

Amplificador Operacional Ideal: Circuitos Analógicos Lineales y No Lineales

Trabajo Práctico de Laboratorio 1

Integrantes: Clemenz, Jeremías Ezequiel
Gallardo, Nicolás
Recalde, Santiago
Villar, Federico Ignacio

Profesores: Ferreyra, Pablo
Reale, César

Fecha de entrega: 1 de diciembre de 2023
Córdoba, Argentina

Índice

1. Circuito I: Amplificador diferencial	2
1.1. Análisis Teórico	2
1.1.1. $V_{o2} = f(V_1)$	2
1.1.2. $V_{o2} = f(V_2)$	3
1.1.3. $V_{o2} = f(V_d)$	4
1.1.4. $V_{o2} = f(V_c)$	5
1.1.5. RRMC	5
1.1.6. Z_{i1} y Z_{i2}	5
1.2. Simulación	6
1.2.1. $V_{o2} = f(V_1)$	6
1.2.2. $V_{o2} = f(V_2)$	6
1.2.3. $V_{o2} = f(V_d)$	7
1.2.4. $V_{o2} = f(V_c)$	8
1.2.5. RRMC	8
1.2.6. Z_{i1} y Z_{i2}	9
1.3. Conclusión	10
2. Circuito II: Fuente de Corriente Controlada por Tensión	11
2.1. Análisis Teórico	11
2.2. Simulación	13
2.3. Conclusión	15
3. Circuito III: rectificador de precisión	16
3.1. Análisis Teórico	16
3.1.1. $V_{o1} = f(V_{in})$ con $0V < V_{in}$	16
3.1.2. $V_{o2} = f(V_{in})$ con $0V < V_{in}$	17
3.1.3. $V_{o1} = f(V_{in})$ con $0V > V_{in}$	17
3.1.4. $V_{o2} = f(V_{in})$ con $0V > V_{in}$	18
3.2. Simulación	19
3.3. Conclusión	20
4. Circuito IV: Comparador con histeresis	21
4.1. Análisis teórico	21
4.1.1. Umbrales de conmutacion	23
4.2. Simulación	24
4.3. Conclusión	27

1. Circuito I: Amplificador diferencial

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

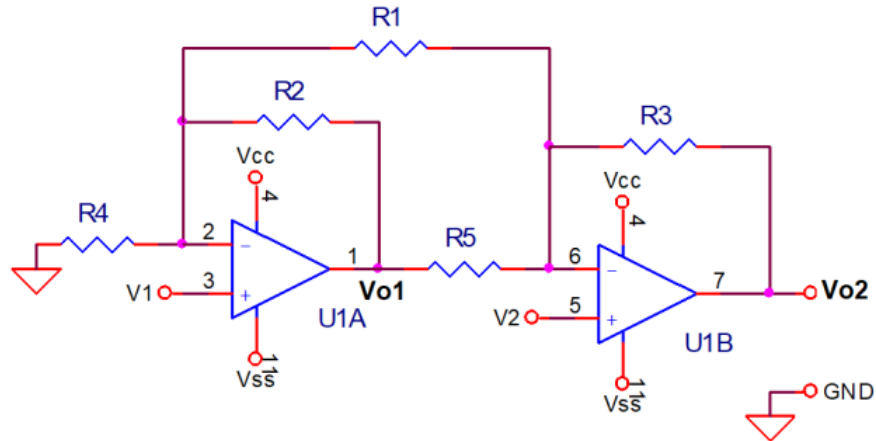


Figura 1: Circuito I

1.1. Análisis Teórico

Los parámetros/relaciones a analizar del circuito son los siguientes:

1.1.1. $V_{o2} = f(V_1)$

Se analizó el circuito pasivando $V_2 = 0$ y se supuso que $V_1 \neq 0$:

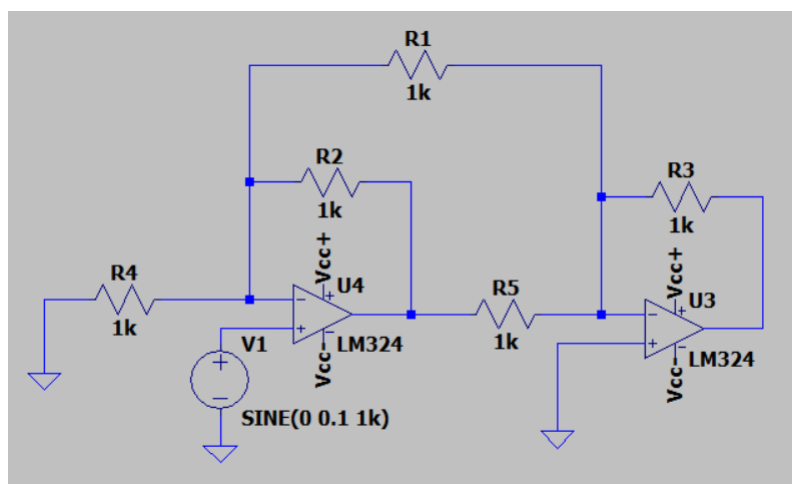


Figura 2: Circuito I, con $V_2 = 0$ y $V_1 \neq 0$

Se supone que el Opamp es ideal, por lo que se sabe que, $V_+ = V_-$. Se plantean las siguientes ecuaciones por las corrientes en el nodo V_- del primer Opamp.

$$-\frac{V_1}{R_4} + \frac{V_{o1} - V_1}{R_2} - \frac{V_1}{R_1} = 0 \quad (1)$$

$$V_1 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) = \frac{V_{o1}}{R_2} \quad (2)$$

$$V_1 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) = \frac{V_{o1}}{R_2} \quad (3)$$

$$V_1 \left(\frac{R_1 R_4 + R_2 R_1 + R_2 R_4}{R_4 R_1 R_2} \right) = \frac{V_{o1}}{R_2} \quad (4)$$

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

$$V_1 \left(\frac{R^2 + R^2 + R^2}{R^3} \right) = \frac{V_{o1}}{R} \quad (5)$$

$$V_1 \left(\frac{3R^3}{R^3} \right) = V_{o1} \quad (6)$$

$$3V_1 = V_{o1} \quad (7)$$

Se calcula V_{o2} respecto a V_1 realizando el mismo analisis que antes, es decir, corrientes en el nodo V_- en el segundo Opamp:

$$\frac{V_{o1}}{R_5} + \frac{V_{o2}}{R_3} + \frac{V_1}{R_1} = 0 \quad (8)$$

$$\frac{3V_1}{R_5} + \frac{V_{o2}}{R_3} + \frac{V_1}{R_1} = 0 \quad (9)$$

$$\frac{4V_1}{R} + \frac{V_{o2}}{R} = 0 \quad (10)$$

$$-4V_1 = V_{o2} \quad (11)$$

1.1.2. $V_{o2} = f(V_2)$

Se analizó el circuito pasivando $V_1 = 0$ y se supuso que $V_2 \neq 0$:

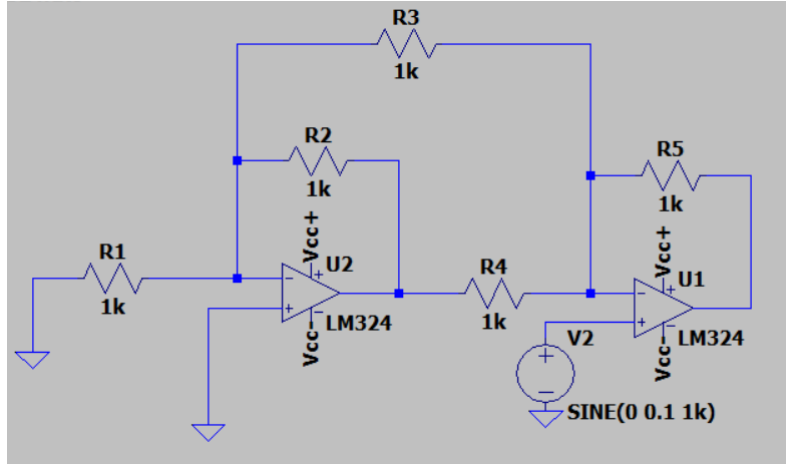


Figura 3: Circuito I, con $V_1 = 0$ y $V_2 \neq 0$

Se supone que el Opamp es ideal, por lo que se sabe que, $V_+ = V_-$. Se plantean las siguientes ecuaciones por las corrientes en el nodo V_- del primer Opamp.

$$\frac{V_{o1}}{R_2} + \frac{V_2}{R_1} = 0 \quad (12)$$

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

$$V_{o1} = -V_2 \quad (13)$$

Se calcula V_{o2} respecto a V_1 realizando el mismo análisis que antes, es decir, corrientes en el nodo V_- en el segundo Opamp:

$$\frac{V_{o2} - V_2}{R_3} - \frac{V_2}{R_1} + \frac{V_{o1} - V_2}{R_5} = 0 \quad (14)$$

$$V_{o2} - V_2 - V_2 + V_{o1} - V_2 = 0 \quad (15)$$

$$V_{o2} - 3V_2 - V_2 = 0 \quad (16)$$

$$V_{o2} - 4V_2 = 0 \quad (17)$$

$$V_{o2} = 4V_2 \quad (18)$$

1.1.3. $V_{o2} = f(V_d)$

Se sabe que $V_d = V_2 - V_1$, entonces:

Recordar que, $V_{o2} = 4V_1$ y $V_{o2} = 4V_2$.

Por lo tanto, por superposición se tiene $V_{o2} = 4V_2 - 4V_1$

Finalmente $V_{o2} = 4V_d$

1.1.4. $V_{o2} = f(V_c)$

Se sabe que $V_c = \frac{V_2+V_1}{2}$, entonces:

$$V_2 = \frac{1}{4}V_{o2}; V_1 = -\frac{1}{4}V_{o2} \quad (19)$$

$$\frac{V_2 + V_1}{2}(4 - 4) = V_{o2} \quad (20)$$

$$V_{o2} = 0 \quad (21)$$

1.1.5. $RRMC$

$$RRMC = \frac{A_d}{A_c} \quad (22)$$

$$RRMC = \frac{4}{0} \quad (23)$$

$$RRMC = \infty \quad (24)$$

1.1.6. Z_{i1} y Z_{i2}

Se sabe que en un Opamp ideal $i_{i1} = i_{i2} = 0$.

$$Z_{i1} = \frac{V_1}{i_{i1}} = \infty \quad (25)$$

$$Z_{i2} = \frac{V_2}{i_{i2}} = \infty \quad (26)$$

1.2. Simulación

Se simuló el circuito I en ltspice, para todos los casos antes mencionados, corroborando los resultados obtenidos en la simulación con los descriptos teóricamente en este documento.

1.2.1. $V_{o2} = f(V_1)$

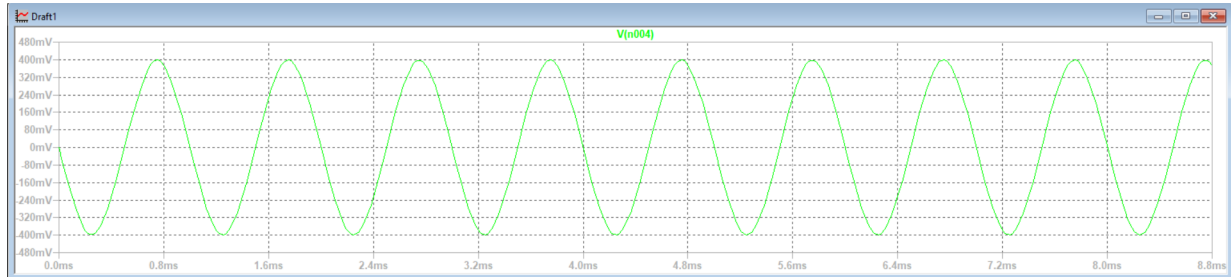


Figura 4: Circuito I, con $V_1 \neq 0$ y $V_2 = 0$

1.2.2. $V_{o2} = f(V_2)$

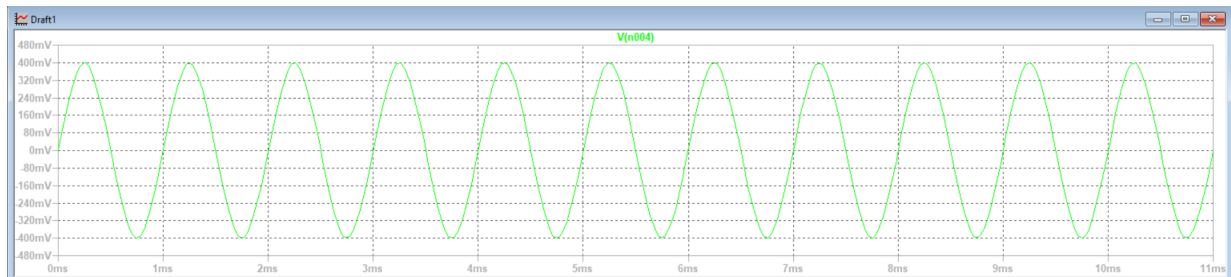


Figura 5: Circuito I, con $V_1 = 0$ y $V_2 \neq 0$

1.2.3. $V_{o2} = f(V_d)$

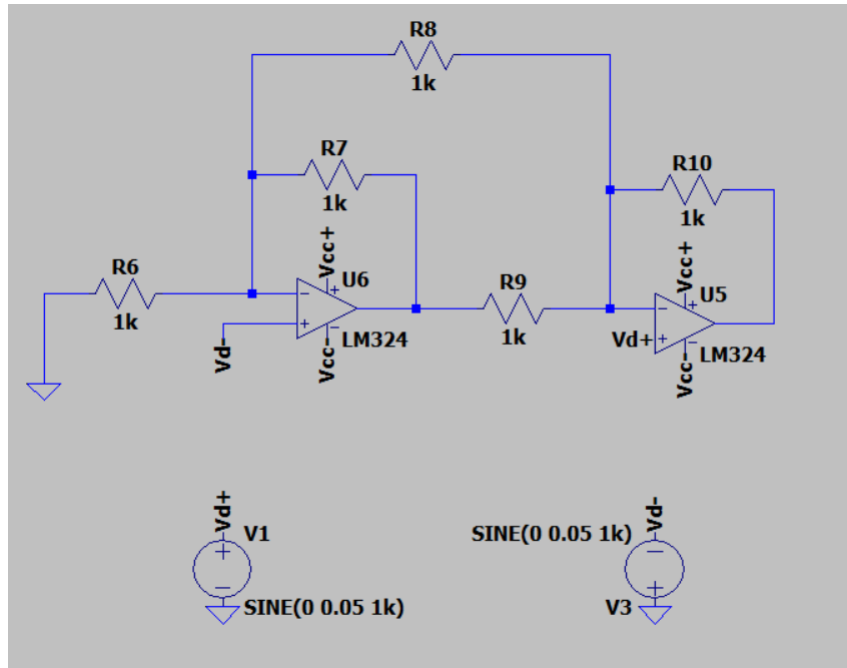


Figura 6: Circuito I, con $V_1 = -\frac{V_d}{2}$ y $V_2 = \frac{V_d}{2}$

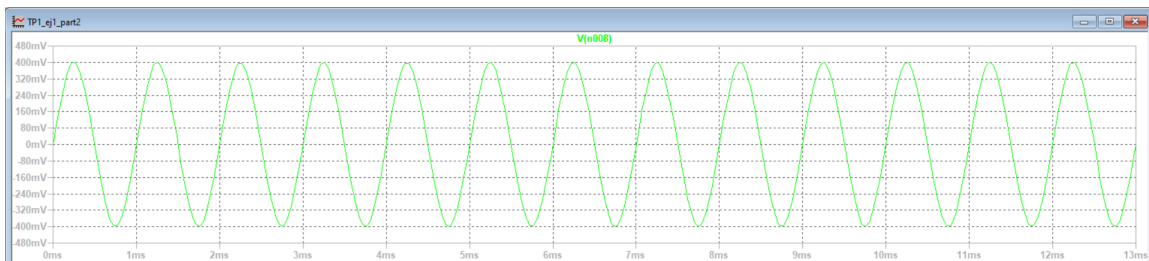


Figura 7: Simulación del circuito en modo diferencial

Lo que se obtuvo se corresponde al cálculo teórico.

1.2.4. $V_{o2} = f(V_c)$

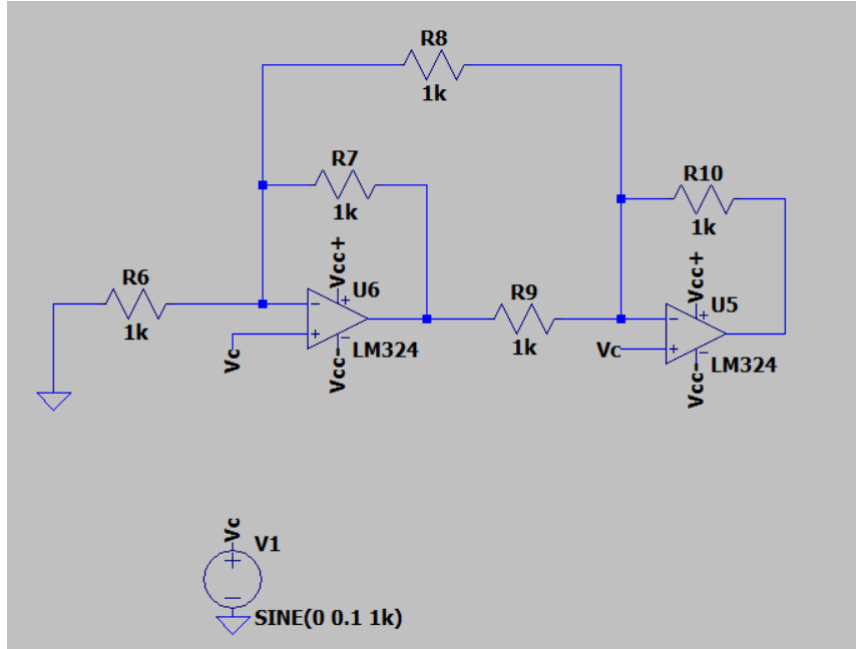


Figura 8: Circuito I, con $V_1 = V_c$ y $V_2 = V_c$

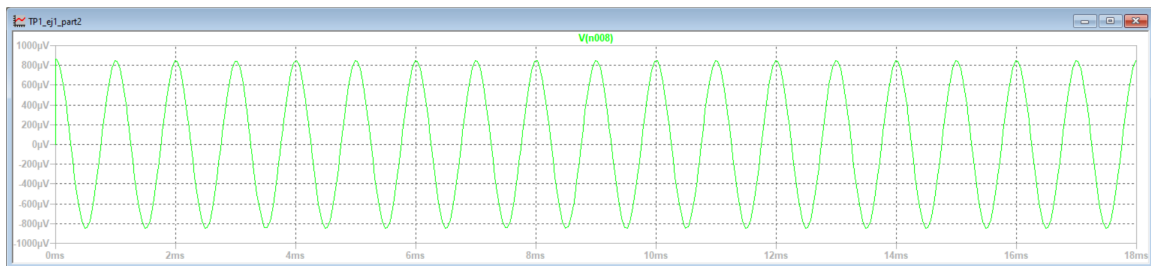


Figura 9: Simulación del circuito en modo común

Se concluye que el modo común no es nulo $V_{o2} = 850\mu V$, contrario a lo calculado de manera teorica.

1.2.5. *RRMC*

Se analizan las gráficas que se obtuvieron en modo diferencial y modo común, estas nos indican la ganancia A_d y A_c .

$$A_d = 4V_{in} \quad (27)$$

$$A_c = 8,5mV_{in} \quad (28)$$

$$\frac{A_d}{A_c} = \frac{4}{8,5m} \quad (29)$$

$$\frac{A_d}{A_c} = 470,59 \quad (30)$$

Se concluye que no se cumple el valor teórico de $RRMC = \infty$, esto es debido a que el modo común no es cero, sino que es un valor mucho más chico que el diferencial, en este caso, tienen una relación de 470 aproximadamente.

1.2.6. Z_{i1} y Z_{i2}

A partir de la medición de las corrientes de entradas de los Opamp, se pudo obtener el valor de las impedancias de entrada.

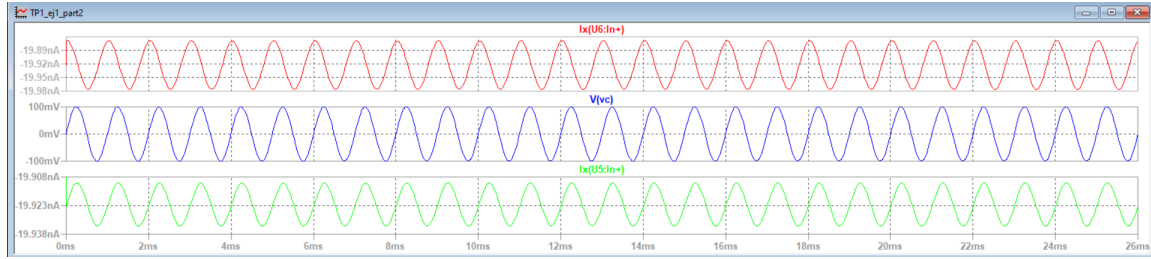


Figura 10: Medición de la corriente de entrada i_{i1} e i_{i2} con una tensión V_c

Se realizó el siguiente análisis:

$$Z_{i1} = \frac{V_c}{I_{i1}} \quad (31)$$

$$Z_{i2} = \frac{V_c}{I_{i2}} \quad (32)$$

Como se observa en la Figura 10, el valor de las corrientes de entrada es de 20 nA y el de V_c corresponde a 100 mV. Reemplazando en las ecuaciones 31 y 32 obtenemos

$$Z_{i1} = \frac{100mV}{20nA} = 5M\Omega \quad (33)$$

$$Z_{i2} = \frac{100mV}{20nA} = 5M\Omega \quad (34)$$

En base a este resultado, podemos decir que el valor de las impedancias de los Opamp no es infinito como se planteó en el análisis teórico. Sin embargo, a fines prácticos cumple la misma función, ya que es un valor de impedancia muy alto.

1.3. Conclusión

Se concluye que el circuito I cumple con ciertos cálculos teóricos, esto es debido a que el Opamp se consideró ideal, es decir, que el modo común es igual a cero, que tiene una impedancia de entrada infinita, ganancia infinita, impedancia de salida igual a cero, etc. Lo cual no se cumple en un Opamp real, teniendo este, una impedancia de entrada del orden de los $M\Omega$, una ganancia muy alta para poder reducirla al realimentar y estabilizar el Opamp, un modo común pequeño, pero no nulo, etc.

2. 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 $R_4 = 100K\Omega$

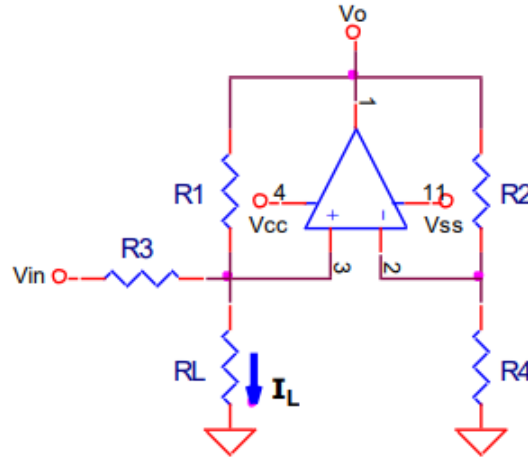


Figura 11: Circuito II

2.1. Análisis Teórico

El circuito II consiste en una fuente de corriente controlada por tensión, los parámetros de interés son V_{in} , V_{out} , R_L e I_L . En primer lugar, se buscó la relación:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (35)$$

Se analizan las corrientes en el nodo 3:

$$\frac{V_{out} - V_+}{R_1} + \frac{V_{in} - V_+}{R_3} - \frac{V_+}{R_{R_L}} = 0 \quad (36)$$

Se busca simplificar la ecuación (36) a la expresión deseada, por lo tanto:

$$V_{out} \frac{R_4}{R_4 + R_2} = V_- = V_+ \quad (37)$$

Se reemplaza la ecuación (37) en la ecuación (36):

$$\frac{V_{out}}{R_1} + \frac{V_{in}}{R_3} = V_{out} \frac{R_4}{R_4 + R_2} \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) \quad (38)$$

Por simplicidad se reemplazan los valores de las resistencias:

$$V_{in} = V_{out}(1k\Omega \frac{0,909}{R_L} - 0,909(\frac{1}{100\Omega} + \frac{1}{1k\Omega}) - \frac{1k\Omega}{100}) \quad (39)$$

$$V_{in} = V_{out}(1k\Omega \frac{0,909}{R_L} + 0,909(\frac{1}{100\Omega} + \frac{1}{1k\Omega}) - \frac{1k\Omega}{100}) \quad (40)$$

$$V_{in} = V_{out}(\frac{909\Omega}{R_L} + 10 - 10) \quad (41)$$

$$V_{in} = V_{out}(\frac{909\Omega}{R_L}) \quad (42)$$

Encontrada la relación de la ecuación (42), se continua buscando I_L :

$$I_{RL} = \frac{V_+}{R_L} \quad (43)$$

Se reemplaza V_+ por lo obtenido en la ecuación (37)

$$I_{RL} = \frac{V_{out} \frac{R_4}{R_4 + R_2}}{R_L} \quad (44)$$

$$I_{RL} = \frac{V_{out} \frac{R_4}{R_4 + R_2}}{R_L} \quad (45)$$

Se reemplaza V_{out} por una reformulación de la ecuación (42)

$$V_{out} = \frac{V_{in} R_L}{909} \quad (46)$$

$$I_{RL} = \frac{\frac{V_{in} R_L 0,909}{909}}{R_L} \quad (47)$$

$$I_{RL} = V_{in} 10^{-3} \quad (48)$$

En la ecuación (46) se reemplazó por V_{out}

$$I_{RL} = V_{in} 10^{-3} \quad (49)$$

Si se presta más atención a la ecuación (46), podemos analizar el caso de que el Opamp este saturado a V_{cc}

$$10V = \frac{V_{in} R_{Lmax}}{909\Omega} \quad (50)$$

Entonces, para obtener R_{Lmax} se debe considerar el caso donde $V_o = V_{cc}$. Despejando de la ecuación (50), se llega a:

$$R_{Lmax} = \frac{9090}{V_{in}} \quad (51)$$

Los R_{Lmax} para las distintas V_{in} son los siguientes:

$$R_{Lmax} = \frac{9090}{0,5V} \quad (52)$$

$$R_{Lmax} = 18,180k\Omega \quad (53)$$

$$R_{Lmax} = \frac{9090}{-1V} \quad (54)$$

$$R_{Lmax} = 9,090k\Omega \quad (55)$$

$$R_{Lmax} = \frac{9090}{2V} \quad (56)$$

$$R_{Lmax} = 4,545k\Omega \quad (57)$$

Se calculan las corrientes I_{RL} a distintos valores de R_L y V_{in} :

I_{RL}	$V_{in} [V]$		
	0.5	-1	2
0k Ω	0 μA	0 μA	0 μA
1k Ω	500 μA	-1000 μA	2000 μA
2k Ω	500 μA	-1000 μA	2000 μA
5k Ω	500 μA	-1000 μA	2000 μA
10k Ω	500 μA	-1000 μA	2000 μA

Por lo tanto, se puede observar que la corriente se mantiene constante para distintos valores de R_L para un mismo V_{in} , esto según la ecuación (48).

2.2. Simulación

En la siguiente tabla se colocan los valores obtenidos de la simulación del circuito, los valores de la primera columna corresponden a los distintos valores que toma R_L

I_{RL}	$V_{in} [V]$		
	0.5	-1	2
0k Ω	0 μA	0 μA	0 μA
1k Ω	493,91 μA	-1000 μA	2000 μA
2k Ω	496,91 μA	-1000 μA	1994,64 μA
5k Ω	495,79 μA	-998,68 μA	1549,18 μA
10k Ω	493,91 μA	-904,28 μA	783,08 μA

Se puede observar en la tabla que, los valores obtenidos son distintos a los obtenidos de manera teórica, se observa que al aumentar la resistencia R_L , el error entre los valores obtenidos en el cálculo teórico y la simulación aumenta. Lo mismo sucede al aumentar la tensión de entrada V_{in} , siendo este caso el que presenta mayor error, $V_{in} = 2$ y $R_L = 10k\Omega$. Esto se debe a que el Opamp se satura a $8,49V$, es decir, en su modelo SPICE está diseñado con ese parámetro. Este fenómeno se puede observar en la siguientes gráficas:



Figura 12: $R_L = 10k\Omega$, $V_{in} = 0,5V_p$, $V_{out} = 5,35V_p$

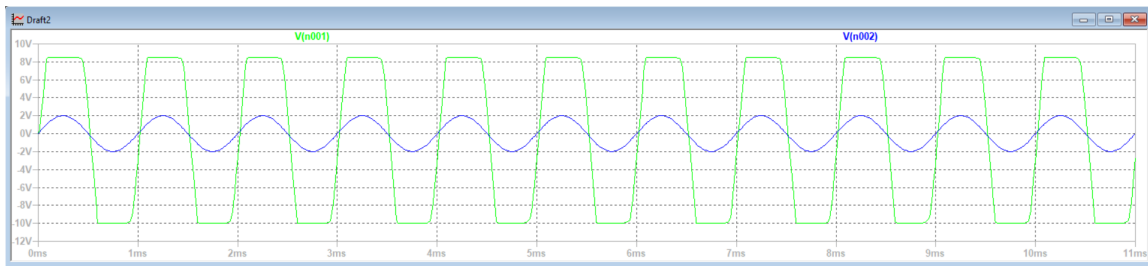


Figura 13: $R_L = 10k\Omega$, $V_{in} = 2V_p$, $V_{out} = 8,49V_p$

2.3. Conclusión

Se pudo observar que el análisis teórico se aproxima muy bien al simulado, siempre y cuando se respete que $R_L \leq R_{Lmax}$. Es decir, si se utilizan valores mayores que R_{Lmax} el Opamp se satura y afecta directamente en la corriente I_{RL} que disminuye notablemente a medida que R_{Lmax} incrementa.

Se podría recalcular las R_{Lmax} para las tensiones de entrada de la siguiente manera, se debe recordar la ecuación (50) y despejar con el valor de $V_{out} = 8,49V$ reemplazado en ella.

$$8,49V = \frac{V_{in} R_{Lmax}}{909\Omega} \quad (58)$$

$$R_{Lmax} = \frac{7717,41}{V_{in}} \quad (59)$$

$$R_{Lmax} = \frac{7717,41}{0,5V} \quad (60)$$

$$R_{Lmax} = 15,434k\Omega \quad (61)$$

$$R_{Lmax} = \frac{9090}{-1V} \quad (62)$$

$$R_{Lmax} = 7,717k\Omega \quad (63)$$

$$R_{Lmax} = \frac{7717,41}{2V} \quad (64)$$

$$R_{Lmax} = 3,858k\Omega \quad (65)$$

Por lo tanto, se concluye que mientras no se supere el valor de R_{Lmax} el comportamiento del circuito simulado se corresponderá con el análisis teórico.

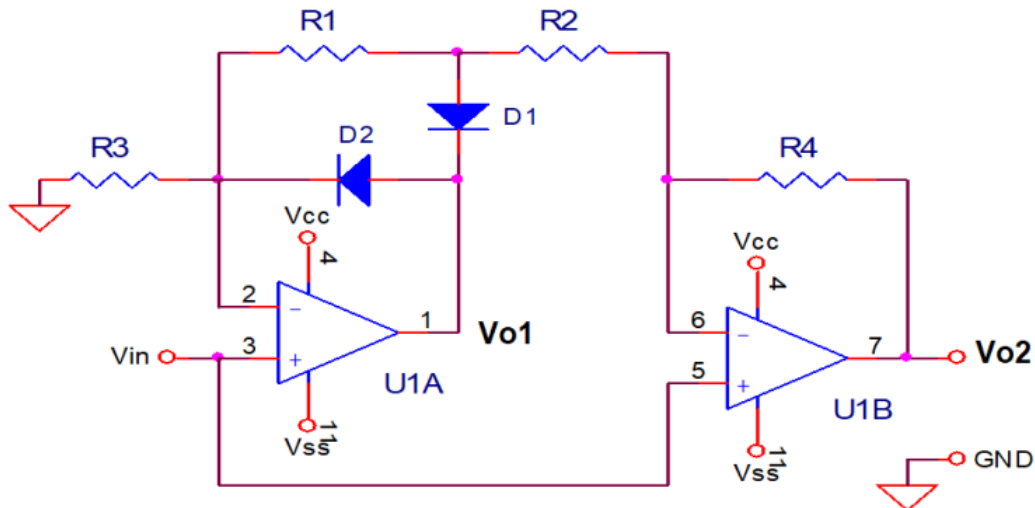
3. Circuito III: rectificador de precisión

Datos: Amplificador Operacional LM324

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

$D1 = D2 = 1N4148$

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



PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:

ANALÍTICO:

3.1. $V_{o1} = f(V_{in})$; $V_{o2} = f(V_{in})$ con $0V < V_{in}$ (Ignorar R_d del diodo)

3.2. $V_{o1} = f(V_{in})$; $V_{o2} = f(V_{in})$ con $V_{in} < 0V$ (Ignorar R_d del diodo)

MEDICIÓN - SIMULACIÓN:

3.3. Gráfico Entrada/Salida: $V_{o1}=f(V_{in})$ y $V_{o2} = f(V_{in})$ $V_{ss} < V_{in} < V_{cc}$

Figura 14: Circuito III

3.1. Análisis Teórico

Los parámetros y relaciones a analizar son los siguientes:

3.1.1. $V_{o1} = f(V_{in})$ con $0V < V_{in}$

Para realizar el análisis se pasiva el Opamp U1B, lo siguiente que se debe hacer es analizar que sucede en las condiciones dadas. Se supone que $V_{in} > 0$, como también que el Opamp es ideal. Por lo tanto, al ser $V_{in} > 0$, se espera que $V_{o1} > V_{in}$, es decir, $V_{o1} \gg 0$. Luego, lo siguiente es analizar qué diodo se polariza directamente, para poder determinar la salida V_{o1} . Vemos que el diodo que se polariza directamente es $D2$, mientras que $D1$ está polarizado inversamente, por lo que se lo puede pensar como un circuito abierto.

Se busca la expresión que relacione $V_{o1} = f(V_{in})$:

$$V_{in} = V_+ = V_- \quad (66)$$

Pero como se cierra el el lazo por $D2$ tenemos:

$$V_{out} = V_{in} + 0,7V \quad (67)$$

3.1.2. $V_{o2} = f(V_{in})$ con $0V < V_{in}$

Se realiza el análisis anterior con la salvedad que, se pasiva el circuito $U1A$, por lo tanto, se busca la expresión que relacione $V_{o2} = f(V_{in})$, por corrientes en el nodo 6, se plantea:

$$V_{in} = V_{o2} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_4} \quad (68)$$

$$V_{in} = V_{o2} \frac{15k\Omega}{25k\Omega} \quad (69)$$

$$V_{o2} = V_{in} \frac{5}{3} \quad (70)$$

También se debe calcular como influye $U1A$ en V_{o2} . Entonces, se calculan las corrientes en el nodo 6, como $U1B$ está pasivado se tiene:

$$\frac{V_{o2}}{R_4} = -\frac{V_{in}}{R_1 + R_2} \quad (71)$$

$$\frac{V_{o2}}{10k\Omega} = -\frac{V_{in}}{15k\Omega} \quad (72)$$

$$V_{o2} = -10k\Omega \frac{V_{in}}{15k\Omega} \quad (73)$$

$$V_{o2} = -\frac{2}{3}V_{in} \quad (74)$$

Por lo tanto, por superposición se tiene:

$$V_{o2} = V_{in} \left(\frac{5}{3} - \frac{2}{3} \right) \quad (75)$$

$$V_{o2} = V_{in} \quad (76)$$

3.1.3. $V_{o1} = f(V_{in})$ con $0V > V_{in}$

En esta insancias también se asume que $V_{in} < 0$, como también que el Opamp es ideal. Por lo tanto, al ser $V_{in} < 0$, se espera que $V_{o1} < V_{in}$, es decir, $V_{o1} \ll 0$. Luego, lo siguiente es analizar qué diodo es el que se polariza directamente, para poder determinar la salida V_{o1} . $D1$ es el diodo que se polariza directamente y $D2$ está polarizado inversamente, por lo que se lo puede pensar como un circuito abierto.

Se busca la expresión que relacione $V_{o1} = f(V_{in})$. Para ello, se pasiva U1B y se calcula las corrientes en el nodo 2 para despejar la expresión:

$$\frac{0V - V_{in}}{R_3} = \frac{V_{in} - V_x}{R_1} \quad (77)$$

Siendo $V_x = V_{o1} - 0,7V$

$$\frac{V_{in}}{10k\Omega} = \frac{V_{in} - V_x}{10k\Omega} \quad (78)$$

$$2V_{in} = V_x \quad (79)$$

$$2V_{in} = V_{o1} - 0,7V \quad (80)$$

$$2V_{in} + 0,7V = V_{o1} \quad (81)$$

3.1.4. $V_{o2} = f(V_{in})$ con $0V > V_{in}$

Se pasiva el circuito U1A, por lo tanto se busca la expresión que relacione $V_{o2} = f(V_{in})$, por divisor de tensión en el nodo 6, se plantea:

$$V_{in} = V_{o2} \frac{R_2}{R_2 + R_4} \quad (82)$$

$$V_{in} = V_{o2} \frac{5k\Omega}{15k\Omega} \quad (83)$$

$$V_{in} = V_{o2} \frac{1}{3} \quad (84)$$

$$V_{o2} = 3V_{in} \quad (85)$$

También se debe calcular como influye U1A en V_{o2} . Para ello, se calculan las corrientes en el nodo 6, se pasivo U1B:

$$\frac{V_x}{R_2} = -\frac{V_{o2}}{R_4} \quad (86)$$

$$\frac{V_{o1} - 0,7V}{5k\Omega} = -\frac{V_{o2}}{10k\Omega} \quad (87)$$

Se reemplaza de la ecuación (80) $V_{o1} - 0,7V$ por $2V_{in}$

$$\frac{2V_{in}}{5k\Omega} = -\frac{V_{o2}}{10k\Omega} \quad (88)$$

$$V_{o2} = -4V_{in} \quad (89)$$

Por lo tanto, por superposición se tiene:

$$V_{o2} = V_{in}(3 - 4) \quad (90)$$

$$V_{o2} = -V_{in} \quad (91)$$

De esta manera, lo que se obtiene es un rectificador de onda completa, debido a que cuando la señal de entrada es positiva, la salida también lo es y cuando la señal de entrada es negativa, la salida es positiva. En ambos casos, la amplitud de entrada es igual a la de salida.

3.2. Simulación

Se simuló el circuito dado, para distintos valores de tensión de entrada V_{in} :

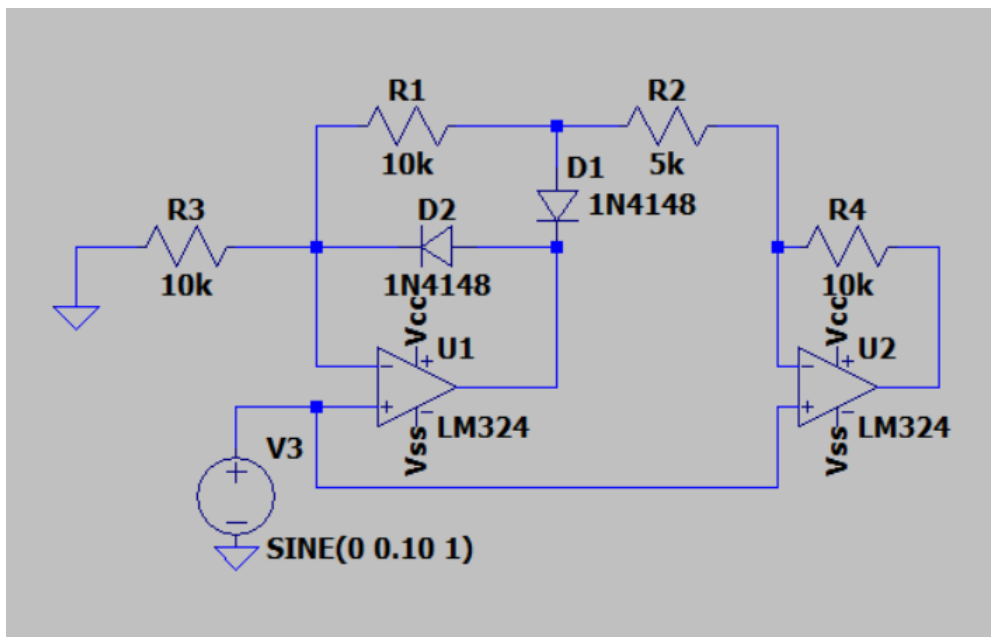


Figura 15: Simulación de circuito III

Se simuló para 3 valores de V_{in} , primero para $V_{in} = 0,1V_p$:



Figura 16: V_{in} ; V_{o1} ; V_{o2}

Se aprecia que hasta para señales muy pequeñas, menores al umbral del diodo, la señal se rectifica de manera correcta.

$$V_{in} = 1V_p:$$

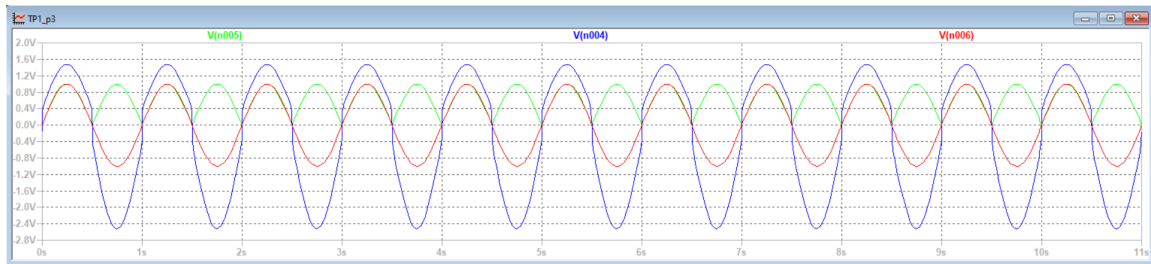


Figura 17: V_{in} ; V_{o1} ; V_{o2}

Se observa que se comporta según lo esperado, se puede apreciar con mayor claridad la amplitud para el semiciclo positivo y negativo en V_{o1} , la cual se corresponde con la calculado, es decir, es mayor la amplitud en el semiciclo negativo que en el positivo.

$$V_{in} = 5V_p:$$

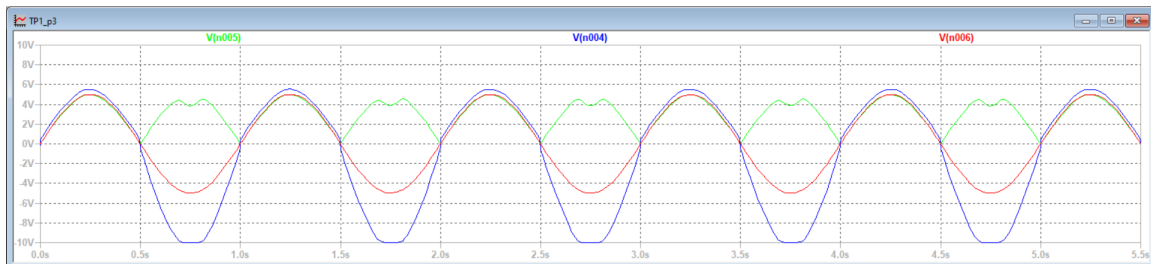


Figura 18: V_{in} ; V_{o1} ; V_{o2}

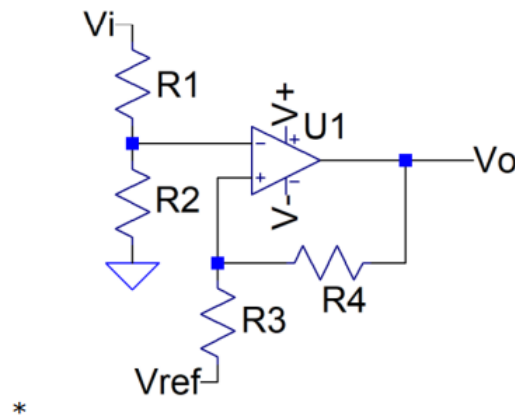
Se puede notar que hay un límite de tensión de V_{o1} para un correcto funcionamiento del rectificador, cuando este se satura, la salida V_{o2} se distorsiona. Como se tiene una mayor ganancia en el semiciclo negativo de V_{o1} es esperable que este sature primero y distorsione la señal de salida. Por lo tanto, para tener un margen de seguridad razonable, la tensión de entrada debe estar dentro del siguiente intervalo: $-3 < V_{in} < 3V$. El intervalo está calculado según la ecuación (81), en el que para limitar la salida V_{o1} a $|8V|$, se despeja que $\frac{8V}{2,7} = V_{inmax} = 2,96V$.

3.3. Conclusión

Se concluye que el rectificador se comporta según lo esperado, rectificando señales por debajo del umbral del diodo y respondiendo de manera correcta. También, se pudo analizar que es necesario limitar el valor de la tensión de entrada teniendo en cuenta a que tensión se satura el Opamp, ya que cuando este se satura deja de rectificar correctamente.

4. Circuito IV: Comparador con histéresis

Datos: Amplificador Operacional LM324
 $V_+ = 10V$ $V_- = 0V$
 $R_1 = R_2 = R_4 = 10k\Omega$ y $R_3 = 2k\Omega$
 $V_{ref} = 2V$



PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:

ANALÍTICO:

4.1. Umbral de conmutación cuando $V_o = V_+$

4.2. Umbral de conmutación cuando $V_o = V_-$

MEDICIÓN - SIMULACIÓN:

4.3. Gráfico Entrada/Salida: $V_o = f(V_i)$ $V_- < V_i < V_+$

Figura 19: Circuito IV

4.1. Análisis teórico

El circuito IV consiste en un comparador con histéresis, es decir, este va a comparar las entradas no inversora e inversora y en base a esto, satura su salida a V_{cc} o V_{ss} dentro de un intervalo dado por las tensiones umbrales de conmutación. Se analiza el modo diferencial de las entradas:

$$V_d = (V_+ - V_-) \quad (92)$$

Por lo tanto, la salida va a depender de cuál de las dos entradas tiene más peso, como también de la relación entre la salida y la entrada, se debe recordar que la señal V_{in} está directamente conectada a la entrada inversora, lo cual afecta directamente en los umbrales de conmutación. Se analizan las entradas inversora y no inversora.

$$V_- = V_{in} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{in} \frac{10k\Omega}{20k\Omega} \quad (93)$$

$$V_- = \frac{V_{in}}{2} \quad (94)$$

Se analiza V_+ suponiendo que V_o está puesta a masa.

$$V_+ = V_{ref} \frac{R_4}{R_3 + R_4} = V_{ref} \frac{10k\Omega}{12k\Omega} \quad (95)$$

$$V_+ = 0,83V_{ref} \quad (96)$$

Reemplazamos (96) y (94) en (92)

$$V_d = (0,83V_{ref} - 0,5V_{in}) \quad (97)$$

Recordar que, por consigna $V_{ref} = 2V$.

$$V_d = (1,66V - 0,5V_{in}) \quad (98)$$

Por lo tanto, cuando $V_d > 0$ la salida debe ser positiva, es decir, si las condiciones están dadas, satura a V_{cc} y cuando $V_d < 0$ este satura a V_{ss} . El hecho de que V_{in} este restando, significa que, mientras más grande sea, más negativa va a ser V_d , de esta forma, se espera que el umbral de conmutación hacia V_{cc} sea a una tensión de entrada menor que para el umbral de conmutación hacia V_{ss} . Lo siguiente es, para tener más precisión respecto a los valores de salida, plantear las ecuaciones de corrientes en el nodo de la entrada no inversora, recordando que para un Opamp ideal $V_+ = V_-$:

$$\frac{V_{ref} - V_-}{2k\Omega} = -\frac{V_o - V_-}{10k\Omega} \quad (99)$$

$$\frac{V_{ref} - 0,5V_{in}}{2k\Omega} = -\frac{V_o - 0,5V_{in}}{10k\Omega} \quad (100)$$

$$\frac{V_{ref} - 0,5V_{in}}{2k\Omega} = -\frac{V_o - 0,5V_{in}}{10k\Omega} \quad (101)$$

$$\frac{V_o}{10k\Omega} = 0,5V_{in} \left(\frac{1}{2k\Omega} + \frac{1}{10k\Omega} \right) - \frac{V_{ref}}{2k\Omega} \quad (102)$$

$$V_o = V_{in} 5k\Omega \left(\frac{1}{2k\Omega} + \frac{1}{10k\Omega} \right) - \frac{2V}{2k\Omega} 10k\Omega \quad (103)$$

$$V_o = 3V_{in} - 10V \quad (104)$$

Con esto, se puede calcular los valores intermedios entre las conmutaciones, pero no debe enfocarse solo en la ecuación (104) sino también, la ecuación (98) la cual nos va a indicar si se satura hacia V_{cc} o V_{ss} .

4.1.1. Umbrales de conmutación

El umbral de conmutación se puede analizar de la siguiente forma:

Se reemplaza el valor de V_{out} por los valores de V_{cc} y V_{ss} en la ecuación (104). Luego, para saber a cual de los dos satura, reemplazamos el V_{in} obtenido en la ecuación (98).

$$0V = 3V_{in} - 10V \quad (105)$$

$$V_{in} = \frac{10}{3} = 3,33V \quad (106)$$

Ahora se reemplaza en la ecuación (98).

$$V_d = (1,66V - 0,5V_{in}) = (1,66V - 1,66) = 0V \quad (107)$$

Lo cual es lógico, pero puede no quedar claro. Se nota que si se toma un ΔV para obtener un valor de V_{in} menor al límite calculado, se tiene:

$$V_d = (1,66V - 1,65) = 0,01V \quad (108)$$

Por lo tanto, se demostró que la tensión umbral para V_{cc} es 3,33V.

Se continúa con el mismo procedimiento para encontrar la tensión umbral para V_{ss} , utilizando la tensión con la que se satura el Opamp $V_{sat+} = 8,49V$.

$$8,49V = 3V_{in} - 10V \quad (109)$$

$$V_{in} = \frac{18,49}{3} = 6,16V \quad (110)$$

Ahora se reemplaza en la ecuación (98).

$$V_d = (1,66V - 0,5V_{in}) = (1,66V - 6,16) = -1,42V \quad (111)$$

Por lo tanto, se demostró que la tensión umbral para V_{ss} es 6,16V.

$$V_o = \begin{cases} 8,49V, & \text{si } V_{in} \leq 3,33V \\ 0V, & \text{si } V_{in} \geq 6,16V \end{cases}$$

4.2. Simulación

Se simuló el circuito dado:

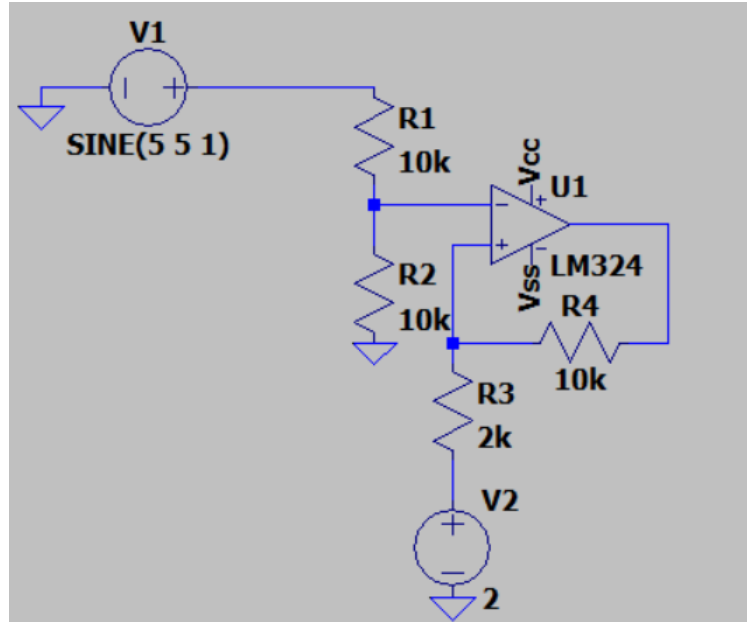


Figura 20: Simulación del circuito IV

Se buscó graficar $V_o = f(V_{in})$, con una tensión de entrada sinusoidal que este entre $V_{ss} \leq V_{in} \leq V_{cc}$:

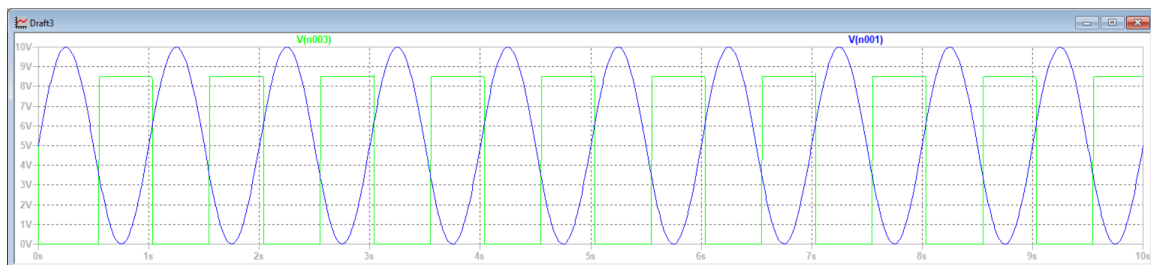


Figura 21: V_{in} ; V_o

Si se hace zoom-in se observa mejor los valores de conmutación:

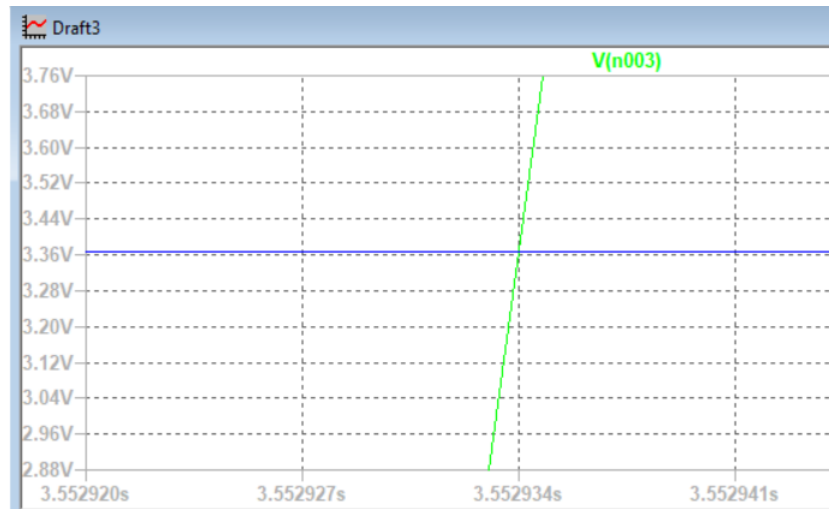


Figura 22: V_{in} ; V_o ; Zoom-in en umbral de conmutación inferior



Figura 23: V_{in} ; V_o ; Zoom-in en umbral de conmutación superior

Las imágenes anteriores muestran el punto de intersección entre V_{in} y V_o , lo cual se corresponde con lo esperado según el análisis teórico.

Para mayor claridad de la histéresis se grafican solo los valores de tensión V_{in} y V_o mediante Matlab:

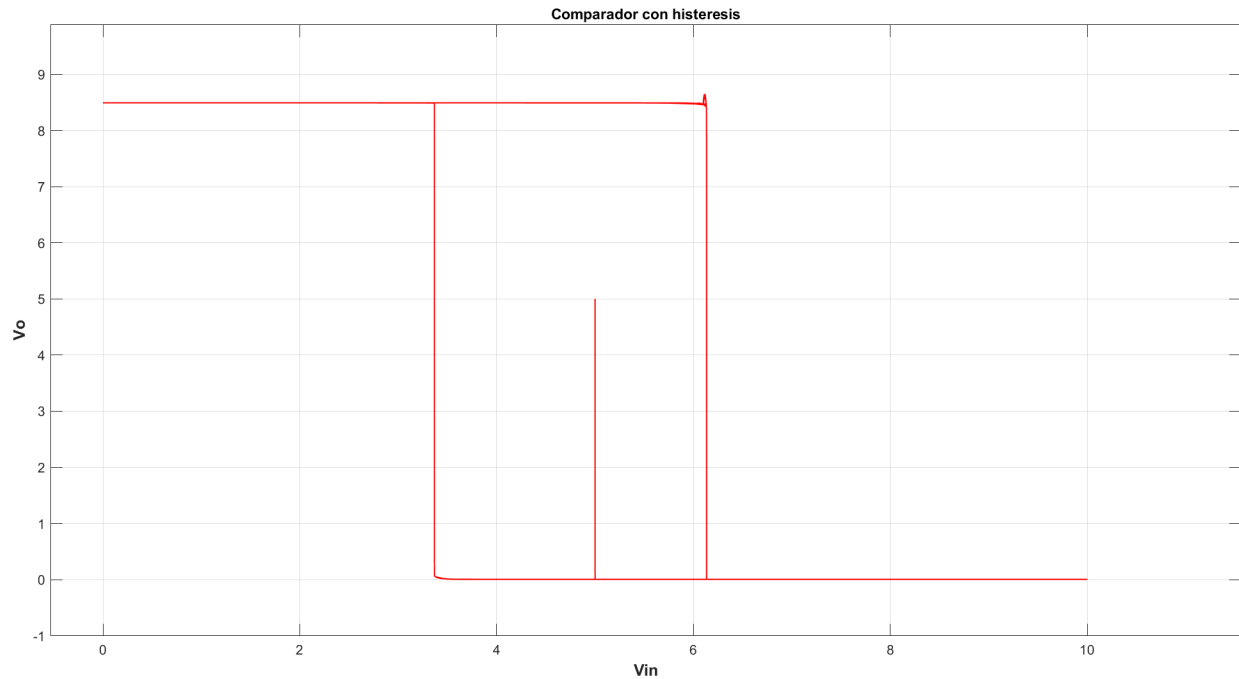


Figura 24: Gráfica en la que se observa la histéresis del comparador.

Se observa que, se tiene un comportamiento característico de un comparador con histéresis, además cerca del centro hay una línea vertical que corresponde con el comienzo de la señal sinusoidal en el que se tienen 5V, luego de esto siempre sigue la curva externa, lo cual es análogo a la histéresis de un material ferromagnético.

4.3. Conclusión

Se concluye que el comparador por histéresis funciona tal como se esperaba según el análisis teórico, pero se debe considerar con qué señal se excita al Opamp. Si esta señal es continua, se cumple la ecuación (104) y esta nos permite calcular la salida de la señal para valores intermedios entre los umbrales de conmutación. Luego, si se excita a este con una señal variable, ya sea una sinusoidal, rampa, etc. este va a tener el comportamiento característico de histéresis. Para ambos casos, siempre se cumplen los umbrales de conmutación calculado.