

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  
25 de marzo de 2025

# Índice

<b>1. Resumen</b>	<b>2</b>
<b>2. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>3. Objetivos</b>	<b>2</b>
<b>4. Marco teórico</b>	<b>2</b>
4.1. Osciladores . . . . .	2
4.2. Oscilador de puente de Wien . . . . .	4
4.3. Controles de amplitud . . . . .	5
4.4. Comparadores . . . . .	5
4.5. Comparador de lazo abierto . . . . .	5
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
<b>5. Metodología</b>	<b>11</b>
5.1. Osciladores . . . . .	11
5.1.1. Trabajo de preparación . . . . .	11
5.1.2. Simulaciones . . . . .	13
5.2. Multivibradores . . . . .	15
5.2.1. Trabajo de preparación . . . . .	15
5.3. Generador de funciones . . . . .	16
5.3.1. Trabajo de preparación . . . . .	16
5.3.2. Simulación . . . . .	18
<b>6. Instrumentos y componentes</b>	<b>19</b>
<b>7. Presentación de resultados</b>	<b>19</b>
7.1. Osciladores . . . . .	19
7.2. Multivibradores . . . . .	23
7.2.1. Multivibrador astable . . . . .	23
7.2.2. Multivibrador monostable . . . . .	23
7.3. Generador de funciones . . . . .	25
<b>8. Análisis de resultados</b>	<b>27</b>
8.1. Análisis de las aplicaciones de las topologías clásicas . . . . .	27
8.1.1. Ganancias topologías clásicas . . . . .	27
8.1.2. Efecto del integrador no inversor . . . . .	27
8.1.3. Convertidor de tensión a corriente . . . . .	27
8.2. Análisis del amplificador operacional real . . . . .	28
8.2.1. Ganancias topologías clásicas . . . . .	28
8.2.2. Efecto del integrador no inversor . . . . .	28
8.2.3. Convertidor de tensión a corriente . . . . .	28
8.3. Análisis del generador de funciones . . . . .	29
<b>9. Conclusiones</b>	<b>29</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>30</b>

## 1. Resumen

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

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

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

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

## 2. Introducción

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

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

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

## 3. Objetivos

### Objetivo General

- 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].

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

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

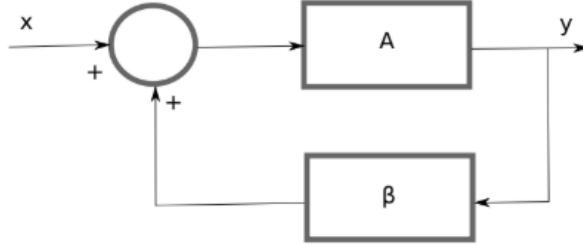


Ilustración 1: Circuito realimentado.

Donde:

- $y$  es la salida del sistema
- $x$  es la entrada del sistema
- $A$  es la ganancia del amplificador
- $\beta$  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  $\omega_o$ . Esto significa que:

- La magnitud del producto  $A\beta$  debe ser igual a 1
- El ángulo de fase del producto  $A\beta$  debe ser  $0^\circ$  o un múltiplo entero de  $360^\circ$

Por lo tanto,

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

donde

$$\beta A = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0} \quad (5)$$

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.

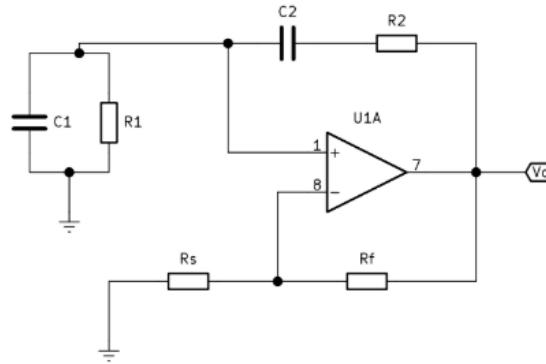


Ilustración 2: Oscilador de puente de Wien.

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

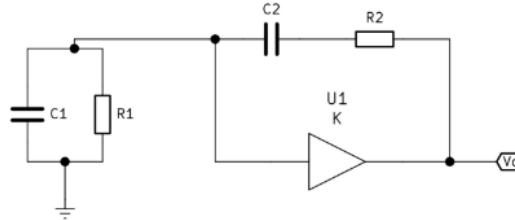


Ilustración 3: Oscilador de puente de Wien simplificado.

con

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

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

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

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:

$$\beta A = A \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{s}{s^2 + s \frac{R_2 C_2 + R_1 C_1 + R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (13)$$

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  $\alpha$  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 su 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.

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

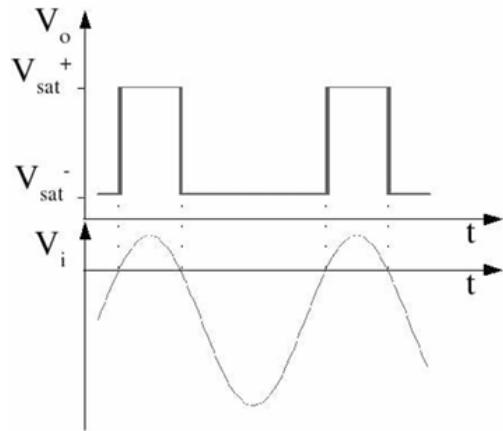


Ilustración 4: Comparador de lazo abierto.

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  $t_d$  (delay) o de retardo, pasado este tiempo la señal de salida cambia paulatinamente alcanzando una tasa de ascenso que viene dada por el Slewrate.

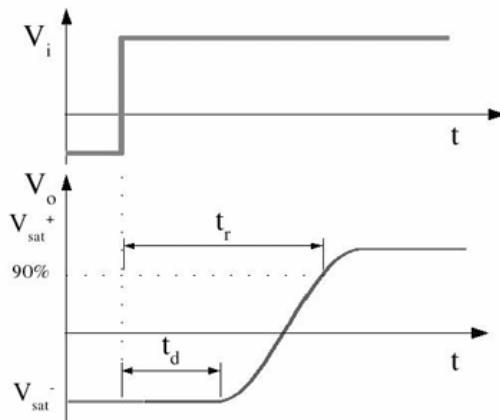


Ilustración 5: Respuesta de un comparador de lazo abierto a un flanco abrupto.

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. ]

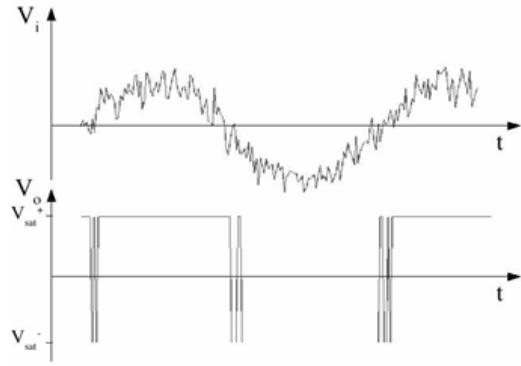


Ilustración 6: Respuesta de un comparador de lazo abierto a una señal de entrada contaminada por ruido.

#### 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  $\Delta t$  que tarda en cargarse (o descargarse) un capacitor en una cantidad dada  $\Delta v$ . 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:

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

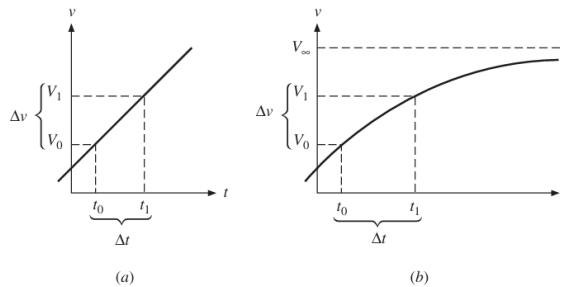


Ilustración 7: Carga y descarga lineal y exponencial de un capacitor.

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,
- $V_\infty$  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.

Esta ecuación es válida independientemente de los valores y polaridades de  $V_0$  y  $V_\infty$ . 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

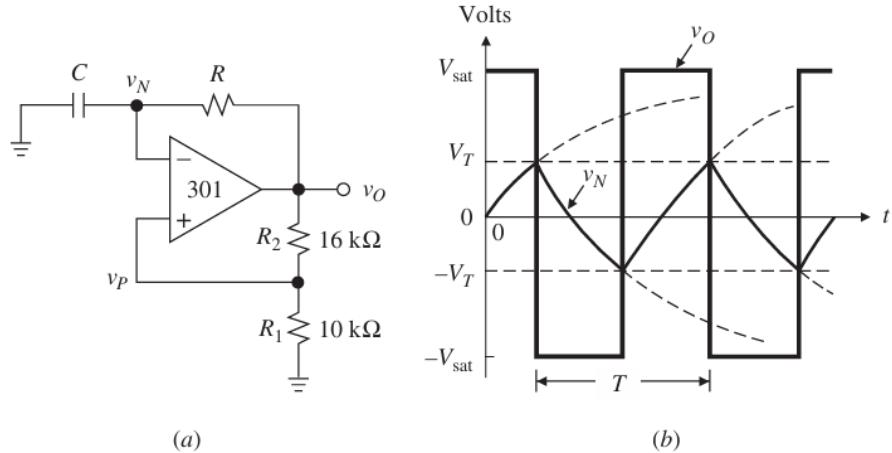


Ilustración 8: Multivibrator astable.

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  $V_{\text{sat}}$ , 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,  $v_N$  decréce 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]

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. Multivibrador monoestable

El multivibrador 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 multivibrador 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 pre-determinado, igual al ancho deseado del pulso de salida. Cuando este intervalo termina, el multivibrador monoestable regresa a su estado estable y permanece allí, esperando otra señal de activación (o disparo). [4, pag. 1368]

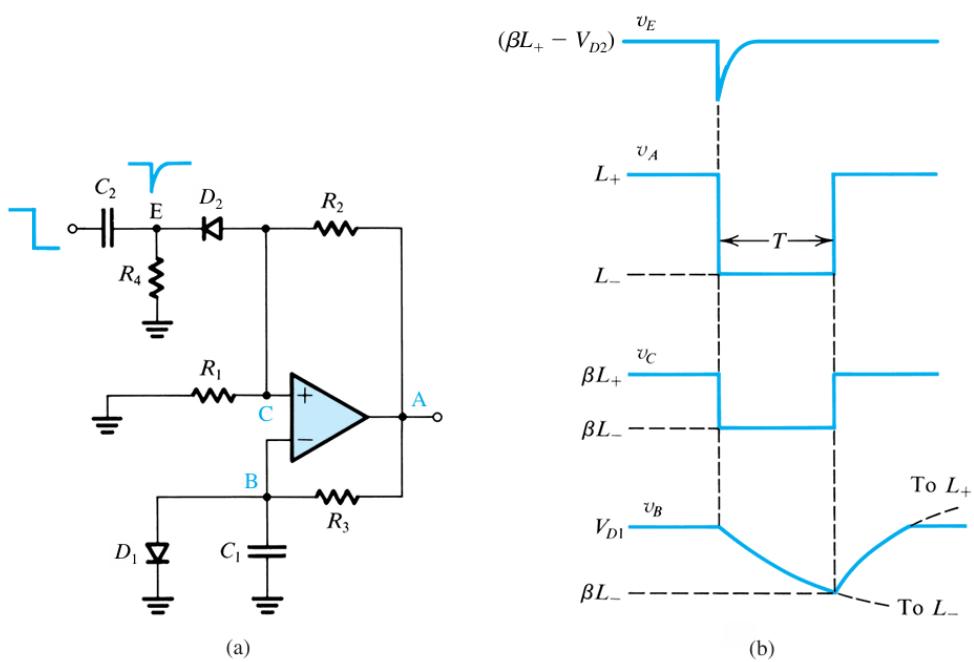


Ilustración 9: Multivibrador monoestable.

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  $\beta L_+$  es mayor que  $V_{D1}$ .
- **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  $\beta L_-$ , 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  $\beta L_-$ . En ese instante, la salida del op-amp vuelve a  $L_+$ , y  $v_C$  retorna a  $\beta L_+$ . 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]

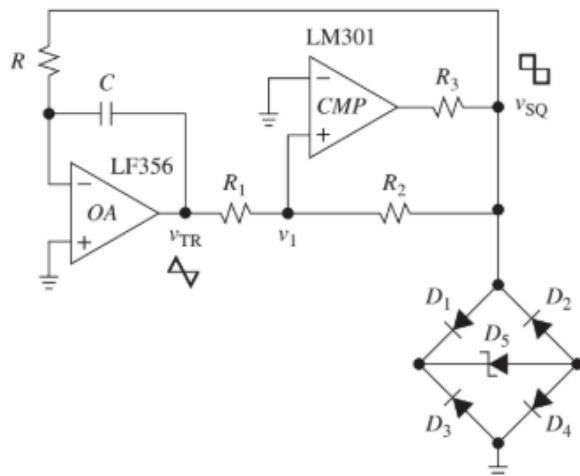


Ilustración 10: Generador de funciones

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

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

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

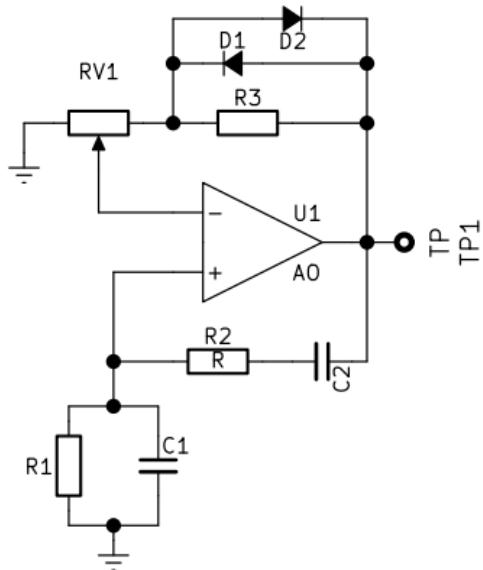


Figura 1: Oscilador de puente de Wien con control de amplitud

**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  $x = 0,5$

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

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

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

$$V_N = \frac{(1-x)R_{v1}}{(1-x+x)R_{v1}}(V_o - V_{Don})$$

$$V_N = \frac{(1-x)R_{v1}}{R_{v1}}(V_o - V_{Don})$$

$$V_N = (1-x)(V_o - V_{Don})$$

$$V_N = (1-x)V_o - (1-x)V_{Don}$$

Recordando que

$$\frac{V_o}{V_N} = 3 \quad (39)$$

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

despejamos  $V_o$

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

### 5.1.2. Simulaciones

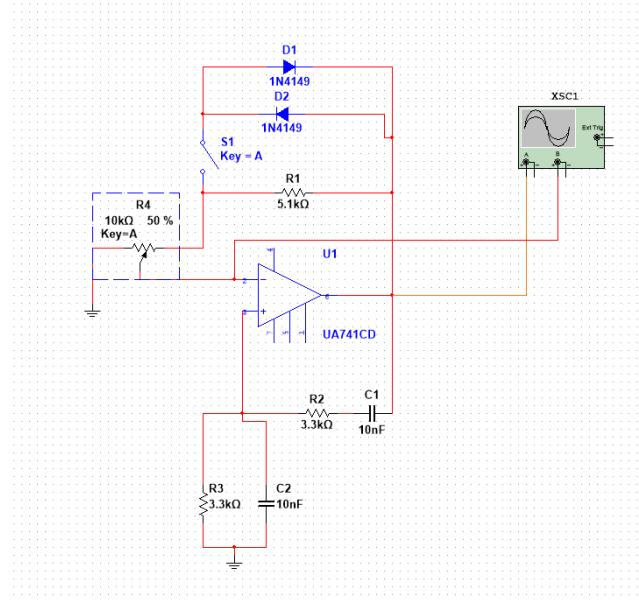


Ilustración 11: Circuito oscilador en el simulador

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

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.

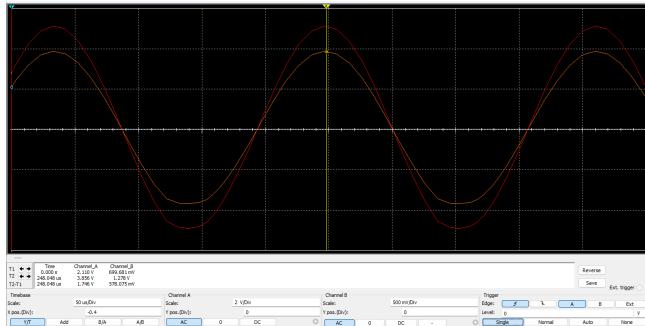


Ilustración 12: Forma de onda circuito oscilador sin control de amplitud

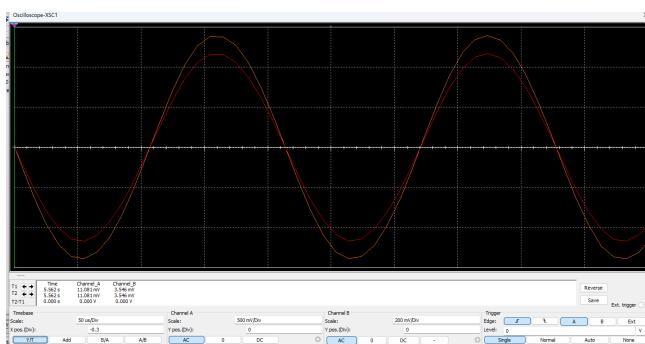


Ilustración 13: Forma de onda circuito oscilador con control de amplitud

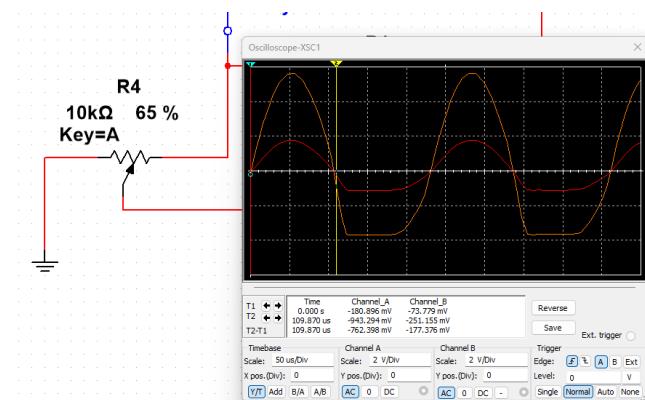


Ilustración 14: Forma de onda circuito oscilador con control de amplitud cuando  $x=0.65$

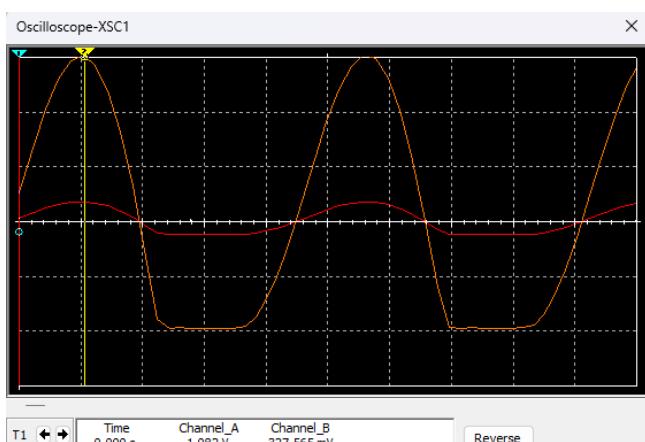


Ilustración 15: Forma de onda circuito oscilador sin control de amplitud cuando  $x=0.55$

## 5.2. Multivibradores

### 5.2.1. Trabajo de preparación

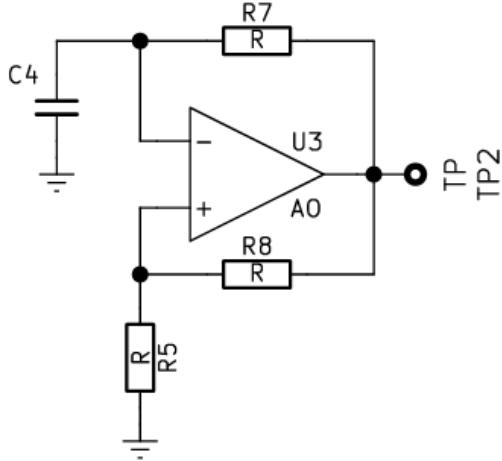


Figura 2: Multivibrator Astable con base en A.O

**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  $+Vs_{sat}=8,005\text{ V}$  y  $-Vs_{sat}=-8,005\text{ V}$ , 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.

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

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

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

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

$$2 = \frac{R_5}{R_5 + R_8}$$

$$R_8 = 3,05R_5$$

si  $R_5 = 3,3k$   
entonces

$$R_8 = 10k$$

La frecuencia requerida es de 5,0kHz, despejando T de la ecuación (3) se obtiene el período.

$$f = \frac{1}{T}$$

$$T = \frac{1}{f} = 0,2ms$$

El periodo está dado por

$$\mathcal{T} = t_1 + t_2 = -2R_7C_4 \ln \left( \frac{R_8}{2R_5 + R_8} \right)$$

Asumiendo que  $C_4 = 10nF$  se tiene

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

$$R_7 = 22k\Omega$$

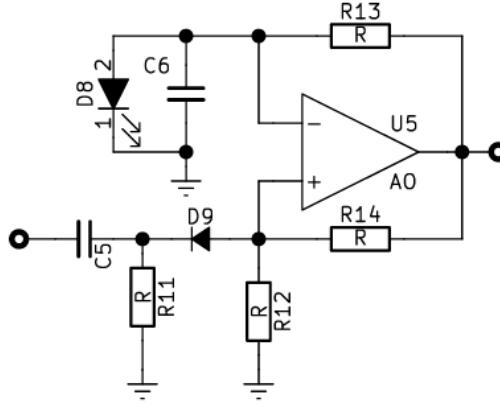


Figura 3: Multivibrator Monostable con base en A.O

**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:

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

Suponiendo  $R_{12} = 5,1k$  y  $R_{14} = 10k$

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

$$V_p = 2,9$$

$R_{11}$  tiene que ser menor que  $R_{12}$  por ejemplo  $1k$

$$R_{13} = \frac{t_c}{C_a \ln \left( \frac{V_{p3} - V_{SAT}}{V_{DB} - V_{SAT}} \right)} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{(100 \cdot 10^{-9}) \ln \left( \frac{-6,38 - (-8,005)}{1,5 - (-8,005)} \right)}$$

$$R_{13} = 152k\Omega$$

## 5.3. Generador de funciones

### 5.3.1. Trabajo de preparación

**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  $V_C$  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

$$V_C = V_Z + 2V_D \quad (42)$$

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

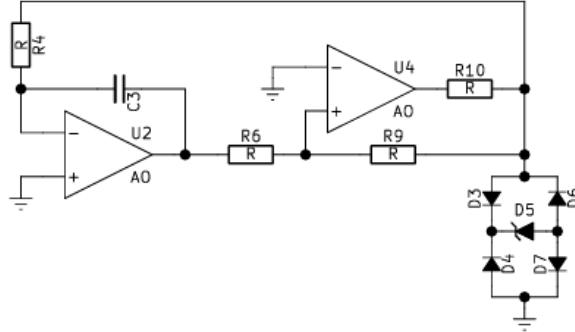


Figura 4: Generador de funciones

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

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

$$V_T = -\frac{R_6}{R_7} V_C \quad (43)$$

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

$$V_Z = 5,6V$$

$$V_D = 0,65V$$

Por tanto

$$V_C = \pm 6,9V$$

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

$$V_T = -V_C$$

$$V_C = 6,9V \rightarrow V_T = -6,9V \quad (44)$$

$$V_C = -6,9V \rightarrow V_T = 6,9V \quad (45)$$

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

$$R = 86,2 \times 10^{-6} \frac{V_C}{2 \cdot V_T \cdot C} \quad (46)$$

Si  $C = 10nF$  entonces

$$R = 4,3 k\Omega \quad (47)$$

La resistencia  $R_{10}$  es para proteger al amplificador debido a que los diodos fijan el voltaje de salida. Se escogerá un valor de

$$R_{10} = 1k\Omega \quad (48)$$

### 5.3.2. Simulación

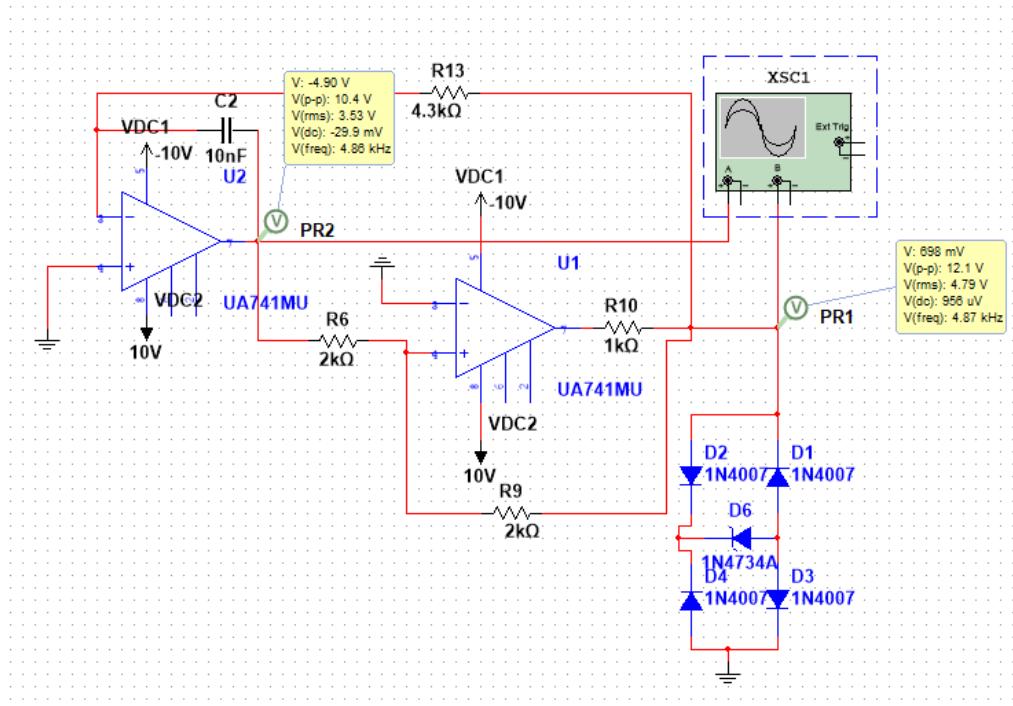


Ilustración 16: Montaje del circuito generador de funciones en multisim

**Simular el circuito diseñado y verificar las especificaciones, reportar las formas de ondas de interés para evidenciar el funcionamiento del circuito** La ilustración 16 muestra la construcción del circuito generador de funciones utilizando los valores calculados.

La ilustración 17 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 identicas, sin embargo las magnitudes son de máximo de 6V mientras que en los calculos la magnitud era de 6.9V

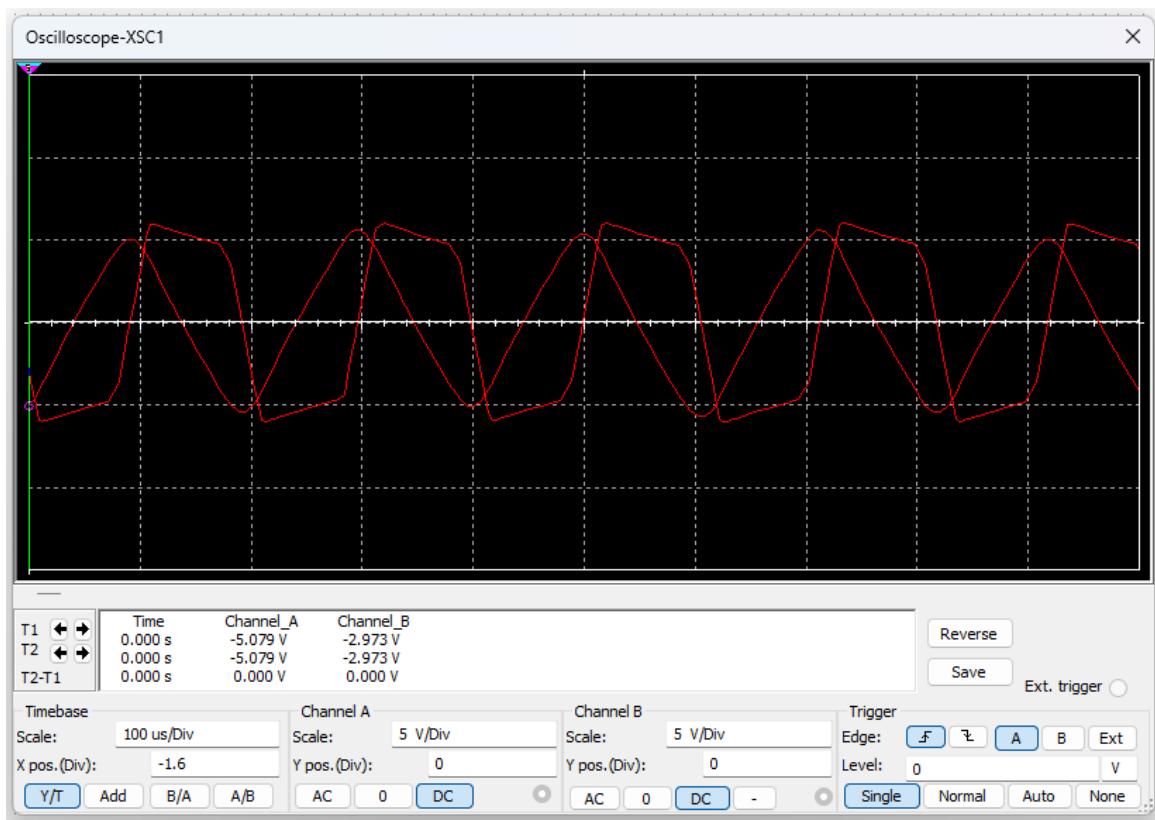


Ilustración 17: Formas de ondas triangular y cuadrada del generador de funciones en la simulación

## 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: 100k, 20k, 40k, 22M, 100, 6.8, 1k, 91k, 910, 2k, 8.9k, 1.20k, 640, 240, 120, 5k, 10k.
- Condensadores de 10nF, 100nF, 470 $\mu$ F 0,1 $\mu$ F, 1uF, 100uF con tolerancia del 20 %.
- Potenciómetro de 10k y 1k.
- Regulador 7805
- Amplificadores  $\mu$ A741, lm741 y mc1741
- Dos protoboards.
- Transformador con center tap y puente rectificador de dos diodos.

## 7. Presentación de resultados

### 7.1. Osciladores

Descripción	$V_o$ [V]	$\Delta V_o$ [V]	$T$ [ms]	$\Delta T$ [ms]	$f$ [kHz]	$\Delta f$ [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	$R_x$ [kΩ]	$\Delta R_x$ [kΩ]	$RV1$ [kΩ]	$\Delta RV1$ [kΩ]	$X$	$\Delta X$
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.

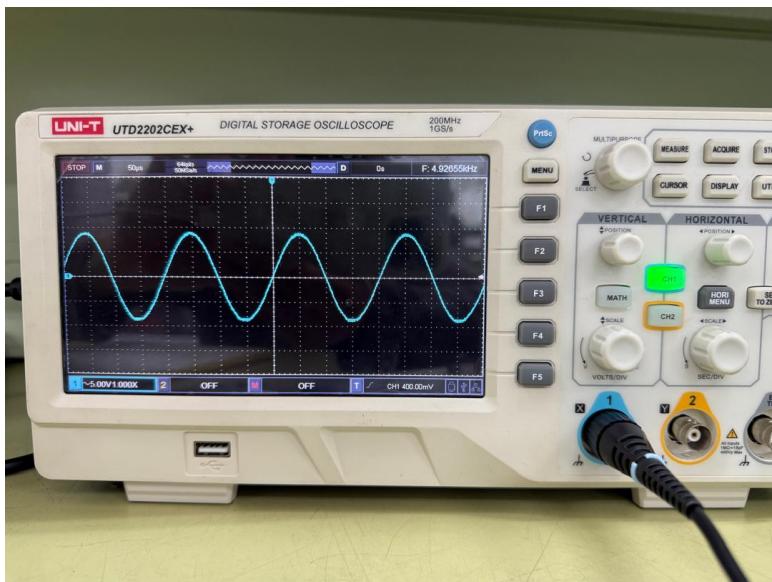


Ilustración 18: Medición Oscilador sin control de amplitud funcionando.

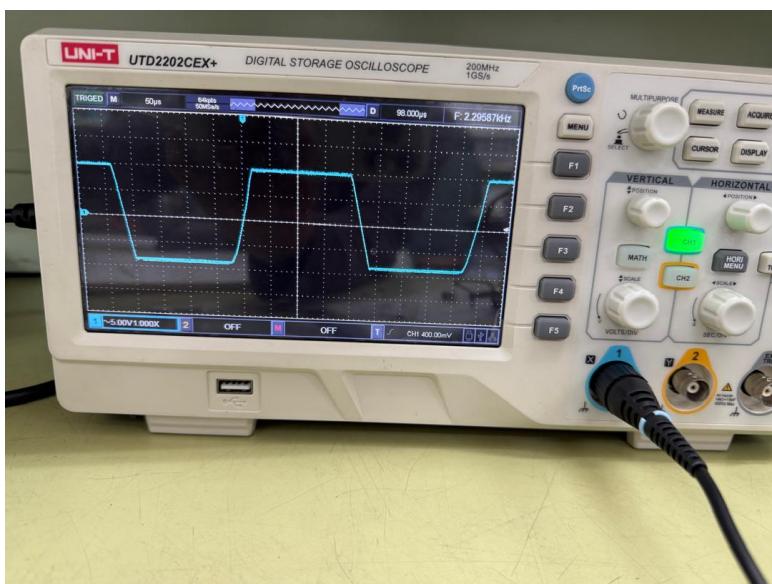


Ilustración 19: Oscilador sin control de amplitud saturado.

Descripción	$V_o$ [V]	$\Delta V_o$ [V]	$T$ [ms]	$\Delta T$ [ms]	$f$ [kHz]	$\Delta f$ [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	$R$ [kΩ]	$\Delta R$ [kΩ]	$RV_1$ [kΩ]	$\Delta RV_1$ [kΩ]	$X$	$\Delta X$
Excusión máxima	6.50	0.01	10.00	0.50	0.65	0.03
Excusión mínima	4.84	0.01	10.00	0.50	0.48	0.03
Saturada	5.81	0.01	10.00	0.50	0.581	0.03

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

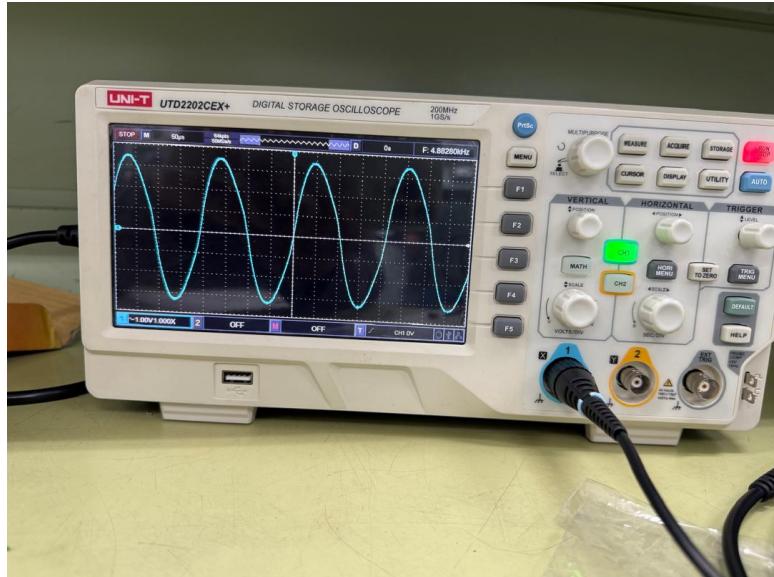


Ilustración 20: Oscilador con control de amplitud en excusión máxima.

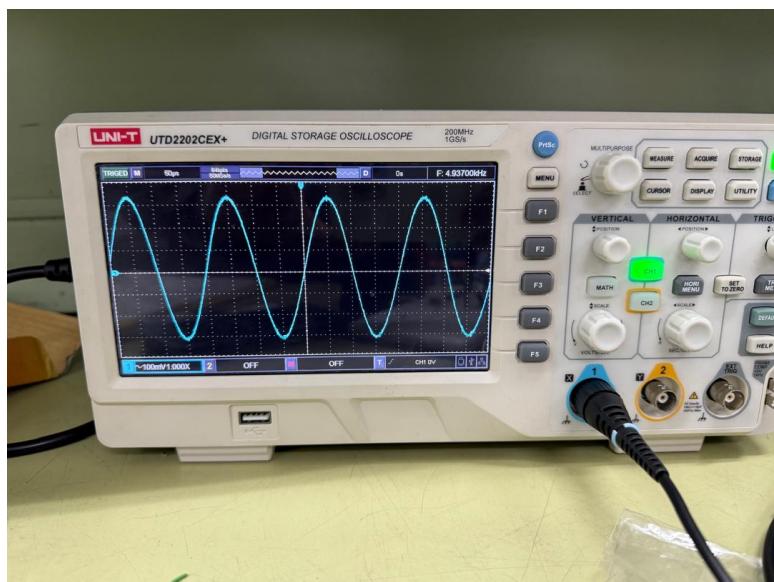


Ilustración 21: Oscilador con control de amplitud en excusión mínima.

Descripción	$V_o$ [V]	$\Delta V_o$ [V]	$V_i$ [V]	$\Delta V_i$ [V]	$A$	$\Delta A$
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.

$A$	$\Delta A$	Valor Teórico	% Error
2.95	0.25	3.00	1.67

Cuadro 6: Mediciones de ganancia del oscilador con control de amplitud y su error porcentual.

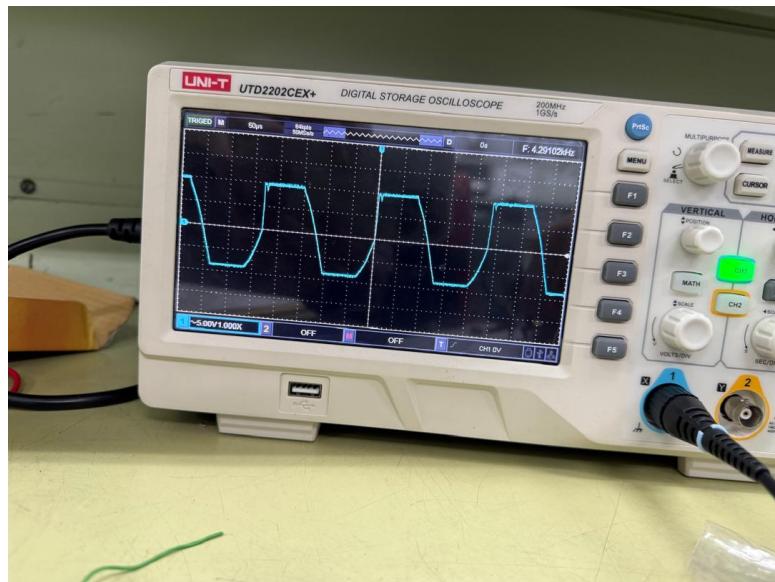


Ilustración 22: Oscilador con control de amplitud saturado.

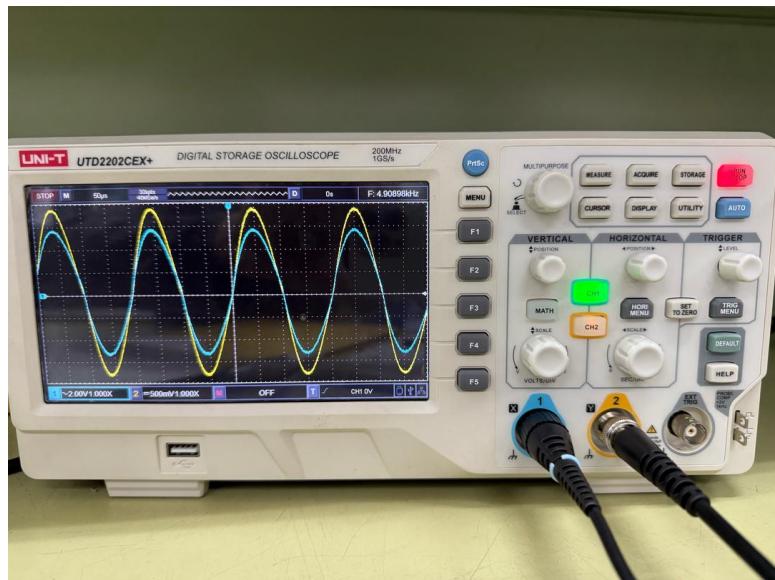


Ilustración 23: Medición de la ganancia del oscilador con control de amplitud.

descripción	$f$ [KHz]	$\Delta f$ [kHz]	Valor Teórico [kHz]	% Error
Excursión máxima	4.55	0.21	5.00	9.00
Excursión mínima	5.00	0.25	5.00	0.00
Saturada	5.00	0.25	5.00	0.00

Cuadro 7: Mediciones de frecuencia del oscilador con control de amplitud y su error porcentual.

## 7.2. Multivibradores

### 7.2.1. Multivibrator astable

La tabla 8 muestra las mediciones del multivibrator astable.

$V_c$	$\Delta V_c$	$V_o$	$\Delta V_o$	$T$	$\Delta T$	$f$	$\Delta f$
2.80	0.20	9.00	1.00	0.00023	0.00001	4347.826087	

Cuadro 8: Mediciones del multivibrator astable.

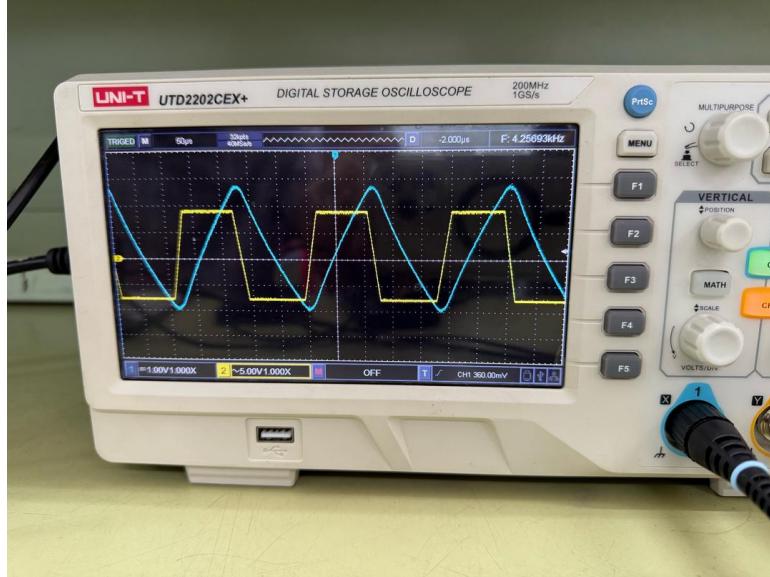


Ilustración 24: Medición de voltajes del multivibrator astable (canal 1  $V_o$ , canal 2  $V_c$ ).

### 7.2.2. Multivibrator monoestable

La tabla 9 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.

$V_c$	$\Delta V_c$	$V_p$	$\Delta V_p$
3.00	0.20	5.20	0.40

Cuadro 9: Mediciones voltaje DC del multivibrator monoestable.

La ilustración 25 muestra la tensión en el condensador y el voltaje del generador con un periodo de 13ms y un duty cycle de 90 %.

La tabla 10 muestra las mediciones adicionales del multivibrator monoestable a partir de la ilustración 27.

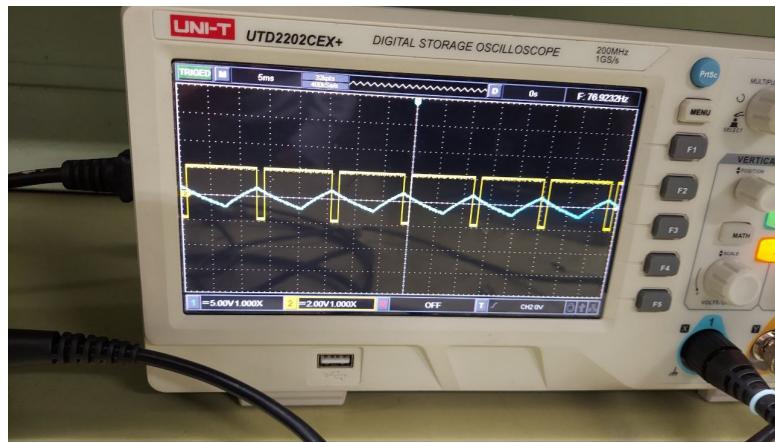


Ilustración 25: Medición de voltajes del multivibrador monoestable (canal 1  $V_c$ , canal 2  $V_c$ ). con un duty cycle del 90 % y  $T=13\text{ms}$ .

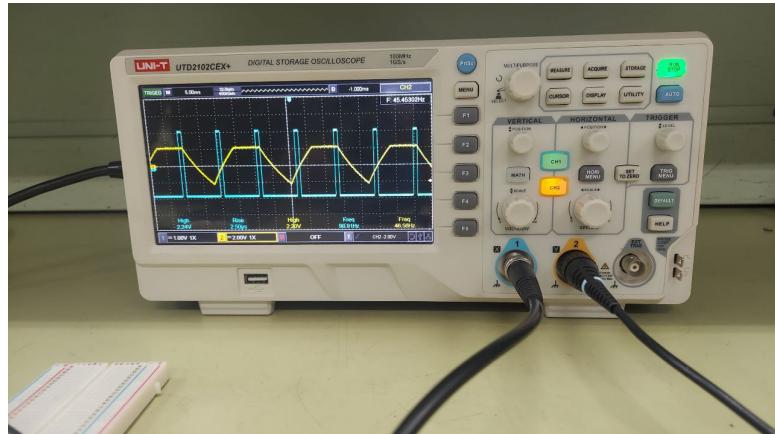


Ilustración 26: Medición de voltajes del multivibrador monoestable (canal 1  $V_c$ , canal 2  $V_c$ ). con un duty cycle del 10 % y  $T=11\text{ms}$ .

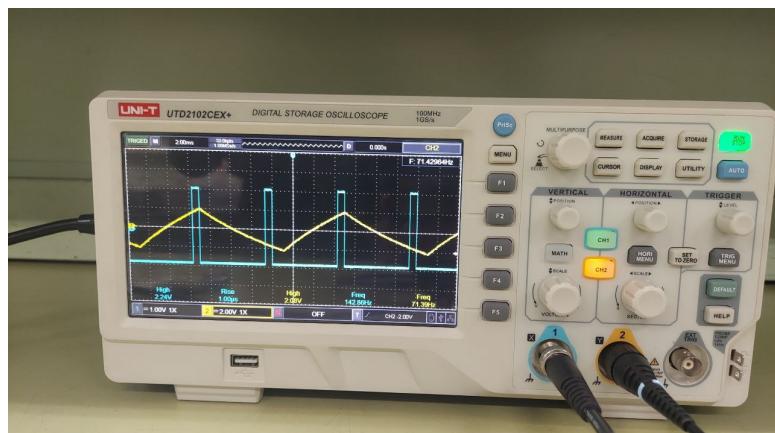


Ilustración 27: Medición de voltajes del multivibrador monoestable (canal 1  $V_c$ , canal 2  $V_c$ ). con un duty cycle del 10 % y  $T=7\text{ms}$ .

$V_c$ [V]	$\Delta V_c$ [V]	$T$ [ms]	$\Delta T$ [ms]
2.00	0.40	14.00	0.40

Cuadro 10: Mediciones del multivibrador monoestable con el generador conectado.

$T$ [ms]	$\Delta T$ [ms]	Valor teórico [ms]	Error %
14	0.4	10	40

Cuadro 11: Comparación de mediciones y valores teóricos del multivibrador monoestable.

### 7.3. Generador de funciones

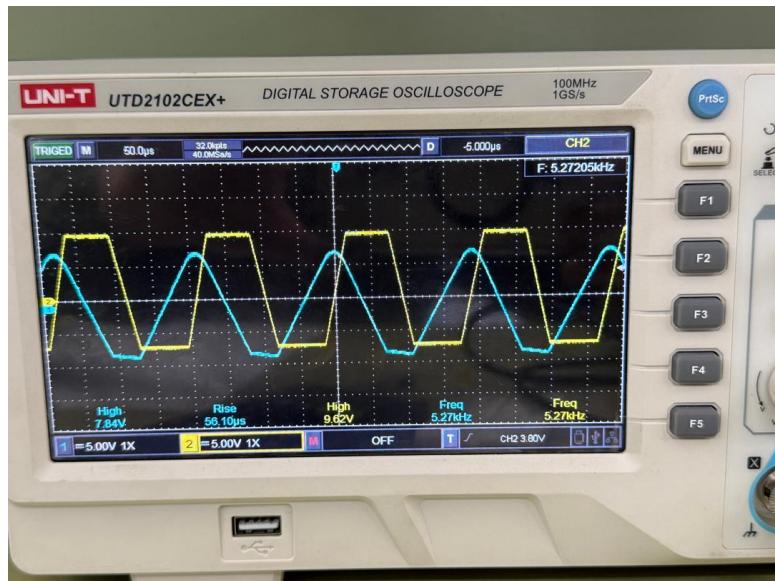


Ilustración 28: Medición de voltajes del generador de funciones.

Descripción	$V_C$ (V)	$\Delta V_C$ (V)	$V_P$ (V)	$\Delta V_P$ (V)	$V_T$ (V)	$\Delta V_T$ (V)	$T$ (s)	$\Delta T$ (s)
Generador funciones	10.00	1.00	6.40	0.40	7.60	0.40	192.00	4.00

Cuadro 12: Resultados obtenidos del generador de funciones

Descripción	$V_C$ (Vpp)	$\Delta V_C$ (Vpp)	$V_P$ (Vpp)	$\Delta V_P$ (V)	$V_T$ (V)	$\Delta V_T$ (V)	$T$ (s)	$\Delta T$ (s)
Generador funciones	17.00	1.00	13.60	0.40	7.60	0.40	192.00	4.00

Cuadro 13: Resultados obtenidos del generador de funciones midiendo voltaje pico-pico

$T_{sr}$ [ $\mu$ s]	$\Delta T_{sr}$ [ $\mu$ s]
32	4

Cuadro 14: Medición del tiempo de respuesta debido al Slewrate

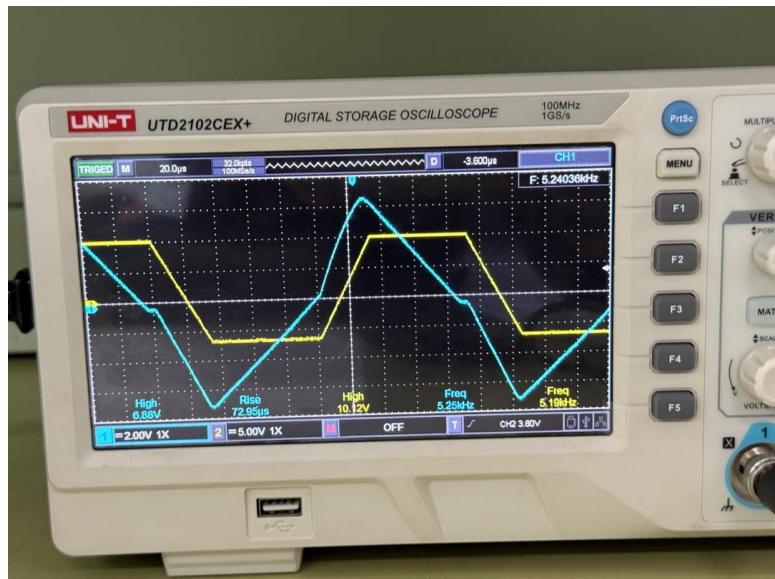


Ilustración 29: Medición de  $V_p$  en el generador de funciones.

## 8. Análisis de resultados

### 8.1. Análisis de las aplicaciones de las topologías clásicas

#### 8.1.1. Ganancias topologías clásicas

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

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

Cuadro 15: Comparación de ganancias medidas vs teóricas

Del análisis de los resultados se puede observar que:

- Para el amplificador inversor, se obtuvo una ganancia de  $-2.00 \pm 0.45$ , lo cual coincide exactamente con la ganancia teórica esperada de -2, resultando en un error del 0 %.
- En el caso del amplificador no inversor, se midió una ganancia de  $3.00 \pm 0.63$ , que también coincide perfectamente con el valor teórico de 3, presentando un error del 0 %.
- Para el amplificador restador, se obtuvo una ganancia de  $4.00 \pm 1.77$ . Este valor difiere significativamente del valor teórico esperado de 2, presentando un error del 100 %. Esta discrepancia se debe a un error cometido al momento de tomar la medición, ya que se consideró que el voltaje de entrada era  $V_1$  cuando realmente es la resta  $V_2 - V_1$ , esto llevó a una mala interpretación de los valores observados en el osciloscopio.

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

#### 8.1.2. Efecto del integrador no inversor

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

#### 8.1.3. Convertidor de tensión a corriente

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

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

Cuadro 16: Porcentaje de error del convertidor tensión-corriente.

I (mA)	$\Delta I$ (mA)	I Teórica [mA]	Error (%)
48.07	6.982	52	7.56

Cuadro 17: Porcentaje de error promedio del convertidor tensión-corriente.

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

El valor teórico de la corriente se obtuvo de la fórmula ?? con  $R_1 = 100k\Omega$  y  $V_i = 5.2V$ .

## 8.2. Análisis del amplificador operacional real

### 8.2.1. Ganancias topologías clásicas

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

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

Cuadro 18: Comparación de ganancias medidas vs teóricas

Del análisis de los resultados se puede observar que:

- Para el amplificador inversor, se obtuvo una ganancia de  $-2.00 \pm 0.45$ , lo cual coincide exactamente con la ganancia teórica esperada de -2, resultando en un error del 0 %.
- En el caso del amplificador no inversor, se midió una ganancia de  $3.00 \pm 0.63$ , que también coincide perfectamente con el valor teórico de 3, presentando un error del 0 %.
- Para el amplificador restador, se obtuvo una ganancia de  $4.00 \pm 1.77$ . Este valor difiere significativamente del valor teórico esperado de 2, presentando un error del 100 %. Esta discrepancia se debe a un error cometido al momento de tomar la medición, ya que se consideró que el voltaje de entrada era  $V_1$  cuando realmente es la resta  $V_2 - V_1$ , esto llevó a una mala interpretación de los valores observados en el osciloscopio.

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

### 8.2.2. Efecto del integrador no inversor

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

### 8.2.3. Convertidor de tensión a corriente

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

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

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

I (mA)	$\Delta I$ (mA)	I Teórica [mA]	Error (%)
48.07	6.982	52	7.56

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

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

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

### 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)	$\Delta V_C$ (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 21: Comparación Resultados experimentales con valores teóricos del voltaje  $V_c$

Descripción	$V_t$ (V)	$\Delta V_t$ (V)	Valor teórico (V)	Error %
Tensión	7.6	0.4	7.0	8.57

Cuadro 22: Resultados experimentales de la tensión  $V_t$  y comparación con el valor teórico

Descripción	$T$ ( $\mu s$ )	$\Delta T$ ( $\mu s$ )	Valor teórico ( $\mu s$ )	Error %
Periodo T	192.00	4	200.00	4.00
Retraso SR	32.00	4	27	18.52

Cuadro 23: Resultados experimentales de tiempos y comparación con valores teóricos

De la tabla 21 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 28 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 22 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 28 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 que la onda triangular también se satura la onda triangular para valores mínimos, mientras se encuentra en la transición debida al slewrate.

De la tabla 23 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, llegando a las siguientes conclusiones:

- Las topologías clásicas (inversor y no inversor) mostraron un comportamiento muy cercano al ideal, con errores del 0 % en sus ganancias. Esto demuestra la fiabilidad de estas configuraciones básicas cuando están correctamente implementadas.
- El amplificador operacional real  $\mu A741$  mostró limitaciones importantes en comparación con el modelo ideal:
  - La tensión de offset medida fue significativamente mayor que la especificada (error del 700 % respecto al valor típico), posiblemente debido a las diferentes condiciones de operación.
  - Las corrientes de bias mostraron una gran desviación (99.09 % de error), evidenciando la sensibilidad de estos parámetros a las condiciones de operación.
  - El producto ganancia-ancho de banda (GBWP) se mantuvo relativamente constante con errores menores al 13 %, validando esta característica fundamental del dispositivo.

- Los filtros activos implementados demostraron ser efectivos en el procesamiento de señales:
  - El filtro Sallen-Key mostró una excelente precisión en ganancia (0 % error) aunque con un error del 12.23 % en frecuencia.
  - El filtro de realimentación múltiple presentó mayores desviaciones (10 % en ganancia, 27.10 % en frecuencia), probablemente debido a las tolerancias de los componentes.
  - No fue posible medir el filtro de variables de estado debido a un error en el circuito implementado.
  - No se pudo medir el factor de amortiguamiento, por lo cual es necesario realizar más mediciones en las zonas de interés al realizar el barrido.
  - Por un lado el filtro de realimentación múltiple fue el más difícil de diseñar debido a la fuerte dependencia de sus parámetros de ganancia, frecuencia de corte y factor de amortiguamiento, esto se vio reflejado en los resultados, donde cambios en los componentes utilizados tuvieron un impacto significativo en los parámetros del filtro.
- En cuanto a las fuentes lineales y reguladores:
  - El regulador de voltaje de salida fija demostró excelente precisión con 0 % de error.
  - La fuente de corriente ajustable mostró variaciones significativas en su precisión (errores entre 0.74 % y 36.48 %), evidenciando la dificultad de ajuste preciso.
  - Se observó que el voltaje de rizado aumenta a medida que disminuye la carga, lo cual es un factor importante a considerar en el diseño de cualquier circuito que use reguladores.

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

## 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.