

Universidad de Costa Rica

Facultad de Ingeniería

Escuela de Ingeniería Eléctrica

IE0408 – Laboratorio Eléctrico II

I ciclo 2015

Reporte

Estudio de las Principales Características de los Amplificadores Operacionales

Efrén Castro Cambroner, B11602
Oldemar Ramírez Rodríguez, B25454

Grupo 01

Sub-Grupo 06

Profesor: Jaime Cascante Vindas

15 de Marzo de 2015

Índice

1. Objetivos	1
1.1. Ojetivo General	1
1.2. Objetivos Específicos	1
2. Nota teórica	2
2.1. Cuestionario	3
2.1.1. ¿Qué provoca el voltaje <i>offset</i> de salida de un amplificador operacional y cómo se puede disminuir utilizando un LM741 y un LF353).	3
2.2. Reseñe brevemente la teoría acerca del Slew Rate y la gráfica ganancia–ancho de banda y sus puntos de importancia, como frecuencia de corte y de ganancia unitaria o cruce por 0dB, ganancia máxima y ancho de banda de ganancia unitaria, además de la frecuencia de potencia plena	5
2.2.1. Slew Rate	5
2.2.2. Ganancia Ancho de Banda	5
2.3. Utilizando como guía los puntos mencionados en el punto 2, ubique o calcule (con ayuda de las hojas del fabricante) y agrupe en una tabla los valores típicos, mínimos y máximos (si es posible) de los amplificadores que se utilizarán en este experimento	6
2.3.1. ¿ Por qué el fabricante generalmente valores máximos de operación en las hojas de datos?	7
2.3.2. ¿Qué ventajas existen de utilizar un Amplificador de Instrumentación?	7
3. Lista de equipo	8
4. Lista de componentes	8
5. Corrección en el Diseño	9
6. Resultados experimentales y análisis de resultados	9
6.1. Amplificador operacional UA741	9
6.1.1. Medición de la tensión <i>offset</i>	9
6.1.2. Ganancia diferencial	10
6.1.3. Ganancia en modo común	11
6.1.4. Cálculo del CMRR	12
6.1.5. Barrido de frecuencias	12
6.2. Medición del slew rate	14
6.2.1. Ganancia ajustable, y ganancia de 100 dB	16
6.3. Amplificador operacional LF353P	17
6.3.1. Medición de la tensión <i>offset</i>	17
6.3.2. Ganancia diferencial	17
6.3.3. Ganancia en modo común	19
6.3.4. Cálculo del CMRR	19
6.3.5. Barrido de frecuencias para el LF353	20
6.3.6. Medición del slew rate	22
6.3.7. Ganancia ajustable, y ganancia de 100 dB	24

7. Conclusiones y recomendaciones	25
7.1. Conclusiones	25
7.2. Recomendaciones	25
A. Anexos	26
A.1. Anteproyecto	26

Índice de figuras

1.	Etapas de un amplificador operacional	2
2.	Diagrama de pines del LM741	3
3.	Conexión para regular la tensión <i>offset</i>	4
4.	Conexión para disminución del <i>offset</i> del LF353	4
5.	Gráfica de Ganancia de un Amplificador operacional	6
6.	Simulación del <i>offset</i> del uA741C	9
7.	Señal de entrada y salida del circuito	10
8.	Simulación de ganancia diferencial del uA741C	11
9.	Simulación de ganancia en modo común del uA741C	11
10.	Diagrama de bode experimental	13
11.	Diagrama de Bode experimental	13
12.	Captura del osciloscopio para el <i>slew rate</i> del 741	14
13.	Cambio <i>slew rate</i> con volts por división iguales	15
14.	<i>Slew rate</i> de $0,382 \text{ V}/\mu\text{s}$ con $f = 20k \text{ Hz}$ para el uA741	16
15.	Simulación del <i>offset</i> del 353p	17
16.	Señal de entrada y salida del circuito	18
17.	Simulación de ganancia en modo común del 353p	18
18.	Simulación de ganancia en modo común del 353p	19
19.	Diagrama de bode experimental	21
20.	Diagrama de Bode experimental	21
21.	Captura del osciloscopio para el <i>slew rate</i> del 353	22
22.	Cambio <i>slew rate</i> con volts por división iguales	23
23.	<i>Slew rate</i> de $8.0058 \text{ V}/\mu\text{s}$ con $f = 1,9M \text{ Hz}$ para el LF 353p	23

Índice de tablas

1.	Valores mínimos, típicos y máximos para el LM741	6
2.	Valores mínimos, típicos y máximos para el LF353	7
3.	Lista de equipos	8
4.	Lista de componentes	8
5.	Barrido de frecuencias para el 741	12
6.	Barrido de frecuencias para el 353	20

1. Objetivos

1.1. Ojetivo General

Estudiar las principales características de los amplificadores operacionales

1.2. Objetivos Específicos

- Estudiar las principales características de los amplificadores.
- Evaluar el desempeño de distintas configuraciones de amplificadores de instrumentación ante condiciones de operación real.
- Diseñar experimentos que permitan comparar el desempeño de las distintas configuraciones estudiadas.

2. Nota teórica

Un amplificador operacional es un circuito muy elaborado en el que generalmente se utilizan más de 20 transistores. Un operacional típico está constituido por cuatro bloques. El primero es un amplificador diferencial con entradas tipo Darlington o utilizando varios FET y una fuente de corriente constante. El siguiente bloque es un amplificador lineal de alta ganancia, generalmente otro amplificador diferencial. Si las tensiones de entrada V_1 y V_2 son cero, y existe un nivel DC a la salida del operacional, se emplea un circuito desplazador de nivel, por ejemplo un amplificador cascado. La etapa final es un amplificador de salida, habitualmente uno de simetría complementaria o configuración push-pull.

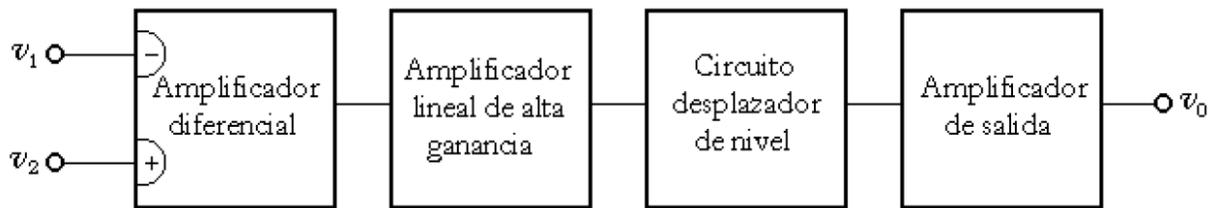


Figura 1: Etapas de un amplificador operacional [3]

$$V_0 = A_d(V_2 - V_1) + A_{cm} \frac{(V_2 - V_1)}{2} \quad (1)$$

si

$$V = V_2 = V_1 \quad (2)$$

se tiene que,

$$A_{cm} = \frac{V_0}{V} \quad (3)$$

y si

$$V = V_2 = -V_1 \quad (4)$$

se tiene que,

$$A_d = \frac{V_0}{V} \quad (5)$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} \quad (6)$$

$$CMRR_{dB} = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{cm}} \right) \quad (7)$$

Entre las especificaciones eléctricas de mayor importancia se puede mencionar el voltaje de desvío u offset DC de salida, corrientes de polarización o BIAS de entrada, impedancias de entrada y salida, CMRR y disipación de potencia total.

La operación de los amplificadores tiende a ser inestable, por ello, para asegurar estabilidad, los amplificadores operacionales se construyen con circuitería de compensación interna. Esto causa, inevitablemente, que la alta ganancia de lazo abierto disminuya con el incremento de frecuencia. Las especificaciones de parámetros de frecuencia más importantes son la variación ganancia – ancho de banda, la rapidez de respuesta o slew rate, el tiempo de subida y la frecuencia máxima de operación.

2.1. Cuestionario

2.1.1. ¿Qué provoca el voltaje *offset* de salida de un amplificador operacional y cómo se puede disminuir utilizando un LM741 y un LF353).

La tensión *offset*, es la tensión continua que aparece en la salida cuando la diferencia de tensión entre los terminales inversor y no inversor es cero. Esto se debe a que los transistores internos del amplificador operacional no son iguales, produciendo una señal diferencial interior, que a la salida aparecerá amplificada. La ecuación para el amplificador de instrumentación se ve afectada de la siguiente forma:

$$V_0 = A_d(V_2 - V_1) + A_{cm}\left(\frac{V_2 + V_1}{2}\right) + V_{offset} \quad (8)$$

La tensión *offset* produce un error bastante significativo, sobretodo en etapas de alta ganancia. Por lo tanto es necesario anularla. Dicho proceso se puede llevar a cabo de varias maneras.

- Interna: lo proporciona el fabricante mediante unos terminales específicos en el chip del amplificador operacional.
- Externa: mediante un circuito universal de ajuste de off-set, cuya salida se aplica a alguna de las entradas del amplificador operacional.[1]

El amplificador operacional LM741 posee dos pines disponibles para realizar esto. Estos pines (1 y 5) internamente están conectados a las entradas del amplificador diferencial. Debido a que los cambios de temperatura hacen cambiar el *offset*, se hace necesario estar calibrando este valor constantemente, lo cual es una desventaja, ya que es un proceso monótono y muy variable.

Primero se debe de medir el valor del *offset* de la tensión de salida. conectando la terminal inversora y la no inversora a tierra, dejando solamente la alimentación del amplificador operacional. Se procede a medir la tensión de salida.

Una vez medido el *offset*, se conecta un potenciómetro a las terminales 1, 5 y V_{cc}^- (llamada pines *offset null*), y se conecta la tercera patilla del potenciómetro a la alimentación negativa. Según la hoja de datos del LM741 de Texas Instruments, se recomienda utilizar un potenciómetro de $10K\Omega$.

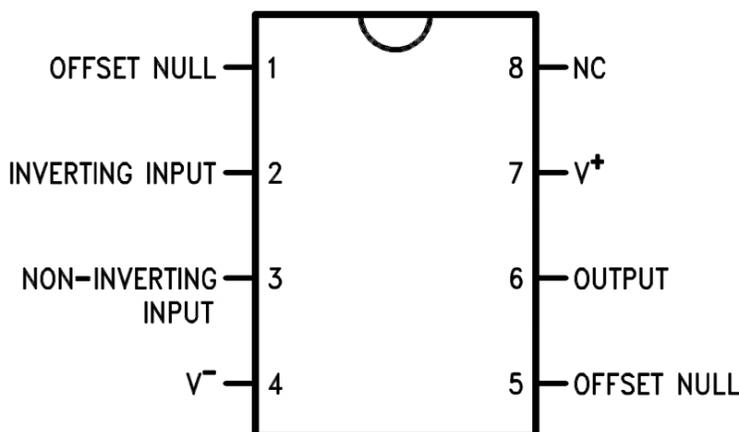


Figura 2: Diagrama de pines del LM741
[2]

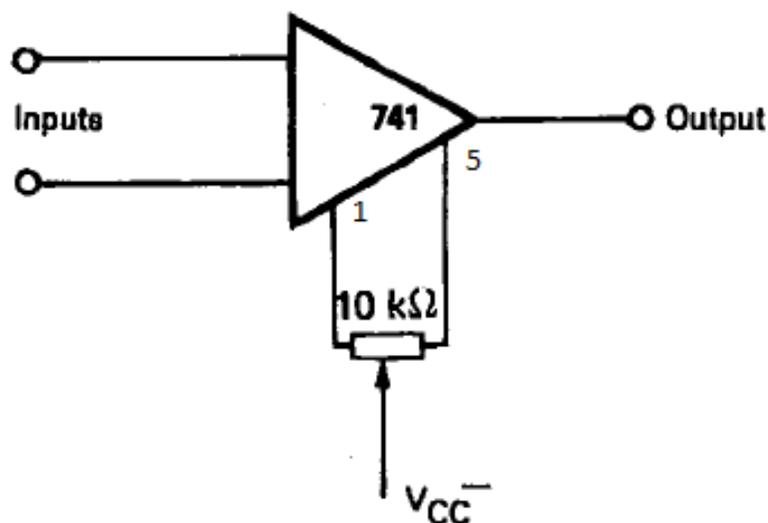


Figura 3: Conexión para regular la tensión *offset*
[2]

Con el amplificador LF353, se puede notar que éste no cuenta con terminales para eliminación o disminución de los efectos del *offset*; la solución de esto es utilizar una resistencia variable en la terminal positiva del amplificador. A continuación se presenta la configuración mencionada.

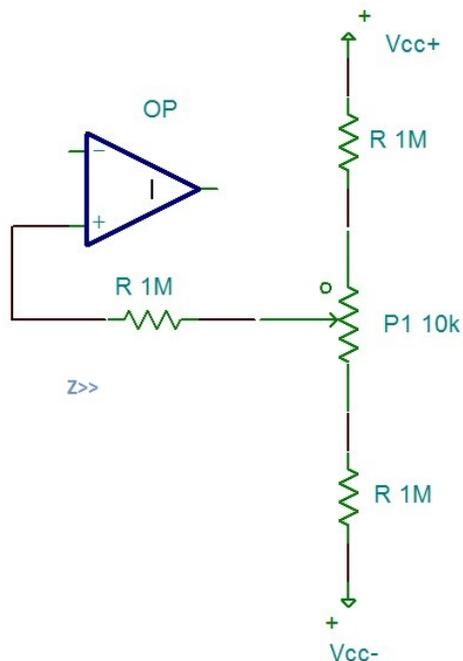


Figura 4: Conexión para disminución del *offset* del LF353

2.2. Reseñe brevemente la teoría acerca del Slew Rate y la gráfica ganancia–ancho de banda y sus puntos de importancia, como frecuencia de corte y de ganancia unitaria o cruce por 0dB, ganancia máxima y ancho de banda de ganancia unitaria, además de la frecuencia de potencia plena

2.2.1. Slew Rate

Es la tasa máxima a la cual la salida del amplificador puede cambiar en volts por segundo ($V/\mu s$), o sea es la variación y rapidez de un cambio de voltaje en la entrada y su efecto en la respuesta de salida. Nos dice que tan eficiente es un amplificador a los diferentes tipos de entrada, si estas cambian a un tiempo menor que la respuesta del amplificador, puede que la salida se distorsione.

$$SR = \frac{\Delta V_0}{\Delta t} = \left. \frac{dV_0}{dt} \right|_{max} \quad (9)$$

Un valor de Slew Rate alto indica que la tensión de salida alcanzará un valor máximo en un tiempo relativamente corto, mientras que un Slew Rate bajo hace que el amplificador operacional opere de una forma lenta. Una consecuencia importante que se debe tomar en cuenta es que si se intenta variar la señal de salida a un valor superior que el valor del Slew Rate, se obtendrá una distorsión o mejor dicho ocurrirá un recorte de la señal, perdiendo así el amplificador operacional sus características lineales.

La máxima frecuencia (f_{max}) de operación del amplificador operacional no solamente depende del ancho de banda (f_c), sino que puede estar limitada por el SR. Para determinar esa frecuencia se resuelven las siguientes desigualdades:

$$f_c \leq \frac{SR}{2\pi V_a} \Rightarrow f_{max} = f_c \quad (10)$$

$$f_c > \frac{SR}{2\pi V_a} \Rightarrow f_{max} = \frac{SR}{2\pi V_a} \quad (11)$$

Donde la ecuación 10 indica la limitación del ancho de banda y la 15 muestra la limitación del SR.

2.2.2. Ganancia Ancho de Banda

Conforme se incrementa la frecuencia, la ganancia de un Amplificador Operacional decae, esto se debe a las redes de compensación internas incluidas en un amplificador. En las hojas de fabricante o especificaciones de los amplificadores operacionales, se proporciona una descripción de la ganancia en función del ancho de banda. En estas gráficas se observa que si se disminuye la frecuencia haciéndola cada vez más cercana a cero, la ganancia aumenta hasta un valor llamado por el fabricante como ganancia diferencial de tensión (A_o) y que generalmente tiene un valor bastante grande. Se infiere entonces que si se incrementa la frecuencia de la señal de entrada, la ganancia de lazo abierto cae hasta tomar finalmente el valor unitario. El fabricante especifica ese valor como el ancho de banda de ganancia unitaria (B_1) y el punto donde la ganancia se reduce a 1 dB se conoce como frecuencia de ganancia unitaria (f_1). Ahora se debe tener presente otra frecuencia, a la cual la ganancia llega a un 70,7% de su valor final y que proporciona importante información acerca del amplificador; esta frecuencia es la frecuencia de corte (f_c).

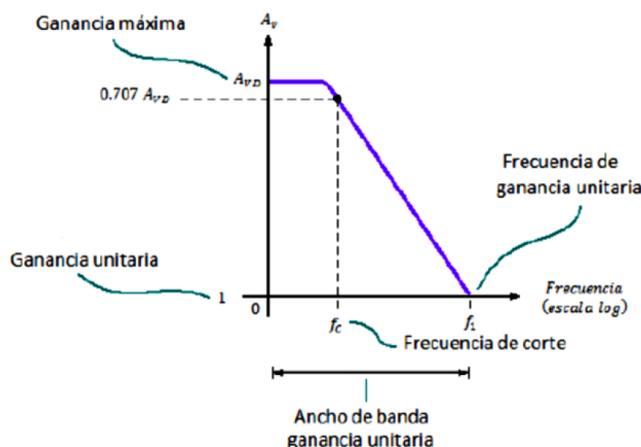


Figura 5: Gráfica de Ganancia de un Amplificador operacional

2.3. Utilizando como guía los puntos mencionados en el punto 2, ubique o calcule (con ayuda de las hojas del fabricante) y agrupe en una tabla los valores típicos, mínimos y máximos (si es posible) de los amplificadores que se utilizarán en este experimento

A continuación, utilizando las hojas de datos para el LM741 y el LF353, se ubican los valores máximos, típicos y mínimos de los parámetros que se estudian en el presente experimento.

Tabla 1: Valores mínimos, típicos y máximos para el LM741

Parámetro	Valor mínimo	Valor Típico	Valor máximo	Unidad
Tensión de alimentación (V_{cc})	-	± 15	± 22	V
Tensión Offset	-	± 15	-	mV
Corriente BIAS	-	80	500	nA
Ganancia Lazo Abierto (A_{vol})	20	200	-	V/mV
CMRR	70	90	-	dB
Slew Rate	0.25	0.5	-	V/ μ s
Producto ganancia Ancho de Banda	0.7	1	1.6	MHz

Tabla 2: Valores mínimos, típicos y máximos para el LF353

Parámetro	Valor mínimo	Valor Típico	Valor máximo	Unidad
Tensión de alimentación (V_{cc})	± 3.5	-	± 18	V
Corriente BIAS	-	50	200	pA
Ganancia Lazo Abierto (A_{vol})	25	100	-	V/mV
CMRR	70	100	-	dB
Slew Rate	8	13	-	V/ μ s
GBW	2.7	4	-	MHz

2.3.1. ¿ Por qué el fabricante generalmente valores máximos de operación en las hojas de datos?

Esto se debe a que el fabricante, desea que el funcionamiento del dispositivo sea estable. El mismo da un valor mínimo de parámetros de funcionamiento, pero no da el máximo, ya que de hacer esto, el usuario podría llevar el dispositivo a tales valores y trabajarlo en su límite, aumentando la probabilidad de falla. Por esto es que el fabricante solo da valores mínimos de operación, así como los valores de operación típicos, donde se conoce que el dispositivo funciona como se debe con una muy baja probabilidad de fallar. los valores mostrados son solo una guía de diseño no son para testear el componente. [4]

2.3.2. ¿Qué ventajas existen de utilizar un Amplificador de Instrumentación?

Los Amplificadores de Instrumentación son dispositivos creados a partir de Amplificadores Operacionales y están dirigidos a sistemas de alta precisión, por ejemplo en las unidades de adquisición de datos se utiliza al menos uno de ellos.

Por lo general presentan un CMRR alto, con lo cual se puede decir que son amplificadores altamente diferenciales, al ser altamente diferenciales permiten mayor inmunidad al ruido, además su versatilidad permite utilizarlo como amplificador inversor o no inversor.

Un amplificador de instrumentación garantiza una ganancia que sea seleccionable, la cual se establece por medio de un único elemento analógico como un potenciómetro, o bien, por medio de un conmutador estable y lineal. Además un amplificador de instrumentación tiene la ventaja de que presenta un ancho de banda ajustable con el diseño, así como un factor de ruido muy próximo a la unidad, esto es, que no se incremente el ruido y una razón de rechazo al rizado a la fuente de alimentación muy alto.

Estos dispositivos, típicamente se implementan con tres amplificadores operacionales, y no solamente con uno.

- Impedancia de entrada de 300 $M\Omega$.
- La ganancia de tensión desde la entrada diferencial a la salida, se constituye de una sola resistencia.
- La ganancia de tensión desde la entrada diferencial a la salida, se constituye de una sola resistencia.

- La tensión de salida no depende de la tensión común a V_{in1} y V_{in2} , sino a la diferencia entre ellas.
- Un CMRR muy alto, mayor o igual a 100 dB.

3. Lista de equipo

La lista de equipos utilizados en el experimento se muestra en la tabla 3.

Tabla 3: Lista de equipos

Equipo	Sesión 1		Sesión 2	
	Modelo	Placa	Modelo	Placa
Osciloscopio	TDS1001B	280682	TDS1001B	280682
Fuente DC analógica	CPS250	193392	CPS250	193392
Fuente DC digital	E3630A	326003	E3630A	326003
Medidor multifunción	E34405A	345586	E34405A	345586
Generador de señales	LX1-33210A	345586	LX1-33210A	345586

4. Lista de componentes

La lista de componentes utilizados en el experimento se muestra en la tabla 4.

Tabla 4: Lista de componentes

Componente	Sigla	Valor nominal	Valor medido
Amplificador	uA741CN	-	-
Amplificador	LF353P	-	-
Resistor	R1	1 $k\Omega$	1,0071 $k\Omega$
Resistor	R2	1 $k\Omega$	989,08 Ω
Resistor	R3	10 $k\Omega$	10,916 $k\Omega$
Resistor	R4	10 $k\Omega$	9,9142 $k\Omega$
Resistor	R5	8.2 $k\Omega$	8,33 $k\Omega$
Resistor	R6	1 $k\Omega$	977,8 Ω
Resistor	R7	1 $k\Omega$	991 Ω
Resistor	R8	1 $M\Omega$	996,78 $k\Omega$
Resistor	R9	1 $M\Omega$	1,002 $M\Omega$
Resistor	R10	1 $M\Omega$	998,25 $k\Omega$
Potenciómetro	P1	10 $k\Omega$	7 - 8024 Ω
Potenciómetro	P2	1 $M\Omega$	10 - 998,8 $k\Omega$
Trimmer	T1	1 $k\Omega$	1 - 1001,1 Ω

5. Corrección en el Diseño

No hubo correcciones al diseño, a excepción de la nota teórica. Donde el potenciómetro de la configuración de la figura 4 se cambió por uno de $1\text{ M}\Omega$.

6. Resultados experimentales y análisis de resultados

6.1. Amplificador operacional UA741

6.1.1. Medición de la tensión offset

Una vez armada la configuración en lazo cerrado con entradas a tierra se obtuvo una salida de:

$$V_{offset} = 11\text{ mV}$$

Tensión considerable para el resto del experimento, entonces, al colocar el potenciómetro en los pines de *offset null* se corrigió esta tensión a un valor de:

$$V_{offset} = 0,3\text{ mV}$$

Este valor ya es menor que 1 mV . Los pasos del potenciómetro fueron de $5,1\text{ k}\Omega$ al pin 1 y $3,1\text{ k}\Omega$ al pin 5.

La simulación del circuito con los parámetros reales medidos es la siguiente:

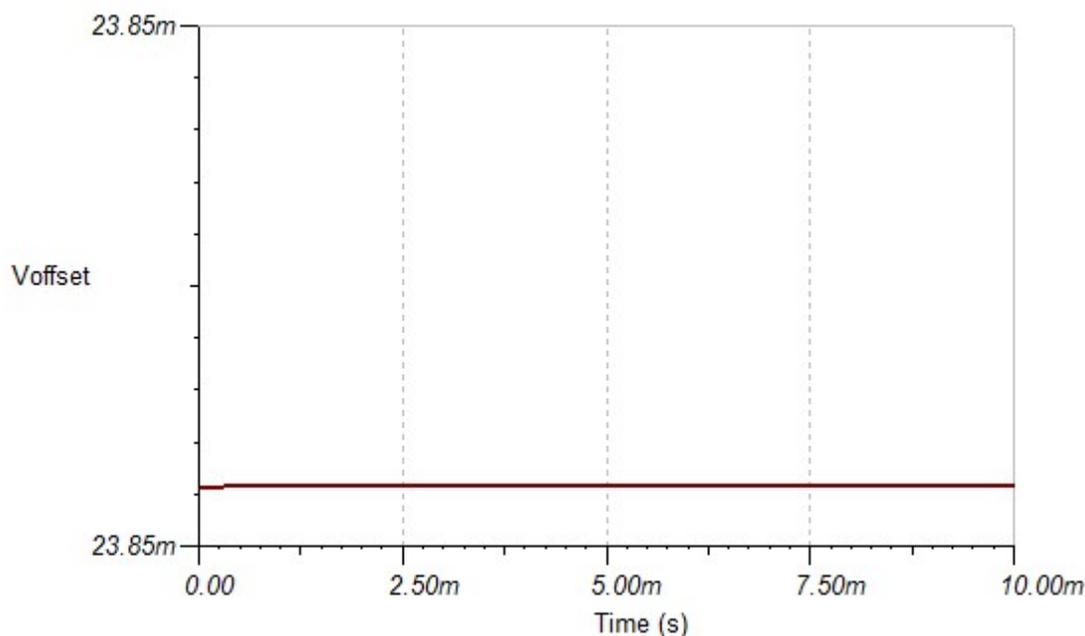


Figura 6: Simulación del offset del uA741C

Como se puede observar, el offset es de $23,85\text{ mV}$, entonces, el experimental dió un mejor resultado.

6.1.2. Ganancia diferencial

Una vez modificada las entradas a $V_a = 0,5 \text{ V}$ y $V_b = -0,5 \text{ V}$, La ganancia experimental fue:

$$A_d = \frac{10,76 \text{ V}}{0,5 \text{ V} - -0,5 \text{ V}} = 10,76$$

La captura del osciloscopio:

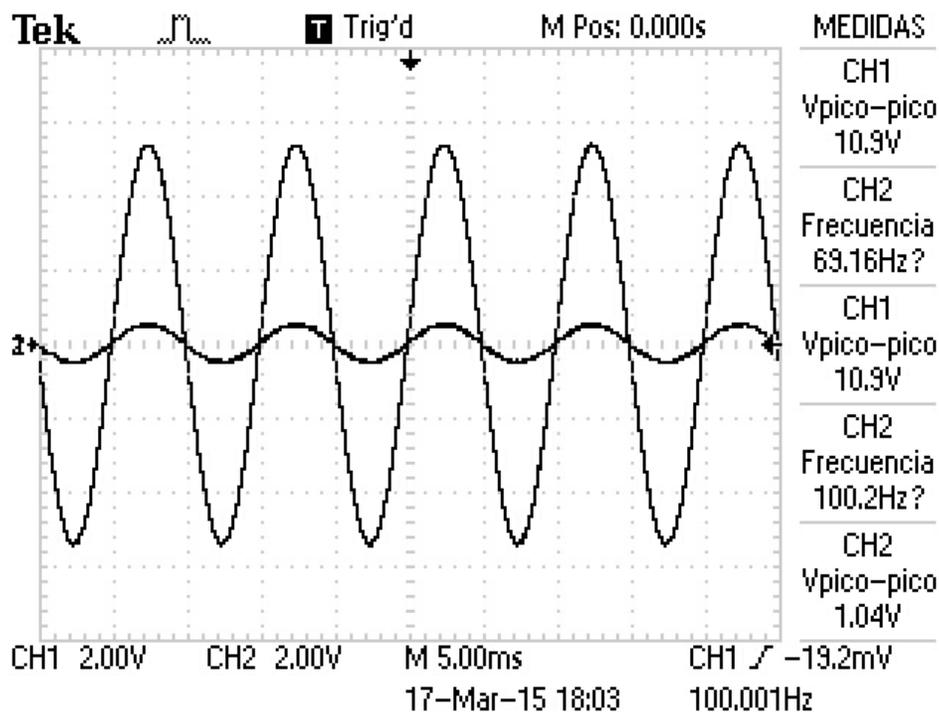


Figura 7: Señal de entrada y salida del circuito

El porcentaje de error con respecto al valor teórico fue de:

$$\%Error = \frac{10,76 - 10}{10} \cdot 100 = 7,6 \%$$

Simulación:

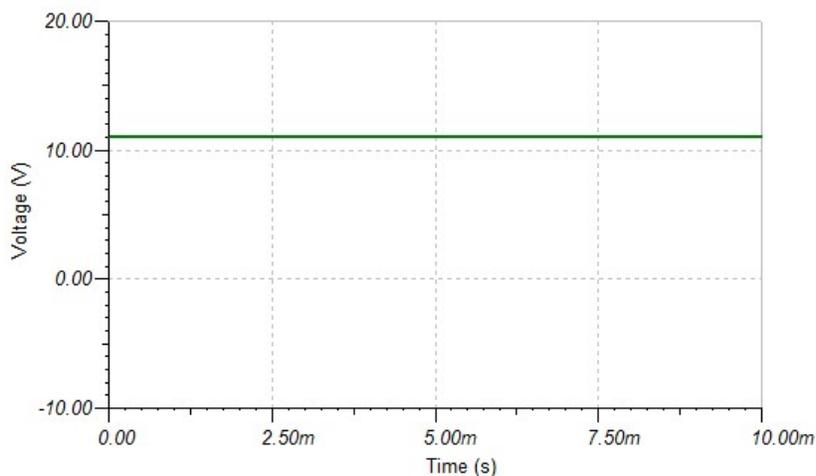


Figura 8: Simulación de ganancia diferencial del uA741C

La ganancia es de 11.01, por lo tanto, la dispersión con el valor experimental es de 2.27%.

6.1.3. Ganancia en modo común

Aplicando ambas entradas en común al circuito a 1.007 V se obtuvo una salida igual a la ganancia en modo común:

$$\frac{V_o}{V} = A_{cm} = 19 \cdot 10^{-3}$$

El valor es suficientemente pequeño, por lo tanto, cumple con las especificaciones de $A_{cm} \rightarrow 0$ del diseño.

La simulación con valores reales es:

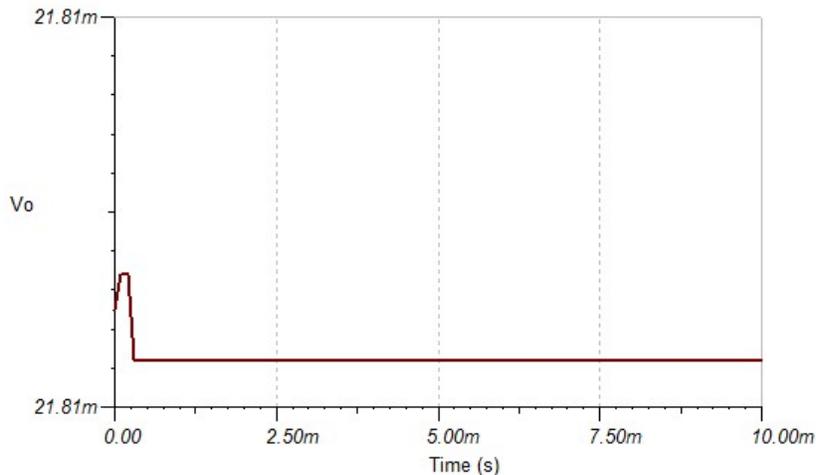


Figura 9: Simulación de ganancia en modo común del uA741C

El valor como se puede ver es de $21,81 \cdot 10^{-3}$. La dispersión es del 12.88%.

6.1.4. Cálculo del CMRR

Este fue de:

$$CMRR_{dB} = 20 \log \left(\frac{10,76}{19 \cdot 10^{-3}} \right) = 55 \text{ dB}$$

6.1.5. Barrido de frecuencias

Al conectar la configuración de V_b a 0 V y V_a a $1.01 V_{pp}$ se obtuvieron las muestras de la tabla 6.

Tabla 5: Barrido de frecuencias para el 741

Frecuencia (Hz)	Salida (V)	Ganancia
100	10,9	10,79
1k	10,9	10,79
10k	10,2	10,09
20k	10,1	10
30k	8,88	8,79
40k	8,1	8,01
41k	7,7	7,62
45k	7,04	6,97
49,9989k	1,01	1
100k	0,4	0,39
1M	0,32	0,31
10M	0,16	0,158

Por lo tanto, el ancho de banda donde $A = 10,79 \cdot 0,707 = 7,62$ y el cruce por ganancia unitaria son:

$$BW = 41k \cdot 2\pi \text{ rad/s} = 257,61k \text{ rad/s}$$

$$W_0 = 50k \cdot 2\pi \text{ rad/s}$$

Donde el ancho de banda BW es el de lazo cerrado de nuestra configuración particular.

El diagrama de bode experimental se muestra en la figura 10.

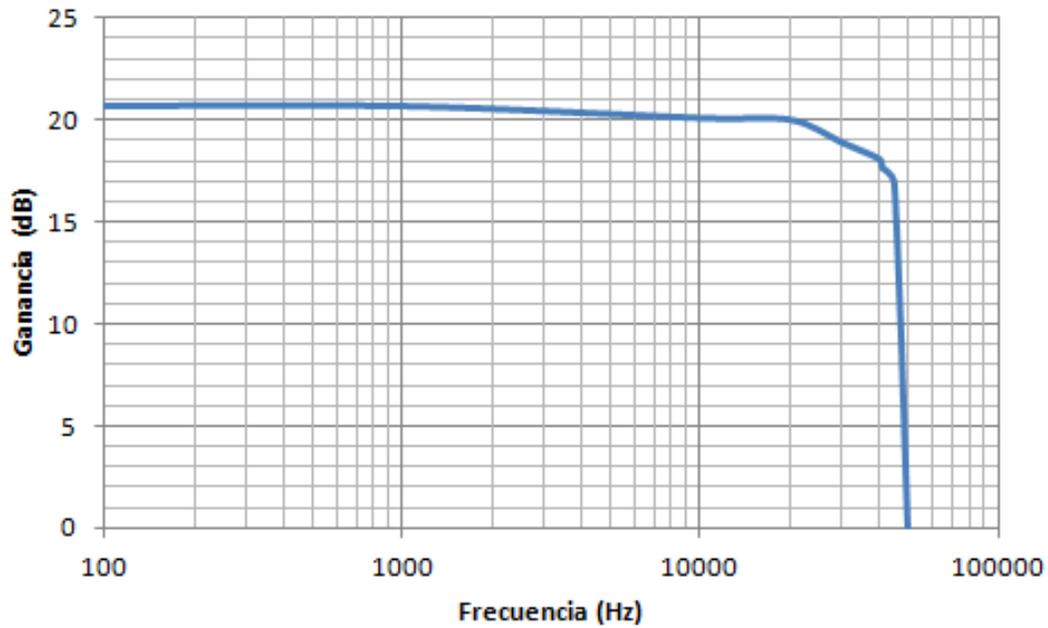


Figura 10: Diagrama de bode experimental

La simulación con parámetros experimentales:

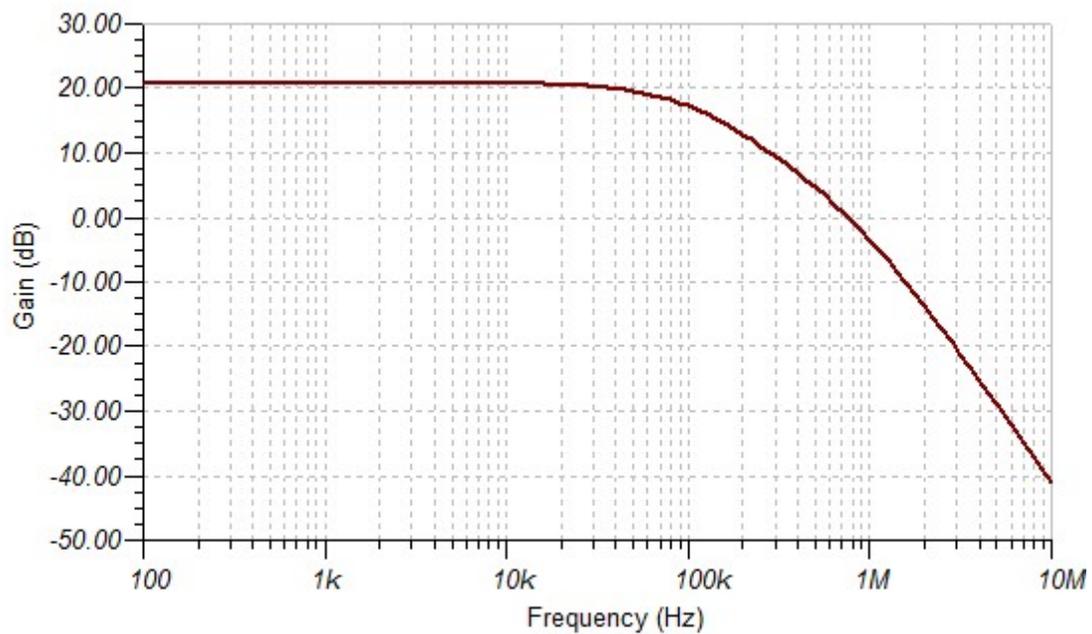


Figura 11: Diagrama de Bode experimental

Donde los resultados simulados fueron:

$$BW = 158k \cdot 2\pi \text{ rad/s}$$

$$W_0 = 759k \cdot 2\pi \text{ rad/s}$$

Como se puede ver, los resultados de la simulación son mucho mayores, esto se debe principalmente a que nuestro amplificador operacional de bodega ya ha sido muy utilizado. La estabilidad del operacional depende del uso y la aplicación, por lo tanto, es recomendable comprarse los propios componentes antes de cada práctica, y así utilizarlos con características de fábrica.

6.2. Medición del slew rate

Con la configuración a $V_a = 2 V_{pp}$ se modificó la frecuencia hasta 17 kHz donde la salida tomó la forma de la figura 12.

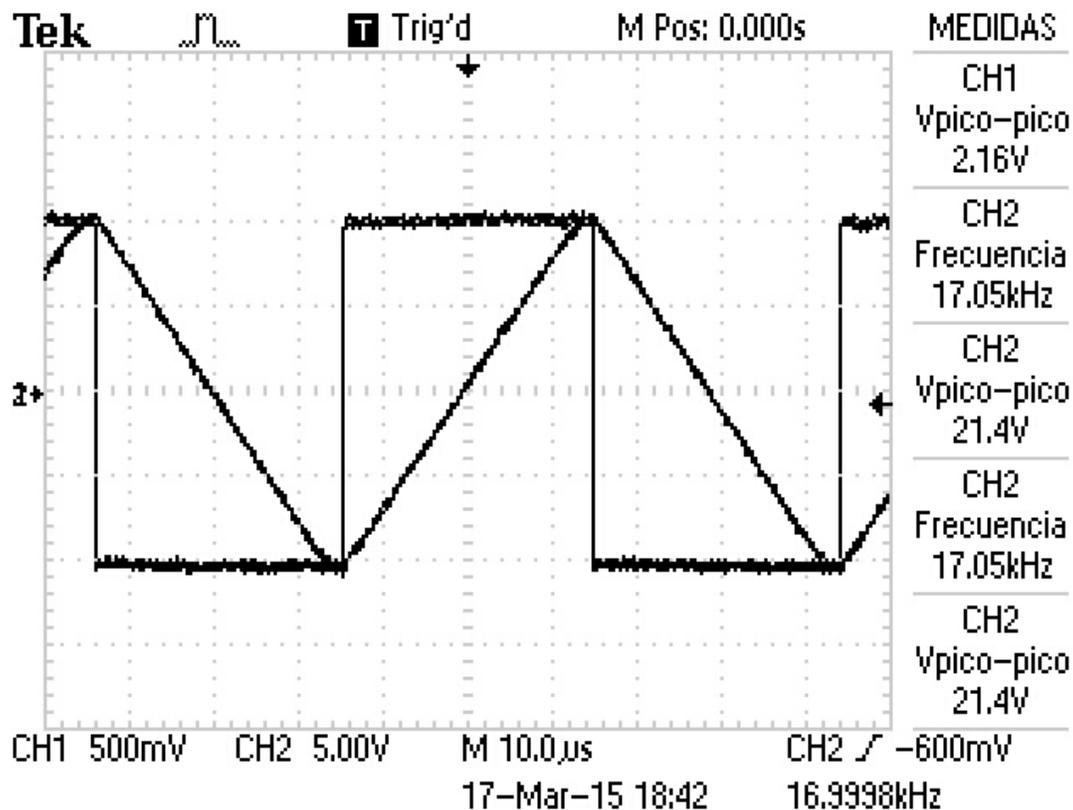


Figura 12: Captura del osciloscopio para el slew rate del 741

Ahora, visto en los mismos volts por división:

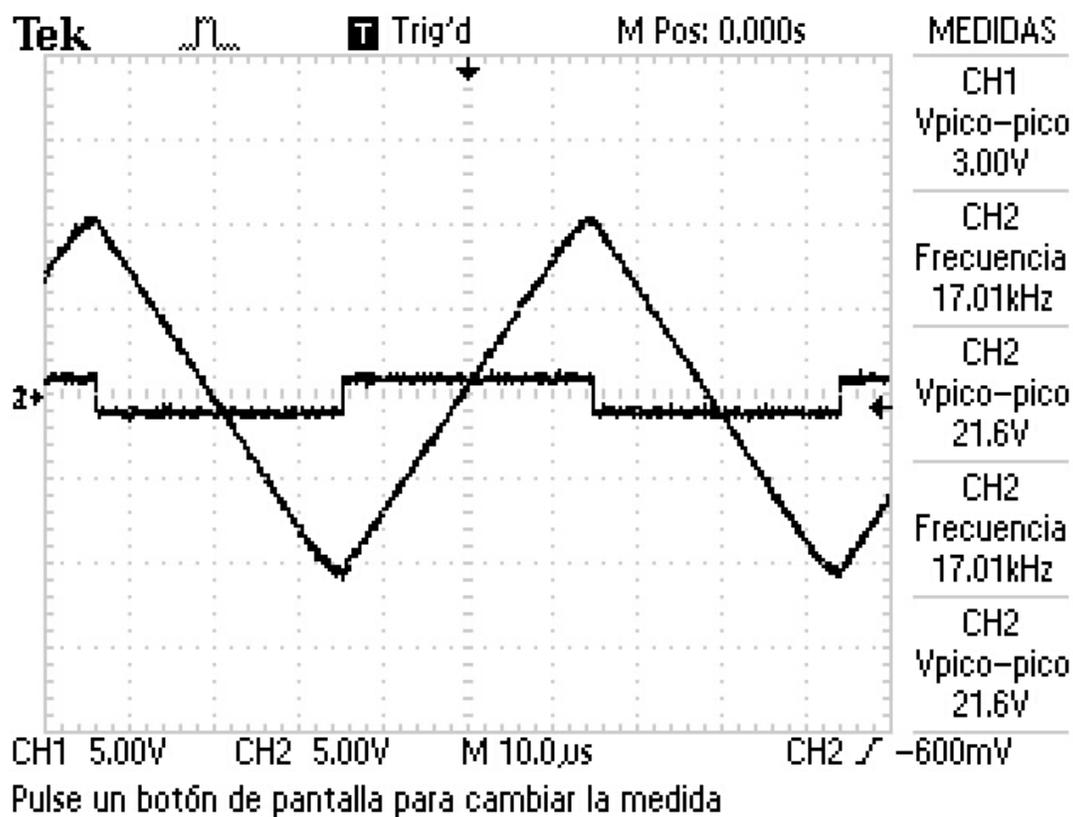


Figura 13: Cambio slew rate con volts por división iguales

Por lo tanto, el slew rate experimental fue:

$$SR = \frac{10,7V}{30\mu s} = 0,35667V/\mu s$$

Y en la simulación:

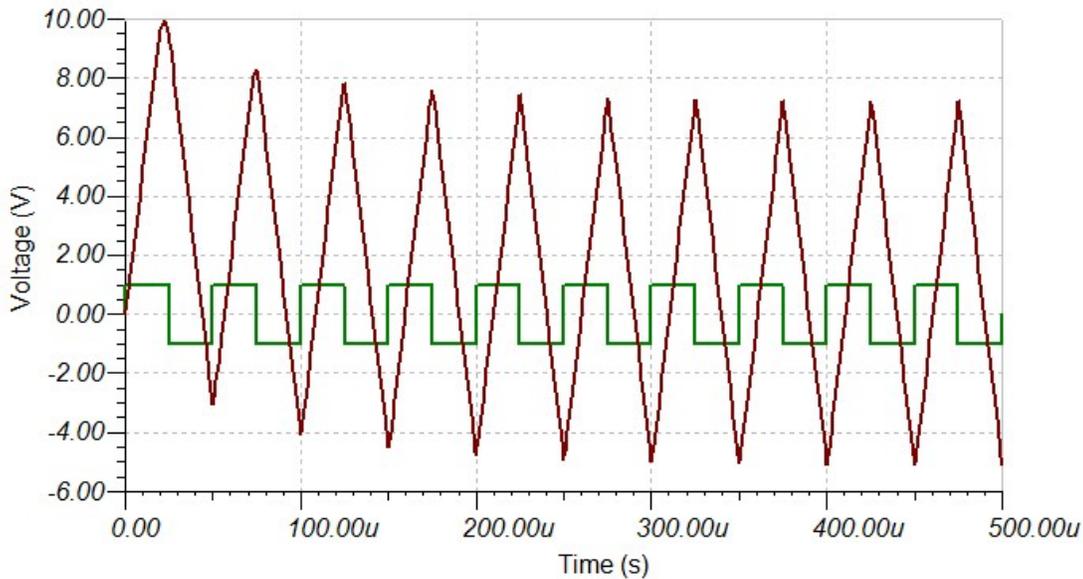


Figura 14: Slew rate de $0,382 \text{ V}/\mu\text{s}$ con $f = 20\text{k Hz}$ para el uA741

Por lo tanto, la dispersión es $6,5\%$.

De acuerdo a las hojas del fabricante el slew rate está entre los $0,25 \text{ V}/\mu\text{s}$ y los $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$, lo cual, nuestro amplificador de instrumentación se encuentra dentro del rango.

6.2.1. Ganancia ajustable, y ganancia de 100 dB

Para poner obtener una ganancia ajustable, se debe de variar el valor de R_4 , el cual se hace con varias resistores en serie con un trimmer de $1 \text{ k}\Omega$, esto para obtener un rango más denso en la salida.

El CMRR de 100dB, se puede obtener teniendo una ganancia en modo común baja, la cual se muestra en la siguiente ecuación

$$A_{cm} = \frac{A_d}{10^5} = \frac{10,76}{10^5} = 0,1073 \cdot 10^{-3} \quad (12)$$

Ahora, tomando en cuenta el $V_{offset} = 0,3 \text{ V}$, se sabe que la ganancia en modo común es igual a la diferencia de la salida y la tensión offset. Por lo tanto, para tener un CMRR de 100dB, la salida debe de ser

$$A_{cm} + V_{offset} = V_o = 0,4076\text{mV} \quad (13)$$

El valor de R_4 para alcanzar el valor en la salida de 0.4 mV , es de $R_4=10.71 \text{ k}\Omega$.

De acuerdo a las mediciones experimentales, la ganancia es 100 dB, y en la ecuación teórica con parámetros del circuito da un valor de 95,5 dB, la diferencia es del 4,5 %.

Con este diseño se asegura que la ganancia del circuito sea ajustable y además que con el valor de R_4 anterior el CMRR sea de 100dB.

6.3. Amplificador operacional LF353P

6.3.1. Medición de la tensión offset

Una vez armada la configuración en lazo cerrado con entradas a tierra se obtuvo una salida de:

$$V_{offset} = 3,03 \text{ mV}$$

Tensión considerable para el resto del experimento, entonces, se debe de realizar la configuración, para la corrección del offset, la cual la describe la figura 4, con el único cambio de que se utilizó un potenciómetro de $1\text{M } \Omega$. Con esto se corrigió el V_{offset} a un valor de

$$V_{offset} = 0,1 \text{ mV}$$

Este valor ya es menor que 1 mV . Los pasos del potenciómetro fueron de $550 \text{ k}\Omega$ de V_{cc-} a la patilla central y $436 \text{ k}\Omega$ de V_{cc+} a la patilla central.

La simulación del circuito con los parámetros reales medidos es la siguiente:

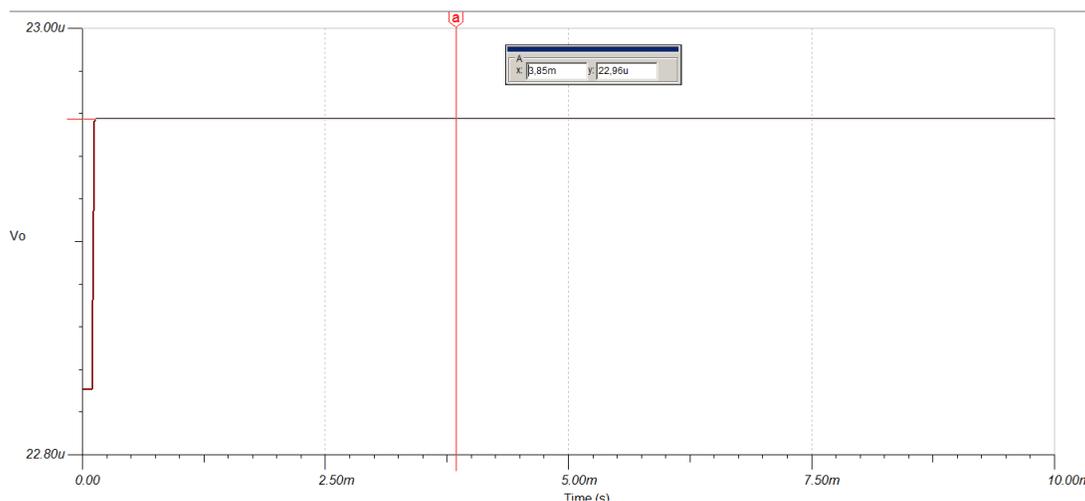


Figura 15: Simulación del offset del 353p

Como se observa, experimentalmente se obtuvo una tensión offset menor, por lo tanto mejor para la práctica.

6.3.2. Ganancia diferencial

Una vez modificada las entradas a $V_a = 0,5 \text{ V}$ y $V_b = -0,5 \text{ V}$, La ganancia experimental fue:

$$A_d = \frac{10,7 \text{ V}}{0,5 \text{ V} - -0,5 \text{ V}} = 10,7$$

La captura del osciloscopio:

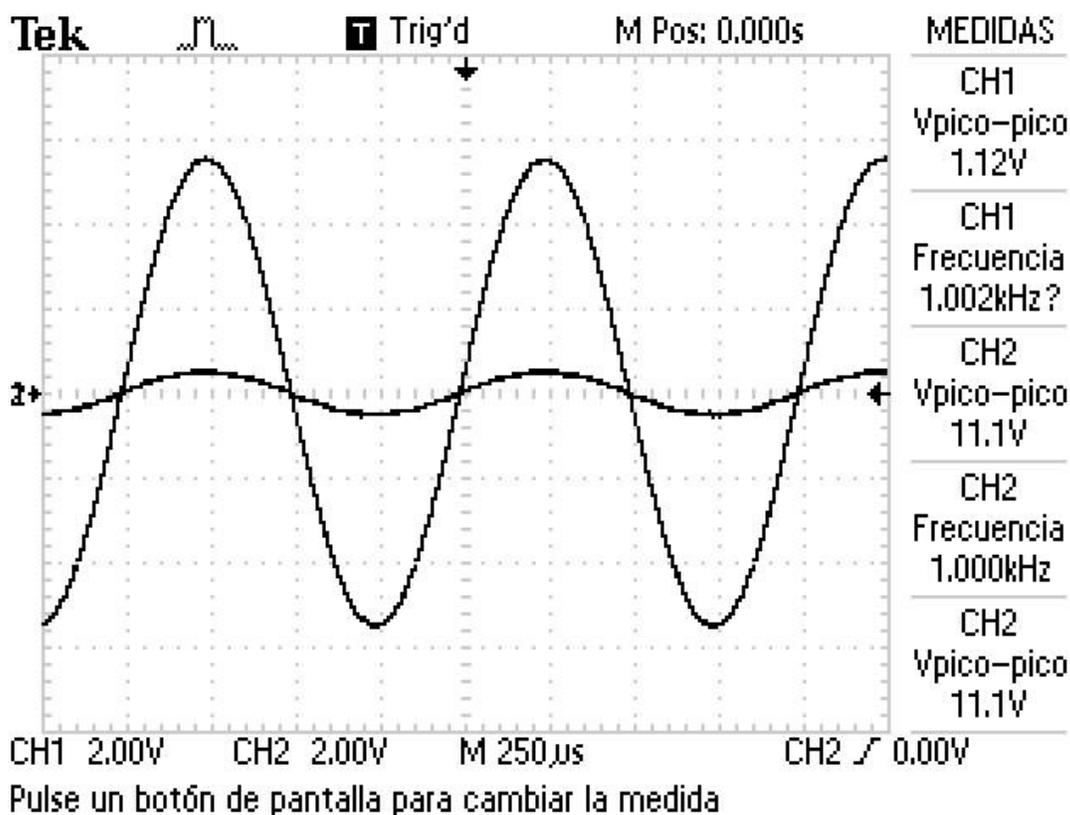


Figura 16: Señal de entrada y salida del circuito

El porcentaje de error con respecto al valor teórico fue de:

$$\%Error = \frac{10,7 - 10}{10} \cdot 100 = 7\%$$

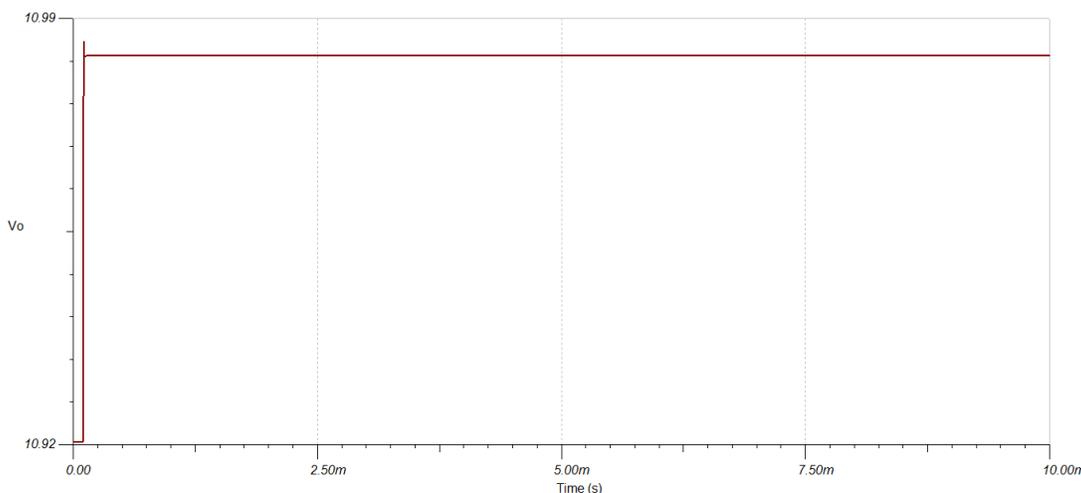


Figura 17: Simulación de ganancia en modo común del 353p

La ganancia es de 10.98, por lo tanto, la dispersión con el valor experimental es de 2.55%.

6.3.3. Ganancia en modo común

Aplicando ambas entradas en común al circuito a 1.007 V se obtuvo una salida igual a la ganancia en modo común:

$$\frac{V_o}{V} = A_{cm} = 114,1 \cdot 10^{-3}$$

El valor es pequeño y cercano a cero, por lo tanto, cumple con las especificaciones de $A_{cm} \rightarrow 0$ del diseño.

La simulación con valores reales es:

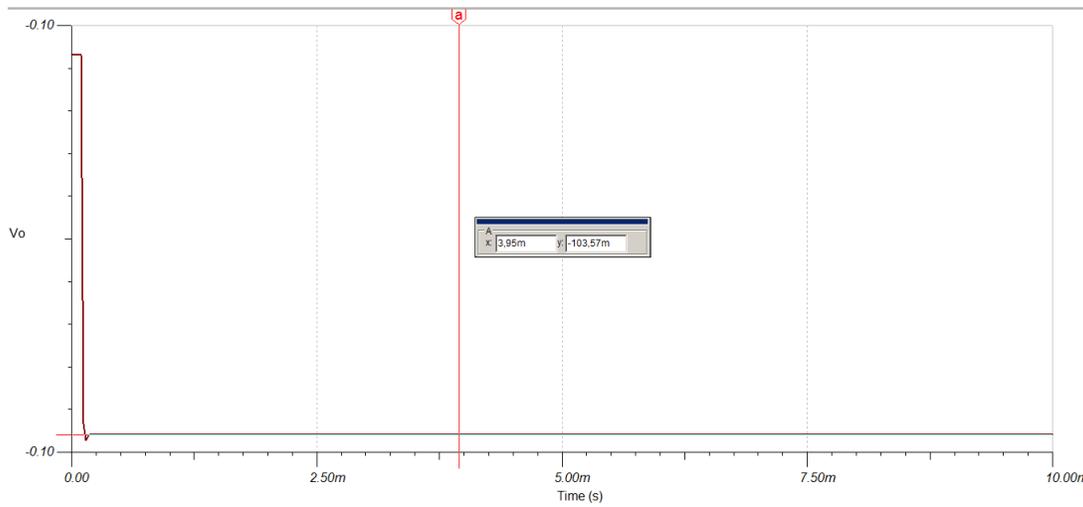


Figura 18: Simulación de ganancia en modo común del 353p

El valor como se puede ver es de $21,81 \cdot 10^{-3}$. La dispersión es del 12.88 %.

6.3.4. Cálculo del CMRR

$$CMRR_{dB} = 20 \log \left(\frac{10,7}{114,1 \cdot 10^{-3}} \right) = 39,44 \text{ dB}$$

6.3.5. Barrido de frecuencias para el LF353

Al conectar la configuración de V_b a 0 V y V_a a $1.01 V_{pp}$ se obtuvieron las muestras de la tabla ??.

Tabla 6: Barrido de frecuencias para el 353

Frecuencia (Hz)	Salida (V)	Ganancia
100	7.70	7.62
1k	11.1	10.99
5k	11.3	11.18
10k	11.3	11.18
100k	10.6	10.49
200k	8.56	8.47
240k	8.24	8.24
250k	8.06	7.98
300k	7.28	7.2
1M	0.4	0.39
10M	0.32	0.31

Por lo tanto, el ancho de banda de la configuración donde $A = 10,7 \cdot 0,707 = 7,56$ y el cruce por ganancia unitaria son:

$$BW = 250k \cdot 2\pi \text{ rad/s} = 1,57M \text{ rad/s}$$

$$W_0 = 2,52Mk \cdot 2\pi \text{ rad/s}$$

Donde el ancho de banda BW es el de lazo cerrado de nuestra configuración particular. El diagrama de bode experimental se muestra en la figura 10.

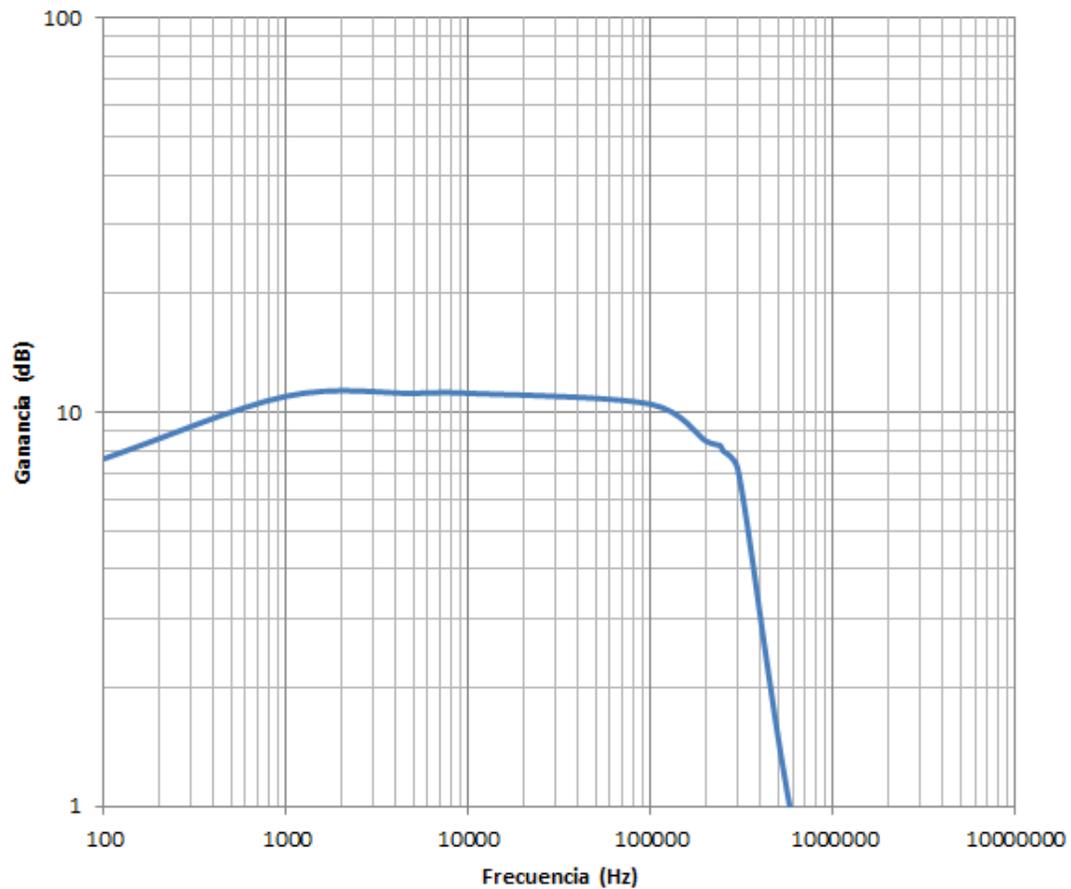


Figura 19: Diagrama de bode experimental

La simulación con parámetros experimentales:

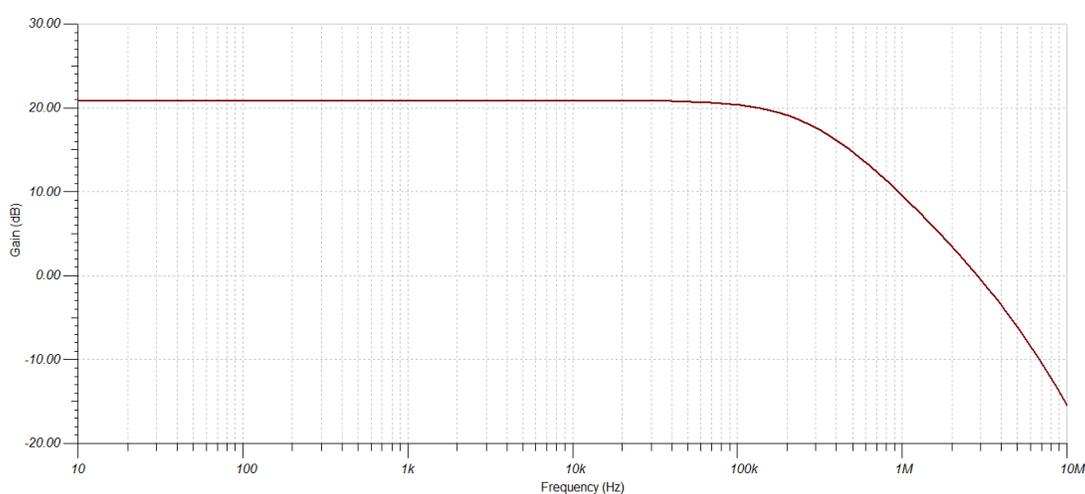


Figura 20: Diagrama de Bode experimental

Donde los resultados simulados fueron:

$$BW = 285,72k \cdot 2\pi \text{ rad/s}$$

$$W_0 = 2,86M \cdot 2\pi \text{ rad/s}$$

6.3.6. Medición del slew rate

Con la configuración a $V_a = 1 V_{pp}$ se modificó la frecuencia hasta 1.350 MHz donde la salida tomó la forma de la figura 12.

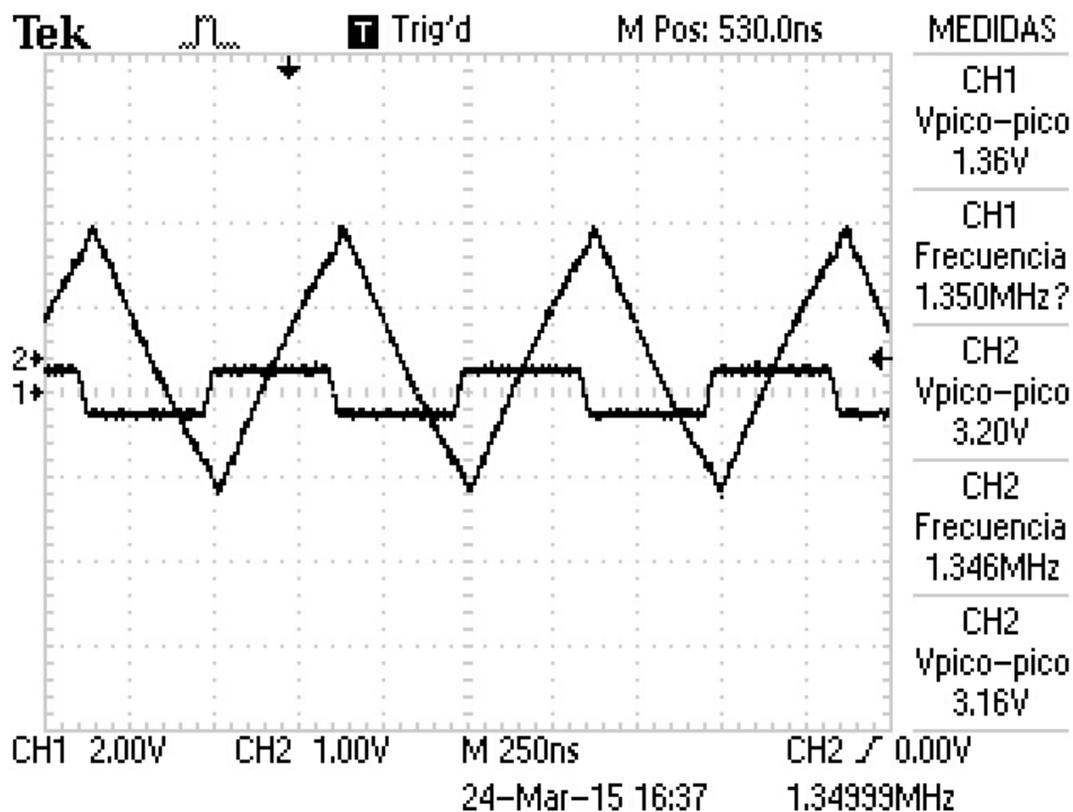


Figura 21: Captura del osciloscopio para el slew rate del 353

Ahora, visto en los mismos volts por división:

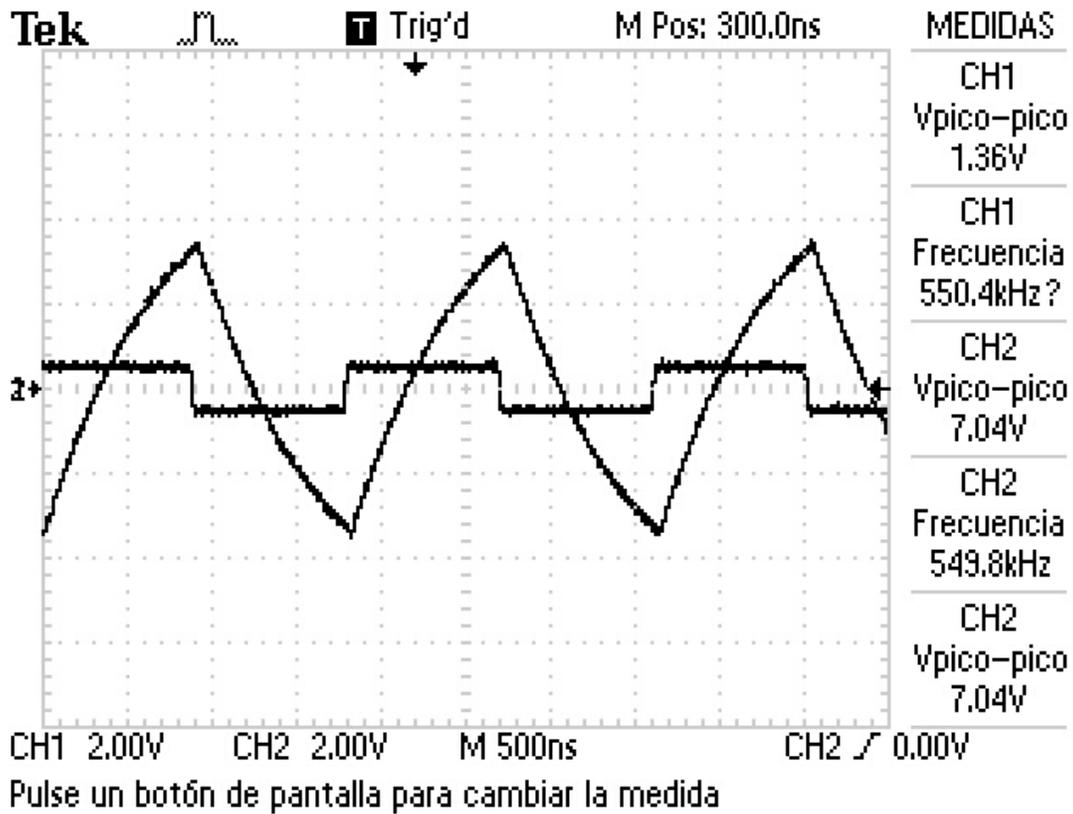


Figura 22: Cambio slew rate con volts por división iguales

Por lo tanto, el slew rate experimental fue:

$$SR = \frac{3,2V}{375ns} = 8,53V/\mu s$$

Y en la simulación:

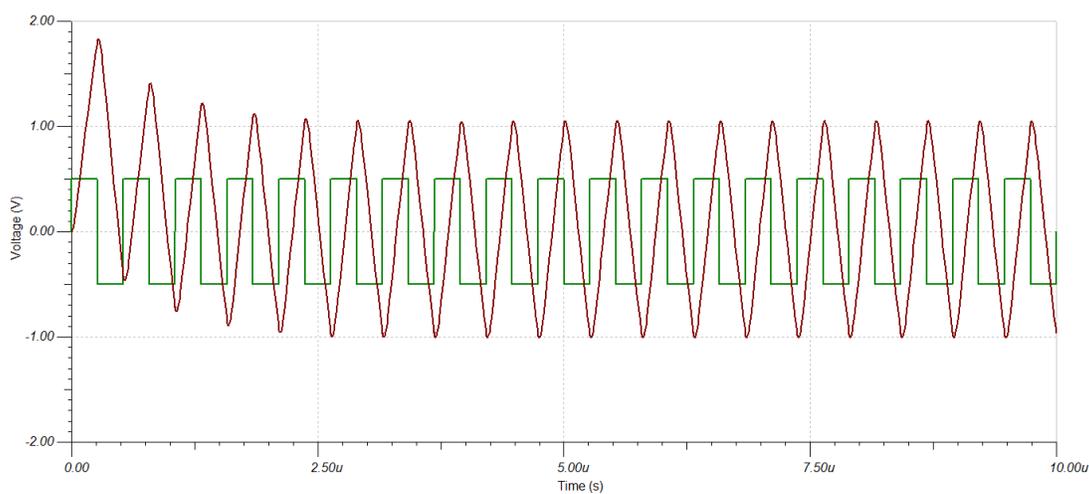


Figura 23: Slew rate de 8.0058 V/μs con $f = 1,9M$ Hz para el LF 353p

Se obtuvo un slew rate mejor al esperado con la simulación.

De acuerdo a las hojas del fabricante el slew rate está entre los $8 V/\mu s$ y los $13 V/\mu s$, lo cual, nuestro amplificador de instrumentación se encuentra dentro del rango.

6.3.7. Ganancia ajustable, y ganancia de 100 dB

Para poner obtener una ganancia ajustable, se debe de variar el valor de R_4 , el cual se hace con varias resistores en serie hasta alcanzar un valor de $9.2 k\Omega$ con un trimmer de $1 k\Omega$.

El CMRR d 100dB, se puede obtener teniendo una ganancia en modo común baja, la cual se muestra en la siguiente ecuación

$$A_{cm} = \frac{A_d}{10^5} = \frac{10,7}{10^5} = 0,107 \cdot 10^{-3} \quad (14)$$

Ahora, tomando en cuenta el $V_{offset} = 0,1V$, se sabe que la ganancia en modo común es igual a la diferencia de la salida y la tensión off set. Por lo tanto, para tener un CMRR de 100dB, la salida debe de ser

$$A_{cm} + V_{offset} = V_o = 0,207 mV \quad (15)$$

El valor de R_4 para alcanzar el valor en la salida de $0.4 V$, es de $R_4=11.15557 k\Omega$

Con esta configuración se asegura que la ganancia del circuito sea ajustable y además que con ese resistor el CMRR es de 100dB.

7. Conclusiones y recomendaciones

7.1. Conclusiones

1. El diseño permitió estudiar las principales características de los amplificadores operacionales, tanto el 741 como el 353.
2. Para cada uno se utilizó una configuración, para medir y ajustar la tensión offset menor a 1 mV.
3. Se evaluaron las distintas configuraciones para medir el desempeño y condiciones de operación real de cada amplificador operacional. Tales como slew rate, ganancia en modo común, ganancia diferencial, CMRR.
4. Se hizo el diseño de experimentos para lograr una medición correcta de las características de cada configuración. Los resultados muestran un desempeño típico, de acuerdo a las especificaciones del fabricante.
5. Se logró una configuración efectiva para ganancia ajustable, y además para lograr una ganancia deseada de 100 dB. Esto pues los amplificadores de instrumentación requieren tres aspectos importantes: ganancia ajustable, CMRR alto, y alta impedancia de entrada. Por lo tanto, lo ideal es obtener una ganancia superior a 100 dB, que hace el circuito totalmente diferencial.
6. Las características de operación del 353 responden mejor que las del 741, ya que en esta configuración de instrumentación maneja un mayor ancho de banda, y un mejor slew rate. Lo cual, presenta mayores beneficios de aplicación pues permite frecuencias altas de operación.

7.2. Recomendaciones

1. Se aconseja, que los amplificadores operacionales sean nuevos, ya que si estos tienen tiempo de uso, es probable que sus características hayan cambiado. Siendo así por ejemplo, que la tensión V_{offset} sea muy grande y por lo tanto difícil de corregir. Y además, que pierda ancho de banda de operación. En nuestra práctica, debimos cambiar un operacional ya que no había forma de ajustar el offset tan alto que presentaba.
2. Se recomienda hacer uso de trimmer, esto para lograr mayor densidad en el ajuste de la salida; pues el potenciómetro es más inestable y tiene mayor sensibilidad, es decir, con un mínimo movimiento la resistencia cambia mucho y por tanto, la salida también.
3. Debido a que la aplicación de los amplificadores de instrumentación es principalmente para instrumentos de medición o sensores, lo ideal es hacer el diseño con una muy baja ganancia en modo común y tensión offset. A pesar de que esta configuración diferencial no es la mejor, se pueden lograr estas especificaciones. Además, gracias a la característica diferencial, se puede atenuar el efecto del ruido en la aplicación, ya que esta componente se cancela entre sí con esta característica.

Referencias

- [1] *Amplificador Operacional*. Extraído el 11 de marzo del 2015 de <http://www.uhu.es/adoracion.hermoso/Documentos/Tema-4-AmpliOperc.pdf>
- [2] *LM741 Operational Amplifier*. Extraído el 11 de marzo del 2015 de <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>
- [3] *Guía de Laboratorio Electrico II*. Universidad de Costa Rica, Escuela de Ingeniería Eléctrica Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.
- [4] embedded. *Typically typical*. Recuperado el 11 de marzo del 2015 de: [http : //www.embedded.com/electronics – blogs/break – points/4418969/Typically – typical](http://www.embedded.com/electronics-blogs/break-points/4418969/Typically-typical)
- [5] Universidad Nacional de Colombia. *LECCION 5.8: AMPLIFICADOR OPERACIONAL*. Recuperado el 14 de marzo del 2015 de: [http : //www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040003/lecciones/cap4lecc5 – 8.htm](http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040003/lecciones/cap4lecc5-8.htm)

A. Anexos

A.1. Anteproyecto

Universidad de Costa Rica

Facultad de Ingeniería

Escuela de Ingeniería Eléctrica

IE0408 – Laboratorio Eléctrico II

I ciclo 2015

Anteproyecto

Estudio de las Principales Características de los Amplificadores Operacionales

Efrén Castro Cambroner, B11602
Oldemar Ramírez Rodríguez, B25454

Grupo 01

Sub-Grupo 06

Profesor: Jaime Cascante Vindas

15 de Marzo de 2015

Índice

1. Objetivos	1
1.1. Ojetivo General	1
1.2. Objetivos Especificos	1
2. Nota teórica	2
2.1. Cuestionario	3
2.1.1. ¿Qué provoca el voltaje <i>offset</i> de salida de un amplificador operacional y cómo se puede disminuir utilizando un LM741 y un LF353).	3
2.2. Reseñe brevemente la teoría acerca del Slew Rate y la gráfica ganancia–ancho de banda y sus puntos de importancia, como frecuencia de corte y de ganancia unitaria o cruce por 0dB, ganancia máxima y ancho de banda de ganancia unitaria, además de la frecuencia de potencia plena	5
2.2.1. Slew Rate	5
2.2.2. Ganancia Ancho de Banda	5
2.3. Utilizando como guía los puntos mencionados en el punto 2, ubique o calcule (con ayuda de las hojas del fabricante) y agrupe en una tabla los valores típicos, mínimos y máximos (si es posible) de los amplificadores que se utilizarán en este experimento	6
2.3.1. ¿Por qué el fabricante generalmente valores máximos de operación en las hojas de datos?	7
2.3.2. ¿Qué ventajas existen de utilizar un Amplificador de Instrumentación?	7
3. Lista de equipo	8
4. Lista de componentes	8
5. Diseño	9
5.1. Cálculo del CMRR, en términos de R_1, R_2, R_3 y R_4	9
5.2. Relación entre los componentes pasivos que eliminan por completo la componente de modo común.	9
5.3. Cálculo de ganancia diferencial	9
5.4. Diseño de amplificador diferencial de ganancia 10	9
5.5. Definir FTLC y FTLA del circuito propuesto	11
5.5.1. FTLA y FTLC para el LF353 con valores típicos	11
5.5.2. FTLA y FTLC para el LM741 con valores típicos	11
5.6. Diagramas de Bode utilizando valores mínimos y típicos de los amplificadores operacionales LM741 y LF353	11
5.6.1. Diagramas de Bode para el LM741	11
5.6.2. Diagramas de Bode para el LF353	12
5.7. Respuesta en frecuencia del circuito	14
5.8. Resumen de resultados de los anteriores dos puntos	15
5.9. Experimentos de medición	15
5.9.1. Tensión <i>offset</i>	15
5.9.2. CMRR del amplificador diferencial	16
5.9.3. Ancho de banda y frecuencia de cruce por 0 dB	18
5.9.4. <i>Slew rate</i>	19

5.10. Frecuencia de potencia plena	21
5.11. CMRR ajustable	21
5.12. Valor de R_4 para que $\text{CMRR} = 100 \text{ dB}$	21
6. Procedimiento	22
A. Anexos	25
A.1. Desarrollo para el diseño	25
A.2. uA741CN	28
A.3. LF353P	32

Índice de figuras

1.	Etapas de un amplificador operacional	2
2.	Diagrama de pines del LM741	3
3.	Conexión para regular la tensión <i>offset</i>	4
4.	Conexión para disminución del <i>offset</i> del LF353	4
5.	Gráfica de Ganancia de un Amplificador operacional	6
6.	Amplificador diferencial de ganancia 10	10
7.	Simulación del amplificador diferencial de ganancia 10	10
8.	Diagrama de bode LM741 con valores mínimos, utilizando MATLAB	11
9.	Diagrama de bode LM741 con valores típicos, utilizando MATLAB	12
10.	Diagrama de bode LF353 con valores mínimos, utilizando MATLAB	13
11.	Diagrama de bode LF353 con valores típicos, utilizando MATLAB	13
12.	Respuesta en frecuencia del LM741 en TINA.	14
13.	Respuesta en frecuencia del LF353 en TINA.	14
14.	Circuito para medir el <i>offset</i>	15
15.	Simulación del <i>offset</i> de 21.8 mV para el uA741C	16
16.	Experimento para medir A_{cm}	17
17.	A_{cm} de $62 \cdot 10^{-3}$ para el uA741C	18
18.	Experimento para medir ancho de banda	19
19.	Circuito para medir el <i>slew rate</i>	20
20.	<i>Slew rate</i> de $0,382 \text{ V}/\mu\text{s}$ con $f = 20k \text{ Hz}$ para el uA741	20
21.	Anexos	25
22.	Anexos	26
23.	Anexos	27
24.	Anexos	28

Índice de tablas

1.	Valores mínimos, típicos y máximos para el LM741	6
2.	Valores mínimos, típicos y máximos para el LF353	7
3.	Lista de equipos	8
4.	Lista de componentes	8
5.	Resumen de Resultados	15

1. Objetivos

1.1. Ojetivo General

Estudiar las principales características de los amplificadores operacionales

1.2. Objetivos Especificos

- Estudiar las principales características de los amplificadores.
- Evaluar el desempeño de distintas configuraciones de amplificadores e instrumentación ante condiciones de operación reales.
- Diseñar experimentos que permitan comparar el desempeño de las distintas configuraciones estudiadas.

2. Nota teórica

Un amplificador operacional es un circuito muy elaborado en el que generalmente se utilizan más de 20 transistores. Un operacional típico está constituido por cuatro bloques. El primero es un amplificador diferencial con entradas tipo Darlington o utilizando varios FET y una fuente de corriente constante. El siguiente bloque es un amplificador lineal de alta ganancia, generalmente otro amplificador diferencial. Si las tensiones de entrada V_1 y V_2 son cero, y existe un nivel DC a la salida del operacional, se emplea un circuito desplazador de nivel, por ejemplo un amplificador cascado. La etapa final es un amplificador de salida, habitualmente uno de simetría complementaria o configuración push-pull.

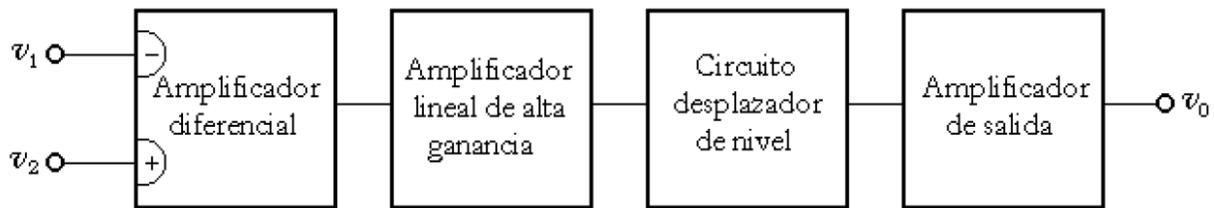


Figura 1: Etapas de un amplificador operacional [3]

$$V_0 = A_d(V_2 - V_1) + A_{cm} \frac{(V_2 - V_1)}{2} \quad (1)$$

si

$$V = V_2 = V_1 \quad (2)$$

se tiene que,

$$A_{cm} = \frac{V_0}{V} \quad (3)$$

y si

$$V = V_2 = -V_1 \quad (4)$$

se tiene que,

$$A_d = \frac{V_0}{V} \quad (5)$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} \quad (6)$$

$$CMRR_{dB} = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{cm}} \right) \quad (7)$$

Entre las especificaciones eléctricas de mayor importancia se puede mencionar el voltaje de desvío u offset DC de salida, corrientes de polarización o BIAS de entrada, impedancias de entrada y salida, CMRR y disipación de potencia total.

La operación de los amplificadores tiende a ser inestable, por ello, para asegurar estabilidad, los ampop se construyen con circuitería de compensación interna. Esto causa, inevitablemente, que la alta ganancia de lazo abierto disminuya con el incremento de frecuencia. Las especificaciones de parámetros de frecuencia más importantes son la variación ganancia – ancho de banda, la rapidez de respuesta o slew rate, el tiempo de subida y la frecuencia máxima de operación.

2.1. Cuestionario

2.1.1. ¿Qué provoca el voltaje *offset* de salida de un amplificador operacional y cómo se puede disminuir utilizando un LM741 y un LF353).

La tensión *offset*, es la tensión continua que aparece en la salida cuando la diferencia de tensión entre los terminales inversor y no inversor es cero. Esto se debe a que los transistores internos del amplificador operacional no son iguales, produciendo una señal diferencial interior, que a la salida aparecerá amplificada. La ecuación para el amplificador de instrumentación se ve afectada de la siguiente forma:

$$V_0 = A_d(V_2 - V_1) + A_{cm}\left(\frac{V_2 + V_1}{2}\right) + V_{offset} \quad (8)$$

La tensión *offset* produce un error bastante significativo, sobretodo en etapas de alta ganancia. Por lo tanto es necesario anularla. Dicho proceso se puede llevar a cabo de varias maneras.

- Interna: lo proporciona el fabricante mediante unos terminales específicos en el chip del amplificador operacional.
- Externa: mediante un circuito universal de ajuste de off-set, cuya salida se aplica a alguna de las entradas del amplificador operacional.[1]

El amplificador operacional LM741 posee dos pines disponibles para realizar esto. Estos pines (1 y 5) internamente están conectados a las entradas del amplificador diferencial. Debido a que los cambios de temperatura hacen cambiar el *offset*, se hace necesario estar calibrando este valor constantemente, lo cual es una desventaja, ya que es un proceso monótono y muy variable.

Primero se debe de medir el valor del *offset* de la tensión de salida. conectando la terminal inversora y la no inversora a tierra, dejando solamente la alimentación del amplificador operacional. Se procede a medir la tensión de salida.

Una vez medido el *offset*, se conecta un potenciómetro a las terminales 1, 5 y V_{cc}^- (llamada pines *offset null*), y se conecta la tercera patilla del potenciómetro a la alimentación negativa. Según la hoja de datos del LM741 de Texas Instruments, se recomienda utilizar un potenciómetro de $10K\Omega$.

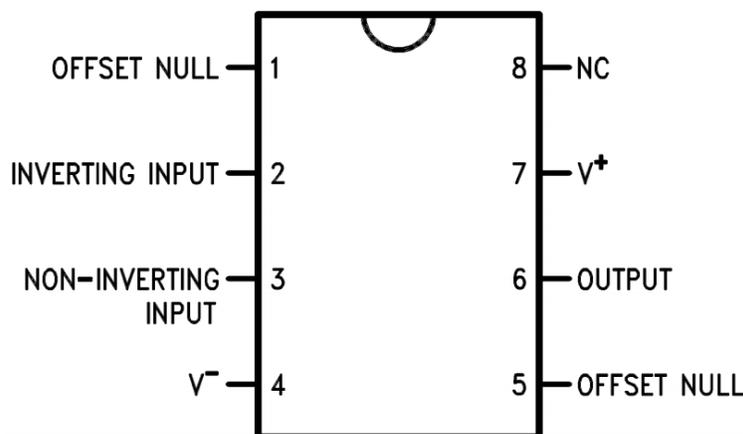


Figura 2: Diagrama de pines del LM741
[2]

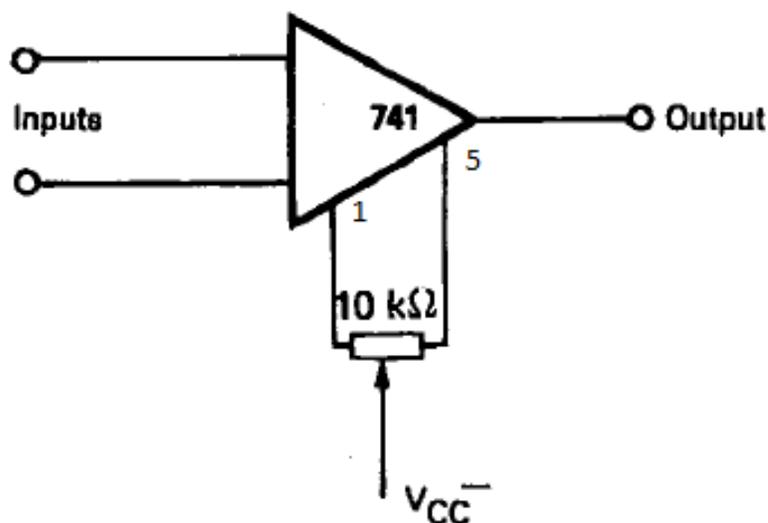


Figura 3: Conexión para regular la tensión *offset*
[2]

Con el amplificador LF353, se puede notar que éste no cuenta con terminales para eliminación o disminución de los efectos del *offset*; la solución de esto es utilizar una resistencia variable en la terminal positiva del amplificador. A continuación se presenta la configuración mencionada.

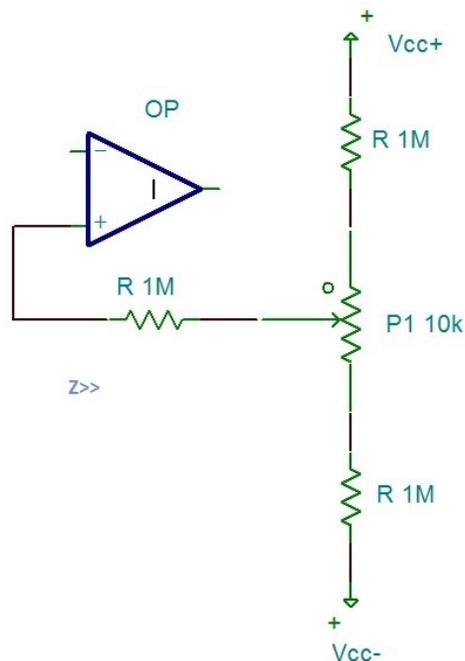


Figura 4: Conexión para disminución del *offset* del LF353

2.2. Reseñe brevemente la teoría acerca del Slew Rate y la gráfica ganancia–ancho de banda y sus puntos de importancia, como frecuencia de corte y de ganancia unitaria o cruce por 0dB, ganancia máxima y ancho de banda de ganancia unitaria, además de la frecuencia de potencia plena

2.2.1. Slew Rate

Es la tasa máxima a la cual la salida del amplificador puede cambiar en volts por segundo ($V/\mu s$), o sea es la variación y rapidez de un cambio de voltaje en la entrada y su efecto en la respuesta de salida. Nos dice que tan eficiente es un amplificador a los diferentes tipos de entrada, si estas cambian a un tiempo menor que la respuesta del amplificador, puede que la salida se distorsione.

$$SR = \frac{\Delta V_0}{\Delta t} = \left. \frac{dV_0}{dt} \right|_{max} \quad (9)$$

Un valor de Slew Rate alto indica que la tensión de salida alcanzará un valor máximo en un tiempo relativamente corto, mientras que un Slew Rate bajo hace que el amplificador operacional opere de una forma lenta. Una consecuencia importante que se debe tomar en cuenta es que si se intenta variar la señal de salida a un valor superior que el valor del Slew Rate, se obtendrá una distorsión o mejor dicho ocurrirá un recorte de la señal, perdiendo así el amplificador operacional sus características lineales.

La máxima frecuencia (f_{max}) de operación del amplificador operacional no solamente depende del ancho de banda (f_c), sino que puede estar limitada por el SR. Para determinar esa frecuencia se resuelven las siguientes desigualdades:

$$f_c \leq \frac{SR}{2\pi V_a} \Rightarrow f_{max} = f_c \quad (10)$$

$$f_c > \frac{SR}{2\pi V_a} \Rightarrow f_{max} = \frac{SR}{2\pi V_a} \quad (11)$$

Donde la ecuación 10 indica la limitación del ancho de banda y la 11 muestra la limitación del SR.

2.2.2. Ganancia Ancho de Banda

Conforme se incrementa la frecuencia, la ganancia de un Amplificador Operacional decae, esto se debe a las redes de compensación internas incluidas en un amplificador. En las hojas de fabricante o especificaciones de los amplificadores operacionales, se proporciona una descripción de la ganancia en función del ancho de banda. En estas gráficas se observa que si se disminuye la frecuencia haciéndola cada vez más cercana a cero, la ganancia aumenta hasta un valor llamado por el fabricante como ganancia diferencial de tensión (A_o) y que generalmente tiene un valor bastante grande. Se infiere entonces que si se incrementa la frecuencia de la señal de entrada, la ganancia de lazo abierto cae hasta tomar finalmente el valor unitario. El fabricante especifica ese valor como el ancho de banda de ganancia unitaria (B_1) y el punto donde la ganancia se reduce a 1 dB se conoce como frecuencia de ganancia unitaria (f_1). Ahora se debe tener presente otra frecuencia, a la cual la ganancia llega a un 70,7% de su valor final y que proporciona importante información acerca del amplificador; esta frecuencia es la frecuencia de corte (f_c).

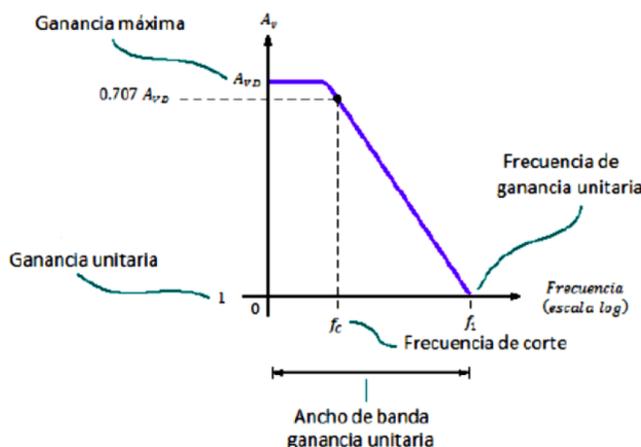


Figura 5: Gráfica de Ganancia de un Amplificador operacional

2.3. Utilizando como guía los puntos mencionados en el punto 2, ubique o calcule (con ayuda de las hojas del fabricante) y agrupe en una tabla los valores típicos, mínimos y máximos (si es posible) de los amplificadores que se utilizarán en este experimento

A continuación, utilizando las hojas de datos para el LM741 y el LF353, se ubican los valores máximos, típicos y mínimos de los parámetros que se estudian en el presente experimento.

Tabla 1: Valores mínimos, típicos y máximos para el LM741

Parámetro	Valor mínimo	Valor Típico	Valor máximo	Unidad
Tensión de alimentación (V_{cc})	-	± 15	± 22	V
Tensión Offset	-	± 15	-	mV
Corriente BIAS	-	80	500	nA
Ganancia Lazo Abierto (A_{vol})	20	200	-	V/mV
CMRR	70	90	-	dB
Slew Rate	0.25	0.5	-	V/ μ s
Producto ganancia Ancho de Banda	0.7	1	1.6	MHz

Tabla 2: Valores mínimos, típicos y máximos para el LF353

Parámetro	Valor mínimo	Valor Típico	Valor máximo	Unidad
Tensión de alimentación (V_{cc})	± 3.5	-	± 18	V
Corriente BIAS	-	50	200	pA
Ganancia Lazo Abierto (A_{vol})	25	100	-	V/mV
CMRR	70	100	-	dB
Slew Rate	8	13	-	V/ μ s
GBW	2.7	4	-	MHz

2.3.1. ¿Por qué el fabricante generalmente valores máximos de operación en las hojas de datos?

Esto se debe a que el fabricante, desea que el funcionamiento del dispositivo sea estable. El mismo da un valor mínimo de parámetros de funcionamiento, pero no da el máximo, ya que de hacer esto, el usuario podría llevar el dispositivo a tales valores y trabajarlo en su límite, aumentando la probabilidad de falla. Por esto es que el fabricante solo da valores mínimos de operación, así como los valores de operación típicos, donde se conoce que el dispositivo funciona como se debe con una muy baja probabilidad de fallar. los valores mostrados son solo una guía de diseño no son para testear el componente. [4]

2.3.2. ¿Qué ventajas existen de utilizar un Amplificador de Instrumentación?

Los Amplificadores de Instrumentación son dispositivos creados a partir de Amplificadores Operacionales y están dirigidos a sistemas de alta precisión, por ejemplo en las unidades de adquisición de datos se utiliza al menos uno de ellos.

Por lo general presentan un CMRR alto, con lo cual se puede decir que son amplificadores altamente diferenciales, al ser altamente diferenciales permiten mayor inmunidad al ruido, además su versatilidad permite utilizarlo como amplificador inversor o no inversor.

Un amplificador de instrumentación garantiza una ganancia que sea seleccionable, la cual se establece por medio de un único elemento analógico como un potenciómetro, o bien, por medio de un conmutador estable y lineal. Además un amplificador de instrumentación tiene la ventaja de que presenta un ancho de banda ajustable con el diseño, así como un factor de ruido muy próximo a la unidad, esto es, que no se incremente el ruido y una razón de rechazo al rizado a la fuente de alimentación muy alto.

Estos dispositivos, típicamente se implementan con tres amplificadores operacionales, y no solamente con uno.

- Impedancia de entrada de 300 $M\Omega$.
- La ganancia de tensión desde la entrada diferencial a la salida, se constituye de una sola resistencia.
- La ganancia de tensión desde la entrada diferencial a la salida, se constituye de una sola resistencia.

- La tensión de salida no depende de la tensión común a V_{in1} y V_{in2} , sino a la diferencia entre ellas.
- Un CMRR muy alto, mayor o igual a 100 dB.

3. Lista de equipo

La lista de equipos utilizados en el experimento se muestra en la tabla 3.

Tabla 3: Lista de equipos

Equipo	Sesión 1		Sesión 2	
	Modelo	Placa	Modelo	Placa
Osciloscopio				
Fuente DC analógica				
Fuente DC digital				
Medidor multifunción				
Generador de señales				

4. Lista de componentes

La lista de componentes utilizados en el experimento se muestra en la tabla 4.

Tabla 4: Lista de componentes

Componente	Sigla	Valor nominal	Valor medido
Amplificador	LM741C	-	-
Amplificador	LF353P	-	-
Resistor	R1	1 $k\Omega$	
Resistor	R2	1 $k\Omega$	
Resistor	R3	10 $k\Omega$	
Resistor	R4	10 $k\Omega$	
Resistor	R5	8.2 $k\Omega$	
Resistor	R6	1 $k\Omega$	
Resistor	R7	1 $k\Omega$	
Resistor	R8	1 $M\Omega$	
Resistor	R9	1 $M\Omega$	
Resistor	R10	1 $M\Omega$	
Potenciómetro	P1	10 $k\Omega$	
Trimmer	T1	1 $k\Omega$	

5. Diseño

5.1. Cálculo del CMRR, en términos de R_1, R_2, R_3 y R_4

El CMRR se obtiene de la ecuación 13. Donde A_d es la ganancia diferencial y A_{cm} es la ganancia en modo común. Ahora para encontrar el valor del CMRR se utiliza la siguiente ecuación:

$$V_o = A_d(V_p - V_p) + A_{cm}(V_p + V_p) \quad (12)$$

La expresión del CMRR en términos de las resistencias es la siguiente:

$$CMRR = \frac{R_4(R_1 + R_3) + R_3(R_2 + R_4)}{2(R_4(R_1 + R_3) - R_3(R_2 + R_4))} \quad (13)$$

*Ver desarrollos en seccion de anexos.

5.2. Relación entre los componentes pasivos que eliminan por completo la componente de modo común.

Tomando la relación encontrada para el A_{cm} , como se puede observar en la sección de anexos, y al igualar esta expresión a cero encontramos la relación para eliminar la componente común de la configuración.

$$\frac{R_2}{R_4} = \frac{R_1}{R_3} \quad (14)$$

En resistores reales es muy difícil cumplir esta relación, por lo tanto, para asegurar que el circuito sea completamente diferencial se podría sustituir R_4 por un potenciómetro y ajustar el circuito de manera que se cumpla esta relación.

5.3. Cálculo de ganancia diferencial

Utilizando la relación del punto anterior en la expresión de encontramos la relación del modo diferencial. Los pasos que llevaron a este resultado se muestran en la sección de anexos.

$$A_d = \frac{R_3}{R_1} \quad (15)$$

5.4. Diseño de amplificador diferencial de ganancia 10

Primeramente se utiliza la relación encontrada en el punto dos para hacer la configuración puramente diferencial. y como se indica en el desarrollo indicado en los anexos la relación de resistencias para cumplir una ganancia de 10 es la siguiente:

$$R_2 = R_1 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

En la figura 6 se muestra el circuito que representa dicho amplificador.

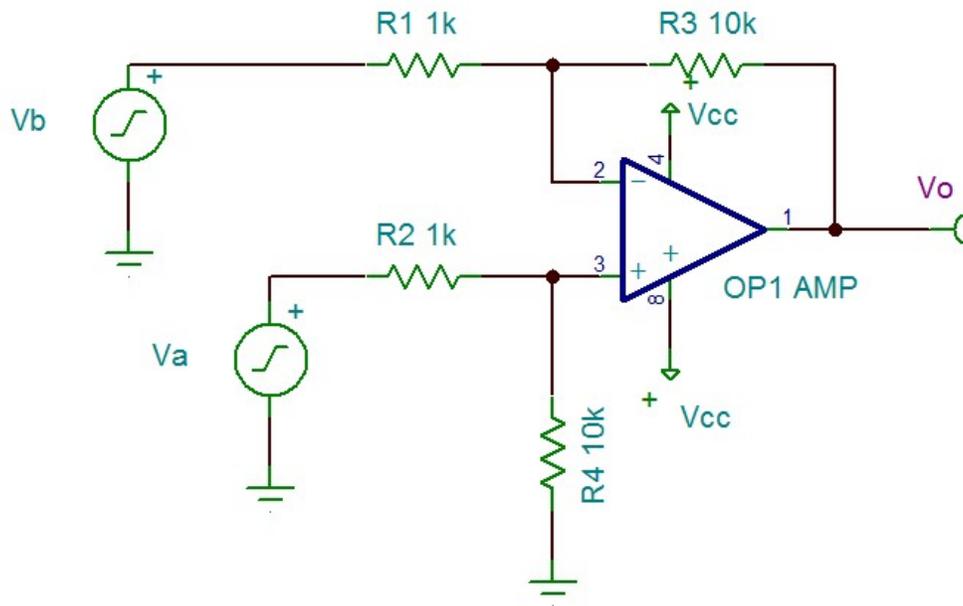


Figura 6: Amplificador diferencial de ganancia 10

Y la simulación general se muestra en la figura 7.

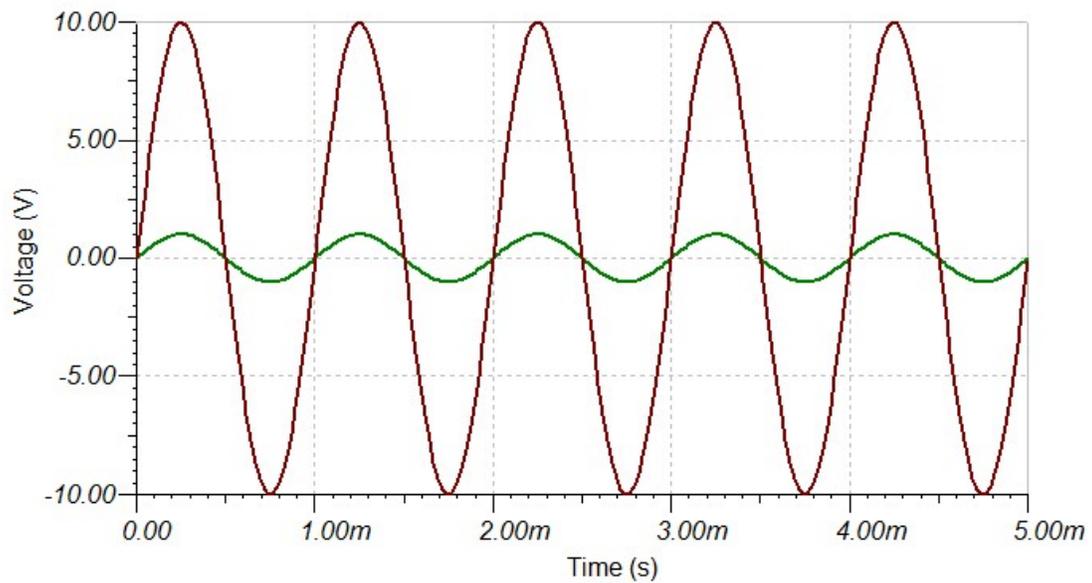


Figura 7: Simulación del amplificador diferencial de ganancia 10

5.5. Definir FTLC y FTLA del circuito propuesto

Los pasos que llevaron al resultado presentado a continuación, se observan en la sección de anexos.

5.5.1. FTLA y FTLC para el LF353 con valores típicos

$$FTLA = 11s + 25,13 \cdot 10^6 \quad (16)$$

$$FTLC = \frac{251,3 \cdot 10^6}{11s + 25,13 \cdot 10^6} \quad (17)$$

5.5.2. FTLA y FTLC para el LM741 con valores típicos

$$FTLA = 11s + 9,42 \cdot 10^6 \quad (18)$$

$$FTLC = \frac{94,2 \cdot 10^6}{11s + 9,42 \cdot 10^6} \quad (19)$$

5.6. Diagramas de Bode utilizando valores mínimos y típicos de los amplificadores operacionales LM741 y LF353

5.6.1. Diagramas de Bode para el LM741

Primeramente se obtiene la función de transferencia para el circuito utilizando el valor mínimo, según los datos del fabricante de la tabla 1. La FTLC que se obtiene es la siguiente:

$$FTLC = \frac{27,4 \cdot 10^6}{11s + 2,74 \cdot 10^6} \quad (20)$$

Utilizando MATLAB, se obtienen los valores de cruce por 0dB y frecuencia de corte.

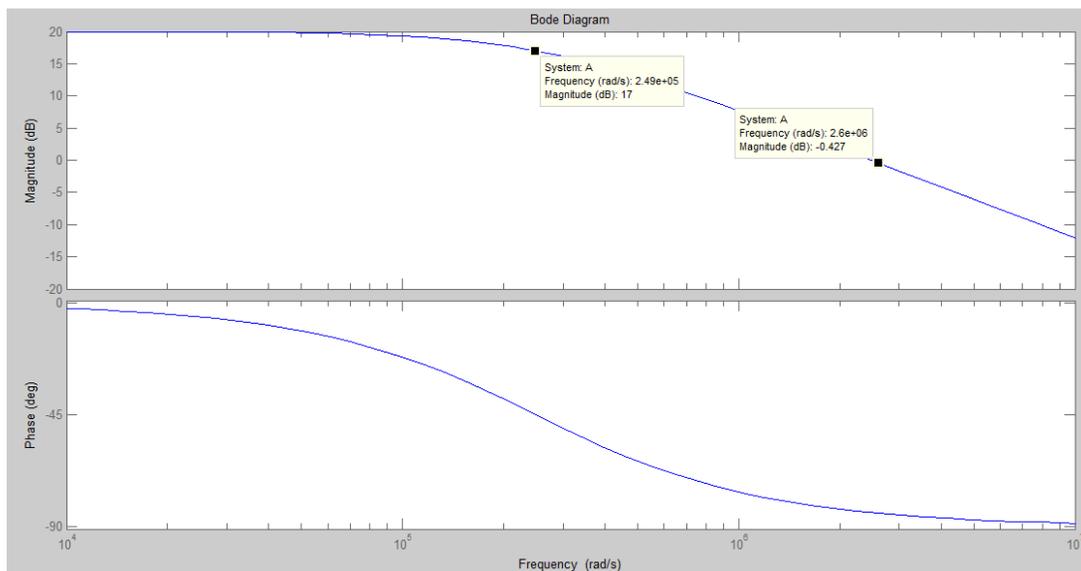


Figura 8: Diagrama de bode LM741 con valores mínimos, utilizando MATLAB

Se utilizan los valores típicos para obtener la siguiente FTLC

$$FTLC = \frac{94,2 \cdot 10^6}{11s + 9,42 \cdot 10^6} \quad (21)$$

Ahora seguidamente, se presenta el diagrama de bode del LM741 con valores típicos

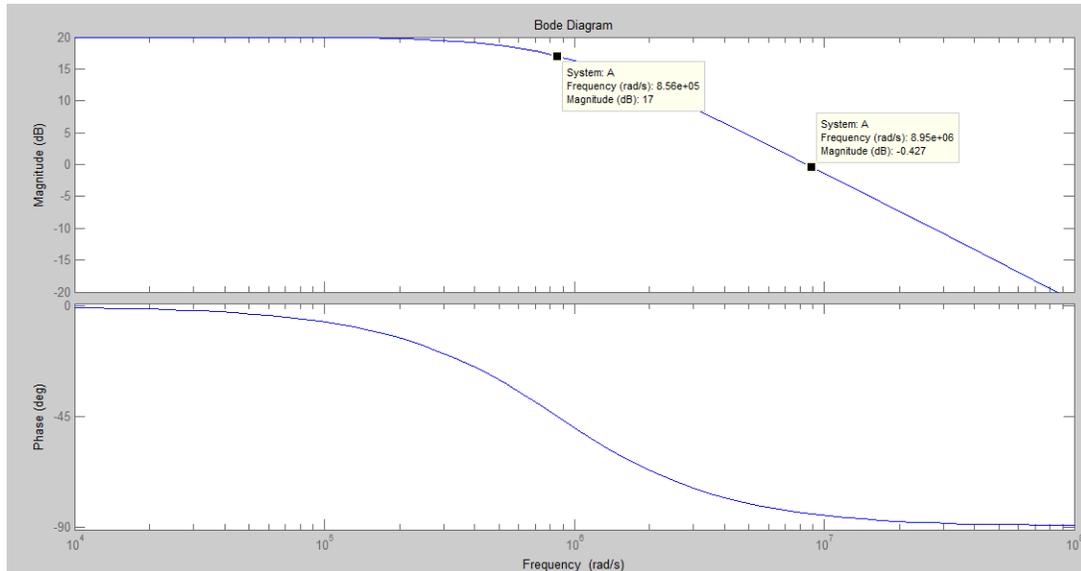


Figura 9: Diagrama de bode LM741 con valores típicos, utilizando MATLAB

5.6.2. Diagramas de Bode para el LF353

Primeramente se obtiene la función de transferencia para el circuito utilizando el valor mínimo. La FTLC que se obtiene es la siguiente

$$FTLC = \frac{169,6 \cdot 10^6}{11s + 19,96 \cdot 10^6} \quad (22)$$

Utilizando MATLAB, se obtienen los valores de cruce por 0dB y frecuencia de corte.

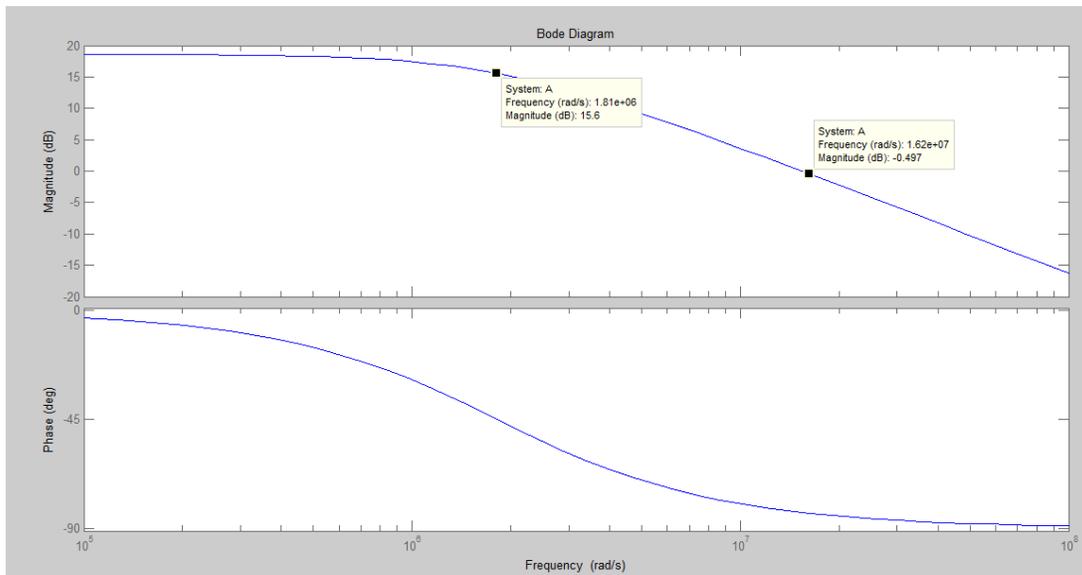


Figura 10: Diagrama de bode LF353 con valores mínimos, utilizando MATLAB

Se utilizan los valores típicos para obtener la siguiente FTLC

$$FTLC = \frac{251,3 \cdot 10^6}{11s + 25,13 \cdot 10^6} \tag{23}$$

Ahora seguidamente, se presenta el diagrama de bode del LS353 con valores típicos

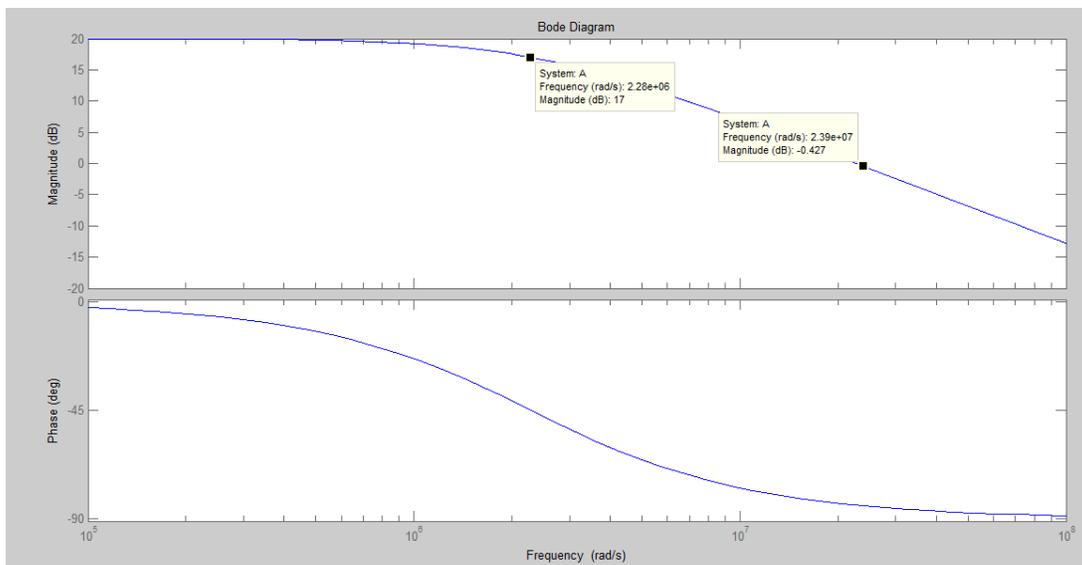


Figura 11: Diagrama de bode LF353 con valores típicos, utilizando MATLAB

5.7. Respuesta en frecuencia del circuito

Utilizando la herramienta TINA se sumula cada uno de los amplificadores. Como se muestra en las figuras 12 y 13.

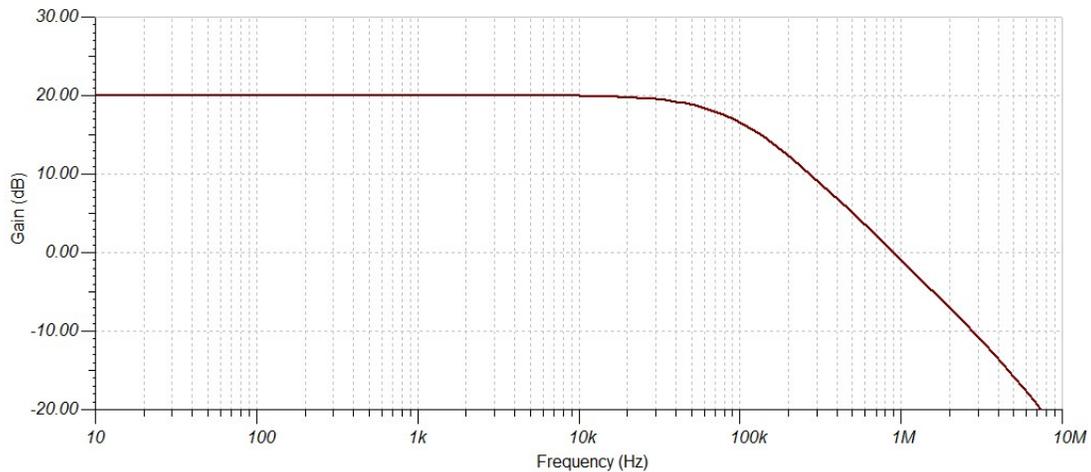


Figura 12: Respuesta en frecuencia del LM741 en TINA.

El ancho de banda (a 14,14 dB) de acuerdo a la simulación es 154,5 kHz y el cruce por 0 dB es 897 kHz.

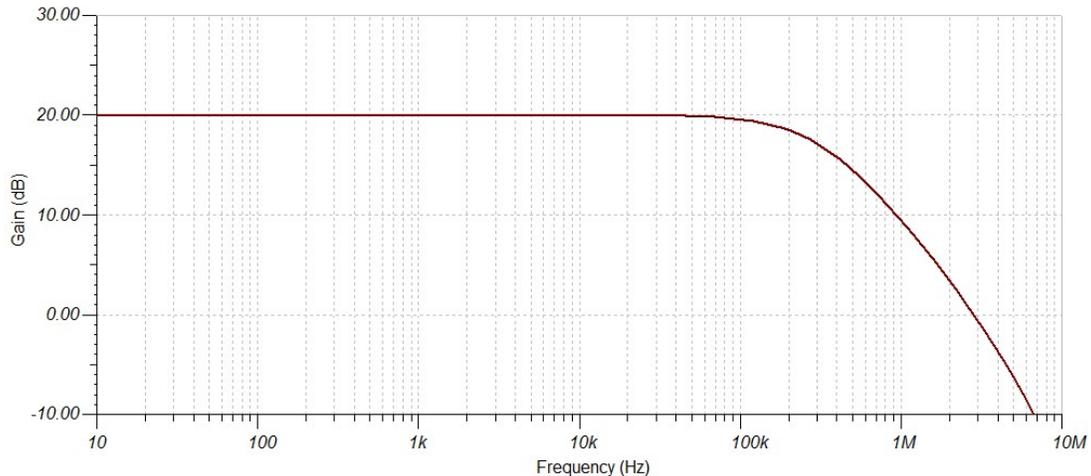


Figura 13: Respuesta en frecuencia del LF353 en TINA.

El ancho de banda es 527,6 kHz y el cruce por 0 dB es 2,84 MHz.

5.8. Resumen de resultados de los anteriores dos puntos

Tabla 5: Resumen de Resultados

Diseño	LM741		LF353	
	BW (rad/s)	W_0 (rad/s)	BW (rad/s)	W_0 (rad/s)
Bode (valores mínimos)	$249 \cdot 10^3$	$2.6 \cdot 10^6$	$181 \cdot 10^3$	$1.62 \cdot 10^7$
Bode (valores Típicos)	$856 \cdot 10^3$	$8.95 \cdot 10^6$	$2.28 \cdot 10^6$	$2.39 \cdot 10^7$
Respuesta en frecuencia	$970,75 \cdot 10^3$	$5,63 \cdot 10^6$	$3,31 \cdot 10^6$	$1,784 \cdot 10^7$

Como se observa en la tabla anterior, los valores GB para el LM741 son muy similares en valores típicos y la simulación; sin embargo, no así la frecuencia de cruce por cero. Para el LF353 la coincidencia está en la frecuencia de cruce por cero en valores mínimos y la simulación.

5.9. Experimentos de medición

5.9.1. Tensión offset

Se debe armar el circuito diferencial con la siguiente configuración en lazo cerrado:

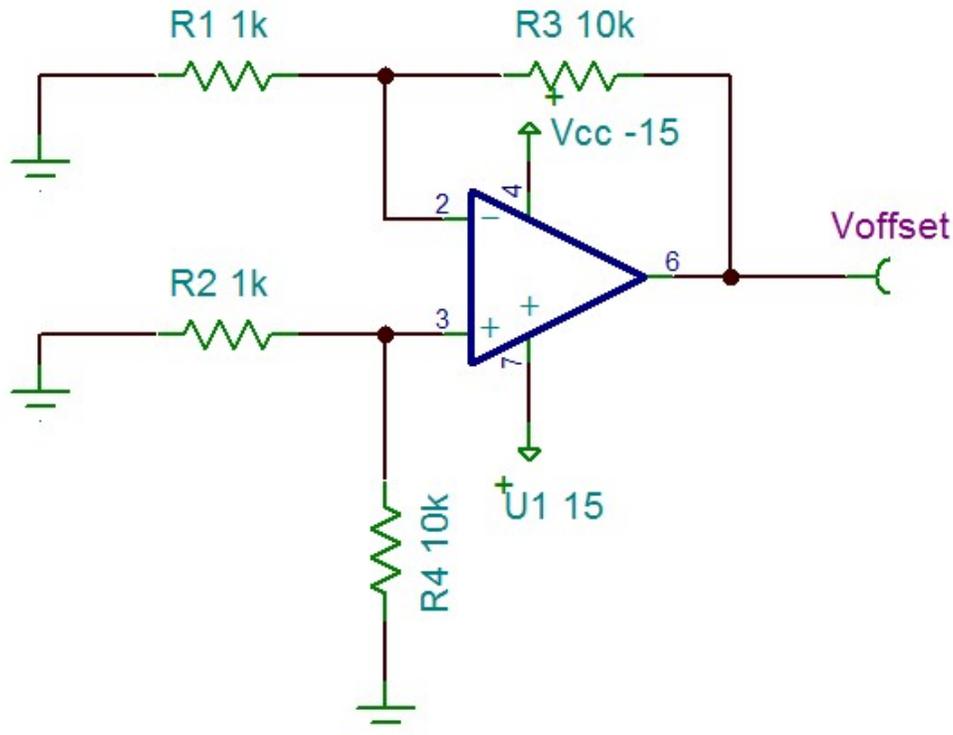


Figura 14: Circuito para medir el offset

La simulación es:

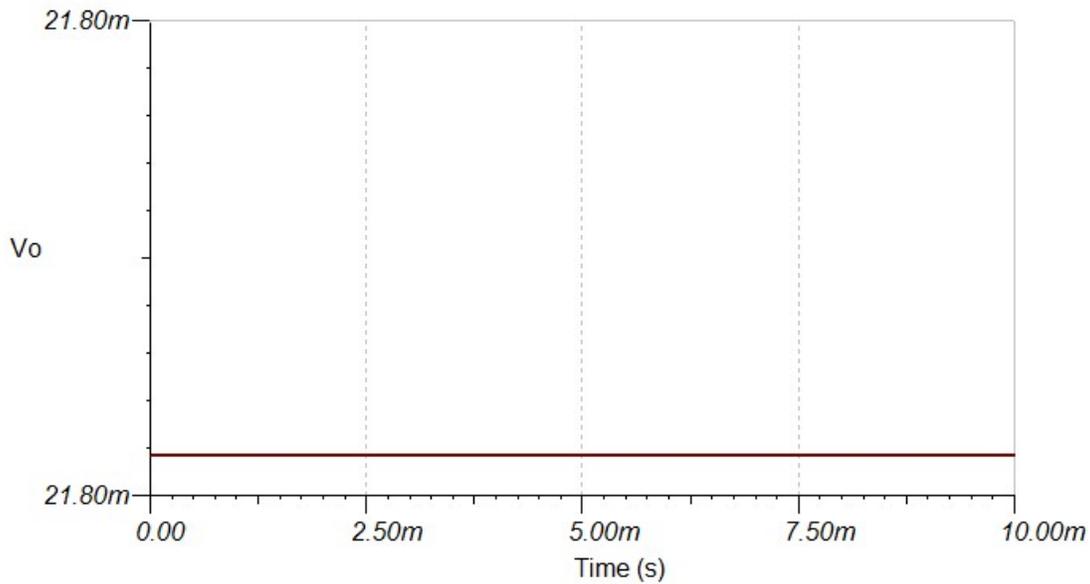


Figura 15: Simulación del offset de 21.8 mV para el uA741C

En caso de que la tensión de offset sea mayor a 10^{-3} se debe realizar el procedimiento descrito en las secciones 2.1.1 y las figuras 2 y 4.

5.9.2. CMRR del amplificador diferencial

La ganancia en modo diferencial se puede medir con el circuito de la figura 6 utilizando las dos tensiones de entrada DC, para facilitar, con signo opuesto y que sumen la unidad. Luego se realiza el cociente entre la salida y la tensión diferencial de entrada (ecuación 24); esto suponiendo que la ganancia de modo común es muy pequeña (el propósito del diseño). De otra forma, se utiliza la ecuación 15 para hacer el cálculo aproximado con los componentes.

$$A_d = \frac{V_o}{V_a - V_b} \quad (24)$$

Luego, tomando en cuenta las ecuaciones 2, 3, se implementa el circuito de la figura 16 aplicando una tensión común en ambas entradas del amplificador diferencial (1 V DC para no saturar el operacional). Para así medir experimentalmente la ganancia de tensión en modo común A_{cm} . Una vez medidas ambas ganancias se introducen en la ecuación 7 para obtener la CMRR.

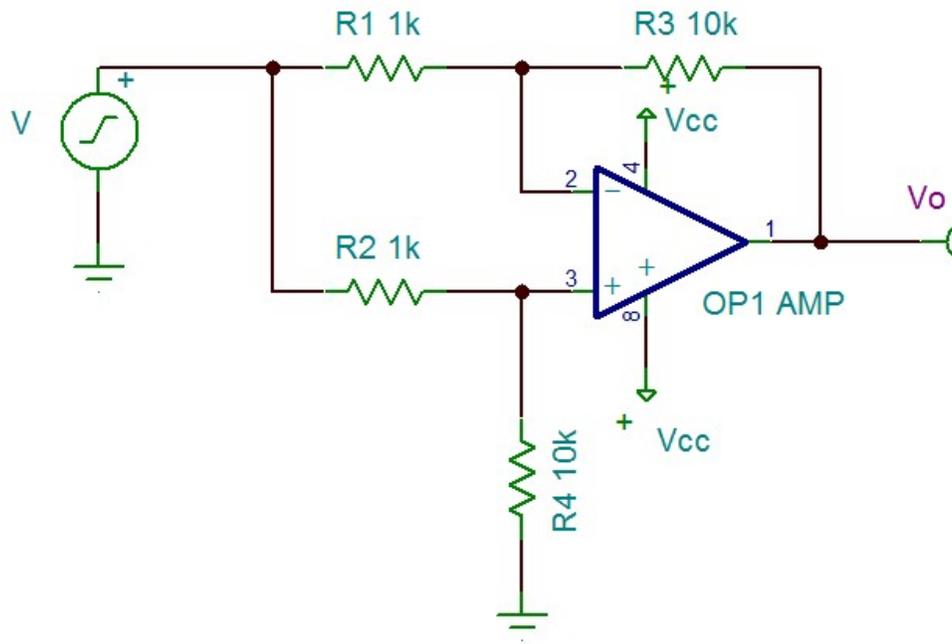


Figura 16: Experimento para medir A_{cm}

Estas ecuaciones son,

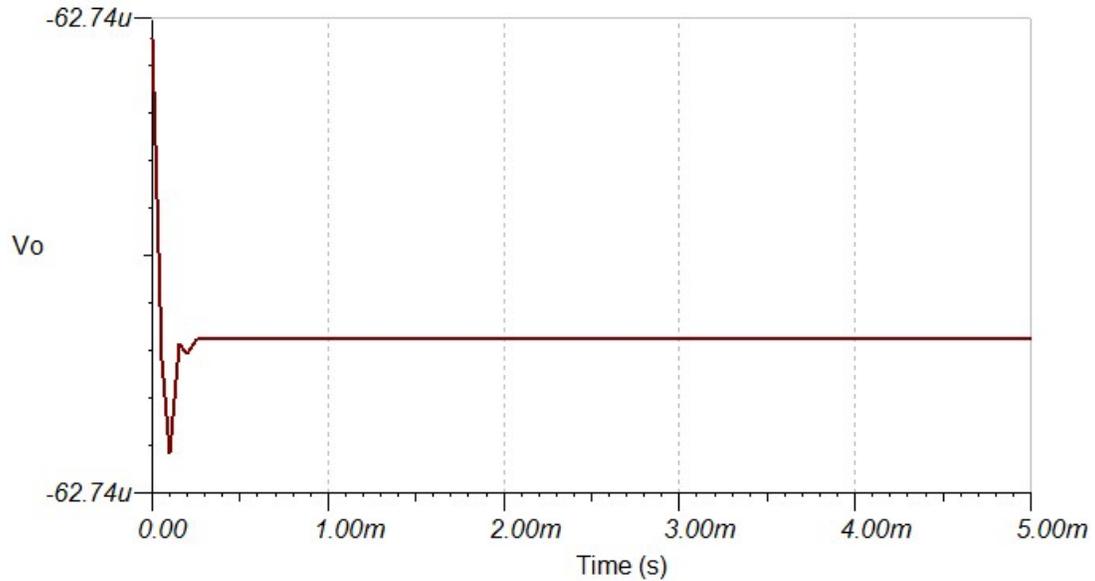
$$A_{cm} = \frac{V_o}{V}$$

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{cm}} \right)$$

y la ganancia diferencial con los componentes,

$$A_d = \frac{R_3}{R_1}$$

La simulación se muestra en la figura 17.

Figura 17: Acm de $62 \cdot 10^{-3}$ para el uA741C

5.9.3. Ancho de banda y frecuencia de cruce por 0 dB

Se aterriza la entrada que va a la terminal negativa del amplificador diferencial y se realiza un barrido de frecuencias mediante un Generador de Señales conectado a la entrada no inversora del amplificador, mostrado en la figura 18. Y una vez hecho esto, el ancho de banda será cuando la ganancia V_o/V sea 0,707 veces su valor máximo. Ahora bien, la frecuencia donde cruza 0 dB será cuando la ganancia es 1.

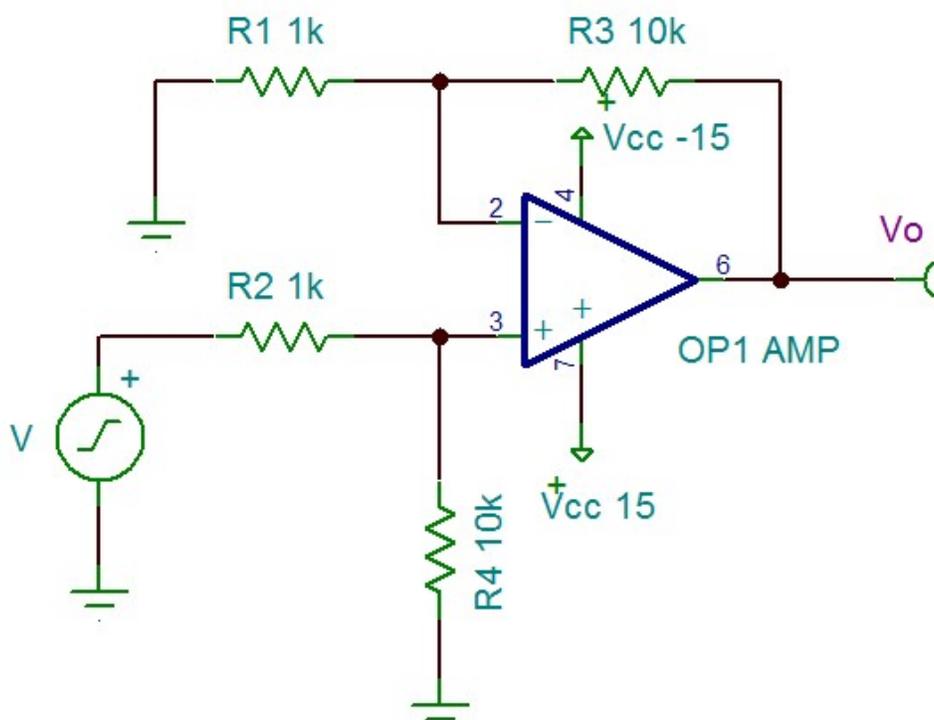


Figura 18: Experimento para medir ancho de banda

5.9.4. *Slew rate*

Para esta medición se utilizará el circuito de la figura 19. Se aplica una señal cuadrada en la entrada, y se va aumentando la frecuencia de esta señal hasta observar en la salida una señal que apenas llegue a su valor máximo en cada ciclo, es decir, una señal casi triangular con sus picos recortados a 1 V de amplitud.

Luego de esto se la diferencia en el tiempo dependiendo de las divisiones del osciloscopio de los extremos del ciclo, y mediante estas lecturas se determina la rapidez de cambio *slew rate* con la ecuación 9.

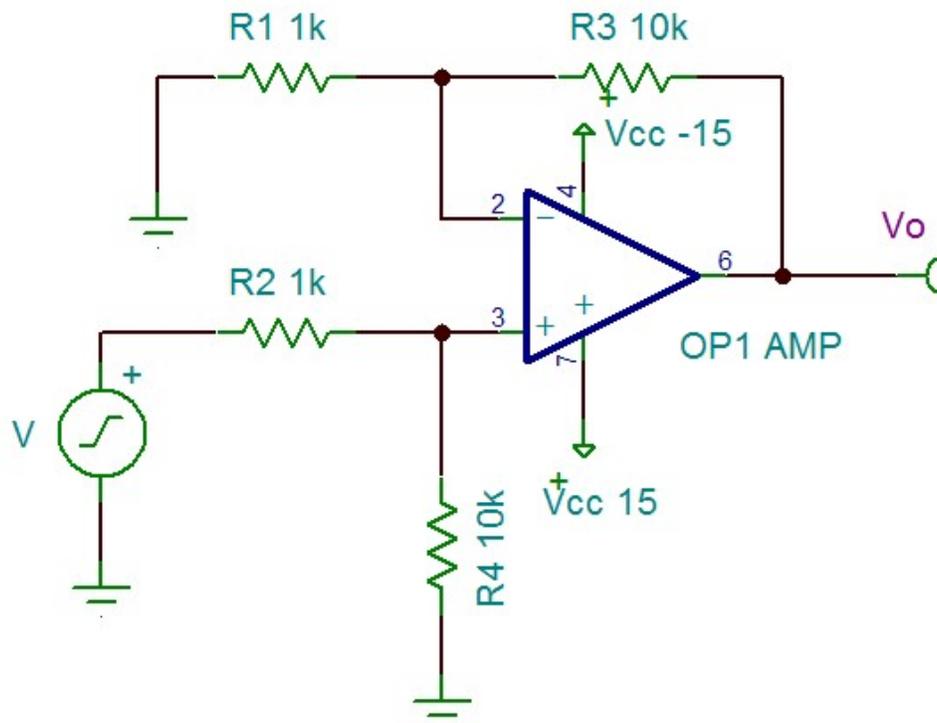


Figura 19: Circuito para medir el *slew rate*

Y la simulación es la siguiente:

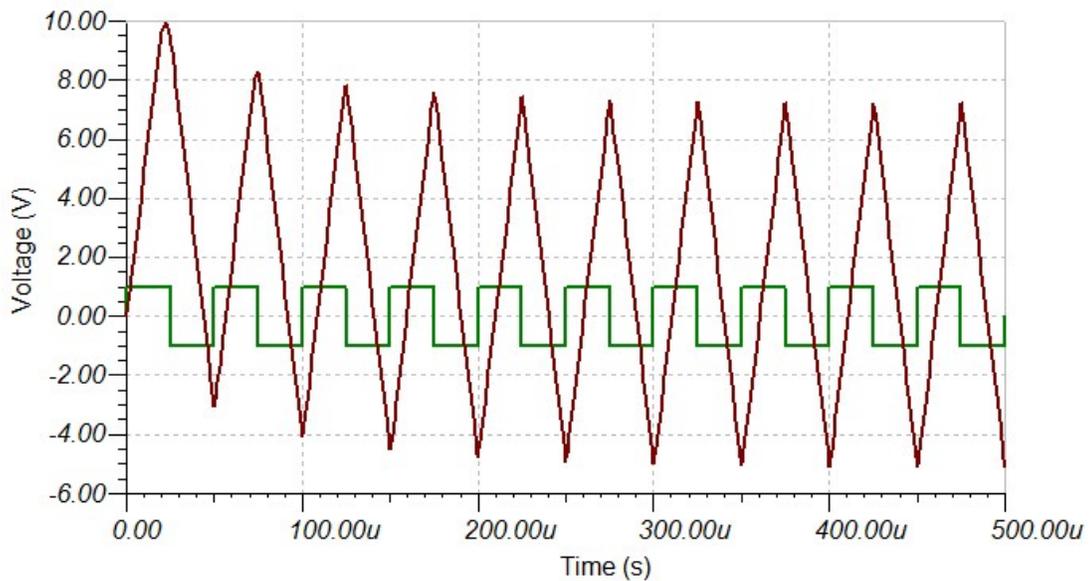


Figura 20: Slew rate de $0,382 \text{ V}/\mu\text{s}$ con $f = 20k \text{ Hz}$ para el uA741

5.10. Frecuencia de potencia plena

A partir de la ecuación 11 y con el valor típico del Slew Rate según los datos del fabricante para el LM741 adjuntos en los anexos. Supongase una tensión de prueba de 5 V. Entonces,

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi V_a} = 15,92 \text{ kHz}$$

5.11. CMRR ajustable

Se observa de las ecuaciones 7, 14 y 24, que el valor del CMRR depende de los elementos pasivos conectados al amplificador, si se sustituye alguno de estos por un potenciómetro, se podrá controlar el valor del CMRR, en este caso, disminuirlo. Por ejemplo, colocando un potenciómetro de $10 \text{ k}\Omega$ o mayor en vez de R_4 , de esta forma cambiaría la relación 14 y ya no sería despreciable la ganancia en modo común. Por lo tanto, se ajustaría la CMRR del circuito dependiendo de la aplicación.

5.12. Valor de R_4 para que $\text{CMRR} = 100 \text{ dB}$

Usando la ecuación 13 sustituimos todos los valores de resistencias excepto el de R_4 ,

$$100 = 20 \log \left(\frac{R_4(1k + 10k) + 10k(1k + R_4)}{2(R_4(1k + 10k) - 10k(1k + R_4))} \right)$$

Se obtiene,

$$10^5(2R_4 - 20000) = 21R_4 + 10000$$

Despejamos R_4 ,

$$R_4 = 10001,43 \text{ }\Omega$$

El valor obtenido es muy cercano al valor antes utilizado en el diseño original. Esto implica que el CMRR del diseño va a ser muy sensible a los cambios en R_4 . Para mayor precisión se puede colocar un resistor de $9,2 \text{ k}\Omega$ en serie con un trimmer de $1 \text{ k}\Omega$ e ir ajustando la ganancia A_{cm} .

Es importante notar que es muy difícil aproximar el valor de un resistor de tanl forma, y además de que existe un valor de tensión offset. Por lo tanto, es mejor realiza el experimento a partir de la siguiente ecuación:

Si $V_a = V_b = 1 \text{ V}$ en la ecuación 8, entonces

$$V_o = A_{cm} + V_{offset} \quad (25)$$

De esta forma, encontramos el A_{cm} que nos cumple CMRR de 100 dB con la ecuación 7 y traducirlo a una tensión de salida regulada por el trimmer.

6. Procedimiento

1. Anotar el modelo y placa del equipo a utilizar en la tabla 3.
2. Medir el valor real de cada uno de los componentes y anotarlos en la tabla 4.
3. Armar el circuito de la figura 14 con el amplificador LM741 (ó uA741CN), y alimentar las tensiones del mismo con ± 15 V.
4. Medir la tensión de *offset* en la salida.
5. En caso de ser mayor a 10^{-3} , montar la configuración adicional en las terminales V_{offset} de la figura 3 hasta lograr un offset menor al descrito.
6. Armar el circuito de la figura 6 con el LM741.
7. Utilizar dos señales de entrada DC, $V_a = 0,5$ V y $V_b = -0,5$ V, y medir la tensión de salida para obtener la ganancia diferencial (debería aproximarse a 10) de acuerdo a la ecuación 24.
8. Modificar el circuito como se muestra en la figura 16.
9. Medir la tensión de salida con una entrada de 1 V DC, y utilizar la ecuación 3 para medir la ganancia en modo común.
10. Utilizar la ecuación 7 para calcular la CMRR.
11. Modificar las conexiones de entrada del circuito como se muestra en la figura 18.
12. Medir la entrada y la salida con los canales del osciloscopio y realizar un barrido de frecuencias de diez mediciones partiendo de 100 Hz hasta 10 MHz utilizando una onda de 1V AC (cuidar no pasar la saturación de ± 15 V), y calcular la ganancia para cada caso (debería ser el mismo valor de salida).
13. Obtener unas cinco mediciones más cerca de donde la ganancia es 0,707 veces su valor máximo; asimismo, donde la ganancia es 1, para obtener el ancho de banda y la frecuencia de cruce por 0 dB respectivamente.
14. Armar el circuito de la figura 19.
15. Utilizar una señal cuadrada de 1 V en la entrada, medir la entrada y la salida con los canales del osciloscopio, aumentar la frecuencia hasta observar en la salida una señal casi triangular que apenas llegue a su valor máximo (pico) en cada ciclo (comparando con la señal de entrada) como se muestra en la figura 20.
16. Obtener la diferencia de tiempo del ciclo de acuerdo al las lecturas del osciloscopio y la tensión V_{pp} de la salida distorsionada, es decir, las diferencias para la pendiente de la recta.
17. Mediante las lecturas determinar la *slew rate* con la ecuación 9.
18. Con las conexiones de las figuras 6 y 16 hacer el cambio del resistor R_4 por un resistor de 9.2 k Ω en serie con un trimmer de 1 k Ω para hacer las mediciones de CMRR ajustable de acuerdo a la ecuación 25.

19. Ajustar el valor de R_4 para CMRR de 100 dB (tomando en cuenta la A_{cm} y el offset de la ecuación 25) donde la salida cumpla con las especificaciones.
20. Realizar todos los procedimientos anteriores pero con el LF353, y de ser necesario reducir el *offset* utilizar la configuración de la figura 4.
21. Realizar el cálculo de dispersión de cada resultado respecto a los valores teóricos o simulados. Comentar los resultados.

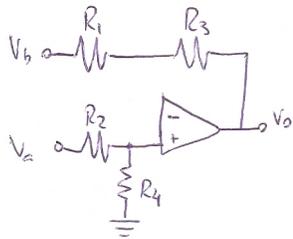
Referencias

- [1] *Amplificador Operacional*. Extraído el 11 de marzo del 2015 de <http://www.uhu.es/adoracion.hermoso/Documentos/Tema-4-AmpliOperc.pdf>
- [2] *LM741 Operational Amplifier*. Extraído el 11 de marzo del 2015 de <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>
- [3] *Guía de Laboratorio Electrico II*. Universidad de Costa Rica, Escuela de Ingeniería Eléctrica Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.
- [4] embedded. *Typically typical*. Recuperado el 11 de marzo del 2015 de: [http : //www.embedded.com/electronics – blogs/break – points/4418969/Typically – typical](http://www.embedded.com/electronics-blogs/break-points/4418969/Typically-typical)
- [5] Universidad Nacional de Colombia. *LECCION 5.8: AMPLIFICADOR OPERACIONAL*. Recuperado el 14 de marzo del 2015 de: [http : //www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040003/lecciones/cap4lecc5 – 8.htm](http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040003/lecciones/cap4lecc5-8.htm)

A. Anexos

A.1. Desarrollo para el diseño

- Desarrollo del diseño



$$\Rightarrow V^+ = \frac{V_a \cdot R_4}{R_4 + R_2}$$

$$V^- = \frac{R_1 \cdot V_o}{R_1 + R_3} + \frac{V_b \cdot R_3}{R_1 + R_3}$$

$$\Rightarrow \text{CCV} \rightarrow V^+ = V^-$$

$$\frac{V_a \cdot R_4}{R_4 + R_2} = \frac{R_1 \cdot V_o}{R_1 + R_3} + \frac{V_b \cdot R_3}{R_1 + R_3}$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{(R_1 + R_3) \cdot R_4 \cdot V_a}{(R_4 + R_2) \cdot R_1} - \frac{V_b \cdot R_3}{R_1}$$

$$V_o = \frac{V_a \cdot R_4 \cdot R_3 \left(\frac{R_1}{R_3} + 1 \right)}{R_4 \cdot R_1 \left(\frac{R_2}{R_4} + 1 \right)} - \frac{R_3 \cdot V_b}{R_1}$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{R_3}{R_1} \cdot \left[\left(\frac{R_1}{R_3} + 1 \right) \cdot V_a - V_b \right]$$

Cálculo de A_d

$$\Rightarrow \text{Si } V^+ = -V^- = \frac{V_d}{2}$$

$$V_o = A_d \left(\frac{V_d}{2} - \left(-\frac{V_d}{2} \right) \right) \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{A_d}{2}$$

Almora $\frac{V_d}{2} = V_a = -V_b$.

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_3}{R_1} \left(\frac{R_1/R_3 + 1}{R_2/R_4 + 1} + 1 \right) = A_d$$

Cálculo de A_{cm}

$$\text{Si } V^+ = V^- = V_d$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{R_3}{R_1} \left(\frac{R_1/R_3 + 1}{R_2/R_4 + 1} - 1 \right) = A_{cm}$$

$$\Rightarrow \text{CMRR} = \frac{A_d}{A_{cm}} = \frac{\frac{R_3}{2R_1} \left(\frac{R_1/R_3 + 1}{R_2/R_4 + 1} + 1 \right)}{\frac{R_3}{R_1} \left(\frac{R_1/R_3 + 1}{R_2/R_4 + 1} - 1 \right)}$$

$$\Rightarrow \text{CMRR} = \frac{R_4(R_1 + R_3) + R_3(R_2 + R_4)}{2(R_4(R_1 + R_3) - R_3(R_2 + R_4))}$$

Figura 21: Anexos

⇒ Eliminar A_{cm}

$$A_{cm} = 0 = \frac{R_3}{R_1} \left(\frac{R_1/R_3 + 1}{R_3/R_4 + 1} - 1 \right)$$

Relación de R 's

$$\Rightarrow \frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4}$$

⇒ Cálculo Ganancia Diferencial

Si $\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4}$, el Am. Op es totalmente diferencial.

$$\Rightarrow A_d = \frac{R_3}{R_1} \cdot 2$$

$$\Rightarrow A_d = \frac{R_3}{R_1}$$

⇒ Diseño Para $G = 10$

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} \rightarrow \text{se debe cumplir.}$$

$$\Rightarrow A_d = 10 = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_2}{R_4}$$

se proponen valores de

$$R_1 = R_2 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 10 \text{ K}\Omega$$

⇒ FTLC y FTLA

$$A(s) = \frac{GB}{s + \omega_a}; \quad GB = A_{vol} \cdot \omega_a$$

$$\Rightarrow V_o = A(s) (V^+ - V^-) = A(s) \cdot V_d$$

$$V^+ = V_i \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4}; \quad V^- = \frac{V_o \cdot R_1}{R_1 + R_3}$$

$$\text{como } R_1 = R_2 = 1 \text{ K}\Omega \\ R_3 = R_4 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$\Rightarrow V_o = A(s) \left(\frac{V_i \cdot 10}{11} - \frac{V_o}{11} \right)$$

$$V_o \left(1 + \frac{A(s)}{11} \right) = \frac{10}{11} V_i \cdot A(s)$$

$$\frac{V_o}{V_i} \left(11 + \frac{A(s)}{11} \right) = \frac{10}{11} A(s)$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{10 A(s)}{A(s) + 11}$$

de la hoja de Datos del LM741

$$GBW = 1,5 \text{ MHz}$$

$$A_{vol} = 200\,000$$

$$GB = 2\pi \cdot GBW = 9,42 \times 10^6$$

$$\omega_a = \frac{GB}{A_{vol}} = 47,12 \text{ rad/s}$$

$$\Rightarrow A(s) = \frac{9,42 \times 10^6}{s + 47,12}$$

Figura 22: Anexos

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{10 \cdot 9,42 \times 10^6}{s + 47,12} \cdot \frac{1}{9,42 \times 10^6 + 11s + 518,32}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{94,2 \times 10^6}{11s + 9,42 \times 10^6} = FTLC$$

FTLA
Se sabe que $FTLC = \frac{A}{1 + \frac{A \cdot B}{s}}$

$$\frac{94,2 \times 10^6}{11s + 9,42 \times 10^6} = \frac{A}{1 + \frac{A \cdot B}{s}}$$

$$\Rightarrow A = 94,2 \times 10^6$$

$$11s + 9,42 \times 10^6 = 1 + \frac{A \cdot B}{s}$$

$$\Rightarrow \frac{11s + 9,42 \times 10^6 - 1}{94,2 \times 10^6} = B$$

$$\Rightarrow B = 1,17 \times 10^{-7} s + \frac{1}{10}$$

$$\Rightarrow FTLA = A \cdot B = 11s + 9,42 \times 10^6$$

1. Para el LS 353

GBW = 4 MHz

$A_{v02} = 100\,000$

$GB = 25,13 \times 10^6$

$\omega_c = 251,32 \text{ rad/s}$

$$A(s) = \frac{25,13 \times 10^6}{s + 251,32}$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{10 \cdot 25,13 \times 10^6}{s + 251,32} \cdot \frac{1}{25,13 \times 10^6 + 11s + 2764,5}$$

$$FTLC = \frac{25,13 \times 10^6}{11s + 25,13 \times 10^6}$$

$$\rightarrow FTLA = 11s + 25,13 \times 10^6$$

• Valores infinitos

LM741 $A_{v02} = 50\,000$

GBW = 0,437 MHz

$GB = 2,74 \times 10^6$

$\omega_c = 54,8 \text{ rad/s}$

$$A(s) = \frac{2,74 \times 10^6}{s + 54,8}$$

$$\Rightarrow FTLC = 2,74 \times 10^6$$

Figura 23: Anexos

• LS 353

$$A_{vol} = 25000$$

$$GBW = 2,7 \text{ MHz}$$

$$GB = 16,96 \times 10^6$$

$$\omega_a = 678,4 \text{ rad/s}$$

$$A(s) = \frac{16,96 \times 10^6}{s + 678,4}$$

$$\Rightarrow FTLC = \frac{16,96 \times 10^6}{11s + 16,96 \times 10^6}$$

Figura 24: Anexos

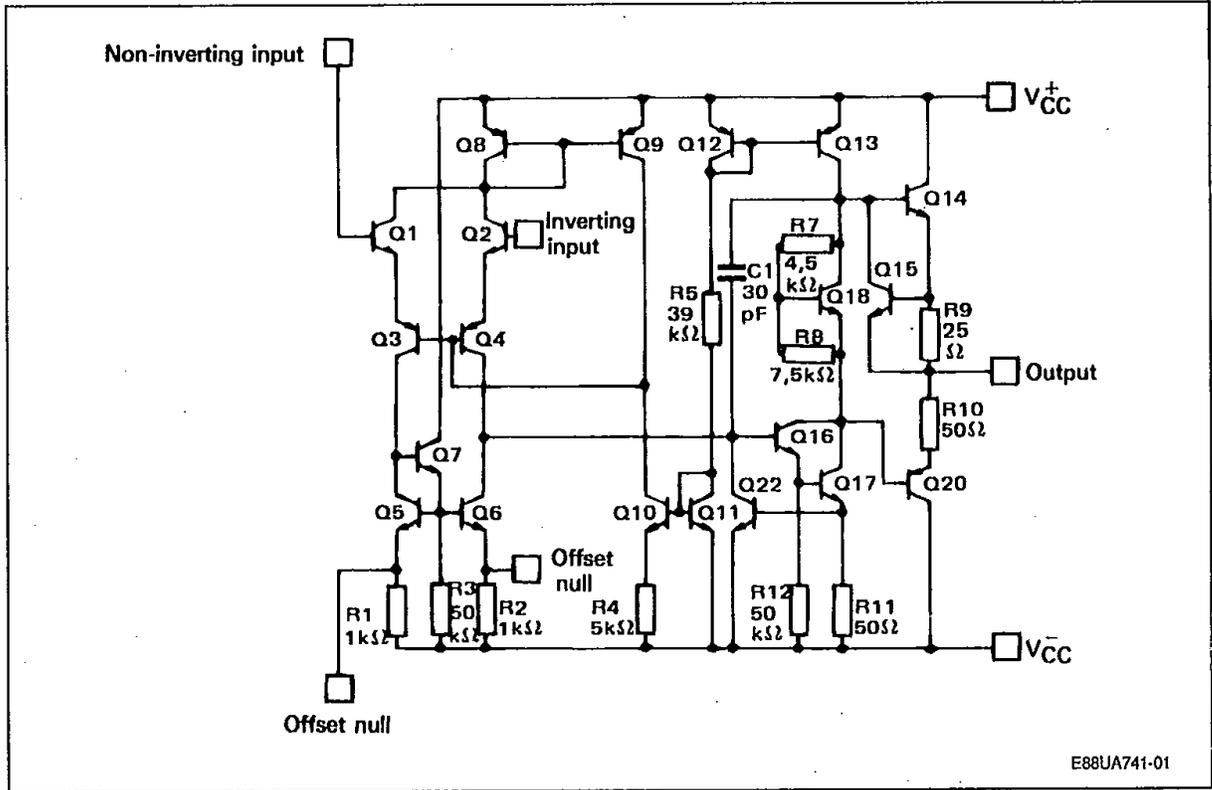
A.2. uA741CN

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS S G S-THOMSON

30E D

Symbol	Parameter	Value			Unit
		UA741M, A	UA741I	UA741C, E	
V _{CC}	Supply Voltage	± 22	± 22	± 22	V
V _I	Input Voltage	± 15	± 15	± 15	V
V _{id}	Differential Input Voltage	± 30	± 30	± 30	V
P _{tot}	Power Dissipation	500	500	500	mW
	Output Short-circuit Duration	Infinite			
T _{oper}	Operating Free-air Temperature Range	- 55 to + 125	- 40 to + 105	0 to + 70	°C
T _{stg}	Storage Temperature Range	- 65 to 150	- 65 to 150	- 65 to 150	°C

SCHEMATIC DIAGRAM



E88UA741-01

Case	Offset Null	Inverting Input	Non-Inverting Input	V _{CC}	V _{CC}	Output	N.C.
TO99/DIP8/CERDIP8/SO8	1, 5	2	3	4	7	6	8
DIP14	3, 9	4	5	6	11	10	*
LCC20	2, 12	5	7	10	17	15	*

* TO116, LCC20 : Other pins are not connected.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS S G S-THOMSON

30E D

UA741M/A : $-55\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +125\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{CC}} = \pm 15\text{ V}$ UA741I : $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +105\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{CC}} = \pm 15\text{ V}$ UA741C/E : $0\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +70\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{CC}} = \pm 15\text{ V}$

(unless otherwise specified)

T-79-05-10

Symbol	Parameter	UA741C, E, I, M, A			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{IO}	Input Offset Voltage $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$ UA741E, A $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		1 1	5 6 2 4	mV
I_{IO}	Input Offset Current $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		2	20 40	nA
I_{IB}	Input Bias Current $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		10	100 200	nA
A_{VD}	Large Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	50 25	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	77 77	90		dB
I_{CC}	Supply Current, no Load $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		1.7	2.8 3.3	mA
V_{I}	Input Voltage Range $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	- 12 - 12		+ 12 + 12	V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	70 70	90		dB
I_{OS}	Output Short-circuit Current $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	10	25	40	mA
$\pm V_{\text{OPP}}$	Output Voltage Swing $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$	12 10 12 10	14 13		V
S_{VO}	Slew-rate ($V_{\text{I}} = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L \leq 100\text{ pF}$, $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unity gain)	0.25	0.5		V/ μs
t_{r}	Rise Time ($V_{\text{I}} = \pm 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L \leq 100\text{ pF}$, $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unity gain)		0.3		μs
K_{OV}	Overshoot ($V_{\text{I}} = \pm 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L \leq 100\text{ pF}$, $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unity gain)		5		%
R_{I}	Input Resistance, $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	0.3	2		$\text{m}\Omega$