

## TRABAJO DE LABORATORIO N°2

### ÍNDICE

|   |           |
|---|-----------|
| <b>Introducción</b>   | <b>2</b>  |
| <b>I. Teoría de los amplificadores operacionales ideales y reales</b>                                       | <b>2</b>  |
| I.1. Amplificadores operacionales ideales   | 2         |
| I.2. Amplificadores operacionales reales  | 2         |
| <b>II. CIRCUITO 1 : Sumador</b>   | <b>4</b>  |
| II.1. Análisis teórico  | 4         |
| II.1.a. Diseño del circuito 1   | 4         |
| II.1.b. $V_o$ en función de $V_1$ y $V_2$ en frecuencia cero (continua)                                     | 5         |
| II.1.c. Análisis del Offset de tensión  | 5         |
| II.1.d. Ancho de banda de pequeña señal a -3dB  | 6         |
| II.1.e. Ancho de banda de plena potencia (10V <sub>pap</sub> )  | 6         |
| II.1.f. Error vectorial AC  | 7         |
| II.1.g. Valores máximos de excursión de $V_o$   | 7         |
| II.2. Simulación  | 7         |
| II.2.a. $V_o$ en función de $V_1$ y $V_2$ en frecuencia cero (continua)                                     | 7         |
| II.2.b. Análisis del Offset de tensión  | 8         |
| II.2.c. Ganancia en función de la frecuencia  | 8         |
| II.2.d. Ancho de banda de pequeña señal a -3dB  | 9         |
| II.2.e. Valores máximos de excursión de $V_o$   | 9         |
| II.3. Comparación de los resultados teóricos y de simulación  | 10        |
| <b>III. CIRCUITO 2 : Puente y Amplificador</b>  | <b>12</b> |
| III.1. Análisis teórico   | 12        |
| III.1.a. $V_o/V_d$ (ganancia del amplificador)  | 12        |
| III.1.b. $V_o=f(\beta)$   | 13        |
| III.1.c. Sensibilidad nominal del circuito {puente + amplificador} (v.gr. : $dV_o/d\beta$ para $\beta=1$ ). | 13        |
| III.1.d. Errores de DC  | 13        |
| III.1.e. Máxima precisión alcanzable  | 17        |
| III.2. Simulación   | 17        |
| III.2.a. $V_o/V_d$ (ganancia del amplificador)  | 17        |
| III.2.b. $V_o=f(\beta)$   | 17        |
| III.2.c. Sensibilidad nominal del circuito {puente + amplificador} (v.gr. : $dV_o/d\beta$ para $\beta=1$ ). | 18        |
| III.2.d. Error debido a la tensión de offset  | 18        |
| III.3. Comparación de los resultados teóricos y de simulación   | 19        |
| <b>Conclusión</b>   | <b>20</b> |

## **Introducción**

En el presente informe se desarrollará el estudio de 2 circuitos. El objetivo de ambos es calcular y visualizar el error a la salida de un amplificador debido a su comportamiento no ideal. Los errores considerados fueron tensiones de offset, corrientes de bias, ganancia diferencial finita y RRMC finita.

El primer circuito consiste en un circuito sumador. Su desarrollo consiste en determinar el valor de sus componentes para obtener una ganancia deseada y posteriormente se calcularon los errores asociados al amplificador, debido a la tensión de offset del amplificador real. Además se analizaron las condiciones límites de operación y respuesta en frecuencia.

El segundo consiste en un puente + amplificador. Su desarrollo consiste en determinar la ganancia en función de la tensión diferencial proporcionada por el puente, y luego la ganancia en función de un parámetro variable que permite modificar la tensión diferencial mencionada y la sensibilidad de este. Finalmente se hizo un estudio de los errores asociados al amplificador real.

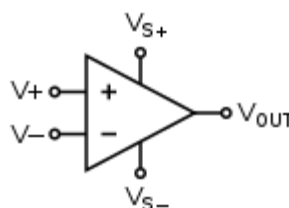
En ambos casos se realizaron los cálculos correspondientes y finalmente se realizaron simulaciones para corroborar los resultados.

## **I. Teoría de los amplificadores operacionales ideales y reales**

### **I.1. Amplificadores operacionales ideales**

Un amplificador operacional (AO) es un circuito amplificador representado por el símbolo de la Figura 1. Las características de un amplificador operacional ideal son las siguientes:

- Ganancia diferencial infinita :  $G=A_d=\infty$
- Ganancia de modo común nula :  $A_c=0$
- Ratio de Rechazo de Modo Común infinito :  $RRMC=\infty$
- Impedancia de entrada infinita :  $Z_{in}=\infty$
- Impedancia de salida nula :  $Z_{out}=0$
- Corrientes de polarización nulas :  $I_+=I_-=0$
- Infinito rango de tensión disponible en la salida
- Rapidez de variación de tensión infinita
- Ruido cero
- Infinito ancho de banda con desplazamiento de fase cero :  $\omega_H=\infty$  y  $\Delta\varphi=0$



*Figura 1 : símbolo del amplificador operacional*

### **I.2. Amplificadores operacionales reales**

El modelo ideal del amplificador operacional es muy conveniente para tener una primera aproximación del funcionamiento de un circuito, pero al momento de armar el

circuito físicamente, el comportamiento del circuito puede ser distinto a lo esperado. Para entender de dónde vienen esas discrepancias, es importante también conocer el modelo del amplificador operacional real. Sus características son las siguientes :

- Ganancia diferencial no infinita :  $G=Ad \approx 100\ 000$
- Ganancia de modo común no nula :  $A_c \neq 0$
- Ratio de Rechazo de Modo Común no infinito :  $RRMC \neq \infty$
- Impedancia de entrada alta pero no infinita :  $Z_{in} \neq \infty$
- Impedancia de salida baja pero no nula :  $Z_{out} \neq 0$
- Corrientes de polarización no nulas :  $I_+ = I_- \neq 0$
- Rango de tensión disponible en la salida limitado
- Rapidez de variación de tensión limitada y caracterizada por el Slew Rate
- Presencia de ruido
- Ancho de banda limitado con desplazamiento de fase no nulo :  $\omega_H \neq \infty$  y  $\Delta\varphi \neq 0$

Para evaluar analíticamente los valores de esos parámetros, partimos en general del modelo del amplificador operacional ideal y calculamos los errores entre el valor de los parámetros ideales y el el valor real de aquellos.

## II. CIRCUITO 1 : Sumador

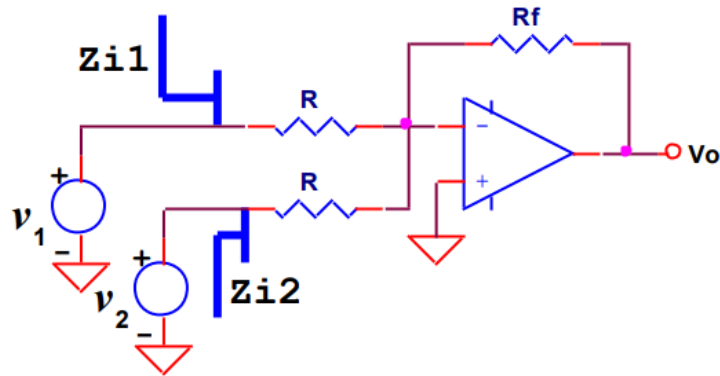


Figura 2: Esquema del circuito 1

### II.1. Análisis teórico

#### II.1.a. Diseño del circuito 1

Los requerimientos para el diseño del circuito 1 son los siguientes:

- Amplificador Operacional LM741 o LM324
- Alimentación  $V_{cc} = 10V$ ,  $V_{ss} = -10V$
- Ganancia en banda media  $A = V_o/V_1$  y  $A = V_o/V_2$  debe ser igual a 30 veces
- $Z_{in}$  del amplificador no puede alterar o cargar la fuente de señal, es decir,  $R_i \ll Z_{i1}$  y  $Z_{i2}$ . (al menos 10 veces)
- $R_f \leq 1M\Omega$
- Las fuentes de tensión  $V_1$  y  $V_2$  son reales y vamos a estudiar dos casos para el valor de su resistencia interna  $R_i$ :  $R_i = 50\Omega$  y  $R_i = 100k\Omega$

#### Caso $R_i = 50\Omega$ :

Buscamos  $R_i \ll Z_{i1}$  y  $Z_{i2}$ . Definimos :  $Z_{i1} = Z_{i2} = R = 1k\Omega$ . Para obtener una ganancia de 30 veces, por ser un amplificador en configuración inversora, tenemos la siguiente ganancia ideal:

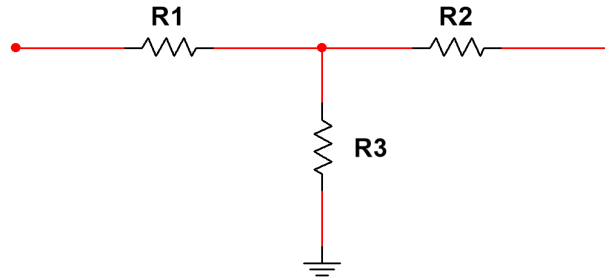
$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{V_o}{V_2} = -\frac{R_f}{R} = -30$$

Entonces:

$$R_f = 30 \cdot R = 30 \cdot 1000 = 30k\Omega$$

#### Caso $R_i = 100k\Omega$ :

En este caso, para que  $R_i$  sea mucho menor a  $Z_{i1}$  y  $Z_{i2}$ ,  $R$  debería ser por lo menos  $1M\Omega$ , lo que implica que para obtener una ganancia de 30 veces se necesitaría una  $R_f = 30M\Omega$ , lo cual no cumple la condición de que  $R_f$  sea menor o igual a  $1M\Omega$ . Por lo tanto, se optó por emplear una red T con resistencias de menor valor para obtener un equivalente (ver Figura 3).



**Figura 3 : red de resistencias**

Con esta red de resistencias, la resistencia equivalente obtenida es la siguiente:

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_3}$$

Tomando  $R_1 = R_2 = 100k\Omega$  se obtiene:

$$R_3 = 330\Omega$$

$$R_{eq} = 30M\Omega$$

Con estos valores de resistencias podemos comenzar con el análisis del circuito.

### II.1.b. Vo en función de V1 y V2 en frecuencia cero (continua)

Para determinar la ganancia del sistema, inicialmente se considerará la fuente V2 pasivada, es decir  $V_1 \neq 0$  y  $V_2 = 0$ . Analizando las corrientes que ingresan a v- tenemos:

$$\frac{V_1}{R} = -\frac{V_o}{R_f}$$

$$V_o = -V_1 \frac{R_f}{R}$$

Análogamente, si ahora se considera la fuente V1 pasivada, es decir  $V_2 \neq 0$ ,  $V_1 = 0$ , y analizando las corrientes que ingresan a v-, tenemos:

$$\frac{V_2}{R} = -\frac{V_o}{R_f}$$

$$V_o = -V_2 \frac{R_f}{R}$$

Finalmente, si consideramos ambas fuentes, por superposición se obtiene :

$$V_o = -\frac{R_f}{R}(V_2 + V_1)$$

### II.1.c. Análisis del Offset de tensión

Para calcular el error de offset de tensión consideraremos que en V+ se tiene conectada una fuente de tensión Vos. De esta forma, el error queda expresado como:

$$\Delta V_{OS} = \frac{\left(\frac{v_o}{V_{OS}}\right)_{v_o'=0} V_{OS}}{1-T}$$

$$\text{Con : } \left(\frac{v_o}{V_{OS}}\right)_{v_o'=0} = A_d ; \quad T = \frac{v_o}{v_o'} = -A_d \frac{R/2}{R/2+R_f} ; \quad \Delta V_{OS} = \frac{A_d V_{OS}}{1+A_d \frac{R/2}{R/2+R_f}}$$

Si  $A_d \rightarrow \infty$ , obtenemos:

$$\Delta V_{OS} = \frac{R/2 + R_f}{R} V_{OS}$$

Del datasheet se obtiene el valor de  $V_{OS} = 2mV$ , por lo tanto:

$$\Delta V_{OS} = 2 \cdot \frac{R/2 + R_f}{R/2}$$

Para el caso  $R_i = 50\Omega$  se tiene  $R = 1k\Omega$  y  $R_f = 30k\Omega$ , por lo tanto:

$$\Delta V_{OS} = 122mV$$

Para el caso  $R_i = 10k\Omega$  se tiene  $R = 1M\Omega$   $R_f = 30M\Omega$ , por lo tanto:

$$\Delta V_{OS} = 122mV$$

#### II.1.d. Ancho de banda de pequeña señal a -3dB

El ancho de banda de pequeña señal se puede aproximar como la siguiente expresión:

$$f_H = f_1 \cdot A d_0 \cdot K = f_T \cdot K$$

Donde K es la cantidad de realimentación, en este caso de configuración no inversora tenemos:

$$K = 0,0167$$

Del datasheet se obtiene  $f_T = 1MHz$ , entonces:

$$f_H = 1 [MHz] \cdot 0,0167$$

$$f_H = 16,67 \text{ kHz}$$

Entonces,

$$\omega_H = 104,7 \text{ krad/s}$$

#### II.1.e. Ancho de banda de plena potencia (10V<sub>pap</sub>)

En cuanto al ancho de banda en plena potencia, la frecuencia de corte para plena potencia ( $\omega_{HP}$ ) es menor que la de señal débil ( $\omega_H$ ).

El ancho de banda de plena potencia se calcula como sigue:

$$\omega_{HP} = \frac{SR}{v_{o,max}}$$

Para el LM324 el Slew Rate (SR) es  $0,5 [V/\mu s]$  y la salida es de  $10 [V]$ , por lo tanto:

$$\omega_{HP} = \frac{0,5}{10} [Mrps] = 0,05 [Mrps]$$

Entonces:

$$\omega_{HP} \approx 50 \text{ krad/s}$$

Entonces:

$$f_{HP} \approx 7,9 \text{ kHz}$$

### II.1.f. Error vectorial AC

Para calcular el error vectorial se emplearán las siguientes fórmulas:

$$\varepsilon_v \approx \frac{\omega}{\omega_H} \quad ; \quad \varepsilon_{fase} \approx \arctg\left(\frac{\omega}{\omega_H}\right) \quad ; \quad \varepsilon_G \approx \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2$$

Calculamos los errores vectoriales para 10 valores de frecuencias en la década:  $[\frac{\omega_H}{10}, \omega_H]$ .

Los resultados son presentados en la tabla de la Figura 4.

| Frecuencia (rps) | Módulo del Error de Ganancia | Módulo del Error de Fase | Módulo del Error Vectorial |
|------------------|------------------------------|--------------------------|----------------------------|
| 10474,07         | 0,005                        | 0,0997                   | 0,1                        |
| 20948,14         | 0,02                         | 0,1974                   | 0,2                        |
| 31422,21         | 0,045                        | 0,2915                   | 0,3                        |
| 41896,28         | 0,08                         | 0,3805                   | 0,4                        |
| 52370,35         | 0,125                        | 0,4636                   | 0,5                        |
| 62844,42         | 0,18                         | 0,5404                   | 0,6                        |
| 73318,49         | 0,245                        | 0,6107                   | 0,7                        |
| 83792,56         | 0,32                         | 0,6747                   | 0,8                        |
| 94266,63         | 0,405                        | 0,7328                   | 0,9                        |
| 104740,70        | 0,5                          | 0,7854                   | 1                          |

*Figura 4 : Módulos de los errores de Ganancia, de Fase, y Vectorial*

### II.1.g. Valores máximos de excursión de Vo

Los valores máximos de excursión de Vo quedan limitados por los valores de tensión de Vcc y Vss, es decir, entre 10 y -10 V. Entonces si:

$$V_o = -30(V_2 + V_1)$$

Las suma de las tensiones de entrada deben ser:

$$V_2 + V_1 \leq -\frac{10}{30}$$

$$V_2 + V_1 \leq -0,333V$$

## II.2. Simulación

Después de realizar el estudio teórico del circuito lo simulamos con el software LTSpice para tener una idea más precisa de su comportamiento real.

### II.2.a. Vo en función de V1 y V2 en frecuencia cero (continua)

Con V1=0.1V continuo y V2=0, obtenemos Vo=-2.86V. Por simetría de la arquitectura del circuito, encontramos el mismo valor de amplitud de la salida si invertimos las entradas. Lo que representa una ganancia en continuo de valor Go=28.6.

Con las dos entradas conectadas y de amplitud 0.1V continuó, la amplitud de la salida obtenida por simulación es -5.71V. Eso representa una ganancia en continuo de valor  $G_o = V_o / (V_1 + V_2) = 28.55$ .

### II.2.b. Análisis del Offset de tensión

Para evaluar el offset de tensión del circuito por simulación, conectamos las dos entradas a masa y medimos la salida. El resultado encontrado fue :  $V_{offset} = -2.65\text{mV}$ .

Después, simulamos la salida del circuito con las dos entradas conectadas a masa ( $V_1 = V_2 = 0$ ) y con la entrada positiva del amplificador operacional conectada a una fuente de tensión del valor de offset de entrada encontrado en la datasheet del LM324 es decir  $V_+ = V_{OS} = 2\text{mV}$  (Figura 5). Encontramos así que el error en  $V_o$  debido a la tensión de offset obtenido por simulación es  $\Delta V_o = 118.7\text{mV}$ .

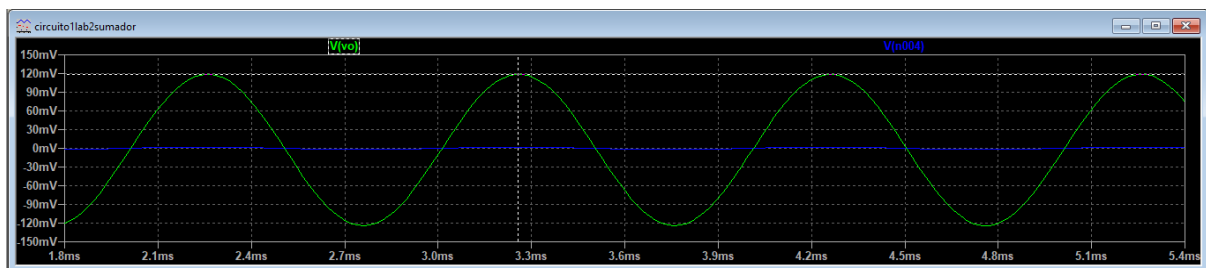


Figura 5: Evaluación por simulación del error debido a la tensión de offset en la entrada del amplificador operacional

### II.2.c. Ganancia en función de la frecuencia

Primero, simulamos la tensión de salida con  $V_2$  pasivada y  $V_1$  de amplitud 0.1V y de frecuencia  $f = 1\text{kHz}$  (ver Figura 6). En esas condiciones, obtuvimos  $V_o = 2.84 \approx 30 \cdot V_1$ . Por simetría del circuito, también obtenemos  $V_o = 30 \cdot V_2$  cuando se pasivo  $V_1$  y tomamos  $V_2 = 0.1\text{V}$  con frecuencia  $f = 1\text{kHz}$ . De esa manera, verificamos que para una frecuencia de 1kHz elegida arbitrariamente, la ganancia obtenida por simulación es de 28.4.

Después, simulamos ese mismo circuito con las dos fuentes de tensión de entrada conectadas con amplitud 0.1V y frecuencia  $f = 1\text{kHz}$ . En esas condiciones, encontramos  $V_o = 5.69\text{V}$  como se puede observar en la Figura 7. Así, verificamos que para esa frecuencia, la ganancia del circuito obtenida por simulación es  $G = V_o / V_d = 28.45$ .

Finalmente, simulamos la respuesta en frecuencia del circuito mediante el software MultiSim. El diagrama de Bode obtenido es representado en la Figura 8.

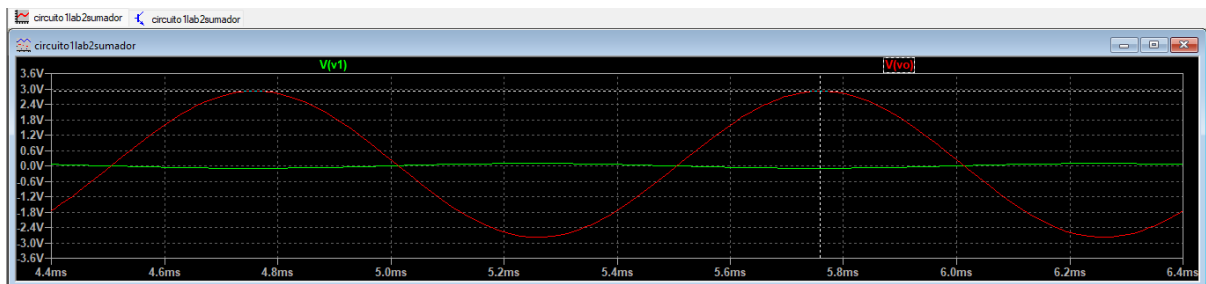


Figura 6: simulación de la tensión de salida con  $V_1 = 0.1\text{V}$  y  $V_2 = 0$



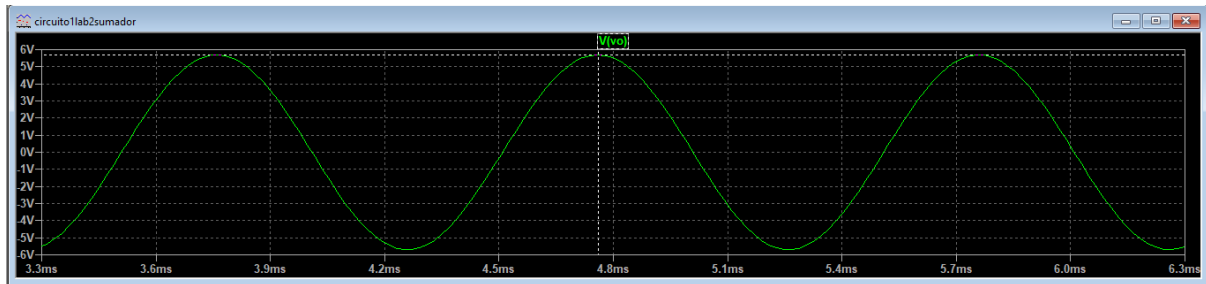


Figura 7: Simulación de la tensión de salida con  $V1=V2=0.1V$

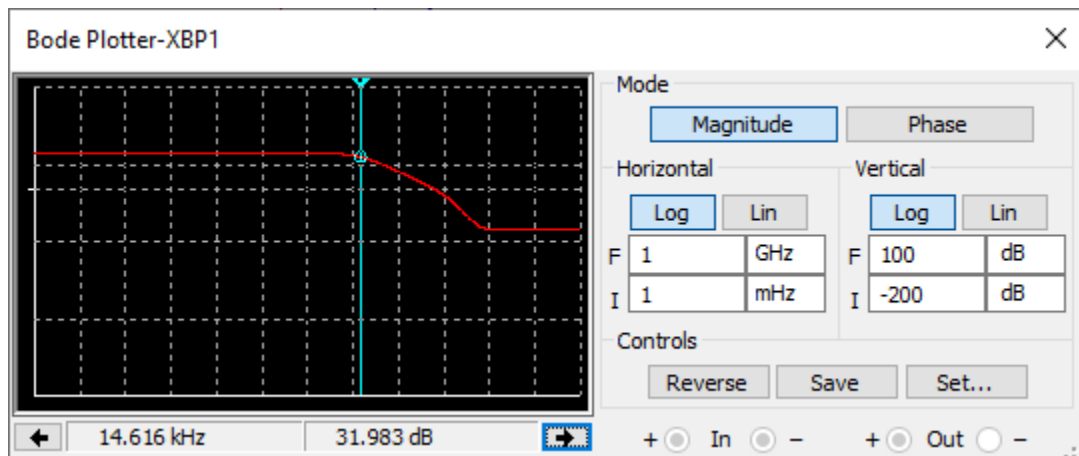


Figura 8: Simulación de la respuesta en frecuencia del circuito 1

#### II.2.d. Ancho de banda de pequeña señal a -3dB

A partir del diagrama de Bode de la sección precedente, podemos deducir el valor ancho de banda de pequeña señal a -3dB por simulación. Encontramos  $\omega_H = 91,7 \text{ [krps]}$

#### II.2.e. Valores máximos de excursión de $V_o$

Para determinar los valores máximos de excursión de la salida del circuito, aplicamos señales de entradas que permiten saturar la salida. Elegimos una amplitud de 1V para  $V1$  y  $V2$ . En esas condiciones, obtuvimos  $V_{o,max}=8.495V \approx 8.5V$  y  $V_{o,min}=-9.995V \approx -10V$  (ver Figura 9). Acá, podemos notar una asimetría en el hecho de qué el valor máximo de la salida es menor en absoluto que el valor mínimo de aquella. Esa asimetría es debida a la arquitectura del amplificador operacional que no es totalmente simétrico.

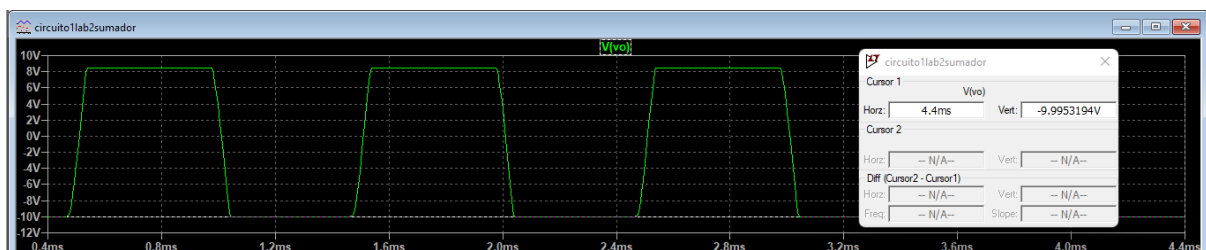


Figura 9: Determinación de los valores máximos de excursión de la salida por simulación

### II.3. Comparación de los resultados teóricos y de simulación

En la tabla de la Figura 10 están reunidos todos los resultados encontrados tanto por análisis teórico como por simulación del circuito para los valores de  $V_o$  y de ganancia.

Primero, notamos que los resultados tanto de amplitud de  $V_o$  como de ganancia obtenidos con las fuentes en régimen continuo son muy parecidos a los obtenidos con entradas senoidales (error relativos menor a 1%). Lo que es lógico porque esas dos frecuencias ( $f=0\text{Hz}$  y  $f=1\text{kHz}$ ) pertenecen a la banda de utilización de este circuito. Los errores pueden provenir de las incertidumbres de medida con el software.

Segundo, notamos que el valor de la ganancia teórica y de aquella obtenida por simulación son coherentes (con un error relativo alrededor de 5%).

|                                       | f=0           |            | f=1kHz        |            | error relativo con continuo/senoidal (%) |            |
|---------------------------------------|---------------|------------|---------------|------------|--|------------|
| condiciones                           | V1=0.1V, V2=0 | V1=V2=0.1V | V1=0.1V, V2=0 | V1=V2=0.1V | V1=0.1V, V2=0                            | V1=V2=0.1V |
| $V_o$ , teórico (V)                   | 3             | 6          | 3             | 6          | 0  | 0          |
| $V_o$ , simu (V)                      | 2.86          | 5.71       | 2.84          | 5.69       | 0.7                                      | 0.4        |
| Ganancia teórica                      | 30            | 30         | 30            | 30         | 0  | 0          |
| Ganancia simu.                        | 28.60         | 28.55      | 28.40         | 28.45      | 0.7                                      | 0.4        |
| error relativo $G_{teo}/G_{simu}$ (%) | 4.7           | 4.8        | 5.3           | 5.2        | -  |            |

*Figura 10: Valores teóricos y simulados de la amplitud de la salida y de la ganancia y errores relativos teoría/simu y continuo/senoidal*

La tabla de la Figura 11 permite comparar los valores encontrados teóricamente y por simulación del ancho de banda de pequeña señal, del ancho de banda de potencia y de los valores máximos de excursión de la salida. Notamos que el error relativo es de 12,4% lo cual es un valor aceptable

| $\omega_{H, \text{teórico}}$<br>(krad/s) | $\omega_{H, \text{simulación}}$<br>(krad/s) | error relativo $\omega_H$<br>teo/simu |
|--|---|---------------------------------------|
| 104,7                                    | 91,7  | 12,4                                  |

*Figura 11: Valores teóricos y simulados del ancho de banda de pequeña señal, del ancho de banda de potencia y de los valores máximos de excursión de la salida*

La Figura 12 permite comparar los valores encontrados teóricamente y por simulación de los valores máximos de excursión de la salida. Notamos que el valor mínimo de la salida obtenido por simulación es 15% más pequeño que el valor esperado

teóricamente mientras que el valor máximo obtenido por simulación es casi igual a aquello esperado (-10V con un error relativo menor al 0.1%). El error de 15% puede ser debido a la arquitectura interna del amplificador operacional LM324 que no es totalmente simétrico.

| $V_{o,max,teo}$<br>(V) | $V_{o,max,simu}$<br>(V) | error relativo<br>$V_{o,max}$<br>teo/simu (%) | $V_{o,min,teo}$<br>(V) | $V_{o,min,simu}$<br>(V) | error relativo<br>$V_{o,min}$<br>teo/simu (%) |
|------------------------|-------------------------|---|------------------------|-------------------------|---|
| 10                     | 8.5                     | 15  | -10                    | -9.995                  | 0.05  |

*Figura 12: Valores teóricos y simulados de los valores máximos de excursión de la salida y errores relativos entre teoría y simulación*

Finalmente, la tabla de la Figura 13 permite comparar los valores obtenidos teóricamente y por simulación del error en  $V_o$  debido a ese offset de tensión.

| $\Delta V_{o,vos,teo}$<br>(mV) | $\Delta V_{o,vos,simu}$<br>(mV) | error relativo $\Delta V_{o,vos}$<br>teórico/simu (%) |
|--------------------------------|---------------------------------|---|
| 122                            | 118.7                           | 2,7   |

*Figura 13: Valores teóricos y simulados del error en  $V_o$  debido al offset de tensión y errores relativos*

### III. CIRCUITO 2 : Puente y Amplificador

En este circuito se busca calcular los errores de continua y encontrar la tensión de salida en función de los parámetros del circuito. Para calcular los errores de continua se realizó un análisis analítico y en función de esos resultados se lo comparó con las simulaciones.

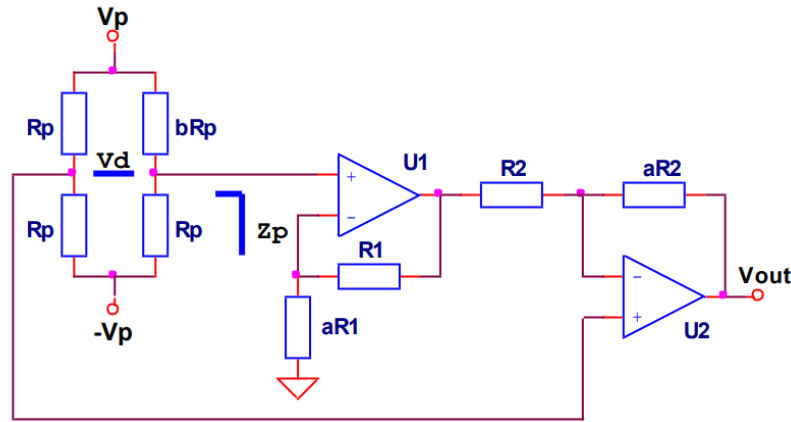


Figura 14: Esquema del circuito 2

#### III.1. Análisis teórico

##### III.1.a. Vo/Vd (ganancia del amplificador)

Considerando la tensión diferencial  $V_d$  como:

$$V_d = V_1^+ + V_2^+$$

Donde  $V_1^+$  y  $V_2^+$  son las tensiones en las patas positivas del amplificador U1 y U2 respectivamente, podemos calcular la tensión de salida  $V_o$  en función de la tensión diferencial  $V_d$  aplicando superposición. Inicialmente consideraremos que  $V_2$  se encuentra pasivada:  $V_1 \neq 0$  ;  $V_2 = 0$ .

Entonces, la tensión de salida de U1 ( $V_{o1}$ ), por ser un amplificador en configuración no inversora, resulta:

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_1}{\alpha R_1}\right) V_1$$

$$V_{o1} = \left(\frac{1+\alpha}{\alpha}\right) V_1$$

Por otro lado, al encontrarse pasivada la tensión de entrada de U2, la ecuación de corrientes en el terminal negativo de dicho amplificador resulta:

$$\frac{V_o}{\alpha R_2} = - \frac{V_{o1}}{R_2}$$

Reemplazando  $V_{o1}$ :

$$\frac{V_o}{\alpha} = - \left(\frac{1+\alpha}{\alpha}\right) V_1$$

$$V_o = - (1 + \alpha) V_1$$

Si ahora consideramos que  $V_1$  se encuentra pasivada:  $V_2 \neq 0$  ;  $V_1 = 0$ . Entonces, como el amplificador U2 se encuentra en configuración no inversora, se obtiene:

$$V_2 = V_o \frac{R_2}{R_2 + \alpha R_2}$$

$$V_2 = V_o \frac{1}{1+\alpha}$$

$$V_o = V_2(1 + \alpha)$$

Aplicando superposición:

$$V_o = (V_2 - V_1)(1 + \alpha)$$

$$V_o = V_d(1 + \alpha)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = 1 + \alpha$$

### III.1.b. $V_o=f(\beta)$

La tensión diferencial  $V_d$  se obtiene del divisor resistivo conformado por las resistencias  $R_p$ . De esta forma, para calcular  $V_1^+$ :

$$\frac{V_p - V_1^+}{\beta R_p} = \frac{V_1^+ + V_p}{R_p}$$

$$V_p \left( \frac{1}{\beta} - 1 \right) = V_1^+ \left( \frac{1}{\beta} + 1 \right)$$

$$V_1^+ = V_p \frac{1-\beta}{1+\beta}$$

Análogamente, como para  $V_2^+$  se tiene  $\beta=1$ , se obtiene:  $V_2^+ = 0$ . Entonces:

$$V_d = V_p \frac{1-\beta}{1+\beta}$$

Reemplazando:

$$V_o = V_p \frac{1-\beta}{1+\beta} (1 + \alpha)$$

### III.1.c. Sensibilidad nominal del circuito {puente + amplificador} (v.gr. : $dV_o/d\beta$ para $\beta=1$ ).

$$V_o = V_p \frac{1-\beta}{1+\beta} (1 + \alpha)$$

$$\frac{dV_o}{d\beta} = V_p (1 + \alpha) \frac{(-1)(1+\beta) - (1-\beta)(1)}{(1+\beta)^2} = V_p (1 + \alpha) \frac{-1-\beta-1+\beta}{(1+\beta)^2} = -2V_p \frac{(1+\alpha)}{(1+\beta)^2}$$

Entonces, con  $\alpha=21.36$ ,  $V_p=5V$  y si tomamos por ejemplo  $\beta = 1$ , encontramos el siguiente valor de sensibilidad:

$$\frac{dV_o}{d\beta} = -2V_p \frac{(1+\alpha)}{(1+\beta)^2} = -2 * 5 * \frac{(1+21.36)}{(1+1)^2} = -56V$$

### III.1.d. Errores de DC

Se calcularán los errores de DC debido a tensiones de offset, corrientes de bias, ganancia diferencial finita y RRMC finita. Para analizar cada error se considerará un sólo amplificador a la vez y un sólo error a la vez.

#### Tensiones de Offset

##### Amplificador U1:

Aplicando una tensión  $V_{os1}$  en la pata positiva de U1 se obtiene a la salida de este:

$$V_{o1} = \frac{V_{os1} A_d}{1-T} \quad \text{con} \quad T = -A_d \left( \frac{\alpha}{\alpha+1} \right)$$

Reemplazando:

$$V_{o1} = \frac{V_{os} A_d}{1 + A_d \left( \frac{\alpha}{\alpha+1} \right)}$$

Haciendo tender  $A_d$  a infinito:

$$V_{o1} = V_{os} \frac{\alpha+1}{\alpha}$$

$$V_{o1} = V_{os} \left( 1 + \frac{1}{\alpha} \right)$$

Del datasheet se obtiene  $V_{os} = 2 \text{ mV}$ . Además  $\alpha = 21,36$ . Entonces:

$$V_{o1} = 2 [\text{mV}] \cdot \left( 1 + \frac{1}{21,36} \right)$$

$$V_{o1} = 2,09 \text{ mV}$$

De esta forma, la tensión de salida resulta:

$$V_o = -V_{o1} \frac{\alpha R_2}{R_2}$$

Tomando valor absoluto y reemplazando  $V_{o1}$  se obtiene el siguiente error por tensión de offset para el amplificador 1:

$$\left( \Delta V_o \right)_{V_{os1}} = 2,09 [\text{mV}] \alpha$$

$$\left( \Delta V_o \right)_{V_{os1}} = 2,09 [\text{mV}] 21,63$$

$$\left( \Delta V_o \right)_{V_{os1}} = 45,2 \text{ mV}$$

#### Amplificador U2:

Aplicando una tensión  $V_{os2}$  en la pata positiva de U2 se obtiene a la salida de este:

$$V_o = \frac{A_d V_{os2}}{1-T} \quad \text{con} \quad T = -A_d \left( \frac{R_2}{R_2 + \alpha R_2} \right)$$

Reemplazando:

$$V_o = \frac{A_d V_{os2}}{1 + A_d \left( \frac{R_2}{R_2 + \alpha R_2} \right)}$$

Haciendo tender  $A_d$  a infinito:

$$V_o = V_{os2} (1 + \alpha)$$

Reemplazando  $V_{os2}$  y  $\alpha$ :

$$\left( \Delta V_o \right)_{V_{os2}} = 2 [\text{mV}] 22,36$$

$$\left( \Delta V_o \right)_{V_{os2}} = 43 \text{ mV}$$

#### **Corrientes de Offset**

##### Amplificador U1:

En este caso se considerará que la realimentación de este amplificador se encuentra pasivada. A su vez, también las tensiones de entrada se encuentran pasivadas. Entonces, las corrientes de polarización en el terminal positivo y negativo resultan:

$$I_{pol1}^+ = 0 \quad \text{y} \quad I_{pol1}^- = -\frac{v^-}{(R_1 / \alpha R_1)}$$

La tensión de salida de este amplificador resulta:

$$V_{o1} = - \frac{A_d v^-}{1-T}$$

$$V_{o1} = \frac{I_{pol}^- (R_1 / \alpha R_1) A_d}{1-T}$$

$$V_{o1} = \frac{I_{pol}^- A_d \frac{R_1 \alpha}{\alpha+1}}{1-T}$$

Donde T es igual a:

$$T = - A_d \left( \frac{\alpha}{\alpha+1} \right)$$

Reemplazando y haciendo tener Ad a infinito:

$$V_{o1} = I_{pol1}^- R_1$$

Entonces, el error por corrientes de offset del amplificador 1 resulta:

$$(\Delta V_o)_{I_{os1}} = - V_{o1} \alpha$$

$$(\Delta V_o)_{I_{os1}} = I_{pol1}^- R_1 \alpha$$

Del datasheet se obtiene  $I_{pol}^- = 45 \text{ nA}$ :

$$(\Delta V_o)_{I_{os1}} = 45 [\text{nA}] 47 [\text{k}\Omega]$$

$$(\Delta V_o)_{I_{os1}} = 2,115 \text{ mV}$$

Cabe aclarar que si las resistencias en los terminales positivos y negativos fuesen iguales, este error se podría haber reducido.

#### Amplificador U2:

Si ahora se considera que la realimentación del segundo amplificador se encuentra pasivada, manteniendo aún pasivadas las fuentes de tensión se obtiene:

$$I_{pol2}^+ = 0 \quad \text{y} \quad I_{pol2}^- = - \frac{v^-}{(R_2 / \alpha R_2)}$$

La tensión de salida de este amplificador resulta:

$$V_o = - \frac{A_d v^-}{1-T}$$

$$V_o = \frac{I_{pol}^- (R_2 / \alpha R_2) A_d}{1-T}$$

$$V_{o1} = \frac{I_{pol}^- A_d \frac{R_2 \alpha}{\alpha+1}}{1-T}$$

Donde T es igual a:

$$T = - A_d \left( \frac{1}{1+\alpha} \right)$$

Reemplazando y haciendo tener Ad a infinito:

$$(\Delta V_o)_{I_{os2}} = I_{pol}^- R_2 \alpha$$

$$(\Delta V_o)_{I_{os2}} = 2,115 \text{ mV}$$

## Ganancia Diferencial Finita

### Amplificador U1:

El error debido a la ganancia diferencial finita a la salida de este amplificador se obtiene de la siguiente forma:

$$V_{o1} = \frac{FS}{T} \quad \text{con} \quad T = -A_d \left( \frac{\alpha}{\alpha+1} \right)$$

Reemplazando, y teniendo en cuenta que  $A_d = 100 \text{ dB}$ , o bien 100000 veces y el fondo de escala es de 5V

$$V_{o1} = \frac{FS}{A_d \left( \frac{\alpha}{\alpha+1} \right)}$$

$$V_{o1} = \frac{FS}{A_d} \left( 1 + \frac{1}{\alpha} \right)$$

Entonces, el error debido a que la ganancia diferencial es finita resulta:

$$(\Delta V_o)_{A_{d1} \neq \infty} = \frac{FS}{A_d} (\alpha + 1)$$

$$(\Delta V_o)_{A_{d1} \neq \infty} = \frac{5}{100000} (21, 36 + 1)$$

$$(\Delta V_o)_{A_{d1} \neq \infty} = 1, 12 \text{ [mV]}$$

### Amplificador U2:

Análogamente se obtiene:

$$(\Delta V_o)_{A_{d2} \neq \infty} = \frac{FS}{T}$$

$$(\Delta V_o)_{A_{d2} \neq \infty} = \frac{FS}{A_d \left( \frac{1}{1+\alpha} \right)}$$

$$(\Delta V_o)_{A_{d2} \neq \infty} = \frac{FS}{A_d} (1 + \alpha)$$

$$(\Delta V_o)_{A_{d2} \neq \infty} = \frac{5}{100000} (1 + 21, 36)$$

$$(\Delta V_o)_{A_{d2} \neq \infty} = 1, 12 \text{ [mV]}$$

## RRMC finita

### Amplificador U1:

Para calcular este error, suponemos una fuente de valor  $V_c/RRMC$  conectada en la pata positiva de dicho amplificador. A la salida se obtiene:

$$V_{o1} = \frac{FS}{RRMC}$$

Del datasheet se obtiene una  $RRMC = 85 \text{ [dB]}$  o bien 17783 veces. El error debido a que se tiene una  $RRMC$  finita resulta:

$$(\Delta V_o)_{RRMC_1 \neq \infty} = V_{o1} \alpha$$

$$(\Delta V_o)_{RRMC_1 \neq \infty} = \frac{FS}{RRMC} \alpha$$

$$(\Delta V_o)_{RRMC_1 \neq \infty} = \frac{5}{17783} 21, 36$$



$$(\Delta V_o)_{RRMC_1 \neq \infty} = 6[mV]$$

### Amplificador U2:

Análogamente se obtiene:

$$(\Delta V_o)_{RRMC_2 \neq \infty} = \frac{FS}{RRMC}$$

$$(\Delta V_o)_{RRMC_2 \neq \infty} = 0,281[mV]$$

### **III.1.e. Máxima precisión alcanzable**

El error total resulta de la suma de todos los errores calculados anteriormente:

$$e_T = (\Delta V_o)_{V_{os1}} + (\Delta V_o)_{V_{os2}} + (\Delta V_o)_{I_{os1}} + (\Delta V_o)_{I_{os2}} + (\Delta V_o)_{A_{d1}} + (\Delta V_o)_{A_{d2}} + (\Delta V_o)_{RRMC_1} + (\Delta V_o)_{RRMC_2}$$

$$e_T = 101[mV]$$

Entonces, la máxima precisión que se puede alcanzar es:

$$n = \log_2 \left( \frac{FS}{e_T} \right)$$

$$n = 5,63$$

Por lo tanto se toma  $n = 6$

### **III.2. Simulación**

Después de realizar un análisis teórico del circuito 1, vamos a simularlo para poder tener una idea más precisa de su comportamiento real.

#### **III.2.a. Vo/Vd (ganancia del amplificador)**

Para un valor aleatorio de  $\beta$  se obtuvo una tensión diferencial  $V_d=76.92mV$  y una tensión de salida  $V_o=1.71$

$$V_d=76.92255mV$$

$$V_o=1.7197649V$$

$$G=1.72/76.9m=22.37$$

**III.2.b.  $V_o=f(\beta)$** 

Para realizar esta medición, se fue variando el valor de  $\beta$  en un rango de  $[0.1, 1.5]$  y en función de esa variación se obtuvieron los siguientes valores de  $V_o$ :

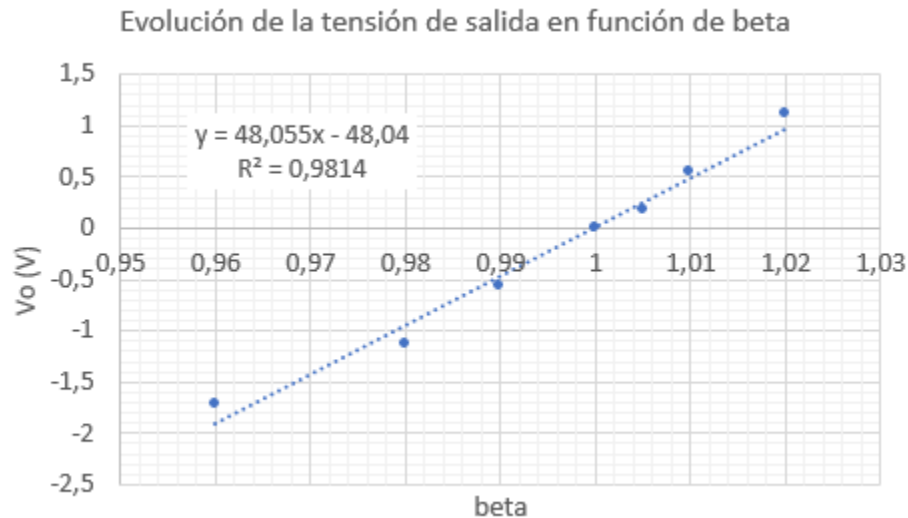
| $\beta$ | $V_o$ (V) |
|---------|-----------|
| 0.1     | -5.0      |
| 0.3     | -5.0      |
| 0.6     | -5.0      |
| 0.96    | -1.72     |
| 0.98    | -1.13     |
| 0.99    | -0.561    |
| 1       | 0.00      |
| 1.005   | 0.169     |
| 1.01    | 0.556     |
| 1.02    | 1.11      |
| 1.03    | 3.5       |
| 1.1     | 3.5       |
| 1.2     | 3.5       |

*Figura 15: Valores de  $V_o$  en función de  $\beta$*

Se observa una rápida saturación del sistema ante pequeñas variaciones de beta

**III.2.c. Sensibilidad nominal del circuito {puente + amplificador} (v.gr. :  $dV_o/d\beta$  para  $\beta=1$ ).**

Con los valores obtenidos en el punto anterior, se realizó un gráfico de la tensión de salida en función de beta (figura 16) para aquellos valores en los cuales el sistema no se encuentra saturado con el fin de calcular la sensibilidad nominal del circuito, determinada por la pendiente de esta. Se obtuvo una pendiente de 48,055



*Figura 16: Gráfico de la evolución de Vo en función de  $\beta$*

### III.2.d. Error debido a la tensión de offset

Para simular el error debido a la tensión de offset inicialmente se pasivaron todas las fuentes de tensión de entrada y se colocó una tensión de offset de 2 mV en la pata positiva del primer amplificador. Se obtuvieron los siguientes valores de tensión de salida en cada amplificador:

$$(\Delta V_{o1})_{V_{os1}} = 2,0 \text{ [mV]}$$

$$(\Delta V_o)_{V_{os1}} = 44 \text{ [mV]}$$

Análogamente, se colocó una tensión de offset de 2 mV en la pata positiva del segundo amplificador, obteniendo los siguientes resultados:

$$(\Delta V_{o1})_{V_{os2}} = 79,1 \text{ [\mu V]}$$

$$(\Delta V_o)_{V_{os2}} = 45 \text{ [mV]}$$

### III.3. Comparación de los resultados teóricos y de simulación

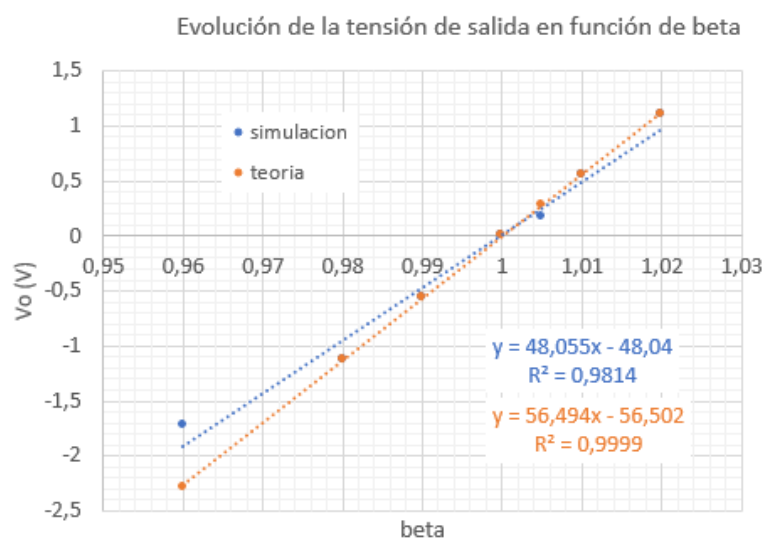
La Figura 17 presenta los valores de la ganancia y de sensibilidad obtenidos por análisis teórico y por simulación y los errores relativos. Podemos notar que la ganancia obtenida por simulación y la ganancia teórica son muy parecidas el error relativo siendo menor a 5%. También, los valores de sensibilidad teórica y aquello obtenido por simulación son coherentes. En efecto, el error es más grande que para la ganancia (14.3%) pero sigue aceptable.

En la Figura 18, están representadas la evolución de la salida en función de beta teórica y aquella obtenida por simulación. Se puede observar que los valores obtenidos son bastante parecidos. El error entre el valor de sensibilidad teórica y aquello obtenido por simulación es bastante pequeño (ver Figura 17). Notamos que la sensibilidad obtenida por simulación es más pequeña que la teórica.

Para terminar, vemos en la Figura 19 que los valores teóricos y simulados de los errores en la tensión de salida debido a los offsets de tensión de los amplificadores operacionales son muy parecidos (con un error relativo menor al 5%).

| Ganancia teórica | Ganancia por simulación | error relativo Ganancia teo/simu (%) | Sensibilidad teórica (V) | Sensibilidad por simulación (V) | error relativo Sensibilidad teo/simu (%) |
|------------------|-------------------------|--------------------------------------|--------------------------|---------------------------------|--|
| 22.36            | 22.37                   | 4.5                                  | 56                       | 48                              | 14.3                                     |

*Figura 17: Valores de ganancia y de sensibilidad obtenidos por análisis teórico y por simulación y errores relativos*



*Figura 18: Evolución teórica y simulada de la tensión de salida en función de beta*

| $(\Delta V_o)_{V_{os1}, \text{teórico}}$<br>(mV) | $(\Delta V_o)_{V_{os1}, \text{simu}}$<br>(mV) | error relativo $(\Delta V_o)_{V_{os1}}$ (%) | $(\Delta V_o)_{V_{os2}, \text{teórico}}$<br>(mV) | $(\Delta V_o)_{V_{os2}, \text{simu}}$<br>(mV) | error relativo $(\Delta V_o)_{V_{os2}}$ (%) |
|--|---|---|--|---|---|
| 45.2   | 44  | 2.7   | 43   | 45  | 4.7   |

*Figura 19: Valores de los errores debido a las tensiones de offset en la tensión de salida del circuito obtenidos por análisis teórico y por simulación y errores relativos*

## **Conclusión**

En ese trabajo de laboratorio, vimos que el circuito 1 (sumador), tal como lo diseñamos, tiene una ganancia un poco inferior a 30 veces en la banda de frecuencia calculada de 16,7 kHz, sin embargo, los resultados obtenidos mediante la simulación fueron bastante cercanos con errores relativos no tan elevados, obteniendo ganancias alrededor de 28,5 veces y una frecuencia de corte de 14,5 [kHz].

Además, a partir de los datos proporcionados por el datasheet del amplificador operacional empleado se realizó un cálculo del error de tensión de offset, es decir, el valor de tensión a la salida cuando no se le aplica tensión de entrada al amplificador. Los resultados obtenidos tanto en simulación como en la teoría fueron acordes a los resultados esperados por un amplificador de buena calidad, ya que esta se encontraba en el orden de los [mV]

Por último, se pudo verificar la condiciones límites del circuito, determinadas por los valores máximos de tensiones de entrada a partir de las cuales la onda de salida se comienza a distorsionar. Se observó que cuando la suma de entradas equivale a valores superiores a 333 [mV] la salida de la onda se recorta al superar los valores de  $\pm 10$  [V]. Para el circuito 2 (Puente y Amplificador) inicialmente se calculó la ganancia en términos de la tensión diferencial proporcionada por el puente. En este caso los valores obtenidos en simulación fueron muy similares a los calculados teóricamente, obteniendo para el primer caso una ganancia de 22,37 veces y, para el segundo caso, de 22,36 veces.

Luego, se calculó la ganancia en términos de la variable  $\beta$ , la cual permitía modificar la tensión diferencial a la entrada del amplificador. Se observó que mediante pequeños cambios de esta variable, se generan grandes cambios a la tensión de salida, lo cual podría llevar rápidamente a la saturación del amplificador. Los resultados obtenidos mediante la simulación fueron acordes respecto a lo calculado.

Finalmente, se calcularon los errores debido a tensiones de offset, corrientes de bias, ganancia diferencial finita y RRMC finita. Para ello, se buscaron los datos necesarios en el datasheet del amplificador empleado. Los resultados obtenidos concuerdan con lo esperado, obteniendo un error total del orden de los mV. Por último, con el error total se calculó la máxima precisión alcanzable en bits