

SINTESIS DE REDES ACTIVAS



Trabajo Practico N°1

AO Ideal: Circuitos Analógicos Lineales y No Lineales

Síntesis de Redes Activas - 2024

Integrantes

Valentin Jose Ramirez, 43700362
José Ignacio Lopez Sivilat, 44805902
Franco Gabriel Lopez, 43271762
Alejo Adrian Beierbach, 43700333

Profesores adjuntos

Dr. Ing. Pablo A. Ferreyra
Ing. César Reale

Índice

1. Introducción	1
2. Objetivos	1
3. Circuito I: Amplificador diferencial	1
3.1. Análisis teórico	1
3.1.1. Cálculo de V_{01}	2
3.1.2. Cálculo de V_{02}	2
3.1.3. Impedancias	2
3.2. Simulaciones en LTSpice	2
4. Circuito II: Fuente de Corriente Controlada por Tensión	4
4.1. Análisis teórico	4
4.2. Simulaciones	6
5. Circuito III: Rectificador de Precisión	8
5.1. Análisis teórico	8
5.1.1. $V_o = f(V_{in})$ con $V_{in} > 0$	8
5.1.2. $V_o = f(V_{in})$ con $V_{in} < 0$	9
5.2. Simulación	10
6. Circuito IV: Fuente de Corriente Controlada por Tensión	13
6.1. Análisis teórico	13
6.1.1. Si $V_d < 0$	13
6.1.2. Si $V_d > 0$	14
6.1.3. Si $V_{ss} = 0$	15
6.2. Simulación	15

1. Introducción

En este trabajo de laboratorio, se analizaran tres circuitos:

1. **Circuito I:** Amplificador diferencial
2. **Circuito II:** Fuente de Corriente Controlada por Tensión
3. **Circuito III:** Rectificador de precisión
4. **Circuito IV:** Comparador con histéresis

2. Objetivos

Familiarizarse con el armado y análisis de circuitos analógicos lineales y no lineales. En este Trabajo Práctico debe considerar para los cálculos iniciales el amplificador como ideal.

3. Circuito I: Amplificador diferencial

Datos: Amplificador Operacional LM324
 $V_{cc} = 10V$ $V_{ss} = -10V$
 $R1 = R2 = R3 = R4 = R5 = R$

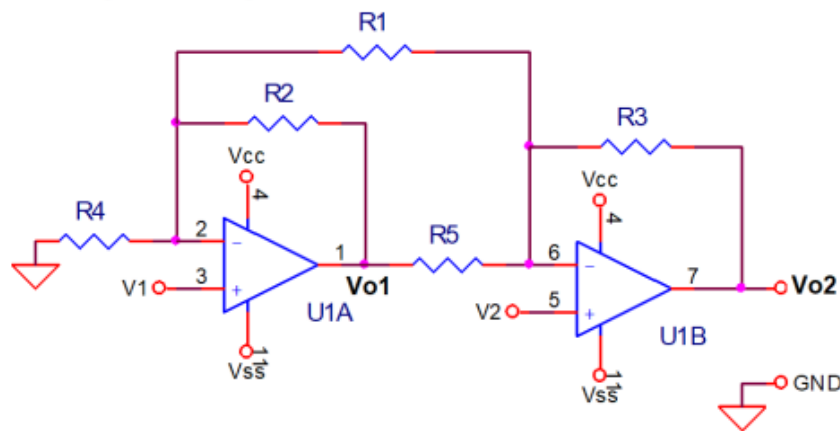


Figura 1: Circuito propuesto

3.1. Análisis teórico

Se debe analizar la tensión de salida en función de la tensión de entrada en modo diferencial $V_d = (V_2 - V_1)$ y también en modo común $V_c = (V_1 + V_2)/2$. Para realizar el análisis en modo diferencial, se aplica el método de superposición, primero se calcula V_{01} y luego V_{02} .

3.1.1. Cálculo de V_{O1}

Pasivando V_2

$$V_{O1}|_{V_2=0} = (1 + \frac{R}{R/2})V_1 = 3V_1$$

Pasivando V_1

$$V_{O1}|_{V_1=0} = (-\frac{R}{R})V_2 = -V_2$$

$$\boxed{V_{O1} = 3V_1 - V_2}$$

3.1.2. Cálculo de V_{O2}

Pasivando V_1 y V_2

$$V_{O2}|_{V_1=0}^{V_2=0} = (-\frac{R}{R})V_1 = -V_{O1}$$

Pasivando V_2 y V_{O1}

$$V_{O2}|_{V_{O1}=0}^{V_2=0} = (-\frac{R}{R})V_1 = -V_1$$

Pasivando V_1 y V_{O1}

$$V_{O2}|_{V_{O1}=0}^{V_1=0} = (1 + \frac{R}{R/2})V_2 = 3V_2$$

$$\boxed{V_{O2} = 3V_2 - V_1 - 3V_1 + V_2 = 4V_2 - 4V_1 = 4(V_2 - V_1)}$$

reemplazando con $V_d = (V_2 - V_1)$

$$\boxed{V_{O2} = 4V_d}$$

Para el análisis en $V_c = (V_1 + V_2)/2$ y haciendo $V_1 = V_2$ tenemos que

$$\boxed{V_{O2} = 0}$$

3.1.3. Impedancias

Las impedancias vistas por las fuentes de señales V_1 y V_2 son las impedancias de entrada de ambos amplificadores. Definimos Z_{i1} y Z_{i2} a las impedancias vistas por V_1 y V_2 respectivamente.

$$\begin{aligned} Z_{i1} &= \frac{V_1}{I_{i1}} \text{ al ser } I_{i1} = 0 \\ \text{entonces queda } Z_{i1} &= \infty \\ \text{de igual forma se determina que} \\ Z_{i2} &= \frac{V_2}{I_{i2}} = \infty \end{aligned}$$

3.2. Simulaciones en LTSpice

Se realizaron diferentes simulaciones con LTSpice para observar en la practica la veracidad de las ecuaciones correspondientes a las salidas dependiendo el modo del amplificador, tanto en modo común como en modo diferencial. A continuación se listan las simulaciones realizadas:

- V_{O1} y V_{O2} con $V_1 = 0.5[V]$ y $V_2 = 1[V]$.
- V_{O1} y V_{O2} con $V_1 = 1[V]$ y $V_2 = 1[V]$.

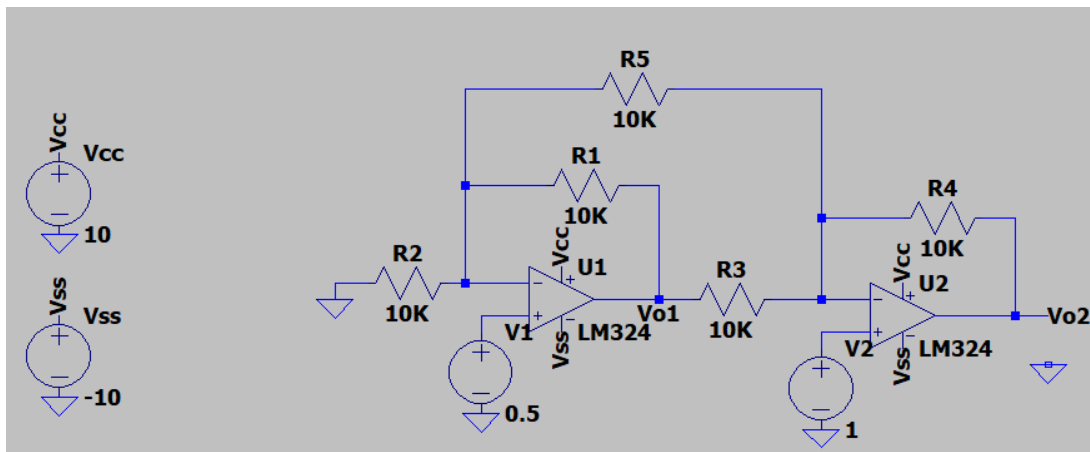


Figura 2: Circuito simulado

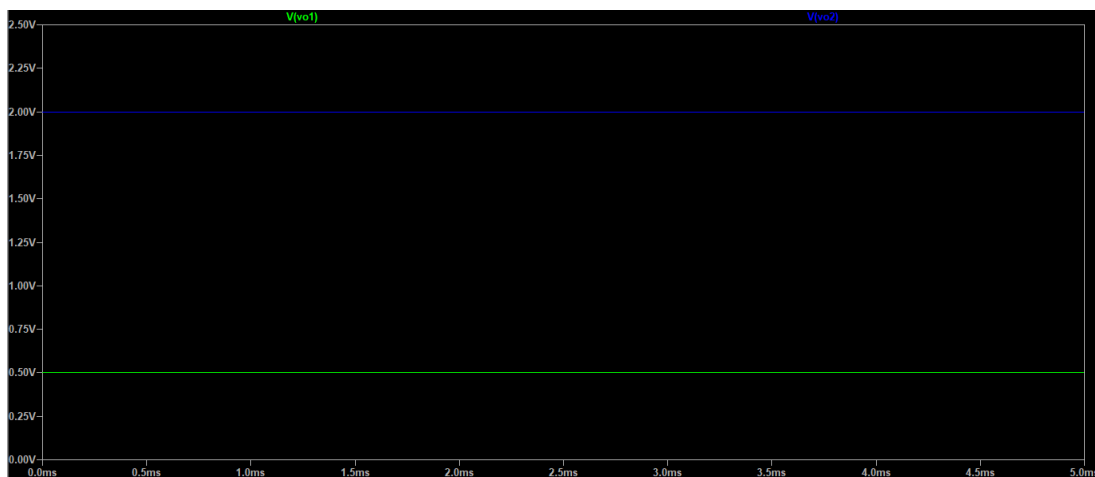


Figura 3: V_{o1} (verde) y V_{o2} (azul) con $V_1 = 0.5[V]$ y $V_2 = 1[V]$.

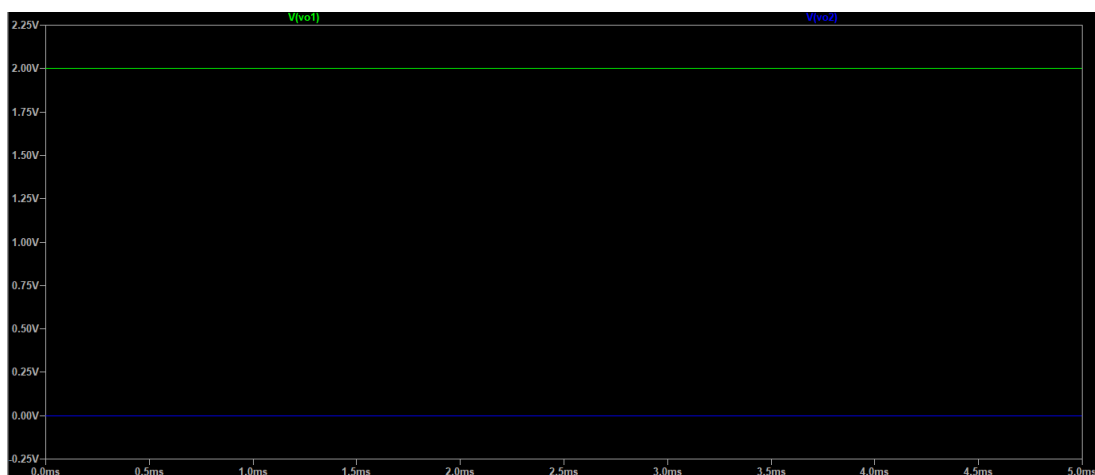


Figura 4: V_{o1} (verde) y V_{o2} (azul) con $V_1 = 1[V]$ y $V_2 = 1[V]$.

4. Circuito II: Fuente de Corriente Controlada por Tensión

Datos: Amplificador Operacional LM324

$V_{cc} = 10V$ y $V_{ss} = -10V$

$R_1 = 100\Omega$; $R_2 = 10K\Omega$; $R_3 = 1K\Omega$ y $R_4 = 100K\Omega$

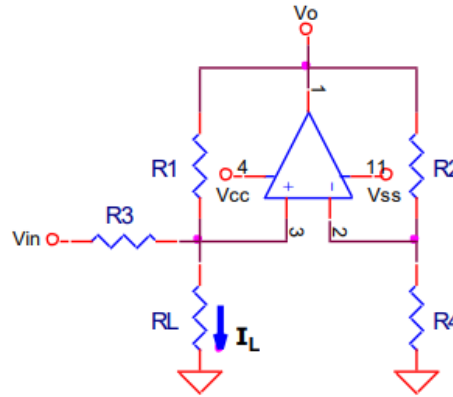


Figura 5: Circuito propuesto

4.1. Análisis teórico

Para analizar el circuito propuesto, se propone expresar V^+ (la entrada no inversora del AO) y V^- (la entrada inversora del AO) en función del V_o , planteando el divisor resistivo en el nodo "2" de la figura:

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

luego se plantea la ley de los nodos de Kirchhoff en el nodo "3"

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

$$\frac{V_{in}}{R_3} + \frac{V_o}{R_1} = V^+ \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)$$

y reemplazando V^+

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

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

Reemplazando para $R_1 = 100[\Omega]$, $R_2 = 10[K\Omega]$, $R_3 = 1[K\Omega]$ y $R_4 = 100[K\Omega]$:

$$V_{in} = V_o \left[\frac{1}{R_L} (909.09091) \right]$$

Luego la corriente que circula por la carga se define:

$$I_{RL} = \frac{V^+}{R_L}$$

$$I_{RL} = V_o \frac{R_4}{R_4 + R_2} \frac{1}{R_L}$$

$$I_{RL} = \frac{V_{in}}{\left[\frac{1}{R_L} \left(R_3 \frac{R_4}{R_4 + R_2} \right) + \left(R_3 \frac{R_4}{R_4 + R_2} \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{R_3}{R_1} \right] \frac{R_4}{R_4 + R_2} \frac{1}{R_L}}$$

$$I_{RL} = \frac{V_{in}}{R_3}$$

$$I_{RL} = V_{in} 10^{-3}$$

de igual manera se define la tensión V_o en función de R_L y de V_{in}

$$V_o = \frac{V_{in}}{\left(\frac{1}{R_L} (909.09091) \right)}$$

$$V_o = V_{in} R_L (1.1 * 10^{-3})$$

Por último, se determina el valor de R_{Lmax} teniendo en cuenta que al ser ideal el A.O. la tensión de salida máxima será la misma que $V_{cc} = 10[V]$. Por lo tanto operando se obtiene:

$$R_{Lmax} = \frac{9090}{V_{in}}$$

A partir de las relaciones obtenidas, se procede a completar la siguiente tabla:

-		$V_{in}[V]$		
$I_{RL}[\mu A]$		0.5	1	2
$5 * R_L [K\Omega]$	0	0	0	0
	1	500	1000	2000
	2	500	1000	2000
	5	500	1000	2000
	10	500	1000	2000

Cuadro 1: Valores teóricos de I_{RL} en función de R_L y de V_{in}

-		$V_{in}[V]$		
$V_o[V]$		0.5	1	2
$5 * R_L [K\Omega]$	0	0	0	0
	1	0.55	1.1	2.2
	2	1.1	2.2	4.4
	5	2.75	5.5	11
	10	5.5	11	22

Cuadro 2: Valores teóricos de V_o en función de R_L y de V_{in}

Aquellos valores que superen el valor de la tensión de V_{cc} , la salida se enclava a ese mismo valor y la forma de la onda se recorta.

4.2. Simulaciones

Realizamos diferentes simulaciones con LTSpice para lograr observar el comportamiento de I_{RL} y V_o .

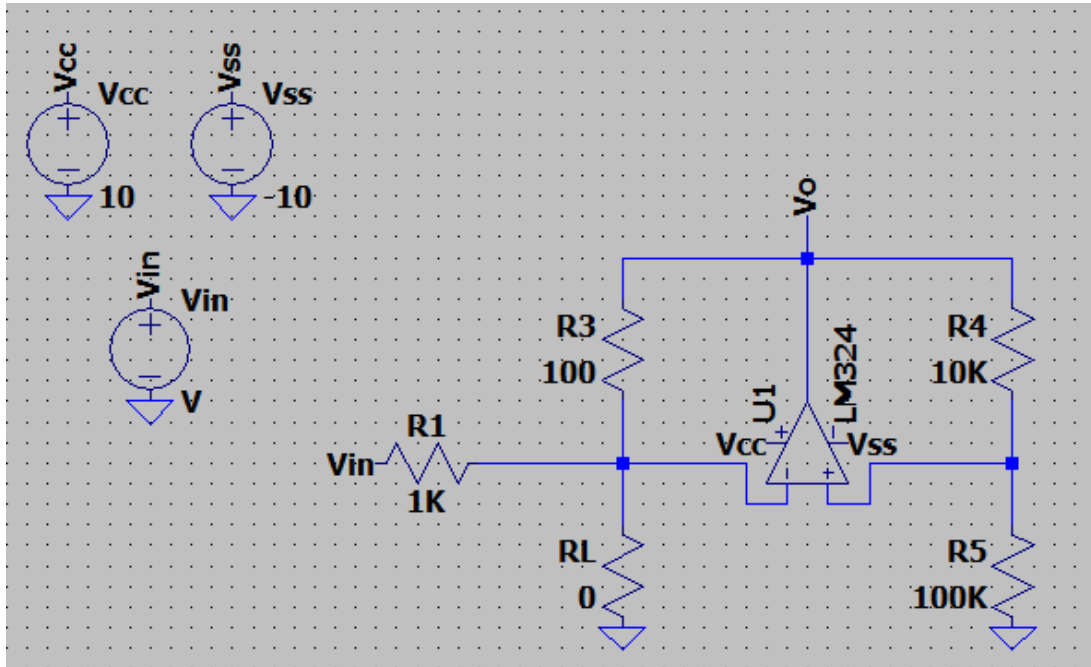


Figura 6: Circuito simulado

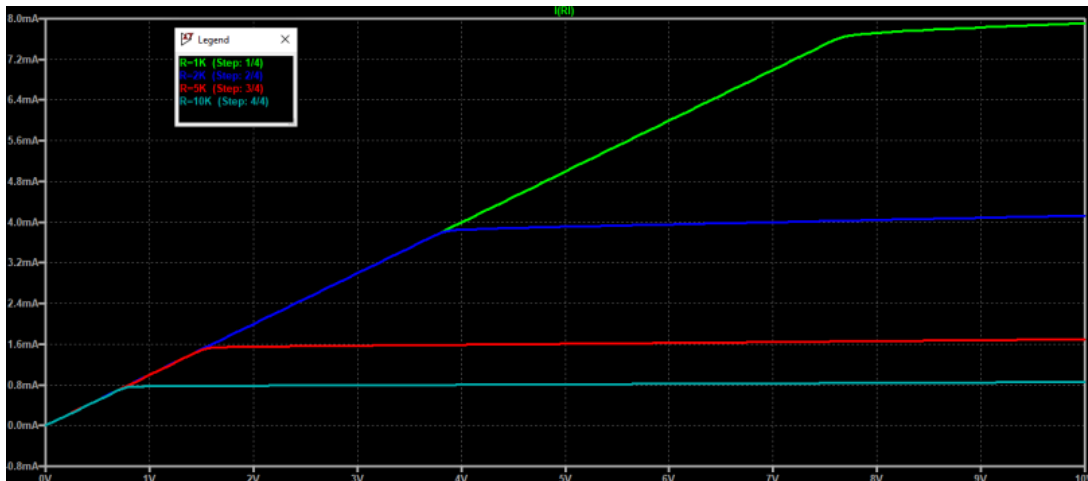


Figura 7: $I_{RL} = f(R_L, V_{in})$

Para la primer simulación se hizo un barrido en continua de 0[V] a 10[V], ya que desde -10[V] la respuesta es muy similar. En esta, podemos ver cómo la variación de la corriente es lineal hasta el punto de tensión para cada valor de R_L que satura al operacional.

R_L	V_{in-sat}
1 [K Ω]	7.6 [V]
2 [K Ω]	3.8 [V]
5 [K Ω]	1.5 [V]
10 [K Ω]	0.7 [V]

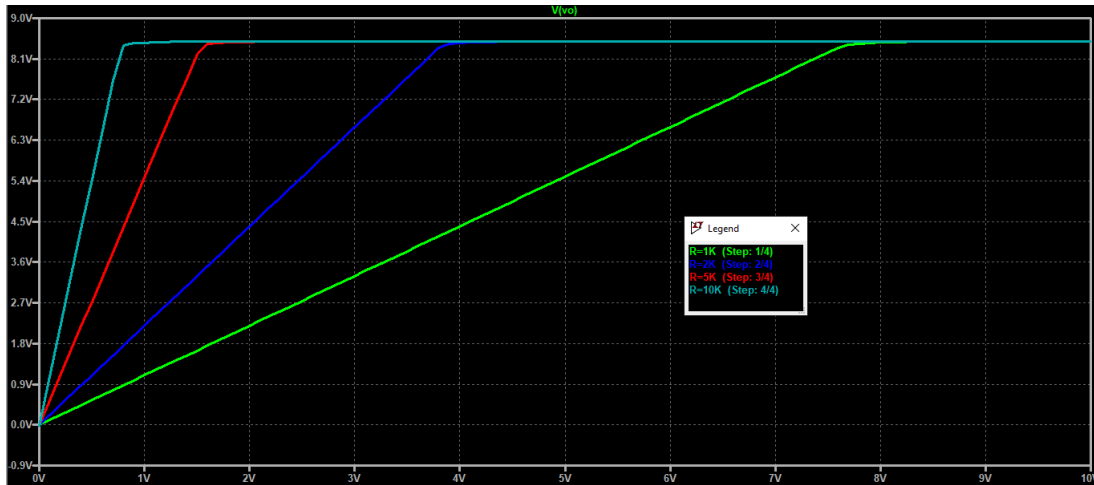


Figura 8: $V_o = f(V_{in}, R_L)$

Finalmente, en el cuadro se puede ver cómo afectan la tensión de entrada y los valores de R_L propuestos a la tensión de salida.

-		$V_{in}[V]$		
$I_{RL}[\mu A]$		0.5	1	2
$R_L[K\Omega]$	0	0	0	0
	1	495	994	1995
	2	495	993	1990
	5	493	990	1549
	10	488	771	783

Cuadro 3: Valores simulados de I_{RL} en función de R_L y de V_{in}

5. Circuito III: Rectificador de Precisión

Datos: Amplificador Operacional LM324

$V_{cc} = 10V$ $V_{ss} = -10V$

$D1 = D2 = 1N4148$

$R1 = R3 = R4 = 10K\Omega$ 1% y $R2 = 5K\Omega$ 1%

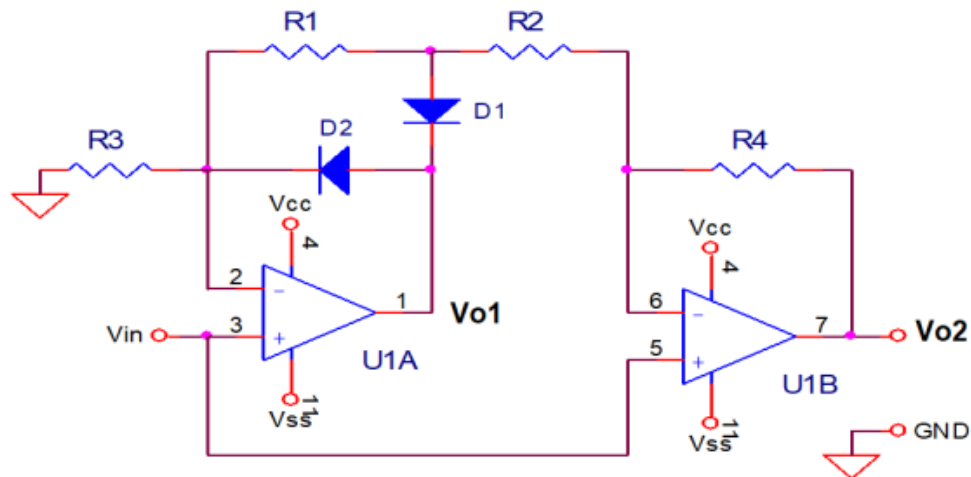


Figura 9: Circuito propuesto

En este circuito se tienen 2 AO LM324 con diodos trabajando como un rectificador de precisión con una señal común para ambos. La fuente de alimentación es simétrica en $\pm 10[V]$. Los diodos utilizados son 1N4148.

5.1. Análisis teórico

Para determinar V_o en función de V_{in} el análisis se hace para cuando V_{in} es positiva y cuando V_{in} es negativa.

5.1.1. $V_o = f(V_{in})$ con $V_{in} > 0$

Para ésta condición entonces $D2 = ON$ y $D1 = OFF$. Además considerando pasivada la entrada del AO U1B se plantea la ley de los nodos de Kirchhoff en el nodo "6"

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

$$\frac{V_o}{10[K\Omega]} = -\frac{V_{in}}{15[K\Omega]}$$

$$V_o = -\frac{2}{3}V_{in}$$

Luego pasivando la entrada de U1A

$$V_{in} = V_o \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_4}$$

$$V_{in} = V_o \frac{15[K\Omega]}{25[K\Omega]}$$

$$V_o = \frac{5}{3}V_{in}$$

Aplicando superposición para encontrar el resultado completo

$$V_o = V_{in} \frac{5}{3} - V_{in} \frac{2}{3}$$

$$\boxed{V_o = V_{in}}$$

5.1.2. $V_o = f(V_{in})$ con $V_{in} < 0$

Para ésta condición entonces D1 = ON y D2= OFF.
Además considerando pasivada la salida del AO U1A se plantea la ley de los nodos de Kirchhoff en el nodo "6"

$$V_{in} = V_o \frac{R_2}{R_2 + R_4}$$

$$V_{in} = V_o \frac{5[K\Omega]}{15[K\Omega]}$$

$$V_o = 3V_{in}$$

Luego pasivando la entrada de U1B y tomando V_{oB} como tensión de salida del amplificador U1B, resulta:

$$\frac{V_{oB}}{R_2} = -\frac{V_o}{R_4}$$

$$\frac{V_{oB}}{5[K\Omega]} = -\frac{V_o}{10K\Omega}$$

$$V_o = -2V_{oB}$$

Por otro lado, la tensión de salida de V_{oB} se obtiene planteando el divisor de tension del AO U1B:

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

$$V_{in} = V_{oB} \frac{10K\Omega}{20K\Omega}$$

$$V_{in} = \frac{1}{2}V_{oB}$$

Reemplazando queda:

$$V_o = -4V_{in}$$

Aplicando superposición para encontrar el resultado completo

$$V_o = 3V_{in} - 4V_{in}$$

$$\boxed{V_o = -V_{in}}$$

Entonces, cuando la tensión de entrada es positiva, la tensión de salida es igual a la entrada, mientras que cuando la tensión de entrada es negativa, la tensión de salida tendrá la misma amplitud, pero será positiva.

5.2. Simulación

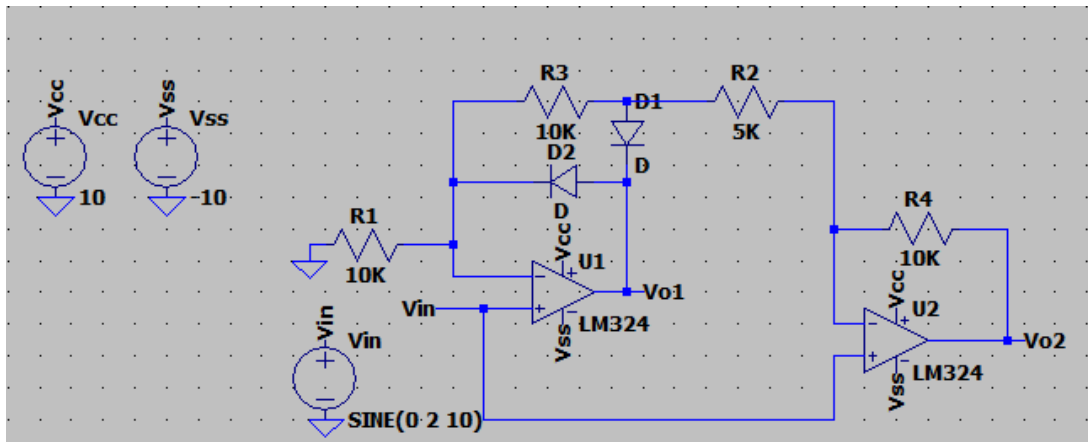


Figura 10: Circuito propuesto

Para observar el comportamiento de la tensión de salida del primer y segundo amplificador, utilizamos una señal senoidal sin offset, de amplitud 2 V y con una frecuencia de 10 Hz. La amplitud de la señal sera variada en distintas simulaciones para ver el efecto que produce en la rectificación y encontrar los limites de la misma.

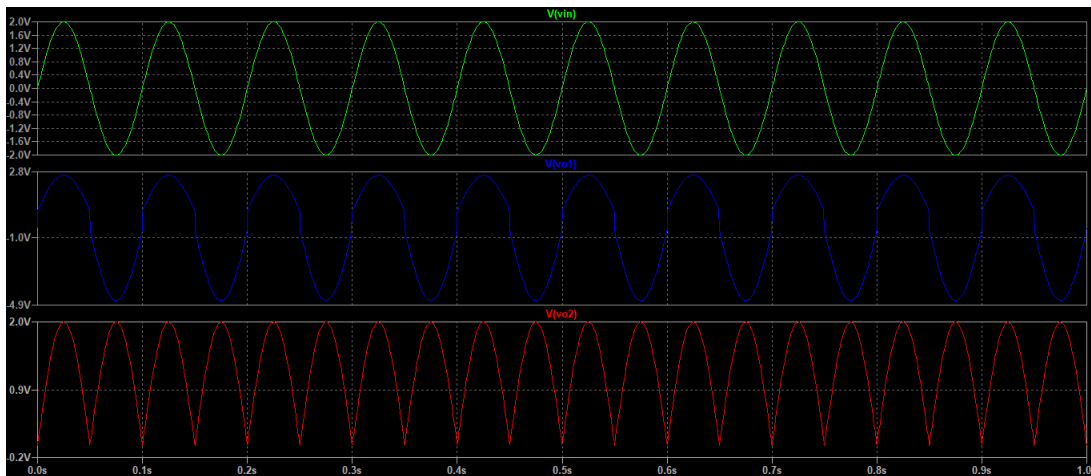


Figura 11: V_{o1} (azul) y V_{o2} (rojo) con $V_{in} = 2[V]$ (verde).

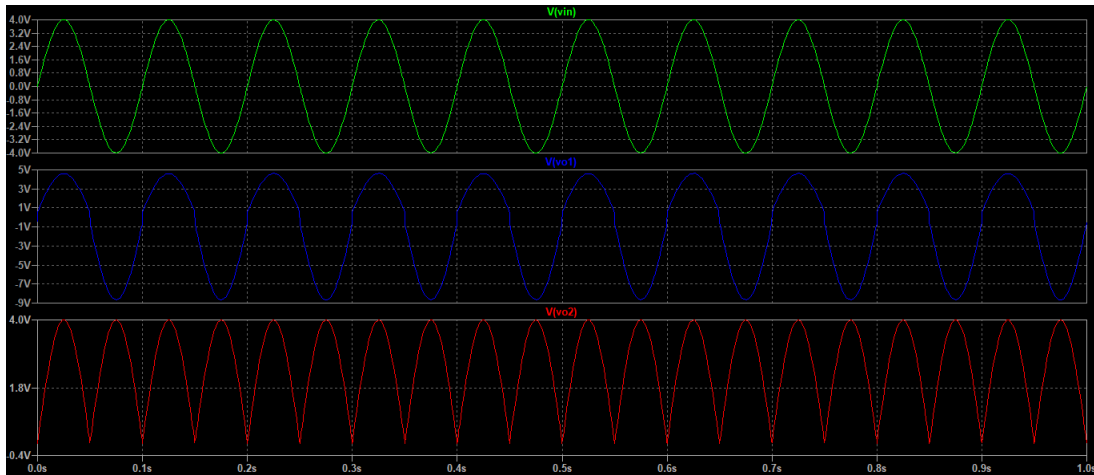


Figura 12: V_{o1} (azul) y V_{o2} (rojo) con $V_{in} = 4[V]$ (verde).

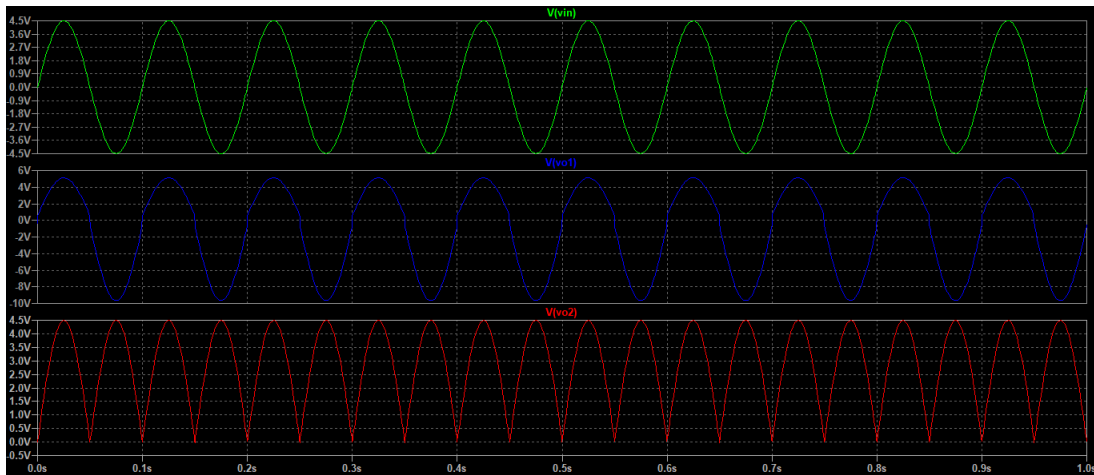


Figura 13: V_{o1} (azul) y V_{o2} (rojo) con $V_{in} = 4.5[V]$ (verde). Este es el limite de saturación de la salida del primer amplificador.

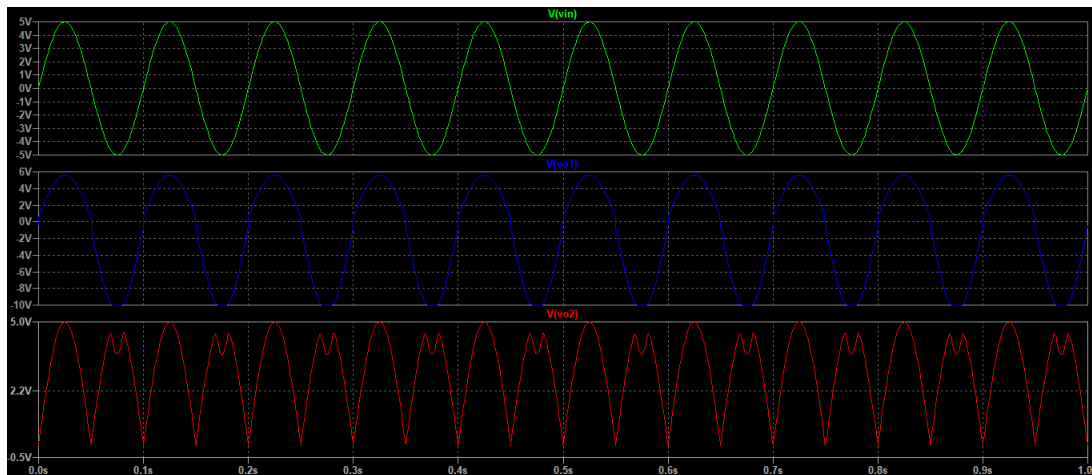


Figura 14: V_{o1} (azul) y V_{o2} (rojo) con $V_{in} = 5[V]$. La rectificación de la señal se ve distorsionada por la saturación del primer amplificador.

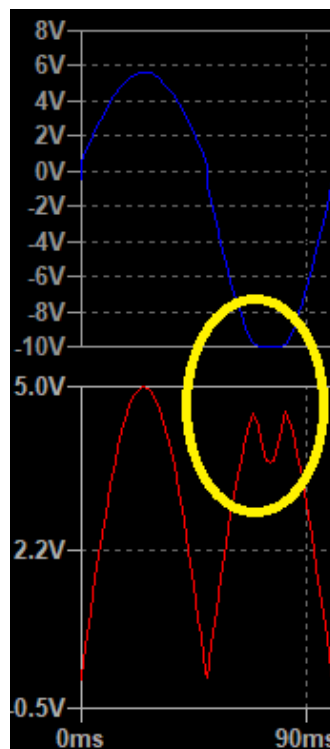


Figura 15: V_{o1} (azul) y V_{o2} (rojo) con $V_{in} = 5[V]$. Aquí podemos ver como la salida del primer amplificador se satura en la parte negativa, distorsionando la rectificación de la señal.

Podemos ver entonces como el rectificador funciona perfectamente dentro del rango de $-4.5 [V]$ y $4.5[V]$. Sin embargo para valores fuera de ese rango, la salida comienza a distorsionarse debido a que la salida del primer AO comienza a saturarse debido a las alinealidades nombradas anteriormente.

6. Circuito IV: Fuente de Corriente Controlada por Tensión

Datos: Amplificador Operacional LM324

$V^+ = 10V$ $V^- = 0V$

$R1 = R2 = R4 = 10K\Omega$ y $R3 = 2K\Omega$

$V_{ref} = 2V$

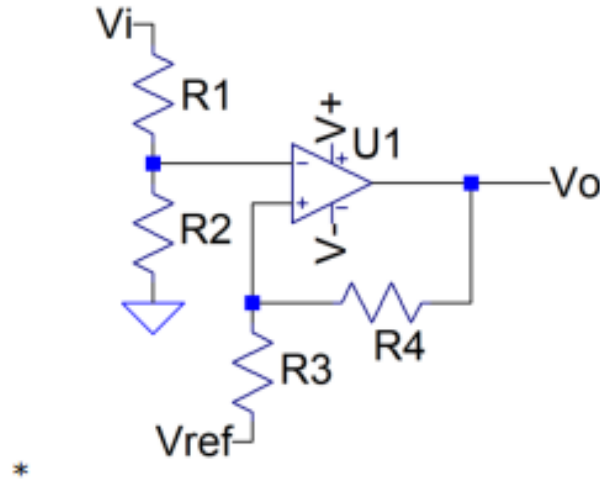


Figura 16: Circuito propuesto

6.1. Análisis teórico

Para un análisis mas detallado se considera el caso general con alimentación simétrica y que el A.O. no sea del tipo Rail to Rail. Se analiza V_o a partir de la tensión diferencial V_d y por último se analiza el caso particular con $V_{ss} = 0$. Se definen v^+ y v^- de la siguiente manera:

$$v^- = k_1 * V_{in}$$

$$v^+ = k_2 * (V_o - V_{ref}) + V_{ref}$$

teniendo que:

$$k_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$k_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

6.1.1. Si $V_d < 0$

Para un A.O ideal si $V_d < 0$ la salida del amplificador debería ser V_{ss}

$$V_d = (v^+ - v^-) < 0 \rightarrow V_o = V_{ss}$$

entonces

$$v^+ < v^-$$

$$k_2 * (v_o - v_{ref}) + v_{ref} < k_1 * v_{in}$$

$$\frac{k_2}{k_1} * (v_o - v_{ref}) + \frac{v_{ref}}{k_1} < v_{in}$$

$$\frac{k_2}{k_1} * v_o + \frac{1-k_2}{k_1} * v_{ref} < v_{in}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_o = v_{cc} \\ v_{cc} = 10[V] \\ v_{ref} = 2[V] \\ R_3 = 2[K\Omega] \\ R_1 = R_2 = R_3 = 10[K\Omega] \end{array} \right.$$

$$v_{in} > 6.67[V] \rightarrow v_o = v_{ss}$$

6.1.2. Si $V_d > 0$

Para un A.O ideal si $V_d > 0$ la salida del amplificador debería ser V_{cc}

$$V_d = (v^+ - v^-) > 0 \rightarrow V_o = V_{cc}$$

entonces

$$v^+ > v^-$$

$$k_2 * (v_o - v_{ref}) + v_{ref} > k_1 * v_{in}$$

$$\frac{k_2}{k_1} * (v_o - v_{ref}) + \frac{v_{ref}}{k_1} > v_{in}$$

$$\frac{k_2}{k_1} * v_o + \frac{1-k_2}{k_1} * v_{ref} > v_{in}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_o = v_{ss} \\ v_{ss} = -10[V] \\ v_{ref} = 2[V] \\ R_3 = 2[K\Omega] \\ R_1 = R_2 = R_3 = 10[K\Omega] \end{array} \right.$$

$$v_{in} < 0[V] \rightarrow v_o = v_{cc}$$

resumiendo entonces lo obtenido:

$$v_o(v_{in}) = \begin{cases} v_{cc} & \text{para } v_{in} < 0[V] \\ v_{ss} & \text{para } v_{in} > 6.67[V] \end{cases}$$

6.1.3. Si $V_{ss} = 0$

Para este caso particular la relación queda

$$\frac{1-k_2}{k_1} * v_{ref} > v_{in}$$

donde se ve que el punto de conmutación queda directamente dependiente de v_{ref} .

$$\text{Reemplazando } \begin{cases} v_{ref} = 2[V] \\ R_3 = 2[K\Omega] \\ R_1 = R_2 = R_4 = 10[K\Omega] \end{cases}$$

$$\text{Si: } v_{in} < 3.33[V] \rightarrow v_o = v_{ss}$$

Los análisis anteriores son válidos para un amplificador ideal o de tipo Rail to Rail, en este caso obtenido por simulación la salida máxima del LM324 es de 8.5[V], entonces queda:

$$\text{Si: } v_{in} > 6.17[V] \rightarrow v_o = v_{cc}$$

Finalmente para el LM324 y $v_{ss} = 0$

$$v_o(v_{in}) = \begin{cases} v_{cc} & \text{para } v_{in} < 3.33[V] \\ v_{ss} & \text{para } v_{in} > 6.77[V] \end{cases}$$

6.2. Simulación

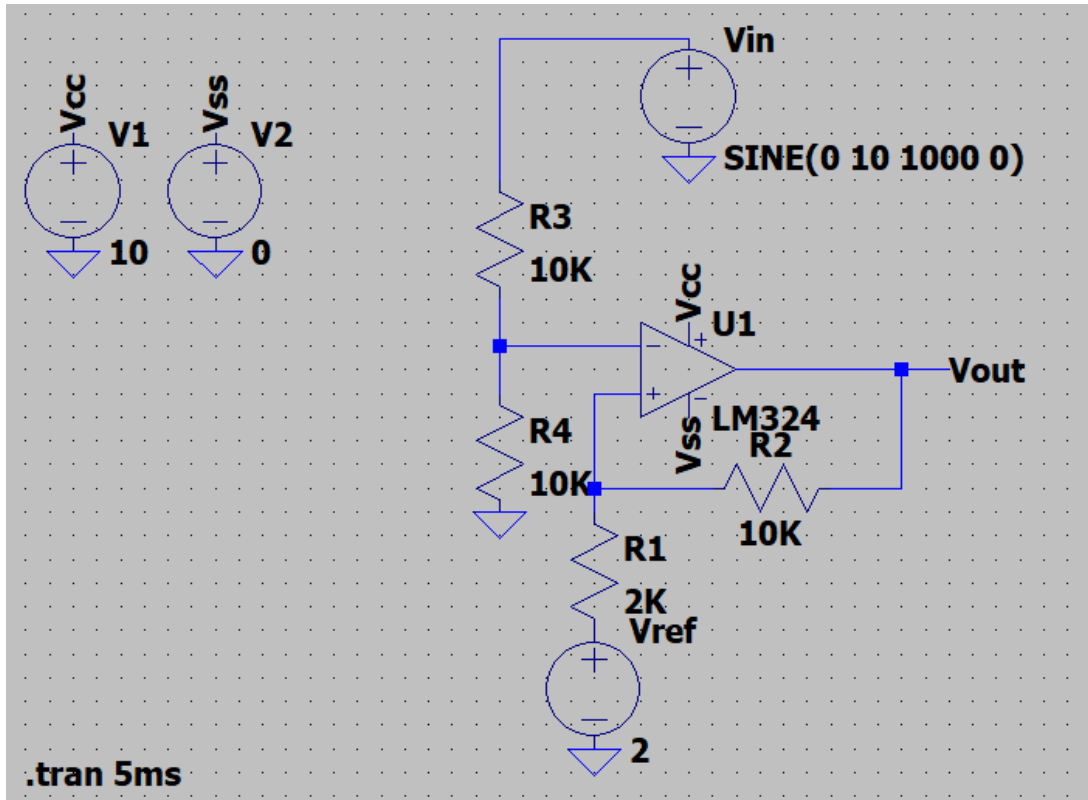


Figura 17: Circuito simulado

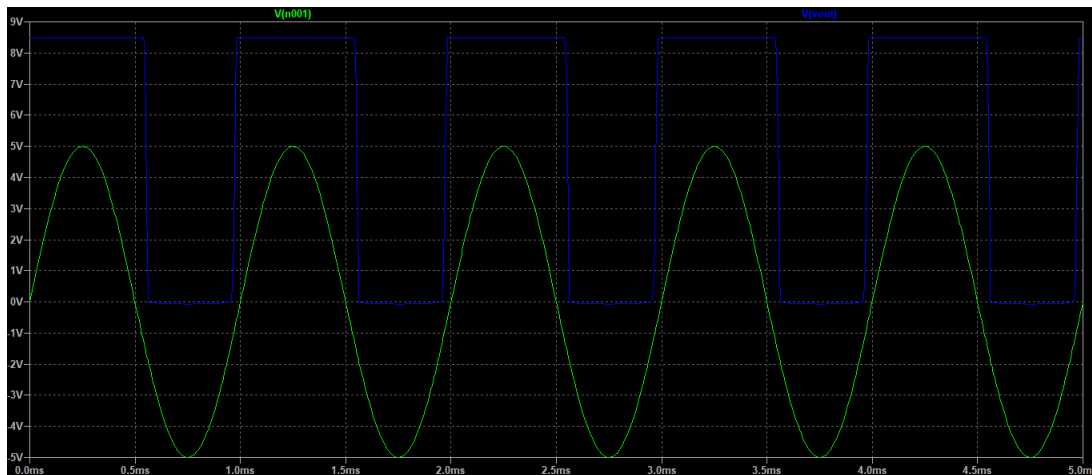


Figura 18: $V_{o1} = f(v_{in})$ con $V_{in} = 5$ [V] y 1[KHz] en el tiempo.

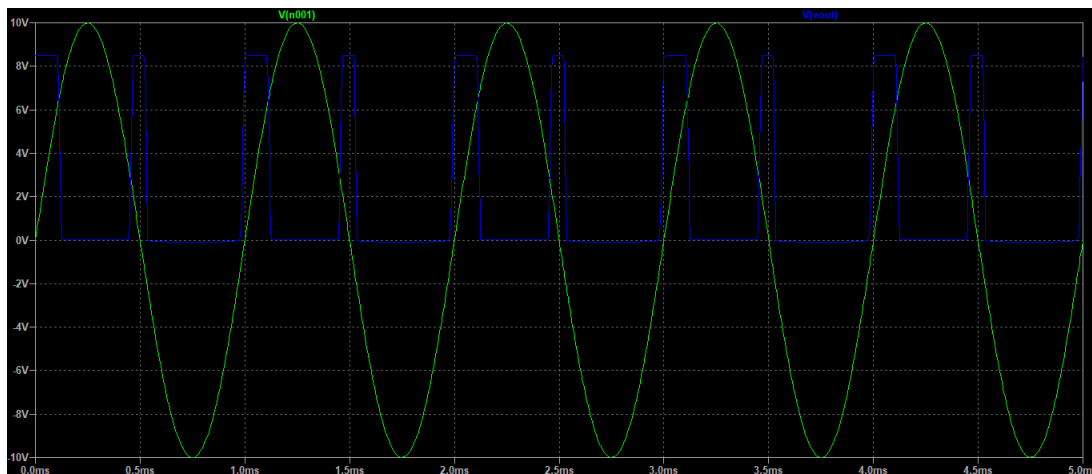


Figura 19: $V_{o1} = f(v_{in})$ con $V_{in} = 10$ [V] y 1[KHz] en el tiempo.

Podemos ver entonces como, a diferencia de un comparador convencional que evalúa dos voltajes de entrada y genera una señal de salida alta o baja según cuál de ellos sea mayor, un comparador con histéresis incorpora un mecanismo de memoria en el circuito. Esto implica que, una vez que la salida ha cambiado de estado, es necesario un cambio más significativo en la señal de entrada para que la salida vuelva a conmutar. Esta característica es especialmente útil en aplicaciones como la detección de niveles, el control de motores y los circuitos de disparo, ya que ayuda a evitar cambios erráticos en la salida debido a ruidos o fluctuaciones pequeñas en la señal de entrada.