



# Universidad Nacional de Córdoba

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Laboratorio N° 1

“AO Ideal: Circuitos Analógicos Lineales y No Lineales.”

Integrantes

Britez, Fabio

Corvalán, Abel

Rodriguez, Facundo Nicolas

Docente Ing. Pablo Ferreyra

Córdoba, República Argentina  
20 de diciembre de 2023

# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Circuito N° 1</b>	<b>2</b>
2.1. Esquemático y datos	2
2.2. Análisis teórico	2
2.3. Análisis de modo diferencial y en modo común	4
2.4. Impedancias vistas por fuentes de señal	4
2.5. Simulación	4
2.5.1. Barrido para $v_1$	6
2.5.2. Barrido para $v_2$	6
2.5.3. Barrido para modo común	6
2.5.4. Barrido en frecuencia	6
<b>3. Circuito n° 2</b>	<b>7</b>
3.1. Análisis Teórico	7
3.2. Simulación	9
<b>4. Circuito n° 3: Rectificador de precisión</b>	<b>10</b>
4.1. Análisis Teórico	10
4.2. $V_0 = V_{in}$ con $0V \leq V_{in}$	11
4.3. Simulación	12
4.4. Conclusión	13
<b>5. Circuito n° 4: Comparador con histéresis (Schmitt Trigger Inversor)</b>	<b>14</b>
5.1. Análisis Teórico	14
5.1.1. Condición $v_d < 0$	15
5.1.2. Condición $v_d > 0$	15
5.2. Simulación	16
5.2.1. Simulación con alimentación simétrica ( $V_{cc} = 10V$ y $V_{ee} = -10V$ )	16
5.2.2. Simulación con alimentación asimétrica ( $V_{cc} = 10V$ y $V_{ee} = 0V$ )	17

## 1. Introducción

## 2. Circuito N° 1

### 2.1. Esquemático y datos

Se realiza el análisis teórico del circuito que se muestra en la siguiente figura.

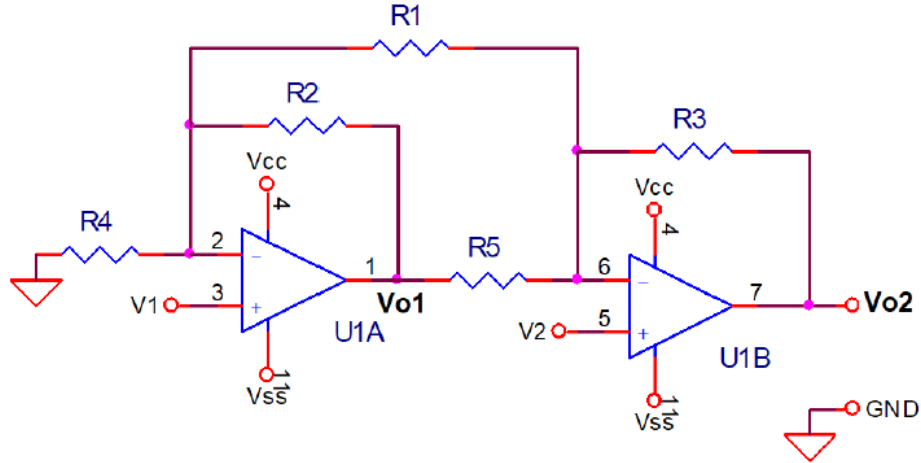


Figura 1: Esquemático del circuito N° 1

Datos:

- Amplificador operacional: LM324
- $V_{cc} = 10 \text{ [V]}$
- $V_{ss} = -10 \text{ [V]}$
- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$

### 2.2. Análisis teórico

Para facilitar el análisis del circuito, consideramos AO ideal, dividimos en 2 casos y luego aplicaremos el teorema de la superposición.

**Caso 1:** Pasivamos la fuente  $V_2$ , quedando así:  $V_1 \neq 0$  y  $V_2 = 0$ .

Primero calculamos la ganancia  $\frac{V_{O1}}{V_1}$  de la primera etapa. Para esto tengamos en cuenta que  $R_1$  y  $R_4$  quedan en paralelo.

$$R_p = (R_1 // R_4) = \frac{R_1 \cdot R_4}{R_1 + R_4}$$

Luego tenemos que:

$$I_{R_2} = I_{R_p}$$

$$\frac{V_{O1} - V_1}{R_2} = \frac{V_1 - 0}{R_p}$$

Si distribuimos y reagrupamos términos.

$$\frac{V_{O1}}{R_2} = \left( \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_2} \right) \cdot V_1$$

$$V_{01} = \left(\frac{R_2}{R_p} + 1\right) \cdot V_1$$

Por lo tanto la primera etapa queda como un no inversor:

$$\frac{V_{01}}{V_1} = \frac{R_2}{R_p} + 1 \quad (1)$$

Ahora calculamos la ganancia  $\frac{V_{02}}{V_{01}}$  de la se la segunda etapa:

$$I_{R_3} = I_{R_5}$$

$$\frac{V_{02} - 0}{R_3} = \frac{0 - V_{01}}{R_5}$$

Despejamos y obtenemos la ganancia de la segunda etapa con respecto a la primera:

$$\begin{aligned} V_{02} &= -\left(\frac{R_3}{R_5}\right) \cdot V_{01} \\ \frac{V_{02}}{V_{01}} &= -\frac{R_3}{R_5} \end{aligned} \quad (2)$$

Por lo tanto la ganancia para el Caso 1, reemplazando (1) en (2) tenemos:

$$A_{V1} = \frac{V_{02}}{V_{01}} \cdot \frac{V_{01}}{V_1} = -\frac{R_3}{R_5} \cdot \left(\frac{R_2}{R_p} + 1\right)$$

**Caso 2:** Pasivamos la fuente  $V_1$ , quedando asi:  $V_1 = 0$  y  $V_2 \neq 0$

Aplicamos la ley de las corrientes en los nodos en la primer etapa:

$$I_{R2} + I_{R1} = 0$$

$$\frac{V_{01}}{R_2} = -\frac{V_2}{R_1}$$

$$V_{01} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_2$$

Considerando que lo siguiente:

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

Entonces, se tiene:

$$V_{01} = -V_2$$

Analizando la segunda etapa se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{V_o - V_2}{R_3} &= \frac{V_2 - V_x}{R_5} + \frac{V_2}{R_1} \\ \frac{V_o}{R_3} &= \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}\right) \cdot V_2 - \frac{V_x}{R_5} \end{aligned}$$

Por la condición (1) se tiene

$$V_o = 3 \cdot V_2 + V_2$$

$$V_o = 4 \cdot V_2$$

## 2.3. Análisis de modo diferencial y en modo común

Se analiza  $v_d$  (diferencial) y  $v_c$  (común) teniendo en cuenta que cualquiera de las salidas es una combinación lineal de las tensiones de entrada y las definiciones de las señales en modo común y diferencial dadas.

Primero se tiene:

$$v_{o\mu} = G_1 v_1 + G_2 v_2$$

y además se tiene:

$$v_d = v_2 - v_1$$

$$v_c = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

Combinando para  $v_1$  y  $v_2$ , y sumando miembro a miembro:

$$v_{o\mu} = (G_1 + G_2)v_1 + G_2 v_d$$

$$v_{o\mu} = (G_1 + G_2)v_2 + G_2 v_d$$

$$v_{o\mu} = \frac{G_1 + G_2}{2} v_c + \frac{G_2 - G_1}{2} v_d$$

Por último se tiene:

$$v_{o1} = 2v_c - 2v_d$$

$$v_{o2} = 4v_d$$

## 2.4. Impedancias vistas por fuentes de señal

Como la señal que se inyecta directamente en la entrada de los amplificadores VFA, las impedancias vistas por las fuentes de señal tienden a infinito.

## 2.5. Simulación

Se realiza la simulación del circuito en el software LTSpice:

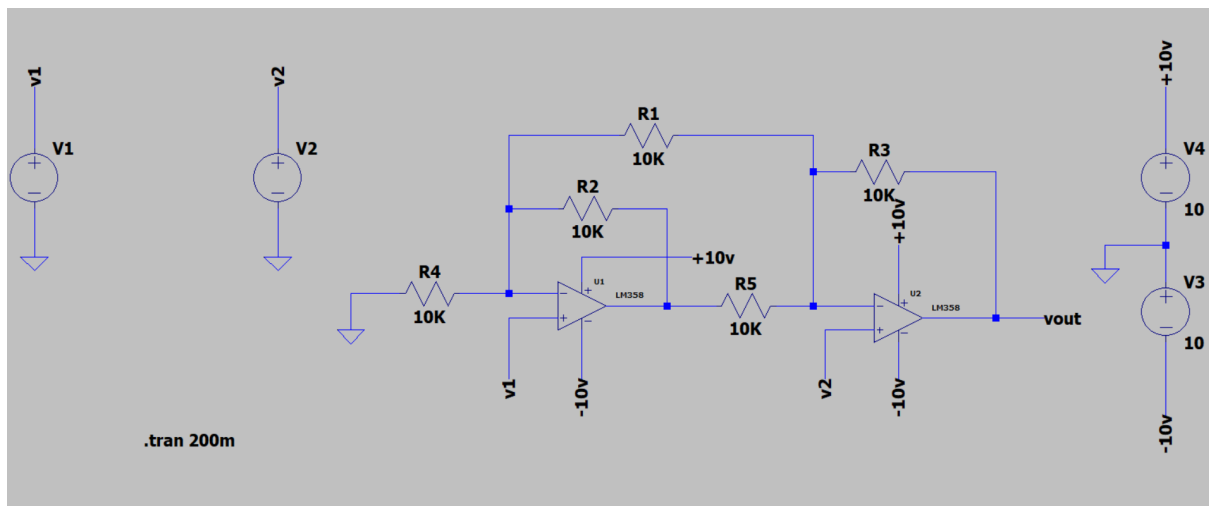


Figura 2: Señal de salida para modo diferencial - Circuito 1

con señal de entrada en modo diferencial:

Se realizan las siguientes mediciones:

Se realizan barridos de tensión continua desde -10V a 10V para las fuentes  $v_1$  y  $v_2$ . Se grafican las salidas de las dos etapas que conforman el circuito propuesto.

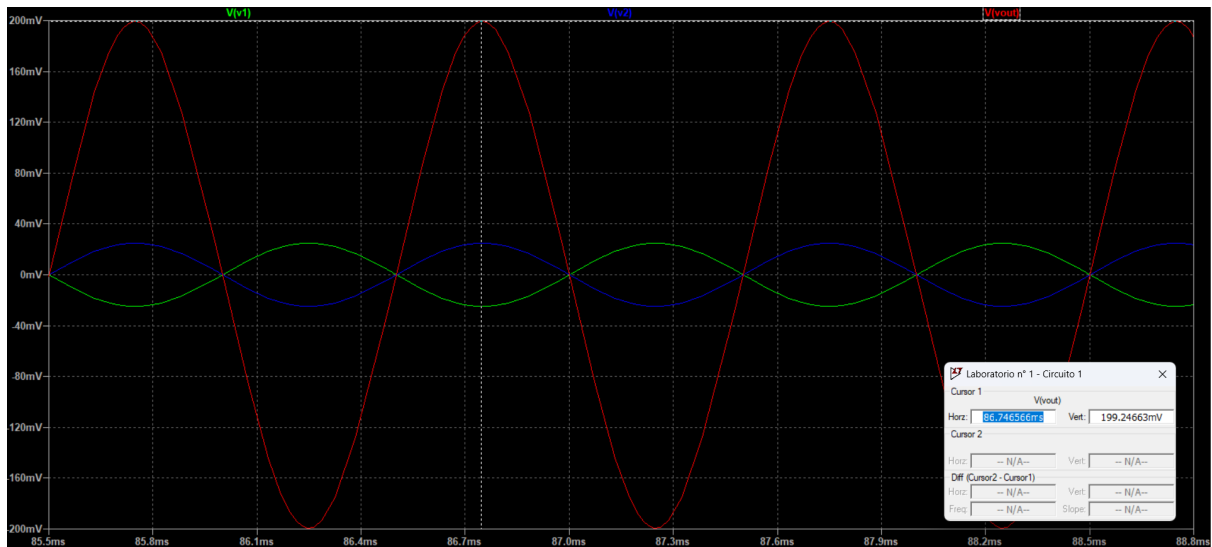


Figura 3: Señal de salida para modo diferencial - Circuito 1

Condic de simulación	$V1 \neq 0$ y $V2=0$	$V1 = 0$ y $V2 \neq 0$	$V1 \neq 0$ , $V2 \neq 0$ , $\Delta\phi=0$ (mc)	$V1 \neq 0$ , $V2 \neq 0$ , $\Delta\phi \neq 0$ (md)
Vout	100mV	100mV	250uV	200mV

Figura 4: Tabla de mediciones

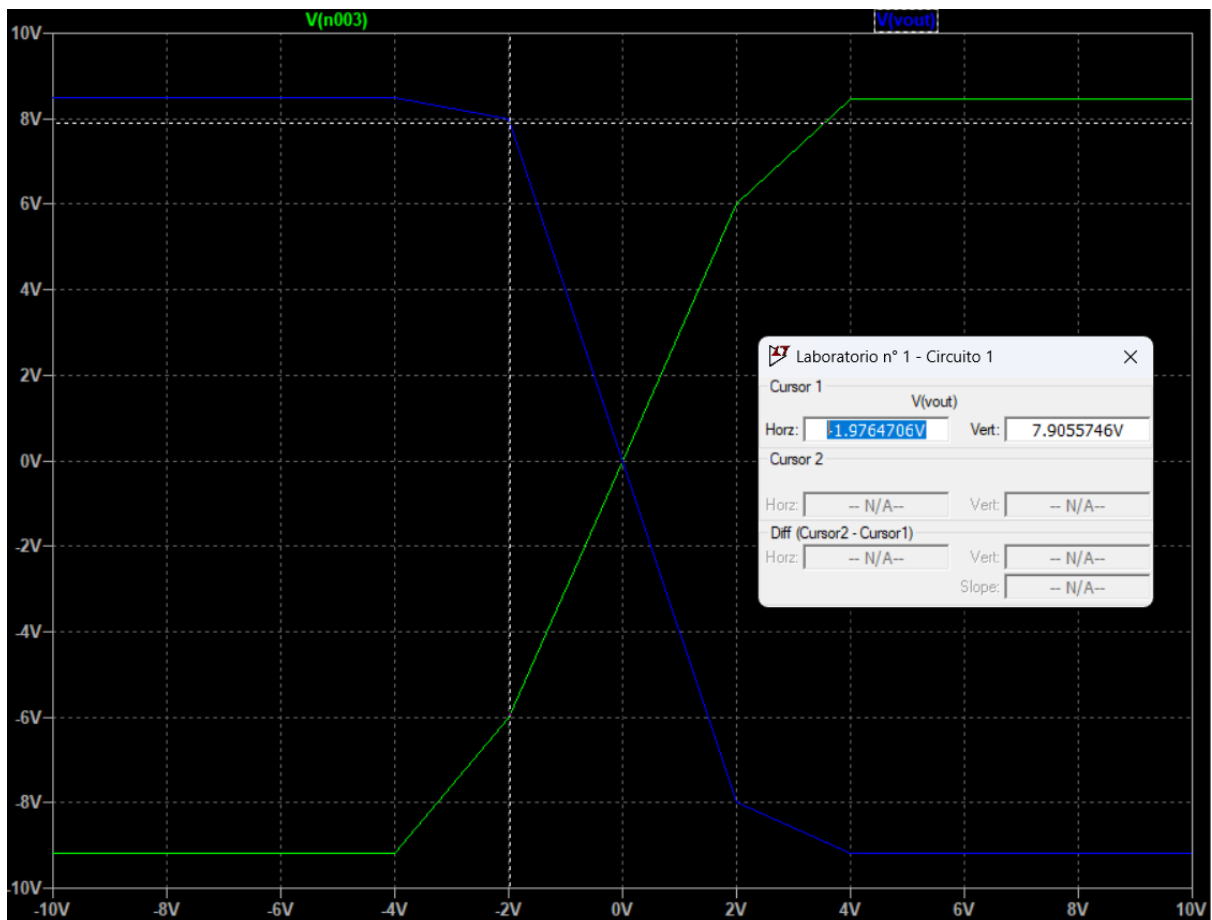


Figura 5: Barrido en DC para v1

### 2.5.1. Barrido para $v_1$

Se observa que para baja excursión, las salidas son las rectas  $v_{o1} = 3v_1$  y  $v_{o2} = -4v_1$ , anteriormente analizadas.

### 2.5.2. Barrido para $v_2$

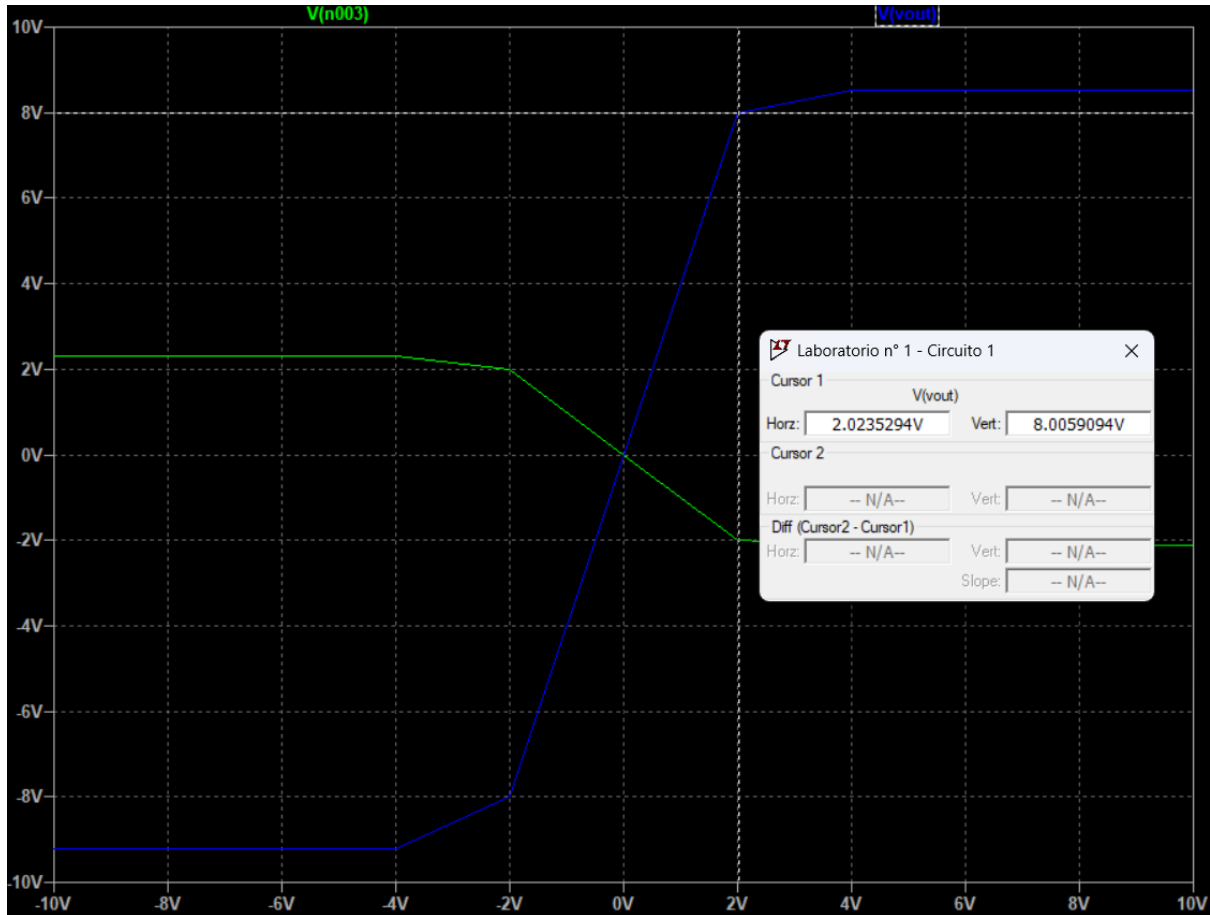


Figura 6: Barrido en DC para  $v_2$

Se observa que para baja excursión, las salidas son las rectas  $v_{o1} = -v_2$  y  $v_{o2} = 4v_2$ .

### 2.5.3. Barrido para modo común

En este caso se inyecta la misma señal a las entradas y se realiza el mismo barrido de -10V a 10V. Se observa la ausencia de modo común en la salida. Esto ocurre en el rango comprendido entre  $\pm 4V$ .

### 2.5.4. Barrido en frecuencia

Se realiza un barrido de  $1Hz$  a  $100MHz$  para  $v_1 = v_2 = 1V = v_c$  para estudiar la respuesta en frecuencia del circuito propuesto.

Se observa que para alta frecuencia cae la RRMC del sistema.

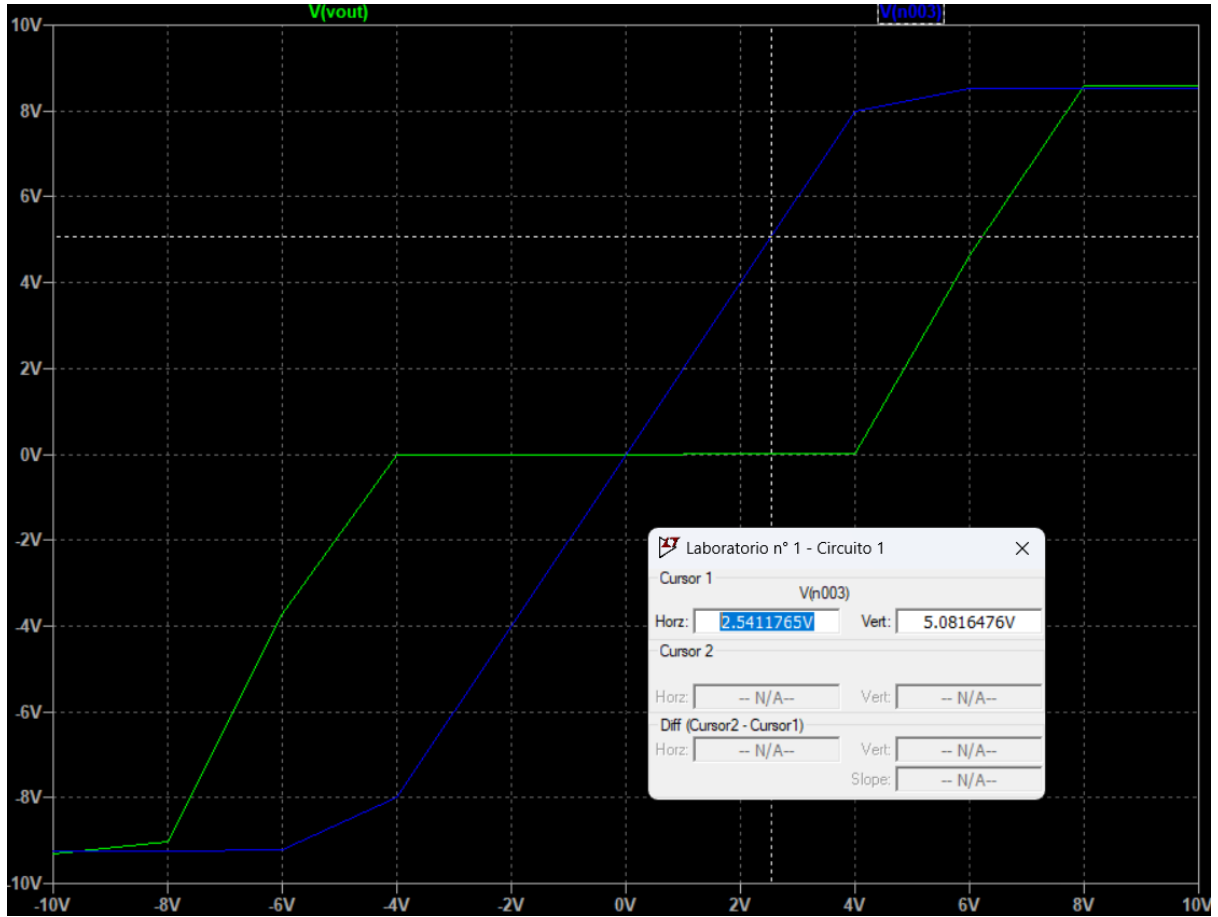


Figura 7: Barrido en DC, modo común

### 3. Circuito n° 2

#### 3.1. Análisis Teórico

Se realiza el análisis teórico del circuito que se muestra en la siguiente figura.

Inicialmente expresamos  $v^+$  y  $v^-$  en función de  $V_o$  planteando el divisor resistivo en el nodo '2' de la figura:

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

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

Reemplazando  $v^+$ :

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

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

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

Reemplazando para  $R_1 = 100$ ,  $R_2 = 10k$ ,  $R_3 = 1k$ ,  $R_4 = 100k$  :

$$V_{in} = V_o \left[ \frac{1}{R_L} 909,09091 \right]$$



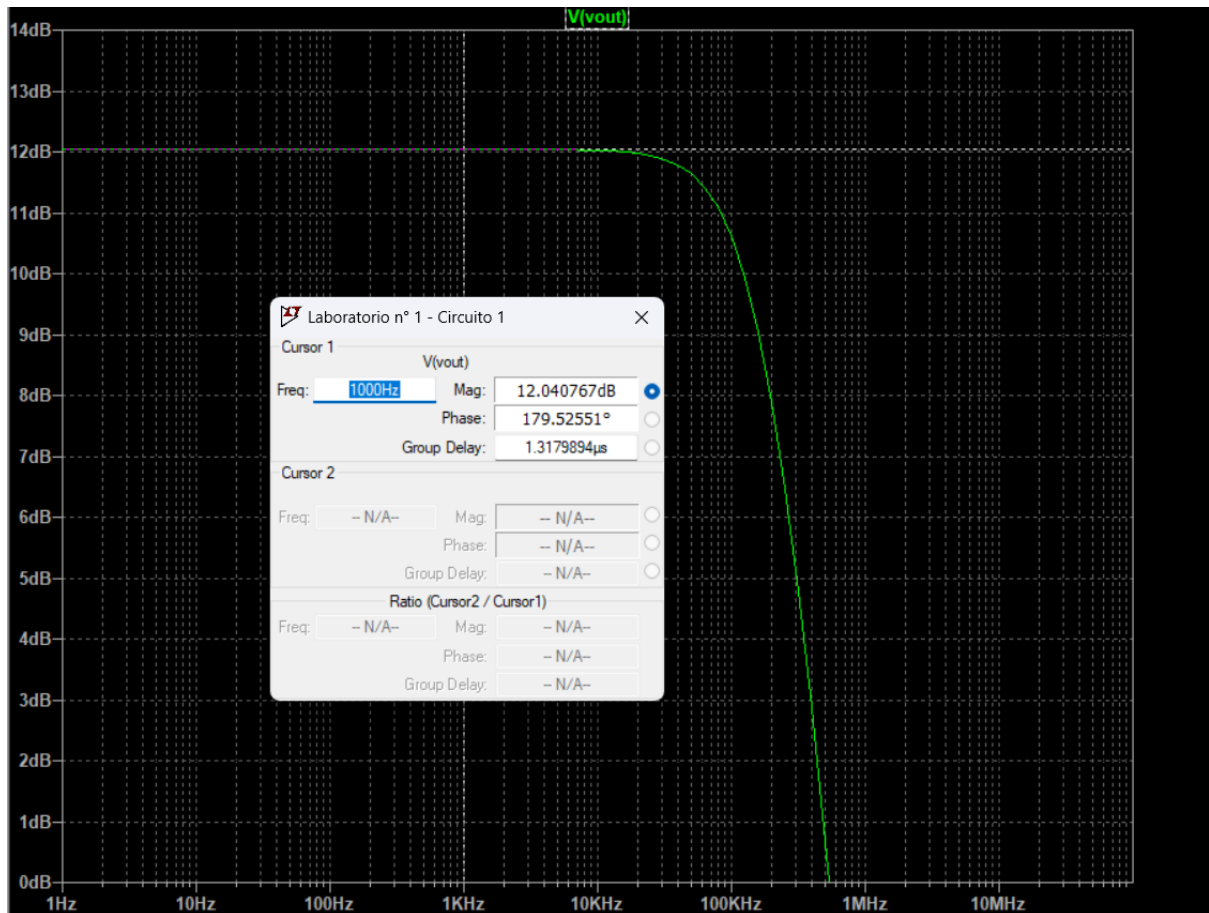


Figura 8: Barrido en frecuencia

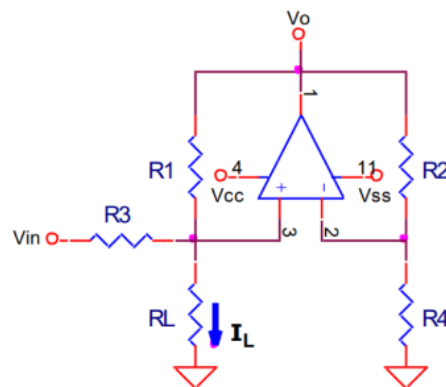


Figura 13 : Esquema del circuito 2,  
 Datos: Amplificador Operacional LM324,  
 $V_{cc} = 10V$  y  $V_{ss} = -10V$   $R1 = 100\Omega$ ;  $R2 = 10K\Omega$ ;  $R3 = 1K\Omega$  y  $R4 = 100K\Omega$

Figura 9: Circuito n° 2

Ahora, vamos a expresar la corriente que fluye a través de la carga en función del valor de la carga resistiva y de la tensión de entrada :

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

I <sub>RL</sub> (μA)		Vin (V)		
		0,5	1	2
RL (Ohms)	0	0	0	0
	1000	500	1000	2000
	2000	500	1000	2000
	5000	500	1000	2000
	10000	500	1000	2000

Figura 10: Valor teórico de la amplitud de la corriente en la carga en función del valor de la carga y de la amplitud de la tensión de entrada

Vout (V)		Vin (V)		
		0,5	1	2
RL (Ohms)	0	0	0	0
	1000	0,55	1,1	2,2
	2000	1,1	2,2	4,4
	5000	2,75	5,5	11
	10000	5,5	11	22

Figura 11: Valor teórico de la amplitud de la tensión de salida en función del valor de la carga y de la amplitud de la tensión de entrada

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

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

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

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

También podemos expresar la amplitud de la tensión de salida en función de la tensión de entrada y de la carga:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{\frac{1}{R_L} 909,09091}$$

$$V_{out} = V_{in} R_L * 1,1 * 10^{-3}$$

Para terminar, podemos encontrar la relación entre el valor máximo de la carga que podemos conectar al circuito y la tensión de entrada. Para determinar la RL máxima, debemos considerar el caso en el cual Vo sea igual a Vcc (10V):

$$10[V] = V_{in} R_L * 1,1 * 10^{-3}$$

$$R_{L,mac} = \frac{909,09091}{V_{in}}$$

A partir de la relaciones que pudimos encontrar analíticamente, completamos las tablas de las figuras 14 y 15. En estas tablas, se pueden encontrar valores de la corriente a través de la carga y respectivamente de la tensión de salida para Vin=[0,5;1;2]V y RL= [0,1,2,5,10]k.

Cabe aclarar que aquellos valores de tensión de salida que superen Vcc (10V) implican que la señal estará recortada.

### 3.2. Simulacion

Después de hacer el análisis teórico del circuito, lo simulamos utilizando LTSpice. En el osciloscopio de simulación, medimos la amplitud de la corriente de la carga para distintos valores de la misma y varios valores de tensión de entrada. Los resultados son resentados en la siguiente tabla.

Para el analisis de la tension de salida Vo con diferentes valores de carga y tension de entrada Vin.

I [A]	Vin [V]		
RL [ohm]	0.5	1	2
0			
1K	498.53 u	995 u	1.99 m
2K	498.53 u	995 u	1.99 m
5K	498.53 u	995 u	1.99 m
10K	498.53 u	995 u	1.99 m

Figura 12: Tabla de corriente de carga

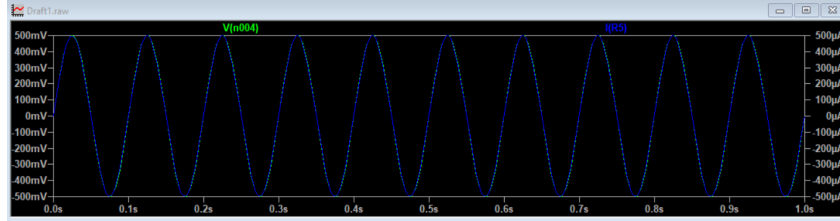


Figura 13: Simulacion de la corriente por la carga

Vo [V]	Vin [V]		
RL [ohm]	0.5	1	2
0			
1K	0.547	1.096	2.19
2K	1.096	2.192	4.384
5K	2.741	5.486	10.93
10K	5.491	10.966	21.94

Figura 14: Tabla de tension de salida

## 4. Circuito n° 3: Rectificador de precisión

### 4.1. Análisis Teórico

Para determinar la tensión de salida  $V_o$  en función de la tensión de entrada  $V_{in}$ , se considerarán dos casos: cuando la tensión de entrada es positiva, y cuando la tensión de entrada es negativa.

a)

$$V_o = f(V_{in}) \text{ con } 0V < V_{in}$$

En estas condiciones, el diodo D2 conduce, mientras que el diodo D1 no, ya que el amplificador U1A se encuentra operando en modo no inversor. Inicialmente se analizará el caso en que la tensión de entrada del amplificador U1B se encuentra pasivada, entonces la ecuación de corrientes en el nodo '6' resulta:

$$\frac{V_o}{R_4} = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2} \quad (3)$$

$$\frac{V_o}{10[k\Omega]} = -\frac{V_{in}}{15[k\Omega]} \quad (4)$$

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

Si ahora se pasiva la tensión de entrada del amplificador U1A, se plantea el divisor de tensión en el nodo '6':

Datos: Amplificador Operacional LM324  
 $V_{cc} = 10V$   $V_{ss} = -10V$   
 $D1 = D2 = 1N4148$   
 $R1 = R3 = R4 = 10K\Omega$  1% y  $R2 = 5K\Omega$  1%

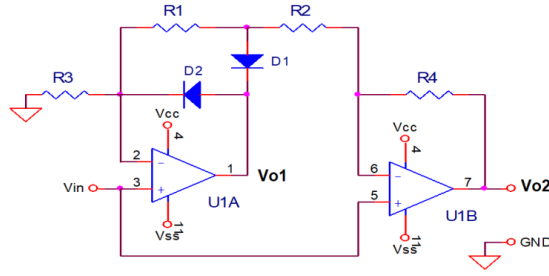


Figura 15: Enter Caption

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

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

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

Si no se tiene ninguna tensión pasivada, aplicando superposición:

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

$$V_o = V_{in}$$

#### 4.2. $V_o = V_{in}$ con $0V$ ¿ $V_{in}$

En estas nuevas condiciones, el diodo D1 conduce, mientras que el diodo D2 no. Se considerará inicialmente que la tensión a la salida del amplificador U1A se encuentra pasivada. Se plantea el divisor de tensión en el nodo '6':

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

$$V_{in} = V_o \frac{5k\Omega}{15k\Omega}$$

$$V_o = 3V_{in}$$

Si ahora se considera que la tensión de entrada del amplificador U1B está pasivada, la ecuación de corrientes del nodo '6', tomando VoB como la tensión de salida del amplificador U1B, resulta:

$$\frac{V_{oB}}{R_2} = -\frac{V_o}{R_4} \quad (6)$$

$$\frac{V_{oB}}{5[k\Omega]} = -\frac{V_o}{10[k\Omega]} \quad (7)$$

$$V_o = -2V_{oB} \quad (8)$$

Por otro lado, la tensión de salida VoB se obtiene planteando el divisor de tensión del amplificador U1B:

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

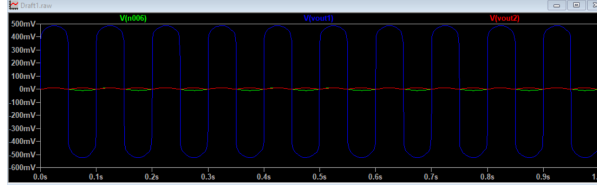


Figura 16: Enter Caption

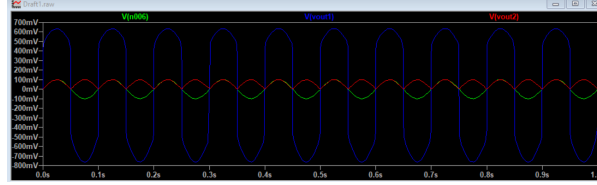


Figura 17: Enter Caption

$$V_{in} = V_{oB} \frac{10[k\Omega]}{20[k\Omega]}$$

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

Reemplazando:

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

Si no se tiene ninguna tensión pasivada, aplicando superposición:

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

$$V_o = -V_{in}$$

En resumen, cuando la tensión de entrada es positiva, la tensión de salida es igual a la tensión de entrada, mientras que cuando la tensión de entrada es negativa, la tensión de salida será positiva y de igual amplitud a la de entrada.

### 4.3. Simulacion

Después de encontrar analíticamente la expresión de la tensión de salida en función de aquella de entrada, simulamos el circuito con el software LTSpice. En el software, visualizamos la tensión de salida (en verde) para varios valores de tensión de entrada (ver Figuras 25 a 27) y medimos la amplitud de la tensión de salida. Los resultados son reunidos en la tabla de la Figura 28. Para terminar, estos resultados nos permiten graficar la evolución de la amplitud de la señal de salida en función de aquella de la señal de entrada (ver Figura 35 de la sección III.4.).

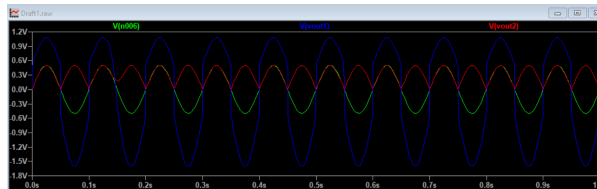


Figura 18: Enter Caption

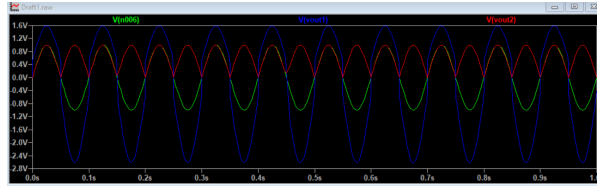


Figura 19: Enter Caption

Vin	Vout1	Vout2
10mV	486.19mV	9.93mV
50mV	567.55mV	49.65mV
100mV	635.24mV	99.39mV
500mV	1.07mV	496.55mV
1V	1.59V	993.2mV
2V	2.6V	1.987V

Figura 20: Enter Caption

#### 4.4. Conclusión

En este trabajo de laboratorio, pudimos estudiar tres circuitos y observar sus limitaciones al momento de armarlos físicamente. El primero circuito, amplificador de tensión, solamente permite amplificar con una ganancia experimental de un poco más de 3 en vez de 4 como lo esperábamos según el análisis teórico y la simulación. El segundo circuito, cuando lo armamos físicamente, tuvo un comportamiento parecido a lo que pudimos observar en la simulación y durante el análisis teórico. Para terminar, el tercer circuito tuvo resultados parecidos a los obtenidos por simulación y análisis teórico para valores de  $V_{in}$  bajos, pero vimos que si aumentamos demasiado  $V_{in}$ , el circuito está limitado físicamente por el valor de su alimentación y saturación ocurre.

## 5. Circuito n° 4: Comparador con histéresis (Schmitt Trigger Inversor)

### 5.1. Análisis Teórico

Se propone un circuito Schmitt Trigger inversor implementando el amplificador operacional LM324. Se realiza el análisis teórico del circuito que se muestra en la siguiente figura.

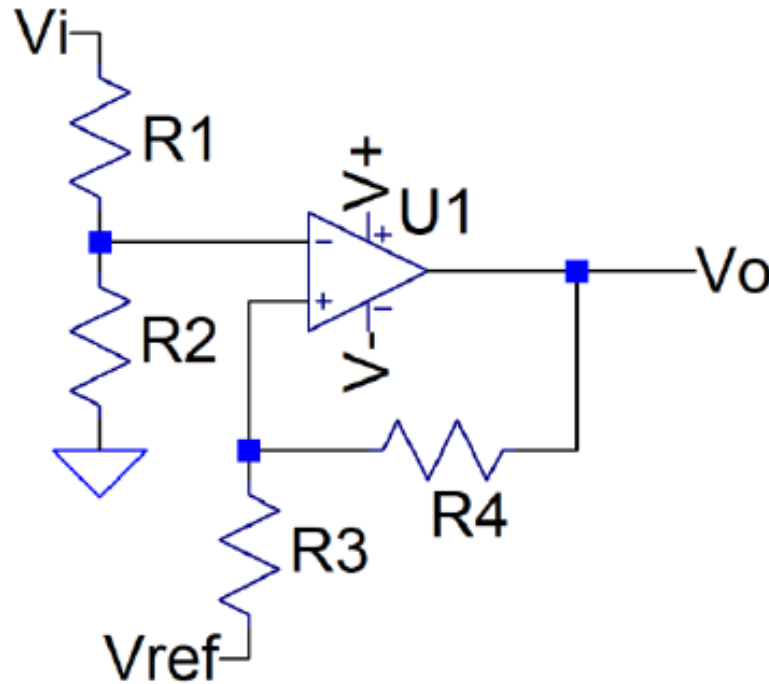


Figura 21: Circuito n° 4

Los correspondientes valores tensiones de alimentación, referencia y valores de los componentes son los siguientes:

$$V+ = 10V$$

$$V- = 0V$$

$$V_{ref} = 2V$$

$$R_1 = R_2 = R_4 = 10K\Omega$$

$$R_3 = 2K\Omega$$

Se analizan los umbrales de conmutación del circuito. Se consideran las realimentaciones positivas y negativas.

$$v^- = k_1 * V_i$$

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

Con:

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

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

### 5.1.1. Condición $v_d < 0$

Siendo  $v_d = v^+ - v^-$ . Si la tensión  $v_d \neq 0$ , se considera que en este caso la tensión de salida tiene un valor inicial  $V_o = V_{cc}$  y luego pasa a tener un valor  $V_o = V_{ee}$ , debido a la acción de conmutación. Entonces se tiene:

$$v_d = v^+ - v^- < 0 \Rightarrow V_o = V_{ee}$$

$$v^+ < v^-$$

$$k_2 * (V_o - V_{ref}) + V_{ref} < k_1 * V_i$$

$$\frac{k_2}{k_1} * (V_o - V_{ref}) + \frac{V_{ref}}{k_1} < V_i$$

$$\frac{k_2}{k_1} * V_o + \frac{1 - k_2}{k_1} * V_{ref} < V_i$$

Se tiene:

$$k_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10K\Omega}{10K\Omega + 10K\Omega} = 0,5$$

$$k_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{2K\Omega}{2K\Omega + 10K\Omega} = 0,166$$

Reemplazando en la expresión anterior:

$$\frac{0,166}{0,5} * 10V + \frac{1 - 0,166}{0,5} * 2V < V_i$$

$$3,32V + 3,34V < V_i$$

$$V_i > 6,66V \Rightarrow V_o = V_{cc}$$

Para nuestro caso  $V_{cc} = 10V$ .

$$V_i > 6,66V \Rightarrow V_o = 10V$$

### 5.1.2. Condición $v_d > 0$

Se tiene que  $v_d \neq 0$ . Previo a esta condición, el circuito tendrá un valor de salida de  $V_o = V_{ee}$ , por lo que conmutará de un valor de  $V_o = V_{ee}$  a  $V_o = V_{cc}$ . Se desarrolla la condición planteada:

$$v_d = v^+ - v^- > 0 \Rightarrow V_o = V_{cc}$$

$$v^+ > v^-$$

$$k_2 * (V_o - V_{ref}) + V_{ref} > k_1 * V_i$$

$$\frac{k_2}{k_1} * V_o + \frac{1 - k_2}{k_1} * V_{ref} > V_i$$

Como  $V_{ee} = 0V$ , se tiene:

$$\frac{0,166}{0,5} * 0V + \frac{1 - 0,166}{0,5} * 2V > V_i$$

$$\frac{1 - 0,166}{0,5} * 2V > V_i$$

$$V_i < 3,336V \Rightarrow V_o = V_{ee}$$

Para nuestro caso:

$$V_i < 3,336V \Rightarrow V_o = 0V$$



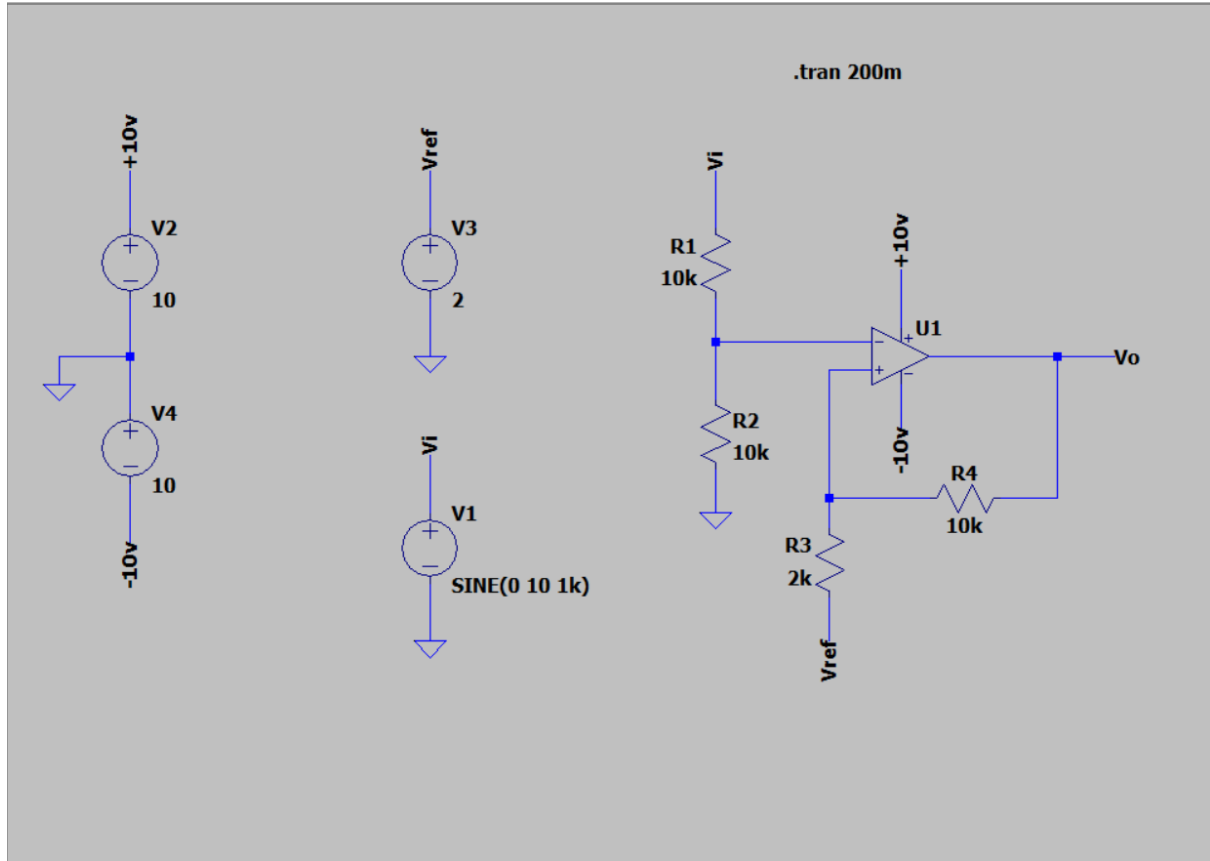


Figura 22: Circuito n° 4 - Alimentación simétrica

## 5.2. Simulación

### 5.2.1. Simulación con alimentación simétrica ( $V_{cc} = 10V$ y $V_{ee} = -10V$ )

Se realiza la simulación del circuito con alimentación simétrica en el software LTSpice. Se inyecta una señal senoidal de entrada con las siguientes características:

$$\hat{V}_{i_{máx}} = 10V (\text{Amplitud pico})$$

$$f_{frecuencia} = 1KHz$$

En la siguiente figura se muestra la señal de salida  $V_o$  (color verde) y la señal de entrada  $V_i$  (color azul) con los siguientes valores medidos: Se observa en la siguiente figura la señal de entrada en el pin  $v+$  (en color azul). - Umbral de conmutación de valor  $V_o = V_{ee}$  a  $V_o = V_{cc}$ .

$$V_{i_{simulación}} = 2,06V$$

Lo cual en teoría se verifica con la condición teórica analizada anteriormente:

$$V_{i_{teórica}} < 3,336V \Rightarrow \text{con } V_{o_{inicial}} = V_{ee}$$

- Umbral de conmutación de valor  $V_o = V_{cc}$  a  $V_o = V_{ee}$

$$V_{i_{simulación}} = 6,31V$$

El valor de tensión de umbral de simulación se aproxima al valor teórico de conmutación.

$$V_{i_{teórica}} > 6,66V \Rightarrow V_{o_{inicial}} = V_{cc}$$

Se concluye el comportamiento del circuito Schmitt Trigger Inversor, con los siguientes umbrales:

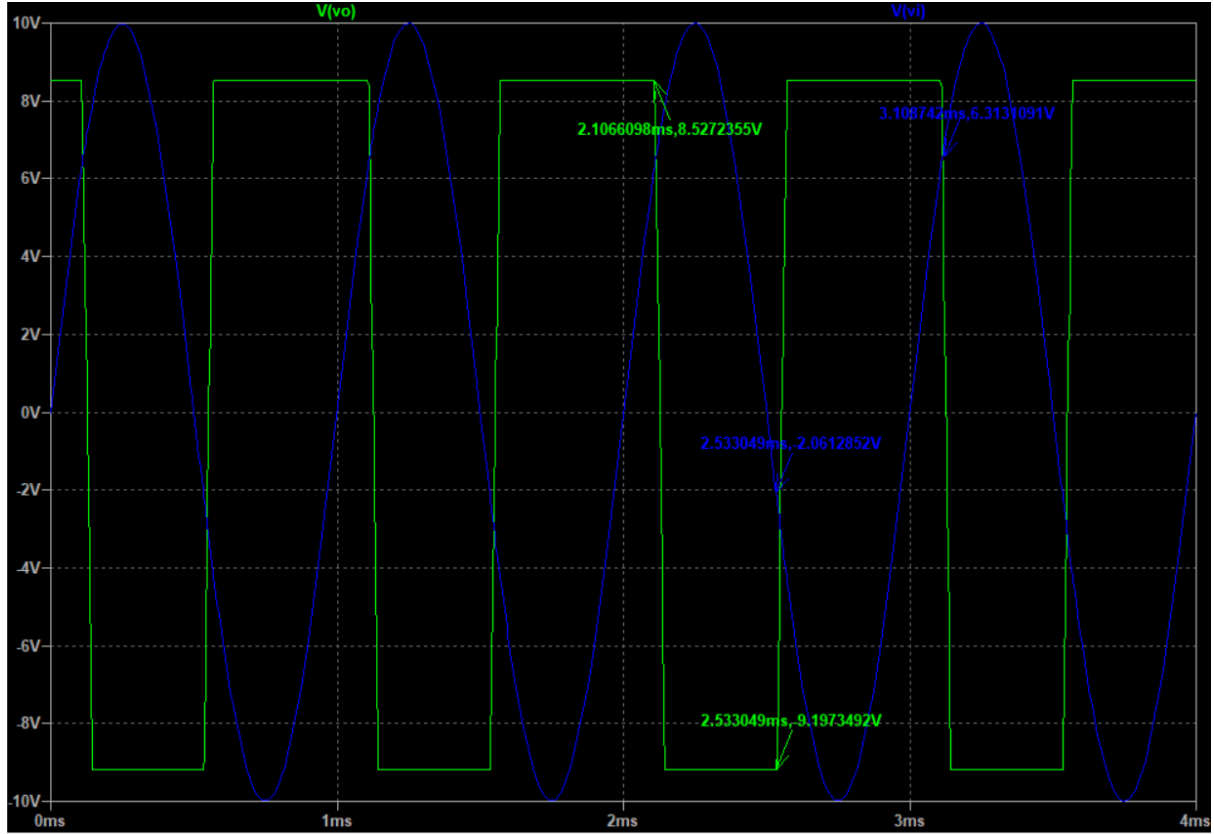


Figura 23: Señal de salida de circuito con alimentación simétrica

$$Valoresdeconmutación = \begin{cases} V_{ee} \rightarrow V_{cc}, & V_i \leq 2,06V \\ V_{cc} \rightarrow V_{ee}, & V_i \geq 6,31V \end{cases} \quad (9)$$

Se tiene que los valores reales de la salida difieren de los valores teóricos  $V_o = V_{cc} = 10V$  y  $V_o = V_{ee} = -10V$ . Se obtuvieron los siguientes valores de salida  $V_{om\acute{a}x} = 8,53V$  y  $V_{om\acute{i}n} = -9,2V$ . Esto es debido a que el amplificador operacional implementado no tiene la característica Rail-to-Rail.

### 5.2.2. Simulación con alimentación asimétrica ( $V_{cc}=10V$ y $V_{ee}=0v$ )

Se realiza la simulación del circuito con alimentación asimétrica en el software LTSpice.

Se inyecta una señal senoidal de entrada con las siguientes características:

$$\hat{V}_{i\acute{m}ax} = 10v(Amplitudpico)$$

$$frequency = 1KHz$$

En la siguiente figura se muestra la señal de salida  $V_o$  (color verde) y la señal de entrada  $V_i$  (color azul). Se obtiene el siguiente comportamiento de la salida del circuito conmutador. Se observa en la medición que la señal en el pin  $v^-$  del amplificador (señal de entrada atenuada) que la misma se distorsiona en el semiciclo negativo. Esto se debe a que los transistores internos que conforman el amplificador operacional no se encuentran polarizados para procesar una señal sinusoidal simétrica. Esta distorsión no ocurre para el circuito con alimentación simétrica  $V_{cc}=10V$  y  $V_{ee}=-10V$ .

Debido a la característica anteriormente nombrada del operacional implementado, se tiene que los valores máximos y mínimos de salida de la simulación difieren de los valores teóricos.

Se obtienen los siguientes valores de tensión de umbral:

- Umbral de conmutación de valor  $V_o = v^-$  a  $V_o = v^+$

$$V_{i\acute{m}ax\acute{sim}ulación} = 3,07V$$

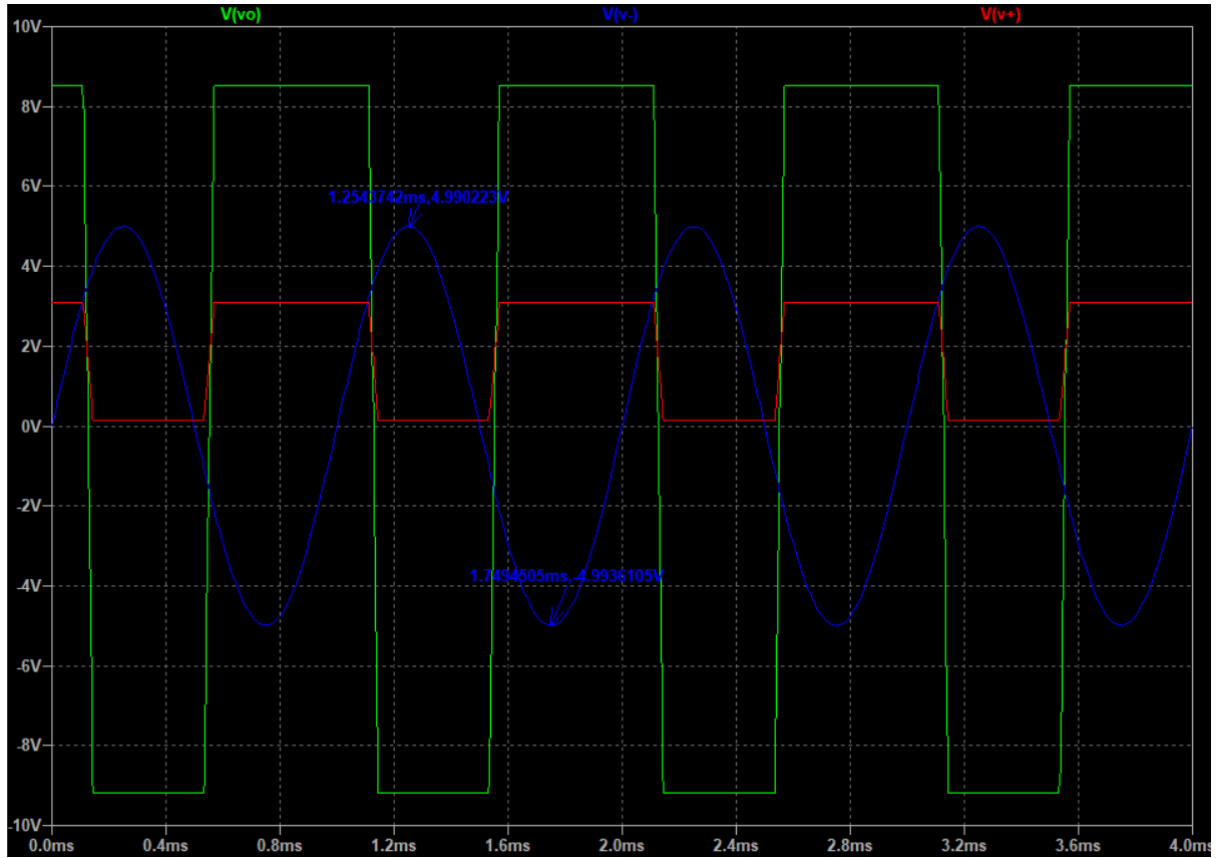


Figura 24: Señal de entrada en v- sin distorsión

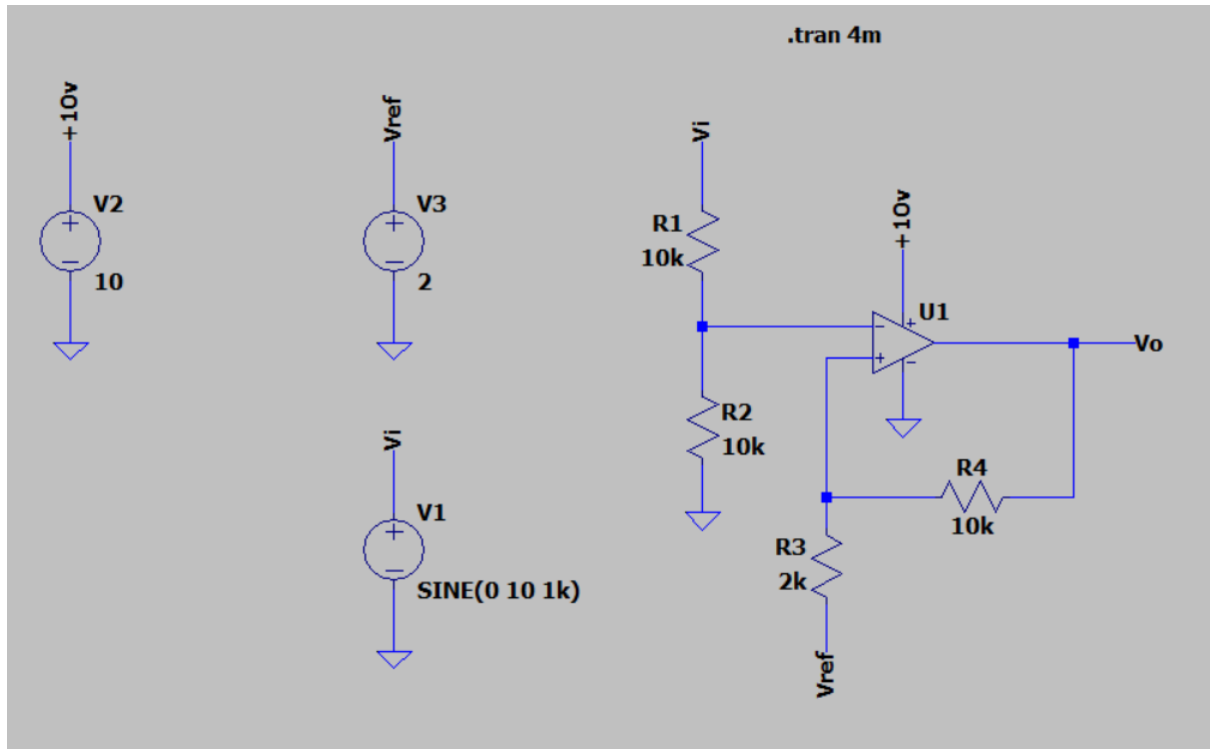


Figura 25: Circuito n° 4 - Alimentación asimétrica

Lo cual en teoría se verifica con la condición teórica analizada anteriormente:

$$Vi_{teórica} < 3,336V \Rightarrow con Vo_{inicial} = V_{ee}$$

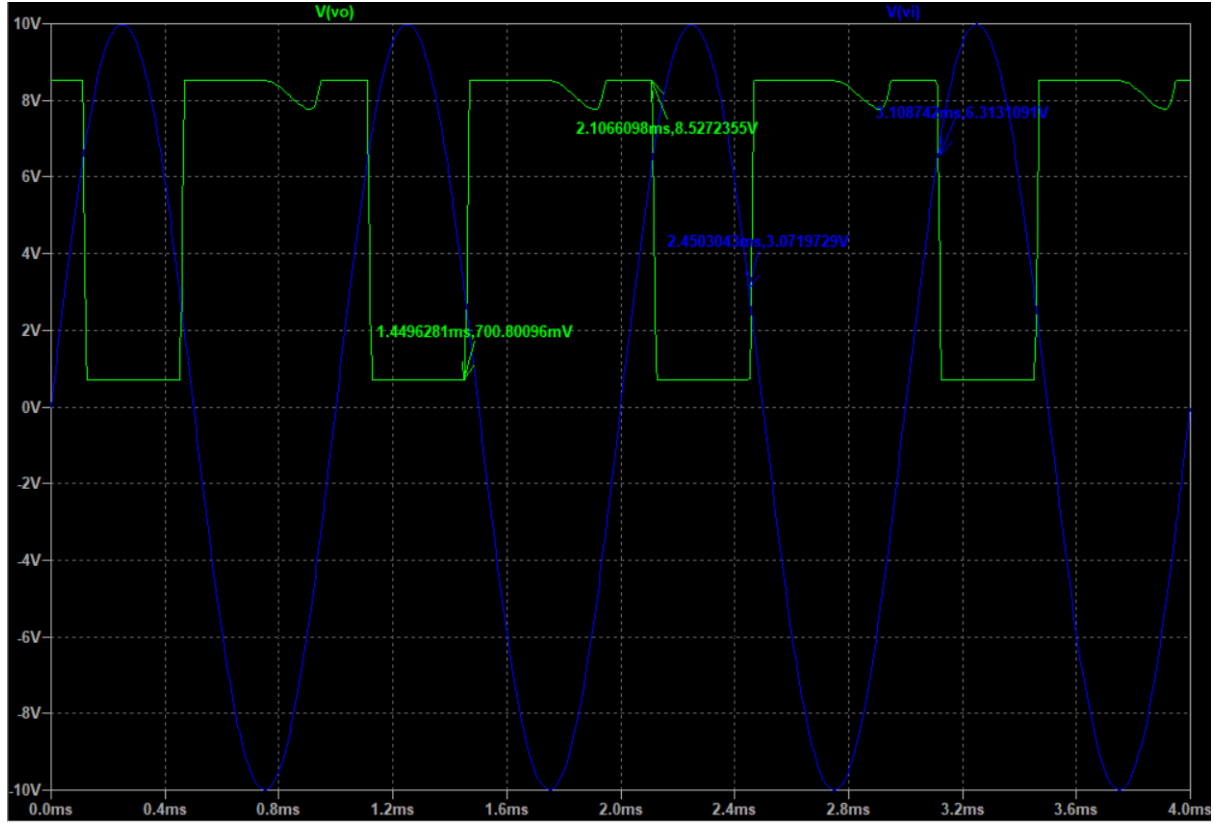


Figura 26: Señal de salida de circuito con alimentación asimétrica

- Umbral de conmutación de valor  $V_o = v_+$  a  $V_o = v_-$

$$V_{i_{simulación}} = 6,31V$$

El valor de tensión de umbral de simulación se aproxima al valor teórico de conmutación.

$$V_{i_{teórica}} > 6,66V \Rightarrow V_{o_{inicial}} = V_{cc}$$

Se concluye el comportamiento del circuito Schmitt Trigger Inversor propuesto, con los siguientes umbrales para una alimentación asimétrica es la siguiente:

$$Valoresdeconmutación = \begin{cases} V_{ee} \rightarrow V_{cc}, & V_i \leq 3,07V \\ V_{cc} \rightarrow V_{ee}, & V_i \geq 6,31V \end{cases} \quad (10)$$

Se tiene que los valores reales de la salida difieren de los valores teóricos  $V_o = V_{cc} = 10V$  y  $V_o = V_{ee} = -10V$ . Se obtuvieron los siguientes valores de salida  $V_{omáx} = 8,53V$  y  $V_{omín} = -700mV$ . Esto es debido a que el amplificador operacional implementado no tiene la característica Rail-to-Rail.

Se observa como cambiaría el lazo de histéresis para diferentes valores de  $V_{ref}$ .

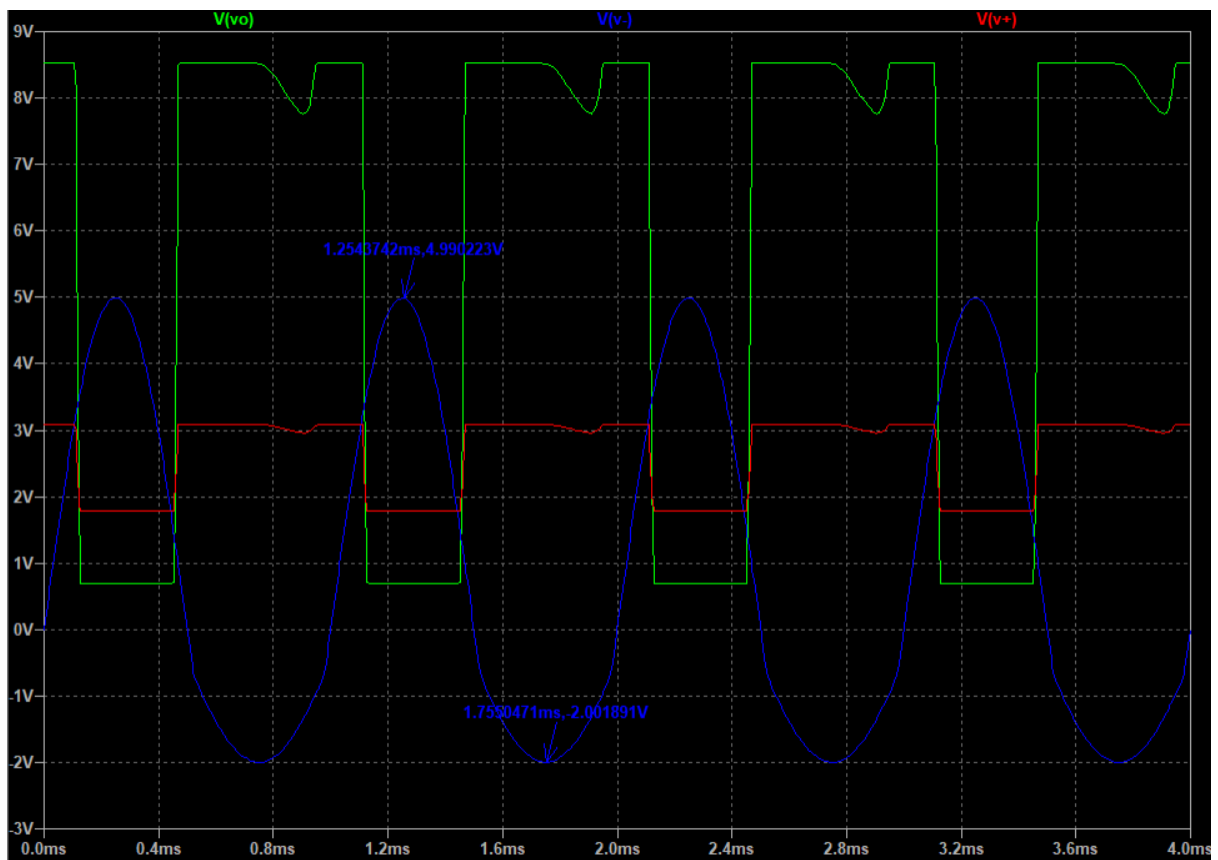


Figura 27: Distorsión de señal de entrada en  $v_-$

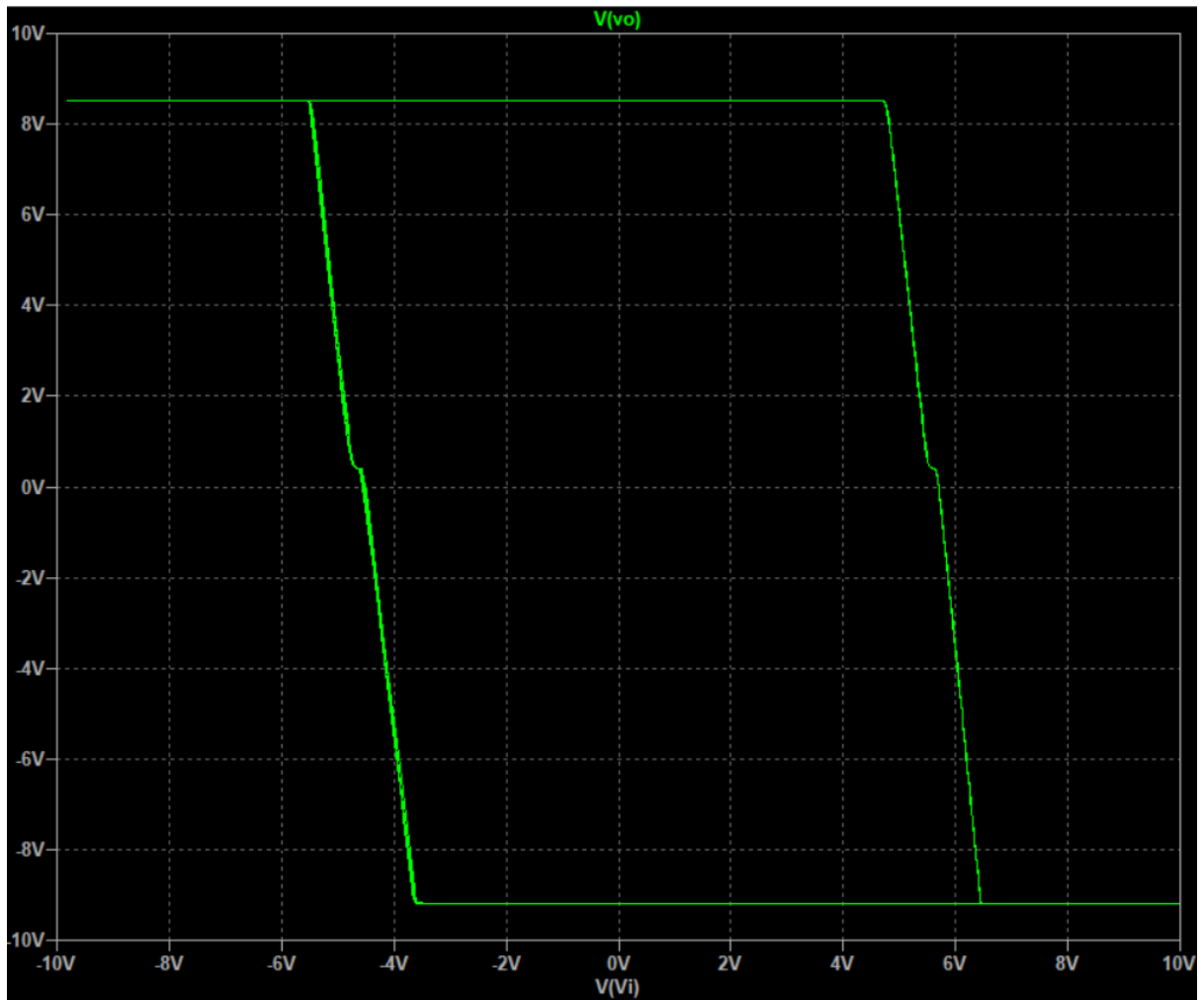


Figura 28: Circuito n° 4 - Ciclo de Histéresis con  $V_{ref}=1$

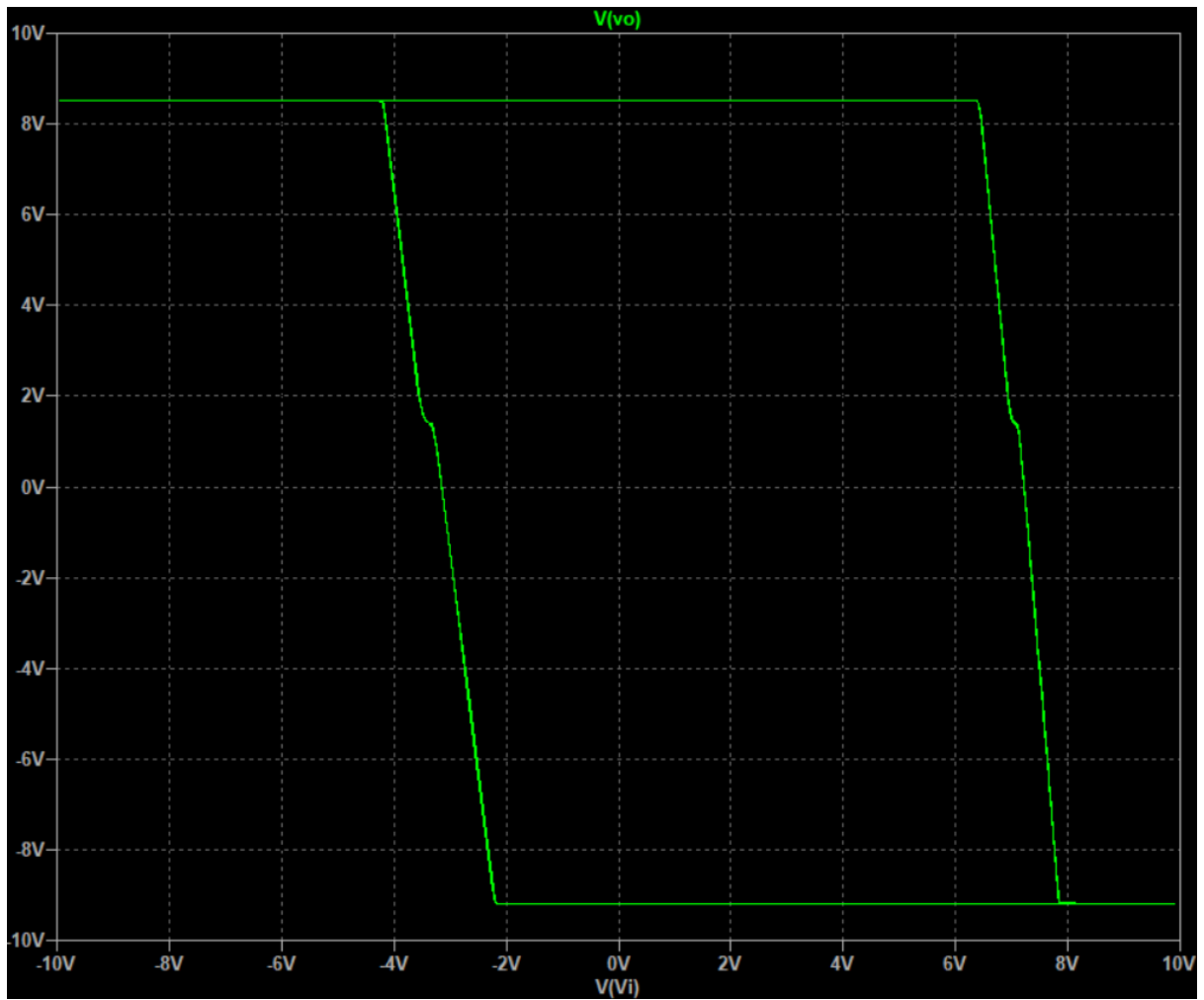


Figura 29: Circuito n° 4 - Ciclo de Histéresis con  $V_{ref}=2$

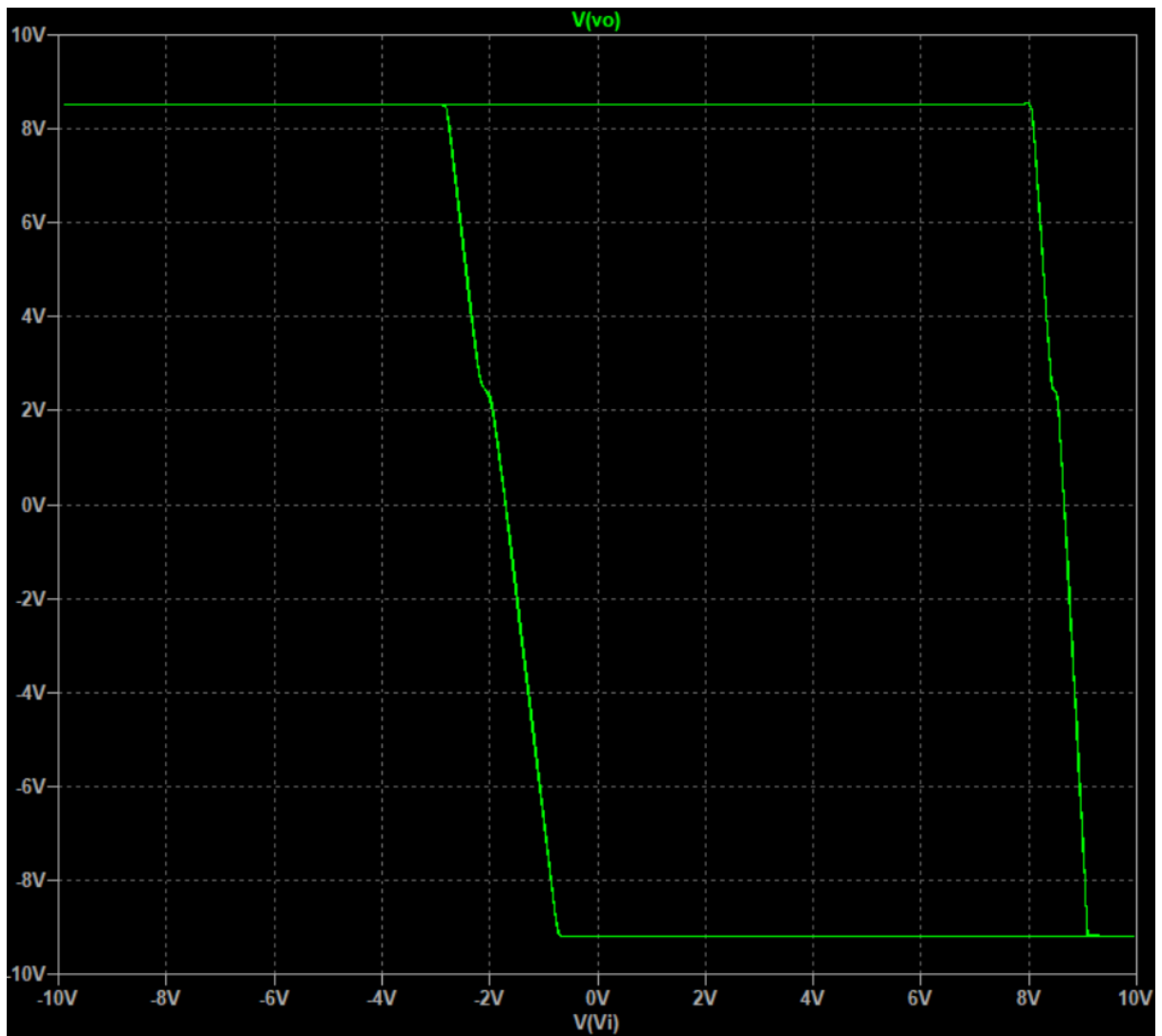


Figura 30: Circuito n° 4 - Ciclo de Histéresis con  $V_{ref}=3$



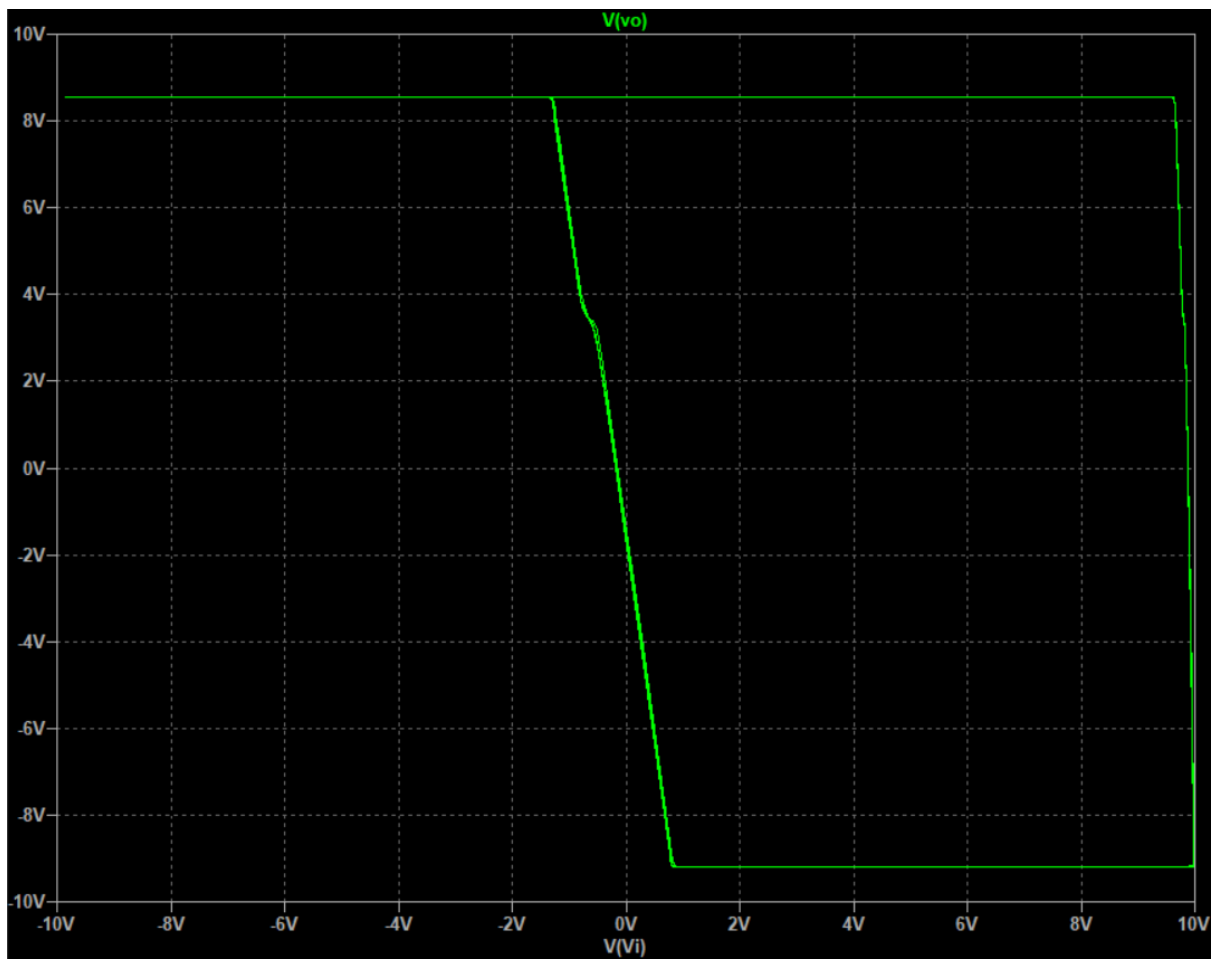


Figura 31: Circuito n° 4 - Ciclo de Histéresis con  $V_{ref}=4$