



Universidad  
Nacional  
de Córdoba



Facultad de  
Ciencias Exactas  
Físicas y Naturales

**Universidad Nacional de Córdoba**  
Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales  
Escuela de Ingeniería Electrónica

## Síntesis de Redes Activas

**Trabajo Práctico N° 1**  
Amplificadores Operacionales Ideales

### Integrantes

Díaz Mateo	DNI 41.265.543
Di Pasquo Franco	DNI 43.734.901
Oro Castro Magdalena	DNI 42.130.852

### Docentes

Ing. Pablo Ferreyra  
Ing. César Reale

Córdoba, República Argentina  
21 de noviembre de 2025

## Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>4</b>
<b>2. Desarrollo</b>	<b>5</b>
2.1. Amplificador diferencial . . . . .	5
2.2. Fuente de corriente controlado por tensión . . . . .	10
2.3. Rectificador de precisión . . . . .	15
2.4. Comparador con histéresis . . . . .	20
2.5. Ejercicio adicional II: Oscilador de relajación . . . . .	23
<b>3. Ejercicio adicional I: Regulador de carga de batería</b>	<b>28</b>
<b>4. Ejercicio adicional II: Oscilador de relajación</b>	<b>28</b>

## Índice de figuras

1.	Circuito I: Amplificador diferencial . . . . .	5
2.	Circuito Amplificador Operacional . . . . .	7
3.	Circuito Simulado . . . . .	7
4.	Barrido individual V1 con V2=0 . . . . .	8
5.	Barrido individual V2 con V1=0 . . . . .	8
6.	Comparación de respuestas de barridos individuales . . . . .	8
7.	Barrido en modo común . . . . .	9
8.	Respuesta en modo común (transitorio) . . . . .	9
9.	Respuesta en modo diferencial (transitorio) . . . . .	10
10.	Circuito II: Fuente de corriente controlada por tensión. . . . .	10
11.	Circuito simulado en LtSpice. . . . .	12
12.	Corriente $I_{RL}$ en función de $V_{in}$ para distintos valores de $R_L$ (caso $V_{in} = 0,5$ V). . . . .	12
13.	Corriente $I_{RL}$ en función de $V_{in}$ para distintos valores de $R_L$ (caso $V_{in} = 1$ V). . . . .	13
14.	Corriente $I_{RL}$ en función de $V_{in}$ para distintos valores de $R_L$ (caso $V_{in} = 2$ V). . . . .	13
15.	Tensión de salida $V_o$ para distintos valores de $R_L$ (caso $V_{in} = 0,5$ V). . . . .	13
16.	Tensión de salida $V_o$ para distintos valores de $R_L$ (caso $V_{in} = 1$ V). . . . .	14
17.	Tensión de salida $V_o$ para distintos valores de $R_L$ (caso $V_{in} = 2$ V). . . . .	14
18.	Circuito III: Rectificador de precisión. . . . .	15
19.	Circuito simulado en LtSpice para el rectificador de precisión. . . . .	17
20.	Formas de onda del rectificador de precisión: entrada, nodo intermedio y salida final. . . . .	17
21.	Zoom del barrido DC: comparación entre $V_{o1}$ y $V_{o2}$ para bajos niveles de señal. . . . .	17
22.	Circuitos utilizados: rectificador de precisión y rectificador convencional. . . . .	18
23.	Comparación entre las salidas del rectificador de precisión y el convencional. . . . .	18
24.	Circuitos utilizados para la comparación: rectificador de precisión vs. rectificador convencional. . . . .	19
25.	Comparación entre rectificador de precisión y rectificador convencional. . . . .	19
26.	Circuito IV: Comparador con histéresis. . . . .	20
27.	Circuito utilizado para la simulación del comparador con histéresis. . . . .	21
28.	Formas de onda del comparador con histéresis bajo alimentación simétrica. . . . .	21
29.	Circuito del comparador con histéresis bajo alimentación asimétrica. . . . .	22
30.	Respuesta temporal del comparador con histéresis bajo alimentación asimétrica. . . . .	22
31.	Circuito oscilador de relajación . . . . .	23
32.	Simulacion oscilador de relajación AD8066 . . . . .	25
33.	Formas de onda Oscilador de relajación . . . . .	26
34.	Circuito oscilador de relajación LM324 . . . . .	26
35.	Formas de ondas oscilador LM324 . . . . .	27

## Índice de tablas

1. Corriente  $I_L$  simulada para distintas resistencias de carga y tensiones de entrada. . . . . 14
2. Tensión de salida  $V_o$  simulada para distintas resistencias de carga y tensiones de entrada. 15

## 1. Introducción

Este trabajo práctico tiene como objetivo el análisis teórico y experimental de distintas configuraciones de amplificadores operacionales ideales, con y sin realimentación. Se busca estudiar circuitos analógicos lineales (como inversores, no inversores y sumadores) y no lineales (comparadores, ventanas, etc) mediante simulaciones y mediciones. Así como familiarizarse con el armado y análisis de circuitos analógicos lineales y no lineales, considerando para los cálculos iniciales el amplificador como ideal.

Los objetivos particulares, entonces, serán:

- Realizar una introducción teórica sintética del tema a tratar.
- Analizar los circuitos propuestos, todos los cálculos analíticos y su desarrollo numérico.
- Simulación en SPICE .
- Analizar las condiciones de operación límite.
- Armar el circuito y hacer las mediciones en laboratorio.
- Finalmente, se compararán los valores calculados, simulados y medidos, y se extraerán conclusiones acerca de las diferencias. Analizar las causas.

## 2. Desarrollo

### 2.1. Amplificador diferencial

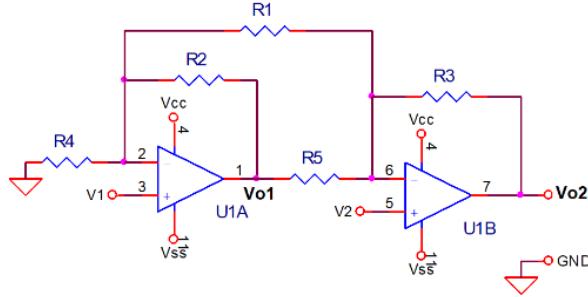


Figura 1: Circuito I: Amplificador diferencial.

#### A. DATOS

Se analiza el circuito amplificador diferencial de la Fig. 1 implementado con dos amplificadores operacionales LM324 alimentados con  $V_{cc} = +10\text{ V}$  y  $V_{ss} = -10\text{ V}$ . Se asume que todos los resistores tienen el mismo valor:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$$

#### B. ANÁLISIS TEÓRICO

**Determinación de  $V_{o1} = f(V_1)$**

Para determinar la tensión de salida en función de  $V_1$  se considera  $V_2 = 0$ , y aplicamos el principio de superposición.

En el nodo “1” (salida del primer amplificador operacional U1A), llamamos  $V_x$  a la tensión en la salida de esta etapa. Ahora aplicando LKC en el nodo inversor, y considerando que el operacional es ideal (tiene impedancia de entrada infinita, por lo que no tendrá corriente):

$$\frac{V_1 - V_x}{R} + \frac{0 - V_x}{R} + \frac{V_{o1} - V_x}{R} = 0 \Rightarrow -V_1 + V_x + V_x + V_x - V_{o1} = 0$$

Luego si remplazamos  $V_2 = 0$ , obtenemos:

$$V_{o1} = 3V_1$$

Tenemos luego que en esta etapa el amplificador entrega una señal tres veces mayor que la entrada  $V_1$

#### Entrada inversora del segundo AO

En el nodo 6 confluyen tres ramas: desde  $V_{o1}$  por  $R_5$ , desde  $V_2$  por  $R_1$  y la realimentación desde  $V_{o2}$  por  $R_3$ . Nombramos  $V_x$  a la tensión del nodo 6. Aplicando LKC:

$$\frac{V_{o1} - V_x}{R_5} + \frac{0 - V_x}{R_1} + \frac{V_{o2} - V_x}{R_3} = 0$$

Como  $R_1 = R_3 = R_5 = R$ , multiplicando por  $R$  y agrupando:

$$(V_{o1} + V_{o2}) - 3V_x = 0 \Rightarrow V_x = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{3}$$

Por ser un AO ideal, el nodo 6 sigue a la entrada no inversora de U1B (divisor superior  $R_1-R_2$ ), que con  $V_2 = 0$  queda en  $V_x = \frac{V_1+0}{2} = \frac{V_1}{2}$ . Sustituyendo  $V_x$  y usando que en la primera etapa se obtuvo  $V_{o1} = 3V_1$ :

$$\frac{V_{o1} - V_x}{R} + \frac{0 - V_x}{R} + \frac{V_{o2} - V_x}{R} = 0 \Rightarrow (3V_1 - \frac{V_1}{2}) + (0 - \frac{V_1}{2}) + (V_{o2} - \frac{V_1}{2}) = 0$$

$$\Rightarrow 2V_1 + V_{o2} - \frac{V_1}{2} = 0 \Rightarrow V_{o2} = -\frac{3}{2}V_1$$

Se sustituye  $V_{o1}$  y se tiene en cuenta el acoplamiento resistivo entre las dos etapas con todas las resistencias iguales, obteniendo así:

$$V_{o2} = -4V_1$$

**Determinación de  $V_{o1} = f(V_2)$**

Ahora, si analizamos el circuito pasivando  $V_1 = 0$ , repetimos el análisis:  
Primero, en la primera etapa (U1A) aplicando LKC se obtiene:

$$\frac{V_{o1}}{R_2} - \frac{V_2}{R_1} = 0 \Rightarrow V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1}V_2 = -V_2$$

con  $R_1 = R_2$ .

Ahora, analizamos la segunda etapa (U1B) en el nodo 6. Igualamos la corriente de la rama de realimentación con la suma de las otras dos ramas (todas con  $R$ ):

$$\frac{V_{o2} - V_2}{R_3} = \frac{V_2 - V_{o1}}{R_5} + \frac{V_2}{R_1}$$

Con  $R_1 = R_3 = R_5 = R$  y  $V_{o1} = -V_2$ :

$$\frac{V_{o2} - V_2}{R} = \frac{V_2 - (-V_2)}{R} + \frac{V_2}{R} \Rightarrow V_{o2} - V_2 = 2V_2 + V_2$$

$$\Rightarrow V_{o2} = 4V_2$$

**Análisis en modo diferencial y común**

### 1) Modo diferencial

Se define la tensión de modo diferencial como:

$$V_D = V_2 - V_1$$

y con las tensiones de entrada:

$$V_1 = -\frac{V_D}{2}, \quad V_2 = +\frac{V_D}{2}$$

Reemplazando en las expresiones generales de salida:

$$\begin{aligned} V_{o1} &= 3\left(-\frac{V_D}{2}\right) - \frac{V_D}{2} = -2V_D \\ V_{o2} &= 4\left(\frac{V_D}{2} - \left(-\frac{V_D}{2}\right)\right) = 4V_D \end{aligned}$$

### 2) Modo común

Se define la tensión de modo común como:

$$V_C = \frac{(V_1 + V_2)}{2}$$

Si ambas entradas son iguales, es decir  $V_1 = V_2 = V_C$ , se obtiene:

$$V_{o1} = 3V_C - V_C = 2V_C \quad V_{o2} = 4(V_C - V_C) = 0$$

Entonces, el circuito anula completamente el modo común en la salida  $V_{o2}$  y amplifica únicamente la componente diferencial.

Por lo tanto, la relación de rechazo al modo común resulta:

$$RRMC = \frac{V_D}{V_C} = \infty$$

lo que indica un rechazo perfecto del modo común bajo las condiciones ideales asumidas.

### Análisis de impedancias

Para el análisis de las impedancias vistas por cada entrada, se considera que el amplificador operacional es ideal, es decir, presenta impedancia de entrada infinita e impedancia de salida nula. De este modo:

$$Z_{i1} = \frac{V_1}{I_{i1}} = \infty \quad Z_{i2} = \frac{V_2}{I_{i2}} = \infty$$

Por esto, las fuentes de señal no entregan corriente al amplificador.

Entonces la impedancia de salida es:

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = 0$$

## C. SIMULACIÓN

Para verificar el comportamiento del circuito se propone:

- Simular barrido de  $V_1$  con  $V_2 = 0$  y viceversa.
- Simular barrido de  $V_D$  manteniendo  $V_C = 0$ .
- Simular barrido de  $V_C$  manteniendo  $V_D = 0$ .

con el objetivo de comprobar las relaciones obtenidas teóricamente para cada modo de operación.

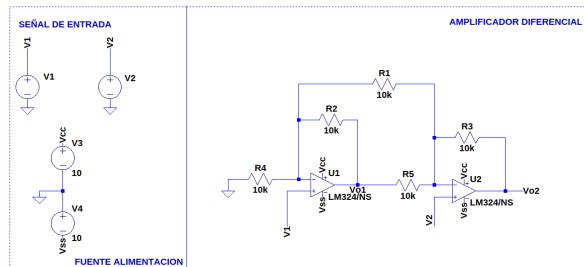


Figura 2: Circuito Amplificador Operacional

Esperamos:

$$\frac{V_{o1}}{V_D} = -2, \quad \frac{V_{o2}}{V_D} = +4, \quad \frac{V_{o1}}{V_C} = +2, \quad \frac{V_{o2}}{V_C} = 0$$

El circuito simulado en LtSpice con su barrido en frecuencia se ve como el siguiente:

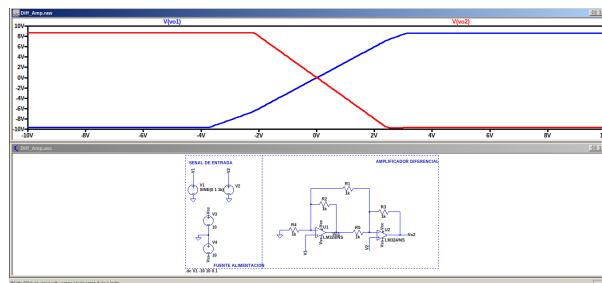


Figura 3: Circuito Simulado

Para complementar el desarrollo de los trabajos prácticos de la materia, se decidió utilizar la información obtenida de las simulaciones para generar un script en Python que permita reproducir el

comportamiento del circuito. De esta forma, se integró el modelo a una plantilla en Jupyter Notebook, lo que facilita la explicación de los resultados y la presentación ordenada de los gráficos y códigos. Los siguientes gráficos fueron obtenidos mediante este procedimiento.

### Barrido de entradas individuales

Primero se simularon los barridos de cada entrada por separado:

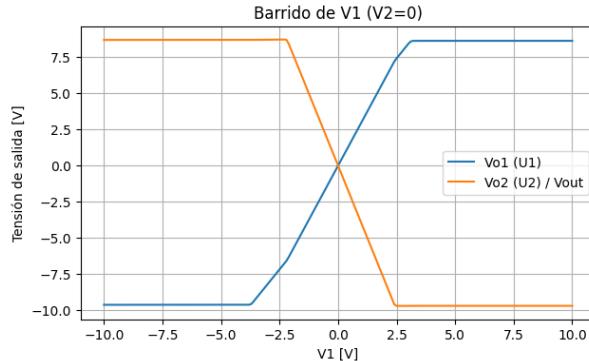


Figura 4: Barrido individual V1 con V2=0

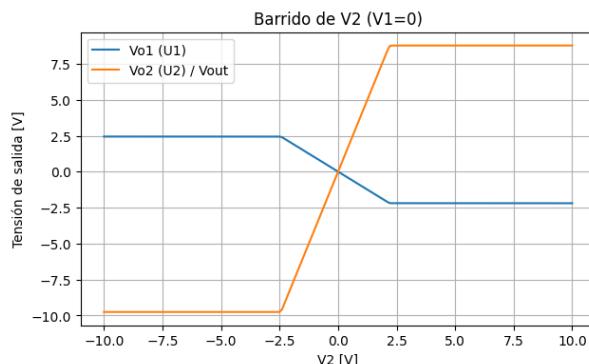


Figura 5: Barrido individual V2 con V1=0

En ambas simulaciones se observó que las salidas  $V_{o1}$  y  $V_{o2}$  cumplen con los valores teóricos esperados:

$$\frac{V_{o1}}{V_D} = -2, \quad \frac{V_{o2}}{V_D} = +4$$

Es decir, la primera etapa amplifica  $V_1$  con ganancia  $-2$  y la segunda entrega una ganancia total de  $+4$ , confirmando la relación analítica  $V_{o2} = 4(V_2 - V_1)$ .

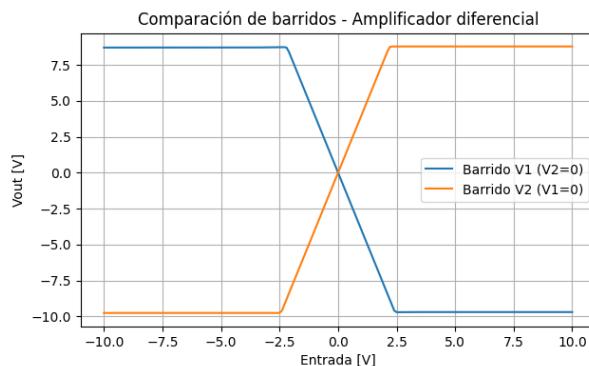


Figura 6: Comparación de respuestas de barridos individuales

En los gráficos se ve cómo al aumentar  $V_1$ , la salida  $V_{o2}$  varía con pendiente negativa, es decir que hay una inversión de fase, mientras que para el barrido de  $V_2$  la respuesta es positiva. De esta manera se generan dos curvas simétricas respecto del eje horizontal, lo que valida la simetría del circuito.

### Barrido en modo común

Se simuló también el barrido de modo común, aplicando  $V_1 = V_2 = V_C$ . En este caso, la salida  $V_{o2}$  se mantiene en cero durante todo el barrido, mientras que  $V_{o1}$  varía levemente debido a su configuración no inversora.

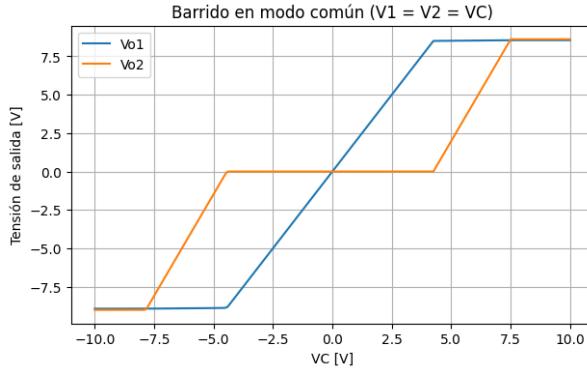


Figura 7: Barrido en modo común

Esto confirma que el circuito rechaza completamente la componente de modo común, que es lo que se esperaba del análisis ideal, resultando un RRMC teórico infinito.

### Respuesta transitoria

Para visualizar el comportamiento dinámico, se aplicaron señales senoidales en ambos modos:

- **Modo común:**  $V_1 = V_2 = V_C(t)$
- **Modo diferencial:**  $V_2 = -V_1 = \frac{V_D(t)}{2}$

Se observa así, que las dos entradas y la salida permanecen superpuestas, sin diferencia de amplitud significativa, lo que indica rechazo total del modo común.

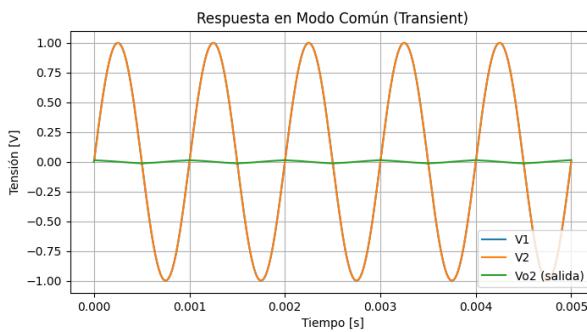


Figura 8: Respuesta en modo común (transitorio)

Por otro lado, podemos identificar también la respuesta en modo diferencial, donde la salida se amplifica claramente respecto de las señales de entrada, verificando la ganancia teórica de 4:

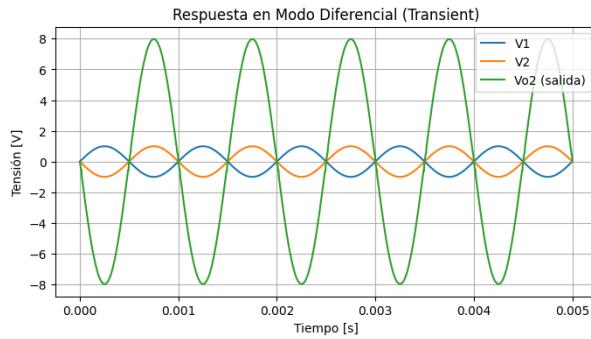


Figura 9: Respuesta en modo diferencial (transitorio)

Con esto se pudo confirmar que los resultados obtenidos en la simulación coinciden con los obtenidos en el análisis teórico.

## 2.2. Fuente de corriente controlado por tensión

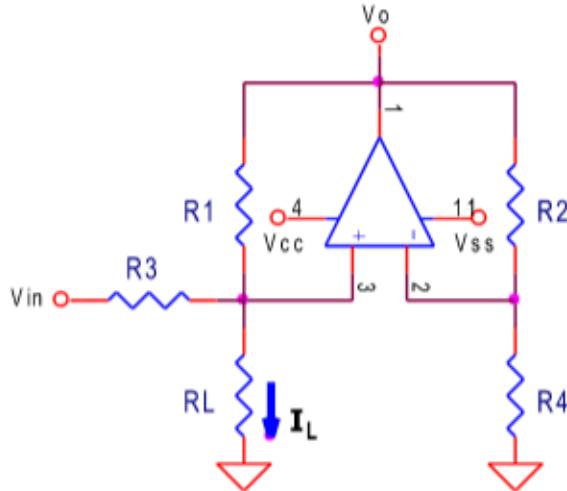


Figura 10: Circuito II: Fuente de corriente controlada por tensión.

### A. DATOS

Se analiza el circuito de la Fig. 2, que implementa una fuente de corriente controlada por tensión utilizando un AO LM324. La alimentación es simétrica:  $V_{cc} = +10\text{ V}$ ,  $V_{ss} = -10\text{ V}$ .

Los valores de los resistores son:

$$R_1 = 100\Omega, \quad R_2 = 10\text{k}\Omega, \quad R_3 = 1\text{k}\Omega, \quad R_4 = 100\text{k}\Omega$$

### B. ANÁLISIS TEÓRICO

**Determinación de  $V_o = f(V_{in}, R_L)$**

Primero, determinamos la tensión en la entrada no inversora del amplificador operacional ( $v^+$ ), que se obtiene como un divisor resistivo entre  $R_2$  y  $R_4$  en el nodo “2” del circuito:

$$v^+ = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot V_o$$

Luego, aplicamos la Ley de Corrientes de Kirchhoff (LKC) en el nodo “3”, correspondiente a la entrada inversora del AO. En este nodo confluyen tres corrientes: la que proviene de  $V_{in}$  por  $R_3$ , la que llega desde masa por  $R_1$  y la que proviene de la salida a través de la carga  $R_L$ :

$$\frac{V_{in} - V^-}{R_3} + \frac{0 - V^-}{R_1} + \frac{V_o - V^-}{R_L} = 0$$

Como el amplificador es ideal, se cumple que  $V^+ = V^-$ , por lo tanto:

$$V^- = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot V_o$$

Reemplazamos en la ecuación anterior y ordenamos los términos:

$$\frac{V_{in} - \frac{R_4}{R_2 + R_4} V_o}{R_3} + \frac{-\frac{R_4}{R_2 + R_4} V_o}{R_1} + \frac{V_o - \frac{R_4}{R_2 + R_4} V_o}{R_L} = 0$$

Agrupando respecto a  $V_o$ :

$$\frac{V_{in}}{R_3} = V_o \cdot \left( \frac{R_4}{R_1(R_2 + R_4)} + \frac{1}{R_L} \left( 1 - \frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) + \frac{R_4}{R_3(R_2 + R_4)} \right)$$

Despejando  $V_o$  se obtiene la expresión general:

$$V_o = \frac{V_{in}}{\left( \frac{R_4}{R_3(R_2 + R_4)} + \frac{R_4}{R_1(R_2 + R_4)} + \frac{R_2}{R_L(R_2 + R_4)} \right)}$$

Si la resistencia de carga es grande ( $R_L \rightarrow \infty$ ), el circuito se comporta como una fuente de corriente ideal, y la ecuación se simplifica a:

$$V_o = \frac{V_{in}}{1,1 \times 10^{-3}} = 909 \cdot V_{in}$$

**Determinación de la corriente de carga  $I_{RL} = f(V_o, R_L)$**

La corriente que circula por la carga se obtiene aplicando la ley de Ohm:

$$I_{RL} = \frac{V_o}{R_L}$$

Reemplazando la expresión anterior de  $V_o$ :

$$I_{RL} = \frac{V_{in}}{1,1 \times 10^{-3} \cdot R_L}$$

Por lo tanto, la corriente de carga resulta directamente proporcional a la tensión de entrada  $V_{in}$  e independiente del valor de  $R_L$  (mientras el AO no sature), cumpliendo la función de una **fuente de corriente controlada por tensión**.

**Resistencia máxima de carga  $R_{L_{max}}$**

La tensión máxima de salida del amplificador operacional es de aproximadamente  $V_o = 10$  V (por saturación). Despejando de la relación  $V_o = I_{RL} \cdot R_L$  se obtiene:

$$R_{L_{max}} = \frac{V_o}{I_{RL}} = \frac{10 \cdot 1,1 \times 10^{-3}}{V_{in}} = \frac{0,011}{V_{in}}$$

De esta forma,  $R_{L_{max}}$  representa el límite a partir del cual el AO deja de mantener la corriente constante y el circuito deja de comportarse como fuente de corriente ideal.

### C. MEDICIÓN / SIMULACIÓN

Para validar el comportamiento del circuito se realizaron simulaciones en LtSpice y nuevamente se procesaron los datos mediante un script en Python. Se analizó la dependencia de la corriente de carga  $I_{RL}$  y de la tensión de salida  $V_o$  frente a variaciones de  $R_L$  y de la señal de entrada  $V_{in}$ .

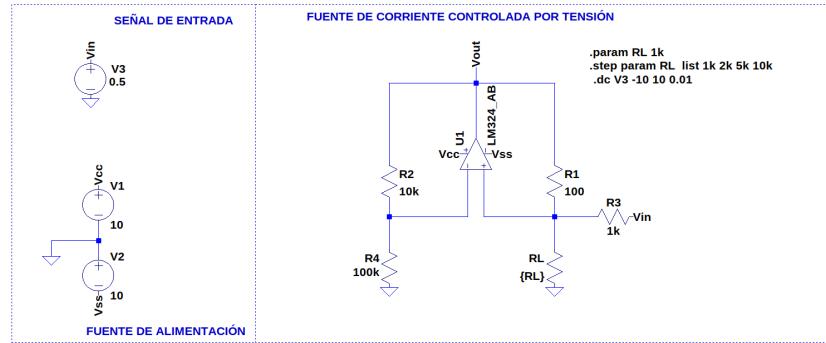


Figura 11: Circuito simulado en LtSpice.

Se realizaron tres simulaciones principales fijando el valor de entrada en:

$$V_{in} = 0,5 \text{ V}, \quad V_{in} = 1 \text{ V}, \quad V_{in} = 2 \text{ V}$$

y para cada tensión de entrada se evaluaron los valores de  $I_{RL}$  y  $V_o$  para diferentes resistencias de carga  $R_L$ .

#### Barrido de corriente

Primero, se analizaron las curvas  $I_{RL}$  vs.  $V_{in}$  para distintos valores de carga. A continuación, se muestran las curvas obtenidas para  $V_{in} = 0,5 \text{ V}$ :

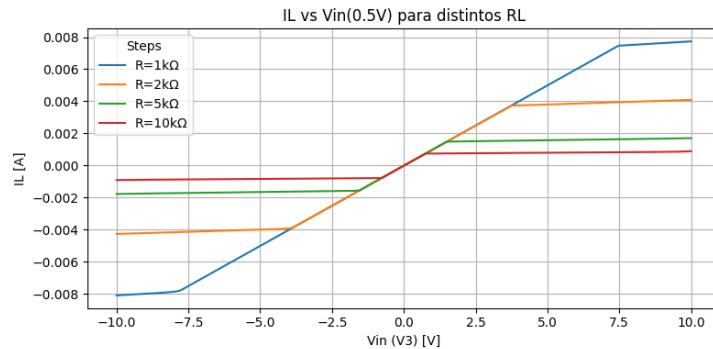


Figura 12: Corriente  $I_{RL}$  en función de  $V_{in}$  para distintos valores de  $R_L$  (caso  $V_{in} = 0,5 \text{ V}$ ).

De la misma manera, se obtuvieron los barridos para  $V_{in} = 1 \text{ V}$  y  $V_{in} = 2 \text{ V}$ :

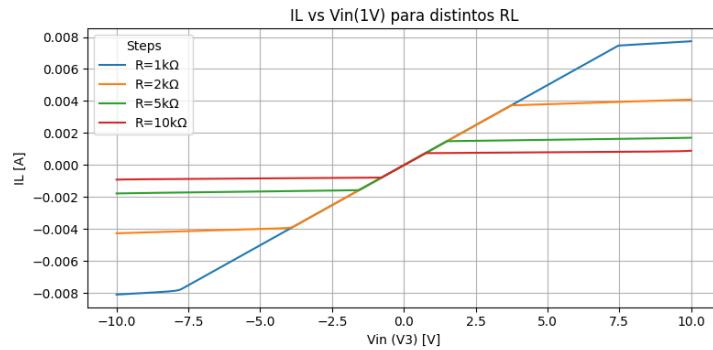


Figura 13: Corriente  $I_{RL}$  en función de  $V_{in}$  para distintos valores de  $R_L$  (caso  $V_{in} = 1 \text{ V}$ ).

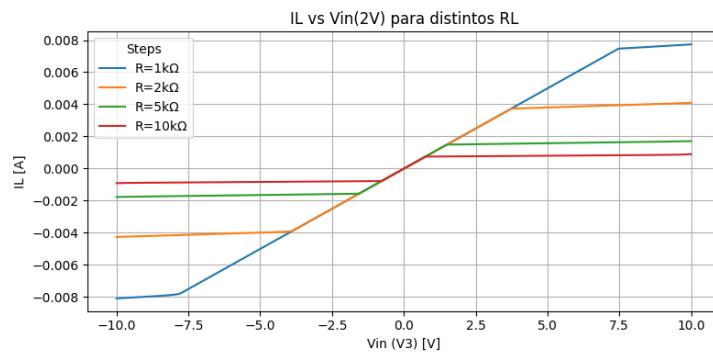


Figura 14: Corriente  $I_{RL}$  en función de  $V_{in}$  para distintos valores de  $R_L$  (caso  $V_{in} = 2 \text{ V}$ ).

Aunque estas curvas muestran la variación de  $I_{RL}$  cuando se barre  $V_{in}$ , los valores relevantes para este trabajo práctico son los obtenidos para los puntos fijos  $V_{in} = 0,5 \text{ V}$ ,  $V_{in} = 1 \text{ V}$  y  $V_{in} = 2 \text{ V}$ , que se resumen más adelante en las tablas.

### Barrido de tensión de salida

También se procesaron los datos de salida  $V_o$ , obteniéndose las siguientes curvas para los tres valores de  $V_{in}$  analizados:

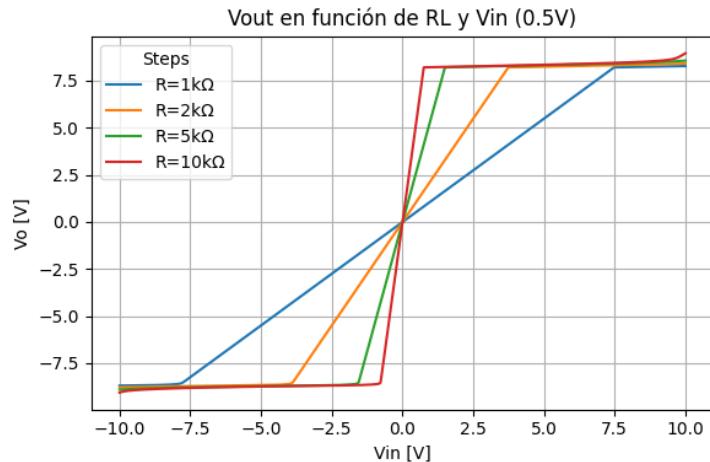


Figura 15: Tensión de salida  $V_o$  para distintos valores de  $R_L$  (caso  $V_{in} = 0,5 \text{ V}$ ).

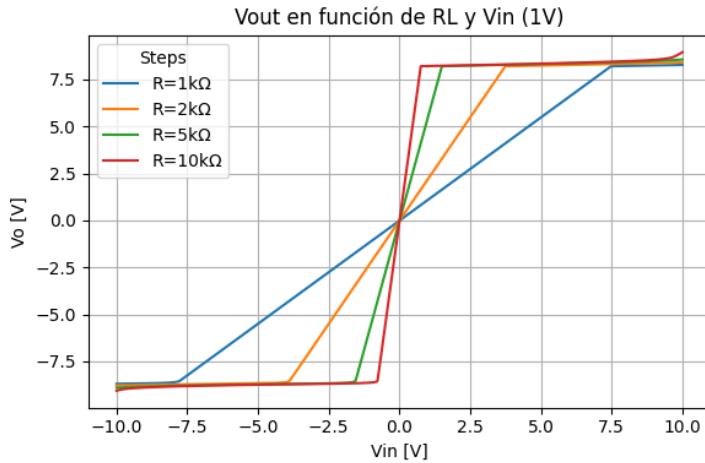


Figura 16: Tensión de salida  $V_o$  para distintos valores de  $R_L$  (caso  $V_{in} = 1$  V).

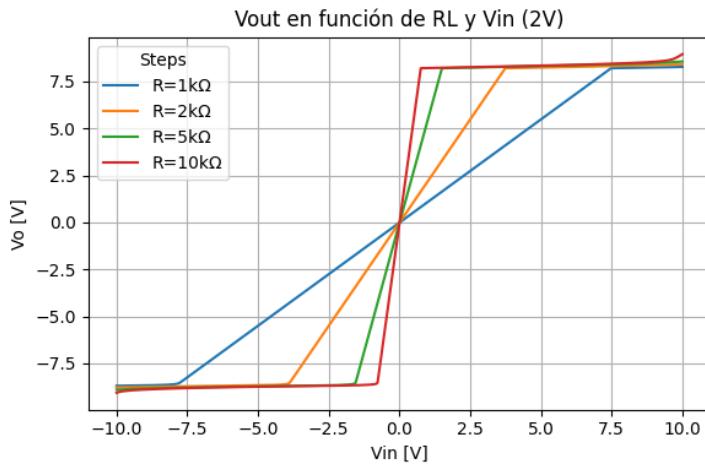


Figura 17: Tensión de salida  $V_o$  para distintos valores de  $R_L$  (caso  $V_{in} = 2$  V).

### Resumen de resultados

Obteniendo datos de LtSpice y procesandolos, se pudieron generar tablas que resuman los valores simulados de corriente y tensión de salida para los distintos valores de  $R_L$  y  $V_{in}$ .

$R_L$ [ $\Omega$ ]	$I_L$ [A]		
	$V_{in} = 0,5$	$V_{in} = 1$	$V_{in} = 2$
1 k	8.08 m	8.08 m	8.08 m
2 k	4.26 m	4.26 m	4.26 m
5 k	1.77 m	1.77 m	1.77 m
10 k	0.907 m	0.907 m	0.907 m

Tabla 1: Corriente  $I_L$  simulada para distintas resistencias de carga y tensiones de entrada.

Para los valores de carga analizados, el amplificador entra rápidamente en saturación (aprox.  $\pm 8$  V), por lo que la corriente  $I_{RL}$  queda prácticamente fija para cada valor de  $R_L$  y resulta independiente de  $V_{in}$ . Esto concuerda con la relación:

$$I_{RL} \approx \frac{V_{sat}}{R_L}$$

Por otro lado, la tensión de salida  $V_o$  sí varía con la entrada hasta alcanzar el límite de saturación del operacional.

$R_L$ [Ω]	$V_o$ [V]		
	$V_{in} = 0,5$	$V_{in} = 1$	$V_{in} = 2$
1 k	0.50	1.00	2.00
2 k	1.00	2.00	4.00
5 k	2.50	5.00	8.00
10 k	4.50	7.80	8.20

Tabla 2: Tensión de salida  $V_o$  simulada para distintas resistencias de carga y tensiones de entrada.

### 2.3. Rectificador de precisión

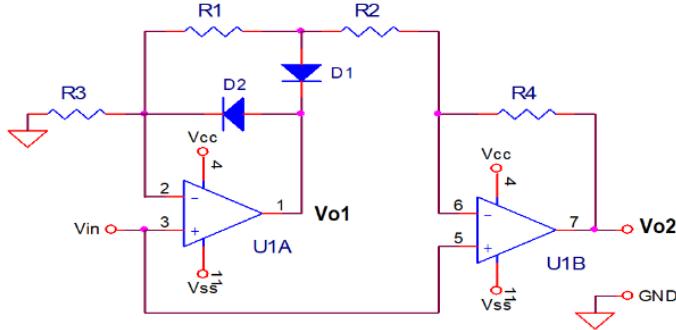


Figura 18: Circuito III: Rectificador de precisión.

#### A. DATOS

Se analiza el circuito rectificador de precisión de la Fig. 3, implementado con dos amplificadores operacionales LM324 y diodos 1N4148. Alimentación simétrica:  $V_{cc} = +10$  V,  $V_{ss} = -10$  V.

Los valores de los componentes son:

$$R_1 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 5 \text{ k}\Omega, \quad D_1 = D_2 = 1N4148$$

#### B. ANÁLISIS TEÓRICO

El circuito rectificador de precisión se analiza considerando dos casos, según el signo de la señal de entrada  $V_{in}$ . El análisis se realiza suponiendo amplificadores operacionales ideales y despreciando la caída de tensión en los diodos (modelo ideal de conmutación).

**Caso 1:**  $V_{in} > 0$

En este caso, el diodo  $D_2$  conduce y el diodo  $D_1$  permanece en corte. El amplificador operacional  $U1A$  funciona como inversor y  $U1B$  como seguidor de tensión. La corriente fluye por  $D_2$ , haciendo que el lazo de realimentación actúe a través de  $R_3$  y  $R_4$ .

Aplicando la Ley de Corrientes de Kirchhoff (LKC) en el nodo “0” (salida de  $U1A$ ):

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} + \frac{0 - V_1}{R_3} = 0$$

Despejando  $V_1$ :

$$V_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{in}$$

Reemplazando valores:  $R_1 = R_3 = 10$  kΩ, se obtiene:

$$V_1 = \frac{10}{10 + 10} V_{in} = \frac{1}{2} V_{in}$$

Entonces en la entrada inversora de  $U1B$ :

$$\frac{V_1 - V_2}{R_2} + \frac{0 - V_2}{R_4} = 0$$

$$\Rightarrow V_2 = \frac{R_4}{R_2 + R_4} V_1$$

Reemplazando  $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$  y  $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ :

$$V_2 = \frac{10}{5 + 10} V_1 = \frac{2}{3} V_1$$

Por lo tanto:

$$V_o = V_2 = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} V_{in} = \frac{1}{3} V_{in}$$

En este caso, la salida sigue la señal de entrada con una ganancia baja y positiva, sin invertir la fase.

**Caso 2:**  $V_{in} < 0$

Cuando la señal de entrada es negativa, el diodo  $D_1$  conduce y  $D_2$  queda en corte. En esta condición, el amplificador  $U1A$  actúa como inversor, y el amplificador  $U1B$  también opera como inversor, generando una salida de signo opuesto a la entrada.

Para el nodo “0” (salida de  $U1A$ ):

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} + \frac{0 - V_1}{R_3} = 0 \quad \Rightarrow \quad V_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{in} = \frac{1}{2} V_{in}$$

Para el nodo “6” (entrada inversora de  $U1B$ ), tomando  $V_{oB}$  como salida del inversor:

$$\frac{V_1 - V_o}{R_2} + \frac{0 - V_o}{R_4} = 0$$

Despejando:

$$V_o = -\frac{R_4}{R_2} V_1$$

Reemplazando los valores  $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$  y  $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ :

$$V_o = -2 \cdot V_1 = -2 \cdot \frac{1}{2} V_{in} = -V_{in}$$

**Resumen:**

$$V_o = \begin{cases} \frac{1}{3} V_{in}, & \text{si } V_{in} > 0 \\ -V_{in}, & \text{si } V_{in} < 0 \end{cases}$$

Este circuito genera una salida que *sigue* a la entrada cuando  $V_{in}$  es positivo (sin invertir el signo y con baja ganancia), pero que *invierte* y amplifica la señal cuando  $V_{in}$  es negativa. Por esta razón, se lo conoce como un rectificador asimétrico o rectificador de precisión, porque permite obtener una forma de onda rectificada sin la caída de tensión típica de los diodos, aprovechando la acción del amplificador operacional.

### C. MEDICIÓN / SIMULACIÓN

Para analizar el comportamiento dinámico del rectificador de precisión, se simuló el circuito de la Fig. 19 en LtSpice y luego se procesaron los datos con Python. El objetivo de esta sección es verificar, a partir de las formas de onda, que el circuito efectivamente rectifica la señal sin la caída asociada a los diodos.

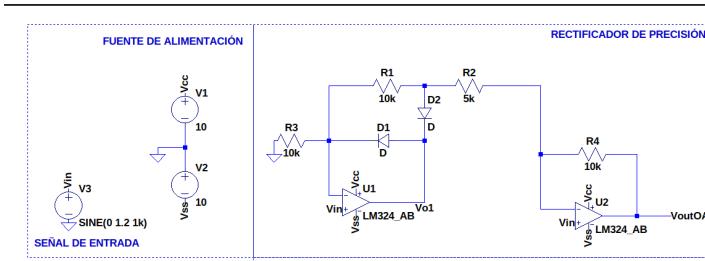


Figura 19: Circuito simulado en LtSpice para el rectificador de precisión.

### Formas de onda en el tiempo

En la Fig. 20 se presentan las señales obtenidas en la simulación transitoria: la entrada  $V_{in}$ , la salida intermedia  $V_{o1}$  y la salida final  $V_{o2}$ .

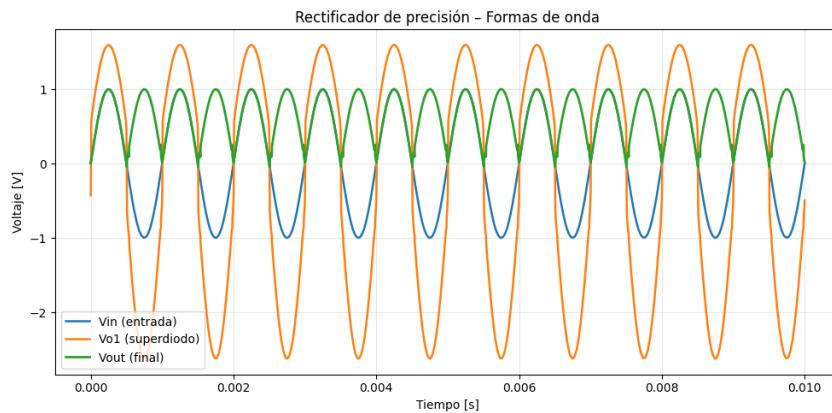


Figura 20: Formas de onda del rectificador de precisión: entrada, nodo intermedio y salida final.

Las curvas confirman que para  $V_{in} > 0$ , el “superdiodo” hace que  $V_{o1}$  siga a la entrada sin caída. Para  $V_{in} < 0$ , el lazo con U1B invierte la señal y produce un valor positivo a la salida final.

### Análisis con barrido en DC (zoom)

A partir del barrido en continua procesado con Python, en la Fig. 21 se aprecia el comportamiento del circuito para valores pequeños de entrada.

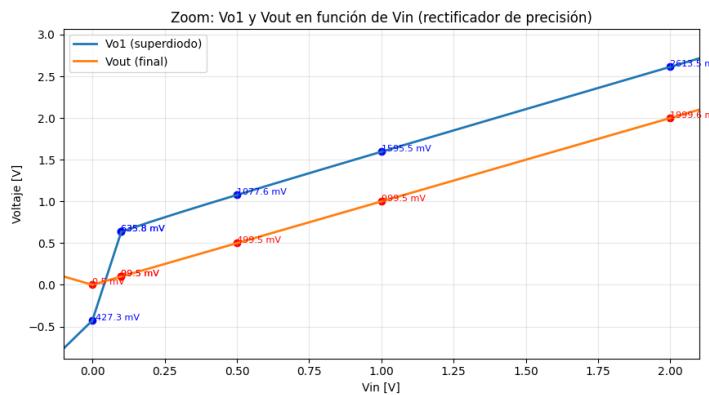


Figura 21: Zoom del barrido DC: comparación entre  $V_{o1}$  y  $V_{o2}$  para bajos niveles de señal.

Los resultados de la simulación coinciden perfecto con lo que habíamos obtenido en el análisis teórico. Para entradas positivas, la salida sube con una pendiente de  $2/3$ , tal cual estaba calculado. Y cuando  $V_{in}$  se hace negativo, el circuito cambia de modo y la salida pasa a ser  $-V_{in}$ , o sea, invierte y amplifica

como esperábamos: para la parte positiva sigue a la entrada con ganancia baja, y para la parte negativa invierte con ganancia 1. Además, no aparece la caída de los diodos, así que rectifica también señales muy chicas sin perder información.

### Comparación con un rectificador convencional

Para evaluar la mejora respecto a un rectificador con diodo convencional, se simuló en paralelo el circuito de la Fig. 24.

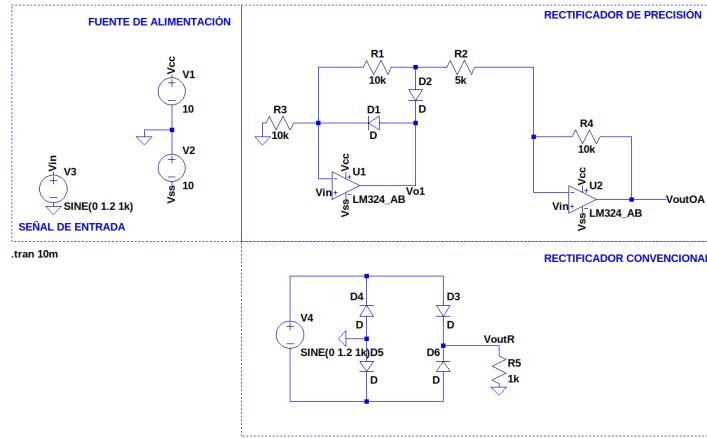


Figura 22: Circuitos utilizados: rectificador de precisión y rectificador convencional.

Las formas de onda de ambas salidas se muestran en la Fig. 25.

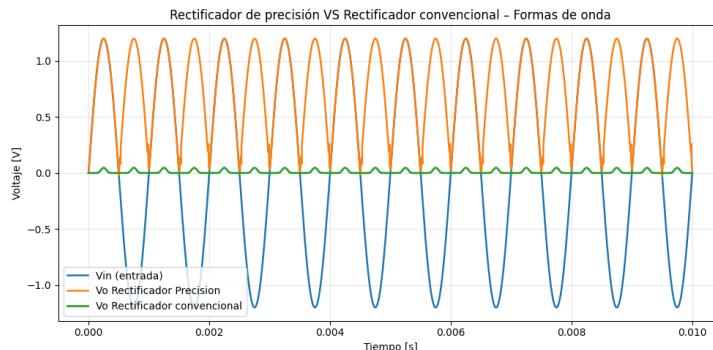


Figura 23: Comparación entre las salidas del rectificador de precisión y el convencional.

La diferencia es notable: el rectificador convencional presenta la caída típica de  $\approx 0,6 \text{ V}$ , mientras que el rectificador de precisión responde correctamente incluso para señales pequeñas.

De estas gráficas podemos destacar los siguientes aspectos que coincidieron con el análisis teórico realizado:

- Para  $V_{in} > 0$ , la salida final  $V_{o2}$  sigue linealmente a la entrada con una ganancia de  $\frac{2}{3}$ .
- Para  $V_{in} < 0$ ,  $V_{o2}$  invierte y amplifica la entrada negativa, cumpliendo:

$$V_{o2} = -V_{in},$$

como en el modelo ideal.

- La curva obtenida no tiene el escalón de  $0.6 \text{ V}$  característico del diodo, permitiendo una rectificación precisa, hasta para tensiones muy bajas.

### Comparación con un rectificador convencional

Para completar el análisis, se comparó la salida de este rectificador con la de un rectificador de diodo convencional utilizando la misma señal de entrada. El circuito utilizado se muestra en la Fig. 24.

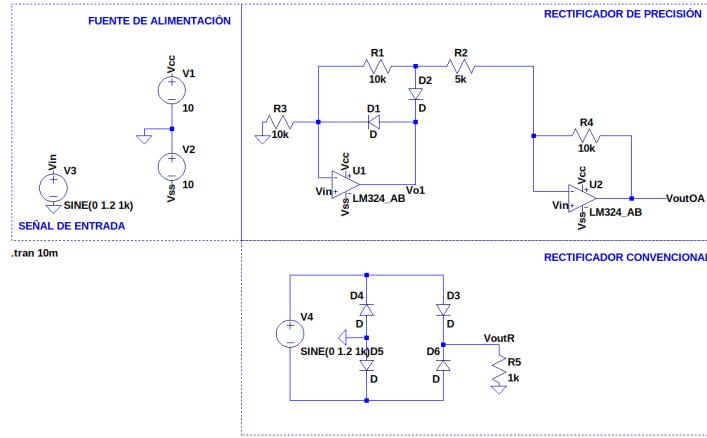


Figura 24: Circuitos utilizados para la comparación: rectificador de precisión vs. rectificador convencional.

Obteniendo las siguientes formas de onda:

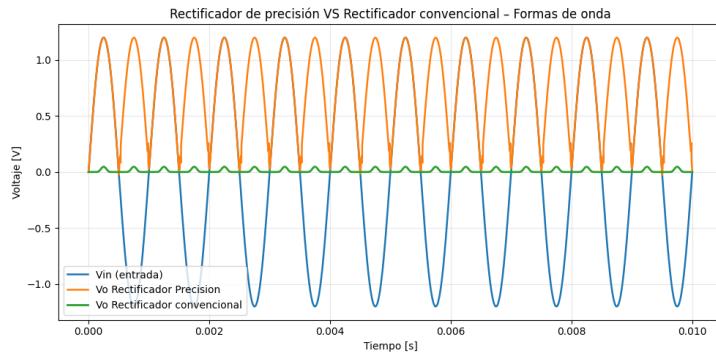


Figura 25: Comparación entre rectificador de precisión y rectificador convencional.

Se observa que el rectificador convencional no conduce hasta superar aproximadamente 0,6 V, dejando una parte significativa de la señal sin rectificar. Por otro lado, el rectificador de precisión entrega una salida positiva tanto para pequeños como para grandes valores de entrada. Por lo que, para niveles de señal bajos, la diferencia entre ambos circuitos es notable, confirmando la utilidad práctica del rectificador de precisión.

En resumen, se puede ver que el circuito opera como un rectificador mixto: para entrada positiva trabaja con una ganancia de  $\frac{2}{3}$  sin invertir fase, y para entrada negativa opera como un inversor con ganancia  $-1$ . Gracias a los amplificadores operacionales, se elimina completamente la caída de los diodos, logrando una rectificación precisa incluso para tensiones de muy baja amplitud.

## 2.4. Comparador con histéresis

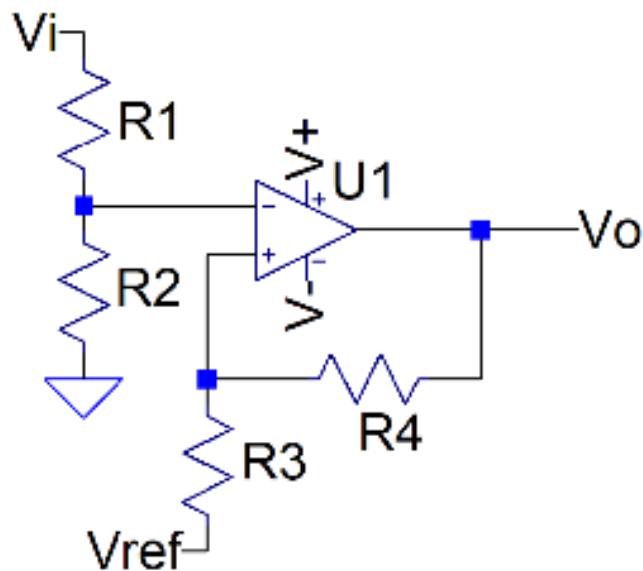


Figura 26: Circuito IV: Comparador con histéresis.

### A. DATOS

Se analiza un comparador con histéresis implementado con un amplificador operacional LM324. Las tensiones de alimentación son:

$$V^+ = 10 \text{ V}, \quad V^- = 0 \text{ V}, \quad V_{ref} = 2 \text{ V}$$

Valores de resistencias:

$$R_1 = R_2 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_3 = 2 \text{ k}\Omega$$

### B. ANÁLISIS TEÓRICO

El comparador con histéresis genera dos umbrales de conmutación: uno para cuando la salida sube y otro para cuando baja. Esto se logra realimentando parte de la salida a la entrada no inversora.

#### 1. Umbral de conmutación cuando $V_o = V^+ = 10 \text{ V}$

La tensión en la entrada no inversora se obtiene aplicando divisor resistivo sobre la suma de la salida y la referencia:

$$V^+ = (V_o - V_{ref}) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} + V_{ref}$$

Reemplazando los valores:

$$U^+ = (10 - 2) \cdot \frac{2k}{2k + 10k} + 2 = 8 \cdot \frac{1}{6} + 2 = 3,33 \text{ V}$$

Es decir, la salida pasará de baja a alta cuando  $V_i > 3,33 \text{ V}$

#### 2. Umbral de conmutación cuando $V_o = V^- = 0 \text{ V}$

En este caso, la tensión en la entrada no inversora es:

$$V^+ = V_{ref} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$U^- = 2 \cdot \frac{10k}{2k + 10k} = 2 \cdot \frac{5}{6} = 1,66 \text{ V}$$

La salida pasará de alta a baja cuando  $V_i < 1,66 \text{ V}$ .

### 3. Histéresis

La diferencia entre los umbrales define el ancho de la histéresis:

$$\Delta U = U^+ - U^- = 3,33 \text{ V} - 1,66 \text{ V} = 1,67 \text{ V}$$

Esto significa que si  $V_i$  sube por encima de 3,33 V, la salida se pone alta; pero para que vuelva a baja,  $V_i$  debe bajar por debajo de 1,66 V. Esto reduce el efecto del ruido en señales cercanas al umbral.

### 4. Impedancia de entrada

Dado que se trabaja con AO ideal, la impedancia de entrada se considera infinita:

$$Z_{in} \rightarrow \infty$$

## C. MEDICIÓN / SIMULACIÓN

Para verificar cómo se comporta realmente el comparador con histéresis, armamos la simulación en LtSpice y analizamos las formas de onda. La idea es ver claramente los dos umbrales de conmutación y chequear que coincidan con lo que calculamos antes.

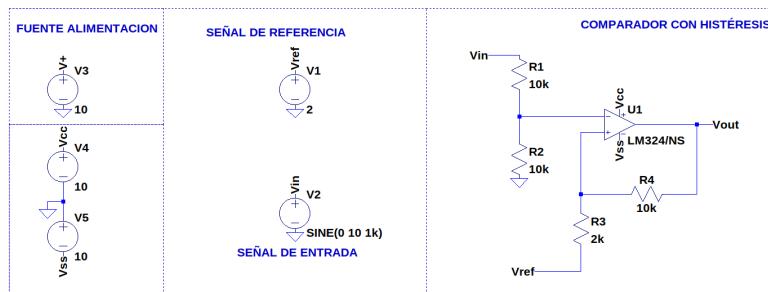


Figura 27: Circuito utilizado para la simulación del comparador con histéresis.

### Formas de onda – Alimentación simétrica

Primero probamos el circuito con alimentación simétrica y una señal senoidal. En la Fig. 28 se ve cómo la salida no comuta siempre en el mismo valor, sino que depende de si la señal está subiendo o bajando, lo cual es justamente el efecto de la histéresis.

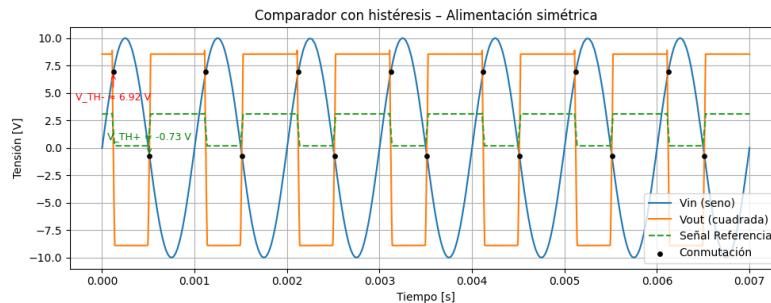


Figura 28: Formas de onda del comparador con histéresis bajo alimentación simétrica.

Como se ve en la simulación:

- Cuando  $V_i$  sube, la salida pasa a nivel alto recién cuando supera  $\sim 3,33 \text{ V}$ .
- Cuando  $V_i$  baja, recién vuelve a nivel bajo cuando cae por debajo de  $\sim 1,66 \text{ V}$ .

Estos valores coinciden tal cual con los umbrales teóricos:

$$V^+ = 3,33 \text{ V}, \quad V^- = 1,66 \text{ V}$$

### Alimentación asimétrica

Después repetimos la simulación pero usando alimentación asimétrica, igual que en el análisis teórico. El circuito usado es el de la Fig. 29.

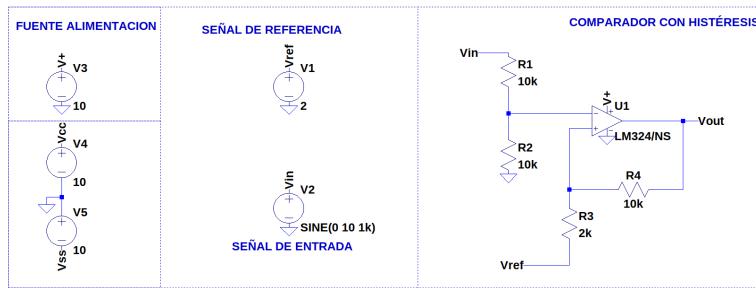


Figura 29: Circuito del comparador con histéresis bajo alimentación asimétrica.

Las formas de onda quedan entonces de la siguiente manera:

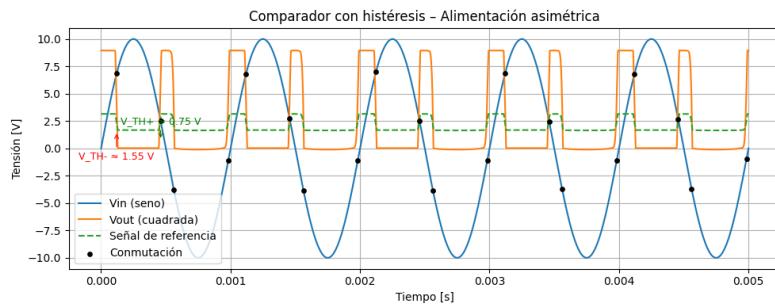


Figura 30: Respuesta temporal del comparador con histéresis bajo alimentación asimétrica.

En este caso también se ve la influencia de la histéresis: la salida cambia de estado en valores distintos según el sentido del cruce, solo que ahora los niveles quedan desplazados por la alimentación y por la referencia usada.

En resumen, las simulaciones confirman lo que se obtuvo en el análisis teórico: el comparador presenta dos umbrales bien definidos y la realimentación positiva genera el comportamiento típico de histéresis.

## 2.5. Ejercicio adicional II: Oscilador de relajación

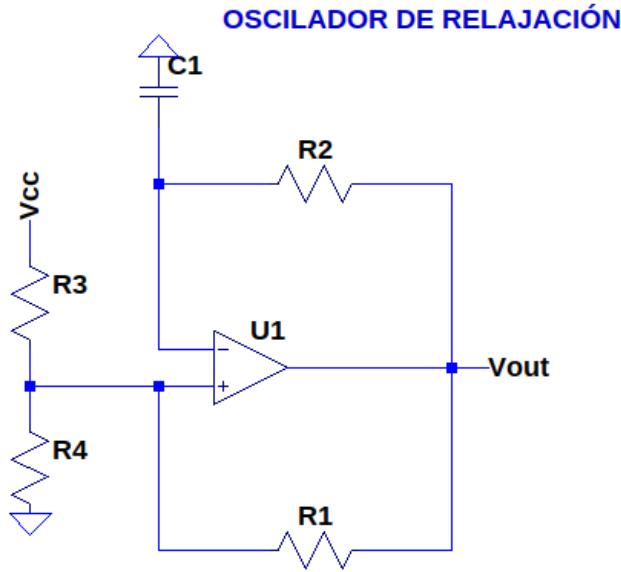


Figura 31: Circuito oscilador de relajación

### A. DATOS

Se analizara un circuito de **oscilador de relajación** utilizando un amplificador operacional ideal con saturación, tal como se ven en Fig. 31 alimentado con:

$$V_{CC} = +10 \text{ V}, \quad V_{SS} = -10 \text{ V}$$

Se dispone de un capacitor:

$$C = 1 \mu\text{F}$$

y resistencias de valores estándar.

El diseño debe generar una señal cuadrada cercana a:

$$f \approx 2 \text{ MHz}$$

El circuito consiste en un amplificador operacional configurado como **comparador con realimentación positiva** (Schmitt trigger), una resistencia que determina la constante de tiempo y un capacitor cuya tensión gobierna el proceso de conmutación.

### B. ANÁLISIS TEÓRICO

El oscilador se basa en el siguiente mecanismo:

- El amplificador operacional, configurado como comparador con histéresis mediante las resistencias  $R_3$  y  $R_4$ , establece dos niveles de disparo:  $V_{TH+}$  y  $V_{TH-}$ .
- El capacitor  $C$  se carga y descarga a través de la resistencia  $R_2$ .
- Cuando la tensión del capacitor cruza alguno de los niveles de umbral, el AO comuta a saturación positiva o negativa.
- La salida invertida provoca que el capacitor cambie de dirección de carga, estableciendo así un ciclo periódico.

Como vemos nuestra busqueda se basa en el diseño del circuito para lograr una frecuencia requerida. Partiendo de la formula descarga de un capacitor buscamos despejar la variable **td** lo que nos da el tiempo de medio periodo calculado :

$$V_c = V_i e^{-\frac{t_d}{R_1 C_1}}$$

$$\frac{V_c}{V_i} = e^{-\frac{t_d}{R_1 C_1}}$$

$$\frac{\frac{1}{3}V_{cc}}{\frac{2}{3}V_{cc}} = e^{-\frac{t_d}{R_1 C_1}}$$

$$\frac{1}{2} = e^{-\frac{t_d}{R_1 C_1}}$$

$$\ln\left(\frac{1}{2}\right) = \ln\left(e^{-\frac{t_d}{R_1 C_1}}\right)$$

$$\ln\left(\frac{1}{2}\right) = -\frac{t_d}{R_1 C_1}$$

$$t_d = -\ln\left(\frac{1}{2}\right) R_1 C_1$$

$$t_d \approx 0,693 R_1 C_1$$

Siguiendo el mismo lineamiento pero ahora con la carga del capacitor:

$$V_c = V_i(1 - e^{-\frac{t_c}{R_1 C_1}})$$

Obteniendo asi:

$$t_d \approx 0,693 R_1 C_1$$

Teniendo en cuenta los valores de diseño y el valor del capacitor que se tiene:

- $V = 10v, -10v$
- $f = 2 \text{ Mhz}$
- $C = 1\mu\text{F}$

Tomando una de las formulas previas, el tiempo de carga o descarga debe ser de  $250ns$

$$500 \times 10^{-9} s = 0,693 R_1 C_1$$

Podemos despejar el valor de  $R_1$  que necesitamos obteniendo asi

$$500 \times 10^{-9} s = 0,693 R_1 C_1$$

Obteniendo un  $R_1$  de :

$$R_1 = 0,23 \Omega$$

Lo que implica corrientes enormes, alta disipación y muy poco práctico. Lo correcto sería entonces bajar el capacitor a **C1=100pf**, obteniendo así una resistencia de valores más reales como:

$$R_1 = 3,3k \Omega$$

Tambien debemos tener en cuenta para el diseño lo siguiente:

- **Slew Rate (SR):** La salida del AO debe generar flancos rápidos (onda cuadrada). El slew rate debe satisfacer

$$SR_{\min} \gtrsim 2\pi f \cdot \frac{V_{pp}}{2}.$$

Si el SR es insuficiente, los flancos se vuelven inclinados y la frecuencia real se aleja de la calculada.

- **Ancho de banda y producto ganancia–banda (GBW):** Aunque el AO trabaja saturado, el lazo con realimentación requiere que el GBW sea considerablemente mayor que la frecuencia de oscilación (regla práctica: al menos 10 a 20 veces). Un GBW insuficiente suele impedir la oscilación o distorsionar la señal.
- **Capacidad de carga e intensidad disponible:** El AO debe ser capaz de cargar y descargar el capacitor a través de  $R_1$ . Debe verificarse que la corriente requerida sea menor que la corriente máxima de salida del componente.
- **Offset y ruido:** Pequeños offsets o ruido pueden modificar levemente los umbrales, especialmente en osciladores de baja frecuencia. En altas frecuencias el efecto suele ser menos significativo.
- **Selección del AO adecuado:** Para frecuencias altas (cientos de kHz a MHz) es necesario elegir un AO rápido (alto SR y GBW). Dispositivos como LM324 o 741 no son adecuados para frecuencias del orden del MHz, mientras que operacionales de video o alta velocidad sí lo son.

## C. SIMULACIÓN

Para simular el circuito se utilizó un amplificador operacional de alta velocidad con el fin de analizar el funcionamiento ideal del oscilador de relajación. En este caso se empleó el **AD8066** de Analog Devices, un op-amp de alto desempeño adecuado para frecuencias del orden del MHz.

Es importante mencionar que, en la simulación de osciladores, LTSpice presenta ciertas limitaciones —tanto por el modelo del dispositivo como por el motor de simulación—, por lo que la frecuencia obtenida puede no coincidir exactamente con la calculada teóricamente. Sin embargo, el software permite observar con claridad las formas de onda características del oscilador.

Se configuró un análisis transitorio:

```
.tran 0 5m
```

En la salida del AO se obtuvo una onda cuadrada saturada entre +10 V y -10 V, mientras que en el nodo del capacitor apareció la forma de diente de sierra característica del mecanismo de carga y descarga del mismo.

En la Fig. 32 se muestra el circuito simulado con los valores calculados. Las formas de onda correspondientes pueden observarse en Fig. 33.

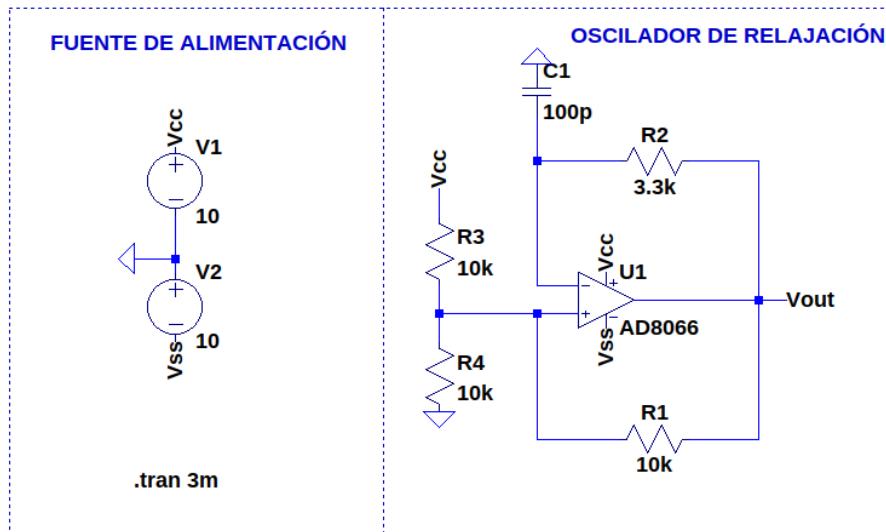


Figura 32: Simulación oscilador de relajación AD8066

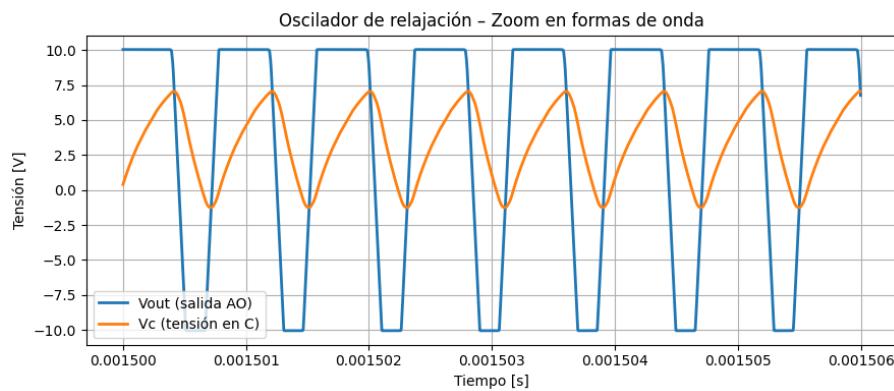


Figura 33: Formas de onda Oscilador de relajación

A partir de un script de Python destinado a medir la frecuencia mediante la detección automática de flancos, se obtuvo:

Período medio 797.20 ns  
Frecuencia medida 1.25 MHz

Posteriormente, se repitió la simulación utilizando el **LM324**. Considerando las limitaciones de este dispositivo y a partir de su hoja de datos, pueden destacarse los siguientes parámetros:

- $S_R = 0,5V/\mu s$
- $GBW = 1,2MHz$

Dado que estos valores restringen severamente la velocidad de comutación del operacional, se buscó una frecuencia de oscilación significativamente menor, del orden de **1 kHz**. Tomando un capacitor de **1nF** y aplicando las ecuaciones del oscilador se obtuvo una resistencia de  $R1 = 715k\Omega$  que luego sera normalizada a un valor comercial.

En la Fig. 34 se presenta el circuito correspondiente al LM324, y en la Fig. 35 se observan las formas de onda obtenidas en simulación, las cuales mantienen la estructura esperada, aunque a una frecuencia mucho menor.

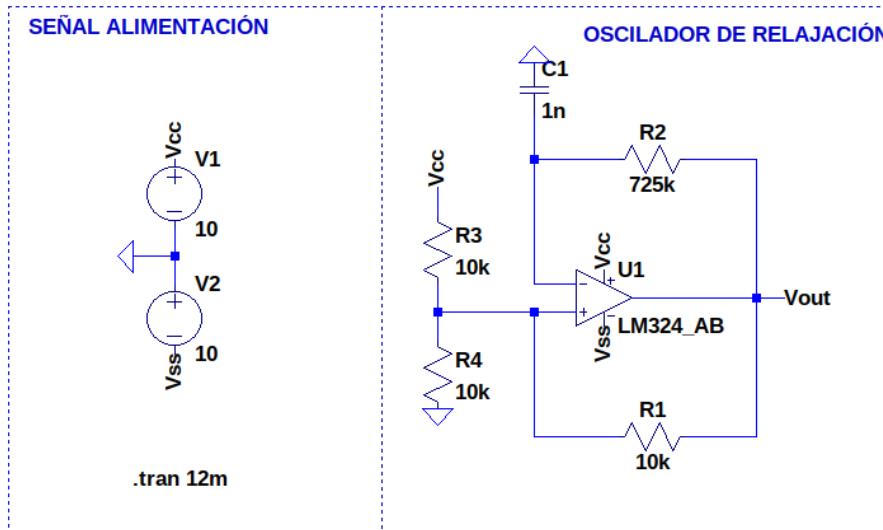


Figura 34: Circuito oscilador de relajación LM324

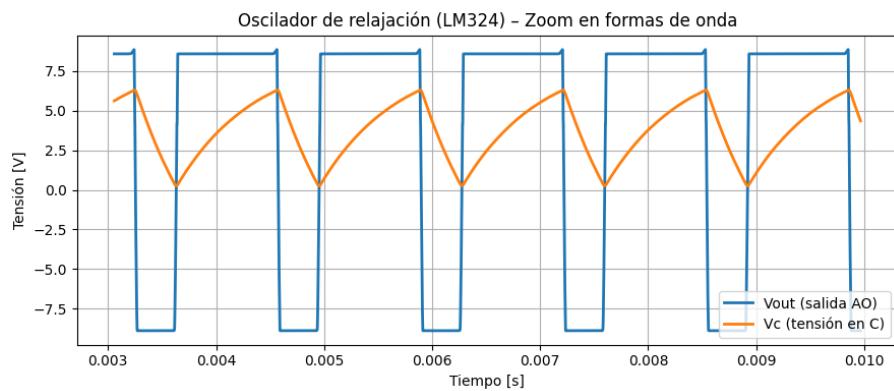


Figura 35: Formas de ondas oscilador LM324

El mismo script de análisis permitió estimar la frecuencia efectiva:

Período medio 1322.13  $\mu$ s  
Frecuencia 756.356 Hz

La reducción de frecuencia respecto a la esperada teórica se debe tanto a las tolerancias de los componentes como, principalmente, a las limitaciones dinámicas del LM324 (slew rate y GBW), que dificultan alcanzar el comportamiento ideal del oscilador.

### 3. Ejercicio adicional I: Regulador de carga de batería

Diseñar un regulador de carga de batería, que corte cuando se alcanzan los 12,8 V y reinicie la carga cuando baja a 10,5 V.

**Materiales disponibles:**

- Amplificador operacional ideal con saturación.
- Resistencias.
- 1 Relé 12V, Normal Abierto, 20 mA de corriente de bobina.
- 1 Transistor NPN BC548 o PNP BC558.
- 1 Diodo 1N4148.
- 1 Referencia de tensión TL431.
- Batería de 12 V (rango: 8–13V) con  $R_{\text{interna}} = 0,5 \Omega$ .
- Celda fotovoltaica: 15 V en vacío, 1 A de corriente de carga.

**Objetivo del diseño:** lograr un circuito que active o desactive el relé en función de la tensión de la batería, generando histéresis para evitar oscilaciones.

### 4. Ejercicio adicional II: Oscilador de relajación

Diseñar un oscilador de relajación que oscile a 1 kHz.

**Materiales disponibles:**

- Amplificador operacional ideal con saturación (10 V / -10 V).
- Resistencias.
- Capacitor de 1  $\mu\text{F}$ .

**Pista:** se puede utilizar una red de realimentación positiva y un comparador con carga capacitiva para lograr el comportamiento oscilante, evaluando el tiempo de carga/descarga con la ecuación de un RC.