



Universidad
Nacional
de Córdoba



Facultad de
Ciencias Exactas
Físicas y Naturales

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
Sanchez Busso, Juan Pablo	41.888.792

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

Córdoba, República Argentina

2025

ÍNDICE

1. Circuito I: Amplificador diferencial	2
A. DATOS	2
B. PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:	2
B.1. Análisis de la salida a partir de V_1 y V_2	2
B.2. Análisis de la salida a partir de V_D y V_C	3
B.3. Impedancias vistas por la fuente de señal:	3
C. MEDICIÓN - SIMULACIÓN:	3
2. Circuito II: Fuente de Corriente Controlada por tensión	7
A. DATOS	7
B. PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:	7
3. Circuito III: Rectificador de precisión	10
A. DATOS	10
B. PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:	10
C. MEDICIÓN - SIMULACIÓN:	11
4. Circuito IV: Comparador con histéresis	14
A. DATOS	14
B. PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:	14
C. MEDICIÓN - SIMULACIÓN:	15
5. Ejercicio adicional II	17
A. Resolución	17

1. CIRCUITO I: AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

A. DATOS

Amplificador Operacional LM324.

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

$R1 = R2 = R3 = R4 = R5 = R$

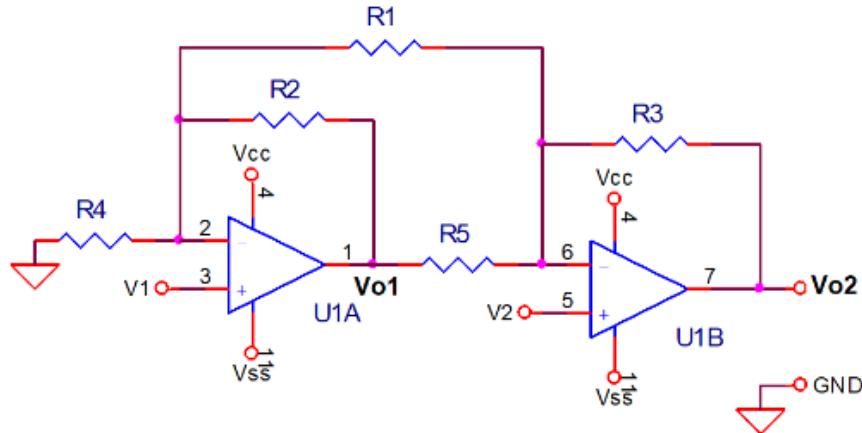


Fig.1 - Circuito I: Amplificador Diferencial.

B. PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:

ANALÍTICO: ($V_C = (V_1 + V_2)/2$ $V_D = (V_2 - V_1)$)

$$1.1 \quad V_{o1} = f(V_1, V_2); \quad V_{o1} = f(V_D, V_C)$$

$$1.2 \quad V_{o2} = f(V_1, V_2); \quad V_{o2} = f(V_D, V_C)$$

1.3 Impedancia vista por las fuentes de señal.

B.1. Análisis de la salida a partir de V_1 y V_2

$$V_{o1} = f(V_1, V_2); \quad V_{o1} = f(V_D, V_C)$$

Aplicando superposición analizamos la salida para cada una de las entradas individuales. La salida V_{o1} cuando V_2 es nulo, es la siguiente,

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R2}{R1//R4}\right)V_1$$

La salida V_{o1} cuando V_1 es nulo, es la siguiente,

$$\begin{aligned} V_{o1} &= \left(\frac{R4}{R1+R4}\right)\left(-\frac{R2}{R1//R4}\right)V_2 \\ V_{o1} &= -\frac{R2}{R1}V_2 \end{aligned}$$

Combinando obtenemos,

◊

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R2}{R1//R4}\right)V_1 - \frac{R2}{R1}V2$$

$$V_{o1} = 3V1 - V2$$

Analizamos ahora la salida V_{o2} . La salida V_{o2} cuando V_2 es nulo, es la siguiente,

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R2}{R2//R4}\right)\left(-\frac{R3}{R5}\right)V$$

La salida V_{o1} cuando V_1 es nulo, es la siguiente,

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R3}{(R2+R5)//R1}\right)V2$$

Combinando obtenemos,

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R2}{R2//R4}\right)\left(-\frac{R3}{R5}\right)V1 + \left(1 + \frac{R3}{(R2+R5)//R1}\right)V2$$

$$V_{o2} = -4V1 + 4V2$$

B.2. Análisis de la salida a partir de V_D y V_C

Como: $v_{o\mu} = G_1v_1 + G_2v_2$

y además:

$$v_d = v_2 - v_1 \quad v_c = \frac{v_2 + v_1}{2}$$

Combinamos y sumamos miembro a miembro

$$v_{o\mu} = (G_1 + G_2)v_1 + G_2v_d \quad v_{o\mu} = (G_1 + G_2)v_2 - G_2v_d$$

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

Finalmente

$$v_{o1} = 2v_c - 2v_d \quad v_{o2} = 0v_c + 4v_d$$

B.3. Impedancias vistas por la fuente de señal:

Al estar la señal directamente aplicada sobre los bornes de entrada de los VFA, podemos decir que la impedancia vista por la fuente de señal, tiende a infinito.

C. MEDICIÓN - SIMULACIÓN:

1.4 Gráfico Entrada/Salida: $V_{o1} = f(V_1)$ y $V_{o2} = f(V_2)$ $V_{ss} < V_1$, $V_2 < V_{cc}$

El circuito construido el LTSpice queda de la siguiente manera.

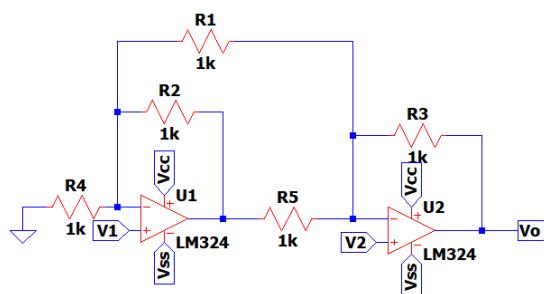


Figura 2: Esquemático de simulación

En primer caso, analizaremos la salida del primer amplificador operacional, con las entradas respectivas V_1 y V_2 .

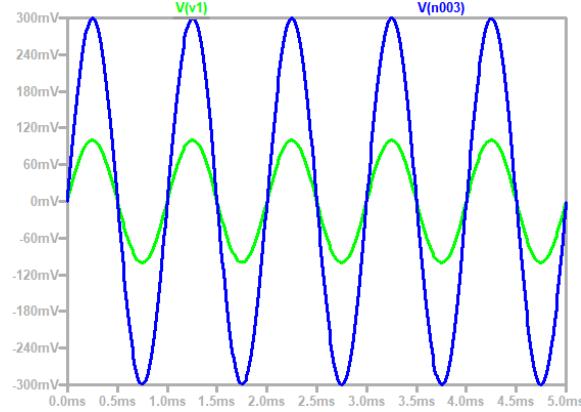


Figura 3: Respuesta de V_{o1} en función de V_1

Observamos que al encontrarse V_1 , en la entrada No Inversora, la salida esta en fase con la entrada y presenta una ganancia $Av = 3$. En el segundo caso el resultado es el siguiente.

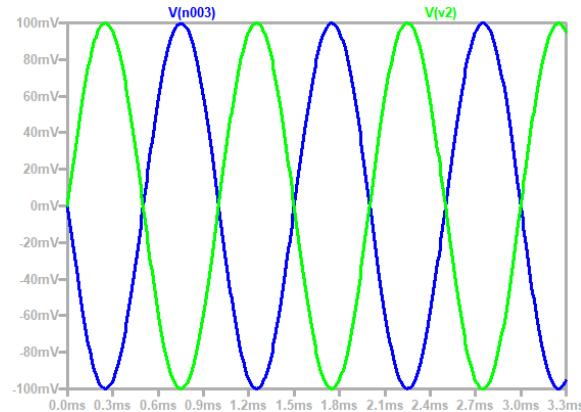


Figura 4: Respuesta de V_{o1} en función de V_2

Debido a que se encuentra en el lazo de realimentación la salida en función de V_2 , se convierte en una configuración inversora con ganancia $Av = -1$.

1.5 Gráfico Entrada/Salida: $V_{o1} = f(V_C)$ y $V_{o2} = f(V_C)$ $V_{ss} < V_C < V_{cc}$

En este punto se analizara la salida ambos amplificadores operacionales, con respecto a una entrada común V_c . El circuito esquemático es el siguiente.

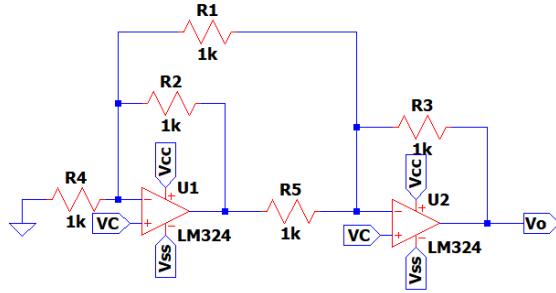


Figura 5: Esquemático con entradas V_c

En el primer caso, observamos la salida del primer amplificador operacional en función de la entrada V_c .

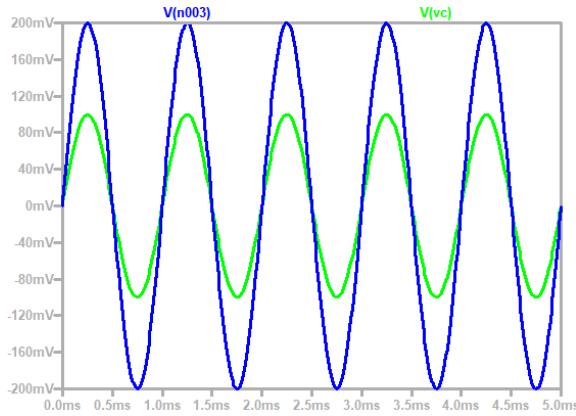


Figura 6: Respuesta de V_o1 a la tensión de modo común

Observamos una amplificación a la salida propia de un amplificador No Inversor, aunque menor que en el caso anterior, ya que la entrada inversora se ve afectada por la tensión de modo común proveniente de la entrada V_+ del segundo amplificador operacional, $A_v = 2$.

Para el segundo caso observamos la salida V_o en función de la tensión de modo común. Es deseable que la tensión V_c no afecte a la salida, por lo que es de esperar que su amplitud sea muy pequeña.

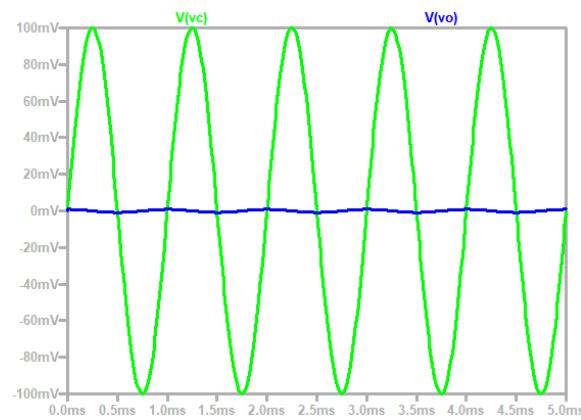


Figura 7: Salida V_o en función de la tensión V_c

2. CIRCUITO II: FUENTE DE CORRIENTE CONTROLADA POR TENSIÓN

A. DATOS

Amplificador Operacional LM324.

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

$R1 = 100\Omega$; $R2 = 10K\Omega$; $R3 = 1K\Omega$ y $R4 = 100K\Omega$

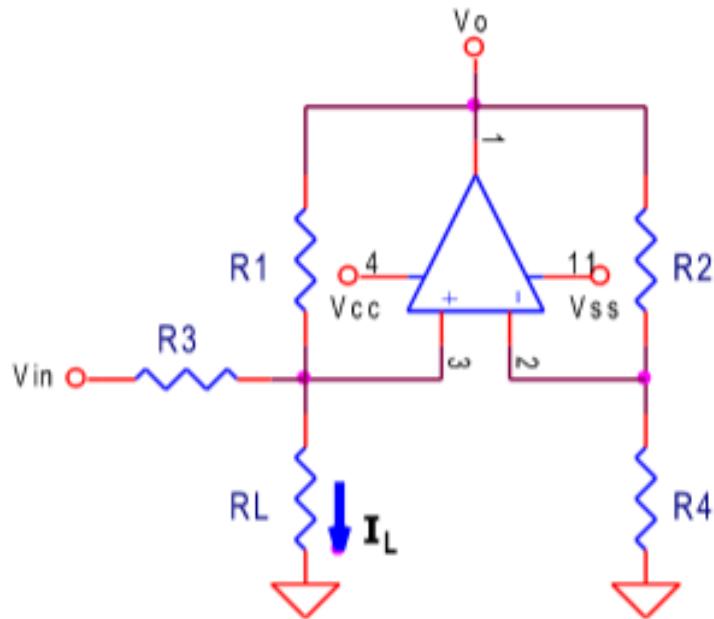


Fig.8 - Circuito II: Fuente de corriente controlada por tensión.

B. PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:

$$2.1 \quad I_{RL} = f(R_L, V_{IN}); \quad V_o = f(V_{IN}, R_L); \quad R_{Lmax} = f(V_{IN})$$

Considerando el funcionamiento del operacional como ideal:

$$\begin{aligned} v^+ &= v^- \\ i_1 R_1 &= i_2 R_2 \\ v_{R_4} &= i_{R_3} R_4 \\ v_{R_4} &= -i_{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_2} \\ \frac{v_{R_4}}{i_{R_1}} &= -\frac{R_1}{R_2} \cdot R_4 \\ \rightarrow \frac{v_{in}}{i_{in}} &= \frac{v_{R_4}}{i_{R_1}} \end{aligned}$$

Entonces:

$$Z_{in+} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot R_4$$

Observamos que el valor de la impedancia vista de la entrada no inversora es negativa, y dependiente de las resistencias que componen el circuito.

Construimos el circuito equivalente de Norton, en el cual definimos que $Z = -1k\Omega$, de esta forma se cancela con el valor de R_3 . Quedando $I_{in} = I_{R_L}$.

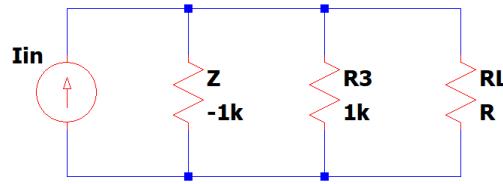


Figura 9: Equivalente de Norton visto desde la entrada

$$i_{R_L} = f(R_L, V_{IN}) \quad i_{R_L} = \frac{v_{in}}{R_3} \quad i_{R_L} = \frac{v_{in}}{1k\Omega}$$

Hay que tener en cuenta que i_{R_L} es solo función de v_{in} ya que tiene que cumplirse que $Z = R_3$. Para el análisis de la tensión de salida v_o hacemos lo siguiente

$$\begin{aligned} v_o &= v^+ \cdot \left(\frac{R_2}{R_4} + 1 \right) \\ v_o &= i_{R_L} \cdot R_L \cdot \left(\frac{R_2}{R_4} + 1 \right) \\ v_o &= \frac{V_{in}}{R_3} \cdot R_L \cdot \left(\frac{R_2}{R_4} + 1 \right) \\ v_o &= \frac{V_{in}}{1k\Omega} \cdot R_L \cdot (1, 1) \end{aligned} \tag{1}$$

Por ultimo, debemos saber el valor de $R_{L_{MAX}}$ en función de v_{in} . Para ello partimos de la ecuación (1).

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{V_{in}}{R_3} \cdot R_L \cdot \left(\frac{R_2}{R_4} + 1 \right) \\ \rightarrow R_{L_{MAX}} &= \frac{v_{o_{MAX}}}{v_{in}} \cdot \frac{R_3 \cdot R_4}{R_2 + R_4} \end{aligned}$$

Llegando a la conclusión que la misma sera inversamente proporcional a la tensión de entrada v_{in} .

2.2 Complete la siguiente tabla con Mediciones/Simulaciones

Nos valdremos de LTSpice para realizar las mediciones solicitadas y de esa manera completar la tabla.

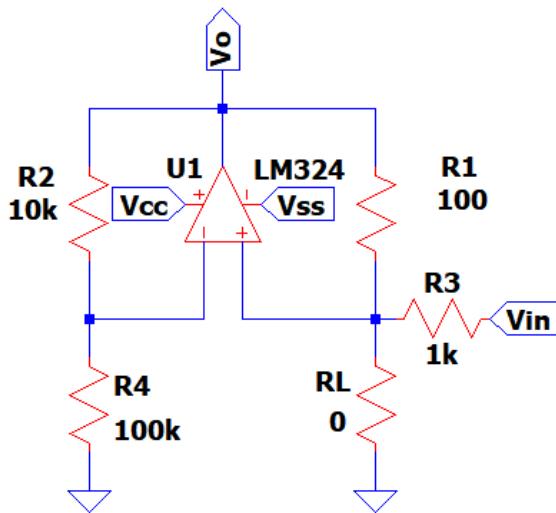


Figura 10: Esquemático del circuito 3

I_{R_L}	V_{in} [V]			
	0.5	-1	2	
R_L [Ω]	0	500 μA	-1 mA	2 mA
	1K	497,3 μA	-1 mA	1,99 mA
	2K	496,9 μA	-1 mA	1,99 mA
	5K	495,8 μA	-998,7 mA	1,54 mA
	10K	493,9 μA	-904,3 mA	783,1 μA

Cuadro 1: Resultados de la simulación de corriente I_{R_L} .

Se observa cómo a medida que aumenta, tanto la tensión de entrada, como la resistencia R_L , el amplificador operacional se aleja de la zona lineal, entregándonos un valor que dista de ser constante, en un pequeño transitorio, alcanzando una corriente I_{R_L} de valores distintos.

3. CIRCUITO III: RECTIFICADOR DE PRECISIÓN

A. DATOS

Amplificador Operacional LM324.

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

D1 = D2 = 1N4148

$R_1 = R_3 = R_4 = 10K\Omega$ 1% y $R_2 = 5K\Omega$ 1%

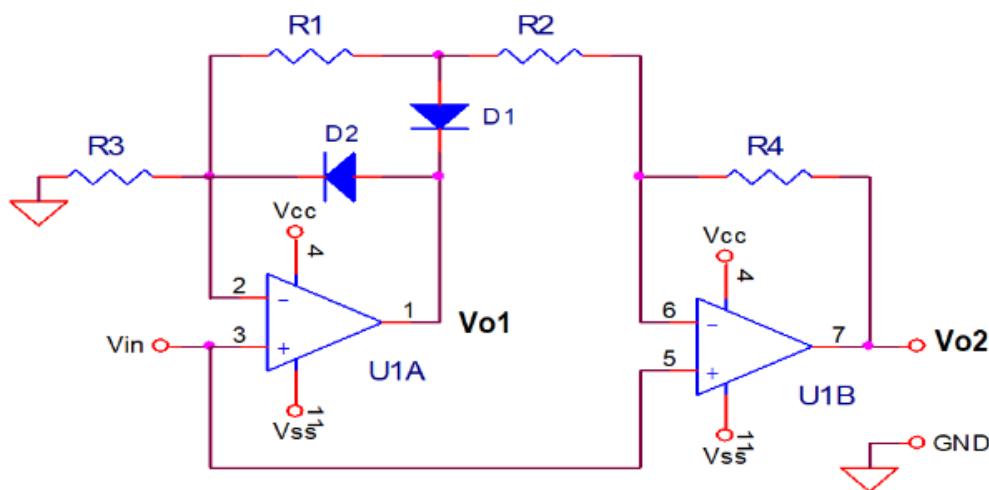


Fig.11 - Circuito III: Rectificador de precisión.

B. PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:

ANALÍTICO:

Realizaremos el desarrollo analítico del rectificador de precisión. Debido a que es una aplicación no lineal, debemos realizar el análisis en dos instancias, cuando $V_{in} > 0$ y cuando $V_{in} < 0$. Se aclara además que se considera que los diodos presentan características ideales, esto quiere decir que cuando conducen se comportan como un cortocircuito, y cuando no, se comportan como un circuito abierto.

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

Para el primer caso el circuito equivalente es el que se aprecia en la figura, y realizaremos en análisis de entrada/salida, a partir del mismo.

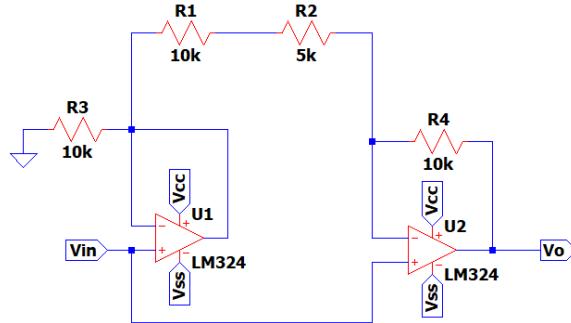


Figura 12: Circuito equivalente cuando $V_{in} > 0V$

En primer lugar, analizamos la salida V_{o1} en función de V_{in} . La configuración que presenta es la de No Inversor, luego,

$$V_{o1} = V_{in} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})$$

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

Para el segundo caso, realizamos el mismo procedimiento, a partir del circuito equivalente obtendremos las expresiones, cuando $V_{in} > 0V$

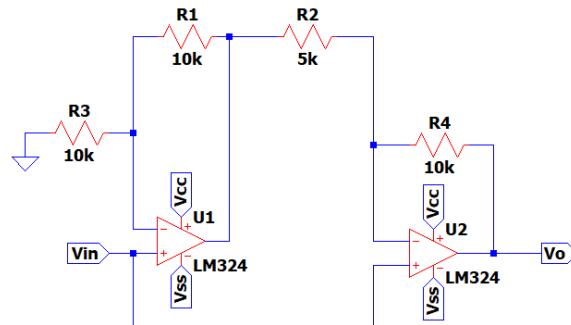


Figura 13: Circuito equivalente cuando $V_{in} < 0V$

C. MEDICIÓN - SIMULACIÓN:

3.3 Gráfico Entrada/Salida: $V_{o1} = f(V_{in})$ y $V_{o2} = f(V_{in})$ $V_{ss} < V_1 < V_{cc}$

El circuito se analizará de forma simulada dentro de LTspice.

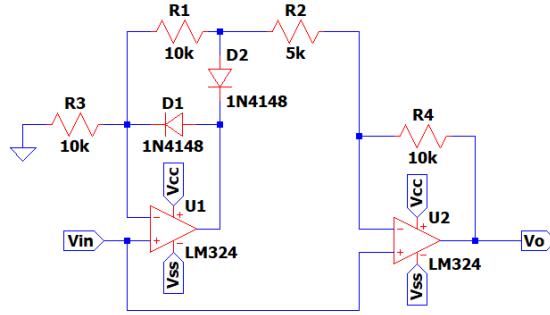


Figura 14: Circuito en LTspice

El primer caso a analizar será la salida del amplificador operacional U_1 en función de la señal de entrada V_{in} .

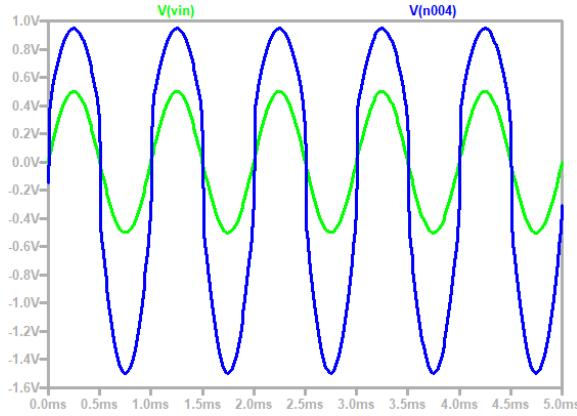


Figura 15: Salida V_{o1} en función de V_{in}

Observamos que la salida se encuentra amplificada con una ganancia de tensión $A_v = 2$, aunque se observa que, debido al comportamiento no lineal de los diodos, la salida no es una sinusoida pura, sino que presenta distorsión.

El segundo caso que observamos es la salida del amplificador operacional U_2 en función de la señal de entrada V_{in} .

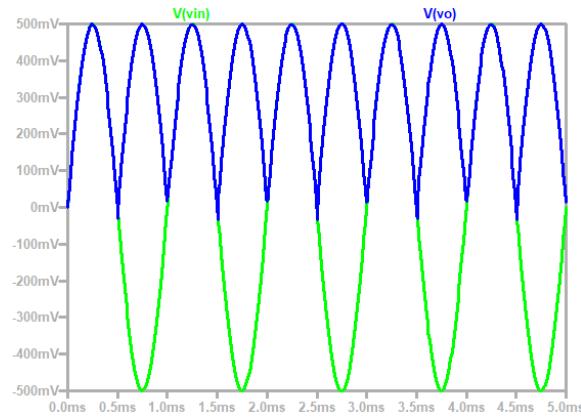


Figura 16: Salida V_{o2} en función de V_{in}

Se aprecia en la imagen la rectificación de la señal de entrada, la ganancia de tensión A_v en este caso es igual a la unidad. Se debe considerar que al momento del cruce por cero, se observa una pequeña distorsión en la señal de salida.

4. CIRCUITO IV: COMPARADOR CON HISTÉRESIS

A. DATOS

Amplificador Operacional LM324.

$V_+ = 10V$ $V_- = 0V$

$R_1 = R_2 = R_4 = 10K\Omega$ y $R_3 = 2K\Omega$

$V_{ref} = 2V$

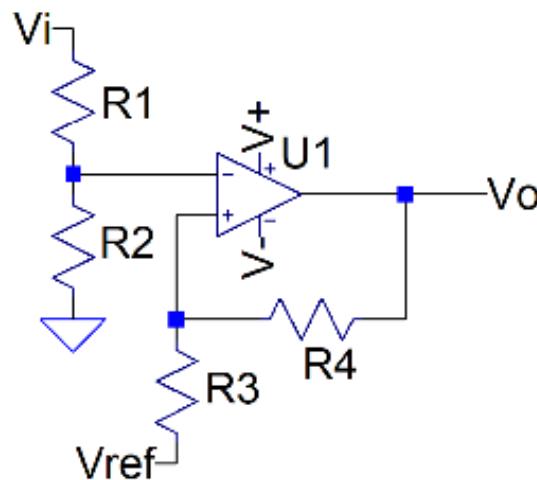


Fig.17 - Circuito IV: Comparador con histéresis.

B. PARÁMETROS/RELACIONES A ANALIZAR:

ANALÍTICO:

4.1 Umbral de conmutación cuando $V_o = V_+$

4.2 Impedancia vista por las fuentes de señal

Para este análisis, se asume un amplificador operacional ideal, donde las corrientes de entrada son nulas ($i_+ = i_- = 0$) y la ganancia es infinita. La conmutación ocurre cuando los voltajes en las terminales de entrada se igualan ($v_+ = v_-$).

Primero, definimos los voltajes en las entradas:

- **Voltaje en la entrada inversora (v_-):** Es un divisor de tensión de V_i , ya que $i_- = 0$.

$$v_- = V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

- **Voltaje en la entrada no inversora (v_+):** Se calcula por superposición entre V_{ref} y V_o , ya que $i_+ = 0$.

$$v_+ = V_{ref} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) + V_o \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = \frac{V_{ref}R_4 + V_oR_3}{R_3 + R_4}$$

Umbral de conmutación cuando $V_o = V+$

Este es el umbral inferior de conmutación, V_{TH} . El estado inicial es $V_o = V_{sat+}$ (referido como $V+$). La conmutación a V_{sat-} ocurrirá cuando v_- (que depende de V_i) baje hasta igualar a v_+ .

Establecemos la condición de conmutación $v_- = v_+$:

$$v_- = v_+ \quad \text{cuando} \quad V_i = V_{TH} \quad \text{y} \quad V_o = V_{sat+}$$

Sustituimos las expresiones de v_- y v_+ :

$$V_{TH} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = \frac{V_{ref}R_4 + V_{sat+}R_3}{R_3 + R_4}$$

Despejando el umbral V_{TH} :

$$V_{TH} = \left(\frac{V_{ref}R_4 + V_{sat+}R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

Impedancia vista por las fuentes de señal

Impedancia vista por V_i : Dado que la corriente que entra al terminal inversor es cero ($i_- = 0$), la fuente V_i "ve" la resistencia R_1 en serie con R_2 .

$$Z_{in,V_i} = R_1 + R_2$$

Impedancia vista por V_{ref} : Análogamente, dado que la corriente que entra al terminal no inversor es cero ($i_+ = 0$), la fuente V_{ref} "ve" la resistencia R_3 en serie con R_4 .

$$Z_{in,V_{ref}} = R_3 + R_4$$

C. MEDICIÓN - SIMULACIÓN:

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

En la figura 18, se observa la simulación donde se observa la tensión de salida V_o en función de una señal de entrada V_i , en este caso la entrada es una sinusoidal de amplitud $V_p = 4V$ y un $V_{offset} = +4V$. Se observa el cambio de estado de la salida en función de la amplitud de entrada, considerando la V_{ref} colocada.

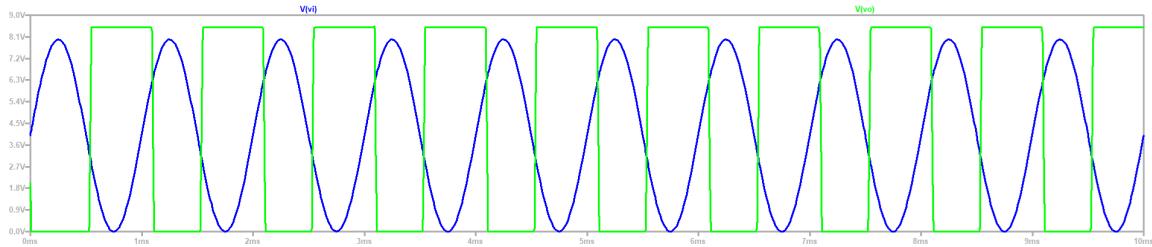


Figura 18: V_o en función de V_i

En la figura 19, observamos el comportamiento de la tensión de salida V_o en función de una V_i incremental (desde 0[V] a 10[V]). El punto en el que V_o cambia de estado de HIGH a LOW es alrededor de los 6,24[V].

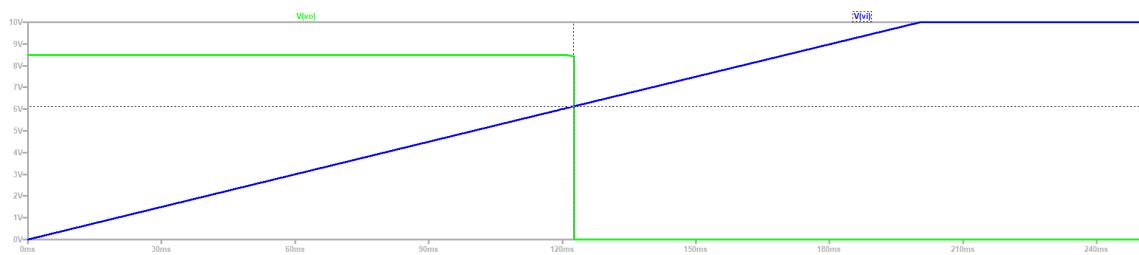


Figura 19: Respuesta del circuito ante un barrido de V_i

5. EJERCICIO ADICIONAL II

Diseñar un oscilador de relajación que oscile a 1kHz.

MATERIALES:

- AO ideal con saturación. Vcc=10V Vss=-10V
- Resistencias
- Capacitor de 1uF

A. Resolución

Este ejercicio se encuentra resuelto e implementado en python. El repositorio donde el mismo esta alojado es:

<https://github.com/JuanPabloSanchez2/SRA-labs>