de forma periódica y autónoma. Algunas características clave de los osciladores son:

- Generan una señal alterna, normalmente una onda senoidal o rectangular. La frecuencia de oscilación depende de los componentes del circuito.
- No requieren una señal de entrada para funcionar, sino que generan la señal de forma autónoma mediante realimentación positiva.
- Constan de un amplificador y un circuito resonante (LC) en una configuración de realimentación positiva. El amplificador compensa las pérdidas del circuito resonante.
- Se utilizan en muchas aplicaciones como generadores de señales, relojes de circuitos digitales, sistemas de comunicaciones, etc.

#### 3.1.1. Osciladores sinusoidales

Son osciladores que generan una señal senoidal o casi senoidal. Estos osciladores emplean conceptos de la teoría de sistemas para crear un par de polos conjugados justo sobre el eje imaginario del plano complejo para mantener la oscilación sinusoidal sostenida. A pesar del nombre de osciladores lineales, se tiene que emplear alguna forma de no linealidad para obtener el control de la amplitud de la onda sinusoidal de salida. De hecho, todos los osciladores son esencialmente circuitos no lineales. Esto complica el trabajo de análisis y diseño de osciladores; ya que no es posible aplicar directamente métodos de transformación (plano s), pero se han perfeccionado técnicas por medio de las cuales se pueden obtener osciladores sinusoidales en dos pasos. El primero de estos es lineal, y fácilmente se pueden emplear métodos del dominio de la frecuencia para el análisis de circuitos de realimentación.

### 3.2. Lazo de realimentación de un oscilador



**Figura 1:** Estructura básica de un oscilador con entrada igual a cero

Es la conexión entre la salida y la entrada de un oscilador que permite mantener y regenerar la señal oscilante. Proporciona la realimentación positiva necesaria para que el oscilador genere señales de forma autónoma y continua. La estructura básica de un oscilador sinodal consta de un

amplificador en un lazo de realimentación positiva, como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 1. Es importante observar que, a diferencia del lazo de realimentación negativa, aquí la señal de realimentación  $x_f$  se suma con un signo positivo. Entonces, la ganancia de realimentación está dada por

$$A(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} \quad (1)$$

Donde se observa el signo negativo en el denominador La ganancia de lazo del circuito de la figura es  $-A(s)\beta(s)$ , pero para nuestro propósito aquí, es más conveniente cancelar el signo menos y definir la ganancia de lazo  $L(s)$  como

$$L(s) = A(s)\beta(s) \quad (2)$$

La ecuación característica se convierte entonces en

$$-L(s) + 1 = 0 \quad (3)$$

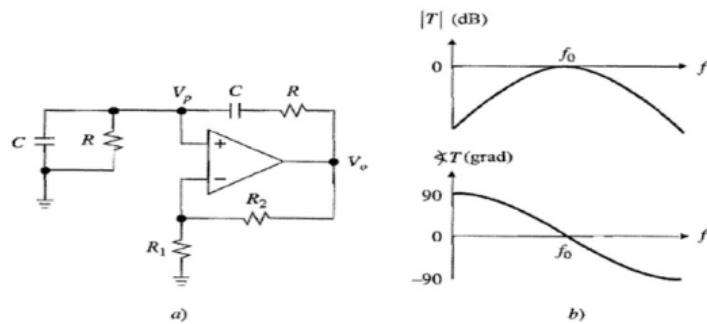
### 3.3. Criterio de Barkhausen

Si a una frecuencia específica  $f_0$  la ganancia de lazo  $A\beta$  es igual a la unidad, se deduce de la ecuación (7) que  $A_f$  será infinita. Esto es, a esta frecuencia, el circuito tendrá una salida finita para la señal de entrada cero. Este circuito es, por definición, un oscilador. Entonces, la condición para que el lazo de realimentación de la ilustración 2 produzca oscilaciones sinusoidales de frecuencia  $w_0$  es que

$$A(s)\beta(s) = 1 \quad (4)$$

En otras palabras, el criterio de Barkhausen establece las condiciones necesarias para que un oscilador genere señales de forma sostenida:

### 3.4. Oscilador básico de puente de Wien

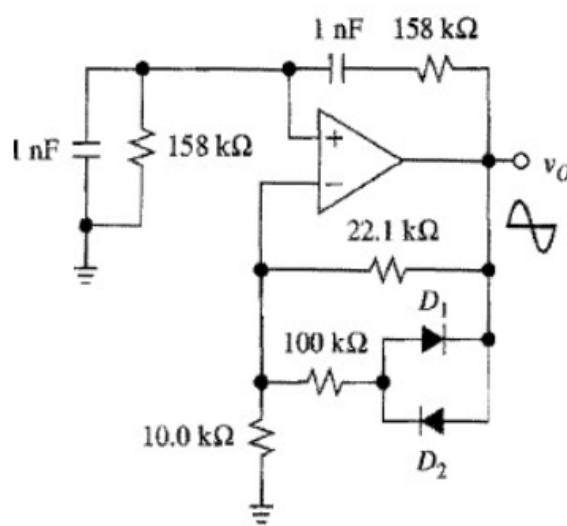


**Figura 2:** Puente de Wien con su Diagrama de Bode en amplitud y fase

Es un oscilador que utiliza un amplificador operacional realimentado con un puente resistivo-capacitivo para generar oscilaciones sinusoidales. La frecuencia de oscilación depende de los valores de  $R$  y  $C$  del puente.

### 3.5. Control de Amplitud

Son técnicas utilizadas en los osciladores para estabilizar y limitar la amplitud de oscilación. Por ejemplo, mediante diodos en el circuito resonante o control automático de ganancia en el amplificador.



**Figura 3:** Oscilador con control de amplitud

El circuito de la figura 3 utiliza un circuito simple diodo-resistor para controlar el valor efectivo de  $R_2$ . En niveles de señal bajos, los diodos están apagados, por lo tanto, la resistencia de  $100\text{k}\Omega$  no tiene ningún efecto. Entonces, se tiene que  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{22,1}{10} = 2,21$ , o bien  $T(jf_0) = \frac{(1+2,21)}{3} = 1,07 > 1$ , lo que indica el surgimiento de la oscilación. Conforme la oscilación crece, los diodos son llevados de forma gradual a la conducción en medios ciclos alternados. En el límite de la conducción fuerte del diodo, efectivamente,  $R_2$  cambiaría a  $18,1\text{k}\Omega$ , donde se obtiene  $T(jf_0) = 0,937 < 1$ . Sin embargo, antes de que alcance esta condición límite, la amplitud se estabilizará automáticamente en algún nivel intermedio de la conducción del diodo donde  $\frac{R_2}{R_1} = 2$  exactamente, o  $T(jf_0) = 1$ .

### 3.6. Multivibradores

Son osciladores digitales que generan señales cuadradas o Rectangulares. Están formados por amplificadores realimentados con circuitos RC para controlar los tiempos de conmutación. Se clasifican en: Astable y monoestable.

### Multivibrator Astable

Multivibrator que no tiene estado estable, sino que conmuta continuamente entre dos estados. Genera una onda cuadrada periódica cuya frecuencia depende de los valores de  $R$  y  $C$ .

### Multivibrator Monoestable

Multivibrator que tiene un estado estable y uno inestable. Al recibir un pulso de disparo cambia al estado inestable durante un tiempo determinado para luego volver al estado estable. Genera un único pulso rectangular por cada pulso de disparo.

## Generador de Funciones

Circuito electrónico capaz de generar diferentes formas de onda programables (senoidal, triangular, cuadrada, rampa, etc). Suele basarse en un oscilador controlado por voltaje (VCO).

## Histéresis

Es el fenómeno por el cual el estado de salida de un sistema depende de su estado anterior. Se utiliza en comparadores para evitar conmutaciones erráticas debido al ruido.

## Comparador

Circuito que compara dos señales de entrada y produce una salida determinada por la relación entre ellas. Tiene dos niveles de salida posibles, alto y bajo. Se usa en sistemas de instrumentación, convertidores A/D, etc.

### Comparador por Histéresis

Comparador diseñado intencionalmente para exhibir histéresis, los comparadores también pueden ser realimentados, solo que en su caso resulta más beneficiosa la realimentación positiva en la zona lineal, que la negativa comúnmente usada en los amplificadores operacionales. Al practicar la 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 (nivel de tensión) que se encuentre en dicho circuito.

## Generador de Onda Triangular

Circuito que genera una señal triangular, alternando rampas de subida y bajada. Se implementa cargando/descargando un capacitor entre dos niveles de voltaje con una constante de tiempo fija.

## 4 Objetivo General y Específico

---

### Parte 1. Osciladores

#### Objetivo General:

Comprender los fundamentos físicos que posibilitan la generación de oscilaciones sinusoidales mediante el uso de amplificadores operacionales.

#### Objetivos Específicos:

1. Reconocer y entender las ventajas inherentes al empleo de amplificadores operacionales en el diseño y desarrollo de sistemas analógicos.
2. Identificar la necesidad y la utilidad de implementar un control de amplitud como mecanismo esencial para el mantenimiento y sostenimiento de oscilaciones sinusoidales en un circuito.
3. Entender la importancia de la retroalimentación positiva en la generación de oscilaciones sinusoidales.
4. Seleccionar adecuadamente componentes para lograr estabilidad y control de amplitud efectivo.

### Parte 2. Multivibradores

#### Objetivo General:

Analizar los efectos de la realimentación positiva cuando la ganancia del lazo es mayor que la unidad, centrándose en el estudio de multivibradores.

#### Objetivos Específicos:

1. Analizar circuitos no lineales mediante la aplicación del concepto de comparador.
2. Diferenciar las características y funciones de un dispositivo comparador y de un amplificador operacional utilizado como comparador.
3. Enfatizar en cómo la realimentación positiva influye en la estabilidad y comportamiento de los multivibradores.

### Parte 3. Generador de funciones

#### Objetivo General:

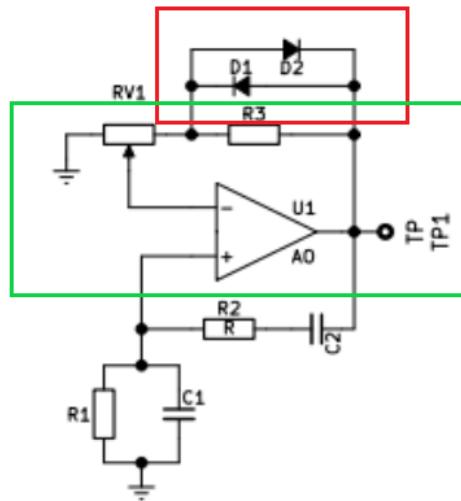
Examinar los efectos de la realimentación positiva en situaciones donde la ganancia del lazo es mayor que la unidad, centrándose en el análisis de generadores de funciones.

### Objetivos Específicos:

1. Analizar el funcionamiento detallado de generadores de funciones, específicamente aquellos basados en amplificadores operacionales y retroalimentación positiva.
2. Explorar circuitos no lineales empleando el concepto de comparador en el contexto de generadores de funciones.
3. Observar cómo la realimentación positiva contribuye a la forma de onda generada.

## 5 Metodología

### 5.1. Parte 1. Osciladores



**Figura 4:** Oscilador de Puente de Wien con control de amplitud. Cuadro Rojo: Control de amplitud. Cuadro Verde: Aplica Método de Amplificador Desvanecido

#### 5.1.1. Diseño

- Para el circuito de la figura 4, determine la frecuencia de oscilación. **Nota:** Los siguientes cálculos se realizan sin el control de amplitud para hallar los datos de diseño.

Observando la figura 4, aplicamos el Método de Amplificador Desvanecido, desarrollando se obtiene lo siguiente, tomando en cuenta el estudio de un oscilador donde su ciclo de ganancia es  $\beta A = 1$ .

Recordando que  $A = X_{31}$  y  $\beta = A_f$  para efectiva aplicar MAD,

$$A_f = 1 + \left( \frac{R_3 + X R_{v1}}{R_{v1}(1 - X)} \right) \quad (5)$$

para simplificar los cálculos y el diseño  $R_1 = R_2 = R$  y  $C_1 = C_2 = C$ , por lo tanto, se tiene:

$$\begin{aligned}
X_{31} &= \frac{e_1}{e_3} = \frac{\frac{R||\frac{1}{SC}}{R||\frac{1}{SC} + R + \frac{1}{SC}}}{\frac{\frac{R}{SC}}{\frac{R}{SC} + R + \frac{1}{SC}}} = \frac{\frac{R}{R + \frac{1}{SC}}}{\frac{\frac{R}{SC}}{\frac{R}{SC} + R + \frac{1}{SC}}} \\
X_{31} &= \frac{\frac{R}{RSC + 1}}{\frac{R}{RSC + 1} + \frac{RSC + 1}{SC}} = \frac{\frac{R}{RSC + 1}}{\frac{RSC + (RSC + 1)^2}{SC(RSC + 1)}} \\
X_{31} &= \frac{RSC}{RSC + (RSC)^2 + 2RSC + 1} = \frac{RSC A_f}{S^2(RC)^2 + S(3RC) + 1} \\
A_f X_{31} &= \frac{RSC A_f}{S^2(RC)^2 + S(3RC) + 1} \tag{6}
\end{aligned}$$

Con la ecuación 6, se aplicará el criterio de Barkhausen.

$$\begin{cases} RSC(A_f) = 3RC \\ S^2(RC)^2 + 1 = 0 \end{cases} \tag{7}$$

Despejando  $S$  de la segunda ecuación del sistema de ecuaciones 7 y conociendo que  $S = \sigma + jw = jw$ , sustituyendo queda:

$$S^2 = -\frac{1}{(RC)^2} = (jw)^2 = -w^2 \implies w = \sqrt{\frac{1}{(RC)^2}} = \frac{1}{(RC)^2}$$

La frecuencia que oscila es,

$$w = \frac{1}{(RC)^2} \tag{8}$$

Ahora hallamos la Ganancia, con la primera ecuación del sistema de ecuaciones 7, se tiene:

$$RCSA_f = 3RCS \Rightarrow A_f = 3 = 1 + \frac{R_3 + XR_{v1}}{R_{v1}(1 - X)} \tag{9}$$

2. Diseñe (especifique valores comerciales, para cada elemento) el oscilador de la Figura 4 para obtener una frecuencia de oscilación de 5.0 KHz.

La frecuencia de oscilación de la figura 4, es la siguiente:

Haciendo uso de la ecuación 9, se obtiene  $R$ ,

$$\omega = \frac{1}{(RC)^2} = 2\pi f \implies R = \frac{1}{C2\pi f} \quad (10)$$

Asumiendo  $C = 10 \text{ nF}$ , tenemos,

$$R = \frac{1}{(10n)(2\pi)(5k)} = 3,183 \text{ k}\Omega \approx 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Siendo un valor comercial, } R = 3,3 \text{ k}\Omega \quad (11)$$

3. Determine la amplitud de la señal de salida cuando está presente el control de amplitud.

Se tomara en cuenta  $X = 0,4$ , se sabe que en la ecuación 9 tenemos:

$$3 = 1 + \frac{R_3 + XR_{v1}}{R_{v1}(1 - X)} \implies \frac{R_3 + 0,4R_{v1}}{R_{v1}(1 - 0,4)}$$

$$R_3 + 0,4R_{v1} = 2(0,6R_{v1}) = 1,2R_{v1}$$

$$R_3 = 1,2R_{v1} - 0,4R_{v1} = 0,8R_{v1}$$

$$\text{Asumiendo que } R_{v1} = 10 \text{ k}\Omega \quad \therefore \quad R_3 = 0,8(10k) = 8 \text{ k}\Omega \approx 8,2 \text{ }\Omega$$

Estos valores estabilizan su oscilación si variamos el potenciómetro, este puede tener 2 estados más que puede ser en corto o saturación.

Para hallar esos estados se tomara en cuenta lo siguiente:

$$\frac{R_3 + XR_{v1}}{R_{v1}(1 - X)} > 2$$

$$R_3 + XR_{v1} > 2R_{v1} - 2XR_{v1} \implies R_{v1}(x + 2x - 2) > -R_3$$

$$3x > -\frac{R_3}{R_{v1}} + 2 \implies x > \frac{1}{3} \left( -\frac{R_3}{R_{v1}} + 2 \right)$$

Sabiendo que  $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$  y  $R_{v1} = 10 \text{ k}\Omega$  se tiene,

$$x > 0,39 \approx 0,4$$

Ahora tomando en cuenta lo siguiente, desarrollamos,

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

$$3X < 2 \Rightarrow x < \frac{2}{3} \approx 0,67$$

Obteniendo el siguiente intervalo,

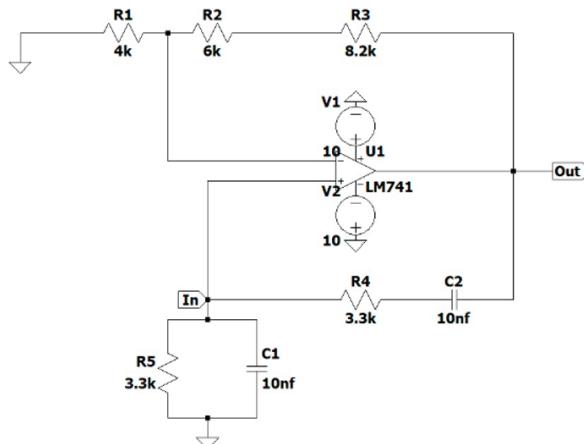
$$0,4 < X < 0,67$$

Que es donde el circuito va a oscilar en los valores del potenciómetro.

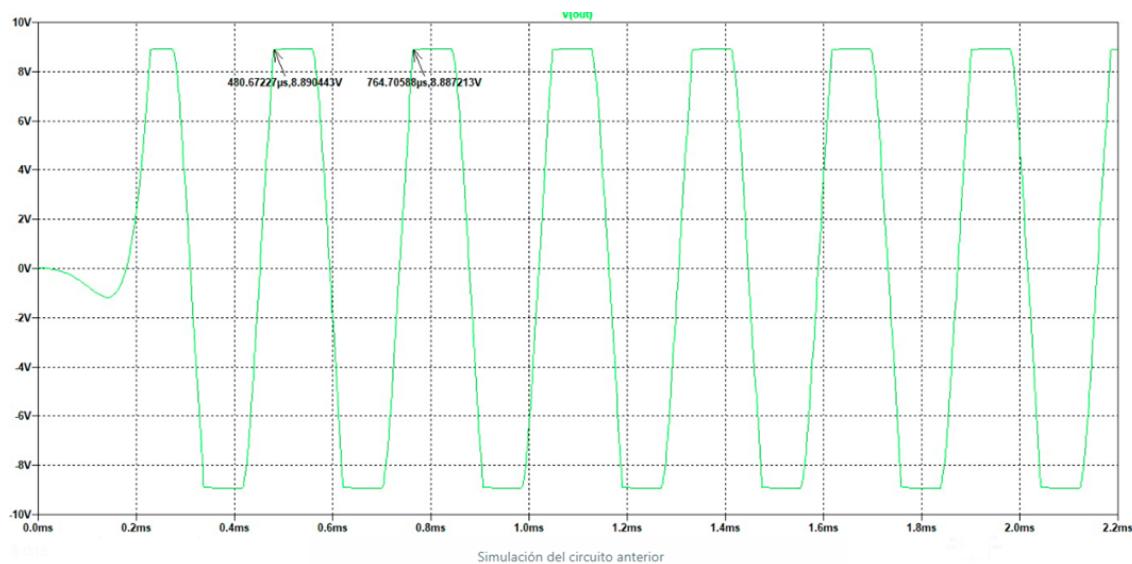
### 5.1.2. Simulación

- Realice la simulación de la etapa con el fin de verificar el modelo teórico y las condiciones de oscilación obtenidas a partir de el. Verifíquese además la amplitud de salida con y sin control de amplitud.

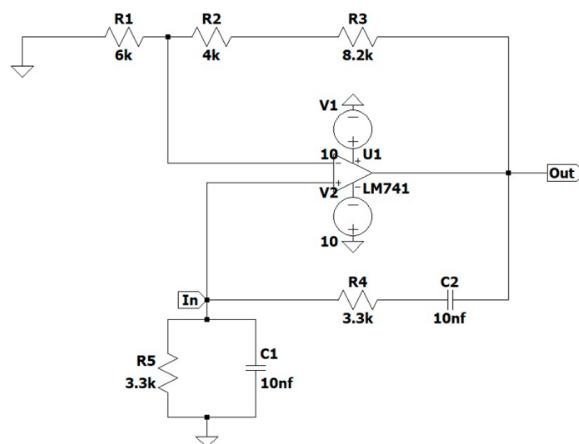
- **Sin Control de Amplitud**



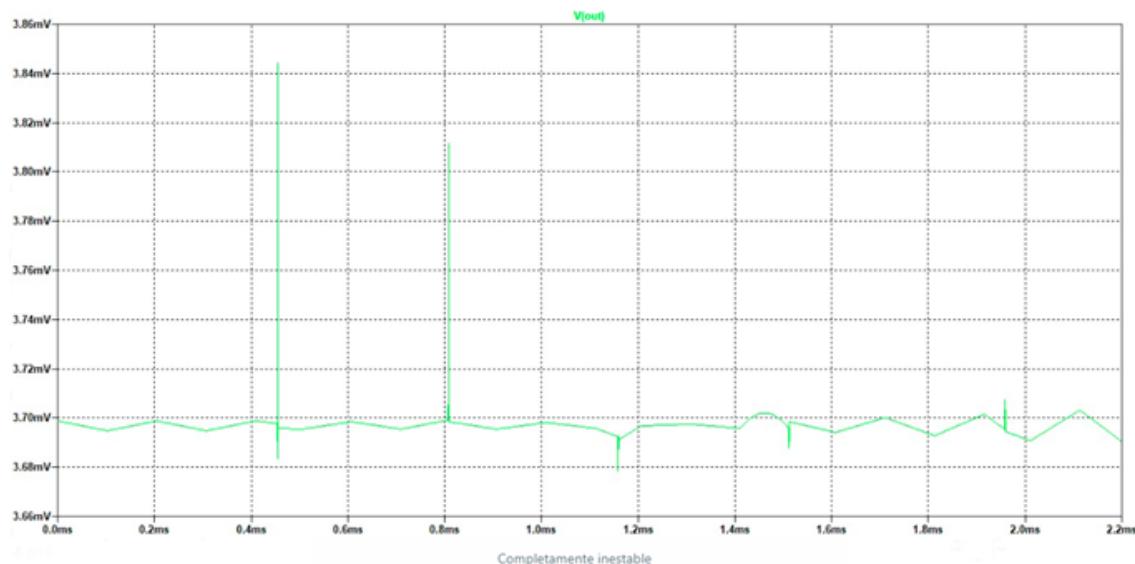
**Figura 5:** Circuito sin control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.40.



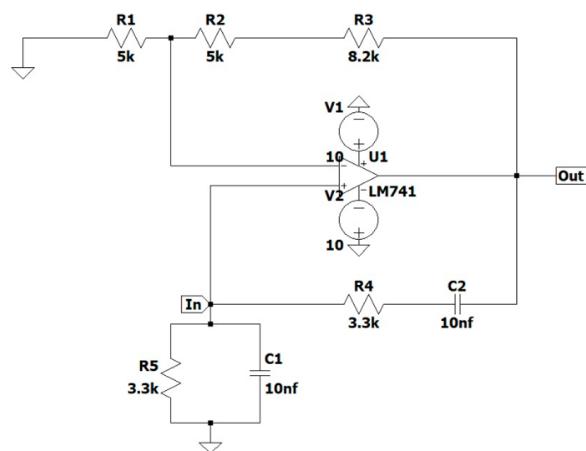
**Gráfica 1:** Simulación sin control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.40. Saturado



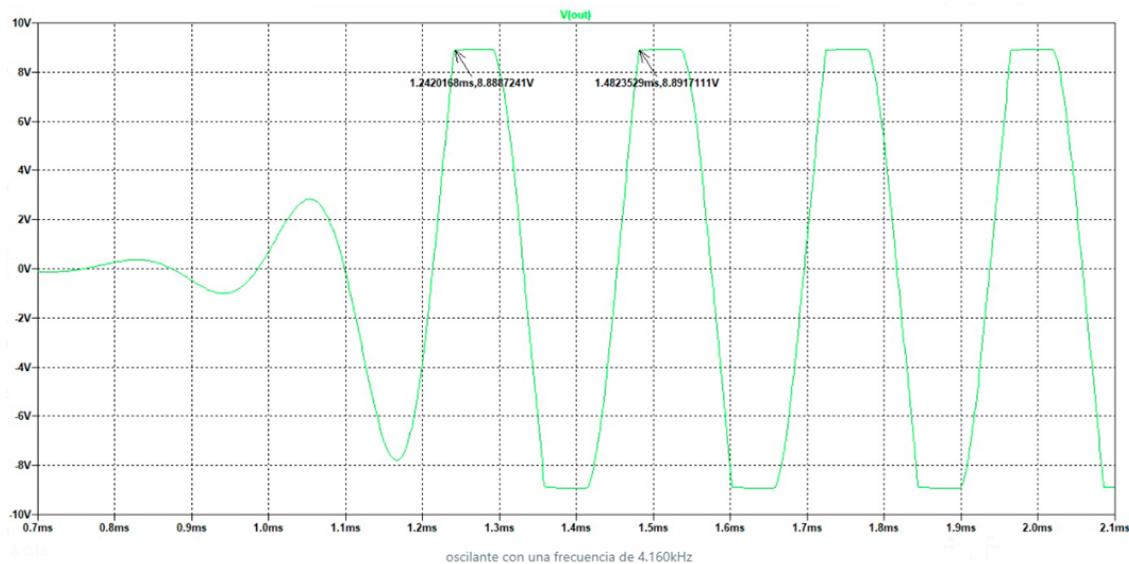
**Figura 6:** Circuito sin control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.60.



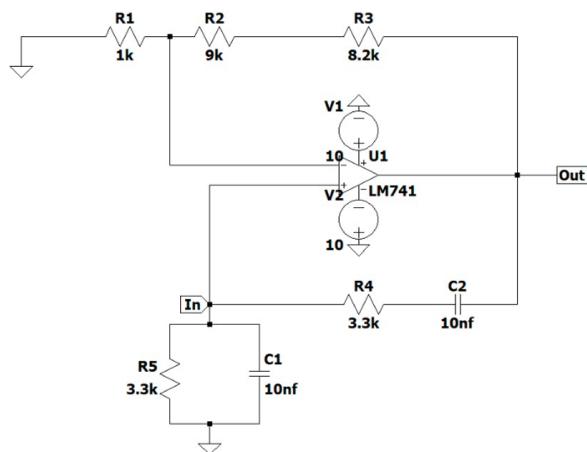
**Gráfica 2:** Simulación sin control de amplitud de la Figura 4 cuando  $X=0.60$ . Inestable



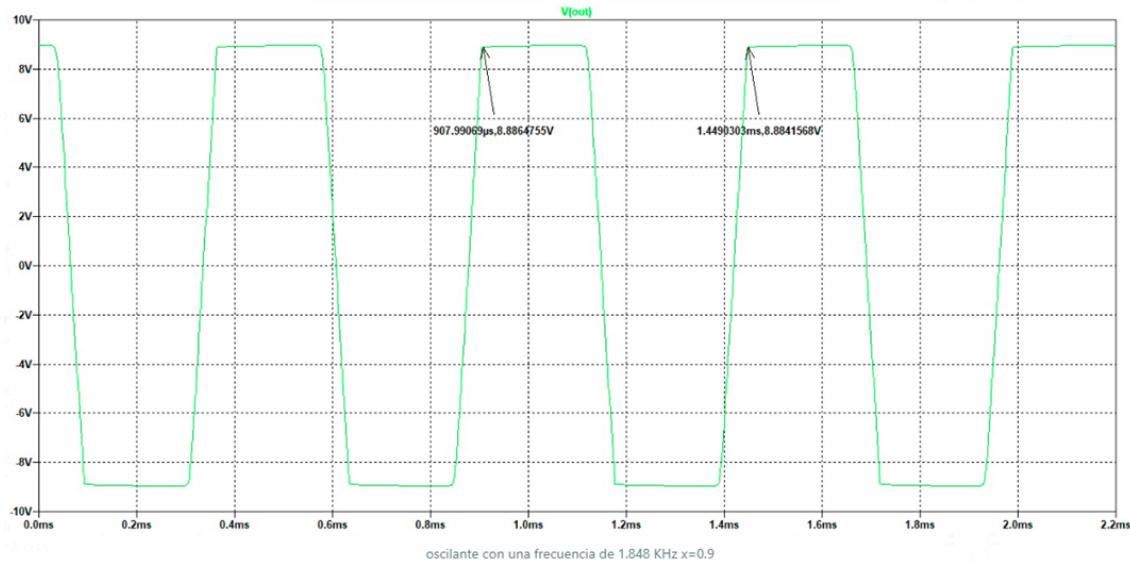
**Figura 7:** Circuito sin control de amplitud de la Figura 4 cuando  $X=0.5$ .



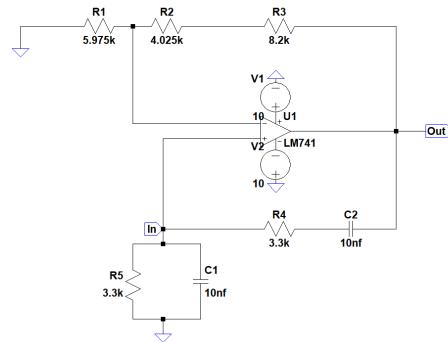
**Gráfica 3:** Simulación sin control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.5. Saturado



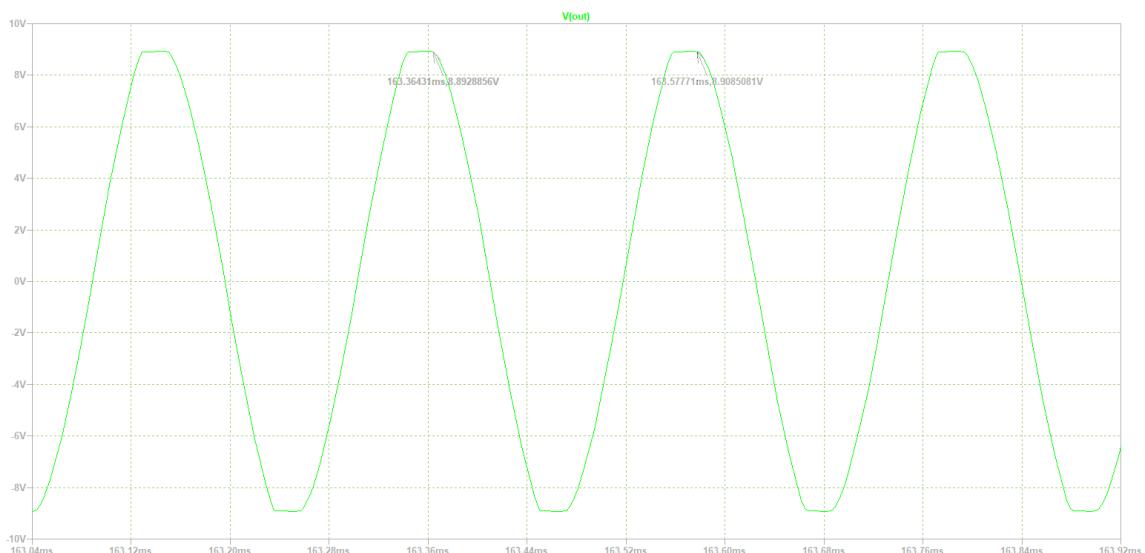
**Figura 8:** Circuito sin control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.10.



**Gráfica 4:** Simulación sin control de amplitud de la Figura 4 cuando  $X=0.10$ . Saturado



**Figura 9:** Circuito sin control de amplitud de la Figura 4 cuando  $X=0.598$ .



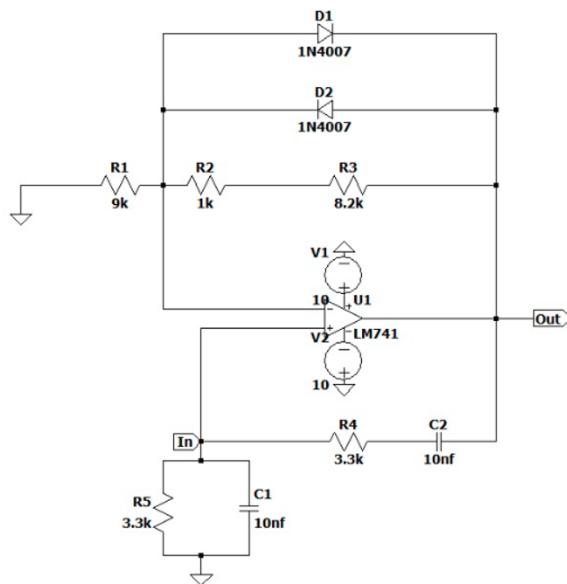
**Gráfica 5:** Simulación sin control de amplitud de la Figura 4 cuando  $X=0.598$ . Oscilando

Teniendo en cuenta cada una de las simulaciones realizadas, sus resultados mas importantes serán reflejados en la siguiente tabla:

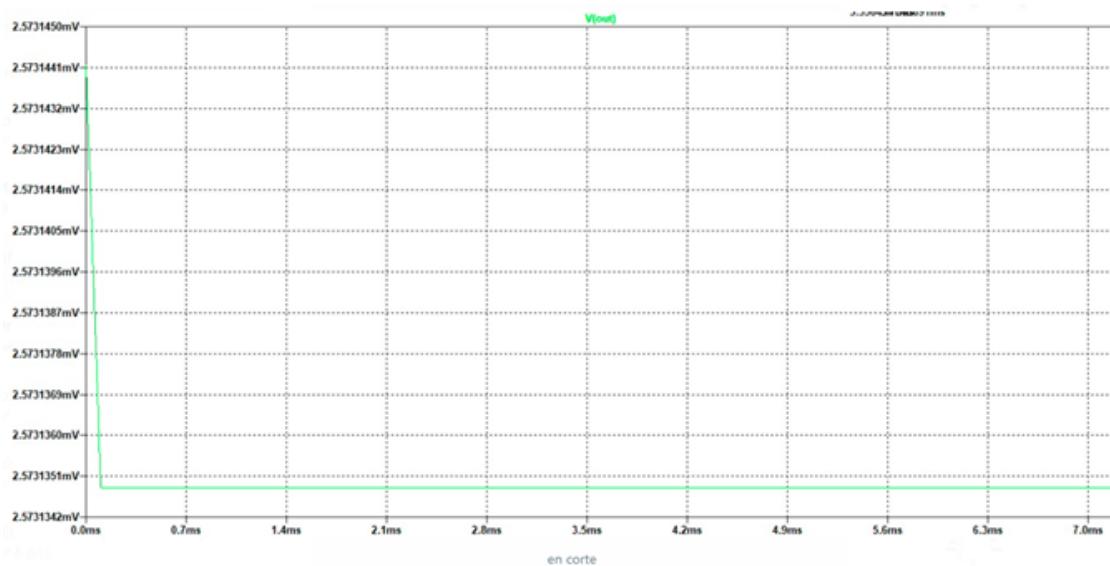
Estado	T [ $\mu$ s]	f [KHz]	$X R_{v1} [\Omega]$
Inestable	-	-	0,60 (10 k)
Estable	213,4	4,69	0,598 (10 k)
Saturado	240,38	4,16	0,50 (10 k)
Saturado	284,03	3,52	0,40 (10 k)
Saturado	540,54	1,85	0,10 (10 k)

**Tabla 1:** Mediciones tomadas tras las simulaciones de la Figura 4 sin control de amplitud.

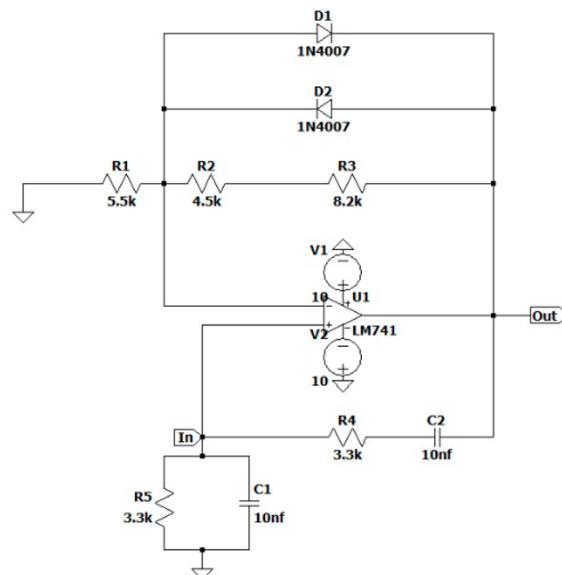
#### ■ Con Control de Amplitud



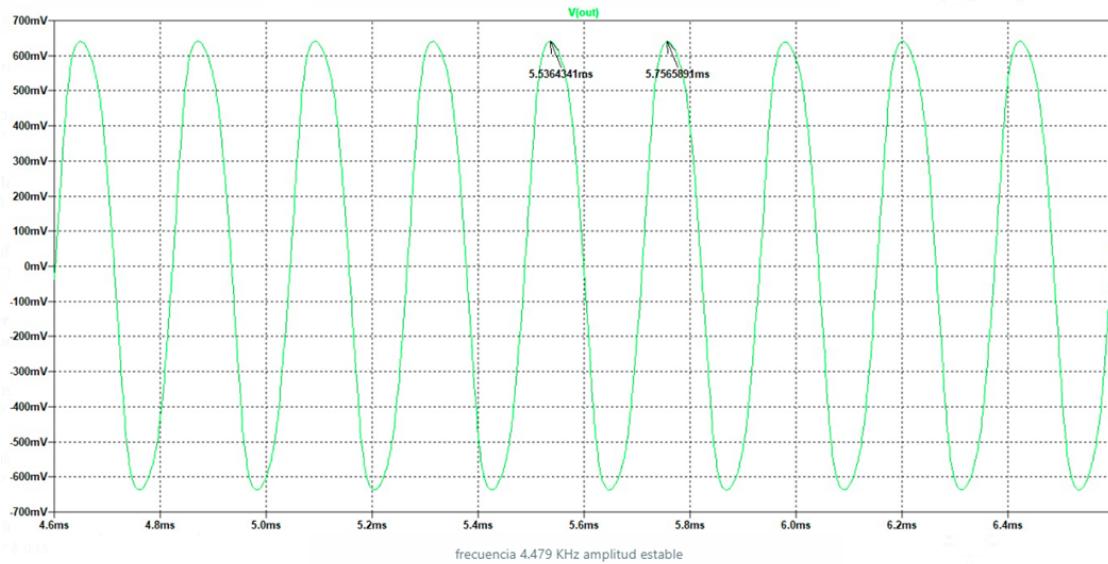
**Figura 10:** Circuito con control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.90.



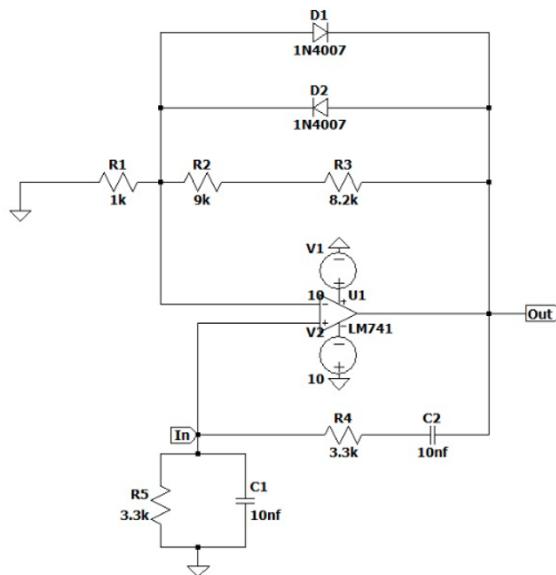
**Gráfica 6:** Simulación con control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.90. Corte



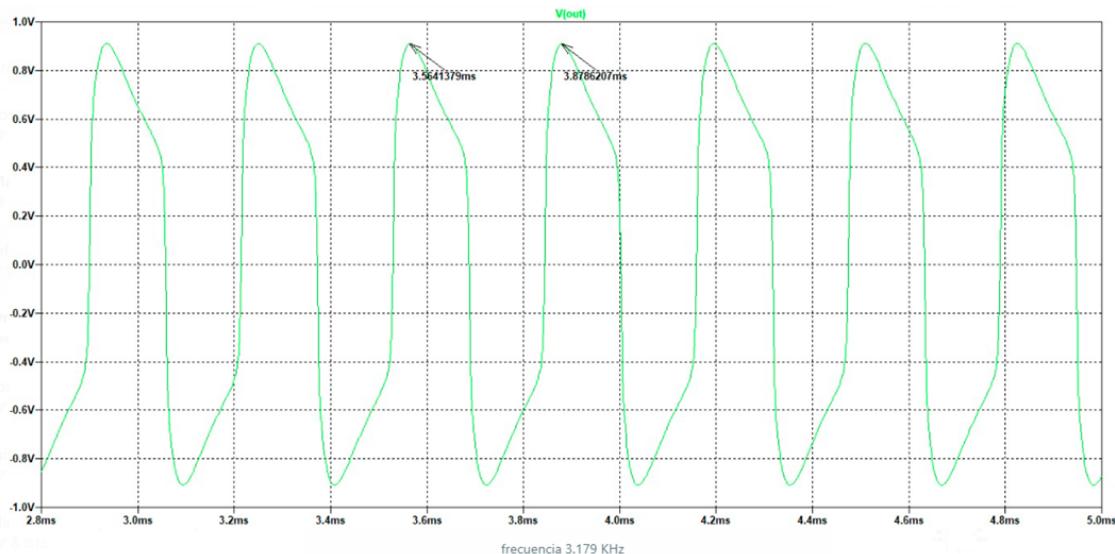
**Figura 11:** Circuito con control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.40.



**Gráfica 7:** Simulación con control de amplitud de la Figura 4 cuando  $X=0.40$ . Oscilando



**Figura 12:** Circuito con control de amplitud de la Figura 4 cuando  $X=0.10$ .



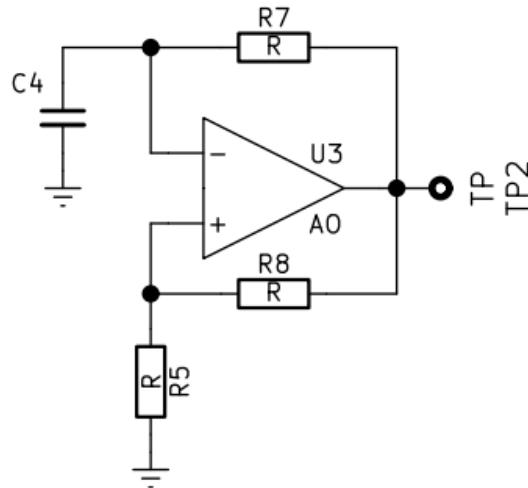
**Gráfica 8:** Simulación con control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.10. Saturado

Por ultimo, con las simulaciones realizadas se obtuvieron los siguientes datos, simplificando la visualización de estos últimos.

Estado	T[ $\mu$ s]	f [kHz]	XR <sub>v1</sub> [Ω]
Corte	-	-	0,90 (10 k)
Oscilación	223,26	4,48	0,40 (10 k)
Saturación	314,46	3,18	0,10 (10 k)

**Tabla 2:** Mediciones tomadas tras las simulaciones de la Figura 4 con control de amplitud.

## 5.2. Parte 2. Multivibradores



**Figura 13:** Multivibrador astable con base en A.O.

### 5.2.1. Diseño

- Para el circuito de la figura 13, diseñe (especifique valores comerciales, para cada elemento) con el fin de obtener una oscilación de frecuencia 5;0 KHz y amplitud de 2 V<sub>pico</sub>

Donde,  $V_o$ :La salida del Amp. Op.  $V_c$ :Nodo de la entrada inversora del Amp. Op. o Voltaje del capacitor.  $V_p$ :Nodo de la entrada no inversora del Amp. Op.

Hallando  $V_p$ , tenemos.

$$V_p = \frac{R_5}{R_5 + R_8} V_o \quad (12)$$

Como se tiene retroalimentación positiva la salida  $V_o$  va a tender a saturarse, teniendo una salida máxima positiva y negativa. Por lo tanto, tenemos lo siguiente:

$$V_{omax} = V_{sat}^+ \quad (13)$$

$$V_{omin} = V_{sat}^- \quad (14)$$

Ahora hallando el voltaje del capacitor tenemos,

$$V_f = V_o = V_{sat}^+ = V_{R7} + V_c \quad (15)$$

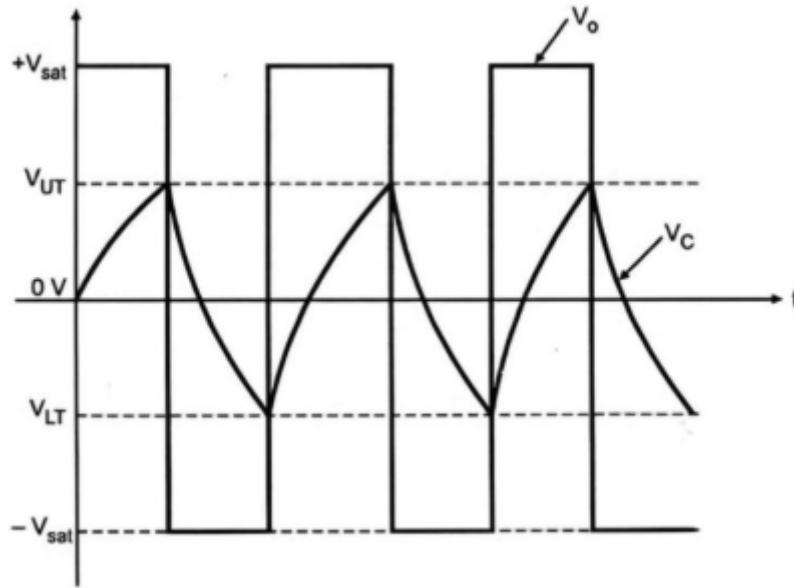
$$V_{sat}^+ = IR_7 + V_c = R_7 C_4 \frac{dV_c}{dt} + V_c \quad \text{ordenando la siguiente ec. diferencial}$$

$$\frac{dV_c}{dt} + \frac{1}{R_7 C_4} V_c = \frac{1}{R_7 C_4} V_{sat}^+$$

Resolviendo esta ec. diferencial se tiene,

$$V_c(t) = A + B e^{-\frac{t}{R_7 C_4}} \quad (16)$$

Ahora observando la siguiente gráfica 14, se hallan el Caso 1 y 2, de esa manera se encuentran las constantes de la ecuación 16



**Figura 14:** Voltaje de salida ( $V_{sat+}$ ) y del divisor de tensión ( $V_p$ )

Observando la Gráfica 14 se realizará un estudio para hallar el tiempo en cada uno de sus tiempos de encendido (Caso 1) y apagado (Caso 2),

■ **Caso 1**

De la ecuación 16, sustituiremos los siguientes valores de t  
 $t = 0$

$$\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^- = A + B \quad (17)$$

$$t = \infty$$

$$V_{sat}^+ = A \quad (18)$$

Por lo tanto, el valor que obtenemos en B sustituyendo la ecuación 18 en 17 se obtiene lo siguiente:

$$B = \frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^- - V_{sat}^+ \quad (19)$$

Sustituyendo las ecuaciones 18 y 19 en la ecuación 16 se tiene,

$$V_c(t) = V_{sat}^+ + \left( \frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^- - V_{sat}^+ \right) e^{-\frac{t}{R_7 C_4}} \quad (20)$$

Sustituyendo la ecuación 21 en la ecuación 20, siendo el valor del caso 1, teniendo en cuenta que lo siguiente que se va desarrollar, tiene que ver con que los nodos de cada entrada, tomando el amplificador como ideal, poseen el mismo valor de voltaje, Por esa razón,

$$V_c = V_p^+ = \frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^+ \quad (21)$$

$$\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^+ = V_{sat}^+ + \left( \frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^- - V_{sat}^+ \right) e^{-\frac{t_1}{R_7 C_4}} \quad (22)$$

Despejando  $t_1$ , se tiene.

$$\begin{aligned} \ln \left( e^{-\frac{t_1}{R_7 C_4}} \right) &= \ln \left( \frac{\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^+ - V_{sat}^+}{\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^- - V_{sat}^+} \right) \\ t_1 &= -R_7 C_4 \ln \left( \frac{\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^+ - V_{sat}^+}{\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^- - V_{sat}^+} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

### ■ Caso 2

Debido a la simetría de la gráfica 14,  $t_1 = t_2$ , desarrollando se puede hallar su periodo.

$$T = t_1 + t_2 = 2t_1 = -2R_7 C_4 \ln \left( \frac{\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^+ - V_{sat}^+}{\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^- - V_{sat}^+} \right) \quad (24)$$

Siendo la frecuencia el inverso del periodo,

$$f = \frac{1}{T} \quad (25)$$

Teniendo la ecuación 24 se obtiene lo siguiente para simplificar,

$$V_{sat}^+ = -V_{sat}^- \text{ Sustituyendo esta ecuación en 24}$$

$$\begin{aligned} T &= t_1 + t_2 = 2t_1 = -2R_7C_4 \ln \left( \frac{\frac{R_5}{R_5 + R_8} V_{sat}^+ - V_{sat}^+}{\frac{R_5}{R_5 + R_8} (-V_{sat}^+) - V_{sat}^+} \right) \\ T &= -2R_7C_4 \ln \left( \frac{V_{sat}^+ \left( \frac{R_5}{R_5 + R_8} - 1 \right)}{-V_{sat}^+ \left( \frac{R_5}{R_5 + R_8} + 1 \right)} \right) \\ T &= -2R_7C_4 \ln \left( \frac{R_5 - R_5 - R_8}{-(R_5 + R_5 + R_8)} \right) \\ T &= -2R_7C_4 \ln \left( \frac{R_8}{2R_5 + R_8} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

Ahora se tiene que la amplitud esta dada por la ecuación 21, tomando en cuenta el voltaje swing del Amp. Op. que se halla en el datasheet, que se encuentra en la sección 12.

Posee un valor de  $V_{swingAO} = 1,5V$ . Por lo tanto,  $V_{sat}^+$  y  $V_{sat}^-$  se observan de la siguiente manera:

$$V_{sat}^+ = V_{CC} - V_{swingAO} \quad (27)$$

Para que se cumpla  $V_{sat}^+ = -V_{sat}^-$ , se debe cumplir,  $V_{CC} = -V_{EE}$ .

Si alimentamos con 10V, se desarrolla lo siguiente;

$$V_{sat}^+ = 10 - 1,5 = 8,5 V \quad (28)$$

$$V_{sat}^- = -V_{sat}^+ = -8,5 V \quad (29)$$

Lo deseado en el diseño es que su amplitud seaa  $2V_{pico}$ , por consiguiente, se sustituyen las ecuaciones 28 en 21

$$2 = \frac{R_5}{R_5 + R_8} (8,5V) \Rightarrow \frac{2}{8,5} = \frac{4}{17} = \frac{R_5}{R_5 + R_8}$$

$$4R_5 + 4R_8 = 17R_5 \Rightarrow 4R_8 = 13R_5$$

$$R_8 = \frac{13}{4}R_5 = 3,25R_5 \approx 3R_5$$

$$R_8 = 3R_5 \quad (30)$$

Podemos asumir que  $R_5 = 1k\Omega$  y  $R_8 = 3,3k\Omega$

Sustituyendo 30 en la ecuación 26, por lo tanto,

$$T = -2R_7C_4 \ln \left( \frac{3R_5}{2R_5 + 3R_5} \right) = -2R_7C_4 \ln \left( \frac{3R_5}{5R_5} \right)$$

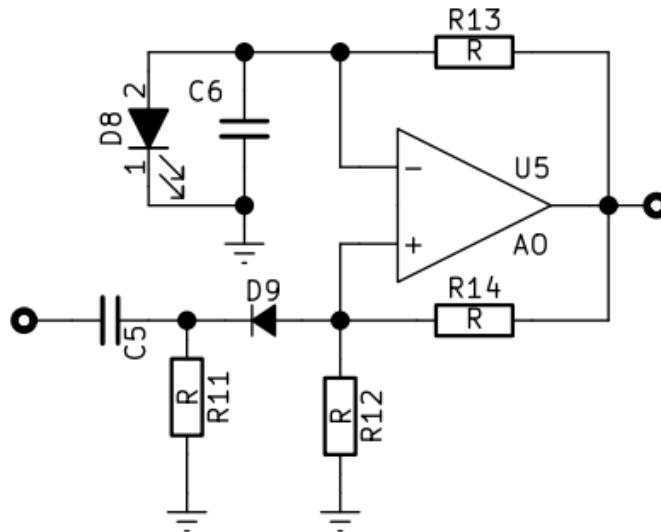
$$T = -2R_7C_4 \ln \left( \frac{3}{5} \right) \quad (31)$$

Asumiendo  $C_4 = 10\text{nF}$ , podemos hallar  $R_7$ , para una frecuencia de 5 KHz o un periodo de  $T = 0,2\text{ms}$ , sustituyendo en la ecuación 31 despejamos  $R_7$ .

$$R_7 = \frac{T}{-2C_4 \ln \left( \frac{3}{5} \right)} = \frac{0,2\text{ms}}{-2(10n) \ln \left( \frac{3}{5} \right)} = 19,58K\Omega \quad (32)$$

El valor comercial cercano es  $R_7 = 18k\Omega$

- Para el circuito de la figura 15, diseñe (especifique valores comerciales, para cada elemento) con el fin de obtener un tiempo de pulso de 10ms. Indique las características de la señal de disparo, la frecuencia máxima a la que este puede repetirse y la factibilidad de obtenerla en el laboratorio.



**Figura 15:** Multivibrador monoestable con base en A.O.

Tomando en cuenta la figura 15, para poder realizar un análisis previo a los cálculos del diseño se tiene lo siguiente, al inyectar una señal de entrada  $V_i \geq 0V$ , el mismo circuito se comportará como un multivibrador astable, esto debido a la polarización del diodo D9 con la diferencia que la tensión del capacitor C6 se mantendrá estable cuando  $V_{D8} = V_{C6}$ , además el  $V_{D8}$  debe ser menor a  $V_p^+$ , ocasionando que este oscile. De esa manera, tenemos  $V_{D8} < V_p^+$ .

Ahora si se excita el circuito con un pulso negativo en la entrada el diodo D9 conducirá, además el capacitor C5 se carga con un valor negativo, por tanto, el  $V_p$  disminuya bruscamente en un instante y así haciendo que la entrada inversora sea mayor que la no inversora, más el capacitor C6 inicia a descargarse hasta el punto que la no inversora se vuelva más alta y se vuelve a estabilizar como un astable con la tensión del capacitor C6 limitada por el diodo D8, esto hasta que en la entrada se vuelva a excitar el circuito con un pulso negativo, repitiendo el ciclo.

Por ende, podemos ahora indicar el análisis circuital realizado, como se indica se mantiene en un caso específico como un multivibrador estable, debido a esto podemos usar la ecuación 23, sin embargo, primero se asumirá el voltaje de salida del amplificador como un voltaje positivo, para este caso el voltaje en el nodo  $V_p$  vendrá dado por la ecuación 12, con sus valores correspondientes

$$V_{p2} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} V_{Omax} \quad (33)$$

Ahora si visualizamos la caída de tensión en  $R_{11}$  que denotaremos como  $V_{p3}$ , en este caso, de lo antes mencionado, D9 no conduce, durante este caso el condensador C6 se cargara hasta el voltaje  $V_{D8}$ , por tanto  $V_{P1} > V_{D8}$ , eso hará que la salida se mantenga estable en  $V_{Omax}$ . Ahora si se introduce una señal negativa en la entrada de valor  $-V_i$ , D9 conducirá, obteniendo

$$V_{p3} = -V_i + V_{D9} \quad (34)$$

Justo en el momento ese momento  $V_{P3} < V_{D8}$  por lo tanto la salida cambia a ser  $V_{Omin}$  y  $V_p$  pasara a ser

$$V_{p3} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} V_{Omin} \quad (35)$$

Ahora, tomando en cuenta el intervalo t1 y sabiendo que el voltaje del condensador vendrá dado por la ecuación 23, llevándolo a sus expresión del  $V_{Omin}$

$$t_1 = -R_{13}C_6 \ln \left( \frac{\left( \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} - 1 \right) V_{Omin}}{\frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} V_{Omax} - V_{Omin}} \right) \quad (36)$$

Pero también sabemos que  $V_{p2}$  es igual al voltaje del diodo D8 por lo que nos queda,

$$t_1 = -R_{13}C_6 \ln \left( \frac{\left( \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} - 1 \right) V_{Omin}}{V_{D8} - V_{Omin}} \right) \quad (37)$$

Tomando en cuenta el resultado 30, en este caso  $R_{14} = 3R_{12}$ , desarrollando lo anterior tenemos,

$$t_1 = -R_{13}C_6 \ln \left( \frac{\left(-\frac{3}{4}\right)V_{Omin}}{V_{D8} - V_{Omin}} \right)$$

Siendo  $V_{D8} = 1,6V$  por ser un Led rojo y un  $V_{Omin} = -8,5V$  y se quiere que el pulso dure 10ms se tiene,

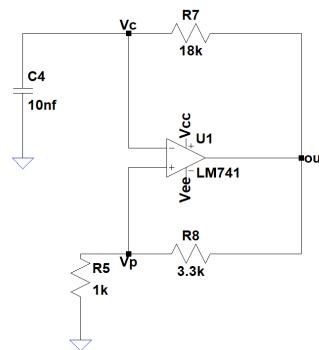
$$10m = -2R_{13}(10n) \ln \left( \frac{\left(-\frac{3}{4}\right)(-8,5)}{1,6 - (-8,5)} \right)$$

Despejando  $R_{13}$

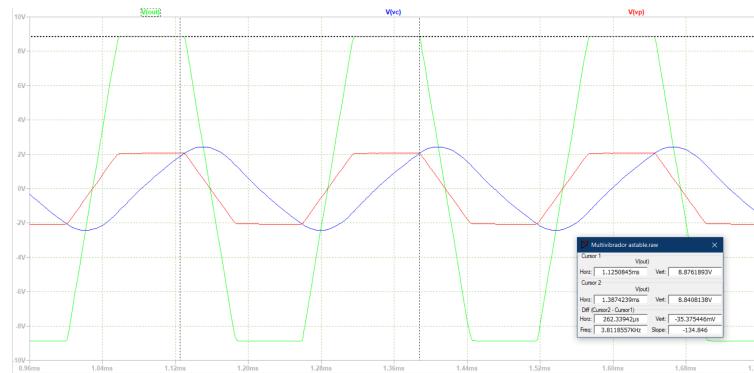
$$R_{13} = \frac{10m}{2(10n)\ln(0,632)} = 1,087 M\Omega \approx 1 M\Omega \quad (38)$$

### 5.2.2. Simulación

3. Simule el circuito diseñado de la figura 13 (astable) y verifique las especificaciones, reporte además las formas de onda de interés para evidenciar el funcionamiento del circuito.



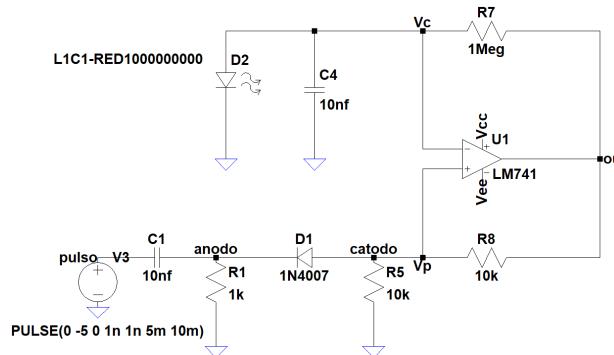
**Figura 16:** Diseño del Multivibrador Astable usado en la simulación



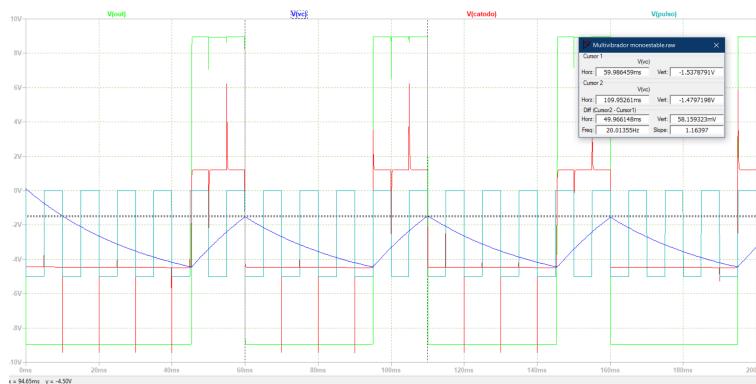
**Gráfica 9:** Señal de salida de capacitor ( $V_c$ ), del divisor de tensión ( $V_p$ ) y la salida en general ( $V_{out}$ ) del Multivibrator Astable en la simulación

Como se puede observar cada salida en especial las de  $V_{(vp)}$  y  $V_{(out)}$  ambos están saturados que era lo esperado y quien termino generando una señal estable es la del capacitor siendo esta parecida a una sinusoidal, sin embargo en el diseño tuvimos un error con respecto a la frecuencia, debido a que se obtuvo una frecuencia de 3.81 KHz, y la adecuada era de 5 KHz, esta frecuencia nos hubiese permitido ver una señal en  $V_c$  triangular.

- Simule el circuito diseñado de la figura 15 (monoestable) y verifique las especificaciones, el tiempo de pulso y el tiempo de recuperación. Reporte además las formas de onda de interés para evidenciar el funcionamiento del circuito.

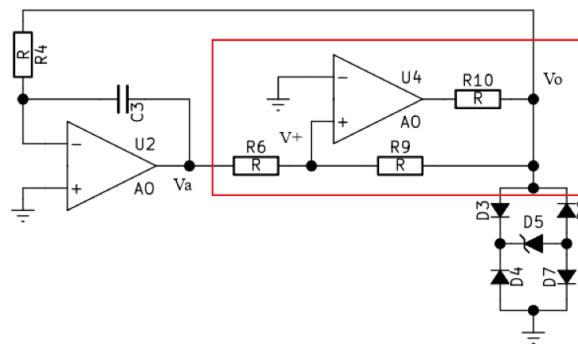


**Figura 17:** Diseño del Multivibrator Monoestable usado en la simulación



**Gráfica 10:** Simulación del circuito 17 donde  $V(\text{out})$ : Voltaje de salida,  $V(vc)$ : voltaje del capacitor limitado por el led,  $V(\text{cátodo})$ : voltaje del cátodo para observar su caída de tensión y  $V(\text{pulso})$  el pulso negativo de entrada

### 5.3. Parte 3. Generador de Funciones



**Figura 18:** Generador de funciones

#### 5.3.1. Diseño

- Para el circuito de la figura 18, diseñe (especifique valores comerciales, para cada elemento) con el fin de obtener una oscilación de frecuencia 5.0 KHz. Utilice diodos zener con tensión zener por debajo de 7V

En el circuito de la figura 18 tenemos un generador de onda triangular y un generador de onda cuadrada. Tiene dos bloques bien definidos: el bloque conformado por el amplificador U4 (cuadro color rojo) es un comparador con histéresis, el bloque conformado por el amplificador U2 (externo al cuadro exceptuando los diodos) es un integrador.

El funcionamiento del generador es el siguiente, cuando se activa el circuito, la salida  $V_o$  estará saturada. Supongamos que en primer lugar  $V_o = V_{sat}^+$ . Ahora este valor es la entrada del integrador, el cual produciría en la salida la ecuación de una recta con pendiente negativa (por ser inversor). En el instante inicial, la entrada inversora del amplificador U4 es nula y la entrada no inversora toma un valor positivo. Este último comenzaría a variar en función de la salida de integrador, el cual se estará haciendo más negativo a medida que transcurre el tiempo. Llega un punto en que la tensión en el puerto no inversor del amplificador U4 es más negativa que el voltaje en el puerto inversor, y la salida de este

amplificador ahora será  $V_o = V_{sat}^-$ . El proceso en el segundo semi ciclo es similar al anterior, sólo que este caso la pendiente de la recta es positiva.

Dicho esto, se puede definir de forma genérica el valor de tensión en el nodo  $V^+$ , correspondiente al puerto no inversor del amplificador U4.

$$V^+ = \frac{R_6}{R_6 + R_9} V_o + \frac{R_9}{R_9 + R_6} V_a \quad (39)$$

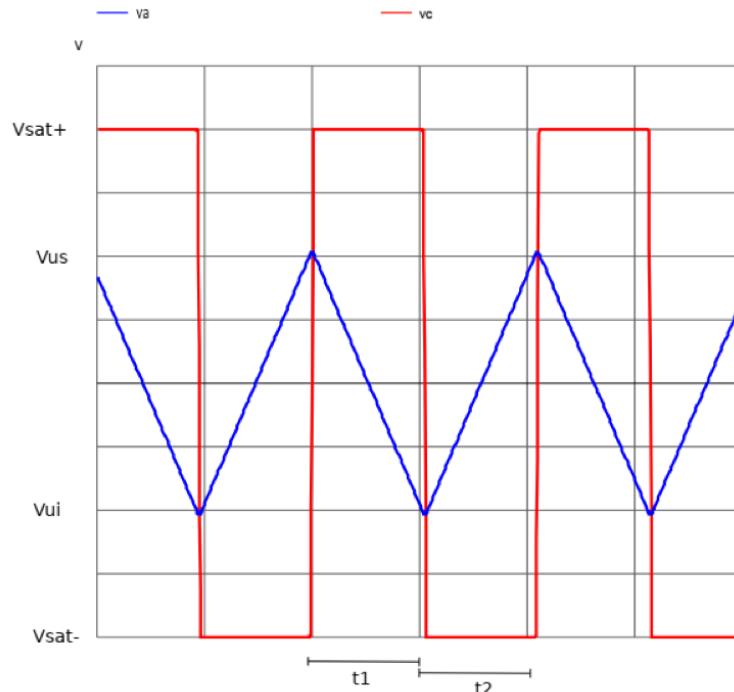
Por otro lado, definimos la ecuación del integrador de la siguiente manera:

$$V_a = -\frac{1}{SC_3R_4} V_o \Rightarrow SV_a = \frac{1}{C_3R_4} V_o \quad (40)$$

Lo cual se puede expresar en el dominio del tiempo como,

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_a}{\partial t} &= -\frac{1}{R_4C_3} V_o \Rightarrow \partial V_a = -\frac{1}{R_4C_3} V_o \partial t \\ \int_{V_o}^{V_f} \partial V_a &= -\frac{1}{R_4C_3} V_o \int_{t_i}^{t_f} \partial t \Rightarrow V_f - V_i = -\frac{1}{R_4C_3} V_o (t_f - t_i) \end{aligned} \quad (41)$$

Ahora se define el valor umbral superior ( $V_{us}$ ) e inferior ( $V_{ui}$ ) de la oda triangular, evaluando en la ecuación 39



**Gráfica 11:** Formas de onda en el generador

En la figura 11 se puede observar el comportamiento gráfico del generador. Al evaluar la ecuación para  $V^+ = 0$  para el instante  $t_1$ , es decir, en el instante en que va a cambiar el voltaje de salida por acción del comparador, se obtiene.

$$0 = \frac{R_6}{R_6 + R_9} V_{sat}^+ + \frac{R_9}{R_6 + R_9} V_{ui}$$

$$V_{ui} = -\frac{R_6}{R_9} V_{sat}^+$$
(42)

Análoga para  $t_2$

$$V_{us} = -\frac{R_6}{R_9} V_{sat}^-$$
(43)

Tomando en cuenta que  $R_6 < R_9$  para que sea menor los voltajes umbrales al de  $V_{sat}$  para que no se saturen.

De esta manera, se obtiene los valores umbrales de voltaje relacionado a los voltajes de alientación del integrador:

$$V_{sat}^+ \quad \text{y} \quad V_{sat}^+$$

Ahora, vamos a evaluar la ecuación 41. Empezamos evaluando para el instante  $t_1$ , y obtenemos:

$$V_{ui} - V_{us} = -\frac{1}{R_4 C_3} V_{sat}^+ t_1$$

Despejando  $t_1$

$$t_1 = -\frac{(V_{ui} - V_{us}) R_4 C_3}{V_{sat}^+} = -\frac{R_4 C_3 \left[ -\frac{R_6}{R_9} V_{sat}^+ - \left( -\frac{R_6}{R_9} V_{sat}^- \right) \right]}{V_{sat}^+}$$

$$V_{sat}^- = -V_{sat}^+ \quad \therefore$$

$$t_1 = R_4 C_3 \frac{\frac{R_6}{R_9} (V_{sat}^+ - [-V_{sat}^+])}{V_{sat}^+} = \frac{R_4 C_3 R_6 2 V_{sat}^+}{R_9 V_{sat}^+}$$

$$t_1 = 2 \frac{R_6}{R_9} R_4 C_3$$
(44)

Analogamente, se encuentra el valor de  $t_2$ .

$$t_2 = 2 \frac{R_6}{R_9} R_4 C_3$$
(45)

De esta manera, que la frecuencia del circuito es,

$$T = t_1 + t_2 \quad ; \quad t_1 = t_2 \quad \therefore$$

$$T = 2t_1 = 2 \left[ 2 \frac{R_6}{R_9} R_4 C_3 \right]$$

$$T = 4 \frac{R_6}{R_9} R_4 C_3 \quad (46)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_9}{4R_6 R_4 C_3} \quad (47)$$

Asumiendo que  $C_3 = 10 \text{ nF}$ ,  $R_6 < R_9$ ,  $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$  y  $f = 5 \text{ KHz}$ , tenemos.

$$5 \text{ K} = \frac{R_9}{4R_6(10k)(10n)} \Rightarrow 2R_6 = R_9 \quad \therefore \quad R_6 < R_9 \quad (48)$$

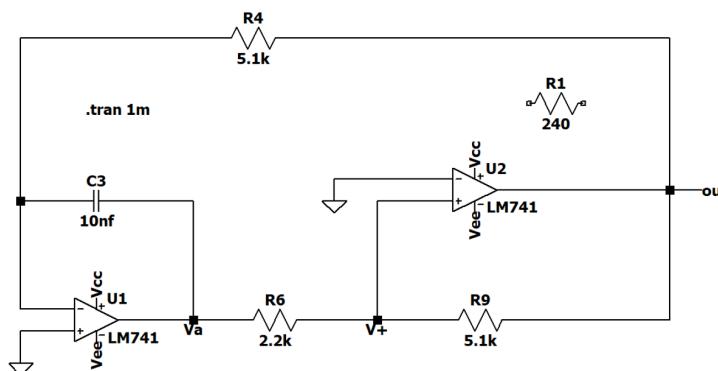
Los valores comerciales de las resistencias son,  $R_9 = 10 \text{ k}\Omega$ , por lo tanto,  $R_6 = \frac{R_9}{2} = 5 \text{ k} \approx 5,1 \text{ k}\Omega$

### 5.3.2. Simulación

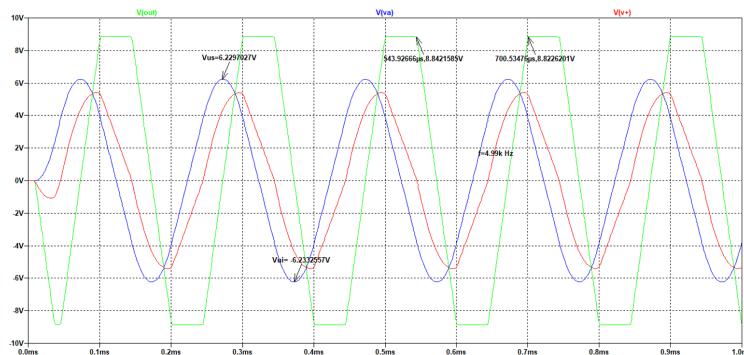
- Simule el circuito diseñado y verifique las especificaciones, reporte además las formas de onda de interés para evidencia el funcionamiento del circuito.

En la simulación, al usar los componentes de diseño dio un valor en frecuencia de 2.7 KHz, al diseñarlo con las premisas de que  $R_6 < R_9$  y dar un valor fijo al condensador se fijaron los demás con esas premisas y que  $R_6 = \frac{R_9}{2}$ , quedando con los siguientes valores  $R_4 = 5,1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6 = 2,2 \text{ k}\Omega$  y  $R_9 = 5,1 \text{ k}\Omega$

#### ■ Generador de funciones sin regulador de voltaje

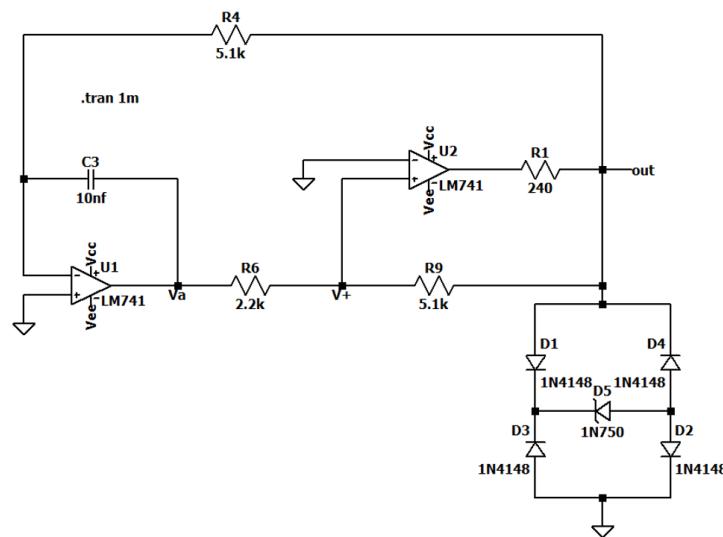


**Figura 19:** Generador de funciones sin el regulador de voltaje

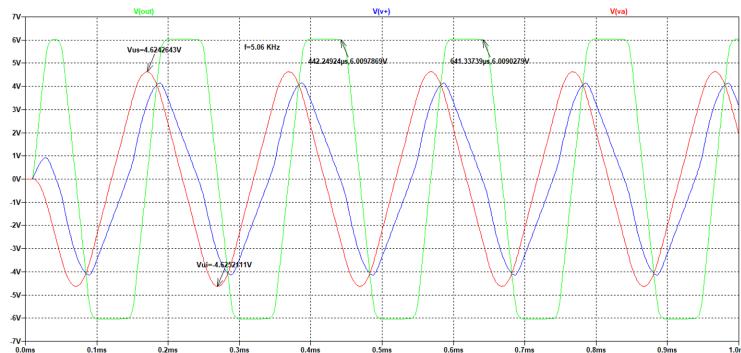


**Gráfica 12:** Simulación de la señal de salida del circuito de la figura 18 tanto del integrador como de la salida en general

■ **Generador de funciones con regulador de funciones**



**Figura 20:** Generador de funciones



**Gráfica 13:** Simulación de la señal de salida del circuito de la figura 18 tanto del integrador como de la salida en general

## 6 Equipos e instrumentos

---

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

**Tabla 3:** Relación de Equipos e Instrumentos

## 7 Componentes y materiales

---

Componente	Valor	Cantidad
Protoboard	-	1
Puntas de osciloscopio	-	3
Diodos	1N400X ( $1 \leq x \leq 7$ ) / 1N4148	5
Circuito Integrado	LM741	5
Resistencia variable	$10 \text{ k}\Omega \pm 5\%$	1
Resistencia	$240 \Omega \pm 5\%$	1
	$1 \text{ k}\Omega \pm 5\%$	3
	$2,2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$	1
	$3,3 \text{ k}\Omega \pm 5\%$	3
	$5,1 \text{ k}\Omega \pm 5\%$	2
	$8,2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$	1
	$10 \text{ k}\Omega \pm 5\%$	2
	$18 \text{ k}\Omega \pm 5\%$	1
	$1 \text{ M}\Omega \pm 5\%$	1
Condensador	$10 \text{ nF} \pm 20\%$	4

**Tabla 4:** Relación de Componentes y Materiales (Bill of Materials (BOM))

## 8 Resultados

### 8.1. Parte 1. Osciladores

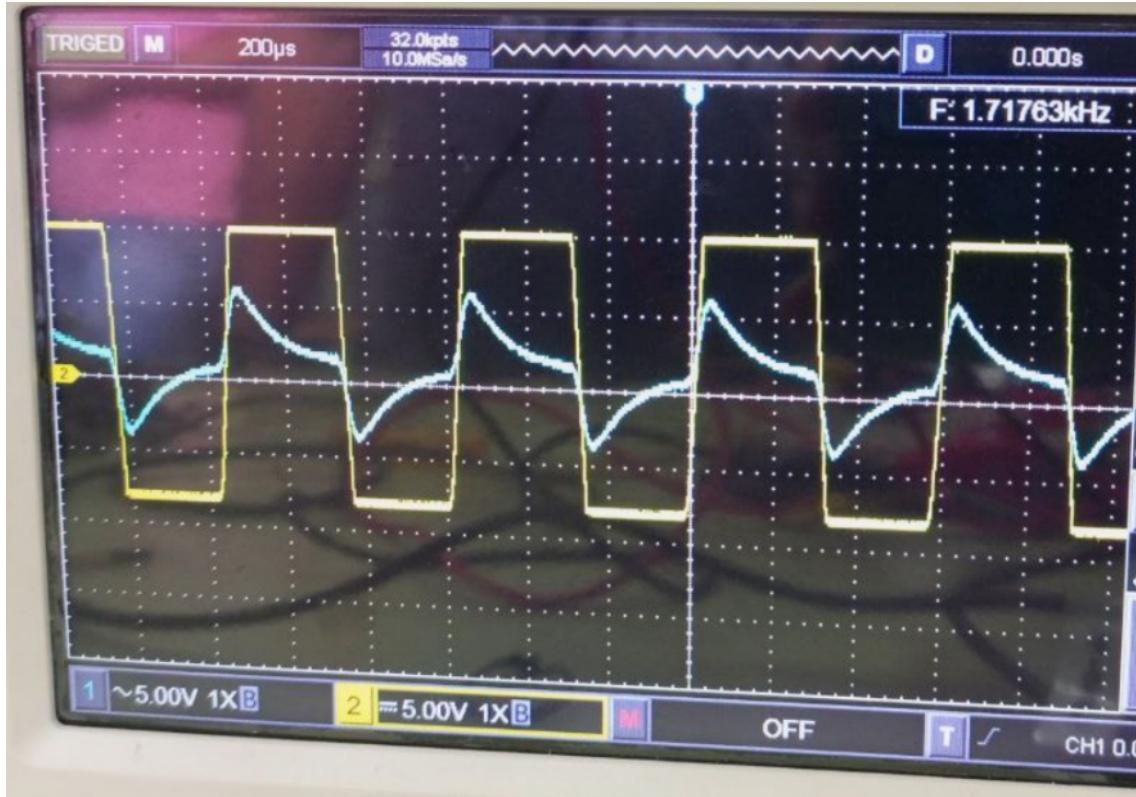
En este apartado se usara la ecuación 50, que nos permite hallar la incertidumbre de las mediciones indirectas de la frecuencias, esta se halla en el apartado 11.

#### 8.1.1. Sin Control de Amplitud

Estado	T [μs]	f [kHz]	X <sub>Rv1</sub> [Ω]
Inestable	-	-	0,71(10 k) ± 5 %
Inestable	-	-	0,90(10 k) ± 5 %
Inestable	-	-	0,95(10 k) ± 5 %
Oscila	200 ± 20	5 ± 0,5	0,63(10 k) ± 5 %
Saturado	230 ± 10	4,35 ± 0,19	0,50(10 k) ± 5 %
Saturado	280 ± 20	3,57 ± 0,86	0,40(10 k) ± 5 %
Saturado	600 ± 40	1,67 ± 0,11	0,10(10 k) ± 5 %

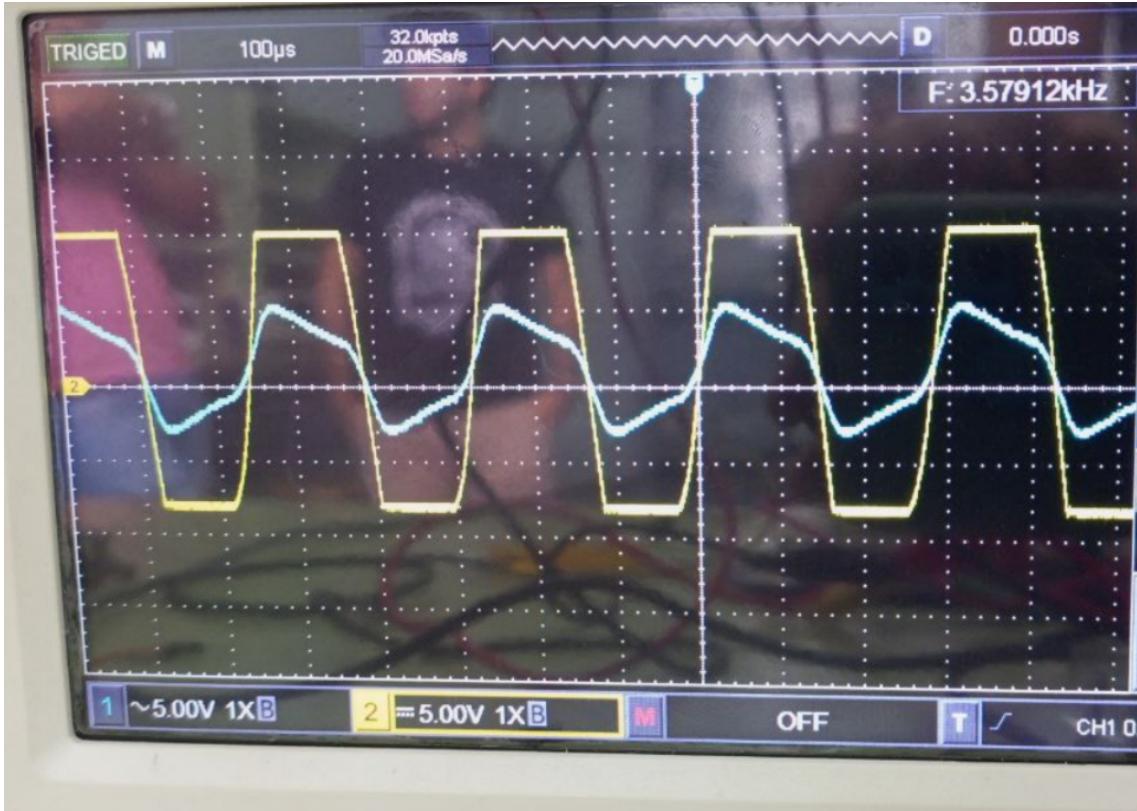
**Tabla 5:** Mediciones Experimentales de la Figura 4 sin Control de Amplitud

Las siguientes imágenes del osciloscopio, corroboran los datos de la tabla 5



**Imagen 1:** Oscilación de la Figura 4 cuando X=0.10

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
$(100 \pm 20)\mu$	1 (Azul)	$5 \pm 1$	AC
$(100 \pm 20)\mu$	2 (Amarillo)	$5 \pm 1$	AC

**Tabla 6:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+**Imagen 1:** Oscilación de la Figura 4 cuando X=0.40

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
$(200 \pm 40)\mu$	1 (Azul)	$5 \pm 1$	AC
$(200 \pm 40)\mu$	2 (Amarillo)	$5 \pm 1$	AC

**Tabla 7:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+



**Imagen 2:** Saturación de la Figura 4 cuando X=0.63

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

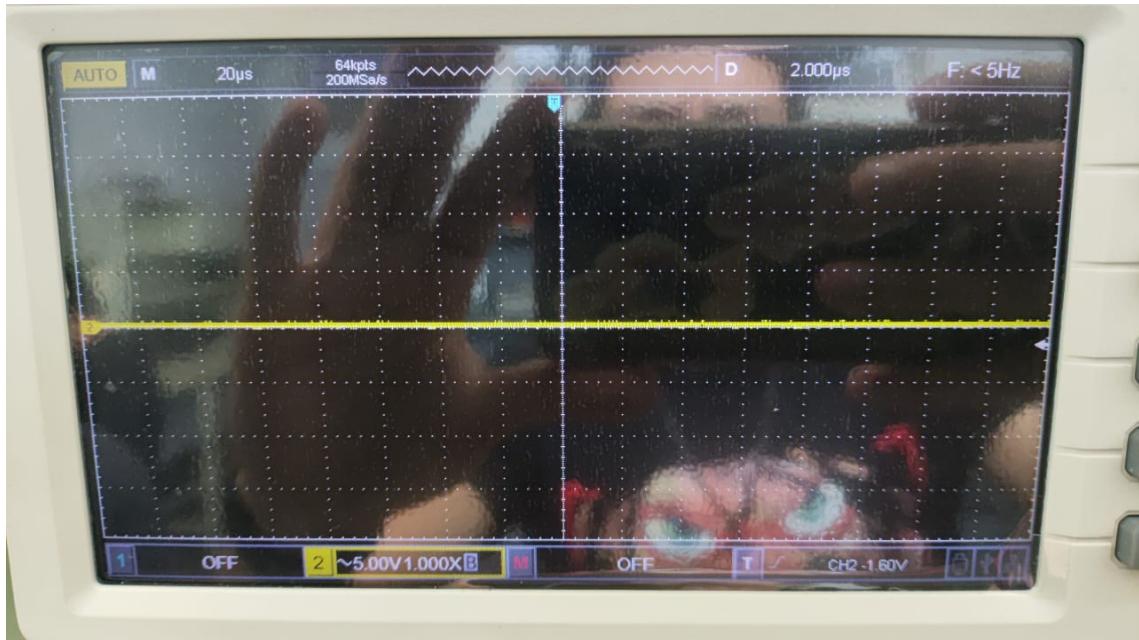
**Tabla 8:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+



**Imagen 3:** Saturación de la Figura 4 cuando X=0.5

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

**Tabla 9:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+



**Imagen 4:** Punto critico del Estado en Corte de la Figura 4 cuando X=0.95

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
$(20 \pm 4)\mu$	2 (Amarillo)	$5 \pm 1$	AC

**Tabla 10:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

Si se observan las tablas 1 y 5, se pueden obtener sus desviaciones estándar para evidenciar que el diseño realizado fueron los adecuados.

XR <sub>v1</sub> [Ω]	T <sub>Teorico</sub> [μs]	T <sub>Experimenta</sub> [μs]	Desv [%]
0,60( $10 k$ )	-	-	0
0,598( $10 k$ )	213,4	$200 \pm 40$	6.28
0,50( $10 k$ )	240,38	$230 \pm 10$	4.32
0,10( $10 k$ )	540,54	$600 \pm 40$	11

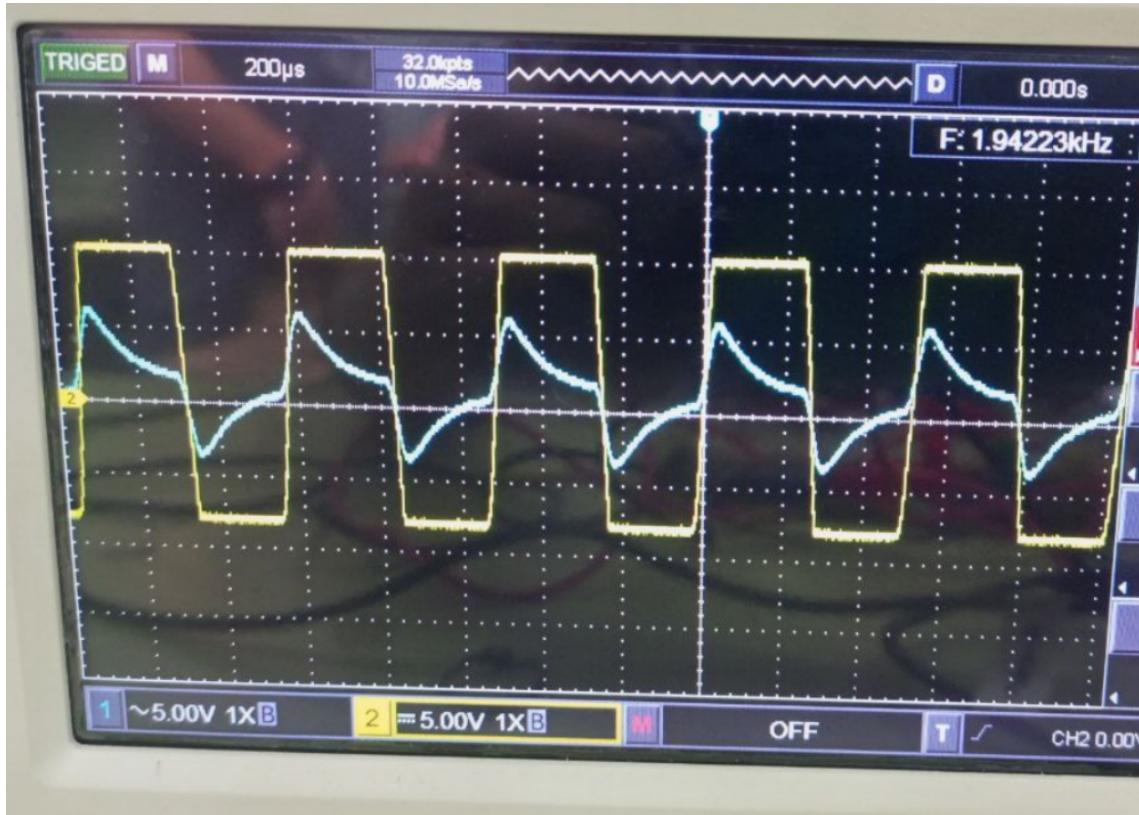
**Tabla 11:** Desviación estándar del periodo de la Figura 4 sin control de amplitud.

### 8.1.2. Con Control de Amplitud

Estado	T [μs]	f [kHz]	XR <sub>v1</sub> [Ω]
Corte	-	-	0,90( $10 k$ ) $\pm 5\%$
Oscilación	$200 \pm 20$	$5,00 \pm 0,50$	0,40( $10 k$ ) $\pm 5\%$
Saturación	$520 \pm 40$	$1,92 \pm 0,14$	0,10( $10 k$ ) $\pm 5\%$

**Tabla 12:** Mediciones Experimentales de la Figura 4 con Control de Amplitud

De igual manera, que con las mediciones experimentales del Puente de Wien sin control de amplitud, en las siguientes imágenes del osciloscopio, corroboran los datos de la tabla 12



**Imagen 5:** Estado de Saturación con el control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.1

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

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



**Imagen 6:** Estado de Oscilación con el control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.4

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
(100 ± 20) $\mu$	1 (Azul)	(5 ± 1) m	AC
(100 ± 20) $\mu$	2 (Amarillo)	(5 ± 1) m	AC

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



**Imagen 7:** Estado de Corte con el control de amplitud de la Figura 4 cuando X=0.9

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
$(100 \pm 20)\mu$	2 (Amarillo)	$5 \pm 1$	AC

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

Si se observan las tablas 2 y 12, se pueden obtener sus desviaciones estándar para evidenciar que el diseño realizado fueron los adecuados.

XR <sub>v1</sub> [Ω]	T <sub>Teorico</sub> [μs]	T <sub>Experimental</sub> [μs]	Desv [ % ]
0,90 (10 k)	-	-	0
0,40 (10 k)	223,26	$200 \pm 20$	10.42
0,10 (10 k)	314,46	$520 \pm 80$	65.36

**Tabla 16:** Desviación estándar del periodo de la Figura 4 con control de amplitud.

## 8.2. Parte 2. Multivibradores

En este apartado se mostraran los resultado medidos en el laboratorio de la sección 5 en su subsección 5.2, obteniendo los siguiente:

### 8.2.1. Multivibrator Astable

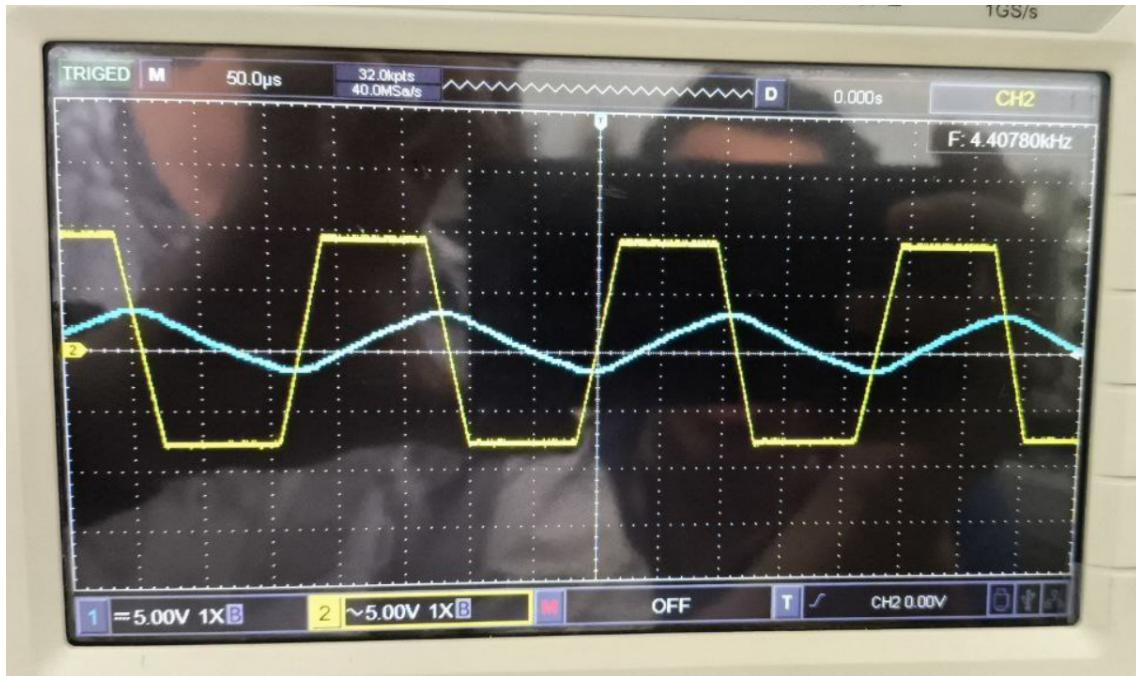
V <sub>c</sub> [V <sub>p</sub> ]	V <sub>p</sub> <sup>+</sup> [V <sub>p</sub> ]	f[KHz]	T[μs]
$3 \pm 0,2$	$2,8 \pm 0,2$	$4,55 \pm 0,21$	$220 \pm 10$

**Tabla 17:** Mediciones experimentales del circuito 13.

Al realizar su debidos cálculos de error para verificar si los datos del diseño fueron los adecuados para el laboratorio.

V <sub>C</sub> Teorico [μs]	V <sub>C</sub> Experimental [μs]	Desv [ % ]	f <sub>Teorico</sub> [μs]	f <sub>Experimental</sub> [μs]	Desv [ % ]
2	$3 \pm 0,2$	50	5	$4,55 \pm 0,21$	9

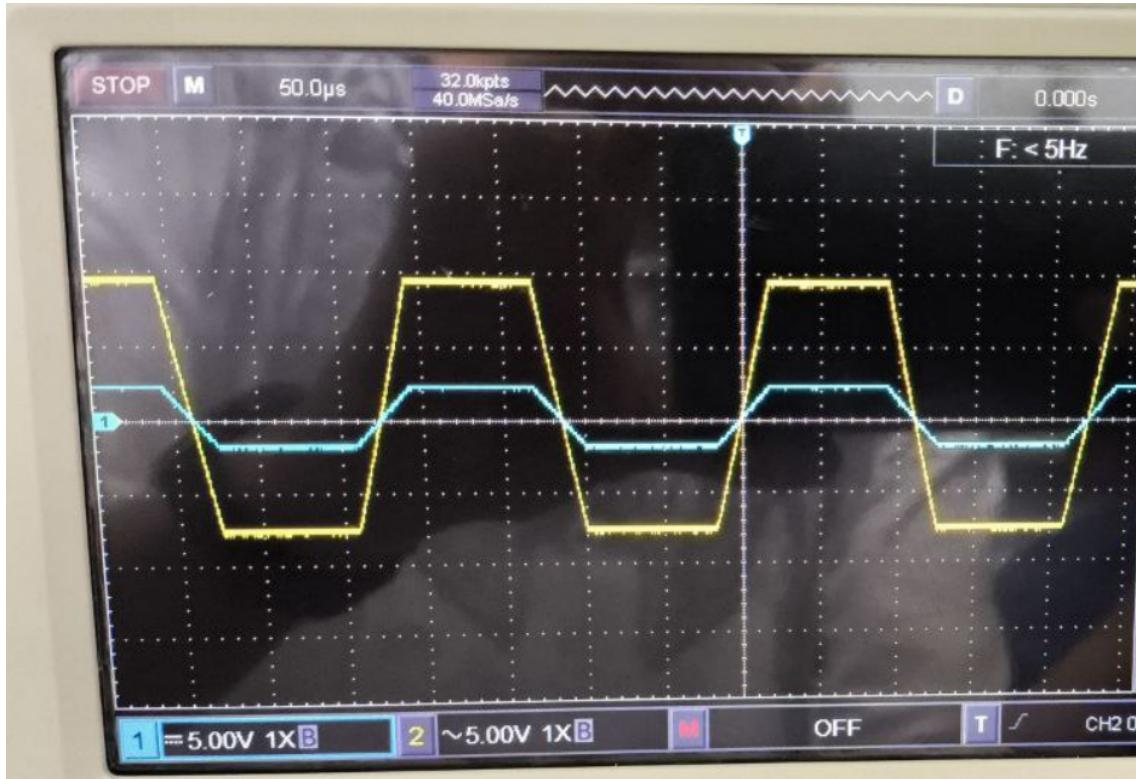
**Tabla 18:** Desviación estándar de las mediciones de la tabla 17.



**Imagen 8:** Señales de salida de la figura 13. Vout:salida del circuito 13 (Amarillo), Vc:Salida del capacitor (Azul)

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
$(50 \pm 10)\mu$	1 (Azul)	$5 \pm 1$	AC
$(50 \pm 10)\mu$	2 (Amarillo)	$5 \pm 1$	AC

**Tabla 19:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+



**Imagen 9:** Señales de salida de la figura 13. Vout:salida del circuito 13 (Amarillo), Vp:Salida de la entrada no inversora (Azul)

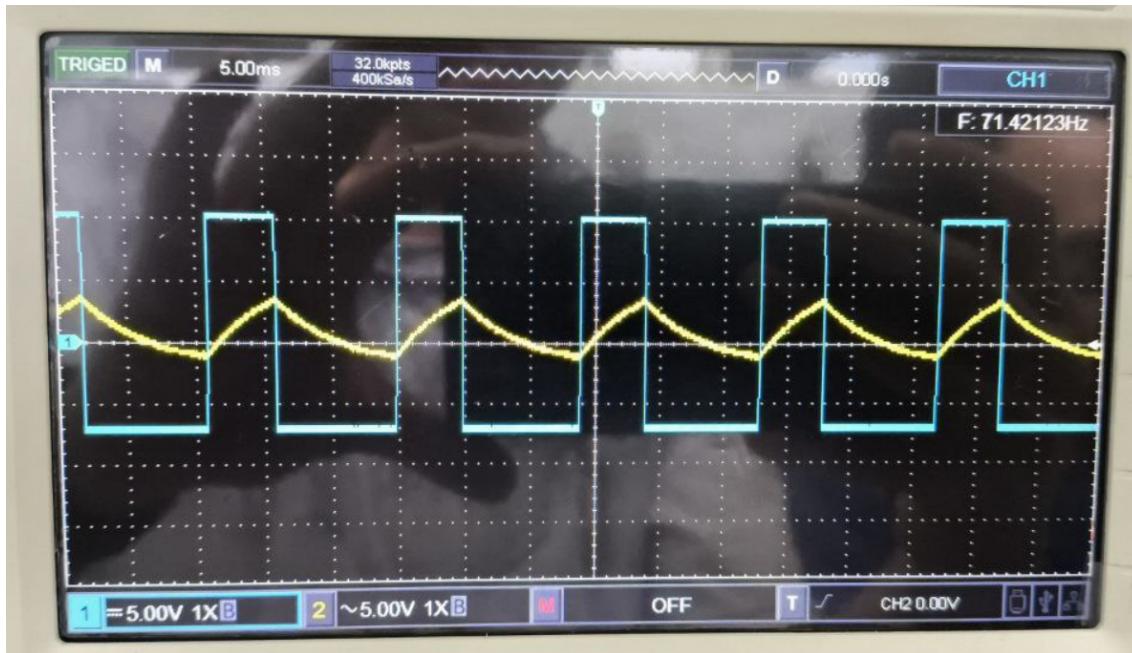
time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
(50 ± 10)μ	1 (Azul)	5 ± 1	AC
(50 ± 10)μ	2 (Amarillo)	5 ± 1	AC

**Tabla 20:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

### 8.2.2. Multivibrador Monoestable

V <sub>out</sub> [V <sub>pp</sub> ]	V <sub>D</sub> [V <sub>DC</sub> ]	V <sub>pulso</sub> [V <sub>DC</sub> ]	V <sub>c</sub> [V <sub>pp</sub> ]	T <sub>pulso</sub> [ms]	f <sub>pulso</sub> [Hz]	f <sub>max</sub> [Hz]
17 ± 1	1,2 ± 0,2	-5 ± 1	3,2 ± 0,4	4 ± 0,4	250 ± 25	41 ± 1,68

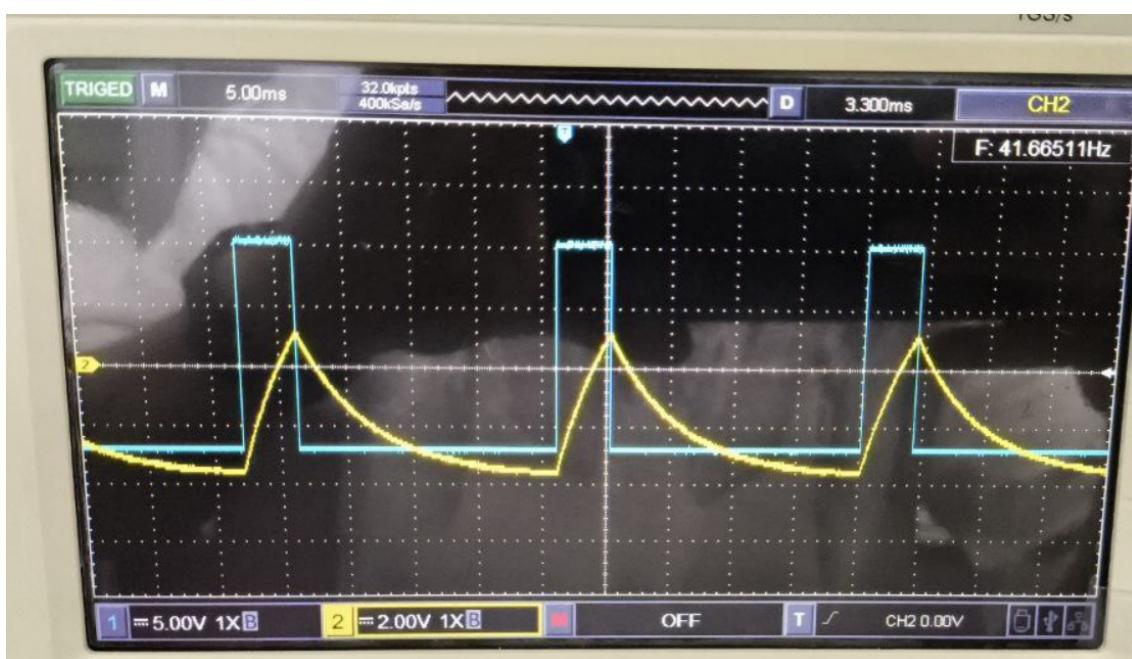
**Tabla 21:** Mediciones Experimentales del Circuito 15. Características importantes del circuito.



**Imagen 10:** Señales de salida de la figura 15. Vout:salida del circuito (Azul), Vc6=VD:Voltaje del capacitor en paralelo con el LED (Amarillo)

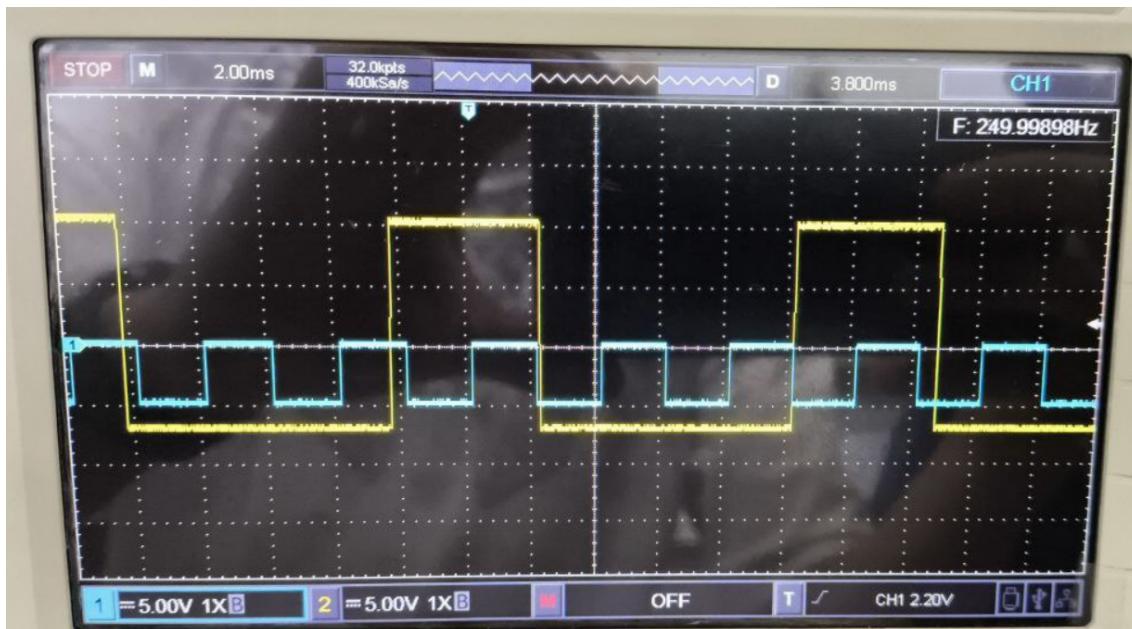
time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
(5 ± 2) m	1 (Azul)	5 ± 1	AC
(5 ± 2) m	2 (Amarillo)	5 ± 1	AC

**Tabla 22:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+



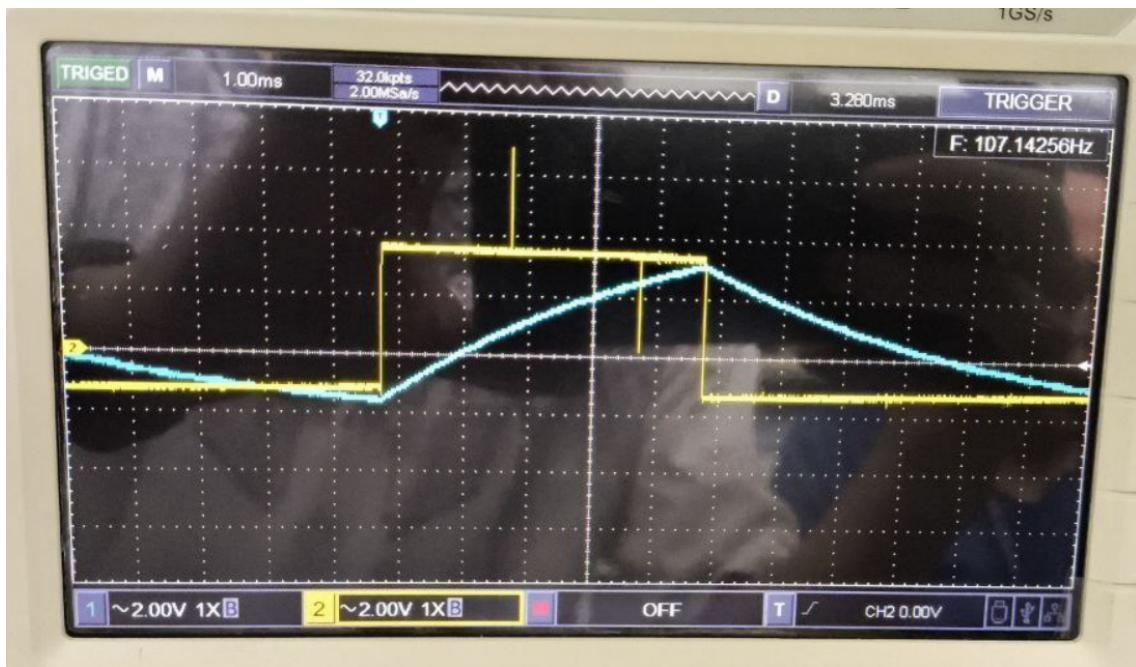
**Imagen 11:** Señales de salida de la figura 15. Vout:salida del circuito (Azul), Vc6=VD:Voltaje del capacitor en paralelo con el LED (Amarillo)

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
(5 ± 2) m	1 (Azul)	5 ± 1	DC
(5 ± 2) m	2 (Amarillo)	5 ± 1	DC

**Tabla 23:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+**Imagen 12:** Señales de salida de la figura 15. Vout:salida del circuito (Amarillo), Vin:Salida del generador de funciones (Azul)

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
(2 ± 0,4) m	1 (Azul)	5 ± 1	AC
(2 ± 0,4) m	2 (Amarillo)	5 ± 1	AC

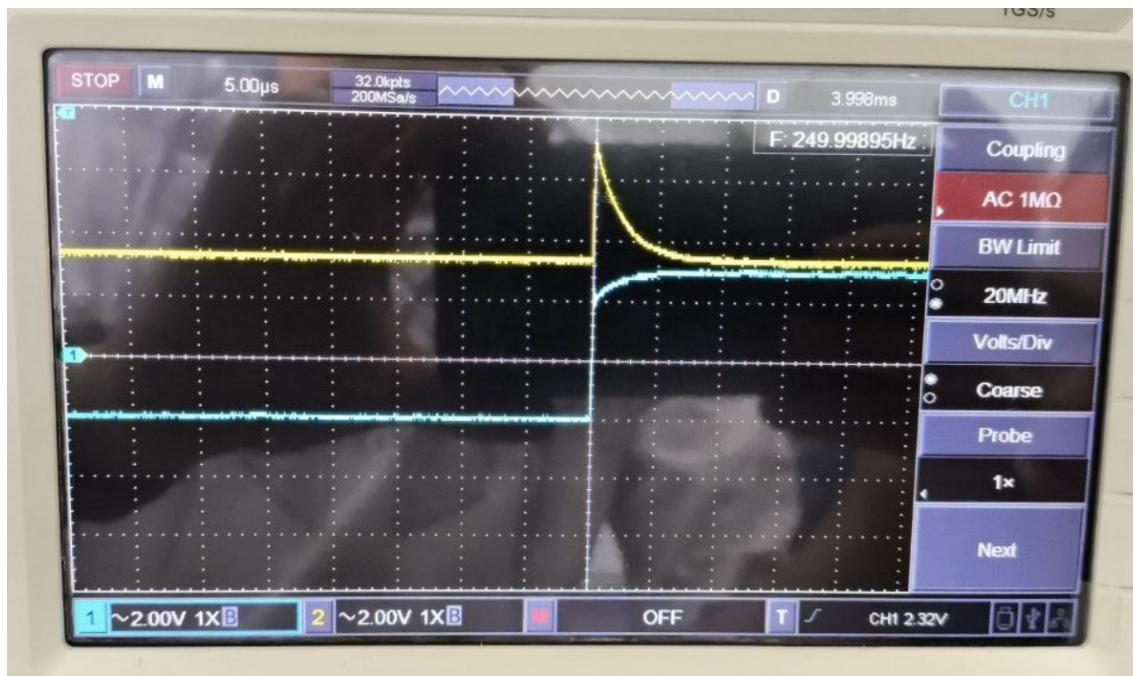
**Tabla 24:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+



**Imagen 13:** Señales de salida de la figura 15. VD:salida de la entrada no inversora o catodo del diodo (Amarillo), Vc6:Voltaje de capacitor 6 en paralelo con el LED (Azul).

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
(1 ± 0,2) m	1 (Azul)	2 ± 0,4	AC
(1 ± 0,2) m	2 (Amarillo)	2 ± 0,4	AC

**Tabla 25:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+



**Imagen 14:** Señales de salida de la figura 15. Ciclo de carga y descarga del capacitor, VD:salida de la entrada no inversora o cátodo del diodo (Amarillo), Vin:Voltaje de entrada del pulso negativo (Azul)

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
(5 ± 1) $\mu$	1 (Azul)	2 ± 0,4	AC
(5 ± 1) $\mu$	2 (Amarillo)	2 ± 0,4	AC

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

### 8.3. Parte 3. Generador de Funciones

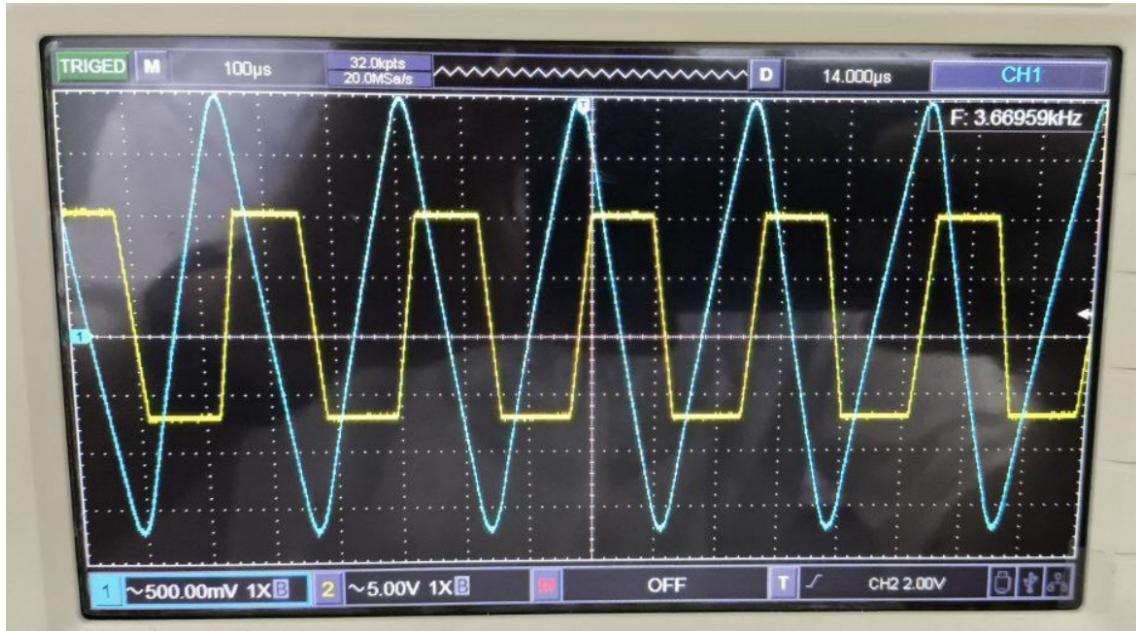
En este apartado daremos resultados de las mediciones realizada en el laboratorio, del apartado 5 de la sección 5.3.

$V_{out}$ [V <sub>pp</sub> ]	$V_a$ [V <sub>pp</sub> ]	$V^+$ [V <sub>pp</sub> ]	T[ $\mu$ s]	f[KHz]	$V_z$ [V]
17 ± 1	3,7 ± 0,1	4,6 ± 0,4	280 ± 20	3,57 ± 0,254	5,1

**Tabla 27:** Mediciones experimentales del circuito 18.

	Teorico	Experimental	Desv[ %]
$V_{out}$ [V <sub>p</sub> ]	6	8,5 ± 1	41,6
$V_a$ [V <sub>p</sub> ]	4,6	1,85 ± 0,1	59,78
$V^+$ [V <sub>p</sub> ]	4,1	2,3 ± 0,4	43,90
T[ $\mu$ s]	200	280 ± 20	40
f[KHz]	5	3,57	28,6

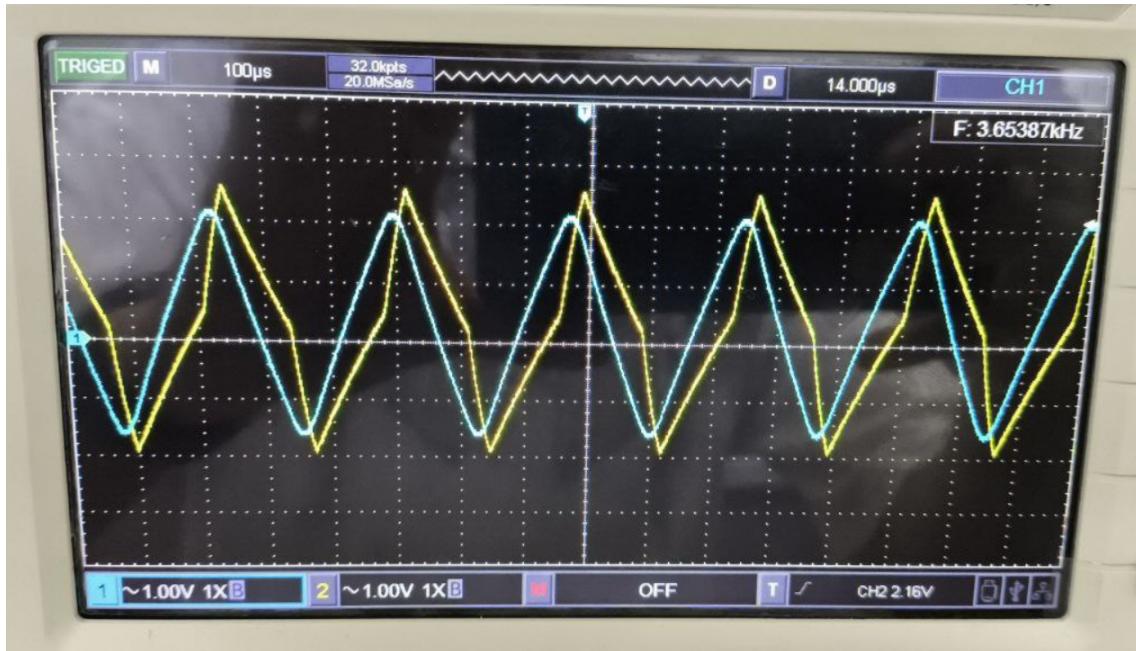
**Tabla 28:** Desviaciones estándar de cada una de las mediciones experimentales de la figura 18.



**Imagen 15:** Señales de salida de la figura 18. Vout=Vsat:(Amarillo). Va:(Azul)

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
$(100 \pm 20) \mu$	1 (Azul)	$(500 \pm 100) m$	AC
$(100 \pm 20) \mu$	2 (Amarillo)	$5 \pm 1$	AC

**Tabla 29:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+



**Imagen 16:** Señales de salida de la figura 18. V+:(Amarillo). Va:(Azul)

time/div [s]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
$(100 \pm 20) \mu$	1 (Azul)	$1 \pm 0,2$	AC
$(100 \pm 20) \mu$	2 (Amarillo)	$1 \pm 0,2$	AC

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

## **9 Análisis de Resultados**

---

### **9.1. Parte 1. Osciladores**

En el apartado 8, se consiguen los resultados de la primera parte en el apartado 8.1.

Como se tienen en las tablas de los apartados mencionado anteriormente, el más relevante en este espacio son las tablas 11 y 16, allí podemos observar que no hubo un error mayor al 65.36 % permitiendo evidenciar que el diseño para la configuración del Puente de Wien con control de amplitud, fueron los adecuados para las mediciones experimentales realizadas y lo que se quería demostrar, sin embargo, el error dado de último tuvo que ver un poco con la posición que se tomo del potenciómetro, debido a un defecto del potenciómetro en su estructura afectando el contacto, importante siempre verificar este tipo de inconvenientes para evitar errores tan grandes. Por otro lado, se llevo a cabo a través de esa topología un control de amplitud a consecuencia de un oscilador o generador, debido a que el amplificador operacional no posee un voltaje de entrada, solo se determina su voltaje de saturación por los voltajes de polarización en ambos polos.

Por otra parte, se evidencia en la tabla 5 su único valor alcanzado en estabilidad fue con una variación del potenciómetro con un valor de  $x$  de 0.63, de allí en adelante o por debajo de ello se satura o corta, indicándonos que en la figura 4 sin control de amplitud, no permite valores extensos en el potenciómetro para obtener una salida estable. A diferencia de cuando se posee un control de amplitud, permitiéndonos controlar la señal de salida como se observa en la tabla 12 donde al tener una valor del potenciómetro del 40 % de su valor nominal, nos entrega una salida estable con un voltaje mucho menor al de saturación que seria de  $4 \pm 1V$  indicando que hasta llegar al valor de 10 % del potenciómetro este se saturaría, permitiendo un control de amplitud adecuado, antes de que este se sature.

Se utiliza comúnmente como un puente de medición de frecuencia en el cual se puede ajustar la frecuencia de la señal hasta que se equilibra el puente.

En fin, los datos proporcionados en el sección 5 de metodología fueron los adecuados permitiendo los objetivos de esta parte de la práctica.

### **9.2. Parte 2. Multivibradores**

Como se observa en el apartado 8 en la segunda sección, nos dieron distintas tablas e imágenes para corroboran las características más importantes del multivibrator astable, este nos indica una oscilación donde no se mantiene estable hasta un cierto diseño para poder variar su frecuencia debido a la carga y descarga del capacitor, como se puede notar la tabla 17 y 18, se tienen pequeños errores, indicando que los componentes usados en el diseño fueron los indicados para obtener una salida de 5KHz con una pequeña desviación de 9 %. Se tiene la forma de onda de salida y del capacitor en la imagen 8, donde se puede apreciar perfectamente el voltaje de salida saturada, generando una onda cuadrada donde esta mantiene la frecuencia a la que fue diseñada cercana a los 5 KHz, y se observa la carga y descarga del voltaje del capacitor delimitada por las subidas y bajadas de su voltaje de salida, recordando que es un circuito realimentado negativa y positivamente sin ninguna señal de entrada, permitiendo ser este circuito inestable sin embargo, se aprovecha esta singularidad para distintas aplicaciones donde puedas usar esa señal de salida cuadrada.

Por otro lado, tenemos el generador Monoestable, que se puede comportar como un astable,

sino fuese por el circuito añadido que se observa en la figura 15, donde se le inyecta un voltaje negativo para generar una diferencia de potencial que permita el diodo conducir corriente y este pueda tener una salida estable cuando conduce, por lo contrario, se convierte en un circuito inestable con un posible tiempo de retardo que se indicará más adelante con la referencia de las imágenes que se hallan en el sección de resultados 8.

En la tabla 21, tenemos los puntos importantes medidos en el circuito 15, en este apartado tomaremos en cuenta la frecuencia máxima, la del pulso y el voltaje en ambas entradas del amplificador operacional.

En la imagen 10, se observa como el voltaje de salida se sigue manteniendo en un pulso pero en este caso con un duty cycle de 35.7 %, acá detalla ese lado estable e inestable, siendo el estable el ciclo de encendido y el inestable el de apagado, en la siguiente imagen 12, se puede evidenciar como por cada pulso de entrada negativo, cuando este va a -5V el voltaje de salida cambia allí nos indica un pulso, más adelante en la siguiente imagen 13 se detalla de mejor manera en la medición del circuito como por cada activación en su estado estable, es cuando el diodo que se encuentra en la entrada no inversora conduce, y cuando este ya no posee, la diferencia de potencial umbral que permite que el diodo conduzca se observa el lado inestable, cuando se convierte es un multivibrador astable.

Ahora uno de los datos más importante es el siguiente, donde se visualiza el pulso donde permite el cambio de estado visualizando el ciclo de carga y descarga del capacitor, donde apreciamos su estado estable e inestable en el circuito de medición.

De esta manera, podemos concluir en este análisis que el diseño realizado fue el adecuado para cumplir los objetivos de la práctica y detallar el estudio de circuitos no lineales utilizando el concepto de comparador haciendo uso de un amplificador operacional.

### 9.3. Parte 3. Generador de Funciones

Como se observa en el apartado de resultados 8, se tiene distintos valores de las mediciones realizadas en el laboratorio, como se puede ver la tabla 28, existen distintas desviaciones sin embargo, la que le prestamos mas atención es la de la frecuencia donde se obtiene un 28.6 % de error, esto lo que ocasiona es que la señal que se tiene en la salida del integrador no sería un señal triangular, sino una senoidal, debido a que este tiene una señal de entrada cuadrada por ser un integrador aquellos pulsos constantes, nos genera una recta, al tener el tiempo menos rápido genera un tiempo de retardo permitiendo tener una señal de salida del integrador mas suave.

Por otro lado, el voltaje de salida es mas alto de lo que se visualizo en la simulación del diseño realizado teóricamente, como se observa en la tabla. Lo importante del diseño y que se cumple es que el voltaje de salida del integrador, no supere ese voltaje debido a que este puede saturarse, cumpliendo con las especificaciones del diseño.

Las mediciones, análisis y diseño fueron los adecuados para esta práctica.

Otro dato importante es los diodos que se encuentra en la etapa de salida, lo que permite estos son la regulación de voltaje a consecuencia del diodo zener, y el puente de diodos lo que nos permite es que esto funcione tanto para los valores positivos como los negativos.

## 10 Conclusiones

---

La realización de la práctica sobre aplicaciones no lineales de amplificadores operacionales ha proporcionado resultados satisfactorios y ha permitido un análisis detallado de tres importantes componentes: osciladores, multivibradores y generadores de funciones.

En la sección dedicada a los osciladores, se ha observado el comportamiento del Puente de Wien con control de amplitud. Los resultados obtenidos en las mediciones experimentales han demostrado que el diseño para esta configuración fue acertado, logrando un control de amplitud efectivo. Se ha destacado la importancia de la retroalimentación positiva en la estabilidad y control de la señal de salida. Además, se evidenció que la presencia de un control de amplitud permitió mantener una salida estable en un rango más amplio de ajustes, en comparación con la configuración sin control de amplitud.

En la sección dedicada a los multivibradores, se ha explorado tanto el comportamiento del multivibrator astable como del monoestable. Los resultados indican que el multivibrator astable genera una onda cuadrada con una frecuencia controlada por los componentes del circuito, y se observa la carga y descarga del capacitor durante el ciclo. En cuanto al monoestable, se ha resaltado su capacidad para generar pulsos de salida de duración controlada a través de la inyección de un voltaje negativo.

Finalmente, en la sección del generador de funciones, se ha analizado el comportamiento del circuito integrador con la retroalimentación de un amplificador operacional. Aunque se han observado algunas desviaciones en las mediciones, se ha concluido que el diseño permitió cumplir con los objetivos de la práctica. Se destacó la importancia de los diodos en la etapa de salida para la regulación de voltaje.

En conclusión, la práctica ha proporcionado una comprensión más profunda de los principios y aplicaciones de los amplificadores operacionales en circuitos no lineales, demostrando la importancia de la retroalimentación positiva y la elección adecuada de componentes en el diseño de estos circuitos.

## 11 Apéndice

---

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

$$\Delta f = \sqrt{\sum \left( \frac{\partial f(\bar{X})}{\partial X_i} \Delta X_i \right)^2} \quad (49)$$

- Incertidumbre de Frecuencia

$$\Delta f = \sqrt{\left( -\frac{1}{T^2} \Delta T \right)^2} = \frac{1}{T^2} \Delta T \quad (50)$$

- Error o Desviación Estándar

$$Desv = \frac{|Valor_{teorico} - Valor_{Experimental}|}{Valor_{teorico}} 100 \% \quad (51)$$

## 12 Anexos

---

Orlando Morales y Axel Rivero

Hoja de datos | Práctica n°3 Parte n°1

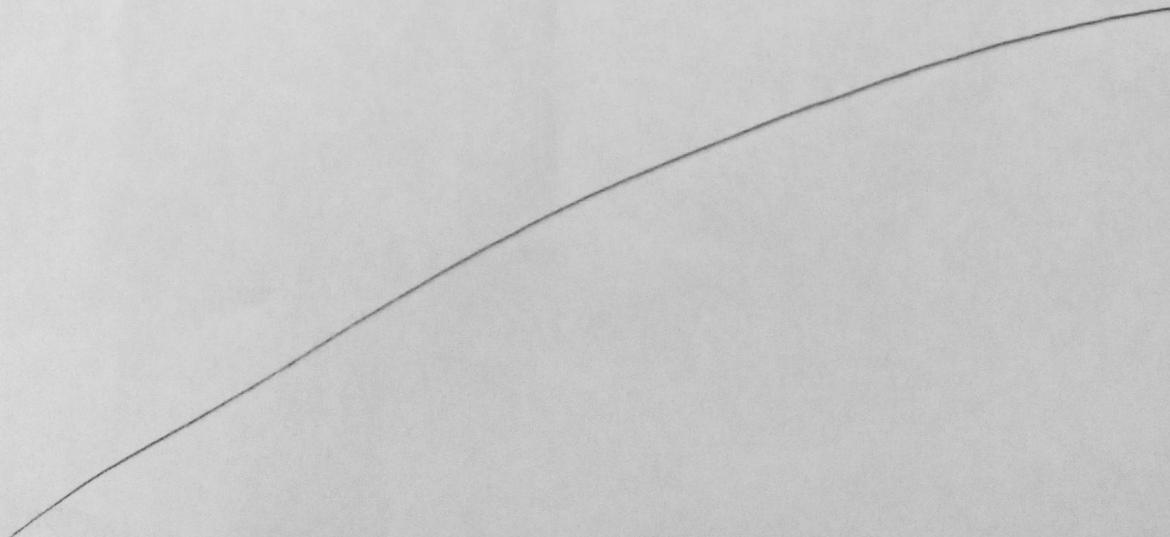
Estado	T [μs]	f [KHz]	XRv1 [Ω]
Saturado	$200 \pm 40$	$5 \pm$	$0.10 \times (10 k) \pm 5\%$
Saturado	$100 \pm 20$	$10 \pm$	$0.40 \times (10 k) \pm 5\%$
Saturado	$50 \pm 10$	$20 \pm$	$0.50 \times (10 k) \pm 5\%$
Oscilación	$50 \pm 30$	$20 \pm$	$0.63 \times (10 k) \pm 5\%$
Inestable	—	—	$0.95 \times (10 k) \pm 5\%$
Inestable	—	—	$0.71 \times (10 k) \pm 5\%$
Inestable	—	—	$0.90 \times (10 k) \pm 5\%$

Mediciones experimentales del oscilador de Puente de Wien sin control de amplitud

Estado	T [μs]	f [KHz]	XRv1 [Ω]
Saturado	$200 \pm 40$	$5 -$	$0.1 (10 k) \pm 5\%$
Oscilación	$100 \pm 10$	$10 - \pm$	$0.4 (10 k) \pm 5\%$
Corte	—	—	$0.90 \times (10 k) \pm 5\%$

Mediciones experimentales del oscilador de Puente de Wien con control de amplitud

~~Carlo R~~ 12/09/24



Hoja de datos #2. Práctica n° 3.

Parte 2. Multi vibradores

$V_c [V_p]$	$V_p^+ [V_p]$	$f [kHz]$	$T [\mu s]$
$3 \pm 0.2$	$2.8 \pm 0.2$	$4.55 \pm 0.20$	$220 \pm 10$

Tabla n° 1. Valores de medición del Astable

$f_{max} [Hz]$	$V_{out} [V_{pp}]$	$V_o [V_{oc}]$	$V_{pulse} [V_{oc}]$	$V_c [V_{pp}]$	$T_{pulse} [ms]$	$f_{pulso} [Hz]$
$41 \pm 1,69$	$17 \pm 1$	$1.2 \pm 0.2$	$-5 \pm 1$	$3.2 \pm 0.4$	$4 \pm 0.4$	$250 \pm 25$

Tabla n° 2. Valores de medición del Monoestable.

Hoja de datos #3. Práctica n° 3.

Parte 3. Generador de funciones.

$V_{out}^+ [V_{pp}]$	$V_a [V_{pp}]$	$V^+ [V_{pp}]$	$T' [ms]$	$f [kHz]$	$V_z [V_{oc}]$
$17 \pm 1$	$3.7 \pm 0.1$	$4.6 \pm 0.2$	$230 \pm 20$	$3.57 \pm 254.90$	$5.1$

Tabla n° 1. Generador de funciones (mediciones).

~~Guillermo~~

19/7/24

# LM741

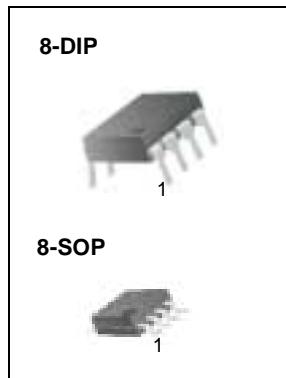
## Single Operational Amplifier

### Features

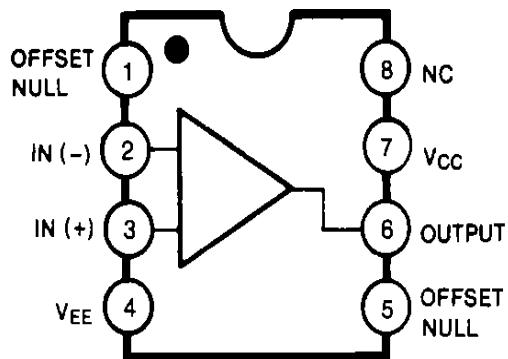
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- Internal frequency compensation
- High Input voltage range
- Null of offset

### Description

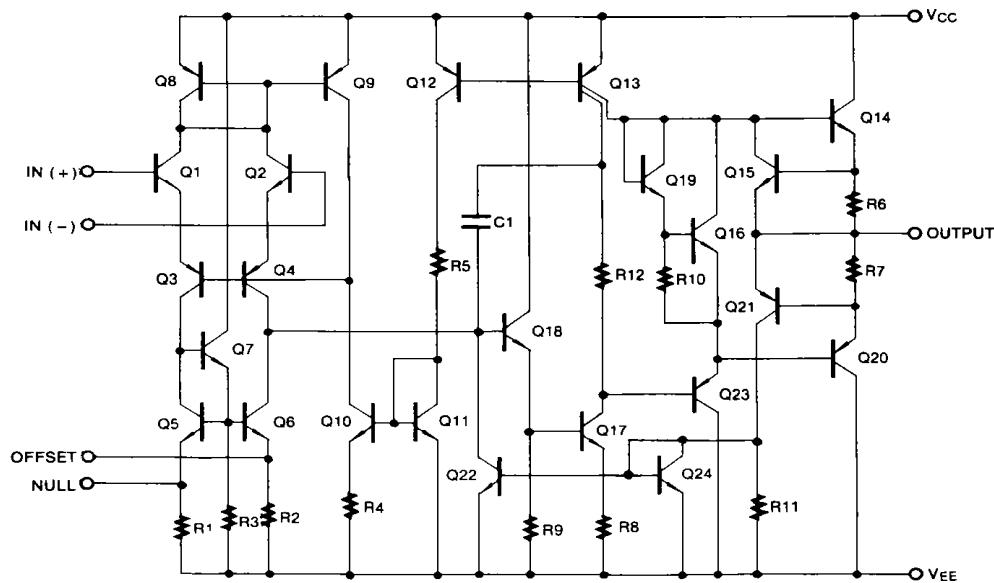
The LM741 series are general purpose operational amplifiers. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in intergrator, summing amplifier, and general feedback applications.



### Internal Block Diagram



## Schematic Diagram



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

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

## Electrical Characteristics

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

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

Note:

- Guaranteed by design.

## Electrical Characteristics

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

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

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

Note :

1. Guaranteed by design.

## Typical Performance Characteristics

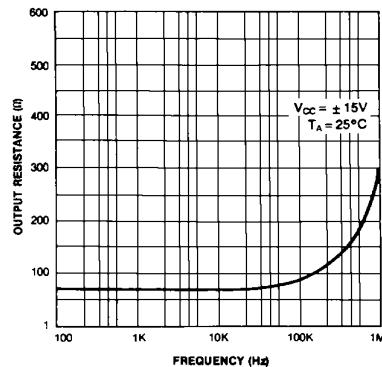


Figure 1. Output Resistance vs Frequency

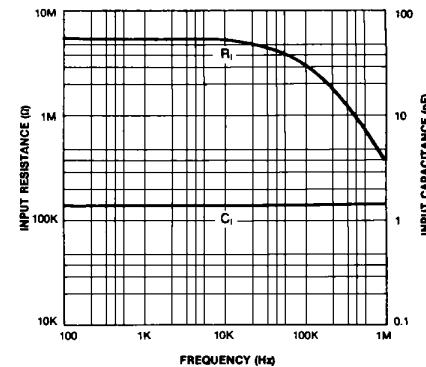


Figure 2. Input Resistance and Input Capacitance vs Frequency

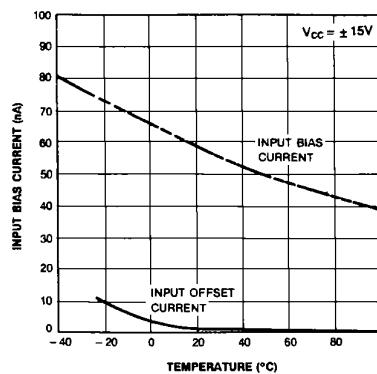


Figure 3. Input Bias Current vs Ambient Temperature

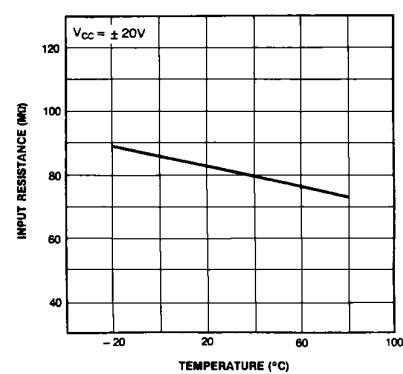


Figure 4. Power Consumption vs Ambient Temperature

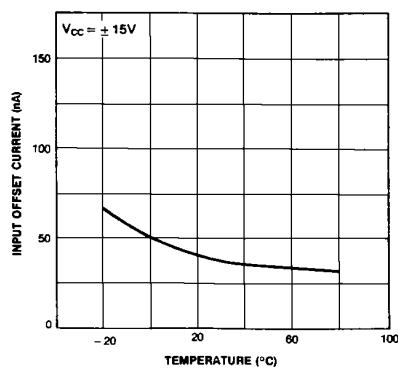


Figure 5. Input Offset Current vs Ambient Temperature

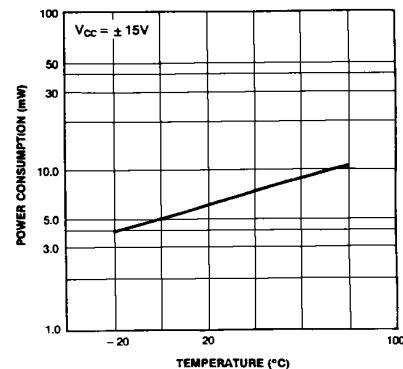
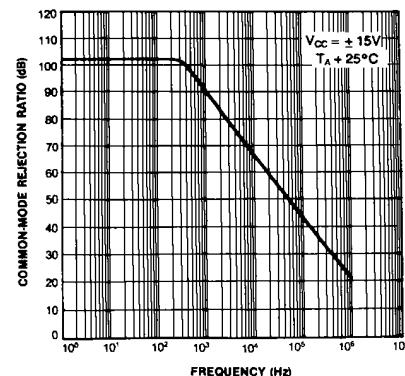
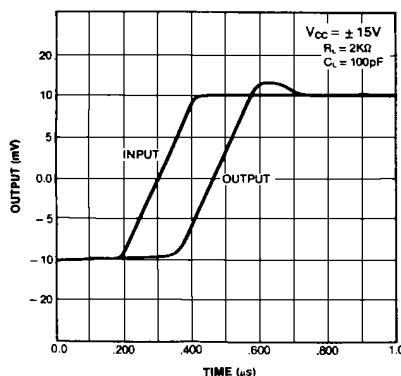
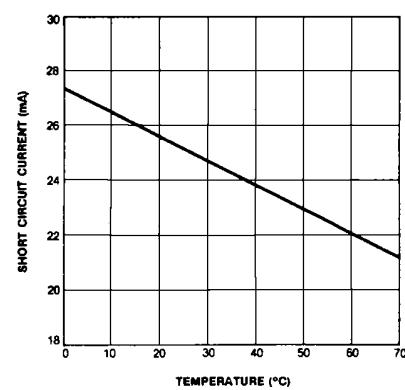
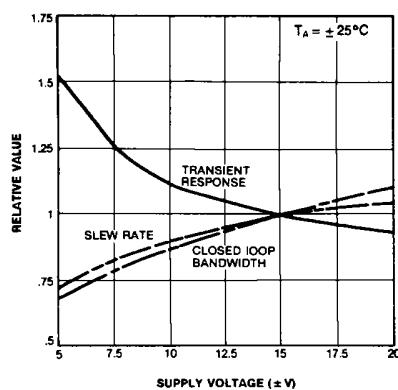
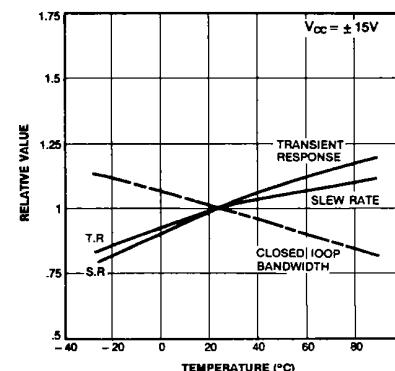
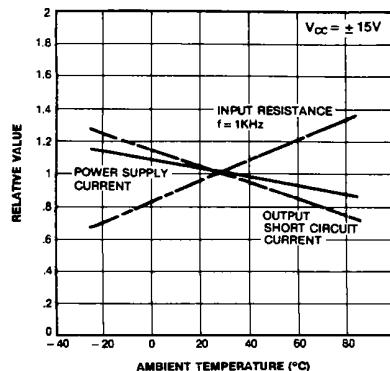


Figure 6. Input Resistance vs Ambient Temperature

## Typical Performance Characteristics (continued)



## Typical Performance Characteristics (continued)

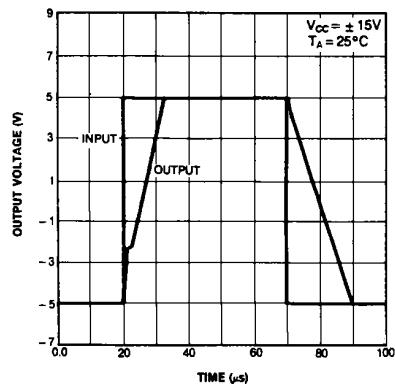


Figure 13. Voltage Follower Large Signal Pulse Response

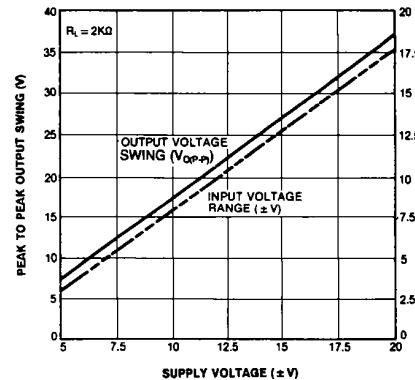
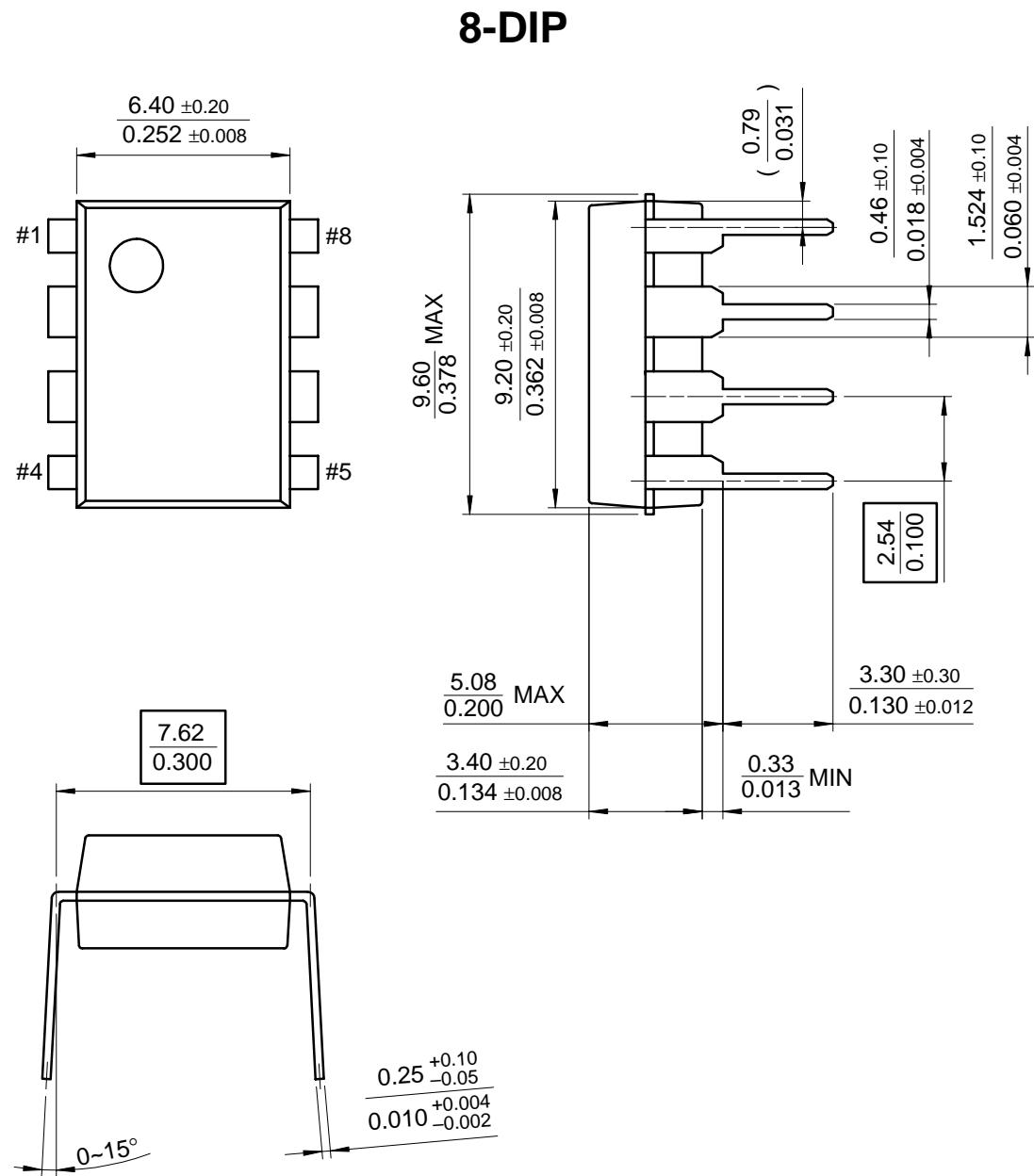


Figure 14. Output Swing and Input Range vs Supply Voltage

## Mechanical Dimensions

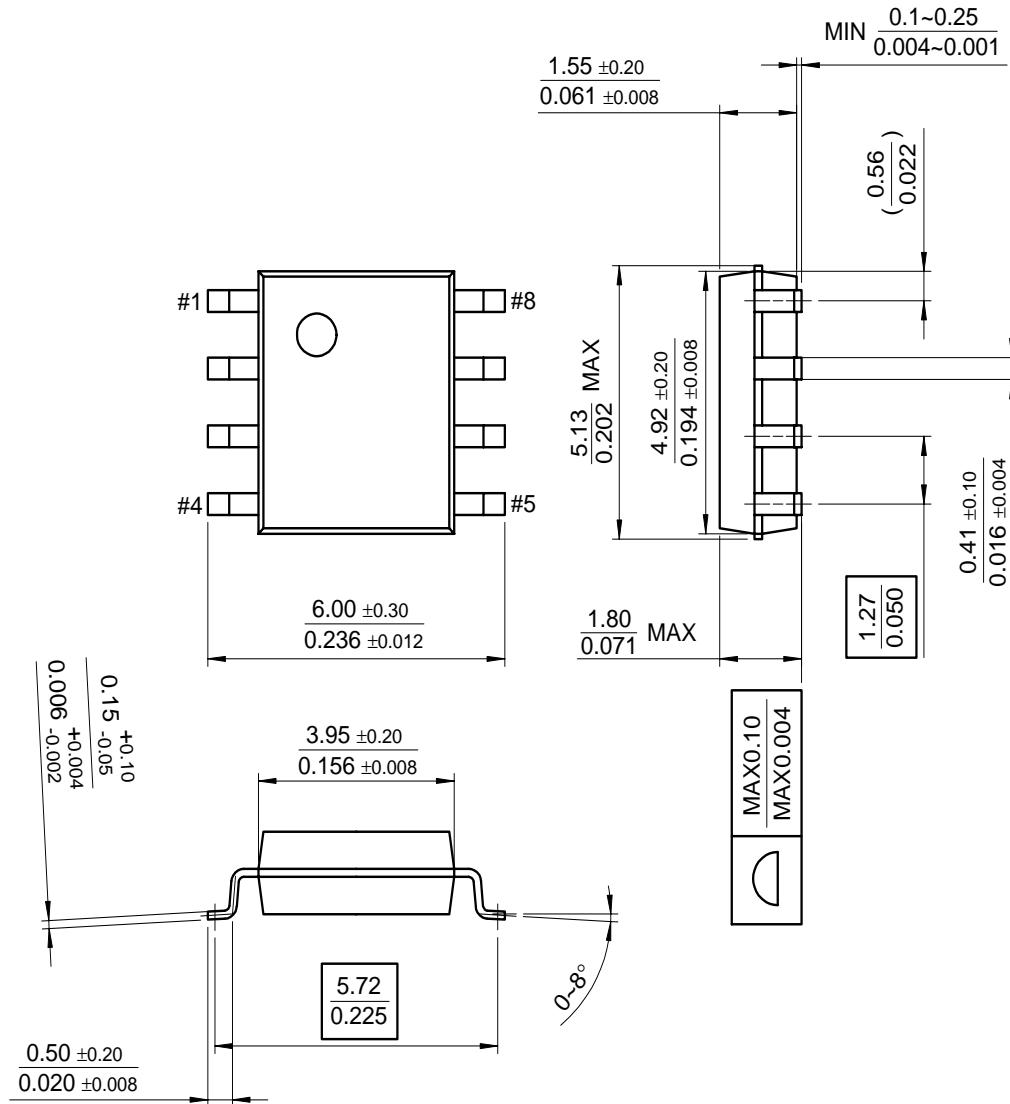
### Package



## Mechanical Dimensions (Continued)

### Package

#### 8-SOP



## Ordering Information

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

### DISCLAIMER

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

### LIFE SUPPORT POLICY

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

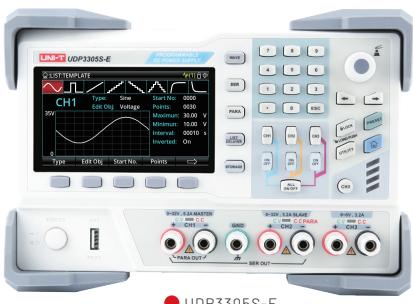
- 1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result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

## ■ DC POWER SUPPLIES

# Selection Guide

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

## UDP3000/S Series Programmable Linear Power Supplies



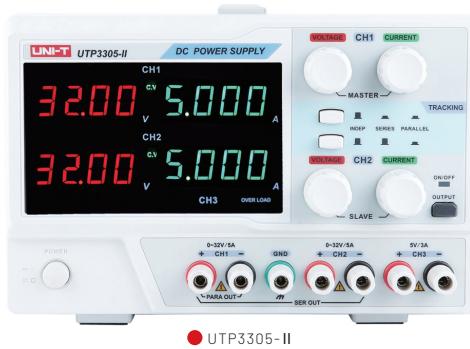
● UDP3305S-E

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

## ■ DC POWER SUPPLIES

# UTP3000 Series

## Non-Programmable Linear Power Supplies



● UTP3305-II

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

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

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

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

## ■ WAVEFORM GENERATORS

# Selection Guide

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

## UTG9000T Series Function/Arbitrary Waveform Generators



● UTG9604T

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

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

## ■ WAVEFORM GENERATORS

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

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

## Referencias

---

- [1] Bautista, A. (2019). Estudio de circuitos eléctricos en estado de circuito abierto. *Revista de Investigación Académica*, 36, 1-7. doi: 10.18359/ria.3636
- [2] Hernández, M., & Torres, J. (2019). Diseño y construcción de fuentes de alimentación lineales. *Tecnología en Marcha*, 32, 52-57. doi: 10.18845/tm.v32i1.3677
- [3] Horowitz, P., & Hill, W. (2015). *The Art of Electronics* (3rd ed.). Cambridge University Press. (Capítulo 4, sección 4.4.1, Capítulo 4, sección 4.5.2). DOI: 10.1017/CBO9781139643773
- [4] Gray, P. R., Hurst, P. J., Lewis, S. H., & Meyer, R. G. (2001). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits* (4th ed.). John Wiley & Sons. (Capítulo 2, sección 2.3.1). DOI: 10.1109/EDT.2000.882767
- [5] Mehdi, I., & Razavi, B. (1998). A Flicker-Noise Measurement Technique Using a Vanishing-Gain Amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 33(5), 791-796. DOI: 10.1109/4.668882
- [6] Liu, Z., & Lu, Y. (2013). Design of a High Precision Operational Amplifier with Multiple Feedback Loops. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2013, 1-7. DOI: 10.1155/2013/276765
- [7] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2015). *Microelectronic Circuits* (7th ed.). Oxford University Press. (Capítulo 5, sección 5.2.3, Capítulo 8, sección 8.1, Capítulo 11, sección 11.1.2, Capítulo 11, sección 11.3). DOI: 10.1093/acprof:oso/9780199339136.003.0016
- [8] Smith, J. (2008). Amplificadores operacionales: conceptos y aplicaciones. *Revista de Electrónica*, 5(2), 25-30. Disponible en: [https://www.revelec.com/articulos/numeros/vol5num2/Articulo5\\_Vol5Num2.pdf](https://www.revelec.com/articulos/numeros/vol5num2/Articulo5_Vol5Num2.pdf) Consultado: 29 de junio.