

# **ELECTRÓNICA FUNDAMENTAL**

---

## **INFORME LABORATORIO 1:**

### **AMPLIFICADORES OPERACIONALES**

#### **GRUPO: B3**

Nombre	CI	email
Federico Bello	4.993.837-3	<a href="mailto:federico.bello@fing.edu.uy">federico.bello@fing.edu.uy</a>
Gonzalo Chiarlone	5.110.058-6	<a href="mailto:gonzalo.chiarlone@fing.edu.uy">gonzalo.chiarlone@fing.edu.uy</a>
Tomas Gonzalez	5.164.667-3	<a href="mailto:tomas.gonzalez.rodriguez@fing.edu.uy">tomas.gonzalez.rodriguez@fing.edu.uy</a>
Guillermo Von Sanden	4.989.249-4	<a href="mailto:guillermo.von.sanden@fing.edu.uy">guillermo.von.sanden@fing.edu.uy</a>

Instituto de Ingeniería Eléctrica  
Facultad de Ingeniería  
Universidad de la República

---

# Índice

<b>1. Astable</b>	<b>4</b>
1.1. Diseño . . . . .	4
1.2. Preguntas . . . . .	5
1.3. Medidas . . . . .	5
1.3.1. Período $T = 2ms$ . . . . .	5
1.3.2. Período $T = 0,02ms$ . . . . .	6
1.4. Conclusión . . . . .	6
<b>2. Integrador</b>	<b>7</b>
2.1. Diseño . . . . .	7
2.2. Preguntas . . . . .	7
2.3. Medidas . . . . .	8
2.4. Conclusión . . . . .	10
<b>3. Relación de rechazo al modo común</b>	<b>10</b>
3.1. Diseño . . . . .	10
3.2. Preguntas . . . . .	10
3.3. Medidas . . . . .	11
3.4. Conclusión . . . . .	12

## 1. Astable

### 1.1. Diseño

Para el diseño del multivibrador Astable se implemento un circuito como el de la figura 1. Se tomaron los siguientes valores para los componentes.

- Resistor:  $R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$
- Resistor:  $R_2 = 120 \text{ k}\Omega$
- Resistor:  $R_3 = R_4 = 16 \text{ k}\Omega$
- Resistor variable:  $R_{pot} = 50 \text{ k}\Omega$
- Capacitor:  $C = 0,47 \mu\text{F}$

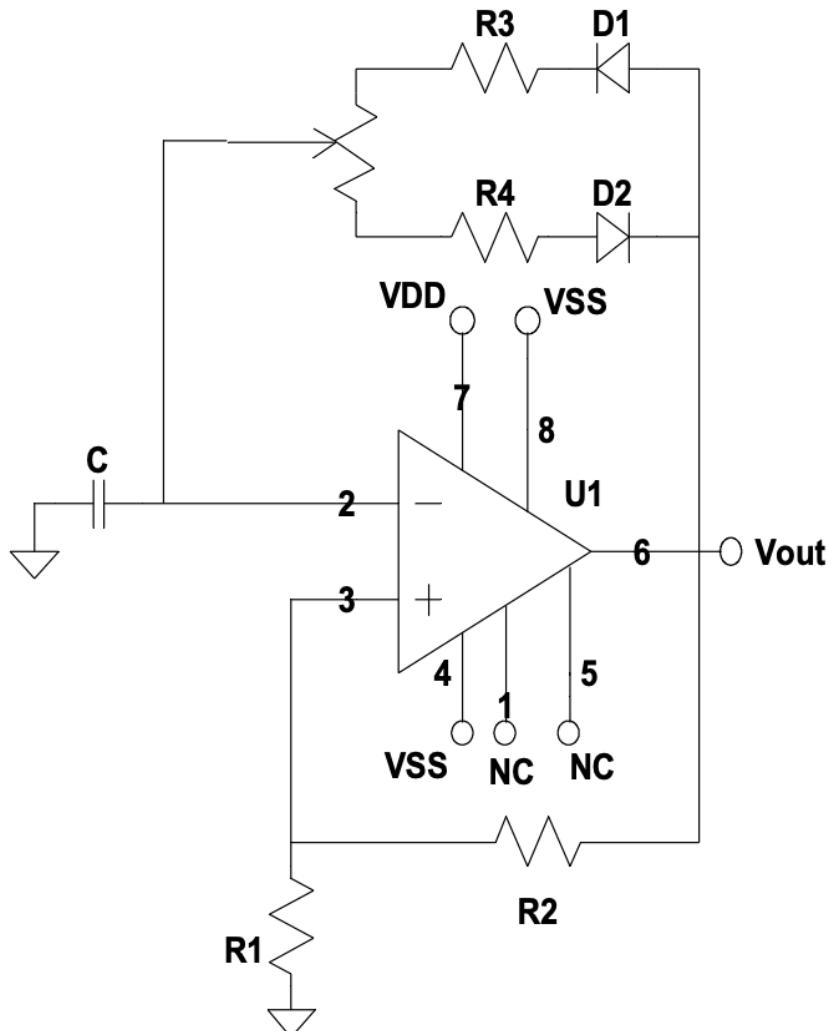


Figura 1: Circuito de un multivibrador astable

El circuito realizado se puede observar en la figura 2

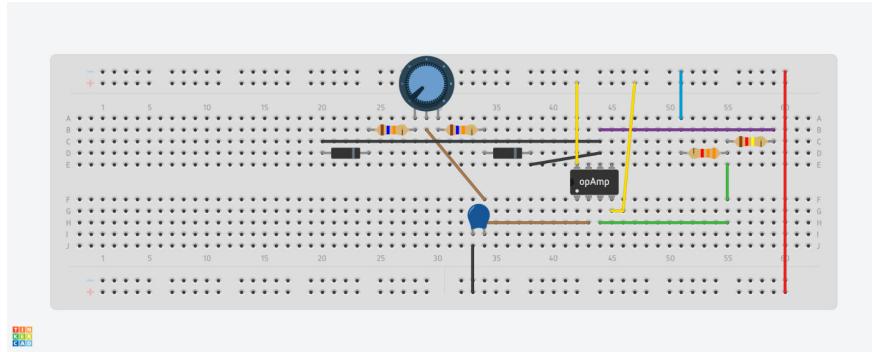


Figura 2: Circuito multivibrador astable

## 1.2. Preguntas

Se utilizo una escala de  $5 \frac{V}{div}$  en el eje vertical, y de  $4 \frac{ms}{div}$  en el eje horizontal. Esto se decidió para que apreciar correctamente la señal.

En teoría, se aspira a lograr tiempos de transición (tanto de subida como de bajada) instantáneos para que la salida commute de manera inmediata. No obstante, en la práctica, estos tiempos no son nulos, debido al efecto del *slew-rate* del operacional: si la conmutación fuera instantánea, la pendiente de la salida sería infinita. Sin embargo la velocidad de transición se ve limitada por el valor finito del *slew-rate*.

En la figura 3 se puede la entrada no inversora del amplificador (señal amarilla) contra la entrada inversora del capacitor (señal azul). La entrada inversora a su vez coincide con el voltaje del capacitor. Se puede verificar como el punto en el que comuta la entrada no inversora, es efectivamente en el momento que se iguala con la tensión de la pata inversora.

## 1.3. Medidas

### 1.3.1. Período $T = 2ms$

	Teórico	Medido
Amplitud (V)	5	4.48
Período(mS)	2.01	2.53
Intervalo duty cycle	20 % - 80 %	24.1 % - 84.0 %

Se obtuvieron los siguientes valores de tiempo de subida y de bajada de la salida en  $V_{out}$ :

subida ( $\mu s$ )	bajada ( $\mu s$ )
8.15	9.5

Como se discutió previamente estos valores en la teoría deberían ser instantáneos, esto no es posible debido al *slew-rate* del operacional. Este tiempo de subida y bajada debería ser la principal razón por la cual el período medido es mayor al teórico, ya que se le suman estos tiempos. A su vez otras no idealidades del amplificador operacional y el resto de los componentes contribuyen a esto, aunque en menor medida.

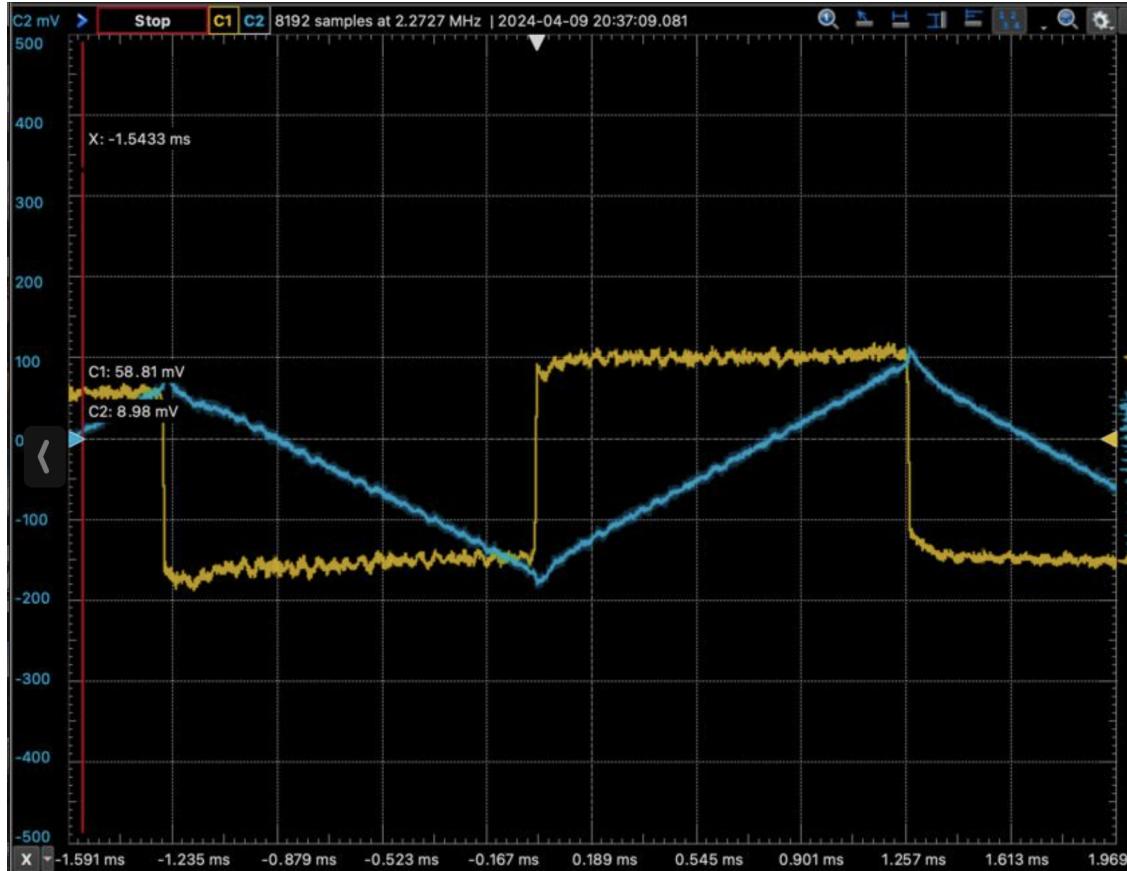


Figura 3: Circuito de un multivibrador astable

La tensión de caída de los diodos en estado de conducción vale  $0,35V$  y  $0,40V$  para los diodos  $D_1$  y  $D_2$  respectivamente. La no idealidad de los diodos causa que las tensiones de caída sean un poco distintas en cada uno de estos, esto resulta en un aumento del periodo de oscilación de la salida.

### 1.3.2. Período $T = 0,02ms$

Para obtener un período teórico de  $0,02ms$ , se debe remplazar en nuestro circuito el capacitor de  $0,47\mu F$  por uno de  $4,7nF$ . Ya que el cálculo del período depende linealmente de la capacidad del capacitor.

Para este laboratorio no fue posible conseguir un capacitor de  $4,7nF$ , por lo que se decidió utilizar uno con una capacitancia igual a  $2nF$  para los experimentos con período bajo.

En este caso el período teórico es de  $8,6\mu s$ , sin embargo el medido es de  $31\mu s$ . Esta gran diferencia se podría explicar con el hecho de que el período es del orden de los efectos de las no idealidades de los componentes. Por el ejemplo el *slew-rate* pasa a ser de un tiempo de la misma magnitud que el período calculado y medido.

## 1.4. Conclusión

Como conclusión del experimento se pudo observar en detalle el funcionamiento del amplificador operacional en modo de saturación. Podemos ver como la salida comuta entre  $VDD$  y  $VSS$  (No se alcanzan

completamente los valores debido a la excusión de salida) según si la entrada no inversora es mayor que la inversora, o viceversa.

Se verificó como estos cambios no se producen de forma instantánea sino que hay un cierto tiempo de bajada y de subida, el cual se debe al *slew-rate* del operacional. Este acota la velocidad de subida y de bajada para la salida del operacional ( $5,3 \frac{V}{\mu s}$  para el TLC271 a temperatura ambiente).

## 2. Integrador

### 2.1. Diseño

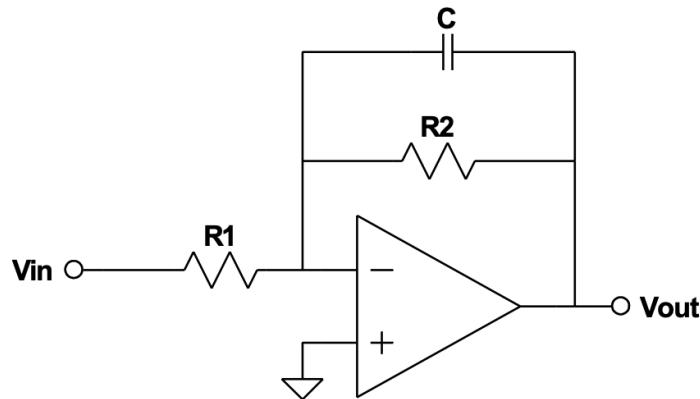


Figura 4: Circuito de un integrador

Para el diseño del circuito, se utilizaron componentes de valores:

- Resistor:  $R_1 = 3 \text{ k}\Omega$
- Resistor:  $R_2 = 300 \text{ k}\Omega$
- Capacitor:  $C = 0,47 \mu\text{F}$

Donde el valor teórico de la resistencia 2 era de  $340\text{k}\Omega$  para así tener el polo en  $1\text{Hz}$ . Por lo tanto el polo estará en una frecuencia levemente mayor. El circuito realizado se puede ver en la figura 5.

### 2.2. Preguntas

Siguiendo las cuentas planteadas en el anexo del integrador, se tiene que para cumplir con los requerimientos el primer polo debe estar en una frecuencia menor a  $10\text{Hz}$ , de esta forma se tomo el primer polo en  $1\text{Hz}$ , obteniendo que la ganancia a esta frecuencia debe ser  $40\text{dB}$ , para así tener una ganancia de  $-40\text{dB}$  cuatro décadas luego. Con esto, se obtiene que:

$$\frac{R_2}{R_1} > 100 \quad y \quad \frac{1}{R_2 C} = 2\pi$$

donde la primer condición sale fácilmente por estar a baja frecuencia.

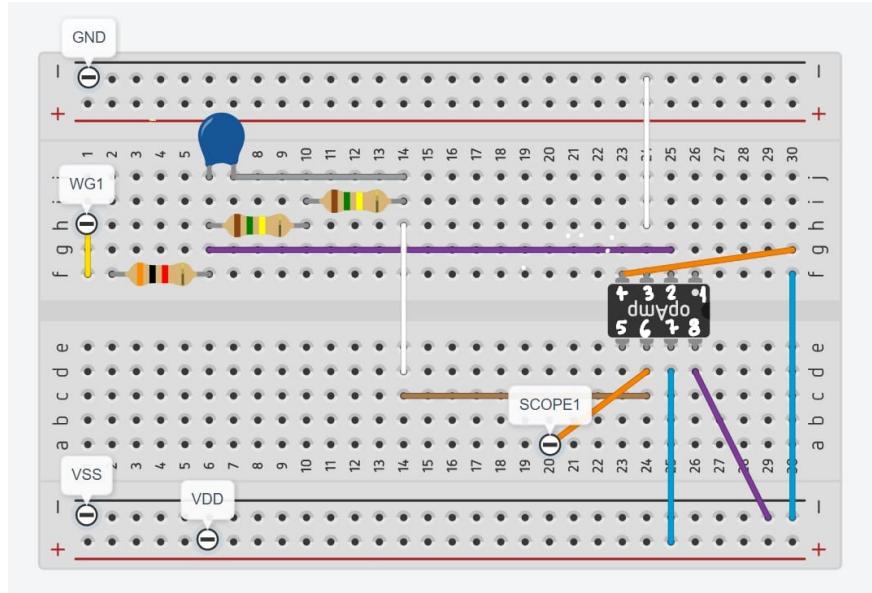


Figura 5: Circuito integrador

Por otro lado, como se vio en el anexo, el polo de alta frecuencia viene dado por la frecuencia de transición del amplificador,  $2MHz$  aproximadamente en este caso. Por lo tanto, idealmente el circuito funcionara como integrador de  $1Hz$  a  $2MHz$ , integrando en todo el rango de frecuencia requerido. Sin embargo, como el valor de la resistencia  $R_2$  conseguida fue levemente distinto al teórico, el polo estará levemente corrido hacia una frecuencia mas alta.

En la figura 6 se puede observar el diagrama de Bode para el circuito sin la resistencia  $R_2$ . Como se puede ver, el circuito parece funcionar correctamente como un integrador para frecuencias de hasta  $100MHz$ . Sin embargo, para frecuencias mayores la ganancia de del circuito es despreciable, por lo que la salida se debe principalmente a la resistencia de salida del amplificador operacional.

Una forma de solucionar este problema, es agregar a la salida del operacional una fuente de tensión con ganancia unitaria. De esta forma, se ignora la tensión de la resistencia a la salida del amplificador, limitando la corriente hacia el amplificador y obteniendo así la salida de tensión correcta.

Por otro lado, la función de  $R_2$  es evitar que el circuito quede a lazo abierto para corrientes DC. Observar que el capacitor en corriente DC es un circuito abierto, saturando el operacional. Por lo que al agregar la resistencia  $R_2$  el circuito funciona correctamente a corriente DC, ya que logra la realimentación necesaria.

### 2.3. Medidas

Para observar el efecto de la resistencia  $R_2$  en la salida, se comenzó construyendo el circuito sin la resistencia, de esta forma se midió el voltaje a la salida del operacional. Luego, se agrego la resistencia y se repitió el procedimiento. Los resultados del experimento se pueden observar en la tabla 1, donde se ve claramente el efecto de la resistencia  $R_2$ .

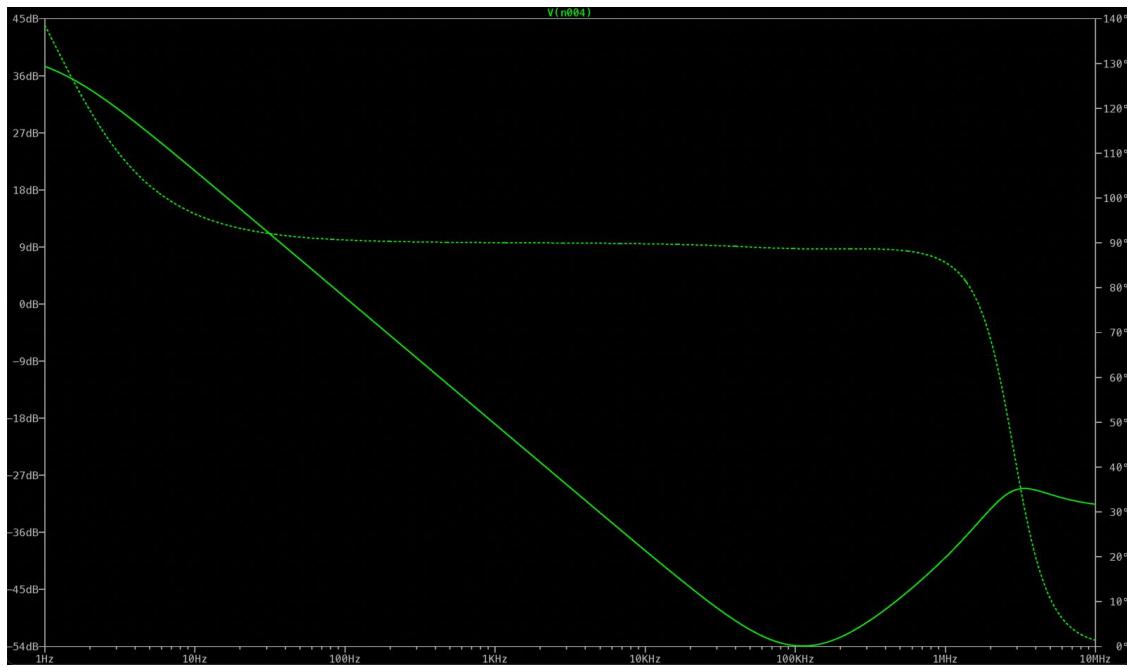


Figura 6: Simulación del integrador para el circuito sin  $R_2$

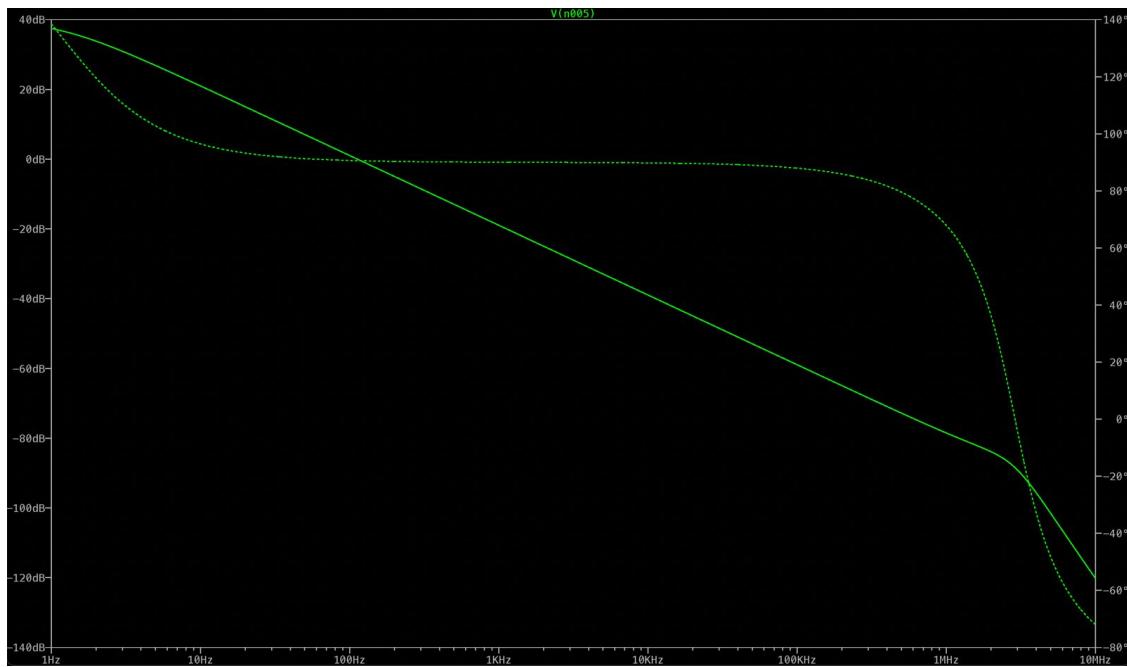


Figura 7: Simulación del integrador para el circuito con  $R_2$

Caso	Valor Real ( $V$ )	Valor Simulado ( $V$ )	Valor Teórico ( $V$ )
Con $R_2$	0,13	-0,11	0,0
Sin $R_2$	4	4,8	5 (Satura)

Cuadro 1: Ganancia simulada y medida para distintas frecuencias

En la tabla 2 se observan las ganancias teóricas y medidas del circuito integrador para distintas frecuencias. Se ve como inicialmente la diferencia entre la ganancia teórica y la ganancia medida es despreciable, indicando que el circuito funciona perfectamente como un integrador para el rango de frecuencia de  $10\text{Hz}$  a  $10\text{kHz}$ . Sin embargo, a medida que la misma comienza a crecer, ambos valores comienzan a alejarse, indicando que la resistencia de salida del amplificador comienza a tener un efecto no despreciable.

Frecuencia ( $\text{Hz}$ )	Ganancia Simulada ( $\text{dB}$ )	Ganancia Medida ( $\text{dB}$ )	Diferencia ( $\text{dB}$ )
10	20,2	20,2	0,0
30	10,2	10,6	0,4
100	-0,0	0,3	0,3
300	-10,2	-9,1	-1,1
1.000	-19,5	-18,6	-0,9
3.000	-29,6	-27,5	-2,1
10.000	-40,5	-35,5	-5,0
30.000	-51,4	-43,0	-8,4
$100 \times 10^3$	-42,6	-45,1	-2,5

Cuadro 2: Ganancia simulada y medida para distintas frecuencias

## 2.4. Conclusión

En conclusión, el diseño cumple con los requerimientos pedidos en el rango de frecuencia de interés. La coincidencia entre las ganancias teórica y medida en frecuencias bajas confirma la eficacia del circuito como integrador en este rango.

La adición de la resistencia  $R_2$  y una fuente de tensión controlada al circuito ayudó a estabilizar la salida y mejorar la respuesta en frecuencias altas.

## 3. Relación de rechazo al modo común

### 3.1. Diseño

El circuito realizado se puede ver en la figura 8.

### 3.2. Preguntas

Como se vio al final del anexo, si el  $CMRR$  del operacional no es nulo, pero las resistencias cumplen que  $\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4}$ , el  $CMRR$  del circuito completo será igual al del operacional ( $CMRR_t = CMRR_{A.O.}$ ). La misma condición es necesaria para que el puente de Wheatstone esté equilibrado.

Para que la ganancia diferencial del circuito sea aproximadamente  $\frac{R_3}{R_1}$  se debe cumplir que  $A \gg 1 + \frac{R_3}{R_1}$ . Tomando que  $A$  es un orden de magnitud mayor y utilizando simplificando la ganancia a una de primer orden, se llega a que se debe cumplir que:

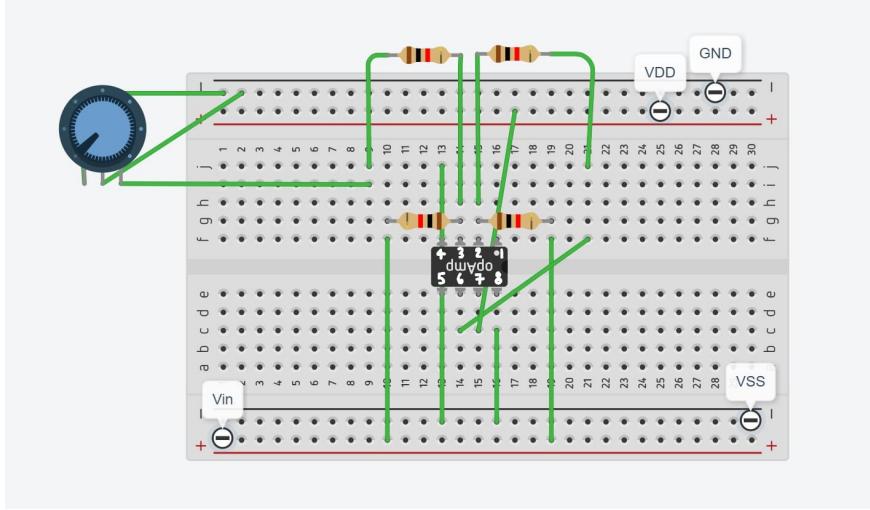


Figura 8: Circuito para rechazo al modo común

$$\frac{A_0}{1 + \frac{j\omega A_0}{\omega_t}} = 10(1 + \frac{R_3}{R_1}) \approx 10.000$$

donde la aproximación final sale de imponer  $\frac{R_3}{R_1} = 1000$  y despreciar el 1.

Finalmente, alcanza para despejar la frecuencia  $\omega$  para ver hasta que frecuencia es valido asumir la aproximación, obteniendo así:

$$\omega = \frac{\omega_t}{A_0} - \frac{1}{10.000\omega_t} \approx \frac{\omega_t}{A_0} \approx 464,4 \frac{rad}{s}$$

Finalmente, se llega a una frecuencia de  $74Hz$ .

### 3.3. Medidas

Para este caso, se realizo el experimento de medir la ganancia a modo común y diferencial para dos frecuencias,  $10Hz$  y  $10kHz$ . Los resultados de ambas se pueden observar en la tabla 3, además del valor de CMRR para cada frecuencia. Para realizar las medidas se comenzó por la ganancia en modo común, donde se conectó una fuente de alterna con  $2V$  de amplitud, sabiendo por teórico que la salida disminuiría. Para testear la ganancia en modo diferencial, se conectaron las patas  $V+$  y  $V-$  del AD2 a  $R_1$  y  $R_2$  respectivamente. A ambas se le inyectó  $1mV$  pero con fase opuesta para que el circuito vea  $2mV$  de entrada.

Frecuencia (Hz)	Ganancia modo común (V/V)	Ganancia diferencial (V/V)	CMRR (dB)
100 Hz	0.09	1000	80.9
10.000	0.05	300	75.6

Cuadro 3: Valores para cada ganancia en modo común, diferencial y CMRR

Observando la planilla de especificaciones del amplificador TLC271 se vio que el valor de CMRR para el peor caso es de  $65dB$ , mientras que el valor promedio es  $85dB$ , de esta forma se puede concluir que el

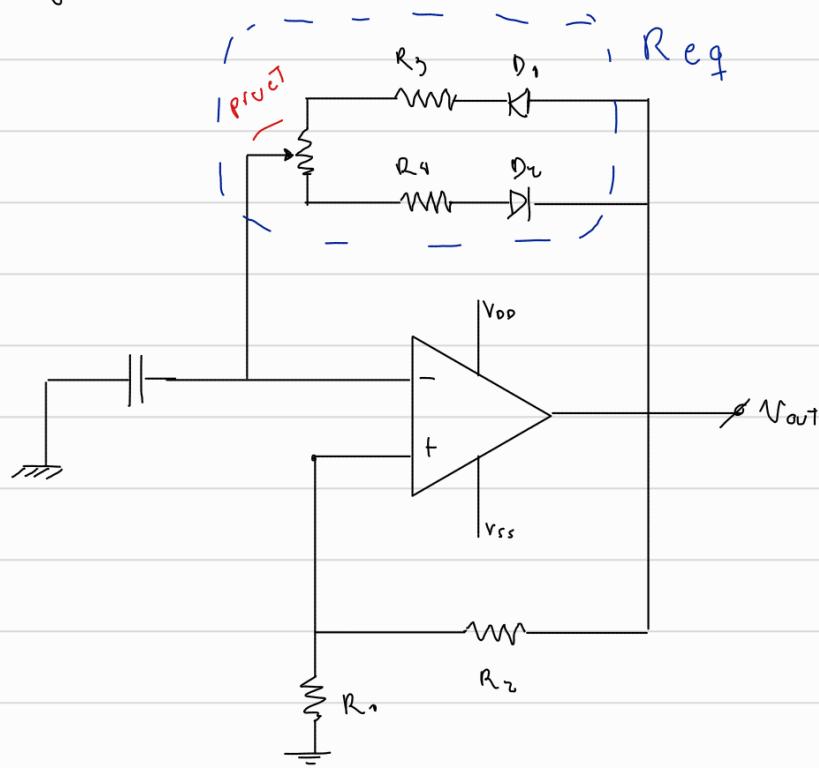
amplificador funciona correctamente.

### 3.4. Conclusión

Los experimentos verificaron la efectividad del diseño del puente de Wheatstone y la configuración de las resistencias, demostrado por la similitud entre los valores del CMRR calculado y los valores proporcionados por la hoja de datos del amplificador. Por lo tanto, se puede concluir que el puente de Wheastone es una buena alternativa para sustituir  $R_4$  al equilibrarlo correctamente.

## Requerimientos:

- Período de 2ms (Aprox con componentes de valor estándar)
- Ciclo de trabajo que pueda variar entre 20% y 80% del período  
Total  $\rightarrow 20\% < \frac{\text{tiempo activo}}{\text{periodo}} < 80\%$
- Capacitor no electrolítico ( $< 1\mu F$ )
- Se sugiere diodo IN4148



$$\text{Teneremos que } V_+ = \frac{R_1}{R_2 + R_1} \cdot V_0$$

Inicialmente con el condensador descargado y  $V_o = V_{DD}$   
en el intervalo  $t \in [0, t_0]$

$$V^-(t) = V_c(t) = \underbrace{V_{DD} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{R_{eq} \cdot C}})}_{\text{Carga de un circuito RC}} \rightarrow R_{eq} = R_2 + (1 - \alpha) R_{pot}$$

$V^-(t)$  va a aumentar hasta el momento en el que comienza el operacional:  $V^-(t_0) = V^+(t_0) = V_{DD} \left( \frac{R_1}{R_2 + R_1} \right)$

$$\Rightarrow V_{DD} \left( \frac{R_1}{R_2 + R_1} \right) = V_{DD} \cdot (1 - e^{-\frac{t_0}{R_{eq} \cdot C}}) \Leftrightarrow e^{-\frac{t_0}{R_{eq} \cdot C}} = \left( 1 - \frac{R_1}{R_2 + R_1} \right)$$

$$\Leftrightarrow \tau_0 = -R_{eq} \cdot C \cdot \ln \left( 1 - \frac{R_1}{R_2 + R_1} \right) \Leftrightarrow t_0 = R_{eq} \cdot C \cdot \ln \left( \frac{R_1}{R_2 + R_1} \right) \\ = (R_2 + (1 - \alpha) R_{pot}) \cdot C \cdot \ln \left( \frac{R_2 + R_1}{R_1} \right)$$

A partir del instante  $t_0$ ,  $V_o = V_{SS}$  por lo que el condensador comienza a descargarse:

Consideramos este nuevo intervalo con  $t' = (t - t_0)$  y  $t \in [t_0, t_1]$

$$\Rightarrow V^-(t') = V_c(t') = V_{SS} \left( 1 - e^{-\frac{t'}{R_{eq} \cdot C}} \right) + V_c(t'=0) \cdot e^{-\frac{t'}{R_{eq} \cdot C}}$$

"  $V_{DD} \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1}$ "

$$V^+(t') = V_{SS} \left( \frac{R_1}{R_2 + R_1} \right)$$

El amplificador va a volver a conmutar para  $t' = t_1$  tal que:

$$V^+(t') = V^-(t') \Leftrightarrow V_{SS} \left( \frac{R_1}{R_2 + R_1} \right) = V_{SS} \left( 1 - e^{-\frac{t_1}{R_{eq} \cdot C}} \right) + V_{DD} \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1} \cdot e^{-\frac{t_1}{R_{eq} \cdot C}}$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_1}{R_2 + R_1} - 1 = -e^{-\frac{t_1}{R_{eq} \cdot C}} \left( \frac{R_1}{R_2 + R_1} + 1 \right) = -e^{-\frac{t_1}{R_{eq} \cdot C}} \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2 + R_1} \right)$$

$$V_{DD} = -V_{SS}$$

$$\Leftrightarrow \frac{-R_2}{(R_1 + R_2) (2R_1 + R_2)} = -e^{-\frac{t_1}{R_{eq} \cdot C}}$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{2R_1 + R_2} = e^{-\frac{t_1}{R_{eq} \cdot C}} \Leftrightarrow t_1 = -R_{eq} \cdot C \cdot \ln\left(\frac{R_2}{2R_1 + R_2}\right)$$

$$\Leftrightarrow t_1 = R_{eq} \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2}\right) = (R_4 + \alpha R_{pot}) \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2}\right)$$

Lucgo volvemos a  $V_C = VDD$ , comienza a cargarse el condensador.  
definimos  $t'' = (t - t_1)$ ;  $t \in [t_1, t_2]$

$$\Rightarrow V^-(t'') = VDD \cdot (1 - e^{-\frac{t''}{R_{eq} \cdot C}}) + V_{SS} (t'' = 0) \cdot e^{-\frac{t''}{R_{eq} \cdot C}}$$

$$V^+(t'') = VDD \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1} \quad , \quad " VSS \left( \frac{R_2}{R_2 + R_1} \right)$$

$\Rightarrow$  El instante  $t_2$  donde comienza nuevamente el amplificador:

$t_2$   $T.g.$ :

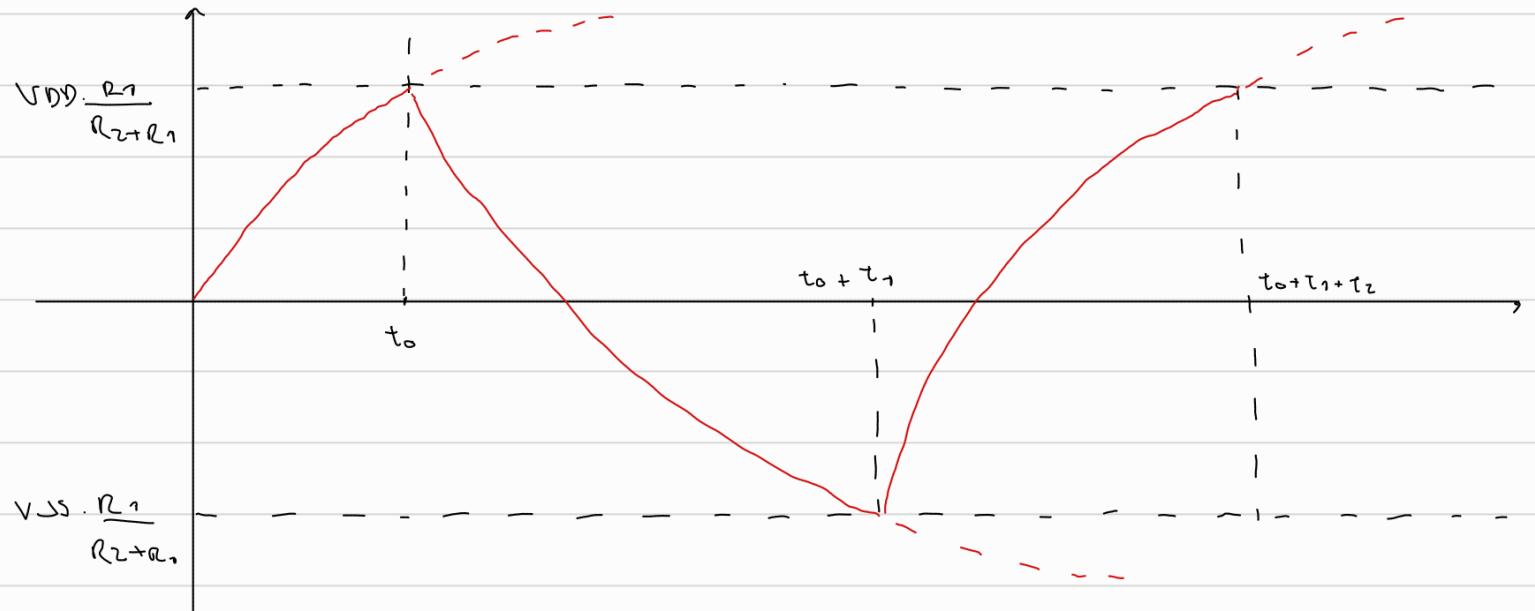
$$VDD \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1} = VDD \left(1 - e^{-\frac{t_2}{R_{eq} \cdot C}}\right) + V_{SS} \left(\frac{R_1}{R_2 + R_1}\right) \cdot e^{-\frac{t_2}{R_{eq} \cdot C}}$$

$$\Leftrightarrow \frac{-R_2}{R_1 + R_2} = -e^{\frac{-t_2}{R_{eq} \cdot C}} \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}\right) \Leftrightarrow t_2 = R_{eq} \cdot C \cdot \ln\left(\frac{-R_2}{2R_1 + R_2}\right)$$

$$\Leftrightarrow t_2 = R_{eq} \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2}\right) = (R_3 + (1 - \alpha) R_{pot}) \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2}\right)$$

$\Rightarrow$  Como en  $t_2$  se vuelve a las mismas condiciones que en  $t_0$   
Tenemos un sistema periódico con  $T = t_1 + t_2$

$$T = (R_3 + R_{pot} + R_4) \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2}\right)$$



Tener que el duty-cycle es  $d = \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$

$$\Rightarrow d = \frac{R_3 + (1-\alpha)R_{pot}}{R_3 + R_4 + R_{pot}}$$

Se quiere que  $d$  varíe entre 0,2 y 0,8

$$\text{cuando } \alpha = 1 \rightarrow d = \frac{R_3}{R_3 + R_4 + R_{pot}} = 0,2 \Leftrightarrow R_3 = \frac{(R_4 + R_{pot})}{4}$$

$$\text{cuando } \alpha = 0 \rightarrow d = \frac{R_3 + R_{pot}}{R_3 + R_4 + R_{pot}} = 0,8 \Leftrightarrow \frac{\frac{R_4 + R_{pot}}{4} + R_{pot}}{\frac{R_4 + R_{pot}}{4} + R_4 + R_{pot}} = 0,8$$

$$\Leftrightarrow \frac{\frac{R_4}{5} + R_{pot}}{R_4 + R_{pot}} = 0,8 \Leftrightarrow R_4 = \frac{R_{pot}}{3}$$

$$\Rightarrow R_3 = \frac{R_4 + R_0}{4} = \frac{\frac{R_0}{3} + R_0}{4} = \cancel{4} R_0 \cdot \frac{1}{\cancel{3}} = R_0$$

$$\text{Queremos que } T = 2 \times 10^{-6} \Rightarrow 2 \times 10^{-3} = 5 \cdot R_3 \cdot C \cdot \ln \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

Tenemos un capacitor de  $0,47 \mu F$ ,  $R_3 = R_4 = 16 \text{ k}\Omega$

$$\Rightarrow \ln \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) = \frac{2 \times 10^{-3}}{5 \cdot 16 \times 10^3 \cdot 0,47 \times 10^{-6}} = 0,053$$

$$\Rightarrow \frac{2R_1 + R_2}{R_2} = e^{0,053} = 1,055 \Leftrightarrow R_1 = R_2 (1,027)$$

$$\Rightarrow R_3 = R_4 = 16 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,47 \mu F$$

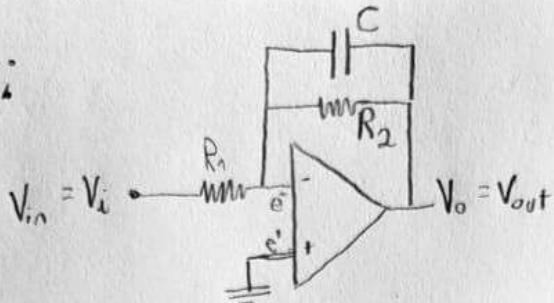
$$R_2 = 120 \Omega$$

$$R_1 = 3,3 \text{ H}$$

Para que  $T = 0,02 \text{ ms} = 2 \times 10^{-5} \text{ s}$ :

$$C = \frac{2 \times 10^{-5}}{\ln \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) \cdot 5 \cdot 16 \times 10^3} = 4,7 \text{ nF}$$

Integrador:



$$Z_{eq} = C \parallel R_2 = \frac{R_2}{R_2 C s + 1} \quad \text{(I)}$$

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s A_0}{\omega_T}} \quad \text{(II)}$$

$$V_o(s) = A(s)(e^{\frac{s}{\omega_T}} - e^{-\frac{s}{\omega_T}}) \quad \text{(III)}$$

$$\text{III} \rightarrow V_o = -A(s) \left( \frac{V_i \cdot Z_{eq}}{Z_{eq} + R_1} + \frac{V_o \cdot R_1}{Z_{eq} + R_1} \right) \rightarrow \frac{V_o}{Z_{eq} + R_1} (Z_{eq} + R_1 + A(s) \cdot R_1) = \frac{-A(s) V_i \cdot Z_{eq}}{Z_{eq} + R_1}$$

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{-A(s) Z_{eq}}{Z_{eq} + R_1 + A(s) R_1} \stackrel{\text{II}}{=} \frac{-A_0 Z_{eq}}{\left(1 + \frac{s A_0}{\omega_T}\right) (Z_{eq} + R_1 + \frac{A_0 \cdot R_1}{1 + \frac{s A_0}{\omega_T}})} = \frac{-1}{\frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{s A_0}{\omega_T}\right) + \frac{R_1}{A_0 Z_{eq}} \left(1 + \frac{s A_0}{\omega_T}\right) + \frac{R_1}{Z_{eq}}} = \frac{-1}{\frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{s A_0}{\omega_T} + \frac{R_1 (R_2 C s + 1)}{R_2}\right) \left(1 + \frac{s A_0}{\omega_T} + A_0\right)}$$

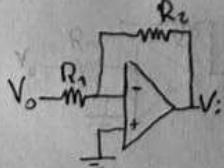
$$\stackrel{\text{I}}{=} \frac{-1}{\frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{s A_0}{\omega_T} + \frac{R_1 (R_2 C s + 1)}{R_2}\right) \left(1 + \frac{s A_0}{\omega_T} + A_0\right)} = \frac{-1}{\frac{1}{A_0} \frac{s}{\omega_T} + \frac{R_1 (1 + 1)}{R_2 A_0} + \frac{R_1 s}{R_2 \omega_T} + \frac{R_1 R_2 C s}{R_2} \left(\frac{1}{A_0} + 1\right) + \frac{R_1 C s^2}{\omega_T}}$$

$$A_0 \gg 1 \quad \frac{-1}{\frac{R_1 C s^2}{\omega_T} + \frac{s(R_1 + R_2)}{\omega_T R_2} + R_1 C s + \frac{R_1}{R_2}} = \frac{-\frac{\omega_T}{R_1 C}}{s^2 + s \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C} + \omega_T \right) + \frac{\omega_T}{R_2 C}}$$

$$\text{Suponiendo un polo dominante: } s^2 + \alpha s + b = (s + \alpha)(s + \beta) \rightarrow \alpha \approx \omega_T = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C}, \omega_T \approx \omega_T \\ \beta \approx \frac{b}{\alpha} \approx \frac{1}{R_2 C}$$

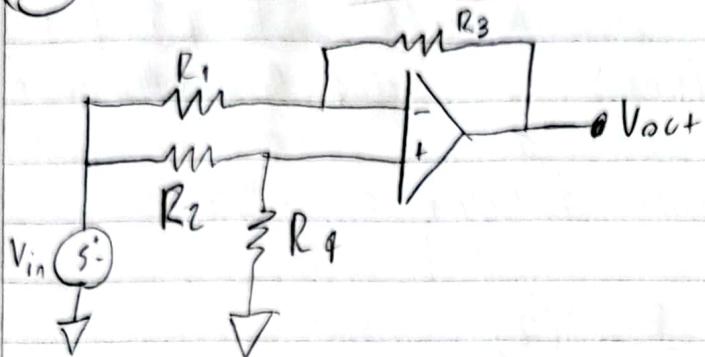
$$\rightarrow \text{Se tiene que } \frac{1}{R_2 C} < 10.2 \pi \ll \omega_T$$

$$\text{Ademas, a baja frecuencia (zeta)} \quad \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$



III

Relación de rechazo al modo común



$$CMRR_T = \frac{A_{dT}}{A_{cT}} \quad \text{Queremos } A_{dT} \text{ y } A_{cT}.$$

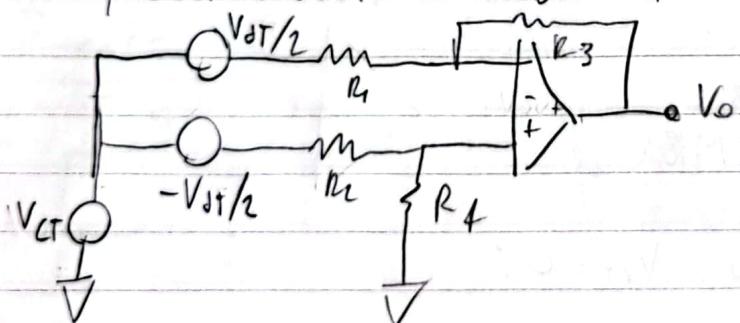
En Gral, sabemos que:  $V_o = A_d V_d + A_c V_c = A_d (V_d + \frac{V_c}{CMRR})$

$$\text{con } V_d = e^+ - \bar{e}$$

$$V_c = \frac{e^+ + \bar{e}}{2}$$

①

Se puede modelar como:



Tomando  $V_dT = 0$ :

$$\bar{e} = \frac{1}{R_1 + R_3} (V_o R_1 + V_c R_3); \quad e^+ = \frac{R_4 V_{cT}}{R_2 + R_4}$$

Por ①:

$$V_o = A_d \left( V_d + \frac{V_c}{CMRR} \right) = A_d \left[ \frac{R_4 V_{cT}}{R_2 + R_4} - \frac{V_o R_1 + V_c R_3}{R_1 + R_3} + \frac{1}{2CMRR} \left( \frac{R_4 V_{cT} + V_o R_1 + R_3 V_c}{R_2 + R_4} \right) \right]$$

$$\rightarrow V_o \left( 1 + \frac{R_1 A_d - A_d R_1}{R_1 + R_3} - \frac{A_d R_1}{ZCMRR(R_1 + R_3)} \right) = A_d V_{CT} \left( \frac{R_4}{R_2 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_3} + \frac{1}{ZCMRR} \left( \frac{R_4}{R_2 + R_4} + \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) \right)$$

Tomando:  $\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2}$ , entonces  $\frac{1}{1 + R_2/R_4} = \frac{1}{1 + R_1/R_3}$

por lo que:  $\frac{R_4}{R_2 + R_4} = \frac{R_3}{R_1 + R_3}$  (2)

$$\rightarrow V_o \left( 1 + \frac{R_1 A_d - A_d R_1}{R_1 + R_3} - \frac{A_d R_1}{ZCMRR(R_1 + R_3)} \right) = \frac{A_d V_{CT}}{ZCMRR} \left( \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right)$$

Tomando:  $\frac{1}{ZCMRR} \ll 1$  y  $\frac{R_1 A_d}{R_1 + R_3} \gg 1$

$$\rightarrow V_o \left( \frac{R_1 A_d}{R_1 + R_3} \right) = V_{CT} \left( \frac{A_d R_3}{ZCMRR(R_1 + R_3)} \right)$$

$$A_{CT} \Big|_{V_{DT}=0} = \frac{V_o}{V_{CT}} = \frac{R_3}{R_1 ZCMRR}$$

Por otro lado, tomando  $V_{CT} = 0$ :

$$e^+ = \frac{V_{DT} R_4}{Z(R_2 + R_4)} ; \quad e^- = \frac{1}{R_1 + R_3} (V_o R_1 - \frac{R_3 V_{DT}}{Z})$$

Por (1):

$$V_o = A_d \left[ \frac{V_{DT} R_4}{Z(R_2 + R_4)} - \frac{V_o R_1}{R_1 + R_3} + \frac{R_3 V_{DT}}{Z(R_1 + R_3)} + \frac{1}{ZCMRR} \left( \frac{V_{DT} R_4}{Z(R_2 + R_4)} + \frac{V_o R_1}{R_1 + R_3} - \frac{R_3 V_{DT}}{Z(R_1 + R_3)} \right) \right]$$

$$\rightarrow V_o \left( 1 + \frac{A_d R_1}{R_1 + R_3} \left( 1 - \frac{1}{2 CMRR} \right) \right) = \frac{A_d V_{dT}}{2} \left[ \frac{R_4}{R_2 + R_4} + \frac{R_3}{R_1 + R_3} + 1 \left( \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_1 + R_3 + R_4} \right) \right]$$

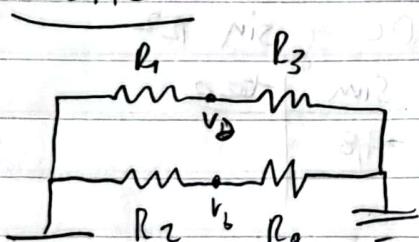
Tomando:  $\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2}$  y  $2 CMRR \ll 1$ :

$$\rightarrow V_o \left( 1 + \frac{A_d R_1}{R_1 + R_3} \right) = \frac{A_d V_{dT} R_3}{R_1 + R_3}$$

Suponiendo  $\frac{A_d R_1}{R_1 + R_3} \gg 1 \rightarrow A_d T|_{V_{CT=0}} = \frac{V_o}{V_{dT}} = \frac{R_3}{R_1}$

Entonces:  $CMRR_T = A_{SI} = \frac{R_3/R_1}{A_{cr}} = CMRR$  ✓

Puente



$$V_d = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{DD} \quad V_b = \frac{R_4}{R_2 + R_4} V_{DD}$$

$-V_{DD}$

$$\Delta V_{db} = 0 \rightarrow V_d = V_b \rightarrow \frac{R_3 V_{DD}}{R_1 + R_3} = \frac{R_4 V_{DD}}{R_2 + R_4}$$

$$\rightarrow \frac{1}{1 + R_1/R_3} = \frac{1}{1 + R_2/R_4} \rightarrow \boxed{\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4}} \quad \checkmark$$

$V_{DD}$

caso 1	$\frac{R_1}{R_3} > 1$	$V_d > V_b$	$V_b < V_d$
caso 2	$\frac{R_1}{R_3} < 1$	$V_d < V_b$	$V_b > V_d$

$V_{DD}$