



Universidad Nacional de Córdoba

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Síntesis de Redes Activas

Trabajo Práctico de Laboratorio N° 1:

AO Ideal: Circuitos Analógicos Lineales y No Lineales.

Nombre	DNI
Mangín, Matías Eduardo	35.596.112
Tardón, Damián David	36.733.088
Tito, Ricardo Clemente	35.308.739

Profesor Titular: Dr. Ing. Ferreyra Pablo
Profesor Adjunto: Ing. Reale César

Córdoba, República Argentina

2025

Índice

1. Introducción.	2
2. Circuito I: Amplificador Diferencial.	3
2.1. Análisis Teórico.	3
2.1.1. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_1	3
2.1.2. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_2	4
2.1.3. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_C	4
2.1.4. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_D	5
2.1.5. Impedancia vista por las fuentes de señal.	5
2.1.6. Resultados analíticos.	6
2.2. Simulación.	6
2.2.1. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_1	6
2.2.2. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_2	7
2.2.3. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_C	7
2.2.4. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_D	8
2.2.5. Impedancia de entrada para V_1 , V_2 , V_C y V_D	8
2.2.6. Resultados de simulación.	10
3. Circuito II: Fuente de corriente controlada por tensión.	11
3.1. Análisis Teórico.	11
3.1.1. Salida V_0 en función de V_{in} y R_L	11
3.1.2. Salida I_{R_L} en función de V_{in} y R_L	14
3.1.3. Carga máxima R_{Lmax} en función de V_{in}	15
3.2. Simulación.	15
3.2.1. Parametrización de I_{R_L} en función de V_{in} y R_L	16
3.2.2. Parametrización de V_0 en función de V_{in} y R_L	17
3.2.3. Parametrización de R_L en función de V_{in}	17
4. Circuito III: Rectificador de precisión.	19
4.1. Análisis Teórico.	19
4.1.1. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de $V_{in} > 0$	20
4.1.2. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de $V_{in} < 0$	21
4.1.3. Resultados	22
4.2. Simulación.	22
4.2.1. Análisis en CC.	22
4.2.2. Análisis en CA, para $\hat{V}_{in} = 4,7 \text{ V}$	23
4.2.3. Análisis en CA, para $\hat{V}_{in} = 8,3 \text{ V}$	23
5. Circuito IV: Comparador con histéresis.	25
5.1. Análisis Teórico.	25
5.1.1. Entrada inversora V^-	25
5.1.2. Entrada no inversora V^+	26
5.1.3. Umbral de conmutación cuando $V_0 = V_{CC}$	26
5.1.4. Umbral de conmutación cuando $V_0 = V_{SS}$	26
5.2. Simulación.	26
5.2.1. Análisis en CC.	26
5.2.2. Análisis en CA.	27

1. Introducción.

En el presente informe de laboratorio se estudiarán cuatro circuitos, un amplificador diferencial, una fuente de corriente controlada por tensión, un rectificador de precisión y un comparador con histéresis.

Para cada uno, se realiza un análisis teórico y se simula en LTspice XVII.

Todos los circuitos se analizan, teniendo como premisa las condiciones ideales de los amplificadores operacionales.

Condiciones Ideales:

1. Impedancia de entrada Z_I elevada. ($Z_I \rightarrow \infty$)
2. Impedancia de salida Z_O baja. ($Z_O \rightarrow 0$)
3. Ganancia en Modo Diferencial A_D elevada. ($A_D \rightarrow \infty$)
4. Ganancia en Modo Común A_C baja. ($A_C \rightarrow 0$)
5. Relación de Rechazo Modo Común RRMC elevada. ($RRMC \rightarrow \infty$)

La única posibilidad de obtener salida finita, es haciendo un modo diferencial de entrada cero, hecho que solo es posible retornando una fracción K de la señal de salida, al terminal inversor con la fase apropiada, esto conduce a:

$$A_d \rightarrow \infty \Rightarrow V_D = (V^+ - V^-) \rightarrow 0 \Rightarrow V^+ = V^-$$

2. Circuito I: Amplificador Diferencial.

El circuito es un amplificador de 2 etapas, con 2 entradas de señal (V_1, V_2), con todas sus resistencias (R) iguales, alimentado con una fuente de alimentación partida $\pm 10V$ (V_{CC}, V_{SS}).

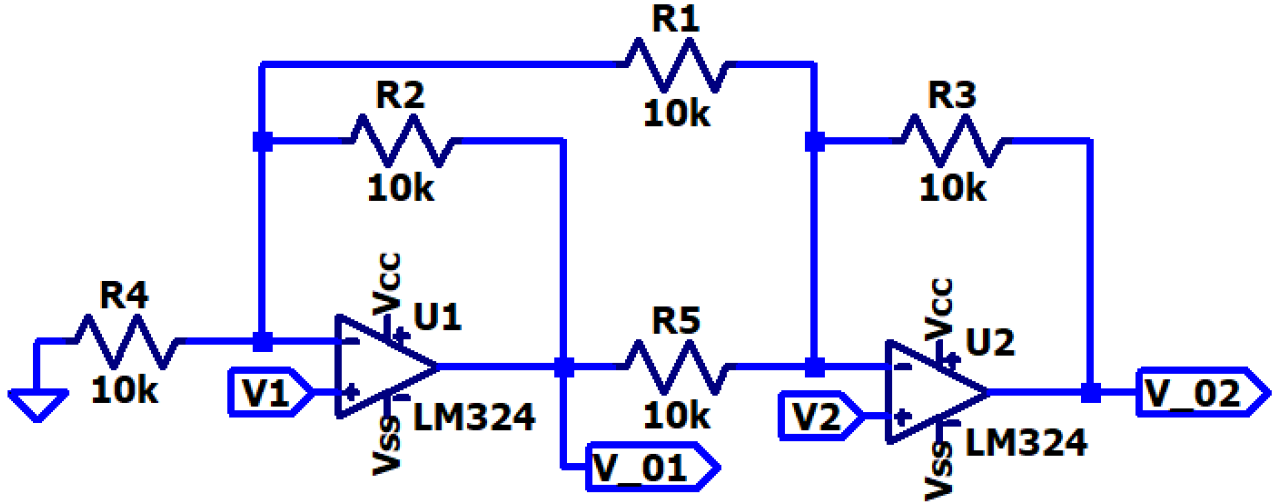


Figura 1: Circuito esquemático del amplificador diferencial.

Datos de los elementos del circuito de la Fig. 1:

- Amplificador Operacional LM324.
- $V_{CC} = 10V$.
- $V_{SS} = -10V$.
- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$.

2.1. Análisis Teórico.

Se analizará el circuito para las siguientes condiciones:

$$V_{01} = f(V_1; V_2) \quad (1)$$

$$V_{01} = f(V_C; V_D) \quad (2)$$

$$V_{02} = f(V_1; V_2) \quad (3)$$

$$V_{02} = f(V_C; V_D) \quad (4)$$

2.1.1. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_1 .

Para el análisis se aplica el principio de superposición, por lo que se deja activa una fuente de señal y se pasiva la otra.

Primero se analiza V_{01} y V_{02} para:

$$V_1 \neq 0 \quad y \quad V_2 = 0$$

Como en este caso se está considerando el amplificador operacional ideal, se tiene que:

$$V_1 = V_1^+ = V_1^- \quad ; \quad V_2 = V_2^+ = V_2^-$$

Se plantea la ecuación de corrientes del nodo en la entrada inversora V_1^- de U_1 .

$$-\frac{V_1}{R_4} + \frac{V_{01} - V_1}{R_2} - \frac{V_1}{R_1} = 0$$

Como: $R_1 = R_2 = R_4 = R$

Entonces:

$$\frac{-V_1 + V_{01} - V_1 - V_1}{R} = 0$$

$$\begin{aligned}
-3V_1 + V_{01} &= 0 \\
\boxed{V_{01} = 3V_1} &
\end{aligned} \tag{5}$$

Luego, se plantea la ecuación de corrientes del nodo en la entrada inversora V_2^- de U_2 .

$$\frac{V_{01}}{R_5} + \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_{02}}{R_3} = 0$$

Como: $R_1 = R_3 = R_5 = R$

Entonces:

$$\begin{aligned}
\frac{V_{01} + V_1 + V_{02}}{R} &= 0 \\
V_{01} + V_1 + V_{02} &= 0 \\
3V_1 + V_1 + V_{02} &= 0
\end{aligned}$$

$$\boxed{V_{02} = -4V_1} \tag{6}$$

2.1.2. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_2 .

$$V_1 = 0 \quad y \quad V_2 \neq 0$$

Se plantea la ecuación de corrientes del nodo en la entrada inversora V_1^- de U_1 .

$$\frac{V_{01}}{R_2} + \frac{V_2}{R_1} = 0$$

Como: $R_1 = R_2 = R$

Entonces:

$$\begin{aligned}
\frac{V_{01} + V_2}{R} &= 0 \\
V_{01} + V_2 &= 0
\end{aligned}$$

$$\boxed{V_{01} = -V_2} \tag{7}$$

Luego, se plantea la ecuación de corrientes del nodo en la entrada inversora V_2^- de U_2 .

$$\frac{V_{02} - V_2}{R_3} - \frac{V_2}{R_1} + \frac{V_{01} - V_2}{R_5} = 0$$

Como: $R_1 = R_3 = R_5 = R$

Entonces:

$$\begin{aligned}
\frac{V_{02} - V_2 - V_2 + V_{01} - V_2}{R} &= 0 \\
V_{02} - V_2 - V_2 + V_{01} - V_2 &= 0 \\
V_{02} - 3V_2 - V_2 &= 0
\end{aligned}$$

$$\boxed{V_{02} = 4V_2} \tag{8}$$

2.1.3. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_C .

Se deben considerar ambas fuentes de señal activas:

$$V_1 \neq 0 \quad y \quad V_2 \neq 0$$

De la Fig. 1 se tiene que:

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

Considerando que:

$$V_1 = V_2 = V_C$$

Luego, se reemplaza V_C en las ecuaciones 18 y 19:

$$\begin{aligned} V_{01} &= 3V_1 - V_2 \\ V_{01} &= 3V_C - V_C \end{aligned}$$

$$\boxed{V_{01} = 2V_C} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} V_{02} &= -4V_1 + 4V_2 \\ V_{02} &= -4V_C + 4V_C \end{aligned}$$

$$\boxed{V_{02} = 0V_C} \quad (10)$$

2.1.4. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_D .

Se deben considerar ambas fuentes de señal activas:

$$\begin{aligned} V_1 &\neq 0 \\ V_2 &\neq 0 \end{aligned}$$

De la Fig. 1 se tiene que:

$$V_D = (V_2 - V_1) = \frac{V_D}{2} - \left(-\frac{V_D}{2}\right)$$

Considerando que:

$$\begin{aligned} V_1 &= -\frac{V_D}{2} \\ V_2 &= \frac{V_D}{2} \end{aligned}$$

Luego, se reemplaza V_D en las ecuaciones 18 y 19:

$$\begin{aligned} V_{01} &= 3V_1 - V_2 \\ V_{01} &= 3\left(-\frac{V_D}{2}\right) - \frac{V_D}{2} \end{aligned}$$

$$\boxed{V_{01} = -2V_D} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} V_{02} &= -4V_1 + 4V_2 \\ V_{02} &= -4\left(-\frac{V_D}{2}\right) + 4\frac{V_D}{2} \\ V_{02} &= 2V_D + 2V_D \end{aligned}$$

$$\boxed{V_{02} = 4V_D} \quad (12)$$

2.1.5. Impedancia vista por las fuentes de señal.

Como se analiza el caso del amplificador operacional ideal, en ambos amplificadores la impedancia de entrada tiende a infinito.

$$Z_{i1} = Z_{i2} \rightarrow \infty \quad (13)$$

2.1.6. Resultados analíticos.

Finalmente, de este análisis se obtiene:

- $V_{01} = f(V_1; V_2)$

$$V_{01} = 3V_1 - V_2 \quad (14)$$

- $V_{02} = f(V_1; V_2)$

$$V_{02} = -4V_1 + 4V_2 \quad (15)$$

- $V_{01} = f(V_C; V_D)$

$$V_{01} = 2V_C - 2V_D \quad (16)$$

- $V_{02} = f(V_C; V_D)$

$$V_{02} = 0V_C + 4V_D \quad (17)$$

2.2. Simulación.

A continuación se muestran los resultados de las simulaciones realizadas en el software LTspice XVII.

Se realizaron barridos de tensión en corriente continua desde $-10V$ a $10V$ para V_1 y V_2 , y se graficó V_{01} y V_{02} para cada caso.

2.2.1. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_1 .

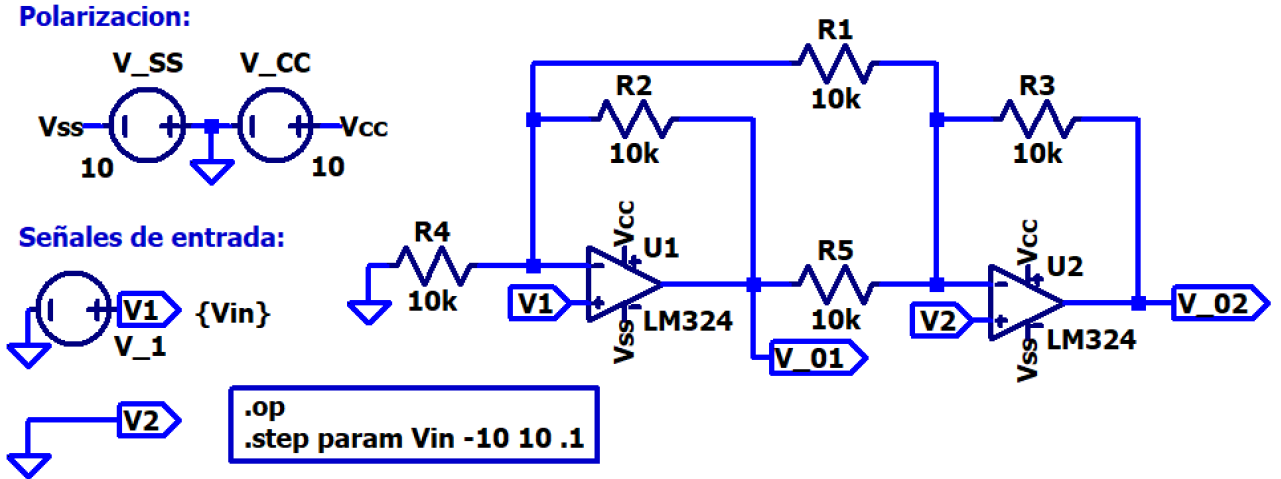


Figura 2: Barrido de tensión de V_1 .

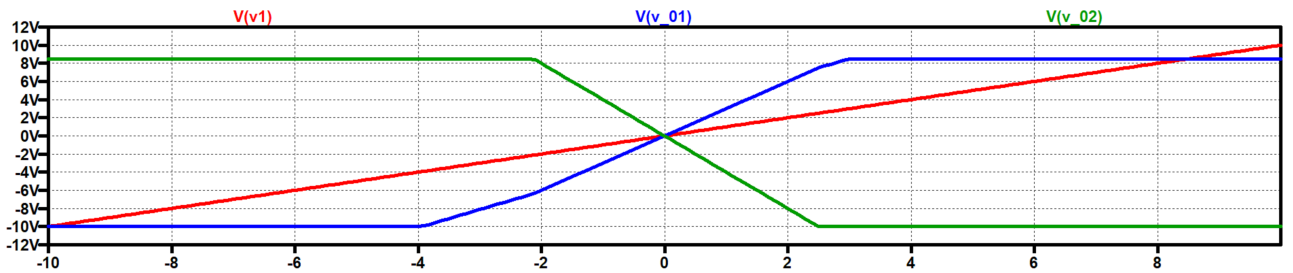


Figura 3: Forma de onda de las salidas V_{01} y V_{02} en función de V_1 .

En el gráfico se aprecia que se cumple lo calculado anteriormente en las ecuaciones 18 y 19, dentro de cierto rango de V_1 .

$$V_{01} = 3V_1$$

$$V_{02} = -4V_1$$

2.2.2. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_2 .

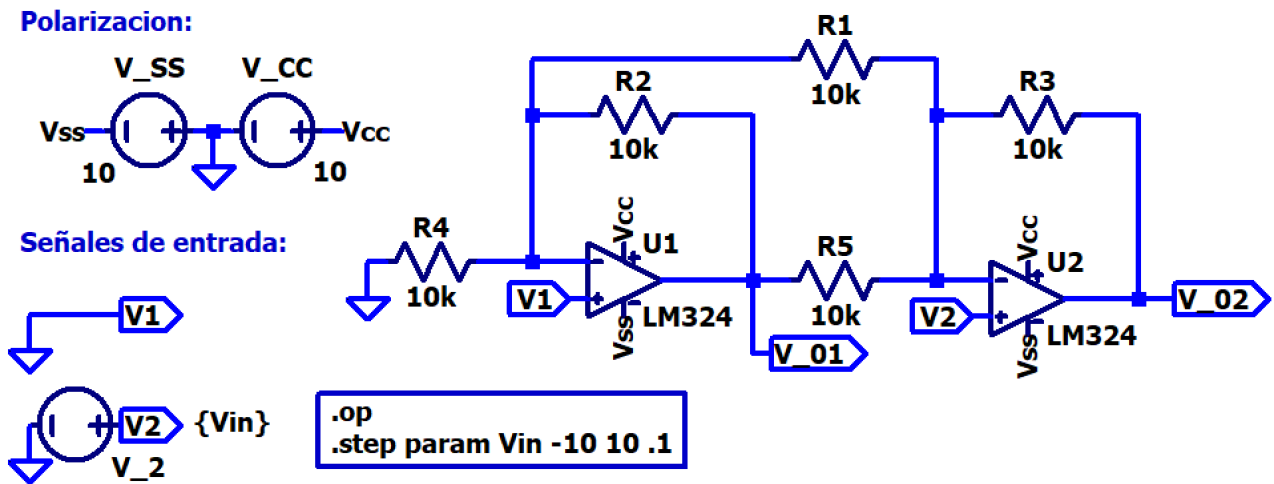


Figura 4: Barrido de tensión de V_2 .

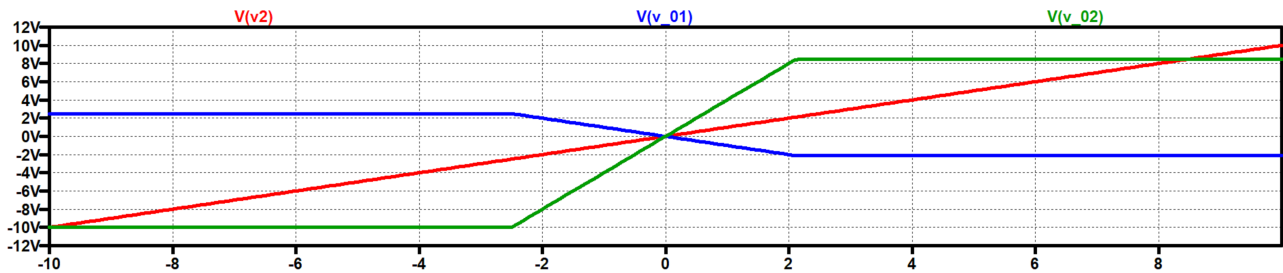


Figura 5: Forma de onda de las salidas V_{01} y V_{02} en función de V_2 .

En el gráfico se aprecia que se cumple lo calculado anteriormente en las ecuaciones 18 y 19, dentro de cierto rango de V_2 .

$$V_{01} = -V_2$$

$$V_{02} = 4V_2$$

2.2.3. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_C .

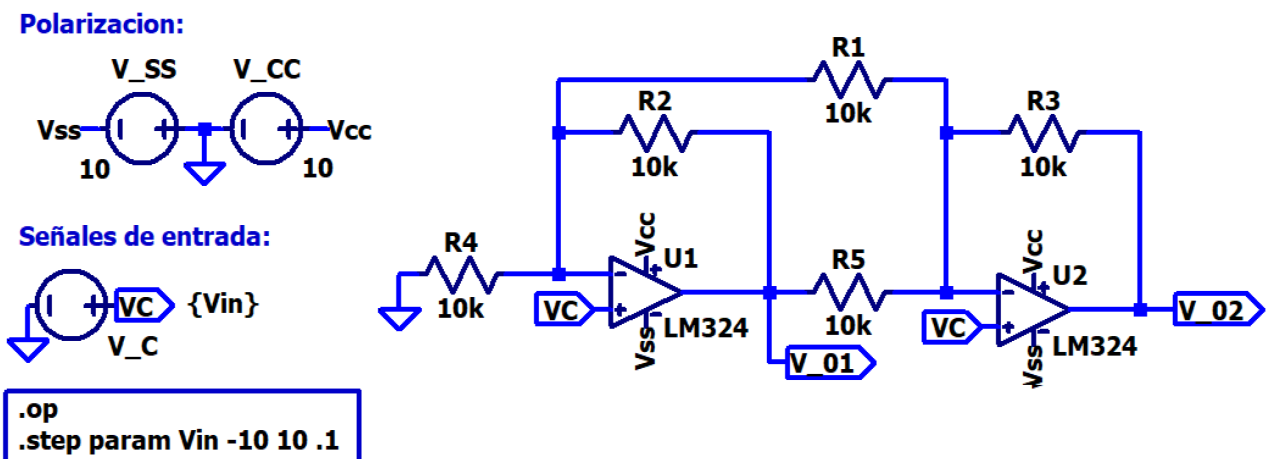


Figura 6: Barrido de tensión de V_C .

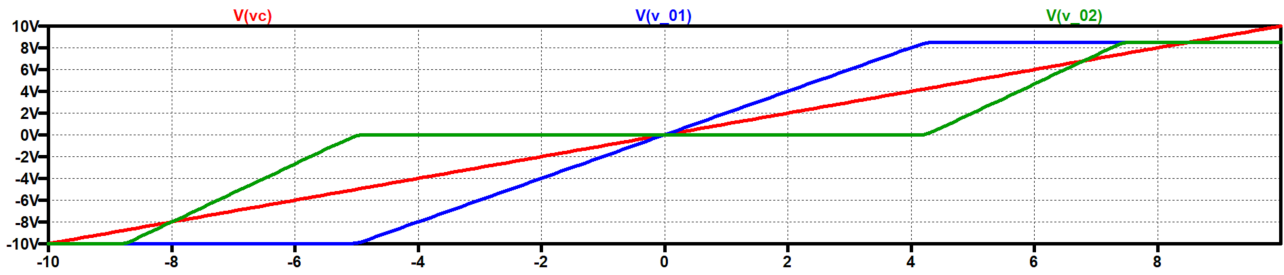


Figura 7: Forma de onda de las salidas V_{01} y V_{02} en función de V_C .

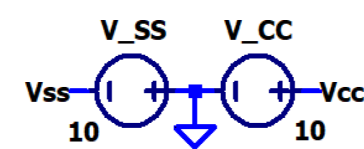
En el gráfico se aprecia que se cumple lo calculado anteriormente en las ecuaciones 20 y 21, dentro de cierto rango de V_C .

$$V_{01} = 2V_C$$

$$V_{02} = 0V_C$$

2.2.4. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de V_D .

Polarización:



Señales de entrada:

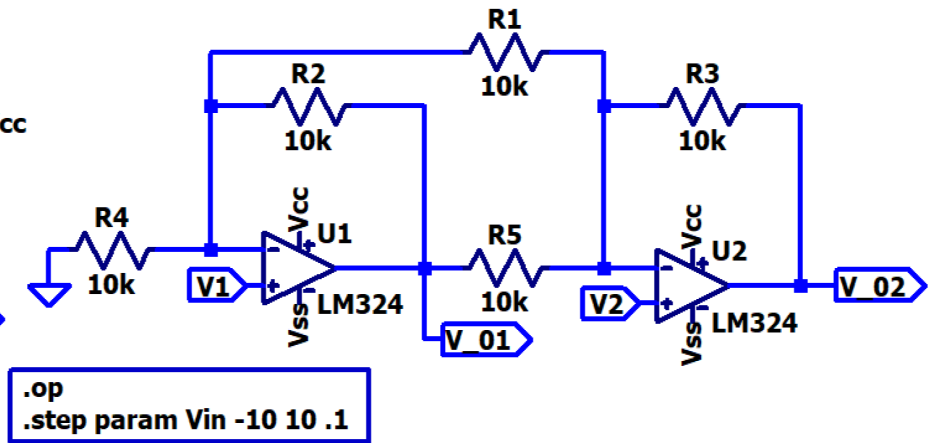
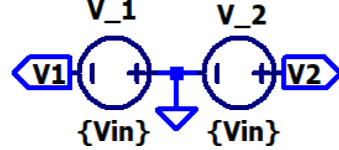


Figura 8: Barrido de tensión de V_D .

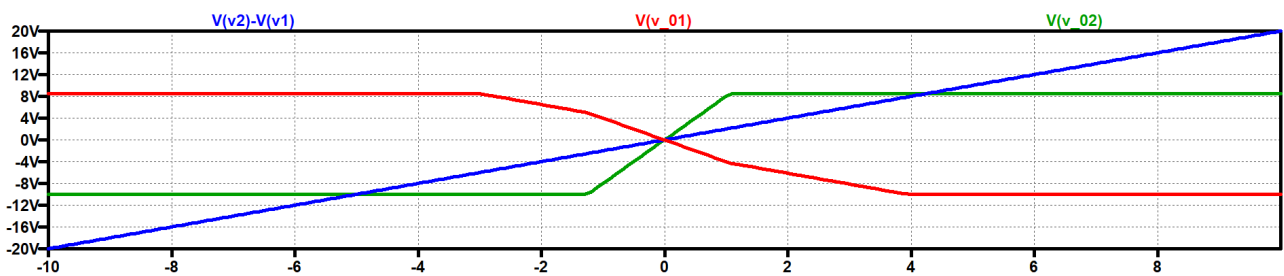


Figura 9: Forma de onda de las salidas V_{01} y V_{02} en función de V_D .

En el gráfico se aprecia que se cumple lo calculado anteriormente en las ecuaciones 20 y 21, dentro de cierto rango de V_D .

$$V_{01} = -2V_D$$

$$V_{02} = 4V_D$$

2.2.5. Impedancia de entrada para V_1 , V_2 , V_C y V_D .

A continuación, se realizaron barridos de tensión en corriente continua desde $-10V$ a $10V$ para V_1 y V_2 , y se graficó Z_{i1} y Z_{i2} para cada caso.

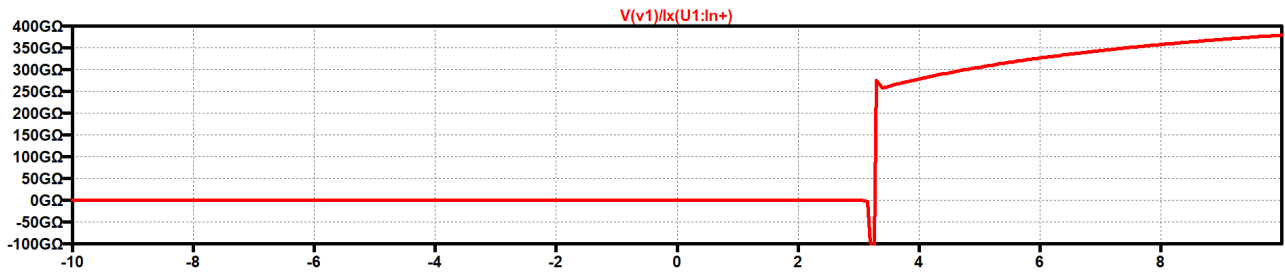


Figura 10: Barrido de tensión de V_1 .

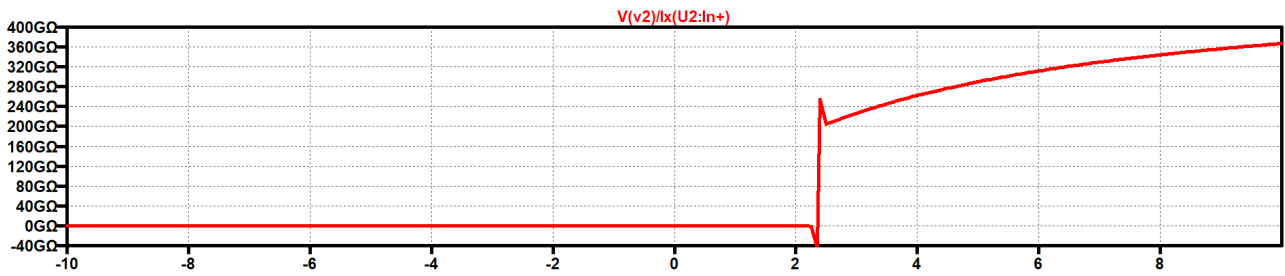


Figura 11: Barrido de tensión de V_2 .

Por otro lado, también se hizo un barrido en frecuencia para ver cómo varía la impedancia de entrada en función de V_1 , V_2 , V_C y V_D

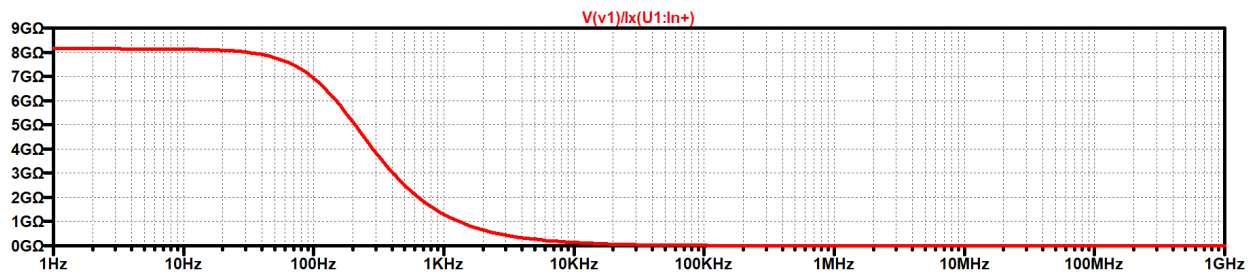


Figura 12: Barrido en frecuencia de V_1 .

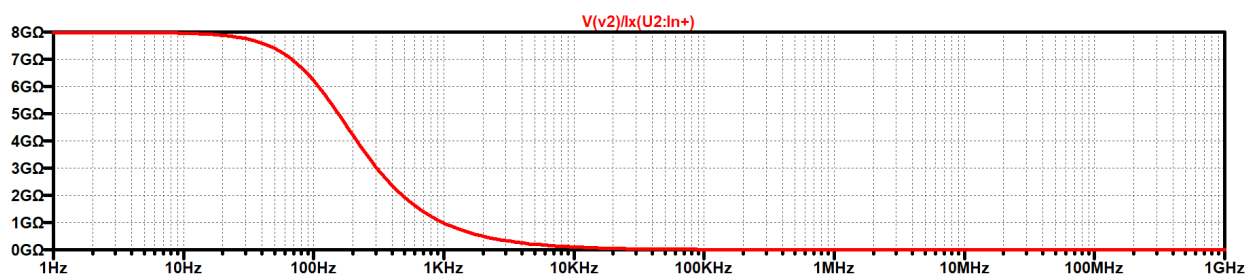


Figura 13: Barrido en frecuencia de V_2 .

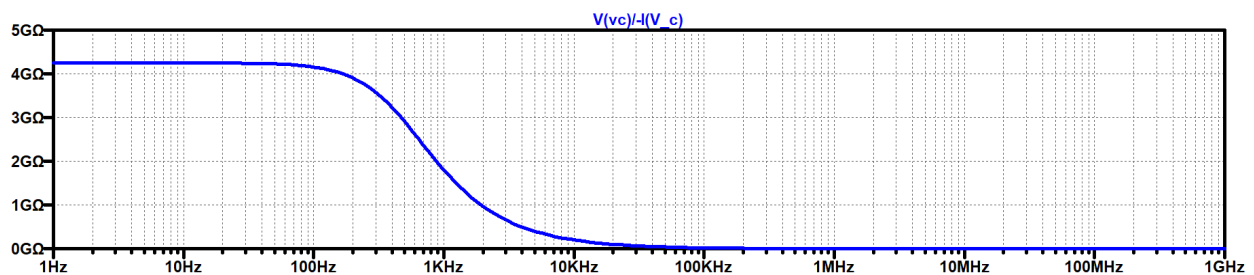


Figura 14: Barrido en frecuencia de V_C .

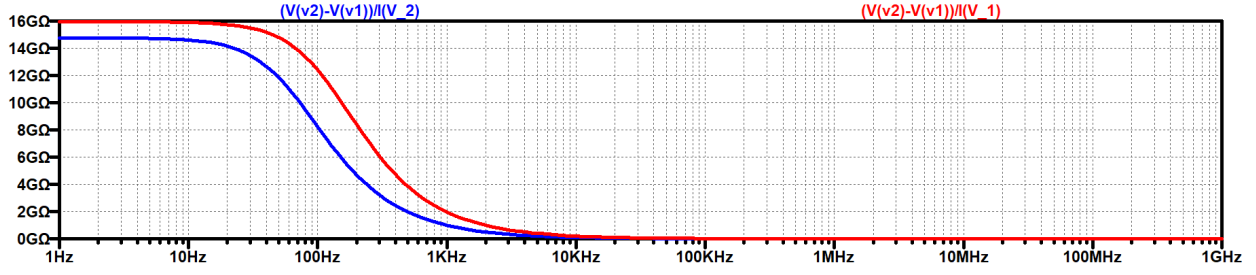


Figura 15: Barrido en frecuencia de V_D .

En los gráficos se aprecia que se acercan a lo calculado anteriormente en la ecuación 13, es decir, que las impedancias de entrada son elevadas, tendiendo a infinito.

Cabe destacar que si bien por cuestiones de escala, parece que las curvas llegan a cero, en realidad tienen valores superiores a $1M\Omega$.

2.2.6. Resultados de simulación.

Finalmente, de este análisis se obtiene los mismos resultados que en el análisis teórico:

- $V_{01} = f(V_1; V_2)$

$$V_{01} = 3V_1 - V_2 \quad (18)$$

- $V_{02} = f(V_1; V_2)$

$$V_{02} = -4V_1 + 4V_2 \quad (19)$$

- $V_{01} = f(V_C; V_D)$

$$V_{01} = 2V_C - 2V_D \quad (20)$$

- $V_{02} = f(V_C; V_D)$

$$V_{02} = 0V_C + 4V_D \quad (21)$$

3. Circuito II: Fuente de corriente controlada por tensión.

En este caso se tiene un amplificador operacional operando con realimentación positiva y negativa, trabajando como fuente de corriente controlada por tensión, alimentado con una fuente de alimentación partida $\pm 10V$ (V_{CC}, V_{SS}).

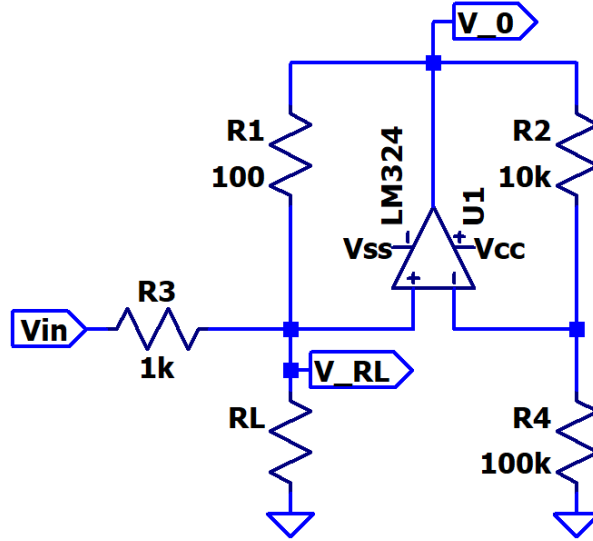


Figura 16: Circuito esquemático de la fuente de corriente.

Datos de los elementos del circuito de la Fig. 16:

- Amplificador Operacional LM324.
- $V_{CC} = 10\text{ V}$.
- $V_{SS} = -10\text{ V}$.
- $R_1 = 100\ \Omega$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$, $R_3 = 1\text{ k}\Omega$ y $R_4 = 100\text{ k}\Omega$.

3.1. Análisis Teórico.

Se analizará el circuito para las siguientes condiciones:

$$I_{RL} = f(V_{in}, R_L) \quad (22)$$

$$V_0 = f(V_{in}, R_L) \quad (23)$$

$$R_{Lmax} = f(V_{in}) \quad (24)$$

3.1.1. Salida V_0 en función de V_{in} y R_L .

A partir del esquema de la Fig. 16 se reacomoda el circuito de la siguiente manera, tal que V_{in} y R_3 conforman la alimentación, R_L es la carga y el resto conforman la fuente de Howland (conversor de inmitancia negativa).

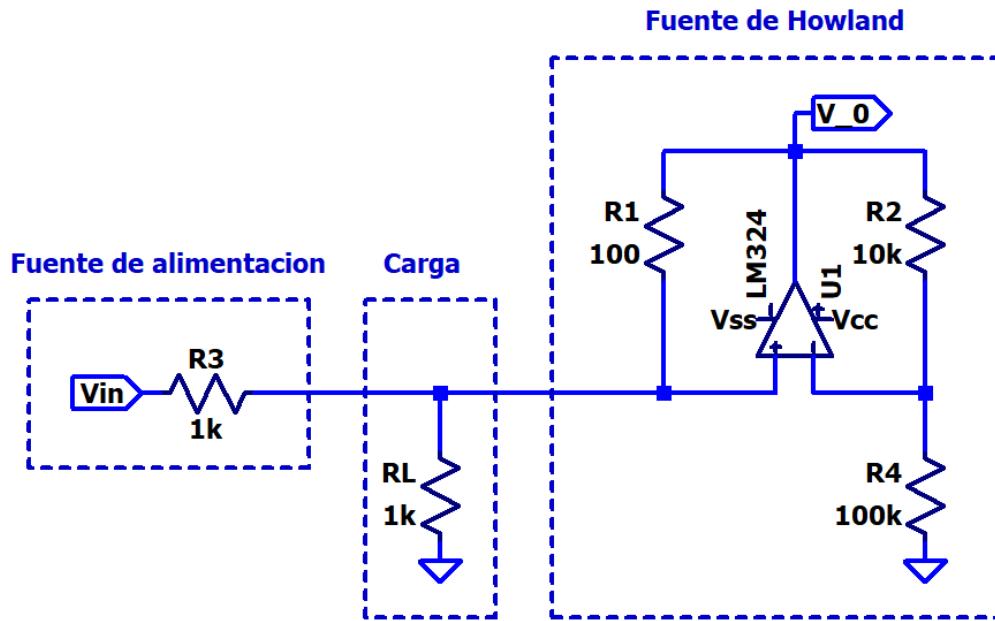


Figura 17: Secciones del circuito

Se plantea su equivalente de Thevenin:

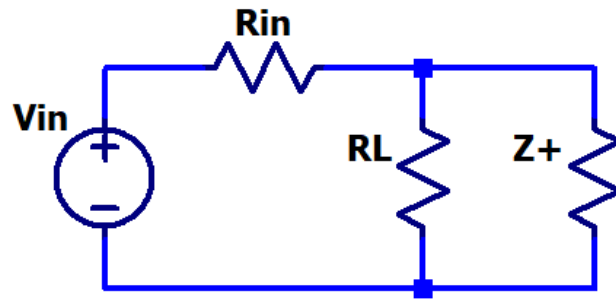


Figura 18: Equivalente de Thevenin del circuito

Se reemplazan la alimentación por su equivalente de Norton:

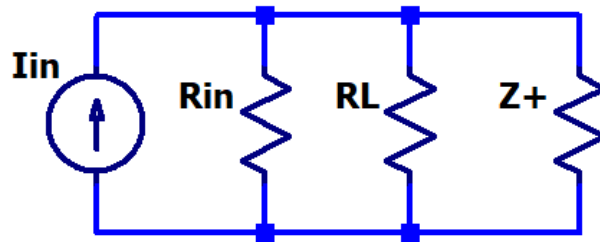


Figura 19: Equivalente de Norton del circuito

Donde:

$$R_{in} = R_3 \quad (25)$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} = \frac{V_{in}}{R_3} \quad (26)$$

Se analiza la fuente de Howland:

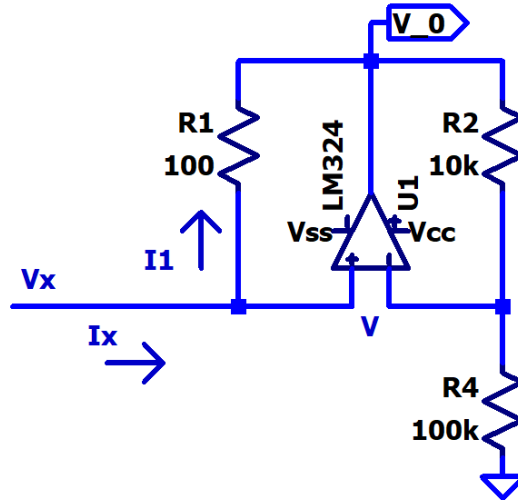


Figura 20: Fuente de Howland

Del circuito, por considerar el Amplificador operacional ideal, se puede deducir:

$$V_X = V = V_0 \frac{R_4}{R_2 + R_4} \quad (27)$$

$$I_X = I_1 = \frac{V - V_0}{R_1} \quad (28)$$

Luego, se despeja V_0 de la Ec. 27:

$$V_0 = V \frac{R_2 + R_4}{R_4} = V \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right)$$

Se reemplaza V y V_0 en Ec. 28:

$$\begin{aligned} I_X &= \frac{V_X - V_X \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right)}{R_1} \\ I_X &= \frac{V_X \left(1 - \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) \right)}{R_1} \\ I_X &= \frac{V_X \left(-\frac{R_2}{R_4} \right)}{R_1} \\ I_X &= -V_X \frac{R_2}{R_1 R_4} \end{aligned}$$

Luego:

$$Z^+ = \frac{V_X}{I_X} = -\frac{R_1 R_4}{R_2}$$

Tal que, se se cumpla:

$$Z^+ = -R_3 \quad (29)$$

Por lo tanto:

$$R_{in} // Z^+ = R_3 // -R_3$$

Pero dado que en la práctica no es posible lograr con exactitud la Ec. 29, resulta:

$$Z^+ = -R_3(1 + \alpha)$$

Luego:

$$\begin{aligned}
R_{in}/Z^+ &= \frac{R_3 * (-R_3(1 + \alpha))}{R_3 + (-R_3(1 + \alpha))} \\
R_{in}/Z^+ &= \frac{-R_3^2(1 + \alpha)}{R_3 - R_3 - R_3\alpha} \\
R_{in}/Z^+ &= \frac{-R_3^2(1 + \alpha)}{-R_3\alpha} \\
R_{in}/Z^+ &= R_3 \frac{(1 + \alpha)}{\alpha}
\end{aligned}$$

Como en general se cumple que $\alpha \ll 1$, resulta:

$$R_{in}/Z^+ \approx \frac{R_3}{\alpha}$$

Entonces, el equivalente de Norton de la fig. 19 queda:

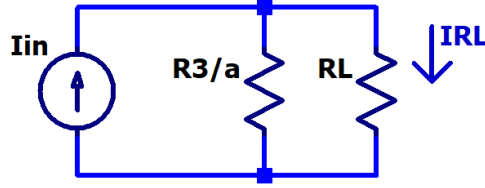


Figura 21: Equivalente de Norton resultante

Donde:

$$I_{RL} = I_{in} \frac{R_3/\alpha}{R_3/\alpha + R_L}$$

Se reemplaza I_{in} por la Ec. 26:

$$\begin{aligned}
I_{RL} &= \frac{V_{in}}{R_3} \frac{R_3/\alpha}{R_3/\alpha + R_L} \\
I_{RL} &= V_{in} \frac{\alpha}{\alpha(R_3 + \alpha R_L)}
\end{aligned}$$

Por lo tanto, la Ec. 22 resulta:

$$I_{RL} = \frac{V_{in}}{R_3 + \alpha R_L} \quad (30)$$

Considerando que $\alpha \ll 1$:

$$I_{RL} = \frac{V_{in}}{R_3} \quad (31)$$

3.1.2. Salida I_{RL} en función de V_{in} y R_L .

De la Fig. 17 se observa:

$$V = R_L * I_{RL} \quad (32)$$

Luego, se reemplaza V (Ec. 27) e I_{RL} (Ec. 30) en Ec. 32:

$$V_0 \frac{R_4}{R_2 + R_4} = R_L * \frac{V_{in}}{R_3 + \alpha R_L}$$

Se despeja V_0 :

$$V_0 = V_{in} \frac{R_L}{R_3 + \alpha R_L} \frac{R_2 + R_4}{R_4}$$

Por lo tanto, la Ec. 23 resulta:

$$V_0 = V_{in} \frac{1}{\frac{R_3}{R_L} + \alpha} \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) \quad (33)$$

Considerando que $\alpha \ll 1$:

$$V_0 \approx V_{in} \frac{R_L}{R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) \quad (34)$$

3.1.3. Carga máxima R_{Lmax} en función de V_{in} .

Se despeja R_L de la Ec. 33:

$$\begin{aligned} V_0 &= V_{in} \frac{1}{\frac{R_3}{R_L} + \alpha} \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) \\ \frac{R_3}{R_L} + \alpha &= \frac{V_{in}}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) \\ \frac{R_3}{R_L} &= \frac{V_{in}}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) - \alpha \end{aligned}$$

Por lo tanto, la Ec. 24 resulta:

$$R_L = \frac{R_3}{\frac{V_{in}}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) - \alpha} \quad (35)$$

Considerando que $\alpha \ll 1$:

$$\begin{aligned} R_L &\approx \frac{R_3}{\frac{V_{in}}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right)} \\ R_L &\approx \frac{V_0}{V_{in}} \frac{R_3}{\left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right)} \end{aligned} \quad (36)$$

Para determinar la resistencia máxima admisible del circuito, se debe tener en cuenta que la tensión máxima de salida es de 10 Volts ($V_{0max} = 10 \text{ V}$), limitada por la alimentación del amplificador. Sin embargo, es importante destacar que contamos con dos variables, V_{in} y R_L , las cuales pueden variar de distintas maneras, y es posible alcanzar la tensión máxima de salida con diversas combinaciones.

Finalmente, de los cálculos se obtuvieron los siguientes valores:

I_{R_L}		$V_{in} \text{ [V]}$		
		-1	0,5	2
$R_L \text{ [k}\Omega\text{]}$	0	-1,000 mA	500,000 μA	2,000 mA
	1	-0,952 mA	476,190 μA	1,905 mA
	2	-0,909 mA	454,545 μA	1,818 mA
	5	-0,800 mA	400,000 μA	1,600 mA
	10	-0,667 mA	333,333 μA	1,333 mA

Tabla 1: Resultados analíticos de $I_{R_L} = f(V_{in}, R_L)$

3.2. Simulación.

Se simula el circuito con la tensión de entrada de corriente continua, haciendo un barrido de V_{in} , para distintas cargas R_L (0 Ω , 1 k Ω , 2 k Ω , 5 k Ω y 10 k Ω).

Cabe aclarar que como el simulador no permite colocar una resistencia con valor cero, se aproxima con un valor muy pequeño que tiende a cero ($R_L = 1 \text{ p}\Omega$).

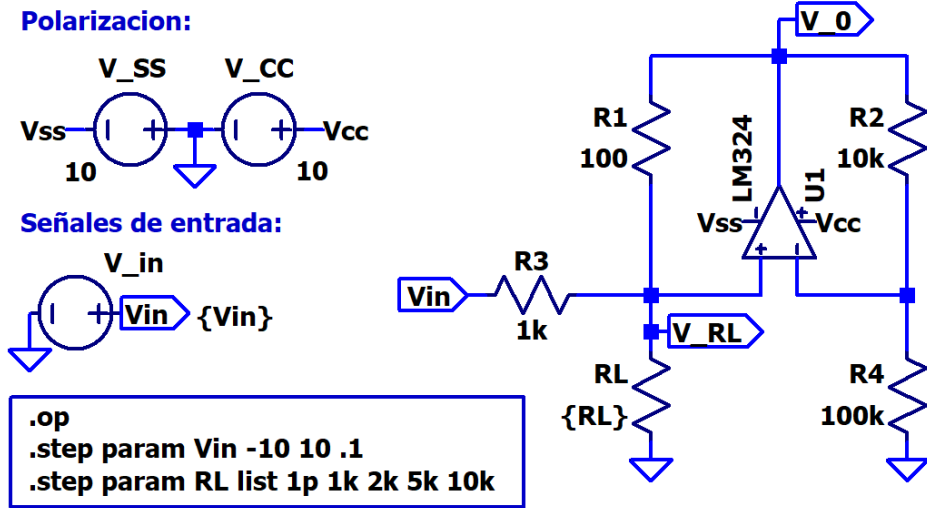


Figura 22: Circuito esquemático para $I_{R_L} = f(V_{in}, R_L)$ y $V_0 = f(V_{in}, R_L)$.

3.2.1. Parametrización de I_{R_L} en función de V_{in} y R_L .

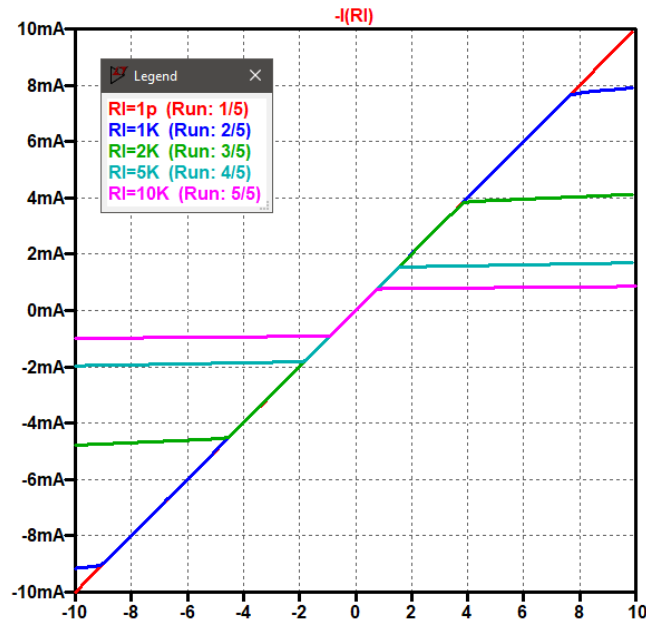


Figura 23: Curva característica de $I_{R_L} = f(V_{in}, R_L)$

3.2.2. Parametrización de V_0 en función de V_{in} y R_L .

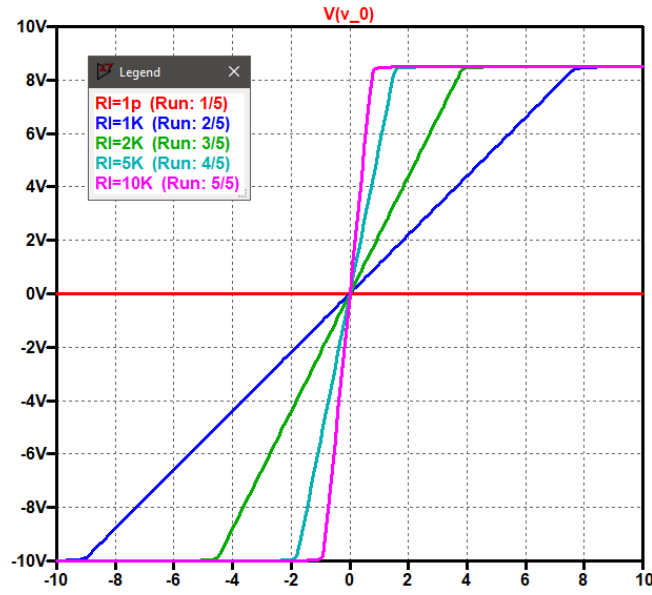


Figura 24: Curva característica de $V_0 = f(V_{in}, R_L)$

Se puede observar en ambas figuras (fig. 23 y 24) que, a medida que aumenta el valor de R_L disminuye el rango de V_{in} aceptable para que la tensión de salida V_0 y la corriente de carga I_{R_L} no se saturen.

R_L [$k\Omega$]	V_{in} [V]
1	-9 a 7,8
2	-4,5 a 3,9
5	-1,9 a 1,6
10	-0,9 a 0,8

Tabla 2: Rango de V_{in} en función de R_L

3.2.3. Parametrización de R_L en función de V_{in} .

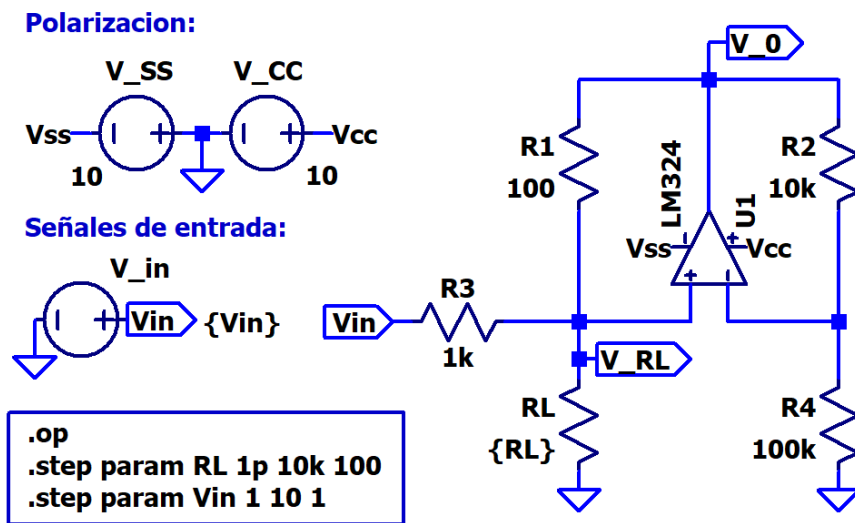


Figura 25: Circuito esquemático para $I_{R_L} = f(V_{in}, R_L)$ y $V_0 = f(V_{in}, R_L)$.

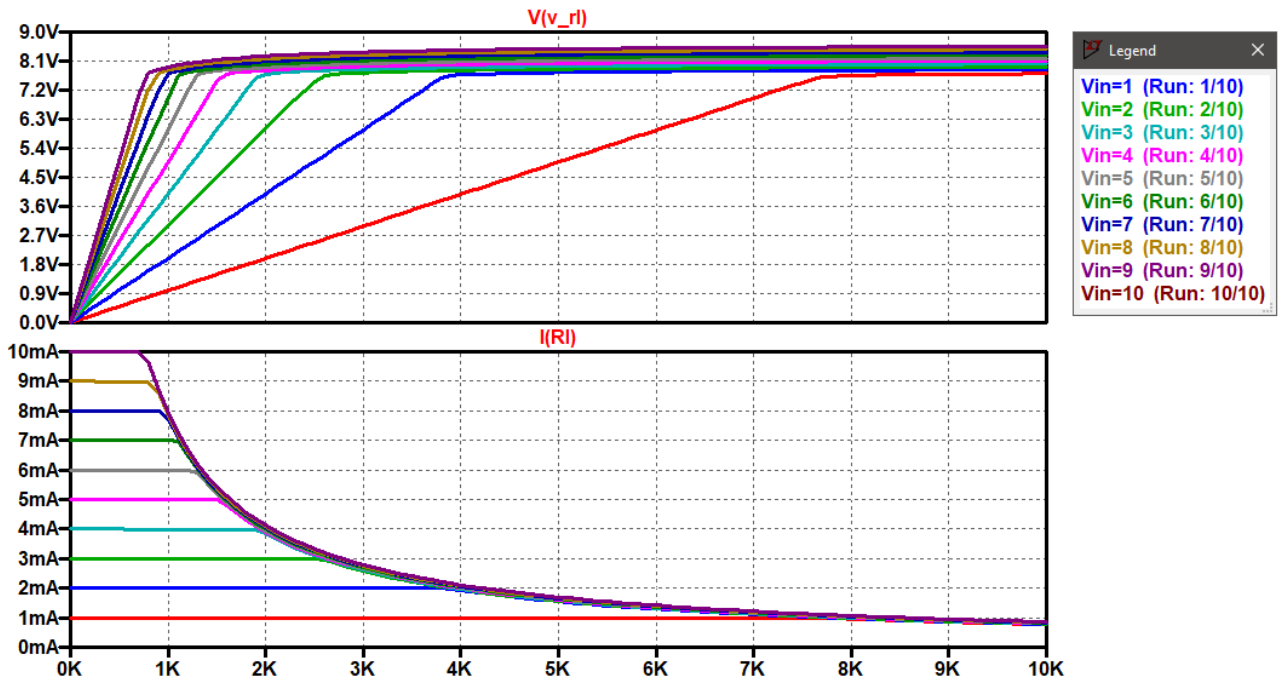


Figura 26: Curva característica de $R_L = f(V_{in})$

De la Fig. 26 se puede observar que a medida que aumenta el valor de tensión de entrada V_{in} disminuye el valor máximo de carga R_{Lmax} permitido.

V_{in} [V]	R_L [k Ω]
1	7,8
2	3,9
3	2,6
4	1,9
5	1,5
6	1,3
7	1,1
8	0,9
9	0,8
10	0,7

Tabla 3: R_{Lmax} en función de V_{in}

Finalmente, de las simulaciones se obtuvieron los siguientes valores:

I_{R_L}		V_{in} [V]		
		-1	0,5	2
R_L [k Ω]	0	-1,002 mA	497,656 μA	1,998 mA
	1	-1,002 mA	497,656 μA	1,998 mA
	2	-1,002 mA	497,656 μA	1,998 mA
	5	-1,002 mA	497,656 μA	1,549 mA
	10	-0,904 mA	497,656 μA	0,783 mA

Tabla 4: Resultados de simulación de $I_{R_L} = f(V_{in}, R_L)$

4. Circuito III: Rectificador de precisión.

Este circuito es un rectificador de precisión, que permite rectificar señales muy pequeñas con alta precisión, superando las limitaciones de los diodos comunes debido a su caída de tensión directa (típicamente 0,7 V en los diodos de silicio). Consta de 2 amplificadores operacionales LM324 junto con 2 diodos 1N4148, donde la entrada de señal ingresa a ambos amplificadores en simultáneo, alimentado con una fuente de alimentación partida $\pm 10\text{ V}$ (V_{CC} , V_{SS}).

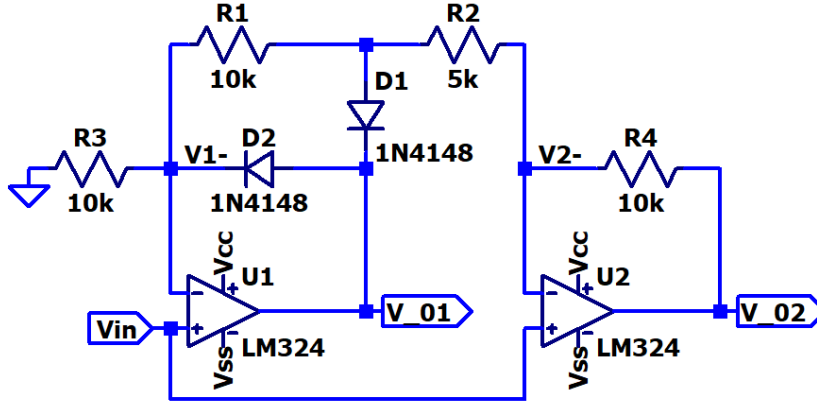


Figura 27: Circuito esquemático del rectificador de precisión.

Datos de los elementos del circuito de la Fig. 27:

- Amplificador Operacional LM324.
- $V_{CC} = 10\text{ V}$.
- $V_{SS} = -10\text{ V}$.
- $D_1 = D_2 = 1\text{N4148}$.
- $R_1 = R_3 = R_4 = 10\text{ k}\Omega$ (1 %)
- $R_2 = 5\text{ k}\Omega$ (1 %).

4.1. Análisis Teórico.

Para determinar la tensión de salida V_0 en función de la tensión de entrada V_{in} , se consideran dos casos: cuando la tensión de entrada es positiva, y cuando la tensión de entrada es negativa.

$$\text{Condición 1: } V_{01} = f(V_{in}); V_{02} = f(V_{in}) \quad \text{para: } 0\text{ V} < V_{in} \quad (37)$$

$$\text{Condición 2: } V_{01} = f(V_{in}); V_{02} = f(V_{in}) \quad \text{para: } V_{in} < 0\text{ V} \quad (38)$$

En ambos casos ignorar R_d del diodo.

Por considerar el amplificador ideal se tiene:

$$V^+ = V^- = V_{in} \quad (39)$$

$$I_{pol}^+ = I_{pol}^- = 0 \quad (40)$$

Por tratarse de una aplicación no lineal, cuando la señal de entrada es mayor o menor que cero, se reemplazan los diodos por sus equivalentes ideales de cortocircuito o circuito abierto, según como resulte la polarización de los mismos en cada caso.

4.1.1. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de $V_{in} > 0$.

En este caso se tiene una tensión positiva en V_{01} , por lo que el diodo D_1 en inversa (alta impedancia), mientras que D_2 se polariza en directa (cortocircuito).

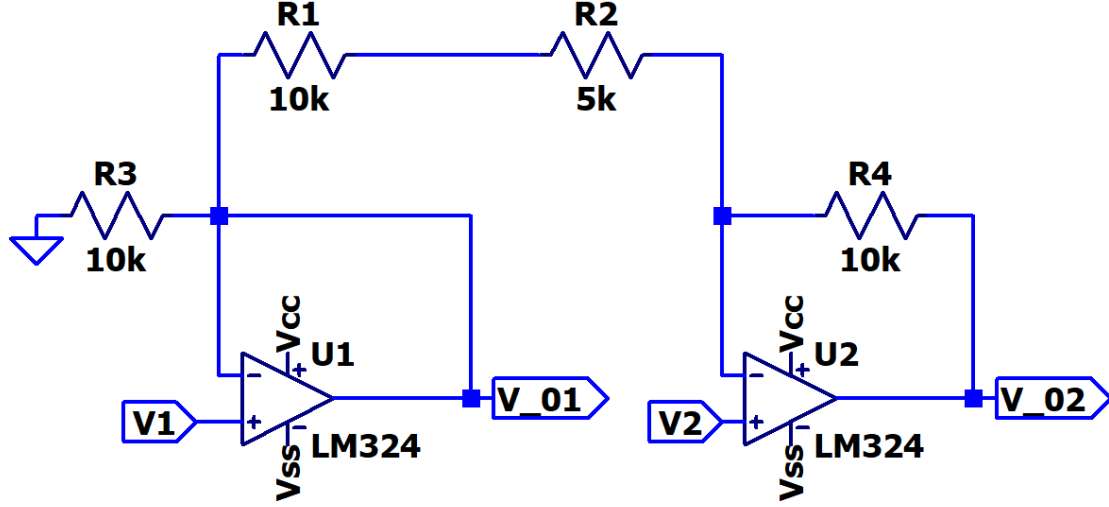


Figura 28: Circuito equivalente para $V_{in} > 0$.

Por la condición de la Ec. 39, las entradas inversoras de ambos amplificadores están al mismo potencial (V_{in}) que las no inversoras, por tanto la corriente que pasa por R_1 y R_2 debe ser nula, lo que hace trabajar a los amplificadores independientes entre sí, en configuración no inversora.

Se considera la configuración básica no inversora:

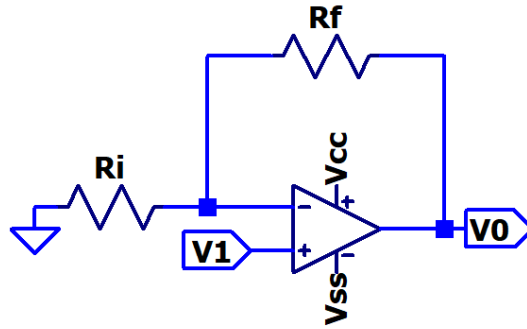


Figura 29: Configuración no inversora básica.

Entonces, para el primer amplificador (U_1) resulta:

$$V_{01} = \lim_{R_f \rightarrow 0} \left(1 + \frac{R_f}{R_3} \right) V_{in} = V_{in} \quad (41)$$

Mientras que para el segundo amplificador (U_2) se tiene:

$$V_{02} = \lim_{R_{in} \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{R_4}{R_{in}} \right) V_{in} = V_{in} \quad (42)$$

Por lo tanto, ambos amplificadores quedan en configuración seguidor de tensión, es decir, que la salida es igual a la entrada.

4.1.2. Tensiones de salida V_{01} y V_{02} en función de $V_{in} < 0$.

En este caso se tiene una tensión negativa en V_{01} , por lo que el diodo D_1 en directa (cortocircuito), mientras que D_2 se polariza en inversa (alta impedancia).

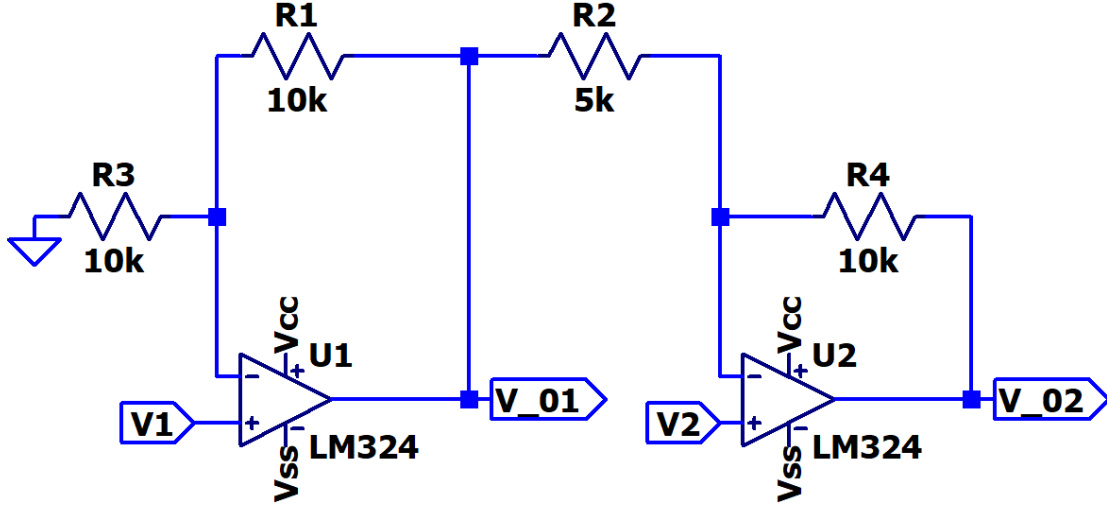


Figura 30: Circuito equivalente para $V_{in} < 0$.

Para el primer amplificador (U_1) resulta una configuración no inversora:

$$V_{01} = V_{in} \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right)$$

Como:

$$R_1 = R_3$$

Luego:

$$\boxed{V_{01} = 2V_{in}} \quad (43)$$

Mientras que para el segundo amplificador (U_2) se analizan por superposición de los efectos de V_{in} en cada amplificador.

Primero se considera:

$$\begin{aligned} V_1 &\neq 0 \\ V_2 &= 0 \end{aligned}$$

En el nodo inversor de U_2 resulta:

$$\begin{aligned} \frac{V_{01}}{R_2} &= -\frac{V_{02}}{R_4} \\ V_{02} &= -V_{01} \frac{R_4}{R_2} \\ V_{02} &= -2V_{01} \end{aligned} \quad (44)$$

Reemplazando la tensión V_{01} (Ec. 43) en la Ec. 44:

$$\begin{aligned} V_{02} &= -2 * 2V_{in} \\ V_{02} &= -4V_{in} \end{aligned} \quad (45)$$

Luego se considera:

$$\begin{aligned} V_1 &= 0 \\ V_2 &\neq 0 \end{aligned}$$

En el nodo inversor de U_2 resulta:

$$\begin{aligned}\frac{V_{in}}{R_2} &= \frac{V_{02} - V_{in}}{R_4} \\ V_{02} &= V_{in} \frac{R_4}{R_2} + V_{in} \\ V_{02} &= 3V_{in}\end{aligned}\quad (46)$$

Luego, por superposición, sumando las Ec. 45 y 46:

$$\begin{aligned}V_{02} &= -4V_{in} + 3V_{in} \\ \boxed{V_{02} &= -V_{in}}\end{aligned}\quad (47)$$

4.1.3. Resultados

Finalmente, cuando la tensión de entrada es positiva, la tensión de salida del rectificador es igual a la tensión de entrada, mientras que cuando la tensión de entrada es negativa, la tensión de salida del rectificador será inversa, es decir, es positiva y de igual amplitud a la de entrada.

$$V_{02} = \begin{cases} -V_{in} & \text{si: } V_{in} < 0 \\ +V_{in} & \text{si: } V_{in} > 0 \end{cases}\quad (48)$$

4.2. Simulación.

4.2.1. Análisis en CC.

Se simula el circuito con la tensión de entrada de corriente continua, haciendo un barrido de V_{in} desde $V_{SS} = -10\text{ V}$ hasta $V_{CC} = 10\text{ V}$.

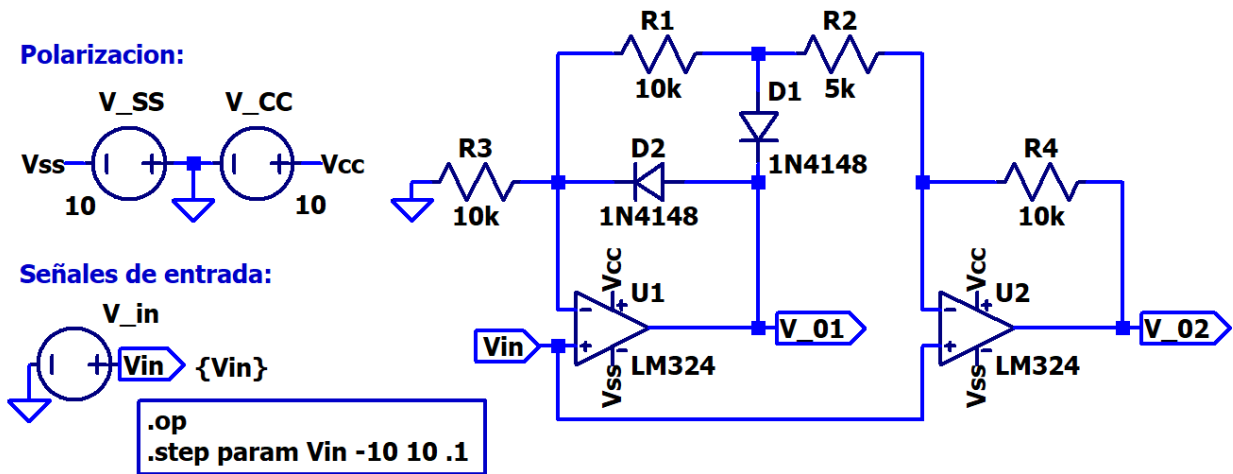


Figura 31: Barrido de V_{in} en CC del rectificador de precisión.

Se obtiene las siguientes formas de onda:

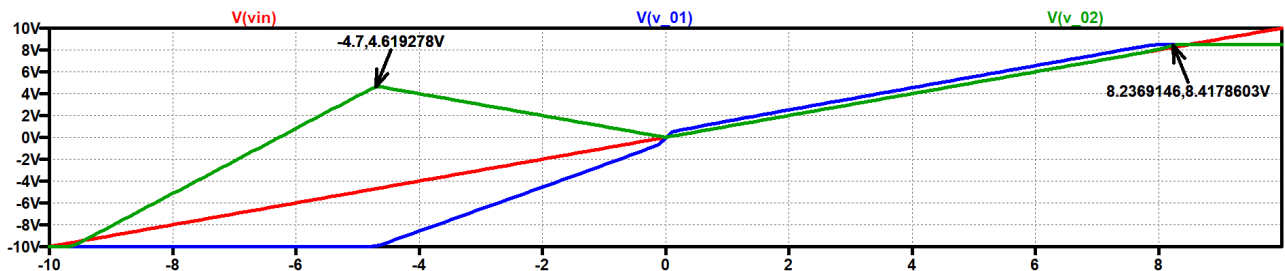


Figura 32: Barrido de V_{in} en CC del rectificador de precisión.

Donde se observa que el circuito rectifica la salida V_{02} para una entrada entre $-4,7\text{ V} < V_{in} < 8,3\text{ V}$. Mientras que cuando la entrada es positiva, la salida V_{01} es igual a la entrada, y cuando la entrada es negativa, la salida V_{01} es igual a -2 veces la entrada. Tal como se determinó en el análisis teórico.

A partir de este análisis se hacen 2 simulaciones en CA, para ver cómo se comporta el circuito para 2 señales distintas, tal que la amplitud de las mismas sea igual a los máximos encontrados en el barrido de tensión de CC.

4.2.2. Análisis en CA, para $\hat{V}_{in} = 4,7\text{ V}$.

Primero se analiza el circuito para la entrada con el límite de menor valor (en términos absolutos), $\hat{V}_{in} = 4,7\text{ V}$.

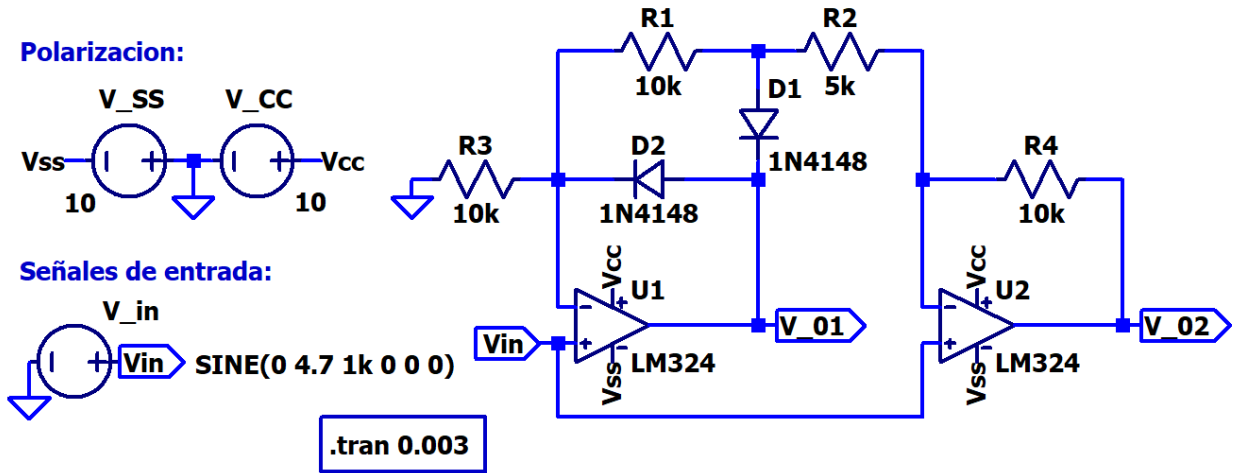


Figura 33: Configuración para $V_{in(ca)} = 4,7\text{ V}$.

Se obtiene las siguientes formas de onda:

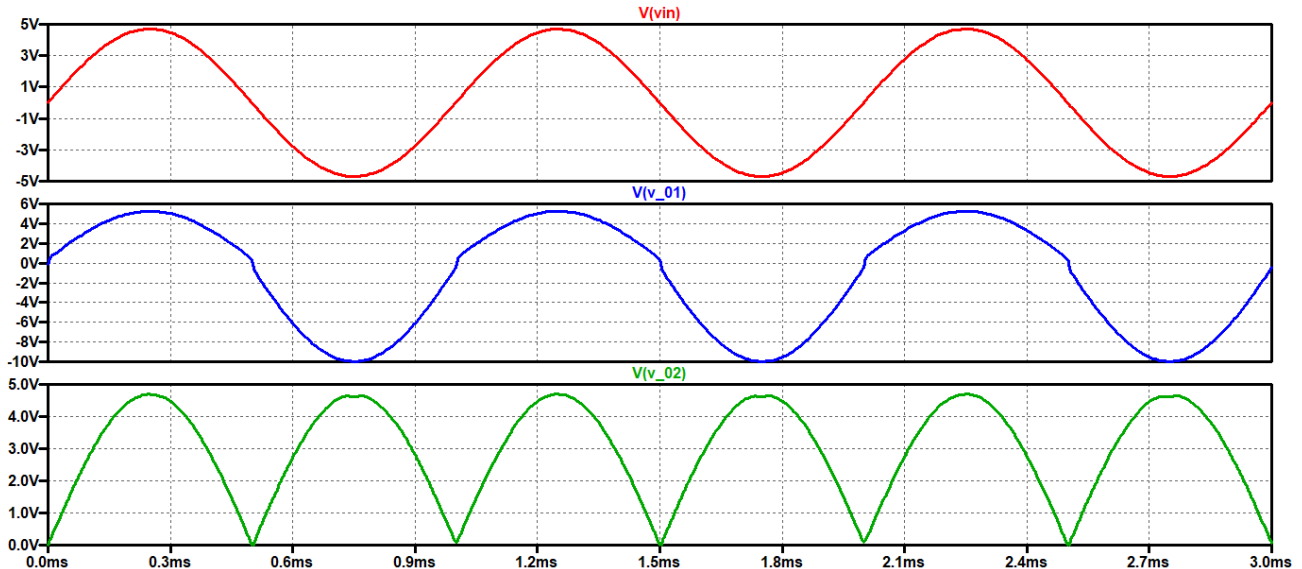


Figura 34: Formas de onda para $V_{in(ca)} = 4,7\text{ V}$.

Se observa que el circuito rectifica correctamente la señal de entrada. Ya que copia la entrada positiva e invierte la entrada negativa.

4.2.3. Análisis en CA, para $\hat{V}_{in} = 8,3\text{ V}$.

Luego se analiza el circuito para la entrada con el límite de mayor valor (en términos absolutos), $\hat{V}_{in} = 8,3\text{ V}$.

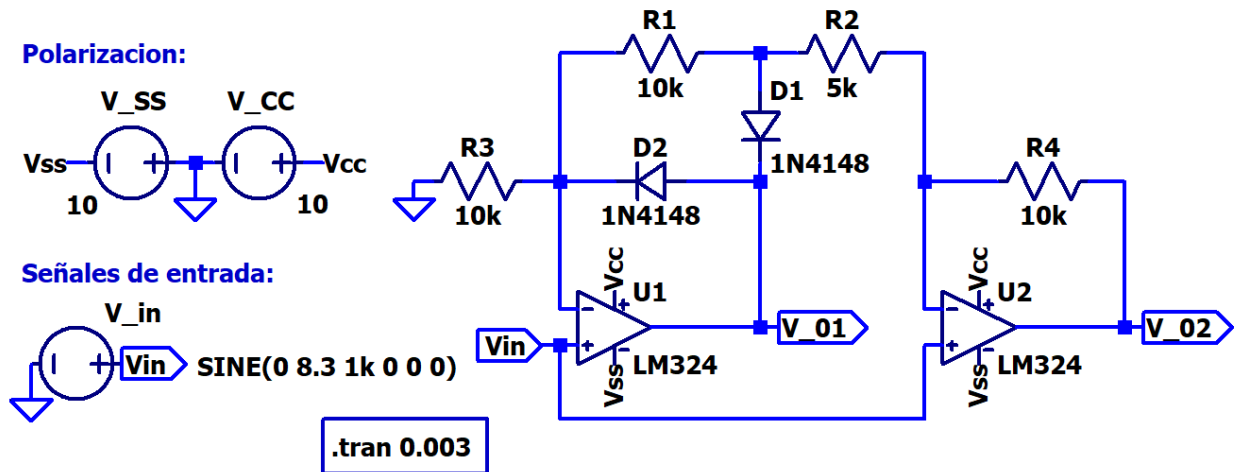


Figura 35: Configuración para $V_{in}(ca) = 4,7 \text{ V}$.

Se obtiene las siguientes formas de onda:

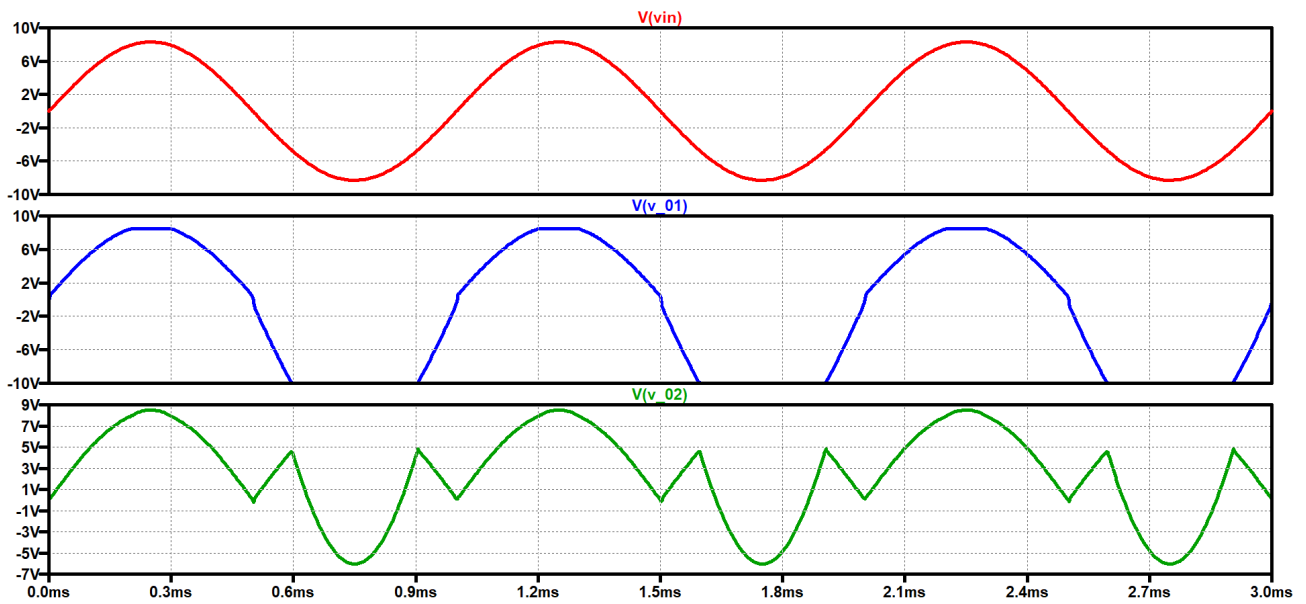


Figura 36: Formas de onda para $V_{in}(ca) = 8,3 \text{ V}$.

Se observa que el circuito rectifica incorrectamente la señal de entrada. Ya que copia la entrada positiva, pero invierte la entrada negativa hasta los 4,7 V, luego la toma negativa nuevamente, siguiendo la variación determinada en el análisis teórico (Ec. 43).

5. Circuito IV: Comparador con histéresis.

Se tiene un circuito Comparador con histéresis inversor, ya que la entrada de señal ingresa por el terminal inversor del amplificador operacional LM324, además se tiene una tensión de referencia que desplaza los niveles umbrales de disparo del circuito, alimentado con una fuente de alimentación simple.

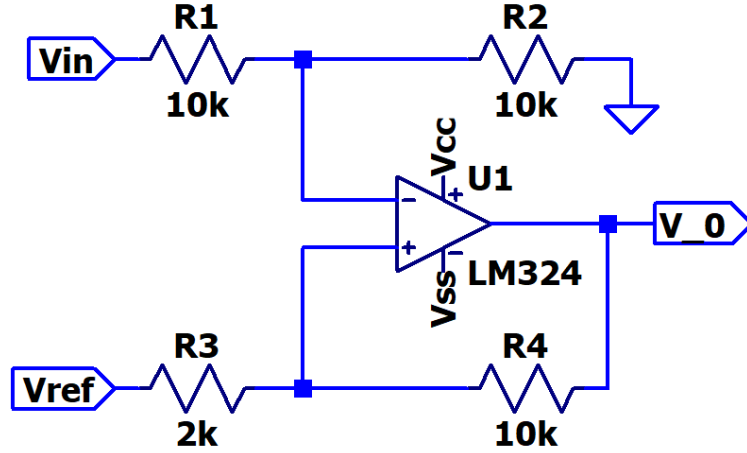


Figura 37: Circuito esquemático del comparador con histéresis.

Datos de los elementos del circuito de la Fig. 37:

- Amplificador Operacional LM324.
- $V^+ = 10 \text{ V}$.
- $V^- = 0 \text{ V}$.
- $R_1 = R_2 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$.
- $V_{ref} = 2 \text{ V}$

5.1. Análisis Teórico.

En este circuito, la diferencia de voltaje entre las entradas del amplificador operacional no es prácticamente cero, por lo que ahora se considera:

$$V^+ - V^- \neq 0 \quad (49)$$

Sin embargo, se mantiene la relación:

$$I_{pol}^+ = I_{pol}^- = 0 \quad (50)$$

En este caso se deben analizar las entradas del amplificador por separado.

5.1.1. Entrada inversora V^-

Del circuito se deduce:

$$V^- = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (51)$$

5.1.2. Entrada no inversora V^+

Se analizan las corrientes del nodo no inversor tal que, la corriente que pasa por R_3 es igual a la de R_4 .

$$\begin{aligned} I_{R_3} &= I_{R_4} \\ \frac{V^+ - V_{ref}}{R_3} &= \frac{V_0 - V^+}{R_4} \\ V^+(R_4) - V_{ref}(R_4) &= V_0(R_3) - V^+(R_3) \\ V^+(R_4) + V^+(R_3) &= V_0(R_3) + V_{ref}(R_4) \\ V^+(R_4 + R_3) &= V_0(R_3) + V_{ref}(R_4) \end{aligned}$$

$$\boxed{V^+ = V_0 \frac{R_3}{R_4 + R_3} + V_{ref} \frac{R_4}{R_4 + R_3}} \quad (52)$$

La realimentación positiva amplifica la diferencia entre las entradas, lo que fuerza al amplificador a saturarse hacia sus límites de salida ($+V_{sat}$ o $-V_{sat}$), además, introduce un comportamiento de histéresis, lo que significa que el punto de conmutación del circuito depende del estado actual de la salida.

El amplificador compara las tensiones y satura su salida dependiendo de cuál es mayor.

Como la señal de entrada está en el terminal inversor del amplificador, si esta señal tiene un nivel bajo, la salida será $+V_{sat}$, en cambio si tiene un nivel alto, la salida será $-V_{sat}$.

5.1.3. Umbral de conmutación cuando $V_0 = V_{CC}$

Se calcula el umbral superior de conmutación V_U^+ , para cuando $V^+ > V^-$, entonces, la salida cambia de $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$.

Se reemplaza $V_0 = +V_{sat}$ en la Ec. 52:

$$\begin{aligned} V_U^+ &= V_{sat} \frac{R_3}{R_3 + R_4} + V_{ref} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \\ V_U^+ &= 10 \text{ V} \frac{2 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} + 2 \text{ V} \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} \end{aligned}$$

$$\boxed{V_U^+ = 3,33 \text{ V}} \quad (53)$$

5.1.4. Umbral de conmutación cuando $V_0 = V_{SS}$

Se calcula el umbral inferior de conmutación V_U^- , para cuando $V^+ < V^-$, entonces, la salida cambia de $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$.

Se reemplaza $V_0 = -V_{sat}$ en la Ec. 52:

$$\begin{aligned} V_U^- &= -V_{sat} \frac{R_3}{R_3 + R_4} + V_{ref} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \\ V_U^- &= 0 \text{ V} \frac{2 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} + 2 \text{ V} \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} \end{aligned}$$

$$\boxed{V_U^- = 1,67 \text{ V}} \quad (54)$$

5.2. Simulación.

5.2.1. Análisis en CC.

Se simula el circuito con la tensión de entrada de corriente continua, haciendo un barrido de V_{in} desde $V_{SS} = 0 \text{ V}$ hasta $V_{CC} = 10 \text{ V}$.

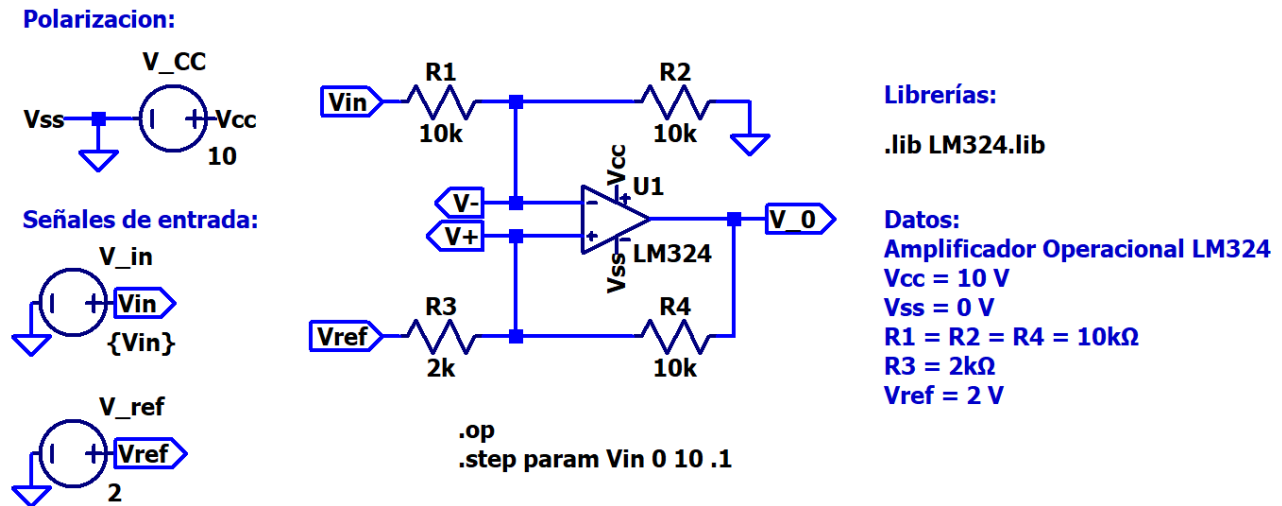


Figura 38: Esquema de barrido de V_{in} en CC del comparador con histéresis.

Se obtiene las siguientes formas de onda:

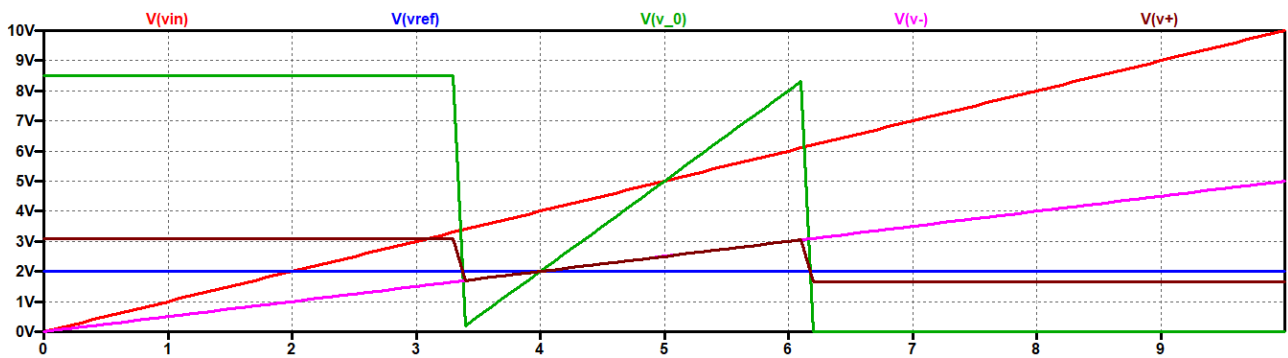


Figura 39: Forma de onda de las entradas y salidas del comparador con histéresis.

Problema: El gráfico no se condice con lo calculado.

- Los umbrales superior e inferior son distintos.
- Entre los umbrales de la simulación toma onda forma extraña la onda, que no se parece al gráfico típico de un ciclo de histéresis.

5.2.2. Análisis en CA.

Se simula el circuito con la tensión de entrada de corriente alterna, de valor $V_{p-p} = 10\text{ V}$, con un offset de 5 V , para que la señal sea completamente sea positiva.

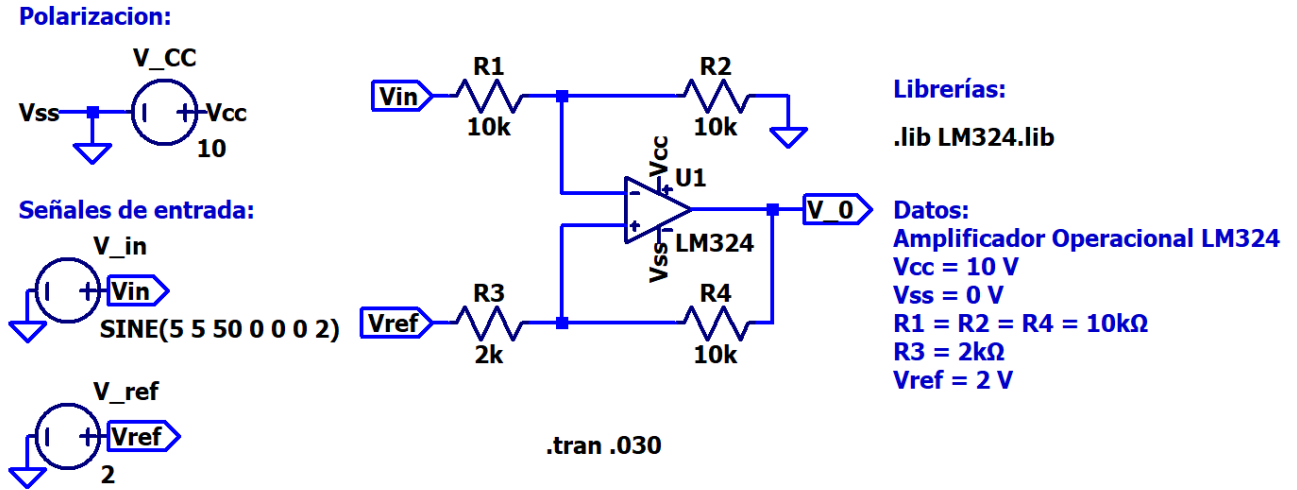


Figura 40: Esquema de para V_{in} en CA del comparador con histéresis.

Se obtiene las siguientes formas de onda:

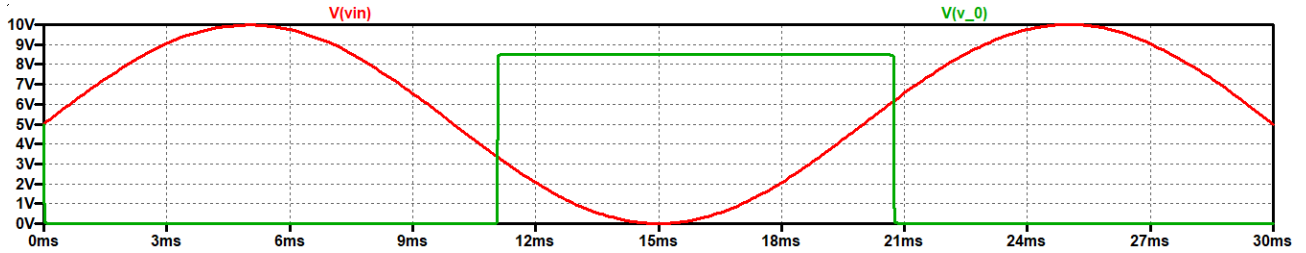


Figura 41: Forma de onda de las entradas y salidas del comparador con histéresis.

Del gráfico se observa que los umbrales son:

$$V_U^- = 3,36 \text{ V} \quad (55)$$

$$V_U^+ = 6,15 \text{ V} \quad (56)$$